



UNIVERSIDADE DA BEIRA INTERIOR  
Engenharia

# **Caracterização e Análise do Ruído Acústico em Actuadores de Relutância Variável Comutados**

**José António da Costa Salvado**

Tese para obtenção do Grau de Doutor em  
**Engenharia Electrotécnica e de Computadores**  
(3º ciclo de estudos)

Orientador: Prof. Doutora Maria do Rosário Alves Calado  
Co-Orientador: Prof. Doutor António Eduardo V. do Espírito-Santo

**Covilhã, Junho de 2018**



Por opção do autor esta tese está escrita segundo a grafia da Língua Portuguesa anterior ao Acordo Ortográfico de 1990 (entrada em vigor em 2009). No que respeita a termos técnicos, apesar das designações equivalentes em Português, opta-se, em geral, pela sua designação em Inglês e pelo uso dos acrónimos respectivos, por razões de universalidade.



Para a Ana Catarina, a maior riqueza que alguma vez pude ambicionar;

e para a Maria de Lurdes, a quem muito devo pelo que hoje sou.

“Não sou nada. Nunca serei nada. Não posso querer ser nada. À parte isso, tenho em mim todos os sonhos do mundo...”

Excerto do poema “Tabacaria” de Álvaro de Campos (um dos heterónimos de Fernando Pessoa).  
Poeta e Escritor (entre outras ocupações), Portugal, 1888-1935.



# Agradecimentos

O trabalho descrito nesta tese resultou mais facilitado com os apoios de organizações e as contribuições de várias pessoas a quem quero expressar os meus agradecimentos.

Agradeço em primeiro lugar à Prof. Doutora Maria do Rosário Alves Calado, minha orientadora científica, pela confiança depositada e pelo estímulo dos desafios colocados. Agradeço também pela orientação deste trabalho, numa área que a motiva particularmente e na qual tem uma larga experiência e vasto conhecimento científico. As várias sugestões dadas, o diálogo sempre franco e profícuo, a revisão cuidada do texto e, sobretudo, a enorme disponibilidade sempre manifestada são razões pelas quais é merecedora do meu reconhecimento e estima pessoal.

Devo igualmente uma palavra de agradecimento ao Prof. Doutor António Espírito Santo pela co-orientação dos trabalhos. As inúmeras sugestões dadas em várias discussões técnicas e científicas e o apoio na realização da componente experimental muito contribuíram para a melhoria dos resultados obtidos. Registo também a importância da partilha dos seus conhecimentos e da sua experiência no desenvolvimento do actuador linear objecto de estudo nesta investigação, e destaco a grande disponibilidade nas várias fases do trabalho. Por tudo isso incluo-o igualmente no círculo das pessoas que prezo.

Às pessoas do meu círculo de amigos e do meu núcleo familiar agradeço a atenção e o encorajamento que sempre me dispensaram. Agradeço de um modo muito especial à Ana Catarina e à Maria de Lurdes por suportarem pacientemente as minhas (muitas) “ausências” e (algumas) “faltas de paciência”, em particular nas fases de trabalho mais intensas. A dedicação e os esforços de ambas permitiram-me estar essencialmente focado no trabalho a realizar e nos objectivos a atingir. Apesar de algumas adversidades pessoais e dos prejuízos no tempo e na atenção que lhes era devida (e merecida!) pouco pediram em troca. A ambas agradeço ainda a leitura cuidada e crítica de versões preliminares do texto, numa visão de “leigas”, mas que permitiu detectar e corrigir várias “gralhas” e melhorar a legibilidade do texto.

Várias outras pessoas acederam gentilmente dispensar-me algum do seu precioso tempo, ajudando-me a vencer várias dificuldades e desafios. Na Universidade da Beira Interior agradeço ao Prof. Doutor Vitor Cavaleiro a cedência do equipamento de medição e avaliação acústica. Estou também grato à Prof. Doutora Anna Guerman pelo apoio na formulação teórica das vibrações e que se revelou muito útil numa fase crucial do trabalho. Aos colegas investigadores no sobrepiso do LAB 8.7 devo uma palavra de agradecimento pela enorme disponibilidade, de um modo particular ao José Pombo e ao Luís Pestana pela preciosa ajuda na construção da câmara semianecóica; também ao Rui Mendes pela partilha de sugestões e soluções para a formatação dos gráficos. Nos restantes investigadores no LAB 8.7 destaco o

estímulo de algumas discussões técnicas, o trato descontraído, mas sempre respeitoso e cordial e, acima de tudo, o bom ambiente de convívio nas longas sessões de trabalho.

No Instituto Politécnico de Castelo Branco agradeço aos colegas António Freire, Luis Jorge e Armando Ramalho, pelas sugestões dadas para a construção do sistema mecânico para validação do sistema de aquisição de dados, e pela cedência de equipamento que permitiu estabelecer o banco de ensaios. Agradeço também ao Vasco Soares a ajuda na formatação desta tese em processador de texto; e ao Nuno Castela, por providenciar as condições de tranquilidade e de conforto para a escrita desta tese nos dias “escaldantes” do verão albicastrense. Destaco ainda a generosa ajuda do Gilberto Martins na composição dos ficheiros CAD para a produção e fabrico das placas de circuito impresso.

Uma tarefa desta natureza exige equipamentos técnicos e meios financeiros apenas acessíveis através das instituições orientadas à produção de conhecimento. Neste particular destaco e agradeço à Universidade da Beira Interior, pela disponibilidade de recursos e de equipamentos específicos para a realização dos ensaios experimentais e à ex-Unidade de Detecção Remota pelos apoios concedidos. Uma palavra de reconhecimento e de gratidão ao Instituto de Telecomunicações – Laboratório Associado, pelo acolhimento no seio do grupo Power Systems (CV) e pelos apoios concedidos na divulgação científica dos resultados que foram sendo obtidos. Ao Instituto Politécnico de Castelo Branco agradeço os apoios no âmbito do Programa de Formação Avançada dos seus docentes.

# Resumo

Os accionamentos electromecânicos baseados no princípio da variação da relutância magnética têm merecido uma atenção considerável de investigação nas duas últimas décadas. Entre as razões que justificam esse interesse destacam-se a simplicidade de construção, a robustez e os elevados valores de força produzidos. Estas características fazem deste tipo de actuadores soluções robustas e eficientes para accionamentos, com aplicação em várias áreas. No entanto, sendo esta uma tecnologia de accionamento relativamente recente, se comparada com as máquinas eléctricas tradicionais, como por exemplo as de indução magnética, existem aspectos a melhorar e limitações a suprir e que abrem oportunidades para o desenvolvimento de trabalho científico.

É esse o caso dos actuadores de relutância variável, designadamente nos elevados valores de forças produzidas e na sua ondulação (*ripple*). Essa ondulação resulta das variações das correntes de excitação de fase, com origem nos processos de comutação dos dispositivos electrónicos de potência para ajuste e regulação dos perfis de corrente. Os elevados valores de força produzidos, aliados ao *ripple*, causam vibrações que, por sua vez, além de dificultar o controlo e o acoplamento de cargas, emitem ruído acústico e aceleram o desgaste das peças mecânicas.

O tema das vibrações em actuadores de relutância variável comutados tem sido tratado em diversos trabalhos de investigação, mas, de modo quase exclusivo para os actuadores rotativos. No entanto, permanecem em aberto os estudos acerca desse tema para os actuadores lineares, bem como propostas de soluções que visem mitigar os seus efeitos e assim contribuir para a disseminação desta tecnologia de accionamentos. Este trabalho é, portanto, motivado pela necessidade de caracterização das vibrações em actuadores de relutância variável, em especial nos actuadores com configuração linear.

Além da revisão do estado da arte sobre o tema, nesta tese propõem-se métodos e ferramentas para aquisição e análise das vibrações neste tipo de actuadores. Propõem-se métodos de análise numérica e abordagens experimentais para o estudo e a caracterização das vibrações. Apresentam-se propostas quanto às instalações de teste, ao banco de ensaios e à respectiva configuração, bem como os protocolos de teste a adoptar. Para análise dos dados e suporte à caracterização propõem-se ferramentas computacionais desenvolvidas especificamente para esse fim.

Os resultados que se apresentam, analisam e discutem, são obtidos por simulação computacional, através do método dos elementos finitos, e por métodos experimentais. Esses resultados permitem validar a análise numérica e sustentam a análise harmónica das vibrações,

e a sua caracterização, tanto por excitação modal experimental como por excitação operacional.

Este trabalho visa assim contribuir para o avanço científico e tecnológico no que respeita à caracterização das vibrações em actuadores de relutância variável, com propostas de métodos de análise sustentadas em resultados validados experimentalmente. Aponta também algumas direcções e temas de trabalho para investigação no futuro. Além disso, na opinião do autor, revela-se de grande importância uma vez que se enquadra numa nova linha de investigação no seio do grupo de trabalho, na UBI, no qual existe trabalho de investigação anterior sobre os actuadores lineares de relutância variável comutados.

## Palavras-chave

Actuador Linear de Relutância Variável Comutado  
Análise de Sinais Estacionários e Não-Estacionários  
Aquisição Síncrona de Dados  
Câmara Acústica Semianecóica  
Caracterização Modal Experimental  
Excitação Modal Operacional  
Método dos Elementos Finitos  
Vibrações e Ruído Acústico

# Abstract

Electromechanical drives based on the principle of magnetic reluctance variation have deserved considerable research attention in the last two decades. Among the reasons that justify this interest, it stands out the simplicity of construction, the robustness and the high values of force produced. These characteristics make this type of actuators robust and efficient solutions for electromechanical drives, with application in several areas. However, since this is a relatively recent drive technology when compared to traditional electric machines, such as induction machines, there are aspects to be improved and limitations to be met that lead to opportunities for the development of scientific work.

That is the case for switched reluctance actuators, namely in the case of high values of forces produced, and in their variation (ripple). This ripple results from the variations of the phase excitation currents, due to the switching processes of power electronics devices for adjusting and regulating the current profiles. The high force values produced, together with the ripple, cause vibrations which in turn challenging the control of drives and the coupling of loads. Besides these, it contributes to acoustic noise emissions and accelerates the wear of the mechanical parts.

The subject of vibrations in switched reluctance actuators has been addressed in several research papers, but almost exclusively for rotary actuators. However, studies on this subject remain open for linear actuators, as well as proposals for solutions to mitigate their effects and thus contribute to the dissemination of this drive technology. This work is therefore motivated by the need to characterize the vibrations in switched reluctance actuators, especially in the linear configurations of these actuators.

In addition to the review of state of the art on the subject, in this thesis, we proposed methods and tools for acquisition and analysis of vibrations in this type of actuators. Numerical methods and experimental approaches to the study and characterization of vibrations are also proposed. The proposals presented aim for the test facilities, the test bench, and the respective configuration of the test protocols to be adopted. Computational tools developed specifically in purpose for data analysis and characterization support, which we also present and propose.

The results presented, analyzed, and discussed, are obtained by computational simulation using the finite element method, and by experimental methods. These results allow validation of the numerical analysis and support the harmonic analysis of the vibrations, and their characterization, both by experimental modal excitation and by operational excitation.

This work aims to contribute to the technological advancement concerning the characterization of vibrations in switched reluctance actuators, with proposals for analysis methods based on experimentally validated results. It also outlines some directions and work themes for future research. Also, in the author opinion, it proves to be of great importance since it fits into a new line of research within the working group at the UBI, where there is previous research work on linear switched variable reluctance actuators.

## **Keywords**

Analysis of Stationary and Non-Stationary Signals

Experimental Modal Characterization

Finite Elements Method

Linear Switched Reluctance Actuator

Operational Modal Excitation

Semi-Anechoic Acoustic Chamber

Synchronous Data Acquisition

Vibrations and Acoustic Noise

# Sumário

Agradecimentos .....	vii
Resumo .....	ix
Palavras-chave.....	x
Abstract .....	xi
Keywords .....	xii
Sumário .....	xiii
Lista de Figuras.....	xvii
Lista de Tabelas .....	xxvii
Lista de Acrónimos e Abreviaturas.....	xxix
Lista de Símbolos.....	xxxiii
<b>1. Introdução .....</b>	<b>1</b>
1.1. Enquadramento.....	1
1.2. Motivação.....	5
1.3. Características do Actuador Linear Objecto de Estudo .....	7
1.4. Organização do Documento .....	10
<b>2. Conceitos Fundamentais e Estado da Arte.....</b>	<b>13</b>
2.1. Introdução.....	13
2.2. Conversão Electromecânica de Energia .....	14
2.2.1. Fundamentos dos Sistemas Electromecânicos.....	15
2.2.2. Energia e Co-Energia.....	24
2.2.3. Determinação da Força e do Conjugado da Força pela Energia e pela Co-Energia	30
2.2.4. Balanço Energético.....	31
2.3. Actuadores de Relutância Variável Comutados .....	33
2.3.1. Actuador com Configuração Rotativa .....	33
2.3.2. Actuador com Configuração Linear.....	37
2.4. Estado da Arte das Vibrações em Actuadores de Relutância.....	44
2.4.1. Origem e Caracterização das Vibrações e do Ruído Acústico.....	46
2.4.2. Métodos e Técnicas para Minorar as Vibrações .....	48
2.4.3. Contribuições Científicas Focadas na Análise de Vibrações em ALRVC .....	49
2.5. Aquisição, Análise e Processamento de Sinais .....	50
2.5.1. Classificação de Sinais.....	50
2.5.2. Métodos e Ferramentas Numéricas para Análise de Sinais.....	55

2.5.3. Equipamentos e Técnicas de Medida.....	65
2.6. Resumo .....	69
<b>3. Fundamentos de Vibrações e Acústica .....</b>	<b>71</b>
3.1. Introdução.....	71
3.2. Dinâmica de Sistemas Mecânicos.....	72
3.2.1. Equações do Movimento Baseadas no Equilíbrio de Forças .....	72
3.2.2. Equações do Movimento pelo Equilíbrio Energético.....	75
3.3. Vibrações em Barras com Secção Rectangular e Placas.....	80
3.3.1. Teoria das Vibrações.....	80
3.3.2. Teoria de Euler-Bernoulli - Vibrações Transversais em Barras .....	83
3.3.3. Vibrações em Placas .....	85
3.4. Análise Dinâmica por Métodos Numéricos e Experimentais .....	87
3.4.1. Análise Modal .....	87
3.4.2. Análise Modal Experimental .....	91
3.4.3. Análise Modal Operacional.....	92
3.4.4. Método dos Elementos Finitos.....	93
3.5. Ondas Elásticas e Acústica .....	94
3.5.1. Propagação de Ondas Elásticas Planas e de Ondas Sonoras.....	95
3.5.2. Grandezas e Medidas Acústicas .....	100
3.6. Resumo .....	104
<b>4. Análise dos Modos Naturais pelo Método dos Elementos Finitos .....</b>	<b>107</b>
4.1. Introdução.....	107
4.2. Aspectos Construtivos do ALRVC .....	108
4.3. Modelo Geométrico.....	113
4.4. Análise de Vibrações Estruturais pelo FEM .....	118
4.5. Análise, Classificação e Discussão dos Resultados .....	120
4.5.1. Ondas Transversais em Barras Longitudinais na Direcção Horizontal .....	128
4.5.2. Ondas Transversais em Barras Longitudinais na Direcção Vertical .....	149
4.5.3. Modos de Vibração nos Subconjuntos do Primário e do Secundário .....	154
4.5.4. Modos de Vibração com Deformações Devido a Torção .....	160
4.6. Resumo e Conclusões.....	162
<b>5. Instalações para Ensaios e Sistema para Medições.....</b>	<b>165</b>
5.1. Introdução.....	165
5.2. Câmara Semianecóica para a Realização de Ensaios .....	168
5.2.1. Concepção e Construção da Câmara .....	169
5.2.2. Avaliação do Isolamento Acústico .....	173
5.3. Sistema Modular para Medição e Aquisição de Sinais.....	180
5.3.1. <i>Hardware</i> Modular e Distribuído .....	182

---

5.3.2. <i>Software</i> para Controlo do SMDAD e Aquisição de Sinais.....	194
5.3.3. Avaliação e Validação do Sistema de Medida.....	197
5.4. Resumo e Conclusões.....	198
<b>6. Caracterização de Vibrações através de Excitação Modal Experimental .....</b>	<b>201</b>
6.1. Introdução.....	201
6.2. Configurações para Instrumentação e Ensaios.....	202
6.2.1. Posições Relevantes para Excitação.....	203
6.2.2. Posições Adequados à Medição das Respostas Modais .....	204
6.2.3. Configurações para Ensaios.....	208
6.3. Banco de Ensaios e Protocolos de Teste .....	210
6.3.1. Equipamento de Teste e Medida.....	210
6.3.2. Instalações para Ensaios.....	214
6.3.3. Protocolos e Procedimentos de Teste .....	217
6.3.4. Ferramentas de <i>Software</i> para Análise de Sinais .....	220
6.4. Avaliação das Vibrações pela Análise do Áudio Emitido .....	225
6.4.1. Frequências Naturais do Subconjunto Base- <i>Shaker</i> .....	226
6.4.2. Espectro Nativo dos Sinais Áudio .....	229
6.4.3. Espectro de Potência e Coerência Espectral .....	236
6.4.4. Espectro Híbrido pelas Transformadas de Ôndula e de Fourier .....	244
6.5. Ruído Acústico.....	253
6.6. Respostas à Excitação Modal por Forças Transversais .....	257
6.6.1. Acelerações e Deslocamentos Locais .....	258
6.7. Resumo e Conclusões.....	262
<b>7. Avaliação das Respostas Modais pela Operação do Actuador .....</b>	<b>265</b>
7.1. Comando, Controlo e Operação de Actuadores de Relutância.....	265
7.1.1. Topologias de Conversores de Potência .....	266
7.1.2. Conversor em Meia-Ponte para Controlo da Excitação .....	272
7.1.3. Electrónica de Comando e Regulação de Corrente.....	278
7.2. Avaliação dos Modos Naturais por Activação de uma Fase .....	280
7.2.1. Modos com Potencial de Excitação Operacional .....	281
7.2.2. Configurações de Teste e Instrumentação do Banco de Ensaios .....	283
7.3. Resultados da Excitação Operacional no Modo <i>Soft-Chopping</i> .....	291
7.3.1. Resposta em Frequência .....	292
7.3.2. Avaliação das Vibrações pelas Respostas Locais .....	296
7.3.3. Caracterização do Ruído Acústico Emitido pela Operação do Actuador.....	308
7.4. Resumo e Conclusões.....	310
<b>8. Conclusão .....</b>	<b>313</b>
8.1. Conclusões Gerais.....	313

8.2. Principais Contribuições Científicas .....	317
8.3. Perspetivas para Trabalho Futuro.....	318
<b>Referências Bibliográficas .....</b>	<b>319</b>
<b>Anexo A. Esquemas Eléctricos do SMDAD .....</b>	<b>331</b>
<b>Anexo B. Resultados da Excitação Modal Experimental em Regime Forçado Sinusoidal .</b>	<b>335</b>
<b>Anexo C. Publicações Científicas.....</b>	<b>361</b>
<b>Anexo D. Autorização para uso de Imagens com <i>Copyright</i>.....</b>	<b>363</b>

# Lista de Figuras

Figura 1.1	Curvas isófonas de Robinson-Dadson: níveis relativos de som e limiares de audição e de dor. ....	4
Figura 1.2	Diagrama da estrutura física do actuador linear [23]. ....	8
Figura 1.3	Vista geral do actuador linear concebido para aplicações de posicionamento [21].	9
Figura 2.1	Esquema de princípio de um sistema electromecânico com entreferro de ar (electroímã). ....	20
Figura 2.2	Interações entre componentes de um actuador electromecânico e balanço energético. ....	32
Figura 2.3	Exemplo de configurações de MRVC com: a) 6/4 pólos e b) 8/6 pólos. ....	34
Figura 2.4	Ciclo de operação do MRVC 6/4 com alinhamento dos pólos: a) na fase <i>c</i> ; b) na fase <i>a</i> ; c) na fase <i>b</i> e d) novamente na fase <i>c</i> . ....	35
Figura 2.5	Circuito eléctrico simplificado equivalente de uma fase do ALRVC com entreferro de ar. ....	39
Figura 2.6	Variações ideais da indutância, da corrente e das forças de tracção e de regeneração para uma fase do ALRVC, em função da posição relativa entre as partes fixa e móvel. ....	41
Figura 2.7	Variações ideais da indutância, das correntes nas fases, das forças electromotrizes, das potências motora e regenerativa e das forças de tracção e de regeneração no ALRVC. ....	42
Figura 2.8	Varição da indutância na fase <i>a</i> com a posição; perfil ideal de variação no tempo da corrente de fase; do sinal de comando para comutação e andamento da corrente regulada nessa fase. ....	45
Figura 2.9	Bancos de filtros com três estágios de resolução para análise e para síntese de sinais. ....	64
Figura 2.10	Esquemas de análise de sinais em bandas de frequências: a) pela DWT e b) por WP. ....	64
Figura 3.1	Curvas de ponderação A, B, C e D das medidas de SPL com base nas curvas isófonas revistas e padronizadas, segundo a norma ISO-226:2003 [18]. ....	102
Figura 4.1	Vista geral do ALRVC no interior da câmara semianecóica. ....	109
Figura 4.2	Vista lateral do ALRVC que mostra o circuito magnético, os carris-guia e o translato. ....	110
Figura 4.3	Vista pormenorizada das peças dos circuitos primário e secundário do ALRVC. ...	110
Figura 4.4	Detalhe do perfil 50x50 mm em alumínio 6060-0 para as barras longitudinais, transversais e verticais, na estrutura de base do actuador (perspectiva dimétrica). ....	111

Figura 4.5 Detalhe do perfil 50x25 mm, em alumínio 6060-0 para as barras longitudinais superiores e barras transversais, na estrutura de base do actuador (perspectiva dimétrica).....	111
Figura 4.6 Detalhe da barra em aço inoxidável revestida a cromo que constitui o carril-guia para movimento das plataformas do actuador (perspectiva dimétrica). ....	111
Figura 4.7 Pormenor do carro para encaixe no carril-guia (perspectiva dimétrica). ....	112
Figura 4.8 Subconjunto de montagem das fases do actuador: a) montagem completa e b) vista parcial em estrutura de arame e detalhe dos elementos do circuito magnético: bobina, núcleo e pólos.....	112
Figura 4.9 Pormenor de concepção do secundário do actuador: a) vista em perspectiva e b) dimensões.....	113
Figura 4.10 Vista em perspectiva do subconjunto de base e montagem do secundário do actuador.....	114
Figura 4.11 Vista em perspectiva, parcialmente em estrutura de arame, do subconjunto de montagem do translato incluindo as plataformas e detalhe do circuito primário. ....	114
Figura 4.12 Aspecto do modelo geométrico 3D do ALRVC na configuração P1 (perspectiva isométrica).....	115
Figura 4.13 Distribuição das posições das plataformas no curso do carril-guia do actuador.	116
Figura 4.14 Alinhamento na configuração P3: curso disponível idêntico para ambos os lados. ....	117
Figura 4.15 Vista frontal em P5: plataformas posicionadas à esquerda e pólos da fase <i>b</i> alinhados. ....	117
Figura 4.16 Detalhe da malha solução obtida pelo FEM na configuração P3. ....	119
Figura 4.17 Forma modal para o modo de vibração #7-P1 ( $f \approx 67$ Hz). ....	123
Figura 4.18 Forma modal para o modo de vibração #7-P2 ( $f \approx 76$ Hz). ....	124
Figura 4.19 Forma modal para o modo de vibração #7-P3 ( $f \approx 83$ Hz). ....	124
Figura 4.20 Forma modal para o modo de vibração #7-P4 ( $f \approx 75$ Hz). ....	125
Figura 4.21 Forma modal para o modo de vibração #7-P5 ( $f \approx 66$ Hz). ....	125
Figura 4.22 Forma modal para o modo de vibração #8-P1 ( $f \approx 115$ Hz). ....	126
Figura 4.23 Forma modal para o modo de vibração #8-P5 ( $f \approx 109$ Hz). ....	126
Figura 4.24 Forma modal para o modo de vibração #8-P3 ( $f \approx 107$ Hz). ....	127
Figura 4.25 Forma modal para o modo de vibração #9-P3 ( $f \approx 108$ Hz). ....	127
Figura 4.26 Forma modal para o modo de vibração #10-P3 ( $f \approx 161$ Hz). ....	128
Figura 4.27 Forma modal de 1ª ordem em barras e ondas em oposição de fase - modo #12-P1 ( $f \approx 184$ Hz). ....	131
Figura 4.28 Forma modal de 1ª ordem em barras e ondas em oposição de fase - modo #11-P5 ( $f \approx 182$ Hz). ....	131
Figura 4.29 Forma modal de 2ª ordem em barras e ondas em oposição de fase - modo #14-P1 ( $f \approx 230$ Hz). ....	132

Figura 4.30 Forma modal de 2ª ordem em barras e ondas em oposição de fase - modo #15-P5 (f≈227 Hz).....	132
Figura 4.31 Forma modal de 3ª ordem em barras e ondas em oposição de fase - modo #20-P1 (f≈303 Hz).....	133
Figura 4.32 Forma modal de 3ª ordem em barras e ondas em oposição de fase - modo #20-P5 (f≈292 Hz).....	133
Figura 4.33 Forma modal de 6ª ordem em barras e ondas em oposição de fase - modo #54-P1 (f≈824 Hz).....	134
Figura 4.34 Forma modal de 6ª ordem em barras e ondas em oposição de fase - modo #54-P5 (f≈799 Hz).....	134
Figura 4.35 Forma modal de 7ª ordem em barras: ondas em oposição de fase - modo #72-P1 (f≈1.080 Hz). ....	135
Figura 4.36 Forma modal de 7ª ordem em barras: ondas em oposição de fase - modo #71-P5 (f≈1.029 Hz). ....	135
Figura 4.37 Forma modal de 1ª ordem em barras: ondas em oposição de fase - modo #13-P2 (f≈201 Hz).....	136
Figura 4.38 Forma modal de 1ª ordem em barras: ondas em oposição de fase - modo #13-P4 (f≈198 Hz).....	137
Figura 4.39 Forma modal de 2ª ordem em barras: ondas em oposição de fase - modo #17-P2 (f≈266 Hz).....	137
Figura 4.40 Forma modal de 2ª ordem em barras: ondas em oposição de fase - modo #17-P4 (f≈260 Hz).....	138
Figura 4.41 Forma modal de 4ª ordem em barras: ondas em oposição de fase - modo #44-P2 (f≈640 Hz).....	138
Figura 4.42 Forma modal de 4ª ordem em barras: ondas em oposição de fase - modo #40-P4 (f≈601 Hz).....	139
Figura 4.43 Forma modal de 1ª ordem no segmento de barras de menor comprimento, localizado à direita e ondas em oposição de fase - modo #23-P2 (f≈329 Hz). ....	140
Figura 4.44 Forma modal de 1ª ordem no segmento de barras de menor comprimento, na secção do actuador à esquerda e ondas em oposição de fase - modo #24-P4 (f≈363 Hz). .....	140
Figura 4.45 Forma modal de 2ª ordem no segmento de barras de menor comprimento, na secção do actuador à direita e ondas em oposição de fase - modo #45-P2 (f≈665 Hz). .	141
Figura 4.46 Forma modal de 2ª ordem no segmento de barras de menor comprimento, na secção à esquerda da posição central e ondas em oposição de fase - modo #50-P4 (f≈753 Hz).....	141
Figura 4.47 Modo de 2ª ordem no segmento de barras de menor comprimento, na secção do actuador à direita da posição central e ondas em oposição de fase - modo #28-P3 (f≈408 Hz).....	142

Figura 4.48 Forma modal de 1ª ordem para segmentos laterais de barras de comprimento idêntico, com deflexão à direita da posição central e ondas em oposição de fase - modo #13-P3 ( $f \approx 226$ Hz).....	143
Figura 4.49 Forma modal de 1ª ordem para segmentos laterais de barras de comprimento idêntico, com deflexão à esquerda da posição central e ondas em oposição de fase - modo #14-P3 ( $f \approx 230$ Hz). ....	143
Figura 4.50 Forma modal de 3ª ordem para segmentos laterais de barras de comprimento idêntico, com deflexão à direita da posição central e ondas em oposição de fase - modo #42-P3 ( $f \approx 620$ Hz).....	144
Figura 4.51 Forma modal de 3ª ordem para segmentos laterais de barras de comprimento idêntico, com deflexão à esquerda da posição central e ondas em oposição de fase - modo #46-P3 ( $f \approx 670$ Hz). ....	144
Figura 4.52 Forma modal de 2ª ordem para segmentos laterais de barras de comprimento idêntico, com deflexão à direita da posição central e ondas em oposição de fase - modo #28-P3 ( $f \approx 408$ Hz).....	145
Figura 4.53 Forma modal de 2ª ordem para segmentos laterais de barras de comprimento idêntico, com deflexão à esquerda da posição central e ondas em oposição de fase - modo #31-P3 ( $f \approx 435$ Hz). ....	145
Figura 4.54 Forma modal de 4ª ordem para segmentos laterais de barras de comprimento idêntico, com deflexão à direita da posição central e ondas em oposição de fase - modo #70-P3 ( $f \approx 1.020$ Hz). ....	146
Figura 4.55 Forma modal de 4ª ordem para segmentos laterais de barras de comprimento idêntico, com deflexão à esquerda da posição central e ondas em oposição de fase - modo #71-P3 ( $f \approx 1.051$ Hz).....	146
Figura 4.56 Forma modal de 4ª ordem para segmentos laterais de barras de comprimento idêntico, com deflexão à esquerda da posição central e ondas em oposição de fase - modo #72-P3 ( $f \approx 1.065$ Hz).....	147
Figura 4.57 Forma modal para o modo #50-P1 ( $f \approx 772$ Hz) - deflexão na vertical em oposição de fase.....	150
Figura 4.58 Forma modal para o modo #50-P5 ( $f \approx 774$ Hz) - deflexão na vertical em oposição de fase.....	151
Figura 4.59 Forma modal para o modo #44-P3 ( $f \approx 646$ Hz) - deflexão na vertical em oposição de fase.....	151
Figura 4.60 Forma modal de 4ª ordem para o modo #22-P1 ( $f \approx 312$ Hz) - deflexão na vertical em fase. ....	152
Figura 4.61 Forma modal de 5ª ordem para o modo #39-P1 ( $f \approx 572$ Hz) - deflexão na vertical em fase. ....	153
Figura 4.62 Forma modal de 3ª ordem para o modo #33-P3 ( $f \approx 485$ Hz) com deflexão vertical: em fase nas barras paralelas horizontalmente e em oposição de fase em barras paralelas segundo a vertical. ....	153

Figura 4.63 Forma modal para o modo #27-P5 ( $f \approx 394$ Hz) - vibrações no primário. ....	155
Figura 4.64 Forma modal para o modo #28-P4 ( $f \approx 394$ Hz) - vibrações no primário. ....	155
Figura 4.65 Forma modal para o modo #27-P3 ( $f \approx 394$ Hz) - vibrações no primário. ....	156
Figura 4.66 Forma modal de ordem 9, para o modo #66-P1 ( $f \approx 974$ Hz) - vibrações no secundário. ....	158
Figura 4.67 Forma modal de ordem 10, para o modo #73-P5 ( $f \approx 1.090$ Hz) - vibrações no secundário. ....	158
Figura 4.68 Forma modal de ordem 8 para o modo #41-P3 ( $f \approx 615$ Hz) - vibrações no secundário. ....	159
Figura 4.69 Forma modal de ordem 5 para o modo #43-P3 ( $f \approx 644$ Hz) - vibrações no secundário. ....	160
Figura 4.70 Exemplo de forma modal com deflexão e torção - modo #37-P5 ( $f \approx 560$ Hz). ....	161
Figura 5.1 Construção da câmara: a) estrutura principal e painéis laterais e b) painéis frontais. ....	169
Figura 5.2 Pormenor do revestimento interior da câmara: a) primeira camada com espuma de baixa densidade; b) colocação de <i>Acustitherm</i> 503 no interior de calhas electrificadas; c) placas perfuradas <i>Tablex</i> na cobertura e d) revestimento final com <i>Impactodan</i> , e <i>AcoustiCork</i> nos painéis laterais. ....	171
Figura 5.3 Pormenor dos revestimentos finais no: a) exterior e b) interior, com espuma acústica FR25. ....	171
Figura 5.4 Vistas em corte dos agregados do revestimento acústico da câmara: a) nos painéis laterais e no painel posterior; b) nos painéis frontais e c) no painel superior que forma a cobertura. ....	172
Figura 5.5 Espectro de amplitude do ruído branco gaussiano, a 44.100 amostras por segundo. ....	175
Figura 5.6 Espectro de amplitude do tom isócrono 136,1 Hz até 2,2 kHz, a 44.100 amostras por segundo. ....	175
Figura 5.7 Medidas de ruído ambiente no edifício, em utilização normal. ....	176
Figura 5.8 Medidas do nível de ruído ambiente no edifício para “ruído branco”. ....	176
Figura 5.9 Medidas do nível de ruído no edifício para “tom isócrono-136,1 Hz”. ....	177
Figura 5.10 Avaliação do isolamento acústico da câmara semianecóica para “Ruído Branco”. ....	178
Figura 5.11 Avaliação do isolamento acústico da câmara semianecóica para “Tom Isócrono-136,1 Hz” ....	178
Figura 5.12 Aspecto geral da arquitectura do SMDAD. ....	182
Figura 5.13 Diagrama ilustrativo da constituição interna dos MI <sup>2</sup> S. ....	183
Figura 5.14 Fluxograma descritivo da operação do <i>firmware</i> para as comunicações. ....	185
Figura 5.15 Fluxogramas das rotinas de serviço a interrupções: a) nas comunicações série e b) no controlo e gestão do processo de aquisição de dados. ....	187

Figura 5.16 Sequência de acções nas rotinas de serviço a interrupções na aquisição de dados: a) para transdutores com saída analógica e b) para transdutores com saída digital. ....	187
Figura 5.17 Placas de montagem dos acelerómetros (20x20 mm): a) ADXL001-70Z [201] e b) ADXL326Z.....	188
Figura 5.18 Diagramas de resposta em frequência: a) das secções RC do filtro AAF LP de 2ª ordem; b) do conjunto ADXL001 e filtro AAF, com resposta final modificada e aplanamento máximo. ....	189
Figura 5.19 Diagrama de blocos funcional Acelerómetro ADXL326Z. Adaptada de [199]. ....	190
Figura 5.20 Diagramas de resposta em frequência do filtro LP de 2ª ordem, formado pela ligação em cascata das secções RC na placa de montagem do acelerómetro ADXL326Z e do AAF. ....	190
Figura 5.21 Esquema eléctrico do amplificador para microfone. ....	191
Figura 5.22 Resposta em frequência para o amplificador de microfone e filtro limitador de espectro. ....	192
Figura 5.23 Resposta em frequência do filtro limitador (AAF) nos MI <sup>2</sup> S dos transdutores de corrente. ....	193
Figura 5.24 Pormenor do ficheiro de texto para configuração do SMDAD. ....	194
Figura 5.25 Dispositivos USB registados: a) no sistema operativo do PC e b) no SMDAD, após instalação. ....	195
Figura 5.26 Detalhe de troços de código para configuração: a) das comunicações e b) dos MI <sup>2</sup> S.....	196
Figura 5.27 Detalhe da mensagem ao utilizador durante a configuração do SMDAD.....	196
Figura 6.1 Posições a considerar na aplicação de forças externas na excitação da estrutura do ALRVC.....	204
Figura 6.2 Instrumentação A - Distribuição de pontos de medida das acelerações locais na estrutura. ....	205
Figura 6.3 Instrumentação B - Pontos para medida das acelerações locais na estrutura do ALRVC.....	207
Figura 6.4 Esquema geral das posições de excitação e das configurações do actuador.....	209
Figura 6.5 Diagrama de blocos funcional e de instrumentação do banco de ensaios.....	211
Figura 6.6 Pormenor do <i>shaker</i> electrodinâmico montado na base e acoplado à estrutura do ALRVC.....	212
Figura 6.7 Vista dos sonómetros integradores usados na medição dos níveis de ruído acústico emitido. ....	215
Figura 6.8 Aspecto do banco de ensaios na fase de instalação do <i>shaker</i> e colocação dos acelerómetros.....	215
Figura 6.9 Fluxograma do código MATLAB para análise de sinais pela DFT e representação do espectro. ....	221
Figura 6.10 Fluxograma do código MATLAB para representação do espectro híbrido DWT (WPA) e DFT. ....	223

Figura 6.11 Fluxograma do programa para análise das respostas do ALRVC medidas através do SMDAD. ....	224
Figura 6.12 Formas de onda no osciloscópio para: a) o primeiro modo; b) o segundo modo; c) o quarto modo e d) pormenor dos sinais no segundo modo, com leitura directa dos valores medidos no ecrã.....	227
Figura 6.13 Espectro do áudio em <i>Base-Shaker.wav</i> (22.050 amostras/s e 16 bits/amostra). ....	228
Figura 6.14 Espectro do áudio emitido pela armadura de iluminação fluorescente no interior da câmara.....	230
Figura 6.15 Análise do sinal áudio “ <i>original</i> ” em <i>E1-P2.wav</i> (22.050 amostras/s e 16 bits/amostra).....	231
Figura 6.16 Análise do sinal áudio “ <i>original</i> ” <i>E2-P2.wav</i> (22.050 amostras/s e 16 bits/amostra).....	232
Figura 6.17 Análise do sinal áudio “ <i>exclusivo</i> ” em <i>E1-P2.wav</i> (22.050 amostras/s e 16 bits/amostra).....	233
Figura 6.18 Análise do sinal áudio “ <i>exclusivo</i> ” em <i>E2-P2.wav</i> (22.050 amostras/s e 16 bits/amostra).....	233
Figura 6.19 Correlação cruzada normalizada entre os espectros do áudio nas configurações P2 e P4, considerando em cada configuração as duas posições de excitação. ....	235
Figura 6.20 Correlação cruzada normalizada entre os espectros do áudio nas configurações P2 e P4, para posições de excitação em cada configuração organizadas em simetria em torno de E5-P3. ....	235
Figura 6.21 Correlação cruzada normalizada entre os espectros do áudio nas configurações P2 e P4, para posições de excitação nas configurações organizadas em anti-simetria em torno de E5-P3. ....	236
Figura 6.22 Gráficos de análise dos sinais áudio “ <i>original</i> ” e “ <i>exclusivo</i> ” para E1-P2: a) CPSD e b) fase de cruzamento. ....	237
Figura 6.23 Gráficos de análise dos sinais áudio “ <i>original</i> ” e “ <i>exclusivo</i> ” para E1-P2: a) MSC e b) fase de cruzamento.....	238
Figura 6.24 Identificação de componentes de frequência dos sinais áudio “ <i>exclusivos</i> ” para P2, através da CPSD estimada pelo períodograma de Welch. ....	239
Figura 6.25 Identificação de componentes de frequência dos sinais áudio “ <i>exclusivos</i> ” para P4, através da CPSD estimada pelo períodograma de Welch. ....	242
Figura 6.26 Análise harmónica do sinal áudio “ <i>exclusivo</i> ” em <i>E1-P2</i> : WPA (3 estágios) e FFT. ....	246
Figura 6.27 Análise harmónica do sinal áudio “ <i>exclusivo</i> ” em <i>E2-P2</i> : WPA (3 estágios) e FFT. ....	246
Figura 6.28 Análise harmónica do sinal áudio “ <i>exclusivo</i> ” em <i>E3-P4</i> : WPA (3 estágios) e FFT. ....	250

Figura 6.29 Análise harmónica do sinal áudio “ <i>exclusivo</i> ” em <i>E4-P4</i> : WPA (3 estágios) e FFT. .....	250
Figura 6.30 Medidas de SPL e dos níveis equivalentes, ponderados A, para <i>E1-P2</i> .....	254
Figura 6.31 Medidas de SPL e dos níveis equivalentes, ponderados A, para <i>E2-P2</i> .....	254
Figura 6.32 Medidas de SPL e dos níveis equivalentes, ponderados A, para <i>E3-P4</i> .....	255
Figura 6.33 Medidas de SPL e dos níveis equivalentes, ponderados A, para <i>E4-P4</i> .....	255
Figura 6.34 Valores médios dos níveis equivalentes, ponderados A, medidos nas configurações <i>P2 e P4</i> .....	256
Figura 6.35 Pontos para excitação e medição das respostas para os ensaios na configuração <i>E1-P2</i> .....	258
Figura 6.36 Espectros a) de amplitude e b) de fase da aceleração na posição MF1 para <i>E1-P2</i> a 185 Hz. ....	259
Figura 6.37 Andamento a) da aceleração e b) do deslocamento, na posição MF1 para <i>E1-P2</i> a 185 Hz. ....	260
Figura 6.38 Espectro da aceleração medida na posição STy, no ensaio <i>E1-P2</i> à frequência de 185 Hz. ....	261
Figura 6.39 Espectro da aceleração medida na posição STz, no ensaio <i>E1-P2</i> à frequência de 185 Hz. ....	261
Figura 7.1 Esquema eléctrico de base da operação do conversor de potência dissipativo com 3 fases. ....	267
Figura 7.2 Esquema eléctrico de base da operação do conversor do tipo bifilar com 3 fases. .....	268
Figura 7.3 Esquema eléctrico de base do conversor com armazenamento capacitivo com 3 fases. ....	269
Figura 7.4 Esquema eléctrico de princípio de operação do conversor DC-DC com 3 fases. ..	270
Figura 7.5 Esquema eléctrico de base do conversor em meia-ponte assimétrico com 3 fases. .....	271
Figura 7.6 Esquema eléctrico de princípio de operação do conversor trifásico em ponte completa. ....	272
Figura 7.7 Estágios da sequência de operação do conversor de potência em meia-ponte: a) fase activada; b) roda-livre e c) inversão de polaridade. ....	273
Figura 7.8 Formas de onda na fase <i>a</i> no modo <i>single-pulse</i> (evolução temporal consoante a posição). ....	274
Figura 7.9 Formas de onda na fase <i>a</i> no modo <i>soft-chopping</i> (evolução temporal consoante a posição). ....	275
Figura 7.10 Formas de onda na fase <i>a</i> no modo <i>hard-chopping</i> (evolução no tempo consoante a posição). ....	276
Figura 7.11 Formas de onda na fase <i>a</i> no modo de regulação de corrente através de <i>soft-chopping</i> .....	277

Figura 7.12 Vista geral dos módulos que constituem o conversor de potência para comando do ALRVC. ....	278
Figura 7.13 Esquema eléctrico do conversor em meia-ponte para excitação de cada fase do ALRVC. ....	279
Figura 7.14 Esquema eléctrico do bloco de controlo de histerese para regulação da corrente de fase. ....	280
Figura 7.15 Configuração P2 usada no banco de ensaios de excitação operacional do actuador. ....	281
Figura 7.16 Forma modal relativa ao modo #30-P2 ( $f=444$ Hz) para avaliação por excitação operacional. ....	282
Figura 7.17 Forma modal relativa ao modo #33-P2 ( $f=487$ Hz) para avaliação por excitação operacional. ....	282
Figura 7.18 Forma modal relativa ao modo #67-P2 ( $f=976$ Hz) para avaliação por excitação operacional. ....	283
Figura 7.19 Posições para instrumentação do banco de ensaios nos testes de excitação operacional. ....	284
Figura 7.20 Vista geral do banco de ensaios com a ligações do SMDAD e instrumentação de medida. ....	285
Figura 7.21 Vista detalhada da colocação dos acelerómetros na estrutura do actuador: a) agregado na face frontal em eR2; b) com fixação através de placas de cera ntural. ....	286
Figura 7.22 Aspecto geral da configuração do ambiente de teste nos ensaios de excitação operacional. ....	287
Figura 7.23 Detalhe dos painéis do equipamento de teste e medida, indicando: a) os valores de corrente e tensão na fonte DC para alimentação do actuador b) as medições no amperímetro e no osciloscópio. ....	287
Figura 7.24 Configurações de alinhamento usadas nos ensaios de excitação operacional do actuador. ....	288
Figura 7.25 Formas de onda da corrente na fase <i>a</i> e do sinal PWM de comando de $Q_1$ ( $f=465$ Hz; $d=75\%$ ). ....	289
Figura 7.26 Formas de onda da corrente na fase <i>a</i> e do sinal PWM de comando de $Q_1$ ( $f=465$ Hz; $d=85\%$ ). ....	290
Figura 7.27 Formas de onda da corrente na fase <i>a</i> e do sinal PWM de comando de $Q_1$ ( $f=465$ Hz; $d=95\%$ ). ....	290
Figura 7.28 Formas de onda da corrente na fase <i>a</i> (acoplamento AC) e do sinal PWM ( $f=465$ Hz; $d=85\%$ ). ....	290
Figura 7.29 Análise combinada do áudio emitido em excitação operacional a 1,35 A: WPA e FFT. ....	293
Figura 7.30 Componente dinâmica da corrente de excitação da fase <i>a</i> a 465 Hz e $d = 85\%$ . ....	297
Figura 7.31 Espectros de amplitude e de fase da corrente na fase <i>a</i> a 465 Hz e $d = 85\%$ . ...	297

Figura 7.32	Aceleração no translato segundo a direcção vertical com excitação $I_{av} = 1,35 \text{ A}$ a $465 \text{ Hz}$ .	298
Figura 7.33	Aceleração na posição SF1 segundo a direcção vertical com excitação $I_{av} = 1,35 \text{ A}$ a $465 \text{ Hz}$ .	299
Figura 7.34	Aceleração na posição SF2 segundo a direcção vertical com excitação $I_{av} = 1,35 \text{ A}$ a $465 \text{ Hz}$ .	299
Figura 7.35	Aceleração na posição SF5 segundo a direcção vertical com excitação $I_{av} = 1,35 \text{ A}$ a $465 \text{ Hz}$ .	300
Figura 7.36	Aceleração na posição SF6 segundo a direcção vertical com excitação $I_{av} = 1,35 \text{ A}$ a $465 \text{ Hz}$ .	300
Figura 7.37	Aceleração na posição SS1 segundo a direcção vertical com excitação $I_{av} = 1,35 \text{ A}$ a $465 \text{ Hz}$ .	301
Figura 7.38	Aceleração na posição SS2 segundo a direcção vertical com excitação $I_{av} = 1,35 \text{ A}$ a $465 \text{ Hz}$ .	301
Figura 7.39	Componentes de frequência da aceleração na posição SF1 para $I_{av} = 1,35 \text{ A}$ a $465 \text{ Hz}$ .	303
Figura 7.40	Componentes de frequência da aceleração na posição SF2 para $I_{av} = 1,35 \text{ A}$ a $465 \text{ Hz}$ .	303
Figura 7.41	Componentes de frequência da aceleração na posição SF5 para $I_{av} = 1,35 \text{ A}$ a $465 \text{ Hz}$ .	303
Figura 7.42	Componentes de frequência da aceleração na posição SF6 para $I_{av} = 1,35 \text{ A}$ a $465 \text{ Hz}$ .	304
Figura 7.43	Componentes de frequência da aceleração na posição SS1 para $I_{av} = 1,35 \text{ A}$ a $465 \text{ Hz}$ .	305
Figura 7.44	Componentes de frequência da aceleração na posição SS2 para $I_{av} = 1,35 \text{ A}$ a $465 \text{ Hz}$ .	305
Figura 7.45	Componentes de frequência da aceleração na posição STx para $I_{av} = 1,35 \text{ A}$ a $465 \text{ Hz}$ .	306
Figura 7.46	Componentes de frequência da aceleração na posição STy para $I_{av} = 1,35 \text{ A}$ a $465 \text{ Hz}$ .	306
Figura 7.47	Componentes de frequência da aceleração na posição STz para $I_{av} = 1,35 \text{ A}$ a $465 \text{ Hz}$ .	307
Figura 7.48	Andamento estimado para a função deslocamento, no translato, segundo a direcção vertical, para $I_{av} = 1,35 \text{ A}$ a $465 \text{ Hz}$ .	308
Figura 7.49	Valores médios dos níveis equivalentes, ponderados A, em operação a $I_{av} = 1,65 \text{ A}$ .	309
Figura 7.50	Valores médios dos níveis equivalentes, ponderados A, em operação a $I_{av} = 1,81 \text{ A}$ .	309

# Lista de Tabelas

Tabela 1.1	Características estáticas do actuador linear objecto de estudo [21].	8
Tabela 1.2	Valores de forças obtidas nas posições de máxima força para quatro configurações, de acordo com a geometria dos pólos e dentes [23].	9
Tabela 2.1	Comparação das equações de Maxwell para campos estáticos e campos variáveis no tempo.	20
Tabela 2.2	Comparação do desempenho das funções “janela” [129].	58
Tabela 2.3	Características principais dos transdutores a aplicar na instrumentação do actuador.	67
Tabela 4.1	Resumo de resultados obtidos para a malha solução para cada configuração do ALRVC.	119
Tabela 4.2	Lista dos modos úteis e frequências de vibração para cinco configurações do actuador.	121
Tabela 4.3	Modos de vibração em barras longitudinais: ondas transversais em oposição de fase com propagação segundo a direcção horizontal.	129
Tabela 4.4	Desvio da frequência de vibração em relação aos valores médios para as posições duais.	130
Tabela 4.5	Modos de vibração em barras longitudinais: ondas transversais em fase com propagação segundo a direcção horizontal.	148
Tabela 4.6	Desvio de frequências de vibração em relação aos valores médios de frequência para modos da igual ordem, de ondas transversais em fase com propagação segundo a direcção horizontal.	148
Tabela 4.7	Modos em barras longitudinais: ondas transversais em oposição de fase com propagação segundo a direcção vertical.	149
Tabela 4.8	Modos em barras longitudinais: ondas transversais em fase com propagação segundo a direcção vertical.	150
Tabela 4.9	Modos de vibração no subconjunto do primário do actuador.	154
Tabela 4.10	Modos de vibração para os quais se registam deformações na barra do secundário.	157
Tabela 4.11	Modos de vibração considerados “quase exclusivos” do secundário do actuador.	159
Tabela 4.12	Modos de vibração com deslocamentos segundo várias direcções e torção.	161
Tabela 5.1	Valores da velocidade de propagação da onda sonora longitudinal $v_L$ e da impedância acústica $Z_a$ para os principais materiais considerados na avaliação da câmara semianecóica [178].	173

Tabela 5.2	Valores do coeficiente de absorção acústica, $\alpha_a$ , para as superfícies e materiais considerados determinantes na caracterização acústica da câmara semianecóica [189]. .....	173
Tabela 5.3	Valores médios de $L_{peqA}$ e de absorção acústica na avaliação da câmara semianecóica. ....	179
Tabela 5.4	Resumo dos comandos e pacotes de dados nas comunicações. ....	185
Tabela 6.1	Configurações para Ensaios em Instrumentação A (CE-A): posições de excitação, de colocação de acelerómetros e configurações do ALRVC a ensaiar. ....	209
Tabela 6.2	Configurações para Ensaios em Instrumentação B (CE-B): posições de excitação, de colocação de acelerómetros e configurações do ALRVC a ensaiar. ....	210
Tabela 6.3	Medições para avaliação dos modos de vibração identificados por audição. ....	226
Tabela 6.4	Componentes de frequência, ordem dos modos e desvios relativos de frequência para os sinais áudio “ <i>exclusivos</i> ” nos ensaios para a configuração P2. ....	240
Tabela 6.5	Componentes de frequência, ordem dos modos e desvios relativos de frequência para os sinais áudio “ <i>exclusivos</i> ” nos ensaios para a configuração P4. ....	242
Tabela 6.6	Componentes no espectro híbrido dos sinais áudio “ <i>exclusivos</i> ” para a configuração P2. ....	247
Tabela 6.7	Componentes espectrais dos sinais áudio “ <i>exclusivos</i> ” nos ensaios para a configuração P4. ....	250
Tabela 7.1	Valores estimados para as forças de atracção e de tracção em função das correntes de excitação de fase, para um alinhamento de 50% no circuito magnético...	291
Tabela 7.2	Componentes do espectro híbrido do sinal áudio obtido para excitação operacional a 1,35 A. ....	293

# Lista de Acrónimos e Abreviaturas

AAF	<i>Anti-Aliasing Filter</i>
AC	<i>Alternating Current</i>
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
ALRVC	Actuador Linear de Relutância Variável Comutado
AR	<i>Aspect Ratio</i>
ARVC	Actuador de Relutância Variável Comutado
ASD	<i>Auto Spectral Density</i>
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
CAD	<i>Computer Aided Design</i>
CAE	<i>Computer Aided Engineering</i>
CC	<i>Cross-Correlation</i>
CD	<i>Compact Disk</i>
CDF	<i>Cohen - Daubechies - Feauveau</i> (família de ôndulas biortogonais)
CE	Comissão Europeia
CGS	centímetro-grama-segundo (sistema de unidades variante do sistema métrico)
CPSD	<i>Cross Power Spectral Density</i>
CSD	<i>Cross Spectral Density</i>
CWT	<i>Continuous Wavelet Transform</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DIN	<i>Deutsches Institut für Normung</i> (Instituto Alemão para a Normalização)
DTFT	<i>Discrete-Time Fourier Transform</i>
DWT	<i>Discrete Wavelet Transform</i>
EMA	<i>Experimental Modal Analysis</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
ENBW	<i>Equivalent Noise Bandwidth</i>
EOC	<i>End of Conversion</i>
f.c.e.m.	Força contra-electromotriz
f.e.m.	Força electromotriz
f.m.m.	Força magnetomotriz
FEA	<i>Finite Element Analysis</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response Filter</i>
HP	<i>High-Pass</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>

IRF	<i>Impulse Response Function</i>
ISO	<i>International Organization for Standardization</i>
ISR	<i>Interrupt Service Routine</i>
LP	<i>Low-Pass</i>
LSB	<i>Least Significant Bit</i>
LSRA	<i>Linear Switched Reluctance Actuator</i>
LSRM	<i>Linear Switched Reluctance Machine</i>
LVDT	<i>Linear Variable Differential Transformer</i>
nDOF	<i>n - Degrees of Freedom</i>
MDOF	<i>Multiple Degrees of Freedom</i>
MEMS	<i>Micro Electromechanical System</i>
MI <sup>2</sup> S	<i>Módulo Inteligente e de Interface para Sensores</i>
MRA	<i>Multi-Resolution Analysis</i>
MRVC	<i>Motor de Relutância Variável Comutado</i>
MSC	<i>Magnitude Squared Coherence (spectrum)</i>
NCC	<i>Normalized Cross-Correlation</i>
NI-VISA	<i>National Instruments - Virtual Instruments Software Architecture</i>
NTC	<i>Negative Temperature Coefficient</i>
OMA	<i>Operational Modal Analysis</i>
PC	<i>Personal Computer</i>
PDF	<i>Probability Density Function</i>
PG	<i>Processing Gain</i>
PL	<i>Processing Loss</i>
PSD	<i>Power Spectrum Density</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
QMF	<i>Quadrature Mirror Filter</i>
rms	<i>root mean square</i>
RFI	<i>Radio Frequency Interference</i>
SAR	<i>Successive Approximations Register</i>
SCI	<i>Serial Communications Interface</i>
SDOF	<i>Single Degree of Freedom</i>
SI	<i>Sistema Internacional (de unidades)</i>
SFTP	<i>Shielded Foiled Twisted Pair Cable</i>
SLIT	<i>Sistema Linear e Invariante no Tempo</i>
SLL	<i>Side-Lobe Level</i>
SMD	<i>Surface Mount Device</i>
SMDAD	<i>Sistema Modular Distribuído para Aquisição de Dados</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SPL	<i>Sound Pressure Level</i>

SRD	<i>Switched Reluctance Drive</i>
SRM	<i>Switched Reluctance Motor</i>
SSS	<i>Strict-Sense Stationary</i>
STFT	<i>Short-time Fourier Transform</i>
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
VISA	<i>Virtual Instruments Software Architecture</i>
WCPL	<i>Worst Case Processing Loss</i>
WP	<i>Wavelet Packet</i>
WPAD	<i>Wavelet Packet Analysis and Denoising</i>
WSS	<i>Wide-Sense Stationary</i>



# Lista de Símbolos

Do alfabeto latino:

$a$	Aceleração (generalizada)	$[\text{m}\cdot\text{s}^{-2}]$
$A$	Amplitude da onda ou sinal sinusoidal (geral)	
$A_c, A_g, A_p$	Áreas de secção transversal num electroímã: no núcleo ferromagnético, no entreferro e no êmbolo, respectivamente	$[\text{m}^2]$
$A_s$	Área de secção transversal (generalizada)	$[\text{m}^2]$
$A_w$	Amplitude da onda mecânica	$[\text{m}]$
$b_l$	Coefficiente de Ritz de ordem $l$	
$B$	Densidade de fluxo magnético	$[\text{T}]$
$\mathbf{B}$	Vector densidade de fluxo magnético	$[\text{T}]$
$B_c, B_g, B_p$	Densidade de fluxo magnético no núcleo, no entreferro e no êmbolo	$[\text{T}]$
$B_e$	Densidade de fluxo magnético no entreferro, no <i>shaker</i> (CGS)	$[\text{gauss}]$
$c$	Coefficiente de amortecimento	$[\text{N}\cdot\text{s}\cdot\text{m}^{-1}]$
$c_c$	Coefficiente de amortecimento crítico (sistemas amortecidos)	$[\text{N}\cdot\text{s}\cdot\text{m}^{-1}]$
$c_r$	Coefficiente de amortecimento modal	$[\text{N}\cdot\text{s}\cdot\text{m}^{-1}]$
$\mathbf{C}$	Matriz de coeficientes de amortecimento	$[\text{N}\cdot\text{s}\cdot\text{m}^{-1}]$
$d$	factor de ciclo ( <i>duty-cycle</i> )	$[\%]$
$D$	Módulo de rigidez à flexão transversal (em placas)	$[\text{N}\cdot\text{m}^{-2}]$
$\mathbf{D}$	Vector densidade de corrente eléctrica	$[\text{C}\cdot\text{m}^{-2}]$
$D_R$	Função de dissipação de Rayleigh	$[\text{J}]$
$e$	Força electromotriz (generalizada)	$[\text{V}]$
$e_{as}, e_{bs}, e_{cs}$	Força electromotriz nas fases $a, b$ e $c$	$[\text{V}]$
$E$	Módulo de elasticidade (módulo de Young)	$[\text{N}\cdot\text{m}^{-2}]$

<b>E</b>	Vector campo eléctrico	$[\text{C} \cdot \text{m}^{-1}]$
$E_b$	Módulo da força electromotriz gerada na armadura do ( <i>shaker</i> )	$[\text{V}]$
$E_m$	Valor máximo da força electromotriz	$[\text{V}]$
$f$	Frequência genérica ou relativa a sinal contínuo no tempo	$[\text{Hz}]$
$f$	Função real arbitrária no espaço da ôndula: $L^2(\mathbb{R})$	
$f_{cmp}$	Força do campo de acoplamento (actuadores lineares)	$[\text{N}]$
$f_{em}$	Força electromecânica de motorização	$[\text{N}]$
$f_{er}$	Força electromecânica de regeneração	$[\text{N}]$
$f_n$	Frequência natural	$[\text{Hz}]$
$f_s$	Frequência de amostragem	$[\text{Hz}]$
$f_x(\cdot)$	Função de densidade de probabilidade da variável real aleatória $x(\tau)$	
$F$	Força (generalizada)	$[\text{N}]$
<b>F</b>	Vector de forças	$[\text{N}]$
$F_{ee}$	Força de excitação gerada no <i>shaker</i> (sistema Inglês)	$[\text{lbf}]$
$F_{em}$	Módulo ou valor máximo da força electromecânica de motorização	$[\text{N}]$
$F_{exct}$	Força externa de excitação modal em regime forçado	$[\text{N}]$
$F_k$	Força no espaço de coordenadas generalizadas $k$	$[\text{N}]$
$F_q$	Força potencial na mola, por cada passo de compressão $q$	$[\text{N}]$
$F_T$	Força transversal	$[\text{N}]$
$F_0$	Amplitude da força de excitação em estado estacionário	$[\text{N}]$
$F_x(\cdot)$	Função de distribuição cumulativa de probabilidade da variável real aleatória $x(\tau)$	
$\mathcal{F}$	Força magnetomotriz	$[\text{A} \cdot \text{e}]$
$g$	Aceleração da gravidade	$[\text{m} \cdot \text{s}^{-2}]$
$\tilde{g}, \tilde{h}$	Filtros FIR para análise multiresolução, passa-alto e passa-baixo	
$G$	Módulo de rigidez transversal ou módulo de cisalhamento	$[\text{N} \cdot \text{m}^{-2}]$
$g_k$	Factor de correcção à área de secção transversal por cisalhamento	

$H$	Intensidade de campo magnético	$[A \cdot m^{-1}]$
$H(s)$	Função de transferência do sistema (no domínio de Laplace)	
$H(\omega)$	Resposta em frequência do sistema	
<b>H</b>	Vector campo magnético	$[A \cdot m^{-1}]$
$i$	Intensidade da corrente eléctrica (genérica)	$[A]$
$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$	Intensidade das correntes de excitação nas fases $a, b$ e $c$	$[A]$
$I_b$	Momento de inércia superficial, em flexão (genérico)	$[m^4]$
$I_m$	Valor máximo da corrente na fase	$[A]$
$I_0$	Intensidade sonora de referência	$[W \cdot m^{-2}]$
$I_p$	Momento de inércia polar	$[m^4]$
$I_s$	Intensidade da onda sonora	$[W \cdot m^{-2}]$
$I_{xx}, I_{yy}$	Momento de inércia superficial (segundo XX e YY)	$[m^4]$
<b>J</b>	Vector densidade de corrente eléctrica	$[A \cdot m^{-2}]$
$k$	Constante elástica da mola (generalizada)	$[N \cdot m^{-1}]$
$k_b$	Constante elástica da base de montagem do transdutor	$[N \cdot m^{-1}]$
$k_r$	Constante de elasticidade modal relativa ao modo $r$	$[N \cdot m^{-1}]$
<b>K</b>	Matriz de coeficientes de elasticidade	$[N \cdot m^{-1}]$
<b>K<sub>r</sub></b>	Matriz (diagonal) das elasticidades modais	$[N \cdot m^{-1}]$
$L_{as}, L_{bs}, L_{cs}$	Indutância das fases $a, b$ e $c$	$[H]$
$L_s$	Indutância do enrolamento (genérica)	$[H]$
$L$	Comprimento (genérico)	$[m]$
$L_B$	Comprimento total da barra	$[m]$
$L_D$	Comprimento do lado em placas quadradas	$[m]$
$L_e$	Comprimento (sistema Inglês)	$[pol]$
$L_{Ex}$	Nível equivalente de exposição sonora, ponderado A	$[dB(A)]$
$L_l$	Nível relativo de intensidade sonora	$[dB]$
$L_p$	Nível relativo de pressão sonora	$[dB]$

$L_{peqA}$	Nível contínuo equivalente de pressão sonora, ponderado A	[dB(A)]
$L_W$	Nível relativo de potência sonora	[dB]
$m, m_b$	Massa (geral) e massa total da barra, respectivamente	[kg]
$m_r$	Massa modal relativa ao modo de ordem $r$	[kg]
$m_t$	Massa do transdutor	[kg]
$M_0$	Massa molecular do ar	[kg]
<b>M</b>	Matriz de massas	[kg]
<b>M<sub>r</sub></b>	Matriz (diagonal) das massas modais	[kg]
$N_e$	Número de espiras	
$p$	Pressão elementar (associada à onda elástica)	[Pa]
$p_0$	Pressão atmosférica de referência ( $2 \times 10^{-15}$ )	[Pa]
$p_a$	Pressão da onda sonora (pressão acústica)	[Pa]
$p_e$	Valor instantâneo da potência eléctrica (geral)	[W]
$p_{ef}$	Valor eficaz da pressão sonora	[Pa]
$p_{em}$	Valor instantâneo da potência de motorização (no entreferro)	[W]
$p_{er}$	Valor instantâneo da potência regenerativa (no entreferro)	[W]
$p_{in}$	Valor instantâneo da potência eléctrica de entrada	[W]
$p_{rms}$	Valor quadrático médio da pressão sonora	[Pa]
$P$	Pressão (generalizada)	[Pa]
$P_a, P_e$	Potência sonora e potência eléctrica	[W]
$P_{em}, P_{er}$	Valores máximos das potências de motorização e regenerativa	[W]
$P_0$	Potência sonora de referência	[W]
$\mathcal{P}$	Permeância magnética	[Wb/A·e]
$Q$	Quantidade de carga eléctrica envolvida numa superfície	[C]
$Q_i$	Forças não-conservativas generalizadas na coordenada $i$	[N]
<b>Q<sub>i</sub></b>	Vector das forças não-conservativas generalizadas	[N]
$r_{xy}[l]$	Coefficiente de correlação cruzada dos sinais discretos $x[n]$ e $y[n]$ num intervalo de desvio $l$	

$\ r_{xy}[l]\ $	Valor normalizado de $r_{xy}[l]$ ; coeficiente normalizado de correlação cruzada para um desvio $l$	
$\hat{R}_{xy}(\omega_l)$	Estimativa do espectro de amplitude cruzado dos sinais $x[n]$ e $y[n]$ num intervalo de desvio $l$	
$R$	Resistência eléctrica	$[\Omega]$
$R_U$	Constante molar (universal) dos gases perfeitos	$[\text{J/mol}\cdot\text{K}]$
$\mathcal{R}$	Relutância magnética (genérica)	$[\text{A}\cdot\text{e/Wb}]$
$\mathcal{R}_c, \mathcal{R}_g, \mathcal{R}_p$	Relutância magnética no núcleo, no entreferro e no êmbolo	$[\text{A}\cdot\text{e/Wb}]$
$\mathcal{R}_{tot}$	Relutância magnética total	$[\text{A}\cdot\text{e/Wb}]$
$S$	Superfície (genérica)	$[\text{m}^2]$
$\mathbf{S}$	Vector superfície (em espaços vectoriais)	$[\text{m}^2]$
$S_{xy}(l)$	Densidade espectral de potência cruzada dos sinais $x[n]$ e $y[n]$	
$\hat{S}_{xy}(\omega_l)$	Estimativa da densidade espectral de potência cruzada dos sinais $x[n]$ e $y[n]$	
$T$	Temperatura termodinâmica	$[\text{K}]$
$T_{cmp}$	Conjugado da força magnética (em actuadores rotativos)	$[\text{N}\cdot\text{m}]$
$T_{em}$	Binário electromagnético (em actuadores rotativos)	$[\text{N}\cdot\text{m}]$
$T_s$	Período de amostragem	$[\text{s}]$
$U$	Tensão eléctrica (genérico) ou diferença de potencial	$[\text{V}]$
$U_s$	Amplitude do sinal de alinhamento e excitação do <i>shaker</i>	$[\text{V}]$
$v$	Velocidade (genérica)	$[\text{m}\cdot\text{s}^{-1}]$
$v_a$	Velocidade de propagação da onda acústica (sonora)	$[\text{m}\cdot\text{s}^{-1}]$
$v_e$	Velocidade da armadura do <i>shaker</i> (no sistema Inglês)	$[\text{pol}\cdot\text{s}^{-1}]$
$v_L$	Velocidade de propagação de ondas longitudinais	$[\text{m}\cdot\text{s}^{-1}]$
$v_0$	Velocidade de propagação do som no ar	$[\text{m}\cdot\text{s}^{-1}]$
$v_s$	Velocidade de propagação de ondas de cisalhamento	$[\text{m}\cdot\text{s}^{-1}]$
$v_T$	Velocidade de propagação de ondas transversais	$[\text{m}\cdot\text{s}^{-1}]$

$v_V$	Velocidade volúmica	$[m^3 \cdot s^{-1}]$
$V$	Volume	$[m^3]$
$x$	Deslocamento linear genérico	$[m]$
$\bar{x}$	Valor médio da variável real aleatória $x(\tau)$	
$x(t)$	Função ou sinal contínuo no tempo	
$x(\tau)$	Variável aleatória no tempo, no domínio $\mathbb{R}$	
$x[n]$	Sinal discreto obtido por amostragem de $x(t)$	
$X[k]$	Espectro discreto de $x(t)$	
$X(s)$	Transformada de Laplace da função $x(t)$	
$x_q$	Deslocamento segundo a coordenada generalizada $q$	$[m]$
$x_{eq}$	Deslocamento em torno do equilíbrio na coordenada $q$	$[m]$
$\dot{x}, \dot{x}_q$	Derivada de $x$ e $x_q$ em ordem ao tempo (velocidade)	$[m \cdot s^{-1}]$
$\ddot{x}, \ddot{x}_q$	Segunda derivada de $x$ e $x_q$ em ordem ao tempo (aceleração)	$[m \cdot s^{-2}]$
$\ddot{x}_t, \ddot{x}_{ut}$	Segunda derivada do deslocamento do transdutor e da unidade em teste, $x_t$ e $x_{ut}$ , em ordem ao tempo (aceleração)	$[m \cdot s^{-2}]$
$\mathbf{x}, \mathbf{x}_q, \mathbf{x}_e$	Vectores deslocamento: genérico, segundo a coordenada $q$ e na posição de equilíbrio	$[m]$
$\Delta x$	Varição elementar do comprimento da mola por compressão	$[m]$
$\Delta x_l$	Varição de comprimento após $l$ passos de compressão	$[m]$
$w(x, y, t)$	Onda elástica com flexão harmónica (forma modal)	
$W_a$	Energia da onda sonora absorvida	$[J]$
$W_{cmp}, W_{cmp}^*$	Energia e co-energia associadas ao campo magnético	$[J]$
$W_{ele}$	Energia eléctrica em sistemas electromecânicos	$[J]$
$W_{kin}$	Energia cinética em sistemas mecânicos	$[J]$
$W_{lcp}, W_{lel}, W_{lmc}$	Componentes das perdas de energia, no campo, e nos sistemas eléctrico e mecânico, respectivamente	$[J]$
$W_{mec}$	Energia mecânica em sistemas electromecânicos	$[J]$
$W_{pot}$	Energia potencial em sistemas mecânicos	$[J]$

$W_{sm}$	Fracção da energia mecânica armazenada no sistema sob a forma de energia cinética (sistemas electromecânicos)	[J]
$W_{ucp}, W_{uel}, W_{umc}$	Componentes da energia útil resultantes, no campo, e nos sistemas eléctrico e mecânico	[J]
$\overline{W_{nc}}$	Trabalho virtual realizado pelas forças não conservativas	

Do alfabeto grego e caracteres especiais:

$\alpha$	Constante de proporcionalidade de massa	
$\beta$	Constante de proporcionalidade da rigidez	
$\beta_s$	Módulo de compressibilidade adiabática	[m <sup>2</sup> · N <sup>-1</sup> ]
$\gamma$	Coefficiente adiabático (rácio de calores específicos)	
$\delta$	Operador de variação espacial	
$\zeta$	Razão de amortecimento crítico	
$\zeta_r$	Razão de amortecimento modal, para o modo $r$	
$\theta$	Deslocamento angular, ângulo de rotação, na torção em barras	[rad]
$\theta_c$	Ângulo de radiação acústica dominante	[rad]
$\iota_r$	Componente real dos pólos do sistema no modo de ordem $r$	
$\kappa$	Número de onda de deflexão	
$\lambda$	Fluxo magnético ligado	[Wb]
$\Lambda$	Matriz de coordenadas modais	
$\Lambda_r$	Vector de valores próprios modais	
$\mu$	Permeabilidade magnética (generalizada)	[H · m <sup>-1</sup> ]
$\mu_c, \mu_p$	Permeabilidade magnética no núcleo e no êmbolo	[H · m <sup>-1</sup> ]
$\mu_0$	Permeabilidade magnética no espaço livre (e no ar)	[H · m <sup>-1</sup> ]
$\mu_r$	Permeabilidade magnética relativa	
$\nu$	Coefficiente (ou rácio) de Poisson	
$\xi_r$	Valor próprio modal	
$\xi_r$	Valor próprio modal de ordem $r$	
$\rho$	Massa volúmica ou massa específica (generalizada)	[kg · m <sup>-3</sup> ]

$\rho_0$	Massa volúmica específica do meio (para o ar)	$[\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}]$
$\rho_A$	Massa superficial	$[\text{kg} \cdot \text{m}^{-2}]$
$\rho_l$	Massa por unidade de comprimento	$[\text{kg} \cdot \text{m}^{-1}]$
$\rho_V$	Densidade volúmica de carga	$[\text{C} \cdot \text{m}^{-3}]$
$\sigma_{xy}[l]$	Função de co-variância cruzada dos sinais discretos $x[n]$ e $y[n]$ num intervalo de desvio $l$	
$\varphi$	Valor instantâneo do fluxo magnético	$[\text{Wb}]$
$\phi$	Diferença de fase, ou fase inicial em sinais periódicos	$[\text{rad}]$
$\phi_{xy}(\omega_l)$	Fase de cruzamento dos espectros dos sinais $x$ e $y$	$[\text{rad}]$
$\Phi$	Fluxo magnético	$[\text{Wb}]$
$\chi$	Função de escala de base da ôndula ( <i>wavelet</i> )	
$\psi$	Função ôndula ( <i>wavelet</i> )	
$\omega$	Frequência angular generalizada	$[\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}]$
$\omega_d$	Frequência angular natural amortecida	$[\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}]$
$\omega_n$	Frequência angular natural não amortecida	$[\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}]$
$\omega_r$	Frequência angular modal	$[\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}]$
$\omega_{rm}$	Velocidade angular de rotação (em motores de relutância)	$[\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}]$
$\nabla$	Operador vectorial <i>nabla</i>	
$\nabla^2$	Operador Laplaciano	
$\nabla^4$	Operador de 2ª ordem de Poisson	

# Capítulo 1

## Introdução

*A relevância das vibrações e do ruído acústico na operação de um accionamento linear de relutância variável comutado é aqui evidenciada. A motivação e a pertinência do tema, na continuidade do trabalho científico já desenvolvido nesta área, são igualmente destacadas. A terminar descreve-se a estrutura e a organização do documento.*

### 1.1. Enquadramento

Os elevados valores de binário e de força, de eficiência em toda a gama de funcionamento, de rendimento e a facilidade de controlo, são características comuns à generalidade das máquinas eléctricas. Estas máquinas, em geral, tiram partido dos fenómenos electromagnéticos para converter energia eléctrica em mecânica, para diversos fins e com várias aplicações.

De acordo com o seu princípio de funcionamento, os actuadores electromecânicos podem ser agrupados em três categorias: (1) electrostáticos, (2) piezoeléctricos e (3) electromagnéticos. Nesta última categoria enquadram-se aqueles em que as forças geradas e o movimento resultante provêm da interacção entre os campos magnéticos da parte fixa e da parte móvel, acoplados mutuamente, como são as máquinas eléctricas mais comuns, designadamente os motores de corrente contínua, os motores de indução e parte dos motores síncronos. Enquadram-se também na terceira categoria, os actuadores cujo movimento resulta da variação da relutância no entreferro, em função da posição. Estas são máquinas eléctricas especiais onde as variações da relutância magnética determinam as forças que, por sua vez, originam o movimento da parte móvel de modo a atingir as posições de relutância mínima, isto é, onde a indutância do enrolamento é máxima. Estas posições correspondem a configurações onde a energia no sistema é mínima.

Embora os princípios da relutância variável aplicados às máquinas eléctricas remontem à primeira metade do século XIX, a sua evolução e aplicação foram condicionadas pelas dificuldades no controlo, que apenas foi possível solucionar com a introdução de dispositivos semicondutores para electrónica de potência a custos economicamente viáveis e pela evolução tecnológica na electrónica digital [1], [2]. Assim, do ponto de vista científico, quando

comparadas com as máquinas de corrente contínua, ou de indução, as máquinas eléctricas de relutância podem considerar-se englobadas numa tecnologia relativamente recente e com margem para evolução.

Os actuadores de relutância variável são vocacionados para a produção de força ou de movimento linear, com aplicações em accionamentos electromecânicos, sendo o binário motor ou a força de tracção determinados pela variação da indutância, com a posição, e pelos perfis de corrente de excitação [1]. Estes actuadores podem desenvolver movimento rotativo, em torno de um eixo (motor de relutância variável), ou movimento linear e de translação (actuador linear de relutância variável) segundo uma ou duas direcções, isto é, segundo um ou dois eixos.

Os actuadores deste tipo e configurações disponibilizam valores de binário elevados (ou de força de tracção), alto desempenho e rendimento, comparáveis aos das máquinas eléctricas de indução ou de magnetos permanentes. Apresentam ainda uma estrutura simples, baixos custos de construção ao mesmo tempo que asseguram uma elevada fiabilidade sendo, por isso, uma boa alternativa às máquinas eléctricas convencionais [1], [3]. Além disso, as suas características sugerem um potencial de utilização considerável em aplicações domésticas e industriais, na área dos transportes, em sistemas de tracção [4] ou de travagem eléctrica [5], e até com aplicação na área da saúde [6]. Porém, apesar destas vantagens, a aceitação destas máquinas tem sido dificultada pela maior complexidade das técnicas de controlo, e pelas vibrações e pelo ruído acústico associados à ondulação (*ripple*) do binário ou da força de tracção. Estes factores têm conduzido ao aumento do interesse e da actividade de investigação sobre este tipo de máquinas, sobretudo para a configuração rotativa, no estudo dos problemas das vibrações e do ruído acústico emitido, e na proposta de soluções de melhoria.

As vibrações e o ruído acústico emitido são desvantagens comuns às máquinas eléctricas em geral, sendo mais frequentes nas de excitação alternada (AC - *Alternating Current*) não sinusoidal, como são os actuadores com velocidade de operação ajustável, devido ao maior número de aplicações [7]. As vibrações ocorrem geralmente nas partes estruturais, são determinadas por aspectos de concepção e construção mecânica, e podem ter origem em fenómenos electromagnéticos, devido aos regimes de operação. No caso particular das máquinas eléctricas de indução, a norma IEEE 841 aponta as principais causas das vibrações, define os métodos e os procedimentos para a sua caracterização e estabelece os valores limite considerados aceitáveis no que respeita ao ciclo de vida dos equipamentos [8], [9].

As vibrações e os níveis de ruído acústico emitido têm implicações na segurança e na saúde dos utilizadores. Este tema tem sido objecto de trabalho pela Organização Internacional para a Normalização (ISO – *International Organization for Standardization*), em particular no estabelecimento de critérios e regras técnicas comuns quanto aos instrumentos, aos métodos de medida e aos processos de avaliação do ruído acústico, apesar dos condicionalismos da subjectividade dos utilizadores, e de factores e grandezas psicoacústicas [10]. O tema tem sido

igualmente tratado pela Comissão Europeia (CE), designadamente através da directiva europeia 98/37/EC que estabelece os parâmetros e os requisitos para homologação de maquinaria no espaço da União Europeia [11].

O ruído acústico é directa e facilmente perceptível pelos utilizadores, pelo que constitui um factor importante na avaliação de máquinas eléctricas. Ao nível da psicoacústica, as características do ruído acústico emitido, nomeadamente a gama de frequências, os valores do nível de sinal expressos através do nível de pressão sonora (SPL – *Sound Pressure Level*), causam desconforto. Importa, pois, fazer uma breve referência às características médias de resposta do ouvido humano na percepção do som.

O ouvido humano é um órgão sensorial que tem por função captar os sinais sonoros (ondas elásticas), sob a forma de variações da pressão do ar, amplificá-los e convertê-los em sinais bioeléctricos, transmitindo-os ao cérebro através do nervo auditivo onde são interpretados. A resposta do ouvido humano ao som depende da morfologia do canal auditivo e da sua capacidade em discriminar e amplificar determinadas frequências. Em pessoas saudáveis, o ouvido apresenta grande sensibilidade e ampla gama dinâmica de resposta com característica logarítmica. Porém, a sensibilidade, a gama e os limites da audição podem variar com o género, a idade, as condições de saúde e até com factores emocionais e psicológicos [12].

As características médias de resposta do ouvido humano consideram sensibilidades na gama de frequências entre 20 Hz e cerca de 20 kHz, que é designada por banda de áudio. Em pessoas jovens e saudáveis, permite distinguir desde sons de fraca intensidade sonora, a que correspondem níveis de pressão sonora próximos de  $2 \times 10^{-5}$  Pa, até sons com maior intensidade, com pressões sonoras da ordem de 60 Pa, embora por intervalos de tempo curtos. As características de resposta do ouvido humano são representadas por uma família de curvas que relacionam o nível de som com a frequência, para as quais a percepção da intensidade do som é idêntica.

Essas curvas, que se apresentam na Figura 1.1, consideram uma banda de frequências mais restrita da gama áudio, entre 20 Hz e 16 kHz e designam-se por curvas isófonas. As curvas isófonas foram inicialmente estabelecidas por Fletcher e Munsen em 1933 e posteriormente revistas por Robinson e Dadson em 1956 [13] e são reguladas desde 1987 pela norma ISO 226:1987 entretanto revistas, na norma ISO 226:2003 [14], sendo válidas apenas para sons de incidência directa<sup>1</sup>. Os níveis de pressão sonora, na Figura 1.1, são expressos em unidades derivadas do Sistema Internacional (SI) em *newton* por metro quadrado ( $\text{N}\cdot\text{m}^{-2}$ )<sup>2</sup>. Os níveis audíveis são expressos em *phon* que é uma unidade de nível usada na determinação do nível de

<sup>1</sup> A comparação entre as curvas de Robinson-Dadson e a variante adoptada na norma ISO 226:2003 pode ser vista em <http://www.sengpielaudio.com/Acoustics226-2003.pdf>.

<sup>2</sup> A unidade de pressão segundo o Sistema Internacional de unidades é *pascal* (Pa). Porém, por vezes, a pressão é expressa em outras unidades SI, designadamente em *newton* por metro quadrado ( $\text{N}\cdot\text{m}^{-2}$ ).

som em tons puros, i.e., sinais com apenas uma frequência [15]. Sendo o nível de som em *phon* uma medida subjectiva, usa-se como referência um tom de 1 kHz com nível de som ajustado, de modo a que seja percebido pelos ouvintes com igual intensidade, sendo regulado pela norma ISO 532 (revista em Abril de 2016) [16].

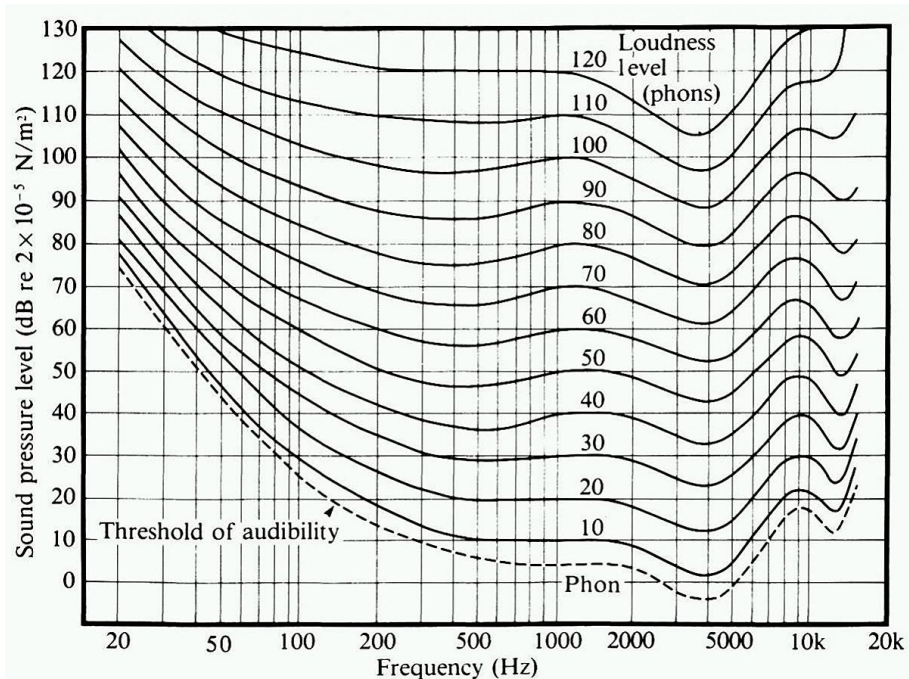


Figura 1.1 Curvas isófonas de Robinson-Dadson<sup>3</sup>: níveis relativos de som e limiares de audição e de dor.

Nas curvas isófonas da Figura 1.1 consideram-se os níveis relativos, em decibel, tendo como referência o nível de pressão  $2 \times 10^{-5} \text{ N}\cdot\text{m}^{-2}$ , isto é,  $2 \times 10^{-5} \text{ Pa}$ , entre 0 e 130 dB, que definem a gama dinâmica da audição e estabelecem os níveis de limiar de audição e de dor.

De forma simplificada, as curvas isófonas permitem verificar que à medida que a intensidade do som aumenta, a resposta do ouvido tende a apresentar uma característica linear. No sentido oposto, à medida que o nível do som baixa, a resposta do ouvido apresenta menor sensibilidade nas frequências mais baixas e maior sensibilidade para as frequências mais altas. Verifica-se também a predominância de sensibilidade na gama de frequências entre 1 kHz e 5 kHz que corresponde à gama de frequências da voz. Esta predominância está relacionada com as características da resposta das cavidades ressonantes do ouvido interno e da sua capacidade de amplificação, devido às funções primordiais do ouvido – a percepção do meio envolvente e a comunicação. Por outras palavras, o ouvido está especialmente adaptado às características da voz [17], [18].

<sup>3</sup> A imagem apresentada corresponde a uma versão idêntica à que consta da norma ISO 226:2003, mas não sujeita a direitos de utilização, que foi obtida de [http://www.noisebud.se/?page\\_id=2671](http://www.noisebud.se/?page_id=2671).

## 1.2. Motivação

O problema das vibrações e do ruído acústico assume uma importância particular no caso das máquinas de relutância variável comutadas, devido aos elevados valores de força ou de binário electromecânico produzidos. Esta é, aliás, uma das grandes limitações à sua aplicação. Devido ao uso de correntes com formas de onda rectangulares, decorrentes do processo de excitação sequencial das fases, verifica-se que o binário ou a força produzida ocorre sob a forma de impulsos, associado a uma ondulação (*ripple*) significativa. Além das possíveis variações na velocidade da máquina, e da sua precisão, no caso das aplicações de posicionamento, as vibrações mecânicas causam desgaste e fadiga dos materiais, com reflexos a nível económico pelos prejuízos daí decorrentes. A identificação das frequências das vibrações e das regiões ou peças sujeitas a deformações de maior amplitude assume, portanto, uma grande importância, tanto na prevenção de falhas como no diagnóstico de avarias, e nas suas repercussões nos custos de exploração a nível industrial. Também ao nível das implicações para a saúde devido a exposição ao ruído.

São inúmeros os trabalhos científicos publicados acerca de actuadores de relutância variável comutados. Esse número continua a aumentar com a publicação de novos trabalhos com alguma frequência, visto este ser um tema merecedor de atenção para investigação. A título de exemplo, e por ser agregador, refere-se o trabalho recente de B. Burkhart *et. al.* que apresenta uma síntese do estado da arte da tecnologia e da investigação sobre actuadores de relutância variável comutados, rotativos, e a sua aplicação em vários domínios [19]. Nesse trabalho os autores resumem os prós e contras dessa tecnologia, dos aspectos relativos às metodologias de projecto e às técnicas de controlo, tanto ao nível da electrónica de regulação e comando como do *software* de controlo, as técnicas de análise e os problemas relacionados com as vibrações. Apresentam também vários exemplos de aplicação dos actuadores de relutância variável, destacando algumas já transpostas para soluções de mercado, essencialmente em equipamentos de usos doméstico e industrial, designadamente em ferramentas eléctricas de percussão; outras em fase adiantada de desenvolvimento, em sistemas de propulsão e de frenagem na indústria automóvel, em veículos movidos a energia eléctrica; e ainda outras aplicações em aeronáutica, em geradores de arranque e bombas de combustível. Com base no estado de desenvolvimento tecnológico actual e no conjunto de aplicações analisadas, os autores consideram que a tecnologia dos actuadores de relutância variável comutados, na configuração rotativa, pode ser transposta para o campo das aplicações.

A minimização dos efeitos das vibrações em máquinas eléctricas, e as suas desvantagens, são desafios que têm merecido a atenção da comunidade científica. O número de trabalhos publicados acerca deste tema em actuadores de relutância variável comutados é vasto, com predominância para os actuadores na configuração rotativa. Porém são escassas as publicações científicas acerca desse tema em actuadores lineares.

Esta investigação visa contribuir para o estudo e solução do problema das vibrações nos actuadores cujo princípio de funcionamento se baseia na variação da relutância magnética, em particular nos actuadores lineares de relutância variável comutados.

Existem várias técnicas e métodos para analisar e caracterizar as vibrações e o ruído acústico em máquinas de relutância variável. Por um lado, na configuração rotativa do motor de relutância variável, a rotação para uma dada excitação dá origem a um perfil de movimento periódico, com uma determinada frequência angular e período  $2\pi$ . Por isso as vibrações são geralmente periódicas e amplificadas nas frequências naturais do sistema. No entanto, neste tipo de máquinas a excitação não é contínua e o seu perfil varia no tempo com formas de onda não sinusoidais. Além disso, as curvas de binário e de força apresentam uma característica não linear, fortemente determinada pela variação não linear da relutância do circuito magnético, a qual varia em função da posição do rotor e da configuração da máquina. Nos actuadores lineares de relutância variável, por sua vez, não se verificam as características periódicas do movimento das vibrações, que existindo, tendem a ser localizadas. Além disso, as dimensões finitas das peças que compõem a estrutura do actuador impõem limites físicos à propagação das ondas elásticas associadas às vibrações. Por esses motivos, os métodos e as técnicas comuns para análise e caracterização das vibrações em máquinas eléctricas são insuficientes e desadequados às máquinas de relutância.

Os actuadores lineares de relutância variável comutados têm sido e continuam a ser tema de trabalhos de investigação no seio do Departamento de Engenharia Electromecânica da Universidade da Beira Interior (DEM-UBI) [20]-[22]. Assim, este tema de trabalho enquadra-se na continuidade desses esforços de investigação e de produção de conhecimento científico que, *de per si*, constituem suficiente motivação para a sua realização. Os principais objectivos deste trabalho são a análise, a identificação e a caracterização das vibrações associadas ao funcionamento de actuadores de relutância variável, com enfoque na configuração linear longitudinal, e também a avaliação do ruído acústico emitido. O trabalho visa ainda a definição de metodologias de análise, de configurações de bancos de ensaios e de ferramentas de suporte à caracterização das vibrações.

Para atingir esses objectivos propõe-se a adopção de técnicas de análise baseadas em métodos numéricos, seguidas de validação através de métodos experimentais, tanto por excitação modal como de carácter operacional. Ao nível da avaliação experimental propõe-se o ambiente de testes e as configurações do banco de ensaios, os planos de instrumentação, com indicação do tipo de transdutores, a respectiva distribuição, um sistema modular para aquisição de dados e as interligações entre os vários equipamentos. No que respeita à identificação das frequências de vibração propõem-se métodos avançados de análise de sinais, com base em métodos estatísticos e nas transformadas de Fourier discreta e de ôndula discreta. A avaliação faz-se através de ferramentas desenvolvidas especificamente para esse fim, ajustadas às características dos sinais que se obtêm neste tipo de actuadores. Como objecto de estudo

considera-se um actuador linear de relutância variável comutado, na configuração longitudinal, com seis pólos no primário e oito dentes no secundário (configuração 6/8) [21].

A informação obtida a partir deste estudo é relevante tanto para as técnicas de controlo a usar na excitação, como na fase de projecto. No primeiro caso, permite evitar regimes de comutação dos dispositivos electrónicos de regulação próximos das frequências de vibração; no segundo caso fornece indicações quanto às peças e às regiões mais susceptíveis às vibrações, possibilitando redimensionar ou reconfigurar a estrutura, e definir os materiais e a sua geometria. A informação e o conhecimento obtidos são também relevantes na prevenção de falhas no actuador por identificação das peças e regiões sujeitas a maiores deformações.

Os desafios decorrentes da novidade do tema, no que respeita aos actuadores lineares, as suas interligações com aspectos da física e da dinâmica de sistemas mecânicos, que são normalmente tratados em outras áreas do conhecimento, aliados às técnicas de aquisição e ao processamento digital de sinais, bem como outros temas da electrotecnia e da electrónica são outras razões de motivação. Além destes desafios, a inovação requerida a um documento deste tipo constitui motivação adicional pela oportunidade de contribuir para o enriquecimento científico com novas ideias e métodos para os ensaios de avaliação do comportamento vibratório de actuadores lineares.

Este trabalho é, por isso, na opinião do autor, importante uma vez que se insere numa nova linha de investigação, aportando um leque de informação e de conhecimento que reforça o já existente. Além disso, são importantes os contributos para o conhecimento disponível à comunidade científica em geral, e em particular aqueles que desenvolvem trabalho nesta área. Por último, como corolário da investigação levada a cabo, sendo parte dos requisitos à obtenção do grau de Doutor em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, este documento aponta novas linhas de investigação a desenvolver no futuro.

### **1.3. Características do Actuador Linear Objecto de Estudo**

O trabalho descrito neste documento usa como objecto de estudo um actuador linear de relutância variável comutado, projectado e desenvolvido no DEM-UBI em resultado de um trabalho de investigação precedente [21]. Esse actuador, na configuração longitudinal, possui uma estrutura em perfis de liga de alumínio extrudido 6060-O (AlMgSi 0.5F25). As peças constituintes do circuito magnético, designadamente os núcleos dos enrolamentos e as saliências polares do primário (os pólos), são em materiais ferromagnético, em aço S235-JR, tal como a barra que constitui o secundário.

Na Figura 1.2 está representada a vista em corte em resultado do seccionamento longitudinal do actuador, na qual se indicam as principais características físicas que determinam o seu

funcionamento e que são complementadas pela informação da Tabela 1.1. Na Tabela 1.2 apresentam-se os melhores e os piores casos, resultantes da avaliação das características dinâmicas do actuador, designadamente os valores mínimos e máximos das forças de atracção  $f_a$  e de tracção  $f_t$ .

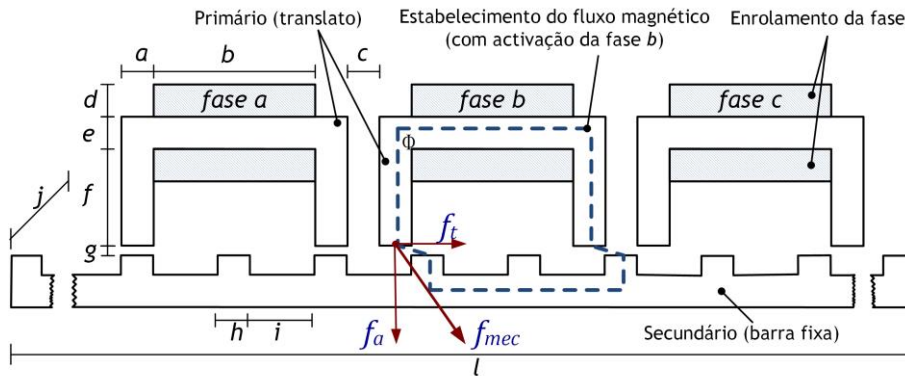


Figura 1.2 Diagrama da estrutura física do actuador linear [23].

Tabela 1.1 Características estáticas do actuador linear objecto de estudo [21].

Dimensões físicas	[mm]
Largura polar do primário ( $a$ )	10
Comprimento da bobina ( $b$ )	50
Espaçamento entre fases ( $c$ )	10
Altura aproximada da bobina ( $d$ )	25
Espessura do primário ( $e$ )	10
Altura do pólo do primário ( $f$ )	30
Distância do entreferro ( $g$ )	0,66
Largura polar do secundário ( $h$ )	10
Largura da cava do secundário ( $i$ )	20
Largura (profundidade) do actuador ( $j$ )	50
Comprimento total do actuador ( $l$ )	2000

Os resultados indicados na Tabela 1.2 são obtidos para diferentes valores de corrente de fase e várias configurações dos pólos e das saliências polares do secundário (os dentes), consoante a geometria das faces de alinhamento e fecho das linhas de fluxo magnético [23]. As configurações geométricas consideradas são: tipo A - pólos e dentes com face plana e perfil rectilíneo; tipo B - pólos com face plana e perfil curvilíneo e dentes com face plana e perfil rectilíneo; tipo C - pólos com perfil triangular e aresta centrada transversalmente, e dentes com face plana e perfil rectilíneo e tipo D - pólos e dentes, ambos com face plana e perfil curvilíneo. Em todas as configurações considera-se um comprimento de entreferro de 0,66 mm.

Os valores máximos de força de tracção indicados nessa tabela obtêm-se para posições da parte móvel (o translato) com afastamento em relação às posições de alinhamento de cerca de 10 mm para os pólos da configuração A e de 5 mm para a configuração C. Os valores máximos de força de atracção obtêm-se, como esperado, em todos os casos, para a posição de alinhamento máximo, i.e., com tendência de deslocamento nulo.

Tabela 1.2 Valores de forças obtidas nas posições de máxima força para quatro configurações, de acordo com a geometria dos pólos e dentes [23].

	Valores aproximados das forças [N]			
	tipo A	tipo B	tipo C	tipo D
Força de tracção @ 1 A	20	15	12	10
Força de atracção @ 1 A	200	100	80	100
Força de tracção @ 4 A	150	120	120	100
Força de atracção @ 4 A	750	700	600	700

Tendo este actuador sido desenvolvido com objectivos de posicionamento com precisão, a velocidade de operação e os desvios de posicionamento obtidos face aos pretendidos são outros parâmetros de avaliação do mérito da solução. Porém, as velocidades de operação são relativamente baixas e os erros de posicionamento negligenciáveis. Por isso, a sua influência no problema das vibrações e do ruído acústico não se considera relevante. No entanto o mesmo não se pode considerar face às contribuições das forças produzidas, atendendo aos elevados valores indicados. Na Figura 1.3 apresenta-se o aspecto geral do actuador.

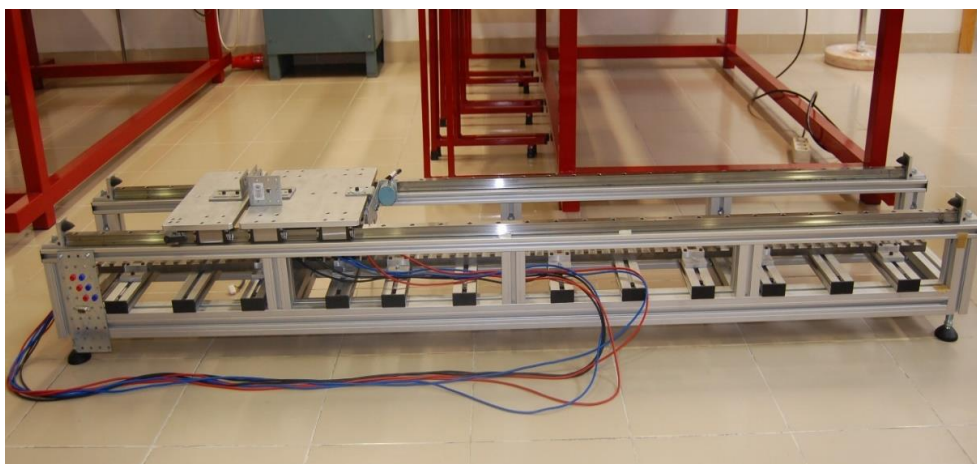


Figura 1.3 Vista geral do actuador linear concebido para aplicações de posicionamento [21].

Desde a sua concepção, o actuador linear não sofreu qualquer alteração significativa face à versão original, tanto a nível estrutural como a nível da electrónica de regulação e comando. As únicas alterações efectuadas, visíveis na comparação entre a imagem da Figura 1.3 e o

estado actual, na Figura 4.1, resultam da fixação de uma calha para passagem dos cabos de alimentação do circuito primário, e do cabo com informação do posicionamento do translato, proveniente do codificador de posição (*encoder*). Alterou-se também a montagem do *encoder* mecânico (rotativo) por colocação de um suporte em acrílico para eventual uso, no futuro, de um *encoder* óptico.

## 1.4. Organização do Documento

Numa visão global deste documento, enquadra-se o problema, descrevem-se as bases de trabalho, apresentam-se propostas de soluções concretas, discute-se o mérito dos métodos usados com base nos resultados obtidos e apresentam-se, em síntese, as principais conclusões. O resto do documento está organizado em oito capítulos, incluindo o presente, e quatro anexos.

No Capítulo 2 apresentam-se os conceitos fundamentais das interações e das trocas de energia em sistemas electromecânicos. Estes conceitos ajudam a compreender a operação de actuadores de relutância variável comutados, para os quais se apresentam a respectiva constituição, para as configurações rotativa e linear. Ilustra-se, ainda, em detalhe, a evolução das grandezas inerentes ao seu funcionamento. Tendo em conta essa informação, faz-se um levantamento do estado da arte sobre as origens das vibrações e das técnicas com aplicação neste tipo de máquinas eléctricas. Referem-se também as ferramentas e os métodos de análise de sinais que se consideram mais adequados para a análise e caracterização de vibrações em actuadores lineares de relutância variável comutados e do correspondente ruído acústico emitido.

Os fundamentos das vibrações em sistemas mecânicas, as teorias, os métodos numéricos e os procedimentos experimentais envolvidos nessa análise são referidos no terceiro capítulo. Aí são mencionados os aspectos teóricos e os fenómenos da propagação das ondas sonoras, em meios constituídos por materiais sólidos e fluidos. As grandezas e as medidas acústicas mais comuns são igualmente referidas, bem como as normas que as regulam.

Os modos naturais de vibração do actuador são listados, analisados, avaliados e discutidos no quarto capítulo. Tal tem por base os resultados de simulações de análise numérica pelo método dos elementos finitos, aplicadas ao modelo mecânico 3D do actuador linear, considerando as dimensões e os materiais das peças utilizadas no actuador real. Este método permite obter resultados aproximados quanto aos valores de frequências de vibração e das formas modais. Nas simulações realizadas consideram-se cinco configurações diferentes para o actuador, de acordo com o posicionamento das partes móveis e uma banda de frequências de interesse até 1200 Hz, aproximadamente. Os resultados obtidos revelam um número elevado de modos (mais de setenta) para cada uma das configurações, com uma diferença relativamente curta entre

frequências modais. Estes resultados são avaliados experimentalmente mais adiante, no Capítulo 6, com base em dados reais, para validação e confirmação das vibrações no actuador.

De modo a suportar a realização dos ensaios experimentais para avaliação e validação dos modos de vibração do actuador, desenvolveram-se algumas soluções técnicas específicas para o banco de ensaios. Estas soluções, que se apresentam e descrevem no Capítulo 5, consistem numa câmara acústica semianecóica e num sistema modular para aquisição de dados. A câmara visa acomodar a realização dos ensaios e reduzir as influências de ruído acústico de proveniência externa. Por sua vez, o sistema modular tem como objectivo a aquisição de dados de vários transdutores distribuídos ao longo da estrutura do actuador e no banco de ensaios. Este equipamento, especificamente desenvolvido e adaptado para esta aplicação, é suportado em microcontroladores e opera em modo síncrono e comunica com um computador pessoal através de um barramento série. Deste modo, em pós processamento, permite analisar, representar e correlacionar as grandezas obtidas através dos vários canais de medida.

O Capítulo 6 descreve os testes e os ensaios de excitação modal experimental realizados e apresenta os resultados obtidos. Para estes ensaios recorre-se a equipamento de medida comum, aos equipamentos referidos no Capítulo 5 e a equipamentos específicos para ensaios de vibrações e de medições acústicas. A análise dos sinais adquiridos faz-se através de algoritmos de análise e ferramentas de *software* desenvolvidas em MATLAB®. Os resultados obtidos permitem validar e confirmar os resultados obtidos por simulação numérica que se indicam no quarto capítulo. Permite também consolidar a informação quanto aos modos reais de vibração do actuador e determinar os que se consideram relevantes ou com maior probabilidade de serem excitados pelos regimes normais de operação da máquina linear.

Visando este aspecto em concreto, no Capítulo 7 descrevem-se os ensaios de excitação modal por operação da máquina, com excitação de uma fase com modulação dos perfis de corrente por comutação *soft chopping*, em diferentes posições de alinhamento entre pólos e dentes, sendo ambos do tipo A de acordo com a classificação dada em secção 1.3. Na avaliação das respostas usam-se equipamentos específicos para aquisição de dados, sendo os resultados avaliados através das ferramentas desenvolvidas em MALTAB. Apresentam-se os resultados obtidos, os quais são objecto de análise, avaliação e discussão.

A concluir, no Capítulo 8 enumeram-se os resultados mais significativos deste trabalho, as suas contribuições científicas e apontam-se novas direcções e perspectivas de trabalho a desenvolver no futuro.

Nos anexos a este documento constam os esquemas eléctricos do sistema modular para aquisição de dados, os resultados experimentais das respostas à excitação modal, as listas de contribuições científicas publicadas em revistas da especialidade e incluídas nas actas de

conferências internacionais, bem como a autorização para o uso de imagens sujeitas a direitos de utilização (*Copyright*).

Neste documento, no uso de termos técnicos opta-se em geral pela designação em Inglês, recorrendo-se ao uso dos acrónimos respectivos. Esta opção justifica-se por razões de clareza, por serem mais comuns e, portanto, universais e mais facilmente interpretáveis. Porém, em casos devidamente referidos, em consonância com o idioma de escrita, opta-se pela designação em Português e pelo uso dos acrónimos respectivos. De acordo com a legislação em vigor (Decreto-Lei nº 128/2010 de 3 de Dezembro), as grandezas usadas ao longo do texto são expressas em unidades de medida do SI, ou em unidades derivadas.

# Capítulo 2

## Conceitos Fundamentais e Estado da Arte

*Os progressos científicos e tecnológicos resultam dos esforços na evolução do conhecimento em benefício da Humanidade. A exposição dos conceitos de base, específicos ou transversais a várias áreas, ajudam a compreender o propósito, os resultados e os benefícios decorrentes do trabalho científico.*

*Aqui referem-se os princípios fundamentais que servem de base à temática de trabalho e faz-se a revisão do estado da arte e do conhecimento científico actual. Estes são vectores directores do método científico, essenciais à sustentação das contribuições científicas, tanto ao nível da formulação analítica como dos procedimentos experimentais.*

### 2.1. Introdução

A avaliação e a caracterização das vibrações do ruído acústico envolvem essencialmente operações com sinais, tanto para a análise das componentes espectrais como para o estabelecimento de eventuais relações entre sinais, de modo a evidenciar ou explicar um determinado fenómeno e as suas origens ou causas. No caso das máquinas eléctricas, as vibrações e o ruído devem-se ao regime de funcionamento da máquina, ao acoplamento da carga, e ainda ao escoamento de ar devido ao funcionamento dos ventiladores, como é o caso das máquinas rotativas. Os sinais em análise podem ser periódicos, aperiódicos ou aleatórios, em regime estacionário ou conter informação de fenómenos espúrios ou transitórios.

As máquinas eléctricas, em termos gerais, podem ser entendidas como sistemas de conversão de energia que, por definição, se traduz na capacidade de um sistema realizar trabalho. Segundo o princípio físico universalmente aceite para a conservação da energia, a energia num sistema fechado e isolado é preservada, mantendo-se constante. Por outras palavras, as eventuais variações de energia terão de resultar de transformações de energia ou das permutações energéticas entre o sistema e o meio envolvente, ou com outros sistemas com os quais existam interacções. A energia pode revelar-se sob várias formas e transformar-se em vários tipos, em resultado dessas interacções.

Num sistema mecânico podem existir dois tipos de energia associadas às massas dos corpos que o constituem, consoante o facto de estas serem estáticas ou animadas de movimento. No primeiro caso trata-se de energia potencial que é uma função da posição; e no segundo caso, de energia cinética, expressa em função da velocidade do movimento. De modo semelhante, num sistema eléctrico, existem dois tipos de energia associados às cargas eléctricas: (1) energia electrostática, em resultado do potencial de campo produzido pela concentração estática de cargas eléctricas e (2) energia electromagnética originada pelo deslocamento de cargas, segundo uma dada direcção e num determinado sentido, isto é, segundo o sentido da corrente eléctrica. Assim, torna-se importante conhecer as interacções entre as partes constituintes das máquinas eléctricas e os fenómenos de transformação de energia que lhes estão associados, como forma de perceber os seus modos e regimes de funcionamento.

Visando elencar os conceitos de base ao estudo e caracterização das vibrações em actuadores de relutância variável comutados, este capítulo encontra-se organizado em cinco secções, além desta. Na secção 2.2 referem-se os aspectos fundamentais da conversão de energia em sistemas electromecânicos como introdução às máquinas eléctricas de relutância variável comutadas. Na secção 2.3 descreve-se a constituição e a operação de actuadores de relutância variável comutados, tanto para a configuração rotativa como para a topologia linear. Os aspectos relacionados com as vibrações e o ruído em actuadores electromecânicos são tratados na secção 2.4, onde se particularizam as suas origens e as influências estruturais e funcionais. Faz-se também a revisão do estado da arte na avaliação e caracterização das vibrações em actuadores de relutância variável, com particular destaque na sua aplicação à configuração linear. As técnicas de instrumentação, os sistemas de aquisição de dados, bem como os métodos e as ferramentas numéricas mais indicadas à análise de sinais são referidas na secção 2.5. Por último, na secção 2.6, faz-se um resumo dos aspectos mais relevantes da informação a reter sobre este capítulo.

## 2.2. Conversão Electromecânica de Energia

A conversão electromecânica de energia consiste na transformação de energia eléctrica em energia mecânica, e vice-versa. Este conceito é frequentemente associado às máquinas eléctricas, rotativas ou translacionais, as quais, em sentido lato, podem ser entendidas como transdutores. É também extensível e aplicável a outro tipo de transdutores, designadamente ao transformador diferencial de variação linear (LVDT – *Linear Variable Differential Transformer*) ou aos dispositivos ou sistemas micro electromecânicos (MEMS - *Micro Electromechanical Systems*). Assim, consoante a constituição, o modo de funcionamento específico e o tipo de aplicação, os dispositivos ou sistemas de conversão electromecânica de energia podem ser classificados em transdutores ou actuadores. Os primeiros que transformam os sinais de diferentes origens e grandezas físicas em sinais eléctricos e têm normalmente

aplicação em sistemas de instrumentação e medida, e de controlo. Os actuadores, por sua vez, são dispositivos ou sistemas cujo funcionamento dá origem a movimento.

### 2.2.1. Fundamentos dos Sistemas Electromecânicos

Um sistema electromecânico de conversão de energia compreende três componentes fundamentais: (1) o sistema eléctrico; (2) o sistema mecânico e (3) um meio de acoplamento. O meio de acoplamento funciona como um reservatório de energia entre os dois sistemas; recebe energia de um dos sistemas que armazena e preserva para entregar ao outro. De um modo geral, considera-se que o meio de acoplamento é assegurado pelo campo magnético, dada os elevados valores de permeabilidade dos materiais ferromagnéticos. Regra geral, o campo magnético é produzido por enrolamentos percorridos por correntes eléctricas, mas podem também ser gerados por magnetos permanentes.

Nos actuadores, como motor ou gerador, a operação depende das forças que actuam no sistema, designadamente da sua intensidade e da forma como estas estão distribuídas; depende também das trocas de energia no campo magnético de acoplamento. O seu funcionamento é suportado nos conceitos fundamentais do electromagnetismo e nas leis que os governam.

#### Equações de Maxwell para Campos Estáticos ou Estacionários

As primeiras duas equações de Maxwell para campos eléctricos estáticos e para campos magnéticos estacionários [24], na forma integral, respectivamente, são definidas por

$$\oiint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = Q, \quad (2.1)$$

e

$$\oint_L \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L} = 0. \quad (2.2)$$

Na expressão (2.1)  $\mathbf{D}$  é o vector densidade de fluxo eléctrico expresso em *coulomb* por metro quadrado ( $\text{C}\cdot\text{m}^{-2}$ ),  $\mathbf{S}$  o vector que define a superfície do meio, em metro quadrado ( $\text{m}^2$ ) e  $Q$  a quantidade de carga na superfície delimitada, expressa em *coulomb* (C). Em (2.2)  $\mathbf{E}$  é o vector campo do potencial eléctrico expresso em *coulomb* por metro ( $\text{C}\cdot\text{m}^{-1}$ ) e  $\mathbf{L}$  o vector que define a linha que delimita a superfície, em metro (m).

Estas equações resultam da aplicação da lei de Gauss, para a densidade de fluxo eléctrico e para o campo potencial eléctrico, respectivamente, e permitem verificar, para superfícies em meios isotrópicos, que quantidade de cargas é preservada e que o campo eléctrico é

conservativo, isto é, não é realizado trabalho no deslocamento de cargas ao longo do caminho fechado.

Importa também referir a lei de Ampère que estabelece a relação entre a intensidade da corrente eléctrica (constante) num dado caminho fechado (circuito) de dimensão  $L$ , por acção de um campo magnético,  $\mathbf{H}$ , através da expressão

$$\oint_L \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L} = I \quad (2.3)$$

Nesta equação  $\mathbf{H}$  é a intensidade do campo magnético, em *ampere* por metro ( $A \cdot m^{-1}$ ) e  $I$  a intensidade da corrente eléctrica, em *ampere* ( $A$ ).

Através do rotacional do campo magnético, aplicando o operador vectorial *nabla*, é possível obter a forma pontual da lei de Ampère, expressa pela segunda equação de Maxwell tal que

$$\text{rot } \mathbf{H} = \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (2.4)$$

onde  $\mathbf{J}$  é a densidade de corrente, em *ampere* por metro quadrado ( $A \cdot m^{-2}$ ).

A partir de (2.4), efectuando o produto escalar e calculando a integral ao longo da superfície  $S$ , e através do teorema de Stokes [3], [24], [25] obtém-se

$$\iint_S (\nabla \times \mathbf{H}) \cdot d\mathbf{S} = \iint_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} = I \quad (2.5)$$

Verifica-se que as expressões (2.3) e (2.5) são equivalentes, donde resulta

$$\oint_L \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L} = \iint_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} = I \quad (2.6)$$

A Equação (2.6) estabelece que a integral de contorno da componente tangencial do campo magnético  $\mathbf{H}$  gerado pela densidade de corrente  $\mathbf{J}$ , calculado ao longo de uma linha de contorno que define o caminho fechado  $L$ , equivale à corrente total que atravessa uma dada superfície  $S$ , delimitada pela linha que define esse mesmo contorno.

Em meios isotrópicos, o fluxo magnético total que atravessa uma superfície é definido pela integral segundo a componente normal do vector densidade de fluxo magnético, tal que

$$\Phi = \iint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.7)$$

e

$$\oiint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0 . \quad (2.8)$$

Nestas equações  $\mathbf{B}$  é o vector densidade de fluxo magnético expresso em *tesla* (T), ou *weber* por metro quadrado ( $\text{Wb} \cdot \text{m}^{-2}$ ),  $\mathbf{S}$  o vector que define a superfície do meio, em ( $\text{m}^2$ ), e  $\Phi$  o fluxo magnético em *weber* (Wb). Verifica-se que (2.8) é análoga a (2.2) em resultado da aplicação da lei de Gauss para a densidade de fluxo magnético, e permite verificar que em meios isotrópicos a densidade de fluxo magnético  $\mathbf{B}$  que atravessa uma qualquer superfície fechada  $\mathbf{S}$  é preservada. Esta característica permite afirmar que todo o fluxo magnético que entra numa dada superfície que delimita um volume, deve deixar esse volume ao passar para outra região dessa superfície, dado que as linhas de fluxo formam um caminho fechado.

As expressões (2.1), (2.2), (2.3) e (2.8) constituem as equações de Maxwell, aqui representadas sob a forma de integrais, que suportam o estudo dos fenómenos electromagnéticos associados aos campos eléctricos estáticos e a campos magnéticos estacionários, e as suas interacções.

Em meios isotrópicos e lineares considera-se a densidade de fluxo uniforme para uma área rectilínea no circuito magnético, permitindo simplificar (2.8) que na forma escalar é dada por

$$\Phi = B \cdot A_s , \quad (2.9)$$

em que  $A_s$  é a área (generalizada) correspondente à superfície  $\mathbf{S}$ . Nos meios isotrópicos, como por exemplo o espaço livre, a intensidade do campo magnético e a densidade do fluxo estão relacionadas linearmente pelas características do meio, tal que

$$\mathbf{B} = \mu_0 \cdot \mathbf{H} , \quad (2.10)$$

onde  $\mu_0 = 4,7 \times 10^{-7} [\text{H} \cdot \text{m}^{-1}]$  é a permeabilidade magnética do espaço livre [3], [24]. Este parâmetro permite caracterizar os materiais pela permeabilidade magnética relativa, dada por

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (2.11)$$

onde  $\mu$  é a permeabilidade magnética do material que constitui o meio, em *henry* por metro, ( $\text{H} \cdot \text{m}^{-1}$ ). Quantos às suas características de permeabilidade magnética os materiais podem ser considerados: diamagnéticos ( $\mu_r < 1$ ), paramagnéticos ( $\mu_r \geq 1$ ) e ferromagnéticos ( $\mu_r \gg 1$ ).

## Equações de Maxwell para Campos Variáveis no Tempo

Para campos magnéticos variáveis no tempo as variações do fluxo dão origem a uma força electromotriz (f.e.m.), governada pela lei de Faraday [24], [25] e definida por

$$e = -\frac{d\Phi}{dt}, \quad (2.12)$$

donde resulta uma grandeza escalar expressa em volt (V), isto é, corresponde a uma tensão. Por sua vez, pela lei de Lenz, a f.e.m. induzida é orientada de modo que a corrente eléctrica por si gerada produz um fluxo que tende a opor-se à variação do fluxo original [3], [24].

A f.e.m., pode resultar: (1) da variação do fluxo magnético num dado caminho fechado, ou numa dada superfície delimitada; (2) do movimento relativo entre um fluxo magnético estacionário e esse caminho, ou a superfície delimitada; ou ainda (3) da combinação das duas situações. A variação do fluxo magnético produz um campo eléctrico ortogonal, e este, por sua vez, na vizinhança de uma espira ou de um enrolamento, induz uma corrente eléctrica. Assim, a f.e.m. num caminho fechado é expressa por

$$e = \oint_L \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L} . \quad (2.13)$$

A partir de (2.13), substituindo o fluxo magnético  $\Phi$  em (2.12) pela expressão (2.7) obtém-se

$$e = \oint_L \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L} = -\frac{d}{dt} \iint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} . \quad (2.14)$$

Admitindo que o fluxo é variante no tempo, sendo o caminho estacionário pode-se escrever a expressão (2.14) na forma

$$e = \oint_L \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L} = -\iint_S \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} , \quad (2.15)$$

a partir da qual, aplicando o teorema de Stokes à integral de linha no caminho fechado, obtém-se

$$\iint_S (\nabla \times \mathbf{E}) \cdot d\mathbf{S} = -\iint_S \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} . \quad (2.16)$$

Considerando as superfícies genéricas verifica-se através de (2.16) a igualdade

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} , \quad (2.17)$$

que corresponde à representação diferencial, ou pontual, de uma das equações de Maxwell, para campos variáveis no tempo. De modo análogo, a partir da representação diferencial da lei de Ampère para campos magnéticos estacionários, dada por (2.4), com as necessárias alterações de modo a adequá-la a campos variáveis no tempo (dado que a divergência do rotacional é nula) [24], obtém-se

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} . \quad (2.18)$$

As duas equações de Maxwell restantes são representadas na forma diferencial por

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_v , \quad (2.19)$$

e

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 . \quad (2.20)$$

Sendo a densidade de fluxo variante no tempo, por aplicação da lei de Gauss para o campo magnético a expressão (2.20) resulta numa representação idêntica a (2.8). Por outro lado, aplicando o teorema de Stokes a (2.18) e a lei de Gauss para o campo eléctrico, por integração de (2.19), obtém-se as respectivas representações sob a forma de integral, tal que

$$\oint_L \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L} = I + \iint_S \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} , \quad (2.21)$$

e

$$\oiint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = Q = \iiint_V \rho_v d_v . \quad (2.22)$$

A expressão (2.22) considera o cálculo da quantidade de carga num dado volume,  $V$ , pela integral da densidade volúmica de carga nesse volume,  $\rho_v$ , em *coulomb* por metro cúbico ( $C \cdot m^{-3}$ ).

Na Tabela 2.1 apresentam-se, em síntese, as equações de Maxwell para campos estáticos e estacionários e para campos variáveis no tempo, representadas sob a forma de integrais. Pela comparação entre as expressões dessa tabela verifica-se que a primeira e a quarta equações de Maxwell têm uma representação idêntica tanto para campos variáveis como para campos estáticos ou estacionários. Apenas a segunda e a terceira equações registam componentes de

variação no tempo, designadamente nas densidades de fluxo magnético e no campo do potencial eléctrico numa superfície, respectivamente.

Tabela 2.1 Comparação das equações de Maxwell para campos estáticos e campos variáveis no tempo.

Campos estáticos ou estacionários		Campos variáveis no tempo	
$\oiint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = Q$	Eq. (2.1)	$\oiint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = \iiint_V \rho_V d_V$	Eq. (2.22)
$\oint_L \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L} = 0$	Eq. (2.2)	$\oint_L \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L} = -\iint_S \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S}$	Eq. (2.16)
$\oint_L \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L} = I$	Eq. (2.3)	$\oint_L \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L} = I + \iint_S \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S}$	Eq. (2.21)
$\oiint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0$	Eq. (2.8)	$\oiint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0$	

### Sistemas Electromecânicos de Conversão de Energia

Um sistema electromecânico típico, de conversão de energia, é constituído por partes fixas e móveis separadas por um dieléctrico, que normalmente é o ar. A Figura 2.1 ilustra o esquema de princípio da constituição e do funcionamento de um actuador electromecânico.

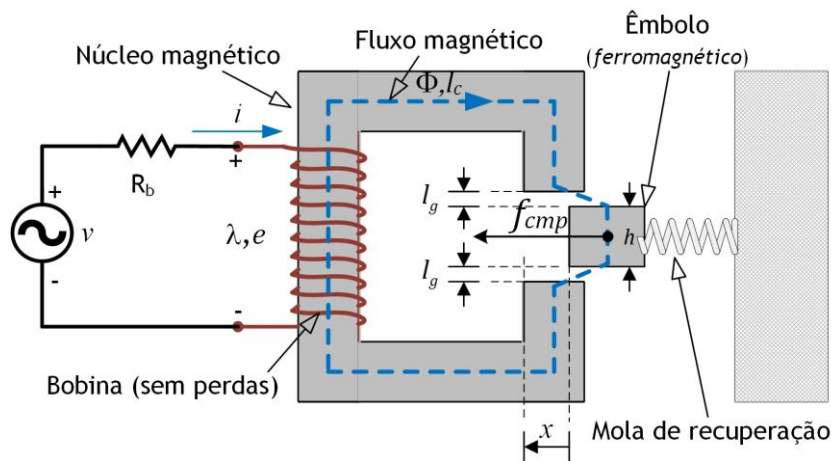


Figura 2.1 Esquema de princípio de um sistema electromecânico com entreferro de ar (electroímã).

Além das partes constituintes estão representadas as grandezas físicas que explicam a sua operação, a força desenvolvida pelo campo de acoplamento  $f_{cmp}$ , no sentido positivo do movimento da parte móvel, em newton (N), e o respectivo deslocamento  $x$ , em metro (m). No sistema da Figura 2.1 a energia flui do sistema eléctrico para o sistema mecânico. A força magnetomotriz (f.m.m.) que actua no circuito magnético é produzida na bobina e é uma função

da corrente de excitação. Por razões de simplicidade assume-se que o campo de armazenamento de energia não apresenta perdas. Consideram-se também desprezáveis as perdas no núcleo, as não linearidades e a saturação magnética, bem como os efeitos de magnetostricção. Apesar de simples, este sistema permite verificar os princípios base de funcionamento dos actuadores de maior complexidade.

A f.m.m.,  $\mathcal{F}$ , expressa em *ampere-espira* (A·e), e a intensidade do campo magnético no circuito estão relacionadas pela expressão

$$\mathcal{F} = N_e \cdot i = \oint_l \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} , \quad (2.23)$$

onde  $N_e$  é o número de espiras do enrolamento,  $i$  a corrente eléctrica que o percorre, em *ampere* (A) e  $\mathbf{l}$  o comprimento do caminho fechado relativo ao circuito magnético.

Considerando o comprimento médio do caminho das linhas de fluxo equivalente à dimensão média do caminho definido pelo circuito magnético,  $l$ , então a integral de linha no membro à direita em (2.23) reduz-se a um produto escalar. Essa expressão pode assim ser simplificada, estabelecendo a relação linear entre a f.m.m. e a intensidade do campo magnético, dada por

$$\mathcal{F} = N_e \cdot i = H \cdot l . \quad (2.24)$$

No actuador da Figura 2.1, o caminho total médio das linhas de fluxo resulta da soma do valor médio dos comprimentos no núcleo,  $l_c$ , do comprimento nas regiões de entreferro (*air-gap*),  $l_g$  e no êmbolo  $h$ , sendo expresso na forma

$$l = l_c + h + 2 \cdot l_g . \quad (2.25)$$

Sendo o meio dieléctrico o ar, como é o caso nas regiões de entreferro, é comum considerar-se a permeabilidade magnética do vazio dado que  $\mu_{ar} \sim \mu_0$  [3], [24]. Caso o comprimento do entreferro  $l_g$  seja suficientemente pequeno quando comparado com  $l_c$  e com  $h$ , então a densidade do fluxo pode também ser considerada uniforme. Assim, sendo o fluxo constante em todo o circuito magnético para um dado valor de corrente, é possível analisar o circuito pela formação em série de três componentes de densidade de fluxo:

1. uma associada ao núcleo magnético com permeabilidade magnética  $\mu_c$ , área de secção rectilínea  $A_c$  e comprimento médio  $l_c$ ;
2. outra relativa ao êmbolo, com permeabilidade  $\mu_p$ , área de secção rectilínea  $A_c$  e comprimento médio  $h$ ;

3. por fim, as componentes devidas às regiões de entreferro com permeabilidade  $\sim \mu_0$ , área de secção rectilínea  $A_g$  e comprimento  $l_g$ .

Considerando que o fluxo total  $\Phi$  é preservado ao longo do circuito, pode-se assumir que a densidade de fluxo magnético é uniforme. Deste modo, através de (2.9) obtêm-se as versões escalares das componentes da densidade de fluxo no núcleo, no êmbolo e nas zonas de entreferro, expressas, respectivamente, por

$$B_c = \frac{\Phi}{A_c} , \quad (2.26)$$

$$B_p = \frac{\Phi}{A_p} \quad (2.27)$$

e

$$B_g = \frac{\Phi}{A_g} . \quad (2.28)$$

Substituindo em (2.24) a expressão da dimensão média do fluxo na expressão (2.25), aplicada ao circuito magnético do actuador da Figura 2.1, obtém-se

$$\mathcal{F} = H_c \cdot l_c + H_p \cdot h + 2 \cdot H_g \cdot l_g , \quad (2.29)$$

ou, em alternativa, pela relação linear em (2.10) com as necessárias alterações, tal que

$$\mathcal{F} = \frac{B_c}{\mu_c} \cdot l_c + \frac{B_p}{\mu_p} \cdot h + 2 \cdot \frac{B_g}{\mu_0} \cdot l_g . \quad (2.30)$$

A f.m.m. e o fluxo estão ainda relacionados pela relutância magnética  $\mathcal{R}$ , em *ampere-espira por weber* ( $A \cdot e \cdot Wb^{-1}$ ) ou pela permeância  $\mathcal{P}$ , sendo essa relação dada, respectivamente, pelas expressões

$$\mathcal{F} = \Phi \cdot \mathcal{R} \quad (2.31)$$

e

$$\mathcal{P} = \mathcal{R}^{-1} = \frac{\Phi}{\mathcal{F}} . \quad (2.32)$$

Aplicando (2.31) ao exemplo da Figura 2.1, usando as expressões (2.26) a (2.28) e substituindo em (2.30), tem-se

$$\mathcal{F} = \Phi \cdot \mathcal{R}_{tot} = \Phi \cdot \left( \frac{l_c}{\mu_c A_c} + \frac{h}{\mu_p A_p} + \frac{l_g}{\mu_0 A_g} \right). \quad (2.33)$$

Os termos de soma entre parênteses referem-se à relutância magnética no núcleo, no êmbolo e nas regiões de entreferro, respectivamente, dadas pelas seguintes equações:

$$\mathcal{R}_c = \frac{l_c}{\mu_c A_c}; \quad (2.34)$$

$$\mathcal{R}_p = \frac{h}{\mu_p A_p}; \quad (2.35)$$

e

$$\mathcal{R}_g = \frac{l_g}{\mu_0 A_g}. \quad (2.36)$$

Torna-se assim possível obter a relação entre o fluxo magnético e a f.m.m., pela expressão

$$\Phi = \frac{\mathcal{F}}{\mathcal{R}_{tot}} = \frac{\mathcal{F}}{(\mathcal{R}_c + \mathcal{R}_p + 2 \cdot \mathcal{R}_g)}, \quad (2.37)$$

e estabelecer a analogia entre os circuitos magnético e eléctrico, verificando-se a expressão

$$I = \frac{U}{R_{tot}} = \frac{U}{(R_1 + R_2 + 2 \cdot R_3)}. \quad (2.38)$$

Para materiais ferromagnéticos, como os que normalmente constituem o núcleo e o êmbolo, a permeabilidade magnética é elevada, donde resultam valores baixos de relutância, como se verifica pelas expressões (2.34) e (2.35). Nesse caso, as relutâncias no núcleo e no êmbolo podem ser desprezadas na Equação (2.37), sendo a relutância total aproximadamente igual à relutância no entreferro. Tal permite obter o fluxo magnético no circuito obtido em função das características e dimensões do entreferro e da f.m.m., tal que

$$\Phi \approx \frac{\mathcal{F}}{\mathcal{R}_g} = \frac{\mathcal{F} \cdot \mu_0 \cdot A_g}{2 \cdot l_g}. \quad (2.39)$$

Em alternativa este pode ser expresso através da corrente de excitação da bobina, dado por

$$\Phi \approx \frac{\mathcal{F}}{\mathcal{R}_g} = N_e \cdot i \cdot \frac{\mu_0 \cdot A_g}{2 \cdot l_g}. \quad (2.40)$$

Em enrolamentos com materiais de condutividade elevada, o campo eléctrico é relativamente baixo predominando o fluxo magnético do núcleo. Por outro lado, o enrolamento concatena o fluxo na proporcionalidade directa do número de espiras. Segundo a lei de Faraday a f.e.m. escalar é dada por [3]

$$e = -N_e \cdot \frac{d\varphi}{dt} = -\frac{d\lambda}{dt}, \quad (2.41)$$

onde  $\varphi$  é o valor instantâneo do fluxo e  $\lambda = N_e \cdot \varphi$  o fluxo ligado, expresso em *weber* (Wb).

Em circuitos magnéticos constituídos por um enrolamento de alta condutividade e núcleo de material ferromagnético de permeabilidade constante, ou que inclua zonas de entreferro, verifica-se que há uma relação linear entre o fluxo ligado  $\lambda$  e a corrente  $i$ . A indutância do circuito magnético,  $\mathcal{L}$ , em *henry* (H), é definida por

$$\mathcal{L} = \frac{\lambda}{i} = \frac{N_e \cdot \varphi}{i}. \quad (2.42)$$

Usando as expressões (2.24) e (2.35) em (2.41) e após manipulação matemática obtém-se

$$\mathcal{L} = \frac{N_e^2}{\mathcal{R}_{tot}}. \quad (2.43)$$

A partir das expressões (2.39 e (2.41), considerando que a relutância no entreferro determina a relutância total, pode-se expressar a indutância do enrolamento na forma

$$\mathcal{L} \approx \frac{N_e^2}{\mathcal{R}_g} = \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_g}{2 \cdot l_g}. \quad (2.44)$$

De referir que a indutância expressa em (2.44) apenas é aplicável a sistemas cuja relutância total é dominada pela relutância do entreferro, onde se verifica uma relação linear entre o fluxo e a f.m.m. Por isso, as características e os efeitos das não-linearidades dos materiais magnéticos podem ser ignorados. Noutros casos torna-se, por vezes, aceitável calcular o valor médio da indutância a partir do valor médio da permeabilidade magnética dos materiais [3].

### 2.2.2. Energia e Co-Energia

Em sistemas com circuitos magnéticos de geometria fixa e campo magnético uniforme, com apenas uma fonte de energia eléctrica externa, isto é, de excitação única, como é o caso na Figura 2.1, a energia armazenada no campo de acoplamento,  $W_{cmp}$ , expressa em *joule* (J),

pode ser obtida por integração da densidade de energia no campo no volume  $V$ , ocupado pelo campo magnético, em ( $\text{m}^3$ ), tal que

$$W_{cmp} = \int_V \left( \int_{B_i}^{B_f} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{B}' \right) \cdot dV . \quad (2.45)$$

Em meios magnéticos lineares e isotrópicos, com permeabilidade magnética constante, como é o caso do ar, em que as não linearidades e as perdas são desprezáveis, (2.45) resulta mais simples. Assim, por integração e usando a igualdade (2.42) tem-se

$$W_{cmp} = \int_V \left( \frac{B^2}{2\mu} \right) \cdot dV = \frac{1}{2} \cdot \frac{\lambda^2}{\mathcal{L}} , \quad (2.46)$$

onde  $B$  e  $\mu$  são, respectivamente, a indução e a permeabilidade magnética do meio.

Um método alternativo para determinar a energia de campo a partir da energia fornecida, num sistema sem perdas, consiste em considerar que a variação da energia eléctrica está associada à variação do fluxo ligado,

$$dW_{ele} = i \cdot d\lambda . \quad (2.47)$$

Então, a variação da energia armazenada no campo está igualmente relacionada com a variação do fluxo, tal que

$$dW_{cmp} = i \cdot d\lambda , \quad (2.48)$$

e obtém-se

$$W_{cmp}(\lambda, x) = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} i(\lambda', x) \cdot d\lambda' . \quad (2.49)$$

Em sistemas lineares, para uma dada indutância, o fluxo ligado é directamente proporcional à corrente – Equação (2.42) – donde as variações do fluxo e da corrente são igualmente lineares. Assim, a energia armazenada no campo pela variação do fluxo a partir da origem é dada por

$$W_{cmp}(\lambda, x) = \int_0^{\lambda} i(\lambda', x) \cdot d\lambda' = \frac{1}{2} \cdot \frac{\lambda^2}{\mathcal{L}(x)} . \quad (2.50)$$

Este método pode também ser desenvolvido para um circuito sem perdas, a partir da variação do fluxo da energia aplicada ao sistema, representada pela potência fornecida ao enrolamento.

Sendo esta grandeza definida pelo produto entre a f.e.m. e a corrente, o valor absoluto instantâneo da potência eléctrica  $p_e$ , em watt (W), é dado por

$$p_e = e \cdot i = \frac{d\lambda}{dt} \cdot i . \quad (2.51)$$

A variação da energia aplicada num dado intervalo de tempo delimitado,  $t \in [t_i, t_f]$  origina uma variação da energia armazenada no campo magnético, nesse intervalo de tempo, expressa em joule (J) e determinada por

$$\Delta W_{cmp} = \int_{t_i}^{t_f} p_e \cdot dt . \quad (2.52)$$

Verifica-se através de (2.52) que a potência está relacionada com a variação do fluxo ligado pelo que, usando (2.42) e substituindo, obtém-se

$$\Delta W_{cmp} = \int_{\lambda_i}^{\lambda_f} \frac{\lambda}{\mathcal{L}} \cdot d\lambda . \quad (2.53)$$

A partir desta expressão, considerando nulo o valor inicial do fluxo ligado, é possível demonstrar que a energia armazenada no campo de acoplamento num dado intervalo de tempo é dada por

$$W_{cmp} = \frac{1}{2\mathcal{L}} \cdot \lambda^2 = \frac{1}{2} \cdot \mathcal{L} \cdot i^2 , \quad (2.54)$$

sendo este resultado idêntico a (2.50).

A interacção entre os sistemas eléctrico e mecânico, isto é, o processo de conversão electromecânica de energia, provoca a variação da energia armazenada à medida que a força de campo desenvolve trabalho mecânico. Não existindo perdas de energia no sistema essa variação pode representada de forma simples, por

$$\frac{dW_{cmp}}{dt} = p_e - f_{cmp} \frac{dx}{dt} = i \cdot \frac{d\lambda}{dt} - f_{cmp} \frac{dx}{dt} , \quad (2.55)$$

ou pela expressão

$$dW_{cmp} = i \cdot d\lambda - f_{cmp} \cdot dx , \quad (2.56)$$

onde a energia do campo  $W_{cmp}$  e a sua variação são funções das variáveis de estado independentes: o fluxo ligado  $\lambda$  e a posição  $x$ .

O cálculo da energia do campo, dada por (2.50), é independente do caminho seguido no processo de integração. Considerando a dependência da energia com a posição  $x$ , e com o fluxo ligado  $\lambda$ , sendo este uniforme para qualquer posição, a variação da energia também pode ser considerada uniforme; as perdas no campo, caso existam, são aproximadamente uniformes. Um sistema assim constituído pode ser considerado conservativo.

Nestas condições, considerando o sistema da Figura 2.1 linear e conservativo, reescrevendo a expressão (2.56) tem-se

$$dW_{cmp}(\lambda, x) = i \cdot d\lambda - f_{cmp} \cdot dx . \quad (2.57)$$

Dado que a energia de campo é uma função de estado das variáveis independentes  $\lambda$  e  $x$ , a sua variação pode ser expressa em termos das derivadas parciais da função, tal que

$$dW_{cmp}(\lambda, x) = \frac{\partial W_{cmp}}{\partial \lambda} d\lambda + \frac{\partial W_{cmp}}{\partial x} dx . \quad (2.58)$$

A partir desta equação, através das derivadas parciais em ordem a cada uma das variáveis de estado, mantendo a outra constante, é possível determinar os valores da corrente e da força de campo, respectivamente, pelas expressões

$$i = \left. \frac{\partial W_{cmp}(\lambda, x)}{\partial \lambda} \right|_{x=C^{te}} , \quad (2.59)$$

e

$$f_{cmp} = \left. \frac{\partial W_{cmp}(\lambda, x)}{\partial x} \right|_{\lambda=C^{te}} . \quad (2.60)$$

Um método alternativo consiste em usar a co-energia  $W_{cmp}^*$  (relativa a  $W_{cmp}$ ) para determinar a força em função da corrente e da posição. A co-energia é igualmente uma função de estado cujas variáveis independentes são a corrente  $i$  e a posição  $x$ , definida por

$$W_{cmp}^*(i, x) = i \cdot \lambda - W_{cmp}(\lambda, x) . \quad (2.61)$$

A transformação de modo a obter o diferencial da co-energia faz-se através do diferencial da energia de campo, expresso por (2.55), e pelo desenvolvimento do diferencial da energia eléctrica, expressa por (2.44), em que

$$dW_{ele} = d(i \cdot \lambda) = i \cdot d\lambda + \lambda \cdot di . \quad (2.62)$$

Assim, a partir da expressão (2.61) tem-se

$$dW_{cmp}^*(i, x) = d(i, \lambda) - dW_{cmp}(\lambda, x) , \quad (2.63)$$

que combinada com (2.57), e após ser substituída por (2.62), resulta em

$$dW_{cmp}^*(i, x) = \lambda di + f_{cmp} dx . \quad (2.64)$$

Sendo as variáveis de estado independentes, tal como em (2.57), a variação da co-energia também pode ser expressa em termos das derivadas parciais

$$dW_{cmp}^*(i, x) = \frac{\partial W_{cmp}^*}{\partial i} \cdot di + \frac{\partial W_{cmp}^*}{\partial x} \cdot dx , \quad (2.65)$$

para determinar o fluxo ligado e a força de campo de modo análogo a (2.59) e (2.60), tal que

$$\lambda = \left. \frac{\partial W_{cmp}^*(i, x)}{\partial i} \right|_{x=C^{te}} , \quad (2.66)$$

e

$$f_{cmp} = \left. \frac{\partial W_{cmp}^*(i, x)}{\partial x} \right|_{i=C^{te}} . \quad (2.67)$$

Por analogia com a expressão (2.49), a co-energia também pode ser obtida através da integral da energia eléctrica. Porém, sendo agora a corrente a variável de estado, de acordo com a definição dada por (2.48) o cálculo da integral faz-se para  $\lambda \cdot di$ . A co-energia é assim expressa por

$$W_{cmp}^*(i, x) = \int_{i_1}^{i_2} \lambda(i', x) \cdot di' , \quad (2.68)$$

que, para sistemas lineares com  $\lambda = i \cdot \mathcal{L}(x)$ , é dada por

$$W_{cmp}^*(i, x) = \frac{1}{2} \cdot \mathcal{L}(x) \cdot i^2 . \quad (2.69)$$

Da comparação entre (2.50) e (2.69), ambas deduzidas para sistemas lineares, sendo  $H$  a intensidade do campo magnético, verifica-se que a energia e a co-energia são numericamente idênticas [1], [3], [21], isto é,

$$\begin{aligned} W_{cmp}(\lambda, x) &= W_{cmp}^*(i, x) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \frac{1}{2} \cdot \frac{\lambda^2}{\mathcal{L}(x)} &= \frac{1}{2} \cdot \mathcal{L}(x) \cdot i^2 \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \frac{1}{2} \cdot \mu \cdot H &= \frac{1}{2} \cdot \frac{B^2}{\mu} . \end{aligned} \quad (2.70)$$

O mesmo não se verifica, porém, para sistemas não lineares, nos quais não existe relação de proporcionalidade entre o fluxo ligado e a corrente, ou entre a densidade de fluxo e a intensidade do campo magnético, como ocorre nos sistemas com saturação magnética.

Dado que a posição é uma variável de estado comum às expressões (2.50) e (2.69) e que estabelece o valor da indutância, pode-se representar graficamente a energia e a co-energia, tendo como variáveis o fluxo ligado e a corrente. Assim, considerando excitação única tanto para sistemas lineares onde o fluxo e a corrente são proporcionais, como para sistemas lineares com saturação magnética, reescrevendo a Equação (2.61), verifica-se a igualdade

$$W_{cmp}(\lambda, x) + W_{cmp}^*(i, x) = \lambda \cdot i . \quad (2.71)$$

Ambos os casos envolvem processos de integração no respectivo cálculo, razão pela qual a representação gráfica de cada uma destas grandezas corresponde a uma área delimitada por uma curva  $\lambda - i$ . Esta curva, por sua vez, define a característica de linearidade (ou de não linearidade) do sistema.

Na ausência de movimento não é realizado trabalho mecânico e, conseqüentemente, a energia da entrada é simplesmente acumulada no enrolamento sob a forma de energia magnética, de acordo com a Equação (2.52). Por outro lado, segundo a expressão (2.55) o incremento de energia da fonte origina uma variação da energia no campo, que é proporcional à variação do fluxo ligado para uma determinada corrente e configuração (posição).

### 2.2.3. Determinação da Força e do Conjugado da Força pela Energia e pela Co-Energia

Em actuadores electromagnéticos lineares, em que  $\lambda = i \cdot \mathcal{L}(x)$ , o trabalho realizado corresponde a deslocamentos longitudinais das partes móveis, e a força de campo pode ser determinada a partir da energia de campo, através de (2.60), em função do fluxo ligado  $\lambda$  e do deslocamento  $x$ , tal que

$$f_{cmp} = - \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{2} \cdot \frac{\lambda^2}{\mathcal{L}(x)} \right) \Bigg|_{\lambda=C^{te}} = - \frac{\lambda^2}{2 \cdot \mathcal{L}(x)^2} \cdot \frac{d\mathcal{L}(x)}{dx} . \quad (2.72)$$

Substituindo nesta expressão a indutância pela igualdade (2.42), resulta em

$$f_{cmp} = - \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{d\mathcal{L}(x)}{dx} . \quad (2.73)$$

Em alternativa, a força de campo também pode ser obtida pela expressão da co-energia, em função da corrente  $i$  e do deslocamento  $x$ , pela Equação (2.67), ou por derivação de (2.69) em ordem a  $x$ , obtém-se uma expressão da força de campo idêntica a (2.73).

No caso dos actuadores rotativos, e por analogia com o desenvolvimento conducente à obtenção de (2.60), considera-se o conjugado da energia [3]. Este é obtido pela derivada parcial da energia de campo em ordem ao deslocamento angular  $\theta$ , para um fluxo ligado constante, dado por

$$T_{cmp} = - \frac{\partial W_{cmp}(\lambda, \theta)}{\partial \theta} \Bigg|_{\lambda=C^{te}} . \quad (2.74)$$

Em sistema lineares, em que o fluxo ligado é proporcional à corrente para uma dada indutância, dependente da posição,  $\lambda = i \cdot \mathcal{L}(\theta)$ , tal como para (2.49) e (2.50), a energia de campo é determinada por

$$W_{cmp}(\lambda, \theta) = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} i(\lambda', \theta) \cdot d\lambda' = \frac{1}{2} \cdot \frac{\lambda^2}{\mathcal{L}(\theta)} . \quad (2.75)$$

O conjugado da energia resulta assim na igualdade

$$T_{cmp} = - \frac{\partial}{\partial \theta} \left( \frac{1}{2} \cdot \frac{\lambda^2}{\mathcal{L}(\theta)} \right) \Bigg|_{\lambda=C^{te}} = - \frac{\lambda^2}{2 \cdot \mathcal{L}(\theta)^2} \cdot \frac{d\mathcal{L}(\theta)}{d\theta} , \quad (2.76)$$

podendo também ser expresso em função da corrente, como em (2.55), e obtém-se

$$T_{cmp} = -\frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{d\mathcal{L}(\theta)}{d\theta}. \quad (2.77)$$

De modo semelhante, através da co-energia expressa em termos do deslocamento angular  $\theta$  e da corrente  $i$ , que para sistemas magnéticos lineares é dada por

$$W_{cmp}^*(i, \theta) = \int_{i_1}^{i_2} i(i', \theta) \cdot di' = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \mathcal{L}(\theta), \quad (2.78)$$

obtém-se o conjugado da co-energia [3], dado por

$$T_{cmp} = -\left. \frac{\partial W_{cmp}^*(i, \theta)}{\partial \theta} \right|_{i=C^{te}}, \quad (2.79)$$

que, desenvolvendo, resulta expresso na forma

$$T_{cmp} = -\left. \frac{\partial}{\partial \theta} \left( \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \mathcal{L}(\theta) \right) \right|_{i=C^{te}} = -\frac{i^2}{2} \cdot \frac{d\mathcal{L}(\theta)}{d\theta}. \quad (2.80)$$

Também, neste caso, se verifica que os resultados obtidos pelos conjugados da energia e da co-energia são idênticos. Verifica-se ainda que os conjugados da energia, assim obtidos, cujas expressões são funções da corrente  $i$  e do deslocamento angular  $\theta$ , equivalem ao momento angular ou binário electromecânico desenvolvido em actuadores com configuração rotativa, que ao realizar trabalho originam deslocamentos circulares.

#### 2.2.4. Balanço Energético

Na conversão electromecânica de energia, em geral, a energia flui do sistema mecânico no sentido do sistema eléctrico, na operação como gerador, e em sentido contrário no funcionamento como actuator. Em actuadores sem perdas, funcionando em regime contínuo, o balanço energético faz-se de modo simplificado através do princípio da conservação da energia. Considerando as variações da energia eléctrica fornecida ao sistema  $W_{ele}$ , da energia armazenada no campo de acoplamento  $W_{cmp}$ , e da energia que fica disponível no sistema mecânico  $W_{mec}$ , tem-se

$$dW_{ele} = dW_{cmp} + dW_{mec}. \quad (2.81)$$

Contudo, em sistemas electromecânicos reais, designadamente em actuadores, existem perdas de energia, associadas a fenómenos de vária ordem e com diversas origens. As perdas registam-se nos vários componentes do sistema, destacando-se: as perdas no sistema eléctrico, por efeito de Joule e por efeito dieléctrico; as perdas no campo magnético de acoplamento, devido a dispersão do fluxo, radiação electromagnética ou efeitos de histerese e devido a correntes parasitas induzidas (correntes de Foucault); e por fim as perdas no sistema mecânico, devido a atrito, a mecanismos de acoplamento de cargas e à ventilação. Importa, portanto, considerar a energia útil obtida no processo de conversão em toda a cadeia, bem como as componentes das perdas de energia associadas a cada um dos blocos que compõem o sistema.

A Figura 2.2 ilustra o diagrama de blocos do funcionamento de um actuador de excitação única, representativo de um sistema electromecânico com perdas, e que sustenta a avaliação do balanço energético [3], [21].

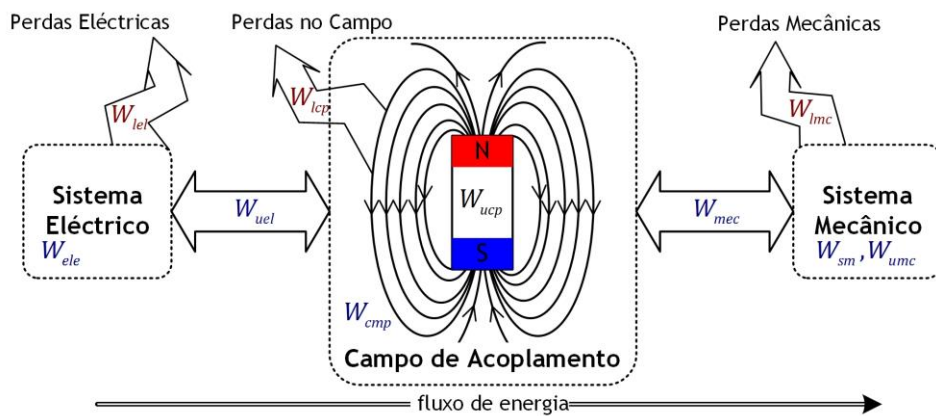


Figura 2.2 Interações entre componentes de um actuador electromecânico e balanço energético.

Em termos práticos, nos actuadores electromecânicos, o efeito dieléctrico no isolamento dos materiais é reduzido e, por isso, as perdas de energia no sistema eléctrico devem-se quase exclusivamente ao efeito de Joule. Além disso, para frequências e velocidades de operação relativamente baixas, o campo pode ser considerado quase estacionário e as perdas por radiação electromagnética desprezadas. Assim, no sistema da Figura 2.2, parte da energia fornecida perde-se no sistema eléctrico  $W_{lel}$ , sob a forma de calor; a parte restante é energia eléctrica útil  $W_{uel}$ , passível de ser armazenada no campo magnético de acoplamento  $W_{cmp}$ , no qual se registam também perdas, tanto por dispersão magnética como por não linearidades, e que são representadas por  $W_{lcp}$ . A energia útil disponibilizada pelo campo de acoplamento ao bloco mecânico,  $W_{ucp}$ , é por ele absorvida, tal que  $W_{ucp} = W_{mec}$ . Porém, parte dessa energia é aí libertada, devido a mecanismos de fricção,  $W_{lmc}$ , enquanto outra permanece aí armazenada sob a forma de energia cinética  $W_{sm}$ . Deste modo, no final da cadeia, apenas uma fracção da

energia inicialmente fornecida resulta em energia mecânica útil  $W_{umc}$ , disponível para realização de trabalho mecânico. O balanço energético é expresso por

$$dW_{umc} = dW_{mec} - (dW_{lmc} + dW_{sm}). \quad (2.82)$$

Assim, pelo princípio da conservação da energia, considerando todas as perdas no sistema, a equação do balanço energético do sistema da Figura 2.2 pode ser escrita na forma

$$dW_{ele} = dW_{umc} + dW_{sm} + (dW_{lel} + dW_{lcp} + dW_{lmc}). \quad (2.83)$$

As Equações (2.82) e (2.83) consideram a energia útil em cada componente do sistema.

## 2.3. Actuadores de Relutância Variável Comutados

Os ARVC são, como referido anteriormente, máquinas eléctricas de estrutura simples, cujo princípio de funcionamento assenta nas variações da relutância magnética (ou da indutância) no entreferro, em função da posição. De acordo com a natureza do movimento, os ARVC são classificados em rotativos ou lineares: o motor de relutância variável comutado (MRVC), no primeiro caso, e no segundo o actuador linear de relutância variável comutado (ALRVC). Os MRVC podem também ser classificados de acordo com a respectiva geometria e pelo caminho e direcção das linhas de fluxo magnético relativamente ao comprimento do eixo de rotação. Caso o caminho do fluxo magnético se estabeleça perpendicularmente à direcção do eixo a máquina designa-se por radial; e designa-se por axial caso o caminho magnético se desenvolva segundo a direcção desse eixo. De modo idêntico, para os actuadores lineares, considerando a relação entre as direcções das linhas de fluxo e do movimento, designam-se por longitudinais caso estas sejam perpendiculares entre si, e transversais caso sejam coincidentes.

Na bibliografia específica sobre o tema, em Inglês, os actuadores rotativos são habitualmente referenciados pelos acrónimos SRM (*Switched Reluctance Motor*) ou SRD (*Switched Reluctance Drive*); para os actuadores lineares usam-se os acrónimos LSRM (*Linear Switched Reluctance Machine*) ou LSRA (*Linear Switched Reluctance Actuator*). Neste trabalho, no que respeita aos actuadores de relutância variável, opta-se pela designação e uso de acrónimos em Português, que doravante são utilizados ao longo do texto.

### 2.3.1. Actuador com Configuração Rotativa

Na topologia rotativa, a máquina eléctrica de relutância variável comutada pode ser entendida como uma máquina síncrona, mas com características específicas adicionais. Possui enrolamentos na parte fixa para geração de um campo magnético, tal como os motores de

corrente contínua (DC - *Direct Current*). Porém, não tem enrolamentos nem magnetos na parte móvel. Tanto o estator (a parte fixa) como o rotor (parte móvel) apresentam pólos magnéticos salientes, motivo pelo qual este tipo de máquina é também conhecido por actuador de pólos duplamente salientes.

De acordo com o tipo de aplicação, a força, a configuração, a geometria e a forma das pólos podem variar [26]-[29]. Os pólos podem ser de saliência simples ou dupla, de forma rectangular ou triangular, de face simples, arredondada, ou com formatos mais complexos [30]. No que respeita à configuração, o número de pólos do estator é superior ao de pólos do rotor, sendo essa diferença, geralmente, de dois. A designação das configurações de MRVC faz-se de modo a evidenciar o número de pólos no estator e no rotor.

As configurações 6/4 pólos e 8/6 são exemplos de configurações de MRVC que se ilustram na Figura 2.3 [1].

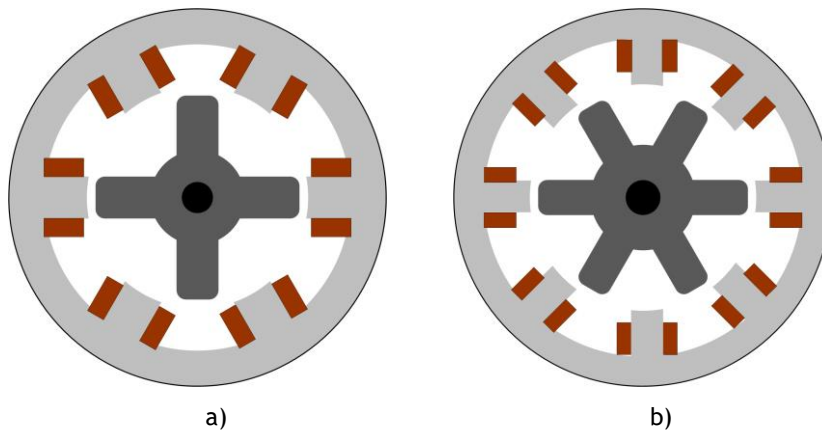


Figura 2.3 Exemplo de configurações de MRVC com: a) 6/4 pólos e b) 8/6 pólos.

### Funcionamento dos MRVC

O funcionamento dos MRVC tem por base a variação da relutância magnética, pela alteração da posição relativa dos pólos do estator e do rotor. Ao excitar enrolamentos no estator correspondentes a pólos diametralmente opostos (Figura 2.3) cria-se um campo magnético cujas linhas de campo estabelecem um circuito magnético através do rotor. Normalmente as partes da máquina que compõem o circuito magnético são constituídas por materiais ferromagnéticos, os quais apresentam momentos magnéticos elevados, pelo que o alinhamento se faz de modo mais eficaz. Assim, com a excitação dos enrolamentos do estator, a parte móvel da máquina tende a posicionar-se nos pontos da relutância magnética mínima, isto é, de indutância máxima, obtendo-se assim o alinhamento entre as saliências do rotor e os pólos excitados no estator. Enquanto um dado alinhamento permanecer verifica-se o não alinhamento de outros pares de pólos do estator e saliências no rotor.

Ao excitar um outro par de enrolamentos não alinhados verifica-se um fenómeno idêntico ao descrito anteriormente, do qual resulta o alinhamento do novo conjunto e, conseqüentemente, o desalinhamento dos restantes. A repetição sequencial do processo de excitação dá origem ao movimento do rotor. Esse movimento e o binário de força estão relacionados com a comutação de corrente nos enrolamentos do estator quando existe variação da relutância magnética. O funcionamento deste tipo de máquinas pode ser explicado através da Figura 2.4, que ilustra um ciclo completo da operação de um MRVC na configuração 6/4 pólos.

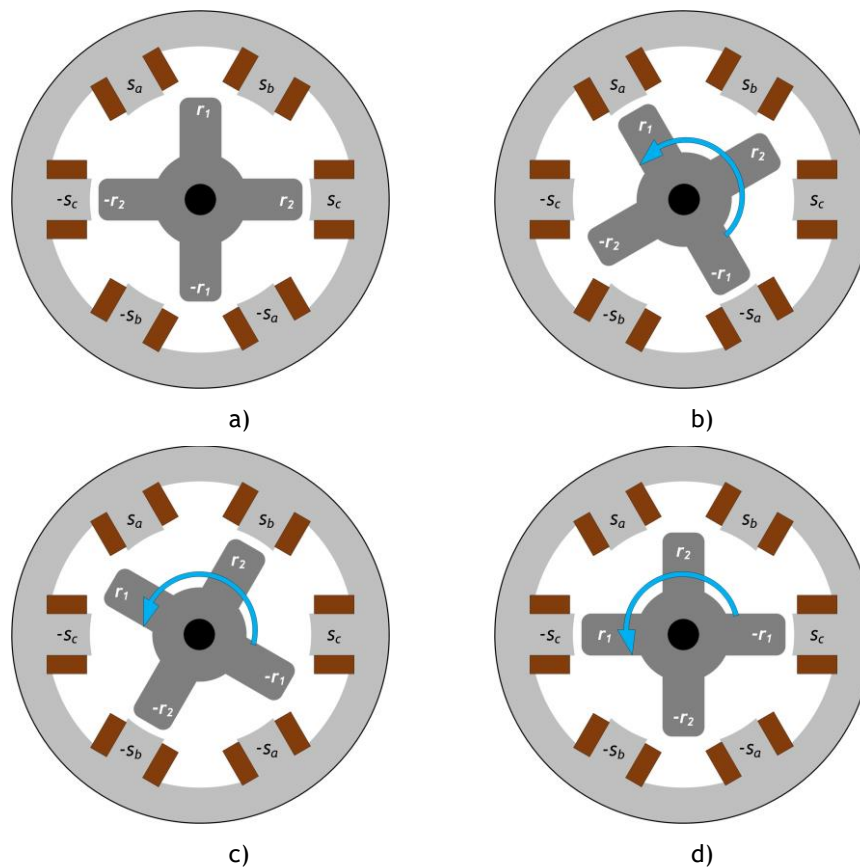


Figura 2.4 Ciclo de operação do MRVC 6/4 com alinhamento dos pólos: a) na fase *c*; b) na fase *a*; c) na fase *b* e d) novamente na fase *c*.

Os pólos do estator  $s_a$  e  $-s_a$  são excitados pela fase *a*, onde  $s_a$  indica o sentido da corrente no enrolamento da fase na direcção do observador e  $-s_a$  no sentido oposto. Procedendo de modo igual para as fases *b* e *c* verifica-se uma situação idêntica para os pares de pólos  $(s_b, -s_b)$  e  $(s_c, -s_c)$  respectivamente. Na posição inicial os pólos da fase *c* estão alinhados com os dentes  $(r_2, -r_2)$ . Ao aplicar uma corrente de excitação ao enrolamento da fase *a* cria-se um campo magnético no estator, cujas linhas de fluxo tendem a fechar-se através de  $(r_1, -r_1)$

estabelecendo assim o circuito magnético. O binário de força produzido no entreferro desencadeia um movimento do rotor no sentido da minimização da relutância magnética, que se atinge quando  $(s_a, -s_a)$  e  $(r_1, -r_1)$  ficam alinhados. Entretanto, em resultado do movimento do rotor, as saliências do rotor  $(r_2, -r_2)$  ficam desalinhadas de quaisquer pólos do estator; mas alinhadas segundo o eixo de simetria entre os pólos das fases  $b$  e  $c$ .

Note-se que a orientação de  $(r_2, -r_2)$ , segundo esse eixo, resulta num posicionamento equidistante dos pólos das fases  $b$  e  $c$ . Caso se excite novamente a fase  $c$ , o rotor efectua um movimento no sentido contrário e regressa à posição inicial. Assim, para dar continuidade ao movimento a partir da posição da Figura 2.4 b), activa-se a fase  $b$  e, desse modo, consegue-se forçar o alinhamento entre os pólos  $(s_b, -s_b)$  e as saliências do rotor  $(r_2, -r_2)$ . Como consequência,  $(r_1, -r_1)$  ficam agora desalinhados. O ciclo de funcionamento termina com a excitação do enrolamento da fase  $c$ , que provoca o alinhamento de  $(s_c, -s_c)$  com  $(r_1, -r_1)$ .

O movimento contínuo no sentido anti-horário resulta da activação periódica das fases do estator na sequência  $abc$ . Da activação sequencial pela ordem  $cba$  resulta um movimento no sentido horário. Importa destacar, em ambos os casos, que o movimento de rotação da parte móvel é no sentido contrário ao da ordem sequencial de activação das fases. Contudo, o movimento do rotor não é de facto contínuo, mas discreto, uma vez que depende dos intervalos de tempo definidos pela sequência de excitação das fases do estator e também da duração da excitação de cada fase. No entanto, através de uma rápida comutação das fases pode-se conseguir uma boa aproximação ao movimento contínuo, tendo em conta as contribuições da dinâmica associada ao movimento do rotor e do binário electromecânico desenvolvido.

Na análise do binário produzido em MRVC recorre-se aos conceitos fundamentais da conversão de energia eléctrica em mecânica, referidos na secção 2.1. Se as perdas podem ser desprezadas, a energia no campo magnético é equivalente à energia mecânica. Deste modo, as variações incrementais de energia no campo reflectem-se directamente na parte mecânica, tal que

$$\delta W_{mec} = \delta W_{cmp} . \quad (2.84)$$

Em máquinas rotativas, como referido em 2.1.3, na realização de trabalho importa considerar o binário, sendo este obtido a partir da energia ou da co-energia. Assim, usando a igualdade (2.84) e reescrevendo (2.79), pode-se explicitar o binário electromecânico,  $T_{em}$ , em função da energia mecânica incremental, da corrente de excitação de fase  $i$  e da variação angular da posição do rotor,  $\delta\theta$ , sendo dado por

$$T_{em} = - \left. \frac{\delta W_{cmp}^*(i, \theta)}{\delta \theta} \right|_{i=C^{te}} . \quad (2.85)$$

Por sua vez, considerando a variação da co-energia entre duas posições angulares do rotor  $\theta_1$  e  $\theta_2$ , a corrente de excitação constante e que a indutância varia linearmente com a posição do rotor, pode-se expressar o binário electromecânico de forma idêntica a (2.76), tal que

$$T_{em} = - \frac{i^2}{2} \cdot \frac{d\mathcal{L}(\theta, i)}{d\theta} = - \frac{i^2}{2} \cdot \frac{\mathcal{L}(\theta_2, i) - \mathcal{L}(\theta_1, i)}{\theta_2 - \theta_1} . \quad (2.86)$$

Porém, importa referir que na realidade a variação da indutância com a posição não é linear; e que nas máquinas de relutância ela varia constantemente, e de forma contínua. Por este facto, apesar da indutância diferencial ser considerada a “constante de binário”, neste tipo de máquinas não é possível usar um circuito único equivalente para a sua análise em regime estacionário [1]. Assim, pelo referido anteriormente, verifica-se que:

- O binário electromecânico é directamente proporcional ao quadrado da corrente, pelo que, para produzir um binário unidireccional, a corrente pode ser unidireccional, sendo apenas necessária uma unidade de comutação de energia por fase;
- Em máquinas de relutância variável a indutância mútua entre fases é muito baixa, podendo ser desprezada, pelo que cada fase pode considerar-se independente;
- A constante de binário é definida pela variação da indutância em relação à posição angular do rotor, que é, no entanto, uma característica não linear; dado que nos MRVC o binário é proporcional ao quadrado da corrente, estes apresentam valores elevados de binário de arranque, semelhantes aos motores eléctricos de corrente contínua (DC);
- A operação da máquina, o controlo do binário e da velocidade de rotação obtém-se através de conversores de potência específicos, controláveis, não podendo ser operada directamente a partir de uma linha trifásica da rede eléctrica;
- A alteração do sentido de rotação do rotor depende apenas da sequência de excitação dos enrolamentos do estator; a variação da velocidade de rotação depende das topologias dos conversores de potência usados e das técnicas de controlo.

Por simplicidade, não se consideraram os efeitos das não linearidades por saturação magnética nem das indutâncias mútuas entre fases.

### 2.3.2. Actuador com Configuração Linear

A máquina linear de relutância variável comutada, ou actuador linear de relutância variável comutado (ALRVC), é o complemento do MRVC para aplicações onde a rapidez de operação, a força de tracção e a precisão sejam requisitos. A suas potencialidades, e daí a sua importância,

devem-se essencialmente ao seu custo reduzido e à não utilização de sistemas ou engrenagens mecânicas que contribuem para o abrandamento ou perda de força. Tal como no MRVC, também neste caso o perfil ideal de variação da indutância está relacionado com a posição relativa das partes fixas e móveis e com as respectivas dimensões. Porém, enquanto no MRVC apenas existem enrolamentos no estator, no ALRVC os enrolamentos das fases de excitação podem existir tanto na parte fixa como na parte móvel, ou translato [20]. Assim pode-se considerar que o ALRVC tem estator activo ou passivo, respectivamente.

Quanto à forma como se estabelece o caminho do fluxo magnético, o ALRVC pode ser de fluxo longitudinal ou transversal, dependendo da configuração [1], [31]. Num ALRVC com fluxo longitudinal o estabelecimento do circuito magnético faz-se segundo a direcção do movimento<sup>4</sup>, como é o caso do actuador objecto de estudo [21]. Esta configuração de ALRVC (ver Figura 1.4) resulta numa máquina de fabrico simples e mecanicamente robusta, com perdas menores devido a correntes de Foucault, dado que a direcção do fluxo e do movimento são coincidentes.

### Circuito Equivalente do ALRVC (uma fase)

Considerando o sistema linear e desprezando a indutância mútua entre fases, estas consideram-se independentes, pode-se obter um circuito eléctrico representativo da operação de uma fase do ALRVC. A tensão aplicada à fase equivale à soma das quedas de tensão na resistência do enrolamento,  $R_s$ , e da variação temporal do fluxo ligado, expressa por

$$v = R_s \cdot i + \frac{d\lambda(x,i)}{dt} . \quad (2.87)$$

Dado que em sistemas lineares se pode considerar  $\lambda(x,i) = i \cdot \mathcal{L}_s(x,i)$ , a expressão (2.87) pode ser escrita na forma

$$v = R_s \cdot i + \frac{d}{dt} \{ i \cdot \mathcal{L}_s(x,i) \} = R_s \cdot i + \mathcal{L}_s(x,i) \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot \frac{dx}{dt} \cdot \frac{d\mathcal{L}_s(x,i)}{dx} . \quad (2.88)$$

Nesta equação, os termos no membro à direita correspondem, respectivamente, às componentes resistiva e indutiva da queda de tensão no enrolamento e à f.e.m. induzida.

O circuito eléctrico que traduz o funcionamento de uma fase do MRVC pode ser assim representado pelo esquema da Figura 2.5, que é idêntico ao do motor DC de excitação série [1],[32], [33].

<sup>4</sup> O projecto de ALRVC faz-se a partir do seccionamento do MRVC ao longo do eixo e sobre o raio, tanto para o estator como para o rotor, seguido de linearização, a que correspondem as partes fixa e móvel, respectivamente. O ALRVC resultante, com fluxo longitudinal, decorre da linearização do MRVC com fluxo radial onde o estabelecimento do fluxo se faz segundo a direcção do movimento.

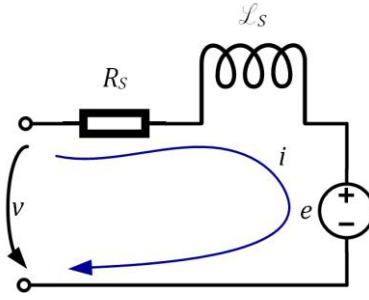


Figura 2.5 Circuito eléctrico simplificado equivalente de uma fase do ALRVC com entreferro de ar.

Na igualdade (2.88) o termo respeitante à f.e.m. pode, por sua vez, ser escrito na forma

$$e = i \cdot \frac{dx}{dt} \cdot \frac{d\mathcal{L}_s(x,i)}{dx} . \quad (2.89)$$

A f.e.m. depende do ponto de funcionamento e é obtida para corrente constante. Multiplicando ambos os membros de (2.89) pela corrente  $i$ , obtém-se a expressão da potência instantânea de entrada,  $p_{in}$ , expressa por

$$v \cdot i = p_{in} = i^2 \cdot R_s + i^2 \cdot \frac{dx}{dt} \cdot \frac{d\mathcal{L}_s(x,i)}{dx} + \mathcal{L}_s(x,i) \cdot i \cdot \frac{di}{dt} . \quad (2.90)$$

Porém, nesta equação, o último termo não é interpretável fisicamente, podendo, no entanto, ser obtido por inferência em termos das variáveis conhecidas [1], tal que

$$\mathcal{L}_s(x,i) \cdot i \cdot \frac{di}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \mathcal{L}_s(x,i) \right) - \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{d\mathcal{L}_s(x,i)}{dt} . \quad (2.91)$$

Substituindo a expressão (2.91) em (2.90) obtém-se a potência aplicada à entrada, dada por

$$p_{in} = R_s \cdot i^2 + \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} \cdot \mathcal{L}_s(x,i) \cdot i^2 \right) + \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{d\mathcal{L}_s(x,i)}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} , \quad (2.92)$$

onde o primeiro termo representa as perdas no enrolamento por efeito de Joule; o segundo, as variações de energia no campo magnético de acoplamento; e o terceiro, o valor instantâneo da potência electromecânica disponível no entreferro,  $p_{em}$ . A potência no entreferro é dada por

$$p_{em} = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{d\mathcal{L}_s(x,i)}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} . \quad (2.93)$$

A partir desta expressão pode-se obter a força electromecânica, dada pelo quociente entre a potência electromecânica e a velocidade,  $\dot{x} = \frac{dx}{dt}$ , e obtém-se

$$f_{em} = \frac{p_{em}}{\dot{x}} = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{d\mathcal{L}(x,i)}{dx}. \quad (2.94)$$

A expressão (2.94) da força electromecânica no ALRVC é idêntica a (2.73) para a força de campo, à parte do sinal que indica o sentido; as grandezas envolvidas têm o mesmo significado.

A operação do ALRVC é também baseada no perfil de variação da indutância das fases, de modo análogo ao MRVC, como se ilustra na Figura 2.6 (para uma fase) fazendo-se a distinção entre as regiões onde se verificam forças de tracção e de regeneração. Assume-se que o circuito magnético é linear e que a característica de indutância é independente da corrente de excitação, estando relacionada com as dimensões do actuador, com o número de dentes do estator e de pólos do translato, e as suas dimensões físicas, bem como as suas posições relativas. Quando se excitam os enrolamentos de uma fase, a parte móvel tende a deslocar-se de modo a ficar completamente alinhada com o fluxo, na posição de máxima indutância. O deslocamento mantém-se, de forma “contínua”, caso as fases sejam excitadas em sequência. A operação em sentido contrário faz-se alterando a sequência de excitação. As fases activas podem ser desligadas antes ou após a activação da nova fase, consoante a electrónica de regulação e comando, a topologia do conversor e o seu modo de operação.

Entre as posições 0 e  $x_1$ , e de  $x_4$  a  $x_5$ , os dentes do estator e os pólos do translato não estão alinhados e a indutância da fase é mínima. Nestas regiões não há variação da indutância pelo que não é gerada f.m.m. De  $x_2$  a  $x_3$  os dentes e os pólos estão totalmente alinhados e a indutância é máxima. Neste intervalo não há igualmente variação da indutância na fase e, por consequência, também não existe geração de f.m.m. Entre  $x_1$  e  $x_2$  os pólos vão sendo alinhados, há uma variação gradual e positiva da indutância com a corrente de excitação da fase, o que origina a produção de uma força magnetomotriz positiva. Deste modo existe força de tracção e, conseqüentemente, torna-se efectivo o movimento do translato. Entre as posições  $x_3$  e  $x_4$  os pólos vão sendo gradualmente desalinhados provocando uma variação negativa da indutância que, por sua vez, conjugada com a corrente de fase dá origem a uma força magnetomotriz negativa. Verifica-se assim um processo regenerativo, semelhante ao da geração de energia eléctrica, que provoca o abrandamento do translato e que, mesmo para intervalos de tempo curtos, dificulta a existência de movimento contínuo.

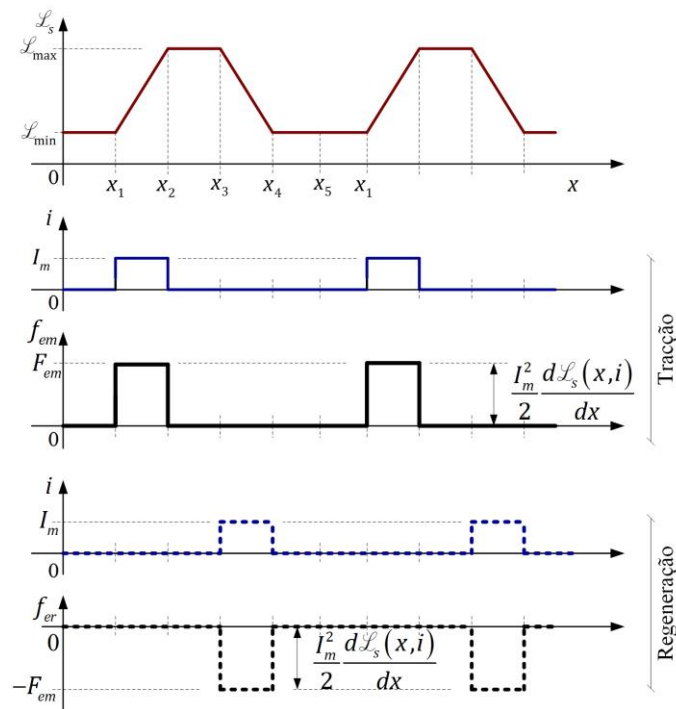


Figura 2.6 Variações ideais da indutância, da corrente e das forças de tracção e de regeneração para uma fase do ALRVC, em função da posição relativa entre as partes fixa e móvel.

Na prática, não é possível obter a situação ideal descrita anteriormente e ilustrada na Figura 2.6, devido à saturação magnética que provoca o encurvamento, nos topos, da linha que corresponde à característica de indutância, e que provoca a redução da força e o abrandamento do movimento. Como consequência, uma excitação que cause saturação para além de um dado ponto origina a redução da força e da correspondente energia mecânica. Neste tipo de máquinas, devido ao uso de correntes com formas rectangulares no processo de excitação sequencial das fases, verifica-se que a força electromecânica produzida é de curta duração e sob a forma de impulsos. Verificam-se também variações (*ripple*) da força, traduzidas por uma ondulação em torno do seu valor médio. Esta ondulação é relevante no que respeita às vibrações neste tipo de máquinas, devido à natureza do seu funcionamento e às interacções entre as várias grandezas. Este assunto é novamente referido mais adiante na secção 2.4.

Na Figura 2.7 estão representadas as principais grandezas relacionadas com a operação de um ALRVC com três fases de excitação. Considera-se que a excitação das fases se faz em condições ideais do alinhamento relativo entre os pólos e os dentes e que as respectivas correntes variam instantaneamente, atingindo o valor máximo; que a indutância de fase varia linearmente com a posição e que não existe saturação magnética. Assume-se ainda que a activação de fases *abc* provoca o deslocamento do translato da esquerda para a direita (ver Figura 1.2).

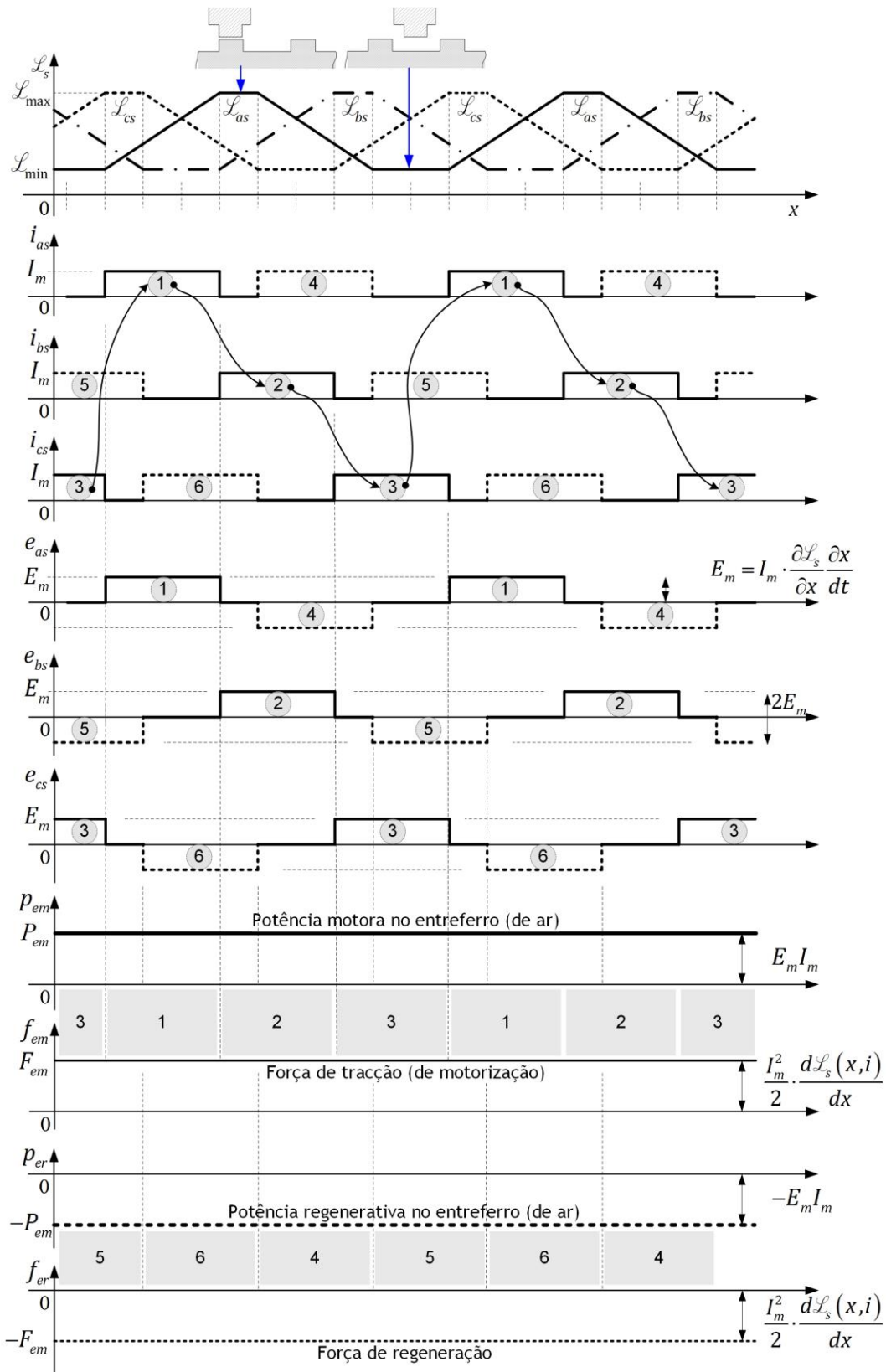


Figura 2.7 Variações ideais da indutância, das correntes nas fases, das forças electromotrizas, das potências motora e regenerativa e das forças de tracção e de regeneração no ALRVC.

Os diagramas da Figura 2.7 permitem perceber, para o ALRVC, e para a sequência  $abc$ , as interligações entre as correntes de excitação das fases, as respectivas f.e.m. induzidas, a produção das forças de tracção e de regeneração e as potências motora e regenerativa.

As regiões 1, 2 e 3, correspondem à produção de força de tracção no sentido positivo do movimento, para a ordem sequencial  $abc$ . Nas regiões 4, 5 e 6 verifica-se a geração de f.c.e.m. nas fases devido à permanência de corrente, que produz forças regenerativas e provoca o abrandamento do movimento do translato. No sentido inverso do movimento, para a sequência de activação de fases  $cba$ , regista-se o processo contrário: as regiões 4, 5 e 6 correspondem à geração de forças de tracção; e as regiões 1, 2 e 3 às forças regenerativas.

O factor de ciclo de cada fase é de  $1/3$ . Para produzir uma f.e.m. constante, bem como energia e força de tracção no entreferro, a excitação de fases faz-se por pulsos de corrente. Na Figura 2.7,  $p_{em}$  representa a potência motora de tracção no entreferro,  $p_{er}$  a potência regenerativa, também no entreferro;  $f_{em}$  a força de tracção dada por (2.94) e  $f_{er}$  a força regenerativa, tal que

$$f_{er} = -f_{em} = -\frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{d\mathcal{L}(x,i)}{dx}. \quad (2.95)$$

De modo idêntico, as potências motoras e regenerativas são dadas, respectivamente, por:

$$p_{em} = e \cdot i \quad (2.96)$$

e

$$p_{er} = -p_{em}. \quad (2.97)$$

Importa também referir que apenas parte da potência associada ao entreferro de ar é convertida em trabalho mecânico; sendo uma outra parte armazenada nos enrolamentos sob a forma de energia magnética.

De modo idêntico ao seguido para o MRVC, em máquinas reais não são possíveis os perfis de variação ideais de variação da indutância (da relutância), nem perfis de comutação instantânea da corrente nas fases. A compensação destas limitações, e a aproximação aos regimes ideais, requer esquemas mais elaborados de controlo e excitação de fases. Além de moldar os perfis de força, esses esquemas de controlo podem incorporar técnicas que visem mitigar as vibrações pela redução do *ripple* nas forças produzidas [34]-[37].

## 2.4. Estado da Arte das Vibrações em Actuadores de Relutância

O tema das vibrações e do ruído acústico em máquinas eléctricas tem motivado vários trabalhos de investigação. Num estudo de revisão do estado da arte sobre este tema realizado por P. Vijayraghavan e R. Krishnan, abrangendo as máquinas eléctricas de indução e as máquinas de relutância variável [7], e outro trabalho, dos mesmos autores, dirigido especificamente às últimas [38], procura-se identificar as fontes de ruído, apontar os métodos e as técnicas para mitigar o problema e elencar as normas aplicáveis. Segundo esses trabalhos as fontes de vibrações e ruído em máquinas eléctricas podem ser classificadas em quatro categorias, consoante a origem: magnética, mecânica, aerodinâmica e electrónica.

Enquadram-se na primeira categoria as vibrações com origem nos fenómenos de produção de força, associados à grande densidade de fluxo magnético no entreferro, aos fenómenos de magnetostricção nos laminados e ao não-balanceamento dos enrolamentos. As vibrações com origem mecânica estão relacionadas em primeiro lugar com os aspectos estruturais e de construção, os quais têm implicação directa nos modos e nas frequências naturais da máquina. Enquadram-se ainda nesta categoria as influências das cargas acopladas e dos mecanismos de acoplamento, designadamente dos rolamentos, da excentricidade dos veios e também as situações de não-balanceamento das cargas ou das partes móveis da máquina.

O ruído de origem aerodinâmica tem a ver essencialmente com o escoamento de fluidos para arrefecimento da máquina, como por exemplo, o ar, nas máquinas rotativas, devido à utilização de ventiladores acoplados ao veio. Por um lado, pelo deslocamento das partes móveis associado ao movimento rotativo. Por outro lado, pelo vórtice causado pelas pás do ventilador associado ao escoamento forçado do ar pelo interior da máquina, a grande velocidade, nalguns casos através de ductos ou superfícies com arestas “vivas”. A conjugação de todos estes factores origina a emissão de ruído acústico por fenómenos aerodinâmicos.

Por último, o ruído de origem eléctrica associado à electrónica de regulação e comando e aos processos de comutação das correntes de excitação de fases das máquinas. Esta categoria assume uma maior relevância nas máquinas de relutância variável em relação aos motores de indução, nas quais as correntes de excitação têm uma variação sinusoidal, enquanto que, nas últimas, são obtidas por processos de comutação.

Como referido, nas máquinas de relutância o binário e a força – Equações (2.86) e (2.94), respectivamente – são estabelecidos em função dos valores e dos perfis da corrente de excitação, segundo os regimes e processos de comutação. No entanto, nesses processos, a corrente não é ajustada directamente para o máximo  $I_m$ , como se ilustra na Figura 2.8 para uma fase (fase  $a$ ).

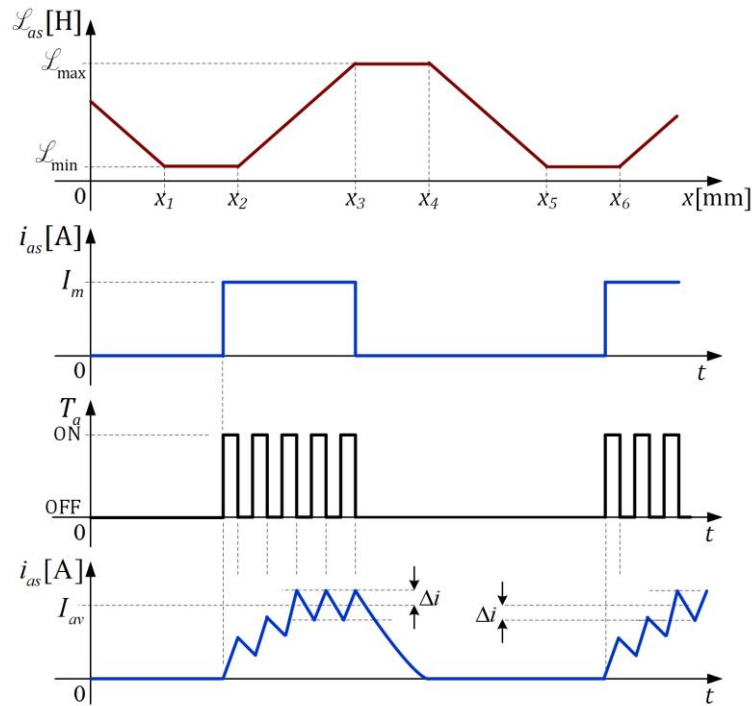


Figura 2.8 Variação da indutância na fase  $a$  com a posição; perfil ideal de variação no tempo da corrente de fase; do sinal de comando para comutação e andamento da corrente regulada nessa fase.

De facto, os valores de corrente pretendidos são obtidos de forma gradual, controlados por pulsos  $T_a$  com uma dada frequência e factor de ciclo, de acordo com os sinais de comando para comutação dos dispositivos de comutação nos respectivos conversores de potência. O processo de ajuste dos perfis de corrente de excitação, consoante os regimes de operação da máquina, e as interacções entre as componentes de motorização das forças ou de binário resultantes, e as de regeneração produzidas por acção das f.c.e.m., originam variações (*ripple*) da corrente  $\Delta i$ , em torno dos respectivo valor médio,  $I_{av}$ . Estas variações da corrente, por sua vez, reflectem-se em flutuações nos perfis de binário ou de força. Estes factores, conjugados com as imperfeições e as não-linearidades associadas aos valores de indutância e ao circuito magnético, dão origem a vibrações mecânicas e estruturais cuja amplitude pode ser amplificada, sobretudo para valores de frequência próximos das dos modos naturais.

Nas últimas duas décadas tem-se registado um aumento de interesse e da actividade de investigação sobre os problemas das vibrações e do ruído acústico emitido nas máquinas de relutância variável, predominantemente sobre a configuração rotativa. Os estudos publicados e conhecidos sobre este tema focam-se na origem das vibrações e no estudo dos factores que as influenciam, na sua caracterização e na proposta de soluções para resolver ou minorar o problema. Essas propostas são direccionadas à concepção e projecto, aos aspectos de construção, designadamente dos materiais e da configuração e também às técnicas de controlo.

### 2.4.1. Origem e Caracterização das Vibrações e do Ruído Acústico

No caso concreto das máquinas de relutância variável comutadas, Cameron *et. al.* [39] propõem um conjunto de possíveis fontes de ruído, com base nos resultados obtidos de um conjunto de nove experiências realizadas. Este trabalho constitui uma primeira abordagem para a caracterização das vibrações neste tipo de máquinas, tendo por base um MRVC na configuração 8/6. As conclusões deste estudo apontam as deformações na estrutura do estator, causadas por acção das forças de atracção radiais, como sendo a principal causa das vibrações.

Em trabalhos subsequentes R. Colby, F. Mottier e T. Miller [40] e P. Pillay e W. Cai [41], ambos baseados em motores de relutância com uma configuração idêntica (8/6), concluem no mesmo sentido quanto às fontes e causas das vibrações. Estes trabalhos seguem uma metodologia sistemática de avaliação e caracterização das vibrações. Numa primeira fase faz-se a avaliação das frequências naturais e das formas modais das vibrações, por simulação numérica, com recurso ao método dos elementos finitos (FEM - *Finite-Elements Method*). Os resultados obtidos pelas simulações são posteriormente avaliados experimentalmente para validação. Em [40] consideram-se apenas simulações estruturais a duas dimensões (2D) pelo FEM.

Na validação experimental realizam-se ensaios estáticos tendo como fonte de excitação dos modos naturais impulsos periódicos com 5 ms de duração e repetição à frequência 30 Hz, gerados por activação de uma das fases do motor. A estrutura do estator é instrumentada com acelerómetros colocados directamente sobre o pólo da fase a activar e sobre os pólos das fases adjacentes. Esta metodologia é melhorada em [41] com a realização de simulações pelo FEM para o modelo estrutural a 3D e do comportamento magnético 2D, e complementada com a avaliação da influência de laminados e de estruturas do estator com estrias. Este último aspecto, em particular, motiva um outro estudo dos mesmos autores [42], no qual se faz a avaliação e a comparação das vibrações num MRVC 8/6 para três configurações da estrutura do estator, com e sem estrias para arrefecimento.

No essencial as origens das vibrações em MRVC são comuns às das máquinas eléctricas em geral, existindo, no entanto, alguns factores e fontes específicas. Com base em trabalhos de referência publicados sobre este tema, em particular [39], [40]-[43] e [44]-[46], é possível identificar as fontes das vibrações e do ruído acústico em MRVC e cujas origens se atribuem aos seguintes fenómenos:

- À elevada concentração de fluxo magnético nas regiões de entreferro que causa forças de atracção entre as partes móveis e fixas, e que podem excitar as frequências naturais da estrutura;
- À distribuição não uniforme do fluxo magnético ou devido aos processos de magnetostricção nos laminados, caso se aplique;

- Às variações de corrente de excitação, decorrentes das tipologias de controlo e pela interacção entre as forças de atracção e de regeneração, que causam *ripple* nas forças produzidas;
- Às vibrações localizadas devido às interacções com os campos magnéticos locais, causadas pelas correntes nos enrolamentos;
- Às assimetrias e às imperfeições mecânicas na geometria dos componentes das máquinas, decorrentes dos processos de fabrico e de montagem dos componentes que constituem o circuito magnético, em particular nas regiões de entreferro;
- Às saliências, tanto das partes fixas como das partes móveis, as quais actuam como arestas ou superfícies cortantes sobre o ar e que, por isso, produzem ruído acústico; o mesmo se aplica às pás dos ventiladores acoplados ao veio, para arrefecimento;
- À não uniformidade nas características dos materiais, que podem causar desequilíbrios de massas com repercussões nos processos e nas grandezas mecânicas;
- A eventuais situações de não balanceamento dinâmico do veio ou nos mecanismos de acoplamento de cargas, em particular nos rolamentos e chumaceiras, e também por não uniformidades dos materiais que os constituem.

Existem várias contribuições científicas sobre vibrações em máquinas de relutância variável, em particular sobre a configuração rotativa, que de uma de forma sistemática visam a sua análise e caracterização, bem como do ruído acústico. Esses trabalhos focam a caracterização das vibrações em termos mecânicos, em regimes estáticos e dinâmicos, incluindo a influência do acoplamento de cargas [47], e as caracterizações electromagnética [48] e térmica [49].

São cinco os métodos referenciados que permitem determinar as frequências naturais em MRVC e que podem ser agrupados em três categorias [50]. O método teórico e clássico, designado por Leis de Jordan, segundo o qual o cálculo se faz por via analítica com base em modelos 2D. Este método tem, por isso, uma aplicação muito restrita sendo apenas considerado para estruturas simples. Na segunda categoria, para estruturas mais complexas, destacam-se os métodos numéricos pelo FEM, que tem uma vasta aplicação. No terceiro grupo encontram-se os métodos experimentais para determinação das características do sistema pela resposta ao impulso, em regime transitório, ou através da função de transferência da resposta em frequência, para regime forçado. Neste grupo a excitação pode ser externa, por aplicação de forças de impacto (*hammer-test*), através de vibradores electrodinâmicos (*shaker*), ou interna, através dos regimes de excitação magnética da máquina.

De um modo geral os modos de vibração e as frequências naturais são estimados através de simulações numéricas pelo FEM e avaliadas posteriormente por métodos experimentais, com recurso a equipamento de instrumentação e medida e de aquisição e registo de dados como por exemplo em [39]-[41], [51], [52]. Além disso, a maioria dos trabalhos publicados apontam as forças radiais de atracção como factor dominante na excitação dos modos de vibração

estruturais. A predição das forças radiais de atracção e a sua influência nas vibrações faz-se igualmente por métodos numéricos [52]-[57].

Na análise e caracterização considera-se ainda a correlação entre as vibrações e o ruído acústico, sendo essa avaliação feita a partir do conteúdo espectral dos sinais acústicos [44], [46] em função dos regimes de funcionamento e das técnicas de controlo [58]-[60]. As perturbações decorrentes do ruído acústico emitido e a relevância dos parâmetros de avaliação de qualidade do som enquadram-se no domínio da psicoacústica. As implicações destes factores na utilização das máquinas de relutância são avaliadas objectivamente em [45], [61].

Além da análise e caracterização das vibrações em MRVC, outras contribuições científicas propõem soluções para reduzir ou resolver o problema, considerando os aspectos estruturais, tanto ao nível da geometria como da influência dos materiais, e as técnicas de controlo.

#### **2.4.2. Métodos e Técnicas para Minorar as Vibrações**

As várias propostas para lidar com o problema das vibrações preconizam soluções estáticas, com implicações no projecto e na concepção, mas também dinâmicas através das técnicas de controlo da máquina, e medidas activas para redução de vibrações e do ruído acústico.

Ao nível do projecto e concepção, as propostas existentes contemplam soluções abrangentes para minimização das vibrações, envolvendo aspectos estruturais e de controlo [62]-[64]. Essas contribuições procuram essencialmente a solução ideal, ou o melhor equilíbrio possível entre os vários factores que determinam as vibrações, designadamente na configuração e na geometria das partes da máquina [65], [66], no tipo de excitação [67] e nas interligações entre esses factores [65]. Outras propostas são mais restritas, focando em particular alguns dos factores determinantes do comportamento vibratório. Neste particular destacam-se as configurações do rotor [68], a geometria dos pólos e a sua influência na variação da força, isto é, no *ripple* [26], [69], [70].

São também propostas configurações alternativas e variantes da topologia para as partes estruturais e para o circuito magnético como formas possíveis para solucionar o problema das vibrações [71]-[74]. Estas propostas contemplam o aumento do número de fases [75], ou da inclusão de múltiplos dentes por cada pólo [76], ou ainda alterações na distribuição das saliências para estabelecimento do caminho de fluxo magnético [77]. A nível estrutural considera-se também a influência das características próprias dos materiais usados na construção da máquina, em particular o módulo de elasticidade de Young [78], [79] o qual, como se refere mais adiante, no Capítulo 3, tem influência directa nas frequências naturais.

As soluções dinâmicas para minimização das vibrações passam essencialmente pelas estratégias de controlo [34], [59], [80]-[82], e pelos métodos de comutação [83], [84], com a definição e

ajuste das formas componentes espectrais das correntes de excitação [85], [86], da fase [87], ou dos perfis de corrente [88], [89]. Outra possibilidade é a adopção de conversores de potência especialmente adaptados aos regimes de comutação, cujos pontos têm em conta o caminho de fluxo magnético de acoplamento [90]. Todos estes casos têm como objectivo comum a minimização do *ripple*. Incluem-se ainda nas soluções dinâmicas as propostas de técnicas activas ou semi-activas de controlo das vibrações e de minimização do ruído. Estas podem incluir o uso de dispositivos piezoeléctricos [91]-[93], ou a adopção de processos activos de predição e cancelamento de vibrações [94], [95], conjugados com as técnicas de controlo e activação das fases. Podem também ser considerados esquemas de controlo mais avançados, como por exemplo a técnica de *sliding mode* [96], ou ainda o uso de redes neuronais [97], [98] para o cálculo dos valores óptimos de corrente de excitação em MRVC com excitação não sinusoidal.

Ao nível do comportamento electromagnético existem também estudos relacionados com as forças produzidas e os efeitos das características magnéticas dos materiais e das não linearidades. Esses estudos apresentam propostas de soluções, tanto ao nível do controlo, como da inclusão de correcções na geometria da estrutura, visando minorar os efeitos da acção dessas mesmas forças [35], [99]-[103].

### 2.4.3. Contribuições Científicas Focadas na Análise de Vibrações em ALRVC

O projecto e dimensionamento de ALRVC tem por base a linearização de MRVC, dado que os seus princípios e modos de funcionamento são comuns [31], [104]-[109]. Por isso, as origens das vibrações são essencialmente as mesmas que nos actuadores rotativos, já descritas anteriormente, com algumas pequenas diferenças específicas relacionadas com as características e o tipo de estrutura. Assim, apesar do número reduzido de trabalhos sobre o problema das vibrações na configuração linear, as publicações e o estado da arte sobre o tema, para a configuração rotativa, são importantes.

O conhecimento publicado sobre o tema para os actuadores rotativos permite, por exemplo, incorporar soluções para minorar as vibrações e mitigar os seus efeitos na fase de concepção e projecto de ALRVC. Algumas das soluções envolvem o desenho da geometria do estator, na definição e ajuste das dimensões, com vista ao melhor compromisso entre as forças produzidas e as vibrações resultantes [110],[111]; nos efeitos de estreitamento dos dentes ou das saliências [112] e na distribuição modular das secções do actuador em estruturas regulares [36]. Também ao nível dinâmico, na avaliação da gama de velocidades de operação e a respectiva relação com as gamas de frequência de vibração [113]; nas técnicas de controlo, na definição dos perfis de força mais adequados tendo em atenção a geometria da face dos pólos [114], [115]; e nas correntes de excitação das fases [116].

As principais diferenças na caracterização de actuadores lineares, face aos rotativos, estão relacionadas com os limites físicos estruturais, sendo estes impostos pelas dimensões finitas das peças que os constituem. Em [117] avaliam-se os efeitos desses limites no desempenho do actuator, com especial preocupação no aumento das situações de não-alinhamento das fases. Por outro lado, em [118] estudam-se os efeitos dos limites físicos no comportamento electromagnético, mais concretamente no estabelecimento do fluxo ligado, tanto para a configuração de fluxo longitudinal como para o fluxo transversal. A alta densidade de fluxo nas posições de alinhamento e os elevados valores de força produzidos, provocam a deformação da estrutura linear, em forma de arco, que por sua vez causam não uniformidades na distribuição do fluxo. Essas deformações são mais significativas nas barras longitudinais, em particular nas secções mais afastadas dos pontos de apoio e de fixação por suportes transversais, ou das zonas limite, pelo que os fenómenos daí resultantes são mais relevantes nessas regiões.

## 2.5. Aquisição, Análise e Processamento de Sinais

Em geral, na avaliação das vibrações e do ruído acústico emitido em actuadores electromecânicos, atendendo à sua estrutura e às características físicas, considera-se que estes são sistemas lineares e invariantes no tempo (SLIT) cujas respostas geram sinais. Estes sinais resultam das respostas dos sistemas a determinadas condições de operação e de excitação. As várias grandezas físicas são transpostas para representações por sinais eléctricos (correntes ou tensões), por acção dos transdutores usados na instrumentação.

Por sua vez, em consequência dos processos de amostragem e de quantificação inerentes à operação de sistemas de aquisição de sinais, o conjunto de observações (os sinais) resultam em representações numéricas, discretas e finitas. Assim, por razões práticas de aplicação na análise e processamento de sinais por meios computacionais, e também devido aos processos de aquisição, consideram-se que os sinais envolvidos nos processos de análise e de caracterização das vibrações no ALRVC são discretos e de duração limitada, isto é, finitos. Estas características são extensivas às ferramentas matemáticas de análise e processamento de sinais, que se referem mais adiante.

### 2.5.1. Classificação de Sinais

Os sinais, em geral e em abstracto, contêm dados ou observações reais relativas ao comportamento de um dado fenómeno físico ao longo de um dado intervalo temporal ou espacial, podendo, entre outros, ser classificados como determinísticos ou aleatórios. No primeiro grupo incluem-se aqueles cujas variáveis são exactamente previsíveis, isto é, que podem ser estimadas num dado intervalo de tempo de interesse, e que são descritos por funções matemáticas que não envolvem qualquer grau de incerteza ou dependência de distribuições de

probabilidade. Por sua vez, os sinais aleatórios contêm elementos de incerteza associados, não sendo por isso previsíveis no sentido determinístico.

Quanto à evolução temporal, os sinais podem ser classificados em periódicos ou aperiódicos, e estes últimos subdivididos em quase-periódicos ou transitórios. No que respeita ao universo de representação, os sinais podem ser contínuos no tempo, ou discretos, em resultado do processo de amostragem de sinais contínuos suficientemente limitados na frequência, em observação dos teoremas de Shannon-Nyquist [119], [120]. Os sinais são discretos sempre que o universo das observações ou o conjunto de dados de suporte sejam finitos, representativos de um determinado intervalo de tempo e regularmente distribuídos nesse intervalo.

### Sinais Determinísticos

Os fundamentos da análise e caracterização de sinais e sistemas focam-se, em geral, nos sinais determinísticos, normalmente estacionários, e nos SLIT. Os sinais determinísticos, discretos no tempo, são descritos por modelos matemáticos que não envolvem variáveis aleatórias ou funções de probabilidade, dependendo apenas do instante de tempo em que são observados.

Por questões de simplicidade e generalidade consideram-se os valores instantâneos de sinais analógicos e contínuos no tempo, obtidos por combinação linear de  $q$  sinais sinusoidais, de amplitude  $A_q$ , frequência angular  $\omega_q = 2\pi f_q$  e fase inicial  $\phi_q$ , na forma

$$x(t) = \sum_q x_q(t) = \sum_q A_q \cdot \sin(\omega_q t + \phi_q), \quad (2.98)$$

em que  $x(t)$  é periódico, de período  $2\pi$ , e os valores da fase inicial se restringem ao intervalo  $-\pi \leq \phi \leq \pi$ . Assume-se que o sinal  $x(t)$  possa apresentar um número finito de descontinuidades finitas e um dado número de máximos e mínimos num dado intervalo limitado; assume-se ainda que este sinal é expresso por uma função totalmente integrável [121], [122], isto é,

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)| \cdot dt < \infty. \quad (2.99)$$

De acordo com os critérios de amostragem de Shannon-Nyquist, verificando-se a condição  $f_{q_{\max}} < f_s/2$ , onde  $f_{q_{\max}}$  define a largura de banda dos sinais que compõem  $x(t)$  e  $f_s$  a frequência de amostragem, a versão discreta do sinal  $x(t)$  corresponde a uma sequência real e discreta,  $x[n]$ , que contém as observações do sinal contínuo em instantes de tempo regularmente espaçados, em intervalos definidos pelo período de amostragem  $T_s = (f_s)^{-1}$ .

O sinal discreto resultante da amostragem do sinal expresso por (2.98) é assim representado por

$$x[n] = \sum_q A_q \cdot \sin\left(2\pi \cdot n \cdot \frac{f_q}{f_s} + \phi_q\right) \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.100)$$

Os sinais discretos determinísticos podem ser classificados em dois grupos: sinais de acção limitada (ou finita), de acordo com a condição

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] < \infty ; \quad (2.101)$$

ou sinais com energia finita, tal que

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x[n]|^2 < \infty . \quad (2.102)$$

### Sinais Aleatórios

Os sinais aleatórios derivam de processos estocásticos, isto é, que variam aleatoriamente no tempo. As observações dos processos estocásticos dependem de variáveis estatísticas e que, devido à natureza dos processos, envolvem um determinado grau de erro ou de incerteza. Por estas razões, as suas variáveis dependem de funções de probabilidade, não sendo, portanto, exactamente previsíveis num dado intervalo de interesse. Neste contexto, entenda-se por processo estocástico uma família de variáveis aleatórias, indexadas por um dado parâmetro  $\tau$  pertencente a um determinado conjunto de índices  $T$ . A cada resultado de cada experiência corresponde uma função aleatória  $x(\tau)$ . Uma variável aleatória  $x(\cdot)$  em  $\mathbb{R}$  é uma função que transpõe cada um dos resultados  $\tau$  de uma experiência probabilística para uma variável real aleatória,  $x(\tau)$ , que se designa por realização da variável aleatória nessa experiência. Adicionalmente, a transposição do conjunto de respostas  $\{\tau\}$  num dado intervalo é designado por evento em  $T$ , ou  $x(T)$ , tal que  $x \leq X$ . Em processos contínuos ou discretos no tempo, as variáveis  $x(\tau)$  ou  $x[n]$ , transpõem cada um dos resultados das experiências probabilísticas para variáveis reais contínuas ou discretas, respectivamente [123].

Os modelos de probabilidade normalmente usados em sinais e processos estocásticos envolvem funções de probabilidade com distribuição cumulativa, ou funções de densidade de probabilidade. Para uma variável aleatória real  $x(\tau)$ , a função de distribuição cumulativa de probabilidade do evento que contém todas as respostas tal que,  $x(\tau) \leq X$ , é definida por

$$F_x(X) = P(x \leq X) . \quad (2.103)$$

Por sua vez, a função de densidade de probabilidade (PDF - *Probability Density Function*) dessa variável aleatória é dada por

$$f_x(X) = \frac{dF_x(X)}{dX} . \quad (2.104)$$

Em vários casos é comum e suficiente usar parâmetros estatísticos relativos aos sinais aleatórios, designadamente a expectativa das suas realizações, definida pelo valor médio da variável aleatória, para sinais contínuos e discretos, respectivamente, tal que

$$E\{x(t)\} = \bar{x} = \langle x(\tau) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} X \cdot f_x(X) \cdot dX , \quad (2.105)$$

e

$$E\{x[n]\} = \bar{x} = \sum_{-\infty}^{\infty} x[n] . \quad (2.106)$$

Outros parâmetros normalmente considerados são a variância,  $\sigma_x^2$ , dada pela diferença entre a média quadrada  $E\{x^2\}$  e o quadrado do valor médio, tal que

$$\sigma_x^2 = E\{x^2\} - \bar{x}^2 , \quad (2.107)$$

e o desvio padrão,  $\sigma_x$ , determinado pela raiz quadrada da variância. O valor médio  $\bar{x}$  corresponde à componente contínua (DC) do sinal, o seu quadrado corresponde à potência do sinal em DC, a média quadrada  $E\{x^2\}$  equivale à potência média do sinal, a variância  $\sigma_x^2$  traduz a potência da componente variante do sinal e o desvio padrão  $\sigma_x$  ao valor eficaz do sinal, também designado por valor quadrático médio (rms - *root mean square*).

Os modelos de probabilidade para sinais aleatórios recorrem frequentemente a PDF com a distribuição normal ou gaussiana, que dependem do valor médio e do desvio padrão. Além disso, é também comum recorrer às funções de co-variância e de co-variância cruzada, a partir das quais se pode obter a correlação ou a correlação cruzada (CC - *Cross Correlation*) de sinais, de modo a avaliar as suas analogias. Para dois sinais discretos  $x[n]$  e  $y[n]$  de dimensão  $N$ , a função de co-variância cruzada num intervalo de  $l$  amostras é dada por

$$\sigma_{xy}[l] = \frac{1}{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \{x[n-l] - \bar{x}\} \cdot \{y[n] - \bar{y}\} . \quad (2.108)$$

A partir de (2.108) obtém-se a correlação cruzada para um desvio  $l$ , expressa por

$$r_{xy}[l] = \frac{\sigma_{xy}[l]}{\sqrt{\sigma_{xx}[0] \cdot \sigma_{yy}[0]}} , \quad (2.109)$$

em que  $\sigma_{xx}(0) = \sigma_x^2$  e  $\sigma_{yy}(0) = \sigma_y^2$  são as variâncias de cada um dos sinais a desvio nulo [124].

### Estacionariedade

Nos processos e nos sinais aleatórios ocorre com frequência que os respectivos dados estatísticos não se alteram, isto é, o seu comportamento é invariante no tempo apesar da aleatoriedade na origem. Tal confere-lhes um carácter de estacionariedade, razão pela qual os processos e os sinais aleatórios com estas características se designam por estacionários. No entanto, é expectável assumir que as PDF conjuntas associadas a cada uma das variáveis aleatórias envolvidas, obtidas por amostragem do processo com um número arbitrário de intervalos, dependam de valores específicos de tempo [125].

Um processo discreto é estacionário, de ordem  $n$ , se as distribuições conjuntas de um qualquer conjunto de  $n$  amostras são temporalmente independentes, isto é, invariantes ao deslocamento  $m$ , tal que

$$\{x[1], x[2], \dots, x[n]\} = \{x[1+m], x[2+m], \dots, x[n+m]\}, \quad \forall m . \quad (2.110)$$

Para processos contínuos no tempo tem-se

$$\{x(t_1), x(t_2), \dots, x(t_n)\} = \{x(t_1 + \tau), x(t_2 + \tau), \dots, x(t_n + \tau)\}, \quad \forall \tau . \quad (2.111)$$

Um processo estacionário de ordem  $n$  para qualquer valor inteiro  $n > 0$  designa-se estacionário em sentido estrito ou estritamente estacionário (SSS - *Strict-Sense Stationary*).

No entanto é comum considerar-se um tipo de estacionariedade menos restritiva, em concreto nos casos em que o valor médio é independente do tempo e a função de autocorrelação depende apenas das diferenças temporais. Os processos com estas características designam-se por estacionários em sentido lato (WSS - *Wide-Sense Stationary*).

### 2.5.2. Métodos e Ferramentas Numéricas para Análise de Sinais

Os métodos clássicos de análise de sinais recorrem às ferramentas de Fourier, aplicáveis a sinais contínuos ou discretos no tempo, dos quais a mais popular será porventura a transformada de Fourier, para a representação do espectro de sinais. O propósito desta operação está normalmente relacionado com a avaliação das suas componentes de frequência, com a energia contida no sinal ou até com a potência espectral. A sua aplicação no processamento de sinais faz-se essencialmente para sinais periódicos e estacionários.

No caso dos MRVC em que o movimento é periódico, em regime forçado, os sinais das vibrações e do ruído acústico revelam características idênticas, em amplitude, frequência e periodicidade. O mesmo não se aplica, no entanto, de forma directa aos ALRVC. Por um lado, porque o movimento não é periódico; por outro, porque há que considerar a dimensão finita das suas partes estruturais que tem implicações na propagação das ondas elásticas relativas às vibrações mecânicas. Assim, no caso geral, atendendo às características estruturais e de operação do ALRVC, é de considerar que os sinais das vibrações e do ruído acústico emitido resultam da combinação linear de vários sinais, com as suas próprias características, periódicos ou quase-periódicos, em regime amortecido ou com origem em fenómenos transitórios.

#### Análise Espectral de Sinais Estacionários

Em algoritmos de análise e processamento de sinais é comum trabalhar com sequências com uma dada dimensão finita devido às limitações de memória dos sistemas de aquisição de dados. Uma das ferramentas é a transformada de Fourier de sinais discretos (DTFT - *Discrete-Time Fourier Transform*) do sinal  $x[n]$ , definida por

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot e^{-j\omega n} , \quad (2.112)$$

que resulta numa função contínua e periódica, de período  $2\pi$  e que corresponde à envolvente do espectro de  $x(t)$  no intervalo das frequências fundamentais. Por sua vez, a transformada inversa de  $X(e^{j\omega})$  é dada por

$$x[n] = \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\omega}) \cdot e^{j\omega n} d\omega . \quad (2.113)$$

Por razões práticas de implementação e de eficiência computacional, convém que a transposição entre os domínios do tempo e da frequência se faça sobre sequências discretas e finitas, como é o caso da transformada de Fourier discreta (DFT - *Discrete Fourier Transform*).

A DFT do sinal discreto,  $x[n]$ , limitado na frequência e na dimensão e com energia finita, é dada por

$$X[q] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-j \frac{2\pi nq}{N}}, \quad 0 \leq q \leq N-1. \quad (2.114)$$

Nesta equação,  $N$  é a dimensão do sinal discreto;  $n$  e  $q$  são índices dos vectores de amostras e de coeficientes da DFT, nos domínios discretos do tempo e da frequência, respectivamente. A DFT inversa é dada por

$$x[n] = \frac{1}{N} \cdot \sum_{q=0}^{N-1} X[q] \cdot e^{j \frac{2\pi nq}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1. \quad (2.115)$$

As expressões (2.114) e (2.115) são as equações de análise e de síntese, respectivamente, assim designadas devido às suas características e aplicação típica. Caso o sinal  $x(t)$  seja razoavelmente limitado na gama de frequências e o processo de amostragem seja adequado, então as características espectrais do sinal  $x[n]$ , representadas por  $X[q]$ , permitem obter uma boa estimativa do espectro de  $x(t)$ . Por outro lado, para uma frequência de amostragem comum, verifica-se que os coeficientes da DFT – Equação (2.114) – coincidem com os coeficientes da DTFT – Equação (2.112) – obtidos em intervalos regulares  $\omega = 2\pi q/N$ , isto é,

$$X[q] = X(e^{j\omega}) \Big|_{\omega = \frac{2\pi q}{N}}. \quad (2.116)$$

Tal significa que a DFT de  $x[n]$  corresponde à versão discreta do espectro obtido pela DTFT.

A DFT enquadra-se na classe das transformadas ortogonais dado que as suas funções de base são ortogonais entre si (seno e co-seno), como se comprova pelo desenvolvimento da expressão (2.115). Uma das características mais importantes das transformadas ortogonais é a preservação de energia associada ao sinal, isto é, não existem perdas de energia pela transposição entre os domínios do tempo e da frequência, e vice-versa. Esta propriedade verifica-se através do teorema de Parseval, tal que

$$\sum_{n=0}^{N-1} |x[n]|^2 = \frac{1}{N} \cdot \sum_{q=0}^{N-1} |X[q]|^2. \quad (2.117)$$

Verifica-se em (2.115) que a DFT resulta em geral numa sequência de números complexos, de dimensão  $N$ , sendo designada de DFT de  $N$  pontos. Assim, usando a notação  $W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$ , é comum representar as equações de análise e de síntese, respectivamente, na forma

$$X[q] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot W_N^{nq}, \quad 0 \leq q \leq N-1, \quad (2.118)$$

e

$$x[n] = \frac{1}{N} \cdot \sum_{q=0}^{N-1} X[q] \cdot W_N^{-qn}, \quad 0 \leq n \leq N-1. \quad (2.119)$$

Na análise harmónica de sequências discretas finitas pela DFT ou através de algoritmos eficientes para o seu cálculo, como é o caso da FFT (*Fast Fourier Transform*), é comum o uso de funções “janela”. Esta estratégia está relacionada com a necessidade de reduzir a degradação do espectro por perda de resolução ou alteração de amplitude. Os fenómenos estão relacionados entre si e ocorrem essencialmente por dois motivos. O primeiro deve-se ao tempo de observação e de medição e aquisição dos sinais, o qual, sendo finito, determina o número de amostras a considerar na análise. Este processo equivale ao uso de uma janela temporal de observação. O segundo motivo está relacionado com o facto de o tempo de observação não coincidir com períodos completos dos sinais. Este facto, que ocorre frequentemente, gera descontinuidades artificiais nos limites da sequência de amostras, às quais, dada a natureza periódica e circular da análise de Fourier, correspondem componentes espúrias de frequência. Além disso, as descontinuidades artificiais têm tendência a receber parte da energia do sinal que em condições normais estaria concentrada nas componentes de frequência reais, alterando os respectivos níveis de amplitude. O efeito de absorção de energia pode ser mitigado pela redução das descontinuidades nos limites da sequência discreta através de funções “janela”.

Na bibliografia de referência sobre este assunto são propostas várias funções “janela” para a análise harmónica de sinais. Porém não existem critérios objectivos que permitam estabelecer de forma absoluta a função “janela” óptima, dado que cada uma delas apresenta vantagens e desvantagens que devem ser consideradas consoante a aplicação. O primeiro trabalho que se conhece sobre o tema remonta a Janeiro de 1978, elaborado por Fredric Harris [126]. Nesse trabalho são propostos os critérios e os parâmetros de avaliação, indicadores das figuras de mérito de várias funções “janela”, umas clássicas e outras dedicadas. Faz-se igualmente uma análise individual para cada uma das funções e a avaliação comparativa entre todas elas. O trabalho de Fredric Harris é complementado por outro mais recente, realizado por G. Heinzel *et.al.*, em 2002, no qual se avaliam outras funções “janela”, de base e compostas e se propõe a família de “janelas” Flat-Top [127].

A Tabela 2.2 apresenta alguns parâmetros e características que definem a figura de mérito das “janelas” mais comuns usadas na análise harmónica de vibrações [128]. A avaliação mais completa e abrangente acerca do desempenho de funções “janela”, para várias famílias, incluindo as clássicas e outras mais recentes e até funções híbridas pode ser obtida em [129].

Tabela 2.2 Comparação do desempenho das funções “janela” [129].

Função “janela”	SLL <sub>máx</sub> [dB]	ΔSLL [dB/oitava]	PG	ENBW [contentor]	PL [dB]	WCPL [dB]
Rectangular	– 13,25	– 6	1,00	1,00	0,00	3,91
Bartlett	– 26,45	– 12	0,50	1,33	1,25	3,07
Hanning	– 31,47	– 18	0,50	1,50	1,76	3,18
Hamming	– 42,81	– 6	0,54	1,36	1,34	3,09
Flat-Top (3ª ord.)	– 43,75	– 6	0,28	2,97	4,72	4,72

Na Tabela 2.2, SLL (*Side-Lobe Level*) é o nível no primeiro lobo lateral; ΔSLL é o decaimento da função de transferência da “janela” até ao lobo lateral; PG (*Processing Gain*) é o ganho no processamento (ou ganho coerente) e ENBW (*Equivalent Noise Bandwidth*) é um factor múltiplo da gama de resolução na frequência,  $\Delta f$ , que define a largura de banda do contentor do ruído equivalente, tal que  $ENBW = n \cdot \Delta f$ . Os parâmetros PL e WCPL referem-se às perdas por processamento (*Processing Loss*) e ao seu valor no pior cenário (*Worst Case Processing Loss*), respectivamente. Apesar da atenuação adicional resultante das características da função “janela”, a análise harmónica pelo método das janelas apresenta as seguintes vantagens: o lobo principal permite esbater transições rápidas do espectro original; os níveis baixos nos lobos laterais permitem realçar as componentes de frequência associadas a sinais fracos.

A DFT e a  $DFT^{-1}$  podem ser aplicadas a sequências discretas, periódicas ou de duração limitada, considerando que o número de amostras da sua representação corresponde a um intervalo de tempo no qual é possível caracterizar completamente esse sinal. Tal significa que os parâmetros característicos (amplitude, frequência e fase inicial) de cada um dos sinais que a compõem são invariáveis no tempo e não dependem da dimensão da representação do sinal. Porém, pela própria natureza, a DFT tende a privilegiar a informação das componentes de frequência em todo o domínio, em detrimento de possíveis componentes esporádicas e localizadas no tempo.

Verifica-se assim que a análise espectral através da DFT não é adequada à análise espectral de sequências discretas que incluam informação de sinais não estacionários, descritos por funções não periódicas ou de suporte compacto, isto é, que apresentam valores não nulos num dado intervalo, finito, e nulos fora desse intervalo. Tal justifica-se pelo facto de as funções de base usadas na análise de Fourier não serem temporalmente localizadas (não se cancelam fora de

um dado intervalo) e, portanto, a série converge lentamente. Portanto, a análise espectral de sinais não estacionários requer métodos e ferramentas específicas que sirvam esse objectivo.

### Análise Espectral de Sinais Não-Estacionários

A análise de sinais não-estacionários faz-se normalmente nos planos tempo-frequência ou espaço-frequência, podendo ser aplicada tanto a sinais determinísticos como estocásticos, com distribuições de Gauss (distribuição normal), de Libreville ou outras [130], [131]. Uma abordagem possível consiste em segmentar os sinais em vários troços uniformes, de dimensão finita, correspondentes a intervalos de duração curtos, que permitam considerar os sinais como estacionários. Subsequentemente torna-se possível aplicar a DFT a cada um desses segmentos, segundo a janela de representação. Este esquema designa-se por transformada de Fourier local (STFT – *Short-time Fourier Transform*), definida por

$$X_{\text{STFT}}(\omega, n) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} x[n-q] \cdot w[q] \cdot e^{-j\omega q}, \quad (2.120)$$

onde  $x[n]$  é o sinal discreto e  $w[n]$  uma função janela, de dimensão finita, adequada à análise do espectro local [122], [130]. A aplicação da STFT depende dos intervalos de tempo considerados, pelo que, a função pode ser definida numa determinada escala temporal e a função “janela” deve ser bem localizada e ter suporte compacto.

A versão discreta da STFT, por analogia com as relações entre a DFT e a DTFT, obtém-se para

$$\begin{aligned} X_{\text{STFT}}[l, n] &= X_{\text{STFT}}(\omega, n) \Big|_{\omega = \frac{2\pi l}{N}} = \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} x[n-q] \cdot w[q] \cdot e^{-j\frac{2\pi l q}{N}}, \quad 0 \leq l \leq N-1 \end{aligned} \quad (2.121)$$

Nesta equação  $M$  é a dimensão da “janela” definida no intervalo  $0 \leq l \leq M-1$ , e que permite obter amostras do espectro de  $x[n]$  para  $N$  frequências regularmente espaçadas de  $\omega = 2\pi l/N$ , onde  $N \geq M$ .

No entanto, em lugar da forma clássica do espectro do sinal (componentes de amplitude e fase), o resultado da STFT corresponde a uma representação da ocorrência de valores de frequência no tempo designada por espectrograma. Os valores das amplitudes para essas frequências podem ser representados num gráfico tridimensional. Estas características indicam que a STFT é uma ferramenta matemática adequada à análise de sinais cuja frequência varia no tempo, como por exemplo, os sinais do tipo *chirp*. Os sinais deste tipo são normalmente usados como excitação de referência na avaliação das características de resposta em frequência de sistemas.

Na escolha da função “janela” devem ser consideradas as suas características específicas na extracção de troços de sinal para análise, de modo a que este possa ser considerado quase estacionário. A figura de mérito da função “janela”, definida pelo produto tempo-frequência, é limitada pelo princípio de incerteza de Heisenberg [130], [132]. Este princípio estabelece uma limitação inferior na resolução no tempo e na frequência, definido pela inequação  $\Delta t \cdot \Delta \omega \geq 1/2$ ; as regiões identificadas pelas variações na escala do tempo e da frequência, em que se verifique  $\Delta t \cdot \Delta \omega = 2\pi$ , designam-se por rectângulos de Heisenberg. Assim, “janelas” de curta dimensão resultam em espectrogramas de banda larga e “janelas” largas em espectrogramas de banda estreita. As funções janela possíveis são as que normalmente se usam no projecto de filtros digitais do tipo FIR (*Finite Impulse Response*) para atenuar o efeito de Gibbs, ou para suavizar o espectro da DFT para sequências finitas [133], [134]. A alteração das dimensões da “janela” implica recalcular a STFT para as novas condições, com custos computacionais inerentes.

Na STFT, as funções sinusoidais são moduladas pela função envolvente. Como a função de análise é a mesma para cada frequência, a escala no plano tempo-frequência é constante, independentemente da sua localização temporal. Assim, a transformada de ôndula (*wavelet*) constitui uma alternativa à STFT que permite manter as características de linearidade e de localização no plano tempo-frequência.

As ôndulas são funções de análise e representação escaláveis, isto é, que podem ser dilatadas ou comprimidas no domínio do tempo, sendo bem localizadas no tempo e na frequência. Tal como no caso da STFT, os objectivos principais associados à transformada de ôndula são a análise e a representação de funções (sinais) numa escala adequada, dado que tanto a STFT como a transformada de ôndula permitem a análise e representação no plano tempo-frequência [135]-[137]. É por isso adequada à análise de vibrações em geral [138], caracterizadas por sinais não estacionários ou periódicos [139], [140], com aplicação na avaliação e caracterização e no diagnóstico de máquinas eléctricas [141], [142]. Além disso, em relação à STFT na qual a resolução no plano tempo-frequência é fixa, a transformada de ôndula apresenta vantagens por permitir obter esquemas de decomposição de sinais com resolução ajustável. Esta transformada usa ôndulas como funções de análise, às quais estão associados parâmetros de deslocamento (de translação) e de escala (de dilatação ou de compressão).

Uma ôndula é uma função definida no espaço linear de energia finita, das funções quadráticas integráveis em  $\mathbb{R}$ , tal que  $\psi \in L^2(\mathbb{R})$  [143]; a sua versão escalada e deslocada é definida por

$$\Psi_{a,b}(x) = \frac{1}{\sqrt{a}} \cdot \psi\left(\frac{x-b}{a}\right) \quad a > 0, b \in \mathbb{R}, \quad (2.122)$$

em que  $a$  e  $b$  são os parâmetros de escala e de translação, respectivamente.

A expressão (2.122) define a forma como são geradas as translações e dilatações da ôndula de base, também designada por ôndula-mãe (do Inglês, *mother wavelet*). O parâmetro de escala está inversamente associado à frequência, isto é, a factores de escala baixos correspondem altas frequências, e vice-versa. Em aplicações em que é frequente a análise de sinais de carácter transitório, com componentes de alta e baixa frequência, esta transformada permite adaptar a resolução da análise, consoante a frequência e a ocorrência no tempo. Por escolha adequada da função  $\psi$  e dos parâmetros  $a$  e  $b$ , [143] obtém-se,

$$\Psi_{m,n}(x) = 2^{-\frac{m}{2}} \cdot \psi(2^{-m} \cdot x - n) \quad m, n \in \mathbb{Z} . \quad (2.123)$$

As funções obtidas a partir de (2.123) constituem as bases ortonormais no espaço  $L^2(\mathbb{R})$ , permitindo, portanto, que qualquer função nesse espaço seja aproximada por combinação linear de  $\Psi_{m,n}$ . Nesta equação  $m$  é o parâmetro de escala (de resolução) e  $n$  o de translação.

A transformada de ôndula contínua (CWT – *Continuous-Wavelet Transform*) de uma função arbitrária  $f(x): f \in L^2(\mathbb{R})$ , referente a uma ôndula de análise  $\psi$ , é, por definição

$$W_{a,b}f(x) = \langle f, \Psi_{a,b} \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \cdot \overline{\Psi_{a,b}(x)} \cdot dx , \quad (2.124)$$

em que  $\overline{\Psi(\cdot)}$  é o complexo conjugado de  $\Psi(\cdot)$  e

$$\Psi_{a,b}(x) = \frac{1}{\sqrt{a}} \cdot \psi\left(\frac{x-b}{a}\right) \quad a, b \in \mathbb{R} \wedge a > 0 , \quad (2.125)$$

onde  $\frac{1}{\sqrt{a}}$  é o factor de normalização de energia ao longo das várias escalas.

A transformada de ôndula discreta (DWT – *Discrete-Wavelet Transform*), associada ao conceito de análise multiresolução (MRA – *Multi-resolution Analysis*), permite obter esquemas eficientes para a representação dos coeficientes da transformada de ôndula. Permite também a análise e a síntese de sinais, através de bancos de filtros [132], [144]. De modo análogo à análise de Fourier, através do desenvolvimento da função em série de ôndulas (*wavelet series*), verifica-se que os respectivos coeficientes correspondem aos da CWT, obtidos em determinados pontos, espaçados de um factor de 2, tal que  $\left(\frac{1}{2^j}, \frac{q}{2^j}\right)$ . Assim, com base nas expressões (2.124) e (2.125), restringindo  $a$  a valores positivos, assumindo que  $\psi$  verifica as condições de

admissibilidade, considerando as bases ortogonais em  $L^2(\mathbb{R})$ , e tomando os valores discretos dos parâmetros de escala e translação  $a = 2^{-j}$  e  $b = q \cdot 2^{-j}$ , em que  $q, j \in \mathbb{Z}$ , obtém-se

$$w_{k,j} = W_{\psi} f \left( \frac{1}{2^j}, \frac{q}{2^j} \right) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \cdot \overline{\psi \left( \frac{x - q2^{-j}}{2^{-j}} \right)} \cdot dx . \quad (2.126)$$

Esta equação corresponde ao desenvolvimento de uma função em série de ôndulas, gerando um conjunto discreto de valores da correlação entre a ôndula  $\psi$  e a função  $f(x)$ , com representação conjunta no plano tempo-escala: a transformada de ôndula discreta (DWT).

O método de análise com resolução múltipla (MRA) proposto por Stéphane Mallat permite representar de forma eficiente, no domínio discreto, sinais constituídos por variações lentas e rápidas no tempo, isto é, com componentes de baixa e de alta frequência, utilizando diferentes taxas de amostragem (diferentes resoluções) [132]. Por outras palavras, a MRA consiste na decomposição de uma função  $f \in L^2(\mathbb{R})$  em várias funções mais simples, por aproximação em escalas sucessivas. Isso resulta numa representação da função  $f$  com vários níveis de detalhe, em escalas de frequência organizadas em oitavas.

A decomposição ortonormal de um sinal discreto pode ser realizada por bancos de filtros nas diversas escalas de MRA, sendo constituídos em cada nível por um par de filtros de análise dos tipos passa-baixo  $\tilde{h}$ , e passa-alto  $\tilde{g}$ . Dado que os espectros da função e da ôndula equivalem a filtros passa-baixo e passa-alto, respectivamente, é possível representar as ôndulas e as funções nas várias escalas, nos espaços de MRA, através dos coeficientes desses filtros. O mesmo se aplica para o esquema de reconstrução de sinais, considerando os filtros de síntese,  $h$  e  $g$ , duais dos filtros de análise. Os filtros com estas características são simétricos e conjugados, com fase linear e normalmente designados por QMF - *Quadrature Mirror Filters*.

De entre os vários tipos e famílias de ôndulas existentes importa destacar dois, pelas suas características e pelas suas vantagens na implementação em esquemas eficientes de análise de sinais. O primeiro tipo respeita à família de bases ortogonais de Daubechies, designadas por  $DBq$ , onde  $q$  indica o número de momentos nulos das funções [143]. O segundo tipo refere-se às ôndulas biortogonais onde se enquadram as funções do tipo *spline* e a família de ôndulas biortogonais de Cohen-Daubechies-Feauveau (CDF).

Além da ortogonalidade, as ôndulas ortogonais  $DBq$  e biortogonais CDF apresentam como características o suporte compacto e um número mínimo de momentos nulos. Estas características permitem que possam ser obtidas através de filtros FIR ortogonais, de fase linear, simétricos e conjugados, isto é, do tipo QMF. Além disso, as ôndulas biortogonais

permitem a implementação de esquemas de bancos de filtros para análise e reconstrução perfeita de sinais.

Assim, considerando ôndulas biortogonais num esquema MRA, as funções de escala são definidas por

$$\tilde{\chi}(x) = \sqrt{2} \cdot \sum_q \tilde{h}_q \cdot \tilde{\chi}(2x - q) \text{ e } \chi(x) = \sqrt{2} \cdot \sum_q h_q \cdot \chi(2x - q); \quad (2.127)$$

e as ôndulas são expressas na forma

$$\tilde{\psi}(x) = \sqrt{2} \cdot \sum_q \tilde{g}_q \cdot \tilde{\chi}(2x - q) \text{ e } \psi(x) = \sqrt{2} \cdot \sum_q g_q \cdot \chi(2x - q). \quad (2.128)$$

As expressões 2.127 e 2.128 definem as funções de base de construção das ôndulas biortogonais nas várias escalas de MRA e, conseqüentemente, de obtenção dos coeficientes da DWT.

A Figura 2.9 ilustra um esquema MRA por bancos de filtros com três estágios de decomposição e de reconstrução, isto é, com resolução a três escalas. Nesta figura  $\downarrow 2$  e  $\uparrow 2$  representam, respectivamente, os processos de decimação e de interpolação com factor de 2. Tanto os filtros de análise,  $\{\tilde{h}_q\}$  e  $\{\tilde{g}_q\}$ , como os de síntese,  $\{h_q\}$  e  $\{g_q\}$ , são do tipo FIR [144].

Segundo este esquema, em cada estágio de decomposição  $q$ , faz-se a decimação e a convolução da seqüência de entrada com os coeficientes dos filtros de que resultam a aproximação  $a_{q,n}$  e as diferenças (ou detalhes) desse sinal  $d_{q,n}$ . Quando aplicado em cadeia, e sequencialmente, este processo permite obter a DWT com vários estágios (ou níveis) de aproximação e de detalhe, isto é, com resolução ajustada e escalável. A reconstrução faz-se por um processo idêntico, por aplicação dos filtros de síntese aos coeficientes da DWT, obtendo-se assim uma réplica do sinal inicial,  $x^*[n]$ . No entanto, importa referir que a DWT não é invariante ao deslocamento, isto é, a DWT de uma função e da sua versão deslocada no tempo não correspondem a versões da DWT deslocadas uma da outra. Apesar disso, a análise espectral de sinais através da DWT tem recebido uma atenção considerável no que respeita a tema de investigação [137].

Na MRA, devido às sucessivas divisões do espectro por dois em resultado da aplicação dos bancos de filtros, o espectro resultante é organizado em bandas de frequências espaçadas de forma logarítmica em oitavas, considerando dois estágios de decomposição, como se ilustra na Figura 2.10 a). A separação e a definição das bandas de frequências, segundo este esquema, pode, no entanto, revelar-se pouco eficiente para a análise de sinais não-estacionários, uma vez que as gamas de frequência podem ser largas.

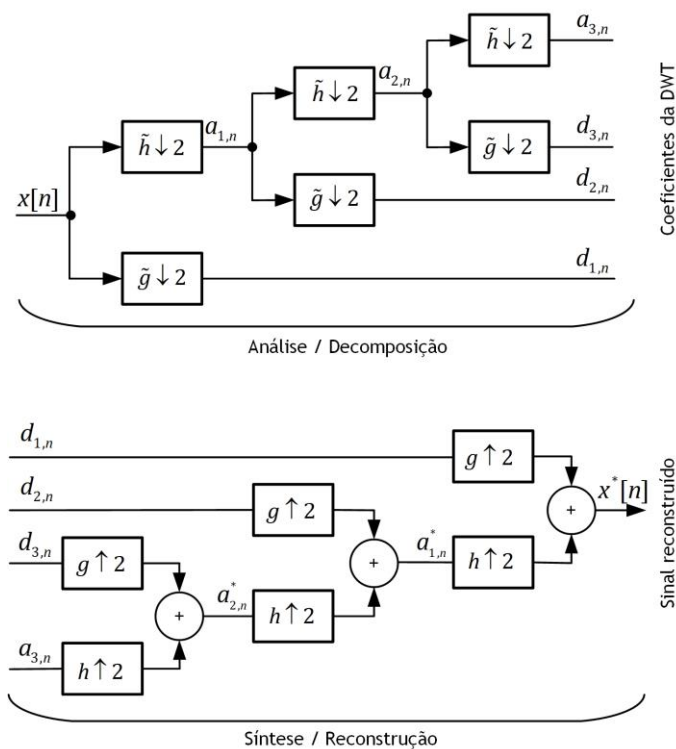


Figura 2.9 Bancos de filtros com três estágios de resolução para análise e para síntese de sinais.

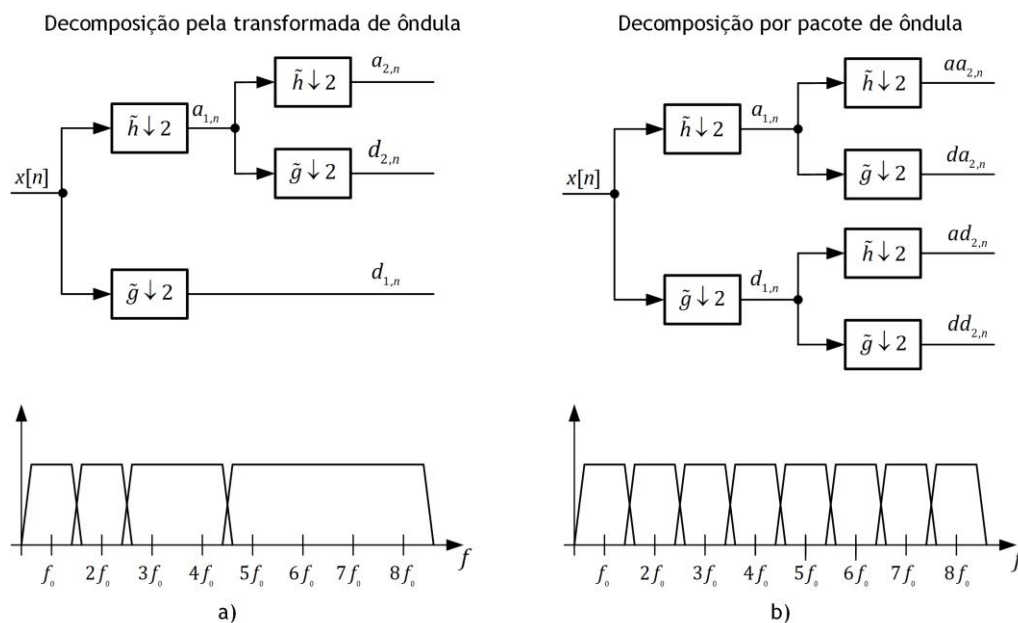


Figura 2.10 Esquemas de análise de sinais em bandas de frequências: a) pela DWT e b) por WP.

Uma alternativa a este processo consiste em usar um esquema em pacote de ôndula (WP - Wavelet Packet) no qual, em cada estágio, se decompõem também os coeficientes de detalhe como ilustra a Figura 2.10 b) [145]. Este esquema permite dividir o espectro em bandas de frequência regularmente espaçadas, com largura fixa e inferior à que se obtém para a DWT.

A decomposição por WP tem vantagens, por exemplo, na análise harmónica de sinais, em conjunto ou em alternativa à análise de Fourier, onde DFT (e a FFT) associada a funções “janela” é a abordagem de base para a análise e representação do espectro de sinais discretos. A escolha adequada da função “janela” atenua, mas não elimina os efeitos de degradação espectral. Por outro lado, a estimação da potência das componentes do sinal requer a avaliação do espectro e de fenómenos transitórios, como os que decorrem de situações de ressonância ou de vibrações, localizadas numa dada janela no plano tempo-frequência.

A DWT é um método alternativo para análise de sinais com vantagens sobre a DFT, designadamente na análise de transitórios onde se consegue obter maior estabilidade, e na representação dos coeficientes da transformada cujos valores são reais em vez de complexos. Por isso têm sido propostas soluções com utilização da DWT para a análise harmónica de sinais. No entanto, a DWT não consegue exceder nem igualar a DFT no que respeita à resolução na frequência. Alguns exemplos de trabalhos visando esse objectivo consistem: na avaliação das ôndulas melhor ajustadas à reprodução do espectro de Fourier [146]; no uso da DWT para realce das componentes espectrais por análise MRA simples [147] e na análise por pacote de ôndula (WPA – *Wavelet Packet Analysis*) [139]. Também em aplicações com objectivos concretos, designadamente na detecção de falhas em motores de indução [148], e na avaliação da distorção harmónica em sistemas de energia [149].

A decomposição por WP é ainda aplicável na redução de ruído em sinais, para melhoria da relação sinal-ruído. O algoritmo para redução de ruído em sinais no domínio da DWT, inicialmente apresentado por Donoho e Johnstone, propõe modelos para a estimação dos valores de decisão (*threshold*), considerando ruído branco com distribuição gaussiana [150]. O algoritmo de Donoho e Johnstone, aplicável a ôndulas ortogonais, foi entretanto melhorado e a sua aplicação transposta para famílias de ôndulas que não usam decimação [151]. Na análise e redução de ruído por pacote de ôndulas (WPAD - *Wavelet Packet Analysis and Denoising*), sendo o ruído gaussiano, a estimação dos valores de decisão faz-se, geralmente, a partir da entropia do sinal e da variância. Dependendo dos funções usadas para a obtenção dos valores de decisão o ajuste dos coeficientes pode ser do tipo abrupto (*hard-thresholding*), suave (*soft-thresholding*) ou adaptativo [152]. Assim, pelas suas características, as ôndulas e as respectivas transformadas são estruturas matemáticas adequadas à análise de sinais não-estacionários [153]. Suportam igualmente a análise de sinais estacionários e acústicos para a caracterização de vibrações [154], [155].

### 2.5.3. Equipamentos e Técnicas de Medida

Na análise de vibrações em estruturas, em geral, e em actuadores electromecânicos, em particular, é comum estabelecer planos de ensaios. Esses planos consideram aspectos técnicos na instrumentação, a especificação dos sensores ou transdutores, a definição dos pontos de teste e a sua distribuição na estrutura, a definição do sistema de aquisição de dados e das suas

interligações. Além disso, consideram também questões de ordem geral e aspectos práticos, como por exemplo a facilidade de montagem e de reconfiguração do teste, e aspectos económicos, como os custos e a disponibilidade de equipamentos. Os factores determinantes com implicações no desempenho do sistema de medida são: a instrumentação, a aquisição e o armazenamento das medições, as cablagens e o ruído de origem eléctrica ou electromagnética.

### Instrumentação

Na definição do plano de ensaios de avaliação das vibrações em actuadores electromecânicos, as grandezas e os parâmetros a medir, geralmente, são: a aceleração, a velocidade, o deslocamento, a tensão e a força. A primeira é normalmente considerada nas medidas de respostas a altas frequências e também nos casos em que se pretende analisar as forças relacionadas com a aceleração. Considera-se a velocidade quando se pretende maior uniformidade do espectro a frequências intermédias, e quando se pretende correlacionar as vibrações e o ruído acústico emitido. Caso seja relevante, mede-se a amplitude dos deslocamentos para identificação das zonas de maior tensão e/ou de esforço.

A diversidade de grandezas não obriga, porém, ao uso de diferentes tipos de transdutores, especialmente adequados a cada grandeza. Em generalidade, a partir da resposta dos acelerómetros, por integração numérica sucessiva, obtém-se também a velocidade e o deslocamento. De entre os factores relacionados com a instrumentação destacam-se [10]:

- As grandezas e os parâmetros a medir e as características do movimento;
- As características técnicas dos transdutores (sensibilidade, orientação e resolução);
- As condições ambientais e o tipo de fixação para testes;
- As interfaces de comunicação com os sistemas de aquisição e registo de dados;
- O modo como esses sistemas operam (em modo manual ou automático);
- As questões ligadas à calibração e a eventuais ajustes nos valores.

Estes factores determinam as características mais relevantes a observar na escolha dos transdutores que se apresentam resumidamente na Tabela 2.3.

Além das características gerais apresentam-se outras, específicas, como por exemplo, no caso nos microfones, a impedância, a sensibilidade expressa por diagramas polares de directividade e a relação sinal-ruído; nos transdutores de corrente e de tensão, as características de linearidade e os valores de *offset* que influenciam directamente as medições.

No que respeita aos acelerómetros, importa considerar os efeitos da sua massa na precisão das medições. Estes efeitos podem ser estimados considerando que o conjunto formado pelo transdutor, de massa  $m_t$ , e a base de fixação com coeficiente de elasticidade  $k_b$  formam um sistema simples do tipo massa-mola. A aceleração  $\ddot{x}_t$  “sentida” pelo transdutor é dada por

$$\ddot{x}_t = \ddot{x}_{ut} \cdot \frac{k_b}{k_b + m_t \cdot (2\pi f_n)^2}, \quad (2.129)$$

onde  $\ddot{x}_{ut}$  é a aceleração da unidade em teste e  $f_n$  a frequência de vibração.

Tabela 2.3 Características principais dos transdutores a aplicar na instrumentação do actuador.

Factores	Parâmetros técnicos mais comuns
Condições ambientais	Temperatura, humidade, pressão atmosférica, ruído acústico, campos magnéticos ou radioeléctricos.
Características dos transdutores	Sensibilidade, resolução, linearidade, gama dinâmica, resposta em frequências e em fase, relação sinal-ruído, direcção ou eixo sensível (acelerómetros), diagrama polar de directividade (microfones), susceptibilidade a factores ambientais, tipo de alimentação, amplificação e condicionamento de sinal, interfaces de comunicação, dimensões físicas e massa.

Caso a aceleração do transdutor esteja contida num intervalo de cerca de 10% da aceleração da peça em teste, então a constante de elasticidade  $k_b$  é pelo menos dez vezes superior ao termo  $m_t \cdot (2\pi f_n)^2$  [10]. Nessas condições a frequência natural não amortecida do sistema formado pelo transdutor e a respectiva base de fixação é dada por

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_b}{m_t}}, \quad (2.130)$$

e a frequência de vibração do sistema em teste é pelo menos dez vezes superior à frequência natural do sistema transdutor-base. Nos acelerómetros electrónicos montados em placas de circuito impresso, incluindo os componentes de interface e de condicionamento de sinal, a massa total do conjunto é muito baixa quando comparada com a das peças onde são fixados. Por estas razões os seus efeitos nas medições consideram-se desprezáveis.

A fixação dos acelerómetros em estruturas com superfícies metálicas faz-se de acordo com um conjunto de técnicas e procedimentos estabelecidos e geralmente aceites. Para a fixação dos acelerómetros podem-se usar bases magnéticas (em materiais ferromagnéticos), resinas não condutoras do tipo *epoxy* ou fitas auto-adesivas. Outra solução muito comum consiste em usar placas de cera natural de abelha [10], [39]. A cera assegura uma boa fixação da base do acelerómetro à superfície de montagem, garante bom isolamento eléctrico e apresenta maior facilidade na colocação e de remoção dos acelerómetros para reconfiguração do sistema de

medida. Além disso, para espessuras inferiores a 0,5 mm as placas de cera permitem ter resultados aproximados aos que se obtêm com fixação em base por perno roscado. No entanto, esta solução é sensível a temperaturas mais altas e às vibrações mais intensas, que podem causar o desprendimento do transdutor e assim comprometer a estabilidade das medições.

### **Aquisição de Dados, Cablagens e Ruído**

Na avaliação das vibrações em actuadores electromecânicos é comum usarem-se sistemas de aquisição de dados suportados em computadores pessoais. Tal deve-se à automatização dos processos de medida, à quantidade de dados a adquirir e à necessidade de correlacionar os valores das várias grandezas em instantes ou intervalos de tempo específicos. Na análise de vibrações em actuadores rotativos, por exemplo, são normalmente suficientes dois a três canais de medida. No entanto, no caso dos actuadores lineares, esse número pode ser seis a sete vezes superior dependendo das características da solução e do sistema de medida.

A definição dos pontos de teste e do número de transdutores a usar em simultâneo estabelece o número de canais de aquisição de dados e, conseqüentemente, os requisitos de memória necessária ao seu armazenamento. Um número maior de canais de medida e de transdutores significa, regra geral, uma melhoria na quantidade e na qualidade da informação das vibrações. Porém, isto apenas se verifica com a escolha criteriosa dos pontos de teste, de modo a evitar informação redundante. Por outro lado, o número de canais de medida tem implicações nos requisitos de largura de banda para aquisição e transmissão dos dados. Além disso, as dimensões das ligações físicas relativas a esses canais de medida podem influenciar as medições.

A alimentação dos transdutores e a transmissão de dados entre estes e os sistemas de aquisição e armazenamento de dados faz-se normalmente através de cabos os quais, dependendo da topologia e das características, podem influenciar as medições, tanto pelo potencial de captação de ruído eléctrico como pela susceptibilidade a fenómenos electromagnéticos. Além disso, a rigidez das cablagens pode causar maior resistência mecânica e originar o desprendimento dos transdutores, particularmente nos casos em que estes têm massa reduzida e são fixados às superfícies por camadas de cera de abelha ou por fita auto-adesiva.

Assim, as cablagens a usar nas ligações entre os dispositivos de instrumentação e de aquisição de dados devem ser flexíveis e de dimensão reduzida. Os cabos devem ser de boa qualidade, com baixos valores de resistência eléctrica e de indutância equivalente série e com blindagens por malha entrançada. Devem também ser adoptadas técnicas de supressão de ruído, designadamente pela utilização de protocolos de transmissão de dados em modo diferencial sobre pares de condutores entrançados, e a não colocação de cabos na proximidade de campos magnéticos. São de evitar ligações em anéis de “massa” (*ground loops*), ou o uso dos mesmos pares de fios condutores para fornecimento da alimentação (polarização) ao transdutor e para transmissão de dados (sinal).

## 2.6. Resumo

Este capítulo sintetiza os aspectos fundamentais do conhecimento científico que servem de base a este trabalho. Enunciam-se os princípios de operação de actuadores electromecânicos, enquanto sistemas de conversão de energia como introdução ao funcionamento dos actuadores de relutância variável comutados. Descrevem-se as interacções entre as suas partes constituintes, referem-se os processos e os fenómenos de transformação de energia, as forças produzidas e a capacidade de realização de trabalho. Apresentam-se as formulações matemáticas das forças produzidas em função dos valores de corrente de excitação das fases, da posição das partes móveis, e a sua dedução a partir da energia e da co-energia, e também através dos respectivos conjugados.

Apresentam-se a constituição, as características e os modos de operação dos actuadores de relutância variável comutados, nas configurações rotativa e linear, e mostram-se as variações da indutância dos enrolamentos em função da posição relativa entre os pólos e os dentes. Indicam-se também a ordem sequencial de excitação das fases, os fenómenos electromagnéticos associados às forças produzidas no actuador, tanto para as forças de tracção como para as forças regenerativas, bem como a influência dos valores das correntes de excitação e dos perfis de corrente na produção de forças no actuador. Refere-se ainda o *ripple* nas forças produzidas no actuador, que é causado pelas variações de corrente devido ao regime de comutação dos conversores no processo de regulação e ajuste dos perfis das correntes de excitação adequados às forças pretendidas. No caso particular dos actuadores de relutância variável é dado enfoque à influência do *ripple* no comportamento vibratório deste tipo de máquinas, designadamente na possibilidade de excitação das frequências naturais de vibração associadas à sua estrutura.

São elencadas as origens das vibrações, enquadradas na revisão do estado da arte sobre a análise e caracterização de vibrações neste tipo de actuadores. A evolução e o estado da arte no conhecimento científico têm por base trabalhos anteriores e referências bibliográficas sobre o tema. Estas revelam-se em maior número e de carácter mais abrangente e diversificado para a configuração rotativa dos actuadores de relutância variável. Porém, na generalidade, os conceitos e conhecimentos daí decorrentes podem ser transpostos e aplicados à análise e caracterização de vibrações em actuadores lineares, havendo, no entanto, que considerar algumas particularidades. Por um lado, as deformações originadas pelos elevados valores de força de atracção, em resultado dos valores significativos de concentração de fluxo e de ruído, que provocam variações distâncias do entreferro, com reflexo na sua homogeneidade. Por outro lado, a característica finita das dimensões físicas dos actuadores lineares conferem um carácter oscilatório localizado às vibrações produzidas em vez do comportamento periódico que verifica para os actuadores rotativos.

Quanto à avaliação do comportamento vibratório, enumeram-se os métodos e os procedimentos de caracterização, os equipamentos que compõem o banco de ensaios, tanto para a instrumentação como para as medições e para aquisição de dados. Indicam-se ainda as ferramentas matemáticas para análise de sinais, designadamente as mais comuns, baseadas na análise de Fourier, e outras mais avançadas que permitem avaliar as componentes de frequência em sinais não estacionários, com análise no plano tempo frequência. De entre estas destacam-se os métodos de análise de sinais pela DWT e por pacote de ôndulas. As construções matemáticas daí resultantes podem ser aplicadas tanto a sinais não-estacionários como a estacionários, na redução de ruído e na análise harmónica de sinais com separação e definição de bandas de frequência. Por outro lado, a análise harmónica através da combinação das transformadas de ôndula e de Fourier, discretas, tem como efeito o realce das componentes espectrais, facilitando, por exemplo, a identificação e a caracterização de frequências de vibração.

# Capítulo 3

## Fundamentos de Vibrações e Acústica

*As vibrações e a acústica são temas relacionados entre si e que têm por base os conceitos da dinâmica dos sistemas mecânicos. Neste capítulo referem-se os aspectos teóricos da Física que sustentam as vibrações mecânicas e os fenómenos associados. Apresentam-se a formulação matemática das vibrações e os métodos de análise. Referem-se as ondas elásticas e a sua propagação em fluidos e em sólidos e elencam-se as grandezas e as medidas acústicas mais comuns.*

### 3.1. Introdução

Grande parte dos problemas associados às vibrações em actuadores electromecânicos derivam essencialmente de dois factores: (1) da acção das forças aplicadas e (2) das características dos sistemas, em particular dos seus modos naturais de vibração. Os modos naturais são inerentes aos sistemas e dependem das suas configurações estruturais e das propriedades dos materiais que os constituem, estando estes dois factores interligados. Por um lado, em determinadas condições, as forças aplicadas em regime estacionário podem excitar os modos naturais, gerando vibrações mecânicas que por sua vez emitem ruído acústico. Por outro lado, as vibrações podem também ser induzidas indirectamente, por acção de forças elásticas provenientes de fontes externas, e que de algum modo são transmitidas à estrutura.

As vibrações em sistemas mecânicos geram ondas mecânicas que se propagam no meio. Caso as superfícies estejam em contacto com o ar irradiam ondas elásticas que, consoante a gama de frequências, são percebidas pelo ouvido humano como sinais acústicos os quais normalmente se designam por som. As características do som estão relacionadas com as ondas elásticas na origem, e também das condições e características acústicas do espaço envolvente.

Este capítulo foca os aspectos de base científica da Física, relativos às vibrações e à acústica, que sustentam os resultados do trabalho experimental desenvolvido, que se apresentam nos Capítulos 5, 6 e 7. O capítulo está organizado em seis secções incluindo a presente. A secção 3.2 foca a dinâmica de sistemas mecânicos, apresentando a teoria das vibrações para sistemas com múltiplos graus de liberdade, com base nos princípios do equilíbrio de forças e do equilíbrio

energético no sistema. Essas teorias são aplicadas na secção 3.3, visando em particular a aplicação a barras e a placas com secção transversal rectangular, cujos métodos de análise se apresentam na secção 3.4. Os aspectos físicos e técnicos da propagação de ondas elásticas, da radiação e absorção de ondas sonoras e das grandezas e medidas acústicas são referidos na secção 3.5. Por último, na secção 3.6, apresenta-se um resumo no qual se destacam os principais tópicos referidos neste capítulo.

## 3.2. Dinâmica de Sistemas Mecânicos

A dinâmica de sistemas é um subdomínio da Física que cobre vários aspectos e conceitos. No contexto deste trabalho restringe-se aos sistemas mecânicos, de modo a explicar e a sustentar as vibrações associadas a movimentos periódicos ou esporádicos em elementos e em sistemas.

### 3.2.1. Equações do Movimento Baseadas no Equilíbrio de Forças

Os conceitos fundamentais da Física, aplicados à dinâmica de estruturas mecânicas, descrevem as vibrações através das equações do movimento pelas leis de Newton. Estas são aplicáveis aos sistemas em geral, sejam estes simples, com apenas um grau de liberdade (SDOF – *single degree of freedom*), ou mais complexos, com múltiplos graus de liberdade (MDOF – *multiple degrees of freedom*) [10], [156].

#### Sistemas SDOF

Em sistemas mecânicos SDOF e amortecimento viscoso, descritos por um sistema equivalente do tipo massa-mola-amortecedor, a equação do movimento é dada por

$$m \cdot \ddot{x} + c \cdot \dot{x} + k \cdot x = F , \quad (3.1)$$

em que  $m$  é a massa em kg,  $c$  o coeficiente de amortecimento em *newton segundo por metro* ( $\text{N} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^{-1}$ ) e  $k$  a constante de elasticidade da mola em *newton por metro* ( $\text{N} \cdot \text{m}^{-1}$ ); a variável  $x$  respeita ao deslocamento da massa em relação a uma posição inicial de referência com velocidade  $\dot{x}$  e aceleração  $\ddot{x}$ . A expressão (3.1) corresponde à equação diferencial do movimento, baseada no princípio do equilíbrio de forças presentes no sistema. Para um dado instante, o valor instantâneo da força externa  $F$  aplicada ao sistema, em *newton* (N), equivale à soma de todas as forças que actuam sobre a massa  $m$ : a força de inércia  $m\ddot{x}$ ; a força de amortecimento  $c\dot{x}$  e a força elástica (de recuperação)  $kx$ .

Num sistema massa-mola sem amortecimento, sujeito a uma excitação sinusoidal em regime estacionário, a equação do movimento pode ser expressa na forma

$$m \cdot \ddot{x} + k \cdot x = F_0 \cdot \sin(\omega t). \quad (3.2)$$

A solução desta equação diferencial pode ser escrita na forma

$$x = A \cdot \sin(\omega_n t) + B \cdot \cos(\omega_n t) + \frac{F_0}{k \left[ 1 - (\omega/\omega_n)^2 \right]} \cdot \sin(\omega t), \quad (3.3)$$

em que  $\omega_n = \sqrt{k/m}$  é a frequência angular natural (não amortecida). Os dois primeiros termos em (3.3) traduzem a oscilação à frequência natural, que em sistemas físicos apresenta um decaimento gradual até se desvanecer totalmente. Os coeficientes  $A$  e  $B$  são calculados a partir das condições iniciais do sistema, designadamente para os valores de velocidade e de deslocamento no instante  $t = 0$  [s], respectivamente. O terceiro termo representa a oscilação em regime estacionário.

Num sistema real existe amortecimento podendo este ser interno, estrutural ou do tipo viscoso. Embora a descrição e a influência de cada tipo em particular não se enquadrem no âmbito deste trabalho, o amortecimento representa essencialmente a forma como um sistema perde energia, normalmente sob a forma de calor. Esta perda de energia determina não só a amplitude das vibrações, na ressonância, mas também o tempo durante o qual estas persistem. Quando existe amortecimento os termos relativos à frequência natural decaem rapidamente para zero, subsistindo a oscilação em regime estacionário enquanto a força permanecer aplicada. Nestas condições, a equação do movimento é dada por

$$m \cdot \ddot{x} + c \cdot \dot{x} + k \cdot x = F_0 \cdot \sin(\omega t). \quad (3.4)$$

Num sistema com amortecimento do tipo viscoso verificam-se duas frequências à ressonância: a frequência natural  $\omega_n$ , e a frequência natural em regime amortecido  $\omega_d$ . Os valores destas frequências são próximos e estão relacionados entre si através da expressão

$$\omega_d = \omega_n \cdot \sqrt{1 - \zeta^2}, \quad (3.5)$$

em que  $\zeta = c/c_c$  é a razão de amortecimento crítico, determinado pela relação entre os coeficientes de amortecimento e de amortecimento crítico,  $c_c = 2\sqrt{k \cdot m}$ . Deste modo, após substituição e manipulação matemática é possível reescrever (3.5) e obtém-se

$$\omega_d = \sqrt{\omega_n^2 - \left( \frac{c}{2m} \right)^2}. \quad (3.6)$$

A ressonância verifica-se para os valores máximos da resposta em frequência, para uma gama de frequências específicas. A função da resposta em frequência (FRF – *frequency response function*) do sistema obtém-se a partir da sua transformação e representação no domínio da transformada de Laplace. Assumindo o desvanecimento total dos fenómenos transitórios iniciais, em regime estacionário, a resposta e a excitação do sistema são do mesmo tipo e com a mesma frequência. A equação diferencial (3.4) dá assim lugar as equações algébricas

$$ms^2 \cdot X(s) + cs \cdot X(s) + k \cdot X(s) = F(s), \quad (3.7)$$

ou

$$(ms^2 + cs + k) \cdot X(s) = F(s), \quad (3.8)$$

donde se obtém a função de transferência do sistema, expressa por

$$H(s) = \frac{X(s)}{F(s)} = \frac{1}{ms^2 + cs + k}. \quad (3.9)$$

A partir de (3.9) é possível transpor a resposta em frequência do sistema para o domínio da transformada de Fourier (com  $s = j\omega$ ) e obtém-se

$$H(\omega) = \frac{1}{(k - m\omega^2) + j\omega c}. \quad (3.10)$$

Considerando que as componentes amortecidas se desvanecem ( $c = 0$ ), verifica-se em (3.10) que a resposta em frequência tende para infinito à medida que a frequência tende para o valor da frequência natural  $\omega_n = \sqrt{k/m}$ .

### Sistemas MDOF

Para sistemas de maior complexidade, com múltiplos graus de liberdade, compostos por um conjunto de várias massas interligadas e actuando entre si através de molas e amortecedores equivalentes, sujeitas à acção de forças externas, adopta-se uma abordagem semelhante. A resposta global de sistemas MDOF pode ser analisada como resultado do conjunto das respostas de vários sistemas SDOF, aplicando-se o princípio da sobreposição. A resposta apresenta múltiplos graus de liberdade, dependendo do número de massas que constituem o sistema. O número de graus de liberdade do sistema é definido pelo número de coordenadas independentes necessárias para localizar e orientar cada massa em cada instante de tempo. Seguindo uma abordagem semelhante à usada para sistemas SDOF pode-se representar a equação do movimento para sistemas MDOF com amortecimento, na forma matricial, tal que

$$\mathbf{M} \cdot \ddot{\mathbf{x}} + \mathbf{C} \cdot \dot{\mathbf{x}} + \mathbf{K} \cdot \mathbf{x} = \mathbf{F} . \quad (3.11)$$

As várias grandezas - acelerações, velocidades, deslocamentos e forças - são representadas em particular sob a forma de vectores coluna:

$$\ddot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \\ \vdots \\ \ddot{x}_{n-1} \\ \ddot{x}_n \end{bmatrix}, \quad \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} \\ \dot{x}_n \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{n-1} \\ x_n \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ \vdots \\ F_{n-1} \\ F_n \end{bmatrix} . \quad (3.12)$$

Os elementos que caracterizam o sistema, isto é, as massas e os coeficientes de amortecimento e de elasticidade, são normalmente representados por matrizes quadradas e simétricas  $\mathbf{M}$ ,  $\mathbf{C}$  e  $\mathbf{K}$ , respectivamente, tal que:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} m_{11} & \cdots & m_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{1n} & \cdots & m_{nn} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_{11} & \cdots & c_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{1n} & \cdots & c_{nn} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_{11} & \cdots & k_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ k_{1n} & \cdots & k_{nn} \end{bmatrix} . \quad (3.13)$$

Os coeficientes das matrizes  $\mathbf{M}$ ,  $\mathbf{C}$  e  $\mathbf{K}$  não pertencentes às diagonais respeitam aos termos de acoplamento entre as partes constituintes do sistema e dependem da configuração em particular. As dimensões das matrizes dependem do número de graus de liberdade do sistema. Para  $n$  graus de liberdade, a solução geral de (3.11) contém  $2n$  constantes de integração que correspondem a  $n$  deslocamentos e  $n$  velocidades no instante inicial. A complexidade do sistema aumenta significativamente com o número de massas distribuídas no sistema.

### 3.2.2. Equações do Movimento pelo Equilíbrio Energético

Um método alternativo ao princípio do equilíbrio de forças no sistema, pelas leis de Newton, consiste em descrever o movimento a partir do balanço entre as energias potencial e cinética no sistema. O princípio do equilíbrio energético no sistema [10], [156], pode ser expresso por

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial (W_{pot} - W_{kin})}{\partial \dot{x}_q} - \frac{\partial (W_{pot} - W_{kin})}{\partial x_q} = 0 \quad q = 1, 2, \dots, n . \quad (3.14)$$

Na Equação (3.14)  $W_{pot}$  e  $W_{kin}$  são as energias potencial e cinética num sistema mecânico, respectivamente<sup>5</sup>, ambas expressas em *joule* (J);  $x_q$  é uma coordenada generalizada de

<sup>5</sup> É comum referenciar a energia potencial mecânica por  $V$  e a energia cinética por  $T$ . Porém, para evitar ambiguidades entre estas e a simbologia usada para o volume ( $V$ ) ou para o potencial eléctrico e também para a temperatura termodinâmica ( $T$ ), opta-se pela referenciação alternativa que se indica no texto.

deslocamento e  $\dot{x}_q$  a velocidade nessa coordenada. Importa assim considerar as energias totais, cinética e potencial, associadas ao sistema em todas as suas coordenadas, e as derivadas das energias em ordem às velocidades e aos deslocamentos nessas coordenadas.

A energia cinética total associada ao sistema, segundo todas as coordenadas  $q$ , é dada por

$$W_{kin} = \frac{1}{2} \sum_{q=1}^n m_q \cdot \dot{x}_q^2. \quad (3.15)$$

A energia potencial é armazenada nos elementos elásticos (molas) e está associada à sua compressão. Considerando que a variação elementar no comprimento das molas em cada passo de compressão é  $\Delta x$ , e que esta é regular e constante em cada passo, então a compressão total após  $l$  passos de compressão é  $\Delta x_l = l\Delta x$ . A força resultante da compressão é proporcional à constante de elasticidade de cada mola,  $k$ , e definida pela lei de Hooke:  $F_l = k \cdot \Delta x_l$ . A energia potencial armazenada em cada mola é dada por

$$W_{pot} = \sum_l F_l \cdot \Delta x_l = k \sum_l l (\Delta x)^2 = k (\Delta x)^2 \sum_l l \approx \frac{1}{2} k (\Delta x_l)^2, \quad (3.16)$$

e a energia potencial total, armazenada no conjunto de molas do sistema, expressa por

$$W_{pot} = \frac{1}{2} \sum_{q=0}^n k_q \cdot (\Delta x_{l_q})^2. \quad (3.17)$$

Deste modo é possível obter as equações do movimento com base no princípio do equilíbrio energético no sistema, as quais, formuladas por esta via, se designam por equações de Lagrange [10], [156]. Para  $n$  graus de liberdade a equação de Lagrange é expressa por

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial W_{kin}}{\partial \dot{x}_q} \right) - \frac{\partial W_{kin}}{\partial x_q} + \frac{\partial W_{pot}}{\partial x_q} = Q_q, \quad q = 1, 2, \dots, n. \quad (3.18)$$

em que  $Q_q$  representa a parte das forças generalizadas do sistema que corresponde às forças não conservativas. Em particular, a energia potencial compreende as forças nas molas e as resultantes por acção da gravidade. Devido à forma quadrática das equações da energia, as equações de sistema são simétricas, verificando-se o princípio da reciprocidade que estabelece a intermutabilidade entre as variáveis de campo da excitação e da resposta, com base no princípio de Hamilton. Este deriva do princípio generalizado de d'Alembert, estendendo o trabalho virtual realizado pelas forças não conservativas à análise dinâmica de sistemas mecânicos com parâmetros distribuídos [10], [156], cuja equação fundamental é dada por

$$\int_{t_1}^{t_2} \left[ \delta(W_{kin} - W_{pot}) + \overline{\delta W_{nc}} \right] dt = 0. \quad (3.19)$$

O trabalho virtual realizado pelas forças não conservativas,  $\overline{\delta W_{nc}}$ , é dado por

$$\overline{\delta W_{nc}} = \sum_{q=1}^n Q_q \cdot \delta x_q, \quad (3.20)$$

sendo  $Q_q$  as forças não conservativas generalizadas e  $x_q$  os deslocamentos virtuais generalizados;  $\delta$  é o operador de variação espacial no domínio definido pelo volume da estrutura, contido numa dada superfície, num determinado intervalo temporal.

Em sistemas com amortecimento do tipo viscoso é possível considerar explicitamente a acção das forças de amortecimento na equação do movimento, na forma

$$Q_{q_{visc}} = -\frac{\partial D_R}{\partial \dot{x}_q}, \quad q = 1, 2, \dots, n. \quad (3.21)$$

Nesta expressão  $D_R$  é a função de dissipação de Rayleigh que representa as perdas de energia por dissipação associada aos amortecedores. Com base no conceito do trabalho virtual realizado pelas forças não conservativas generalizadas, tendo em conta as forças de amortecimento e a expressão (3.18), é possível derivar a equação do movimento para sistemas com amortecimento do tipo viscoso e obtém-se

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial W_{kin}}{\partial \dot{x}_q} \right) - \frac{\partial W_{kin}}{\partial x_q} + \frac{\partial W_{pot}}{\partial x_q} + \frac{\partial D_R}{\partial \dot{x}_q} = Q_q, \quad q = 1, 2, \dots, n. \quad (3.22)$$

Em geral as equações de Lagrange não são lineares. Contudo é possível obter a sua linearização considerando movimentos de pequena amplitude  $\tilde{x}_i$  para coordenadas referentes a posições em torno do equilíbrio  $x_{ei}$ , indicadas pela notação com til sobreposto. Assim, para um dado instante de tempo, é possível expressar os deslocamentos generalizados na forma

$$x_q(t) = x_e + \tilde{x}_q(t) \quad q = 1, 2, \dots, n. \quad (3.23)$$

A partir desta equação verifica-se que as velocidades generalizadas são também de valor baixo, verificando-se a igualdade

$$\dot{x}_q(t) = \dot{\tilde{x}}_q(t) \quad q = 1, 2, \dots, n. \quad (3.24)$$

Por outro lado, as equações de Lagrange contêm as derivadas de primeira ordem da energia cinética e da energia potencial, em relação aos deslocamentos e às velocidades generalizadas. Isto permite simplificar as equações linearizadas em torno do equilíbrio, sob a forma de séries de Taylor, considerando apenas os termos de primeira e de segunda ordens em  $\tilde{x}_q$  e  $\dot{\tilde{x}}_q$  [156]. Deste modo as equações do sistema são simétricas e a energia cinética pode ser expressa por

$$W_{kin} \cong \frac{1}{2} \sum_{l=1}^n \sum_{q=1}^n m_{l,q} \cdot \dot{\tilde{x}}_l \dot{\tilde{x}}_q, \quad (3.25)$$

onde  $m_{l,q}$  representa os coeficientes de massa simétricos e constantes, tais que

$$m_{l,q} = m_{q,l} = \left. \frac{\partial^2 W_{kin}}{\partial \dot{\tilde{x}}_l \partial \dot{\tilde{x}}_q} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_e} \quad l, q = 1, 2, \dots, n. \quad (3.26)$$

Os vectores  $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$  e  $\mathbf{x}_e = [x_{e1}, x_{e2}, \dots, x_{en}]^T$  representam, respectivamente, as coordenadas generalizadas de deslocamento numa dada posição arbitrária e em equilíbrio. De modo análogo, a energia potencial pode ser expressa por

$$\begin{aligned} W_{pot} &\cong W_{pot}(\mathbf{x}_e) + \sum_{l=1}^n \left. \frac{\partial W_{pot}}{\partial x_l} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_e} \cdot \tilde{x}_l + \frac{1}{2} \sum_{l=1}^n \sum_{q=1}^n \left. \frac{\partial^2 W_{pot}}{\partial x_l \partial x_q} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_e} \cdot \tilde{x}_l \tilde{x}_q \\ &= W_{pot}(\mathbf{x}_e) + \sum_{l=1}^n \left. \frac{\partial W_{pot}}{\partial x_l} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_e} \cdot \tilde{x}_l + \frac{1}{2} \sum_{l=1}^n \sum_{q=1}^n k_{l,q} \cdot \tilde{x}_l \tilde{x}_q \end{aligned}, \quad (3.27)$$

onde  $k_{l,q}$  representa os coeficientes de elasticidade, simétricos e constantes, tais que

$$k_{l,q} = k_{q,l} = \left. \frac{\partial^2 W_{pot}}{\partial x_l \partial x_q} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_e}, \quad l, q = 1, 2, \dots, n. \quad (3.28)$$

Seguindo a mesma abordagem, a dissipação de Rayleigh pode ser expressa na forma

$$D_R = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^n \sum_{q=1}^n c_{l,q} \cdot \dot{\tilde{x}}_l \dot{\tilde{x}}_q. \quad (3.29)$$

onde  $c_{l,q}$  são os coeficientes de amortecimento, simétricos e, em geral, igualmente constantes. Substituindo as expressões (3.25), (3.27) e (3.29) em (3.22), mantendo a assunção de que as quantidades resultam de pequenas perturbações em torno do ponto de equilíbrio (embora omitindo a notação com til) tem-se

$$\sum_{l=1}^n (m_{q,l} \cdot \ddot{x}_l + c_{q,l} \cdot \dot{x}_l + k_{q,l} \cdot x_l) + \left. \frac{\partial W_{pot}}{\partial x_q} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_e} = Q_q \quad q = 1, 2, \dots, n. \quad (3.30)$$

Verifica-se que esta equação é separável em dois termos: o primeiro corresponde à linearização da equação de Lagrange; o segundo corresponde ao valor da energia potencial do sistema em equilíbrio, cujo valor é constante, pelo que

$$\left. \frac{\partial W_{pot}}{\partial x_q} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_e} = 0 \quad q = 1, 2, \dots, n. \quad (3.31)$$

A equação de Lagrange do sistema, linearizada, pode assim ser escrita na forma

$$\sum_{l=1}^n (m_{q,l} \cdot \ddot{x}_l + c_{q,l} \cdot \dot{x}_l + k_{q,l} \cdot x_l) = \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial W_{kin}}{\partial \dot{x}_q} \right) - \frac{\partial W_{kin}}{\partial x_q} + \frac{\partial D_R}{\partial \dot{x}_q} = Q_q \quad q = 1, 2, \dots, n. \quad (3.32)$$

Por cada elemento de ordem  $i$  as formas quadráticas da energia cinética, da energia potencial e da dissipação de Rayleigh, podem ser representadas em notação matricial, donde resulta

$$\begin{aligned} W_{kin} &= \frac{1}{2} (\dot{\mathbf{x}}^T \cdot \mathbf{M} \cdot \dot{\mathbf{x}}), \\ W_{pot} &= \frac{1}{2} (\mathbf{x}^T \cdot \mathbf{K} \cdot \mathbf{x}), \\ D_R &= \frac{1}{2} (\dot{\mathbf{x}}^T \cdot \mathbf{C} \cdot \dot{\mathbf{x}}). \end{aligned} \quad (3.33)$$

Deste modo, a partir do equilíbrio energético e usando notação matricial, é possível escrever as equações do movimento e obtêm-se

$$\mathbf{M} \cdot \ddot{\mathbf{x}}_q + \mathbf{C} \cdot \dot{\mathbf{x}}_q + \mathbf{K} \cdot \mathbf{x}_q = \mathbf{Q}_q. \quad (3.34)$$

Nesta equação  $\mathbf{x}_q$  é o vector de deslocamentos generalizados em torno de um dado ponto de equilíbrio, a partir do qual se obtêm as respectivas velocidades e acelerações generalizadas. As matrizes  $\mathbf{M}$  e  $\mathbf{K}$  são as matrizes de massas e de elasticidade, respectivamente, associadas a esse ponto de equilíbrio;  $\mathbf{C}$  é a matriz de amortecimento e  $\mathbf{Q}_q$  o vector das forças não conservativas generalizadas. Verifica-se assim que as expressões (3.34) e (3.11) representam de forma idêntica o sistema no que respeita ao movimento.

### 3.3. Vibrações em Barras com Secção Rectangular e Placas

A maior parte das peças constituintes de actuadores lineares são barras e placas metálicas, com várias configurações de perfil, e com secções transversais rectangulares, como é o caso particular do actuador objecto de estudo neste trabalho. Segundo a teoria das vibrações, a geometria das várias peças, as características dos materiais de que são constituídas e o modo como estão interligadas contribuem para a definição das frequências de vibração.

#### 3.3.1. Teoria das Vibrações

De forma simplificada, a formulação teórica das vibrações em barras e placas tem por base o equilíbrio energético e a aplicação do princípio de Hamilton, que resulta em equações de onda em que a energia elástica se propaga segundo uma dimensão, associada a efeitos locais de rotação (por torção) ou de cisalhamento. Em barras, a derivação das equações das vibrações associadas a movimentos longitudinais ou transversais assenta nas teorias de Euler-Bernoulli, de Rayleigh e de Timoshenko [10]. Porém, estas teorias não permitem a ocorrência de distorção da geometria da secção transversal devido a movimentos de torção em barras. A propagação de ondas elásticas associadas a movimentos de maior complexidade, com efeitos locais de torção e de propagação longitudinal segundo várias direcções, são suportados em teorias de ordem superior e descritas pelos modelos teóricos de St. Venant, de Love e de Timoshenko-Gere [10].

No caso particular dos actuador linear objecto de estudo têm interesse as vibrações em barras e placas, com particular relevância para as vibrações transversais em barras pela formulação de Euler-Bernoulli. São igualmente importantes os efeitos à propagação das ondas elásticas impostos pelos respectivos limites físicos (nas terminações) das barras. O interesse pelas vibrações transversais justifica-se, por um lado, pelo facto das peças constituintes do ALRVC serem maioritariamente barras com montagem longitudinal ou transversal. Por outro lado, as forças resultantes no actuador, devido ao seu funcionamento normal e regular, são sobretudo transversais. Além disso, devido à configuração estrutural do actuador e às suas características de simetria, é pouco provável que as forças geradas possam desencadear deslocamentos e vibrações longitudinais que se consideram relevantes; menor ainda é a probabilidade de ocorrência de movimentos de torção ou circulares sobre as peças constituintes.

Apresentam-se em seguida as formulações teóricas das vibrações longitudinais e transversais em barras, e em placas, sustentadas nas teorias de Euler-Bernoulli, de Rayleigh e de Timoshenko, baseadas nas equações de Lagrange e no princípio de Hamilton [10]. Por simplicidade considera-se que as vibrações em barras se regem pela equação de uma onda unidimensional que se propaga segundo uma direcção linear ou de forma torcional.

**Vibrações Longitudinais (em barras)**

As equações de Lagrange do deslocamento longitudinal  $u(x,t)$  ao longo de uma barra, segundo a coordenada  $x$ , devido à acção da força aplicada por unidade de comprimento,  $f_l(x,t)$ , e da dinâmica torcional em termos do ângulo de rotação em torno do eixo de torção,  $\theta(x,t)$ , pela acção de um momento angular aplicado  $m_t(x,t)$ , são definidas, respectivamente [10], por

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( E \cdot A_s \frac{\partial u}{\partial x} \right) + f_l = \rho \cdot A_s \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \quad (3.35)$$

e

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( G \cdot I_p \frac{\partial \theta}{\partial x} \right) + m_t = \rho \cdot I_p \frac{\partial^2 \theta}{\partial t^2} . \quad (3.36)$$

Nestas duas equações  $E$  representa o módulo de elasticidade longitudinal, ou módulo de Young, em *newton* por metro quadrado ( $\text{N} \cdot \text{m}^{-2}$ );  $A_s$  a área de secção transversal, em metro quadrado ( $\text{m}^2$ );  $\rho$  a massa volúmica (ou massa específica), em quilograma por metro cúbico ( $\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$ ) e  $\nu$  o coeficiente de Poisson (adimensional);  $G$  é o módulo de cisalhamento, igualmente em *newton* por metro quadrado e  $I_p$  o momento polar de inércia, em ( $\text{m}^4$ ). Os dois últimos parâmetros são determinados por

$$G = \frac{E}{2(1+\nu)} \quad (3.37)$$

e

$$I_p = \iint_S (y^2 + z^2) \cdot dS , \quad (3.38)$$

onde  $y, z$  são coordenadas espaciais ortogonais entre si e a  $x$ . As condições iniciais e de limite da dinâmica nas barras, nomeadamente as suas extremidades, as quais podem estar livres ou fixas, são determinadas pelo operador de variação  $\delta$ . Para os movimentos longitudinal e torcional as condições iniciais ao longo do seu comprimento são expressas, respectivamente, por

$$E \cdot A_s \cdot \frac{\partial u}{\partial x} \delta u \Big|_0^l = 0 \quad (3.39)$$

e

$$G \cdot I_p \cdot \frac{\partial \theta}{\partial x} \delta \theta \Big|_0^l = 0 \quad (3.40)$$

Os valores iniciais dos deslocamentos e das velocidades, no movimento longitudinal e torcional, dependem especificamente da configuração de montagem da barra.

### Vibrações Transversais (em barras)

Consideram-se as forças transversais  $f_T(x,t)$  aplicadas a barras, ou a estruturas baseadas em barras que originam deformações dos materiais, cujos efeitos se traduzem na flexão ou encurvamento das peças. As forças com variação periódica, aplicadas em regime estacionário, originam vibrações com amplitude de deformação transversal que se propagam transversalmente ao longo da barra. Devido às descontinuidades do material (meio de propagação) impostas pelos limites físicos das barras (ou placas), as ondas mecânicas associadas às vibrações podem apresentar reflexões que interferem na propagação das ondas.

Para peças uniformes descritas por coordenadas rectangulares, a equação diferencial que agrega as três teorias antes referidas e que descreve a dinâmica associada ao deslocamento transversal  $w(x,t)$  em relação às coordenadas espaciais, por acção da força transversal aplicada,  $f_T(x,t)$ , é da forma [10]

$$\begin{aligned} E \cdot I_b \cdot \frac{\partial^4 w}{\partial x^4} + \rho \cdot A_s \cdot \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} - \rho \cdot I_b \cdot \frac{\partial^4 w}{\partial x^2 \partial t^2} - \frac{\rho \cdot I_b \cdot E}{g_k \cdot G} \cdot \frac{\partial^4 w}{\partial x^2 \partial t^2} + \frac{\rho^2 I}{g_k \cdot G} \cdot \frac{\partial^4 w}{\partial t^4} \\ = - \frac{E \cdot I}{g_k \cdot A_s \cdot G} \cdot \frac{\partial^2 f_T}{\partial x^2} + \frac{\rho \cdot I}{g_k \cdot A_s \cdot G} \cdot \frac{\partial^2 f_T}{\partial t^2} + f_T \end{aligned} \quad (3.41)$$

Nesta expressão,  $I$  e  $I_b$  representam, respectivamente, o momento de inércia e o momento de inércia superficial na flexão;  $g_k$  é um factor de correcção à área de secção transversal devido ao cisalhamento. As condições iniciais de flexão e de cisalhamento, respectivamente, são expressas por

$$E \cdot I_b \cdot \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \cdot \delta \left( \frac{\partial w}{\partial x} \right) \Big|_0^l = 0 \quad (3.42)$$

e

$$\left[ \frac{\partial}{\partial x} \left( E \cdot I_b \cdot \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \right) - \rho \cdot I_b \cdot \frac{\partial^3 w}{\partial x \partial t^2} \right] \delta w \Big|_0^l = 0 . \quad (3.43)$$

A teoria de Euler-Bernoulli é a mais simples e suporta apenas deslocamentos por flexão, para a qual se consideram apenas os dois primeiros termos do primeiro membro em (3.41) e o último termo do segundo membro. No que respeita às condições iniciais, neste caso, considera-se (3.42) e na igualdade (3.43) elimina-se o segundo factor dentro de parênteses recto. A teoria de Rayleigh é uma extensão da anterior, mas permite também deslocamentos por rotação. Assim, na Equação (3.43) considera-se também o terceiro termo do primeiro membro e para as condições iniciais os termos referidos para a teoria de Euler-Bernoulli. A teoria de Timoshenko é a de maior complexidade, onde os fenómenos de flexão e de rotação estão acoplados, considerando-se integralmente a expressão (3.41). Assim, nos dois últimos casos aplicam-se as condições iniciais expressas em (3.42) e (3.43) [10].

### 3.3.2. Teoria de Euler-Bernoulli - Vibrações Transversais em Barras

Atendendo às características específicas do actuador linear objecto de estudo, dada a natureza das forças geradas, devido a razões de ordem prática e de aplicação e também pela reduzida espessura dos elementos nas barras, neste estudo considera-se suficiente o uso da teoria de Euler-Bernoulli para aplicação a este estudo [10], [157], [158]. A dinâmica associada ao movimento, considerando apenas os dois primeiros termos do membro à esquerda em (3.41), é dada por

$$E \cdot I_b \cdot \frac{\partial^4 w}{\partial x^4} + \rho \cdot A_s \cdot \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} = f_T . \quad (3.44)$$

Em barras uniformes onde  $E \cdot I_b$  é constante e para vibrações em regime livre, i.e., em que  $f_T(x,t) = 0$ , a expressão (3.44) pode ser escrita na forma

$$\frac{E \cdot I_b}{\rho \cdot A_s} \cdot \frac{\partial^4 w}{\partial x^4} + \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} = 0 . \quad (3.45)$$

A solução geral desta equação quanto aos modos de vibração pode ser obtida pelo método de Fourier, considerando que em cada modo a função do deslocamento  $w(x,t)$ , isto é, a função que descreve a forma modal, é formada pelo produto de duas funções separáveis, uma do espaço e outra do tempo, tal que

$$w(x,t) = W(x) \cdot T(t) . \quad (3.46)$$

A solução para as frequências naturais pode ser obtida por substituição de (3.46) em (3.45) e decomposição em duas equações diferenciais ordinárias expressas por

$$\frac{d^4 W(x)}{dx^4} - \omega_n^2 \cdot \frac{\rho \cdot A_s}{E \cdot I_b} \cdot W(x) = 0, \quad (3.47)$$

e

$$\frac{d^2 T(t)}{dt^2} - \omega_n^2 \cdot T(t) = 0. \quad (3.48)$$

Nestas equações,  $T(t)$  é uma função do tempo, harmónica, à frequência angular fundamental  $\omega_n$  e satisfaz a expressão cuja solução de (3.48) é da forma

$$T(t) = A_1 \cos(\omega_n t) + A_2 \sin(\omega_n t), \quad (3.49)$$

onde que os coeficientes  $A_1$  e  $A_2$  são constantes.

A função do espaço  $W(x)$  que satisfaz (3.47) resulta da combinação linear de funções trigonométricas e hiperbólicas que representam as ondas que se propagam e que se desvanecem, respectivamente, em que

$$W(x) = B_1 \sin(\kappa x) + B_2 \cos(\kappa x) + B_3 \sinh(\kappa x) + B_4 \cosh(\kappa x) \quad (3.50)$$

Estas funções dependem da frequência natural expressa por

$$\omega_n^2 = \kappa^2 \cdot \sqrt{\frac{E \cdot I_b}{\rho \cdot A_s}}. \quad (3.51)$$

Na Equação (3.50) os coeficientes  $B_1, B_2, B_3$  e  $B_4$  são igualmente constantes e definidos pelas condições limite na configuração de montagem e que, conjuntamente com condições iniciais, permitem calcular as frequências correspondentes aos modos naturais de vibração.

Para forças transversais em regime forçado, em barras uniformes de comprimento  $L_B$ , contínuas e simplesmente suportadas nas extremidades, a função de deslocamento pode ser também expressa pelo produto de funções separáveis, no tempo e no espaço. A solução da função do espaço  $W_r(x)$  que satisfaz (3.50) é da forma

$$W_r(x) = B_{1r} \sin(\kappa x) + B_{2r} \cos(\kappa x) + B_{3r} \sinh(\kappa x) + B_{4r} \cosh(\kappa x). \quad (3.52)$$

A teoria de Euler-Bernoulli pode ainda ser aplicada a barras uniformes de comprimento  $L_B$ , com vários pontos de suporte ao longo do eixo longitudinal [10]. Para  $n$  pontos de suporte dos quais resultam  $n-1$  segmentos de barra, a solução do problema quanto às frequências naturais de vibração consiste em  $n-1$  equações associadas a  $2n$  condições limites de flexão. As condições limite estabelecem  $4(n-1)$  equações algébricas homogéneas em  $B_{1r}, B_{2r}, B_{3r}$  e em  $B_{4r}$ , na expressão (3.57), cujos determinantes são nulos, com

$$\kappa_r^4 = \omega_n^2 \cdot \frac{\rho_r \cdot A_{s_r}}{E_r \cdot I_{b_r}}, \quad r = 1, 2, \dots, n-1. \quad (3.53)$$

Com condições iniciais nulas, os modos naturais de ordem  $r$  podem ser calculados através de expressões equivalentes, consoante a bibliografia considerada. Em [10] considera-se

$$\omega_r = (r\pi)^2 \cdot \sqrt{\frac{E \cdot I_b}{\rho_A \cdot A_s \cdot L_B^4}} = \frac{(r\pi)^2}{L_B} \cdot \sqrt{\frac{E \cdot I_b}{m_b}}, \quad (3.54)$$

onde  $\rho_A$  é a massa superficial em quilograma por metro quadrado ( $\text{kg} \cdot \text{m}^{-2}$ ) e  $m_b = \rho_A \cdot A_s \cdot L_B^2$  a massa total da barra. Em [159], [160] propõe-se como alternativa o cálculo dos modos naturais de ordem  $r$  para uma barra de comprimento  $L_B$ , com extremidades livres, através da expressão

$$\omega_r = \frac{\pi^2 (2r-1)^2}{(2 \cdot L_B)^2} \cdot \sqrt{\frac{E \cdot I_b}{\rho_A \cdot A_s}}, \quad r \geq 3. \quad (3.55)$$

Esta equação pode ser igualmente usada para  $r=1$  e  $r=2$ , mas os resultados podem apresentar taxas de erro entre 20 e 30%.

Por questões relacionadas com o cálculo numérico, a precisão do método de Euler-Bernoulli está limitada aos primeiros modos de vibração, normalmente de ordem inferior a doze [161]. Apesar destas restrições, este método constitui uma boa aproximação ao estudo analítico das vibrações em barras uniformes, permitindo calcular uma estimativa das frequências de vibração.

### 3.3.3. Vibrações em Placas

As teorias e os métodos clássicos de análise das vibrações em placas consideram as deformações por flexão, por acção de forças externas aplicadas transversalmente. A sua formulação teórica

é também baseada no princípio de Hamilton, tendo em conta os efeitos da energia elástica tanto na compressão como na flexão [10], [162]-[164]. Para placas uniformes com secção transversal rectangular, de altura  $h$ , sujeitas a forças externas aplicadas perpendicularmente à superfície da placa,  $f_T(x, y, t)$ , que geram deformações por flexão harmónica segundo  $z$ , isto é,  $w(x, y, t)$ , a energia cinética segundo coordenadas rectangulares é dada por [10]

$$W_{kin} = \frac{\rho \cdot h}{2} \iint_S \left( \frac{\partial w}{\partial t} \right)^2 dS . \quad (3.56)$$

A equação de Lagrange que descreve o movimento é

$$D \cdot \nabla^4 w + \rho \cdot h \cdot \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} = f_T . \quad (3.57)$$

Nesta equação, o primeiro termo no membro à esquerda é relativo à flexão; o outro termo é relativo à inércia segundo a orientação transversal.  $D$  é o módulo de rigidez à flexão transversal definido por

$$D = \frac{E \cdot h^3}{12(1 - \nu^2)} , \quad (3.58)$$

e  $\nabla^4$  é o operador de segunda ordem de Poisson (ou operador bi-harmónico), resultante da iteração do operador Laplaciano,  $\nabla^2$ , tal que

$$\nabla^4 = \nabla^2 (\nabla^2) = \frac{\partial^4}{\partial x^4} + 2 \frac{\partial^4}{\partial x^2 \partial y^2} + \frac{\partial^4}{\partial y^4} . \quad (3.59)$$

Para placas com elasticidade uniforme, i.e., coeficiente de elasticidade constante  $k_p$ , sujeitas a forças externas transversais aplicadas segundo o plano da placa, com componentes  $F_x, F_y$  e  $F_{x,y}$ , as equações do movimento são dadas, respectivamente, por

$$D \cdot \nabla^4 w + \rho \cdot h \cdot \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} = -k_p \cdot w \quad (3.60)$$

e

$$D \nabla^4 w + \rho \cdot h \cdot \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} = F_x \cdot \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} + 2F_{x,y} \cdot \frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y} + F_y \cdot \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} . \quad (3.61)$$

A bibliografia sobre a análise de vibrações em placas refere de forma exaustiva e abundante as configurações cujas soluções são possíveis através da separação de variáveis. Além disso apresenta tabelas organizadas com as soluções para as vibrações em placas, em várias configurações para várias condições limite e de configuração e suporte, designadamente as placas rectangulares e quadradas [162]. Estas configurações são relevantes no âmbito deste trabalho, por corresponderem às formas geométricas das placas existentes no actuador linear objecto de estudo. Em [10] (pp. 7.33) e em [162] (pp.41-159) as vibrações em placas quadradas são expressas em termos de  $\omega_n \cdot L_D^2 \cdot \sqrt{\rho/D}$ , em que  $L_D$  é a dimensão de um dos lados da placa.

### 3.4. Análise Dinâmica por Métodos Numéricos e Experimentais

A análise de vibrações em sistemas compostos por vários subsistemas, com múltiplos graus de liberdade, apresenta um elevado grau de complexidade. Por um lado, nem sempre é possível determinar com exactidão, nas matrizes de acoplamento, as contribuições locais dos parâmetros que caracterizam o sistema (coeficientes de elasticidade e de amortecimento). Por outro lado, a complexidade do problema aumenta significativamente para sistemas com parâmetros distribuídos, em que as matrizes de acoplamento podem atingir dimensões consideráveis. Deste modo, a solução das equações diferenciais do sistema, na maioria dos casos, não é exequível de forma precisa e eficiente por métodos analíticos ou experimentais. Assim, é comum recorrer-se a técnicas e ferramentas específicas para cálculo numérico, designadamente ao método dos elementos finitos, sendo possível obter as respostas modais do sistema. Os parâmetros calculados por via numérica e os respectivos modos de vibração podem ser posteriormente avaliados e confirmados experimentalmente.

#### 3.4.1. Análise Modal

A análise modal é um tema da dinâmica de sistemas mecânicos associado ao estudo das características e das vibrações que está fortemente relacionado com a teoria de ondas mecânicas em sistemas contínuos. No entanto é também aplicável a sistemas de parâmetros concentrados discretos, isto é, a sistemas compostos por elementos discretos: massas, amortecedores e molas. Deste modo, a análise modal e o método dos elementos finitos estão fortemente relacionados. A análise modal tira partido das propriedades e das vantagens inerentes aos valores e vectores próprios de matrizes para determinar a solução algébrica das oscilações em regime livre para sistemas não amortecidos. Porém, nem sempre é possível obter os valores dos parâmetros modais por via analítica, sendo necessário recorrer a métodos experimentais, através de análise modal experimental, para determinar os parâmetros modais de sistemas lineares e invariantes no tempo.

As soluções das vibrações em regime livre, em sistemas não amortecidos, designam-se modos e correspondem a ondas onde todos os pontos se movem a uma determinada frequência natural e com a mesma relação de fase. Considerando  $\mathbf{C}=0$  em (3.34), usando a representação no domínio da transformada de Laplace e após manipulação algébrica obtém-se

$$\left[ \mathbf{M}^{-1} \cdot \mathbf{K} + s^2 \cdot \mathbf{I} \right] \mathbf{x}_i(s) = 0, \quad (3.62)$$

em que  $\mathbf{I}$  é a matriz identidade. A solução algébrica não trivial dos valores próprios para o problema definido em (3.35) pode ser obtida para  $\xi = -s^2$ , tal que

$$\det \left[ \mathbf{M}^{-1} \cdot \mathbf{K} - \xi \cdot \mathbf{I} \right] = 0. \quad (3.63)$$

A solução dá origem a um polinómio em  $\lambda$  cujas raízes (os valores próprios) são os pólos do sistema tal que  $s_r = \pm j\sqrt{\xi_r}$ , onde  $\xi_r$  ( $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n$ ) são os valores de  $\xi$  que satisfazem a expressão (3.63). Por cada valor próprio existe um vector próprio,  $\mathbf{\Lambda}_r$ , que satisfaz a equação

$$\left[ \mathbf{M}^{-1} \cdot \mathbf{K} - \xi_r \cdot \mathbf{I} \right] \mathbf{\Lambda}_r = 0. \quad (3.64)$$

Consequentemente, cada uma das soluções designa-se por modo e corresponde a uma onda estacionária à frequência natural não amortecida, definida pelos valores próprios  $\xi_r$ . Os vectores próprios correspondentes (vectores modais),  $\mathbf{\Lambda}_r$ , são relativos aos modos de vibração associados, os quais dependem das respectivas condições limite e estabelecem características próprias de cada sistema [156]. Por outras palavras, os modos comportam-se como ondas mecânicas em regime estacionário, onde todos os pontos no meio de propagação se movem em fase, ou desfasados entre si, a uma determinada frequência natural não amortecida.

Porém, os modos naturais não são independentes e apresentam como característica particular a propriedade de ortogonalidade ponderada em relação às matrizes de massa e de elasticidade (rigidez), se estas forem simétricas [156]. Considerem-se duas soluções próprias distintas,  $\omega_r^2, \mathbf{\Lambda}_r$  e  $\omega_s^2, \mathbf{\Lambda}_s$ , onde  $r \neq s$ , tais que

$$\mathbf{K} \cdot \mathbf{\Lambda}_r = \omega_r^2 \cdot \mathbf{M} \cdot \mathbf{\Lambda}_r \quad (3.65)$$

e

$$\mathbf{K} \cdot \mathbf{\Lambda}_s = \omega_s^2 \cdot \mathbf{M} \cdot \mathbf{\Lambda}_s. \quad (3.66)$$

Multiplicando ambos os membros de (3.65) por  $\Lambda_s^T$  e ambos os membros de (3.66) por  $\Lambda_r^T$ , atendendo que as matrizes são simétricas, após manipulação matemática tem-se

$$(\omega_r^2 - \omega_s^2) \cdot \Lambda_s^T \cdot \mathbf{M} \cdot \Lambda_r = 0. \quad (3.67)$$

Atendendo que as frequências naturais são distintas nas duas soluções, i.e.,  $\omega_r \neq \omega_s$ , a solução da igualdade (3.67) verifica-se para

$$\Lambda_s^T \cdot \mathbf{M} \cdot \Lambda_r = 0, \quad r \neq s, \quad (3.68)$$

que representa a ortogonalidade dos vectores modais  $\Lambda_r$  e  $\Lambda_s$  em relação à matriz de massas. O mesmo se verifica relativamente à matriz de elasticidades,

$$\Lambda_s^T \cdot \mathbf{K} \cdot \Lambda_r = 0, \quad r \neq s. \quad (3.69)$$

Para sistemas MDOF a propriedade da ortogonalidade dos modos permite que a resposta (deslocamento) seja expressa pelo teorema da sobreposição, através da combinação linear dos vectores modais multiplicados pelas coordenadas modais (funções do tempo) [156]. Para  $n$  graus de liberdade tem-se

$$\mathbf{u} = \sum_{r=1}^n u_r \cdot \Lambda_r, \quad (3.70)$$

onde  $\mathbf{u}$  é o vector de deslocamento e  $u_r$  as componentes das coordenadas modais.

Além destas propriedades, as matrizes de massa, rigidez e de amortecimento em (3.11) e (3.34) são, em geral, matrizes auto-adjuntas (ou hermitianas). Esta característica permite que possam ser decompostas (diagonalizadas), simplificando o problema; os seus valores próprios são reais e os vectores próprios são linearmente independentes. Assim, para sistemas MDOF, pela transformação matricial para coordenadas modais  $\Lambda$ , cujas colunas correspondem a cada um dos modos de vibração  $\Lambda_r$ , e pelo critério da ortogonalidade dos modos, obtém-se as matrizes diagonais de massa modal e de elasticidade (ou rigidez) modal, tal que

$$\Lambda^T \cdot \mathbf{M} \cdot \Lambda = \mathbf{M}_r, \quad (3.71)$$

e

$$\Lambda^T \cdot \mathbf{K} \cdot \Lambda = \mathbf{K}_r. \quad (3.72)$$

Os coeficientes nas diagonais destas matrizes são, respectivamente, as massas modais  $m_r$  e os coeficientes de elasticidade modal  $k_r$ , ambos para o modo  $r$ . Deste modo, a solução dos valores próprios para sistemas com  $n$  graus de liberdade é

$$\xi_r = \frac{\mathbf{\Lambda}^T \cdot \mathbf{K} \cdot \mathbf{\Lambda}}{\mathbf{\Lambda}^T \cdot \mathbf{M} \cdot \mathbf{\Lambda}}, \quad r=1,2,\dots,n. \quad (3.73)$$

Verifica-se nesta equação que tanto o numerador como o denominador são proporcionais à energia cinética e à energia potencial, de acordo com a expressão (3.33).

Num sistema real ocorrem vários processos de amortecimento, designadamente o amortecimento interno, e dos tipos estrutural e viscoso. Porém, estes mecanismos de amortecimento podem apresentar histerese e dependência temporal (amortecimento viscoelástico), e são difíceis de identificar e de modelar. No entanto, apesar destas limitações, em geral é possível considerar amortecimento do tipo viscoso, assumindo que a matriz de amortecimento é uma combinação linear das matrizes de massa e de rigidez [165]. Esta forma particular de amortecimento designa-se por amortecimento proporcional, ou amortecimento de Rayleigh [156], e a matriz de amortecimento é definida por

$$\mathbf{C} = \alpha \cdot \mathbf{M} + \beta \cdot \mathbf{K}, \quad (3.74)$$

onde  $\alpha$  e  $\beta$  são valores reais que representam as constantes de proporcionalidade de massa e de elasticidade, respectivamente.

Assim, tendo em conta o critério da ortogonalidade, a matriz de amortecimento resultante é também diagonal e expressa por

$$\mathbf{C}_r = \alpha \cdot \mathbf{M}_r + \beta \cdot \mathbf{K}_r = \mathbf{\Lambda}^T \cdot \mathbf{C} \cdot \mathbf{\Lambda}. \quad (3.75)$$

Esta forma permite dissociar os sistemas MDOF em coordenadas modais, de tal modo que os sistemas amortecido e não amortecido apresentam modos de vibração idênticos, sendo a equação do movimento dada por

$$\mathbf{M}_r \cdot \ddot{\mathbf{x}}_q + \mathbf{C}_r \cdot \dot{\mathbf{x}}_q + \mathbf{K}_r \cdot \mathbf{x}_q = \mathbf{\Lambda}^T \cdot \mathbf{F}. \quad (3.76)$$

Nesta expressão, que quanto à forma é idêntica a (3.34), cada linha corresponde a um sistema SDOF cuja equação do movimento é equivalente à expressão (3.1), usando os parâmetros modais de massa, amortecimento e elasticidade. No modo  $r$ , a frequência em regime livre e os coeficientes de amortecimento e de amortecimento relativo são dados, respectivamente, por

$$\omega_r = \sqrt{\frac{k_r}{m_r}}, \quad (3.77)$$

$$c_r = 2 \cdot \nu_r \cdot m_r \quad (3.78)$$

e

$$\zeta_r = \frac{c_r}{2\sqrt{k_r \cdot m_r}}, \quad (3.79)$$

em que  $\nu_r$  é a componente real dos pólos complexos no modo  $r$ .

No caso de amortecimento genérico (não proporcional), os modos normais não permitem a dissociação da matriz de amortecimento e, portanto, em alternativa, uma possível solução baseia-se na formulação do problema a partir de equações de espaço e de estado [156].

### 3.4.2. Análise Modal Experimental

Na análise dinâmica de sistemas lineares, os parâmetros modais são normalmente determinados pelo FEM, possibilitando estimar as frequências e os modos de vibração em estruturas. Porém, a complexidade do problema e/ou as dificuldades de modelização impõem reservas quanto à exactidão dos resultados obtidos pelo que importa fazer a sua verificação experimental, tanto para validação como para eventuais correcções ao modelo. Tal obriga à realização de ensaios que requerem a instrumentação da estrutura e a colocação de um ou mais transdutores (normalmente acelerómetros) em pontos de interesse.

A análise modal experimental (EMA - *Experimental Modal Analysis*) permite avaliar e caracterizar experimentalmente o comportamento dinâmico de um sistema a partir das respostas produzidas por acção de forças de excitação de referência. A EMA é aplicável a sistemas cujas soluções sejam desconhecidas, quer por meios analíticos ou determinísticos, ou para a quais não existam experiências como referência [10], [166], [167]. Como a própria designação sugere, este método incorpora e combina os conceitos de análise modal e métodos experimentais na avaliação da resposta de sistemas a estímulos impulsivos, ou da sua resposta em frequência. Relativamente aos parâmetros modais a EMA envolve três fases: 1) a estimação (geralmente por aplicação do FEM); 2) a aquisição de dados (requer o uso de equipamento específico de medida e de aquisição de dados) e 3) a verificação da coerência dos resultados e a validação do modelo.

A realização de ensaios de análise modal experimental assenta em quatro considerações fundamentais quanto às características dos sistemas, designadamente: (1) a aplicabilidade dos princípios da linearidade; (2) que sejam observáveis, (3) invariáveis no tempo e (4) que

verifiquem o princípio da reciprocidade de Maxwell. Estas características facilitam a avaliação experimental dos parâmetros modais. As duas primeiras permitem o uso do princípio da sobreposição, a terceira assegura que a informação obtida pelas medidas efectuadas é suficiente para caracterizar a resposta do sistema a uma dada excitação, assegurando a sua controlabilidade. A última visa garantir que a resposta obtida num ponto  $p_1$ , para uma força de excitação aplicada num ponto  $p_2$ , é idêntica à que seria obtida excitando o sistema no ponto  $p_2$  e efectuando as medidas no ponto  $p_1$ .

Do ponto de vista prático, os ensaios em EMA podem fazer-se pelo método da resposta ao impulso, ou pela avaliação da resposta em frequência [10], [50]. No primeiro caso, por exemplo, aplica-se uma força num dado ponto e observam-se as respostas do sistema nos vários pontos de interesse, durante um intervalo de tempo considerado adequado. Este método é geralmente designado por *hammer-test* e permite avaliar os coeficientes de amortecimento. O segundo método consiste em usar vibradores (*shakers*) controláveis, acoplados à estrutura, que funcionam como fonte das forças de excitação, em regime forçado. As forças externas de excitação têm formas sinusoidais, com intensidade constante e frequência variável no tempo sob as formas linear ou logarítmica. A gama de frequências de excitação é controlável numa determinada gama, sendo a intensidade da força aplicada constante e independente da frequência de trabalho. Neste método importa sobretudo avaliar as frequências naturais (frequências de ressonância) pela medição dos máximos da aceleração e deslocamento segundo as várias direcções, em vários pontos da estrutura considerados de interesse. Contudo, apesar das vantagens devido à simplicidade dos métodos referidos, a EMA apresenta algumas limitações do ponto de vista de aplicação prática, designadamente:

- Realização em ambiente laboratorial com recurso a equipamento específico;
- Privilegia o teste de peças e componentes em detrimento do teste a todo o sistema;
- Apresenta dificuldades de aplicação a estruturas de grandes dimensões.

Além destas limitações, a caracterização experimental das vibrações em sistemas de maior complexidade pode ser condicionada pelas dificuldades em considerar as condições limite.

### 3.4.3. Análise Modal Operacional

A análise modal operacional (OMA – *Operational Modal Analysis*) é uma técnica alternativa à EMA que consiste em observar e medir as respostas do sistema sem necessidade de medir as forças de excitação [168], [169]. Por esta razão é também designada por análise modal à resposta ambiental. A OMA permite ultrapassar as principais limitações da EMA e apresenta como vantagens a possibilidade de caracterização de um sistema estando este em plena operação. Além disso, a avaliação e caracterização pode fazer-se *in situ*, isto é, sem a necessidade de deslocar o sistema ou as suas partes para um ambiente laboratorial; consideram-se as grandezas e os valores reais de resposta e da excitação, bem como os efeitos

das condições limite reais. No caso particular dos actuadores electromecânicos, através de OMA, podem usar-se as forças geradas como fontes de excitação de acordo com os seus regimes de operação e os perfis de corrente de excitação e, nessas condições, avaliar as respostas na frequência.

Na OMA recorre-se a ferramentas de análise e processamento de sinais tendo em atenção que as forças de excitação do sistema são normalmente de banda larga, isto é, com conteúdo espectral rico em harmónicas, com potencial para excitar vários modos de vibração em simultâneo. A avaliação da resposta do sistema faz-se por análise na frequência, por estimação espectral, como por exemplo através do períodograma médio de Welch [170]. Este método usa coeficientes de ponderação definidos por funções “janela”, permite a separação temporal da série, assegura a equalização no cálculo da média ponderada pela função “janela” e minimiza os efeitos do ruído espectral e de artefactos espúrios. No entanto, o efeito de suavização do espectro, devido ao uso de funções “janela”, limita a capacidade de resolução na frequência no períodograma, em particular para componentes de valor muito próximo, ou em bandas com fraca separação [168].

Dada a característica de banda larga da excitação, usa-se normalmente a densidade de aceleração como descritor espectral. Assim, do ponto de vista prático para a OMA, deve existir pelo menos uma ideia aproximada dos principais modos de vibração, a qual pode ser baseada nos resultados da análise por elementos finitos (FEA - *Finite Element Analysis*). As matrizes de densidade espectral resultantes, cujas dimensões dependem do número de sensores, são normalmente matrizes auto-adjuntas. Cada matriz de densidade espectral é representada pelas auto-densidades espectrais das respostas, isto é, equivalem às densidades espectrais de potência (PSD - *Power Spectral Density*) e pelas densidades espectrais cruzadas (CSD - *Cross Spectral Density*). Os elementos da matriz relativos à diagonal principal são valores reais que correspondem às amplitudes de PSD; os restantes elementos respeitam às CSD e são valores complexos relacionados pelo respectivo conjugado nas coordenadas em torno da diagonal.

Os métodos e algoritmos em OMA são normalmente usados na avaliação das respostas de estruturas de grandes dimensões, assumindo que a natureza das forças aplicadas é estocástica. A sua aplicação à análise de vibrações em maquinaria é, no entanto, condicionada pelo facto de as forças aplicadas serem determinísticas. Além disso, no caso particular das máquinas rotativas, há que considerar a influência das componentes harmónicas das respostas, cujas contribuições têm de ser identificadas [171], [172] e eliminadas [173]-[175].

#### 3.4.4. Método dos Elementos Finitos

A aplicação das equações de Lagrange requer a selecção de um conjunto de coordenadas independentes e a derivação sucessiva das equações de Lagrange em ordem a cada coordenada. Este método conduz a um número de equações diferenciais correspondentes ao número de

coordenadas e que define o número de graus de liberdade. A formulação do movimento a partir da equação de Lagrange apresenta, por isso, vantagens na avaliação de vibrações em sistemas complexos e com um elevado número de graus de liberdade, pelo FEM.

O método dos elementos finitos, proposto em 1956, tem a sua génese no trabalho desenvolvido por M. J. Turner, Ray Clough, *et.al.* na análise de estruturas complexas em aeronáutica [176]. No entanto, fruto dos avanços computacionais, tanto nos recursos de *hardware*, como nas ferramentas de *software*, o FEM ganhou notoriedade sendo actualmente aplicado em vários domínios da engenharia.

O FEM corresponde essencialmente a uma técnica de discretização de sistemas com vista à sua análise. Quando aplicada a sistemas lineares, a análise através deste método (FEA) corresponde à dissociação do sistema em vários elementos ou subsistemas constituintes, e na determinação das soluções aproximadas das equações diferenciais que descrevem o modelo do sistema físico. Na prática, este processo equivale à discretização do sistema, tendo em vista as soluções características do problema. Deste modo, a resposta global do sistema MDOF pode ser obtida pela combinação linear das várias respostas de sistemas SDOF, usando o princípio da sobreposição. Além disso, em sistemas MDOF, os coeficientes das matrizes apresentam várias singularidades que conduzem às frequências próprias, associadas a uma ou mais distribuições características de amplitude, designadas por modos. Esta característica constitui uma das vantagens da FEA, dado que a descrição do comportamento do sistema para baixas frequências se obtém a partir dos valores próprios de frequência e dos vectores próprios (modos de vibração). Além disso, o FEM constitui uma variante ao método clássico para obtenção das frequências naturais e os respectivos modos de vibração: o método de Rayleigh-Ritz [10], [156].

O foco principal, no método de Rayleigh-Ritz, é o de avaliar o grau de aproximação das soluções próprias das equações algébricas às soluções próprias das equações diferenciais, as quais dependem da natureza das funções de avaliação. Embora a natureza das soluções seja diferente em ambos os métodos, é comum adoptar a estrutura e o enquadramento de Rayleigh-Ritz no FEM [156]. Na abordagem de Rayleigh-Ritz as funções de avaliação são essencialmente trigonométricas enquanto que no FEM se usam funções de interpolação, lineares ou quadráticas, definidas sobre os elementos finitos e que constituem subdomínios do sistema global. Em resultado, a massa e a rigidez podem ser calculadas separadamente para cada elemento, e ser posteriormente expandidas a todo o sistema, obtendo-se as matrizes globais de massa e de rigidez e as soluções numéricas.

### 3.5. Ondas Elásticas e Acústica

As ondas elásticas resultam das vibrações e propagam-se com uma determinada velocidade e direcção num meio, podendo transmitir-se aos meios adjacentes. Por sua vez, a Acústica é um

subdomínio da Física que estuda as vibrações e a propagação das ondas mecânicas, as suas interações e consequências para o ser humano. As vibrações podem apresentar várias frequências, das quais as compreendidas entre 20 e 20.000 Hz correspondem aos sons audíveis. Os sons são sensações desencadeadas no cérebro resultantes da captação pelo sistema sensorial auditivo, que é capaz de detectar variações de pressão no meio de propagação, normalmente o ar. As variações de pressão estão associadas a níveis de pressão sonora entre 0 e cerca de 130 dB, que definem a gama dinâmica da resposta média, típica, do ouvido humano.

Na grande maioria dos casos os sons audíveis correspondem a ondas irradiadas por vibrações em estruturas, ou porque estão na origem das vibrações, ou porque estas lhe são transmitidas. A propagação, a transmissão e a radiação das ondas acústicas, e também as características do som emitido, designadamente a sua intensidade e o conteúdo harmónico, dependem da configuração das estruturas e dos materiais que a constituem.

### 3.5.1. Propagação de Ondas Elásticas Planas e de Ondas Sonoras

A propagação de uma onda elástica num meio desencadeia um movimento oscilatório no qual as moléculas oscilam em torno da posição de repouso, dando origem a um fenómeno de propagação em cadeia, onde as moléculas colidem entre si, regressando à posição de repouso devido às propriedades elásticas do meio [177]. As perturbações provocam deformações e alterações de volumes elementares, originando alterações da pressão face ao valor de referência, em repouso, e que se transmitem ao meio envolvente.

As superfícies vibratórias planas e homogéneas emitem ondas elásticas planas que se propagam longitudinalmente, onde a frente de onda preserva a forma original caso não sofra perturbações ou atenuação impostas pelo meio de propagação. Neste estudo, as potenciais superfícies emissoras de ruído são essencialmente planas. Por essa razão, na referência às ondas elásticas consideram-se apenas ondas planas. A velocidade de propagação das ondas depende das propriedades e das características do meio e apresenta valores mais elevados nos sólidos que nos fluidos e, no caso dos últimos, valores maiores nos líquidos e menores nos gases.

#### Propagação de Ondas Elásticas em Meios Sólidos

Os materiais sólidos usados na construção de estruturas, nomeadamente os metais, apresentam uma característica de deformação mais complexa do que os fluidos, que está relacionada com a capacidade apresentada pelos metais de oposição às deformações por cisalhamento, permitindo a coexistência de ondas elásticas que provocam deformações longitudinais e de cisalhamento. As características específicas dos materiais, designadamente: a massa volúmica do meio de propagação  $\rho$ ; o módulo de Young  $E$ ; o módulo de cisalhamento  $G$  e o coeficiente de Poisson  $\nu$ , influenciam a propagação das ondas elásticas. As características e as

propriedades acústicas de uma grande variedade de materiais podem ser consultadas em bibliografia específica, ou em [178].

Num meio sólido podem coexistir ondas elásticas associadas a deformações longitudinais, de cisalhamento e transversais. Em barras e placas, lineares e homogêneas, as velocidades de fase na propagação das ondas longitudinais [159], [179], em metro por segundo ( $\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$ ), são dadas por

$$v_{L_{barras}} = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (3.80)$$

e

$$v_{L_{placas}} = \sqrt{\frac{E}{\rho \cdot (1-\nu)^2}} \cdot \quad (3.81)$$

Por sua vez a velocidade de propagação das ondas de cisalhamento é dada por

$$v_s = \sqrt{\frac{G}{\rho}} \quad (3.82)$$

ou, em alternativa, pela substituição da expressão (3.37) em (3.83), obtendo-se

$$v_s = \sqrt{\frac{E}{2\rho \cdot (1+\nu)}} \cdot \quad (3.83)$$

Comparando esta equação com as expressões (3.80) e (3.81), verifica-se que a velocidade de propagação das ondas de cisalhamento é menor que a das ondas longitudinais. Além disso, as superfícies livres nas barras e nas placas estão normalmente em contacto com o ar (fluido), pelo que a velocidade de propagação de ondas longitudinais tende a reduzir-se. Por sua vez, as ondas transversais originam deformações por flexão nas barras e nas placas, sendo estas as principais responsáveis pela radiação de ondas acústicas, isto é, pela continuidade da propagação da onda num meio fluido (o ar) diferente daquele em que teve origem.

A partir da teoria de Euler-Bernoulli, considerando vibrações com baixas frequências em regime livre – Equação (3.45) – obtém-se a equações da velocidade de propagação de ondas transversais em barras, dada por

$$v_{T_{barras}} = \sqrt[4]{\frac{E \cdot I_b}{\rho \cdot A_s}} \cdot \omega^2 \cdot \quad (3.84)$$

Verifica-se pela Equação (3.84) que a velocidade de propagação das ondas transversais em barras depende das propriedades e características específicas do material e da geometria da peça, dependendo também da frequência. Dado que a velocidade de propagação das ondas transversais aumenta com o aumento da frequência, estas ondas assumem natureza dispersiva.

De modo semelhante, a partir de (3.57), igualmente para frequências baixas e considerando vibrações em regime livre em placas, obtém-se a equação da velocidade de propagação de ondas transversais em placas:

$$v_{T_{placas}} = \sqrt[4]{\frac{D}{\rho \cdot h}} \cdot \omega^2 . \quad (3.85)$$

Em meios homogêneos onde a área de secção transversal é muito menor que o comprimento de onda, apenas se propagam ondas planas. Além disso, caso a atenuação imposta pelo meio seja baixa, existe tendência à preservação da forma de onda inicial na frente de onda.

As ondas mecânicas que incidem numa dada superfície induzem movimento nos meios adjacentes e resultam, normalmente, da combinação de ondas longitudinais e transversais. Caso o ângulo de incidência seja normal à superfície, o movimento induzido é idêntico ao de origem, designa-se por onda de deflexão, ou onda elástica, e propaga-se transversalmente nos meios adjacentes.

As superfícies das barras, ou das placas, estão geralmente em contacto com outro meio adjacente, normalmente o ar, pelo que há continuidade na propagação, irradiando ondas sonoras, ou acústicas. Porém, enquanto as ondas acústicas são não-dispersivas, as ondas de deflexão são dispersivas, i.e., a sua velocidade de fase depende da frequência. Em consequência, a velocidade de grupo também depende da frequência e, por isso, não é possível manter a forma da onda acústica, caso a onda contenha várias componentes de frequência.

Quando a superfície está em contacto com o ar e a propagação da onda se faz segundo um vector normal à superfície de contacto na estrutura, as velocidades de propagação da onda elástica e da onda acústica são equivalentes, tal que,

$$\theta_c = \sin^{-1} \left( \frac{v_a}{v_T} \right) ., \quad (3.86)$$

onde  $\theta_c$  é o ângulo de coincidência e  $v_a$  a velocidade de propagação da onda acústica. Deste modo é possível obter a velocidade das ondas acústicas geradas (induzidas) e a respectiva frequência de vibração na superfície de contacto [160]. A velocidade de propagação de ondas de deflexão em meios sólidos, em barras e placas é dada, respectivamente, por:

$$v_{a_{barras}} = v_{T_{barras}} = \sqrt[4]{\frac{E \cdot I_b}{\rho \cdot A_s}} \cdot \omega_c^2 ; \quad (3.87)$$

$$\omega_c = v_{a_{barras}}^2 \cdot \sqrt{\frac{\rho \cdot A_s}{E \cdot I_b}} \quad (3.88)$$

e

$$v_{a_{placas}} = v_{T_{placas}} = \sqrt[4]{\frac{D}{\rho \cdot A_s}} \cdot \omega_c^2 ; \quad (3.89)$$

$$\omega_c = v_{a_{placas}}^2 \cdot \sqrt{\frac{\rho \cdot A_s}{D}} . \quad (3.90)$$

Nestas equações  $\omega_c$  é à frequência de coincidência, cujo valor corresponde às frequências da onda incidente e da onda acústica. Nestas condições, ambas as ondas apresentam valores idênticos, tanto de comprimento de onda como de velocidade de propagação, pelo que existe radiação acústica (sonora). Os materiais com elevada rigidez, nomeadamente os metais e alguns materiais usados em estruturas (betão, vidro, cerâmicas, etc.), têm capacidades e características de emissão e radiação acústica.

### Propagação de Ondas em Fluidos (em gases) - Som

Em meios fluidos as ondas elásticas comportam-se de modo diverso ao dos sólidos, mas de modo semelhante em líquidos e em gases. No âmbito do presente trabalho, considera-se apenas o ar como meio fluido de propagação de ondas elásticas. Por este motivo, apenas se refere a propagação em gases, nos quais apenas se propagam ondas planas longitudinais [177].

Segundo os princípios da termodinâmica, num sistema constituído por um gás, submetido a uma dada pressão e a para uma determinada temperatura, sujeito a processos de compressão e de expansão, podem desprezar-se as trocas de energia térmica entre os elementos adjacentes, se as variações de pressão (e de temperatura) nos gases ocorrem rapidamente. Num sistema com estas condições o processo de transformação de energia pode ser considerado adiabático [176], [177].

Pela lei de Charles e Gay-Lussac das transformações dos gases, aplicada a um gás ideal, tem-se [180]

$$P \cdot V = n_m \cdot R_U \cdot T , \quad (3.91)$$

onde  $T$  é a temperatura termodinâmica absoluta, em *kelvin* ( $K$ ) e  $R_U \approx 8,3145 \text{ J} \cdot \text{mol}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$  é a constante molar dos gases perfeitos (ideais), resultante do produto das constantes de Avogadro e de Boltzman. Num meio elástico, o módulo volumétrico de elasticidade (módulo de compressibilidade) traduz as variações elementares de volume associadas às variações de pressão no fluido (gás). Considerando as variações de volume, de pressão e de temperatura associadas aos processos de transformação dos gases, e pelo rácio das capacidades térmicas (ou calores específicos) a pressão e a volume constantes, tem-se

$$(P \cdot V)^\gamma = c^{te} . \quad (3.92)$$

Para variações infinitesimais de pressão e de volume e para uma dada entropia, o módulo de compressibilidade adiabática é dado por  $\beta_s = \gamma \cdot p$ , onde  $p$  é a pressão elementar por unidade de volume e  $\gamma$  o rácio entre as capacidades térmicas a pressão e a volume constante. Assim, considerando a pressão e a temperatura constantes tem-se:  $\gamma = 5/3$  para gases monoatómicos e  $\gamma = 7/5$  para gases diatómicos.

Por simplicidade consideram-se os gases homogéneos, lineares e isotrópicos, onde apenas se propagam ondas longitudinais; a velocidade de propagação da onda sonora depende do módulo de compressibilidade e da massa volúmica do meio  $\rho_0$ , definida por

$$\rho_0 = \frac{n_m \cdot M_0}{V} , \quad (3.93)$$

onde  $M_0$  é a massa molecular do gás,  $n_m$  a quantidade de gás em número de moles e  $V$  o volume ocupado pelo gás. Deste modo, a velocidade de propagação da onda sonora num gás, em função da temperatura e da massa molar, é dada por

$$v_0 = \sqrt{\frac{\gamma \cdot R_U \cdot T}{M_0}} . \quad (3.94)$$

O comprimento de onda do som, em metros, é dado por

$$\lambda = \frac{v_0}{f} . \quad (3.95)$$

Sendo o ar um fluido constituído por cerca de 78% de azoto e cerca de 21% de oxigénio, pode considerar-se um gás diatómico. A sua massa molecular média é  $M_0 = 28,964 \text{ g} \cdot \text{mol}^{-1}$ . Particularizando e substituindo em (3.102) pode-se calcular a velocidade média de propagação

do som em função da temperatura. Em espaços fechados, onde o ar ambiente sofre menores variações de temperatura e de humidade, é comum usar-se uma aproximação ao cálculo da velocidade de propagação do som em função da temperatura, em graus Celsius, dada por [164]

$$v_0(T) = 331,3 + 0,6 \cdot T_{[^\circ\text{C}]} \quad (3.96)$$

A velocidade de propagação do som à temperatura ambiente de 20 °C é cerca de 343 m/s.

### 3.5.2. Grandezas e Medidas Acústicas

As grandezas acústicas são mensuráveis através de grandezas específicas que permitem avaliar, de forma objectiva, os parâmetros associados ao som [181]. De entre as várias grandezas acústicas, destacam-se a radiação, a intensidade e a pressão sonora, a potência de som e os níveis de pressão sonora equivalentes. Estas grandezas e as respectivas medidas são reguladas por normas internacionais.

Os sinais acústicos são essencialmente tons puros, sinusoidais, ou sinais resultantes da combinação linear de sinais periódicos, passíveis de decomposição nas suas várias componentes por desenvolvimento em série de Fourier. Por outro lado, o ouvido humano é sensível a uma gama alargada de valores de pressão sonora, entre  $2 \times 10^{-5}$  e 50 Pa, e cuja resposta média aos estímulos apresenta uma característica de variação logarítmica. Assim, em vez dos valores absolutos das grandezas acústicas (potência, intensidade e pressão sonoras) é comum usarem-se os valores relativos a valores de referência.

A potência sonora  $P_a$  (em watt) corresponde à energia emitida por uma fonte sonora isotrópica em todas as direcções, associada à onda que se propaga através de uma superfície  $S$ , sendo uniforme em toda essa superfície. O nível relativo de potência sonora, em decibel, é dado pela relação entre a potência sonora da fonte e o valor de referência,  $P_0 = 10^{-12}$  [W], através de

$$L_w = 10 \cdot \log \left( \frac{P_a}{P_0} \right) \quad (3.97)$$

A intensidade sonora representa a energia por unidade de tempo e por unidade de área, segundo a direcção de propagação. Esta grandeza depende da massa específica do meio, da amplitude da onda  $A_w$ , da frequência angular e da velocidade de propagação da onda acústica, sendo dada por

$$I_s = \frac{1}{2} \cdot \rho_0 \cdot A_w^2 \cdot \omega^2 \cdot v_a \quad (3.98)$$

e expressa em *watt* por metro quadrado ( $\text{W} \cdot \text{m}^{-2}$ ).

O nível de intensidade sonora, em decibel (dB), é definido pelo logaritmo do rácio entre o valor médio da intensidade sonora num dado intervalo de tempo e a intensidade de referência,  $I_0 = 10^{-12} [\text{W} \cdot \text{m}^{-2}]$ , tal que

$$L_I = 10 \cdot \log \left( \frac{I_s}{I_0} \right) . \quad (3.99)$$

As oscilações no meio, originadas pelas vibrações mecânicas, provocam variações periódicas da pressão. Por isso é comum considerar o valor eficaz (valor rms) da pressão sonora, definido por

$$p_{rms} = p_{ef} = \sqrt{\frac{1}{t_2 - t_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} [p(t)]^2 dt} , \quad (3.100)$$

onde  $p(t)$  é a pressão sonora instantânea e  $t_1, t_2$  os instantes que definem os limites de integração. Com base na pressão sonora obtém-se o nível de pressão sonora (SPL - *sound pressure level*) relativo à pressão atmosférica de referência (limiar de audição),  $p_0 = 2 \times 10^{-5} [\text{Pa}]$  e expresso em decibel. Este parâmetro, também designado por nível sonoro, é um indicador de medida comum calculado através da expressão

$$L_p = 10 \cdot \log \left\{ \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} \left[ \frac{p(t)}{p_0} \right]^2 \cdot dt \right\} = 10 \cdot \log \left( \frac{p_{ef}^2}{p_0^2} \right) = 20 \cdot \log \left( \frac{p_{ef}}{p_0} \right) , \quad (3.101)$$

onde  $T = t_2 - t_1$  é o tempo de exposição sonora.

Na gama de sensibilidade e de resposta do ouvido humano (Figura 1.1) os valores de pressão sonora de  $2 \times 10^{-5}$  e de 50 Pa equivalem aos seguintes valores de nível de intensidade sonora e nível sonoro contínuo equivalente de pressão sonora:  $I_s = 10^{-12} [\text{W} \cdot \text{m}^{-2}]$ ,  $L_p = 0 [\text{dB}]$  e  $I_s = 1 [\text{W} \cdot \text{m}^{-2}]$ ,  $L_p = 129 [\text{dB}]$  [18].

Como se comprova pelas curvas isófonas da Figura 1.1, a sensibilidade do ouvido humano é maior em determinadas gamas de frequências com implicações na percepção dos níveis de pressão sonora, em particular na gama entre 1 e 5 kHz. Por essa razão são admissíveis valores de pressão sonora mais elevados a frequências fora deste intervalo. De modo a compensar a resposta do ouvido humano usam-se bancos de filtros de ponderação, organizados em bandas de frequências. Em 2003 a ISO e a IEC (*International Electrotechnical Commission*) decidiram

rever, harmonizar e normalizar as curvas isófonas, adoptando essencialmente as de Fletcher-Munson. Actualmente a compensação é regulada pela norma ISO 226:2003, com base nas curvas isófonas revistas, através das escalas de ponderação correspondentes às curvas A, B, C e D na Figura-3.1, as quais seguem essencialmente as isófonas 40, 70 e 100 CDB [14].

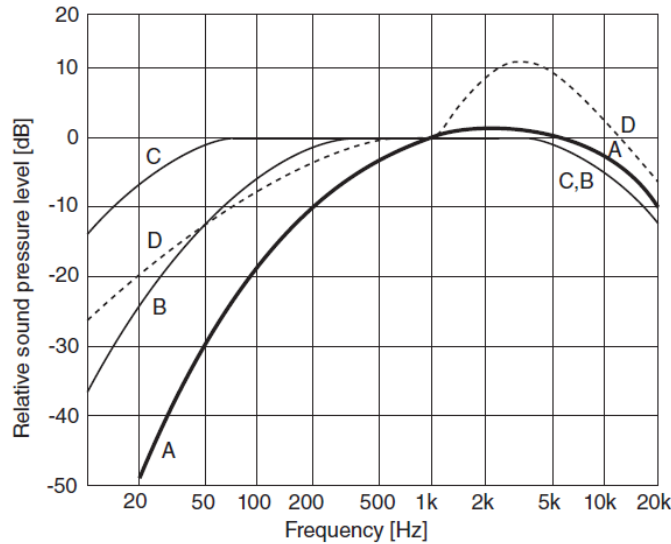


Figura 3.1 Curvas de ponderação A, B, C e D das medidas de SPL com base nas curvas isófonas revistas e padronizadas, segundo a norma ISO-226:2003 <sup>6</sup> [18].

A escala de ponderação A é a mais usada por ser aquela que melhor correlaciona as medições de nível sonoro e os graus de incomodidade ou de risco de trauma auditivo. A curva B está em actualmente em desuso. A escala C é praticamente linear na gama áudio, com atenuações a baixas e a altas frequências. A escala D é usada em medições de ruído em aeronáutica e regulada por normas específicas. Assim, considera-se o nível sonoro ponderado A, e o nível sonoro contínuo equivalente, ponderado A, ambos expressos em dB(A), e dados, respectivamente, por

$$L_{pA} = 10 \cdot \log \left( \frac{p_A^2}{p_0^2} \right), \quad (3.102)$$

e por

$$L_{peqA,T} = 10 \cdot \log \left\{ \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} \left[ \frac{p_A(t)}{p_0} \right]^2 \cdot dt \right\}. \quad (3.103)$$

<sup>6</sup> Imagem sujeita a Copyright©, utilizada sob autorização de John Wiley & Sons (Anexo D).

Nestas expressões  $p_A$  é o valor eficaz da pressão sonora ponderada A e  $p_A(t)$  a pressão sonora instantânea ponderada A, ambas expressas em *pascal*.

Por outro lado, porque os equipamentos de medida consideram medidas em intervalos de tempo regulares, é comum usar-se uma aproximação a (3.103) para o cálculo de  $L_{peqA,T}$ , baseada em valores discretos do nível de pressão sonora, na forma

$$L_{peqA,T} \approx 10 \cdot \log \left( \frac{1}{T} \sum_n 10^{\left(\frac{L_{pA_n}}{10}\right)} \cdot \Delta t_n \right). \quad (3.104)$$

Nesta expressão  $T$  é o tempo de exposição sonora,  $L_{pA_n}$  o nível sonoro ponderado A, no instante  $n$ , e  $\Delta t_n$  o intervalo de tempo entre medidas.

Note-se que simbologia usada para o nível sonoro contínuo equivalente ponderado A é concordante com a que é adoptada a nível nacional e internacional. No entanto, por simplicidade, abstraindo-se do tempo de integração, este parâmetro é doravante referenciado apenas por  $L_{peqA}$ .

Considera-se ainda o nível equivalente de exposição sonora, ponderado A, ou simplesmente nível equivalente de exposição sonora, dado por

$$L_{Ex} \approx 10 \cdot \log \left( \frac{1}{T_0} \sum_n 10^{\left(\frac{L_{pA_n}}{10}\right)} \cdot \Delta t_n \right), \quad (3.105)$$

onde  $T_0 = 1 \text{ s}$  é o tempo de referência na exposição. Na avaliação do ruído ambiente e do ruído ocupacional é comum medir  $L_{Ex}$  em determinados intervalos de tempos de exposição e estabelecer a sua relação com tempos de referência, através da expressão

$$L_{Ex,Te} = L_{peqA,T} + 10 \cdot \log \left( \frac{T_e}{T_0} \right), \quad (3.106)$$

onde  $T_e$  é o tempo de exposição e  $T_0$  o tempo de referência, ambos em segundos, e  $L_{peqA,T}$  é dado por (3.104).

A norma IEC 61672 (revista em 2013) regula as especificações, a avaliação de padrões e a calibração dos equipamentos de medida de nível acústico, adopta também a escala de ponderação A [182]. Assim, na maior parte dos casos, as medidas e indicadores antes referidos

são disponibilizados directamente pelos equipamentos de medição acústica. Os procedimentos de medição são regulados pela norma portuguesa NP 1730, em harmonia com a norma ISO 9612:2009, e consideram tempos de medição de, pelo menos, 30 minutos.

### 3.6. Resumo

As secções anteriores referem os fundamentos teóricos das vibrações e as respectivas equações do movimento, obtidas através do equilíbrio de forças e pelo equilíbrio energético no sistema mecânico, com enfoque neste último método aplicado aos sistemas MDOF. Em ambos os casos as equações do movimento são equações diferenciais representadas na forma matricial. As soluções algébricas das equações diferenciais homogéneas de Lagrange que descrevem o movimento, na forma matricial, permitem obter os modos naturais: os valores próprios correspondem aos pólos, compostos pelo coeficiente de amortecimento e pela frequência natural amortecida; os vectores próprios definem os modos de vibração ou modos naturais.

Apresentou-se a sustentação teórica das vibrações transversais em barras e em placas, com base nas equações de Lagrange em ambos os casos. Para as vibrações em barras considerou-se a teoria clássica de Euler-Bernoulli, assumindo que não existe distorção da área de secção transversal, devido a torção. Na obtenção dos modos de vibração considerou-se que em cada modo a função do deslocamento é formada pelo produto de duas funções separáveis: uma do tempo e outra do espaço. A função do tempo é harmónica, à frequência fundamental angular; a função do espaço resulta da combinação linear de funções trigonométricas e hiperbólicas, que representam as ondas que se propagam e que se desvanecem, respectivamente. Estas são definidas pelas soluções e pelas condições iniciais e de limite, impostas pela configuração de montagem da barra. Na análise de vibrações em placas referiu-se o método clássico de análise considerando apenas as deformações por flexão, por acção de forças externas aplicadas transversalmente.

Referiu-se a análise modal como método de análise de sistemas. Este método tira partido das propriedades associadas aos valores e aos vectores próprios de matrizes para determinar as soluções algébricas das oscilações. Os modos correspondem a ondas estacionárias à frequência natural, não amortecida, definida pelos valores próprios. Os vectores próprios correspondentes são os modos de vibração associados, que descrevem as deformações no espaço e no tempo ao longo da estrutura. Considerando que num sistema real ocorrem vários tipos de amortecimento, cuja identificação e modelação são difíceis, é comum considerar-se a matriz de amortecimento definida por amortecimento proporcional, isto é, definida pela combinação linear das matrizes de massa e de rigidez. Desta forma é possível dissociar os sistemas MDOF em coordenadas modais, tal que o sistema amortecido e o seu equivalente não amortecido apresentem modos de vibração idênticos.

Referiu-se ainda a caracterização do comportamento dinâmico de um sistema por via experimental, aplicável sempre que as soluções são desconhecidas por métodos analíticos ou determinísticos, ou para as quais não existam experiências que sirvam como referência. O método incorpora os conceitos da análise modal, baseia-se na avaliação da resposta dos sistemas ao impulso ou na sua resposta na frequência, e requer verificação e validação suportadas em resultados experimentais.

Na análise de vibrações é comum usar-se o FEM, que corresponde essencialmente a uma técnica de discretização de sistemas com vista à sua análise; constitui também uma variante ao método de Rayleigh-Ritz para obtenção das frequências naturais e dos modos de vibração. A análise através deste método equivale à dissociação do sistema MDOF em vários elementos ou blocos constituintes, e à determinação das soluções aproximadas das equações diferenciais que descrevem o modelo físico do sistema. O uso do FEM é particularmente indicado para a análise em sistemas de maior complexidade onde não existe informação de referência sobre as frequências e os modos de vibração. Esta abordagem é geralmente complementada através de testes e ensaios reais de análise modal experimental.

A conjugação das forças aplicadas ao sistema dá origem a deslocamentos rotacionais, longitudinais e transversais, que provocam vibrações em barras e placas. Tendo em conta o caso concreto do actuador linear objecto de estudo neste trabalho, a sua configuração estrutural e o tipo de peças constituintes, bem como o modo de operação, considera-se que a possibilidade de ocorrência de efeitos locais de torção ou de cisalhamento é baixa. Pelos mesmos motivos, não se antevê a ocorrência de deslocamentos longitudinais e, caso ocorram, são pouco significativos. Deste modo têm relevância as vibrações transversais, por acção das forças aplicadas, as quais originam ondas elásticas que se propagam longitudinalmente ao longo da estrutura do ALRVC. As ondas elásticas resultantes das vibrações em barras e placas desencadeiam um movimento oscilatório, que tende a propagar-se ao meio envolvente através das superfícies. Estas superfícies estão geralmente em contacto com o ar, emitindo ruído acústico, devido à continuidade na propagação. Apresentaram-se os conceitos e as características da velocidade de propagação das ondas em meios sólidos e em fluidos, com particular enfoque nas ondas elásticas planas com propagação longitudinal através do ar.

Indicam-se também as grandezas e as medidas acústicas que permitem avaliar, de forma objectiva, as características do som emitido e as condições acústicas do meio envolvente, relacionando-as com as características e as propriedades dos materiais. As grandezas, os procedimentos e as técnicas de medida são estabelecidas e reguladas por normas internacionais.



# Capítulo 4

## Análise dos Modos Naturais pelo Método dos Elementos Finitos

*O FEM é um método de simulação numérica que permite, de forma eficiente, calcular as frequências e os modos de vibração em sistemas de maior complexidade. Através dos resultados produzidos é possível analisar e avaliar o comportamento de sistemas para gamas de frequências de interesse.*

*No contexto deste capítulo, recorre-se ao FEM para analisar os modos de vibração natural do ALRVC com elevado potencial de poderem ser excitados nos regimes de funcionamento do actuador. Apresentam-se e discutem-se os resultados obtidos através do FEM, com base nos modelos 3D do ALRVC. A informação obtida acerca das frequências e modos de vibração serve de suporte e de referência à caracterização experimental que se apresenta nos capítulos seguintes.*

### 4.1. Introdução

As vibrações observadas em actuadores electromecânicos, em geral, estão directamente relacionadas com os modos de vibração naturais, com o movimento e a posição das partes móveis e com o acoplamento de cargas. Os modos naturais dependem dos aspectos estruturais de construção, das características dos materiais usados, e do desenho e configuração da montagem. As componentes dominantes das vibrações e do ruído acústico emitido ocorrem normalmente nos regimes de funcionamento que excitam os modos de vibração naturais e que podem ser influenciadas pelas estratégias de controlo adoptadas. Este aspecto é particularmente sensível e crítico em actuadores de relutância variável comutados, dada a natureza das forças produzidas. Do ponto de vista analítico esta não é uma questão fácil de tratar devido às dificuldades na modelação matemática de estruturas complexas. Por um lado, é necessário ter em atenção a distribuição de massas, de acordo com as diferentes posições do translato; por outro lado há que ter em conta as interacções entre as várias peças e a influência dos materiais constituintes. O modelo elástico evidencia, portanto, uma complexidade

acrescida, cuja solução se revela muito difícil de obter por métodos analíticos; além disso, ainda que possível, os resultados obtidos podem apresentar um elevado grau de imprecisão. Neste âmbito é comum o uso de ferramentas computacionais de simulação baseadas em métodos numéricos, para analisar de forma eficiente as vibrações [10], [156].

Neste capítulo apresentam-se os resultados da análise dos modos naturais das vibrações no actuador linear sujeito a caracterização, obtidos por simulação através do método dos elementos finitos. O objectivo principal é o de obter um conjunto de dados de suporte à caracterização das vibrações e do ruído acústico emitido no ALRVC. Devido à falta de informação acerca dos modos e das frequências de vibração e a respectiva gama, associadas ao actuador linear, construiu-se o respectivo modelo geométrico tridimensional, atribuindo a cada uma das peças desse modelo o mesmo tipo de material que o usado no actuador real.

Os resultados revelam modos naturais abundantes e as características de simetria do actuador; permitem ainda identificar os modos de vibração que podem ser excitados nas diferentes configurações do actuador, em função da posição relativa entre as suas partes móvel e fixa. Os dados obtidos suportam a caracterização analítica e experimental do actuador linear, quanto às vibrações e aos modos naturais susceptíveis de serem excitados nos regimes de operação da máquina. A informação recolhida permite melhorar o controlo do actuador, procurando evitar regimes de excitação com frequências próximas das frequências dos modos naturais. Além disso, fornece também informações relevantes quanto às possíveis modificações à estrutura do actuador, na fase de concepção, visando corrigir ou evitar os modos de vibração críticos.

O resto do capítulo está organizado da seguinte forma. Na secção 4.2 apresentam-se as características de construção do actuador e os aspectos da geometria e das características dos materiais usados e que influenciam os modos de vibração. Na secção 4.3 apresentam-se os modelos geométricos tridimensionais a considerar na análise por simulação numérica. Os resultados obtidos por simulação, pelo método dos elementos finitos, são apresentados na secção 4.4 e analisados e discutidos na secção 4.5. Por último, na secção 4.6, faz-se um resumo dos resultados obtidos e enumeram-se as principais conclusões e os contributos mais relevantes.

## 4.2. Aspectos Construtivos do ALRVC

O actuador linear objecto de caracterização neste estudo foi projectado e desenvolvido com o objectivo de analisar e validar a utilização da tecnologia dos ALRVC em aplicações de alta precisão [21], [23]. Este actuador, cujo aspecto geral se pode observar na Figura 4.1, tem uma massa total de 47 kg e as suas dimensões físicas, em [mm], são: comprimento total - 2000; largura - 500; altura - 250, não considerando a altura dos suportes de apoio e ajuste.

A estrutura mecânica do actuador contém cerca de 180 peças, interligadas entre si por parafusos e peças de fixação, a maior parte delas em liga de alumínio extrudido. As excepções são as peças que compõem os subconjuntos do circuito magnético do actuador, onde existem peças em aço e outras em cobre; são também excepções os carris-guia das plataformas que são em aço inoxidável de alta resistência, revestido a crómio, e os carros de esferas para suporte e rolamento das plataformas que contêm partes em aço e outros materiais; ainda os pés de suporte e as hastes de apoio do actuador.

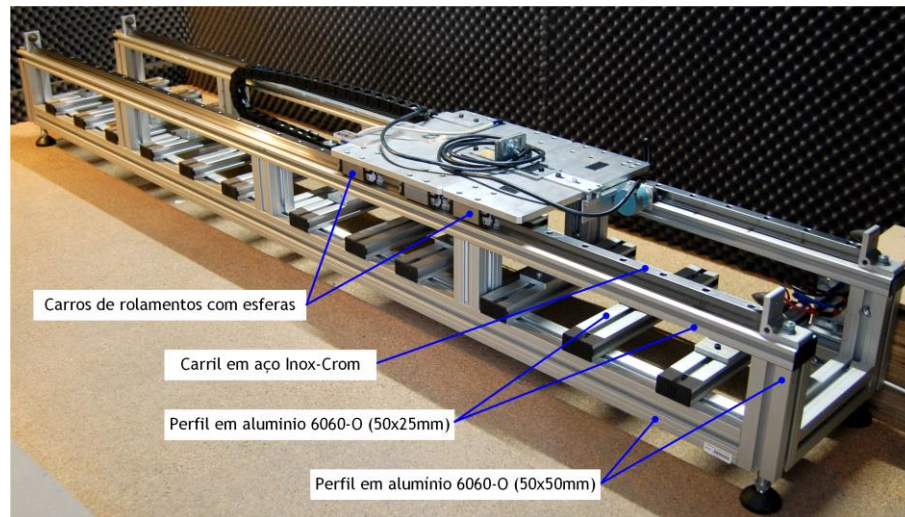


Figura 4.1 Vista geral do ALRVC no interior da câmara semianecóica.

As peças que constituem o actuador são maioritariamente obtidas a partir de barras perfiladas em alumínio extrudido, essencialmente em liga de alumínio 6060-O (AlMgSi 0.5F25), disponíveis no catálogo Bosch Rexroth para soluções de construção em estruturas metálicas [183]. Incluem-se neste grupo, na base do actuador, as duas barras longitudinais inferiores, cada uma com comprimento 1900 mm; as cinco barras transversais com montagem segundo a direcção horizontal na base do actuador, cada uma com 200 mm de comprimento; e dez barras verticais, das quais quatro unidades com 150 mm e montagem nos topos e seis unidades com 100 mm de comprimento para montagem intermédia.

Na Figura 4.2 são visíveis alguns pormenores da constituição e montagem do ALRVC, designadamente os enrolamentos do primário, a barra do secundário, os carris-guia e as plataformas do translato e os pólos da fase *c* na posição de alinhamento. A Figura 4.3 mostra um detalhe da vista superior do ALRVC, em perspectiva, na qual são visíveis as partes que constituem o circuito magnético, designadamente a barra do secundário e, em destaque, a bobina da fase *a*.

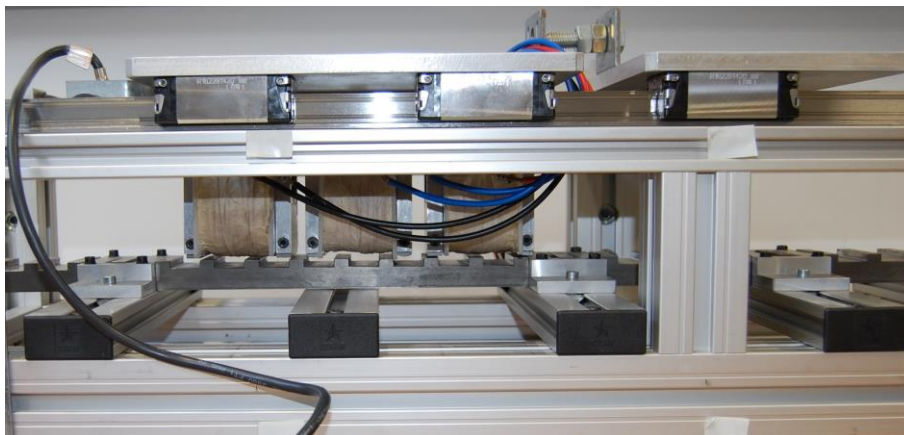


Figura 4.2 Vista lateral do ALRVC que mostra o circuito magnético, os carris-guia e o translato.

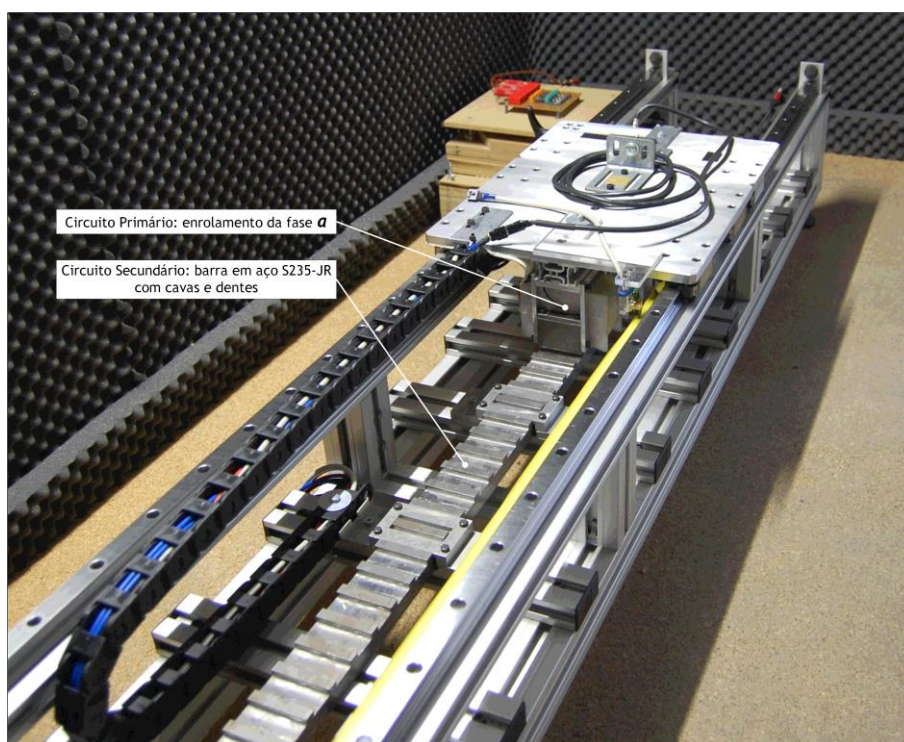


Figura 4.3 Vista pormenorizada das peças dos circuitos primário e secundário do ALRVC.

As Figuras 4.4 a 4.10 mostram em detalhe as características da geometria e da constituição das principais peças e subconjuntos de montagem que compõem o actuador. As duas barras longitudinais montadas na parte superior, que suportam os carris-guia, e as barras que asseguram o travamento da estrutura e a fixação e sustentação do secundário são igualmente em alumínio 6060-O, baseadas em perfis de 50x25 mm, como é visível na Figura 4.5. As barras longitudinais medem 2000 mm de comprimento e as barras transversais medem 300 mm, sendo usadas no total de treze unidades: doze na base do actuador e outra na fixação dos enrolamentos do primário (visível na Figura 4.2).

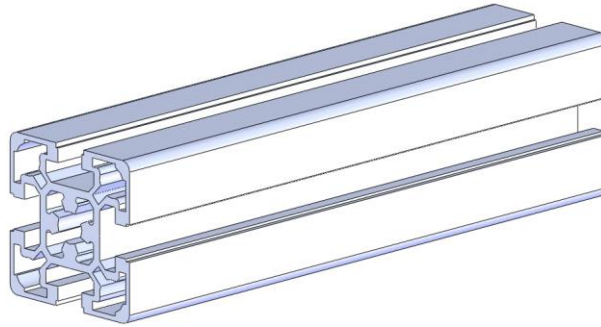


Figura 4.4 Detalhe do perfil 50x50 mm em alumínio 6060-0 para as barras longitudinais, transversais e verticais, na estrutura de base do actuador (perspectiva dimétrica).

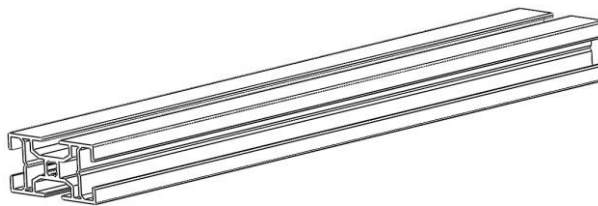


Figura 4.5 Detalhe do perfil 50x25 mm, em alumínio 6060-0 para as barras longitudinais superiores e barras transversais, na estrutura de base do actuador (perspectiva dimétrica).



Figura 4.6 Detalhe da barra em aço inoxidável revestida a crómio que constitui o carril-guia para movimento das plataformas do actuador (perspectiva dimétrica).

Os carris-guia são montados na parte superior da estrutura de base, sobre as barras longitudinais superiores. Estas peças são em aço inoxidável revestidas a crómio. Os carris-guia, visíveis em detalhe na Figura 4.6, têm 1900 mm de comprimento e 20 mm na base da secção transversal e são aparafusados às barras longitudinais superiores da Figura 4.5. Estes carris permitem o deslocamento longitudinal das plataformas do actuador, assentes em blocos com rolamento por esferas a elas associados, e que vulgarmente se designam por “carros”. Estes blocos, cujo aspecto se pode ver na Figura 4.7, são maioritariamente em aço inoxidável de alta resistência, para a movimentação de cargas, e encastrados nos carris-guia.

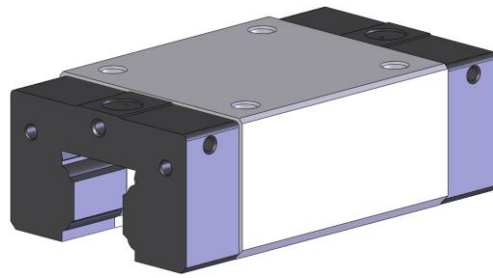


Figura 4.7 Pormenor do carro para encaixe no carril-guia (perspectiva dimétrica).

No primário do circuito magnético incluem-se três subconjuntos relativos às três fases de excitação do actuador. Estes subconjuntos estão fixos, em suspensão, a uma barra perfilada em liga de alumínio, e através desta à plataforma principal que permite a movimentação de cargas. A Figura 4.8 apresenta em detalhe os desenhos das peças em aço que formam o circuito magnético do primário.

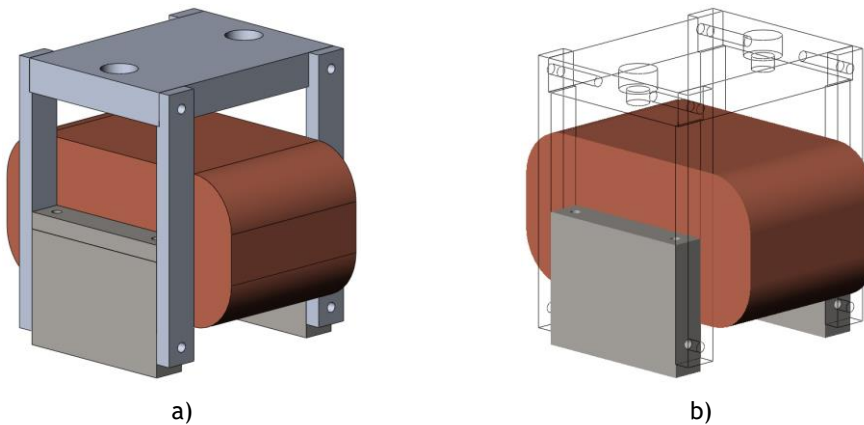


Figura 4.8 Subconjunto de montagem das fases do actuador: a) montagem completa e b) vista parcial em estrutura de arame e detalhe dos elementos do circuito magnético: bobina, núcleo e pólos.

Cada um dos subconjuntos é formado pela bobina que é constituída por um enrolamento de 1.092 espiras em fio de cobre 20 AWG (*American Wire Gauge*), uma placa que forma o respectivo núcleo, e pelos pólos que na posição de alinhamento asseguram a condução das linhas de fluxo magnético. A placa do núcleo das bobinas e os pólos são constituídos em liga de aço e carbono, com a referência S235-JR de acordo com a norma EN 10025 (também referenciado por aço ST 37-2, segundo a norma DIN 17100). As peças não visíveis na Figura 4.8 b) são as placas e as travessas, em alumínio 6060-O, para suporte e fixação dos enrolamentos do primário.

O secundário do actuador, cuja montagem real é visível nas Figura 4.2 e 4.3, é constituído por uma peça única, igualmente em aço S235-JR, com 1900 mm de comprimento e uma massa total de 12,3 kg. A configuração e a dimensão das cavidades estão ajustadas às dimensões e à montagem do primário, de modo que em cada posição se verifica apenas o alinhamento de uma

das fases. As cavidades do secundário, que se apresentam em detalhe na Figura 4.9, têm 20 mm de largura e estão regularmente espaçadas em intervalos de 30 mm; a largura e a altura são de 10 e 5 mm, respectivamente.

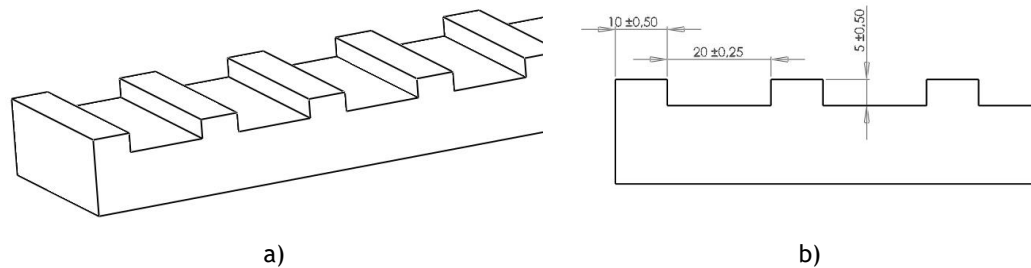


Figura 4.9 Pormenor de concepção do secundário do actuador: a) vista em perspectiva e b) dimensões.

Verifica-se que a maior parte das peças que constituem o actuador são barras, a maioria das quais apresentando secção homogénea. Com excepção dos enrolamentos das fases do primário, as restantes peças são placas, de várias dimensões e com diferentes tipos de montagem. A análise das vibrações em barras e placas pode ser suportada nas abordagens teóricas referidas na secção 3.2, ou através do método dos elementos finitos, referido na secção 3.3.

### 4.3. Modelo Geométrico

Dada a falta de quaisquer dados *a priori*, indicadores ou concretos, relativos às frequências naturais de vibração do actuador sujeito a caracterização, e atendendo à complexidade do problema, recorre-se a análise e simulação pelo FEM, baseada no modelo tridimensional (3D) usando o *software* Solidworks 2013, que integra ferramentas de desenho, modelação e simulação numérica para apoio ao projecto assistido por computador (CAD – *Computer Aided Design*). O modelo 3D reproduz fielmente os aspectos estruturais e construtivos do actuador, na configuração, na geometria e nas dimensões das peças, bem como nos materiais utilizados na realidade.

As Figuras 4.10 e 4.11 ilustram os dois principais subconjuntos de montagem que constituem o modelo 3D do ALRVC. São eles: o subconjunto estrutural de base, fixo, onde se inclui a barra do secundário; e o subconjunto das plataformas que se movem ao longo do curso do actuador. Este último subconjunto, que se observa na Figura 4.11, constitui o translato do ALRVC e é formado pela plataforma principal. Esta, por sua vez, está agregada aos enrolamentos do circuito magnético do primário e pode ser associada à plataforma auxiliar. O agregado da plataforma principal inclui, além dos enrolamentos do primário, os carros com rolamento por esferas para assegurar o seu movimento ao longo do carril-guia montado na parte superior da base do actuador. No subconjunto de montagem da plataforma secundária (ou auxiliar), além da placa superior incluem-se apenas os carros com rolamento por esferas, idênticos aos usados

na plataforma principal. As placas da base são idênticas em ambas as plataformas, tanto no material usado como em largura e em altura; diferem apenas no comprimento.

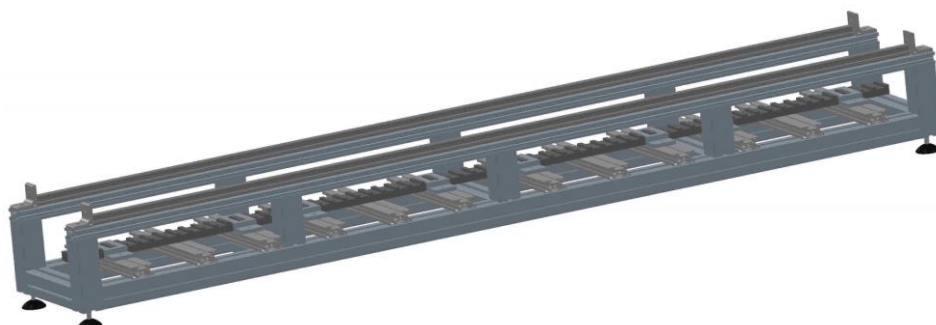


Figura 4.10 Vista em perspectiva do subconjunto de base e montagem do secundário do actuador.

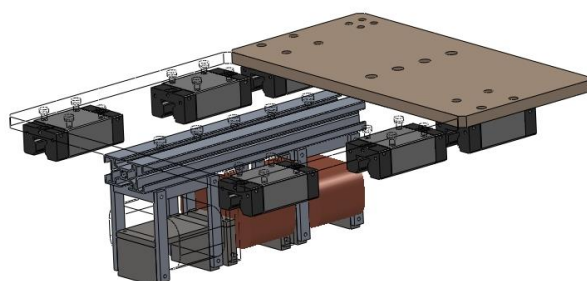


Figura 4.11 Vista em perspectiva, parcialmente em estrutura de arame, do subconjunto de montagem do translato incluindo as plataformas e detalhe do circuito primário.

O primário do circuito magnético é constituído por três subconjuntos que incorporam os enrolamentos das fases e as peças de suporte. Cada um destes subconjuntos apresenta uma massa de cerca de 2,2 kg; todos eles estão fixos à plataforma superior através de uma travessa em perfil de alumínio, em suspensão, estando, portanto, sujeitos à acção das forças geradas no actuador, e também à acção da gravidade. As duas plataformas são montadas na parte superior do subconjunto de base do actuador, e descrevem um movimento linear, ao longo dos carris montados, deslizando longitudinalmente e de forma guiada através de blocos de rolamentos que ficam embutidos nos carris. De referir que a plataforma secundária se pode mover de forma independente da plataforma principal. Contudo, esta característica aumenta de forma significativa a complexidade de análise do problema, devido ao elevado número de combinações possíveis no posicionamento e na distribuição de massas no actuador. Assim, de modo a simplificar o problema, considera-se que estas se movem apenas de forma solidária, comportando-se o subconjunto como uma peça única. O modelo mecânico completo assim construído serve de base à estimação dos modos de vibração através de análise por elementos finitos.

De acordo com as teorias de análise de vibrações, as contribuições mais significativas para as vibrações no actuador estão associadas à propagação de ondas elásticas nas suas partes constituintes, nomeadamente em barras longitudinais e também em placas [159], [160]. Incluem-se neste grupo as barras longitudinais inferiores e superiores, com destaque para estas últimas, por não apresentarem tantas restrições ao movimento quanto as primeiras, dado que na sua montagem não existem barras para travamento. No que respeita às vibrações em placas, assumem particular relevância as plataformas móveis, na parte superior do actuador, onde a maior suporta o subconjunto de montagem do primário. Neste grupo, em particular, importa referir o elevado potencial de vibração associado aos subconjuntos de montagem dos enrolamentos do primário, atendendo às especificidades do tipo de montagem, aos graus de liberdade e à interacção das várias forças que são passíveis de originar excitação modal.

Para a avaliação das frequências e modos naturais do ALRVC, através de FEA, consideram-se cinco modelos geométricos diferentes para a montagem final, correspondendo cada um deles a uma configuração particular do actuador, de acordo com o posicionamento das plataformas. Para cada uma das configurações referidas considera-se que as plataformas se movem de forma solidária. A configuração correspondente à posição P1 está representada na Figura 4.12; as duas plataformas são colocadas na posição mais à direita do curso do carril-guia.

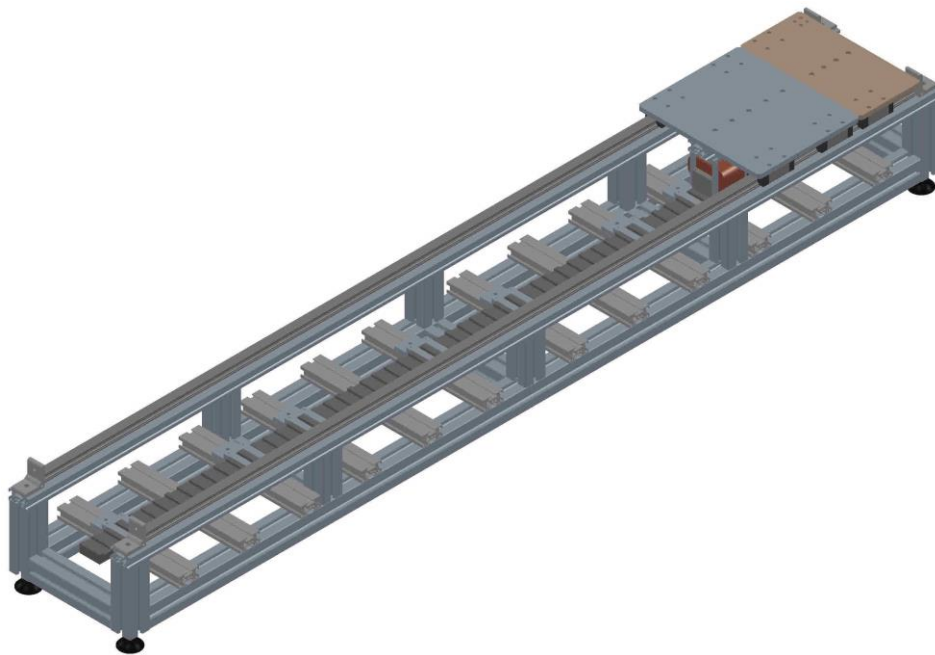


Figura 4.12 Aspecto do modelo geométrico 3D do ALRVC na configuração P1 (perspectiva isométrica).

Nesta configuração as faces laterais do topo exterior direito, na placa da plataforma do translato, estão alinhadas com a face da extremidade do carril-guia. Assim, o deslocamento em relação à posição de origem no curso do carril-guia é nulo e, por essa razão, a configuração P1 é considerada como posição de referência no curso ou deslocamento das plataformas. Para as

restantes quatro configurações do modelo 3D consideram-se deslocamentos regulares no curso disponível, tendo como referência, na configuração P1, o eixo transversal que secciona em simetria o subconjunto das plataformas. Este eixo coincide com o eixo de simetria do subconjunto das duas plataformas, na horizontal, segundo a direcção perpendicular à direcção do deslocamento. Através deste eixo, o conjunto das plataformas é seccionado em duas partes iguais, ambas com 200 mm de comprimento, medido desde o eixo de simetria até às arestas das faces exteriores das plataformas.

Sendo o comprimento total do carril-guia de 1900 mm, e o comprimento do conjunto das plataformas de 400 mm, o curso útil para o deslocamento das plataformas é de 1500 mm. Deste modo, para o conjunto das posições possíveis e de interesse, resultam cinco pontos equidistantes entre si de 375 mm. Nas posições extremas o eixo transversal de simetria da plataforma dista 200 mm dos limites exteriores do actuador. Por outras palavras, as extremidades do carril-guia e das plataformas estão alinhadas. Deste esquema resulta a distribuição de configurações do actuador que se ilustra na Figura 4.13, de acordo com as posições das respectivas plataformas, na qual se aproveitam as características de simetria da estrutura.

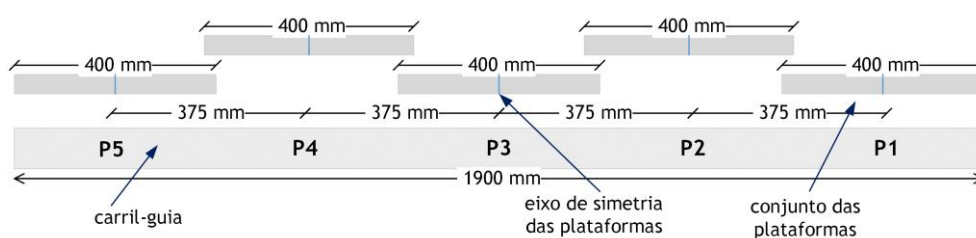


Figura 4.13 Distribuição das posições das plataformas no curso do carril-guia do actuador.

Um deslocamento de 750 mm nas plataformas resulta no alinhamento do eixo de simetria das plataformas e do eixo transversal de simetria do subconjunto de base; o curso disponível para deslocamento das plataformas, para ambos os lados, é de 750 mm. Esta situação corresponde à configuração P3, como mostra a Figura 4.14, que corresponde ao alinhamento do ALRVC em simetria.

Nas posições P2 e P4 o deslocamento do subconjunto das plataformas em relação à face do topo exterior mais próximo é de 387,5 mm; em consequência, os valores disponíveis para os deslocamentos no curso complementar do carril-guia são também idênticos nos dois casos, com 712,5 mm de extensão. Nestas duas posições existe simetria da estrutura pelo que se considera que estas são posições duais. A diferença entre os deslocamentos nestas posições, face ao deslocamento regular indicado na Figura 4.13, explica-se pelo facto deste último ser inferior em 25 mm ao comprimento das plataformas. Assim, em cada novo posicionamento na região intermédia regista-se uma “sobreposição” de 12,5 mm das extremidades das plataformas. A

posição de alinhamento mais à esquerda, no curso permitido para o movimento das plataformas, corresponde à configuração P5, como mostra a Figura 4.15. Nesta posição as faces exteriores dos topos das plataformas ficam alinhadas com a extremidade do carril-guia; o curso disponível para o deslocamento das plataformas é de 1500 mm relativamente à posição de referência (P1). Considera-se, portanto, que as posições P1 e P5 também são posições duais.

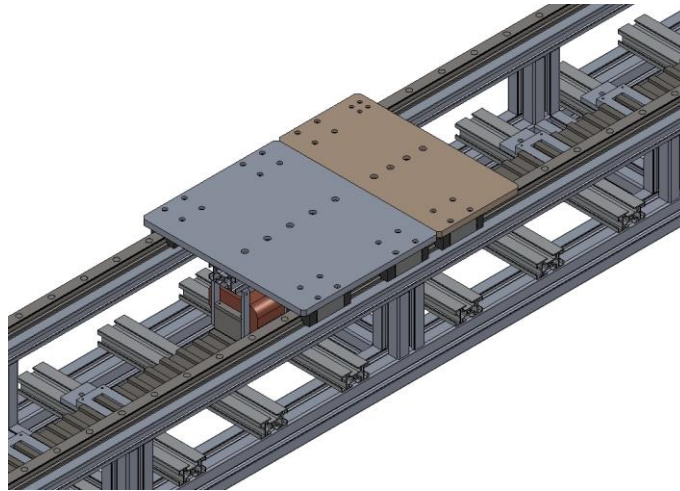


Figura 4.14 Alinhamento na configuração P3: curso disponível idêntico para ambos os lados.

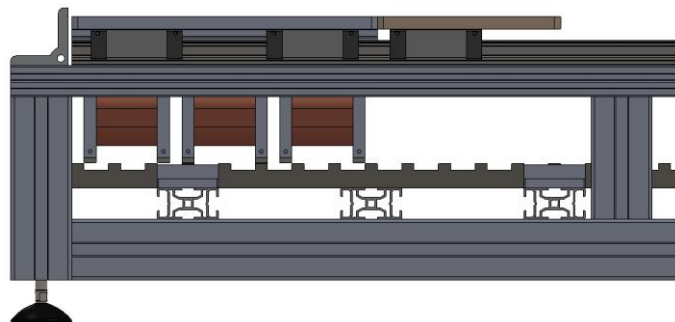


Figura 4.15 Vista frontal em P5: plataformas posicionadas à esquerda e pólos da fase *b* alinhados.

Pelo anteriormente referido e ilustrado verifica-se que apenas existe simetria real para o subconjunto de montagem da base do actuador. A montagem da plataforma principal, incluindo as peças constituintes do primário, apresenta igualmente simetria real. Porém, com a junção da plataforma secundária, o subconjunto formado pelas duas plataformas deixa de ser simétrico, aplicando-se o mesmo ao conjunto global. A inexistência de simetria tem como consequência a transferência do centro de massa do actuador para posições diferentes, com deslocamentos idênticos e simétricos em torno da posição central (P3). Deste modo, em rigor, as configurações antes referidas não são simétricas ou duais. No entanto, apesar das condicionantes referidas, é lícito considerar que P3 constitui uma posição de charneira face às restantes posições, à esquerda e à direita. Nesse sentido, considera-se igualmente válido o

estabelecimento de relações entre o comportamento vibratório à esquerda e à direita dessa posição, bem como a dualidade para posições equidistantes da posição charneira.

#### 4.4. Análise de Vibrações Estruturais pelo FEM

No que respeita às frequências de vibração do ALRVC, as diferentes peças interagem entre si formando subsistemas oscilatórios que podem apresentar alguma complexidade. A maior parte das peças do ALRVC são barras com geometria lineares, com secção rectangular oca e uniforme segundo os contornos da secção. Estas são enquadráveis para análise pela teoria de Euler-Bernoulli, no que respeita às topologias e condições limite. Porém, atendendo aos valores de erros resultantes, o método de Euler-Bernoulli é aplicável apenas ao cálculo dos primeiros dez a doze modos de vibração [161]. Apesar destas limitações, constitui uma primeira aproximação na determinação das frequências de vibração em barras uniformes, com extremidades livres, ou fixas, ou simplesmente suportadas, sendo extensível a barras com múltiplos pontos de suporte. Nas restantes peças do ALRVC incluem-se barras não uniformes, placas com secção uniforme e com secção não uniforme, e peças com outros tipos de configuração geométrica mais complexos.

A multiplicidade de peças, a sua configuração geométrica especial, as suas interligações e os diferentes materiais utilizados, aumentam a complexidade dos métodos analíticos, tornando a sua caracterização uma tarefa difícil e morosa. Estes factores sugerem a utilização de recursos especializados para otimizar ou melhorar a granularidade da malha solução e, conseqüentemente, aumentar a qualidade dos resultados obtidos pela simulação FEM, e reduzir o tempo computacional. Referem-se em particular os parâmetros de definição dos elementos de malha solução para cada modelo.

Na análise das vibrações do ALRVC pelo FEM, na obtenção da malha solução, consideram-se elementos tetraédricos parabólicos, com dimensão entre 1,2 mm (mín.) e 8 mm (máx.), densidade fina, com 0,4 mm de tolerância, verificação jacobiana baseada em 4 pontos (nós), e uma taxa de ajuste de 1,6 por elemento; consideram-se ainda um mínimo de oito elementos para a descrição de superfícies curvas e de círculos. Estes parâmetros de configuração na discretização do modelo geométrico do sistema permitem obter, para cada uma das configurações do actuador, uma malha solução de alta qualidade, cujos resultados mais relevantes se apresentam na Tabela 4.1.

Os valores médios do número de nós e de elementos é cerca de 2.227.362 e de 1.222.845, respectivamente, para os quais se obtém um número médio de graus de liberdade para coordenadas 3D, de aproximadamente 6.682.086. Verifica-se que cerca de 24% dos elementos apresentam uma relação de aspecto (*AR - Aspect Ratio*) inferior a 3 e apenas cerca de 8% se enquadram no grupo dos que contêm relação de aspecto superior a 10; os cerca de 68% de

elementos restantes situam-se no intervalo  $3 \leq AR \leq 10$ . A relação (ou razão) de aspecto é um parâmetro indicativo do desvio na equidade das medidas das arestas dos elementos tetraédricos. Este parâmetro é definido pelo quociente entre a medida da maior aresta em relação à menor distância, na face oposta a essa aresta, medida a partir do vértice segundo a normal, e o início da referida aresta.

Tabela 4.1 Resumo de resultados obtidos para a malha solução para cada configuração do ALRVC.

Configuração	P1	P2	P3	P4	P5
Número de Nós	2.226.234	2.227.542	2.227.590	2.227.933	2.227.512
Número de Elementos	1.221.878	1.222.942	1.223.143	1.223.270	1.222.994
Graus de Liberdade	6.678.702	6.682.626	6.682.770	6.683.799	6.682.536
[%] Elem c/ $AR < 3$	23,6	23,6	23,6	23,6	23,6
[%] Elem c/ $AR > 10$	7,97	7,94	7,93	7,91	7,91

A figura 4.16 mostra o aspecto da malha solução que se obtém com os parâmetros de configuração anteriormente referidos.

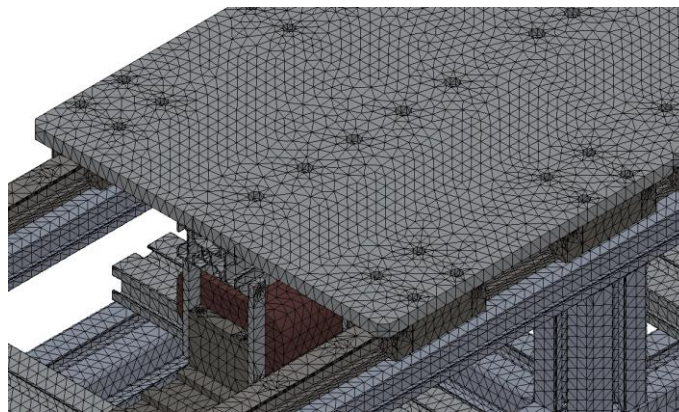


Figura 4.16 Detalhe da malha solução obtida pelo FEM na configuração P3.

Analisam-se em seguida os modos e as frequências de vibração para cinco configurações do actuador, consoante o posicionamento do translato, e que correspondem às posições P1 a P5. Na configuração das simulações, pelo FEM, consideram-se as características particulares da geometria do modelo, e os contactos entre as várias peças são definidos globalmente como ideais, sem folgas, não sendo admissíveis movimentos relativos que resultem em penetração entre peças.

Devido ao elevado número de graus de liberdade associados à análise de cada modelo, para encontrar as soluções dos valores próprios pelo FEM, através do pacote de *software* SolidWorks 2013, opta-se pelo método iterativo *FFE Plus* em detrimento do método de cálculo directo (*Direct Sparse*). O método *FFE Plus* é recomendado para um número de graus de liberdade

superior a 300.000 [184] e segue uma abordagem de integração numérica iterativa para encontrar as soluções dos valores e vectores próprios do problema. Num primeiro passo calcula as soluções do problema que assume como válidas temporariamente. De seguida, por cada iteração, avalia os erros associados face aos resultados obtidos, refina a solução visando a minimização dos erros e actualiza os resultados. A solução final obtém-se para valores de erro considerados suficientemente pequenos num dado intervalo. Quando comparada com o método directo, esta abordagem permite ganhos na precisão dos resultados finais; em contrapartida representa maiores custos computacionais. Por exemplo, pelo método iterativo, o tempo gasto na discretização do modelo e na produção da malha solução de elementos finitos é de aproximadamente 1 hora, à qual acrescem cerca de 30 horas de simulação pelo FEM, para a completa avaliação do modelo correspondente a cada uma das configurações (posições) referidas. Os tempos computacionais indicados têm como base para referência um PC equipado com CPU E7500 Intel Core 2 Duo @ 2.93 GHz, 6 GB de RAM DDR3 @ 1,333 Mbps (tempo de acesso 36 ns) e sistema operativo Windows 7 Pro a 64 bits.

## 4.5. Análise, Classificação e Discussão dos Resultados

Usando os parâmetros de configuração e simulação referidos, faz-se a análise das frequências naturais utilizando FEM, considerando oitenta modos de vibração para cada configuração, na gama de frequências até cerca de 1,2 kHz. Nos resultados obtidos por FEA, para cada configuração, os primeiros seis modos correspondem a modos de vibração de corpos rígidos, cujos valores de frequência são nulos. Os restantes setenta e quatro modos na gama considerada, que se apresentam na Tabela 4.2, correspondem a modos elásticos significativos, ou úteis, dos quais o primeiro é o modo de ordem 7 e o último o de ordem 80.

O efeito da inexistência de simetria no actuador é perceptível nos desvios nos valores das frequências de vibração para uma configuração e para a respectiva configuração dual, isto é, a sua contraparte. Isto verifica-se, por exemplo, para os pares de configurações duais (P1,P5) e (P2,P4). A banda de frequências utilizada nas simulações pelo FEM é considerada a relevante face ao funcionamento do actuador, tendo em conta os resultados de ensaios preliminares [185], [186]. Os modos naturais registam frequências entre cerca de 60 Hz até valores próximos de 1,2 kHz, e estão organizados de acordo com as configurações duais, por razões de facilidade de análise e discussão dos resultados. Doravante, por simplicidade, referenciam-se os modos de vibração de acordo com a respectiva ordem sequencial e a configuração do actuador a que respeitam. Por exemplo, o modo 12 na configuração P2, e o modo 23 em P5, são referenciados por #12-P2 e #23-P5, respectivamente.

Na Tabela 4.2, verifica-se para a sequência de modos naturais que os valores das frequências de vibração são próximos entre si, quaisquer que sejam as posições consideradas. Verifica-se também, para cada configuração, que as diferenças entre as frequências de vibração em modos

consecutivos apresentam pequenas variações. O intervalo de variação média das frequências naturais, por configuração, é de cerca de 15 Hz. No entanto, os valores mínimos de variação podem ser de 1 ou 2 Hz, como acontece, por exemplo, para os modos de ordem 57 e 58, e para os modos de ordem 41 e 42, todos eles em P1. Os valores máximos da variação podem ser próximos de 65 Hz, como acontece para os modos de ordem 54 e 55 ambos em P2 e em P3.

Tabela 4.2 Lista dos modos úteis e frequências de vibração para cinco configurações do actuador.

Frequências Naturais [Hz] por Configuração						Frequências Naturais [Hz] por Configuração					
#	P1	P5	P2	P4	P3	#	P1	P5	P2	P4	P3
7	67,3	66,0	76,3	74,6	83,3	44	634,7	626,5	639,4	630,2	645,8
8	114,9	109,4	114,2	118,4	106,9	45	662,1	657,5	665,2	667,3	665,3
9	142,5	137,6	133,3	138,5	107,9	46	665,7	662,4	669,9	676,1	670,0
10	175,5	169,9	177,3	171,5	160,4	47	695,1	697,82	680,7	710,8	688,0
11	178,5	182,0	179,6	182,1	196,2	48	717,8	712,5	711,3	715,3	693,0
12	183,7	192,8	185,9	182,5	197,2	49	719,6	716,9	722,0	730,4	722,8
13	192,0	200,2	201,2	198,2	226,1	50	771,8	774,1	734,6	753,2	723,4
14	229,7	225,4	224,9	238,0	230,5	51	777,3	774,6	751,4	758,4	739,1
15	231,1	226,4	233,8	246,3	232,4	52	802,0	785,8	765,5	771,8	776,1
16	236,1	255,6	259,8	252,0	245,6	53	811,9	796,7	773,3	791,8	782,3
17	274,1	263,0	266,0	259,1	268,0	54	823,9	798,9	790,2	798,8	787,5
18	274,9	263,0	279,3	270,3	273,4	55	843,9	850,7	855,3	842,8	855,3
19	281,3	275,8	283,4	273,3	292,7	56	854,4	854,4	857,7	852,9	856,3
20	303,3	291,9	301,7	307,9	302,0	57	861,4	861,5	860,1	855,4	866,1
21	310,8	308,8	321,3	323,2	315,9	58	862,9	862,0	866,3	862,5	872,0
22	312,0	310,7	324,6	329,7	327,2	59	872,5	875,5	874,7	865,9	884,3
23	319,9	317,9	328,7	352,6	340,2	60	884,0	883,8	885,3	879,2	896,8
24	349,2	342,9	340,9	362,5	362,9	61	894,6	888,6	889,2	901,3	900,3
25	364,5	359,3	370,3	366,2	378,8	62	904,2	901,7	908,1	905,5	925,2
26	391,7	381,8	385,7	386,8	389,4	63	907,1	903,5	922,3	916,4	944,6
27	393,4	393,5	393,5	389,7	393,8	64	940,1	943,2	931,4	922,5	956,4
28	401,7	406,3	412,8	393,6	407,9	65	945,2	947,0	933,2	931,9	971,1
29	408,0	417,9	420,3	421,6	424,5	66	973,9	969,5	959,6	953,6	972,4
30	445,9	446,5	444,3	439,2	426,8	67	981,1	972,5	976,1	975,1	980,8
31	460,6	452,7	458,1	441,8	435,2	68	985,8	981,1	979,0	978,0	982,5
32	464,6	460,1	459,8	457,1	456,9	69	1013,0	1008,8	983,2	983,5	1002,4
33	482,1	480,1	487,3	475,4	485,0	70	1027,3	1025,6	1013,6	1015,8	1020,2
34	507,9	506,6	496,0	484,3	493,1	71	1055,9	1028,6	1031,8	1022,0	1051,4
35	517,1	512,6	527,8	520,7	515,2	72	1079,6	1061,4	1054,9	1056,4	1064,7
36	535,5	535,5	533,2	532,1	533,7	73	1090,6	1089,4	1084,7	1090,8	1068,2
37	561,9	560,5	536,7	536,4	538,7	74	1119,8	1092,2	1090,9	1113,8	1092,6
38	568,9	562,3	551,6	563,8	548,2	75	1136,3	1135,9	1095,9	1116,2	1116,8
39	571,8	568,8	567,7	567,5	569,8	76	1140,2	1146,4	1141,3	1133,8	1134,8
40	609,1	591,7	609,7	600,9	612,9	77	1161,7	1159,1	1153,3	1146,7	1144,7
41	613,0	600,9	610,6	604,5	614,7	78	1164,2	1172,5	1177,9	1158,5	1145,3
42	615,4	613,5	624,1	608,8	619,4	79	1175,1	1180,9	1196,3	1184,8	1191,6
43	621,2	619,9	626,5	620,9	643,8	80	1193,4	1194,5	1220,9	1216,1	1230,2

Além das características já referidas, para modos com mesma ordem, ou de ordem adjacente, em diferentes posições, verifica-se que os valores das frequências de vibração são idênticos ou muito próximos. Esta situação ocorre, por exemplo, para o modo #24-P2 em relação a #23-P3, e igualmente para o modo #26-P3 face a #27-P4. Tal característica indica que uma dada frequência de vibração pode ocorrer por excitação de diferentes modos, em diferentes configurações do actuador, estabelecidas de acordo com o posicionamento das plataformas. Um exemplo representativo são os modos #36 em todas as posições, cujas frequências de vibração praticamente não variam, independentemente da configuração considerada.

Para o conjunto dos valores de frequência não nulos na Tabela 4.2, os desvios das frequências em cada modo, e em cada configuração, em relação ao valor médio de frequência nesse modo obtido com base nas frequências em todas as posições é em geral inferior a 4%. Exceptuam-se apenas seis casos onde tal não se verifica, todos eles relativos a P3: os modos 7, 9, 10, 11 e 12. O desvio médio nos valores das frequências naturais, em relação ao valor médio da frequência de vibração é cerca de 0,67% para as configurações duais P1 e P5, e de aproximadamente 0,82% para as configurações duais P2 e P4. Nas configurações duais, o desvio médio das frequências em cada modo face ao valor médio nesse modo é cerca de 2%. Considera-se que os valores das frequências de vibração têm boa precisão; os valores dos desvios nas frequências nas diferentes configurações são relativamente reduzidos, pelo que se considera que o actuador apresenta características de quase-simetria em torno de P3.

Dada a complexidade do modelo do actuador, a interligação das suas várias peças e subsistemas, e também devido aos diferentes materiais utilizados, a informação apresentada na Tabela 4.2, não é suficiente para analisar completamente as vibrações do actuador. Importa assim ter em consideração a forma particular da deflexão das ondas em cada modo de vibração, isto é, as formas modais, e relacionar essa informação com os modos de vibração dominantes do actuador. Esta abordagem é importante na análise dos modos de vibração globais do ALRVC, para avaliar eventuais correlações entre os vários modos de vibração e poder associar a sua origem a peças ou subconjuntos específicos.

Das simulações numéricas para determinação das frequências naturais de vibração, nas cinco configurações do ALRVC, resultam um total de trezentas e setenta formas modais úteis (setenta e quatro por cada configuração do actuador). A reprodução e análise de cada uma delas, além de monótona, representaria um grande aumento na dimensão do documento, sem mais-valias significativas para o leitor. Assim, nesta secção apenas se representam e analisam as formas modais que se consideram mais relevantes. O conjunto de figuras de todas as formas modais ( $\approx 92$  MB) representativas das vibrações no actuador resultantes da análise numérica pelo FEM, bem como os modelos geométricos 3D para as cinco configurações consideradas, elaborados em SolidWorks ( $\approx 93$  MB), estão disponíveis para descarga de ficheiros, através da ligação: <https://drive.google.com/drive/folders/0BwyQj1V44ulhdVo4WTM3QTUxRDA?usp=sharing> .

As Figuras 4.17 a 4.21 ilustram as formas modais correspondentes aos primeiros modos úteis de vibração (modos #7), e as respectivas formas modais, para cada uma das configurações consideradas na FEA e referidas na Tabela 4.2. Estas figuras complementam a informação dessa tabela, na qual se verifica que as frequências de vibração são idênticas para as posições P1 e P5, e para as posições P2 e P4. As formas modais dos modos #7 nas posições P1 e P5 estão sobretudo relacionados com deslocamentos por torção das barras longitudinais montadas nos lados exteriores do actuador, e nos agregados de barras que englobam o carril-guia. Convém referir que as deformações visíveis nestas figuras não estão representadas à escala real, pretendendo apenas ilustrar e evidenciar os deslocamentos mais significativos em cada forma modal.

Tendo como referência a posição do observador, a vista da esquerda para a direita, nas duas posições, observa-se para ambos os casos que a extremidade livre da máquina tende a rodar no sentido horário. Verifica-se que as formas dos modos de vibração nas posições P1 e P5 equivalem a imagens uma da outra. O mesmo se aplica para as posições P2 e P4, como se verifica nas Figuras 4.18 e 4.20. Para a configuração P3, embora não exista uma configuração dual, as formas dos modos exibem anti-simetria em torno dessa posição, com rotação de cerca de 90° em cada uma das extremidades, em sentidos opostos segundo o plano vertical, como mostra a Figura 4.19, indicando que P3 é dual dela própria. Confirma-se assim que P3 se comporta como a posição de simetria da estrutura do actuador e verifica-se igualmente a existência de simetria complementar em torno dessa posição.

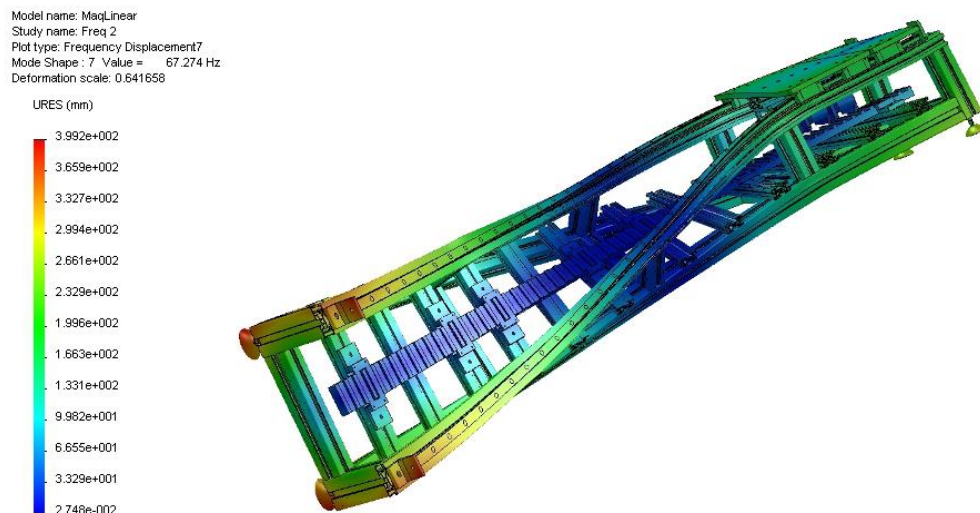


Figura 4.17 Forma modal para o modo de vibração #7-P1 ( $f=67$  Hz).

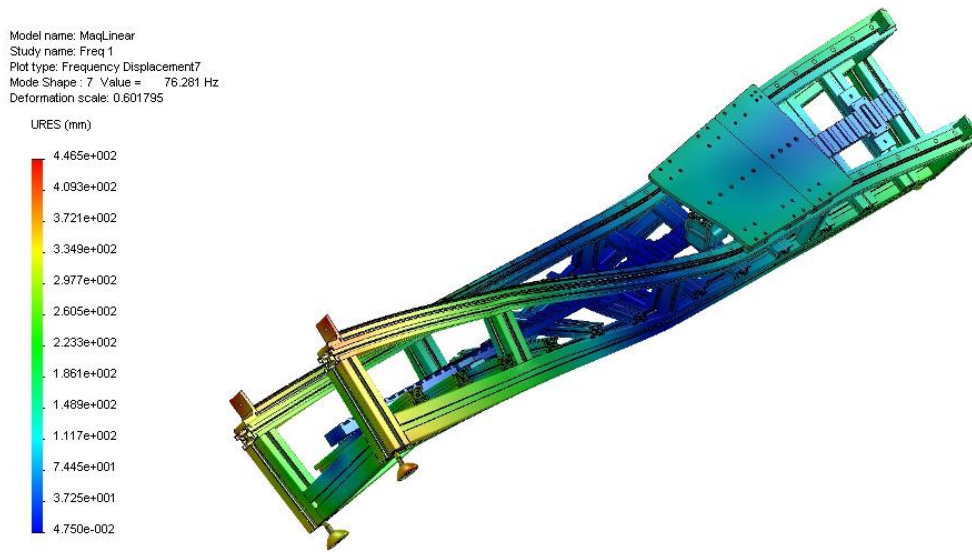


Figura 4.18 Forma modal para o modo de vibração #7-P2 (f=76 Hz).

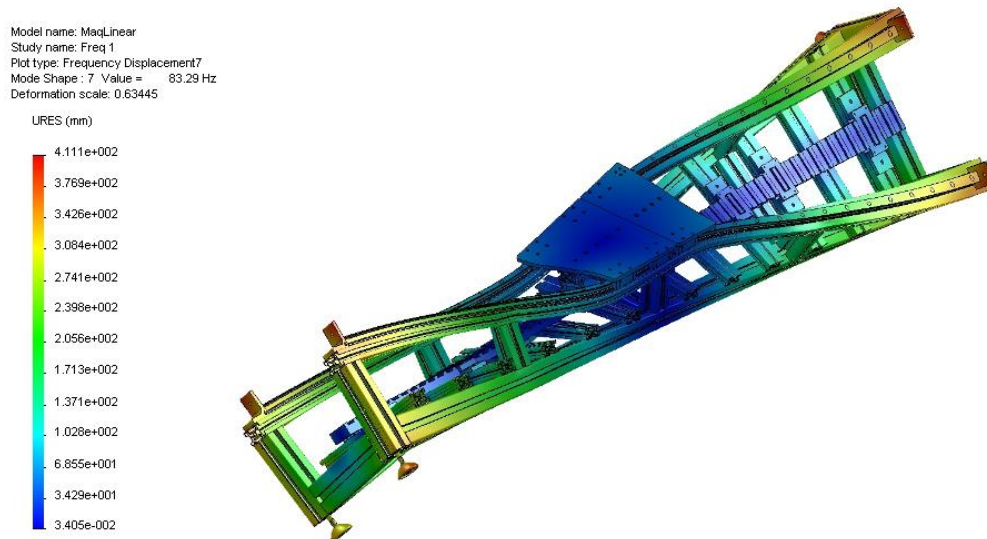
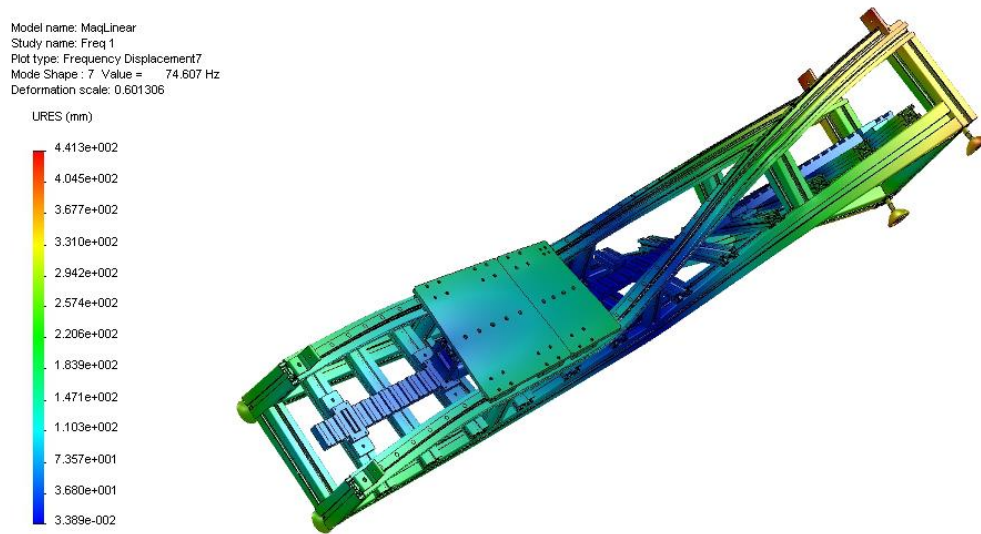
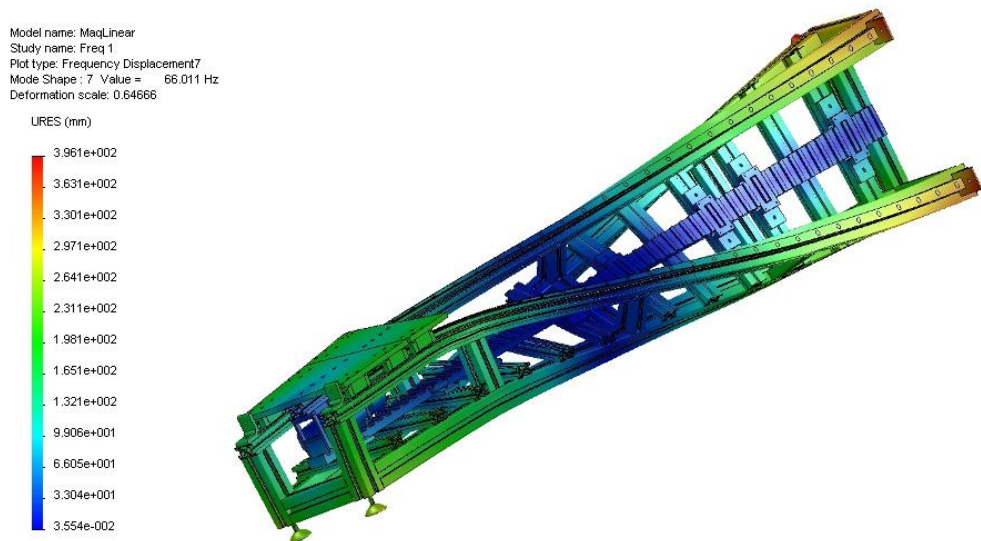


Figura 4.19 Forma modal para o modo de vibração #7-P3 (f=83 Hz).

Figura 4.20 Forma modal para o modo de vibração #7-P4 ( $f=75$  Hz).Figura 4.21 Forma modal para o modo de vibração #7-P5 ( $f=66$  Hz).

O modo útil seguinte (modo #8) corresponde à flexão do conjunto, com deslocamentos segundo a direcção vertical em todas as configurações, evidenciando características idênticas às já referidas anteriormente, e que se mostram nas Figuras 4.22 a 4.24. A amplitude do deslocamento é maior nas extremidades opostas à posição das plataformas, sendo esta característica mais evidente para as barras exteriores nas posições P1 e P5, como se pode observar nas Figuras 4.22 e 4.23. Para as posições P2 e P4 registam-se comportamentos análogos para as formas modais, mas com menores valores de deslocamentos nas extremidades opostas.

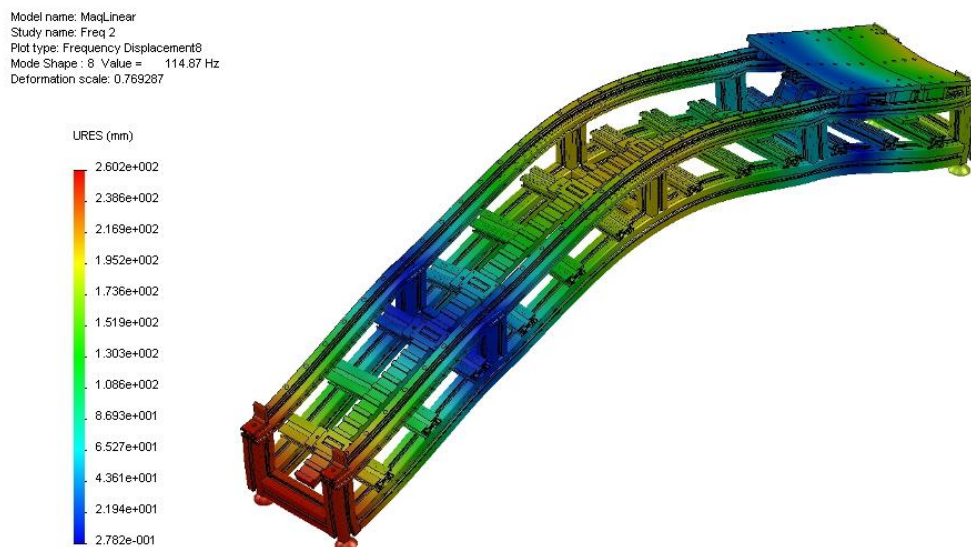


Figura 4.22 Forma modal para o modo de vibração #8-P1 ( $f=115$  Hz).

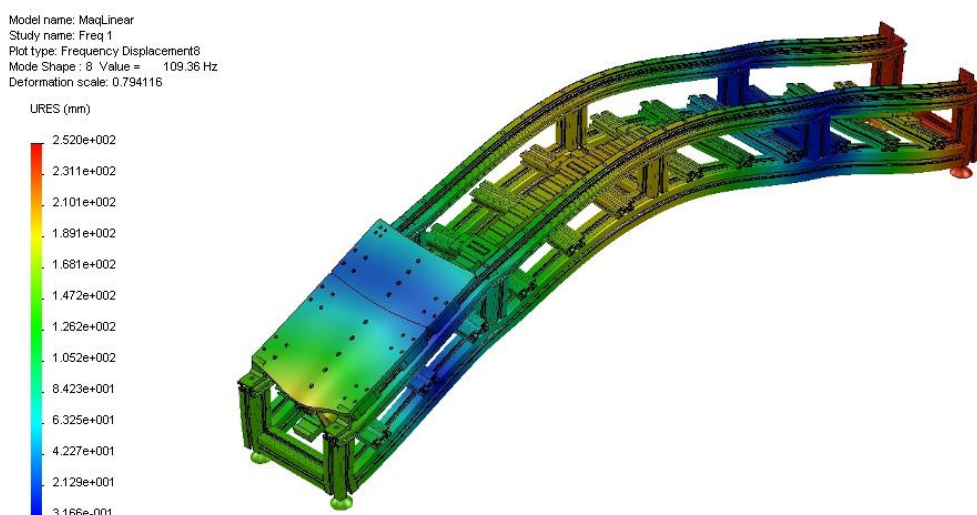


Figura 4.23 Forma modal para o modo de vibração #8-P5 ( $f=109$  Hz).

Na configuração P3 as plataformas estão alinhadas no ponto médio. Ambas as extremidades das barras longitudinais são, portanto, equidistantes dessa posição, e ambas sofrem deslocamento na vertical, no sentido ascendente, como mostra a Figura 4.24. Note-se que o centro de massa não está alinhado com o ponto central do actuador. Assim, além dos deslocamentos na vertical verifica-se uma tendência de torção nas barras laterais, e no conjunto em geral. Nesta figura é ainda visível um deslocamento significativo das peças constituintes do primário do circuito magnético do actuador, que também contribuem para a frequência de vibração neste modo. Nesta configuração (P3) regista-se uma característica particular nas formas dos modos #8 e #9

nas Figuras 4.24 e 4.25: as frequências de vibração são idênticas mas as formas são distintas. Resulta assim evidente a dualidade para as posições P1 e P5 em que P3 é a posição de charneira.



Figura 4.24 Forma modal para o modo de vibração #8-P3 ( $f=107$  Hz).

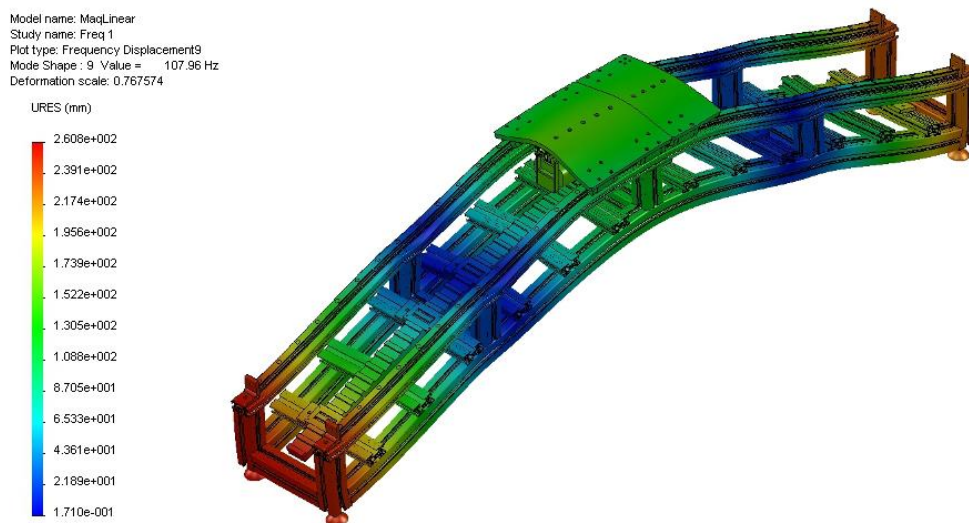


Figura 4.25 Forma modal para o modo de vibração #9-P3 ( $f=108$  Hz).

Importa também referir o modo de vibração #10-P3 e a respectiva forma modal (na Figura 4.26) que é complementar à que se obtém para o modo #7-P3 (na Figura 4.19): as frequências de vibração nestes dois modos são aproximadamente o dobro uma da outra.

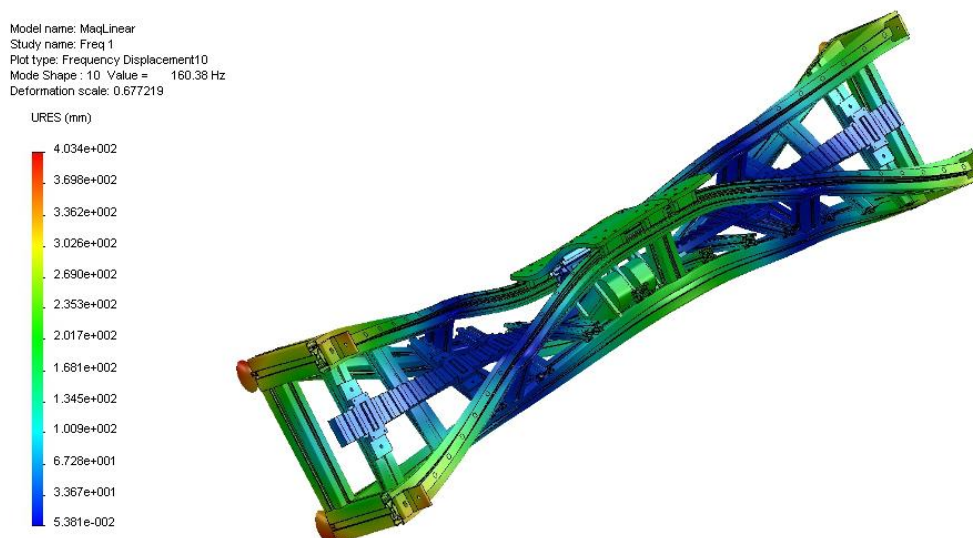


Figura 4.26 Forma modal para o modo de vibração #10-P3 ( $f \approx 161$  Hz).

As deflexões evidenciadas nestas formas modais permitem, *a priori*, verificar as características de quase simetria do actuador, em torno da posição central.

#### 4.5.1. Ondas Transversais em Barras Longitudinais na Direcção Horizontal

De entre o conjunto geral de modos de vibração da Tabela 4.2 têm particular interesse os modos relacionados com as vibrações em barras longitudinais, designadamente aquelas cujas montagens se fazem na parte superior no actuador. Esses modos correspondem a deslocamentos transversais segundo as direcções horizontal e vertical, isto é, ao longo dos eixos XX ou YY, respectivamente, de acordo com a abordagem teórica de Euler-Bernoulli. Enquadram-se neste caso as vibrações relativas à propagação das ondas elásticas no subconjunto formado pelas barras longitudinais e pelos carris-guia; inclui-se também neste grupo a barra que constitui o secundário do circuito magnético. De acordo com essa teoria, que suporta a análise das vibrações, quanto às extremidades os subconjuntos formados pelas barras longitudinais e os carris-guia podem ser enquadrados na topologia fixa-livre, com múltiplos pontos de apoio ou de suporte. A barra do secundário enquadra-se na topologia livre-livre com vários pontos de suporte. O comprimento das barras varia de acordo com a posição das plataformas.

#### Ondas Transversais em Oposição de Fase (Segundo a Horizontal)

Na Tabela 4.3 apresentam-se os modos de vibração nos subconjuntos das barras e carris-guia para todas as configurações, cujas ordem e frequência de vibração são idênticas. Para os pares de configurações (e frequências) duais e para modos de ordem idêntica, apresentam-se também os valores médios da frequência de vibração. Os desvios nas frequências de vibração justificam-se pelas assimetrias existentes na estrutura. Os modos referidos na Tabela 4.3 são

um subconjunto da Tabela 4.2 nos quais as ondas elásticas se propagam em oposição de fase e provocam deformações transversais segundo a direcção horizontal nos agregados formados pelas barras e carris-guia, na parte superior, podendo ser descritos através da Equação (3.61).

Tabela 4.3 Modos de vibração em barras longitudinais: ondas transversais em oposição de fase com propagação segundo a direcção horizontal.

Ordem Modo	(# modo) Frequência [Hz]							
	P1	P5	F <sub>méd</sub>	P2	P4	F <sub>méd</sub>	P3	
Segmento Barra L <sub>H</sub>	1	(12) 183,7	(11) 182,0	182,8	(13) 201,2	(13) 198,2	199,7	(13) 226,1
	2	(14) 229,7	(15) 226,4	228,1	(17) 266,0	(17) 259,0	262,5	(28) 407,9
	3	(20) 303,3	(20) 291,9	297,7	(32) 459,8	(31) 441,8	450,8	(42) 619,4
	4	(32) 464,6	(31) 452,7	458,7	(44) 639,4	(40) 600,9	620,2	(70) 1020,2
	5	(41) 613,0	(40) 591,7	602,3	(62) 908,1	(58) 862,5	885,3	
	6	(54) 823,9	(54) 798,9	811,4	(78) 1177,9	(78) 1158,5	1168,2	
	7	(72) 1079,6	(71) 1028,6	1054,1				
Segmento Barra L <sub>L</sub>	1			(23) 328,7	(24) 362,5	345,6	(14) 230,5	
	2			(45) 665,2	(50) 753,2	709,2	(31) 435,2	
	3						(46) 670,0	
	4						(71) 1051,4	
	*2			(47) 680,7				
	*4						(72) 1064,7	

Na determinação da ordem dos modos de vibração, na Tabela 4.3, considera-se o número de nós, isto é, os pontos de deslocamento nulo na forma modal em cada modo de vibração, relativamente à propagação das ondas elásticas estacionárias nas barras. Em alternativa podem ser considerados os pontos de máximo deslocamento, no comprimento do segmento de barra disponível até às respectivas extremidades. Dadas as configurações do actuador em função das posições das plataformas, em particular para as posições P2 e P4, importa considerar dois troços de barra na determinação da ordem dos modos: os segmentos de maior e de menor comprimento entre a posição de alinhamento das plataformas e as extremidades das barras longitudinais. Estes dois troços da barra são designados por segmento L<sub>H</sub> e segmento L<sub>L</sub>, respectivamente; a distinção entre os respectivos comprimentos de barra é determinante na avaliação dos modos de vibração. A ordem dos modos assim indicada visa facilitar a análise e correlação entre os vários modos e é distinta da ordem geral dos modos obtida pela simulação FEM, e que se indica entre parênteses.

Na configuração P3 os dois segmentos de barra disponíveis em cada um dos lados têm comprimentos idênticos. Por essa razão, nesta configuração em particular, não faz sentido a distinção entre os segmentos de maior e de menor comprimento. No entanto, para facilitar a representação dos dados, e a análise e discussão dos resultados, opta-se por incluir na

Tabela 4.3 os modos e as frequências de vibração para essa configuração, conjuntamente com os dados relativos às restantes.

Avaliam-se em seguida os valores do desvio de frequência tendo como referência os valores médios de frequência de vibração para modos de igual ordem. De modo a estabelecer um quadro de comparação que permita avaliar as características de simetria da estrutura do actuador, em particular para as configurações duais, exceptuam-se desta análise os modos relativos à configuração P3, pela singularidade de valores em cada ordem modal e por esta coincidir com a região de simetria do actuador. Assim, o universo de valores a considerar na determinação dos desvios de frequência restringe-se às configurações duais e aos modos das ordens 1 a 6 relativos ao segmento de barra de maior dimensão -  $L_H$ , na Tabela 4.3.

Tendo em conta as considerações anteriores, apresentam-se na Tabela 4.4 os desvios de frequência em dois casos distintos. No primeiro, avaliam-se os desvios para cada uma das configurações em relação ao valor médio da frequência para os modos de cada ordem ( $F_{\text{méd Ord.}}$ ), sendo este determinado pelo conjunto das frequências de vibração nessas configurações (colunas 2 a 6). No segundo caso, avaliam-se os desvios em relação aos valores médios de frequência específico para cada par de configurações duais (duas colunas à direita).

Tabela 4.4 Desvio da frequência de vibração em relação aos valores médios para as posições duais.

Ordem Modo	$F_{\text{méd Ord.}}$ [Hz]	(# modo) e $\Delta F/F_{\text{méd Ord.}}$ [%]				$\Delta F/F_{\text{méd}}$ [%]	
		P1	P5	P2	P4	(P1,P5)	(P2,P4)
1	182,8	(12) 3,97	(11) 4,84	(13) 5,20	(13) 3,61	0,45	0,76
2	228,1	(14) 6,35	(15) 7,70	(17) 8,43	(17) 5,62	0,73	1,31
3	297,7	(20) 0,46	(20) 1,10	(32) 1,00	(31) 0,56	0,32	0,22
4	458,7	(32) 0,15	(31) 1,59	(44) 1,43	(40) 0,32	0,73	0,55
5	602,3	(41) 2,13	(40) 0,22	(62) 0,80	(58) 1,11	1,19	0,15
6	811,4	(54) 0,32	(54) 1,01	(78) 0,86	(78) 0,47	0,35	0,19

No conjunto de valores da Tabela 4.4, para os modos e configurações consideradas, o desvio médio das frequências naturais em cada modo é de 2,47% em relação ao valor médio de frequências para os modos de igual ordem. Verifica-se que os desvios são em geral inferiores a 2% no conjunto de configurações, embora tal não se verifique para os modos de 1ª e de 2ª ordens, onde os desvios se situam entre cerca de 3,6% até valores próximos de 8,5%. Na avaliação segundo os pares de configurações, tendo por base a mesma referência, verificam-se valores médios de desvio de 2,49% e de 2,45%, para os pares de configurações P1 e P5 e para P2 e P4, respectivamente. No caso específico das configurações duais, restringindo a referência aos valores médios das frequências para os pares de configurações duais, o desvio médio reduz-se a 0,58%. Neste caso em particular, registam-se desvios médios de 0,63% para os pares de configurações duais P1 e P5 e de 0,53% para o par formado por P2 e P4.

As Figuras 4.27 a 4.32 mostram as formas dos modos de vibração de primeira, de segunda e de terceira ordens, para as posições duais P1 e P5.

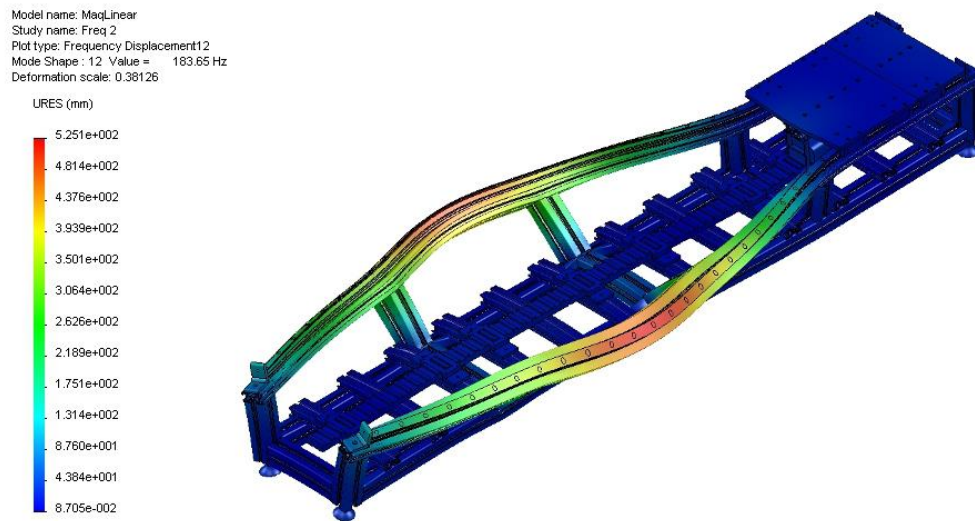


Figura 4.27 Forma modal de 1ª ordem em barras e ondas em oposição de fase - modo #12-P1 (f=184 Hz).

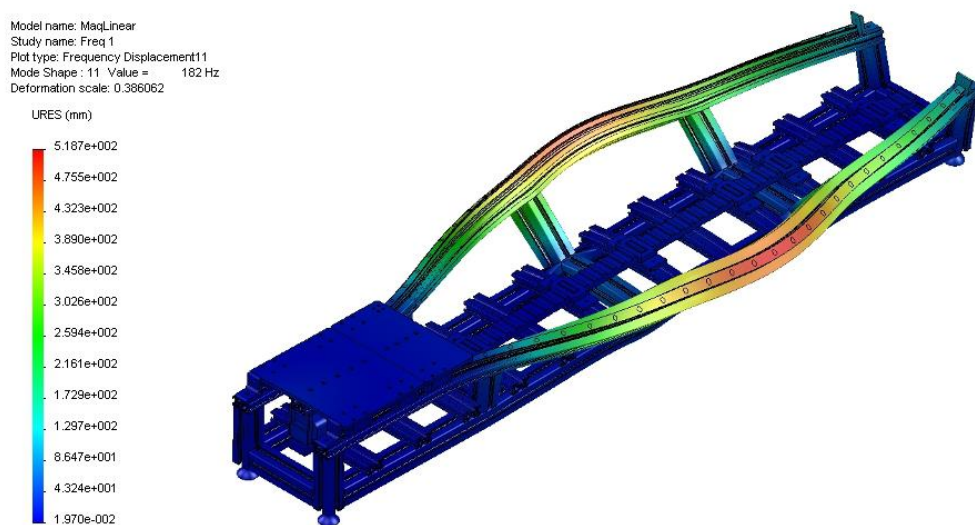


Figura 4.28 Forma modal de 1ª ordem em barras e ondas em oposição de fase - modo #11-P5 (f=182 Hz).

Na avaliação da ordem, nestes modos, considera-se o número de nós no segmento da barra com maior comprimento. Verifica-se através destas figuras, para cada uma das configurações, que as formas obtidas são quase simétricas e que as frequências de vibração em cada um dos modos são próximas. As formas dos modos estão correlacionadas, com deslocamentos transversais em oposição de fase, relativos à propagação da onda ao longo das barras na direcção horizontal.

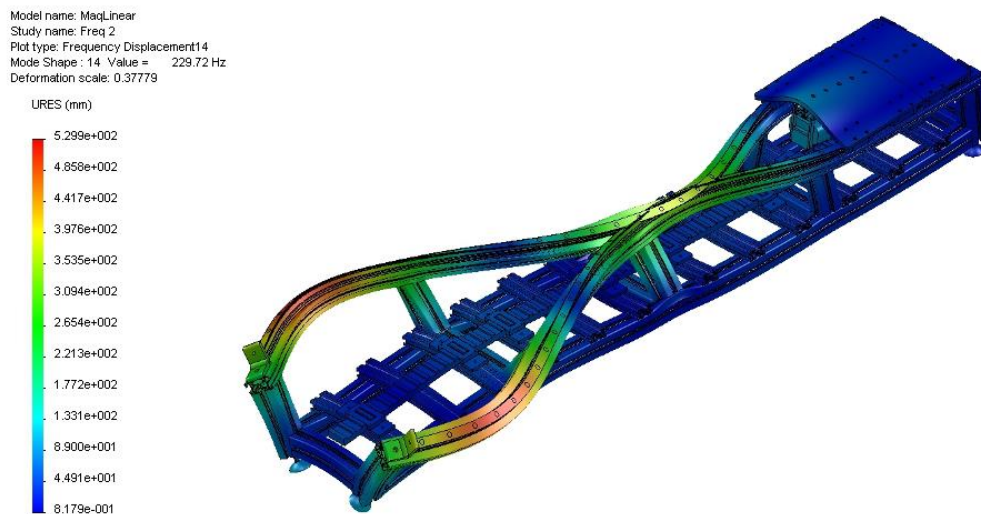


Figura 4.29 Forma modal de 2ª ordem em barras e ondas em oposição de fase - modo #14-P1 ( $f \approx 230$  Hz).

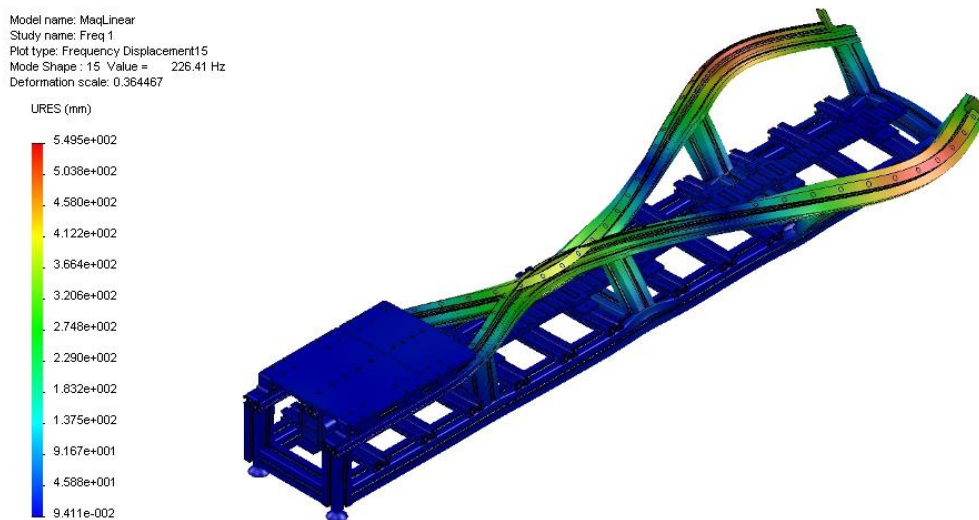


Figura 4.30 Forma modal de 2ª ordem em barras e ondas em oposição de fase - modo #15-P5 ( $f \approx 227$  Hz).

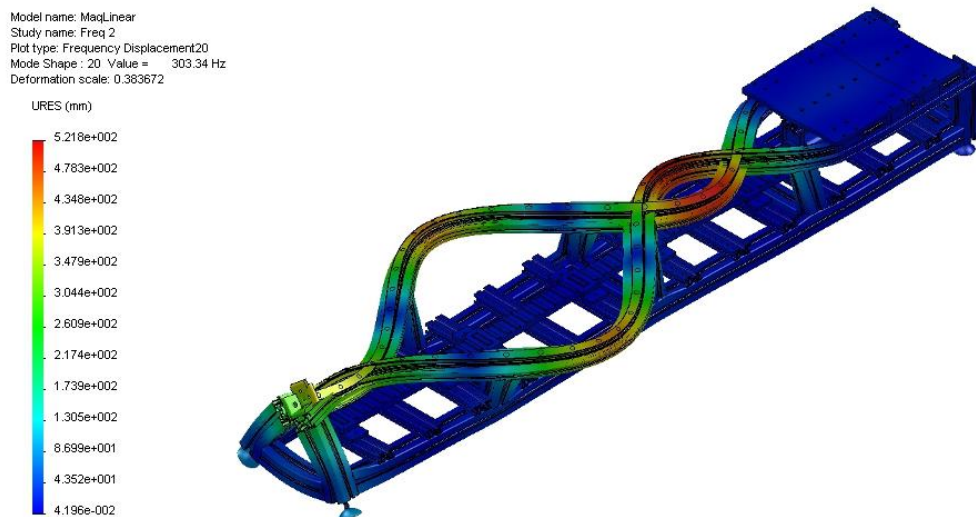


Figura 4.31 Forma modal de 3ª ordem em barras e ondas em oposição de fase - modo #20-P1 (f=303 Hz).

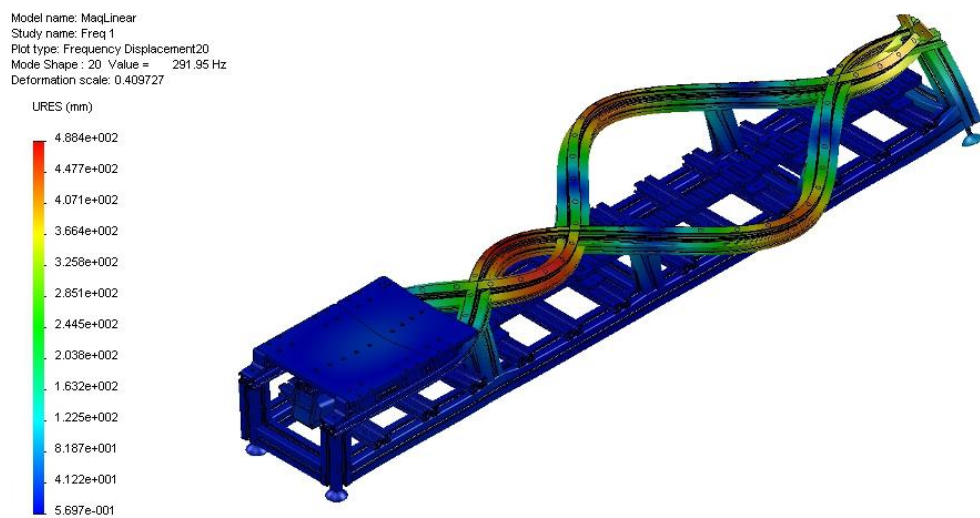


Figura 4.32 Forma modal de 3ª ordem em barras e ondas em oposição de fase - modo #20-P5 (f=292 Hz).

Nas posições duais P1 e P5 importa também destacar os modos de vibração de 6ª e de 7ª ordens, que se indicam na Tabela 4.3, e cujas formas modais se apresentam nas Figuras 4.33 a 4.36. A ordem dos modos aqui referidos é igualmente determinada pelo número de nós no segmento da barra com maior comprimento, de modo análogo ao referido anteriormente.

Estas formas modais apresentam características coerentes com as formas relativas aos modos de menor ordem já referidos anteriormente: as deformações associadas às vibrações devem-se

quase exclusivamente à propagação das ondas elásticas nas barras longitudinais, em oposição de fase. As frequências de vibração são, como esperado, mais elevadas para estes modos.

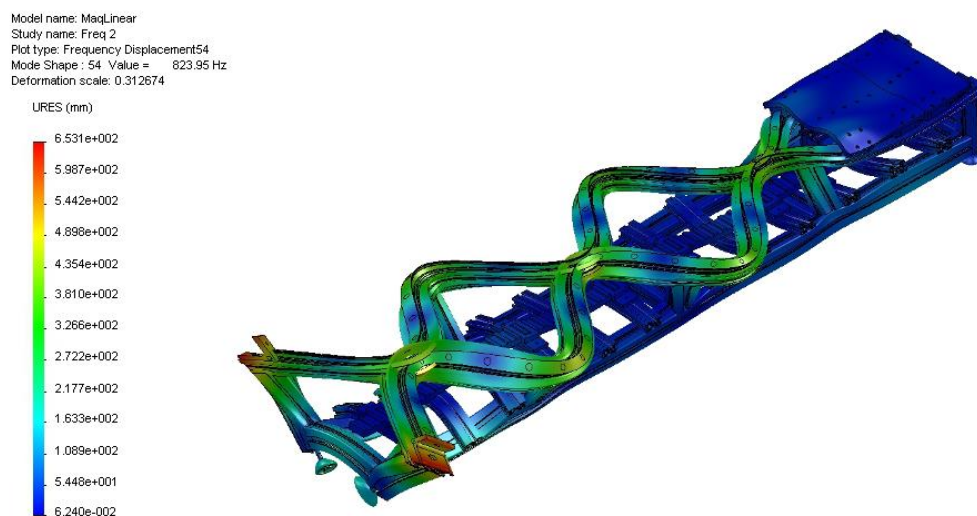


Figura 4.33 Forma modal de 6ª ordem em barras e ondas em oposição de fase - modo #54-P1 (f=824 Hz).

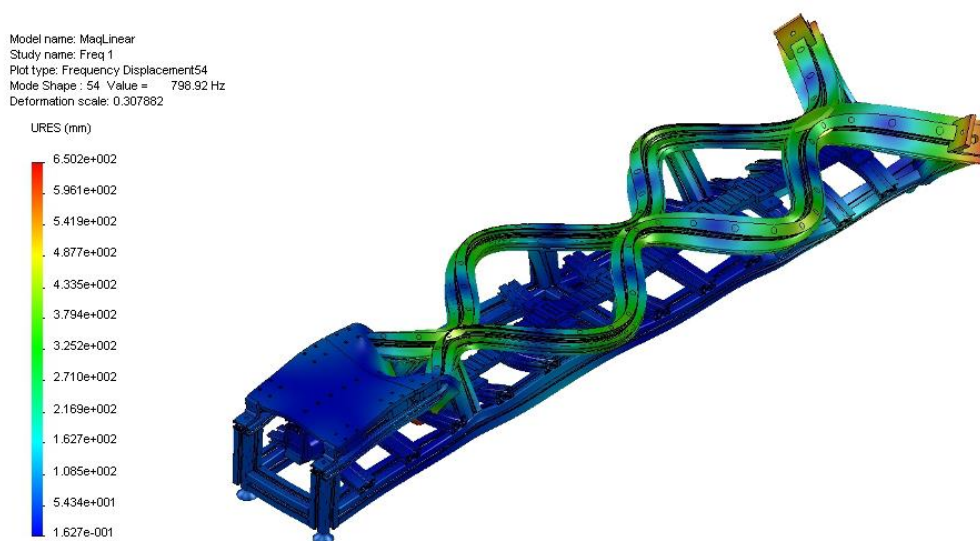


Figura 4.34 Forma modal de 6ª ordem em barras e ondas em oposição de fase - modo #54-P5 (f=799 Hz).

Apesar da ordem sequencial dos modos e dos valores das frequências serem próximos, verifica-se, no modo de ordem 7, que as formas modais em P1 e P5 não são simétricas, como acontece para os modos de menor ordem. Em particular, as formas dos modos #72-P1 e #71-P5 são complementares entre si, designadamente no que respeita à relação de fase na propagação das ondas nas barras longitudinais, como evidenciam as deflexões nas Figuras 4.35 e 4.36.

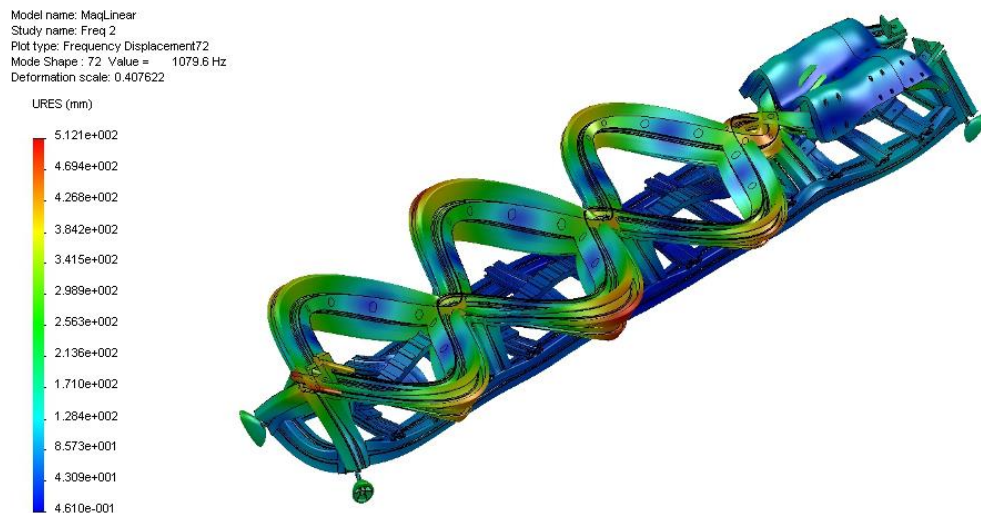


Figura 4.35 Forma modal de 7ª ordem em barras: ondas em oposição de fase - modo #72-P1 ( $f \approx 1.080$  Hz).

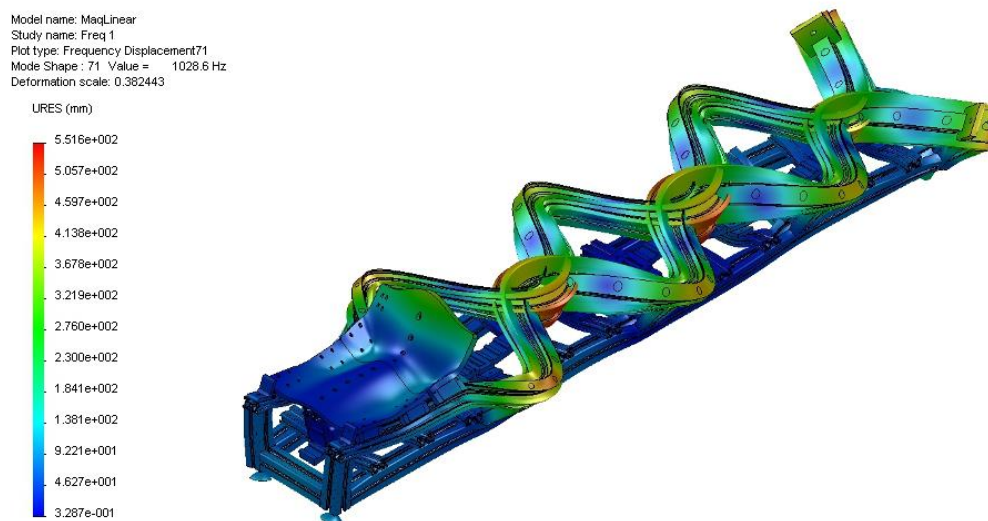


Figura 4.36 Forma modal de 7ª ordem em barras: ondas em oposição de fase - modo #71-P5 ( $f \approx 1.029$  Hz).

Atendendo à maior simplicidade dos modos de vibração em barras, nestas configurações, faz-se a avaliação e a comparação entre os resultados obtidos por via analítica e pelo FEM. No entanto, as barras sujeitas a vibração resultam de um agregado estrutural, formado por duas barras de dimensões distintas, com diferentes materiais e áreas de secção transversal. Em concreto, cada agregado é formado por uma barra em liga de alumínio, com 2000 mm de comprimento total, na configuração conforme a Figura 4.5; faz ainda parte do conjunto um carril-guia em aço

inoxidável com revestimento a cromo, com 1900 mm de comprimento, cuja área de secção transversal e respectiva configuração se ilustram na Figura 4.6. Para simplificar o problema, na aproximação pelo método analítico, utiliza-se o princípio da sobreposição aplicado às barras constituintes do agregado, na expressão (3.61); para cada uma delas consideram-se as respectivas áreas de secção transversal, os comprimentos e o módulo de Young, consoante os materiais que as constituem. Calcularam-se as frequências modais para os modos de ordem 9 e 11, ambos para a configuração P5, e obtiveram-se as frequências 136,5 e 188,2 Hz, respectivamente. Estes valores, obtidos analiticamente, são próximos dos resultados obtidos através da simulação FEM para os modos referidos, e são 137,6 e 182 Hz, respectivamente. Considerou-se ainda o cálculo pelo método analítico para modos de ordem superior, mas obtiveram-se valores de erro mais elevados face aos resultados da simulação [161]. Os desvios nos valores das frequências entre os dois métodos devem-se à simplificação no método analítico e à maior precisão do método iterativo na simulação FEM. Apesar disso esta abordagem permite avaliar e comprovar a coerência dos resultados.

Nas configurações P2 e P4 constata-se que os modos de primeira e de segunda ordens, cujas formas modais se apresentam nas Figuras 4.37 a 4.40, correspondem aos modos #13 e #17, respectivamente, no ordenamento geral dos modos de vibração listados na Tabela 4.2.

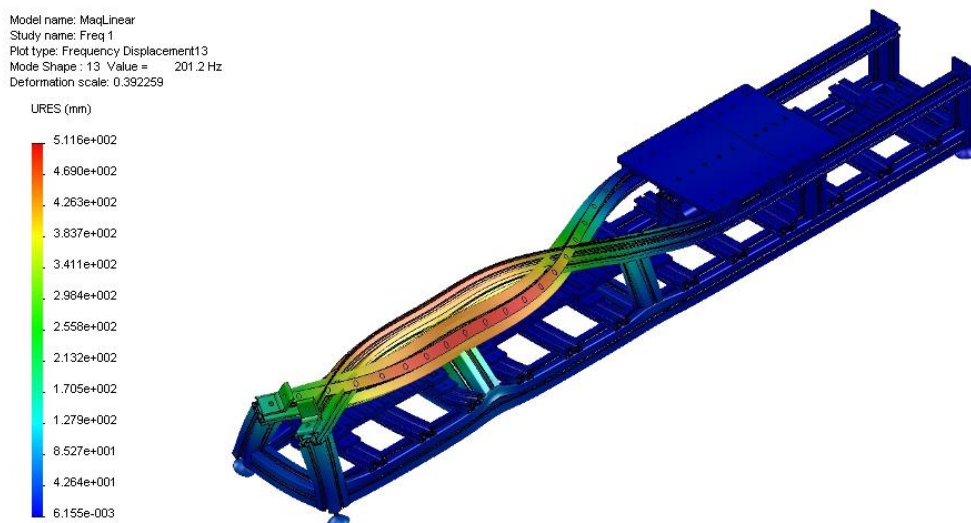


Figura 4.37 Forma modal de 1ª ordem em barras: ondas em oposição de fase - modo #13-P2 (f=201 Hz).

A ordem específica dos modos acima referidos (1ª e 2ª ordens) é igualmente determinada pelo número de nós nos segmentos de barra. Verifica-se também que as deformações são predominantemente associadas à propagação de ondas elásticas em barras longitudinais. As formas modais apresentam características concordantes com as referidas anteriormente,

designadamente na relação de fase entre as ondas que se propagam nos agregados de barras longitudinais.

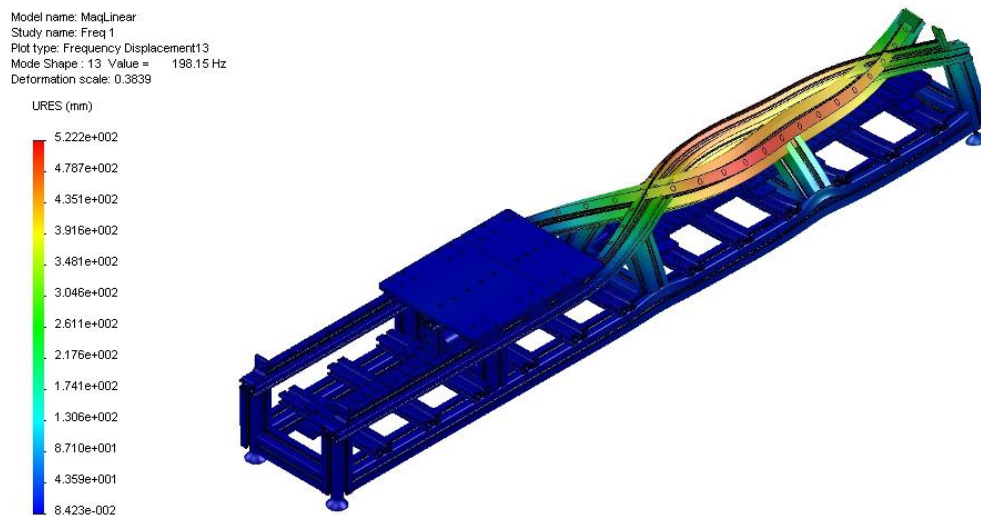


Figura 4.38 Forma modal de 1ª ordem em barras: ondas em oposição de fase - modo #13-P4 ( $f \approx 198$  Hz).

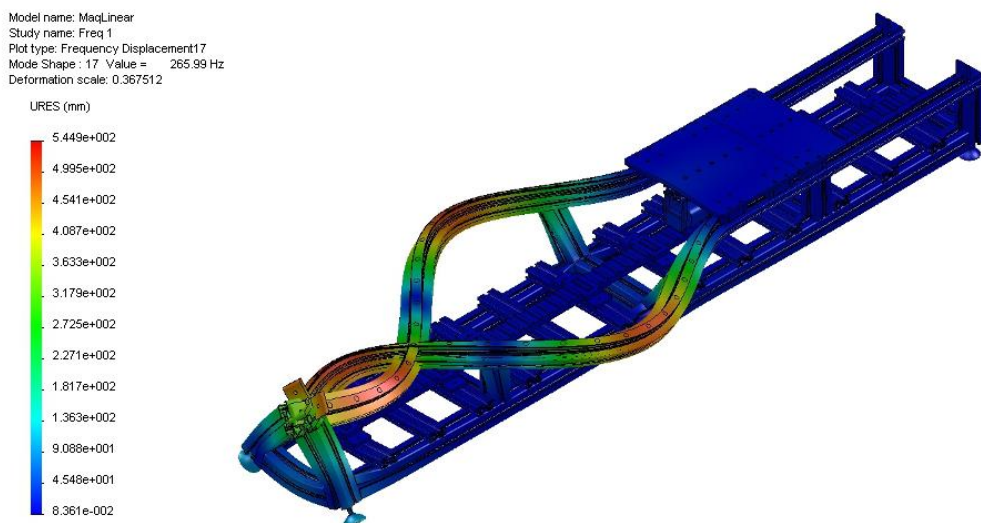


Figura 4.39 Forma modal de 2ª ordem em barras: ondas em oposição de fase - modo #17-P2 ( $f \approx 266$  Hz).

Dado que em ambas as posições (duais) os modos revelam características idênticas nos valores de frequência, na ordem do modo e de simetria das formas modais, considera-se que os modos com a mesma ordem, associados às posições duais, são homólogos. Exemplo disto são os modos de primeira e de segunda ordens, referidos anteriormente. Idêntica situação se verifica para

os modos de 3ª ordem nessas posições: modos #32-P2 ( $f \approx 460$  Hz) e #31-P4 ( $f \approx 442$  Hz) cujas formas modais não se apresentam, por não acrescentarem informação relevante à já referida.

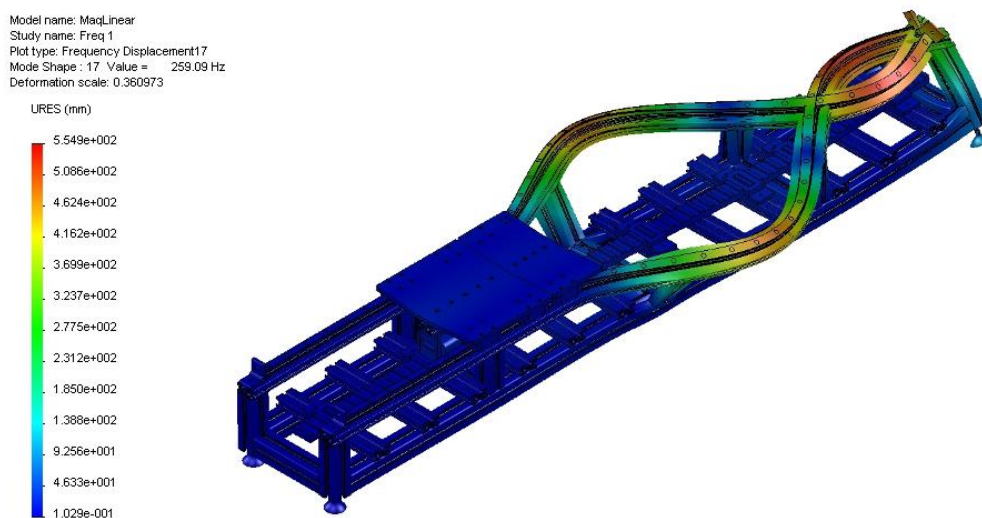


Figura 4.40 Forma modal de 2ª ordem em barras: ondas em oposição de fase - modo #17-P4 ( $f=260$  Hz).

As Figuras 4.41 e 4.42 apresentam as formas dos modos de 4ª ordem (de acordo com o número de nós na forma modal) para os modos #44-P2 e #40-P4, nas quais se mantém a característica de propagação das ondas nas barras em oposição de fase.

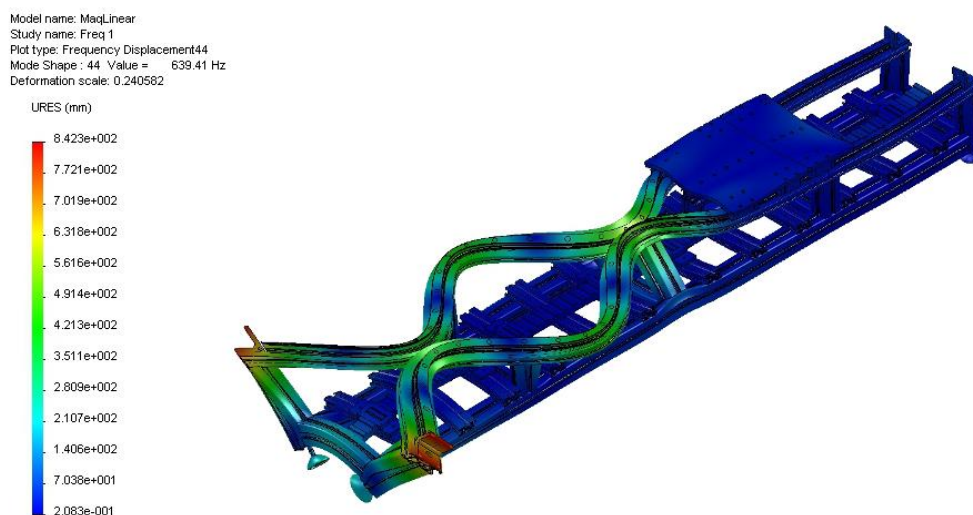


Figura 4.41 Forma modal de 4ª ordem em barras: ondas em oposição de fase - modo #44-P2 ( $f=640$  Hz).

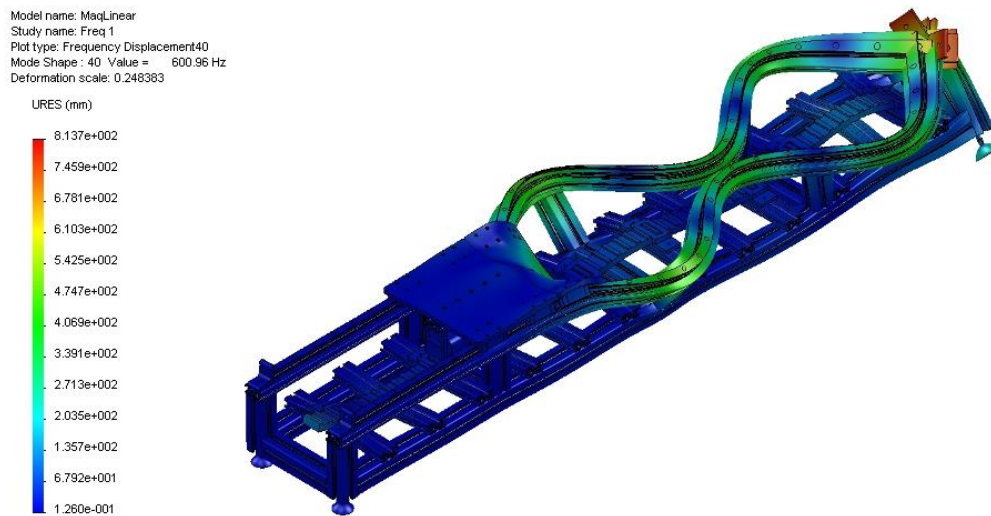


Figura 4.42 Forma modal de 4ª ordem em barras: ondas em oposição de fase - modo #40-P4 ( $f \approx 601$  Hz).

Como referido anteriormente para as configurações duais P1 e P5, as formas dos modos de 4ª ordem nas configurações duais P2 e P4 também não são simétricas. Esta característica verifica-se igualmente nos modos de 5ª ordem (#62-P2 e #58-P4) e nos modos de 6ª ordem (#78-P2 e #78-P4), cujas formas modais também não se apresentam, pelas razões atrás referidas. Nas configurações P2 e P4 (configurações duais) referem-se ainda os modos cujas deformações ocorrem no segmento de barra de menor dimensão.

Na Tabela 4.3 destacam-se para estas configurações dois modos concretos, consecutivos, ambos de 1ª ordem: os modos #23-P2 e #24-P4, cujas formas modais se ilustram nas Figuras 4.43 e 4.44, respectivamente. Estas formas modais apresentam simetria, sendo semelhantes na propagação de ondas em oposição de fase nas barras longitudinais e no efeito de deformação nas extremidades das barras longitudinais. As frequências de vibração nestes modos são próximas entre si, e de valores superiores aos que se registam para os modos de 1ª ordem no segmento de maior comprimento. Dado tratar-se do mesmo material e de configurações idênticas, o aumento nas frequências de vibração justifica-se, pela redução do comprimento no segmento de barra em (3.61), numa aproximação simplificada a este modo em particular, atendendo às características de deformação evidenciadas.

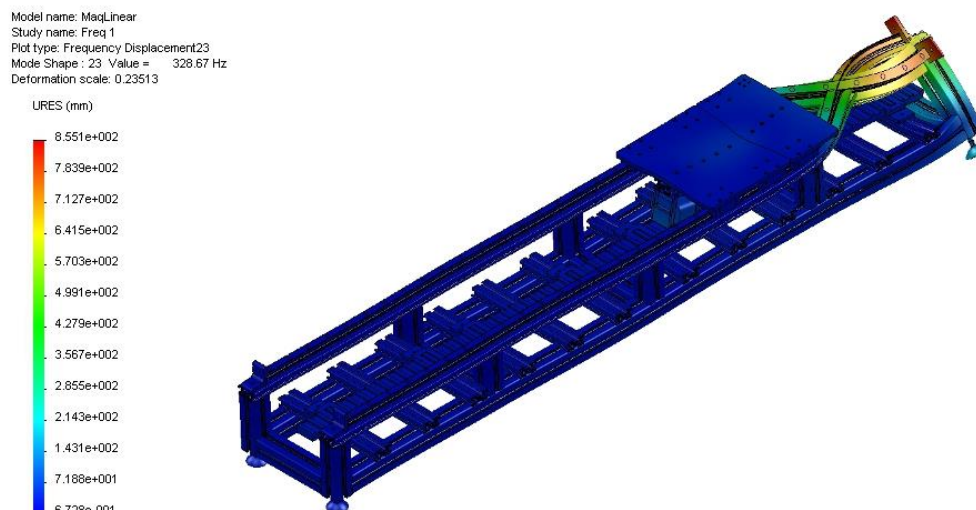


Figura 4.43 Forma modal de 1ª ordem no segmento de barras de menor comprimento, localizado à direita e ondas em oposição de fase - modo #23-P2 ( $f=329$  Hz).

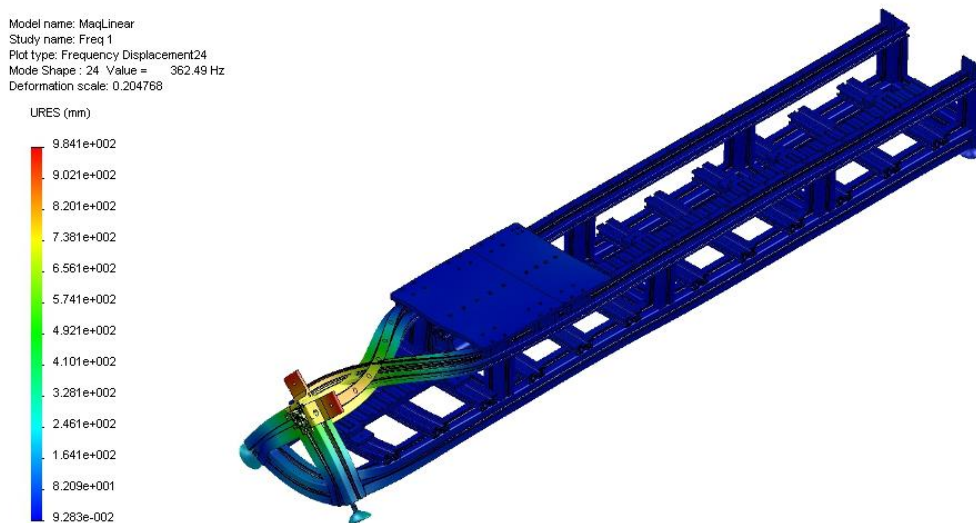


Figura 4.44 Forma modal de 1ª ordem no segmento de barras de menor comprimento, na secção do actuador à esquerda e ondas em oposição de fase - modo #24-P4 ( $f=363$  Hz).

Nas Figuras 4.45 e 4.46 apresentam-se as formas modais para os modos de 2ª ordem #45-P2 e #50-P4, com propagação das ondas em oposição de fase nas duas barras longitudinais, sendo as formas modais idênticas, mas simétricas. As frequências de vibração são aproximadamente o dobro das que se obtêm para os modos de 1ª ordem e inversão da fase de propagação das ondas.



Figura 4.45 Forma modal de 2ª ordem no segmento de barras de menor comprimento, na secção do actuador à direita e ondas em oposição de fase - modo #45-P2 ( $f=665$  Hz).

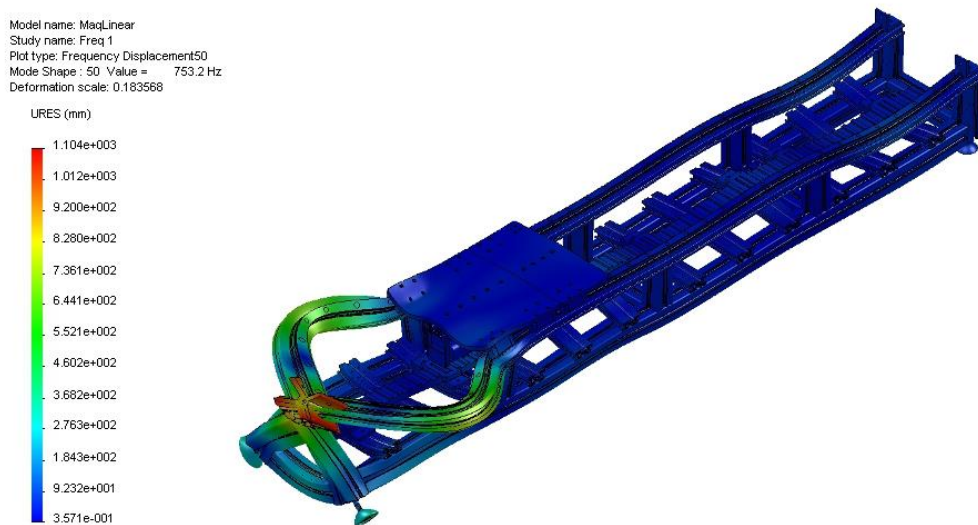


Figura 4.46 Forma modal de 2ª ordem no segmento de barras de menor comprimento, na secção à esquerda da posição central e ondas em oposição de fase - modo #50-P4 ( $f=753$  Hz).

As formas dos modos de vibração para a configuração P3, na Tabela 4.3, apresentam algumas características particulares, em especial no que respeita à relação de fase. Recordar-se que nesta configuração os comprimentos das barras são idênticos nos dois segmentos de barra disponíveis lateralmente. Assim, no caso particular da configuração P3, os segmentos das barras  $L_H$  e  $L_L$  referem-se, respectivamente, aos segmentos de barra à direita e à esquerda da posição central. Nesta configuração destacam-se, na Tabela 4.3, oito modos, organizados em pares, de

acordo com a ordem de classificação adoptada e consoante os segmentos das barras. As frequências e a ordem dos modos estão relacionadas através de um escalar. A título de exemplo, note-se que as frequências de vibração dos modos de 2ª e de 3ª ordens (de acordo com o número de nós na forma modal) são aproximadamente o dobro e o triplo, respectivamente, face às frequências dos modos de 1ª ordem.

Na Tabela 4.3 constam ainda dois modos de vibração que importa destacar: o modo #47-P2 (cerca de 681 Hz) e o modo #72-P3 (cerca de 1.065 Hz). Estão ambos relacionados com outros modos homólogos, tanto na ordem como na configuração. Por isso, nesta tabela, a respectiva ordem é referenciada com asterisco. As frequências de vibração nestes modos são próximas das dos modos homólogos, mas as formas modais são complementares. Concretamente, o modo #47-P2, cuja forma se mostra na Figura 4.53, é homólogo do modo #45-P2 (Figura 4.45): têm a mesma ordem, mas apresentam deformações divergentes no segmento de menor dimensão.

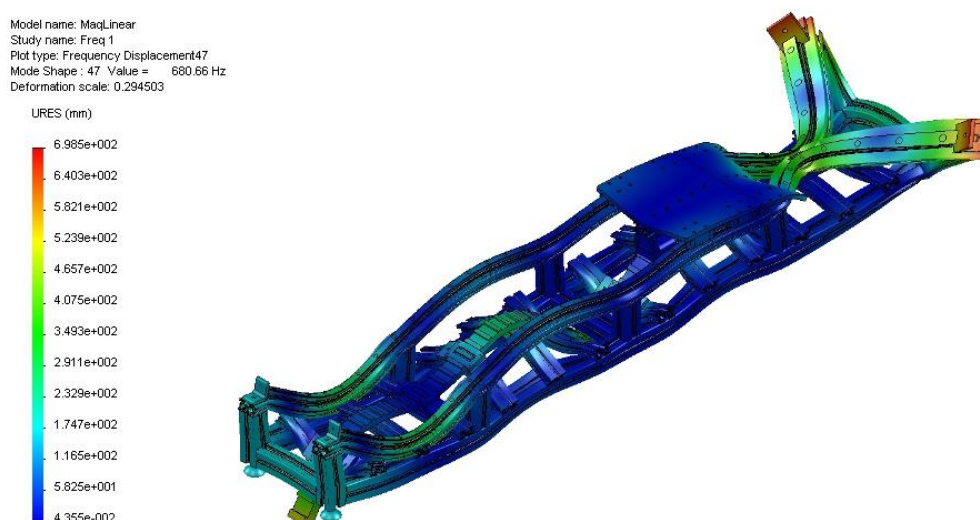


Figura 4.47 Modo de 2ª ordem no segmento de barras de menor comprimento, na secção do actuador à direita da posição central e ondas em oposição de fase - modo #28-P3 ( $f \approx 408$  Hz).

No essencial, as formas destes modos de vibração apresentam características idênticas às referidas para as demais configurações. No entanto revelam algumas particularidades, em especial na simetria e na relação de fase das ondas nas barras longitudinais em função da ordem modal. Estas características são evidentes nas Figuras 4.48 a 4.51, relativas aos dois primeiros modos de ordem ímpar na configuração P3.

Para os modos de ordem ímpar verificam-se as características de simetria e de oposição de fase nas formas das ondas nas barras, tanto à esquerda como à direita. As deflexões ou deslocamentos associados à propagação das ondas, nos segmentos de barra, nas secções à

esquerda e à direita da posição central, são simétricos entre si. Note-se que as formas modais nas Figuras 4.48 e 4.49 respeitam a modos consecutivos na ordem geral, e também a proximidade sequencial na ordem geral dos modos nas Figuras 4.50 e 4.51.

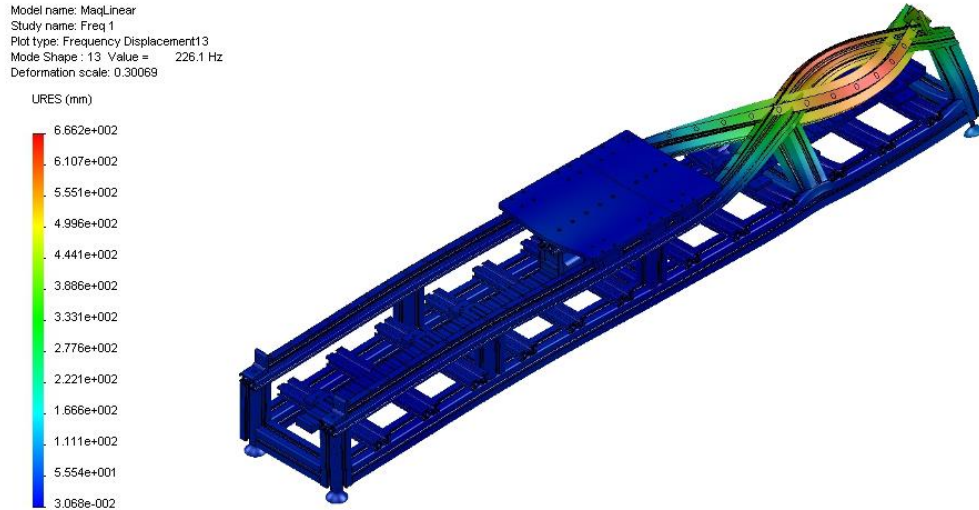


Figura 4.48 Forma modal de 1ª ordem para segmentos laterais de barras de comprimento idêntico, com deflexão à direita da posição central e ondas em oposição de fase - modo #13-P3 ( $f=226$  Hz).

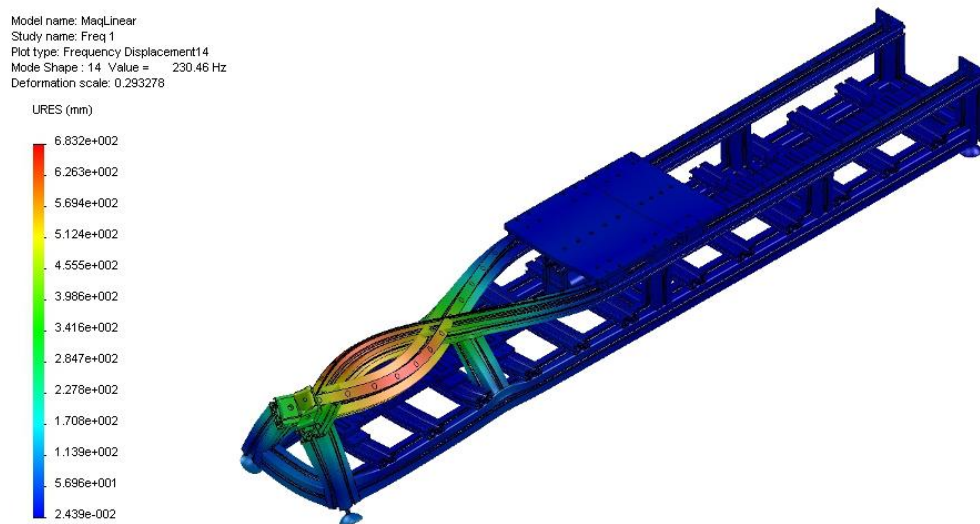


Figura 4.49 Forma modal de 1ª ordem para segmentos laterais de barras de comprimento idêntico, com deflexão à esquerda da posição central e ondas em oposição de fase - modo #14-P3 ( $f=230$  Hz).

Relativamente aos modos de ordem par, a propagação das ondas nas secções à esquerda e à direita apresentam deslocamentos complementares. Nos segmentos de barra em cada secção

lateral, as ondas mantêm uma relação de fase de  $180^\circ$ . Estas características são exemplificadas nas formas do modo de 2ª ordem nas Figuras 4.52 e 4.53, que são próximos na sequência geral.

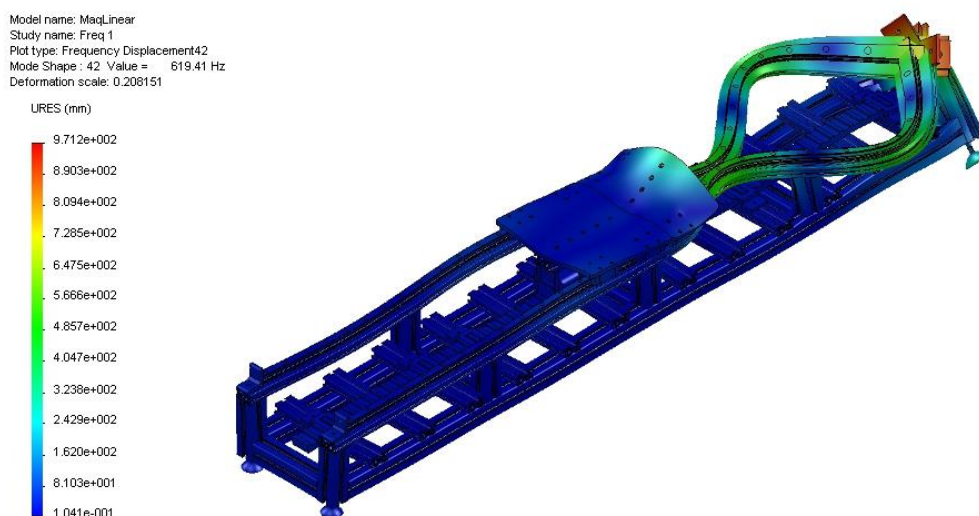


Figura 4.50 Forma modal de 3ª ordem para segmentos laterais de barras de comprimento idêntico, com deflexão à direita da posição central e ondas em oposição de fase - modo #42-P3 (f=620 Hz).

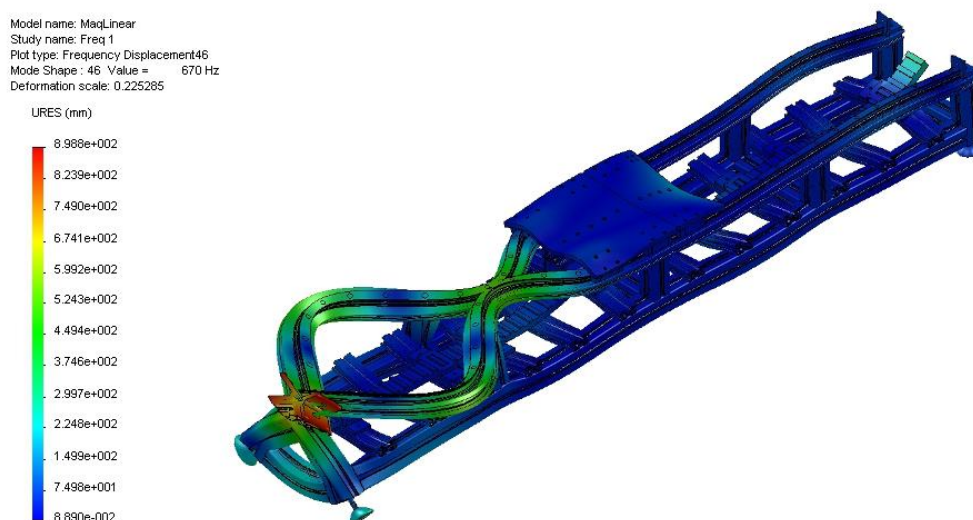


Figura 4.51 Forma modal de 3ª ordem para segmentos laterais de barras de comprimento idêntico, com deflexão à esquerda da posição central e ondas em oposição de fase - modo #46-P3 (f=670 Hz).

As deformações nos agregados de barras estão em oposição de fase, tanto na secção à esquerda como na secção à direita; na secção à esquerda são complementares às que se verificam na

secção à direita. Fenômeno idêntico acontece para os modos de 4ª ordem. Comprova-se assim que não existe simetria nem dualidade nas formas dos modos de ordem par.

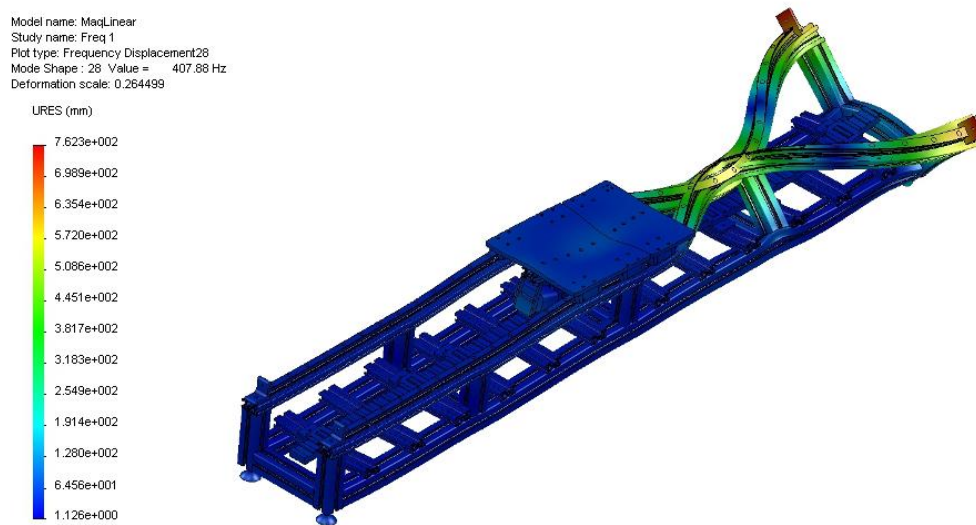


Figura 4.52 Forma modal de 2ª ordem para segmentos laterais de barras de comprimento idêntico, com deflexão à direita da posição central e ondas em oposição de fase - modo #28-P3 ( $f=408$  Hz).

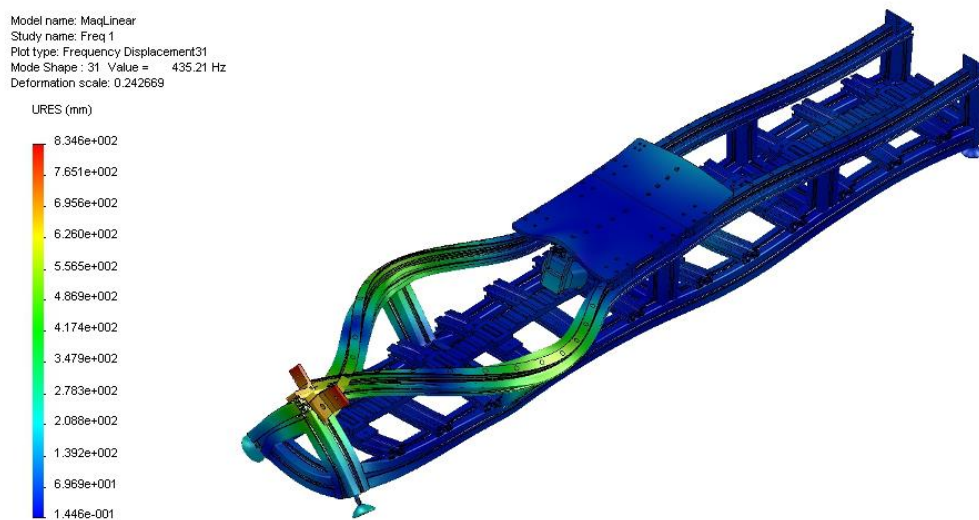


Figura 4.53 Forma modal de 2ª ordem para segmentos laterais de barras de comprimento idêntico, com deflexão à esquerda da posição central e ondas em oposição de fase - modo #31-P3 ( $f=435$  Hz).

Importa também destacar os modos #70-P3, #71-P3 e #72-P3, cujas formas modais se apresentam nas Figuras 4.54 a 4.56, respectivamente.

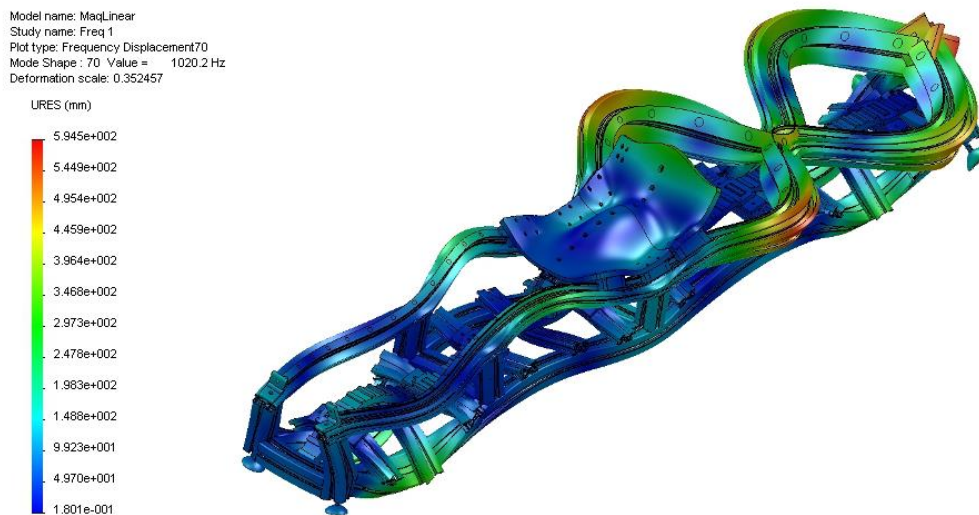


Figura 4.54 Forma modal de 4ª ordem para segmentos laterais de barras de comprimento idêntico, com deflexão à direita da posição central e ondas em oposição de fase - modo #70-P3 ( $f \approx 1.020$  Hz).

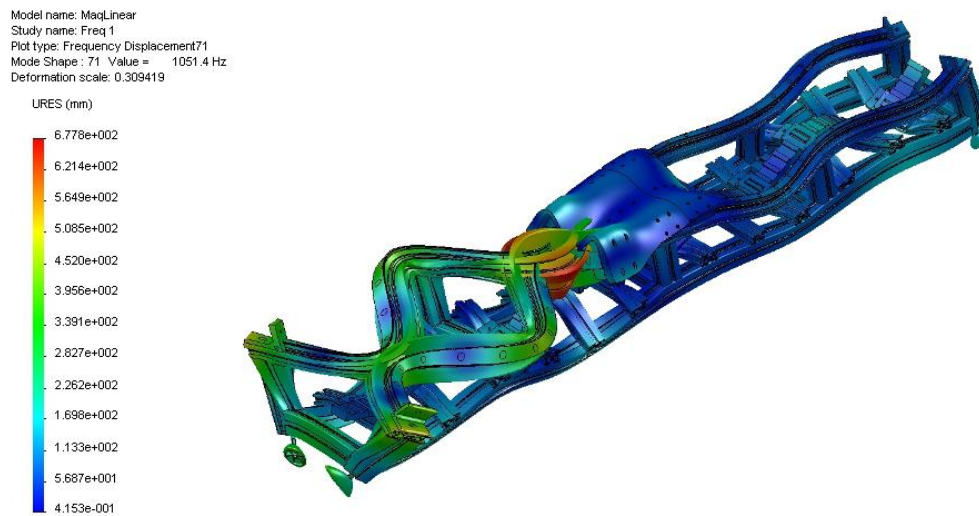


Figura 4.55 Forma modal de 4ª ordem para segmentos laterais de barras de comprimento idêntico, com deflexão à esquerda da posição central e ondas em oposição de fase - modo #71-P3 ( $f \approx 1.051$  Hz).

Estes três modos respeitam à mesma configuração, são todos de 4ª ordem e consecutivos, na sequência na Tabela 4.2; os valores de frequência natural são próximos, mas distintos. Apesar de serem de ordem par e de apresentarem propagação de ondas transversais com deslocamento segundo o eixo horizontal, as suas formas modais não são inteiramente concordantes. Isso é evidente através das formas dos modos #70-P3 e #71-P3, as quais não são simétricas nos dois segmentos das barras, à esquerda e à direita da posição das plataformas alinhada com o eixo

transversal de simetria do actuador. Contudo, as formas dos modos #70-P3 e #72-P3 exibem simetria pelo que se consideram homólogos.

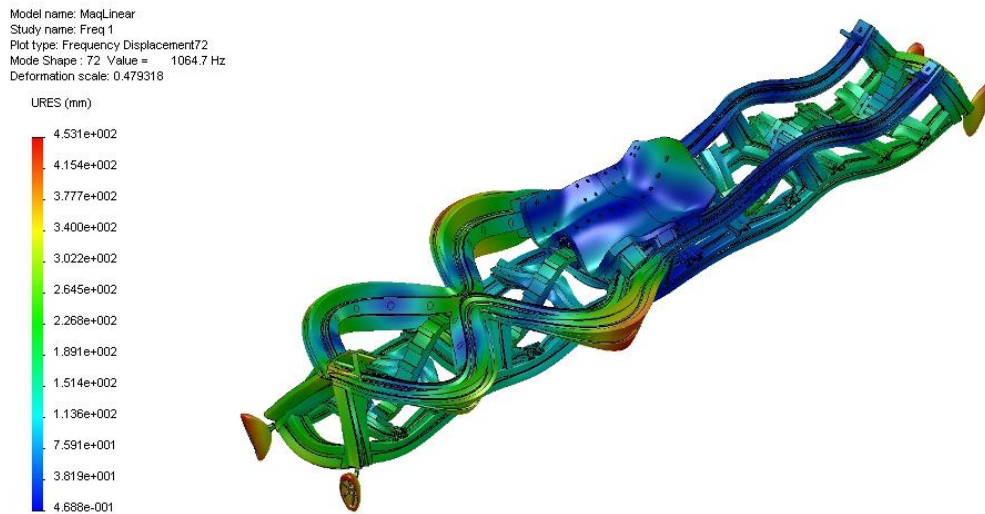


Figura 4.56 Forma modal de 4ª ordem para segmentos laterais de barras de comprimento idêntico, com deflexão à esquerda da posição central e ondas em oposição de fase - modo #72-P3 ( $f=1.065$  Hz).

Pode-se considerar que o modo #71-P3 actua como modo charneira entre os modos referidos, no que respeita aos deslocamentos, em simetria ou anti-simetria. Verifica-se também, uma vez mais, que P3 corresponde à posição de simetria ou de complementaridade nos deslocamentos nas formas modais. Importa ainda referir em particular o modo #72-P3 no qual, além das vibrações nas barras longitudinais se registam também vibrações na barra do secundário do actuador, com deslocamentos ortogonais aos das barras longitudinais, sugerindo assim uma maior probabilidade de excitação durante a operação do actuador. Os modos de vibração no secundário são analisados em particular mais adiante.

### Ondas Transversais em Fase (Segundo a Horizontal)

Além dos modos de vibração transversais em oposição de fase, antes referidos, nos agregados de barras longitudinais registam-se também outros modos de vibração transversais, mas cujas ondas se propagam em fase segundo a direcção horizontal, que se indicam na Tabela 4.5. Na Tabela 4.6 apresentam-se os valores do desvio das frequências em relação ao valor médio das frequências de vibração para modos da mesma ordem, considerando apenas os modos de vibração de igual ordem cuja ocorrência se verifique em pelo menos três configurações.

Pela análise aos resultados das Tabelas 4.5 e 4.6 verifica-se, novamente, para as várias configurações, que as frequências de vibração e as ordens dos modos são próximas. Consta-se ainda que alguns modos de vibração apenas ocorrem para pares de configurações duais, não

existindo modos homólogos em outras configurações. Mantêm-se a proximidade dos valores de frequência e a semelhança das formas modais nas configurações duais.

Tabela 4.5 Modos de vibração em barras longitudinais: ondas transversais em fase com propagação segundo a direcção horizontal.

(# modo) Frequência [Hz]						
P1	P5	F <sub>méd</sub>	P2	P4	F <sub>méd</sub>	P3
			(10) 177,3	(10) 171,5	174,4	
(15) 231,1	(14) 225,4	228,2	(15) 233,8	(14) 238,0	235,9	(16) 245,6
(19) 281,3	(19) 275,8	278,5	(20) 301,7	(20) 308,0	304,8	(19) 292,7
(23) 319,9	(23) 317,9	318,9	(22) 324,6	(21) 323,2	323,9	(20) 302,0
(25) 364,5	(25) 359,3	361,9	(25) 370,3	(25) 366,2	368,3	(21) 315,9
(29) 408,1	(29) 417,9	412,9	(29) 420,3	(29) 421,6	420,9	
(40) 609,1	(41) 600,9	605,0				(40) 612,9
(45) 662,1	(45) 657,5	659,8	(46) 669,9	(45) 667,3	668,6	(45) 665,3
			(49) 722,9	(48) 715,3	719,1	(50) 723,4
						(51) 739,1
(53) 811,9	(53) 796,7	804,3				
(55) 843,9	(55) 850,7	843,3	(57) 860,1	(55) 842,8	851,4	
			(65) 933,2	(63) 916,4	924,8	
(70) 1027,3	(70) 1025,6	1026,5	(71) 1031,8	(71) 1022,0	1026,9	(73) 1068,2
(76) 1140,2	(74) 1092,2	1116,2	(77) 1153,3	(76) 1133,8	1143,6	(77) 1144,7
						(78) 1145,3

Tabela 4.6 Desvio de frequências de vibração em relação aos valores médios de frequência para modos da igual ordem, de ondas transversais em fase com propagação segundo a direcção horizontal.

F <sub>méd</sub> [Hz]	(# modo) e ΔF/F <sub>méd</sub> [%]				
	P1	P5	P2	P4	P3
234,79	(15) 1,59	(14) 3,99	(15) 0,42	(14) 1,38	(16) 4,61
293,57	(19) 4,19	(19) 6,05	(20) 2,77	(20) 4,91	(19) 0,31
					(20) 2,87
317,26	(23) 0,84	(23) 0,20	(22) 2,32	(21) 1,87	(21) 0,43
365,07	(25) 0,15	(25) 1,59	(25) 1,43	(25) 0,32	
416,95	(29) 2,13	(29) 0,22	(29) 0,80	(29) 1,11	
607,61	(40) 0,24	(41) 1,11			(40) 0,87
664,44	(45) 0,35	(45) 1,04	(46) 0,82	(45) 0,43	(45) 0,13
720,52			(49) 0,33	(48) 0,72	(50) 0,39
849,37	(55) 0,64	(55) 0,16	(57) 1,26	(55) 0,78	
1034,98	(70) 0,74	(70) 0,91	(71) 0,31	(71) 1,25	(73) 3,21
					(77) 1,05
293,57	(76) 0,65	(74) 3,59	(77) 1,81	(76) 0,08	
					(78) 1,10

As variações mais significativas ocorrem entre os modos de ordem superior a 30 e 70, a partir dos quais a variação volta a ser pouco significativa, na banda de frequências entre 0,5 e 1 kHz. O desvio de frequências varia entre 0,08% (valor mínimo) e 4,91% (valor máximo), sendo o valor médio do desvio da frequência em relação à média da frequência de vibração inferior a 1%. Os valores mais baixos de desvio registam-se para as configurações duais e nos modos de maior ordem. Assim, no essencial, verificam-se as mesmas propriedades já referidas anteriormente para a estrutura do actuador nas suas várias configurações. Omitem-se as representações das respectivas formas modais, por não acrescentarem informações além das já referidas, ou que se considerem relevantes ou merecedoras de destaque.

#### 4.5.2. Ondas Transversais em Barras Longitudinais na Direcção Vertical

Os resultados obtidos por FEA permitem também identificar os modos de vibração em barras, nos quais se registam predominantemente ondas transversais com propagação segundo a direcção vertical. Estes modos consideram-se importantes pelo elevado potencial de serem excitados por acção das forças electromecânicas geradas durante a operação do actuador.

Na Tabela 4.7 referem-se os modos relativos às ondas transversais que se propagam segundo a vertical, em oposição de fase, e na Tabela 4.8 aqueles cujas ondas se propagam em fase.

Tabela 4.7 Modos em barras longitudinais: ondas transversais em oposição de fase com propagação segundo a direcção vertical.

(# modo) Frequência [Hz]						
P1	P5	F <sub>méd</sub>	P2	P4	F <sub>méd</sub>	P3
(28) 401,7	(28) 406,3	404,0	(28) 412,8	(26) 386,8	399,8	
(30) 445,9	(30) 446,5	446,2	(30) 444,3	(30) 439,2	441,8	(30) 426,8
(33) 482,1	(33) 480,1	481,1	(33) 487,3	(34) 484,3	485,8	(33) 485,0
(35) 517,1	(35) 512,6	514,8	(35) 527,8			
(38) 568,9	(37) 560,5	564,7	(39) 567,7	(39) 567,5	567,6	(44) 645,8
(47) 695,1	(47) 697,8	696,5	(48) 711,3	(49) 730,4	720,9	(48) 693,0
(50) 771,8	(50) 774,1	773,0	(52) 765,5	(51) 758,4	762,0	(54) 787,5
(57) 861,4	(57) 861,5	861,4				
(59) 872,5	(59) 875,5	874,0	(59) 874,7	(60) 879,2	876,9	(58) 872,0
(64) 940,1	(63) 903,5	921,8	(64) 931,4	(62) 905,5	918,5	(60) 896,8
	(64) 943,2					

Os valores médios do desvio das frequências relativamente aos valores médios de frequência de vibração para as configurações duais são, neste caso, ligeiramente superiores aos registados para os modos de vibração com ondas transversais segundo a horizontal. Os valores médios do desvio são em geral inferiores a 1,2%, sendo menos significativos para as ondas que se propagam em oposição de fase, e registam uma variação entre 0,1% (mínimo) e cerca de 4% (máximo).

Tabela 4.8 Modos em barras longitudinais: ondas transversais em fase com propagação segundo a direcção vertical.

Frequência [Hz] (# modo)						
P1	P5	F <sub>méd</sub>	P2	P4	F <sub>méd</sub>	P3
(13) 192,1	(12) 192,8	192,5	(12) 185,9	(11) 182,1	184,0	(11) 196,1
(16) 236,1	(16) 255,6	245,9	(14) 225,0	(15) 246,3	235,6	(15) 232,4
(18) 274,9			(18) 279,3	(18) 270,3	274,8	(17) 268,0
(22) 312,0	(22) 310,7	311,3	(21) 321,3	(22) 329,7	325,5	(23) 340,2
			(24) 340,9			
			(36) 533,2	(35) 520,7	526,9	(35) 515,2
(39) 571,8	(39) 568,8	570,3				(37) 538,7
(51) 777,3	(51) 774,6	775,9	(53) 773,3	(52) 771,8	772,6	(52) 776,1
			(54) 790,2			(53) 782,3
(68) 985,8	(68) 981,1	983,4	(68) 979,0	(69) 983,5	981,2	
			(72) 1054,9	(72) 1056,4	1055,7	
			(74) 1090,9	(74) 1113,8	1102,4	
			(75) 1095,9			
(79) 1175,1	(79) 1180,9	1178,0	(76) 1141,3	(77) 1146,7	1144,0	

As Figuras 4.57 e 4.58 ilustram as formas dos modos nas configurações duais P1 e P5, com ondas transversais segundo a vertical, em oposição de fase.

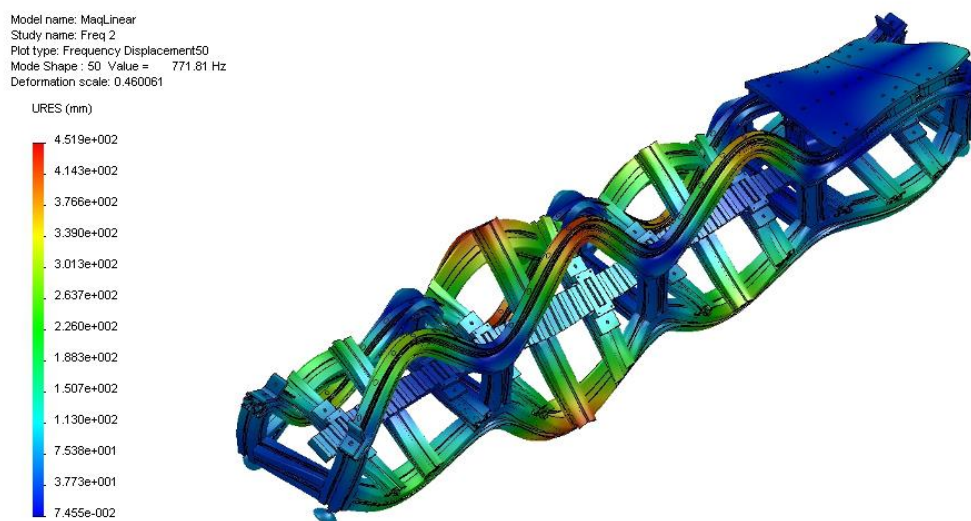


Figura 4.57 Forma modal para o modo #50-P1 ( $f \approx 772$  Hz) - deflexão na vertical em oposição de fase.

As formas das ondas nos agregados de barras longitudinais superiores, e nas barras inferiores, nas partes frontais e posteriores, estão em oposição de fase. Os agregados superiores, na parte

frontal e na parte posterior, vibram em oposição de fase. Situação idêntica ocorre igualmente para as barras longitudinais inferiores.

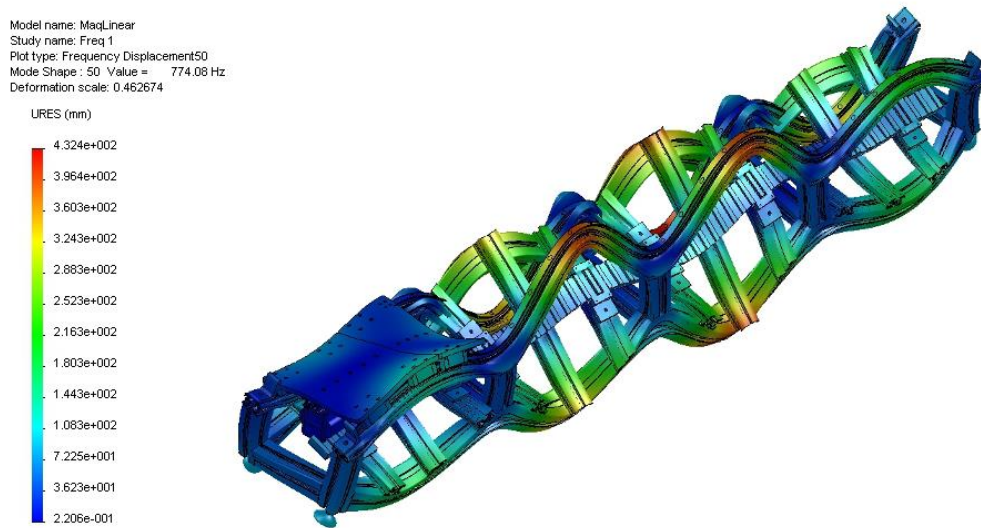


Figura 4.58 Forma modal para o modo #50-P5 ( $f \approx 774$  Hz) - deflexão na vertical em oposição de fase.

Na Figura 4.59, relativa à configuração P3 que, recorde-se, não tem configuração dual, os agregados nas partes superiores frontal e posterior vibram também em oposição de fase.

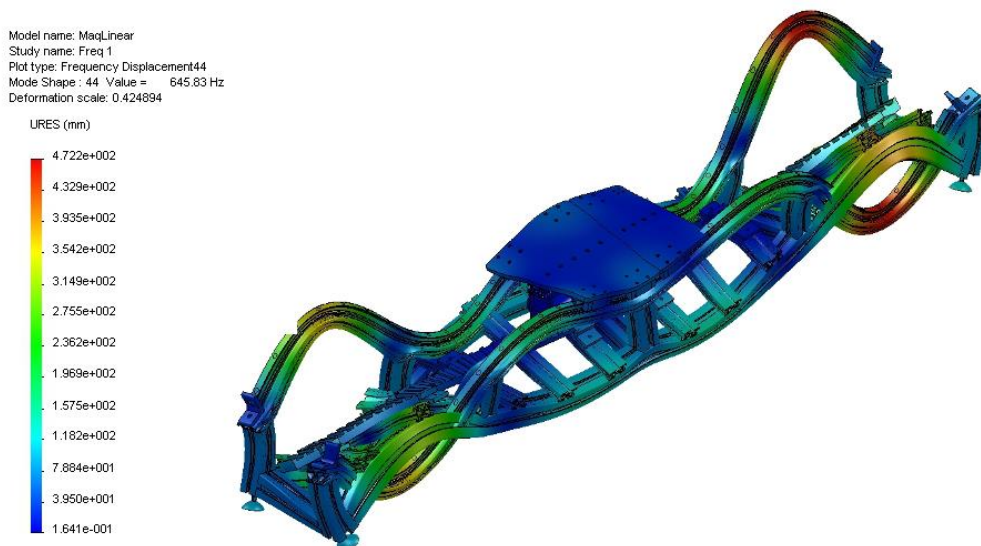


Figura 4.59 Forma modal para o modo #44-P3 ( $f \approx 646$  Hz) - deflexão na vertical em oposição de fase.

O mesmo se aplica às barras inferiores. Pode-se afirmar, tanto neste caso, como no anterior, que as vibrações nas barras longitudinais superiores e inferiores ocorrem em oposição de fase

e de forma “cruzada” e verifica-se, outra vez, nas configurações duais, as características de simetria da estrutura e das vibrações no actuador.

Referem-se em seguida os modos de vibração com propagação de ondas transversais em fase, segundo a direcção vertical, que se ilustram nas Figuras 4.60 a 4.62.

A Figura 4.60 respeita à configuração P1; as formas das ondas estão em fase, tanto nas barras superiores como nas barras inferiores, e também na barra do secundário. Assim, existe concordância de fase nas deformações em todas as barras longitudinais do actuador. Na forma modal da Figura 4.61, também para P1, os deslocamentos são mais significativos nas barras superiores, estando as ondas em fase. Como se observa nestas figuras, as formas dos modos de vibração evidenciam deformações nos subconjuntos do primário e do secundário do actuador, que constituem o respectivo circuito magnético. Dada a função destes subconjuntos na operação do actuador importa avaliar mais detalhadamente as vibrações a eles associadas.

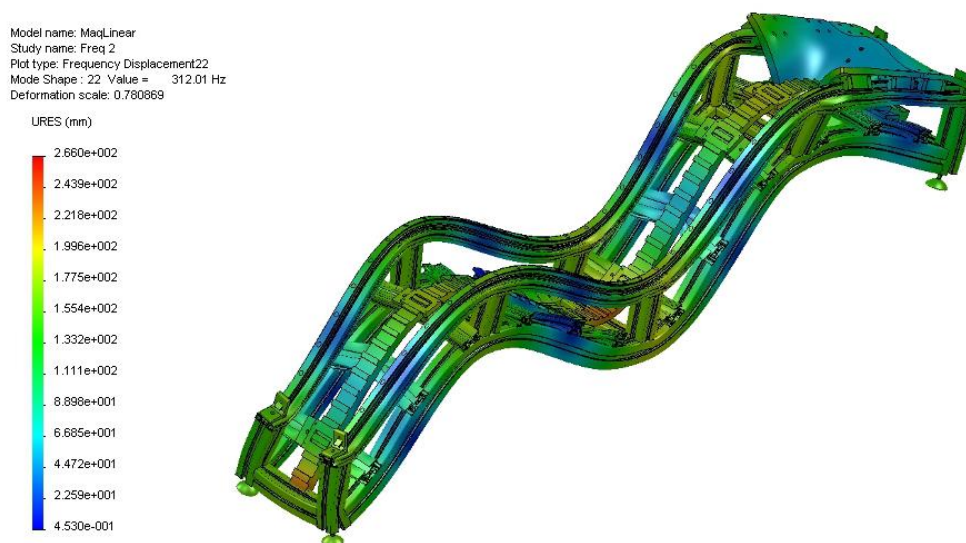


Figura 4.60 Forma modal de 4ª ordem para o modo #22-P1 ( $f=312$  Hz) - deflexão na vertical em fase.

Por sua vez, a forma modal da Figura 4.62, para a configuração P3, apresenta algumas características particulares. Por um lado, as ondas nas duas barras superiores estão em fase, tal como nas duas barras inferiores. No entanto, a barra superior e a barra inferior na parte frontal vibram em oposição de fase entre si. O mesmo ocorre para as barras na parte posterior. Além disso a onda elástica na barra que constitui o secundário tende a estar em fase com as ondas nas barras longitudinais inferiores.

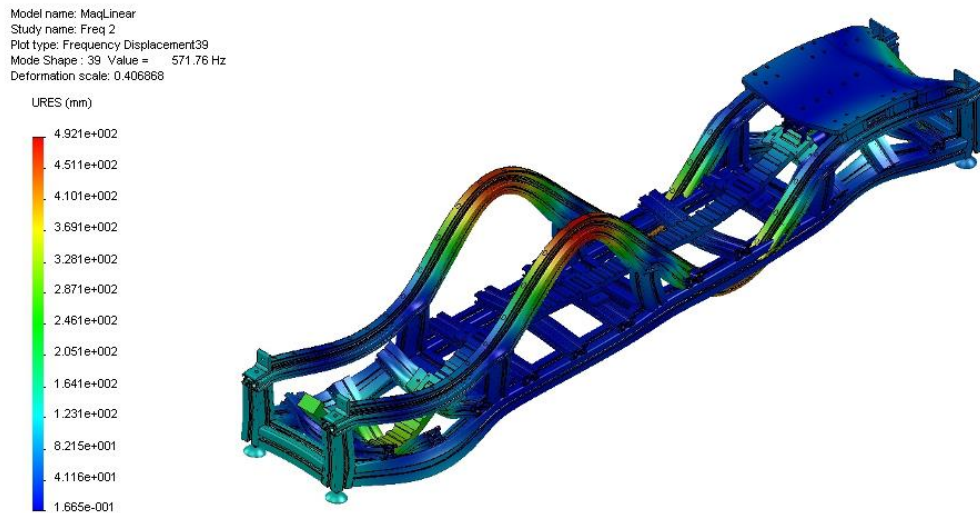


Figura 4.61 Forma modal de 5ª ordem para o modo #39-P1 ( $f \approx 572$  Hz) - deflexão na vertical em fase.

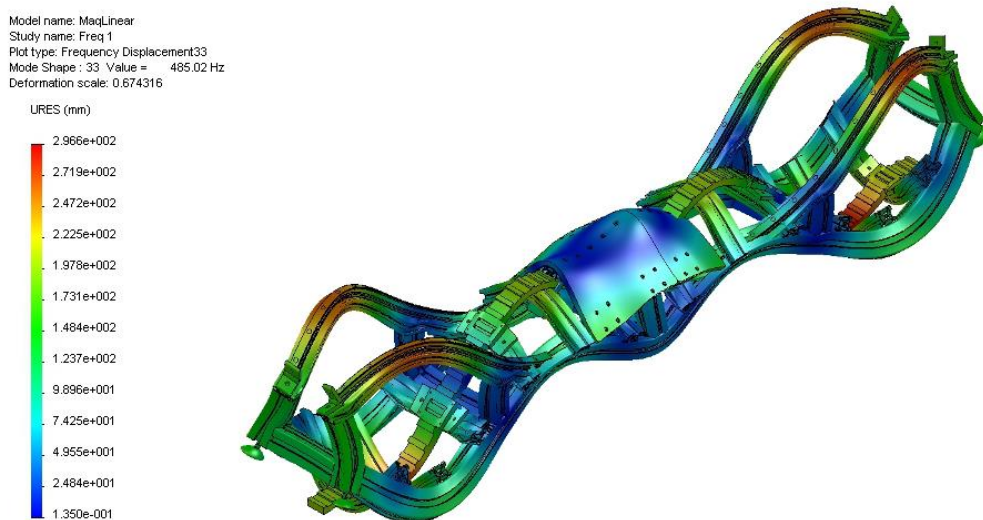


Figura 4.62 Forma modal de 3ª ordem para o modo #33-P3 ( $f \approx 485$  Hz) com deflexão vertical: em fase nas barras paralelas horizontalmente e em oposição de fase em barras paralelas segundo a vertical.

As características das vibrações na estrutura do actuador, já referidas anteriormente, verificam-se igualmente para ondas transversais segundo a vertical, independentemente da relação de fase entre elas.

### 4.5.3. Modos de Vibração nos Subconjuntos do Primário e do Secundário

Os subconjuntos de montagem do primário e do secundário constituem o núcleo activo da operação do actuador, onde se geram e desenvolvem as forças electromagnéticas que movimentam o translato. Os modos de vibração que afectam especificamente estes subconjuntos assumem uma particular importância, dado o elevado potencial em serem excitados pela operação do actuador. Referem-se em seguida os modos de vibração que afectam estes subconjuntos.

#### Modos de Vibração no Primário do ALRVC

Recorde-se que o subconjunto do primário é composto por três subconjuntos (partes) idênticos, cada um deles com a seguinte composição: a bobina (enrolamento em cobre); o núcleo da bobina e os pólos (ambos em aço S235-JR) e as peças de fixação e sustentação (em alumínio 6060-O). Cada um destes subconjuntos tem, recorde-se, uma massa de cerca de 2,2 kg, estando os três ligados (unidos) em suspensão à plataforma de maior dimensão (ver Figura 4.11).

Da avaliação das formas dos modos de vibração do ALRVC destacam-se alguns que importa analisar em particular e que se indicam na Tabela 4.9, sendo igualmente um subconjunto da Tabela 4.2, nos quais as respectivas formas modais apenas evidenciam deslocamentos nas peças do primário. Os deslocamentos nas restantes peças do ALRVC são nulos ou muito pouco significativos, como ilustram as formas modais nas Figuras 4.63, 4.64 e 4.65.

Tabela 4.9 Modos de vibração no subconjunto do primário do actuador.

F <sub>méd</sub> [Hz]	# modo) e Desvio Relativo de Frequência face ao Valor Médio [%]				
	P1 (a)	P2 (b)	P3	P4 (b)	P5 (a)
393,6	(27) 0,05	(27) 0,01	(27) 0,06	(27) 0,02	(27) 0,02
536,1	(36) 0,10	(37) 0,11	(36) 0,45 (37) 0,49	(37) 0,06	(36) 0,11
854,9	(56) 0,06	(55) 0,04	(55) 0,04	(57) 0,05	(56) 0,07
864,7	(58) 0,20	(58) 0,19	(57) 0,17	(59) 0,15	(58) 0,30
915,7	(63) 0,94	(63) 0,71	(63) 1,03	(64) 0,73	(62) 1,54

As frequências de vibração nos modos e nas configurações listadas na Tabela 4.9 são próximas entre si. O módulo dos desvios das frequências de vibração em relação ao valor médio para cada uma das configurações é em geral inferior a 1%, registando-se apenas dois casos onde tal não se verifica: nos modos #63-P3 e #62-P5, em que valores em módulo do desvio relativo são 1,03% e 1,54%, respectivamente. Verifica-se também, para os modos referidos na Tabela 4.9, que a média dos valores dos desvios relativos de frequência é de 0,3%, sendo igual ou inferior a 0,2% para a maioria dos modos considerados. Face às pequenas variações relativas de frequência considera-se que as vibrações no primário são praticamente invariáveis e

independentes da configuração. Além disso, as formas modais apresentam deslocamentos apenas nas peças do primário e que praticamente não afectam outros componentes do actuador.

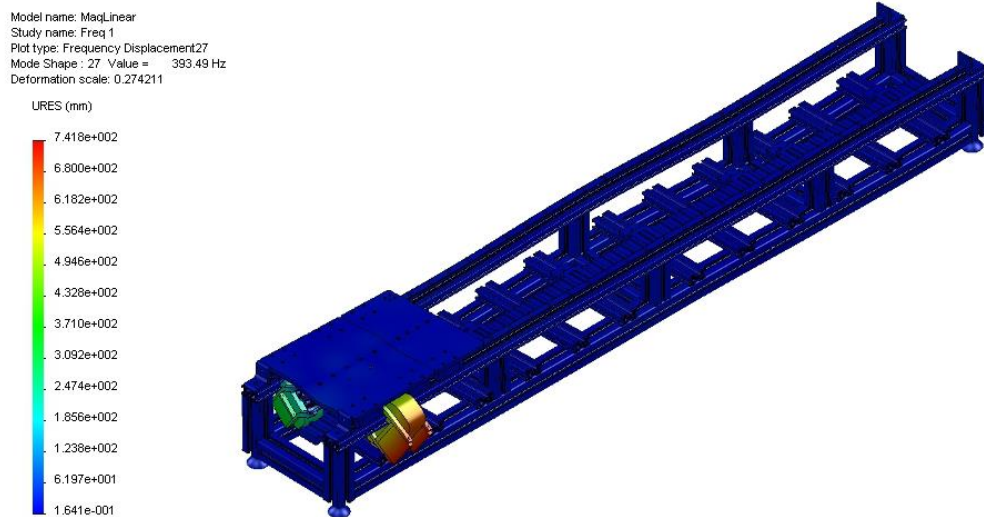


Figura 4.63 Forma modal para o modo #27-P5 ( $f=394$  Hz) - vibrações no primário.

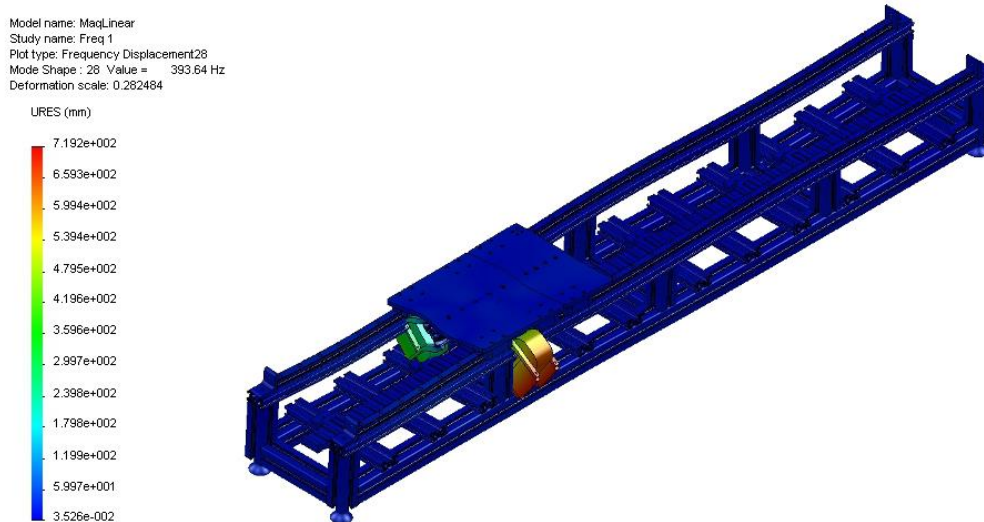


Figura 4.64 Forma modal para o modo #28-P4 ( $f=394$  Hz) - vibrações no primário.

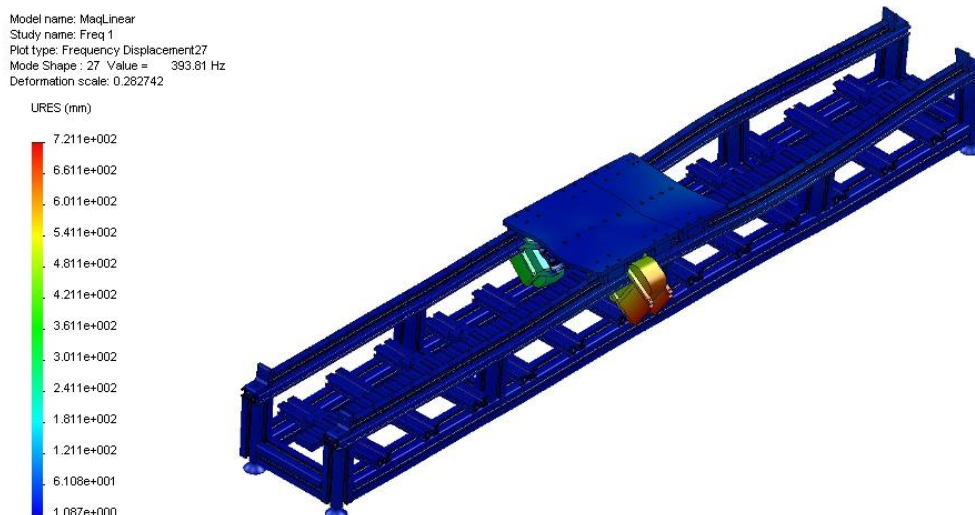


Figura 4.65 Forma modal para o modo #27-P3 ( $f \approx 394$  Hz) - vibrações no primário.

Face a estes resultados é possível considerar que os modos de vibração listados na Tabela 4.9 são modos característicos e “quase exclusivos” do primário do ALRVC. No entanto, as peças que compõem o primário são parte integrante do conjunto total e estão ligadas a outras peças ou subconjuntos, designadamente às plataformas. Por esta razão estão sujeitas a deformações transmitidas por peças adjacentes. Existem, portanto, outros modos de vibração, alguns dos quais já referidos, para os quais as peças do primário também contribuem.

### Modos de Vibração no Secundário do ALRVC

De entre os modos de vibração que afectam o secundário importa referir os mais susceptíveis de poderem ser excitados pelas forças electromagnéticas geradas pela operação do actuador. O secundário do actuador é uma barra cuja área de secção transversal não é homogénea; as forças de atracção originam deformações transversais nessa barra, segundo a vertical. Por outro lado, as forças resultantes das contribuições das forças de tracção podem causar um fenómeno de translação das deformações na barra, equivalentes a uma onda que se desloca ao longo da barra, no sentido do movimento do translato.

Na Tabela 4.10 estão indicados os modos de vibração para os quais se registam deformações no secundário do actuador, organizados de acordo com os pares de configurações duais (P1,P5) e (P2,P4), e por último a configuração P3. As frequências que se indicam na Tabela 4.10 correspondem a modos de vibração em barras, com ondas transversais e deslocamentos segundo a vertical. A ordem dos modos e as frequências de vibração associadas são próximas entre si, em particular nos modos de ordem idêntica e nas configurações duais. A coerência nos valores de frequência, tanto na sua variação com a ordem como quanto às várias configurações,

sustenta mais uma vez as características de simetria da estrutura do actuador. Isto verifica-se em geral para todas as configurações em análise e não apenas para as configurações duais.

Tabela 4.10 Modos de vibração para os quais se registam deformações na barra do secundário.

Frequência [Hz] (# modo)				
P1	P5	P2	P4	P3
(13) 192,1	(12) 192,8	(12) 185,9	(12) 182,1	(11) 196,2
(22) 312,0	(22) 310,7	(21) 321,3	(22) 329,7	(23) 340,2
(28) 401,7	(28) 406,3	(28) 412,8	(26) 386,8	
(30) 445,9	(30) 446,5	(30) 444,3		(30) 426,8
(31) 460,6			(32) 457,1	
(33) 482,1	(33) 480,1	(33) 487,3	(34) 484,3	(33) 485,0
(35) 517,1	(35) 512,6	(35) 527,8	(35) 520,7	(35) 515,2
		(36) 533,2	(36) 532,1	(37) 538,7
(37) 561,9	(38) 562,3	(39) 567,7	(39) 567,5	(38) 548,2
(39) 571,8				
(41) 613,0	(42) 613,5	(40) 609,7	(42) 608,8	(41) 614,7
(42) 615,4				
(44) 634,7	(44) 626,5	(42) 624,1	(44) 630,2	(43) 643,8
(46) 665,7	(46) 662,4	(47) 680,7	(46) 676,1	(47) 688,0
(51) 777,3	(51) 774,6	(53) 773,3	(52) 771,8	(52) 776,1
(52) 802,0	(52) 785,8	(54) 790,2	(54) 798,8	(53) 782,3
(57) 861,4	(57) 861,5	(56) 857,7	(56) 852,9	(58) 872,0
				(59) 884,3
(62) 904,2	(63) 903,5	(64) 931,4	(62) 905,5	(63) 944,6
(66) 973,9	(67) 972,5	(67) 976,1	(67) 975,1	(66) 972,4
(71) 1055,9	(72) 1061,4	(72) 1054,9	(72) 1056,4	(72) 1064,8
(73) 1090,6	(73) 1089,4	(74) 1090,9	(73) 1090,8	(74) 1092,6
(79) 1175,1	(75) 1135,9	(75) 1095,9	(74) 1113,8	
		(76) 1141,3	(77) 1146,7	(76) 1134,8

Alguns dos modos listados na Tabela 4.10 apresentam formas complexas com deslocamentos que não afectam apenas o secundário. Parte desses modos foram já referidos anteriormente na caracterização de outros tipos de modos de vibração, como por exemplo os modos #41-P1, #30-P3 e #51-P5 que constam nas Tabelas 4.7, 4.8 e 4.9, respectivamente. No entanto, alguns modos registam formas mais simples, que podem ser entendidas como sendo específicas das vibrações em barras e passíveis da formulação teórica de Euler-Bernoulli. Estes modos, que se destacam a sombreado na Tabela 4.10, correspondem a modos de 9<sup>a</sup> e 10<sup>a</sup> ordens. Como anteriormente, o número de nós na forma modal estabelece a ordem em cada modo.

Para estes modos, cujas formas modais se ilustram nas Figuras 4.66 e 4.67, considerando as configurações P1 e P5, respectivamente, verificam-se deslocamentos quase exclusivamente associados à barra do secundário, dado que as restantes peças da estrutura evidenciam

deformações pouco significativas. Verifica-se ainda, para ordens idênticas, que as frequências de vibração são próximas nas várias configurações, como se observa na Tabela 4.11, através dos respectivos valores médios de frequência e dos desvios relativos.

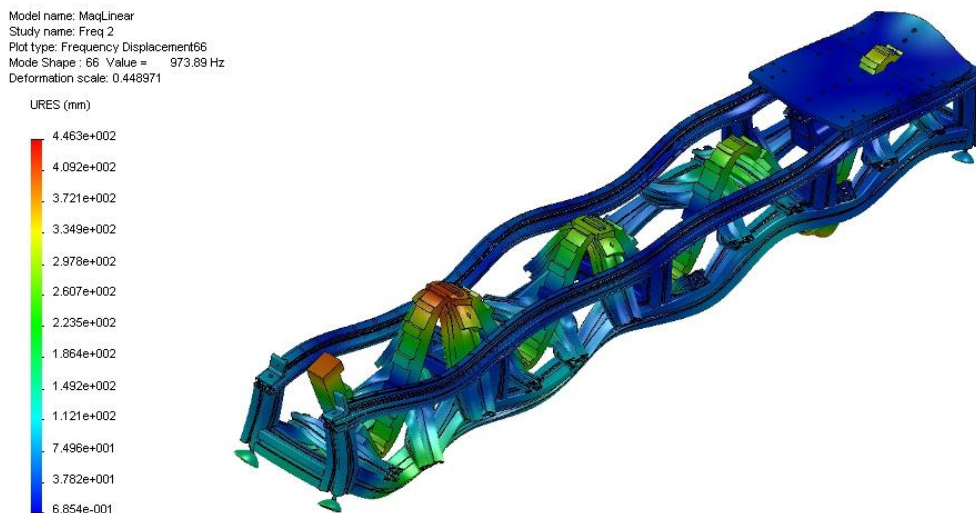


Figura 4.66 Forma modal de ordem 9, para o modo #66-P1 ( $f \approx 974$  Hz) - vibrações no secundário.

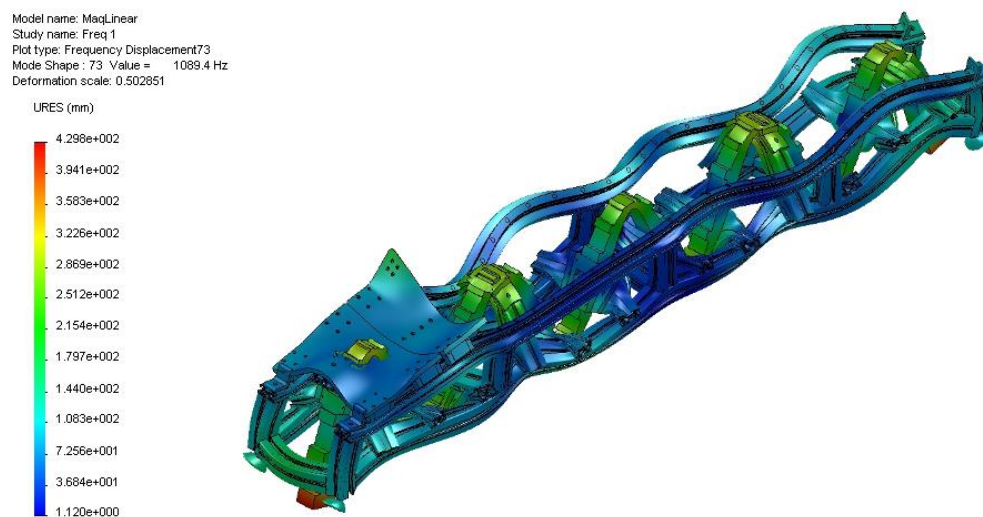


Figura 4.67 Forma modal de ordem 10, para o modo #73-P5 ( $f \approx 1.090$  Hz) - vibrações no secundário.

Tabela 4.11 Modos de vibração considerados “quase exclusivos” do secundário do actuador.

Ordem	F <sub>méd</sub> [Hz]	# modo e Desvio Relativo de Freqüência face ao Valor Médio [%]				
		P1	P2	P3	P4	P5
9	974,0	(66) 0,01	(67) 0,22	(66) 0,17	(67) 0,12	(67) 0,15
10	1058,7	(71) 0,26	(72) 0,36	(72) 0,58	(72) 0,22	(72) 0,26
10	1090,9	(73) 0,02	(73) 0,01	(74) 0,16	(73) 0,01	(73) 0,13

As diferenças entre os dois casos de modos de 10ª ordem, na Tabela 4.11, estão relacionadas com as correspondentes formas modais, em particular com os sentidos dos deslocamentos nas extremidades da barra do secundário. Num caso, devido aos deslocamentos resultantes ambas as extremidades da barra “apontam” para cima; no outro caso “apontam” ambas para baixo, como se verifica na Figura 4.67. Nas vibrações no secundário, o módulo dos desvios das frequências naturais em relação ao valor médio para cada uma das configurações é sempre inferior a 1%, sendo a média dos valores dos desvios relativos de frequência de 0,18%. Também neste caso os valores das frequências são praticamente constantes para modos da mesma ordem, e quase invariantes com a configuração. Com base nestas características, nos valores dos desvios relativos das frequências e nas respectivas formas modais é possível considerar estes modos como sendo praticamente exclusivos das vibrações no secundário.

As Figuras 4.68 e 4.69 ilustram as formas modais para outros modos de vibração representativos de vibrações em barras que, em modos praticamente consecutivos, evidenciam deflexões ou deslocamentos em sentidos complementares.

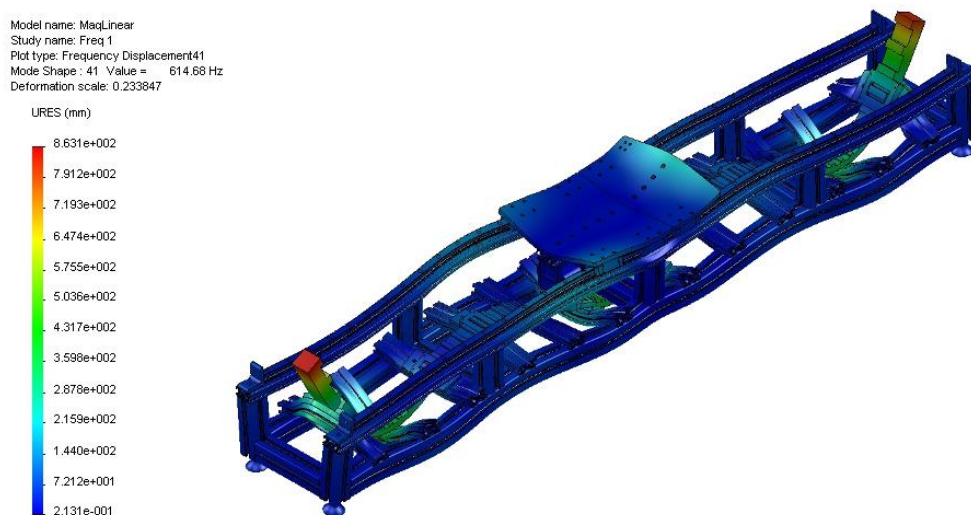


Figura 4.68 Forma modal de ordem 8 para o modo #41-P3 (f=615 Hz) - vibrações no secundário.

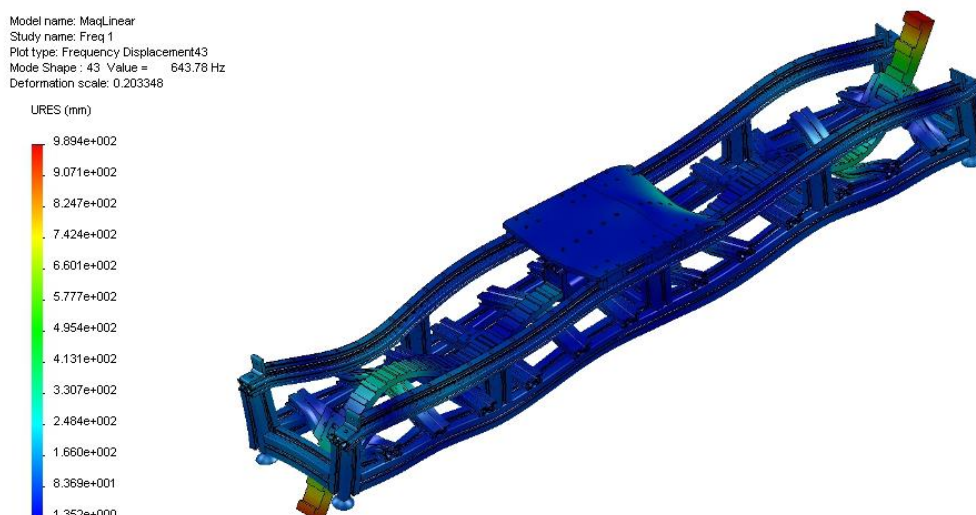


Figura 4.69 Forma modal de ordem 5 para o modo #43-P3 ( $f=644$  Hz) - vibrações no secundário.

Como exemplo destacam-se os deslocamentos nas extremidades da barra do secundário, à esquerda e à direita, em ambas as imagens: na primeira verificam-se em ambas as extremidades deslocamentos idênticos e no mesmo sentido; na segunda os deslocamentos nas extremidades são em sentidos complementares entre si.

#### 4.5.4. Modos de Vibração com Deformações Devido a Torção

Existem outros modos de vibração cujas formas modais exibem deslocamentos associados a fenómenos de torção, não podendo ser enquadrados em teorias mais simples como a de Euler-Bernoulli. A sua justificação requer abordagens mais complexas e, portanto, problemas de maior ordem. Na Tabela 4.12 estão listados alguns modos de vibração mais complexos, com deslocamentos em várias direcções. As respectivas formas exibem deslocamentos e efeitos de torção nas barras longitudinais, como mostra a Figura 4.70.

A complexidade dos modos de vibração neste grupo é maior que nos casos anteriores, dificultando a sua análise e discussão, bem como o estabelecimento de relações entre os vários modos e as frequências de vibração para as várias configurações. Por um lado, a análise, a caracterização e a discussão detalhada destes modos de vibração enquadram-se numa área específica do conhecimento, não sendo suportada pela teoria de Euler-Bernoulli. Por outro lado, face aos modos de operação e aos regimes de funcionamento do actuador em estudo, consideram-se muito reduzidas as probabilidades de excitação destes modos. A probabilidade será maior por acção de forças transversais, de curta duração, que associadas ao deslocamento longitudinal das plataformas resulta em forças susceptíveis de os excitar. Além disso, essa

possível excitação modal, a ocorrer, teria um carácter transitório acabando, portanto, por se desvanecer.

Tabela 4.12 Modos de vibração com deslocamentos segundo várias direcções e torção.

Frequência [Hz] (# modo)				
P1	P5	P2	P4	P3
(10) 175,5	(10) 169,9	(11) 179,6	(12) 182,5	(10) 160,4
		(25) 370,3		(18) 273,4
(26) 391,7	(26) 381,8	(26) 385,7	(27) 389,7	(25) 378, 8
(34) 508,0	(34) 506,6	(34) 496,1		(34) 491,1
(35) 568,9	(37) 560,5	(38) 551,6	(38) 563,2	(39) 569,8
(39) 571,8	(39) 568,8	(41) 610,6	(41) 604,5	(40) 612,9
(49) 719,6	(49) 716,9	(43) 626,5	(43) 620,9	
(53) 811,9	(55) 850,7			(56) 856,3
(61) 894,6	(60) 883,8			
(67) 981,1	(66) 969,5			(65) 971,1
(69) 1013,0	(69) 1008,8		(70) 1015,8	(79) 1191,6
(77) 1161,7	(76) 1146,4		(80) 1216,1	(80) 1230,2

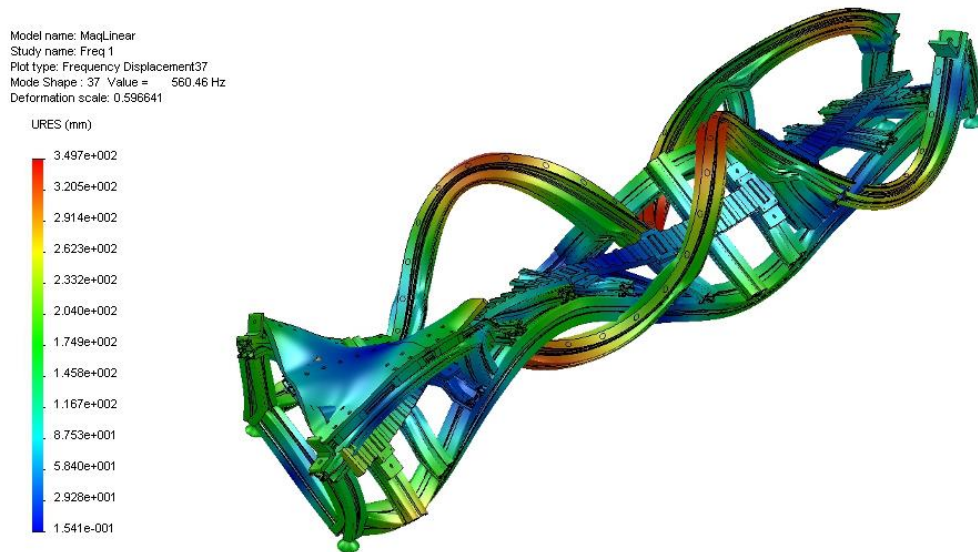


Figura 4.70 Exemplo de forma modal com deflexão e torção - modo #37-P5 ( $f=560$  Hz).

Assim, por esta ordem de razões, neste caso, elencam-se apenas os modos e as frequências de vibração no contexto de informação resultante da análise modal pelo FEM.

## 4.6. Resumo e Conclusões

A falta de resultados indicativos das frequências naturais no ALRVC e a complexidade do problema sugerem a análise dos modos de vibração pelo FEM, com recurso ao *software* de simulação numérica, como por exemplo o SolidWorks 2013. O modelo geométrico para simulação reproduz fielmente as características físicas do actuador, tanto nas dimensões como nos materiais usados. Atendendo às características específicas da estrutura do actuador consideram-se cinco configurações representativas das possíveis vibrações estruturais consoante as posições do translato. Os parâmetros de configuração da simulação são ajustados de modo a obter resultados dos modos de vibração com elevada precisão. Na simulação FEA consideram-se oitenta modos naturais em cada configuração, cobrindo a gama de frequências até cerca de 1,2 kHz, que se considera ser a banda de interesse. A análise completa e a caracterização de todos os modos de vibração são tarefas exaustivas e difíceis de acomodar num só capítulo. Por essa razão, neste capítulo apresentam-se e analisam-se apenas os modos mais relevantes e que se consideram representativos dos vários tipos de vibrações no actuador.

Em cada configuração, os primeiros seis modos correspondem a vibrações em corpos rígidos, i.e., com frequências naturais nulas. Resultam, portanto, setenta e quatro modos naturais efectivos, na banda de frequências entre 60 Hz e 1,2 kHz, aproximadamente. Para facilitar a análise, a interpretação e a discussão dos resultados, os modos são organizados de acordo com as características de simetria da estrutura do actuador, e consoante os deslocamentos nas formas modais. As frequências de vibração são de um modo geral próximas, praticamente em todas as configurações consideradas, e em particular nas configurações duais. A variação das frequências de vibração em modos consecutivos é pequena, com mínimos de 1 ou 2 Hz e máximos de 60 a 65 Hz. O valor médio dessa variação de frequência é de cerca de 15 Hz. Em cada modo, o desvio das frequências de vibração em relação ao valor médio de frequência nesse modo é inferior a 4%. O desvio médio das frequências de vibração face à média das frequências em cada modo é de 0,74% nas configurações duais (0,67% e 0,82% para as configurações duais P1 e P5 e para P2 e P4, respectivamente). O desvio médio face às frequências médias nas cinco configurações é próximo de 2%. Dado que os desvios são em geral muito pequenos considera-se que os resultados obtidos por FEA têm boa precisão.

Nas várias configurações, para modos da mesma ordem ou de ordem adjacente, ocorrem frequências de vibração de valor idêntico, ou próximo. Estas características sugerem que essa frequência de vibração pode resultar da excitação de diferentes modos naturais do actuador. Por este motivo, e pela complexidade do modelo na interligação dos vários componentes é importante analisar as formas dos respectivos modos com vista à caracterização adequada das vibrações resultantes. De acordo com as formas das ondas, as vibrações no actuador podem ser agrupadas, com a seguinte classificação: vibrações em barras longitudinais com deslocamentos transversais, segundo as direcções horizontal ou vertical, com ondas em fase ou em oposição

de fase; vibrações “exclusivas” do primário; vibrações no secundário e vibrações com deslocamentos por torção. Os primeiros são modos mais simples e cuja análise se pode fazer por via analítica, com base nas abordagens teóricas referidas no Capítulo 3. A complexidade é maior nos restantes grupos, sendo a análise especialmente dificultada no último, devido à ocorrência de deslocamentos em várias direcções e aos fenómenos de torção. Além disso, a determinação analítica das frequências de vibração produz resultados com desvios significativos face aos obtidos pelo método iterativo, mesmo para os modos mais simples. Este conjunto de razões justifica o uso de FEA no cálculo das estimativas das frequências naturais do ALRVC.

Pela análise dos vários modos de vibração, nas diferentes configurações, ficam patentes as características de simetria da estrutura do actuador, e as propriedades de alguns modos naturais mais simples, em configurações duais, consoante o posicionamento do translato. Estas características são, regra geral, evidentes em todos os casos em análise. Para alguns modos, em particular, a proximidade nos valores de frequência, na ordem, e as semelhanças entre as formas dos modos, permite classificá-los como homólogos. Noutros casos, determinados modos de vibração apenas ocorrem para configurações específicas, sendo estes considerados modos isolados. De entre os modos de vibração do actuador atribui-se uma atenção particular aos modos susceptíveis de poderem ser excitados por acção das forças electromagnéticas, resultantes da operação do actuador. Enquadram-se neste grupo as vibrações nas barras longitudinais com deslocamentos transversais segundo a vertical, as vibrações no primário (e por consequência no translato) e também os modos de vibração que afectam o secundário.

Os resultados das simulações pelo FEM contêm bastante informação sobre os modos de vibração do ALRVC, que de outro modo seriam muito difíceis de obter. Os dados obtidos permitem antever as frequências naturais de vibração do ALRVC bem como a sua origem e quais as peças particularmente afectadas ou responsáveis por essas vibrações. A sua análise e classificação servem de suporte e termo de comparação na análise modal experimental, cujos resultados se apresentam e discutem no Capítulo 6; servem ainda como referência para a análise modal por excitação operacional que se refere no Capítulo 7.



# Capítulo 5

## Instalações para Ensaios e Sistema para Medições

*Os resultados obtidos por métodos numéricos requerem validação por métodos experimentais. Descrevem-se aqui as soluções técnicas desenvolvidas e adoptadas para assegurar os testes e ensaios experimentais e garantir a integridade dos sinais. Em concreto, propõe-se uma câmara acústica semianecóica; descreve-se a sua concepção, a construção e a avaliação do isolamento acústico. Propõe-se também um sistema modular e distribuído para aquisição de dados, cujos módulos funcionais, as suas características e funcionalidades se descrevem e avaliam; apresentam-se ainda o software de controlo desenvolvido e as respectivas interfaces.*

### 5.1. Introdução

As vibrações e o ruído acústico produzido pelos MRVC, regra geral, correspondem a sinais periódicos cuja frequência é definida pelo movimento rotacional das suas partes móveis. A sua caracterização pode fazer-se nos domínios do tempo e da frequência através de análise de Fourier, designadamente por recurso à FFT, aplicada aos sinais discretos adquiridos por sistemas de aquisição de sinais.

Para a análise e caracterização das vibrações e do ruído acústico nos MRVC, o número de sensores/transdutores necessários é normalmente reduzido, dadas a sua configuração e as dimensões estruturais e das partes constituintes. Neste âmbito, os sensores/transdutores considerados no sistema de medida são essencialmente acelerómetros, microfones e transdutores de intensidade de corrente eléctrica. Os acelerómetros permitem medir os valores de aceleração em pontos de interesse na estrutura do actuador e, por via indirecta, obter os valores relativos de velocidade e deslocamento, localizados nesses pontos, tendo por base valores de referência. Os pontos para fixação dos acelerómetros na estrutura do actuador são normalmente escolhidos em função da ocorrência dos valores de maior amplitude das oscilações. Os microfones destinam-se a captar o ruído ambiente produzido, quer pelas vibrações das partes mecânicas do actuador, quer o ruído produzido por efeito aerodinâmico associado ao funcionamento do ventilador acoplado.

As vibrações em MRVC estão associadas às deformações estruturais por acção das forças electromagnéticas, às deformações e ao deslocamento das partes móveis, designadamente do rotor e do ventilador associado; também nos componentes de acoplamento à carga, como sejam o veio e os rolamentos. Regra geral, na análise e caracterização das vibrações e do ruído acústico em MRVC, é suficiente usar um acelerómetro com sensibilidade em três eixos, ou três acelerómetros sensíveis segundo um eixo, qualquer deles montados sobre a carcaça do motor. Na captação dos sinais acústicos é suficiente usar um ou dois microfones, normalmente com padrão polar de sensibilidade e directividade do tipo cardióide ou do tipo omnidireccional. A informação obtida é representada e analisada em tempo real, em equipamentos de medida, ou armazenada em formato digital para posterior análise e processamento. Os dados coligidos contêm informação das vibrações mecânicas e podem ser comparados e validados face aos resultados dos sinais acústicos.

No caso dos ALRVC a situação é diversa, em consequência da sua configuração estrutural, na qual se regista um aumento do número de pontos de interesse para medida das vibrações. Por outro lado, há que ter em conta os fenómenos de propagação e reflexão das ondas elásticas nas partes estruturais. A complexidade do problema requer o uso de vários transdutores distribuídos criteriosamente ao longo da estrutura, nos pontos onde se registam valores de deslocamento mais significativos, de modo a avaliar o comportamento vibratório do sistema. Por outras palavras, pretende-se sobretudo avaliar as zonas de maior deformação, ou de maior amplitude das ondas elásticas. Importa também recolher informação sobre as eventuais relações temporais entre os sinais nos vários pontos, de modo a avaliar a propagação das ondas e as suas reflexões, devido às condições limite das peças. Além destes é igualmente relevante obter informação dos valores de corrente de excitação das bobinas do primário, de modo a estabelecer relações entre os perfis de corrente e as forças produzidas (de atracção e de tracção) e os sinais áudio emitidos nessas condições.

Dadas as dimensões do actuador e a sua configuração, o número de grandezas físicas a considerar nos processos de medida experimentais é outro factor importante. A representação das várias grandezas sob a forma de sinais eléctricos requer o uso de sistemas de aquisição de dados, com vários canais de medida, e sensores/transdutores adequados: acelerómetros, microfones e sensores de corrente. Os dados obtidos para as várias grandezas são analisados e avaliados individualmente e em correlação. A correlação da informação obtida de todos os sensores/transdutores permite obter os modos de vibração e o ruído, consoante os perfis de corrente de excitação nos regimes de funcionamento do actuador, e as correspondentes forças produzidas. Permite também estabelecer padrões de vibração comuns e que caracterizem o actuador em termos de vibrações e ruído acústico. Estes requisitos fazem antever o uso de um número acrescido de sensores/transdutores e consequentemente do número de canais independentes de medição.

O número de canais de medida necessários, as funcionalidades pretendidas, e a indisponibilidade de equipamentos que reúnam todos os recursos, obrigam ao uso de equipamentos específicos e especialmente adaptados à aplicação. Assim, visando dar resposta a estes requisitos, projectou-se e desenvolveu-se um sistema próprio para aquisição de dados, baseado em microcontroladores, que se propõe neste capítulo. O sistema desenvolvido está adaptado, validado e aferido, com o propósito especial do cumprimento dos objectivos deste trabalho. Porém, pode ser facilmente transposto e adaptado para outras aplicações que necessitem de aquisição de dados de vários canais.

Os procedimentos dos ensaios experimentais para caracterização do ALRVC visam assegurar a recolha de sinais acústicos exclusivamente relacionados com os testes e com o funcionamento do actuador. Um dos requisitos é o de evitar possíveis interferências de vibrações, ou de sinais acústicos provenientes de outras fontes externas. Importa assim garantir instalações de teste com reduzida reverberação e com isolamento acústico adequado. De entre os espaços disponíveis para a realização dos testes constatou-se que todos eles são contíguos a outros espaços onde decorrem actividades lectivas, ou a corredores para circulação e acesso.

Estes factores revelam uma restrição importante: o ruído acústico decorrente das actividades regulares, lectivas e de circulação de pessoas, influencia, por sobreposição, o som emitido pelos modos de vibração do actuador. Além disso, as superfícies de paredes e tectos não possuem materiais absorventes acústicos pelo que, em termos acústicos, os espaços apresentam reverberação significativa. Opta-se assim por realizar os ensaios num espaço mais reservado, e pela construção de uma câmara para isolamento acústico que minimize as vibrações transmitidas às partes estruturais do edifício (piso e paredes) e aos elementos de construção (portas e janelas). Propõe-se igualmente neste capítulo uma câmara acústica semianecóica, descrevem-se os aspectos de concepção e de construção, os materiais empregues e ilustram-se e descrevem-se as várias fases de construção. Apresentam-se também os procedimentos e os resultados experimentais de avaliação do isolamento acústico obtido através da câmara aqui referida.

Além da secção introdutória este capítulo contém mais três secções. Na secção 5.2 descreve-se a concepção e os aspectos construtivos de uma câmara semianecóica para a realização dos ensaios experimentais, bem como os resultados da avaliação do isolamento acústico. A secção 5.3 é dedicada ao sistema de aquisição de dados, desenvolvido especificamente para os objectivos deste trabalho. Na secção 5.4, apresentam-se, em resumo, as principais contribuições deste capítulo.

## 5.2. Câmara Semianecóica para a Realização de Ensaios

O espaço escolhido para a realização dos ensaios de caracterização das vibrações e do ruído acústico do ALRVC é uma sala localizada entre dois laboratórios, um de cada lado, onde decorrem essencialmente actividades de ensino e aprendizagem. Em ambos decorrem essencialmente aulas práticas laboratoriais, sendo que num destes laboratórios ocorrem com frequência ensaios com motores eléctricos, montados em bancadas. A ocupação destes espaços faz-se com regularidade e durante períodos relativamente longos, sendo os níveis de ruído gerados significativos e susceptíveis de influenciar os testes de caracterização do ALRVC. A sala reservada aos ensaios confina também, num dos topos, com um corredor central, no interior, que serve de acesso aos espaços laboratoriais e a outras salas onde decorrem actividades lectivas. Por vezes registam-se aí concentrações de grupos de pessoas que geram ruído ambiente.

No piso superior, imediatamente sobre o espaço reservado para ensaios, está instalado um laboratório de investigação cujo piso assenta sobre uma estrutura metálica, em vão, suportado por vigas metálicas de perfil em “I”. Neste espaço decorrem igualmente ensaios com outro ALRVC, montado sobre uma bancada com estrutura metálica e tampo em madeira. O ruído inerente aos ensaios aí realizados é de mais fácil propagação através das partes estruturais do edifício e, conseqüentemente, com maior potencial de interferência no ruído gerado pelo actuador sob caracterização. Além disso, no piso inferior desse edifício, um pouco mais distante, está instalado um laboratório equipado com um tanque de grandes dimensões, onde decorrem ensaios de hidráulica. Os ensaios que aí se realizam, por tempos alargados (alguns dias), são susceptíveis de transmitir vibrações ao piso e às paredes do edifício, por acção dos motores e bombas, e também pelo próprio escoamento do fluido.

O edifício onde a sala de ensaios se localiza tem paredes estruturais em granito, para o exterior, e paredes interiores em alvenaria, pintadas ou revestidas com materiais cerâmicos; apresenta também superfícies envidraçadas de grandes dimensões com caixilharia em alumínio. O piso da sala escolhida para os testes, do corredor de acesso, e dos laboratórios adjacentes, é revestido a pavimento cerâmico; parte da superfície de parede da sala de ensaios é revestida a azulejo. Estes materiais são reflectores acústicos que influenciam o comportamento acústico da sala.

Das várias condicionantes antes referidas resulta a necessidade imperiosa de concepção e construção de uma câmara com características de isolamento acústico. Esta câmara visa minimizar a influência do ruído acústico ambiente gerado por outras fontes e que é emitido ou transmitido pelas partes estruturais do edifício.

### 5.2.1. Concepção e Construção da Câmara

Atendendo ao espaço disponível face às dimensões da sala e às dimensões físicas do ALRVC, propõe-se uma câmara rectangular com 2780 mm de comprimento, 1410 mm de largura e 1835 mm de altura. Apresentam-se nesta secção os seus aspectos de concepção e construção.

A estrutura da câmara, que se apresenta na Figura 5.1 a), é constituída por barrotes em madeira de pinho, com 44x44 mm. As paredes laterais são constituídas por placas de aglomerado de madeira com 16 mm de espessura, aparafusados aos barrotes de madeira por peças metálicas em “L”, nas uniões e nos cantos. A parede posterior é dividida em duas peças de aglomerado de 16 mm de espessura, de modo a acomodar no intervalo uma calha electrificada já existente. Toda a estrutura assenta em apoios em feltro, com 15 mm de diâmetro ( $\Delta L_w \approx 20$ [dB]) distribuídos no perímetro da estrutura, na face inferior dos barrotes em contacto com o piso, sendo o espaço restante preenchido com espuma. Os painéis frontais, cuja estrutura é visível na Figura 5.1 b), são constituídos por placas de aglomerado de madeira, com 8 mm de espessura e reforçados estruturalmente com ripas de madeira de pinho com 33x12 mm.

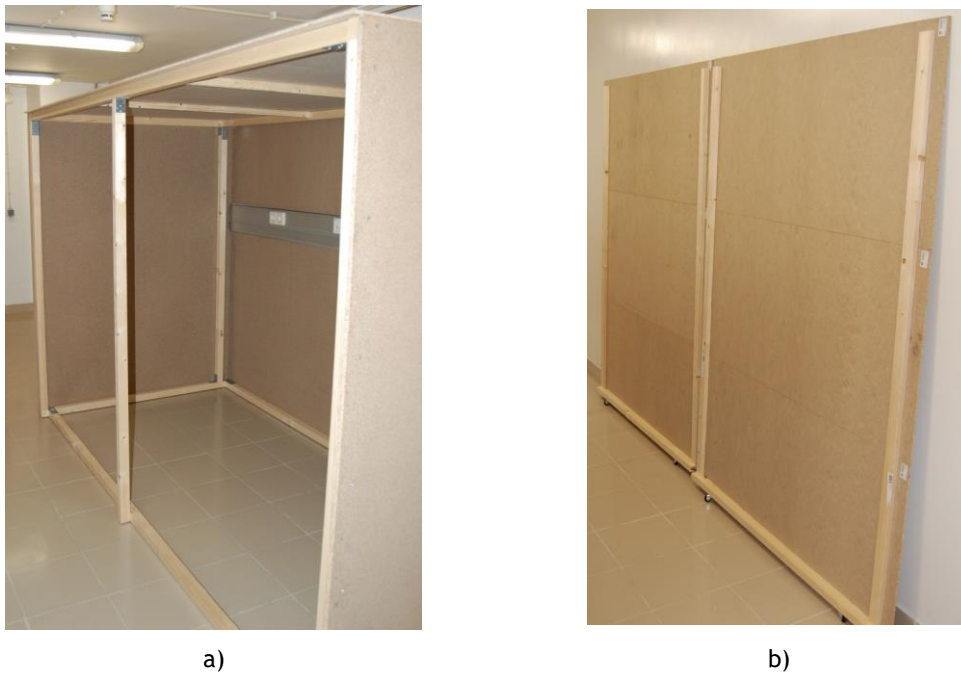


Figura 5.1 Construção da câmara: a) estrutura principal e painéis laterais e b) painéis frontais.

A utilização de aglomerado de madeira de espessura inferior visa a redução da carga devido à massa do conjunto, para facilitar a mobilidade destes painéis no acesso ao interior da câmara. A cobertura é também constituída por placas de aglomerado de madeira com 8 mm de espessura, apoiados à estrutura e reforçados com ripas de pinho com 33x12 mm. Na montagem final de todos os painéis à estrutura, nas juntas e uniões, aplicou-se espuma de polietileno de

baixa densidade, com 3 mm de espessura, para evitar pontes acústicas ou, caso existam, para reduzir os seus efeitos.

O revestimento acústico é conseguido pela aplicação de vários materiais dispostos em camadas sobre a superfície dos painéis, tanto no exterior como no interior da câmara. As superfícies exteriores são revestidas com espuma de polietileno de 5 mm *Impactodan* ( $\Delta L_w \geq 19$  dB), com o cuidado de utilização da peça inteira (6x2 m), e minimizando os cortes apenas às zonas de abertura para acesso. O revestimento interior é diferente nos vários painéis, consoante a espessura do aglomerado de madeira usado. Na primeira camada, comum a todos os painéis, incluindo o painel da cobertura, aplica-se espuma de polietileno de baixa densidade (3 mm), e preenchem-se as cavidades com placas de poliestireno. Em seguida aplica-se uma camada de revestimento em aglomerado de fibras têxteis, *Acustitherm 503*, com 10 mm de espessura em todas as superfícies interiores, o qual apresenta uma atenuação a ruídos de impacto  $\Delta L_w = 22$  dB, segundo a norma ISO 140-14:2004 [187] (entretanto revista pela norma ISO 16283-1:2014 [188]). Nos painéis frontais, atendendo à menor espessura do aglomerado de madeira aplicam-se duas camadas de *Acustitherm 503*, perfazendo 20 mm no total.

As camadas de *Acustitherm 503* são revestidas com uma camada de cortiça *AcoustiCork*, com 2 mm de espessura e, por cima desta, um revestimento com espuma de poliuretano perfilada, FR25, específica para aplicações acústicas. No painel traseiro, nas junções com as paredes da sala, usa-se *Acustitherm* e *Impactodam* de modo a evitar pontes acústicas. As cavidades das calhas electrificadas são preenchidas com *Acustitherm 503*. Na cobertura, no interior, após a camada de *Acustitherm 503* fixam-se painéis perfurados, de derivados de madeira e resinas do tipo *Tablex*, com 3 mm de espessura, para dispersão de ondas acústicas. Posteriormente aplica-se um revestimento de 5 mm em espuma de polietileno *Impactodan*, que constitui também o revestimento final.

A Figura 5.2 ilustra em pormenor as fases de colocação do revestimento. No chão, no interior da câmara, aplicam-se placas de cortiça *AcoustiCork* com 4 mm de espessura e coeficiente de absorção superior a 0,33 (a 500 Hz). Esta solução permite obter a rigidez de piso necessária para suportar o peso do ALRVC, minimizando a absorção de vibrações devido ao seu funcionamento. Ao mesmo tempo evita possíveis interferências de vibrações transmitidas através da estrutura do edifício.

Na Figura 5.3 é visível o exterior da câmara revestido a *Impactodan*, e no interior, o revestimento das superfícies com cortiça *AcoustiCork*, aplicada sobre camadas de aglomerado têxtil *Acustitherm 503* (não visível na imagem). No piso nota-se o contraste entre o exterior em ladrilho, com placas cerâmicas, e o interior, em placas de cortiça. A aplicação do absorvente acústico em espuma de poliuretano perfilada FR25 é igualmente visível.

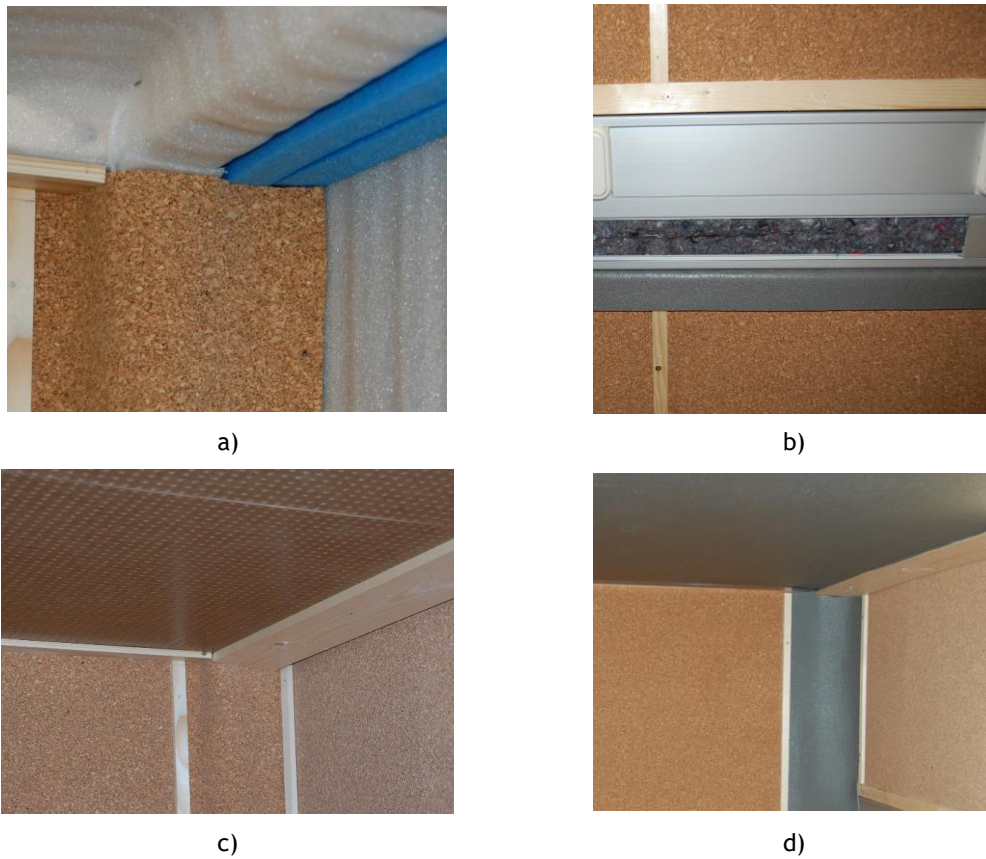


Figura 5.2 Pormenor do revestimento interior da câmara: a) primeira camada com espuma de baixa densidade; b) colocação de *Acustitherm* 503 no interior de calhas electrificadas; c) placas perfuradas *Tablex* na cobertura e d) revestimento final com *Impactodan*, e *AcustiCork* nos painéis laterais.

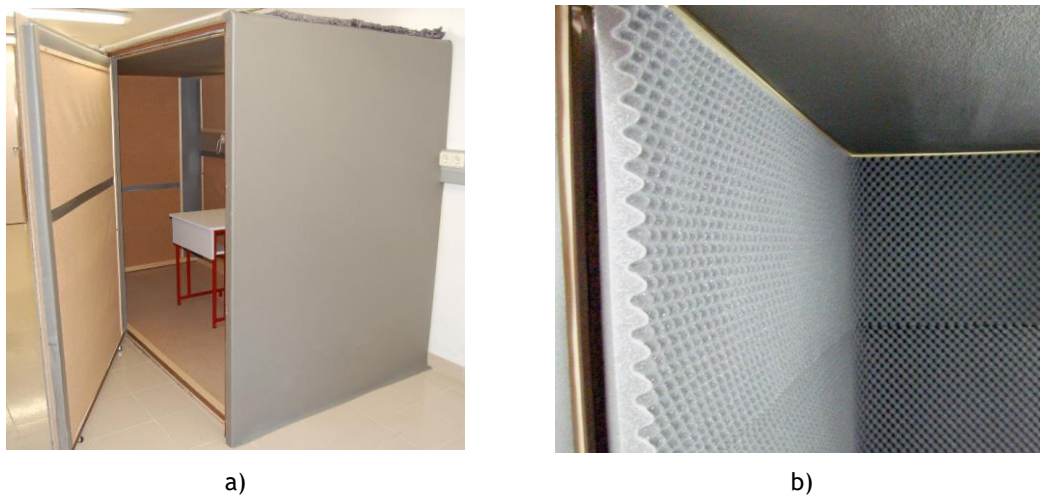


Figura 5.3 Pormenor dos revestimentos finais no: a) exterior e b) interior, com espuma acústica FR25.

O conjunto de materiais usados no revestimento das superfícies da câmara forma agregados acústicos cujos perfis em corte, do exterior para o interior, se ilustram na Figura 5.4. Estes agregados, nos painéis laterais posteriores e frontais, são compostos por camadas de espuma de polietileno de 5 mm *Impactodan*; aglomerado de madeira; espuma de polietileno de baixa

densidade com 3 mm de espessura, aglomerado de fibras têxteis *Acustitherm* 503; cortiça com 2 mm e espuma acústica de poliuretano perfilada FR25. Na cobertura, as duas últimas camadas são substituídas por placas perfuradas e espuma *Impactodan* que assegura o acabamento final. Na face exterior da cobertura aplica-se uma manta de *Acoustitherm* sendo o remate nas extremidades feito com espuma *Impactodan*.

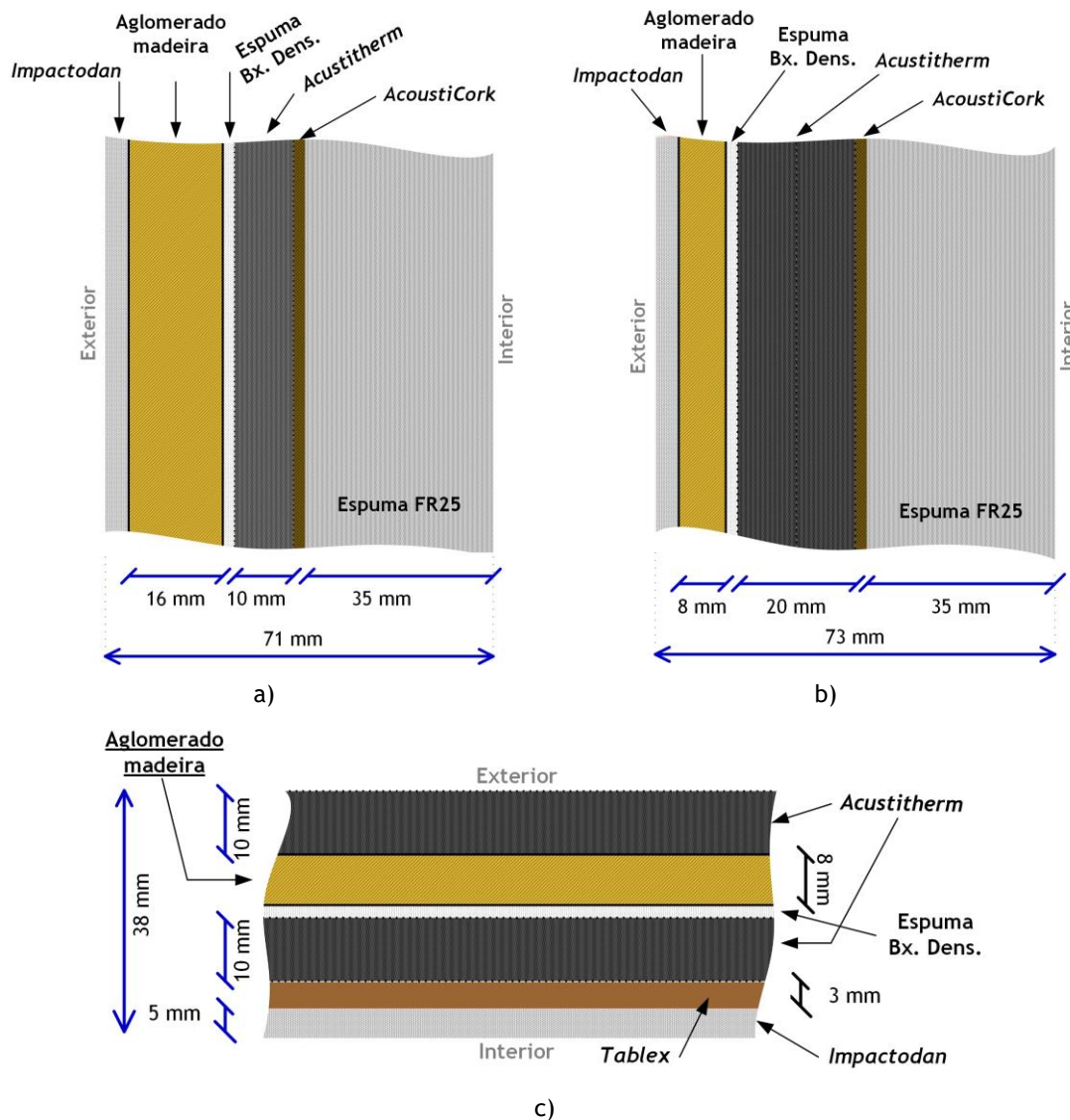


Figura 5.4 Vistas em corte dos agregados do revestimento acústico da câmara: a) nos painéis laterais e no painel posterior; b) nos painéis frontais e c) no painel superior que forma a cobertura.

A Tabela 5.1 apresenta os valores da velocidade de propagação de ondas sonoras (longitudinais) e da impedância acústica para alguns dos materiais com aplicação directa ou indirecta neste problema. Na Tabela 5.2 apresenta-se a gama de valores típicos do coeficiente de absorção acústica para esses materiais na gama de frequências entre 125 e 4000 Hz.

Tabela 5.1 Valores da velocidade de propagação da onda sonora longitudinal  $v_L$  e da impedância acústica  $Z_a$  para os principais materiais considerados na avaliação da câmara semianecóica [178].

Material	$v_L$ [ $\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ ]	$Z_a$ [ $\text{kg} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{m}^{-2}$ ]
Ar seco a 0° C	331,45	428,6
Ar a 20° C	344	413,4
Aço	5900	$46 \times 10^6$
Alumínio 6262-T9	6380	$17,33 \times 10^6$
Betão	3100	$8 \times 10^6$
Cortiça	5	$0,12 \times 10^6$
Ladrilho cerâmico	3000	$5 \times 10^6$
Madeira - Pinho	3500	$1,57 \times 10^6$
Poliestireno	2400	$2,42 \times 10^6$
Poliétileno (baixa dens.)	1950	$1,76 \times 10^6$
Tijolo	4300	$7,4 \times 10^6$

Tabela 5.2 Valores do coeficiente de absorção acústica,  $\alpha_a$ , para as superfícies e materiais considerados determinantes na caracterização acústica da câmara semianecóica [189].

Material	[125, 4000] Hz
Madeira aglomerada	0,58 a 0,07
Madeira (Pinho)	0,15 a 0,07
Alvenaria	0,02 a 0,07
Cortiça	0,10 a 0,20
Espuma de poliuretano	~ 0,30
Têxteis - aglomerados	0,49 a 0,82
Pavimento (ladrilho)	0,01 a 0,08

O isolamento acústico que se obtém com os revestimentos e materiais indicados nas Figuras 5.2 a 5.4 é objecto de avaliação, cujos resultados se apresentam e discutem em seguida.

### 5.2.2. Avaliação do Isolamento Acústico

Na avaliação do isolamento acústico da câmara consideram-se os procedimentos para a avaliação, *in situ*, do ruído de propagação aérea entre compartimentos em edifícios. Os níveis de pressão sonora para o ruído ambiente e a respectiva gama de frequências, na sala onde se localiza a câmara semianecóica, foram medidos com um sonómetro Rion NA-27, com análise em tempo real a 1/3 de oitava e curvas de compensação A, e com certificado de calibração válido. As sessões para medições contemplam a utilização normal, em diferentes dias da

semana, em vários horários, em períodos diurnos, de acordo com o guia técnico [190] e segundo a norma NP ISO 1996.

De modo a estabelecer padrões de referência dos níveis de ruído ambiente na avaliação do isolamento acústico da câmara, consideram-se dois cenários: 1) a utilização normal e regular do edifício e 2) condições adversas e excepcionais de ruído. Para tal medem-se os níveis de ruído ambiente em diferentes dias e em vários períodos do dia, em condições normais de utilização, com circulação de pessoas e com uma utilização reduzida, em horas de menor movimento. Medem-se também os níveis de ruído para sinais de referência, emitidos por uma fonte colocada no exterior da câmara. A fonte externa de ruído usada consiste num sistema de áudio, estéreo, com colunas directivas, e reprodução de sinais em formato digital. Os sinais considerados como referência são ruído branco gaussiano e tom isócrono a 136,1 Hz, ambos armazenados em formato digital, em ficheiros do tipo *'wav'* com qualidade CD (*Compact Disk*), 44.100 amostras por segundo e 16 bits por amostra. O ruído branco gaussiano visa recriar condições de ruído ambiente idênticas às que se obtêm no edifício devido a actividade humana. O tom isócrono a 136,1 Hz assemelha-se ao ruído provocado por ferramentas de percussão usadas em construção civil, com o qual se pretende recriar o cenário mais desfavorável de propagação de ruído acústico na sala. Para cada uma das situações referidas consideram-se sequências de dez medidas com intervalos de medição de 15 minutos. O sonómetro é montado num tripé a uma altura de 1,2 m e afastado igualmente cerca de 1,5 m de superfícies reverberantes [190]. A fonte de ruído externa é colocada a 1 m de altura e afastada cerca de 1,5 m das paredes ou superfícies reverberantes da sala.

Nas Figuras 5.5 e 5.6 apresentam-se os espectros de amplitude dos sinais de referência, i.e., do ruído branco gaussiano e do tom isócrono a 136,1 Hz, respectivamente. Ambos os sinais contêm dois canais de áudio, a 44 100 amostras por segundo, sendo cada amostra representada a 16 bits. As representações dos espectros, nas quais se evidenciam as principais características dos sinais, são ambas obtidas pelo cálculo da FFT através da função janela de Hanning.

Verifica-se pelo espectro do sinal de ruído branco que as suas múltiplas componentes de frequência apresentam valores de amplitude idênticas até cerca de 20 kHz, ocupam praticamente toda a banda áudio, e que apresentam uma amplitude praticamente constante nessa gama. O espectro do tom isócrono a 136,1 Hz revela predominância de componentes de baixa frequência, com maior concentração entre 10 e 250 Hz, e com espaçamento regular de cerca de 10 Hz entre cada componente espectral. Os valores de amplitude para cada componente de frequência são maiores que os verificados para o ruído branco, sendo mais significativos nas frequências entre 130 e 140 Hz, com um nível máximo de 74,48 dB. A envolvente das componentes espectrais mais significativas sugere a concentração da energia do sinal na gama de frequências entre 10 e 250 Hz, centrada em cerca de 130 Hz. Tal revela uma característica de quase simetria do espectro de potência, com uma largura de banda de 240 Hz, e uma variação de cerca de 120 Hz para cada lado em torno da frequência central.

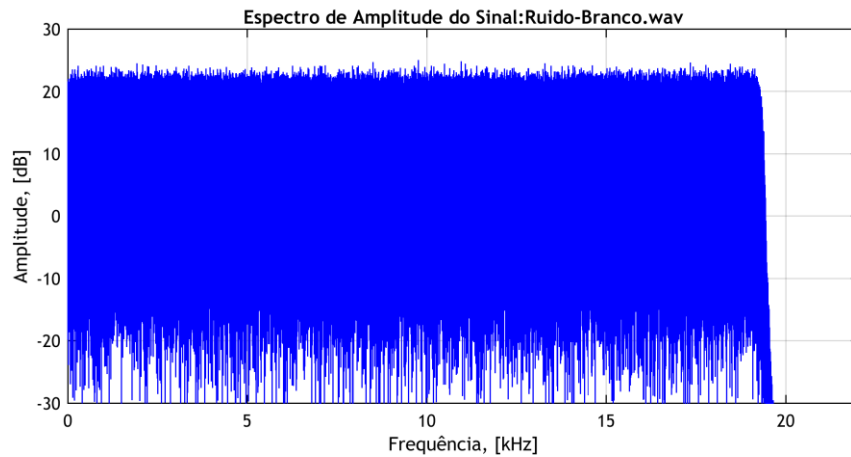


Figura 5.5 Espectro de amplitude do ruído branco gaussiano, a 44.100 amostras por segundo.

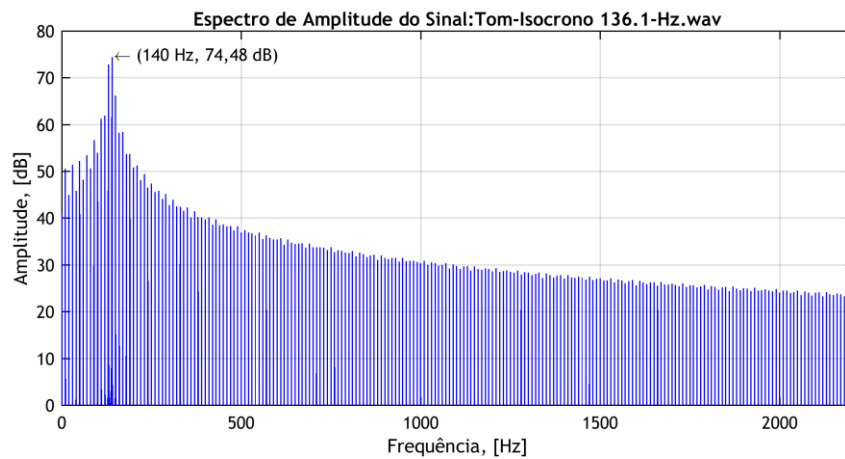


Figura 5.6 Espectro de amplitude do tom isócrono 136,1 Hz até 2,2 kHz, a 44.100 amostras por segundo.

Apresentam-se em seguida os resultados do nível de pressão sonora (simples) e do nível equivalente, com ponderação A, relativos ao ruído ambiente na sala onde está instalada a câmara semianecóica, para os dois sinais de referência antes referidos. Os valores de ruído ambiente consideram a utilização normal do edifício, devido a actividades regulares e de acção humana nos espaços contíguos, isto é, nos corredores e nas salas adjacentes, em condições normais de utilização, ou para actividades moderadas. Esta situação é aquela que ocorre com maior frequência e para a qual se pretende garantir um isolamento acústico eficiente, e cujos resultados se apresentam na Figura 5.7. As linhas no gráfico correspondem aos valores máximos e mínimos do nível relativo de pressão sonora, em dB, e ao nível contínuo equivalente de pressão sonora, ponderado A,  $L_{peqA}$ , expresso em dB(A).

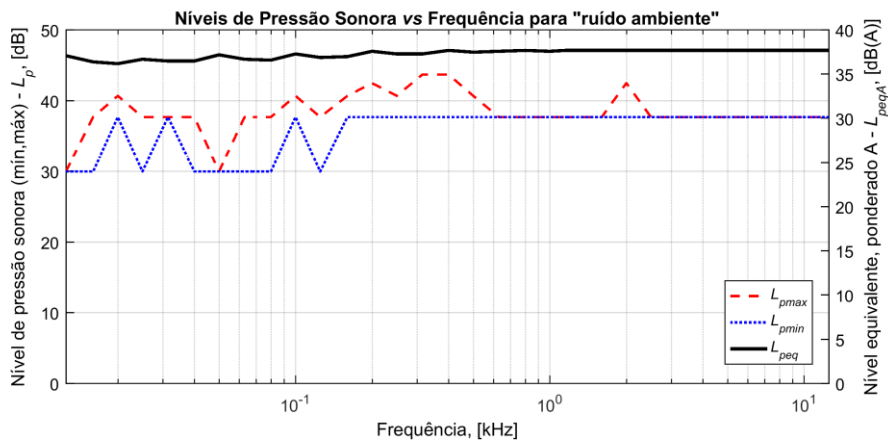


Figura 5.7 Medidas de ruído ambiente no edifício, em utilização normal.

Os valores limite do nível de pressão sonora variam entre 20 e 45 dB; o nível contínuo equivalente, ponderado A, varia entre 36 e 37,5 dB(A). Perante estes resultados verifica-se que a sala apresenta níveis de ruído ambiente, contínuo equivalente, ponderado A, entre 20 e 40 dB(A), a que corresponde a classificação de ambiente silencioso, aproximando-se de moderado. Existem, no entanto, situações em que estes espaços se podem considerar de ambiente ruidoso, ou muito ruidoso, em particular quando aí se realizam actividades relativas a ensaios laboratoriais. Por isso verificam-se igualmente os níveis de SPL de ruído ambiente para o ruído branco gaussiano e para o tom isócrono a 136,1 Hz, emitidos a partir de uma fonte externa, cujos resultados se apresentam nas Figuras 5.8 e 5.9, respectivamente.

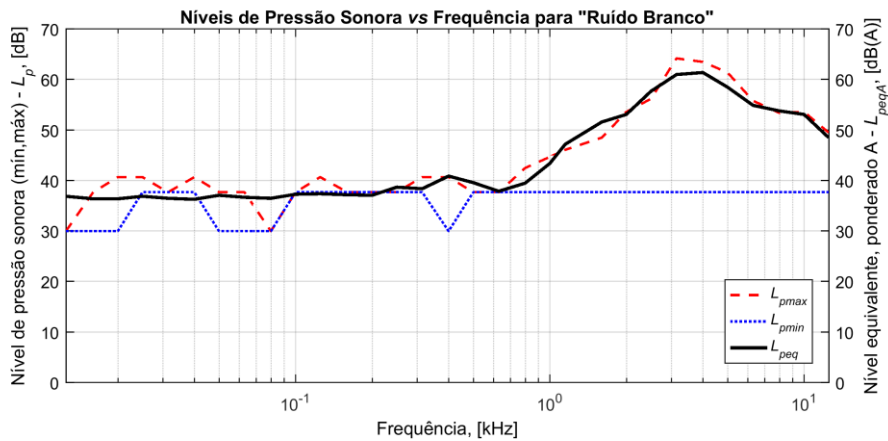


Figura 5.8 Medidas do nível de ruído ambiente no edifício para “ruído branco”.

Verifica-se na Figura 5.8 que os limites mínimos e máximos do nível de pressão sonora variam na banda de frequências, situando-se entre 30 e 40 dB até cerca de 500 Hz. A partir deste valor de frequência o nível mínimo mantém-se aproximadamente constante, registando-se em simultâneo um aumento do valor do nível máximo, que atinge o seu valor de pico de cerca de 65 dB entre 2 e 3 kHz. A variação do nível máximo de SPL deve-se à reverberação da sala, como

se pode observar no espectro do sinal na Figura 5.5. A curva correspondente ao nível equivalente, ponderado A, evidencia uma característica idêntica: o nível de  $L_{peqA}$  situa-se entre 35 e 40 dB(A) até cerca de 800 Hz, com um pico de aproximadamente de 42 dB(A) na vizinhança dos 400 Hz. Até final da banda regista-se um aumento de SPL, atingindo um pico de 61 dB(A) próximo de 4 kHz. Estes resultados demonstram que com ruído branco a sala apresenta níveis sonoros entre 35 e 60 dB(A), com predominância entre 45 e 60 dB(A) numa faixa de frequências mais alargada, que correspondem às classificações “ruído moderado” a “ruidoso”.

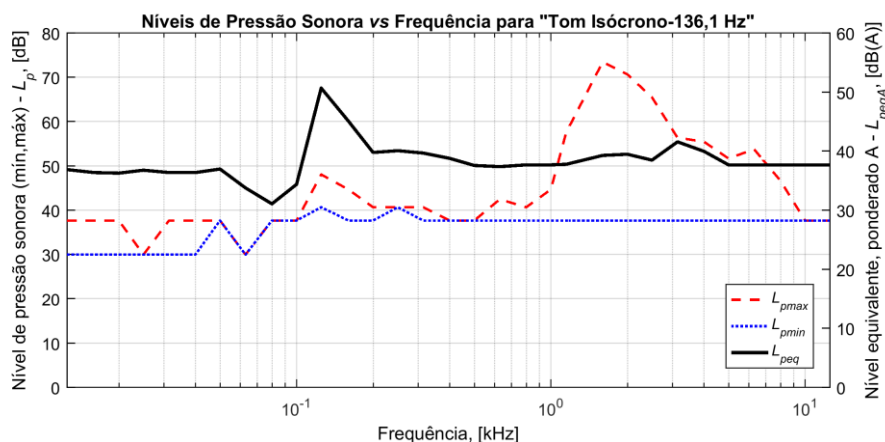


Figura 5.9 Medidas do nível de ruído no edifício para “tom isócrono-136,1 Hz”.

Para o som isócrono a 136,1 Hz, em particular no que respeita aos valores mínimos e máximos do nível de pressão sonora, verifica-se uma característica com um andamento semelhante à que se obtém com ruído branco. As diferenças mais significativas registam-se nos valores de pico e de frequência que são, respectivamente, de aproximadamente 74 dB e cerca de 1,6 kHz. Esta variação está também relacionada com a reverberação da sala. A evolução do nível equivalente de sinal é, porém, distinto. Este é aproximadamente constante, de cerca de 36 dB(A), para frequências até 50 Hz, e contido entre 37 e 41 dB(A) no intervalo de frequências entre os 200 Hz e 12,5 kHz. Como esperado, o valor máximo do nível equivalente é próximo de 50 dB(A) e ocorre entre 125 e 160 Hz. Apesar do menor valor do nível, em comparação com o caso anterior, este sinal tem um conteúdo harmónico de menor frequência pelo que, do ponto de vista psicoacústico, origina maior reverberação e é mais perturbador. Assim, do ponto de vista da absorção acústica, existe maior dificuldade na obtenção de resultados satisfatórios.

Para avaliação do isolamento acústico da câmara semianecóica medem-se os níveis de pressão sonora em dois cenários: 1) com a fonte sonora no exterior da câmara, a 1 m de altura afastada 1,5 m das paredes e o sonómetro montado num tripé a 1,2 m de altura do pavimento; 2) com a fonte no interior da câmara, a 1 m do pavimento, e o sonómetro no exterior, a 1,2 m de altura, afastado cerca de 1,5 m de paredes e superfícies reverberantes. Em ambos os casos medem-se os níveis de pressão sonora, com a câmara aberta e com a câmara fechada, em

intervalos de tempos de medição de 30 minutos, nos dois cenários de teste referidos. Nessas medições consideram-se diferentes posições de medição no espaço onde está localizada a câmara, e nos espaços adjacentes.

Nas Figuras 5.10 e 5.11 apresentam-se os resultados de duas medições dos níveis equivalentes de pressão sonora com ponderação A, no interior e no exterior da câmara, e a respectiva variação (atenuação), para ruído branco gaussiano e tom isócrono a 136,1 Hz, respectivamente.

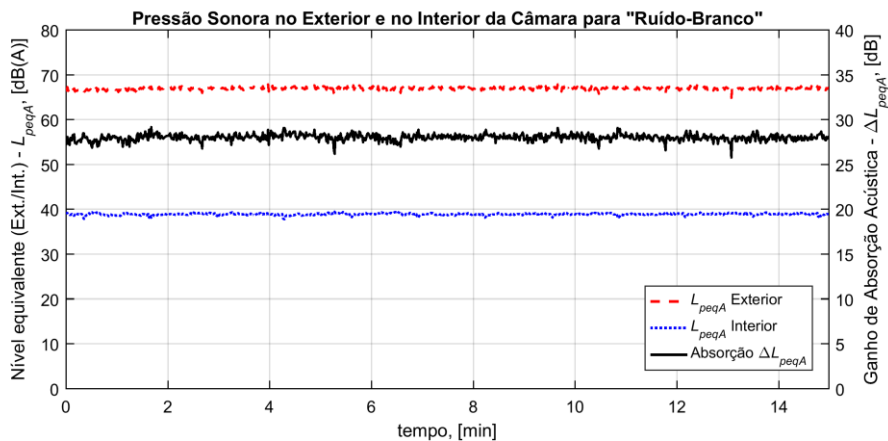


Figura 5.10 Avaliação do isolamento acústico da câmara semianecóica para “Ruído Branco”.

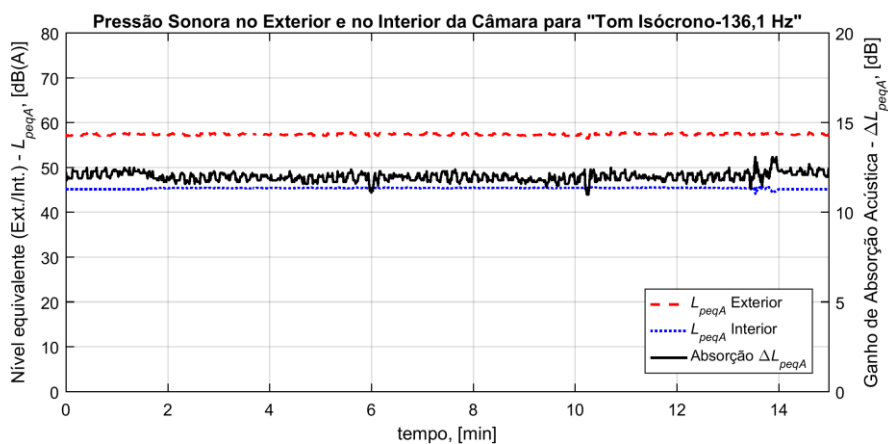


Figura 5.11 Avaliação do isolamento acústico da câmara semianecóica para “Tom Isócrono-136,1 Hz”.

Nestas figuras, para ruído branco, verifica-se que os valores de SPL no exterior e no interior da câmara são, respectivamente, de aproximadamente 66 e 38 dB(A), sendo a atenuação de 28 dB(A). Para o tom isócrono os valores homólogos obtidos são próximo de 57 e 45 dB(A), e 12 dB(A) de atenuação.

A Tabela 5.3 mostra os valores médios de SPL (com ponderação A) obtido a partir das várias medições para os dois sinais de referência considerados, nos dois cenários de posicionamento

da fonte sonora, i.e., no interior e no exterior da câmara; apresenta também os valores médios da variação de SPL,  $\Delta L_{peq}$ , que traduzem a atenuação obtida para cada caso, e que são representativos da absorção e do isolamento acústico conseguido.

Tabela 5.3 Valores médios de  $L_{peqA}$  e de absorção acústica na avaliação da câmara semianecóica.

Som de Referência	$L_{peqA}$ ambiente [dB(A)]	$L_{peqA}$ Interior [dB(A)]	$L_{peqA}$ Exterior [dB(A)]	$\Delta L_{peq}$ [dB(A)]
Ruído ambiente (Ext.)	37,30	30,00		7,30
Ruído Branco (no Ext.)	66,90	37,96		28,94
Ruído Branco (no Int.)	66,90		32,68	34,22
Som isócrono (no Ext.)	57,43	45,42		12,01
Som isócrono (no Int.)	57,43		41,87	15,56

Relativamente aos valores na Tabela 5.3 importa referir que nas medições dos níveis de pressão sonora se definiu o modo de operação do sonómetro com sensibilidade na gama entre 30 e 100 dB(A). Os valores de  $L_{peqA}$  medidos para ruído ambiente no edifício são próximos do limite inferior nessa gama, particularmente no caso dos níveis medidos no interior da câmara. Por essa razão, o valor médio da atenuação não pode ser considerado válido. Estima-se que os valores reais de atenuação se situem próximos daqueles que se obtêm para o ruído branco gaussiano. Pelos resultados obtidos na avaliação da câmara, para sinais com proveniência externa à câmara e com propagação aérea, verifica-se que os níveis de som no interior da câmara sofrem uma atenuação média entre 12 a 29 dB face aos níveis de ruído no exterior, em função das características dos sinais e da reverberação na sala. A atenuação é maior para o ruído branco e inferior para o tom isócrono (ruídos repetitivos de baixa frequência), que por acção da reverberação desencadeiam a transmissão do som através das partes estruturais do edifício. Estas diferenças são justificadas pelas características espectrais dos sinais, e pelas condições de reflexão e reverberação dos espaços. Não existem dados reais, ou representativos, do ruído ambiente gerado pelo normal decurso das actividades regulares das divisões, obtidos durante períodos de tempo alargados. Porém, pelos dados obtidos nos testes de avaliação com ruído branco gaussiano, dada a semelhança ao ruído gerado por aglomerados de pessoas, e tendo em conta os objectivos de aplicação, consideram-se aceitáveis os valores de atenuação do ruído ambiente devido às actividades decorrentes da normal utilização do edifício.

Com a fonte no interior da câmara apenas se consideram como sinais de referência o ruído branco e o som isócrono. Obtêm-se valores de atenuação superiores aos obtidos com a fonte no exterior, entre 3 a 6 dB, sendo esta melhoria resultante da acção da superfície perfilada em espuma acústica de poliuretano que reveste todo o interior da câmara. Verifica-se assim, para todas as situações consideradas, e para as condições mais frequentes de utilização, que no

interior da câmara se consegue obter ambiente silencioso e um bom isolamento acústico face ao exterior. Em condições normais, não se prevê que possam ocorrer ruídos de percussão com propagação aérea, ou com propagação pelas partes estruturais do edifício pelo que, apesar deste tipo de sinais não ser representativo da utilização normal da câmara, tem importância no contexto da avaliação global do isolamento acústico da solução proposta, designadamente na avaliação dos casos menos favoráveis.

Os materiais usados na construção e no revestimento da câmara são de baixo custo, essencialmente usados em aplicações de isolamento acústico de edifícios. Apesar disso, estima-se que os valores dos coeficientes de absorção acústica, obtidos para o aglomerado de materiais, em corte, considerando ondas com incidência normal, isto é, no caso mais desfavorável, situam-se entre 0,42 e 0,49 para ondas que se propagam no ar. Pelos resultados experimentais obtidos para os sinais de referência considerados, com a fonte de sinal colocada no exterior e no interior da câmara, e tendo em conta os materiais usados, revelam-se características de atenuação e de desempenho geral efectivo que se consideram aceitáveis e demonstram a adequabilidade da solução face aos objectivos. Os principais resultados obtidos para a câmara semianecóica estão publicados em [191] que se encontra listado no Anexo C.

Em condições reais de utilização a caracterização acústica da câmara é mais complexa, uma vez que o sinal de ruído ambiente pode resultar da combinação de sinais provenientes de várias fontes, sejam ruídos de precursão, de maquinaria, ruído de conversação, de locomoção, de condutas de ar e de canalizações, dando origem a ondas com propagação atmosférica e/ou pelas alvenarias, e com vários ângulos de incidência.

### 5.3. Sistema Modular para Medição e Aquisição de Sinais

Para obtenção da informação e dos valores das várias grandezas físicas de suporte à caracterização das vibrações e do ruído acústico do ALRVC, desenvolveu-se um sistema modular e distribuído para medição e aquisição de dados, doravante designado por SMDAD. Os principais resultados e contributos deste sistema são descritos em duas publicações que se encontram listadas no Anexo C: [192], [193].

O sistema desenvolvido é baseado em microcontroladores e constituído por vários módulos inteligentes e de interface para sensores (MI<sup>2</sup>S), que comunicam com um PC através de um barramento série suportado no protocolo USB 2.0. Os vários MI<sup>2</sup>S permitem a ligação de sensores e transdutores com saída analógica ou digital, aos quais fornecem também a necessária tensão de alimentação. O PC actua como anfitrião, providenciando o registo de todos os MI<sup>2</sup>S no sistema operativo, o controlo e supervisão de todo o sistema e a interligação de todos os componentes do sistema. O *software* de controlo, que corre no PC, permite a interface com o utilizador, assegura a gestão das comunicações e do processo de aquisição, e serve como

concentrador de informação. O processamento, a análise e a representação dos dados fazem-se também através de *software* dedicado, em pós processamento.

Atendendo à quantidade de parâmetros e grandezas a medir, o número de dispositivos USB ligados e registados simultaneamente no sistema operativo ultrapassa aquele que normalmente se obtém nas aplicações comuns (tipicamente 4 a 5 dispositivos, 8 no máximo). Por essa razão importa garantir a robustez, a estabilidade do sistema e a fiabilidade das comunicações. Em teoria o sistema operativo permite ligar e registar até 127 dispositivos a um barramento USB 2.0, com possibilidade de comunicação em débitos elevados (480 Mbps), podendo evidenciar alguma instabilidade, ou demorar algum tempo, durante o processo de identificação e registo dos dispositivos USB. Este factor é especialmente relevante para um número elevado de canais de medida. Por outro lado, podem ocorrer problemas de estabilidade nas comunicações, caso os dispositivos sejam alimentados pelo barramento USB. Esta situação é imposta pelas limitações de potência da unidade de alimentação do PC, e pode ocorrer apesar de se usarem dispositivos de muito baixo consumo.

Para garantir a estabilidade e fiabilidade das comunicações, os portos dos MI<sup>2</sup>S devem ser agrupados e ligados a unidades centrais (*hub*) com alimentação externa e com certificação de conformidade, preferencialmente com a mesma versão de *firmware*. No estado de desenvolvimento actual, com a verificação e validação resultante dos testes realizados, o SMDAD permite ligar até 28 módulos de sensores, agrupados em quatro *hubs* USB 2.0 de 7-portos, com alimentação externa. Cada um destes, por sua vez, liga a um porto de um *hub* USB de 4 portos, formando uma arquitectura distribuída, como ilustra a Figura 5.12.

Os MI<sup>2</sup>S comunicam com o PC através de um canal de comunicação USB. A tensão de alimentação (3,3 V) de cada módulo é assegurada externamente ou através dos portos USB, a partir do *hub* alimentado a que estão associados. Considerando o grande número de módulos e a quantidade de dados para a transmissão, usa-se o protocolo USB 2.0, com uma taxa de transmissão de dados de alto débito, até 480 Mbps [194]. O seu modo de operação permite a aquisição de dados em tempo real para sinais de natureza diferente, analógicos ou digitais, em aplicações que necessitem de um vasto número de sensores/transdutores, sendo por isso adequado à monitorização de vibrações em ALRVC. Considera-se que o número de canais permitidos com esta configuração é adequado aos requisitos da aplicação, tendo em conta o número total de canais em uso. Nesta aplicação usam-se no total 23 módulos de sensores em simultâneo, distribuídos do seguinte modo: 18 ligados a acelerómetros; 2 para a captação e aquisição dos sinais de áudio e 3 ligados a sensores de corrente, para medida das correntes de excitação nas bobinas do primário. Os acelerómetros são distribuídos na estrutura do actuador, em pontos de teste escolhidos criteriosamente.

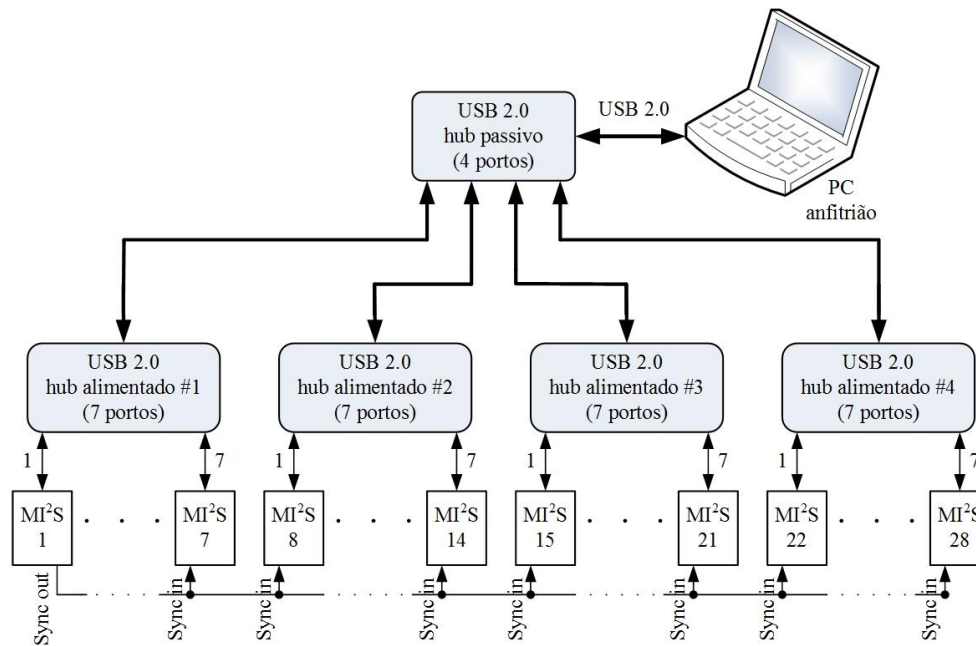


Figura 5.12 Aspecto geral da arquitectura do SMDAD.

Para um canal de comunicação USB 1.0 na sua máxima capacidade (*full speed*), com uma representação a 8 bits por símbolo, com bits de início e de fim, o ritmo de comunicação não excede os 10 Mbps. Por outro lado, a largura de banda associada aos *hubs* USB 2.0 é de 480 Mbps, o que equivale à comunicação com 48 módulos, através do protocolo USB 1.0 no ritmo máximo. Deste modo, dado que o número de módulos a usar é inferior a este número, a largura de banda disponível no protocolo USB 2.0 é suficiente ao estabelecimento das comunicações com todos os módulos. A capacidade do sistema pode ser expandida, para um maior número de canais de aquisição de dados, bastando para tal aumentar o número de portas USB (e *hubs* alimentados) de modo a suportar a ligação de um maior número de módulos de sensores. O mesmo se aplica ao tipo de sensores/transdutores, assegurando eventuais interfaces para compatibilização da polarização, ou de outros requisitos. As vantagens mais significativas do SMDAD são a modularidade, a escalabilidade e a flexibilidade no uso de diferentes tipos de sensores/transdutores, com saída analógica ou digital, e com sinais de natureza diversa. O seu custo final é bastante inferior ao de outras soluções disponíveis.

### 5.3.1. Hardware Modular e Distribuído

O SMDAD é reconfigurável e escalável, a partir da ligação e organização dos módulos de sensores ( $MI^2S$ ). O sistema pode operar em modo síncrono ou em modo assíncrono, com frequência de amostragem e resolução programáveis, com um *buffer* de memória com dimensão fixa de 15 kbyte. A frequência de amostragem,  $f_s$ , é definida por omissão a 160 kHz, sendo ajustável para 80 ou 40 kHz. A resolução do ADC é também programável, a 8 ou 12 bit, afectando directamente a representação dos dados para 8 ou 16 bits, respectivamente. Para assegurar a

operação em modo síncrono, os módulos são interligados entre si através de um barramento de sincronismo, externo, a 2 fios (Sync e GND). Na ligação padrão, o primeiro módulo na cadeia fornece o sinal de sincronismo aos restantes módulos. O PC anfitrião controla todo o sistema através de um conjunto de funções escritas em MATLAB® (MATLAB é uma marca registada de The MathWorks Inc.). No barramento de sincronismo usa-se cabo SFTP 300 Cat5E 26AWGX4P, com blindagem dupla em papel de alumínio e malha entrançada, para evitar interferências electromagnéticas, e que permite débitos binários até 300 Mbps. O isolamento em PVC foi retirado para redução do peso e melhoria da flexibilidade do cabo.

### Unidade Central de Processamento

Os módulos de sensores, cujo diagrama de blocos funcional se apresenta na Figura 5.13, são baseados nos microcontroladores de baixo consumo, MSP430F5419 ou MSP430F5438 [195], fabricados pela Texas Instruments. Os seus esquemas eléctricos estão disponíveis no Anexo A.

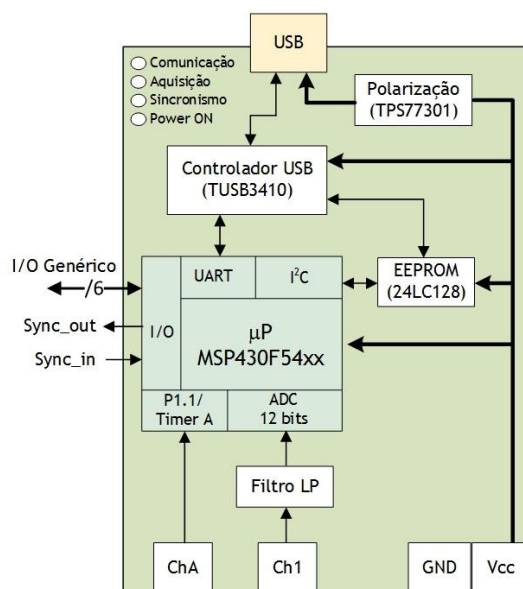


Figura 5.13 Diagrama ilustrativo da constituição interna dos MI²S.

Os MI²S possuem um bloco funcional de interface para comunicações e dois canais para ligação de transdutores. Cada MI²S permite a ligação, embora não simultaneamente, de transdutores com saída analógica ou com saída digital em formato série. Este recurso confere ao sistema a flexibilidade necessária para o uso de diferentes tipos de sensores/transdutores, justificando a existência dos terminais de entrada Ch 1 (para grandezas analógicas) e Ch A para dispositivos com saída digital em SPI (*Serial Peripheral Interface*). Associado à entrada Ch 1 existe um filtro LP analógico realizado em *hardware* para limitação de espectro (AAF, do Inglês *anti-aliasing filter*). Este filtro é constituído por  $R_{23}$  e  $C_{22}$ , e pode estar ligado em cascata, com um filtro LP para condicionamento de sinal, existente a montante na linha de saída na placa de interface e de montagem do transdutor, de acordo com respectivas características de resposta em

frequência. As duas secções RC de filtragem, ligadas em cascata, asseguram o necessário condicionamento do sinal e limitação de espectro para verificação do teorema da amostragem.

O ADC interno aos microcontroladores MSP430F54xx é do tipo SAR com resolução de 12 bits; a dimensão da memória reservada para aquisição de dados (*buffer* de dados) é de 15 kbyte. Deste modo os dados podem ser armazenados a 8 ou 16 bits, embora esta última opção restrinja a taxa efectiva de amostras a metade. Assim, para um intervalo de tempo de 1 segundo, o número de amostras é de 15000 para dados de 8 bits, e 7500 amostras para dados a 16 bits. O processo de recolha de amostras termina quando a memória reservada aos dados fica cheia. Nesse caso o MI<sup>2</sup>S fica inactivo, à espera de novo comando para recolha de dados, sendo possível iniciar um novo ciclo de amostragem e aquisição, a partir de uma ordem gerada no PC.

A aquisição de dados depende da configuração do sinal de gatilho (*trigger*), que pode ser interno ou externo. Para a situação de disparo interno, a aquisição de dados é iniciada imediatamente após a recepção do comando de amostragem, enviada pelo PC. Como consequência a linha Sync\_out transita para o nível lógico alto (*high*). No caso do disparo externo, a aquisição tem início quando ocorre uma transição do nível baixo para nível alto (*low-to-high*) na linha de Sync\_in, ou seja, o processo é disparado no flanco ascendente. Esta funcionalidade permite usar um MI<sup>2</sup>S como “mestre” (geralmente o primeiro da cadeia e registado no sistema operativo) para sincronizar todos os outros no processo de aquisição, estando subordinados ao primeiro. Para reduzir ao mínimo o tempo de latência, a linha Sync\_out do “mestre” é ligado em derivação (em paralelo) às linhas Sync\_in dos restantes módulos, através do cabo de sincronismo. Assim, o atraso no tempo de aquisição entre o primeiro módulo e os restantes é fixo, e corresponde ao tempo de processamento das instruções para aquisição. O atraso de tempo medido para o sinal de sincronização é de cerca de 2,4  $\mu$ s. Este tempo é menor do que o valor do intervalo de tempo entre amostras, considerando os tempos de amostragem no caso mais desfavorável, que é de 6,25  $\mu$ s @  $f_s = 160$  kHz. Este tempo assegura que não se perdem amostras simultâneas e que, no pior caso, essa perda, caso ocorra, é de apenas uma amostra no *buffer* do “mestre” face aos restantes, permitindo o alinhamento temporal dos dados, nos vários canais, de modo a correlacionar a informação obtida dos vários transdutores.

### Interface de Comunicações

A interface de comunicações entre o UART do microcontrolador e o PC é assegurada por um controlador USB, tendo-se optado pelo TUSB3410 [196] fabricado pela Texas Instruments. Para o funcionamento correcto das comunicações é necessário efectuar a identificação e registo dos MI<sup>2</sup>S no sistema operativo no PC. Este processo requer a instalação prévia no PC do *driver* do controlador TUSB3410 que pode ser obtido em [197]. A EEPROM contém o *firmware* necessário à inicialização do controlador USB e o UART incorporado no TUSB3410 permite uma taxa de transmissão que varia entre 50 e 921,6 kBaud, seleccionável por *software*. Para uma representação a 8 bits por símbolo, com bits de início e de fim, o ritmo de comunicação não

excede os 10 Mbps, que corresponde ao débito binário para um canal de comunicação USB 1.0 na sua máxima capacidade (*full speed*). É de referir que o débito binário máximo para comunicação, associado aos *hubs* USB 2.0, equivale à comunicação com 48 módulos, através do protocolo USB 1.0, no ritmo máximo. Dado que o número de módulos a usar é inferior a este número, a largura de banda disponível no protocolo USB 2.0 é suficiente para assegurar as comunicações com todos os módulos.

A Tabela 5.4 refere os comandos envolvidos nas comunicações e as funcionalidades do sistema, complementada pelo fluxograma da Figura 5.14 que descreve a sequência de acções do *firmware* para as comunicações.

Tabela 5.4 Resumo dos comandos e pacotes de dados nas comunicações.

Comando	Designação	Acção no PC Anfitrião	Acção no MI <sup>2</sup> S
'C'	Configuração	ID do MI <sup>2</sup> S, 8/16 bit, $f_s$ , Sync, Ch A ou Ch 1	OK ou Not OK
'S'	Start (timer B)	--	OK ou Not OK
'D'	Dados	Leitura ou escrita de dados	OK ou Not OK
'R'	Reset	--	OK ou Not OK
'P'	Parâmetros do ADC	Leitura	Inf. Config. ADC

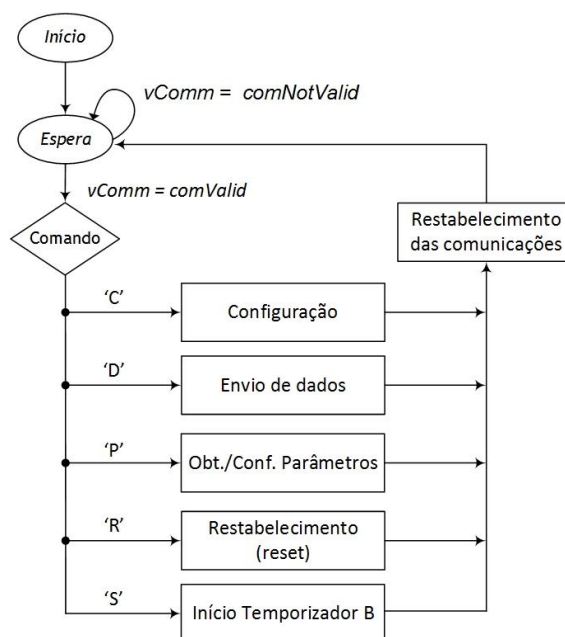


Figura 5.14 Fluxograma descritivo da operação do *firmware* para as comunicações

Após o arranque, o MI<sup>2</sup>S aguarda por um comando do PC de entre um dos seguintes identificadores: 'C' para configuração e 'D' para envio de dados. O comando 'C' destina-se ao envio das instruções para configuração das comunicações e do modo de operação na aquisição de dados. Este comando é formado por um conjunto de cinco byte: o primeiro refere-se ao

identificador; o segundo byte define a resolução do ADC; o terceiro e o quarto byte permitem ajustar a frequência de amostragem (definem o número de períodos de relógio correspondentes ao tempo entre amostras). O quinto byte contém o identificador do MI<sup>2</sup>S. O comando 'D' ocupa apenas dois bytes: o identificador do comando e o identificador do MI<sup>2</sup>S, respectivamente. Na primeira fase, o *software* de controlo envia os parâmetros de configuração a cada um dos módulos. Estes, por sua vez, reconhecem os parâmetros de controlo e perante uma configuração bem-sucedida respondem enviando a *string* de confirmação 'OK'. Caso a configuração seja definida com sucesso o módulo fica pronto para iniciar um ciclo de aquisição e a linha Sync\_out transita para o nível 'high'.

O processo de aquisição tem início com um comando de recolha de dados, no modo assíncrono, ou quando ocorre uma transição de nível ascendente na linha Sync\_in, em modo síncrono. De referir que neste último caso, o terminal Sync\_out do "mestre" está ligado às entradas Sync\_in dos restantes módulos. A aquisição dos dados é controlada pelo TIMER B do microcontrolador, após configuração de acordo com os parâmetros pretendidos, de modo a armazenar os dados em memória no *buffer* de dados.

No funcionamento interno dos MI<sup>2</sup>S usam-se também quatro rotinas de serviço às interrupções (ISR - *Interrupt Service Routine*) cujas interações se ilustram nas Figuras 5.15 e 5.16. Estas rotinas destinam-se às interrupções de comunicação, através do UART (UART\_RX\_ISR), e à gestão e controlo do processo de aquisição de dados (TIMER\_B\_ISR, ADC\_EOC\_ISR e P1\_1\_ISR). A rotina UART\_RX\_ISR tem sempre início com a recepção de um byte enviado pelo PC. A sua principal função consiste em recolher esse byte do registo de recepção, RX, e transferi-lo para o *buffer* de comunicações, *CommBuffer*. No final do processo, em caso de sucesso, o pacote de dados recebido é validado e essa acção é sinalizada activando um LED. A rotina TIMER\_B\_ISR é activada no início do processo de aquisição e é executada a um ritmo fixo e periódico, sendo a periodicidade estabelecida na fase de configuração, de acordo com o período de amostragem definido. Esta rotina activa os recursos necessários consoante o canal utilizado na aquisição de dados do sinal: Ch 1 ou Ch A. Estes, por sua vez, são usados conforme o tipo de saída dos transdutores aí ligados. Caso se use o Ch 1, isto é, se o sinal de saída é analógico, inicia-se o processo de conversão de analógico para digital e activa-se a interrupção de leitura do ADC através do sinal de fim de conversão (EOC - *End of Conversion*). O resultado da conversão obtida no ADC é recolhido pela rotina ADC\_EOC\_ISR e armazenado em memória. Por outro lado, quando se usa o Ch A, é activada uma interrupção no porto P1.1, sensível à transição no flanco ascendente, do nível baixo para o nível alto (*low-to-high edge transition*).

A rotina P1\_1\_ISR apresenta duas possibilidades de operação em reacção às transições do sinal de activação e desactivação do temporizador em Ch. A. Na transição no flanco ascendente activa o temporizador A (*timer A*) e gera um sinal de *acknowledge* ao pedido de interrupção actuando sobre P1.1 no flanco descendente, preparando a sequência de acções para o próximo pedido de interrupção. Na transição descendente faz a paragem do *timer A* iniciado na

transição ao flanco ascendente e desencadeia o processo de gestão do *buffer* de dados. Ao atingir o limite da capacidade de memória alocada ao *buffer* desactiva o processo de aquisição e a contagem no temporizador B é inibida. Conclui-se deste modo o processo de conversão de dados que ficam disponíveis para leitura.

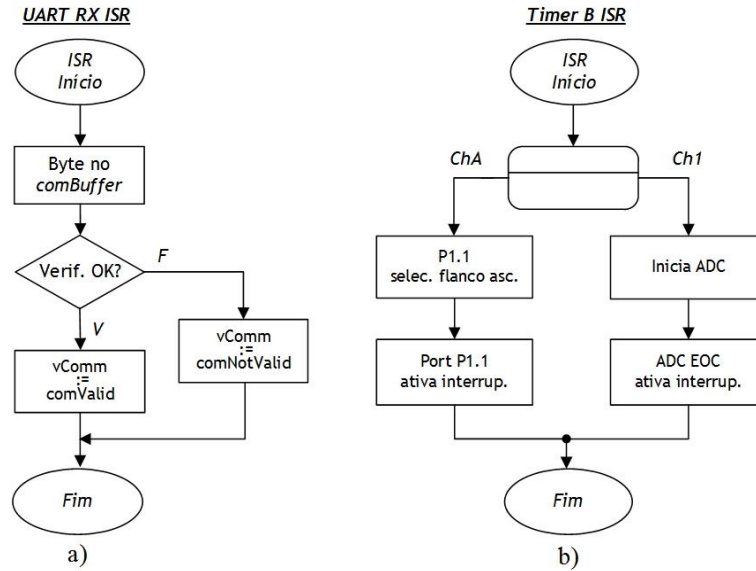


Figura 5.15 Fluxogramas das rotinas de serviço a interrupções: a) nas comunicações série e b) no controlo e gestão do processo de aquisição de dados.

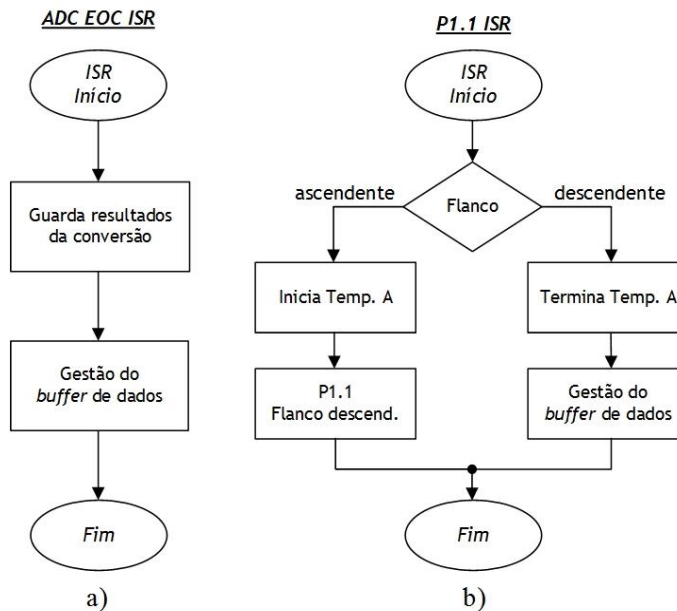


Figura 5.16 Sequência de acções nas rotinas de serviço a interrupções na aquisição de dados: a) para transdutores com saída analógica e b) para transdutores com saída digital.

## Transdutores, Circuitos de Interface e Cablagens

Para recolha de dados de suporte à caracterização do actuador linear, e da relação com as suas características estruturais e regimes de funcionamento, usam-se transdutores com saída analógica em tensão, ligados às entradas Ch1 dos MI<sup>2</sup>S. Nas medidas de vibrações usam-se acelerómetros ADXL001-70Z [198] e ADXL326Z [199], ambos fabricados pela Analog Devices, e cujas placas de montagem se podem ver nas Figuras 5.17 a) e 5.17 b), respectivamente. Os sinais de áudio são captados por microfones de *electrect* e as correntes de excitação nas fases do actuador são medidas através de transdutores de corrente ACS711 [200], fabricado pela Allegro MycroSystems. Todos estes dispositivos são montados em placas de interface e de condicionamento de sinal, alimentadas a partir do MI<sup>2</sup>S a que estão associadas. As tensões à saída dos transdutores variam na gama de tensões de entrada do ADC no microcontrolador.



Figura 5.17 Placas de montagem dos acelerómetros (20x20 mm): a) ADXL001-70Z [201] e b) ADXL326Z.

O acelerómetro ADXL001-70Z apresenta uma sensibilidade de  $\pm 70$  g segundo um eixo. A resposta é sob a forma de tensão, com uma variação relativa (*ratiometric*) típica de 16 mV/g, com 0,2% de não-linearidade e baixa sensibilidade a ruído EMI/RFI. Em repouso, isto é, para uma aceleração de 0 g, a tensão de saída assume o valor  $V_{CC}/2$ , em que  $V_{CC}$  é a tensão de alimentação.

A característica de resposta em frequência deste acelerómetro apresenta ganho 0 dB até cerca de 4 kHz, e um pico de ressonância de aproximadamente +6 dB a 22 kHz (factor de qualidade de 2,5). Para se obter uma resposta maximamente plana em toda a banda, dimensiona-se um filtro passa-baixo de 2ª ordem, passivo, do tipo RC, por associação em cascata das secções RC constituídas por  $R_1$  e  $C_2$ , na placa de montagem do acelerómetro, na Figura 5.17 a), e por  $R_{23}$  e  $C_{22}$ , montados na placa do MI<sup>2</sup>S, na entrada analógica (Ch1), como mostra o esquema eléctrico na Figura 5.18 a). As duas secções RC constituem o AAF e são dimensionadas de modo a obter-se um filtro com uma frequência de corte (-3 dB) a cerca de 11,8 kHz e ganho de -5 dB a 20 kHz, como ilustra a resposta em frequência na Figura 5.18 a). Esta solução permite um ganho de aproximadamente 0 dB em toda a banda, como mostra o diagrama da resposta em frequência modificada na Figura 5.18 b). Além disso assegura o cumprimento do teorema de Shannon-Nyquist, mesmo para o menor valor possível de frequência de amostragem que é de 40 kHz.

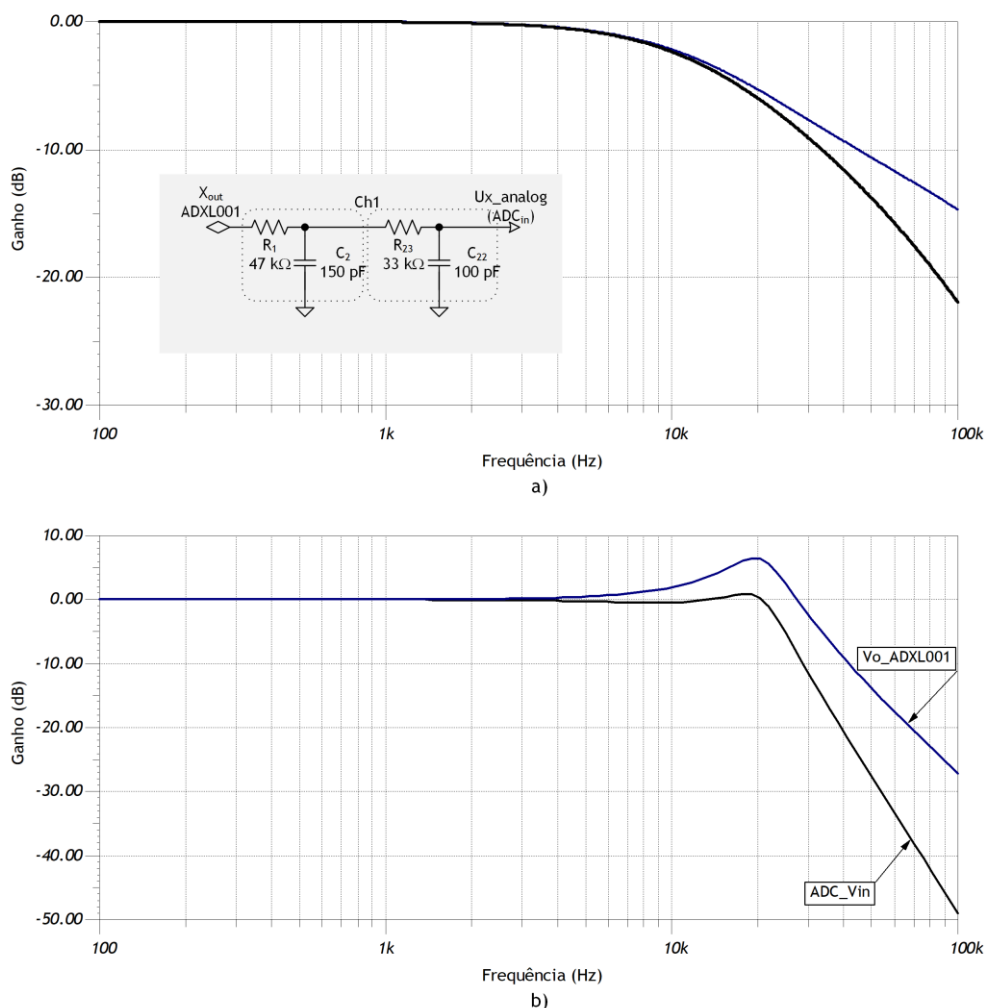


Figura 5.18 Diagramas de resposta em frequência: a) das secções RC do filtro AAF LP de 2ª ordem; b) do conjunto ADXL001 e filtro AAF, com resposta final modificada e aplanamento máximo.

O acelerómetro ADXL326 é igualmente do tipo *ratiometric*, com sensibilidade de  $\pm 16 \text{ g}$  segundo três eixos, cujo diagrama de blocos funcional se apresenta na Figura 5.19. Este acelerómetro é montado numa placa de circuito impresso com dimensões  $25,4 \times 25,4 \text{ mm}$  fornecida pela Analog Devices, que contém as ligações para polarização e parte do circuito de condicionamento de sinal.

A resposta do transdutor é sob a forma de uma tensão eléctrica com uma variação de  $57 \text{ mV/g}$  em torno de  $V_{CC}/2$ , correspondente a uma aceleração de  $0 \text{ g}$ . A gama de frequências de resposta é configurável entre  $0$  e  $1,6 \text{ kHz}$  para os eixos X e Y, e de  $0$  a  $550 \text{ Hz}$  para o eixo Z, através da colocação de condensadores externos na placa de montagem: os condensadores  $C_1$  a  $C_4$  na placa de montagem da Figura 5.17 b). Estes condensadores associados às resistências de  $32 \text{ k}\Omega$  internas ao acelerómetro formam uma secção RC do tipo LP, como se mostra na Figura 5.19.

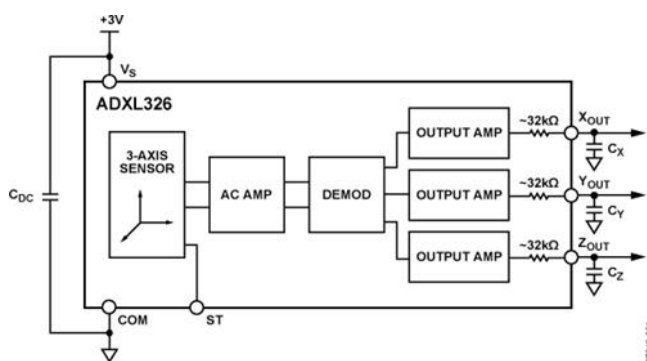


Figura 5.19 Diagrama de blocos funcional Acelerómetro ADXL326Z. Adaptada de [199].

Cada uma destas saídas é ligada à entrada analógica de um MI<sup>2</sup>S, sendo a configuração do filtro *anti-aliasing* comum a todas elas. As ligações em cascata entre estas secções RC e a secção RC do AAF, no Ch1 no MI<sup>2</sup>S, formam um filtro LP de 2<sup>a</sup> ordem cuja resposta em frequência se observa na Figura 5.20, e que permite obter uma frequência de corte (-3 dB) próxima de 1 kHz nas direcções X e Y, e de cerca de 50 Hz segundo o eixo Z.

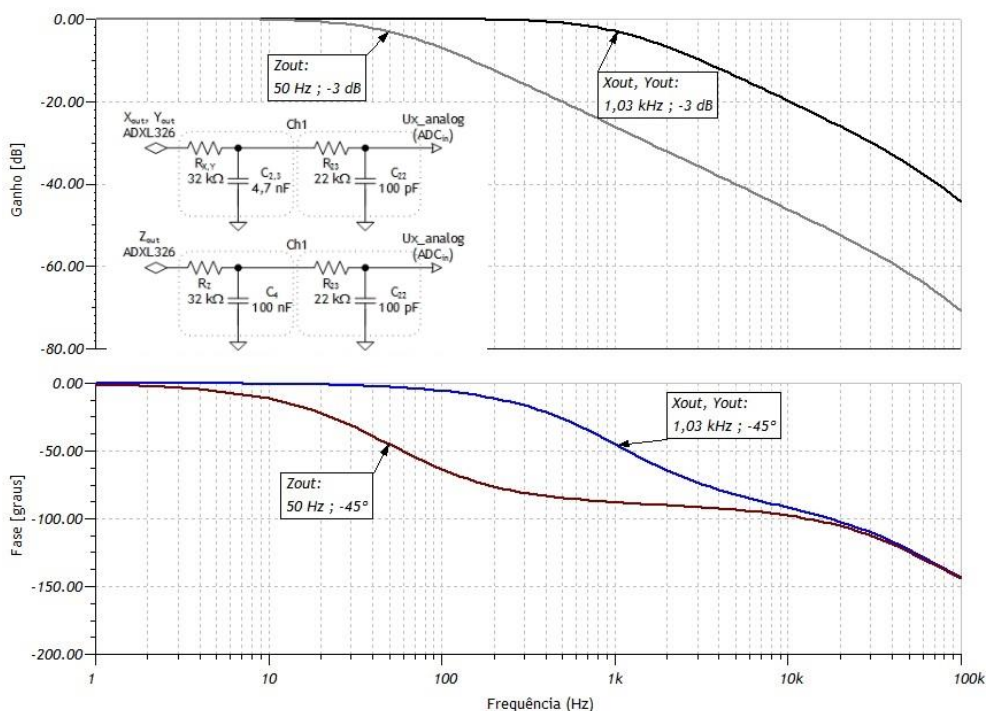


Figura 5.20 Diagramas de resposta em frequência do filtro LP de 2<sup>a</sup> ordem, formado pela ligação em cascata das secções RC na placa de montagem do acelerómetro ADXL326Z e do AAF.

Para a recolha de sinais de áudio desenvolveu-se uma placa *add-on* de interface áudio para microfones de *electrect* associado a um amplificador, cujo esquema eléctrico se apresenta na Figura 5.21. Os terminais desta placa de interface ligam directamente aos terminais da placa do MI<sup>2</sup>S, por encaixe, através de conectores alinhados nas mesmas posições, formando um

conjunto funcional. A placa *add-on* de interface áudio pode receber sinais de duas fontes, embora não simultaneamente. Um dos sinais é proveniente de um microfone montado na própria placa e o outro proveniente de uma entrada de áudio mono em *jack* de 3,5 mm, para ligação, por exemplo, de um microfone externo. O amplificador usado é do tipo *rail-to-rail*, alimentado com uma tensão simples de 3,3 V, a partir do MI<sup>2</sup>S. Usa-se o amplificador operacional TLV2371 fabricado pela Texas Instruments [202]. A gama linear de variação das tensões de saída neste amplificador corresponde à da tensão de polarização, permitindo maximizar a gama dinâmica do amplificador sem a ocorrência de distorção dos sinais devido aos níveis de saturação. Por outro lado, este amplificador é baseado em tecnologia MOS, com elevada resistência de entrada “vista” à saída da linha de sinal do microfone de *electret*. Esta característica reduz o efeito de carga sobre as fontes de áudio e dispensa o uso de *buffers* de corrente.

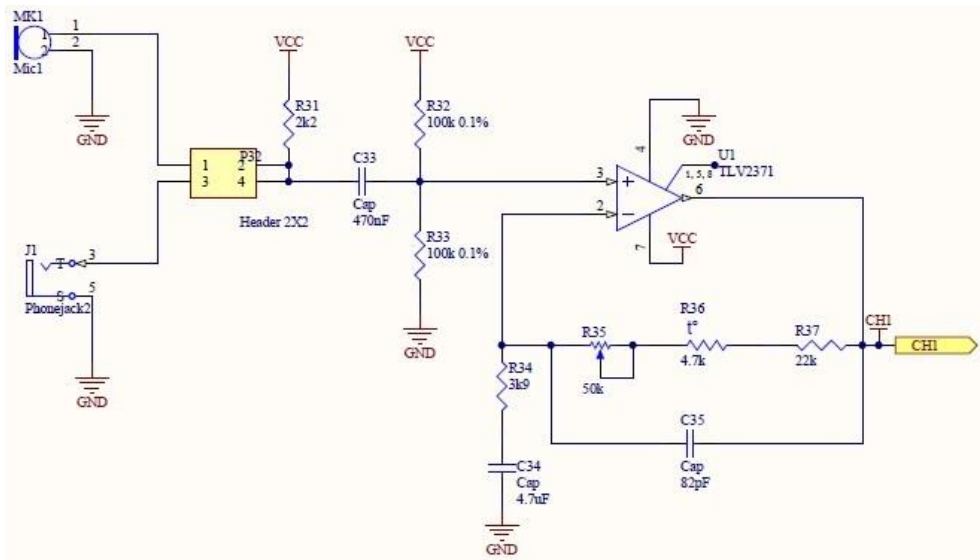


Figura 5.21 Esquema elétrico do amplificador para microfone.

O amplificador é baseado na montagem não inversora com amplificadores operacionais, com ganho em malha fechada ajustável e controlo automático do ganho através de resistências dependentes da temperatura com característica negativa, isto é, do tipo NTC (*Negative Temperature Coefficient*). As cápsulas de microfone usadas são do tipo *electret* POM-2246P-2-R [203], fabricadas pela PUI Audio Inc., com impedância interna 2,2 k $\Omega$ , diagrama polar do tipo omnidireccional e sensibilidade entre -46 dB e SNR 60 dB. Os valores típicos de tensão da resposta deste microfone de *electret* situam-se entre 30 a 40 mV de amplitude.

Tendo em conta estes valores, o ganho de tensão do amplificador, em malha fechada, é ajustado para cerca de 17 dB ( $A_v \approx 7$ ), obtendo-se tensões com amplitudes entre 200 e 300 mV à saída do amplificador. Estes valores de amplitude, em torno de 1,65 V ( $V_{CC}/2$ ), enquadram-se na gama linear do ADC, sendo mais ajustados aos valores de decisão para 1 LSB que é de 0,8 mV.

Reduz-se assim a importância associada aos erros de quantificação. Por outro lado, melhora-se a relação sinal ruído, devido ao funcionamento em modo diferencial do amplificador. O filtro limitador de espectro, neste caso, é dimensionado de modo a tirar partido da característica de resposta em frequência do amplificador.

Na Figura 5.22 apresentam-se os diagramas de amplitude e de fase da resposta do amplificador (Ch1) e da resposta completa, considerando a influência da secção RC no AAF (LPF\_out).

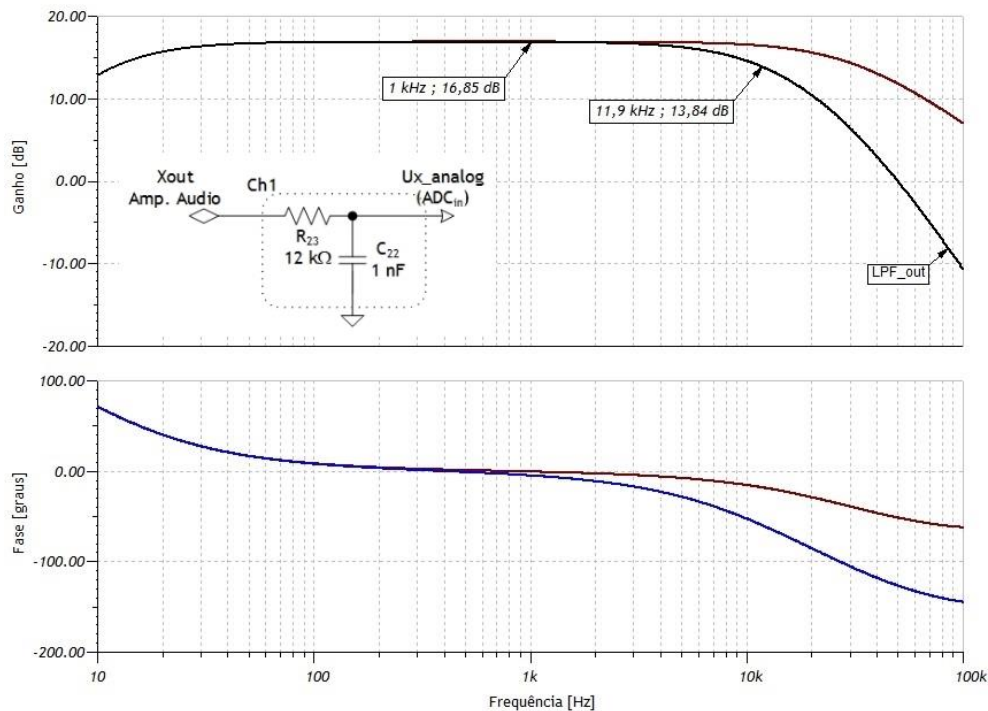


Figura 5.22 Resposta em frequência para o amplificador de microfone e filtro limitador de espectro.

Os transdutores de corrente são seleccionados de acordo com os valores de intensidade das correntes de excitação das fases, tendo em atenção os correspondentes valores de força de atracção e de tracção produzidas, em função da posição. No caso do ALRVC em caracterização, os valores de corrente podem variar até cerca de 5 A [21]. Importa também referir a informação obtida a partir das variações de corrente, as quais são potenciais causadoras de vibrações e ruído, devido às flutuações (*ripple*) nas forças electromagnéticas produzidas. O transdutor de corrente considerado para aplicação neste trabalho é o ACS711-12AB fabricado pela Allegro MicroSystems [200]. É um transdutor bidireccional que suporta valores de corrente até 12,5 A, sem histerese magnética, com resposta em tensão e variação relativa (*ratio-metric*) de 110 mV/A em torno de  $V_{CC}/2$ . A Figura 5.23 mostra a resposta em frequência do filtro *anti-aliasing* dimensionado para os módulos de sensores de corrente, de acordo com as especificações do sinal PWM (*Pulse Width Modulation*) que permite gerar e controlar a corrente de excitação nas fases [21].

Por último, os cabos USB de ligação entre o *hub* e os MI<sup>2</sup>S, referidos na Figura 5.12, medem aproximadamente 0,8 m de comprimento e o cabo de ligação do *hub* activo de 7-portos ao *hub* de 4 portos mede cerca de 1,8 m. Por sua vez o cabo que liga o *hub* de 4 portos a um dos conectores USB no PC mede igualmente cerca de 1,8 m. Assim, o comprimento total de uma ligação USB, entre o PC e os módulos de interface para sensores, é de aproximadamente 4,5 m. Este valor é inferior ao comprimento máximo recomendado para ligações USB a ritmos binários elevados que é de 5 m, sendo de considerar, nestas condições, um atraso máximo na propagação de aproximadamente 26 ns.

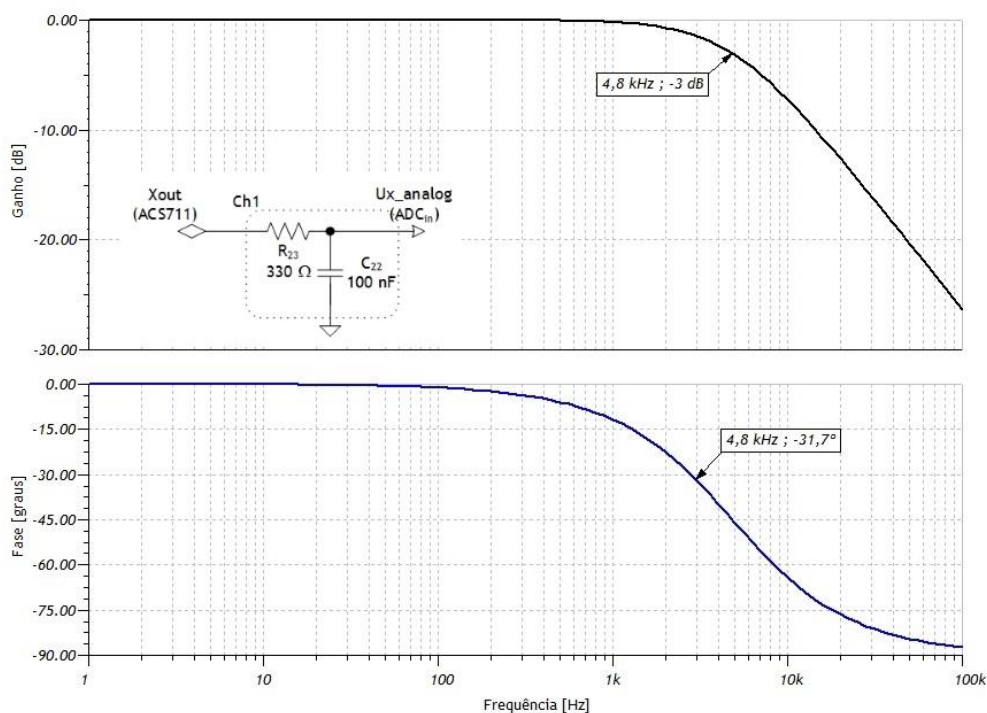


Figura 5.23 Resposta em frequência do filtro limitador (AAF) nos MI<sup>2</sup>S dos transdutores de corrente.

Em cabos de qualidade elevada, o atraso de propagação situa-se entre 6,5 e 7,0 ns por unidade de comprimento, permitindo trabalhar com cabos até cerca de 4,5 m de extensão [194]. Para evitar possíveis degradações dos sinais por ruído EMI, na ligação dos *hubs* aos MI<sup>2</sup>S, usam-se cabos USB certificados com blindagem por malha entrançada. Em cada cabo, na extremidade junto do MI<sup>2</sup>S, colocam-se núcleos de ferrite (para cabo 2,5 a 4 mm de diâmetro) com referência TDK ZCAT1525-0430AP (impedância 50 Ω @ 10 - 100 MHz) [204]. Na ligação dos MI<sup>2</sup>S às placas de montagem dos transdutores usa-se cabo SFTP 300 Cat5E 26AWGX4P, com blindagem dupla em papel de alumínio e malha entrançada, sem o revestimento em PVC, e com comprimento máximo de 0,5 m. A remoção do isolamento em PVC visa a redução de peso e a melhoria da flexibilidade do cabo. Adicionalmente coloca-se na extremidade do cabo, junto à unidade de aquisição de dados, um núcleo de ferrite TDK ZCAT1730-0730A (impedância 40 Ω @ 10 - 100 MHz) [204].

### 5.3.2. Software para Controlo do SMDAD e Aquisição de Sinais

O *software* de controlo do sistema é desenvolvido em MATLAB, de forma modular, em três blocos funcionais: (1) instalação, configuração e registo dos MI<sup>2</sup>S no sistema; (2) controlo e gestão da aquisição de dados, e o respectivo armazenamento da estrutura de dados em ficheiros *.mat* e (3) a análise de sinais e a sua representação, em pós-processamento. Ao correr a aplicação de *software* para instalação do SMDAD o utilizador define o número de MI<sup>2</sup>S registados e os respectivos parâmetros de configuração, designadamente a frequência de amostragem e a resolução do ADC. O *software* lê o ficheiro de configuração de acordo com a lista de dispositivos e regista cada um dos módulos de sensores como instrumento externo. O segundo bloco do *software* de controlo consiste num conjunto de funções para guardar ficheiros em pastas, e para a sua gestão e organização. O terceiro bloco é composto por várias funções MATLAB, para análise e representação de sinais que se descrevem em detalhe no Capítulo 6.

Os dados da definição do sistema de medida são passados ao *software* de controlo através de um ficheiro de configuração, como mostra a Figura 5.24, contando que os MI<sup>2</sup>S estejam previamente registados no sistema operativo e constem da lista de dispositivos USB disponíveis e com porto de comunicações série (*COM port*) atribuído.

```

05 33 32 31 30 29 28 18 17 16 15 14 13 12 20 11 10 09 08 07 06
I1 I2 I3 T1 T2 T3 F1 P1 F2 P2 F3 P3 F4 P4 F5 P5 V1 V2 V3 V4 V5
12 13 14 15 16 17 18 01 02 03 05 06 07 08 19 20 21 22 23 26 27

=====
01 02 03 04 05 06 07 08 09 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28
=====

A primeira linha designa as portas COM atribuidas a cada um dos módulos hardware
A terceira linha corresponde à numeração física e individual de cada módulo hardware
A segunda linha refere a grandeza medida e a localização do sensor, segundo o diagrama
usado no plano de testes, adoptando-se a seguinte nomenclatura:

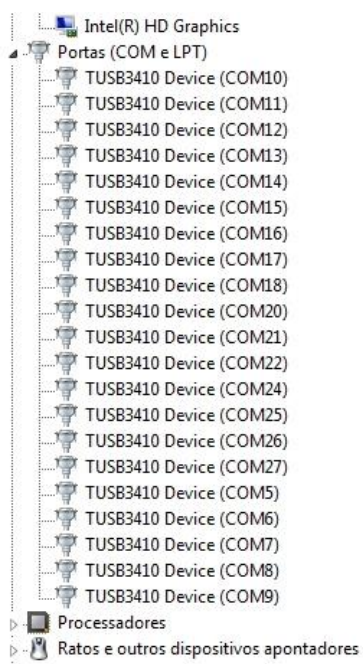
A - sinal de audio (conjunto microfone e amplificador)
I - sinal em corrente
V - sinal de vibração com acelerómetros ADXL001
T - sinal de vibração com acelerómetros ADXL326
    
```

Figura 5.24 Pormenor do ficheiro de texto para configuração do SMDAD.

A informação na configuração estabelece o tipo de sensor e a grandeza a medir, a sua posição e orientação, bem como os recursos do sistema alocados. A primeira linha é respeitante ao porto COM atribuído pelo sistema operativo. Na segunda linha indica-se a grandeza a medir e a posição e a orientação do transdutor. A terceira linha indica o MI<sup>2</sup>S associado ao par transdutor e porto COM. Nesta organização, as três primeiras posições correspondem aos transdutores para as medidas de corrente de excitação das fases do ALRVC (I1, I2 e I3) e as restantes são utilizadas para as medidas de acelerações. No caso particular das acelerações, as posições T1, T2 e T3 respeitam aos canais de medida do acelerómetro para três eixos, colocado no topo (T) do actuator, na plataforma principal. As restantes posições são usadas para as medidas obtidas

pelos acelerómetros de um eixo, montados horizontalmente na parte frontal (F) e na parte posterior (P) ou montados segundo a vertical (V), em pontos intermédios na estrutura.

A Figura 5.25 mostra a lista de 21 dispositivos USB registados no sistema operativo, tantos quantos os correspondentes MI<sup>2</sup>S usados, indicados no ficheiro de configuração da Figura 5.24.



Index:	Type:	Status:	Name:
1	serial	open	Serial-COM5
2	serial	open	Serial-COM26
3	serial	open	Serial-COM25
4	serial	open	Serial-COM24
5	serial	open	Serial-COM27
6	serial	open	Serial-COM22
7	serial	open	Serial-COM21
8	serial	open	Serial-COM11
9	serial	open	Serial-COM10
10	serial	open	Serial-COM9
11	serial	open	Serial-COM8
12	serial	open	Serial-COM7
13	serial	open	Serial-COM20
14	serial	open	Serial-COM6
15	serial	open	Serial-COM18
16	serial	open	Serial-COM17
17	serial	open	Serial-COM16
18	serial	open	Serial-COM15
19	serial	open	Serial-COM14

Figura 5.25 Dispositivos USB registados: a) no sistema operativo do PC e b) no SMDAD, após instalação.

Na Figura 5.26 apresentam-se dois troços de código para a configuração do SMDAD. Note-se a concordância sequencial dos portos série (COM) indicados na Figura 5.25, e os respectivos parâmetros definidos no ficheiro de configuração (ver Figura 5.24).

Para estabelecer configurações diferentes são geradas e apresentadas ao utilizador mensagens de diálogo permitindo, em alternativa, definir a frequência de amostragem a 80 ou 40 kHz, e definir a resolução do ADC para 8 bit por amostra. Os valores dos parâmetros de configuração são sempre verificados e validados antes de finalizar a instalação do SMAD e o estabelecimento do modo de espera para operação para aquisição de dados. A Figura 5.27 corresponde ao resultado final visível pelo utilizador após execução do programa de comando e controlo do SMDAD, onde se incluem as linhas da Figura 5.26, usando como parâmetros de configuração, por omissão: frequência de amostragem a 160 kHz e resolução do ADC a 12 bits/amostra.

<pre> for k=1:modul     a = strcat('COM',int2str(portos(k)));     b = char(eixos(n1:n2));     c = char(modulos(n1:n2));     s = serial(a);     s.InputBufferSize = 15000;     s.OutputBufferSize = 7500;     s.ByteOrder = 'littleEndian';     s.TimerPeriod = 1;     s.Timeout = 2;     s.BaudRate = 460800;     s.Tag = strcat(b, '#',c);     fopen(s);     n1=n1+offset;     n2=n2+offset;      p(k)=s; end                 </pre> <p style="text-align: center;">a)</p>	<pre> for k=1:length(S)     B=['C' resol nc0 ncl 'A'];     % String de comando do microcontrolador (em ASCII)     % B[1] -&gt; Caractere de comando 'C'     % B[2] -&gt; Resolução do ADC (8 ou 12 bits)     % B[3] e B[4] definem o período de amostragem pela     % relação entre FCLK e a frequência de amostragem     % B[5] -&gt; Identificador do MIIS      fwrite(S(k),B,'sync');     c=fread(S(k),2);      if ((c(1)== 79) &amp;&amp; (c(2)== 75))         sprintf('%s\t%d\t --&gt; %s!', 'MIIS número ',k,char(c'))     else         flag_err = 1;     end end                 </pre> <p style="text-align: center;">b)</p>
---	--

Figura 5.26 Detalhe de troços de código para configuração: a) das comunicações e b) dos MI<sup>2</sup>S.

```

Indique a quantidade de MI2S a usar no SMDAD -> 21

Configuração predefinida: Frequência de amostragem 160 kHz; Resolução do ADC 12-bit.
Pretende alterar estes parâmetros <S/N>? -> N

ans =

    O SMDAD é constituído por 21 MI2S para aquisição de dados e configurado com:
    - Frequência de amostragem ajustada para 160 kHz e
    - Resolução do ADC a 12 bits/amostra.

A Configurar o SMDAD ...

Instalação e Configuração Completas e OK!

>>
                
```

Figura 5.27 Detalhe da mensagem ao utilizador durante a configuração do SMDAD.

Os dois restantes módulos de *software* compreendem comandos e funções do MATLAB para comunicação série, tanto para instruções de controlo como para entrada e saída de dados, nos processos de aquisição e armazenamento das medidas em ficheiros \*.mat. A análise das medidas dos sinais faz-se em pós processamento, a partir dos dados armazenados em ficheiro, bem como a representação dos seus resultados, de acordo com as funções usadas. De entre estas funções destacam-se, por exemplo, a filtragem de sinais por filtros FIR através da convolução discreta, a avaliação do espectro dos sinais e do seu conteúdo harmónico pela FFT, e funções de integração numérica para determinação da velocidade e do deslocamento, a partir dos valores da aceleração. A análise dos dados dos sinais é referida com mais detalhe no Capítulo 6, designadamente na avaliação das acelerações, das velocidades e dos deslocamentos locais das peças do actuador.

### 5.3.3. Avaliação e Validação do Sistema de Medida

Para avaliar as funcionalidades e o desempenho do SMDAD realizaram-se vários testes e ensaios, divididos em três grupos: (1) avaliação da robustez e da estabilidade das comunicações; (2) avaliação da repetibilidade e fiabilidade das medidas efectuadas na aquisição de dados, face às características técnicas e (3) a análise e a representação dos sinais tendo como referência soluções de equipamentos de medida de laboratório comerciais. Os resultados dessa avaliação estão publicados em [193] que consta igualmente da lista de publicações no Anexo C; Apresentam-se aqui as principais características e funcionalidades do sistema.

Os módulos de interface para sensores foram previamente testados, individualmente, com sinais de referência, de modo a garantir operacionalidade, e a detectar não-linearidades, e eventuais limitações. Os testes revelaram a estabilidade e a robustez das comunicações com cabos USB de 3 m de comprimento na ligação entre o PC e o *hub* USB de 4 portos e também nas ligações entre cada um dos seus portos e os *hub* USB de 7 portos (ver Figura 5.12). As ligações entre cada um destes portos (do *hub* de 7 portos) e os MI<sup>2</sup>S é de cerca de 0,8 m. Assim, nos testes realizados, o comprimento total das ligações USB é de aproximadamente 6,8 m. No entanto, em condições normais de operação do SMDAD, o comprimento total das ligações USB entre o PC e os MI<sup>2</sup>S é inferior a 5 m: usam-se cabos USB com 1,8 metros nas ligações entre o PC e o *hub* USB de 4 portos, e entre este e cada um dos *hub* USB de 7 portos. Entre os *hub* de 7 portos e os MI<sup>2</sup>S usam-se cabos USB com 0,8 m de comprimento, como referido em 5.3.1.

Para avaliar as funcionalidades de aquisição e análise de sinais, ligaram-se à entrada dos MI<sup>2</sup>S, em grupos de seis, sinais com formas de onda padrão, obtidos a partir de seis geradores de sinais diferentes. Simultaneamente ligaram-se esses sinais a canais de osciloscópios com capacidade de armazenamento digital. Nos vários testes os MI<sup>2</sup>S foram configurados para diferentes taxas de amostragem e valores de resolução do ADC, mantendo, porém, em todos eles a operação em modo síncrono. Os sinais aplicados foram ajustados para vários valores de frequência e de amplitude, em particular para valores baixos, a fim de avaliar a sensibilidade e linearidade do sistema, de acordo com as características dos transdutores.

Os resultados obtidos são coerentes face aos sinais no domínio contínuo do tempo. O conteúdo harmónico nos vários sinais evidencia o comportamento esperado, com pequenos desvios face aos resultados analíticos. Relativamente aos osciloscópios digitais, tendo como referências os mesmos sinais, os valores de frequência medidos no SMDAD apresentam um desvio inferior a 1%. Quanto à amplitude, os valores medidos apresentam um erro médio de aproximadamente 5% e máximo de 8%. Foram ainda realizados ensaios experimentais de aquisição e monitorização de vibrações, obtidos a partir da saída dos acelerómetros, para validar a operação do sistema usando sinais reais. Usou-se uma barra de ferro com secção rectangular uniforme, fixa numa das extremidades. O procedimento experimental adoptado consiste em forçar o deslocamento da extremidade livre, segundo a vertical, deixando-se em seguida sujeita à acção da força

gravítica e forças de recuperação, por acção da constante de elasticidade da barra, dando início a um movimento de oscilatório em regime livre amortecido.

Os resultados experimentais obtidos foram comparados com resultados analíticos e outros obtidos por simulação, considerando os três primeiros modos de vibração. Com excepção do primeiro modo de vibração, para o qual se registam maiores desvios, os valores experimentais nos restantes modos são semelhantes aos obtidos por simulação numérica. Os desvios registados para o primeiro modo estão essencialmente relacionados com a tendência que a extremidade da barra revela para descrever um movimento real segundo uma trajectória elíptica, em vez de uma trajectória linear na direcção vertical, típica de um sistema SDOF. Este fenómeno resulta de não homogeneidades na barra, e de pequenos desvios no seu posicionamento, para a situação inicial, segundo o eixo horizontal. Foram realizadas várias sequências de teste. Os resultados experimentais obtidos apresentaram pequenas diferenças face aos resultados obtidos por simulação numérica permitindo, portanto, suportar a repetibilidade do sistema, e asseguram uma precisão dentro da margem de erro do ADC, isto é, dentro da margem de erro e de linearidade que tipicamente é de  $\pm 2$  LSB. As várias sequências de teste, em diferentes condições, demonstram uma fiabilidade que se considera aceitável face aos requisitos da aplicação.

## 5.4. Resumo e Conclusões

Neste capítulo propõe-se uma câmara semianecóica para a realização dos ensaios experimentais. Apresentam-se os aspectos de construção e de avaliação da câmara bem como a arquitectura do sistema de aquisição de dados, e descrevem-se as suas características e funcionalidades. A câmara permite obter valores de isolamento acústico entre 12 e 29 dB no interior da câmara, para sinais acústicos com proveniência exterior, e valores de atenuação até cerca de 34 dB medidos no exterior, para sinais acústicos com origem no interior da câmara.

A atenuação do nível equivalente de sinal, medido no interior da câmara, é mais significativa para o sinal ruído branco gaussiano e menos pronunciada para o tom isócrono 136,1 Hz. Por um lado, esta disparidade de valores explica-se pelas características dos sinais evidenciadas pelos respectivos espectros. Por outro lado, justifica-se também pela reverberação da sala e dos espaços contíguos, quer pelas reflexões nas paredes, como também pela transmissão e propagação das ondas sonoras através dos materiais das partes estruturais do edifício. Atendendo ao tipo de materiais usados na construção e no revestimento da câmara, e aos resultados da avaliação do isolamento acústico conseguido, demonstra-se que esta solução pode ser considerada como adequada à realização de ensaios experimentais de caracterização de vibrações acústica do ALRVC.

Propõe-se também um sistema distribuído para aquisição e análise dos dados das vibrações e do ruído acústico emitido. Na configuração actual o sistema desenvolvido permite ligar até 28 módulos de sensores, agrupados em quatro *hub* USB 2.0 de 7-portos, com alimentação externa. Os módulos de sensores são baseados em microcontroladores e contêm as interfaces e os blocos de condicionamento de sinal necessários à ligação dos vários sensores. Estes módulos comunicam com um PC anfitrião através do protocolo USB 2.0, com taxas de transmissão até 480 Mbps. As principais vantagens do sistema proposto são a modularidade, a escalabilidade e a flexibilidade, permitindo o uso de diferentes tipos de sensores, com saídas analógicas ou digitais, e para os sinais de natureza diferente.

No processo de aquisição de dados o sistema pode operar em modo síncrono ou modo assíncrono, sendo a resolução do ADC seleccionável a 8 ou 12 bits, e a frequência de amostragem programável entre os valores: 40, 80 e 160 kHz (valor definido por omissão). A dimensão do *buffer* de memória é de dimensão fixa ajustável entre duas possibilidades, de acordo com o formato dos dados e a resolução escolhida: 7,5 kbyte para dados representados a 8 bits; 15 kbyte para dados representados a 16 bits.

Como elementos sensores/transdutores é possível ligar acelerómetros, sensores de corrente, microfones e ainda sensores para outras grandezas, desde que estes verifiquem as especificações e características do sistema. O PC anfitrião regista os vários módulos de sensores, e corre *software* de controlo e de gestão das comunicações e do processo de aquisição de sinais. O processamento e a análise dos sinais armazenados fazem-se através de *software* dedicado.

Os cabos USB de ligação entre o *hub* e os  $M^2S$  são certificados, com blindagem, de modo a evitar interferências por EMI. Os *hubs* activos de 7-portos são também testados e certificados em fábrica. O comprimento total dos cabos de ligação cumpre as recomendações técnicas do protocolo USB 2.0. Ainda com atenção às interferências de ruído de EMI usa-se cabo SFTP 300 Cat5E 26AWGX4P, com blindagem dupla em papel de alumínio e malha entrançada para a ligação dos módulos de sensores às respectivas placas de montagem dos transdutores. Nas extremidades desses cabos, junto aos módulos de sensores, usam-se núcleos de ferrite para redução de eventual interferência por radiação electromagnética.

Os resultados experimentais obtidos nos ensaios de avaliação e validação confirmam a robustez das comunicações e as suas principais funcionalidades. Estes resultados demonstram também a fiabilidade que e a repetibilidade do sistema, bem como a sua precisão dentro da margem de erro característica dos seus principais componentes, estão de acordo com o esperados sendo considerados aceitáveis.



# Capítulo 6

## Caracterização de Vibrações através de Excitação Modal Experimental

*A análise modal por via experimental consiste na aplicação de forças de excitação a um sistema e na medição das respostas produzidas em determinados pontos de interesse ao longo da sua estrutura do ALRVC. Os resultados obtidos são sustentados nas informações resultantes das simulações numéricas.*

*Neste capítulo descrevem-se a instalação e as configurações do banco de ensaios, os protocolos de teste e as ferramentas de software desenvolvidas para a caracterização das vibrações no ALRVC por excitação modal experimental. Apresentam-se e analisam-se os modos de vibração reais com potencial de excitação que validam experimentalmente o modelo numérico.*

### 6.1. Introdução

Na análise e caracterização experimental de vibrações em estruturas e sistemas mecânicos, ou em sistemas electromecânicos recorre-se, entre outros métodos, a EMA. Este método, recorde-se, consiste em medir as respostas como consequência das excitações de referência aplicadas, ambas em determinados pontos considerados de interesse. A partir do conjunto de dados dessas respostas é possível obter os parâmetros modais do sistema, designadamente: as frequências naturais, as constantes de elasticidade e os factores de amortecimento.

Este capítulo refere em particular a caracterização das vibrações do ALRVC por excitação modal experimental com actuador externo, numa abordagem semelhante à adoptada para EMA. Porém, face ao que é comum fazer-se em EMA do ponto de vista formal, no que respeita aos parâmetros modais do sistema, neste capítulo privilegia-se a análise e a avaliação dos principais modos de vibração, sustentadas na informação obtida por FEA referida no Capítulo 4. Esta abordagem justifica-se essencialmente por duas razões: 1) pela indisponibilidade ou pela maior dificuldade em obter equipamento específico para medição dos parâmetros modais e 2) pelas mais-valias pouco significativas resultantes da determinação experimental dos parâmetros

modais globais face aos objectivos concretos deste trabalho. Esses objectivos visam no essencial a identificação das frequências de vibração críticas do ALRVC face aos respectivos modos de operação e de excitação, tanto por processos numéricos como experimentais. Visam também a identificação de fenómenos de vibrações locais e de peças ou regiões do actuador sujeitas a maiores deformações, e a sua relação com os modos naturais da estrutura e dos regimes de operação do actuador. Considera-se, portanto, que a informação obtida pelo FEM é suficientemente completa e precisa para suportar os resultados experimentais.

Para a excitação modal da estrutura do ALRVC usa-se como fonte de excitação um actuador electrodinâmico controlável, e medem-se as respostas através de um conjunto de transdutores. A recolha dos dados necessários à análise e à caracterização dos respectivos modos de vibração faz-se através do SMDAD desenvolvido especificamente para esse fim que se propõe na secção 5.3. Para evitar a influências de possíveis factores externos que possam interferir e alterar as medidas, os testes realizam-se no interior da câmara semianecóica proposta na secção 5.2.

O resto do capítulo está organizado como a seguir se indica. Na secção 6.2 apresentam-se as configurações consideradas nos ensaios, tanto para aplicação das forças de excitação como de instrumentação para medição das respostas, sendo as instalações de teste, o banco de ensaios e os protocolos seguidos descritos na secção 6.3. A secção 6.4 é orientada à análise harmónica dos sinais áudio para identificação de frequências. Nessa secção propõem-se dois métodos alternativos à análise de Fourier para avaliação das componentes de frequência: o cruzamento do espectro da densidade de potência e o espectro híbrido resultante da combinação entre a DWT e a FFT. Analisam-se, comparam-se e discutem-se os resultados para ambos os casos. Os níveis equivalentes de ruído acústico emitido são apresentados na secção 6.5. Além da relação entre esses níveis e as componentes espectrais avalia-se a viabilidade do actuador em aplicações industriais. Nessa avaliação consideram-se os níveis de pressão sonora recomendados por normas internacionais. Na secção 6.6 avaliam-se as acelerações, as velocidades e os deslocamentos locais, de modo a relacionar as frequências mais relevantes em termos dos deslocamentos locais, as coordenadas onde se verificam maiores valores de aceleração e de movimento e quais as frequências em que tal ocorre. Essa informação permite validar experimentalmente os fenómenos de transmissão e propagação das ondas elásticas, bem como identificar as regiões sujeitas a maior fadiga e, portanto, com maior probabilidade de ocorrência de falhas. Por último, na secção 6.7, resumem-se os resultados, indicam-se as contribuições mais relevantes e referem-se as principais conclusões.

## 6.2. Configurações para Instrumentação e Ensaios

Para a caracterização das vibrações por excitação modal experimental aplicam-se forças externas à estrutura do actuador, em pontos pré-estabelecidos, e medem-se as respectivas

respostas sob a forma de acelerações locais, para um dado conjunto de coordenadas nessa estrutura. As posições para aplicação das forças e para medição das respostas são definidas com base nos deslocamentos verificados nas formas modais, e na sua relevância face às características específicas da estrutura. As forças de excitação têm uma variação sinusoidal, em regime forçado, com intensidade (amplitude) constante e frequência variável ao longo do tempo (sinais do tipo *chirp*) que pode ser linear ou logarítmica. O regime forçado assim recriado permite obter as características de resposta em frequência para várias configurações do ALRVC.

Nos ensaios de excitação modal consideram-se as configurações do ALRVC idênticas às usadas na análise numérica por FEA, no Capítulo 4, de modo a estabelecer relações de causa e efeito e de comparação entre os resultados numéricos e experimentais. Assim, considerando a informação referida na secção 4.3, o conjunto de pontos possíveis para aplicação das forças de excitação e para medição das respostas, percebe-se que os ensaios experimentais podem ser uma tarefa morosa e de difícil execução. Por outro lado, os recursos disponíveis para os ensaios experimentais são limitados, em particular o número de transdutores de aceleração. Além disso, o conjunto de resultados pode ser vasto e a sua análise complexa.

Por estas razões importa estabelecer metodologias e procedimentos de teste e protocolos que maximizem o aproveitamento dos recursos disponíveis, a eficiência na realização dos ensaios experimentais; e que garantam a adequabilidade, a representatividade e a fiabilidade dos resultados. Nesse sentido podem-se evitar ensaios em configurações que conduzam a resultados e a informação redundantes, como por exemplo as que resultam das características de quase simetria do actuador identificadas na análise por processos numéricos.

### 6.2.1. Posições Relevantes para Excitação

Os resultados de FEA, apresentados, analisados e discutidos na secção 4.5.1, evidenciam a predominância de modos de vibração com propagação de ondas transversais nas barras longitudinais na estrutura do ALRVC. As formas modais relativas a esses modos, nessas barras, registam sobretudo deformações segundo a direcção horizontal que são mais significativas nas barras longitudinais superiores que suportam as plataformas móveis. As frequências naturais e as deformações nessas barras dependem das configurações do ALRVC, isto é, da posição das plataformas. As amplitudes das deformações são em geral mais significativas nas barras longitudinais, nas regiões intermédias entre os pontos de apoio e de fixação das barras verticais.

Estas características sugerem que os pontos ao longo das barras longitudinais superiores, cujas coordenadas espaciais se localizam a meio curso entre dois pontos de fixação ou apoio, são adequados à aplicação das forças de excitação transversais, como se indica na Figura 6.1. As posições de excitação E1 a E4, indicadas na Figura 6.1, estão distribuídas ao longo do comprimento da barra longitudinal, com espaçamento regular entre si e em simetria face ao plano vertical que secciona o actuador longitudinalmente em duas partes iguais. A posição de

excitação E5, também localizada sobre a barra longitudinal, coincide com o ponto de simetria longitudinal da estrutura do actuador, definido pelo plano vertical de seccionamento transversal. Assim, atendendo às características de quase simetria do actuador, do ponto de vista da excitação, as posições E1 e E4 e as posições E2 e E3 são duais entre si.

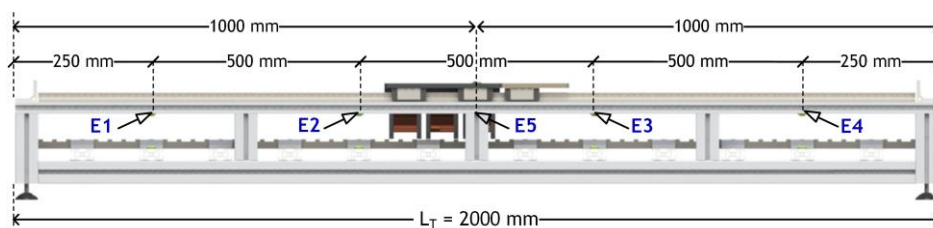


Figura 6.1 Posições a considerar na aplicação de forças externas na excitação da estrutura do ALRVC.

A escolha da localização dos pontos de excitação, à excepção de E5, justifica-se por coincidirem com as regiões com potencial para se conseguirem maiores amplitudes de deformação, permitindo assim uma melhor eficácia de excitação e na realização dos testes. Justifica-se também por motivos de ordem prática de realização, dado estarem localizados a uma altura que permite o posicionamento adequado do *shaker*, bem como o ajuste horizontal da haste de acoplamento para aplicação das forças de excitação.

### 6.2.2. Posições Adequados à Medição das Respostas Modais

A distribuição das posições para medição das respostas visa sobretudo a avaliação experimental dos modos de vibração transversais com deformações segundo a direcção horizontal, dado que nestas, em particular, as direcções do movimento nas respostas e das forças de excitação são coincidentes. Importa referir que as posições para excitação E1 a E4, referidas anteriormente, são também adequadas à medição das acelerações locais correspondentes às respostas da estrutura do ALRVC. A avaliação experimental tem ainda por objectivo confirmar, por métodos experimentais, a informação obtida por simulação numérica, bem como verificar eventuais relações entre as vibrações em diferentes partes do actuador e os efeitos de transmissão e de propagação das ondas na estrutura. Deste modo estabelecem-se planos de instrumentação da estrutura e elaboram-se os protocolos de ensaios experimentais.

As medições das acelerações geradas pelas respostas da estrutura do actuador fazem-se segundo duas configurações ou planos de instrumentação da estrutura. O primeiro, que se designa por Instrumentação A, compreende um total de dezassete posições para a colocação de acelerómetros. O segundo é referenciado por Instrumentação B e compreende treze posições de medida, das quais nove são comuns ao plano de Instrumentação A. Como critérios para a colocação dos acelerómetros consideram-se igualmente as características de simetria do actuador e as regiões da estrutura onde se registam maiores deformações.

As dezassete posições ou pontos de medida relativas ao plano de Instrumentação A estão identificadas na Figura 6.2. A sua designação e referenciação tem em conta a localização em relação aos pontos de aplicação das forças de excitação e a ordem sequencial face a esses pontos. Assim, as posições de medida nas plataformas são referenciadas por STx, STy e STz, e relativas às direcções dos eixos de sensibilidade; as posições nos alçados frontal e posterior são referenciadas por SFx e SPsx, respectivamente. Nestes casos 'x' refere-se ao número na ordem sequencial, estando todos eles orientados segundo a direcção horizontal e o eixo Y.

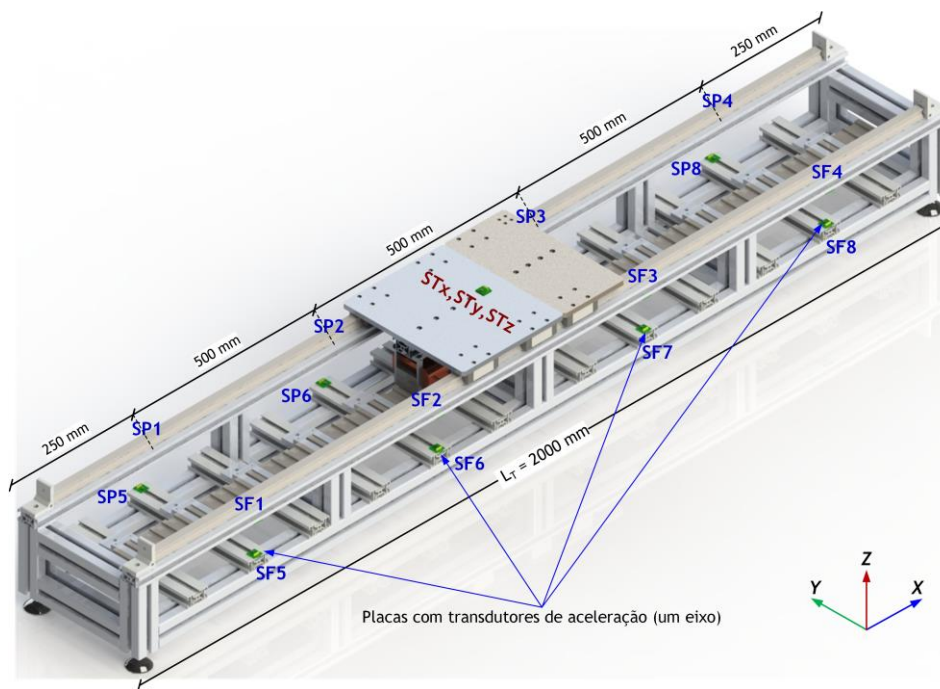


Figura 6.2 Instrumentação A - Distribuição de pontos de medida das acelerações locais na estrutura.

A distribuição de acelerómetros segundo essas posições de medição é a seguinte: um acelerómetro com sensibilidade em três eixos (ADXL326Z) montado sobre as plataformas, para medição das acelerações locais nesse ponto segundo as direcções dos eixos X, Y e Z, respectivamente; dezasseis acelerómetros com sensibilidade segundo um eixo (ADXL001-70Z) montados nas barras longitudinais em cada um dos alçados. Estes dezasseis acelerómetros estão organizados em quatro subgrupos de quatro, cada um, montados nas barras longitudinais superiores e inferiores nos alçados frontal e posterior. Assim, por exemplo, as posições de medida SF1 a SF4 estão localizadas na face frontal, na barra longitudinal superior. As posições de medida com coordenadas homólogas no alçado posterior são SP1 a SP4, respectivamente.

De igual modo, para as posições de medida SF5 a SF8 e SP5 a SP8, nas barras longitudinais inferiores, nos alçados frontal e posterior. É também possível formar agrupamentos de pontos de medida de modo a estabelecer configurações específicas para teste para avaliar a correlação

entre as vibrações e a propagação das ondas mecânicas na estrutura. Estes agrupamentos podem fazer-se do seguinte modo:

- Posições de medida localizados exclusivamente na parte frontal ou na parte posterior do actuador, nas barras longitudinais superior e inferiores;
- Posições de medida com coordenadas localizadas exclusivamente nas barras longitudinais superiores, nas faces frontal e posterior do actuador, ou localizadas exclusivamente nas barras longitudinais inferiores, nas faces frontal e posterior;
- Agrupamentos de posições de medida “cruzados”, relativos a acelerómetros colocados nas barras longitudinais superiores e nas barras longitudinais inferiores, na face frontal ou na face posterior da estrutura, e correspondência de alinhamento em diagonal.

Através das duas primeiras configurações de agrupamentos para teste é possível avaliar a propagação longitudinal de ondas mecânicas nas barras longitudinais, tanto na parte superior como na parte inferior. Permitem também avaliar a transmissão e propagação de vibrações transversais segundo a direcção horizontal, entre barras longitudinais localizadas numa face do actuador. A terceira possibilita a avaliação da transmissão e propagação de ondas transversais, segundo as direcções horizontal e vertical entre partes localizadas nas faces frontal e posterior.

De modo mais simples, os pontos de medida podem ser organizados em grupos de dois, de acordo com as coordenadas espaciais nas barras longitudinais, formando pares de posições de medida. Os pares das posições de medida (SF1,SF5) e (SP1,SP5) correspondem a pontos com coordenadas idênticas embora se localizem em barras longitudinais distintas na mesma face do actuador. Seguindo o mesmo critério, para avaliar a propagação de ondas longitudinais ao longo das barras, ou para as ondas transversais com propagação segundo a vertical, podem-se considerar os seguintes pares de pontos para medida das respostas: (SF2,SF6), (SP2,SP6), (SF3,SF7), (SP3,SP7), (SF4,SF8) e (SP4,SP8). Importa referir que a posição de medida SP7 não é visível nem está referenciada na Figura 6.2 por se encontrar obstruída pelas plataformas. Tal deve-se a razões de simplicidade na representação, para não confundir a sua localização com a das posições STx, STy e STz no topo da estrutura. No entanto, nessa figura, percebe-se que a posição SP7 se localiza na face posterior, imediatamente abaixo de SP3 e em frente a SF7, como em (SF2, SP2) e (SF3, SP3).

Segundo o plano de Instrumentação A os acelerómetros relativos às dezasseis posições nas barras longitudinais, indicadas na Figura 6.2, são montados na posição horizontal, assentes sobre uma camada de cera natural de abelha com cerca de 0,5 mm de espessura. A orientação do eixo de sensibilidade do acelerómetro é ajustada de modo a detectar acelerações transversais à montagem da estrutura, segundo a direcção das forças de excitação aplicadas. Na posição de medida no ponto central nas plataformas é colocado um acelerómetro ADXL326Z (sensibilidade em três eixos), montado igualmente na posição horizontal sobre uma camada de

cera de abelha. Nessa posição, as medidas em ST<sub>x</sub>, ST<sub>y</sub> e ST<sub>z</sub>, correspondem às saídas (respostas) do acelerómetro ADXL326 nas direcções de sensibilidade segundo os eixos: X, Y e Z.

No plano de Instrumentação B, cuja distribuição de posições de medida se ilustra na Figura 6.3, com vista da estrutura por baixo, em perspectiva, consideram-se treze pontos com interesse para colocação de acelerómetros. Desses treze pontos de medida, nove são comuns ao plano de Instrumentação A, designadamente: o ponto no topo das plataformas móveis (ST<sub>x</sub>, ST<sub>y</sub> e ST<sub>z</sub>) e as oito posições de medida nas barras longitudinais superiores: quatro no alçado frontal (SF1, SF2, SF3 e SF4) e quatro no alçado posterior (SP1, SP2, SP3 e SP4). As quatro novas posições no plano de Instrumentação B, duas por cada um dos alçados, localizam-se nas zonas intermédias da estrutura, nas faces interiores das barras verticais que formam o segundo e o quarto pilares da estrutura. Estas posições de medidas intermédias, com coordenadas homólogas em cada um dos alçados, são referenciadas por MF1, MF2 e MP1, MP2, respectivamente.

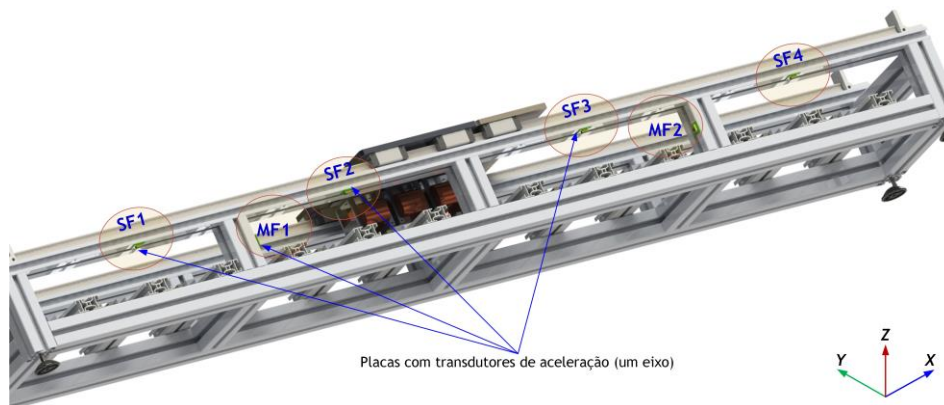


Figura 6.3 Instrumentação B - Pontos para medida das acelerações locais na estrutura do ALRVC.

Na Figura 6.3, na vista da estrutura por baixo e em perspectiva, são visíveis na face inferior da barra longitudinal as montagens dos acelerómetros nas posições SF1 a SF4 e as montagens de acelerómetros nas posições MF1 e MF2. As posições MP1 e MP2 encontram-se ocultas. Para as posições SF1 a SF4 mantêm-se as mesmas coordenadas e o tipo de montagem indicados na Figura 6.2 para a Instrumentação A. O mesmo se aplica aos pontos de medida SP1 a SP4 e ST<sub>x</sub>, ST<sub>y</sub> e ST<sub>z</sub>, que se encontram ocultos na Figura 6.3, bem como as posições dos acelerómetros MP1 e MP2. No contexto dos dois planos de instrumentação considera-se que a homologia entre as posições (MF1, MP1) e (MF2, MP2) resulta das respectivas coordenadas, dado que, em ambos os casos, as posições de medida apresentam coordenadas idênticas segundo os eixos X e Y, mas distintas segundo o eixo Z (direcção vertical).

No plano de Instrumentação B considera-se a mesma topologia de montagem e de instalação dos acelerómetros, referida para o plano de Instrumentação A: na posição central, nas plataformas, usam-se acelerómetros com sensibilidade em três eixos (ADXL326Z), na posição

horizontal, orientados de acordo com a direcção dos movimentos transversais resultantes das forças de excitação. Nas posições MFx e MPx usam-se também acelerómetros com sensibilidade segundo um eixo (ADXL001-70Z), mas montados na posição vertical e orientados de modo a que o respectivo eixo de sensibilidade e a direcção do movimento sejam coincidentes, para medir as acelerações transversais nas barras verticais intermédias que formam os pilares de sustentação. Os acelerómetros são colocados sobre placas de cera natural de abelha com 0,5 mm de espessura.

Em ambos os planos de Instrumentação usam-se MI<sup>2</sup>S cuja entrada de sinal é ligada à saída de cada um dos eixos de sensibilidade dos acelerómetros a ele associados, correspondendo cada um deles a um canal de medida no SMDAD, conforme descrito na secção 5.3. Importa ainda referir que existe concordância entre as designações adoptadas para as posições de medida na estrutura e a sua referência na configuração do SMDAD, como indicado em 5.3.2 e ilustrado na Figura 5.22. Deste modo estabelece-se uma correspondência directa e biunívoca entre a posição de medida na estrutura e a resposta do transdutor nessa posição.

### 6.2.3. Configurações para Ensaios

Para otimizar os ensaios, procurando evitar informação redundante, consideram-se apenas algumas das configurações do conjunto de possibilidades com os pontos de excitação definidos e as posições de medida. Do ponto de vista da excitação, pelas características de quase simetria do actuador, a posição de excitação E5 coincide com o ponto de simetria; por sua vez, as posições E1 e E4 e as posições E2 e E3 podem ser consideradas duais entre si. No que se refere às respostas, as posições de medida segundo os planos de instrumentação A e B, e instrumentadas com acelerómetros já têm em conta as configurações do ALRVC que se consideram mais relevantes para avaliação das vibrações em cada configuração. Deste modo, pelas características de simetria do actuador face às posições das plataformas, as respostas nas configurações P1-P5 e P2-P4, com excitação em E5, resultam duais entre si, respectivamente.

Na Figura 6.4 apresentam-se as posições de excitação e configurações do ALRVC, de acordo com o alinhamento das plataformas, em conjugação com as informações das Figuras 6.1 e 4.13. Nesta figura importa referir que as posições de excitação são quase coincidentes com as posições de alinhamento das plataformas, exceptuando o caso de E5 e P3 em que essa coincidência é total e efectiva.

Dado que as plataformas deslizam sobre carris, o seu posicionamento reforça a estrutura nessa posição, sendo este reforço mais significativo aos deslocamentos transversais. Por este motivo, na avaliação das respostas para uma determinada posição de excitação, não faz sentido considerar as configurações cuja posição das plataformas é coincidente. Deste modo, o número máximo de configurações a avaliar em cada ponto de excitação é quatro. Além disso, a posição E5 coincide com o eixo de simetria do actuador, pelo que, de acordo com as características de

quase simetria do actuador evidenciadas pelos resultados de FEA, as respostas à esquerda e à direita desse ponto serão idênticas.

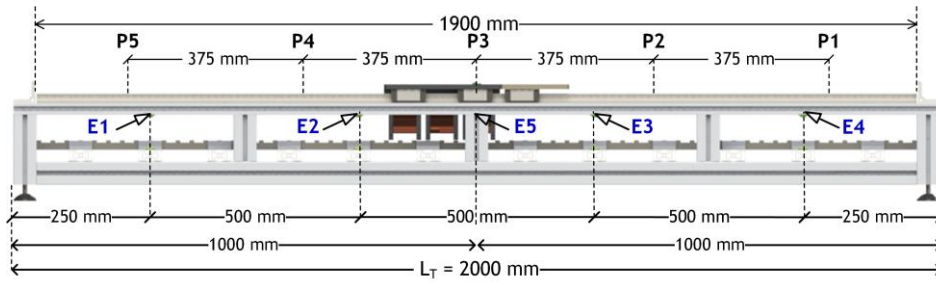


Figura 6.4 Esquema geral das posições de excitação e das configurações do actuador.

Assim, pelos motivos anteriormente referidos e também por razões de simplicidade e de eficiência, nos ensaios de excitação modal consideram-se apenas as posições de excitação E1, E2, E3 e E4. Para cada delas consideram-se duas ou três configurações do actuador, de entre as quatro possíveis em cada caso. Esta abordagem representa 80% das posições de excitação e 50 ou 75% das configurações de medida, sendo considerada suficientemente representativa do universo da informação e que permite inferir os resultados globais, por extrapolação.

Para assegurar a validade da informação e a representatividade dos dados a usar na análise, numa fase posterior, consideram-se apenas as configurações de ensaios indicadas nas Tabelas 6.1 e 6.2 para os planos de instrumentação A e B, respectivamente.

Tabela 6.1 Configurações para Ensaios em Instrumentação A (CE-A): posições de excitação, de colocação de acelerómetros e configurações do ALRVC a ensaiar.

Designação	Excitação	Posições de medida instrumentadas com acelerómetros	Configurações a ensaiar
CE-A1	E1	SF2, SF6, SF3, SF7, SF4, SF8, STx, STy, STz SP2, SP6, SP3, SP7, SP4, SP8	P1, P2, P3 e P4
CE-A2	E4	SF1, SF5, SF2, SF6, SF3, SF7, STx, STy, STz SP1, SP5, SP2, SP6, SP3, SP7	P2, P3, P4 e P5
CE-A3	E2	SF1, SF5, SF3, SF7, SF4, SF8, STx, STy, STz SP1, SP5, SP3, SP7, SP4, SP8	P3, P4 e P5
CE-A4	E3	SF1, SF5, SF2, SF6, SF4, SF8, STx, STy, STz SP1, SP5, SP2, SP6, SP4, SP8	P1, P2 e P3
CE-A5	E5	SF1, SF5, SF2, SF3, SF4, SF8, STx, STy, STz SP1, SP5, SP2, SP3, SP4, SP8	P1, P2, P4 e P5

Tabela 6.2 Configurações para Ensaios em Instrumentação B (CE-B): posições de excitação, de colocação de acelerómetros e configurações do ALRVC a ensaiar.

Designação	Excitação.	Posições de medida instrumentadas com acelerómetros	Configurações a ensaiar
CE-B1,CE-B2	E1, E4	SF1, SF2, SF3, SF4, MF1, MF2, STx, STy, STz SP1, SP2, SP3, SP4, MP1, MP2	P2, P3 e P4
CE-B3,CE-B4	E2, E3	SF1, SF2, SF3, SF4, MF1, MF2, STx, STy, STz SP1, SP2, SP3, SP4, MP1, MP2	P3 e P4

Deste modo, tirando partido da simetria da estrutura do actuador, tanto do ponto de vista da excitação, como das respostas, e tendo em conta os planos de instrumentação A e B, é possível otimizar os ensaios considerando configurações de ensaios de forma complementar. No primeiro (CE-A) privilegia-se a avaliação dos modos de vibração transversais, nas barras longitudinais superiores e inferiores. No segundo (CE-B) avaliam-se também as vibrações transversais nas barras verticais, em posições intermédias da estrutura do actuador. Nos ensaios experimentais consideram-se as configurações do actuador que se entendem ser as necessárias e relevantes para a avaliação das vibrações, tendo em conta as características do actuador. As seqüências dos ensaios para as várias configurações do actuador, e segundo os dois planos de instrumentação, obedecem a protocolos específicos estabelecidos de modo a assegurar a coerência, a fiabilidade e a representatividade dos resultados.

### 6.3. Banco de Ensaios e Protocolos de Teste

Nesta secção apresentam-se o banco de ensaios, indicam-se os equipamentos de teste e medida que o constituem, descrevem-se as instalações, os protocolos e os procedimentos de teste e referem-se as funcionalidades das ferramentas de *software* desenvolvidas para a análise de sinais. A arquitectura do banco de ensaios é reconfigurável de modo a realizar o conjunto de ensaios em condições adequadas a cada caso, através de pequenas alterações à configuração, sendo o tempo necessário para essas modificações reduzido, o que facilita a execução das tarefas associadas.

#### 6.3.1. Equipamento de Teste e Medida

A Figura 6.5 representa o esquema de princípio de configuração e de instrumentação do banco de ensaios para avaliação experimental das vibrações nos ALRVC por excitação modal. De acordo com este esquema, as forças de excitação da estrutura são geradas por um actuador ou vibrador (*shaker*) electrodinâmico controlado por um gerador de funções externo. As grandezas das respostas locais são observadas e medidas através de um sistema de medida e aquisição de

dados onde se inclui o SMDAD referido no Capítulo 5. Os dados das medições efectuadas são armazenados em memória para posterior processamento e análise. Usam-se ainda instrumentos de medida para monitorização, e equipamentos para registo dos sinais áudio e para medição dos níveis de intensidade do som emitido. As medições do nível dos sinais acústicos podem fazer-se a nível global ou de forma localizada.

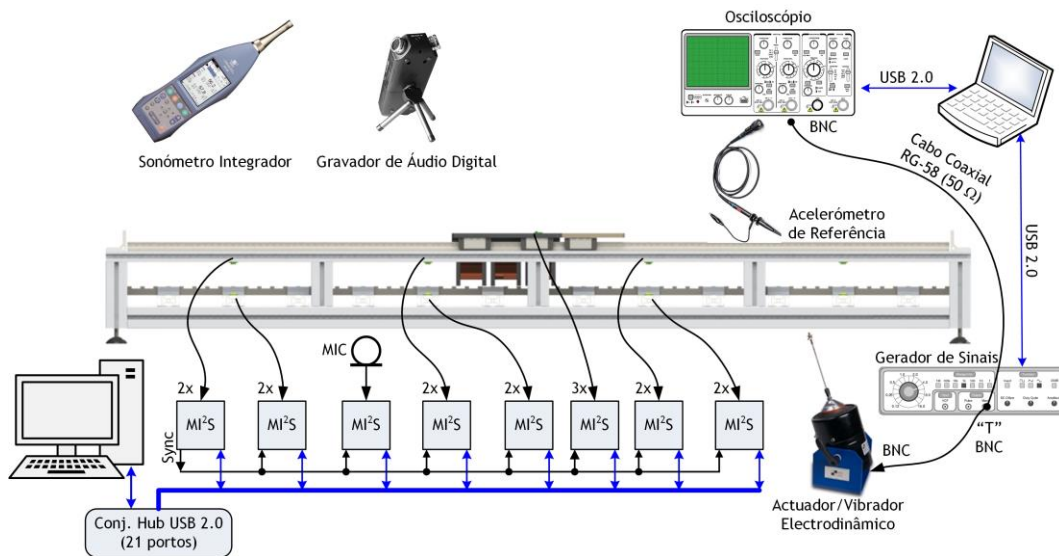


Figura 6.5 Diagrama de blocos funcional e de instrumentação do banco de ensaios.

O *shaker* electrodinâmico usado nos ensaios é da marca The Modal Shop, modelo K2007E01 (SmartShaker™ with Integrated Power Amplifier) [205]. Este equipamento, cujo aspecto é possível observar na Figura 6.6, consiste num amplificador de potência associado a um actuador electrodinâmico e às respectivas peças para suporte e fixação. As partes visíveis nas cores cinzento e preto, na Figura 6.6, correspondem ao amplificador e ao corpo do actuador electrodinâmico, respectivamente. A azul observa-se a peça de montagem e fixação que serve também para ajuste da inclinação e para posicionamento da haste de acoplamento. Na parte superior do equipamento são visíveis as ligações da fonte de alimentação (do lado direito), a entrada do sinal de controlo e de excitação (conector BNC à esquerda) e o indicador de nível por bolha de ar (peça em amarelo no topo, à direita). À frente, fixadas à estrutura do ALRVC, observa-se a haste associada ao pistão (peças roscadas em alumínio e em PVC) que permitem aplicar as forças nos vários pontos de excitação.

As forças geradas no *shaker* são “alinhadas” por um sinal de controlo e de sincronismo proveniente de um oscilador ou de um gerador de sinais externo. Apresentam, por isso, uma forma sinusoidal com variação linear na frequência. A intensidade dessas forças é determinada pela amplitude do sinal de controlo do *shaker*, de acordo com os níveis de ganho estabelecidos pelo amplificador associado. A operação do actuador electrodinâmico Modal Shop K2007E01 é suportada na interacção entre o campo electromagnético gerado por uma corrente de excitação

na bobina móvel e o campo magnético associado a um magneto permanente externo (leis de Faraday e de Lenz). A armadura do *shaker* (conjunto formado pela bobina móvel e respectiva estrutura mecânica de suporte e de recuperação) é projectada de modo a assegurar densidades elevadas de fluxo magnético no entreferro, e baixas perdas.



Figura 6.6 Pormenor do *shaker* electrodinâmico montado na base e acoplado à estrutura do ALRVC.

De acordo com o manual de utilização do equipamento (*shaker*), o módulo da força gerada na armadura, em unidades do sistema Inglês e em unidades CGS (centímetro-grama-segundo), expressa em libra-força (lbf) [206], é dado por

$$F_{ee} = (2,54)^2 \cdot k_1 \cdot B_e \cdot L_e \cdot i \quad (6.1)$$

Nesta expressão  $k_1 = 0,885 \times 10^{-7}$  é uma constante que depende dos aspectos de construção do actuator, designadamente da distância do entreferro e da permeabilidade magnética do núcleo, de acordo com os sistemas de unidades usados;  $B_e$  é a densidade de fluxo magnético no entreferro, expressa em *gauss*, que equivale a  $10^{-4}$  T (ou a maxwell por centímetro quadrado). Os parâmetros,  $i$  e  $L_e$  são, respectivamente, a corrente na armadura, em ampere, e o comprimento do condutor em polegada (*inch*).

Considerando que o valor da aceleração da gravidade é de aproximadamente  $9,806 \text{ [m}\cdot\text{s}^{-2}]$ , e sabendo que 1 polegada equivale a 2,54 cm e que 1 libra (*pound*) corresponde a cerca de 0,4536 kg, é possível fazer converter a força para unidades do SI, em que 1 lbf equivale a 4,448 N. Deste modo, considerando os valores das constantes antes referidas, reescrevendo (6.1) e expressando o módulo da força gerada na armadura em *newton*, obtém-se

$$F_{em} = (25,397 \times 10^{-7}) \cdot B_e \cdot L \cdot i \quad (6.2)$$

Por sua vez, pela lei de Lenz, a interação entre o movimento da armadura excitada pela corrente  $i$  e o campo magnético (desprezando a queda de tensão na bobina) gera uma força contra-electromotriz aos terminais da bobina, em volt ( $V$ ), cujo módulo é dado por

$$E_b = (2,54)^2 \cdot k_2 \cdot B_e \cdot L_e \cdot v_e , \quad (6.3)$$

onde  $v_e$  é a velocidade da armadura em polegadas por segundo e  $k_2 = 1 \times 10^{-8}$  [206].

Segundo o manual de utilização do equipamento a aceleração máxima possível é de 120  $g$ , na situação de ressonância e sem carga acoplada, em que  $1g \approx 9,806 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$  corresponde ao múltiplo unitário da aceleração da gravidade padrão. Assim, em unidades SI esse valor equivale a uma aceleração máxima de aproximadamente  $1176 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$ .

Tendo em conta que a carga é determinada pela massa do ALRVC (47 kg), e que as massas da armadura (cerca de 0,045 kg) e da haste do pistão são negligenciáveis, a aceleração máxima possível, nos ensaios, é de aproximadamente  $25 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$  (cerca de 2,6  $g$ ).

O sinal de controlo e excitação do *shaker* provém de um gerador de sinais programável, com síntese directa, como por exemplo o RIGOL DG 1022. Este equipamento permite gerar sinais sinusoidais de amplitude até 5 V e frequência até 20 MHz sobre uma carga com impedância 50  $\Omega$ . Na configuração do banco de ensaios, na Figura 6.5, a saída de sinal do gerador está ligada à entrada de sinal do amplificador de potência do *shaker*. Está também ligada a uma entrada analógica de um osciloscópio digital, com funções de aquisição de dados, através de uma derivação em "T" para conectores do tipo BNC 50  $\Omega$  e cabo coaxial. O outro canal do osciloscópio é ligado ao sinal de resposta de um acelerómetro de referência, com saída analógica, colocado directamente sobre o ponto de excitação. O osciloscópio usado nestes ensaios é da marca RIGOL, modelo DS1052E. Possui 2 canais analógicos (1 M $\Omega$ /15 pF), 50 MHz de largura de banda e ADC com resolução e sensibilidade mínimas de 8 bits por amostra e 2 mV/div, respectivamente. A taxa de amostragem é de 1 GSa/s com referência a uma base de tempo de 5 ns/div; a memória interna máxima é de 1 MByte (permite 512 kB com os dois canais a operar em simultâneo).

Para reduzir a alteração na amplitude dos sinais, por efeito de carga e por limitações impostas por resposta em frequência no sistema de medida, as ponta de prova apresentam uma característica de largura de banda adequada ( $\geq 30 \text{ MHz}$ ), alta impedância de entrada ( $\geq 1 \text{ M}\Omega$ ) e baixa capacidade ( $\leq 45 \text{ pF}$ ). Estas características têm como referência as indicadas para pontas de prova de osciloscópio TESTEC MF-112 com escala 1:1 e tempo de subida de 12 ns [207].

Este esquema de ligação dos equipamentos de medida visa monitorizar os sinais e controlar a excitação através do *shaker*, de modo a comprovar e validar a informação de referência acerca das frequências e das forças de excitação. Para facilitar o processo de medida, tanto o gerador de sinais como o osciloscópio estão ligados através de um canal de comunicação USB 2.0 a um *host PC*, a partir do qual são controlados através de aplicações de *software* específicas para estes equipamentos: UltraWave® e UltraScope®, respectivamente. Estas duas aplicações estão integradas num ambiente comum de interface e comando – UltraSigma® – que é suportado em NI-VISA Run-Time Engine (*National Instruments Virtual Instruments Software Architecture*). Por sua vez, o NI-VISA é um pacote de *firmware* disponibilizado gratuitamente pela National Instruments e providencia os *drivers* universais necessários às comunicações entre o PC e os instrumentos de medida, através do ambiente UltraSigma.

A recolha dos dados relativos às acelerações locais correspondentes às respostas da estrutura faz-se através do SMDAD, referido anteriormente na secção 5.3, desenvolvido especificamente para os ensaios experimentais de suporte à análise e à caracterização dos modos de vibração do actuador. Note-se que o SMDAD é constituído por um conjunto de sensores/transdutores ligados através dos respectivos MI<sup>2</sup>S, os quais asseguram a medição das várias grandezas relevantes. Usam-se transdutores de aceleração distribuídos na estrutura do ALRVC de acordo com os planos de instrumentação, e microfones para captação do sinal áudio emitido. Os acelerómetros usados são de dois tipos: acelerómetros ADXL001-70Z com sensibilidade segundo um eixo e acelerómetro ADXL326Z com sensibilidade em três eixos. Os microfones para captação do som local emitido são do tipo *electrect*, com diagrama polar de captação e directividade do tipo omnidireccional ou do tipo cardióide.

Os sinais áudio relativos ao ruído acústico emitido são captados, registados e armazenados em formato digital, em ficheiros \*.wav, através de um gravador digital TASCAM DR-05 ou similar, para posterior análise. Para a medição dos níveis equivalentes do ruído acústico usam-se dois sonómetros integradores. O primeiro, com a referência PCE 322-A, ligado a um PC e em modo de operação contínuo e em tempo real, apenas para funções de monitorização. O outro, marca e modelo Rion NA-27, com mais funcionalidades e melhores sensibilidade e precisão, com curvas de compensação A e resposta em frequência definida por banco de filtros com espaçamento segundo bandas de 1/3 de oitava. Este último sonómetro opera em modo autónomo, com integração em intervalo de tempo de acordo com a duração dos ensaios, sendo usado exclusivamente para as medições dos níveis equivalentes de ruído acústico.

### 6.3.2. Instalações para Ensaios

O conjunto de equipamentos formado pelo *shaker*, o gerador de sinais, o osciloscópio, o PC e as aplicações para controlo dos instrumentos de medida, o SMDAD e o respectivo *host PC* e aplicações de *software* para controlo e aquisição de dados, constituem um ambiente integrado de teste. Para minimizar eventuais interferências externas, em particular nos sinais áudio, os

ensaios decorrem no interior da câmara semianecóica referida em 5.2, onde são instalados os equipamentos da Figura 6.5. No entanto, por razões de espaço e de facilidade de operação, o gerador de sinais, o osciloscópio e os computadores pessoais de controlo dos instrumentos de medida e do SMDAD são colocados no exterior da câmara. As comunicações entre os PC no exterior da câmara e os equipamentos a controlar, no seu interior, são asseguradas por cabos USB com 5 metros de comprimento que permitem ligações de alto débito (colocados previamente na fase de construção da câmara semianecóica).

As Figuras 6.7 e 6.8 mostram o aspecto do banco de ensaios, na fase de preparação. Na primeira figura destacam-se os sonómetros integradores para medição dos níveis do ruído acústico, ambos montados em tripés. O que se observa à esquerda na imagem, é o mais simples, com a referência PCE 322-A. O outro sonómetro é o Rion NA-27. Trata-se do mesmo sonómetro usado na avaliação do isolamento acústico da câmara semianecóica (secção 5.2.2).



Figura 6.7 Vista dos sonómetros integradores usados na medição dos níveis de ruído acústico emitido.



Figura 6.8 Aspecto do banco de ensaios na fase de instalação do *shaker* e colocação dos acelerómetros.

Na Figura 6.8 são visíveis alguns dos MI<sup>2</sup>S que integram o SMDAD, o cabo de sincronismo que interliga todos os MI<sup>2</sup>S e os cabos de ligação aos transdutores de aceleração montados na

estrutura. Ao fundo na imagem, do lado direito, é visível o *shaker* electrodinâmico montado sobre uma base, à qual está fixado através de quatro parafusos e porca com rosca métrica M4.

A base de montagem do *shaker* é formada por um agregado de placas de MDF com 8 mm de espessura, sobrepostas e fixadas entre si. As placas de MDF são de dois tipos, consoante as suas dimensões: placas de 330x252 mm (tipo A) e placas de 252x252 mm (tipo B). A base de montagem assim constituída é modular, configurável e ajustável em altura, permitindo o posicionamento do *shaker* em função dos pontos de excitação e mantendo o equipamento nivelado. Este aspecto é importante para obter o máximo rendimento a partir movimento do conjunto formado pelo pistão e haste segundo a direcção horizontal. Isto evita a flexão da haste e assegura, por esta via, a máxima transferência de energia das forças aplicadas.

Na configuração ajustada à altura dos pontos de excitação, na barra longitudinal superior do ALRVC, a base compreende um subconjunto de oito placas de MDF do tipo B, sobreposto a outro subconjunto de dez placas de MDF do tipo A, perfazendo uma altura e massa totais de 144 mm e 8,8 kg, respectivamente. A fixação dos subconjuntos de placas na base de montagem é assegurada por quatro pernos roscados com rosca métrica M6 dispostos nos quatro cantos. O aperto é assegurado por “porcas” de orelhas em aço zincado, igualmente com rosca M6, e por um conjunto de anilhas planas e recartilhadas com acabamento zincado em ambos os tipos. As medidas dos diâmetros exterior e interior das anilhas planas são 11,65 mm e 6,45 mm, respectivamente (aba com 2,6 mm); nas anilhas recartilhadas essas dimensões são 10,65 mm, 6,4 mm, e 2,12 mm de largura da aba.

O *shaker* electrodinâmico antes referido permite excitar apenas, quase que exclusivamente, os modos de vibração com deslocamentos transversais segundo a direcção horizontal, referidos na secção 4.5.1. Esta restrição explica-se por duas ordens de razões. Por um lado, porque em condições normais de operação, e segundo as recomendações de utilização, o pistão do *shaker* electrodinâmico e as respectivas hastes devem trabalhar nivelados, o que permite apenas excitar a estrutura transversalmente, segundo a direcção horizontal. Por outro lado, a aplicação de forças de excitação transversal segundo a direcção vertical, caso se verificasse, daria origem a interacções entre as forças de acção e de reacção do piso, das quais resultariam variações nas deformações em sobreposição às resultantes dos modos naturais.

Assim, as medições das acelerações e dos deslocamentos locais, e das frequências de vibração, seriam menos precisas e mais difíceis de relacionar com as forças de excitação, podendo, portanto, comprometer a validade dos ensaios e inviabilizar a caracterização das vibrações. Estas limitações não constituem em definitivo obstáculos à caracterização experimental das vibrações no actuador com deslocamentos segundo a direcção vertical, dado que a aplicação de forças de excitação segundo essa direcção pode ser conseguida através das forças de atracção geradas pela operação do actuador. Este assunto é referido em detalhe no Capítulo 7.

### 6.3.3. Protocolos e Procedimentos de Teste

Os ensaios experimentais de excitação modal regem-se por protocolos e procedimentos de teste que envolvem duas fases. A primeira consiste em analisar e avaliar as respostas do subconjunto base-*shaker* para identificar as respectivas frequências naturais susceptíveis de poderem interferir e influenciar o espectro das vibrações do ALRVC. A segunda fase dos ensaios visa obter medidas objectivas dos sinais relativos às respostas, para posterior análise nos domínios do tempo e da frequência, de modo a avaliar as vibrações e o som emitido pela estrutura do ALRVC. Descrevem-se em seguida os procedimentos a seguir na realização dos ensaios experimentais para medição das respostas do subconjunto base-*shaker* e da estrutura do ALRVC. Através da análise espectral identificam-se as frequências de vibração.

#### Vibrações no Subconjunto Base-*Shaker*

A montagem do *shaker* sobre a base de placas de MDF forma um subconjunto susceptível de entrar em vibração, devido ao funcionamento do *shaker*, e que podem ser transmitidas ao ALRVC em testes. Além disso, o ruído acústico gerado por essas vibrações pode influenciar o conteúdo harmónico dos sinais áudio resultantes dos ensaios do ALRVC. Importa assim analisar e caracterizar as vibrações próprias do subconjunto base-*shaker*, e a sua influência nos resultados da caracterização do ALRVC. Para evitar eventuais interferências externas nos sinais áudio os ensaios experimentais decorrem em condições de baixo ruído ambiente por utilização do edifício e no interior da câmara semianecóica. Tendo em vista a análise experimental das vibrações do subconjunto base-*shaker* adoptam-se os seguintes procedimentos:

- i. Colocar um acelerómetro ADXL001-70Z no topo da base do *shaker*, orientado segundo a direcção e o sentido do movimento do pistão, para monitorizar as variações de amplitude da resposta do acelerómetro e detectar as suas frequências naturais;
- ii. Configurar o ganho do amplificador integrado para o nível mínimo (10 dB) e ligar um gerador de sinais (e.g. RIGOL DG1022) à entrada de sinal do amplificador integrado, através de um cabo coaxial com impedância característica  $Z_0=50 \Omega$  (RG-58U);
- iii. Ligar um cabo coaxial (RG58U), através de derivação simples, entre a entrada de sinal de controlo do *shaker* e a entrada de um canal de osciloscópio digital com funcionalidades de aquisição de sinais (e.g. RIGOL DS1052E); ligar o outro canal do osciloscópio à saída de um acelerómetro ADXL001-70Z através de uma ponta de prova;
- iv. Seleccionar um sinal sinusoidal para controlo e sincronismo do *shaker* e ajustar o valor de amplitude para  $1 V - U_{Srms} \approx 700 mV$ ; aplicar esse sinal e variar a frequência de excitação linearmente, por ajuste manual, na gama de frequências até 1,2 kHz, e detectar os máximos de ressonância por audição, através da variação dos níveis de som; esta fase de avaliação é essencialmente subjectiva e visa apenas identificar os valores aproximados das frequências naturais do subconjunto base-*shaker* para otimizar os ensaios;

- v. Alterar a configuração de testes para operação em modo automático com controlo e aquisição de dados suportado em PCs e programar o gerador de sinais para uma variação linear na gama de frequências entre 10 e 1,2 kHz, ao longo do tempo;
- vi. Colocar um sonómetro integrador no interior da câmara semianecóica montado num tripé, a cerca de 1,2 m de altura, configurado para medidas de SPL e com análise em tempo real, através de filtros a 1/3 de oitava e curvas de compensação A;
- vii. Colocar igualmente no interior da câmara um gravador de áudio digital em tempo real (e.g., TASCAM DR-05 ou equivalente);
- viii. Iniciar a sequência de teste com monitorização e registo das formas de ondas dos sinais das vibrações, as formas de onda dos sinais no osciloscópio para frequências notáveis; registo dos sinais áudio emitidos e das medições dos níveis de SPL do ruído acústico emitido através de sonómetro com análise em tempo real;
- ix. Processar e analisar os dados dos sinais recolhidos e fazer a sua avaliação nos domínios do tempo e da frequência.

A informação relativa às frequências naturais do subconjunto base-*shaker* permite avaliar a eventual influência na caracterização das vibrações do actuador e tomar as acções subsequentes no sentido de as evitar ou corrigir.

### **Vibrações na Estrutura do ALRVC nos Planos de Instrumentação A e B**

Os protocolos dos ensaios experimentais para avaliação das respostas modais do ALRVC observam as posições de excitação referidas em 6.2.1 e os planos de instrumentação indicados em 6.2.2. Os ensaios decorrem igualmente no interior da câmara semianecóica e em condições de muito baixo ruído ambiente, para maior isolamento de interferências por actividades no edifício. As forças de referência são geradas pelo *shaker* electrodinâmico, com variação sinusoidal e variação linear na frequência, na gama entre 10 e 1200 Hz, com incrementos de 10 Hz. A duração total do ensaio nessa gama é de 500 s (9m:40s), pelo que a excitação para cada valor de frequência tem uma duração de aproximadamente 4,2 s. Este tempo é considerado adequado para a tomada de acções de comando do SMDAD, designadamente para o armazenamento dos dados das respostas dos acelerómetros, uma vez que devido às suas limitações de memória do SMDAD não é possível operar em modo contínuo e em tempo real. A aquisição e registo dos sinais áudio emitidos pelas vibrações decorre de forma independente e em regime contínuo em cada ensaio.

Os procedimentos de teste para análise das vibrações no ALRVC aplicam-se a cada uma das configurações do actuador (P1 a P5), tanto para o plano de Instrumentação A como para Instrumentação B. Os procedimentos experimentais são idênticos aos indicados para avaliação das vibrações da base-*shaker*, com as necessárias adaptações decorrentes do número de equipamentos usados e da quantidade de pontos de medida. Na realização dos ensaios experimentais, para cada configuração do actuador, observa-se a seguinte sequência de acções:

- i. Estabelecer a configuração de teste da Figura 6.5, em modo automático, com controlo e aquisição de dados suportado em PCs, assegurando o afastamento adequado do *shaker* face a campos magnéticos ou materiais ferromagnéticos;
- ii. Conectar a saída do gerador (e.g. RIGOL DG1022) à entrada de sinal do amplificador e à entrada do canal 1 do osciloscópio (e.g. RIGOL DS1052E), em derivação, através de cabo coaxial com impedância característica 50  $\Omega$  (RG-58U); ligar o canal 2 ao sinal de resposta do acelerómetro ADXL001-70Z através de uma ponta de prova de osciloscópio;
- iii. No gerador de sinais seleccionar um sinal sinusoidal para excitação do *shaker*, ajustar o valor de amplitude para 1 V –  $U_{Srms} \approx 700$  mV e variar a frequência na gama de 10 a 1,2 kHz; configurar o ganho do amplificador do *shaker* para o mínimo (10 dB);
- iv. Conectar o gerador de sinais (e.g. RIGOL DG1022) e o osciloscópio (e.g. RIGOL DS1052E) ao PC através de canais de comunicação USB;
- v. Colocar no interior da câmara semianecóica um gravador de áudio digital em tempo real (TASCAM DR-05 ou equivalente) para registo do ruído acústico gerado e emitido.
- vi. Realizar ensaios preliminares para cada configuração do ALRVC, e por cada posição de excitação, na gama de 10 a 1200 Hz, com registo dos sinais áudio através do gravador de áudio digital, para contornar as limitações de memória do SMDAD;
- vii. Analisar os sinais áudio e registar as componentes espectrais consideradas relevantes ou mais significativas, para as quais importa registar os valores das acelerações locais;
- viii. Instrumentar a estrutura do ALRVC com acelerómetros seguindo os planos de Instrumentação A ou B, conforme as Tabelas 6.1 e 6.2 – ADXL326Z nas posições STx a STz, e ADXL001-70Z nas posições SFx, SPx e MFx; orientar o eixo de sensibilidade dos acelerómetros em coincidência com a direcção do movimento do pistão do *shaker*;
- ix. Conectar MI<sup>2</sup>S à saída de cada acelerómetro, estabelecer as ligações dos MI<sup>2</sup>S aos *hub* USB de 7 portas e ao PC de controlo e comando, verificar o registo dos dispositivos USB no sistema operativo e configurar a operação do SMDAD para as posições de medida;
- x. Colocar um sonómetro integrador no interior da câmara semianecóica montado num tripé, a cerca de 1,2 m de altura, configurado para medidas de SPL com análise em tempo real, através de filtros a 1/3 de oitava e curvas de compensação A;
- xi. Avaliar o ruído eléctrico no sistema de medida, verificar a operação dos equipamentos de medida em modo remoto e do SMDAD, e comprovar a operação do conjunto de teste;
- xii. Realizar sequências de ensaios às frequências notáveis, tendo em conta os resultados do FEM e da análise espectral dos sinais áudio, com controlo dos equipamentos de medida e do SMDAD, de modo a obter e registar medidas objectivas das respostas locais.

Estes ensaios completam-se com a análise e o processamento dos sinais tendo em vista a sua avaliação num cenário abrangente, procurando obter e relacionar várias informações que suportem a caracterização experimental das vibrações no ALRVC.

### 6.3.4. Ferramentas de *Software* para Análise de Sinais

A análise de sinais para identificação das frequências de vibração e outras características é suportada em ferramentas de *software* desenvolvidas especificamente para esses objectivos. As ferramentas de *software* propostas são baseadas em MATLAB e permitem realizar a análise harmónica dos sinais áudio armazenados em ficheiros e a representação do respectivo espectro. Permitem também identificar e representar as acelerações, as velocidades e os deslocamentos locais associados às vibrações no actuador.

#### Análise Harmónica de Sinais Áudio e Representação do Espectro de Amplitude

A Figura 6.9 representa o fluxograma que descreve a sequência de acções e as funcionalidades da ferramenta de *software* desenvolvida em MATLAB para análise de sinais áudio pela FFT, com janelas, e a representação dos respectivos espectros de amplitude. Por razões de flexibilidade, além de ficheiros *\*.wav*, esta ferramenta de *software* suporta também os formatos *\*.mp3* e *\*.mp4*, os quais envolvem esquemas de codificação e compressão do tipo “sem perdas” que exploram as redundâncias na representação da informação. Neste tipo de codificadores a degradação dos sinais resultante dos processos de compressão e de representação é pouco significativa pelo que se considera que a informação é preservada.

A localização e a designação dos ficheiros de áudio são indicadas pelo utilizador através de janelas de “explorador”. Após a leitura bem-sucedida do ficheiro de áudio são extraídas informações da taxa de amostragem, da duração do áudio, da dimensão do vector de amostras e do formato de dados e da representação das amostras (quantidade de bits por amostra). Estes dados são armazenados em variáveis internas, para processamento, e são também indicadas ao utilizador, apenas para informação. De seguida são passadas mensagens ao utilizador que lhe permitem dar instruções ao programa quanto ao algoritmo e à função “janela” a usar na análise harmónica e quanto ao tipo de gráfico a considerar na representação do espectro de amplitude.

Os gráficos para a representação dos resultados podem ser lineares ou semilogarítmicos, com amplitude expressa em unidades lineares ou em dB; o eixo da frequência é ajustado à gama seleccionada, com resolução e gradação adequadas. As opções de algoritmos de análise harmónica são o cálculo da DFT, ou a FFT, sendo a principal diferença entre eles a dimensão e o conteúdo da sequência discreta de entrada. Na DFT considera-se o conjunto de amostras obtido do ficheiro áudio, com a sua dimensão original. Na FFT essa dimensão é ajustada para o valor inteiro de base 2 imediatamente superior; as posições adicionais acrescentadas ao vector são preenchidas com o valor zero (método de *zero padding*).

Nesta ferramenta de *software*, na análise harmónica, tanto pela DFT como pela FFT, são usadas as seguintes funções “janela”: “Rectangular”, “Bartlett”, “Hanning”, “Hamming” e “Flat-Top”. A primeira “janela” é adequada à análise de dados resultantes de ensaios por impacto. A última é geralmente usada em ensaios com excitação periódica, embora apresente como desvantagem

uma maior largura de banda do ruído equivalente. As restantes “janelas” são adequadas a ensaios com excitação periódica ou aleatória, sendo a janela de “Hanning” a mais usada [128].

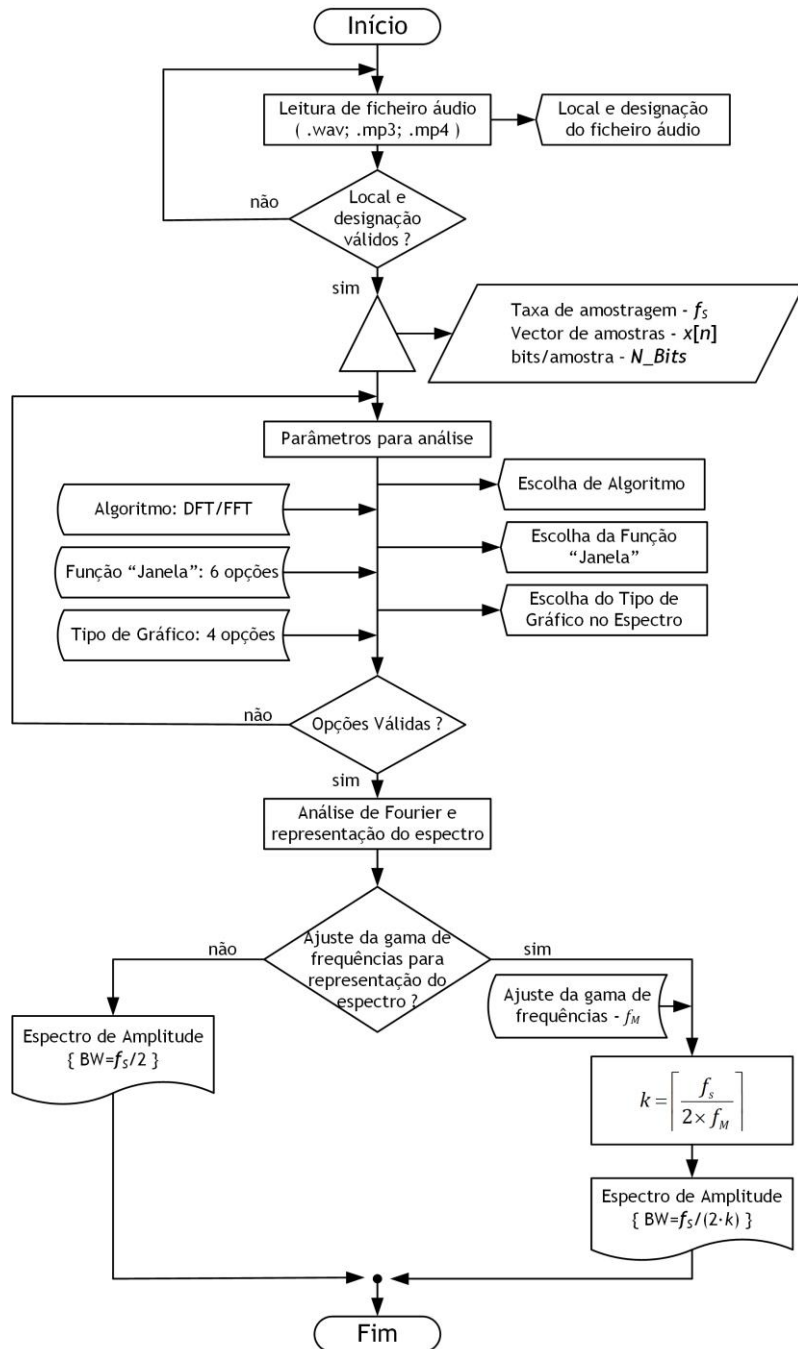


Figura 6.9 Fluxograma do código MATLAB para análise de sinais pela DFT e representação do espectro.

Além desta ferramenta utilizam-se outras duas que incorporam outras funcionalidades como o cálculo da DFT/FFT recorrendo a funções janela. Uma dessas ferramentas permite obter e representar as semelhanças pela função de correlação cruzada normalizada; na outra, para o mesmo objectivo, usa-se a densidade espectral de potência cruzada ou a coerência do cruzamento do quadrado da amplitude. Em qualquer dos casos considera-se a fase de

cruzamento dos espectros dos sinais. Os fluxogramas da sequência de acções nesses programas apenas diferem nas funcionalidades específicas e, por essa razão, não são aqui representados.

### **Análise Harmónica por Decomposição Multiresolução em Pacote de Ôndula**

Em complemento à ferramenta para análise de sinais por análise de Fourier, descrita no fluxograma da Figura 6.9, desenvolveu-se ainda código em MATLAB para análise multiresolução de sinais por bancos de filtros. Esta ferramenta de *software* permite obter os coeficientes da DWT do sinal organizados em bandas de frequência, por análise em pacote de ôndula (WPA). O diagrama da Figura 6.10 descreve o fluxo de informação e a ordem sequencial de acções. A primeira parte relativa aos formatos suportados e às mensagens com o utilizador é idêntica ao caso anterior, na análise de sinais pela FFT. A segunda parte inicia-se com a definição dos parâmetros para MRA do sinal, designadamente a ôndula a usar e o número de estágios ou níveis de análise (NA), isto é, a profundidade de decomposição. O utilizador é informado quanto ao número máximo de níveis de análise face às características do sinal. Consideram-se onze opções entre as famílias de ôndulas ortogonais de Daubechies (sete) e biortogonais (quatro). Nas ôndulas de Daubechies consideram-se db2 (por omissão) e db4 a db10 [143]; quanto às ôndulas biortogonais simétricas as possibilidades de escolha são: bior2.2, bior3.3, bior4.4 e bior 5.5.

Em seguida faz-se a análise do sinal para obtenção dos coeficientes da DWT que compreende dois processos independentes, mas complementares. O primeiro corresponde à decomposição do sinal e redução de ruído através de pacote de ôndula (WPAD), com base na entropia do sinal e num valor de decisão (*threshold*) [151], [208]-[210]. O esquema WPAD envolve assim quatro fases: a primeira corresponde à avaliação prévia das características do sinal, designadamente a entropia e o nível de decisão; a segunda respeita à decomposição em WP de acordo com a ôndula e o número de estágios seleccionados; na terceira ajustam-se os coeficientes da transformada de ôndula no nível de decomposição mais elevado, de acordo com o valor de decisão; a quarta e última etapa corresponde à reconstrução do sinal sem ruído. O segundo processo de análise respeita à decomposição do sinal “livre” de ruído, por WPA, considerando a ôndula e os estágios de análise indicados. Obtêm-se assim os coeficientes da DWT a partir dos quais se faz o cálculo da FFT para obtenção do espectro do sinal, numa representação híbrida nos domínios das transformadas de ôndula e de Fourier [139]. A última parte respeita às funcionalidades desta ferramenta na representação do espectro de amplitude do sinal áudio decomposto. Para tal calcula-se a FFT dos coeficientes da DWT para o último nível de análise.

Dado que os esquemas de MRA e WPA correspondem à aplicação sucessiva de bancos de filtros LP e HP, os coeficientes da DWT no nível mais elevado estão “moldados” na resolução e na gama de frequências e organizados em bandas de frequência fixas conforme o esquema da Figura 2.10 b). No entanto pode ser necessário o uso de funções “janela” no cálculo da FFT, em particular para profundidades de análise mais elevadas, que podem originar maior degradação espectral e perda de resolução na frequência. Assim, no que respeita à análise de

Fourier e à representação do espectro, esta ferramenta tem funcionalidades idênticas às descritas para o caso anterior. A diferença substancial nos resultados obtidos está nas características próprias inerentes ao espectro híbrido.

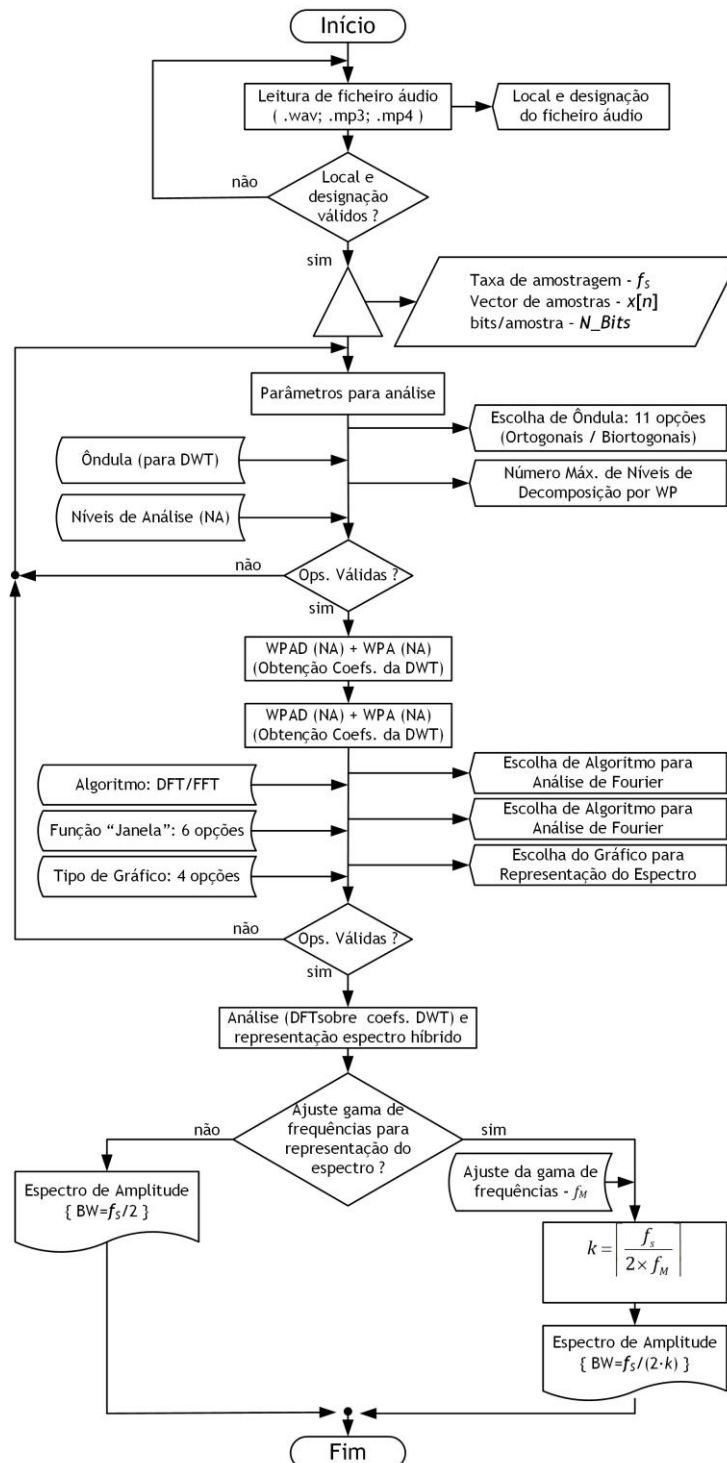


Figura 6.10 Fluxograma do código MATLAB para representação do espectro híbrido DWT (WPA) e DFT.

### Avaliação das Acelerações e dos Deslocamentos Locais

Para a análise das respostas do ALRVC medidas através do SMDAD propõe-se outra ferramenta de *software*, também desenvolvida em MATLAB, conforme o fluxograma da Figura 6.11.

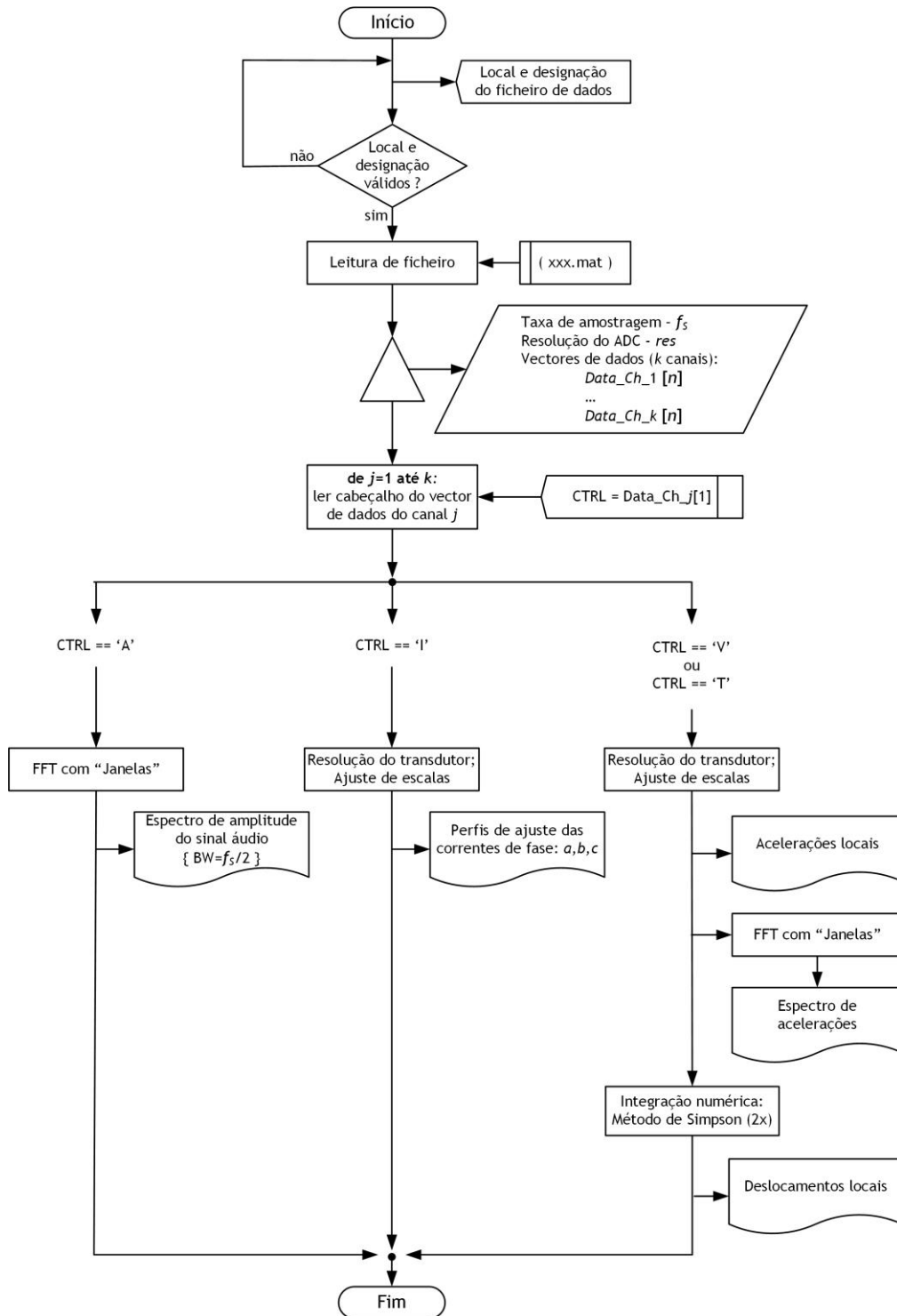


Figura 6.11 Fluxograma do programa para análise das respostas do ALRVC medidas através do SMDAD.

O processamento tem início com a indicação da localização e designação do ficheiro de dados a processar. Os resultados de cada ensaio são armazenados em formato nativo (*raw*) em ficheiros \*.mat, os quais contêm toda a estrutura de dados. Após a leitura bem-sucedida do ficheiro de dados são extraídas informações da configuração do SMDAD, designadamente a taxa de amostragem, a resolução do ADC, o número de canais de medida e os vectores de dados correspondentes a cada canal, os quais são armazenados em variáveis internas para controlo do fluxo de acções e para processamento.

A análise e representação dos dados é diferenciada, de acordo com a grandeza física associada a cada canal de medida. Assim, para cada canal de medida é extraída informação do respectivo “cabeçalho”, de modo a controlar o fluxo de processamento de acordo com o tipo de dados a analisar e a posição do transdutor, de acordo com o ficheiro de configuração do SMDAD (ver Figura 5.24). A análise da informação faz-se após a identificação do tipo de grandeza medida. Os sinais de áudio captados pelo SMDAD são identificados por ‘A’, e a respectiva análise faz-se de modo semelhante ao descrito anteriormente. Para os sinais relativos às variações das correntes das fases *a*, *b* e *c* reserva-se o identificador ‘I’ sendo apenas representados os perfis de variação no tempo. No entanto, nesta aplicação, no contexto dos ensaios de excitação modal experimental, usam-se em particular as funcionalidades de análise dos sinais dos acelerómetros. Os restantes sinais correspondem a acelerações relativas a vibrações, sendo provenientes de acelerómetros ADXL001-70Z (sensibilidade 16 mV/g) ou ADXL326Z (sensibilidade 57mV/g), e são referenciadas por ‘V’, tanto nas posições frontais, como nas posteriores ou nas intermédias. As posições instrumentadas com o acelerómetro ADXL326Z no translato são identificadas pelo caractere ‘T’ (translato), às quais correspondem os pontos de medida STx, STy, STz. As restantes – SFx, SPx e MFx – são instrumentadas com acelerómetros ADXL001-70Z.

Na análise e representação dos sinais provenientes dos acelerómetros faz-se o ajuste de escalas considerando as resoluções dos transdutores usados, e apresentam-se os resultados das acelerações locais, directamente a partir das medidas efectuadas. Com base nas medidas das acelerações calculam-se os deslocamentos locais, por integração numérica sucessiva, através do método de aproximação de Simpson [211], [212]. Deste modo é possível avaliar as deformações a que as peças estão sujeitas por acção das vibrações.

## 6.4. Avaliação das Vibrações pela Análise do Áudio Emitido

Nesta secção fazem-se as avaliações das frequências de vibração do subconjunto formado pelo *shaker* e a respectiva base de montagem e das frequências de vibração do ALRVC, obtidas pela análise dos sinais do áudio emitido. Este procedimento visa identificar as frequências de vibração próprias dos conjuntos em excitação e permite contornar as limitações de memória do SMDAD que impedem a operação em regime contínuo e aquisição em tempo real em todo o

ensaio, em particular para o ALRVC. Esses ensaios envolvem a realização de vários testes, a medição de várias grandezas físicas, a análise harmónica de sinais e a obtenção de dados objectivos que sustentam a identificação dos modos de vibração.

### 6.4.1. Frequências Naturais do Subconjunto Base-Shaker

Numa primeira fase fazem-se testes de avaliação preliminar das frequências de vibração do subconjunto formado pela base de montagem e pelo próprio actuador electrodinâmico seguindo os procedimentos de teste anteriormente referidos. A excitação faz-se segundo a direcção transversal com variação manual da frequência do sinal de controlo do *shaker*. Nesses testes identificam-se quatro modos de vibração relevantes, os quais são facilmente perceptíveis por audição e se destacam pelo aumento nos níveis de som emitido. Os respectivos valores de frequências de vibração são: 40 Hz, 60 Hz, 90 Hz e 270 Hz. Estes valores são comprováveis no visor no painel do gerador de sinais e pelas medições no osciloscópio, através da resposta do acelerómetro de referência (ADXL001-70Z) colocado na base de montagem, com o eixo de sensibilidade orientado segundo a direcção do movimento.

Na avaliação prévia identificam-se frequências de vibração na gama de frequência entre aproximadamente 800 e 900 Hz. Apesar do aumento dos níveis de áudio perceptível nessa gama não é possível identificar de forma clara as frequências que se destacam, sendo necessário o uso de outras metodologias e de ferramentas de análise de sinais. Na Tabela 6.3 apresentam-se os resultados das medidas dos parâmetros referentes ao primeiro, ao segundo e ao quarto modos de vibração identificados. As medições fazem-se através do osciloscópio RIGOL DS1052E, com um canal dedicado à medição das respostas do acelerómetro de referência (Ch 1) e o outro canal ligado ao sinal de alinhamento e excitação do *shaker* (Ch 2).

Tabela 6.3 Medições para avaliação dos modos de vibração identificados por audição.

Modo (ordem sequencial) Canal do Osciloscópio	1º Modo		2º Modo		4º Modo	
	Ch 1	Ch 2	Ch 1	Ch 2	Ch 1	Ch 2
Escala Tempo [s] / Amostras	10x10 <sup>-3</sup> / 25		5x10 <sup>-3</sup> / 50		500x10 <sup>-6</sup> / 500	
Escala Tensões [V]	10x10 <sup>-3</sup>	1	20x10 <sup>-3</sup>	1	50x10 <sup>-3</sup>	1
V <sub>pp</sub> [V]	42,4x10 <sup>-3</sup>	2,08	92,7x10 <sup>-3</sup>	2,24	252x10 <sup>-3</sup>	2,48
V <sub>máx</sub> [V]	+22,0x10 <sup>-3</sup>	+1,04	+47,2x10 <sup>-3</sup>	+1,08	+116x10 <sup>-3</sup>	+1,16
V <sub>mín</sub> [V]	-22,0x10 <sup>-3</sup>	-1,04	-46,4x10 <sup>-3</sup>	-1,12	-136x10 <sup>-3</sup>	-1,16
V <sub>rms</sub> [mV]	9,98	705	26,7x10 <sup>-3</sup>	702	57,5x10 <sup>-3</sup>	720
Frequência [Hz]	39,70	40,30	57,80	58,80	272,0	270,0
Factor de Ciclo (+) [%]	52,00	51,20	48,80	49,40	69,60	52,70
Factor de Ciclo (-) [%]	49,10	49,00	51,20	50,90	30,40	41,40

Na Figura 6.12 mostram-se as formas de onda correspondentes. Na configuração do banco de ensaios, tanto o gerador de sinais como o osciloscópio são controlados remotamente através

das aplicações UltraWave® e UltraScope®, a partir de um computador pessoal que suporta a aquisição e o armazenamento de dados.

Pelos resultados da Tabela 6.3, e através das formas de onda da Figura 6.12, verifica-se que a amplitude do sinal de controlo e excitação do *shaker* é praticamente invariante em todos os ensaios, sendo o valor eficaz próximo de 700 mV. Os valores aproximados das acelerações locais, nos modos naturais identificados, expressos em múltiplos da aceleração padrão, pelo valor típico de sensibilidade do acelerómetro ADXL001-70Z (16 mV/g) são de 1,33 g, 2,89 g e 7,88 g, respectivamente para o primeiro, o segundo e o terceiro modos. Estes valores correspondem, pela mesma ordem, a valores de aceleração de  $13 \text{ m}\cdot\text{s}^{-2}$ , de  $28,32 \text{ m}\cdot\text{s}^{-2}$  e de  $77,22 \text{ m}\cdot\text{s}^{-2}$ .

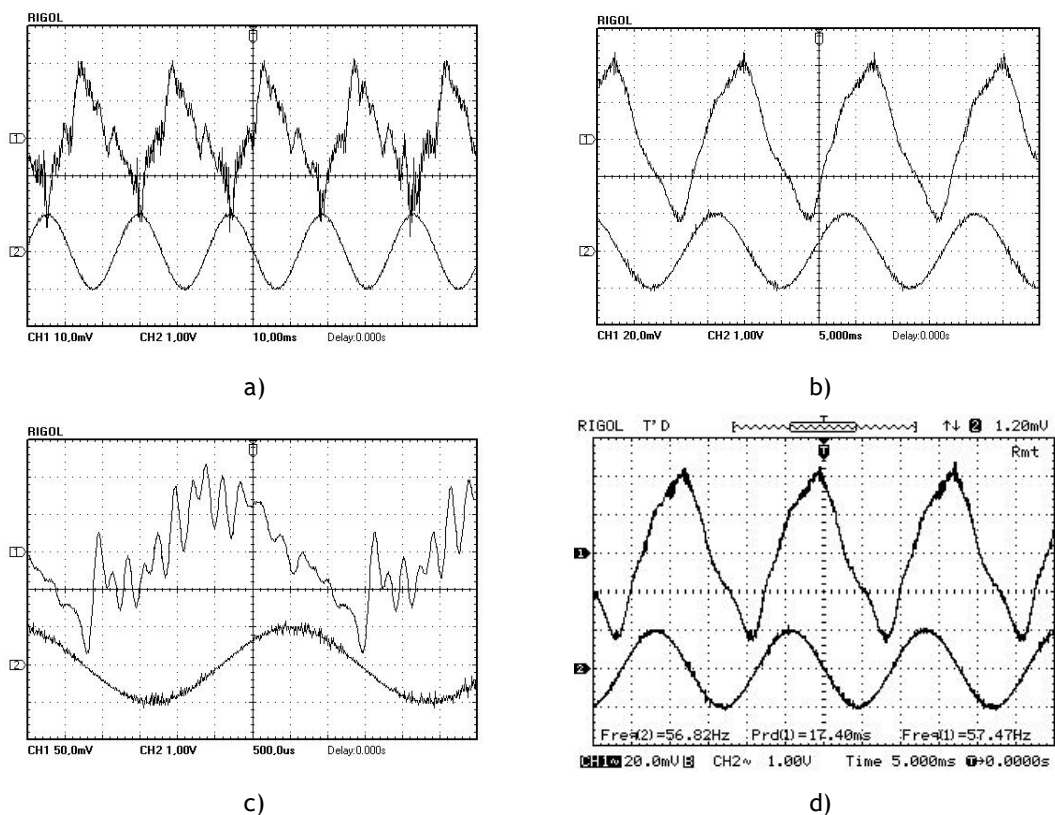


Figura 6.12 Formas de onda no osciloscópio para: a) o primeiro modo; b) o segundo modo; c) o quarto modo e d) pormenor dos sinais no segundo modo, com leitura directa dos valores medidos no ecrã.

A Figura 6.13 mostra o espectro de amplitude do áudio emitido pelas vibrações no subconjunto base-*shaker*, através da análise do áudio no ficheiro \*.wav pela FFT com a “janela” de Hanning. O sinal áudio é captado e registado através de um gravador digital TASCAM DR-05. O espectro é representado na banda de frequências até 1300 Hz que inclui a gama do sinal de controlo da excitação e para legibilidade do gráfico. Nessa figura destacam-se os valores inteiros aproximados das componentes de frequência notáveis aos quais correspondem máximos do nível

de amplitude. O primeiro máximo ocorre a cerca de 22 Hz com um nível de 6 dB não é uma componente percebida ou identificada por audição.

Às frequências 44 Hz, 64 Hz, 89 Hz e 265 Hz registam-se níveis de amplitude de  $-1,5$  dB, 18,5 dB, 6,4 dB e 7,8 dB, respectivamente. Estes valores correspondem a frequências próximas das identificadas na avaliação preliminar, por audição e por medição, e que, recorde-se, são: 40 Hz, 60 Hz, 90 Hz e 270 Hz. Pela avaliação do espectro, verifica-se que a primeira frequência corresponde de facto a um valor próximo de 22 Hz e não a 44 Hz como referido, sendo o nível de amplitude a 22 Hz cerca de 7,5 dB superior ao que se verifica a 44 Hz. Verifica-se também que estas duas frequências estão relacionadas por um múltiplo de ordem inteira: 44 Hz corresponde à harmónica de ordem dois de 22 Hz.

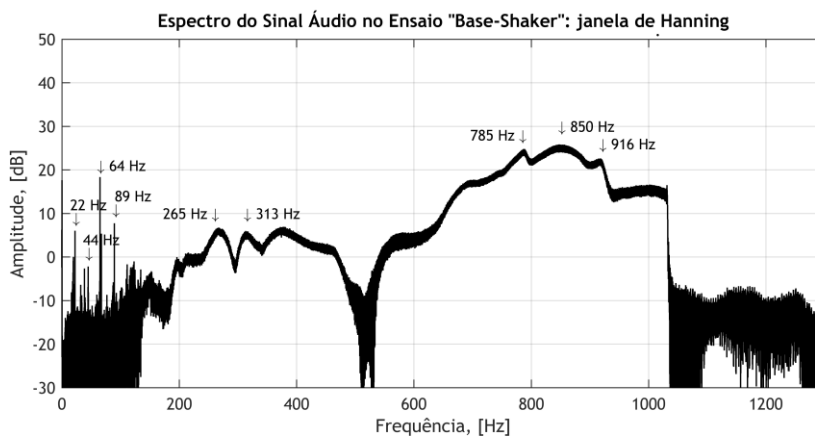


Figura 6.13 Espectro do áudio em *Base-Shaker.wav* (22.050 amostras/s e 16 bits/amostra).

Na gama superior a 265 Hz registam-se dois máximos, próximos entre si, com nível de amplitude de 6 dB e 7 dB às frequências 319 Hz e 378 Hz, respectivamente. Verifica-se que estas duas frequências são, por sua vez, próximas das harmónicas de ordem cinco e de ordem seis da frequência 64 Hz. Por último, na parte superior da gama de frequências destacam-se três modos de vibração cujos níveis de amplitude e respectivas frequências são: 25,6 dB @ 785 Hz; 27 dB @ 850 Hz e 25 dB @ 916 Hz. Estes modos de vibração, embora sejam perceptíveis por audição, não são facilmente identificáveis por essa via, apesar do nível de áudio. A sua identificação apenas resulta evidente através de análise espectral. O mesmo se pode referir quanto às frequências assinaladas na gama de frequências inferior e que se entende pertencerem a harmónicas dos modos principais. Estes factos evidenciam a dependência da avaliação preliminar por audição a factores de ordem fisiológica e de subjectividade, que condicionam a sua aplicação devido ao grau de incerteza associado. Porém, apesar das limitações, permite obter alguma informação quanto à caracterização e à influência do ruído acústico emitido, em particular quanto à forma como é percebido.

A proximidade entre os valores das frequências naturais do subconjunto *base-shaker* e as frequências de alguns modos de vibração do actuador linear, indicados na Tabela 4.2, pode originar interferências nos resultados das respostas à excitação modal. A possibilidade de isso ocorrer é menor para a frequência 22 Hz, por não encontrar correspondência nos modos naturais do actuador obtidos através de FEA. No entanto, as probabilidades aumentam para a frequência 64 Hz que é próxima das que se registam no primeiro modo de vibração nas configurações P1 e P2 do actuador, que são 66 Hz e 67 Hz, respectivamente. O mesmo se verifica para a frequência 265 Hz na *base-shaker* quanto às frequências de vibração nos modos de ordem 17 nas configurações P5, P4 e P3, e para o modo de ordem 18 na configuração P5.

No que respeita a interferências de frequências na gama superior, no espectro da Figura 6.13, verifica-se numa primeira avaliação que a mais significativa ocorre a 850 Hz. Esta frequência tem correspondência com as frequências dos modos de ordem 56, na Tabela 4.2, em todas as configurações. No entanto, as frequências no modo 56 (recorde-se) estão relacionados com vibrações no secundário do actuador com deslocamentos segundo a vertical (ver Tabela 4.7). Dado que nos ensaios do subconjunto *base-shaker* se considera excitação transversal, as frequências em torno de 850 Hz nesse subconjunto e no actuador linear correspondem a modos com deslocamento ortogonais entre si, respectivamente, devido às forças de acção e reacção. Assim, não se prevê que existam interferências nessas frequências.

Com base na informação obtida através da caracterização das vibrações do conjunto *base-shaker* é possível minimizar a sua interferência nas respostas do actuador nos ensaios de excitação modal. Para tal consideram-se duas soluções em simultâneo. Uma visa a minimização da transmissão de vibrações do conjunto excitador ao actuador em testes, pela colocação de um tapete de borracha entre a base de assentamento e o piso, e que serve como absorvente. A outra visa o reforço da estabilidade do conjunto às vibrações, por fixação e aperto ao piso, ou pelo aumento da sua massa total. Porém, são de evitar materiais ferromagnéticos na proximidade do actuador electrodinâmico, incluindo a base, sob risco de se comprometer o seu correcto funcionamento ou de o danificar.

#### 6.4.2. Espectro Nativo dos Sinais Áudio

Os ensaios de excitação modal do actuador decorrem, recorde-se, no interior da câmara semianecóica. A iluminação do interior dessa câmara faz-se através de uma armadura de iluminação fluorescente convencional formada por um conjunto balastro electromagnético, arrancador e lâmpada. O áudio emitido pela armadura, devido a processos de magnetostricção no balastro, pode interferir com o ruído acústico relativo às vibrações na estrutura do actuador, pelo que importa avaliar as componentes de frequência audíveis na gama até 1200 Hz.

A Figura 6.14 mostra o espectro do áudio gerado pela armadura de iluminação, captado por um microfone colocado a uma distância de cerca de 50 cm da fonte de ruído. Como se pode

verificar nessa figura destacam-se três componentes espectrais de nível superior a 0 dB e cujos valores de frequência são múltiplos ou submúltiplos da frequência da rede: a primeira a cerca de 25 Hz de nível 11,03 dB; a segunda a aproximadamente 100 Hz e nível 15,75 dB e por último uma terceira a 300 Hz e nível 4,09 dB.

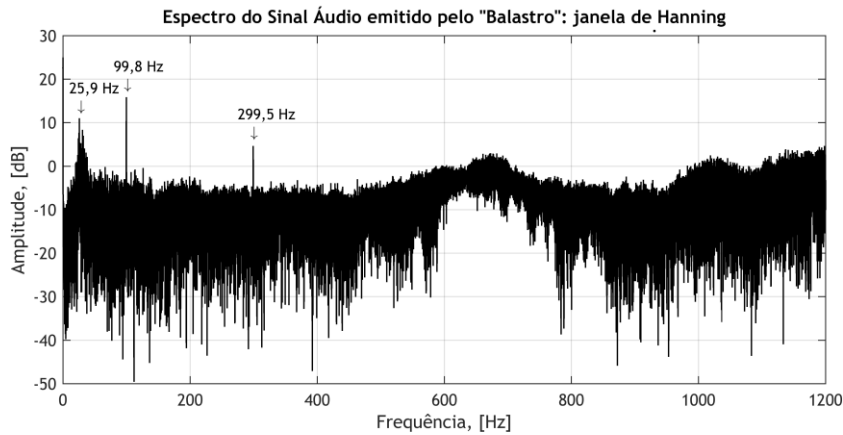


Figura 6.14 Espectro do áudio emitido pela armadura de iluminação fluorescente no interior da câmara.

Por um lado, o actuador encontra-se a uma distância superior a 1,5 m da armadura. Por outro lado, os níveis de ruído acústico emitido devido às vibrações no actuador são superiores aos gerados pelo balastro. A influência do ruído acústico emitido pela armadura no espectro daquele que é gerado pelo actuador pode ser inferida através do espectro do áudio do conjunto base-*Shaker*, dado que as condições de montagem e de ensaio são idênticas.

Na Figura 6.13 verifica-se uma componente de frequência a cerca de 100 Hz mas com nível inferior a 0 dB. A atenuação registada deve-se à maior proximidade entre o ponto de captação do áudio e a estrutura do actuador, portanto, a uma maior distância do balastro. O mesmo se aplica às outras duas componentes na Figura 6.14 – 25 e 300 Hz – as quais resultam ocultas no espectro da Figura 6.13. Tal deve-se à maior distância ao balastro e também ao facto de se registarem duas componentes de vibração do conjunto Base-*Shaker* com valores de frequência próximos: 22 Hz e 313 Hz, respectivamente. Verifica-se assim que o ruído acústico gerado pela armadura de iluminação não afecta significativamente o áudio das vibrações no actuador.

Como referido anteriormente, a metodologia de testes assente na configuração do banco de ensaios da Figura 6.4, apenas permite excitar a estrutura do ALRVC em regime forçado sinusoidal, com forças transversais segundo a direcção horizontal. Dadas as características da estrutura do ALRVC, e atendendo à direcção e ao sentido das forças aplicadas, estas tendem a excitar essencialmente os modos de vibração com ondas mecânicas que se propagam transversalmente nas barras longitudinais. Além destes modos também podem ser excitados os modos de vibração no primário do actuador, cujas peças, por estarem suspensas, apresentam mais graus de liberdade do que as barras transversais na direcção e no sentido dos movimentos.

Para a avaliação e validação dos modos excitados pelas forças transversais é suficiente considerar apenas um conjunto restrito de configurações do actuador e posições de excitação. Por razões de coerência e de consistência consideram-se os sinais áudio resultantes de ensaios em configurações do ALRVC comuns, mas para diferentes posições de excitação. Este critério visa comparar os espectros nas configurações em avaliação, nas diferentes posições de excitação, com o objectivo de identificar padrões semelhantes, indicadores das características de simetria do actuador, bem como caracterizar as componentes de frequência de vibração. Neste contexto importa considerar as configurações P2 e P4, dado que são configurações duais. Para estas configurações consideram-se as posições de excitação mais afastadas da posição das plataformas do actuador. A avaliação das componentes espectrais concentra-se assim em quatro ensaios, dois para cada uma das configurações: E1-P2 e E2-P2; e E4-P4 e E3-P4.

O método simples e natural para identificar e caracterizar as frequências de vibração e os modos excitados consiste em analisar o áudio através da FFT conjugada com funções “janela”. Obtém-se assim os espectros nativos, isto é, que resultam da análise de Fourier dos sinais áudio dos ensaios de excitação modal, os quais contêm informação do ruído acústico das vibrações no ALRVC e no subconjunto base-*shaker* (ver secção 6.4.1). Por isso consideram-se de conteúdo integral, ou original, sendo doravante designados por sinais “*originais*”. A análise faz-se também para os sinais áudio modificados por subtracção aos sinais “*originais*” das componentes de áudio oriundas do subconjunto base-*shaker*. Desse modo os sinais resultantes reflectem apenas as vibrações do ALRVC e, por isso, se consideram e designam por sinais “*exclusivos*”.

### Espectro dos Sinais “Originais” e “Exclusivos”

As Figuras 6.15 e 6.16 representam os espectros de amplitude dos sinais áudio “*originais*” até 1,5 kHz, nos ensaios na configuração P2, com excitação em E1 e E2, respectivamente.

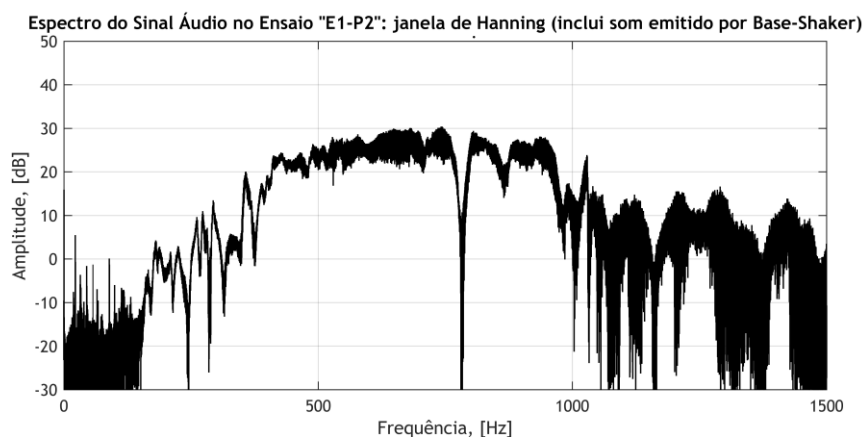


Figura 6.15 Análise do sinal áudio “*original*” em E1-P2.wav (22.050 amostras/s e 16 bits/amostra).

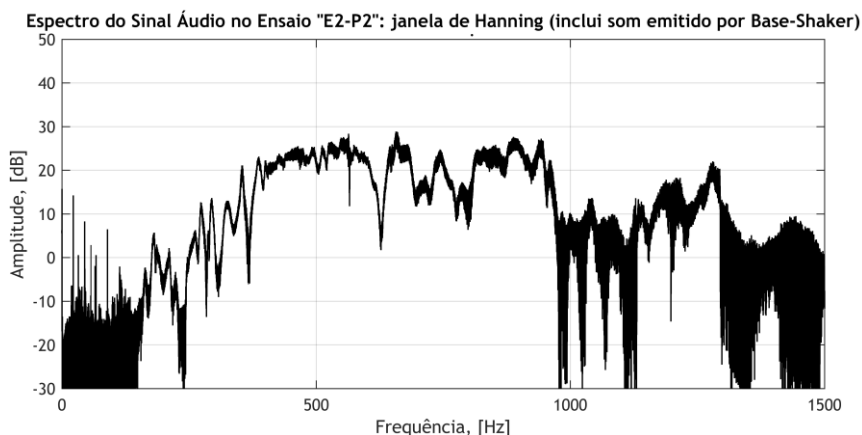


Figura 6.16 Análise do sinal áudio “original” E2-P2.wav (22.050 amostras/s e 16 bits/amostra).

No Anexo B (na secção B.3) incluem-se as representações dos espectros de amplitude nativos para os sinais áudio “*originais*”, na gama até 2,2 kHz (equivalente a  $f_s/10$ ), para as configurações P2, P3 e P4 e excitação em E1, E2, E3 e E4.

As Figuras 6.17 e 6.18 mostram os espectros dos sinais “*exclusivos*” em condições idênticas às consideradas anteriormente para os sinais “*originais*”. Nestas figuras identificam-se algumas regiões onde os espectros de amplitude dos sinais áudio são semelhantes, tanto para excitação em E1 como em E2, sejam os sinais “*originais*” ou “*exclusivos*”. No entanto, no que respeita aos sinais “*originais*” observam-se gamas de frequência onde o nível é praticamente invariante, em especial para E1-P2 nos intervalos entre 400 Hz e cerca de 800 Hz, e entre 800 e 950 Hz, aproximadamente. O mesmo se verifica para E2-P2. Este fenómeno dificulta a identificação das componentes espectrais pelos máximos de nível, em particular para os sinais “*exclusivos*”.

Os níveis dos sinais “*exclusivos*” registam aumentos generalizados de valor relativamente aos sinais “*originais*”, evidentes através dos respectivos valores médios, sendo o incremento médio de 2,83 dB. Essa variação é no mínimo de 0,4 dB e no máximo de 6,9 dB. No entanto, verifica-se que as componentes espectrais nos espectros dos sinais “*exclusivos*” são, em geral, pouco evidentes e menos bem definidas do que nos sinais “*originais*”. Além disso, os intervalos de frequência nos quais se verifica uma quase continuidade nos valores do nível, ou em que as bandas são mais largas, ou nos quais existem múltiplas frequências notáveis e de valores próximos, são em maior número.

As alterações aos espectros dos sinais áudio “*exclusivos*”, devido à subtracção do áudio do conjunto base-shaker resultam, portanto, numa maior dificuldade na identificação das componentes espectrais pelos máximos de nível. Estas limitações sugerem o uso de métodos e ferramentas avançadas para análise de sinais, designadamente o cruzamento dos espectros de potência ou da densidade espectral de potência. Outras possibilidades são a análise pela DWT ou a decomposição de sinais por WP, privilegiando a identificação das componentes em bandas

de frequência limitadas, em detrimento das componentes globais no intervalo de frequências de Shannon-Nyquist.

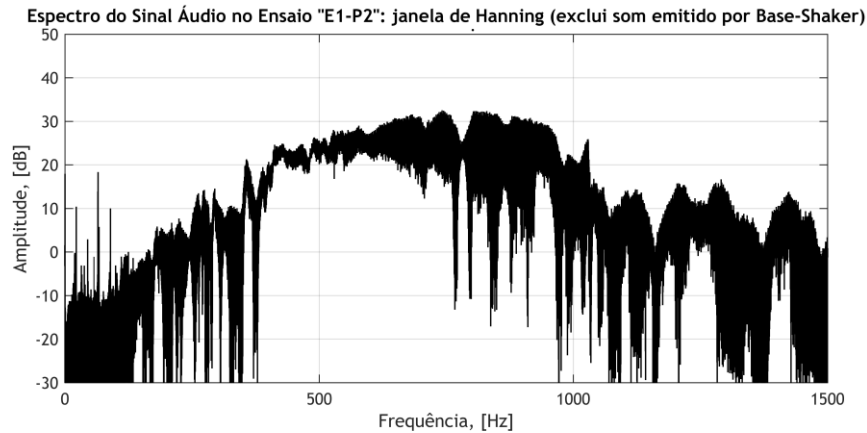


Figura 6.17 Análise do sinal áudio “exclusivo” em *E1-P2.wav* (22.050 amostras/s e 16 bits/amostra).

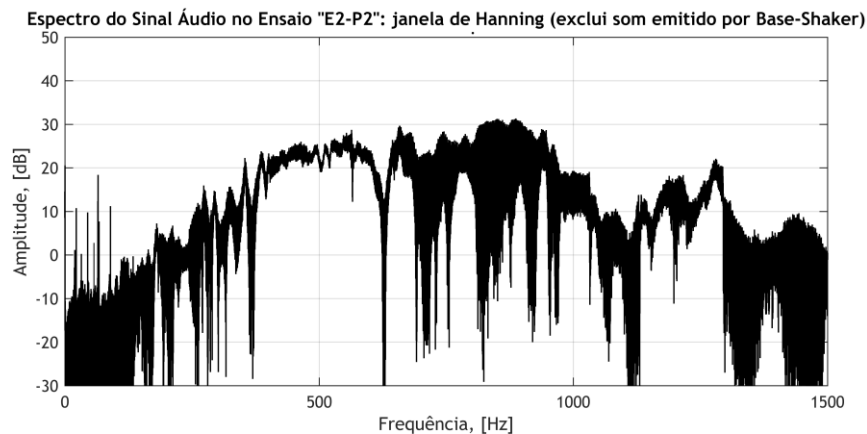


Figura 6.18 Análise do sinal áudio “exclusivo” em *E2-P2.wav* (22.050 amostras/s e 16 bits/amostra).

No Anexo B (secção B.4) apresenta-se uma análise detalhada das componentes espectrais para os sinais áudio “*originais*” e “*exclusivos*”, para as configurações P2 e P4, através da FFT pelo método das “janelas”, suportada na ferramenta de *software* referida em 6.3.4. Os resultados no Anexo B servem assim como termo de comparação com os obtidos através da análise avançada, pela conjugação dos métodos de Fourier e de análise por pacotes de ôndulas.

### Semelhanças Espectrais

A avaliação das semelhanças entre os espectros dos sinais nessas configurações e posições de excitação pode fazer-se pelo método da correlação cruzada (CC – *Cross-Correlation*). Como referido em 2.4.2 a correlação entre dois sinais discretos,  $x[n]$ ,  $y[n]$ , de dimensão  $N$ , fornece medidas objectivas quanto às semelhanças num dado intervalo de desvio e pode ser definida por

$$r_{xy}[l] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot y[n-l], \quad l=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (6.4)$$

onde  $l$  corresponde ao intervalo de desvio.

Em alternativa à expressão 2.127, que depende das variâncias, é comum usar-se a correlação cruzada normalizada (NCC – *Normalized Cross-Correlation*) como medida das analogias entre sinais, que pode ser obtida por adaptação da expressão (6.4) a (2.127), seguida de normalização, tal que

$$\|r_{xy}[l]\| = \frac{r_{xy}[l]}{\sqrt{r_{xx}[0] \cdot r_{yy}[0]}}. \quad (6.5)$$

Nesta expressão  $r_{xx}[0]$  e  $r_{yy}[0]$  são os coeficientes de autocorrelação dos sinais  $x[n]$  e  $y[n]$  a desvio nulo, respectivamente [122].

A Figura 6.19 evidencia, através da NCC, em percentagem, as semelhanças entre os espectros de amplitude dos sinais áudio nas configurações P2 e P4 e nas posições de excitação já referidas, considerando um desvio de frequência  $\Delta f = \pm 750$  Hz, que corresponde a cerca de dois terços da gama de frequências de excitação (cerca de 1,2 kHz).

Na Figura 6.19 verifica-se que, para as duas configurações e para as duas posições de excitação, os espectros de amplitude são idênticos e que a sua semelhança é máxima para desvios de frequência nulos. Considerando o cenário mais desfavorável em cada caso, os espectros apresentam índices de semelhança de 90%, de 80% e de 70% para desvios de frequências nos intervalos  $\Delta f \in [-5, +15]$  Hz,  $\Delta f = \pm 27$  Hz e  $\Delta f \in [-33, +39]$  Hz, respectivamente. Os desvios de frequência em cada caso, em relação às posições de excitação, dependem essencialmente da geometria (da configuração) do actuador.

As Figuras 6.20 e 6.21 mostram os índices de semelhanças entre os espectros de amplitude dos sinais áudio nas configurações P2 e P4, com o cruzamento de informação em simetria e em anti-simetria em torno de E5-P3 (ver Figura 6.4). Considera-se ainda a NCC em percentagem e o desvio de frequência,  $\Delta f = \pm 750$  Hz. Na Figura 6.20, os gráficos de NCC evidenciam características idênticas às dos gráficos da Figura 6.19 com excitação em posições consecutivas e adjacentes. Os espectros do áudio são, portanto, semelhantes nas duas configurações e nas posições de excitação, e a semelhança é máxima para desvios de frequência nulos. Nos casos mais desfavoráveis, os espectros de amplitude apresentam índices de semelhança de 90%, 80% e de 70%, para desvios de frequência nos intervalos  $\Delta f \in [-27, +10]$  Hz,  $\Delta f \in [-41, +20]$  Hz e  $\Delta f \in [-51, +26]$  Hz, respectivamente.

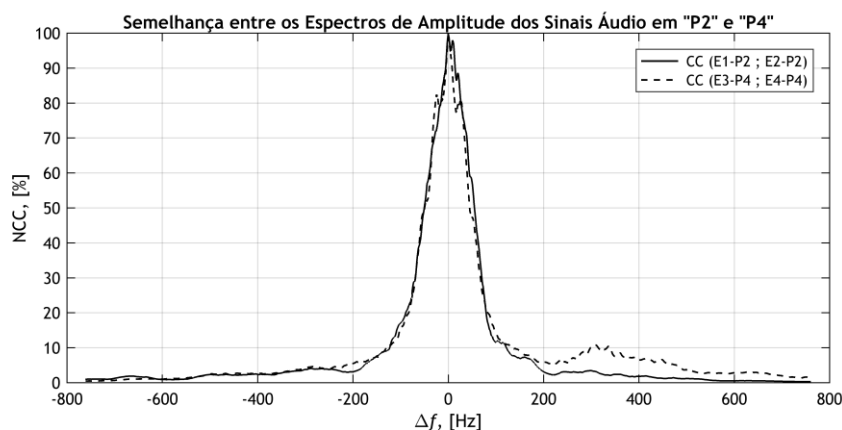


Figura 6.19 Correlação cruzada normalizada entre os espectros do áudio nas configurações P2 e P4, considerando em cada configuração as duas posições de excitação.

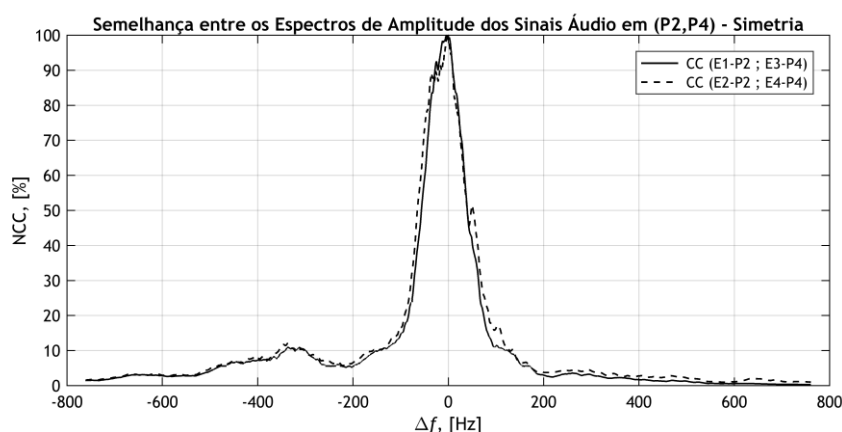


Figura 6.20 Correlação cruzada normalizada entre os espectros do áudio nas configurações P2 e P4, para posições de excitação em cada configuração organizadas em simetria em torno de E5-P3.

Para índices de semelhança idênticos registam-se valores de desvio de frequência mais significativos dos que na Figura 6.19. Isso significa que as gamas de frequência nos espectros para as quais se registam idênticos índices de semelhança estão mais desviadas que no caso anterior. Os índices de semelhança e os desvios de frequência sofrem variações ainda mais acentuadas para as posições de excitação em anti-simetria, como ilustra a Figura 6.21. Neste caso em particular, os índices de semelhança máxima são de 84,5% e 75,2% e obtêm-se para E1-P2 vs. E4-P4 e para E2-P2 vs. E3-P4, respectivamente. A NCC fornece indicações quanto às analogias entre os espectros dos sinais, mas não permite obter informação detalhada acerca das frequências e dos níveis das componentes espectrais.

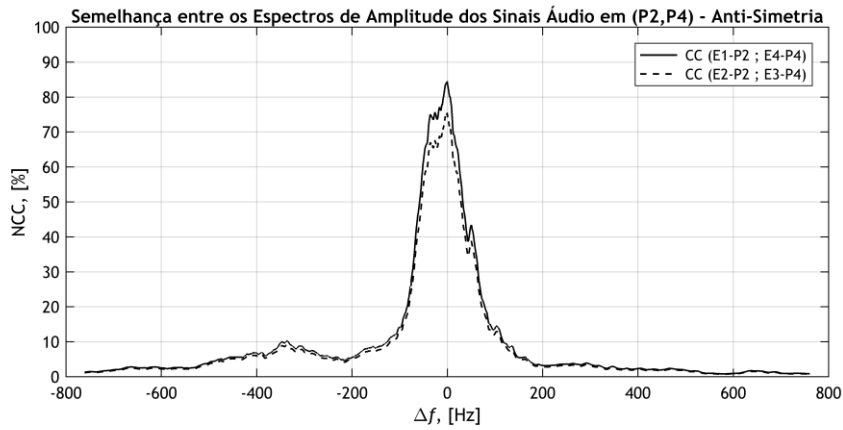


Figura 6.21 Correlação cruzada normalizada entre os espectros do áudio nas configurações P2 e P4, para posições de excitação nas configurações organizadas em anti-simetria em torno de E5-P3.

### 6.4.3. Espectro de Potência e Coerência Espectral

Os conteúdos dos sinais áudio “*originais*” e “*exclusivos*” podem ser avaliadas através das respectivas densidades espectrais de potência (PSD – *Power Spectrum Density*) para as configurações P2 e P4, que se apresentam no Anexo B [213]. No entanto, no contexto da análise dos sinais áudio “*originais*” e “*exclusivos*”, tem mais interesse considerar a densidade espectral de potência cruzada (CPSD – *Cross-Power Spectrum Density*).

A CPSD de dois sinais discretos  $x[n]$  e  $y[n]$ , de dimensão  $N$ , é definida pela DFT da função de correlação cruzada definida em (6.4) [214], tal que

$$S_{xy}(l) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r_{xy}(n) e^{-j\frac{2\pi \cdot n \cdot l}{N}} = X(l) \cdot Y^*(l) = R_{xy}(l) \cdot e^{-j\hat{\phi}_{xy}(l)}, \quad l=0,1,\dots, \quad (6.6)$$

onde  $S_{xy}(l)$  é a CPSD,  $r_{xy}(n)$  é a função de correlação cruzada dos sinais  $x[n]$  e  $y[n]$ ,  $X(l)$  é o espectro de  $x[n]$  e  $Y^*(l)$  o conjugado do espectro de  $y[n]$ ;  $\hat{R}_{xy}(l)$  e  $\hat{\phi}_{xy}(l)$  são o espectro de amplitude cruzado e a fase de cruzamento, respectivamente. Além de (6.6) a CPSD pode ser estimada pelo método do periodograma de Welch [215], [216], a partir da qual se obtém a coerência espectral pelo cruzamento do quadrado da amplitude (MSC - *Magnitude Squared Coherence*) [217], [218] dada por

$$C_{xy}^2(\omega_l) = \frac{|\hat{S}_{xy}(\omega_l)|^2}{\hat{S}_{xx}(\omega_l) \cdot \hat{S}_{yy}(\omega_l)} \leq 1, \quad (6.7)$$

onde  $\hat{S}_{xy}(\omega_l)$  é a estimativa da densidade espectral de potência cruzada;  $\hat{S}_{xx}(\omega_l)$  e  $\hat{S}_{yy}(\omega_l)$  são as auto-densidades do espectro de potência estimadas para os sinais  $x[n]$  e  $y[n]$ , respectivamente.

A coerência espectral é uma medida linear e estatística, indicadora das relações entre os espectros de dois sinais discretos estacionários em intervalos de frequências  $\omega_l$ . Assim, como indicadores das semelhanças entre os espectros dos sinais podem-se usar, em alternativa ou em complementaridade, as representações de CPSD e/ou de MSC, e em cada um deles a fase de cruzamento. Além disso, através de CPSD resultam melhorias na representação do espectro cruzado de potência e, portanto, na identificação das componentes de frequência.

Na Figura 6.22 apresentam-se os gráficos de CPSD e da fase de cruzamento, para os sinais áudio “*originais*” e “*exclusivos*” na configuração P2 e excitação em E1; na Figura 6.23, para a mesma configuração, os gráficos de MSC e da fase de cruzamento. Por coerência, considera-se em ambos os casos a “janela” de Hanning no cálculo da FFT e a gama de frequências até 1,3 kHz.

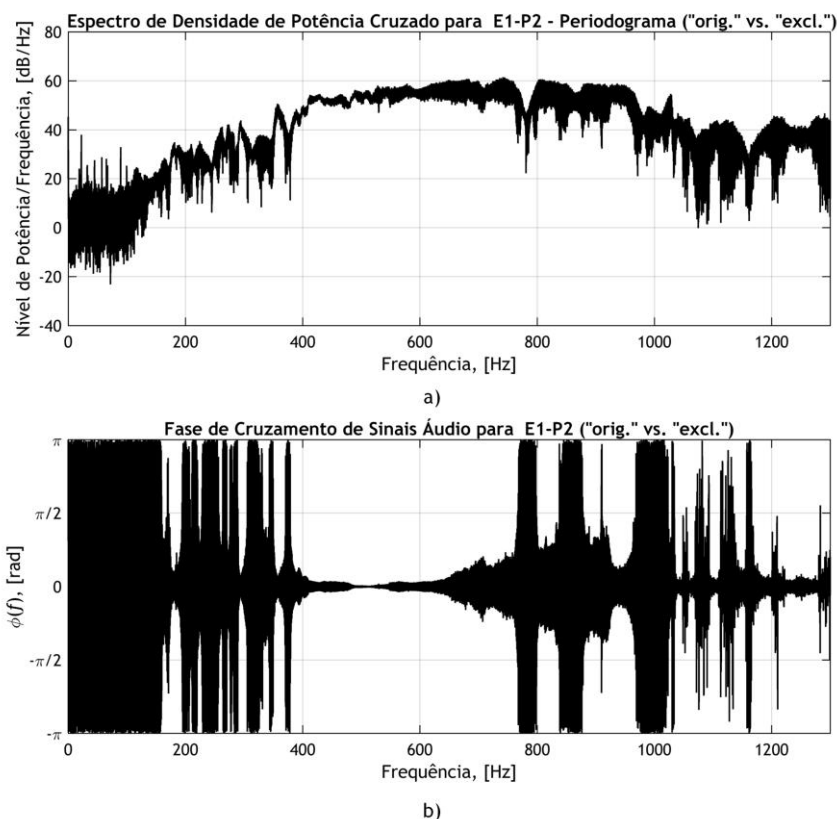


Figura 6.22 Gráficos de análise dos sinais áudio “*original*” e “*exclusivo*” para E1-P2: a) CPSD e b) fase de cruzamento.

Na Figura 6.22 observam-se variações de nível da densidade no espectro de potência cruzado que são menos acentuadas na gama de frequência entre 400 e 750 Hz. Essa menor variação reflecte-se, na Figura 6.23, no máximo de coerência espectral nessa gama de frequências. Em ambas as figuras, e para esse mesmo intervalo de frequências, a fase de cruzamento apresenta igualmente uma variação pouco significativa. No entanto registam-se alterações significativas de nível na gama de frequências até cerca de 400 Hz, a valores próximos de 800 Hz e também, de forma mais acentuada, para frequências entre 950 Hz e 1200 Hz, aproximadamente. Essas alterações são evidentes tanto na representação de CPSD como na coerência espectral, bem como na fase de cruzamento. As alterações são concordantes com as variações de nível nos espectros de amplitude dos sinais “*originais*” e “*exclusivos*” nas Figuras B4.1 e B4.5, respectivamente, que se apresentam no Anexo B, na análise pela FFT com a “janela” de Hanning.

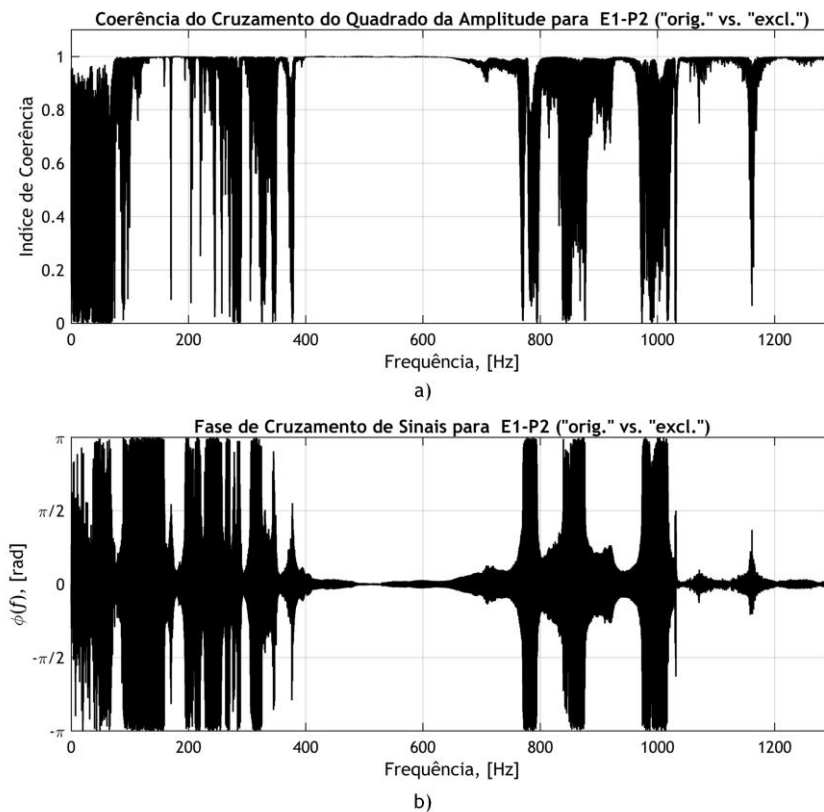


Figura 6.23 Gráficos de análise dos sinais áudio “*original*” e “*exclusivo*” para E1-P2: a) MSC e b) fase de cruzamento

De modo análogo para os sinais da configuração P2 com excitação em E2, e para a configuração P4 com excitação em E3 e em E4, verificam-se características idênticas às atrás referidas. Esta afirmação é sustentada nas curvas de CPSD, da coerência espectral pelo cruzamento do quadrado da amplitude e da fase de cruzamento que se apresentam no Anexo B (secção B.5), por razões de espaço e por não apresentarem mais valias significativas ao texto principal.

Estes parâmetros, e os resultados obtidos para a análise de Fourier, sugerem que os gráficos de CPSD por cruzamento da informação dos sinais para uma configuração comum, em duas posições de excitação, é uma abordagem possível para a identificação das componentes das frequências de vibração e a respectiva caracterização. Esta abordagem permite, por exemplo, avaliar os modos de vibração para duas posições de excitação numa mesma configuração do actuador, fornecendo informação correlacionada e integrada numa única representação.

Na Figura 6.24 estão identificadas 27 frequências de vibração obtidas segundo esta abordagem, para a configuração P2, com cruzamento da informação obtida com excitação em E1 e em E2. O espectro de densidade de potência cruzado é estimado pelo método de Welch e representada na gama de frequências até 1,3 kHz, para melhor legibilidade do gráfico e para comparação directa com os resultados obtidos por FEA, indicados no Capítulo 4. Como referência consideram-se os modos com deslocamentos transversais segundo a horizontal, com ondas em oposição de fase ou em fase, indicados nas Tabelas 4.3 e 4.5, respectivamente; consideram-se também os modos relativos às vibrações no primário do ALRVC, indicados na Tabela 4.9, e que podem ser excitados em várias configurações.

As componentes espectrais na Figura 6.24 são realçadas através de CPSD, isto é, os máximos das componentes são mais evidentes e melhor definidos do que nos casos homólogos na análise pela FFT, nas Figuras B4.5 e B4.6 (no Anexo B). A identificação das componentes das frequências resulta assim mais fácil com vantagens na análise dos sinais áudio “*exclusivos*”, por serem aqueles em que os máximos de nível são menos evidentes.

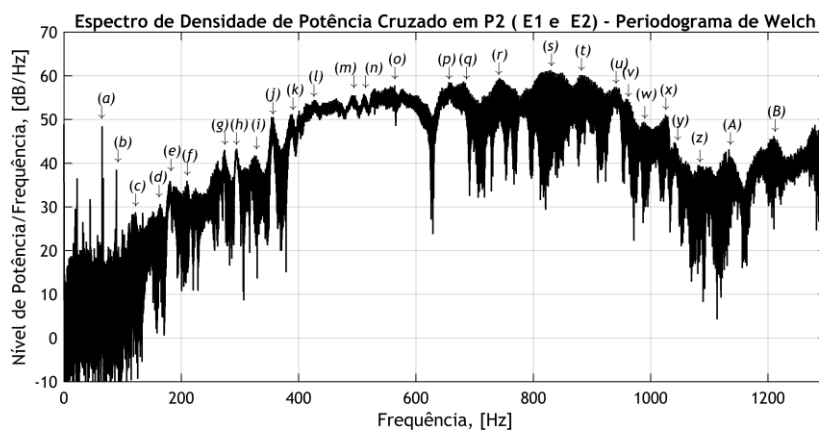


Figura 6.24 Identificação de componentes de frequência dos sinais áudio “*exclusivos*” para P2, através da CPSD estimada pelo periodograma de Welch.

Na Tabela 6.4, que complementa a Figura 6.24, à qual serve de legenda, indicam-se as frequências das componentes medidas no espectro para P2, referenciados por  $fn_{Ex-P2}$ , e os valores inteiros, arredondados, das frequências de vibração referentes aos modos com deslocamentos transversais obtidos por FEA para essa configuração  $fn_{FEA-P2}$ . Indicam-se também

a ordem dos modos e os desvios do cruzamento das frequências em P2 relativamente ao valor obtido por FEA para os modos de vibração assinalados por (P). Em observações indicam-se outros modos de vibração com probabilidades idênticas para determinar ou influenciar as frequências indicadas. As primeiras quatro componentes na Tabela 6.4 merecem uma análise em particular, por apresentarem desvios relativos superiores a 5% ou porque não se enquadram nos modos de vibração associados à configuração P2, como é o caso da segunda, assinalada com (b). No caso desta, o valor de frequência que mais aproxima, de entre as obtidas por FEA, corresponde ao modo de ordem 7 da configuração P3 (#7-P3). A respectiva forma modal, na Figura 4.19, evidencia movimento onde se verifica alguma torção, em anti-simetria, resultantes de componentes vectoriais de deslocamento transversais segundo as direcções horizontal e vertical. Esta característica é comum às formas dos modos de ordem 7 em todas as configurações (ver Figuras 4.17 a 4.21), aplicando-se também à componente (a). Este fenómeno verifica-se igualmente para as formas dos modos #9-P2 e #10-P2, associados às componentes (c) e (d). Nestes casos o movimento é mais complexo do que deslocamentos transversais simples segundo a direcção horizontal, o que explica o maior desvio relativo de frequências.

Tabela 6.4 Componentes de frequência, ordem dos modos e desvios relativos de frequência para os sinais áudio “exclusivos” nos ensaios para a configuração P2.

	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)	(g)	(h)	(i)
$fn_{Ex-P2}$ [Hz]	65	89	122	164	181	212	274	294	325
$fn_{FEA-P2}$ [Hz]	76	--	133	177	180	202	266	284	325
#modo (FEA)	7	--	9	10	11	13	17	19	22
$\Delta f_{méd-P2}$ [%]	14,47	--	8,27	7,34	0,56	4,95	3,01	3,52	0,0
Observações	#7-P3							(P) #20	

Tabela 6.4 (continuação)

	(j)	(k)	(l)	(m)	(n)	(o)	(p)	(q)	(r)
$fn_{Ex-P2}$ [Hz]	354	387	427	467	512	564	656	681	743
$fn_{FEA-P2}$ [Hz]	370	386	420	460	496	552	665	681	751
#modo (FEA)	25	26	29	32	34	38	45	47	51
$\Delta f_{méd-P2}$ [%]	4,32	0,26	1,67	1,52	3,23	2,17	1,35	0,0	1,07
Observações	#46								

Tabela 6.4 (continuação)

	(s)	(t)	(u)	(v)	(w)	(x)	(y)	(z)	(A)
$fn_{Ex-P2}$ [Hz]	830	882	941	961	988	1025	1040	1081	1134
$fn_{FEA-P2}$ [Hz]	855	885	933	960	983	1032	1055	1085	1153
#modo (FEA)	55	60	65	66	69	71	72	73	77
$\Delta f_{méd-P2}$ [%]	2,92	0,34	0,86	0,10	0,51	0,68	1,42	0,37	1,65
Observações	(P)	#64							

As formas modais das restantes vinte e três componentes apresentam deslocamentos transversais na direcção horizontal com um desvio relativo médio de 2,67%. Os desvios relativos de frequência estão em geral contidos na margem de erro de 5%. Excluem-se deste grupo as quatro componentes iniciais. Os valores de frequência das componentes para a configuração P2 correspondem no essencial aos indicados nas Tabelas B4.1 e B4.3, na análise dos sinais áudio “*originais*” e “*exclusivos*” pela FFT, respectivamente, que se apresenta em anexo (Anexo B). Observa-se também, em geral, que o desvio é menor para frequências maiores. Verifica-se assim que análise pela FFT com “janela”, e pelo cruzamento dos espectros de densidade de potência, estimados pelo método de Welch, produzem resultados coerentes. Apesar das ligeiras melhorias na redução dos erros na frequência, os máximos das componentes espectrais são mais facilmente identificados no segundo caso. Verificam-se, portanto, vantagens na identificação de frequências através de CPSD face ao espectro de Fourier.

Na Tabela 6.4 não se inclui informação acerca da componente (B) em destaque na Figura 6.24 cuja frequência medida experimentalmente no gráfico é de 1208 Hz. Nessa figura, à esquerda da componente (B), observa-se também um ligeiro “pico” de CPSD, próximo de 42 dB (não assinalado) no qual se regista uma frequência de 1188 Hz. Este “pico” corresponde ao modo #78-P2 cuja frequência é de 1178 Hz (ver Tabela 4.2). De entre os modos com deslocamentos transversais obtidos por FEA, para a configuração P2, o modo #79-P2, com frequência 1197 Hz, é o que se considera corresponder à componente (B). De referir que o desvio de cerca de 10 Hz entre os valores das frequências no gráfico e obtidas por simulação representa uma variação de aproximadamente 1% estando, portanto, dentro da margem de erro considerada (5%). A propósito destas duas componentes importa referir que as formas dos modos #78-P2 e #79-P2 apresentam deslocamentos transversais segundo a direcção horizontal nas barras longitudinais, com propagação de ondas em oposição de fase em ambos os casos.

De modo idêntico, para a configuração P4 nas posições de excitação E3 e E4, apresenta-se na Figura 6.25 o resultado do cruzamento das densidades espectrais de potência na gama de frequências até 1,3 kHz. Como no caso anterior identificam-se as componentes das frequências de vibração com cruzamento da informação, e na Tabela 6.5 indicam-se as frequências das componentes espectrais e os valores inteiros, arredondados, das frequências de vibração. As componentes em destaque respeitam aos modos com deslocamentos transversais, obtidos por FEA para a configuração P4. Nessa tabela indicam-se também os modos e os desvios de frequência em relação aos obtidos por FEA. Na Tabela 6.5, em observações, referem-se outros modos de vibração passíveis de relação com as frequências indicadas, como por exemplo os modos associados ao primário do ALRVC. Também neste caso as componentes espectrais são realçadas, sendo os máximos de nível mais evidentes e melhor definidos do que nos casos homólogos, na análise pela FFT (Anexo B, Figuras B4.7 e B4.8).

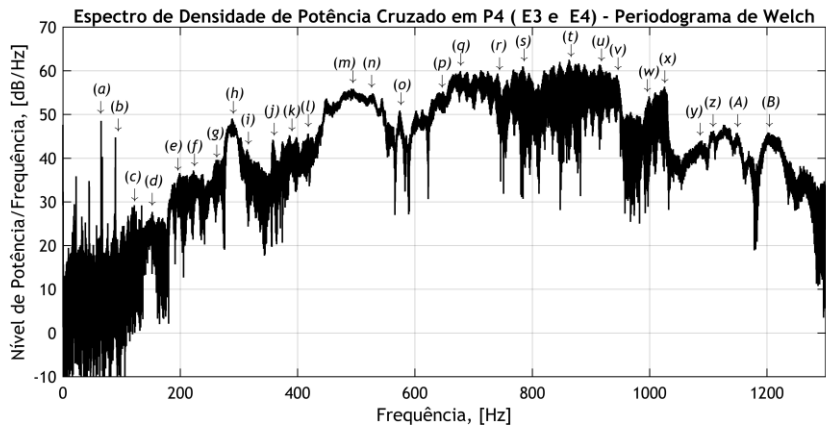


Figura 6.25 Identificação de componentes de frequência dos sinais áudio “exclusivos” para P4, através da CPSD estimada pelo periodograma de Welch.

Tabela 6.5 Componentes de frequência, ordem dos modos e desvios relativos de frequência para os sinais áudio “exclusivos” nos ensaios para a configuração P4.

	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)	(g)	(h)	(i)
$fn_{Ex-P4}$ [Hz]	65	89	122	152	198	228	263	286	316
$fn_{FEA-P4}$ [Hz]	75	--	138	172	198	238	259	273	323
#modo (FEA)	7	--	9	10	13	14	17	19	21
$\Delta f_{méd-P4}$ [%]	13,33	--	11,59	11,63	0,0	4,20	1,54	4,76	2,17
Observações	#7-P3							#20	

Tabela 6.5 (continuação)

	(j)	(k)	(l)	(m)	(n)	(o)	(p)	(q)	(r)
$fn_{Ex-P4}$ [Hz]	358	383	418	492	528	575	647	678	741
$fn_{FEA-P4}$ [Hz]	353	366	422	475	521	563	621	667	753
#modo (FEA)	23	25	29	33	35	38	44	45	50
$\Delta f_{méd-P4}$ [%]	1,42	4,64	0,95	3,58	1,34	2,13	4,19	1,65	1,06
Observações	#34							#51	

Tabela 6.4 (continuação)

	(s)	(t)	(u)	(v)	(w)	(x)	(y)	(z)	(A)
$fn_{Ex-P4}$ [Hz]	830	863	916	944	999	1025	1085	1109	1148
$fn_{FEA-P4}$ [Hz]	855	863	916	954	978	1022	1114	1133	1158
#modo (FEA)	55	58	63	66	68	71	74	76	78
$\Delta f_{méd-P4}$ [%]	2,92	0,0	0,0	1,05	2,14	0,29	2,67	2,12	0,86
Observações	(P)					#71			

Analisando os resultados da Tabela 6.5 observa-se que as primeiras quatro componentes apresentam também desvios relativos superiores a 5% e que a segunda, assinalada com (b), também não corresponde a modos da configuração considerada. Esta componente corresponde igualmente ao modo #7-P3, como no caso anterior. Para as restantes componentes, o movimento revela deslocamentos transversais segundo as direcções horizontal com desvio relativo médio de 3,29%. O movimento nas componentes iniciais revela deslocamentos segundo as direcções horizontal e vertical, em simultâneo, com fenómenos de torção. Essa característica justifica os desvios relativos superiores a 10% para as componentes (a), (c) e (d), dado que nos ensaios experimentais as forças transversais de excitação são aplicadas segundo a direcção horizontal.

Para as vinte e três componentes seguintes, de (e) a (A), as respectivas formas modais apresentam deslocamentos transversais na direcção horizontal e os desvios relativos de frequência estão contidos na margem de erro de 5%. Os desvios tendem a ser menores para frequências maiores. Por outro lado, os valores de frequência obtidos por CPSD para a configuração P4 correspondem aos indicados nas Tabelas B4.2 e B4.4, no Anexo B, na análise pela FFT para sinais áudio “*originais*” e “*exclusivos*”. Assim, as conclusões quanto à identificação de frequências na configuração P4 são idênticas às referidas para P2.

De modo idêntico ao seguido para P2, por razões de espaço e de regularidade, não se inclui na Tabela 6.5 informação sobre a componente (B) na Figura 6.25, nem acerca da componente evidenciada pelo “pico” de CPSD e que se destaca entre as componentes (A) e (B), apesar de não estar assinalado. À componente associada a esse “pico” e a referenciada por (B) correspondem as frequências de 1169 Hz e de 1202 Hz, respectivamente, medidas ambas no gráfico de CPSD, na Figura 6.25. Para o intervalo de confiança de 5% a primeira corresponde ao modo #79-P4 (frequência de 1197 Hz) e a segunda ao modo #78-P4 (frequência de 1159 Hz). Os desvios relativos de frequências, nestes casos, são de 0,41% e de 1,73%, respectivamente. Como no caso anterior, para a configuração P2, as formas modais dos modos #78-P4 e #79-P4 apresentam deslocamentos transversais segundo a direcção horizontal, nas barras longitudinais e ondas em oposição de fase em ambos os casos.

Comparando e relacionando as Tabelas 6.4 e 6.5 observa-se que os valores das frequências nas componentes homólogas nas duas configurações em estudo (P2 e P4) são próximos. O desvio entre as frequências medidas para as duas configurações é em geral inferior a 5%. Exceptuam-se dois casos em que isso não se verifica: nas componentes (e) e (f), onde os desvios são de 9% e 12%, respectivamente. Da comparação entre as duas tabelas importa ainda destacar três situações. A primeira respeita à componente (s) em ambas as configurações. A proximidade e a invariância dos valores de frequência nos dois casos confirmam que esta está de facto relacionada com modos de vibração exclusivos do primário e que estes podem ser excitados em qualquer das duas configurações consideradas. A segunda a destacar refere-se às componentes (z) na Tabela 6.4 e (y) na Tabela 6.5, associadas aos modos #73-P2 e #74-P4. A ordem dos modos

nas duas configurações é próxima e sequencial e as frequências naturais são idênticas. Isto significa que a mesma frequência pode excitar modos adjacentes em configurações opostas, evidenciando assim a simetria do actuador. Por último, a terceira situação relevante prende-se com outros modos que podem igualmente justificar as componentes espectrais identificadas.

Por ordem sequencial, são as seguintes as componentes, os modos de vibração potenciais e os valores aproximados das respectivas frequências (ver Tabela 4.2): (*m*) - modos #32-P2 (460 Hz), #33-P4 (476 Hz) e #34-P4 (484 Hz); (*p*) - modos #45-P2 (665 Hz), #46-P2 (670 Hz) e #44-P4 (630 Hz); (*r*) - modos #51-P2 (752 Hz), #50-P4 (753 Hz) e #51-P4 (758 Hz); (*u*) - modos #65-P2 (933 Hz), #64-P2 (931 Hz) e #63-P4 (916 Hz); e por último (*x*) e os modos #71-P2 (1032 Hz), #70-P4 (1016 Hz) e #71-P4 (1022 Hz). Estes modos apresentam formas modais com deslocamentos transversais nas barras longitudinais segundo a horizontal e propagação de ondas em fase ou em oposição de fase. Tendo em conta as respectivas formas modais, estes modos consideram-se nativos para a excitação aplicada. Assim, dentro da margem de erro de 5%, e atendendo à proximidade dos valores de frequência no grupo ou na vizinhança de uma dada componente espectral, qualquer das frequências nesse grupo ou vizinhança tem potencial para determinar a excitação desse modo.

#### 6.4.4. Espectro Híbrido pelas Transformadas de Ôndula e de Fourier

Nesta secção, propõe-se a caracterização dos modos naturais através do espectro híbrido no domínio das transformadas de ôndula e de Fourier, através de um processo de análise harmónica semelhante ao descrito em [139]. Na solução que se propõe o sinal é sujeito a uma primeira fase de decomposição e redução de ruído por WPAD. A redução de ruído faz-se através de um processo de regularização por ajuste dos coeficientes no nível mais elevado de decomposição pelo método abrupto (*hard thresholding*) com base num valor de decisão. Esse valor de decisão é determinado pela entropia do sinal, dada pelo método de Shannon, e é calculado através de uma variante heurística do princípio de Stein para a estimação do risco de regularização do erro quadrático médio [219], [220].

Após o ajuste dos coeficientes da DWT faz-se a reconstrução do sinal visando obter uma versão do sinal original “livre” de ruído, que é novamente decomposto por WPA para análise harmónica. Tanto na análise harmónica como através de WPAD, a decomposição faz-se para a ôndula e para o número de estágios especificados. De um modo geral são suficientes três estágios de decomposição para a obtenção de resultados que se consideram aceitáveis. Para dar suporte à decomposição por WP considera-se, em cada estágio, a extensão periódica da informação dos sinais. Além de minimizar a degradação nas regiões limite, a decomposição segundo esta abordagem produz resultados da mesma dimensão dos sinais originais, com vantagens na gestão de memória do sistema de processamento de sinais.

As ôndulas usadas para análise são das famílias de ôndulas ortogonais de Daubechies (db2 e db4 a db10) e das ôndulas biortogonais CDF (bior2.2, bior3.3, bior4.4 e bior5.5). Estas ôndulas justificam-se por corresponderem a filtros do tipo FIR com fase linear, permitindo implementar esquemas MRA eficientes e com minimização da distorção de fase. No caso das ôndulas biortogonais, os filtros de análise e de síntese são simétricos e complementares, permitindo a reconstrução perfeita de sinais. Qualquer um dos tipos de ôndulas referido é adequado a esquemas de WPA e de WPAD e de realce do espectro de Fourier. Os resultados são ligeiramente melhores (quase idênticos) para filtros de maior ordem, isto é, para ôndulas com maior número de momentos nulos [147]. Porém, o aumento do tempo computacional é significativo.

A análise harmónica completa-se com o cálculo da FFT dos coeficientes da DWT no nível mais elevado, isto é, relativos ao estágio final de decomposição, através do algoritmo FFT. Os coeficientes nesse nível estão contidos em bandas de frequência organizadas em oitavas, em resultado do processo de WPA. Obtém-se assim o espectro híbrido FFT sobre DWT. No entanto, a sucessiva divisão por dois, no processo de decimação, equivale a uma frequência de amostragem mais baixa, pelo que o número de níveis de decomposição deve respeitar a largura da banda de base. Para uma frequência de amostragem de 22.050 Hz e três estágios de análise, a largura das bandas no último nível é de aproximadamente 1,3 kHz, onde se inclui a gama de frequências de excitação. Constitui, por isso, a banda de base para a análise harmónica e para a representação do espectro híbrido dos sinais áudio nos domínios da duas transformadas.

A avaliação e caracterização das vibrações através do espectro híbrido faz-se para os sinais áudio “*exclusivos*”, dado que representam os casos menos favoráveis. Por razões de coerência e de consistência, nessa avaliação, consideram-se os ensaios para as configurações duais P2 e P4 com excitação em E1 e E2, e em E3 e E4, respectivamente. Desta forma, os resultados obtidos para estas configurações podem ser comparados com os do ponto anterior e também com os espectros nativos para sinais “*exclusivos*”, disponíveis no Anexo B (secção B.4). Os modos de vibração de referência, para a avaliação, são os que apresentam deslocamentos transversais segundo a horizontal, com ondas em oposição de fase ou em fase, referidos nas Tabelas 4.3 e 4.5, respectivamente. Consideram-se também os modos de vibração no primário (ver Tabela 4.6) cujo potencial de excitação é maior para forças e deslocamentos transversais.

As Figuras 6.26 e 6.27 representam os espectros híbridos dos sinais áudio “*exclusivos*” na banda de base, para a configuração P2 com excitação em E1 e em E2, respectivamente. Na análise harmónica dos sinais consideram-se três estágios de decomposição por WP através da ôndula biortogonal CDF 4.4; no cálculo da FFT usa-se a janela rectangular, atendendo a que, pelo processo de WPA, os coeficientes da DWT são confinados a gamas de frequência de largura equivalente à banda de base. A Tabela 6.6 contém os valores arredondados das frequências das quarenta componentes em destaque, os respectivos níveis, referenciados por  $fn_{Ex-P2}$  e por  $Ln_{Ex-P2}$ , respectivamente. Indicam-se ainda os desvios de frequência relativamente às frequências obtidas por simulação numérica, e identificam-se os modos potencialmente

associados às componentes espectrais. Consideram-se como referência os modos com deslocamentos transversais segundo a direcção horizontal (ver Tabelas 4.3 e 4.5) e os modos associados ao primário do ALRVC (ver Tabela 4.9).

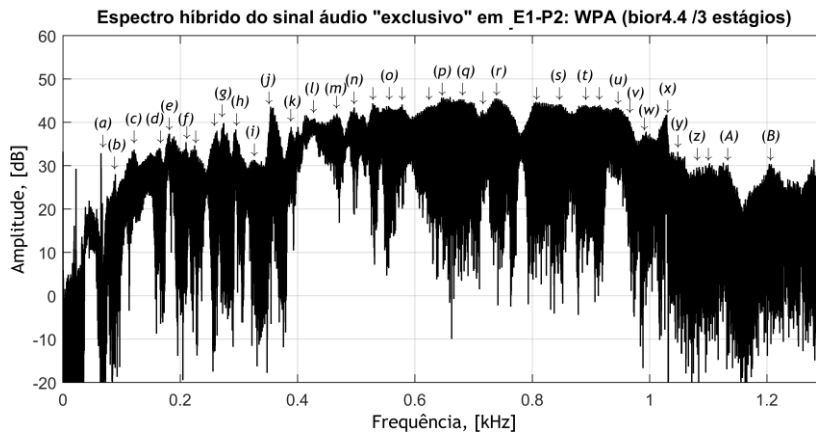


Figura 6.26 Análise harmónica do sinal áudio "exclusivo" em E1-P2: WPA (3 estágios) e FFT.

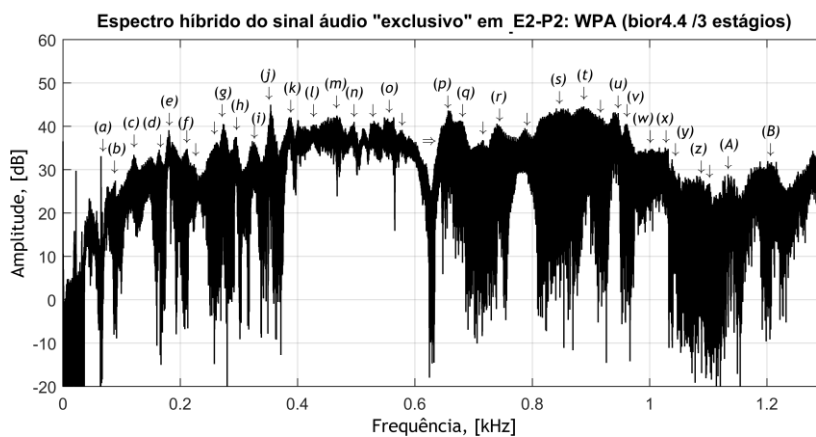


Figura 6.27 Análise harmónica do sinal áudio "exclusivo" em E2-P2: WPA (3 estágios) e FFT.

Os "picos" de amplitude, em geral, são melhor definidos no espectro híbrido FFT sobre DWT do que nos casos anteriores, por CPSD, e no espectro de Fourier (Anexo B). Esta característica facilita a identificação das componentes espectrais que, por isso, são em maior número, representadas por ordem crescente de frequências. Para comparação com os resultados de CPSD, as componentes comuns são referenciadas do mesmo modo nas Tabelas 6.6 e 6.4. As "novas" componentes identificadas no espectro híbrido são referenciadas por (+).

Na Tabela 6.6 verifica-se que os desvios relativos de frequência são em geral inferiores a 5%, com excepção das quatro primeiras componentes, de modo semelhante aos métodos de análise antes referidos. Porém, o nível de amplitude pode variar significativamente consoante a

excitação, donde resultam componentes menos evidentes ou até ocultas, como se observa nas Figuras 6.26 e 6.27, como por exemplo as componentes à esquerda de (g), a (i), à esquerda de (p) e também as destacadas por (v) e (w).

Tabela 6.6 Componentes no espectro híbrido dos sinais áudio “exclusivos” para a configuração P2.

	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)	(+)	(+)	(g)	(h)
$fn_{E1-P2}$ [Hz]	65	89	121	164	181	210	224	262	274	295
$Ln_{E1-P2}$ [dB]	32,9	28	33,7	34	37,5	35,4	34,7	38	39,9	38,4
$\Delta f_{\text{méd-E1-P2}}$ [%]	14,47		9,02	7,34	0,56	4,48	4,27	0,77	3,01	3,87
$fn_{E2-P2}$ [Hz]	65	89	121	164	180	210	224	262	273	296
$Ln_{E2-P2}$ [dB]	33	27,5	33,5	34,7	39	34,7	31,3	36,3	40,5	37,4
$\Delta f_{\text{méd-E2-P2}}$ [%]	14,47		9,02	7,34	0,0	4,48	4,27	0,77	2,63	4,23
$fn_{FEA-P2}$ [Hz]	76		133	177	180	201	234	260	266	284
#modo (FEA)	7		9	10	11	13	15	16	17	19
Observações	#7-P3									#20

Tabela 6.6 (continuação)

	(i)	(j)	(k)	(+)	(+)	(l)	(m)	(n)	(+)	(+)
$fn_{E1-P2}$ [Hz]	327	354	389	400	415	429	467	496	511	528
$Ln_{E1-P2}$ [dB]	31,3	43,7	38,3	38,8	41,6	40,9	42	43,4	41,8	44,4
$\Delta f_{\text{méd-E1-P2}}$ [%]	0,62	4,32	0,52	1,52	0,48	2,14	1,52	0,0	3,02	0,0
$fn_{E2-P2}$ [Hz]	323	354	386	400	413	427	467	496	512	530
$Ln_{E2-P2}$ [dB]	36,6	45	42	41,5	40	40	42,5	40,6	39,6	41,3
$\Delta f_{\text{méd-E2-P2}}$ [%]	0,62	4,32	0,26	1,52	0,0	1,67	1,52	0,0	3,23	0,38
$fn_{FEA-P2}$ [Hz]	325	370	387	394	413	420	460	496	(496)	528
#modo (FEA)	22	25	26	27	28	29	32	34	(34)	35
Observações					(P)	(P)	torção			

Tabela 6.6 (continuação)

	(o)	(+)	(+)	(p)	(q)	(+)	(r)	(+)	(s)	(t)	
$fn_{E1-P2}$ [Hz]	555	578	648	660	684	726	739	805	850	890	
$Ln_{E1-P2}$ [dB]	43,8	44,2	45,8	45,9	45	43,2	45,6	44,7	44	44	
$\Delta f_{\text{méd-E1-P2}}$ [%]	0,54	1,76	1,41	0,75	0,44	0,55	1,61	1,9	0,58	0,56	
$fn_{E2-P2}$ [Hz]	554	578	ND	657	678	717	740	787	849	888	
$Ln_{E2-P2}$ [dB]	41,8	39,2	ND	43,7	41,4	36,9	40,7	39,6	44	44,7	
$\Delta f_{\text{méd-E2-P2}}$ [%]	0,36	1,76	ND	1,20	0,44	0,69	1,46	0,38	0,7	0,34	
$fn_{FEA-P2}$ [Hz]	552	568	639	665	681	722	751	790	855	885	
#modo (FEA)	38	39	44	45	47	49	51	54	55	60	
Observações	oculto			#46					torção	(P)	#59

Tabela 6.6 (continua...)

Tabela 6.6 (continuação)

	(+)	(u)	(v)	(w)	(x)	(y)	(z)	(+)	(A)	(B)
$fn_{E1-P2}$ [Hz]	913	943	963	994	1028	1048	1085	1102	1145	1208
$Ln_{E1-P2}$ [dB]	44	43,4	41,3	37,9	41,6	33,2	29,7	30,6	30,2	30,4
$\Delta f_{\text{méd-E1-P2}}$ [%]	0,55	1,07	0,31	1,12	0,39	0,39	0,0	0,55	0,69	1,0
$fn_{E2-P2}$ [Hz]	914	942	961	1004	1027	1039	1086	1103	1134	1202
$Ln_{E2-P2}$ [dB]	42,5	43,2	40,5	34,8	35,2	32,4	28,5	26,8	29	32
$\Delta f_{\text{méd-E2-P2}}$ [%]	0,66	0,96	0,1	2,14	0,48	1,52	0,09	0,64	1,65	0,5
$fn_{FEA-P2}$ [Hz]	908	933	960	983	1032	1055	1085	1096	1153	1196
#modo (FEA)	62	65	66	69	71	72	73	75	77	79
Observações	#63	oculto							#78	

A precisão, a resolução e a estabilidade de valores são, em geral, melhores através da análise harmónica pelo espectro híbrido, tendo como termo de comparação os dois métodos referidos anteriormente (análise de Fourier e CPSD). Essas melhorias verificam-se tanto pelos desvios de frequência como pela variação dos valores de níveis de amplitude em cada componente espectral, nas duas posições de excitação. Os desvios relativos de frequência são iguais ou inferiores aos que se obtêm para CPSD e por análise de Fourier. O valor médio de desvio é de 2,05%, agravado pelos resultados nas quatro primeiras componentes (o caso mais desfavorável). Não considerando estas componentes o valor médio de desvio é de 1,32%.

A análise harmónica através desta abordagem permite identificar e avaliar componentes espectrais que não são evidentes através dos outros métodos, mas que são relevantes para a caracterização dos modos de vibração do ALRVC. Neste contexto referem-se as duas componentes adicionais entre as destacadas por (f) e (g), e que são identificadas por (b) e (c), respectivamente, na análise de Fourier (Anexo B). Importa referir também as duas novas componentes em destaque entre (k) e (l), e que são relativas a modos de vibração “exclusivos” do primário do actuador. Estas componentes revelam estabilidade nos valores de frequência e pequena variação nos níveis de amplitude, nas duas posições de excitação. Note-se que os modos de vibração do primário são quase invariantes e independentes da configuração.

No que respeita às vibrações associadas ao primário importa referir a componente (s) para a qual se obtêm, no espectro híbrido, maior precisão de medida e mais estabilidade, tanto na frequência como no nível de amplitude. O mesmo se verifica para a componente adicional imediatamente à esquerda de (u), embora não respeite a modos de vibração do primário. Para esta componente identificam-se através de FEA dois modos sequenciais e próximos que determinam as frequências reais de vibração: os modos #62-P2 e #63-P2 cujas frequências são de 908 Hz e de 923 Hz, respectivamente. Ainda a propósito da precisão na frequência convém referir a componente entre (r) e (s) e que se entende corresponder ao modo #54-P2. A respectiva forma modal, obtida por FEA, evidencia movimentos de torção num segmento das

barras longitudinais e movimentos transversais segundo a direcção horizontal no outro segmento. Estas características podem justificar os maiores valores de desvio relativo, acima da média.

Relativamente à proximidade entre os valores de frequência e a sua influência no espectro, destacam-se nas Figuras 6.26 e 6.27 três regiões onde os níveis de amplitude são quase constantes para as várias frequências de vibração. São elas: (1) a gama de frequências entre as duas componentes adicionais à esquerda e direita de (o); (2) o intervalo de frequências delimitado por (p) e (q) e (3) a região entre (s) e a componente à sua esquerda.

No primeiro caso, a frequência média em (o) é de 554,5 Hz e varia cerca de 24 Hz tanto para as componentes de frequência à esquerda como à direita, em torno desse valor. As três componentes nessa região apresentam níveis de amplitude próximo, com um valor médio de 42,3 dB, aproximadamente. No segundo caso regista-se também uma diferença de 24 Hz entre as frequências que delimitam a região, com uma variação de  $\pm 0,8$  dB em torno do valor médio de 44 dB. Por último, na região que contém a componente (s), além do modo #55-P2, registam-se outros três, identificáveis por FEA. São eles: o modo #54-P2 (790 Hz), relativo à componente situada à esquerda de (s) e que marca o início da região em análise; e os modos #57-P2 (860 Hz) e #58-P2 (866 Hz), estando este último igualmente associado a vibrações no primário, tal como o modo #55-P2. De referir que as frequências obtidas por FEA para os modos #55-P2, #57-P2 e #58-P2 variam entre si de 5 a 6 Hz; e que a amplitude quase não varia (e.g. Figura 6.26). Estes valores justificam a “continuidade” no gráfico do espectro nas regiões indicadas.

Para a configuração P4 procede-se de modo idêntico, através da análise harmónica combinando WPA (ôndula biortogonal 4.4 e 3 estágios de decomposição) e a FFT, para as posições de excitação E3 e E4. Como resultado obtém-se os espectros híbridos das Figuras 6.28 e 6.29.

De forma semelhante, apresentam-se na Tabela 6.7 os valores de frequência e de nível das componentes espectrais em destaque nessas figuras:  $f_{n \text{ Ex-P4}}$  e  $L_{n \text{ Ex-P4}}$ . Indicam-se também os desvios relativos de frequência e os modos potencialmente associados às componentes espectrais, tendo como referência o mesmo tipo de modos, mas para a configuração P4. Nesta configuração identificam-se igualmente quarenta componentes espectrais, sendo os resultados idênticos aos referidos para P2. Os comentários e justificações são, por isso, no essencial, os mesmos ou muito parecidos. Assim tem mais interesse referir os aspectos relevantes e destacar as situações particulares ou específicas.

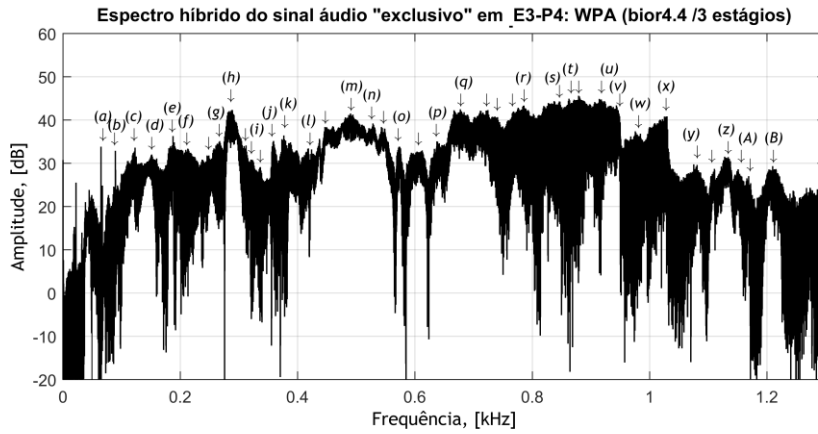


Figura 6.28 Análise harmônica do sinal áudio “exclusivo” em E3-P4: WPA (3 estágios) e FFT.

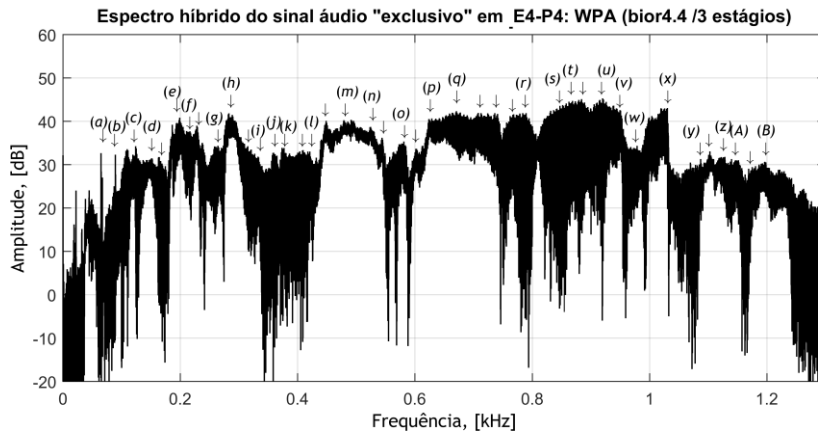


Figura 6.29 Análise harmônica do sinal áudio “exclusivo” em E4-P4: WPA (3 estágios) e FFT.

Tabela 6.7 Componentes espectrais dos sinais áudio “exclusivos” nos ensaios para a configuração P4.

	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)	(+)	(g)	(h)	(i)
$f_{n_{E3-P4}}$ [Hz]	65	89	123	151	188	212	248	267	288	295
$L_{n_{E3-P4}}$ [dB]	33,9	32,9	33,7	32	36,4	33,4	31,9	35	42,4	38,4
$\Delta f_{\text{méd-E3-P4}}$ [%]	13,33		10,87	12,21	3,30	0,47	4,20	3,09	5,59	3,87
$f_{n_{E4-P4}}$ [Hz]	65	89	124	151	199	216	229	258	283	296
$L_{n_{E4-P4}}$ [dB]	32,7	32,4	33,7	31,5	40,9	37,7	38,9	34,2	41,9	37,4
$\Delta f_{\text{méd-E4-P4}}$ [%]	13,33		10,14	12,21	9,34	1,41	3,78	0,39	3,66	4,23
$f_{n_{FEA-P4}}$ [Hz]	76		138	172	182	213	238	259	273	323
#modo (FEA)	7		9	10	12	13	14	17	19	21
Observações	#7-P3			#11				#16	#20: 308 Hz	

Tabela 6.7 (continua...)

Tabela 6.7 (continuação)

	(+)	(j)	(k)	(+)	(+)	(l)	(+)	(m)	(n)	(+)
$fn_{E3-P4}$ [Hz]	336	359	376	388	398	418	446	490	528	548
$Ln_{E3-P4}$ [dB]	29	35	36,5	34,9	33	33,5	38,4	41,5	39,3	38
$\Delta f_{\text{méd-E3-P4}}$ [%]	1,82	0,83	2,73	0,26	1,02	0,95	0,9	3,16	1,34	2,24
$fn_{E4-P4}$ [Hz]	332	359	373	387	403	421	448	478	524	543
$Ln_{E4-P4}$ [dB]	31,8	32,7	33,9	32,5	33,4	33	40	40,3	38,7	35,7
$\Delta f_{\text{méd-E4-P4}}$ [%]	0,61	0,83	1,91	0,51	2,28	0,24	1,36	0,63	0,58	1,31
$fn_{FEA-P4}$ [Hz]	330	362	366	389	394	422	442	475	521	536
#modo (FEA)	22	24	25	27	28	29	31	33	35	37
Observações				(k*)	(P)	torção			(P)	

Tabela 6.7 (continuação)

	(o)	(+)	(p)	(q)	(+)	(+)	(+)	(r)	(s)	(t)
$fn_{E3-P4}$ [Hz]	574	604	638	677	722	741	768	785	837	863
$Ln_{E3-P4}$ [dB]	33,7	32,7	35	42,5	42,3	40,7	42	43,4	44,4	44,9
$\Delta f_{\text{méd-E3-P4}}$ [%]	1,95	0,5	2,74	1,5	0,98	1,59	0,65	0,88	0,71	0,0
$fn_{E4-P4}$ [Hz]	581	601	628	670	713	741	768	784	842	863
$Ln_{E4-P4}$ [dB]	35,4	33,7	40,7	42,4	41,9	41,7	41,6	41,9	42,9	44,5
$\Delta f_{\text{méd-E4-P4}}$ [%]	3,20	0,0	1,13	0,45	0,28	1,59	0,65	1,01	0,12	0,0
$fn_{FEA-P4}$ [Hz]	563	601	621	667	715	753	773	792	843	863
#modo (FEA)	38	40	43	45	48	50	52	53	55	58
Observações									#57(P):856 Hz	

Tabela 6.7 (continuação)

	(+)	(u)	(v)	(w)	(x)	(y)	(z)	(+)	(A)	(B)
$fn_{E3-P4}$ [Hz]	879	918	944	976	1023	1075	1111	1134	1151	1210
$Ln_{E3-P4}$ [dB]	45,6	44,7	43,4	37,4	40	29,8	28,7	31,4	28,6	29
$\Delta f_{\text{méd-E3-P4}}$ [%]	1,5	0,22	1,05	0,2	0,1	3,50	0,45	0,0	0,69	0,49
$fn_{E4-P4}$ [Hz]	884	920	949	978	1030	1087	1103	1128	1152	1196
$Ln_{E4-P4}$ [dB]	45	45,3	42,6	34,3	43	31,3	33,1	31,9	31	30,7
$\Delta f_{\text{méd-E4-P4}}$ [%]	2,08	0,44	0,52	0,0	0,78	2,60	2,73	2,67	2,78	1,64
$fn_{FEA-P4}$ [Hz]	866	916	954	978	1022	1114	1116	1134	1159	1216
#modo (FEA)	59	63	66	68	71	74	75	76	78	80
Observações	(P)	#64 (P): 923 Hz			#70		#79: 1185 Hz			

O valor médio do desvio relativo, neste caso, considerando todas as componentes, é de 2,21% (sendo de 1,43% se se excluírem as quatro primeiras componentes). Estes valores são idênticos aos que se obtêm para a configuração P2 (desvio médio de 2,05%). Através deste método de análise harmónica obtêm-se valores de desvio relativo mais baixos do que os anteriores e que, recorde-se, são de 2,67% e de 3,29% para as configurações P2 e P4, respectivamente. Este

parâmetro é um indicador objectivo quanto à precisão deste método, a qual, suportada nestes valores, revela ser superior à obtida para os métodos de análise considerados anteriormente.

Os valores de frequência e de amplitude para a componente (e), medidos nos espectros híbridos com excitação em E3 e em E4, apresentam uma variação absoluta de cerca de 11 Hz e 4 dB, respectivamente. A forma do modo #12-P2 evidencia movimento nas barras longitudinais, em torção, com rotação das extremidades em simetria, semelhante à que se verifica na Figura 4.26 para o modo #10-P3. Os resultados FEA para P4 indicam também a existência de outro modo muito próximo e frequência idêntica: #11-P4 (182 Hz). No entanto a sua forma modal apresenta deslocamentos segundo a direcção vertical, não sendo, por isso, susceptível a excitação por forças transversais. Assim, na opinião do autor, as variações de frequência e de amplitude na componente (e) devem-se essencialmente ao modo #12-P4 e ao tipo de movimento associado à respectiva forma modal. Para a componente (g) verifica-se um fenómeno idêntico, por variação da frequência nas duas posições de excitação. O modo com maior potencial de excitação, neste caso, e que pode sustentar aquela frequência de vibração é o #17-P4 (ver Figura 4.40). No entanto, a frequência natural para o modo antecedente (#16-P4) segundo FEA é de 252 Hz (diferença de 7 Hz) e a sua forma modal apresenta também movimentos nas barras longitudinais com uma ligeira torção nas extremidades. A acção do modo #16-P4 pode interferir na componente (g), influenciando os resultados e justificando assim a maior variação de valores para a excitação em E3.

Quanto às componentes (h) e (i) importa referir a existência de um modo intermédio (#20-P4) cuja forma modal apresenta deslocamentos transversais nas barras longitudinais superiores e nas peças do primário. Este modo revela potencial de excitação por forças transversais pelo que a sua acção pode interferir ou até excitar os modos adjacentes (#19-P4 e #21-P4), justificando assim os valores mais elevados de desvio relativo de frequências para as componentes (h) e (i). O mesmo se verifica para os pares de componentes (s) e (t), (u) e (v) e também para (A) e (B). Os modos intermédios nestes casos, pela mesma ordem, são #57-P4 (856 Hz) e #64-P4 (963 Hz), ambos associados a vibrações no primário, e o modo #79-P4 (1185 Hz).

Relativamente aos modos de vibração no primário importa referir os que resultam evidentes pelas novas componentes identificadas no espectro híbrido, em particular as destacadas nas posições imediatas à esquerda de (l), à direita de (n) e à esquerda de (u). Todas estas componentes correspondem a modos de vibração no primário, como se pode verificar pela comparação entre as Tabelas 6.7 e 4.9, ou através das respectivas formas modais. Note-se, porém, que estes modos correspondem a frequências idênticas e a modos de ordem semelhante aos identificados anteriormente para a configuração P2. A quase invariância nos valores de frequência e de nível de amplitude, em ambos os casos, ilustra e justifica a transversalidade do potencial de excitação destes modos em qualquer das configurações do actuador.

Os resultados com outras ôndulas, com número idêntico de momentos nulos, ortogonais ou biortogonais, são em geral muito próximos, mas com uma ligeira vantagem no caso das últimas. A qualidade dos resultados é ligeiramente melhor para ôndulas com maior número de momentos nulos. No entanto, os filtros associados a essas ôndulas são de maior ordem, com impacto no agravamento do tempo computacional. A avaliação do desempenho das ôndulas, tanto nos resultados como no tempo computacional, não se enquadra no âmbito e objectivos deste trabalho de investigação. Por esse motivo não se apresentam resultados.

## 6.5. Ruído Acústico

A exposição a níveis elevados de ruído é uma das causas de hipoacusia no ser humano, isto é, de perda de capacidades auditivas, que no limite e de forma continuada pode originar surdez total. Os efeitos nocivos do ruído ocupacional devem-se a agentes físicos, designadamente, a frequência, a intensidade e o tempo de exposição, mas também a factores endógenos, como por exemplo a idade e a sensibilidade auditiva individual. As frequências superiores a 1 kHz são consideradas as de maior risco, devido ao aumento de sensibilidade do ouvido humano nessa gama (ver Figura 1.1), particularmente no intervalo entre 1 e 5 kHz [221]-[223].

A Organização Mundial de Saúde estabelece o valor 55 dB(A) como nível médio diário de exposição ao ruído para que um indivíduo viva de forma saudável; e 75 dB(A) e 80 dB(A) para os limiares de desconforto e de risco para a saúde, respectivamente [224]. Por sua vez, a norma ISO 1999:2013 estabelece recomendações quanto aos níveis máximos de ruído com variações de 3 dB(A) para tempos de exposição em múltiplos de dois [221]. Assim, a título de exemplo, indicam-se os seguintes: 103 dB(A) durante 7,5 min; 100 dB(A) em 15 min; 97 dB(A) em 30 min e por último 85 dB(A) em 8 horas. Em harmonia com as orientações internacionais, a directiva 2003/10/CE do Parlamento Europeu e do Conselho, de 6 de Fevereiro, transposta para a legislação nacional através do DL 182/2006, de 6 de Setembro, define os limites máximos de exposição ao ruído ocupacional por parte de trabalhadores [225], [226]. Esses limites seguem as recomendações da norma ISO 1999:2013.

As vibrações em actuadores electromecânicos traduzem-se em ruído acústico que podem condicionar a sua utilização em aplicações industriais. Importa, por isso, caracterizar igualmente o ruído emitido pela estrutura do actuator linear, em particular os seus níveis e as respectivas gamas de frequência. Na medição dos níveis de ruído, no decurso dos ensaios, usa-se o sonómetro integrador Rion NA-27 (ver Figura 6.5) com certificado de calibração válido. Este sonómetro efectua medições em 1/3 de oitava com as seguintes frequências centrais: 16 Hz; 31,5 Hz; 63 Hz; 125 Hz; 250 Hz; 500 Hz; 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz e 8 kHz. As medições fazem-se com ponderação A, a intervalos de 1 s e tempos de exposição sonora de 15 minutos em cada ensaio (o tempo referente a um ciclo completo de variação das frequências de excitação). Procura-se igualmente avaliar o impacto do ruído acústico emitido na viabilidade

da utilização industrial do ALRVC, e o potencial de risco para a saúde. Medem-se, por isso, os níveis equivalentes de exposição sonora. Nessas medições seguem-se os mesmos procedimentos e recomendações técnicas referidas no capítulo anterior na secção 5.2.2, nos ensaios de avaliação do isolamento acústico da câmara semianecóica.

As Figuras 6.30 a 6.33 mostram os gráficos dos resultados dessas medições para os ensaios nas configurações P2 e P4, e nas posições de excitação antes referidas. Estes gráficos representam os valores instantâneos dos níveis sonoros mínimo e máximo, do nível sonoro contínuo equivalente, ponderado A, e do nível equivalente de exposição sonora em função da frequência. Destacam-se os valores instantâneos máximos do nível equivalente de exposição sonora e discute-se a sua evolução para frequências superiores a 1 kHz. Para melhor legibilidade apresentam-se escalas de frequência com variação logarítmica.

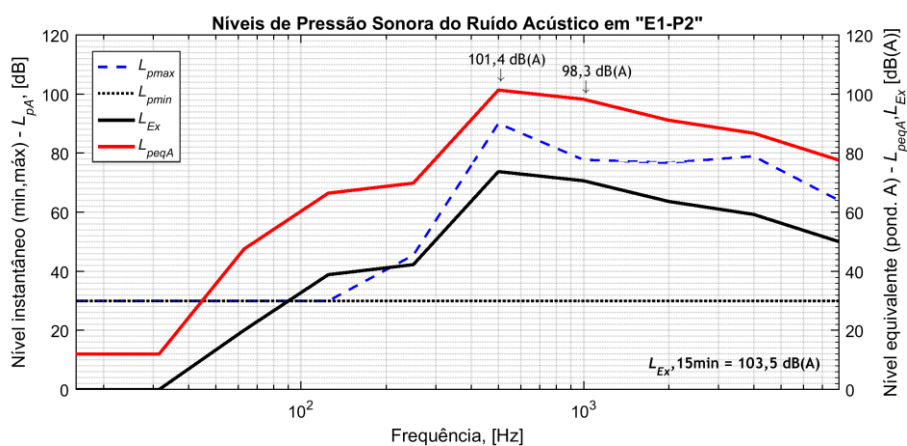


Figura 6.30 Medidas de SPL e dos níveis equivalentes, ponderados A, para E1-P2.

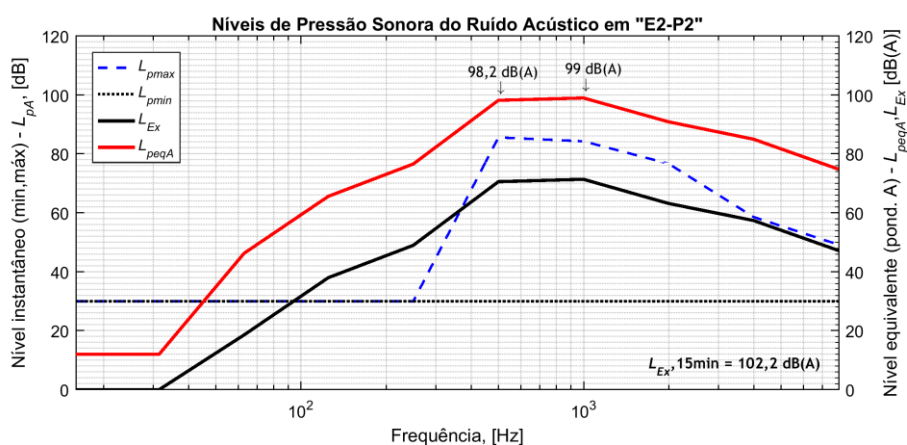


Figura 6.31 Medidas de SPL e dos níveis equivalentes, ponderados A, para E2-P2.

Inclui-se em cada caso o nível equivalente de exposição sonora relativo para um tempo de medição de 15 min. Porém, estes valores são apenas considerados indicativos por respeitarem

a tempos de medição inferiores aos recomendados (30 min), pelo que não asseguram a necessária estabilização da medição e, portanto, a precisão e a fiabilidade das medidas.

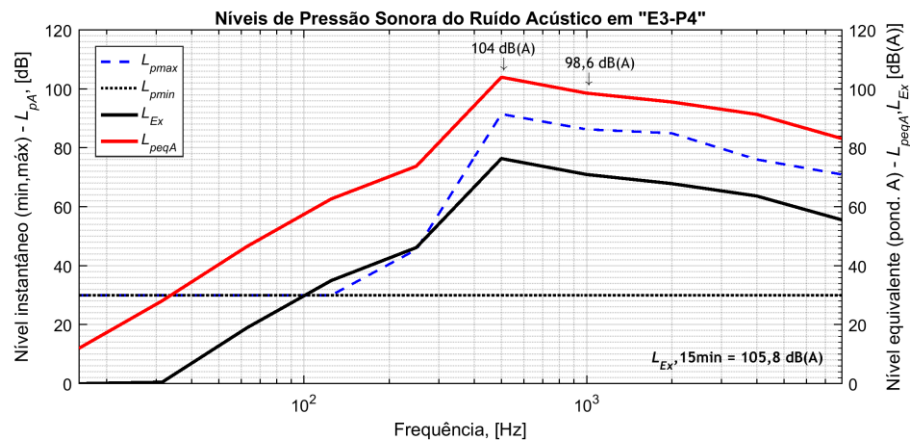


Figura 6.32 Medidas de SPL e dos níveis equivalentes, ponderados A, para E3-P4.

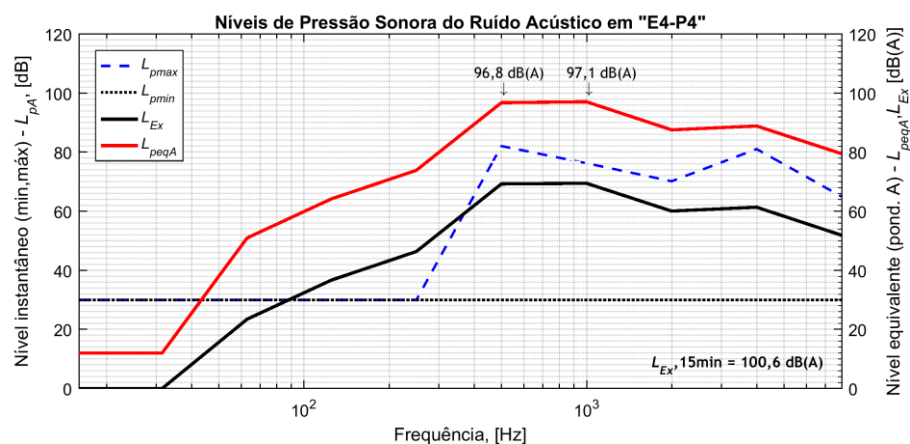


Figura 6.33 Medidas de SPL e dos níveis equivalentes, ponderados A, para E4-P4.

Os gráficos dos níveis de pressão sonora medidos em ambas as configurações são de um modo geral idênticos. As diferenças mais evidentes registam-se na evolução dos valores máximos instantâneos do nível de pressão sonora, e nos valores de pico dos níveis equivalentes contínuo e de exposição. O nível de pressão sonora instantâneo mínimo é de 30 dB e constante, em conformidade com o limite inferior de sensibilidade do equipamento. Por sua vez, os restantes parâmetros de medida apresentam variações que importa analisar considerando valores de frequência em oitavas entre 16 Hz e 8 kHz, de acordo com a gama de medida do sonómetro.

O nível de pressão sonora instantâneo máximo apresenta variações consoante a frequência e a configuração. Entre 16 e 125 Hz as medidas deste parâmetro são constantes e acompanham o nível mínimo, apresentando variações a partir de 250 Hz. A 500 Hz, as suas medidas variam entre 85,6 e 90,1 dB para a configuração P2 e entre 82,1 e 91,5 dB para P4. A essa frequência,

os valores médios para P2 e P4 são de 87,8 dB e de 86,8 dB, respectivamente. Para frequências entre 1 kHz e 8 kHz, os valores médios variam entre 81,5 e 56,6 dB para a configuração P2, por ordem crescente de frequência; e entre 81,3 e 68 dB para a configuração P4, pela mesma ordem. Os valores médios do nível de pressão sonora máximo, em ambas as configurações são em geral idênticos, com diferenças inferiores a 0,5 dB. Exceptuam-se os valores médios à frequência de 500 Hz, onde a diferença é de 1 dB, e às frequências de 4 kHz e de 8 kHz, em que se verificam diferenças de 10,4 dB e de 7,4 dB, respectivamente.

Consoante a frequência e a configuração, verificam-se também variações do nível sonoro contínuo equivalente, ponderado A, e do nível equivalente de exposição sonora. Assim, na caracterização dos níveis de ruído e na avaliação do impacto e dos riscos inerentes, é importante considerar informação agregada e representativa das emissões de ruído acústico. Na Figura 6.34 apresentam-se os gráficos dos valores médios desses parâmetros para ambas as configurações do actuador –  $L_{peqA_{méd}}$  e  $L_{Ex_{méd}}$  – considerando as duas posições de excitação em cada configuração e adicionalmente, as medidas homólogas para E4-P2 e para E1-P4; indicam-se também os níveis de limiar de desconforto e de risco considerável na exposição.

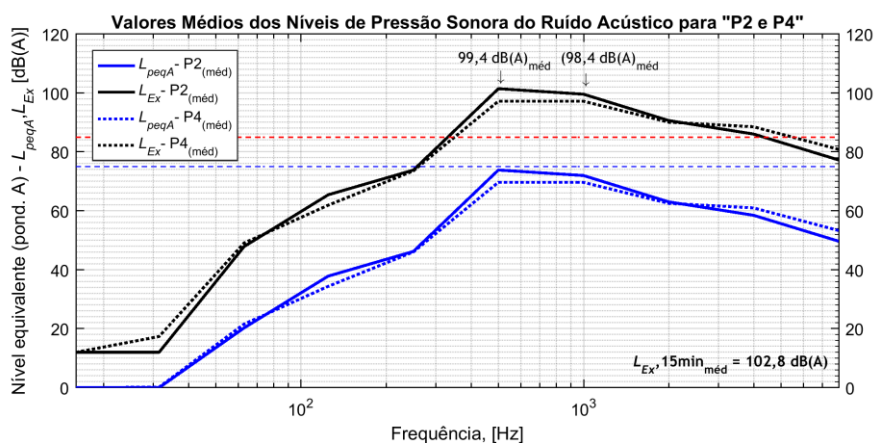


Figura 6.34 Valores médios dos níveis equivalentes, ponderados A, medidos nas configurações P2 e P4.

Verifica-se pela Figura 6.34 que o andamento das curvas de  $L_{peqA_{méd}}$  e de  $L_{Ex_{méd}}$  nas duas configurações é idêntico. Os valores médios de nível nessas curvas são relevantes a partir da frequência de 250 Hz, aproximadamente, sendo mais elevados entre 500 Hz e 1 kHz. Esta característica justifica-se pelos valores de frequência e pela relevância das componentes espectrais nas duas configurações. Como se observa, tanto nas Figuras 6.26 e 6.27, relativas a P2, como nas Figuras 6.28 e 6.29, para P4, os “picos” de amplitude de maior importância, no contexto do espectro, iniciam-se a cerca de 200 Hz. Por outro lado, nessas figuras, verifica-se que a gama entre 0,5 e 1 kHz é aquela que contém maior número de componentes espectrais relevantes, particularmente e de modo mais significativo entre 0,6 e 1 kHz. Isto explica os maiores valores de nível de pressão sonora nessa gama, na Figura 6.34. Por outro lado, dado

que as frequências de excitação se situam na gama até 1,2 kHz, os níveis de ruído para frequências acima desse valor devem-se a emissão acústica associada às harmónicas das frequências naturais. Como se pode verificar na Figura 6.34, os níveis equivalentes de pressão sonora nessa gama são significativos, sendo sempre superiores ao valor limiar de conforto.

Os níveis médios do nível sonoro contínuo equivalente, ponderado A, estão sempre abaixo do limiar de desconforto. No entanto, os valores de  $L_{Ex,méd}$  estão acima de 85 dB(A) a partir da frequência de 350 Hz, aproximadamente, registando-se “picos” de 99,4 dB(A) e 98,4 dB(A) a 500 Hz e a 1 kHz, respectivamente. Os valores médios voltam a ser inferiores a 85 dB(A) cerca de 4,2 kHz, para a configuração P2, mas para a configuração P4 tal apenas ocorre próximo de 5 kHz. Além disso, dos ensaios realizados para estas configurações resulta ainda um valor médio de 102,8 dB(A) para o nível equivalente de exposição, para um tempo de exposição de 15 min. Este resultado está ligeiramente acima dos valores recomendados adoptados internacionalmente: 100 dB(A) durante 15 min. Assim, apesar das reservas quanto à fiabilidade deste valor, pelas razões já indicadas, verifica-se um risco ligeiro para a saúde por exposição ao ruído emitido pelo actuador. No Anexo B (secção B.6) apresentam-se os gráficos dos níveis de pressão sonora medidos para outras configurações e posições de excitação, com destaque para P3, na qual se apresentam também os valores médios para várias posições de excitação.

No entanto, convém referir que estes valores se referem a ensaios de excitação modal por forças externas, aplicadas transversalmente, segundo a direcção horizontal. Tal não corresponde, de todo, às condições reais de operação do actuador. Nessas condições os vectores das resultantes das forças de atracção e de translação são orientados na direcção e sentido oblíquos, com inclinação dada pelo ângulo que forma com a direcção vertical. Além disso, numa aplicação real, com cargas acopladas, o comportamento vibratório é amortecido pelo que, no que respeita às emissões de ruído acústico, os dados apresentados correspondem ao cenário mais desfavorável. Assim, no que respeita aos níveis de ruído acústico emitido, com base nos resultados das medições efectuadas e pelas considerações indicadas, pode-se concluir, *a priori*, pela viabilidade do ALRVC a aplicações industriais.

## 6.6. Respostas à Excitação Modal por Forças Transversais

A estrutura do ALRVC produz respostas diferenciadas consoante a frequência das forças aplicadas, as quais são amplificadas para valores de frequência próximos dos dos modos naturais da estrutura, verificando-se situações de ressonância e de oscilação mecânica. A amplitude da onda estacionária (forma modal) associada às vibrações reflecte os deslocamentos nas peças em oscilação, isto é, as deformações a que estas sujeitas. A informação das frequências, das acelerações e das amplitudes de deslocamento reforça a caracterização das vibrações no

actuador e sustenta os níveis de ruído acústico emitido. Fornece também indicações quanto às peças sujeitas a maiores deformações e, portanto, a maior desgaste.

Na caracterização das vibrações no ALRVC avaliam-se as respostas locais quanto às frequências, às acelerações e à amplitude dos deslocamentos (deformações). Essa avaliação faz-se através da medição das acelerações locais, segundo os planos de instrumentação A e B (ver Figuras 6.2 e 6.3). A análise dos resultados das acelerações no domínio da frequência permite representar o espectro das vibrações locais, e através deste as componentes de frequência envolvidas. Os deslocamentos locais obtêm-se a partir dos valores de aceleração reais, por via indirecta, através de processo de integração numérica sucessiva das componentes espectrais consideradas relevantes, por aplicação de um nível de decisão (*threshold*) do seu valor de amplitude.

Os resultados possíveis de obter por medição das respostas em quinze pontos de medida em cada configuração, considerando as cinco configurações do actuador e quatro posições de excitação por cada uma, formam um conjunto muito vasto de valores, que é moroso, difícil de trabalhar e pouco útil. Assim tem mais interesse avaliar as respostas locais de forma criteriosa, para determinadas configurações e em posições de excitação consideradas de interesse.

### 6.6.1. Acelerações e Deslocamentos Locais

Para demonstração dos resultados de avaliação das vibrações, das acelerações e dos deslocamentos locais, consideram-se os ensaios na configuração P2 com excitação em E1 e em E2 e o plano de instrumentação B (ver Figura 6.3). Dado que na configuração P2 o posicionamento das plataformas coincide com as posições de medida SF3 e SP3, estas não são instrumentadas. Assim, a configuração e a distribuição dos acelerómetros para os ensaios são as indicadas na Figura 6.35. As posições indicadas nessa figura a traço contínuo situam-se na parte frontal; as marcadas com seta a traço interrompido referem-se à face posterior.

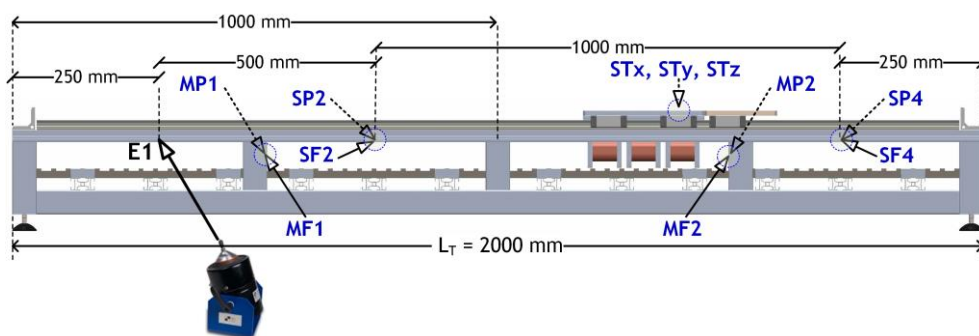


Figura 6.35 Pontos para excitação e medição das respostas para os ensaios na configuração E1-P2.

Os sinais relativos às medições efectuadas são analisados através da aplicação descrita no fluxograma da Figura 6.11, cujos resultados se apresentam, analisam e discutem em seguida.

Esses resultados respeitam aos ensaios na configuração P2, para o caso particular da frequência de 185,5 Hz (valor real, ajustado) respeitante à componente espectral referenciada por (e) na Tabela 6.6. Na vizinhança dessa frequência, na configuração P2, registam-se três modos potencialmente excitáveis, obtidos por FEA, que são: o modo #11 (179 Hz), cuja forma modal apresenta uma ligeira torção da estrutura, com rotação das extremidades em simetria; o modo #12 (186 Hz) que denota movimento segundo a vertical, com deslocamento mais acentuados no segmento de maior dimensão, na extremidade oposta à posição das plataformas; e o modo #13 (201 Hz) com movimento nas barras longitudinais em oposição de fase (ver Figura 4.37).

A Figura 6.36 mostra, para a configuração P2 e excitação em E1, os espectros de amplitude e de fase da aceleração medida na posição MF1, obtidos através da FFT do sinal discreto usando a “janela” rectangular. A aceleração nessa posição é de  $2,74 \text{ m.s}^{-2}$ , medida no espectro amplitude à frequência fundamental. Identificam-se ainda componentes de aceleração a frequências múltiplas da fundamental, cujos valores são:  $0,72 \text{ m.s}^{-2}$  a 371,1 Hz;  $0,25 \text{ m.s}^{-2}$  a 561,5 Hz;  $0,3 \text{ m.s}^{-2}$  a 742,2 Hz;  $0,8 \text{ m.s}^{-2}$  a 932 Hz e  $0,48 \text{ m.s}^{-2}$  a 1118 Hz. Existe, portanto, uma degradação do valor da aceleração à frequência fundamental devido a dispersão espectral.

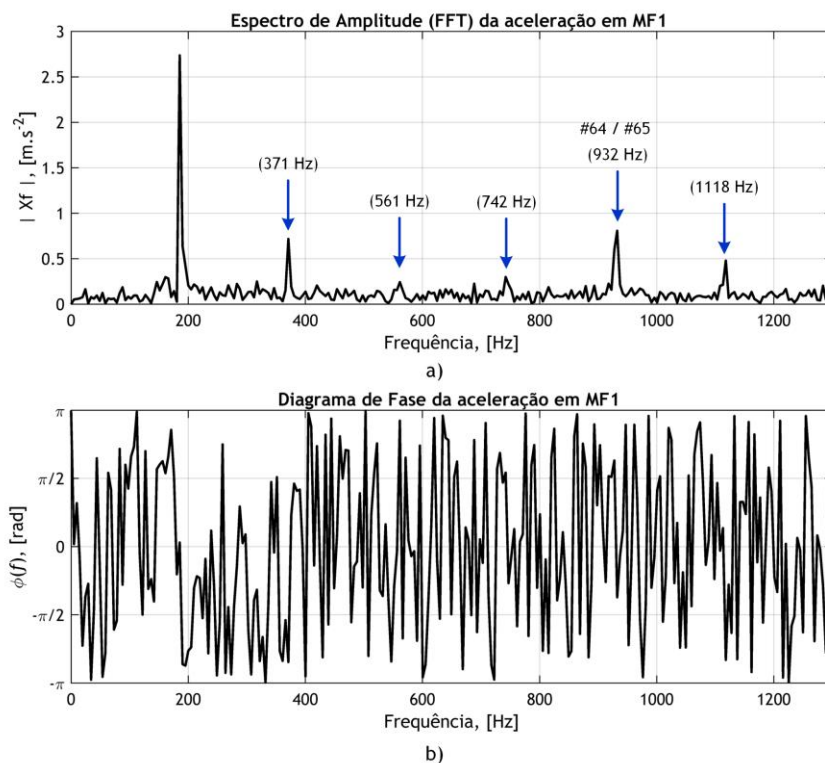


Figura 6.36 Espectros a) de amplitude e b) de fase da aceleração na posição MF1 para E1-P2 a 185 Hz.

Na Figura 6.37 representam-se, no tempo, as formas de onda da aceleração e do deslocamento, para a mesma posição referida anteriormente. A forma de onda da aceleração apresenta valores médios em torno de  $5 \text{ a } 6 \text{ m.s}^{-2}$ , os quais são superiores aos que se verificam no espectro. A

diferença justifica-se pela dispersão de valores nas componentes espectrais, sendo mais acentuada para outras funções “janela” do que para a rectangular.

No processo de integração numérica, no cálculo dos valores aproximados de deslocamento da Figura 6.37, considera-se o nível de decisão de  $0,3 \text{ m.s}^{-2}$  no espectro de amplitude na Figura 6.36 para a selecção das componentes espectrais a considerar nesse cálculo. Deste modo o cálculo faz-se para 6 componentes: a fundamental e as cinco harmónicas atrás referidas. O valor de deslocamento, nesta posição, obtido por esta via, é de  $0,06 \text{ mm}$ . Este valor de deslocamento considera-se pequeno e deve-se às características e à rigidez estrutural no local. Trata-se de uma barra com  $100 \text{ mm}$  de comprimento e secção transversal  $50 \times 50 \text{ mm}$ , com montagem vertical, apertada entre as barras longitudinais inferior e superior, e que constitui um dos suportes estruturais do actuador. A forma de onda do deslocamento é sinusoidal, conforme as forças de excitação. O período medido no gráfico é  $5,4 \text{ ms}$  corresponde à frequência de  $185 \text{ Hz}$ .

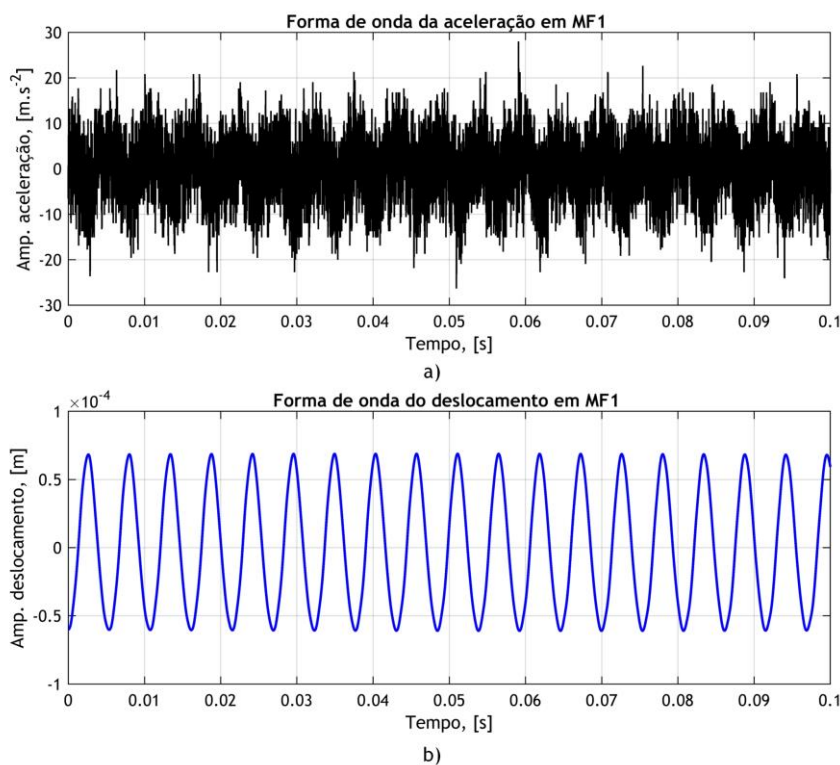


Figura 6.37 Andamento a) da aceleração e b) do deslocamento, na posição MF1 para E1-P2 a  $185 \text{ Hz}$ .

As Figuras 6.38 e 6.39 mostram os espectros de amplitude das acelerações medidas em STy e STz. As medidas na posição central traduzem o movimento da estrutura como um todo, segundo a direcção horizontal nos sentidos longitudinal e transversal, e a direcção vertical. Dado que a excitação é aplicada transversalmente são de esperar valores de aceleração mais significativos segundo Y e menos relevantes segundos os restantes eixos. Como se pode constatar através

destas figuras os valores de aceleração são reduzidos, pelo que os valores de deslocamento são negligenciáveis. Por outro lado, as componentes de frequência nestes espectros não encontram correspondência com as de excitação, ou as relativas a outros modos naturais do actuador.

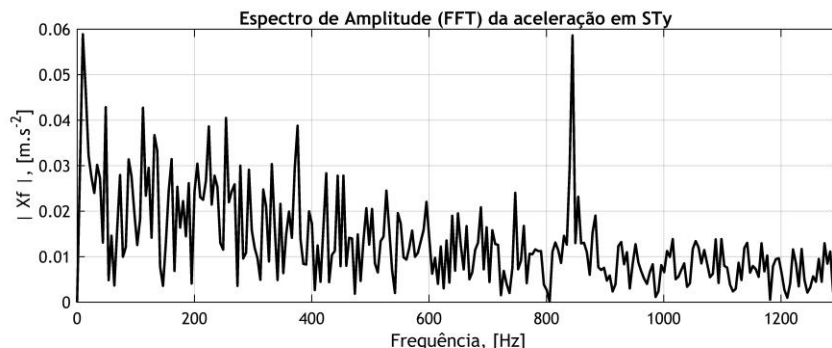


Figura 6.38 Espectro da aceleração medida na posição STy, no ensaio E1-P2 à frequência de 185 Hz.

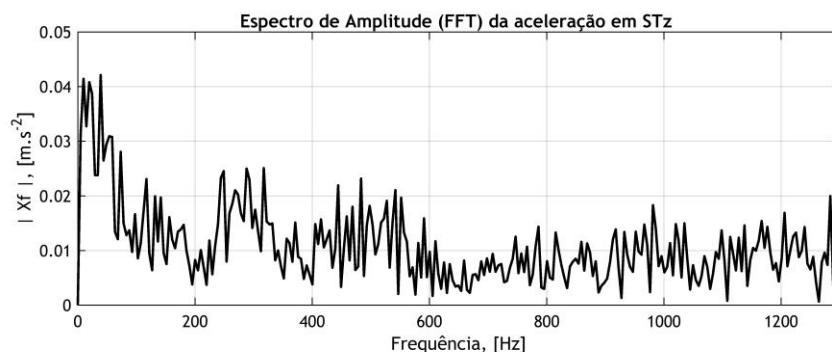


Figura 6.39 Espectro da aceleração medida na posição STz, no ensaio E1-P2 à frequência de 185 Hz.

Face aos resultados obtidos, considerando as limitações da gama de sensibilidade do acelerómetro, verifica-se que não se obtém informação útil quanto aos modos de vibração do actuador através das medições nessas posições. Assim, para estes ensaios, essas posições podem ser descartadas nos planos de instrumentação.

Os resultados ora apresentados de avaliação das respostas locais a partir das acelerações medidas visa apenas exemplificar o tipo de correlação de informação que é possível obter a partir do banco de ensaios constituído. Uma análise exhaustiva e sistemática a esses dados resultaria, por um lado, numa tarefa difícil e numa grande quantidade de informação a processar; por outro lado a sua utilidade é reduzida face à caracterização das vibrações no actuador num cenário real, dado que as forças que se desenvolvem no actuador, em operação, não são orientadas segundo a mesma direcção e sentido das condições de teste criadas. A

avaliação dos sinais de resposta dos acelerómetros é retomada no Capítulo 7, na avaliação das respostas locais do actuador para uma dada configuração do actuador, e para um determinado valor de corrente de excitação.

## 6.7. Resumo e Conclusões

Neste capítulo propõem-se as configurações de instrumentação e do banco de ensaios para caracterização das vibrações por excitação modal experimental, bem como a sua constituição. Indicam-se as coordenadas dos pontos mais adequados à aplicação das forças de excitação e à colocação de acelerómetros para medida das respostas locais. Tendo em vista a realização eficiente dos ensaios experimentais, propõem-se as configurações do actuador a ensaiar, as interligações entre os equipamentos de teste e medida e os protocolos e procedimentos de teste a observar. Propõem-se ainda técnicas avançadas de análise harmónica de sinais e ferramentas de *software* desenvolvidas especificamente adaptadas à avaliação dos resultados dos ensaios experimentais.

A instrumentação baseia-se em microfones e equipamentos específicos para captação e registo de sinais áudio, e num conjunto de acelerómetros montados sobre placas de cera natural de abelha, em conformidade com as recomendações técnicas para medições de acelerações e monitorização de vibrações. Os acelerómetros usados são do tipo *ratiometric* com saída analógica em tensão e sensibilidade segundo um e três eixos. Estes acelerómetros medem as respostas locais da estrutura a forças de excitação em regime forçado sinusoidal produzidas por um vibrador (*shaker*) electrodinâmico. Os dados obtidos nessas medições são recolhidos através de um sistema modular (SMDAD) e armazenados em memória, sendo todo o processo controlado a partir de computadores pessoais interligados com os equipamentos de teste e medida.

Os procedimentos de teste propostos envolvem duas fases de ensaios. Na primeira propõe-se uma avaliação preliminar e subjectiva das frequências de vibração, onde a identificação de situações de ressonância se faz por audição, pela detecção do aumento do nível de intensidade sonora. Essa primeira fase de avaliação visa identificar as gamas de frequências de interesse com o propósito de optimização dos ensaios na fase subsequente. Para a segunda fase preconizam-se ensaios num ambiente integrado, com medições em modo automático ou semi-automático. Os resultados dessas medições são analisados posteriormente, de acordo com o tipo de grandeza medida e os parâmetros envolvidos. Para a análise dos resultados experimentais usam-se ferramentas matemáticas e técnicas numéricas para análise harmónica de sinais nos domínios discretos do tempo e da frequência. Essas ferramentas permitem analisar os sinais áudio emitidos e os valores das acelerações locais em resposta às forças de excitação.

Face às características específicas dos sinais, as técnicas de análise harmónica pelas transformadas de Fourier revelam-se pouco eficientes na identificação das componentes

espectrais. Em alguns casos, para algumas configurações, a informação resultante nos espectros de Fourier é deficiente ou até omissa. Tal acontece apesar de se verificar correlação espectral, em particular a baixas frequências. Nesse sentido, propõem-se duas abordagens alternativas à análise de Fourier, para obtenção do espectro e para identificação das componentes de frequência: o cruzamento das densidades espectrais de potência (CPSD) para duas configurações do actuador; o espectro híbrido por aplicação da FFT aos coeficientes da DWT, obtido pela análise harmónica combinada de MRA e do método de Fourier.

O cruzamento das densidades espectrais de potência permite identificar um número de componentes espectrais superior àquele que se obtém para o espectro de Fourier. Além disso, com base na redução dos desvios relativos de frequência, pode-se concluir que através de CPSD se obtém valores de frequência mais precisos. Isto verifica-se por dois motivos. Por um lado, porque o cruzamento dos espectros relativos aos sinais em duas posições de excitação distintas, mas relativas a uma configuração comum do actuador, permite uma representação espectral agregada das vibrações nessa configuração. Por outro lado, porque sendo os espectros semelhantes para ambas as posições de excitação, o seu cruzamento permite realçar as componentes mais relevantes em detrimento das menos significativas ou espúrias. Porém, os resultados de CPSD baseiam-se em estimativas obtidas através do periodograma, pelo método de Welch, cuja principal vantagem é a simplicidade. A resolução na medição da frequência é prejudicada, em particular para frequências muito próximas, como as que se verificam nas vibrações do actuador. Apesar destas limitações, através de CPSD conseguem-se identificar de forma clara, e caracterizar, cerca de 30 componentes de frequência relativas a modos com vibrações transversais nas barras laterais e no primário do actuador. Este número representa um acréscimo de cerca de 50% no número de componentes identificadas e caracterizadas face àquele que se obtém através do espectro de Fourier.

Através do espectro híbrido aproveitam-se as vantagens da organização em bandas de frequência resultantes da decomposição de sinais por pacote de ôndula e da superior resolução na frequência, inerente ao método de Fourier. Como resultado, o espectro híbrido equivale no essencial ao espectro de Fourier com realce da amplitude das componentes espectrais, mantendo uma resolução na frequência idêntica à que se obtém para o espectro de Fourier. Esta abordagem permite identificar e caracterizar 40 componentes espectrais, isto é, um aumento de 30% em relação ao cruzamento dos espectros de densidade de potência e de cerca de 80% face ao espectro de Fourier. Além do maior número de frequências, a precisão nos valores de frequência é também superior no espectro híbrido.

Os níveis sonoros relativos ao ruído acústico emitido são também analisados considerando filtros com resolução 1/3 de oitava na gama de frequências entre 16 Hz e 8 kHz. Os gráficos dos níveis de pressão sonora para as várias configurações são semelhantes. A variação dos níveis de pressão sonora instantâneo e contínuo equivalente, ponderado A, ocorrem de acordo com as gamas de frequência onde se registam componentes espectrais relevantes. Os níveis mais

elevados desses níveis de pressão sonora registam-se às frequências de 500 Hz e de 1 kHz, igualmente de acordo com as bandas das componentes de frequências identificadas. O nível equivalente de exposição sonora regista máximos próximos de 100 dB(A) entre 0,5 e 1 kHz; e registam-se valores médios desse parâmetro acima dos limiares de conforto e de exposição – 75 e 85 dB(A), respectivamente – entre 350 Hz e 5 kHz, aproximadamente. O valor médio do nível equivalente de exposição sonora, ponderado A, para um tempo de exposição de 15 min, é cerca de 3 dB(A) superior ao máximo recomendado pelas normas internacionais. No entanto, dado que os valores medidos respeitam a condições de ensaio excepcionais e não às do regime normal de funcionamento do actuador, esses resultados sugerem a adequabilidade do actuador a utilização industrial no que respeita às emissões de ruído acústico.

A avaliação das acelerações e deslocamentos locais, através de medidas reais obtidas a partir de acelerómetros confirmam as componentes espectrais identificadas por análise harmónica. Além disso, demonstram de forma clara a possibilidade de excitação de vários modos de vibração em simultâneo, a partir de uma única frequência de excitação, em resultado das componentes de frequência múltiplas da fundamental. Tal fenómeno configura uma situação de ressonâncias múltiplas que se reflectem na quase invariância na amplitude das componentes de frequência numa dada gama de frequências. Além disso, os valores de deslocamento, obtidos através de técnicas de integração numérica dos valores experimentais das acelerações locais, indicam a amplitude das deformações locais.

Os resultados obtidos por via experimental complementam assim a caracterização dos modos naturais do ALRVC por comparação com os obtidos por simulação numérica, e validam o modelo geométrico referido no Capítulo 4. Permitem também, em hipótese, determinar as regiões ou as peças para as quais se registam maiores deformações e, por essa via, prever os pontos mais susceptíveis a eventuais falhas devido a fadiga dos materiais.

# Capítulo 7

## Avaliação das Respostas Modais pela Operação do Actuador

*A análise modal operacional é um método alternativo à análise modal experimental para avaliação e caracterização das respostas relativas aos modos naturais excitados em condições de funcionamento regular. Este método, igualmente baseado em resultados experimentais, permite obter informação dos modos de vibração efectivos num cenário real.*

*Neste capítulo analisam-se e discutem-se as topologias de conversores para comando de actuadores de relutância e os seus perfis de operação susceptíveis de gerar vibrações. Analisam-se também modos de vibração reais com elevado potencial de excitação durante os regimes de operação do actuador. Essa análise é suportada nos resultados obtidos por operação de uma fase, com comutação electrónica no modo soft-chopping, considerando duas posições de alinhamento,*

### 7.1. Comando, Controlo e Operação de Actuadores de Relutância

A operação dos ALRVC baseia-se na variação dos perfis de indutância no circuito magnético a qual, por sua vez, depende das dimensões e da posição relativa das peças que formam o respectivo circuito magnético. A intensidade das correntes de excitação das fases determina a intensidade das forças de tracção e de atracção produzidas; a sequência pela qual essa excitação se faz determina o sentido do movimento do translato. Assim, a realização de trabalho mecânico útil pelo actuador requer que tanto as forças produzidas como o sentido do movimento sejam controláveis. Tal é possível através do uso de estratégias adequadas de controlo, de acordo os requisitos e do tipo de aplicação, bem como de circuitos electrónicos para comando e regulação, os quais normalmente envolvem microcontroladores e dispositivos electrónicos em circuitos conversores de potência.

O microcontrolador é responsável pelo comando dos blocos funcionais da electrónica de regulação através de sinais lógicos activos ao nível, e pela activação ou desactivação dos dispositivos electrónicos de comutação. Para tal usam-se sinais PWM que permitem ajustar os tempos de condução dos dispositivos semicondutores de potência e, conseqüentemente, ajustar os perfis das correntes de excitação das fases do actuador. De modo a separar as tensões do bloco de comando das tensões de serviço nos blocos de potência, normalmente mais elevadas, interpõem-se dispositivos acopladores fotoeléctricos entre os sinais de controlo e os terminais dos dispositivos a comandar, para assegurar isolamento galvânico entre esses blocos. Algumas soluções para o comando de dispositivos do tipo MOSFET ou IGBT incluem, além do acoplador fotoeléctrico, o circuito de fornecimento da corrente necessária à polarização e manutenção do estado de condução do dispositivo a comandar.

De modo a maximizar o rendimento dos actuadores de relutância variável e o aproveitamento das características, nas configurações rotativa ou linear, os respectivos conversores de potência devem apresentar elevado desempenho numa gama alargada, consoante o tipo de aplicação, seja na produção de força ou binário, na velocidade ou na precisão de posicionamento. Para isso as topologias de conversores de potência devem verificar os seguintes requisitos: os sinais PWM devem permitir o controlo e ajuste das correntes de excitação em toda a gama, seja para velocidades reduzidas ou para valores de força de baixa intensidade; as tensões de magnetização dos enrolamentos de fase devem assegurar valores adequados de fluxo magnético; permitir tensões suficientemente altas para obter uma rápida desmagnetização, anulando a corrente e, conseqüentemente, a força ou o binário regenerativo. Além destas exigências técnicas, a eficiência do conversor, a simplicidade de implementação e o custo são factores a observar na definição e escolha da topologia do conversor a usar.

### 7.1.1. Topologias de Conversores de Potência

As topologias dos conversores de potência podem ser classificadas em função do número de interruptores envolvidos na comutação (chaveamento), ou consoante o método como a energia armazenada no circuito magnético é transferida [1],[227]. As topologias classificadas de acordo com este último critério utilizam geralmente díodos de roda-livre (*free-wheeling*) para permitir a continuidade da circulação da corrente eléctrica de excitação dos enrolamentos devido às transições decorrentes do desligamento dos interruptores. Deste modo, em cada fase do actuador, uma parte da energia é dissipada por efeito de Joule, através da resistência eléctrica do enrolamento; a energia restante é transferida para o campo magnético de acoplamento. Noutras soluções a parte restante da energia é transferida para a fonte, contando que esta tenha capacidade para a receber, ou transferida para dispositivos magnéticos ou capacitivos, para armazenamento e posterior reutilização [228]-[230].

Os conversores do tipo bifilar, em meia-ponte, com armazenamento capacitivo, DC-DC e trifásico em ponte são exemplos de topologias de base de conversores de potência, a partir das

quais outras mais avançadas podem ser obtidas [229], [230]. Estas topologias de conversores são usadas tanto na excitação das fases de actuadores de relutância comutados rotativos como lineares [2]. Além das topologias acima referidas existe também o conversor dissipativo, mais simples, mas de menor eficiência, no qual não se faz o aproveitamento da energia optando-se pela sua transferência para um dispositivo resistivo, para dissipação. Por essa razão, na bibliografia é também conhecido por *R-dump converter*.

Apresentam-se em seguida, para cada uma das topologias, os esquemas eléctricos de princípio e descreve-se o seu funcionamento considerando três enrolamentos: fases *a*, *b* e *c*. A operação dos conversores de potência baseia-se na comutação de dispositivos semicondutores de potência (transístores bipolares, MOSFET, IGBT, etc.) cujo funcionamento se assemelha ao de interruptores comandados, por tensão ou por corrente. Assim, por simplicidade, nesses esquemas consideram-se apenas interruptores, independentemente do tipo de dispositivos usados numa implementação real.

### Conversor Dissipativo

O conversor de potência dissipativo é, de um modo geral, usado em actuadores de baixa potência, nos casos em que a eficiência energética não é um requisito relevante ou, do ponto de vista económico, se o aproveitamento energético da energia armazenada no circuito magnético apresenta custos elevados. O esquema eléctrico de base deste tipo de conversor considera apenas um interruptor por cada fase e é ilustrado na Figura 7.1. Tal deve-se às características dos actuadores de relutância sendo suficiente a existência de corrente num dado sentido para se obter uma operação em quatro quadrantes.

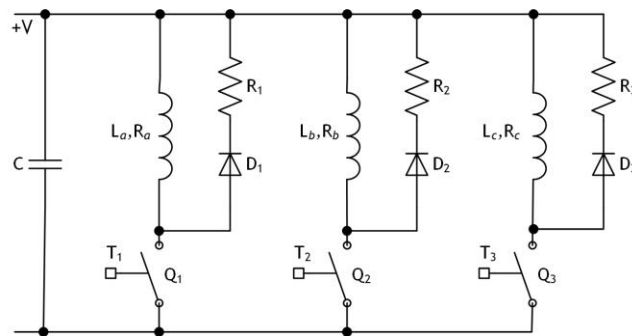


Figura 7.1 Esquema eléctrico de base da operação do conversor de potência dissipativo com 3 fases.

Considera-se apenas a fase *a*, por exemplo, para explicar a sua operação. A activação do sinal  $T_1$  comanda o fecho do interruptor  $Q_1$  provocando o aumento da corrente no enrolamento dessa fase —  $L_a, R_a$ . Com a abertura de  $Q_1$  surge uma sobrelevação (um pico) de tensão aos terminais do enrolamento que origina a polarização directa do diodo de roda-livre  $D_1$ , assegurando assim a continuidade da condução, agora em regime amortecido, dada a impossibilidade de variação instantânea da corrente no enrolamento. Deste modo, a energia armazenada no enrolamento

é em parte dissipada na resistência do próprio enrolamento e a restante dissipada em  $R_1$ . Outra parte da energia é ainda transferida para o campo de acoplamento do actuador. A operação deste tipo de conversor pode também ser melhorada através da inclusão de um circuito *snubber*, visando por um lado a redução do tempo de extinção da corrente e, por outro lado, melhorar a protecção do dispositivo interruptor.

### Conversor Bifilar

O conversor de potência bifilar é outro tipo de conversor que também usa apenas um interruptor por fase, estando o respectivo esquema eléctrico de princípio representado na Figura 7.2. Tal como na topologia anterior, a classificação quanto ao número de interruptores é  $ph$ , em que  $ph$  indica o número de fases. O conversor deste tipo tem dois modos de operação que se podem descrever considerando apenas uma fase: a fase  $a$ .

O fecho do interruptor  $Q_1$  permite a circulação de corrente que energiza o enrolamento da fase  $L_a, R_a$  dando origem ao aparecimento de uma tensão de magnetização positiva aos seus terminais. Quando o interruptor é desligado o diodo de roda-livre  $D_1$  fica directamente polarizado; a energia armazenada no enrolamento  $L_a, R_a$  é transferida para o circuito magnético de indutância  $L_1$  e resistência  $R_1$ , por intermédio desse diodo; posteriormente é devolvida à fonte ou transferida para o condensador  $C$ , para que possa ser reutilizada pelo conversor. O diodo  $D_1$  impede que a energia seja transferida alternadamente entre o enrolamento  $L_1, R_1$  e  $C$ . Por um lado, esta solução reduz de forma significativa o espaço disponível para o enrolamento principal. Por outro lado, atendendo à possibilidade de se terem elevadas taxas de variação da corrente, são necessários circuitos *snubber* para protecção dos dispositivos electrónicos.

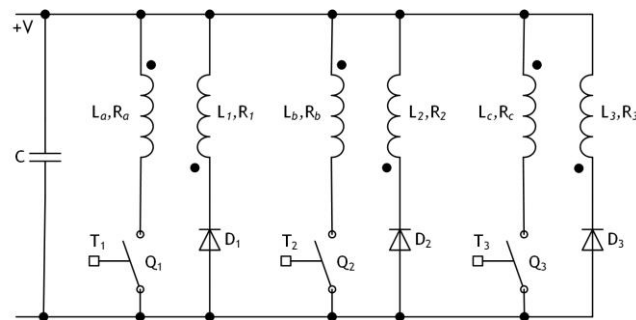


Figura 7.2 Esquema eléctrico de base da operação do conversor do tipo bifilar com 3 fases.

Esta topologia de conversor é clássica, tendo sido uma das primeiras usadas no comando de actuadores de relutância variável. A sua principal desvantagem são os valores elevados de tensão nos regimes de comutação, devido aos efeitos de indução mútua entre os enrolamentos bifilares. Esses valores de tensão podem ser muito superiores aos que se obtém para outras topologias, designadamente os conversores DC-DC, o que inviabiliza a sua aplicação em actuadores de relutância que operam com tensões elevadas. Outras desvantagens são o

aumento no custo e nas dimensões do actuador, e a redução da densidade de potência, em particular nos actuadores lineares [2].

### Conversor com Armazenamento Capacitivo

O esquema da Figura 7.3 ilustra a operação de um conversor da topologia com armazenamento capacitivo da energia existente no circuito magnético do actuador, quando ocorre a abertura do interruptor de comando da activação de uma fase. Este conversor, também conhecido por *C-dump converter*, necessita também de apenas um interruptor por cada fase. Porém, ao contrário dos anteriores, o circuito de recuperação e armazenamento de energia requer um interruptor adicional, sendo, por isso, classificado por  $ph+1$  quanto ao número de interruptores. O funcionamento deste tipo de conversor é mais complexo do que o de outros casos, devido ao circuito de armazenamento de energia, podendo apresentar quatro modo de operação por cada fase. Toma-se novamente como exemplo a fase *a*.

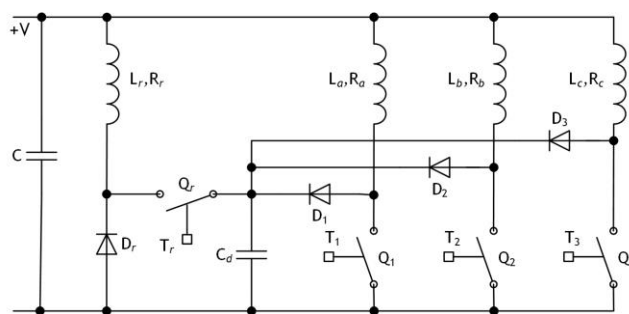


Figura 7.3 Esquema eléctrico de base do conversor com armazenamento capacitivo com 3 fases.

Numa primeira etapa, o fecho de  $Q_1$  energiza o enrolamento  $L_a, R_a$ . Numa fase temporal subsequente, com a abertura de  $Q_1$ , a energia magnética aí armazenada é transferida para o condensador  $C_d$  ( $C_{dump}$ ) através do diodo  $D_1$ . O aumento da corrente de carga do condensador  $C_d$  provoca o aumento da tensão aos terminais do condensador e ajuda a extinguir a corrente de fase. Nesta situação o interruptor  $Q_r$  pode ter uma de duas funções. No primeiro caso, se se pretende extinguir completamente a corrente de fase, o interruptor  $Q_r$  é mantido desligado, a energia armazenada no enrolamento de fase é em parte transferida para o condensador  $C_d$  e a restante convertida em energia mecânica no actuador. De outro modo, caso se pretenda controlar a corrente, o interruptor  $Q_r$  é mantido desligado sempre que o valor da corrente exceda o valor de referência. No entanto, caso esse valor de corrente apresente uma variação inferior ao do valor de referência, o interruptor  $Q_r$  é ligado de modo a transferir a energia eléctrica do condensador  $C_d$  para o enrolamento de indutância  $L_r$  e resistência equivalente série  $R_r$ , e para a fonte DC. Em seguida o interruptor é novamente desligado, o diodo  $D_r$  é polarizado directamente, existindo circulação de corrente através desse diodo e de  $L_r, R_r$ .

Dado que a transferência e armazenamento de energia se faz através de condensadores, este tipo de conversor dispensa o uso de circuitos *snubber*, o que constitui uma das suas maiores vantagens. Porém, apresenta algumas desvantagens, como seja o facto de a corrente de comutação ser afectada pela diferença entre as tensões no condensador e na fonte. Por outro lado, a necessidade de se terem valores mais elevados de tensão para permitir respostas mais rápidas em corrente, isto é, maiores taxas de variação da corrente, exige dispositivos electrónicos de comutação com características de operação para tensões mais elevadas. Além disso, a eficiência do conversor sofre um decréscimo devido às perdas devido aos fenómenos de transferência de energia entre o condensador de armazenamento e a fonte.

### Conversor DC-DC

Quanto ao número de interruptores o conversor DC-DC (*chopper*) é, tal como o anterior, um conversor do tipo  $p+1$ . A sua implementação segundo o esquema de princípio da Figura 7.4, tem vantagens sobre as topologias anteriores, por permitir controlar a descarga do condensador  $C_c$ , por activação do interruptor  $Q_r$ . Na descrição da sua operação considera-se igualmente a fase *a*. Assim, quando se abre  $Q_1$  a energia magnética presente no enrolamento de fase é transferida para o condensador  $C_c$  e armazenada sob a forma de energia eléctrica, através da corrente que flui pelo diódo  $D_1$ . Quando se fecham os interruptores  $Q_1$  e  $Q_r$ , o enrolamento  $L_a, R_a$  fica sujeito a uma tensão resultante da soma das tensões da fonte e do conversor DC-DC. Através da comutação de  $Q_r$  a alta frequência é possível controlar a descarga de  $C_c$ , variando assim a tensão do conversor e, conseqüentemente, os valores de tensão de entrada a aplicar aos enrolamentos de fase. Por outro lado,  $D_r$  funciona como diódo de roda-livre quando se abre  $Q_r$  devendo, portanto, apresentar características dinâmicas de recuperação rápida.

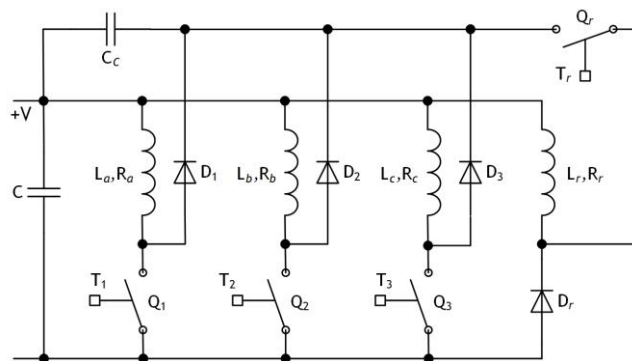


Figura 7.4 Esquema eléctrico de princípio de operação do conversor DC-DC com 3 fases.

A principal vantagem dos conversores desta topologia é a possibilidade de controlo e variação da tensão de entrada, permitindo baixar a frequência de comutação dos interruptores das fases. Deste modo minimizam-se não só as perdas por comutação nos dispositivos electrónicos, mas também as perdas nos núcleos dos respectivos enrolamentos de fase.

### Conversor em Meia-Ponte Assimétrico

O conversor em meia-ponte assimétrico, ou simplesmente conversor em meia-ponte, é uma das topologias de conversores de potência mais simples, sendo talvez a mais popular no controlo de actuadores de relutância. Este tipo de conversor usa dois interruptores e dois díodos de roda-livre por cada fase, ligados de forma assimétrica em relação aos terminais do enrolamento de fase, como se mostra na Figura 7.5.

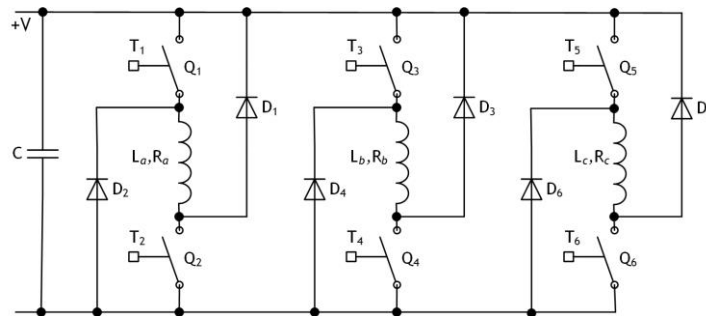


Figura 7.5 Esquema eléctrico de base do conversor em meia-ponte assimétrico com 3 fases.

O facto de se usarem dois dispositivos interruptores em série em cada fase, nos ciclos de activação, faz com que a tensão aos terminais dos enrolamentos seja menor devido às quedas de tensão nos dispositivos electrónicos. As fases são independentes umas das outras pelo que é possível usar técnicas de controlo de corrente independentes para cada um dos seus enrolamentos. Além disso, em caso de avaria numa das fases, é possível manter o controlo das restantes sem que se registre influência dessa avaria. Assim, além de eficiente, esta topologia é tolerante a falhas. Os conversores em meia-ponte permitem várias configurações e modos de funcionamento, como de refere com maior detalhe mais adiante.

### Conversor em Ponte Completa

O conversor em ponte completa também utiliza dois dispositivos interruptores e dois díodos por cada fase como mostra a Figura 7.6. Um conversor com esta configuração assemelha-se ao usado no controlo de máquinas eléctricas de indução. Porém, no caso dos actuadores de relutância utiliza um diódo adicional, ligado em série com cada um dos enrolamentos de fase, para garantir uma circulação unidireccional da corrente em cada enrolamento. Os elementos de circuito que constituem a série formada pelos enrolamentos e os respectivos díodos estão ligados em triângulo. Por sua vez, os nós que formam os vértices desse triângulo ligam ao ponto médio da malha de comutação e excitação de cada uma das fases.

O conversor em ponte completa assim constituído permite três modos de operação que podem ser descritos tomando como exemplo uma fase. Assim, no modo de activação das fases a energização de cada enrolamento faz-se através do ligamento do interruptor na parte superior que lhe está directamente conectado, e do interruptor na parte inferior a ele ligado através do

díodo em série. Ao desligar o interruptor na parte superior, mantendo o da parte inferior ligado, obtém-se o funcionamento em modo roda-livre. Neste modo de operação a corrente flui através do interruptor inferior e um dos díodos de roda-livre, a taxa de desmagnetização é baixa e, portanto, o processo de extinção da corrente de fase é lento. Quando ambos os interruptores estão desligados a energia no enrolamento é transferida para o condensador do lado da fonte, o qual carrega através de uma corrente que flui através de dois díodos de roda-livre. Neste caso o processo de desmagnetização é mais rápido.

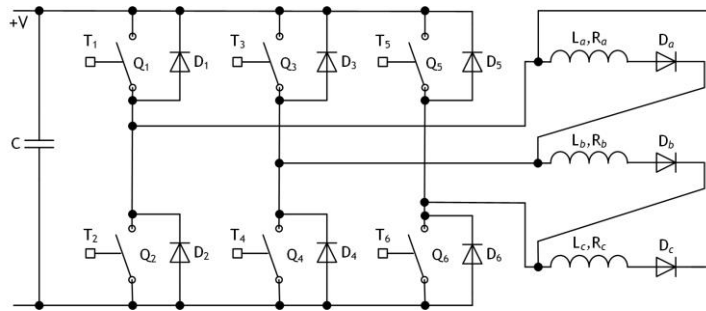


Figura 7.6 Esquema eléctrico de princípio de operação do conversor trifásico em ponte completa.

Apesar das vantagens do ponto de vista económico e na partilha de componentes com os conversores para máquinas de indução, este tipo de conversor apresenta como desvantagens mais relevantes o facto de controlo das fases não ser independente e a dificuldade de inclusão de protecções quanto ao disparo acidental dos interruptores.

### 7.1.2. Conversor em Meia-Ponte para Controlo da Excitação

O conversor de potência em meia-ponte assimétrico é a topologia escolhida para controlar a excitação do actuador objecto de análise. Consoante o estado de cada um dos interruptores que comandam a excitação de fase são três os estágios de operação deste conversor, que se descrevem na Figura 7.7 tendo novamente como exemplo a fase *a*.

A alimentação da fase é definida pelo estado dos interruptores  $Q_1$  e  $Q_2$ , sob o comando dos sinais  $T_1$  e  $T_2$ , respectivamente. Nos estágios de activação os dois interruptores são fechados e a corrente flui através do circuito iniciando a magnetização do enrolamento de fase. Por sua vez, os díodos  $D_1$  e  $D_2$  permitem que a energia magnética contida no circuito magnético seja libertada nos estágios de operação de roda-livre, bem como no estágio de operação em inversão de polaridade. Nos dois últimos estágios a energia é dissipada no enrolamento e no circuito associado, ou devolvida á fonte, caso esta a possa receber, levando à extinção da corrente.

Consoante as técnicas de controlo e de comutação, o conversor em meia-ponte permite quatro modos de operação: *single-pulse*; *soft-chopping*; *hard-chopping*; e regulação de corrente. O modo *single-pulse*, regra geral, é utilizado em situações de velocidade constante e de valor

elevado. A operação neste modo pode ser descrita através do diagrama temporal da Figura 7.8, que ilustra, para uma fase, as seguintes formas de onda: indutância; sinais de comando dos interruptores; tensão aos terminais do enrolamento; fluxo magnético ligado; e corrente.

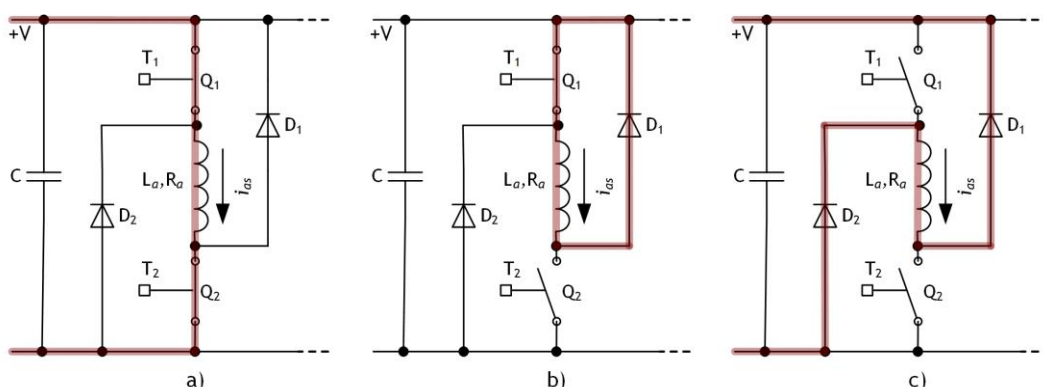


Figura 7.7 Estágios da sequência de operação do conversor de potência em meia-ponte: a) fase activada; b) roda-livre e c) inversão de polaridade.

No modo *single-pulse* ambos os interruptores recebem a ordem de fecho em simultâneo, no instante  $t_f$ , de acordo com a posição  $x_f$  na qual os sinais de comando dos interruptores  $Q_1$  e  $Q_2$  devem ser activados, respectivamente  $T_1$  e  $T_2$ . Considerando que a indutância do actuador varia linearmente, e que a velocidade de deslocamento é constante e de valor elevado, então o fluxo magnético também varia linearmente. Nestas condições o enrolamento da fase  $a$  fica sujeito à tensão  $+v_L$ . Este valor resulta da subtracção das quedas de tensão nos dispositivos electrónicos à tensão da fonte de alimentação. O deslocamento contínuo dá origem a uma f.c.e.m cujo valor vai aumentando, e que se opõe ao valor de tensão da fonte. No intervalo de tempo definido entre o instante em que essa f.c.e.m se aproxima do valor da tensão da fonte até ao instante  $t_a$  no qual os dois interruptores são desligados, a corrente diminui atendendo que a indutância continua a aumentar, até atingir a posição de alinhamento total. No instante  $t_a$ , que corresponde à posição  $x_a$ , os sinais de comando dos dois interruptores são desactivados e esses dispositivos são colocados em circuito aberto. A interrupção do circuito gera uma tensão negativa no enrolamento que é imposta pela entrada em condução dos díodos  $D_1$  e  $D_2$  – ver Figura 7.7 c). Nestas condições a corrente passa a apresentar uma taxa de variação superior e tende a extinguir-se.

Como se pode observar na Figura 7.8, a indutância diminui a partir da posição de alinhamento pelo que a f.c.e.m muda de sinal e, portanto, o valor da f.c.e.m produzida pode ser superior à tensão  $-v_L$ , contribuindo para um aumento da corrente. Assim, para evitar esse risco, o comando de desactivação da fase é dado antes de se atingir a posição de alinhamento. Além disso deve ser assegurada a extinção do fluxo magnético antes da ocorrência do próximo pulso de corrente, para evitar que o actuador possa entrar em modo de operação contínuo.

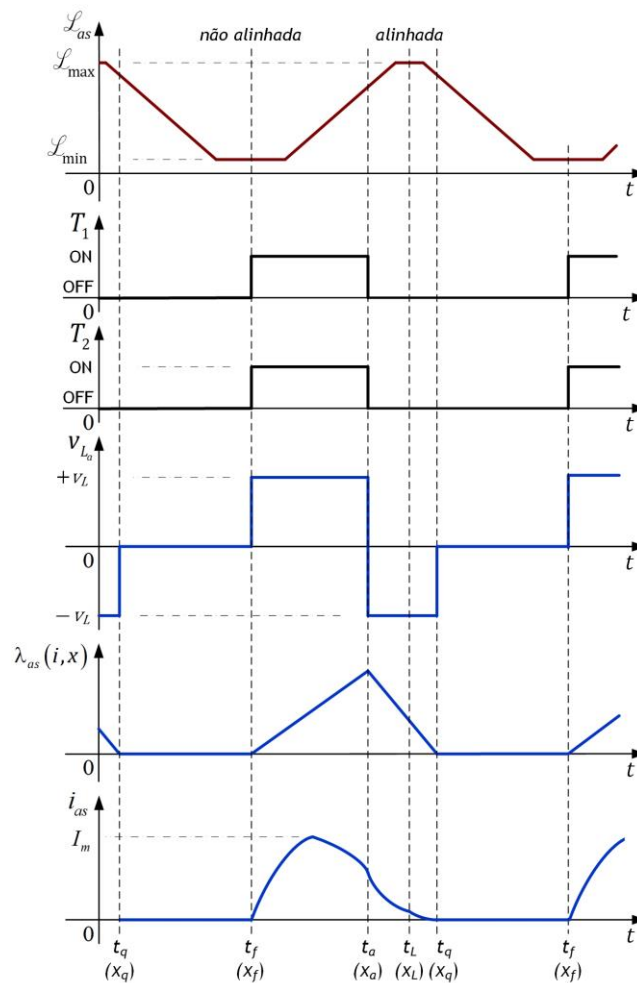


Figura 7.8 Formas de onda na fase *a* no modo *single-pulse* (evolução temporal consoante a posição).

Pelo anteriormente referido, e como se pode observar pelas formas de onda na Figura 7.8, a ondulação nas correntes de fase é reduzida. Por outro lado, o actuador linear objecto de estudo nesta tese é concebido para aplicações de precisão, sendo as velocidades de movimentação do translato relativamente baixas. Por estas razões o modo de operação *single-pulse* tem um interesse reduzido no âmbito deste trabalho, mais concretamente neste capítulo, na análise e caracterização das vibrações e do ruído acústico emitido por forças de excitação operacionais. O mesmo não se verifica nos restantes modos de operação, que a seguir se descrevem, nos quais se verifica ondulação na corrente e, portanto, nas forças produzidas, pelo que existe nesses casos um maior potencial de excitação dos modos naturais.

Em alternativa ao modo *single-pulse* podem usar-se outros modos de operação que adoptam estratégias mais eficazes para controlo da excitação das fases do actuador. Essas estratégias compreendem regimes de comutação dos dois dispositivos interruptores em cada fase, os quais podem operar em modo síncrono ou assíncrono, consoante os sinais de comando desses interruptores. O primeiro desses modos consiste em manter um dos interruptores fechados (normalmente o da parte superior) e comutar o outro a uma frequência elevada. Este modo de

operação é designado por *soft-chopping*. O correspondente funcionamento do conversor em meia-ponte pode ser descrito com base nas formas de onda da Figura 7.9.

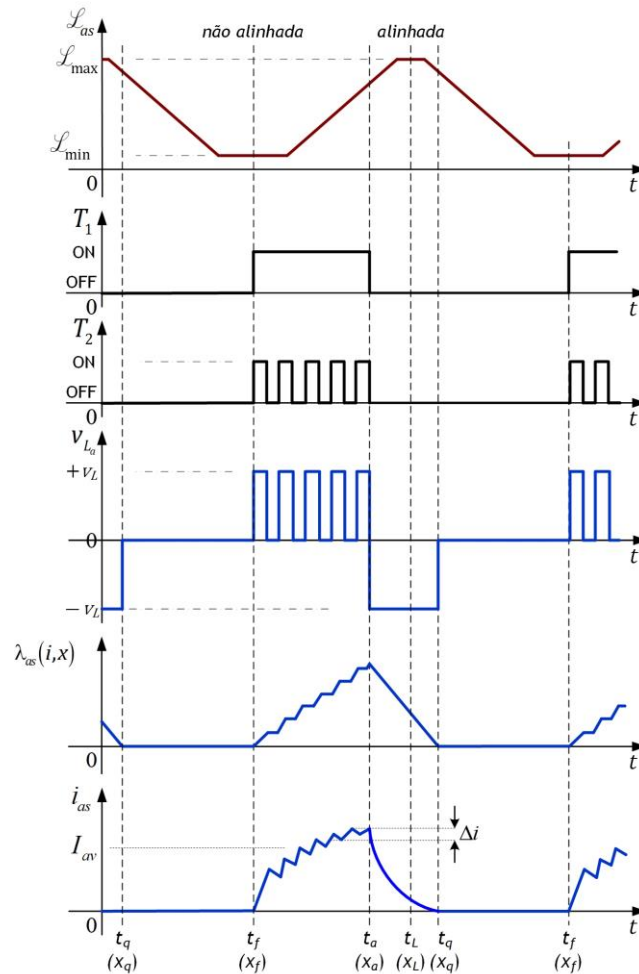


Figura 7.9 Formas de onda na fase *a* no modo *soft-chopping* (evolução temporal consoante a posição).

Quando os dois interruptores de fase estão fechados o funcionamento do conversor entra no estágio de activação da fase, como ilustra a Figura 7.7 a), e o enrolamento fica sujeito à tensão  $+v_L$ . A corrente no enrolamento aumenta originando a sua magnetização e o correspondente aumento no fluxo magnético. Durante o intervalo de tempo em que  $Q_1$  permanece ligado é possível, em qualquer instante, desligar o interruptor  $Q_2$  para reduzir o valor da corrente. Tal obriga à transição para o estágio de roda-livre, ilustrado na Figura 7.7 b). Durante esse estágio o enrolamento é curto-circuitado através do diodo  $D_1$  e do interruptor  $Q_1$ . Uma parte da energia armazenada no enrolamento é dissipada no circuito, designadamente nas resistências equivalentes do enrolamento e do diodo; outra parte é transferida para o campo de acoplamento podendo ser parcialmente convertida em energia mecânica. De igual modo, enquanto  $Q_1$  permanece ligado o interruptor  $Q_2$  pode ser novamente ligado e a corrente volta a aumentar. O processo de transição alternada entre os estágios de activação e de roda-livre

resulta na modulação da corrente de fase que apresenta ondulação, e que, como referido em 2.4, é uma das causas das vibrações neste tipo de actuadores de relutância.

No modo *hard-chopping*, que pode ser explicado através da Figura 7.10, os dois interruptores são comutados em simultâneo a alta frequência, sendo o funcionamento do conversor idêntico ao do modo *soft-chopping*. Porém, os valores de tensão a que os enrolamentos estão sujeitos são superiores e a ondulação na corrente é também maior. Além disso, devido à maior dinâmica associada aos regimes de comutação, nos estágios de desmagnetização pode revelar-se a necessidade de devolver energia à fonte, armazená-la em condensadores ou, em alternativa, fazer o seu aproveitamento através da conversão em energia mecânica. Por estas razões o funcionamento do conversor em meia-ponte no modo *hard-chopping* tem maior utilização em aplicações de frenagem electrodinâmica ou de geração, designadamente na indústria automóvel, em sistemas de aproveitamento regenerativo de energia [5], [231].

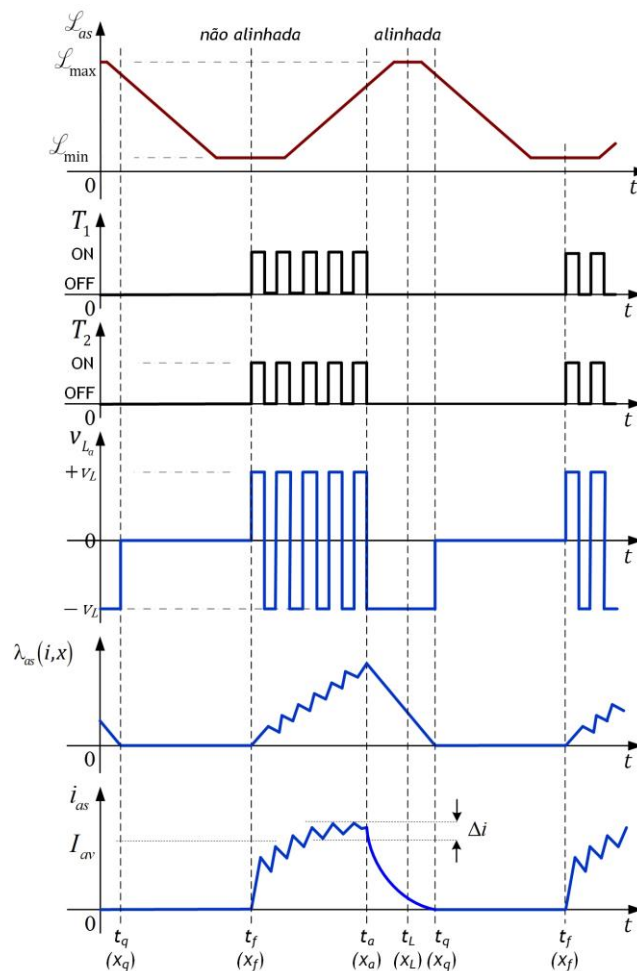


Figura 7.10 Formas de onda na fase *a* no modo *hard-chopping* (evolução no tempo consoante a posição).

O modo de regulação de corrente permite estabelecer e ajustar o perfil de corrente de excitação da fase, com vantagens na operação do actuador para velocidades reduzidas ou em

regimes mais exigentes, como por exemplo em aplicações de precisão, tanto para a produção de força como de posicionamento. Neste modo de funcionamento o estado dos interruptores é definido a partir de um bloco controlador com histerese, o qual, através de um sinal de referência, comanda a respectiva abertura e fecho dentro de uma dada margem de variação definida pelos limites do intervalo de histerese.

No processo de regulação de corrente o principal objectivo é manter a corrente constante, em torno de um dado valor médio, com uma margem de variação dentro do intervalo de histerese. Este processo pode ser conseguido à custa de uma implementação pelo modo *soft-chopping*, como se ilustra na Figura 7.11, ou através de *hard-chopping*.

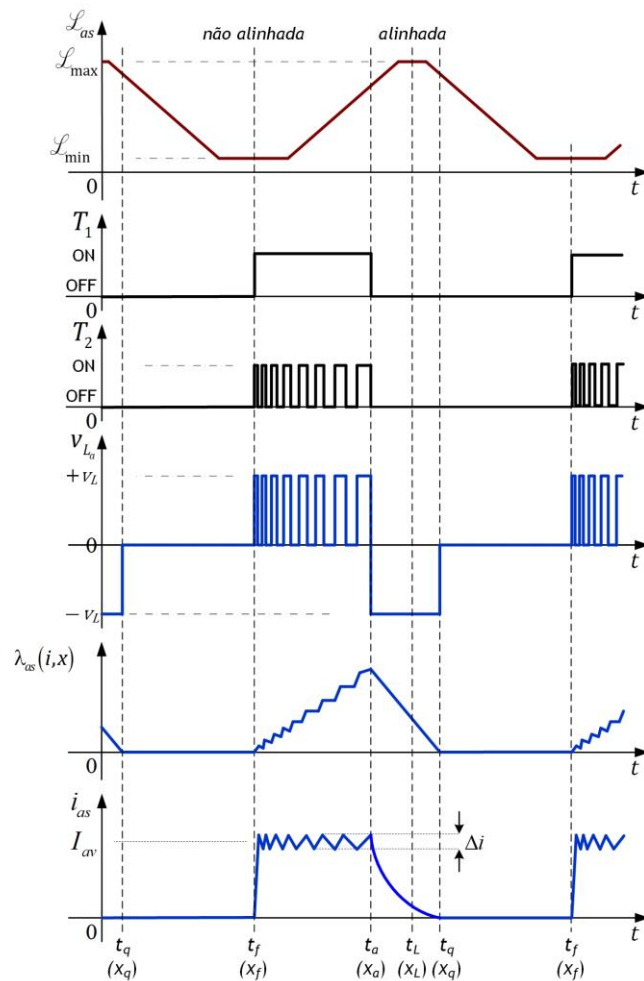


Figura 7.11 Formas de onda na fase *a* no modo de regulação de corrente através de *soft-chopping*.

No exemplo da Figura 7.11, o controlador de histerese mantém o interruptor  $Q_1$  fechado enquanto comuta o interruptor  $Q_2$ . A sua frequência de comutação, que na fase inicial de activação da fase é de valor elevado, vai diminuindo à medida que a indutância aumenta em resultado do gradual alinhamento entre os dentes e as saliências polares. Como consequência da diminuição da frequência de comutação a corrente passa a variar mais lentamente.

### 7.1.3. Electrónica de Comando e Regulação de Corrente

Nos ensaios de caracterização das vibrações por excitação operacional usam-se um conjunto de módulos electrónicos já existentes para controlo da excitação do actuador os quais foram desenvolvidos, testados e avaliados no âmbito de uma investigação anterior [21]. Esses módulos, cujo aspecto se pode observar na Figura 7.12, formam o conjunto da electrónica de comando e regulação das correntes de fase. Nesta figura são visíveis, da direita para a esquerda, o módulo de interface entre o microcontrolador e os módulos de potência, aos quais também fornece a alimentação; e os módulos de alimentação e excitação de cada uma das fases do actuador.

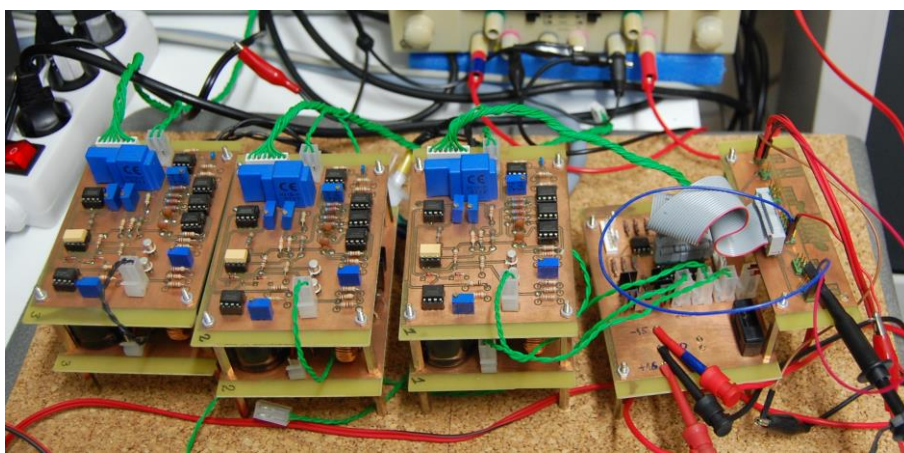


Figura 7.12 Vista geral dos módulos que constituem o conversor de potência para comando do ALRVC.

A placa de circuito impresso na parte inferior (parcialmente visível) contém a electrónica associada ao conversor em meia-ponte. Na parte superior encontram-se os circuitos electrónicos para regulação, como por exemplo o controlador de histerese e também os circuitos de condicionamento de sinal necessários às medidas de avaliação do desempenho do conversor e do actuador. Nessas placas são visíveis, por exemplo, os sensores para as medições de corrente (componente azul de maior dimensão). O conversor implementado é baseado em dispositivos electrónicos de potência em tecnologia bipolar, do tipo meia-ponte assimétrico, e suporta qualquer um dos modos de operação anteriormente referidos [21].

A Figura 7.13 mostra o esquema eléctrico do bloco funcional responsável pela excitação de uma fase. Os dispositivos interruptores  $Q_1$  e  $Q_2$  são neste caso transístores bipolares NPN em montagem Darlington, cada um deles com protecção por circuito *snubber*. Os sinais de comando dos transístores compostos (Darlington) são gerados com base em ordens a partir do microcontrolador, e isolados dos blocos de regulação e comando e do circuito de potência da Figura 7.13 através de acopladores fotoeléctricos. Os circuitos eléctricos relativos a esses blocos funcionais não se apresentam neste documento. No entanto, o circuito completo do

conversor de potência e demais informações sobre o seu funcionamento podem ser obtidas a partir do documento original [21].

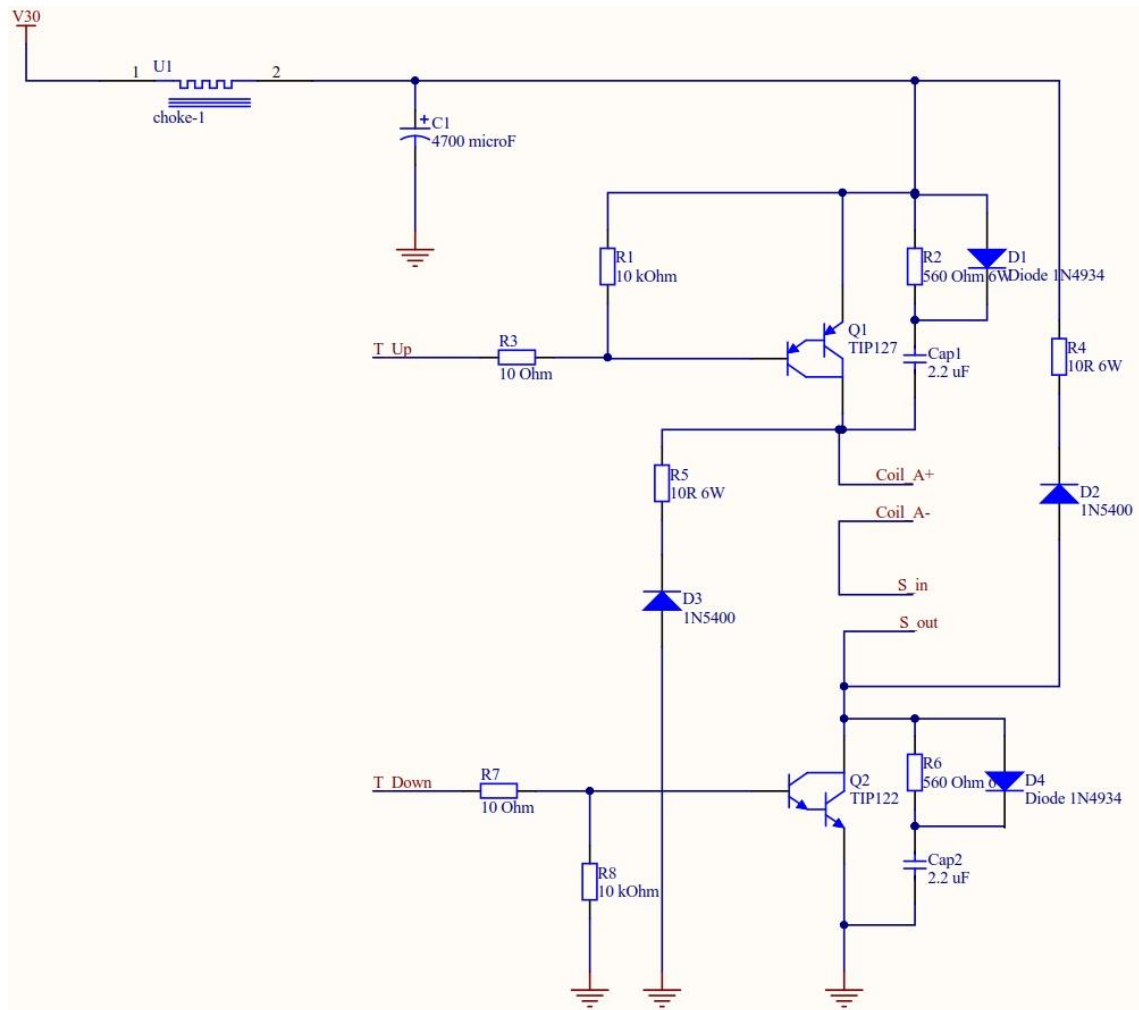


Figura 7.13 Esquema elétrico do conversor em meia- ponte para excitação de cada fase do ALRVC.

Na Figura 7.14 apresentam-se esquema elétrico do bloco controlador de histerese. Este bloco funcional tem como entradas o valor da corrente de excitação da fase medida no circuito de potência, e o valor da corrente de referência. O primeiro valor é obtido por resposta do circuito de condicionamento de sinal (esquema não apresentado) do sensor de corrente (LEM HY15-P) ligado aos terminais S\_in e S\_out no esquema da Figura 7.13.

O sinal correspondente à corrente de referência é obtido a partir de um DAC implementado à custa de componentes discretos, seguido de um bloco de filtragem do tipo passa-baixo (ambos os circuitos não apresentados), sendo o valor da corrente de referência controlado através de um sinal PWM.

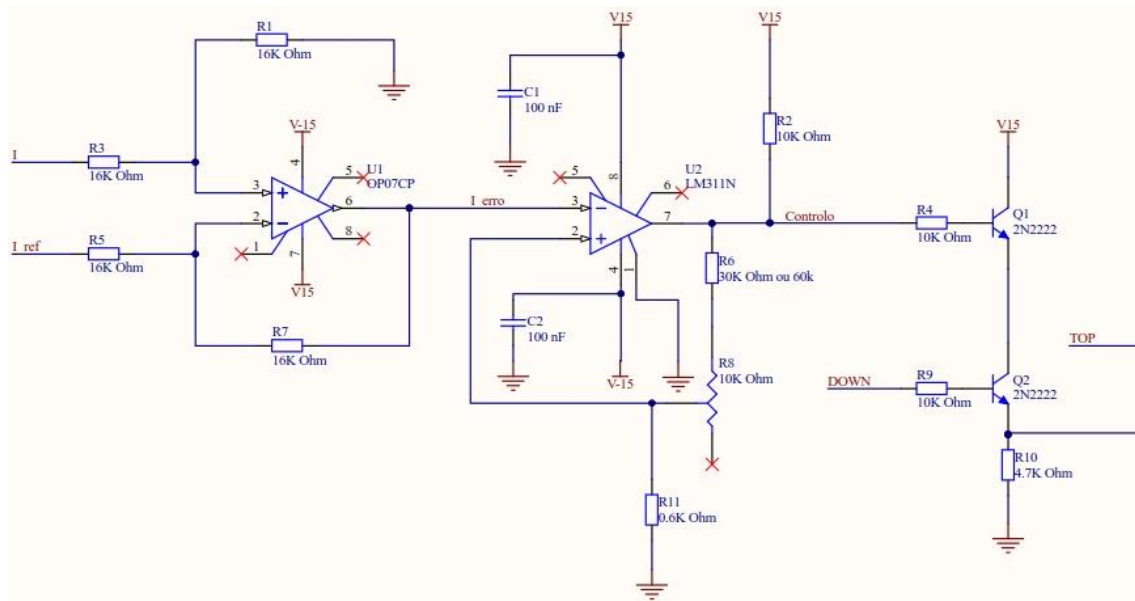


Figura 7.14 Esquema eléctrico do bloco de controlo de histerese para regulação da corrente de fase.

## 7.2. Avaliação dos Modos Naturais por Activação de uma Fase

Como referido no Capítulo 2, a activação sequencial das fases do primário no ALRVC, além de forças de atracção, gera forças de tracção e forças regenerativas. A interacção entre essas forças origina variações na intensidade da corrente que por sua vez causa variação das forças de tracção resultantes. A variação das intensidades das forças e a sua frequência podem excitar os modos naturais do actuador.

Na caracterização das vibrações por excitação operacional, isto é, devido à acção das forças desenvolvidas durante a operação do actuador, consideram-se os factores condicionantes que a seguir se indicam. Por um lado, a velocidade do translato do actuador linear é reduzida; por outro lado as forças de atracção e de impulsão desenvolvidas apresentam uma disparidade nos valores de intensidade, sendo as primeiras muito superiores às segundas. Assim, nos ensaios de avaliação das vibrações por excitação operacional não se considera a situação normal com o desenvolvimento de trabalho mecânico, traduzido em movimento linear de translação na direcção longitudinal. Em vez disso, dado que o principal objectivo deste trabalho é a caracterização dos modos naturais com potencial de excitação durante o funcionamento do ALRVC, considera-se o translato bloqueado numa posição fixa; a activação do actuador é assegurada apenas através da excitação de uma fase – a fase *a* – estado o respectivo circuito magnético numa posição relativa de não alinhamento. Desta forma o banco de ensaios é constituído pelo actuador propriamente dito, bem como o respectivo conversor de potência e os módulos electrónicos de regulação e comando associados. O banco de ensaios assim constituído permite que as forças desenvolvidas no entreferro sejam aplicadas à estrutura do actuador desencadeando fenómenos semelhantes aos que se obtêm em ferramentas de

percussão, com uma cadência definida pela frequência da excitação. Dada a prevalência das forças de atracção, de maior intensidade face às forças de impulsão, as forças resultantes permitem avaliar essencialmente a resposta do sistema quanto aos modos naturais, cujas formas modais apresentam deslocamentos transversais segundo a direcção vertical.

### 7.2.1. Modos com Potencial de Excitação Operacional

Atendendo às características da operação do actuador, os modos naturais com potencial de excitação operacional são, em geral, todos aqueles formas modais que apresentam deslocamentos segundo a direcção vertical, com ondas transversais em oposição de fase, ou em fase, como por exemplo os referidos nas Tabelas 4.7 e 4.8, respectivamente. Apresentam também um elevado potencial de excitação operacional os modos naturais com vibrações associadas às peças que constituem o circuito magnético do actuador. Neste particular destacam-se os modos de vibração no primário que constam da Tabela 4.9 e os modos que apresentam deformações na barra do secundário, indicados na Tabela 4.10. Consideram-se ainda os modos “quase exclusivos” das vibrações no secundário que se indicam na Tabela 4.11. Verifica-se, portanto, que o universo de modos susceptíveis de serem excitados e indicados nessas tabelas, para as cinco configurações, é vasto.

Embora seja possível usar como cenário de teste qualquer uma das configurações do actuador, nos ensaios das vibrações resultantes de excitação operacional opta-se pela configuração P2, como mostra a Figura 7.15. Esta opção justifica-se principalmente pelas seguintes razões : 1) porque P2 corresponde a uma das configurações de interesse já analisada nos ensaios de excitação modal experimental, no capítulo anterior; 2) sendo P2 dual de P4, permite inferir o comportamento vibratório na região oposta, segundo o eixo de simetria; e 3) a posição do translato corresponde a cerca de 25% do comprimento total do actuador, donde resultam duas regiões para medição das vibrações tendo a maior, à esquerda, um comprimento de 1175 mm.

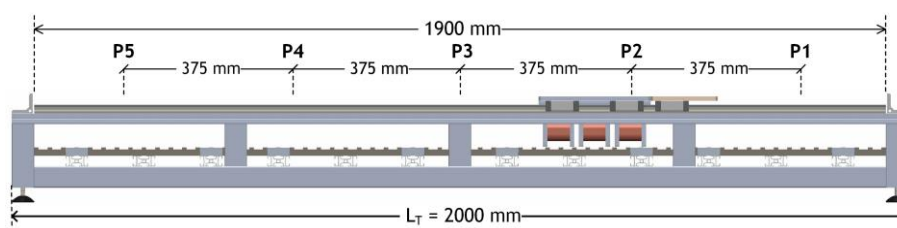


Figura 7.15 Configuração P2 usada no banco de ensaios de excitação operacional do actuador.

De entre modos susceptíveis de serem excitados na configuração P2, de acordo com os critérios antes enunciados quanto às respectivas formas modais, consideram-se representativos das vibrações nessa configuração os seguintes modos: #30-P2 (444 Hz), #33-P2 (487 Hz) e

#67-P2 (976 Hz). Nas Figuras 7.16 a 7.18 apresentam-se as respectivas formas modais, segundo a ordem indicada.

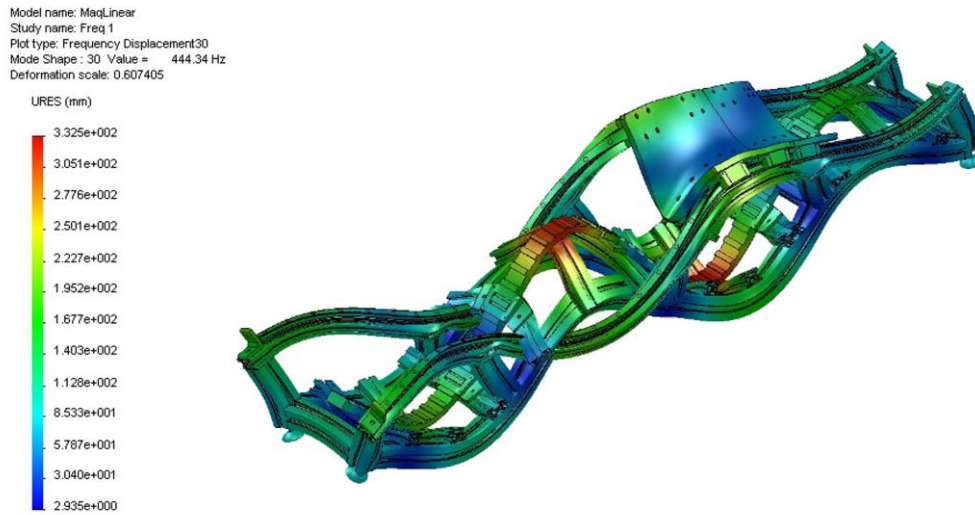


Figura 7.16 Forma modal relativa ao modo #30-P2 ( $f=444$  Hz) para avaliação por excitação operacional.

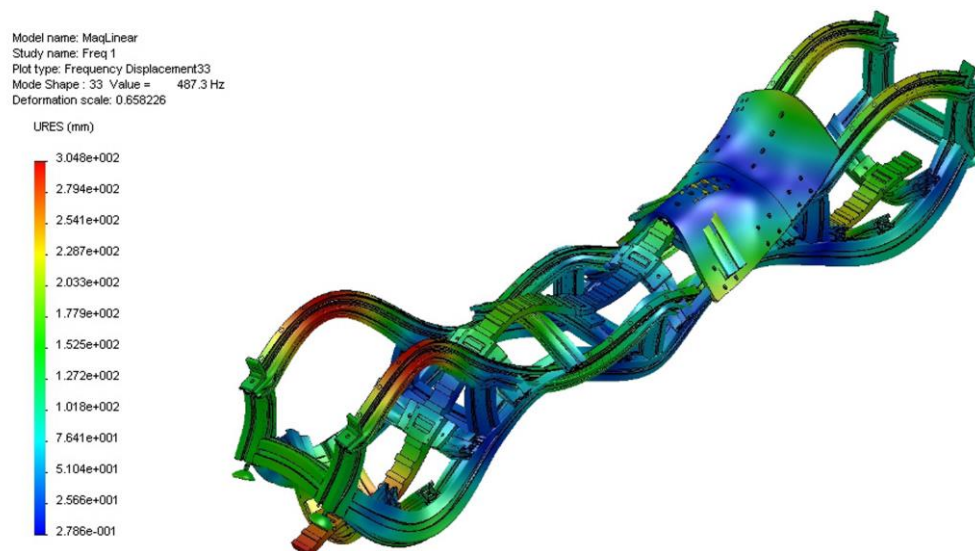


Figura 7.17 Forma modal relativa ao modo #33-P2 ( $f=487$  Hz) para avaliação por excitação operacional.

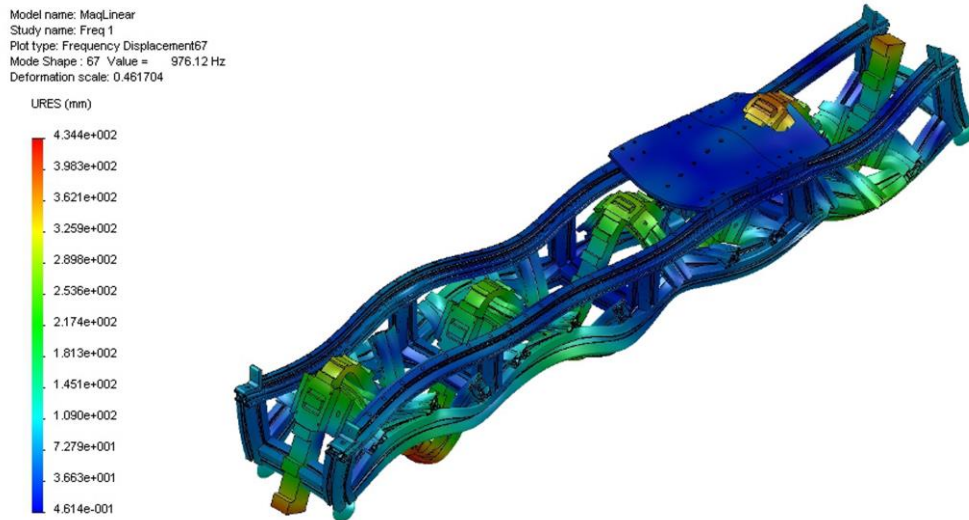


Figura 7.18 Forma modal relativa ao modo #67-P2 ( $f=976$  Hz) para avaliação por excitação operacional.

Como se pode observar nestas figuras, as ondas elásticas associadas às vibrações nesses modos apresentam movimento tanto nas barras longitudinais como na barra que constitui o secundário. As formas das ondas estacionárias nas barras longitudinais nas faces frontal e posterior podem apresentar-se em oposição de fase, ou fase, como se verifica, respectivamente, nas Figuras 7.16 e 7.17. Verifica-se também, em ambos os casos, a existência de onda estacionária relativa às vibrações no secundário. No exemplo da Figura 7.18 a onda estacionária reflecte essencialmente vibrações no secundário. Assim, generalizando, é possível afirmar que os modos anteriormente referidos têm como elemento comum o facto de apresentarem vibrações localizadas tanto nas barras longitudinais como nas barras do secundário. No entanto, as respectivas amplitude e fase diferem entre si, tanto para o mesmo modo como entre modos. Este facto permite que possa ser usada uma mesma configuração na sua avaliação por excitação operacional, seja ao nível da instrumentação, ou quanto às condições de teste ou até no que respeita aos procedimentos experimentais seguidos para a recolha de dados.

### 7.2.2. Configurações de Teste e Instrumentação do Banco de Ensaios

A distribuição de acelerómetros para instrumentação do banco de ensaios, isto é, do actuador, segue as mesmas linhas de orientação consideradas para os ensaios referidos no capítulo anterior, designadamente para o plano de Instrumentação A (ver Figura 6.2). Porém, atendendo às características das formas modais apresentadas, apenas se instrumenta uma parte das posições na estrutura referidas nesse plano, mais concretamente as situadas à esquerda do translato, dado ser essa a região onde se evidenciam valores de deslocamento mais

significativos. Definem-se assim, nessa região, como ilustra a Figura 7.19, dois eixos equidistantes para medida das respostas locais: eR1 e eR2. Além das posições indicadas, embora não sejam visíveis nessa figura, consideram-se também as posições de medida no topo da plataforma do translato, indicadas na Figura 6.2 (STx, STy e STz). Adicionalmente, por se tratar de ensaios de avaliação em condições operacionais, e porque importa conhecer os valores da corrente de fase em modo síncrono com os das acelerações locais, inclui-se também um transdutor para medição de corrente.

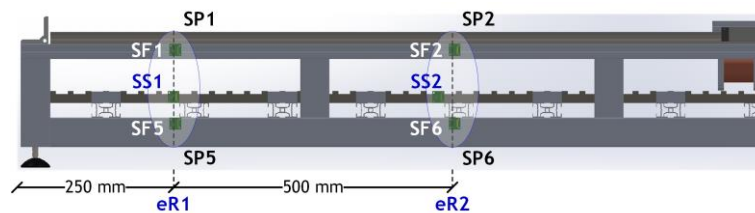


Figura 7.19 Posições para instrumentação do banco de ensaios nos testes de excitação operacional.

Como se observa na Figura 7.19, o plano de instrumentação do banco de ensaios para a avaliação das vibrações por excitação modal tem por base o plano de Instrumentação A, considerando as posições de medida SF1, SF2, SF5 e SF6, na face frontal, às quais correspondem, na face posterior, respectivamente, as posições SP1, SP2, SP5 e SP6. Além destas posições consideram-se mais duas, no mesmo alinhamento de eR1 e eR2, destinadas às medições das respostas na barra que constitui o secundário: as posições SS1 e SS2.

Conforme referido anteriormente, este plano de instrumentação do banco de ensaios permite realizar os testes de avaliação do comportamento vibratório do actuador sem necessidade de se alterar a posição dos sensores ou transdutores. Esse facto resulta em vantagens com ganhos de eficácia por não ser necessário reconfigurar o SMDAD, mas também na redução de falhas por erro nas ligações, ou devido a maus contactos no processo repetitivo de ligação, desconexão e religamento dos terminais e cablagens.

As medições das respostas locais nas posições indicadas, isto é, das acelerações locais, faz-se através de módulos com acelerómetros ADXL001-70Z ( $\pm 70$  g) sensíveis segundo um eixo, fixos à estrutura através de placas de cera de abelha. A colocação e montagem dos acelerómetros faz-se respeitando a proximidade aos eixos de alinhamento, de acordo com possibilidades reais de fixação, nas faces das barras perfiladas de alumínio, tanto na parte frontal do actuador como na parte posterior. O mesmo se aplica à sua colocação na barra do secundário, sendo neste caso a respectiva fixação feita na face lateral orientada à parte frontal do actuador.

Tal como nos ensaios do capítulo anterior, as medições nestas posições são asseguradas através de um acelerómetro ADXL326Z (sensibilidade em três eixos). Para as medidas de corrente de fase usa-se o transdutor ACS711-AB, como referido no Capítulo 5. Além das medições de

corrente fornecidas por esse transdutor podem usar-se também os disponibilizados pelo sensor de corrente nos módulos electrónicos do conversor de potência em meia-ponte, bem como os indicados por equipamentos de teste e medida, o que, além de redundância, assegura condições de comparação e de aferição de resultados.

De modo idêntico ao usado na configuração do sistema de medida nos ensaios do Capítulo 6, nos ensaios experimentais de excitação operacional os dados referentes às medições das acelerações locais são também obtidos através do SMDAD, em modo síncrono. A configuração do sistema, nestes ensaios, inclui 14 módulos inteligentes e de interface com sensores (MI<sup>2</sup>S), assim distribuídos: 10 unidades alocadas a cada um dos acelerómetros ADXL001-70Z nas posições de medida indicadas na Figura 7.19; um agregado de 3 unidades ligado aos terminais de resposta do acelerómetro ADXL326Z; e 1 MI<sup>2</sup>S ligado à saída do sensor de corrente ACS711-12AB.

Na Figura 7.20 apresenta-se a vista geral da instrumentação do actuador e as respectivas ligações aos SMDAD. Nesta figura são visíveis os hub USB 2.0 ligados aos MI<sup>2</sup>S através de cabos USB, as ligações destes módulos aos transdutores, destacando-se o sensor de corrente e os transdutores de aceleração colocados na face lateral e no topo do translato. Observam-se também o cabo de ligação para sincronismo que interliga todos os MI<sup>2</sup>S e os núcleos de ferrite colocados nas extremidades dos cabos USB e de ligação dos MI<sup>2</sup>S aos acelerómetros, para evitar eventuais interferências de origem electromagnética.

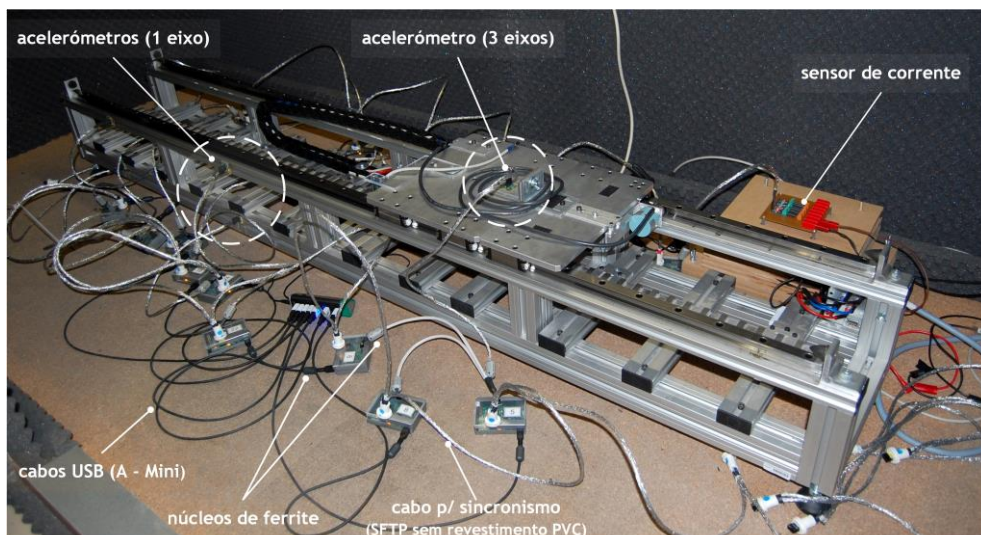


Figura 7.20 Vista geral do banco de ensaios com a ligações do SMDAD e instrumentação de medida.

Na Figura 7.21 são visíveis com maior detalhe os aspectos de colocação e de fixação dos acelerómetros à estrutura. Nessa figura podem-se observar o agregado de 3 módulos de acelerómetros ADXL001 70Z relativos às posições SF2, SS2 e SF6 vistos de cima para baixo, respectivamente.

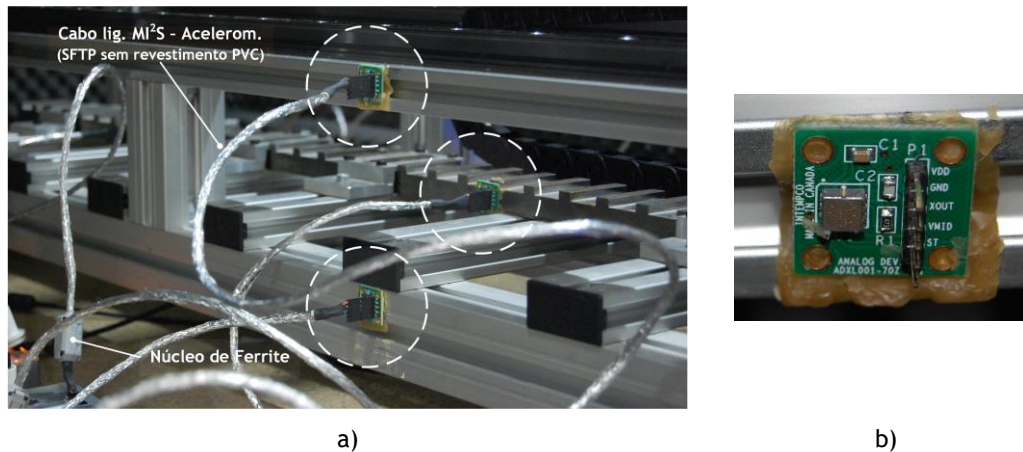


Figura 7.21 Vista detalhada da colocação dos acelerómetros na estrutura do actuador: a) agregado na face frontal em eR2; b) com fixação através de placas de cera ntural.

Nas duas figuras anteriores pode-se observar que tanto os cabos de ligação para sincronismo, como de ligação dos MI2S aos transdutores, não apresentam revestimento em PVC. São ambos cabos SFTP Cat 5E aos quais se retirou o revestimento deixando a malha metálica de blindagem. Tal deve-se à necessidade de redução da carga mecânica desses cabos sobre os módulos de acelerómetros e sobre os encaixes. Com isso reduzem-se situações de erro de medida devido a maus contactos ou até a completa desconexão das fichas de ligação; evita-se também que os acelerómetros se soltem durante os ensaios com benefícios na fiabilidade do sistema.

Para realização dos ensaios segundo os procedimentos definidos usa-se a configuração de teste que se apresenta nas Figuras 7.22 e 7.23. Essa configuração de teste utiliza os módulos da electrónica de regulação e comando para excitar o enrolamento da fase *a*. Esses módulos electrónicos são alimentados através de uma fonte DC, linear, com tensões +15 V e –15 V. Os enrolamentos do actuador são alimentados com uma tensão +30 V que é assegurada por uma outra fonte DC também linear. Para a geração dos sinais PWM de controlo do fecho e abertura dos interruptores usa-se um gerador de sinais, programável, com síntese directa e que permite o ajuste manual e em tempo real dos parâmetros dos sinais (frequência, amplitude, factor de ciclo, etc.). Esse equipamento permite igualmente ajustes a partir de um computador pessoal.

Na monitorização e medição dos valores das grandezas, em particular da corrente e da tensão no enrolamento de fase, e também para registo das formas de onda dos sinais correspondentes, usam-se equipamentos de medida. Estes equipamentos são: um multímetro a operar como amperímetro para medição dos valores da corrente no enrolamento de fase; um osciloscópio para monitorização do sinal PWM (CH 1) e da forma de onda da corrente de fase (CH 2). A forma de onda da corrente de fase é obtida pela tensão de resposta do sensor de corrente disponível nos módulos da electrónica de potência para regulação e comando (ver Figura 7.11). O computador pessoal que se observa na Figura 7.22 está conectado ao osciloscópio através de uma ligação USB e permite a aquisição e armazenamento das formas de onda visíveis nesse

aparelho de medida. Além destes equipamentos, as formas de onda da corrente da fase também podem ser registadas através do conjunto MI<sup>2</sup>S e sensor de corrente registado na configuração do SMDAD. Por outro lado, o valor da corrente de fase pode também ser monitorizado através do amperímetro analógico disponível no painel frontal da fonte de alimentação do actuador, como mostra a Figura 7.23 a). Na Figura 7.23 b) são visíveis os resultados das medições para excitação da fase para um sinal PWM com factor de ciclo de 85%.

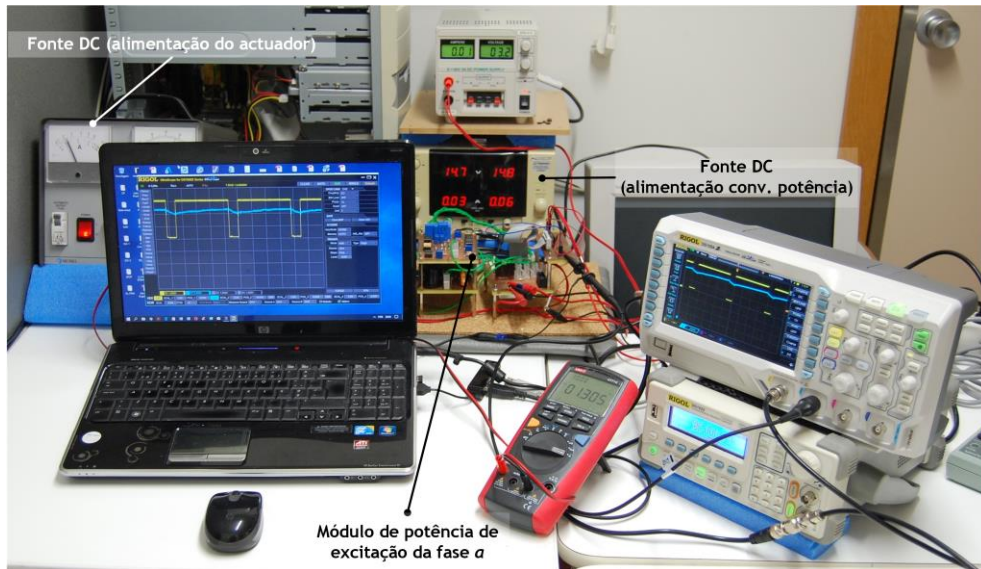
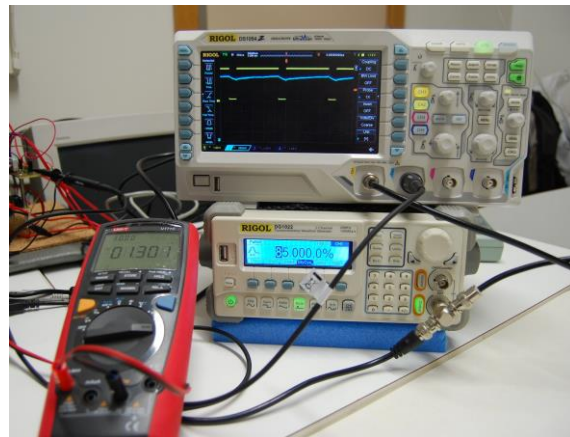


Figura 7.22 Aspecto geral da configuração do ambiente de teste nos ensaios de excitação operacional.



a)



b)

Figura 7.23 Detalhe dos painéis do equipamento de teste e medida, indicando: a) os valores de corrente e tensão na fonte DC para alimentação do actuador b) as medições no amperímetro e no osciloscópio.

Nos protocolos de teste para avaliação das vibrações por excitação modal operacional, nas condições de posicionamento e de travamento do translato na configuração P2, observam-se duas situações de alinhamento de pólos e dentes da fase *a*, como ilustra a Figura 7.20. Na primeira verifica-se o total desalinhamento no circuito magnético da fase *a* (a fase *c* está

completamente alinhada). A segunda situação a observar nos ensaios considera um alinhamento parcial entre pólos e dentes da fase, com 50% de sobreposição nas respectivas faces. Assim, atendendo às dimensões física do actuador (ver Tabela 1.2), em particular as larguras dos pólos do primário, das saliências polares do secundário e da cava do secundário, verifica-se que as situações de não alinhamento e de alinhamento a 50%, correspondem, respectivamente, a deslocamentos de  $\pm 10$  mm e  $\pm 5$  mm em relação à posição de alinhamento máximo.

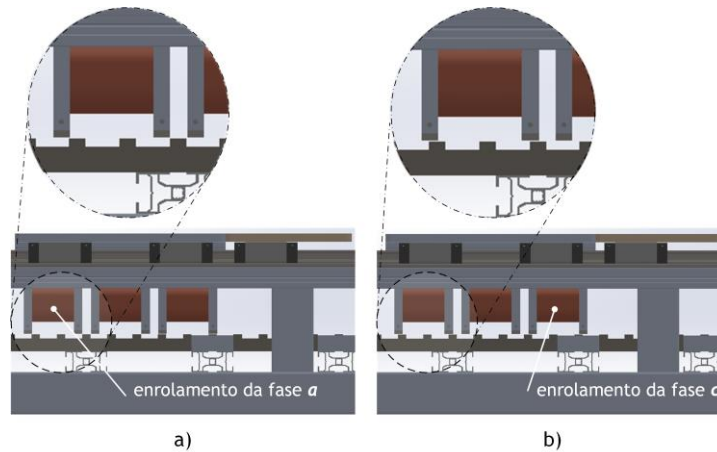


Figura 7.24 Configurações de alinhamento usadas nos ensaios de excitação operacional do actuador.

Os aspectos do alinhamento e da geometria dos pólos e dentes, bem como os valores de corrente de excitação de fase, são determinantes para os valores das forças produzidas e, conseqüentemente, para o potencial de excitação dos modos naturais. Em todos os ensaios realizados no âmbito da excitação modal operacional, tanto os pólos como os dentes apresentam um perfil de faces planas, sendo classificados como Tipo A como se indica na secção 1.3 e na Tabela 1.2, e conforme a classificação dada em [23]. Tal justifica-se pelos resultados aí publicados, dado que de entre as quatro tipologias avaliadas, a tipologia A é aquela que permite obter os maiores valores de força de atracção e de tracção. É também aquela que apresenta maiores valores de energia e de co-energia.

Na situação de não alinhamento, a indutância é mínima pelo que, para uma dada corrente de excitação, as forças geradas no entreferro do actuador tendem a forçar o alinhamento do circuito magnético e, portanto, a manter o fluxo magnético. No entanto, encontrando-se o translato bloqueado, não se verifica a variação da indutância por acção da movimentação para a posição de alinhamento. Assim, nestas condições, as forças atracção e de tracção produzidas são de intensidade reduzida.

Este cenário altera-se para as restantes posições entre as regiões de não alinhamento e de alinhamento máximo, atingindo-se os valores máximos de força para uma posição intermédia nessa região. Com base nos resultados divulgados em [23] estima-se que essa posição corresponda a um alinhamento em torno de 80% de sobreposição entre pólos e dentes. No

entanto, tendo em atenção os valores de força envolvidos, e também por razões de segurança e evitar eventuais danos, porque a operação do actuador durante os testes obriga a regimes de funcionamento relativamente prolongados, sem movimento, opta-se por considerar apenas o alinhamento de 50% entre pólos e dentes.

Assim, numa fase preliminar para este cenário de alinhamento, avaliam-se as formas de onda relativas às correntes de fase obtidas em função de sinais PWM para os seguintes factores de ciclo:  $d = 75\%$  ;  $d = 85\%$  ;  $d = 95\%$  e  $d = 99\%$  . Para os três primeiros casos, apresentam-se nas Figuras 7.25 a 7.27 as respectivas formas da variação da corrente em função do factor de ciclo para um sinal PWM de frequência 465 Hz.

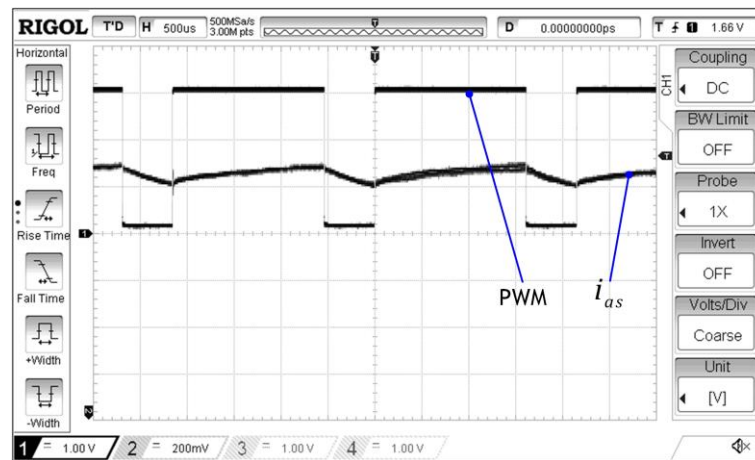


Figura 7.25 Formas de onda da corrente na fase  $a$  e do sinal PWM de comando de  $Q_1$  ( $f=465$  Hz;  $d=75\%$ ).

Face às características do circuito de condicionamento de sinal, a leitura dos valores de corrente é directa, isto é, o valor de tensão medido pode ser convertido directamente em corrente, isto é, na Figura 7.25 a escala vertical corresponde a 200 mA. Assim, nessa figura, além da relação temporal entre o aumento da corrente e o fecho do circuito de excitação do respectivo enrolamento, verifica-se que para  $d = 75\%$  a corrente varia entre cerca de 1 A (valor mínimo) e 1,08 A (valor máximo). O valor médio situa-se entre 1,03 e 1,04 A.

Comparando a forma de onda da Figura 7.25 com as das Figuras 7.26 e 7.28 verifica-se que para  $d = 85\%$  a corrente varia aproximadamente entre 1,2 e 1,4 A, sendo o seu valor médio em torno de 1,3 A. Com  $d = 95\%$  a corrente aumenta passando a variar em torno de 1,6 A. Verifica-se, portanto, que a corrente varia proporcionalmente em incrementos de aproximadamente 300 mA por cada variação de 10 pontos percentuais no factor de ciclo. Assumindo que a característica de variação é linear, tal corresponde a uma taxa de variação de 30 mA por cada ponto percentual de aumento no factor de ciclo. A Figura 7.28 mostra a variação da corrente de fase  $a$  segundo o regime de comutação dos dispositivos, sendo esta obtida da forma de onda da corrente da Figura 7.26, com acoplamento AC e ajuste de escala.

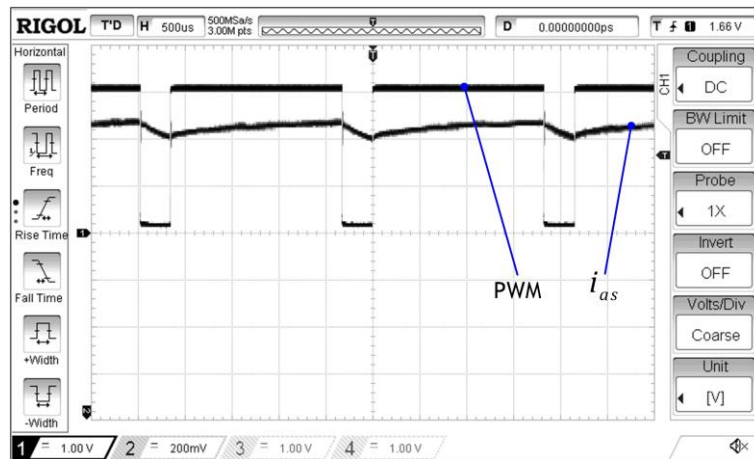


Figura 7.26 Formas de onda da corrente na fase  $a$  e do sinal PWM de comando de  $Q_1$  ( $f=465$  Hz;  $d=85\%$ ).

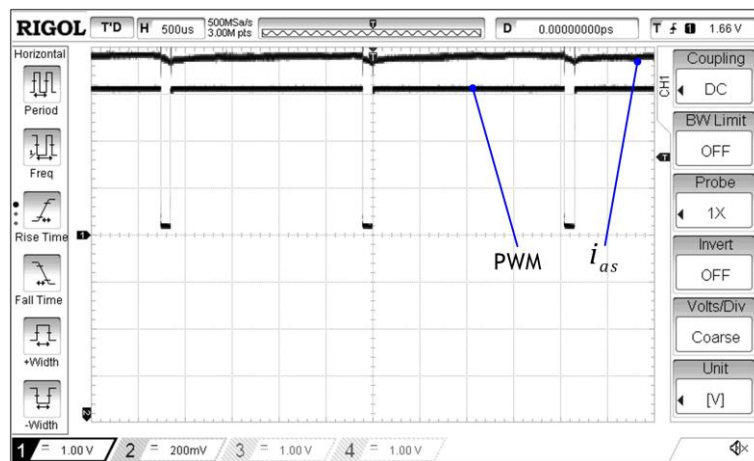


Figura 7.27 Formas de onda da corrente na fase  $a$  e do sinal PWM de comando de  $Q_1$  ( $f=465$  Hz;  $d=95\%$ ).

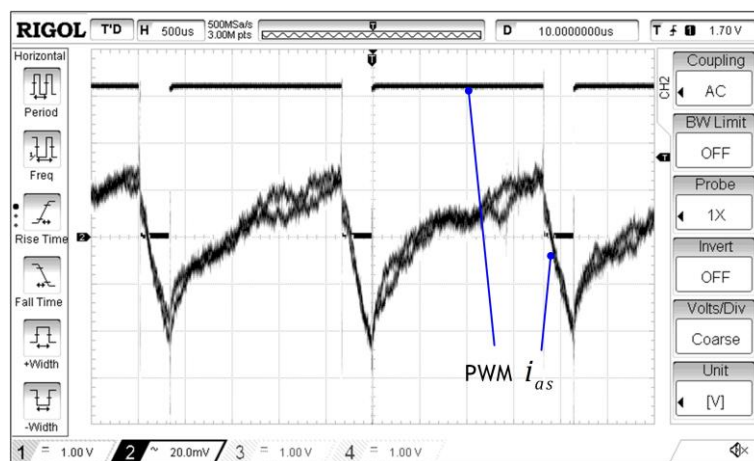


Figura 7.28 Formas de onda da corrente na fase  $a$  (acoplamento AC) e do sinal PWM ( $f=465$  Hz;  $d=85\%$ ).

Na avaliação preliminar medem-se também os valores médios da corrente de fase em função do factor de ciclo, através da leitura directa nos amperímetros. Este procedimento inclui também medidas para  $d = 99\%$ . A partir dos valores médios de corrente medidos estimam-se os valores das forças de atracção e de tracção que se indicam na Tabela 7.1, tendo como referência os resultados experimentais disponíveis em [23].

As medições de corrente indicadas na Tabela 7.1 permitem aferir os valores obtidos nas formas de onda antes referidas, existindo coincidência de valores, em qualquer dos processos de medida usados. Adicionalmente, permite também concluir sobre a linearidade da taxa de variação da corrente de fase em função do factor de ciclo. Nesse particular importa referir o valor de corrente para  $d = 99\%$  que se traduz num aumento de  $\approx 120$  mA face ao valor obtido para  $d = 95\%$ . Confirma-se, portanto, a taxa de variação da corrente de fase em função do factor de ciclo atrás indicada.

Tabela 7.1 Valores estimados para as forças de atracção e de tracção em função das correntes de excitação de fase, para um alinhamento de 50% no circuito magnético.

PWM (factor ciclo)	Corrente de fase	Força de atracção	Força de tracção
$d$ [%]	$I_{av}$ [A]	$f_a$ [N]	$f_t$ [N]
75	1,03	130	10
85	1,35	200	20
95	1,65	320	30
99	1,81	430	45

Face aos resultados obtidos, considera-se que os valores de força estimados para factores de ciclo de 85% e 95% são moderados e, portanto, adequados aos testes de avaliação operacional. Em síntese, os resultados dos ensaios de excitação operacional que a seguir se apresentam, consideram alinhamento de 50% e valores de corrente de excitação de fase próximos de 1,35 A e 1,65 A, isto é,  $d = 85\%$  e  $d = 95\%$ , respectivamente, aos quais correspondem os valores estimados para as forças de atracção e de tracção indicados na Tabela 7.1.

### 7.3. Resultados da Excitação Operacional no Modo Soft-Chopping

Como foi referido anteriormente, nestes ensaios considera-se apenas a activação da fase  $a$ , estando o translato bloqueado (travado) e posicionado na configuração P2 e decorrem, também, com o actuador no interior da câmara semianecóica. Nos procedimentos e cenários de teste observam-se as duas condições de alinhamento do circuito magnético atrás indicadas. Além disso, durante a realização desses ensaios o conversor em meia-ponte opera unicamente

no modo *soft-chopping*, actuando sobre o transistor composto  $Q_2$ , que trabalha em regime de comutação, enquanto mantém  $Q_1$  fechado, forçando-o a funcionar na região de saturação.

Por razões de flexibilidade nos ensaios, em vez do microcontrolador usa-se um gerador de sinais (Rigol DG 1022) programável, para estabelecer o regime de comutação dos dispositivos electrónicos de potência. Os parâmetros dos sinais PWM aí gerados, designadamente, a amplitude, a frequência e o factor de ciclo, são estabelecidos e variados de forma completamente independente e autónoma, através do painel do gerador de sinais.

Os procedimentos dos ensaios experimentais compreendem três etapas. Na primeira faz-se a avaliação da resposta em frequência do actuador. A segunda etapa é orientada para a análise das respostas locais, de acordo com o plano de instrumentação estabelecido. A terceira etapa visa a avaliação dos níveis de pressão sonora e a caracterização do ruído acústico emitido.

### 7.3.1. Resposta em Frequência

A avaliação da resposta em frequência visa obter informação a nível global quanto aos modos de vibração que podem ser activados na gama de frequências de excitação. O objectivo principal é a análise espectral do sinal áudio, de modo análogo ao seguido no Capítulo 6, e obter informação das respectivas componentes espectrais. Para tal configura-se o actuador em P2 numa posição de alinhamento do circuito magnético de entre as indicadas, com bloqueio do translato. Considera-se uma corrente de excitação de fase como referência (em modo *soft-chopping*), através do ajuste do factor de ciclo do sinal PWM. Em seguida, aplica-se a excitação de fase variando linearmente a frequência de excitação na gama de frequências que compreende os modos naturais, isto é, entre 10 Hz e 1300 Hz, enquanto se regista o sinal áudio emitido. O passo seguinte consiste na análise espectral do áudio captados através dos métodos e ferramentas já referidas no capítulo anterior.

É de referir que estes ensaios são realizados no interior da câmara semianecóica, ou seja, em ambiente controlado. Por outro lado, atribui-se relevância às componentes de frequência em detrimento dos níveis de áudio. Assim, dado que o nível de áudio está relacionado com a intensidade das forças aplicadas, que por sua vez dependem do alinhamento, neste ensaio em particular, não se considera relevante a posição de alinhamento do circuito magnético. Tal pressupõe, naturalmente, que é assegurado o isolamento acústico face a outras fontes.

Pela activação da fase  $a$  do actuador com alinhamento a 50 %, uma corrente média de excitação próxima de 1,35 A ( $d = 85\%$ ), na gama entre 10 e 1300 Hz, resulta um sinal áudio cuja análise por combinação das transformadas de ôndulas e de Fourier origina o espectro híbrido que se mostra na Figura 7.29.

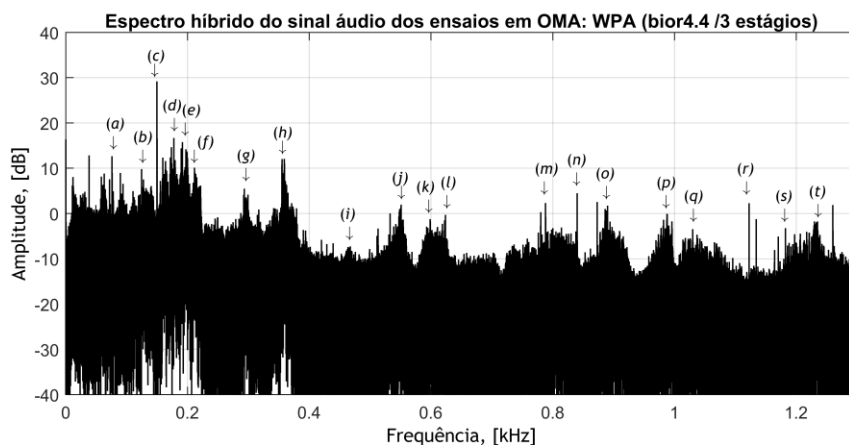


Figura 7.29 Análise combinada do áudio emitido em excitação operacional a 1,35 A: WPA e FFT.

Como no capítulo anterior, apresentam-se na Tabela 7.2 as informações relativas aos resultados da análise combinada e às vinte componentes espectrais identificadas na Figura 7.29.

Tabela 7.2 Componentes do espectro híbrido do sinal áudio obtido para excitação operacional a 1,35 A.

	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)	(g)	(h)	(i)	(j)
$Ln_{OMA-P2}$ [dB]	12,4	9,8	27,6	16,7	15,8	9,4	5,5	12	-7,2	2
$fn_{OMA-P2}$ [Hz]	76	124,7	149,9	177	197	211	293,4	359	464	551
$fn_{FEA-P2}$ [Hz]	76	133,3	142,5	179,6	185,9	224,9	279,3	340,8	444,3	527,8
#modo (FEA)	7	9	9 (P1)	11	12	14	18	24	30	33
$\Delta f_{OMA-FEA}$ [%]	0	6,45	5,19	1,45	5,97	6,18	5,05	5,34	4,43	4,40
Observações		(1)	(2)			(P)(3)	(4)		(5)	(5)

Tabela 7.2 (continuação)

	(k)	(l)	(m)	(n)	(o)	(p)	(q)	(r)	(s)	(t)
$Ln_{OMA-P2}$ [dB]	-1,2	-0,3	3,3	4,5	1,6	-0,1	-3,4	2,28	-3,2	-1,7
$fn_{OMA-P2}$ [Hz]	598	623	788	850	890	988	1030	1123	1183	1235
$fn_{FEA-P2}$ [Hz]	567,7	609,7	765,5	856	874,7	977,5	1031	1091	1147	1196
#modo (FEA)	39	40	52	55/56	59	67/68	71	74	76/77	79
$\Delta f_{OMA-FEA}$ [%]	5,34	2,18	2,94	0,70	1,75	1,07	0,10	2,93	3,14	3,26
Observações			(6)	(P)(S)	(7)	(S)(8)		(S)(9)	(10)	torção

Na Tabela 7.2 estão listadas as componentes de frequência em destaque na Figura 7.29. Os níveis de sinal dessas componentes, em dB, bem como as frequências são obtidos por análise espectral, por combinação da análise pela transformadas de ôndulas com as funções biortogonais CDF 4.4, com três níveis de decomposição, e da análise de Fourier. O sinal em análise corresponde ao áudio obtido em condições de excitação modal operacional. Por esse motivo, os valores indicados na tabela correspondem a análise modal operacional (OMA) em P2.

Nessa tabela indicam-se, para cada uma das componentes, os valores de frequência, a frequência e a ordem sequencial dos modos obtidos por FEA cujas formas modais indicam maior potencial para suportar essa componente de frequência. Indicam-se também, para cada componente, os valores do desvio relativo face aos valores obtidos por FEA. Nos casos em que se verificam mais do que um modo potencial usa-se a média das suas frequências para o cálculo dos desvios relativos.

Os desvios de frequência enquadram-se em geral em torno de 5%, ou com valores inferiores, exceptuando três casos onde se registam valores de desvio próximos de 6%. Tendo por base as melhorias na precisão, na resolução e na estabilidade de valores através da análise harmónica pelo espectro híbrido, tidas como válidas pelos métodos de análise usados no capítulo anterior, assume-se que estes resultados são coerentes e válidos. O desvio relativo médio é de 3,39%. Portanto, como anteriormente, considera-se igualmente aceitável uma margem de erro de 5%.

As formas modais dos modos que se consideram excitados por via operacional revelam sobretudo deformações segundo a direcção vertical. No entanto, verificam-se igualmente situações de vibrações associadas ao primário, e que se consideram quase exclusivas nessas condições e que, tal como na análise no Capítulos 6, são assinalados por (P). Esta característica revela que os modos de vibração com deformações localizadas no primário apresentam um potencial de poderem ser excitados por forças transversais orientadas tanto segundo a direcção horizontal como segundo a vertical. Na análise que se faz nesta secção, são pela primeira vez evidentes modos com deformações na barra que constitui o secundário do actuador e que, à semelhança do que se faz para o primário, se assinalam por (S) na Tabela 7.2.

Verificam-se na Tabela 7.2 algumas situações específicas, assinaladas em observações, que importa destacar e das quais se dá nota em seguida:

- (1) - A forma modal do modo #9-P2 revela deformações nos enrolamentos do primário. No caso da excitação operacional a capacidade de oscilar à sua frequência natural resulta condicionada pelas forças desenvolvidas no circuito magnético, justificando assim o maior desvio de frequência;
- (2) - As condições referidas no ponto anterior aplicam-se em geral aos modos de ordem sequencial #9, independentemente da configuração, existindo assim, por exemplo, em P2, a possibilidade de excitação da frequência natural relativa ao modo #9-P1; O mesmo raciocínio se aplica, por hipótese, a P4 e a P5.
- (3) - A forma modal relativa ao modo #14-P2 revela deslocamentos nas peças que constituem o circuito primário, numa forma mais acentuadas na bobina da fase *a*. Também neste caso se pode verificar o condicionamento de poder oscilar à frequência natural por acção das forças geradas;
- (4) - Dentro da margem de erro de 5% o modo #21-P2 ( $f=321,3$  Hz) é também candidato com potencial para suportar as vibrações à frequência desta componente;

- (5) - No espectro da Figura 7.29 são visíveis duas componentes de frequência não assinaladas entre as componentes espectrais (*i*) e (*j*), uma das quais se pode justificar pela excitação do modo #33-P2 ( $f=487,3$  Hz);
- (6) - O modo #53-P2 ( $f=773,3$  Hz) revela ter também potencial para justificar as vibrações à frequência desta componente, dentro da margem de erro de 5%;
- (P)(S) - Os resultados obtidos por FEA revelam dois modos com frequência natural muito próxima, cujas formas modais revelam deformações em peças do circuito magnético, num deles no primário, #55-P2(P) ( $f=855,3$  Hz), e o outro no secundário, #56-P2(S) ( $f=857,7$  Hz); a componente de frequência identificada no espectro resulta da acção de ambos, pelo que se considera a média das duas frequências no cálculo de desvio relativo de frequências;
- (7) - No espectro observa-se uma frequência aproximadamente a 870 Hz, entre as componentes (*n*) e (*o*), que pode estar relacionada com o modo #58-P2(P) ( $f=866,3$  Hz);
- (8) - Para esta componente registam-se dois modos com frequências muito próximas: os modos #67-P2(S) ( $f=976,1$  Hz) e #68-P2 ( $f=979,01$  Hz). É expectável que a frequência de vibração identificada no espectro da Figura 7.29 resulte das contribuições de ambos e, por isso, também neste caso se considera a média das duas frequências para o cálculo de desvio relativo de frequências;
- (9) - Para esta componente verifica-se uma situação idêntica à do ponto anterior, sendo os modos próximos #74-P2 (S) ( $f=1091$  Hz) e #75-P2 ( $f=1096$  Hz); aplica-se o mesmo critério na solução para cálculo do desvio relativo;
- (10) - A mesma situação se verifica neste caso, com as contribuições de dois modos: #76-P2 ( $f=1141$  Hz) e #77-P2 ( $f=1153$  Hz); o desvio relativo é também calculado através da média das duas frequências.

A análise espectral do sinal correspondente à excitação operacional revela uma quantidade inferior de componentes de frequência, estando estas mais espaçadas na frequência que no caso da excitação modal por forças transversais segundo a direcção horizontal. No entanto, apesar da ortogonalidade na direcção da aplicação das forças de excitação, alguns modos revelam potencial de excitação em ambos os casos. Exemplos disso são os modos de vibração com deformações no primário do circuito magnético. Por outro lado, para excitação operacional verificam-se várias situações nas quais as frequências de vibração resultam das contribuições de mais do que um modo, cujas frequências naturais são muito próximas. Alguns desses casos envolvem modos de vibração que originam deformações nas peças do circuito magnético e que, por acção das forças aí desenvolvidas, podem condicionar a frequência (e a amplitude) das vibrações reais. As componentes de frequência identificadas através da análise espectral e os modos de vibração potencialmente excitados que se identificam, constituem um conjunto de informação com particular relevância para a caracterização das vibrações e do ruído acústico emitido por actuadores lineares de relutância variável comutados.

### 7.3.2. Avaliação das Vibrações pelas Respostas Locais

As respostas do actuador aos regimes de excitação correspondem a vibrações locais ao longo da sua estrutura. Estas respostas podem ser avaliadas pelas componentes das acelerações locais, orientadas segundo a direcção dominante do movimento em resultado da acção das forças geradas. A correspondência entre estas repostas e as componentes de frequência identificadas pela análise da resposta em frequência pode fazer-se através espectros respectivos. Além das componentes de aceleração avalia-se também o andamento e o espectro da corrente de excitação. A aquisição dos sinais correspondentes à corrente de excitação e às acelerações locais faz-se através do SMDAD, em modo síncrono. Por via desta solução existe correlação temporal entre os dados adquiridos por cada um dos MI<sup>2</sup>S, correspondendo o seu conjunto aos resultados de um cenário de teste no dado tempo de aquisição. Tal permite correlacionar os sinais correspondentes às várias grandezas representadas e estabelecer relações de causa e efeito entre os fenómenos resultantes.

Avaliam-se em seguida as respostas para dois cenários de excitação, ambos com 50% de alinhamento no circuito magnético, definidos em função do valor médio da corrente de excitação: (1)  $I_{av} \approx 1,35 \text{ A}$  ( $d = 85\%$ ) e (2)  $I_{av} \approx 1,65 \text{ A}$  ( $d = 95\%$ ). Nestes ensaios o SMDAD é constituído por 14 MI<sup>2</sup>S, com taxa de amostragem de 40 kHz (ou amostras por segundo) e resolução de 12 bits por amostra, a funcionar em modo síncrono. O MI<sup>2</sup>S conectado ao sensor de corrente actua como “mestre”. Assim, além da aquisição dos valores das amostras de corrente para o tempo de aquisição considerado, este MI<sup>2</sup>S é responsável por difundir o sinal de sincronismo e a correspondente ordem de aquisição de dados aos restantes MI<sup>2</sup>S na cadeia de instrumentos de medida. Embora um processo completo de aquisição corresponda ao conjunto dos dados obtidos para um intervalo de tempo fixo de 187,5 ms, limitado pela capacidade de memória dos MI<sup>2</sup>S, na representação dos dados consideram-se intervalos de tempo inferiores, ajustáveis, por facilidade da análise.

#### **Pólos da fase $\alpha$ com 50% de alinhamento a $I_{av} \approx 1,35 \text{ A}$**

Na avaliação das respostas locais nestas condições de ensaio estabelece-se uma frequência de 465 Hz para a comutação dos dispositivos electrónicos. Esta frequência é idêntica à da componente espectral identificada por (i) da Figura 7.29 e na Tabela 7.2. Com base nos resultados de FEA para a configuração P2, verifica-se que estas condições de ensaio apresentam potencial para excitar tanto o modo #30-P2 (444,3 Hz) como o modo #33-P2 (487,3 Hz). As correspondentes formas modais são as apresentadas nas Figuras 7.16 e 7.17, respectivamente, servindo como suporte e referência à análise das respostas que a seguir se apresenta. Note-se, porém, que devido à margem de erro considerada as frequências reais desses modos podem não corresponder exactamente aos valores acima indicados.

A Figura 7.30 mostra a forma de onda da variação da corrente de fase no tempo, em torno do seu valor médio, para uma frequência de comutação de 465 Hz e factor de ciclo de 85%. Na Figura 7.31 apresenta-se o respectivo espectro de amplitude e de fase.

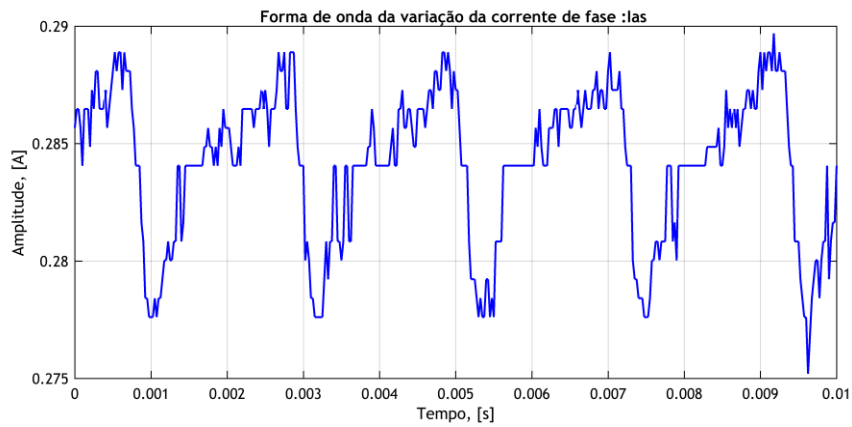


Figura 7.30 Componente dinâmica da corrente de excitação da fase *a* a 465 Hz e  $d = 85\%$ .

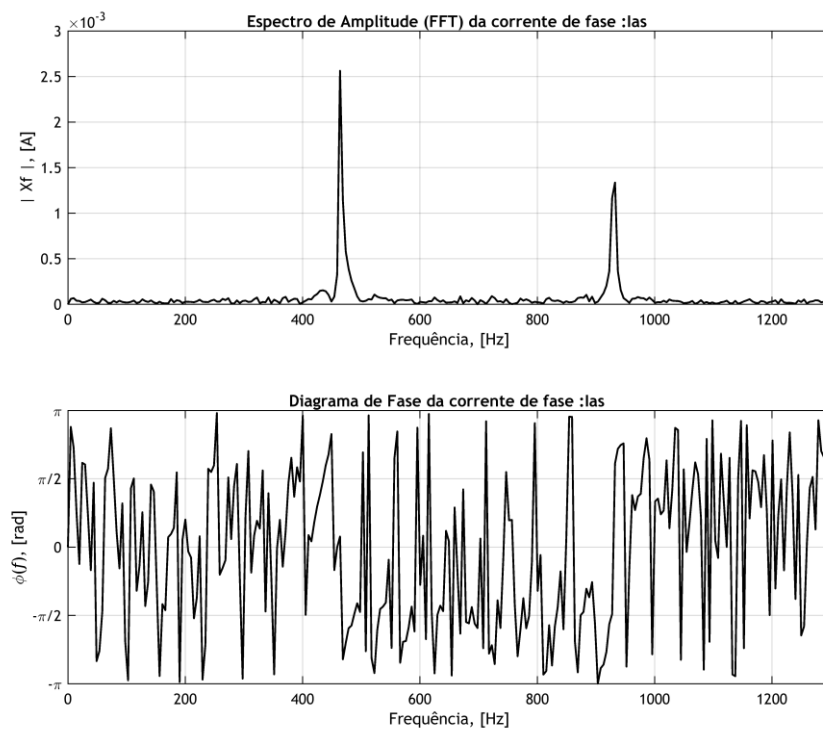


Figura 7.31 Espectros de amplitude e de fase da corrente na fase *a* a 465 Hz e  $d = 85\%$ .

Na Figura 7.31 observam-se a componente fundamental, a cerca de 464 Hz, e a primeira harmônica à frequência de 929 Hz. Estes valores são coerentes com a representação espectral esperada, por um lado, porque frequência da componente fundamental corresponde à do sinal

de comutação dos dispositivos electrónicos, por outro lado, porque a forma de onda da corrente é aproximada à de um sinal do tipo “rampa” sendo, por isso, mais susceptível à produção de harmónicas. No entanto, no que respeita aos valores limite da variação de corrente, verifica-se que a representação da Figura 7.30 não é tão precisa quanto a que se obtém para condições de ensaio idênticas, através do osciloscópio ligado a um ponto de teste nos módulos da electrónica de potência, como se mostra na Figura 7.28. Tal deve-se às características técnicas dos equipamentos de medida usados nas duas medições, que no caso da última são superiores tanto em precisão como na gama dinâmica.

Apresentam-se em seguida os resultados das formas de onda das acelerações locais para o conjunto de transdutores colocados na parte frontal do actuador e no translato, cujas posições no plano de instrumentação são: SF1 e SF2 (ambas na barra longitudinal superior); SF5 e SF6 (ambas na barra longitudinal inferior); SS1 e SS2 (na barra do secundário) e por último STx, STy e STz (na parte superior do translato). A análise subsequente assenta na avaliação dos resultados experimentais tendo por base as deformações evidenciadas nas formas modais antes referidas, e apresentadas, bem como nos fenómenos associados à operação do actuador. Na Figura 7.32 apresentam-se as formas de onda das acelerações em STz, tanto em unidades de aceleração (g), como em  $\text{ms}^{-2}$ .

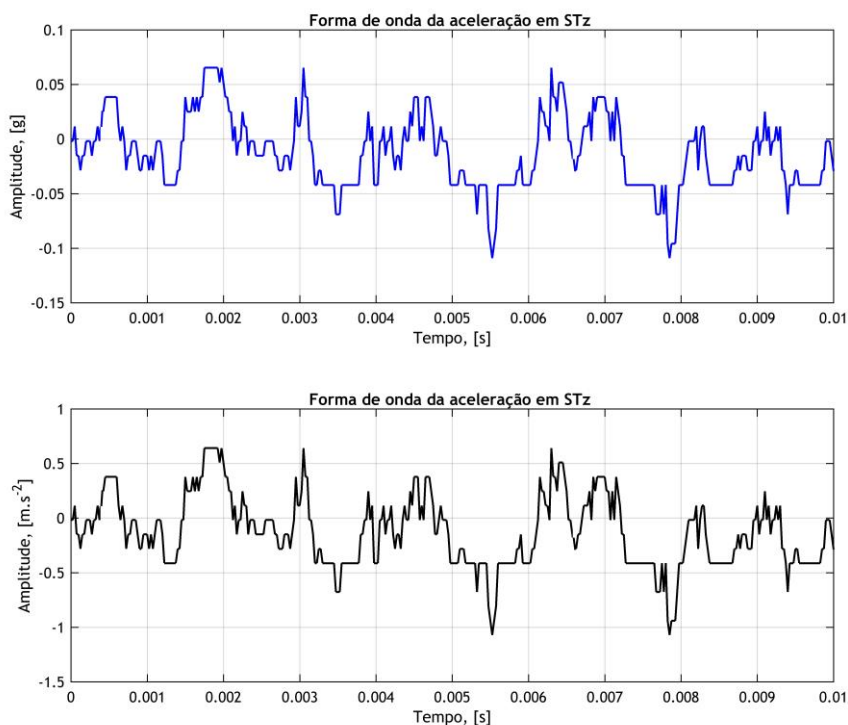


Figura 7.32 Aceleração no translato segundo a direcção vertical com excitação  $I_{av} = 1,35$  A a 465 Hz.

Através da Figura 7.32 verificam-se valores reduzidos de aceleração segundo a vertical, entre cerca de  $0,6 \text{ ms}^{-2}$  no sentido ascendente (positivo) e de  $-1 \text{ ms}^{-2}$  em sentido contrário. Observa-se também que a forma de onda da aceleração na posição ST reflecte, como esperado, as variações de corrente na fase. Estes factos justificam-se pela acção das forças que se desenvolvem na zona do entreferro, numa região inferior no translato localizada imediatamente abaixo da posição de medida ST. Essa acção resulta em grande parte da força de atracção. A não simetria nos valores de aceleração nos dois sentidos, sendo maior no sentido descendente, está igualmente relacionada com a acção da força de atracção.

No que respeita às posições de medida localizadas nas barras longitudinais superior e inferior, na parte frontal do actuador, apresentam-se nas Figuras 7.33 a 7.36 as formas de ondas das acelerações locais respectivas, em  $\text{ms}^{-2}$ , nas condições de excitação acima referidas. Começa-se por referir em particular as formas de onda das acelerações locais nas posições SF1 e SF2 que se apresentam nas Figuras 7.33 e 7.34.

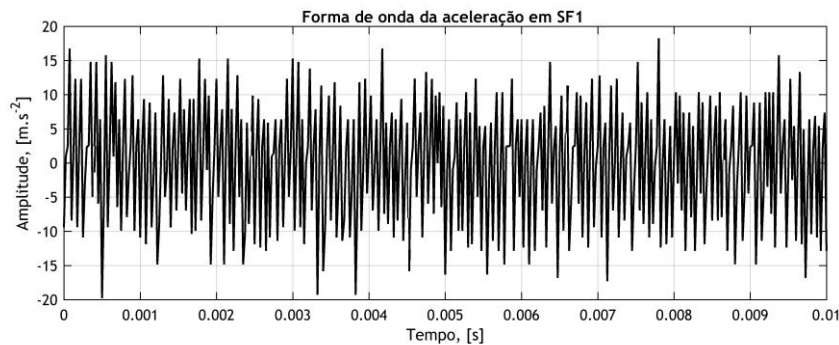


Figura 7.33 Aceleração na posição SF1 segundo a direcção vertical com excitação  $I_{av} = 1,35 \text{ A}$  a  $465 \text{ Hz}$ .

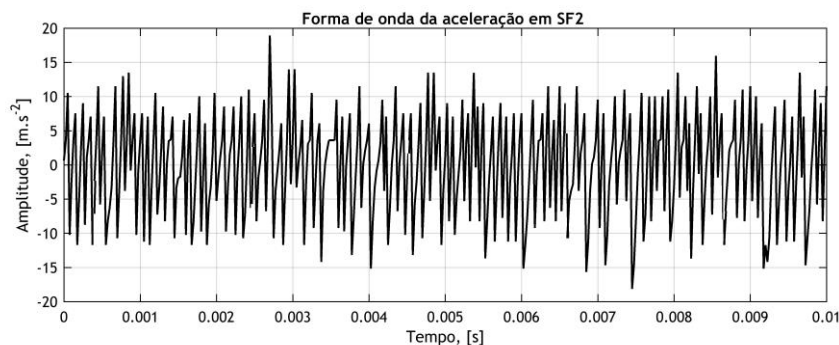


Figura 7.34 Aceleração na posição SF2 segundo a direcção vertical com excitação  $I_{av} = 1,35 \text{ A}$  a  $465 \text{ Hz}$ .

Nas Figuras 7.33 e 7.34 destacam-se os valores de aceleração entre  $10$  e  $20 \text{ ms}^{-2}$ , em posições afastadas entre si cerca de  $50 \text{ cm}$  na barra longitudinal superior (ver Figura 7.19), estando a primeira numa posição mais afastada do translato. Por um lado, nessa posição, o comprimento da barra face ao ponto de fixação (o translato) é maior resultando, portanto, num aumento dos graus de liberdade no movimento; por outro lado é menor a influência das forças presentes no actuador, em particular da força de atracção. Estas razões ajudam a explicar os maiores valores de aceleração em SF1 face aos que se registam em SF2, bem como a maior predominância de valores de aceleração no intervalo entre  $10$  e  $15 \text{ ms}^{-2}$  que se verificam no caso da primeira posição.

As mesmas razões podem usar-se para justificar as formas de onda e os valores de aceleração nas posições SF5 e SF6, que se apresentam nas Figuras 7.35 e 7.36, respectivamente.

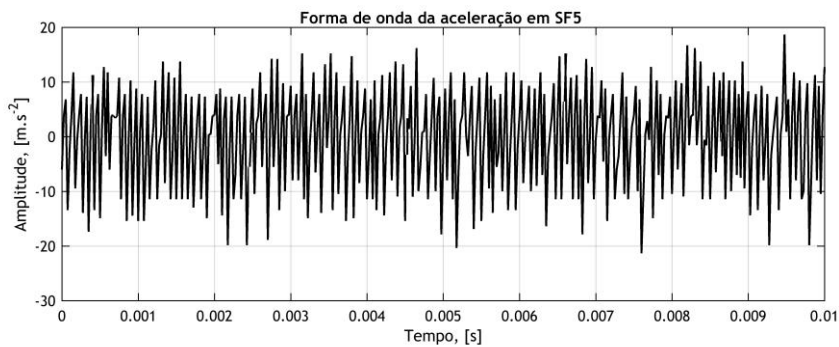


Figura 7.35 Aceleração na posição SF5 segundo a direcção vertical com excitação  $I_{av} = 1,35 \text{ A}$  a  $465 \text{ Hz}$ .

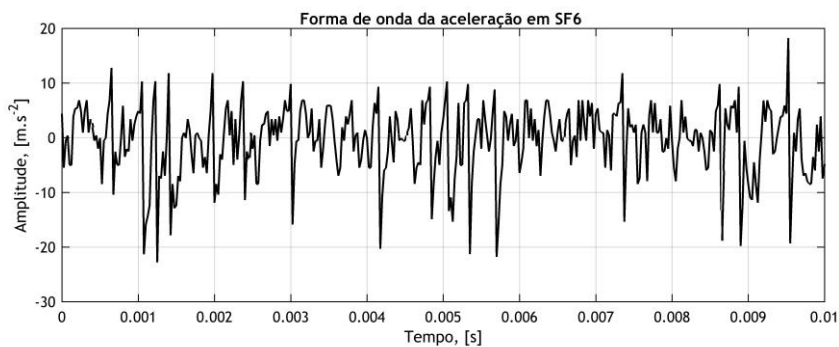


Figura 7.36 Aceleração na posição SF6 segundo a direcção vertical com excitação  $I_{av} = 1,35 \text{ A}$  a  $465 \text{ Hz}$ .

As acelerações nessas posições variam em ambos os casos para valores aproximados no intervalo entre  $8$  e  $18 \text{ ms}^{-2}$ . No entanto, para o mesmo intervalo de tempo de medição, a aceleração permanece com maior frequência em torno de  $10 \text{ ms}^{-2}$ . Adicionalmente, verifica-se que a

dinâmica de variação da aceleração é menor em SF6, em resultado da maior proximidade à região de entreferro e, conseqüentemente, da região onde as forças se desenvolvem.

Quanto às acelerações nas posições SS1 e SS2, ambas localizadas na barra em aço que constitui o secundário, apresentam-se nas Figuras 7.37 e 7.38 as respectivas formas de onda.

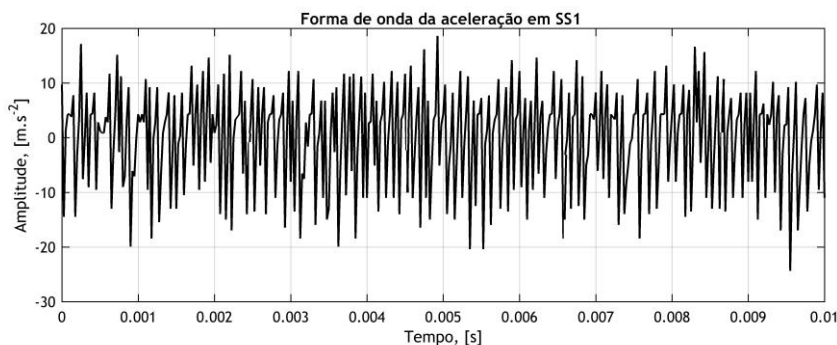


Figura 7.37 Aceleração na posição SS1 segundo a direcção vertical com excitação  $I_{av} = 1,35$  A a 465 Hz.

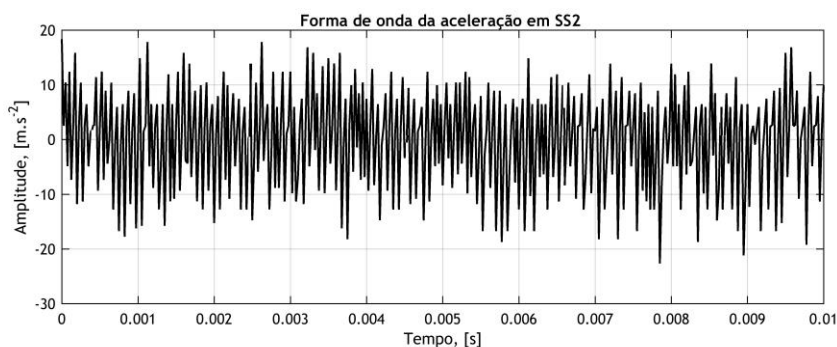


Figura 7.38 Aceleração na posição SS2 segundo a direcção vertical com excitação  $I_{av} = 1,35$  A a 465 Hz.

Note-se que essa barra é constituída em aço S235-JR com uma largura de 50 mm e altura de 15 mm, medida entre a face lisa e a face que se obtém descontado a altura das saliências polares. Trata-se, portanto, de uma peça de elevada rigidez mecânica. Assim, através das Figuras 7.37 e 7.38 verifica-se que os valores limite de aceleração são idênticos nessas duas posições e que os seus valores médios em módulo variam entre 5 e 18  $\text{ms}^{-2}$ .

Adicionalmente, por comparação com as acelerações nas barras longitudinais, observa-se que as formas de onda e os valores limite de aceleração em SS1 são idênticos aos que se obtém para SF1 (ver Figura 7.33), verificando-se uma situação semelhante para as acelerações na posição SS2 face às correspondentes a SF2 (ver Figura 7.34).

Numa primeira análise, sendo as peças correspondentes às posições SF1 e SF2 de dimensões diferentes às do secundário e de material diferente (alumínio), estas semelhanças poderão afigurar-se questionáveis. Mais ainda tendo em conta que os módulos de elasticidade (de Young) dos materiais de que ambas as peças são constituídas são muito diferentes, sendo o do aço entre 3 a 4 vezes superior ao do alumínio [10]. Além disso, as dimensões do material nessa barra são muito superiores às que se têm nos perfis de alumínio das barras longitudinais, mais concretamente a largura e a altura (ou espessura), como se pode ver pelas Figuras 4.4 e 4.9.

Note-se, no entanto, que as acelerações nas barras longitudinais superiores correspondem na realidade às vibrações no conjunto de montagem formado por uma barra em perfil de alumínio (ver Figura 4.5) sobre a qual assenta a barra em aço inoxidável para encaixe e movimento do translato (ver Figura 4.6). Assim, sendo o aço um material comum aos dois casos, os respectivos módulos de elasticidade são idênticos pelo que os valores de aceleração na barra do secundário e nas barras longitudinais superiores são semelhantes.

Para avaliação dos modos de vibração efectivamente excitados devido a este regime de excitação, segundo as condições atrás indicadas, e para a identificação das respectivas componentes de frequência, calculam-se os espectros das acelerações através da FFT. Inicia-se essa avaliação pela análise e discussão dos espectros das acelerações medidas nas posições situadas nas barras longitudinais SF1, SF2, SF5, SF6. Analisam-se e discutem-se também os resultados homólogos relativos às posições de medida no secundário SS1 e SS2 procurando evidenciar as relações entre os resultados para posições em partes distintas no actuador. Os espectros das acelerações nas posições de medida no translato, i.e., STx, STy e STz, apresentam-se e discutem-se mais adiante, em separado. Ao longo dessa análise avaliam-se e discutem-se as relações entre os resultados nas várias posições.

Na Figura 7.39 está representado o espectro de amplitude da aceleração medida na posição SF1 e na Figura 7.40 o espectro correspondente à aceleração medida na posição a SF2. Note-se que estas duas posições estão ambas situadas sobre a barra longitudinal superior. Os espectros das acelerações nas posições SF5 e SF6, localizadas na barra longitudinal inferior, estão representados nas Figuras 7.41 e 7.42, respectivamente. Na Figura 7.39 estão também assinaladas algumas das componentes de frequência identificadas na avaliação da resposta em frequência, em 7.3.1 (ver Figura 7.29), com destaque para a componente (i), de frequência 464 Hz, que coincide com o valor da frequência de comutação dos transístores no conversor de potência.

Nas Figuras 7.39, 7.40, 7.41 e 7.42 observam-se as componentes de frequência correspondentes aos modos realmente excitados nas condições de operação estabelecidas para os valores de corrente e de força resultantes. Observa-se também, a nível global e para a gama de frequências em análise, que o conteúdo harmónico revelado através dos espectros das

acelerações nas várias posições é coerente e semelhante com aquele que é apresentado no espectro resultante da análise em frequência dos sinais áudio na Figura 7.29.

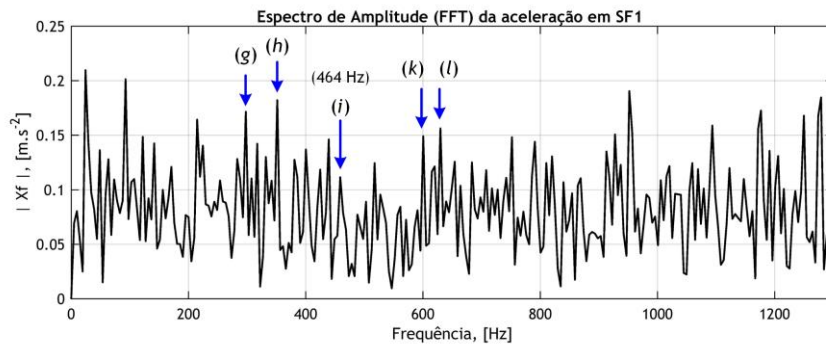


Figura 7.39 Componentes de frequência da aceleração na posição SF1 para  $I_{av} = 1,35$  A a 465 Hz.

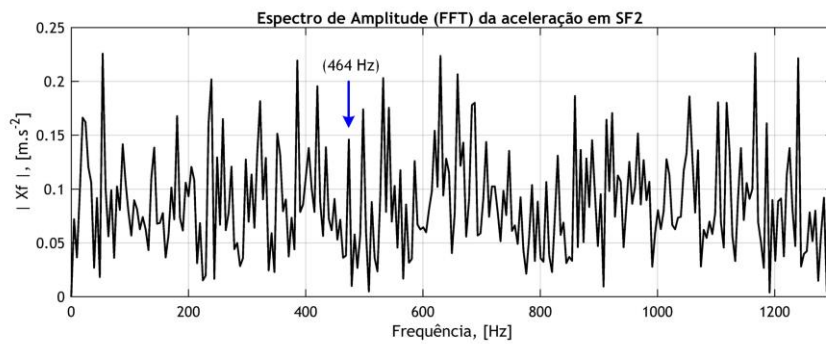


Figura 7.40 Componentes de frequência da aceleração na posição SF2 para  $I_{av} = 1,35$  A a 465 Hz.

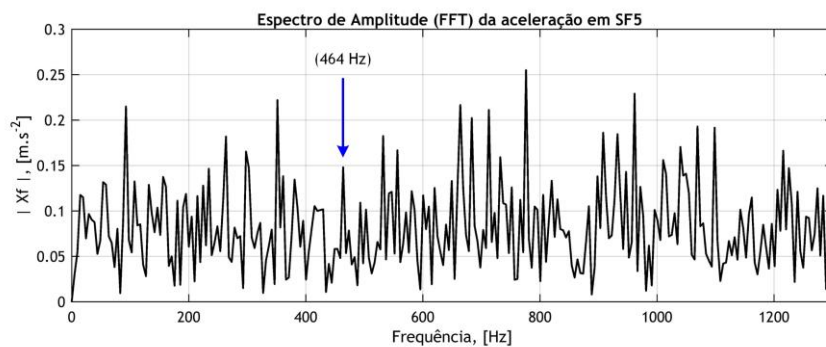


Figura 7.41 Componentes de frequência da aceleração na posição SF5 para  $I_{av} = 1,35$  A a 465 Hz.

Focando em particular os resultados para as posições de medida nas barras longitudinais, verifica-se que existe correspondência entre a informação contida em cada um dos gráficos,

estando a componente espectral relativa à frequência de comutação em evidência em todos eles, além de outras componentes espectrais que também resultam evidentes.

Verifica-se também que a amplitude das componentes varia consoante a localização da posição de medida. Tendo como exemplo a componente de frequência 464 Hz observa-se que a sua amplitude é mais elevada em SF6 (a de maior amplitude na Figura 7.42) e de menor valor em SF1 (Figura 7.39). Este facto não está desligado da distância entre as posições nas quais se fazem as medições e dos pontos de aplicação das forças de excitação, isto é, a região de entreferro. Neste caso, a maior proximidade de SF6 a esse ponto explica a maior amplitude tal como o maior afastamento de SF1 explica a menor aceleração.

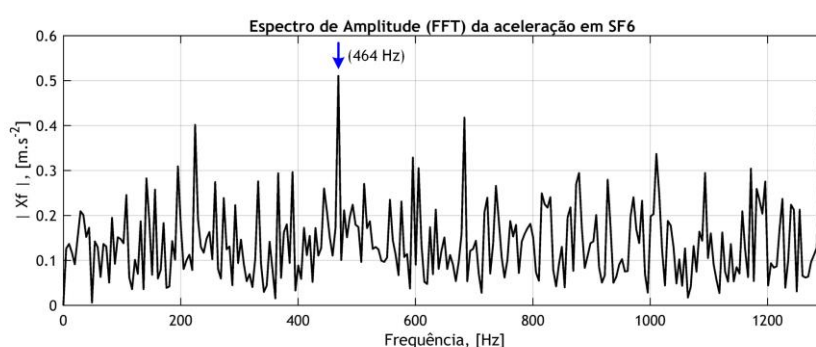


Figura 7.42 Componentes de frequência da aceleração na posição SF6 para  $I_{av} = 1,35$  A a 465 Hz.

A este propósito importa referir os espectros das acelerações no secundário, medidas nas posições SS1 (mais afastada da região de entreferro) e SS2 (mais próxima), que se mostram nas Figuras 7.43 e 7.44, respectivamente, nas quais se identificam igualmente as componentes a 464 Hz.

Retomando as acelerações nas barras longitudinais, e a variação da amplitude consoante a posição de medida, importa referir que além da componente a 464 Hz se verificam situações análogas, de modo generalizado, para as outras componentes de frequência. Neste particular note-se, por exemplo, a componente de frequência de aproximadamente 600 Hz, identificada por (k) na Figura 7.39, que apenas é evidente nas posições SF1 e SF6 e que resulta totalmente oculta nos espectros das acelerações nas posições SF2 e SF5, nas Figuras 7.40 e 7.41, respectivamente.

Assim, a partir dos espectros de amplitude das acelerações, observa-se que para uma dada frequência de comutação do conversor de comando da excitação de fase são geradas acelerações de frequências e amplitudes distintas, consoante as partes do actuador em que estas são medidas. Este facto, associado às semelhanças espectrais evidenciadas a nível global, revelam a capacidade de se excitarem vários modos naturais a partir de uma mesma frequência

de comutação dos dispositivos electrónicos de regulam a corrente de fase. Esta característica é mais notória nos espectros das acelerações medidas nas barras longitudinais.

No que respeita às componentes de frequência das acelerações medidas no secundário, que se podem observar nas Figuras 7.43 e 7.44, o espectro das acelerações na posição SS1 revela duas componentes de frequência dominantes: a fundamental à frequência de  $\approx 464$  Hz, a que corresponde uma amplitude de aceleração próxima de  $0,45 \text{ ms}^{-2}$ ; e a primeira harmónica, a uma frequência próxima de  $930$  Hz e amplitude de aceleração de  $0,23 \text{ ms}^{-2}$ .

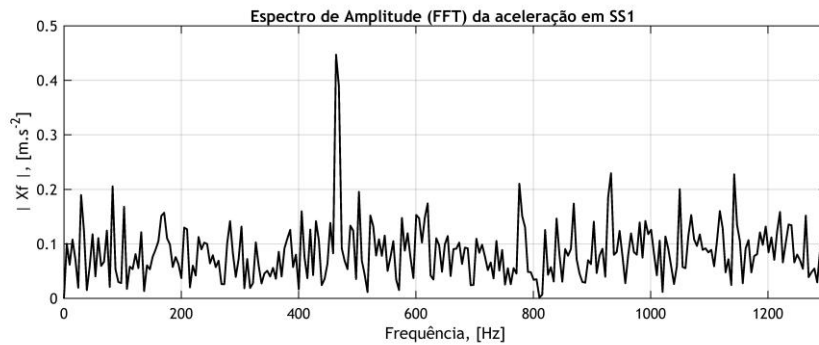


Figura 7.43 Componentes de frequência da aceleração na posição SS1 para  $I_{av} = 1,35$  A a  $465$  Hz.

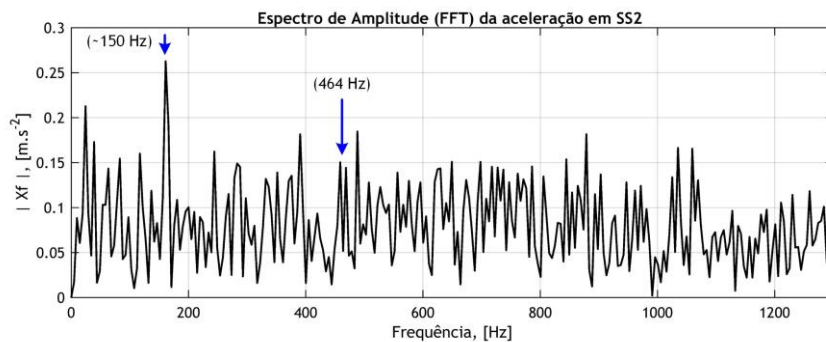


Figura 7.44 Componentes de frequência da aceleração na posição SS2 para  $I_{av} = 1,35$  A a  $465$  Hz.

A maior amplitude de aceleração na posição SS1 justifica-se pelo maior afastamento da região de entreferro e, portanto, pelo maior número de graus de liberdade de movimento. No espectro das acelerações medidas na posição SS2 registam-se também uma componente de frequência de  $464$  Hz e amplitude de  $0,15 \text{ ms}^{-2}$ , mas destaca-se uma outra componente de frequência próxima de  $150$  Hz e amplitude de aceleração de cerca de  $0,27 \text{ ms}^{-2}$ . O valor de frequência desta componente espectral de aceleração coincide com o da componente espectral (c) do sinal áudio do ruído emitido ( $149,9$  Hz), e que está identificada tanto na Figura 7.28 como na Tabela

7.2. Verifica-se assim que o modo natural a 150 Hz excitado no secundário é o responsável pela componente de frequência idêntica audível através do ruído acústico emitido.

Por último, apresentam-se os espectros das acelerações medidas no translato segundo as direcções horizontal tanto com orientação transversal (x), como com orientação longitudinal (y), e ainda segundo a direcção vertical (z), os quais correspondem às Figuras 7.45, 7.46 e 7.47, respectivamente. Nos espectros das Figuras 7.45, 7.46 e 7.47 observam-se as componentes de frequência relacionadas com a frequência de comutação. Esta é, de facto, a única componente de frequência da aceleração que se observa em resposta às componentes vectoriais das forças segundo a direcção horizontal, aplicadas transversalmente ou longitudinalmente, como se verifica nos gráficos das Figuras 7.45 e 7.46. Note-se que a amplitude da aceleração no sentido longitudinal (STy) é de  $0,9 \text{ ms}^{-2}$ , aproximadamente, sendo este valor superior ao que se verifica no sentido transversal (STx) que é de  $0,27 \text{ ms}^{-2}$ . Esta diferença de valores deve-se em particular à acção da força de impulsão desenvolvida no actuador.

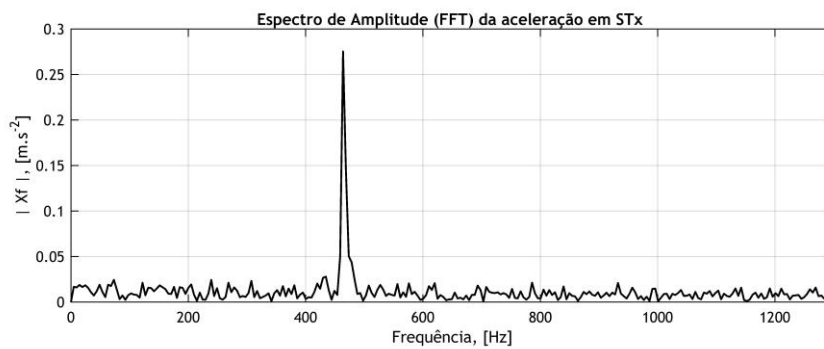


Figura 7.45 Componentes de frequência da aceleração na posição STx para  $I_{av} = 1,35 \text{ A}$  a 465 Hz..

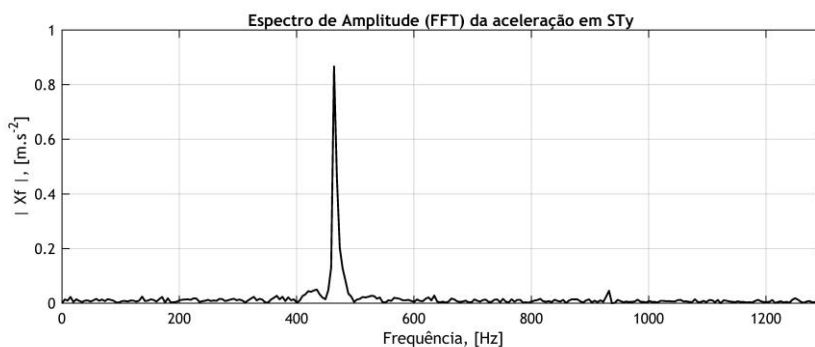


Figura 7.46 Componentes de frequência da aceleração na posição STy para  $I_{av} = 1,35 \text{ A}$  a 465 Hz.

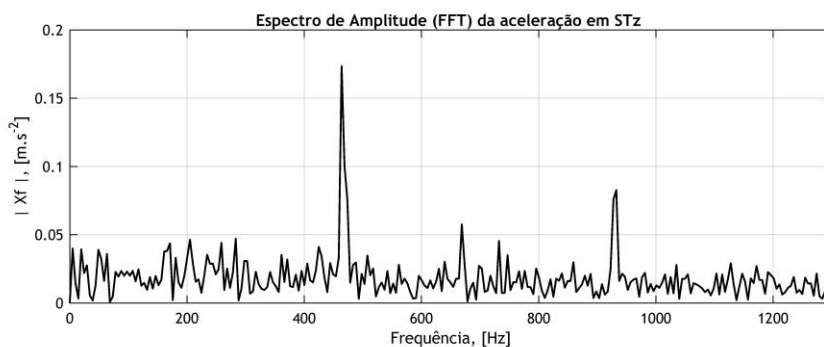


Figura 7.47 Componentes de frequência da aceleração na posição STz para  $I_{av} = 1,35$  A a 465 Hz.

Através do espectro das acelerações segundo a direcção vertical observam-se duas componentes de frequência dominantes: uma à frequência de comutação (464 Hz) e de amplitude  $0,16 \text{ ms}^{-2}$  e outra a uma frequência próxima de 930 Hz, e amplitude inferior a  $0,1 \text{ ms}^{-2}$ . Verifica-se também que as informações obtidas através do espectro das acelerações nas posições STz e SS1 são concordantes e coerentes com o regime de operação do actuador. Ambas resultam, em ambos os casos, da acção da força de atracção. Os menores valores de amplitude da aceleração segundo o eixo Z justificam-se por um lado pela acção da força de atracção e pelas contribuições da força da gravidade. Note-se que a priori estes valores de amplitude não estão condicionados pela resposta do acelerómetro ADXL326, o qual, segundo o eixo de sensibilidade Z, está limitado à banda de frequência de 550 Hz.

A partir do espectro das acelerações segundo a vertical, através da definição de um nível de decisão, calculam-se os deslocamentos a que o translato estará sujeito através de integração numérica pelo método de aproximação de Simpson. Deste método resulta a função de deslocamento cujo andamento se apresenta na Figura 7.48.

Note-se que os resultados do deslocamento que se apresentam são apenas estimados, não tendo sido validados experimentalmente, nem por comparação com valores de referência.

Em hipótese é ainda possível avaliar a propagação das ondas elásticas na estrutura, através das medidas efectuadas a partir da rede de acelerómetros. Esta informação é útil para a determinação das deformações na estrutura, tanto por causa dos modos de vibração como devido a interferência construtiva por reflexões nas extremidades.

No entanto, na opinião do autor, a avaliação da propagação das ondas elásticas é um tema com maior interesse em aplicações de monitorização de estruturas ou equipamentos, e na predição de falhas ou avarias. A rede e a distribuição de acelerómetros, nesses casos, pode inclusive apresentar requisitos específicos, distintos da usada nestes testes. Assim, esse assunto em particular consta da lista de trabalhos futuros a desenvolver a partir desta investigação.

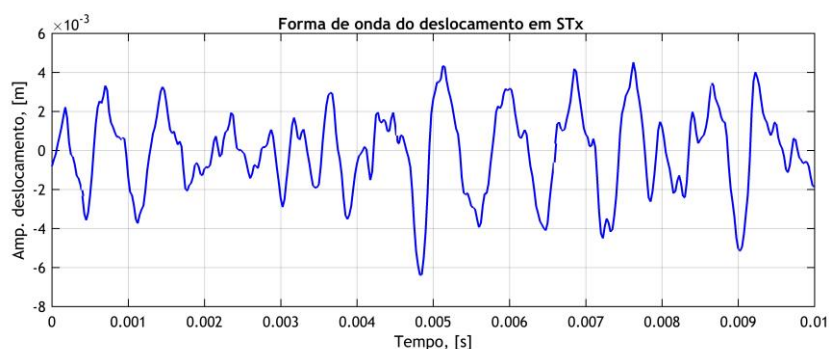


Figura 7.48 Andamento estimado para a função deslocamento, no translato, segundo a direcção vertical, para  $I_{av} = 1,35$  A a 465 Hz.

### 7.3.3. Caracterização do Ruído Acústico Emitido pela Operação do Actuador

Em complemento aos ensaios de avaliação do ruído acústico com excitação modal por forças externas, aplicadas transversalmente, cujos resultados se apresentam e discutem na secção 6.5, realizaram-se igualmente medições dos níveis de intensidade sonora do ruído acústico emitido pelo actuador em operação real.

Os ensaios realizados com excitação operacional consideram os dois cenários mais exigentes no que respeita às correntes de excitação, ambos para um alinhamento a 50%: 1,65 A ( $d = 95\%$ ) e 1,81 A ( $d = 99\%$ ). Porém, enquanto que nos ensaios referidos em 6.5 a gama de frequências é limitada a 8 kHz, por limitação decorrente da gama de resposta em frequência do actuador electrodinâmico (*shaker*), nos ensaios por excitação operacional considera-se uma gama de frequências alargada, limitada superiormente a 12,5 kHz. Esta banda de frequências é mais adequada àquela que corresponde às características de sensibilidade e resposta do ouvido humano. Estas condições visam recriar os regimes normais de operação do actuador num cenário real e, deste modo, medir e avaliar os níveis de ruído acústico emitido num cenário próximo da realidade.

Como anteriormente as medições dos níveis de áudio fazem-se com ponderação A. Os procedimentos de medida seguidos são idênticos aos descritos em 5.2.2, para avaliação do isolamento acústico da câmara semianecóica, estando o sonómetro colocado no seu interior, junto do actuador. Os intervalos de medição consideram tempos de exposição de 30 minutos.

Nas Figuras 7.49 e 7.50 apresentam-se os gráficos das medições dos níveis de intensidade sonora, para um valor médio da corrente de excitação de 1,65 A e de 1,81 A, respectivamente. Nessas figuras observam-se as curvas correspondentes aos valores instantâneos dos níveis sonoros mínimo e máximo, do nível sonoro contínuo equivalente, ponderado A, e do nível equivalente de exposição sonora em função da frequência.

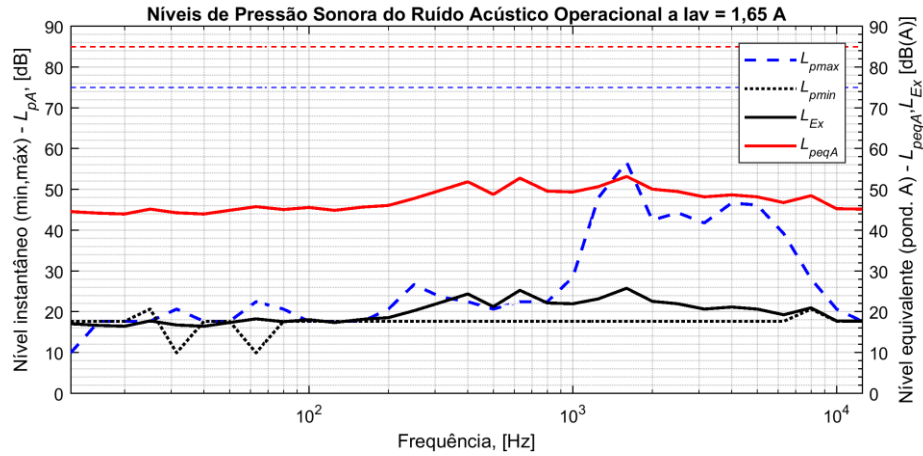


Figura 7.49 Valores médios dos níveis equivalentes, ponderados A, em operação a  $I_{av} = 1,65$  A.

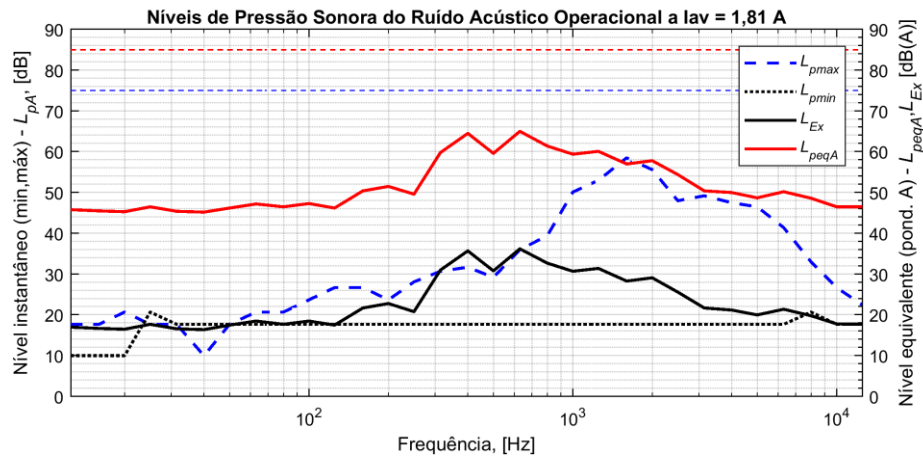


Figura 7.50 Valores médios dos níveis equivalentes, ponderados A, em operação a  $I_{av} = 1,81$  A.

Na Figura 7.49, para uma corrente de excitação de 1,65 A, destaca-se a variação do valor do nível de pressão sonora instantâneo acima do nível limiar de audição a partir de uma frequência de cerca de 200 Hz. Atinge-se o valor máximo instantâneo a uma frequência próxima de 1,5 kHz, a que corresponde um nível de pressão sonora de 56 dB(A), mantendo acima de 40 dB(A) na gama entre sensivelmente 1,1 kHz até uma frequência de cerca de 6 kHz. A curva relativa ao nível sonoro contínuo equivalente, ponderado A, apresenta pouca variação em toda a gama de frequências, situando-se em torno de um valor médio de 45 dB(A) podendo, pontualmente, atingir o nível de 50 dB(A).

Para um regime de excitação com um valor médio de corrente próximo de 1,81 A a evolução da curva do nível de pressão sonora instantâneo é em geral idêntica, mas com algumas diferenças pontuais. A frequência para a qual o nível de pressão sonora começa a estar acima do de limiar de audição é próxima de 80 Hz, o valor máximo de nível de 60 dB(A) é atingido a cerca de 1,7 kHz; e mantém-se acima de 40 dB(A) na gama de frequências entre 800 Hz e 7 kHz,

aproximadamente. Para estas condições a curva do nível sonoro contínuo equivalente, ponderado A, apresenta um andamento idêntico ao do caso anterior, em torno de um valor médio de 45 dB(A) até à frequência de aproximadamente 280 Hz. A partir dessa frequência apresenta uma variação significativa atingindo um máximo de nível de 50 dB(A) a 400 Hz e a 600 Hz, valor a partir do qual apresenta novamente uma redução até ao nível 45 dB(A).

Em qualquer das duas situações não são atingidos níveis sonoros contínuos equivalentes, ponderados A, que se aproximem aos níveis de desconforto e de risco.

Assim, no que respeita aos níveis de ruído acústico emitido, tendo por base os ensaios e as medições efectuadas, tanto para a excitação modal experimental por forças externas, como para a excitação operacional, conclui-se que o ALRVC é adequado a aplicações de uso industrial, não representando riscos para a saúde.

## 7.4. Resumo e Conclusões

Neste capítulo avaliam-se as respostas do actuador quanto à excitação modal operacional, isto é, devido à acção das forças electromagnéticas que se desenvolvem no entreferro.

Apresentam-se as configurações de instrumentação e o banco de ensaios adequados especificamente para os ensaios de caracterização das vibrações por excitação modal operacional. As instalações de teste, a constituição e a configuração do banco de ensaios são no essencial idênticas às usadas nos ensaios descritos no capítulo anterior, na qual o SMDAD e as ferramentas de *software* para análise de sinais assumem um papel relevante.

Dadas as especificidades dos ensaios, o actuador aliado ao conjunto de sensores e transdutores usados na instrumentação formam o banco de ensaios. Na instrumentação usam-se acelerómetros do tipo *ratiometric* com saída analógica em tensão, montados sobre placas de cera natural de abelha, de acordo com as recomendações técnicas para medição de acelerações. Os dados dessas medições são recolhidos através do SMDAD e armazenados em memória, comandado a partir de um computador pessoal.

Os protocolos e procedimentos de teste são análogos aos que se descrevem no Capítulo 6, envolvendo também uma fase preliminar para avaliação da resposta em frequência, seguindo-se uma fase experimental de excitação do actuador e de medição das suas respostas. O conjunto de dados relativo às medições efectuadas é posteriormente analisado e avaliado quanto à informação útil de suporte à caracterização dos modos de vibração. Sendo esses dados obtidos em modo síncrono, é possível estabelecer relações temporais entre os sinais correspondentes às várias grandezas medidas, e nas várias posições consideradas, de acordo com o plano de instrumentação definido.

Avalia-se a resposta em frequência por um método idêntico ao adoptado no capítulo anterior, sendo usado o espectro híbrido que resulta da combinação da DWT por WPA e da FFT para representar os espectros respectivos. Avaliam-se também as respostas locais, através de medidas reais obtidas a partir de acelerómetros e do sensor de corrente. Nesse sentido é possível correlacionar a variação da corrente, as acelerações e o movimento nas peças. A avaliação das respostas é suportada nos resultados obtidos através das simulações numéricas referidas no Capítulo 3. Os resultados das acelerações locais medidas, bem como os respectivos espectros de amplitude relativos a posições de medida em vários pontos no actuador, são concordantes nos valores de frequência. Além disso, evidenciam-se os modos naturais excitados localmente para um dado regime de operação, i.e., uma dada corrente de activação do enrolamento de fase.

Avaliam-se ainda os níveis sonoros do ruído acústico emitido na gama de frequências entre 12,5 Hz e 12,5 kHz. Os resultados obtidos demonstram a adequabilidade do actuador a aplicações industriais, sem que apresente riscos significativos para a saúde ocupacional.



# Capítulo 8

## Conclusão

*Tudo tem um termo e esta tese não é excepção. No entanto, no que respeita ao trabalho e ao conhecimento científico, tal não significa um fim, mas um meio para lhes dar continuidade, através de novos desafios, novas ideias e oportunidades para desenvolver outras linhas de investigação.*

*Neste capítulo final faz-se uma síntese do trabalho realizado, dos objectivos alcançados face aos inicialmente delineados e apresentam-se as principais conclusões. Como complemento às conclusões referidas detalhadamente nos capítulos anteriores, expõem-se as principais contribuições resultantes desta investigação que se crê serem originais. Indicam-se também algumas sugestões para trabalhos futuros.*

### 8.1. Conclusões Gerais

Ao longo desta tese estudam-se as vibrações e o ruído acústico emitido na operação de actuadores de relutância variável comutados. Em cada um dos capítulos antecedentes apresentam-se de forma resumida os aspectos mais relevantes e as principais conclusões resultantes dos assuntos abordados ou do trabalho realizado aí descrito. Assim, neste capítulo faz-se uma descrição do geral do trabalho realizado e apresentam-se as conclusões gerais e as contribuições mais significativas decorrentes de cada capítulo.

Após o capítulo inicial, onde se enquadra e delimita o tema, apresentam-se as motivações para a realização desta investigação, descrevem-se os objectivos e referem-se as características do actuador objecto de estudo, apresenta-se no Capítulo 2 a revisão do estado da arte relacionada com o problema das vibrações e do ruído acústico neste tipo de actuadores. O Capítulo 2 começa por descrever o princípio da conversão electromecânica de energia, a constituição e os fundamentos de operação dos actuadores de relutância variável, nas configurações rotativa e linear, como introdução e suporte ao levantamento do estado da arte nesta tecnologia. Em seguida apresentam-se os métodos, as técnicas e as ferramentas comuns para análise de sinais, como antecâmara do trabalho realizado no âmbito desta tese.

O Capítulo 3 aborda os fundamentos da Física e da dinâmica de sistemas mecânicos que explicam as vibrações e a propagação de ondas elásticas. Este capítulo (o terceiro) visa principalmente dois objectivos: (1) a descrição dos métodos de análise de vibrações em sistemas com múltiplos graus de liberdade, tanto numéricos como experimentais; e (2) a exposição dos fenómenos da propagação de ondas em sólidos e em fluidos que explicam a radiação sonora, bem como as medidas acústicas consideradas relevantes para caracterização do ruído e para a avaliação dos níveis de som emitidos. Essas medidas de avaliação acústica seguem as normas e as recomendações internacionais quanto à percepção do som pelo ser humano e aos efeitos da exposição sonora para a saúde. Dadas as características e a complexidade do sistema mecânico, o método dos elementos finitos revela ser o mais indicado e também o mais eficaz para a análise dos modos de vibração de actuadores.

No Capítulo 4 apresentaram-se e discutiram-se os resultados da análise das vibrações para o protótipo de um actuador linear, obtidos a partir do respectivo modelo geométrico 3D, à escala real. O modelo geométrico foi elaborado de modo a reproduzir fielmente as características do protótipo, tanto nas dimensões como nos materiais usados. A análise fez-se por recurso ao *software* de modelação 3D e simulação numérica SolidWorks 2013, pelo método dos elementos finitos, para cinco configurações do actuador estabelecidas de acordo com o posicionamento das plataformas. O principal objectivo dessas simulações era a obtenção de um conjunto de dados quanto aos modos naturais, às frequências de vibração e às formas modais. Das simulações efectuadas resultou um total de 400 modos naturais, 80 modos naturais por cada configuração, dos quais 6 são modos relativos a corpos rígidos (frequência nula) e 74 são modos efectivos com frequências na gama até cerca de 1,2 kHz. Os modos úteis resultantes (370) servem de referência à caracterização experimental e fornecem indicações quanto às gamas críticas a considerar nos regimes de excitação do actuador. Neste particular os objectivos foram plenamente conseguidos.

Das simulações efectuadas resultaram frequências naturais cujas formas modais denotam deslocamentos quase exclusivamente localizados às peças que constituem o primário do actuador. Outros modos exibem ondas estacionárias com deformações transversais que se propagam longitudinalmente ao longo da estrutura, segundo as direcções vertical e horizontal; e outros ainda com deformações mais complexas, que denotam movimentos de torção. As deformações associadas às formas modais ocorrem predominantemente nas barras longitudinais, com ondas em fase ou em oposição de fase, tanto segundo a vertical como segundo a horizontal. Na análise e discussão das vibrações os modos foram classificados e agrupados de acordo com as deformações evidenciadas nas respectivas formas modais.

Para cada uma das categorias, de acordo com a classificação adoptada, identificaram-se os modos mais relevantes para cada configuração, determinaram-se os valores médios para modos de ordem idêntica e quantificaram-se os desvios relativos das frequências em cada configuração face aos valores médios. Esta abordagem visou um segundo objectivo no Capítulo 3: a avaliação

das características de simetria do actuador e a possibilidade de excitação modal recíproca, isto é, a excitação do mesmo modo numa configuração diferente daquela a que está associado; e também de excitação múltipla, ou seja, de activação de vários modos numa mesma configuração a partir de uma única frequência natural. Os resultados obtidos por simulação confirmaram a quase simetria do actuador e indicaram o elevado potencial de excitação modal múltipla. Também neste caso se conseguiram atingir satisfatoriamente os objectivos.

Porém, a validade e a robustez da caracterização das vibrações e do ruído acústico requerem dados complementares, obtidos através de ensaios experimentais, que permitam avaliar as respostas do actuador e o seu comportamento vibratório em condições reais. Visando a sua realização projectaram-se, construíram-se e avaliaram-se protótipos de equipamentos, que se propõem para integrar no banco de ensaios.

O Capítulo 5 visava, portanto, dois objectivos principais. O primeiro era orientado à construção e avaliação de uma câmara semianecóica que permitisse a realização dos ensaios e garantisse o isolamento de fonte sonoras externas, bem como a interferência nos sinais acústicos por reflexão ou reverberação das paredes e superfícies do edifício. O segundo objectivo consistia no projecto, montagem, avaliação e validação de um sistema modular de medida e aquisição de dados. Esse sistema, complementar à instrumentação, permitiu obter medidas das medições efectuadas e suportou a realização automática dos ensaios experimentais.

Nesse capítulo apresentaram-se detalhadamente os aspectos da concepção da câmara semianecóica, as suas dimensões e os materiais usados na sua construção e revestimento. De igual modo, apresentaram-se também a arquitectura do sistema modular para medidas e aquisição de dados proposto, as suas características e funcionalidades bem como a constituição dos seus módulos funcionais.

Com a câmara semianecóica proposta atenuaram-se os níveis de ruído ambiente silencioso possibilitando ter no interior da câmara níveis de pressão sonora iguais ou inferiores ao limiar de sensibilidade do equipamento de medida, isto é, 30 dB(A). Para sons provenientes de fontes sonoras externas conseguiram-se valores médios de isolamento acústico (de atenuação) de aproximadamente 13,8 dB(A) para ruído de percussão e de 31,6 dB(A) para ruído branco gaussiano. Estes resultados demonstram que a câmara semianecóica, apesar de simples e de baixo custo, é uma solução efectiva e com características adequadas à utilização como instalações de teste nos ensaios experimentais.

Os testes de avaliação do sistema modular para aquisição de dados provaram a sua fiabilidade, bem como o desempenho e a robustez das comunicações. A escalabilidade do sistema, as possibilidades de operação síncrona ou assíncrona e a facilidade de reconfiguração dos módulos de interface de sensores, tanto na utilização com transdutores analógicos como com digitais, foram igualmente avaliadas no Capítulo 5. Os ensaios realizados, para um total de 28 módulos

demonstraram todas as características e funcionalidades antes referidas. No entanto, na versão actual, o sistema apresenta limitações na capacidade de memória disponível o que restringe a sua operação com grandes quantidades de dados e em tempo real. Apesar dessas limitações, esse sistema de aquisição de medida e de aquisição de dados suportou de modo satisfatório a realização dos ensaios experimentais descritos nos capítulos anteriores. Assim, consideram-se igualmente atingidos os objectivos estabelecidos para o Capítulo 5.

Com a construção da câmara semianecóica, e após a validação do sistema de aquisição de dados, ficou reunida uma parte importante das condições necessárias à realização de ensaios de excitação modal, no Capítulo 6. Esse capítulo visou três objectivos: (1) propor o banco de ensaios e a sua configuração; (2) propor os métodos e os protocolos de teste e (3) avaliar e analisar experimentalmente as vibrações do actuador. Os ensaios experimentais visaram também a validação experimental dos resultados obtidos por simulação através do modelo geométrico 3D que se apresentaram no Capítulo 4.

No início do Capítulo 6 referiram-se e discutiram-se as posições consideradas relevantes, tanto para aplicação das forças externas como para instalação de transdutores para medida das respostas à excitação. Indicaram-se também as configurações de instrumentação do actuador, o banco de ensaios e os protocolos de teste. Em seguida, como complemento ao banco de ensaios, propuseram-se ferramentas de *software* para análise e processamento de sinais. Nesse capítulo apresentaram-se, analisaram-se e discutiram-se os resultados experimentais, tanto para a avaliação do conteúdo harmónico e das frequências de vibração, como de avaliação dos sinais áudio emitidos e também a determinação dos deslocamentos locais. A terminar, nesse capítulo, apresentaram-se os ensaios experimentais realizados para configurações representativas características das vibrações e do ruído acústico neste tipo de actuadores. Os resultados experimentais comprovaram os obtidos através da análise numérica, referidos no Capítulo 4 e demonstram a validade do modelo geométrico. Estes resultados demonstraram também, uma vez mais, a fiabilidade e a precisão das medições efectuadas através do sistema de aquisição de sinais proposto no Capítulo 5. O propósito e os objectivos delineados para este capítulo foram assim conseguidos satisfatoriamente.

O Capítulo 7 tinha por objectivo complementar a informação obtida no Capítulo 6, através da realização de ensaios experimentais com vista à avaliação experimental dos modos de vibração excitados durante a operação do actuador. Na realização dos ensaios experimentais adaptaram-se as configurações de instrumentação propostas no Capítulo 6 às condições de teste dos ensaios de excitação modal. Para excitação dos enrolamentos do actuador usaram-se módulos conversores de potência em meia-ponte resultantes de uma investigação precedente, na qual foram desenvolvidos, testados e avaliados. Na instrumentação do banco de ensaios usou-se o sistema de aquisição de dados concebido e avaliado no Capítulo 5, sendo os ensaios realizados no interior da câmara semianecóica, igualmente concebida, construída e avaliada no Capítulo 5. Na avaliação dos resultados usaram-se as ferramentas de análise de sinais

desenvolvidas, propostas e avaliadas no Capítulo 6; a análise e discussão desses resultados foi suportada nos dados das simulações pelo método dos elementos finitos. A terminar esse capítulo apresentaram-se e discutiram-se os resultados experimentais, relacionando a informação obtida, onde se inclui a que consta nos capítulos precedentes. Os resultados obtidos através dos ensaios realizados nesse capítulo evidenciam os modos de vibração do actuador, num cenário próximo do das condições reais de operação, e que podem contribuir para melhorias na fase de projecto e na definição dos regimes de excitação ou na adopção das estratégias de controlo dos actuadores. Assim, além de funcionar como agregador de informação, novas direcções de investigação podem ser desenvolvidas a partir dos resultados apresentados e discutidos nesse capítulo. Os objectivos estabelecidos para este capítulo foram igualmente atingidos de forma satisfatória.

## 8.2. Principais Contribuições Científicas

Os resultados que foram sendo obtidos no decurso da investigação descrita nesta tese deram origem a um conjunto de contribuições científicas. Algumas dessas contribuições estão já publicadas em revistas da especialidade ou em conferências internacionais com revisão pelos pares; outras encontram-se presentemente submetidas e em fase de apreciação e de revisão pelos pares. Em geral, as contribuições mais significativas desta tese e que se crê serem originais, podem ser destacadas como a seguir se indica:

- A concepção e o desenvolvimento do modelo geométrico 3D para um actuador linear de relutância variável comutado, e a avaliação do seu comportamento vibratório pelo método dos elementos finitos. Note-se que devido às diferenças estruturais e ao tipo de materiais usados na sua construção, o comportamento vibratório dos actuadores lineares difere substancialmente do que resulta do funcionamento de actuadores rotativos, apesar de ambos terem por base o mesmo princípio de operação. Essas diferenças reflectem-se a vários níveis, com particular destaque para o carácter não periódico e não estacionário das vibrações que se registam nos actuadores lineares e também as implicações decorrentes das dimensões finitas das suas peças constituintes.
- A proposta de uma metodologia eficiente para avaliação dos modos de vibração, tirando partido das suas características estruturais, designadamente os aspectos relativos à simetria. Neste aspecto destaca-se como contribuição científica a optimização do modelo geométrico 3D, com benefícios na redução do tempo computacional sem prejuízo da precisão. Os resultados obtidos através desta contribuição deram origem à publicação científica em revista referenciada por R4 no Anexo C.
- A proposta de um ambiente integrado de ensaios, composto por um sistema modular para aquisição de dados e uma câmara com isolamento acústico para realização dos ensaios experimentais. Ambos os equipamentos foram concebidos, desenvolvidos

construídos e avaliados, tendo dado origem às contribuições científicas R1 e R2 referidas no Anexo C.

- A definição das configurações de instrumentação e do banco de ensaios bem como dos protocolos e procedimentos de testes a considerar na avaliação experimental das vibrações de actuadores lineares são outras contribuições que se consideram relevantes e que, salvo o desconhecimento do autor, se consideram originais.
- A definição e a realização de ensaios experimentais, tanto por excitação modal experimental, como por excitação operacional, cujos resultados confirmam os dados fornecidos pelas simulações numéricas e, conseqüentemente, permitem validar o modelo geométrico do actuador linear. Além disso, esses resultados fornecem informação útil e actual, do ponto de vista do conhecimento científico, quanto à caracterização das vibrações e do ruído acústico em actuadores lineares de relutância variável comutados. Além de relevantes desconhecem-se métodos ou contribuições semelhantes pelo que se entende serem igualmente originais.

### 8.3. Perspetivas para Trabalho Futuro

É quase unânime a aceitação do princípio de que um trabalho de investigação nunca está completo, porque o conhecimento gera conhecimento, e porque dos avanços resultantes dos sucessos alcançados novos desafios se colocam e novas oportunidades emergem. Tendo sido os desafios desta tese identificados, os objectivos definidos, bem como os percursos possíveis para os atingir, os resultados que foi possível alcançar, apesar de satisfatórios, até encorajadores, revelaram um conjunto de aspectos que são merecedores de desenvolvimento num futuro próximo. Desse conjunto destacam-se, pela sua importância na continuidade do trabalho científico e de produção de conhecimento, os seguintes aspectos:

- Avaliar as soluções propostas para outras topologias e configurações de ALRVC;
- Aprofundar e avaliar o método usado para estimação numérica dos deslocamentos locais, e desenvolver esquemas alternativos com vista à obtenção de uma solução automática e robusta para determinação dos deslocamentos a que as peças estão sujeitas por acção das vibrações;
- Dar continuidade à avaliação das acelerações locais, com base nos resultados da primeira abordagem que se propõe nesta tese, tendo em vista uma solução que permita avaliar a propagação das ondas elásticas na estrutura e prever as regiões sujeitas a maiores amplitudes de deformação;
- Avaliar o comportamento vibratório do actuador para outros regimes de excitação, ou com excitação assegurada por conversores de potência de outras topologias e cujo funcionamento se revele mais susceptível à produção de *ripple*.

# Referências Bibliográficas

- [1] R. Krishnan, *Switched reluctance motor drives : modeling, simulation, analysis, design, and applications*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2001.
- [2] Zhang Zhu and N. C. Cheung, "Investigation and comparison on different switching circuit topologies for linear switched reluctance motors," in *2008 Australasian Universities Power Engineering Conference*, 2008, pp. 1-5.
- [3] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley, and S. Umans, *Electric machinery*, 6th ed. Boston, Mau.: McGraw-Hill, 2003.
- [4] A. M. Omekanda, "Switched reluctance machines for EV and HEV propulsion: State-of-the-art," in *2013 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, 2013, pp. 70-74.
- [5] A. Khalil, S. Underwood, and I. Husain, "The Potential of Switched Reluctance Motor Technology for Electro-Mechanical Brake Applications," in *2006 SAE World Congress, April 3-6, 2006*, no. 724.
- [6] J.-F. Llibre, N. Martinez, P. Leprince, and B. Nogarede, "Analysis and Modeling of Linear-Switched Reluctance for Medical Application," *Actuators*, vol. 2, no. 2, pp. 27-44, Apr. 2013.
- [7] P. Vijayraghavan and R. Krishnan, "Noise in electric machines: a review," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 5, pp. 1007-1013, 1999.
- [8] M. Janda, O. Vitek, and V. Hajek, "Noise of Induction Machines," in *Induction Motors - Modelling and Control*, InTech, 2012.
- [9] D. Bogh, J. Crowell, and R. Amstutz, "IEEE 841 motor vibration," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 11, no. 6. pp. 32-37, 2005.
- [10] A. G. Piersol, T. L. Paez, and C. M. Harris, *Harris' shock and vibration handbook*, 6th ed. New York: McGraw-Hill, 2010.
- [11] Jacques, Jean, "Noise and Standardization, Focusing on Machinery and Workplace Domains," in *Joint Baltic-Nordic Acoustics Meeting*, 2004, no. June, pp. 8-10.
- [12] A. Szymaszek, E. Szelag, and M. Sliwowska, "Auditory perception of temporal order in humans: the effect of age, gender, listener practice and stimulus presentation mode.," *Neurosci. Lett.*, vol. 403, no. 1-2, pp. 190-4, Jul. 2006.
- [13] D. W. R. and R. S. Dadson, "A re-determination of the equal-loudness relations for pure tones," *Br. J. Appl. Phys.*, vol. 7, no. 5, p. 166, 1956.
- [14] "ISO 226:2003 - Acoustics - Normal equal-loudness-level contours," *ISO*. p. 18, 2003.
- [15] The Editors of Encyclopædia Britannica, "phon," *Encyclopædia Britannica*. Encyclopædia Britannica, inc.
- [16] "ISO 532-2:2017 Acoustics -- Methods for calculating loudness -- Part 2: Moore-Glasberg method." ISO, 2017.
- [17] R. Guerra, "A Anatomia e a Física do Ouvido, Apontamentos de Acústica (Cap. 7)." Escola Superior de Saúde de Faro, Faro, 2006.
- [18] V. Pulkki and M. Karjalainen, "Communication acoustics : an introduction to speech, audio, and psychoacoustics." Wiley, p. 1 online resource., 2015.
- [19] Bernhard Burkhart et. al., "Technology, Research and Applications of Switched Reluctance Drives," *CPSS Trans. Power Electron. Appl.*, vol. 2, no. 1, pp. 12-27, Apr. 2017.

- [20] Maria do Rosário Alves Calado, “Actuador Linear de Relutância Variável Comutado. Modelização, Dimensionamento, Construção e Ensaio.,” Universidade da Beira Interior, Covilhã, Portugal, 2001.
- [21] António Eduardo Vitória do Espírito Santo, “Concepção e Desenvolvimento de um Novo Accionamento Linear de Alto Desempenho para Aplicações de Precisão,” Universidade da Beira Interior, Covilhã, Portugal, 2008.
- [22] Davide Sérgio Baptista da Fonseca, “Accionamento Linear de Relutância Variável Comutado para Tracção Eléctrica Ligeira,” Universidade da Beira Interior, Covilhã, Portugal, 2008.
- [23] A. E. Espírito-Santo, M. R. A. Calado, and C. M. P. Cabrita, “On the influence of the pole and teeth shapes on the performance of linear switched reluctance actuator,” *COMPEL - Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng.*, vol. 30, no. 2, pp. 412-430, Mar. 2011.
- [24] W. H. Hayt and J. A. C. N.-Q. . H. 2001 Buck, *Engineering electromagnetics*, 6th ed. Boston: McGraw-Hill, 2001.
- [25] J. E. Villate, *Electromagnetismo*. McGraw-Hill, 1999.
- [26] V. K. R.T.Naayagi, “Optimum Pole Arcs for Switched Reluctance Machine with Reduced Ripple,” in *IEEE PEDS 2005*, 2005, pp. 761-764.
- [27] N. LENIN and R. ARUMUGAM, “Force Profiles of a Linear Switched Reluctance Motor Having Special Pole Face Shapes,” *Adv. Electr.*, vol. 10, no. 4, pp. 129-134, 2010.
- [28] P. Desai and M. Krishnamurthy, “Novel switched reluctance machine configuration with higher number of rotor poles than stator poles: Concept to implementation,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 2, pp. 649-659, 2010.
- [29] A. E. Espírito-Santo, M. R. A. Calado, and C. M. P. Cabrita, “On the influence of the pole and teeth shapes on the performance of linear switched reluctance actuator,” *COMPEL - Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng.*, vol. 30, no. 2, pp. 412-430, Mar. 2011.
- [30] P. O. Rasmussen, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, and F. Jensen, “Switched reluctance-shark machines-more torque and less acoustic noise,” *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, vol. 1. pp. 93-98 vol.1, 2000.
- [31] K. R. Byeong-Seok Lee, Han-Kyung Bae, P. Vijayraghavan, “Design of a linear switched reluctance machine,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 6, pp. 1571-1580, 2000.
- [32] A. Mohanty, “Circuit Theory of Reluctance Machines: Part I,” *Power Appar. Syst.*, no. 6, pp. 937-944, 1969.
- [33] A. Mohanty and M. Khanijo, “Circuit Theory of Reluctance Machines: Part II,” *Power Appar. Syst. IEEE Trans.*, vol. PAS-88, no. 6, pp. 944-954, 1969.
- [34] J. Sun, Q. Zhan, S. Wang, and Z. Ma, “A Novel Control Strategy of Switched Reluctance Motor Contributing to Low Vibrative Noise and Minimal Torque Ripple,” *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 3. pp. 2163-2167, 2006.
- [35] A. Hajihosseini, M. Jahanmahin, E. Afjei, and S. Tajik, “A novel four layer switch reluctance motor with high torque and ripple reduction,” in *2012 3rd Power Electronics and Drive Systems Technology, PEDSTC 2012*, 2012, pp. 62-67.
- [36] X. Xue, K.-W. E. Cheng, Z. Zhang, J. Lin, and N. Cheung, “A Novel Method to Minimize Force Ripple of Multimodular Linear Switched Reluctance Actuators/Motors,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 11, pp. 3859-3862, Nov. 2012.
- [37] V. Nasirian, A. Davoudi, S. Kaboli, and C. S. Edrington, “Excitation Shifting: A General Low-Cost Solution for Eliminating Ultra-Low-Frequency Torque Ripple in Switched Reluctance Machines,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 9, pp. 5135-5149, Sep. 2013.
- [38] V. P. Krishnan R., “State of the art: acoustic noise in switched reluctance motor drives,” in *Industrial Electronics Society*, 1998.
- [39] D. E. Cameron, J. H. Lang, and S. D. Umans, “The origin and reduction of acoustic noise in doubly salient variable-reluctance motors,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 6, pp. 1250-1255, 1992.

- [40] R. S. Colby, F. M. Mottier, and T. J. E. Miller, "Vibration modes and acoustic noise in a four-phase switched reluctance motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 6, pp. 1357-1364, 1996.
- [41] P. Pillay and W. Cai, "An investigation into vibration in switched reluctance motors," in *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting*, 2008, vol. 1, no. 5, pp. 341-350.
- [42] W. Cai and P. Pillay, "Resonant frequencies and mode shapes of switched reluctance motors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 16, no. 1, pp. 43-48, Mar. 2001.
- [43] W. Cai, P. Pillay, Z. Tang, and A. Omekanda, "Vibration measurements in the switched reluctance motor," in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting*, 2001, vol. 1, no. C, pp. 11-17.
- [44] J. O. Fiedler, K. a. Kasper, and R. W. De Doncker, "Spectral composition of stator vibrations resulting from modal superposition in SRM," in *3rd IET Int. Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2006)*, 2006, pp. 216-220.
- [45] J. O. Fiedler, K. a. Kasper, and R. W. De Doncker, "Acoustic noise in switched reluctance drives: an aerodynamic problem?," in *IEEE Int. Conference on Electric Machines and Drives, 2005.*, 2005, pp. 1275-1280.
- [46] J. O. Fiedler, K. A. Kasper, and R. W. De Doncker, "Calculation of the Acoustic Noise Spectrum of SRM Using Modal Superposition," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 9, pp. 2939-2945, Sep. 2010.
- [47] K. N. Srinivas and R. Arumugam, "Static and Dynamic Vibration Analyses of Switched Reluctance Motors Including Bearings, Housing, Rotor Dynamics, and Applied Loads," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 4, pp. 1911-1919, Jul. 2004.
- [48] R. Srinivas, K.N.;Arumugam, "Analysis and Characterization of Switched Reluctance Motors: Part I - Dynamic, static, and Frequency Spectrum Analyses," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 4, pp. 1306-1320, Apr. 2005.
- [49] K. N. Srinivas and R. Arumugam, "Analysis and Characterization of Switched Reluctance Motors: Part II - Flow, Thermal, and Vibration Analyses," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 4, pp. 1321-1332, 2005.
- [50] J.-P. Lecoq, R. Romary, J.-F. Brudny, and T. Czapla, "Five methods of stator natural frequency determination: case of induction and switched reluctance machines," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 18, no. 5, pp. 1133-1159, Sep. 2004.
- [51] Haijun Zhang, Ruizhen Gao, Jingjun Zhang, and Lili Wang, "Vibration analysis for switched reluctance motor system based on finite element and FFT," in *2009 Int. Conference on Mechatronics and Automation*, 2009, pp. 4257-4261.
- [52] Jian Li and Yunhyun Cho, "Investigation into Reduction of Vibration and Acoustic Noise in Switched Reluctance Motors in Radial Force Excitation and Frame Transfer Function Aspects," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 10, pp. 4664-4667, Oct. 2009.
- [53] Zhangjun Tang, P. Pillay, and A. M. Omekanda, "Vibration prediction in switched reluctance motors with transfer function identification from shaker and force hammer tests," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 978-985, Jul. 2003.
- [54] Z. Tang, P. Pillay, Y. Chen, and a. M. Omekanda, "Prediction of Electromagnetic Forces and Vibrations in SRMs Operating at Steady-State and Transient Speeds," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 4, pp. 927-934, Jul. 2005.
- [55] S. Lei and W. Jianhua, "Switched Reluctance Motor vibration prediction: From low frequency to high frequency," in *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 2009, pp. 971-978.
- [56] C. Lin and B. Fahimi, "Prediction of Radial Vibration in Switched Reluctance Machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, no. 4, pp. 1072-1081, Dec. 2013.
- [57] C. Lin and B. Fahimi, "Prediction of Acoustic Noise in Switched Reluctance Motor Drives," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 29, no. 1, pp. 250-258, Mar. 2014.

- [58] J. Fiedler, K. Kasper, F. Chaparro, and R. De Doncker, "Effectiveness of Noise Reducing Measures in Switched Reluctance Drives," in *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*, 2006, vol. 3, no. c, pp. 1163-1170.
- [59] K. A. Kasper, J. O. Fiedler, D. Schmitz, and R. W. de Doncker, "Noise Reduction Control Strategies for Switched Reluctance Drives," in *2006 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2006, pp. 1-6.
- [60] Y. Mollet, J. Gyselincx, M. Sarrazin, and H. Van Der Auweraer, "Experimental noise and vibration analysis of switched reluctance machines comparison of soft and hard chopping in transient conditions," in *2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 2015, pp. 420-425.
- [61] K. Kasper, S. Fingerhuth, M. Klemenz, J. Fiedler, R. De Doncker, and M. Vorlander, "Psychoacoustic quantities and their relevance for sound-quality optimization of switched reluctance machines," in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005, p. 9 pp.-P.9.
- [62] M. N. Anwar and I. Husain, "Design perspectives of a low acoustic noise switched reluctance machine," in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, 2000, vol. 1, pp. 99-106.
- [63] B. Fahimi, G. Suresh, and M. Ehsani, "Design considerations of switched reluctance motors: vibration and control issues," in *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*, 1999, vol. 4, pp. 2259-2266.
- [64] M. N. Anwar, I. Husain, S. Mir, and T. Sebastian, "Evaluation of acoustic noise and mode frequencies with design variations of switched reluctance machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 695-703, May 2003.
- [65] C. Lin and B. Fahimi, "Design considerations for reduction of acoustic noise in switched reluctance drives," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 1408-1413.
- [66] T. J. E. Miller, "Optimal design of switched reluctance motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 1, pp. 15-27, 2002.
- [67] C. Ma and L. Qu, "Design Considerations of Switched Reluctance Motors with Bipolar Excitation for Low Torque Ripple Applications," *2013 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2013*, pp. 926-933, 2013.
- [68] J. Li, H. Sun, and Y. Liu, "New rotor structure mitigating vibration and noise in switched reluctance motor," in *ICINA 2010 - 2010 International Conference on Information, Networking and Automation, Proceedings*, 2010, vol. 2, pp. 80-84.
- [69] Y. K. Choi, H. S. Yoon, and C. S. Koh, "Pole-Shape Optimization of a Switched-Reluctance Motor for Torque Ripple Reduction," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 4, pp. 1797-1800, Apr. 2007.
- [70] Bingni Qu, Jiancheng Song, and Jianbin Zheng, "Torque ripple minimization in switched reluctance machine by pole arcs design," in *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2009, no. 2, pp. 2308-2311.
- [71] S. M. Castano, B. Bilgin, E. Fairall, and A. Emadi, "Acoustic Noise Analysis of a High-Speed High-Power Switched Reluctance Machine: Frame Effects," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 31, no. 1, pp. 69-77, 2016.
- [72] X. B. Liang, G. J. Li, J. Ojeda, M. Gabsi, and Z. Ren, "Comparative study of vibration and acoustic noise between classical and mutually coupled switched reluctance motors," in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, 2012, pp. 2955-2960.
- [73] E. Fairall, N. Schofield, and A. Emadi, "Noise and Electromagnetic Comparison of a Three-Phase 12 / 8 and a 12 / 10 Switched Reluctance Machine," in *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2016, pp. 1-5.

- [74] R. Pupadubsin, J. D. Widmer, A. Steven, and B. C. Mecrow, "Comparison of Vibration and Magnetic Force Behaviours between Different Switched Reluctance Machine Topologies," in *015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2015, pp. 1373-1379.
- [75] T. Higuchi, K. Suenaga, and T. Abe, "Torque ripple reduction of novel segment type switched reluctance motor by increasing phase number," in *Proceedings - The 12th International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2009*, 2009.
- [76] P. J. F. Lindsay, D. Ph, C. Eng, R. Arumugam, and M. Sc, "Finite-element analysis characterisation of a switched reluctance motor with multitooth per stator pole," *Electr. Power Appl. IEE Proc. B*, vol. 133, no. 6, pp. 347-353, 1986.
- [77] M. Harries, A. Hofmann, and R. W. De Doncker, "Acoustics of a 6-phase transversal flux outer-rotor switched reluctance drive," in *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2015, vol. 2015-Augus, no. June, pp. 1053-1059.
- [78] Zhangjun Tang, P. Pillay, A. M. Omekanda, Chen Li, and C. Cetinkaya, "Effects of material properties on switched reluctance motor vibration determination," in *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference*, 2003., 2003, vol. 1, pp. 235-241.
- [79] Z. Tang, P. Pillay, a. M. Omekanda, C. Li, and C. Cetinkaya, "Young's Modulus for Laminated Machine Structures With Particular Reference to Switched Reluctance Motor Vibrations," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 3, pp. 748-754, May 2004.
- [80] E. Bizkevelci, H. Bulent Ertan, and K. Leblebicioglu, "A novel noise reduction technology for switched reluctance motors," in *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, 2008, no. 1, pp. 1-4.
- [81] C. C.-Y. W. Pollock, "Acoustic noise cancellation techniques for switched reluctance drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 2, pp. 477-484, 1997.
- [82] W. Cai and P. Pillay, "Design and Control of Switched Reluctance Motors with Low Vibration and Noise," *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, vol. 2. pp. 1324-1331, 2007.
- [83] V. S. . G. T. A. D. R. Wadnerkar, "Performance Analysis of Switched Reluctance Motor; Design , Modeling and Simulation of 8/6 Switched Reluctance Motor," *J. Theor. Appl. Inf. Technol.*, pp. 1118-1124, 2008.
- [84] J. Wang, "Harmonic Spectra Shaping for Switched Reluctance Motor with Asymmetric-Carrier Random PWM," *J. Control. Autom. Electr. Syst.*, 2017.
- [85] N. Kurihara, A. Chiba, K. Yamada, and A. Souda, "A relationship of radial force sum and current waveforms in switched reluctance motor for noise reduction," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 5560-5566.
- [86] J. Bayless, N. Kurihara, H. Sugimoto, and A. Chiba, "Acoustic Noise Reduction of Switched Reluctance Motor With Reduced RMS Current and Enhanced Efficiency," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 31, no. 2, pp. 627-636, Jun. 2016.
- [87] H. Khalili, E. Afjei, and A. Najafi, "Torque ripple minimization in SRM drives using phase/current profiles," in *2007 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, 2007, vol. 1, no. 5, pp. 273-275.
- [88] J. Y. Chai and C. M. Liaw, "Reduction of speed ripple and vibration for switched reluctance motor drive via intelligent current profiling," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 4, no. 5, p. 380, 2010.
- [89] C. Ma, L. Qu, R. Mitra, P. Pramod, and R. Islam, "Vibration and torque ripple reduction of switched reluctance motors through current profile optimization," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2016, pp. 3279-3285.
- [90] T.-S. Chuang, "Acoustic noise reduction of a 6/4 SRM drive based on third harmonic real power cancellation and mutual coupling flux enhancement," *Energy Convers. Manag.*, vol. 51, no. 3, pp. 546-552, Mar. 2010.

- [91] X. Ojeda, X. Mininger, M. Gabsi, S. Hlioui, and M. Lecrivain, "Active piezoelectric vibration control for high speed switched reluctance machine," in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, pp. 1-9.
- [92] X. Ojeda, X. Mininger, M. Gabsi, and M. Lecrivain, "Noise cancellation of 6/4 switched reluctance machine by piezoelectric actuators: optimal design and placement using genetic algorithm," in *4th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2008)*, 2008, no. 1, pp. 611-615.
- [93] X. Mininger, E. Lefevre, M. Gabsi, C. Richard, and D. Guyomar, "Semiactive and Active Piezoelectric Vibration Controls for Switched Reluctance Machine," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 1, pp. 78-85, Mar. 2008.
- [94] Z. Q. Zhu, X. Liu, and Z. Pan, "Analytical Model for Predicting Maximum Reduction Levels of Vibration and Noise in Switched Reluctance Machine by Active Vibration Cancellation," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 1, pp. 36-45, Mar. 2011.
- [95] M. Kiani, "Active mitigation of vibration in switched reluctance motor drives," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2012, pp. 1915-1921.
- [96] N. Inanc and V. Ozbulur, "Torque ripple minimization of a switched reluctance motor by using continuous sliding mode control technique," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 66, no. 3, pp. 241-251, 2003.
- [97] P. H. Truong, D. Flieller, N. K. Nguyen, J. Merckle, and G. Sturtzer, "An investigation of Adaline for torque ripple minimization in Non-Sinusoidal Synchronous Reluctance Motors," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 2602-2607, 2013.
- [98] P. H. Truong, D. Flieller, N. K. Nguyen, J. Mercklé, and G. Sturtzer, "Torque ripple minimization in non-sinusoidal synchronous reluctance motors based on artificial neural networks," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 140, pp. 37-45, Nov. 2016.
- [99] O. I. T. Tokita, H. Goto, "An Effect of Electromagnetic Force on Acoustic Noise of Axial-gap In-Wheel SR Motor," in *Proceedings - 2014 International Conference on Electrical Machines, ICEM 2014 (2014)*, 2014, pp. 987-993.
- [100] H. Mechmeche, M. Hecquet, A. Tounzi, F. Gillon, and G. Fritz, "Effect of magnetic material nonlinearities on the acoustic behavior of 4-phase SRMs," in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2014, pp. 1576-1582.
- [101] C. Gan, J. Wu, M. Shen, S. Yang, Y. Hu, and W. Cao, "Investigation of skewing effects on the vibration reduction of three-phase switched reluctance motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, no. 9, 2015.
- [102] H. Cheshmehbeigi, S. Yari, E. Afjei, "Design and analysis of Low Torque Ripple Switched Reluctance Motor using 3-Dimensional Finite Element Method," in *2009 European Conference on Circuit Theory and Design*, 2009, pp. 857-861.
- [103] H. Yang, Y. Lim, and H. Kim, "Acoustic Noise/Vibration Reduction of a Single-Phase SRM Using Skewed Stator and Rotor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 10, pp. 4292-4300, Oct. 2013.
- [104] Wai-Chuen Gan and N. C. Cheung, "Design of a linear switched reluctance motor for high precision applications," in *IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (Cat. No.01EX485)*, 2001, pp. 701-704.
- [105] Wai-Chuen Gan, N. C. Cheung, and Li Qju, "Position control of linear switched reluctance motors for high-precision applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 5, pp. 1350-1362, Sep. 2003.
- [106] Hao Chen, Xing Wang, and Hui Zeng, "Electromagnetic design of Switched Reluctance linear machine," in *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2009, vol. 3, pp. 836-840.
- [107] C. M. P. C. António Eduardo Vitória do Espírito Santo, Maria do Rosário Calado, "Design and evaluation of a linear switched reluctance actuator for positioning tasks," *Turk J Elec Eng Comp*, vol. 18, no. 6, pp. 925-941, 2010.

- [108] N. C. Lenin and R. Arumugam, "A novel linear switched reluctance motor : Investigation and experimental verification," *Am. J. Eng. Appl. Sci.*, vol. 3, no. 2, pp. 433-440, 2010.
- [109] J. F. Pan, Y. Zou, and G. Cao, "An Asymmetric Linear Switched Reluctance Motor," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, no. 2, pp. 444-451, Jun. 2013.
- [110] N. C. Lenin, R. Arumugam, and P. Kannan, "Analysis on the stators of Linear Switched Reluctance Machine in relation to vibration problems," in *2011 1st International Conference on Electrical Energy Systems*, 2011, pp. 170-175.
- [111] S. W. Zhao, W. X. Wang, X. Y. Yang, and N. C. Cheung, "Analysis and design of a Linear Switched Reluctance Motor with force improvement," in *2013 5th Int. Conference on Power Electronics Systems and Applications(PESA)*, 2013, no. 1, pp. 1-4.
- [112] Y. Zou, K. E. Cheng, N. C. Cheung, and J. Pan, "Deformation and Noise Mitigation for the Linear Switched Reluctance Motor With Skewed Teeth Structure," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 11, pp. 1-4, Nov. 2014.
- [113] N. C. Lenin and R. Arumugam, "Acoustic Noise , Vibration , Harmonics, Thermal of Three Phase Linear Switched Reluctance Machines," in *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) & 2010 Power India, Joint International Conference*, 2010, pp. 1-4.
- [114] N. C. Lenin, R. Arumugam, and V. Chadresekar, "Force Profiles of a Linear Switched Reluctance Motor Having Special Pole Face Shapes," *Adv. Electr. Comput. Eng.*, vol. 10, no. 4, pp. 129-134, 2010.
- [115] S. Darabi and M. Ardebili, "Optimization of driving force of linear switched reluctance motor," in *2011 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, 2011, pp. 71-74.
- [116] H. S. Lim and R. Krishnan, "Novel Measurement Disturbance Rejection Current Control for Linear Switched Reluctance Motor Drives," in *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*, 2007, pp. 2226-2233.
- [117] J. Garcia Amorós and P. Andrada Gascón, "Study of end effects on the performance of the linear switched reluctance motor," in *Proceedings 11th Spanish-Portuguese Conference on Electrical Engineering (11CHLIE), Zaragoza, Spain, 2009*, vol. 2, no. 1.
- [118] Z. Zhang, N. C. Cheung, K. W. E. Cheng, X. D. Xue, and J. K. Lin, "Longitudinal and Transversal End-Effects Analysis of Linear Switched Reluctance Motor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 3979-3982, Oct. 2011.
- [119] J. Kybic, T. Blu, and M. Unser, "Generalized sampling: a variational approach .I. Theory," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 50, no. 8, pp. 1965-1976, Aug. 2002.
- [120] J. Kybic, T. Blu, and M. Unser, "Generalized sampling: a variational approach .II. Applications," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 50, no. 8, pp. 1977-1985, Aug. 2002.
- [121] A. V Oppenheim, A. S. Willsky, and S. H. C. N.-E. N. G. Q. O. 1997 B. L. Q. O. 1997 Nawab, *Signals & systems*, 2nd ed. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall, 1997.
- [122] S. K. Mitra, *Digital signal processing: a computer-based approach*, 4th ed. New York, NY: McGraw-Hill, 2011.
- [123] G. S. Chirikjian, "Probabilistic Models," in *Icra*, no. c, Massachusetts Institute of Technology, 2003, pp. 1594-1599.
- [124] W. D. Penny, "Chapter 7 Multiple Time Series," in *Signal Processing*, no. 0, 2009, pp. 87-98.
- [125] A. Oppenheim and G. Verghese, "Signals, Systems and Inference, Chapter 9: Random Processes," in *Signal, Systems and Inference*, 2010, pp. 161-183.
- [126] F. J. Harris, "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform," *Proc. IEEE*, vol. 66, no. 1, pp. 51-83, 1978.
- [127] G. Heinzel, A. Rüdiger, R. Schilling, and T. Hannover, "Spectrum and spectral density estimation by the Discrete Fourier transform (DFT), including a comprehensive list of window functions and some new flat-top," 2002.

- [128] P. Wickramarachi, D. P. Corporation, and S. Jose, "Effects of Windowing on the Spectral Content of a Signal," *Sound Vib.*, no. January, pp. 10-11, 2003.
- [129] K. M. M. Prabhu, "Discrete-Time Windows and Their Figures of Merit," in *Window Functions and Their Applications in Signal Processing*, CRC Press, 2013, pp. 145-188.
- [130] J. K. Hammond and P. R. White, "The Analysis of Non-Stationary Signals Using Time-Frequency Methods," *J. Sound Vib.*, vol. 190, no. 3, pp. 419-447, Feb. 1996.
- [131] S. a. Neild, P. D. McFadden, and M. S. Williams, "A review of time-frequency methods for structural vibration analysis," *Eng. Struct.*, vol. 25, no. 6, pp. 713-728, May 2003.
- [132] S. G. Mallat, "A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation," *IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell.*, vol. 11, no. 7, pp. 674-693, Jul. 1989.
- [133] T. W. Parks and C. S. Burrus, *Digital filter design*. New York: Wiley, 1987.
- [134] D. Schlichthaerle, *Digital filters*. New York: Springer, 2010.
- [135] O. Rioul and M. Vetterli, "Wavelets and signal processing," *Signal Process. Mag. IEEE*, vol. 8, no. 4, pp. 14-38, 1991.
- [136] A. Bruce, D. Donoho, and Hong-Ye Gao, "Wavelet analysis," *IEEE Spectr.*, vol. October 19, pp. 26-35, 1996.
- [137] D. Labat, "Recent advances in wavelet analyses: Part 1. A review of concepts," *J. Hydrol.*, vol. 314, no. 1-4, pp. 275-288, Nov. 2005.
- [138] D. E. Newland, *An introduction to random vibrations, spectral & wavelet analysis*, 3rd ed. Mineola, N.Y.: Dover Publications, 2005.
- [139] T. Tarasiuk, "Hybrid Wavelet-Fourier Spectrum Analysis," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 19, no. 3, pp. 957-964, Jul. 2004.
- [140] V. Venkatachalam, "Nonstationary signal enhancement using the wavelet transform," *Syst. Theory, 1996.*, 1996.
- [141] F. Al-Badour, M. Sunar, and L. Cheded, "Vibration analysis of rotating machinery using time-frequency analysis and wavelet techniques," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 25, no. 6, pp. 2083-2101, Aug. 2011.
- [142] M. A. S. K. Khan and M. A. Rahman, "Wavelet Based Diagnosis and Protection of Electric Motors," *intechopen.com*.
- [143] I. Daubechies, *Ten lectures on wavelets*. Philadelphia, Pa.: Society for Industrial and Applied Mathematics, 1992.
- [144] S. G. (Stéphane G. . Mallat, *A wavelet tour of signal processing : the Sparse way*. Elsevier /Academic Press, 2009.
- [145] R. E. Learned and A. S. Willsky, "A Wavelet Packet Approach to Transient Signal Classification," *Applied and Computational Harmonic Analysis*, vol. 2, no. 3. pp. 265-278, 1995.
- [146] J. Kirby, "Which wavelet best reproduces the Fourier power spectrum?," *Comput. Geosci.*, vol. 31, no. 7, pp. 846-864, Aug. 2005.
- [147] P. Yeh and P. Liu, "Application of the wavelet transform and the enhanced Fourier spectrum in the impact echo test," *NDT E Int.*, vol. 41, no. 5, pp. 382-394, Jul. 2008.
- [148] A. Q. Flores, A. J. Marques Cardoso, and J. B. Carvalho, "Gearbox fault detection by wavelet and spectrum analysis of the induction motor power," *Proc. 2013 IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf. IEMDC 2013*, pp. 88-92, 2013.
- [149] E. Y. Hamid and Z. Kawasaki, "Instrument for the Quality Analysis of Power Systems Based on the Wavelet Packet Transform," *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. 22, no. 3, pp. 52-54, 2002.
- [150] D. L. Donoho, "De-Noising by Soft-Thresholding," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 41, no. 3, pp. 613-627, 1995.

- [151] Quan Pan, Lei Zhang, Guanzhong Dai, and Hongai Zhang, "Two denoising methods by wavelet transform," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 47, no. 12, pp. 3401-3406, 1999.
- [152] Xiaogang Dong, Yang Yue, Xiwen Qin, Xinmin Wang, and Zhansheng Tao, "Signal denoising based on improved wavelet packet thresholding function," in *2010 International Conference on Computer, Mechatronics, Control and Electronic Engineering*, 2010, pp. 382-385.
- [153] T. D. S. Conforto, "Spectral Analysis for Non-Stationary Signals From Mechanical Measurements: A Parametric Approach," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 13, no. 3, pp. 395-411, 1999.
- [154] D. Bianchi, E. Mayrhofer, M. Gröschl, G. Betz, and A. Vernes, "Wavelet packet transform for detection of single events in acoustic emission signals," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 64-65, pp. 441-451, 2015.
- [155] L. G. and B. P. M. Ruzzene, A. Fasana, "Natural Frequencies and Dampings Identification Using Wavelet Transform: Application to Real Data," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 11, no. 2, pp. 207-218, 1997.
- [156] L. Meirovitch, *Fundamentals of vibrations*. Boston: McGraw-Hill, 2001.
- [157] S. Coşkun, M. Atay, and B. Öztürk, "Transverse Vibration Analysis of Euler-Bernoulli Beams Using Analytical Approximate Techniques," *Intechopen.Com*, pp. 1-23, 2011.
- [158] A. Erturk and D. J. Inman, "On the Fundamental Transverse Vibration Frequency of a Free-Free Thin Beam With Identical End Masses," *J. Vib. Acoust.*, vol. 129, no. 5, pp. 656-662, 2007.
- [159] S. A. Hambric, "Structural acoustics tutorial – Part 1: vibrations in structures," *Acoust. Today*, vol. 2, no. 4, pp. 21-33, 2006.
- [160] S. A. Hambric and J. B. Fahline, "Structural Acoustics Tutorial – Part 2: Sound – Structure Interaction," *Acoust. Today*, vol. 3, no. 2, pp. 9-27, 2007.
- [161] P. Gonçalves, M. Brennan, and S. Elliott, "Numerical evaluation of high-order modes of vibration in uniform Euler-Bernoulli beams," *J. Sound Vib.*, vol. 301, pp. 1035-1039, 2007.
- [162] A. W. Leissa, *Vibration of Plates*, 1st ed. NASA - National Aeronautics and Space Administration, 1969.
- [163] A. W. Leissa, "The free vibration of rectangular plates," *J. Sound Vib.*, vol. 31, no. 3, pp. 257-293, Dec. 1973.
- [164] M. Nikkha-Bahrami, M. Loghmani, and M. Pooyanfar, "Analytical Solution for Free Vibration of Rectangular Kirchhoff Plate from Wave Approach," *Int. J. Mech. Aerospace, Ind. Mechatron. Manuf. Eng. Vol2, No3, 2008*, vol. 2, no. 4, pp. 271-273, 2008.
- [165] B. Schwarz and M. Richardson, "Proportional Damping from Experimental Data," *Conf. Proc. Soc. Exp. Mech. Ser.*, vol. 45, no. 7, pp. 179-186, 2014.
- [166] P. C. Sujatha, "Basics of Experimental Modal Analysis," *Vibration and Acoustics: Measurement and Signal Analysis*. McGraw Hill Professional, Access Engineering, 2010.
- [167] B. J. Scharwz, "Experimental modal analysis," in *proceedings of CSI Reliability Week*, 1999.
- [168] M. Batel, "Operational Modal Analysis - Another Way of Doing Modal Testing," *Sound Vib.*, vol. 36, no. August, pp. 22-27, 2002.
- [169] M. Richardson and B. Schwarz, "Modal Parameter Estimation from Operating Data," *Sound Vib.*, vol. 37, no. 1, pp. 1-8, 2003.
- [170] P. Welch, "The use of fast Fourier transform for the estimation of power spectra: A method based on time averaging over short, modified periodograms," *IEEE Trans. Audio Electroacoust.*, vol. 15, no. 2, pp. 70-73, Jun. 1967.
- [171] N.-J. Jacobsen, "Identifying harmonic components in operational modal analysis," in *Twelfth International Congress on Sound and Vibration - ICSV12.*, 2005.

- [172] D. J. R. P. Mohanty, "Identifying Mode Shapes and Modal Frequencies by Operational Modal Analysis in the Presence of Harmonic Excitation," *Soc. Exp. Mech.*, vol. 45, no. 3, p. 8, 2005.
- [173] N.-J. Jacobsen and P. R. B. Andersen, "Eliminating the Influence of Harmonic Components in Operational Modal Analysis," in *IMAC-XXIV: A Conference & Exposition on Structural Dynamics. Society for Experimental Mechanics*, 2007.
- [174] N.-J. Jacobsen, "Separating Structural Modes and Harmonic Components in Operational Modal Analysis," *Proc. IMAC XXIV Conf.*, 2006.
- [175] S. V. Modak, "Separation of structural modes and harmonic frequencies in Operational Modal Analysis using random decrement," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 41, no. 1-2, pp. 366-379, 2013.
- [176] R. W. Clough, "Original formulation of the finite element method," *Finite Elem. Anal. Des.*, vol. 7, no. 2, pp. 89-101, 1990.
- [177] A. D. Pierce, *Acoustics. An introduction to its physical principles and applications*. 1981.
- [178] Onda Corporation, "Tables of Acoustic Properties of Materials." [Online]. Available: [http://www.ondacorp.com/tecref\\_acoustictable.shtml](http://www.ondacorp.com/tecref_acoustictable.shtml). [Accessed: 05-Jul-2013].
- [179] D. M. Howard and J. A. S. Angus, "Chapter 1 - Introduction to Sound BT - Acoustics and Psychoacoustics (Fourth edition)," Boston: Focal Press, 2010, pp. 1-72.
- [180] Paulo Pimentel de Oliveira, "Relações Termodinâmicas. Gases Perfeitos e Fluidos Incompressíveis.," in *Fundamentos de Termodinâmica Aplicada - Análise Energética e Exergética*, 2 Ed., Lisboa: LIDEL, 2015, p. 516.
- [181] M. Talbot-Smith, *Audio engineer's reference book*, 2nd ed. Focal Press, 1999.
- [182] "IEC 61672-2:2013 Electroacoustics - Sound level meters - Part2: pattern evaluation tests," *IEC*. 2013.
- [183] Bosch Rexroth, "Assembly Technology: Aluminum Strut Profiles," *Products Catalog*, 2008. [Online]. Available: <https://www.boschrexroth.com/en/xc/products/product-groups/assembly-technology/aluminum-profiles-solutions-components/aluminum-profiles-products/index>. [Accessed: 18-Jan-2012].
- [184] Dassault Systemes, "Analysis Solvers," *Solidworks Help*, 2015. [Online]. Available: [http://help.solidworks.com/2011/english/SolidWorks/cworks/LegacyHelp/Simulation/Design\\_Studies/Analysis\\_Solvers.htm](http://help.solidworks.com/2011/english/SolidWorks/cworks/LegacyHelp/Simulation/Design_Studies/Analysis_Solvers.htm). [Accessed: 02-Jun-2013].
- [185] J. Salvado, A. Espirito Santo, and M. R. A. Calado, "Design of a system for analysis and monitoring of vibrations in Linear Switched Reluctance machines," in *MELECON 2010 - 2010 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, 2010, pp. 768-773.
- [186] J. Salvado, A. E. Santo, and M. D. R. Calado, "Vibration analysis of a linear switched reluctance actuator," in *2011 IEEE EUROCON - International Conference on Computer as a Tool*, 2011, pp. 1-4.
- [187] "ISO 140-14:2004 - Acoustics - Measurement of sound insulation in buildings and of building elements - Part 14: Guidelines for special situations in the field," *ISO*. 2004.
- [188] "ISO 16283-1:2014 - Acoustics - Field measurement of sound insulation in buildings and of building elements - Part 1: Airborne sound insulation," *ISO*. 2014.
- [189] Acoustic Desing Bureau, "Sound Absoption Coefficients Chart," 2012. [Online]. Available: [http://www.acoustic.ua/st/web\\_absorption\\_data\\_eng.pdf](http://www.acoustic.ua/st/web_absorption_data_eng.pdf). [Accessed: 05-Jul-2013].
- [190] João Matos et. al., "Guia prático para medições de ruído ambiente," 2011.
- [191] J. A. Salvado, M. R. Calado, and A. E. Santo, "A Simple yet Effective Semi-Anechoic Chamber for the Acoustic Characterization of an LSRA," *IEEE Lat. Am. Trans.*, vol. 11, no. 5, pp. 1190-1200, 2013.
- [192] J. Salvado, A. Espirito Santo, and M. R. A. Calado, "Improved Distributed System for Analysis of Vibrations in Linear Switched Reluctance Actuators," in *ICIT 2012, IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2012, pp. 991-996.

- [193] J. Salvado, A. Espírito-Santo, and M. Calado, "An intelligent sensor array distributed system for vibration analysis and acoustic noise characterization of a linear switched reluctance actuator.," *Sensors (Basel)*, vol. 12, no. 6, pp. 7614-33, Jan. 2012.
- [194] D. Anderson, D. Dzatko, and M. Inc., *Universal Serial Bus system architecture*, 2nd ed. Boston: Addison-Wesley, 2001.
- [195] Texas Instruments, "MSP430F543xA, MSP430F541xA Mixed Signal Microcontroller." Texas Instruments Inc., 2010.
- [196] Texas Instruments, "TUSB3410 USB Driver." 2013.
- [197] Texas Instruments, "TI WDF USBUART Single Driver (Rev. A)," 2013. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/zip/sllc428>.
- [198] Analog Devices, "ADXL001 - High Performance, Wide Bandwidth Accelerometer." pp. 1-16, 2010.
- [199] Analog Devices, "ADXL326 - Small, Low Power, 3-Axis  $\pm 16$  g Accelerometer." 2009.
- [200] Allegro Microsystems Inc., "Hall Effect Linear Current Sensor with Overcurrent Fault Output for < 100 V Isolation Applications ACS711." pp. 1-13, 2013.
- [201] Analog Devices, "ADXL Breakout Board - EVAL-ADXL001Z." 2010.
- [202] Texas Instruments, "Family of 550  $\mu$ A/Ch 3-MHz Rail-to-Rail Input/Output Operational Amplifiers with Shutdown," no. December 1998. 2005.
- [203] PUI Audio, "PUI Audio - POM-2246P-2-R Electret Microphone." 2006.
- [204] TDK, "Clamp Filters (Ferrite Core with Case) For cable: ZCAT series," no. October. 2011.
- [205] T. M. S. Inc, "K2007E01 Mini SmartShaker with integrated Power Amplifier." The Modal Shop Inc, 2012.
- [206] T. M. S. Inc, "Electrodynamic Shaker User Manual (Rev. A) - Model K2007E01 Mini SmartShaker with Integrated Power Amplifier." The Modal Shop Inc, 2012.
- [207] Testec Elektronik, "Standard Oscilloscope Probes." 2013.
- [208] M. Y. Gokhale, "Time Domain Signal Analysis Using Wavelet Packet Decomposition Approach," *Int'l J. Commun. Netw. Syst. Sci.*, vol. 03, no. 03, pp. 321-329, 2010.
- [209] H. Heijmans and J. Goutsias, "Multiresolution signal decompositions schemes Part 2: Morphological wavelets," 1999.
- [210] J. Chen, Y. Dou, Y. Li, and J. Li, "Application of Shannon Wavelet Entropy and Shannon Wavelet Packet Entropy in Analysis of Power System Transient Signals," *Entropy*, vol. 18, no. 12, p. 437, Dec. 2016.
- [211] S. C. Chapra and R. P. Canale, *Numerical methods for engineers*, 5th ed. Boston: McGraw-Hill Higher Education, 2006.
- [212] T. Siau and A. M. Bayen, *An introduction to MATLAB® programming and numerical methods for engineers*. 2015.
- [213] V. Oppenheim, "Power Spectral Density," *MIT OpenCourseWare*, pp. 183-195, 2010.
- [214] J. Larsen, "Correlation functions and power spectra," in *Digital Signal Processing, Technical University of Denmark*, Section for Cognitive Systems, Informatics and Mathematical Modelling, Technical University of Denmark, 2009.
- [215] H. Akçay, "Spectral estimation in frequency-domain by subspace techniques," *Signal Processing*, vol. 101, pp. 204-217, 2014.
- [216] C. Gallet and C. Julien, "The significance threshold for coherence when using the Welch's periodogram method: Effect of overlapping segments," *Biomed. Signal Process. Control*, vol. 6, no. 4, pp. 405-409, 2011.
- [217] C. Zheng, H. Yang, and X. Li, "On generalized auto-spectral coherence function and its applications to signal detection," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 21, no. 5, pp. 559-563, 2014.

- [218] D. Ramírez, J. Via, and I. Santamaría, “A generalization of the magnitude squared coherence spectrum for more than two signals: Definition, properties and estimation,” *ICASSP, IEEE Int. Conf. Acoust. Speech Signal Process. - Proc.*, pp. 3769-3772, 2008.
- [219] F. Luisier, T. Blu, and M. Unser, “A new SURE approach to image denoising: Interscale orthonormal wavelet thresholding,” *IEEE Trans. Image Process.*, vol. 16, no. 3, pp. 593-606, 2007.
- [220] C.-A. Deledalle, S. Vaiteer, G. Peyre, J. Fadili, and C. Dossal, “Unbiased risk estimation for sparse analysis regularization,” in *2012 19th IEEE International Conference on Image Processing*, 2012, pp. 3053-3056.
- [221] A. M. da S. Beça, “Ruído Ocupacional e Perdas Auditivas Numa Empresa do Ramo da Metalomecânica,” 2013.
- [222] D. B. Kirchner, E. Evenson, R. a Dobie, P. Rabinowitz, J. Crawford, R. Kopke, and T. W. Hudson, “Occupational noise-induced hearing loss: ACOEM Task Force on Occupational Hearing Loss.,” *J. Occup. Environ. Med.*, vol. 54, no. 1, pp. 106-8, 2012.
- [223] NIOSH, “Occupational Noise Exposure Revised Criteria 1998,” 1998.
- [224] E. Wolrld Health Organization, “Night noise guidelines for Europe,” *Night noise guidelines for Europe*. p. 184, 01-Oct-2009.
- [225] Parlamento Europeu, *Diretiva 2003 do Parlamento Europeu e do Conselho: Relativa às prescrições mínimas de segurança e de saúde em matéria de exposição dos trabalhadores*. 2003, pp. 38-44.
- [226] MTSS, *Decreto-Lei nº182/2006 de 6 de Setembro - “Prescrições mínimas de segurança e saúde respeitantes à exposição dos trabalhadores aos riscos devido ao ruído.”* 2006, pp. 6584-6593.
- [227] M. Barnes and C. Pollock, “Power electronic converters for switched reluctance drives,” *IEEE Trans. Power Electron.*, 1998.
- [228] F. Faradjizadeh, E. Afjei, and N. Talebi, “A novel approach to model Bifilar Switched Reluctance Machines based on Transformer Equivalent Circuit,” in *The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014)*, 2014, no. Pedstc, pp. 585-590.
- [229] W. M. Silva, C. Goldemberg, and A. Van den Bossche, “A New Three Phase Full-bridge C-dump Converter Applied to Switched Reluctance Motor Drives,” in *IEEE 36th Conference on Power Electronics Specialists, 2005.*, 2005, vol. 2005, pp. 2684-2690.
- [230] H. Bagherian, M. Asgar, and E. Afjei, “A new C-dump converter for bifilar winding switched reluctance motor,” in *2011 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, 2011, vol. 1, pp. 467-472.
- [231] M.-F. Hsieh, P.-Y. Li, H.-Y. Ting, C.-C. Hsu, C.-Y. Chang, W.-C. Lin, and L.-R. Chang-Chien, “A regenerative braking system for switched reluctance machine applied to electric vehicles,” in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2016, pp. 3-8.

# Anexo A

## Esquemas Eléctricos do SMDAD

As interligações eléctricas do SMDAD restringem-se essencialmente aos esquemas eléctricos dos Módulos Inteligentes e de Interface de Sensores (MI<sup>2</sup>S) e das placas adicionais. Os restantes componentes do SMDAD são hubs USB disponíveis no mercado. Neste anexo apresentam-se os esquemas eléctricos dos MI<sup>2</sup>S e da placa de interface para ligação de microfones e captação de sinais áudio que servem de base à elaboração das respectivas placas de circuito impresso. Por razões de economia de espaço e de actualidade tecnológica, na montagem das placas de circuito impresso dos MI<sup>2</sup>S e nas placas do módulo de interface áudio usam-se componentes e dispositivos de montagem superficial (SMD).

As placas de circuito impresso são de dupla face, em resina EPOXY FR4-TG130 na cor verde, com 1,6 mm de espessura, furos metalizados e serigrafia a branco. Os componentes passivos, tanto as resistências como os condensadores são da série 0504, exceptuado alguns condensadores electrolíticos que apresentam outros formatos de encapsulamento. Os dispositivos em circuito integrado são igualmente de montagem superficial, com diversos tipos de encapsulamento de acordo com as disponibilidades de fabrico, de modo a permitir soldadura manual. Os tipos de encapsulamentos usados são: SOIC-8 (*Small Outline Integrated Circuit* - 8 pinos), MSOP-8 (*Major Series of Putting* - 8 pinos), VQFN-32 (*Very Thin Plastic Quad Flat No Lead Package* - 32 pinos) PQFP-PZ 100 (*Plastic Quad Flat Package* - 100 pinos). Os dois últimos tipos respeitam ao controlador TUSB3410 e ao microcontrolador MSP430F5438, respectivamente. Os blocos de ligações são do tipo *header*, com montagem convencional através de furos de passagem (*through hole*) e soldadura à placa de circuito impresso na face inferior.

A placa de *add-on* do amplificador de áudio e entrada de microfone é igualmente de dupla face, em resina EPOXY FR4-TG130 na cor verde, com 1,6 mm de espessura, furos metalizados e serigrafia a branco. Os componentes passivos são da série 0504 e o amplificador é do tipo SMD com encapsulamento SOIC-8. O socket para *jack* de áudio 3,5 mm é igualmente de montagem e soldadura superficial. Os restantes componentes (conectores e *headers*) são de montagem convencional, através de furo de passagem.

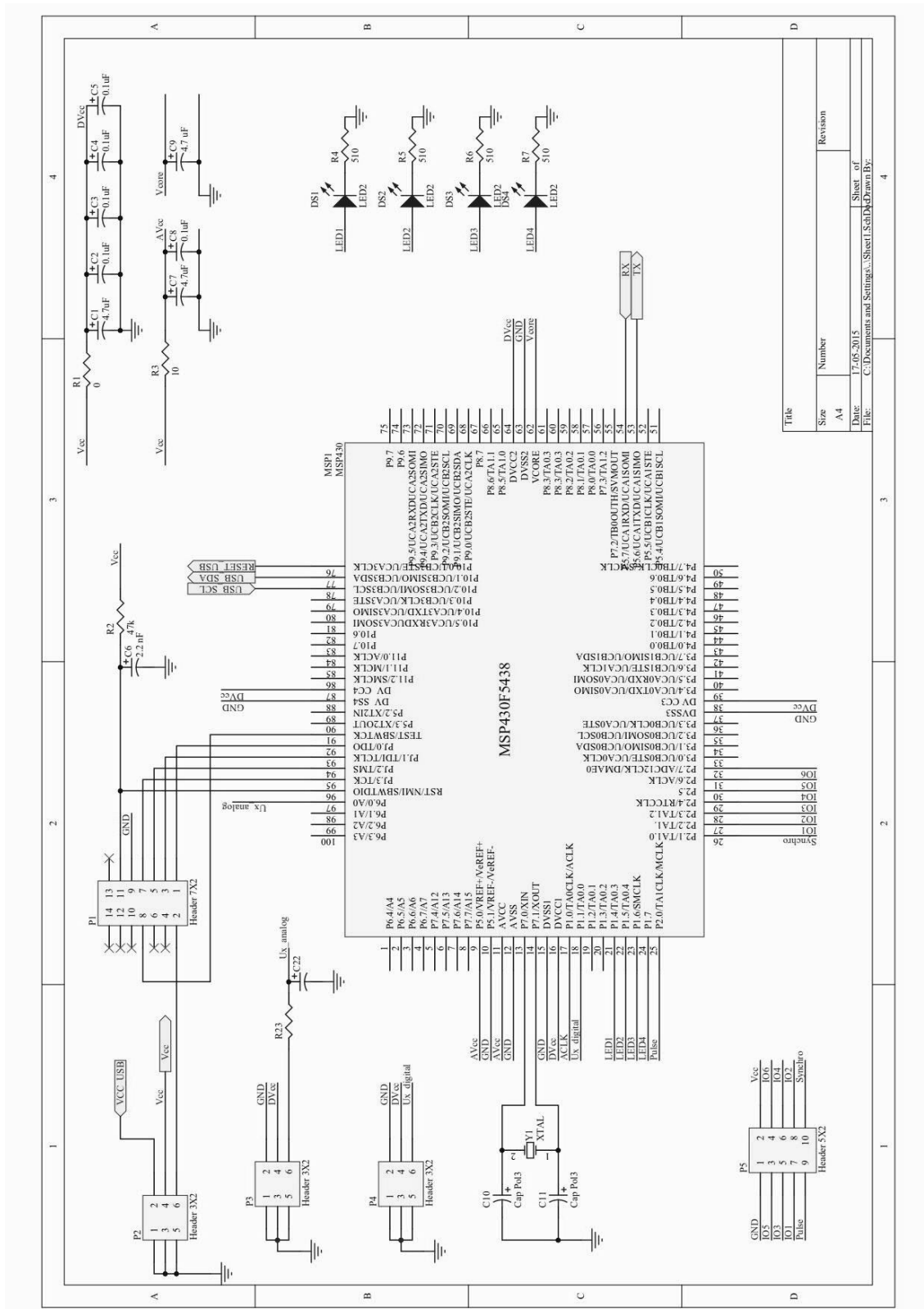


Figura A1.1 Esquema eléctrico do bloco principal: terminais de alimentação, sinalização, microcontrolador e terminais para ligação de sinais externos e de sincronismo.

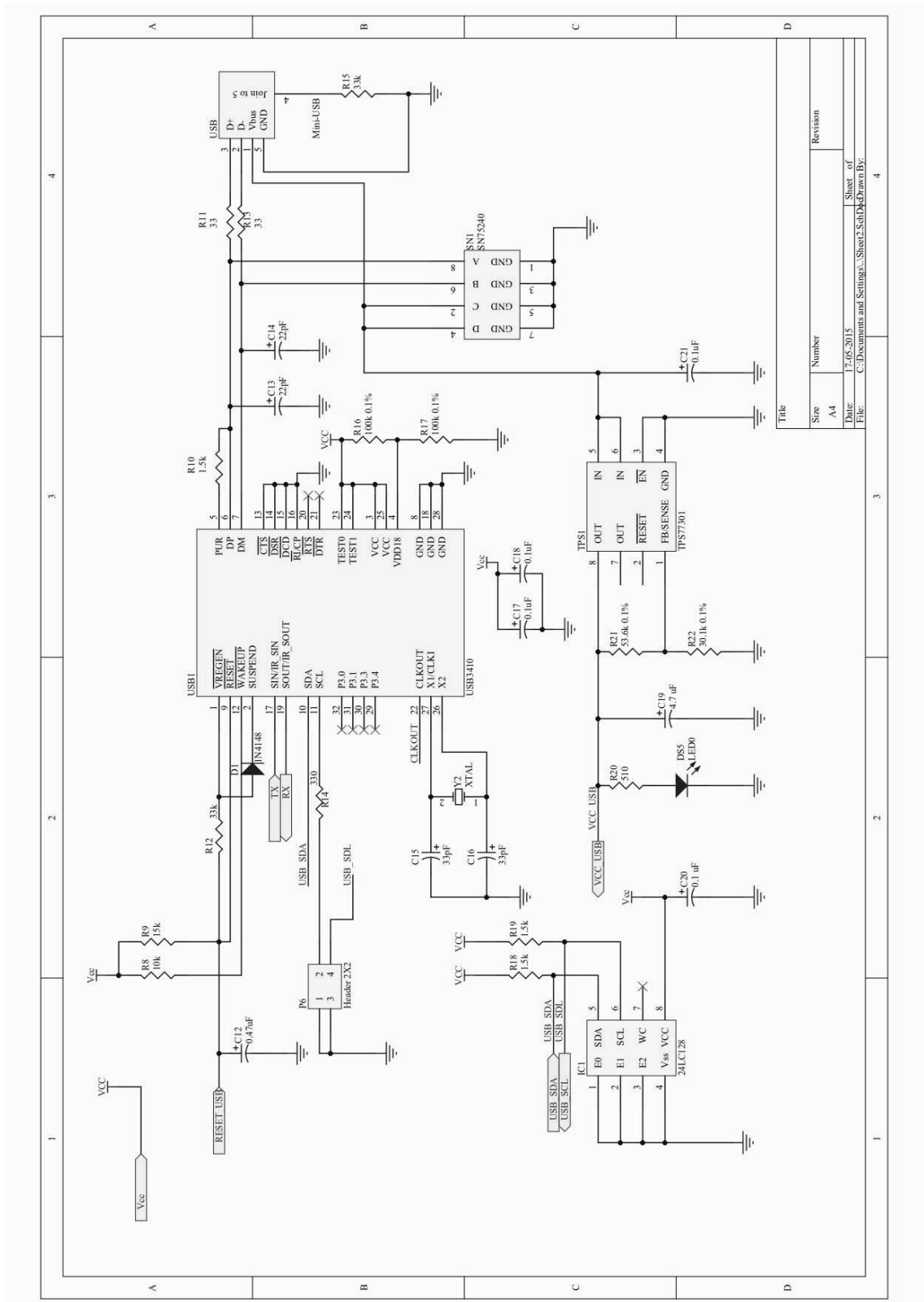


Figura A1.2 Esquema eléctrico do bloco principal: regulador de tensão DC-DC, controlador USB, E<sup>2</sup>PROM e terminais para ligação de sinais externos para comunicação.

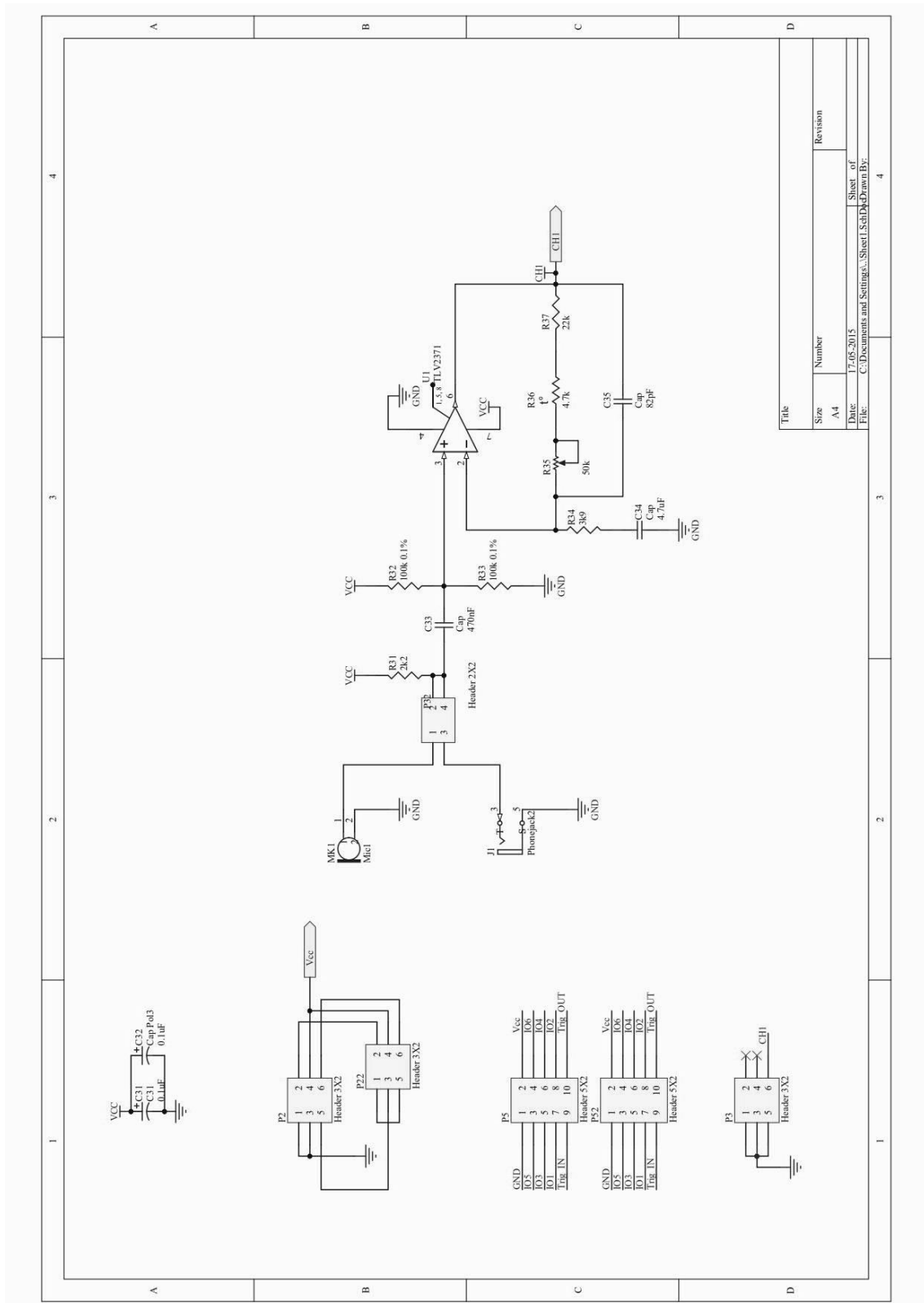


Figura A1.3 Esquema eléctrico da placa de interface para microfones: alimentação, terminais para ligação de sinais (*jack* áudio e *header pin*) e amplificador de áudio.

# Anexo B

## Resultados da Excitação Modal Experimental em Regime Forçado Sinusoidal

Os vários ensaios experimentais de excitação modal permitiram obter uma grande quantidade de dados e resultados difíceis de acomodar no corpo principal desta tese. Por outro lado, a sua análise e discussão, seria uma tarefa exaustiva, monótona e sem contributos relevantes, devido à grande semelhança entre os vários casos, além de tornar a leitura do texto uma tarefa penosa. Assim, pelos motivos antes referidos e também por razões de economia de espaço, opta-se por incluir neste anexo alguns gráficos e tabelas, a título de informação complementar aos resultados que se indicam no Capítulo 6.

As informações que aqui se incluem ajudam a perceber o conjunto dos resultados experimentais obtidos e o entendimento sobre as características de vibração do ALRVC.

### B.1. Espectro de Amplitude na Banda de Shannon-Nyquist

A aplicação de *software* desenvolvida para análise dos sinais áudio permite obter gráficos das componentes espectrais de diferentes tipos, com escalas e resoluções ajustadas, para melhorar a interpretação dos resultados. As Figuras B1.1 a B1.3 exemplificam as potencialidades dessa aplicação na representação do espectro do sinal áudio na configuração P2 e excitação em E1.

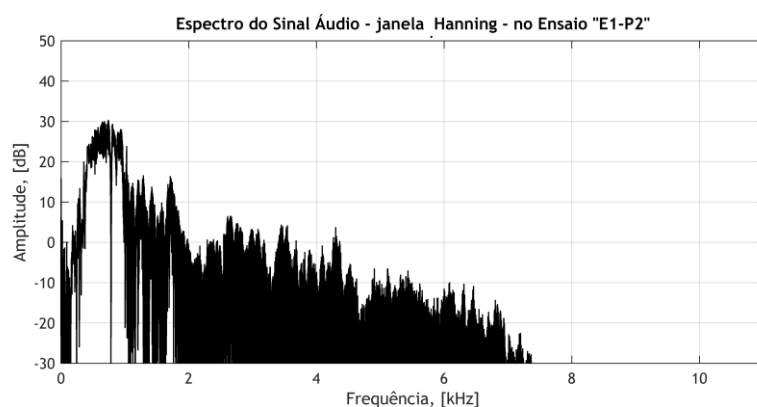


Figura B1.1 Representação do espectro do sinal áudio em *E1-P2.wav* (22.050 amostras/s) em escalas lineares, na gama de frequências de Nyquist ( $fs/2$ ).

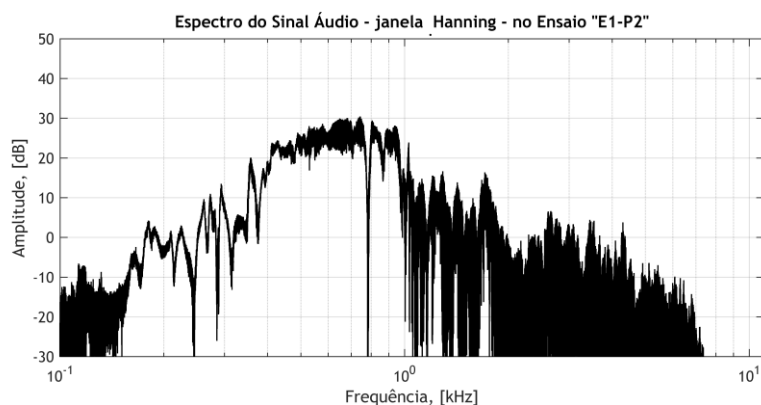


Figura B1.2 Representação do espectro do sinal áudio em *E1-P2.wav* (22.050 amostras/s) em escalas semi-logarítmicas, com representação de duas décadas em torno de 1 kHz, na gama de Nyquist ( $f_s/2$ ).

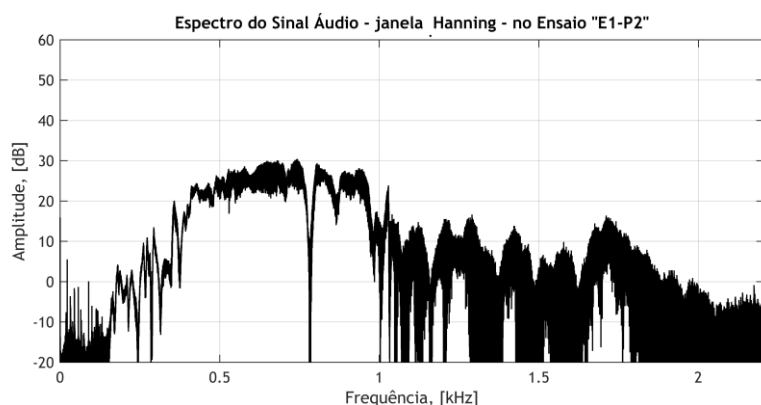


Figura B1.3 Representação do espectro do sinal áudio em *E1-P2.wav* (22.050 amostras/s) em escalas lineares ajustada à gama de frequências de interesse até cerca de 2,2 kHz ( $f_s/10$ ).

## B.2. Espectro de Amplitude Condicionado por Funções “Janela”

As funções “janela” usadas no cálculo da FFT, na análise dos sinais, apresentam diferentes características na forma como “moldam” o espectro dos sinais. A “janela” rectangular corresponde a um esquema de filtragem pelo filtro ideal, pelo que são preservadas as características originais dos sinais, bem como eventuais componentes espúrios ou componentes artificiais resultantes de fenómenos transitórios. As restantes funções “janela” alteram as características dos sinais mantendo as componentes relevantes, embora com atenuação adicional por acção dessas funções.

As Figuras B2.1, B2.2 e B2.3 ilustram o espectro do sinal áudio das vibrações no subconjunto base-*shaker*, com as funções rectangular, de Hanning e de Hamming, respectivamente. As Figuras B2.4 a B2.9 representam o espectro do sinal áudio no ensaio na configuração P2 e excitação em E2, para o conjunto de funções “janela” possíveis na aplicação desenvolvida.

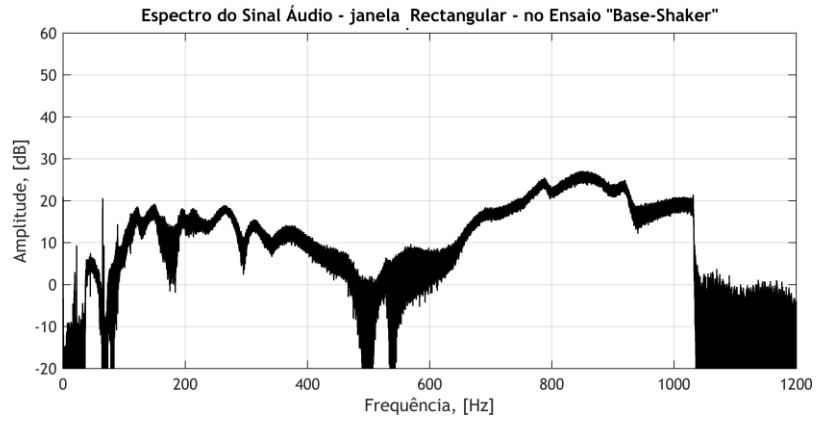


Figura B2.1 Representação do espectro “nativo” do áudio *Base-Shaker.wav* (22.050 amostras/s) e escala ajustada à gama de frequências de interesse a 1200 Hz.

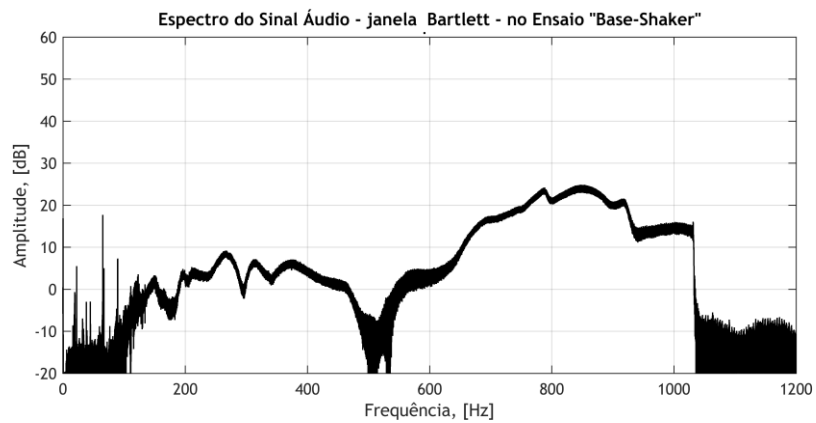


Figura B2.2 Representação do espectro do áudio *Base-Shaker.wav* (22.050 amostras/s) com a “janela” de Bartlett na gama de frequências até 1200 Hz.

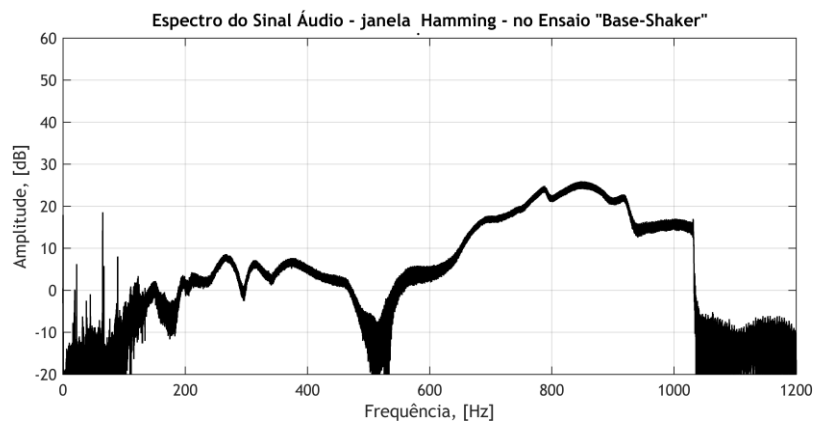


Figura B2.3 Representação do espectro do áudio *Base-Shaker.wav* (22.050 amostras/s) com a “janela” de Hamming na gama de frequências até 1200 Hz.

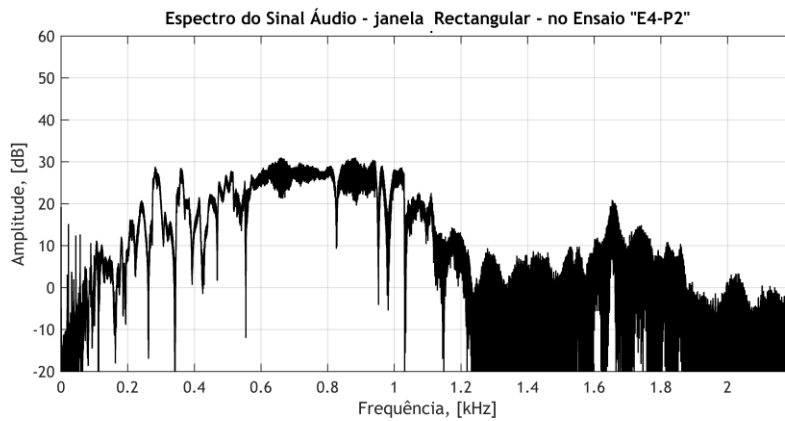


Figura B2.4 Representação do espectro do áudio *E4-P2.wav* (22.050 amostras/s) e escala de frequência ajustada ao intervalo de interesse de 2,2 kHz ( $\approx f_s/10$ ).

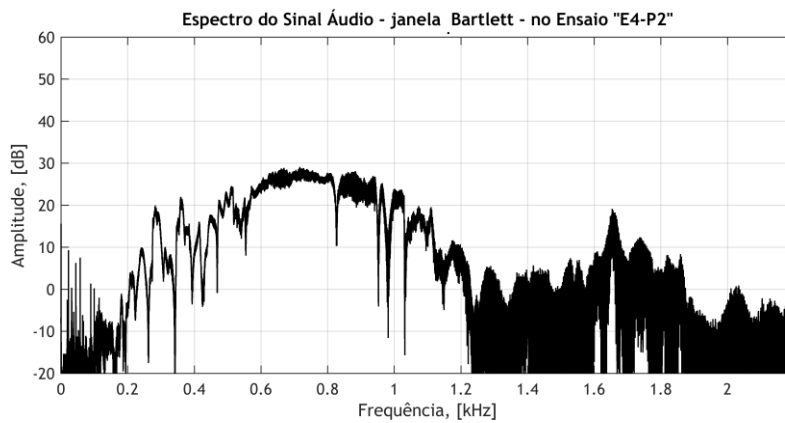


Figura B2.5 Representação do espectro do áudio *E4-P2.wav* (22.050 amostras/s) com a “janela” de Bartlett e escala de frequência ajustada ao intervalo de interesse de 2,2 kHz.

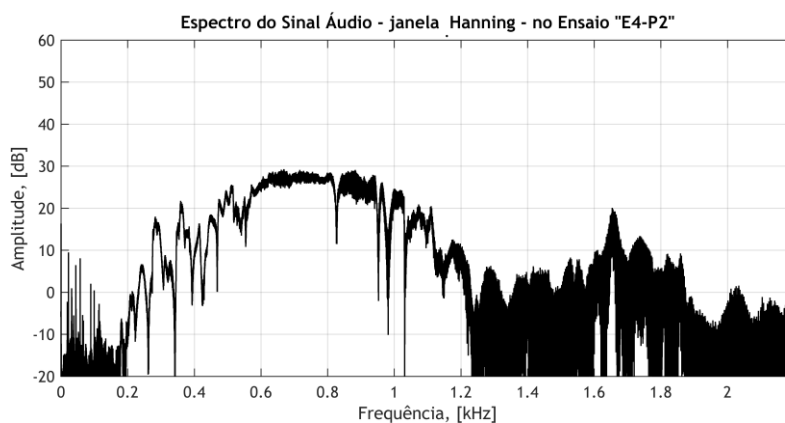


Figura B2.6 Representação do espectro do áudio *E4-P2.wav* (22.050 amostras/s) com a “janela” de Hanning e escala de frequência ajustada ao intervalo de interesse de 2,2 kHz.

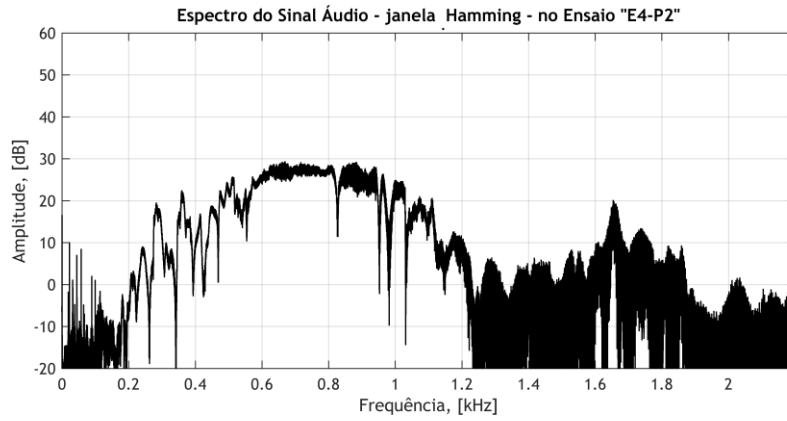


Figura B2.7 Representação do espectro do áudio *E4-P2.wav* (22.050 amostras/s) com a “janela” de Hamming e escala de frequência ajustada ao intervalo de interesse de 2,2 kHz.

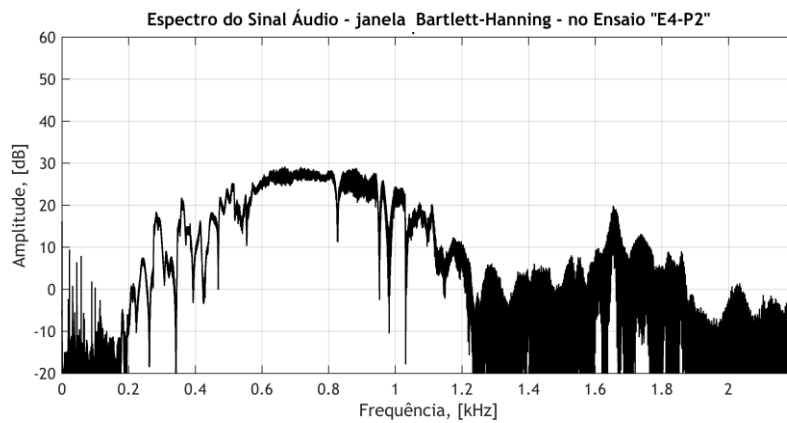


Figura B2.8 Representação do espectro do áudio *E4-P2.wav* (22.050 amostras/s) com a “janela” de Bartlett-Hanning e escala de frequência ajustada ao intervalo de interesse de 2,2 kHz.

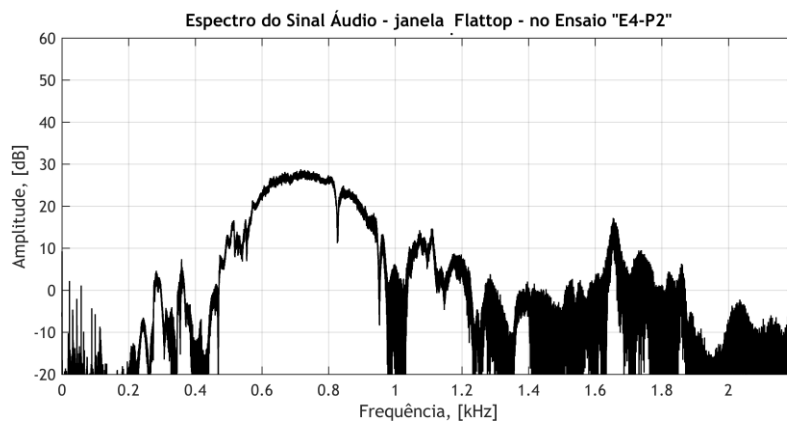


Figura B2.9 Representação do espectro do áudio *E4-P2.wav* (22.050 amostras/s) com a “janela” *Flattop* e escala de frequência ajustada ao intervalo de interesse de 2,2 kHz.

Como se pode verificar cada função “janela” molda o espectro de forma diferente.

### B.3. Espectro Nativo dos Sinais Áudio por Configuração do ALRVC

Nesta secção apresentam-se os espectros de amplitude dos sinais áudio “*originais*”, isto é, captados integralmente no decurso dos ensaios de excitação modal. O conteúdo destes sinais reflecte, portanto, as contribuições do ruído acústico devido às vibrações na estrutura do ALRVC e no subconjunto de excitação. As figuras que se seguem respeitam às principais configurações ensaiadas e respectivas posições de excitação, ainda que possam estar incluídas no texto do Capítulo 6, e têm como elemento comum o uso da “janela” de Hanning.

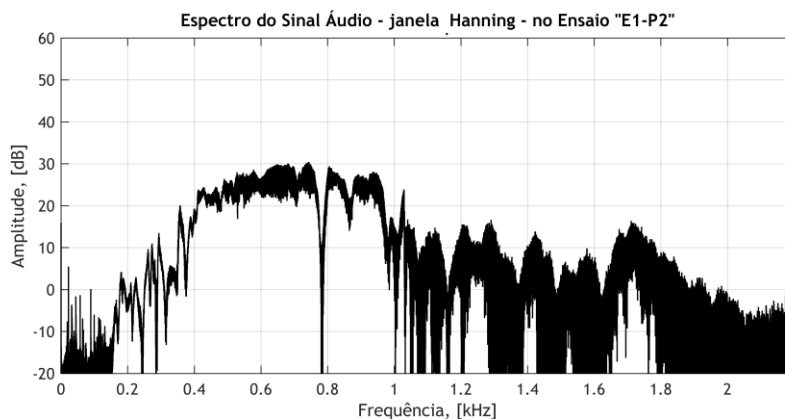


Figura B3.1 Espectro de amplitude do áudio “*original*” em *E1-P2.wav* (22.050 amostras/s) com a “janela” de Hanning e escala de frequência ajustada à gama de interesse a 2,2 kHz ( $\approx f_s/10$ ).

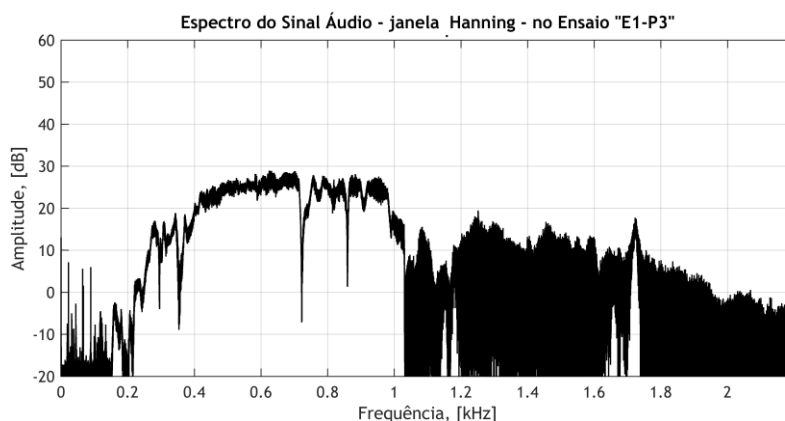


Figura B3.2 Espectro de amplitude do áudio “*original*” em *E1-P3.wav* (22.050 amostras/s) com a “janela” de Hanning e escala de frequência ajustada à gama de interesse a 2,2 kHz.

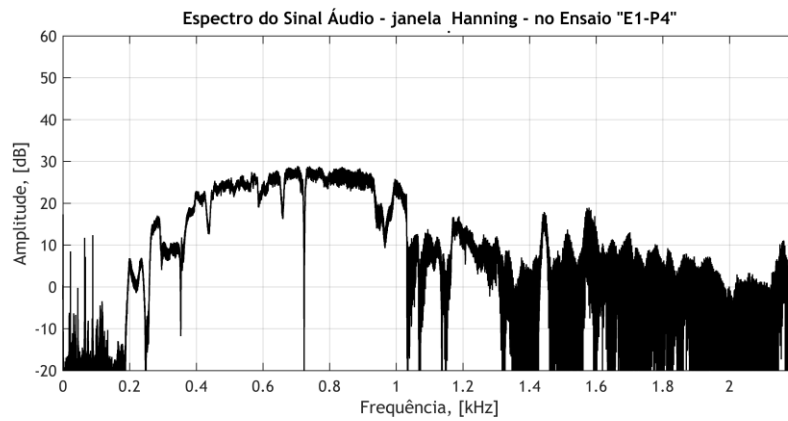


Figura B3.3 Espectro de amplitude do áudio “original” em *E1-P4.wav* (22.050 amostras/s) com a “janela” de Hanning e escala de frequência ajustada à gama de interesse a 2,2 kHz.

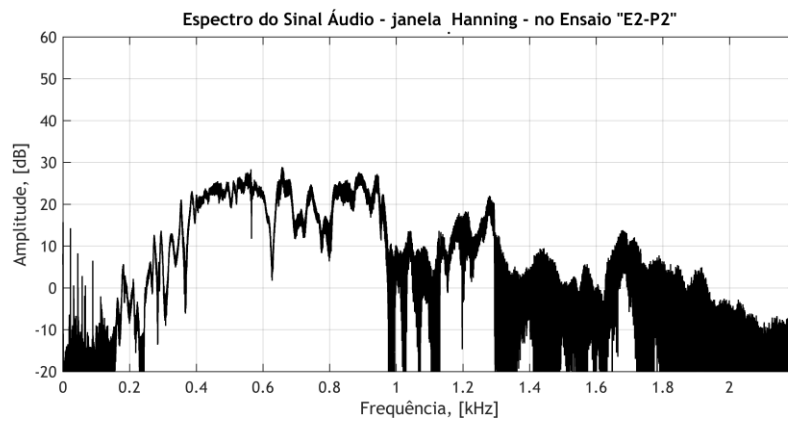


Figura B3.4 Espectro de amplitude do áudio “original” em *E2-P2.wav* (22.050 amostras/s) com a “janela” de Hanning e escala de frequência ajustada à gama de interesse a 2,2 kHz.

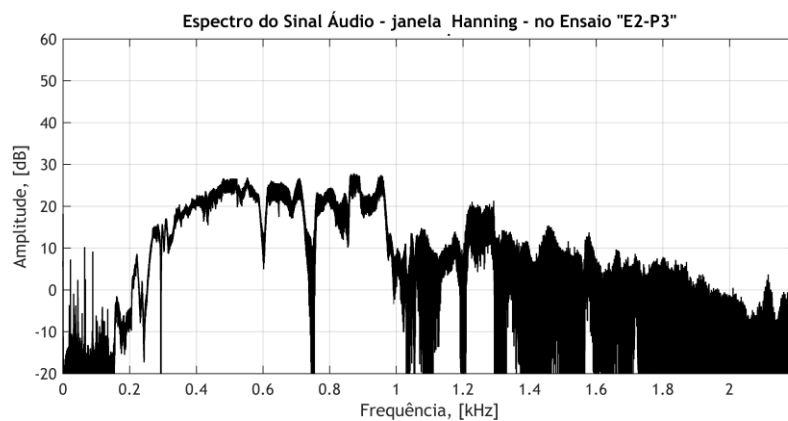


Figura B3.5 Espectro de amplitude do áudio “original” em *E2-P3.wav* (22.050 amostras/s) com a “janela” de Hanning e escala de frequência ajustada à gama de interesse a 2,2 kHz.

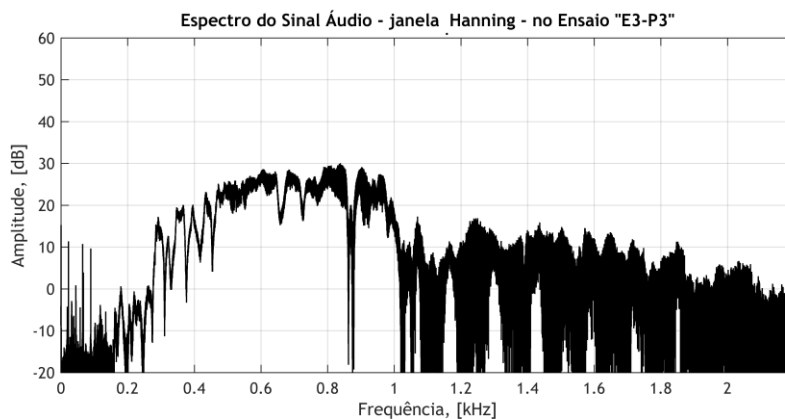


Figura B3.6 Espectro de amplitude do áudio “original” em *E3-P3.wav* (22.050 amostras/s) com a “janela” de Hanning e escala de frequência ajustada à gama de interesse a 2,2 kHz.

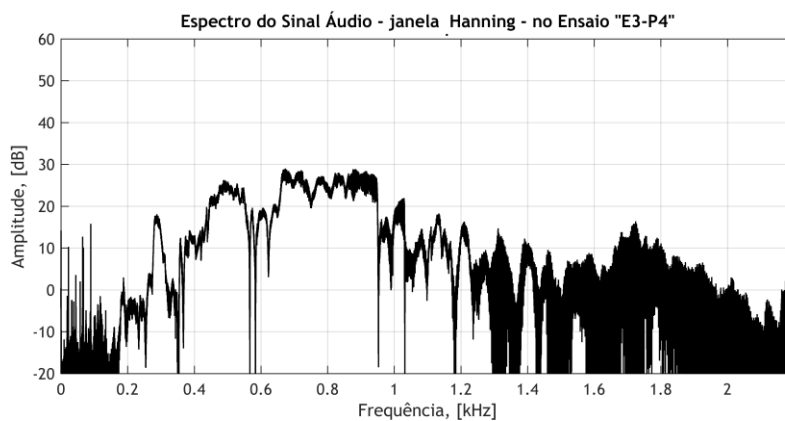


Figura B3.7 Espectro de amplitude do áudio “original” em *E3-P4.wav* (22.050 amostras/s) com a “janela” de Hanning e escala de frequência ajustada à gama de interesse a 2,2 kHz.

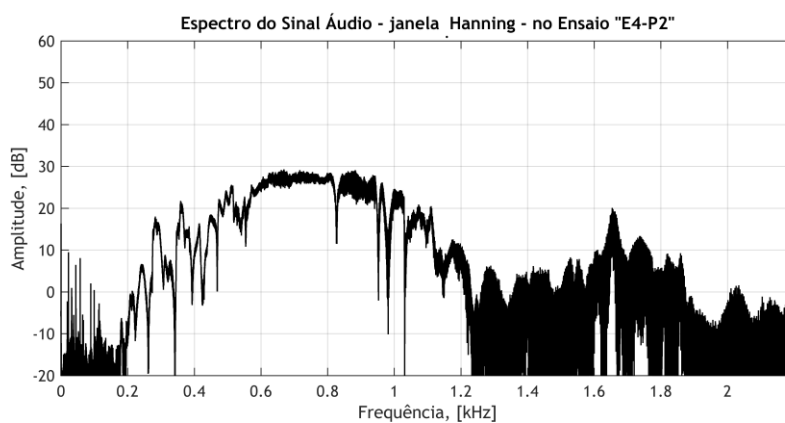


Figura B3.8 Espectro de amplitude do áudio “original” em *E4-P2.wav* (22.050 amostras/s) com a “janela” de Hanning e escala de frequência ajustada à gama de interesse a 2,2 kHz.

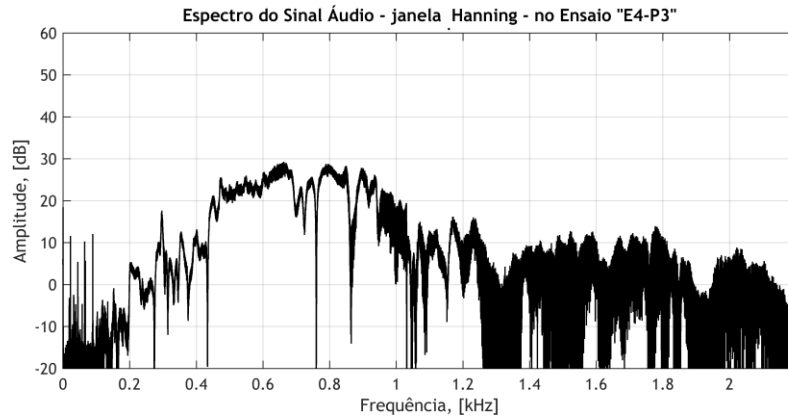


Figura B3.9 Espectro de amplitude do áudio “original” em *E4-P3.wav* (22.050 amostras/s) com a “janela” de Hanning e escala de frequência ajustada à gama de interesse a 2,2 kHz.

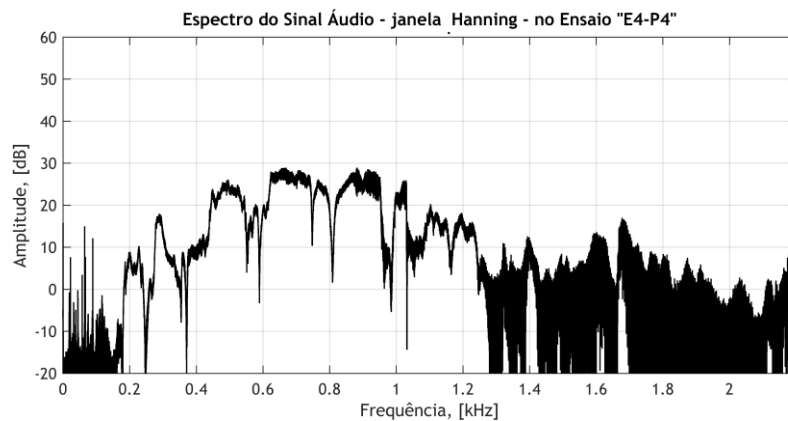


Figura B3.10 Espectro de amplitude do áudio “original” em *E4-P4.wav* (22.050 amostras/s) com a “janela” de Hanning e escala de frequência ajustada à gama de interesse a 2,2 kHz.

## B.4. Identificação de Frequências no Espectro de Fourier

Por simplicidade, na análise dos espectros de amplitude dos sinais áudio captados no decurso dos ensaios de excitação modal consideram-se as configurações duais P2 e P4, com excitação nas posições E1 e E2 e E3 e E4, respectivamente. Na avaliação dos sinais áudio, nestes ensaios, têm-se como referência os modos de vibração com deslocamentos transversais segundo a horizontal, com ondas em oposição de fase ou em fase, referidos nas Tabelas 4.3 e 4.5, respectivamente, e os modos relativos às vibrações “exclusivas” no primário, na Tabela 4.9.

### Espectro de Amplitude dos Sinais Áudio “Originais”

As Figuras B4.1 e B4.2 mostram os espectros de amplitude dos sinais áudio “originais” resultantes dos ensaios da configuração P2, com excitação nas posições E1 e E2, respectivamente. Nestas figuras destacam-se as componentes de frequência relevantes,

identificadas pelos máximos de nível na gama de frequências até 1,3 kHz, por ser o intervalo de interesse para comparação directa com os resultados obtidos por FEA.

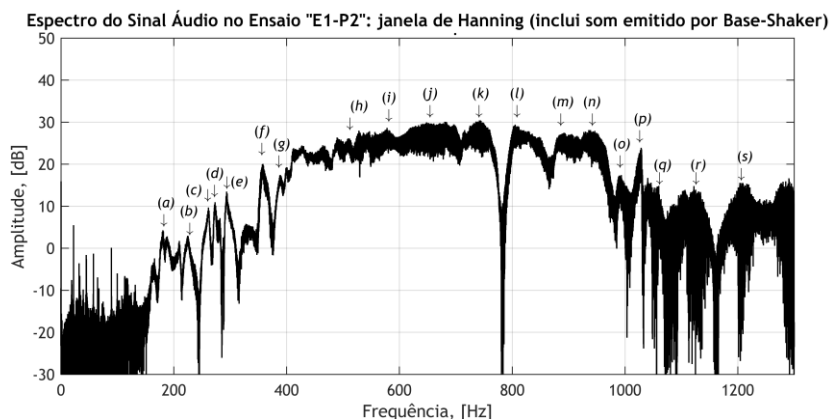


Figura B4.1 Componentes do sinal áudio “original” E1-P2.wav na banda de interesse (1,3 kHz).

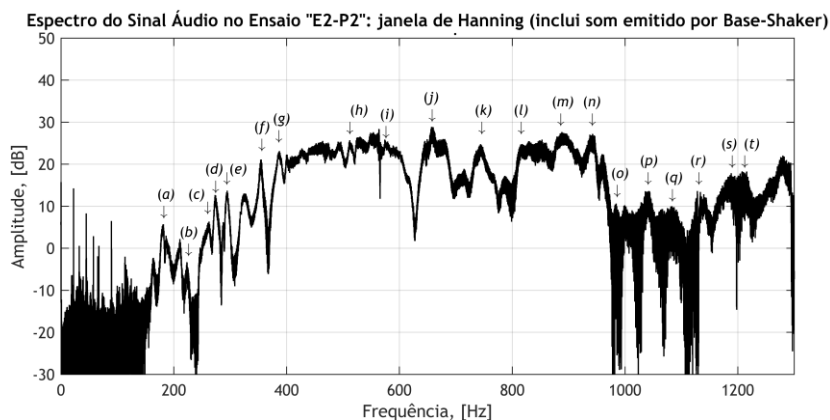


Figura B4.2 Componentes do sinal áudio “original” E2-P2.wav na banda de interesse (1,3 kHz).

Os espectros de amplitude dos sinais áudio na configuração P2 são idênticos, tanto para excitação em E1 como em E2. Na Tabela B4.1 indicam-se os valores de frequência e de nível das componentes espectrais em destaque nessas figuras, referenciados por  $f_n$   $E_{y-Px}$  e por  $L_n$   $E_{y-Px}$ , respectivamente. Indicam-se também, para cada caso, os desvios relativos de frequência face ao respectivo valor médio, e o valor médio do nível das componentes espectrais. Nessa tabela verifica-se que os valores de frequência são próximos em ambas as posições de excitação, mas os níveis de sinal variam. Esta característica está relacionada com o potencial de excitação dos modos pela proximidade entre os pontos de excitação e as regiões de maior deslocamento.

Nas Figuras B4.1 e B4.2 estão destacadas as componentes (s) para E1-P2 e (s) e (t) para E2-P2, que não se incluem na Tabela B4.1. As frequências e os níveis dessas componentes são, respectivamente: 1206 Hz / 15,6 dB; 1189 Hz / 17,9 dB e 1208 Hz / 18,4 dB. Para uma margem de erro de 5% as frequências das componentes (s) em E1-P2 e (t) em E2-P2 consideram-se

comuns e respeitantes ao modo #79-P2 (1197 Hz); a componente (s) em E2-P2 corresponde ao modo #78-P2 (1178 Hz). Nestes modos os deslocamentos são transversais segundo a horizontal.

Tabela B4.1 Componentes espectrais dos sinais áudio “*originais*” nos ensaios para a configuração P2.

	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)	(g)	(h)	(i)
$fn_{E1-P2}$ [Hz]	181	224	262	273	294	358	389	511	578
$Ln_{E1-P2}$ [dB]	4,3	2,9	9,7	11	13,5	20,1	17,5	26	28,6
$fn_{E2-P2}$ [Hz]	182	224	262	273	295	355	387	512	574
$Ln_{E2-P2}$ [dB]	5,7	-3,3	6,4	12,5	13,6	21,1	23	25,7	25,9
$\Delta f_{\text{méd-P2}}$ [%]	0,28	0	0	0	0,17	0,42	0,26	0,09	0,35
$Ln_{\text{méd-P2}}$ [dB]	5	-0,2	8,05	11,75	13,55	20,6	20,2	25,85	27,25

Tabela B4.1 (continuação)

	(j)	(k)	(l)	(m)	(n)	(o)	(p)	(q)	(r)
$fn_{E1-P2}$ [Hz]	652	743	805	892	939	991	1029	1060	1122
$Ln_{E1-P2}$ [dB]	29,9	30,4	29,5	27,5	28	17,3	23,7	14,9	14,8
$fn_{E2-P2}$ [Hz]	657	744	816	889	943	985	1036	1081	1128
$Ln_{E2-P2}$ [dB]	28,9	24,8	24,8	27,7	27,3	10,7	13,6	9,9	13,7
$\Delta f_{\text{méd-P2}}$ [%]	0,38	0,07	0,68	0,17	0,21	0,30	0,34	0,98	0,27
$Ln_{\text{méd-P2}}$ [dB]	29,4	27,6	27,15	27,6	27,65	14	18,65	12,4	14,25

De entre as dezoito componentes espectrais em destaque na Tabela B4.1 verifica-se, em alguns casos, que a variação é pequena no que respeita aos valores de frequência, mas significativa para os níveis de sinal consoante a posição de excitação. Exemplos disso são os quatro primeiros modos, e os quatro últimos, em destaque na Tabela B4.1, cujos valores de frequência das componentes espectrais obtém correspondência com os valores mais próximos de frequências de vibração com deslocamentos transversais, obtidos por FEA para as configurações duais (P2,P4) e (P1,P5). Estas características indicam que estas componentes espectrais podem corresponder a modos naturais que embora sendo “*nativos*” de uma dada configuração do actuador, podem ser activados numa outra, distinta, dependendo das posições de excitação.

Para as vibrações transversais segundo a horizontal na configuração P2, com excitação em E1 e em E2, e para uma margem de erro de até 5% de variação dos valores medidos face aos obtidos por FEA, verificam-se correspondências com valores próximos das frequências de modos listados na Tabela 4.3 (ondas em oposição de fase) e na Tabela 4.5 (ondas em fase). Neste particular destacam-se as seguintes situações de correspondência entre as frequências das componentes espectrais e dos modos de vibração, respectivamente: (a) e o modo #10-P2 (177,25 Hz); (b) e o modo #15-P2 (233,81 Hz); (c) e o modo #17-P2 (265,99 Hz), na Tabela 4.3; e por fim, entre a componente (d) e os modos #19-P1 e #19-P5 ( $F_{\text{méd}}=278,54$  Hz),

na Tabela 4.5. A frequência da componente (p) evidencia ter correspondência com a frequência do modo #71-P2 (1031,80 Hz).

Para as restantes componentes espectrais referidas na Tabela B4.1 verifica-se existir concordância e coerência tanto nas frequências como nos níveis de sinal, com pequenas variações nos respectivos valores. Considerando igualmente a margem de erro até 5% em relação às frequências naturais mais próximas nos modos de vibração transversais nas Tabelas 4.3 e 4.5, verificam-se também possíveis situações de correspondência entre as respectivas frequências. Por exemplo, a frequência da componente (f) pode corresponder aos modos de vibração #23-P2 (328,7 Hz) ou #25-P2 (370,3 Hz); a componente (j) aos modos #44-P2 (639,4 Hz) ou #46-P2 (669,9 Hz); a componente (k) a #49-P2 (722,9 Hz); as componentes (l) e (m) têm ambas correspondência com o modo #57-P2 (860,1 Hz); por último, a componente (n) corresponde a modo #62-P2 (908,1 Hz).

Dentro da margem de erro considerada verifica-se que as frequências das componentes espectrais indicam os modos excitados na configuração em análise. Por um lado, a pequena variação dos valores de frequência e de nível para estas componentes é indicativa de se tratarem efectivamente de frequências de vibração relacionadas com a configuração P2. No entanto, a quase invariância na frequência e no nível não determinam que estas componentes sejam excitadas exclusivamente nesta configuração, nem inviabilizam que possam também ser excitadas para outras configurações, designadamente, e em particular, as duais. Tal visa identificar componentes comuns, indicativas dos modos de vibração em configurações duais e aplica-se, por exemplo, às configurações P2 e P4.

As Figuras B4.3 e B4.4 representam os espectros de amplitude dos sinais áudio “*originais*” dos ensaios na configuração P4 com excitação em E3 e E4, respectivamente, onde se destacam as componentes espectrais.

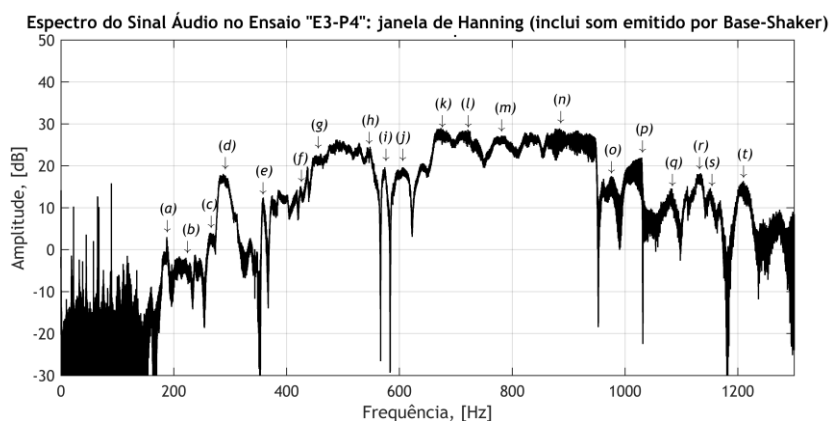


Figura B4.3 Componentes do sinal áudio “*original*” E3-P4.wav na banda de interesse (1,3 kHz).

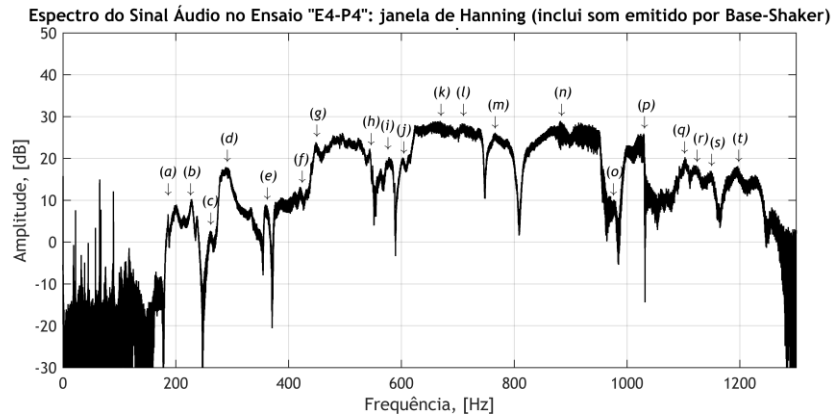


Figura B4.4 Componentes do sinal áudio “original” E4-P4.wav na banda de interesse (1,3 kHz).

De modo idêntico ao que foi seguido na análise das componentes para a configuração P2, indicam-se na Tabela B4.2 as frequências e os níveis dessas componentes, os desvios relativos de frequência (face ao valor médio) bem como os níveis médios. Nessas figuras estão destacadas as componentes (s) e (t) tanto para E3-P4 como para E4-P4, as quais não se incluem na Tabela B4.2. As frequências e os níveis dessas componentes são de 1150 Hz / 14,8 dB e de 1208 Hz / 16,5 dB, respectivamente, para E3-P4; pela mesma ordem, para E4-P4, tem-se 1151 Hz / 17 dB e 1196 Hz / 18 dB. Dentro da margem de erro de 5% considera-se que as componentes (s) e (t) são comuns nas duas situações e referentes aos modos #78-P4 (1158 Hz) e #79-P4 (1185 Hz), respectivamente. Ambos os modos apresentam deslocamentos transversais nas barras longitudinais, segundo a direcção horizontal, e ondas em oposição de fase.

Tabela B4.2 Componentes espectrais dos sinais áudio “originais” nos ensaios para a configuração P4.

	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)	(g)	(h)	(i)
$f_n$ E3-P4 [Hz]	188	221	265	289	359	424	437	543	574
$L_n$ E3-P4 [dB]	3	-1,9	4	17,8	12,5	15	19,9	24,4	19,7
$f_n$ E4-P4 [Hz]	186	228	262	289	360	421	448	544	578
$L_n$ E4-P4 [dB]	6,7	10,3	2,7	18	8,9	13,2	23,9	22,4	20,3
$\Delta f_{\text{méd-P4}}$ [%]	0,53	1,56	0,57	0	0,14	0,36	1,24	0,09	0,35
$L_n$ méd-P4 [dB]	4,85	4,05	3,35	17,9	10,7	14,1	21,9	23,4	20

Tabela B4.2 (continuação)

	(j)	(k)	(l)	(m)	(n)	(o)	(p)	(q)	(r)
$f_n$ E3-P4 [Hz]	606	673	717	774	882	976	1030	1081	1122
$L_n$ E3-P4 [dB]	19,7	29	28,5	27	28,9	17,6	22	14,6	18,4
$f_n$ E4-P4 [Hz]	604	665	710	767	882	971	1024	1093	1134
$L_n$ E4-P4 [dB]	20,2	29	28,5	26,2	29	11	26	20,3	18,2
$\Delta f_{\text{méd-P4}}$ [%]	0,16	0,59	0,49	0,45	0	0,26	0,29	0,55	0,53
$L_n$ méd-P4 [dB]	19,95	29	28,5	26,6	28,95	14,3	24	17,45	18,3

Nas Figuras B4.3 e B4.4 e na Tabela B4.2 verificam-se, para a configuração P4, características idênticas às da configuração P2. As frequências das componentes espectrais são idênticas tanto para excitação em E3 como em E4, mas os níveis apresentam maior variação nas três primeiras componentes, e também nas componentes referenciadas por (e) e (o), respectivamente.

Considerando o intervalo de incerteza de 5%, as frequências das três primeiras componentes têm correspondência com os seguintes modos de vibração transversais em P4: a componente (a) com o modo #10-P4 (171,51 Hz); a componente (b) e o modo #14-P4 (238,03 Hz); e a componente (c) e o modo #17-P4 (259,09 Hz), na Tabela 4.3. A frequência da componente (e) é próxima das que se obtém para os modos #24-P4 (362,49 Hz) e #25-P4 (366,22 Hz), indicados nas Tabelas 4.3 e 4.5, respectivamente. Apesar da proximidade nos valores de frequência, estes dois modos distinguem-se nas respectivas formas modais e na propagação das ondas elásticas: em oposição de fase no caso do primeiro e em fase no segundo. Por sua vez, a frequência da componente (o) é próximo tanto da do modo #63-P4 (na Tabela 4.5) como da correspondente ao modo #64-P4 que corresponde a vibrações no primário (Tabela 4.9).

Nas componentes de frequência na Tabela B4.2 onde se registam menores variações dos valores de frequência e de nível, identificam-se correspondências com os modos transversais referidos nas Tabelas 4.3 e 4.5. Destas correspondências destacam-se as seguintes: entre (f) e o modo #29-P4 (421,6 Hz); entre (j) e o modo #40-P4 (600,9 Hz); entre (k) e o modo #45-P4 (667,3 Hz); entre (l) e o modo #48-P4 (715,3 Hz); também entre (m) e #50-P4 (753,2 Hz) e entre a componente (n) e o modo #58-P4 (862,5 Hz). A abundância de modos de vibração e a proximidade entre os valores de frequência, aliadas à multiplicidade de correspondências possíveis para os modos excitados por configuração, ou por pares de configurações duais, demonstram a dificuldade na caracterização das vibrações no ALRVC. Além disso, justificam também as gamas de frequência nos espectros onde se registam várias frequências e valores de nível praticamente inalterados, como por exemplo na Figura B4.1 entre os 400 e os 600 Hz, e de modo mais acentuado entre os 600 e os 800 Hz. O mesmo se verifica na Figura B4.4, na gama entre os 630 Hz e os 750 Hz, aproximadamente.

### **Espectro de Amplitude dos Sinais Áudio “Exclusivos”**

Analisa-se agora os espectros de amplitude dos sinais áudio “exclusivos”, obtidos por subtração do áudio do subconjunto base-*shaker* aos sinais “originais”. As Figuras B4.5 e B4.6 mostram os espectros dos sinais áudio “exclusivos” na configuração P2, excluindo o som emitido pelo subconjunto base-*shaker*, também na gama de interesse e de excitação (1,3 kHz). Na Tabela B4.3 apresentam-se as frequências e os níveis das componentes espectrais em destaque nestas figuras. As componentes espectrais em destaque neste caso são idênticas às indicadas para os sinais “originais”, isto é, com as contribuições da base-*shaker*.

As componentes (s) para E3-P4 e (s) e (t) para E4-P4, em destaque nas Figuras B4.5 e B4.6, respectivamente, não são referidas na Tabela B4.3. As frequências e os níveis de sinal dessas componentes são, respectivamente: 1207 Hz / 15,8 dB; 1189 Hz / 18,2 dB e 1208 Hz / 18,3 dB. As diferenças face às componentes homólogas nas Figuras B4.1 e B4.2 manifestam-se essencialmente nos níveis de sinal e são negligenciáveis dentro da margem de erro de 5%. Por isso, como anteriormente, as componentes (s) em E1-P2 e (t) em E2-P2 são respeitantes ao modo #79-P2 (1197 Hz); a componente (s) em E2-P2 corresponde ao modo #78-P2 (1178 Hz).

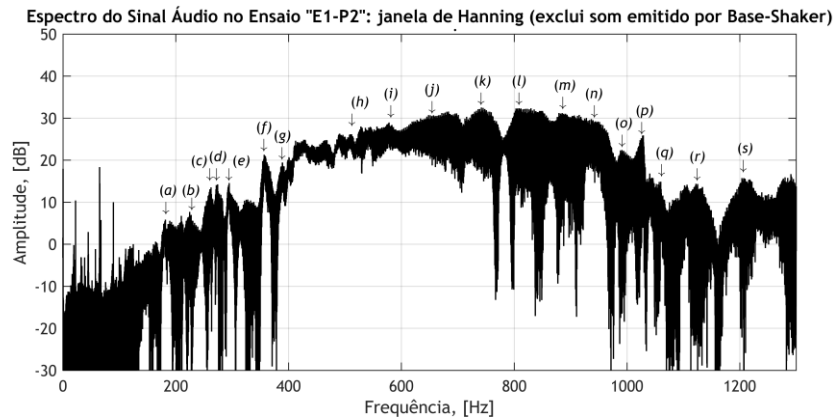


Figura B4.5 Componentes do sinal áudio “exclusivo” E1-P2.wav na banda de interesse (1,3 kHz).

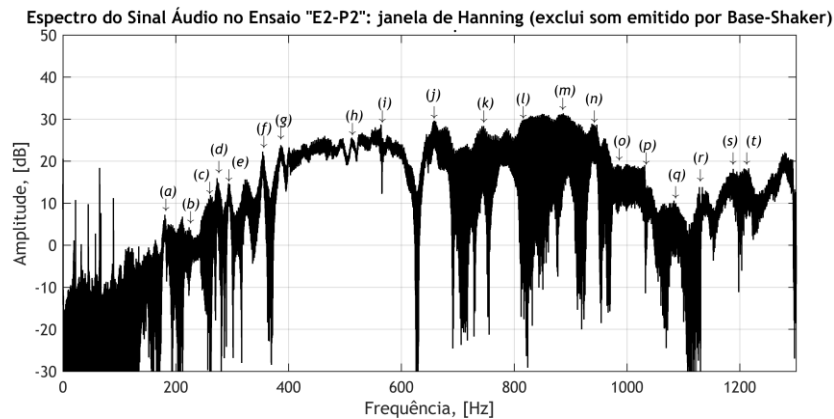


Figura B4.6 Componentes do sinal áudio “exclusivo” E2-P2.wav na banda de interesse (1,3 kHz).

Por comparação entre as Tabelas B4.1 e B4.3 verifica-se que as frequências das componentes na configuração P2 se mantêm praticamente inalteradas, tanto para os sinais “exclusivos” como para os “originais”. Os níveis dos sinais “exclusivos” registam aumentos generalizados de valor relativamente aos sinais “originais”, sendo esses incrementos evidentes através dos respectivos valores médios, e cujo valor varia em média 2,83 dB. Essa variação é no mínimo de 0,4 dB e no máximo de 6,9 dB. Por outro lado, pela observação dos espectros dos sinais “exclusivos” verifica-se que as componentes espectrais são menos evidentes e pouco definidas. Além disso, os intervalos de frequência nos quais se verifica uma quase continuidade nos valores do nível,

ou em que as bandas são mais largas, ou nos quais existem múltiplas frequências notáveis e de valores próximos, são em maior número.

Tabela B4.3 Componentes espectrais dos sinais áudio “exclusivos” nos ensaios para a configuração P2.

	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)	(g)	(h)	(i)
$fn_{E1-P2}$ [Hz]	182	225	263	274	295	357	389	511	578
$Ln_{E1-P2}$ [dB]	5,8	7,7	13,5	14,3	14,6	21,3	19,5	26,1	29
$fn_{E2-P2}$ [Hz]	181	224	261	274	294	354	386	512	564
$Ln_{E2-P2}$ [dB]	7,3	4	11,9	14	14,6	22,3	23,8	25,7	28,8
$\Delta f_{\text{méd-P2}}$ [%]	0,28	0,22	0,38	0	0,17	0,42	0,39	0,09	1,23
$Ln_{\text{méd-P2}}$ [dB]	6,55	5,85	12,7	14,15	14,6	21,8	21,65	25,9	28,9

Tabela B4.3 (continuação)

	(j)	(k)	(l)	(m)	(n)	(o)	(p)	(q)	(r)
$fn_{E1-P2}$ [Hz]	651	742	804	888	937	991	1029	1060	1122
$Ln_{E1-P2}$ [dB]	30,7	32,6	31,9	31	29,8	22,5	25,9	14,9	14,4
$fn_{E2-P2}$ [Hz]	658	745	814	887	937	983	1032	1083	1128
$Ln_{E2-P2}$ [dB]	29,7	28,4	29,8	31,4	28,9	19,3	19,1	10,9	13,9
$\Delta f_{\text{méd-P2}}$ [%]	0,53	0,20	0,62	0,06	0	0,41	0,15	1,07	0,27
$Ln_{\text{méd-P2}}$ [dB]	30,2	30,5	30,85	31,2	29,35	20,9	22,5	12,9	14,15

As Figuras B4.7 e B4.8 mostram os espectros dos sinais áudio “exclusivos” na configuração P4, com excitação em E3, na gama de 1.3 kHz. De modo análogo, na Tabela B4.4 apresentam-se as frequências e os níveis das componentes espectrais em destaque nestas figuras onde as componentes espectrais em destaque são idênticas às indicadas para os sinais “originais”.

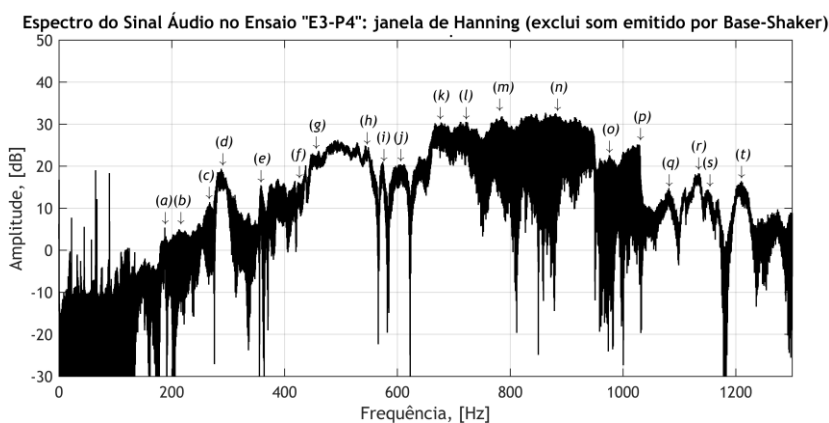


Figura B4.7 Componentes do sinal áudio “exclusivo” E3-P4.wav na banda de interesse (1,3 kHz).

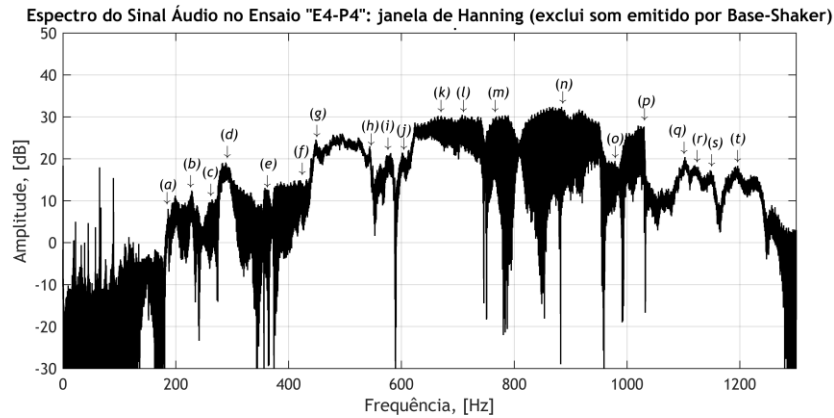


Figura B4.8 Componentes do sinal áudio “exclusivo” E4-P4.wav na banda de interesse (1,3 kHz).

Os valores de frequência e de nível das componentes (s) e (t) em evidência nas Figuras B4.7 e B4.8 para E3-P4 e E4-P4, respectivamente, não são indicados na Tabela B4.4. As frequências e os níveis para essas componentes para E3-P4 são: 1150 Hz / 14,5 dB e 1208 Hz / 16,5 dB; pela mesma ordem, para E4-P4, tem-se: 1148 Hz / 17,3 dB e 1196 Hz / 18,4 dB. Face às componentes homólogas na análise dos sinais originais registam-se valores máximos absolutos de desvio de frequência inferiores a 3 Hz; e de 0,3 dB para os valores de nível. Assim, dentro da margem de erro de 5%, e como referido anteriormente, as componentes (s) e (t) respeitantes aos modos #78-P4 (1158 Hz) e #79-P4 (1185 Hz).

Tabela B4.4 Componentes espectrais dos sinais áudio “originais” nos ensaios para a configuração P4.

	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)	(g)	(h)	(i)
$fn_{E3-P4}$ [Hz]	188	223	267	288	358	424	449	543	574
$Ln_{E3-P4}$ [dB]	5,2	4,7	11,3	19,4	15,5	16,2	22,9	24,9	20,7
$fn_{E4-P4}$ [Hz]	186	229	264	289	358	420	448	544	581
$Ln_{E4-P4}$ [dB]	8	12,2	10,3	19,1	13	14,8	24,6	23	21,4
$\Delta f_{méd-P4}$ [%]	0,53	1,33	0,56	0,17	0	0,47	0,11	0,09	0,61
$Ln_{méd-P4}$ [dB]	6,6	8,45	10,8	19,25	14,25	15,5	23,75	23,95	21,05

Tabela B4.4 (continuação)

	(j)	(k)	(l)	(m)	(n)	(o)	(p)	(q)	(r)
$fn_{E3-P4}$ [Hz]	603	667	713	785	881	976	1029	1081	1134
$Ln_{E3-P4}$ [dB]	20,3	30,2	30,5	32	32,4	22,7	25	14,8	18,4
$fn_{E4-P4}$ [Hz]	603	665	708	779	875	978	1030	1103	1124
$Ln_{E4-P4}$ [dB]	21,3	30,3	30,5	30,3	32,2	19,2	27,6	20,4	18,1
$\Delta f_{méd-P4}$ [%]	0	0,15	0,35	0,38	0,34	0,10	0,05	1,01	0,44
$Ln_{méd-P4}$ [dB]	20,8	30,25	30,5	31,15	32,3	20,95	26,3	17,6	18,25

Da comparação entre as Tabelas B4.2 e B4.4, relativas aos sinais “*originais*” e “*exclusivos*” em P4, respectivamente, verifica-se que as frequências das componentes nessa configuração se mantêm praticamente inalteradas, podendo considerar-se equivalentes em ambos os casos. Os níveis para os sinais “*exclusivos*” registam aumentos generalizados face aos sinais “*originais*”. O valor dessa variação, neste caso, é de 2,8 dB, sendo no mínimo de 0,2 dB e no máximo de 7,5 dB. Os intervalos de frequência onde se verifica uma quase continuidade nos valores do nível, ou que contêm múltiplas frequências notáveis, de valor próximo, são essencialmente idênticos em número aos que se verificam para a configuração P2, mas de largura inferior.

## B.5. Densidade Espectral de Potência e Coerência Espectral

As densidades espectrais de potência (PSD) permitem de forma um pouco mais eficiente avaliar as semelhanças entre os espectros dos sinais. Para evidenciar as alterações aos espectros dos sinais áudio “*exclusivos*”, por subtração da informação dos sinais “*originais*”, apresentam-se nesta secção os gráficos PSD para as configurações P2 e P4, obtidos a partir da FFT com a “janela” de Hanning. Essa informação está disponível através dos gráficos de PSD nas Figuras B5.1 a B5.4.

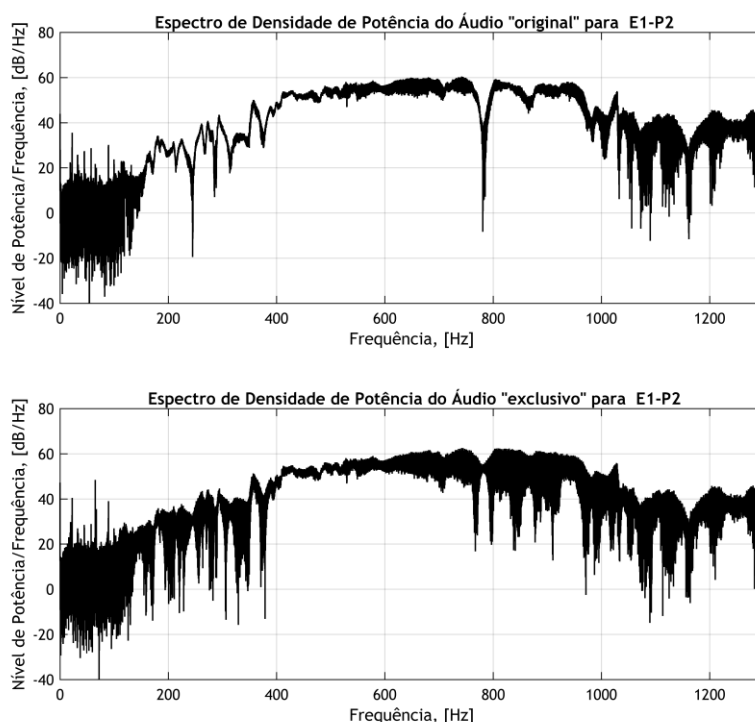


Figura B5.1 Gráficos de PSD para os sinais áudio “*original*” e “*exclusivo*” em E1-P2 (janela de Hanning).

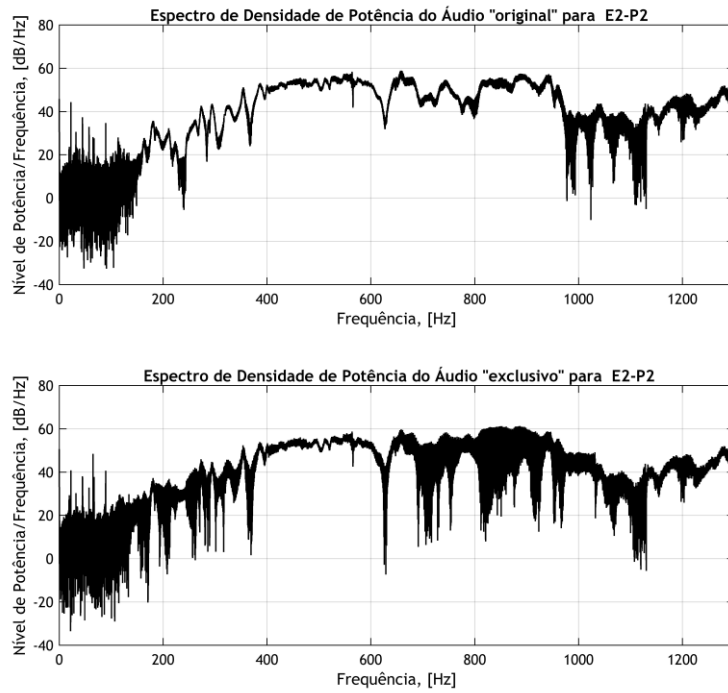


Figura B5.2 Gráficos de PSD para os sinais áudio "original" e "exclusivo" em E2-P2 (janela de Hanning)

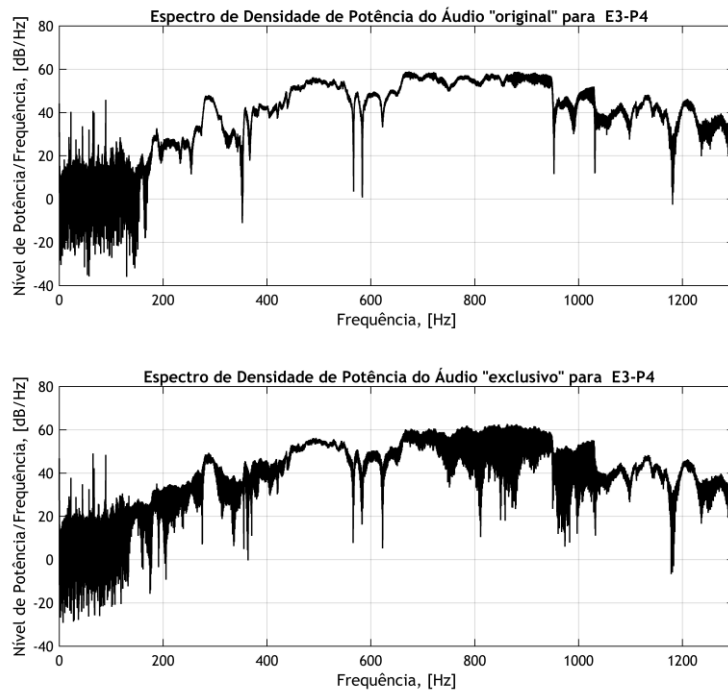


Figura B5.3 Gráficos de PSD para os sinais áudio "original" e "exclusivo" em E3-P4 (janela de Hanning).

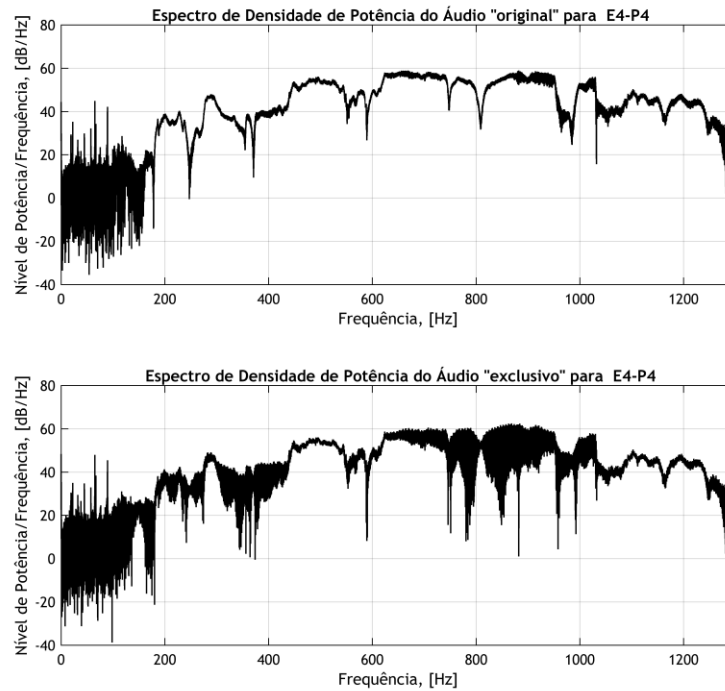


Figura B5.4 Gráficos de PSD para os sinais áudio “original” e “exclusivo” em E4-P4 (janela de Hanning).

Como se pode observar pelas Figuras B5.1 a B5.4, as representações das densidades espectrais de potência para os sinais “originais” e “exclusivos”, nas configurações P2 e P4, são no essencial idênticas. Este comportamento regista-se de forma generalizada para os sinais em todas as configurações e em todas as posições de excitação como referido no texto principal, em 6.4.2 (pp. 228). No caso particular dos sinais “exclusivos”, além do ligeiro aumento de nível generalizado na gama até cerca de 1,3 kHz. As gamas de frequência coincidem com os intervalos onde se registam as componentes de frequência do subconjunto base-shaker (ver Figura 6.12). No entanto as linhas de contorno são melhor definidas no caso dos sinais “originais”, pelo que existe uma maior dificuldade na identificação das componentes espectrais pelos máximos de nível no caso dos sinais “exclusivos”.

Nesta secção, para as mesmas configurações, apresentam-se ainda os gráficos do cruzamento das densidades espectrais (CPSD) e da coerência espectral pelo cruzamento do quadrado da amplitude (MSC), incluindo, em ambos os casos, a informação da fase de cruzamento. Essa informação está disponível através dos gráficos de CPSD e de MSC nas Figuras B5.5 a B5.10.

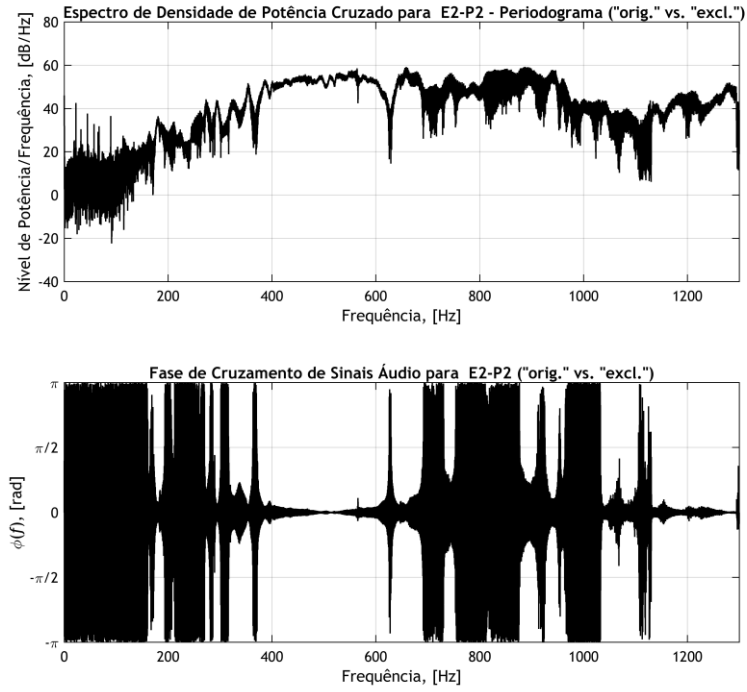


Figura B5.5 Gráficos de CPSD e fase de cruzamento para os sinais “original” e “exclusivo” em E2-P2.

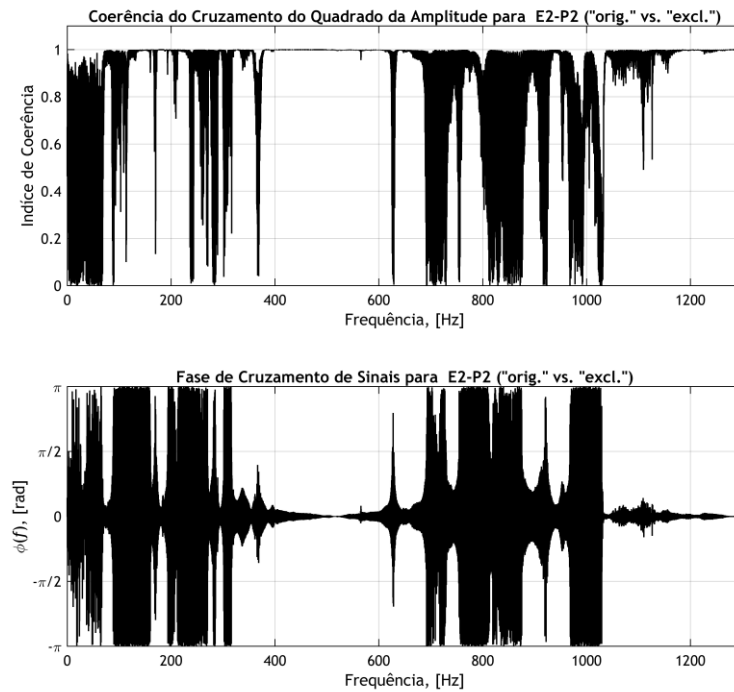


Figura B5.6 Gráficos de MSC e fase de cruzamento para os sinais “original” e “exclusivo” em E2-P2.

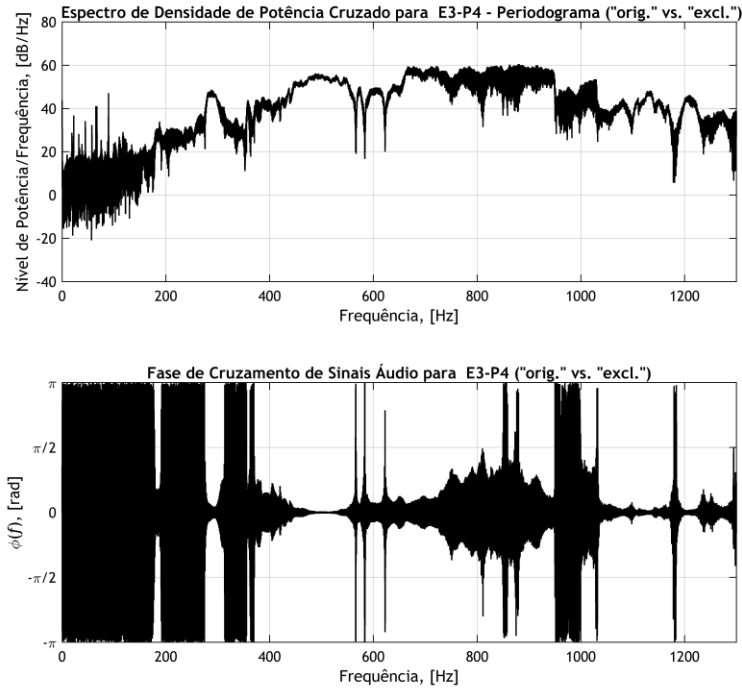


Figura B5.7 Gráficos de CPSD e fase de cruzamento para os sinais “original” e “exclusivo” em E3-P4.

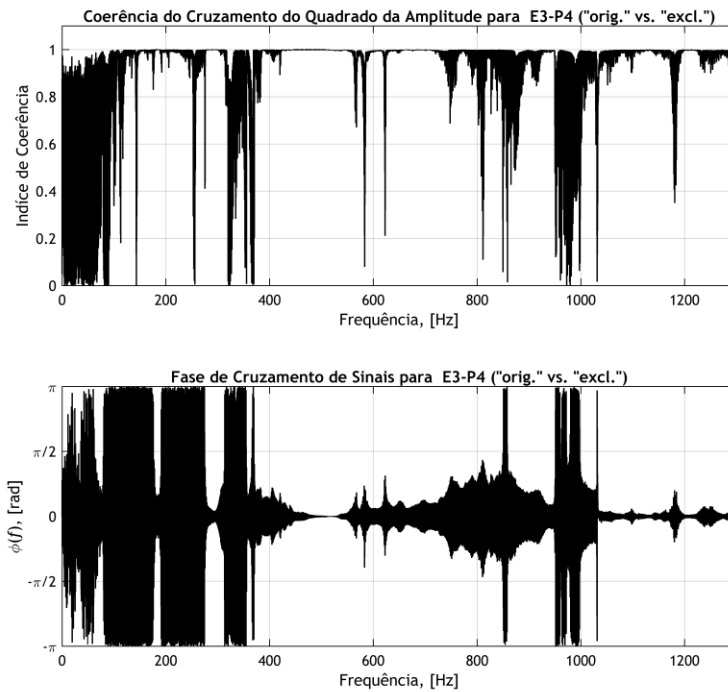


Figura B5.8 Gráficos de MSC e fase de cruzamento para os sinais “original” e “exclusivo” em E3-P4.

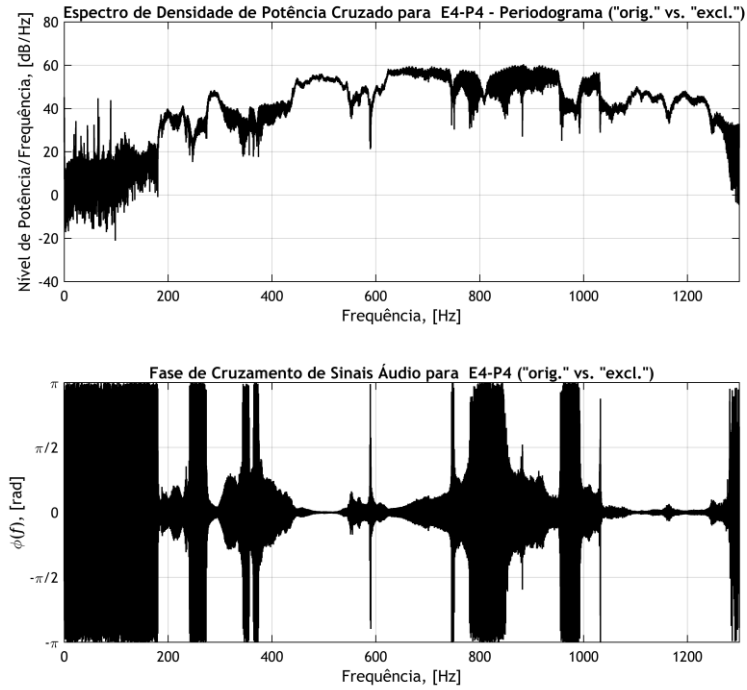


Figura B5.9 Gráficos de CPSD da fase de cruzamento para os sinais “original” e “exclusivo” em E4-P4.

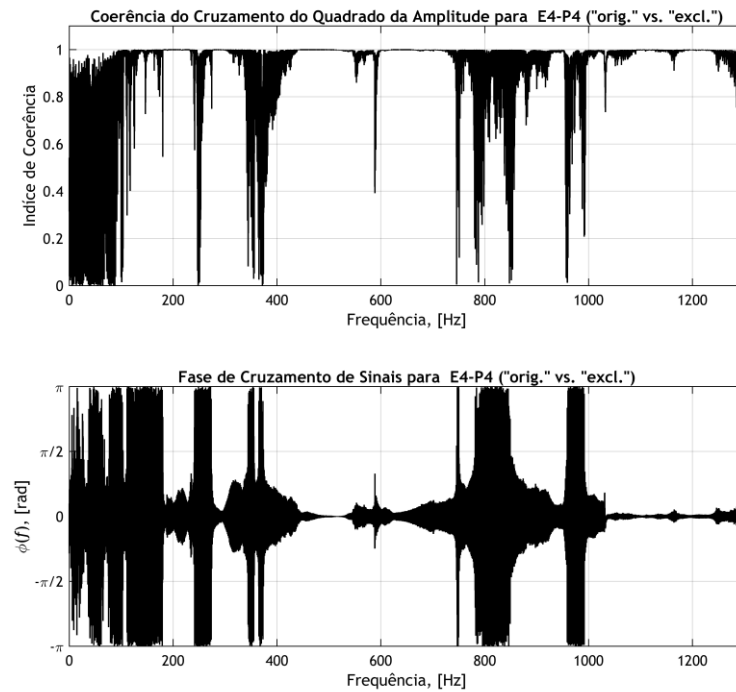


Figura B5.10 Gráficos de MSC da fase de cruzamento para os sinais “original” e “exclusivo” em E4-P4.

## B.6. Níveis de Ruído Acústico

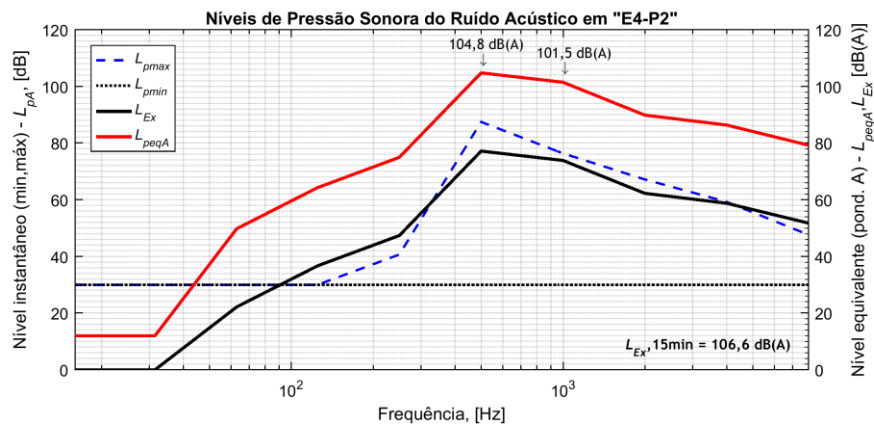


Figura B7.1 Medidas de SPL e dos níveis equivalentes, ponderados A, para E4-P2.

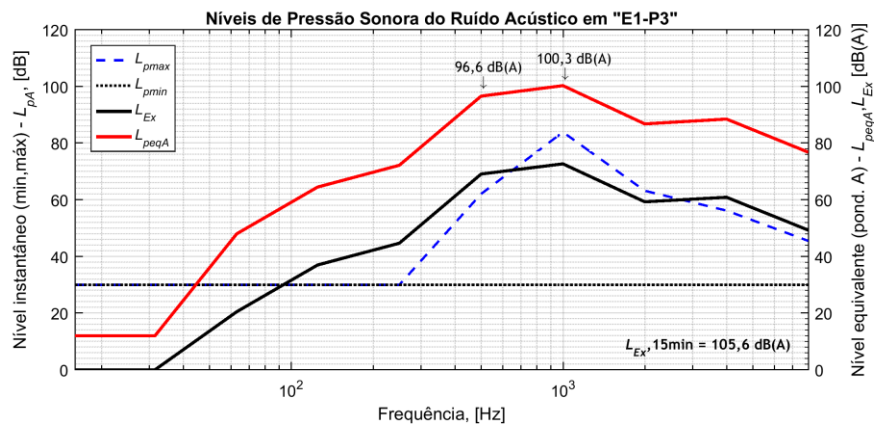


Figura B7.2 Medidas de SPL e dos níveis equivalentes, ponderados A, para E1-P3.

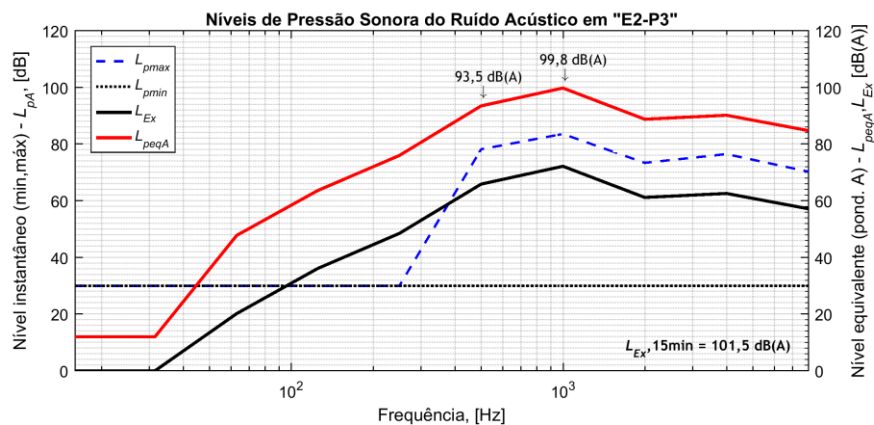


Figura B7.3 Medidas de SPL e dos níveis equivalentes, ponderados A, para E2-P3.

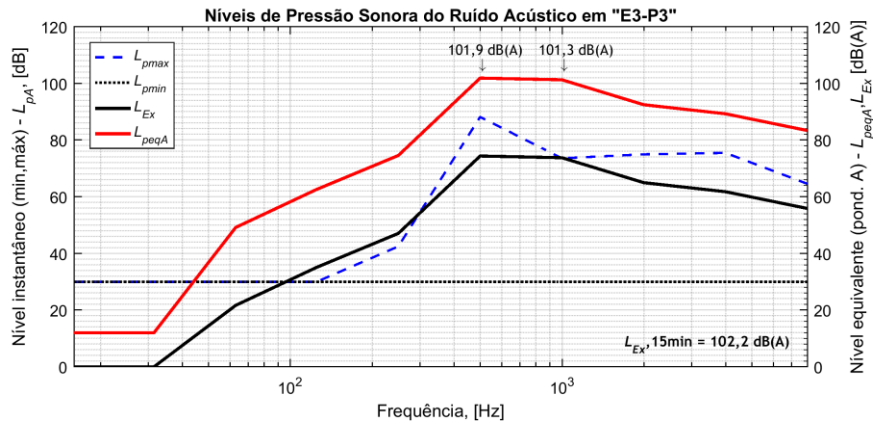


Figura B7.4 Medidas de SPL e dos níveis equivalentes, ponderados A, para E3-P3.

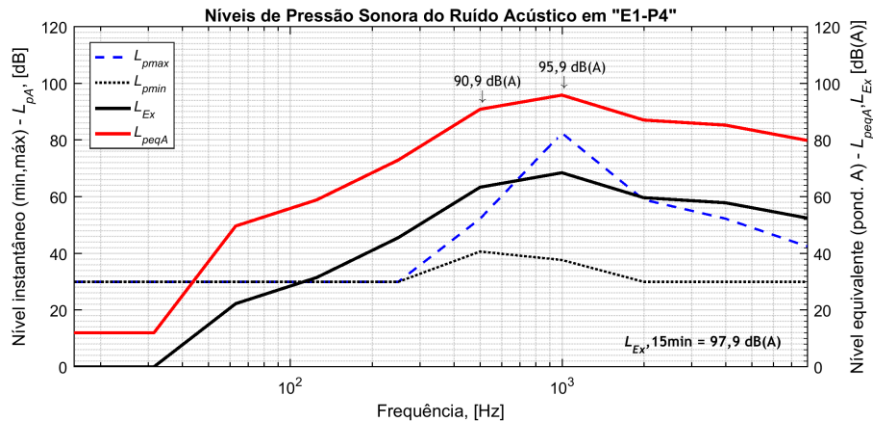


Figura B7.5 Medidas de SPL e dos níveis equivalentes, ponderados A, para E1-P4.

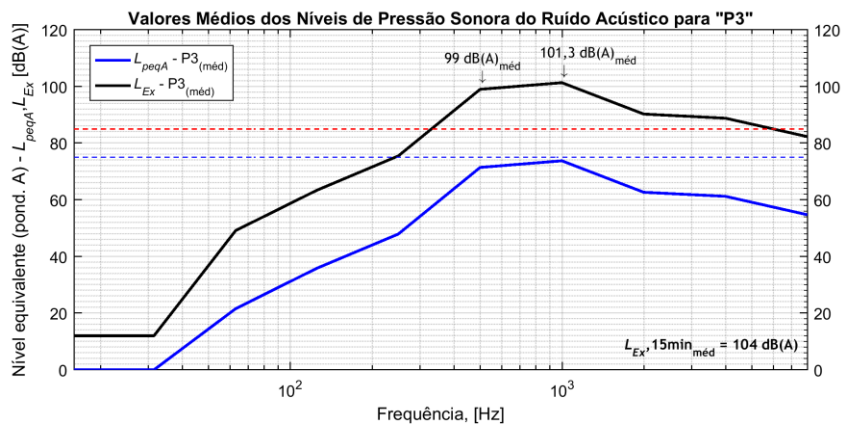


Figura B7.6 Valores médios dos níveis equivalentes, ponderados A, medidos para a configuração P3.



# Anexo C

## Publicações Científicas

No âmbito deste trabalho resultaram quatro artigos científicos publicados em revistas internacionais, indexadas nas bases de dados ISI *Web of Knowledge* e SCOPUS e classificadas no Scimago Journal Ranking (JCR). Resultaram também três contribuições submetidas e apresentadas em conferências internacionais, e que se encontram incluídos nos respectivos livros de actas.

### C.1. Artigos Publicados em Revistas Internacionais Indexadas

A lista de publicações em revistas de circulação internacional, por ordem cronológica inversa, é a seguinte:

[R4] J. Salvado, M. do R. Calado, A. E. Santo, and A. Guerman, “Numerical Modal Analysis of Vibrations in a Three-Phase Linear Switched Reluctance Actuator,” *Modelling and Simulation in Engineering*, Hindawi Publishing, vol. 2017, pp. 1-18, 2017. DOI 10.1155/2017/3258376. (Classificação SJR - Q2); [em linha] <https://www.hindawi.com/journals/mse/2017/3258376/>

[R3] M. R. A. Calado, A. E. V Espírito-Santo, J. A. C. Salvado, C. M. P. Cabrita, and S. Mariano, “Using finite element method based software to teach electrical machines—the linear switched reluctance actuator,” *Computer Applications in Engineering Education*, John Wiley and Sons, vol. 23, no. 6, pp. 824-836, 2015, DOI 10.1002/cae.21653. (Classificação SJR - Q2); [em linha] <http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/cae.21653/abstract>

[R2] J. A. Salvado, M. R. Calado, and A. E. Santo, “A Simple yet Effective Semi-Anechoic Chamber for the Acoustic Characterization of an LSRA,” *IEEE Latin America Transactions*, vol. 11, no. 5, pp. 1190-1200, 2013. (Classificação SJR - Q3); [em linha] [http://www.ewh.ieee.org/reg/9/etrans/ieee/issues/vol11/vol11issue5Sept.2013/11TLA5\\_07\\_A.Salvado.pdf](http://www.ewh.ieee.org/reg/9/etrans/ieee/issues/vol11/vol11issue5Sept.2013/11TLA5_07_A.Salvado.pdf)

[R1] J. Salvado, A. Espírito-Santo, and M. Calado, “An intelligent sensor array distributed system for vibration analysis and acoustic noise characterization of a linear switched reluctance actuator.,” *Sensors*, MDPI (Basel), vol. 12, no. 6, pp. 7614-33, Jan. 2012, DOI 10.3390/s120607614. (Classificação SJR - Q1). [em linha] <http://www.mdpi.com/1424-8220/12/6/7614>

## C.2. Artigos em Actas de Conferências Internacionais

As contribuições apresentadas em conferências internacionais são as seguintes, igualmente por ordem cronológica inversa:

[C5] José A. Salvado, Maria R. Calado, and António E. Santo, “Wavelet-Fourier Analysis of Audible Signals to Characterize the Vibrations in LSRA,” *ICEM’2018, XXXIII<sup>rd</sup> IEEE International Conference on Electrical Machines*, 3-6 Setembro 2018, Alexandroupoli, Grécia (aceite para publicação);

[C4] José A. Salvado, Maria do Rosário Calado, and António Espírito Santo, “Evaluation of the Operational Modal Responses in Linear Switched Reluctance Actuators,” *Proceedings of EEEIC18 - 18<sup>th</sup> IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering*, 12-15 June 2018, Palermo, Itália;

[C3] J. Salvado, A. Espírito Santo, and M. R. A. Calado, “Improved Distributed System for Analysis of Vibrations in Linear Switched Reluctance Actuators,” *Proceedings of ICIT 2012, IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 991-996, 2012, Atenas, Grécia; [em linha] <http://ieeexplore.ieee.org/document/6210068/>

[C2] J. Salvado, A. E. Santo, and M. D. R. Calado, “Vibration analysis of a linear switched reluctance actuator,” in *Proceedings of 2011 IEEE EUROCON - International Conference on Computer as a Tool*, pp. 1-4, 2011, Lisboa Portugal; [em linha] <http://ieeexplore.ieee.org/document/5929391/>

[C1] J. Salvado, A. Espírito Santo, and M. R. A. Calado, “Design of a system for analysis and monitoring of vibrations in Linear Switched Reluctance machines,” *Proceedings of Melecon 2010 - 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, pp. 768-773, 2010, La Valetta, Malta. [em linha] <http://ieeexplore.ieee.org/document/5475974/>

# Anexo D

## Autorização para Uso de Imagens com *Copyright*

A imagem usada na Figura 3.1, neste documento, está sujeita a Copyright a favor da John Wiley & Sons. No entanto, para fins acadêmicos e não comerciais, esta pode ser usada sob autorização expressa do detentor de direitos, como atesta a imagem do documento de autorização.

**José Salvado**

---

**De:** Copyright Clearance Center <rightslink@marketing.copyright.com>  
**Enviado:** 2 de maio de 2015 15:00  
**Para:** José Salvado  
**Assunto:** Thank you for your RightsLink / John Wiley and Sons transaction

**Sinal. de seguimento:** Dar seguimento  
**Estado do sinalizador:** Sinalizado

To view this email as a web page, go [here](#).

**Do Not Reply Directly to This Email**

To ensure that you continue to receive our emails,  
please add [rightslink@marketing.copyright.com](mailto:rightslink@marketing.copyright.com) to your [address book](#).

RightsLink



## Thank You For Your Order!

Dear Mr. Jose Salvado,

Thank you for placing your order through Copyright Clearance Center's RightsLink service. John Wiley and Sons has partnered with RightsLink to license its content. This notice is a confirmation that your order was successful.

Your order details and publisher terms and conditions are available by clicking the link below:

<http://s100.copyright.com/CustomerAdmin/PLF.jsp?ref=c9f38608-d9c5-444a-aacb-ecc9bc877f98>

### Order Details

Licensee: Jose Salvado  
License Date: May 2, 2015  
License Number: 3620801330779  
Publication: Wiley Books  
Title: Communication Acoustics: An Introduction to Speech, Audio and Psychoacoustics  
Type Of Use: Dissertation/Thesis  
Total: 0.00 EUR

To access your account, please visit <https://myaccount.copyright.com>.

Please note: Online payments are charged immediately after order confirmation; invoices are issued daily and are payable immediately upon receipt.