

CENTRO UNIVERSITÁRIO DA FEI

MARCELO LUIZ DA COSTA FERREIRA

**PROPOSTA DE *HARDWARE* PARA AQUISIÇÃO SIMULTÂNEA MULTICANAL E
SUA APLICAÇÃO NA LOCALIZAÇÃO DE FONTES SONORAS**

São Bernardo do Campo

2015

MARCELO LUIZ DA COSTA FERREIRA

**PROPOSTA DE *HARDWARE* PARA AQUISIÇÃO SIMULTÂNEA MULTICANAL E
SUA APLICAÇÃO NA LOCALIZAÇÃO DE FONTES SONORAS**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Centro
Universitário da FEI para a obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica, orientado pelo
Prof. Dr. Ivandro Sanches.

São Bernardo do Campo
2015

Ferreira, Marcelo Luiz da Costa.

Proposta de hardware para aquisição simultânea multicanal e sua aplicação na localização de fontes sonoras / Marcelo Luiz da Costa Ferreira. São Bernardo do Campo, 2015.

94 f. : il.

Dissertação - Centro Universitário da FEI.

Orientador: Prof. Dr. Ivandro Sanches.

1. Hardware. 2. Aquisição simultânea multicanal. 3. Microphone array. I. Sanches, Ivandro, orient. II. Título.

CDU 681.3

Aluno: Marcelo Luiz da Costa Ferreira

Matrícula: 113119-2

Título do Trabalho: Proposta de hardware para aquisição simultânea multicanal e sua aplicação na localização de fontes sonoras.

Área de Concentração: Processamento de Sinais

Orientador: Prof. Dr. Ivandro Sanches

Data da realização da defesa: 25/02/2015

ORIGINAL ASSINADA

A Banca Examinadora abaixo-assinada atribuiu ao aluno o seguinte:

APROVADO ☒

REPROVADO ☐

São Bernardo do Campo, 25 de Fevereiro de 2015.

MEMBROS DA BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Ivandro Sanches

Ass.: _____

Prof. Dr. José Carlos de Souza Júnior

Ass.: _____

Prof. Dr. Miguel Arjona Ramírez

Ass.: _____

VERSÃO FINAL DA DISSERTAÇÃO

**ENDOSSO DO ORIENTADOR APÓS A INCLUSÃO DAS
RECOMENDAÇÕES DA BANCA EXAMINADORA**

Aprovação do Coordenador do Programa de Pós-graduação

Prof. Dr. Carlos Eduardo Thomaz

Para Suzene, Stéfano, Túlio e Teresinha.

AGRADECIMENTOS

À Suzene Fausto e Stéfano Costa, pelo amor, carinho, apoio constante, estímulo, e compreensão.

Aos meus familiares, amigos e colegas que me impulsionaram com muitas ondas positivas em todos os momentos.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Ivandro Sanches, pela confiança no meu trabalho.

À Coordenação e Secretaria de Pós-Graduação Stricto Sensu, em especial aos amigos Adriana, Márcia e Ricardo pelas orientações, atenção e paciência durante a execução deste trabalho.

Ao Centro Universitário da FEI, em especial ao Programa de Pós-Graduação, pela oportunidade de realização do curso e por oferecer toda a infraestrutura necessária para a realização deste trabalho.

À CAPES e ao Centro Universitário da FEI pelo apoio financeiro por meio do projeto Processamento Multicanal do Sinal de Voz (P-2205.02/2013) e bolsa de mestrado parcial CAPES/PROSUP/TAXA.

À todas as pessoas que contribuíram direta ou indiretamente para realização deste trabalho.

“As pessoas não vão ter tempo para você se você sempre estiver com raiva ou reclamando.”

“People won't have time for you if you are always angry or complaining.”

Stephen Hawking

RESUMO

Arranjos de microfones, ou *microphone arrays*, têm a forte tendência para estar cada vez mais presentes em dispositivos da vida cotidiana, ou seja, nos aparelhos de telefonia celular, consoles de jogos, equipamentos militares e aqueles pertencentes ao campo da medicina, como os de implantes auditivos. Este trabalho descreve o desenvolvimento de uma arquitetura de aquisição e conversão analógico/digital (A/D) simultânea de 8 canais de microfones para se conectar a um microcontrolador ou microprocessador e que possui um bom custo/benefício com valor abaixo de US\$1,000. A escolha dos principais componentes como o TS472 e o ADS8568 permitiu cumprir os requisitos. Foram desenvolvidos algoritmos que permitiram a realização da correlação cruzada em amostras pseudoaleatórias de distribuição normal, senoidais e de áudio e os resultados obtidos foram analisados e comentados neste trabalho. Após o término do desenvolvimento e implementação do *hardware* foi desenvolvido o programa de aquisição e controle inicial que permitiu a captura de amostras com a utilização do arranjo de microfones com geometria espacial linear e diversos posicionamentos de uma fonte sonora. Este sistema possibilitará desenvolver futuras pesquisas em filtragem espacial para localização de fontes sonoras e melhoria da relação sinal-ruído.

Palavras-chave: *Hardware*. Aquisição simultânea multicanal. *Microphone array*.

ABSTRACT

Microphone arrays, have the strong tendency to be increasingly present in everyday life devices, ie devices in mobile telephony, gaming consoles, military equipment and those belonging to the field of medicine, such as hearing implants. This work describes the development of a hardware and software architecture for capturing and converting simultaneous 8-channels analog signals to digital (A/D) from microphones, interfacing to a microcontroller or microprocessor and with a good cost-benefit ratio, under US\$1,000. The choice of main components as the TS472 and ADS8568 allowed to fulfill the requirements. Developed algorithms allowed the realization of the cross-correlation of pseud-random, sinusoidal and audio samples and the results were analyzed and discuss in this study. A developed control/acquition software allowed the acquisition of samples using the microphone array in a linear spatial geometry disposition and with several sound source location. The system will enable the development of future research on spatial filtering for sound localization and improved signal to noise ratio.

Keywords: Hardware. Simultaneous acquisition. Microphone array.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Blocos Conversor Analógico/Digital	20
Figura 2	ADC de Rampa Digital	21
Figura 3	Conversor A/D SAR	22
Figura 4	Curva de aproximação SAR	22
Figura 5	Amostragem Real	23
Figura 6	Subsistema de amostragem e retenção	24
Figura 7	Efeitos da amostragem e retenção	24
Figura 8	Desempenho e características temporais	25
Figura 9	Componentes básicos de circuito <i>Sample & Hold</i>	26
Figura 10	Modelos de amostragens de um conversor A/D	26
Figura 11	Diagrama de blocos Amostragem com multiplexador de entradas	27
Figura 12	Diagrama de blocos Amostragem SSH	27
Figura 13	Diagrama de blocos Amostragem Multi ADC	28
Figura 14	Disposição espacial dos microfones	29
Figura 15	Diagrama de blocos do sistema proposto	34
Figura 16	Diagrama de blocos do subsistema de captura com saída diferencial	34
Figura 17	Diagrama de blocos do Subsistema de condicionamento de sinais	35
Figura 18	Bloco Conversor Analógico/Digital	36
Figura 19	Diagrama de blocos do Subsistema de processamento e controle.	37
Figura 20	Resposta em frequência do microfone CMA4544	38
Figura 21	Circuito de captura e transmissão de áudio por par diferencial	39
Figura 22	Gráfico de PSRR em função do filtro interno	39
Figura 23	Gráfico de frequência de corte superior de entr	40
Figura 24	Gráfico de frequência de corte inferior de entrada (Cin)	40
Figura 25	Gráfico de frequência de corte inferior de saída (Cout)	40
Figura 26	Esquemático do módulo de captura	41
Figura 27	Layout do módulo de captura	41
Figura 28	Placa do módulo de captura	42
Figura 29	Resposta em frequência do módulo de captura	43
Figura 30	Esquemático módulo de pré-processamento	44
Figura 31	Layout do módulo de pré-processamento	45
Figura 32	Placa do módulo de pré-processamento	45
Figura 33	Resposta em frequência do módulo de pré-processamento	46
Figura 34	Resposta em frequência do conjunto captura/pré-processamento	47
Figura 35	Resposta em frequência do conjunto captura/pré-processamento	47
Figura 36	Configuração de testes	48

Figura 37	Esquemático do subsistema de aquisição de sinais ADS8568	49
Figura 38	Layout do subsistema de aquisição de sinais ADS8568	49
Figura 39	Placa do sistema de aquisição simultânea de sinais	50
Figura 40	Vista superior da nova placa de aquisição	51
Figura 41	Vista inferior da nova placa de aquisição	51
Figura 42	Módulo Raspberry PI.	52
Figura 43	Módulo MCF52233DEMO.	53
Figura 44	Sinal de controle de início de conversão.	54
Figura 45	Frequência do sinal de controle de início de conversão.	54
Figura 46	Ciclo completo de leitura do ADc.	55
Figura 47	Ciclo completo de transferência serial.	55
Figura 48	<i>Frontend</i> de calibração e testes funcionais.	57
Figura 49	Configuração do ambiente de testes	57
Figura 50	Aquisição de amostras a 630 Hz e $+90^\circ$	58
Figura 51	Aquisição de amostras a 630 Hz e $+45^\circ$	59
Figura 52	Aquisição de amostras a 630 Hz e 0°	59
Figura 53	Aquisição de amostras a 630 Hz e -45°	60
Figura 54	Aquisição de amostras a 630 Hz e -90°	60
Figura 55	Configuração do primeiro ambiente de testes	61
Figura 56	Configuração do segundo ambiente de testes	62
Figura 57	Impulso sonoro amostrado a 10 m e -45°	62
Figura 58	Parcela da aquisição de impulso sonoro a 10 m e -45°	63
Figura 59	Comparativo dos sinais após a convolução.	64
Figura 60	Resultado esperado do algoritmo de simulação	66
Figura 61	Amostras pseudoaleatórias	67
Figura 62	Resultado algoritmo com amostras pseudoaleatórias sem aplicação fator	68
Figura 63	Amostras pseudoaleatórias	69
Figura 64	Resultado algoritmo com amostras pseudoaleatórias com fator Roth	69
Figura 65	Amostras pseudoaleatórias	70
Figura 66	Resultado algoritmo com amostras pseudoaleatórias com fator SCOT	71
Figura 67	Amostras pseudoaleatórias	72
Figura 68	Resultado algoritmo com amostras pseudoaleatórias com fator PHAT	72
Figura 69	Amostra senoidal amortecida utilizada na simulação	73
Figura 70	Amostras senoidais amortecidas	74
Figura 71	Resultado algoritmo com amostras senoidais amortecidas sem aplicação de fator	74
Figura 72	Amostras senoidais amortecidas	75
Figura 73	Resultado algoritmo com amostras senoidais amortecidas com fator Roth	76
Figura 74	Amostras senoidais amortecidas	77

Figura 75	Resultado algoritmo com amostras senoidais amortecidas com fator SCOT .	77
Figura 76	Amostras senoidais amortecidas	78
Figura 77	Resultado do algoritmo com amostras senoidais amortecidas com fator PHAT	78
Figura 78	Amostra de áudio utilizada na simulação	79
Figura 79	Amostras de áudio	80
Figura 80	Resultado do algoritmo com amostras de áudio sem aplicação de fator . . .	80
Figura 81	Amostras de áudio	81
Figura 82	Resultado do algoritmo com amostras de áudio com fator Roth	81
Figura 83	Amostras de áudio	82
Figura 84	Resultado do algoritmo com amostras de áudio com fator SCOT	83
Figura 85	Amostras de áudio	84
Figura 86	Resultado do algoritmo com amostras de áudio com fator PHAT	84

Lista de siglas

ADC ou A/D	Conversor Analógico para Digital (<i>Analog to Digital Converter</i>)
bps	Bit/s
D/A	Conversor Digital para Analógico (<i>Digital to Analog Converter</i>)
dB	Decibéis
EOC	Fim da conversão (<i>End of Conversion</i>)
E/S	Entrada e Saída
F_{CH}	Frequência de corte superior
F_{CL}	Frequência de corte inferior
DAC	Conversor Digital Analógico (<i>Digital to Analog Converter</i>)
Hz	Hertz
SPS	Amostras por segundo (<i>Samples per second</i>)
LPF	Filtro passa-baixa (<i>Low Pass Filter</i>)
LSB	Bit menos significativo (<i>Least Significant Bit</i>)
MA	Arranjo de microfones (<i>Microphone Array</i>)
mm	Milímetros
MSB	Bit mais significativo (<i>Most Significant Bit</i>)
PHAT	<i>Phase Transform</i>
PSRR	<i>Power Supply Rejection Ratio</i>
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse-width Modulation</i>)
RF	Rádio Frequência
SAR	Registrador por aproximação sucessiva (<i>Successive Approximation Register</i>)
SCOT	<i>Smoothed Coherence Transform</i>
sin	Função seno
S/H	Circuito <i>Sample & Hold</i>

SSH	<i>Simultaneous Sample & Hold</i>
UAV	Veículo aéreo não tripulado (<i>Unmanned Aerial Vehicle</i>)
UDP	<i>User Datagram Protocol</i>
V_{in}	Tensão de entrada
V_{ref}	Tensão de referência
WAV	<i>Waveform Audio file Format</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

τ	Atraso de chegada da fonte sonora relativo ao microfone
θ	Ângulo de azimute da fonte sonora que incide nos microfones
Δd	Diferença do caminho percorrido pela onda sonora
$\in$	Pertence a
$\mathbb{R}$	Conjunto dos números Reais
$\star$	Operação de Correlação
$*$	Operação de Convolução
$\mathcal{F}$	Transformada de Fourier
Ψ_R	Fator de Roth
Ψ_S	Fator de SCOT
Ψ_P	Fator de PHAT
μ	Micro
λ	Comprimento de onda
c	Velocidade do som
f_s	Frequência de amostragem
N_s	Número de amostras

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Apresentação do problema	18
1.2	Justificativas do trabalho	18
1.3	Objetivos	18
1.4	Estrutura do trabalho	19
2	FUNDAMENTOS TEÓRICOS	20
2.1	Conversores Analógico/Digital	20
2.1.1	Métodos de conversão A/D	20
2.1.1.1	ADC de Rampa Digital	21
2.1.1.2	ADC de Aproximações Sucessivas ou SAR	21
2.1.2	Amostragem Real <i>Sample & Hold</i>	22
2.1.3	Subsistema de amostragem e retenção	23
2.1.4	Desempenho e características temporais	24
2.1.5	Componentes básicos	25
2.2	Conversores A/D de múltiplos canais de entrada	26
2.2.1	Conversor A/D de múltiplos canais multiplexados	26
2.2.2	Conversor A/D de múltiplos canais <i>Simultaneous Sample & Hold</i> (SSH)	27
2.2.3	Conversor A/D de múltiplos canais e múltiplos ADC	28
2.3	Disposição espacial dos microfones	28
2.4	Correlação cruzada	29
2.4.1	Aplicação da correlação cruzada	30
2.4.2	Fatores ou pesos	31
3	METODOLOGIA	33
3.1	Materiais utilizados	33
3.2	Requisitos e levantamento do projeto	33
3.2.1	Subsistema de captura e transmissão de áudio	34
3.2.2	Subsistema de condicionamento de sinais	35
3.2.3	Subsistema de aquisição de sinais	35
3.2.4	Subsistema de processamento e controle	36
4	RESULTADOS	38
4.1	Sub-sistema de captura e transmissão de áudio	38
4.2	Sub-sistema de condicionamento de sinais	44
4.3	Resposta em frequência do conjunto captura/condicionamento de sinais	47
4.4	Configuração para o levantamento da resposta em frequência	47

4.5	Subsistema de aquisição de sinais	48
4.6	Subsistema de processamento e controle	52
4.7	Programa de comunicação com o módulo de aquisição	56
4.8	Simulação de algoritmos para estimativa do tempo de atraso	65
4.8.1	Resultado esperado	66
4.8.2	Fonte sonora pseudoaleatória com distribuição normal	67
4.8.2.1	Correlação cruzada sem fator	67
4.8.2.2	Correlação cruzada com fator Roth de resposta ao impulso	68
4.8.2.3	Correlação cruzada com fator SCOT	70
4.8.2.4	Correlação cruzada com fator PHAT	71
4.8.3	Fonte sonora senoidal	73
4.8.3.1	Correlação cruzada sem fator	73
4.8.3.2	Correlação cruzada com fator Roth de resposta ao impulso	75
4.8.3.3	Correlação cruzada com fator SCOT	76
4.8.3.4	Correlação cruzada com fator PHAT	78
4.8.4	Fonte sonora real	79
4.8.4.1	Correlação cruzada sem fator	79
4.8.4.2	Correlação cruzada com fator Roth de resposta ao impulso	81
4.8.4.3	Correlação cruzada com fator SCOT	82
4.8.4.4	Correlação cruzada com fator PHAT	83
5	CONCLUSÃO	85
	REFERÊNCIAS	86
APÊNDICE A	ALGORITMOS DE CORRELAÇÃO CRUZADA	88
A.1	Amostras randômicas e senoidais	88
A.2	Amostra de áudio	91

1 INTRODUÇÃO

Arranjos ou matrizes de microfones (*microphone arrays*, MA) estão cada vez mais presentes no cotidiano das pessoas e das organizações, deixando de ser domínio exclusivo de uso militar ou de segurança. Os arranjos, também, podem beneficiar as pessoas com necessidades auditivas usuárias de implantes cocleares e aparelhos auditivos (WOUTERS et al., 2013). A aplicação dos implantes cocleares já é uma realidade citada por (HYPPOLITO; BENTO, 2012) como a prótese sensorial mais efetiva na história da medicina. O implante bilateral ou binaural, dentre os modelos existentes, é o mais efetivo pela capacidade de localização e discriminação de sons em ambientes ruidosos, ao facilitar ao seu portador o acompanhamento de uma conversação mais próxima do natural.

Telefones celulares utilizam MAs para o cancelamento do ruído ambiente, como demonstrado em (ZHANG et al., 2012), ao permitir que a pessoa na outra ponta da chamada telefônica consiga escutar e entender o usuário do aparelho celular, mesmo que ele se encontre em um ambiente ruidoso. O mesmo se aplica aos computadores portáteis (*laptops*) equipados com MA, que permite a direcionalidade na captura dos sons e inibe as fontes sonoras indesejáveis que não estejam posicionadas diretamente à frente do equipamento ou a um azimuth programado pelo usuário. O processo de filtragem espacial é realizado pelo processamento digital do sinal de áudio, via algoritmos específicos que necessitam de posicionamento de microfones adicionais nos dispositivos, bem como uma capacidade computacional adequada para o processamento.

Nos campos militar e de segurança, os MAs estão cada vez mais presentes tanto na área de telecomunicações quanto na área de geolocalização. Com a evolução dos microprocessadores e do tamanho dos *arrays* os resultados estão mais eficientes e precisos o que possibilita a redução do tamanho dos equipamentos, tornando-os passíveis de incorporação em drones e de serem carregados em mochilas. Em (KLEIN et al., 2013) foi proposta a utilização de uma aeronave não tripulada, *Unmanned Aerial Vehicle* (UAV), para coleta e processamento de sinais de uma vasta rede de sensores acústicos.

Geolocalização de fontes sonoras como explosões, disparos de armas de fogo e movimentações com produção acústica indevida são exemplos de usos nos campos militar e de segurança. Os MAs são utilizados como radar para a localização da direção e distância das fontes sonoras, como demonstrado em (TIETE et al., 2014), por meio do projeto de uma “bússola sonora”. Como exemplo desta utilização cita-se a localização de disparos efetuados por atiradores de elite ou *snipers* na Segunda Guerra do Golfo (2003), na qual um MA detectou a origem do disparos realizados contra os soldados da força de Coalizão o que permitiu a eles maior proteção e a execução de suas missões em campo.

1.1 Apresentação do problema

Na produção de um *hardware* que tenha um bom custo/benefício, sem prejuízo aos resultados, é necessária a escolha de uma arquitetura *Analog-to-Digital Converter* (ADC) e sub-sistemas para suprirem os pré-requisitos exigidos. Os pré-requisitos dependem da destinação dada ao produto final e de sua resolução, seja ele cancelador de ruído ou geolocalizador.

Existem fabricantes deste tipo de *hardware* no mercado no qual a empresa National Instruments é referência constante. Ela é conhecida por linha de produtos de análise e desenvolvimento, como os dispositivos de captura simultânea de diversos canais de entrada. Entretanto os seus elevados custos restringem uma maior difusão dos produtos o que impacta negativamente na produção de conhecimento científico e acadêmico.

Trabalhos anteriores, tais como, (CYRULNIK; SANCHES, 2012) se basearam no uso de dados disponíveis *online* frente à dificuldade de acesso aos sistemas de aquisição simultânea multicanal.

1.2 Justificativas do trabalho

O campo de pesquisas de processamento digital de sinais e voz é de grande importância para diversos setores como medicina, segurança, telecomunicações entre outros. Implantes cocleares bilateral ou binaural ajudam pessoas com deficiência auditiva a comunicarem-se de maneira mais fácil e natural. Localização de fontes sonoras como o disparo de armas de fogo ajuda garantir a segurança de pessoas em zonas de guerra ou guerrilha. Isto tudo é realizado com o uso de uma arquitetura multicanais de aquisição de sinais aliada a algoritmos *beamformers* que permitem melhorar a relação sinal/ruído de uma determinada direção ou azimuth. Mas, para que estes algoritmos funcionem corretamente, é necessário que a aquisição dos sinais nos diversos canais seja simultânea. A facilitação de pesquisas nesta área de conhecimento, por meio de um sistema com um bom custo/benefício, traz importantes benefícios, pois auxiliam pessoas em sua vida cotidiana, em suas deficiências e, até mesmo, em sua segurança.

1.3 Objetivos

A proposta deste trabalho é o desenvolvimento de um sistema de aquisição simultânea multicanal com bom custo/benefício para utilização em pesquisas e desenvolvimentos em processamento digital de sinais e voz. Este sistema integra-se a plataformas computacionais microcontroladas ou microprocessadas por meio de barramento de comunicação padrão da indústria.

1.4 Estrutura do trabalho

Este trabalho está dividido em 5 capítulos. A introdução, o problema, as justificativas e os objetivos estão delineados no capítulo 1. A revisão literária é apresentada no capítulo 2. O capítulo 3 traz a metodologia e formulações utilizadas. Os resultados estão dispostos no capítulo 4. As conclusões e propostas de trabalhos futuros encontram-se no capítulo 5.

2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

A seguir serão apresentados os fundamentos teóricos estudados neste trabalho.

2.1 Conversores Analógico/Digital

Segundo (TOCCI; WIDMER, 2003), o conversor ADC é um dispositivo eletrônico capaz de gerar uma representação digital, na forma de números binários, a partir de uma grandeza analógica contínua no tempo, normalmente um sinal representado por uma sequência de níveis de tensão. O processo de conversão A/D é mais complexo e consome mais tempo do que o processo de conversão reversa, ou seja, digital para analógica (D/A). Os ADCs são muito úteis na interface entre dispositivos digitais, tais como microprocessadores e microcontroladores, e dispositivos analógicos e são utilizados em aplicações como leitura de sensores, digitalização de áudio e vídeo. Isto permite que um sistema digital consiga interagir com o mundo real.

Um ADC é composto pelos seguintes blocos, figura 1:

- Amostrador - Amostragem do sinal em tempo discreto
- Quantificador - Aproximação do valor de tensão amostrado a um dos 2^N níveis possíveis, por arredondamento e truncagem
- Codificador - Conversão do valor amostrado em um código específico
- Interface - Conversão série/paralelo e/ou *latching*

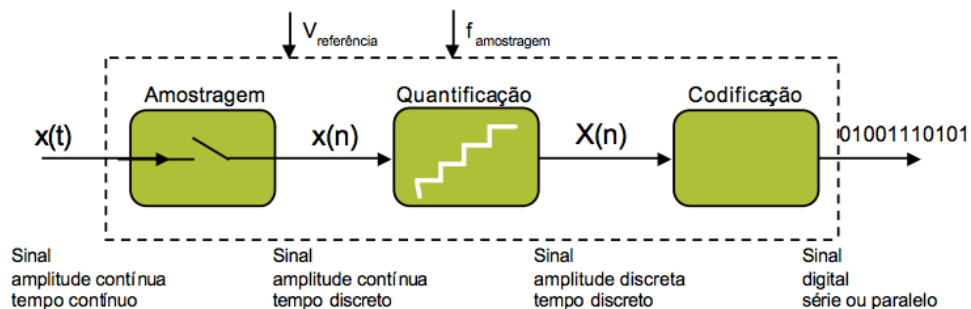


Figura 1: Blocos Conversor Analógico/Digital

$V_{referencia}$ é a tensão de referência e $f_{amostragem}$ é a frequência de amostragem.

Fonte: Adaptado de (SILVA; TAVARES, 2005)

Diversos métodos diferentes de conversão A/D têm sido desenvolvidos e utilizados. Cada método apresenta vantagens em áreas específicas como áudio e vídeo, sensores analógicos, rádio frequência (RF) e outras. A seguir são listados os métodos mais utilizados.

2.1.1 Métodos de conversão A/D

A seguir serão apresentados alguns métodos de conversão A/D.

2.1.1.1 ADC de Rampa Digital

O ADC de rampa digital, figura 2, utiliza um contador binário incrementado por um sinal de relógio (clock) que alimenta um conversor D/A. A tensão de saída deste conversor D/A é comparada com a tensão de entrada e, caso a tensão do conversor D/A for maior ou igual à tensão de entrada do conversor A/D, o sinal de relógio é interrompido e o resultado da conversão digital é o próprio valor do contador binário.

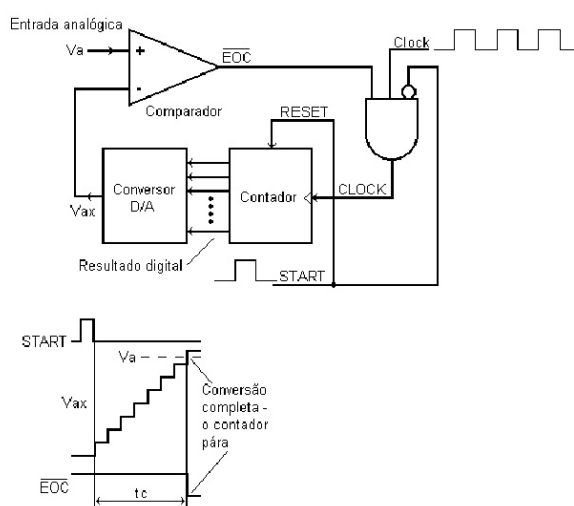


Figura 2: ADC de Rampa Digital.

Fonte: Adaptado de (SILVA; TAVARES, 2005)

2.1.1.2 ADC de Aproximações Sucessivas ou SAR

Este conversor é um dos tipos mais usados, principalmente porque o tempo de conversão é muito menor que o tempo do conversor A/D de rampa digital. Além disso, esse tempo é fixo e não depende do valor da grandeza na entrada analógica. Ao contrário da arquitetura de rampa digital, a arquitetura SAR busca o valor de sua entrada analógica por meio da manipulação dos bits de seu registrador interno e sua comparação do valor do código convertido destes bits, com uso de um DAC, com o valor da grandeza analógica em sua entrada. Esta manipulação se inicia no bit mais significativo, *most significant bit* ou MSB, e termina no bit menos significativo, *least significant bit* ou LSB. Exceto pela diferença na metodologia de busca, os blocos internos do conversor SAR são muito semelhantes ao conversor de Rampa Digital como é ilustrado na figura 3.

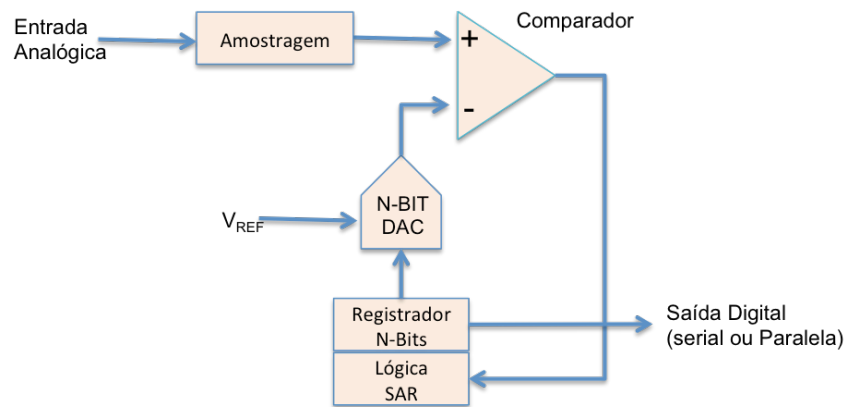


Figura 3: Conversor A/D SAR.

Fonte: Adaptado de (Maxim Integrated Products, 2001)

A figura 4 ilustra o processo de aproximação de uma conversão SAR de 4 bits: O bit 3, MSB, é colocado em 1 ocasionando uma tensão de comparação na metade do valor de referência do ADC. Se esta tensão for menor que a tensão em sua entrada, este bit é mantido, se for maior, este bit é zerado e o processo continua no bit 2 e assim por diante. No caso do exemplo mostrado, o processo finaliza com a sequência 0101 que é a melhor aproximação encontrada para esta resolução.

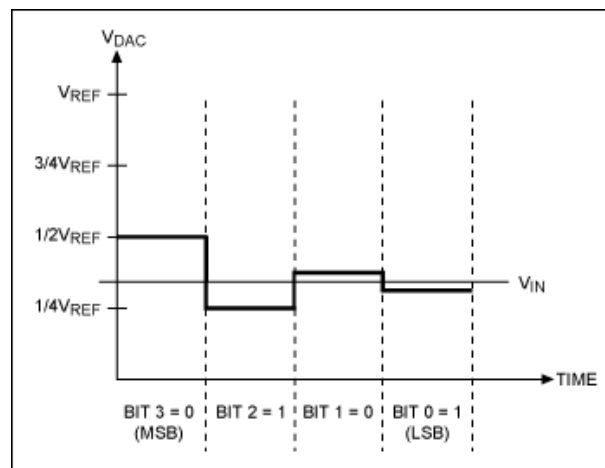


Figura 4: Curva de aproximação SAR.

Fonte: (Maxim Integrated Products, 2001)

Sendo V_{REF} o valor da tensão de referência utilizado pelo ADC, V_{DAC} a tensão convertida a partir do registrador interno, V_{IN} a tensão na entrada do ADC e $TIME$ o tempo corrido.

2.1.2 Amostragem Real *Sample & Hold*

É o modelo real de amostragem de um sinal analógico. Este modelo é ilustrado pela figura 5 que mostra o processo de aquisição de uma amostra em um sinal $x(t)$.

- a) Em A_I o circuito de amostragem recebe o comando de iniciar a aquisição;
- b) C_{on} é o tempo que o circuito leva para conectar o sinal de entrada, $x(t)$, ao ADC, carregar o capacitor de retenção, figura 9, e desconectar o sinal de entrada;
- c) O ADC executa a conversão da tensão armazenada no capacitor de retenção, e disponibiliza o valor binário em seu registrador interno;
- d) O processo termina em A_F .

Nota-se que a frequência de amostragem máxima de um ADC depende do tempo gasto entre os instantes A_I e A_F , ou seja, a frequência de amostragem, f_s , deve obedecer a

$$f_s \geq \frac{1}{A_F - A_I}. \quad (2.1)$$

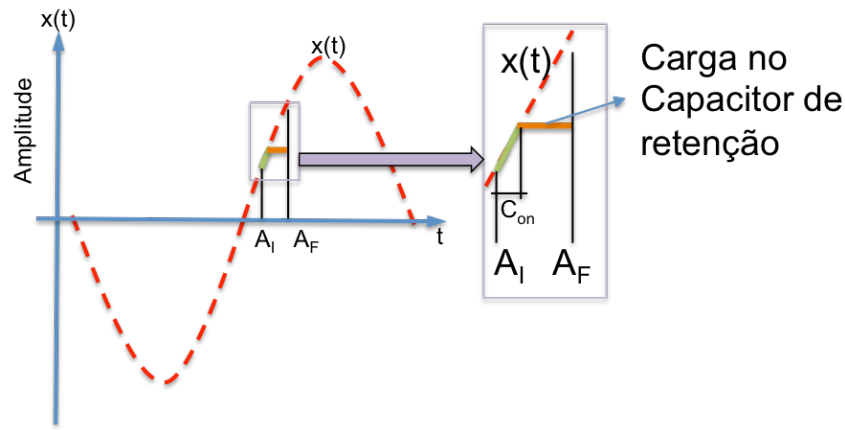


Figura 5: Amostragem Real.

Fonte: Autor

2.1.3 Subsistema de amostragem e retenção

O subsistema de amostragem e retenção ou *Sample & Hold* é responsável por efetuar a amostragem do sinal analógico antes de proceder à sua quantificação. Em uma comparação simples, é a associação de um interruptor analógico com um capacitor para a manutenção do valor da tensão amostrada, figura 6.

Este subsistema é fundamental em toda a cadeia de conversão podendo limitar a precisão e a largura de banda do conversor A/D. A figura 7 ilustra o efeito da amostragem e retenção em um sinal.

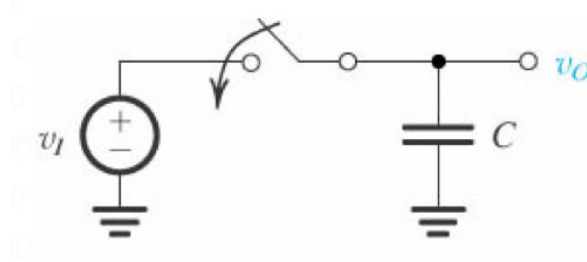


Figura 6: Subsistema de amostragem e retenção.

Fonte: Adaptado de (SILVA; TAVARES, 2005)

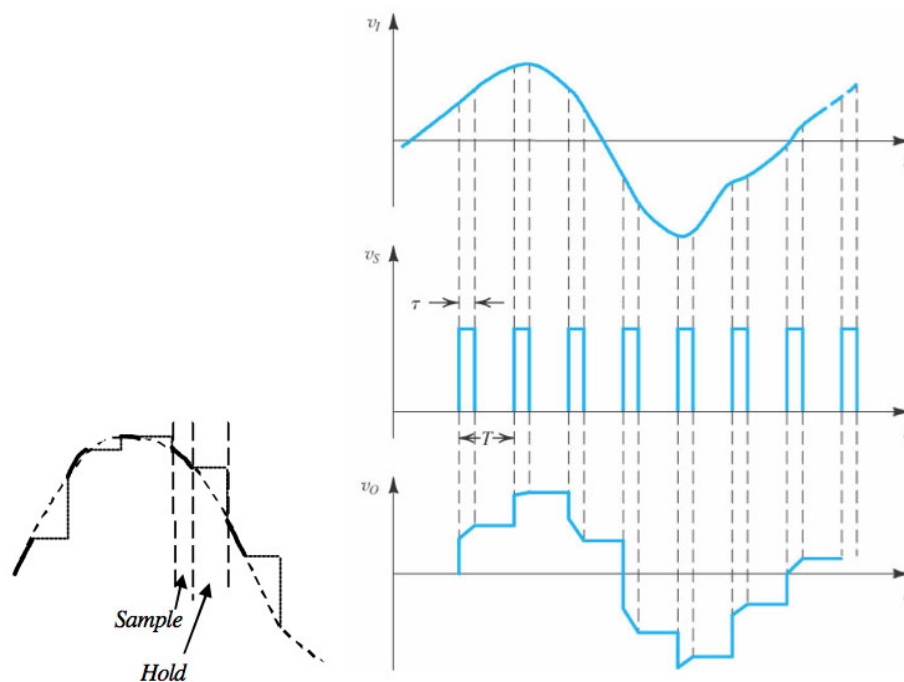


Figura 7: Efeitos da amostragem e retenção

τ é o tempo da amostragem e T é o período entre as amostragens.

Fonte: Adaptado de (SILVA; TAVARES, 2005)

2.1.4 Desempenho e características temporais

Alguns fatores influenciam no desempenho e resolução da conversão A/D quando analisamos o circuito *Sample & Hold*:

- Overshoot, Settling-time e Slew-rate:** Estes parâmetros são dependentes das características dos amplificadores utilizados.
- Injeção de clock:** Devido às cargas de canal e capacidade de sobreposição na porta dos MOSFETs que compõem os comutadores ou interruptores analógicos.
- Decaimento:** Causado pelas correntes de fuga e impedância *off* dos comutadores

ou interruptores analógicos.

- d) **Tempo de abertura** ou *Aperture Time*: Tempo necessário para desconectar o capacitor do sinal de entrada. Este tempo depende de vários fatores, como o ruído e o sinal de entrada. A consequência disto é a incerteza da duração deste tempo o que origina erros de amostragem.
- e) **Tempo de atraso na abertura efetiva** ou *Effective Aperture Delay Time*: É o intervalo de tempo entre o instante em que é dada a ordem de *HOLD* e o instante em que o sinal de entrada atinge o valor armazenado no capacitor de retenção. Inclui os efeitos dos atrasos de propagação e o tempo de abertura.
- f) **Tempo de aquisição** ou *Acquisition Time*: É o intervalo de tempo em que o circuito deve permanecer no modo *SAMPLE* para que o capacitor de retenção adquira um degrau de entrada em *full-scale*, ou seja, corresponde ao tempo necessário para o circuito de *Sample & Hold* amostrar e reter o valor da tensão de entrada com uma exatidão pré-definida.

A figura 8 ilustra as características mencionadas.

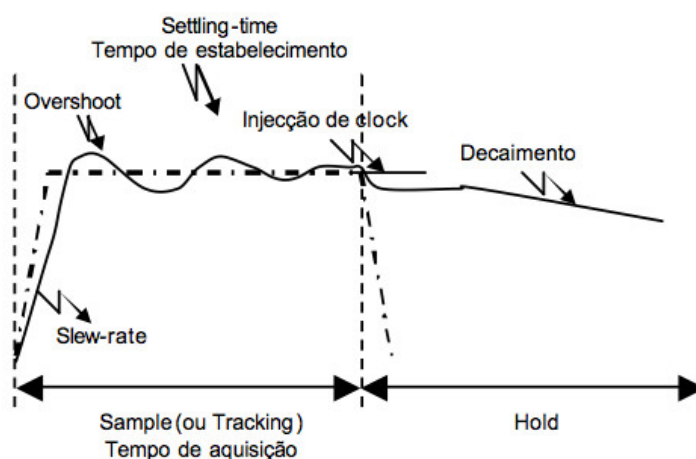


Figura 8: Desempenho e características temporais.

Fonte: Adaptado de (SILVA; TAVARES, 2005)

2.1.5 Componentes básicos

Embora existam diversos tipos de circuitos *Sample & Hold*, todos possuem 4 componentes básicos:

- a) Amplificador ou *buffer* de entrada
- b) Dispositivo de armazenamento de energia
- c) Amplificador ou *buffer* de saída
- d) Circuito de comutação (interruptor)

Estes blocos são interconectados internamente conforme a figura 9 para a execução da função de *sample & hold*.

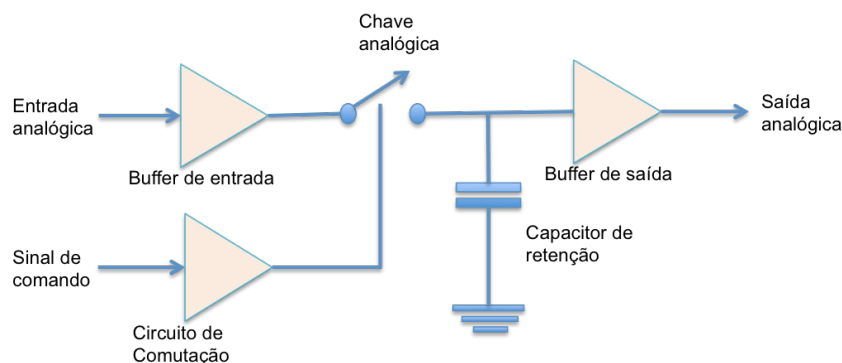


Figura 9: Componentes básicos de circuito *Sample & Hold*.

Fonte: Autor.

2.2 Conversores A/D de múltiplos canais de entrada

Conversores A/D de múltiplos canais de entrada podem trabalhar de maneira seqüencial ou simultânea e o engenheiro deve escolher o modelo que está de acordo com os requisitos do projeto em que está trabalhando. Conversores simultâneos, figura 10a garantem que a amostragem de todos os canais de entrada ocorram precisamente no mesmo instante de tempo enquanto que conversores sequenciais, figura 10b, amostram cada canal de entrada e convertem esta amostra antes de iniciar uma nova amostragem em outro canal de entrada. Algumas aplicações requerem amostragens simultâneas, especialmente quando necessita-se saber a diferença entre fases dos sinais amostrados em diferentes canais de entrada.

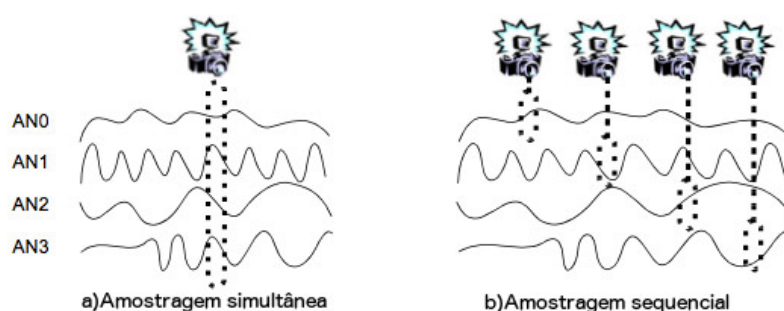


Figura 10: Modelos de amostragens de um conversor A/D.

Fonte: (NATIONAL INSTRUMENTS, 2010)

2.2.1 Conversor A/D de múltiplos canais multiplexados

Conversores A/D de vários canais normalmente convertem cada canal de entrada seqüencialmente utilizando um multiplexador que seleciona qual canal vai ser amostrado no mo-

mento, figura 11. Neste modelo utiliza-se um amplificador ou *buffer* comum e um conversor A/D para amostrar diversos canais de entrada. O resultado deste processo é um período de atraso para amostragens contínuas. É possível reduzir este atraso, mas o desempenho do sistema é limitado pela combinação dos desempenhos do A/D e do amplificador.

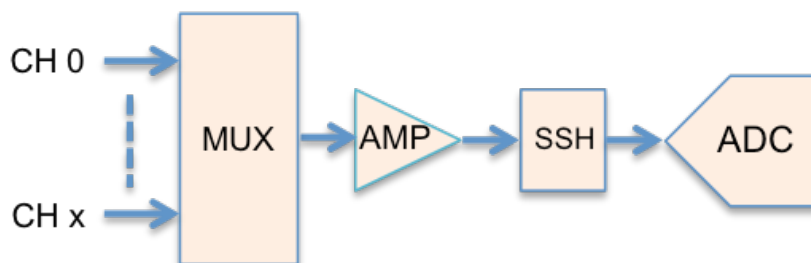


Figura 11: Diagrama de blocos Amostragem com multiplexador de entradas.

Fonte: Autor.

2.2.2 Conversor A/D de múltiplos canais *Simultaneous Sample & Hold* (SSH)

A arquitetura SSH, figura 12, é derivada da arquitetura de canais multiplexados onde cada canal de entrada possui um circuito *sample & hold* independente antes do A/D. Este circuito *sample & hold* pode ser integrado ao conversor A/D ou pode ser implementado externamente na etapa de condicionamento de sinais.

Em operação, os circuitos SSH “rastream” os sinais de entrada antes de cada conversão. No instante anterior à conversão iniciar, o subsistema de controle coloca os circuitos SSH em modo *hold* onde o capacitor de cada circuito SSH mantém a tensão da amostra constante. Após todos os canais de entrada serem convertidos, o subsistema de controle coloca os circuitos SSH em modo de “rastream” ou *tracking* e aguarda a requisição de uma nova conversão.

Utilizando este método, SSH, as amostras de todos os canais podem ser consideradas simultâneas mesmo que a conversão em si ocorra em momentos diferentes. Existe, porém, a desvantagem do tempo entre cada ciclo de amostragem/conversão ser diretamente proporcional ao número de canais de entrada, uma vez que o A/D é um só para todos os canais, limitando a frequência de amostragem do dispositivo.

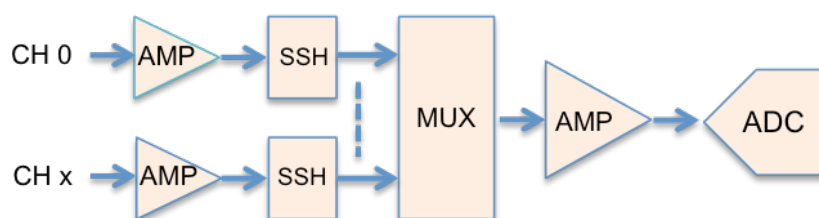


Figura 12: Diagrama de blocos Amostragem SSH.

fonte: Autor.

2.2.3 Conversor A/D de múltiplos canais e múltiplos ADC

A arquitetura multi ADC, figura 13, é a utilização de vários ADCs completos, ou seja, com SSH independentes, em uma mesma pastilha compartilhando o mesmo sinal de relógio e sinais de controle. Esta arquitetura tem como principal vantagem o tempo fixo da conversão A/D independente do número de canais, uma vez que a conversão ocorre de maneira paralela em todos os canais.

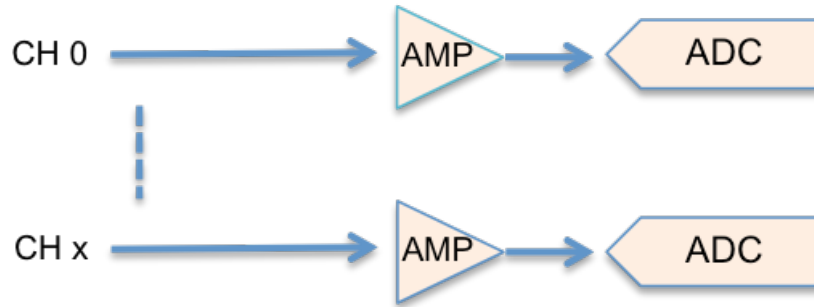


Figura 13: Diagrama de blocos Amostragem Multi ADC.

fonte: Autor.

2.3 Disposição espacial dos microfones

Para o caso de fontes sonoras distantes do microfone, as frentes de onda sonora são consideradas planas e paralelas e o sinal detectado por cada um dos microfones pode ser definido, segundo (CYRULNIK; SANCHES, 2012), pela equação 2.2:

$$x_j(t) = a_j s(t - \tau_j) + n_j(t) \quad (2.2)$$

sendo $x_j(t)$ o sinal detectado pelo microfone j , a_j é o coeficiente que inclui o ganho do microfone e a perda de propagação do sinal pelo meio, $s(t - \tau_j)$ representa o sinal original com o seu respectivo atraso e $n_j(t)$ representa o ruído detectado pelo microfone.

A figura 14 mostra uma disposição de 8 microfones, M_1 a M_8 , equidistantes entre si em D e uma fonte sonora, S , distante dos microfones. Nesta figura, o sinal $s(t)$ incide sobre o arranjo de microfones em um ângulo θ .

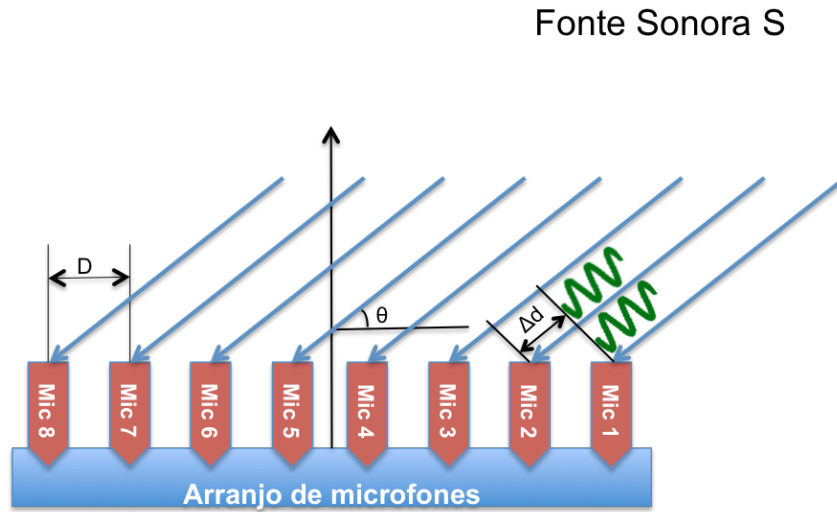


Figura 14: Disposição espacial dos microfones com a fonte sonora distante dos microfones.

Fonte: Autor.

O atraso de chegada da frente sonora de velocidade V_{som} entre os microfones 1 e 2, τ , pode ser ilustrado na figura 14 pela diferença do caminho percorrido, Δd , da frente sonora entre o microfone 1 e o microfone 2 e podem ser calculados pelas equações 2.3 e 2.4.

$$\Delta d = D \cos \theta \quad (2.3)$$

$$\tau = \frac{\Delta d}{V_{som}} \quad (2.4)$$

2.4 Correlação cruzada

Em processamento de sinais, correlação cruzada é a medida de similaridade entre dois sinais em função de um atraso aplicado a um deles. Neste trabalho a correlação cruzada é utilizada para medir o atraso de chegada da frente sonora, τ_j , entre os microfones, permitindo, assim, calcular a azimuth da fonte sonora em relação ao eixo normal do arranjo de microfones.

É possível calcular o ângulo θ a partir das equações 2.5 e 2.6:

$$\Delta d = V_{som} \tau \quad (2.5)$$

$$\theta = \arccos \left(\frac{\Delta d}{D} \right) \quad (2.6)$$

A correlação cruzada de duas funções complexas $f(t)$ e $g(t)$ é definida, para $t \in \mathbb{R}$, pela equação 2.7,

$$f(t) \star g(t) \equiv \bar{f}(-t) * g(t) \quad (2.7)$$

sendo “ $\star$ ” a operação de correlação, “ $*$ ” a operação de convolução e $\bar{f}(t)$ o conjugado complexo de $f(t)$. Foi utilizada a notação $\bar{f}(\tau)$ no lugar de $f(\tau)^*$ para não confundir com a operação convolução, que possui o mesmo símbolo “ $*$ ”.

Como a convolução é definida por

$$f(t) * g(t) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)g(t - \tau)d\tau \quad (2.8)$$

e com o uso desta na equação 2.7, temos que

$$f(t) \star g(t) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} \bar{f}(-\tau)g(t - \tau)d\tau \quad (2.9)$$

fazendo $\tau' = -\tau$, temos que 2.9 é equivalente a

$$f(t) \star g(t) = \int_{\infty}^{-\infty} \bar{f}(\tau')g(t + \tau')(-d\tau') \quad (2.10)$$

e lembrando que

$$-\int_{\infty}^{-\infty} \bar{f}(\tau')g(t + \tau')d\tau' = \int_{-\infty}^{\infty} \bar{f}(\tau')g(t + \tau')d\tau' \quad (2.11)$$

é possível verificar na equação 2.12 que a operação de correlação cruzada pode ser obtida pela operação de convolução.

$$f(t) \star g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \bar{f}(\tau)g(t + \tau)d\tau \quad (2.12)$$

2.4.1 Aplicação da correlação cruzada

Sendo $f(t)$ e $g(t)$ duas funções reais diferentes apenas por um deslocamento desconhecido ao longo do eixo X. É possível usar a correlação cruzada para encontrar o valor que $g(t)$ deve ser deslocada no eixo X para tornar-se idêntica à $f(t)$. A definição matemática da correlação cruzada basicamente “desliza” a função $g(t)$ ao longo do eixo X calculando a integral do produto $f(t)g(t)$ em cada posição. Quando as funções estiverem alinhadas, o valor desta integral é maximizado.

A principal propriedade da correlação cruzada utilizada neste trabalho é a que permite a utilização da transformada de Fourier na melhora da eficiência de recursos computacionais e é dada pela equação 2.13.

$$\mathcal{F}\{f(t) \star g(t)\} = \mathcal{F}\{f(t)\}^* \mathcal{F}\{g(t)\} \quad (2.13)$$

onde $\mathcal{F}\{f(t) \star g(t)\}$ indica a transformada Fourier de $\{f(t) \star g(t)\}$, $\mathcal{F}\{f(t)\}^*$ indica o conjugado complexo de $(\mathcal{F}\{f(t)\})$ e lembrando que a transformada de Fourier de $h(t)$ é dada por

$$\mathcal{F}\{h(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.14)$$

temos que

$$\mathcal{F}\{h^*(-t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} h^*(-t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.15a)$$

$$\mathcal{F}\{h^*(-t)\} = \left(\int_{-\infty}^{\infty} h(-t)e^{j2\pi ft} dt \right)^* \quad (2.15b)$$

fazendo $t' = -t$ resulta que $dt' = -dt$ e temos que

$$\mathcal{F}\{h^*(-t)\} = \left(- \int_{\infty}^{-\infty} h(t')e^{-j2\pi ft'} dt' \right)^* \quad (2.16a)$$

$$= \left(\int_{-\infty}^{\infty} h(t')e^{-j2\pi ft'} dt' \right)^* \quad (2.16b)$$

fazendo $t' = t$ resulta em

$$\mathcal{F}\{h^*(-t)\} = \mathcal{F}\{h(t)\}^* \quad (2.17)$$

A correlação cruzada é obtida com a aplicação da transformada inversa de Fourier no resultado da equação 2.13. Concretamente este cálculo aparece no código MATLAB no apêndice A, para o caso de sinais discretos.

2.4.2 Fatores ou pesos

Em (KNAPP; CARTER, 1976), os autores citam o uso de pesos ou *weight* para a otimização ou melhoria da resposta do processo da correlação cruzada. Esses pesos são aplicados antes da anti-transformada de *Fourier*. Abaixo são relacionados alguns destes pesos:

- a) **Correlação cruzada:** Para efeitos de comparação com os outros pesos, é definido um fator 1 como peso;
- b) **Resposta ao impulso Roth:** Proposto por P. R. Roth em (ROTH, 1971) e é definido pela equação 2.18. Em seu trabalho, Roth discursa sobre medidas eficazes por meio de análise de sinal digital. A aplicação da resposta ao impulso de Roth permite calcular a função transferência, equação 2.20, do sinal analisado visando a redução de erros determinísticos e de variância a quase zero. Outro ponto a ser notado é que com a média da análise de várias amostras, o ruído ingressante, por ser um sinal não-correlacionado, tem sua influência reduzida a próximo de zero.

$$\Psi_R(f) = \frac{1}{G_{x_1x_1}(f)} \quad (2.18)$$

Sendo $G_{x_1x_1}(f)$ definido pela equação 2.19.

$$G_{x_1x_1}(f) = X_1(f)X_1^*(f) \quad (2.19)$$

Sendo $G_{x_1x_1}(f)$ a densidade da potência espectral de entrada do sinal 1, X_1 a transformada Fourier da função x_1 e X_1^* o conjugado de X_1 .

$$H(f) = \frac{\overline{G_y(f)}}{G_{x_1x_1}(f)} \quad (2.20)$$

Sendo $H(f)$ a função transferência da amostra em análise e $\overline{G_y(f)}$ a média da densidade de potência espectral de saída.

- c) **Smoothed Coherence Transform (SCOT)**: Proposto por (CARTER; NUTTALL; CABLE, 1973) e é definido pela equação 2.21.

$$\Psi_S(f) = \frac{1}{\sqrt{G_{x_1x_1}(f)G_{x_2x_2}(f)}} \quad (2.21)$$

Sendo $G_{x_1x_1}(f)$ definido pela equação 2.19 e $G_{x_2x_2}(f)$ definido pela equação 2.22.

$$G_{x_2x_2}(f) = X_2(f)X_2^*(f) \quad (2.22)$$

Sendo $G_{x_2x_2}(f)$ a densidade da potência espectral de entrada do sinal 2, X_2 a transformada Fourier da função x_2 e X_2^* o conjugado de X_2 .

- d) **Phase Transform (PHAT)**: Proposto por (CARTER; NUTTALL; CABLE, 1972) e é definido pela equação 2.23.

$$\Psi_P(f) = \frac{1}{|G_{x_1x_2}(f)|} \quad (2.23)$$

Sendo $G_{x_1x_2}(f)$ definido pela equação 2.24.

$$G_{x_1x_2}(f) = X_1(f)X_2^*(f) \quad (2.24)$$

Sendo $G_{x_1x_2}(f)$ a densidade de potência espectral cruzada dos sinais de entrada, X_1 a transformada Fourier da função x_1 e X_2^* o conjugado da transformada Fourier da função x_2 .

3 METODOLOGIA

A seguir serão apresentadas a metodologia utilizada neste estudo.

3.1 Materiais utilizados

Os materiais utilizados durante esta pesquisa foram:

- a) Microcomputador MacBook Pro com sistema operacional Mac OS X, processador Intel i5 e 16GB de memória RAM;
- b) Microcomputador DELL com sistema operacional Windows XP, processador Intel Core2 Duo e 4GB de memória RAM;
- c) Kit de desenvolvimento Raspberry PI;
- d) Kit de desenvolvimento MCF52233DEMO da Freescale;
- e) Osciloscópio Topward 7065 60MHz;
- f) Gerador de sinais ICEL GV-2002;
- g) Frequencímetro Topward 1210 100MHz;
- h) Fonte de alimentação simétrica ajustável;
- i) Estação de retrabalho SMD TOYO TS-850D;
- j) Ferro de solda TOYO TS-30;
- k) Multímetro TrueRMS ICEL MD6450;
- l) Aplicativo MATLAB 2014a 64bits
- m) Suíte OpenSource para criação de esquemáticos e layout de placas KICAD build BZR4027;
- n) Programas e algoritmos desenvolvidos pelo autor;

3.2 Requisitos e levantamento do projeto

Para a elaboração deste estudo optou-se por descrever os componentes escolhidos com maior detalhamento na seção de resultados e, nesta parte apresentam-se os requisitos básicos de elaboração:

- a) Unidade de captura de áudio remota com capacidade de instalação em diferentes configurações;
- b) amostragem simultânea de múltiplos canais analógicos;
- c) conectividade com plataformas de microcontrolador ou microprocessador;
- d) capacidade de multiplicação do número de canais com conexão entre módulos, ou seja, *daisy-chain interconnection*.

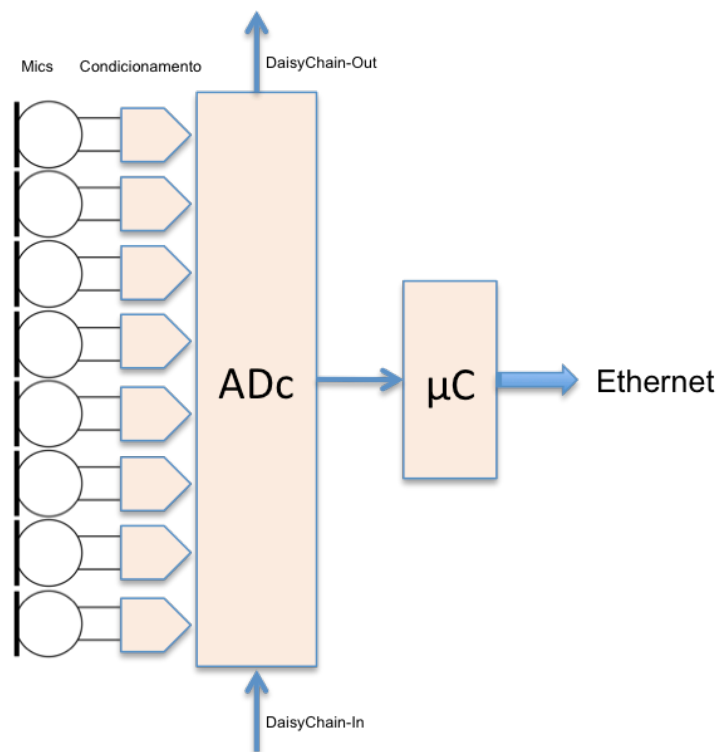


Figura 15: Diagrama de blocos do sistema proposto.

Fonte: Autor.

3.2.1 Subsistema de captura e transmissão de áudio

Para atender o requisito da seção de captura de áudio é necessário utilização de um microfone omnidirecional e prever um modelo imune a ruídos para a transmissão de sinais por meio de par metálico com utilização de sinais diferenciais. Também é necessário prever pontos de fixação e um método de fácil conectorização no modelo real para que o mesmo possa ser instalado em diversas configurações de maneira fácil e simples. A figura 16 exhibe o diagrama de blocos necessários.

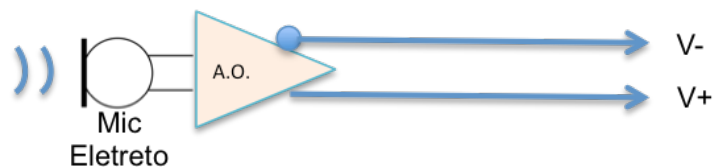


Figura 16: Diagrama de blocos do subsistema de captura com saída diferencial.

Fonte: Autor.

3.2.2 Subsistema de condicionamento de sinais

O subsistema de condicionamento de sinais, figura 17, é responsável por converter os sinais diferenciais com origem no subsistema de captura e transmissão de áudio em um sinal *single-ended* compatível com a entrada do ADC utilizado. Este subsistema é composto por um amplificador operacional com banda passante compatível com os requisitos do projeto e, opcionalmente, pode-se adicionar, neste subsistema, uma seção com ganho e outra com filtro passa-baixa com a função de *anti-aliasing*.

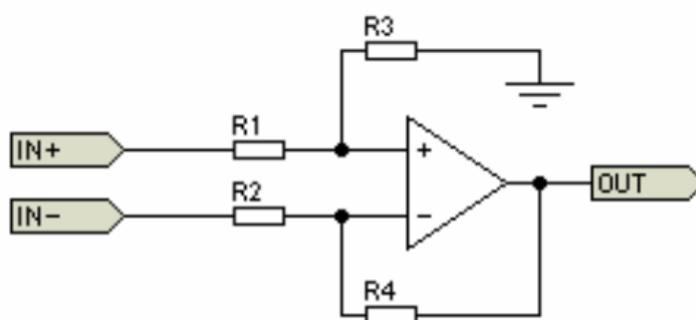


Figura 17: Diagrama de blocos do Subsistema de condicionamento de sinais.

Fonte: Autor.

3.2.3 Subsistema de aquisição de sinais

O subsistema de aquisição de sinais, figura 18, é responsável por realizar a conversão dos sinais analógicos presentes em cada canal. Este subsistema também é responsável pela interface de controle e comunicação com o subsistema de processamento e controle.

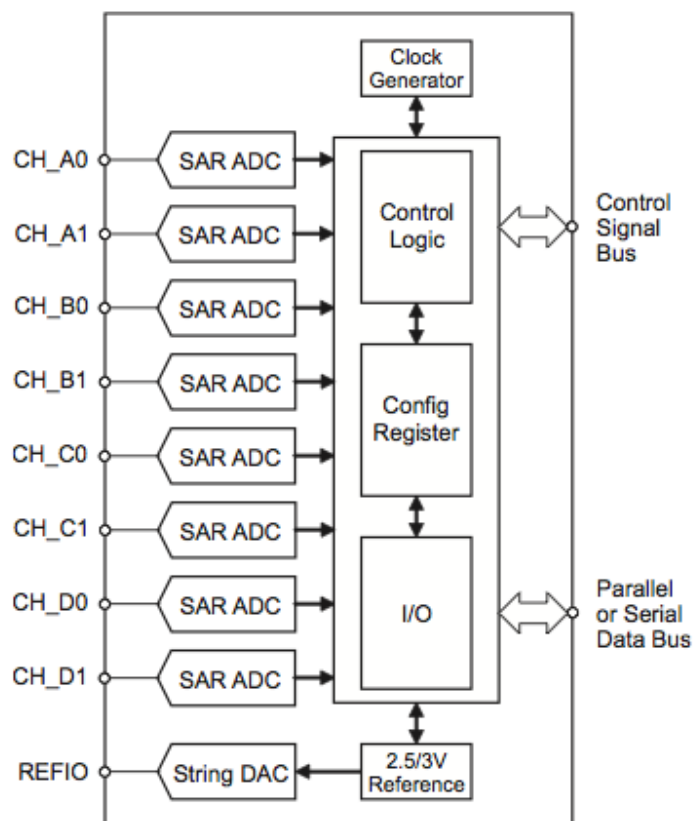


Figura 18: Bloco Conversor Analógico/Digital.

Fonte: Ficha técnica do componente ADS8568

3.2.4 Subsistema de processamento e controle

Este subsistema é responsável por realizar o controle do subsistema de aquisição de sinais através das linhas de controles e, também, por fazer a transferência das informações ou dados produzidos por aquele subsistema.

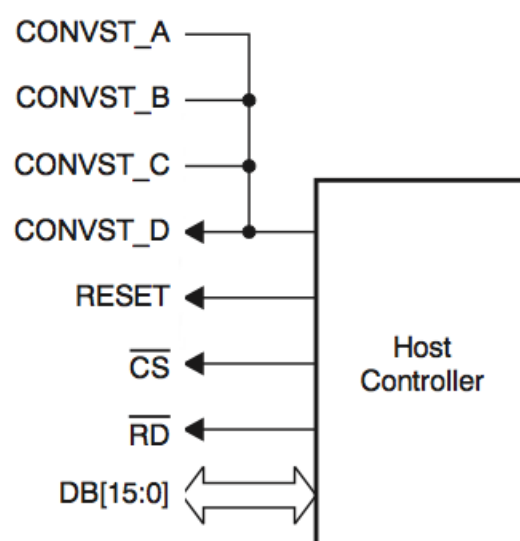


Figura 19: Diagrama de blocos do Subsistema de processamento e controle.
Fonte: Ficha técnica ADS8568.

4 RESULTADOS

A seguir são apresentados os resultados obtidos do estudo para a realização do projeto que atende aos principais requisitos, principalmente a relação custo/benefício, com a seleção de componentes eletrônicos específicos para a realização de cada função e sua integração com uma plataforma de processamento, ou seja, kit de desenvolvimento, de baixo custo. A seguir é descrito com mais detalhes cada bloco ou sub-sistema deste estudo.

4.1 Sub-sistema de captura e transmissão de áudio

O sub-sistema de captura de áudio é composto de um microfone omnidirecional (CUI, 2015) com sensibilidade de $(-44 \pm 2)dB$ e uma curva de resposta em frequência conforme o gráfico da figura 20. Outro componente que faz parte deste sub-sistema é o integrado TS472 (ST MICROELECTRONICS, 2011) da STMicroelectronics™ que possui um pré-amplificador e um módulo de transmissão por meio de sinais diferenciais, como visto na figura 21. A utilização de uma configuração diferencial tem como principal vantagem uma alta *Power Supply Rejection Ratio* (PSRR), figura 22. Além desta vantagem, o módulo de captura fica distante do módulo de processamento dos sinais e a utilização de transmissão por par de sinais diferenciais torna o sub-sistema de captura imune a ruídos de fontes eletromagnéticas que possam ingressar na linha de transmissão. Este sub-sistema possui um filtro passa-baixa (LPF) interno de 1ª ordem com o limite de corte superior, F_{CH} , de 40 kHz e atenuação de 3 dB. É possível reduzir o limite superior de corte com a adição de 2 capacitores externos calculados pela equação 4.1 ou do gráfico da figura 23. A frequência de corte inferior, F_{CL} , do pré-amplificador de entrada depende dos capacitores de entrada, C_{in} e de saída, C_{out} e pode ser calculada pela equação 4.2 ou graficamente pelas curvas presentes na ficha técnica do componente ou dos gráficos das figuras 24 e 25.

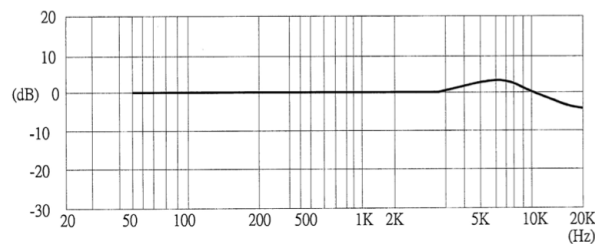


Figura 20: Resposta em frequência do microfone CMA4544.

Fonte: Ficha técnica do componente.

$$F_{CH} = \frac{1}{2\pi * 40 \times 10^3 * (C_{1,2} + 100 \times 10^{-12})} \quad (4.1)$$

$$C_{in} = \frac{1}{2\pi * F_{CL} * 100 \times 10^3}$$

(4.2)

$$C_{out} = \frac{1}{2\pi * F_{CL} * R_{out}}$$

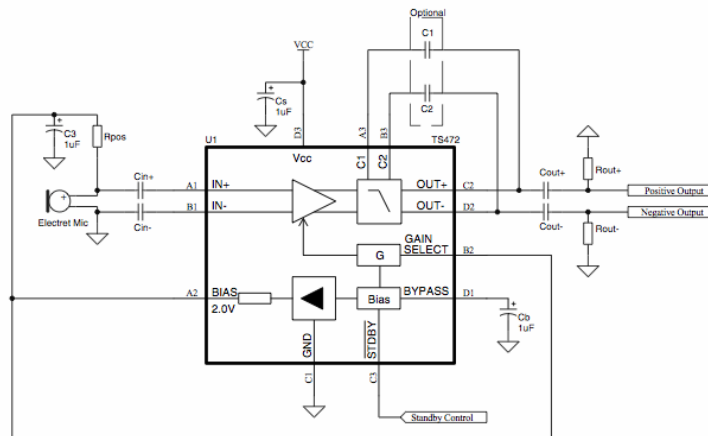


Figura 21: Circuito de captura e transmissão de áudio por par diferencial.

Fonte: Ficha técnica do componente.

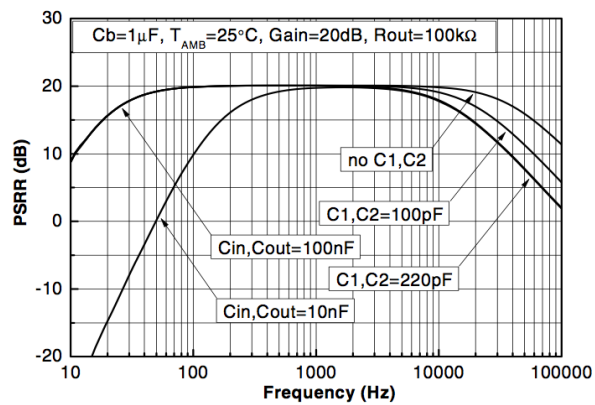


Figura 22: Gráfico de PSRR em função do filtro interno.

Fonte: Ficha técnica do componente.

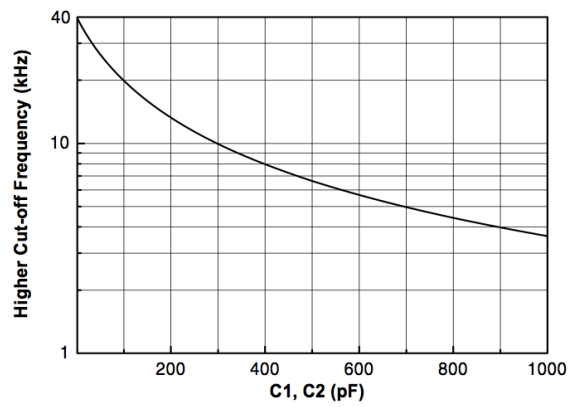


Figura 23: Gráfico de frequência de corte superior.
Fonte: Ficha técnica do componente.

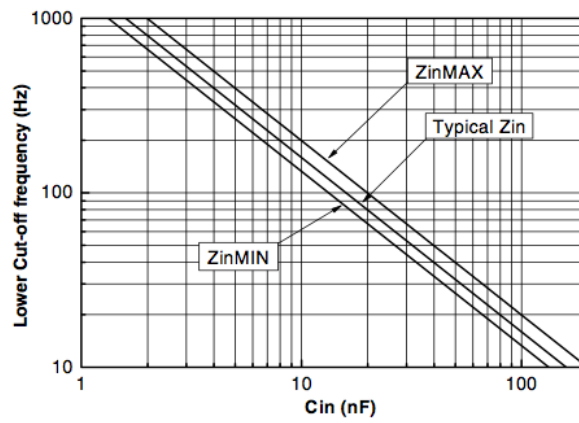


Figura 24: Gráfico de frequência de corte inferior de entrada (Cin).
Fonte: Ficha técnica do componente.

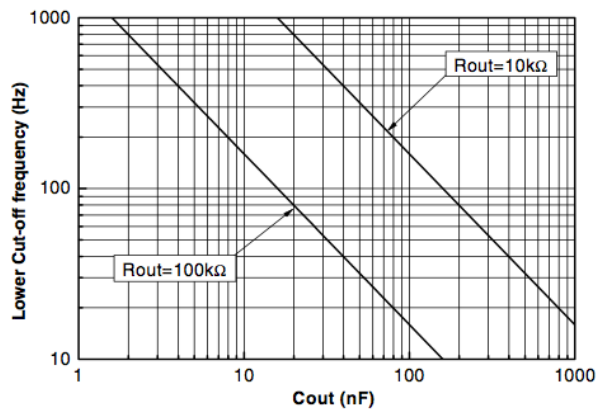


Figura 25: Gráfico de frequência de corte inferior de saída (Cout).
Fonte: Ficha técnica do componente.

A figura 26 apresenta o esquemático do projeto do módulo de captura desenvolvido pelo autor.

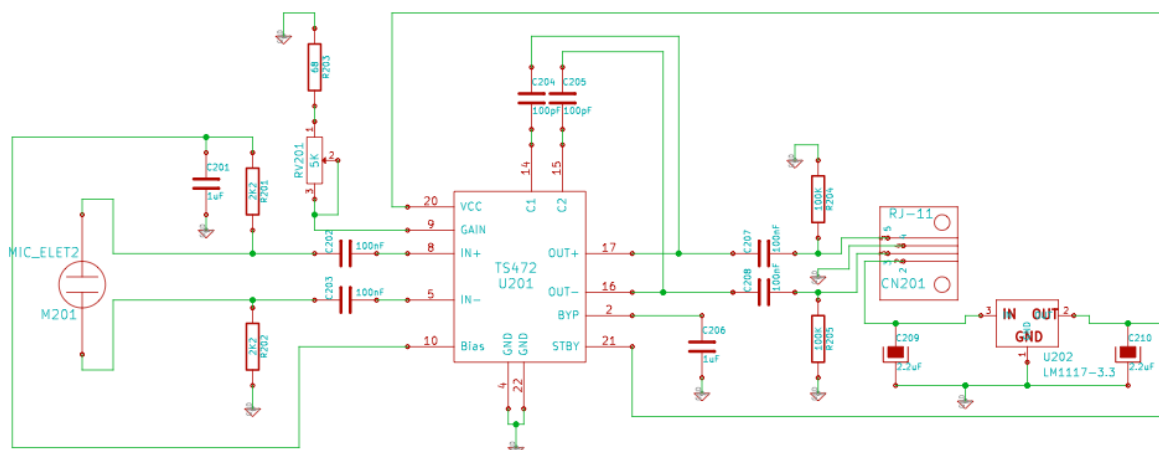


Figura 26: Esquemático do módulo de captura.

Fonte: Autor.

O projeto do layout do módulo de captura desenvolvido pelo autor é exibido na figura 27.

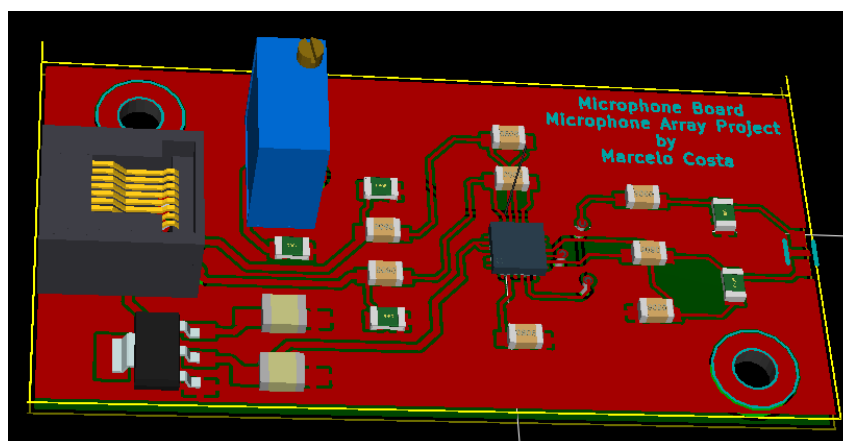


Figura 27: Layout do módulo de captura.

Fonte: Autor.

A figura 28 exibe a montagem da placa do módulo de captura realizada pelo autor. As dimensões da placa são 167 x 113 mm.

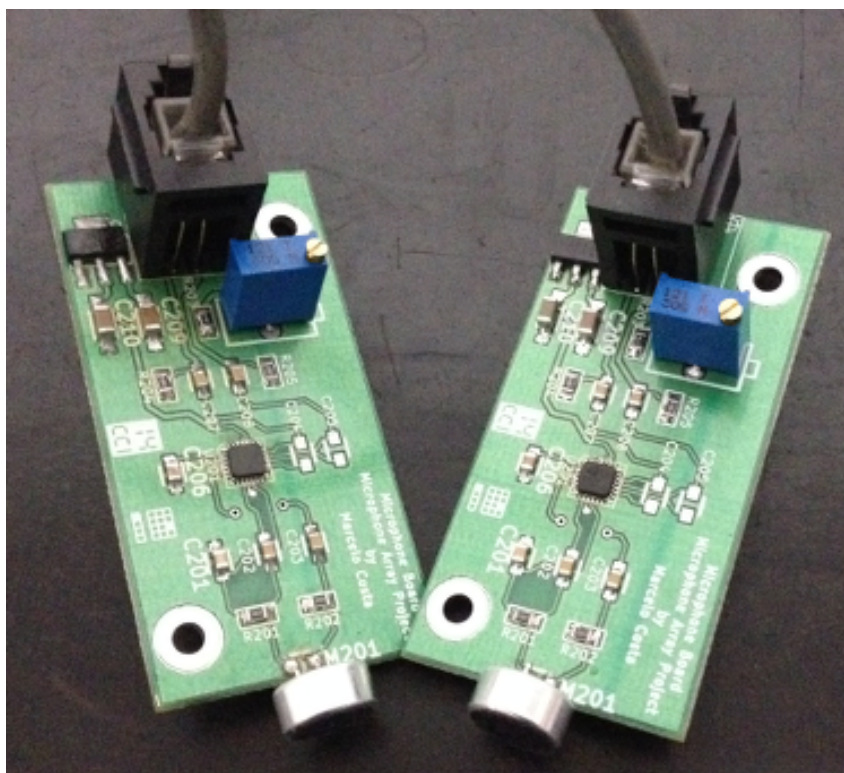


Figura 28: Placa do módulo de captura.

Fonte: Autor.

A resposta em frequência do módulo de captura foi levantada e o resultado é mostrado na tabela 1 que resulta no gráfico da figura 29.

Tabela 1: Resposta em frequência na saída do módulo de captura

Freq. (Hz)	Eletreto (mV_{p-p})	Saída (mV_{p-p})	Ganho (dB)
501	5,0	300,0	35,5
1000	5,0	340,0	36,6
1500	5,0	340,0	36,6
2000	5,0	340,0	36,6
2502	5,0	360,0	36,7
3000	5,0	340,0	36,6
3497	5,0	340,0	36,6
4000	5,0	340,0	36,6
4502	5,0	340,0	36,6
5000	5,0	320,0	36,1
5506	5,0	320,0	36,1
5997	5,0	360,0	36,7
6505	5,0	300,0	35,5
7007	5,0	320,0	36,1
7490	5,0	320,0	36,1
7994	5,0	320,0	36,1
8503	5,0	360,0	36,7
9000	5,0	340,0	36,6
9478	4,0	220,0	32,9
10067	5,0	280,0	34,9

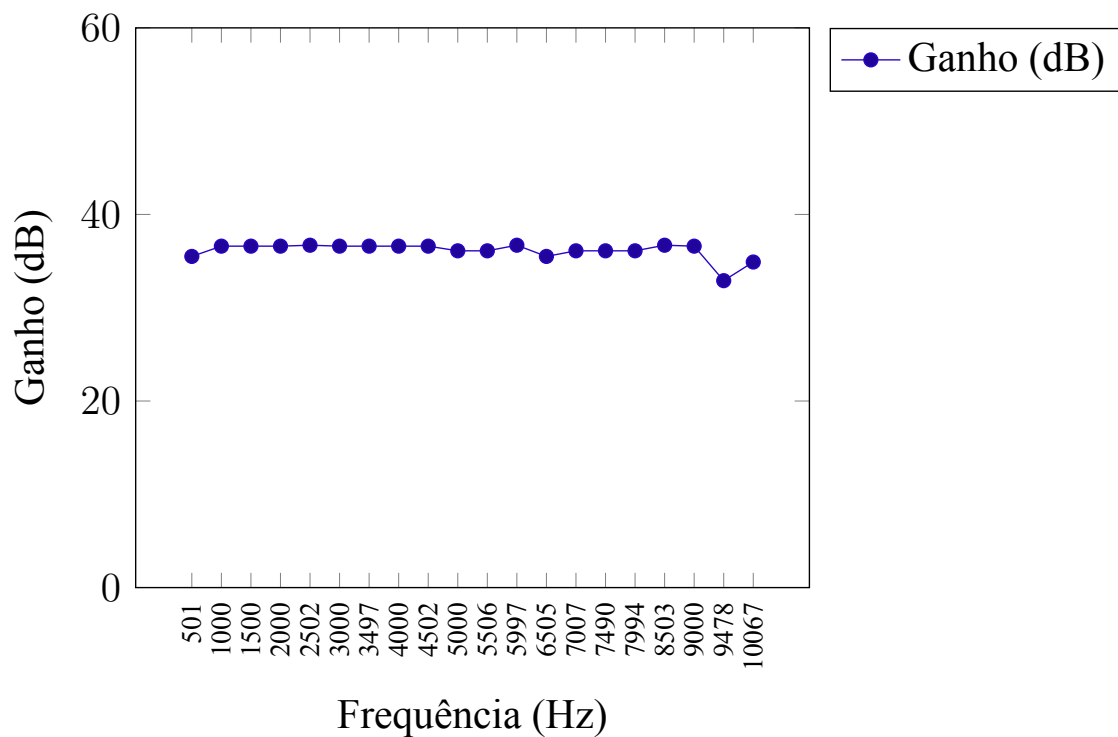


Figura 29: Resposta em frequência do módulo de captura

Fonte: Autor

Este ganho pode ser ajustado através do *trimpot* RV201, figura 26, que permite uma variação de 0 a 40 dB.

Não foi possível levantar a curva real da resposta em frequência do microfone devido à inexistência de ambiente e fonte sonora adequados para este procedimento e, por isto, assume-se a curva fornecida pelo fabricante.

4.2 Sub-sistema de condicionamento de sinais

O sub-sistema de condicionamento de sinais desenvolvido pelo autor, figura 30, é responsável em converter os sinais diferenciais com origem no sub-sistema de captura e transmissão de áudio em um sinal *single-ended* compatível com a entrada do ADC utilizado. Este sub-sistema é composto por um amplificador operacional com banda passante compatível com os requisitos do projeto. Um exemplo comercial deste componente é o TL072 (ST MICROELECTRONICS, 2014). Este projeto tem como objetivo principal o seu uso com sinal de voz ou sinais de mais baixas frequências. Um filtro *anti-aliasing* com uma frequência de corte tal que na frequência de 8 kHz produza uma atenuação maior que 50 dB, permite frequências de amostragem variáveis a partir de 16 kHz.

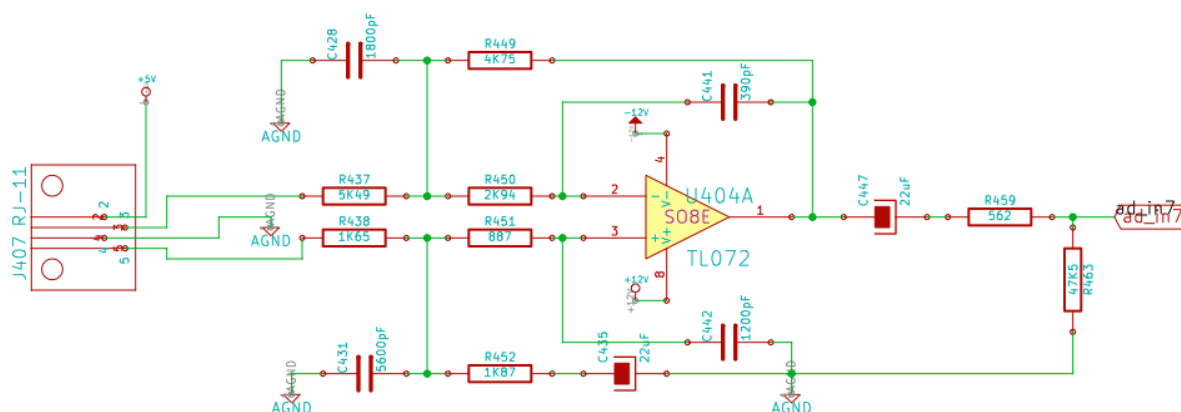


Figura 30: Esquemático do módulo de pré-processamento.

Fonte: Autor.

A figura 31 exibe o projeto realizado pelo autor do layout deste módulo. Foi utilizada uma unidade do TL072 para atender cada conjunto de 2 entradas pois este componente possui dois amplificadores operacionais por encapsulamento.

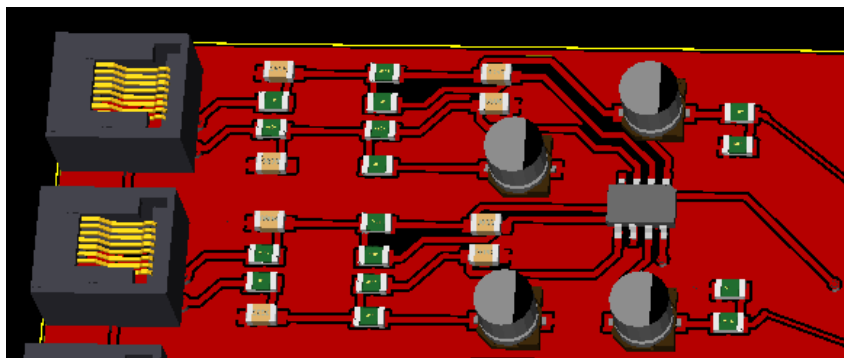


Figura 31: Layout do módulo de pré-processamento.

Fonte: Autor.

A parte da placa do protótipo construída pelo autor para este sub-sistema pode ser vista na figura 32.

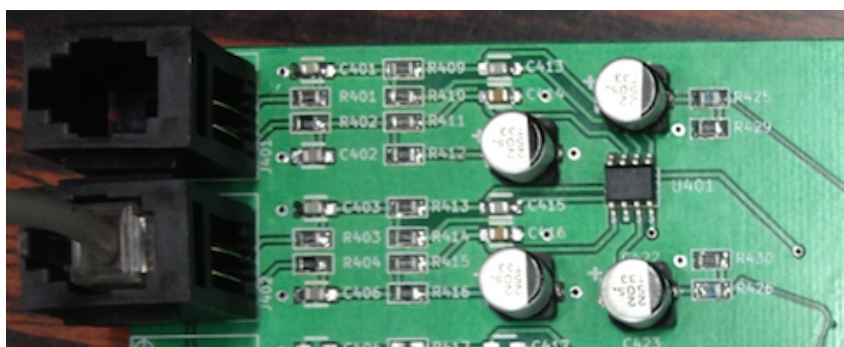


Figura 32: Placa do módulo de pré-processamento.

Fonte: Autor.

A resposta em frequência do módulo de pré-processamento foi levantada e o resultado é mostrado na tabela 2 que resulta no gráfico da figura 33.

Tabela 2: Resposta em frequência na saída do módulo de pré-processamento

Freq. (Hz)	Mód. Captura (mV_{p-p})	Saída (V_{p-p})	Ganho (dB)
501	300,0	4,4	23,2
1000	340,0	4,8	23,0
1500	340,0	5,1	23,5
2000	340,0	5,0	23,3
2502	360,0	4,4	21,7
3000	340,0	4,4	22,2
3497	340,0	4,2	21,8
4000	340,0	4,2	21,8
4502	340,0	4,2	21,8
5000	320,0	4,2	22,4
5506	320,0	4,2	22,2
5997	360,0	4,0	20,9
6505	300,0	3,2	20,6
7007	320,0	3,2	20,0
7490	320,0	2,8	18,8
7994	320,0	2,8	18,8
8503	360,0	2,8	17,8
9000	340,0	2,0	15,4
9478	220,0	2,0	19,2
10067	280,0	2,4	18,7

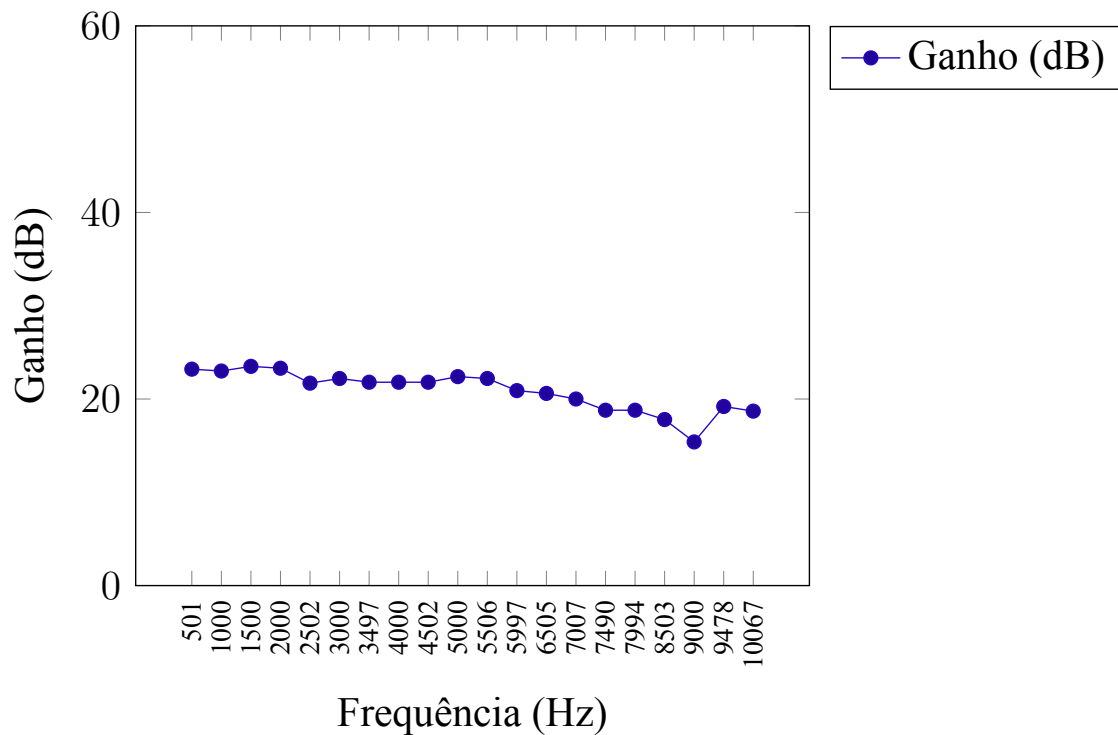


Figura 33: Resposta em frequência do módulo de pré-processamento.

Fonte: Autor

4.3 Resposta em frequência do conjunto captura/condicionamento de sinais

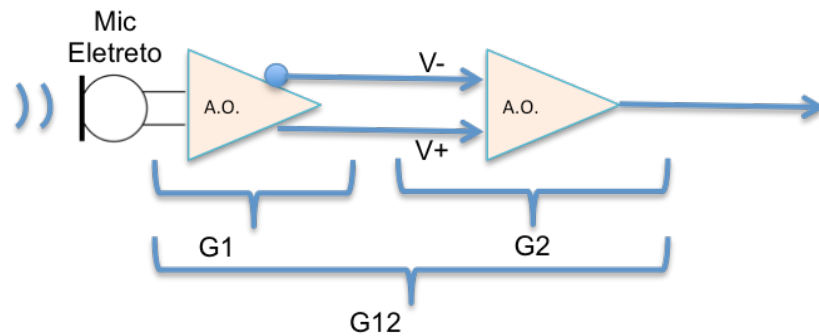


Figura 34: Resposta em frequência do conjunto captura/pré-processamento.

Fonte: Autor.

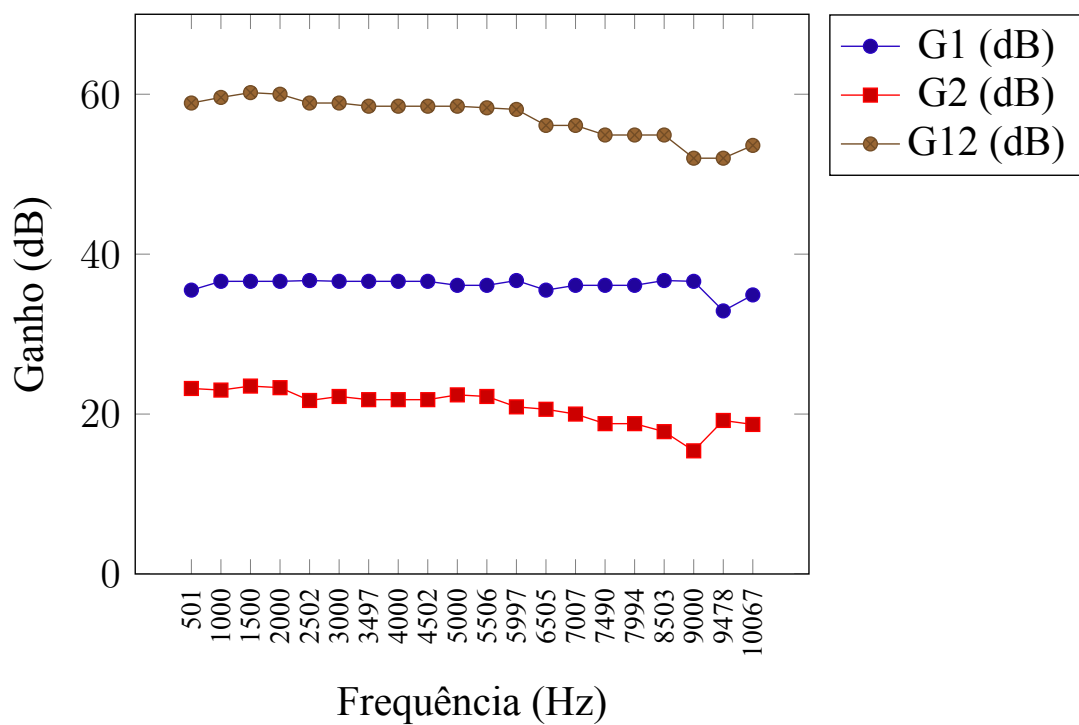


Figura 35: Resposta em frequência do conjunto captura/pré-processamento.

Fonte: Autor

4.4 Configuração para o levantamento da resposta em frequência

A figura 36 mostra a configuração utilizada nos testes e na aquisição da curva da resposta em frequência do protótipo.

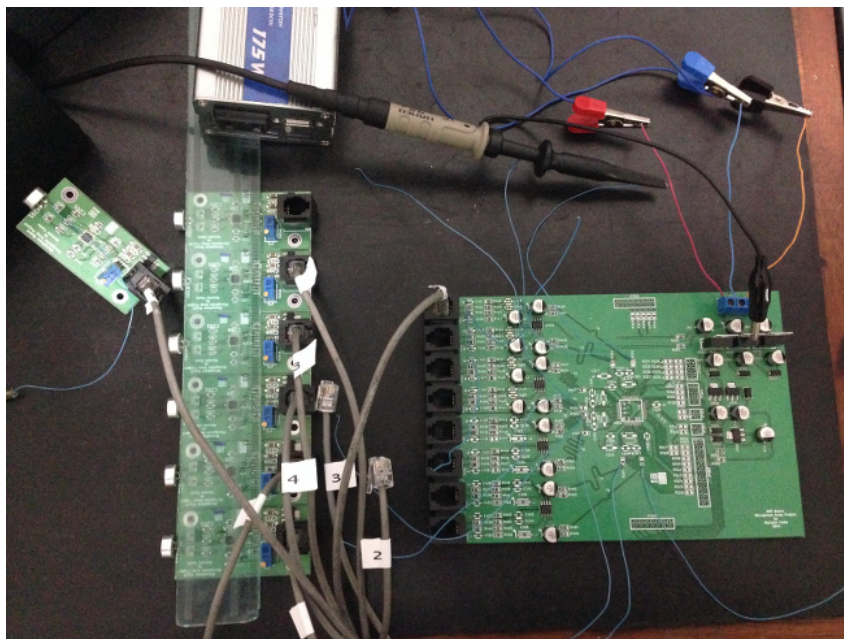


Figura 36: Configuração de testes.

Fonte: Autor.

4.5 Subsistema de aquisição de sinais

O subsistema de aquisição de sinais desenvolvido pelo autor, figura 37, é responsável por converter os sinais analógicos presentes em suas entradas em uma sinalização digital ou bits e disponibilizar esta informação na interface serial de saída para o subsistema de processamento e controle. Para atender os requisitos do projeto, foi escolhido o conversor ADC ADS8568 da Texas, (TEXAS INSTRUMENTS, 2011), que possui as seguintes características: 16-bit, 8-canais com amostragem simultânea e 400 kSPS (400 mil amostragens por segundo).

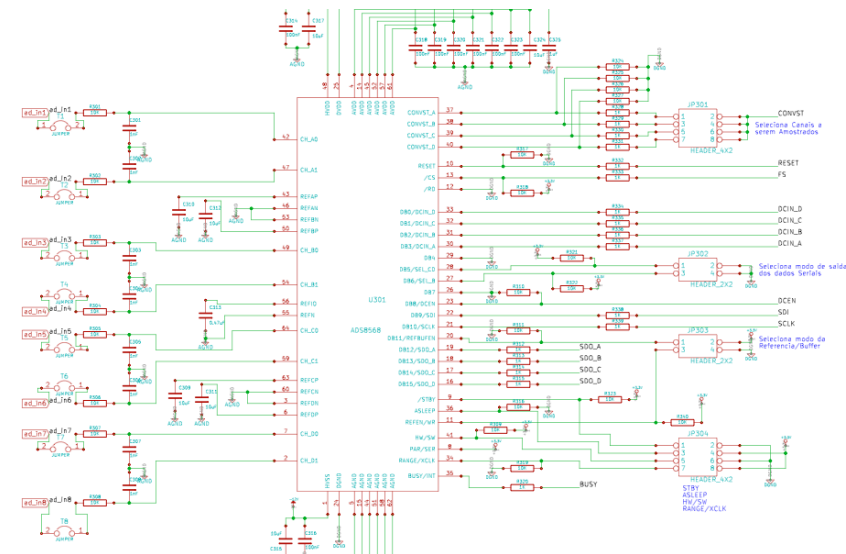


Figura 37: Esquemático do subsistema de aquisição de sinais ADS8568.

Fonte: Autor.

A figura 38 exibe o projeto do layout realizado pelo autor para este subsistema.

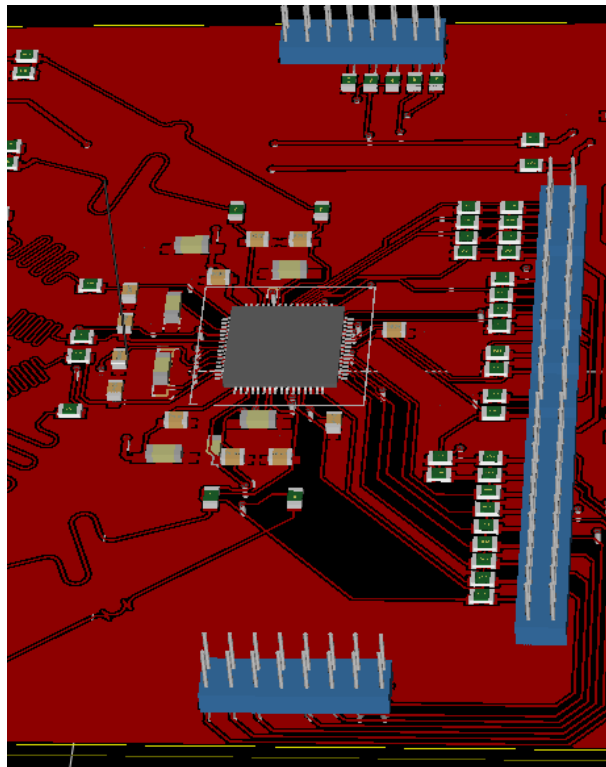


Figura 38: Layout do subsistema de aquisição de sinais ADS8568.

Fonte: Autor.

A figura 39 mostra o projeto final da placa de aquisição montada.

Foi considerado no projeto do layout o comprimento das trilhas que interconectam as saídas dos subsistemas de condicionamento de sinais aos terminais de entrada do ADC, ADS8568. Para isto, o tamanho destas trilhas foi mantido igual com a utilização de curvas no projeto do layout.

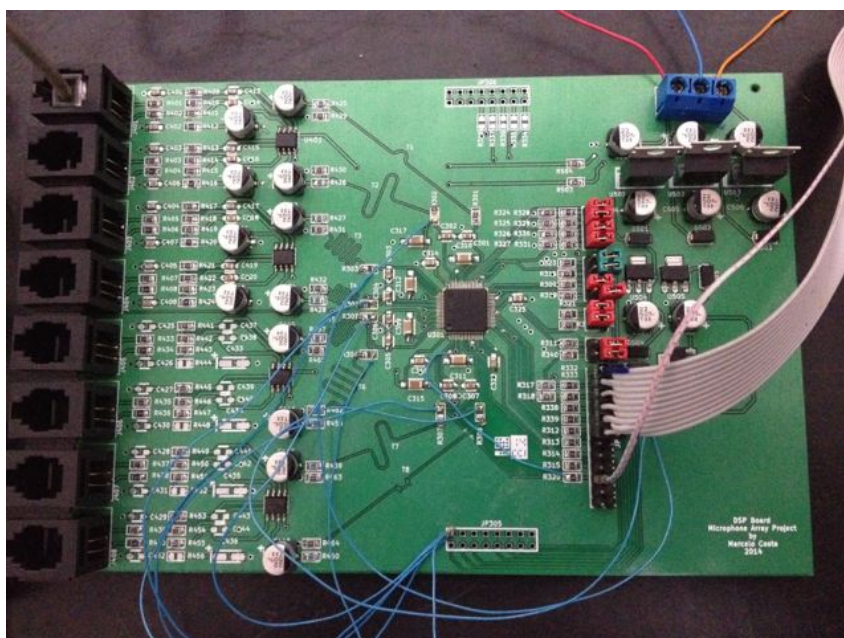


Figura 39: Placa do sistema de aquisição simultânea de sinais.

Fonte: Autor.

Inicialmente foi utilizada como interface de saída a opção de um único pino de saída serial por onde eram transmitidos os 128 bits (8×16 bits) a cada leitura. Nesta configuração a taxa de transmissão era de 2 Mbps ($128 \text{ bits} \times 16000 \text{ amostras/s}$) o que incapacitou o uso do kit Raspberry PI devido a baixa capacidade de transferência de sua porta de entrada e saída (E/S).

Para flexibilizar o projeto uma nova placa foi criada somente com o componente ADC possibilitando testar e implementar diversas configurações de saída como por exemplo 16 bits paralelo e 4 saídas seriais sincronizadas. As figuras 40 e 41 exibem a nova placa confeccionada.

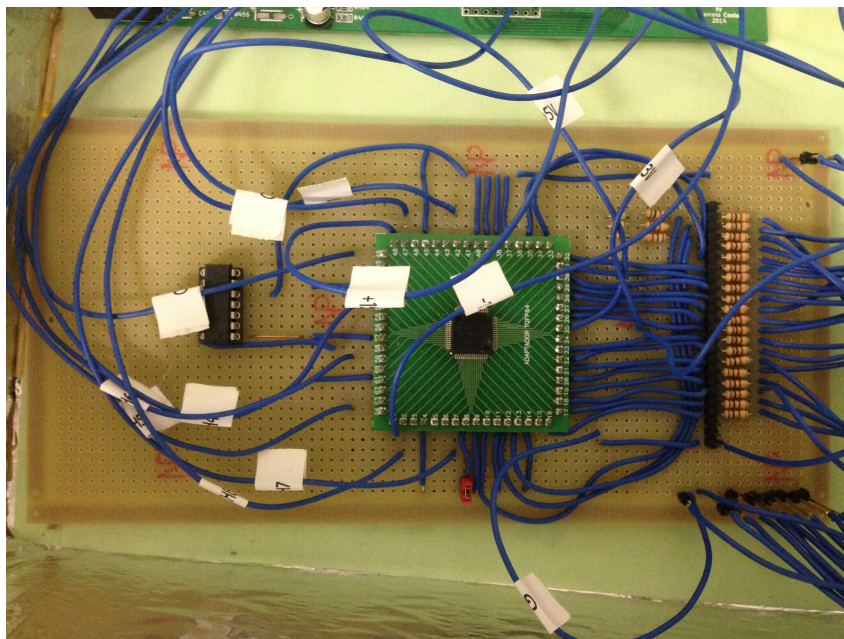


Figura 40: Vista superior da nova placa de aquisição.

Fonte: Autor.

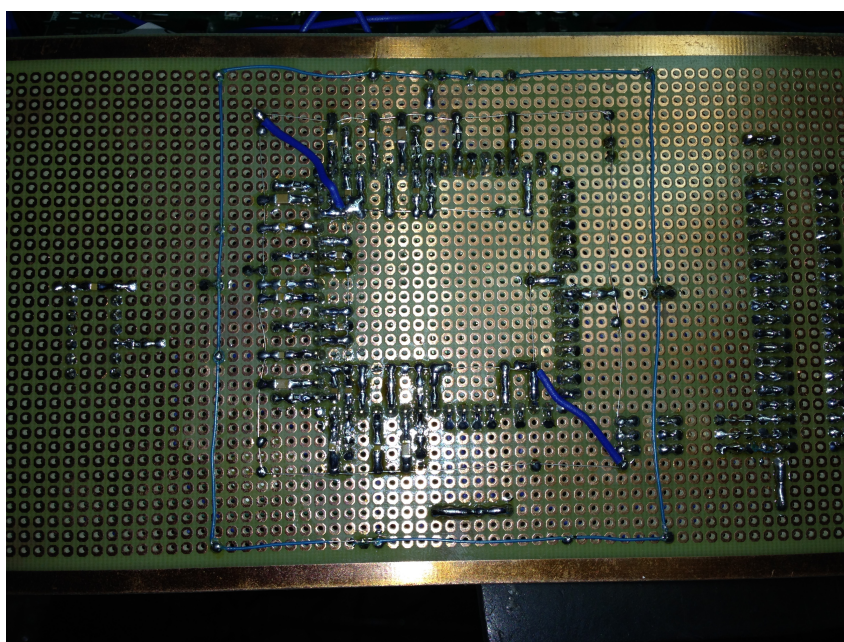


Figura 41: Vista inferior da nova placa de aquisição.

Fonte: Autor.

4.6 Subsistema de processamento e controle

Para este subsistema foi utilizado, inicialmente, um kit Raspberry PI, figura 42, com sistema operacional Linux, porém durante o desenvolvimento do projeto verificou-se que o mesmo não possuía velocidade suficiente em seu barramento de E/S para realizar a aquisição na taxa de amostragem desejada. Outro fator negativo foi somente o suporte a interrupção por software e como o sistema operacional não era de tempo real, o início da transferência dos dados não ocorria em um instante determinado, podendo, até mesmo, ultrapassar o período disponível ($<1/16000s$) para a transferência. Por isto, o módulo MCF52233DEMO, figura 43, fabricado pela Freescale, foi utilizado em substituição ao Raspberry PI. Este módulo é responsável em gerar os sinais de controle para a placa de aquisição e de receber os 128 bits de cada amostragem realizada pelo ADC por meio de canais de comunicação serial, e enviar via porta ethernet e protocolo *User Datagram Protocol* (UDP), para o servidor responsável por receber, armazenar e tratar as amostras.

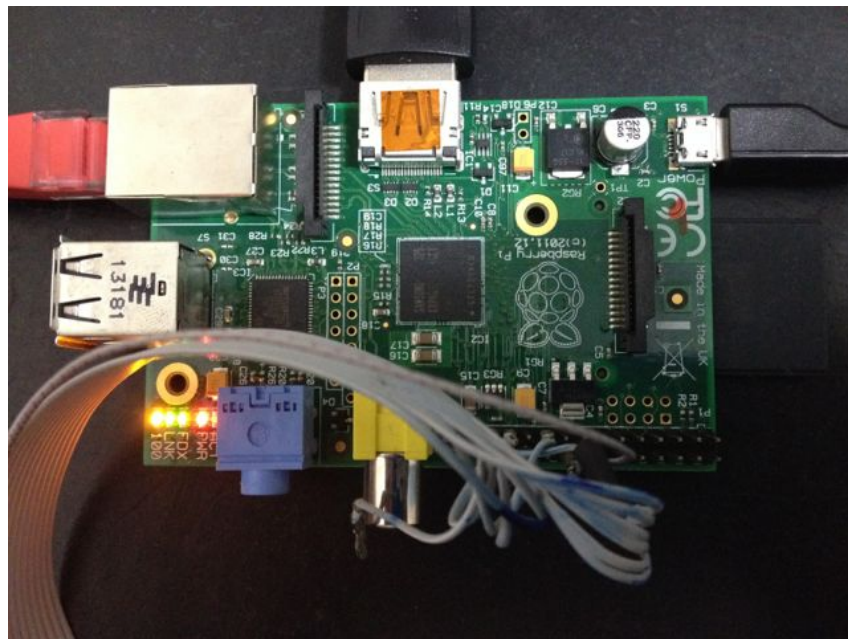


Figura 42: Módulo Raspberry PI.

Fonte: Autor.

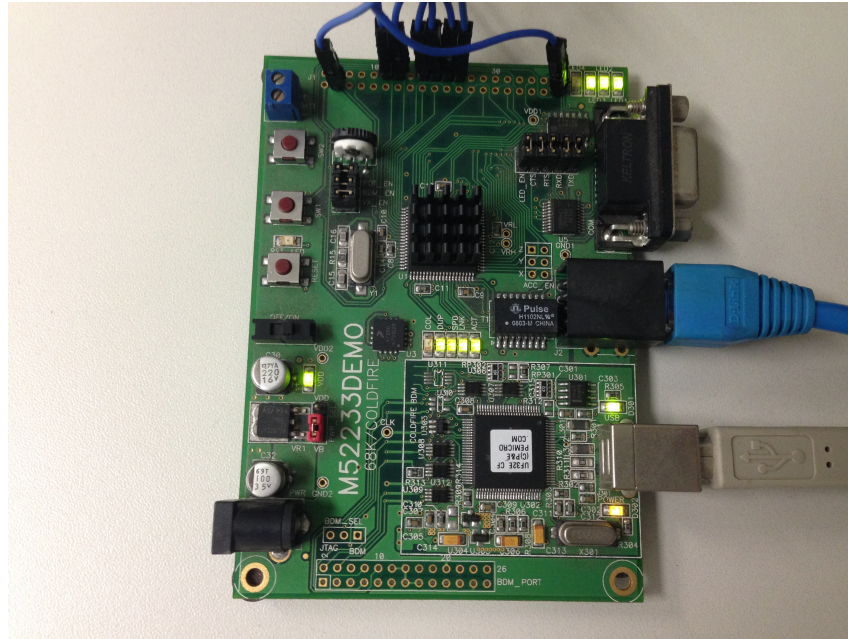


Figura 43: Módulo MCF52233DEMO.

Fonte: Autor.

Adicionalmente ao módulo mencionado, foi utilizado um microcontrolador PIC16F684 (MICROCHIP, 2007) da Microchip, visto na figura 40, para produzir o sinal de controle de início da conversão por meio de uma saída *Pulse-width Modulation* (PWM) a 16 kHz e largura de pulso de 900 ns conforme mostrado nas figuras 44 e 45.

Na figura 44 o traço em amarelo é o pulso de disparo de início de conversão e o traço em verde é o sinal *BUSY* do ADC que indica o tempo de conversão.

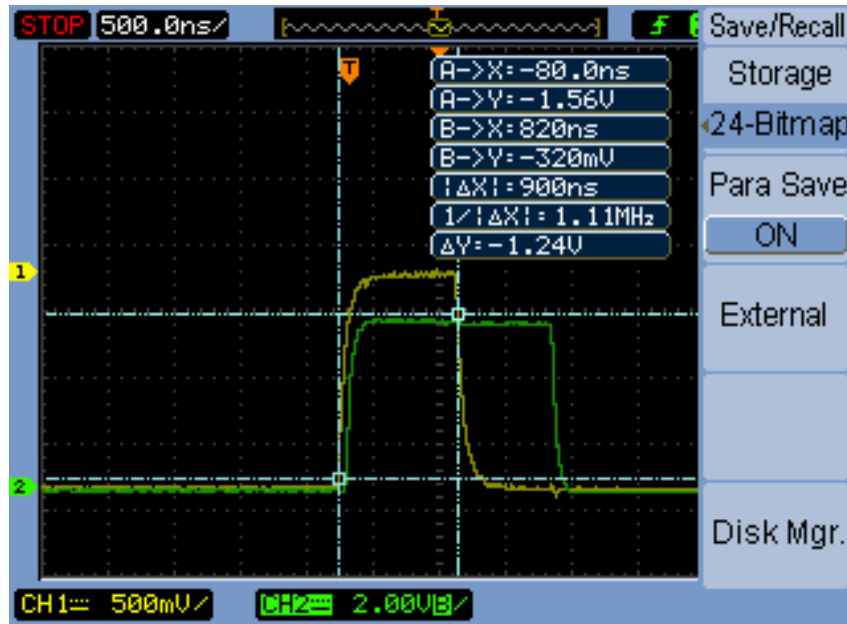


Figura 44: Sinal de controle de início de conversão.

Fonte: Autor.

A figura 45 mostra a medida da frequência na saída do PWM do microcontrolador.

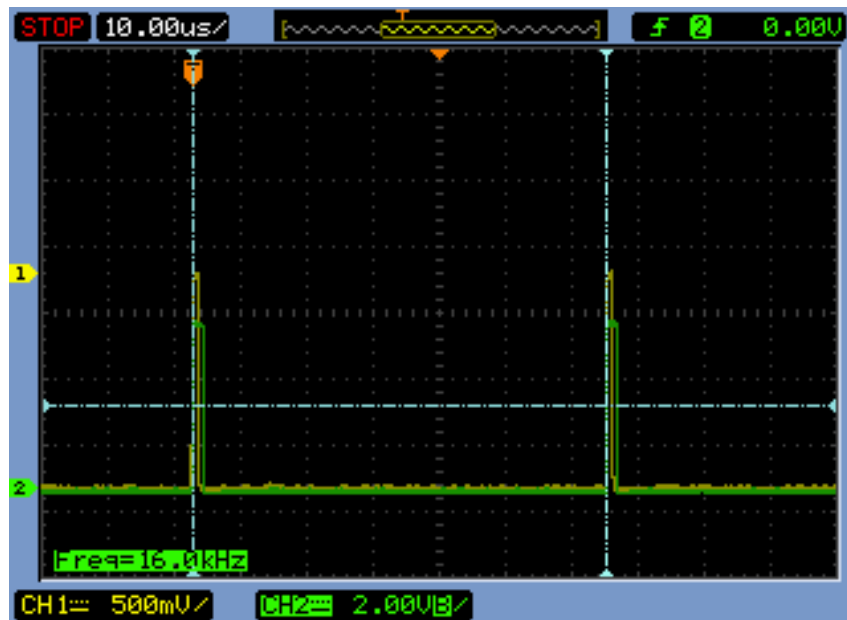


Figura 45: Frequência do sinal de controle de início de conversão.

Fonte: Autor.

A figura 46 mostra o ciclo completo da leitura dos 128 bits em 4 canais seriais (32 bits por canal).

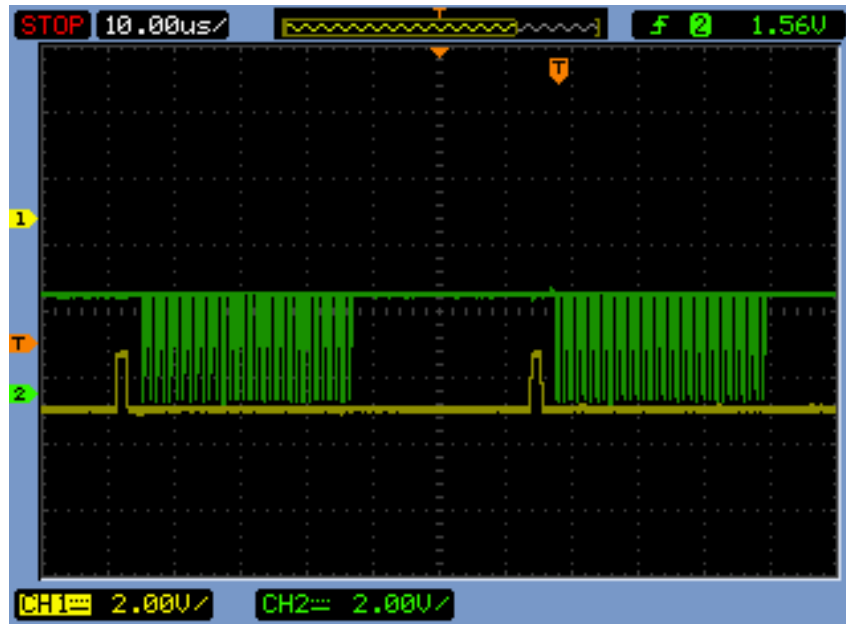


Figura 46: Ciclo completo de leitura do ADC.

Fonte: Autor.

A figura 47 mostra um ciclo de leitura exibindo o sinal de *clock*, em verde, e um dos quatro canais seriais, em amarelo.

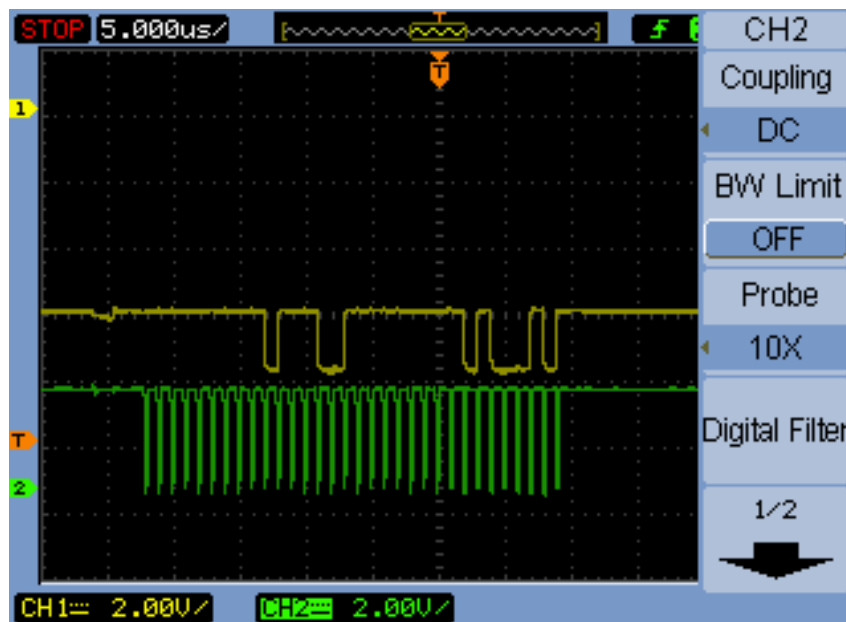


Figura 47: Ciclo completo de transferência serial.

Fonte: Autor.

4.7 Programa de comunicação com o módulo de aquisição

O programa de controle e aquisição foi desenvolvido em linguagem C e possui duas opções de execução. Uma opção é a exibição da média da potência por canal, onde o programa fica exibindo o valor eficaz de cada canal até ser interrompido e a outra opção é a captura de dados, neste modo o programa fica recebendo o fluxo de dados vindo da placa de controle e exporta para um arquivo *Waveform Audio file Format* (WAV). Este arquivo WAV é utilizado em conjunto com o MATLAB e outros programas para a produção de gráficos e análise de resultados com a utilização de algoritmos específicos.

O quadro 4.1 exhibe as opções de uso do programa.

```
./ADcListener Programa de Aquisicao e controle do projeto ADc
Parametros:1
    -c : Mostra media da potencia de cada canal
    -a : Executa aquisicao em arquivo texto
Autor: Marcelo Costa
Data: Nov/2014
Programa de Mestrado de Engenharia Eletrica
Area de Processamento de Sinais
```

Quadro 4.1: Opções de execução do programa de captura de dados. // Fonte: Autor.

Foi, também, desenvolvido outro programa *frontend* para ajudar na calibração do sistema. Este programa exhibe em tempo real os sinais capturados de cada um dos oito microfones. A exibição é feita em gráficos do tipo *bargraph* e do tipo X-Y. A figura 48 exhibe a tela deste *frontend*.

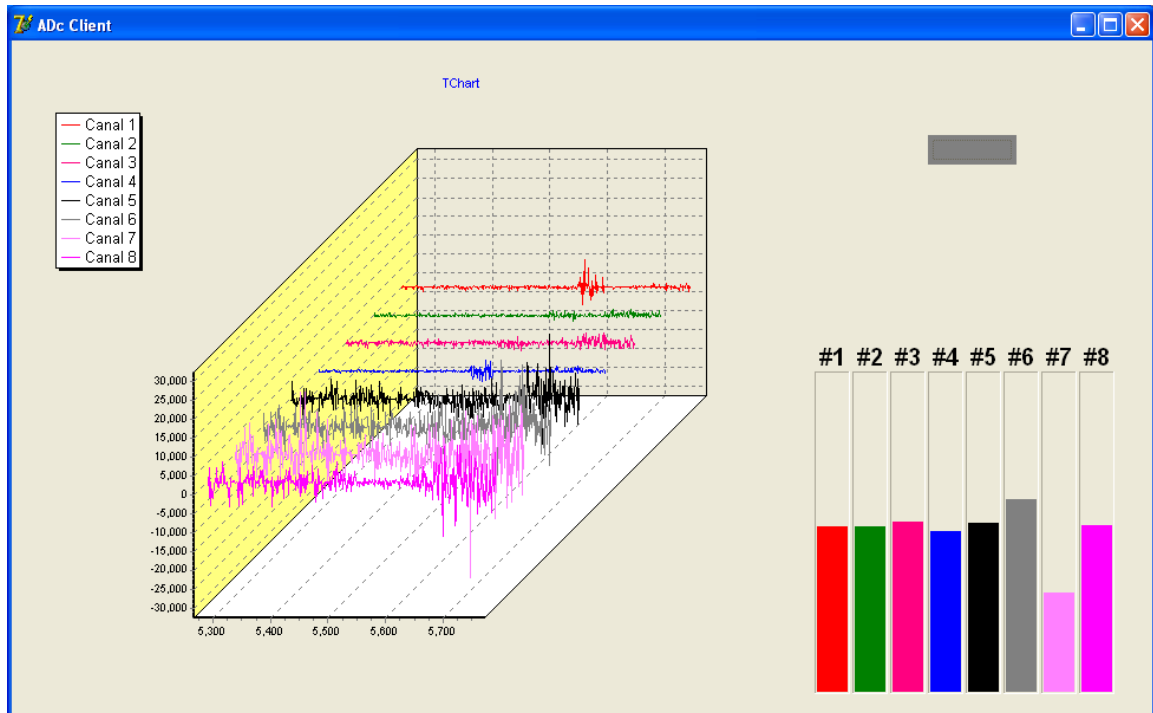


Figura 48: *Frontend* de calibração e testes funcionais.

Fonte: Autor.

As curvas a seguir foram obtidas no início do desenvolvimento do programa de controle com a utilização do módulo Raspberry com dois microfones a uma taxa de amostragem livre, ou seja, a uma taxa determinada somente pelo *loop* interno do programa. A configuração do ambiente de testes é apresentada na figura 49, sendo os ângulos a azimuth da posição da fonte sonora distante a 1 m dos microfones.

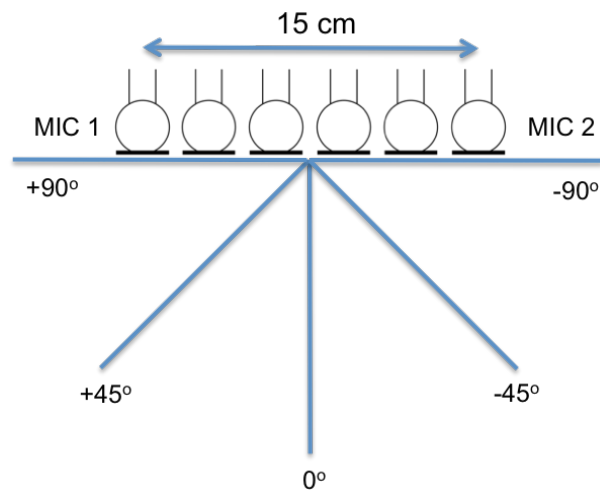


Figura 49: Configuração do ambiente de testes do levantamento das curvas.

Fonte: Autor.

A figura 50 exibe o resultado da aquisição de amostras com a fonte sonora de frequência de 630 Hz e em $+90^\circ$ em relação aos microfones, onde pode-se observar o canal 1 adiantado em relação ao canal 2.

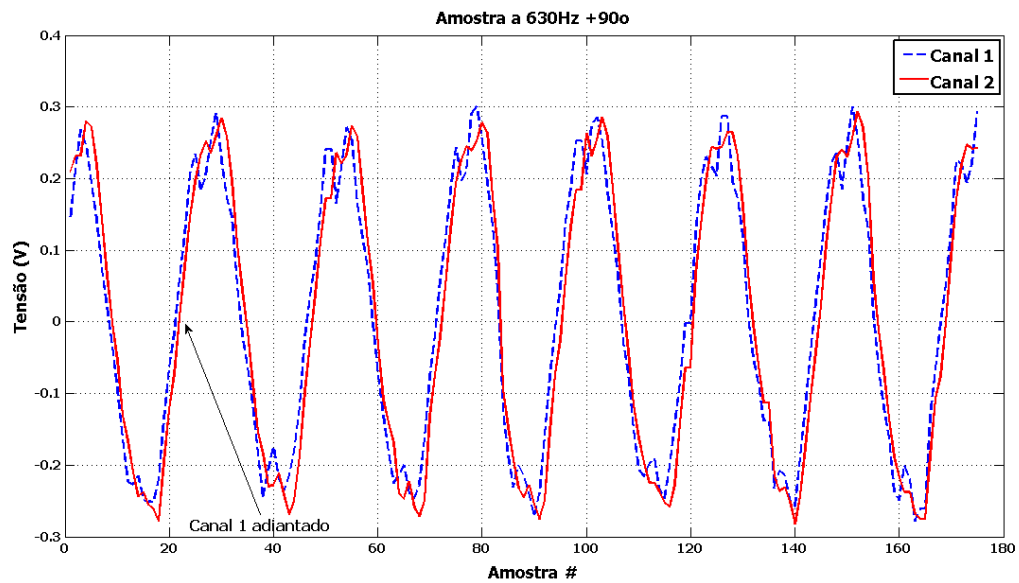


Figura 50: Aquisição de amostras a 630 Hz e $+90^\circ$.

Fonte: Autor.

A figura 51 exibe o resultado da aquisição de amostras com a fonte sonora de frequência de 630 Hz e em $+45^\circ$ em relação aos microfones, onde pode-se observar o canal 1 adiantado em relação ao canal 2.

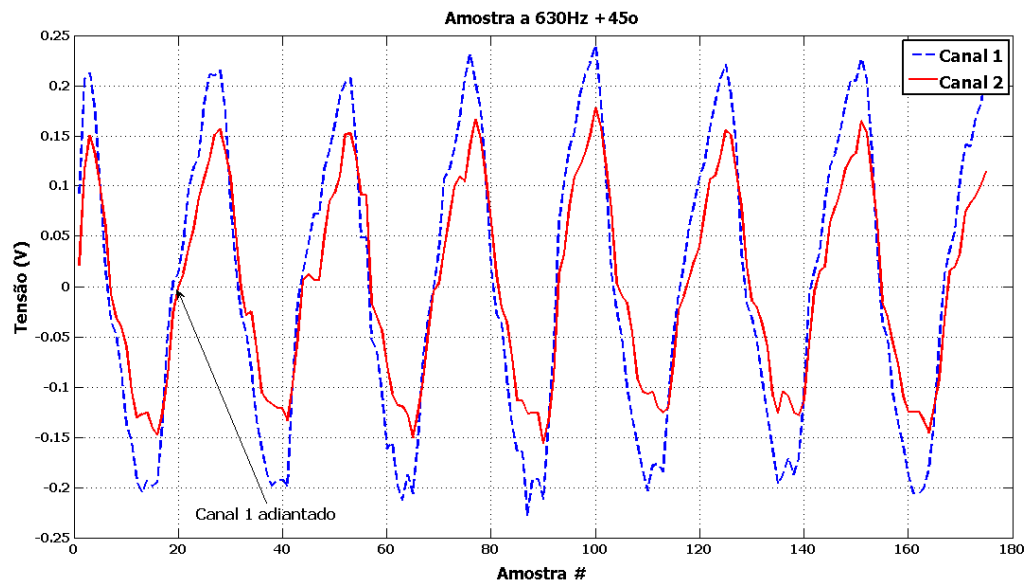


Figura 51: Aquisição de amostras a 630 Hz e $+45^\circ$.

Fonte: Autor.

A figura 52 exibe o resultado da aquisição de amostras com a fonte sonora de frequência de 630 Hz e em 0° em relação aos microfones, observam-se os canais 1 e 2 em fase.

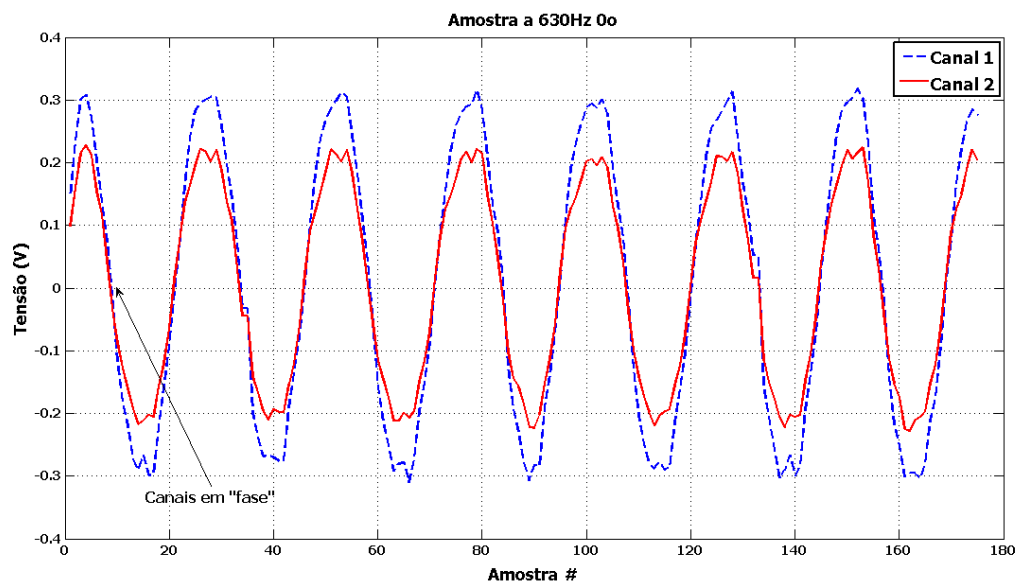


Figura 52: Aquisição de amostras a 630 Hz e 0° .

Fonte: Autor.

A figura 53 exibe o resultado da aquisição de amostras com a fonte sonora de frequência de 630 Hz e em -45° em relação aos microfones, onde pode-se observar o canal 2 adiantado

em relação ao canal 1.

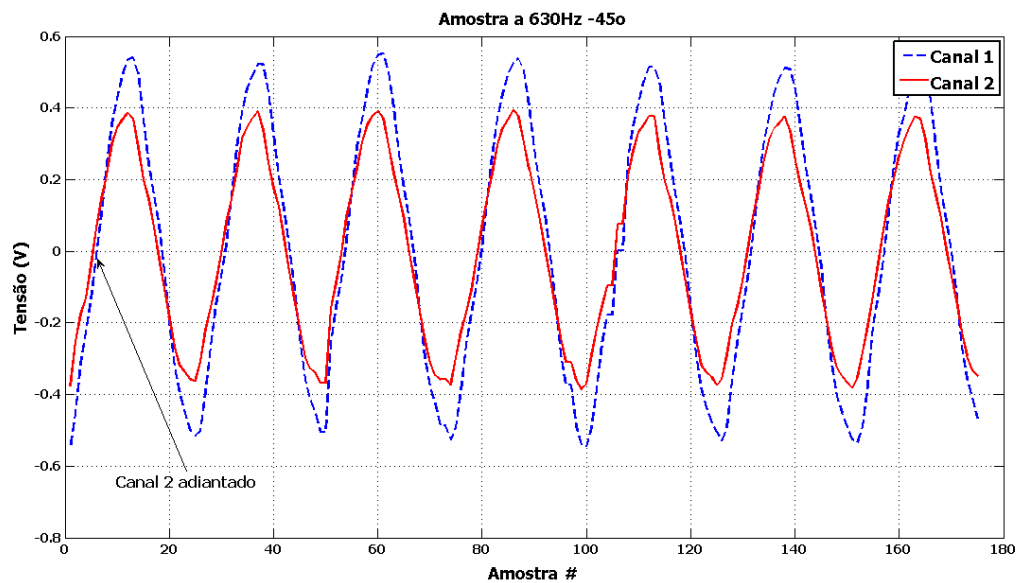


Figura 53: Aquisição de amostras a 630 Hz e -45° .

Fonte: Autor.

A figura 54 exibe o resultado da aquisição de amostras com a fonte sonora de frequência de 630 Hz e em -90° em relação aos microfones, onde pode-se observar o canal 2 adiantado em relação ao canal 1.

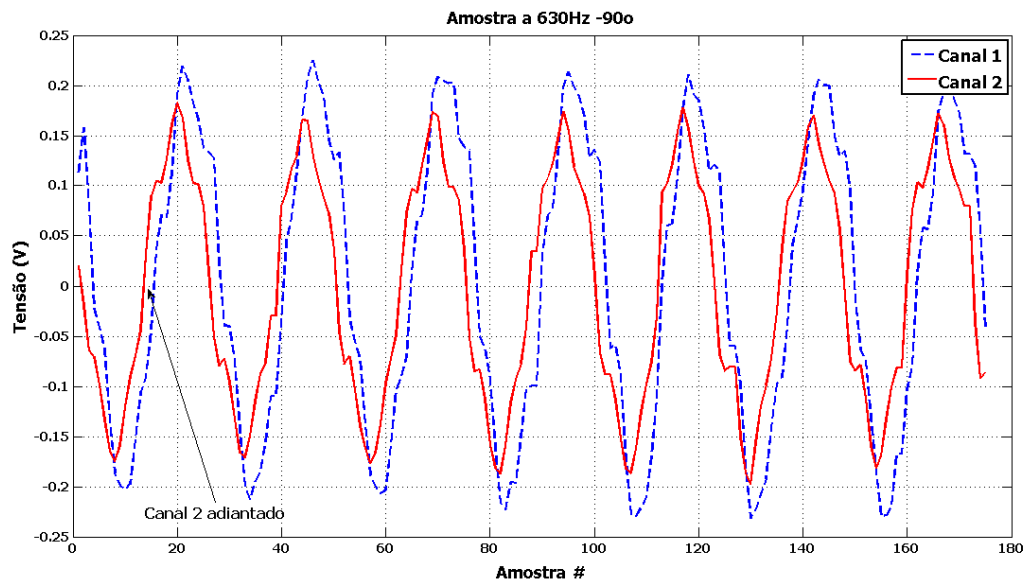


Figura 54: Aquisição de amostras a 630 Hz e -90° .

Fonte: Autor.

Após a substituição do Raspberry PI pelo módulo MCF52233DEMO, novas amostragens foram realizadas. Inicialmente foi utilizada a configuração ilustrada na figura 55 onde a distância utilizada entre os microfones foi de 6 cm. Esta distância mostrou-se pouco efetiva para verificar a funcionalidade da aquisição simultânea a uma frequência de amostragem de 16 kHz, uma vez que, para uma fonte sonora de 1 kHz, o número de amostras capturadas entre o tempo de chegada do impulso sonoro a 45° a um microfone e seu vizinho era de apenas duas amostras. Como o sistema atual possui uma restrição para aumento da frequência de amostragem devido ao tempo de transmissão dos pacotes de dados via interface ethernet, a solução para melhorar as análises e comprovar o funcionamento do conjunto foi utilizar uma nova configuração de microfones, figura 56, onde o espaçamento entre eles foi aumentada para 50,5 cm o que permitiu capturar 36 amostras entre a chegada do impulso sonoro a 45° a um microfone e seu vizinho.

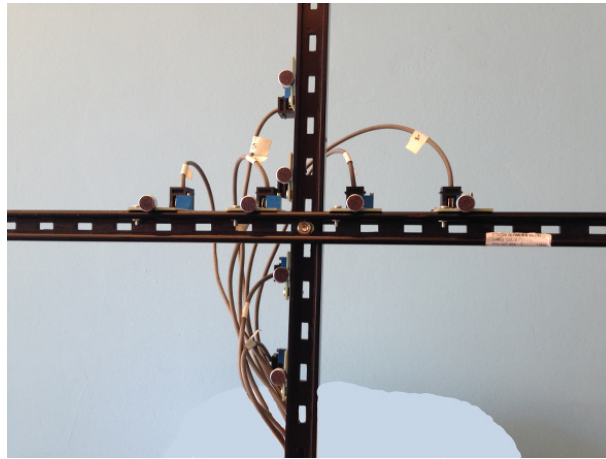


Figura 55: Configuração do primeiro ambiente de testes do levantamento das curvas com microfones equidistantes em 6 cm.

Fonte: Autor.

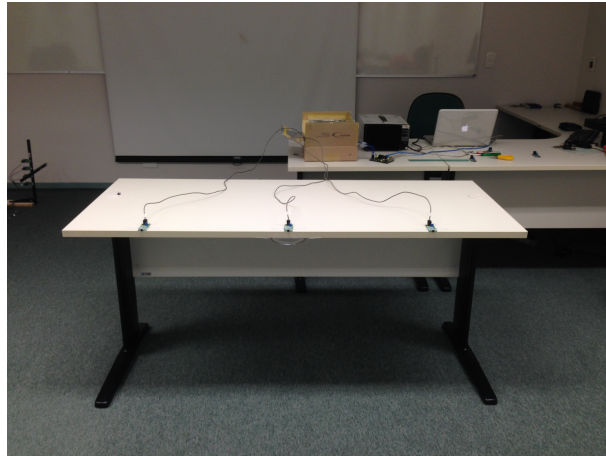


Figura 56: Configuração do segundo ambiente de testes do levantamento das curvas com microfones equidistantes de 50,5 cm.

Fonte: Autor.

As curvas a seguir foram obtidas a uma taxa de aquisição de 16 kHz na configuração e o ambiente de testes é apresentado na figura 56.

A figura 57 apresenta um dos impulsos sonoros amostrados que foi utilizado neste estudo.

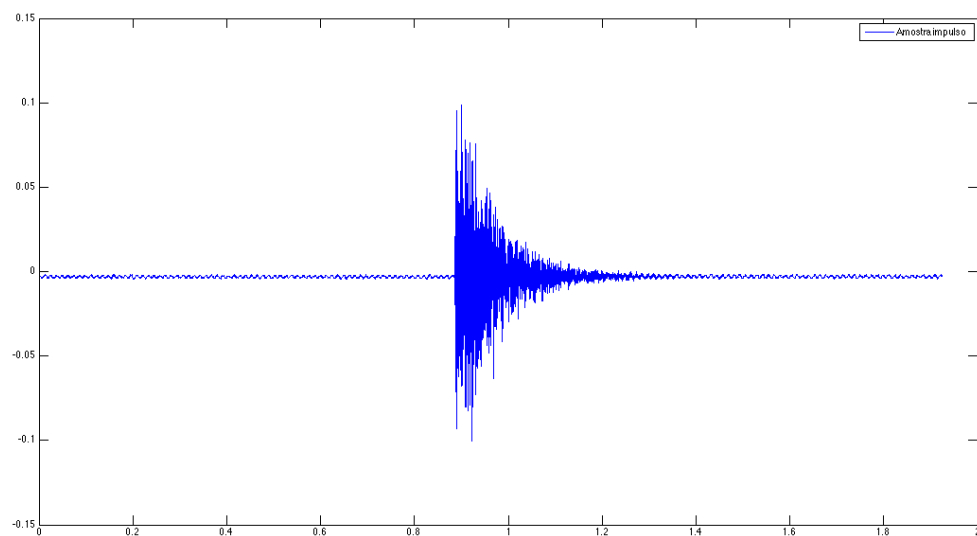


Figura 57: Impulso sonoro amostrado a 10 m de distância e -45° .

Fonte: Autor.

A seguir, a figura 58 mostra em detalhes os instantes da chegada do impulso sonoro em cada microfone. As linhas verticais marcam a chegada de um mesmo instante do impulso

sonoro em cada microfone do conjunto.

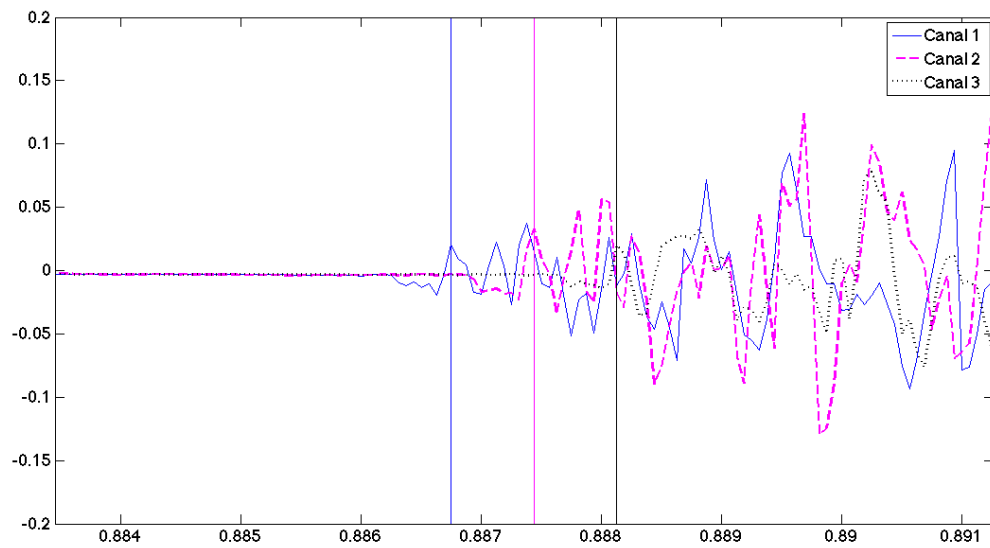


Figura 58: Parcela da aquisição de impulso sonoro a 10 m de distância e -45° .

Fonte: Autor.

Outra forma de demonstrar o funcionamento da aquisição simultânea é a convolução de cada canal de uma amostra adquirida com um sinal senoidal e a análise da defasagem resultante. Isto pode ser visto na figura 59 onde os canais 1 e 2 de uma amostra adquirida a um ângulo de 45° foram convoluídas com um sinal senoidal de 1 kHz e o resultado foi analisado quanto a sua defasagem.

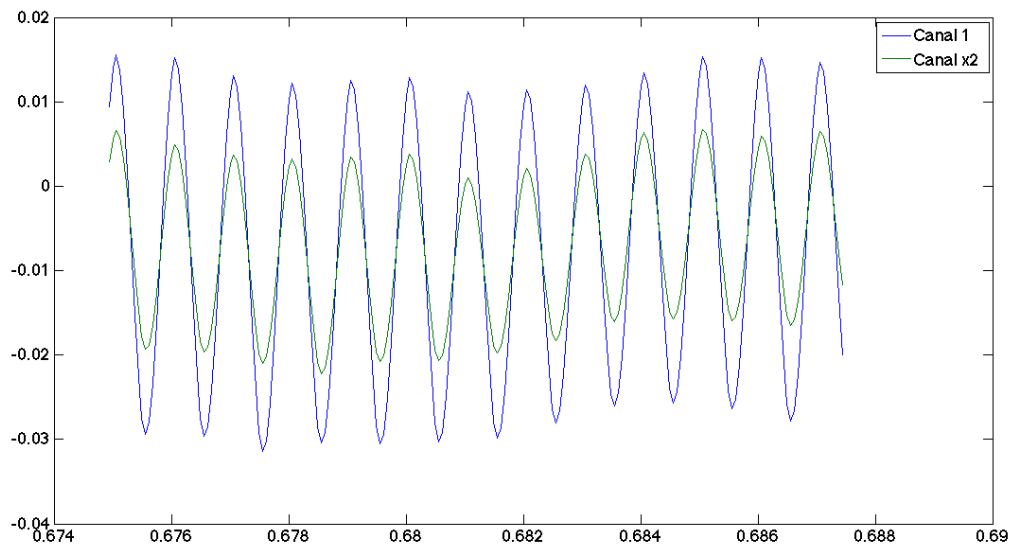


Figura 59: Comparativo dos sinais após a convolução.

Fonte: Autor.

Para este caso específico, a defasagem teórica é calculada de acordo com as equações 4.3, 4.4 e 4.5. A primeira equação calcula o comprimento de onda, λ , de um sinal sonoro a uma frequência, f , 1 kHz em um meio com a velocidade do som, c , 34400 cm/s na temperatura de 20°C e a segunda equação calcula a diferença do caminho percorrido, Δd em cm, da fonte sonora com azimuth de 45°, θ , para atingir o microfone 1 e o microfone 2 separados por uma distância, D , de 50,5 cm. Caso este valor, Δd , seja múltiplo do comprimento de onda, λ , os sinais resultantes na saída dos canais 1 e 2 estarão em fase, o que é observado na figura 59.

$$\begin{aligned}
 f &= 1 \text{ kHz} \\
 c &= 34400 \text{ cm/s} \\
 \lambda &= \frac{c}{f} \\
 &= \frac{34400}{1000} \\
 &= 34,4 \text{ cm}
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

$$\begin{aligned}
 D &= 50,5 \text{ cm} \\
 \theta &= 45^\circ \\
 \Delta d &= \text{sen}(\theta) \cdot D \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot 50,5 \\
 &= 35,71 \text{ cm}
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

$$\begin{aligned}
\lambda &= 34,4 \text{ cm} \\
\Delta d &= 35,71 \text{ cm} \\
x &= |\lambda - \Delta d| \\
&= 1,31 \text{ cm}
\end{aligned}
\tag{4.5}$$

É possível demonstrar, por meio da equação 4.6, que o sistema não possui resolução suficiente para amostrar a diferença x e por isso a figura 59 mostra os dois sinais em fase embora exista um pequeno atraso de chegada no microfone 2 em relação ao microfone 1. Na equação 4.6 temos f_s como a frequência de amostragem, x é a diferença em cm do caminho percorrido pela onda sonora entre os microfones 1 e 2 e N_s o número de amostras necessárias para capturar a diferença x .

$$\begin{aligned}
f_s &= 16 \text{ kHz} \\
T &= \frac{x}{c} \\
&= \frac{1,31 \text{ cm}}{34400 \text{ cm/s}} \\
&= 3,8 * 10^{-5} \text{ s} \\
N_s &= \frac{T}{\frac{1}{f_s}} \\
&= \frac{3,8 * 10^{-5}}{6,25 * 10^{-5}} \\
&= 0,608
\end{aligned}
\tag{4.6}$$

4.8 Simulação de algoritmos para estimativa do tempo de atraso

Foram escritos e simulados algoritmos que permitem estimar ou detectar o tempo de atraso de chegada da frente de pressão de uma fonte sonora em dois microfones distante entre si de uma distância D .

Para efeitos de comparação foram utilizados três diferentes tipos de fontes sonoras:

- a) Randômico com distribuição normal;
- b) Senoidal;
- c) Áudio da vogal “A” reproduzida pelo autor.

Os seguintes fatores ou pesos foram utilizados na comparação dos resultados:

- a) Correlação cruzada;
- b) Resposta ao impulso Roth;
- c) SCOT;

d) PHAT.

Para as simulações de fonte sonora pseudoaleatória e senoidal foram utilizados os seguintes parâmetros:

- a) Tamanho da amostra, N: 100
- b) Atraso em amostras do canal 2: 20
- c) Valor eficaz do ruído, sigma: 0.1

E, para a amostra de áudio:

- a) Tamanho da amostra, N: 14545
- b) Atraso em amostras do canal 2: 2500
- c) Valor eficaz do ruído, sigma: 0.1

Em todas as amostras foi introduzido um ruído de distribuição normal produzido pelo algoritmo abaixo:

$$R = \text{sigma} * \text{randn}(N,1)$$

Sendo R o vetor que contém o ruído, sigma o valor eficaz do ruído, N o tamanho da amostra.

A função $\text{randn}(N,1)$ produz um vetor de N elementos de valores pseudorandômicos com uma distribuição normal.

4.8.1 Resultado esperado

O resultado esperado após as iterações do algoritmo é encontrar um pico na posição numérica do atraso entre os canais amostrados. A figura 60 apresenta um exemplo de resultado esperado.

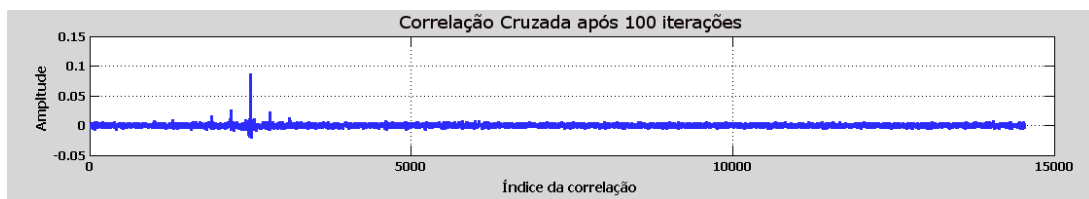


Figura 60: Resultado esperado do algoritmo de simulação.

Fonte: Autor.

4.8.2 Fonte sonora pseudoaleatória com distribuição normal

A seguir são exibidos os resultados obtidos com o uso do algoritmo com uma fonte sonora definida pelo código de programa abaixo.

```
x=randn(N,1);
```

Sendo N o comprimento da amostra.

4.8.2.1 Correlação cruzada sem fator

A seguir são exibidas as amostras randômicas de entrada do algoritmo, figura 61, e o resultado obtido sem a utilização de fator, figura 62.

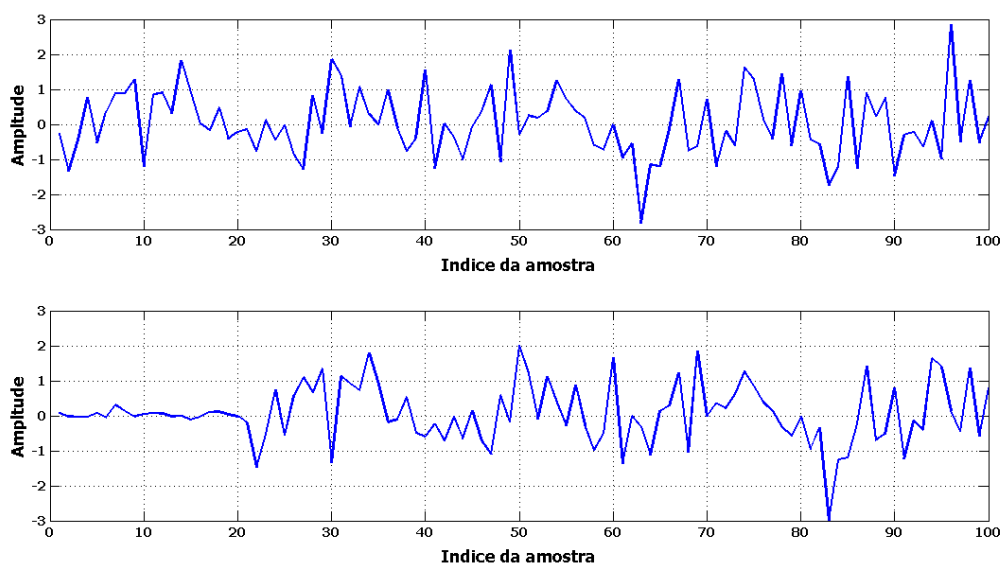


Figura 61: Amostras pseudoaleatórias.

Superior: Amostra microfone 1. Inferior: Amostra microfone 2.

Fonte: Autor.

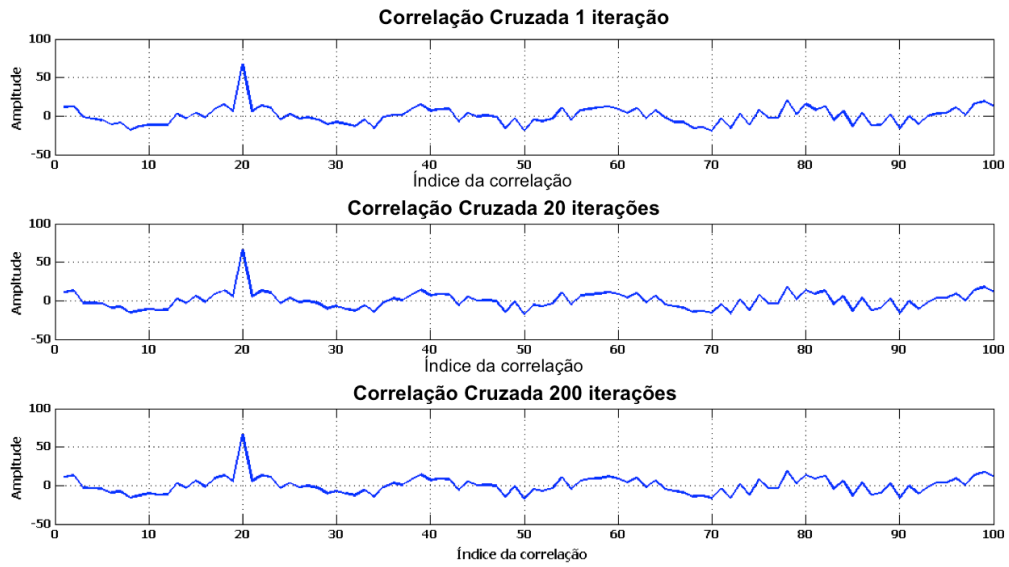


Figura 62: Resultado algoritmo com amostras pseudoaleatórias sem aplicação de fator.

1a. Após 1 iteração. 2a. Após 20 iterações. 3a. Após 200 iterações.

Fonte: Autor.

É possível notar que para uma amostra puramente pseudoaleatória, a correlação cruzada sem fator apresenta um resultado satisfatório mesmo para apenas uma iteração e que o aumento do número de iterações não melhora o seu resultado.

4.8.2.2 Correlação cruzada com fator Roth de resposta ao impulso

A seguir são exibidas as amostras pseudoaleatórias de entrada do algoritmo, figura 63, e o resultado, figura 64, obtido com a utilização de fator Roth de resposta ao impulso, equação 4.7, sendo F o vetor com os fatores Roth de cada ponto.

$$F = \frac{1}{|G_{11}|} \quad (4.7)$$

Sendo F o fator *Roth* e G_{11} é dado pela equação 4.8.

$$G_{11} = C_1 C_1^* \quad (4.8)$$

Sendo C_1 a transformada *Fourier* da amostra do microfone 1 e C_1^* o conjugado de C_1 .

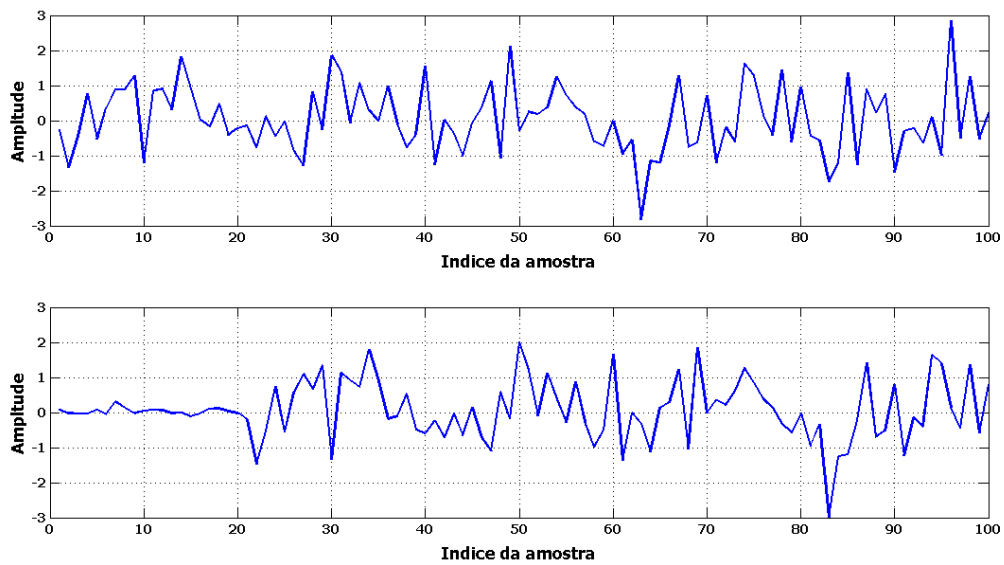


Figura 63: Amostras pseudoaleatórias.

Superior: Amostra microfone 1. Inferior: Amostra microfone 2.

Fonte: Autor.

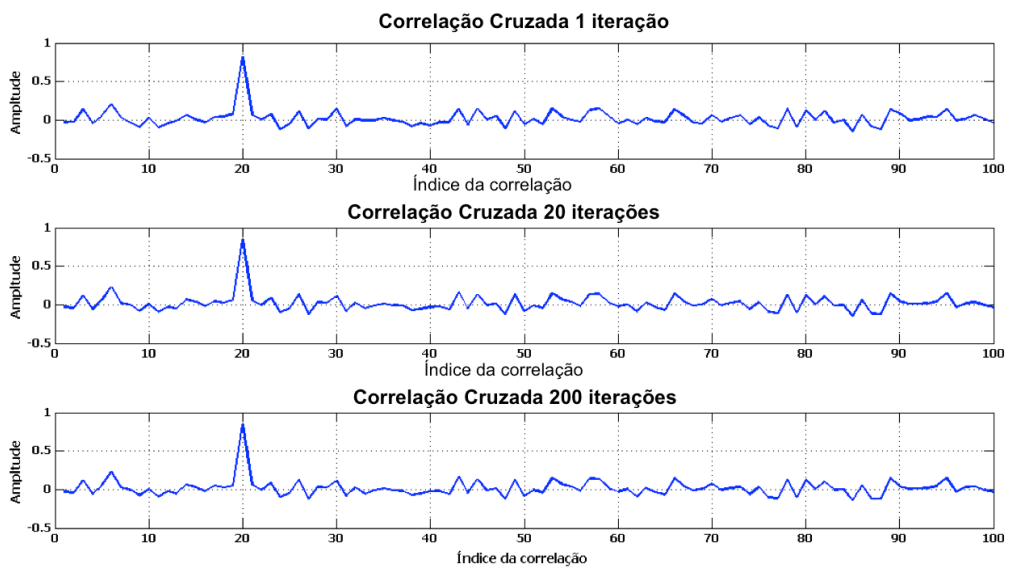


Figura 64: Resultado algoritmo com amostras pseudoaleatórias com fator Roth.

1a. Após 1 iteração. 2a. Após 20 iterações. 3a. Após 200 iterações.

Fonte: Autor.

A utilização do fator ROTH não apresentou melhora nos resultados em relação à simulação com o fator normalizante para uma amostra puramente pseudoaleatórias.

4.8.2.3 Correlação cruzada com fator SCOT

A seguir são exibidas as amostras pseudoaleatórias de entrada do algoritmo, figura 65, e o resultado, figura 66, obtido com a utilização de fator SCOT, equação 4.9, sendo F o vetor com os fatores SCOT de cada ponto.

$$F = \frac{1}{\sqrt{G_{11}G_{22}}} \quad (4.9)$$

Sendo F o fator *SCOT*, G_{11} e G_{22} são dados pelas equação 4.8 e 4.10.

$$G_{22} = C_2 C_2^* \quad (4.10)$$

Sendo C_2 a transformada *Fourier* da amostra do microfone 2 e C_2^* o conjugado de C_2 .

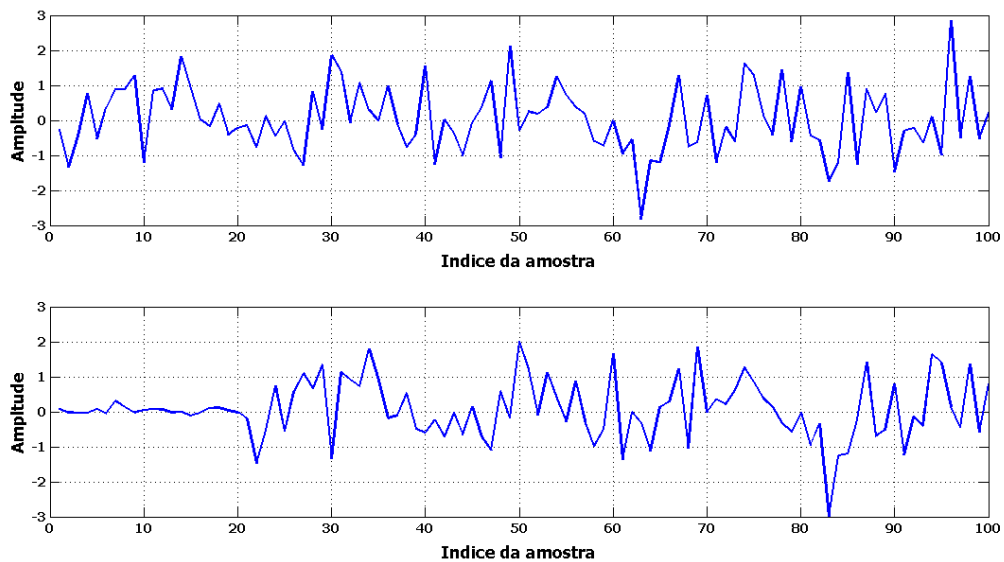


Figura 65: Amostras pseudoaleatórias.

Superior: Amostra microfone 1. Inferior: Amostra microfone 2.

Fonte: Autor.

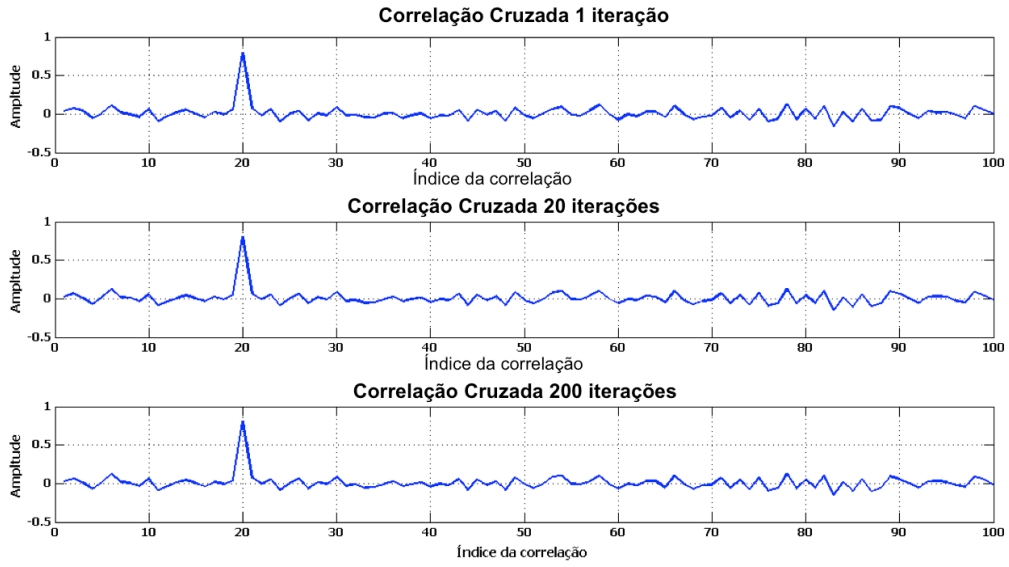


Figura 66: Resultado algoritmo com amostras pseudoaleatórias com fator SCOT.

1a. Após 1 iteração. 2a. Após 20 iterações. 3a. Após 200 iterações.

Fonte: Autor.

A utilização do fator SCOT, também, não apresentou melhora nos resultados em relação à simulação com o fator normalizante para uma amostra puramente pseudoaleatórias.

4.8.2.4 Correlação cruzada com fator PHAT

A seguir são exibidas as amostras pseudoaleatórias de entrada do algoritmo, figura 67, e o resultado, figura 68, obtido com a utilização de fator PHAT, equação 4.11, sendo F o vetor com os fatores PHAT de cada ponto.

$$F = \frac{1}{|G_{12}|} \quad (4.11)$$

Sendo F o fator *PHAT* e G_{11} é dado pela equação 4.12.

$$G_{12} = C_1 C_2^* \quad (4.12)$$

Sendo C_1 a transformada *Fourier* da amostra do microfone 1 e C_2^* o conjugado da transformada *Fourier* da amostra do microfone 2.

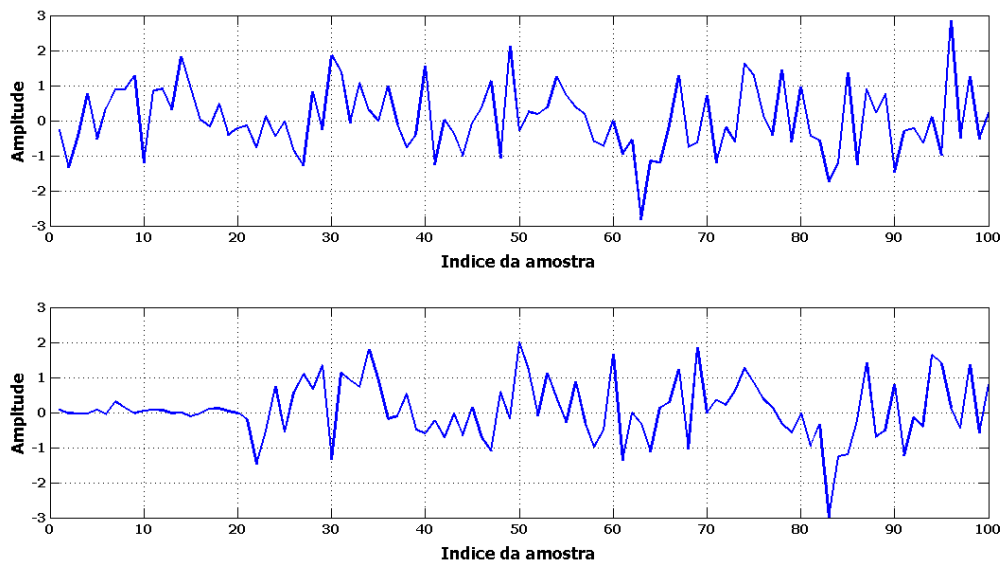


Figura 67: Amostras pseudoaleatórias.

Superior: Amostra microfone 1. Inferior: Amostra microfone 2.

Fonte: Autor.

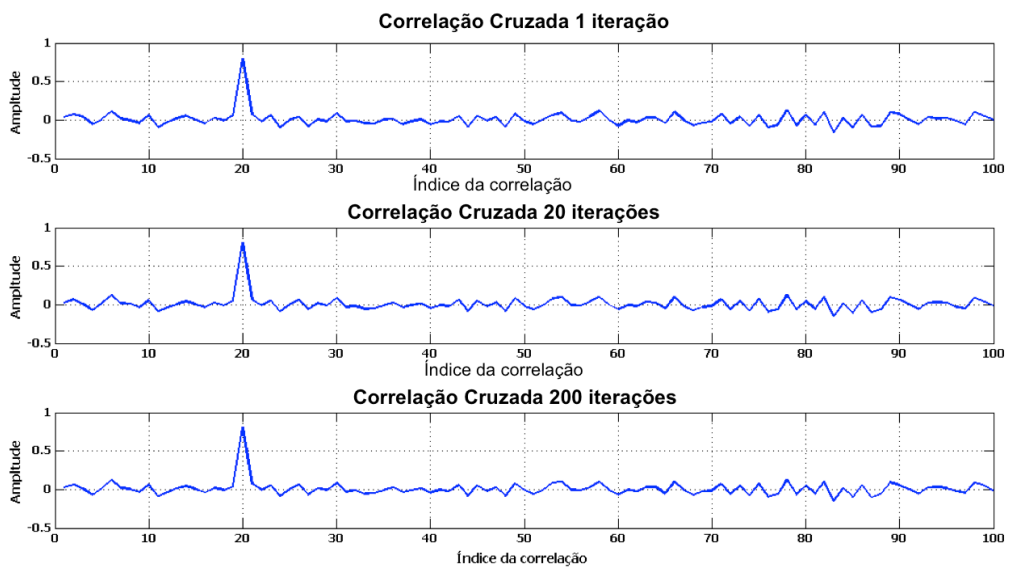


Figura 68: Resultado algoritmo com amostras pseudoaleatórias com fator PHAT.

1a. Após 1 iteração. 2a. Após 20 iterações. 3a. Após 200 iterações.

Fonte: Autor.

A utilização do fator PHAT, também, não apresentou melhora nos resultados em relação à simulação com o fator normalizante para uma amostra puramente pseudoaleatórias.

4.8.3 Fonte sonora senoidal

A seguir são exibidos os resultados obtidos com o uso dos algoritmos com uma fonte sonora senoidal amortecida, figura 69, definida pela código de programa abaixo.

```
x=(sin(2*pi*(0:N-1)/10).*(0.98).^ (0:N-1))'
```

Sendo π o número π e N o comprimento da amostra.

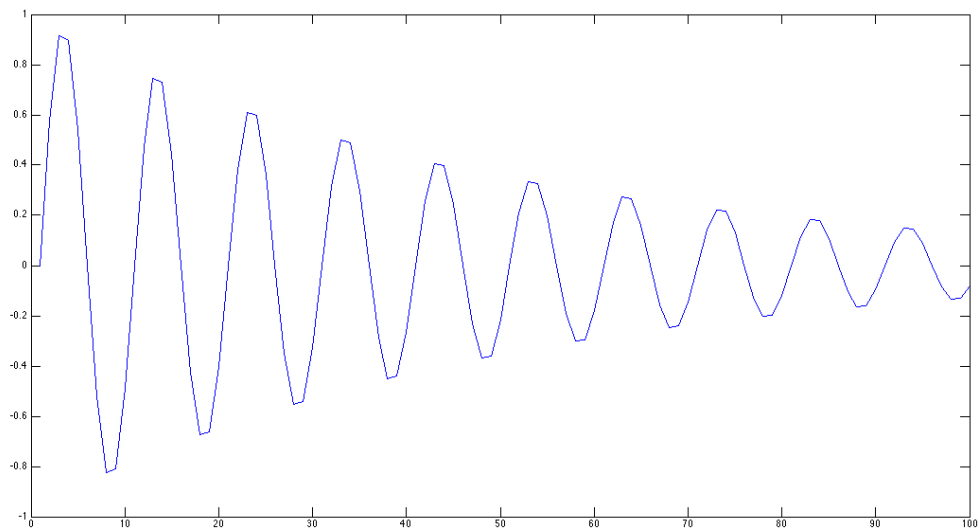


Figura 69: Amostra senoidal amortecida utilizada na simulação.

Fonte: Autor.

4.8.3.1 Correlação cruzada sem fator

A seguir são exibidas as amostras senoidais amortecidas de entrada do algoritmo, figura 70, e o resultado obtido sem a utilização de fator, figura 71.

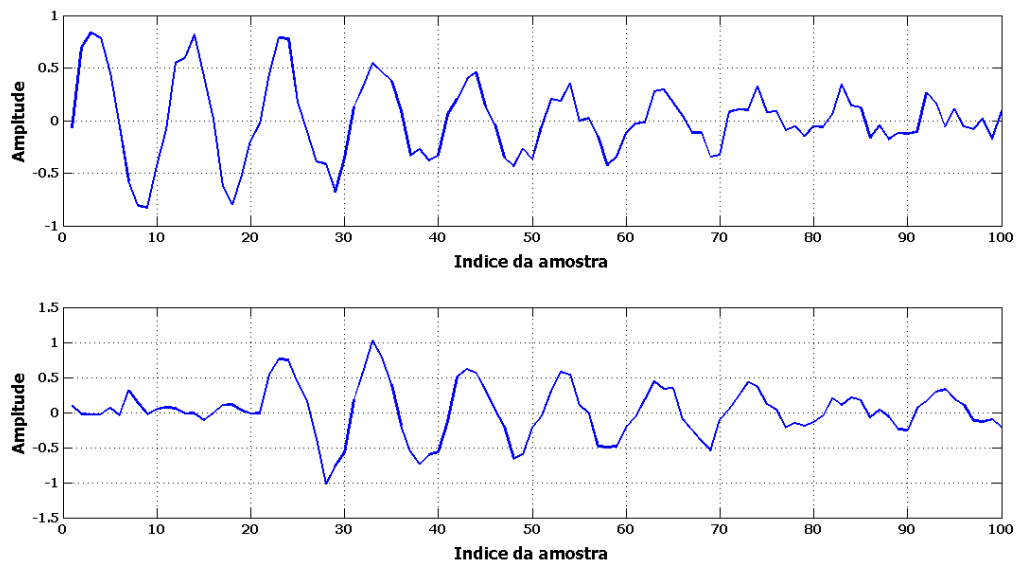


Figura 70: Amostras senoidais amortecidas.

Superior: Amostra microfone 1. Inferior: Amostra microfone 2.

Fonte: Autor.

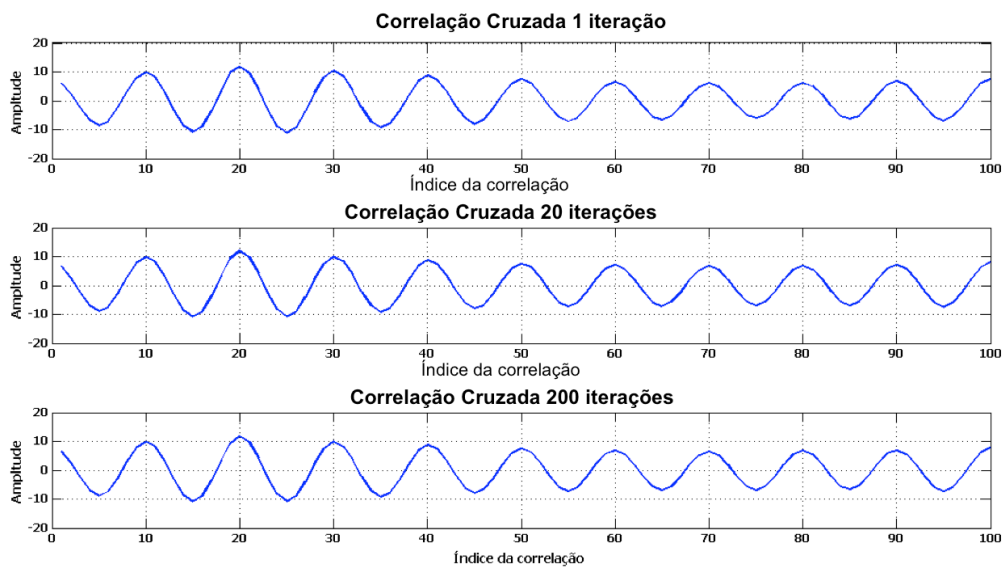


Figura 71: Resultado algoritmo com amostras senoidais amortecidas sem aplicação de fator.

1a. Após 1 iteração. 2a. Após 20 iterações. 3a. Após 200 iterações.

Fonte: Autor.

A utilização da correlação cruzada sem aplicação de fator obteve resultado insatisfatório, independente do número de iterações realizadas nas amostras.

4.8.3.2 Correlação cruzada com fator Roth de resposta ao impulso

A seguir são exibidas as amostras senoidais amortecidas de entrada do algoritmo, figura 72, e o resultado, figura 73, obtido com a utilização de fator Roth de resposta ao impulso, equação 4.7.

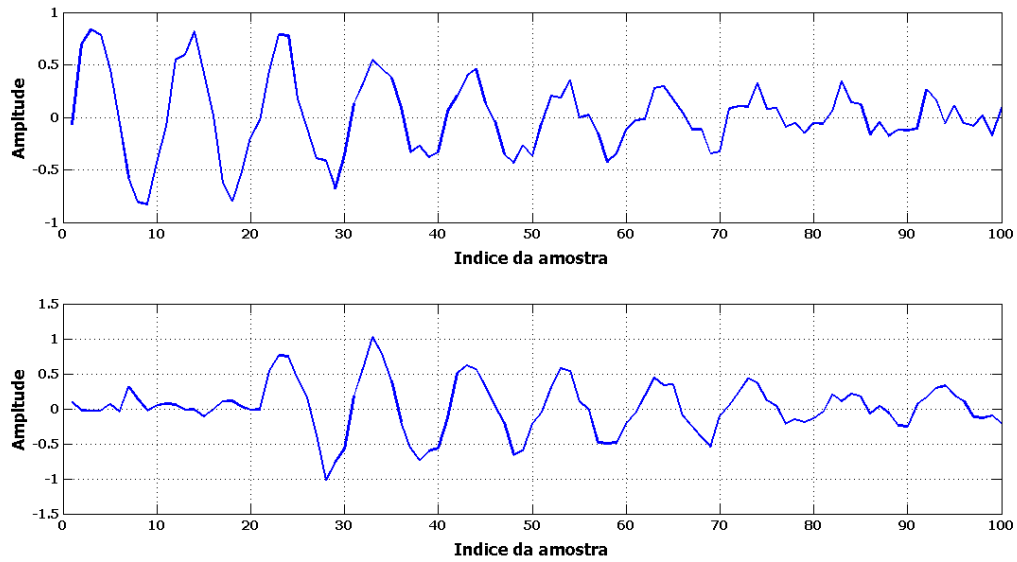


Figura 72: Amostras senoidais amortecidas.

Superior: Amostra microfone 1. Inferior: Amostra microfone 2.

Fonte: Autor.

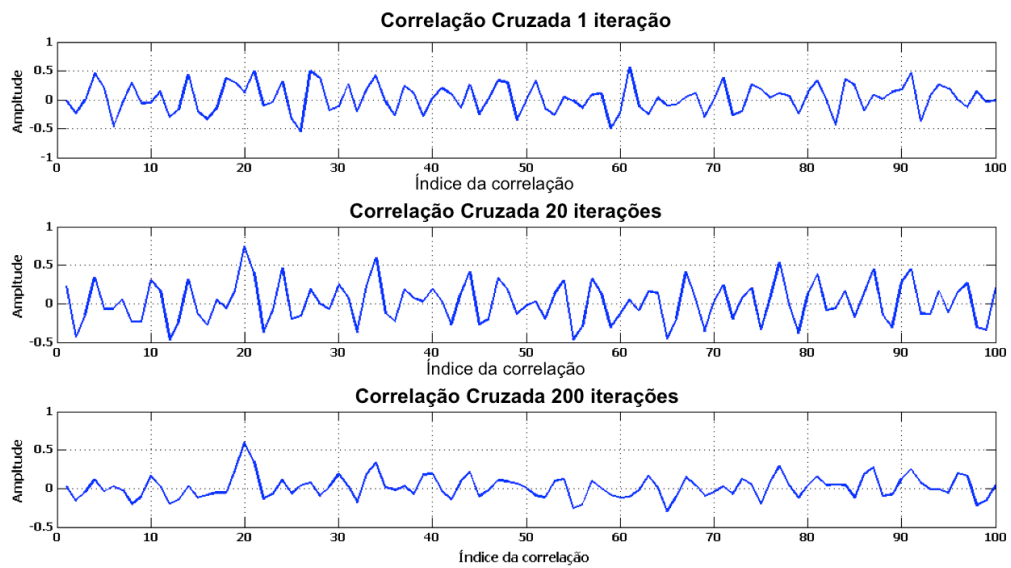


Figura 73: Resultado algoritmo com amostras senoidais amortecidas com fator Roth.

1a. Após 1 iteração. 2a. Após 20 iterações. 3a. Após 200 iterações.

Fonte: Autor.

A introdução do fator ROTH apresentou uma pequena melhora na resposta do sistema, mas somente com um grande número de iterações, mesmo assim, ainda não foi satisfatório.

4.8.3.3 Correlação cruzada com fator SCOT

A seguir são exibidas as amostras senoidais amortecidas de entrada do algoritmo, figura 74, e o resultado, figura 75, obtido com a utilização de fator SCOT, equação 4.9.

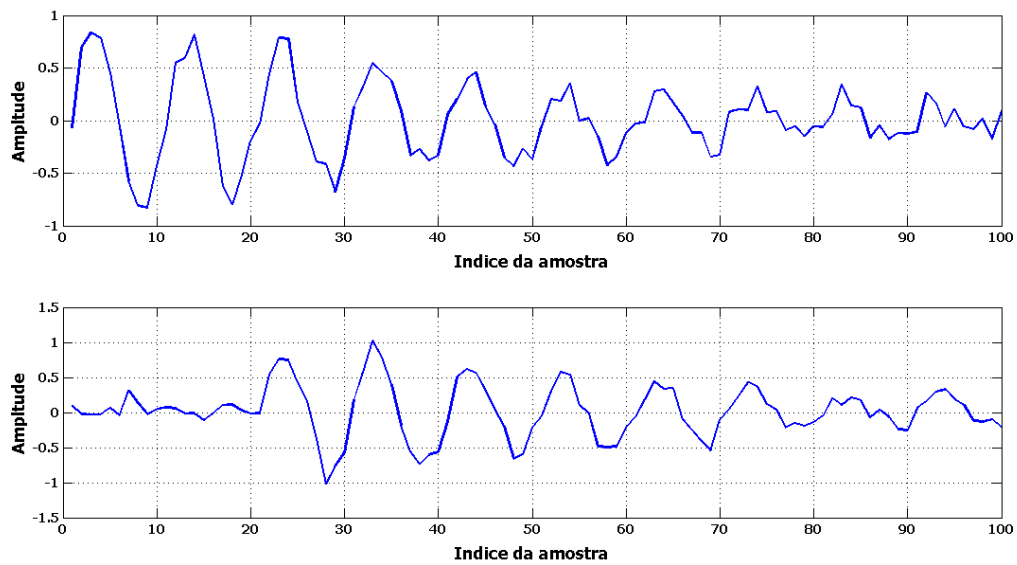


Figura 74: Amostras senodais amortecidas.

Superior: Amostra microfone 1. Inferior: Amostra microfone 2.

Fonte: Autor.

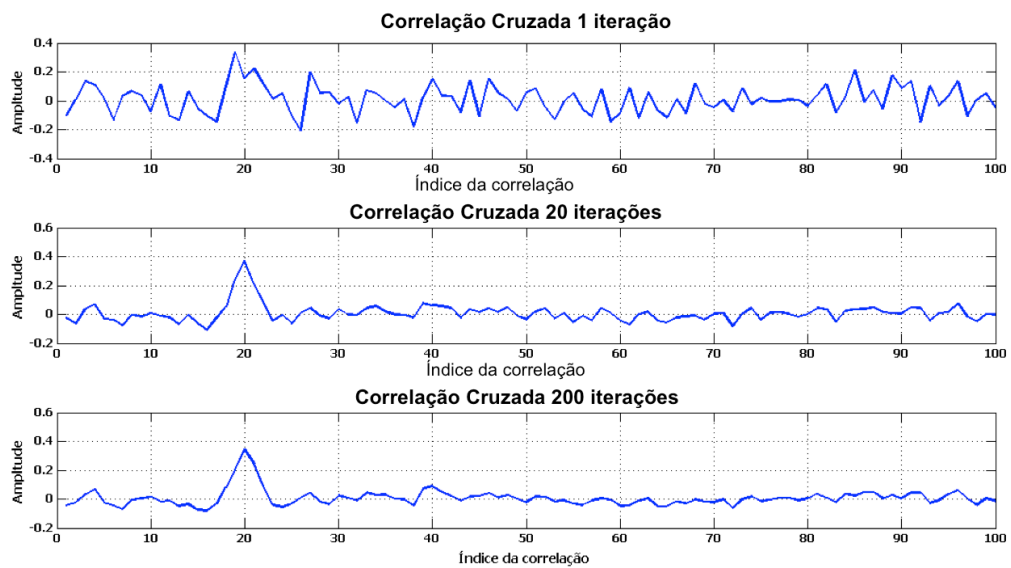


Figura 75: Resultado algoritmo com amostras senodais amortecidas com fator SCOT.

1a. Após 1 iteração. 2a. Após 20 iterações. 3a. Após 200 iterações.

Fonte: Autor.

A utilização do fator SCOT melhorou a resposta do sistema mesmo com um número baixo de iterações. Os resultados apresentados, exceto o de uma iteração, podem ser considerados satisfatórios.

4.8.3.4 Correlação cruzada com fator PHAT

A seguir são exibidas as amostras senoidais amortecidas de entrada do algoritmo, figura 76, e o resultado, figura 77, obtido com a utilização de fator PHAT, equação 4.11.

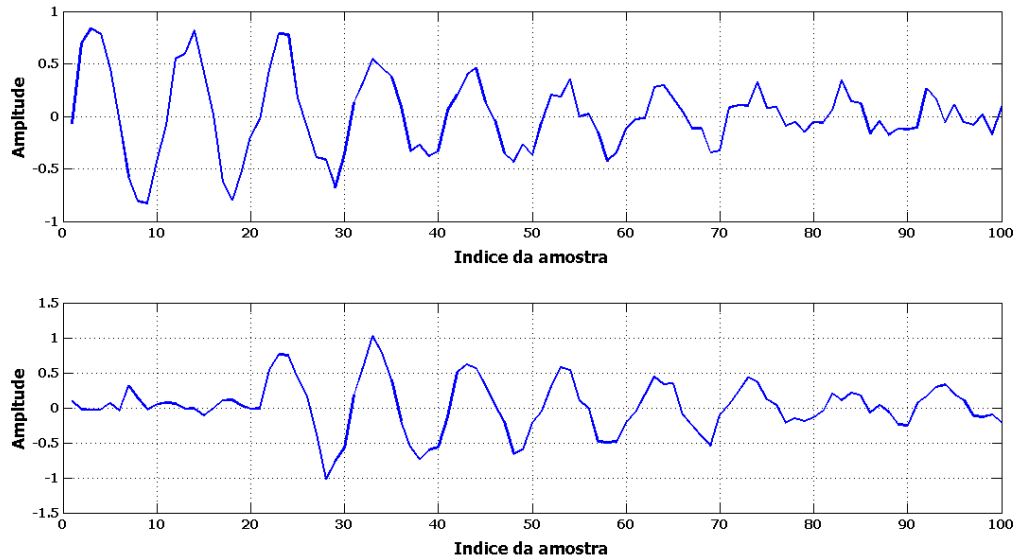


Figura 76: Amostras senoidais amortecidas.

Superior: Amostra microfone 1. Inferior: Amostra microfone 2.

Fonte: Autor.

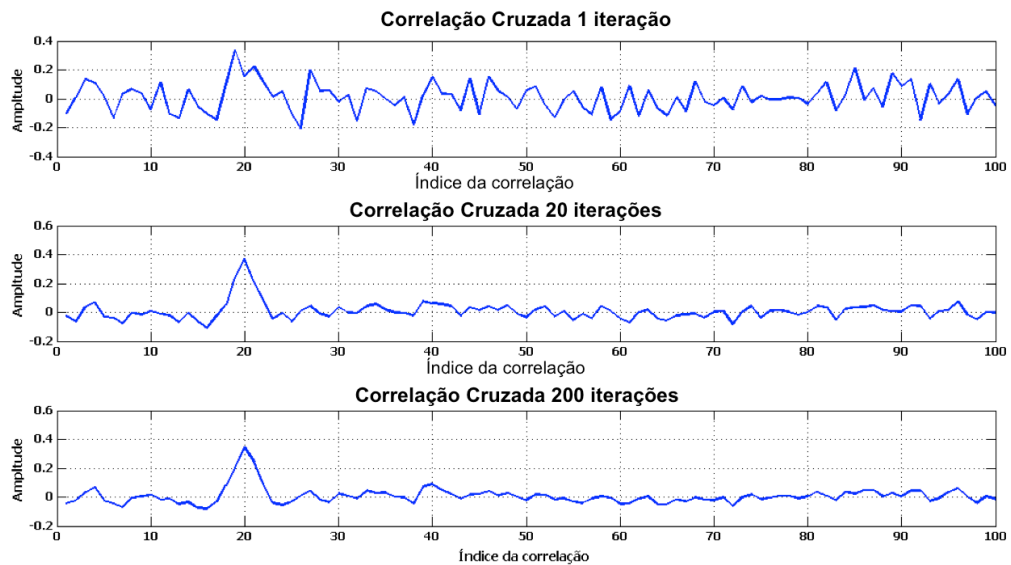


Figura 77: Resultado do algoritmo com amostras senoidais amortecidas com fator PHAT.

1a. Após 1 iteração. 2a. Após 20 iterações. 3a. Após 200 iterações.

Fonte: Autor.

O fator PHAT apresentou a mesma melhora significativa que o fator SCOT em relação aos outros fatores e seus resultados, também, podem ser considerados satisfatórios com exceção do caso de uma iteração.

4.8.4 Fonte sonora real

A seguir são exibidos os resultados obtidos com o uso dos algoritmos com uma fonte sonora real obtida através da gravação da vogal “A”, figura 78.

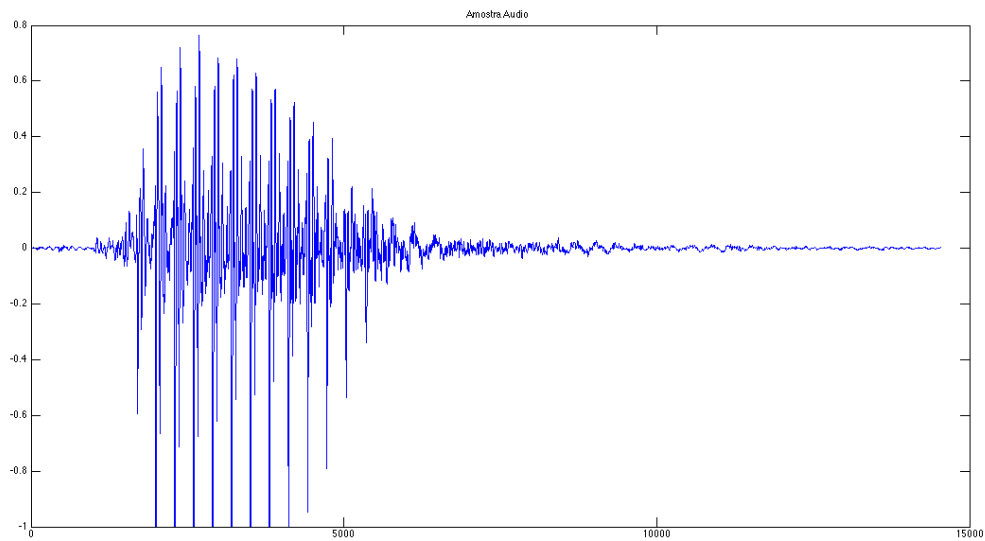


Figura 78: Amostra de áudio utilizada na simulação.

Fonte: Autor.

4.8.4.1 Correlação cruzada sem fator

A seguir são exibidas as amostras de áudio de entrada do algoritmo, figura 79, e o resultado obtido sem a utilização de fator, figura 80.

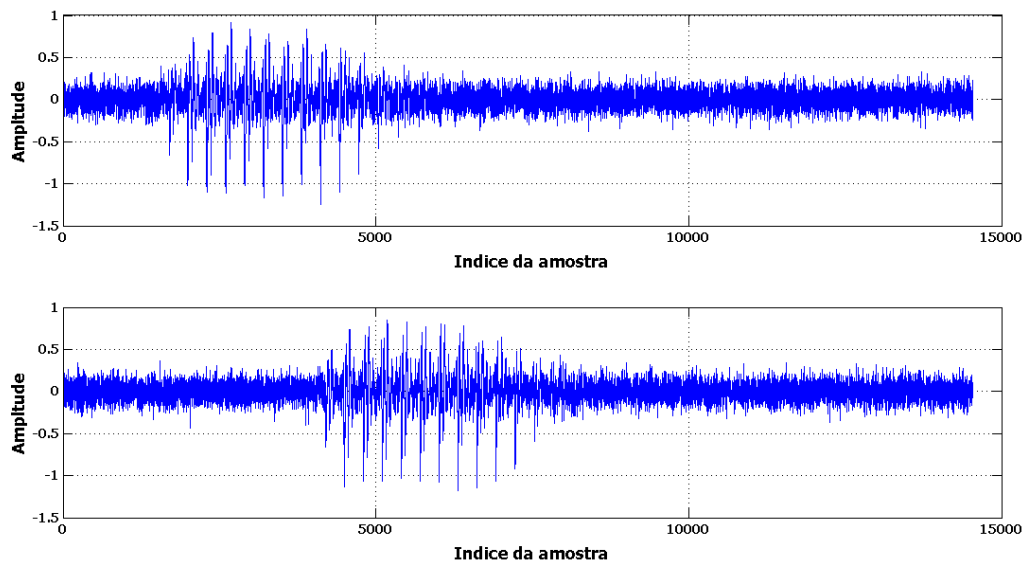


Figura 79: Amostras de áudio.

Superior: Amostra microfone 1. Inferior: Amostra microfone 2.

Fonte: Autor.

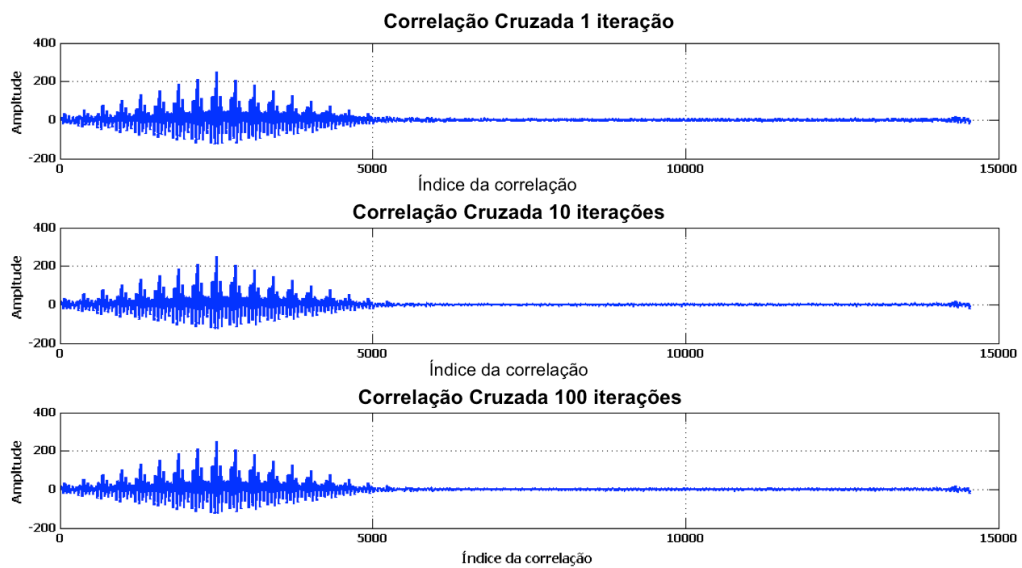


Figura 80: Resultado do algoritmo com amostras de áudio sem aplicação de fator.

1a. Após 1 iteração. 2a. Após 20 iterações. 3a. Após 200 iterações.

Fonte: Autor.

Os resultados obtidos sem a utilização de fator foram insatisfatórios, pois, não foi possível identificar de forma segura devido a existência de diversos picos de valores nos gráficos.

4.8.4.2 Correlação cruzada com fator Roth de resposta ao impulso

A seguir são exibidas as amostras de áudio de entrada do algoritmo, figura 81, e o resultado, figura 82, obtido com a utilização de fator Roth de resposta ao impulso, equação 4.7.

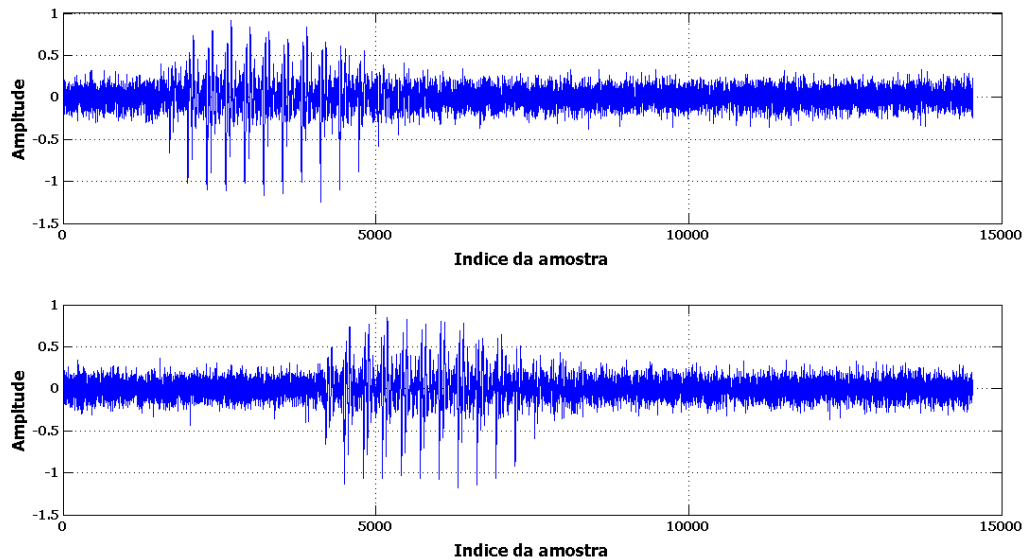


Figura 81: Amostras de áudio.

Superior: Amostra microfone 1. Inferior: Amostra microfone 2.

Fonte: Autor.

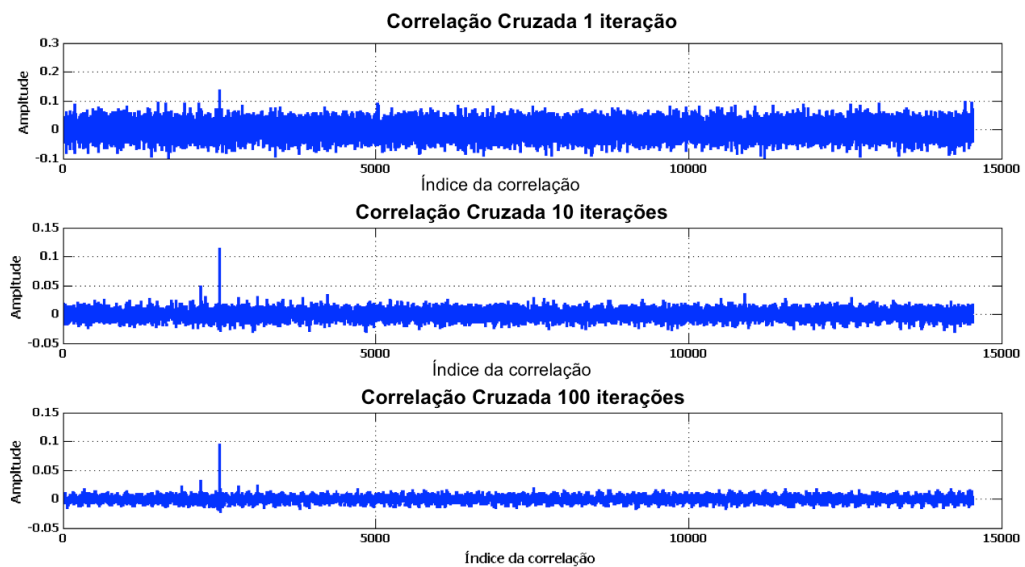


Figura 82: Resultado do algoritmo com amostras de áudio com fator Roth.

1a. Após 1 iteração. 2a. Após 20 iterações. 3a. Após 200 iterações.

Fonte: Autor.

O fator ROTH apresentou uma melhora ao resultado anterior, mas somente para iterações de maior número. Nota-se que o impacto do ruído na resposta do sistema tende a diminuir de acordo com o aumento do número de iterações do sistema.

4.8.4.3 Correlação cruzada com fator SCOT

A seguir são exibidas as amostras senoidais de entrada do algoritmo, figura 83, e o resultado, figura 84, obtido com a utilização de fator SCOT, equação 4.9.

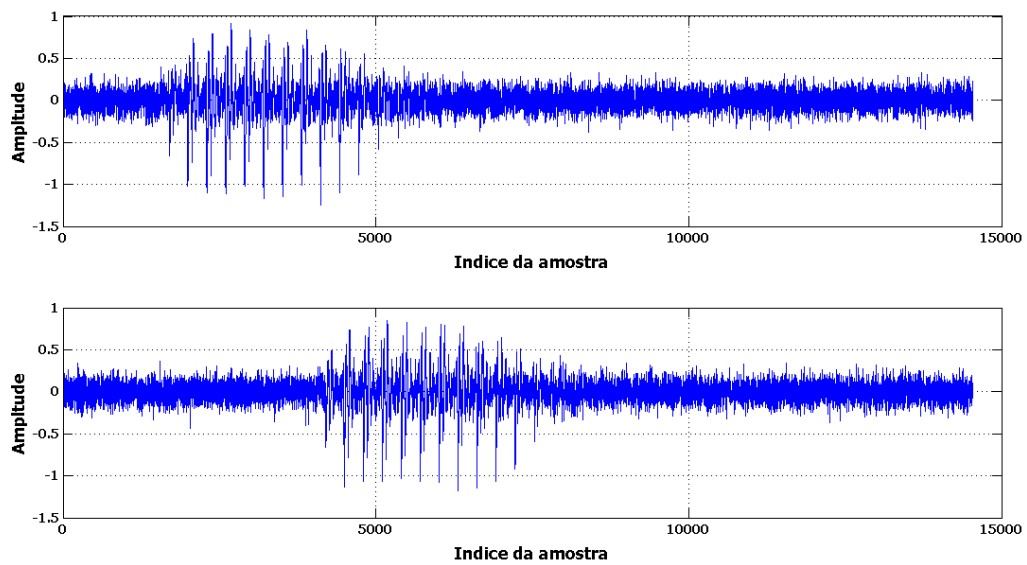


Figura 83: Amostras de áudio.

Superior: Amostra microfone 1. Inferior: Amostra microfone 2.

Fonte: Autor.

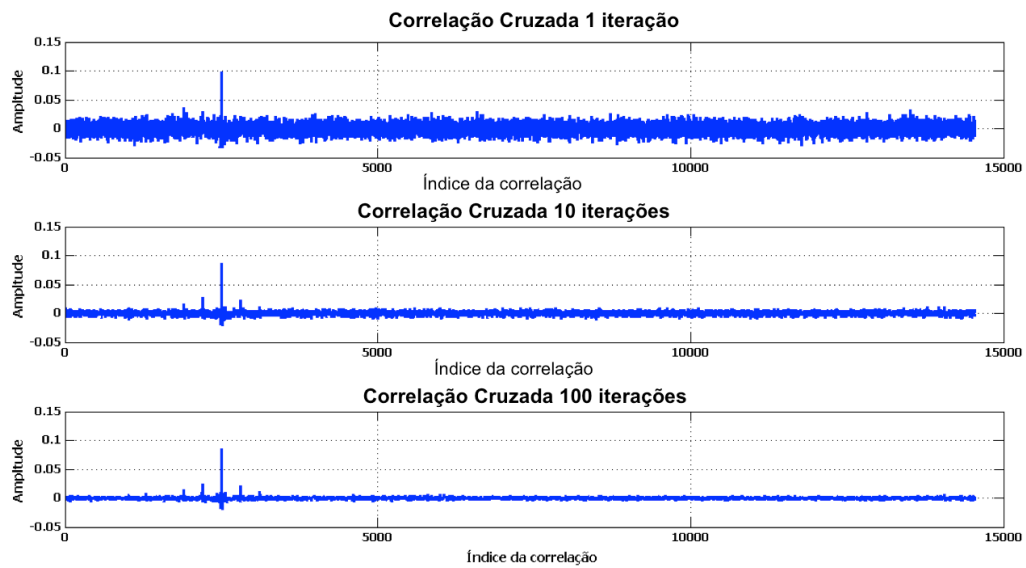


Figura 84: Resultado do algoritmo com amostras de áudio com fator SCOT.

1a. Após 1 iteração. 2a. Após 20 iterações. 3a. Após 200 iterações.

Fonte: Autor.

O fator SCOT apresentou uma resposta já na primeira iteração do sistema e continuou a melhorá-la com o aumento do número de iterações. Nota-se que a influência do ruído tende a reduzir-se com o aumento do número de iterações, caso semelhante ao fator ROTH.

4.8.4.4 Correlação cruzada com fator PHAT

A seguir são exibidas as amostras de áudio de entrada do algoritmo, figura 85, e o resultado, figura 86, obtido com a utilização de fator PHAT, equação 4.11.

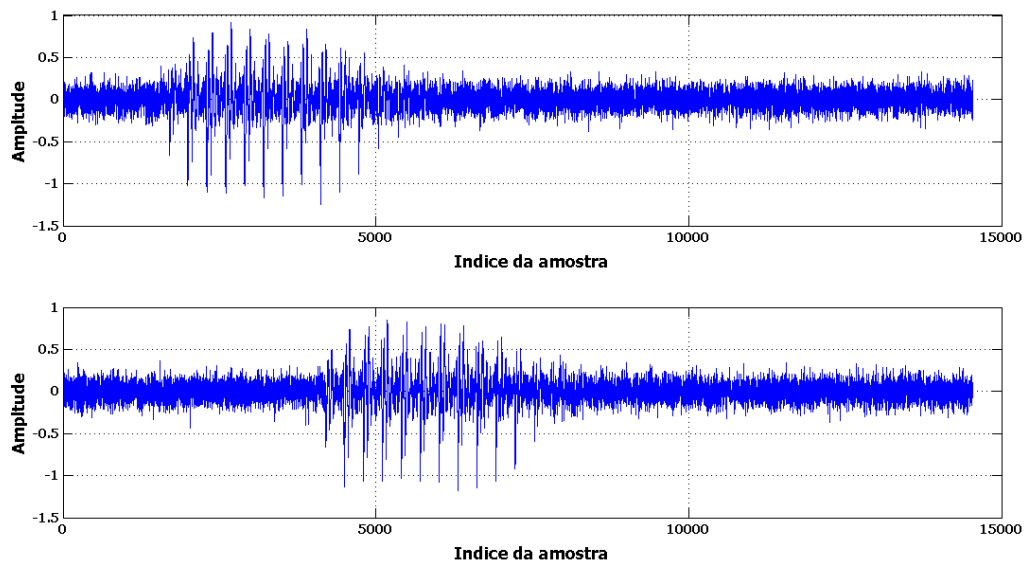


Figura 85: Amostras de áudio.

Superior: Amostra microfone 1. Inferior: Amostra microfone 2.

Fonte: Autor.

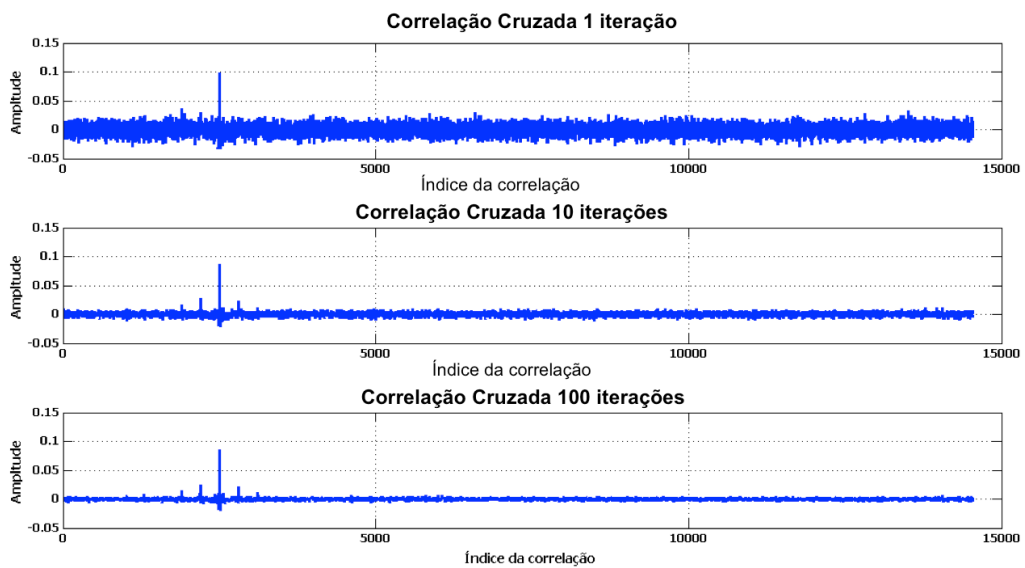


Figura 86: Resultado do algoritmo com amostras de áudio com fator PHAT.

1a. Após 1 iteração. 2a. Após 20 iterações. 3a. Após 200 iterações.

Fonte: Autor.

O fator PHAT apresentou, também, comportamento semelhante aos fatores ROTH e SCOT, onde a influência do ruído diminui com o aumento do número de iterações.

5 CONCLUSÃO

Este estudo possibilitou ampliar os conhecimentos da área de processamento de sinais no campo de aquisição de sinais simultâneos e suas aplicações por meio do desenvolvimento de um sistema de aquisição simultânea flexível e escalável.

Dificuldades foram encontradas durante este processo, e uma delas foi a impossibilidade de utilizar uma câmara anecoica na fase de aquisição das amostras e, com isso, as amostras adquiridas e utilizadas neste estudo possuem reverberação e ruídos de fundo o que complicaram a utilização dos algoritmos propostos. Outro ponto negativo foi o grande tempo dispensado na produção dos protótipos funcionais o que limitou o tempo para o estudo dos algoritmos de detecção de direção da fonte sonora.

O sistema desenvolvido é capaz de adquirir, em tempo real, amostras simultâneas de 8 canais analógicos, onde neste estudo foram utilizados microfones de eletreto, mas pode-se utilizar qualquer transdutor analógico com sinalização diferencial.

A proposta de desenvolvimento de um sistema de baixo custo foi concluída com êxito, ou seja, com custo abaixo de US\$1,000, em comparação com sistemas profissionais existentes no mercado com valores superiores a US\$5,000, o que irá possibilitar o desenvolvimento da área de processamento de sinais em diversas instituições acadêmicas. O projeto encontra-se disponível para consulta em (COSTA, 2015).

Com a utilização de uma *interface ethernet* e protocolo UDP, que é roteável em redes locais ou na Internet, o sistema possibilita a transmissão das amostras em tempo real por meio de redes onde um servidor, regional ou central, concentra os dados obtidos para análise. Esta capacidade também possibilita a descentralização das aquisições, ou seja, é possível ter diversos centros de concentração de dados regionais, por exemplo, com uma posterior agregação em um site central. Um outro uso seria a disponibilização ou troca das informações em tempo real entre centros acadêmicos ou empresas.

Uma proposta de trabalho futuro é integrar ao subsistema de controle os algoritmos necessários para executar tarefas específicas como localizador de fonte sonoras em tempo real ou aumentar a SNR em azimuth configurável para o uso em auditórios. Outra proposta é a integração do subsistema de controle a um *thin client* ou mesmo a um módulo com maior capacidade de processamento.

REFERÊNCIAS

CARTER, G. C.; NUTTALL, A. H.; CABLE, P. G. The smoothed coherence transform (SCOT). **TC**, UK, p. 159–172, 1972.

_____. The smoothed coherence transform. **Proceedings of the IEEE**, USA, v. 61, p. 1497–1498, 1973.

COSTA, M. **Proposta de hardware para aquisição simultânea multicanal e sua aplicação na localização de fontes sonoras**: Arquivos de projeto. 2015. Disponível em: <<http://fei.edu.br/~isanches/multichannel.htm>>. Acesso em: 8 mar. 2015.

CUI. **CMA-4544PF-W Electret condenser microphone**: Datasheet. 2015. Disponível em: <<http://www.cui.com/product/resource/cma-4544pf-w.pdf>>. Acesso em: 8 mar. 2015.

CYRULNIK, R.; SANCHES, I. Desempenho do algoritmo beamformer MVDR através da variação de distância entre dois microfones. **XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, SBrT'12**, p. 206–209, 2012.

HYPPOLITO, M. A.; BENTO, R. F. Directions of the bilateral cochlear implant in Brazil. **Brazilian Journal of Otorhinolaryngology**, SciELO Brasil, v. 78, n. 1, p. 2–3, 2012.

KLEIN, D. J. et al. Localization with sparse acoustic sensor network using uavs as information-seeking data mules. **ACM Transactions on Sensor Networks (TOSN)**, ACM, v. 9, n. 3, p. 30, 2013.

KNAPP, C. H.; CARTER, G. C. The generalized correlation method for estimation of time delay. **IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing**, USA, ASSP-24, n. 4, p. 320–327, 1976.

Maxim Integrated Products. **Understanding SAR ADCs**: Their architecture and comparison with other adcs. 2001. Disponível em: <<http://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/1080>>. Acesso em: 8 mar. 2015.

MICROCHIP. **PIC16F684 14-Pin, Flash-Based 8-Bit CMOS Microcontrollers with nanoWatt Technology**: Datasheet. 2007. Disponível em: <<http://www.microchip.com/wwwproducts/Devices.aspx?product=PIC16F684>>. Acesso em: 8 mar. 2015.

NATIONAL INSTRUMENTS. **Simultaneous Sampling Data Acquisition**: Architectures. 2010. Disponível em: <<http://www.ni.com/white-paper/4105/en/>>. Acesso em: 8 mar. 2015.

ROTH, P. R. Effective measurements using digital signal analysis. **IEEE Spectrum**, USA, v. 8, p. 62–70, 1971.

SILVA, J. M.; TAVARES, V. G. Conversores analógico/digital e digital/analógico. Notas de aula. 2005.

ST MICROELECTRONICS. **TS472 Very low noise microphone preamplifier with 2.0 V bias output and active low standby mode**: Architectures. 2011. Disponível em: <<http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00047208.pdf>>. Acesso em: 8 mar. 2015.

_____. **TL07x Low-Noise JFET-Input Operational Amplifiers: Architectures**. 2014.

Disponível em: <<http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00000490.pdf>>. Acesso em: 8 mar. 2015.

TEXAS INSTRUMENTS. **ADS8568 16-Bit, Eight-Channel, Simultaneous Sampling**

Analog-to-Digital Converter: datasheet. 2011. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads8568.pdf>>. Acesso em: 8 mar. 2015.

TIETE, J. et al. Soundcompass: A distributed mems microphone array-based sensor for sound source localization. **Sensors**, v. 14, n. 2, p. 1918–1949, 2014. ISSN 1424-8220. Disponível em: <<http://www.mdpi.com/1424-8220/14/2/1918>>.

TOCCI, R. J.; WIDMER, N. S. **Sistemas digitais: Princípios e aplicações**. 8. ed. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2003.

WOUTERS, J. et al. Sound processing for better coding of monaural and binaural cues in auditory prostheses. **Proceedings of the IEEE**, USA, v. 101, n. 9, p. 1986–1997, 2013.

ZHANG, J. et al. A fast two-microphone noise reduction algorithm based on power level ratio for mobile phone. **8th International Symposium on Chinese Spoken Language Processing (ISCSLP)**, USA, p. 206–209, 2012.

APÊNDICE A – Algoritmos de correlação cruzada

Neste capítulo são apresentados os algoritmos desenvolvidos para o estudo da correlação cruzada e apresentados no capítulo de resultados.

A.1 Amostras randômicas e senoidais

```
% Deteccao de defasagem entre canais pela correlacao cruzada
% A defasagem esta relacionada com o azimuth da fonte sonora
%
% is-20mar2014
% mc-25mar2014
clear, close all
amostras = 200; % numero de amostras a processar
dN=20; % atraso em amostras do canal 2
rng(1); % inicializa gerador aleatorio
N=100; % tamanho do sinal
t=1:N; % indices
sigma=0.1; % nivel de ruido

% Escolha entre amostras puramente randomicas ou
% senoidais:

%x=randn(s1,N,1); % sinal base
x=(sin(2*pi*(0:N-1)/10).*(0.98).^(0:N-1))'; % sinal base

c1=x; % canal 1
c1=c1+sigma*randn(N,1); % canal 1 com ruido
c2=[zeros(dN,1);x(1:N-dN)]; % canal 2
c2o = c2;

resultado = [];
for i = 1:amostras
    c2=c2o+sigma*randn(N,1); % canal 2 com ruido

    C1=fft(c1);
    C2=fft(c2);
```

```

% A escolha do fator da correlacao deve ser feito
% descomentando o escolhido e comentando os outros.

F=1;
G12 = C1.*conj(C2);
G11 = C1.*conj(C1);
G22 = C2.*conj(C2);

% Roth Impulse Response
%F = 1./G11;

% SCOT Smoothed Coherence Factor
%F = 1./sqrt(G11.*G22);

% PHAT Phase Transform
%F=1./abs(G12);

G122 = F.*G12;

R12=ifft(G122); % correlacao cruzada
resultado = [ resultado; R12'];
end

% Plota os graficos

figure1 = figure;
axes1 = subplot(211);
set(axes1,'FontSize',14,'FontName','Tahoma','FontWeight','bold');
box(axes1,'on');
grid(axes1,'on');
hold(axes1,'all');
plot1 = plot(t,c1,'Parent',axes1,'LineWidth',2);
set(plot1(1),'DisplayName','Amostra');
xlabel({'Indice da amostra'},'FontSize',18,'FontName','Tahoma');
ylabel('Amplitude','FontSize',18,'FontName','Tahoma');
legend1 = legend(axes1,'hide');
set(legend1,'LineWidth',2,'FontSize',18,'FontName','Tahoma');

axes2 = subplot(212);

```

```

set(axes2,'FontSize',14,'FontName','Tahoma','FontWeight','bold');
box(axes2,'on');
grid(axes2,'on');
hold(axes2,'all');
plot2 = plot(t,c2,'Parent',axes2,'LineWidth',2);
set(plot2(1),'DisplayName','Amostra defasada');
xlabel({'Índice da amostra'},'FontSize',18,'FontName','Tahoma');
ylabel('Amplitude','FontSize',18,'FontName','Tahoma');
legend2 = legend(axes2,'hide');
set(legend2,'LineWidth',2,'FontSize',18,'FontName','Tahoma');

```

```

media2 = sum(resultado(1:amostras/10,:),1)./(amostras/10);
media100 = sum(resultado,1)./amostras;

```

```

figure2 = figure;
axes3 = subplot(311);
set(axes3,'FontSize',12,'FontName','Tahoma','FontWeight','bold');
box(axes3,'on');
grid(axes3,'on');
hold(axes3,'all');
plot3 = plot(t,flipud(R12),'Parent',axes3,'LineWidth',2);
set(plot3(1),'DisplayName','Amostra defasada');
xlabel({'Índice da correlação'},'FontSize',14,'FontName','Tahoma');
ylabel('Amplitude','FontSize',14,'FontName','Tahoma');
legend3 = legend(axes3,'hide');
set(legend3,'LineWidth',2,'FontSize',18,'FontName','Tahoma');
title('Correlacao Cruzada 1 interação',...
'FontWeight','bold','FontSize',18);

```

```

axes4 = subplot(312);
set(axes4,'FontSize',12,'FontName','Tahoma','FontWeight','bold');
box(axes4,'on');
grid(axes4,'on');
hold(axes4,'all');
plot4 = plot(t,flipud(media2'),'Parent',axes4,'LineWidth',2);
set(plot4(1),'DisplayName','Amostra defasada');
xlabel({'Índice da correlação'},'FontSize',14,'FontName','Tahoma');
ylabel('Amplitude','FontSize',14,'FontName','Tahoma');
legend4 = legend(axes4,'hide');

```

```

set(legend4,'LineWidth',2,'FontSize',18,'FontName','Tahoma');
title(sprintf('Correlacao Cruzada após %d interações',amostras/10),...
'FontWeight','bold','FontSize',18);

axes5 = subplot(313);
set(axes5,'FontSize',12,'FontName','Tahoma','FontWeight','bold');
box(axes5,'on');
grid(axes5,'on');
hold(axes5,'all');
plot5 = plot(t,flipud(media100'),'Parent',axes5,'LineWidth',2);
set(plot4(1),'DisplayName','Amostra defasada');
xlabel({'Índice da correlação'},'FontSize',14,'FontName','Tahoma');
ylabel('Amplitude','FontSize',14,'FontName','Tahoma');
legend5 = legend(axes5,'hide');
set(legend5,'LineWidth',2,'FontSize',18,'FontName','Tahoma');
title(sprintf('Correlacao Cruzada após %d interações',amostras),...
'FontWeight','bold','FontSize',18);

```

A.2 Amostra de áudio

```

% Deteccao de defasagem entre canais pela correlacao cruzada
% A defasagem esta relacionada com o azimuth da fonte sonora
%
% is-20mar2014
% mc-25mar2014

clear all, close all;
dN=2500; % atraso em amostras do canal 2
amostras=100;
sigma=0.1; % nivel de ruido
rng(1); % inicializa gerador aleatorio
[y, Fs, nbits] = wavread('audiofiles/A.wav');

x = y(:,1); % Sinal base eh um dos canais de audio do arquivo .wav
N = length(x); % Tamanho da amostra
t=1:N; % indices

c1=x; % canal 1
c1=c1+sigma*randn(N,1); % canal 1 com ruido

```



```

c2=[zeros(dN,1);x(1:N-dN)]; % canal 2
c2o = c2;

resultado = [];

for i=1:amostras

    c2=c2o+sigma*randn(N,1); % canal 2 com ruído

    C1=fft(c1);
    C2=fft(c2);

    % correlacao cruzada
    G12 = C1.*conj(C2);
    G11 = C1.*conj(C1);
    G22 = C2.*conj(C2);

    % A escolha do fator da correlacao deve ser feito
    % descomentando o escolhido e comentando os outros.

    F = 1;

    % Roth Impulse Response
    %F = 1./G11;

    % SCOT Smoothed Coherence Factor
    %F = 1./sqrt(G11.*G22);

    % PHAT Phase Transform
    %F=1./abs(G12);

    % Calculo Correlacao Cruzada com Fator escolhido
    G122 = F.*G12;

    R12=ifft(G122); % correlacao cruzada

    resultado = [resultado; R12'];
end

```

```

figure1 = figure;
axes1 = subplot(211);
set(axes1,'FontSize',14,'FontName','Tahoma','FontWeight','bold');
box(axes1,'on');
grid(axes1,'on');
hold(axes1,'all');
plot1 = plot(t,c1,'Parent',axes1,'LineWidth',1);
set(plot1(1),'DisplayName','Amostra');
xlabel({'Índice da amostra'},'FontSize',18,'FontName','Tahoma');
ylabel('Amplitude','FontSize',18,'FontName','Tahoma');
legend1 = legend(axes1,'hide');
set(legend1,'LineWidth',2,'FontSize',18,'FontName','Tahoma');

```

```

axes2 = subplot(212);
set(axes2,'FontSize',14,'FontName','Tahoma','FontWeight','bold');
box(axes2,'on');
grid(axes2,'on');
hold(axes2,'all');
plot2 = plot(t,c2,'Parent',axes2,'LineWidth',1);
set(plot2(1),'DisplayName','Amostra defasada');
xlabel({'Índice da amostra'},'FontSize',18,'FontName','Tahoma');
ylabel('Amplitude','FontSize',18,'FontName','Tahoma');
legend2 = legend(axes2,'hide');
set(legend2,'LineWidth',2,'FontSize',18,'FontName','Tahoma');

```

```

media2 = sum(resultado(1:amostras/10,:),1)./(amostras/10);
media100 = sum(resultado,1)./amostras;
prim = resultado(1,:);

```

```

figure2 = figure;
axes3 = subplot(311);
set(axes3,'FontSize',12,'FontName','Tahoma','FontWeight','bold');
box(axes3,'on');
grid(axes3,'on');
hold(axes3,'all');
plot3 = plot(t,flipud(R12),'Parent',axes3,'LineWidth',2);
set(plot3(1),'DisplayName','Amostra defasada');
xlabel({'Índice da correlação'},'FontSize',14,'FontName','Tahoma');

```

```

ylabel('Amplitude','FontSize',14,'FontName','Tahoma');
legend3 = legend(axes3,'hide');
set(legend3,'LineWidth',2,'FontSize',18,'FontName','Tahoma');
title('Correlacao Cruzada 1 interaçao',...
'FontWeight','bold','FontSize',18);

axes4 = subplot(312);
set(axes4,'FontSize',12,'FontName','Tahoma','FontWeight','bold');
box(axes4,'on');
grid(axes4,'on');
hold(axes4,'all');
plot4 = plot(t,flipud(media2'),'Parent',axes4,'LineWidth',2);
set(plot4(1),'DisplayName','Amostra defasada');
xlabel({'Índice da correlação'},'FontSize',14,'FontName','Tahoma');
ylabel('Amplitude','FontSize',14,'FontName','Tahoma');
legend4 = legend(axes4,'hide');
set(legend4,'LineWidth',2,'FontSize',18,'FontName','Tahoma');
title(sprintf('Correlacao Cruzada após %d interações',amostras/10),...
'FontWeight','bold','FontSize',18);

axes5 = subplot(313);
set(axes5,'FontSize',12,'FontName','Tahoma','FontWeight','bold');
box(axes5,'on');
grid(axes5,'on');
hold(axes5,'all');
plot5 = plot(t,flipud(media100'),'Parent',axes5,'LineWidth',2);
set(plot5(1),'DisplayName','Amostra defasada');
xlabel({'Índice da correlação'},'FontSize',14,'FontName','Tahoma');
ylabel('Amplitude','FontSize',14,'FontName','Tahoma');
legend5 = legend(axes5,'hide');
set(legend5,'LineWidth',2,'FontSize',18,'FontName','Tahoma');
title(sprintf('Correlacao Cruzada após %d interações',amostras),...
'FontWeight','bold','FontSize',18);

```