

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**  
**CENTRO TECNOLÓGICO**  
**DEPARTAMENTO DE AUTOMAÇÃO E SISTEMAS**

Amanda Letícia Maran

**Controle Ativo de Ruído em Refrigeradores  
Domésticos**

Florianópolis  
2018

Amanda Letícia Maran

## **Controle Ativo de Ruído em Refrigeradores Domésticos**

Projeto submetido à Universidade Federal de Santa Catarina como requisito para a aprovação na disciplina **DAS 5511: Projeto de Fim de Curso** do curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação.  
Orientador(a): Prof. Daniel Juan Pagano.

Florianópolis  
2018

Amanda Letícia Maran

## Controle Ativo de Ruído em Refrigeradores Domésticos

Esta monografia foi julgada no contexto da disciplina DAS5511: Projeto de Fim de Curso e aprovada na sua forma final pelo Curso de Engenharia de Controle e Automação.

Florianópolis, 02 de agosto de 2018

**Banca Examinadora:**

Prof. Arcanjo Lenzi, Ph.D.  
Orientador na Empresa  
Universidade Federal de Santa Catarina-LVA

Prof: Daniel Juan Pagano  
Orientador no Curso  
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof: Eugênio de Bona Castelan Neto  
Avaliador  
Universidade Federal de Santa Catarina

Lucas Testoni Macedo  
Debatedor  
Universidade Federal de Santa Catarina

Lucas Peruzzo  
Debatedor  
Universidade Federal de Santa Catarina

*Dedico este trabalho aos meus pais Antônio Jair S. Maran e Lourdes B. B. Menegassi Maran*

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço em primeiro lugar a Deus que sempre direcionou a minha vida e quem tem feito maravilhas por mim.

Ao professor Arcanjo Lenzi, pela oportunidade e incentivo que tornaram possível a conclusão desta monografia.

À minha família, por sua capacidade de acreditar e investir em mim. Mãe, seu cuidado e dedicação deram, em alguns momentos, a esperança para seguir. Pai, sua presença significou segurança e certeza de que não estou sozinha nessa caminhada.

Aos meus amigos, pelas alegrias, tristezas e dores compartilhadas. Com vocês, as pausas entre um parágrafo e outro de produção melhora tudo o que tenho produzido

Aos meus colegas do LVA que participaram dessa jornada comigo.

E por fim, ao meu namorado Paulo Victor, pessoa com quem amo partilhar a vida. Obrigado pelo carinho, a paciência, pelo conhecimento compartilhado e por sua capacidade de me trazer paz na correria desses meses.

.

## RESUMO

Este trabalho desenvolve um controle ativo de ruído para refrigeradores domésticos, mais especificamente daquele de compressores herméticos, usando o conceito de interferência destrutiva. O compressor foi modelado como uma fonte dipolo e o controle aplicado foi do tipo *feedforward*, com um filtro adaptativo baseado no algoritmo de mínimos quadrados (Least Mean Squares). O algoritmo foi validado com o auxílio do *Matlab*, e sua performance também foi avaliada para casos com adição arbitrária de diferentes níveis de incerteza. Depois, o algoritmo foi traduzido para a linguagem C, para ser utilizado com o DSP. Uma bancada de testes foi montada, composta por uma caixa com isolamento acústico, um microfone de eletreto, uma placa TMS320F28379D da Texas Instruments, e dois alto falantes, um para a excitação (áudio do compressor) e, outro para o controle. Então, o sistema de controle ativo foi testado em casos com uma única frequência de 250 Hz, 120 Hz e ruído rosa. Finalmente, o mesmo sistema foi testado para o ruído de um compressor típico.

Palavras-chave: controle ativo, ruído, LMS, compressores, refrigeradores

## **ABSTRACT**

This work develops a noise active control for domestic refrigerators, more specifically of hermetic compressor noise, by using the concept of destructive interference. The compressor was modeled as a dipole source and a feedforward control technique was applied, with an adaptative filter based on the least mean squares algorithm. The algorithm was validated with aid of Matlab, and its performance was also assessed for cases with an arbitrary addition of different levels of uncertainty. After, the algorithm was translated to the C language, to be used within the DSP. A test bench was assembled in an acoustic isolated box, an electret microphone, a TMS320F28379D board from Texas Instruments, and two loudspeakers, one for the excitation (audio from the compressor) and other for control. Then, the active control system was tested in cases with a single frequency of 250 Hz, 120 Hz and pink noise. Finally, the same system was tested for a typical compressor noise.

Keywords: active control, noise, LMS, compressors, refrigerators

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2-1: Princípio de funcionamento do CAR.....	15
Figura 3-1: Refrigerador doméstico típico.....	16
Figura 3-2: Sistema convencional de refrigeração.....	17
Figura 3-3: Representação de Amplitude e Comprimento de onda.....	18
Figura 3-4: Interferência destrutiva.....	20
Figura 3-5: Interferência construtiva.....	20
Figura 3-6: Representação das interferências parciais.....	20
Figura 3-7: Representação de sistemas contínuos e discretos.....	23
Figura 3-8: Função $x[n]$ .....	23
Figura 3-9: Função $x[n]$ .....	24
Figura 3-10: Diagrama de blocos simplificado do CAR ( <i>feedforward</i> ).....	26
Figura 3-11: Diagrama simplificado do CAR ( <i>feedback</i> ).....	26
Figura 3-12: Diagrama simplificado do controle híbrido.....	27
Figura 3-13: Características dos filtros ideais.....	28
Figura 3-14: Comportamento filtro real passa-baixa.....	28
Figura 3-15: Microfone de eletreto.....	32
Figura 3-16: Resposta em frequência típica do microfone JLI-61A.....	32
Figura 3-17: Microfone de campo aberto PCB378B02.....	33
Figura 3-18: Alto-falante Sony.....	33
Figura 3-19: LAUNCHXL-F28379D.....	34
Figura 4-1: Espectro de um compressor típico.....	34
Figura 4-2: Caixa com isolamento acústico.....	35
Figura 4-3: Esquema de inicial da ligação do experimento.....	36
Figura 5-1: Sinal senoidal desejado.....	37
Figura 5-2: Sinal de referência: sinal desejado com interferência de ruído branco.....	37
Figura 5-3: Comparação entre o sinal desejado (azul) e a saída do filtro (vermelho).....	38
Figura 5-4: Erro entre o sinal desejado e a saída do filtro.....	38
Figura 5-5: Sinal de referência: Gravação do funcionamento do compressor.....	39
Figura 5-6: Sinal desejado: O sinal desejado é uma atenuação da intensidade do sinal de referência.....	39
Figura 5-7: Comparação entre o sinal de referência e a saída do filtro.....	39
Figura 5-8: Saída do filtro.....	40
Figura 5-9: Erro entre o sinal desejado e a saída do filtro.....	40
Figura 5-10: Caso ideal: 0% de incerteza.....	41
Figura 5-11: Caso ideal: 0% de incerteza. Gráfico em bandas de terço de oitava.....	41
Figura 5-12: Comparação entre variação da incerteza com o nível de redução esperado.....	42
Figura 5-13: Comparação entre o sinal de Saída $y(n)$ do <i>Matlab</i> e do DSP.....	43
Figura 5-14: Comparação entre o Erro(n) obtido pelo <i>Matlab</i> e pelo DSP.....	43
Figura 5-15: Valores de entrada (x), saída (y) e erro (e). Valores mostrados no console da plataforma CCS V8.....	44
Figura 5-16: Comparação sinal de entrada e saída do algoritmo.....	45
Figura 5-17: Sinal da saída do algoritmo, com sinal senoidal de 60 Hz como referência.....	45
Figura 5-18: Sinal da saída do algoritmo, com sinal senoidal de 500 Hz como referência.....	46
Figura 5-19: Sinal da saída do algoritmo, com sinal senoidal de 1000 Hz como referência.....	46
Figura 5-20: Sinal da saída do algoritmo, com sinal senoidal de 2000 Hz como referência.....	47
Figura 6-1: Resposta em frequência do microfone de erro para uma excitação de 250 Hz.....	47
Figura 6-2: Resposta em frequência do microfone de erro para uma excitação de 250 Hz e atuação do controle.....	48
Figura 6-3: Posição 1: Representação da montagem.....	49
Figura 6-4: Gravação 1: <i>micpos1</i> . Gráfico em banda estreita.....	49
Figura 6-5: Gravação 1: <i>micpos1</i> . Gráfico em bandas de terço de oitava.....	50
Figura 6-6: Gravação 1: <i>micpos2</i> . Gráfico em banda estreita.....	50
Figura 6-7: Gravação 1: <i>micpos2</i> . Gráfico em bandas de terço de oitava.....	51
Figura 6-8: Posição 2: Representação da montagem.....	52
Figura 6-9: Gravação 2: <i>micpos1</i> . Gráfico em banda estreita.....	53



Figura 6-10: Gravação 2: <i>micpos1</i> . Gráfico em bandas de terço de oitava. ....	53
Figura 6-11: Gravação 2: <i>micpos2</i> . Gráfico em banda estreita. ....	54
Figura 6-12: Gravação 2: <i>micpos2</i> . Gráfico em bandas de terço de oitava. ....	54
Figura 6-13: Posição 3: Representação da montagem. ....	55
Figura 6-14: Gravação 3: <i>micpos1</i> . Gráfico em banda estreita. ....	55
Figura 6-15: Gravação 3: <i>micpos1</i> . Gráfico em bandas de terço de oitava. ....	56
Figura 6-16: Gravação 3: <i>micpos2</i> . Gráfico em banda estreita. ....	56
Figura 6-17: Gravação 3: <i>micpos2</i> . Gráfico em bandas de terço de oitava. ....	57
Figura 6-18: Exemplo de cancelamento alto-falantes lado a lado. ....	57
Figura 6-19: Exemplo de cancelamento, alto-falantes em lados opostos. ....	57
Figura 6-20: Gravação 4: <i>micpos1</i> . Gráfico em banda estreita. ....	58
Figura 6-21: gravação 4: <i>micpos1</i> . Gráfico em bandas de terço de oitava. ....	58
Figura 6-22: Gravação 4: <i>micpos2</i> . Gráfico em banda estreita. ....	59
Figura 6-23: Gravação 4: <i>micpos2</i> . Gráfico em bandas de terço de oitava. ....	59
Figura 6-24: Gravação 5: <i>micpos1</i> . Gráfico em banda de estreita. ....	60
Figura 6-25: Gravação 5: <i>micpos1</i> . Gráfico em bandas de terço de oitava. ....	60
Figura 6-26: Gravação 5: <i>micpos2</i> . Gráfico em banda estreita. ....	61
Figura 6-27: Gravação 5: <i>micpos2</i> . Gráfico em bandas de terço de oitava. ....	61
Figura 6-28: Representação do ruído rosa no domínio do tempo. ....	62
Figura 6-29: Gravação 6: <i>micpos1</i> . Gráfico em banda estreita. ....	62
Figura 6-30: Gravação 6: <i>micpos1</i> . Gráfico em bandas de terço de oitava. ....	63
Figura 6-31: Gravação 6: <i>micpos2</i> . Gráfico em banda estreita. ....	63
Figura 6-32: Gravação 6: <i>micpos2</i> . Gráfico em bandas de terço de oitava. ....	64

## SUMÁRIO

1	Introdução.....	11
1.1	Objetivos .....	12
1.2	Objetivos Específicos.....	12
1.3	Estrutura do Documento.....	12
2	História Controle Ativo de Ruído.....	13
2.1	Princípio de Funcionamento .....	14
3	Contextualização da Teoria .....	15
3.1	Refrigeradores Domésticos .....	15
3.2	Fontes de Ruído.....	17
3.3	Ondas Sonoras.....	17
3.4	Movimentos Básicos da Onda.....	18
3.5	Nível de Pressão Sonora .....	19
3.6	Interferência Sonora .....	19
3.6.1	Interferência Destrutiva .....	19
3.6.2	Interferência Construtiva .....	20
3.6.3	Interferência Parcial .....	20
3.7	Fonte Dipolo .....	21
3.8	Classificação de Sistemas .....	21
3.8.1	Sistemas Sem Memória e Com Memória.....	21
3.8.2	Sistemas Causais e Não-Causais.....	22
3.8.3	Sistemas Lineares e Não-Lineares .....	22
3.8.4	Sistemas Invariantes e Variantes no Tempo .....	22
3.9	Transformada Discreta de Fourier .....	23
3.10	Conteúdo Espectral .....	25
3.11	Técnicas de Controle .....	25
3.11.1	Controle <i>Feedforward</i> .....	25
3.11.2	Controle <i>Feedback</i> .....	26
3.11.3	Controle Híbrido.....	26
3.12	Filtros Digitais.....	27
3.13	Algoritmos Adaptativos.....	29
3.14	Microfones .....	32
3.14.1	Microfones de Eletreto .....	32
3.14.2	Microfones de Campo Livre .....	33
3.15	Alto-Falantes .....	33

3.16	DSP ( <i>Digital Signal Processor</i> ).....	33
4	Metodologia .....	34
5	Simulação .....	36
5.1	Simulação <i>Matlab</i> .....	36
5.1.1	Teste 1: Reconstrução de Sinal Senoidal.....	37
5.1.2	Teste 2: Gravação do Compressor.....	38
5.1.3	Teste 3: Gravação do Compressor com Inclusão de Incerteza.....	40
5.2	Implementação DSP .....	42
5.2.1	Teste 1: Validação LMS.....	42
5.2.2	Teste 2: Funcionamento Embarcado.....	43
6	Experimento .....	47
6.1	Gravação 1: Tonal 250 Hz, posição 1.....	48
6.2	Gravação 2: Tonal 250 Hz, posição 2.....	52
6.3	Gravação 3: Tonal 250 Hz, posição 3.....	55
6.4	Gravação 4: Tonal 120 Hz.....	58
6.5	Gravação 5: Ruído rosa.....	60
6.6	Gravação 6: Gravação funcionamento do compressor .....	62
7	Considerações Finais e Perspectivas .....	64
	REFERÊNCIAS .....	66
	APÊNDICE A.1 – CÓDIGO CAR - MATLAB.....	68
	APÊNDICE A.2 – CÓDIGO CAR - DSP .....	70
	ANEXO A.1 .....	73
	ANEXO A.2 .....	77

## 1 INTRODUÇÃO

A busca pela melhoria da qualidade de vida do ser humano, visando principalmente a saúde e conforto, acarretou na conscientização da população em relação aos problemas que um ambiente acusticamente inadequado pode causar.

Segundo Hansen e Snyder [11] podem existir dois tipos de ruído, um deles é causado por turbulências no ar, de caráter aleatório, provindo de fontes aero acústicas, como exemplo, turbinas. Esse ruído é chamado de banda larga (*broadband*), e sua energia distribui-se por todo o espectro de frequências [6]. O segundo tipo é o de banda estreita (*narrowband*), e concentra sua energia em frequências específicas do espectro, sendo estas: a frequência fundamental e harmônica. Ruídos deste tipo são gerados por máquinas cíclicas, como motores de combustão interna, máquinas elétricas, compressores, entre outros [11,18]. Ambos os tipos de fonte e campo acústicos, possuem técnicas específicas que visam a redução do nível de intensidade sonora por controle ativo.

No caso de refrigeradores domésticos, um dos principais responsáveis pelo ruído final, é o compressor alternativo hermético. A vibração de baixa frequência da unidade compressora (conjunto biela-manivela) é transmitida por vários caminhos de propagação (tubos e molas) até o gabinete do refrigerador, que por sua vez, possui uma boa eficiência para radiar a vibração na forma de ruído.

As técnicas de controle passivas, como o uso de sistemas de isolamento, materiais de absorção e barreiras acústicas, são eficientes para controle em alta frequência, entretanto, a relação custo-benefício torna-se desfavorável para a implementação de um sistema acústico para baixas frequências, devido ao longo comprimento de onda. Por outro lado, as técnicas de controle denominadas ativas, são alternativas eficazes e de custo reduzido para o controle em baixa frequência, considerando uma faixa de variação de 0-500 Hz.

Um sistema de controle automático deve ser um sistema (não necessariamente linear) cuja função de transferência se altera com o tempo, buscando compensar as variações ocorridas no ruído a ser cancelado. O propósito do controle ativo, é atenuar níveis de pressão sonora, através de sinal de antirruído, com a fase invertida em relação à onda produzida pela fonte, a fim de produzir uma zona de silêncio ou até mesmo reduzir o ruído global.

Em geral, três estratégias são abordadas para o controle ativo: sistema realimentado (*feedback*), sistema com alimentação direta (*feedforward*) e sistema híbrido (*feedforward + feedback*). Além disso, o controle deve ser adaptativo, ou seja, poder adaptar-se a pequenas mudanças do sistema após a iniciação do controle ativo de ruído.

### 1.1 Objetivos

Sabe-se que um dos maiores problemas é a emissão de ruído dos refrigeradores domésticos, o que está diretamente relacionado ao conforto do cliente. Por isso, buscam-se maneiras de reduzir a emissão do ruído de forma geral para que os clientes obtenham um produto de melhor qualidade.

### 1.2 Objetivos Específicos

- Controlar o ruído radiado pelo compressor do refrigerador sem alterar o projeto estrutural e componentes, ou seja, atacando o problema de uma forma menos invasiva;
- Avaliar a atuação do algoritmo de controle adaptativo LMS através de simulações numéricas em ambiente *Matlab*;
- Avaliar a atuação do algoritmo de controle adaptativo LMS utilizando um DSP;
- Avaliar a atuação do algoritmo de controle adaptativo LMS em uma bancada experimental.

### 1.3 Estrutura do Documento

Este trabalho está dividido em 7 capítulos:

- Introdução

Definição do problema abordado, objetivos gerais e específicos, e estrutura do trabalho;

- História do Controle Ativo de Ruído (CAR)

Revisão histórica do CAR, onde são apresentados desde os primeiros trabalhos encontrados na literatura até o uso de algoritmos adaptativos com os principais problemas associados a essa implementação;

- Contextualização da teoria

Apresenta ao leitor os conceitos e teorias necessários para o entendimento do controle ativo de ruído em compressores;

- Metodologia

Descrição da solução proposta para o problema de controle ativo em compressores herméticos.

- Simulação

Desenvolvimento e resultados obtidos em ambiente *Matlab* e no *DSP TMS320F2879D*;

- Experimento

Aplicação prática, descrição da estrutura física e eletrônica utilizadas para a realização do projeto, e resultados obtidos.

- Considerações finais e perspectivas

Discussão das considerações finais juntamente com as principais conclusões alcançadas e sugestões para trabalhos futuros.

## **2 HISTÓRIA DO CONTROLE ATIVO DE RUÍDO**

Desde meados do século XX a ideia básica do Controle Ativo de Ruído vem sendo estudada. No entanto, somente a partir da década de oitenta teve um aumento de aplicações, essencialmente devido ao desenvolvimento das técnicas de processamento de sinais, avanços computacionais e equipamentos eletrônicos.

Em 1936, Paul Lueg (apud [6]), descreveu em sua patente o princípio básico de funcionamento desse tipo de controle, tanto em dutos, onde existem ondas planas, quanto em campo aberto. A ideia foi utilizar um microfone para medir o sinal original, realizar a manipulação do mesmo, e logo em seguida emitir o novo sinal através de um autofalante, resultando em uma atenuação do som original. Lueg, utilizou o princípio de que a velocidade do som no ar é muito menor do que a velocidade dos impulsos elétricos. Porém, devido às limitações dos recursos tecnológicos e computacionais, as pesquisas nessa área ficaram estagnadas.

Nos anos cinquenta, Harry Olson and Everet May (apud [6]), publicaram uma nova pesquisa, onde exploravam aplicações de como reduzir o ruído em um assento de automóvel ou aeronave, para a criação de uma zona de silêncio. Nesse cenário, o microfone de erro capta o ruído primário, esse sinal é tratado, amplificado e invertido para ser enviado à fonte secundária, localizada próxima ao microfone de erro.

Na mesma época, William Conover (apud [6]), pela primeira vez, utiliza em seu sistema de controle ativo para transformadores de potência, dois sensores: um para

capturar o sinal de referência e outro para observar o sinal de erro. O ajuste do controlador era feito de forma manual, alterando fase e ganho. Devido à grande necessidade de ajustes, Conover comentou a possibilidade de se utilizar um sistema automático de controle, que só foi utilizado em 1975 por Kido (apud [6]). Novamente, devido à falta de tecnologia da época, o estudo do controle ativo ficou estagnado até a década de 70. À partir dessa data, experiências mais efetivas puderam ser feitas. Grande parte das aplicações, só foram possíveis, devido ao desenvolvimento de técnicas e dispositivos de processamento de digital, entre eles o algoritmo *LMS*.

O trabalho de Stevens & Ahuja [23], apresenta os avanços do controle ativo de ruído, campos de aplicações e inovações técnicas até os anos noventa. Elliot e Nelson [6], descrevem o controle ativo, juntamente com as principais técnicas desenvolvidas para a atenuação do ruído em baixas frequências.

As pesquisas de controle ativo, concentram-se principalmente em cabines de aviões, dutos industriais, área automotiva e de transporte. O CAR em dutos, teve forte participação na evolução da técnica, devido ao seu potencial de aplicação industrial em ventiladores, aquecedores e ar condicionado. ([7], [14] e [24]). A principal motivação para o estudo de controle ativo em dutos, se deve ao fato de que ondas planas se propagam abaixo da frequência de corte do duto, o que facilita a aplicação da técnica. (Romeu 2000, apud [8]). Em refrigeradores domésticos o CAR é um tema dificilmente encontrado em literatura, o que corrobora para o estudo e pesquisas futuras. Os autores Diesel [3] e Smith [22] desenvolveram métodos para a redução do nível da pressão sonora no *housing* (carcaça onde encontra-se a unidade compressora) de refrigeradores, apesar de utilizarem técnicas de controle distintas (ativa e passiva), ambos obtiveram resultados similares para atenuação do ruído global, faixa de frequência, ou frequências de interesse.

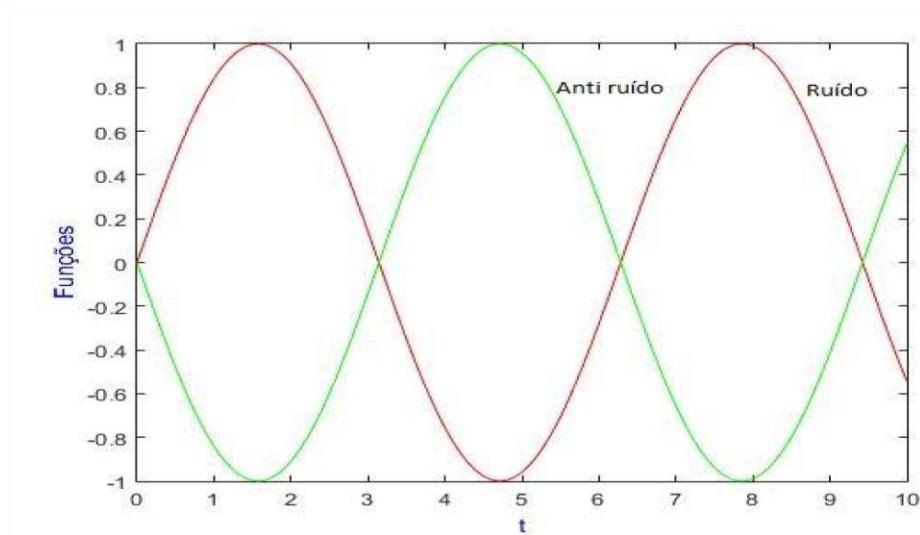
Atualmente, o controle ativo de ruído torna-se interessante para novos desenvolvimentos de pesquisas, isso graças ao avanço da tecnologia, da capacidade de processamento de sinal, algoritmos adaptativos e modelos numéricos para simulação.

## 2.1 Princípio de Funcionamento

Basicamente o CAR funciona a partir do princípio de superposição de ondas. Utiliza-se alguma fonte secundária controlável para gerar um antirruído e assim

interferir de forma destrutiva no ruído da fonte principal, em um ponto ou no ambiente, afim de minimizar o ruído primário.

Figura 2-1: Princípio de funcionamento do CAR.



Fonte 2-1: Arquivo pessoal.

Como os ruídos podem variar, tanto no domínio da frequência, quanto no tempo, é importante que os dispositivos de controle sejam adaptativos, ou seja, se ajustem as diferentes situações e a diferentes sons.

### 3 CONTEXTUALIZAÇÃO DA TEORIA

Nesta seção serão apresentados conceitos e definições que poderão ser utilizados durante o desenvolvimento do projeto, e que, são essenciais para a compreensão do mesmo.

#### 3.1 Refrigeradores Domésticos

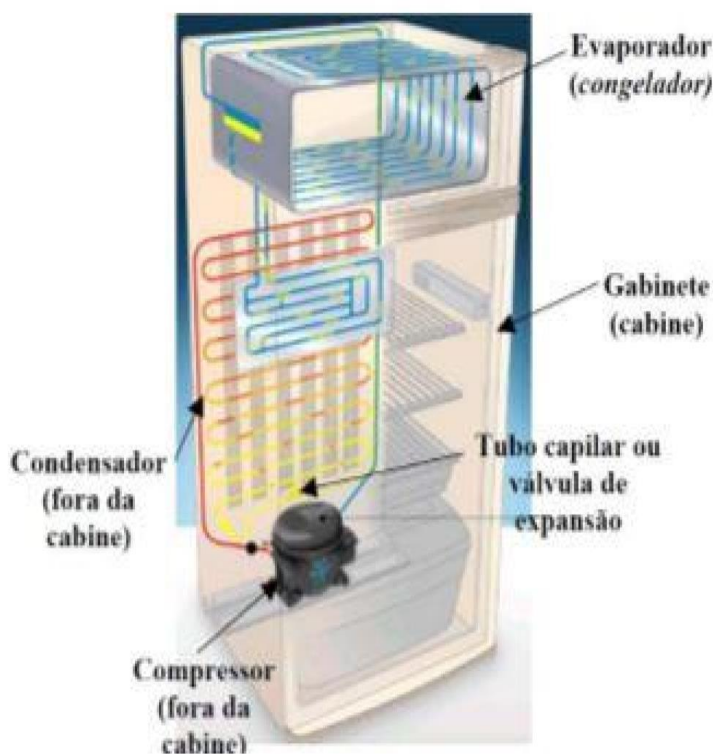
São equipamentos eletrodomésticos cuja a finalidade é a conservação de alimentos. Basicamente um refrigerador é composto por:

- Fluido refrigerante: forçado a percorrer um circuito fechado e absorvendo o calor dentro do refrigerador. O fluido refrigerante entra no estado gasoso e durante o percurso perde calor para o ambiente, chegando no estado líquido ao final do processo [16].
- Compressor: cria uma diferença de pressão no circuito fechado, fazendo com que o gás refrigerante atue retirando calor do gabinete e perdendo calor para o ambiente externo.
- Condensador: serpentina externa, na qual o vapor se liquefaz, e é responsável pela liberação de calor para o ambiente.



- Tubo capilar: responsável por diminuir a pressão do vapor no fluido.
- Evaporador: é composto por um tubo em forma de serpentina acoplado ao congelador. O líquido refrigerante circula pela serpentina e absorve o calor, até chegar no compressor.
- Congelador: localiza-se na parte superior do refrigerador para facilitar a formação de correntes de convecção internas, permitindo a mistura do ar à baixa temperatura do congelador com o ar à temperatura mais elevadas das outras partes.

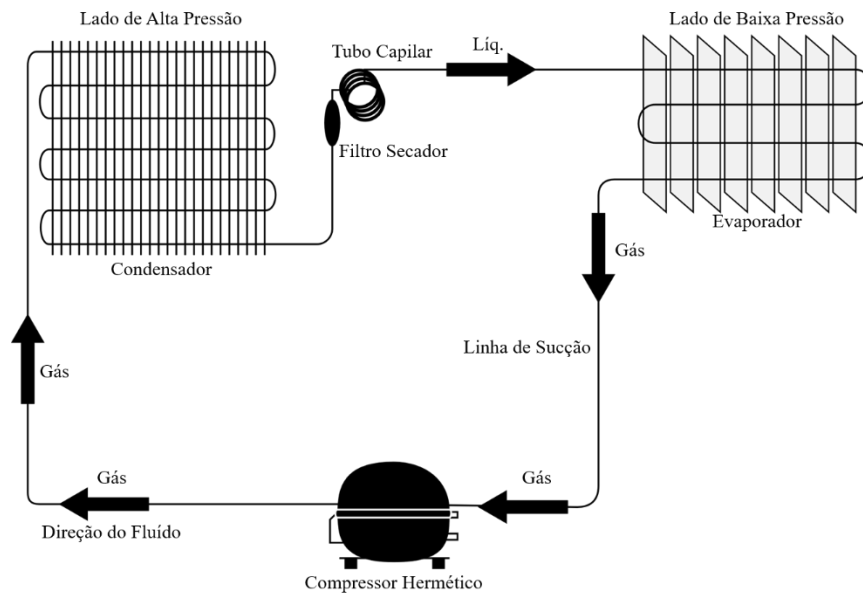
Figura 3-1: Refrigerador doméstico típico



Fonte 3-1: (Embraco®)

No decorrer do processo, diversas fontes contribuem para geração do ruído global. Segundo Carvalho, Diesel e Martinez [2, 4 e 16], o compressor é o elemento de maior contribuição. A energia vibratória é gerada no conjunto moto-compressor, durante o ciclo de compressão. A unidade compressora confere ao sistema rotativo um efeito de desbalanceamento característico, gerando uma quantidade considerável de energia vibratória. A excitação provocada pelo compressor é transmitida principalmente pela placa base para o gabinete, excitando diversas regiões e modos, fazendo com que parte da energia vibratória seja convertida em energia sonora, ou seja, ruído. Logo, é preciso que essa transmissão seja controlada ou reduzida.

Figura 3-2: Sistema convencional de refrigeração.



Fonte 3-2: adaptado de [3].

### 3.2 Fontes de Ruído

Com a premissa de conhecer os maiores colaboradores para o ruído global de refrigeradores domésticos, Carvalho [2] definiu e identificou os principais caminhos de energia vibratória.

- Carcaça do compressor: radiação direta, com contribuições em médias e altas frequências;
- Sistema de ventilação: ruído indireto;
- Expansão do gás: contribuição de forma direta e indireta, durante o ciclo de expansão;
- Placa base do compressor transmite a excitação originária do compressor e excita alguns modos do gabinete.

### 3.3 Ondas Sonoras

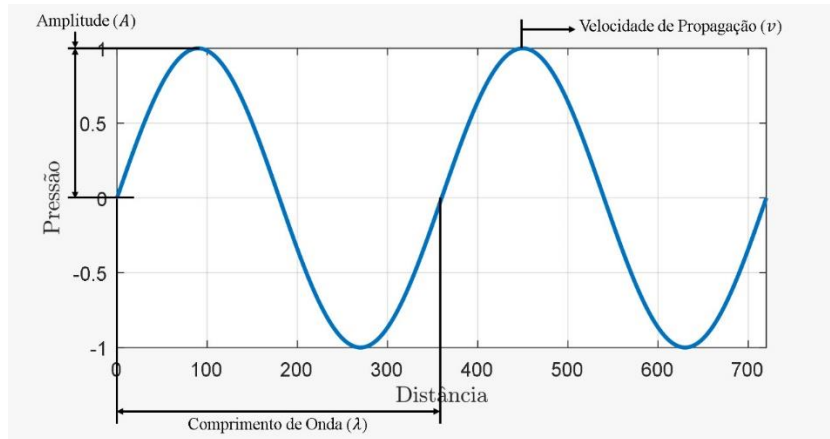
Uma onda sonora pode ser definida como qualquer oscilação mecânica que se propaga por um meio elástico. A frequência da onda sonora é o número de vezes que um ciclo de compressão e rarefação é concluído em um segundo. O período da onda é dado pelo inverso da frequência, e determina o tempo total de um ciclo completo. A distância percorrida pelas ondas durante o período é chamada de comprimento de onda. A relação entre frequência e comprimento de onda pode ser dada pela equação:

$$v = \lambda \cdot f. \quad (3.1)$$

$v$ : velocidade do som em metros por segundo (no ar  $v \approx 343 \text{ m/s}$ );

$\lambda$ : comprimento de onda em metros;  
 $f$ : frequência da onda em Hz.

Figura 3-3: Representação de Amplitude e Comprimento de onda.



Fonte 3-3: Arquivo pessoal.

A faixa de frequência audível pelo ser humano, é por volta de 20 a 20000 Hz, ou seja, abaixo ou acima disso, o sistema auditivo não consegue identificar o som.

### 3.4 Movimentos Básicos da Onda

Podemos identificar três tipos básicos de movimentos: periódico, harmônico e aleatório.

- Movimento periódico: repete-se em intervalos regulares de tempo, cujos intervalos são denominados períodos.
- Movimento harmônico: define-se como uma forma simplificada do movimento periódico, expresso pela equação:

$$X(t) = A \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi t}{T}\right). \quad (3.2)$$

Sabendo que a frequência angular  $\omega$ , é dada por:  $\omega = 2\pi f$ , e que o período  $T$  é o inverso da frequência linear  $f$ , temos que:

$$\omega = \frac{2\pi}{T}. \quad (3.3)$$

Substituindo a Eq.(3.3) na Eq.(3.2):

$$X(t) = A \operatorname{sen}(\omega t). \quad (3.4)$$

Assim, conhecemos a frequência angular ( $\omega$ ) e a amplitude ( $A$ ) do movimento harmônico, que descreve uma trajetória baseada em uma função senoidal.

- Movimento aleatório: é o movimento não repetitivo, ou seja, não possui uma frequência de trajetória conhecida.

### 3.5 Nível de Pressão Sonora

O som, é uma onda produzida por um sistema oscilante, e se propaga com as deformações provocadas pela diferença de pressão do ar, por isso, a intensidade do som é medida em unidades de pressão. A pressão sonora, é definida como o valor quadrático médio da pressão exercida por uma onda sonora, em um ponto, por um determinado tempo.

$$P_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T p^2(t) dt}. \quad (3.5)$$

$T$ : tempo.

$p$ : pressão.

A mínima intensidade sonora que o ser humano consegue ouvir, chamada de audibilidade, é dada por  $P_0 = 2 \times 10^{-5} \text{ N/m}^2$ . Desse modo, convencionou-se esse valor como sendo 0 (zero) dB, ou seja, nível de referência. O nível superior de pressão sonora, chamado “limiar de dor” é de  $200 \text{ N/m}^2$ , correspondente a 140 dB.

A fórmula do NPS (Nível de Pressão Sonora), é apresentada como:

$$NPS = 20 \log \frac{P}{P_0}, \quad (3.6)$$

onde  $P$  é a pressão medida no local. A unidade SI do NPS é o dB, decibel.

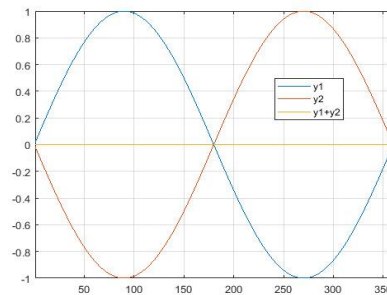
### 3.6 Interferência Sonora

A interferência sonora, ocorre quando duas ou mais ondas atingem um mesmo ponto no espaço. Essa interferência pode ser dada pela soma matemática, tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência, das funções utilizadas para descrevê-los (BRANDÃO, 2016 apud [26]). Assim, temos duas situações distintas que serão detalhadas a seguir.

#### 3.6.1 Interferência Destrutiva.

Dada pela redução da amplitude  $A$  dos sinais.

Figura 3-4: Interferência destrutiva

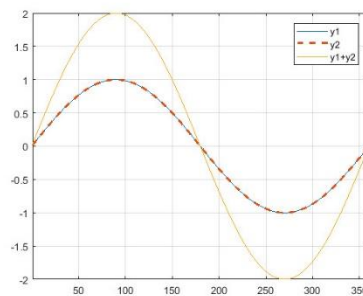


Fonte 3-4: Arquivo pessoal.

### 3.6.2 Interferência Construtiva

Onde ocorre a soma da amplitude  $A$  dos sinais.

Figura 3-5: Interferência construtiva

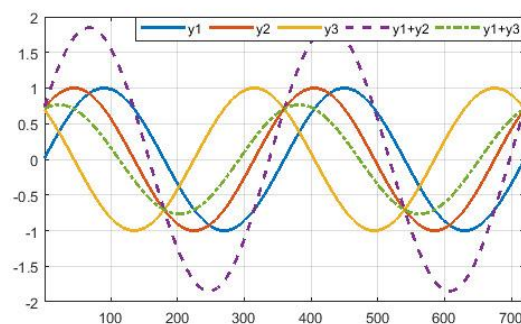


Fonte 3-5: Arquivo pessoal.

### 3.6.3 Interferência Parcial

Se a defasagem entre as ondas for entre  $0$  e  $90^\circ$  a amplitude  $A$  da onda resultante aumenta e, entre  $90$  e  $180^\circ$  a amplitude  $A$  da onda resultante diminui.

Figura 3-6: Representação das interferências parciais.



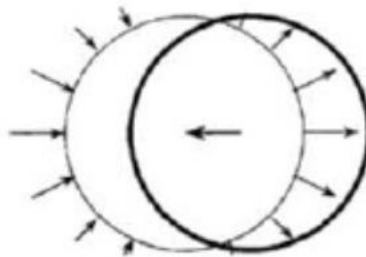
Fonte 3-6: Arquivo pessoal.

### 3.7 Fonte Dipolo

Para entender o ruído propagado pelo compressor alternativo hermético, é interessante simplificar seu modelo matemático, ainda que seja próximo o bastante do fenômeno físico. Dessa forma, podemos pressupor o funcionamento do compressor semelhante ao de uma fonte esférica oscilante, também conhecida como uma fonte dipolo.

Uma fonte dipolo pode ser considerada como uma esfera rígida, oscilando em um eixo, com uma frequência  $\omega$ . Através dessa oscilação, conseguimos obter sua diretividade e frequência fundamental. Pode-se assumir que seu movimento é harmônico (Eq. (3.4)), o que facilita o cálculo do controle ativo. Se o movimento fosse periódico não-harmônico, a depender da complexidade do sinal, o DSP poderia não conseguir realizar os cálculos com a janela temporal disponível.

Figura 3-7: Representação de uma fonte dipolo.



Fonte 3-7: Arquivo pessoal.

### 3.8 Classificação de Sistemas

Um sistema é definido como o mapeamento do conjunto de entradas no conjunto de saídas (Anexo A.1). Os sistemas podem ser divididos em:

#### 3.8.1 Sistemas Sem Memória e Com Memória

**Sem Memória:** quando a saída no instante de tempo  $t$  depende apenas da entrada no instante  $t$ .

**Com Memória (dinâmico):** quando a saída no instante  $t$  depende de algum valor passado ou futuro da entrada.

### 3.8.2 Sistemas Causais e Não-Causais

Causal: quando a saída no instante  $t$  independe dos valores futuros da entrada após o instante  $t$ .

Não-Causal: quando a saída no instante  $t$  depende de algum valor futuro da entrada.

### 3.8.3 Sistemas Lineares e Não-Lineares

Linear: esse sistema (com ou sem memória) é dito linear, se obedecer ao *Princípio de Superposição*.

Dado o sistema,

$$x_1(t) \rightarrow y_1(t); x_2(t) \rightarrow y_2(t), \quad (3.7)$$

pela propriedade da aditividade:

$$x_3(t) = x_1(t) + x_2(t) \rightarrow y_3(t) = y_1(t) + y_2(t), \quad (3.8)$$

e da homogeneidade:

$$\bar{x}(t) = kx \rightarrow \bar{y}(t) = ky, \quad (3.9)$$

tem-se o equivalente ao *Princípio da Superposição*:

$$x_3(t) = k_1x_1(t) + k_2x_2(t) \rightarrow y_3(t) = k_1y_1(t) + k_2y_2(t). \quad (3.10)$$

Não-Linear: quando o sistema (com ou sem memória) não é linear. Ou seja, quando existe pelo menos uma entrada em que a saída do sistema não satisfaz a aditividade ou a homogeneidade.

### 3.8.4 Sistemas Invariantes e Variantes no Tempo

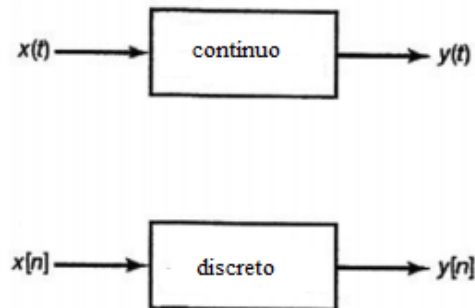
Um sistema é invariante no tempo, quando as características de um sistema não mudam com o tempo.

Sistema variante no tempo, quando as características de um sistema mudam com o tempo.

Em geral, sistemas reais são variantes no tempo, proveniente da deterioração e ao envelhecimento dos componentes físicos ao longo do tempo. Entretanto, podemos assumir que num certo intervalo de tempo finito, diversos sistemas reais se comportam de maneira invariante no tempo.

Os sistemas podem ser representados através de diagramas de blocos, com variáveis de entrada e saída. Para sistemas contínuos, denominamos  $x(t)$  como entrada e  $y(t)$  como saída, já para sistemas discretos, utilizamos  $x[n]$  e  $y[n]$ .

Figura 3-8: Representação de sistemas contínuos e discretos.



Fonte 3-8: Arquivo pessoal.

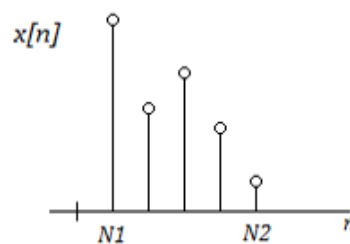
Dado um sistema linear invariante no tempo (LIT), se aplicarmos as transformadas dos sinais (Fourier ou Laplace), podemos analisar esses sistemas e prever seu comportamento.

### 3.9 Transformada Discreta de Fourier

Com a Transformada Discreta de Fourier (DFT), podemos expressar um sinal original do domínio do tempo, no domínio da frequência. A representação do sinal é feita através da decomposição deste em todas as suas componentes espectrais, ou seja, em todas as frequências que compõem esse sinal original.

Considere uma sequência discreta  $x[n]$ , com duração infinita dentro de um determinado intervalo  $N < N1, N2 >$ , e que seja nula fora desse intervalo,  $x[n] = 0$ :

Figura 3-9: Função  $x[n]$ .

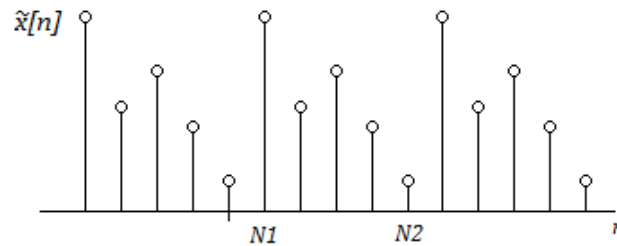


Fonte 3-9: Adaptado de [17].



É possível esboçar uma sequência  $x'[n]$  composta pela combinação de períodos  $x[n]$ .

Figura 3-10: Função  $\tilde{x}[n]$ .



Fonte 3-10: Adaptado de [17].

Supondo que o período  $x[n] \rightarrow \infty$ , podemos assumir que  $x'[n] = x[n]$ . Dessa maneira, a transformada de  $x'[n]$  poderá ser expressa como somatório de exponenciais discretas  $X[k]$ :

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-ikn\left(\frac{2\pi}{N}\right)}, \quad (3.11)$$

sendo  $N$  igual ao período de  $x'[n]$ . Como a transformada de Fourier é uma transformação linear e invertível, a inversa é dada por:

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{ikn\left(\frac{2\pi}{N}\right)}. \quad (3.12)$$

As equações da Síntese da transformada discreta e da transformada inversa de Fourier, são as mais utilizadas em aplicações onde os sinais necessitam ser discretizados.

A transformada rápida de Fourier (FFT) é de grande importância para processamento digital de sinais, pois possibilita a diminuição do tempo de cálculo da DFT e sua inversa.

A FFT será utilizada nesse trabalho, para cálculo do conteúdo espectral do sinal, através da ferramenta *Matlab*.

### 3.10 Conteúdo Espectral

Com o conteúdo espectral, é possível obter uma forma alternativa de identificar, descrever e analisar sinais, de forma complementar a análise no domínio do tempo.

Para esse trabalho, será um grande auxílio para a visualização das frequências em que o controle ativo foi eficaz.

### 3.11 Técnicas de Controle

Os autores [6, 11 e 13] identificaram três abordagens para o problema, controle direto, controle realimentado e híbrido.

#### 3.11.1 Controle *Feedforward*

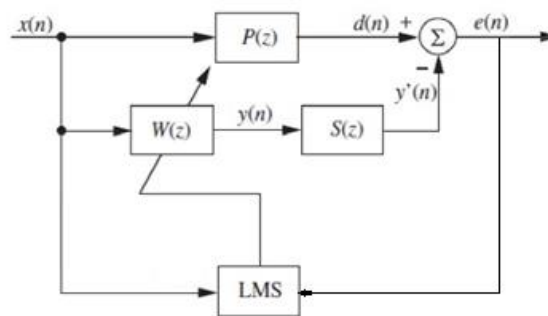
Utiliza-se o controle direto (*feedforward*), quando é possível medir sinal de referência a ser cancelado, ou caso o mesmo tenha um comportamento conhecido.

A estratégia consiste de um sensor de referência para captar o sinal a ser cancelado ( $x(n)$ ), uma fonte de controle, que será responsável pela emissão do sinal calculado ( $y(n)$ ) e, um sensor de erro ( $e(n)$ ), para avaliar o comportamento do controle.

O sistema possui um filtro adaptativo  $W(z)$  usado para estimar o caminho acústico primário  $P(z)$ , entre o sensor de referência e o sensor de erro. Se a planta for dinâmica, então o filtro tem a função de rastrear variações da mesma. Para o cálculo dos coeficientes do filtro adaptativo, utiliza-se um algoritmo adaptativo, no caso LMS.  $S(z)$  é a interferência causada pela fonte de controle, alto-falante que irá emitir o sinal calculado pelo filtro  $W(z)$ .

Um dos maiores problemas desta forma de controle, é que o campo acústico, gerado pelo alto-falante, pode retornar e ser captado pelo microfone de referência, alterando a estabilidade e eficácia do sistema.

Figura 3-11: Diagrama de blocos simplificado do CAR (*feedforward*).

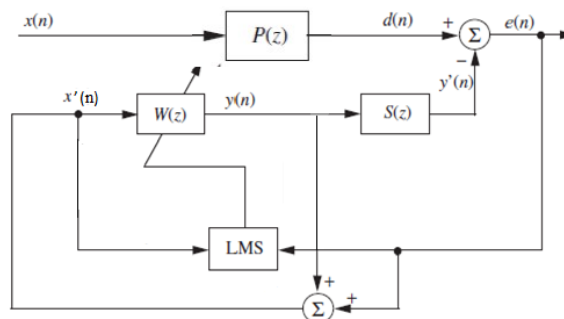


Fonte 3-11: Adaptado de [14].

### 3.11.2 Controle *Feedback*

Essa técnica de controle realimentado, atua apenas com um sensor de erro, que alimenta a lógica de controle, à qual aciona a fonte de controle. O sistema tenta cancelar o ruído sem o auxílio do sensor de referência. Normalmente, é utilizada quando não se conhece o ruído principal, ou não pode ser mensurado.

Figura 3-12: Diagrama simplificado do CAR (*feedback*).

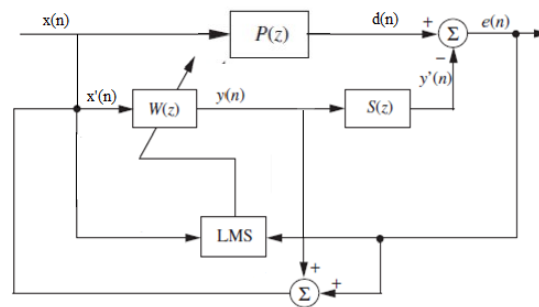


Fonte 3-12: Adaptado de [14].

### 3.11.3 Controle Híbrido

O controle híbrido engloba as duas técnicas de controle apresentadas, o sinal de antirruído é gerado com base nos sinais dos sensores de referência e de erro. Essa técnica oferece uma maior flexibilidade quando comparado com as técnicas aplicadas isoladamente.

Figura 3-13: Diagrama simplificado do controle híbrido.



Fonte 3-12: Adaptado de [14].

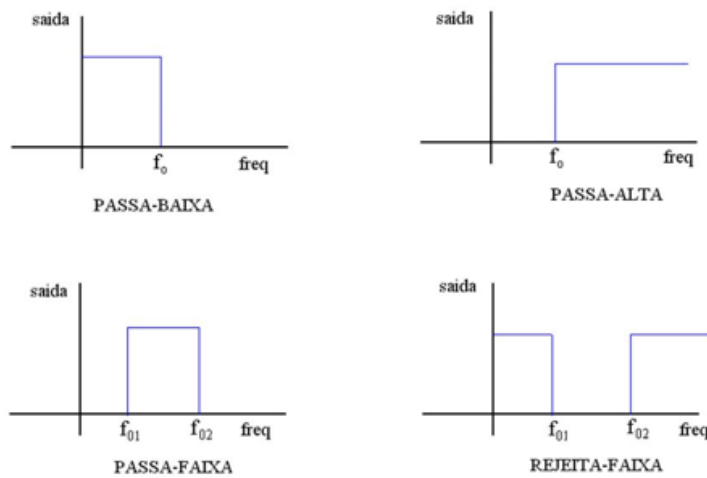
Em todos os casos, após o sinal de referência ser adquirido, o controlador precisará de certo tempo para calcular a saída para a fonte secundária. Se esse atraso eletrônico for maior do que a janela temporal disponível (atraso acústico entre sensor de referência e fonte secundária), o desempenho do sistema ficará comprometido. Por causa disso, um fator crítico para a atenuação adequada é o posicionamento da fonte de controle e dos sensores.

### 3.12 Filtros Digitais

Os filtros são dispositivos que alteram o sinal no domínio da frequência. Normalmente, são definidos por sua banda de passagem, isto é, frequências que se deseja manter e, sua banda de atenuação, frequências que deseja eliminar. A frequência de mudança entre as bandas é chamada de frequência de corte ( $f_c$ ).

Os filtros ideais, possuem ganho constante em sua banda de passagem e ganho zero nas bandas de atenuação. Exemplos de filtros ideais podem ser vistos na Figura 3-14: Características dos filtros ideais. O filtro passa-baixa serve para atenuar altas frequências e manter as baixas frequências. O filtro passa-alta, funciona de maneira inversa ao filtro passa-baixa. É possível também criar filtros passa-faixa e rejeita-faixa. O primeiro, possui uma faixa específica como banda de passagem e o segundo, possui uma faixa específica como banda de atenuação.

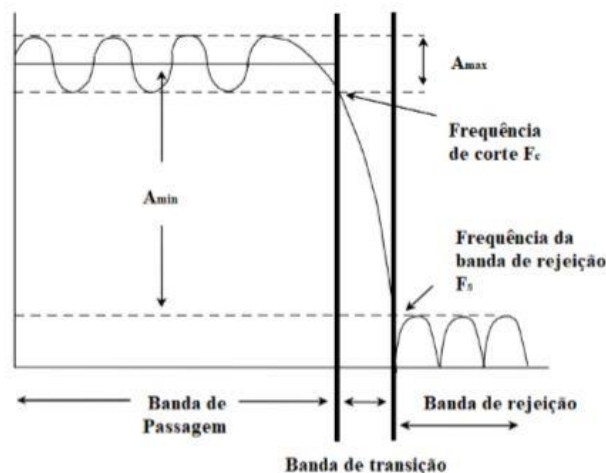
Figura 3-14: Características dos filtros ideais.



Fonte 3-13: Adaptado de DEVICES, **A.BasicLinearDesign**. 2007.

Os filtros reais, não conseguem acompanhar a forma repentina da mudança de frequência dos filtros ideais, existem uma faixa de transição para que seja possível sair da faixa de interesse para a faixa de atenuação. Nesse caso, assumimos que a frequência de corte, é a frequência onde a magnitude do sinal é atenuada em 3dB.

Figura 3-15: Comportamento filtro real passa-baixa.



Fonte 3-14: Adaptado de DEVICES, **A.BasicLinearDesign**. 2007.

Os filtros digitais são amplamente utilizados no processamento digital de sinais. Muitas vezes, esses filtros possuem características impossíveis de serem obtidas fora do mundo digital. De forma geral, duas topologias podem ser usadas em aplicações de CAR: filtro de resposta impulsiva finita (FIR) e o filtro de resposta infinita (IIR).

Filtros FIR não são recursivos, assim, os erros de arredondamento não se acumulam, são inerentemente estáveis, e podem ter fase linear e fase mínima. Essa topologia de filtro é geralmente apropriada para problemas de ruído tonal. A maior desvantagem dos filtros FIR, quando comparado ao IIR, é o fato de segundo necessitar de um modelo de menor complexidade, para atender os mesmos requisitos. Porém, filtros IIR requerem verificação de estabilidade.

A revisão apresentada neste trabalho, tem interesse no uso do filtro FIR e o algoritmo adaptativo LMS.

A saída do filtro FIR depende apenas das últimas  $N$  amostras do sinal de entrada:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i x(n-i). \quad (3.13)$$

A Eq.(3.13) pode ser escrita na forma vetorial:

$$y(n) = w^T x(n), \quad (3.14)$$

onde  $w$  e  $x$  são definidos por:

$$w = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_n], \quad (3.15)$$

$$x = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N+1)]. \quad (3.16)$$

### 3.13 Algoritmos Adaptativos

O uso de filtros adaptativos como elemento de controle do sistema CAR, foi proposto inicialmente por Kido (apud Masiero [18]). Um sistema adaptativo, é aquele que se altera e se ajusta automaticamente, para otimizar seu desempenho. Esse filtro ajusta seus coeficientes a fim de minimizar o erro entre o sinal de saída e a função de referência desejada. Para o CAR, a função de referência é a função nula, ou seja, o algoritmo deve fazer com que a soma do ruído de referência filtrado se aproxime dessa função.

O desempenho dos filtros adaptativos está diretamente relacionado a capacidade do processamento utilizado para calcular os coeficientes dos filtros e filtrar o sinal. Por isso, o processador utilizado deve possuir uma capacidade de processamento considerada razoável para a aplicação do CAR.

Os algoritmos de adaptação são comumente baseados no filtro ótimo de Wiener [11 e 13].

$$W^0(z) = \frac{P(z)}{S(z)}. \quad (3.17)$$

Considere que,  $W^0(z)$  é um filtro FIR com N coeficientes que recebe na sua entrada o sinal de referência  $x(n)$  e fornece uma saída  $y(n)$ . Esse sinal de saída é somado ao sinal desejado  $d(n)$ , resultando em um valor de erro  $e(n)$ . Assume-se que o sinal de referência é correlacionado com o sinal desejado e que ambos tenham média estática nula ( $E[x(n)] = E[d(n)] = 0$ ).

O sinal de erro pode ser escrito como:

$$e(n) = d(n) + w^T x(n). \quad (3.18)$$

Agora, deseja-se encontrar os coeficientes de  $W(z)$  que minimizam a potência do sinal de erro, dada por

$$J = E[e^2(n)]. \quad (3.19)$$

Reescrevendo a equação da potência, temos que:

$$J = E[(d(n) + w^T x(n))^2] = E[(d(n) + w^T x(n))(d(n) + x^T(n)w)]. \quad (3.20)$$

Assumindo que  $d(n)$  e  $x(n)$  sejam estacionários e que o valor ótimo de  $w$  é invariante no tempo, chegamos na equação:

$$J = E[d^2(n)] + w^T E[x(n)d(n)] + E[x(n)d(n)]^T w + w^T E[x(n)x^T(n)]w. \quad (3.21)$$

Os valores apresentados na Eq (3.21), são conhecidos como: a correlação cruzada  $E[x(n)d(n)] = R_{xd}$ , a auto correlação  $E[x(n)x^T(n)] = R_x$  e a variância do sinal desejado  $E[d^2(n)] = \sigma_d^2$ .

Nelson e Elliott [6, Anexo A.2], mostram que se  $R_x$  for uma matriz positiva definida, então a Eq.(3.21) possui um único mínimo global, sendo o vetor de coeficientes ótimos dado por:

$$w_0 = -R_x^{-1}R_{xd}. \quad (3.22)$$

Assim, a potência mínima do sinal de erro é:

$$J_{min} = \sigma_d^2 - R_{xd}R_x^{-1}R_{xd}. \quad (3.23)$$

Um grande problema de viabilidade encontrado no projeto do filtro ótimo de Wiener, é que requer conhecimento prévio dos valores de auto correlação do sinal de referência e da relação cruzada do sinal de referência com o sinal desejado. Além disso, existe a dificuldade da inversão de matrizes, uma operação que requer grande carga computacional [18].

Como a Eq.(3.21) é uma função quadrática de  $w$  que representa um único mínimo global, pode-se então usar métodos iterativos, como o algoritmo do gradiente,

que a partir de uma estimativa inicial  $w$ , procura a cada iteração calcular um novo valor de  $w$  que reduza o valor de  $J$ . O *LMS* (*Least Mean Square*) utiliza o método do gradiente para reduzir o erro quadrático médio, buscando a estabilidade do sistema [1]. Assim, pelo método do gradiente,

$$w(n+1) = w(n) - \mu \frac{\partial J}{\partial w} \Big|_{w=w(n)}, \quad (3.24)$$

sendo que,

$$\frac{\partial J}{\partial w} = R_{xd} + R_x w. \quad (3.25)$$

Substituindo a Eq (3.26) na Eq.(3.25)

$$w(n+1) = w(n) - \mu (R_{xd} + R_x w(n)), \quad (3.26)$$

onde  $w(0)$  é um vetor inicial aleatório.

Como em geral não temos informações sobre os valores estatísticos do sinal de referência e do sinal a ser cancelado, substituímos esses valores por valores instantâneos.

$$\begin{aligned} w(n+1) &= w(n) - \mu (x(n)d(n) + x(n)x^T(n)w(n)) \\ &= w(n) - \mu x(n)(d(n) + w^T(n)x(n)). \end{aligned} \quad (3.27)$$

Substituindo a Eq. (3.18) na Eq.(3.27):

$$w(n+1) = w(n) - \mu x(n)e(n). \quad (3.28)$$

O valor  $\mu$  é o passo de adaptação. Segundo Sayed (apud Masiero [18])  $\mu$  pode ser calculado através da equação:  $0 < \mu < \frac{2}{3ME[x^2(n)]}$ , onde  $M$  é o número de coeficientes do filtro e  $E[x^2(n)]$  a variância do sinal de referência. Porém, sua escolha normalmente se dá de forma heurística, e é de grande importância pois atua na velocidade de adaptação e na estabilidade do sistema. Valores altos de  $\mu$  podem ocasionar na instabilidade do sistema. Na prática, usa-se valores baixos de  $\mu$ , afim de garantir estabilidade e robustez.

A introdução da função de transferência  $S(z)$ , para avaliar o caminho secundário seguido pelo som emitido pela fonte de controle, até o microfone de erro, causa no algoritmo *LMS*, uma instabilidade no sistema de controle [6]. Uma solução é o uso de um *Filtered-X LMS* (Widrow et al., 1981 apud [20]), que irá filtrar e ajustar o sinal de erro, a fim de atenuar o ruído global e ajustar os coeficientes do filtro adaptativo.

A princípio, iremos trabalhar apenas com o *LMS*, e futuramente poderão ser avaliados as variações do *LMS* e seus resultados.



### 3.14 Microfones

O microfone é um transdutor capaz de converter vibrações mecânicas na gama audível (em frequências de 20Hz a 20kHz) em um sinal elétrico. Na maioria dos microfones as ondas sonoras são convertidas em vibrações mecânicas através de um diafragma fino e flexível e em seguida convertidas em sinal elétrico através de bobina móvel ou por carga e descarga de um condensador. No caso de microfones de condensador estes necessitam de uma tensão de alimentação contínua, que é de fato uma tensão de polarização.

#### 3.14.1 Microfones de Eletreto

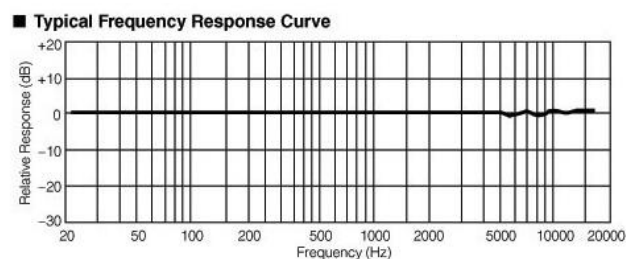
São microfones de tamanho reduzido que necessitam de uma tensão de alimentação, considerados adequados para pequenos circuitos eletrônicos. O microfone escolhido foi o 61A da JLI. Na Figura 3-17 pode-se observar que a sua resposta varia pouco na frequência desejada.

Figura 3-16: Microfone de eletreto.



Fonte 3-15: Arquivo pessoal.

Figura 3-17: Resposta em frequência típica do microfone JLI-61A.



Fonte 3-16: Adaptado de (JLI,2017).

### 3.14.2 Microfones de Campo Livre

São microfones projetados para compensar o distúrbio causado por sua presença no campo sonoro. Usados para medições externas em campos abertos, sendo mais sensível na direção axial.

O PCB 378B02, é um microfone condensador de campo livre com pré-amplificador. O campo livre ocorre quando a fonte de som se irradia em várias direções de uma única origem que apontam diretamente para o diafragma do microfone.

Figura 3-18: Microfone de campo aberto PCB378B02.



Fonte 3-17: Arquivo Pessoal.

### 3.15 Alto-Falantes

Os alto-falantes disponíveis para o projeto são da Sony de 5 polegadas e com uma potência RMS de 90W.

Figura 3-19: Alto-falante Sony.



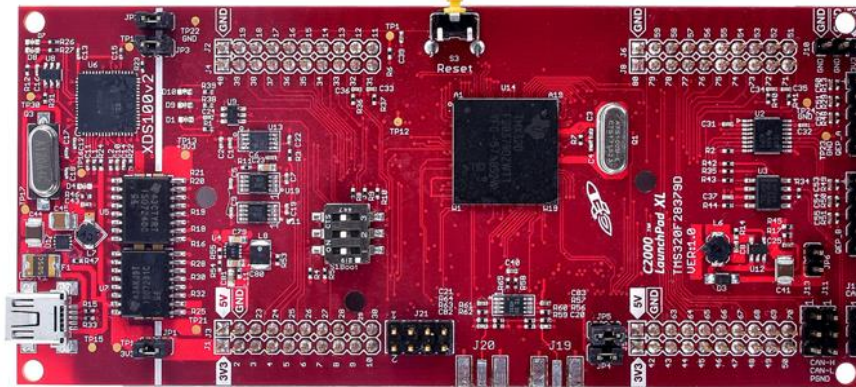
Fonte 3-18: Arquivo pessoal.

### 3.16 DSP (*Digital Signal Processor*)

Os DSPs são microcontroladores especializados em processamento digital de sinais. Uma grande vantagem se comparado aos microcontroladores normais, é sua alta velocidade de processamento. Como dito anteriormente, para o projeto do controle ativo é essencial que o dispositivo programável escolhido tenha alto desempenho, por isso a escolha do LAUNCHXL-F28379D da *Texas Instruments*.

- Características TMS320F28379D: 200 MHz dual C28xCPU's e dual CLAs, 1 MB Flash, 16-bit/12-bit ADCs, comparadores, 12-bit DACs, filtros sincronizadores delta-sigma, HRPWMs, eCAPs, eQEPs, CANs, etc.

Figura 3-20: LAUNCHXL-F28379D



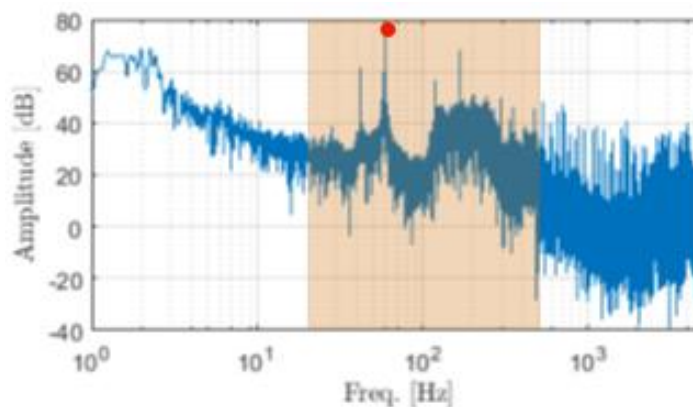
Fonte 3-19: <http://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D#>

## 4 METODOLOGIA

O primeiro passo é a caracterização do ruído do compressor. A Figura 4-1 representa o comportamento do compressor no domínio da frequência. Percebe-se na figura, que os maiores amplitudes estão presentes nas baixas frequências, até aproximadamente 500 Hz.

A região de 0 até 20 Hz está abaixo da faixa de audibilidade dos seres humanos, por isso, pode-se desconsiderá-la. A componente de maior influência é a de 60 Hz, juntamente com suas harmônicas, como observa-se na Figura 4-1. Este trabalho visa o tratamento na região de 20 até 500 Hz.

Figura 4-1: Espectro de um compressor típico. Região destacada: 20 – 500 Hz.



Fonte 4-1: Arquivo pessoal.

Para a faixa de frequência de interesse, vamos considerar que o compressor tenha um movimento harmônico e comportamento linear, descartando o comportamento transiente e outras não linearidades. A técnica de controle escolhida foi do tipo *feedforward*, juntamente com um filtro adaptativo capaz de se adaptar a pequenas variações do sistema e também de estimar o caminho entre a fonte de ruído e o microfone de erro (caminho primário).

O algoritmo adaptativo escolhido foi o LMS, devido a sua baixa complexidade computacional e convergência, na média, para a solução de Wiener. Para sua validação foram feitas simulações de situações distintas em ambiente *Matlab*. Depois de validado, o algoritmo foi transcrito para linguagem C, e embarcado no DSP através do *Code Composer Studio*.

A gravação do funcionamento compressor de um refrigerador típico, foi feita na câmara semi anecóica do LVA (Laboratório de Vibrações e Acústica) com o microfone PCB 378B02 a uma distância de aproximadamente 5 cm do compressor.

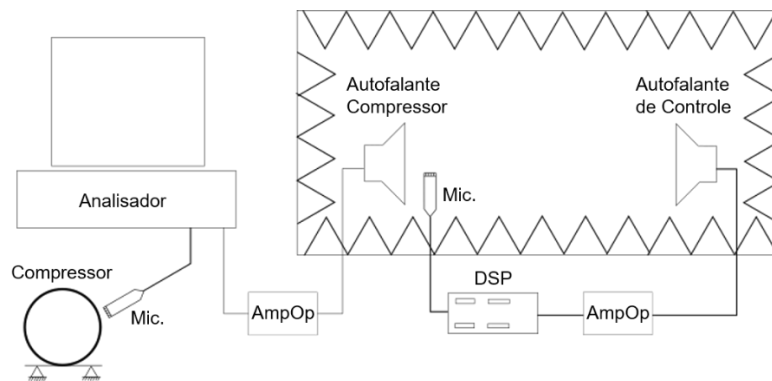
Para o experimento, a aquisição de sinal de referência é feita pelo microfone de eletreto e a medição do erro, pelo microfone de campo livre. Como fonte de controle e fonte de ruído utiliza-se os alto falantes da Sony. Os testes são realizados em uma caixa com isolamento acústico, para facilitar a implementação do projeto.

Figura 4-2: Caixa com isolamento acústico.



Fonte 4-2: Arquivo pessoal.

Figura 4-3: Esquema de inicial da ligação do experimento.



Fonte 4-3: Arquivo pessoal.

## 5 SIMULAÇÃO

Inicialmente, com o intuito de avaliar o comportamento do algoritmo LMS, o algoritmo foi implementado no *Matlab*. Após a validação do algoritmo, o mesmo foi transcrito para a placa *TMS320F28379D*, onde novamente, foram realizados testes para garantir o mesmo comportamento observado no *Matlab*.

Importante: o sinal de saída do algoritmo, tanto no *Matlab* quando no DSP, não foram invertidos em fase ( $180^\circ$ ) para facilitar a comparação do mesmo com o sinal desejado. E também, as simulações foram realizadas considerando um caso ideal. Na prática, vários fatores podem interferir no desempenho do algoritmo.

### 5.1 Simulação *Matlab*

Para a simulação, foi considerado a configuração *feedforward* e o algoritmo adaptativo LMS tradicional.

Para os casos 1 e 2, foram realizados testes para verificar o comportamento do algoritmo caso houvessem mudanças no passo de adaptação ( $\mu$ ) e no número de coeficientes do filtro ( $M$ ).

Notou-se que para o passo de adaptação  $\mu$ :

- $\mu = 0.0002$ , o sistema não converge;
- $\mu = 0.002$ , o sistema converge;
- $\mu = 0.02$ , o sistema converge;
- $\mu = 0.05$ , o sistema converge mais rapidamente.
- $\mu = 0.2$ , o sistema se torna instável.

Para número de coeficientes do filtro  $M$ :

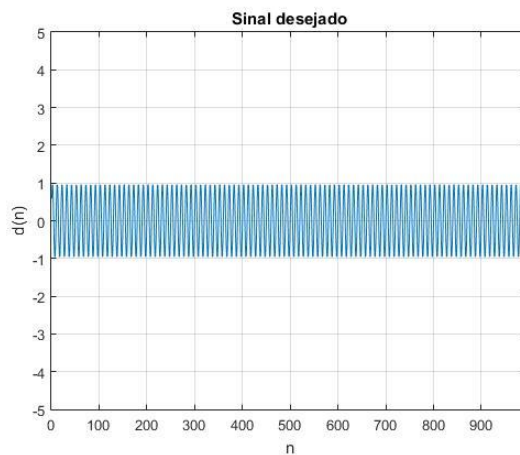
$M = 50$ , o sistema converge;  
 $M = 100$ , o sistema converge mais rapidamente;  
 $M = 20$ , o sistema se torna instável.

Os valores escolhidos para simular os casos 1, 2 e 3, devido ao seu melhor comportamento, foram:  $\mu=0.05$  e  $M=50$ .

#### 5.1.1 Teste 1: Reconstrução de Sinal Senoidal.

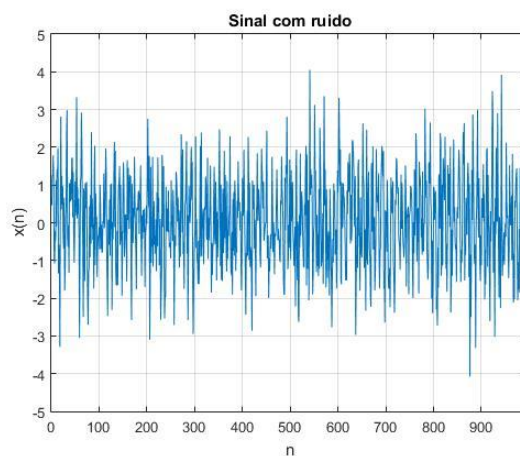
Inicialmente, o algoritmo foi testado utilizando um sinal senoidal, com a interferência de um ruído branco, como sinal de referência. O objetivo era de recuperar o sinal de referência, sem a influência do ruído.

Figura 5-1: Sinal senoidal desejado



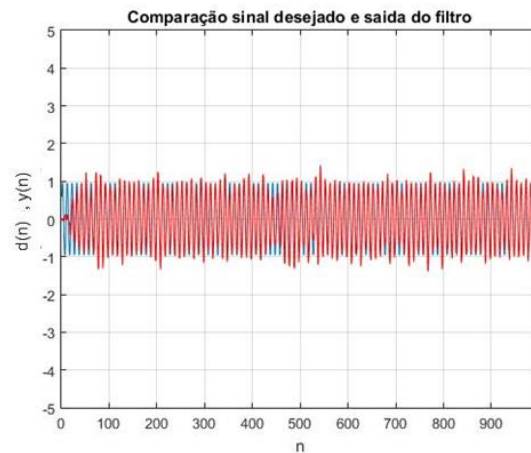
Fonte 5-1: Arquivo pessoal.

Figura 5-2: Sinal de referência: sinal desejado com interferência de ruído branco.



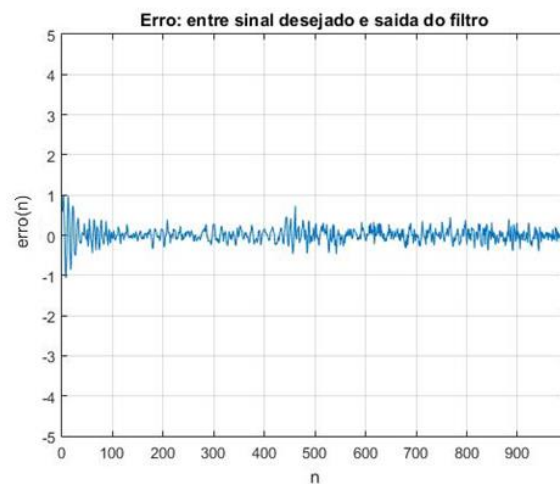
Fonte 5-2: Arquivo pessoal.

Figura 5-3: Comparação entre o sinal desejado (azul) e a saída do filtro (vermelho).



Fonte 5-3: Arquivo pessoal.

Figura 5-4: Erro entre o sinal desejado e a saída do filtro.



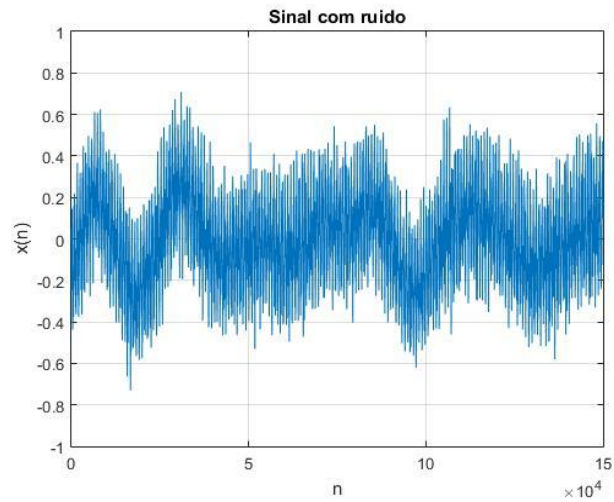
Fonte 5-4: Arquivo pessoal.

Nota-se, na Figura 5-3, que a partir de 100 amostras, o algoritmo consegue reproduzir boa parte do sinal desejado. Já na Figura 5-4, observa-se que, o erro começa com valores mais altos, mas em regime permanente ele oscila próximo de zero.

#### 5.1.2 Teste 2: Gravação do Compressor.

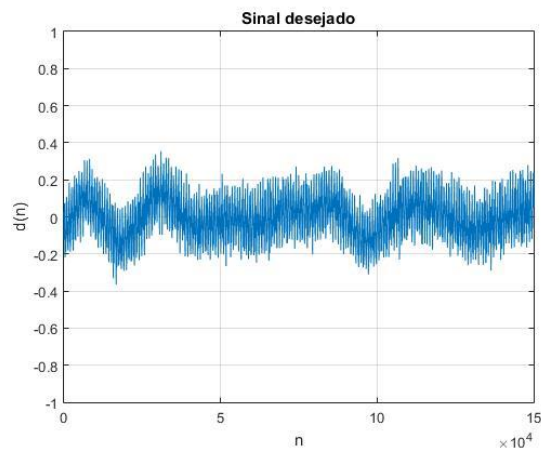
Após o teste inicial, o sinal de referência foi substituído por uma gravação (duração de 20s) que capturou o funcionamento do compressor. Agora, o novo objetivo é reproduzir o mesmo sinal, com menor intensidade, para que ocorra uma atenuação.

Figura 5-5: Sinal de referência: Gravação do funcionamento do compressor.



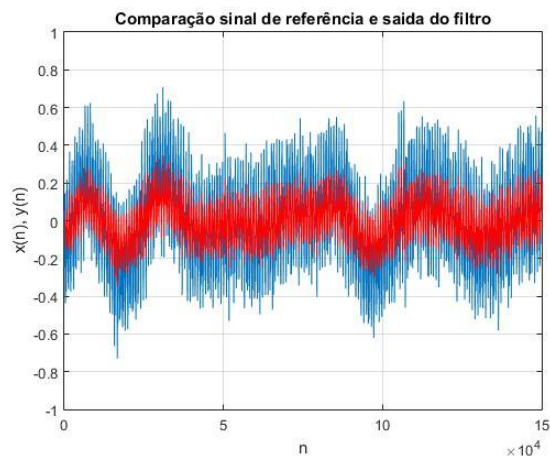
Fonte 5-5: Arquivo pessoal.

Figura 5-6: Sinal desejado: O sinal desejado é uma atenuação da intensidade do sinal de referência.



Fonte 5-6: Arquivo pessoal.

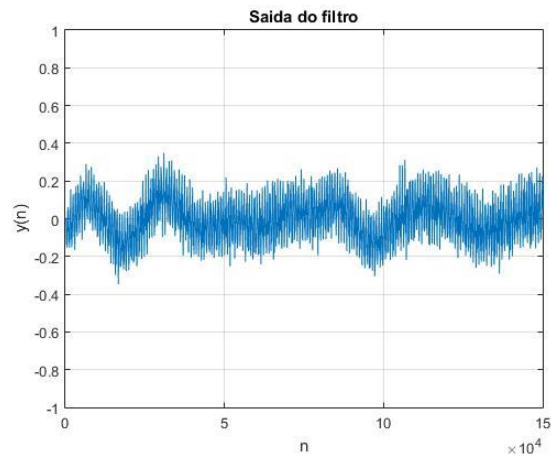
Figura 5-7: Comparação entre o sinal de referência e a saída do filtro.



Fonte 5-7: Arquivo pessoal.

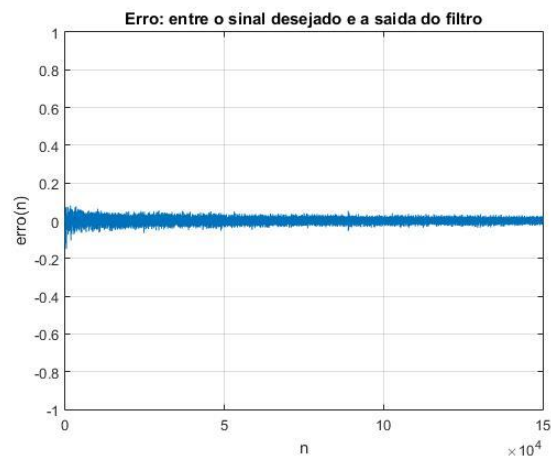


Figura 5-8: Saída do filtro.



Fonte 5-8: Arquivo pessoal.

Figura 5-9: Erro entre o sinal desejado e a saída do filtro.



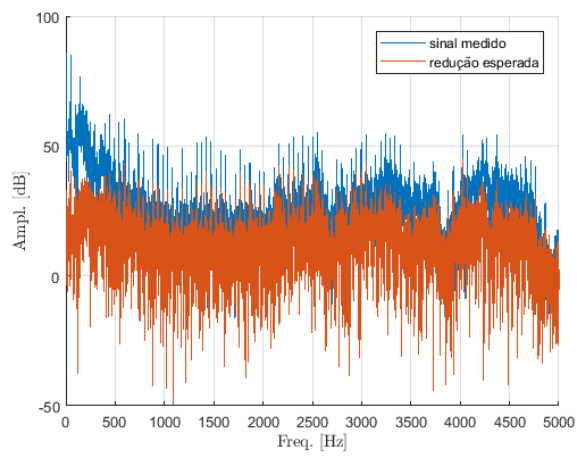
Fonte 5-9: Arquivo pessoal.

Observa-se na Figura 5-9, que o algoritmo consegue reproduzir quase que por completo o sinal desejado. Sendo que, o erro em regime permanente, oscila próximo de zero.

### 5.1.3 Teste 3: Gravação do Compressor com Inclusão de Incerteza.

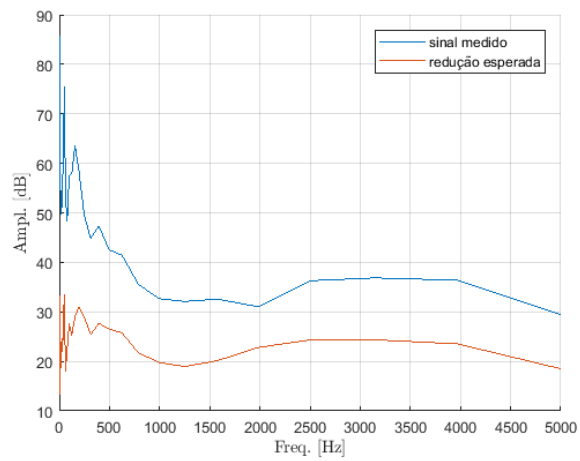
Por último, decidiu-se por acrescentar no algoritmo alguma equação para simular possíveis incertezas. Notou-se que, as incertezas causam mudanças consideráveis na resposta do sistema para todas as frequências. A análise foi feita no domínio da frequência e, os gráficos das Figuras, são plotados em bandas de terço de oitava para facilitar a visualização.

Figura 5-10: Caso ideal: 0% de incerteza.



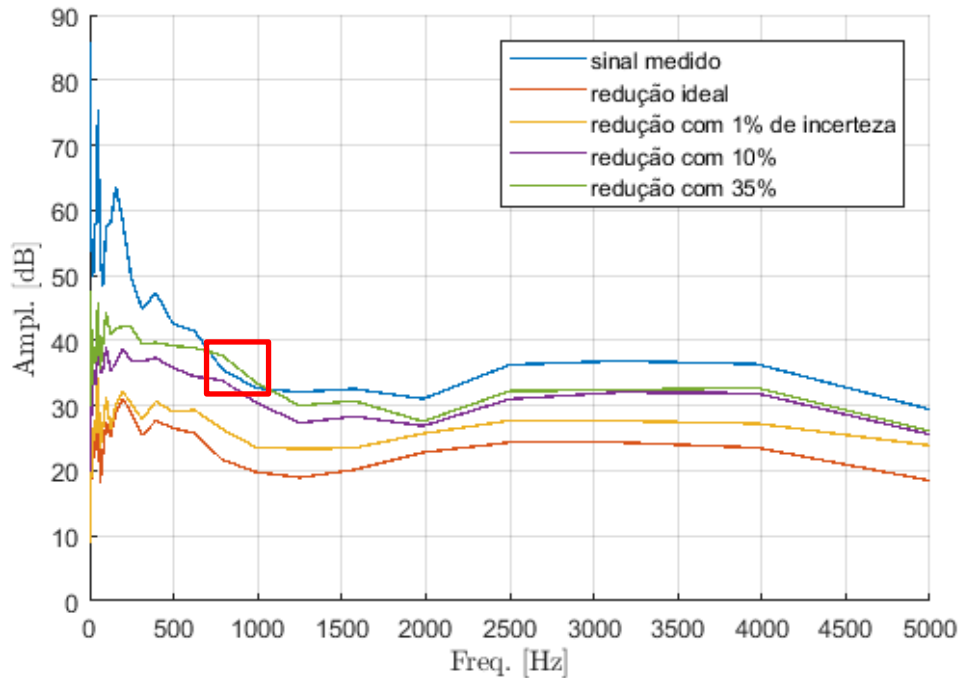
Fonte 5-10: Arquivo pessoal.

Figura 5-11: Caso ideal: 0% de incerteza. Gráfico em bandas de terço de oitava.



Fonte 5-11: Arquivo pessoal.

Figura 5-12: Comparação entre variação da incerteza com o nível de redução esperado. Com destaque para região onde o sinal com controle ultrapassa o sinal medido.



Fonte 5-12: Arquivo pessoal.

Pode-se observar na Figura 5-12 que mesmo uma incerteza pequena, de 1%, o sistema com controle sofre uma alteração considerável no seu desempenho. Essa piora no desempenho aumenta com o acréscimo de incertezas, como pode ser observado para as incertezas de 10% e 35%. Além disso, para algumas frequências o sinal com incerteza de 35% chega a ultrapassar a amplitude do sinal original, ou seja, criando uma interferência construtiva.

Portanto, conclui-se que as incertezas causam mudanças consideráveis na resposta do sistema para todas as frequências, principalmente acima de 500 Hz, mas para as baixas frequências ainda é possível conseguir uma boa redução.

## 5.2 Implementação DSP

Transcrição do código desenvolvido em *Matlab* para linguagem C, com o objetivo de testar o algoritmo na placa *TMS320F28379D*.

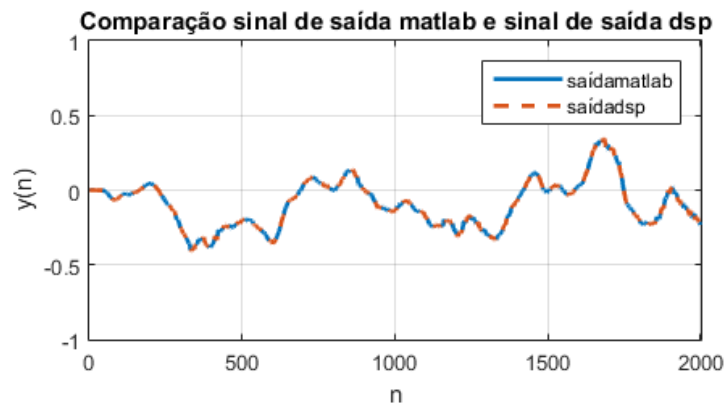
### 5.2.1 Teste 1: Validação LMS

O teste 1 consistiu na validação do algoritmo LMS, comparando os resultados da *TMS320F28379D* com os resultados obtidos anteriormente no *Matlab*. Para a

realização do teste, foi utilizado o arquivo de áudio do ruído do compressor como “sinal de entrada”. Depois, as respostas do algoritmo LMS do DSP foram exportadas para um segundo arquivo, e então, uma rotina em *Matlab* foi criada para analisá-lo e gerar os gráficos das Figura 5-13 e Figura 5-14.

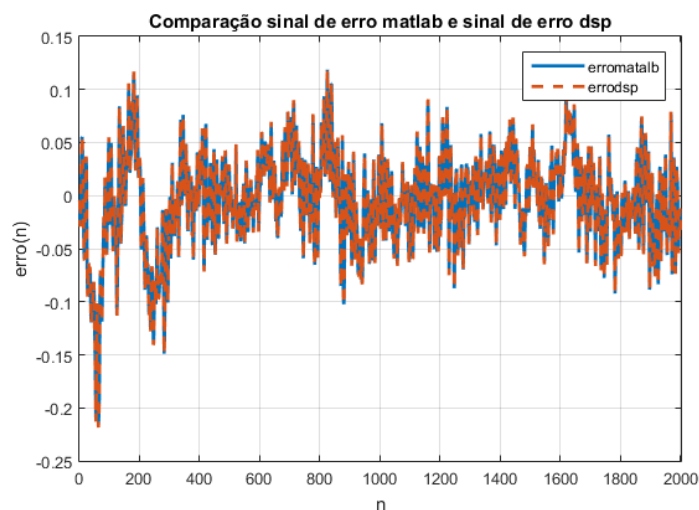
Observando as Figura 5-13 e Figura 5-14, é possível verificar que tanto o sinal de saída quanto o sinal de erro possuem a mesma resposta, independentemente se foi gerado pelo *Matlab* ou pelo DSP. Portanto, pode-se afirmar, que a transposição do algoritmo foi bem-sucedida.

Figura 5-13: Comparação entre o sinal de Saída  $y(n)$  do *Matlab* e do DSP.



Fonte 5-13: Arquivo pessoal.

Figura 5-14: Comparação entre o Erro( $n$ ) obtido pelo *Matlab* e pelo DSP.



Fonte 5-14: Arquivo pessoal.

## 5.2.2 Teste 2: Funcionamento Embarcado.

Após a validação do algoritmo LMS, foram realizados testes para verificar o funcionamento das portas de entrada e saída do DSP. Primeiramente, apenas a parte

de aquisição e conversão analógica-digital (ADC) foi testada. Adquiriu-se um sinal analógico pela porta ADCINC2, realizando a conversão com uma resolução de 12 bits e uma taxa de amostragem de 75 ns. O sinal convertido foi utilizado para a realização dos cálculos do LMS.

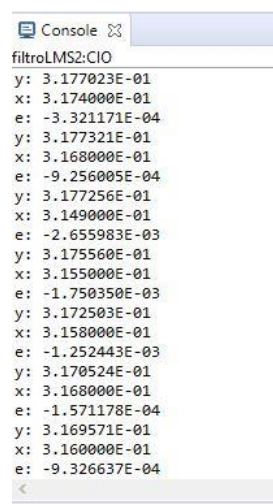
Em seguida, foi testado apenas o funcionamento da conversão digital para analógica e, da porta de saída. Um valor arbitrário correspondente a 3.0 V foi fixado, e então, o valor foi medido com o auxílio de um multímetro na porta DACA0.

Por fim, o código foi testado na sua totalidade, com o sinal de entrada adquirido novamente pela porta ADCINC2, sendo tratado e, em seguida, enviado para a porta DACA0.

Na Figura 5-15, podemos ver que o valor de saída ( $y$ ) tenta convergir para o valor de entrada ( $x$ ) fazendo com que o erro ( $e$ ) do sistema diminua.

Na Figura 5-16, foi feita a verificação da saída do sinal utilizando um multímetro. O sinal de entrada de 2.3 V foi obtido através de uma fonte de tensão e a saída do sistema medida com o multímetro foi de 2.314 V.

Figura 5-15: Valores de entrada ( $x$ ), saída ( $y$ ) e erro ( $e$ ). Valores mostrados no console da plataforma CCS V8.



```
Console
filtroLMS2:CIO
y: 3.177023E-01
x: 3.174000E-01
e: -3.321171E-04
y: 3.177321E-01
x: 3.168000E-01
e: -9.256005E-04
y: 3.177256E-01
x: 3.149000E-01
e: -2.655983E-03
y: 3.175560E-01
x: 3.155000E-01
e: -1.750350E-03
y: 3.172503E-01
x: 3.158000E-01
e: -1.252443E-03
y: 3.170524E-01
x: 3.168000E-01
e: -1.571178E-04
y: 3.169571E-01
x: 3.160000E-01
e: -9.326637E-04
```

Fonte 5-15: Arquivo pessoal.

Figura 5-16: Comparação sinal de entrada e saída do algoritmo.

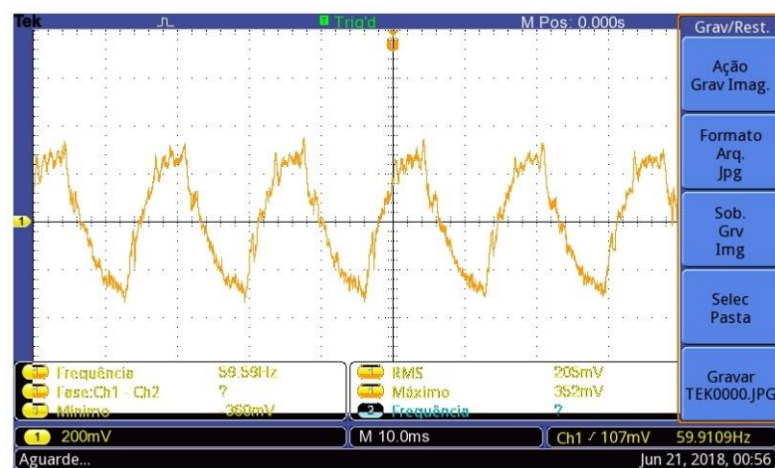


Fonte 5-16: Arquivo pessoal.

Por fim, foram realizados testes para avaliar se o algoritmo seria capaz de reconstruir sinais captados por um microfone de referência. Utilizou-se um gerador de sinal, gerando uma onda senoidal de apenas uma frequência, como referência de entrada do sistema. A verificação da saída, foi feita através de um osciloscópio E, pode ser observada na Figura 5-17, Figura 5-18, Figura 5-19 e Figura 5-20. O mesmo sinal de entrada foi variado manualmente e o algoritmo respondeu de forma satisfatória para a faixa de interesse (20-500 Hz), convergindo rapidamente para o valor desejado.

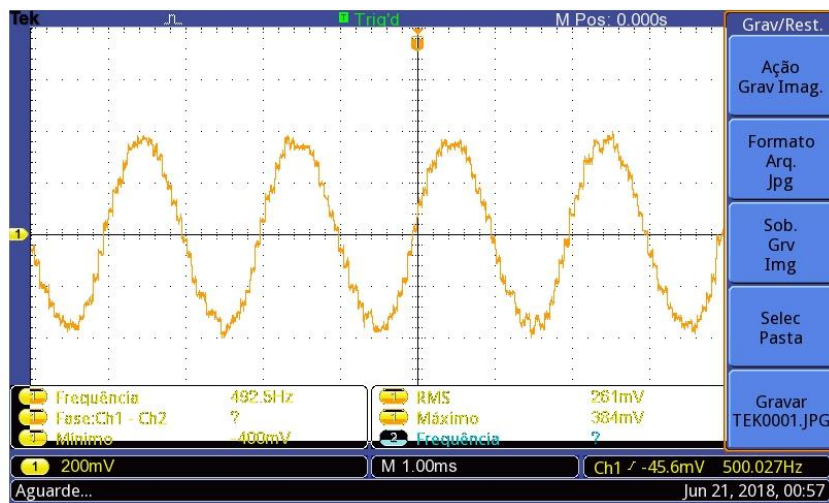
É importante dizer, que o gerador de sinal utilizado foi o de um aplicativo para celular, por isso, pode ser que as frequências geradas não sejam exatas, mesmo assim, aceitável para a verificação do comportamento.

Figura 5-17: Sinal da saída do algoritmo, com sinal senoidal de 60 Hz como referência.



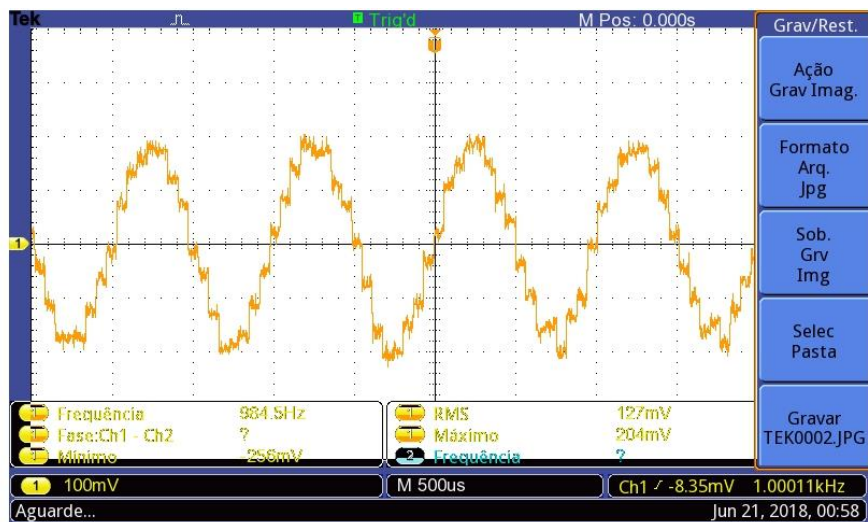
Fonte 5-17: Arquivo pessoal.

Figura 5-18: Sinal da saída do algoritmo, com sinal senoidal de 500 Hz como referência.



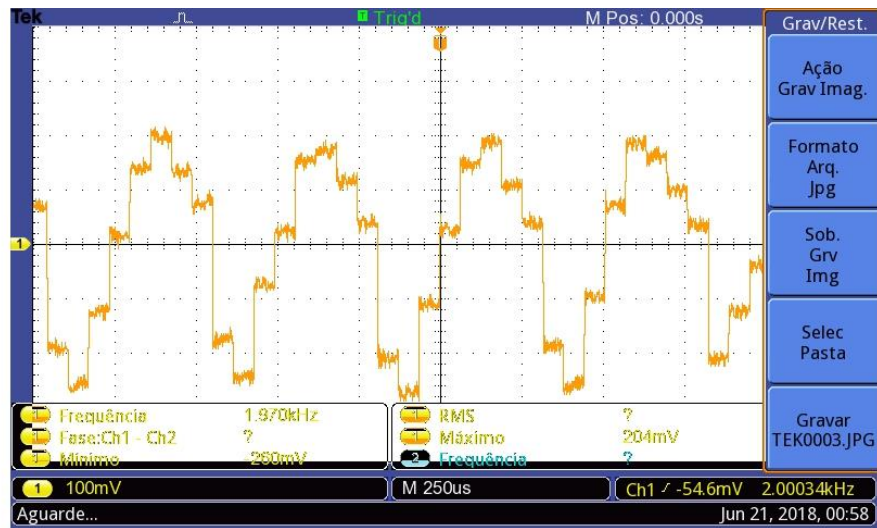
Fonte 5-18: Arquivo pessoal.

Figura 5-19: Sinal da saída do algoritmo, com sinal senoidal de 1000 Hz como referência.



Fonte 5-19: Arquivo pessoal.

Figura 5-20: Sinal da saída do algoritmo, com sinal senoidal de 2000 Hz como referência.

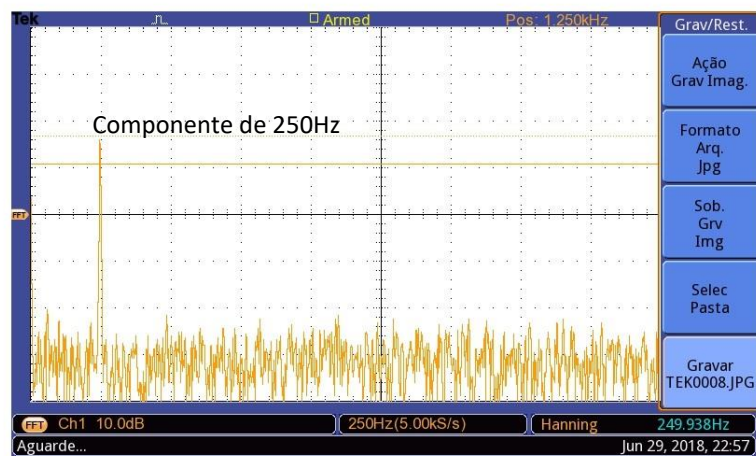


Fonte 5-20: Arquivo pessoal.

## 6 EXPERIMENTO

Para a realização do experimento, foi utilizada a montagem representada no capítulo 4 na Figura 4-3, porém o sinal de referência não foi captado do compressor. O microfone de erro (eletreto) estava a 5 cm da fonte de controle e o sinal de ruído utilizado foi o de uma senóide com frequência fixa de 250 Hz. A medição foi realizada com o auxílio de um osciloscópio e, um amplificador para controlar a amplitude da excitação e do controle.

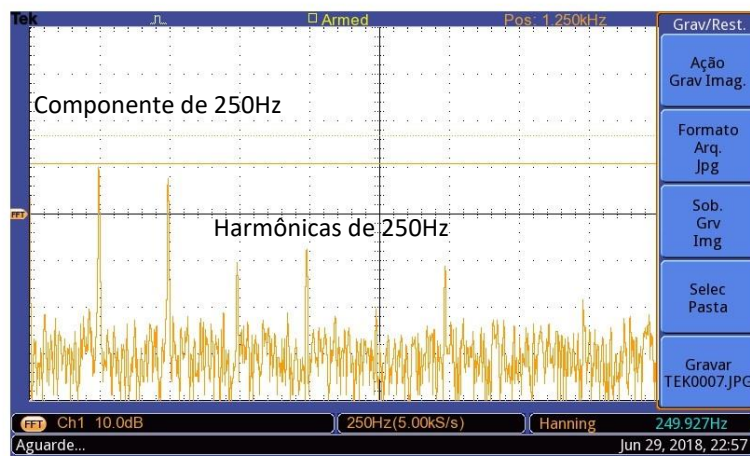
Figura 6-1: Resposta em frequência do microfone de erro para uma excitação de 250 Hz.



Fonte 6-1: Arquivo pessoal.



Figura 6-2: Resposta em frequência do microfone de erro para uma excitação de 250 Hz e atuação do controle.



Fonte 6-2: Arquivo pessoal.

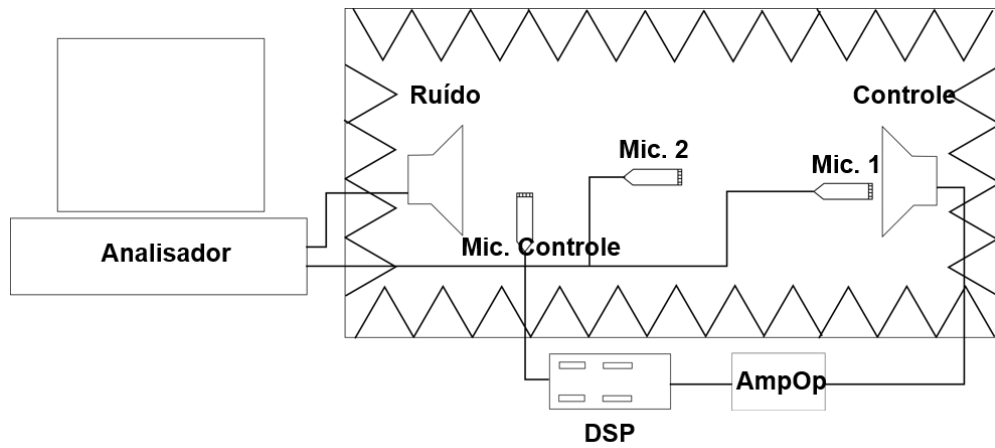
Na Figura 6-1, pode-se observar a resposta do sistema sem a atuação do controle, o pico na figura representa a frequência de 250 Hz da excitação. A Figura 6-2, mostra a resposta do sistema com o controle ativo, nota-se que a amplitude do pico em 250 Hz diminuiu, cerca de 6 dB, entretanto outras harmônicas surgem na resposta. As harmônicas aparecem, pois a fase do som emitido pelo controle não está invertida exatamente em  $180^\circ$  em relação ao som da fonte de excitação, criando interferência construtiva em alguns pontos. Além disso, o isolamento acústico da caixa não é suficiente para transformá-la em um ambiente anecóico.

Para melhorar a eficiência na interferência destrutiva, foram realizados testes para identificar a melhor configuração de microfone de erro e dos alto-falantes. As gravações foram feitas utilizando o software *Pulse*, com duração de 30s cada uma. Os dados foram processados em *Matlab*.

### 6.1 Gravação 1: Tonal 250 Hz, posição 1

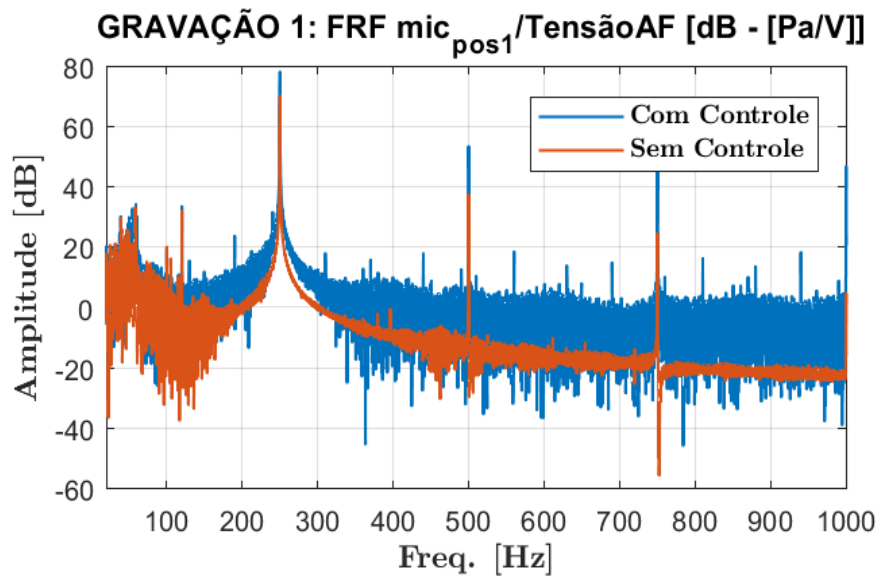
Ruído tonal em 250 Hz, alto-falantes (fonte de ruído e de controle) posicionados de frente um para o outro, microfones de erro:  $mic_{pos1}$  posicionado na frente da fonte de controle,  $mic_{pos2}$  posicionado no meio da caixa, também virado para a fonte de controle.

Figura 6-3: Posição 1: Representação da montagem.



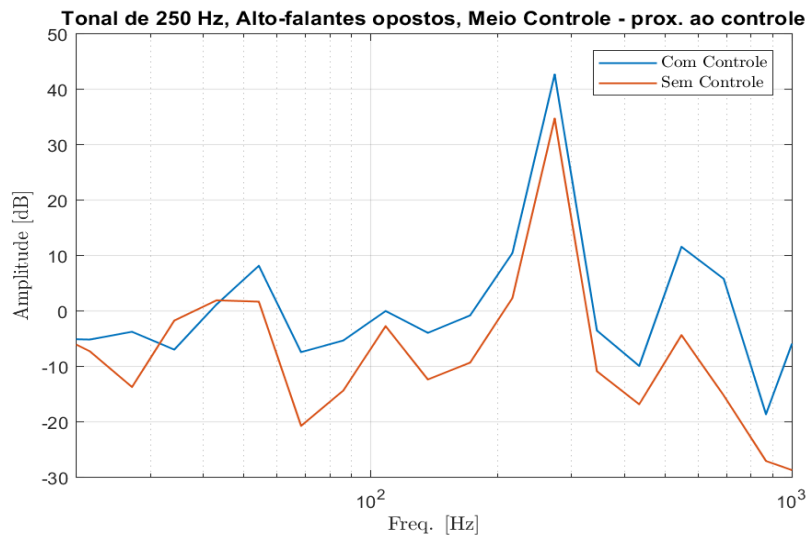
Fonte 6-3: Arquivo pessoal.

Figura 6-4: Gravação 1:  $mic_{pos1}$ . Gráfico em banda estreita.



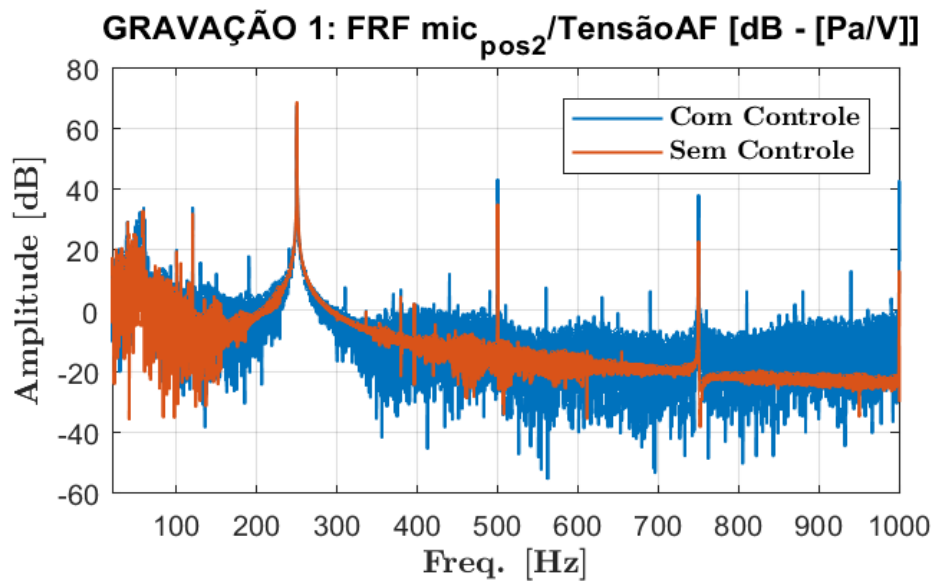
Fonte 6-4: Arquivo pessoal.

Figura 6-5: Gravação 1:  $mic_{pos1}$ . Gráfico em bandas de terço de oitava.



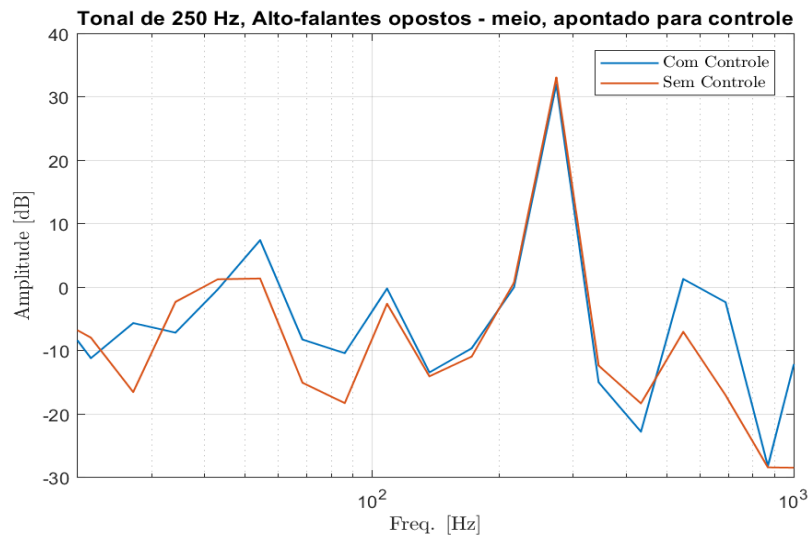
Fonte 6-5: Arquivo pessoal.

Figura 6-6: Gravação 1:  $mic_{pos2}$ . Gráfico em banda estreita.



Fonte 6-6: Arquivo pessoal.

Figura 6-7: Gravação 1:  $mic_{pos2}$ . Gráfico em bandas de terço de oitava.



Fonte 6-7: Arquivo pessoal.

Nas Figura 6-4 e Figura 6-6, são mostradas as medições em banda estreita, onde pode-se observar que o pico dominante ocorre na frequência de 250 Hz, como esperado. Porém, a visualização da diferença dos níveis de ruído com e sem controle fica debilitada. Por isso, optou-se pela representação em bandas de terço de oitava. Nas Figura 6-5 e Figura 6-7, representam a mesma resposta das figuras em banda estreita, entretanto, cada ponto representa a média quadrática em sua respectiva banda de frequência dada pela por:

$$X_{bt_k}(f_{c_k}) = \sqrt{\sum_{f=f_{i_k}}^{f_{s_k}} X_{be}(f)^2}, \quad (6.1)$$

onde,  $X_{bt}$  é o sinal em banda de terço,  $X_{be}$  sinal em banda estreita, e as frequências  $f_{c_k}$ ,  $f_{i_k}$  e  $f_{s_k}$ , são as frequências central, inferior e superior da banda  $k$ , respectivamente, dada pela equação:

$$\begin{aligned} f_{c_k} &= f_{min} * 2^{\frac{b_k}{3}}, \\ f_{i_k} &= f_{c_k} * 2^{-1/6}, \\ f_{s_k} &= f_{c_k} * 2^{+1/6}, \end{aligned} \quad (6.2)$$

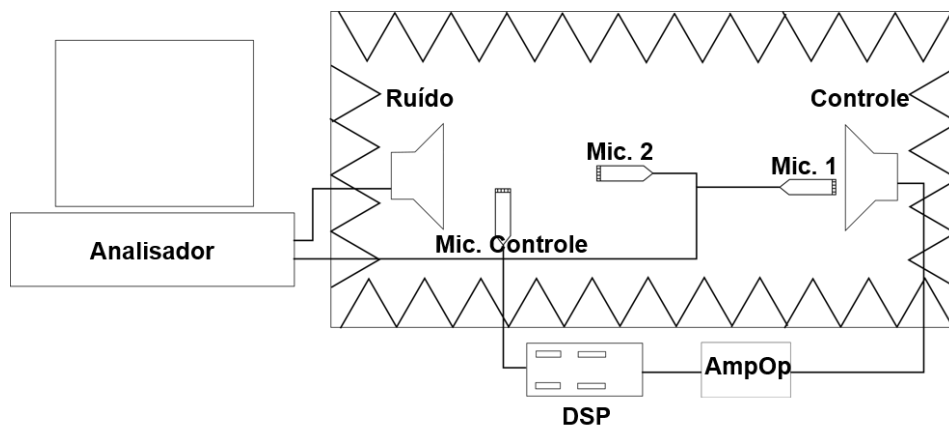
onde  $b_k = [0,1,2,3 \dots, \log_2(\frac{f_{max}}{f_{min}}) * 3]$ ,  $f_{min}$  e  $f_{max}$  correspondem as frequências mínima e máxima medidas, respectivamente.

Nessa primeira configuração, nota-se na Figura 6-5 e Figura 6-7, o mesmo comportamento em ambas as posições dos microfones de erro, havendo um aumento da amplitude do sinal em quase todas as faixas de frequência. Além disso, não houve redução em torno dos 60 Hz.

## 6.2 Gravação 2: Tonal 250 Hz, posição 2

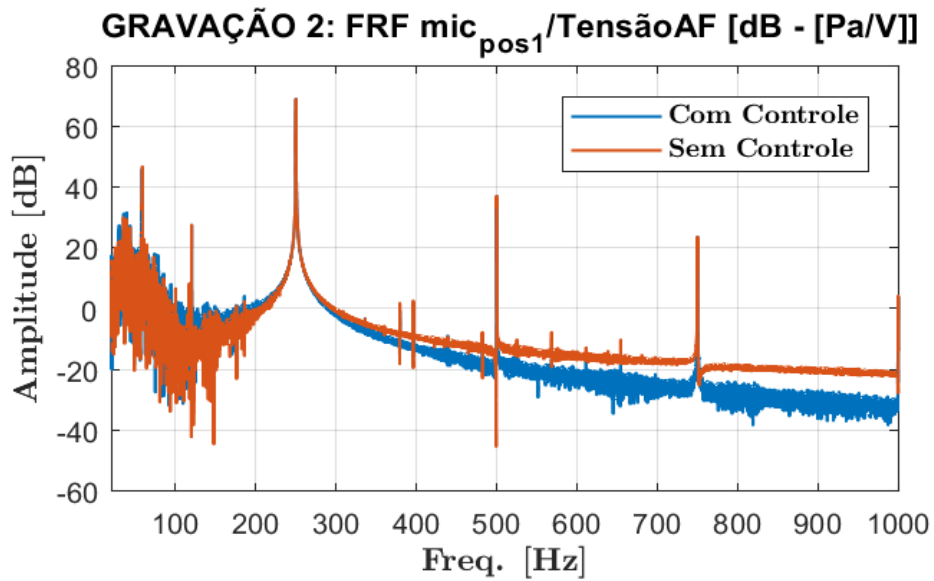
Ruído tonal em 250 Hz, alto-falantes (fonte de ruído e de controle) posicionados de frente um para o outro, microfones de erro:  $mic_{pos1}$  posicionado na frente da fonte de controle,  $mic_{pos2}$  posicionado no meio da caixa, virado para a fonte de ruído.

Figura 6-8: Posição 2: Representação da montagem.



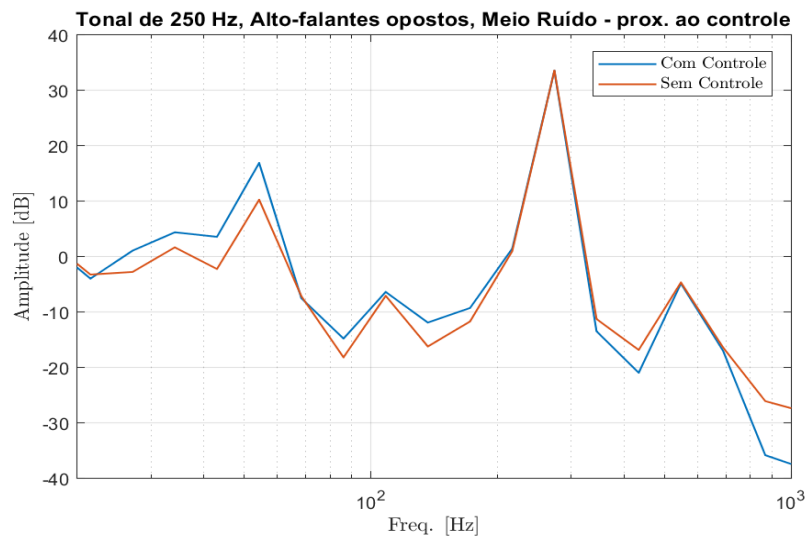
Fonte 6-8: Arquivo pessoal.

Figura 6-9: Gravação 2:  $mic_{pos1}$ . Gráfico em banda estreita.



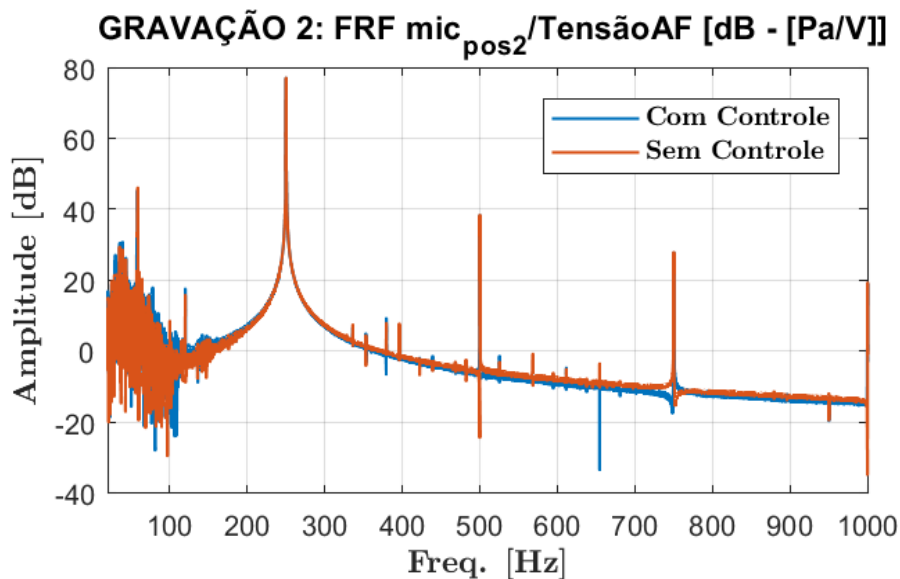
Fonte 6-9: Arquivo pessoal.

Figura 6-10: Gravação 2:  $mic_{pos1}$ . Gráfico em bandas de terço de oitava.



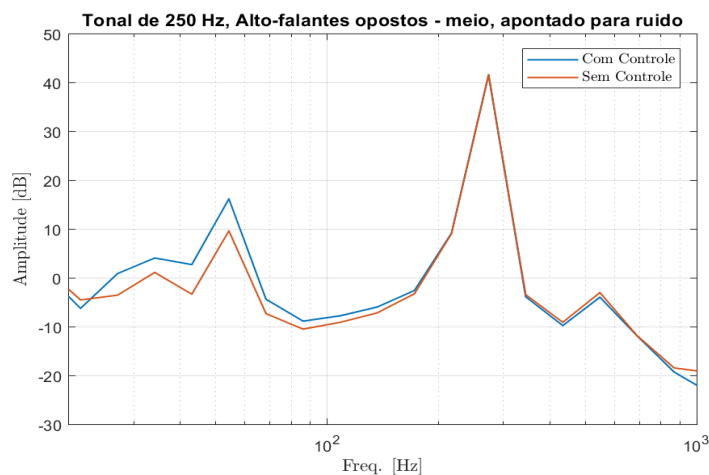
Fonte 6-10: Arquivo pessoal.

Figura 6-11: Gravação 2:  $mic_{pos2}$ . Gráfico em banda estreita.



Fonte 6-11: Arquivo pessoal.

Figura 6-12: Gravação 2:  $mic_{pos2}$ . Gráfico em bandas de terço de oitava.



Fonte 6-12: Arquivo pessoal.

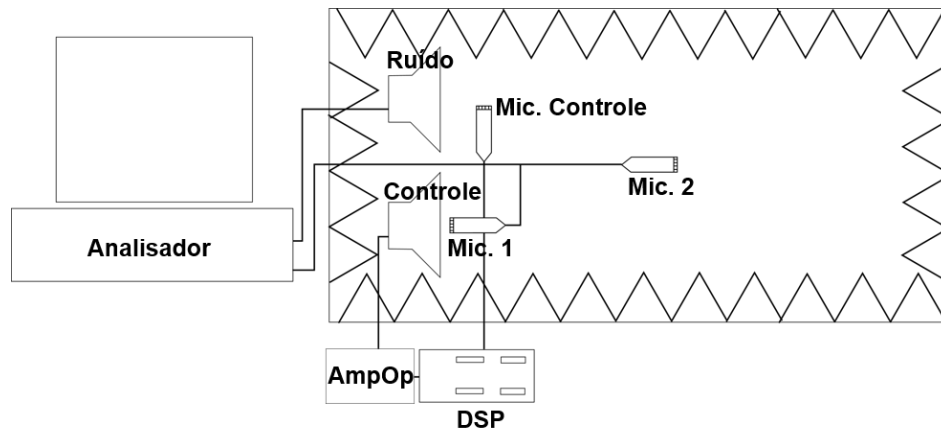
Nessa segunda configuração, analisando a Figura 6-10 e Figura 6-12, observa-se que o sistema com controle aumentou a amplitude em quase todas as faixas de frequência, inclusive em torno dos 60 Hz.

Os resultados das Gravações 1 e 2, sugerem uma grande sensibilidade a posição dos microfones de erro, pois apenas mudando ligeiramente sua posição, obtém-se uma grande variação nas respostas. O experimento a seguir, busca diminuir essa sensibilidade mudando a posição do alto-falante de controle.

### 6.3 Gravação 3: Tonal 250 Hz, posição 3

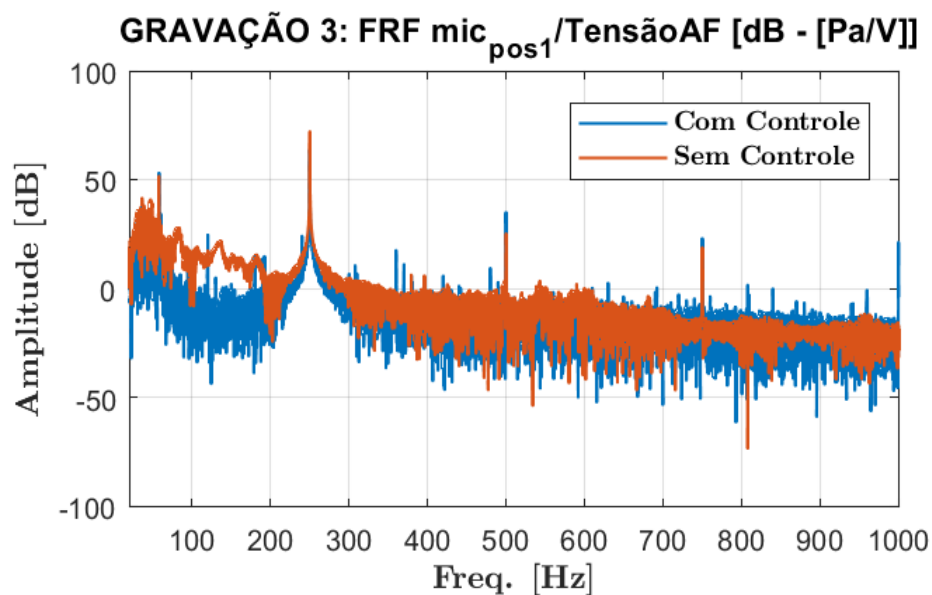
Ruído tonal em 250 Hz, alto-falantes (fonte de ruído e de controle) posicionados lado a lado, microfones de erro:  $mic_{pos1}$  posicionado na frente da fonte de controle,  $mic_{pos2}$  posicionado no meio da caixa, virado para a extremidade opostas as fontes.

Figura 6-13: Posição 3: Representação da montagem.



Fonte 6-13: Arquivo pessoal.

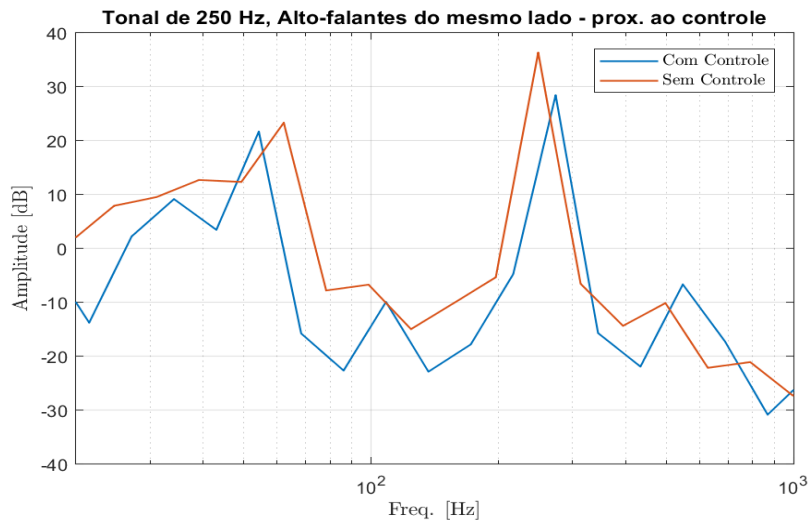
Figura 6-14: Gravação 3:  $mic_{pos1}$ . Gráfico em banda estreita.



Fonte 6-14: Arquivo pessoal.

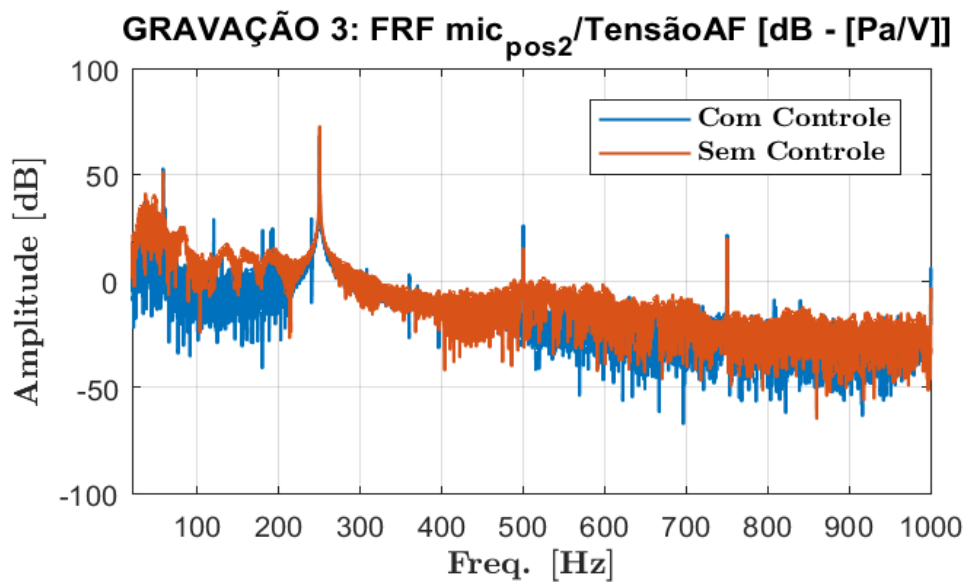


Figura 6-15: Gravação 3:  $mic_{pos1}$ . Gráfico em bandas de terço de oitava.



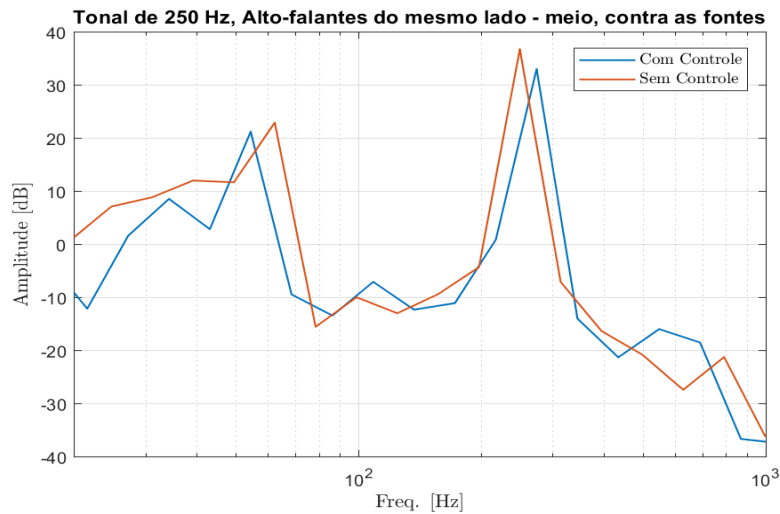
Fonte 6-15: Arquivo pessoal.

Figura 6-16: Gravação 3:  $mic_{pos2}$ . Gráfico em banda estreita.



Fonte 6-16: Arquivo pessoal.

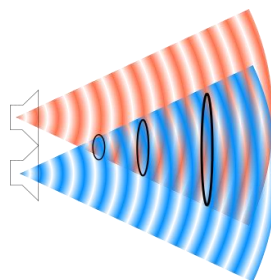
Figura 6-17: Gravação 3:  $mic_{pos2}$ . Gráfico em bandas de terço de oitava.



Fonte 6-17: arquivo pessoal.

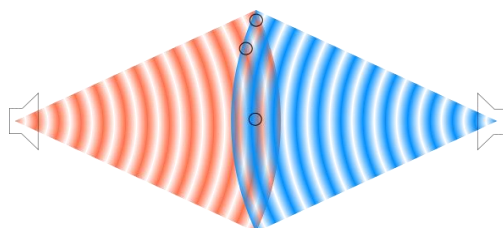
Pode-se observar nas Figura 6-15 e Figura 6-17 que, o sistema de controle reduz o a amplitude do sinal medido nas duas posições para quase todas as faixas de frequência. Além disso, houve a redução do ruído em torno dos 60 Hz. Essa configuração mostrou ser a melhor e menos sensível a posição do microfone de erro, quando comparada às anteriores. Isso porque quando os alto-falantes estão lado a lado, a intersecção entre as ondas aumenta, consequentemente aumentando o caminho de cancelamento. Por isso, a posição 3 foi mantida para os próximos testes.

Figura 6-18: Exemplo de cancelamento alto-falantes lado a lado.



Fonte 6-18: Arquivo pessoal.

Figura 6-19: Exemplo de cancelamento, alto-falantes em lados opostos.



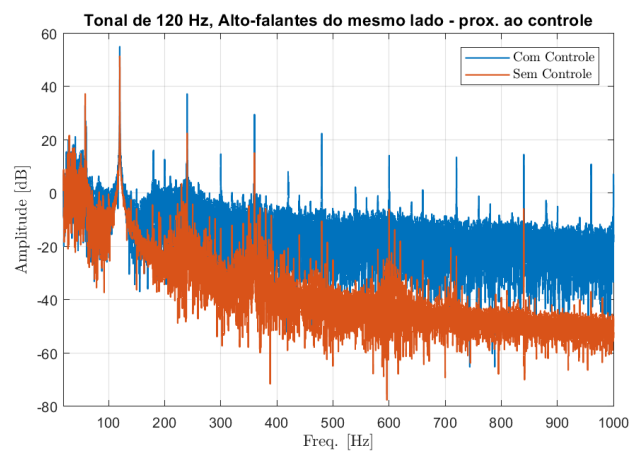
Fonte 6-19: Arquivo pessoal.

Após a escolha da melhor configuração, o sistema foi testado com tonal em 120 Hz como sinal de referência, com ruído rosa e por fim, com a gravação do compressor.

#### 6.4 Gravação 4: Tonal 120 Hz

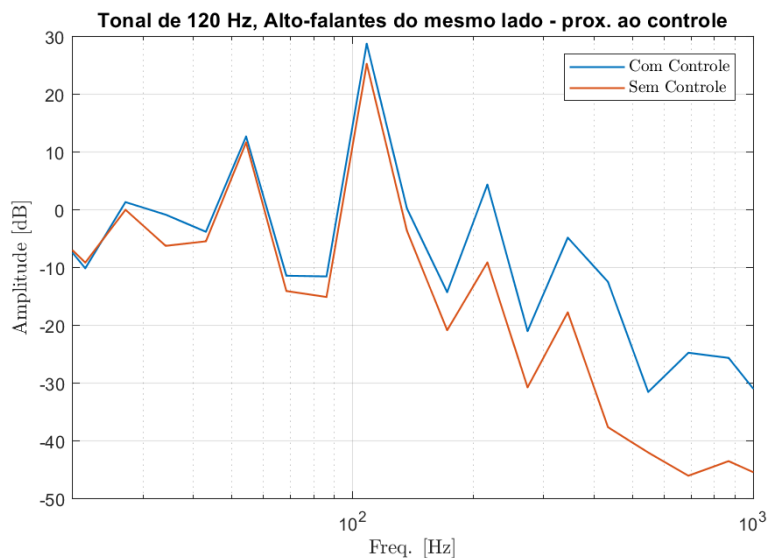
Ruído tonal em 120 Hz, alto-falantes (fonte de ruído e de controle) posicionados lado a lado, microfones de erro:  $mic_{pos1}$  posicionado na frente da fonte de controle,  $mic_{pos2}$  posicionado no meio da caixa, virado para a extremidade opostas as fontes.

Figura 6-20: Gravação 4:  $mic_{pos1}$ . Gráfico em banda estreita.



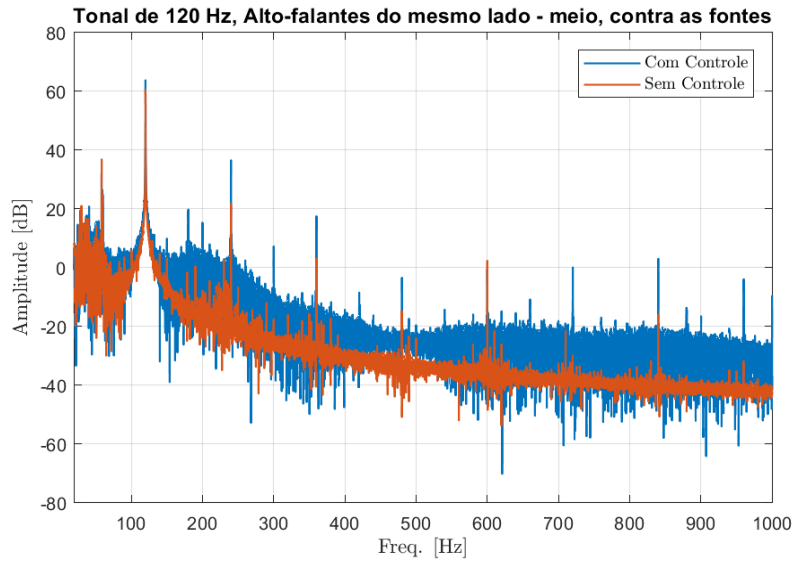
Fonte 6-20: arquivo pessoal.

Figura 6-21: gravação 4:  $mic_{pos1}$ . Gráfico em bandas de terço de oitava.



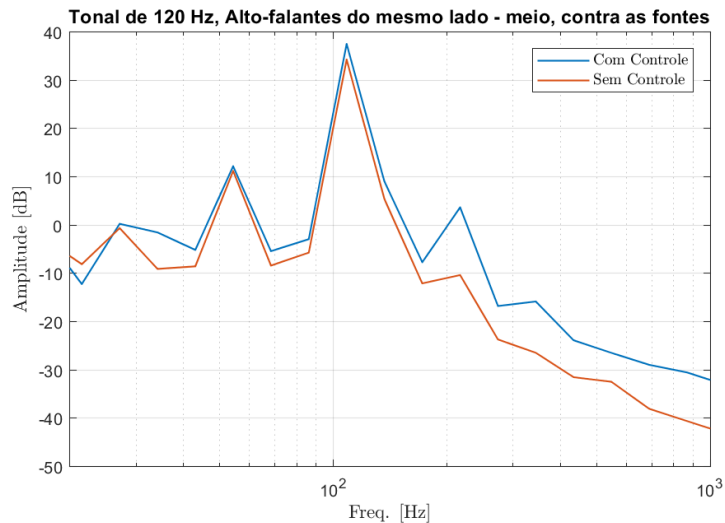
Fonte 6-21: Arquivo pessoal.

Figura 6-22: Gravação 4:  $mic_{pos2}$ . Gráfico em banda estreita.



Fonte 6-22: arquivo pessoal.

Figura 6-23: Gravação 4:  $mic_{pos2}$ . Gráfico em bandas de terço de oitava.



Fonte 6-23: Arquivo pessoal.

Nas Ruído tonal em 120 Hz, alto-falantes (fonte de ruído e de controle) posicionados lado a lado, microfones de erro:  $mic_{pos1}$  posicionado na frente da fonte de controle,  $mic_{pos2}$  posicionado no meio da caixa, virado para a extremidade opostas as fontes.

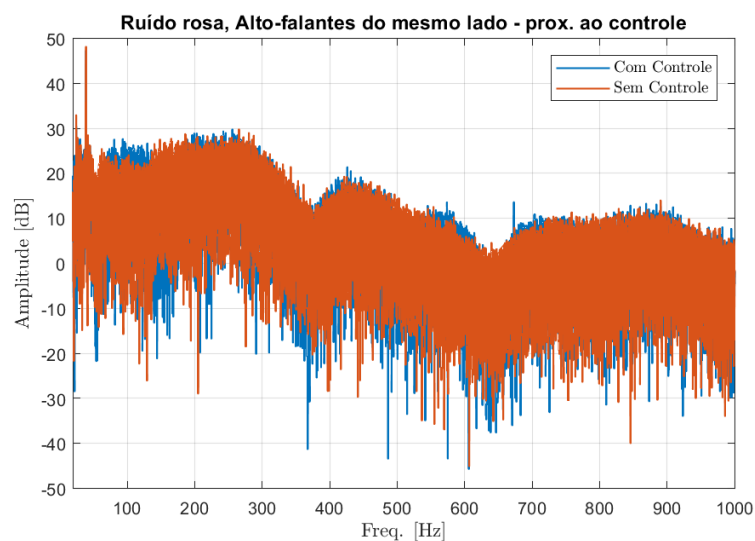
Figura 6-20 e Figura 6-22 pode-se perceber que a maior componente se encontra em 120 Hz, como esperado. Observa-se o mesmo comportamento do sistema em ambas as posições dos microfones de erro, como pode ser visto na Figura

6-21 e na Figura 6-23, ocorrendo um aumento da amplitude do sinal em praticamente todas as faixas de frequência.

### 6.5 Gravação 5: Ruído rosa

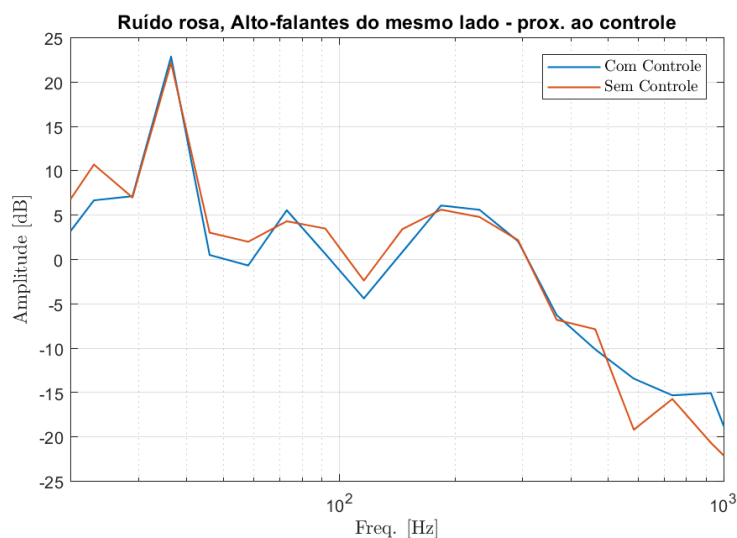
Ruído rosa, alto-falantes (fonte de ruído e de controle) posicionados lado a lado, microfones de erro:  $mic_{pos1}$  posicionado na frente da fonte de controle,  $mic_{pos2}$  posicionado no meio da caixa, virado para a extremidade opostas as fontes.

Figura 6-24: Gravação 5:  $mic_{pos1}$ . Gráfico em banda de estreita.



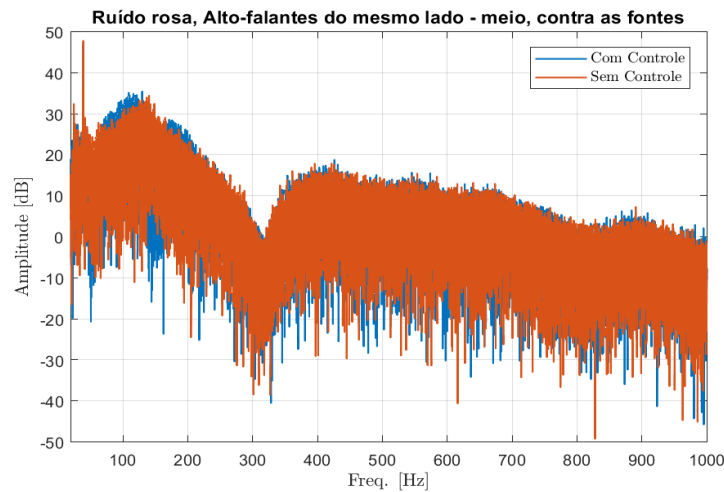
Fonte 6-24: arquivo pessoal.

Figura 6-25: Gravação 5:  $mic_{pos1}$ . Gráfico em bandas de terço de oitava.



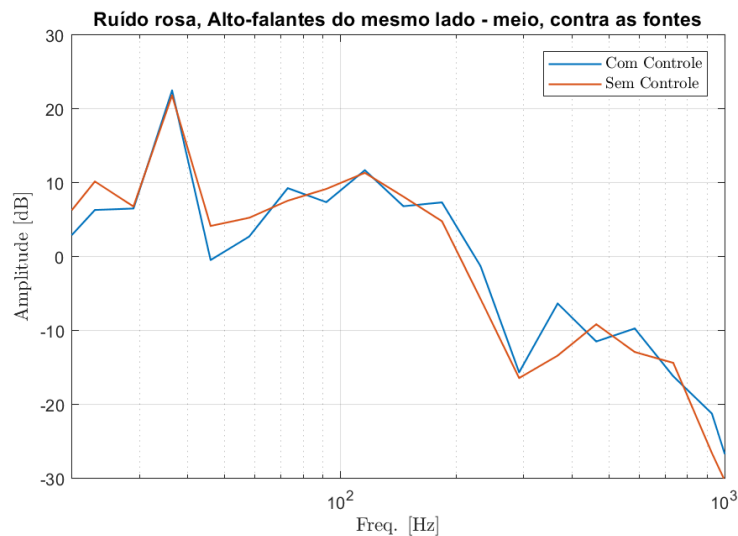
Fonte 6-25: Arquivo pessoal.

Figura 6-26: Gravação 5:  $mic_{pos2}$ . Gráfico em banda estreita.



Fonte 6-26: Arquivo pessoal.

Figura 6-27: Gravação 5:  $mic_{pos2}$ . Gráfico em bandas de terço de oitava.



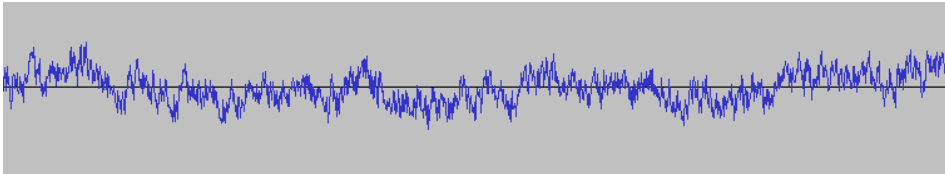
Fonte 6-27: Arquivo pessoal.

Pelo fato do ruído rosa possuir uma densidade espectral inversamente proporcional a frequência, sua representação em banda estreita torna-se pouco representativa, como pode-se observar nas Ruído rosa, alto-falantes (fonte de ruído e de controle) posicionados lado a lado, microfones de erro:  $mic_{pos1}$  posicionado na frente da fonte de controle,  $mic_{pos2}$  posicionado no meio da caixa, virado para a extremidade opostas as fontes.

Figura 6-24 e Figura 6-26. Observa-se nas, Figura 6-25 e Figura 6-27, que apesar do comportamento aleatório do ruído rosa, o sistema com controle conseguiu

acompanhar as variações de frequência. Além disso, o sistema com controle foi capaz de atenuar a amplitude do sinal em torno dos 60 Hz.

Figura 6-28: Representação do ruído rosa no domínio do tempo.

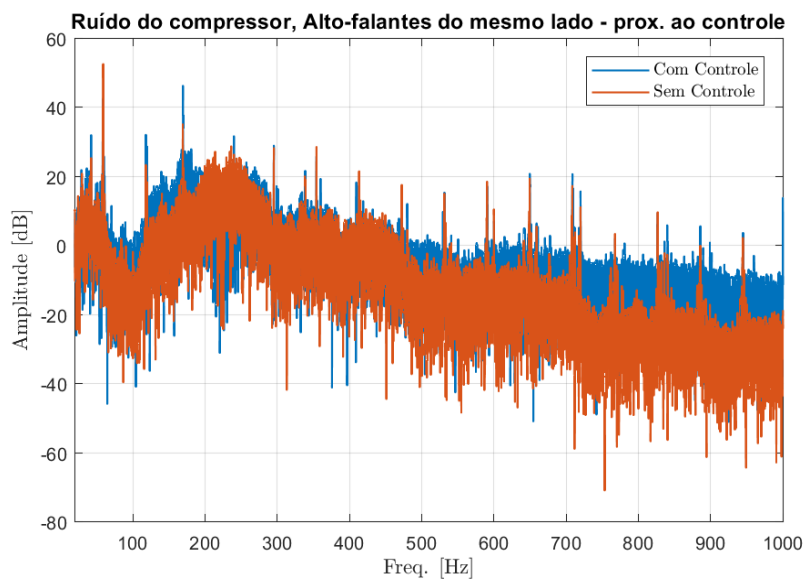


Fonte 6-28: Arquivo pessoal.

## 6.6 Gravação 6: Gravação do funcionamento do compressor

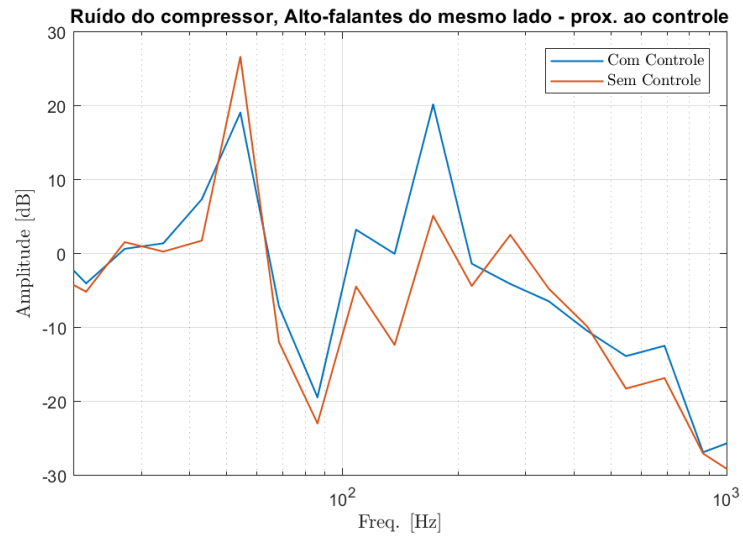
Gravação do funcionamento do compressor, alto-falantes (fonte de ruído e de controle) posicionados lado a lado, microfones de erro:  $mic_{pos1}$  posicionado na frente da fonte de controle,  $mic_{pos2}$  posicionado no meio da caixa, virado para a extremidade opostas as fontes.

Figura 6-29: Gravação 6:  $mic_{pos1}$ . Gráfico em banda estreita.



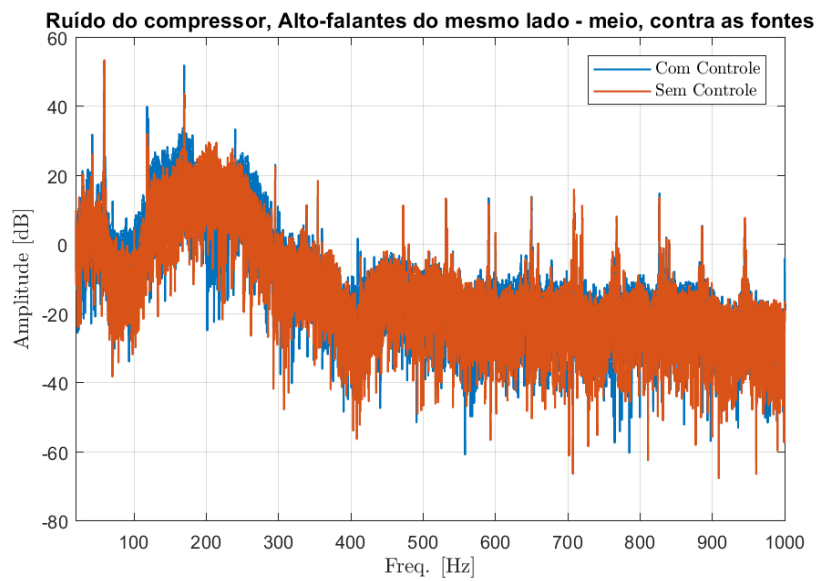
Fonte 6-29: Arquivo pessoal.

Figura 6-30: Gravação 6:  $mic_{pos1}$ . Gráfico em bandas de terço de oitava.



Fonte 6-30: Arquivo pessoal.

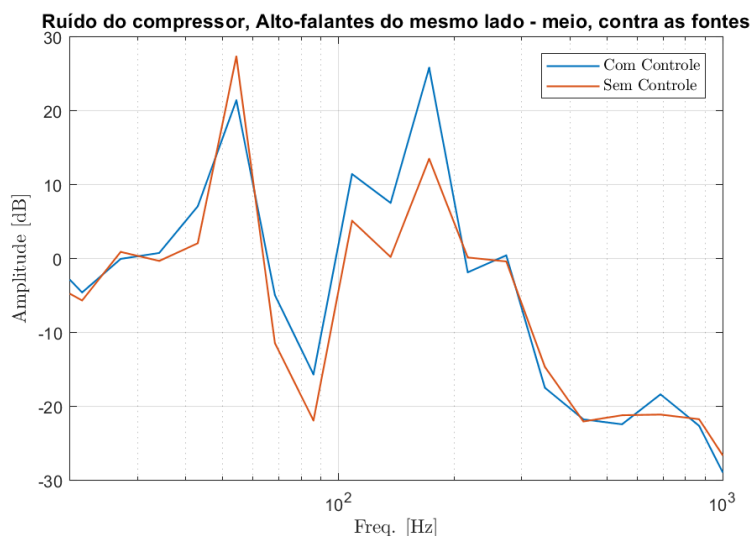
Figura 6-31: Gravação 6:  $mic_{pos2}$ . Gráfico em banda estreita.



Fonte 6-31: Arquivo pessoal.



Figura 6-32: Gravação 6:  $mic_{pos2}$ . Gráfico em bandas de terço de oitava.



Fonte 6-32: Arquivo pessoal.

No caso do ruído do compressor, nota-se nas Gravação do funcionamento do compressor, alto-falantes (fonte de ruído e de controle) posicionados lado a lado, microfones de erro:  $mic_{pos1}$  posicionado na frente da fonte de controle,  $mic_{pos2}$  posicionado no meio da caixa, virado para a extremidade opostas as fontes.

Figura 6-29 e Figura 6-31, que o maior pico encontra-se perto de 60 Hz, sendo essa a maior contribuição no ruído do compressor. Nas figuras em banda de terço de oitava, Figura 6-30 e Figura 6-32, pode-se observar o mesmo comportamento em ambas as posições dos microfones, o sistema com controle conseguiu acompanhar as variações de frequência e houve redução da amplitude do sinal em torno dos 60 Hz. Entretanto, houve um aumento significativo da amplitude do sinal entre 100 e 200 Hz.

## 7 CONSIDERAÇÕES FINAIS E PERSPECTIVAS

O algoritmo de controle foi validado utilizando o *Matlab*, e mesmo com incertezas relativamente altas, o mesmo responde de maneira satisfatória.

O controle foi testado para a situação de uma onda senoidal de frequência fixa (250 Hz e 120 Hz), para diversas configurações, onde, a que apresentou melhor desempenho foi a com alto-falantes lado a lado, posição 3.

Para o teste com o ruído rosa, apesar do sistema com o controle conseguir acompanhar as variações na frequência, o mesmo não foi capaz de reduzir de maneira significativa o ruído de forma geral.

Por fim, o teste com a gravação do ruído do compressor, apesar de conseguir reduzir a amplitude do sinal em torno dos 60 Hz, o algoritmo não se comportou de adequada, houve um aumento significativo da amplitude do sinal entre 100 e 200 Hz. Uma possível solução seria a implementação do controle para cancelar algumas faixas de frequência específicas e não de todo o espectro.

O sistema de amplificação montado em *proto-board* poderia ser modificado para diminuir fontes de ruído indesejadas. Além disso, a caixa utilizada poderia ter um isolamento acústico melhor.

Outros fatores importantes: diferentes posições para o microfone de erro poderiam ser avaliadas, pois o controle é sensível a mudanças, o algoritmo *Fx-LMS* [20] poderia ser implementado para avaliar se a resposta do sistema melhora significativamente com a estimação do caminho secundário (influência da fonte de controle), as técnicas de controle *feedback* e híbrido poderiam ser implementadas, e principalmente, a questão do ajuste da fase entre o sinal emitido pela fonte de controle e a fonte ruído, para melhorar a redução esperada e evitar a criação de novas harmônicas.

## REFERÊNCIAS

- [1] ARDEKANI, I. T.; ABDULLA, W. H. **Fx-LMS-based Active Noise Control: A quick review**. Asia-Pacific Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference. APSIPA ASC 2011. Xi'an. Disponível em < [http://www.apsipa.org/proceedings\\_2011/pdf/APSIPA260.pdf](http://www.apsipa.org/proceedings_2011/pdf/APSIPA260.pdf) > Acesso em 22/10/17.
- [2] CARVALHO, R. S. T. D. **Métodos de identificação de fontes de ruído em um refrigerador**. 2008. 95 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.
- [3] DE OLIVEIRA, E. L. **Projeto de sistema de controle ativo de ruído aplicado a dutos com grandes seções transversais**. Simpósio Pós-Mec, Uberlândia, 2010.
- [4] DIESEL, F. N. **Fluxo de energia sonora do conjunto interno motocompressor para carcaça de compressores herméticos através da cavidade**, 2008. 95 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.
- [5] ELLIOT, S. J.; NELSON, P. A. **Active control of sound**. London: Academic Press, 1992. 350p.
- [6] ELLIOTT, S. J.; NELSON, P. A. **Active Noise Control**. IEEE Signal Processing Magazine, 1993.
- [7] ERIKSSON, L. J.; ALLIE, M. C. **A practical system for active attenuation in ducts**. Sound and Vibration, p.30-34. Feb.1988.
- [8] GUEDES, P. F. **Controle Ativo de Ruído em Dutos de Ventilação: um Experimento para Aplicação em Unidades Offshore**, Dissertação (Mestrado em Ciências em Engenharia Oceânica) – Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2006.
- [9] GUO, J. L.; et al. **Noise test and control for household refrigerator compressor**. IEEE International Conference Information and Automation. 2015.
- [10] GUPTA, V.K.; GAUR Sakshi. **A Review on Filtered-X LMS Algorithm**. International Journal of Signal Processing Systems Vol.4, No2, Índia, 2016.
- [11] HANSEN, C. H.; SNYDER, S. D. **Active Control of Noise and Vibration**, E and FN Spon, 1997.
- [12] HAYKIN, S. **Adaptive Filter Theory**. 4rd. Ed. New Jersey. Prentice Hall, 2002.
- [13] KAJIKAWA, Y.; SENG GAN, W.; KUO, S. M. **Recent advances on Active Noise Control: Open issues and innovative applications**. APSIPA Transactions on Signal and Information Processing. Dezembro, 2012. Disponível em: <[https://www.researchgate.net/publication/261047508\\_Recent\\_applications\\_and\\_challenges\\_on\\_active\\_noise\\_control](https://www.researchgate.net/publication/261047508_Recent_applications_and_challenges_on_active_noise_control)> Acesso em: 19/10/2017.
- [14] KUO, S. M.; MORGAN, D. R. **Active Noise Control: A Tutorial Review**. Proceedings of the IEEE, v87, n. 6, p. 943-973, jun. 1999.
- [15] MAHALASKHMI, N. V.K.; SINDHU, D.; RANJITH KUMAR, B.; SOWJANYA RAO, G.; SANTHISRI, N. **Application of High Order X-LMS Filter for Active Noise Control**. International Journal of Advanced Computer research Vol.4, No2, Índia, 2014.
- [16] MARTINEZ, J. A. O. **Fluxo de energia vibratória do compressor ao gabinete de um refrigerador típico**. 2014. 188 f. Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014.
- [17] MARTINS, P.V.R. **Utilização de microfones comuns para detecção de defeitos em máquinas de**

**pequeno porte**, Trabalho de Conclusão de Curso (Engenharia Mecatônica) – Universidade Salvador, Salvador, 2010.

[18] MASIERO, B. S. **Controle ativo de ruído para transformadores de potência em campo**, 2007. 153 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade de São Paulo, São Paulo, 2007.

[19] OPPENHEIM, A.V; SCHAFFER, R. W. **Discrete-time signal processing**. 3 ed. Londres: Pearson, 1989

[20] QUIU, X.; HANSEN, C.H. **A Modified Filtered-x LSM Algorithm for Active Control of Periodic Noise With On-line Cancellation Path Modelling**. March, 2000. Disponível em:

<[https://www.researchgate.net/publication/243572318\\_A\\_Modified\\_Filteredx\\_LMS\\_Algorithm\\_for\\_Active\\_Control\\_of\\_Periodic\\_Noise\\_With\\_Online\\_Cancellation\\_Path\\_Modelling](https://www.researchgate.net/publication/243572318_A_Modified_Filteredx_LMS_Algorithm_for_Active_Control_of_Periodic_Noise_With_Online_Cancellation_Path_Modelling)> Acesso em: 19/10/2017.

[21] SILVA, C. A., SOUSA, J. M.; SÁ DA COSTA, J. M. G. **Active Noise Control based on fuzzy models. 4th European Conference on Noise Control, EURONOISE 2001**, 14-17, Janeiro de 2001.

[22] SMITH, D.G.; ARNOLD, M. F.; ZIEGLER, E. W. **A system approach to appliance compressor quieting using active noise control techniques**. International Compressor Engineering Conference. School of Mechanical Engineering. Purdue University. 1992. Disponível em < <http://docs.lib.purdue.edu/icec/821/> > Acesso em 20/03/2018.

[23] STEVENS, J.C., AHUJA, K.K. **Recent Advances in Active Noise Control**. AIAA jornal, v.29, n.7, p.1058, July 1991.

[24] TRINDER, M. C. J.; NELSON, P. A. **Active Noise Control in finite length ducts**. Journal of Sound and Vibration, London. V.89, n.1, p.95-105, 1983.

[25] WIDROW, B., SHUR, D., SCHAFFER, S. **“On adaptive inverse control”**, Proc. 15th Asilomar Conf., pp.185-189, 1981.

[26] ZORZO, A. **Projeto, Análise e Medição de Sistemas de Controle Ativo de Ruído em Fones de ouvido**, Trabalho de Conclusão de Curso (Engenharia Acústica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2017.

## APÊNDICE A.1 – CÓDIGO CAR - MATLAB

```

1  %----- ALGORITMO y = lms -----
2  %----- utilizando controle feedforward -----
3  %----- com estimação do caminho secundário -----
4  % x: sinal de entrada
5  % d: saída desejada
6  % M: numero de coeficientes
7  % mu: passo de adaptação
8  % N: numero de amostras
9
10 % function y = lms
11
12 %-----
13 %----- gera sinal desejado e sinal de entrada -----
14 clear all
15 N = 40000;
16 t = (1:0.1:N-1); % tamanho do vetor
17 % Sinal de referencia x(k) dominio do tempo
18 [leitura,fs] = audioread('Gravação 20s - sinal com ruído.m4a');
19 fs = 40000;
20 % sound(leitura,fs)
21 inicio = 1;
22 fim = inicio + N-1;
23 leitura = leitura(inicio:fim,1);
24 x = leitura';
25 d = x;
26
27 % nesse caso em particular, o meu sinal de referência e desejado são os
28 % mesmo, ou seja, quero que o som resultante escutado pelo ouvinte seja
29 % zero.
30 % caso a intenção fosse recuperar um sinal com interferência de algum
31 % ruído, o meu sinal desejado seria o ruído ou uma estimação dele. Assim, o
32 % som resultante escutado pelo ouvinte seria igual ou aproximado ao sinal
33 % desejado.
34 %-----
35 %----- define variáveis -----
36 mu = .05;
37 M = 50;
38 w = zeros(1,M);
39 xx = zeros(1,M);
40 y = zeros(size(M));
41 n = 1;
42 c = 1;
43 alfa = max(abs(leitura))*0.5;
44 incertezas = alfa*(rand(1,N)-0.5)*2;
45 x = x+incertezas;
46 %-----
47 %----- calculo LMS -----
48
49 while (n<N)
50     xx = [x(n) xx(1:M-1)];
51     y(n) = w*xx';
52     erro(n) = d(n) - y(n);
53     % erro2(n) = x(n) - y(n);
54     w = w + mu*xx*erro(n);
55     n = n+1;
56 end
57
58 display(mean(abs(leitura)-abs(x'))/mean(abs(leitura))*100)
59
60 % sound(x,fs);
61 % pause(N/fs+.2);
62 % sound(erro,fs);
63
64 %-----
65 %----- PLOTA FIGURAS -----
66 % figure(1)
67 % plot(leitura,'linewidth',2)
68 % hold on
69 % plot(y,'--','linewidth',2)
70 % hold off
71 % grid;
72 % xlim([1e3 1e4])
73

```

```

74 %a = 2;
75 % figure(1)
76 % plot(d); grid;
77 % title('Sinal desejado')
78 % xlabel('n'),ylabel('d(n)')
79 % axis([0 N -a a])
80
81 % figure(2)
82 % plot(x); grid;
83 % title('Sinal de referência (desejado)')
84 % xlabel('n'),ylabel('x(n)')
85 % axis([0 N -a a])
86 % %
87 % figure(3)
88 % plot(erro); grid;
89 % title('Erro: entre o sinal desejado e a saída do filtro')
90 % xlabel('n'),ylabel('erro(n)')
91 % axis([0 N -a a])
92 % %
93 % figure(4)
94 % plot(y); grid;
95 % title('Saída do filtro')
96 % xlabel('n'),ylabel('y(n)')
97 % axis([0 N -a a])
98
99 % figure(5)
100 % plot(d); hold on
101 % plot(y, 'r'); grid;
102 % title('Comparação sinal desejado e saída do filtro')
103 % xlabel('n'),ylabel('d(n), y(n)')
104 % axis([0 N -a a])
105 %
106 % figure(6)
107 % plot(x); hold on
108 % plot(y, 'r'); grid;
109 % title('Comparação sinal de referência e saída do filtro')
110 % xlabel('n')
111 % legend('sinal referência','sinal saída filtro')
112 % axis([0 N -a a])
113 %
114 % figure(7)
115 % plot(w, '.'); grid;
116 % title('Coeficientes do filtro')
117 % xlabel('n'),ylabel('w(n)')
118 % axis([0 M -0.2 0.2])
119
120 % banda estreita
121 % figure(6)
122 % hold all
123 % plot(f,20*log10(2*abs(el(1:NFFT/2+1))/1e-5));
124 % plot(f,20*log10(2*(abs(el(1:NFFT/2+1))-abs(ey(1:NFFT/2+1)))/1e-5));
125 % hold off
126 % grid;
127 % xlim([0 5000]);
128 % legend('sinal medido','redução esperada')
129 % xlabel('Freq.~[Hz]','interpreter','latex');
130 % ylabel('Ampl.~[dB]','interpreter','latex');
131 % set(gca,'yscale','log')
132
133 % banda terço de oitava
134 [eloct, foct] = fractionOctaveFilter(f,2*abs(el(1:NFFT/2+1)),1/3);
135 [eeoct, ~] = fractionOctaveFilter(f,2*(abs(el(1:NFFT/2+1))-abs(ey(1:NFFT/2+1))),1/3);
136 figure
137 hold all
138 plot(foct.fc,20*log10(eloct/1e-5));
139 plot(foct.fc,20*log10(eeoct/1e-5));
140 hold off
141 grid;
142 xlim([0 5000]);
143 legend('sinal medido','redução esperada')
144 xlabel('Freq.~[Hz]','interpreter','latex');
145 ylabel('Ampl.~[dB]','interpreter','latex');

```

## APÊNDICE A.2 – CÓDIGO CAR - DSP

```
// ALGORITMO DE CONTROLE - LMS
#include "driverlib.h"
#include "device.h"
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <math.h>
#define mu 2e-12
#define M 50

uint16_t leituraC2;
uint16_t leituraC3;
uint16_t saidaA0;
void initADCs(void);
void initADCSOCs(void);
void configureDAC(void);
void desloca (float stack[], float item);
float dot_product(float v[], float u[], int n);

void main(void)
{

    float x;
    float w[M];
    float xx[M];
    float y;
    float e;
    int a;

    Device_init();
    Device_initGPIO();
    Interrupt_initModule();
    Interrupt_initVectorTable();
    initADCs();
    initADCSOCs();
    configureDAC();
    EINT;
    ERTM;
    while(1)
    {
        ADC_forceSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER0);
        ADC_forceSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER1);

        while(ADC_getInterruptStatus(ADCC_BASE, ADC_INT_NUMBER1) == false){}
        ADC_clearInterruptStatus(ADCC_BASE, ADC_INT_NUMBER1);
        leituraC2 = ADC_readResult(ADCCRESULT_BASE, ADC_SOC_NUMBER0);
        leituraC3 = ADC_readResult(ADCCRESULT_BASE, ADC_SOC_NUMBER1);

        x = (float) leituraC2;
```

```

    desloca(xx, x);
    y = dot_product(w, xx, M);
    e = x - y;
    // printf("e: %E\n",e);
    for (a=0; a<M; a++)
    {
        w[a] += mu*xx[a]*e;
    }

    saidaA0 = - (uint16_t) y;
    DAC_setShadowValue(DACA_BASE, saidaA0);
    // DEVICE_DELAY_US(2);

}
}

void initADCs(void)
{
    ADC_setPrescaler(ADCC_BASE, ADC_CLK_DIV_1_0);
    ADC_setMode(ADCC_BASE, ADC_RESOLUTION_12BIT, ADC_MODE_SINGLE_ENDED);
    ADC_setInterruptPulseMode(ADCC_BASE, ADC_PULSE_END_OF_CONV);
    ADC_enableConverter(ADCC_BASE);
    DEVICE_DELAY_US(1000);
}

void initADCSOCs(void)
{
    ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER0, ADC_TRIGGER_SW_ONLY, ADC_CH_ADCIN2, 1);
    ADC_setupSOC(ADCC_BASE, ADC_SOC_NUMBER1, ADC_TRIGGER_SW_ONLY, ADC_CH_ADCIN3, 1);
    //ADC_setInterruptSource(ADCC_BASE, ADC_INT_NUMBER1, ADC_SOC_NUMBER0);
    ADC_setInterruptSource(ADCC_BASE, ADC_INT_NUMBER1, ADC_SOC_NUMBER1);
    ADC_enableInterrupt(ADCC_BASE, ADC_INT_NUMBER1);
    ADC_clearInterruptStatus(ADCC_BASE, ADC_INT_NUMBER1);
}

void configureDAC(void)
{
    DAC_setReferenceVoltage(DACA_BASE, DAC_REF_ADC_VREFHI);
    DAC_enableOutput(DACA_BASE);
    DAC_setShadowValue(DACA_BASE,0);
    DEVICE_DELAY_US(10);
}
//PUSH FUNCTION//
void desloca (float stack[], float item)
{
    int j;
    for (j=M-1; j>0; j--)
    {
        stack[j] = stack[j-1];
    }
    stack[0]=item;
}

```



```
float dot_product(float v[], float u[], int n)
{
    int i;
    float result = 0.0;
    for (i = 0; i < n; i++)
        result += v[i]*u[i];
    return result;
}
```

## ANEXO A.1

Classificação de Sistemas: Apostila - DAS 5112 – SINAIS E SISTEMAS LINEARES I, prof. Hector Bessa Silveira, pg. 45-55.

### 1.7 CLASSIFICAÇÃO DE SISTEMAS

Em nosso curso, estudaremos *apenas* sistemas SISO (*Single Input, Single Output* – Única Entrada, Única Saída). Além disso, consideraremos somente sistemas em que *cada* entrada  $x(t)$  gera uma *única* saída  $y(t)$ . Neste contexto, um *sistema* nada mais é do que um *mapeamento* do conjunto de entradas no conjunto de saídas.

#### 1. Sistemas Sem Memória e Com Memória

*Sem Memória (ou Instantâneo)*: quando a saída no instante  $t$  depende apenas da entrada no instante  $t$ , ou seja, a saída em  $t$  *independe* dos valores da entrada antes de  $t$  (passado) e após  $t$  (futuro).

*Com Memória (ou Dinâmico)*: quando o sistema não é sem memória. Isto significa que a saída no instante  $t$  *depende* de *algum* valor passado ou futuro da entrada.

#### 2. Sistemas Causais e Não-Causais

*Causal (ou Físico ou Não-Antecipativo)*: quando a saída no instante  $t$  *independe* dos valores da entrada após  $t$  (futuro).

*Não-Causal (ou Antecipativo)*: quando o sistema não é causal. Isto significa que a saída no instante  $t$  *depende* de *algum* valor futuro da entrada.

#### Exemplos

- 1  $v(t) = Ri(t)$  (resistor),  $x(t) = i(t)$  é a entrada,  $y(t) = v(t)$  é a saída: sem memória e causal
- 2  $y(t) = f(x(t))$ : sem memória e causal

1.7 CLASSIFICAÇÃO DE SISTEMAS 46

- 3  $y(t) = \cos(x(t-1))$ : com memória e causal
- 4  $y(t) = \cos(x(t-1)) + \sin(x(t+1))$ : com memória e não-causal
- 5  $y(t) = \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau$  (*sistema integrador*): com memória e causal
- 6  $y(t) = \int_{-\infty}^{t+1} x(\tau) d\tau$ : com memória e não-causal

**Obs** Todo *sistema real* deve ser *causal*. No entanto, sistemas não-causais possuem importância prática. Por exemplo, um *filtro passa-baixas* ideal é não-causal e, portanto, não pode ser construído (*realizado*) na prática. Assim, o objetivo da engenharia é construir filtros passa-baixas reais que possuem um desempenho próximo ao do ideal.



$$\begin{aligned}
 &x(t) = C \cos(\omega t) \\
 \text{FPB Ideal} &\begin{cases} y(t) = x(t), & \omega \leq \bar{\omega} \\ y(t) = 0, & \omega > \bar{\omega} \end{cases} \\
 &\bar{\omega} \text{ é a frequência de corte.}
 \end{aligned}$$

GRÁFICO

## GRÁFICO

## 3. Sistemas Lineares e Não-Lineares

## 3.1 Sistemas Sem Memória

*Linear*: quando o sistema (sem memória) satisfaz ( $k$  é real ou imaginário):

$$\text{a) } x_1 \rightarrow y_1 \text{ e } x_2 \rightarrow y_2 \Rightarrow x_3 = x_1 + x_2 \rightarrow y_3 = y_1 + y_2 \text{ (aditividade)}$$

$$\text{b) } x \rightarrow y \Rightarrow \bar{x} = kx \rightarrow \bar{y} = ky \text{ (homogeneidade)}$$

Note que as duas condições acima são equivalentes a:

$$x_1 \rightarrow y_1 \text{ e } x_2 \rightarrow y_2 \Rightarrow x_3 = k_1 x_1 + k_2 x_2 \rightarrow y_3 = k_1 y_1 + k_2 y_2 \text{ (princípio da superposição)}$$

Ao tomarmos  $k = 0$  na condição de homogeneidade, concluímos que todo sistema linear satisfaz:  $x = 0 \rightarrow y = 0$ . No entanto, a recíproca

1.7 CLASSIFICAÇÃO DE SISTEMAS 47

não é verdadeira. Isto significa que não podemos garantir que um sistema é linear apenas porque  $x = 0 \rightarrow y = 0$ .

**Importante 1!** Aditividade  $\nrightarrow$  Homogeneidade

*Não-Linear*: quando o sistema (sem memória) não é linear. Isto significa que *existe* (ao menos) uma entrada em que a saída do sistema não satisfaz a aditividade *ou* não satisfaz a homogeneidade.

**Importante 2!** Na prática, todo sistema físico possui limitações na amplitude da entrada  $x(t)$  (ex: resistor). Assim, sistemas reais não podem ser lineares pois a condição de homogeneidade não é satisfeita. No entanto, para variações não muito grandes na entrada, diversos sistemas reais se comportam *como se fossem* lineares.

## 3.2 Sistemas com Memória

*Condição Inicial (ou Estado Inicial)*  $v(t_0)$  de um sistema com memória no instante  $t_0$ : é a informação em  $t_0$  que, juntamente com o conhecimento da entrada  $x(t)$ ,  $t \geq t_0$  (futuro), determina uma *única saída*  $y(t)$  para todo  $t \geq t_0$ . Isto significa que, para se determinar o comportamento futuro da saída, não importa a maneira como o sistema atingiu a condição inicial  $v(t_0)$ , ou seja,  $v(t_0)$  contém toda a informação passada do sistema até o instante  $t_0$ . Assim,

$$\left. \begin{array}{l} v(t_0), \\ x(t), t \geq t_0 \end{array} \right\} \rightarrow y(t), t \geq t_0$$

*Resposta Entrada Nula*  $y_0(t)$ : é a resposta do sistema quando  $x(t) = 0, t \geq t_0$ :  $v(t_0), x(t) = 0, t \geq t_0 \rightarrow y_0(t), t \geq t_0$

*Resposta Estado Nulo*  $y_{esn}(t)$ : é a resposta do sistema quando  $v(t_0) = 0$ :  $v(t_0) = 0, x(t), t \geq t_0 \rightarrow y_{esn}(t), t \geq t_0$

*Linear*: quando o sistema (com memória) satisfaz ( $k$  é real ou imaginário):

a) (*Aditividade*) Se

$$\left. \begin{array}{l} v_1(t_0), \\ x_1(t), t \geq t_0 \end{array} \right\} \rightarrow y_1(t), t \geq t_0 \quad \left. \begin{array}{l} v_2(t_0), \\ x_2(t), t \geq t_0 \end{array} \right\} \rightarrow y_2(t), t \geq t_0$$

então

$$\left. \begin{array}{l} v_3(t_0) = v_1(t_0) + v_2(t_0), \\ x_3(t) = x_1(t) + x_2(t), t \geq t_0 \end{array} \right\} \rightarrow y_3(t) = y_1(t) + y_2(t), t \geq t_0$$

b) (*Homogeneidade*) Se

$$\left. \begin{array}{l} v(t_0), \\ x(t), t \geq t_0 \end{array} \right\} \rightarrow y(t), t \geq t_0$$

então

$$\left. \begin{array}{l} \bar{v}(t_0) = kv(t_0), \\ \bar{x}(t) = kx(t), t \geq t_0 \end{array} \right\} \rightarrow \bar{y}(t) = ky(t), t \geq t_0$$

Note que as duas condições acima são equivalente a:

(*Princípio da Superposição*) Se

$$\left. \begin{array}{l} v_1(t_0), \\ x_1(t), t \geq t_0 \end{array} \right\} \rightarrow y_1(t), t \geq t_0 \quad \left. \begin{array}{l} v_2(t_0), \\ x_2(t), t \geq t_0 \end{array} \right\} \rightarrow y_2(t), t \geq t_0$$

$$\left. \begin{array}{l} v_3(t_0) = k_1v_1(t_0) + k_2v_2(t_0), \\ x_3(t) = k_1x_1(t) + k_2x_2(t), t \geq t_0 \end{array} \right\} \rightarrow y_3(t) = k_1y_1(t) + k_2y_2(t), t \geq t_0$$

Ao tomarmos  $k = 0$  na condição de homogeneidade, concluímos que todo sistema linear (com memória) satisfaz:

$$\boxed{v(t_0) = 0, x(t) = 0, t \geq t_0 \rightarrow y(t) = 0, t \geq t_0.}$$

No entanto, a recíproca não é verdadeira. Isto significa que não podemos garantir que um sistema é linear apenas porque  $v(t_0) = 0, x(t) = 0, t \geq t_0 \rightarrow y(t) = 0, t \geq t_0$ .

**Importante 1!** Aditividade  $\nRightarrow$  Homogeneidade

*Não-Linear*: quando o sistema (com memória) não é linear, ou seja, não satisfaz a aditividade ou não satisfaz a homogeneidade.

**Importante 2!** Na prática, todo sistema físico possui limitações na amplitude da entrada  $x(t)$  (ex: motor elétrico). Assim, sistemas reais não podem ser lineares pois a condição de homogeneidade não é satisfeita. No entanto, para variações não muito grandes na entrada, diversos sistemas reais se comportam *como se fossem* lineares.

#### 4. Sistemas Invariantes e Variantes no Tempo

*Noção intuitiva:* quando as características de um sistema não mudam com o tempo, dizemos que o sistema é *invariante no tempo*. Caso contrário, dizemos que o sistema é *variante no tempo*.

A massa de um transatlântico sofre grandes variações ao longo do tempo devido ao consumo do combustível. Logo, é um sistema variante no tempo. Em geral, sistemas reais são variantes no tempo devido à deterioração e ao envelhecimento dos componentes físicos ao longo do tempo. No entanto, num certo intervalo de tempo finito razoável, diversos sistemas reais se comportam *como se fossem* invariantes no tempo. Por exemplo, um automóvel zero pode ser considerado invariante no tempo no primeiro ano de uso.

Vamos agora definir de maneira precisa este conceito.

##### 4.1 Sistemas sem Memória

*Invariante no tempo:* quando

$$x(t) \longrightarrow y(t) \Rightarrow \bar{x}(t) = x(t - T) \longrightarrow \bar{y}(t) = y(t - T)$$

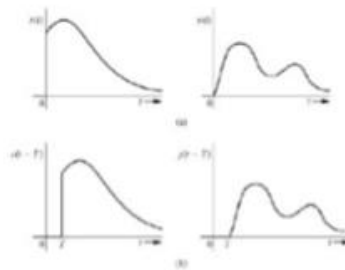


Figura 1.12: Ilustração gráfica.

*Variante no tempo:* quando não é invariante no tempo.

##### 4.2 Sistemas com Memória

*Invariante no tempo:* quando a seguinte propriedade é satisfeita:

Se

$$\left. \begin{array}{l} v(t_0) = v_0, \\ x(t), t \geq t_0 \end{array} \right\} \longrightarrow y(t), t \geq t_0$$

então

$$\left. \begin{array}{l} \bar{v}(t_0 + T) = v_0, \\ \bar{x}(t) = x(t - T), t \geq t_0 + T \end{array} \right\} \longrightarrow \bar{y}(t) = y(t - T), t \geq t_0 + T$$

*Ilustração:* GRÁFICOS

Desse modo, para sistemas invariantes no tempo, não importa o tempo inicial  $t_0$  em que começamos a estudar o sistema ou aplicamos a entrada. Assim, para simplificar, podemos sempre escolher  $t_0 = 0$ .

*Variante no tempo:* quando não é invariante no tempo.

## ANEXO A.2

ELLIOTT, S. J.; NELSON, P. A. Active Noise Control. IEEE signal Processing Magazine, 1993, PG 25.

## Design Guide 3: A Generalised Multiple Error Algorithm

Consider the minimisation of a more general cost function than that discussed in Design Guide 2, in which all sampled signals are taken to be complex, and so could represent transformed variables. It is convenient to express the equations for the control filter outputs and error sensor outputs, derived above, in matrix form (Elliott *et al.*, 1987, 1988) such that

$$y(n) = X(n)w$$

where the vector of control filter outputs is  $y(n) = [y_1(n), y_2(n) \dots y_M(n)]^T$ ,  $w$  is the  $M \times 1$  vector containing the control filter coefficients, and  $X(n)$  is an  $M \times M \times 1$  matrix of reference signals. Similarly, we can write

$$e(n) = d(n) + R(n)w$$

where the vector of error signals is  $e(n) = [e_1(n), e_2(n) \dots e_L(n)]^T$ ,  $d(n)$  is  $e(n)$  prior to control, and  $R(n)$  is a matrix of reference signals filtered by the true secondary paths. We now define a generalised cost function, similar to that used in optimal feedback control theory which includes both error and "effort" terms, as

$$J = E \{ e^H(n) \Theta e(n) + y^H(n) \Phi y(n) \}$$

in which the superscript H denotes the Hermitian (complex conjugate transpose), and E denotes an expectation operator.  $\Theta$  is an error weighting matrix, which is Hermitian and positive definite but not necessarily diagonal, and  $\Phi$  is an effort weighting matrix which is also Hermitian and positive definite but not necessarily diagonal. Using the equations for  $e(n)$  and  $y(n)$  above, this cost function can be expressed in the complex quadratic form

$$J = w^H A w + w^H b + b^H w + c$$

in which

$$A = E \{ [R^H(n) \Theta R(n) + X^H(n) \Phi X(n)] \}$$

$$b = E \{ [R^H(n) \Theta d(n)] \}$$

$$c = E \{ [d^H(n) \Theta d(n)] \}$$

This equation has a unique global minimum, assuming  $A$  is positive definite, for a set of control filter coefficients given by

$$w_{opt} = -A^{-1}b \\ = -E \{ [R^H(n) \Theta R(n) + X^H(n) \Phi X(n)]^{-1} E \{ [R^H(n) \Theta d(n)] \} \}$$

which result in the least squares value of the cost function

$$J_{min} = c - b^H A^{-1} b$$

The vector of derivatives of the real and imaginary components of the vector of control filter coefficients,  $w_R$  and  $w_I$ , can be written as (Haykin, 1986; Nelson and Elliott, 1991):

$$g = \frac{\partial J}{\partial w_R} + \frac{\partial J}{\partial w_I} = 2 [A w + b]$$

which in this case can be written as

$$g = 2E \{ [R^H(n) \Theta e(n) + X^H(n) \Phi y(n)] \}$$

In practice, only an approximation to each of the paths from secondary source to error sensor can be measured and used to generate the practically implemented filtered reference signals, the matrix of which is  $\hat{R}(n)$ . Using the instantaneous estimate of  $g$ , with  $\hat{R}(n)$ , to update all the control filter coefficients at every sample, yields the generalised version of the multiple error LMS algorithm in matrix form:

$$w(n+1) = w(n) - \alpha [ \hat{R}^H(n) \Theta e(n) + X^H(n) \Phi y(n) ]$$

A convergence analysis of this algorithm can be performed in a similar manner to that generally used for the LMS algorithm (Widrow and Stearns, 1985). The algorithm, if stable, converges to the solution which can be found by setting to zero the term in square brackets in the equation above, to give

$$w_{\infty} = -E \{ [ \hat{R}^H(n) \Theta R(n) + X^H(n) \Phi X(n) ]^{-1} E \{ [ \hat{R}^H(n) \Theta d(n) ] \}$$

which is not, in general, equal to the optimal solution,  $w_{opt}$  above, since  $\hat{R}(n) \neq R(n)$ . Using this expression for  $w_{\infty}$  substituting for  $e(n) = d(n) + R(n)w(n)$ , and making the usual assumption that the variations in the filter weight vector are statistically independent of those of the reference signals, the update equation can be written as

$$E \{ w(n+1) - w_{\infty} \} \\ = [ I - \alpha E \{ [ \hat{R}^H(n) \Theta R(n) + X^H(n) \Phi X(n) ] \} ] E \{ w(n) - w_{\infty} \}$$

the convergence of which depends on whether the real parts of the eigenvalues of the generalised autocorrelation matrix,  $E \{ [ \hat{R}^H(n) \Theta R(n) + X^H(n) \Phi X(n) ] \}$ , are positive. Note that the eigenvalues of  $\hat{R}^H(n) \Theta R(n)$  are, in general, complex since  $\hat{R}(n)$  is not necessarily equal to  $R(n)$ , and the real parts of these eigenvalues are not guaranteed positive (as they would be in the normal LMS analysis) for the same reason. The effort term in this expression,  $X^H(n) \Phi X(n)$ , is guaranteed to be positive definite, however (assuming the control filters are persistently excited), and thus will have positive real eigenvalues which can have the effect of stabilising an otherwise unstable system (Elliott *et al.*, 1992). Assuming the system is stable, the speed of convergence of the "modes" of the active control system are determined by the magnitudes of the real parts of the eigenvalues of the generalised autocorrelation matrix.