Universidade de São Paulo – USP
Escola de Engenharia de São Carlos – EESC

Tarcísio Marinelli Pereira Silva

**Circuitos piezelétricos passivos, semi-passivos, ativos e híbridos e suas
aplicações para problemas aeroelásticos**

São Carlos

2014

Tarcísio Marinelli Pereira Silva

Circuitos piezelétricos passivos, semi-passivos, ativos e híbridos e suas aplicações para problemas aeroelásticos

Dissertação apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos (EESC), da Universidade de São Paulo (USP), como requisito para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Mecânica.

Área de Concentração: Aeronaves

Orientador: Prof. Dr. Carlos De Marqui Júnior

São Carlos

2014

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

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.

S586c Silva, Tarcisio Marinelli Pereira
Circuitos piezelétricos passivos, semi-passivos,
ativos e híbridos e suas aplicações para problemas
aeroelásticos / Tarcisio Marinelli Pereira Silva;
orientador Carlos De Marqui Junior. São Carlos, 2014.

Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Mecânica e Área de Concentração em
Aeronaves -- Escola de Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo, 2014.

1. Aeroelasticidade. 2. Materiais piezelétricos. 3.
Controle de vibrações. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **TARCISIO MARINELLI PEREIRA SILVA**.

Título da dissertação: "Circuitos piezelétricos passivos, semi-passivos, ativos e híbridos e suas aplicações para problemas aeroelásticos".

Data da defesa: 08/08/2014

Comissão Julgadora:

Resultado:

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

Aprovado

Prof. Dr. **João Paulo Pereira do Carmo**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

APROVADO

Prof. Dr. **Fred Nitzsche**
(Carleton University)

aprovado

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica:
Prof. Associado **Marcelo Areias Trindade**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Associado **Paulo César Lima Segantine**

Agradecimentos

Ao departamento de engenharia aeronáutica por oferecer toda a infraestrutura necessária para a realização deste trabalho. Agradeço ainda funcionários, professores e colegas de trabalho que sempre tornaram agradável o ambiente de trabalho e que influenciam na minha constante formação pessoal.

Em particular, gostaria de agradecer ao meu professor orientador Carlos De Marqui Junior, por sempre esteve à disposição a ajudar com seus conhecimentos e experiência, e que muito contribuiu com ideias.

Agradeço também Ms. Vagner Candido Souza, Ms. Douglas D'assunção e Ms. Marcel Clementino e professor Dr. Marcelo Leite Ribeiro pelas discussões técnicas e trocas de conhecimento, que muito contribuíram com este trabalho.

Ao Ms. Ricardo de Medeiros, por ajudar na instalação de softwares necessários a esta pesquisa e na configuração dos mesmos.

A Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) por acreditar neste trabalho e pelo suporte financeiro por um período de 24 meses, à Escola de Engenharia de São Carlos e ao Departamento de Aeronáutica.

Gostaria muito de agradecer aos meus pais, Rubens Pereira Silva Junior e Marcia Marinelli Pereira Silva, por sempre me apoiarem em minhas decisões e sempre me ajudarem a seguir em frente e por terem formado a base da minha educação e da minha pessoa.

A minha família, por estar sempre do meu lado e por me fornecer momentos de descontração e alegrias.

Por fim, agradeço a Elise Kristen Kemerley, minha namorada, uma pessoa que muito admiro, amo e sou muito grato. Uma pessoa que, por vários anos, tem sido minha companheira e me dado muita motivação ao longo do período de elaboração deste trabalho.

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	XII
LISTA DE ABREVIACÕES	XVIII
LISTA DE SIMBOLOS	XVIII
RESUMO.....	XXIII
ABSTRACT	XXV
1. INTRODUÇÃO.....	28
2. REVISÃO DA LITERATURA	36
2.1. Sistemas de Controle utilizando materiais piezelétricos	36
2.1.1. Controladores passivos	36
2.1.2. Controladores ativos	38
2.1.3. Controladores híbridos.....	40
2.1.4. Controladores chaveados	41
2.1.4.1. Controladores chaveados semi-passivos	42
2.1.4.2. Controladores chaveados semi-ativos	46
3. MODELO PIEZOAEROELÁSTICO	49
3.1. Modelo por elementos finitos eletromecanicamente acoplado	49
3.2. Modelo aerodinâmico não-estacionário	54
3.3. Aproximação de Roger.....	58
3.4. Modelagem dos sistemas de controle	60
3.4.1. Modelagem do controlador passivo	60
3.4.2. Modelagem do controlador ativo	62
3.4.3. Modelagem do controlador híbrido	67
3.4.4. Modelagem do controlador semi-passivo	71
3.5. Representação no domínio do tempo	76
4. RESULTADOS E DISCUSSÕES	79
4.1. Investigação do comportamento eletromecânico sob excitação de base e excitação aerodinâmica	81
4.1.1. Primeiro sub-caso.....	81
4.1.1.1. Caso resistivo.....	81
4.1.1.2. Caso resistivo-indutivo	90
4.1.1.3. Casos chaveados.....	101
4.1.1.4. Retirada do efeito piezelétrico inverso	106
4.1.1.5. Caso ativo	108
4.1.1.6. Caso resistivo-indutivo híbrido	112
4.1.1.7. Comparação de todos os circuitos	117
4.1.2. Segundo sub-caso.....	119
4.2. Investigação do comportamento eletroaeroelástico em torno da condição de <i>flutter</i>	123
4.2.1. Caso resistivo	125

4.2.2. Caso resistivo-indutivo.....	127
4.2.3. Caso SSDS	129
4.2.4. Caso SSDI	132
4.2.5. Caso ativo	133
4.2.6. Caso RLs híbrido.....	139
4.3. Controladores <i>self-sensing</i> e autoalimentados	141
4.3.1. Controlador ativo <i>self-sensing</i> e controlador híbrido <i>self-sensing</i>	142
4.3.2. Controlador ativo autoalimentados e controlador híbrido autoalimentados	151
5. CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	157
REFERÊNCIAS.....	159

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Diferentes técnicas de controle passivo a) resistivo; b) indutivo em série, c) indutivo em paralelo e d) capacitivo	28
Figura 2 – Diferentes técnicas de controles a), b) ativo e c), d) híbrido	31
Figura 3 – Chaveamento da piezocerâmica; a) SS, b) SSDS, c) SSDI e d) SSDV.....	32
Figura 4 – Curvas típicas de deslocamento e tensão elétrica no material piezelétrico para as condições de a) circuito-aberto, b) SSDS e c) SSDI.....	44
Figura 5 – Asa elástica sob ação do escoamento com material piezelétrico <i>bimorph</i>	49
Figura 6 – Painéis aerodinâmicos para o DLM. A superfície de sustentação é dividida em painéis (linhas azuis), a linha de dipolos é representada pela linha verde, e os pontos de integração e de controle estão representados pelos pontos pretos e vermelhos, respectivamente	56
Figura 7 – Asa elástica associada com um esquema de controlador passivo	61
Figura 8 – Asa elástica associada com um esquema de controlador ativo	62
Figura 9 – Asa elástica associada com um esquema de um controlador híbrido.....	68
Figura 10 – Asa elástica associada com um esquema de um controlador semi-passivo	71
Figura 11 – Circuito chaveador proposto por Richard et al. (2007).	74
Figura 12 – Sistema piezoaeroelástico implementado em Matlab-Simulink.....	76
Figura 13 – Esquemas do controlador <i>self-sensing</i> ativo e híbrido	143
Figura 14 – Amplificador Operacional Inversor.....	147
Figura 15 – Esquema do controladore autoalimentados ativo e híbrido.....	151
Tabela 1 – Impedâncias complexas assumidas para Z neste trabalho.....	61

Tabela 2 – Propriedades mecânicas da estrutura e propriedades elétricas do material piezelétrico.....	80
Tabela 3 - Forma dos modos de vibrar, frequências de ressonância na condição de curto-circuito.....	81
Tabela 4 - Parametros ótimos para o controlador RLs híbrido para diversos valores de R_c .	114
Tabela 5 - Ajustando os ganhos I_p e I_i para o controlador <i>self-sensing</i>	147
Tabela 6 - Ajuste dos ganhos I_p e I_i para o controlador autoalimentado.....	153
Gráfico 1 - Contribuição do efeito piezelétrico inverso θV_p em a) rigidez e b) amortecimento	82
Gráfico 2 - Deslocamento da ponta da asa para diversos valores de resistências no domínio da a) frequência e b) tempo	83
Gráfico 3 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico quando $R = 10^2 \Omega$	85
Gráfico 4 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico quando $R = 10^4 \Omega$	86
Gráfico 5 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico quando $R = 9 \cdot 10^4 \Omega$	88
Gráfico 6 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico quando $R = 10^7 \Omega$	89
Gráfico 7 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico quando $R = 10^7 \Omega$ e excitação a 1.75Hz.....	90
Gráfico 8 - Contribuição do efeito piezelétrico inverso θV_p em a) rigidez, b) amortecimento e c) inércia	92
Gráfico 9 - Deslocamento da ponta da asa para diversos valores de resistências no domínio da a) frequência e b) tempo	93
Gráfico 10 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso L e excitação a 1.66Hz	95
Gráfico 11 - Deslocamento da ponta da asa para quando o sistema é excitado em a) 1.417Hz e b) 1.971Hz	97
Gráfico 12 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso L e excitação a 1.417Hz	98

Gráfico 13 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso L e excitação a 1.971Hz.....	99
Gráfico 14 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso RLs e excitação a 1.66Hz.....	99
Gráfico 15 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso RL e excitação a 1.66Hz	100
Gráfico 16 - Deslocamento da ponta da asa para as técnicas SSDS e SSDI no domínio da a) frequência e b) tempo.....	101
Gráfico 17 - Tensão na piezocerâmica (V_p) e nos capacitores C1 (V_{C1}) e C2 (V_{C2}) do circuito proposto por Richard et al. (2007) para o caso a) SSDS e b) SSDI.....	102
Gráfico 18 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso SSDS	103
Gráfico 19 - Comparação entre a tensão na piezocerâmica e do termo P_{me} para o caso SSDS	104
Gráfico 20 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso SSDI.....	104
Gráfico 21 - Comparação entre a tensão na piezocerâmica e do termo P_{me} para o caso SSDI	105
Gráfico 22 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso resistivo quando se desconsidera o efeito piezelétrico inverso	106
Gráfico 23 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso SSDI quando se desconsidera o efeito piezelétrico inverso	107
Gráfico 24 - Deslocamento da ponta da asa para o controlador puramente ativo no domínio a) da frequência e b) do tempo	109
Gráfico 25 - a) Tensão e b) potência requerida pelo controlador ativo para diversos valores de R_c	110
Gráfico 26 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso puramente ativo com $R_c = 10^{-5}$	110
Gráfico 27 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso puramente ativo com $R_c = 10^{-7}$	111

Gráfico 28 - Deslocamento da ponta da asa para o controlador RL híbrido no domínio a) da frequência e b) do tempo	114
Gráfico 29 - a) Tensão e b) potência requerida pelo controlador RLs híbrido para diversos valores de R_c	115
Gráfico 30 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o controlador RLs híbrido com $R_c = 10^{-6}$	115
Gráfico 31 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o controlador RLs híbrido com $R_c = 10^{-9}$	116
Gráfico 32 - Deslocamento da ponta da asa para as técnicas passivas, semi-passivas, ativas e híbridas no domínio da a) frequência e b) tempo	117
Gráfico 33 - Valores adimensionais de trabalho para circuitos passivos, semi-passivos, ativos e híbridos	117
Gráfico 34 - a) tensão aplicada e b) trabalho requerida pelos controladores ativos e híbridos	118
Gráfico 35 - Deslocamento da ponta da asa para os casos curto-circuito, circuito-aberto e SSDI no domínio da a) frequência e b) tempo com velocidade de escoamento de 10m/s.....	119
Gráfico 36 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico para a condição de curto-circuito; Valores adimensionais de c) potência e d) trabalho no domínio mecânico; e) potência e f) trabalho no domínio elétrico para o caso SSDI na velocidade de 10m/s	120
Gráfico 37 - Deslocamento da ponta da asa para os casos CC, CA e SSDI no domínio da a) frequência e b) tempo com velocidade de escoamento de 35m/s	121
Gráfico 38 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico para a condição de curto-circuito; Valores adimensionais de c) potência e d) trabalho no domínio mecânico; e) potência e f) trabalho no domínio elétrico para o caso SSDI na velocidade de 35m/s	122
Gráfico 39 - a) Deslocamento da ponta da asa e b) trabalho no domínio mecânico abaixo de <i>flutter</i> ; c) Deslocamento da ponta da asa e d) trabalho no domínio mecânico na velocidade de <i>flutter</i> ; a) Deslocamento da ponta da asa e b) trabalho no domínio mecânico e no pós <i>flutter</i>	124
Gráfico 40 - Deslocamento da ponta da asa para a velocidade de 47,1m/s e a velocidade de <i>flutter</i> do caso resistivo.....	125

Gráfico 41 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso resistivo na velocidade de <i>flutter</i> de curto-circuito.....	126
Gráfico 42 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso resistivo na velocidade de pós- <i>flutter</i> de curto-circuito.....	127
Gráfico 43 - Deslocamento da ponta da asa para a velocidade de 47,1m/s e a velocidade de <i>flutter</i> do caso RLs passivo	128
Gráfico 44 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso RLs na velocidade de <i>flutter</i> de curto-circuito	128
Gráfico 45 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso RLs na velocidade de pós- <i>flutter</i> de curto-circuito.....	129
Gráfico 46 - Deslocamento da ponta da asa para a velocidade de 47,1m/s e a velocidade de <i>flutter</i> do caso SSDS	130
Gráfico 47 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso SSDS na velocidade de <i>flutter</i> de curto-circuito	130
Gráfico 48 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso SSDS na velocidade de pós- <i>flutter</i> de curto-circuito.....	131
Gráfico 49 - Deslocamento da ponta da asa para a velocidade de 47,1m/s e a velocidade de <i>flutter</i> do caso SSDI.....	132
Gráfico 50 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso SSDI na velocidade de <i>flutter</i> de curto-circuito	132
Gráfico 51 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso SSDI na velocidade de pós- <i>flutter</i> de curto-circuito.....	133
Gráfico 52 - Deslocamento da ponta da asa para a condição de curto-circuito e para o caso puramente ativo para a velocidade de 47,1m/s	133
Gráfico 53 - a) tensão b) potência e c) trabalho requerida no controlador ativo na velocidade de 47,1m/s	134

Gráfico 54 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso ativo na velocidade de <i>flutter</i> de curto-circuito	135
Gráfico 55 - Amortecimento do sistema piezoaeroelástico contra velocidade do escoamento para o caso puramente ativo	136
Gráfico 56 - a) deslocamentos, b) tensão e c) energia requerida pelo controlador ativo na velocidade de 50m/s	137
Gráfico 57 - Limite entre a região estável e instável do controlador ativo para diversos valores de V_D	138
Gráfico 58 - Deslocamento da ponta da asa para a condição de curto-circuito e o caso RLs híbrido para a velocidade de 47,1m/s	139
Gráfico 59 - a) tensão b) potência e c) energia requerida no controlador RLs híbrido na velocidade de 47,1m/s	139
Gráfico 60 - Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso RLs híbrido na velocidade de <i>flutter</i> de curto-circuito	140
Gráfico 61 - Amortecimento do sistema piezoaeroelástico contra velocidade do escoamento para o caso RLs híbrido	141
Gráfico 62 - Limite entre a região estável e instável do controlador RLs híbrido para diversos valores de V_D	141
Gráfico 63 - Deslocamentos da ponta da asa usando os controladores ativo e RLs híbrido e os controladores ativos e RLs híbrido <i>self-sensing</i>	147
Gráfico 64 - a) tensão e b) corrente na piezocerâmica atuadora (na superfície superior da asa) dos controladores ativo, RLs híbrido, ativo e RLs híbrido <i>self-sensing</i>	148
Gráfico 65 - a) tensão e b) trabalho de controle pros casos ativo, RLs híbrido, ativo e RLs híbrido <i>self-sensing</i>	148
Gráfico 66 - Deslocamentos da ponta da asa usando os controladores ativo e RLs híbrido e os controladores ativos e RLs híbrido <i>self-sensing</i>	149
Gráfico 67 - a) tensão e b) corrente na piezocerâmica atuadora (na superfície superior da asa) dos controladores ativo e RLs híbrido e os controladores ativos e RLs híbrido <i>self-sensing</i>	150
Gráfico 68 - a) tensão e b) energia de controle dos controladores ativo e RLs híbrido e os controladores ativos e RLs híbrido <i>self-sensing</i>	150

Gráfico 69 - Deslocamentos da ponta da asa usando os controladores ativo e RLs híbrido <i>self-sensing</i> e os controladores ativos e RLs híbrido autoalimentado	153
Gráfico 70 - a) tensão e b) corrente na piezocerâmica atuadora (na superfície superior da asa) usando os controladores ativo e RLs híbrido <i>self-sensing</i> e os controladores ativos e RLs híbrido autoalimentado	154
Gráfico 71 - a) tensão e b) energia de controle usando os controladores ativo e RLs híbrido <i>self-sensing</i> e os controladores ativos e RLs híbrido autoalimentado	154

LISTA DE ABREVIACÕES

AIC	Coeficientes de Influência Aerodinâmicos - <i>Aerodynamic Influence Coefficient</i>
DLM	<i>Doublet Lattice Method</i>
EF	Elementos finitos
FFT	Transformada Rápida de Fourier - <i>Fast Fourier Transform</i>
GDL	Grau De Liberdade
LQR	Regulador Linear Quadrático - <i>Linear Quadratic Regulator</i>
MFC	<i>macro fiber composites</i>
CA	Circuito Aberto - <i>Open Circuit</i>
RL	Resistivo-Indutivo
CC	Curto Circuito - <i>Short Circuit</i>
SS	<i>State Switching</i>
SSD	<i>Synchronized Switch Damping</i>
SSDI	<i>Synchronized Switch Damping on Inductor</i>
SSDS	<i>Synchronized Switch Damping on Short-circuit</i>
SSDV	<i>Synchronized Switch Damping on Voltage</i>

LISTA DE SIMBOLOS

$\bar{\mathbf{M}}$	Matriz de massa generalizada.
$\bar{\mathbf{C}}$	Matriz de amortecimento generalizada.
$\bar{\mathbf{K}}$	Matriz de rigidez generalizada.
$\bar{\mathbf{\theta}}$	Vetor de acoplamento eletromecânico generalizado.
$\bar{\mathbf{F}}_a$	Forças aerodinâmicas generalizadas.

$\bar{\mathbf{F}}_e$	Forças externas generalizadas.
$\mathbf{u}$	Vetor de deslocamento modal.
V_p	Tensão elétrica da piezocerâmica.
Q_p	Carga elétrica da piezocerâmica.
C_p	Capacitância equivalente do material piezelétrico.
$\alpha; \beta$	Constante de proporcionalidade.
ϕ	Matriz de auto-vetores.
P_{iner}	Potência do termo de inércia.
P_{amor}	Potência do termo de amortecimento.
P_{rig}	Potência do termo de rigidez.
P_{aero}	Potência do termo de forças aerodinâmicas.
P_{ext}	Potência do termo de forças externas.
P_{me}	Potência do termo de efeito piezelétrico inverso.
P_{em}	Potência do termo de efeito piezelétrico direto.
P_{out}	Potência elétrica fluindo entre a piezocerâmica e o circuito piezelétrico.
P_{cap}	Potência armazenada na capacitância da piezocerâmica.
P_e	Valor de adimensionalização da equação de equilíbrio de potência.
W_{iner}	Trabalho do termo de inércia.
W_{amor}	Trabalho do termo de amortecimento.
W_{rig}	Trabalho do termo de rigidez.
W_{aero}	Trabalho do termo de forças aerodinâmicas.
W_{ext}	Trabalho do termo de forças externas.
W_{me}	Trabalho do termo de efeito piezelétrico inverso.
W_{em}	Trabalho do termo de efeito piezelétrico direto.
W_{out}	Trabalho elétrico fluindo entre a piezocerâmica e o circuito piezelétrico.
W_{cap}	Trabalho armazenado na capacitância da piezocerâmica.
W_e	Valor de adimensionalização da equação de equilíbrio de trabalho.
$\mathbf{w}(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z})$	Vetor de <i>downwash</i> da superfície sustentadora.

V	Velocidade relativa entre a superfície sustentadora e o escoamento aerodinâmico.
ρ_0	Densidade do ar.
$\Delta p(x, y, z)$	Diferença de pressão aerodinâmica entre o intradorso e o extradorso da superfície sustentadora.
$K_{(x-\zeta, y-\eta, z)}$	Função de Kernel.
$\zeta; \eta; \lambda$	Variáveis de integração.
S_u	Área da superfície sustentadora.
$AIC_{(k, M)}$	Matriz dos coeficientes aerodinâmicos de influência.
ΔC_p	Diferença de pressão não dimensional.
$Q_{(k, M)}$	Matriz das forças aerodinâmicas na malha aerodinâmica.
$P_{(k, M)}$	Matriz das pressões aerodinâmicas na malha aerodinâmica.
S	Matriz de integração.
D_1	Parte real da matriz diferencial que relaciona o movimento dos pontos de controle com os pontos de integração.
D_2	Parte imaginária da matriz diferencial que relaciona o movimento dos pontos de controle com os pontos de integração.
u_a	Vetor de deslocamentos dos pontos de controle da malha aerodinâmica.
k	Frequência reduzida.
G	Matriz de transformação entre a malha aerodinâmica e estrutural.
δ_a	Deformações infinitesimais nos pontos de controle da malha aerodinâmica.
δ	Deformações infinitesimais da malha estrutural.
s	Variável de Laplace.
N_a	Número de estados aumentados.
N_k	Número de frequências reduzidas.
γ_i	Coefficientes de forças aerodinâmicas da aproximação de Roger.
j	Número imaginário.
$P_0, P_1, P_2, \dots, P_{N_a}$	Matrizes de forças aerodinâmicas da aproximação de Roger.
b	Semi-envergadura.

$\mathbf{u}_i^a$	Vetor de estados adicionais.
q	Pressão dinâmica.
Z	Impedância elétrica.
R	Resistência elétrica.
L	Indutância elétrica.
C	Capacitância elétrica.
ω_n	Frequência natural.
$\mathbf{X}$	Vetor de estados.
$\mathbf{A}$	Matriz de estados.
$\mathbf{B}$	Matriz de entrada.
$\mathbf{B}_{av}$	Matriz do controlador.
$\mathbf{C}; \mathbf{D}$	Matrizes de saída do espaço de estados.
$\mathbf{Y}$	Vetor de saída do espaço de estados.
$\mathbf{V}_c$	Tensão de controle.
$\mathbf{G}_c$	Matriz de realimentação de estados.
$\mathbf{Q}_c; \mathbf{R}_c$	Matrizes de peso da teoria de controle LQR.
$\mathbf{P}$	Matriz hermitiana da teoria de controle LQR.
$\bar{\mathbf{M}}_s$	Matriz de massa generalizada mais a contribuição inercial das forças aerodinâmicas.
$\bar{\mathbf{C}}_s$	Matriz de amortecimento generalizada mais a contribuição em amortecimento das forças aerodinâmicas.
$\bar{\mathbf{K}}_s$	Matriz de rigidez generalizada mais a contribuição em rigidez das forças aerodinâmicas.
$\mathbf{M}_1$	Sub-matriz de $\mathbf{A}$ relacionada ao domínio aeroelástico.
$\mathbf{M}_2$	Sub-matriz de $\mathbf{A}$ relacionada a influência elétrica no domínio aeroelástico.
$\mathbf{M}_3$	Sub-matriz de $\mathbf{A}$ relacionada a influência mecânico no domínio elétrico.
$\mathbf{M}_4$	Sub-matriz de $\mathbf{A}$ a relacionada ao domínio elétrico.
$\mathbf{X}_m$	Sub-vetor de $\mathbf{X}$ referentes às saídas mecânicas do sistema.
$\mathbf{X}_e$	Sub-vetor de $\mathbf{X}$ referentes às saídas elétricas do sistema.
V_{final}	Tensão da piezocerâmica ao final do chaveamento.

$V_{inicial}$	Tensão da piezocerâmica no início do chaveamento.
γ	Fator de inversão de tensão da técnica SSDI.
Q	Fator de qualidade da técnica SSDI.
ω_e	Frequência de ressonância elétrica.
$\mathbf{G}_1, \mathbf{G}_2, \dots, \mathbf{G}_6$	Ganhos dos controladores ativos e híbridos.
V_o	Tensão de saída equivalente de várias piezocerâmicas conectadas em série ou paralelo.
$\bar{\theta}_{eq}$	Acoplamento eletromecânico equivalente de várias piezocerâmicas conectadas em série ou paralelo.
$\mathbf{C}_{peq}$	Capacitância equivalente de várias piezocerâmicas conectadas em série ou paralelo.
$I_p; I_i$	Ganhos.

RESUMO

Silva, T. M. P. **Circuitos piezelétricos passivos, semi-passivos, ativos e híbridos e suas aplicações para problemas aeroelásticos**. Dissertação (mestrado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2014.

Desde o final da década de 1980 até os dias atuais a utilização de materiais inteligentes em sistemas de controle de vibrações e em problemas de conversão de energia mecânica em energia elétrica tem sido amplamente investigada. Entre os materiais inteligentes destacamos os piezelétricos, apresentando acoplamento entre os domínios elétrico e mecânico. Em casos de controle passivo de vibrações utiliza-se o efeito piezelétrico direto e a energia de vibração é dissipada em um circuito elétrico passivo. Apesar de não utilizarem uma fonte externa de energia, a faixa de frequências onde o controlador passivo tem bom desempenho é limitada em relação aos controladores ativos. Em problemas de controle ativo de vibrações o efeito piezelétrico inverso é utilizado. Neste caso, uma tensão elétrica de controle é aplicada aos piezelétricos para a atenuação de vibrações. Os sistemas híbridos de controle (ativo-passivo) associam circuitos passivos e uma fonte de tensão elétrica. Nesse caso, os efeitos piezelétricos direto e inverso são utilizados simultaneamente. Espera-se que a parte ativa do sistema híbrido necessite de menor potência elétrica de atuação (se comparado com um controlador ativo) além do sistema híbrido proporcionar melhor resposta estrutural que o sistema passivo isoladamente. Entretanto, os controladores ativos e híbridos apresentam desvantagens relacionadas com complexidades de uma lei de controle, necessidade de equipamentos externos e podem exigir elevada potência de atuação. Os controladores semi-passivos surgiram como uma alternativa aos pontos negativos dos controladores passivos, ativos e híbridos. Uma técnica semi-passiva chamada SSD (*synchronized switch damping*) consiste no chaveamento do material piezelétrico entre a condição de circuito aberto e a condição de curto-circuito (SSDS) ou a uma indutância (SSDI), em momentos específicos da vibração da estrutura. Em geral, a conversão eletromecânica de energia é amplificada assim como o efeito *shunt damping*. Dessa forma, os circuitos semi-passivos, assim como os passivos, têm sido utilizados tanto como controladores de vibração quanto em problemas de coleta piezelétrica de energia. O objetivo deste trabalho é avaliar o desempenho de controladores piezelétricos passivos, semi-passivos, ativos e híbridos na atenuação de vibrações e também em problemas aeroelásticos. O modelo piezoaeroelástico é obtido com um modelo por elementos finitos (placa de Kirchhoff) eletromecanicamente acoplado que associado a um modelo aerodinâmico não-estacionário (método de malha de dipolos) resulta um modelo piezoaeroelástico. Casos de excitação harmônica de base, entrada impulsiva e também condição de *flutter* são estudados.

Palavras-chaves: Aeroelasticidade, materiais piezelétricos, controle de vibração.

ABSTRACT

Silva, T. M. P. **Passive, semi-passive, active and hybrid piezoelectric circuits and their application in aeroelastic problems**. Dissertation (master degree) – Engineering School of São Carlos, University of São Paulo, São Carlos, 2014.

From the late 1980s until the present date, the use of smart materials as actuators in vibration control systems and as converters of mechanical energy into electricity has been widely investigated. Among these smart materials, the piezoelectric ones stand out, presenting a coupling between the electrical and mechanical domain. In passive vibration control, the direct piezoelectric effect is used and vibration energy is dissipated (or harvested) in a passive circuit. Although no external power source is required, the frequency bandwidth in which passive controllers have good performance is limited when compared to active controllers. In active vibration control problems, the inverse piezoelectric effect is used. In this work, a voltage source is applied on the piezoceramic patches in order to attenuate vibration. Hybrid (active-passive) vibration controllers combine passive shunt circuits with the voltage source. In this case, the direct and inverse piezoelectric effects are used simultaneously. It is expected that the active part of the hybrid system will require less energy (when compared to an active controller) and a better structural response will be obtained than the purely passive system. Nevertheless, the active and hybrid controllers present disadvantages such as complexity of a control law, require external equipment and potentially require large amounts of energy. The semi-passive controllers are a recent alternative to the drawbacks of passive, active and hybrid controllers. A semi-passive technique called SSD (synchronized switch damping) consists of using an electronic switch that the piezoelectric element is briefly switched to an electrical shunt-circuit that can be a simple short-circuit (SSDS), or a small inductance (SSDI) at specific times in the structure's vibration cycle (Mohammadi, 2008). In general, the electromechanical energy conversion is enhanced as well as the shunt effect damping. Therefore, the switching techniques, as well as the passive circuits, have been used both in vibration control problems and in piezoelectric energy harvesting problems. The goal of this work is to assess the performance of passive, semi-passive, active and hybrid piezoelectric controllers to attenuate vibration in aeroelastic problems. The aeroelastic model is obtained by combining an electromechanically coupled finite element model (Kirchhoff's plate) with an unsteady aerodynamic models (the doublet-lattice method and Roger's model). The case studies are carried out on an elastic wing response to a base excitation, impulse force, and the flutter condition.

Key-words: Aeroelasticity, piezoelectric materials, vibration control.

1. Introdução

1. INTRODUÇÃO

Os materiais piezelétricos apresentam acoplamento entre os domínios mecânico e elétrico e, por essa razão, tem sido amplamente utilizados como sensores e como atuadores em problemas de redução de vibrações em estruturas flexíveis. No caso específico de aeronaves, as vibrações indesejadas levam a redução de vida útil por fadiga, comprometem instrumentos de precisão, prejudicam o desempenho durante o voo e reduzem o conforto de passageiros e tripulação. Diferentes fenômenos podem ser apontados como significantes fontes de oscilações aeroelásticas significativas em uma aeronave. Este trabalho investiga casos de oscilações induzidas por turbulência atmosférica e casos de *flutter*. Turbulências atmosféricas são situações recorrentes, inevitáveis em muitas operações e podem ocorrer em todo o envelope de voo. *Flutter*, por outro lado, é uma instabilidade aeroelástica dinâmica que resulta em oscilações auto-excitadas da estrutura a partir de uma velocidade crítica, ou velocidade de *flutter*. Métodos convencionais de supressão de oscilações aeroelásticas incluem a adição de molas e amortecedores. Tais métodos, no entanto, possuem a desvantagem de acrescentar peso em uma aeronave. O uso de materiais piezelétricos pode ser uma solução interessante para redução de vibrações por sua facilidade de uso e instalação.

As estratégias de controle de vibrações utilizando materiais piezelétricos podem ser classificadas como passivas, ativas, híbridas, semi-passivas e semi-ativas. No caso de controladores passivos não há utilização de uma fonte externa de energia. A energia mecânica é convertida em energia elétrica através do efeito piezelétrico direto e o efeito de amortecimento obtido com a dissipação de energia em um circuito externo. A Figura 1 apresenta quatro possíveis configurações de controladores passivos.

Figura 1: Diferentes técnicas de controle passivo a) resistivo; b) resistivo-indutivo em série, c) resistivo-indutivo em paralelo e d) capacitivo

No caso resistivo, o amortecimento é introduzido no sistema devido à dissipação de energia na forma de calor (JOHNSON, 1995). Outro efeito no caso resistivo é a variação da

rigidez no sistema, já que as propriedades elásticas do material piezelétrico dependem da condição de contorno elétrica a que o mesmo está submetido. Assim, a rigidez em curto circuito é menor do que em circuito aberto. Nos caso indutivo, o efeito é semelhante ao de um absorvedor mecânico não amortecido (FORWARD, 1979). Tal caso pode ser modificado para o caso resistivo-indutivo (caso em série, como tratado em Hagood e Von Flotow (1991) e caso em resistivo-indutivo (RL) em paralelo, como apresentado por Wu (1996)), onde o circuito é interpretado como o equivalente elétrico de um absorvedor mecânico amortecido. No caso capacitivo, pouco explorado na literatura, o efeito é a variação de rigidez do material.

Alguns autores estudam a aplicação de circuitos passivos para controle multi-modal de vibração (DELL ISOLA et al., 2004). Em Agneni et al (2006), é feita a associação de uma piezocerâmica a um circuito piezelétrico multi-modal. Ou seja, uma única piezocerâmica é conectada em paralelo a diversos circuitos RL (em série), onde cada ramo RL é dimensionado para atenuar uma frequência de ressonância de um modo de vibrar da estrutura. Para que não haja influência de um par RL sobre outro, filtros passa-banda (circuito indutivo-capacitivo LC) são adicionados na entrada de cada ramo RL (BEHRENS et al., 2003). Assim, cada par RL só é acionado em torno da frequência de interesse. Caso os filtros não fossem utilizados o sistema deveria ter diversas piezocerâmicas, e cada uma conectada a um par RL para um modo específico. O número de piezocerâmicas necessárias no sistema seria então igual ao número de modos a ser controlado.

Os controladores passivos têm o benefício de serem estáveis (já que não há fonte externa de energia). Entretanto, sua aplicação prática e eficiência são prejudicadas quando se necessita de controladores que funcionem em amplas faixas de frequências ou quando as frequências de ressonância são baixas. Nos casos específicos envolvendo indutores, a ressonância elétrica formada pela indutância e capacitância equivalente dos piezelétricos, $1/\sqrt{LC_p}$, onde L é a indutância e C_p a capacitância equivalente da piezocerâmica, deve ser ajustada segundo a frequência de ressonância de um modo estrutural de interesse. Como C_p é baixa e, quando a frequência de ressonância de um modo também é baixa, o resultado é a necessidade de indutores na ordem de centenas de Henry, algo pouco prático. Tal fato leva a necessidade de utilização de indutâncias sintéticas (FLEMING et al. 2000). Entretanto, a resistência interna dos circuitos de indutância sintética, geralmente, reduz o desempenho de um controlador passivo RL, já que a resistência resultante pode ser muito diferente da resistência ótima.

Uma outra estratégia de controle utilizando materiais piezelétricos é o controle ativo. A Figura 2a e 2b apresentam duas configurações possíveis destes controladores. Neste caso, o material piezelétrico, conectado a uma fonte externa de energia, é instalado sobre a estrutura a ser controlada ou utilizado como um elemento estrutural da mesma. Dessa forma, o efeito piezelétrico inverso é utilizado e, portanto, o modo atuador está exclusivamente presente. A fonte externa de energia pode ser uma fonte de tensão em série com a piezocerâmica (como apresentado em Zhao (2010)) ou uma fonte de corrente em paralelo (como apresentado em Tang e Wang (2001)) com o material piezelétrico. Em ambos os casos, uma saída mecânica é produzida com o intuito de reduzir vibrações indesejadas (FULLER et al., 1996).

Os controladores ativos apresentam algumas vantagens em relação aos controladores passivos como, por exemplo, um melhor desempenho na redução de vibração em uma ampla faixa de frequências. Apesar da literatura apresentar estudos sobre controle ativo de problemas mecânicos e aeronáuticos, algumas questões persistem, como a potência requerida para a atuação, a complexidade de *hardware* utilizado, além da necessidade de se projetar e implementar leis de controle (MCGOWAN, 1999). Além disso, sensores distribuídos na estrutura são necessários.

Os controladores híbridos, como mostrados na Figura 2c e 2d, são outra alternativa de sistemas piezelétricos para controle de vibrações. Eles associam circuitos *shunts* passivos (uni-modal ou multi-modal) e uma fonte externa de energia, ambos conectados a um ou mais piezelétricos instalados em uma estrutura (TSAI e WANG, 1999; YUAN, 2000; MORGAN e WANG, 2002). Nesse caso, o efeito piezelétrico direto e inverso são utilizados simultaneamente. Assim, quando um sistema híbrido é devidamente ajustado, a parte ativa necessita de menor potência elétrica de entrada se comparado com um controlador ativo convencional. Além disso, o sistema híbrido proporciona melhor resposta estrutural do que o sistema passivo isoladamente.

Figura 2: Diferentes técnicas de controles a), b) ativo e c), d) híbrido

Um trabalho interessante na linha de controladores híbridos é apresentado por Zhao (2010). Este autor compara o desempenho de controladores ativos, passivos (RL em série) e híbridos (RL em série associado a um regulador linear quadrático) para a atenuação de vibrações em uma estrutura semelhante a empenagem vertical de uma aeronave. Diversas piezocerâmicas são coladas sobre sua superfície e sujeitas a um sinal aleatório de excitação. Fica claro que a parte ativa do sistema híbrido apresenta maior autoridade de controle quando comparada com a autoridade do controlador ativo isoladamente.

Trindade, M. A. (2007) apresenta um trabalho com controladores híbridos, comparando-os com controladores passivos e ativos. Neste trabalho, uma avaliação numérica do amortecimento dos controladores piezelétricos é feita para várias posições das pastilhas piezelétricas em uma viga engastada. No caso, três pastilhas piezelétricas foram usadas na estrutura, e seis configurações (posições) diferentes foram consideradas. Dependendo da configuração, as piezocerâmicas assumiam função de sensor ou de atuador. Os resultados obtidos mostraram que uma maior redução de vibração é observada para os controladores híbridos. No entanto, este controlador também impôs maior aumento de massa ao sistema original do que os outros controladores. A menor adição de massa foi obtida com os controladores passivos, assim como uma menor atenuação de vibração. Por fim, os controladores ativos apresentaram maior atenuação do que os controladores passivos, e um acréscimo menor em massa do que o controlador híbrido.

Trindade, M., A e Santos, H. F. L. (2011) compararam a eficiência de reduzir vibração entre controladores unimodais passivos, ativos e híbridos em uma viga engastada com uma piezocerâmica na raiz. Além disso, as autoridades de controle do controlador ativo e do controlador híbrido foram comparadas. O estudo apresentado foi realizado numericamente no domínio da frequência. Um modelo por elementos finitos com GDL mecânicos e elétricos foi desenvolvido. Como resultados, observou-se que a eficiência em reduzir vibrações era, em ordem crescente: controladores passivos, ativos e híbridos, respectivamente. Já para a autoridade de controle, mostrou-se que para cada Volt aplicado pela fonte de tensão elétrica, o controlador híbrido era capaz de reduzir mais vibração que o controlador ativo.

A partir das características aqui discutidas, é possível concluir que os controladores híbridos podem ser uma alternativa interessante para a presente linha de pesquisa. Os controladores híbridos podem reduzir a demanda por energia de atuação da parte ativa, já que parte da energia de vibração é dissipada nos elementos passivos que compõem o sistema híbrido. No entanto, a necessidade de uma lei de controle apropriada, de sensores, de *hardware* externo e de altas indutâncias ainda persiste para este controlador.

Assim, os controladores semi-passivos e semi-ativos surgiram como alternativas para suprir as deficiências dos controladores passivos, ativos e híbridos. Os controladores mais representativos nestas linhas pertencem aos sistemas que utilizam o processamento não-linear do sinal elétrico proveniente do material piezelétrico – os controladores SSD (*synchronized switch damping*) (GUYOMAR et al., 2008). O seu princípio básico de funcionamento consiste no chaveamento da piezocerâmica ao circuito elétrico. Assim, a piezocerâmica é conectada e desconectada ao circuito externo de forma sincronizada com as oscilações mecânicas. Os tipos mais usuais destes controladores são apresentados na Figura 3.

Figura 3: Chaveamento da piezocerâmica a) SS, b) SSDS, c) SSDI e d) SSDV.

O caso da Figura 3a é conhecido como SS (*State Switch*), o princípio consiste em detectar os pontos de máximo e mínimo das oscilações mecânicas e chavear o sistema da condição de circuito aberto para curto circuito. Assim, o sistema é mantido em circuito-aberto quando se afasta do equilíbrio e curto-circuitado quando vai para o equilíbrio. A consequência é a variação da rigidez e aumento da rigidez efetiva de uma viga de um fator de dois. Tal sistema é aqui classificado como semi-passivo já que pode ser necessária energia externa para o chaveamento, mas não aplicada na piezocerâmica.

O caso SSDS (*Synchronized Switch Damping on Short-Circuit*) da Figura 3b é semelhante ao caso SS. Nos dois casos, a condição elétrica da piezocerâmica alterna entre a condição de curto-circuito e a de circuito-aberto. No entanto, a duração de cada condição difere em cada caso. No caso SSDS, a piezocerâmica é mantida em circuito-aberto até se detecte os pontos de máximo e mínimo das oscilações mecânicas. Nos pontos de máximos e mínimos, o sistema é então curto-circuitado (ou chaveado para uma baixa resistência) até que a tensão elétrica seja cancelada. A energia elétrica é dissipada durante o cancelamento e, consequentemente, o efeito *shunt damping* é ampliado em relação ao caso SS. Quando há o cancelamento da tensão, o que acontece quase instantaneamente, o sistema é novamente colocado em circuito-aberto, até que outro ponto de máximo ou mínimo de deslocamento seja detectado.

No caso da Figura 3c, SSDI (*Synchronized Switch Damping on Inductor*) o princípio de funcionamento é igual ao caso SSDS, porém o sistema é chaveado para um indutor ao invés de um curto-circuito. Assim, um circuito ressonante se forma e na prática ocorre a inversão da tensão elétrica proveniente da piezocerâmica (ao invés de cancelamento da tensão, como no caso SSDS). Neste caso, além de uma pequena parte da energia ser dissipada, a inversão da tensão resulta em uma força mecânica dissipativa fora de fase com a velocidade, resultando em um aumento do efeito *shunt damping*. A grande vantagem do caso SSDI é que o indutor é dimensionado para otimizar o tempo que o sistema permanece chaveado, o que torna o ajuste da indutância praticamente independente da frequência de vibração mecânica. Assim, quando comparado com um sistema resistivo-indutivo (Figura 1b e 1c) o desempenho do controlador é melhorado e se tem a possibilidade de utilizar indutores na ordem de mili-Henry ou Henry, o que é muito mais prático do que indutores na ordem de centenas de Henry exigidos para baixas frequências na Figura 1b e 1c.

A eficiência dos esquemas semi-passivos SSDI anteriormente apresentados depende da inversão da tensão elétrica no indutor. As diversas técnicas reportadas na literatura para a realização de chaveamento utilizam circuitos elétricos. Estes circuitos possuem resistência interna que provoca perdas no sistema, impedindo a inversão completa do sinal de tensão elétrica. Assim, a técnica SSDV utiliza fontes de tensão no circuito chaveado com o intuito de garantir a inversão completa do sinal. O sistema SSDV (*Synchronized Switch Damping on Voltage*) é apresentado na Figura 3d. Assim, as fontes de tensão são usadas para compensar as perdas de energia no processo de inversão do SSDI, forçando a inversão completa do sinal de tensão tanto nos pontos de máximo quanto de mínimo. Lefeuvre et al (2006) mostram uma melhora significativa no aumento do amortecimento e consequentemente no desempenho na supressão de vibrações.

O objetivo desta dissertação é projetar e avaliar o desempenho de controladores passivos, ativos, híbridos e semi-passivos para a atenuação de oscilações de uma asa eletromecanicamente acoplada. Os controladores são avaliados para um problema de excitação harmônica de base, na condição de *flutter* e em resposta a turbulência atmosférica. A estrutura elástica é modelada a partir de um modelo por elementos finitos eletromecanicamente acoplado (DE MARQUI et al., 2009). Este modelo, quando for o caso, é associado a um modelo aerodinâmico não-estacionário, o método de malha de dipolos (ALBANO e RODDEN, 1969). A asa estudada é retangular e piezocerâmicas são modeladas na região da raiz da asa. As mesmas são conectadas a diferentes circuitos externos passivos multi-modais (resistivo e resistivo indutivo), semi-passivos, ativos (fonte de tensão elétrica) e

híbridos multi-modais (resistivo e resistivo indutivo mais fonte de tensão elétrica). As equações são representadas no domínio da frequência e também no domínio do tempo. No último caso, a aproximação de Roger (KARPEL, 1981) é utilizada para a aerodinâmica e o sistema é representado em espaço de estados. A partir dos modelos numéricos desenvolvidos neste trabalho pode-se estimar a potência consumida na parte ativa do controlador híbrido, assim como estimar a potência dissipada na parte passiva. Assim, pode ser avaliada e discutida a possibilidade de um sistema autoalimentado.

2. REVISÃO DA LITERATURA

2.1. Sistemas de controle usando materiais piezelétricos

Os sistemas de controle utilizando materiais piezelétricos podem ser classificados em passivos, ativos, híbridos, semi-passivos e semi-ativos. Os sistemas ativo e passivo são os mais usualmente encontrados. Os outros surgiram como alternativas para solucionar problemas dos casos ativo e passivo. É importante ressaltar que, na literatura, a nomenclatura e classificação desses circuitos podem ter diferentes definições. Neste trabalho, a classificação é baseada no fato de energia (obtida a partir de uma fonte externa) estar sendo, ou não, fornecida para os transdutores piezelétricos instalados no sistema. Assim, circuitos piezelétricos compostos por apenas elementos passivos, que não utilizam energia externa, são classificados como passivos. No caso semi-passivo, energia é utilizada no sistema, mas não diretamente ao material piezelétrico e sim ao circuito elétrico. Já no caso semi-ativo, a piezocerâmica é alimentada por curtos intervalos de tempo, enquanto que na maior parte do tempo o efeito piezelétrico direto da piezocerâmica é utilizado. No caso ativo, a energia externa é direta e continuamente aplicada ao material piezelétrico. Por fim, no caso híbrido, energia externa é continuamente aplicada ao material piezelétrico, porém, elementos elétricos passivos estão simultaneamente presentes com o intuito de dissipar energia. Esta revisão da literatura focará na apresentação de alguns casos de controladores passivos, ativos, híbridos, semi-passivos e semi-ativos utilizando materiais piezelétricos em problemas aeroelásticos. Uma revisão detalhada sobre o uso de materiais inteligentes em problemas aeroelásticos pode ser vista em Giurgiutiu (2000).

2.1.1. Controladores passivos

Em sistemas passivos de controle de vibrações, os materiais piezelétricos são conectados a circuitos externos compostos por componentes elétricos passivos, como indutores, capacitores, resistores e diodos. Dessa forma, a energia de vibração mecânica é convertida em energia elétrica, através do efeito piezelétrico direto, que é dissipada no do circuito elétrico (ou circuito *shunt*).

As primeiras aplicações do efeito *shunt damping* incluem o caso de um circuito resistivo (UCHINO; ISHII, 1988), um circuito resistivo indutivo em série (HAGOOD; VON

FLOTOW, 1991) e resistivo indutivo em paralelo (WU, 1996). Apesar de serem de implementação prática mais simples do que os controladores ativos, os controladores passivos apresentam bom desempenho na redução de vibrações em faixas restritas de frequências.

Benjamin S. B., (2013) estudou o efeito de capacitâncias negativas sintéticas no domínio elétrico do problema. O resultado observado foi uma redução de rigidez e um aumento de amortecimento do material piezelétrico, resultando em uma diminuição nos níveis de vibração da estrutura. Todo o problema foi modelado no programa comercial Multisim, sendo a piezocerâmica representada como uma fonte de tensão associada em série com uma capacitância. Vale lembrar que, nesta modelagem da piezocerâmica, o efeito piezelétrico inverso é totalmente negligenciado. O modelo teórico proposto pelo autor é validado por meio da comparação da saída de potência do material piezelétrico com dados experimentais de uma viga de alumínio em balanço. O modelo teórico é usado para selecionar os componentes elétricos da capacitância negativa a fim de obter uma boa eficiência de atenuação de vibração.

Um estudo sobre a aplicação de circuitos *shunt* ressonantes para controle de vibrações é apresentado em Behrens, et al (2003). O autor apresenta um circuito composto por vários ramos RL em série, sendo cada ramo ajustado a uma frequência de ressonância de um modo. O isolamento elétrico entre os ramos é feito por meio de filtros passa-banda que, no caso, são compostos por circuitos indutivo-capacitivos (LC) em série. Assim, cada ramo é composto por um capacitor, dois indutores e um resistor. Por fim, o controle passivo multimodal de vibrações é validado por meio de experimentos em uma viga e em uma placa plana ressoante. Quatro modos foram atenuados com sucesso e um bom acordo entre o método teórico proposto e o experimento foi obtido.

No caso específico de controle de oscilações aeroelásticas, poucos autores investigaram a utilização de controladores passivos. McGowan (1999) investigou numericamente o uso de *shunts* piezelétricos para alterar a resposta aeroelástica de uma seção típica com dois graus de liberdade (GDL), translação e deslocamento angular. O acoplamento eletromecânico é adicionado ao GDL de translação. A autora mostra que esta pode ser uma forma efetiva de se alterar a resposta de estruturas pouco amortecidas abaixo da velocidade de *flutter*. Entretanto, destaca os altos valores de indutância que seriam necessários devido as baixas frequências associadas ao problema aeroelástico. Além disso, a autora enfatiza que a fronteira de *flutter* é pouco afetada por circuitos piezelétricos passivos.

No caso particular de controle de problemas aeroelásticos, poucos autores exploram a utilização de piezocerâmicas associadas com circuitos passivos. Agneni et al. (2003) e Agneni et al. (2006) observaram que controladores passivos têm baixa capacidade de modificar a

fronteira de *flutter* de uma asa elástica, entretanto, têm um bom desempenho na redução da resposta a rajada. Os autores apresentam um modelo por elementos finitos eletromecanicamente acoplado, associado a um modelo aerodinâmico não estacionário. Sensores piezelétricos foram modelados na região da raiz da asa e, neste caso, um circuito multimodal RL em série e filtros passa-banda LC também foram utilizados.

De acordo com as investigações apresentadas na literatura sobre controladores passivos em problemas aeroelásticos, estes apresentam a vantagem de não dependerem de fontes externas de energia, serem simples e não apresentam o risco de tornar o sistema instável, uma vez que nenhuma energia externa é utilizada. No entanto, algumas questões persistem, como os altos valores de indutâncias necessárias (podendo atingir centenas ou até milhares de Henry), a limitada faixa de frequências de atuação, e a ineficácia no aumento da velocidade de *flutter*. Lembrando que este último é um importante objetivo na aeroelasticidade. Assim, outras formas de controle de vibração são propostas na literatura de aeroelasticidade. Uma dessas formas é o controle ativo de vibrações, com o intuito de obter maior atenuação de vibrações em relação às técnicas passivas.

2.1.2. Controladores ativos

Os controladores ativos usam exclusivamente o efeito piezelétrico inverso, transformando energia elétrica em energia mecânica, utilizando o material piezelétrico como atuador. Assim, o material piezelétrico não dissipa energia, mas gera esforços mecânicos contrários ao movimento da estrutura, diminuindo as amplitudes de vibração. Esta técnica de controle exige, além de piezocerâmicas de atuação, sensores, leis de controle, e uma fonte externa de energia (FULLER et al., 1996). Apesar desta técnica apresentar maior complexidade ela também apresenta maior eficácia em relação aos controladores passivos.

A literatura apresenta uma vasta aplicação e tipos de controladores que vêm sendo utilizados para a supressão ativa de vibrações em problemas aeroelásticos (CRAWLEY; DE LUIS, 1987; HAGOOD et al., 1990; CRAWLEY; LAZARUS, 1991; DOSCH et al., 1992). Grande parte destas pesquisas utilizam piezocerâmicas ou fibras piezelétricas (*macro fiber composites* - MFCs) como atuadores para modificar a resposta aeroelástica ou suprimir instabilidades (LAZARUS et al., 1995; MCGOWAN et al., 1996; FRIEDMANN, 1998; LIBRESCU e NA, 2000; CESNIK e ORTEGA-MORALES, 2001; CESNIK e SHIN, 2001; BROWN, 2003). MFCs foram utilizados para suprimir o problema de *buffeting* nas empenagens verticais de aeronaves F/A-18 (SHETA et al., 2003; WICKRAMASINGHE et

al., 2007). Suleman e Costa (2004) propuseram um controlador piezelétrico ativo para supressão de *flutter* e redução de vibração a rajada em uma asa elástica. Estes estudos apresentam testes em túnel de vento com um modelo de uma aeronave em escala dinâmica (MOSES, 1997), até ensaios em solo com uma aeronave real (MCGOWAN et al., 1998; HOPKINS et al. 1998; MOSES, 1999). Os resultados apontaram uma considerável atenuação de vibração para velocidades abaixo de *flutter* e na própria condição de *flutter*. Entretanto, a complexidade de equipamentos e massa de controladores ativos se mostrou pouco viável de ser colocada em aeronaves.

Outro trabalho envolvendo controle e aumento da velocidade de *flutter* foi apresentado por Heeg (1993). Neste trabalho, uma investigação numérica e experimental foi realizada em uma seção típica com 2 GDL, sendo um GDL de flexão e outro de torção. No experimento, o sistema era composto de uma asa rígida, e vigas elásticas conferiam rigidez aos GDLs. Os materiais piezelétricos foram colocados sobre as vigas que conferiam rigidez de flexão, e nenhum material inteligente foi posto nas vigas elásticas que davam rigidez a torção. Com esta configuração, um aumento de 20% na velocidade de *flutter* foi obtido, um desempenho muito superior aos controladores passivos.

Um trabalho interessante a respeito de controle ativo foi apresentado no projeto “*Piezoelectric Aeroelastic Response Tailoring Investigation*” (HEEG, J. e MCGOWAN, A, 1995). Um total de 36 piezocerâmicas foram coladas sobre uma asa em material compósito e, dependendo do caso estudado, estas piezocerâmicas tinham função de sensor ou de atuador. O objetivo era determinar qual configuração levaria ao menor consumo de energia e maior redução de vibrações. No final, na melhor configuração das piezocerâmicas, foi atingido um aumento na velocidade de *flutter* de 12%, enquanto que uma redução de 75% no momento fletor na raiz foi obtida para a condição de rajada.

Vale destacar também o trabalho de Wang e Inman (2011) que apresenta a comparação de diferentes tipos de controladores ativos para a supressão de vibração de uma asa elástica voando sob uma turbulência atmosférica. Em todos os casos, notou-se boa redução dos níveis de vibração, apesar de um custo relativamente alto de energia. Os autores também mostram diversas técnicas (lineares e não-lineares) para minimizar o consumo de energia de controladores ativos.

Apesar de bons níveis de redução de vibração serem atingidos pelos controladores ativos, os pesquisadores concluíram que níveis elevados de potência são requeridos. Uma alternativa para reduzir a quantidade de energia requerida podem ser os controladores híbridos, que misturam elementos passivos e ativos, discutidos a seguir.

2.1.3. Controladores híbridos

Controladores híbridos associam controladores ativos e passivos simultaneamente. Fontes externas de energia são utilizadas para atuação de materiais piezelétricos enquanto os mesmos também são conectados a circuitos piezelétricos passivos. Como discutido na seção anterior, essas fontes de energia podem ser tanto fontes de tensão elétrica (associadas em série com a piezocerâmica) como fontes de corrente (em paralelo com a piezocerâmica). Os controladores híbridos são uma configuração promissora uma vez que combina as vantagens dos controladores passivos e ativos (TSAI e WANG, 1999; YUAN, 2000; MORGAN e WANG, 2002). No caso, energia de vibração é dissipada pela parte passiva do circuito, enquanto que a parte ativa atua sobre a estrutura. Dessa forma, os efeitos piezelétricos direto e inverso são usados simultaneamente para o controle de vibrações.

Um trabalho interessante sobre controladores ativo-passivos, e já rapidamente discutido nas seções anteriores, é apresentado por Zhao (2010). Assim como em Trindade, M., A e Santos, H. F. L. (2011), Zhao também comparou circuito passivos e ativos com controladores híbridos, e concluiu que a autoridade de controle do caso híbrido é maior, assim como a eficiência de se reduzir vibração. Em Zhao (2010) um controlador híbrido multimodal foi projetado combinando uma fonte de tensão elétrica com o circuito passivo apresentado Behrens, et al (2003).

Tang e Wang (2001) investigaram o desempenho de quatro diferentes controladores híbridos, comparando-os com controladores passivos. Para os controladores híbridos estudados, foram consideradas tanto fontes de tensão como fontes de correntes na parte ativa. Já na parte passiva, consideraram-se circuitos RL em série ou em paralelo. Os resultados obtidos com os controladores ativos e híbridos são apresentados de forma adimensional, a fim de se tornar os resultados representativos de problemas de diferentes escalas. Neste trabalho é ainda destacada a importância do valor do acoplamento eletromecânico adimensional para a redução de vibrações. Como resultado, é mostrado que altos valores de acoplamento eletromecânico levam a um maior amortecimento aos circuitos passivos. Da mesma forma, menores valores de acoplamento eletromecânico favorecem os controladores híbridos.

Pelos trabalhos de controladores ativos e híbridos citados, conclui-se que estes têm uma maior capacidade de redução de vibração em relação aos controladores passivos, além de atuarem em uma maior banda de frequências. No entanto, para o controlador ativo, a potência requerida para a atuação, a complexidade dos equipamentos utilizados, além da necessidade de se projetar e implementar leis de controle são as principais desvantagens desta técnica de

controle. Em alguns casos, estas desvantagens inviabilizam o uso deste controlador. Os controladores híbridos surgiram então como uma alternativa de se reduzir o consumo de energia dos controladores ativos. Apesar de ser mostrado que os controladores híbridos de fato usam menos energia, mantém uma atenuação semelhante e podem ser tanto uni quanto multimodais, as outras desvantagens dos controladores ativos permanecem.

Assim, alguns autores passaram a pesquisar outras formas de controle que contornassem as desvantagens dos controladores passivos, ativos e híbridos e ainda mantivessem as vantagens dos mesmos. Uma forma encontrada são os controladores chaveados, que realizam o tratamento não linear do sinal elétrico proveniente do material piezelétrico. Diferentes técnicas chaveadas foram pesquisadas, e serão discutidas no próximo item.

2.1.4. Controladores chaveados

Os circuitos chaveados, também conhecidos como SSD (*Synchronized Switch Damping*) (RICHARD et al., 1999), introduzem uma não linearidade na saída elétrica dos materiais piezelétricos. A não linearidade imposta tem por objetivo aumentar a conversão de energia mecânica em energia elétrica, favorecendo assim o efeito *shunt damping*. Em geral, as técnicas SSD implicam em uma maior redução de vibrações ou uma maior coleta de energia. Nos circuitos SSD, material piezelétrico é conectado e desconectado a um circuito *shunt* de forma sincronizada com as oscilações mecânicas. O material piezelétrico é mantido na condição de circuito aberto até que um valor de máximo ou mínimo local no deslocamento seja detectado. Quando essa condição é atingida, o material piezelétrico é conectado ao circuito *shunt* por um curto intervalo de tempo, ocorrendo o seu descarregamento (caso SSDS) ou a inversão da tensão elétrica (caso SSDI). Após o rápido chaveamento, o material piezelétrico é mantido novamente na condição de circuito aberto, até que um novo valor de máximo ou mínimo local no deslocamento seja detectado.

As técnicas SSD podem ser classificadas como semi-passivas ou semi-ativas, de acordo com a literatura. No caso semi-passivo, energia (obtida por meio de uma fonte externa ou do próprio material piezelétrico) é necessária para o acionamento do chaveamento. Quando a energia do chaveamento é obtida pelo próprio material piezelétrico, a técnica é chamada de semi-passiva autoalimentada. Já as técnicas SSD são consideradas semi-ativas quando energia externa passa a ser aplicada também no material piezelétrico, a fim de se aumentar a

eficiência na atenuação de vibrações. Assim, essa seção apresenta os trabalhos mais relevantes usando circuitos chaveados.

2.1.4.1. Controladores chaveados semi-passivos

Dentre os casos chaveados apresentados na introdução (Figura 3), são classificados como semi-passivos o *State Switching* (SS), *Synchronized Switch Damping on Short Circuit* (SSDS) e *Synchronized Switch Damping on Inductor* (SSDI).

O conceito de *State Switching* foi originalmente proposto por Larson; Rogers (1994) e Larson et al. (1998). Este circuito consiste em manter o material piezelétrico em circuito aberto até que um extremo de deslocamento (máximo ou mínimo) seja detectado. No entanto, ao contrario do circuito SSDS, a condição de curto-circuito é mantida até que o deslocamento mecânico seja nulo, momento em que o sistema é novamente chaveado para a condição de circuito aberto. É importante lembrar que, na condição de circuito aberto, o material piezelétrico apresenta máxima rigidez e máxima saída de tensão elétrica e, na condição de curto circuito, apresenta mínima rigidez. Assim, ao longo de um ciclo, o sistema é mantido na condição de alta rigidez enquanto se afasta da condição de equilíbrio, e mantido na condição de baixa rigidez enquanto retorna a condição de equilíbrio. Com esta permutação de rigidez entre dois pontos fixos ao longo de um ciclo, ocorre a dissipação de energia a partir dos pontos de máximo deslocamento e, portanto, redução nos níveis de vibração.

A técnica SS foi estudada numericamente em Clark (1999) e em Clark (2000) para a atenuação de vibração de uma viga eletromecânica engastada. Nestes estudos, conclui-se que a técnica SS é pouco sensível às mudanças de massa e do material da piezocerâmica, tendo bom desempenho em uma faixa mais ampla de frequências. No entanto, o efeito de amortecimento é limitado, principalmente quando a diferença de rigidez entre a condição de curto-circuito e circuito-aberto é pequena. Em Clark (2000), o autor compara a técnica SS com a técnica SS com um resistor em série. Os resultados entre as duas técnicas mostraram que a técnica SS com um resistor em série é mais eficiente do que a técnica SS.

Em Richard et al. (1999), utilizou-se a técnica SSDS para redução de vibrações. No caso, utilizou-se transistores MOSFET e diodos para a realização do processo de chaveamento. O piezelétrico permanecia em circuito aberto até ocorrer um máximo ou mínimo deslocamento. Atingido este ponto, o material era curto-circuitado até o cancelamento da sua tensão elétrica de saída. Em seguida, a condição de circuito aberto era imposta novamente, permitindo o aumento da tensão até que a próxima condição de máximo ou

mínimo deslocamento. A condição de máximo ou mínimo deslocamento é detectada pelo circuito analisando o sinal da tensão elétrica do material piezelétrico. Como na condição de circuito aberto a tensão elétrica está em fase com o deslocamento mecânico, seu máximo ou mínimo corresponde à mesma condição no deslocamento. Richard et al (2000) observou que, com esta técnica, um aumento na tensão elétrica era observado (em relação à condição de circuito aberto), além do aumento da energia dissipada após cada ciclo. Os autores mostram que a técnica SSDS é mais eficiente do que a técnica SS para atenuação de vibrações. As curvas típicas de tensão elétrica e deslocamento mecânico para a condição de circuito aberto e para o caso SSDS podem ser observadas na Figura 4a e Figura 4b, respectivamente.

Por fim, a técnica semi-passiva SSDI é apresentada por Richard et al. (2000). O processo de chaveamento é similar ao da técnica SSDS. A piezocerâmica é mantida na condição de circuito aberto até que um máximo ou mínimo na tensão elétrica seja detectado, quando é então é chaveada para um indutor. No entanto, na técnica SSDI, a tensão elétrica proveniente do material piezelétrico não é cancelada, mas sim invertida. A inversão ocorre devido ao circuito ressonante formado pela indutância do circuito e capacitância do material piezelétrico. A frequência elétrica do circuito ressonante deve ser muito mais alta do que a frequência de oscilação mecânica para um apropriado tempo de chaveamento. Assim, os valores de indutância podem ser de 100 a 2500 vezes menores do que as indutâncias utilizadas em controladores passivos, conforme discutido na seção anterior. A Figura 4c apresenta as curvas típicas de tensão e deslocamentos para a técnica SSDI. Devido a inversão de tensão elétrica, observa-se uma força mecânica dissipativa atuando por pequenos intervalos de tempo. Assim, no caso SSDI, observa-se o aumento do efeito *shunt damping* quando comparado com as técnicas SS e SSDS.

a)

b)

c)

Figura 4: Curvas típicas de deslocamento e tensão elétrica no material piezelétrico para as condições de a) circuito-aberto, b) SSDS e c) SSDI.

Como se nota nas Figuras 4b e 4c, os pontos de chaveamento ocorreram exatamente nos máximos e mínimos do deslocamento. A precisa detecção dos pontos de chaveamento tem um papel fundamental no desempenho dos controladores chaveados quanto a atenuação de vibrações. Lallart (2012) investigou o efeito da incorreta identificação dos extremos e, conseqüentemente, dos pontos de chaveamento sobre o desempenho das técnicas SSD. Os chaveamentos ligeiramente adiantado e ligeiramente atrasado foram comparados com o caso de chaveamento exatamente nos extremos. Com isso, Lallart observou uma queda de até 20% na eficiência em relação ao caso ideal. Além disso, foi observado que um adiantamento causa reduções menores de eficiência do que um atraso no chaveamento.

A literatura apresenta diversos trabalhos em que são investigadas diferentes técnicas para a determinação dos pontos de máximo e mínimo do deslocamento, com o intuito de maximizar o desempenho e evitar, por exemplo, chaveamentos em pontos inesperados ou mesmo a não ocorrência de chaveamento.

Guyomar et al. (2007) mostrou que, para o caso de uma oscilação harmônica, o ponto ótimo de chaveamento é exatamente em cada máximo e mínimo local de deslocamentos. No entanto, essa regra de chaveamento não é a mais adequada para oscilações com múltiplas frequências. O chaveamento em cada máximo e mínimo de deslocamentos local, neste tipo de oscilações, leva a uma baixa eficiência dos circuitos chaveados. Assim, Guyomar propõe uma análise estatística, que permite definir um critério de identificação do ponto de chaveamento de maneira precisa. No entanto, a limitação da análise estatística proposta por Guyomar é a necessidade do prévio conhecimento do sinal, o que nem sempre é prático.

Para o caso de oscilações harmônicas, Richard et al. (2007) propuseram um circuito chaveador autônomo. O circuito chaveador é composto apenas por elementos passivos, com os quais detectam em todos os pontos de máximo e mínimo do sinal de tensão elétrica, e realizam o chaveamento do sistema. O circuito é composto por três partes: um detector de

envelope, um comparador e um chaveador. No comparador, o sinal de tensão é comparado com um sinal de tensão elétrica com atraso (proveniente de um filtro passa baixa no detector). Assim, um pequeno atraso no chaveamento sempre estará presente. Maiores detalhes sobre este circuito são mostrados na seção 3.4.4. A vantagem deste circuito é que nenhuma energia externa é necessária para o seu funcionamento. Resultados teóricos e experimentais apresentados mostraram um bom desempenho em reduzir vibrações dos dois primeiros modos de uma viga quando este circuito foi utilizado (LALLART et al., 2008a).

Já para oscilações com múltiplas frequências, Khodayari et al. (2011) propuseram um circuito analógico adaptativo para a determinação do ponto ótimo de chaveamento. O circuito realiza, eletronicamente, cálculos básicos de estatística (média e desvio padrão), a partir do sinal de tensão elétrica do piezelétrico, requerido durante uma curta janela temporal, para o cálculo do próximo ponto ótimo de chaveamento. Os resultados deste novo circuito adaptativo se mostraram promissores, tanto quando a estrutura foi submetida a uma excitação harmônica, quanto a uma entrada impulsiva e a uma entrada aleatória. A estrutura testada foi uma viga engastada, eletromecanicamente acoplada na região da raiz. Outra vantagem deste circuito adaptativo foi o baixo consumo de energia. Tal característica pode propiciar um sistema autoalimentado, utilizando somente energia elétrica convertida pelo próprio material piezelétrico do sistema. No entanto, a desvantagem deste circuito é que um conhecimento prévio da excitação do sistema é necessário.

O uso das técnicas chaveadas semi-passivas ainda tem sido pouco explorada na literatura de controle aeroelástico. De Marqui e D'assunção (2014) estudaram as técnicas chaveadas em uma seção típica com dois GDL (um de torção e outro de flexão). Casos lineares e com não-lineares concentradas no GDL de torção foram estudados. Quando o caso linear foi considerado, as técnicas SSDS e SSDI foram empregadas para a supressão de *flutter* e investigou-se a nova fronteira de estabilidade do sistema. Quando o caso não-linear foi estudado, oscilações em ciclo limite (*Limit Cycle Oscillations* - LCO) foram observadas (na condição de curto-circuito) e as técnicas chaveadas foram usadas para a suprimi-las. Com isso, observou-se que a técnica SSDI apresenta melhor desempenho do que a técnica SSDS, apesar de um baixo fator de inversão ter sido obtido. O baixo valor de inversão está associado as altas perdas de energia dentro do circuito chaveador e da indutância usados experimentalmente. Mesmo assim, o caso SSDI obteve um aumento de 10% na velocidade de *flutter* do sistema.

As estratégias semi-passivas podem ser de interesse em problemas aeroelásticos, os quais estão geralmente associados a baixas frequências, isto é, de 0.5Hz a 30Hz. Poderiam, assim, eliminar a necessidade de grandes indutâncias.

2.1.4.2. Controladores chaveados semi-ativos

Os controladores semi-ativos, conforme discutido na seção anterior, são sistemas em que energia externa é aplicada ao material piezelétrico por curtos instantes de tempo, sendo que o material piezelétrico se comporta de maneira passiva no restante do tempo. Um controlador chaveado semi-ativo conhecido na literatura é o SSDV (*Synchronized Switch Damping on Voltage*).

O objetivo deste controlador semi-ativo é melhorar o fator de inversão dos controladores SSDI discutidos na seção anterior. Em todas as técnicas chaveadas mostradas na literatura, sempre são observadas perdas de energia tanto na realização do chaveamento quanto na resistência interna da indutância. Tais perdas impedem uma inversão completa (ou elevada) do sinal de tensão elétrica no caso SSDI. Com um baixo fator de inversão, a eficiência do controlador SSDI é prejudicada, e se aproxima, no caso extremo, do sistema SSDS. Assim, a técnica SSDV utiliza fontes de tensão elétrica no circuito chaveador a fim de compensar as perdas de energia, e garantir artificialmente a inversão completa (ou elevada) do sinal de tensão.

Um trabalho na literatura usando controladores SSDV foi apresentado por Lefeuvre (2006). O autor associou duas fontes de tensão a um circuito SSDI, conforme mostrado na Figura 3d. Dessa forma, as fontes forçam a inversão completa do sinal tanto no ciclo positivo quanto no ciclo negativo da tensão. No entanto, Badel et al. (2006) e Lallart et al. (2007) mostraram que as fontes de tensão podem tornar o controle SSDV instável, caso se utilize fontes constantes. Os autores notaram que, conforme as oscilações vão diminuindo, menor complementação por parte das fontes é requerida. Em tal condição, caso uma fonte constante seja utilizada, a estrutura a ser controlada pode passar a ser excitada. A fim de evitar este problema, Badel et al., 2006 vincula a atuação das fontes de tensão como proporcional à saída de elétrica do material piezelétrico.

Apesar da técnica SSDV requerer uma fonte externa de energia, vários autores tem usado essa técnica para controle de vibrações. A motivação pelo uso de circuito SSDV é que seu desempenho é consideravelmente melhor do que os casos SSDS e SSDI (quando o fator de inversão é baixo) (MARNEFFE, DE; PREUMONT, 2008; GUYOMAR et al., 2008; JI et

al., 2009a; JI et al., 2009b; JI et al., 2010a; JI et al., 2010b; MOKRANI et al., 2012). Além disso, investiga-se também a possibilidade de se utilizar a saída de tensão elétrica dos próprios piezelétricos para a complementação da inversão, o que naturalmente tornaria o complemento de tensão para a inversão proporcional ao decaimento das amplitudes.

3. MODELO PIEZOAEROELÁSTICO

O modelo piezoaeroelástico desenvolvido neste trabalho é obtido pela associação de um modelo por elementos finitos (EF) eletromecanicamente acoplado (DE MARQUI et al. 2009) e um modelo aerodinâmico não-estacionário. Tal modelo designa-se de método de malha de dipolos (ALBANO; RODDEN, 1969). Assim, a partir das simulações, o desempenho de diferentes controladores poderá ser avaliado. Representações em espaço de estados também serão apresentadas, facilitando o projeto de controladores ativos e híbridos. Nestes casos, um regulador linear quadrático (*Linear Quadratic Regulator* – LQR) será utilizado. Para simulações no domínio do tempo, a aproximação de Roger (KARPEL, 1981) é utilizada para a conversão da aerodinâmica originalmente apresentada no domínio da frequência (malha de dipolos) para o domínio do tempo. Os itens seguintes resumem a formulação do modelo estrutural, aerodinâmico e as equações resultantes de sua combinação.

3.1 Modelo por elementos finitos eletromecanicamente acoplado.

Uma placa retangular na condição de contorno engastada-livre, com piezocerâmicas embutidas na região da raiz, é modelada neste trabalho (Figura 5). Um modelo por EF linear baseado nas hipóteses de placa de Kirchhoff é utilizado para representar a estrutura eletromecanicamente acoplada. Vale ressaltar que, nas hipóteses de Kirchhoff, deslocamentos estruturais devem ser limitados a até 10% da maior dimensão da estrutura. As piezocerâmicas (polarizadas na direção da espessura) são cobertas por eletrodos contínuos perfeitamente condutores e de espessura desprezível.

Figura 5: Asa elástica sob ação do escoamento com material piezelétrico *bimorph*.

Diferentes circuitos piezelétricos podem ser considerados no domínio elétrico do sistema apresentado na Figura 5. No caso aqui estudado, as piezocerâmicas tem polarização oposta e, portanto, a conexão em série é obtida. Neste caso, o acoplamento eletromecânico equivalente é igual ao acoplamento de uma das piezocerâmicas, e a capacitância equivalente é igual a metade da capacitância de uma das piezocerâmicas.

Um elemento finito retangular com quatro nós e três graus de liberdade (GDL) mecânicos por nó será utilizado para modelar a sub-estrutura. O mesmo elemento é utilizado para modelar as piezocerâmicas, exceto pelo fato de que um GDL elétrico ser adicionado ao mesmo. Uma transformação é imposta ao modelo de forma que haja somente uma tensão elétrica de saída, ou seja, considera-se modelagem dos eletrodos. Tal transformação provém do fato de que os eletrodos são contínuos e perfeitamente condutores e, conseqüentemente, equipotenciais. Um maior detalhamento do modelo de EF pode ser visto em (DE MARQUI et al, 2009), onde há a descrição e verificação do modelo. As equações que regem o sistema piezoaeroelástico da Figura 5 são

$$\bar{\mathbf{M}}\ddot{\mathbf{u}} + \bar{\mathbf{C}}\dot{\mathbf{u}} + \bar{\mathbf{K}}\mathbf{u} - \bar{\boldsymbol{\theta}}\mathbf{V}_p = \bar{\mathbf{F}}_a + \bar{\mathbf{F}}_e \quad (1a)$$

$$C_p \dot{\mathbf{V}}_p + \mathbf{Q}_p + \bar{\boldsymbol{\theta}}^t \dot{\mathbf{u}} = \mathbf{0} \quad (1b)$$

sendo $\bar{\mathbf{M}}$ a matriz de massa generalizada, $\bar{\mathbf{C}}$ a matriz de amortecimento generalizada, $\bar{\mathbf{K}}$ a matriz de rigidez generalizada, $\bar{\boldsymbol{\theta}}$ a matriz de acoplamento modal equivalente, $\mathbf{V}_p$ a tensão elétrica obtida a partir da piezocerâmica, $\bar{\mathbf{F}}_a$ o vetor de forças aerodinâmicas generalizadas, $\bar{\mathbf{F}}_e$ o vetor de forças externas generalizadas, $\mathbf{u}$ o vetor de deslocamentos modais, C_p a capacitância equivalente e $\mathbf{Q}_p$ é o vetor de carga elétrica. Na equação (1a), o amortecimento é assumido proporcional,

$$\bar{\mathbf{C}} = \alpha \bar{\mathbf{M}} + \beta \bar{\mathbf{K}} \quad (2)$$

onde α e β são constantes de proporcionalidade.

É importante observar a equação (1a) como uma equação do domínio mecânico com a presença de acoplamento elétrico. No domínio mecânico, apenas o efeito piezelétrico inverso é observado. Já na equação (1b), observa-se a saída elétrica que ocorre a partir da

piezocerâmica, devido ao efeito piezelétrico direto, independente do circuito elétrico considerado. As equações (1a) e (1b) podem ser reescritas em termos de potência de acordo com as equações (3a) e (3b),

$$-\bar{\mathbf{M}}\ddot{\mathbf{u}} \cdot \dot{\mathbf{u}} - \bar{\mathbf{C}}\dot{\mathbf{u}} \cdot \dot{\mathbf{u}} - \bar{\mathbf{K}}\mathbf{u} \cdot \dot{\mathbf{u}} + \bar{\boldsymbol{\theta}}\mathbf{V}_p \cdot \dot{\mathbf{u}} + \bar{\mathbf{F}}_a \cdot \dot{\mathbf{u}} + \bar{\mathbf{F}}_e \cdot \dot{\mathbf{u}} = \mathbf{0} \quad (3a)$$

$$-C_p \dot{\mathbf{V}}_p \cdot \mathbf{V}_p - \dot{\mathbf{Q}}_p \cdot \mathbf{V}_p - \bar{\boldsymbol{\theta}}^t \mathbf{V}_p \cdot \dot{\mathbf{u}} = \mathbf{0} \quad (3b)$$

onde o ponto entre os vetores significam a multiplicação escalar entre os mesmos. Na equação (3a), a equação mecânica do sistema é multiplicada pelo vetor de velocidades modal, $\dot{\mathbf{u}}$, enquanto a equação (3b) é multiplicada pelo vetor de tensão elétrica $\mathbf{V}_p$. É importante notar que na equação (3b), o termo $\dot{\mathbf{u}} \cdot \mathbf{V}_p$ foi reescrito como $\mathbf{V}_p \cdot \dot{\mathbf{u}}$. Rearranjando as equações (3a) e (3b), pode-se chegar a

$$\mathbf{P}_{\text{iner}} + \mathbf{P}_{\text{amor}} + \mathbf{P}_{\text{rig}} + \mathbf{P}_{\text{me}} + \mathbf{P}_{\text{aero}} + \mathbf{P}_{\text{ext}} = \mathbf{0} \quad (4a)$$

$$\mathbf{P}_{\text{em}} = \mathbf{P}_{\text{out}} + \mathbf{P}_{\text{cap}} \quad (4b)$$

A equação (4a) representa o domínio mecânico do sistema em termos de potência, sendo,

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{\text{iner}} &= -\bar{\mathbf{M}}\ddot{\mathbf{u}} \cdot \dot{\mathbf{u}} & \mathbf{P}_{\text{me}} &= \bar{\boldsymbol{\theta}}\mathbf{V}_p \cdot \dot{\mathbf{u}} \\ \mathbf{P}_{\text{amor}} &= -\bar{\mathbf{C}}\dot{\mathbf{u}} \cdot \dot{\mathbf{u}} & \mathbf{P}_{\text{aero}} &= \bar{\mathbf{F}}_a \cdot \dot{\mathbf{u}} \\ \mathbf{P}_{\text{rig}} &= -\bar{\mathbf{K}}\mathbf{u} \cdot \dot{\mathbf{u}} & \mathbf{P}_{\text{ext}} &= \bar{\mathbf{F}}_e \cdot \dot{\mathbf{u}} \end{aligned} \quad (5)$$

onde $\mathbf{P}_{\text{iner}}$, $\mathbf{P}_{\text{amor}}$, $\mathbf{P}_{\text{rig}}$, $\mathbf{P}_{\text{me}}$, $\mathbf{P}_{\text{aero}}$ e $\mathbf{P}_{\text{ext}}$ são as potências dos termos de inércia, amortecimento, rigidez, acoplamento eletromecânico inverso, forças aerodinâmicas e forças externas, respectivamente.

Já a equação (4b) representa o domínio elétrico do sistema em termos de potência, sendo,

$$\mathbf{P}_{\text{em}} = -\bar{\boldsymbol{\theta}}^t \mathbf{V}_p \dot{\mathbf{u}}; \quad \mathbf{P}_{\text{out}} = \dot{\mathbf{Q}}_p \cdot \mathbf{V}_p; \quad \mathbf{P}_{\text{cap}} = C_p \dot{\mathbf{V}}_p \cdot \mathbf{V}_p \quad (6)$$

onde $\mathbf{P}_{em}$ é a potência no termo de acoplamento eletromecânico direto, $\mathbf{P}_{out}$ a potência elétrica gerada nos eletrodos da piezocerâmica e $\mathbf{P}_{cap}$ a potência armazenada na capacitância equivalente da piezocerâmica. Os termos que possuem o acoplamento eletromecânico das equações (4a) e (4b) ($\mathbf{P}_{em}$ e $\mathbf{P}_{me}$) representam a transferência de potência entre o domínio mecânico e elétrico do sistema. Logo, a potência que sai de um domínio deve ser igual a potência que entra no outro, e vice-versa. Isso é garantido nas equações (4a) e (4b) uma vez que os termos $\mathbf{P}_{em}$ e $\mathbf{P}_{me}$ são iguais em módulo, porém possuem sinais opostos (ou seja, $\mathbf{P}_{em} = -\mathbf{P}_{me}$).

Segundo a equação (4b), a potência do acoplamento eletromecânico direto, $\mathbf{P}_{em}$, é redistribuída na potência elétrica sendo gerada, $\mathbf{P}_{out}$, e a potência armazenada na capacitância da piezocerâmica, $\mathbf{P}_{cap}$. Como a equação (4b) foi obtida sem fazer nenhuma consideração no domínio elétrico, esta é válida para qualquer circuito conectado à piezocerâmica. As equações (4a) e (4b) se tornam adimensionais quando se impõe a seguinte transformação

$$\frac{1}{P_E} (\mathbf{P}_{iner} + \mathbf{P}_{amor} + \mathbf{P}_{rig} + \mathbf{P}_{me} + \mathbf{P}_{aero} + \mathbf{P}_{ext}) = 0 \quad (7a)$$

$$\frac{1}{P_E} \mathbf{P}_{em} = \frac{1}{P_E} (\mathbf{P}_{out} + \mathbf{P}_{cap}) \quad (7b)$$

onde P_E é definido no regime permanente como

$$P_E = \max(\mathbf{P}_{ext}) = \max(\bar{\mathbf{F}}_e \dot{\mathbf{u}}) \quad (8)$$

segundo a adimensionalização realizada nas equações (7a) e (7b), o valor máximo de $\frac{\mathbf{P}_{ext}}{P_E}$ no regime permanente será sempre igual a um. O saldo de trabalho dentro do sistema piezoaeroelástico pode ser obtido integrando-se no tempo as equações (4a) e (4b) resultando em,

$$\int_0^{\tau} \mathbf{P}_{\text{iner}} dt + \int_0^{\tau} \mathbf{P}_{\text{amor}} dt + \int_0^{\tau} \mathbf{P}_{\text{rig}} dt + \int_0^{\tau} \mathbf{P}_{\text{me}} dt + \int_0^{\tau} \mathbf{P}_{\text{aero}} dt + \int_0^{\tau} \mathbf{P}_{\text{ext}} dt = \mathbf{0} \quad (9a)$$

$$\int_0^{\tau} \mathbf{P}_{\text{em}} dt = \int_0^{\tau} \mathbf{P}_{\text{out}} dt + \int_0^{\tau} \mathbf{P}_{\text{cap}} dt \quad (9b)$$

sendo o limite superior de integração τ a janela de tempo considerada. As equações (9a) e (9b) podem ser transformadas para,

$$\mathbf{W}_{\text{iner}} + \mathbf{W}_{\text{amor}} + \mathbf{W}_{\text{rig}} + \mathbf{W}_{\text{me}} + \mathbf{W}_{\text{aero}} + \mathbf{W}_{\text{ext}} = \mathbf{0} \quad (10a)$$

$$\mathbf{W}_{\text{em}} = \mathbf{W}_{\text{out}} + \mathbf{W}_{\text{cap}} \quad (10b)$$

sendo que a equação (10a) representa o domínio mecânico do sistema em termos de trabalho, onde,

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{\text{iner}} &= \int_0^{\tau} \mathbf{P}_{\text{iner}} dt & \mathbf{W}_{\text{me}} &= \int_0^{\tau} \mathbf{P}_{\text{me}} dt \\ \mathbf{W}_{\text{amor}} &= \int_0^{\tau} \mathbf{P}_{\text{amor}} dt & \mathbf{W}_{\text{aero}} &= \int_0^{\tau} \mathbf{P}_{\text{aero}} dt \\ \mathbf{W}_{\text{rig}} &= \int_0^{\tau} \mathbf{P}_{\text{rig}} dt & \mathbf{W}_{\text{ext}} &= \int_0^{\tau} \mathbf{P}_{\text{ext}} dt \end{aligned} \quad (11)$$

em que $\mathbf{W}_{\text{iner}}$, $\mathbf{W}_{\text{amor}}$, $\mathbf{W}_{\text{rig}}$, $\mathbf{W}_{\text{me}}$, $\mathbf{W}_{\text{aero}}$ e $\mathbf{W}_{\text{ext}}$ são os trabalhos realizados pelos termos de inércia, amortecimento, rigidez, acoplamento eletromecânico inverso, forças aerodinâmicas e forças externas, respectivamente. Já a equação (10b) representa o domínio elétrico do sistema em termos de trabalho, sendo,

$$\mathbf{W}_{\text{em}} = \int_0^{\tau} \mathbf{P}_{\text{em}} dt; \quad \mathbf{W}_{\text{out}} = \int_0^{\tau} \mathbf{P}_{\text{out}} dt; \quad \mathbf{W}_{\text{cap}} = \int_0^{\tau} \mathbf{P}_{\text{cap}} dt \quad (12)$$

onde $\mathbf{W}_{\text{em}}$ é o trabalho no termo de acoplamento eletromecânico direto, $\mathbf{W}_{\text{out}}$ o trabalho elétrico realizado nos eletrodos da piezocerâmica e $\mathbf{W}_{\text{cap}}$ o trabalho realizado pela

capacitância equivalente da piezocerâmica. Da mesma forma que a potência, as equações (10a) e (10b) se tornam adimensionais quando,

$$\frac{1}{W_E} (\mathbf{W}_{\text{iner}} + \mathbf{W}_{\text{amor}} + \mathbf{W}_{\text{rig}} + \mathbf{W}_{\text{me}} + \mathbf{W}_{\text{aero}} + \mathbf{W}_{\text{ext}}) = 0 \quad (13a)$$

$$\frac{1}{W_E} \mathbf{W}_{\text{em}} = \frac{1}{W_E} (\mathbf{W}_{\text{out}} + \mathbf{W}_{\text{cap}}) \quad (13b)$$

sendo W_E definido como,

$$W_E = \max(\mathbf{W}_{\text{ext}}) = \max \left(\int_0^\tau \bar{\mathbf{F}}_e \dot{\mathbf{u}} dt \right) \quad (14)$$

e dessa forma, $\frac{\mathbf{W}_{\text{ext}}}{W_E}$ será sempre igual a um ao fim da janela de tempo τ . Com as equações (10a), (10b), (13a) e (13b), pode ser investigado o fluxo de trabalho em um sistema piezoaeroelástico.

3.2 Modelo aerodinâmico não estacionário.

A formulação linearizada de um escoamento inviscido e subsônico sobre uma superfície de sustentação em oscilação harmônica relaciona as velocidades normais à superfície com o carregamento aerodinâmico através da distribuição de pressão (ALBANO; RODDEN, 1969). A formulação é obtida utilizando-se as equações de Euler.

A singularidade dipolo (ou malha de dipolos) é uma solução da equação do potencial aerodinâmico. O comportamento não estacionário, assim como o diferencial de pressão resultante sobre a superfície de sustentação, pode ser representado com essa solução. A correção estática tem que ser realizada a fim de representar a contribuição estacionária do carregamento aerodinâmico. Essa correção é feita adicionando-se as singularidades vórtices à solução. A solução dos vórtices decai com o aumento da distância e a condição de escoamento uniforme no campo distante é satisfeita.

A relação entre o diferencial de pressão e a velocidade normal na superfície da asa é dada pela função Kernel. A função Kernel é uma solução da equação integro - diferencial com a hipótese de movimento harmônico. A distribuição normal de velocidade é dada por

$$\mathbf{w}(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z}) = \frac{-1}{4V\pi\rho_0} \iint_{S_u} \Delta \mathbf{p}_{(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z})} \mathbf{K}_{(\mathbf{x}-\zeta, \mathbf{y}-\eta, \mathbf{z})} d\zeta d\eta \quad (15)$$

onde $\Delta \mathbf{p}_{(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z})}$ é o diferencial de pressão, V a velocidade relativa do escoamento livre com a estrutura, ρ_0 é a densidade do ar, ζ e η são variáveis de integração sobre a área S_u da asa na direção x (direção da corda) e y (direção da envergadura). A variável z é a direção transversal e $\mathbf{K}_{(\mathbf{x}-\zeta, \mathbf{y}-\eta, \mathbf{z})}$ é a função Kernel, dada por.

$$\mathbf{K}_{(\mathbf{x}-\zeta, \mathbf{y}-\eta, \mathbf{z})} = \exp\left(\frac{-j\omega(x-\zeta)}{V}\right) \frac{\delta}{\delta z^2} \left[\frac{1}{\bar{R}} \exp\left[\frac{i\omega}{V\beta^2}(\lambda - M\bar{R})\right] d\lambda \right] \quad (16a)$$

$$\beta^2 = 1 - M^2 \quad (16b)$$

$$\bar{R} = \sqrt{(x-\zeta)^2 + (y-\eta)^2 + (z)^2} \quad (16c)$$

onde j é o numero imaginário, ω a frequência de excitação, M o número de Mach e uma variável de integração λ . O método da malha de dipolos (*Doublet Lattice Method* – DLM) apresenta uma solução numérica aproximada para a função Kernel. Neste modelo, a geometria da asa é representada como uma placa fina que é discretizada em vários elementos, também conhecidos como painéis, formando a malha aerodinâmica. A malha aerodinâmica contém dipolos de força constante na direção da corda e parabólico na direção da envergadura. Uma linha de dipolos é localizada a $1/4$ do bordo de ataque de cada painel. O ponto de controle, a $3/4$ do bordo de ataque e na metade da envergadura, é usado para examinar a condição de contorno. Na Figura 6, um exemplo de malha aerodinâmica pode ser visualizado.

Figura 6: Painéis aerodinâmicos para o DLM. A superfície de sustentação é dividida em painéis (linhas azuis), a linha de dipolos é representada pela linha verde, e os pontos de integração e de controle estão representados pelos pontos pretos e vermelhos, respectivamente.

Uma vez que as velocidades normais (*downwash*) são assumidas conhecidas (ou prescritas), a distribuição de pressão pode ser encontrada usando,

$$\frac{\bar{\mathbf{w}}}{V} = \mathbf{AIC}_{(k,M)} \Delta \mathbf{C}_p \quad (17)$$

onde $\bar{\mathbf{w}}$ é o *downwash*, $\mathbf{AIC}_{(k,M)}$ é a matriz de coeficientes de influencia aerodinâmica (*Aerodynamic Influence Coefficient* – AIC) entre as velocidades normais e a pressão não dimensional $\Delta \mathbf{C}_p$. Cada painel representa uma pequena porção da sustentação total gerada pela superfície de sustentação e é proporcional ao *downwash* local localizado no ponto de controle. A equação que relaciona a força aerodinâmica prescrita pela função Kernel é dada como,

$$\mathbf{Q}_{(k,M)} = \mathbf{S} \mathbf{P}_{(k,M)} = \mathbf{S} \left(\mathbf{AIC}_{(k,M)} \right) (\mathbf{D}_1 + jk\mathbf{D}_2) \mathbf{u}_a \quad (18)$$

sendo k a frequência reduzida, $\mathbf{P}_{(k,M)}$ a matriz de pressões aerodinâmicas, $\mathbf{S}$ a matriz de integração, $\mathbf{u}_a$ o vetor de deslocamentos dos pontos de controle da malha aerodinâmica e a matrizes $\mathbf{D}_1$ e $\mathbf{D}_2$ são as partes reais e imaginárias da matriz diferencial que relaciona o

movimento dos pontos de controle com os pontos de integração. Na equação (18), toda a pressão aerodinâmica $\mathbf{P}_{(k,M)}$ está aplicada nos pontos de integração da malha aerodinâmica que, por meio da matriz de integração $\mathbf{S}$, resulta em forças e momentos aerodinâmicos $\mathbf{Q}_{(k,M)}$ aplicados nos pontos de controle.

Considerando que as forças externas $\bar{\mathbf{F}}_e$ da equação (1a) são aplicadas nos pontos nodais da malha estrutural de EF e estes não necessariamente coincidem com os pontos de controle da malha aerodinâmica, uma matriz de transformação $\mathbf{G}$ deve existir a fim de considerar os efeitos de deformações estruturais nas forças aerodinâmicas e vice-versa, tal que,

$$\mathbf{u}_a = \mathbf{G}\mathbf{u} \quad (19)$$

onde $\mathbf{u}_a$ são os deslocamentos escritos na malha aerodinâmica. A matriz de transformação $\mathbf{G}$ entre malha aerodinâmica e malha estrutural é obtida através de uma interpolação de superfície. Lembrando que interpolações de superfícies são válidas apenas quando o corpo possui espessura negligenciável. Além disso, as forças aerodinâmicas $\mathbf{Q}_{(k,M)}$ aplicadas nos pontos de controle da malha aerodinâmica devem ser transformadas para um sistema equivalente de forças atuando na malha estrutural. Pelo princípio de trabalho virtual, dois sistemas de forças são estruturalmente equivalentes se eles causam a mesma deflexão. Assim, considerando que $\mathbf{Q}_{(k,M)}$ e sua correspondente projeção na malha estrutural $\mathbf{F}_a$ fazem o mesmo trabalho virtual, obtem-se

$$\delta_a^t \mathbf{Q}_{(k,M)} = \delta^t \mathbf{F}_a \quad (20)$$

sendo δ_a e δ deformações infinitesimais nas malhas aerodinâmicas (pontos de controle) e estrutural, respectivamente. Substituindo δ_a^t pela equação (19)

$$\delta' \mathbf{G}' \mathbf{Q}_{(k,M)} = \delta^t \mathbf{F}_a \quad (21)$$

Logo

$$\delta^t \left(\mathbf{G}^t \mathbf{Q}_{(k,M)} - \mathbf{F}_a \right) = \mathbf{0} \quad (22)$$

e assim

$$\mathbf{F}_a = \mathbf{G}^t \mathbf{Q}_{(k,M)} \quad (23)$$

onde as equações (19) e (23) garantem a conservação de trabalho entre forças aerodinâmicas e estruturais por serem deduzidas a partir do princípio do trabalho virtual. Assim, as forças aerodinâmicas, definidas na malha estrutural, podem ser prescritas em função dos deslocamentos estruturais.

$$\bar{\mathbf{F}}_a = \phi' \mathbf{F}_a = \phi' \mathbf{G}^t \mathbf{S} \left(\mathbf{AIC}_{(k,M)} \right) (\mathbf{D}_1 + jk\mathbf{D}_2) \mathbf{G} \phi \mathbf{u} \quad (24)$$

sendo ϕ a matriz de auto-vetores. É importante notar que $\bar{\mathbf{F}}_a$ se comporta como uma força interna ao sistema, mudando então o comportamento aeroelástico do sistema.

3.3 Aproximação de Roger

A aproximação de Roger permite representar as forças aerodinâmicas no domínio do tempo. Roger notou que a matriz aerodinâmica $\bar{\mathbf{F}}_a$ poderia ser aproximada de forma eficiente usando denominadores de raízes comuns (KARPEL, 1981). A aproximação é dada como,

$$\bar{\mathbf{F}}_a \cong \mathbf{A}_{ap} = \mathbf{P}_0 + \mathbf{P}_1 s + \mathbf{P}_2 s^2 + \sum_{i=1}^{N_a} \frac{\mathbf{P}_{i+2} s}{(s + \gamma_i)} \quad (25)$$

onde N_a é o número de estados aumentados e γ_i são coeficientes selecionados dentro da faixa de frequências reduzidas de interesse e s é a variável de Laplace. Os coeficientes reais das matrizes $\mathbf{P}_0, \mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2, \mathbf{P}_{i+2}$ são encontrados ajustando $s = jk$ utilizando a técnica dos mínimos quadrados, termo a termo dos elementos da matriz aerodinâmica, para vários valores de frequência reduzida k . Com esta hipótese, chega-se a um sistema linear da forma,

$$\left(\sum_{k=1}^{N_k} \mathbf{A}_{(k)}^t \mathbf{A}_{(k)} \right) \mathbf{X}_e = \sum_{k=1}^{N_k} \mathbf{A}_{(k)}^t \mathbf{B}_{(k,M)} \quad (26)$$

onde N_k é o número de frequências reduzidas, $\mathbf{X}_e$ a variável de interesse, $\mathbf{A}_{(k)}$ e $\mathbf{B}_{(k,M)}$ são matrizes definidas pelas equações (27a) e (27b), e são funções da matriz aerodinâmica, número de Mach e frequência reduzida. A equação (26) é realizada para cada valor de frequência k resultando em,

$$\mathbf{A}_{(k)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -k_k^2 & \frac{k_k^2}{k_k^2 + \gamma_1^2} & \cdots & \frac{k_k^2}{k_k^2 + \gamma_{N_a}^2} \\ 0 & k_k & 0 & \frac{k_k \gamma_1}{k_k^2 + \gamma_1^2} & \cdots & \frac{k_k \gamma_{N_a}}{k_k^2 + \gamma_{N_a}^2} \end{bmatrix} \quad (27a)$$

$$\mathbf{B}_{(k,M)} = \begin{Bmatrix} \bar{\mathbf{F}}_{(k,M)} \\ \bar{\mathbf{G}}_{(k,M)} \end{Bmatrix}_e \quad \mathbf{X}_e = \begin{Bmatrix} \mathbf{P}_0, \mathbf{i}j \\ \dots \\ \mathbf{P}_N, \mathbf{i}j \end{Bmatrix} \quad (27b)$$

onde a $\bar{\mathbf{F}}_a$ fica representada como

$$\bar{\mathbf{F}}_a = \bar{\mathbf{F}}_{(k,M)} + j\bar{\mathbf{G}}_{(k,M)} \quad (28)$$

Sendo $\mathbf{F}_{(k,M)}$ e $\mathbf{G}_{(k,M)}$ a parte real e imaginária da matriz aerodinâmica, respectivamente.

A aproximação de Roger resulta em estados aerodinâmicos adicionais (ou aumentados) no sistema, cujo significado físico é irrelevante. Estes estados adicionais, $\mathbf{u}_i^a$, são definidos como

$$\mathbf{u}_i^a = \frac{s}{s + \frac{V}{b} \gamma_i} \mathbf{u} \quad (29a)$$

$$\dot{\mathbf{u}}_i^a + \left(\frac{V}{b} \gamma_i \right) \mathbf{u}_i^a = \dot{\mathbf{u}} \quad (29b)$$

onde b é a semi-envergadura da asa e $\mathbf{u}_i^a$ é dado em função da velocidade estrutural. O sub-índice i se refere ao numero de estados aumentados.

A equação (30) representa então a aerodinâmica do sistema no domínio do tempo pela aproximação de Roger.

$$\bar{\mathbf{F}}_a = q\bar{\mathbf{P}}_0\mathbf{u} + q\bar{\mathbf{P}}_1\frac{b}{V}\dot{\mathbf{u}} + q\bar{\mathbf{P}}_2\left(\frac{b}{V}\right)^2\ddot{\mathbf{u}} + q\sum_{i=1}^{N_a}\bar{\mathbf{P}}_{i+2}\mathbf{u}_i^a \quad (30)$$

sendo q a pressão dinâmica. Em muitas aplicações (ABEL, I., 1979; NISSIN, E.; LOTTATI, I., 1979) usam $N_a=4$, com os respectivos valores de $\gamma_i: \gamma_1=0,2$, $\gamma_2=0,4$, $\gamma_3=0,6$, e $\gamma_4=0,8$. Além disso, os valores de frequências reduzidas k são: 0,01; 0,1; 0,12; 0,17; 0,22; 0,4; 0,6; 0,8; 1,3.

3.4 Modelagem dos sistemas de controle.

Esta seção do trabalho foca na modelagem do domínio elétrico do problema piezoaeroelástico. De acordo com as equações (1a) e (1b), o sistema eletromecanicamente acoplado não pode ser resolvido devido à presença de três variáveis desconhecidas ($\mathbf{u}$, $\mathbf{Q}_p$ e $\mathbf{V}_p$) e apenas duas equações. Contudo, deve ser observado que a informação contida nas equações (1a) e (1b) não envolvem o circuito elétrico ligado ao material piezelétrico. Uma vez que o circuito elétrico é incluído, uma terceira equação é incluída, relacionando os termos $\mathbf{Q}_p$ e $\mathbf{V}_p$ como uma função dos componentes do circuito elétrico, e então uma solução pode ser calculada. Nas seções 3.4.1 a 3.4.4, a modelagem do circuito se refere a problemas de controle de vibrações.

3.4.1 Modelagem do controlador passivo.

O circuito elétrico para controle passivo unimodal usando uma piezoceâmica é mostrado na Figura 7. O controle de vibração é dado pela impedância genérica Z , que contém

apenas elementos passivos. Neste trabalho, três possibilidades de impedância Z são consideradas dependendo do circuito passivo utilizado, como mostradas na Tabela 1.

Tabela 1: Impedâncias complexas assumidas para Z neste trabalho.

Caso resistivo (R)	Caso resistivo-indutivo em série (RLs)	Caso resistivo-indutivo em paralelo (RLp)
$Z = R$	$Z = R + j\omega L$	$Z = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} \right)^{-1}$

Figura 7: Asa elástica associada com um esquema de controlador passivo.

O indutor do caso RLs e RLp é calculado como

$$L = \frac{1}{C_p \omega_n^2} \quad (31)$$

onde o subíndice n se refere ao modo a ser amortecido. A equação do domínio elétrico para o controle passivo unimodal da Figura 7 é obtido na forma

$$\mathbf{V}_p = Z \dot{\mathbf{Q}}_p \quad (32)$$

Com o conjunto de equações 1a, 1b e 32, uma solução unimodal passiva do problema piezoaeroelástica pode ser calculada.

3.4.2 Modelagem do controlador ativo

O esquema do controlador ativo é mostrado na Figura 8. Verifica-se a presença de uma fonte de tensão (externa) ligada aos eletrodos das piezocerâmicas, cujo efeito inverso será utilizado.

Figura 8: Asa elástica associada com um esquema de controlador ativo.

A equação do domínio elétrico para o controle ativo é dado por

$$V_p + V_c = 0 \quad (33)$$

Sendo V_c a tensão elétrica de controle (de atuação) obtida a partir de um regulador linear quadrático. Combinando as equações (1a), (1b) e (33), o sistema piezoaeroelástico pode ser representado na forma de espaço de estados,

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\bar{\mathbf{F}}_e + \mathbf{B}_{av} V_c \quad (34a)$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{D}\bar{\mathbf{F}}_e \quad (34b)$$

sendo $\mathbf{X}$ o vetor de estados, $\mathbf{A}$ a matriz de estados, $\mathbf{B}$ a matriz de entrada, $\mathbf{B}_{av}$ a matriz do controlador, $\mathbf{C}$ e $\mathbf{D}$ as matrizes de saída e $\mathbf{Y}$ o vetor de saída. Neste trabalho, a lei de controle de realimentação de estados é dada por,

$$\mathbf{V}_c = -\mathbf{G}_c \mathbf{X} \quad (35)$$

onde $\mathbf{G}_c$ é a matriz de realimentação de estados que contém os ganhos de realimentação. Vale ressaltar que com esta equação, a variável $\mathbf{V}_c$ passa a ser uma força interna ao problema. Assim, substituindo a equação (35) na equação (34a), obtém-se,

$$\dot{\mathbf{X}} = (\mathbf{A} - \mathbf{B}_{av} \mathbf{G}_c) \mathbf{X} + \mathbf{B} \bar{\mathbf{F}}_c \quad (36a)$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C} \mathbf{X} + \mathbf{D} \bar{\mathbf{F}}_c \quad (36b)$$

No caso de malha fechada com realimentação de estados, a estabilidade é dada pelos autovalores da matriz de estados de malha fechada $\mathbf{A} - \mathbf{B}_{av} \mathbf{G}_c$. Analisando a equação de estados de malha fechada conclui-se que os polos de malha fechada dependem dos ganhos de controle presentes na matriz de realimentação $\mathbf{G}_c$.

O projeto do controlador ótimo quadrático para um sistema representado em espaço de estados baseia-se na premissa de se encontrar a matriz $\mathbf{G}_c$ do vetor de controle ótimo na forma da equação (35) que minimize o índice de desempenho dado na equação (37).

$$\mathbf{J} = \int_0^{\infty} [\mathbf{X}' \mathbf{Q}_c \mathbf{X} + \mathbf{V}_c' \mathbf{R}_c \mathbf{V}_c] dt \quad (37)$$

Na equação (37) as matrizes $\mathbf{Q}_c$ e $\mathbf{R}_c$ definidas são chamadas de matrizes de peso, são reais simétricas definidas positivas e admite-se que $\mathbf{V}_c$ seja sem restrições. O segundo termo do lado direito da equação (37) computa o gasto de energia nos esforços de controle. As matrizes $\mathbf{Q}_c$ e $\mathbf{R}_c$ 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 (37) 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 $\mathbf{Q}_c$ e $\mathbf{R}_c$. Neste trabalho, $\mathbf{Q}_c$ é escolhida como uma matriz

identidade enquanto que o escalar $\mathbf{R}_c$ é assumido um valor muito menor, a fim de se obter o controlador desejado.

Obviamente, o controlador LQR só é aplicável quando se tem acesso a todos os estados do sistema. Admitindo-se que a matriz $\mathbf{A} - \mathbf{B}_{av}\mathbf{G}_c$ seja estável e substituindo a equação (35) na equação (37) resulta na equação (38) a seguir.

$$\mathbf{J} = \int_0^{\infty} [\mathbf{X}^t \mathbf{Q}_c \mathbf{X} + \mathbf{X}^t \mathbf{G}_c^t \mathbf{R}_c \mathbf{G}_c \mathbf{X}] dt = \int_0^{\infty} [\mathbf{X}^t (\mathbf{Q}_c + \mathbf{G}_c^t \mathbf{R}_c \mathbf{G}_c) \mathbf{X}] dt \quad (38)$$

Admitindo-se que

$$\mathbf{X}^t (\mathbf{Q}_c + \mathbf{G}_c^t \mathbf{R}_c \mathbf{G}_c) \mathbf{X} = - \frac{d(\mathbf{X}^t \mathbf{P} \mathbf{X})}{dt} \quad (39)$$

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

$$\begin{aligned} \mathbf{X}^t (\mathbf{Q}_c + \mathbf{G}_c^t \mathbf{R}_c \mathbf{G}_c) \mathbf{X} &= -\dot{\mathbf{X}}^t \mathbf{P} \mathbf{X} - \mathbf{X}^t \mathbf{P} \dot{\mathbf{X}} = \\ &= -\mathbf{X}^t \left[(\mathbf{A} - \mathbf{B}_{av} \mathbf{G}_c)^t \mathbf{P} + \mathbf{P} (\mathbf{A} - \mathbf{B}_{av} \mathbf{G}_c) \right] \mathbf{X} \end{aligned} \quad (40)$$

Comparando-se os membros desta equação e sendo ela verdadeira para qualquer $\mathbf{X}$ obtém-se a equação (41).

$$(\mathbf{A} - \mathbf{B}_{av} \mathbf{G}_c)^t \mathbf{P} + \mathbf{P} (\mathbf{A} - \mathbf{B}_{av} \mathbf{G}_c) = -(\mathbf{Q}_c + \mathbf{V}_c^t \bar{\mathbf{R}}_c \mathbf{V}_c) \quad (41)$$

Através do segundo método de Liapunov, se $\mathbf{A} - \mathbf{B}_{av} \mathbf{G}_c$ é uma matriz estável, conforme admitido anteriormente, então existe uma matriz $\mathbf{P}$ definida positiva que atende a equação (41). 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

$$\mathbf{J} = \int_0^{\infty} \left[\mathbf{X}^t (\mathbf{Q}_c + \mathbf{G}_c^t \mathbf{R}_c \mathbf{G}_c) \mathbf{X} \right] dt = -\mathbf{X}^t \mathbf{P} \mathbf{X} \Big|_0^{\infty} = -\mathbf{X}_{(\infty)}^t \mathbf{P} \mathbf{X}_{(\infty)} + \mathbf{X}_{(0)}^t \mathbf{P} \mathbf{X}_{(0)} \quad (42)$$

como $\mathbf{A} - \mathbf{B}_{av} \mathbf{G}_c$ foi admitida como estável, tem-se $\mathbf{X}_{(\infty)} \rightarrow 0$ e logo

$$\mathbf{J} = \mathbf{X}_{(0)}^t \mathbf{P} \mathbf{X}_{(0)} \quad (43)$$

de onde se conclui que o índice de desempenho depende somente do estado inicial $\mathbf{X}_{(0)}$ e da matriz $\mathbf{P}$. Como $\mathbf{R}_c$ foi anteriormente definida como real simétrica positiva definida ou hermitiana, pode-se escrever que

$$\mathbf{R}_c = \mathbf{T}^t \mathbf{T} \quad (44)$$

onde $\mathbf{T}$ é uma matriz não-singular. Assim, a equação (41) é modificada para,

$$\mathbf{A}^t \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \left[\mathbf{T} \mathbf{G}_c - (\mathbf{T}^t)^{-1} \mathbf{B}_{av}^t \mathbf{T} \right]^T \left[\mathbf{T} \mathbf{G}_c - (\mathbf{T}^t)^{-1} \mathbf{B}_{av}^t \mathbf{P} \right] - \mathbf{P} \mathbf{B}_{av} \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{B}_{av}^t \mathbf{P} + \mathbf{Q}_c = 0 \quad (45)$$

A minimização do índice de desempenho $\mathbf{J}$ em relação a $\mathbf{V}_c$ requer a minimização da equação (46) em relação a $\mathbf{V}_c$.

$$\mathbf{X}^t \left[\mathbf{T} \mathbf{G}_c - (\mathbf{T}^t)^{-1} \mathbf{B}_{av}^t \mathbf{T} \right]^T \left[\mathbf{T} \mathbf{G}_c - (\mathbf{T}^t)^{-1} \mathbf{B}_{av}^t \mathbf{P} \right] \mathbf{X} \quad (46)$$

Como a equação (46) é não negativa, o mínimo ocorre quando ela vale zero, que ocorrerá na condição da equação (47).

$$\mathbf{T} \mathbf{G}_c = (\mathbf{T}^t)^{-1} \mathbf{B}_{av}^t \mathbf{P} \quad (47)$$

Logo

$$\mathbf{G}_c = \mathbf{T}^{-1} \left(\mathbf{T}' \right)^{-1} \mathbf{B}_{av}^t \mathbf{P} = \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{B}_{av}^t \mathbf{P} \quad (48)$$

A equação (48) fornece a matriz de realimentação $\mathbf{G}_c$. Logo, a lei de controle ótima, quando o índice de desempenho é dado pela equação (37), é linear e é dada pela equação (49).

$$\mathbf{V}_c = -\mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{B}_{av}^t \mathbf{P} \mathbf{X} \quad (49)$$

Conforme verificado anteriormente, a matriz $\mathbf{P}$ deve satisfazer a equação (41) ou a equação reduzida (50). Mais de uma matriz $\mathbf{P}$ pode satisfazer a equação (41). Se o sistema é estável existe sempre uma matriz $\mathbf{P}$ definida positiva que satisfaz a equação (41). 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 (41) e podem não ser definidas positivas e, portanto, deverão ser descartadas.

$$\mathbf{A}'\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A} - \mathbf{P}\mathbf{B}_{av}\mathbf{R}_c^{-1}\mathbf{B}_{av}^t\mathbf{P} + \mathbf{Q}_c = 0 \quad (50)$$

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 (49) e obtém-se $\mathbf{V}_c$. Assim, o sistema a ser resolvido é,

$$\dot{\mathbf{X}} = (\mathbf{A} - \mathbf{B}_{av}\mathbf{G}_c)\mathbf{X} + \mathbf{B}\bar{\mathbf{F}}_e \quad (51a)$$

Ou, no domínio da frequência,

$$\mathbf{X} = (j\omega\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{B}_{av}\mathbf{G}_c)^{-1} \mathbf{B}\bar{\mathbf{F}}_e \quad (51b)$$

No caso do controlador ativo, as matrizes e vetores das equações (51a) e (51b) são definidos como,

$$\begin{aligned}
\mathbf{X} &= \left\{ \mathbf{u} \quad \dot{\mathbf{u}} \quad \mathbf{u}_3^a \quad \mathbf{u}_4^a \quad \mathbf{u}_5^a \quad \mathbf{u}_6^a \right\}^t \\
\mathbf{A} &= \begin{bmatrix}
0 & \mathbf{I} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
-\bar{\mathbf{M}}_s^{-1}(\bar{\mathbf{K}}_s + \bar{\theta}\mathbf{C}_p^{-1}\bar{\theta}^t) & -\bar{\mathbf{M}}_s^{-1}\bar{\mathbf{C}}_s & q\bar{\mathbf{M}}_s^{-1}\bar{\mathbf{P}}_3 & q\bar{\mathbf{M}}_s^{-1}\bar{\mathbf{P}}_4 & q\bar{\mathbf{M}}_s^{-1}\bar{\mathbf{P}}_5 & q\bar{\mathbf{M}}_s^{-1}\bar{\mathbf{P}}_6 \\
0 & \mathbf{I} & \frac{-V\gamma_1}{b}\mathbf{I} & 0 & 0 & 0 \\
0 & \mathbf{I} & 0 & \frac{-V\gamma_2}{b}\mathbf{I} & 0 & 0 \\
0 & \mathbf{I} & 0 & 0 & \frac{-V\gamma_3}{b}\mathbf{I} & 0 \\
0 & \mathbf{I} & 0 & 0 & 0 & \frac{-V\gamma_4}{b}\mathbf{I}
\end{bmatrix} \\
\mathbf{B} &= \begin{bmatrix} 0 & \bar{\mathbf{M}}_s^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t \\
\mathbf{B}_{av} &= \begin{bmatrix} 0 & -\bar{\mathbf{M}}_s^{-1}\bar{\theta} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t \\
\mathbf{C} &= \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t, \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t
\end{aligned} \tag{52}$$

sendo as matrizes $\bar{\mathbf{M}}_s$, $\bar{\mathbf{C}}_s$ e $\bar{\mathbf{K}}_s$ definidas como

$$\bar{\mathbf{M}}_s = \bar{\mathbf{M}} - q \frac{V^2}{b^2} \bar{\mathbf{P}}_2; \quad \bar{\mathbf{C}}_s = \bar{\mathbf{C}} - q \frac{V}{b} \bar{\mathbf{P}}_1; \quad \bar{\mathbf{K}}_s = \bar{\mathbf{K}} - q \bar{\mathbf{P}}_0 \tag{53}$$

onde se observam matrizes de massa, amortecimento e rigidez modificadas pela presença da aerodinâmica

3.4.3 Modelagem do controlador híbrido.

O controlador híbrido é obtido pela combinação do controlador passivo mostrado na seção 3.4.1 e do controlador puramente ativo da seção 3.4.2. O circuito resultante desta combinação é mostrado na Figura 9.

Figura 9: Asa elástica associada com um esquema de um controlador híbrido.

A equação que governam o circuito é,

$$V_p + V_c = Z\dot{Q}_p \quad (54)$$

Combinando as equações (1a), (1b) e (54) obtêm-se as equações que governam o sistema eletroaeroelástico, ou seja, placa plana eletromecanicamente acoplada sob ação do escoamento e com piezelétricos conectadas ao circuito híbrido. Estas equações podem ser expressas em espaço de estados. A fonte de tensão elétrica é definida pela equação (35) e é obtida utilizando a mesma metodologia do caso do controlador ativo (seção 3.4.2). No entanto, as matrizes e vetores de estados $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{B}_{av}$, $\mathbf{C}$, $\mathbf{D}$ e $\mathbf{X}$ diferem das encontradas no caso ativo. Neste caso, a matriz $\mathbf{A}$ e o vetor $\mathbf{X}$ são divididos em subcomponentes,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{M1} & \mathbf{M2} \\ \mathbf{M3} & \mathbf{M4} \end{bmatrix} \quad \mathbf{X} = \{\mathbf{X}_m \quad \mathbf{X}_e\}^t \quad (55)$$

onde $\mathbf{M}_1$ está relacionada ao domínio aeroelástico, $\mathbf{M}_2$ está relacionada a influência elétrica no domínio aeroelástico, $\mathbf{M}_3$ representa a influência do domínio mecânico no domínio elétrico, $\mathbf{M}_4$ está relacionada somente ao domínio elétrico, $\mathbf{X}_m$ são as saídas mecânicas do sistema e $\mathbf{X}_e$ as variáveis elétricas. A matriz $\mathbf{M}_1$ e o vetor $\mathbf{X}_m$ são dados por

$$\mathbf{X}_m = \left\{ \mathbf{u} \quad \dot{\mathbf{u}} \quad \mathbf{u}_3^a \quad \mathbf{u}_4^a \quad \mathbf{u}_5^a \quad \mathbf{u}_6^a \right\}^t$$

$$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ -\bar{\mathbf{M}}_s^{-1} \left(\bar{\mathbf{K}}_s + \bar{\boldsymbol{\theta}} \mathbf{C}_p^{-1} \bar{\boldsymbol{\theta}}^t \right) & -\bar{\mathbf{M}}_s^{-1} \bar{\mathbf{C}}_s & q \bar{\mathbf{M}}_s^{-1} \bar{\mathbf{P}}_3 & q \bar{\mathbf{M}}_s^{-1} \bar{\mathbf{P}}_4 & q \bar{\mathbf{M}}_s^{-1} \bar{\mathbf{P}}_5 & q \bar{\mathbf{M}}_s^{-1} \bar{\mathbf{P}}_6 \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} & \frac{-V\gamma_1}{b} \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} & \mathbf{0} & \frac{-V\gamma_2}{b} \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \frac{-V\gamma_3}{b} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \frac{-V\gamma_4}{b} \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (56)$$

e como se nota, elas são iguais à matriz de estado $\mathbf{A}$ e ao vetor de estado $\mathbf{X}$ do caso ativo. Para o caso puramente resistivo, tem-se,

$$\mathbf{X}_e = \left\{ \mathbf{Q}_p \right\}$$

$$\mathbf{M}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ -\bar{\mathbf{M}}_s^{-1} \bar{\boldsymbol{\theta}} \mathbf{C}_p^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_3 = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ -R^{-1} \mathbf{C}_p^{-1} \bar{\boldsymbol{\theta}}^t & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_4 = \begin{bmatrix} -R^{-1} \mathbf{C}_p^{-1} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \left\{ \mathbf{0} \quad \mathbf{M}_s^{-1} \quad \mathbf{0} \quad \mathbf{0} \quad \mathbf{0} \quad \mathbf{0} \quad \mathbf{0} \right\}^t$$

$$\mathbf{B}_{av} = \left\{ \mathbf{0} \quad \mathbf{0} \quad \mathbf{0} \quad \mathbf{0} \quad \mathbf{0} \quad \mathbf{0} \quad R^{-1} \right\}^t$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (57)$$

Para o caso RLs, tem-se,

$$\mathbf{X}_e = \left\{ \mathbf{Q}_p \quad \dot{\mathbf{Q}}_p \right\}^t$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{M}_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\bar{\mathbf{M}}_s^{-1}\boldsymbol{\theta}\mathbf{C}_p^{-1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -L^{-1}\mathbf{C}_p^{-1}\boldsymbol{\theta}^t & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_4 = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{I} \\ -L^{-1}\mathbf{C}_p^{-1} & -L^{-1}R \end{bmatrix} \\
\mathbf{B} &= \{0 \quad \mathbf{M}_s^{-1} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0\}^t \\
\mathbf{B}_{av} &= \{0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad L^{-1}\}^t \\
\mathbf{C} &= \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{I} & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{58}$$

Pro caso RLp, tem-se,

$$\begin{aligned}
\mathbf{X}_e &= \{\mathbf{Q}_p \quad \dot{\mathbf{Q}}_p\}^t \\
\mathbf{M}_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -\bar{\mathbf{M}}_s^{-1}\boldsymbol{\theta}\mathbf{C}_p^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -L^{-1}\mathbf{C}_p^{-1}\boldsymbol{\theta}^t & -R^{-1}\mathbf{C}_p^{-1}\boldsymbol{\theta}^t & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_4 = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 \\ -L^{-1}\mathbf{C}_p^{-1} & -R^{-1}\mathbf{C}_p^{-1} \end{bmatrix} \\
\mathbf{B} &= \{0 \quad \mathbf{M}_s^{-1} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0\}^t \\
\mathbf{B}_{av} &= \{0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad L^{-1} - \mathbf{C}_p^{-1}/R^2\}^t \\
\mathbf{C} &= \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{I} & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{59}$$

É importante ressaltar que as matrizes e vetores da representação em espaço de estados apresentados para o caso híbrido são representativos para o controlador passivo quando a matriz $\mathbf{B}_{av}$ é desconsiderada do problema.

3.4.4 Modelagem do controlador semi-passivo.

Nesta seção, controladores semi-passivos (SSD) são modelados. Um esquema do problema eletroaeroelástico, representativo de um caso SSDS ou SSDI é apresentado na Figura 10.

Figura 10: Asa elástica associada com um esquema de um controlador semi-passivo.

O circuito da Figura 10 pode ser transformado para o caso SSDS se a impedância Z representar um resistor ou um curto-circuito. Por outro lado, o caso SSDI é obtido quando a impedância Z for um indutor ou um par resistor-indutor em série. O princípio de funcionamento do circuito consiste em manter a chave aberta até que se detecte um máximo ou um mínimo no sinal de tensão elétrica proveniente do material piezelétrico. Neste momento, o circuito é instantaneamente chaveado para uma resistência baixa (caso SSDS), ou para uma indutância (caso SSDI). Esta condição é mantida até que a tensão se cancele (caso SSDS) ou se inverta (caso SSDI), momento em que o sistema é novamente chaveado para a condição de circuito aberto. O circuito e as condições a serem atendidas para o processo de detecção de máximos e mínimos e realização de chaveamento serão inicialmente apresentados para o caso de chaveamento em um indutor. Posteriormente será mostrado que o caso SSDS pode ser entendido como um caso particular do SSDI.

O desempenho do circuito SSDI está diretamente relacionado com a inversão da tensão elétrica proveniente da piezocerâmica. Esta inversão é quantificada pelo coeficiente de inversão γ , de acordo com a seguinte equação,

$$V_{final} = -\gamma V_{inicial} \quad (60)$$

onde $V_{inicial}$ e V_{final} são definidas como as tensões antes e após o chaveamento, respectivamente. No caso SSDI ideal, o valor máximo do coeficiente de inversão é igual à unidade. Neste caso, a tensão da piezocerâmica após o chaveamento, V_{final} , é igual, em módulo, à tensão no início do chaveamento $V_{inicial}$. Na prática, entretanto, este valor é menor do que a unidade devido a perdas relacionadas com a resistência interna do indutor e da resistência interna do circuito chaveado. Assim, o fator de inversão pode ser expresso como,

$$\gamma = e^{\left(-\frac{\pi}{2Q}\right)}; \quad Q = 2\pi \frac{\text{energia armazenada}}{\text{energia dissipada}} = \frac{\omega_e L}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C_p}} \quad (61)$$

onde Q é o fator de qualidade, R a resistência interna da indutância e do circuito chaveador, L o valor de indutância e ω_e a frequência de ressonância elétrica. Como se nota na equação (61), o fator de inversão diminui conforme se aumenta a resistência interna do sistema. No caso do circuito SSDS, a tensão na piezocerâmica não é invertida, mas sim cancelada. Assim, o caso SSDS pode ser entendido como um caso particular do circuito SSDI, onde o coeficiente de inversão é igual a zero.

Durante o intervalo de chaveamento, o indutor L e a capacitância do material piezelétrico C_p formam um sistema ressonante. No entanto, a frequência de ressonância elétrica não precisa coincidir com a frequência de ressonância mecânica, como ocorre nos circuitos passivos. A frequência de ressonância elétrica deste sistema é dada pela mesma equação (31) ($\omega_e = 1/\sqrt{C_p L}$).

O tempo de inversão do sinal de tensão elétrica, correspondente ao tempo em que a chave permanece fechada, é igual a meio período do circuito ressonante. O tempo de inversão é dado pela seguinte equação,

$$\Delta t = \frac{1}{2f_e} = \frac{\pi}{\omega_e} = \pi \sqrt{C_p L} \quad (62)$$

Como se nota na equação (62), o tempo de inversão é proporcional à raiz quadrada da indutância L do sistema ressonante. Como o período de inversão deve ser quase que instantâneo, a indutância utilizada pode ser pequena (se comparada com a indutância

requerida nos casos RL). Teoricamente, o intervalo de inversão poderia ser quase infinitesimal. Na prática, entretanto, o tempo de inversão pode ser entre 10 a 50 vezes mais rápidos do que o período da ressonância mecânica (Mohammadi, 2008). Portanto, a frequência do circuito ressonante $C_p L$ pode ser de 10 a 50 vezes maior do que a frequência de ressonância do sistema mecânico. Considerando este intervalo, os indutores utilizado na técnica semi-passiva podem ser de 100 a 2500 vezes menores do que os requeridos nas técnicas passivas.

Na literatura, há vários circuitos propostos para a realização do chaveamento. Guyomar e Badel (2006) propuseram uma abordagem probabilista para detecção dos pontos de chaveamento; já Guyomar et al. (2007) apresentaram uma abordagem estatística, enquanto Richard et al (2007) apresentaram uma abordagem analógica autoalimentada e Harari et al (2009) apresentaram uma abordagem modal. Dentre estes circuitos chaveadores apresentados na literatura, o circuito escolhido para este trabalho é o do Richard et al. (2007). Neste trabalho, o circuito chaveador utilizado para a solução do problema da Figura 10 é o circuito apresentado em Richard et al. (2007), mostrado na Figura 11. O circuito da Figura 11 se mostrou atrativo para este trabalho por ser autoalimentado (não precisando de fontes externas de energia), utilizar apenas uma piezocerâmica para operar e apresentar uma precisão satisfatória na detecção dos pontos de chaveamento.

Na abordagem analógica de Richard et al (2007), os extremos de tensão são detectados pela comparação da tensão saindo da piezocerâmica com a versão atrasada do mesmo sinal. Os componentes (que são todos passivos) utilizados para realizar o chaveamento são dois detectores de envelopes (R1 e R6; C1 e C2; D1 e D6), dois comparadores (R2 e R5; D2 e D5; Q1 e Q4) e dois dispositivos de chaveamento (D3, D7 e D4, D8; R3 e R4; Q2 e Q3), onde R correspondem a resistores, C a capacitores, D a diodos e Q a transistores bipolares. No caso, Q1 e Q3 são transistores PNP e Q2 e Q4 são transistores NPN. Os componentes localizados no lado esquerdo do circuito (R1, R2, R3, C1, D1, D2, D3, D7, Q1 e Q2) são responsáveis pela detecção de máximos na tensão da piezocerâmica, enquanto que os componentes do lado direito (R4, R5, R6, C2, D4, D5, D6, D8, Q3 e Q4) são responsáveis pela detecção de mínimos. O funcionamento de cada lado do circuito é semelhante. No lado esquerdo, o detector de envelope R1, C1 e D1 consiste em criar uma duplicata atrasada do sinal de tensão elétrica da piezocerâmica. O sinal atrasado é enviado ao emissor do transistor Q1, que é comparado com a tensão da piezocerâmica (chegando a base do transistor). Enquanto o sinal atrasado for menor do que a tensão da piezocerâmica, Q1 se mantém em CA. Q1 passa a

conduzir (sendo praticamente um curto-circuito entre seu emissor e coletor) quando o sinal atrasado for maior do que a tensão da piezocerâmica e do *threshold* de Q1. Uma vez Q1 conduzindo, o transistor Q2 é ativado, e passa a conduzir (como um curto-circuito) entre o seu emissor e coletor. Quando Q2 conduz, o chaveamento ocorre em um resistor (para o caso SSDS) ou para um indutor (para o caso SSDI).

Figura 11: Circuito chaveador proposto por Richard et al. (2007).

Devido à complexidade deste circuito, equações elétricas simples (como as deduzidas nas seções 3.4.1, 3.4.2 e 3.4.3) não foram determinadas neste trabalho. Para a simulação deste circuito, implementou-se o diagrama de blocos da Figura 12 no *software* Matlab-Simulink. O diagrama de blocos da Figura 12 é baseado na equação (63),

$$\bar{\mathbf{M}}\ddot{\mathbf{u}} = \bar{\mathbf{C}}\dot{\mathbf{u}} - \bar{\mathbf{K}}\mathbf{u} + \bar{\boldsymbol{\theta}}V_p + \bar{\mathbf{F}}_e + \bar{\mathbf{F}}_a \quad (63)$$

Note que a equação (63) provém da equação (1a) ao isolar o termo de inércia ($\bar{\mathbf{M}}\ddot{\mathbf{u}}$). Substituindo o termo $\bar{\mathbf{F}}_a$ pela aproximação de Roger, se obtém

$$\bar{\mathbf{M}}_s \ddot{\mathbf{u}} = -\bar{\mathbf{C}}_s \dot{\mathbf{u}} - \bar{\mathbf{K}}_s \mathbf{u} + \bar{\boldsymbol{\theta}} \mathbf{V}_p + \bar{\mathbf{F}}_e + q \sum_{i=1}^{N_a} \bar{\mathbf{P}}_{i+2} \mathbf{u}_i^a \quad (64)$$

onde os termos $\bar{\mathbf{M}}_s$, $\bar{\mathbf{C}}_s$ e $\bar{\mathbf{K}}_s$ foram previamente definidos (seção 3.4.2). Assim, isolando o termo de aceleração ($\ddot{\mathbf{u}}$), e considerando simultaneamente a equação (65b),

$$\ddot{\mathbf{u}} = -\bar{\mathbf{M}}_s^{-1} \bar{\mathbf{C}}_s \dot{\mathbf{u}} - \bar{\mathbf{M}}_s^{-1} \bar{\mathbf{K}}_s \mathbf{u} + \bar{\mathbf{M}}_s^{-1} \bar{\boldsymbol{\theta}} \mathbf{V}_p + \bar{\mathbf{M}}_s^{-1} \bar{\mathbf{F}}_e + q \bar{\mathbf{M}}_s^{-1} \sum_{i=1}^{N_a} \bar{\mathbf{P}}_{i+2} \mathbf{u}_i^a \quad (65a)$$

$$\mathbf{V}_p = -C_p^{-1} \mathbf{Q}_p - C_p^{-1} \bar{\boldsymbol{\theta}}^t \mathbf{u} \quad (65b)$$

É importante observar também que, no diagrama de blocos, os quatro estados adicionais são definidos como,

$$\mathbf{u}_i^a + \left(\frac{V}{b} \gamma_i \right) \int \mathbf{u}_i^a dt = \mathbf{u} \quad (66)$$

em que a equação (66) é a integral da equação (29b) ($\dot{\mathbf{u}}_i^a + \left(\frac{V}{b} \gamma_i \right) \mathbf{u}_i^a = \dot{\mathbf{u}}$). A equação (29b) não é utilizada na Figura 12 por apresentar problemas de implementação no Matlab-Simulink. A equação (65b) provém da equação (1b) ao isolar o termo de tensão da piezocerâmica. O termo $-C_p^{-1} \bar{\boldsymbol{\theta}}^t \mathbf{u}$ da equação (65b) é implementado na Figura 12 por meio da fonte controlada de tensão. Já o termo $-C_p^{-1} \mathbf{Q}_p$ é obtido como a queda de tensão através da capacitância C_p da Figura 12.

Na Figura 12, o bloco “Domínio Elétrico” pode representar os circuitos passivos, ativos, híbridos apresentados anteriormente e os circuitos semi-passivos apresentados nesta seção (Figura 11). Por este diagrama de blocos, é possível obter as saídas mecânicas do sistema, assim como as saídas elétricas da piezocerâmica.

Figura 12: Sistema piezoaeroelástico implementado em Matlab-Simulink.

3.5 Representação no domínio do tempo

Esta seção discute algumas resoluções numéricas no tempo que podem ser aplicadas ao sistema piezoaeroelástico representado em espaço de estados. Conforme mostrado nas seções 3.4.2 e 3.4.3, o sistema piezoaeroelástico pode ser reescrito no espaço de estados quando os controladores passivos, ativos e híbridos são considerados. No caso dos controladores chaveados, uma solução única no espaço de estados não pode ser encontrada, e a solução é realizada no Simulink.

Os resultados obtidos nas simulações realizadas no domínio do tempo podem ainda ser representados e analisados no domínio da frequência, quando um processo de FFT é aplicado.

A metodologia adotada neste trabalho para a solução no domínio do tempo baseia-se em duas aproximações aplicadas aos vetores de estados $\mathbf{X}$ e $\dot{\mathbf{X}}$.

$$\dot{\mathbf{X}}_{(t)} = \frac{\mathbf{X}_{(t+1)} - \mathbf{X}_{(t)}}{\Delta t} \quad (67a)$$

$$\mathbf{X}_{(t)} = \frac{\mathbf{X}_{(t+1)} + \mathbf{X}_{(t)}}{\Delta t} \quad (67b)$$

e assim,

$$\frac{\mathbf{X}_{(t+1)} + \mathbf{X}_{(t)}}{\Delta t} = (\mathbf{A} - \mathbf{B}_{av} \mathbf{G}_c) \frac{\mathbf{X}_{(t+1)} - \mathbf{X}_{(t)}}{2} + \mathbf{B} \bar{\mathbf{F}}_{e(t)} \quad (68)$$

que pode ser rearranjada resultando em,

$$\mathbf{X}_{(t+1)} = \left(\mathbf{I} - \frac{\Delta t (\mathbf{A} - \mathbf{B}_{av} \mathbf{G}_c)}{2} \right)^{-1} \left(\left(\mathbf{I} + \frac{\Delta t (\mathbf{A} - \mathbf{B}_{av} \mathbf{G}_c)}{2} \right) \mathbf{X}_{(t)} + \Delta t \mathbf{B} \bar{\mathbf{F}}_{e(t)} \right) \quad (69)$$

e conhecendo-se as condições iniciais do sistema, calcula-se a evolução da resposta piezoaeroelástica no domínio do tempo. A convergência deste método é muito similar ao caso do método de Runge-Kutta de quarta ordem. Em ambos os casos, as aproximações são realizadas de maneira que uma equação na forma $\mathbf{X}_{(t+1)} = f_{(\mathbf{X}_{(t)}, \bar{\mathbf{F}}_{e(t)})}$ possa ser deduzida a partir de uma equação diferencial ordinária de primeira ordem. Uma solução exata para equações de primeira pode ser obtida pelo método de exponencial de matriz. No entanto, este método exige um alto custo computacional, e sua solução no tempo apresenta pouca diferença em relação ao método usado neste trabalho e ao método de Runge-Kutta de quarta ordem.

4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Os circuitos apresentados no capítulo anterior são aqui aplicados para casos de controle de vibração. Três estudos de caso serão apresentados. No primeiro, o fluxo de potência e trabalho no sistema piezoaeroelástico é estudado para os circuitos passivos, semi-passivos, ativos híbridos para um problema de excitação harmônica de base e também sob o efeito do escoamento de ar em baixas velocidades (abaixo da condição de *flutter*). Também neste primeiro estudo de caso, o efeito de se desconsiderar o termo eletromecânico na equação mecânica do sistema (equação (1a)) sobre o fluxo de potência e trabalho do sistema eletromecânico é investigado. Ou seja, o efeito elétrico sentido no domínio mecânico (*backward effect*) devido ao efeito piezelétrico direto é omitido. No segundo estudo de caso o comportamento do sistema em torno da velocidade linear de *flutter* de curto circuito é investigado quando conectado aos diferentes controladores. No terceiro estudo de caso, um controlador *self-sensing* e um controlador autoalimentado são projetados com o intuito de reproduzir o controlador ativo mostrado na seção 3.6 e o controlador híbrido da seção 3.7. O intuito do controlador *self-sensing* é eliminar o uso de equipamentos externos e algoritmos complexos para a implementação do controle LQR. No caso autoalimentado a ideia é alimentar o circuito com energia gerada no próprio sistema, tornando-o independente de qualquer fonte externa de energia.

A estrutura em todos os estudos de caso é uma placa plana (assumida neste trabalho como asa elástica retangular), engastada na raiz e com duas camadas de piezocerâmicas embutidas (PZT 5A). As camadas piezocerâmicas tem a mesma dimensão da corda, cobrem 30% da envergadura da asa e cada uma tem 0,5 mm de espessura. As propriedades mecânicas da asa e as propriedades elétricas do PZT 5A são mostradas na Tabela 2, onde $\xi_0 = 8,854 \text{ pF} / \text{m}$.

Tabela 2: Propriedades mecânicas da estrutura e propriedades elétricas do material piezelétrico.

Liga de alumínio Al 2024-T3	Valor	Propriedades das piezocerâmicas	Valor
Densidade	2750 Kg/m ³	Densidade da piezocerâmica PZT-5A	7800 kg/m ³
Módulo de Young	70.0 GPa	Permissividade	1800 x ξ_0 nF/m
Constante de proporcionalidade: α	0.1635	c_{11}^E, c_{22}^E	120,3 GPa
Constante de proporcionalidade: β	4.1711e-4	c_{12}^E	75,2 GPa
Envergadura da asa	1200mm	c_{13}^E, c_{23}^E	75,1 GPa
Corda da asa na raiz	240mm	c_{33}^E	110,9 GPa
Corda da asa na ponta	240mm	c_{66}^E	22,7 GPa
Espessura da asa	3mm	e_{31}, e_{32}	-5,2 C/m ²
Razão de aspecto	5	e_{33}	15,9 C/m ²

Na tabela 2, $\xi_0 = 8,854 pF / m$.

A sequência de modos estruturais e as respectivas frequências naturais não amortecidas do sistema piezoaeroelástico para a condição de curto-circuito e velocidade nula do escoamento são apresentadas na Tabela 3. Como se observa na Tabela 3, apenas os cinco primeiros modos foram considerados. Dentre os modos listados, F significa modo de flexão, enquanto que T significa modo de torção.

Tabela 3: Forma dos modos de vibrar, frequências de ressonância na condição de curto-circuito.

Número do modo	Forma do modo	Frequência, em Hz
1	1F	1,66
2	2F	10,40
3	1T	16,60
4	3F	27,18
5	2T	47,25

4.1. Investigação do comportamento eletromecânico sob excitação de base e excitação aerodinâmica

Esse estudo de caso investiga o fluxo de potência e trabalho adimensionais de um sistema piezoaeroelástico para diferentes domínios elétricos. A potência adimensional é dada pelas equações (10a) e (10b), enquanto que a transferência de trabalho adimensional é dada por meio das equações (13a) e (13b). A fonte de excitação do sistema é o deslocamento harmônico imposto na extremidade engastada da estrutura (excitação harmônica de base).

No primeiro sub-caso, a transferência de potência e trabalho é investigada sem efeitos aerodinâmicos no problema ($V = 0$) para domínios elétricos passivos, ativos, híbridos e semi-passivos. Já no segundo sub-caso, um domínio elétrico semi-passivo é usado, e aumenta-se gradativamente a velocidade do escoamento, até atingir a proximidade da condição de *flutter* de curto-circuito. Assim, o efeito das forças aerodinâmicas e do domínio elétrico sobre o problema piezoaeroelástico é estudado em detalhes em termos de potência e trabalho.

4.1.1. Primeiro sub-caso

A primeira condição aqui investigada considera um resistor no domínio elétrico do problema. Os valores de resistência variam desde $10^2\Omega$ (proximidade a condição de curto-circuito) a $10^7\Omega$ (proximidade da condição de circuito-aberto). Posteriormente serão considerados o caso indutivo puro (L) e o caso RL. No terceiro domínio elétrico, as técnicas chaveadas SSD serão consideradas e comparadas com o caso resistivo puro. Após o estudo do terceiro domínio elétrico, um sub-item é incluído estudando o fluxo de trabalho e potência no sistema quando o efeito piezelétrico inverso é desconsiderado. O quarto domínio elétrico é o controlador ativo e no quinto, o controlador híbrido é considerado.

Todos os gráficos de potência e trabalho adimensionais são dados no domínio do tempo, enquanto que os deslocamentos na ponta da asa são dados no domínio do tempo e da frequência para melhor entendimento.

4.1.1.1. Caso resistivo

Quando um circuito resistivo unimodal é considerado, a equação do domínio elétrico se torna,

$$\frac{\mathbf{V}_p}{\dot{\mathbf{Q}}_p} = R \quad (70)$$

que, junto a equação (1b), pode ser utilizada para reescrever o termo $\bar{\boldsymbol{\theta}}\mathbf{V}_p$ (da equação (1a)) em função de R , C_p , ω e $\bar{\boldsymbol{\theta}}$. A expressão resultante pode ser inserida na equação (1b). A equação resultante pode ser escrita no domínio da frequência quando o problema de excitação harmônica de base é considerado,

$$\left[-\omega^2 \bar{\mathbf{M}} + j\omega \left(\bar{\mathbf{C}} + \frac{\bar{\boldsymbol{\theta}}\boldsymbol{\theta}^t R}{1 + \omega^2 C_p^2 R^2} \right) + \left(\bar{\mathbf{K}} + \frac{\bar{\boldsymbol{\theta}}\boldsymbol{\theta}^t R}{1 + \omega^2 C_p^2 R^2} \omega^2 C_p R \right) \right] \mathbf{u} = \bar{\mathbf{F}}_e \quad (71)$$

onde ω é a frequência de excitação do sistema.

Como se nota na equação (71), o efeito de se considerar um resistor no domínio elétrico é uma mudança na rigidez e no amortecimento do sistema piezoaeroelástico. A variação de rigidez e amortecimento fornecidos exclusivamente pela piezocerâmica são mostrados no Gráfico 1 para diversos valores de resistências. É importante ressaltar que os valores expressos no Gráfico 1, principalmente os relacionados ao amortecimento, só são obtidos quando se considera a piezocerâmica isoladamente. É provado na literatura (Erturk, 2009) que para um sistema eletromecanicamente acoplado, a expressão para a resistência ótima é diferente de $1/(\omega C_p)$.

Gráfico 1: Contribuição do efeito piezelétrico inverso $\bar{\boldsymbol{\theta}}\mathbf{V}_p$ em a) rigidez e b) amortecimento.

Nos Gráficos 1a e 1b, a rigidez e o amortecimento tendem a zero para baixos valores de resistências ($R \rightarrow 0$). Para estas resistências, o sistema se comporta como se não houvesse acoplamento eletromecânico. No Gráfico 1a, quando a resistência elétrica é alta ($R \rightarrow \infty$), a

rigidez tende para $\frac{\theta\theta^t}{C_p}$ e é responsável pelo aumento da frequência de ressonância do sistema piezelétrico. O amortecimento para altos valores de resistências, no entanto, tende a zero. Conforme se observa no Gráfico 1b, o máximo do amortecimento vindo da piezocerâmica ocorre para um valor de resistência entre $R=0$ e $R \rightarrow \infty$. Os Gráficos 2a e 2b mostram a mudança nas amplitudes e na frequência de ressonância do sistema piezoaeroelástico para o primeiro modo estrutural para diversos valores de resistências. No Gráfico 2b, o sistema é excitado na frequência de ressonância de curto-circuito (1,66Hz) em todos os casos.

Gráfico 2: Deslocamento da ponta da asa para diversos valores de resistências no domínio da a) frequência e b) tempo.

A influência de um resistor no domínio elétrico é alterar amortecimento e rigidez ao sistema. Quando $R = 10^3 \Omega$ e $R = 10^4 \Omega$, nota-se que as amplitudes apenas decrescem em relação a $R = 10^2 \Omega$, mas a frequência de ressonância se mantém constante em 1.66Hz. Logo, conclui-se que apenas amortecimento está sendo adicionado. Os valores mínimos de deslocamentos ocorrem quando $R = 9 \cdot 10^4 \Omega$, indicando que esta é a resistência ótima para redução de vibrações. A frequência de ressonância para $R = 9 \cdot 10^4 \Omega$ é igual a 1.71Hz. Aumentando a resistência para valores acima de $9 \cdot 10^4 \Omega$, as amplitudes do sistema aumentam continuamente, até atingirem o máximo em $R = 10^7 \Omega$. Entre $R = 9 \cdot 10^4 \Omega$ e $R = 10^7 \Omega$, o amortecimento dado pela piezocerâmica continuamente diminuiu, enquanto que a rigidez aumentou continuamente. Quando $R = 10^7 \Omega$, a condição de circuito-aberto é representada, e a frequência de ressonância é 1.75Hz. O Gráfico 2b mostra os deslocamentos da asa no domínio do tempo quando o sistema é excitado durante 60s na frequência de ressonância de curto-circuito. Todos os casos entram na condição de regime permanente após 50s. É também importante observar que o valor da resistência tem um grande efeito sobre os deslocamentos da ponta da asa. Para $R = 10^2 \Omega$, $R = 10^3 \Omega$ e $R = 10^4 \Omega$, o sistema é excitado em sua frequência

de ressonância (frequência de curto circuito), apresentando as maiores amplitudes e levando mais tempo para atingir a condição de regime permanente. Quando $R = 9 \cdot 10^4 \Omega$ ou $R = 10^7 \Omega$, o sistema não é excitado em sua frequência de ressonância (continua sendo excitado na frequência de ressonância de curto circuito), e apresenta amplitudes menores e atinge o regime permanente mais rapidamente.

Os resultados de potência e trabalho adimensional quando $R = 10^2 \Omega$ são apresentados nos Gráficos 3a e 3b. No Gráfico 3a, os termos de inércia (P_{iner}) e rigidez (P_{rig}) inserem (valores positivos) e retiram (valores negativos) potência ao longo do tempo. No entanto, ao longo de um ciclo, o saldo é nulo. Além disso, ambos os termos tem uma diferença de fase de 180° . O termo de amortecimento é sempre negativo, ou seja, é dissipativo. Já a força externa, por excitar o sistema em sua frequência de ressonância de curto circuito, apresenta sempre valores positivos. No Gráfico 3a, a potência inserida pelas forças externas é inteiramente contra-balanceada pelo amortecimento estrutural. É importante observar que a frequência de oscilação de cada termo do Gráfico 3a é igual ao dobro da frequência de oscilação do sistema.

Já no Gráfico 3b, o trabalho de cada termo é apresentado (e, portanto a variação de potência). No regime permanente, o trabalho dos termos de inércia e rigidez apresenta comportamento oscilatório. No entanto, quando estes dois termos são somados, um valor constante (e negativo) é obtido. Como W_{amor} é, neste caso, o único termo que realiza trabalho negativo (dissipa energia) e W_{ext} é o único termo que realiza trabalho positivo (insere energia), estes dois termos têm derivadas opostas (ou seja, derivada de igual valor absoluto, porém de sinais inversos). A diferença entre W_{ext} e W_{amor} o termo de amortecimento é igual ao trabalho realizado nos termos de rigidez e inércia ($W_{\text{rig}} + W_{\text{iner}}$).

Observando o último instante de tempo do Gráfico 3b, tem-se o quanto de trabalho é realizado para cada termo. O trabalho realizado por cada termo indica o quanto de energia foi inserida, dissipada e armazenada dentro do sistema. Assim, quando $t = 60s$, o trabalho do termo do amortecimento é igual a -0.9, o que significa que 90% da energia colocada pelas forças externas foi dissipada por este termo. O trabalho dos termos de inércia e rigidez, quando somados, chegam em -0.1, significando que 10% da energia colocada se encontra armazenada em forma de energia cinética e potencial elástica.

Como a condição $R = 10^2 \Omega$ é muito próxima a condição de curto-circuito, o sistema piezoaeroelástico se comporta como um sistema eletromecanicamente desacoplado. Consequentemente, a contribuição em potência dos termos P_{me} , P_{out} e P_{cap} é próxima a zero,

conforme se pode observar no Gráfico 3c. Da mesma forma, os termos de trabalho W_{me} , W_{out} e W_{cap} do Gráfico 3d se mostram muito menores do que no Gráfico 3b. Vale ressaltar que os Gráficos 3a e 3b apresentam variáveis do domínio mecânico e os Gráficos 3c e 3d apresentam variáveis relativas ao domínio elétrico. Tal padrão será utilizado nas análises subsequentes.

Gráfico 3: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico quando $R = 10^2 \Omega$.

Aumentando o valor da resistência no domínio elétrico, muda-se a contribuição em potência e trabalho dos termos P_{me} , P_{em} , P_{out} e P_{cap} . Os resultados para $R = 10^4 \Omega$ são apresentados no Gráfico 4. Vale ressaltar que os resultados para $R = 10^3 \Omega$, os resultados são muito similares ao caso quando $R = 10^4 \Omega$. No Gráfico 4a, verifica-se que P_{me} e o termo P_{amor} estão em fase e, assim, nota-se que a piezocerâmica adiciona exclusivamente amortecimento ao sistema.

No Gráfico 4b, nota-se que o amortecimento estrutural dissipa 60%, W_{me} dissipa 35% de toda a energia colocada ao sistema, e os 5% restantes se manifestam como deslocamentos na estrutura. A eficiência em dissipar energia da piezocerâmica é aumentada no sistema quando o resistor ótimo é considerado ($R = 9.10^4 \Omega$). Vale lembrar que, neste caso, rigidez

também é acrescentada ao sistema, e a frequência de excitação (1.66Hz) não coincide com a frequência de ressonância do sistema.

No Gráfico 4c, os termos P_{em} e P_{out} são similares e P_{cap} é da ordem de 20 vezes menor. Isto ocorre devido aos baixos valores de tensão elétrica no material piezelétrico. De acordo com a equação (4b), quanto menores os valores de V_p , menor o valor de P_{cap} , ou seja, a diferença entre o P_{em} e P_{out} . Assim como o termo P_{rig} , P_{cap} apresenta valores positivos e negativos ao longo do tempo. No entanto, após um ciclo, o saldo de potência é nulo. Já o termo P_{out} apresenta, neste caso, apenas valores positivos, devido à presença de um resistor no domínio elétrico. No Gráfico 4d, os termos W_{em} e W_{out} também são praticamente coincidentes crescentes ao longo do tempo. Já o termo W_{cap} apresenta oscilações ao longo do tempo e, após cada ciclo, seu valor resultante é igual a zero.

Gráfico 4: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico quando $R = 10^4 \Omega$.

Quando o resistor de $R = 9 \cdot 10^4 \Omega$ é utilizado, dois comportamentos são observados: 1) o sistema não é excitado em sua frequência de ressonância e, portanto, o termo P_{ext} (no Gráfico 5a) não é sempre positivo, como observado nos casos anteriores. Apesar dos valores serem predominantemente positivos, valores negativos também são observados por curto

instantes de tempo, indicando que potência é retirada do sistema; 2) assim como P_{ext} , o termo P_{me} também apresenta valores negativos e positivos ao longo de um ciclo. P_{me} apresenta valores predominantemente negativos (ou seja, dissipativo), porém valores positivos são observados em curtos instantes de tempo. É importante ressaltar que, durante estes curtos instantes de tempo, o material piezelétrico excita o domínio mecânico (energia é transferida do domínio elétrico para o mecânico). Entretanto, analisando um período de vibração, o fluxo de potência da parte mecânica para a elétrica é maior que da elétrica para a mecânica.

Apesar de ocorrer transferência do domínio elétrico para o mecânico em curtos intervalos de tempo (piezocerâmica excitar a estrutura), a potência dissipada no domínio elétrico (no caso no resistor) é a principal responsável pelo efeito de atenuação de vibração no sistema. No Gráfico 5b, nota-se que, após 60s, a dissipação de W_{me} alcança 72%, o amortecimento estrutural dissipa 26%, e os 2% da energia de entrada se encontra armazenada nos termos de inércia e rigidez.

Os valores e comportamento encontrados em P_{me} são transferidos ao domínio elétrico do problema na forma $P_{em} = -P_{me}$. No Gráfico 5c, os termos P_{em} , P_{out} e P_{cap} claramente diferem entre si. Enquanto P_{out} é sempre positivo, devido à presença da resistência elétrica, P_{em} apresenta valores predominantemente positivos, porém valores negativos são observados em curtos instantes de tempo. Quando a capacitância está se descarregando, P_{cap} apresenta valores negativos, e tais valores podem ser maiores (em módulo) do que P_{out} . Dessa forma, a soma $P_{cap} + P_{out}$ se torna negativa, tornando P_{em} negativo. Quando P_{em} é negativo (ou P_{me} é positivo), significa que o domínio elétrico está excitando o domínio mecânico do problema.

Quando a tensão na piezocerâmica é nula, todos os termos da equação 4b também são nulos, caracterizando o ponto de encontro entre P_{em} e P_{out} e P_{cap} no Gráfico 5c. Como o trabalho realizado por um capacitor ao longo de ciclo é nulo, o trabalho realizado por W_{em} e W_{out} se igualam. Os pontos em que W_{em} e W_{out} se igualam são destacados no Gráfico 5d pelas marcações “ $\Delta=0$ ”.

Gráfico 5: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico quando $R = 9 \cdot 10^4 \Omega$.

Conforme se aumenta o valor da resistência elétrica, os valores de tensão na piezocerâmica também aumentam, ampliando a diferença entre P_{em} e P_{out} . Quando $R = 10^7 \Omega$, P_{out} se aproxima de zero e P_{em} (assim como P_{me}) é controlado principalmente por P_{cap} , conforme mostrados nos Gráficos 6c e 6d. Dessa forma, no Gráfico 6a, P_{me} tem caráter oscilatório e quase não retira potência do domínio mecânico após um ciclo (saldo é próximo a zero). Além disso, no Gráfico 6a, a presença de valores negativos (dissipação) do termo P_{ext} é mais visível do que nos casos anteriores, já que se aumentou a diferença entre a frequência de ressonância do sistema (1.75Hz) e a frequência de excitação (1.66Hz). Os valores negativos de P_{ext} podem até se aproximar (em módulo) dos valores positivos quando a diferença entre frequência de excitação e ressonância do sistema é grande. No entanto, o saldo das forças externas é sempre positivo.

A presença de valores positivos e negativos de P_{ext} no Gráfico 6a é refletida no Gráfico 6b de trabalho na forma de oscilações. Quando as potências assumem valor negativo, a derivada no gráfico de trabalho é negativa, enquanto que valores positivos de potências levam a derivadas positivas no gráfico de trabalho. Apesar das oscilações, o saldo positivo de potência é refletido no Gráfico 6b como valores globais positivos de trabalho. Deve-se notar

que, neste caso, a dissipação vindo da piezocerâmica (W_{me}) é praticamente insignificante (4,5%) em relação à do amortecimento estrutural (89%).

Gráfico 6: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico quando $R = 10^7 \Omega$.

Os valores negativos de potência das forças externas não são mais observados quando o sistema é excitado em sua frequência de ressonância. Mantendo-se $R = 10^7 \Omega$ e excitando o sistema a 1.75Hz, tem-se, conforme mostrado na vista ampliada do Gráfico 7a, as forças externas agora somente realizam trabalho positivo (inserem energia no sistema). Os valores de P_{me} , P_{em} , P_{out} e P_{cap} apresentam valores próximos aos encontrados nos Gráficos 6a a 6d.

c)

d)

Gráfico 7: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico quando $R = 10^7 \Omega$ e excitação a 1.75Hz.

Quando o sistema não é excitado em sua frequência de ressonância de curto-circuito (1.66Hz), a potência dos termos de inércia e rigidez apresentam amplitudes diferentes. Vale lembrar que, num sistema puramente mecânico, o cancelamento dos termos de inércia e rigidez é que leva o sistema ao comportamento típico da condição de ressonância. Contudo, no Gráfico 7a, quando o termo P_{me} é adicionado com o termo de rigidez, as amplitudes resultantes se igualam as amplitudes do termo de inércia. Dessa forma, a soma de P_{me} , da inércia (P_{iner}) e da rigidez (P_{rig}) leva a um cancelamento, caracterizando a ressonância do sistema. No Gráfico 7b, nota-se que o amortecimento estrutural é o principal responsável por retirar energia do sistema (87%) e a participação da piezocerâmica é ínfima (4,5%).

4.1.1.2. Caso resistivo-indutivo

O estudo de fluxo de potência e trabalho com um resistor no domínio elétrico permitiu um entendimento de um caso básico, tanto da parte mecânica do sistema quanto da parte elétrica. O caso puramente resistivo, no entanto, compreende o domínio elétrico mais simples e que tem menor efeito no sistema dentre os circuitos passivos, ativos, híbridos e semi-passivos. Esta seção estuda o fluxo de potência e trabalho para o caso o caso RL em série. Neste caso, os valores de resistência variam desde zero (caso puramente indutivo (L)) até $10^7 \Omega$. A equação do domínio para o caso RL unimodal é dada por

$$\frac{V_p}{Q_p} = R + j\omega L \quad (72)$$

onde R é a resistência elétrica e L a indutância. Usando as equações (1b) e (72), o termo $\bar{\theta}\mathbf{V}_p$ da equação (1a) é reescrito como função das características elétricas do problema, resultando na equação,

$$\begin{aligned} & -\omega^2 \left(\bar{\mathbf{M}} + \frac{\bar{\theta}\bar{\theta}^t}{(1-\omega^2 LC_p)^2 + \omega^2 R^2 C_p^2} L \right) \mathbf{u} + j\omega \left(\bar{\mathbf{C}} + \frac{\bar{\theta}\bar{\theta}^t}{(1-\omega^2 LC_p)^2 + \omega^2 R^2 C_p^2} R \right) \mathbf{u} + \\ & \left(\bar{\mathbf{K}} + \frac{\bar{\theta}\bar{\theta}^t}{(1-\omega^2 LC_p)^2 + \omega^2 R^2 C_p^2} (\omega^2 R^2 C_p + \omega^4 L^2 C_p) \right) \mathbf{u} = \bar{\mathbf{F}}_e \end{aligned} \quad (73)$$

que pode ser reescrita como,

$$-\omega^2 (\bar{\mathbf{M}} + \bar{\mathbf{M}}_e) \mathbf{u} + j\omega (\bar{\mathbf{C}} + \bar{\mathbf{C}}_e) \mathbf{u} + (\bar{\mathbf{K}} + \bar{\mathbf{K}}_e) \mathbf{u} = \bar{\mathbf{F}}_e \quad (74)$$

onde se observa que a presença do circuito RL no domínio elétrico contribui com os termos de rigidez, amortecimento e inércia no sistema piezoeletrico. A contribuição em cada termo tem em comum o seguinte termo

$$\frac{\bar{\theta}\bar{\theta}^t}{(1-\omega^2 LC_p)^2 + \omega^2 R^2 C_p^2} \quad (75)$$

onde se observa que a contribuição em massa, amortecimento e rigidez são proporcionais aos termos L , R e $\omega^2 R^2 C_p + \omega^4 L^2 C_p$, respectivamente. Como se nota, o denominador da equação (75) tende a zero quando há duas condições: $R \rightarrow 0$ e $1 - \omega^2 LC_p \rightarrow 0$. Quando essas duas condições são satisfeitas, a equação (75) tende a infinito, assim como a contribuição de massa $\bar{\mathbf{M}}_e$, amortecimento $\bar{\mathbf{C}}_e$ e rigidez $\bar{\mathbf{K}}_e$ relativos a piezocerâmica. Tal fato implica que, na anti-ressonância (e nas vizinhanças), o domínio mecânico do sistema é principalmente governado pelo domínio elétrico. Os termos de massa, amortecimento e rigidez estrutural têm pouca importância na resposta mecânica.

É importante observar que o ganho da equação (75) não é uma matriz diagonal. Enquanto que o denominador $(1 - \omega^2 LC_p)^2 + \omega^2 R^2 C_p^2$ é apenas um escalar, o termo $\bar{\theta}\bar{\theta}^t$ é uma matriz simétrica de ordem $N_m \times N_m$ cujos termos são iguais a $\bar{\theta}_{(i,1)} \bar{\theta}_{(h,1)}$, com $i, h = 1:N_m$.

Termos não nulos fora da diagonal principal ocorrem quando $i \neq h$, $\bar{\theta}_{(i,1)} \neq 0$ e $\bar{\theta}_{(h,1)} \neq 0$. Assim, o acoplamento eletromecânico se dá somente nas posições com valores diferentes de zero. Como estas posições indicam a influência do material piezelétrico em diferentes modos de vibrar da estrutura, é possível selecionar os modos influenciados pela piezocerâmica. Um $\bar{\theta}$ que influencie apenas modos de flexão (ou seja, com elementos diferentes de zero nas posições relativas a modos de flexão) irá influenciar somente os modos de flexão. Por outro lado, $\bar{\theta}$ de torção (com elementos diferentes de zero nas posições relativas a modos de torção) influenciará somente modos de torção do sistema. Um $\bar{\theta}$ que influencie todos os modos irá, por consequência, acoplar eletromecanicamente todos os modos do sistema. Portanto, quando o domínio elétrico é predominante no sistema (forte efeito piezoelétrico inverso), a influência entre diferentes modos estruturais pode ocorrer mesmo sem a presença de um escoamento aerodinâmico. Este acoplamento de modos explica então o não cancelamento das componentes de massa e rigidez do sistema na anti-ressonância.

Como observado na equação (74), a presença do circuito RL no domínio elétrico altera a rigidez, amortecimento e inércia no sistema piezelétrico. A variação em rigidez, amortecimento e inércia é apresentada no Gráfico 8 para diversos valores de resistências, quando o piezelétrico é considerado isoladamente.

Gráfico 8: Contribuição do efeito piezelétrico inverso θV_p em a) rigidez, b) amortecimento e c) inércia.

Tanto o Gráfico 8a quanto 8c apresentam uma assíntota horizontal para resistências abaixo de $10^3 \Omega$. Essas assíntotas possuem valor elevado uma vez que foi considerada a condição $1 - \omega^2 LC_p \rightarrow 0$. É importante observar que a contribuição em rigidez é sempre maior do que a contribuição em massa, para qualquer frequência e resistência elétrica considerada. Quando os valores de resistências são altos, a contribuição em rigidez tende a $\frac{00^t}{C_p}$, enquanto que a contribuição em inércia tende a zero. No Gráfico 8b, observa-se que uma resistência específica leva a um valor máximo de amortecimento. Resistências maiores ou menores do que esta resistência específica leva a uma menor contribuição de amortecimento vindo da piezocerâmica. O amortecimento possui valor igual a zero quando $R \rightarrow 0$ ou $R \rightarrow \infty$. Os Gráficos 9a e 9b mostram a mudança nos deslocamentos da ponta da asa para o caso RL para diversos valores de resistência elétrica. No Gráfico 9c, os deslocamentos do caso puramente indutivo do Gráfico 9b são mostrados em detalhes.

Gráfico 9: Deslocamento da ponta da asa para diversos valores de resistências no domínio da a) frequência e b) tempo.

No Gráfico 9a, quando um baixo valor de resistência é considerado no domínio elétrico, uma anti-ressonância surge na frequência de ressonância de curto-circuito, e duas novas ressonâncias surgem nas proximidades da anti-ressonância. Neste caso, as novas frequências de ressonâncias são 1.41Hz e 1.97Hz. Conforme se aumenta o valor da

resistência, o pico das novas ressonâncias diminui e o vale da anti-ressonância aumenta, até que, para o resistor ótimo (que leva a maior redução de vibração), uma região plana é atingida. No caso do Gráfico 9a, o resistor ótimo é igual a 35456Ω . Como se nota, quando $R = 35456\Omega$, o indutor deve ser ajustado para uma frequência maior (1.73Hz) do que a frequência de ressonância de curto-circuito para se obter uma melhor atenuação de vibrações. Para valores de resistências maiores do que 35456Ω , o comportamento do sistema começa a se aproximar do caso puramente resistivo e, quando $R = 10^7\Omega$, tem-se a condição de circuito-aberto.

No Gráfico 9b, a resposta no tempo é mostrada para vários valores de resistência. A excitação de base atua por 150 segundos excitando o sistema na frequência de ressonância de curto-circuito. Durante os 150 segundos, o tempo para atingir o regime permanente se altera consideravelmente conforme se aumenta resistência do domínio elétrico. Para os casos $R = 0$ e $R = 10^3\Omega$, os tempos necessários são 130 segundos e 80 segundos, respectivamente, enquanto que para $R = 35456\Omega$ (resistência ótima), $R = 10^6\Omega$ e $R = 10^7\Omega$ são necessários apenas 5 segundos, 10 segundos e 40 segundos, respectivamente. Quando $R = 35456\Omega$, o amortecimento proveniente da dissipação de energia no domínio elétrico do problema é próximo ao ponto de máximo do Gráfico 8b e, portanto, apresenta o menor tempo de regime transiente. Após 150s, a excitação de base cessa e o sistema é deixado responder livremente por 100s, fazendo com que as oscilações cessem em todos os casos. Oscilações levam mais tempo para cessarem no caso $R = 0$, e levam menos tempo para o resistor ótimo.

O Gráfico 9c mostra os deslocamentos quando $R = 0$ do Gráfico 9b isolado dos outros casos. Neste Gráfico, nota-se claramente que as amplitudes nos primeiros segundos são maiores do que no regime permanente. No regime permanente, os deslocamentos foram muito próximos de zero devido à anti-ressonância. No entanto, quando se retirou a força externa, os deslocamentos cresceram abruptamente e apresentaram amplitudes semelhantes às encontradas entre 0 e 50s. O aumento das amplitudes é resultado da energia armazenada no domínio elétrico fluir ao domínio mecânico após a retirada das forças externas. Após 150s, os deslocamentos continuaram a decrescer até que o sistema pare de oscilar. O aumento abrupto dos deslocamentos é explicado pelos Gráficos 10a a 10d.

Como se nota no Gráfico 10a, as vistas ampliadas superiores se referem ao regime permanente do sistema, e as vistas inferiores detalham o regime transiente após a retirada das forças externas. No regime permanente, a potência do termo P_{me} apresentam valores muito maiores do que todos os outros termos. Como o domínio elétrico do sistema não dissipa

energia, P_{me} oscila ao longo do tempo e tem média zero, assim como os termos de inércia e rigidez. O termo de forças externas possui média positiva, porém próxima a zero, e é contra-balanceado apenas pelo termo de amortecimento, mostrado na vista detalhada superior a direita.

No regime permanente, a potência dos termos P_{out} (que, neste caso, representa a potência no indutor) e P_{cap} apresentam valores muito maiores do que P_{em} (Gráfico 10c). No caso, P_{out} e P_{cap} apresentam valores próximos a 40, indicando que eles armazenam 40 vezes a potência inserida pelas forças externas, e P_{out} e P_{cap} apresentam fase de 180° . A soma de P_{out} e P_{cap} , no entanto, não gera um cancelamento.

Gráfico 10: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso L e excitação a 1.66Hz

Quando se retiram as forças externas do problema, a potência de P_{ext} vai para zero instantaneamente, enquanto que todos os outros termos sofrem mudanças suaves. No caso, P_{out} e P_{cap} tendem a diminuir rapidamente, chegando a zero no instante de tempo 151s. No entanto, esta diminuição não é simétrica, fazendo com que P_{em} apresente valores negativos e P_{me} , positivos. Toda a potência contida em P_{me} é transferida para os outros termos mecânicos

do sistema, principalmente para a inércia e a rigidez. A inserção nos termos de inércia e rigidez se manifesta como rápido aumento nos deslocamentos da estrutura. Na vista detalhada inferior a direita, nota-se que o termo P_{me} é sempre positivo entre 150s e 151s e apresenta valores maiores do que os vistos no regime permanente. Entre 151s e 152s, a potência volta a fluir da sentindo estrutura rumo ao domínio elétrico do problema. Dessa forma, os termos de potência do sistema mecânico voltam a decair, e os termos P_{out} e P_{cap} voltam a aumentar. A potência permanece fluindo entre os termos mecânicos e os elétricos (P_{out} e P_{cap}) do problema e apresentando amplitudes cada vez menores ao longo do tempo. A diminuição das amplitudes é resultado do amortecimento estrutural, que dissipa a energia (trabalho negativo) do sistema ao longo do tempo.

O Gráfico 10b mostra o trabalho do domínio mecânico para cada termo do sistema. As forças externas apresentam uma derivada positiva, porém próxima a zero, indicando que pouco trabalho esta sendo realizado por W_{ext} no regime permanente (ou seja, pouca energia é inserida no sistema). Este trabalho positivo é totalmente contra-balanceado pelo termo de amortecimento, que apresenta derivada igual a do termo de forças externas, porém com valor negativo. Dessa forma, a energia inserida é igual a energia dissipada, e a energia no sistema se mantém constante. Esta energia constante, no entanto, está praticamente toda armazenada no termo W_{me} , e quase nada se encontra nos termos de inércia e rigidez. O trabalho realizado por W_{me} é transferido ao domínio elétrico por W_{em} , que se distribui entre os termos W_{out} e W_{cap} . Os termos W_{out} e W_{cap} oscilam constantemente ao longo do tempo (Gráfico 10d) e, novamente, nota-se que $W_{em} = W_{out} + W_{cap}$, como demonstrado na equação (10b). Quando as forças externas são retiradas do sistema, a energia armazenada em W_{out} e W_{cap} não consegue se manter e se descarrega, fluindo em direção ao sistema mecânico, excitando-o. A energia transferida ao domínio mecânico também não consegue se manter, e flui novamente ao domínio elétrico do problema (no caso, W_{out} e W_{cap}). Essa troca de energia entre os dois domínios permaneceria constante se não houvesse dissipação de energia no sistema. Como se observa no Gráfico 10b, energia é constantemente dissipada pelo amortecimento estrutural e, ao longo de 250s, W_{amor} é o único responsável por contrabalancear toda a energia inserida no sistema pelas forças externas. Caso não houvesse amortecimento estrutural, o sistema oscilaria permanentemente após a retirada das forças externas.

Como visto no Gráfico 9a, duas novas ressonâncias são formadas no caso indutivo. O Gráfico 11a mostra os deslocamentos quando o sistema é excitado a 1.417Hz e o Gráfico 11b quando o sistema é excitado a 1.971Hz.

Gráfico 11: Deslocamento da ponta da asa para quando o sistema é excitado em a) 1.417Hz e b) 1.971Hz.

Nos dois casos, o regime permanente é atingido em 75s. Os Gráficos 12a a 12d mostram o fluxo de potência e trabalho quando o sistema é excitado em 1.417Hz. Assim como observado no caso resistivo puro, com $R = 10^7 \Omega$ e excitado a 1.75Hz, aqui os termos de inércia e rigidez não se cancelam. No caso do Gráfico 12a, o sistema é excitado com uma frequência menor do que a frequência de ressonância de curto-circuito. Assim, o termo de rigidez é maior do que o termo de inércia. Porém, nota-se que a contribuição do termo P_{me} é principalmente inercial. Essa contribuição, somada ao termo de inércia de estrutura, se anula com o termo de rigidez. Assim, caracteriza-se a ressonância a 1.417Hz. Nota-se que os modos estão desacoplados, que a força externa apenas realiza trabalho positivo (insere energia) no sistema e que o amortecimento estrutural é o único responsável pela dissipação da energia inserida no Gráfico 12b. No Gráfico 12c, observa-se comportamento oscilatório e saldo de potência nulo em todos os termos, enquanto que no Gráfico 12d se observa a igualdade demonstrada na equação (10b).

c)

d)

Gráfico 12: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso L e excitação a 1.417Hz.

Os Gráficos 13a e 13b mostram o fluxo de potência e trabalho quando o sistema é excitado em 1.971Hz. No caso do Gráfico 13a, o sistema é excitado com uma frequência acima da frequência de ressonância de curto-circuito. Dessa forma, o termo de inércia é mais elevado do que o termo de rigidez. No entanto, nota-se que a contribuição da piezocerâmica (ou do termo P_{me}) é principalmente de rigidez. Essa contribuição, somada ao termo de rigidez de estrutura, se anula com o termo de inércia estrutural. Assim, caracteriza-se a ressonância a 1.971Hz. Da mesma forma que nos Gráficos 12a e 12b, os modos estão desacoplados, a força externa apenas insere energia no sistema e o amortecimento é o único a contrabalançar as forças externas. Os Gráficos 13c e 13d apresentam mesmo comportamento dos Gráficos 12c e 12d.

a)

b)

c)

d)

Gráfico 13: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso L e excitação a 1.971Hz.

Os resultados de potência e trabalho dos Gráficos de 14a a 14d são semelhantes aos Gráficos de 10a a 10d (curvas de potência e trabalho do caso L). Conforme visto no Gráfico 9a e 9b (deslocamentos mecânicos no domínio da frequência e do tempo para o caso RL com diferentes valores de resistências), as amplitudes do regime permanente para são maiores para $R = 10^3 \Omega$ do que o caso L. No entanto, nos dois regimes transientes (entre 0 e 80s e entre 150s a 220s, quando as oscilações cessam), o caso RL com $R = 10^3 \Omega$ apresenta menores oscilações do o caso L. Os casos de potência e trabalho para $R = 10^3 \Omega$ são mostrados no Gráfico 14.

Gráfico 14: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso RLs e excitação a 1.66Hz.

A principal diferença entre o caso RL, com $R = 10^3 \Omega$, e o caso L (Gráficos 10a e 10b) é que os valores dos termos P_{out} e P_{cap} , P_{em} e P_{me} diminuíram enquanto os outros termos aumentaram. Isso indica que menos potência e trabalho fluem do termo P_{ext} em direção ao domínio elétrico. No entanto, quando a força externa é retirada (P_{ext} se torna zero), a potência e a energia armazenadas no domínio elétrico não conseguem se manter e ainda são suficientes para excitar o sistema mecânico. Assim como explicado para o caso L, potência e energia fluem entre o domínio elétrico e mecânico até que as oscilações sejam dissipadas. No caso

dos Gráficos 14a e 14b, a dissipação não ocorre somente no termo de amortecimento estrutural, mas também (e predominantemente) no resistor de $R = 10^3\Omega$. A resistência de $10^3\Omega$ dissipa 91% de toda a energia inserida no sistema, enquanto que 9% são dissipados no amortecimento estrutural.

Conforme se aumenta o resistor do caso RL, menos energia flui para o domínio elétrico do problema, e mais energia permanece no domínio mecânico conforme mostrado nos Gráficos 15a a 15d, onde a resistência ótima ($R = 35456\Omega$) é considerada.

Gráfico 15: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso RL e excitação a 1.66Hz.

No gráfico 15a, nota-se que a potência do termo P_{me} é menor do que nos casos anteriores. No entanto, o poder dissipativo aumenta (P_{me} é sempre negativo e tem amplitudes próximas ao termo de forças externas). Além disso, observa-se que a retirada das forças externas não acarreta no aumento de amplitudes do sistema. Devido a dissipação de potência do termo de amortecimento e, principalmente, do termo P_{me} , as oscilações cessam no instante de tempo 152s. No Gráfico 15b, observa-se que 93,5% da energia são dissipados no domínio elétrico do problema. Tal porcentagem é, de fato, mais elevada dos que os 72% de dissipação encontrados no caso puramente resistivo com o resistor ótimo (Gráfico 5b). Além disso, nota-se que quando as oscilações cessam no sistema, a derivada de todos os termos é igual a zero.

No Gráfico 15c, nota-se que a potência dos termos P_{out} e P_{cap} também são menores do que nos casos anteriores ($R = 0$ e $R = 10^3 \Omega$) e decaem rapidamente após a retirada das forças externas até chegarem a zero. No repouso, no Gráfico 15d, os termos W_{em} e W_{out} se igualam, uma vez que a capacitância da piezocerâmica está descarrega e realiza trabalho nulo.

Conforme se aumenta a resistência do caso RL, a resposta do sistema se aproxima ao caso puramente resistivo. Quando $R = 10^6 \Omega$ ou $R = 10^7 \Omega$, pouco amortecimento provém da piezocerâmica, e o fluxo de potência e trabalho se assemelham aos Gráficos 7a a 7d.

4.1.1.3. Casos chaveados

Por fim, essa seção investiga o fluxo de potência e trabalho quando as técnicas chaveadas SSDS e SSDI são consideradas. Devido a não linearidade imposta a tensão da piezocerâmica, uma equação única para o domínio elétrico não pode ser derivada e, portanto, uma equação que representa o efeito dos circuitos chaveados no domínio mecânico não pode ser apresentada. Os deslocamentos da asa no domínio da frequência e do tempo são mostrados nos Gráficos 16a e 16b para os circuitos SSD.

Gráfico 16: Deslocamento da ponta da asa para as técnicas SSDS e SSDI no domínio da a) frequência e b) tempo

Como se nota no domínio da frequência, as técnicas SSDS e SSDI apresentaram frequências de ressonância a 1.75Hz e 1.76Hz, respectivamente, praticamente igual à frequência de circuito-aberto. No entanto, uma considerável redução de amplitude foi obtida para os dois casos, em especial o circuito SSDI. Já no domínio do tempo, excitou-se o sistema na frequência de ressonância de curto-circuito por 60s, e as menores amplitudes no regime permanente foram obtidas para a técnica SSDI. Curvas típicas de tensão elétrica foram obtidas para os dois circuitos SSD, como mostrado no Gráfico 17a (caso SSDS) e 17b (caso SSDI).

Gráfico 17: Tensão na piezocerâmica (V_p) e nos capacitores C1 (V_{C1}) e C2 (V_{C2}) do circuito proposto por Richard et al. (2007) para o caso a) SSDS e b) SSDI.

Nos Gráficos 17a e 17b, nota-se que um chaveamento atrasado (depois do ponto de máxima tensão) ocorre. No caso, o chaveamento ocorre após o máximo de tensão decrescer de 1,2V (ou o mínimo de tensão aumentar de 1,2V), o que é equivalente ao dobro da queda de tensão de um diodo do circuito proposto por Richard et al (2007). Vale lembrar que, nos pontos de máximo, o chaveamento é baseado na tensão do capacitor C1, enquanto que nos pontos de mínimo, o chaveamento é baseado na tensão do capacitor C2. Os Gráficos 18a a 18d mostram o fluxo de potência e trabalho no sistema para o caso SSDS.

Gráfico 18: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso SSDS.

Nota-se que, com a técnica SSDS, que o termo P_{em} é principal responsável por contrabalancear a potência inserida pelo termo de forças externas no Gráfico 18a. Além disso, nota-se que P_{em} é negativo na maior parte do tempo, porém apresenta valores positivos por curtos intervalos de tempo. No Gráfico 18b, W_{em} dissipa 78.5% de toda a energia inserida, enquanto que W_{amor} é responsável por 20%.

No Gráfico 18c, os termos P_{cap} e P_{out} apresentam picos de potência durante curtos intervalos de tempo e que são consideravelmente maiores do que todos os outros termos de potência mecânica ou elétrica. Os picos destes termos se devem aos grandes valores de corrente elétrica obtida quando a chave é fechada e o material piezelétrico se descarrega (em curto-circuito). Durante os períodos em que a chave está aberta, o valor de P_{out} tende a zero, e P_{em} é dado principalmente pelo termo P_{cap} . Apesar da técnica SSDS impor uma não-linearidade ao sinal elétrico de tensão, nota-se que a equação (10b) continua válida, conforme mostrado na vista detalhada superior direita. Nesta vista, W_{out} tem derivada igual a zero, W_{cap} se carrega e W_{em} apresenta valores positivos continuamente crescentes enquanto o circuito está em circuito-aberto. Quando o circuito entra na condição de curto-circuito, W_{cap} se descarrega e vai para zero, W_{em} tem derivada próxima de zero e W_{out} cresce rapidamente até ter o mesmo valor de W_{em} .

No caso da técnica chaveada SSDS, os valores positivos de P_{em} estão associados com o atraso no chaveamento, conforme mostrado no Gráfico 19.

Gráfico 19: Comparação entre a tensão na piezocerâmica e do termo P_{me} para o caso SSDS.

Se o atraso fosse zero (ou seja, chaveamento exato nos pontos de máximos e mínimos da tensão da piezocerâmica), os valores positivos de P_{me} seriam consideravelmente minimizados (porém não eliminados).

O trabalho realizado por W_{me} no Gráfico 18b é aumentada quando o circuito SSDI é considerado. Assim, os Gráficos 20a e 20b mostram a transferência de potência e trabalho para o caso SSDI.

Gráfico 20: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso SSDI.

No caso SSDI, os valores negativos de P_{me} são maiores do que no caso SSDS e os picos dos termos P_{cap} e P_{out} são menores. A diminuição dos picos de P_{cap} e P_{out} se deve ao fato do indutor impedir que valores altos de corrente fluam quando o chaveamento é realizado. Os valores positivos de P_{me} , assim como no caso SSDS, se devem ao chaveamento atrasado do sistema, como mostrado no Gráfico 21.

Gráfico 21: Comparação entre a tensão na piezocerâmica e do termo P_{me} para o caso SSDI.

Como se nota, o termo P_{me} apresenta valor igual a zero quando a tensão da piezocerâmica está em seu ponto de máximo ou mínimo. No entanto, um atraso no chaveamento leva P_{me} a ser tornar positivo, transferindo energia para a estrutura durante o atraso. Quando o chaveamento é realizado, P_{me} decresce constantemente até o próximo chaveamento ocorrer. No caso SSDI, P_{me} se torna negativo ao final do chaveamento, ao contrário do caso SSDS, em que P_{me} se torna zero.

A dissipação de energia do caso SSDI também é maior do que no caso SSDS. Ao longo dos 60s de excitação, o termo P_{me} dissipou 85% de toda a energia inserida no sistema, enquanto que para o caso SSDS, 78% de dissipação são observados. Na vista aumentada do Gráfico 20d, nota-se que a equação (10b) permanece válida, e que a diferença entre W_{out} e

W_{me} é maior do que no caso SSDS e no caso $R = 10^7 \Omega$, uma vez que as tensões na piezocerâmica são maiores para o caso SSDI.

4.1.1.4. Retirada do efeito piezelétrico inverso

Alguns autores na literatura, focados na geração piezelétrica de energia, desconsideram o efeito piezelétrico inverso ($P_{me} = 0$ na equação (1a), $P_{em} \neq 0$ na equação (1b)). Esses autores afirmam que desconsiderar o efeito inverso é uma boa aproximação quando o acoplamento eletromecânico do sistema é baixo. Os Gráficos 22 e 23 mostram a consequência de se eliminar o efeito piezelétrico inverso do sistema. Os Gráficos 22a a 22d se referem ao caso puramente resistivo, com um resistor de $9 \cdot 10^4 \Omega$ no domínio elétrico, quando o sistema é excitado na frequência de ressonância de curto-circuito.

a) Caso resistivo. $R = 9 \cdot 10^4 \Omega$.

b) Caso resistivo. $R = 9 \cdot 10^4 \Omega$.

c) Caso resistivo. $R = 9 \cdot 10^4 \Omega$

d) Caso resistivo. $R = 9 \cdot 10^4 \Omega$

Gráfico 22: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso resistivo quando se desconsidera o efeito piezelétrico inverso.

Já os Gráficos 23a a 23d se referem ao caso SSDI. Nestes Gráficos, o sistema é excitado na frequência de ressonância de curto-circuito.

a) caso SSDI

b) caso SSDI

c) caso SSDI

d) caso SSDI

Gráfico 23: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso SSDI quando se desconsidera o efeito piezelétrico inverso.

Quando o efeito piezelétrico inverso é desconsiderado, a frequência de ressonância do sistema e os deslocamentos são sempre iguais aos observados na condição de curto-circuito, independentemente da condição de contorno elétrica do problema. Por consequência, os termos de inércia, amortecimento estrutural, rigidez, forças aerodinâmicas e forças externas são iguais aos resultados encontrados nos Gráficos 3a e 3b. O termo P_{me} é sempre igual a zero, e a equação (4b) continua válida para o domínio elétrico. As saídas elétricas do sistema, V_p e $\dot{Q}_p$, no entanto, são consideravelmente amplificadas. Como resultado, P_{cap} e P_{out} se tornam significativamente maior do que nos casos onde o efeito piezelétrico inverso é considerado.

Desconsiderar o efeito piezelétrico inverso também acarreta em incoerências físicas. Como mostrado nos Gráficos 22b e 23b, o amortecimento estrutural dissipa 90% da energia inserida, e 10% permanecem nos termos de inércia e rigidez. Contudo, no caso resistivo, o trabalho realizado pelo termo W_{out} é 256% do trabalho realizado no sistema, ou seja, a energia transferida ao domínio elétrico é maior do que a energia que entrou no sistema. Esta incoerência se torna ainda mais evidente no caso SSDI. Neste caso, W_{out} é igual 1045% da energia inserida.

Quando o efeito inverso é considerado, a soma de todos os termos de potência (ou seja, a soma de P_{iner} , P_{amor} , P_{rig} , P_{aero} , P_{ext} , P_{out} e P_{cap}) sempre resulta em zero. Isso significa que toda a energia inserida no sistema é dissipada ou direcionada a outro termo do sistema, e que energia foi conservada. Nos casos em que se retira o efeito piezelétrico inverso, a soma de todos os termos de potência não resulta em zero e, nestes casos, energia é criada dentro do sistema piezoaeroelástico.

4.1.1.5. Caso ativo

O cálculo de potência e trabalho também é realizado para o circuito puramente ativo. O efeito do controlador ativo no sistema mecânico pode ser escrito como

$$\left[-\omega^2 \bar{\mathbf{M}} + j\omega(\bar{\mathbf{C}} - \theta \mathbf{G}_2) + (\bar{\mathbf{K}} - \theta \mathbf{G}_1) \right] \mathbf{u} = \bar{\mathbf{F}}_e \quad (76)$$

que é obtida substituindo o efeito piezelétrico inverso ($\theta \mathbf{V}_p$) da equação (1a) pelas equações (1b) e (35). No caso, é importante observar que o ganho do controlador ($\mathbf{G}_c$) foi subdividido em submatrizes, da seguinte forma,

$$\mathbf{G}_c = [\mathbf{G}_1 \quad \mathbf{G}_2 \quad \mathbf{G}_3 \quad \mathbf{G}_4 \quad \mathbf{G}_5 \quad \mathbf{G}_6] \quad (77)$$

sendo $\mathbf{G}_1$, $\mathbf{G}_2$, $\mathbf{G}_3$, $\mathbf{G}_4$, $\mathbf{G}_5$ e $\mathbf{G}_6$ os ganhos do controlador. Com isso, a tensão do controlador pode ser reescrita como,

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_c = -\mathbf{G}_c \mathbf{X} = -[\mathbf{G}_1 \quad \mathbf{G}_2 \quad \mathbf{G}_3 \quad \mathbf{G}_4 \quad \mathbf{G}_5 \quad \mathbf{G}_6] \left\{ \mathbf{u} \quad \dot{\mathbf{u}} \quad \mathbf{u}_3^a \quad \mathbf{u}_4^a \quad \mathbf{u}_5^a \quad \mathbf{u}_6^a \right\}^t \\ \mathbf{V}_c = -\mathbf{G}_1 \mathbf{u} - \mathbf{G}_2 \dot{\mathbf{u}} - \mathbf{G}_3 \mathbf{u}_3^a - \mathbf{G}_4 \mathbf{u}_4^a - \mathbf{G}_5 \mathbf{u}_5^a - \mathbf{G}_6 \mathbf{u}_6^a \end{aligned} \quad (78)$$

e como os estados aumentados do sistema não possuem significado físico, os ganhos $\mathbf{G}_3$, $\mathbf{G}_4$, $\mathbf{G}_5$ e $\mathbf{G}_6$ podem ser desconsiderados, fazendo,

$$\mathbf{V}_c = -\mathbf{G}_1 \mathbf{u} - \mathbf{G}_2 \dot{\mathbf{u}} \quad (79)$$

para os casos aeroelásticos. No caso dos controladores ativos, seu efeito (valores de $\mathbf{G}_1$ e $\mathbf{G}_2$) no sistema piezoaeroelástico é controlado pelo fator $\mathbf{R}_c$ da equação de Riccati (equação 37). Quanto menor for $\mathbf{R}_c$, maior será o efeito do controlador. Os Gráficos abaixo mostram os deslocamentos da ponta asa para o primeiro modo de vibrar no domínio do tempo e da frequência para vários valores de $\mathbf{R}_c$.

a) b)
Gráfico 24: Deslocamento da ponta da asa para o controlador puramente ativo no domínio a) da frequência e b) do tempo.

Como se nota, para um alto valor de $\mathbf{R}_c$ ($\mathbf{R}_c \geq 10^{-4}$), uma condição de curto-circuito é obtida. Conforme se diminui $\mathbf{R}_c$, o pico a 1.66Hz diminui e se desloca para a esquerda, mostrando que o controlador aumenta o amortecimento e pode diminuir a rigidez. O aumento no amortecimento e a diminuição da rigidez são possíveis quando $\mathbf{G}_1$ é negativo e $\mathbf{G}_2$ é positivo. É importante manter em mente que os ganhos do controlador podem assumir valores tanto positivos ou negativos. No domínio do tempo, o sistema é excitado na frequência de curto-circuito por 25s. Como se nota, menores deslocamentos e regimes transientes são vistos conforme se diminui $\mathbf{R}_c$. A tensão e a potência requerida pelo controlador ativo também são dependentes de $\mathbf{R}_c$. No caso, a tensão e a potência crescem monotonicamente conforme $\mathbf{R}_c$ diminui, como mostrado nos Gráficos 24a e 24b.

Gráfico 25: a) Tensão e b) potência requerida pelo controlador ativo para diversos valores de R_c .

Os maiores valores de tensão e potência são requeridos na frequência de ressonância. No entanto, quando o efeito do controlador se torna muito forte ($R_c \leq 10^{-7}$), e um patamar é atingido no domínio da frequência. Nestes casos, o sistema é principalmente governado pelo domínio elétrico do problema. Os Gráficos 26a a 26d mostram o fluxo de potência e trabalho para o caso $R_c = 10^{-5}$.

Gráfico 26: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso puramente ativo com $R_c = 10^{-5}$.

No Gráfico 26a, nota-se que a ação do controlador ativo é gerar uma força contrária a força externa, a fim de se minimizar as vibrações. A potência desses dois termos tem sinais

opostos e mesma fase, porém amplitudes diferentes. No caso, a amplitude do termo de forças externas é igual a soma dos termos P_{me} e amortecimento estrutural.

No Gráfico 26b, observa-se que o controlador ativo é o principal responsável pela dissipação de energia (79% do total), enquanto que o amortecimento estrutural dissipa 18%, e os 3% restantes mantém o movimento da estrutura.

No gráfico 26c, percebe-se que P_{em} é sempre positivo. No entanto, a potência de P_{out} (que, neste caso, representa a potência da fonte de tensão) apresenta valores positivos e negativos ao longo do tempo. Isso significa que a fonte de tensão predominantemente gera potência elétrica, e absorve potência elétrica por curtos instantes de tempo.

A dissipação de energia do controlador ativo aumenta quando $R_c = 10^{-7}$, conforme mostrado nos Gráfico 27a a 27d.

Gráfico 27: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso puramente ativo com $R_c = 10^{-7}$.

Neste caso, observa-se que a potência dissipada pelo controlador ativo (termo P_{me}) é praticamente igual à potência inserida pelo termo de forças externas. O termo de amortecimento estrutural dissipa uma parcela quase insignificante quando comparada ao termo P_{me} . No caso, o acoplamento se dá quando as matrizes não diagonais θG_1 e θG_2 são

maiores ou comparáveis as matrizes $\bar{\mathbf{M}}$, $\bar{\mathbf{C}}$ e $\bar{\mathbf{K}}$ do problema. No Gráfico 27b, 97.5% da dissipação das forças externas se dá pelo controlador ativo, enquanto 2% se dissipa no amortecimento estrutural e 0,5% permanece nos termos de inércia e rigidez.

Também se percebe que $\mathbf{P}_{\text{out}}$ e $\mathbf{P}_{\text{cap}}$ têm amplitudes maiores do que as forças externas, indicando que uma potência considerável flui no domínio elétrico. Como $\mathbf{P}_{\text{out}}$ e $\mathbf{P}_{\text{cap}}$ têm amplitudes maiores no Gráfico 27c do que no Gráfico 26c, percebe-se também o maior consumo de potência pelo controlador no último caso (quando $\mathbf{R}_c = 10^{-7}$). Novamente, $\mathbf{P}_{\text{out}}$ apresenta valores positivos e negativos ao longo do tempo.

4.1.1.6. Caso resistivo-indutivo híbrido

A equação mecânica do sistema é modificada para a equação (80) quando se considera o controlador RL híbrido unimodal.

$$\begin{aligned}
 & -\omega^2 \left(\bar{\mathbf{M}} + \frac{\boldsymbol{\theta}\boldsymbol{\theta}^t}{(1-\omega^2 LC_p)^2 + \omega^2 R^2 C_p^2} L + \frac{\boldsymbol{\theta}}{(1-\omega^2 LC_p)^2 + \omega^2 R^2 C_p^2} RC_p \mathbf{G}_2 \right) \mathbf{u} + \\
 & j\omega \left(\bar{\mathbf{C}} + \frac{\boldsymbol{\theta}\boldsymbol{\theta}^t}{(1-\omega^2 LC_p)^2 + \omega^2 R^2 C_p^2} R + \frac{\boldsymbol{\theta}}{(1-\omega^2 LC_p)^2 + \omega^2 R^2 C_p^2} (\omega^2 LC_p \mathbf{G}_2 + RC_p \mathbf{G}_1 - \mathbf{G}_2) \right) \mathbf{u} + \\
 & \left(\bar{\mathbf{K}} + \frac{\boldsymbol{\theta}\boldsymbol{\theta}^t}{(1-\omega^2 LC_p)^2 + \omega^2 R^2 C_p^2} (\omega^2 R^2 C_p + \omega^4 L^2 C_p) + \frac{\boldsymbol{\theta}}{(1-\omega^2 LC_p)^2 + \omega^2 R^2 C_p^2} (\omega^2 LC_p \mathbf{G}_1 - \mathbf{G}_1) \right) \mathbf{u} = \\
 & \bar{\mathbf{F}}_{\mathbf{a}} + \bar{\mathbf{F}}_{\mathbf{e}}
 \end{aligned} \tag{80}$$

A equação (80) pode ser reescrita como,

$$-\omega^2 (\bar{\mathbf{M}} + \mathbf{M}_{ep} + \mathbf{M}_{ea}) \mathbf{u} + j\omega (\bar{\mathbf{C}} + \mathbf{C}_{ep} + \mathbf{C}_{ea}) \mathbf{u} + (\bar{\mathbf{K}} + \mathbf{K}_{ep} + \mathbf{K}_{ea}) \mathbf{u} = \bar{\mathbf{F}}_{\mathbf{e}} \tag{81}$$

onde

$$\begin{aligned}
 \mathbf{M}_{ep} &= \frac{\boldsymbol{\theta}\boldsymbol{\theta}^t}{(1-\omega^2 LC_p)^2 + \omega^2 R^2 C_p^2} L; \quad \mathbf{M}_{ea} = \frac{\boldsymbol{\theta}}{(1-\omega^2 LC_p)^2 + \omega^2 R^2 C_p^2} RC_p \mathbf{G}_2 \\
 \mathbf{C}_{ep} &= \frac{\boldsymbol{\theta}\boldsymbol{\theta}^t}{(1-\omega^2 LC_p)^2 + \omega^2 R^2 C_p^2} R; \quad \mathbf{C}_{ea} = \frac{\boldsymbol{\theta}}{(1-\omega^2 LC_p)^2 + \omega^2 R^2 C_p^2} (\omega^2 LC_p \mathbf{G}_2 + RC_p \mathbf{G}_1 - \mathbf{G}_2)
 \end{aligned}$$

$$\mathbf{K}_{ep} = \frac{\mathbf{\theta}\mathbf{\theta}^t}{(1-\omega^2 LC_p)^2 + \omega^2 R^2 C_p^2} (\omega^2 R^2 C_p + \omega^4 L^2 C_p); \quad \mathbf{K}_{ea} = \frac{\mathbf{\theta}}{(1-\omega^2 LC_p)^2 + \omega^2 R^2 C_p^2} (\omega^2 LC_p \mathbf{G}_1 - \mathbf{G}_1) \quad (82)$$

sendo que $\mathbf{M}_{ep}$, $\mathbf{C}_{ep}$ e $\mathbf{K}_{ep}$ são, respectivamente, os termos de inércia, amortecimento e rigidez aparente vindos da parte passiva do circuito, enquanto que $\mathbf{M}_{ea}$, $\mathbf{C}_{ea}$ e $\mathbf{K}_{ea}$ são os termos de inércia, amortecimento e rigidez aparente vindos da parte ativa. Note que $\mathbf{M}_{ep}$, $\mathbf{C}_{ep}$ e $\mathbf{K}_{ep}$ são idênticos do caso RL passivo.

Percebe-se que a fonte de tensão no caso RL híbrido altera os termos de massa, amortecimento e rigidez aparente do sistema. A alteração de termos de massa, amortecimento e rigidez tem em comum o termo $\frac{\mathbf{\theta}}{(1-\omega^2 LC_p)^2 + \omega^2 R^2 C_p^2}$, e são proporcionais a $RC_p \mathbf{G}_2$, $(\omega^2 LC_p \mathbf{G}_2 + RC_p \mathbf{G}_1 - \mathbf{G}_2)$ e $(\omega^2 LC_p \mathbf{G}_1 - \mathbf{G}_1)$, respectivamente. Da mesma forma que no controlador puramente ativo, $\mathbf{G}_1$ e $\mathbf{G}_2$ podem assumir valores positivos ou negativos. Assim, na equação (80), quando os ganhos $\mathbf{G}_1$ e $\mathbf{G}_2$ são pequenos, o controlador RL em série passivo é obtido, e quando $\mathbf{G}_1$ e $\mathbf{G}_2$ são elevados em relação à parte passiva, tem-se o controlador puramente ativo. Vale lembrar que a equação (80) foi obtida usando a equação (79) para definir a tensão do controlador.

Assim como no controlador ativo, os ganhos $\mathbf{G}_1$ e $\mathbf{G}_2$ são controlados pela variável $\mathbf{R}_c$ da equação de Riccati (equação (37)). Lembrando que, quanto menor for o valor de $\mathbf{R}_c$, maior será o efeito da parte ativa do controlador. Pelo fato do controlador híbrido ser a sobreposição linear do caso passivo mais ativo, há um resistor ótimo (que leva as menores amplitudes do sistema) para cada modo estrutural e cada valor de $\mathbf{R}_c$ considerados. O resistor ótimo também permite que mais energia seja dissipada na parte passiva do circuito, diminuindo o esforço vindo da parte ativa do sistema. No caso particular do caso RLs, a resistência elétrica do circuito leva a uma nova ressonância do sistema. Assim, a frequência de ressonância do circuito LC_p ainda deve ser ajustada para essa nova ressonância. As resistências ótimas, assim como as novas frequências de ressonância, são mostradas na Tabela 4 para diversos valores de $\mathbf{R}_c$ considerados.

Tabela 4: Parâmetros ótimos para o controlador RLs híbrido para diversos valores de R_c .

Parâmetro	Valores						
R_c	10^0 a 10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-9}	10^{-10}
Frequência de ressonância (Hz)	1.73	1.70	1.67	1.66	1.66	1.66	1.66
R ótimo (Ω)	35456	$3 \cdot 10^4$	$2,8 \cdot 10^4$	$1,5 \cdot 10^4$	$7,5 \cdot 10^3$	$3,5 \cdot 10^3$	$1,2 \cdot 10^3$

Pela Tabela 4, nota-se que quando $R_c \geq 10^{-4}$, os parâmetros ótimos do circuito RLs híbrido são iguais aos parâmetros ótimos do circuito RLs passivo. Já quando $R_c \leq 10^{-5}$, observa-se que o valor do resistor ótimo diminui, e que a nova frequência de ressonância se aproxima da frequência de curto-circuito. Os Gráficos abaixo mostram os deslocamentos da asa para primeiro modo de vibrar no domínio do tempo e da frequência com os parâmetros ótimos da Tabela 4 para vários valores de R_c .

Gráfico 28: Deslocamento da ponta da asa para o controlador RL híbrido no domínio a) da frequência e b) do tempo.

No Gráfico 28a, percebe-se que para $R_c \geq 10^{-4}$, uma proximidade com o caso RL passivo é obtida. Conforme se diminui R_c , as amplitudes do sistema diminuem até que um pico não seja mais observado ($R_c \leq 10^{-8}$). No domínio do tempo, observa-se que menores amplitudes e menores regimes transientes são vistos quando se diminui R_c . No entanto, mesmo para altos valores de R_c ($R_c \geq 10^{-4}$), o regime permanente é atingido rapidamente (em menos de 3s), devido à atenuação vinda da parte passiva do circuito. Ao mesmo tempo em que mais atenuação de vibrações é obtida com a diminuição de R_c , mais tensão e potência são requeridas pela parte ativa do circuito, como mostrado nos Gráficos 29a e 29b.

Gráfico 29: a) Tensão e b) potência requerida pelo controlador RLs híbrido para diversos valores de R_c .

No caso dos controladores híbridos RLs, nota-se que não surge um pico na tensão e na potência requerida na frequência de ressonância do sistema, ao contrario dos controladores puramente ativos. Nas proximidades da frequência de ressonância do sistema, a atenuação de vibrações é em parte feita pela parte passiva do circuito, exigindo menos atuação da parte ativa. Isso mostra, novamente, que os controladores híbridos consomem menos potência do que os controladores puramente ativos.

Pelo Gráfico 28a, uma atenuação significativa no primeiro modo de vibrar devido à parte passiva e ativa simultaneamente só é observada para $R_c = 10^{-6}$. Assim, para esse valor de R_c , a potência e trabalho no sistema são mostrados nos Gráfico 30a a 30d.

Gráfico 30: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o controlador RLs híbrido com $R_c = 10^{-6}$.

Como visto no Gráfico 30a, o controlador RLs híbrido gera uma força contrária a força externas. Como consequência, a potência do controlador (termo P_{me}) tem sinal oposto, mesma fase e amplitude levemente menor do que o termo de forças externas. Novamente, a potência do termo de forças externas só é cancelada quando o amortecimento externo é somado a P_{me} . No Gráfico 30c, o termo P_{out} não indica se a fonte de tensão esta inserindo ou retirando potência, visto que o domínio elétrico ainda conta com um resistor e um indutor. Ao fim de 25s, 95% da energia inserida no sistema é dissipada pelo termo W_{me} . A porcentagem dissipada por W_{me} é aumentada quando $R_c = 10^{-9}$.

Gráfico 31: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o controlador RLs híbrido com $R_c = 10^{-9}$.

Já para esse valor de R_c , observa-se maiores valores de potência no domínio elétrico (termos P_{out} e P_{cap}) do problema em comparação ao caso $R_c = 10^{-6}$. E a dissipação de energia pelo termo W_{me} foi elevada a 98%.

4.1.1.7. Comparação de todos os circuitos

Esta subparte foca na comparação de atenuação de vibrações entre os circuitos passivos (caso resistivo e RLs), semi-passivos (SSDS e SSDI), ativos e RLs híbrido.

Gráfico 32: Deslocamento da ponta da asa para as técnicas passivas, semi-passivas, ativas e híbridas no domínio da a) frequência e b) tempo.

Conforme se observa no Gráfico 32b, o caso ativo é o mais eficiente para se reduzir vibrações, sendo seguido pelo caso RLs híbrido, SSDI, RLs passivo, SSDS e caso resistivo puro, nesta ordem. Como se nota, o sistema é excitado por 60s na sua frequência de ressonância de curto-circuito. O Gráfico de trabalho comparando cada caso pode ser observado no Gráfico 33.

Gráfico 33: Valores adimensionais de trabalho para circuitos passivos, semi-passivos, ativos e híbridos.

No Gráfico 33, nota-se que as condições de curto-circuito e circuito-aberto apresentam atenuação nula do termo W_{em} ao longo do tempo. Na condição de curto-circuito, o termo W_{em} é igual a zero constantemente, enquanto que na condição de circuito-aberto, este termo

oscila ao longo do tempo (devido ao carregamento e descarregamento da capacitância da piezocerâmica). No entanto, após cada ciclo de vibração, W_{em} é sempre zero. Já para todos os outros casos, houve realização de trabalho negativo (dissipação de energia). Da mesma forma que observado nos Gráficos 32a e 32b, o caso ativo é o mais eficiente para se reduzir vibrações, sendo seguido pelo caso RLs híbrido, SSDI, RLs passivo, SSDS e caso resistivo puro, nesta ordem. Apesar do caso ativo reduzir mais vibrações do que o caso RLs híbrido, a tensão aplicada por cada controlador e a energia requerida pelos mesmos diferem amplamente, como visto nos Gráficos 34a e 34b.

Gráfico 34: a) tensão aplicada e b) energia requerida pelos controladores ativos e híbridos.

Ao longo de 60s, nota-se que o controlador híbrido usou apenas 10% da energia requerida pelo controlador ativo, e utilizou tensão de controle 10 vezes menor. Apesar da diferença em atenuar vibrações seja pequena, a energia requerida por ambos os controladores é ampla. Vale ressaltar que na frequência de ressonância do sistema, as diferenças entre os controladores ativos e híbridos são mais evidentes.

Conclui-se que os circuitos SSDI são mais eficientes que os circuitos passivos para redução de vibrações. Seguido do circuito SSDI, tem-se o circuito RLs passivo como o segundo mais eficiente entre os circuitos passivos estudados. O circuito RLs, no entanto, apresenta a desvantagem de exigir uma indutância consideravelmente maior do que no caso SSDI. Já o caso SSDS é menos eficiente que o caso RLs passivo, porém mais eficiente que o caso resistivo puro. No entanto, quando se considera inserção de energia no domínio elétrico, maiores atenuações são observadas do que para caso SSDI. O caso ativo é mais eficiente de todos, porém pode consumir consideravelmente mais energia do que o caso RLs híbrido. A vantagem de se inserir energia no domínio elétrico é que maior atenuação de vibração é obtida. Contudo, é importante lembrar que leis complexas de controle podem ser exigidas, o que não ocorre nos controladores passivos e semi-passivos.

4.1.2. Investigação do comportamento eletroaeroelástico em torno da condição de *flutter*

O objetivo dessa seção é analisar a transferência de potência e trabalho no sistema desde baixas velocidades de escoamento até a proximidade da fronteira de *flutter*. O domínio elétrico nessa seção se limita a condição de curto-circuito e do caso SSDI. Os outros casos elétricos não são mostrados por motivos de clareza nos gráficos e por mostrarem resultados semelhantes ao caso SSDI. As velocidades escolhidas são 10, 35 e 47,1, sendo 47,1m/s a velocidade de *flutter* de curto-circuito. Os Gráficos 35a e 35b mostram os resultados de deslocamento para a velocidade de escoamento a 10m/s.

Gráfico 35: Deslocamento da ponta da asa para os casos curto-circuito, circuito-aberto e SSDI no domínio da a) frequência e b) tempo com velocidade de escoamento de 10m/s.

No Gráfico 35b, o sistema é excitado na frequência de ressonância de curto-circuito (1,63Hz) por 10s. A frequência de ressonância de curto-circuito a velocidade de 5m/s é diferente de quando não há escoamento pois as forças aerodinâmicas mudam o comportamento do sistema piezoaeroelástico a cada velocidade considerada. O efeito das forças aerodinâmicas neste caso é principalmente adicionar amortecimento no sistema. Como consequência, o regime permanente do sistema é atingido em menos de 5s para todas as condições estudadas. Vale lembrar que, quando não havia forças aerodinâmicas, a condição de curto-circuito levava cerca de 50s (cerca de 10 vezes mais) até atingir o regime permanente. Além disso, a atenuação de vibrações causada pelo circuito piezelétrico é menos visível devido à adição de amortecimento pelas forças aerodinâmicas. Como se nota no Gráfico 35a, os picos das condições de curto-circuito e circuito-aberto são mais arredondados que nos casos sem forças aerodinâmicas e mais próximos ao pico do caso SSDI. A

transferência de potência e trabalho pros casos curto-circuito e SSDI é mostrada nos Gráficos 36a a 36f.

a) Condição de curto-circuito

b) Condição de curto-circuito

c) Caso SSDI

d) Caso SSDI

e) Caso SSDI

f) Caso SSDI

Gráfico 36: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico para a condição de curto-circuito; Valores adimensionais de c) potência e d) trabalho no domínio mecânico; e) potência e f) trabalho no domínio elétrico para o caso SSDI na velocidade de 10m/s.

Na condição de curto-circuito, as forças aerodinâmicas tem um papel predominante para a dissipação de energia (trabalho negativo). No Gráfico 36a, as forças aerodinâmicas possuem sempre valor negativo e amplitudes levemente menores do que as amplitudes das forças externas. Como na condição de curto-circuito o sistema é excitado em sua frequência de ressonância, as forças externas possuem valor sempre positivo. Nota-se que as amplitudes

dos termos de inércia e rigidez não se igualam. No Gráfico 36b, 90% de dissipação é obtido pelas forças aerodinâmicas em 10s, e 6% é dissipado pelo amortecimento estrutural.

Já no caso SSDI (Gráfico 36c), observa-se que as forças aerodinâmicas e o termo P_{me} têm amplitudes próximas ao longo de cada ciclo e são os principais termos para dissipação de potência. Assim como visto na seção anterior, P_{me} assume predominantemente valores negativos, porém valores positivos também são vistos devido ao atraso no chaveamento. A diferença de amplitudes dos termos de inércia e rigidez mostra novamente o acoplamento entre modos. Por fim, no Gráfico 36d, nota-se que o termo W_{me} dissipa 46% de energia, as forças aerodinâmicas 48% e o amortecimento estrutural 4,2%. Nos Gráficos 37e e 37f, as saídas elétricas típicas para o caso SSDI são observadas.

O amortecimento adicionado no sistema pelas forças aerodinâmicas aumenta conforme se aumenta a velocidade do escoamento. Na velocidade de 35m/s, o amortecimento aerodinâmico é máximo no sistema.

Gráfico 37: Deslocamento da ponta da asa para os casos curto-circuito, circuito-aberto e SSDI no domínio da a) frequência e b) tempo com velocidade de escoamento de 35m/s.

No Gráfico 37b, as forças externas excitam o sistema na frequência de curto-circuito do sistema (10,1Hz) na velocidade de 35 m/s durante apenas 5s. A condição de regime permanente é atingida em aproximadamente 1s para todos os casos. Como se nota, os deslocamentos estruturais são semelhantes em todos os casos, independentemente da condição elétrica do sistema. A presença do circuito SSDI no sistema reduz vibrações em apenas 15% (em relação à condição de curto-circuito) no Gráfico 37b. No Gráfico 37a, nota-se que a frequência de ressonância do sistema é a mesma para todos os casos, ou seja, 10,1Hz. Nesta velocidade, o fluxo de potência e trabalho para as condições de curto-circuito e para o caso SSDI é mostrado nos Gráficos 38a a 38f.

a) Condição de curto-circuito

b) Condição de curto-circuito

c) Caso SSDI

d) Caso SSDI

e) Caso SSDI

f) Caso SSDI

Gráfico 38: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico para a condição de curto-circuito; Valores adimensionais de c) potência e d) trabalho no domínio mecânico; e) potência e f) trabalho no domínio elétrico para o caso SSDI na velocidade de 35m/s.

No Gráfico 38a, nota-se que as forças aerodinâmicas sempre assumem valores negativos e dissipam quase toda a potência e energia inserida no sistema. As amplitudes dos termos de inércia e rigidez apresentam diferenças maiores do que na velocidade de 10m/s, indicando que o acoplamento entre os modos é intensificado nesta velocidade. No Gráfico 38b, nota-se que 85% da energia é dissipada pelo termo de forças aerodinâmicas, e 13% pelo amortecimento estrutural.

Já no caso SSDI, a dissipação das forças aerodinâmicas ainda é predominante e significativamente maior do que o termo P_{me} . No Gráfico 38d, 69% de dissipação é obtido pelas forças aerodinâmicas, 16% pelo termo W_{me} e 13,5% pelo amortecimento estrutural. Como se nota, na velocidade de 35 m/s, as forças aerodinâmicas exclusivamente realizam trabalho negativo (retiram energia do sistema). Conforme se aumenta a velocidade do escoamento além de 35m/s, o amortecimento aerodinâmico decresce monotonicamente até se tornar negativo. Quando amortecimento aerodinâmico é negativo e maior, em módulo, do que o amortecimento estrutural, o sistema se torna instável. Uma vez que o limiar de instabilidade é atingido ou ultrapassado, a condição de *flutter* ocorre, e energia vinda do escoamento é continuamente inserida para a estrutura, e oscilações permanentes são observadas. A próxima seção foca em investigar o fluxo de potência e trabalho adimensionais quando o sistema se encontra levemente abaixo, na velocidade de *flutter*, e em velocidades pós *flutter*.

4.2. Segundo estudo de caso

Esta seção estuda o comportamento piezoaeroelástico na proximidade da condição de *flutter*, na condição de *flutter* e pós *flutter* quando diferentes circuitos são considerados no domínio elétrico do problema. O foco da condição de pós *flutter* é usar circuitos piezelétricos e analisar o possível aumento da fronteira de estabilidade do sistema. Na condição de curto-circuito, a velocidade e a frequência de *flutter* para a condição é de 47,1m/s e 7,77Hz, respectivamente. Nas velocidades de 47m/s, 47,1m/s e 47,2m/s, o comportamento do sistema na condição de curto-circuito é mostrado nos Gráficos de 39a até 39f. Na velocidade de 47m/s (Gráficos 39a e 39b), os deslocamentos estruturais são mantidos por meio de uma excitação de base. Para as velocidades de 47,1m/s e 47,2m/s, uma entrada impulsiva é utilizada para iniciar o movimento, e as oscilações são mantidas pela ação do próprio escoamento aerodinâmico.

a) Velocidade de 47,0m/s

b) Velocidade de 47,0m/s

c) Velocidade de 47,1m/s

d) Velocidade de 47,1m/s

e) Velocidade de 47,2m/s

f) Velocidade de 47,2m/s

Gráfico 39: a) Deslocamento da ponta da asa e b) trabalho no domínio mecânico abaixo de *flutter*; c) Deslocamento da ponta da asa e d) trabalho no domínio mecânico na velocidade de *flutter*; e) Deslocamento da ponta da asa e f) trabalho no domínio mecânico e no pós *flutter*.

No Gráfico 39a, o sistema é estável e as amplitudes se mantêm constantes ao longo do tempo. Embora o sistema seja estável, o Gráfico 39b mostra que as forças aerodinâmicas realizam trabalho positivo continuamente (inserem energia) no sistema, junto com as forças externas. Embora as forças aerodinâmicas tendam a deixar o sistema instável, o amortecimento estrutural é suficiente para dissipar toda a energia entrando no sistema. Na vista detalhada do Gráfico 39b, nota-se que a curva representando as forças aerodinâmicas possuem derivadas positivas e negativas ao longo de um ciclo. Isso significa que, em um ciclo, energia é removida e inserida no sistema, apresentando um saldo positivo.

Já no Gráfico 39c, a resposta do sistema é investigada na velocidade de *flutter* de curto-circuito. Percebe-se oscilações persistentes da asa, embora não haja nenhuma força externa agindo no sistema. No Gráfico 39d, o termo de forças externas apresenta valor igual a um e derivada igual a zero após a entrada impulsiva (significando que não há realização de trabalho por meio das forças externas). No entanto, nota-se que as forças aerodinâmicas continuamente realizam trabalho positivo (inserem energia) no sistema. A taxa de energia inserida é igual à taxa de energia dissipada pelo amortecimento estrutural, e o sistema apresenta condição neutra de estabilidade.

No Gráfico 39e, as amplitudes crescem constantemente ao longo do tempo, mostrando que o sistema é instável. No Gráfico 39f, a instabilidade é resultado de energia ser inserida no

sistema (pelas forças aerodinâmicas) em uma taxa maior do que energia é dissipada pelo amortecimento estrutural. Este saldo positivo de energia é alocado para os termos de inércia e rigidez do sistema. Mais energia nestes termos resulta em amplitudes crescentes no sistema ao longo do tempo.

4.2.1. Caso resistivo

Esta seção investiga a resposta do sistema quando o caso resistivo é considerado no domínio elétrico do problema na velocidade de *flutter* e pós *flutter* da condição de curto-circuito. O caso resistivo é um controlador passivo e sua capacidade de dissipar energia é limitada. Desta forma, a velocidade de *flutter* só pode ser levemente aumentada, conforme se mostra nos Gráficos 40a e 40b. É importante ressaltar que só há diferenciação entre tais velocidades nas simulações. Na prática, a fronteira de estabilidade permanece inalterada. No Gráfico 40a, a velocidade do escoamento é de 47,1m/s, e o caso resistivo é comparado com a condição de curto-circuito. Durante os dez primeiros segundos, os dois casos são mantidos na condição de curto-circuito. Após os 10s, o piezelétrico é conectado ao resistor ótimo ($10^5\Omega$) e as oscilações são atenuadas. Já no Gráfico 40b, os eletrodos dos piezelétricos estão sempre conectados ao resistor e a velocidade do escoamento é de 47,17m/s. Após esta velocidade o sistema se torna novamente instável.

Gráfico 40: Deslocamento da ponta da asa para a velocidade de 47,1m/s e a velocidade de *flutter* do caso resistivo.

O resistor ótimo foi de $10^5\Omega$.

Nos Gráficos 41a a 41d, as curvas de potência e trabalho são mostradas para as velocidades de 47,1m/s. Nesta velocidade, o termo P_{me} apresenta valores baixos em relação a todos os outros termos durante os 35s considerados. No Gráfico 41a, embora claramente a amplitude de todas as curvas diminua após 10s, P_{me} apresenta valores próximos a 0,002 e com

característica oscilatória, inserindo e tirando potência no sistema. Com isso, observa-se que o resistor não insere um amortecimento considerável no sistema. Ao invés disso, modifica a condição de estabilidade do sistema. Quando o sistema era instável (ou com estabilidade neutra), a potência das forças aerodinâmicas era contra-balanceada com a potência do termo de amortecimento estrutural. Com o sistema se tornando-se estável, as forças aerodinâmicas ainda inserem potência no sistema, porém esta inserção diminui e se torna menor do que a potência dissipada pelo amortecimento estrutural. Dessa forma, o sistema oscila com amplitudes decrescentes ao longo do tempo até o movimento da estrutura cessar.

No Gráfico 41b, este mesmo comportamento pode ser visto em termo de trabalho. Durante os dez primeiro segundos, todas as curvas apresentam valores iguais ao Gráfico 39d. Após 10s, a derivada do termo de forças aerodinâmicas ainda continua positiva, porém com valor menor do que entre 0 e 10s. O termo W_{me} no Gráfico 41b é negativo e próximo a zero durante 10s e 35s, mostrando que o trabalho realizado no domínio elétrico do sistema é desprezível. O termo de forças externas apresenta valor igual a 1 após a entrada impulsiva ter se encerrado, mostrando que as amplitudes do sistema se auto-sustentaram por meio das forças aerodinâmicas.

a) Velocidade de 47,1m/s

b) Velocidade de 47,1m/s

c) Velocidade de 47,1m/s

d) Velocidade de 47,1m/s

Gráfico 41: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso resistivo na velocidade de *flutter* de curto-circuito.

Os Gráficos 42a a 42d são referentes a velocidade de 47,17m/s, que é a velocidade de *flutter* para o caso resistivo. Novamente, nota-se que o termo P_{me} apresenta valores próximos a zero continuamente, indicando que pouco amortecimento é acrescentado no sistema. Já as curvas referentes as saídas mecânicas do sistema apresentam comportamento igual ao observado no Gráfico 39d (condição de *flutter* de curto-circuito). Já as curvas dos Gráficos 42c e 42d mostram as saídas elétricas típicas do caso resistivo.

a) Velocidade de 47,17m/s

b) Velocidade de 47,17m/s

c) Velocidade de 47,17m/s

d) Velocidade de 47,17m/s

Gráfico 42: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso resistivo na velocidade de *pós-flutter* de curto-circuito.

4.2.2. Caso resistivo-indutivo

Neste estudo de caso, o caso RLs é usado para atenuação de vibrações na velocidade de *flutter* e no *pós-flutter*. O Gráfico 43a mostra o sistema na velocidade de 47,1m/s. Assim como no caso resistivo, os eletrodos dos piezelétricos são conectados ao circuito RLs somente após 10s. Entre 0 e 10s, o sistema permanece na condição de curto-circuito. No Gráfico 43b, os deslocamentos são mostrados na velocidade de *flutter* do caso RLs.

a) Velocidade de 47,1m/s

b) Velocidade de 47,8m/s

Gráfico 43: Deslocamento da ponta da asa para a velocidade de 47,1m/s e a velocidade de *flutter* do caso RLs passivo.

O resistor ótimo deste caso foi de 2065Ω (para as duas velocidades). No Gráfico 41a, nota-se que as oscilações cessam após o instante de tempo de 20s (10s após a o circuito RLs ser conectado). No Gráfico 43b, oscilações persistentes são observadas para o caso RLs na velocidade de 47,8m/s. Após tal velocidade o sistema é instável. Novamente, o circuito passivo RLs apresenta capacidade limitada de retirar energia do sistema, e uma nova fronteira de estabilidade é encontrada. Os Gráficos 44a a 45d mostram as saídas de potência e trabalho para as velocidades de 47,1m/s.

a) Velocidade de 47,1m/s

b) Velocidade de 47,1m/s

c) Velocidade de 47,1m/s

d) Velocidade de 47,1m/s

Gráfico 44: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso RLs na velocidade de *flutter* de curto-circuito.

Na velocidade de 47,1m/s (Gráficos 44a a 44d), percebe-se que o termo P_{me} não apresenta valores expressivos em relação aos termos mecânicos do sistema. Isso significa que

o amortecimento adicionado ao sistema é baixo, porém a mudanças na rigidez e inércia transformam o sistema de instável para estável. No caso RLs, a mudança de estabilidade é maior do que no caso resistivo. Assim, após 10s, as forças aerodinâmicas passam a realizar trabalho negativo (dissipar energia), e as oscilações do sistema cessam mais rápido do que no caso resistivo. Isso pode ser visto no Gráfico 44b, em que a derivada das forças aerodinâmicas passam de positiva (antes de 10s) para negativa (após 10s). Neste Gráfico, o termo W_{me} dissipou 0,04 de energia, sendo que o total de energia inserida no sistema foi de 6,5.

Os Gráficos 45a e 45d são referente ao caso RLs na velocidade de 47,8m/s. As curvas de potência e trabalho do domínio mecânico se mostram semelhantes ao Gráfico 39c e 39d (condição de *flutter* de curto-circuito). O termo W_{me} dissipou 12,8 de energia, enquanto que o amortecimento estrutural dissipou 59,3. O termo de forças aerodinâmicas inseriram 71,1 de energia.

Gráfico 45: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso RLs na velocidade de *pós-flutter* de curto-circuito.

4.2.3. Caso SSDS

O circuito semi-passivo SSDS também pode ser usado na velocidade de *flutter* e *pós-flutter*. Os Gráficos 46a e 46b mostram os deslocamentos mecânicos do sistema a 47,1m/s e 47,23m/s, respectivamente.

a) Velocidade: 47,1m/s

b) Velocidade: 47,23m/s

Gráfico 46: Deslocamento da ponta da asa para a velocidade de 47,1m/s e a velocidade de *flutter* do caso SSDS.

No Gráfico 46a, o circuito SSDS funcionar é acionado apenas após 10s, e oscilações cessam no instante de tempo de 30s (20s de uso do circuito SSDS). No Gráfico 46b, uma nova velocidade de *flutter* de 47,23m/s é observada para o sistema. É importante lembrar que as técnicas chaveadas também apresentam capacidade limitada de remover energia do sistema. Os Gráficos 47a a 47d mostram as saídas de potência e trabalho do sistema para as velocidades de 47,1m/s para o caso SSDS.

a) Velocidade de 47,1m/s

b) Velocidade de 47,1m/s

c) Velocidade de 47,1m/s

d) Velocidade de 47,1m/s

Gráfico 47: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso SSDS na velocidade de *flutter* de curto-circuito.

No Gráfico 47a, o termo P_{me} é pequeno em relação as curvas referentes a parte mecânica do sistema. Além disso, nota-se que P_{me} apresenta valores positivos devido ao atraso no chaveamento. No gráfico 47c, nota-se que os termos P_{out} e P_{cap} apresentam valores

mais elevados do que P_{em} por curtos instantes de tempo (referentes a quando a chave é colocada em curto-circuito). No Gráfico 47b, percebe-se que a derivada da curva relativa ao termo aerodinâmico diminui, porém se mantém positiva logo após 10s. Assim como o circuito resistivo, o caso SSDS adiciona pouco amortecimento e estabiliza o sistema na velocidade de *flutter* de curto-circuito.

Os Gráficos 48a a 48d, referentes a velocidade de *flutter* do caso SSDS, as curvas referentes a parte mecânica do sistema são semelhantes ao Gráfico 39c e 39d. O termo P_{me} se mostra baixo ao longo dos 15s considerados. O termo W_{me} retira 0,17 de energia, enquanto que as forças aerodinâmicas inserirem 9 de energia. Nos Gráficos 48c e 48d, observa-se as saídas elétricas típicas do caso SSDS.

a) Velocidade de 47,23m/s

b) Velocidade de 47,23m/s

c) Velocidade de 47,23m/s

d) Velocidade de 47,23m/s

Gráfico 48: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso SSDS na velocidade de *pós-flutter* de curto-circuito.

4.2.4. Caso SSDI

O caso chaveado SSDI é estudado por fim para a condição de *flutter* e *pós flutter*. Os Gráficos 49a e 49b mostram os deslocamentos da asa nas velocidades de 47,1m/s e 47,8m/s, respectivamente.

Gráfico 49: Deslocamento da ponta da asa para a velocidade de 47,1m/s e a velocidade de *flutter* do caso SSDI.

Assim como nos casos anteriores, o circuito SSDI só foi acionado após 10s na velocidade de 47,1m/s. Oscilações cessam em aproximadamente 20s (10s após início do funcionamento) para o circuito SSDI. No Gráfico 49b, a nova velocidade de *flutter* é mostrada a 47,8m/s (mesma velocidade do caso RLs). Os Gráficos 50a a 50d mostram as saídas de potência e trabalho do sistema para a velocidade de 47,1m/s.

Gráfico 50: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso SSDI na velocidade de *flutter* de curto-circuito.

Assim como em todos os casos anteriores, o termo P_{me} se mostrou valores baixos em relação as saídas mecânicas. A principal função do termo P_{me} é de estabilizar o sistema. No Gráfico 50b, as forças aerodinâmicas apresentam derivada negativa logo após 10s, mostrando que passam a retirar energia do sistema quando o circuito SSDI opera. No gráfico 50d, nota-se

que os termos W_{em} e W_{out} se encontram quando o sistema entra em repouso. Já nos Gráficos 51a a 51d (referentes a velocidade de *flutter* de SSDI), as curvas mecânicas se mostram semelhantes as do Gráfico 38d.

Gráfico 51: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso SSDI na velocidade de *pós-flutter* de curto-circuito.

4.2.5. Caso ativo

O caso ativo é usado nesta seção para controle de *flutter* a velocidade de 47,1m/s, conforme mostrado no Gráfico 52. No Gráfico 52, o controlador ativo é mantido inoperante até 10s.

Gráfico 52: Deslocamento da ponta da asa para a condição de curto-circuito e para o caso puramente ativo para a velocidade de 47,1m/s.

Como o controlador ativo pode inserir energia livremente no sistema, nota-se que a atenuação de vibração é significativamente mais rápida do que em todos os casos anteriores. Em apenas 2s, as atenuações cessam e o sistema permanece em equilíbrio até o final dos 35s considerados. As saídas elétricas do controlador ativo são mostradas nos Gráficos 53a a 53c.

Gráfico 53: a) tensão b) potência e c) energia requerida no controlador ativo na velocidade de 47,1m/s.

No Gráfico 53a, nota-se que a tensão de controle necessária para reduzir as vibrações foi bastante elevada, apresentando um pico máximo de 250V, e alguns picos acima de 100V. A tensão oscila na mesma frequência de vibração do sistema (a 7,77Hz), e decrescem rapidamente ao longo do tempo. A potência do controlador é mostrada no Gráfico 53b, e apresenta comportamento semelhante ao Gráfico 53a. Nota-se alguns picos de 1W de potência aplicados ao sistema. No Gráfico 53c, observa-se que a energia requerida do controlador não é tão elevada, apesar dos altos valores de tensão e potência. Isso se deve ao fato do curto tempo de atuação. Nota-se que a derivada do Gráfico 53c é bastante elevada no instante de tempo de 10s, e decai rapidamente até atingir o valor zero em 12s. As saídas de potência e trabalho do sistema são mostradas nos Gráficos de 54a a 54d.

Gráfico 54: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso ativo na velocidade de *flutter* de curto-circuito.

No Gráfico 54a, nota-se que o termo P_{me} já não é tão baixo em relação aos outros termos quanto nos casos anteriores. No instante de tempo de 10s, o termo P_{me} é comparável ao termo de amortecimento estrutural. Logo após 10s, todas as curvas decaem rapidamente e, no instante de tempo de 12s, todas apresentam valor nulo. No Gráfico 54b, nota-se que as forças aerodinâmicas passam a realizar trabalho negativo (retirar energia) após 10s, apresentando derivada negativa de aproximadamente 45 graus. Nota-se pelos Gráficos 54a e 54b que o sistema é rapidamente estabilizado com a presença do controlador ativo. Nos Gráficos 54c e 54d, observa-se um pico de potência e trabalho assim que o controlador é conectado a piezocerâmica. Tal pico decai rapidamente ao longo do tempo.

Conforme já dito anteriormente, o controlador ativo pode inserir, teoricamente, uma quantidade ilimitada de energia no sistema. Consequentemente, a velocidade de *flutter* do sistema pode ser aumentada indefinidamente, conforme mostra o Gráfico 55. O Gráfico 55 mostra o amortecimento total do sistema (eixo y) contra a velocidade do escoamento (eixo x).

Gráfico 55: Amortecimento do sistema piezoaeroelástico contra velocidade do escoamento para o caso puramente ativo.

Como se nota no Gráfico 55, o sistema nunca se torna instável (amortecimento positivo). O aumento na velocidade de *flutter* do Gráfico 55 é, no entanto, teórica apenas, uma vez que a tensão aplicada pelos controladores assim como a potência consumida crescem rapidamente com o aumento da velocidade do escoamento. Este crescimento rápido é inconveniente ou até mesmo impossível de se obter em aplicações práticas. Além disso, a tensão aplicada nos eletrodos da piezocerâmica deve ser limitada entre -200V a até 200V, a fim de se evitar a despolarização da mesma. Como já observado nos Gráficos 53a 53c, as saídas elétricas do controlador podem facilmente superar 200V, e a potência necessária pode ser elevada.

A fim de se diminuir a potência e a tensão requerida pelo controlador, pode-se limitar a tensão máxima (V_D) e mínima ($-V_D$) aplicada pelos mesmos. No caso do controlador ativo, uma limitação na tensão de controle leva também a uma limitação na tensão passando pela piezocerâmica. Assim, escolhendo V_D menor do que a tensão de despolarização da piezocerâmica, pode-se usar o controlador ativo para a supressão de vibrações sem nunca danificar o material piezelétrico.

Os Gráficos 56a, 56b e 56c mostram os deslocamentos da asa, a tensão aplicada e a energia requerida pelo controlador para diferentes valores de V_D . A condição simulada é a velocidade do escoamento é de 50,0m/s, e uma entrada impulso é aplicada ao sistema para se iniciar o movimento.

Gráfico 56: a) deslocamentos, b) tensão e c) energia requerida pelo controlador ativo na velocidade de 50m/s.

No Gráfico 56a, quando V_D se encontra entre 155V e 200V, os deslocamentos estruturais são iguais ao caso do controlador ativo convencional (sem limitação de tensão). Conforme V_D fica abaixo de 155V, os deslocamentos estruturais levam mais tempo para serem amortecidos até que, na condição limite em que V_D é igual a 150,7V, o sistema apresenta condição de estabilidade neutra e oscilações persistentes são observadas. Para V_D menores do que 150,7V, o sistema é instável.

No Gráfico 56b, observa-se a tensão do controlador ao longo do tempo para vários valores de V_D . Como se nota, a tensão obtida para o controlador convencional é reduzida e melhor redistribuída ao longo do tempo para os controladores com limitação de tensão. Por fim, no gráfico 56c, a energia consumida por cada caso é apresentada. Em relação ao controlador convencional, nota-se que uma redução de 30% é obtida quando V_D é igual ou superior a 155V. Para V_D entre 150,7V e 155V, a energia consumida é maior do que no caso convencional, devido ao maior tempo de atuação dos controladores. Embora a potência destes controladores seja menor do que ao caso convencional, eles atuam por mais tempo, consumindo mais energia. Por fim, na condição limite onde V_D é igual a 150,7V, o tempo de atuação é permanente, e a energia consumida cresce constantemente ao longo do tempo.

É importante ressaltar que a tensão de controle necessária para atenuar vibrações de um sistema depende do nível dos deslocamentos do mesmo. Em outras palavras, a tensão de 151V, suficiente para controlar as vibrações no Gráfico 56a, pode não ser suficiente caso os deslocamentos estruturais fossem maiores. Assim, o Gráfico 57 mostra o limite de estabilidade para diversos valores de V_D .

Gráfico 57: Limite entre a região estável e instável do controlador ativo para diversos valores de V_D .

No Gráfico 57 fica claro que a estabilidade do sistema é dependente dos deslocamentos da ponta da asa, da velocidade do escoamento e da tensão limite do controlador. Nota-se que todos os casos apresentam uma assíntota vertical na velocidade de 47,1m/s (condição de *flutter* de curto-circuito). Além disso, quanto menor o valor de V_D , mais a linha de limite de estabilidade se aproxima da assíntota vertical.

Apesar do controle da tensão tornar o sistema instável em certas condições, percebe-se que o aumento da velocidade de *flutter* é consideravelmente maior do que nos circuitos passivos e semi-passivos mesmo para baixos valores de V_D . Além disso, garante-se que tensões na piezocerâmica sempre estarão abaixo de 200V, o que pode não ocorrer para os casos passivos e semi-passivos.

4.2.6. Caso RLs híbrido

Nesta seção, o caso RLs híbrido é utilizado para controle de *flutter* na velocidade de 47,1m/s. O Gráfico 58 mostra os deslocamentos da asa para a condição de curto-circuito e para o caso RLs híbrido.

Gráfico 58: Deslocamento da ponta da asa para a condição de curto-circuito e o caso RLs híbrido para a velocidade de 47,1m/s.

O controlador RLs híbrido, no Gráfico 58, começa a funcionar a partir dos 10s. Assim como no controlador ativo, as oscilações do sistema são atenuadas rapidamente e, em menos de 2s, o sistema entra na condição de equilíbrio. No entanto, as saídas elétricas do controlador se mostram elevadas, de acordo com os Gráficos 59a, 59b e 59c.

a)

b)

c)

Gráfico 59: a) tensão b) potência e c) energia requerida no controlador RLs híbrido na velocidade de 47,1m/s.

No Gráfico 59a, a tensão de controle se mostrou semelhante à tensão encontrada no controlador ativo. Um pico de 250V é observado, assim como outros picos menores. Nota-se que, na condição de *flutter*, a tensão do controlador RLs híbrido não se mostra menor do que o controlador ativo. As saídas de potência e trabalho (Gráficos 59b e 59c) se mostram

levemente menores do que no caso puramente ativo. As saídas de potência e trabalho do sistema são mostradas nos Gráficos 60a a 60d, respectivamente.

a) Velocidade de 47,1m/s

b) Velocidade de 47,1m/s

c) Velocidade de 47,1m/s

d) Velocidade de 47,1m/s

Gráfico 60: Valores adimensionais de a) potência e b) trabalho no domínio mecânico; c) potência e d) trabalho no domínio elétrico para o caso RLs híbrido na velocidade de *flutter* de curto-circuito.

O Gráfico 60a se mostra semelhante à saída de potência do caso puramente ativo. O termo P_{me} apresenta valor próximo ao termo de amortecimento estrutural logo após 10s. Assim que o controlador RLs híbrido começa a operar, todas as curvas de potência decaem até atingir o valor zero no instante de tempo de 12s. No Gráfico 60b, as forças aerodinâmicas passam a realizar trabalho negativo (retirar energia) após 10s. Já nos Gráficos 60c e 60d, observa-se altos valores de potência e trabalho da parte elétrica no instante de tempo de 10s, indicando que a fonte de tensão é bastante exigida.

Assim como o controlador ativo, o caso RLs híbrido pode inserir uma quantidade ilimitada de energia no sistema. Consequentemente, a velocidade de *flutter* do sistema pode ser aumentada indefinidamente, conforme mostra o Gráfico 61. O Gráfico 61 mostra o amortecimento total do sistema (eixo y) contra a velocidade do escoamento (eixo x).

Gráfico 61: Amortecimento do sistema piezoaeroelástico contra velocidade do escoamento para o caso RLs híbrido.

O Gráfico 61 mostra que o sistema não se torna instável para qualquer velocidade de escoamento escolhida. No entanto, as saídas elétricas do controlador podem ser muito altas. Usando a limitação de tensão V_D no controlador RLs híbrido, a estabilidade do sistema se torna dependente da velocidade do escoamento, do valor escolhido V_D e dos deslocamentos da asa, conforme mostrado no Gráfico 62.

Gráfico 62: Limite entre a região estável e instável do controlador RLs híbrido para diversos valores de V_D .

4.3. Controladores *self-sensing* e autoalimentados

Conforme já discutido na seção 2 e mostrado nas seções de resultados, os controladores ativos possuem o melhor desempenho na atenuação de vibrações. No entanto, as desvantagens deste circuito é que uma lei de controle, equipamentos externos e fontes externas de energia são necessários. Geralmente, os controladores ativos são robustos, complexos e consideravelmente mais custosos que os controladores passivos ou semi-

passivos. Motivado em manter a eficiência em reduzir vibrações, esta seção foca em contornar as desvantagens dos controladores ativos e híbridos.

Para isso, dois circuitos piezelétricos foram desenvolvidos. O primeiro foca em eliminar o uso de equipamentos externos, além de reproduzir a lei de controle LQR por meio de um circuito elétrico simples. O uso de uma fonte externa de energia, no entanto, continua sendo necessária ao sistema. Assim, chama-se este circuito de *self-sensing*. Já no segundo circuito piezelétrico aqui apresentado, elimina-se a fonte externa de energia e alimenta-se o circuito com a energia retirada do próprio sistema piezoaeroelástico. Como a energia necessária ao circuito provém do próprio sistema, chama-se este circuito de autoalimentado.

Nos último circuito desenvolvido, percebeu-se a necessidade de pelo menos dois piezelétricos eletricamente isolados, ao invés da combinação utilizada nas seções anteriores. Dessa forma, desconectou-se a piezocerâmica do topo da subestrutura da piezocerâmica debaixo. Assim, elas podem operar de forma independente uma da outra. É importante lembrar que a capacitância equivalente das piezocerâmicas separadas é igual ao dobro da capacitância quando as piezocerâmicas estão conectadas, e o acoplamento eletromecânico equivalente se mantém o mesmo. Com as duas piezocerâmicas desconectadas, utiliza-se a piezocerâmica de baixo para gerar energia (sensor) e condicionar a tensão de controle V_c , que é então aplicada a piezocerâmica superior (atuador). As duas próximas subseções detalham o desenvolvimento e mostram os resultados referentes a estes dois novos circuitos.

4.3.1. Controlador ativo *self-sensing* e híbrido *self-sensing*.

O esquema elétrico do controlador *self-sensing* pode ser visto na figura 13. Este esquema pode representar tanto a configuração ativa quanto a configuração híbrida do controlador, dependendo da impedância Z . Se Z for um curto circuito, o controlador ativo *self-sensing* é obtido. Se Z assumir os valores expostos na tabela 1, o controlador híbrido *self-sensing* é obtido. Na figura 13, as mesmas duas piezocerâmicas da figura 1 são utilizadas. No entanto, elas não estão mais conectadas em série ou em paralelo entre si. No caso, a piezocerâmica da superfície inferior é usada como sensor, enquanto que a piezocerâmica da superfície superior é utilizada como atuador. As saídas elétricas do sensor são utilizadas para gerar a tensão de controle, enquanto que a energia de controle necessária para alimentação dos componentes ativos do circuito provém de uma fonte externa de tensão AC.

Figura 13: Esquemas do controlador *self-sensing* ativo e híbrido.

Conforme já dito anteriormente, a tensão do controlador (V_c) pode ser aproximada como $V_c = -G_1 u - G_2 \dot{u}$ sem perdas de eficiência do controlador. Quando se considera V_c como um ganho referente as variáveis de estado do problema, a tensão do controlador se torna uma força interna ao sistema. Como se nota pela equação (79), a tensão do controlador é simplesmente um ganho referente aos deslocamentos e velocidades da estrutura. O intuito deste controlador é ser capaz de reproduzir os ganhos G_1 e G_2 de forma a garantir que os sinais gerados pela piezocerâmica inferior sejam proporcionais a u e $\dot{u}$. Assim, o intuito do controlador *self-sensing* é manter a piezocerâmica inferior próxima a condição de circuito-aberto. Na condição de circuito-aberto, a saída elétrica é igual a,

$$V_o = -I_p \frac{\bar{\theta}_{eq}^t}{C_{peq}} u \quad (83)$$

sendo V_o , $\bar{\theta}_{eq}^t$ e C_{peq} a tensão de saída, o acoplamento eletromecânico e a capacitância equivalente da piezocerâmica inferior, respectivamente. I_p é um ganho, que pode assumir o valor igual a 1 ou -1. A equação (83) mostra que a tensão de saída é proporcional ao deslocamento da estrutura. Os resistores de proteção R_{pd1} , R_{pd2} , R_{pv1} e R_{pv2} são usados para reduzir a tensão de saída, V_o , na forma

$$\mathbf{V}_d = \frac{R_{pd2}}{R_{pd1} + R_{pd2}} \mathbf{V}_o \quad \text{e} \quad \mathbf{V}_v = \frac{R_{pv2}}{R_{pv1} + R_{pv2}} \mathbf{V}_o \quad (84)$$

e impedir que tensões muito elevadas (acima das tensões de alimentação do Amplificador operacional) cheguem ao amplificador operacional (OpAmp). As tensões $\mathbf{V}_1$ e $\mathbf{V}_2$ são dadas por

$$\mathbf{V}_1 = I_1 \mathbf{V}_d = -I_1 \frac{R_{pd2}}{R_{pd1} + R_{pd2}} I_p \frac{\bar{\boldsymbol{\theta}}_{eq}^t}{\mathbf{C}_{peq}} \mathbf{u} \quad (85a)$$

$$\mathbf{V}_2 = R_v C_v \dot{\mathbf{V}}_v = -R_v C_v \frac{R_{pv2}}{R_{pv1} + R_{pv2}} I_p \frac{\bar{\boldsymbol{\theta}}_{eq}^t}{\mathbf{C}_{peq}} \dot{\mathbf{u}} \quad (85b)$$

e a função do resistor R_v e do capacitor C_v é de derivar a tensão $\mathbf{V}_v$. O componente I_1 é um ganho tal como I_p , podendo assumir valor igual a 1 ou -1. O ajuste destes dois ganhos é mostrado na tabela 5. Na figura 13, a função do OpAmp1 é de somar e ampliar as tensões de entrada $\mathbf{V}_1$ e $\mathbf{V}_2$, da forma,

$$\mathbf{V}_3 = -R_f \left(\frac{V_1}{R_{G1}} + \frac{V_2}{R_{G2}} \right) \quad (86)$$

assim, a saída de tensão do OpAmp1 é dada por,

$$\mathbf{V}_3 = \frac{R_f}{R_{G1}} I_1 \frac{R_{pd2}}{R_{pd1} + R_{pd2}} I_p \frac{\bar{\boldsymbol{\theta}}_{eq}^t}{\mathbf{C}_{peq}} \mathbf{u} + \frac{R_f}{R_{G2}} R_v C_v \frac{R_{pv2}}{R_{pv1} + R_{pv2}} I_p \frac{\bar{\boldsymbol{\theta}}_{eq}^t}{\mathbf{C}_{peq}} \dot{\mathbf{u}} \quad (87)$$

e como se observa na equação (87), a tensão $\mathbf{V}_3$ é proporcional ao deslocamento e à velocidade da estrutura. Os resistores R_s , R_c e R_e (com $R_s > R_c > R_e$), junto com os transistores NPN e PNP, operam como um amplificador de tensão, gerando $\mathbf{V}_4$,

$$\mathbf{V}_4 = -\frac{1}{2} \frac{R_c}{R_e} \mathbf{V}_3 \quad (88)$$

e os transistores NPN e PNP, situados logo após V_4 , operam como amplificador de corrente. Dessa forma, a tensão V_5 é igual a tensão V_4 . No entanto, a corrente em V_4 é sempre baixa, enquanto que a corrente necessária para controle se encontra apenas em V_5 . Deve ser notado que a corrente de controle provém das tensões retificadas V_{dd2} e V_{ss2} , que foram originadas pela fonte de tensão V_b .

Deve-se notar que a tensão de saída V_5 é igual à tensão recebida pela piezocerâmica da superfície superior (V_{p1}). Combinando as equações (35) e (79), a tensão V_5 é associada à tensão de controle V_c da seguinte forma,

$$\begin{aligned} V_{p1} = G_1 u + G_2 \dot{u} = V_5 = & -\frac{1}{2} \frac{R_c}{R_e} \frac{R_f}{R_{G1}} I_1 \frac{R_{pd2}}{R_{pd1} + R_{pd2}} I_p \frac{\bar{\theta}_{eq}^t}{C_{peq}} u - \\ & -\frac{1}{2} \frac{R_c}{R_e} \frac{R_f}{R_{G2}} R_v C_v \frac{R_{pv2}}{R_{pv1} + R_{pv2}} I_p \frac{\bar{\theta}_{eq}^t}{C_{peq}} \dot{u} \end{aligned} \quad (89)$$

e com a equação (89), tem-se,

$$G_1 = -\frac{1}{2} \frac{R_c}{R_e} \frac{R_f}{R_{G1}} I_1 \frac{R_{pd2}}{R_{pd1} + R_{pd2}} I_p \frac{\bar{\theta}_{eq}^t}{C_{peq}} \quad (90a)$$

$$G_2 = -\frac{1}{2} \frac{R_c}{R_e} \frac{R_f}{R_{G2}} R_v C_v \frac{R_{pv2}}{R_{pv1} + R_{pv2}} I_p \frac{\bar{\theta}_{eq}^t}{C_{peq}} \quad (90b)$$

que são os ganhos de controle.

As equações (90a) e (90b) não podem ser manter verdadeiras para todos os modos estruturais. Assim, deve ser escolhido o modo m a ser atenuado,

$$G_{1(m)} = -\frac{1}{2} \frac{R_c}{R_e} \frac{R_f}{R_{G1}} I_1 \frac{R_{pd2}}{R_{pd1} + R_{pd2}} I_p \frac{\bar{\theta}_{eq(m)}^t}{C_{peq}} \quad (91a)$$

$$G_{2(m)} = -\frac{1}{2} \frac{R_c}{R_e} \frac{R_f}{R_{G2}} R_v C_v \frac{R_{pv2}}{R_{pv1} + R_{pv2}} I_p \frac{\bar{\theta}_{eq(m)}^t}{C_{peq}} \quad (91b)$$

e pela equação (91a) e (91b), percebe-se que os modos estruturais diferentes de m percebem o mesmo ganho do modo m . Com isso, conclui-se que para o funcionamento adequado do controlador da figura 13, o sistema deve estar se movendo apenas no modo $u_{(m)}$ ou, se o movimento estrutural for composto por mais de um modo, os elementos do fator de acoplamento eletromecânico $\bar{\theta}_{eq}^t$ deve ser zero nos demais modos que compõe o movimento.

Nas equações (91a) e (91b), os resistores R_{pd1} , R_{pd2} , R_{pv1} e R_{pv2} são escolhidos de forma a reduzirem V_o da maneira desejada. Os componentes R_v e C_v são ajustados de forma a derivarem V_v . Já os resistores R_s , R_c e R_e tem valores pré-determinados de acordo com a amplificação que se deseja obter do OpAmp. O resistor R_f é geralmente elevado (da ordem de $10^4\Omega$ a $10^7\Omega$). Consequentemente, os únicos componentes que podem ser ajustados nas equações (91a) e (91b) são os resistores R_{G1} e R_{G2} . Assim

$$R_{G1} = -\frac{1}{2} \frac{R_c}{R_e} \frac{R_f}{\mathbf{G}_{1(m)}} I_1 \frac{R_{pd2}}{R_{pd1} + R_{pd2}} I_p \frac{\bar{\theta}_{eq(m)}^t}{\mathbf{C}_{peq}} \quad (92a)$$

$$R_{G2} = -\frac{1}{2} \frac{R_c}{R_e} \frac{R_f}{\mathbf{G}_{2(m)}} R_v C_v \frac{R_{pv2}}{R_{pv1} + R_{pv2}} I_p \frac{\bar{\theta}_{eq(m)}^t}{\mathbf{C}_{peq}} \quad (92b)$$

onde os resistores R_{G1} e R_{G2} podem assumir matematicamente valores negativos ou positivos nas equações (92a) e (92b), dependendo dos valores de $\mathbf{G}_{1(m)}$, $\mathbf{G}_{2(m)}$ e $\bar{\theta}_{eq(m)}^t$. Para se evitar os valores negativos de R_{G1} e R_{G2} , os ganhos I_p e I_1 devem ser ajustados de acordo com a tabela 5.

Tabela 5: Ajustando os ganhos I_p e I_1 para o controlador *self-sensing*.

Se	I_p	R_{G2}	Se	I_1	R_{G1}
$-\frac{1}{2} \frac{R_c}{R_e} \frac{R_f}{\mathbf{G}_{2(m)}} R_v C_v \frac{R_{pv2}}{R_{pv1} + R_{pv2}} \frac{\bar{\theta}_{eq(m)}^t}{\mathbf{C}_{peq}} > 0$	1	$R_{G2} > 0$	$-\frac{1}{2} \frac{R_c}{R_e} \frac{R_f}{R_{G1}} \frac{R_{pd2}}{R_{pd1} + R_{pd2}} I_p \frac{\bar{\theta}_{eq(m)}^t}{\mathbf{C}_{peq}} > 0$	1	$R_{G1} > 0$
$-\frac{1}{2} \frac{R_c}{R_e} \frac{R_f}{\mathbf{G}_{2(m)}} R_v C_v \frac{R_{pv2}}{R_{pv1} + R_{pv2}} \frac{\bar{\theta}_{eq(m)}^t}{\mathbf{C}_{peq}} < 0$	-1	$R_{G2} > 0$	$-\frac{1}{2} \frac{R_c}{R_e} \frac{R_f}{R_{G1}} \frac{R_{pd2}}{R_{pd1} + R_{pd2}} I_p \frac{\bar{\theta}_{eq(m)}^t}{\mathbf{C}_{peq}} < 0$	-1	$R_{G1} > 0$

Quando o ganho I_p é igual a 1, o eletrodo positivo da piezocerâmica inferior é conectado ao controlador auto-sensitivo da figura 13, enquanto que o eletrodo negativo é

aterrado. Já quando I_p é igual a -1, a ligação dos eletrodos deve ser invertida, ou seja, o eletrodo positivo é aterrado, enquanto que o negativo é conectado ao controlador auto-sensitivo. Já o ganho I_1 , quando assume valor igual a 1, é obtido na prática por meio de um curto-circuito (um fio). Quando I_1 é igual a -1, pode ser obtido por meio de um amplificador operacional ligado aos resistores R_{i1} e R_{i2} (com $R_{i1} = R_{i2}$), conforme mostrado na figura 14.

Figura 14: Amplificador Operacional Inversor.

O Gráfico 63 mostra o desempenho dos controladores *self-sensing* para atenuar vibrações oriundas de uma excitação harmônica de base na frequência de ressonância de curto-circuito (1,66Hz).

Gráfico 63: Deslocamentos da ponta da asa usando os controladores ativo e RLs híbrido e os controladores ativos e RLs híbrido *self-sensing*.

No Gráfico 63, os controladores *self-sensing* apresentaram resultados muito próximos aos casos ativo e RLs híbrido convencionais. No entanto, uma melhor proximidade é

verificada com o caso puramente ativo. As saídas elétricas passando na piezocerâmica superior são mostradas nos Gráficos 64a e 64b.

a) b)
Gráfico 64: a) tensão e b) corrente na piezocerâmica atuadora (na superfície superior da asa) dos controladores ativo, RLs híbrido, ativo e RLs híbrido *self-sensing*.

No Gráfico 64a, a tensão e a corrente são semelhantes para todos os casos. Percebe-se que os casos *self-sensing* apresentaram saídas elétricas levemente menores do que nos casos convencionais. Essa semelhança é consequência da tensão de controle e dos deslocamentos da asa serem parecidos em todos os casos. É importante observar que os resultados do Gráfico 64 são obtidos quando os controladores convencionais atuam somente na piezocerâmica superior. É importante que, nas seções anteriores, os controladores convencionais atuavam nas duas piezocerâmicas. As saídas elétricas de controle da piezocerâmica inferior são apresentadas nos Gráficos 65a e 65b.

a) b)
Gráfico 65: a) tensão e b) energia de controle pros casos ativo, RLs híbrido, ativo e RLs híbrido *self-sensing*.

A tensão do controlador *self-sensing* ativo e híbrido é levemente menor do que a tensão aplicada no sistema pelo controlador ativo convencional. A energia consumida por cada controlador, mostrada no gráfico 65b, é igual a integral da tensão que cada controlador aplica vezes a corrente inserida na piezocerâmica superior. Neste Gráfico, observa-se que as saídas de controles foram levemente abaixo do que nos casos convencionais. Ainda no

Gráfico 65b, nota-se que o controlador híbrido convencional consome menos energia do que o controlador puramente ativo convencional, assim como o controlador híbrido *self-sensing* consome menos energia do que o caso ativo *self-sensing*.

Nos casos de excitação harmônica de base anteriormente investigados, os controladores *self-sensing* apresentaram bom desempenho na redução de vibrações. No entanto, quando mais modos compõe o movimento do sistema, o desempenho destes novos controladores decai. Um exemplo a redução de desempenho pode ser vista na condição de *flutter* (47,1m/s). Nesta condição, os três primeiros modos do sistema coalescem e compõe o movimento do sistema. O Gráfico 66 mostra os deslocamentos da asa a velocidade de 47,1m/s. Neste Gráfico, os controladores *self-sensing* foram ajustados para atuar apenas no terceiro modo (torção).

Gráfico 66: Deslocamentos da ponta da asa usando os controladores ativo e RLs híbrido e os controladores ativos e RLs híbrido *self-sensing*.

No Gráfico 66, o movimento é iniciado por uma excitação de base atuando por 0,5s. Após 0,5s, o movimento é mantido pela ação do escoamento. Todos os controladores são mantidos inoperantes até o instante de tempo de 5s, onde o sistema se encontra na condição de curto-circuito. Quando os controladores começam a operar, as oscilações são atenuadas em menos de 5s para todos os casos. No entanto, o controlador RLs híbrido *self-sensing* tem o pior desempenho e apresenta bastante diferença em relação a sua versão convencional. Já a diferença entre os dois controladores puramente ativos é menos evidente. Porém, o controlador *self-sensing* tem menor desempenho do que a versão convencional na velocidade de *flutter*. As saídas elétricas da piezocerâmica superior podem ser vistas nos Gráficos 67a e 67b.

a) b)
Gráfico 67: a) tensão e b) corrente na piezocerâmica atuadora (na superfície superior da asa) dos controladores ativo e RLs híbrido e os controladores ativos e RLs híbrido *self-sensing*.

No Gráfico 67a, há maiores diferenças entre os controladores convencionais e as suas versões *self-sensing*. No caso, os controladores *self-sensing* apresentam maiores tensões, em especial o caso RLs híbrido. Já o Gráfico 67b, os valores de correntes são maiores para os casos *self-sensing*. Os Gráficos 68a e 68b apresentam as saídas de controle da piezocerâmica inferior.

a) b)
Gráfico 68: a) tensão e b) energia de controle dos controladores ativo e RLs híbrido e os controladores ativos e RLs híbrido *self-sensing*.

No Gráfico 68a, nota-se maiores tensões de controle vinda dos casos puramente ativos. Para o caso híbrido, o controlador convencional exigiu mais tensão do que a versão *self-sensing*, além de atuar por mais tempo. A diferença de energia requerida entre as versões *self-sensing* e convencionais é, no entanto, ainda maior na velocidade de *flutter* do que nos casos previamente mostrados. O caso *self-sensing* ativo usou mais energia do que o caso ativo convencional, e o *self-sensing* híbrido requereu menos energia do que o caso convencional devido ao seu menor tempo de atuação.

4.3.2. Controlador ativo autoalimentado e híbrido autoalimentado

O esquema elétrico do controlador autoalimentado pode ser visto na figura 15. Assim como discutido na seção anterior, este esquema pode representar tanto a configuração ativa quanto a configuração híbrida do controlador, dependendo do valor da impedância Z .

Figura 15: Esquema do controlador autoalimentado ativo e híbrido.

O circuito da figura 15 é bastante semelhante ao circuito apresentado na figura 13. Neste caso, as piezocerâmicas inferiores, além de funcionarem como sensores (e gerarem a tensão de atuação V_c), também coletam a energia que será usada para alimentação dos elementos ativos do circuito. A energia de atuação é então inserida na piezocerâmica superior, que servirá como atuador no sistema. Nota-se que, devido à ausência de fontes externas de energia no problema, a energia disponível para este controlador é bastante limitada. Devido a isso, uma terceira piezocerâmica (piezocerâmica C da Figura 15) foi considerada no problema. Esta terceira piezocerâmica, ligada em paralelo com a piezocerâmica pré-existente da superfície inferior (piezocerâmica B), aumenta a energia disponível para controle.

O princípio de funcionamento do controlador autoalimentado é parecido com o funcionamento do controlador *self-sensing*. As duas piezocerâmicas inferiores são mantidas, na maioria do tempo, na condição de circuito-aberto. Consequentemente, a equação (83) mantém-se válida para descrever a saída de tensão V_o . O condicionamento de V_o até à tensão

de saída V_3 do OpAmp1 é igual à feita no controlador *self-sensing*. Como a energia disponível neste controlador é baixa, o amplificador de tensão (composto por R_s , R_c e R_e e os transistores NPN e PNP) não é usado no circuito. Os transistores NPN e PNP da figura 15 funcionam como amplificadores de corrente. Dessa forma, a tensão V_4 é igual à tensão V_3 , porém a corrente de controle se encontra apenas em V_4 , e a corrente em V_3 é sempre baixa. A corrente de controle em V_4 provém das tensões retificadas V_{dd} e V_{ss} , que são obtidas pelas duas piezocerâmicas inferiores. A associação de V_4 com a tensão de controle V_c é mostrada na equação (93),

$$\begin{aligned} V_{p1} = -V_c = \mathbf{G}_1 \mathbf{u} + \mathbf{G}_2 \dot{\mathbf{u}} = V_4 = & \frac{R_f}{R_{G1}} I_1 \frac{R_{pd2}}{R_{pd1} + R_{pd2}} I_p \frac{\bar{\boldsymbol{\theta}}_{eq}^t \mathbf{u}}{\mathbf{C}_{peq}} + \\ & + \frac{R_f}{R_{G2}} R_v C_v \frac{R_{pv2}}{R_{pv1} + R_{pv2}} I_p \frac{\bar{\boldsymbol{\theta}}_{eq}^t \dot{\mathbf{u}}}{\mathbf{C}_{peq}} \end{aligned} \quad (93)$$

e associando os termos que multiplicam $\mathbf{u}$ e $\dot{\mathbf{u}}$, tem-se,

$$\mathbf{G}_1 = \frac{R_f}{R_{G1}} I_1 \frac{R_{pd2}}{R_{pd1} + R_{pd2}} I_p \frac{\bar{\boldsymbol{\theta}}_{eq}^t}{\mathbf{C}_{peq}} \quad (94a)$$

$$\mathbf{G}_2 = \frac{R_f}{R_{G2}} R_v C_v \frac{R_{pv2}}{R_{pv1} + R_{pv2}} I_p \frac{\bar{\boldsymbol{\theta}}_{eq}^t}{\mathbf{C}_{peq}} \quad (94b)$$

e novamente escolhendo o modo m a ser atenuado e isolando os resistores R_{G1} e R_{G2} das equações (94a) e (94b), obtem-se,

$$R_{G1} = \frac{R_f}{\mathbf{G}_{1(m)}} I_1 \frac{R_{pd2}}{R_{pd1} + R_{pd2}} I_p \frac{\bar{\boldsymbol{\theta}}_{eq(m)}^t}{\mathbf{C}_{peq}} \quad (95a)$$

$$R_{G2} = \frac{R_f}{\mathbf{G}_{2(m)}} R_v C_v \frac{R_{pv2}}{R_{pv1} + R_{pv2}} I_p \frac{\bar{\boldsymbol{\theta}}_{eq(m)}^t}{\mathbf{C}_{peq}} \quad (95b)$$

e R_{G1} e R_{G2} podem matematicamente assumir valores negativos ou positivos nas equações (95a) e (95b), dependendo dos valores de $\mathbf{G}_{1(m)}$, $\mathbf{G}_{2(m)}$ e $\bar{\boldsymbol{\theta}}_{eq(m)}^t$. Assim, os ganhos I_p e I_i devem ser ajustados de acordo com a tabela 6.

Tabela 6: Ajuste dos ganhos I_p e I_i para o controlador autoalimentado.

Se	I_p	R_{G2}	Se	I_i	R_{G1}
$\frac{R_f}{\mathbf{G}_{2(m)}} R_v C_v \frac{R_{pv2}}{R_{pv1} + R_{pv2}} \frac{\bar{\boldsymbol{\theta}}_{eq(m)}^t}{\mathbf{C}_{peq}} > 0$	1	$R_{G2} > 0$	$\frac{R_f}{\mathbf{G}_{1(m)}} \frac{R_{pd2}}{R_{pd1} + R_{pd2}} I_p \frac{\bar{\boldsymbol{\theta}}_{eq(m)}^t}{\mathbf{C}_{peq}} > 0$	1	$R_{G1} > 0$
$\frac{R_f}{\mathbf{G}_{2(m)}} R_v C_v \frac{R_{pv2}}{R_{pv1} + R_{pv2}} \frac{\bar{\boldsymbol{\theta}}_{eq(m)}^t}{\mathbf{C}_{peq}} < 0$	-1	$R_{G2} > 0$	$\frac{R_f}{\mathbf{G}_{1(m)}} \frac{R_{pd2}}{R_{pd1} + R_{pd2}} I_p \frac{\bar{\boldsymbol{\theta}}_{eq(m)}^t}{\mathbf{C}_{peq}} < 0$	-1	$R_{G1} > 0$

O significado físico de I_p e I_i foram definidos na seção anterior. O Gráfico 69 mostra os deslocamentos da ponta da asa quando o sistema é excitado por uma excitação de base na frequência de 1,66Hz, sem velocidade de escoamento ($V = 0$).

Gráfico 69: Deslocamentos da ponta da asa usando os controladores ativo e RLs híbrido *self-sensing* e os controladores ativos e RLs híbrido autoalimentado.

No Gráfico 69, os deslocamentos foram atenuados para todos os controladores e, em particular, um bom desempenho dos controladores autoalimentados é observado neste caso. A concordância nos deslocamentos pros casos *self-sensing* e autoalimentados se deu devido a baixas tensões e correntes de controles usadas neste caso. Caso maiores saídas de controle fossem requeridas, os controladores autoalimentados não teriam energia suficiente para este controle. Consequentemente, apresentariam menor redução de vibração do que as versões *self-sensing*. As baixas tensões e correntes de controle podem ser melhores vistas nos Gráficos 70a e 70b.

Gráfico 70: a) tensão e b) corrente na piezocerâmica atuadora (na superfície superior da asa) usando os controladores ativo e RLs híbrido *self-sensing* e os controladores ativos e RLs híbrido autoalimentado.

No Gráfico 70a, a tensão dos controladores ativos (*self-sensing* e autoalimentado) é da ordem de 12V. Já dos controladores híbridos, esta tensão chega a superar 20V, lembrando que parte desta tensão é obtida pela parte passiva do circuito. Nota-se que as versões ativas *self-sensing* e autoalimentado apresentam maiores diferenças para o caso ativo do que para o caso híbrido. As saídas elétricas de controle podem ser vistas nos Gráficos 71a e 71b.

Gráfico 71: a) tensão e b) energia de controle usando os controladores ativo e RLs híbrido *self-sensing* e os controladores ativos e RLs híbrido autoalimentado.

Como pode ser visto, as tensões de controle são muito menores pros casos híbridos do que pros casos ativos. A tensão de aproximadamente $\pm 4V$ do controlador híbrido autoalimentado foi a máxima colhida pelas piezocerâmicas inferiores. Este valor de $\pm 4V$ se deu devido a um menor deslocamento estrutural (conforme visto no Gráfico 69). Já o controlador ativo autoalimentado apresentou maiores deslocamento. Sendo assim, mais energia pode ser colhida pelas piezocerâmicas inferiores, e um máximo de $\pm 12V$ disponível para controle foi obtido. Tendo em vista a limitação de $\pm 4V$ e $\pm 12V$ pros controladores autoalimentados, os controladores *self-sensing* tiveram a mesma limitação de tensão de controle. Esta limitação pros controladores *self-sensing* é necessária a fim de poder compará-los com os casos autoalimentados. Já no gráfico 71b, nota-se que as versões *self-sensing*

consumiram mais energia do que as versões autoalimentadas. Novamente, as versões ativas usaram mais energia do que as versões híbridas.

É importante observar no Gráfico 71a que a tensão de controle só é disponível após de 10s de simulação. Isso se deve ao fato de que os controladores autoalimentados estavam carregando a ponte de diodos da figura 15. Enquanto esta ponte não estava carregada, o controlador autoalimentado teve um desempenho inferior aos casos *self-sensing*. Como nos 10s iniciais houve pouca atuação dos controladores autoalimentados, uma menor energia de controle em relação aos controladores *self-sensing* é observada no Gráfico 71b. Após 10s, as versões autoalimentadas tem derivada próxima às versões *self-sensing*.

O aumento da velocidade de *flutter*, no entanto, é extremamente limitado quando os controladores autoalimentados são utilizados. Embora não mostrado nesta dissertação, a velocidade de *flutter* do caso autoalimentado ativo é de 47,15 m/s, enquanto que do caso autoalimentado híbrido a velocidade chega a 47,40 m/s. A limitação em aumentar a velocidade de *flutter* se dá principalmente pelo atraso entre a atuação destes controladores (região sem atuação dos Gráficos 71a e 71b) e a atuação das forças aerodinâmicas.

5 Conclusões e sugestões para trabalhos futuros

5. CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.

Esta dissertação apresenta a modelagem numérica de sistemas eletromecanicamente acoplados sob excitação harmônica de base e também sob ação de escoamento de ar. Estes modelos foram utilizados em simulações que visam esclarecer o mecanismo de funcionamento de circuitos piezelétricos passivos, semi-passivos, ativos, e híbridos quando utilizados para a atenuação de vibrações. Além disso, o desempenho de cada sistema de controle aqui considerado é discutido.

Em uma primeira etapa uma discussão do funcionamento de cada circuito piezelétrico utilizado é realizada em detalhes. O comportamento de cada variável envolvida no problema eletromecânico em termos de potência e energia é investigado quando um problema de excitação harmônica de base é considerado. O mecanismo de atenuação de vibrações de cada caso de controle considerado é discutido. Atenção especial é dada para o caso onde se desconsidera propositadamente o acoplamento eletromecânico na equação mecânica do sistema eletroelástico. No caso, o sistema mecânico deixa de “sentir” o efeito da dissipação de energia ocorrendo no sistema elétrico e se comporta como um sistema eletromecanicamente desacoplado. Por outro lado, verifica-se uma condição irreal de comportamento energético na parte elétrica. Assim, o efeito *shunt damping* é excluído do problema.

Posteriormente, investigou-se o comportamento dos diversos controladores considerados neste trabalho quando a estrutura eletromecânica foi exposta ao escoamento de ar. Foram estudados casos desde baixas velocidades do escoamento até a condição próxima a fronteira de estabilidade (*flutter*). O comportamento de cada termo do domínio mecânico, elétrico e aerodinâmico do sistema foi discutido com a evolução da velocidade para a condição de curto-circuito e para o circuito SSDI. Neste estudo de caso, capacidade de atenuação de vibrações pode ser comparada e o comportamento aeroelástico discutido.

Na segunda etapa, o uso dos circuitos piezelétricos é investigado na condição de *flutter* do sistema linear. Nota-se que o circuito SSDI é a técnica mais eficiente para redução de vibrações e aumento da velocidade de *flutter* dentre as que não utilizam fontes externas de energia. Já quando os controladores ativos e híbridos, a velocidade de *flutter* pôde ser, teoricamente, aumentada indefinidamente. Entretanto, o custo energético é muito alto. A fim de se minimizar a energia requerida, uma limitação na tensão de controle foi imposta. Com isso, o aumento da velocidade de *flutter* é dependente do valor da tensão máxima de controle, da velocidade do escoamento, e dos deslocamentos estruturais da asa.

Na terceira etapa, foram apresentados controladores ativos e híbridos *self-sensing* e autoalimentados. O intuito do controlador *self-sensing* é reproduzir a lei de controle LQR em um circuito elétrico simples e eliminar o uso de equipamentos externos. Já nos controladores autoalimentados, elimina-se a dependência de uma fonte de energia externa e utiliza-se energia gerada pelo próprio sistema eletroaeroelástico para alimentar o circuito de controle e também para gerar a tensão de controle a ser aplicada no atuador. Percebe-se uma redução no desempenho quanto à atenuação de vibrações destes controladores em relação às suas configurações originais. Tal fato é explicado pela limitada energia de atuação disponível para estes casos. Em ambos os controladores desenvolvidos, apenas um modo pode ser atenuado. Caso se deseje atenuar mais de um modo, estes controladores podem se tornar instáveis ou pouco eficientes.

As principais contribuições científicas deste trabalho incluem o estudo energético do sistema piezelétrico para diferentes condições de contorno elétrico e controladores e também a investigação de controladores *self-sensing* e autoalimentados. O primeiro assunto ainda foi pouco explorado na literatura, e o segundo é uma contribuição importante para a implementação de controladores ativos e híbridos em problemas mecânicos e aeroelásticos.

Como sugestões para trabalhos futuros, apresenta-se:

- Verificação experimental dos casos aqui apresentados,
- Desenvolvimento de circuitos chaveados mais precisos;
- Verificação do desempenho dos controladores para casos de turbulência atmosférica;
- Implementação experimental dos casos *self-sensing* e autoalimentados tanto em problemas elásticos quanto aeroelásticos;
- Investigação do comportamento energético dos controladores em casos não-lineares (estrutura e aerodinâmica);
- Modelagem de estrutura não-linear e também inclusão do comportamento não-linear dos piezelétricos

REFERÊNCIAS¹

- ABEL, I. An analytical technique for predicting the characteristics of a flexible wing equipped with an active flutter-suppression system and comparison with wind-tunnel data. **NASA TP 1367**, 1979.
- AIRBUS FLIGHT OPERATIONS BRIEFING NOTES. Cabin operations, turbulence threat awareness. Blagnac, França, 2007.
- 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.
- ALLEN, J. J.; SMITS, A. J. ENERGY HARVESTING EEL. **Journal of Fluids and Structures**, v. 15, n. 3-4, p. 629–640, 2001.
- AGNENI, A. et al. Multi-modal damping by shunted piezo-patches: Possible aeroelastic applications. **International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics** 24 (2006) 1–24, 2006.
- AGNENI, A.; MASTRODDI, F.; POLLI, G. M. Shunted piezoelectric patches in elastic and aeroelastic vibrations. **Computers and Structures**, 81:91_105, 2003.
- ALBANO, E.; RODDEN, W. P. A Doublet-Lattice method for calculating lift distributions on oscillating surfaces in subsonic flow. **AAIA Journal** , n. 7, p. 279-285, 1969.
- BADEL, A. et al. Piezoelectric energy harvesting using a synchronized switch technique. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 17, n. 8-9, p. 831–839, 2006.
- BEHRENS, S.; MOHEIMANI, S.O.R.; FLEMING, A. J. Multiple mode current flowing passive piezoelectric shunt controller. **Journal of Sound and Vibration**, v. 266, p. 929-942, 2003.
- 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.
- CLARK, W. W. Semi-active vibration control with piezoelectric materials as variable stiffness actuators. **Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering**, v. 3672, p.123–130, 1999.

- CLARK, W. W. Vibration control with state-switched piezoelectric materials. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 11, n. 4, p. 263–271, 2000.
- 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.
- D’ASSUNÇÃO, D.; MARQUI, C DE. Applied self-powered semi-passive control for a 2-degree-of-freedom aeroelastic typical section using shunted piezoelectric materials, *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, doi: 0.1177/1045389X14526797, 2014.
- MARQUI, C. DE.; ERTURK, A.; INMAN, D.J. An electromechanical finite element model for piezoelectric energy harvester plates. **Journal of Sound and Vibration**, doi: 10.1016/j.jsv.2009.05.015, 2009.
- MARQUI, C. DE.; ERTURK, A.; INMAN, D.J. Piezo-aero-elastically coupled modeling and analysis of electrical power generation and Shunt damping for a cantilever plate. **Proceedings of the 17th International Conference on Composite Materials**, Edinburgh, UK, 27-31, 2009
- 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**. Doi: 10.1177/1045389X10372261. 21: 983, 2010.
- 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.
- DOSCH, J. J.; INMAN, D. J.; GARCIA, E. Self-sensing piezoelectric actuator for collocated control. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 3, n. 1, p. 165–185, 1992.
- 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.
- ERTURK, A.; INMAN, D. J. Issues in Mathematical Modeling of Piezoelectric Energy Harvesters Smart Materials and Structures. **Smart Materials and Structures**, 17 065016, 2009.

- ERTURK, A.; INMAN, D. J. A distributed parameter electromechanical model for cantilevered piezoelectric energy harvesters. **ASME Journal of Vibration and Acoustics**, 130, 041002, 2009.
- ERTURK, A.; INMAN, D. J. An experimentally validated bimorph cantilever model for piezoelectric energy harvesting from base excitations. **Smart Materials and Structures**, 18, 025009, 2009.
- ERTURK, A. et al. Effect of strain nodes and electrode configuration on piezoelectric energy harvesting from cantilevered beams. **ASME Journal of Vibration and Acoustics**, 131, 011010, 2008.
- FORWARD, R. L. Electronic damping of vibrations in optical structures. **Journal of Applied Optics**, 18 690–7, 1979.
- FLEMING, A.J.; BEHRENS, S.; MOHEIMANI, S.O.R. Synthetic impedance for implementation of piezoelectric shunt-damping circuits. **Electronics Letters**, v. 36, n. 18, p. 1525, 2000.
- FULLER, C. C.; ELLIOTT, S.; NELSON, P. A. **Active control of vibration**. 1st edition. 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.
- GUYOMAR, D. et al. 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.
- GUYOMAR, D.; LALLART, M.; MONNIER, T. Stiffness tuning using a low-cost semiactive nonlinear technique. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, v. 13, n. 5, p. 604–607, 2008.
- GUYOMAR, D.; RICHARD, C.; MOHAMMADI, S. Semi-passive random vibration control based on statistics. **Journal of Sound and Vibration**, v. 307, n. 3-5, p. 818–833, 2007.
- HEEG, J. Analytical and experimental investigation of flutter suppression by piezoelectric actuation. **NASA Technical Paper 3241**, 1993.
- 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.); **Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering**, v. 3326, p.27–33, 1998. San Diego, 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.
- HEEG, J., MCGOWAN, A. The piezoelectric aeroelastic response tailoring investigation: a status report. , 1995. *Journal of Smart Structures and Materials*, doi:10.1117/12.209324.
- Jl, H.; et al. Semi-active vibration control of a composite beam by adaptive synchronized switching on voltage sources based on LMS algorithm. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 20, n. 8, p. 939–947, 2009.
- Jl, H.; et al. Two-mode vibration control of a beam using nonlinear synchronized switching damping based on the maximization of converted energy. **Journal of Sound and Vibration**, v. 329, n. 14, p. 2751–2767, 2010. Elsevier.
- Jl, H. et al. Application of a negative capacitance circuit in synchronized switch damping techniques for vibration suppression. In: M. N. Ghasemi-Nejhad (Ed.); **Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering**, v. 7643, p.76432V–76432V–12, 2010.
- JOHNSON, C. D. Design of Passive Damping Systems. **Journal of Vibration and Acoustics**, Vol. 117, Special 50th Anniversary Design Issue, pp 171-176, 1995.
- KARPEL, M. Design for Active and Passive Flutter Suppression and Gust Alleviation. NASA Contractor Report 3482, 1981.
- KHODAYARI, A.; AHMADI, A.; MOHAMMADI, S. On physical realization of the wireless semi active real time vibration control based on signal statistical behavior. **Sensors and Actuators A: Physical**, v. 167, n. 1, p. 102–109, 2011.
- 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, 2007.
- LALLART, M.; GUYOMAR, DANIEL; JAYET, Y. et al. Synchronized switch harvesting applied to self-powered smart systems: Piezoactive microgenerators for autonomous wireless transmitters. **Sensors and Actuators A: Physical**, v. 138, n. 1, p. 263–272, 2008.
- LALLART, M. et al. Self-powered circuit for broadband, multimodal piezoelectric vibration control. **Sensors and Actuators A: Physical**, v. 143, n. 2, p. 377–382, 2008.
- LARSON, G. D.; ROGERS, P. H. State switched acoustic source. **The Journal of the Acoustical Society of America**, v. 96, n. 5, p. 3317, 1994.

- LARSON, G. D.; ROGERS, P. H.; MUNK, W. State switched transducers: A new approach to high-power, low-frequency, underwater projectors. **The Journal of the Acoustical Society of America**, v. 103, n. 3, p. 1428–1441, 1998.
- 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.
- 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.
- MORGAN, R. A.; WANG, K. W. Active-passive piezoelectric absorbers for systems under multiple nonstationary harmonic excitations. *Journal of Sound and Vibration* 255, 685–700, 2002.
- MARNEFFE, B. DE; PREUMONT, A. Vibration damping with negative capacitance shunts: theory and experiment. **Smart Materials and Structures**, v. 17, n. 3, p. 035015, 2008.
- MOHAMMADI, SABER. **Semi-passive vibration control using shunted piezoelectric materials**. Department of Electrical Engineering, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2008.
- MCGOWAN, A. M. R. An examination of applying shunted piezoelectrics to reduce aeroelastic response. CEAS/AIAA/ICASE/NASA Langley International Forum on Aeroelasticity and Structural Dynamics 1999. p.553–572, 1999.
- MCGOWAN, A.; WILKIE, W. K.; MOSES, R. W. et al. Aeroservoelastic and structural dynamics research on smart structures conducted at NASA Langley Research Center. **Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering**, v. 3326, p.188–201, 1998.
- MOKRANI, B.; et al. Synchronized switch damping on inductor and negative capacitance. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, v. 23, n. 18, p. 2065–2075, 2012.
- 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, v. 3044, p.87–98, 1997.

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**, v. 2, p.1034–1042, 1999.

MYERS, R.; et al. Small scale windmill. **Applied Physics Letters**, v. 90, n. 5, p. 054106, 2007.

MOHAMMADI, S. Semi-Passive vibration control using shunted piezoelectric material. PhD thesis, INSA, 2008.

NISSIM, E; LOTTATI, I. Active control systems for flutter suppression and gust alleviation in supersonic cruise aircraft. **AIAA Paper** No. 79-0792, 1979.

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

RICHARD, C.; et al. Enhanced semi passive damping using continuous switching of a piezoelectric device on an inductor. In: V. V. Varadan; N. M. Wereley; Richard O. Claus; et al. (Eds.); **Proceedings of SPIE – The International Society for Optical Engineering**, v. 3989, p.288–299, 2000.

RICHARD, C. Semi-passive damping using continuous switching of a piezoelectric device. (V. V. Varadan, N. M. Wereley, Y. Bar-Cohen, et al., Eds.) **Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering**, v. 3672, n. March, p. 104–111, 1999. Newport Beach, CA, USA.

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.

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. **WIPO Patent** WO/2007/063194, 2007.

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

SHETA, E. F.; MOSES, R. W.; HUTTSELL, L. J. Active smart material control system for buffet alleviation. **Journal of Sound and Vibration**, v. 292, n. 3-5, p. 854–868, 2006.

- SULEMAN, A.; COSTA, A. P. Adaptive control of an aeroelastic flight vehicle using piezoelectric actuators. **Computer and structures**. Vol. 82, 2004.
- TAYLOR, G. W.; et al. R. The energy harvesting eel: a small subsurface ocean/river power generator. **IEEE Journal of Oceanic Engineering**, v. 26, n. 4, p. 539–547, 2001.
- TRINDADE, M. A.; SANTOS, H. F. L. Structural Vibration Control Using Extension and Shear Active-Passive Piezoelectric Networks Including Sensitivity to Electrical Uncertainties. **Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences & Engineering**, Vol. XXXIII, No. 3 / 287, 2011.
- TRINDADE, M. A. Optimization of active–passive damping treatments using piezoelectric and viscoelastic materials. **Journal of Smart Materials and Structures**, doi:10.1088/0964-1726/16/6/018, 2007.
- UCHINO, K.; ISHII, T. Mechanical Damper Using Piezoelectric Ceramics, *Journal of the Japanese Ceramics Society* 96 (8), 863–867, 1988
- WANG, S. T. e FROST, W. Atmospheric turbulence simulation techniques with application to flight analysis. NASA contractor report 3309, 1980.
- WANG, Y.; INMAN, D. J. Simultaneous energy harvesting and gust alleviation for a multifunctional wing spar using reduced energy control laws via piezoceramics. **SMASIS** 2011 – 5224, 2011.
- WANG, Y.; INMAN, D. J. Theoretical and experimental comparison of two controllers for vibration suppression with minimum energy. **AIAA/ASME/SAE 52nd Structures, Structural Dynamics and Materials Conference**, Denver, CO, USA, p. 75, 2011.
- WU, S. Y. Piezoelectric shunts with parallel R-L circuit for structural damping and vibration control. **Proceedings of SPIE - Smart Structures and Materials, Passive Damping and Isolation**; SPIE Vol. 2720, p. 259–269, 1996.
- YUAN, J. Hybrid vibration absorption by zero/pole-assignment. **Journal of Vibration and Acoustics** 122, 466–469, 2000.
- ZHAO, Y. Vibration suppression of a quadrilateral plate using hybrid piezoelectric circuits. **Journal of Vibration and Control**, doi:10.1177/1077546309106529, 2010.
- 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.

¹De acordo com a Associação Brasileira de Normas Técnicas. NBR 6023