

UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE  
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CLÁUDIO DE MORAES DELGADO

PROPOSTA DE COMPENSADOR PID PARA SERVO  
SUBWOOFER COM SENSOR DE ACELERAÇÃO

CAMPINA GRANDE

2014

CLÁUDIO DE MORAES DELGADO

PROPOSTA DE COMPENSADOR PID PARA  
SERVO SUBWOOFER COM SENSOR  
ACELERAÇÃO

Dissertação submetida à Coordenação do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Elmar Uwe Kurt Melcher, PHD.

CAMPINA GRANDE

2014



D352p Delgado, Cláudio de Moraes.  
Proposta de compensador PID para servo subwoofer com sensor aceleração / Cláudio de Moraes Delgado. - Campina Grande, 2014.  
90 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2014.  
"Orientação : Prof. Dr. Elmar Uwe Kurt Melcher".  
Referências.

1. Compensador. 2. Distorção Harmônica. 3. Servo Subwoofer. 4. Dissertação - Engenharia Elétrica. I. Melcher, Elmar Uwe Kurt. II. Universidade Federal de Campina Grande - Campina Grande (PB). III. Título

CDU 621.3(043)

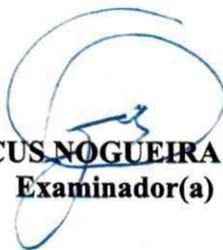
**"PROPOSTA DE COMPENSADOR PID PARA SERVO SUBWOOFER COM VISTAS À  
REDUÇÃO DA DISTORÇÃO HARMÔNICA"**

**CLAUDIO DE MORAES DELGADO**

**DISSERTAÇÃO APROVADA EM 18/06/2014**



**ELMAR UWE KURT MELCHER, Dr., UFCG  
Orientador(a)**



**ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG  
Examinador(a)**



**MARCOS RICARDO DE ALCÂNTARA MORAIS, D.Sc, UFCG  
Examinador(a)**

**CAMPINA GRANDE - PB**

## RESUMO

Trata-se de método para determinação de compensador destinado a sistema de *servo subwoofer*, com realimentação negativa de aceleração, usando acelerômetro MEMS, com vistas à redução da distorção harmônica. Conhecendo-se os parâmetros lineares do alto-falante e do acelerômetro, o método permite determinar compensador PID para obtenção da especificada redução da distorção harmônica total, corrigir o fator de qualidade e melhorar a margem de fase do sistema realimentado.

Os resultados obtidos foram validados através de simulação SPICE usando modelo não linear do alto-falante DALI 311541 6 1/2", bem como modelo de 2ª ordem de acelerômetro MEMS.

Palavras-chave: distorção harmônica, *servo subwoofer*, compensador.

## **ABSTRACT**

The proposed method aims the design of a compensator for servo subwoofer systems, with negative feedback, using MEMS accelerometer, in order to reduce harmonic distortion. Knowing the linear parameters of loudspeaker and accelerometer, the method allows determining the characteristics of the compensator to obtain a specific reduction of harmonic distortion, make the correction of quality factor and improve the phase margin the feedback system.

The results were validated by SPICE simulation using the nonlinear model of the DALI 311541 6 1/2" driver.

Keywords: harmonic distortion, servo subwoofer, compensator

## LISTA DE FIGURAS

|  |    |
|--|----|
| Figura 1 - Sistema básico de áudio .....   | 11 |
| Figura 2 - Métodos de correção da distorção .....  | 14 |
| Figura 3 – Uso combinado de <i>feedback</i> e <i>feedforward</i> para redução da distorção... 14 | 14 |
| Figura 4 – Distorção vista como perturbação do sistema linearizado .....                         | 21 |
| Figura 5 – Redução do efeito da perturbação na saída através de realimentação ... 22             | 22 |
| Figura 6 – Comparação da THD obtida por diferentes métodos .....                                 | 30 |
| Figura 7 - Amplificador não linear realimentado .....  | 31 |
| Figura 8 - Corte esquemático do alto-falante eletrodinâmico .....                                | 36 |
| Figura 9 - Tipos de bobinas de voz .....   | 36 |
| Figura 10 - Equivalente elétrico da bobina de voz.....   | 38 |
| Figura 11 - Circuito equivalente mecânico do alto-falante.....                                   | 40 |
| Figura 12 - Circuito equivalente acústico .....  | 41 |
| Figura 13 - Circuito equivalente ao ar livre em baffle infinito.....                             | 42 |
| Figura 14 - Circuito equivalente combinado .....   | 42 |
| Figura 15 - Circuito equivalente em baixas frequências.....                                      | 43 |
| Figura 16 – Circuito equivalente não linear do alto-falante .....                                | 44 |
| Figura 17 - Dispersão do campo numa peça polar reta .....  | 45 |
| Figura 18 - Fator de força em função do deslocamento.....  | 46 |
| Figura 19 - Modulação do fluxo no entreferro.....  | 46 |
| Figura 20 - Fator de força normalizado .....   | 47 |
| Figura 21 - Compliância da suspensão em função do deslocamento .....                             | 47 |
| Figura 22 - Indutância da bobina de voz em função do deslocamento .....                          | 48 |
| Figura 23 - Modelo não linear do alto-falante DALI para simulação <i>SPICE</i> .....             | 49 |
| Figura 24 - Realimentação de corrente e velocidade (Grainer).....                                | 50 |
| Figura 25 - Realimentação de aceleração e velocidade (Kramer).....                               | 51 |
| Figura 26 - Realimentação de aceleração e velocidade (Chen).....                                 | 52 |
| Figura 27 – Diagrama para simulação da quantidade de realimentação .....                         | 55 |
| Figura 28 - Diagrama para obtenção da distorção de referência .....                              | 56 |
| Figura 29 - Diagrama para obtenção da redução da distorção harmônica.....                        | 57 |
| Figura 30 - Modelo linear do alto-falante usado na simulação .....                               | 57 |
| Figura 31 - Modelo não do alto-falante linear usado na simulação .....                           | 58 |

|   |    |
|---|----|
| Figura 32 - Efeito da realimentação de aceleração na resposta em frequência.....  | 61 |
| Figura 33 – Diagrama para obtenção da função de transferência da aceleração ..... | 61 |
| Figura 34 – Diagrama da realimentação combinada de aceleração e velocidade ....   | 63 |
| Figura 35 - Controlador PI paralelo com a planta.....                             | 65 |
| Figura 36 - Compensação do fator de qualidade com realimentação de velocidade     | 66 |
| Figura 37 - Efeito da realimentação da aceleração na resposta do deslocamento ... | 67 |
| Figura 38 - LGR do sistema com acelerômetro MEMS e compensador PI .....           | 69 |
| Figura 39 – LGR do sistema com acelerômetro MEMS e compensador PID.....           | 71 |
| Figura 40 – Avanço de fase resultante da inclusão do zero em $\omega_{0dB}$ ..... | 72 |
| Figura 41 - Diagramas de Bode do sistema com compensador PI e PID .....           | 73 |
| Figura 42 - Resposta em frequência com acelerômetro MEMS .....                    | 74 |
| Figura 43 - Resposta em frequência com acelerômetro MEMS e pré-filtro .....       | 74 |
| Figura 44 - Análise de Monte Carlo para o ganho de malha .....                    | 75 |
| Figura 45 - Modelo linear do alto-falante .....                                   | 76 |
| Figura 46 - Topologia do sistema completo.....                                    | 77 |
| Figura 47 - Fluxograma do método .....  | 81 |

## LISTA DE QUADROS

|  |    |
|--|----|
| Quadro 1 - Analogia força-tensão .....                                     | 39 |
| Quadro 2 - Parâmetros lineares do alto-falante DALI 31541 6 1/2".....      | 54 |
| Quadro 3 - Valores de $K_P$ <i>versus</i> quantidade de realimentação..... | 55 |
| Quadro 4 - Distorções sem realimentação .....                              | 56 |

## LISTA DE SÍMBOLOS E GLOSSÁRIO

|               |  |
|---------------|--|
| $R_e$         | Resistência elétrica da bobina de voz  |
| $L_e$         | Indutância da bobina de voz  |
| $B$           | Indução magnética no entreferro  |
| $l$           | Comprimento da bobina de voz submetido a B                                     |
| $Bl$          | Fator de força   |
| $M_m$         | Massa da bobina e suspensão  |
| $M_{ms}$      | Massa da bobina, suspensão e massa acústica refletida                          |
| $C_m$         | Compliância da suspensão   |
| $R_m$         | Resistência mecânica da suspensão  |
| $Q$           | Fator de qualidade do alto-falante em baixas frequências                       |
| $\omega_n$    | Frequência natural do alto-falante   |
| $\omega_{nf}$ | Frequência natural do alto-falante com realimentação                           |
| $\omega_k$    | Frequência do k-ésimo harmônico  |
| $HD_k$        | Distorção harmônica fracional referente ao k-ésimo harmônico                   |
| $HD_{kf}$     | Distorção harmônica fracional referente ao k-ésimo harmônico com realimentação |
| $THD$         | Distorção harmônica total  |
| $THD_f$       | Distorção harmônica total com realimentação                                    |
| $G_a(s)$      | Função de transferência da aceleração  |
| $G_v(s)$      | Função de transferência da velocidade  |
| $S_a$         | Sensibilidade (ganho) do acelerômetro  |
| $Q_a$         | Fator de qualidade do acelerômetro (modelo de 2º ordem)                        |
| $\omega_{na}$ | Frequência de ressonância do acelerômetro (modelo de 2ª ordem)                 |
| $K_p$         | Ganho proporcional do compensador PID  |

|                 |   |
|-----------------|---|
| $K_I$           | Ganho integral do compensador PID   |
| $K_D$           | Ganho derivativo do compensador PID   |
| $\beta_a$       | Ganho proporcional total da realimentação de aceleração, $\beta_a = S_a K_P$  |
| $\beta_v$       | Ganho total da realimentação de velocidade, $\beta_v = S_a K_I$   |
| baffle          | Estrutura usada para suportar o alto-falante e prevenir o cancelamento das radiações emitidas pelas faces frontal e traseira do diafragma |
| baffle infinito | Baffle que consiste em uma superfície plana infinita dotada de abertura na qual o alto-falante é montado                                  |

# SUMÁRIO

|  |    |
|--|----|
| 1 INTRODUÇÃO .....   | 11 |
| 1.1 MÉTODOS DE CORREÇÃO DA DISTORÇÃO HARMÔNICA EM<br><i>SUBWOOFERS</i> ..... | 13 |
| 1.2 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA .....  | 15 |
| 1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO .....  | 19 |
| 1.4 RELEVÂNCIA .....   | 22 |
| 1.5 METODOLOGIA DO TRABALHO .....  | 23 |
| 2 REVISÃO DA LITERATURA .....  | 26 |
| 2.1 CONCEITO DE DISTORÇÃO HARMÔNICA.....                                     | 26 |
| 2.1.1 Distorção harmônica fracional.....                                     | 27 |
| 2.1.2 Distorção harmônica total.....   | 28 |
| 2.2 INFLUÊNCIA DA REALIMENTAÇÃO NA DISTORÇÃO HARMÔNICA .....                 | 30 |
| 2.2.1 Caso independente da frequência .....                                  | 30 |
| 2.2.2 Caso dependente da frequência .....                                    | 33 |
| 2.3 MODELO LINEAR DO ALTO-FALANTE .....                                      | 35 |
| 2.3.2 Circuitos análogos.....  | 38 |
| 2.3.3 Função de transferência da aceleração .....                            | 42 |
| A partir da malha da esquerda pode-se escrever.....                          | 42 |
| 2.4 MODELO NÃO LINEAR DO ALTO-FALANTE.....                                   | 44 |
| 2.4.1 Fator de força.....  | 45 |
| A variação de $Bl$ com o deslocamento é mostrada na figura 18 .....          | 45 |
| 2.4.2 Compliância da suspensão .....   | 47 |
| 2.4.3 Indutância da bobina de voz .....                                      | 48 |
| 2.5 Modelo SPICE do alto-falante usado.....                                  | 49 |
| 2.6 Arquiteturas de realimentação .....                                      | 50 |

|   |    |
|---|----|
| 3 APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS.....                          | 54 |
| 3.1 EFEITO DA REALIMENTAÇÃO NA REDUÇÃO DA DISTORÇÃO .....   | 54 |
| 3.2 EFEITO DA REALIMENTAÇÃO NA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA ..... | 60 |
| 3.2.1 Efeito na resposta da aceleração.....                 | 60 |
| 3.2.2 Correção do fator de qualidade.....                   | 63 |
| 3.2.3 Efeito na resposta do deslocamento .....              | 66 |
| 3.3 USO DE SENSOR DE 2ª ORDEM .....                         | 68 |
| 3.3.1 Efeito sobre a estabilidade .....                     | 68 |
| 3.3.2 Melhoria da margem de fase.....                       | 70 |
| 3.3.3 Efeito na resposta em frequência.....                 | 74 |
| 3.4 EFEITO DA VARIAÇÃO DOS PARÂMETROS.....                  | 75 |
| 3.5 FLUXO PARA A DETERMINAÇÃO DO COMPENSADOR .....          | 76 |
| 4. DISCUSSÃO DOS RESULTADOS.....                            | 82 |
| 5. CONCLUSÃO.....   | 85 |

## 1 INTRODUÇÃO

Um sistema de reprodução de áudio básico é composto por um transdutor acústico-elétrico, usualmente um microfone, um amplificador eletrônico e um transdutor elétrico-acústico, comumente um alto-falante eletrodinâmico, conforme ilustrado na figura 1.



Figura 1 - Sistema básico de áudio

Mais geralmente, são incluídos blocos de processamento de sinal como conversores analógico-digitais, conversores digital-analógicos, misturadores, equalizadores e compressores.

A qualidade do sistema de áudio é tipicamente avaliada por três principais figuras de mérito: relação sinal-ruído, distorção harmônica total, e resposta em frequência (Aude, 1998). A norma IEC 60268-5, específica para alto-falantes, destaca a distorção harmônica e as distorções de modulação e de diferença de frequência como aquelas significativas para a avaliação da não linearidade desses transdutores. A distorção harmônica é medida considerando-se a magnitude dos harmônicos gerados pela não linearidade do alto-falante em resposta a um tom senoidal singular. Os demais tipos de distorção acima citados são mensurados aplicando-se dois tons senoidais de frequências diferentes e medindo-se o valor eficaz das frequências soma e diferença geradas, em relação ao valor eficaz das senóides fundamentais.

As taxas de distorção harmônica que os microfones e alto-falantes podem apresentar, especialmente os alto-falantes de graves, são muito maiores que aquelas correspondentes aos equipamentos eletrônicos do sistema de reprodução e estão relacionadas diretamente ao deslocamento mecânico do diafragma desses dispositivos. Amplificadores modernos exibem distorção harmônica total de 0,05% ou menor, graças ao uso de realimentação negativa, enquanto um subwoofer pode apresentar taxas de distorção harmônica de até 30%, Schmitt (1995). Corrobora, a este respeito, a LAVA Subwoofers, fabricante de subwoofers no seguinte texto extraído do seu web site:

*“The most elusive subwoofer quality is high definition. Unfortunately, most subwoofers have a distortion rate of 25% to 30% which translates into a severe lack of detail and clarity. These subwoofers sound muddy, boomy and lack realism in home theater and accuracy in music systems. Choose a subwoofer low in distortion. Less than 10% is good, less than 5% is great and 1% or less is the ultimate goal.”*

A preocupação com a influência da distorção do subwoofer na qualidade final do sistema de áudio é clara no texto. Para o fabricante, taxas de distorção harmônicas totais menores que 5% são consideradas muito boas, sendo 1% um nível tido como excelente. Schmitt (1995) afirma que a taxa de 1% representa o limiar de audibilidade da distorção harmônica, quando o ouvinte compara o sinal distorcido com o tom senoidal puro; quando o sinal de teste é um acorde musical, o limiar da percepção ocorre em torno de 5% de distorção. Como se percebe dessa discussão, é crucial o controle da distorção harmônica em alto-falantes de graves para a qualidade final do sistema de áudio.

A técnica denominada *motional feedback*, ou seja, o uso de variável mecânica relacionada ao movimento do cone do alto-falante (deslocamento, velocidade ou aceleração), para realimentar negativamente o amplificador de potência que excita o alto-falante, através de um compensador adequado, pode ser usada na correção da distorção harmônica. Nos projetos de controle usando motional feedback disponíveis na literatura pesquisada, a exemplo daqueles discutidos na seção 2.6, observa-se que são especificados parâmetros lineares de desempenho do sistema, tais como fator de qualidade e frequência de ressonância, mas não a redução da distorção harmônica. Trata-se de uma lacuna de projeto visto que o objetivo do uso de realimentação em falantes é, principalmente, obter menor distorção harmônica. Além

disso, se o compensador necessário à redução de distorção pretendida for determinado, podem-se estudar os demais aspectos relevantes do desempenho como fator de qualidade, frequência de ressonância e margem de fase, através de simulação e efetuar a compensação dos mesmos, caso necessário, sem a necessidade da implementação física do sistema.

Neste trabalho, é apresentado um método de cálculo de compensador para sistema de *servo subwoofer* com realimentação de aceleração que permite especificar a redução da distorção harmônica, bem como o fator de qualidade final, usando-se apenas os parâmetros lineares do alto-falante e do sensor (acelerômetro). Parte-se da hipótese de que a redução dos harmônicos depende da quantidade de realimentação (calculada na frequência do harmônico) e chega-se à relação entre quantidade de realimentação e redução da distorção harmônica total conforme mostrado na seção 3.1. Naquela seção mostra-se que, para o alto-falante de teste usado, os resultados previstos para a redução da distorção harmônica total tomando-se por base a aproximação linear do alto-falante estão próximos daqueles obtidos via simulação, com um erro máximo de 25%, para distorções da ordem de 30%.

## 1.1 MÉTODOS DE CORREÇÃO DA DISTORÇÃO HARMÔNICA EM SUBWOOFERS

Subwoofers são alto-falantes projetados para operar nas primeiras duas ou três oitavas da faixa de áudio, tipicamente entre 20 Hz e 150 Hz. A maioria das não linearidades dominantes no alto-falante decorrem do seu próprio princípio de funcionamento, sendo encontradas mesmo em bons alto-falantes. Estão diretamente relacionadas com as propriedades do material e geometria dos sistemas motor e de suspensão do alto-falante, cujos parâmetros variam com o deslocamento do cone, Klippel (2005). No entanto, é possível realizar a correção ativa (eletrônica) da distorção, usando técnicas de *feedback* ou *feedforward* ilustradas na figura 2 segundo Pedersen (2008). *Feedback*, consiste na realimentação negativa do alto-falante com um sinal proporcional à pressão sonora radiada ou a uma grandeza

mecânica relacionada com o movimento do cone (posição, velocidade, aceleração), capturada mediante sensor adequado. *Feedforward* consiste no cancelamento da distorção provocada pelo alto-falante através da introdução da distorção inversa no sinal de áudio.

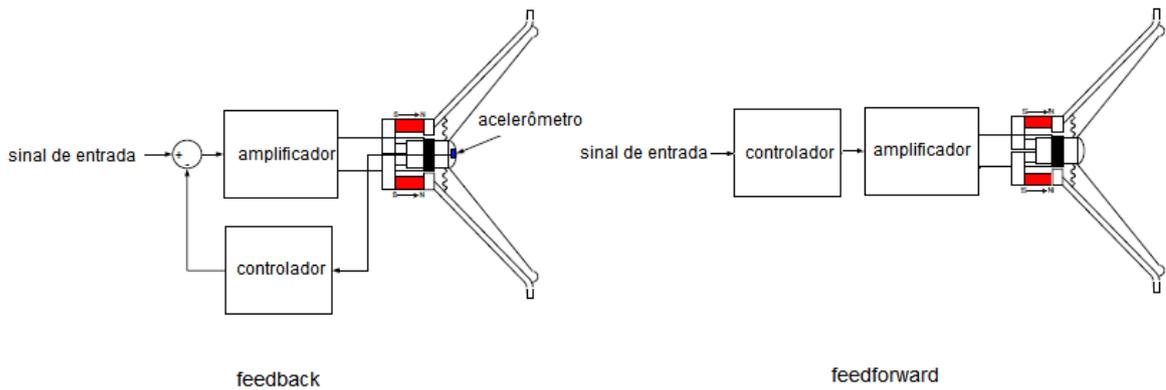


Figura 2 - Métodos de correção da distorção

É possível utilizar uma combinação de *feedback* e *feedforward*, como proposto na tese de Arvidsson (2012). Nesse caso, a maior parte da não linearidade é compensada pelo controlador de *feedforward* enquanto a realimentação de uma variável de estado faz o ajuste fino da lei de controle, conforme ilustrado na figura 3.

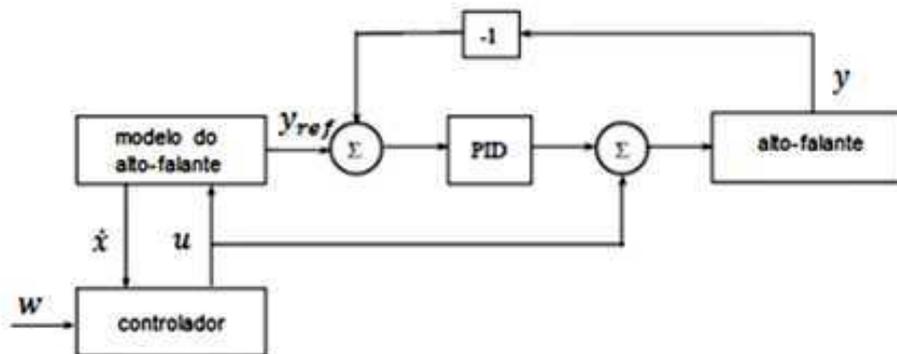


Figura 3 – Uso combinado de *feedback* e *feedforward* para redução da distorção

Embora a técnica de *feedforward* não requeira uso de sensor nem leve a problemas de estabilidade (uma vez que a função de transferência do sistema não é modificada) a implementação eficiente do controlador de *feedforward* exige um modelo preciso do alto-falante, difícil de obter principalmente em razão da deriva térmica dos parâmetros, Klippel (2005). Possivelmente por essa razão, os sistemas de correção ativa existentes no mercado usam apenas *feedback*.

## 1.2 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

Há na literatura diversas propostas de sistemas de *servosubwoofer* com projetos baseados na modelagem linear do alto falante. O objetivo de tais sistemas é a redução da distorção harmônica, mas o valor da redução não é conhecido *a priori*, sendo determinado somente após a implementação do protótipo, quando se verifica, através de medições, se a distorção final foi reduzida ao nível desejado. Isso provavelmente se deve ao pressuposto de que não é possível prever o comportamento de um fenômeno não linear, como a distorção harmônica, a partir do modelo linear da planta. O problema enfrentado neste trabalho é como incluir a redução da taxa de distorção, como especificação de desempenho do sistema realimentado, dispondo-se apenas dos parâmetros lineares do alto-falante e sensor. Pretende-se projetar um compensador para *servo subwoofer* com realimentação de aceleração de modo que a redução da distorção harmônica e o fator de qualidade possam ser determinados *a priori*, com base na modelagem linear do sistema. Considerando que as taxas de distorção harmônica podem chegar a 30% em *subwoofers* e que, para fins de audição de música, a distorção deve ser inferior a 5%, conforme discutido na introdução do capítulo, tomou-se como referência para o trabalho reduzir em 10 vezes a distorção harmônica, mantendo-se o fator de qualidade original do alto falante de teste.

A hipótese considerada, que possibilita o desenvolvimento do compensador nos termos propostos, é a suposta relação de igualdade entre o módulo da quantidade de realimentação na frequência de um determinado harmônico e a redução da distorção harmônica fracional em relação a esse harmônico. A relação é

expressa pela equação 1.1, em que  $HD_k$  representa a distorção referente ao k-ésimo harmônico do alto-falante em malha aberta,  $HD_{kf}$  representa a distorção do k-ésimo harmônico com o sistema realimentado, e  $|1 + \beta(j\omega_k)A(j\omega_k)|$ , a quantidade de realimentação usada.

$$HD_{kf} = \frac{HD_k}{|1 + \beta(j\omega_k)A(j\omega_k)|} \quad (1.1)$$

A relação entre quantidade de realimentação e redução da distorção harmônica é aventada por alguns autores. Hall (1985), observa que “*distortion reduction is proportional to the amount of negative feedback at the frequency at which the harmonic is to be suppressed*”, literalmente, a redução da distorção harmônica é proporcional à quantidade da realimentação na frequência do harmônico. Portanto, se é desejado reduzir a distorção na frequência de 50 Hz, deve-se considerar a quantidade de realimentação, ou seja, o ganho de malha mais um, em 100 Hz (2º harmônico), 150 Hz (3º harmônico), e assim por diante. Para esse autor, o objetivo do compensador é prover o máximo ganho de malha sem ocorrência de oscilação. Klippel (2003) observa, de modo semelhante, que a redução da distorção via realimentação depende da magnitude do ganho de malha, sendo limitada pela estabilidade do sistema. Millman (1981) ressalva que a relação direta entre a redução de um determinado harmônico e o ganho de malha naquela frequência (equação 1.1) só é válida para pequenas taxas distorções (planta aproximadamente linear), visto que esse resultado deriva do princípio da superposição.

A observação de Millman (1981), citada no parágrafo anterior, implica que a exatidão da equação 1.1 depende da taxa de distorção. Em particular, neste trabalho, interessa determinar a validade da equação para o alto-falante com distorção harmônica total tão elevada quanto 30%. A equação 1.1 foi testada, através de simulação SPICE do alto-falante DALI 311541 6 1/2”, mediante o seguinte procedimento:

1. o alto-falante foi submetido à taxa de distorção harmônica total de 30% em malha aberta
2. aplicou-se realimentação de aceleração

3. aumentou-se o nível da entrada até obter o mesmo valor da fundamental de saída
4. compararam-se as reduções dos 2º e 3º harmônicos com aquelas previstas pela equação 1.1

Nessas condições, verificou-se que os resultados previstos coincidiram com os simulados com margem de erro de 25% (seção 3.1). Não foi possível testar a relação para os demais harmônicos visto serem desprezíveis suas contribuições.

O uso da equação 1.1 não é suficiente para obter a lei de controle do compensador, visto que a realimentação de aceleração no alto-falante produz efeitos indesejados que necessitam de correção. Visto que o alto-falante comporta-se em baixas frequências como um sistema de 2ª ordem, a aplicação da realimentação proporcional da aceleração leva ao aumento do fator de qualidade do sistema. A correção foi feita acrescentando-se realimentação de velocidade (realimentação integral da aceleração). Com a introdução do sensor de 2ª ordem, verificou-se a necessidade de melhorar a margem de fase do sistema o que foi obtido acrescentando-se termo derivativo ao compensador, chegando-se, finalmente, a um compensador PID. Desta forma, a lei de controle foi derivada paulatinamente: partindo-se da hipótese básica da equação 1.1, determinou-se a magnitude da ação proporcional necessária à redução pretendida, a seguir as ações integral e proporcional foram introduzidas para melhorar o desempenho do sistema em relação aos parâmetros afetados pela ação proporcional (fator de qualidade e margem de fase). Note-se que o acréscimo dos termos integral e diferencial não modificou significativamente a quantidade de realimentação, que continuou sendo determinada majoritariamente pelo termo proporcional. A solução foi avaliada confrontando-se os valores previstos da redução da distorção e fator de qualidade com os resultados obtidos em simulação.

Conforme mencionado na seção 1.1, a dificuldade em obter modelo preciso para o alto-falante leva ao emprego de *feedback*, em lugar de *feedforward*, na correção da distorção. Definido o uso de *feedback*, impõe-se a questão da escolha da variável de realimentação. Visto que se pretende controlar a pressão acústica, essa grandeza torna-se a escolha natural para variável de realimentação. Pode-se obter a imagem elétrica da pressão acústica através do uso de microfone, como feito

nos sistemas patenteados por Bekey (1961) e Al-Ali et al. (2003). Pedersen, no entanto, adverte para as desvantagens do microfone, ou seja, o tempo de retardo entre a aplicação do sinal ao amplificador e sua a captação no ar, potencial causa de instabilidade, o ruído externo de outras fontes, e a dificuldade da montagem do microfone em local adequado. Por outro lado, segundo Leach (2003), a pressão sonora produzida pelo alto-falante é proporcional à aceleração do cone que atua como um pistão rígido em baixas frequências. No dizer desse autor “para campos distantes nós ouvimos a aceleração do pistão”. A desvantagem do uso da aceleração é a necessidade de acoplar um acelerômetro ao cone, aumentando a massa do conjunto móvel o que diminui a eficiência do alto-falante (Small, 1972). No entanto, encontram-se disponíveis no mercado acelerômetros MEMS de pequenas dimensões e reduzida massa, a custo acessível, tornando o uso da aceleração como variável de realimentação uma opção plausível, sendo a adotada neste trabalho. Do ponto de vista comercial, destacam-se os sistemas de *servo subwoofer* que usam realimentação de aceleração a exemplo dos servos produzidos pela Velodyne Acoustics Inc., e aqueles que utilizam realimentação conjunta de velocidade e corrente como os fabricados pela Rhythmik Audio.

Considerando que a distorção harmônica decorre da não linearidade do alto-falante, cogitou-se inicialmente a possibilidade de obter sua redução através do uso de métodos de controle não lineares para linearizar a dinâmica do transdutor. A técnica de *feedback linearization*, discutida por Marquez (2003), leva à determinação, caso possível, da lei de controle adequada para eliminar as não linearidades da planta, que assim pode ser submetida a um segundo controle, desta feita linear, para se obterem as especificações pretendidas. A determinação da lei de linearização exige a modelagem das características dos elementos não lineares do sistema. No caso do alto-falante, são determinantes da não linearidade as funções  $L_e(x)$ ,  $Bl(x, i)$  e  $C_{ms}(x)$  representativas da indutância da bobina de voz, fator de força, e compliância da suspensão em função do deslocamento do cone, respectivamente (seção 2.4). Tais funções não se encontram representadas nas folhas de dados dos dispositivos, seja de forma gráfica ou analítica; por outro lado, o levantamento dessas curvas (figuras 18, 21 e 22) requer o uso de sistemas especializados e caros de medição, como o KLIPPEL Analyzer System ([www.klippel.de](http://www.klippel.de)). Assim, se o método exige a modelagem não linear do alto-falante, são requeridas medições que

estarão fora do alcance de grande parte dos experimentadores. Desta forma, optou-se pelo uso da abordagem alternativa apresentada que permite obter os resultados pretendidos de modo menos dispendioso, utilizando apenas as aproximações lineares do alto-falante e do acelerômetro.

Resumidamente, para a determinação dos parâmetros do compensador devem ser respondidas as seguintes questões:

- a) Sob que condições de medição do sinal de saída devem ser comparadas as distorções harmônicas sem realimentação e com realimentação?
- b) É válida, para o alto-falante, a relação de igualdade entre redução da distorção harmônica e magnitude da quantidade de realimentação dada pela equação 1.1, para taxas de distorção da ordem de 30%?
- c) Qual o ganho proporcional necessário para a redução da distorção harmônica total ao nível desejado?
- d) Qual o efeito da realimentação proporcional na resposta em frequência da aceleração? Como proceder à possível correção?
- e) Qual o efeito da introdução da dinâmica de 2<sup>a</sup> ordem, representativa do acelerômetro MEMS, no sistema? Como proceder à possível correção?

### 1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO

O objetivo do trabalho é obter um método que permita, usando o modelo linear do alto-falante e do sensor, determinar o compensador para reduzir a distorção harmônica total ao nível especificado. No capítulo 3, chega-se a um compensador de topologia PID, conforme esboçado no subitem 1.2. O método proposto visa à determinação dos parâmetros  $K_P$ ,  $K_I$  e  $K_D$  do compensador para a obtenção da especificação de desempenho desejada, em termos de redução de distorção, fator de qualidade bem como propiciar aumento da margem de fase (limitado a 45°). A pesquisa ora realizada não pretende abranger todos os aspectos

do projeto de *servo subwoofer*. Não pertencem ao escopo do trabalho as modificações que poderiam ser implementadas no próprio alto-falante para melhoria do desempenho do sistema nem a forma de limitar o deslocamento excessivo do cone (Hall, 1989).

É pertinente questionar como a lei de ação do compensador, visando o controle de um efeito não linear (a distorção harmônica) pode ser derivada apenas dos parâmetros lineares da planta. Essa possibilidade é demonstrada, por Pederson (1991) no caso de realimentação aplicada a uma planta não linear com característica de transferência do 3º grau,  $x_o = a_1 x_i + a_2 x_i^2 + a_3 x_i^3$ , conforme segue: em malha aberta, são gerados os 2º e 3º harmônicos, cujas distorções harmônicas fracionais referidas à fundamental  $X_{om}$  são dadas pelas equações 1.2 e 1.3 (subseção 2.1.1):

$$HD_2 = \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1^2} X_{om} \quad (1.2)$$

$$HD_3 = \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1^3} X_{om}^2 \quad (1.3)$$

Em malha fechada (subseção 2.2.1), com ganho de malha igual a  $\beta$ , as distorções harmônicas obtidas são

$$HD_{2f} = \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1^2} \frac{1}{(1 + \beta a_1)} X_{omf} \quad (1.4)$$

$$HD_{3f} = \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1^3} \frac{1 - \frac{2a_2^2}{a_1 a_3} \cdot \frac{\beta a_1}{(1 + \beta a_1)}}{(1 + \beta a_1)} X_{omf}^2 \quad (1.5)$$

Se houver predominância da fundamental e do 3º harmônico em relação ao 2º harmônico ( $a_1 a_3 \gg a_2^2$ ) então

$$HD_{3f} \cong \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1^3} \frac{1}{(1 + \beta a_1)} X_{omf}^2 \quad (1.6)$$

A comparação das equações 1.2 e 1.3 com as equações 1.4 e 1.6, mostra que, se as amplitudes das fundamentais são iguais nos casos com e sem realimentação, isto é, se  $X_{om} = X_{omf}$ , a redução da distorção harmônica é igual ao fator  $1 + \beta a_1$ . Este fator representa a quantidade de realimentação tomando-se apenas o ganho linear

da planta,  $a_1$ , o que mostra a possibilidade de determinar a redução da distorção apenas com base na modelagem linear. Millman (1981) mostra que, no caso de um amplificador levemente não linear (seção 2.2.2), a amplitude dos harmônicos é dividida pela quantidade de realimentação, determinada usando-se o ganho linear do amplificador. Ou seja, a redução da distorção é igual à quantidade de realimentação, calculada na frequência do harmônico, conforme equação 1.1, reproduzida abaixo por conveniência, em que  $A(j\omega_n)$  e  $\beta(j\omega_n)$  representam os ganhos lineares do amplificador e da malha de realimentação na frequência do  $n$ -ésimo harmônico.

$$HD_{nf} = \frac{HD_n}{|1 + \beta(j\omega_n)A(j\omega_n)|} \quad (1.7)$$

É possível derivar tal relação considerando-se o componente harmônico existente na saída de uma planta não linear similar ao resultado de uma perturbação senoidal, na frequência do harmônico, aplicada na entrada do sistema linearizado. Seja  $X_s$  o fasor do sinal de entrada (frequência fundamental),  $X_n$  a perturbação responsável pelo harmônico  $B_n$ ,  $X_o$  o sinal de saída, conforme figura 4. Observe-se que  $X_n$  depende da amplitude de  $X_s$  e dos parâmetros da planta.

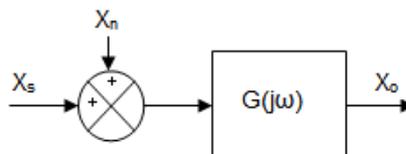


Figura 4 – Distorção vista como perturbação do sistema linearizado

A saída é expressa pela equação 1.8

$$X_o = G(j\omega_1)X_s + G(j\omega_n)X_n \quad (1.8)$$

Aplicando-se a realimentação, conforme figura 5, e aumentando a entrada  $X_r$  de modo que  $X_e$  torne-se igual a  $X_s$ , então a amplitude da perturbação aplicada na

entrada deve se manter constante. Por superposição, obtêm-se a saída  $X_{of}$ , dada pela equação 1.9.

$$X_{of} = G(j\omega_1)X_s + \frac{G(j\omega_n)X_n}{1 + \beta(j\omega_n)G(j\omega_n)} \quad (1.9)$$

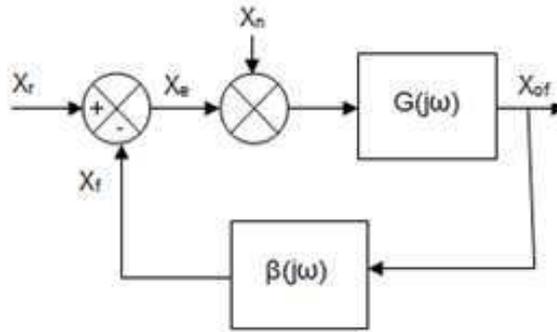


Figura 5 – Redução do efeito da perturbação na saída através de realimentação

Comparando-se as equações 1.8 e 1.9, conclui-se que, mantido o mesmo valor da fundamental de saída, o harmônico é reduzido pela quantidade de realimentação, calculada na frequência do harmônico. A equação 1.7, que expressa essa redução, foi derivada usando o princípio da superposição, esperando-se que seja tão mais precisa quanto menor for a não linearidade.

É plausível, portanto, com base nos resultados acima, a hipótese da redução da distorção harmônica, relativa ao harmônico de ordem  $k$ , ser obtida de modo aproximado a partir da equação 1.7, exigindo-se apenas o modelo linear do alto-falante e do sensor. É investigada na seção 3.1 a validade da mencionada equação para o alto-falante de teste submetido à distorção harmônica total de 30%.

#### 1.4 RELEVÂNCIA

Chierchie (2010) observa que a melhoria do desempenho do alto-falante através da inclusão do transdutor no laço de realimentação tem sido motivo de interesse continuado. Nesse sentido, destaca que uma ampla variedade de métodos

e sensores se tem empregado para reduzir a distorção, estender a largura de banda de operação, equalizar a curva de resposta em frequência, etc. Após Klaassen e Koning (1968) mostrarem que é possível a implementação de *motional feedback* em alto-falantes, observa-se continuada produção intelectual sobre o assunto, podendo-se citar patentes, D’Hoogh (1976), Hall (1986), Schrader (1989), Chi-Shun Ding (2000), Kyono (2004), Mullins (2006), artigos técnicos, De Greef (1981), Hall (1989), Klippel (1998), Backman (1999), Chen (2000), Geiger (2005), Greiner (2008), Willems (2009), Chierchie (2010), Blasizzo (2011), Delgado (2014), este último uma síntese da presente dissertação, bem como trabalhos acadêmicos, Kramer (1992), Marx (2000), Dzisiewski-Smith (2007), Medrano (2009).

É razoável esperar que, com o advento da televisão em alta definição e a popularização do conceito de “cinema em casa”, aumente a demanda por uma reprodução de som de alta qualidade. A reprodução fiel de áudio depende da linearização do transdutor, sendo a correção ativa da distorção uma solução possível. Do ponto de vista científico, a pesquisa ora realizada mostra que é possível prever a redução da distorção harmônica total do *subwoofer*, mediante realimentação de aceleração, conhecendo-se apenas os parâmetros lineares do alto-falante e do sensor. Do ponto de vista técnico, é apresentado um método em que se aplica tal conceito na determinação de compensador para *servo subwoofer*.

## 1.5 METODOLOGIA DO TRABALHO

A pesquisa a respeito da redução da distorção foi feita usando o modelo não linear do alto-falante DALI 311541 6 1/2”, descrito por Pedersen (2008). O modelo linear do alto-falante, usado no projeto do compensador, é obtido do modelo não linear fazendo-se o deslocamento do cone igual a zero. O estudo seguiu o seguinte roteiro:

a) Investigação das condições sob as quais devem ser comparadas as distorções harmônicas sem realimentação e com realimentação (seção 3.1)

A partir das abordagens teóricas de Millman (1981) Pederson (1991), verificou-se que a relação de igualdade entre quantidade de realimentação e redução da distorção harmônica deve ser considerada para o mesmo valor da fundamental de saída, antes e depois da realimentação.

b) Verificação da dependência entre redução da distorção harmônica fracional e quantidade de realimentação (seção 3.1)

Tomou-se a quantidade de realimentação como variável independente, o fator de redução da taxa de distorção como variável dependente, e a amplitude da fundamental de saída como variável de controle. Foi testada a seguinte hipótese para taxas de distorção tão grandes quanto 30%, concluindo-se que a redução da distorção harmônica fracional do alto-falante permanece aproximadamente igual à quantidade de realimentação na frequência do harmônico, mantido constante o nível da fundamental.

c) Determinação do ganho proporcional para redução especificada da distorção harmônica total (seção 3.1)

Para a frequência de teste, consideraram-se significativos o 2º e 3º harmônicos. Conhecendo-se a função de transferência da aceleração, obtida a partir do modelo linear, determinou-se o ganho proporcional de modo que a redução da distorção referente a cada harmônico - igual à quantidade de realimentação na frequência do harmônico - levasse à redução da distorção harmônica total desejada. Esse procedimento permitiu a determinação do termo P do compensador PID proposto.

d) Determinação do efeito da realimentação proporcional na resposta em frequência da aceleração (subseção 3.2.1)

Usando o modelo linear do alto-falante para baixas frequências (2ª ordem) determinaram-se os novos valores da frequência de ressonância e do fator de qualidade decorrentes da realimentação proporcional aplicada. O aumento do fator de qualidade leva a reforço indesejado nas baixas frequências. Para reduzir o fator de qualidade introduziu-se o termo integral do compensador (equivalente a realimentação de velocidade), obtendo-se um compensador PI.

e) Determinação do efeito da realimentação proporcional da aceleração na estabilidade do sistema (subseção 3.3.1)

A representação do alto-falante por um sistema de 2ª ordem é apenas válida para baixas frequências, visto que se despreza o efeito da indutância da bobina de voz. Considerando-se o efeito da indutância da bobina de voz e o uso de sensor de 2ª ordem (acelerômetro do tipo MEMS), obtém-se sistema de 5ª ordem, potencialmente instável. Propôs-se a adição de termo derivativo ao compensador PI para compensar a tendência à instabilidade obtendo-se finalmente um compensador PID.

## 2 REVISÃO DA LITERATURA

### 2.1 CONCEITO DE DISTORÇÃO HARMÔNICA

Nesta seção discute-se o conceito de distorção harmônica, com base no texto de Pederson (2001). Excitando-se um amplificador com uma entrada arbitrária, diz-se que haverá distorção se a saída não replicar a forma de onda da entrada, a menos de um atraso no tempo. A distorção harmônica é medida relacionando-se a amplitude dos harmônicos gerados pelo dispositivo não linear com a amplitude da fundamental na saída, mediante a aplicação de um sinal de teste senoidal. Para um dispositivo cujos componentes reativos são desprezíveis, o surgimento dos termos harmônicos pode ser observado modelando-se a característica de transferência por uma série de potências como segue:

$$x_o(t) = a_1x_i(t) + a_2x_i^2(t) + a_3x_i^3(t) + \dots \quad (2.1)$$

onde  $x_o(t)$  e  $x_i(t)$  representam a saída e a entrada no instante  $t$ . O ganho linear ou ganho de pequeno sinal é definido pelo coeficiente  $a_1$ , os demais coeficientes determinam o comportamento não linear, isto é, a geração dos harmônicos. Quando a amplitude da entrada aumenta, os termos quadrático, cúbico, etc., tornam-se significativos e uma distorção é observada na saída. Seja  $x_i = X_i \cos \omega t$ , então

$$x_o = a_1X_i \cos \omega t + a_2X_i^2 \cos^2 \omega t + a_3X_i^3 \cos^3 \omega t + \dots \quad (2.2)$$

Se a característica do dispositivo pode ser aproximada por uma curva do terceiro grau (série truncada na terceira potência), usando as fórmulas dos arcos duplo e triplo chega-se a

$$x_o = a_1X_i \cos \omega t + \frac{a_2X_i^2}{2}(1 + \cos 2\omega t) + \frac{a_3X_i^3}{4}(\cos 3\omega t + 3\cos \omega t) \quad (2.3)$$

Observa-se que o parâmetro  $a_1$  é relacionado com amplitude da fundamental,  $a_2$  com o 2º harmônico e um deslocamento DC, e  $a_3$  com o 3º harmônico e uma parcela

extra de fundamental. Desprezando este último efeito (reforço da fundamental) a equação 2.3 pode ser escrita como

$$x_o \cong b_0 + b_1 \cos \omega t + b_2 \cos 2\omega t + b_3 \cos 3\omega t \quad (2.4)$$

onde

$$b_0 = \frac{a_2 X_i^2}{2} \quad (2.5)$$

$$b_1 = a_1 X_i \quad (2.6)$$

$$b_2 = \frac{a_2 X_i^2}{2} \quad (2.7)$$

$$b_3 = \frac{a_3 X_i^3}{4} \quad (2.8)$$

O sinal de saída é composto, além do nível DC, possui uma componente fundamental, na frequência do sinal de entrada e componentes harmônicas em frequências múltiplas da fundamental geradas pela não linearidade, que caracterizam a distorção harmônica.

### 2.1.1 Distorção harmônica fracional

Pederson define a distorção harmônica fracional referente ao n-ésimo harmônico como a razão entre a amplitude do harmônico e a amplitude da fundamental. Se a característica de transferência do amplificador é aproximada por um polinômio do 3º grau, ocorrem distorções do 2º e 3º harmônicos dadas por

$$HD_2 = \frac{b_2}{b_1} = \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1} X_i = \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1^2} X_{om} \quad (2.9)$$

$$HD_3 = \frac{b_3}{b_1} = \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1} X_i^2 = \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1^3} X_{om}^2 \quad (2.10)$$

onde  $X_{om} = a_1 X_i$  é a amplitude da componente fundamental (*main*) da saída.

### 2.1.2 Distorção harmônica total

Em geral, o sinal periódico de saída é representado pela série de Fourier

$$x_o = b_1 \cos(\omega t + \theta_1) + b_2 \cos(2\omega t + \theta_2) + b_3 \cos(3\omega t + \theta_3) + \dots \quad (2.11)$$

Considerando que a potência média de um sinal composto de senóides de frequências diferentes é igual à soma das potências médias dos componentes senoidais tomados separadamente (propriedade aditiva da potência média) e que a potência média de cada componente é proporcional ao quadrado do seu valor eficaz, decorre que

$$\frac{\text{potência da distorção}}{\text{potência da fundamental}} = \frac{V_{ef2}^2 + V_{ef3}^2 + \dots + V_{efn}^2}{V_{ef1}^2} \quad (2.12)$$

na qual  $V_{efn}$  representa o valor eficaz da n-ésima harmônica.

Everest (2001), no seu manual de acústica, define a distorção harmônica total como a relação entre o valor eficaz dos harmônicos e o valor eficaz da fundamental, como na equação 2.13.

$$THD = \frac{\sqrt{V_{ef2}^2 + V_{ef3}^2 + \dots + V_{efn}^2}}{V_{ef1}} \quad (2.13)$$

Para caracterizar a medida, deve-se especificar a frequência de teste, o nível do sinal de entrada e o número de harmônicos considerados. Alternativamente, pode-se escrever a THD em termos das distorções fracionais na forma da equação 2.14.

$$THD = \sqrt{HD_2^2 + HD_3^2 + \dots + HD_n^2} \quad (2.14)$$

Deve-se ressaltar que a distorção harmônica em sistemas de áudio pode ser medida de diferentes formas, observando-se os seguintes procedimentos em comum (Metzler, 2005):

1. Estimula-se o dispositivo sob teste com um sinal senoidal de alta pureza de modo que para fins práticos não existe energia harmônica no sinal de entrada. A não

linearidade do dispositivo causará o aparecimento de componentes harmônicas com frequências múltiplas da frequência do sinal de excitação.

2. Medem-se separadamente a fundamental e cada harmônico presente no sinal de saída.

Tipicamente a distorção harmônica, referente a um determinado harmônico, é dada pela relação entre o valor eficaz do harmônico e o valor eficaz da fundamental ou ainda pela relação entre o valor eficaz do harmônico e o valor eficaz do sinal complexo de saída. Da mesma forma, a distorção harmônica total pode ser expressa como a relação entre o valor eficaz dos harmônicos e o valor eficaz da fundamental ou entre o valor eficaz dos harmônicos e o valor eficaz do sinal complexo de saída. Observa-se que a diferença entre as metodologias está na grandeza à qual o valor eficaz do harmônico ou dos harmônicos é referido. A norma IEC 602636-5, para alto-falantes, adota a segunda forma tomando o valor eficaz da pressão acústica total,  $p_t$ , como referência, conforme equação 2.15 em que  $d_t$  representa a distorção harmônica total e  $p_{nf}$  a pressão referente ao harmônico de ordem n:

$$d_t = \frac{\sqrt{p_{2f}^2 + p_{3f}^2 + \dots + p_{nf}^2}}{p_t} \quad (2.15)$$

Quando o harmônico é referido ao sinal total de saída, o resultado é limitado ao percentual de 100%. Para pequenas distorções, no entanto, os valores obtidos por ambos os métodos são muito próximos. No caso do alto-falante testado, mesmo para distorções moderadas a diferença é ainda pequena, conforme ilustrado na figura 6, representativa da aceleração do cone.

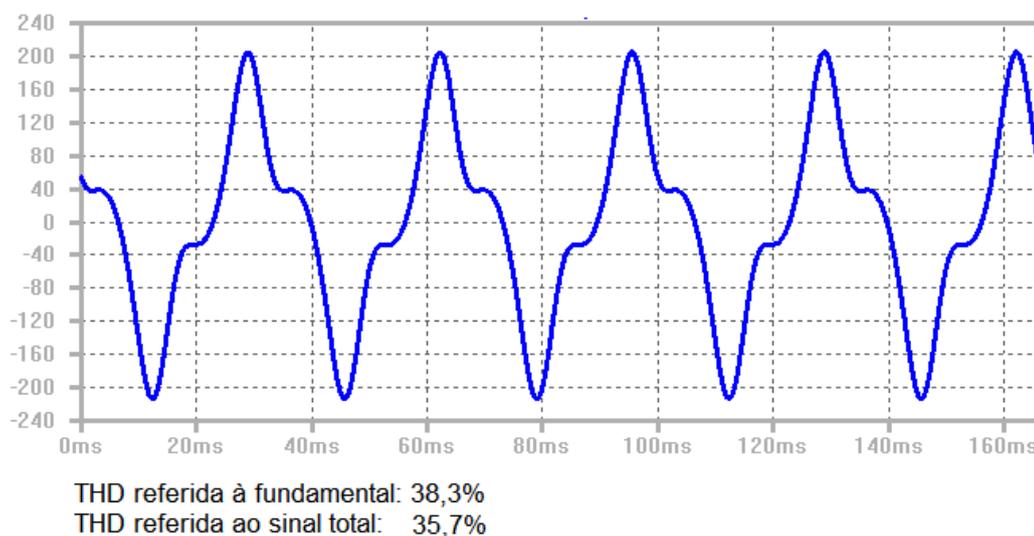


Figura 6 – Comparação da THD obtida por diferentes métodos

A distorção harmônica referida à fundamental é mais conveniente para manipulações matemáticas, como se observa no desenvolvimento de Pederson (1991) acerca do efeito da realimentação sobre a distorção harmônica (seção 2.2.1). Por essa razão e visto que, neste estudo, a adoção de um ou outro método não resulta em diferenças de valores significativas, adotou-se a fundamental como referência para a medida da distorção harmônica.

## 2.2 INFLUÊNCIA DA REALIMENTAÇÃO NA DISTORÇÃO HARMÔNICA

A primeira parte desta seção aborda o efeito da realimentação sobre a distorção harmônica para o caso independente da frequência, segundo Pederson (2001). Na segunda parte é apresentada a abordagem de Millman (1981) para o caso dependente da frequência.

### 2.2.1 Caso independente da frequência

Seja o amplificador não linear especificado por  $x_o(t) = a_1x_i(t) + a_2x_i^2(t) + a_3x_i^3(t)$ , realimentado da maneira clássica, como mostrado na Figura 7

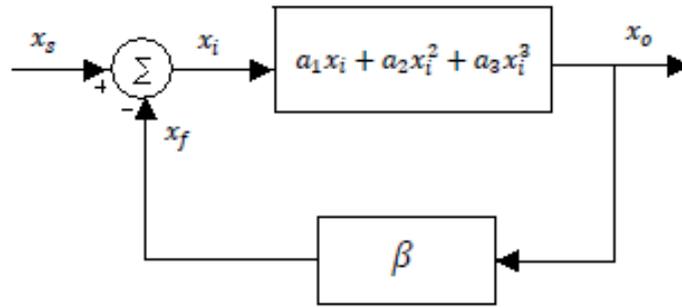


Figura 7 - Amplificador não linear realimentado

Por inspeção

$$x_i = x_s - \beta x_o \quad (2.16)$$

$$x_o = a_1(x_s - \beta x_o) + a_2(x_s - \beta x_o)^2 + a_3(x_s - \beta x_o)^3 + \dots \quad (2.17)$$

Por outro lado, expressando-se  $x_o(x_s)$  como uma série de Taylor em torno da origem, obtém-se

$$x_o(x_s) = a_{1f}x_s + a_{2f}x_s^2 + a_{3f}x_s^3 \dots \quad (2.18)$$

$$a_{1f} = \left. \frac{dx_o}{dx_s} \right|_{x_s=0} \quad (2.19)$$

$$a_{2f} = \left. \frac{1}{2} \frac{d^2x_o}{dx_s^2} \right|_{x_s=0} \quad (2.20)$$

$$a_{2f} = \left. \frac{1}{2} \frac{d^2x_o}{dx_s^2} \right|_{x_s=0} \quad (2.21)$$

$$a_{3f} = \left. \frac{1}{6} \frac{d^3x_o}{dx_s^3} \right|_{x_s=0} \quad (2.22)$$

Efetuada-se as derivadas acima, com  $x_o(x_s)$  dada pela equação 2.18 e lembrando que  $x_o = 0$  para  $x_s = 0$ , chega-se a

$$a_{1f} = \frac{a_1}{(1 + \beta a_1)} \quad (2.23)$$

$$a_{2f} = \frac{a_2}{(1 + \beta a_1)^3} \quad (2.24)$$

$$a_{3f} = \frac{a_3(1 + \beta a_1) - 2a_2^2\beta}{(1 + \beta a_1)^5} \quad (2.25)$$

O sistema realimentado apresenta uma nova característica de transferência, sendo a saída dada por  $x_o(t) = a_{1f}x_s(t) + a_{2f}x_s^2(t) + a_{3f}x_s^3(t)$  (truncada a série na 3ª potência). A partir das equações 2.23 a 2.25, observa-se que as reduções sofridas pelos coeficientes quadrático e cúbico são maiores que a redução do coeficiente linear, indicando a diminuição da distorção harmônica. Fazendo  $x_s(t) = X_s \cos \omega t$  e aplicando o desenvolvimento da seção 2.1, obtém-se  $x_o = b_{0f} + b_{1f} \cos \omega t + b_{2f} \cos 2\omega t + b_{3f} \cos 3\omega t$ , onde

$$b_{1f} = a_{1f}X_s = \frac{a_1}{(1 + \beta a_1)} X_s \quad (2.26)$$

$$b_{2f} = \frac{a_{2f}X_s^2}{2} = \frac{1}{2} \frac{a_2}{(1 + \beta a_1)^3} X_s^2 \quad (2.27)$$

$$b_{3f} = \frac{a_{3f}X_s^3}{4} = \frac{1}{4} \frac{a_3(1 + \beta a_1) - 2a_2^2\beta}{(1 + \beta a_1)^5} X_s^3 \quad (2.28)$$

As distorções harmônicas fracionais tomam a seguinte forma

$$HD_{2f} = \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1} \frac{1}{(1 + \beta a_1)^2} X_s = \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1^2} \frac{1}{(1 + \beta a_1)} X_{om} \quad (2.29)$$

$$HD_{3f} = \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1} \frac{1 - \frac{2a_2^2\beta}{a_3(1 + \beta a_1)}}{(1 + \beta a_1)^3} X_s^2 = \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1^3} \frac{1 - \frac{2a_2^2}{a_1 a_3} \cdot \frac{\beta a_1}{(1 + \beta a_1)}}{(1 + \beta a_1)} X_{om}^2 \quad (2.30)$$

onde  $X_{om}$  é a amplitude da fundamental, dada por

$$X_{om} = X_s a_{1f} = \frac{X_s a_1}{1 + \beta a_1} \quad (2.31)$$

Combinando as equações. 2.9 e 2.10 com as eqs. 2.29 e 2.30, chega-se a

$$HD_{2f} = \frac{HD_2}{1 + \beta a_1} \quad (2.32)$$

$$HD_{3f} \cong \frac{HD_3}{1 + \beta a_1} \quad (2.33)$$

na condição de

$$\beta a_1 \gg 1 \quad (2.34)$$

$$\frac{2a_2^2}{a_1 a_3} \ll 1 \quad (2.35)$$

A relação 2.34 indica que o ganho de malha deve ser muito maior que a unidade enquanto a relação 2.35 indica que a fundamental e o terceiro harmônico devem ser preponderantes em relação ao segundo harmônico.

Conclui-se que, para o caso independente da frequência, as distorções harmônicas fracionais referentes ao segundo e terceiro harmônicos são reduzidas pela quantidade de realimentação, calculada considerando o ganho linear, considerando-se as condições 2.34 e 2.35.

### 2.2.2 Caso dependente da frequência

Millman (1981) aborda de modo heurístico o caso dependente da frequência (página 480) para um amplificador levemente não linear. A argumentação é reproduzida a seguir: sejam  $A(j\omega)$  e  $\beta(j\omega)$  os ganhos lineares do amplificador e da malha de realimentação na frequência angular  $\omega$ ,  $\omega_2$  a frequência do 2º harmônico,  $B_2$  o fasor representativo do 2º harmônico na ausência da realimentação e  $B_{2f}$  o fasor representativo do 2º harmônico com a realimentação. Se após a aplicação da realimentação ao amplificador o nível do sinal de entrada é aumentado pelo mesmo valor pelo qual o ganho é reduzido, a amplitude do sinal de saída permanece a mesma. Nessa circunstância, o 2º harmônico passa a ser  $B_{2f}$ , composto de dois termos,  $B_2$ , que continua sendo gerado no transistor em razão do ajuste do sinal de entrada, e  $-\beta(j\omega_2)A(j\omega_2)B_{2f}$ , que representa o efeito da realimentação do próprio  $B_{2f}$ , isto é:

$$B_{2f} = B_2 - \beta(j\omega_2)A(j\omega_2)B_{2f} \quad (2.36)$$

$$B_{2f} = \frac{B_2}{1 + \beta(j\omega_2)A(j\omega_2)} \quad (2.37)$$

A equação 2.37 encerra a demonstração. Pode-se prosseguir o desenvolvimento para obter a redução da distorção, da equação 2.37 segue a equação 2.38 onde  $|B_{1f}|$  é a amplitude da fundamental com a realimentação

$$HD_{2f} = \frac{|B_{2f}|}{|B_{1f}|} = \frac{\left| \frac{B_2}{1 + \beta(j\omega_2)A(j\omega_2)} \right|}{|B_{1f}|} \quad (2.38)$$

A relação entre as distorções com realimentação e sem realimentação é então dada pela equação 2.39

$$\frac{HD_{2f}}{HD_2} = \frac{\frac{\left| \frac{B_2}{1 + \beta(j\omega_2)A(j\omega_2)} \right|}{|B_{1f}|}}{\frac{|B_2|}{|B_1|}} \quad (2.39)$$

Considerando que a amplitude da fundamental da saída é mantida intencionalmente constante mediante ajuste do sinal de entrada, isto é,  $|B_{1f}| = |B_1|$ , escreve-se a equação 2.39 como

$$\frac{HD_{2f}}{HD_2} = \frac{1}{|1 + \beta(j\omega_2)A(j\omega_2)|} \quad (2.40)$$

O raciocínio é extensível para o k-ésimo harmônico  $B_k$ , escrevendo-se a equação 2.40 mais geralmente como

$$HD_{kf} = \frac{HD_k}{|1 + \beta(j\omega_k)A(j\omega_k)|} \quad (2.41)$$

O significado da equação 2.41 é o mesmo das equações 2.32 e 2.33, ou seja, a distorção harmônica é reduzida pela quantidade de realimentação, observando-se que, no caso dependente da frequência, a quantidade de realimentação deve ser calculada na frequência do harmônico.

Na dedução da equação 2.41 está implícito o uso do teorema da superposição, assim, conforme adverte. Millman (1981), o resultado é aproximadamente válido apenas para sistemas de pequena não linearidade. A investigação da validade da equação 2.41 para taxas de distorção harmônicas em *subwoofers* da ordem de 30% é levada a cabo na seção 3.1.

## 2.3 MODELO LINEAR DO ALTO-FALANTE

Apresenta-se nesta seção o modelo linear clássico do alto-falante fundamentado na física do transdutor, conforme descrito por Leach (2003).

### 2.3.1 Constituição e funcionamento

Na figura 8 são mostrados, esquematicamente, os elementos constitutivos do alto-falante eletrodinâmico

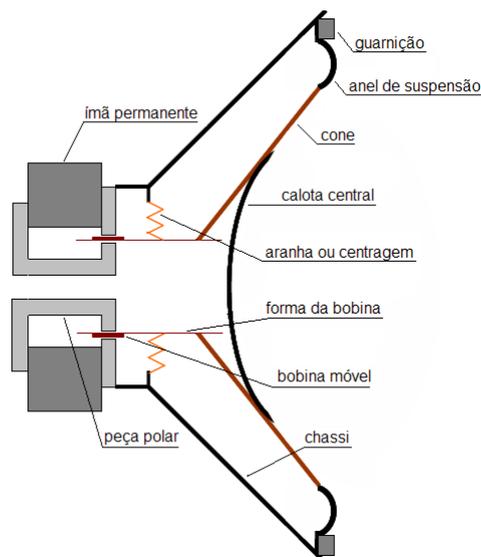


Figura 8 - Corte esquemático do alto-falante eletrodinâmico

Segundo Dikason (2006), distinguem-se três sistemas no dispositivo:

a) Sistema motor - composto pelo ímã permanente, peça polar, entreferro e bobina móvel, é o responsável pela força motora que atua sobre o diafragma. A altura do entreferro deve ser a menor possível, a fim de maximizar a densidade de fluxo. A bobina pode ser a curta ou longa conforme seu comprimento seja, respectivamente, menor ou maior que a largura do entreferro, conforme ilustrado na a figura 9. A bobina longa é a mais usada, por sua melhor eficiência, uma vez que todo o campo do entreferro é aproveitado na produção da força.

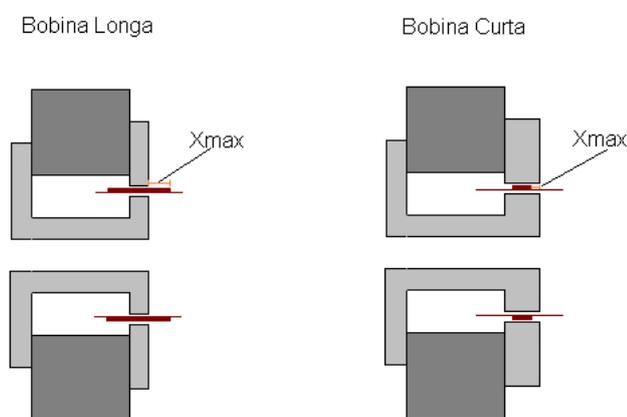


Figura 9 - Tipos de bobinas de voz

A distância denominada  $X_{\max}$  na figura 9 representa o maior deslocamento da bobina para o qual é mantido constante o número de espiras no entreferro.  $X_{\max}$  não representa o maior deslocamento possível antes da ocorrência do dano mecânico, este é designado por  $X_{\lim}$ . Convencionalmente,  $X_{\max}$  marca o início da operação não linear mas, devido a outros fatores que não a redução do número de espiras no entreferro, a não linearidade se manifesta antes de  $X_{\max}$ .

b) Sistema do diafragma – o diafragma, normalmente em forma de cone, tem a finalidade de produzir a onda sonora quando acionado pelo sistema motor. Em baixas frequências, comporta-se como um pistão rígido oscilante que provoca variação de pressão no ar. Possui uma calota protetora para prevenir a entrada de partículas no interior do falante. O material e a forma da calota influem na resposta em frequência do falante. Em altas frequências as calotas côncavas produzem um lóbulo de irradiação mais fechado que as convexas.

c) Sistema da suspensão - formado pela centragem, também denominada aranha, e anel de suspensão, tem como função manter a bobina corretamente posicionada e fornecer a força restauradora ao diafragma. Provê, adicionalmente, amortecimento ao conjunto mecânico.

O princípio de funcionamento do alto-falante é direto: aplicando-se a corrente  $i$  à bobina móvel, esta fica submetida a uma força longitudinal  $f$  perpendicular às direções da corrente e do fluxo magnético  $B$  no entreferro. Se  $l$  representa o comprimento da bobina efetivamente submetido ao campo magnético do entreferro, a força sobre a bobina é dada por

$$f = Bli \quad (2.42)$$

O sentido da força motora  $f$  varia conforme o sentido de  $i$ , assim, o diafragma se desloca para frente e para trás conforme a corrente percorre a bobina num ou noutro sentido, gerando variação de pressão no ar. A força motora sofre a oposição das forças da suspensão - a força restauradora, considerada proporcional ao deslocamento da bobina, e a força de amortecimento, considerada proporcional à velocidade. Esta última força é associada às perdas decorrentes do atrito interno de flexão.

### 2.3.2 Circuitos análogos

O alto-falante abrange aspectos elétricos, mecânicos e acústicos interligados. Circuitos elétricos análogos são frequentemente usados para descrever a partes mecânica e acústica.

#### a) Parte elétrica

Do ponto de vista elétrico, a bobina de voz é modelada considerando-se sua autoindutância, resistência ôhmica e a força contra eletromotriz de movimento induzida quando a bobina se movimenta através do campo magnético do ímã permanente. Se  $u$  representa a velocidade da bobina (o caractere  $u$  é usado para distinguir-se da tensão elétrica  $v$ ), é induzida em suas espiras uma força eletromotriz dada por

$$\varepsilon = Blu \quad (2.43)$$

cujo sentido se opõe à causa do movimento, isto é, à corrente através da bobina. Essa força contra-eletromotriz é representada por uma fonte de tensão dependente da velocidade, conforme circuito equivalente da figura 10, onde  $e_g$  e  $R_g$  representam o equivalente de Thèvenin do amplificador e  $R_e$  e  $L_e$  são a resistência e a autoindutância da bobina.

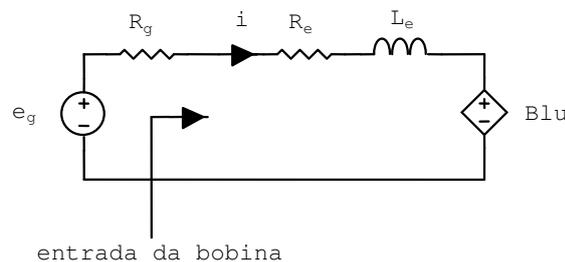


Figura 10 - Equivalente elétrico da bobina de voz

#### b) Parte mecânica

Mecanicamente, o alto-falante é modelado como um oscilador harmônico amortecido, excitado pela força  $f = Bli$  que atua sobre as espiras da bobina submetidas ao campo do entreferro. Sendo  $m$  a massa equivalente do sistema

bobina-diafragma-suspensão,  $c$  o coeficiente de atrito viscoso da suspensão,  $k$  a rigidez da suspensão, e  $x$  o deslocamento do cone em relação a sua posição de equilíbrio, a 2ª Lei de Newton resulta em

$$mx'' + cx' + kx = Bli \quad (2.44)$$

ou ainda

$$\frac{m}{Bl}x'' + \frac{c}{Bl}x' + \frac{k}{Bl}x = i \quad (2.45)$$

Observa-se que  $c$ ,  $k$  e  $Bl$  são dependentes de  $x$ , portanto  $x$  e suas derivadas não tem comportamento linear em relação a  $i$ , exceto para pequenos deslocamentos. A massa móvel do sistema mecânico é denominada massa mecânica  $M_m$ , para distinguir da massa acústica deslocada pelo diafragma, o coeficiente de atrito viscoso é chamado resistência mecânica  $R_m$ , e o recíproco da rigidez é a compliância mecânica  $C_m$ .

É conveniente representar o sistema mecânico por um circuito elétrico análogo no qual a tensão  $v$  corresponde à força  $f$  e a corrente  $i$ , à velocidade  $u$ . As relações da analogia força-tensão são apresentadas no quadro 1.

| Relação mecânica              | Relação elétrica            |
|-------------------------------|-----------------------------|
| $f = R_m u$                   | $v = Ri$                    |
| $f = M_m \frac{du}{dt}$       | $v = L \frac{di}{dt}$       |
| $f = \frac{1}{C_m} \int u dt$ | $v = \frac{1}{C} \int i dt$ |

Quadro 1 - Analogia força-tensão

A analogia se fundamenta no fato de que a 2ª lei de Newton quando aplicada ao oscilador mecânico, em termos da velocidade, é formalmente igual à LTK aplicada ao circuito RLC série, conforme as equações 2.46 e 2.47, respectivamente.

$$f(t) = M_m \frac{du}{dt} + R_m u + \frac{1}{C_m} \int u dt \quad (2.46)$$

$$v(t) = L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt \quad (2.47)$$

Para completar a modelagem, deve-se levar em conta que a resistência do ar enfrentada pelo cone, correspondente a uma força acústica  $f_a$  contrária à força motriz, dada por

$$f_a(t) = Sp(t) \quad (2.48)$$

em que  $S$  é a superfície do diafragma e  $p$  a diferença de pressão entre as suas faces. O circuito equivalente mecânico completo é visto na figura 11

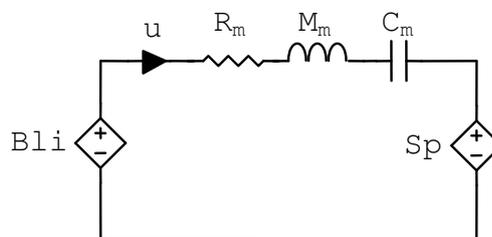


Figura 11 - Circuito equivalente mecânico do alto-falante

### c) Parte acústica

O circuito equivalente acústico no domínio da frequência é mostrado na figura 12 em que a fonte  $U = Su$  representa a velocidade volume emitida pelo diafragma, e as impedâncias  $Z_{AF}$  e  $Z_{BF}$  modelam a carga acústica nas partes frontal e traseira do alto-falante. A diferença de pressão entre as faces do diafragma é proporcional a sua velocidade volume sendo dada por  $p(s) = U(s) \cdot [Z_{AF}(s) + Z_{AB}(s)]$ .

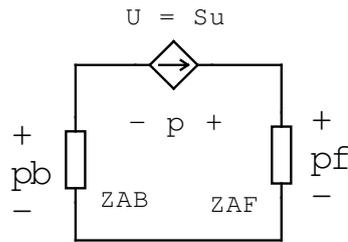


Figura 12 - Circuito equivalente acústico

Em baixas frequências ao ar livre, pode-se considerar que o ar é deslocado pelo cone sem sofrer compressão de modo que a pressão sobre o cone é proporcional à taxa de variação de  $U(t)$ . A constante de proporcionalidade é denominada massa acústica, representada por  $M_a$  na equação 2.49.

$$p(t) = M_a \frac{dU(t)}{dt} = M_a S \frac{du(t)}{dt} \quad (2.49)$$

substituindo 2.49 em 2.48, segue que

$$f_a(t) = S^2 M_a \frac{du}{dt} \quad (2.50)$$

portanto, a massa acústica é refletida para o lado mecânico como uma massa mecânica igual a

$$M_{as} = S^2 M_a \quad (2.51)$$

Na montagem em *baffle* infinito ao ar livre, a massa acústica total, vista por ambas as faces do pistão (o dobro da massa acústica vista por cada face), é dada pela equação 2.52 onde  $\rho_0$  representa a densidade do ar e  $a$  o raio do pistão.

$$M_a = 2 \cdot \frac{8\rho_0}{3\pi^2 a} \quad (2.52)$$

### 2.3.3 Função de transferência da aceleração

Pode-se obter a função de transferência da aceleração, considerando-se o circuito equivalente da figura 13. A partir da malha da esquerda pode-se escrever

$$i(s) = \frac{e_g(s) - Blu(s)}{R_e + sL_e} \quad (2.53)$$

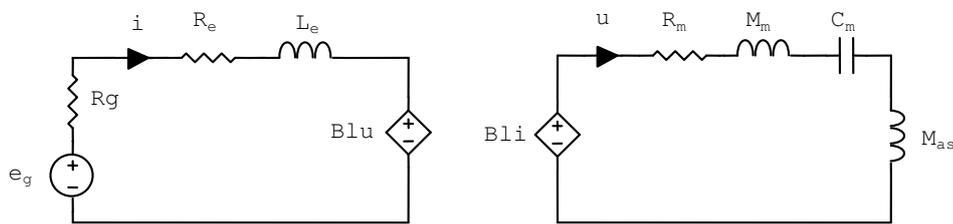


Figura 13 - Circuito equivalente ao ar livre em baffle infinito

expandindo-se a equação 2.53 obtém-se a equação 2.54 cujo 2º membro representa o equivalente de Thèvenin de  $Bli$ .

$$Bli(s) = \frac{Bl}{R_e + sL_e} e_g(s) - \frac{(Bl)^2}{R_e + sL_e} u(s) \quad (2.54)$$

Substituindo  $Bli$  na malha da direita pelo seu equivalente de Thèvenin, obtém-se o circuito combinado da figura 14, em que  $M_{ms} = M_m + M_{as}$

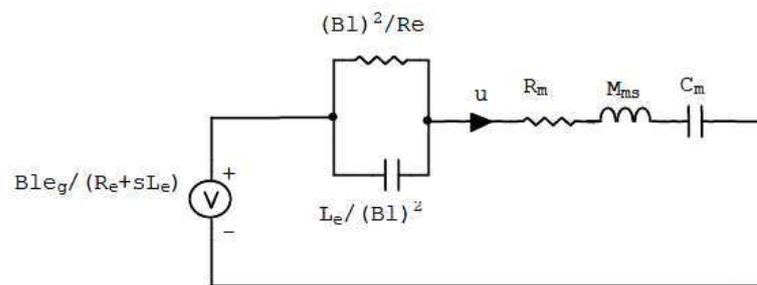


Figura 14 - Circuito equivalente combinado

A partir do circuito equivalente da figura 14 é possível obter por inspeção a função de transferência da velocidade  $u(s)$ . A função de transferência da aceleração é determinada multiplicando-se por  $s$  a função de transferência da velocidade conforme equação 2.55.

$$\frac{a(s)}{e_g(s)} = \frac{BlC_m s^2}{L_e M_{ms} C_m s^3 + (R_e M_{ms} C_m + L_e R_m C_m) s^2 + ((Bl)^2 C_m + R_e R_m C_m + L_e) s + R_e} \quad (2.55)$$

Em baixas frequências, o efeito de  $L_e$  é desprezível, chegando-se ao circuito de 2º ordem visto na figura 15

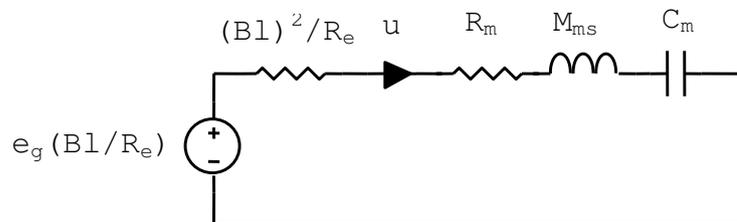


Figura 15 - Circuito equivalente em baixas frequências

Observa-se que a resistência elétrica da bobina é refletida para o lado mecânico como uma resistência mecânica de valor  $(Bl)^2/R_e$ , que se soma à resistência mecânica da suspensão  $R_m$ , contribuindo significativamente para o amortecimento do sistema. A frequência de ressonância, o fator de qualidade e a função de transferência da aceleração são dados por

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{M_{ms} C_m}} \quad (2.56)$$

$$Q = \frac{1}{\frac{(Bl)^2}{R_e} + R_m} \sqrt{M_{ms}/C_m} \quad (2.57)$$

$$\frac{a(s)}{e_g(s)} = G_a(s) = \frac{Bl}{R_e M_{ms}} \cdot \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q} s + \omega_n^2} \quad (2.58)$$

## 2.4 MODELO NÃO LINEAR DO ALTO-FALANTE

Para compor o modelo não linear, Pedersen (2008) considera as principais não linearidades do alto-falante - a dependência do fator de força  $Bl$ , da autoindutância da bobina de voz  $L_e$  e da compliância da suspensão  $C_m$  em relação ao deslocamento do conjunto móvel. Leva em conta ainda a variação do fator de força com a corrente da bobina. Desta forma, as tensões associadas à bobina de voz relacionadas com a sua autoindutância e velocidade são dadas respectivamente pelas equações 2.59 e 2.60

$$v_{L_e}(t) = \frac{d}{dt}(L_e(x(t))i(t)) \quad (2.59)$$

$$v_u(t) = Bl(x(t), i(t))u(t) \quad (2.60)$$

Similarmente, a força sobre a bobina de voz e a velocidade do conjunto mecânico são iguais a são dadas pelas equações 2.61 e 2.62 em que  $f_{c_m}$  representa a força restauradora associada à compliância da suspensão.

$$f(t) = Bl(x(t), i(t))i(t) \quad (2.61)$$

$$u(t) = \frac{d}{dt}(x(t)) = \frac{d}{dt}(C_m(x(t))f_{c_m}(t)) \quad (2.62)$$

O circuito equivalente não linear é mostrado na figura 16

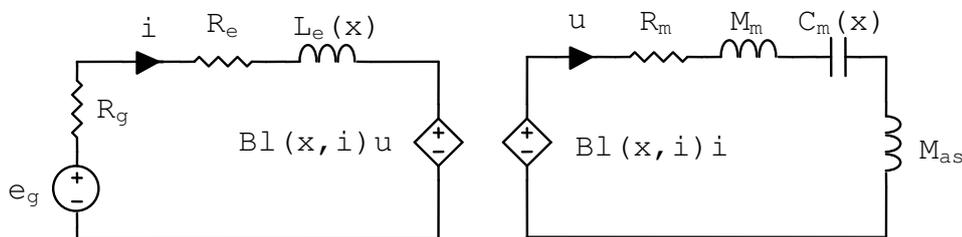


Figura 16 – Circuito equivalente não linear do alto-falante

Os parâmetros não lineares são brevemente discutidos nas subseções 2.4.1 a 2.4.3. As curvas apresentadas foram extraídas do trabalho de Pedersen (2008)

referentes ao alto-falante DALI 31541 6 1/2". Observa-se que as curvas que caracterizam a não linearidade dos parâmetros  $Bl(x)$ ,  $C_m(x)$  e  $L_e(x)$ , vistas nas figuras 18, 21 e 22, são contínuas, suaves em nível local e independentes do caminho, isto é, não apresentam efeito de histerese, tratando-se assim de não linearidade não severa.

#### 2.4.1 Fator de força

Quando a bobina se move para fora do campo magnético, saindo do entreferro, o fator de força  $Bl$  diminui, visto que o comprimento  $l$  do enrolamento submetido ao campo é reduzido, porém, ocorre distorção ainda que a bobina não saia do entreferro. Dois fatores contribuem para esse efeito, o mais relevante é a centragem deficiente do ponto de equilíbrio da bobina o outro é a dispersão assimétrica do campo nas bordas do entreferro, causada pela presença do núcleo, conforme ilustrado na figura 11.

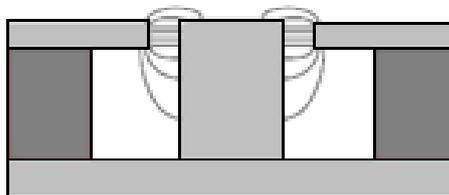


Figura 17 - Dispersão do campo numa peça polar reta

A variação de  $Bl$  com o deslocamento é mostrada na figura 18.

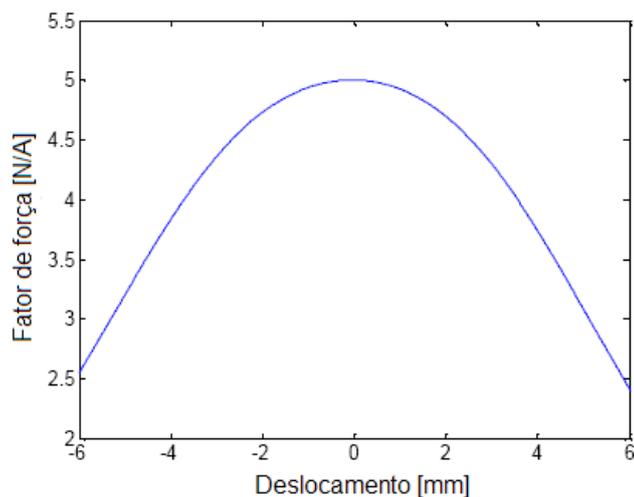


Figura 18 - Fator de força em função do deslocamento

Além da variação com o deslocamento,  $Bl$  também depende da corrente através da bobina de voz. O campo magnético variável produzido pela corrente que circula na bobina de voz deforma o campo magnético estático do ímã permanente, provocando variação de  $B$  no entreferro. O fenômeno, denominado modulação de fluxo, é ilustrado na figura 19, tomada de Irina Aldoshina por Pedersen (2008).

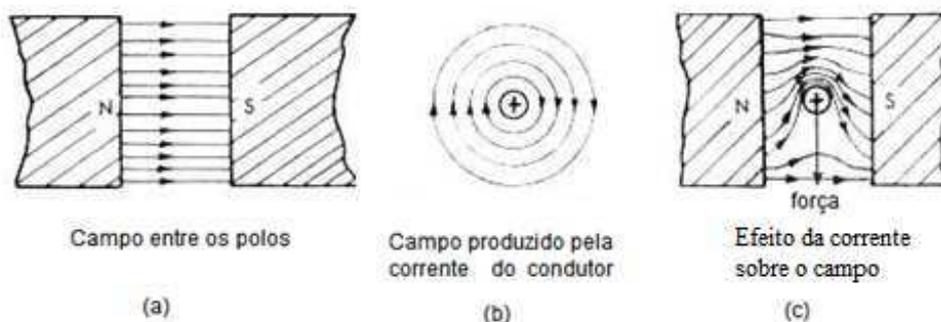


Figura 19 - Modulação do fluxo no entreferro

Observa-se na figura 20 o efeito da modulação do fluxo, a diminuição do fator de força com a corrente na bobina de voz. As medições do fator de força foram feitas com a bobina de voz fixada na posição de repouso e os resultados normalizados em relação à corrente zero.

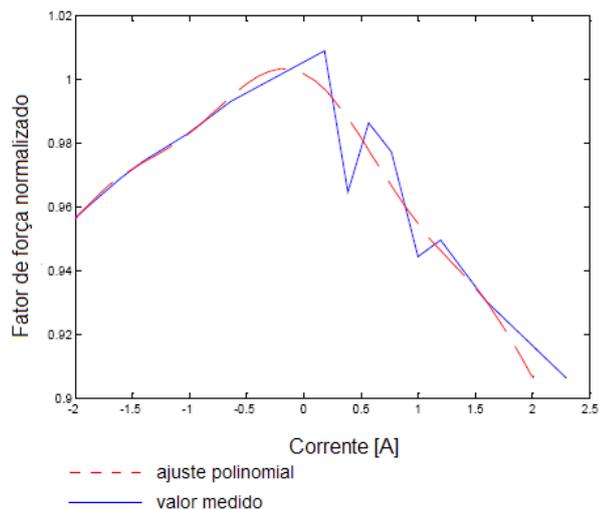


Figura 20 - Fator de força normalizado

#### 2.4.2 Compliância da suspensão

O efeito do deslocamento sobre a compliância da suspensão corresponde ao esperado intuitivamente - a suspensão torna-se mais rígida à medida que o deslocamento aumenta, ou seja,  $C_m$  diminui com o deslocamento. Essa variação é mostrada na figura 21.

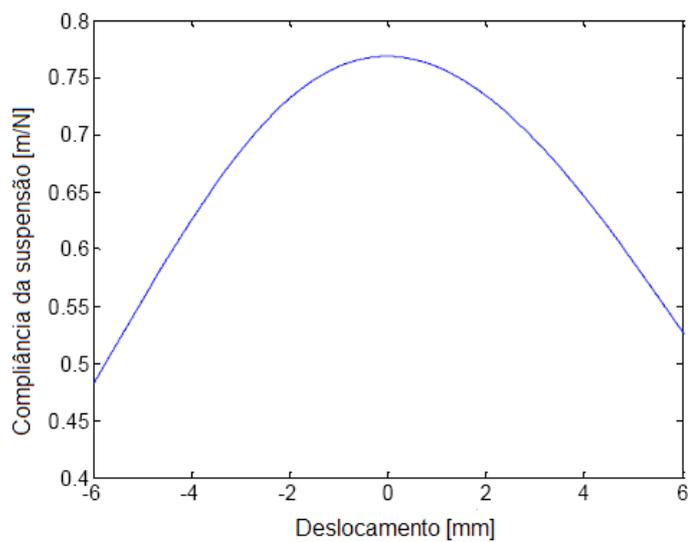


Figura 21 - Compliância da suspensão em função do deslocamento

### 2.4.3 Indutância da bobina de voz

A indutância da bobina de voz aumenta quando a bobina se desloca para o interior do magneto e diminui quando se move para fora, uma vez que o polo, feito de material ferromagnético, atua como núcleo da bobina. A curva é vista na figura 22.

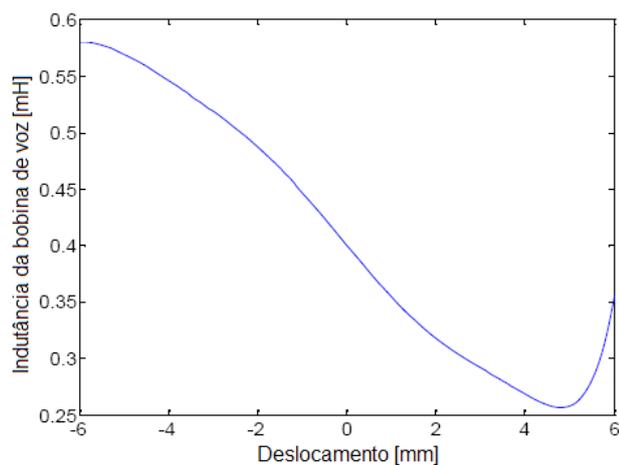


Figura 22 - Indutância da bobina de voz em função do deslocamento

## 2.5 Modelo SPICE do alto-falante usado

A implementação do modelo não linear do alto-falante DALI 31541 6 1/2", elaborada pelo autor para a simulação com o programa LTSpiceIV (disponibilizado gratuitamente na *web site* da Linear Technology) é mostrada na figura 23. A implementação é baseada no circuito da figura 16 e curvas mostradas nas figuras 18, 20, 21 e 22, sendo consideradas as equações 2.59 a 2.62.

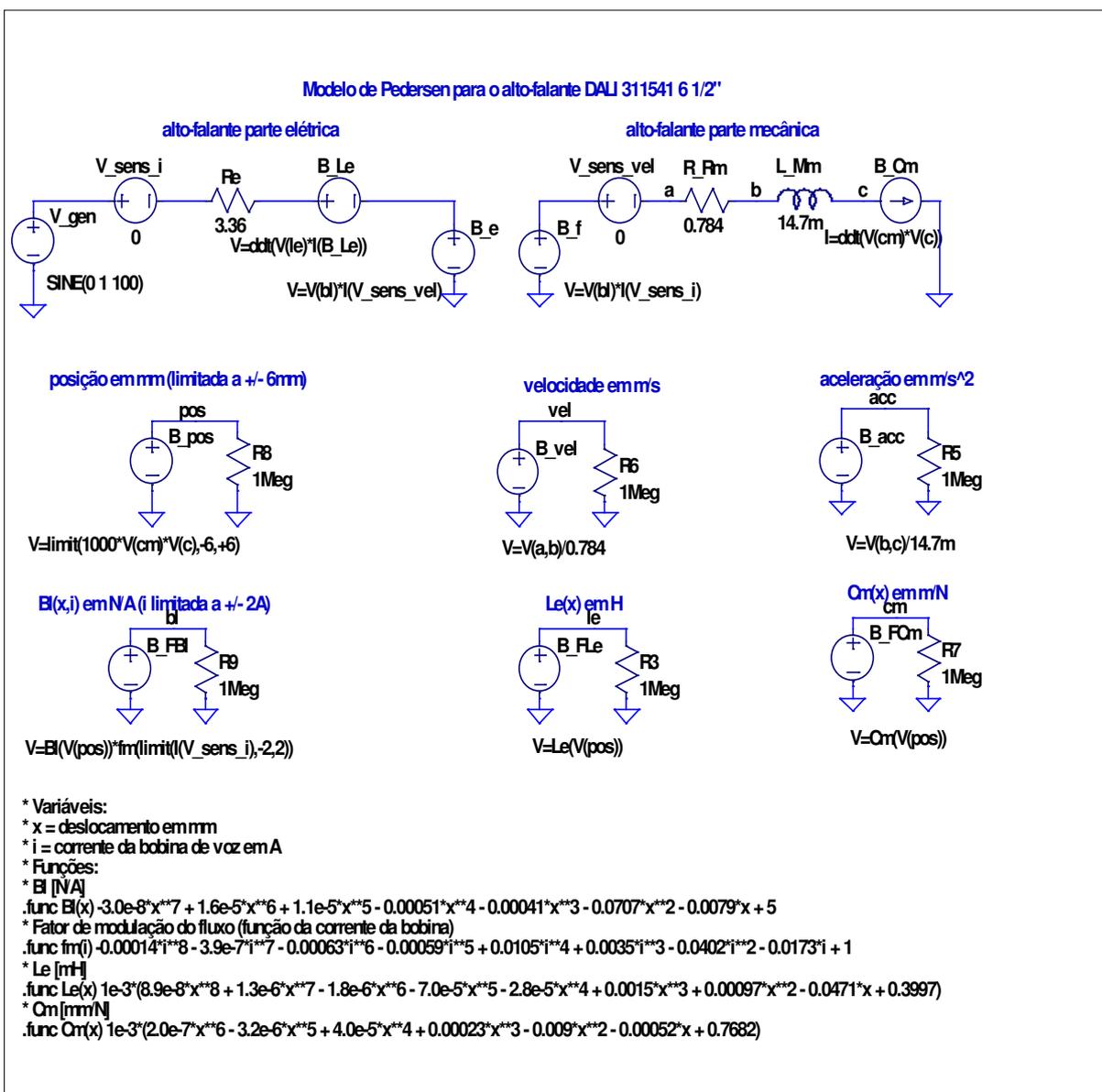


Figura 23 - Modelo não linear do alto-falante DALI para simulação SPICE

As equações que descrevem os parâmetros não lineares, vistas na parte inferior da figura 23, foram obtidas através de ajuste polinomial das correspondentes curvas. O deslocamento foi restringido a 6 mm e a corrente da bobina a 2 A, valores limites considerados na modelagem de Pedersen (2008).

## 2.6 Arquiteturas de realimentação

São discutidas nesta seção algumas arquiteturas de realimentação propostas na literatura com vistas à redução da distorção harmônica em alto-falantes.

O sistema proposto por Grainer (2008), visto na figura 24, destaca-se pela simplicidade de implementação. A corrente da bobina de voz e a velocidade do cone são usadas como variáveis de realimentação, sendo os sinais elétricos representativos dessas variáveis obtidos a partir de um resistor sensor colocado em série com a bobina e de um acelerômetro, respectivamente.

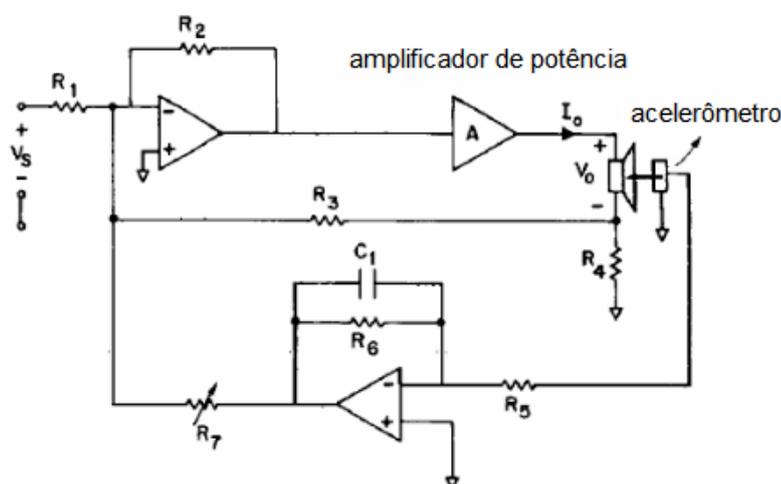


Figura 24 - Realimentação de corrente e velocidade (Grainer)

A realimentação de corrente tende a manter a corrente independente das variações da impedância da bobina de voz. A realimentação de velocidade é introduzida com vistas reduzir o fator de qualidade, que sofre aumento devido à realimentação de

corrente. O autor mostra que a aceleração na faixa de interesse é dada aproximadamente pela equação 2.63, onde  $i(s)$  representa a corrente da bobina

$$a(s) \cong \frac{(Bl)^2}{M_{ms}} i(s) \quad (2.63)$$

Uma vez que  $i(s)$  é essencialmente independente dos parâmetros do sistema em razão da realimentação de corrente, conclui-se da equação 2.63 que a distorção devida à não linearidade da bobina de voz e da compliância da suspensão são compensadas visto que esses parâmetros não participam da equação. No entanto, permanece a distorção devida à variação do fator de força  $Bl$  com o deslocamento do cone.

O sistema proposto por Kramer (1992), mostrado na figura 25, usa realimentação de aceleração e velocidade. Os sinais dessas variáveis são obtidos através de um acelerômetro seguido de um compensador PI cuja saída é usada para efetuar a realimentação.

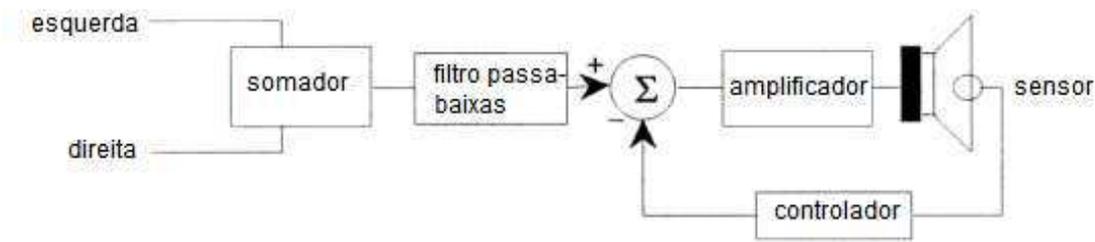


Figura 25 - Realimentação de aceleração e velocidade (Kramer)

Os parâmetros  $K_p$  e  $K_I$  do compensador são determinados a partir da especificação da frequência de ressonância e do fator de qualidade finais do sistema,  $\omega_{nf}$  e  $Q_f$ , mediante uso das equações 2.65 e 2.66.

$$C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (2.64)$$

$$\omega_{nf} = \sqrt{\frac{\omega_{nf}^2}{K_P + 1}} \quad (2.65)$$

$$Q_f = \frac{\omega_{nf}(K_P + 1)}{\frac{\omega_n}{Q} + K_I} \quad (2.66)$$

O método proposto nesta dissertação difere do método de Kramer porque o compensador é projetado a partir da especificação da redução da THD, além disso, é introduzido termo derivativo para melhoria da estabilidade.

O sistema proposto por Chen (2000), visto na figura 26, usa realimentação de aceleração e velocidade similarmente ao sistema de Kramer (1992). O sinal representativo da velocidade é a força contraeletromotriz induzida em uma bobina sensora, solidária com a bobina de voz, sendo a aceleração obtida através derivação desse sinal. O sistema é implementado aplicando-se a saída da bobina sensora a um filtro passa-baixas e a seguir a um compensador PD que fornece o sinal de realimentação.

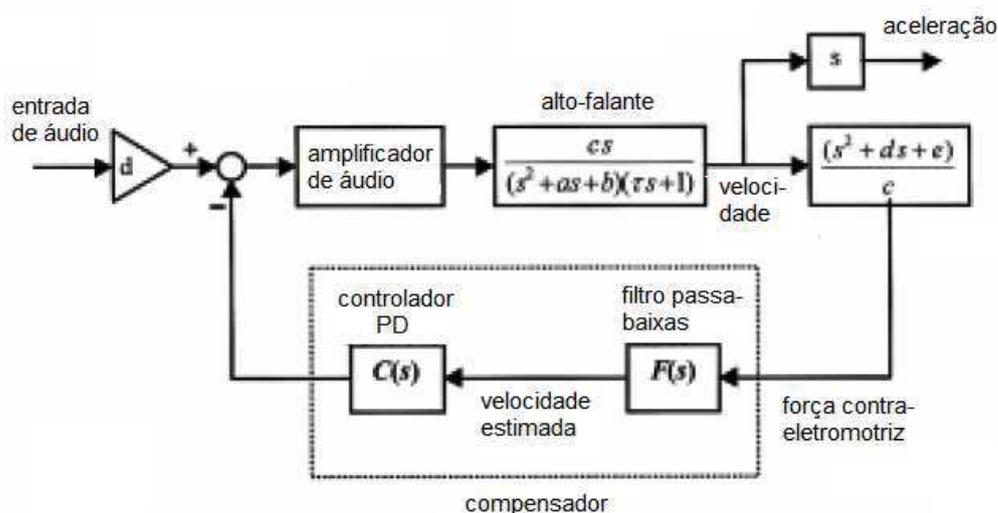


Figura 26 - Realimentação de aceleração e velocidade (Chen)

Observe-se que, sendo a tensão induzida  $v$  relacionada com a velocidade  $u$  através da equação 2.67, o sistema não compensa a distorção devida à não linearidade do fator de força  $Bl$ .

$$v(t) = Blu(t) \tag{2.67}$$

### 3 APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS

Os resultados apresentados neste capítulo são decorrentes de simulação computacional realizada com o programa LTSpiceIV, usando as Análises de Fourier, Transiente e AC embutidas no SPICE. Utilizou-se o modelo não linear do alto-falante DALI 31541 6 1/2" para a determinação da redução da distorção e o modelo linear para o projeto do compensador. Os valores dos parâmetros lineares correspondentes a  $L_e(x)$ ,  $Bl(x, i)$  e  $C_m(x)$ , constantes no quadro 2, foram obtidos fazendo o deslocamento do cone e a corrente da bobina nulos nas equações correspondentes vistas na parte inferior da figura 23. Os demais parâmetros do quadro correspondem à especificação de pequeno sinal do alto-falante usado, levantadas por Pedersen (2009).

| Parâmetro                           | valor         |
|-------------------------------------|---------------|
| Resistência da bobina de voz, $R_e$ | 3,36 $\Omega$ |
| Indutância da bobina de voz, $L_e$  | 0,40 mH       |
| Fator de força, $Bl$                | 5,0 N/A       |
| Massa móvel, $M_m$                  | 14,7 g        |
| Complância da suspensão, $C_m$      | 0,768 mm/N    |
| Resistência mecânica, $R_m$         | 0.784 Kg/s    |
| Fator de qualidade, $Q$             | 0,5319        |
| Frequência natural, $f_0$           | 47,37 Hz      |

Quadro 2 - Parâmetros lineares do alto-falante DALI 31541 6 1/2"

#### 3.1 EFEITO DA REALIMENTAÇÃO NA REDUÇÃO DA DISTORÇÃO

As simulações tiveram como objetivo verificar a validade da equação 3.1, que relaciona redução da distorção harmônica com quantidade de realimentação, para taxas de distorção da ordem de 30%, em relação aos 2º e 3º harmônicos. A equação

3.1 representa a equação 2.41 incluindo-se a sensibilidade do acelerômetro e o ganho proporcional do compensador,  $K_P$  e  $S_a$ , respectivamente.

$$\frac{HD_{kf}}{HD_k} = \frac{1}{|1 + K_P S_a A G(j\omega_k)|} \quad (3.1)$$

Adotou-se a seguinte metodologia:

#### 1. Determinação de $K_P$ para as quantidades de realimentação de teste

Mediante análise AC do SPICE (diagrama de Bode), implementada segundo o diagrama da figura 27, o valor de  $K_P$  foi variado de modo a serem obtidos valores de  $|1 + K_P S_a A G(j\omega_k)|$  iguais a 5, 10, 15 e 30 vezes nas frequências harmônicas de interesse. Os valores de  $K_P$  encontrados, correspondentes a essas quantidades de realimentação, são mostrados no Quadro 3. Observe-se que, para obter a quantidade realimentação, é necessário somar a unidade ao ganho de malha, o que é feito, no caso do LTSpiceIV, através de pós-processamento gráfico.

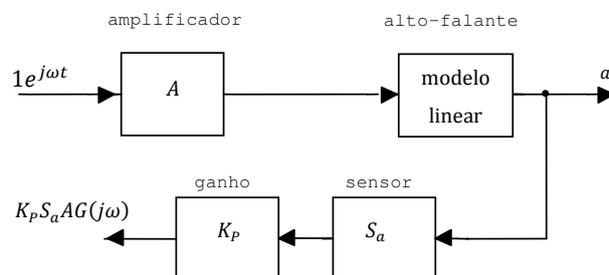


Figura 27 – Diagrama para simulação da quantidade de realimentação

| $ 1 + K_P S_a A G(j\omega) $ | $K_P$              |                    |                     |
|------------------------------|--------------------|--------------------|---------------------|
|                              | $\omega = 2\pi 60$ | $\omega = 2\pi 90$ | $\omega = 2\pi 135$ |
| 5                            | 2,53               | 1,84               | 1,56                |
| 10                           | 5,27               | 3,99               | 3,45                |
| 15                           | 7,99               | 6,12               | 5,33                |
| 30                           | 16,14              | 12,52              | 10,98               |

Quadro 3 - Valores de  $K_P$  versus quantidade de realimentação

## 2. Determinação das distorções harmônicas fracionais sem realimentação

Usando a análise de Fourier do SPICE, referente ao diagrama da figura 28, o valor de  $v(t)$  foi variado de modo a obter THD próxima de 30% para as frequências de teste de 30 Hz e 45 Hz. Os valores do sinal de entrada, correspondentes a essa THD, para cada frequência de teste, bem como das respectivas fundamentais da aceleração e distorções harmônicas fracionais são mostrados no Quadro 4 ( $V_i$  representa a amplitude do sinal de entrada em Volts).

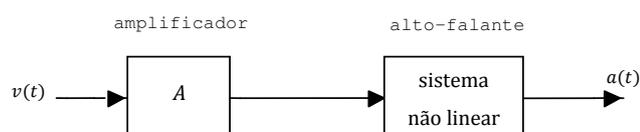


Figura 28 - Diagrama para obtenção da distorção de referência

| Freq. | $V_i$ | Fund.            | HD <sub>2</sub> | HD <sub>3</sub> |
|-------|-------|------------------|-----------------|-----------------|
| Hz    | V     | ms <sup>-2</sup> | %               | %               |
| 30    | 0,50  | 137,1            | 3,19            | 29,92           |
| 45    | 0,80  | 417,9            | 2,87            | 28,73           |

Quadro 4 - Distorções sem realimentação

## 3. Determinação das distorções harmônicas fracionais com realimentação e comparação da redução obtida com a quantidade de realimentação usada

Através da análise de Fourier do SPICE, relativa ao diagrama da figura 29, o valor de  $v(t)$  foi variado de modo a obterem-se valores de fundamental de saída similares àqueles observados no quadro 4, para cada quantidade de realimentação de teste constante no quadro 3. Nessas condições, o valores das distorções fracionais dos 2º e 3 harmônicos foram comparada aos valores das distorções correspondentes sem realimentação constantes no quadro 4. Os resultados obtidos são apresentados nas tabelas 1 a 4.

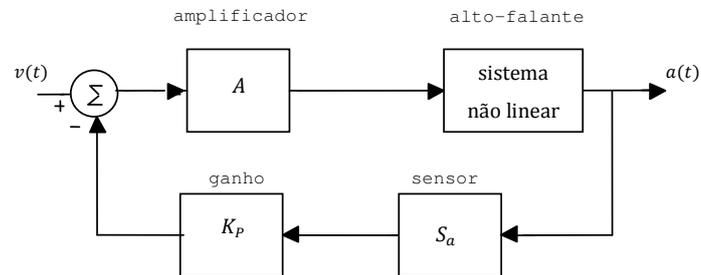


Figura 29 - Diagrama para obtenção da redução da distorção harmônica

Considerou-se na simulação:

- $A = 10$ , ganho do amplificador de potência
- Sistema linear, a representação linear do alto-falante DALI segundo o circuito da figura 30 com os parâmetros do quadro 1. A aceleração foi obtida através de  $a(t) = f_m(t)/M_m$ , onde  $f_m(t)$  representa a força resultante sobre a massa móvel  $M_m$ .

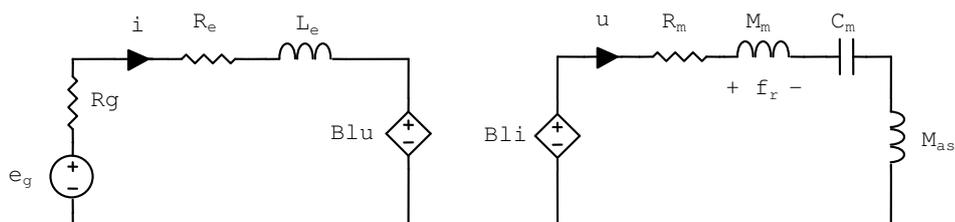


Figura 30 - Modelo linear do alto-falante usado na simulação

- Sistema não linear, a representação não linear do alto-falante DALI conforme circuito da figura 31, tomando-se como saída a aceleração. A implementação SPICE encontra-se na figura 23.

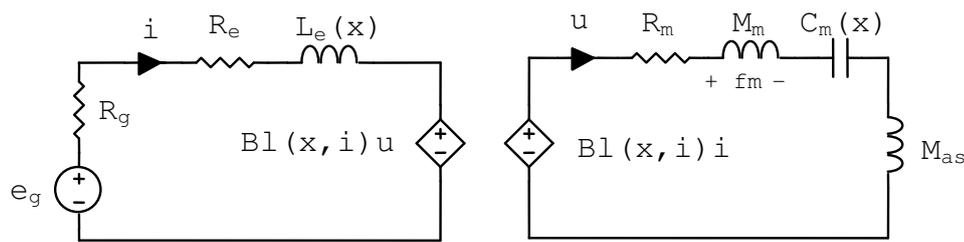


Figura 31 - Modelo não do alto-falante linear usado na simulação

- $S_a = 2,76 \text{ mV/ms}^{-2}$ , sensibilidade do acelerômetro ADXL78 da Analog Devices, usado como referência
- $K_p$ , ganho proporcional ajustado para obter as quantidades de realimentação desejadas nas frequências  $\omega_k$

Foram escolhidas as frequências de teste de 30 Hz e 45 Hz, representativas da faixa de interesse, sendo testadas as reduções da distorção harmônica fracional em relação aos 2º e 3º harmônicos. Os demais harmônicos não foram considerados visto ser desprezível sua contribuição para a THD.

Excluindo-se o erro de 38%, verificado na tabela 1 (valor fora da faixa dos demais desvios) o desvio máximo do fator de redução em relação ao esperado é de aproximadamente 25%. Os desvios são todos positivos, ou seja, a redução da distorção harmônica verificada é maior que o valor esperado pela equação 3.1, para as condições consideradas na simulação. Simulações posteriores mostraram que o valor da taxa de distorção tende a comportar-se como variável moderadora em relação ao erro cometido: quanto menor a taxa de distorção harmônica total de partida, mais a redução obtida na distorção de cada harmônico aproxima-se do valor esperado pela equação 3.1. Este é um resultado intuitivamente esperado, visto que, na situação de baixa distorção, o sistema tende a ter comportamento mais próximo do linear.

Tabela 1 – Redução da distorção do 2º harmônico, para frequência e amplitude da fundamental de saída iguais a 30 Hz e 137,1 m.s<sup>-2</sup>, respectivamente.

| $V_i$ [V] | $ 1 + K_p S_a AG(j\omega_2) $ | HD <sub>2</sub> % | FR   | Erro % |
|-----------|-------------------------------|-------------------|------|--------|
| 0,50      | 1,0                           | 3,19              | ..   | ..     |
| 0,76      | 5,0                           | 0,46              | 6,9  | 38,2   |
| 1,73      | 10,0                          | 0,26              | 12,2 | 21,7   |
| 2,75      | 15,0                          | 0,19              | 17,0 | 13,1   |
| 5,82      | 30,0                          | 0,09              | 33,8 | 12,5   |

Tabela 2 – Redução da distorção do 3º harmônico, para frequência e amplitude da fundamental de saída iguais a 30 Hz e 137,1 m.s<sup>-2</sup>, respectivamente.

| $V_i$ [V] | $ 1 + K_p S_a AG(j\omega_3) $ | HD <sub>3</sub> % | FR   | Erro % |
|-----------|-------------------------------|-------------------|------|--------|
| 0,50      | 1,0                           | 29,92             | ..   | ..     |
| 0,55      | 5,0                           | 5,42              | 5,5  | 10,5   |
| 1,27      | 10,0                          | 2,82              | 10,6 | 6,2    |
| 2,05      | 15,0                          | 1,88              | 15,9 | 6,0    |
| 4,45      | 30,0                          | 0,90              | 33,4 | 11,3   |

Tabela 3 – Redução da distorção do 2º harmônico, para frequência e amplitude da fundamental de saída iguais a 45 Hz e 417,9 m.s<sup>-2</sup>, respectivamente.

| $V_i$ [V] | $ 1 + K_p S_a AG(j\omega_2) $ | HD <sub>2</sub> % | FR   | Erro % |
|-----------|-------------------------------|-------------------|------|--------|
| 0,80      | 1,0                           | 2,87              | ..   | ..     |
| 2,02      | 5,0                           | 0,49              | 5,8  | 16,9   |
| 4,41      | 10,0                          | 0,24              | 11,7 | 17,4   |
| 6,85      | 15,0                          | 0,15              | 18,8 | 25,6   |
| 14,20     | 30,0                          | 0,09              | 31,4 | 4,7    |

Tabela 4 – Redução da distorção do 3º harmônico, para frequência e amplitude da fundamental de saída iguais a 45 Hz e 417,9 m.s<sup>-2</sup>, respectivamente.

| $V_i$ [V] | $ 1 + K_p S_a AG(j\omega_3) $ | HD <sub>3</sub> % | FR   | Erro % |
|-----------|-------------------------------|-------------------|------|--------|
| 0,80      | 1,0                           | 28,73             | ..   | ..     |
| 1,72      | 5,0                           | 4,83              | 5,9  | 19,0   |
| 3,80      | 10,0                          | 2,44              | 11,8 | 17,6   |
| 6,17      | 15,0                          | 1,58              | 18,2 | 21,6   |
| 12,43     | 30,0                          | 0,81              | 35,4 | 18,1   |

Para o presente estudo, importa a validade da equação 3.1 para taxas de distorção tão elevadas quanto 30% e, neste caso, o erro obtido pode atingir cerca de 25%. No entanto, é possível usar a quantidade de realimentação como base para a determinação do compensador, visto que, tratando-se de erro a maior, em relação à redução de distorção obtida, não fica comprometida a especificação de distorção máxima do projeto.

### 3.2 EFEITO DA REALIMENTAÇÃO NA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

São investigados, nesta seção, os efeitos da realimentação proporcional na resposta em frequência do alto-falante, nominalmente, o aumento do fator de qualidade e a redução da frequência de ressonância. As figuras apresentadas são resultado de simulações com o modelo linear do alto-falante DALI 31541 6 ½”, cujos parâmetros encontram-se no quadro 2. No desenvolvimento, emprega-se o modelo linear para baixas frequência, obtido desprezando-se o efeito da indutância da bobina de voz. Na subseção 3.2.2 é proposta uma forma de compensar a variação do fator de qualidade, modificando a realimentação para proporcional integral, mediante uso de compensador PI.

#### 3.2.1 Efeito na resposta da aceleração

O alto-falante eletrodinâmico, em baixas frequências, comporta-se como um sistema de 2ª ordem, conforme circuito equivalente da figura 15, sendo caracterizado pela frequência de ressonância  $\omega_n$  e pelo fator de qualidade  $Q$ , dados pelas equações 2.56 e 2.57, respectivamente. A função de transferência da aceleração em baixas frequências corresponde à de um filtro passa-altas sendo dada pela equação 2.58. No desenvolvimento a seguir, mostra-se que a realimentação proporcional altera os valores de  $\omega_n$  e  $Q$ , com repercussão na resposta em frequência.

A realimentação proporcional da aceleração diminui a frequência de ressonância  $\omega_n$  e aumenta e o fator de qualidade  $Q$  do oscilador mecânico que

representa o alto-falante. O rebatimento na resposta em frequência é a diminuição da frequência de corte e o aumento do fator de qualidade pelo fator  $\sqrt{1 + \beta_a K_a}$ , com  $K_a$  definido na equação 3.4 e  $\beta_a = K_p S_a$ . Se o fator de qualidade excede a 0,707 surge um pico próximo à ressonância, como mostrado na figura 32 para o alto falante DALI, em que o fator de qualidade passa de 0,53 a 1,68 por efeito da realimentação.

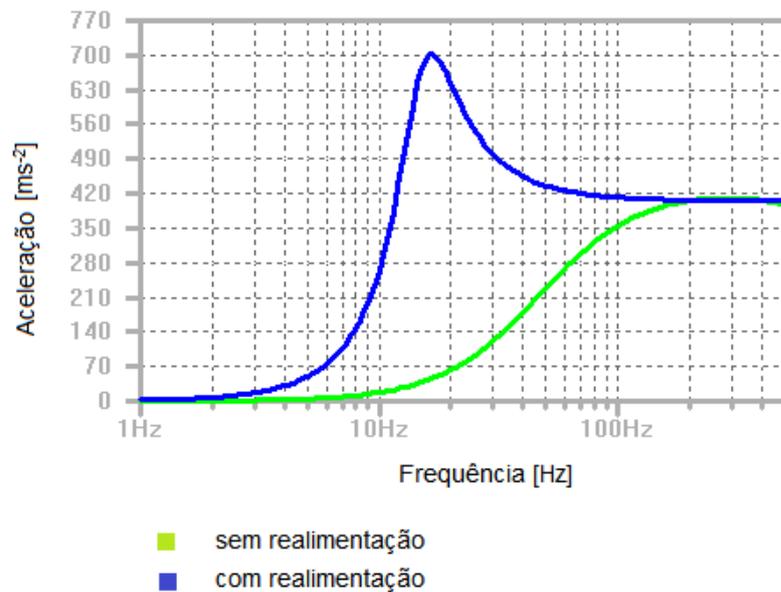


Figura 32 - Efeito da realimentação de aceleração na resposta em frequência

A seguir é tratado matematicamente o efeito partindo-se da função de transferência da aceleração do sistema realimentado, conforme figura 33.

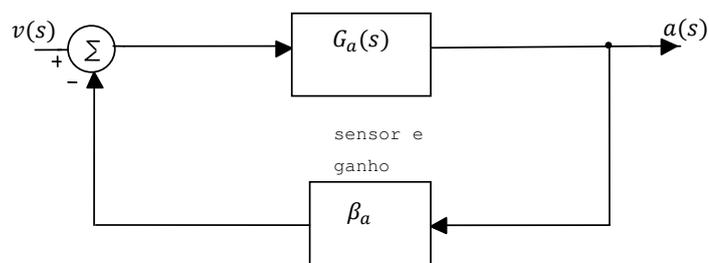


Figura 33 – Diagrama para obtenção da função de transferência da aceleração

Por inspeção, a função de transferência da aceleração é dada por

$$T_a(s) = \frac{G_a(s)}{1 + \beta_a G_a(s)} \quad (3.2)$$

onde

$$G_a(s) = K_a \cdot \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2} \quad (3.3)$$

com

$$K_a = \frac{ABl}{ReM_{ms}} \quad (3.4)$$

Substituindo 3.3 em 3.2 e rearranjando os termos chega-se a

$$T_a(s) = K_{af} \cdot \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_{nf}}{Q_f}s + \omega_{nf}^2} \quad (3.5)$$

com

$$K_{af} = \frac{K_a}{1 + \beta_a K_a} \quad (3.6)$$

$$\omega_{nf} = \frac{\omega_n}{\sqrt{1 + \beta_a K_a}} \quad (3.7)$$

$$Q_f = Q\sqrt{1 + \beta_a K_a} \quad (3.8)$$

Verifica-se, observando as equações 3.7 e 3.8, que a realimentação proporcional aumenta  $Q$  pelo fator  $\sqrt{1 + \beta_a K_a}$ , e reduz  $\omega_n$  pelo mesmo fator. Se  $Q > 1/\sqrt{2}$ , ocorre um pico na resposta em frequência, nas proximidades da frequência de ressonância, dado por

$$T_p = K_a \frac{Q}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} \quad (3.9)$$

sendo a situação de planicidade máxima alcançada em  $Q = 1/\sqrt{2}$ . No caso da figura 32,  $1 + \beta_a K_a = 10$ , o que leva o fator de qualidade a aumentar  $\sqrt{1 + \beta_a K_a} = 3,16$  vezes, passando de 0,53 para 1,68.

### 3.2.2 Correção do fator de qualidade

Com vistas a aplainar a resposta em frequência, é necessário reduzir o fator de qualidade o que pode ser feito dotando o sistema de realimentação de velocidade. Conforme Ogata (2010), na sua discussão sobre servossistema com realimentação tacométrica, “a realimentação de velocidade tem o efeito de aumentar o coeficiente de amortecimento sem afetar a frequência natural não amortecida do sistema”. O diagrama de blocos do sistema com realimentação simultânea de velocidade e aceleração é mostrado na figura 34, em que  $G_v(s)$  representa a função de transferência da velocidade do diafragma, incluindo o efeito do amplificador de potência (suposto simples ganho).

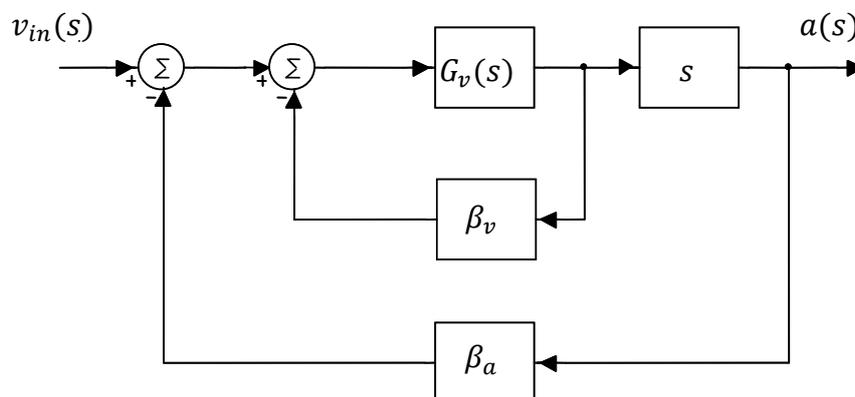


Figura 34 – Diagrama da realimentação combinada de aceleração e velocidade

A equação 3.10 fornece o valor de  $G_v(s)$

$$G_v(s) = \frac{G_a(s)}{s} = K_v \frac{\frac{\omega_n}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q} s + \omega_n^2} \quad (3.10)$$

onde

$$K_v = \frac{K_a Q}{\omega_n} \quad (3.11)$$

A partir do diagrama da figura 34, obtém-se a função de transferência do sistema realimentado, dada pela equação 3.12

$$T_a(s) = \frac{a(s)}{v_{in}(s)} = \frac{K_a s^2}{(1 + \beta_a K_a) s^2 + (1 + \beta_v K_v) \frac{\omega_n}{Q} s + \omega_n^2} \quad (3.12)$$

A equação 3.12 pode ser posta na forma

$$T_a(s) = \frac{K_{af} s^2}{s^2 + \frac{\omega_{nf}}{Q_f} s + \omega_{nf}^2} \quad (3.13)$$

em que

$$K_{af} = \frac{K_a}{1 + \beta_a K_a} \quad (3.14)$$

$$\omega_{nf} = \frac{\omega_n}{\sqrt{1 + \beta_a K_a}} \quad (3.15)$$

$$Q_f = Q \frac{\sqrt{1 + \beta_a K_a}}{1 + \beta_v K_v} \quad (3.16)$$

Observando-se as equações 3.14 a 3.16 conclui-se que apenas o fator de qualidade é alterado pela realimentação da velocidade, sendo preservadas a frequência de ressonância e a amplitude em altas frequências.

A equação 3.13 pode ser reescrita na forma da equação 3.17

$$T_a(s) = \frac{G_a(s)}{1 + H(s)G_a(s)} \quad (3.17)$$

na qual

$$H(s) = \frac{\beta_v}{s} + \beta_a \quad (3.18)$$

Observe-se que  $H(s)$  corresponde a um compensador PI em paralelo com a planta, podendo o sistema ser representado pelo diagrama de blocos da figura 35.

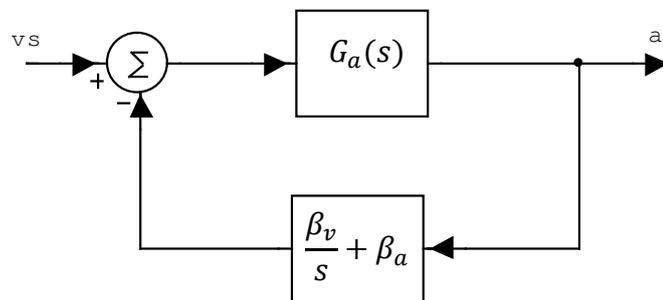


Figura 35 - Controlador PI paralelo com a planta

O fator de qualidade pode ser controlado ajustando-se  $\beta_v$  conforme a equação 3.16. No caso em estudo, fazendo  $Q_f = Q$  na equação 3.16, obtém-se  $\beta_v = 1,19 V/m \cdot s^{-1}$ ; a comparação das respostas em frequência, sem e com o compensador PI ajustado com esse valor de  $\beta_v$ , é mostrada na figura 36, onde se percebe a restauração do fator de qualidade.

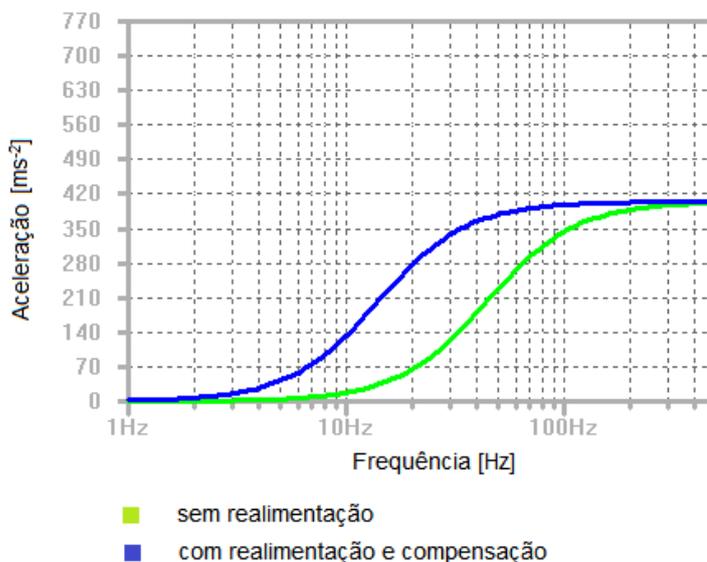


Figura 36 - Compensação do fator de qualidade com realimentação de velocidade

### 3.2.3 Efeito na resposta do deslocamento

A redução da frequência de ressonância pelo efeito da realimentação parece ser desejável uma vez que se amplia a faixa de reprodução do alto-falante. Esse efeito é visível na figura 36, em que se observa um recuo na frequência de 3dB da aceleração, de 67,5 Hz para 20,8 Hz, decorrente da redução de cerca de 3 vezes na frequência de ressonância, causada pela realimentação. No entanto, a extensão do nível de aceleração para baixas frequências, implica o aumento do deslocamento do cone: considerando o deslocamento e a aceleração dados, respectivamente, por  $x(t) = X_m \text{sen}(\omega t)$  e  $a(t) = -\omega^2 X_m \text{sen}(\omega t)$ , então, se a amplitude da aceleração,  $\omega^2 X_m$ , é mantida constante pelo efeito da realimentação, a amplitude do deslocamento,  $X_m$ , deve crescer proporcionalmente ao quadrado da redução da frequência. O efeito é mostrado na figura 37.

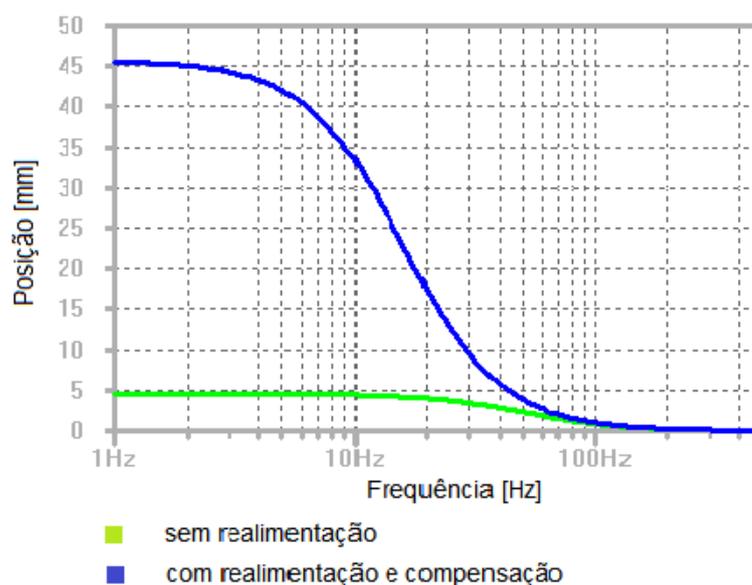


Figura 37 - Efeito da realimentação da aceleração na resposta do deslocamento

Observe-se que, para uma mesma amplitude de deslocamento do cone, a distorção da aceleração é menor quando usada realimentação, no entanto, o deslocamento em baixas frequências, para um mesmo valor eficaz da tensão de entrada, é maior no caso com realimentação, conforme mostrado na figura 37. Em outras palavras, na região de baixas frequências, o deslocamento máximo é atingido para menores valores de tensão de entrada no sistema com realimentação. Segundo Small (2006) os principais fatores limitantes da potência máxima que pode ser fornecida para o alto-falante são o aquecimento da bobina de voz e o seu deslocamento em baixas frequências. Portanto, o aumento do deslocamento do cone em baixas frequências, para a mesma potência de entrada, leva à necessidade de reduzir a especificação da potência nominal do alto-falante, o que não é interessante do ponto de vista de mercado. Neste trabalho não se trata das técnicas para minimizar esse efeito, como a compressão do ganho em baixas frequências (Hall, 1989). O compensador proposto compensa o aumento do fator de qualidade, evitando o pico na resposta em frequência, tratado na subseção 3.2.2, mas não corrige a redução na frequência de corte.

### 3.3 USO DE SENSOR DE 2ª ORDEM

Nesta seção investiga-se o uso de acelerômetros MEMS no sistema proposto. Com relação à utilização desse tipo de acelerômetro em sistemas de *motional feedback*, Chierchie (2010) assim se manifesta, “sin embargo, gracias al avance de las nanotecnologias y los “mems”, en la actualidad es posible disponer de acelerómetros de muy alta calidad a precios muy bajos, lo que ha revitalizado el interés en este enfoque”. Acelerômetros MEMS (Micro Electro Mechanical System) são do ponto de vista mecânico similares a um sistema massa–mola–amortecedor, com dinâmica de 2ª ordem. Foi considerado nas simulações o modelo do acelerômetro ADXL78 da Analog Devices, com as seguintes características, tiradas da sua folha de dados:

- Sensibilidade:  $S_s = 27 \text{ mV/g} = 2,79 \text{ mV/ms}^{-2} (\pm 5\%)$
- Resposta em frequência: passa-baixas Bessel de 2 polos, com frequência de corte de 3 dB  $f_{cs} = 400 \text{ Hz} (\pm 10\%)$  ou, em termos do fator de qualidade e frequência de ressonância,  $Q_s = 0,5778$ ,  $\omega_{ns} = 1,2736 \cdot 2\pi f_{cs}$

Com base nas especificações acima pode-se modelar o dispositivo conforme equação 3.19

$$S(s) = 2,79 \cdot 10^{-3} \frac{(3,2001 \cdot 10^3)^2}{s^2 + \frac{3,2001 \cdot 10^3}{0,5773} s + (3,2001 \cdot 10^3)^2} \text{ V/ms}^{-2} \quad (3.19)$$

A introdução do acelerômetro modelado segundo a equação 3.19 afetou a estabilidade e a resposta em frequência do sistema, o que levou à introdução de termo derivativo no compensador PI e ao uso de pré-filtro.

#### 3.3.1 Efeito sobre a estabilidade

A abordagem da estabilidade do sistema foi feita usando-se técnicas clássicas de análise, Lugar Geométrico das Raízes e Diagrama de Bode, sendo o resultado obtido testado posteriormente mediante simulação no domínio do tempo

com o modelo não linear do alto-falante. Para a análise da estabilidade, usou-se o modelo linear do alto-falante descrito através da equação 2.55 em que o transdutor é representado por um sistema de 3ª ordem com dois zeros na origem. Sendo o acelerômetro puro ganho, como suposto nas seções anteriores, a realimentação não afeta os graus dos polinômios do numerador e do denominador da função de transferência. O lugar geométrico das raízes possui dois ramos que terminam nos zeros da origem e um ramo, sobre o eixo real, que tende para zero no infinito, sendo o sistema incondicionalmente estável.

A situação de estabilidade é alterada com a introdução da dinâmica do acelerômetro. Considerou-se o acelerômetro modelo ADXL78, da Analog Devices Inc., cuja resposta em frequência corresponde a um filtro de Bessel passa-baixas de 2ª ordem, com frequência de corte em 400 Hz, conforme *datasheet* do fabricante. Usando tal sensor com o compensador PI determinado na seção 3.2.2, a observação do diagrama do Lugar Geométrico das Raízes, obtido com o auxílio do programa MATLAB revela um par de raízes conjugadas no semiplano direito, próximo ao eixo imaginário, como mostrado na figura 38, indicando situação de instabilidade.

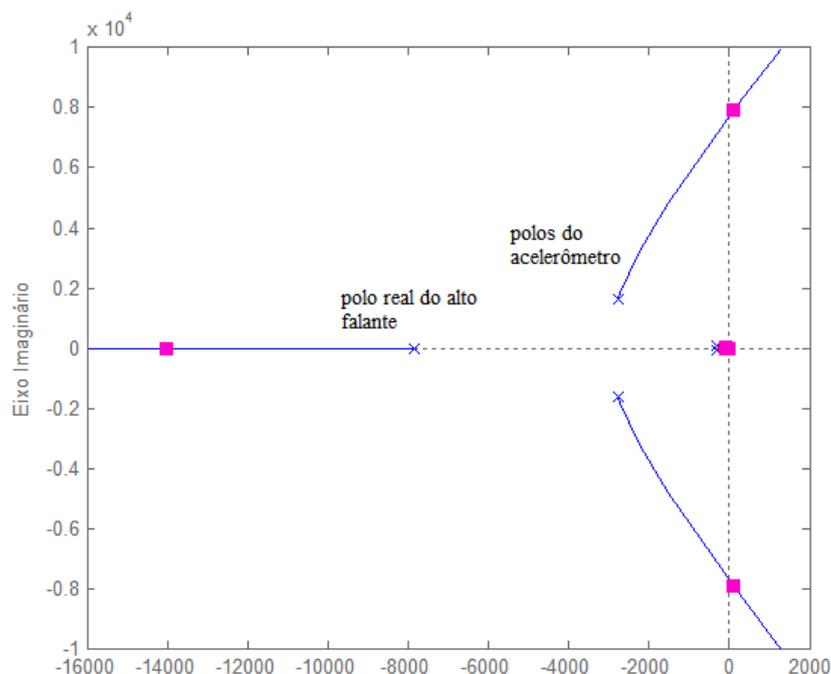


Figura 38 - LGR do sistema com acelerômetro MEMS e compensador PI

### 3.3.2 Melhoria da margem de fase

Propõe-se a estabilização mediante a adição um zero real, de magnitude maior que a dos polos instáveis, de modo a deslocar o lugar das raízes para a esquerda. A inclusão de um zero de magnitude  $z$  resulta num compensador PID, cuja função de transferência é mostrada abaixo

$$H(s) = \frac{(\beta_a s + \beta_v)[1 + (1/z)s]}{s} = \beta_a + \frac{\beta_v}{z} + \frac{\beta_v}{s} + s \frac{\beta_a}{z} \quad (3.20)$$

ou ainda

$$H(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + sK_D \quad (3.21)$$

em que

$$K_P = \beta_a + \frac{\beta_v}{z} \cong \beta_a \quad (3.22)$$

$$K_I = \beta_v \quad (3.23)$$

$$K_D = \frac{\beta_a}{z} \quad (3.24)$$

Os polos do acelerômetro encontram-se em cerca de 3000 rad/s, experimentando-se o zero em 6000 rad/s, resulta, pela equação 3.23,  $K_D = 1,48 \cdot 10^{-6}$ . O LGR assume o aspecto visto na figura 39, indicando a estabilização do sistema

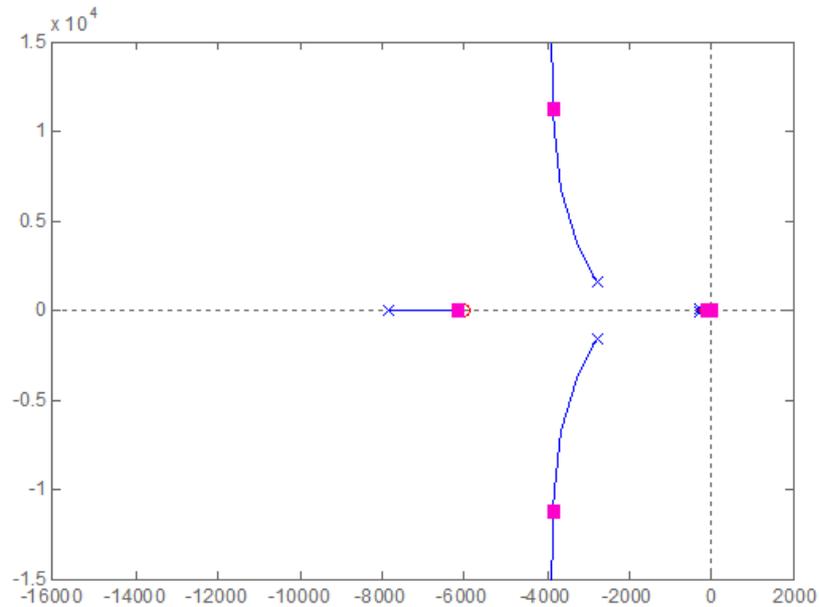


Figura 39 – LGR do sistema com acelerômetro MEMS e compensador PID

Observe-se que o termo derivativo puro, como posto acima, não é implementável fisicamente pois se trata de uma formulação não causal. A tentativa de implementação sempre levará à inclusão de ao menos um polo derivativo na função de transferência de modo que o número de zeros seja menor ou igual ao número de polos. O termo derivativo assume comumente o aspecto da equação 3.25, conforme Dorf (2009)

$$H_d(s) = \frac{K_D s}{\tau_d s + 1} \quad (3.25)$$

Como se verá a seguir, a inclusão do zero corresponde a um avanço de fase no domínio da frequência, assim, para que o avanço obtido não seja comprometido pela inclusão do polo derivativo, a frequência do polo deve ser muito maior que a do zero.

O SPICE foi escolhido como ferramenta auxiliar na determinação dos parâmetros do compensador por ser um simulador largamente empregado tanto na indústria quanto no meio acadêmico havendo versões disponíveis gratuitamente na *web* como o LTSpiceIV, usado nas simulações apresentadas neste trabalho. Para o estudo da estabilidade, com auxílio do SPICE, é conveniente usar o método da

resposta em frequência, visto que o diagrama de Bode do ganho de malha é facilmente obtido através da Análise AC.

Como estimativa do zero, propomos fazer sua magnitude igual à frequência angular correspondente ao ponto de 0 dB no Diagrama de Bode em malha aberta, o que proporciona um avanço máximo de fase de  $45^\circ$ . A seguir, procede-se o ajuste fino manual para melhor margem de fase. Para esclarecer o efeito do zero proposto, considere-se  $z = \omega_{0dB}$ . O fator que introduz o zero na equação 3.20, pode ser escrito na forma da equação 3.26

$$1 + \frac{s}{\omega_{0dB}} = \frac{1}{\omega_{0dB}} (s - \omega_{0dB}) \quad (3.26)$$

A representação fasorial de  $(s - \omega_{0dB})$  para  $s = j\omega$ , mostrada na figura 40, demonstra graficamente o avanço de fase de  $45^\circ$  no ponto  $\omega_{0dB}$ . No entanto, além do avanço de fase há um aumento de 3 dB ( $20\log_{10}\sqrt{2}$ ) da magnitude nesse ponto bem como o efeito de atraso do polo derivativo, não mostrados na figura. Portanto, o avanço líquido esperado é menor que  $45^\circ$ .

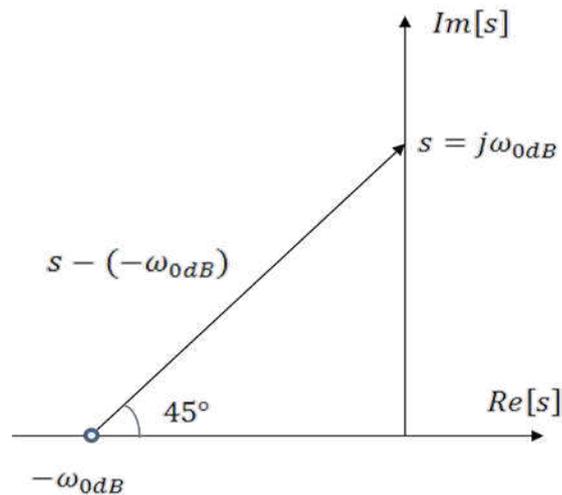


Figura 40 – Avanço de fase resultante da inclusão do zero em  $\omega_{0dB}$

Em resumo, propõe-se determinar o valor de partida de  $K_D$  através da equação 3.27, em que  $\omega_{0dB}$  representa a frequência de 0dB no diagrama de Bode de malha aberta com o compensador PI, e ajustar manualmente o valor de  $K_D$ .

$$K_D = \frac{K_P}{\omega_{0dB}} \quad (3.27)$$

No caso considerado, o ganho de malha, sem o termo derivativo no compensador, apresenta a frequência de 0 dB em 1.268 Hz, com margem de fase igual  $-2,3^\circ$ . Para essa frequência de 0 dB, a equação 3.24 sugere  $K_D = 1,09 \cdot 10^{-6}$ , introduzindo o termo derivativo com esse valor de  $K_D$  eleva-se a margem de fase para  $35,6^\circ$ . Ajustando-se manualmente, com auxílio do SPICE, o termo derivativo para  $K_D = 1,93 \cdot 10^{-6}$ , obtém-se a melhor margem de fase, igual a  $41,4^\circ$ . Na figura 41, estão representados os diagramas de Bode do ganho de malha, antes e depois da introdução do termo derivativo. Observando-se as fases referentes aos pontos de  $0_{dB}$ , observa-se o avanço de fase referido.

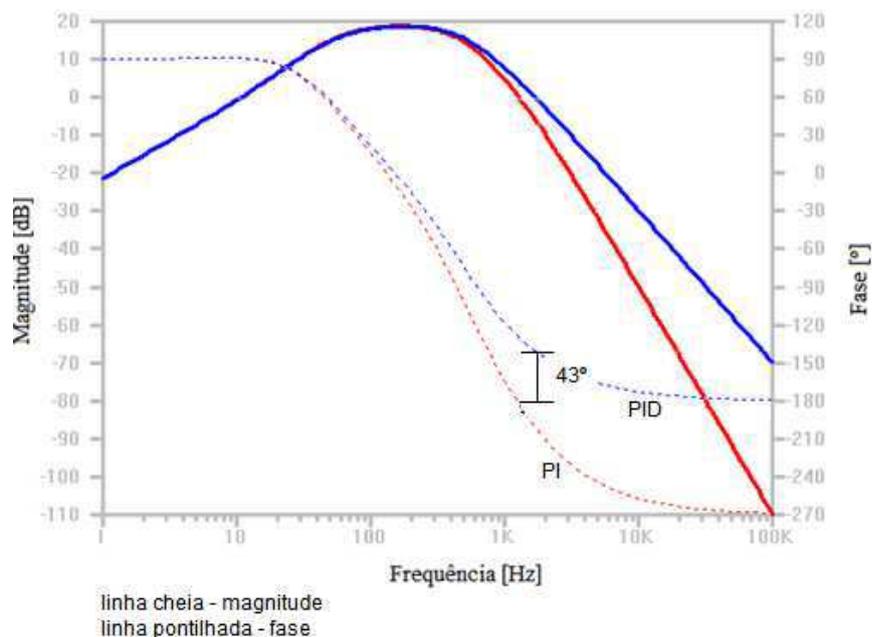


Figura 41 - Diagramas de Bode do sistema com compensador PI e PID

### 3.3.3 Efeito na resposta em frequência

Verificou-se que o do sensor utilizado, com frequência de corte em 400 Hz introduziu o pico em 2 kHz na resposta em frequência da aceleração, visto na figura 42.

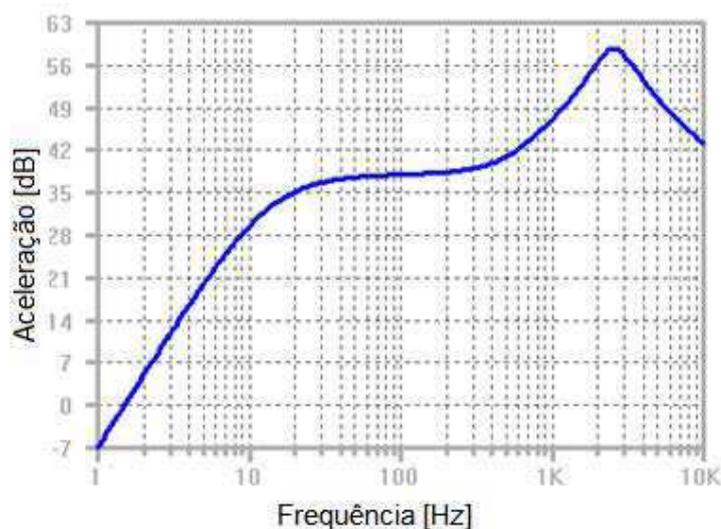


Figura 42 - Resposta em frequência com acelerômetro MEMS

Para corrigir essa irregularidade na resposta lançou-se mão de pré-filtragem passa-baixa, com frequência de corte em cerca de 400 Hz. Com o filtro, é obtido o diagrama da figura 43.

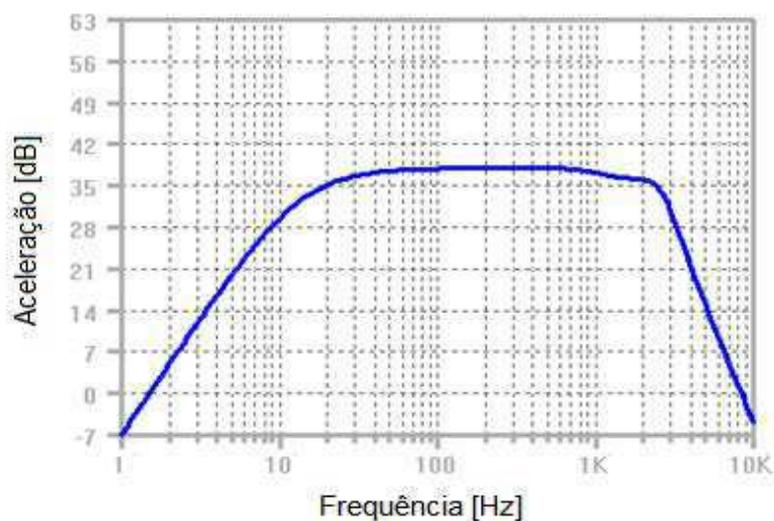


Figura 43 - Resposta em frequência com acelerômetro MEMS e pré-filtro

### 3.4 EFEITO DA VARIAÇÃO DOS PARÂMETROS

Admite-se uma variação de 15% nos parâmetros do alto-falante, especificados em *datasheet*, conforme verificado na folha de dados do subwoofer 18S1P fabricado pela Selenium. Em relação ao acelerômetro foi considerada tolerância de 10% na frequência de corte de 400 Hz, conforme folha de dados do modelo ADX78 da Analog Devices. Para avaliar a sensibilidade do sistema relativamente à variação dos parâmetros do alto-falante foi realizada análise de Monte-Carlo de  $G(j\omega)H(j\omega)$ , cujo resultado é mostrado na figura 44. O ganho de malha  $G(j\omega)H(j\omega)$  é a grandeza chave do sistema visto que sua magnitude determina a redução da distorção harmônica e a margem de fase informa sobre a estabilidade do sistema. Na simulação da figura 34, a magnitude sofre variação de  $\pm 30\%$  enquanto que a margem de fase pode reduzir em cerca de  $20^\circ$ . Tais variações no desempenho do sistema devem ser consideradas no momento do projeto.

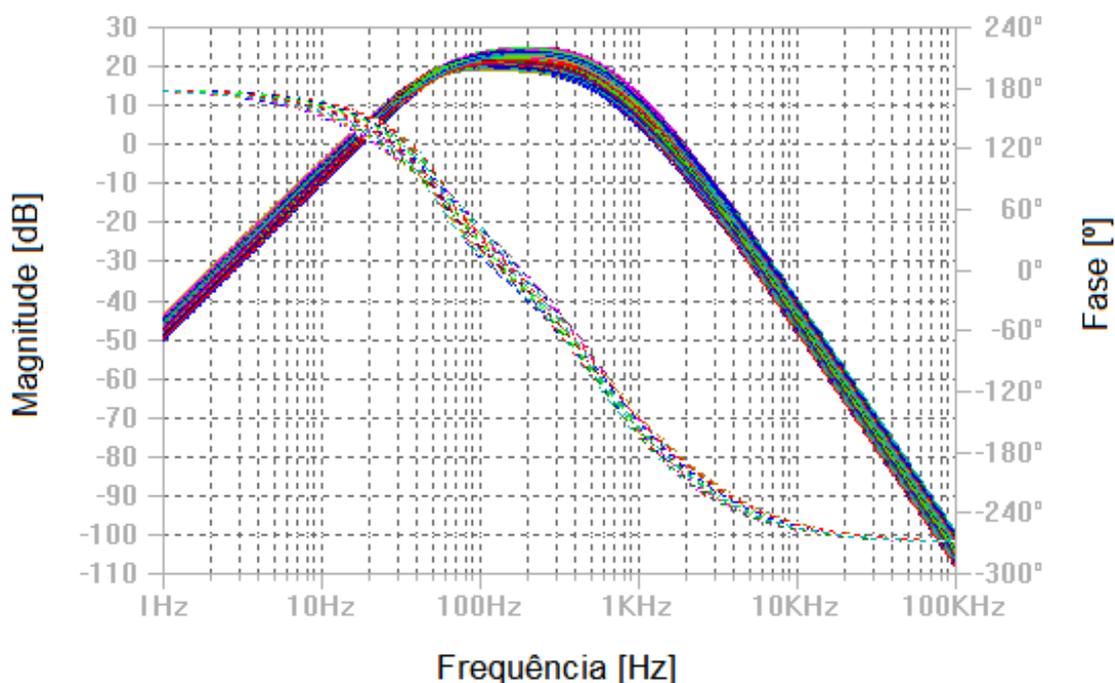


Figura 44 - Análise de Monte Carlo para o ganho de malha

### 3.5 FLUXOGRAMA PARA A DETERMINAÇÃO DO COMPENSADOR

Os resultados apresentados até aqui levaram à elaboração do método descrito nesta seção para a obtenção do compensador, em que se especifica a redução de distorção harmônica total desejada, em uma dada frequência de referência representativa da faixa, e o fator de qualidade final do sistema e a margem de fase desejada.

Deve-se dispor do modelo linear do alto-falante a ser usado, representado no circuito da figura 45.

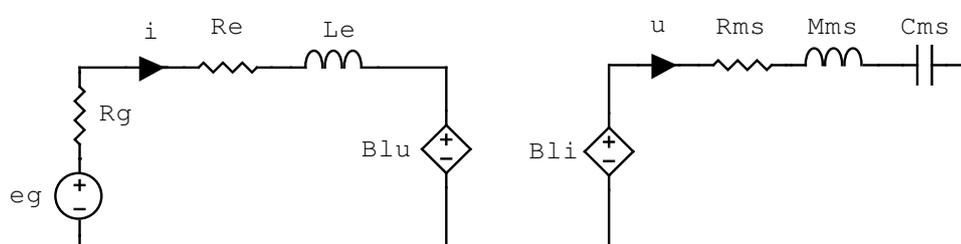


Figura 45 - Modelo linear do alto-falante

Os parâmetros lineares do alto-falante podem ser obtidos na folha de dados do dispositivo ou mediante medição. Nesse último caso, existem no mercado diversos sistemas de aquisição e análise de dados baseados em PC. Os mais caros, como o MLSSA ([www.mlssa.com](http://www.mlssa.com)) dispõem de *hardware* otimizado para aquisição de dados acústicos e custam cerca de U\$ 3500, enquanto que os mais baratos, como o LIMP ([www.artalabs.hr](http://www.artalabs.hr)) ou Audio Tester ([www.audiotester.de](http://www.audiotester.de)) usam a placa de som do PC e as licenças de uso custam até U\$ 100. O sistema DATS ([www.daytonaudio.com](http://www.daytonaudio.com)), com custo de cerca de U\$ 130, inclui interface de áudio USB para conexão direta ao alto-falante, facilitando a medição.

O projeto é baseado na topologia da figura 46, com o sensor  $\beta(s)$  suposto de 2ª ordem. Considerou-se que são dados o alto-falante e o amplificador de potência e que a THD é determinada precipuamente pelos 2º e 3º harmônicos.

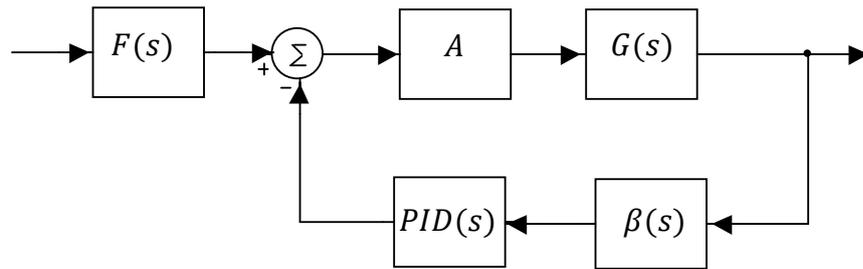


Figura 46 - Topologia do sistema completo

Com o objetivo de determinar os parâmetros  $K_P$ ,  $K_I$  e  $K_D$  do compensador, o método é apresentado na figura 47 como fluxograma, cujas etapas encontram-se comentadas abaixo:

1. Obtenção dos dados preliminares:
  - 1.1 Obtenção ou determinação dos parâmetros lineares do alto-falante,  $R_e$ ,  $L_e$ ,  $R_{ms}$ ,  $M_{ms}$ ,  $C_{ms}$ ,  $Bl$ , conforme visto no início desta seção.
  - 1.2 Escolha da frequência de ensaio representativa da faixa de interesse
  - 1.3 Determinação das distorções harmônicas fracionais referidas à fundamental,  $HD_2$  e  $HD_3$ , na frequência de ensaio. A THD é obtida pela equação 3.28

$$THD \cong \sqrt{HD_2^2 + HD_3^2} \quad (3.28)$$

- 1.4 Escolha do acelerômetro, observando-se

- linearidade – a THD do acelerômetro deve ser menor que a THD final pretendida
- máxima aceleração – a tensão máxima de entrada do alto-falante  $V_{max}$  é dada pela equação 3.29, em que  $P_{nom}$  representa a potência nominal do alto-falante e  $R_e$  é a resistência da bobina

$$V_{max} = \sqrt{2P_{nom}R_e} \quad (3.29)$$

Por outro lado, o valor máximo da aceleração do alto-falante normalizada em relação à tensão de entrada é igual a  $K_a$ , para  $Q \leq 0,707$ . A aceleração máxima pode ser determinada, então, pela equação 3.30.

$$a_{max} = V_{max}K_a \quad (3.30)$$

- frequência de corte  $\omega_c$  e frequência de ressonância  $\omega_{ns}$
- sensibilidade  $S_s$  (ganho DC)

## 2. Especificação de desempenho

- fator de redução FR da THD – a THD final com realimentação deve ter o valor máximo de 5%, caso se trate de *subwoofer* para reprodução musical. O fator de redução é definido pela equação 3.31 em que THD é a THD em malha aberta e  $THD_f$  é a THD com realimentação, para o mesmo valor da fundamental.

$$FR = \frac{THD}{THD_f} \quad (3.31)$$

- fator de qualidade final do sistema,  $Q_f$  – pode-se especificar a manutenção do fator de qualidade original, mas não é possível especificar a frequência de ressonância, que é reduzida pelo fator  $\sqrt{1 + K_p K_a}$  (vide equação 3.8).
- margem de fase – o método não permite determinar *a priori* a margem de fase mas é prevista a inclusão de termo derivativo para melhoria da estabilidade. No caso de amplificadores operacionais, a margem de fase de  $45^\circ$  é aceitável (Sedra, 2007). Não sendo determinada, neste estudo, a margem mínima possível, sugere-se aplicar o mesmo critério.

3. Determinação do ganho de malha  $|S_s A G_a(j\omega)|$  para as frequências dos 2º e 3º harmônicos da frequência de teste, através de simulação SPICE do

diagrama da figura 27, fazendo  $K_p = 1$ , ou usando um *software* de cálculo como o MATLAB.

#### 4. Determinação de $K_p$ , através da equação 3.32

$$K_p = FR \frac{\sqrt{\left(\frac{HD_2}{|S_sAG_a(j\omega_2)|}\right)^2 + \left(\frac{HD_3}{|S_sAG_a(j\omega_3)|}\right)^2}}{\sqrt{HD_2^2 + HD_3^2}} \quad (3.32)$$

A expressão para  $K_p$  é derivada a partir dos resultados apresentados seção 3.1, expressos pelas 3.33 e 3.34

$$HD_{2f} = \frac{HD_2}{|1 + K_p S_sAG_a(j\omega_2)|} \quad (3.33)$$

$$HD_{3f} = \frac{HD_3}{|1 + K_p S_sAG_a(j\omega_3)|} \quad (3.34)$$

efetuando a divisão membro a membro tem-se,

$$THD_f = \sqrt{\left(\frac{HD_2}{|1 + K_p S_sAG_a(j\omega_2)|}\right)^2 + \left(\frac{HD_3}{|1 + K_p S_sAG_a(j\omega_3)|}\right)^2} \quad (3.35)$$

sendo o ganho de malha geralmente feito muito maior que a unidade a fim de se obter redução significativa na redução da distorção, chega-se a equação 3.36.

$$THD_f \cong \frac{1}{K_p} \sqrt{\left(\frac{HD_2}{|S_sAG_a(j\omega_2)|}\right)^2 + \left(\frac{HD_3}{|S_sAG_a(j\omega_3)|}\right)^2} \quad (3.36)$$

dividindo-se a equação 3.36 pela equação 3.28 obtem-se a equação 3.32.

5. Determinação de  $K_I$ , através da equação 3.37, conforme seção 3.22 (equação 3.16):

$$K_I = \frac{(Q/Q_f)\sqrt{1 + S_s K_P K_a} - 1}{S_s K_v} \quad (3.37)$$

em que

$$K_a = \frac{ABl}{R_e M_{ms}} \quad (3.38)$$

$$K_v = \frac{K_a Q}{\omega_n} \quad (3.39)$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{M_{ms} C_m}} \quad (3.40)$$

$$Q = \frac{1}{\frac{(Bl)^2}{R_e} + R_m} \sqrt{M_{ms}/C_m} \quad (3.41)$$

6. Determinação de  $K_D$  através da equação 3.42, em que  $\omega_{0dB}$  representa a frequência de 0 dB no diagrama de Bode de malha aberta, conforme seção 3.3.2 (equação 3.27)

$$K_D = \frac{K_P}{\omega_{0dB}} \quad (3.42)$$

7. Ajustar manualmente o valor de  $K_D$ , com auxílio de simulação, para melhor margem de fase. Caso não seja obtida a margem de fase desejada, será necessário reduzir a especificação de FR ou tentar acelerômetro com maior frequência de corte e realizar nova tentativa.
8. Introdução da pré-filtragem passa-baixa para correção da distorção na resposta em frequência no limite superior da banda devida ao sensor de 2ª ordem.

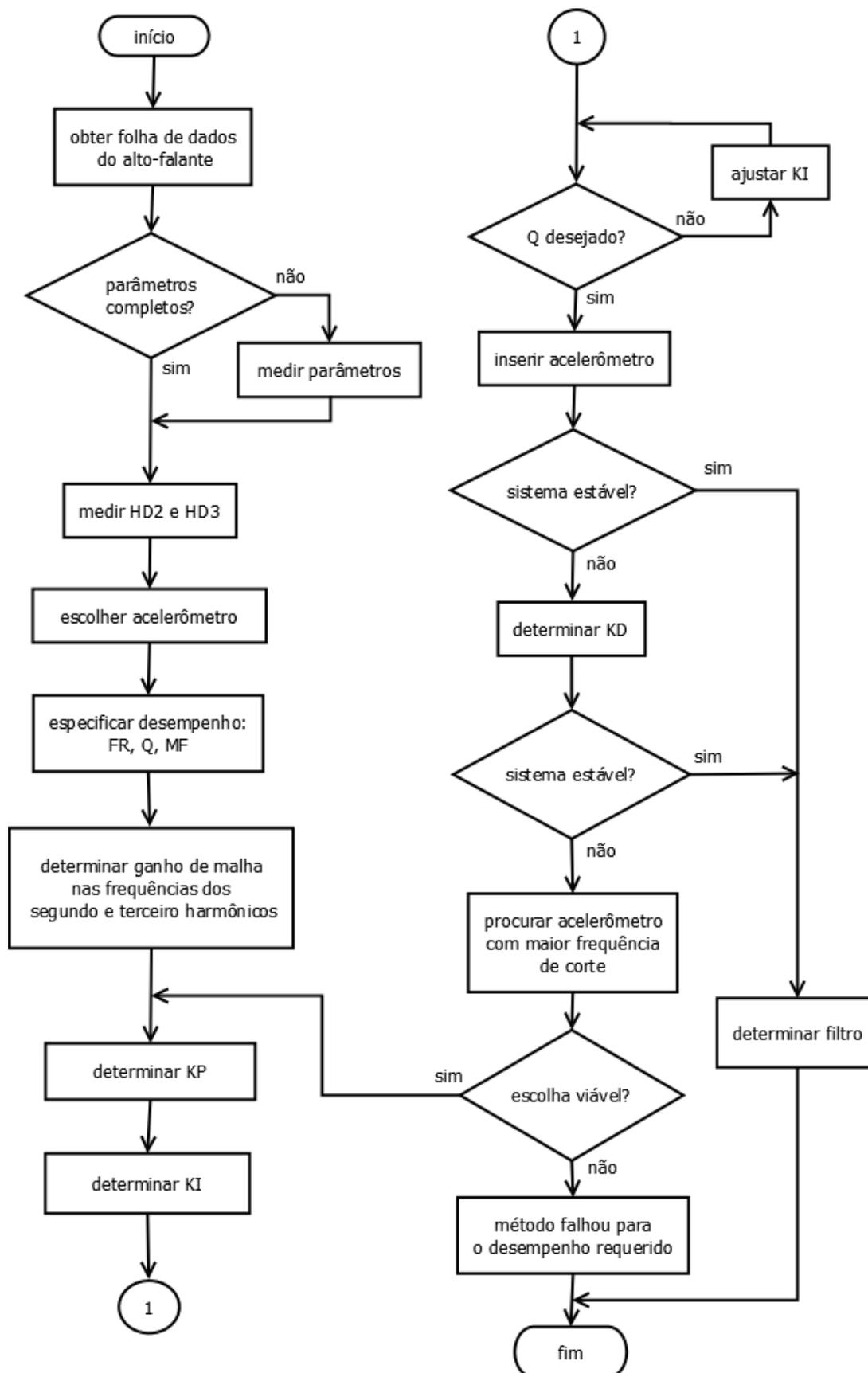


Figura 47 - Fluxograma do método

#### 4. DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Mostrou-se no capítulo 3 que é possível prever o comportamento de um parâmetro não linear do sistema, a distorção harmônica, quando este é submetido a realimentação, dispondo-se apenas do seu modelo linear. O método apresentado na seção 3.5 possibilita determinar a função de transferência de compensador PID para sistema de realimentação de aceleração destinado a *sevosubwoofer*, especificando-se *a priori* a redução da distorção harmônica total e o fator de qualidade do sistema. Os parâmetros  $K_P$ ,  $K_I$  e  $K_D$  do compensador são responsáveis, respectivamente, pela redução da distorção, ajuste do fator de qualidade e melhoria da margem de fase e são derivados dos modelos lineares do alto-falante e do acelerômetro. Foi necessário realizar ajuste fino manual para a determinação de  $K_D$  bem como uso de filtro passa-baixa para aplainar a resposta em frequência. Com relação ao método apresentado podem-se elencar as seguintes características consideradas relevantes pelo autor:

##### **Pontos positivos**

###### a) Determinação *a priori* da redução da distorção harmônica

Os métodos de Hall (1989) e Chen *et al.* (2000), são a base de bem sucedidos sistemas de *sevo subwoofer* comerciais, produzidos, respectivamente, pela Velodyne Acoustics Inc. e Rythmik Audio. Na abordagem de Hall (1989) um acelerômetro é usado como sensor e a função do compensador é aumentar ao máximo a quantidade de realimentação mantendo a estabilidade do sistema. No sistema de Chen, é usada uma bobina sensora de velocidade, solidária com a bobina de voz, sendo a grandeza de realimentação a força eletromotriz nela induzida (proporcional à velocidade). O controlador usado é do tipo proporcional mais derivativo, resultando, em consequência, numa realimentação de aceleração e velocidade. Conforme Chen (2000), o sistema é “adequado para reduzir a distorção harmônica e estender a resposta de baixas frequências do subwoofer”. Em tais métodos, a redução da distorção harmônica é verificada *a posteriori*. O método proposto nesta dissertação, permite especificar a redução da distorção, determinando-se o valor necessário de  $K_P$ . Isso possibilita verificar a estabilidade do

sistema, no âmbito da simulação, e refazer o projeto, se for o caso, evitando possível implementação mal sucedida.

b) Determinação *a priori* do fator de qualidade

O parâmetro determinante da resposta em frequência da aceleração em baixas frequências é o fator de qualidade. O método permite especificar o fator de qualidade final do sistema, mediante a introdução da ação integral, determinando-se  $K_I$ .

c) Correção da margem de fase

Com o aumento da quantidade de realimentação da aceleração visando maximizar a redução da distorção harmônica, o sistema tende à instabilidade. O método possibilita a correção da margem de fase em no máximo  $45^\circ$ , mediante a introdução da ação derivativa, determinando-se  $K_D$ .

### **Pontos negativos**

a) Necessidade da obtenção dos parâmetros do alt-falante

É necessária a obtenção dos parâmetros lineares do alto-falante, nem sempre disponíveis em folha de dados, implicando, nesse caso, a medição dos mesmos, conforme discutido na seção 3.4.

b) Possível imprecisão dos resultados da simulação

Os resultados encontrados e o método deles decorrentes são baseados em simulação. Embora o SPICE seja um simulador reconhecido nos ambientes industrial e acadêmico, a precisão dos resultados depende da precisão dos modelos usados na simulação. O modelo linear do alto-falante usado neste estudo, com função de transferência de 3ª ordem conforme equação 2.51, captura os fenômenos físicos mais importantes do funcionamento do transdutor. No entanto, comparando-se a resposta em frequência obtida com esse desse modelo e a resposta em frequência do alto-falante obtida em bancada, percebe-se que irregularidades da curva escapam à modelagem, sendo reproduzida apenas sua envoltória. Chierchie (2010) ao modelar um alto-falante pelo método da resposta em frequência obteve

um sistema de 25ª ordem. A questão é quão relevante são as informações omissas no modelo em relação ao desempenho do compensador proposto. Como não se dispõe de modelo geral mais preciso, essa questão só poderá ser respondida com a efetiva implementação do sistema. É possível que, após a montagem, ajustes nos parâmetros do compensador sejam necessários.

## 5. CONCLUSÃO

Do ponto de vista da contribuição científica do trabalho, destacam-se as respostas encontradas para as questões das alíneas “a”, “b” e “c” da seção 1.2, abaixo transcritas por conveniência:

a) Sob que condições do sinal de saída devem ser comparadas as distorções harmônicas sem realimentação e com realimentação?

Mostrou-se nas seções 2.2 e 3.1 que os níveis dos harmônicos obtidos sem realimentação e com realimentação devem ser comparados sob a condição de mesma amplitude da fundamental. A redução da distorção harmônica, sob essas condições, é aproximadamente igual à magnitude da quantidade de realimentação usada, calculada na frequência do harmônico.

b) É válida, para o alto-falante, a relação de igualdade entre redução da distorção harmônica e magnitude da quantidade de realimentação dada pela equação 1.1 para taxas de distorção da ordem de 30%?

Os resultados apresentados na seção 3.1, para o alto falante DALI 31541 6 1/2”, mostram que o erro máximo cometido na previsão da redução da distorção é de 25%, para taxa de THD de 30%, considerando-se quantidades de realimentação de até 30 vezes.

Do ponto de vista técnico, os resultados acima juntamente com a discussão das questões “c”, “d” e “e”, da seção 1.2, conforme abordado na seção 3.2, formam a base do método exposto na seção 3.4.

Do ponto de vista social e mercadológico acredita-se, segundo Chierchie (2010), que acelerômetros MEMS possam converter-se em solução barata para a reprodução fiel de áudio, via realimentação de alto-falantes eletrodinâmicos, justificando a elaboração do presente trabalho.

Sugestões para trabalhos futuros:

a) Implementação física do sistema

Um dos pontos negativos elencados no capítulo 4 é que, sendo o trabalho baseado em simulação, torna-se necessária a montagem do sistema em bancada para testes e ajustes. Sugere-se, conseqüentemente, a efetiva implementação do sistema como passo seguinte à elaboração teórica apresentada.

#### b) Inclusão do sonofletor

O método foi desenvolvido para o alto-falante montado em *baffle* infinito, cuja realização prática corresponde à montagem em uma parede. Essa não é a forma comum de uso do alto-falante, que geralmente é montado em caixas acústicas. Sugere-se a extensão do estudo para incluir o uso de caixa selada (*closed box*) e posteriormente de caixa dutada (*vented box*). Para esse propósito, atente-se que o alto-falante e a caixa acústica atuam como um único transdutor, devendo-se considerar os parâmetros lineares do conjunto, Small (2006). Caixas seladas modernas funcionam segundo o princípio da suspensão a ar, e afetam basicamente a compliância do alto-falante. Desta forma, o circuito análogo da figura 13 é mantido, possibilitando a extensão do método sem modificações. O uso de caixa dutada requer estudos mais aprofundados.

#### c) Definição da plataforma de implementação

Sendo o alto-falante um dispositivo analógico e considerando-se que o compensador PID admite montagem analógica simples, de baixo custo, a plataforma analógica seria a primeira escolha de implementação. No entanto, levando em conta o advento de acelerômetros MEMS com saída digital, a qual, por essa razão, apresenta maior imunidade a ruídos, é interessante, a implementação digital do sistema, incluindo o compensador PID e o circuito de realimentação. A migração para a plataforma digital tem sido tendência observada no mercado de *servo subwoofers*.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AL-ALI, K. M., PACKARD, A., TONGUE, B., United States Patent, Nº 6.584.204 B1, 2003.

ARVIDSSON, M., KARLSSON, D., Attenuation of Harmonic Distortion in Loudspeakers Using Non-linear Control, Institutionen för systemteknik, Department of Electrical Engineering, 2012.

AUDE, A. J., Audio Quality Measurement Primer, Nota de Aplicação, Intersil Corporation, 1998.

BACKMAN, J., DRAGWIDGE, T., Improving Piezoelectric Speakers with Feedback, 106ª Convenção da Audio Engineering Society, 1999.

BEKEY, Ivan. United States Patent nº 3.009.991, 1961.

BLASIZZO, F., DESII, P., DI COLA, M., LASTRUCCI, C., Practical Applications of a Closed Feedback Loop Transducer System Equipped with Differential Pressure Control, 131ª Convenção da Audio Engineering Society, 2011.

CHEN, C-Y.; CHIU, G T-C; CHENG, C-C; PENG H. Passive Voice Coil Feedback Control of Closed-Box Subwoofer Systems. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Vol 214, Part C, 2000.

CHIERCHIE F.; PAOLINI E. E. Realimentación de Aceleración de um Altavoz para Graves Utilizando um Procesador Digital de Señales. AADECA 2010 - XXII Congreso Argentino de Control Automático. 2010

De Greef, D., VANDEWEGE, J., Acceleration Feedback Loudspeaker, WIRELESS WORLD, 1981

DELGADO, C. M., MELCHER, E. U. K., Proposta de Compensador PID para Sevo Subwoofer com Acelerômetro MEMS, 12º Congresso de Engenharia de Áudio da AES Brasil, 2014, disponível em <http://aesbrasil.org/congressos/anais>.

DING, Chi-Shun, United States Patent, Nº 6.104.817, 2000

D'HOOG, Guido O. M., United States Patent, Nº 3.941.932, 1976

DIKASON, V. Caixas Acústicas e Alto-falantes. H.Sheldon, 2006, tradução de Homero Sette Silva

DZIEWSKI-SMITH, S. D., Positional Loudspeaker Feedback and Control Using DSO Within a Class D Audio Power Amplifier System, Imperial College London, 2007, disponível em < [www.bycgwtsf.com/downloads/ic\\_final\\_report.pdf](http://www.bycgwtsf.com/downloads/ic_final_report.pdf)>, acesso em 24/02/2014

EVEREST, F. A., The Master Handbook of Acoustics, Mc Graw-Hill, 4ª edição, 2001

GEIGER, W., Servo Control of Loudspeaker Cone Motion Using an Optical Linear Displacement Sensor , Jornal da Audio Engineering Society, vol. 53, 2005

GREINER, R. A. Loudspeaker Distortion at Low Frequencies. Boston Audio Society, volume 8, number 1, 2008.

HALL, David S, United States Patent, Nº 4.573.189, 1986

HALL, D. S. Design Considerations for an Accelerometer-Based Dynamic Loudspeaker Motional Feedback System. 87ª Convenção da Audio Engineering Society, 1989.

KLAASSEN, J. A.; KONING, S. H., Motional Feedback with loudspeakers, PHILIPS TECHNICAL REVIEW, 1968

KLIPPEL, W., Direct Feedback Linearization of Nonlinear Loudspeaker Systems, Jornal da Audio Engineering Society, vol. 46, 1998

KLIPPEL, W. Active Compensation of Transducer Nonlinearities. 23ª Conferência Internacional da Audio Engineering Society. 2003

KLIPPEL, W. Loudspeaker Nonlinearities – Causes, Parameters, Symptoms. 119ª Convenção da Audio Engineering Society. 2005

KYONO, Noboru, United States Patent, Nº US 6.807.279, 2004

KRAMER, M., SCHNITER, P., Active Subwoofer System using Servo Control, The Ohio State University, 1992, disponível em <<http://www2.ece.ohio-state.edu/~schniter/pdf/subwoofer.pdf>>

LAVASUBS, Selecting the Best Subwoofer. Disponível em <<http://www.lavasubs.com/News/Selecting-The-Best-Home-Theater-Subwoofer.html>>. Acesso em 06/01/2014

LEACH JR, W Marshall. Introduction to Electroacoustics and Audio amplifier Design. Kendall/Hunt Publishing Company, 3<sup>o</sup> edição, 2003.

MARQUES, H. J., Non Linear Control Systems Analysis and Design, John Wiley & Sons, Inc., 2003

MARX, Daniel P., Active Feedback Controlled Subwoofer System, Brigham Young University, 2000, disponível em < [www.danmarx.org/audioinnovation/servosub.html](http://www.danmarx.org/audioinnovation/servosub.html)>

MEDRANO, F.A., Optical Position Sensors with Applications in Servo Feedback Subwoofer Control, University of California, Santa Barbara, 2009, disponível em < [http://www.mat.ucsb.edu/Masters/medrano\\_MASTERS2009.pdf](http://www.mat.ucsb.edu/Masters/medrano_MASTERS2009.pdf)>, acesso em 24/02/2014

METZLER, B., Audio Measurement Handbook, Audio Precision, Inc., 2<sup>a</sup> edição, 2005

MILLMAN, Jacob; HALKIAS, Christos C. Eletrônica: Dispositivos e Circuitos, vol. 2, McGraw-Hill do Brasil, 1981

MULLINS, Joe H., United States Patent, N<sup>o</sup> US 7.113.607 B1, 2006

OGATA, Katsuhiko. Engenharia de Controle Moderno. Pearson Prentice Hall, 5<sup>a</sup> edição, 2010.

PEDERSEN, Bo Rohde. Error Correction of Loudspeakers: a study of Loudspeaker Design supported by Digital Signal Processing, publicado pelo Departamento de Software, Midialogia e Eletrônica, Universidade de Aalborg, Dinamarca, 2008

PEDERSON D.; MAYARAM K. Analog Integrated Circuits for Communication: Principle, Simulation and Design, Kluwer Academic Publishers, 1991 .

SCHMITT, Regina. (Universidade de Tecnologia de Dresden, Alemanha), Audibility of Nonlinear Loud speaker Distortions, Apresentado na 98<sup>a</sup> Convenção da AES, 1995

SCHRADER, Daniel J., United States Patent, N<sup>o</sup> 4.868.870, 1998

SEDRA, A. S., SMITH, K., C., Microeletrônica, 5ª ed., Pearson Prentice Hall, 2007.

SMALL, R. H. Closed-Box Loudspeaker Systems Part I: Analysis. *Jornal da Audio Engineering Society*, Vol 20. 1

THIELE, N. Loudspeaker in Vented Boxes: Part I. *Jornal da Audio Engineering Society*, Vol. 19, 1971

WILLEMS, S., D'HOOGH, G., On the Use of Motion Feedback as Used in 4th Order Systems, 126ª Convenção da Audio Engineering Society, 2009