

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS

Douglas D'Assunção

Sistema de Controle Ativo Autoalimentado de Oscilações Aeroelásticas
Utilizando Material Piezelétrico: Modelo Equivalente Elétrico e Verificações
Experimentais

São Carlos

2018

DOUGLAS D'ASSUNÇÃO

Sistema de Controle Ativo Autoalimentado de Oscilações Aeroelásticas
Utilizando Material Piezelétrico: Modelo Equivalente Elétrico e Verificações
Experimentais

Tese apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como requisito para a obtenção do Título de Doutor em Ciências – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica.

Área de concentração: Aeronaves

Orientador: Prof. Dr. Carlos De Marqui Jr.

**ESTE EXEMPLAR TRATA-SE
DA VERSÃO CORRIGIDA. A
VERSÃO ORIGINAL
ENCONTRA-SE DISPONÍVEL
JUNTO AO DEPARTAMENTO
DE ENGENHARIA MECANICA
DA EESC-USP.**

São Carlos

2018

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da
EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

D231s D'Assunção, Douglas
Sistema de Controle Ativo Autoalimentado de
Oscilações Aeroelásticas Utilizando Material
Piezolétrico: Modelo Equivalente Elétrico e
Verificações Experimentais / Douglas D'Assunção;
orientador Carlos De Marqui Jr.. São Carlos, 2018.

Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Mecânica e Área de Concentração em Aeronaves
-- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade
de São Paulo, 2018.

1. piezeletricidade. 2. controle ativo
autoalimentado. 3. energy harvesting. 4.
aeroelasticidade. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Bacharel **DOUGLAS D'ASSUNÇÃO**.

Título da tese: "Sistema de controle ativo autoalimentado de oscilações aeroelásticas utilizando material piezelétrico: modelo equivalente elétrico e verificações experimentais".

Data da defesa: 04/07/2018.

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Associado **Carlos De Marqui Junior (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovado

Prof. Associado **Paulo Celso Greco Junior**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

APROVADO

Prof. Dr. **Rui Marcos Grambone de Vasconcellos**
(Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho"/UNESP – São João da Boa Vista)

APROVADO

Prof. Dr. **Carlos do Carmo Pagani Junior**
(Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho"/UNESP – São João da Boa Vista)

APROVADO

Prof. Dr. **Marcos Silveira**
(Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho"/UNESP – Bauru)

APROVADO (MSS)

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica:
Prof. Associado **Gherhardt Ribatski**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Associado **Luís Fernando Costa Alberto**

DEDICATÓRIA

*A meus pais, minhas irmãs e
sobrinhos.*

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Prof. Dr. Carlos De Marqui Jr. pelos ensinamento e por sempre estar disposto a ajudar.

Aos meus amigos da Pós-Graduação, com quem dividi os momentos bons e ruins durante a caminhada.

Aos meus amigos de laboratório em especial ao Marcel, Tarcísio e Vagner que sempre estavam dispostos a ajudar e discutir sobre os trabalhos, os processos e a vida.

Agradeço a minhas irmãs, que mesmo a distância sempre me fizeram sentir estar perto.

E um agradecimento especial à meus pais, que sempre me incentivaram e me inspiraram, permanecendo incondicionalmente ao meu lado.

EPÍGRAFE

“A imaginação é mais importante que a ciência, porque a ciência é limitada, ao passo que a imaginação abrange o mundo inteiro”

Albert Einstein

RESUMO

D'Assunção, D. **Sistema de Controle Ativo Autoalimentado de Oscilações Aeroelásticas Utilizando Material Piezelétrico: Modelo Equivalente Elétrico e Verificações Experimentais**. 2018. Tese (Doutorado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2018.

A utilização de materiais piezelétricos como sensores e atuadores em diferentes estratégias de controle e também para coleta de energia tem sido reportada na literatura. Este trabalho combina o uso simultâneo de materiais piezelétricos para atuação e coleta de energia para obter um esquema de controle aeroelástico ativo e autoalimentado experimentalmente verificado. Um circuito elétrico autoalimentado que calcula o sinal de atuação baseado nas saídas elétricas de elementos piezelétricos sensores e também realiza coleta de energia é discutido. A energia de atuação é totalmente proveniente da energia colhida, que também alimenta elementos elétricos ativos do circuito. Um modelo equivalente elétrico de uma seção típica eletromecanicamente acoplada com dois graus-de-liberdade é utilizado nas simulações. O modelo equivalente elétrico é uma ferramenta útil para investigar o comportamento da seção típica eletromecanicamente acoplada combinada com diferentes circuitos, incluindo o circuito autoalimentado para controle ativo. Previsões numéricas do comportamento aeroelástico da seção típica em circuito aberto e em curto circuito (malha aberta) e também considerando o circuito de controle autoalimentado (malha fechada) são comparadas com resultados experimentais obtidos em ensaios em túnel de vento.

Palavras-chave: Piezoelectricidade. Controle Ativo Autoalimentado. *Energy Harvesting*. Aeroelasticidade.

ABSTRACT

D'Assunção, D. **Self-powered Active Controller of the Aeroelastic Oscillations using Piezoelectric Materials: Equivalent Electrical and Experimental Verification.** 2018. Tese (Doutorado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2018.

The use of piezoelectric materials as sensors and actuators into different control strategies and also for energy harvesting has been reported in the literature. This work combines the use of piezoelectric materials for simultaneous wind energy harvesting and actuation to obtain an experimentally verified self-powered active aeroelastic control scheme. A self-powered electrical circuit that calculates the control signal based on the electrical output of sensing piezoelectric elements and also has energy harvesting capabilities is discussed. The actuation energy is fully supplied by the harvested energy, which also powers the active elements of the circuit. An equivalent electrical model of a piezoaeroelastically coupled two degree-of-freedom (2-DOF) typical section is employed in the simulations. The equivalent electrical circuit is a useful tool to investigate the behavior of the electroelastically coupled section combined to different electrical circuits, including the self-powered active control circuit. Numerical predictions for the open- and short circuit conditions (open-loop) and also considering the self-powered circuit (closed-loop) are compared to experimental data obtained from wind tunnel tests.

Keywords: Piezoelectricity. Self-powered active control. Energy Harvesting. Aeroelasticity.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Representação de uma asa fina eletromecanicamente acoplada.....	35
Figura 2 - Seção Típica com 2-GDL	47
Figura 3 - Circuito equivalente elétrico da seção típica piezoaeroelástica.....	57
Figura 4 - Circuito equivalente elétrico da seção típica piezoaeroelástica no SPICE.....	57
Figura 5 - Configuração do controlador regulador com realimentação de estados.	62
Figura 6 - Circuito de Controle Ativo Autoalimentado, (a) Circuito Coletor e (b) Circuito sensor com o atuador.....	67
Figura 7 – (a) Repostas Elétricas do Circuito Coletor, (b) Visão Detalhada.....	68
Figura 8 – (a) Respostas Elétricas do Circuito Controlador Autoalimentado, (b) Visão Detalhada.....	70
Figura 9 – Comparação do comportamento da piezocerâmica em circuito aberto e com o chaveador	71
Figura 10 – Circuito Chaveador	73
Figura 11 - Tensão Elétrica da piezocerâmica original e com atraso: (a) Circuito Aberto e (b) com Chaveador.....	73
Figura 12 – Relações Elétricas de um transistor <i>PNP</i>	74
Figura 13 – Circuito Chaveador Completo.....	75
Figura 14 - Um gerador piezelétrico <i>bimorph</i> em série, na condição de contorno livre-engastada com uma massa concentrada na extremidade livre, conectado em um circuito elétrico resistivo.	77
Figura 15 - FRFs de tensão elétrica do modelo piezelétrico <i>bimorph</i> em série conectado a um circuito elétrico resistivo.	80
Figura 16 - FRFs de vibração mecânica do modelo piezelétrico <i>bimorph</i> em série conectado a um circuito elétrico resistivo	81
Figura 17 - FRFs de tensão do modelo piezelétrico <i>bimorph</i> em série conectado a um circuito elétrico resistivo quando três modos de vibrar são considerados.....	82
Figura 18 - Visão geral do sistema experimental (a) Túnel de Vento (b) Seção Típica	83
Figura 19 - Cantoneira com fio de aço mola de 1,2 mm de diâmetro	84

Figura 20 - Visão detalhada da fixação da piezocerâmica na Seção Típica (a) Superior (b) Inferior.....	84
Figura 21 - Deslocamento Livre (a) <i>Plunge</i> e (b) <i>Pitch</i>	86
Figura 22 - Curvas de força (a) <i>Plunge</i> e momento (b) <i>Pitch</i> em relação ao deslocamento de cada GDL.	87
Figura 23 - Deslocamentos numérico versus experimental na velocidade de <i>flutter</i> em curto circuito: (a) <i>plunge</i> e (b) <i>pitch</i>	89
Figura 24 - Comparação da análise de frequência dos deslocamentos de <i>plunge</i> numérico e experimental na velocidade de <i>flutter</i>	90
Figura 25 - Deslocamentos numérico versus experimental na velocidade de <i>flutter</i> em circuito aberto: (a) <i>plunge</i> e (b) <i>pitch</i>	91
Figura 26 - Tensões elétricas numéricas versus experimentais na velocidade de <i>flutter</i> em circuito aberto: (a) tensão elétrica no sensor, (b) tensão elétrica no coletor e (c) tensão elétrica no atuador	91
Figura 27 - Deslocamentos numérico versus experimental na velocidade de <i>flutter</i> em curto circuito, com o controlador ativo autoalimentado: (a) <i>plunge</i> e (b) <i>pitch</i>	93
Figura 28 - Tensões elétricas do circuito controlador ativo autoalimentado na velocidade de <i>flutter</i> de curto circuito: (a) tensão elétrica do coletor e (b) tensão elétrica de controle (v_c)	93
Figura 29 - Visão detalhada das tensões elétricas do circuito controlador: (a) tensão elétrica do coletor e (b) tensão elétrica de controle (v_c).....	94
Figura 30 - Deslocamentos numérico versus experimental pós <i>flutter</i> , com o controlador ativo autoalimentado: (a) <i>plunge</i> e (b) <i>pitch</i>	95
Figura 31 - Tensões elétricas do circuito controlador ativo autoalimentado no pós <i>flutter</i> : (a) tensão elétrica do coletor e (b) tensão elétrica de controle (v_c).....	95
Figura 32 - Deslocamentos sem escoamento e um excitação em <i>plunge</i> , com o circuito controlador ativo autoalimentado: (a) <i>plunge</i> e (b) <i>pitch</i>	96
Figura 33 – Saída elétrica na piezocerâmica coletora sem escoamento com o circuito controlador ativo autoalimentado: (a) Tensão elétrica no coletor e (b) Visão detalhada da tensão elétrica no coletor.....	96
Figura 34 - Tensão elétrica na piezocerâmica atuadora sem escoamento com o circuito controlador ativo autoalimentado: (a) Tensão elétrica no atuador e (b) Visão detalhada da tensão elétrica no atuador.....	97

Figura 35 - Potência elétrica fornecida ao circuito coletor do controlador autoalimentado, sem escoamento: (a) Potência elétrica absorvida e (b) Visão detalhada de um ciclo de potência	97
Figura 36 - Potência elétrica da aplicada no atuador, sem escoamento: (a) Potência elétrica de v_c e (b) Visão detalhada de um ciclo de potência.....	98
Figura 37 - Comparação de potência elétrica de v_c na velocidade de 12,47 m/s.....	99
Figura 38 - Deslocamentos na velocidade de 12,77 m/s com o circuito controlador ativo autoalimentado: (a) <i>plunge</i> e (b) <i>pitch</i>	99
Figura 39 - Tensões elétricas do circuito controlador ativo autoalimentado na velocidade de 12,77 m/s: (a) tensão elétrica do coletor e (b) tensão elétrica de controle (v_c)	100
Figura 40 - Deslocamentos na velocidade de 13,10 m/s com o circuito controlador ativo autoalimentado: (a) <i>plunge</i> e (b) <i>pitch</i>	100
Figura 41 - Tensões elétricas do circuito controlador ativo autoalimentado na velocidade de 13,10 m/s: (a) tensão elétrica do coletor e (b) tensão elétrica de controle (v_c)	101
Figura 42 - Circuito Coletor com SSHI.....	102
Figura 43 - Deslocamentos sem escoamento e um excitação em <i>plunge</i> , com o circuito controlador ativo autoalimentado com SSHI: (a) <i>plunge</i> e (b) <i>pitch</i>	103
Figura 44 - Saída elétrica na piezocerâmica coletora sem escoamento com o circuito controlador ativo autoalimentado com SSHI: (a) Tensão elétrica no coletor e (b) Visão detalhada da tensão elétrica no coletor.....	103
Figura 45 - Tensão elétrica na piezocerâmica atuadora sem escoamento com o circuito controlador ativo autoalimentado com SSHI: (a) Tensão elétrica no atuador e (b) Visão detalhada da tensão elétrica no atuador.....	103
Figura 46 - Potência elétrica fornecida ao circuito coletor do controlador autoalimentado com SSHI, sem escoamento: (a) Potência elétrica absorvida e (b) Visão detalhada de um ciclo de potência.....	104
Figura 47 - Energia absorvida pelo circuito coletor	104
Figura 48 - Potência elétrica da aplicada no atuador, sem escoamento com SSHI: (a) Potência elétrica de v_c e (b) Visão detalhada de um ciclo de potência	105
Figura 49 - Comparação de potência elétrica de v_c na velocidade de 12,47 m/s.....	105
Figura 50 - Deslocamentos na velocidade de 13,10 m/s usando o circuito controlador ativo autoalimentado com SSHI: (a) <i>plunge</i> e (b) <i>pitch</i>	106

Figura 51 - Tensões elétricas do circuito controlador ativo autoalimentado na velocidade de 13,10 m/s: (a) tensão elétrica do coletor com SSHI e (b) tensão elétrica de controle (v_c)	106
Figura 52 - Deslocamentos na velocidade de 13,40 m/s com o circuito controlador ativo autoalimentado com SSHI: (a) <i>plunge</i> e (b) <i>pitch</i>	107
Figura 53 - Tensões elétricas do circuito controlador ativo autoalimentado na velocidade de 13,40 m/s: (a) tensão elétrica do coletor com SSHI e (b) tensão elétrica de controle (v_c)	107
Figura 54 - Deslocamentos na velocidade de 13,50 m/s com o circuito controlador ativo autoalimentado com SSHI: (a) <i>plunge</i> e (b) <i>pitch</i>	108
Figura 55 - Tensões elétricas do circuito controlador ativo autoalimentado na velocidade de 13,50 m/s: (a) tensão elétrica do coletor com SSHI e (b) tensão elétrica de controle (v_c)	108
Figura 56 - Deslocamentos na velocidade de 13,60 m/s com o circuito controlador ativo autoalimentado com SSHI: (a) <i>plunge</i> e (b) <i>pitch</i>	109
Figura 57 - Tensões elétricas do circuito controlador ativo autoalimentado na velocidade de 13,60 m/s: (a) tensão elétrica do coletor com SSHI e (b) tensão elétrica de controle (v_c)	109

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Propriedades materiais e eletromecânicas do PZT-5A.....	77
Tabela 2 - Geometria e propriedades materiais de um gerador <i>bimorph</i>	78
Tabela 3 - Parâmetros da seção típica de 2-GDL	88
Tabela 4 - Componentes eletrônicos do circuito controlador autoalimentado ativo	92
Tabela 5 - Componentes eletrônicos do circuito SSHI.....	102

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	–	Corrente Alternada
CC	–	Corrente Contínua
CG	–	Centro de gravidade
EE	–	Eixo elástico
FRF	–	Função de Resposta em Frequência
GDL	–	Grau de Liberdade
GPEH	–	<i>Galloping-based Piezoelectric Energy Harvester</i>
LCO	–	<i>Limit Cycle Oscillation</i>
LQG	–	<i>Linear Quadratic Gaussian</i>
LQR	–	<i>Linear Quadratic Regulator</i>
MAV	–	<i>Micro Air Vehicles</i>
MFC	–	Macro Fiber Composite
NASA	–	<i>National Aeronautics and Space Administration</i>
OpAmp	–	<i>Operational Amplifier</i>
PARTI	–	<i>Piezoelectric Aeroelastic Response Tailoring Investigation</i>
PVDF	–	Fluoreto de polivinilideno
RLC	–	Resistor, Indutor e Capacitor
SPICE	–	<i>Simulated Program with Integrated Circuits Emphasis</i>
SCE	–	<i>Synchronized Charge Extraction</i>
SHM	–	<i>Structural Health Monitoring</i>
SSH	–	<i>Synchronized Switch Harvesting</i>
SSHI	–	<i>Synchronized Switch Harvesting on Inductor</i>
UAV	–	<i>Unmanned Aerial Vehicles</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

a	Distância (em semicorda) do ponto médio da corda ao eixo elástico
\mathbf{A}	Matriz de estados
b	Semicorda
\mathbf{B}	Matriz de controle
C	Capacitância
\mathbf{C}	Matriz de saída
C_p^{eq}	Capacitância equivalente das camadas piezocerâmicas
$C(k)$	Função generalizada de Theodorsen
d	Coefficiente de amortecimento por unidade de comprimento
D	Amortecimento modificado pela ação aerodinâmica
Dn	Diodo
Dzn	Diodo Zener
E_n	Fonte de tensão controlada
F	Parte real da função de Theodorsen
F_n	Fonte de corrente controlada
G	Parte imaginária da função de Theodorsen
h	Deslocamento linear (<i>plunge</i>)
$H_n^{(2)}$	Funções de Hankel de segunda espécie
I_α	Momento de inércia da seção típica em relação ao eixo elástico por unidade de comprimento
\mathbf{J}	Índice de desempenho
$J_n(k)$	Funções de Bessel de primeira espécie
k_h	Rigidez linear por unidade de comprimento
k_α	Rigidez angular por unidade de comprimento
k	Frequência reduzida
K	Rigidez modificada pela ação aerodinâmica
\mathbf{K}	Ganho de controle
l	Envergadura da seção típica
L_n	Indutância

L	Força de sustentação por unidade de comprimento
m	Massa por unidade de comprimento do aerofólio
m_f	Massa adicional por unidade de comprimento presente no sistema experimental
M	Momento aerodinâmico por unidade de comprimento
M_{st}	Massa total do sistema
\mathbf{P}	Matriz Hermitiana ou simétrica definida positiva
Q	Carga elétrica
Q_n	Transistor
\mathbf{Q}	Matriz peso
R	Resistência
\mathbf{R}	Matriz peso
R_l	Carga resistiva
S_α	Momento estático
T	Energia cinética total por unidade de comprimento
\bar{U}	Energia potencial total por unidade de comprimento
U	Velocidade do escoamento
v	Tensão elétrica
V_c	Tensão de controle
W_{ei}	Energia elétrica interna por unidade de comprimento
W_{ce}	Componente não-conservativa do trabalho virtual devido à carga elétrica
W_{ca}	Componente não-conservativa do trabalho virtual devido às cargas aerodinâmicas
W_{ae}	Componente não-conservativa do trabalho virtual devido ao amortecimento estrutural
\mathbf{x}	Vetor de estados
$Y_n(k)$	Funções de Bessel de segunda espécie
\mathbf{Y}	Vetor de saída
α	Ângulo de rotação (<i>pitch</i>)
δ	Variação funcional
ζ	Fator de amortecimento
θ	Acoplamento piezelétrico adicionado ao GDL deslocamento de <i>plunge</i>
ρ	Densidade do ar

- x_α Distância (em semicorda) entre o eixo elástico e o centro de gravidade
- ω_n Frequência natural
- $()_h$ Subscrito referente ao GDL de *plunge*
- $()_\alpha$ Subscrito referente ao GDL de *pitch*
- $()_{p2}$ Subscrito referente ao par de piezocerâmicas utilizadas na função de coletor de energia
- $()_{p3}$ Subscrito referente ao par de piezocerâmicas utilizadas na função de sensor

SUMÁRIO

RESUMO.....	11
ABSTRACT	13
1 INTRODUÇÃO	31
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	34
2.1 Coleta de Energia a partir de Fenômenos Aeroelásticos utilizando Material Piezelétrico.....	34
2.2 Utilização de Materiais Piezelétricos para Controle Aeroelástico	39
2.2.1 Controle Passivo.....	39
2.2.3 Controle Ativo.....	42
2.3 Modelos Equivalentes Elétricos de Sistemas Eletromecanicamente Acoplados	44
3 MODELO PIEZOAEROELÁSTICO DE UMA SEÇÃO TÍPICA	47
3.2 Modelo Aerodinâmico Não Estacionário	51
4 MODELO EQUIVALENTE ELÉTRICO DA SEÇÃO TÍPICA PIEZOAEROELÁSTICA.....	53
5 PROJETO DA LEI DE CONTROLE E CIRCUITO AUTOALIMENTADO	59
5.1 Projeto de um Regulador Linear Quadrático	59
5.2 Circuito de Controle Ativo Autoalimentado	65
5.3 Circuito Chaveado para Coleta de Energia	70
6 RESULTADOS	76
6.1 Verificação do Modelo Equivalente Elétrico para um Coletor Piezelétrico de Energia	76
6.2 Resultados Numéricos e Experimentais para o Controlador Ativo Autoalimentado	82
6.2.1.1 Identificação dos parâmetros da seção típica.....	85
6.3 Resultados Numéricos e Experimentais com o Controlador Ativo Autoalimentado	88
6.4 Resultados Numéricos com o Controlador Ativo Autoalimentado com piezocerâmicas adicionais para coleta de energia.....	95
6.5 Resultados Numéricos com o Controlador Ativo Autoalimentado usando a técnica SSHI para coleta de energia.....	101
7 CONCLUSÃO.....	110
REFERÊNCIAS.....	115

1 INTRODUÇÃO

Os materiais piezelétricos vem sendo utilizados como sensores e/ou atuadores em problemas de controle de vibrações estruturais em diversas áreas da engenharia. De forma geral, as técnicas de controle utilizadas podem ser classificadas em duas grandes áreas: o controle ativo e o controle passivo de vibrações utilizando piezelétricos. Os materiais piezelétricos também têm sido amplamente explorados em pesquisas relacionadas a coleta de energia de vibração. Nestes casos, o intuito é transformar vibração em energia elétrica útil através da transdução piezelétrica. O presente trabalho utiliza a capacidade de transdução eletromecânica dos materiais piezelétricos para, simultaneamente, realizar coleta de energia e controle ativo de vibração de forma autoalimentada.

Nos casos de controle passivo de vibração o material piezelétrico é ligado a um circuito elétrico passivo (circuito *shunt*), onde a energia é dissipada. Neste caso, a energia mecânica (vibrações) é convertida em energia elétrica através do efeito piezelétrico direto. As primeiras aplicações do efeito *shunt damping* incluem o caso de um circuito resistivo (UCHINO; ISHII, 1988), um circuito resistivo indutivo em série (HAGOOD; FLOTOW, VON, 1991) e resistivo indutivo em paralelo (WU, 1996). Apesar dos controladores passivos possuírem a vantagem de implementação através de circuitos elétricos relativamente simples, eles são projetados para frequências específicas. Assim, eles não são robustos em relação a variação de propriedades do sistema a ser controlado (massa ou rigidez, por exemplo) que levem a variação da frequência objetivo. Já no caso de controle ativo, o material piezelétrico (colado sobre a estrutura a ser controlada ou mesmo como um elemento estrutural da mesma) é utilizado como atuador através do efeito piezelétrico inverso. Uma tensão elétrica deve ser aplicada ao piezelétrico e uma saída mecânica é produzida com o intuito de reduzir vibrações indesejadas (FULLER et al., 1996). Sensores distribuídos na estrutura e também uma fonte externa de energia são requeridos. Em geral, os controladores ativos possuem um bom desempenho na atenuação de vibrações em uma ampla faixa de frequências, porém, a implementação prática dependente de equipamentos como fontes de tensão elétrica e unidades de processamento, além da necessidade de se implementar um lei de controle.

O conceito de coleta de energia de vibração (*vibration based energy harvesting*) visa converter energia disponível no ambiente em eletricidade. O intuito da captação de energia (*energy harvesting*) usualmente reportada na literatura é alimentar sistemas de baixo consumo de potência remotamente operados e com fontes limitadas de energia. Esta conversão da

energia de vibração do ambiente em energia elétrica vem sendo investigada por diversos grupos de pesquisa nos últimos anos. A possibilidade da geração de energia com objetivo de alimentar componentes eletrônicos de baixo consumo, propiciar a recarga de baterias ou tornar sistemas autônomos energeticamente é a principal motivação na investigação da coleta ou conversão da energia de vibração existente no ambiente em energia elétrica. Utilizando este conceito, alguns exemplos podem ser mencionados como a alimentação de sistemas de verificação da integridade estrutural (*Structural Health Monitoring* – SHM) instalados em locais de difícil acesso, como em pontes, oleodutos/gasodutos, estruturas aeronáuticas, satélites, veículos autônomos (UAVs - *Unmanned Aerial Vehicles*; MAVs – *Micro Air Vehicles*, assim como veículos terrestres e aquáticos) e dispositivos como marca-passos (RISQUEZ et al., 2015).

A conversão de vibrações em eletricidade é apresentada pela primeira vez na literatura por Williams e Yates (1995). No artigo, um modelo simplificado por parâmetros concentrados é estudado considerando-se excitação de base e utilizando a transdução eletromagnética para a conversão eletromecânica de energia. Os três mecanismos de conversão de vibrações em energia elétrica mais comumente utilizados ao longo dos últimos anos são o piezelétrico (ROUNDY et al., 2003; SODANO et al., 2004; DUTOIT et al., 2005; ERTURK, A.; INMAN, 2008) o eletromagnético (WILLIAMS; YATES, 1996; GLYNNE-JONES et al., 2004; BEEBY et al., 2006; MANN; SIMS, 2010) e eletrostático (ROUNDY et al., 2003; MITCHESON et al., 2004). Outros mecanismos como o magnetoestritivo também são investigados (WANG; YUAN, 2008; HU et al., 2010) como alternativa aos mecanismos anteriormente citados.

Dentre os mecanismos de conversão estudados, a transdução piezelétrica tem recebido maior atenção sendo a mais utilizada pelos pesquisadores nos últimos anos. Alguns exemplos de artigos publicados (SODANO et al., 2004; PRIYA et al., 2005; ANTON; SODANO, 2007; COOK-CHENNAULT et al., 2008) consideram a transdução piezelétrica para coletar a energia de vibrações.

Os trabalhos de investigação de coleta de energia a partir de vibrações aeroelásticas têm por objetivo permitir a construção de coletores de energia escalonáveis e de baixo custo. Estes são utilizados para prover energia para pequenos componentes eletrônicos para aplicações desde SHM em estruturas aeronáuticas até sensores sem fio localizados em áreas com vento abundante. Na literatura (BRYANT e GARCIA, 2011), apontam os geradores piezelétricos como uma possível alternativa ao uso de geradores eólicos tradicionais (asas rotativas), principalmente em áreas urbanas. Ao longo dos últimos anos, a combinação de vibrações aeroelásticas com um mecanismo apropriado de transdução para transformar a energia do escoamento em energia elétrica tem recebido atenção crescente na literatura de coleta de

energia. Duas configurações convenientes para criar oscilações persistentes decorrem da utilização de aerofólios (DE MARQUI et al., 2010; BRYANT e GARCIA, 2011; DIAS et al., 2013) ou de estruturas sujeitas a uma esteira de vórtices (AKAYDIN et al., 2010). Detalhes relacionados com sistemas de coleta de energia em diferentes configurações aeroelásticas serão apresentados no capítulo de revisão da literatura.

O presente trabalho combina o uso simultâneo de materiais piezelétricos para coleta de energia, sensoriamento e atuação para a obtenção de um sistema ativo e autoalimentado de controle de vibrações aeroelásticas, cuja realização e verificação experimental ainda não foi discutida na literatura e merece investigação. O sistema de controle autoalimentado será utilizado para a supressão de oscilações de uma seção típica com dois-graus-de-liberdade (2-GDL) com elementos piezelétricos adicionados a um de seus GDL. O desenvolvimento de circuitos de controle e/ou coleta de energia é, em geral, bastante facilitado com o desenvolvimento de modelos equivalentes elétricos do sistema a ser controlado. Assim, um modelo equivalente elétrico da seção típica eletromecanicamente acoplada é apresentado para a realização de simulações aeroelásticas e desenvolvimento de um circuito autoalimentado de controle. O circuito aqui apresentado é uma evolução de um circuito eletrônico apresentado em (SILVA e DE MARQUI, 2017). As previsões numéricas são verificadas a partir de resultados experimentais obtidos em túnel de vento. Após a verificação experimental do modelo aeroelástico equivalente elétrico, configurações alternativas do sistema autoalimentado são discutidas com o intuito de melhorar o desempenho do sistema quanto a atenuação de oscilações aeroelásticas e ampliação da fronteira de *flutter*.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Coleta de Energia a partir de Fenômenos Aeroelásticos utilizando Material Piezelétrico

Na literatura, muitos estudos apontam os geradores piezelétricos de energia como uma alternativa de fonte de energia para sistemas remotamente operados e de baixo consumo. O princípio de funcionamento destes geradores de energia é converter energia de vibração disponível em alguma estrutura em eletricidade, através do efeito piezelétrico direto. Pesquisadores apresentaram nos últimos anos, modelos numéricos e investigações experimentais do comportamento eletromecânico destes geradores piezelétricos. Alguns desses modelos são representações por parâmetros concentrados (ROUNDY et al., 2003; DUTOIT et al., 2005), enquanto outros abrangem o tema com modelos aproximados de parâmetros distribuídos (LU et al., 2004; SODANO et al., 2004; CHEN et al., 2006), além de verificações experimentais e validações (DUTOIT e WARDLE, 2006; ERTURK e INMAN, 2008).

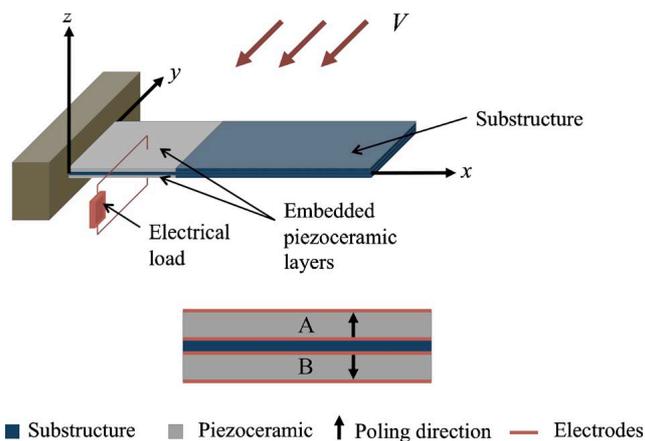
Vibrações em estruturas excitadas pelo vento também são abordadas como fonte de energia na literatura. Desta maneira, autores buscam coletar energia através de dispositivos, tais como, moinhos de vento e mini geradores eólicos (PRIYA et al., 2005; RANCOURT et al., 2007; XU et al., 2010). Explorando ainda essa possibilidade, a utilização de oscilações aeroelásticas devido ao escoamento do ar para a coleta de energia do escoamento também é um conceito bastante abordado na literatura.

Seguindo esse conceito Erturk et al. (2008) apresentam um experimento com placas metálicas arqueadas e cobertas por fibras piezocerâmicas em compósito (MFC – *Macro Fiber Composite*), tal como um aerofólio fino. Submetidas a escoamento de ar estas vigas apresentam oscilações que são convertidas em eletricidade, sendo que no domínio elétrico do sistema uma carga resistiva é utilizada para estimar a potência elétrica gerada. Já em De Marqui et al. (2010), a coleta de energia por meio oscilações aeroelásticas é estudada através de um modelo por elementos finitos eletromecanicamente acoplado associado a um modelo aerodinâmico não estacionário de malha de vórtices. As piezocerâmicas são ligadas em série a carga resistiva, formando assim um circuito elétrico gerador. As simulações no domínio do tempo mostraram que a condição crítica de *flutter* é a mais propícia para a conversão piezelétrica de energia. Outro aspecto estudado é a segmentação de eletrodos, que evita o cancelamento da saída elétrica obtida devido a movimentos de torção. Isso porque as oscilações na condição de *flutter*

resultam do acoplamento de modos de flexão com modos de torção. Sendo assim, essa configuração segmentada dos eletrodos resultou em um melhor acoplamento eletromecânico, ou seja, melhor conversão da energia mecânica em elétrica.

Já em De Marqui et al. (2011), uma formulação piezoaeroelástica no domínio da frequência foi apresentada. A representação de uma asa fina eletromecanicamente acoplada, como pode ser visto na Figura 1, modelada por elementos finitos, foi associado ao método de malha de dipolos. Funções de resposta em frequência (FRF) piezoaeroelásticas foram definidas através do problema de excitação de base com excitação aerodinâmica. Um método prático para a determinação de elementos ótimos do circuito gerador também foi apresentado. Os estudos de caso incluem no domínio elétrico um resistor e um circuito resistivo-indutivo em série.

Figura 1 - Representação de uma asa fina eletromecanicamente acoplada



Fonte – De Marqui et al. (2011)

Em Akaydin et al. (2010), uma viga eletromecanicamente acoplada composta de uma subestrutura de Mylar coberta por uma camada de PVDF é posicionada na esteira de um cilindro. A coincidência entre a frequência predominante no escoamento pós cilindro e a frequência de ressonância do primeiro modo de vibrar da viga geradora maximiza a saída elétrica. As dimensões da viga e seu posicionamento na esteira do cilindro também são investigadas para a maximização da potência elétrica. Outros autores, (SCHMIDT, 1992; ALLEN e SMITS, 2001; POBERING e SCHWESINGER, 2004), exploram conceitos similares para a geração piezelétrica de energia.

Kwon (2010) propõe como gerador elétrico uma viga em T, com pastilhas piezelétricas coladas na região do engaste, submetida a um escoamento axial. Um protótipo (100x60x30

mm³) foi testado em um túnel de vento, apresentando oscilações persistentes a partir de 4 m/s. Algumas das vantagens do dispositivo apresentado são a simplicidade construtiva, baixo custo e a possibilidade de investigação de geradores em escalada reduzida.

Alternativas às configurações baseadas em placas sujeitas ao escoamento também são encontradas na literatura. Sirohi e Mahadik (2011) baseiam-se no fenômeno *galloping* para o projeto de um gerador piezelétrico de energia. Um corpo de seção transversal triangular é vinculado a uma viga elástica engastada, submetido a escoamento axial. Sobre a viga são colados pastilhas piezocerâmicas para a conversão de oscilações mecânicas em energia elétrica. Um modelo eletroaeroelástico numérico é apresentado, onde a aerodinâmica é representada por um modelo quase-estático, apesar da natureza não-estacionário do problema.

Outra maneira alternativa foi apresentada em Bibo et al. (2011). Os autores se basearam no princípio de funcionamento de órgãos musicais, que gera diferentes tons a partir de oscilações de hastes submetidas ao escoamento de ar, para projetar um micro gerador piezelétrico. Oscilações autoexcitadas induzidas pelo escoamento em uma viga piezelétrica engastada em uma cavidade são utilizadas para a conversão de energia.

Ainda pouco exploradas, a coleta de energia de oscilações provocadas por rajadas também são encontradas na literatura. Em Bruni et al. (2017) apresentam um modelo de uma asa semi-delgada engastada-livre com piezocerâmicas coladas na superfície superior e inferior, formando uma configuração *bimorph*. A função de Wagner e de Küssner são usadas na representação da aerodinâmica não estacionária e as rajadas, respectivamente. Os autores concluem que a potência gerada por oscilações provocadas por rajadas é mínima.

Em Orrego et al. (2017) os autores investigam a coleta de energia devido ao *flutter* induzido por escoamento em uma membrana piezelétrica flexível, chamada de bandeira invertida. São analisados a energia gerada em função dos parâmetros geométricos da bandeira. Esse trabalho busca uma forma de coleta de energia em condições de baixas velocidades.

A interação escoamento e um aerofólio também é investigada para coleta de energia. Em Erturk et al. (2010) um modelo por parâmetros concentrados de uma seção típica com dois GDL é validado experimentalmente. O modelo aerodinâmico de Theodorsen (1935) é utilizado na formulação apresentada. A conversão de energia na fronteira de *flutter* e também a variação do comportamento aeroelástico do sistema (velocidade linear de *flutter*) devido a conversão piezelétrica de energia são discutidos.

Algumas pesquisas discutem os benefícios da inclusão de não-linearidades em sistemas aeroelásticos (DOWELL et al., 2003), para a conversão piezelétrica de energia. A ocorrência de grandes oscilações (em alguns casos) é a principal motivação. A ocorrência de oscilações

persistentes em faixas de velocidades do escoamento permite a conversão de energia, não somente em uma velocidade específica (como nos casos piezoaeroelásticos lineares), aumentando a possibilidade de implementação prática do sistema.

Tang et al. (2009) realizam um estudo com vigas engastadas sujeitas a escoamento axial. Uma análise da energia transferida do fluido para a estrutura, quando na condição de oscilações autossustentadas, é apresentada. A conversão de energia de oscilações em ciclo limite (LCO – *Limit Cycle Oscillation*) de vigas eletromecânicas engastadas sujeitas ao escoamento axial, também é discutida e investigada por Dunnmon et al. (2011). Dunnmon et al. (2011) modelaram e apresentaram um protótipo experimental de um gerador piezoaeroelástico de energia não linear. A viga elástica engastada utiliza pastilhas piezocerâmicas coladas na região da raiz. Um modelo eletroelástico não linear é apresentado e associado ao método de malha de vórtices, para a determinação do carregamento aerodinâmico não estacionário. Métricas para o cálculo da eficiência e caracterização de sistemas piezoaeroelásticos são apresentadas.

No gerador piezoaeroelástico apresentado por Bryant e Garcia (2011), um aerofólio é vinculado a extremidade livre de uma viga elástica engastada, com um GDL de rotação em torno do seu bordo de ataque. Pastilhas piezocerâmicas foram coladas na região da raiz da viga para a conversão de energia do escoamento em eletricidade. O modelo semiempírico eletromecânico não linear leva em conta o estol dinâmico no flape, quando sujeito a grandes deflexões. Ensaios em túnel de vento foram realizados, e os resultados experimentais foram utilizados para a determinação de parâmetros empíricos do modelo aerodinâmico. A frequência de *flutter* e a potência elétrica gerada foram investigadas em função do ângulo de incidência do escoamento.

Sousa e De Marqui, (2011) apresentam um modelo não linear por parâmetros concentrados de uma seção típica eletroaeroelástica com três GDLs. Os parâmetros aeroelásticos apresentados em Tang et al. (1998) são utilizados. A velocidade linear de *flutter* é 24 m/s (para a condição de curto-circuito). Ao se introduzir uma folga na superfície de controle, LCOs com amplitudes aceitáveis foram identificados para velocidades entre 18% e 94% da velocidade linear *flutter*. Assim, há uma ampla faixa de velocidades na qual ocorre geração de energia a partir de oscilações persistentes. Fica clara a relação entre a potência elétrica gerada e o GDL que apresenta instabilidade. Como o acoplamento eletromecânico foi inserido no GDL de deslocamento linear (*plunge*) a saída elétrica é maximizada quando o mesmo apresenta instabilidades e conseqüentemente maiores amplitudes de oscilação.

Abdelkefi et al. (2011) investigaram a influência de não linearidades estruturais e aerodinâmicas no comportamento de uma seção típica piezoaeroelástica com dois GDLs. Não linearidades concentradas são consideradas nos dois GDL e o acoplamento piezolétrico, no GDL de deslocamento linear. As simulações numéricas são realizadas com o objetivo de determinar o efeito da variação da carga resistiva do domínio elétrico e das não linearidades sobre o comportamento do sistema. Os resultados mostram que o efeito da resistência elétrica sobre a velocidade de *flutter* é desprezível, enquanto que o efeito dos coeficientes das molas não lineares sobre o comportamento piezoaeroelástico é evidente, em conformidade com outros estudos prévios (ERTURK et al., 2010).

Em Sousa et al. (2011) foi apresentado o modelo de uma seção típica piezoaeroelástica com dois GDL. O acoplamento eletromecânico foi inserido no GDL de deslocamento linear (*plunge*). Foram investigados os casos linear e não linear, onde a não linearidade é introduzida no deslocamento angular (*pitch*). Os resultados mostraram que a presença de não linearidade favoreceram as oscilações em LCO em velocidades mais baixas que a velocidade linear de *flutter*, favorecendo também a geração de energia.

Técnicas com tratamento não linear da tensão elétrica para geração de energia, SSH (*Synchronized Switch Harvesting*), são apresentadas em Guyomar et al. (2005). Nos anos seguintes, pode-se encontrar na literatura vários estudos voltados a geração de energia, baseados no processamento não linear do sinal elétrico (BADEL et al., 2006; LALLART et al., 2008; ZHU et al., 2012; CHEN et al., 2012; LIANG e LIAO, 2012). A técnica consiste em manter o material piezolétrico em circuito aberto até o deslocamento (e por consequência a tensão elétrica) atingir seu valor máximo, momento em que o material é combinado com um indutor fazendo com que a tensão elétrica seja invertida, utilizando para isso, um circuito eletrônico chaveador, que identifica os pontos de máximo para acionar a chave. Esse processo melhora a conversão de energia mecânica em elétrica, fato que traz benefício ao desempenho de um circuito gerador.

Em D'Assunção e De Marqui (2014) a técnica SSH foi implementada experimentalmente em um seção típica de 2-GDL não linear, com a não linearidade do tipo *freeplay* inserida no GDL de *pitch*. Os autores reportam que a coleta de energia em LCO, utilizando a técnica de tratamento não linear SSHI (*Synchronized Switch Harvesting on Inductor*), a potência gerada em uma resistência ótima foi de 25,5 mW, que corresponde a um aumento na potência de 227% em relação a um circuito gerador piezoelétrico básico (ponte retificadora com uma carga resistiva ótima).

Outra técnica de tratamento não linear da tensão elétrica do material piezelétrico é a *Synchronized Charge Extraction* (SCE). A diferença do SCE para o SSHI está no fato de que no primeiro, o circuito chaveador atua na tensão piezelétrica já retificada, com retificação de onda completa, e o material piezelétrico é conectado a um conversor *flyback*. Zhao et al. (2014) aplicam o SCE para coleta de energia através do fenômeno aeroelástico *galloping*. Os autores apresentam um modelo experimental e um modelo equivalente elétrico de um dispositivo *galloping-based piezoelectric energy harvester* (GPEH), que consiste em um corpo de seção transversal quadrada na ponta livre de uma viga elástica engastada submetida a um escoamento axial. Os resultados mostraram que em baixa velocidade de escoamento (6 m/s) e com elevado acoplamento eletromecânico, não há benefícios do uso do SCE no GPEH em relação ao GPEH padrão (composto apenas por um circuito retificador CC). Já com um acoplamento fraco, o desempenho da coleta com o SCE se mostrou superior.

Já em Zhao et al. (2017) o mesmo dispositivo GPEH foi analisado utilizando a técnica SSHI. É apresentado um estudo da dinâmica e potência gerada analisando através de um modelo experimental, um modelo equivalente elétrico e analítico. Os resultados mostraram que utilizando a técnica SSHI o aumento na potencia gerada foi de 143% em relação GPEH padrão.

2.2 Utilização de Materiais Piezelétricos para Controle Aeroelástico

2.2.1 Controle Passivo

Nos sistemas passivos, os eletrodos do material piezelétrico são conectados a circuitos compostos por elemento elétricos passivos. Assim, a energia de vibração mecânica é convertida em energia elétrica através do efeito piezelétrico direto. A energia elétrica é dissipada nos elementos resistivos do circuito elétrico (circuito *shunt*) em forma de calor, adicionando amortecimento a estrutura (efeito *shunt damping*). As primeiras aplicações do efeito *shunt damping* encontradas na literatura incluem a utilização de circuitos resistivo, indutivo, capacitivo e circuito resistivo-indutivo.

O uso de um circuito resistivo como dissipador de energia foi originalmente apresentado por Uchino e Ishii (1988). A energia elétrica proveniente da conversão eletromecânica é dissipada no resistor, resultando no efeito *shunt damping* resistivo. Quando um indutor é utilizado no circuito elétrico (FORWARD, 1979), o sistema se comporta como um equivalente elétrico de um absorvedor mecânico não amortecido. Posteriormente, Hagood e von Flotow (1991) investigaram um circuito resistivo-indutivo em série, cujo comportamento é

equivalente ao de um absorvedor mecânico amortecido. Wu (1996) apresentou a formulação de um sistema com um circuito resistivo-indutivo em paralelo e esclareceu alguns pontos relativos a determinação da resistência ótima do caso resistivo-indutivo em série apresentado por Hagood e von Flotow (1991). No caso capacitivo, o efeito é de modificação de rigidez do material piezelétrico e, conseqüentemente, da rigidez da estrutura a qual ele está colado.

Em geral, o controle passivo tem um bom desempenho na atenuação de vibrações, quando limitado a uma estreita faixa de frequências. Independentemente do tipo de circuito utilizado, seus elementos são ajustados segundo a frequência de interesse, normalmente a frequência de ressonância de um modo a ser controlado. Nos casos específicos em que são utilizados indutores, é importante ressaltar que a frequência de ressonância elétrica depende da própria indutância e capacitância equivalente dos materiais piezelétricos, onde L é a indutância e C a capacitância equivalente. Como esta capacitância dos materiais piezelétricos são baixas e, quando a frequência de interesse também é baixa, o resultado é a necessidade de indutores na ordem de centenas de Henries, algo pouco prático. Uma possível alternativa encontrada na literatura para a solução deste problema é a utilização de circuitos indutância sintéticas (RIORDAN, 1967; FLEMING; MOHEIMANI, 2003). Entretanto, quanto maior os valores da indutância (baixas frequências de interesse) maior será a resistência parasita inerente ao indutor sintético (VIANA, 2005). Este fato pode reduzir o desempenho do controlador passivo, já que a resistência equivalente poderá ser muito diferente da resistência ótima para máximo amortecimento do sistema.

Alguns autores estudam a aplicação de circuitos *shunt* ressonantes para controle multimodal (DELL ISOLA et al., 2004). Em Zhao (2010), um circuito multimodal é apresentado para o controle de oscilações elásticas em uma empenagem vertical de uma aeronave. O circuito é composto por vários ramos em paralelo, onde em cada ramo há um par RL ajustado para uma frequência de interesse. Em cada ramo, também é utilizado um filtro passa banda (LC), que permite somente a passagem da frequência de interesse para o ramo e evita a interferência entre os diferentes ramos. O controle multimodal também é apresentado por Hollkamp (1994), onde indutores sintéticos são utilizados. Um circuito *shunt* com um indutor sintético autoajustável à frequência de ressonância da estrutura também foi estudado por Hollkamp e Starchville (1994).

No caso específico de controle de oscilações aeroelásticas, poucos autores investigaram a utilização de controladores passivos. McGowan (1999) examina numericamente o efeito de um circuito resistivo indutivo sobre a resposta aeroelástica de uma seção típica com 2-GDL, deslocamento linear e deslocamento angular. O acoplamento eletromecânico foi adicionado ao

GDL de deslocamento linear. O desempenho do sistema na atenuação de oscilações aerolásticas foi investigado, desde baixas velocidades, até a velocidade linear de *flutter*. A autora conclui que circuitos piezelétricos passivos, podem ser uma boa alternativa para controle de respostas aeroelásticas subcríticas (abaixo da velocidade de *flutter*), porém, apresentam pouca capacidade de alterar a fronteira de *flutter* do sistema.

Já Agneni et al. (2003) utilizam circuitos piezelétricos passivos (resistivo indutivo em série), para o controle da resposta aeroelástica de um modelo de uma asa de um planador comercial. Os autores apresentam um modelo por elementos finitos eletromecanicamente acoplado, associado a um modelo aerodinâmico não estacionário. Materiais piezelétricos foram modelados na região da raiz da asa. O controle passivo teve efeito desprezível quanto a expansão do envelope de *flutter* da aeronave. Entretanto, as oscilações provenientes de resposta a rajada são atenuadas. Porém, é importante ressaltar que os elevados valores de indutância requeridos, em casos aeroelásticos, torna sua aplicação pouco prática em casos experimentais ou mesmo casos de aplicações em aeronaves em escala.

Em Leão et al. (2016) é investigada a possibilidade de um circuito *shunt* multimodal aumentar a velocidade de *flutter* supersônica em uma placa flexível de compósito. Um modelo por elementos finitos eletromecanicamente acoplado da placa é apresentado. E o modelo aerodinâmico utilizado é baseado na teoria Pistão, que despreza os efeitos de memória espacial e temporal da pressão aerodinâmica (DOWELL, 1975). Os autores reportam que o circuito *shunt* não apresentou uma redução significativa quando vibrações indesejadas são observadas.

Apesar de os resultados na literatura mostrar que circuito passivos tem pouca efetividade em controle de oscilações aeroelásticas, ainda é possível utilizar as técnicas passivas em alguns casos. Como por exemplo, na redução de vibração em lâminas de um motor turbojato apresentado por Thierry et al. (2016), com o intuito de aumentar sua vida útil evitando o *flutter*. No citado trabalho, é apresentado um modelo numérico e experimental de uma lâmina com nove piezocerâmicas coladas, que são conectadas a um circuito resistivo indutivo com frequência ajustada para o segundo modo de flexão da lâmina. Os autores consideram a atenuação da vibração de 16 dB alta, levando em conta as dimensões e massa do dispositivo *shunt*.

Os controladores passivos tem a vantagem de utilizar circuitos elétricos simples, compostos por elementos elétricos passivos (exceto os casos que usam impedâncias sintéticas), além de não depender de fontes externas de energia. Apesar da maior facilidade de projeto e implementação, os controladores passivos apresentam bom desempenho na atenuação de vibrações em uma faixa restrita de frequências e não apresentam efetividade no controle de

oscilações aeroelásticas. Por outro lado, os controladores ativos podem apresentar bom desempenho em faixas mais amplas de frequências (ZHAO, 2010), apesar da implementação do controle ativo exigir maior complexidade, devido aos sensores e sistemas utilizados e também necessitar de elevada potência de atuação.

2.2.3 Controle Ativo

O controle ativo utiliza o material piezelétrico (através do efeito piezelétrico inverso) como atuador. Este tipo de sistema requer usualmente, além dos atuadores, uma fonte externa de energia, sensores e leis de controle, para produzir uma tensão elétrica a ser aplicada nos atuadores com o intuito de atenuar vibrações (FULLER et al., 1996). Diversos autores tem apresentado investigações sobre a utilização de materiais piezelétricos para controle de vibrações (CRAWLEY e DE LUIS, 1987; HAGOOD et al., 1990; CRAWLEY e LAZARUS, 1991; DOSCH et al., 1992).

No caso específico de controle de oscilações aeroelásticas com materiais piezelétricos, os trabalhos pioneiros foram apresentados por Lazarus et al. (1995, 1997). Além desses, a literatura apresenta diversos trabalhos utilizando materiais piezelétricos para o controle de vibrações em casos aeroelásticos.

Heeg (1993) apresenta um estudo numérico e experimental para controle de *flutter* de uma seção típica com dois graus de liberdade (2-GDL), deslocamento linear e deslocamento angular. O sistema foi projetado de forma que o GDL de deslocamento linear apresentasse instabilidade. O sistema experimental era composto por uma asa rígida associada a vigas elásticas que conferiam a rigidez dos GDLs. Os materiais piezelétricos foram colados nas duas faces da viga que confere rigidez ao GDL de deslocamento linear. *Strain gages* foram utilizados como sensores nos dois GDLs. Um sistema ativo de controle utilizando os materiais piezelétricos como atuadores possibilitou um aumento de 20% na velocidade de *flutter*.

O programa da NASA “*Piezoelectric Aeroelastic Response Tailoring Investigation (PARTI)*” foi realizado para estudos de controle de *flutter* e resposta a rajada utilizando atuadores piezelétricos (MCGOWAN et al., 1998). Uma asa em material compósito, com 36 pastilhas piezelétricas coladas em cada lado, foi investigada experimentalmente. As 36 pastilhas piezelétricas eram divididas em 15 grupos, que dependendo do caso estudado, tinham função de atuadores ou sensores. Um dos objetivos foi determinar a configuração ótima de atuação (posicionamento dos atuadores, ou definição dos grupos ativos) de forma a minimizar a

potência exigida. Os resultados mostraram um aumento de 12% na velocidade de *flutter* e redução de 75% no momento de flexão devido a rajadas.

Um outro grande programa envolve pesquisas para controle ativo de *buffeting* utilizando materiais piezelétricos nas empenagens verticais da aeronave F/A-18 (MOSES, 1997, 1999; DÜRR, 1998; HOPKINS et al., 1998) Estes estudos apresentam testes em túnel de vento com um modelo de aeronave em escala dinâmica (MOSES, 1997), até ensaios em solo com uma aeronave real (MCGOWAN et al., 1998; HOPKINS et al. 1998; MOSES, 1999). Em todos os casos os autores reportam uma redução significativa dos níveis de vibração na deriva. Entretanto, o problema de se embarcar na aeronave todos os equipamentos necessários para a alimentação dos atuadores não foi resolvido. Uma revisão bastante abrangente sobre o uso de materiais inteligentes em soluções de problemas aeroelásticos é apresentada por Giurgiutiu (2000).

Uma investigação da supressão de oscilações em *flutter* combinando controle ativo e passivo simultaneamente é apresentado por Tsushima e Su (2017). O modelo de uma asa multifuncional altamente flexível em duas dimensões (2D) e não linear é apresentada. Na superfície superior da asa é considerada um piezocerâmica para coleta de energia. E na superfície inferior da asa a piezocerâmica atuadora, onde é aplicado o sinal gerado pelo método LQG (*Linear Quadratic Gaussian*). Importante salientar que os autores apenas utilizam a coleta de energia para investigar a multifuncionalidade da estrutura e adicionar um efeito *shunt damping* passivo. Enquanto que o controlador LQG é usado para supressão das oscilações em LCO devido ao *flutter*.

Em Guimarães et al. (2018) é investigado o controle ativo para controle de *flutter* em um painel *tow-steered*, com um sensor piezelétrico na superfície superior e um atuador piezelétrico na superfície inferior da placa. O modelo aerodinâmico considera um fluxo supersônico potencial baseado na teoria Pistão. O sistema de controle é projetado utilizando retroação que é a soma entre um ganho proporcional e o ganho da derivada da tensão elétrica de saída do sensor piezocerâmico, resultando um rigidez ativa e um amortecimento ativo, respectivamente.

Apesar da literatura apresentar estudos sobre controle ativo de problemas aeroelásticos, problemas como a potência requerida para a atuação, a complexidade de equipamentos utilizada, ainda não foram contornadas. Alguns autores passaram a investigar formas alternativas de controle com o intuito de contornar os problemas relacionados ao controle ativo, tais como técnicas semiativas de controle (BADEL et al., 2006; LEFEUVRE, 2006; LALLART et al., 2008).

O presente trabalho busca superar os problemas típicos de um controle utilizando simultaneamente materiais piezelétricos para coleta de energia, sensoriamento e atuação para a obtenção de um sistema ativo e autoalimentado de vibrações aeroelásticas.

2.3 Modelos Equivalentes Elétricos de Sistemas Eletromecanicamente Acoplados

Modelos ou circuitos equivalente elétricos têm sido apresentados na literatura para a representação de sistemas eletromecanicamente acoplados. Os modelos equivalentes elétricos são ferramentas bastante úteis para simulação e investigação de sistemas e estruturas eletromecanicamente acopladas. Entretanto, sua principal contribuição está na facilidade de simulação destes sistemas quando combinados com circuitos elétricos, por exemplo, nos casos de sistemas piezelétricos para coleta de energia. Nestes casos, vários autores consideram um circuito gerador como um resistor com o intuito de se estudar o comportamento eletromecânico do sistema e de se estimar a potência elétrica gerada. Entretanto, circuitos elétricos mais complexos são necessários para se, de fato, disponibilizar energia útil para alimentação de sistemas. O desenvolvimento de tais circuitos, seja para casos de coleta de energia ou para casos de controle de vibrações, é facilitado com a simulação do sistema completo (estrutura eletromecanicamente acoplada e circuito elétrico) em um ambiente de simulação elétrica, justificando os modelos equivalentes elétricos.

Um dos esforços pioneiros para a o desenvolvimento de modelos equivalentes elétricos de sistemas eletromecanicamente acoplados foi apresentado por Elvin e Elvin (2009). Os autores apresentam as equações de uma viga *bimorph* (subestrutura metálica entre duas camadas de material piezelétrico) desenvolvidas a partir do método de Rayleigh-Ritz. A partir da representação modal das equações, o que pressupõe um sistema linear, os autores desenvolvem um modelo equivalente elétrico através de uma analogia força-tensão elétrica. Assim, os efeitos inerciais, elásticos e de amortecimento de cada modo da estrutura são representados, respectivamente, por um indutor, capacitor e resistor em um circuito RLC. Já o acoplamento eletromecânico (que transfere informações entre o domínio mecânico e o circuito elétrico gerador) é representado como um transformador. Os resultados obtidos a partir do modelo equivalente elétrico linear são comparados com sucesso com os resultados obtidos com o modelo analítico apresentado por Erturk e Inman (2008) para várias cargas resistivas. Os autores concluem que o método pode ser aplicado para qualquer número de modos e para geradores com qualquer geometria. Ainda se valendo da representação de sistemas no domínio modal, Bayik et al. (2016) expandem o caso estudado por Elvin e Elvin (2009) para o caso de

uma placa dotada de matérias piezelétricos para geração de energia. Os autores consideram ainda a presença de um conversor CA-CC para a disponibilização de energia alternativa de energia integradas a estruturas automotivas, aeronáuticas ou em qualquer estrutura vibrante.

É relevante notar que os casos anteriormente discutidos são válidos somente para a representação de sistemas eletromecanicamente acoplados lineares, já que se valem da representação modal destes sistemas para estabelecer a representação equivalente elétrica de cada um de seus modos de vibrar. Com o intuito de resolver tal limitação, Elvin (2014) apresenta a possibilidade de representações equivalentes elétricas mais generalizadas para sistemas eletromecanicamente acoplados lineares ou não lineares com 1-GDL. Nestes casos, a possibilidade de utilização de circuitos multiplicadores de tensão elétrica ou mesmo representações por diagrama de blocos são discutidas para a representação de não linearidades polinomiais concentradas. No mesmo artigo o autor propõe também uma representação equivalente elétrica de uma seção típica aeroelástica com 2-GDLs sob efeito de um modelo aerodinâmico não-estacionário, sendo a base para o modelo equivalente elétrico utilizado no presente trabalho. O autor aponta também que os modelos equivalente elétricos podem ser extrapolados para problemas mais complexos, tal como o comportamento não linear do piezelétrico, amortecimento não linear e modelos aeroelásticos mais complexos, utilizando os circuitos equivalentes.

Nota-se com a revisão até aqui apresentada a utilização de modelos equivalente elétricos tem tido uma ampla abordagem para problemas de coleta de energia. O presente trabalho porém, utiliza de uma representação equivalente elétrica de uma seção típica eletromecanicamente acoplada com 2-GDL para o desenvolvimento de um circuito que propicie a realização de controle ativo e autoalimentado de oscilações aeroelásticas. Observa-se que as simulações com modelos equivalentes elétricos pode ser realizada em diferentes ambientes, como programas de simulação de circuitos elétricos (SPICE, por exemplo) ou mesmo MatLab/simulink.

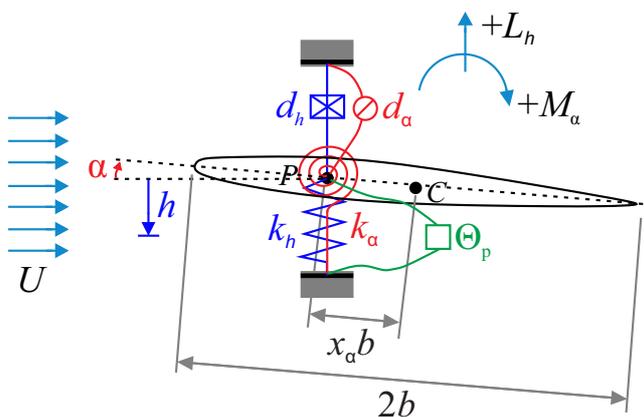
Em problemas com transdutores eletromecânicos acompanhados de circuitos eletrônicos, geralmente não são de fácil representação em modelos numéricos, devido a dificuldade de combinar elementos eletrônicos com não eletrônicos (mecânicos, por exemplo). Uma forma de contornar essa dificuldade é a utilização do SPICE (*Simulated Program with Integrated Circuits Emphasis*), que é um software de simulação de circuitos eletrônicos analógicos de fonte aberta. Isso porque, o SPICE pode ser usado como uma ferramenta para simulações de uma larga gama de sistemas dinâmicos de uma maneira rápida, estável e que não se limita ao tamanho do problema (HEWLETT; WILAMOWSKI, 2011), além de ter uma vasta

biblioteca de componentes eletrônicos que facilita a representação do domínio elétrico. Assim, as simulações com o modelo equivalente elétrico, neste trabalho, foram exclusivamente realizadas no ambiente SPICE.

3 MODELO PIEZOAEROELÁSTICO DE UMA SEÇÃO TÍPICA

A Figura 2 mostra uma seção típica aeroelástica com 2-GDL, sendo h o GDL de translação (*plunge*) da seção típica, medido no eixo elástico (EE) a partir da posição de equilíbrio estático e assumido como positivo para baixo conforme convenção apresentada na figura; α o GDL de rotação em torno do ponto de referência medido em relação à direção do escoamento, positivo no sentido horário. Ainda, b é a semicorda da seção típica, x_α é a distância em semicordas entre o EE e o centro de gravidade (CG) da seção típica, e o CG da superfície de controle, a é a distância (em semicorda) do ponto médio da corda ao EE. Os termos k_h e k_α são as rigidezes lineares das molas por unidade de comprimento nos GDLs de deslocamento linear e rotação da seção típica, respectivamente. As grandezas d_h e d_α são os coeficientes de amortecimento por unidade de comprimento do deslocamento de *plunge* e *pitch*, respectivamente. Θ_p representa o acoplamento piezelétrico adicionado ao GDL de deslocamento *plunge*.

Figura 2 - Seção Típica com 2-GDL



Devido ao acoplamento piezelétrico, este trabalho se referirá à seção típica da Figura 2 como seção típica piezoaeroelástica. A seção seguinte determinará as equações de movimento para a seção típica com 2-GDL piezeletricamente acoplada.

3.1 Modelo Aeroelástico da Seção Típica com 2-GDL

Nesta seção as equações de movimento da seção típica eletromecanicamente acoplada são obtidas. A partir destas equações e com a definição de um modelo aerodinâmico não-estacionário, se estabelece um modelo piezoaeroelástico que servirá como base para a representação equivalente elétrica do sistema.

Partindo do Princípio de Hamilton (ERTURK; INMAN, 2011), o sistema piezoaeroelástico é apresentado como

$$\int_{t_1}^{t_2} (\delta T - \delta \bar{U} + \delta W_{ei} + \delta W_{ce} + \delta W_{ca} + \delta W_{ae}) dt = 0 \quad (3.1)$$

onde δ denota a variação de um funcional, δT , $\delta \bar{U}$ e δW_{ei} representam, respectivamente, a variação da energia cinética total, da energia potencial total e da energia elétrica interna, todas por unidade de comprimento. Os termos δW_{ce} , δW_{ca} e δW_{ae} correspondem às componentes não-conservativas do trabalho virtual devido à carga elétrica, às cargas aerodinâmicas e ao amortecimento estrutural, respectivamente. Estas grandezas são definidas por unidade de comprimento de envergadura.

A energia cinética total do sistema por unidade de comprimento é

$$T = \frac{1}{2} m (\dot{h}^2 + 2x_\alpha b \dot{h} \dot{\alpha}) + \frac{1}{2} m_f \dot{h}^2 + \frac{1}{2} I_\alpha \dot{\alpha}^2 \quad (3.2)$$

onde m é a massa do aerofólio por unidade de comprimento e m_f é uma massa adicional (por unidade de comprimento) presente no sistema experimental e que também se desloca durante movimentos lineares (que será posteriormente discutida), I_α é o momento de inércia da seção típica em relação ao eixo elástico por unidade de comprimento. O ponto acima das variáveis representa diferenciação no tempo; h e α quando subscritos na variáveis, indicam o GDL ao qual um parâmetro se aplica.

A energia potencial total por unidade de comprimento é definida como

$$\bar{U} = \frac{1}{2} \left(k_h h^2 + k_\alpha \alpha^2 - \frac{\theta}{l} h v \right) \quad (3.3)$$

onde θ é o termo de acoplamento eletromecânico, l é a envergadura da seção típica e v é a tensão elétrica entre os terminais de uma carga resistiva presente no domínio elétrico do sistema.

A energia elétrica interna do sistema é

$$W_{ei} = \frac{1}{2} \left(\frac{C_p^{eq}}{l} v^2 + \frac{\theta}{l} hv \right) \quad (3.4)$$

em que C_p^{eq} é a capacitância equivalente das camadas piezelétricas.

As componentes não-conservativas do trabalho virtual devido à carga elétrica, às cargas aerodinâmicas e ao amortecimento estrutural são dadas, respectivamente, como

$$W_{ce} = \frac{1}{2} \frac{Q}{l} \delta v \quad (3.5)$$

$$W_{ca} = -L\delta h + M\delta\alpha \quad (3.6)$$

$$W_{ae} = -d_h \dot{h} \delta h - d_\alpha \dot{\alpha} \delta\alpha \quad (3.7)$$

onde Q é a carga elétrica, L é a força de sustentação por unidade de comprimento (positiva para cima), M é o momento aerodinâmico por unidade de comprimento de rotação da seção típica em relação ao EE da seção típica. Ainda, na Eq. (3.7), d_h e d_α , como já definido anteriormente, representam os coeficientes de amortecimento por unidade de comprimento dos GDLs de deslocamento linear e de rotação da seção típica, respectivamente.

Aplicando as equações de Lagrange à seção típica com 2-GDL eletromecanicamente acoplada resulta em

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{h}} \right) - \frac{\partial T}{\partial h} + \frac{\partial \bar{U}}{\partial h} - \frac{\partial W_{ei}}{\partial h} = -L - d_h \dot{h} \quad (3.8)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{\alpha}} \right) - \frac{\partial T}{\partial \alpha} + \frac{\partial \bar{U}}{\partial \alpha} - \frac{\partial W_{ei}}{\partial \alpha} = M + d_\alpha \dot{\alpha} \quad (3.9)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{v}} \right) - \frac{\partial T}{\partial v} + \frac{\partial \bar{U}}{\partial v} - \frac{\partial W_{ei}}{\partial v} = \frac{Q}{l} \quad (3.10)$$

e substituindo os termos das Eqs. (3.2) a (3.7) nas Eqs. (3.8) a (3.10), resulta nas equações que representam um sistema dinâmico piezoaeroelástico,

$$(m + m_f)\ddot{h} + mx_\alpha b\ddot{\alpha} + d_h\dot{h} + k_h h - \frac{\theta}{l}v = -L \quad (3.11)$$

$$mx_\alpha b\ddot{h} + I_\alpha\ddot{\alpha} + d_\alpha\dot{\alpha} + k_\alpha\alpha = M \quad (3.12)$$

$$\theta\dot{h} + \frac{v}{R_l} + C_p^{eq}\dot{v} = 0 \quad (3.13)$$

onde R_l é a carga resistiva considerada no domínio elétrico, sendo $\dot{Q} = v/R_l$. É importante ressaltar que as equações (3.11) até (3.13) representam um sistema aeroelástico com piezocerâmicas adicionadas ao GDL de translação (h) e, no caso, mesmo que mais de uma piezocerâmica seja adicionada ao sistema é assumido que todas elas estão combinadas eletricamente (seja em série ou em paralelo). Para o caso em que diversas piezocerâmicas sejam adicionadas ao mesmo GDL, há a possibilidade de se agrupá-las em conjuntos isoladas eletricamente uma da outra (dentro de cada conjunto haveria piezelétricos combinados eletricamente entre si). Assim, exemplificando para um caso com três conjuntos de piezocerâmicas, as equações de movimento seriam,

$$(m + m_f)\ddot{h} + mx_\alpha b\ddot{\alpha} + d_h\dot{h} + k_h h - \frac{\theta_1}{l}v_1 - \frac{\theta_2}{l}v_2 = -\frac{\theta_3}{l}v_3 - L \quad (3.14)$$

$$mx_\alpha b\ddot{h} + I_\alpha\ddot{\alpha} + d_\alpha\dot{\alpha} + k_\alpha\alpha = M \quad (3.15)$$

$$\theta_1\dot{h} + \frac{v_1}{R_{l1}} + C_{p1}^{eq}\dot{v}_1 = 0 \quad (3.16)$$

$$\theta_2\dot{h} + \frac{v_2}{R_{l2}} + C_{p2}^{eq}\dot{v}_2 = 0 \quad (3.17)$$

$$\theta_3\dot{h} + \frac{v_3}{R_{l3}} + C_{p3}^{eq}\dot{v}_3 = 0 \quad (3.18)$$

onde θ_n ($n = 1, 2, 3$) é o acoplamento eletromecânico resultante de cada conjunto, C_{pn}^{eq} a capacitância resultante de cada conjunto, R_{ln} o resistor ao qual cada conjunto está ligado e v_n a tensão elétrica entre os terminais de cada resistor. Sabe-se que os pares de eletrodos cobrindo

cada piezocerâmica de cada conjunto podem ser ligados em série ou em paralelo com a carga elétrica (circuito externo). Para o caso de ligação em paralelo, o acoplamento eletromecânico efetivo é a soma da contribuição de cada piezelétrico, enquanto a capacitância resultante é a soma da capacitância de cada elemento. Para o caso em série, o acoplamento eletromecânico efetivo é o acoplamento de um piezelétrico, enquanto a capacitância resultante é a metade da capacitância de um elemento.

Os parâmetros inerciais, elásticos, dissipativos e eletromecânicos (termos do lado esquerdo das equações) são determinados experimentalmente neste trabalho, conforme será discutido no Capítulo 4. Por outro lado, para a completa representação do sistema é necessário se estabelecer um modelo aerodinâmico não-estacionário para o cálculo da força de sustentação L e o momento aerodinâmico M , o que será apresentado a seguir.

3.2 Modelo Aerodinâmico Não Estacionário

Neste trabalho a formulação do modelo aerodinâmico não estacionário é baseada nas hipótese de escoamento incompressível e irrotacional em regime subsônico, assim são considerados apenas pequenos deslocamentos no sistema.

Segundo Theodorsen (1935) o potencial de velocidade de escoamento em torno da seção típica contribui para sua aerodinâmica com duas parcelas: uma não circulatória e uma circulatória. Obtém-se estas duas classes de potenciais mapeando (por uma transformação conformal de Joukowski) um círculo de raio $b/2$ sobre a projeção da seção típica. A contribuição não circulatória do potencial satisfaz a condição de contorno dependente do tempo ao longo da seção típica distribuindo fontes e sumidouros (*doublets*) nas superfícies superior e inferior. A contribuição circulatória do potencial é obtida distribuindo-se um padrão de vórtices sobre o aerofólio e ao longo da esteira (idealmente até o infinito) de maneira que a condição de Kutta (pressão e velocidade no bordo de fuga sejam finitas e contínuas) seja satisfeita sem violar as condições de contorno (ALIGHANBARI, 1995).

Após obter os potenciais de velocidade para cada GDL, Theodorsen (1935) aplica o Teorema de Bernoulli para escoamentos não estacionários e calcula as pressões locais atuantes no aerofólio. Integrando estas pressões, obtém os esforços aerodinâmicos mostrados nas Eqs. (3.19) e (3.20), respectivamente, a força de sustentação e momento aerodinâmico (no GDL de rotação da seção típica). Estas expressões incluem as contribuições não circulatória e circulatória da seguinte forma,

$$L = \pi\rho b^2 \left[\ddot{h} + U\dot{\alpha} - ba\ddot{\alpha} \right] + 2\pi\rho Ub C(k) \left[\dot{h} + U\alpha + b\left(\frac{1}{2} - a\right)\dot{\alpha} \right] \quad (3.19)$$

$$M = \pi\rho b^2 \left[ba\ddot{h} + Ub\left(\frac{1}{2} - a\right)\dot{\alpha} - b\left(\frac{1}{8} + a^2\right)\ddot{\alpha} \right] + 2\pi\rho Ub^2 \left(a + \frac{1}{2} \right) C(k) \left[\dot{h} + U\alpha + b\left(\frac{1}{2} - a\right)\dot{\alpha} \right] \quad (3.20)$$

onde U é a velocidade do escoamento, ρ é a densidade do ar e $C(k)$ é a função Generalizada de Theodorsen.

A contribuição não circulatória do carregamento aerodinâmico definido nas Eqs. (3.19) e (3.20) depende apenas da posição do eixo elástico da seção típica e da posição do eixo de articulação da superfície de controle. A contribuição circulatória depende de uma função transcendental conhecida como função Generalizada de Theodorsen, usualmente indicada por $C(k)$ e expressa em sua forma exata

$$C(k) = \frac{H_1^{(2)}(k)}{H_1^{(2)}(k) + iH_0^{(2)}(k)} \quad (3.21)$$

onde $H_n^{(2)}(k)$ são funções de Hankel de segunda espécie, que podem ser expressas como $H_n^{(2)}(k) = J_n(k) - iY_n(k)$ com $J_n(k)$ e $Y_n(k)$ são funções de Bessel de primeira e segunda espécie, respectivamente.

Esta é uma função complexa que representa os efeitos do desprendimento de vórtices no bordo de fuga da seção típica (PENG; ZHU, 2009) e que dependente somente da frequência reduzida $k = \omega b/U$.

4 MODELO EQUIVALENTE ELÉTRICO DA SEÇÃO TÍPICA PIEZOAEROELÁSTICA

Nessa seção é apresentado o modelo equivalente elétrico da seção típica piezoaeroelástica discutida no Capítulo 3. Tal representação equivalente será utilizada para o desenvolvimento do circuito de controle ativo autoalimentado e também para realização das simulações dos sistema em malha aberta e em malha fechada, que serão posteriormente verificadas experimentalmente.

Para se determinar a representação equivalente elétrica assume-se inicialmente que a seção típica da Figura 2, sob escoamento de ar, apresenta movimento harmônico, onde o deslocamento linear (*plunge*) tem como solução $h = h_0 e^{i\omega t}$ (positivo para baixo) e o deslocamento angular (*pitch*) $\alpha = \alpha_0 e^{i\omega t}$ (positivo no sentido horário). Substituindo os deslocamentos e velocidades de cada GDL nas equações (3.19) e (3.20) pela hipótese harmônica, depois de algumas operações algébricas chegamos as equações de sustentação e momento aerodinâmico na forma,

$$L = \rho U^2 b \left[(L_h + ikL_{\dot{h}}) \frac{h_0}{b} (L_\alpha + ikL_{\dot{\alpha}}) \alpha_0 \right] e^{i\omega t} \quad (4.1)$$

$$M = \rho U^2 b^2 \left[(M_h + ikM_{\dot{h}}) \frac{h_0}{b} + (M_\alpha + ikM_{\dot{\alpha}}) \alpha_0 \right] e^{i\omega t} \quad (4.2)$$

onde $L_h, L_{\dot{h}}, L_\alpha, L_{\dot{\alpha}}, M_h, M_{\dot{h}}, M_\alpha$ e $M_{\dot{\alpha}}$ são derivadas aerodinâmicas oscilatórias adimensionais (WRIGHT; COOPER, 2007), e são definidas como,

$$\begin{aligned} L_h &= 2\pi \left(-\frac{k^2}{2} - Gk \right) \\ L_{\dot{h}} &= 2\pi F; \\ L_\alpha &= 2\pi \left[\frac{k^2 a}{2} + F - Gk \left(\frac{1}{2} - a \right) \right] \\ L_{\dot{\alpha}} &= 2\pi \left[\frac{1}{2} + F \left(\frac{1}{2} - a \right) + \frac{G}{k} \right] \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned}
M_h &= 2\pi \left[-\frac{k^2 a}{2} - k \left(a + \frac{1}{2} \right) \right] \\
M_{\dot{h}} &= 2\pi \left(a + \frac{1}{2} \right) F \\
M_\alpha &= 2\pi \left[\frac{k^2}{2} \left(\frac{1}{8} + a^2 \right) + F \left(a + \frac{1}{2} \right) - kG \left(a + \frac{1}{2} \right) \left(\frac{1}{2} - a \right) \right] \\
M_{\dot{\alpha}} &= 2\pi \left[-\frac{k}{2} \left(\frac{1}{2} - a \right) + kF \left(a + \frac{1}{2} \right) \left(\frac{1}{2} - a \right) + \frac{G}{k} \left(a + \frac{1}{2} \right) \right]
\end{aligned} \tag{4.4}$$

onde F e G são as partes real e imaginária da função de Theodorsen ($C(k) = F + iG$) apresentada na equação (3.21).

Substituindo as expressões de sustentação e de momento aerodinâmica das eqs. (4.1) e (4.2) nas equações de movimento do sistema, equações (3.14) a (3.15) (adaptadas para o caso de três pares de piezocerâmicas) têm-se as equações de movimento que governam o sistema dinâmico piezoaeroelástico

$$M_{st} \ddot{h} + D_h \dot{h} + K_h h + S_\alpha \ddot{\alpha} + e_2 \dot{\alpha} + e_3 \alpha - \frac{\theta_1}{l} v_{p1} - \frac{\theta_2}{l} v_{p2} - \frac{\theta_3}{l} v_{p3} = 0 \tag{4.5}$$

$$I_\alpha \ddot{\alpha} + D_\alpha \dot{\alpha} + K_\alpha \alpha + S_\alpha \ddot{h} - e_4 \dot{h} - e_5 h = 0 \tag{4.6}$$

$$\theta_1 \dot{h} + \frac{v_1}{R_{l1}} + C_{p1}^{eq} \dot{v}_1 = 0 \tag{4.7}$$

$$\theta_2 \dot{h} + \frac{v_2}{R_{l2}} + C_{p2}^{eq} \dot{v}_2 = 0 \tag{4.8}$$

$$\theta_3 \dot{h} + \frac{v_3}{R_{l3}} + C_{p3}^{eq} \dot{v}_3 = 0 \tag{4.9}$$

onde $M_{st} = m + m_f$ é massa total do sistema, $D_h = d_h + \rho U b L_h$ e $D_\alpha = d_\alpha - \rho U b^3 M_\alpha$ são os amortecimentos de *plunge* e *pitch* modificados pela contribuição aerodinâmica, $K_h = k_h + \rho U^2 L_h$ e $K_\alpha = k_\alpha + \rho U^2 b^2 M_\alpha$ são as rigidezes de *plunge* e *pitch* modificadas pela contribuição aerodinâmica, $S_\alpha = m x_\alpha b$ é o momento estático, $e_2 = \rho U b^2 L_\alpha$, $e_3 = \rho U^2 L_\alpha$, $e_4 = \rho U b^2 M_h$ e $e_5 = \rho U^2 b M_h$ são os termos de acoplamento entre o

GDL de *plunge* e *pitch* devido aos efeitos aerodinâmicos, θ_n é fator de acoplamento de cada par de piezocerâmica e v_{pn} sua tensão elétrica.

O modelo equivalente elétrico mostrado na Figura 3 é uma representação que poder ser utilizada para a solução das equações (4.5) até (4.9). Neste modelo equivalente, cada equação de cada um dos GDLs da seção típica (equações 4.5 e 4.6) é representada por um circuito RLC em série, onde a resistência, a indutância e a capacitância representam, respectivamente os efeitos de amortecimento estrutural, elásticos e inerciais de cada GDL da seção típica. Os termos que formam o acoplamento inercial entre os GDLs mecânicos do sistema ($S_\alpha \ddot{\alpha}$ and $S_\alpha \ddot{h}$) são representados como,

$$\begin{aligned} E_1 &= \frac{S_\alpha}{I_p} v(L_2) \\ E_4 &= \frac{S_\alpha}{M_{st}} v(L_1) \end{aligned} \quad (4.10)$$

onde $v(L_n)$ são as tensões elétricas medidas nos indutores de cada malha e E_n são fontes de tensão controladas por tensão no circuito elétrico equivalente. Os termos de acoplamento entre os GDLs mecânicos devido a presença da aerodinâmica não-estacionária são dados como,

$$\begin{aligned} E_2 &= \frac{e_2}{D_\alpha} v(R_2) \\ E_3 &= \frac{e_3}{K_\alpha} v(C_2) \\ E_5 &= \frac{e_4}{D_h} v(R_1) \\ E_6 &= \frac{e_5}{K_h} v(C_1) \end{aligned} \quad (4.11)$$

onde $v(R_n)$ e $v(C_n)$ são as tensões elétricas medidas nos resistores e capacitores de cada malha e E_n são fontes de tensão controladas por tensão.

Desde que material piezelétrico é considerado somente no GDL de translação h da seção típica, termos de acoplamento eletromecânico são observados apenas na equação (4.5). Através destes termos na equação (4.5) o domínio mecânico “sente” o que ocorre no domínio

elétrico, que é representado pelas equações (4.7) até (4.9) que incluem o acoplamento mecânico no domínio elétrico do problema. Portanto, além das duas malhas de circuitos RLC e os respectivos acoplamentos inerciais e aerodinâmicos referentes a cada GDL mecânico do sistema, há necessidade de representação elétrica de cada elemento piezelétrico considerado no sistema, além de seu acoplamento no circuito equivalente ao GDL no qual ele está sendo considerado. Assim, cada elemento piezelétrico é representado por uma fonte de corrente em paralelo com a sua capacitância, além da admitância do circuito ao qual o piezelétrico está conectado. Logo, as fontes de tensão controladas E_7 , E_8 e E_9 são adicionadas a malha referente ao GDL h na Figura 3 e apresentadas como,

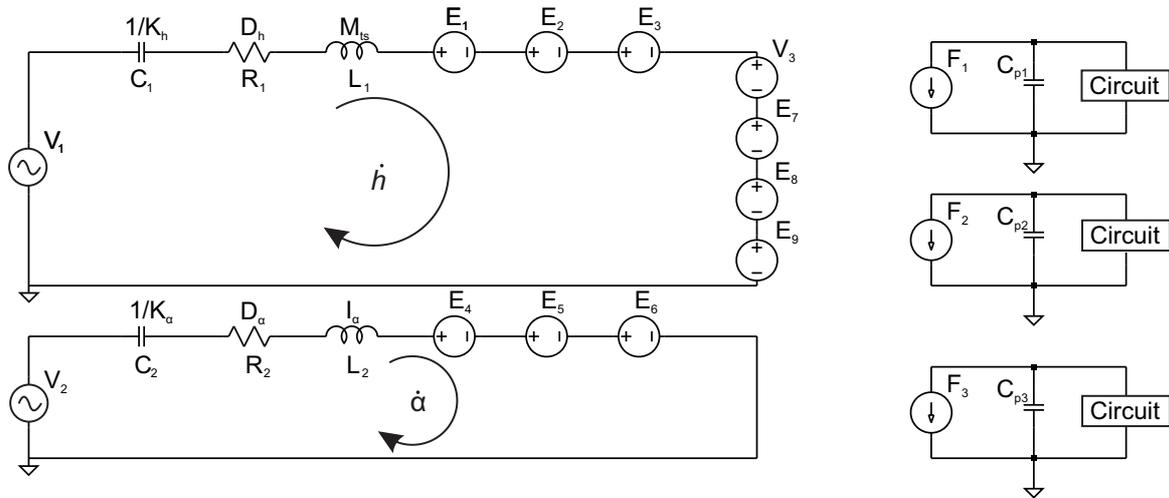
$$E_n = \frac{\theta_n}{l} v(C_{pn}) \quad (4.12)$$

com todos os termos já anteriormente definidos. Por outro lado, o acoplamento mecânico no domínio elétrico é representado pelas fontes de corrente controladas F_1 , F_2 e F_3 definidas como,

$$F_n = \theta_n I(V_3) = \theta_n \dot{h} \quad (4.13)$$

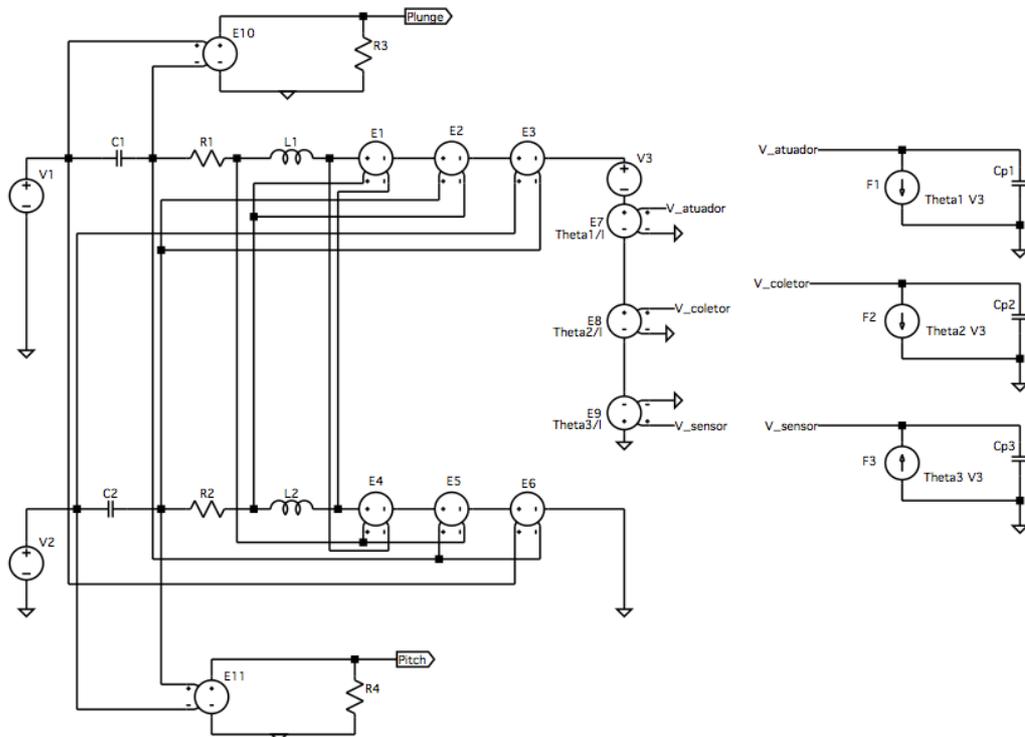
onde $I(V_3)$ é a corrente na malha referente ao deslocamento de *plunge*. Portanto, acoplamento eletromecânico entre os domínios mecânico e elétrico é representado através dos pares $E_7 \leftrightarrow F_1$, $E_8 \leftrightarrow F_2$ e $E_9 \leftrightarrow F_3$. Por fim, conclui-se que o circuito elétrico da Figura 3 é uma representação elétrica equivalente para a seção típica com 2GDLs e eletromecanicamente acoplada representadas pelas equações (4.5) até (4.9).

Figura 3 - Circuito equivalente elétrico da seção típica piezoaeroelástica



A Figura 4 apresenta a representação do circuito da Figura 3 extraída do programa de simulação de circuitos elétricos SPICE.

Figura 4 - Circuito equivalente elétrico da seção típica piezoaeroelástica no SPICE



Apesar do modelo equivalente elétrico da Figura 3 ter sido desenvolvido para o caso de uma seção típica com 2GDLs, ele pode facilmente ser modificado para a representação de outros sistemas eletromecanicamente acoplados. Por exemplo, eliminando-se os termos de

acoplamento inercial entre os GDL e também os acoplamentos devido a aerodinâmica, uma das malhas combinadas com a representação do material piezolétrico representa um sistema mecânico massa-mola-amortecedor eletromecanicamente acoplado. A combinação n malhas pode ser considerada uma representação modal (considerando n modos de vibrar) de uma viga eletromecanicamente acoplada (excluindo-se também acoplamento inercial da seção típica e aerodinâmica).

5 PROJETO DA LEI DE CONTROLE E CIRCUITO AUTOALIMENTADO

Neste capítulo são apresentados o projeto da lei de controle ativo para supressão de *flutter* e também um circuito elétrico para a implementação prática de tal lei de controle de forma autoalimentada. O circuito, portanto, combinará técnicas de coleta piezelétrica de energia com controle ativo.

O desenvolvimento dos sistemas de controle está relacionado à necessidade de alteração do comportamento dinâmico de alguns sistemas. Entre as aplicações destaca-se o controle ativo de sistemas aeroelásticos. Este tipo de sistema de controle tem como objetivo modificar o comportamento aeroelástico de um sistema através da aplicação de forças de controle. A aeroservoelasticidade é uma área interdisciplinar que envolve a interação entre aeroelasticidade e sistemas de controle (Dowell, 1995), seja na supressão de fenômenos aeroelásticos ou na influência da dinâmica dos atuadores sobre os fenômenos aeroelásticos.

As dificuldades encontradas no controle de sistemas aeroelásticos podem ser maiores do que as encontradas no controle de estruturas convencionais, já que a dinâmica do sistema aeroelástico varia de acordo com as condições de voo (altitude, temperatura, pressão, velocidade, etc). O sistema de controle pode também se tornar uma fonte adicional de instabilidades se não for adequadamente projetado. O projeto de um controlador para um sistema aeroelástico depende do objetivo proposto, onde se pode citar a redução da vibração ou de oscilações, aumento na manobrabilidade do sistema e estabilização de um sistema instável.

Um objetivo que pode ser destacado no controle de fenômenos aeroelásticos é a supressão de *flutter*. Fisicamente, tem-se como objetivo o aumento do envelope de voo da aeronave, o que é feito estabilizando-se o sistema aeroelástico que entrou em *flutter*. Isto pode ser feito movendo-se os pólos da função transferência de malha aberta desde o semiplano direito para o semiplano esquerdo através da ação de um controlador ativo. Do ponto de vista de controle, a supressão de *flutter* é equivalente à estabilização de uma planta instável. O projeto do controlador deve garantir um nível de robustez previamente determinado, ou seja, ter a capacidade de estabilizar o sistema dentro de uma faixa pré-determinada de velocidades e distúrbios.

5.1 Projeto de um Regulador Linear Quadrático

Uma das formas de controle moderno é obtida baseada na minimização de índices de desempenho quadráticos. Este enfoque será descrito e utilizado para o desenvolvimento do controlador para supressão de *flutter* deste trabalho. O controle ótimo quadrático possui a vantagem de que o sistema projetado será estável, exceto nos casos em que o sistema não for controlável (Ogata, 2000). Em geral, os controladores modernos exigem a representação do sistema dinâmico a ser controlado na forma de espaço de estados.

A representação por estados é um método no domínio do tempo onde a planta do sistema é representada em termos de equações de estado e de saída. A representação de sistemas dinâmicos no espaço de estados pode ser descrita a partir da equação de movimento de um sistema dinâmico. No caso particular tratado no presente trabalho, considera-se uma seção típica com 2GDLs e com acoplamento eletromecânico adicionado ao GDL de translação h . Adicionalmente, conforme discutido no capítulo anterior, serão considerados três conjuntos de material piezolétrico, isolados eletricamente entre si, e com o intuito de cumprir as funções de sensor, coletor e atuador. Portanto, as equações de movimento do sistema, quando somente resistores são considerados no domínio elétrico do problema, são novamente apresentadas,

$$(m + m_f)\ddot{h} + S_\alpha \ddot{\alpha} + d_h \dot{h} + k_h h - \frac{\theta_1}{l} v_{p1} - \frac{\theta_2}{l} v_{p2} - \frac{\theta_3}{l} v_{p3} = -L \quad (4.14)$$

$$S_\alpha \ddot{h} + I_\alpha \ddot{\alpha} + d_\alpha \dot{\alpha} + k_\alpha \alpha = M \quad (4.15)$$

$$\theta_1 \dot{h} + \frac{v_{p1}}{R_l} + C_{p1}^{eq} \dot{v}_{p1} = 0 \quad (4.16)$$

$$\theta_2 \dot{h} + \frac{v_{p2}}{R_l} + C_{p2}^{eq} \dot{v}_{p2} = 0 \quad (4.17)$$

$$\theta_3 \dot{h} + \frac{v_{p3}}{R_l} + C_{p3}^{eq} \dot{v}_{p3} = 0 \quad (4.18)$$

onde todos os termos já foram definidos no Capítulo 3. Assume-se deste ponto em diante que a piezocerâmicas apresentadas nas equações com o índice 1 referem-se ao atuador, enquanto os índices 2 e 3 ao coletor de energia e sensor, respectivamente.

O sistema piezoaeroelástico pode ser representado em espaço de estados como,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}V_c \quad (5.1)$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (5.2)$$

onde a matriz \mathbf{A} é a matriz de estado, \mathbf{B} é a matriz de entrada, \mathbf{C} é a matriz de saída, \mathbf{x} o vetor de estado definido como $\{h \ \dot{h} \ \alpha \ \dot{\alpha}\}^t$.

Quando a piezocerâmica é empregada como um atuador em um sistema ativo de controle, na mesma é aplicada um tensão controle v_c . Sendo assim, a equação (4.16) é modificada para

$$v_{p1} + v_c = 0 \quad (5.3)$$

onde v_c é obtida a partir de uma lei de controle.

Independentemente da forma de controle projetada, uma das mais importantes características de um sistema de controle é a sua estabilidade. A estabilidade de um sistema linear em malha aberta pode ser determinada pelos autovalores da matriz de estados \mathbf{A} . O sistema é marginalmente estável se todos os autovalores são imaginários; estável se os autovalores são reais negativos ou complexos com parte real negativa; instável se pelo menos um autovalor é real positivo ou complexo com parte real positiva. No caso de malha fechada com realimentação de estados, a estabilidade é dada pelos autovalores da matriz de estados de malha fechada $\mathbf{A} - \mathbf{BK}$. Analisando a equação de estados de malha fechada conclui-se que os pólos de malha fechada dependem dos ganhos de controle presentes na matriz de realimentação \mathbf{K} .

O projeto do controlador ótimo quadrático para um sistema representado pelas equações (5.4) e (5.5) baseia-se na premissa de se encontrar a matriz \mathbf{K} do vetor de controle ótimo na forma

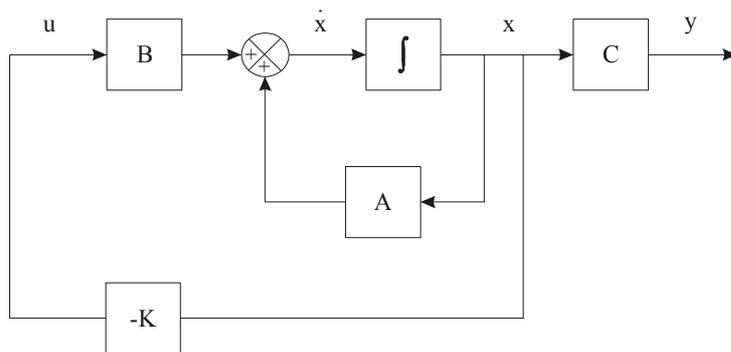
$$V_c(t) = -\mathbf{K}\mathbf{x}(t) = -\{K_1 \ K_2 \ K_3 \ K_4\} \{h \ \dot{h} \ \alpha \ \dot{\alpha}\}^t \quad (5.4)$$

e que minimize o índice de desempenho

$$J = \int_0^T (\mathbf{x}'\mathbf{Q}\mathbf{x} + V_c'\mathbf{R}V_c) \quad (5.5)$$

onde as matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} são chamadas de matrizes de peso, são reais simétricas definidas positivas e admite-se que $\mathbf{x}(t)$ seja sem restrições. O segundo termo do lado direito da equação (5.5) computa o gasto de energia nos esforços de controle. As matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} determinam a importância relativa entre o erro e o dispêndio de energia. Na realidade, o compromisso do projeto LQR é a determinação da matriz de realimentação que minimize a equação (5.5) atingindo um compromisso entre o gasto de energia, a magnitude e a velocidade da resposta que estabilizará o sistema a ser controlado, o que irá variar com valores atribuídos às matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} . O diagrama da Figura 5 mostra a configuração do controlador ótimo com índice de desempenho dado em função do vetor de estados. Obviamente este controlador só é aplicável quando se tem acesso a todos os estados do sistema.

Figura 5 - Configuração do controlador regulador com realimentação de estados.



Substituindo-se a equação (5.4) na equação de estados (5.1) obtém-se,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{B}\mathbf{K}\mathbf{x} = (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K})\mathbf{x} \quad (5.6)$$

que é a equação do sistema em malha fechada. Admitindo-se que a matriz $\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}$ seja estável e substituindo a equação (5.4) na equação (5.5) resulta em

$$J = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{x}^T \mathbf{K}^T \mathbf{R} \mathbf{K} \mathbf{x}) dt = \int_0^{\infty} \mathbf{x}^T (\mathbf{Q} + \mathbf{K}^T \mathbf{R} \mathbf{K}) \mathbf{x} dt \quad (5.7)$$

e admitindo-se que

$$\mathbf{x}^T (\mathbf{Q} + \mathbf{K}^T \mathbf{R} \mathbf{K}) \mathbf{x} = -\frac{d}{dt} (\mathbf{x}^T \mathbf{P} \mathbf{x}) \quad (5.8)$$

onde \mathbf{P} é uma matriz hermitiana ou simétrica definida positiva, assim, obtém-se

$$\mathbf{x}^T (\mathbf{Q} + \mathbf{K}^T \mathbf{R} \mathbf{K}) \mathbf{x} = -\dot{\mathbf{x}}^T \mathbf{P} \mathbf{x} - \mathbf{x}^T \mathbf{P} \dot{\mathbf{x}} = -\mathbf{x}^T \left[(\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K})^T \mathbf{P} + \mathbf{P} (\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}) \right] \mathbf{x} \quad (5.9)$$

comparando-se os membros desta equação e sendo ela verdadeira para qualquer \mathbf{x} obtém-se a equação

$$(\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K})^T \mathbf{P} + \mathbf{P} (\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}) = -(\mathbf{Q} + \mathbf{K}^T \mathbf{R} \mathbf{K}) \quad (5.10)$$

onde através do segundo método de Liapunov, se $\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}$ é uma matriz estável, conforme admitido anteriormente, então existe uma matriz \mathbf{P} definida positiva que atende a equação (5.10). Destaca-se aqui um ponto importante no projeto deste tipo de controlador, as condições de estabilidade são verificadas inicialmente e, então, projeta-se o sistema dentro das limitações de estabilidade. O procedimento é determinar os elementos de \mathbf{P} a partir da equação anterior e verificar se ela é definida positiva.

O índice de desempenho pode ser calculado como

$$J = \int_0^{\infty} \mathbf{x}^T (\mathbf{Q} + \mathbf{K}^T \mathbf{R} \mathbf{K}) \mathbf{x} dt = -\mathbf{x}^T \mathbf{P} \mathbf{x} \Big|_0^{\infty} = -\mathbf{x}^T (\infty) \mathbf{P} \mathbf{x} (\infty) + \mathbf{x}^T (0) \mathbf{P} \mathbf{x} (0) \quad (5.11)$$

como $\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}$ foi admitida como estável, tem-se $\mathbf{x}(\infty) \rightarrow 0$ e logo

$$J = \mathbf{x}^T (0) \mathbf{P} \mathbf{x} (0) \quad (5.12)$$

de onde se conclui que o índice de desempenho depende somente do estado inicial $\mathbf{x}(0)$ e da matriz \mathbf{P} .

Como \mathbf{R} foi anteriormente definida como real simétrica positiva definida ou hermitiana, pode-se escrever que

$$\mathbf{R} = \mathbf{T}^T \mathbf{T} \quad (5.13)$$

onde \mathbf{T} é uma matriz não-singular. Assim, a equação (5.10) será modificada para

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \left[\mathbf{T} \mathbf{K} - (\mathbf{T}^T)^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{T} \right]^T \left[\mathbf{T} \mathbf{K} - (\mathbf{T}^T)^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \right] - \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} + \mathbf{Q} = 0 \quad (5.14).$$

A minimização do índice de desempenho J em relação a \mathbf{K} requer a minimização da equação (5.15) em relação a \mathbf{K} .

$$\mathbf{x}^T \left[\mathbf{T} \mathbf{K} - (\mathbf{T}^T)^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{T} \right]^T \left[\mathbf{T} \mathbf{K} - (\mathbf{T}^T)^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \right] \mathbf{x} \quad (5.15).$$

Como a equação (5.15) é não negativa, o mínimo ocorre quando ela vale zero, que ocorrerá na condição da equação (5.16).

$$\mathbf{T} \mathbf{K} = (\mathbf{T}^T)^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \quad (5.16)$$

logo,

$$\mathbf{K} = \mathbf{T}^{-1} (\mathbf{T}^T)^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \quad (5.17).$$

A equação (5.17) fornece a matriz de realimentação \mathbf{K} . Logo, a lei de controle ótima, quando o índice de desempenho é dado pela equação (5.5), é linear e é dada pela equação (5.18).

$$\mathbf{u}(t) = -\mathbf{K}\mathbf{x}(t) = -\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}\mathbf{x}(t) \quad (5.18).$$

Conforme verificado anteriormente, a matriz \mathbf{P} deve satisfazer a equação (5.10) ou a equação reduzida (5.19). Mais de uma matriz \mathbf{P} pode satisfazer a equação (5.10). Se o sistema é estável existe sempre uma matriz \mathbf{P} definida positiva que satisfaz a equação (5.10). Logo, se ao se resolver esta equação uma matriz \mathbf{P} definida positiva for encontrada, o sistema é estável. Outras matrizes \mathbf{P} podem satisfazer a equação (5.10) e podem não ser definidas positivas e, portanto, deverão ser descartadas.

$$\mathbf{A}^T\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A} - \mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P} + \mathbf{Q} = 0 \quad (5.19)$$

esta equação é chamada de equação matricial reduzida de Riccati. Assim, no projeto deve-se resolver esta equação reduzida de Riccati para a matriz \mathbf{P} , se existir \mathbf{P} definida positiva substitui-se \mathbf{P} na equação (5.17) e obtém-se \mathbf{K} .

É importante ressaltar que no caso considerado no presente trabalho (seção típica com acoplamento eletromecânico em *plunge*), os piezelétricos sensores estão posicionados somente no GDL h . Assim, tanto numérica quanto experimentalmente se tem acesso somente a informações relativas a tal GDL. Assim, optou-se pela realimentação parcial de estados, dada como

$$V_c(t) = -\bar{\mathbf{K}}\mathbf{x}(t) = -\begin{Bmatrix} K_1 & K_2 & 0 & 0 \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} h & \dot{h} & \alpha & \dot{\alpha} \end{Bmatrix}^t \quad (5.20)$$

fornecendo um ganho de retroação parcial $\bar{\mathbf{K}}$, que resulta portanto na equação de espaço de estados em malha fechada para a seção típica

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} - \mathbf{B}\bar{\mathbf{K}})\mathbf{x} \quad (5.21).$$

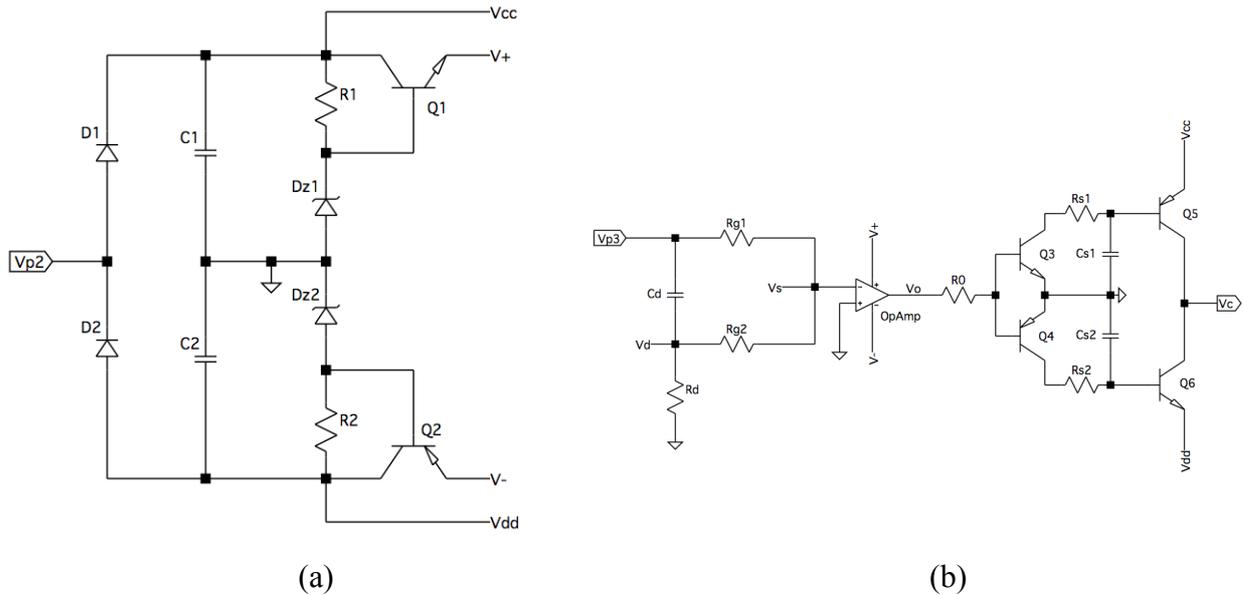
5.2 Circuito de Controle Ativo Autoalimentado

Esta seção apresenta o desenvolvimento e modelagem do circuito para controle ativo e autoalimentado utilizando materiais piezelétricos. Como o objetivo é utilizar o circuito para controle de *flutter* de uma seção típica eletromecanicamente acoplada, o sistema com três conjuntos de piezelétricos discutido no Capítulo 4 será considerado. Cada conjunto de piezelétricos será utilizado de forma exclusiva como coletor de energia, sensor e atuador no circuito controlador ativo autoalimentado. Os piezelétricos para coleta de energia serão combinados com um circuito retificador, cuja saída elétrica será utilizada para alimentar elementos elétricos ativos de outras partes do circuito e também como o sinal de atuação calculado a partir da lei de controle. O sinal de atuação é obtido a partir de informações sobre o estado atual do sistema, medido pelos piezelétricos sensores. O sinal dos piezelétricos sensores será a entrada de um sub-circuito que “calcula” os sinais de realimentação conforme a lei de controle da equação (5.15) e o envia para o atuador.

A Figura 6a apresenta o circuito retificador enquanto a Figura 6b apresenta o circuito de controle ativo. Na Figura 6a a tensão v_{p2} é proveniente do conjunto piezelétrico 2, em conformidade com a notação apresentada nas equações de movimento (4.14) até (4.18), e é a entrada da ponte retificadora. A ponte retificadora possui um retificador de meia onda positivo e outro negativo formado pelos componentes D1, C1, R1, Dz1, Q1 e D2, C2, R2, Dz2, Q2, respectivamente. O ponte funciona da seguinte maneira, quando a tensão do sensor piezelétrico v_{p2} é maior que a tensão através de C1, o diodo D1 conduz corrente e C1 é então carregado. E quando v_{p2} é menor que a tensão através de C1, D1 está polarizado inversamente e não conduz corrente impedindo que seja descarregado. Com isso, a função de C1 é armazenar e retificar tensão elétrica vinda do sensor piezelétrico. Esta tensão armazenada é denominada v_{dd} e é usada para valores positivos da tensão de controle v_c . Na Figura 7a, é possível observar a tensão v_{dd} , que é levemente menor que a tensão v_{p2} e dependente da mesma, não podendo ser controlada, pois varia com as amplitudes de deslocamento do sistema mecânico. Devido a esse fato, um diodo Zener Dz1 é empregado para limitar a tensão que alimenta amplificador operacional, que não deve ultrapassar o valor de 5 volts. E a corrente reversa que passa por Dz1 é controlada pela resistência R1. O valor da resistência deve ser alta o suficiente para que o diodo Zener trabalhe sempre em sua corrente reversa mínima (para se obter sua tensão reversa nominal). A tensão reversa do Zener é dirigida a base do transistor Q1, que funciona na configuração coletor-comum. Dessa forma, a tensão que alimenta o amplificador operacional

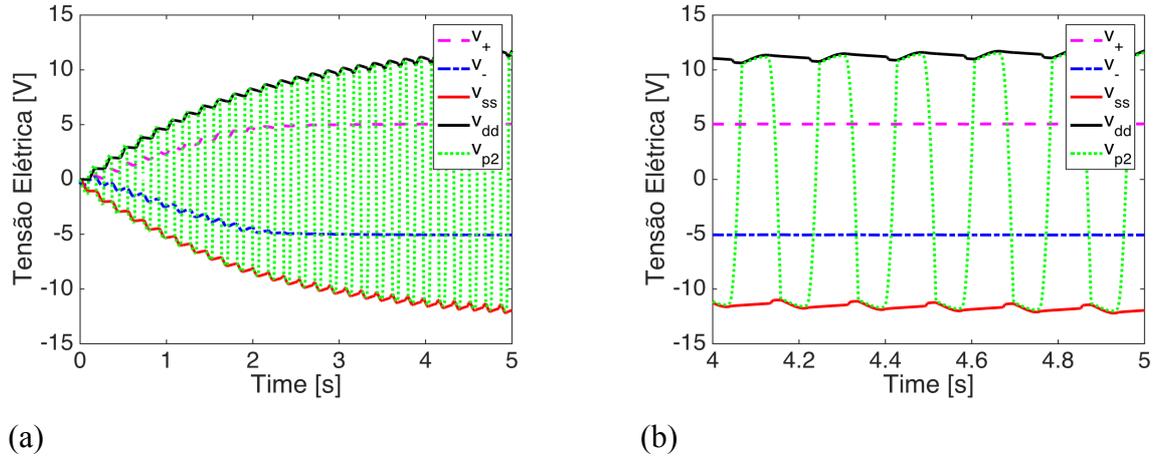
provem do diodo Zener e a corrente é fornecida pelo capacitor C1 (Figura 6). O retificador negativo funciona de maneira simétrica à retificação positiva, fornecendo as tensões elétricas negativas.

Figura 6 - Circuito de Controle Ativo Autoalimentado, (a) Circuito Coletor e (b) Circuito sensor com o atuador



As saídas da ponte retificadora são utilizadas na Figura 6b para alimentar o amplificador operacional (v^+ e v^-) e também para alimentar o sinal de controle v_c (v_{cc} e v_{dd}). As tensões elétricas v^+ e v^- são limitadas pelos diodos zener Dz1 e Dz2, respectivamente, em 5 volts para não exceder a tensão de alimentação máxima do amplificador operacional (Figura 6b). Já as tensões elétricas v_{cc} e v_{dd} são limitadas pela máxima tensão v_{p2} fornecida pela piezocerâmica. Na Figura 6b, v_{p3} é a tensão elétrica utilizada para o sensoriamento e v_c representa a tensão de controle aplicado ao atuador piezolétrico.

Figura 7 – (a) Repostas Elétricas do Circuito Coletor, (b) Visão Detalhada



O circuito sensor possui alta impedância (Figura 6b) e portanto, a tensão de saída do elemento piezelétrico é definida como

$$v_{p3} = -\frac{\theta_3 h}{C_{p3}^{eq}} \quad (5.22)$$

sendo θ_3 o acoplamento eletromecânico e C_{p3}^{eq} a capacitância equivalente das piezocerâmicas sensoras.

Analisando o circuito sensor da Figura 6b (Lei de *Kirchhoff*), pode-se obter

$$v_s = \left(\frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} \right) v_{p3} + \left(\frac{R_{G1}}{R_{G1} + R_{G2}} \right) v_D \quad (5.23)$$

onde v_D é dado por

$$v_D = R_D C_D \dot{v}_{p3} = -R_D C_D \frac{\theta_3 \dot{h}}{C_{p3}^{eq}} \quad (5.24)$$

e os valores do resistor R_D e capacitor C_D são empregados para aplicar uma fase na tensão v_{p3} . Logo, a tensão de saída v_s pode ser escrita como,

$$v_s = -\left(\frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}}\right)\frac{\theta_3 \dot{h}}{C_{p3}^{eq}} - \left(\frac{R_{G1}}{R_{G1} + R_{G2}}\right)R_D C_D \frac{\theta_3 \dot{h}}{C_{p3}^{eq}} \quad (5.25)$$

mostrando que v_s é proporcional ao deslocamento h e a velocidade \dot{h} . Assim, v_s deve ser proporcional e possuir mesma fase que v_c , conforme definido pelo método LQR. Portanto, da equação (5.25), obtemos a tensão elétrica de controle

$$v_c \approx -K_1 h - K_2 \dot{h} \propto v_s \quad (5.26)$$

onde

$$K_1 \propto \left(\frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}}\right)\frac{\theta_3}{C_{p3}^{eq}} \quad (5.27)$$

$$K_2 \propto \left(\frac{R_{G1}}{R_{G1} + R_{G2}}\right)R_D C_D \frac{\theta_3}{C_{p3}^{eq}} \quad (5.28)$$

que são os ganhos de controle (definidos na equação (5.20)) do circuito controlador ativo da Figura 6b.

A tensão de saída v_o (Figura 6b) está em fase com v_s e com amplitudes limitadas por $v_o = v_+$, se $v_s > 0$ e $v_o = v_-$, se $v_s < 0$. Assim, v_o habilita uma chave elétrica composta por transistores de junção bipolar Q₃, Q₄, Q₅ e Q₆. Portanto o chaveador tem três entradas (v_o , v_{cc} e v_{dd}) e uma saída v_c . Quando v_o é positivo, Q₃ e Q₅ estão ligados, e v_c é conectado a v_{cc} . Da mesma maneira, quando v_o é negativo, Q₄ e Q₆ estão ligados, e v_c é conectado a v_{dd} .

Portanto,

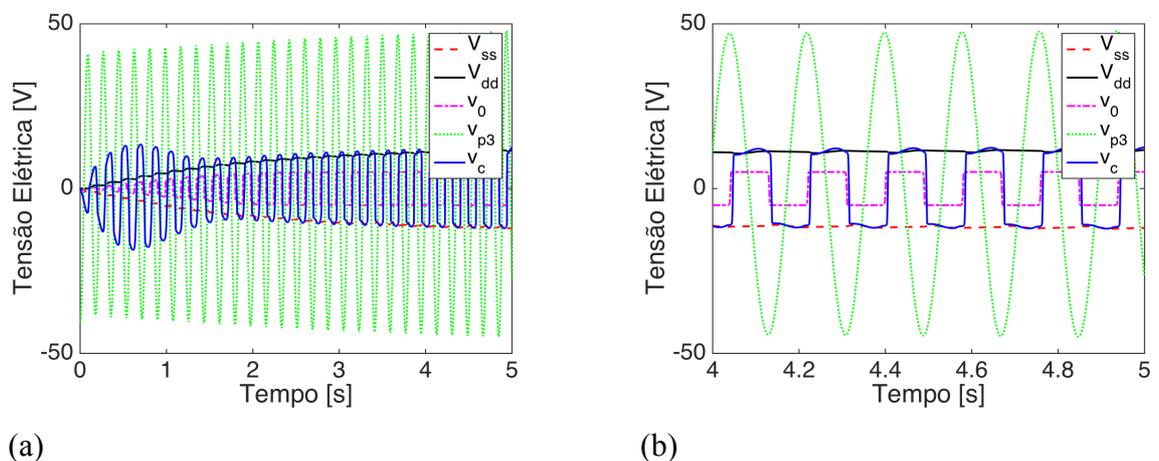
$$v_c = v_{cc} \quad \text{se} \quad v_o > 0 \quad (5.29)$$

$$v_c = v_{dd} \quad \text{se} \quad v_o < 0 \quad (5.30)$$

e v_c é uma onda quadrada de amplitude limitada pela tensão CC obtida a partir da ponte de retificadores.

Na Figura 8 são mostrados os sinais referentes a todo o processo explicado anteriormente. A tensão v_{p3} é um sinal senoidal, como apontado na eq. (5.22), proporcional ao deslocamento h . O sinal é derivado pelo filtro $R_D C_D$ (eq. 5.24), garantindo que o sinal de referência (v_0) da tensão de controle v_c seja proporcional a velocidade \dot{h} , como observado na fase entre v_{p3} e v_0 (Figura 8b). Portanto, com o sinal v_0 calculado pelo método LQR é a referência para o chaveamento, mostrado na eqs. (5.29 e 5.30), e aplicação das tensões v_{cc} e v_{dd} . Note que devido a v_0 ser uma onda quadrada, a tensão de controle v_c também será. Portanto, o circuito controlador autoalimentado não fornece uma atuação contínua na piezocerâmica atuadora. O sinal da tensão de controle apresenta uma resposta transiente (Figura 8a) devido ao carregamento inicial dos capacitores do circuito coletor e após esse transiente o circuito controlador irá trabalhar em sua capacidade máxima, que é limitada pela energia coletada pelo próprio circuito coletor.

Figura 8 – (a) Respostas Elétricas do Circuito Controlador Autoalimentado, (b) Visão Detalhada

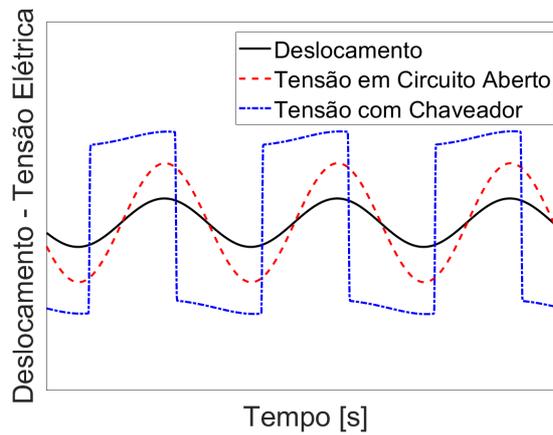


5.3 Circuito Chaveado para Coleta de Energia

Na busca de melhorar a conversão de energia mecânica em elétrica e consequentemente melhorar o desempenho do circuito controlador ativo autoalimentado, também foi utilizado o circuito chaveado SSHI. O circuito SSHI aplica um tratamento não linear na tensão elétrica piezelétrica que é benéfica a conversão. O funcionamento da técnica consiste em manter a

piezocerâmica em circuito aberto até a tensão elétrica máxima de cada ciclo seja atingida, momento em que a piezocerâmica é curto circuitada a um indutor, invertendo a tensão elétrica ao pico mínimo, mostrado na Figura 9.

Figura 9 – Comparação do comportamento da piezocerâmica em circuito aberto e com o chaveador



O desempenho de um sistema SSHI está diretamente relacionado com a capacidade de inversão da tensão elétrica durante o chaveamento. Esta capacidade é quantificada pelo o coeficiente de inversão (γ). Durante o intervalo em que ocorre o chaveamento, e conseqüentemente a inversão da tensão elétrica, o indutor (L_{ind}) e a capacitância do elemento piezelétrico coletor (C_{p2}) formam um circuito ressonante. A frequência natural do circuito é dada por

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_{ind} C_{p2}}} \quad (5.31).$$

O intervalo em que a piezocerâmica esta conectada ao indutor é definido como o tempo de inversão (Δt_i) da tensão elétrica, que corresponde a meio período do circuito ressonante, expressado como

$$\Delta t_i = (2f_n)^{-1} = \pi (L_{ind} C_{p2})^{1/2} \quad (5.32).$$

Portanto, o tempo de inversão é diretamente proporcional à indutância utilizada no sistema ressonante. Assim, como o período de chaveamento é quase instantâneo, pequenos

valores de indutância são suficientes e devem ser escolhidas de forma que a frequência ressonante do circuito (f_n), seja de 10 à 50 vezes maior que a frequência natural da estrutura a qual os materiais piezelétricos estão colados (MOHAMMADI, 2008).

Na inversão, parte da energia elétrica do sistema é dissipada no circuito chaveador (devido a resistência interna do circuito) e na resistência interna do indutor. Portanto, o coeficiente de inversão γ nunca atinge o valor unitário e será dependente do fator de qualidade elétrico Q do circuito ressonante. O fator Q pode ser calculado pela razão de energia armazenada e dissipada, tal que

$$Q = \frac{\omega_n L_{ind}}{R_i} = \frac{1}{R_i} \sqrt{\frac{L_{ind}}{C_{p2}}} \quad (5.33)$$

onde R_i representa a resistência interna equivalente.

A influência do fator de qualidade no coeficiente de inversão é expressado por

$$V_{depois} = -\gamma V_{antes} = -V_{antes} \exp\left(-\frac{\pi}{2Q}\right) \quad (5.34).$$

Analisando as equações (5.33) e (5.34), é possível notar que quanto maiores as resistências parasitas do sistema (resistência interna), menor será o coeficiente de inversão.

Na prática, essa técnica pode ser realizada eletronicamente através do circuito proposto por Richard et al. (2007). Composto por componentes eletrônicos passivos, o circuito consiste basicamente em um detector envelope, um comparador e um chaveador, mostrado na Figura 10. De forma geral, o circuito chaveador funciona da seguinte maneira. O detector é um filtro passa-baixa cuja saída tem amplitude muito próxima a do sinal original e um pequeno atraso em relação ao mesmo (Figura 11a). O comparador utiliza o sinal filtrado, e o sinal original obtido do material piezelétrico para estabelecer as condições para a realização do chaveamento. Assim, enquanto a amplitude da tensão elétrica do envelope do sinal detectado é menor que a do elemento piezelétrico, o transistor Q7 está bloqueado e portanto, Q8 também permanece bloqueado. Quando a tensão do envelope for maior que a tensão do material piezelétrico e maior que a tensão de saturação (*threshold*) do transistor Q7, este passará a conduzir. Nesta condição o transistor Q8 será chaveado, deixando o indutor em paralelo com a capacitância do material piezelétrico, fazendo com que sua tensão seja invertida (Figura 11b).

Figura 10 – Circuito Chaveador

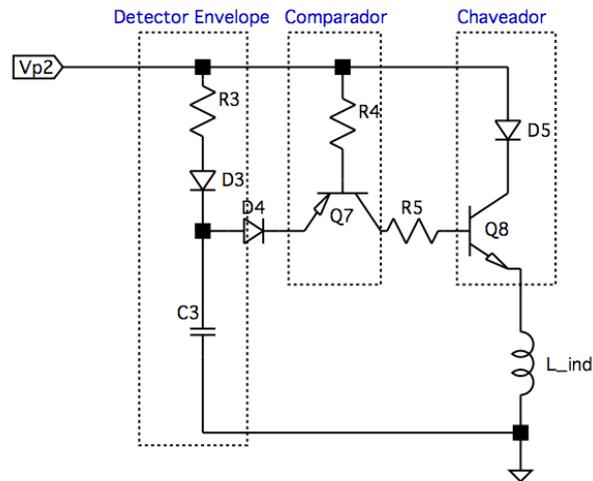
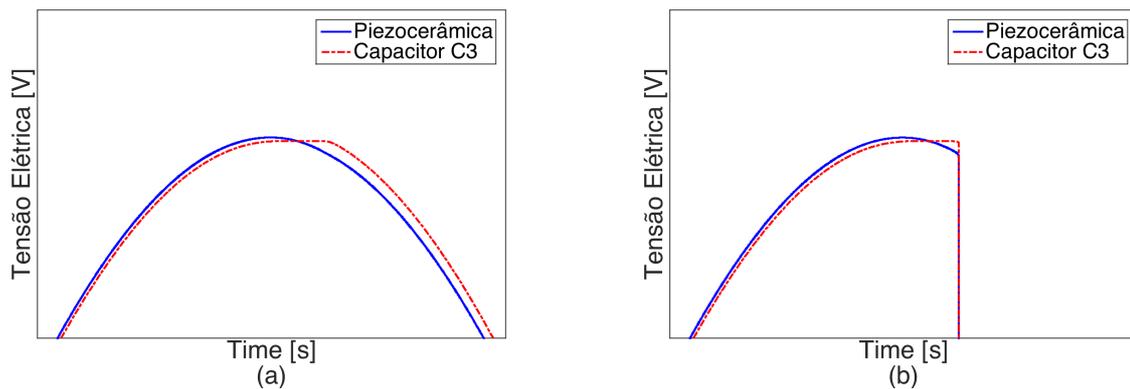


Figura 11 - Tensão Elétrica da piezocerâmica original e com atraso: (a) Circuito Aberto e (b) com Chaveador



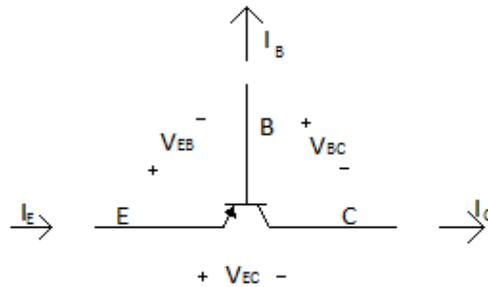
A tensão de saída do filtro V_{C3} , tensão no capacitor C3, é sempre menor que a tensão do material piezoeletrico V_{p2} , exceto no pico que é a região de interesse para o processo de inversão (Figura 11a). Esse sinais são comparados no transistor Q7, que é um transistor bipolar *PNP*. Analisando isoladamente o transistor e aplicando a Lei de Kirchhoff, como mostrado na Figura 12, temos que

$$I_E = I_B + I_C \quad (5.35)$$

$$V_{EC} = V_{EB} + V_{BC} \quad (5.36)$$

onde I_E , I_B e I_C são, respectivamente, a corrente do emissor, base e coletor, e V_{EC} , V_{EB} , V_{BC} são a diferença de potencial entre a junção emissor-coletor, emissor-base e base-coletor, respectivamente.

Figura 12 – Relações Elétricas de um transistor *PNP*



Portanto, reescrevendo a eq. (5.36) para o transistor Q7 no comparador (Figura 10), que encontra-se na configuração coletor comum (CC), temos

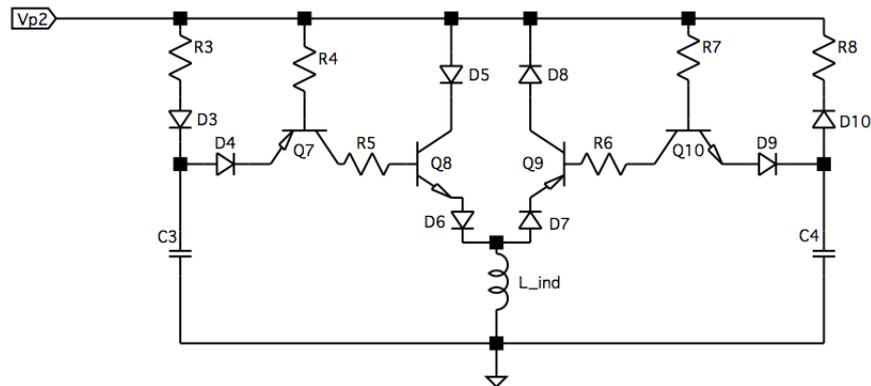
$$V_{EB(Sat)} = V_{C3} - V_{p2} \quad (5.37)$$

onde $V_{EB(Sat)}$ é o *threshold* da junção emissor-base.

Na equação (5.37) expressa que enquanto a tensão do capacitor V_{C3} for menor que a tensão na piezocerâmica V_{p2} , o transistor *PNP* Q7 permanecerá inversamente polarizado na junção base-coletor (BC), ou seja, não há condução de corrente. Quando V_{C3} for maior que V_{p2} (pico da tensão na Figura 11a) e a diferença entre os valores for maior que o *threshold* ($V_{BE(Sat)}$) do transistor Q7, o mesmo passa a conduzir com as junções BC e EC diretamente polarizadas. Em sequência a corrente do coletor de Q7 à base do transistor *NPN* Q8, e submete o transistor Q8 a mesma condição, onde $V_{C3} > V_{p2}$ e $V_{C3} - V_{p2} > V_{CE(Sat)}$ ($V_{CE(Sat)}$ é o *threshold* de Q8), polarizando-o diretamente e conectando a piezocerâmica ao indutor fazendo com que a tensão elétrica seja invertida (Figura 11b). Quando a tensão é invertida, a condição $V_{C3} > V_{p2}$ não é mais verdadeira, e portanto colocando a piezocerâmica em circuito aberto novamente. Após todo esse processo para o chaveamento da tensão da piezocerâmica para os pontos de máxima,

ele se repete para os pontos de mínimo da tensão. Para isso, é feito um espelhamento do circuito chaveador com o transistor *NPN* Q10 como comparador e o transistor *PNP* Q9 como chaveador (Figura 13).

Figura 13 – Circuito Chaveador Completo



Os diodos D3 à D10, têm o papel de garantir a detecção e o chaveamento de maneira independente do ponto de máxima e de mínima tensão elétrica da piezocerâmica. Sendo assim, a parte esquerda do circuito (Figura 13), identifica o ponto de máximo enquanto a parte direita identifica o ponto de mínimo. Temos ainda, os resistores R4, R5, R6 e R7 que são utilizados para a proteção dos transistores.

6 RESULTADOS

Neste Capítulo os resultados numéricos e experimentais são apresentados. Inicialmente, o modelo equivalente elétrico apresentado no Capítulo 4 é verificado a partir de resultados anteriormente publicados na literatura para o caso de uma viga eletromecanicamente acoplada sob excitação de base com a finalidade de coleta de energia. Posteriormente, os casos aeroelásticos são discutidos. Primeiro é apresentada uma descrição do aparato experimental em túnel de vento e também a identificação experimental de seus parâmetros. Posteriormente, o modelo equivalente elétrico de uma seção típica eletromecanicamente acoplada (Capítulo 4) é verificado a partir de resultados experimentais obtidos em túnel de vento com o sistema em malha aberta (piezelétricos em curto circuito) e em malha fechada (sistema combinado com o circuito ativo autoalimentado). Após a verificação experimental do modelo equivalente elétrico novas simulações são realizadas com uma configuração alternativa do sistema com o intuito de melhorar o desempenho do sistema de controle.

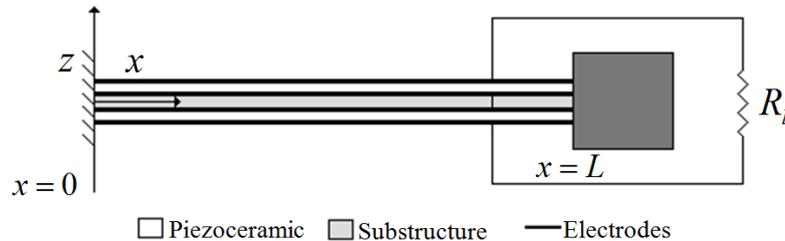
6.1 Verificação do Modelo Equivalente Elétrico para um Coletor Piezelétrico de Energia

Nesta seção é realizada a verificação do modelo equivalente elétrico apresentado no Capítulo 4. Ressalta-se que a motivação é a verificação do circuito equivalente elétrico, assim como a verificação de sua implementação no programa SPICE para um caso eletroelástico. Como discutido ao final do Capítulo 4, o circuito equivalente da Figura 3 pode ser facilmente alterado para a representação modal de vigas ou placas eletromecanicamente acopladas sob excitação harmônica de base. Nestes casos, o modelo equivalente elétrico é obtido a partir de parâmetros modais do sistema e, portanto, cada modo de vibrar é representado por um circuito RLC em série com os respectivos acoplamentos eletromecânicos (ELVIN e ELVIN, 2009). Como não há excitação aerodinâmica, os acoplamentos dela resultantes são aqui desconsiderados.

Os resultados numéricos do modelo elétrico equivalente são comparados com os resultados analíticos apresentados por (ERTURK e INMAN, 2009) para um gerador piezelétrico *bimorph* em série e com uma massa concentrada na extremidade livre. Um gerador *bimorph* em série consiste em uma subestrutura metálica envolvida (em suas superfícies superior e inferior) por duas camadas piezelétricas polarizadas em sentidos opostos (e ambos na direção normal a superfície da estrutura). A Figura 14 apresenta um esquema do gerador

bimorph. O domínio elétrico do problema consiste em uma carga resistiva e o intuito é se estimar a potência elétrica coletada.

Figura 14 - Um gerador piezelétrico *bimorph* em série, na condição de contorno livre-engastada com uma massa concentrada na extremidade livre, conectado em um circuito elétrico resistivo.



As propriedades materiais e eletromecânicas do material piezelétrico (PZT-5A) e da subestrutura do gerador estão apresentadas nas Tabela 1 e Tabela 2.

Tabela 1 - Propriedades materiais e eletromecânicas do PZT-5A

Parâmetro	Valor	Unidade	Descrição
ρ_p	7800	kg/m ³	Densidade de massa do PZT
ϵ_{33}^s	1800	nF/m	Permissividade
ϵ_0	8,854	nF/m	Permissividade no vácuo
c_{11}^E, c_{22}^E	120,3	GPa	Rigidez elástica da piezocerâmica em campo elétrico constante
c_{12}^E	75,2	GPa	Rigidez elástica da piezocerâmica em campo elétrico constante
c_{13}^E, c_{23}^E	75,1	GPa	Rigidez elástica da piezocerâmica em campo elétrico constante
c_{33}^E	110,9	GPa	Rigidez elástica da piezocerâmica em campo elétrico constante
c_{66}^E	22,7	GPa	Rigidez elástica da piezocerâmica em campo elétrico constante
e_{31}, e_{32}	-5,2	C/m ²	Constante Piezelétrica
e_{33}	15,9	C/m ²	Constante Piezelétrica

Tabela 2 - Geometria e propriedades materiais de um gerador *bimorph*

Parâmetro	Valor	Unidade	Descrição
L	50,8	mm	Comprimento da viga
b	31,8	mm	Largura da viga
h	0,14	mm	Espessura da subestrutura
h_p	0,26	mm	Espessura do PZT
Y_s	105	GPa	Modulo de Young da subestrutura
ρ_s	9000	kg/m ³	Densidade de massa da subestrutura
W_{ext}	0.012	kg	Massa na extremidade
α	14,65	Rad/s	Constante de proporcionalidade
β	10^{-5}	s/rad	Constante de proporcionalidade

As equações que governam este sistema são dadas como

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{x}} + \mathbf{C}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{K}\mathbf{x} - \Theta\mathbf{v} = -\mathbf{F} \quad (6.1)$$

$$\mathbf{C}_p\mathbf{v} + \mathbf{Q} + \Theta^t\mathbf{x} = 0 \quad (6.2)$$

onde \mathbf{M} é a matriz de massa, \mathbf{C} é a matriz de amortecimento mecânico, \mathbf{K} é a matriz de rigidez, Θ é a matriz de acoplamento eletromecânico, \mathbf{C}_p é a matriz diagonal de capacitância, \mathbf{x} é o vetor de coordenadas mecânicas, \mathbf{F} é o vetor das forças mecânicas, \mathbf{Q} é o vetor de saída de cargas elétricas, \mathbf{v} é vetor de saída de tensão elétrica. No caso considerado, a presença da carga resistiva é levada em conta derivando-se a equação 6.2 no tempo e substituindo o termo de derivada de carga elétrica o tempo (corrente elétrica) pela razão entre tensão elétrica e resistência do resistor (Lei de Ohm).

Os resultados são apresentados como Funções Resposta em Frequência (FRFs) eletromecânicas quando fonte de excitação dos geradores é assumida devido ao movimento harmônico da base engastada na direção transversal (z),

$$w_B(t) = Y_0 e^{j\omega t} \quad (6.3)$$

sendo w_B o deslocamento da base, Y_0 a amplitude de translação da base, j o número imaginário ($j = \sqrt{-1}$).

A FRF de deslocamento é aqui definida como a razão entre a amplitude do deslocamento na extremidade livre do gerador (relativo ao deslocamento da base) e a amplitude do deslocamento da base (transmissibilidade). Assim, a partir das equações (6.1) e (6.2) define-se,

$$\frac{\mathbf{w}_{rel}}{Y_0 e^{j\omega t}} = \omega^2 \left(-\omega^2 \mathbf{M} + j\omega \mathbf{C} + \mathbf{K} + j\omega \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_p \right) \Theta \Theta^t \right)^{-1} \mathbf{m}^* \quad (6.4)$$

a qual define um vetor para a resposta de vibração de todas as coordenadas. A componente de interesse no vetor definido pela equação (6.4) é o deslocamento transversal w na coordenada z da estrutura. O termo \mathbf{m}^* é vetor de massa por unidade de comprimento obtido do termo forçante \mathbf{F} para o problema de excitação de base. Verifica-se na literatura (ERTURK e INMAN, 2008c) que o termo forçante no caso de excitação de base nada mais é do que a própria inércia da estrutura multiplicada por sua aceleração de base.

A FRF de tensão elétrica é aqui definida como a razão entre a saída de tensão elétrica e a aceleração de base, apresentada como,

$$\frac{v_p(t)}{a_B(t)} = \frac{v_p(t)}{-\omega^2 Y_0 e^{j\omega t}} = j\omega \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_p \right)^{-1} \Theta^t \left(-\omega^2 \mathbf{M} + j\omega \mathbf{C} + \mathbf{K} + j\omega \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_p \right) \Theta \Theta^t \right)^{-1} \mathbf{m}^* \quad (6.5)$$

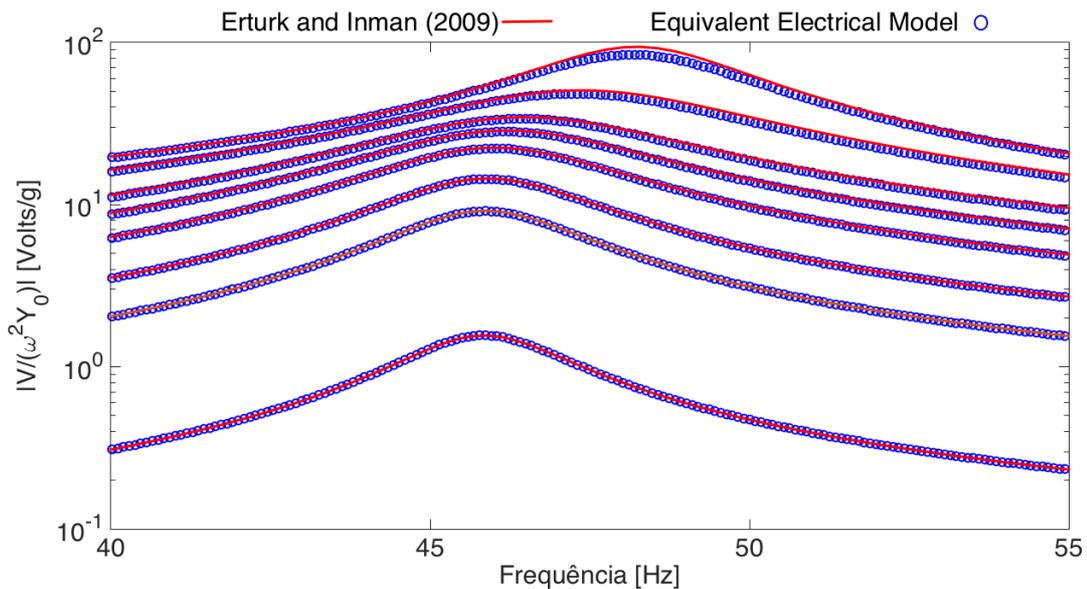
com todos os termos anteriormente definidos.

É importante ressaltar que as expressões apresentadas para as FRFs eletromecânicas foram determinadas para o caso em que uma carga resistiva está presente no circuito elétrico externo (ou circuito gerador). Entretanto, qualquer circuito elétrico externo com componentes lineares pode ser representado. Para isso basta utilizar a admitância equivalente do mesmo nas expressões das FRFs.

Inicialmente, as simulações com o modelo equivalente elétrico consideraram somente um modo de vibrar do gerador. Assim, as Figura 15 e Figura 16 apresentam, respectivamente, a

FRF de tensão elétrica e de velocidade obtidas a partir do modelo equivalente e a partir do modelo analítico de (ERTURK; INMAN, 2009). As FRFs de tensão elétrica para 8 diferentes valores de resistência elétrica no domínio elétrico (1, 6.7, 11.8, 22, 33, 47, 100, 470 k Ω) são apresentados na Figura 15. Neste caso, a FRF de tensão elétrica é apresentada em termos da aceleração da gravidade ($g = 9.81 \text{ m/s}^2$) para estar em conformidade com os resultados analíticos de (ERTURK; INMAN, 2009). Observa-se na Figura 15 que as amplitudes de tensão elétrica aumentam monotonicamente com o aumento da resistência elétrica para todas as frequências de excitação aqui analisadas. Neste caso, pode se verificar com o aumento da resistência elétrica o pico de ressonância (modo fundamental) desloca-se da frequência de ressonância (45,6 Hz) de curto circuito para a frequência de ressonância (48,4 Hz) de circuito aberto. As FRFs de tensão elétrica obtidas a partir do circuito equivalente apresentam boa concordância com os resultados analíticos da literatura.

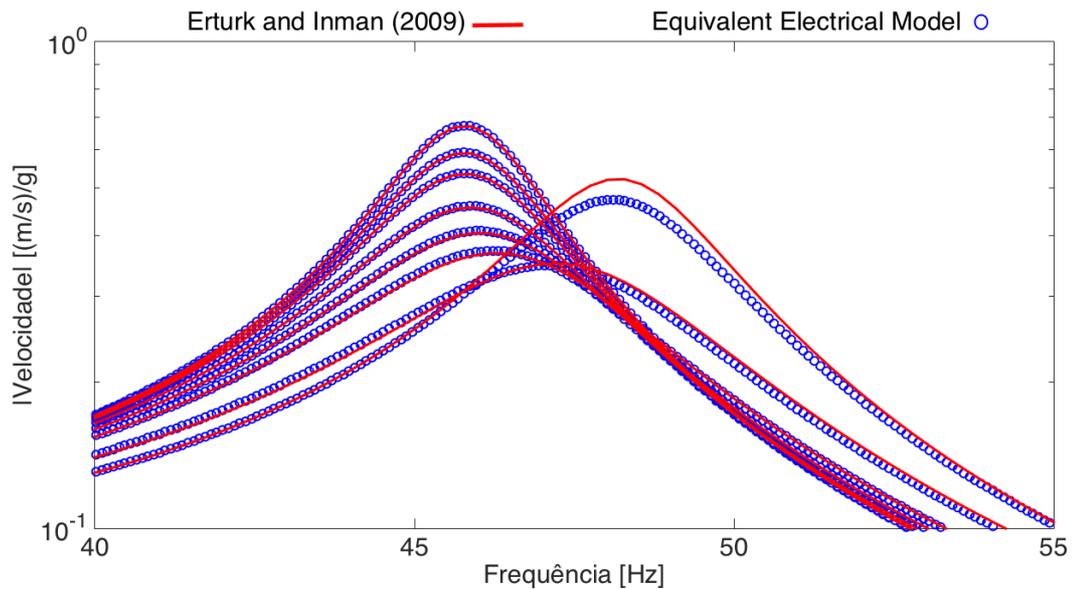
Figura 15 - FRFs de tensão elétrica do modelo piezelétrico bimorph em série conectado a um circuito elétrico resistivo.



A FRFs de vibração mecânica da Figura 16 são aqui definidas como a razão da amplitude da velocidade do movimento relativo da extremidade livre da viga pela aceleração gravitacional (g), utilizando a expressão $[-j\dot{w} / (1 + w_{rel}(L, t) / Y_0)]$ na equação (6.4). A máxima amplitude de vibração mecânica ocorre na faixa de frequência de ressonância (45,6 Hz) de curto circuito e diminui com o aumento da resistência elétrica até $R_l = 100 \text{ K}\Omega$ (onde apresenta o seu valor mínimo), devido ao efeito *shunt damping* resistivo. A amplitude volta a aumentar com o aumento da carga resistiva acima $R_l = 100 \text{ K}\Omega$ até $R_l = 470 \text{ K}\Omega$, oscilando na

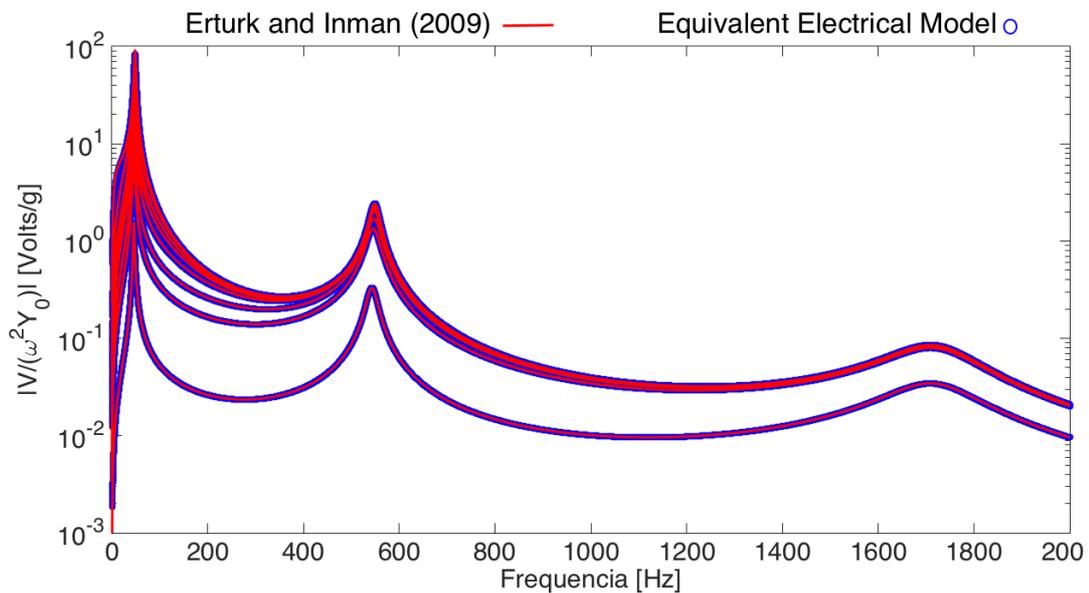
frequência de ressonância de circuito aberto. Como observado na Figura 16, as FRFs mecânicas obtidas a partir do modelo equivalente elétrico representam com sucesso as FRFs obtidas analiticamente.

Figura 16 - FRFs de vibração mecânica do modelo piezolétrico *bimorph* em série conectado a um circuito elétrico resistivo



Com o intuito de também verificar o modelo equivalente elétrico quando mais modos são considerados, o modelo equivalente elétrico foi modificado para o caso da viga *bimorph* e três modos de vibrar. As FRFs de tensão elétrica obtidas a partir do modelo equivalente elétrico e analiticamente por (ERTURK; INMAN, 2009) são apresentadas na Figura 17. Como se observa, o modelo equivalente elétrico prevê adequadamente os resultados analíticos para todos os modos considerados.

Figura 17 - FRFs de tensão do modelo piezelétrico *bimorph* em série conectado a um circuito elétrico resistivo quando três modos de vibrar são considerados.



Os resultados apresentados ao longo desta seção mostram que o modelo equivalente elétrico é capaz de prever com sucesso o comportamento eletroelástico de uma gerador piezelétrico de energia, no caso um viga *bimorph* em série com um resistor considerado no domínio elétrico do problema.

6.2 Resultados Numéricos e Experimentais para o Controlador Ativo Autoalimentado

Nesta seção, os resultados numéricos obtidos a partir da combinação do modelo equivalente elétrico da seção típica eletromecanicamente acoplada e sua combinação com o circuito de controle ativo autoalimentado (Capítulo 5) são apresentados. Os resultados numéricos são também experimentalmente verificados a partir de resultados obtidos em túnel de vento. Assim, inicialmente o modelo experimental é apresentado assim como a identificação de seus parâmetros. Posteriormente, os resultados numéricos serão confrontados com os resultados experimentais para as condições de malha aberta e malha fechada. Após a verificação numérica-experimental, alterações são discutidas com o intuito de melhorar o desempenho de controle.

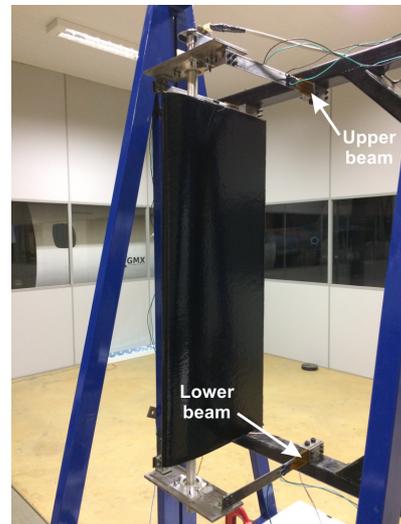
6.2.1 Modelo Experimental em Túnel de Vento

A Figura 18a apresenta o túnel de vento soprador utilizado neste trabalho. Ele possui um bocal de saída com uma seção de 0,5 x 0,5 m e velocidade máxima de escoamento de 26 m/s. O sistema aeroelástico experimental utilizado nos ensaios experimentais é apresentado nas Figura 18 e Figura 19. Ele é constituído por um aerofólio rígido conectado a elementos elásticos que permitem oscilações em dois graus de liberdade: deslocamento linear e deslocamento angular. Um eixo de alumínio passa pelo ponto de $\frac{1}{4}$ da corda do aerofólio. Esse eixo é vinculado a duas placas de aço em cada uma de suas extremidades através de um sistema de rolamentos e flanges. Em cada uma dessas placas (uma superior e outra inferior), estão engastadas duas vigas de aço mola. A outras extremidades dessas quatro vigas estão engastadas em um sistema inercial. Assim, esse conjunto de vigas conferem a rigidez ao GDL de deslocamento linear. A foto da Figura 20b mostra um par de vigas vinculadas a placa inferior. A rigidez do GDL de rotação é obtida com um fio mola. Este fio atravessa o eixo a $\frac{1}{4}$ da corda e é apoiado em cantoneiras instaladas na placa superior como mostrado na Figura 19.

Figura 18 - Visão geral do sistema experimental (a) Túnel de Vento (b) Seção Típica

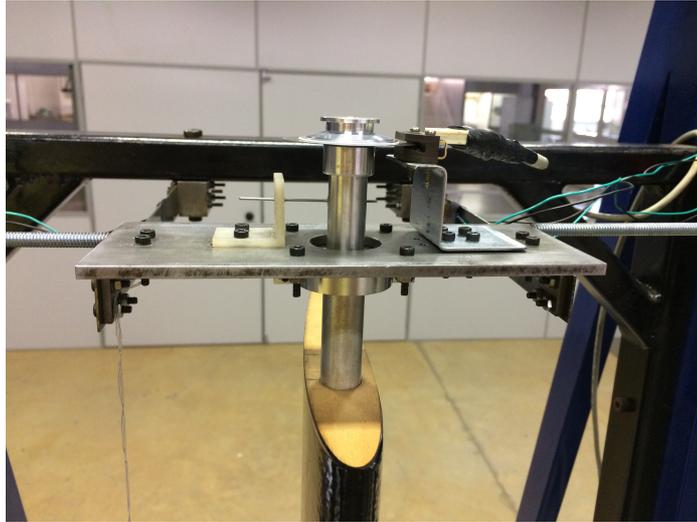


(a)



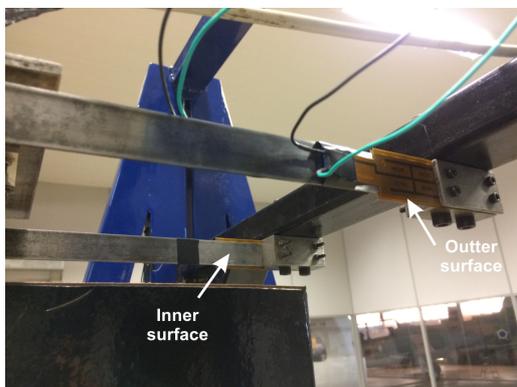
(b)

Figura 19 - Cantoneira com fio de aço mola de 1,2 mm de diâmetro

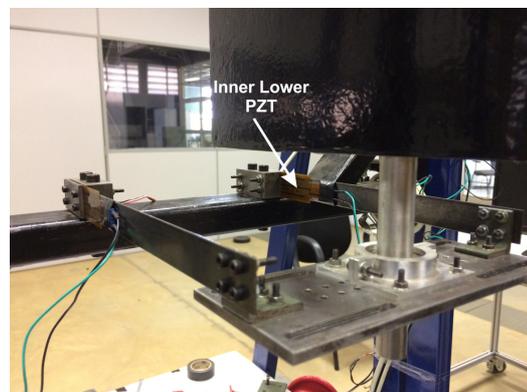


O acoplamento eletromecânico (θ) é inserido no sistema através da fixação de seis cerâmicas piezelétricas (QP-10N – *Mide Technology Corp.*) de forma simétrica no sistema experimental. Ou seja, um material piezelétrico colado em uma viga superior e outro na viga inferior formando um par de piezocerâmicas ligadas em paralelo entre si (Figura 20). As cerâmicas piezelétricas são coladas na região da raiz (região engastada na referência fixa) de cada viga, de forma que as mesmas também fiquem engastadas, maximizando a deformação e garantindo uma maior conversão de energia. Na presente configuração, três pares desses elementos piezocerâmicos foram utilizados e tiveram seus terminais ligados ao circuito controlador autoalimentado do Capítulo 5. Cada conjunto foi utilizado para cumprir uma função específica: um par como coletor de energia, um como sensor e outro como atuador.

Figura 20 - Visão detalhada da fixação da piezocerâmica na Seção Típica (a) Superior (b) Inferior



(a)



(b)

Para as aquisições dos dados experimentais, utilizou-se um sistema dSPACE® DS1104. A coleta dos dados de deslocamento linear (h) foram feitas utilizando-se de um *strain gage* colado em uma das vigas de aço do GDL de deslocamento linear, e calibrado para fornecer o deslocamento. Uma configuração de ¼ de ponte foi utilizado em um sistema HBM MGC Plus®. O deslocamento angular do sistema foi medido por meio de um *encoder* modelo HEDS-9000-T00, instalado no eixo da asa, como pode ser observado na Figura 19. A velocidade do escoamento de ar no túnel de vento foi medida através de um micromanômetro modelo DP-Calc 8705.

6.2.1.1 Identificação dos parâmetros da seção típica

Um conjunto de parâmetros aerolásticos e eletromecânicos são necessários para a realização das simulações. Todos os parâmetros aeroelásticos foram determinados experimentalmente. Os parâmetros eletromecânicos, capacitância equivalente e acoplamento eletromecânico, foram determinados com o modelo analítico de (ERTURK; INMAN, 2009).

Os coeficientes de amortecimento dos GDLs de *plunge* e *pitch* foram determinados a partir do método de decremento logarítmico, que calcula o fator de amortecimento a partir da resposta livre de cada um dos GDLs. Segundo Craig (1981) o fator de amortecimento ζ (para valores de $\zeta < 0,2$) pode ser aproximado como,

$$\zeta = \frac{1}{2\pi} \ln\left(\frac{A_1}{A_2}\right) \quad (6.6)$$

onde A_1 é o valor de uma amplitude qualquer da um ciclo de oscilação da resposta livre e A_2 é o valor da amplitude do ciclo subsequente. O fator de amortecimento também pode ser escrito da forma (Craig, 1981),

$$\zeta = \frac{d}{d_{crit}} \quad (6.7)$$

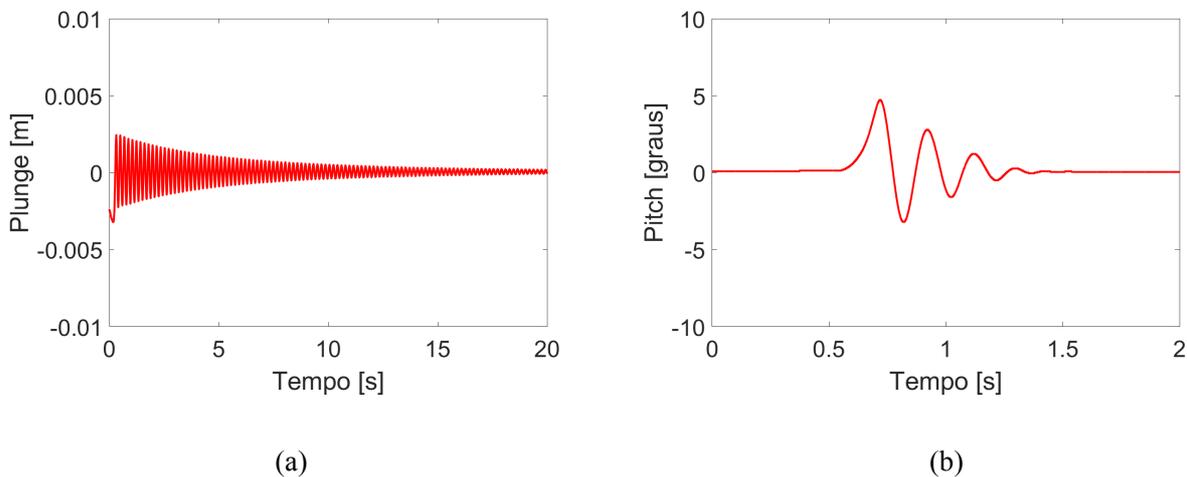
onde d é o coeficiente de amortecimento do GDL e d_{crit} é o coeficiente de amortecimento crítico, que é descrito como,

$$d_{crit} = 2m\omega_n = 2\sqrt{km} \quad (6.8)$$

onde ω_n é a frequência natural e k o coeficiente de rigidez do GDL.

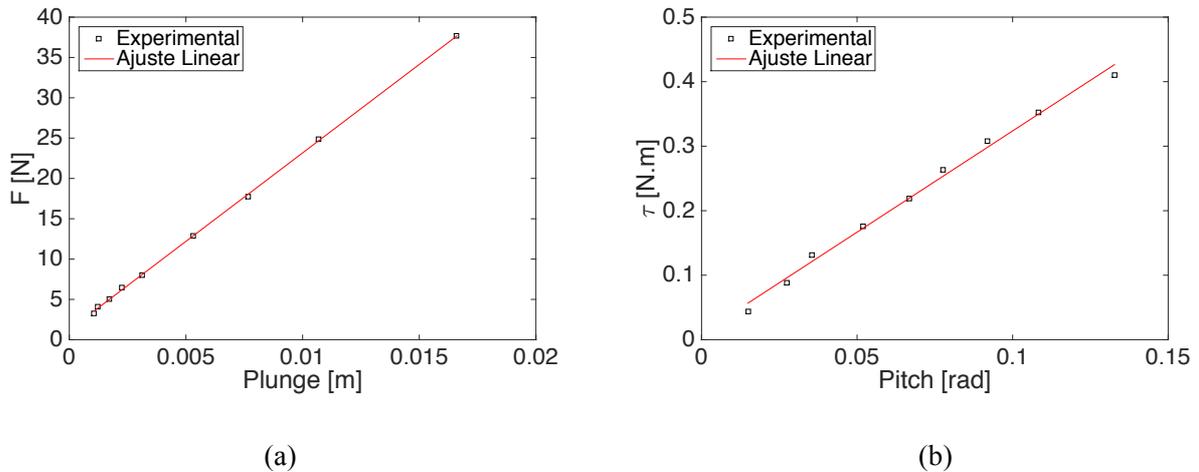
Os deslocamentos livres medidos experimentalmente são apresentados na Figura 21. Para a medição da resposta de um GDL, o outro GDL do sistema foi travado mecanicamente. Assim, já que a seção típica é um sistema inercialmente acoplado, garantia-se a medição de informação exclusivamente do GDL de interesse. Aplicando a equação (6.6) foram calculados o fator de amortecimento de *plunge* $\xi_n = 0,006$ e o fator de amortecimento de *pitch* $\xi_\alpha = 0,13$.

Figura 21 - Deslocamento Livre (a) *Plunge* e (b) *Pitch*



A rigidez de cada um dos GDLs também foi determinada experimentalmente. Para isso, novamente um GDL do sistema foi mecanicamente travado enquanto o outro GDL foi carregado com massas conhecidas. Uma roldana e fio de nylon (de massa desprezível) foram instalados no GDL de interesse e a cada massa adicionada uma nova posição de equilíbrio estático Δx_e do sistema foi medida. A partir da inclinação da curva experimental $F \times \Delta x$ foi calculado valor da constante k . A Figura 22a mostra a relação de força aplicada por deslocamento estático para o GDL de *plunge* enquanto a Figura 22b mostra a relação entre torque e deslocamento angular para o GDL de *pitch*. Além de fornecer a rigidez de cada GDL, observa-se na Figura 22, para pequenos deslocamentos, o comportamento linear elástico do sistema.

Figura 22 - Curvas de força (a) *Plunge* e momento (b) *Pitch* em relação ao deslocamento de cada GDL.



As propriedades mecânicas e eletromecânicas do sistema experimental são apresentadas na Tabela 3. Além das propriedades de amortecimento e de rigidez anteriormente discutidas, a Tabela inclui propriedades inerciais do sistema. Neste ponto, é relevante esclarecer a diferença entre o sistema experimental e uma seção típica teórica. A literatura clássica e aeroelasticidade (DOWELL, 1995), (BISPLINGHOFF et al., 1996) mostra que no desenvolvimento do equacionamento de uma seção típica assume-se, entre outras hipóteses, que os elementos mola que conferem rigidez a cada GDL do sistema são puros. Ou seja, as molas do sistema conferem somente rigidez ao sistema, não possuindo massa ou mesmo amortecimento. Na prática, dependendo da forma construtiva de uma seção típica os elementos elásticos podem adicionar massa significativa ao modelo. Por exemplo, as placas superior e inferior que conectam as quatro vigas elásticas de *plunge* ao eixo da asa rígida (Figura 18b, Figura 19 ou Figura 20b) adicionam massa significativa ao GDL, diferentemente do esperado teoricamente. Assim, o termo de massa na Equação (3.11) é a soma da massa da asa rígida e seus eixos mais a massa das fixações das vigas, ou seja, a massa que translada. Por outro lado, o fio mola que confere rigidez em *pitch* não adiciona efeitos significativos. As massas que contribuem somente para translação e somente para translação são, portanto, apresentadas na Tabela 3. Elas foram determinadas pesando os elementos individualmente. Por outro lado, a inércia rotativa foi determinada a partir do movimento pendular da asa rígida em torno do seu eixo a $\frac{1}{4}$ da corda e do equacionamento de um pêndulo livre. A posição do centro de massa foi encontrada buscando-se o ponto de equilíbrio da asa mais eixos ao longo da corda. Um fio foi testado em diferentes posições da corda da asa até se encontrar o ponto de equilíbrio.

Tabela 3 - Parâmetros da seção típica de 2-GDL

Parâmetro	Valor	Unidade	Descrição
b	0,125	m	Comprimento da semi-corda
l	0,50	m	Envergadura da asa
x_α	0,2064	-	Distância entre o eixo elástico e o centro de massa
m	0,789	kg	Massa de rotação
m_f	1,091	kg	Massa de translação
I_p	0,003	kg.m ²	Momento de inércia
k_α	3,13	N.m	Rigidez de <i>pitch</i>
k_h	2193	N/m	Rigidez de <i>plunge</i>
ξ_α	0,13	-	Razão de amortecimento de <i>pitch</i>
ξ_h	0.006	-	Razão de amortecimento de <i>plunge</i>
ω_α	32,30	rad/s	Freq. natural de <i>pitch</i>
ω_h	34,15	rad/s	Freq. natural de <i>plunge</i>
θ_n	$1,48 \times 10^{-3}$	N/V	Acoplamento eletromecânico
C_{pn}^{eq}	110	nF	Capacitância equivalente do Atuador/sensor/coletor

$n = 1,2,3$

Os valores e especificações dos elementos do circuito controlador autoalimentado são mostrados na Tabela 4.

6.3 Resultados Numéricos e Experimentais com o Controlador Ativo Autoalimentado

Nesta seção, são apresentados e discutidos os casos experimentais de controle de *flutter* utilizando o circuito controlador autoalimentado ativo. Inicialmente, para se ter um caso de referência, as piezocerâmicas instaladas na seção típica foram consideradas na condição de curto circuito, ou seja, foram conectadas a um resistor de baixa resistência ($R_l = 100\Omega$). Em tal condição (curto circuito ou malha aberta) pôde se determinar a velocidade de *flutter* de curto circuito do sistema. Para isso, uma condição inicial em *plunge* (h_0) foi aplicada e a resposta do

sistema medida sob uma certa velocidade de escoamento. Diferentes velocidades de escoamento foram testadas. Para cada uma, a resposta livre do sistema foi medida e, caso o sistema estivesse estável uma velocidade mais alta era testada. Esse processo foi repetido até o momento em que oscilações autossustentadas foram observadas, e assim estimou-se a velocidade de *flutter* linear do sistema em curto circuito em 12,5 m/s. Posteriormente, com as piezocerâmicas em circuito aberto, determinou-se com um procedimento similar ao caso de curto circuito a velocidade de *flutter* de circuito aberto, medida em 12,8 m/s. A diferença entre a velocidade de *flutter* em curto circuito e circuito aberto se dá devido a dependência de propriedades mecânicas do material piezelétrico em relação às condições de contorno elétricas. Já que as piezocerâmicas são mais rígidas em circuito aberto, a velocidade de *flutter* do sistema sob tal condição é ligeiramente maior que em curto circuito.

O processo de determinação da velocidade de *flutter* para o caso numérico com o modelo equivalente elétrico é similar ao caso experimental, onde um deslocamento inicial (h_0) é considerado no GDL de *plunge*. Numericamente esse processo é feito aplicando uma tensão inicial $v_{ci} = h_0/C_1$ no capacitor relativo a rigidez em *plunge* na Figura 3. O modelo numérico estima a velocidade de *flutter* em 12,47 m/s na condição de curto circuito, que mostra uma boa concordância com o modelo experimental, que apresentou velocidade de *flutter* 12,5 m/s na mesma condição elétrica. Na Figura 23 é mostrado a comparação dos deslocamentos numérico de *plunge* e de *pitch* versus deslocamentos do modelo experimental. A Figura 24 mostra a análise de frequência da resposta de deslocamento de *plunge*, onde é possível observar que a frequência em *flutter* para o caso numérico foi de 5,58 Hz, enquanto que para o caso experimental foi de 5.85 Hz.

Figura 23 - Deslocamentos numérico versus experimental na velocidade de *flutter* em curto circuito: (a) *plunge* e (b) *pitch*

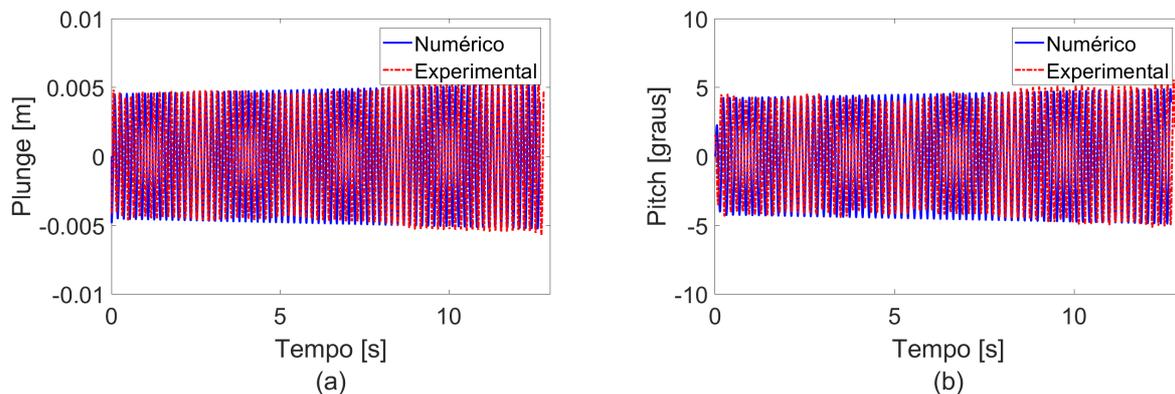
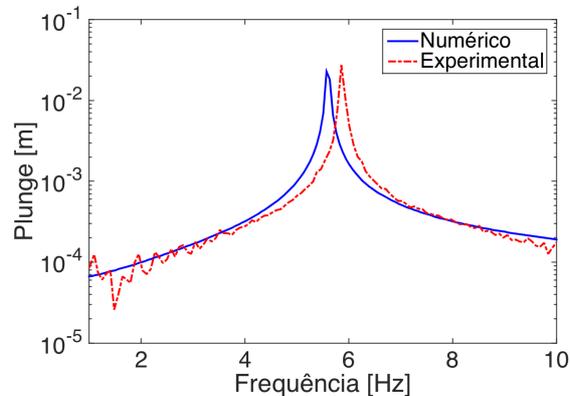


Figura 24 - Comparação da análise de frequência dos deslocamentos de *plunge* numérico e experimental na velocidade de *flutter*



A Figura 25 mostra os deslocamentos de *plunge* e *pitch* na velocidade de *flutter* com as piezocerâmicas na condição de circuito aberto ($R_l = 1M\Omega$). Neste caso, o modelo estimou uma velocidade de *flutter* de 12,81 m/s, enquanto o modelo experimental a velocidade estimada foi de 12,8 m/s. Como o sistema apresenta um acoplamento eletromecânico fraco, as frequências em circuito aberto, tanto para o caso numérico quanto para o experimental, permanecem praticamente inalteradas, e portanto mantendo-se a mesma diferença observada nas respostas do sistema em curto. As respostas elétricas em circuito aberto de cada par de piezocerâmicas são apresentadas da Figura 26. Apesar de se tratar do caso de circuito aberto, as respostas elétricas mostradas na Figura 26 são nomeadas de acordo com sua função no circuito controlador ativo autoalimentado, para facilitar a identificação. Os resultados mostram que, assim como na condição de curto circuito, na condição de circuito aberto o modelo também apresenta uma boa concordância com os resultados experimentais, apesar de uma pequena discrepância nos valores da amplitude de tensão elétrica para alguns pares de piezocerâmicas. Essa discrepância pode ser explicada por erros no processo de colagem dos piezocerâmicos, resultando em dimensões ligeiramente diferentes, o que resulta em capacitâncias e acoplamentos também ligeiramente diferentes. Contudo, a boa representação do modelo numérico foi um bom indicativo de que com o LTSPICE, seria possível simular o sistema quando domínios elétricos mais complexos fossem considerados.

Figura 25 - Deslocamentos numérico versus experimental na velocidade de *flutter* em circuito aberto: (a) *plunge* e (b) *pitch*

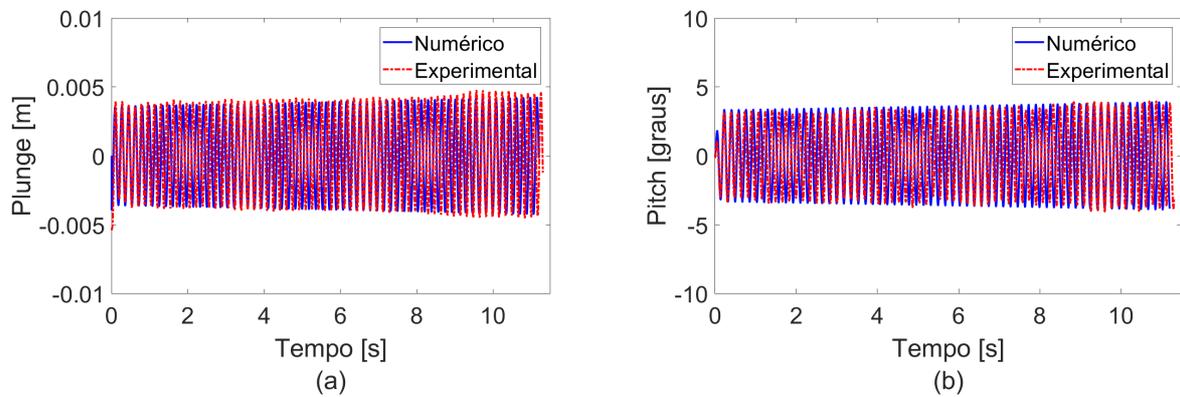
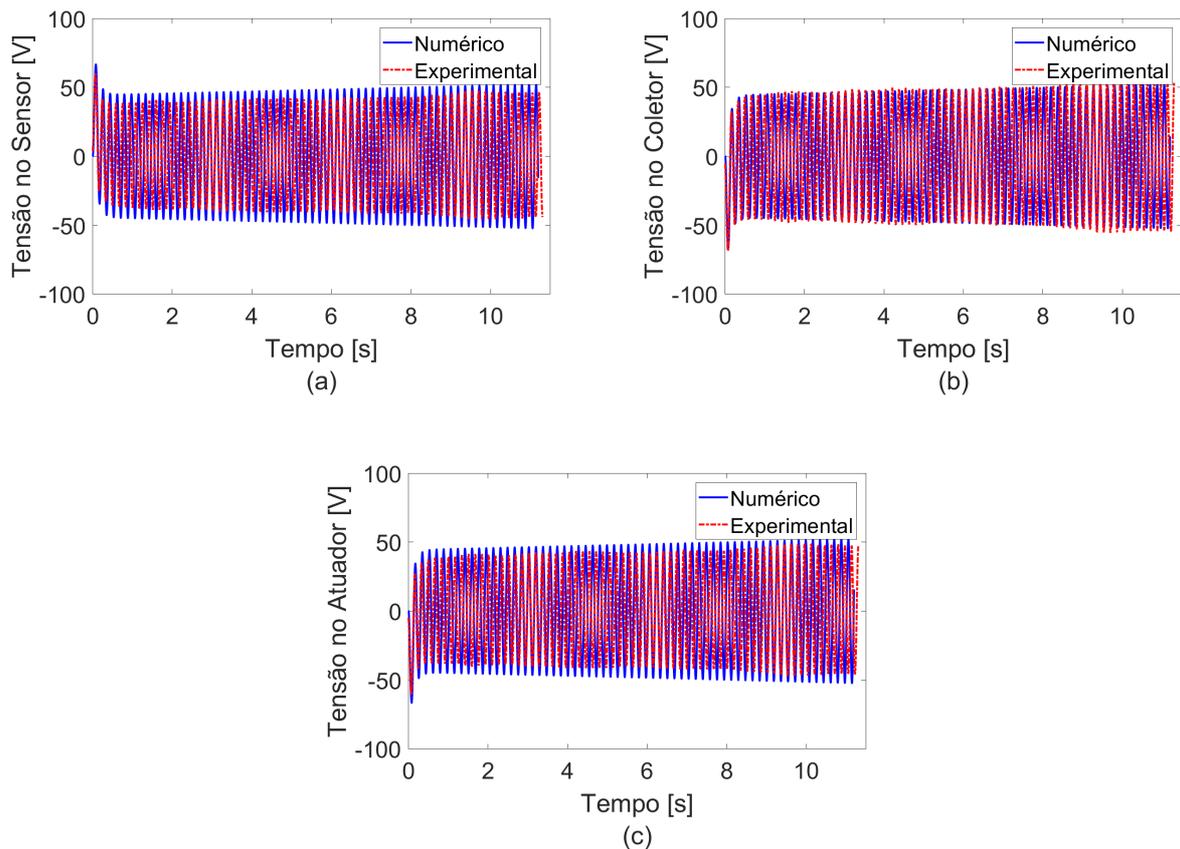


Figura 26 - Tensões elétricas numéricas versus experimentais na velocidade de *flutter* em circuito aberto: (a) tensão elétrica no sensor, (b) tensão elétrica no coletor e (c) tensão elétrica no atuador



Tendo avaliado com sucesso as previsões numéricas em curto circuito e circuito aberto (malha aberta) a partir de dados experimentais, os resultados numéricos em malha fechada passaram a ser estudados. Assim, tanto nas simulações com o circuito equivalente elétrico quanto nos experimentos em túnel de vento, as piezocerâmicas da seção típica foram

conectadas ao circuito controlador autoalimentado. Conhecidas todas as propriedades da seção típica (Tabela 3), pôde se calcular os ganhos de realimentação de controle, conforme discutido no Capítulo 5. Conhecidos os ganhos, através do equacionamento do circuito de controle também apresentado no Capítulo 5, foram calculados todos os componentes elétricos necessários para se obter os ganhos de realimentação. A Tabela 4 apresenta os valores utilizados no modelo equivalente elétrico e nos ensaios em túnel de vento. Para os ensaios experimentais, o circuito foi implementado em uma *proto-board* e as tensões elétricas de interesse aquisitadas com o sistema dSPACE.

Tabela 4 - Componentes eletrônicos do circuito controlador autoalimentado ativo

Componente	Valor
C_1, C_2	10 μF
C_{s1}, C_{s2}	1 μF
C_D	6,8 nF
D_{z1}, D_{z2}	BXZ55C5V6
$D1, D2$	BYW95c
Q_3, Q_6	MPSA42
Q_4, Q_5	MPSA92
R_{s1}, R_{s2}	100 $k\Omega$
R_1, R_2	10 $M\Omega$
R_0	2 $M\Omega$
R_{G1}	100 $k\Omega$
R_{G2}	100 $T\Omega$
OpAmp	TVL2211

A Figura 27 mostra os deslocamentos de *plunge* e *pitch* na velocidade de *flutter* de curto circuito (12,47 m/s) para a condição de malha fechada, quando o circuito controlador ativo autoalimentado é utilizado. Os sinais de tensão elétrica medidos no coletor e atuador são mostradas na Figura 28, e a vista ampliada na Figura 29 mostrando o comportamento discutido no capítulo 5. Verifica-se que as oscilações instáveis anteriormente observadas para a condição de curto circuito nesta mesma velocidade são substituídas por oscilações estáveis devido ao efeito do circuito controlador autoalimentado. Embora os resultados numéricos tenham boa concordância com os resultados experimentais, observa-se alguma discrepância no decaimento

dos sinais numéricos em relação aos sinais experimentais. Esse comportamento pode ser explicado pelo fato do modelo aerodinâmico ser obtido usando a função de Theodorsen, que é baseado na hipótese de movimentos harmônicos e sendo, portanto, mais preciso sob tal condição (conforme observado, por exemplo, nas respostas do sistema em malha aberta nas velocidades de *flutter* de curto circuito e circuito aberto).

Figura 27 - Deslocamentos numérico versus experimental na velocidade de *flutter* em curto circuito, com o controlador ativo autoalimentado: (a) *plunge* e (b) *pitch*

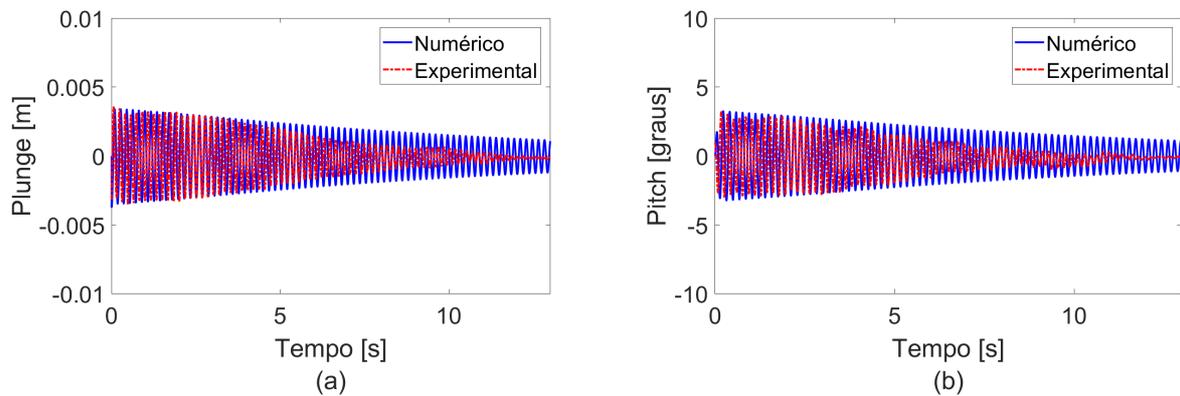


Figura 28 - Tensões elétricas do circuito controlador ativo autoalimentado na velocidade de *flutter* de curto circuito: (a) tensão elétrica do coletor e (b) tensão elétrica de controle (v_c)

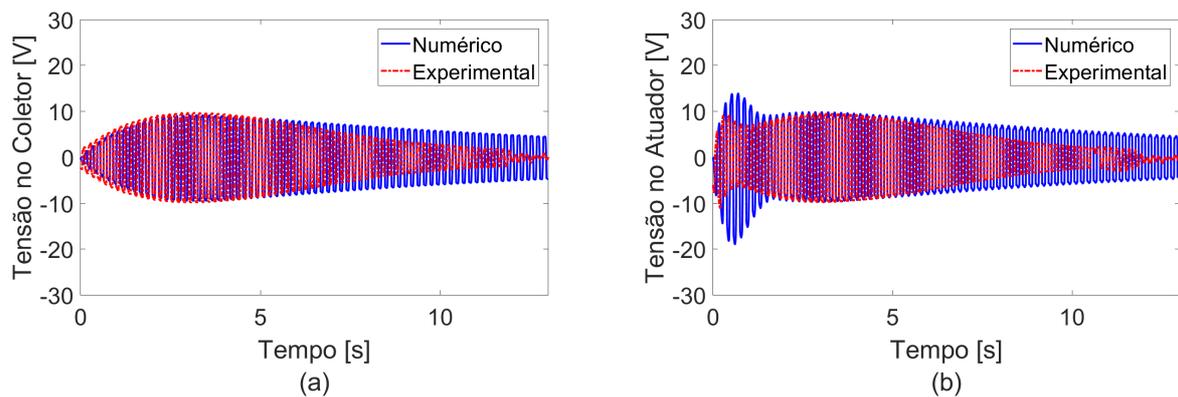
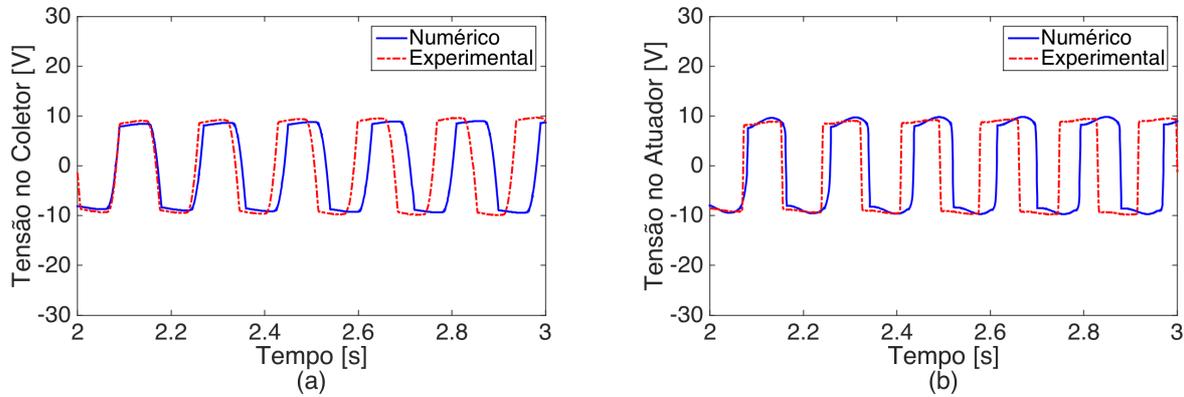


Figura 29 - Visão detalhada das tensões elétricas do circuito controlador: (a) tensão elétrica do coletor e (b) tensão elétrica de controle (v_c)



Ainda na condição de malha fechada, a estabilidade do sistema foi testada para velocidades mais altas. A Figura 30 e a Figura 31 apresentam os deslocamentos em *pitch* e *plunge* e também tensões elétricas, numéricas e experimentais, para a velocidade de 12.8 m/s. Observa-se que a seção típica apresenta oscilações marginalmente estáveis em tal velocidade, sendo caracterizada como a velocidade de limite de estabilidade em malha fechada. Os resultados mostraram que o modelo equivalente elétrico prevê adequadamente o comportamento experimental. É evidente também que o sistema ativo autoalimentado, apesar de estabilizar o sistema na velocidade de *flutter* de curto circuito, não foi capaz de alterar significativamente a fronteira do pós *flutter* da seção típica. Tal fato ocorre devido a potência limitada de atuação do sistema ativo autoalimentado. É importante lembrar que toda a energia de atuação é proveniente da energia colhida no próprio sistema, o que restringe a energia disponível para atuação. Apesar de tal restrição, os resultados obtidos mostram que o sistema alimentado pode ser considerado uma alternativa de controle para casos com restrição de fontes externas de energia. Os resultados até aqui apresentados nesta seção, mostram também que o modelo equivalente elétrico é capaz de prever adequadamente o comportamento aeroelástico da seção típica tanto em malha aberta quanto em malha fechada.

Figura 30 - Deslocamentos numérico versus experimental pós *flutter*, com o controlador ativo autoalimentado: (a) *plunge* e (b) *pitch*

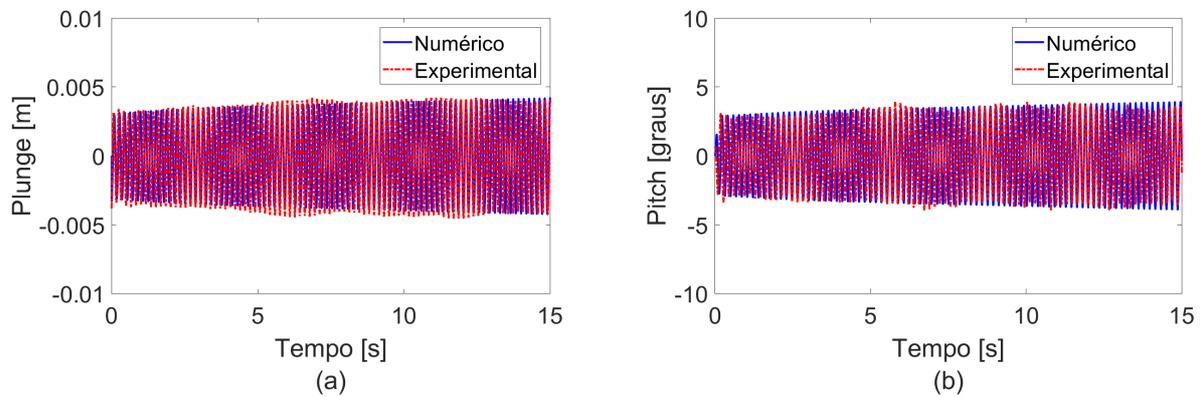
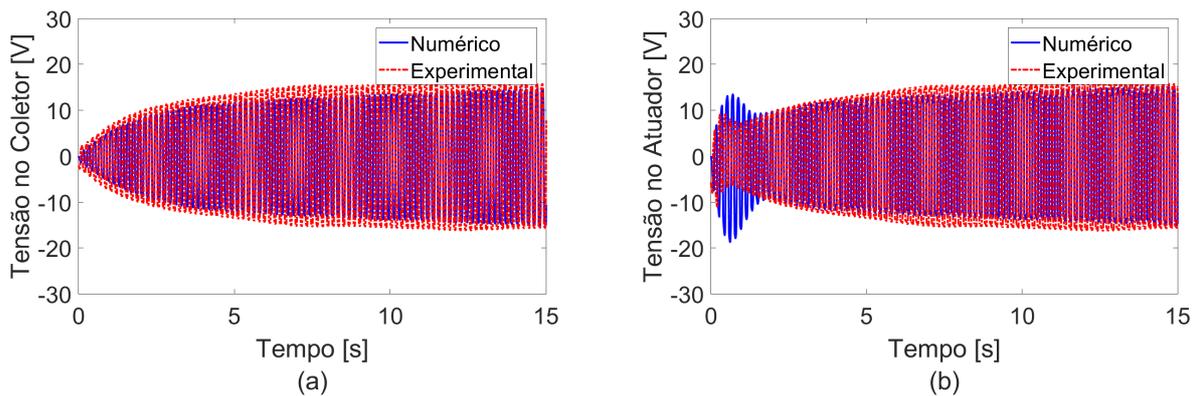


Figura 31 - Tensões elétricas do circuito controlador ativo autoalimentado no pós *flutter*: (a) tensão elétrica do coletor e (b) tensão elétrica de controle (v_c)



6.4 Resultados Numéricos com o Controlador Ativo Autoalimentado com piezocerâmicas adicionais para coleta de energia

Após a verificação experimental e numérica com do modelo elétrico equivalente na seção anterior, nesta seção busca-se a investigação para melhorar o desempenho do controlador ativo autoalimentado. Conforme anteriormente discutido, a potência elétrica para atuação é um fator limitador do desempenho do circuito autoalimentado para controle ativo de vibrações. Com o respaldo da boa concordância do resultados do modelo numérico com o experimental, optou-se por adicionar, numericamente, um novo par de piezocerâmicas ao GDL de *plunge* da seção típica para a coleta de energia, juntamente com o par existente (conforme descrição no início deste Capítulo). A inclusão de mais um par de piezocerâmicas modifica a rigidez do

GDL de *plunge* para $k_h = 2257$ N/m, enquanto o incremento no fator de amortecimento da seção típica foi assumido como desprezível.

Primeiramente, foi feito um estudo de caso para a comparação das potências elétricas envolvidas no controlador autoalimentado com um par de piezocerâmicas e com dois pares para a coleta de energia. Para garantir os mesmos deslocamentos mecânicos no ensaio numérico a seção típica foi submetida a uma excitação senoidal em *plunge* e sem escoamento (velocidade de escoamento aproximadamente 0 m/s), como mostra a Figura 32.

Como esperado, com a adição de um par a mais de piezocerâmica observa-se um aumento na tensão coletada (Figura 33) e como consequência aumenta-se a energia elétrica disponível para a tensão de controle (v_c) aplicada na piezocerâmica atuadora (Figura 34).

Figura 32 - Deslocamentos sem escoamento e um excitação em *plunge*, com o circuito controlador ativo autoalimentado: (a) *plunge* e (b) *pitch*

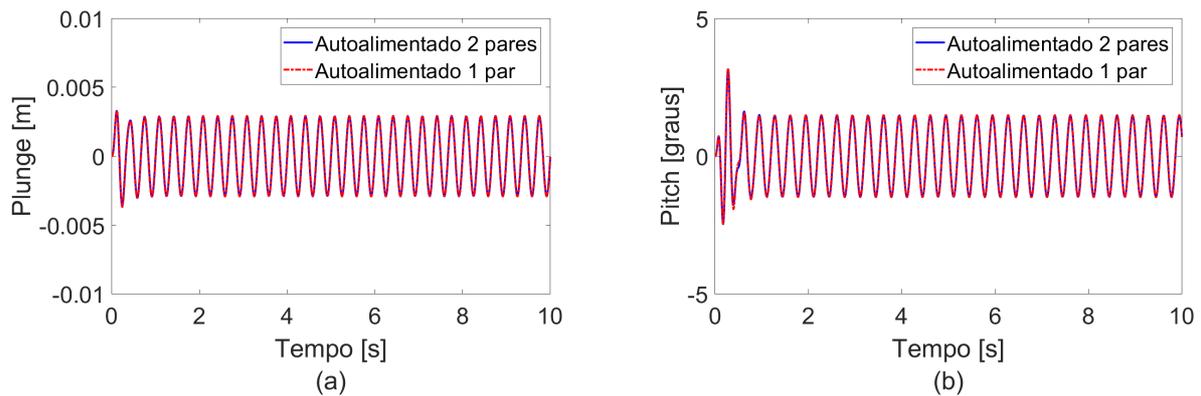


Figura 33 – Saída elétrica na piezocerâmica coletora sem escoamento com o circuito controlador ativo autoalimentado: (a) Tensão elétrica no coletor e (b) Visão detalhada da tensão elétrica no coletor

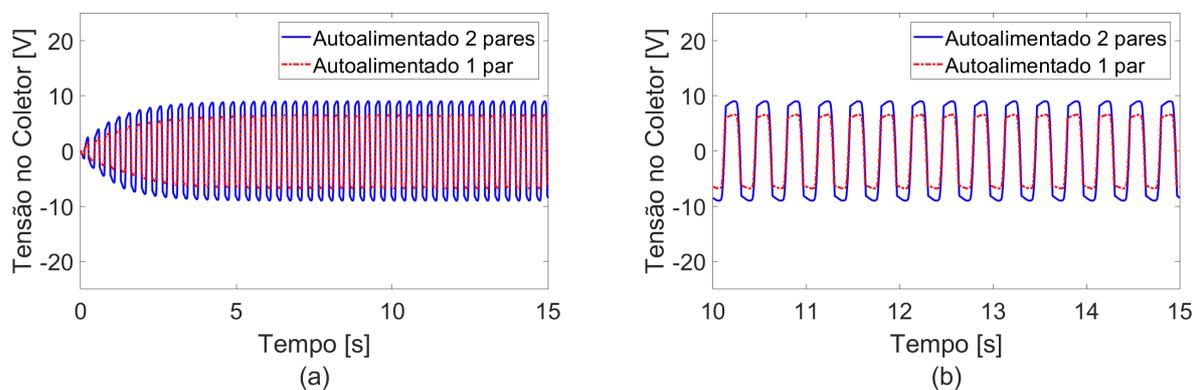
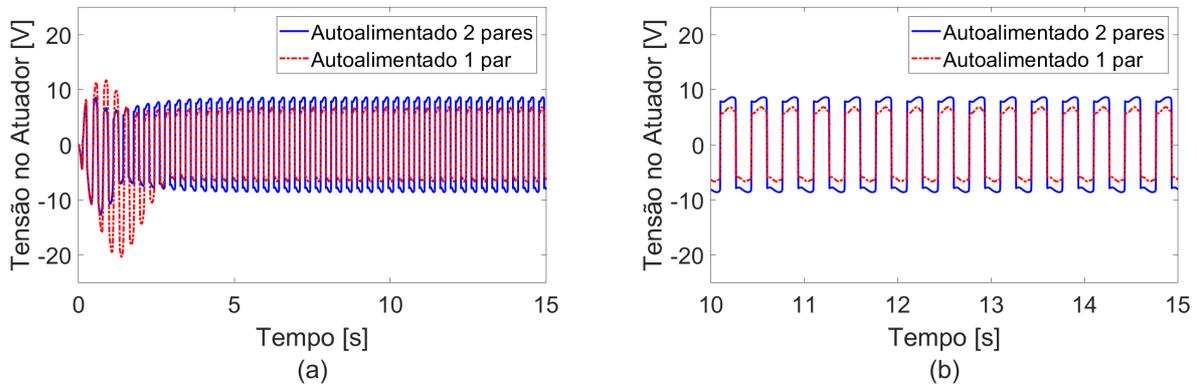


Figura 34 - Tensão elétrica na piezocerâmica atuadora sem escoamento com o circuito controlador ativo autoalimentado: (a) Tensão elétrica no atuador e (b) Visão detalhada da tensão elétrica no atuador



Para estimar as potências e compará-las para o dois casos, colocou-se uma pequena resistência de $R_l = 100\Omega$ na entrada do circuito coletor e na saída do circuito controlador, de modo à estimar a potência elétrica fornecida ao circuito controlador e a potência elétrica de atuação sem alterar o funcionamento do circuito. Na Figura 35 podemos notar que a potência elétrica absorvida pelo circuito coletor com dois pares de piezocerâmicas foi aproximadamente três vezes maior comparada com a configuração com um par, nas condições de teste proposta. Essa proporção se mantém para a potência elétrica da tensão de controle, mostrada na Figura 36, sendo a potência elétrica com dois pares de piezocerâmicas foi três vezes maior em relação a configuração com apenas um par de piezocerâmicas.

Figura 35 - Potência elétrica fornecida ao circuito coletor do controlador autoalimentado, sem escoamento: (a) Potência elétrica absorvida e (b) Visão detalhada de um ciclo de potência

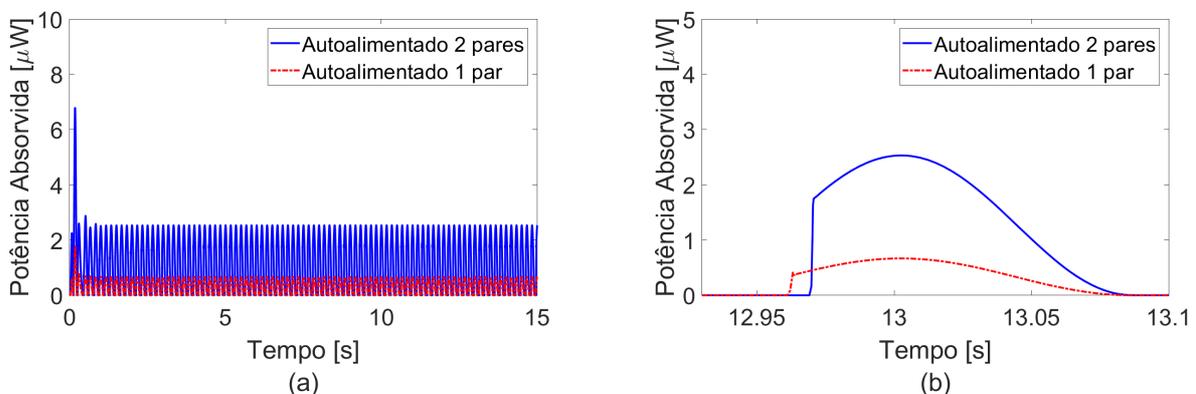
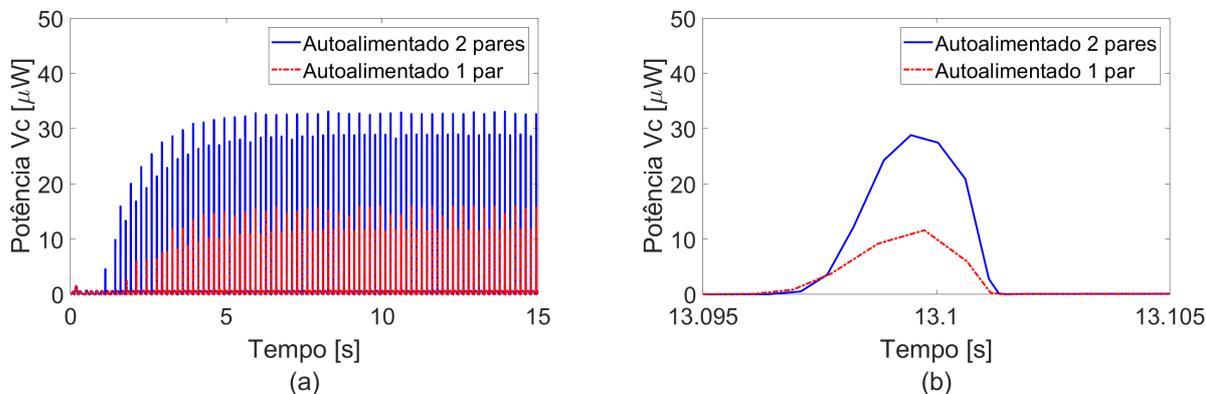
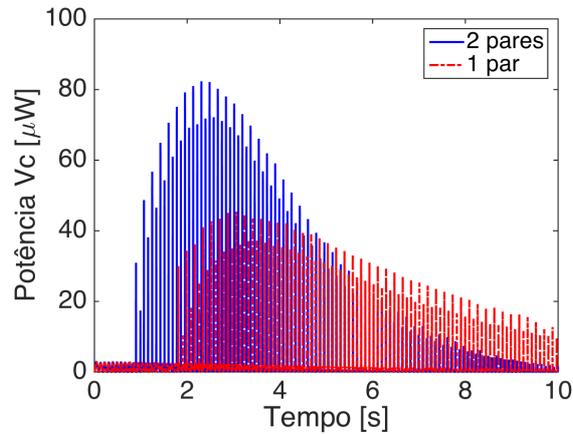


Figura 36 - Potência elétrica da aplicada no atuador, sem escoamento: (a) Potência elétrica de v_c e (b) Visão detalhada de um ciclo de potência



Sabendo-se que a configuração com dois pares de piezocerâmicas propicia maior energia disponível para controlador ativo autoalimentado, foi investigado seu comportamento no caso aeroelástico numérico. Primeiramente, submeteu-se as duas configurações da seção típica a uma velocidade de escoamento de 12,47 m/s, que é a velocidade de *flutter* da seção típica na condição de curto circuito. Notou-se outro fator importante para o desempenho do circuito controlador, que é o tempo do acionamento inicial do circuito. No circuito controlador autoalimentado a tensão elétrica de controle passa por um transiente antes de funcionar como esperado, devido ao fato do carregamento dos capacitores C_1 e C_2 (Figura 6a) obedecer a uma constante de tempo dependente apenas da capacitância e resistência. Apesar do carregamento dos capacitores ter uma constante de tempo fixa para os dois casos, o aumento da corrente devido à adição de um par de piezocerâmica garante uma potência elétrica adicional fornecida ao circuito coletor que acionou o circuito controlador cerca de um segundo mais rápido do que a configuração com apenas um par de piezocerâmica, como mostrado na Figura 37.

Figura 37 - Comparação de potência elétrica de v_c na velocidade de 12,47 m/s



A Figura 38 mostra os deslocamento de *plunge* e *pitch* na velocidade de 12,77 m/s usando o circuito controlador ativo autoalimentado com dois pares de piezocerâmicas para coleta de energia. Diferentemente do caso em que se utilizava apenas um par de piezocerâmicas para coleta de energia, onde o sistema em malha fechada era marginalmente estável em tal velocidade (Figura 30), a Figura 38 mostra que o sistema ativo e autoalimentado de controle foi capaz de suprimir as oscilações da seção típica. Nas Tensões elétricas mostradas na Figura 39, nota-se que a tensão de controle (v_c) aplicada na piezocerâmica atuadora foi ligeiramente maior, com amplitudes de deslocamento de *plunge* próximos da condição inicial comparada a tensão aplicada utilizando a configuração anterior, com apenas um par de piezocerâmicas (Figura 31).

Figura 38 - Deslocamentos na velocidade de 12,77 m/s com o circuito controlador ativo autoalimentado: (a) *plunge* e (b) *pitch*

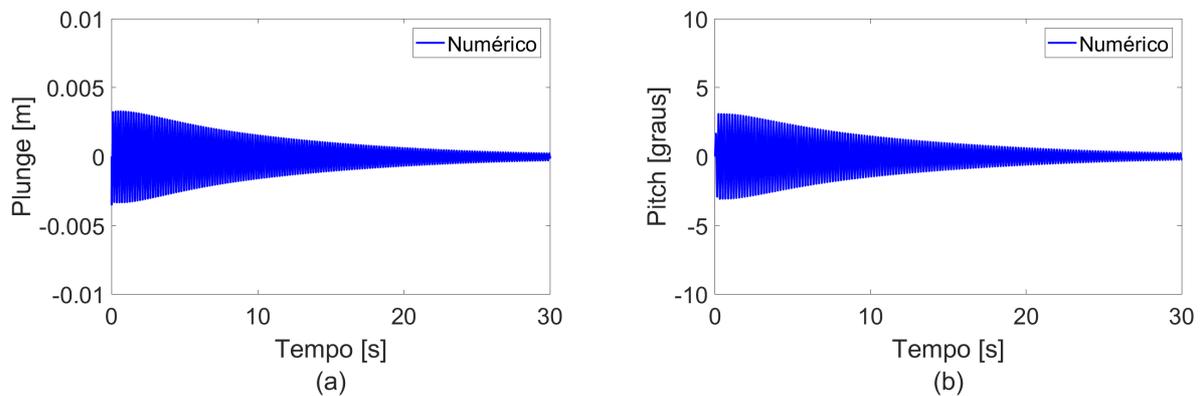
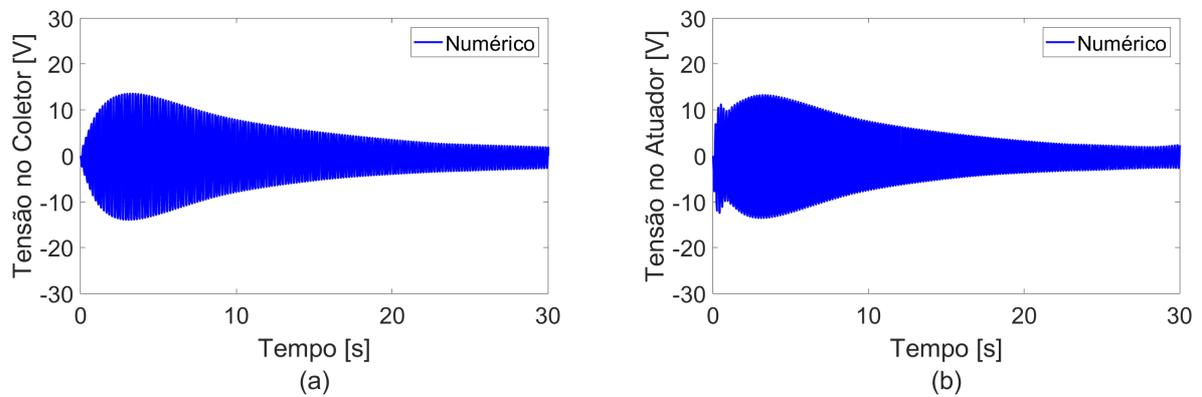


Figura 39 - Tensões elétricas do circuito controlador ativo autoalimentado na velocidade de 12,77 m/s: (a) tensão elétrica do coletor e (b) tensão elétrica de controle (v_c)



A nova configuração (com dois pares de piezocerâmicas para coleta de energia) foi testada em outras velocidades de escoamento. A Figura 40 apresenta os deslocamentos mecânicos da seção típica para a velocidade de escoamento de 13,10 m/s, enquanto que na Figura 41 são apresentadas as tensões elétricas. Os sinais mostram uma condição marginal de estabilidade e, portanto, assume-se a velocidade de 13,10 m/s como a velocidade limite de estabilidade em malha fechada da nova configuração.

Figura 40 - Deslocamentos na velocidade de 13,10 m/s com o circuito controlador ativo autoalimentado: (a) *plunge* e (b) *pitch*

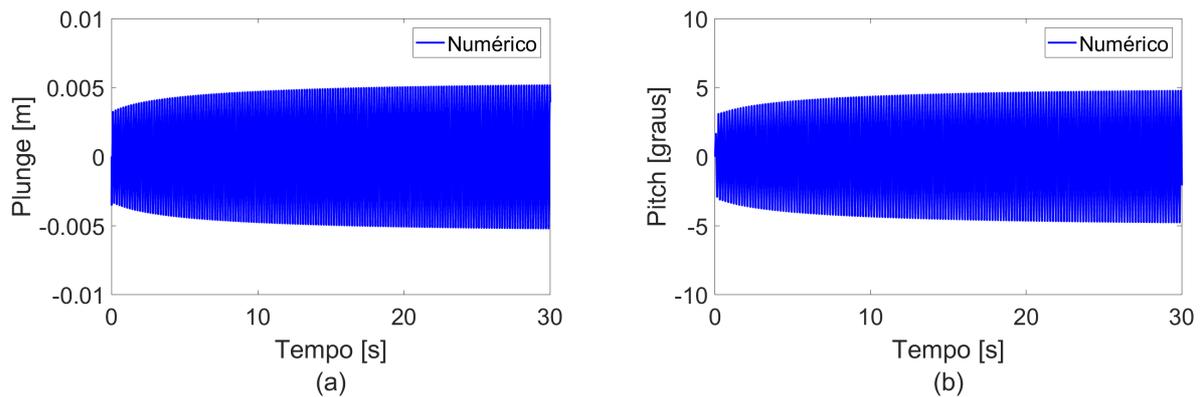
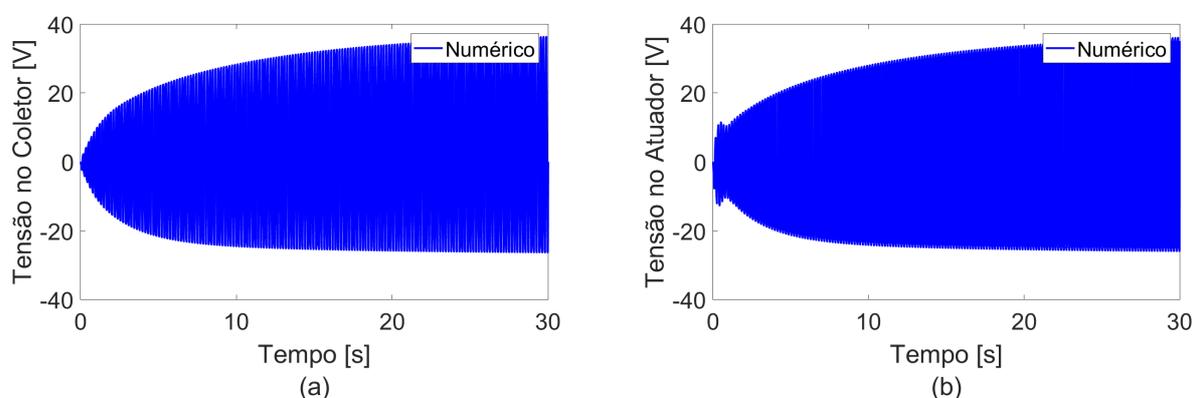


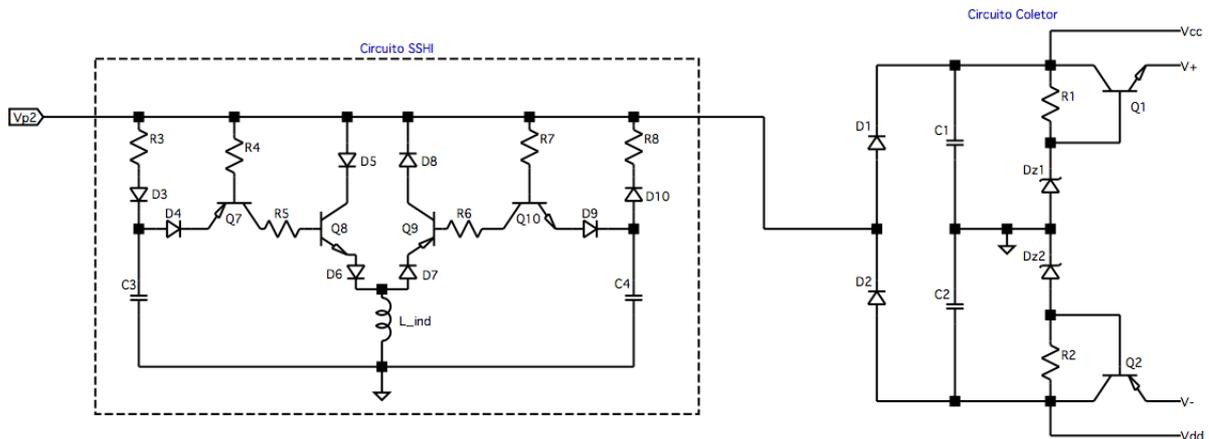
Figura 41 - Tensões elétricas do circuito controlador ativo autoalimentado na velocidade de 13,10 m/s: (a) tensão elétrica do coletor e (b) tensão elétrica de controle (v_c)



6.5 Resultados Numéricos com o Controlador Ativo Autoalimentado usando a técnica SSHI para coleta de energia

Os resultados apresentados na seção anterior evidenciam que aumentando-se a potência elétrica disponível para a atuação, o desempenho do controlador ativo autoalimentado pode ser melhorado. Sendo assim, nesta seção é investigada o uso da técnica SSHI (*Synchronized Switch Harvesting on Inductor*). Com a técnica SSHI a conversão de energia mecânica em elétrica pode ser melhorada e, conseqüentemente, há uma amplificação da tensão elétrica gerada. Deste modo, a potência fornecida pelo circuito gerador torna-se maior. Portanto, conectou-se aos dois pares de piezocerâmicas coletoras o circuito chaveador SSHI e posteriormente ligando-o ao circuito coletor, como mostrado na Figura 42. Lembrando que o circuito sensor e o atuador permanecem inalterados. Os componentes do circuito SSHI são apresentados na Tabela 5.

Figura 42 - Circuito Coletor com SSHI



Assim como na seção anterior, foi feito uma comparação das potências elétricas envolvidas no controlador autoalimentado com dois pares de piezocerâmica e com o circuito SSHI para a coleta de energia. Os mesmos deslocamentos mecânicos são garantidos aplicando uma excitação senoidal em *plunge* e sem escoamento, mostrado na Figura 43. Com o uso do circuito SSHI houve um pequeno aumento na tensão coletada (Figura 44) em relação a configuração com duas piezocerâmica. Deste modo propiciou-se uma maior tensão de controle aplicada na piezocerâmica atuadora (Figura 45).

Tabela 5 - Componentes eletrônicos do circuito SSHI

Componente	Valor
C_3, C_4	$8,2 \mu F$
R_3 à R_8	$1 k\Omega$
L_1	$10 H$
D_3 à D_{10}	BYW95c
Q_7, Q_9	MPSA92
Q_8, Q_{10}	MPSA42

Figura 43 - Deslocamentos sem escoamento e um excitação em *plunge*, com o circuito controlador ativo autoalimentado com SSHI: (a) *plunge* e (b) *pitch*

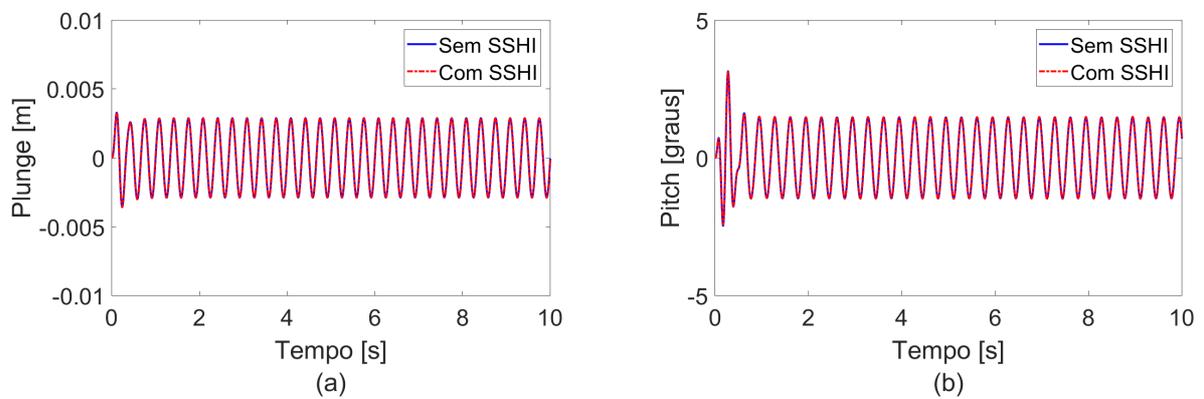


Figura 44 - Saída elétrica na piezocerâmica coletora sem escoamento com o circuito controlador ativo autoalimentado com SSHI: (a) Tensão elétrica no coletor e (b) Visão detalhada da tensão elétrica no coletor

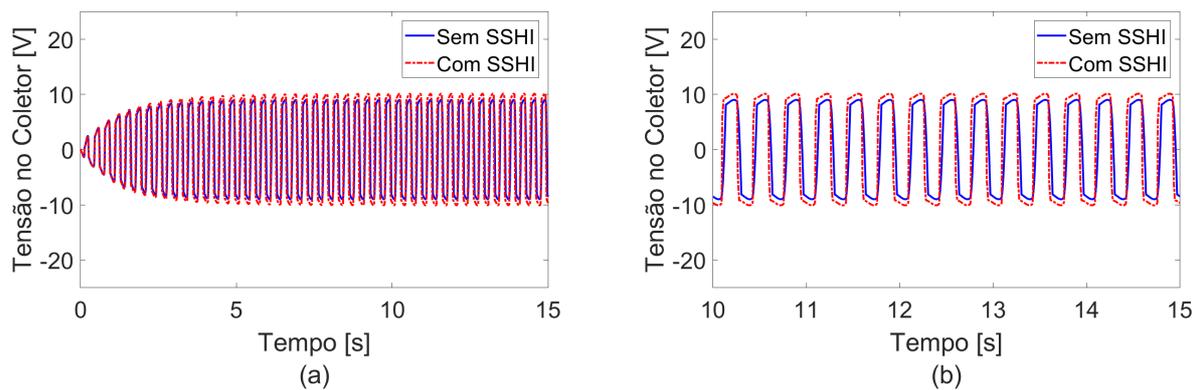
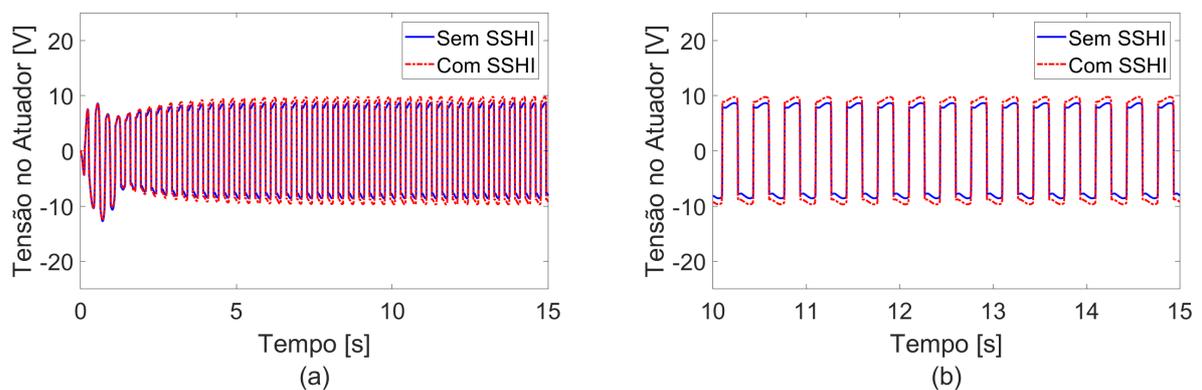


Figura 45 - Tensão elétrica na piezocerâmica atuadora sem escoamento com o circuito controlador ativo autoalimentado com SSHI: (a) Tensão elétrica no atuador e (b) Visão detalhada da tensão elétrica no atuador



Comparando as potências elétricas para o dois casos, pode-se notar que o valor máximo potência elétrica absorvida pelo circuito coletor com dois pares de piezocerâmicas e com o SSHI foram iguais (Figura 46). Porém observando-se a potência absorvida pelo coletor por ciclo (Figura 46b), vemos que a área do gráfico Potência Absorvida versus tempo foi maior com o circuito SSHI conectado. Fazendo a integração da Potência Absorvida em relação ao tempo observou-se que com o SSHI uma maior energia foi fornecida ao circuito coletor, como mostra o Figura 47. Essa maior transferência de energia é um fator determinante para maior potência elétrica da tensão de controle, mostrada na Figura 48.

Figura 46 - Potência elétrica fornecida ao circuito coletor do controlador autoalimentado com SSHI, sem escoamento: (a) Potência elétrica absorvida e (b) Visão detalhada de um ciclo de potência

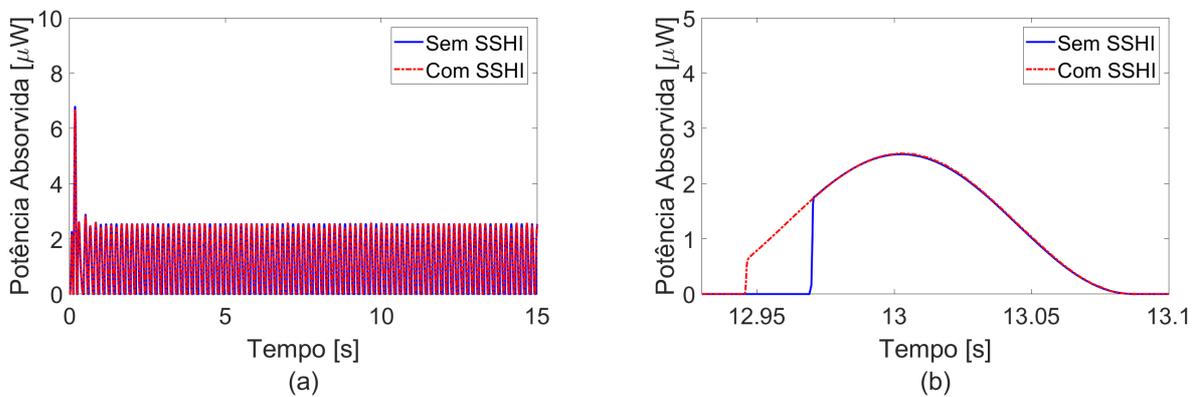


Figura 47 - Energia absorvida pelo circuito coletor

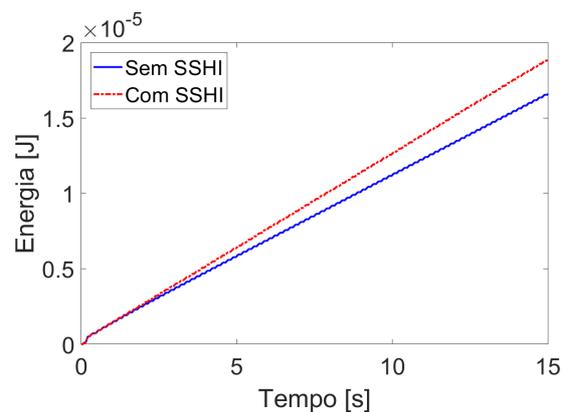
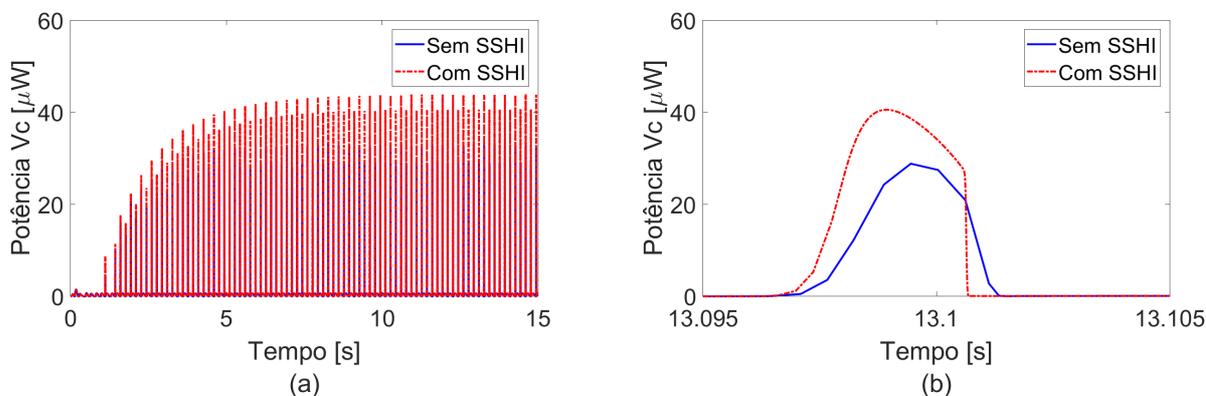
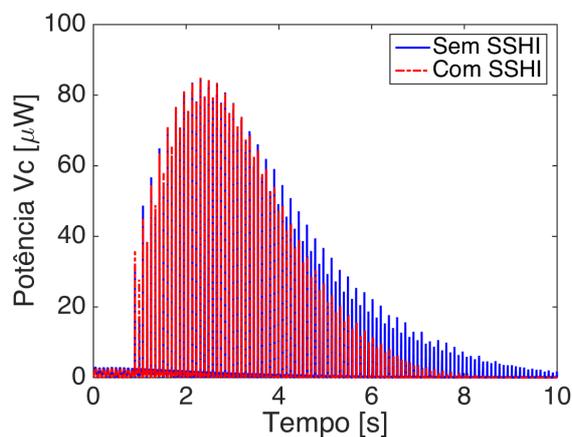


Figura 48 - Potência elétrica da aplicada no atuador, sem escoamento com SSHI: (a) Potência elétrica de v_c e (b) Visão detalhada de um ciclo de potência



Novamente, submeteu-se as duas configurações da seção típica a uma velocidade de escoamento de 12,47 m/s, que é a velocidade de *flutter* da seção típica na condição de curto circuito. A potência elétrica da tensão de controle (Figura 49), mostrou que o acionamento da tensão de controle deu-se aproximadamente ao mesmo tempo.

Figura 49 - Comparação de potência elétrica de v_c na velocidade de 12,47 m/s



Com o circuito controlador autoalimentado com 4 pares de piezocerâmicas (01 sensora, 01 atuadora e 02 coletora) na velocidade de 13,10 m/s a seção típica apresentava um comportamento marginal a estabilidade. Após conectar o circuito SSHI aos pares de piezocerâmicas coletoras, o circuito controlador autoalimentado foi capaz de suprimir as oscilações nesta mesma velocidade. A Figura 50 mostra os deslocamentos de *plunge* e *pitch* na

velocidade de 13,10 m/s. A tensão elétrica no coletor com SSHI é mostrado na Figura 51a, enquanto a tensão elétrica de controle é apresentada na Figura 51b.

Figura 50 - Deslocamentos na velocidade de 13,10 m/s usando o circuito controlador ativo autoalimentado com SSHI: (a) *plunge* e (b) *pitch*

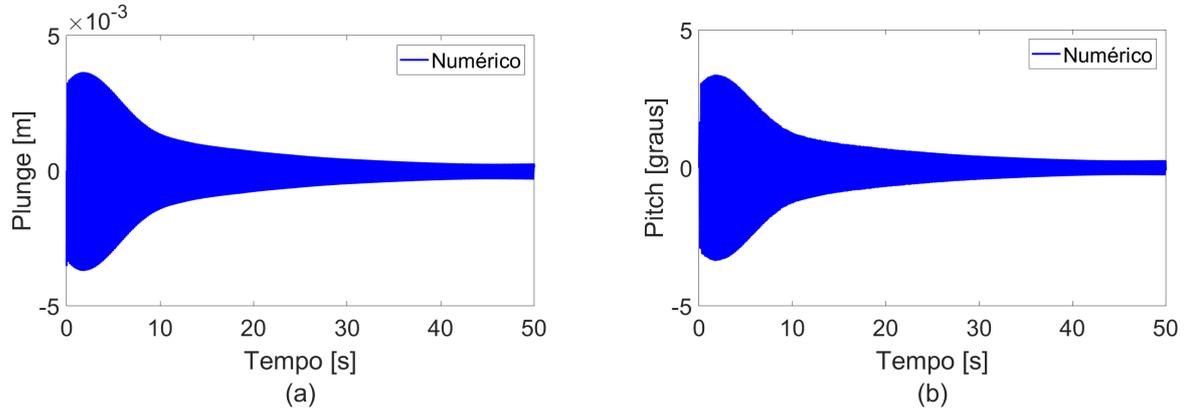
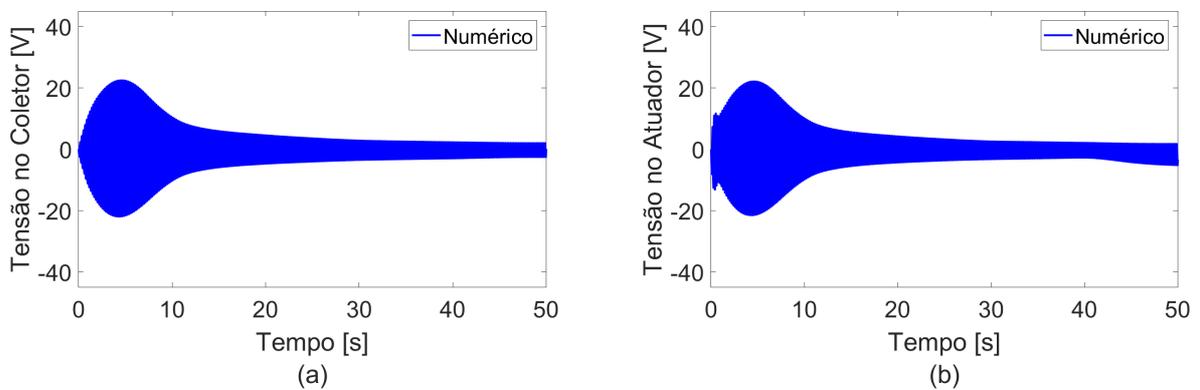


Figura 51 - Tensões elétricas do circuito controlador ativo autoalimentado na velocidade de 13,10 m/s: (a) tensão elétrica do coletor com SSHI e (b) tensão elétrica de controle (v_c)



A capacidade de controle foi testada a velocidades maiores e a Figura 52 mostra os deslocamentos da seção típica a uma velocidade de 13,40 m/s. Nota-se que após um transiente os deslocamentos se tornam estáveis e apresentam um comportamento em LCO. Este comportamento não linear foi introduzido ao sistema pelo circuito controlador ativo autoalimentado por se tratar de um circuito não linear. A tensão elétrica gerada para o circuito é mostrada na Figura 53a, enquanto a tensão de controle é observada na Figura 53b.

Figura 52 - Deslocamentos na velocidade de 13,40 m/s com o circuito controlador ativo autoalimentado com SSHI: (a) *plunge* e (b) *pitch*

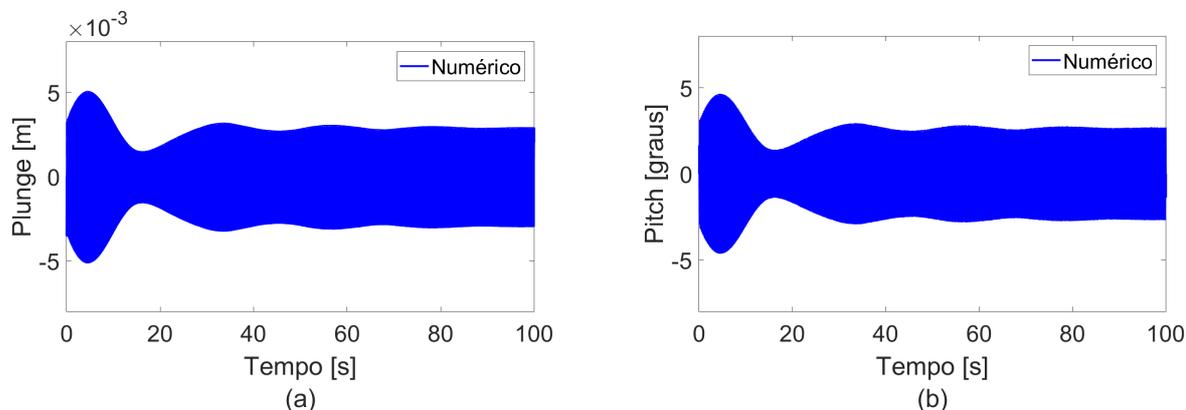
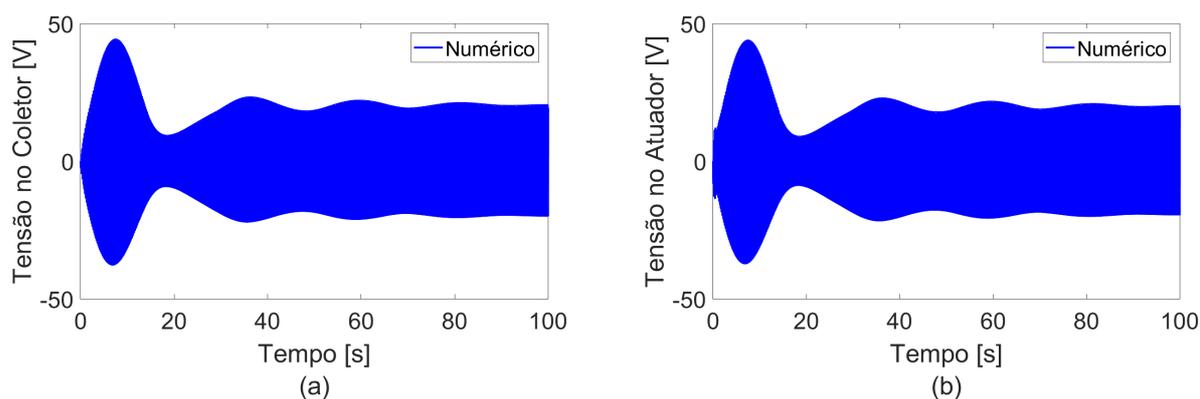


Figura 53 - Tensões elétricas do circuito controlador ativo autoalimentado na velocidade de 13,40 m/s: (a) tensão elétrica do coletor com SSHI e (b) tensão elétrica de controle (v_c)



Aumentou-se a velocidade para 13,50 m/s e observou-se que os deslocamentos permaneceram no transiente por um período mais longo até atingir a estabilidade em LCO (Figura 54). Porém, os primeiros picos do deslocamento de *pitch* atingiram amplitudes, que experimentalmente estariam no limiar suportado pelo fio mola, que confere a rigidez de *pitch* para o sistema, em que pode-se considerar o comportamento linear da deformação da mesma. Portanto, a velocidade de 13,50 m/s foi considerada a velocidade limite do sistema em malha fechada. As amplitudes das Tensões elétricas do circuito coletor e do atuador estão em amplitudes aceitáveis e são mostradas na Figura 55.

Figura 54 - Deslocamentos na velocidade de 13,50 m/s com o circuito controlador ativo autoalimentado com SSHI: (a) *plunge* e (b) *pitch*

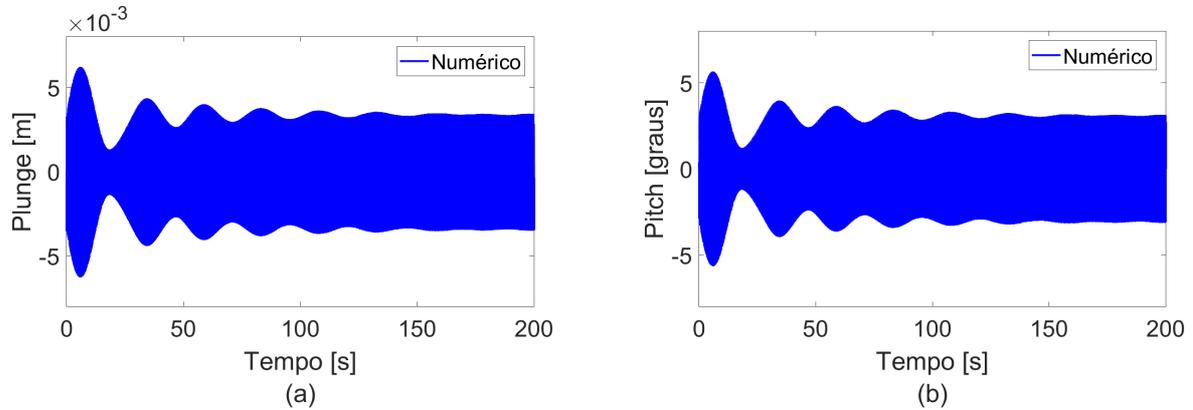
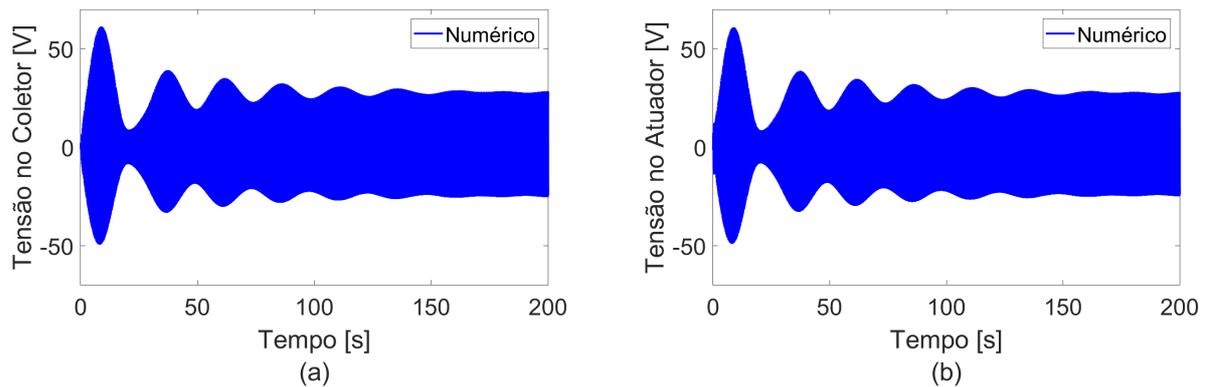


Figura 55 - Tensões elétricas do circuito controlador ativo autoalimentado na velocidade de 13,50 m/s: (a) tensão elétrica do coletor com SSHI e (b) tensão elétrica de controle (v_c)



Agora supondo-se que o mecanismo de rigidez em *pitch* com o fio mola, fosse alterado para um sistema dado por molas, como apresentado em Sousa (2016), de tal modo que a rigidez de *pitch* não fossem alteradas e maiores amplitudes de deslocamento não sejam uma restrição. Aumentou-se a velocidade do escoamento para 13,60 m/s e o deslocamento da seção típica apresentou um comportamento de batimento (Figura 56). Este comportamento se deu pelo fato da tensão de controle ser fornecida pelo próprio sistema. Desse modo, conforme as oscilações mecânicas foram sendo suprimidas, a potência elétrica gerada também foram diminuídas levando o sistema a um comportamento momentâneo de instabilidade, que por consequência provocou um aumento na potência a níveis suficiente para o controle do sistema e iniciando o ciclo novamente. Na Figura 57 são mostradas as tensões elétricas sob escoamento de 13,60 m/s.

Figura 56 - Deslocamentos na velocidade de 13,60 m/s com o circuito controlador ativo autoalimentado com SSHI: (a) *plunge* e (b) *pitch*

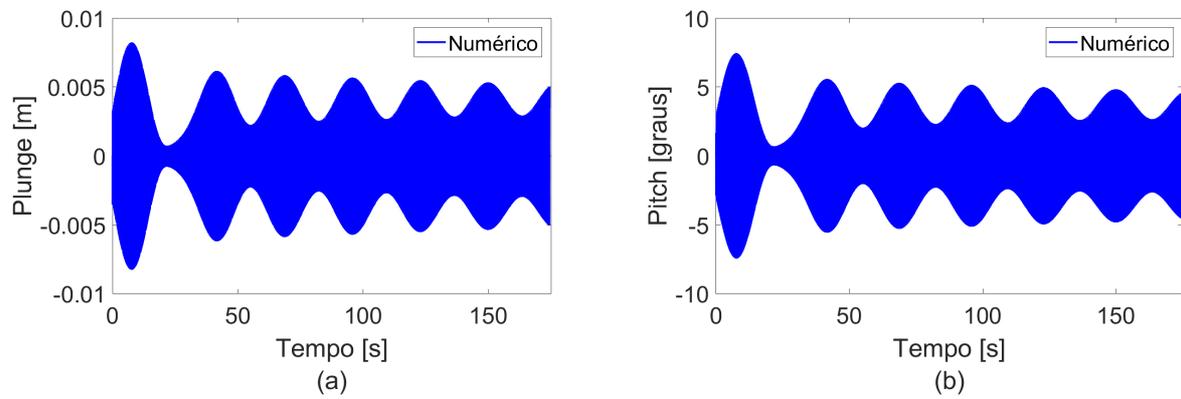
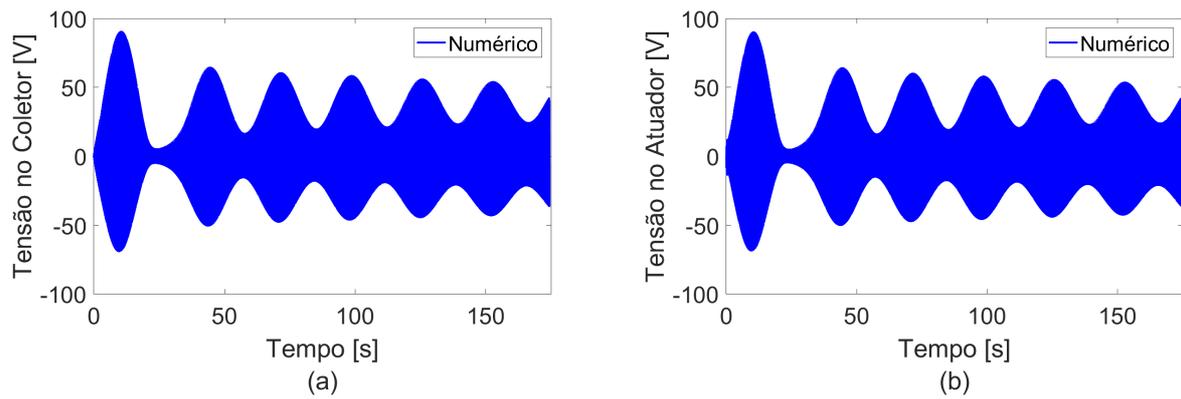


Figura 57 - Tensões elétricas do circuito controlador ativo autoalimentado na velocidade de 13,60 m/s: (a) tensão elétrica do coletor com SSHI e (b) tensão elétrica de controle (v_c)



7 CONCLUSÃO

Neste trabalho, um circuito de controle ativo autoalimentado aplicado em uma seção típica piezoaeroelástica foi numérica e experimentalmente investigado. A seção típica utilizada apresenta 2-GDLs, com o acoplamento eletromecânico no GDL de deslocamento linear. Exigindo três pares de piezocerâmicas, o circuito controlador apresentado pode ser subdividido em três partes: coleta de energia, sensoriamento e atuação. Assim, com base nessas três funções, o circuito propicia um sistema de controle ativo que não requer fontes de energia externa para seu funcionamento. O desempenho do controlador ativo autoalimentado é limitado pela quantidade de energia coletada, já que a tensão elétrica de controle v_c é limitada ao máximo valor da tensão elétrica retificada v_{dd} e v_{ss} no circuito coletor de energia.

Um modelo equivalente elétrico de sistemas eletromecanicamente acoplados foi apresentado para facilitar o desenvolvimento de circuitos para coleta de energia e controle. A simulação do sistema em ambiente de simulação elétrica propicia a simulação de circuitos complexos, sem a necessidade de desenvolvimento de equações que representem seu comportamento. O modelo equivalente elétrico foi apresentado para o caso da seção típica eletromecanicamente acoplada e sob escoamento não estacionário. Conforme discutido, o modelo pode ser facilmente modificado para representar outros sistemas eletromecanicamente acoplados, como vigas ou placas acopladas e utilizadas em casos de coleta de energia, por exemplo.

O modelo equivalente elétrico foi inicialmente verificado para o caso de uma viga bimorph sob excitação de base e com um resistor no domínio elétrico. Os resultados foram apresentados como FRFs eletromecânicas e comparados com resultados obtidos a partir de um modelo analítico anteriormente apresentado na literatura. Além de se discutir o comportamento eletroelástico do sistema para diferentes resistores, verificou-se que o modelo equivalente elétrico prevê adequadamente os resultados analíticos quando apenas um modo de vibrar é considerado e também quando três modos de vibrar são considerados.

Após a verificação do modelo equivalente para os casos eletroelásticos, partiu-se para a verificação experimental dos resultados numéricos para o caso aeroelástico. Em tal caso, o modelo equivalente foi verificado a partir de casos aeroelásticos experimentais tanto em malha aberta quanto em malha fechada. No primeiro caso, as piezocerâmicas da seção típica foram consideradas na condição de curto circuito e também na condição de circuito aberto. Em ambos os casos, o modelo equivalente elétrico prevê adequadamente a velocidade de *flutter* em cada

uma das condições. Além disso, o modelo prevê adequadamente as respostas de *pitch* e *plunge*, assim como as tensões elétricas no caso de circuito aberto, medidas experimentalmente.

O modelo equivalente elétrico foi também verificado experimentalmente para o caso de malha fechada. Assim, tanto nas simulações no ambiente SPICE quanto no experimento, cada um dos três pares de piezocerâmicas foram conectadas ao circuito de controle ativo e autoalimentado. Na velocidade de *flutter* de curto circuito de 12,5 m/s, verificou-se tanto nas simulações quanto nos experimentos que o sistema de controle ativo autoalimentado foi capaz de suprimir o *flutter*. As previsões numéricas possuem boa concordância com os sinais medidos experimentalmente. Em seguida, foi analisado o desempenho do controlador em velocidades pós *flutter*. Com as simulações e ensaios experimentais mostrou-se que o controlador foi capaz de suprimir as oscilações até a velocidade de 12,8 m/s, representando um aumento de 2,4% na velocidade em relação à velocidade de *flutter* na condição de curto circuito. Novamente os resultados obtidos a partir do modelo equivalente apresentaram boa concordância com os resultados experimentais.

Tendo verificado o modelo equivalente elétrico para as condições de malha aberta e malha fechada, o mesmo foi utilizado para testar algumas configurações alternativas do sistema buscando melhorar o desempenho do circuito. A principal limitação para o desempenho do sistema de controle ativo e autoalimentado é a energia disponível para atuação. Toda energia é proveniente do próprio sistema e obtida a partir do circuito para coleta de energia. Assim, como primeira alternativa, foi testado numericamente o caso da seção típica com quatro pares de piezocerâmicas. O par adicional considerado foi utilizado para coleta de energia, juntamente com o par que já cumpria tal função, ligando-os em paralelo. Em teste com excitação senoidal do deslocamento de *plunge* em amplitude constante, foi verificado com uma resistência de prova que a potência elétrica coletada e de atuação foram três vezes maior na configuração com dois pares de piezocerâmicas em comparação com um par.

Sob escoamento, notou-se que a configuração com dois pares de piezocerâmica para coleta, o circuito forneceu potência suficiente para acionar o circuito controlador um segundo mais cedo, em relação com o coletor de apenas um par. Em velocidades que a instabilidade pode fazer a seção típica atingir grandes amplitudes rapidamente, o tempo de resposta do circuito controlador pode ser considerado um fator benéfico ao desempenho. Seguindo o teste numéricos com escoamento, fez-se o ensaio numérico da seção típica (com dois pares de piezocerâmica para coleta de energia) na velocidade de escoamento de 12,8 m/s e verificou-se que oscilações foram suprimidas. Vale lembrar que para a mesma velocidade de escoamento, o sistema com apenas um par de piezocerâmicas para coleta de energia apresentava condição

marginal de estabilidade. A melhora no desempenho ocorre devido ao aumento na potência disponível para atuação. Sob a nova condição, o controlador ativo e autoalimentado foi capaz de suprimir as oscilações até a velocidade de 13,10 m/s, representando um aumento de 4,8% em relação a velocidade de *flutter* de curto circuito.

A segunda configuração alternativa na busca pela melhora do desempenho do circuito controlador foi utilizar a técnica SSHI (*Synchronized Switch Harvesting on Inductor*). Vários trabalhos na literatura mostram que o uso da técnica aumenta a conversão de energia. Sendo assim, manteve-se a configuração com 2 pares de piezocerâmicas e adicionou-se o circuito SSHI no circuito coletor. Foi utilizado novamente o teste com excitação senoidal em *plunge* com amplitude constante, para comparação. Os resultados mostraram que na resistência de prova, colocada antes do circuito coletor, que a potência de coleta são iguais entre a configuração com 2 pares de piezocerâmicas e 2 pares com SSHI. Porém analisando em termos da energia absorvida o circuito SSHI proporcionou uma melhor conversão e como consequência o circuito controlador em forneceu uma maior potência elétrica de atuação.

O tempo de acionamento do circuito controlador sob escoamento foi o mesmo nas duas configurações. E analisando o desempenho do circuito controlador com SSHI, os resultados mostraram que na velocidade de 13,10 m/s as oscilações foram suprimidas, sendo que nesta velocidade o sistema apresentavam deslocamentos marginal a estabilidade sem o circuito SSHI. Aumentando-se a velocidade de escoamento, o circuito controlador com SSHI manteve as oscilações estáveis até a velocidade de 13,50 m/s. Esse resultado mostrou que com o circuito autoalimentado proposto nesse trabalho, manteve a estabilidade da seção típica em velocidades até 8% maiores que a velocidade de *flutter* de curto circuito.

É interessante notar que com sistema em malha fechada utilizando o circuito SSHI, e nas velocidades aqui testadas, em nenhum momento a seção típica apresentou o comportamento característico de instabilidade de *flutter*. Sendo que as velocidade limites foram determinadas pelos limites estruturais do sistema, ou seja, velocidades determinadas pelos deslocamentos máximos suportado pelo modelo da seção típica. Esse comportamento está de acordo com o a teoria de controle ótimo quadrático, que o sistema projetado será estável, exceto nos casos em que o sistema não for controlável. Mesmo quando extrapolada a velocidade o comportamento extremo observado foi o batimento das oscilações mecânicas.

Como sugestões para trabalhos futuros apresenta-se:

1. Investigar outras técnicas para coleta de energia, como as técnicas chaveadas *Synchronized Charge Extraction*, com o intuito de disponibilizar mais energia para o circuito e para atuação;
2. Expandir o modelo equivalente elétrico para possibilitar a representação de outros modelos aerodinâmicos;
3. Alterar o modelo equivalente elétrico para a inclusão de não linearidades concentradas e propiciar a simulação de sistemas aeroelásticos não lineares;
4. Combinar técnicas de coleta de energia em todos os GDLs da seção típica para maximizar a energia disponível;
5. Investigar a possibilidade de se realizar controle híbrido, combinando o circuito ativo autoalimentado com um circuito *shunt* com o intuito de reduzir o esforço de controle da parte ativa;
6. Desenvolver versões digitais do circuito de controle com o intuito de facilitar a investigação de outras técnicas de controle;

REFERÊNCIAS

- ABDELKEFI, A.; NAYFEH, A. H.; HAJJ, M. R. Modeling and analysis of piezoaeroelastic energy harvesters. **Nonlinear Dynamics**, v. 67, n. 2, p. 925–939, 2011.
- AGNENI, A.; MASTRODDI, F.; POLLI, G. M. Shunted piezoelectric patches in elastic and aeroelastic vibrations. **Computers & Structures**, v. 81, n. 2, p. 91–105, 2003.
- AKAYDIN, H. D.; ELVIN, N.; ANDREOPOULOS, Y. Energy Harvesting from Highly Unsteady Fluid Flows using Piezoelectric Materials. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 21, n. 13, p. 1263–1278, 2010.
- ALIGHANBARI, H. **Flutter Analysis and Chaotic Response of an Airfoil Accounting for Structural Nonlinearities**, 1995. McGill.
- ALLEN, J. J.; SMITS, A. J. ENERGY HARVESTING EEL. **Journal of Fluids and Structures**, v. 15, n. 3–4, p. 629–640, 2001.
- ANTON, S. R.; SODANO, H. A. A review of power harvesting using piezoelectric materials (2003–2006). **Smart Materials and Structures**, v. 16, n. 3, p. R1–R21, 2007. Disponível em: <<http://stacks.iop.org/0964-1726/16/i=3/a=R01?key=crossref.2c5609f4e60f2ce4b89d0db98aedfe93>>. Acesso em: 29/10/2012.
- BADEL, A.; SEBALD, G.; GUYOMAR, D.; et al. Piezoelectric vibration control by synchronized switching on adaptive voltage sources: Towards wideband semi-active damping. **The Journal of the Acoustical Society of America**, v. 119, n. 5, p. 2815, 2006a. Disponível em: <<http://link.aip.org/link/JASMAN/v119/i5/p2815/s1&Agg=doi>>. Acesso em: 22/11/2012.
- BADEL, A.; SEBALD, G.; GUYOMAR, D.; et al. Piezoelectric vibration control by synchronized switching on adaptive voltage sources: Towards wideband semi-active damping. **The Journal of the Acoustical Society of America**, v. 119, n. 5, p. 2815, 2006b. Disponível em: <<http://link.aip.org/link/JASMAN/v119/i5/p2815/s1&Agg=doi>>. .
- BAYIK, B.; AGHAKHANI, A.; BASDOGAN, I.; ERTURK, A. Equivalent circuit modeling of a piezo-patch energy harvester on a thin plate with AC-DC conversion. **Smart Materials and Structures**, v. 25, n. 5, p. 0, 2016. IOP Publishing. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1088/0964-1726/25/5/055015>>. .
- BEEBY, S. P.; TUDOR, M. J.; WHITE, N. M. Energy harvesting vibration sources for microsystems applications. **Measurement Science and Technology**, v. 17, n. 12, p. R175–R195, 2006. Disponível em: <<http://stacks.iop.org/0957-0233/17/i=12/a=R01?key=crossref.ff55f78e312657545b6c23c0fad808ad>>. Acesso em: 29/10/2012.
- BIBO, A.; GANG LI; DAQAQ, M. F. Electromechanical Modeling and Normal Form Analysis of an Aeroelastic Micro-Power Generator. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 22, n. 6, p. 577–592, 2011. Disponível em: <<http://journals.sagepub.com/doi/10.1177/1045389X11400929>>. Acesso em: 4/12/2012.

BISPLINGHOFF, R. L.; ASHLEY, H.; HALFMAN, R. L. **Aeroelasticity**. New York: Dover Publications, 1996.

BRUNI, C.; GIBERT, J.; FRULLA, G.; CESTINO, E.; MARZOCCA, P. Energy harvesting from aeroelastic vibrations induced by discrete gust loads. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 28, n. 1, p. 47–62, 2017.

BRYANT, M.; GARCIA, E. Modeling and Testing of a Novel Aeroelastic Flutter Energy Harvester. **Journal of Vibration and Acoustics**, v. 133, n. 1, p. 011010, 2011.

CHEN, S.; WANG, G.; CHIEN, M. Analytical modeling of piezoelectric vibration-induced micro power generator. **Mechatronics**, v. 16, n. 7, p. 379–387, 2006.

CHEN, Y.-Y.; VASIC, D.; COSTA, F.; WU, W.-J.; LEE, C.-K. A self-powered switching circuit for piezoelectric energy harvesting with velocity control. **The European Physical Journal Applied Physics**, v. 57, n. 3, p. 30903, 2012.

COOK-CHENNAULT, K. A.; THAMBI, N.; SASTRY, A. M. Powering MEMS portable devices—a review of non-regenerative and regenerative power supply systems with special emphasis on piezoelectric energy harvesting systems. **Smart Materials and Structures**, v. 17, n. 4, p. 043001, 2008.

CRAIG, R. R. **Structural Dynamics - An Introduction to Computer Methods**. 1 ed. ed. New York: John Wiley & Sons Ltda, 1981.

CRAWLEY, E. F.; LAZARUS, K. B. Induced strain actuation of isotropic and anisotropic plates. **AIAA Journal**, v. 29, n. 6, p. 944–951, 1991.

CRAWLEY, E. F.; LUIS, J. DE. Use of piezoelectric actuators as elements of intelligent structures. **AIAA Journal**, v. 25, n. 10, p. 1373–1385, 1987. Disponível em: <<http://arc.aiaa.org/doi/10.2514/3.9792>>.

D'ASSUNÇÃO, D.; MARQUI, C. DE. NONLINEAR WIND ENERGY HARVESTING BY EXPLOITING SYNCHRONIZED SWITCH TECHNIQUES. VIII CONGRESSO NACIONAL DE ENGENHARIA MECÂNICA. **Anais...**, 2014. Uberlândia, MG.

DELL ISOLA, F.; MAURINI, C.; PORFIRI, M. Passive damping of beam vibrations through distributed electric networks and piezoelectric transducers: prototype design and experimental validation. **Smart Materials and Structures**, v. 13, n. 2, p. 299–308, 2004.

DIAS, J. A. C.; MARQUI, C. DE; ERTURK, A. Hybrid piezoelectric-inductive flow energy harvesting and dimensionless electroaeroelastic analysis for scaling. **Applied Physics Letters**, v. 102, n. 4, p. 1–5, 2013.

DOSCH, J. J.; INMAN, D. J.; GARCIA, E. A Self-Sensing Piezoelectric Actuator for Collocated Control. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 3, n. 1, p. 166–185, 1992. Disponível em: <<http://journals.sagepub.com/doi/10.1177/1045389X9200300109>>.

DOWELL, E. H. **Aeroelasticity of plates and shells**. 1st ed. New Jersey: Leyden Noordhoff International Publish, 1975.

DOWELL, E. H. **A modern course in aeroelasticity**. Kluwer Academic, 1995.

DUNNMON, J. A.; STANTON, S. C.; MANN, B. P.; DOWELL, E. H. Power extraction from aeroelastic limit cycle oscillations. **Journal of Fluids and Structures**, v. 27, n. 8, p. 1182–1198, 2011. Elsevier.

DÜRR, J. Integration of piezoceramic actuators in fiber-reinforced structures for aerospace applications. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 3326, p. 81–92, 1998.

DUTOIT, N. E.; WARDLE, B. L. Performance of Microfabricated Piezoelectric Vibration Energy Harvesters. **Integrated Ferroelectrics**, v. 83, n. 1, p. 13–32, 2006.

DUTOIT, N. E.; WARDLE, B. L.; KIM, S.-G. Design Considerations for Mems-Scale Piezoelectric Mechanical Vibration Energy Harvesters. **Integrated Ferroelectrics**, v. 71, n. 1, p. 121–160, 2005.

ELVIN, N. G. Equivalent electrical circuits for advanced energy harvesting. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 25, n. 14, p. 1715–1726, 2014. Disponível em: <<http://www.scopus.com/inward/record.url?eid=2-s2.0-84921731590&partnerID=tZOtx3y1>>.

ELVIN, N. G.; ELVIN, A. A. A General Equivalent Circuit Model for Piezoelectric Generators. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 20, n. 1, p. 3–9, 2009. Disponível em: <<http://journals.sagepub.com/doi/10.1177/1045389X08089957>>.

ERTURK, A.; INMAN, D. J. A Distributed Parameter Electromechanical Model for Cantilevered Piezoelectric Energy Harvesters. **Journal of Vibration and Acoustics**, v. 130, n. 4, p. 041002, 2008. Disponível em: <<http://link.aip.org/link/JVCCEK/v130/i4/p041002/s1&Agg=doi>>. Acesso em: 4/11/2012.

ERTURK, A.; BILGEN, O.; FONTENILLE, M.; INMAN, D. J. Piezoelectric Energy Harvesting from Macro-Fiber Composites with an Application to Morphing-Wing Aircrafts. Proceedings of the 19th International Conference of Adaptive Structures and Technologies. **Anais...**, 2008.

ERTURK, A.; INMAN, D. J. Issues in mathematical modeling of piezoelectric energy harvesters. **Smart Materials and Structures**, v. 17, n. 6, p. 065016, 2008.

ERTURK, A.; INMAN, D. J. An experimentally validated bimorph cantilever model for piezoelectric energy harvesting from base excitations. **Smart Materials and Structures**, v. 18, n. 2, p. 025009, 2009. Disponível em: <<http://stacks.iop.org/0964-1726/18/i=2/a=025009?key=crossref.cda51e54de24aaa048d7a3018d369082>>.

ERTURK, A.; INMAN, D. J. **Piezoelectric Energy Harvesting**. First Edit ed. Chichester, UK: John Wiley & Sons Ltda, 2011.

ERTURK, A.; VIEIRA, W. G. R.; MARQUI, C. DE; INMAN, D. J. On the energy harvesting potential of piezoaeroelastic systems. **Applied Physics Letters**, v. 96, n. 18, p. 184103, 2010.

FLEMING, A. J.; MOHEIMANI, S. O. R. Adaptive piezoelectric shunt damping. **Smart Materials and Structures**, v. 12, n. 1, p. 36–48, 2003.

FORWARD, R. L. Electronic damping of vibrations in optical structures. **Applied Optics**, v. 18, n. 5, p. 690, 1979.

FULLER, C. C.; ELLIOTT, S.; NELSON, P. A. **Active control of vibration**. 1st editio ed. San Diego, CA: Academic Press, 1996.

GIURGIUTIU, V. Review of Smart-Materials Actuation Solutions for Aeroelastic and Vibration Control. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 11, n. 7, p. 525–544, 2000. Disponível em: <<http://journals.sagepub.com/doi/10.1106/HYTV-NC7R-BCMM-W3CH>>. Acesso em: 9/5/2013.

GLYNNE-JONES, P.; TUDOR, M. J.; BEEBY, S. P.; WHITE, N. M. An electromagnetic, vibration-powered generator for intelligent sensor systems. **Sensors and Actuators, A: Physical**, v. 110, n. 1–3, p. 344–349, 2004.

GUIMARÃES, T. A. M.; RADE, D. A.; CESNIK, C. E. S. Active flutter suppression on composite tow steered panels based on piezoelectric actuation. **AIAA/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference, 2018**, , n. 210049, p. 1–13, 2018.

GUYOMAR, D.; BADEL, A.; LEFEUVRE, E.; RICHARD, C. Toward energy harvesting using active materials and conversion improvement by nonlinear processing. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control**, v. 52, n. 4, p. 584–595, 2005.

HAGOOD, N. W.; CHUNG, W. H.; FLOTOW, A. VON. Modelling of Piezoelectric Actuator Dynamics for Active Structural Control. 31st AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics and Materials Conference. **Anais...** . v. 1, p.1990, 1990. Long Beach, CA.

HAGOOD, N. W.; FLOTOW, A. VON. Damping of structural vibrations with piezoelectric materials and passive electrical networks. **Journal of Sound and Vibration**, v. 146, n. 2, p. 243–268, 1991. Elsevier. Disponível em: <<http://cat.inist.fr/?aModele=afficheN&cpsidt=11408776>>. Acesso em: 22/11/2012.

HEEG, J. **Analytical and experimental investigation of flutter suppression by piezoelectric actuation**. Hampton, VA, 1993.

HEWLETT, J. D.; WILAMOWSKI, B. M. SPICE as a fast and stable tool for simulating a wide range of dynamic systems. **The International journal of engineering education**, v. 27, n. 2, p. 217–224, 2011. Disponível em: <<http://dialnet.unirioja.es/servlet/articulo?codigo=3873668>>. .

HOLLKAMP, J. J. Multimodal Passive Vibration Suppression with Piezoelectric Materials and Resonant Shunts. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 5, n. 1, p. 49–57, 1994.

HOLLKAMP, J. J.; STARCHVILLE, T. F. A Self-Tuning Piezoelectric Vibration Absorber. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 5, n. 4, p. 559–566, 1994.

HOPKINS, M. A.; HENDERSON, D. A.; MOSES, R. W.; et al. Active vibration-suppression systems applied to twin-tail buffeting. In: J. M. Sater (Ed.); SPIE. **Anais...** . v. 3326, p.27–33, 1998. San Diego, CA.

HU, J.; YUAN, F.-G.; XU, F.; HUANG, A. Q. An optimal design of magnetostrictive material (MsM) based energy harvester. In: M. Tomizuka (Ed.); . v. 7647, p.764740, 2010. Disponível em: <<http://proceedings.spiedigitallibrary.org/proceeding.aspx?articleid=1341462>>. .

KWON, S.-D. A T-shaped piezoelectric cantilever for fluid energy harvesting. **Applied Physics Letters**, v. 97, n. 16, p. 164102, 2010.

LALLART, M.; BADEL, A.; GUYOMAR, D. Nonlinear Semi-active Damping using Constant or Adaptive Voltage Sources: A Stability Analysis. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 19, n. 10, p. 1131–1142, 2008. Disponível em: <<http://jim.sagepub.com/cgi/doi/10.1177/1045389X07083612>>. .

LALLART, M.; GUYOMAR, D.; JAYET, Y.; et al. Synchronized switch harvesting applied to selfpowered smart systems: Piezoactive microgenerators for autonomous wireless transmitters. **Sensors and Actuators A: Physical**, v. 138, n. 1, p. 263–272, 2008.

LAZARUS, K. B.; CRAWLEY, E. F.; LIN, C. Y. Fundamental Mechanisms of Aeroelastic Control With Control Surface and Strain Actuation. **Journal of Guidance Control and Dynamics**, v. 18, n. 1, p. 10–17, 1995.

LAZARUS, K. B.; LUNDSTROM, M. E.; MOORE, J. W.; CRAWLEY, E. F. Packaged strain actuator. , 1997. US.

LEÃO, L. S.; LIMA, A. M. G. DE; DONADON, M. V.; CUNHA-FILHO, A. G. Dynamic and aeroelastic behavior of composite plates with multimode resonant shunted piezoceramics in series. **Composite Structures**, v. 153, p. 815–824, 2016.

LEFEUVRE, E. Semi-passive Piezoelectric Structural Damping by Synchronized Switching on Voltage Sources. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 17, n. 8–9, p. 653–660, 2006.

LIANG, J.; LIAO, W. Improved Design and Analysis of Self-Powered Synchronized Switch Interface Circuit for Piezoelectric Energy Harvesting Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 4, p. 1950–1960, 2012.

LU, F.; LEE, H. P.; LIM, S. P. Modeling and analysis of micro piezoelectric power generators for micro-electromechanical-systems applications. **Smart Materials and Structures**, v. 13, n. 1, p. 57–63, 2004.

MANN, B. P.; SIMS, N. D. On the performance and resonant frequency of electromagnetic induction energy harvesters. **Journal of Sound and Vibration**, v. 329, n. 9, p. 1348–1361, 2010. Elsevier. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.jsv.2009.11.008>>. .

MARQUI, C. DE; ERTURK, A.; INMAN, D. J. Piezoaeroelastic Modeling and Analysis of a Generator Wing with Continuous and Segmented Electrodes. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 21, n. 10, p. 983–993, 2010.

MARQUI, C. DE; VIEIRA, W. G. R.; ERTURK, A.; INMAN, D. J. Modeling and Analysis of Piezoelectric Energy Harvesting From Aeroelastic Vibrations Using the Doublet-Lattice Method. **Journal of Vibration and Acoustics**, v. 133, n. 1, p. 011003, 2011. Disponível em: <<http://link.aip.org/link/JVACEK/v133/i1/p011003/s1&Agg=doi>>. Acesso em: 23/11/2012.

MARQUI JUNIOR, C. DE; MELLO ANICÉZIO, M. DE; VIEIRA, W. G. R.; TRISTÃO, S. F. Linear and Nonlinear Modeling and Experiments of a Piezoaeroelastic Energy Harvester. ASME 2010 Conference on Smart Materials, Adaptive Structures and Intelligent Systems, Volume 1. **Anais...** p.221–229, 2010. ASME. Disponível em: <<http://proceedings.asmedigitalcollection.asme.org/proceeding.aspx?articleid=1612830>>. Acesso em: 27/11/2012.

MCGOWAN, A. M. R. An examination of applying shunted piezoelectrics to reduce aeroelastic response. NASA CONFERENCE PUBLICATION. **Anais...** . p.553–572, 1999.

MCGOWAN, A. R.; WILKIE, W. K.; MOSES, R. W.; et al. Aeroservoelastic and structural dynamics research on smart structures conducted at NASA Langley Research Center. , v. 3326, p. 188–201, 1998.

MITCHESON, P. D.; MIAO, P.; STARK, B. H.; et al. MEMS electrostatic micropower generator for low frequency operation. **Sensors and Actuators, A: Physical**, v. 115, n. 2–3 SPEC. ISS., p. 523–529, 2004.

MOHAMMADI, S. **Semi-passive vibration control using shunted piezoelectric materials**, 2008. Department of Electrical Engineering, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon.

MOSES, R. W. Vertical-tail-buffeting alleviation using piezoelectric actuators: some results of the actively controlled response of buffet-affected tails (ACROBAT) program. Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering. **Anais...** . v. 3044, p.87–98, 1997. San Diego, CA.

MOSES, R. W. Contributions to active buffeting alleviation programs by the NASA Langley Research Center. Collection of Technical Papers - AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics and Materials Conference. **Anais...** . v. 2, p.1034–1042, 1999. San Diego, CA. Disponível em: <<http://www.scopus.com/inward/record.url?eid=2-s2.0-0032642224&partnerID=40&md5=ddcb1f787ba6372abe455ece7c7e9a31>>. .

ORREGO, S.; SHOELE, K.; RUAS, A.; et al. Harvesting ambient wind energy with an inverted piezoelectric flag. **Applied Energy**, v. 194, p. 212–222, 2017. Elsevier Ltd. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.apenergy.2017.03.016>>. .

PENG, Z.; ZHU, Q. Energy harvesting through flow-induced oscillations of a foil. **Physics of Fluids**, v. 21, n. 12, p. 1–9, 2009.

POBERING, S.; SCHWESINGER, N. A novel hydropower harvesting device. Proceedings. 2004 International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems, 2004. ICMENS 2004. **Anais...** . p.431–436, 2004. IEEE.

PRIYA, S.; CHEN, C.; FYE, D.; ZAHND, J. Piezoelectric Windmill: A Novel Solution to Remote Sensing. **Japanese Journal of Applied Physics**, v. 44, n. 3, p. L104–L107, 2005.

RANCOURT, D.; TABESH, A.; FRÉCHETTE, L. Evaluation of Centimeter-Scale Micro Wind Mills : Aerodynamics and Electromagnetic Power Generation. Proceedings of PowerMEMS 2007. **Anais...** . p.93–96, 2007.

RICHARD, C.; GUYOMAR, D.; LEFEUVRE, E. Self-powered electronic breaker with automatic switching by detecting maxima or minima of potential difference between its power electrodes. **WO/2007/063194**, 2007. France.

RIORDAN, R. H. S. Simulated inductors using differential amplifiers. **Electronics Letters**, v. 3, n. 2, p. 50, 1967.

RISQUEZ, S.; WOYTASIK, M.; WEI, J.; PARRAIN, F.; LEFEUVRE, E. Design of a 3D multilayer out-of-plane overlap electrostatic energy harvesting MEMS for medical implant applications. 2015 Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS

(DTIP). **Anais...** . p.1–5, 2015. IEEE. Disponível em:
<<http://ieeexplore.ieee.org/document/7160963/>> . .

ROUNDY, S.; WRIGHT, P. K.; RABAEY, J. A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes. **Computer Communications**, v. 26, n. 11, p. 1131–1144, 2003.

SCHMIDT, V. H. Piezoelectric energy conversion in windmills. IEEE 1992 Ultrasonics Symposium Proceedings. **Anais...** . p.897–904, 1992. IEEE.

SILVA, T. M. P.; MARQUI, C. DE. Self-powered active control of elastic and aeroelastic oscillations using piezoelectric material. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 28, n. 15, p. 2023–2035, 2017. Disponível em:
<<http://journals.sagepub.com/doi/10.1177/1045389X16685448>> . .

SIROHI, J.; MAHADIK, R. Piezoelectric wind energy harvester for low-power sensors. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 22, n. 18, p. 2215–2228, 2011.

SODANO, H. A.; PARK, G.; INMAN, D. J. Estimation of Electric Charge Output for Piezoelectric Energy Harvesting. **Strain**, v. 40, n. 2, p. 49–58, 2004.

SOUSA, V. C. DE. **Efeitos de molas com memória de forma superelásticas no comportamento aeroelástico de uma seção típica : aplicações em atenuação passiva de vibrações e coleta de energia**, 2016.

SOUSA, V. C. DE; MARQUI JR., C. DE. MODELING AND ANALYSIS OF A BROADBAND PIEZOAEROELASTIC ENERGY HARVESTER. Proceedings of COBEM – Brazilian Congress of Mechanical Engineering. **Anais...** , 2011. Natal, RN, Brazil.

SOUSA, V. C.; M ANICÉZIO, M. DE; MARQUI JR, C. DE; ERTURK, A. Enhanced aeroelastic energy harvesting by exploiting combined nonlinearities: theory and experiment. **Smart Materials and Structures**, v. 20, n. 9, p. 094007, 2011. Disponível em:
<<http://stacks.iop.org/0964-1726/20/i=9/a=094007?key=crossref.40a6e67de1048d639c67ae47532964b1>> . .

TANG, D.; DOWELL, E. H.; VIRGIN, L. N. LIMIT CYCLE BEHAVIOR OF AN AIRFOIL WITH A CONTROL SURFACE. **Journal of Fluids and Structures**, v. 12, n. 7, p. 839–858, 1998.

TANG, L.; PAÏDOUSSIS, M. P.; JIANG, J. Cantilevered flexible plates in axial flow: Energy transfer and the concept of flutter-mill. **Journal of Sound and Vibration**, v. 326, n. 1–2, p. 263–276, 2009.

THEODORSEN, T. **General theory of aerodynamics instability and the mechanism of flutter**. 1935.

THIERRY, O.; SMET, O. DE; DEÛ, J.-F. Vibration reduction of a woven composite fan blade by piezoelectric shunted devices. **Journal of Physics: Conference Series**, v. 744, n. 1, p. 012164, 2016. Disponível em: <<http://stacks.iop.org/1742-6596/744/i=1/a=012164?key=crossref.9322cf9e4766780d4e2d6eb94d6e0611>> . .

TSUSHIMA, N.; SU, W. Flutter suppression for highly flexible wings using passive and active piezoelectric effects. **Aerospace Science and Technology**, v. 65, p. 78–89, 2017. Elsevier Masson SAS. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.ast.2017.02.013>> . .

UCHINO, K.; ISHII, T. Mechanical Damper Using Piezoelectric Ceramics. **Journal of the Ceramic Society of Japan**, v. 96, n. 1116, p. 863–867, 1988. Disponível em: <<http://joi.jlc.jst.go.jp/JST.Journalarchive/jcersj1988/96.863?from=CrossRef>>. .

VIANA, F. A. C. **AMORTECIMENTO DE VIBRAÇÕES USANDO PASTILHAS PIEZELÉTRICAS E CIRCUITOS SHUNT RESSONANTES**, 2005. Faculdade de Eng. Mecânica - Universidade Federal de Uberlândia.

WANG, L.; YUAN, F. G. Vibration energy harvesting by magnetostrictive material. **Smart Materials and Structures**, v. 17, n. 4, 2008.

WILLIAMS, C. B.; YATES, R. B. Analysis of a micro-electric generator for microsystems. Proceedings of the 1995 8th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators and Eurosensors IX. Part 1 (of 2). **Anais...** . v. 1, p.369–372, 1995. IEEE, Piscataway, NJ, United States.

WILLIAMS, C. B.; YATES, R. B. Analysis of a micro-electric generator for microsystems. **Sensors and Actuators A: Physical**, v. 52, n. 1–3, p. 8–11, 1996. Disponível em: <[https://doi.org/10.1016/0924-4247\(96\)80118-X](https://doi.org/10.1016/0924-4247(96)80118-X)>. .

WRIGHT, J. R.; COOPER, J. E. **Introduction to Aircraft Aeroelasticity and Loads**. John Wiley & Sons Ltda, 2007.

WU, S. Piezoelectric shunts with a parallel R-L circuit for structural damping and vibration control. *Smart Structures and Materials 1996: Passive Damping and Isolation*. **Anais...** . v. 27201259, p.259–269, 1996.

XU, F. J.; YUAN, F. G.; HU, J. Z.; QIU, Y. P. Design of a miniature wind turbine for powering wireless sensors. Proceedings of SPIE 7646. **Anais...** . v. 7647, p.764741-764741–9, 2010.

ZHAO, L.; TANG, L.; LIANG, J.; YANG, Y. Synergy of Wind Energy Harvesting and Synchronized Switch Harvesting Interface Circuit. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, v. 22, n. 2, p. 1093–1103, 2017.

ZHAO, L.; TANG, L.; WU, H.; YANG, Y. Synchronized charge extraction for aeroelastic energy harvesting. In: W.-H. Liao (Ed.); . p.90570N, 2014. Disponível em: <<http://proceedings.spiedigitallibrary.org/proceeding.aspx?doi=10.1117/12.2044993>>. .

ZHAO, Y. Vibration Suppression of a Quadrilateral Plate Using Hybrid Piezoelectric Circuits. **Journal of Vibration and Control**, v. 16, n. 5, p. 701–720, 2010. Disponível em: <<http://journals.sagepub.com/doi/10.1177/1077546309106529>>. .

ZHU, L.; CHEN, R.; LIU, X. Theoretical analyses of the electronic breaker switching method for nonlinear energy harvesting interfaces. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 23, n. 4, p. 441–451, 2012.