

MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SECRETARIA DE EDUCAÇÃO PROFISSIONAL E TECNOLÓGICA
INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE GOIÁS
CÂMPUS ITUMBIARA
BACHARELADO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

JOÃO EDUARDO MARQUES COSTA

**ANÁLISE E EXPERIMENTAÇÃO DE CIRCUITOS
TRANSISTORIZADOS PARA COLHEITA DE ENERGIA DE
VIBRAÇÕES**

Itumbiara

2023



INSTITUTO FEDERAL
Goiás

MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SECRETARIA DE EDUCAÇÃO PROFISSIONAL E TECNOLÓGICA
INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
SISTEMA INTEGRADO DE BIBLIOTECAS

TERMO DE AUTORIZAÇÃO PARA DISPONIBILIZAÇÃO NO REPOSITÓRIO DIGITAL DO IFG - ReDi IFG

Com base no disposto na Lei Federal nº 9.610/98, AUTORIZO o Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás, a disponibilizar gratuitamente o documento no Repositório Digital (ReDi IFG), sem ressarcimento de direitos autorais, conforme permissão assinada abaixo, em formato digital para fins de leitura, download e impressão, a título de divulgação da produção técnico-científica no IFG.

Identificação da Produção Técnico-Científica

- | | |
|--|---|
| ☐ Tese | ☐ Artigo Científico |
| ☐ Dissertação | ☐ Capítulo de Livro |
| ☐ Monografia – Especialização | ☐ Livro |
| ☒ TCC - Graduação | ☐ Trabalho Apresentado em Evento |
| ☐ Produto Técnico e Educacional - Tipo: _____ | |

Nome Completo do Autor: João Eduardo Marques Costa

Matrícula: 20161040100127

Título do Trabalho: Análise e experimentação de circuitos transistorizados para colheita de energia de vibrações.

Autorização - Marque uma das opções

1. (X) Autorizo disponibilizar meu trabalho no Repositório Digital do IFG (acesso aberto);
2. () Autorizo disponibilizar meu trabalho no Repositório Digital do IFG somente após a data ____/____/____ (Embargo);
3. () Não autorizo disponibilizar meu trabalho no Repositório Digital do IFG (acesso restrito).

Ao indicar a opção **2 ou 3**, marque a justificativa:

- () O documento está sujeito a registro de patente.
() O documento pode vir a ser publicado como livro, capítulo de livro ou artigo.
() Outra justificativa: _____

DECLARAÇÃO DE DISTRIBUIÇÃO NÃO-EXCLUSIVA

O/A referido/a autor/a declara que:

- i. o documento é seu trabalho original, detém os direitos autorais da produção técnico-científica e não infringe os direitos de qualquer outra pessoa ou entidade;
- ii. obteve autorização de quaisquer materiais inclusos no documento do qual não detém os direitos de autor/a, para conceder ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás os direitos requeridos e que este material cujos direitos autorais são de terceiros, estão claramente identificados e reconhecidos no texto ou conteúdo do documento entregue;
- iii. cumpriu quaisquer obrigações exigidas por contrato ou acordo, caso o documento entregue seja baseado em trabalho financiado ou apoiado por outra instituição que não o Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás.

Itumbiara-GO, 30 / 06 / 2023.
Local Data

Assinatura do Autor e/ou Detentor dos Direitos Autorais

JOÃO EDUARDO MARQUES COSTA

**ANÁLISE E EXPERIMENTAÇÃO DE CIRCUITOS
TRANSISTORIZADOS PARA COLHEITA DE ENERGIA DE
VIBRAÇÕES**

Trabalho de conclusão de curso apresentado à banca examinadora, em cumprimento às exigências legais como requisito parcial à obtenção do grau de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação no Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás – Câmpus Itumbiara.

Prof. Dr. Bruno Gabriel Gustavo Leonardo

Zambolini Vicente, (IFG) – Orientador

Prof. Dr. Josemar Alves dos Santos Júnior, (IFG)

Prof. Me. Wellington do Prado, (IFG)

Itumbiara

2023

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

C837a Costa, João Eduardo Marques
 Análise e experimentação de circuitos transistorizados para
 colheita de energia de vibrações. / João Eduardo Marques Costa.
 -- Itumbiara, 2023.
 90p. : il.

 Trabalho de conclusão de curso (Bacharel em Engenharia de
 Controle e Automação) - Instituto Federal de Educação, Ciência
 e Tecnologia de Goiás, Câmpus Itumbiara, 2023.

 Orientador: Prof. Dr. Bruno Gabriel Gustavo Leonardo
 Zambolini Vicente.

 1. Energia - Colheita. 2. Transistores. 3. Circuitos
 transistorizados. I. Título. II. Vicente, Bruno Gabriel Gustavo
 Leonardo Zambolini. III. Instituto Federal de Educação, Ciência
 e Tecnologia de Goiás.

CDD 621.38151

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás
Biblioteca Maria Gabriela Pacheco Pardey / Câmpus Itumbiara
Bibliotecária: Rosiane Gonçalves de Lima CRB1/1684

João Eduardo Marques Costa

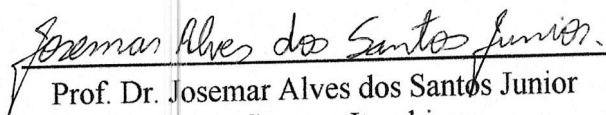
ANÁLISE E EXPERIMENTAÇÃO DE CIRCUITOS TRANSISTORIZADOS PARA COLHEITA DE ENERGIA DE VIBRAÇÕES

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à banca avaliadora, parte dos requisitos para a obtenção do título de bacharel em Engenharia de Controle e Automação junto ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás (IFG), Câmpus Itumbiara.

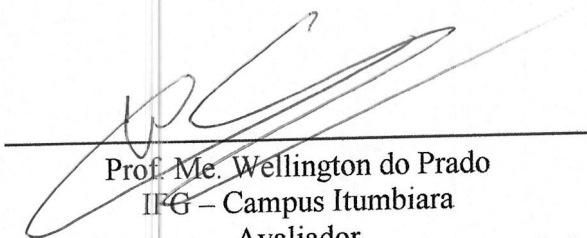
Aprovado em 30 de junho de 2023.



Prof. Dr. Bruno Gabriel Gustavo Leonardo Zambolini Vicente
IFG – Câmpus Itumbiara
Orientador



Prof. Dr. Josemar Alves dos Santos Junior
IFG – Câmpus Itumbiara
Avaliador



Prof. Me. Wellington do Prado
IFG – Câmpus Itumbiara
Avaliador

Itumbiara/GO
2023

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por me permitir alcançar meus objetivos e me capacitar para superar os desafios que enfrento durante minha jornada. Agradeço a toda a minha família por sempre me apoiar nas minhas decisões e me proporcionar tudo que eu precisei durante minha graduação. Minha mãe Lillian, minha avó Maria Aparecida, meu avô João, meu irmão Lucas e minha irmã Vanessa, agradeço do fundo do coração por terem sido tudo para mim desde sempre.

Agradeço aos meus professores que me transmitiram o conhecimento que eu precisava para alcançar o título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação, além de outros conhecimentos que nenhuma outra pessoa poderia me passar. Em especial, sou grato ao meu orientador Bruno Gabriel Gustavo Leonardo Zambolini Vicente, por ter sido um exemplo de profissional e ter me proporcionado realizar um de meus sonhos que era adentrar o universo da pesquisa. Agradeço também aos professores constituintes dessa banca, Josemar Alves dos Santos Junior e Wellington do Prado, por participarem desse momento e contribuírem para minha formação. Além disso, agradeço aos professores Ghunter Paulo Viajante e Marcelo Escobar de Oliveira por acreditarem no meu potencial e me apoiarem na participação e criação de projetos e de uma metodologia de ensino premiada e reconhecida mundialmente. A todos estes incríveis profissionais o meu MUITO OBRIGADO!

Enfim, agradeço aos meus amigos e colegas que me acompanharam nessa jornada e tornaram tudo mais leve e divertido dentro e fora do campus. Em especial aos meus amigos Ana, Igor, Lucas, Marcus, Matheus Aguiar e Michelly por todos os momentos de descontração na biblioteca. Aos meus amigos Maria Clara, Mateus Terra, Nayele e Stefane por todo o apoio que me deram nos momentos de dificuldades que apenas a amizade verdadeira pode explicar. Aos meus amigos do laboratório Maker (Anna, Diuly, Eryc, Erick, Flavio, João, Matheus Araújo, Tunico e Yuri) que me deram tantos momentos de diversão que fizeram total diferença. E, por fim, agradeço aos meus amigos Matheus Cabral e Nelson, que, com nossas loucuras combinadas, despertamos o melhor um do outro e criamos um pequeno legado para outros estudantes do mundo.

Por último, agradeço a mim mesmo, por não ter desistido apesar dos pesares e ter aproveitado o quanto consegui das oportunidades que tive.

RESUMO

Atualmente a crescente demanda de aplicações de Internet das Coisas (IoT) no ambiente industrial, incrementa os esforços para o desenvolvimento de dispositivos eletrônicos autônomos, a fim de mitigar o uso de baterias e outras instalações para fornecimento de energia. Além disso, considerando-se o contexto da colheita de energia e a relevância do aproveitamento da energia ambiente desperdiçada, de forma limpa e sustentável, torna-se interessante constatar mini circuitos geradores como o uma destas alternativas. Neste contexto, esse trabalho apresenta uma análise e experimentação computacional de um circuito para a colheita de energia de vibrações composto por um transdutor piezelétrico PZT (titanato zirconato de chumbo), um indutor sintético e uma carga. Através deste, objetivou-se investigar o potencial de aproveitamento da energia proveniente de vibrações mecânicas a partir de um circuito parametrizado a sintonias de baixa frequência. Para isso, desenvolveu-se um modelo computacional para o circuito de colheita de energia baseado na máxima transferência de potência, equacionou-se o circuito do indutor sintético transistorizado, adquiriu-se experimentalmente os dados reais equivalentes ao impacto mecânico em uma bancada experimental e simulou-se computacionalmente o circuito desenvolvido a baixas frequências comumente associadas a máquinas elétricas e a ambientes industriais. As simulações mostram que o circuito pode obter potência máxima, média e acumular energia de forma satisfatória para aplicação em ambientes ricos em vibrações, atendendo à faixa de potência demandada por alguns sensores de ambientes industriais, tais como: elementos sensores de temperatura, umidade, pH entre outros. Além disso, a energia acumulada pode ser aproveitada em sistemas intermitentes como as LPWAN que consomem na faixa de mJ em sua operação, o que pode ser vantajoso para sistemas de monitoramento remoto.

Palavras-chave: *Energy harvesting, indutores sintéticos transistorizados, materiais piezelétricos, transistores, vibrações mecânicas.*

ABSTRACT

Currently, the growing demand for Internet of Things (IoT) applications in the industrial environment is driving efforts to develop autonomous electronic devices to mitigate the use of batteries and other energy supply facilities. Furthermore, considering the context of energy harvesting and the importance of utilizing wasted environmental energy in a clean and sustainable manner, mini generator circuits emerge as interesting alternatives. In this context, this work presents an analysis and computational experimentation of a circuit for harvesting energy from vibrations, composed of a piezoelectric transducer PZT (lead zirconate titanate), a synthetic inductor, and a load. The objective was to investigate the potential for harnessing energy from mechanical vibrations using a parameterized circuit with low-frequency tuning. For this purpose, a computational model was developed for the energy harvesting circuit based on maximum power transfer, the circuit of the transistorized synthetic inductor was equated, and real data equivalent to the mechanical impact was acquired experimentally on a test bench. The developed circuit was then simulated computationally at low frequencies commonly associated with electrical machines and industrial environments. The simulations demonstrate that the circuit can achieve maximum and average power and store energy satisfactorily for application in environments rich in vibrations, meeting the power range demanded by some sensors in industrial environments, such as temperature, humidity, pH sensors, among others. In addition, the accumulated energy can be utilized in intermittent systems such as LPWAN, which consume energy in the mJ range during their operation, which can be advantageous for remote monitoring systems.

Keywords: Energy harvesting, transistorized synthetic inductors, piezoelectric materials, transistors, mechanical vibrations.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Exemplos de energia das coisas.	20
Figura 2: Esquema para colheita de energia.	21
Figura 3: Representação da viga em balanço (cantilever).	22
Figura 4: Circuito elétrico equivalente do gerador piezelétrico..	23
Figura 5: Circuito elétrico equivalente do gerador piezelétrico com carga balanceada.	24
Figura 6: Estrutura atômica do Quartzo.	25
Figura 7: Estrutura atômica do PZT. (a) Estado tetragonal distorcido; (b) Estado cúbico.....	26
Figura 8: Modos de operação. (a) modo d33; (b) modo d31.	27
Figura 9: Topologias de indutor sintético. (a) Gyrator. (b) Riordan, (c) Transistorizado.	30
Figura 10: Configuração de indutor sintético transistorizado de baixo fator Q.	30
Figura 11: – Modelo r_e para o circuito eletrônico do indutor sintético (passo 1).	31
Figura 12: Modelo r_e para o circuito eletrônico do indutor sintético (passo 2).	31
Figura 13: Polarização DC para o circuito eletrônico do indutor sintético.	34
Figura 14: Representação do circuito transistorizado de colheita de energia.....	39
Figura 15: Circuito equivalente do gerador piezelétrico com seus respectivos valores.	40
Figura 16: Gráfico dos valores de indutância para diferentes frequências.....	41
Figura 17: Gráfico dos valores de δ para diferentes tensões de alimentação.	42
Figura 18: Valores de R_1 para diferentes C_1 e V_{CC} a 100Hz.	42
Figura 19: Curva de comportamento do circuito ressonador no domínio da frequência.	43
Figura 20: Circuito ressonador com fatores de qualidade (Q) aproximados.	44
Figura 21: Curva de comportamento do indutor sintético para diferentes C_1	45
Figura 22: Comportamento de R_1 para diferentes tensões de alimentação V_{CC}	45
Figura 23: Bancada experimental em funcionamento.	47
Figura 24: Estrutura mecânica. (a) viga em balanço; (b) piezelétrico acoplado à viga.....	47
Figura 25: Transdutor piezelétrico utilizado QP16N.	48
Figura 26: Módulo gerador PWM.	49
Figura 27: Atuador linear solenoide.	49
Figura 28: Encaixe do atuador linear solenoide à viga por meio de ímãs.	50
Figura 29: Modelo esquemático representativo do gerador de vibrações mecânicas.....	51
Figura 30: Amostras de vibrações: (a) impacto unitário; (b) impacto 1Hz;.....	52
Figura 31: Circuito de colheita de energia no ambiente de simulação do <i>LTspice</i> ®..	53

Figura 32: Fluxograma da análise inicial dos dados extraídos do piezelétrico via osciloscópio.	56
Figura 33: FFT da resposta da viga em ressonância à excitação a 1Hz.	57
Figura 34: FFT da resposta ao impacto unitário.	59
Figura 35: FFT da resposta aos impactos a 100Hz.	59
Figura 36: FFT da resposta aos impactos a 200Hz.	60
Figura 37: FFT da resposta aos impactos a 300Hz.	60
Figura 38: FFT da resposta à vibração transmitida pela estrutura a 60Hz.	61
Figura 39: FFT da resposta à vibração transmitida pela estrutura a 100Hz.	61
Figura 40: Tabela de especificações de núcleos toroidais de ferrite.	63
Figura 41: Tabela de bitolas de fios de cobre para enrolamentos.	64
Figura 42: Tabela de bitolas de fios de cobre para enrolamentos.	67
Figura 43: Gráficos da tensão e corrente na carga para circuito: (a)1Hz; (b)10Hz; (c)75Hz...	68
Figura 44: Gráficos da energia acumulada pelo circuito: (a)1Hz; (b)10Hz; (c)75Hz.	69
Figura 45: Gráficos da energia consumida pelo circuito do indutor sintético: (a)1Hz; (b)10Hz; (c)75Hz.	69
Figura 46: Gráficos da tensão e corrente na carga para circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.	71
Figura 47: Gráficos da energia acumulada pelo circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.	71
Figura 48: Gráficos da energia consumida pelo indutor sintético: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.	72
Figura 49: Gráficos da tensão e corrente na carga para circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.	73
Figura 50: Gráficos da energia acumulada pelo circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.	74
Figura 51: Gráficos da energia consumida pelo indutor sintético: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.	74
Figura 52: Gráficos da tensão e corrente na carga para circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.	76
Figura 53: Gráficos da energia acumulada pelo circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.	76
Figura 54: Gráficos da energia consumida pelo indutor sintético: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.	77

Figura 55: Gráficos da tensão e corrente na carga para circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.	78
Figura 56: Gráficos da energia acumulada pelo circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.	79
Figura 57: Gráficos da energia consumida pelo indutor sintético: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.	79
Figura 58: Gráficos da tensão e corrente na carga para circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.	81
Figura 59: Gráficos da energia acumulada pelo circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.	81
Figura 60: Gráficos da energia consumida pelo indutor sintético: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.	82
Figura 61: Modelo 3D do dispositivo equivalente à placa de circuito impresso.....	86
Figura 62: Placa de circuito impresso do circuito proposto.	86

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros do material piezelétrico QP16N.	48
Tabela 2: Valores de L para frequências de operação.	62
Tabela 3: Parâmetros do indutor dimensionado.	64
Tabela 4: Valores de R1 para as indutâncias desejadas em $k\Omega$	65
Tabela 5: Valores de RS para as indutâncias desejadas em Ω	66
Tabela 6: Valores de R1 e R2 ajustados.	68
Tabela 7: Resultados das simulações para o impacto unitário.	70
Tabela 8: Resultados das simulações para o impacto a 100Hz.	72
Tabela 9: Resultados das simulações para o impacto a 200Hz.	75
Tabela 10: Resultados das simulações para o impacto a 313Hz.	77
Tabela 11: Resultados das simulações para a vibração transmitida a 60Hz.....	80
Tabela 12: Resultados das simulações para a vibração transmitida a 100Hz.....	82

LISTA DE SIGLAS

AC	<i>Alternating current</i> (Corrente alternada).
BJT	<i>Bipolar junction transistor</i> (Transistor de junção bipolar).
CSV	<i>Comma-Separated Values</i> (Valores Separados por Vírgula)
DC	<i>Direct current</i> (Corrente contínua).
DDP	Diferença de potencial elétrico.
EC	Emissor-comum.
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida de Fourier).
LoRaWAN	<i>Long Range Wide Area Network</i> (Rede de Longo Alcance)
LPWAN	<i>Low-Power Wide-Area Network</i> (Redes de Longo Alcance e Baixa Potência)
MEMS	<i>Microelectromechanical systems</i> (Sistemas microeletromecânicos).
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> (Placa de Circuito Impresso).
PWL	<i>Piecewise Linear</i> (Linear Por Partes).
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso).
PZT	<i>Lead zirconate titanate</i> (Titanato zirconato de chumbo).
SSH	<i>Synchronized Switching Harvesting</i> (Colheita por Chaveamento Sincronizado).

SUMÁRIO

Capítulo 1	15	
Introdução	15	
1.1	Considerações iniciais	15
1.2	Justificativa	16
1.3	Objetivos	16
1.3.1	Geral	16
1.3.2	Específicos	17
1.4	Método de pesquisa	17
1.5	Estrutura do trabalho	18
Capítulo 2	20	
Colheita de Energia (<i>Energy Harvesting</i>)	20	
2.1 Aspectos Gerais	20	
2.2 Colheita de energia de vibrações mecânicas	22	
2.3 Circuito elétrico equivalente do gerador piezelétrico	23	
Capítulo 3	25	
Características da Piezeletricidade	25	
3.1 Efeito Piezelétrico	25	
3.2 Colheita de energia através da piezeletricidade	26	
Capítulo 4	29	
Indutor Sintético	29	
4.1 Circuito para grandes indutâncias	29	
4.2 Equacionamento do Indutor Sintético	31	
4.2.1 Obtenção de <i>re</i> : polariação DC	34	
4.2.2 Impedância gerada pelo Indutor sintético	36	
Capítulo 5	39	
Projeto Experimental	39	

5.1 Circuito Transistorizado para Colheita de Energia de Vibrações	39
5.1.1 Transdutor Piezelétrico	40
5.1.2 Circuito de Indutor Sintético Transistorizado	40
5.1.3 Carga R_L	46
5.2 Bancada Experimental	46
5.2.1 Viga em Balanço	47
5.2.2 Pastilha Piezelétrica	48
5.2.3 Gerador de vibrações mecânicas	48
5.3 Processamento dos sinais obtidos	51
5.4 Simulações Computacionais	52
Capítulo 6	55
Resultados	55
6.1 Análise dos Dados Extraídos com piezo	55
6.1.1 Tratamento dos Dados e Constatação de Erros	56
6.1.2 Resultados da análise	58
6.2 Definição dos parâmetros do circuito de colheita de energia	61
6.2.1 Valores de indutância	62
6.2.2 Parametrização de um indutor convencional	62
6.2.3 Parametrização do Indutor Sintético	65
6.2.4 Parametrização da Carga R_L	66
6.3 Simulações dos circuitos de colheita	67
6.3.1 Resultados do 1º caso	68
6.3.2 Resultados do 2º caso	70
6.3.3 Resultados do 3º caso	73
6.3.4 Resultados do 4º caso	75
6.3.5 Resultados do 5º caso	78
6.3.6 Resultados do 6º caso	80

6.4 Discussão dos Resultados	83
6.4.1 Análise do comportamento dos circuitos	83
6.4.1 Análise das grandezas obtidas	85
6.4.1 Análise das dimensões	86
Capítulo 7	87
Considerações finais e sugestões para trabalhos futuros	87
REFERÊNCIAS	88

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Atualmente é crescente demanda de aplicações de Internet das Coisas (IoT) em ambiente industrial e civil, o que resulta no aumento da demanda dispositivos remotos autônomos. De acordo com Al-Fuqaha et al (2015), após o surgimento do conceito de IoT, há uma expansão contínua de objetos que estão se tornando “inteligentes” e interconectados via Internet. Com o tempo, espera-se que a IoT tenha cada vez mais aplicações domésticas e comerciais significativas para contribuir para a qualidade de vida e para o crescimento da economia mundial. No entanto, ainda existem muitos problemas práticos a serem resolvidos.

Dentre os desafios que tangem a expansão das tecnologias IoT e de sistemas embarcados, existe a necessidade de uma fonte de energia própria para a alimentação destes dispositivos que comumente é feita por meio de baterias. O uso de baterias impõe limitações importantes ao funcionamento de um sistema, pois possuem vida útil restrita, são volumosas e com grande massa, a quantidade de energia ofertada é finita e sua composição poluente pode causar danos ao ambiente após o seu descarte. Para superar essas limitações, pode-se recorrer às técnicas de colheita de energia (EH) para substituir ou prolongar a vida útil da bateria e permitir a operação autônoma dos dispositivos (Estrada-Lopez, 2018).

Segundo Babayo et al (2017), a colheita de energia é considerada a fonte de alimentação mais confiável para os dispositivos de Redes de Sensores Sem Fio (RSSFs). Com isso, uma possível estratégia de EH é o uso de mini fontes de alimentação autônomas e renováveis, que podem estar embutidas no próprio dispositivo, colher parte da energia disponível no ambiente e convertê-la em energia elétrica para suprimir as demandas do dispositivo (Willians & Yates, 1996).

Dentre as formas de colheita de energia a transdução piezoelétrica apresenta uma das maiores capacidade de geração, na casa das centenas de $\mu\text{W}/\text{cm}^3$, e apresenta algumas vantagens por ser aplicável em ambientes internos ou embutidos. A transdução piezoelétrica consiste na conversão de deformações mecânicas em tensão elétrica e tem sido explorada na atualidade como um dos métodos mais populares de colheita de energia, abrindo caminho para pesquisas de sistemas eletrônicos experimentais de aproveitamento de energia na forma de

vibrações mecânicas, como apontado no trabalho de Siddique et al, (2015), exemplificado e aplicado em Tang et al (2016) e Zambolini-Vicente et al (2016).

Frente ao exposto, o presente trabalho de conclusão de curso propõe a avaliação do modelo computacional e experimentação de um sistema de aproveitamento de energia via transdução piezelétrica em circuitos com indutores sintéticos, que consiste na continuação dos estudos iniciados por Vicente (2019) e por Delgado (2021).

1.2 JUSTIFICATIVA

Vicente (2019) apontou em seu trabalho um método simples de colheita de energia mecânica proveniente de vibrações através de transdutores piezelétricos que tinha sua saída retificada e filtrada. Delgado (2021), propôs a utilização de circuitos transistorizados empregados como indutores sintéticos ligados ao transdutor piezoelétrico objetivando-se obter maior aproveitamento. Dando continuidade aos estudos, o presente trabalho tem como objetivo a otimização dos circuitos propostos anteriormente para que se extraia maiores índices de energia que os trabalhos de Vicente (2019) e Delgado (2021).

De acordo com Zambolini-Vicente (2016), indutores baseados em enrolamentos são inviáveis para o uso em projetos de EH, uma vez que, por conta da operação em baixa frequência e das características capacitivas do piezo-transdutor a níveis de nF, os níveis de indutância necessários para cancelar o efeito capacitivo são muito elevados resultando em bobinas volumosas e que acrescentam grande quantitativo de massa. Dessa forma, o uso de indutores sintéticos se faz necessário para eliminar o efeito reativo do piezoelétrico sem introduzir excessiva massa ao sistema eletromecânico e consequentemente aumentar a eficiência na extração de energia.

Enfim, neste trabalho uma abordagem empregando topologias transistorizadas foi investigada por meio de análises computacionais e experimentação, no intuito de se avaliar os efeitos do indutor sintético no sistema eletromecânico e no aproveitamento da energia colhida.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 GERAL

O objetivo geral do presente trabalho de conclusão de curso consiste em realizar análises computacionais e experimentais para o aproveitamento de energia de microfones presentes no ambiente, no caso, a energia proveniente de vibrações mecânicas. O

aproveitamento dessa forma de energia se apoia no uso de materiais piezelétricos, no qual desequilíbrio de cargas elétricas são gerados por deformações mecânicas, fazendo assim surgir tensão elétrica em seus terminais. Uma das formas de se aproveitar essa tensão consiste em conectar o piezelétrico a um circuito eletrônico para propiciar caminho de corrente e, assim, possibilitar a extração de energia.

1.3.2 ESPECÍFICOS

- Análise computacional da energia disponível através da pastilha piezelétrica;
- Modelagem computacional do circuito eletrônico baseado em transistores para colheita e acondicionamento da energia obtida via transdução piezelétrica;
- Produção de material textual local para a fundamentação teórica e de procedimentos experimentais no campo de dispositivos contendo materiais piezelétricos.

1.4 MÉTODO DE PESQUISA

Neste trabalho, optou-se pela abordagem de pesquisa experimental, combinando montagem prática com análise computacional. O desenvolvimento do trabalho foi estruturado em seis etapas principais:

- **Etapla I: Fundamentação teórica.**

Etapla dedicada à leitura de trabalhos científicos no tema, formulação do problema eletromecânico e do acoplamento de circuitos eletrônicos para colheita de energia. Em seguida, análise das equações eletromecânicas que regem o problema com vistas ao desenvolvimento matemático das equações de conversão de energia, potência entregue e eficiência. O que permitiu evidenciar os principais fatores experimentais relevantes.

- **Etapla II: Desenvolvimento do modelo do circuito para colheita de energia.**

Etapla dedicada à modelagem do circuito eletrônico de colheita de energia. Para isso, definiu-se um modelo representativo de um circuito de EH com um piezo-transdutor.

- **Etapla III: Equacionamento do circuito do indutor sintético transistorizado**

Etapla dedicada ao equacionamento do circuito do indutor sintético transistorizado para o casamento de impedâncias com base em considerações de Delgado (2021) e outras contribuições desenvolvidas neste trabalho.

- **Etapla IV: Montagem da bancada experimental.**

Etapa dedicada à montagem da bancada experimental composta de um transdutor piezelétrico PZT, uma viga metálica engastada e um gerador de vibrações mecânicas controlado desenvolvido neste trabalho para tal fim.

- **Etapa V: Avaliação experimental do aparato de colheita de energia.**

Etapa dedicada à análise experimental computacional e prática envolvendo a estrutura com material piezelétrico acoplado e o circuito desenvolvido neste trabalho. Os ensaios foram delineados para obtenção de dados de entrada reais para as simulações.

- **Etapa VI: Análise dos resultados.**

Etapa dedicada ao tratamento dos dados coletados afim de se obter os resultados médios de potência e energia acumulada.

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente trabalho está organizado conforme descrito abaixo:

- Capítulo 1 - Introdução
- Capítulo 2 – Colheita de Energia (*Energy Harvesting*)
- Capítulo 3 – Características da Piezeletricidade
- Capítulo 4 – Indutor Sintético
- Capítulo 5 – Projeto Experimental
- Capítulo 6 – Resultados
- Capítulo 7 – Considerações Finais e Sugestões para Trabalhos Futuros
- Referências Bibliográficas

No **Capítulo 2** é apresentado o conceito de colheita de energia e como se encaixa no contexto deste trabalho.

No **Capítulo 3** há uma breve introdução aos materiais piezelétricos e suas características de operação.

No **Capítulo 4** é abordado o indutor sintético e apresentado uma configuração de circuito eletrônico que emula grandes valores de indutância. Além disso, descreve-se o equacionamento que calcula o valor da indutância emulada e outros parâmetros.

No **Capítulo 5** é descrito o projeto experimental. Neste capítulo são apresentados o modelo de material piezelétrico utilizado, os circuitos de colheita de energia, os valores dos elementos que compõem o circuito eletrônico do indutor sintético e, o desenvolvimento e montagem da bancada experimental com o gerador de vibrações.

No **Capítulo 6** são descritas as etapas adotadas para a obtenção dos dados, realização das simulações computacionais e os seus resultados obtidos, tais como, valores de potência máxima e média, e energia acumulada. Em seguida, são apresentadas as discussões sobre os resultados obtidos.

No **Capítulo 7** é apresentado as considerações finais sobre o trabalho e sugestões de trabalhos futuros seguindo a linha de pesquisa no campo de aproveitamento de energia do ambiente e utilização de indutores sintéticos.

CAPÍTULO 2

COLHEITA DE ENERGIA (*ENERGY HARVESTING*)

2.1 ASPECTOS GERAIS

A colheita de energia é definida como um processo que envolve a conversão de fontes de energia, tais como carga mecânica, vibrações, gradientes de temperatura e luz, em energia elétrica. Esta estratégia de aproveitamento de energia está intimamente ligada ao conceito de Energia das Coisas (EoT), nome este emprestado do estabelecido e crescente termo Internet das Coisas (Zeadally et al, 2020). O termo EoT pode ser definido como as formas de energia disponível no ambiente gerada pelas mais diversas fontes e dissipada de diferentes formas, que é desperdiçada caso não seja colhida, exemplificado na Figura 1.

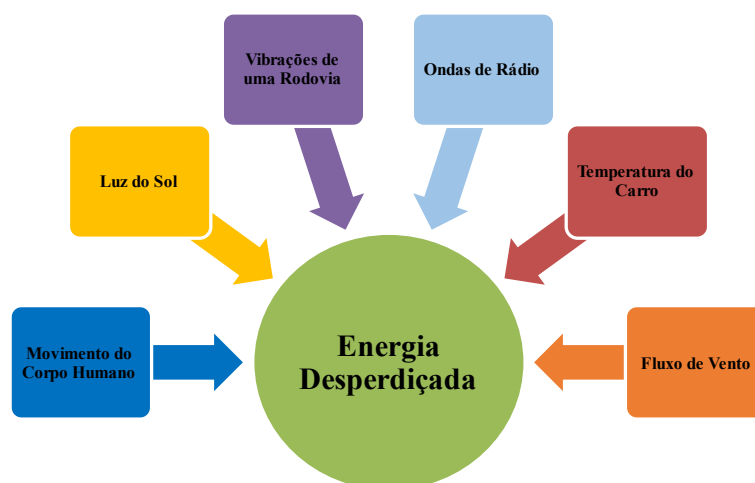


Figura 1: Exemplos de energia das coisas.
Fonte: Autor.

Dessa forma, estratégias de aproveitamento dessas energias disponíveis são essenciais para alcançar a sustentabilidade e geração de energia limpa. Essa afirmativa vai de acordo com, Priya & Inman (2009), que apontam que o desenvolvimento de materiais e sistemas para colheita de energia disponível emergiu como um campo de pesquisa proeminente e está em constante evolução, tornando-se cada vez mais relevante. Isso é evidenciado pela evolução ágil da geração de energia fotovoltaica que é caracterizada como um tipo de colheita de energia.

Para que ocorra o aproveitamento da energia é necessário um processo de quatro etapas que podem ser observados na Figura 2.

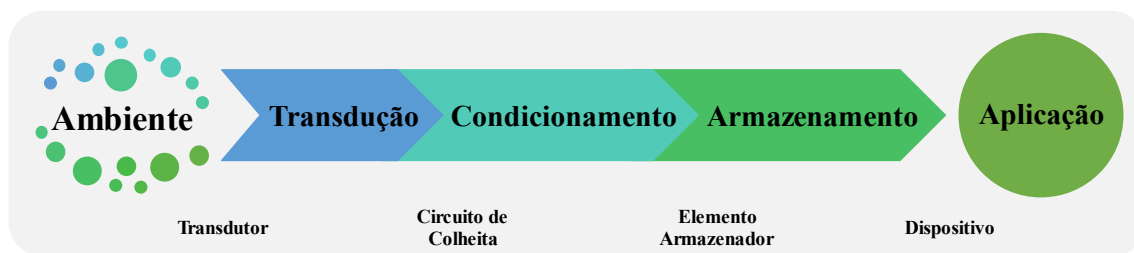


Figura 2: Esquema para colheita de energia.

Fonte: Autor.

O esquema evidenciado na figura acima indica o caminho que a energia percorre desde a entrada até a saída do sistema de colheita de energia. As quatro etapas que constituem o sistema são:

Transdução: A primeira etapa é a transdução da energia disponível no ambiente em energia elétrica. Isso é possível através de transdutores, que são elementos sensores que convertem um sinal qualquer em sinal elétrico, escolhidos conforme o tipo de energia disponível no ambiente. Alguns exemplos de transdutores incluem células solares, sensores termoeletrônicos e transdutores piezoeletrônicos.

Condicionamento de sinal: Após a conversão da energia, o sinal elétrico produzido pelo transdutor costuma ser de baixa intensidade e, portanto, pode requerer amplificação e processamento adicionais antes de ser utilizado em uma aplicação específica. Por isso, um circuito para colheita de energia é necessário para realizar esse condicionamento do sinal, o que pode incluir etapas como filtragem, retificação, amplificação e ajuste de impedância.

Armazenamento: A energia elétrica condicionada é geralmente armazenada em uma bateria ou capacitor para uso posterior. A escolha do tipo de dispositivo de armazenamento dependerá da quantidade de energia a ser armazenada e da taxa de descarga necessária. Além disso, dependendo do tipo de aplicação, essa etapa pode ser ignorada.

Aplicação: A energia colhida pode ser usada para alimentar dispositivos eletrônicos, sensores, atuadores ou um outro dispositivo qualquer. Geralmente a energia disponível para colheita fornece potências na ordem de nW-mW (Soin, 2018) e pode ser utilizada em sistemas embarcados ou módulos de sensores ligados à rede, denominados “nós” de uma rede inteligente de sensores interligados.

2.2 COLHEITA DE ENERGIA DE VIBRAÇÕES MECÂNICAS

A transdução piezoelétrica é uma das formas mais eficientes de colheita de energia e consiste na conversão de deformações mecânicas em tensão elétrica. Essa técnica é capaz de gerar $300 \mu\text{W}/\text{cm}^3$ por meio de vibrações mecânicas, sendo superada apenas pela colheita fotovoltaica, que gera cerca de $15.000 \mu\text{W}/\text{cm}^3$. No entanto, a colheita fotovoltaica é inviável em ambientes internos ou embutidos (Roundy et al., 2005; Roundy et al., 2003; Starner e Paradiso, 2004).

Por isso, a transdução piezoelétrica torna-se na atualidade um dos métodos mais interessantes de colheita de energia, oferecendo uma fonte limpa e renovável que pode ser obtida a partir de diversas formas, como vibrações mecânicas, ondas sonoras e outras formas de energia mecânica.

Diversos estudos têm sido conduzidos com o objetivo de desenvolver sistemas eletrônicos experimentais capazes de aproveitar a energia na forma de vibrações mecânicas e aplicá-la em sensores, atuadores, dispositivos de armazenamento de energia, entre outros. Segundo Erturk & Inman (2011), a piezeletricidade pode ser usada em aplicações nos mais diferentes campos, desde na engenharia civil, até engenharia aeroespacial, etc.

Para obter energia a partir da transdução piezoelétrica é necessária uma estrutura que transmita energia mecânica na forma vibrações para o elemento piezoelétrico. A geometria *cantilever* (Figura 3), também conhecida como viga em balanço, é amplamente utilizada em configurações de colheita de energia por transdução piezoelétrica. Isso ocorre pois durante a vibração, é possível produzir uma grande tensão mecânica no material piezoelétrico (APC International, 2015).

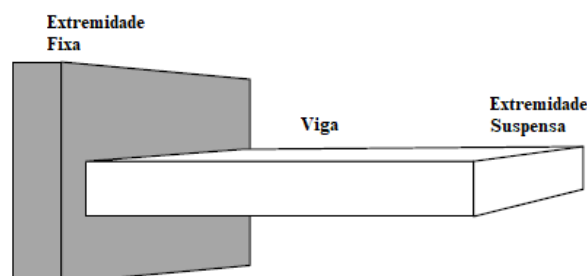


Figura 3: Representação da viga em balanço (cantilever).

Fonte: Souza (2018).

Além da estrutura, são necessários ajustes de alguns parâmetros eletromecânicos do sistema de colheita. De acordo com Erturk, et al. (2009), a potência elétrica de saída do elemento piezelétrico terá seu ponto de máxima quando o mesmo vibrar na sua frequência de ressonância. Isso justifica a utilização de vigas em balanço, já que suas frequências de ressonância são baixas.

2.3 CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DO GERADOR PIEZELÉTRICO

De acordo com Lobo (2014), é possível modelar um gerador de energia elétrica baseado no fenômeno piezelétrico de três maneiras: 1) abordagem analítica com equações de deformação de vigas; 2) método de conservação de energia em um sistema massa-mola; e 3) modelagem por meio do circuito elétrico equivalente. Neste trabalho, optou-se pela terceira opção, pois o objetivo é enfocar a modelagem e a análise do sistema de colheita de energia sob a perspectiva elétrica, a partir da transdução, sem levar em consideração as características mecânicas do acoplamento eletromecânico.

A modelagem do circuito elétrico equivalente, Figura 4, sugerida por Priya (2007), representa o gerador piezelétrico através de uma fonte de tensão alternada (V_{PZT}) em série com um capacitor (C_{PZT}), um resistor (R_{PZT}) e uma carga aqui representada por um resistor (R_{LOAD}).

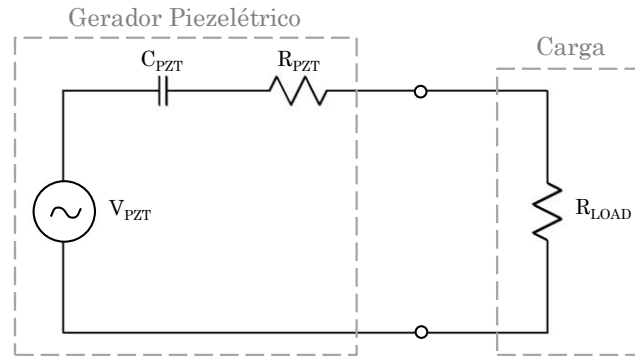


Figura 4: Circuito elétrico equivalente do gerador piezelétrico.

Fonte: Autor.

A estratégia de processamento adotada neste estudo abrange o ajuste de impedância e a filtragem do sinal, obtidos através do casamento de impedâncias. Com essa finalidade, uma carga balanceada, constituída por um elemento indutivo (L_{LOAD}) e outro resistivo, foi incluída no circuito, e considerou-se $R_{LOAD} = R_{PZT}$ a fim de alcançar a máxima transferência de potência, conforme demonstrado na Figura 5.

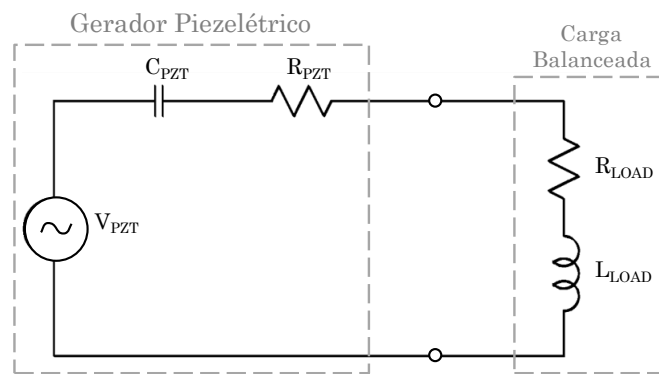


Figura 5: Circuito elétrico equivalente do gerador piezelétrico com carga balanceada.

Fonte: Autor.

CAPÍTULO 3

CARACTERÍSTICAS DA PIEZELETRICIDADE

3.1 EFEITO PIEZELÉTRICO

A piezeletricidade é um fenômeno físico em que determinados materiais, como cristais, cerâmicas e polímeros, geram uma carga elétrica em resposta a uma tensão mecânica aplicada, o que é denominado efeito piezelétrico direto. De maneira recíproca, esses materiais também geram uma deformação mecânica em resposta a um campo elétrico, conhecido como efeito piezoelétrico inverso (Toprak; Tigli, 2014). A colheita de energia piezoelétrica se baseia no efeito piezoelétrico direto.

O fenômeno da piezeletricidade ocorre devido à polarização das cargas elétricas dentro do material piezelétrico resultante de uma deformação mecânica aplicada. Fora de estresse mecânico as moléculas do material apresentam características elétricas neutras pois as cargas internas estão em posição concêntrica (Figura 6, a). Quando uma tensão mecânica é aplicada as cargas elétricas da molécula deslocam-se formando pequenos dipolos e gerando um campo elétrico em seu interior (Figura 6, b e c). Na figura a seguir, essa propriedade é ilustrada com a estrutura atômica do quartzo.

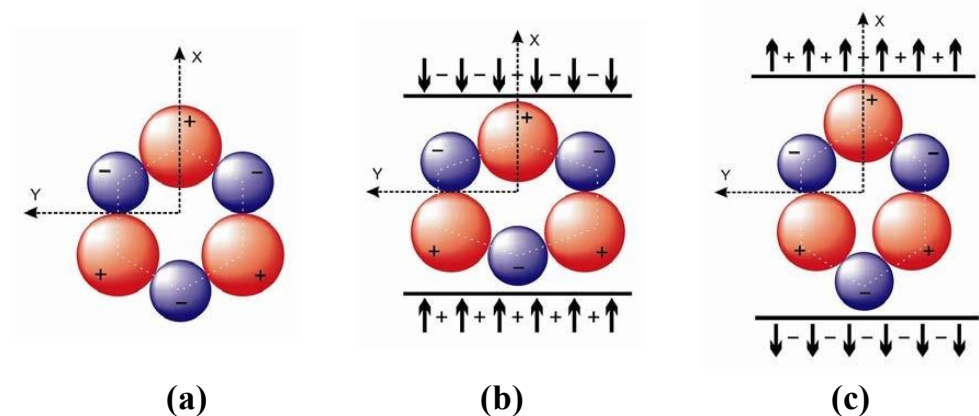


Figura 6: Estrutura atômica do Quartzo.

(a) Estado natural; (b) Efeito da compressão; (c) Efeito da tração.

Fonte: Adaptado de Sakamoto (2006).

Existem 32 classes de materiais cristalinos com propriedades dielétricas subdivididas de acordo com sua simetria. Destas, apenas 20 cristais são não-centrossimétricos e podem apresentar as propriedades piezelétricas exemplificadas acima. Um exemplo de material

piezelétrico natural, com polarização espontânea, é o quartzo (SiO_2) classificado como cristal isolado.

Segundo Sakamoto (2006), além dos materiais com polarização espontânea, existem materiais piezoelétricos sintéticos, isto é, que não apresentam o efeito piezoelétrico no estado natural. Para adquirirem característica piezelétrica estes materiais passam por um processo de polarização denominado *poling*, onde o material é aquecido acima da temperatura de Curie, de forma que as células unitárias passam a apresentar simetria cúbica, como ilustrado na Figura 7.

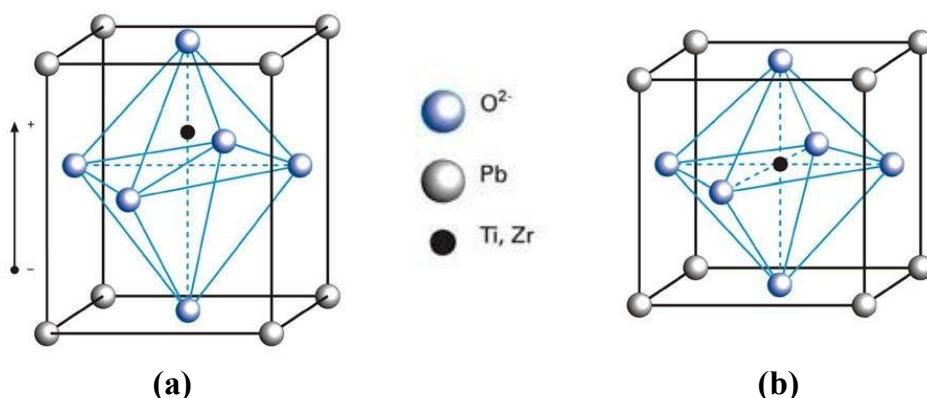


Figura 7: Estrutura atômica do PZT. (a) Estado tetragonal distorcido; (b) Estado cúbico.

Fonte: Adaptado de Sakamoto (2006).

Alguns exemplos de materiais piezelétricos sintéticos são: titanato-zirconato de chumbo (PZT), titanato de chumbo (PbTiO_2), zirconato de chumbo (PbZrO_3) e titanato de bário (BaTiO_3). Dentre estes, o PZT é o material utilizado no desenvolvimento deste trabalho.

3.2 COLHEITA DE ENERGIA ATRAVÉS DA PIEZELETRICIDADE

Uma das formas de energia mais abundantes no ambiente terrestre é a energia cinética, principalmente na forma de vibrações mecânicas. Através de materiais piezelétricos é possível colher essa energia e, para que isso ocorra, é necessário considerar algumas características destes materiais como: o modo de operação, comportamento elétrico e impedância.

Primeiramente, deve-se escolher o modo de operação. Os modos mais comuns utilizados no processo de EH são o d_{33} e o d_{31} . No modo d_{33} , o sentido da tensão elétrica gerada é o mesmo no qual a tensão mecânica é aplicada. Enquanto no modo d_{31} , a tensão elétrica é gerada na direção perpendicular à tensão mecânica, que deve ser aplicada na direção longitudinal (Priya e Inman, 2009). O modo d_{31} é o mais usual em aplicações de EH que

envolvem geometrias de vigas em balanço, pois a tensão mecânica aplicada é sempre na direção longitudinal. Na Figura 8 estão ilustrados os modos d_{33} (a) e d_{31} (b) respectivamente.

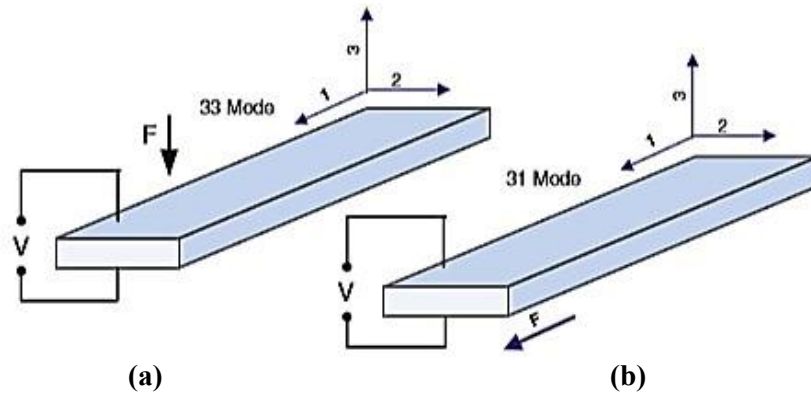


Figura 8: Modos de operação. (a) modo d_{33} ; (b) modo d_{31} .

Fonte: Adaptado de Priya e Inman (2009).

Além do modo de operação, é importante analisar o comportamento elétrico dos materiais piezelétricos. De acordo com Zambolini-Vicente (2014), os materiais piezelétricos têm a capacidade de gerar e sustentar tensão elétrica em seus terminais, comportamento esse similar a um elemento de caráter capacitivo. Além disso, quando o material piezelétrico é instalado entre dois eletrodos ligados às suas superfícies, seu comportamento se assemelha a um capacitor (Souza, 2011). Na Equação 1 é descrito o cálculo para a obtenção de C_{PZT} :

$$C_{PZT} = \frac{nE_rE_oA}{t} \quad (1)$$

Onde:

- C_{PZT} – Capacitância do material piezelétrico;
- n – Número de camadas de materiais piezelétricos;
- E_r – Constante dielétrica do material piezelétrico;
- E_o – Constante dielétrica do vácuo ($E_o = 8.9 \text{ pFm}^{-1}$);
- A – Área da seção transversal do material piezelétrico [m^2];
- t – Espessura do material piezelétrico [m].

Em sequência, analisa-se a impedância do piezelétrico para verificar como deverá ser o processamento do circuito de colheita. Ramadass e Chandrakasan (2010) evidenciam que

diferentemente das fontes de energia usuais, os materiais piezelétricos apresentam alta impedância interna. Isto limita a corrente de saída à faixa de micro amperes. Além disso, para baixos níveis de vibração na entrada o elemento piezelétrico apresenta baixa tensão de saída.

Por último, deve-se considerar onde aplicar a piezeletricidade. A possibilidade de aplicações da piezeletricidade é muito ampla e integra grande variedade de áreas. Exemplos de aplicações de materiais piezelétricos são:

Sensores: Os materiais piezoelétricos são usados para fabricar sensores, uma vez que podem gerar um sinal elétrico em resposta a uma variação mecânica. Sensores piezoelétricos são comumente usados em aplicações como sensores de pressão, sensores de vibração, entre outros.

Atuadores: Os materiais piezoelétricos também são usados como atuadores, permitindo a conversão de energia elétrica em energia mecânica. Atuadores piezoelétricos são usados em aplicações como posicionamento de lentes em sistemas ópticos, controle de microválvulas em sistemas de fluidos, entre outros.

Eletrônica vestível: a utilização de materiais piezoelétricos em sensores e atuadores para sistemas de monitoramento de saúde, controle de gestos, sistemas de energia autossuficientes e outras aplicações em eletrônica vestível.

Controle de vibração: A piezeletricidade pode ser usada para reduzir a vibração em aeronaves e melhorar o conforto dos passageiros e a durabilidade das estruturas. Sensores piezoelétricos podem ser usados para detectar vibrações, enquanto atuadores piezoelétricos podem ser usados para gerar vibrações opostas e cancelar a vibração indesejada.

Colheita de energia: A piezeletricidade pode ser usada para converter vibrações mecânicas em energia elétrica, permitindo a colheita de energia a partir do ambiente. Isso pode ser usado em aplicações que exigem baixa potência, como sensores remotos, sistemas de monitoramento de saúde, entre outros.

Existem aplicações para materiais piezelétricos em todos os campos da engenharia uma vez que operam tanto como sensores quanto como atuadores.

CAPÍTULO 4

INDUTOR SINTÉTICO

4.1 CIRCUITO PARA GRANDES INDUTÂNCIAS

Como mencionado no capítulo anterior os materiais piezelétricos apresentam comportamento capacitivo e grandes impedâncias de saída quando opera a baixas frequências. Isto exige um condicionamento do sinal de saída para que a energia convertida seja utilizável em aplicações de EH. Neste trabalho a estratégia de condicionamento abordada é o casamento de impedâncias para o cancelamento do reativo capacitivo característico do piezelétrico.

Para promover o casamento de impedâncias necessita-se de agregar ao circuito um indutor que trará reativo indutivo ao sistema e anulará o reativo capacitivo. Nas Equações (2) e (3) é possível observar a relação de igualdade necessária para que isso ocorra e que o valor da indutância é inversamente proporcional ao quadrado da frequência angular, respectivamente.

$$X_L = X_C \rightarrow sL = \frac{1}{sC} \quad (2)$$

$$L = \frac{1}{s^2 C} \quad (3)$$

Onde: X_L é a reatância indutiva, X_C é a reatância capacitiva, s representa a frequência complexa, C é a capacitância e L é a indutância em Henry (H).

De acordo com Zambolini-Vicente (2016), indutores baseados em enrolamentos são inviáveis para o uso em projetos de EH, uma vez que, por conta da operação em baixa frequência e das características capacitivas do piezo-transdutor a níveis de nF, os níveis de indutância necessários para cancelar o efeito capacitivo são muito elevados resultando em bobinas robustas.

Dessa forma, o uso de indutores sintéticos torna-se necessário para eliminar o efeito reativo do piezoelétrico sem introduzir excessiva massa ao sistema eletromecânico e consequentemente aumentar a eficiência na extração de energia. Os indutores sintéticos são elementos eletrônicos que emulam o comportamento de um indutor em um circuito para uma determinada faixa de operação, porém ao contrário dos indutores baseados em bobinas, não contêm um núcleo de ferro ou outro material magnético, e em vez disso, são projetados usando

componentes eletrônicos ativos e passivos, como amplificadores operacionais, capacitores, transistores e diodos.

Na literatura existem diversas topologias baseadas em circuitos com amplificadores operacionais ou transistores, dentre elas os gyrator (TELLEGEN, 1948), Riordan (1967) e transistorizados (Roel Arits Electronics, 2014) conforme a Figura 9.

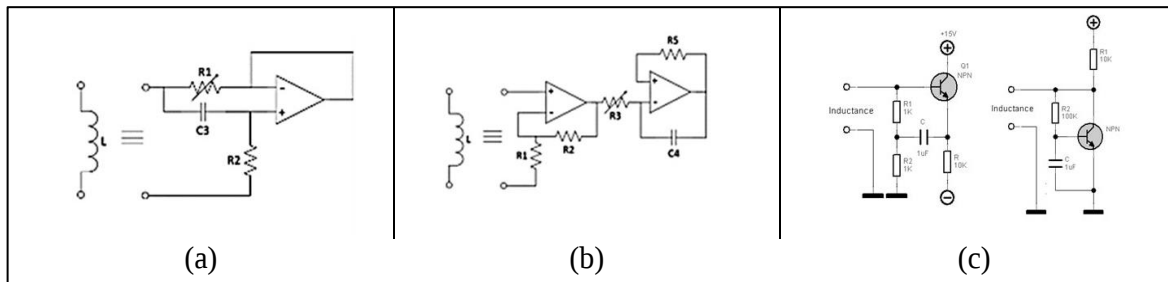


Figura 9: Topologias de indutor sintético. (a) Gyrator, (b) Riordan, (c) Transistorizado.

Fonte: Adaptado de Roel Arits Electronics (2014).

Neste trabalho utilizou-se a topologia de indutor sintético transistorizado de baixo fator Q, proposto por Roel Arits Electronics (2014), Figura 10. Essa topologia foi escolhida pois apresenta configuração simples, elementos de fácil acesso e baixo custo.

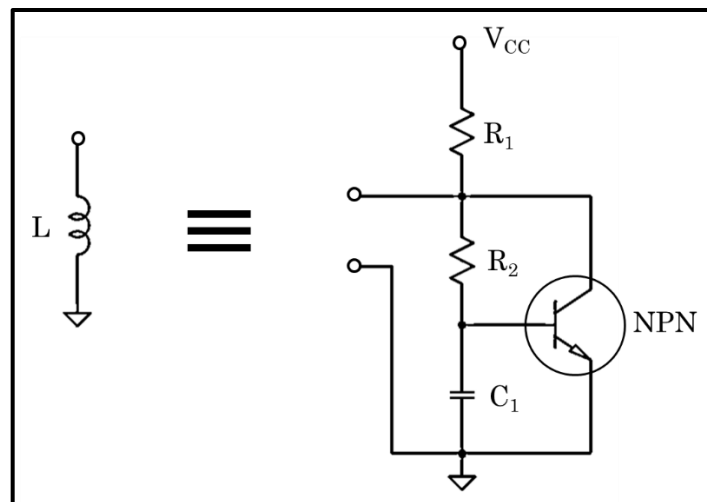


Figura 10: Configuração de indutor sintético transistorizado de baixo fator Q.

Fonte: Adaptado de Roel Arits Electronics (2014).

Segundo Roel Arits Electronics (2014), com uma entrada em baixa frequência, o capacitor terá alta impedância, dessa forma a maior parte da corrente flui para a base do

transistor fazendo com que ele conduza. Neste caso o coletor é aterrado, e vê-se um curto-circuito nos terminais de entrada. Este é o mesmo comportamento de um indutor real.

Além disso, ao aumentar a frequência do sinal de entrada, a impedância do capacitor diminuirá e roubará a corrente do transistor, fazendo com que ele conduza menos e o sinal do coletor aumente. Então, ao monitorar-se os terminais do indutor sintético, enquanto eleva-se a frequência, vê-se que a impedância aumenta. Este também é o mesmo comportamento de um indutor real.

4.2 EQUACIONAMENTO DO INDUTOR SINTÉTICO

De acordo com Delgado (2021), utilizando-se do modelo padrão r_e de representação do circuito interno de um transistor de junção bipolar (BJT), é possível mapear o circuito proposto por Roel Arits Electronics (2014), a fim de equacionar a impedância nos terminais do indutor sintético. Nas Figuras 11 e 12 é possível observar o desenvolvimento da análise.

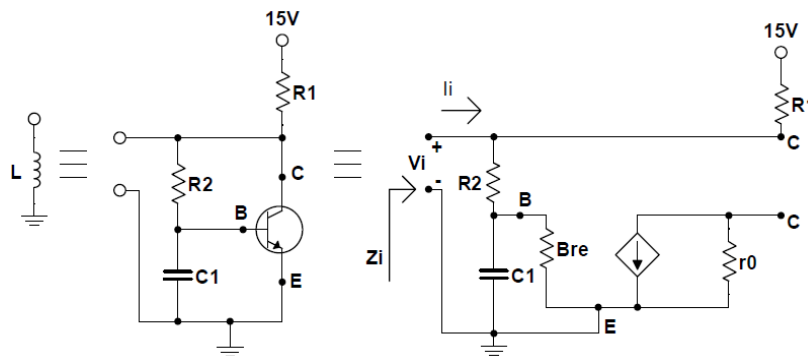


Figura 11: – Modelo r_e para o circuito eletrônico do indutor sintético (passo 1).

Fonte: Delgado (2021).

Aterrando a fonte de tensão DC para cálculo de Z_i , tem-se:

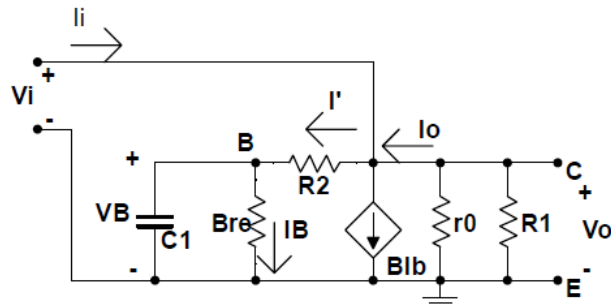


Figura 12: Modelo r_e para o circuito eletrônico do indutor sintético (passo 2).

Fonte: Delgado (2021).

No trabalho de Delgado (2021), o autor sugere a relação I_i/V_i do modelo r_e para o circuito do indutor sintético em questão a partir da Equação (4):

$$I_i = V_i \left(\frac{1}{(R_2 + X_{C_1} // \beta r_e)} + \frac{X_{C_1} // \beta r_e}{(R_2 + X_{C_1} // \beta r_e) r_e} - \frac{1}{(r_0 // R_1)} \right) \quad (4)$$

Neste trabalho é apresentada uma divergência no desenvolvimento da Equação (4) em relação à referência. O prosseguimento do cálculo reformulado se dá na Equação (5) a seguir:

$$\frac{I_i}{V_i} = \frac{X_{C_1} + \beta r_e}{R_2(X_{C_1} + \beta r_e) + X_{C_1} \beta r_e} + \frac{X_{C_1} \beta}{R_2(X_{C_1} + \beta r_e) + X_{C_1} \beta r_e} - \frac{(r_0 + R_1)}{(r_0 R_1)} \quad (5)$$

Manipulando a Equação 5, tem-se:

$$\frac{I_i}{V_i} = \frac{(X_{C_1} + \beta r_e + X_{C_1} \beta) r_0 R_1 - (R_2(X_{C_1} + \beta r_e) + X_{C_1} \beta r_e)(r_0 + R_1)}{(R_2 X_{C_1} + R_2 \beta r_e + X_{C_1} \beta r_e) r_0 R_1} \quad (6)$$

Invertendo a Equação 6, tem-se:

$$\frac{V_i}{I_i} = \frac{(R_2 X_{C_1} + R_2 \beta r_e + X_{C_1} \beta r_e) r_0 R_1}{(X_{C_1} + \beta r_e + X_{C_1} \beta) r_0 R_1 - (R_2(X_{C_1} + \beta r_e) + X_{C_1} \beta r_e)(r_0 + R_1)} \quad (7)$$

Assumindo o efeito Early, que é uma simplificação de menor impacto na generalização teórica (Kull, et al., 1985) onde o valor da resistência r_0 , representada no modelo r_e da Figura 12, é considerado muito grande ($r_0 \rightarrow \infty$), o que praticamente anula a inclinação na região ativa. Dessa forma, fatorando por r_0 e fazendo-o tender a infinito:

$$\frac{V_i}{I_i} = \frac{(R_2 X_{C_1} + R_2 \beta r_e + X_{C_1} \beta r_e) R_1}{X_{C_1} \left(R_1(1 + \beta) - R_2 \left(1 + \frac{R_1}{r_0} \right) - \beta r_e \left(1 + \frac{R_1}{r_0} \right) \right) + \beta r_e \left((R_1 - R_2) - \frac{R_1 R_2}{r_0} \right)} \quad (8)$$

$$\lim_{r_0 \rightarrow \infty} \left(\frac{V_i}{I_i} \right) = \frac{(R_2 X_{C_1} + R_2 \beta r_e + X_{C_1} \beta r_e) R_1}{X_{C_1} (R_1(1 + \beta) - R_2 - \beta r_e) + \beta r_e (R_1 - R_2)} \quad (9)$$

Reordenando para separar os termos em X_{C_1} , obtém-se:

$$\frac{V_i}{I_i} = \frac{(R_2 X_{C_1} + R_2 \beta r_e + X_{C_1} \beta r_e) R_1}{X_{C_1} (R_1 (1 + \beta) - (R_2 + \beta r_e)) + \beta r_e (R_1 - R_2)} \quad (10)$$

Nomeando-se $H = \beta r_e (R_1 - R_2)$ e observando-se que R_1 e R_2 são arbitrários, pode-se determiná-los de tal forma que V_i/I_i assuma natureza indutiva. Para tal, é suficiente que $H = 0$, como segue:

$$H = \beta r_e (R_1 - R_2) = 0 \leftrightarrow R_1 = R_2 \quad (11)$$

Para $R_1 = R_2$ e $H = 0$ na Equação 10, tem-se:

$$\frac{V_i}{I_i} = \frac{R_1^2 X_{C_1} + R_1^2 \beta r_e + X_{C_1} R_1 \beta r_e}{X_{C_1} (R_1 + \beta R_1 - R_1 - \beta r_e)} \quad (12)$$

Manipulando a Equação 12, tem-se:

$$\frac{V_i}{I_i} = \frac{X_{C_1} (R_1^2 + R_1 \beta r_e) + R_1^2 \beta r_e}{X_{C_1} (\beta (R_1 - r_e))} \quad (13)$$

Aplicando-se $X_{C_1} = 1/j\omega C_1$ na Equação 13 e separando as frações:

$$\frac{V_i}{I_i} = \frac{R_1^2 + R_1 \beta r_e}{(\beta (R_1 - r_e))} + \frac{R_1^2 r_e}{\frac{1}{j\omega C_1} (R_1 - r_e)} \quad (14)$$

Manipulando a Equação 14 para identificar a impedância do circuito, tem-se:

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = R + jX_L = R + j\omega L \quad (15)$$

Dessa forma,

$$R = \frac{R_1^2 + R_1 \beta r_e}{(\beta (R_1 - r_e))} \quad (16)$$

$$L = \frac{C_1 R_1^2 r_e}{(R_1 - r_e)} \quad (17)$$

Onde, $r_e = V_T/I_E$, sendo: V_T a tensão de origem térmica e I_E é a corrente no emissor que depende da polarização DC.

4.2.1 OBTENÇÃO DE r_e : POLARIZAÇÃO DC

Delgado (2021) aponta que para realização dos cálculos da polarização DC deve-se retirar do circuito a entrada V_i e impor frequência nula, portanto, reatância capacitiva infinita ($\omega \rightarrow 0; X_C = 1/j\omega C \rightarrow \infty$), configurando circuito aberto. Sendo assim, reorganizando o circuito na Figura 13, obtém-se:

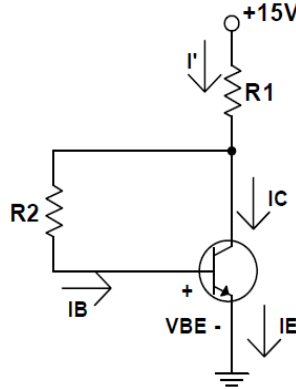


Figura 13: Polarização DC para o circuito eletrônico do indutor sintético.

Fonte: Delgado (2021)

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff na malha da base, obtém-se:

$$V_{CC} - I'R_1 - I_BR_2 - V_{BE} = 0 \quad (18)$$

Adotando $V'_{CC} = V_{CC} - V_{BE}$ e como $I' = I_C + I_B$, obtém-se:

$$V'_{CC} - (I_C + I_B)R_1 - I_BR_2 = 0 \quad (19)$$

$$V'_{CC} - (R_1 + R_2)I_B - R_1I_C = 0 \quad (20)$$

No transistor NPN $I_B = I_E/(\beta + 1)$ e $I_C = \beta I_B = \beta I_E/(\beta + 1)$. Substituindo na Equação 20:

$$V'_{CC} - (R_1 + R_2) \frac{I_E}{(\beta + 1)} - R_1 \frac{\beta I_E}{(\beta + 1)} = 0 \quad (21)$$

$$V'_{CC} - \left(\frac{R_1 + R_2}{(\beta + 1)} + \frac{R_1 \beta}{(\beta + 1)} \right) I_E = 0 \quad (22)$$

$$V'_{CC} - \left(\left(\frac{1}{(\beta + 1)} + \frac{\beta}{(\beta + 1)} \right) R_1 + \frac{R_2}{(\beta + 1)} \right) I_E = 0 \quad (23)$$

$$V'_{CC} - \left(\frac{R_1(\beta + 1) + R_2}{(\beta + 1)} \right) I_E = 0 \quad (24)$$

Manipulando a Equação 24 para a obtenção de I_E :

$$I_E = \frac{(\beta + 1)V'_{CC}}{(R_1(\beta + 1) + R_2)} \quad (25)$$

Aplicando r_e usando a Equação 26, obtém-se:

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} \quad (26)$$

$$r_e = \frac{V_T(R_1(\beta + 1) + R_2)}{(\beta + 1)V'_{CC}} \quad (27)$$

Recordando que $R_2 = R_1$ e aplicando na Equação 27, obtém-se:

$$r_e = \frac{V_T R_1 (\beta + 2)}{V'_{CC} (\beta + 1)} \quad (28)$$

4.2.2 IMPEDÂNCIA GERADA PELO ÍNDUTOR SINTÉTICO

Aplicando r_e na Equação 16, tem-se:

$$R = \frac{R_1^2 + R_1\beta r_e}{(\beta(R_1 - r_e))} = \frac{R_1^2 + R_1\beta r_e}{\beta \left(R_1 - \frac{V_T R_1 (\beta + 2)}{V'_{CC} (\beta + 1)} \right)} \quad (29)$$

$$R = \frac{R_1 + \beta r_e}{\beta \left(1 - \frac{V_T (\beta + 2)}{V'_{CC} (\beta + 1)} \right)} \quad (30)$$

Para se garantir $R > 0$, tem-se que:

$$1 - \frac{V_T (\beta + 2)}{V'_{CC} (\beta + 1)} > 0 \quad (31)$$

$$\frac{V_T (\beta + 2)}{V'_{CC} (\beta + 1)} < 1 \rightarrow V_T (\beta + 2) < V'_{CC} (\beta + 1) \quad (32)$$

Condição garantida, já que $V'_{CC} \gg V_T$, geralmente 10^3 vezes maior. Portanto, satisfaz a Equação 30.

Para a reatância indutiva (Equação 17), tem-se:

$$X_L = j\omega L = j\omega C_1 \left(\frac{R_1^2 r_e}{(R_1 - r_e)} \right) \quad (33)$$

Dividindo a Equação 33 por r_e , obtém-se:

$$X_L = j\omega C_1 \left(\frac{R_1^2}{\frac{R_1}{r_e} - 1} \right) \quad (34)$$

Aplicando r_e na Equação 34, tem-se:

$$X_L = j\omega C_1 \left(\frac{R_1^2}{\frac{R_1}{\frac{V_T R_1 (\beta + 2)}{V'_{CC} (\beta + 1)} - 1}} \right) \quad (35)$$

Manipulando a Equação 35, obtém-se:

$$X_L = j\omega C_1 R_1^2 \left(\frac{1}{\frac{V'_{CC} (\beta + 1)}{V_T (\beta + 2)} - 1} \right) \quad (36)$$

Para que $X_L > 0$, mantendo-se assim o caráter indutivo, tem-se:

$$\frac{V'_{CC} (\beta + 1)}{V_T (\beta + 2)} - 1 > 0 \quad (37)$$

$$\frac{V'_{CC} (\beta + 1)}{V_T (\beta + 2)} > 1 \quad (38)$$

Condição garantida, já que $V'_{CC} \gg V_T$.

Por conveniência, optou-se por adotar δ (delta minúsculo) da seguinte forma:

$$\delta = \frac{r_e}{R_1} = \frac{V_T (\beta + 2)}{V'_{CC} (\beta + 1)} \quad (39)$$

Assim,

$$R_s = \frac{R_1 + \beta r_e}{\left(\beta \left(1 - \frac{r_e}{R_1} \right) \right)} = \frac{R_1 (1 + \beta \delta)}{\beta (1 - \delta)} \quad (40)$$

$$X_L = j\omega \frac{C_1 R_1 r_e}{\left(1 - \frac{r_e}{R_1}\right)} \rightarrow L = \frac{C_1 R_1^2 \delta}{(1 - \delta)} \quad (41)$$

Analisando as Equações 40 e 41, nota-se que o circuito mapeado gera impedância com parte real R_s e parte imaginária com reatância indutiva, atendendo ao perfil $X_L = j\omega L$.

Os parâmetros discretos para circuitos de indutores sintéticos apresentam não linearidades provenientes das aproximações do comportamento eletromecânico do transdutor piezelétrico como aponta Erturk (2006) e das características dos próprios elementos do circuito que levam a sintonia do casamento de impedância a uma perda de desempenho que só seria modelável ao incluir equações de mobilidade eletrônica das junções semicondutoras.

CAPÍTULO 5

PROJETO EXPERIMENTAL

O presente trabalho consiste na continuação dos estudos iniciados por Vicente (2019) e Delgado (2021), portanto, para o projeto experimental utilizou-se de dados adquiridos nos trabalhos anteriores bem como novos dados obtidos no desenvolvimento deste. Neste capítulo são descritos os métodos e os materiais utilizados na etapa experimental do desenvolvimento.

5.1 CIRCUITO TRANSISTORIZADO PARA COLHEITA DE ENERGIA DE VIBRAÇÕES

Conforme mostrado na seção 2.3 deste trabalho, adotou-se a configuração de circuito RLC série (circuito ressonante) na construção do circuito de colheita de energia para atingir a máxima transferência de potência. No Capítulo 4, evidenciou-se que para a aplicação sugerida neste estudo a operação em baixas frequências torna a utilização de indutores convencionais baseados em espiras inviável. Além disso, sugeriu-se a utilização de um indutor sintético para substituir o convencional nesse circuito.

Dessa forma, a topologia final do circuito para colheita de energia proposta é constituída por: um transdutor piezelétrico, representado por uma fonte de tensão (V_{PZT}) em série com uma capacitância (C_{PZT}) e uma resistência (R_{PZT}); uma carga resistiva (R_{LOAD}); e um indutor sintético transistorizado. Na Figura 14, é representado o circuito transistorizado de colheita.

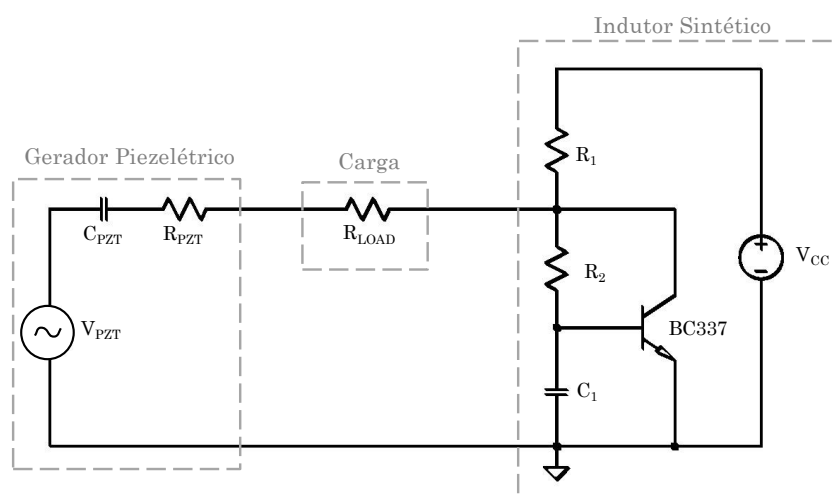


Figura 14: Representação do circuito transistorizado de colheita de energia.

Fonte: Autor.

5.1.1 TRANSDUTOR PIEZELÉTRICO

Utilizou-se um medidor de magnitudes elétricas específicas LCR para medir com precisão o valor da impedância do transdutor piezelétrico. A impedância medida foi de $Z_{PZT} = 314,87 - j13875,42 \, \Omega$, sob a frequência de teste ajustada a 100Hz. A medição aferida confere os valores apontados por Vicente (2019) e Delgado (2021) e confirma o comportamento capacitivo do material piezelétrico. O circuito ajustado aos valores medidos pode ser observado na Figura 15.

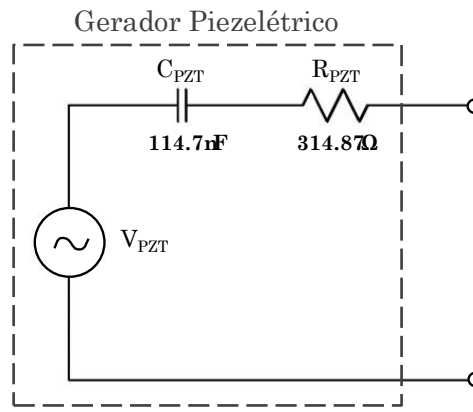


Figura 15: Circuito equivalente do gerador piezelétrico com seus respectivos valores.

Fonte: Autor.

5.1.2 CIRCUITO DE INDUTOR SINTÉTICO TRANSISTORIZADO

No Capítulo 4 equacionou-se o indutor sintético transistorizado e analisou-se seu comportamento. Como já mencionado, para a máxima transferência de potência do circuito ressonador é necessário que as reatâncias (capacitiva e indutiva) sejam equivalentes. Dessa forma, para calcular os valores equivalentes de indutância utilizou-se a Equação (42).

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_{PZT}} \quad (42)$$

Onde L é a indutância necessária para o casamento de impedâncias, f é a frequência na qual opera o circuito e C_{PZT} é capacitância equivalente do gerador piezelétrico. A Equação (42) evidencia que a indutância equivalente é dependente da frequência na qual opera o circuito.

Dessa forma, na Figura 16 pode-se observar a curva do comportamento da indutância para a variação da frequência.

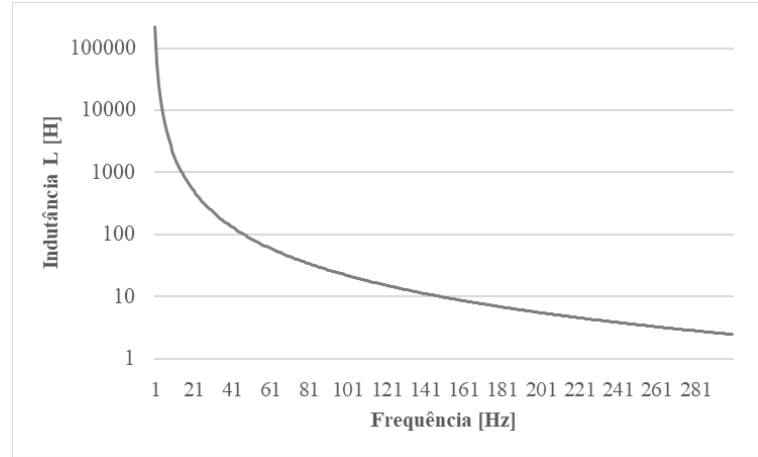


Figura 16: Gráfico dos valores de indutância para diferentes frequências.

Fonte: Autor.

Para definir o valor dos elementos que compõe o indutor sintético transistorizado, é necessário estabelecer, além da indutância desejada, os componentes a serem utilizados na sua configuração. O transistor utilizado no projeto experimental foi o BJT configuração NPN (*sinking*) modelo BC337-40, com ganho (β) médio de 400.

A partir dos dados do transistor escolhido é possível calcular o valor da constante δ , conforme as Equações (43) e (44). A tensão térmica (V_T) considerada foi de 26mV que é o valor aproximado para transistores BJ operando a 25°C.

$$\delta = \frac{V_T(\beta + 2)}{V'_{CC}(\beta + 1)} = \frac{0,026(400 + 2)}{V'_{CC}(400 + 1)} \quad (43)$$

$$\delta = \frac{0,026065}{V'_{CC}} \quad (44)$$

Observa-se na Equação (44) que a tensão de alimentação do circuito (V_{CC}) é inversamente proporcional à constante δ do equacionamento. Na Figura 17, pode-se visualizar a curva característica do comportamento de δ conforme a variação da tensão de alimentação do indutor sintético.

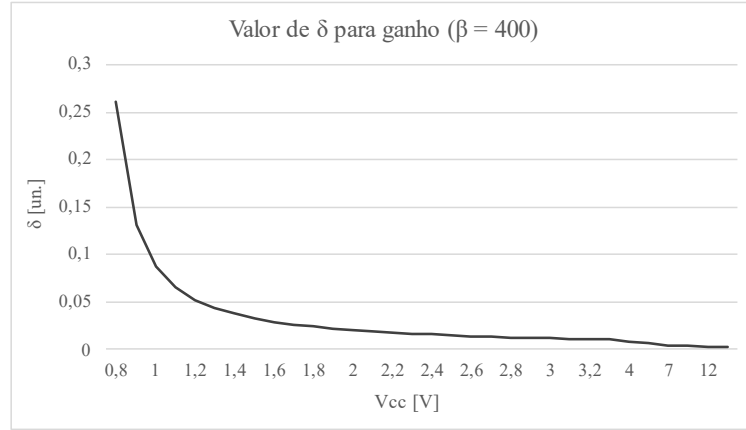


Figura 17: Gráfico dos valores de δ para diferentes tensões de alimentação.

Fonte: Autor.

Ao definir a constante δ , pode-se calcular as resistências constituintes do circuito (R_1 e R_2). Para isso, é necessário definir o capacitor C_1 , considerando os valores comerciais disponíveis no mercado. Nota-se, na Equação (45), que ao isolar R_1 obtém-se:

$$R_1 = \sqrt{\frac{L(1 - \delta)}{C_1 \delta}} \quad (45)$$

Através da Equação (45), é possível calcular os valores correspondentes de R_1 conforme a tensão de alimentação V_{CC} e a capacitância C_1 . Na Figura 18, é apresentada a curva correspondente aos valores de R_1 para diferentes valores comerciais de capacitores e valores convencionais de baterias. Escolheu-se a frequência de 100Hz para a base dos cálculos.

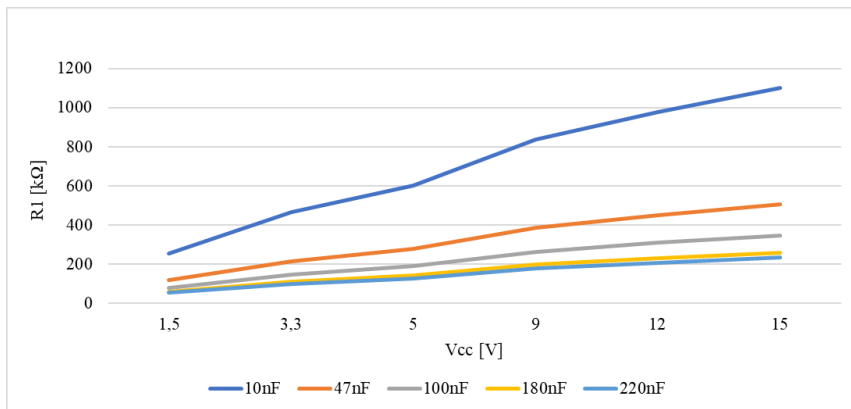


Figura 18: Valores de R_1 para diferentes C_1 e V_{CC} a 100Hz.

Fonte: Autor.

Nota-se que os valores de resistência são elevados, variando na faixa das centenas de $k\Omega$ a $M\Omega$. Esses valores aumentam proporcionalmente conforme a tensão de alimentação cresce e diminuem com o aumento da capacitância. Dessa maneira, é possível realizar ajustes nos valores de R_I a fim de evitar que se tornem excessivamente altos e comprometam o funcionamento adequado do circuito.

Após definir os parâmetros do circuito do indutor sintético, realizou-se um teste comparativo entre o circuito ideal (Figura 5) e o circuito proposto neste trabalho (Figura 14) utilizando o *software LTspice*. Os resultados obtidos estão apresentados na Figura 19.

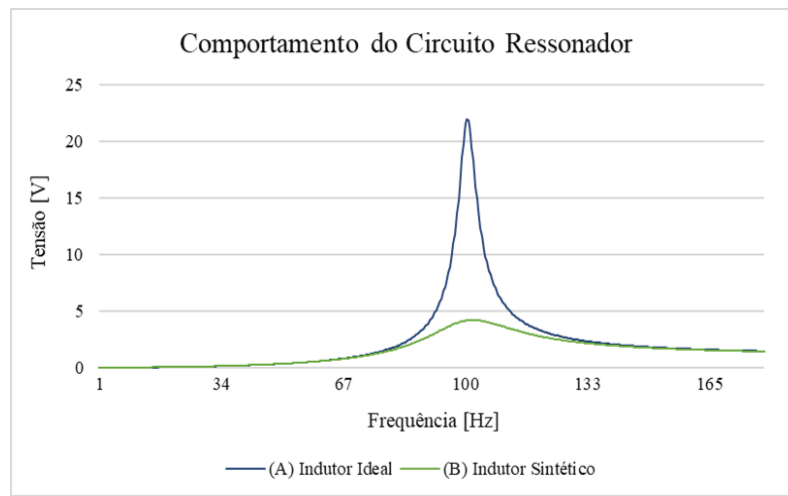


Figura 19: Curva de comportamento do circuito ressonador no domínio da frequência.

(A) circuito com indutor ideal; (B) circuito com indutor sintético.

Fonte: Autor.

Verifica-se que o comportamento dos circuitos (A) e (B) é similar no domínio da frequência, o que evidencia a equivalência do indutor sintético. No entanto, há grande diferença entre as amplitudes de saída. O circuito (A) apresenta elevado ganho de tensão, enquanto o circuito (B), apesar de possuir ganho de tensão, reproduz valores muito menores. Esta diferença se dá devido ao fator Q do circuito ressonante, representado pela Equação (46).

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (46)$$

Onde $R = 2R_{PZT}$, $C = C_{PZT}$, L é a indutância equivalente e Q é o fator de qualidade ou fator de amortecimento do circuito. Para (A), obteve-se fator $Q \approx 22,03$, enquanto que para (B),

por aproximação nos testes práticos, concluiu-se que emula o limite de aproximadamente $Q \approx 4,18$. A comparação dos circuitos é demonstrada na Figura 20.

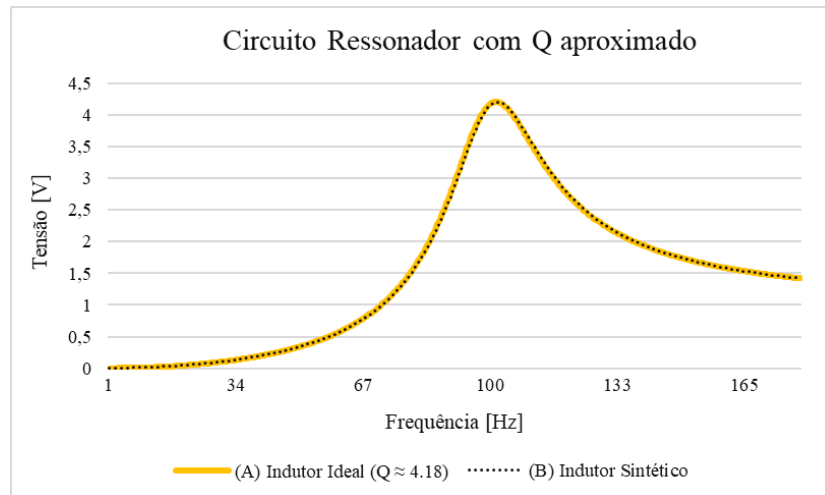


Figura 20: Circuito ressonador com fatores de qualidade (Q) aproximados.

(A) circuito com indutor ideal ($Q \approx 4,18$); (B) circuito com indutor sintético.

Fonte: Autor.

Os resultados dos cálculos confirmam a característica dos circuitos ressonadores de apresentar ganho de tensão proporcional ao fator Q , associado também ao estreitamento da largura da banda passante. Além disso, percebe-se que o circuito proposto neste trabalho, apesar de limitado, veridicamente emula o comportamento de um elemento indutor real dentro da faixa do fator de qualidade ajustado.

A partir da perspectiva do fator Q examinado, analisou-se a melhor opção de capacitor comercial para o circuito. Para isso, o fator de qualidade de cada configuração do indutor sintético estudado foi comparado, a fim de verificar qual opção de capacitância responderia melhor na análise de varredura em frequência do circuito.

Dessa forma, verificou-se as curvas características dos circuitos compostos por 5 diferentes capacitâncias: 10nF, 47nF, 100nF, 180nF e 220nF. Além disso, a curva característica do circuito com indutor ideal foi incluída para verificar o valor máximo de Q que o circuito é capaz de emular. Esses dados foram considerados para um circuito excitado a 1V, na faixa de 1 a 300Hz, ressonando a 100Hz e com o indutor sintético alimentado a 5V. Pode-se visualizar o gráfico comparativo na Figura 21.

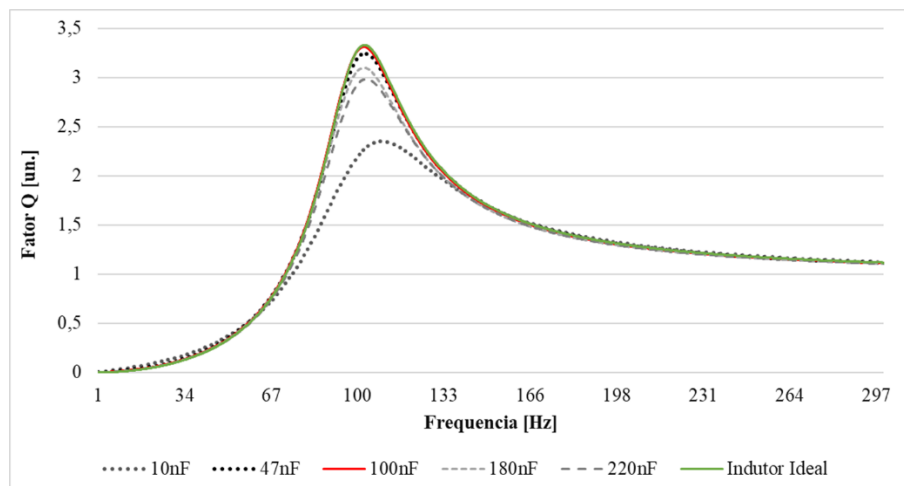


Figura 21: Curva de comportamento do indutor sintético para diferentes C_1 .

Fonte: Autor.

Observa-se que a configuração que apresentou o resultado mais satisfatório foi aquela constituída do capacitor de 100nF. Os outros casos apresentaram menor fator de qualidade tanto para valores maiores quanto para valores menores de capacitância. Essa característica do circuito foi testada e validada para outras frequências de operação e outras tensões de alimentação. Em consequência disso, fixou-se a capacitância para o circuito do indutor sintético deste trabalho a 100nF.

Após determinar C_1 , o fator remanescente para definir R_1 é a tensão de alimentação do indutor sintético. Para essa finalidade, ilustrou-se a curva característica de R_1 para diferentes valores de V_{CC} , Figura 22.

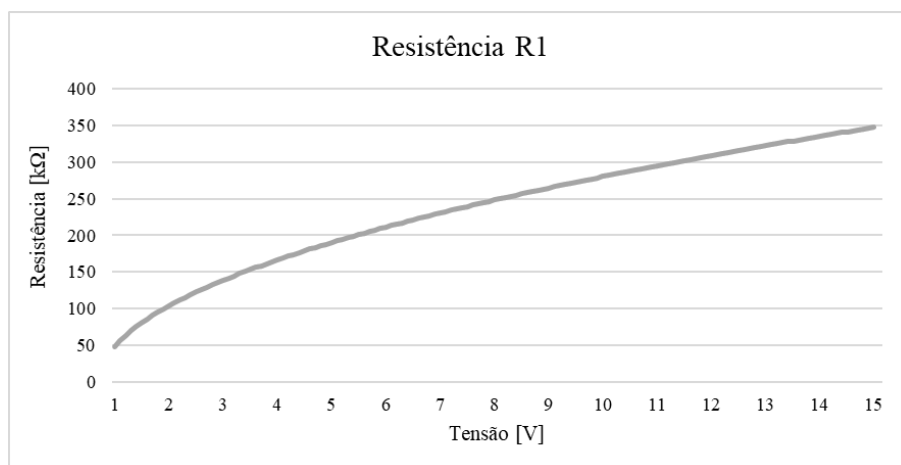


Figura 22: Comportamento de R_1 para diferentes tensões de alimentação V_{CC} .

Fonte: Autor.

Percebe-se que apenas a partir de 2V, a curva característica da resistência começa a mostrar certa linearidade, indicando um comportamento distinto do circuito nessa faixa. Essa observação é confirmada pelos testes realizados, nos quais a capacitância de 47nF apresentou o melhor desempenho, em contraste com as outras opções mencionadas anteriormente.

Dessa forma, para determinar a tensão de alimentação do indutor sintético é necessário excluir as faixas de tensão que não atendem os valores convencionais de baterias e os intervalos de linearidade do circuito.

5.1.3 CARGA R_L

A resistência da carga para o circuito de colheita de energia será determinada pela diferença entre a resistência do transdutor piezelétrico e a resistência do indutor sintético transistorizado, conforme indicado pela Equação (47).

$$R_L = R_{PZT} - R_s \quad (47)$$

Como visto na Equação (40), o indutor sintético transistorizado gera impedância com parte real, isto é, um resistor em série com a reatância indutiva simulada, o que é representado na Equação (47) por R_s .

5.2 BANCADA EXPERIMENTAL

Montou-se uma bancada experimental com o objetivo de obter sinais de tensão gerados pelo elemento piezelétrico com características de esforços mecânicos e vibrações propagadas por estruturas. Essa bancada consiste em uma viga engastada, um elemento piezelétrico e um gerador de vibrações mecânicas. Por meio dessa configuração, foi possível realizar simulações mais precisas do ambiente de operação real, uma vez que os sinais foram obtidos diretamente do sistema físico utilizando um osciloscópio. Na Figura 23 é exibida a bancada experimental em funcionamento.

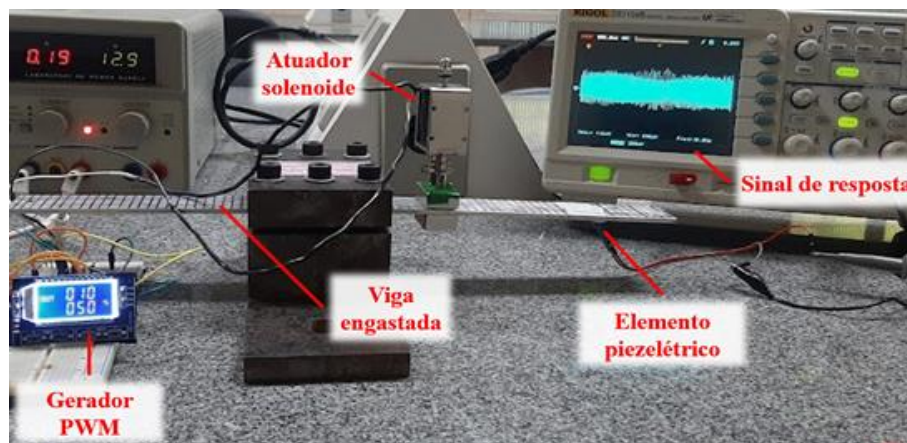


Figura 23: Bancada experimental em funcionamento.

Fonte: Autor.

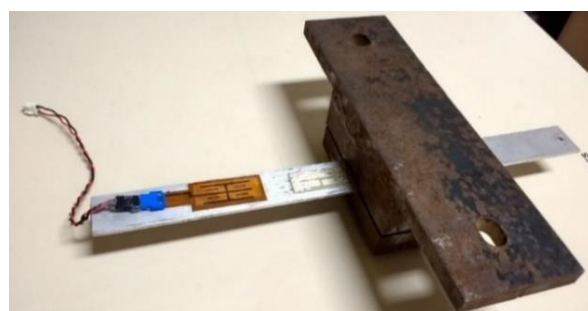
5.2.1 VIGA EM BALANÇO

Para a captação de vibrações mecânicas o material piezelétrico deve estar acoplado a uma estrutura mecânica que transmita as deformações pra o mesmo, evidenciado no Capítulo 2 deste trabalho. Como já citado na seção 2.2, a configuração de viga em balanço é amplamente utilizada nesse tipo de aplicação.

Dessa forma, neste trabalho utilizou-se de uma viga em aço engastada (381 x 32 x 3 mm), na qual uma das extremidades foi fixada através de um suporte rígido de ferro e a outra permaneceu livre. Após a fixação, o comprimento da viga disponível sujeito a vibrações foi de 180 mm. O sistema é mostrado na Figura 24 (a). Uma película de material piezoelétrico foi aplicada à viga, estando acoplada à sua parte inferior, observada na Figura 24 (b).



(a)



(b)

Figura 24: Estrutura mecânica. (a) viga em balanço; (b) piezelétrico acoplado à viga.

Fonte: Adaptado de Delgado (2021).

5.2.2 PASTILHA PIEZELÉTRICA

Para os testes práticos de excitações mecânicas utilizou-se o piezo-transdutor *QuickPack®* QP16N, Figura 25, da fabricante norte-americana *Midé®*.

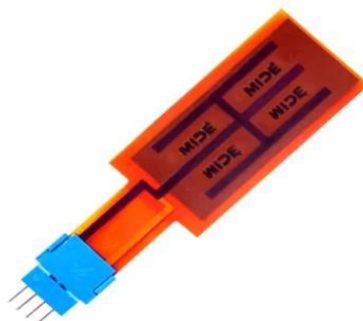


Figura 25: Transdutor piezoeletrico utilizado QP16N.

Fonte: Adaptado de Midé (2014).

Na Tabela 1 pode-se observar os parâmetros elétricos, geométricos e as propriedades do modelo escolhido.

Tabela 1 - Parâmetros do material piezoeletrico QP16N.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Comprimento	L	2" (50,8mm)
Largura	W	1" (25,4mm)
Espessura	t	0,01" (254µm)
Comprimento	L	1,81" (45,97mm)
Largura	W	0,81" (20,57mm)
Espessura	t	0,006" (152,4µm)
Capacitância	C _{PZT}	125 nF
Constante de Deformação	d ₃₃	350 pC/N ou pm/V
Constante de Deformação	d ₃₁	-179 pC/N ou pm/V
Tensão Máxima	V _{MÁX}	±120 VDC

Fonte: Adaptado de Delgado (2021).

5.2.3 GERADOR DE VIBRAÇÕES MECÂNICAS

Para produzir excitações mecânicas controladas em frequência fez-se necessário desenvolver um gerador de vibrações mecânicas. Para isso, utilizou-se de um módulo gerador PWM (Figura 26), operando como acionamento, ligado a um transistor e um diodo *by-pass*, e um atuador linear solenoide (Figura 27), responsável por produzir as excitações mecânicas a faixas de frequência controlada.



Figura 26: Módulo gerador PWM.

Fonte: Adaptado de Drok®.

O módulo gerador PWM é um dispositivo que converte um sinal de entrada DC em um sinal de saída em pulsos quadrados. Neste trabalho, foi empregado o modelo XY-LPWM, fabricado pela *Gamma*, para acionar o atuador linear solenoide. Esse módulo apresenta duas entradas capazes de receber sinais de 3,3V a 30V, uma porta de comunicação serial, uma tela LCD, botões para controlar a frequência de saída e fator de trabalho, além de duas saídas de sinal PWM com a mesma amplitude da entrada e frequência ajustável de 1Hz a 150kHz.



Figura 27: Atuador linear solenoide.

Fonte: Autor.

Para converter os sinais elétricos em trabalho mecânico foi utilizado um atuador linear solenoide. Esse tipo de atuador opera por meio de uma bobina que, ao ser percorrida por uma corrente elétrica, gera um campo magnético capaz de movimentar uma haste de metal ferromagnético ao longo de um percurso determinado. Geralmente, esse tipo de atuador também possui uma mola de retorno para levar a haste de volta à posição inicial, como pode ser observado na Figura 27 acima.

O atuador empregado neste trabalho foi o WL-1040B, da fabricante *PROWEALEA*, que opera a 24V, com corrente nominal de 800mA, curso máximo de 12mm e capacidade de aplicar força na faixa de 2 a 40N.

O módulo PWM não possui capacidade de corrente suficiente para acionar o atuador solenoide. Dessa forma, fez-se necessário utilizar de um circuito de potência. O circuito utilizado consiste em um chaveamento eletrônico por meio de um transistor acionado pela saída módulo PWM. O atuador solenoide foi ligado ao coletor em paralelo com um diodo *by-pass*. A inclusão do diodo *by-pass* no circuito do atuador é essencial, uma vez que, por ser um indutor, ao ser chaveado, ele induz uma corrente contrária que pode danificar os componentes.

Para fixar o atuador à viga engastada utilizou-se de um par de ímãs de neodímio N35 com fluxo magnético de 3600 Gauss. Esses ímãs foram utilizados para manter o atuador preso à viga durante os testes de vibração transmitida propagada na estrutura. Além de sustentação, os ímãs forneceram mais fluxo magnético ao atuador a fim de mitigar as interferências mecânicas que afetam a geração de vibrações na frequência desejada. Esse encaixe pode ser observado na Figura 28.

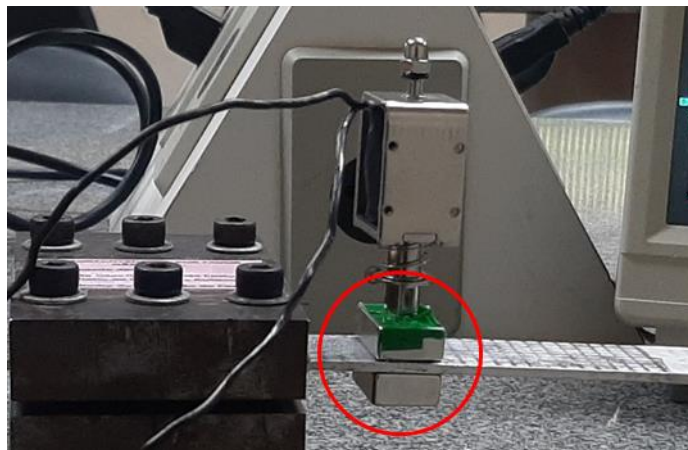


Figura 28: Encaixe do atuador linear solenoide à viga por meio de ímãs.

Fonte: Autor.

A integração de todos os elementos do gerador de vibrações é ilustrada pelo modelo esquemático na Figura 29.

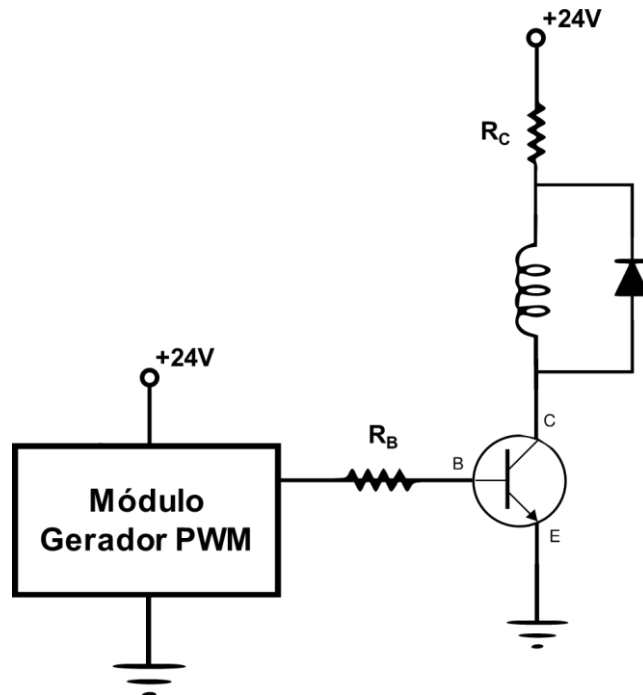


Figura 29: Modelo esquemático representativo do gerador de vibrações mecânicas.

Fonte: Autor.

O modelo esquemático representa o circuito utilizado onde a fonte de tensão foi conectada a um resistor de $1\text{k}\Omega$ (R_C), seguido do atuador linear solenoide em paralelo com um diodo, 1N4007, conectado ao coletor. O chaveamento foi acionado pelo módulo PWM, ligado ao terminal da base com um resistor de $10\text{k}\Omega$ (R_B) e com o emissor aterrado.

5.3 PROCESSAMENTO DOS SINAIS OBTIDOS

Por meio da bancada experimental desenvolvida, foi possível gerar os sinais elétricos correspondentes às excitações mecânicas. Para obter os sinais de saída do transdutor piezelétrico, utilizou-se um osciloscópio, por meio do qual foram registrados os vetores correspondentes aos testes mecânicos em formato .csv (*comma-separated values*).

Em seguida, para garantir uma melhor precisão nos dados obtidos, separou-se e tratou-se 5 sinais, totalizando 3000 dados para cada amostra e calculou-se a média dos sinais de saída do piezo-transdutor. Para a análise computacional, considerou-se cinco diferentes amostras de sinal obtidos sendo: impacto unitário, impacto a 1Hz, impacto a 10Hz, impactos a 100Hz, impactos a 200Hz, impactos a 300Hz, vibração transmitida pela estrutura a 10Hz, a 60Hz e a 100Hz. As amostras foram convertidas em sinais digitais e podem ser observadas na Figura 30.

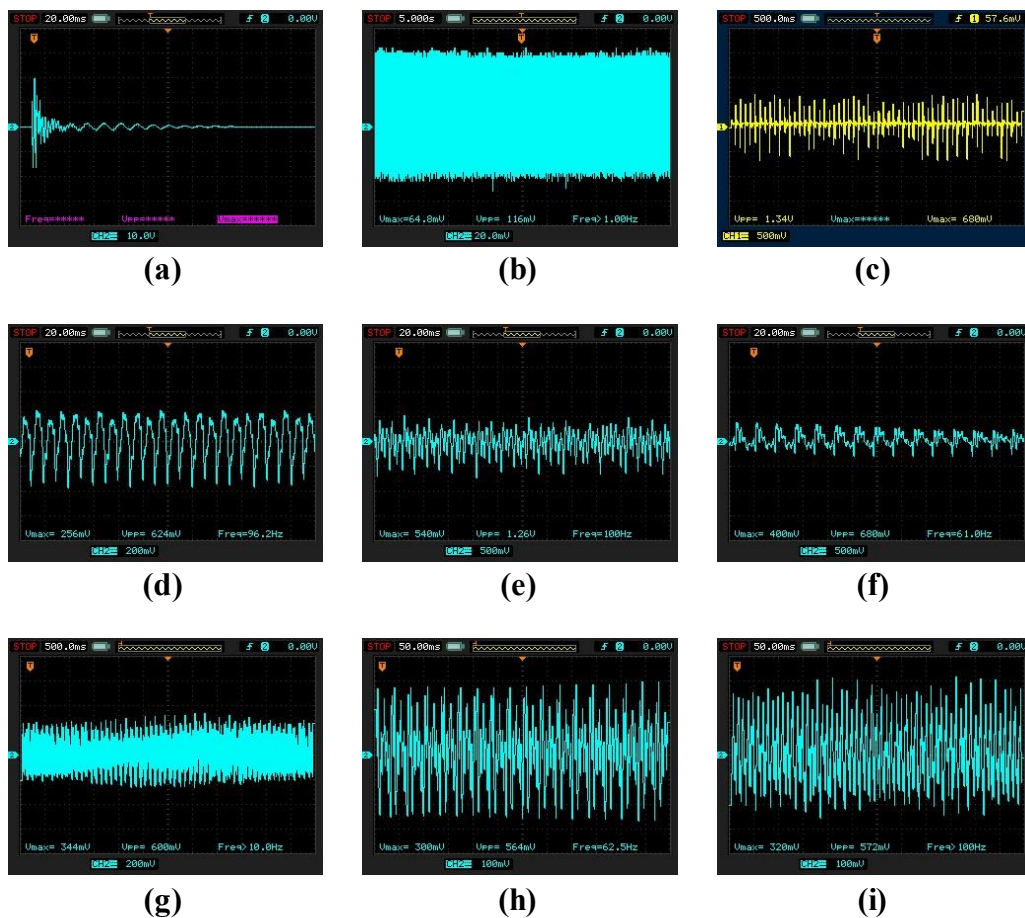


Figura 30: Amostras de vibrações: (a) impacto unitário; (b) impacto 1Hz; (c) impacto 10Hz; (d) impactos 100Hz; (e) impactos 200Hz; (f) impactos 300Hz; (g) transmitida 10Hz; (h) transmitida 60Hz; (i) transmitida 100Hz.

Fonte: Autor.

É importante destacar que, devido às condições de operação da bancada experimental, as amplitudes de saída do elemento piezelétrico, especialmente nas amostras de vibração transmitida, são baixas. Isso ocorre devido ao trabalho mecânico limitado que o atuador linear solenoide é capaz de executar em frequências acima de 10 Hz.

5.4 SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

Para as simulações computacionais deste trabalho utilizou-se o *software LTspice®* versão 17.1.8, produzido pelo fabricante de semicondutores *Analog Devices*, conforme mostra a Figura 31. O *LTspice®* é uma poderosa ferramenta de simulação de circuitos analógicos que combina recursos de captura esquemática, simulação e visualização de formas de onda. É um *software* SPICE de alta qualidade, rápido e gratuito, projetado para aprimorar a precisão e a eficiência na análise de circuitos eletrônicos.

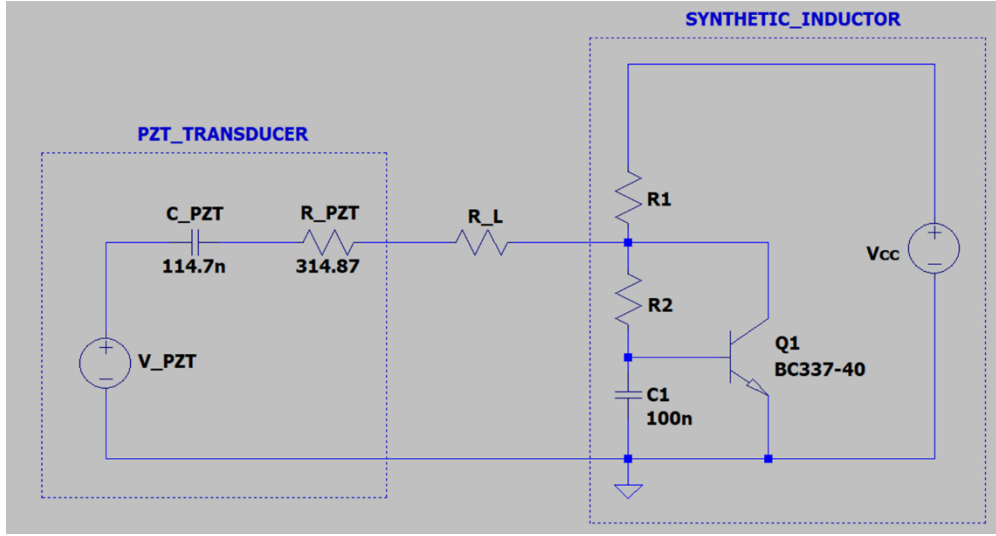


Figura 31: Circuito de colheita de energia no ambiente de simulação do LTspice®.

Fonte: Autor.

Através desta ferramenta foi possível testar e visualizar o comportamento do indutor sintético assim como obter os sinais de saída do circuito necessários para atestar seu funcionamento. As variáveis consideradas na análise do circuito foram: tensão de entrada (V_{PZT}) e tensão sobre a carga (V_{RL}).

A partir dos dados relevantes obtidos, foram realizados cálculos para determinar a potência máxima, Equação (48), e potência média, Equação (49). A potência máxima representa a maior quantidade de potência entregue à carga pelo circuito de colheita. Por outro lado, a potência média indica o valor constante de potência fornecida à carga durante o tempo de simulação. Além disso, outros parâmetros avaliados incluíram a energia acumulada, Equação (50), que corresponde à soma total de energia transferida para a carga, e a energia por pulso, Equação (51), que representa a quantidade de energia transferida por ciclo.

$$P_{m\acute{a}x} = \frac{V_{m\acute{a}x}^2}{R_L} \quad (48)$$

$$P_{m\acute{e}d} = \frac{\sum_{i=1}^{N_{pts}} \frac{V_i^2}{R_L}}{N_{pts}} \quad (49)$$

$$E_{acum} = \sum_{i=2}^{Npts} \Delta t \left(\frac{P_i + P_{i-1}}{2} \right) \quad (50)$$

$$E_{pp} = \frac{E_{acum}}{Npul} \quad (51)$$

Todos os cálculos de potência e energia foram realizados por meio da ferramenta *Scilab*, versão 2023.0.0. O *Scilab* é um *software* de código aberto para cálculos numéricos e análise numérica. Ele oferece recursos para cálculos matriciais, visualização de dados, manipulação de funções, solução de equações, simulação de sistemas dinâmicos e outros. É uma ferramenta amplamente utilizada por pesquisadores, engenheiros e estudantes para modelagem, simulação e análise numérica.

CAPÍTULO 6

RESULTADOS

Com base nos dados coletados por meio da bancada experimental e das simulações computacionais do circuito de colheita de energia, apresentados no capítulo anterior, foram obtidos resultados relacionados à geração e ao consumo de energia relativos ao sistema. No presente capítulo, tais resultados serão apresentados e discutidos.

6.1 ANÁLISE DOS DADOS EXTRAÍDOS COM PIEZO

O dimensionamento do circuito de colheita de energia requer a análise dos sinais obtidos diretamente do piezo-transdutor no domínio da frequência. Essa análise tem como objetivo identificar as características do sinal e determinar a frequência de ressonância na qual a amplitude do sinal de saída é maximizada. Essa informação é essencial para parametrizar o circuito de colheita de energia visando a máxima eficiência na conversão da energia disponível.

Dessa forma, antes de iniciar os ensaios com o circuito na simulação computacional, foi necessário definir e seguir um roteiro de seleção dos dados para mitigar erros de análise. O processo realizado nessa etapa pode ser observado no diagrama da Figura 32.

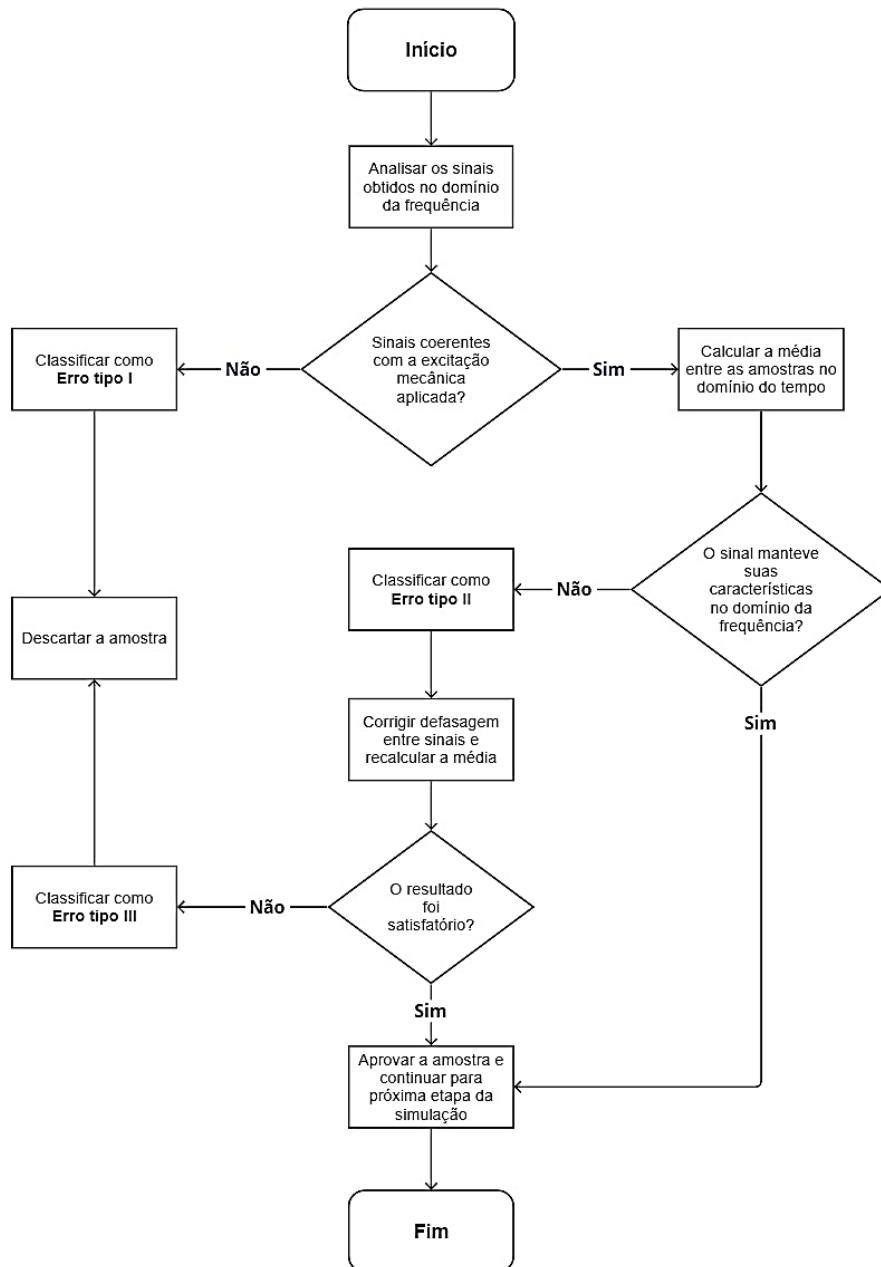


Figura 32: Fluxograma da análise inicial dos dados extraídos do piezelétrico via osciloscópio.

Fonte: Autor.

6.1.1 TRATAMENTO DOS DADOS E CONSTATAÇÃO DE ERROS

Inicialmente, analisou-se os sinais extraídos do piezelétrico no regime da frequência para definir se os dados eram coerentes de acordo com as excitações mecânicas aplicadas. Dessa forma foi possível realizar a primeira triagem dos dados.

Por meio de um vetor PWL (linear por partes), gerou-se um gráfico de cada amostra de sinal extraído através do *software LTSpice®*. Uma das funções do *software* é gerar a FFT

(transformada rápida de Fourier) do sinal. A transformada de Fourier é um método matemático que possibilita a decomposição de um sinal complexo em suas componentes de frequência, revelando, assim, a contribuição de cada frequência no sinal original.

Através da FFT gerada, foi possível verificar, no espectro do sinal, quais eram as frequências que portavam maiores amplitudes de tensão e, conseqüentemente, mais energia. Dessa forma, se a transformada de Fourier do sinal mostrasse que a frequência com maiores amplitudes estivesse de acordo com a frequência de excitação do gerador de vibrações, então as amostras seguiam para a etapa seguinte de seleção dos dados. Caso contrário, as amostras eram classificadas como erro tipo I e descartadas.

O primeiro erro encontrado na obtenção das amostras, erro tipo I, surge das características mecânicas do sistema. Ele ocorre, pois, a vibração aplicada à viga equiparou-se à frequência natural do sistema. Portanto, a viga agiu como um agente amortecedor que absorveu a energia aplicada pelo gerador de vibrações e apenas ruídos remanescentes mantiveram suas características quando convertidos pelo elemento piezelétrico.

Verificou-se que as excitações periódicas de impacto na viga foram as mais afetadas por esse erro, o que descartou as amostras de impacto direto na viga a 1Hz e 10Hz. Na Figura 33 pode-se visualizar esse efeito na FFT do impacto na estrutura a 1Hz, os ruídos de harmônicos da vibração apresentaram amplitude mais elevada e a frequência de excitação de 1Hz foi suavizada pelo sistema.

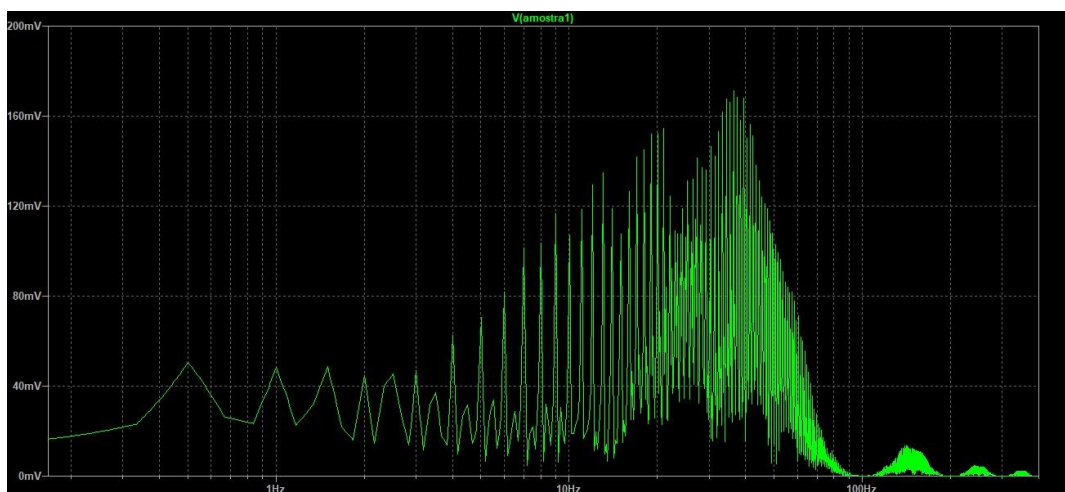


Figura 33: FFT da resposta da viga em ressonância à excitação a 1Hz.

Fonte: Autor.

Como mencionado anteriormente, quando não é caracterizado erro, as amostras seguem para a etapa seguinte da análise. Nesta etapa é calculada uma média aritmética das 5 amostras para cada tipo de sinal considerado para diminuir o erro de tamanho de amostra. O espectro do sinal resultante da média é então verificado e comparado com as amostras originais. Se a média representar fielmente as características das amostras individuais no espectro da frequência, as amostras então são aprovadas e podem ser utilizadas na simulação do circuito. Em contra partida, se a média perde as características do sinal original, é necessário analisar qual a razão do problema.

Verificou-se que as amostras obtidas por meio do osciloscópio, com o gerador de vibrações ativo de forma contínua, não obedecem a uma periodicidade. Isso ocorre, pois, a amostra é obtida em um intervalo de tempo aleatório onde não se considera períodos. Dessa forma, os sinais utilizados na média apresentam um erro de defasagem entre as amostras, o que as classifica como erro tipo II. As amostras defasadas não apresentam espectros distintos, o que evidencia que existe apenas uma defasagem entre os sinais comparados.

O erro tipo II ainda pode ser corrigido ou mitigado através do deslocamento das amostras no domínio do tempo, com o objetivo de alinhar os seus períodos. Se a correção for bem sucedida e o espectro da média corresponder ao sinal original, então a amostra é aprovada e segue para a próxima etapa. De outra forma, a amostra é classificada como erro tipo III.

O erro tipo III foi considerado com o erro de medição, onde a amostra perde a validade por erros na sua obtenção. O osciloscópio tem uma amostragem limitada a 600 valores. Por isso, para sinais amostrados a tempo prolongado e para sinais contínuos, muitos erros de medição podem ser agregados ao sinal. Por esta razão, a amostra de vibração transmitida a 10Hz foi descartada.

6.1.2 RESULTADOS DA ANÁLISE

As amostras extraídas, analisadas e aprovadas pelo roteiro descrito na seção anterior podem ser observadas na sequência: impacto unitário, impacto a 100Hz, impacto a 200Hz e impacto a 300Hz, além de vibrações transmitidas pela estrutura a 60Hz e a 100Hz.

O impacto unitário expressa o comportamento da estrutura mecânica ao impulso unitário. Nesta amostra a excitação mecânica foi feita de forma manual, atingindo a estrutura com um objeto metálico pontiagudo. Por isso, observa-se que este é o sinal obtido com maior amplitude de tensão. A partir da análise, constatou-se que a frequência que detém da maior

parte da energia propagada na estrutura é 75Hz. Isso é evidenciado no gráfico da FFT representado na Figura 34.



Figura 34: FFT da resposta ao impacto unitário.

Fonte: Autor.

Em seguida, os sinais de impacto a frequências controladas foram obtidos por meio do gerador de vibrações. Nestes casos, o atuador linear não estava fixado à estrutura, e sim, suspenso por um suporte de forma que atingisse a viga. Esta técnica foi utilizada para obter os sinais de impacto a 100Hz, 200Hz e 300Hz, representados nas Figuras 35, 36 e 37, respectivamente.

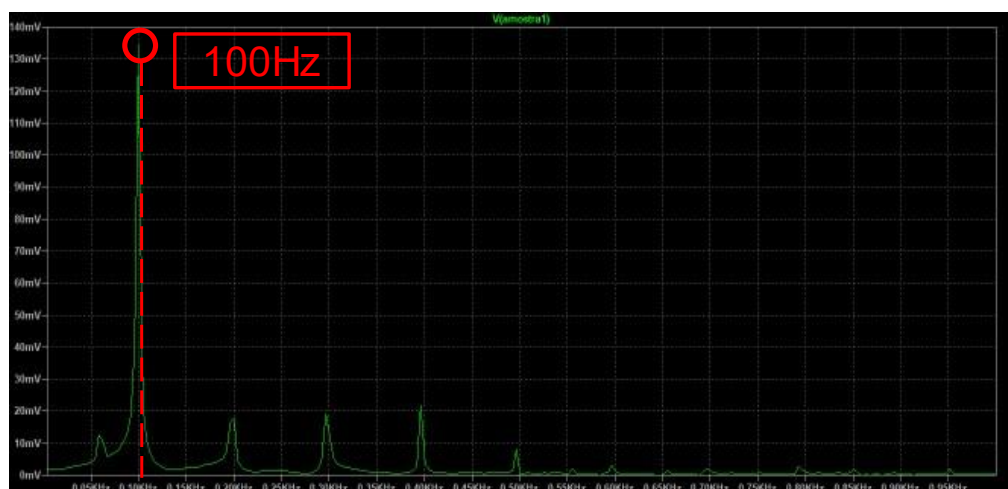


Figura 35: FFT da resposta aos impactos a 100Hz.

Fonte: Autor.

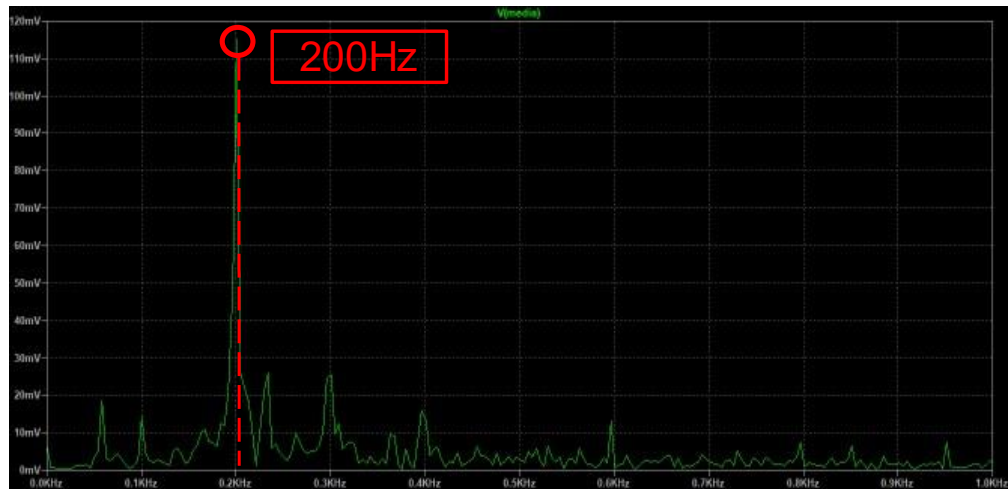


Figura 36: FFT da resposta aos impactos a 200Hz.

Fonte: Autor.

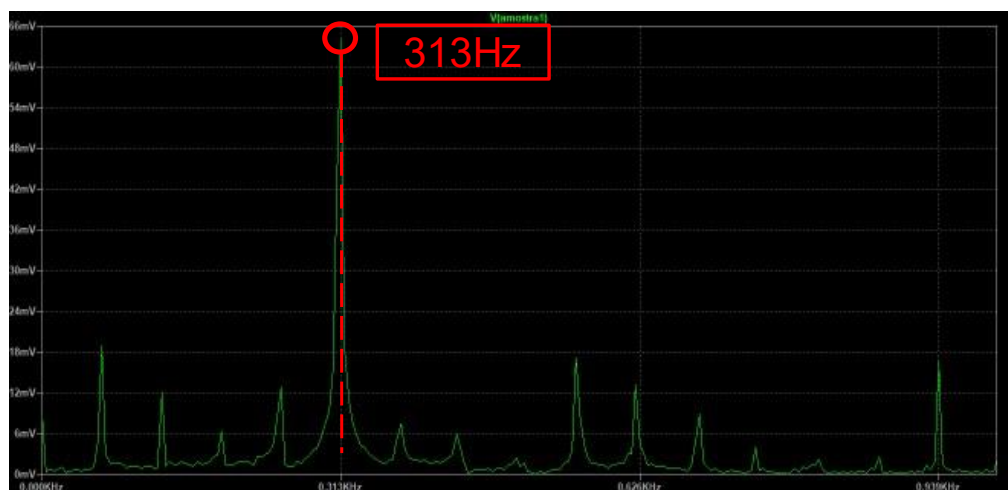


Figura 37: FFT da resposta aos impactos a 300Hz.

Fonte: Autor.

Observa-se que a amostra a 300Hz não foi tão precisa quanto as outras por conta de limitações do sistema de geração das vibrações, que é de uma configuração simples. Dessa forma, a frequência considerada para as parametrizações seguintes foi a de 313Hz.

Por último, as amostras de vibrações transmitidas foram adquiridas por meio do acoplamento do atuador solenoide à viga por meio de ímãs (Figura 28). Esta configuração permitiu obter a vibração propagada pela viga sem impactos diretos à mesma, pois a bobina vibrava sobre a haste do atuador presa à estrutura. Nas Figuras 38 e 39 a seguir vê-se a FFT das vibrações a 60Hz e 100Hz, respectivamente.

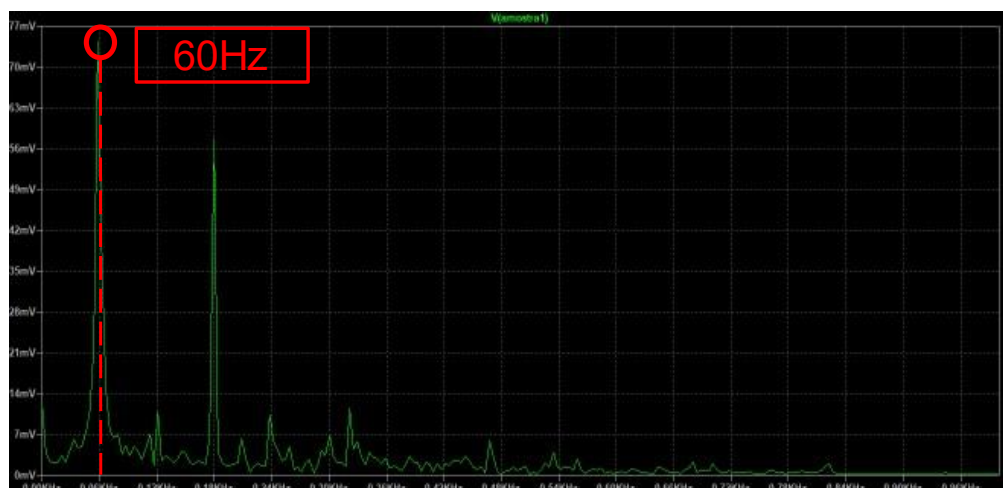


Figura 38: FFT da resposta à vibração transmitida pela estrutura a 60Hz.

Fonte: Autor.

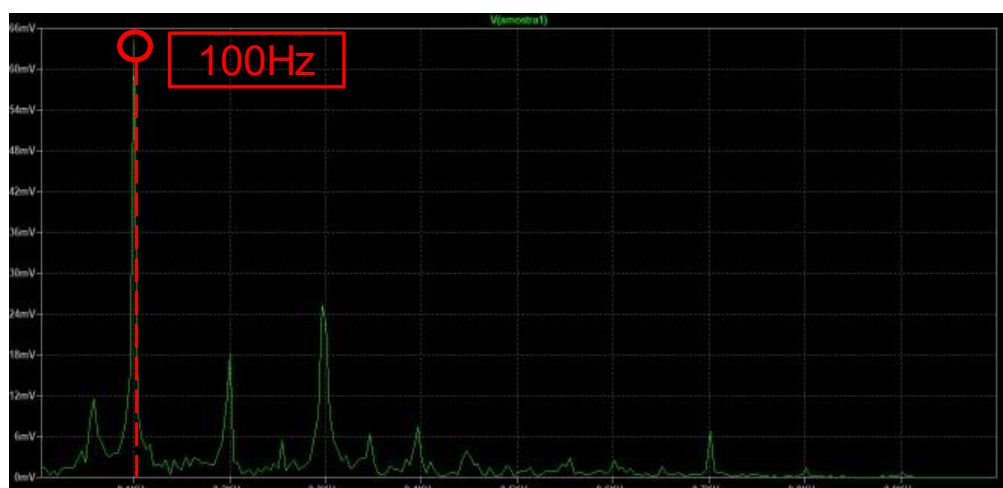


Figura 39: FFT da resposta à vibração transmitida pela estrutura a 100Hz.

Fonte: Autor.

6.2 DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS DO CIRCUITO DE COLHEITA DE ENERGIA

Após o processo de análise, os dados obtidos passam para a etapa de parametrização do circuito. Nesta etapa os parâmetros do circuito equacionados e discutidos no Capítulo 4 são ajustados conforme a necessidade dos sinais de entrada. Para isso, é essencial definir os valores de indutância, os componentes do indutor sintético e a carga.

6.2.1 VALORES DE INDUTÂNCIA

Para o casamento de impedâncias é mandatório ajustar os componentes conforme a frequência de ressonância do sistema. Por isso, faz-se necessário calcular os valores de indutância exigidos para cada amostra. A Equação (52) representa o cálculo da indutância (L) conforme os parâmetros definidos ao longo deste trabalho, aplicando os valores na Equação (42).

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_{PZT}} = \frac{1}{(2\pi f)^2 114,7 \times 10^{-9}} \quad (52)$$

Através dos dados constatados na seção anterior calculou-se os valores de indutância conforme as frequências de ressonância das amostras. Os resultados podem ser observados na Tabela 2.

Tabela 2: Valores de L para frequências de operação.

Frequência [Hz]	Indutância L [H]
1	220839,55
10	2208,4
60	61,34
75	39,26
100	22,08
200	5,52
300	2,45

Fonte: Autor.

6.2.2 PARAMETRIZAÇÃO DE UM INDUTOR CONVENCIONAL

Nota-se que os valores de indutância exigidos pelo sistema apresentados na Tabela 2 são elevados, o que evidencia a inviabilidade do uso de indutores baseados em espiras e núcleos de materiais ferromagnéticos.

A fins de verificação, dimensionou-se indutores físicos a partir de núcleos de ferrite convencionais. Para isso foi necessário calcular alguns parâmetros com base em catálogos comerciais e nas equações (53), (54), (55), (56) e (57), que auxiliam na escolha do núcleo.

$$L = A_L n^2 \quad (53)$$

$$\Re = \frac{1}{A_L} \quad (54)$$

$$F = n \cdot i \quad (55)$$

$$\emptyset = \frac{F}{\mathfrak{R}} \quad (56)$$

$$B = \frac{\emptyset}{A} \quad (57)$$

Onde:

- F [Ae] - Força magnetomotriz;
- $\mathfrak{R}$ [e²/H] - Relutância;
- A_L [H/e²] - Indutância efetiva;
- B [T] - Campo induzido no núcleo;
- $\emptyset$ [Wb] - Fluxo magnético no núcleo;
- A [m²] - Seção reta do Núcleo;
- L [H] - Indutância;
- n [adimensional] - Número de Espiras;
- i [A] - Corrente que passa pelo indutor;

O núcleo de ferrite escolhido para o dimensionamento do indutor foi o toroidal modelo MMT139T6325 da fabricante Magmattec. As especificações desse núcleo estão descritas na Figura 40.

CÓDIGO PRODUTO	PRODUTO	AL [nH/esp ²]	Diam. Ext. ($\emptyset$ Ext) [mm]	Diam. Int. ($\emptyset$ Int) [mm]	ALTURA (H) [mm]	L [cm]	A [cm ²]	V [cm ³]	As [cm ²]	Massa [g]
1.01.0092	MMT139T0903	925	9,53	4,75	3,18	2,00	0,07	0,1	3,57	0,5
1.01.0093	MMT139T0906	1850	9,53	4,75	6,36	2,00	0,14	0,2	3,94	1
1.01.0074	MMT140T1006	1400	10,00	5,50	4,50	2,43	0,14	0,2	2,54	1,2
1.01.0094	MMT139T1608	1700	16,00	9,60	8,00	3,80	0,26	0,97	7,253	4,7
1.01.0095	MMT139T1912	1920	19,00	13,0	11,5	5,02	0,35	1,5	13,71	7,9
1.01.0076	MMT140T2208	1860	22,1	13,7	8,0	5,40	0,34	1,8	18,44	8
1.01.0077	MMT140T2813	3670	27,0	14,9	13,0	6,26	0,79	5,0	33,04	23,9
1.01.0078	MMT140T3615	3060	36,0	23,0	15,0	8,90	0,96	8,5	51,90	43
1.01.0099	MMT139T4514	2900	45,0	28,0	14,0	11,00	1,16	12,8	71,09	60
1.01.0079	MMT140T4514	3060	45,0	28,0	14,0	11,00	1,16	12,8	71,09	62
1.01.0080	MMT140T4916	3200	49,0	31,8	16,0	12,30	1,36	16,7	84,28	82
1.01.0101	MMT139T5020	4500	50,0	30,0	20,0	12,00	1,95	23,4	100,53	115
1.01.0081	MMT140T5020	4700	50,0	30,0	20,0	12,00	1,95	23,4	100,53	120
1.01.0102	MMT139T6325	5300	63,0	38,0	25,0	15,20	3,06	46,5	158,65	230
1.01.0106	MMT139T10215	2700	102,0	65,8	15,0	25,50	2,62	66,8	269,91	342

Figura 40:Tabela de especificações de núcleos toroidais de ferrite.

Fonte: Adaptado de MAGMATTEC.

Para determinar o condutor a ser utilizado na construção do indutor é necessário definir a corrente máxima que circulará pelas suas espiras. Dessa forma, utilizou-se a Equação (58), onde $V_{máx}$ é a tensão máxima de saída do piezo-transdutor.

$$I_{máx} = \frac{V_{máx}}{2R_{PZT}} = \frac{120}{629,74} = 190,55 \text{ mA} \quad (58)$$

Para definir a bitola do condutor é preciso verificar os valores tabelados de condutores de acordo com a corrente encontrada. O fio adequado para suportar 190 mA é o de 28 AWG, como sinalizado na Figura 41.

Número AWG	Diâmetro (mm)	Secção (mm ²)	Número de espiras por cm	Kg por Km	Resistência (ohms/Km)	Capacidade (A)
25	0,4547	0,16	20,0	1,44	106,2	0,46
26	0,4049	0,13	22,8	1,14	130,7	0,37
27	0,3606	0,10	25,6	0,91	170,0	0,29
28	0,3211	0,08	28,4	0,72	212,5	0,23
29	0,2859	0,064	32,4	0,57	265,6	0,18
30	0,2546	0,051	35,6	0,45	333,3	0,15
31	0,2268	0,040	39,8	0,36	425,0	0,11

Figura 41: Tabela de bitolas de fios de cobre para enrolamentos.

Fonte: Adaptado de Novacon.

A partir do núcleo e do fio escolhido calculou-se as dimensões e massa do indutor e o comprimento dos condutores a serem usados. Os resultados podem ser verificados na Tabela 3.

Tabela 3: Parâmetros do indutor dimensionado.

Indutância [H]	Diâmetro [mm]	Altura [mm]	Quant. de núcleos	Número de espiras	Comprimento do fio [m]	Massa [kg]
61,34	63,642	150	6	1389	451,43	1,7050
39,26	63,642	150	6	1112	361,40	1,6402
22,08	63,642	150	6	834	271,05	1,5752
5,52	63,642	125	5	457	125,68	1,2405
2,45	63,642	75	3	393	68,78	0,7395

Fonte: Autor.

Os indutores foram dimensionados utilizando núcleos associados em série a fim de maximizar a indutância efetiva. Além disso, as espiras foram consideradas em camadas sobrepostas. Observa-se que os indutores baseados em espiras apresentam alto custo em

condutores e núcleos, além de dimensões e massa inviáveis para aplicações de EH em sistemas de vibrações.

6.2.3 PARAMETRIZAÇÃO DO INDUTOR SINTÉTICO

Para definir o indutor sintético basta estabelecer os valores de R_1 , R_2 e a tensão V_{CC} a partir do equacionamento desenvolvido no Capítulo 5 deste trabalho. Como o indutor sintético precisa ser alimentado por uma fonte externa para o seu funcionamento, definiu-se V_{CC} como 3,7V, que é a tensão nominal de baterias de Li-íon (íon de lítio) e Li-po (polímero de íon de lítio). As baterias de lítio são leves e com boa relação capacidade de carga por massa.

Desse modo, para definir as resistências basta aplicar os valores escolhidos ao equacionamento. A Equação (59) determina a constante δ , e a Equação (60) determina R_1 em função da indutância L .

$$\delta = \frac{0,026065}{(3,7 - 0,7)} = 0,0086883 \quad (59)$$

$$R_1 = \sqrt{\frac{L(1 - 0,0086883)}{100 \times 10^{-9} \times 0,0086883}} = 33778,334\sqrt{L} \quad (60)$$

O resultado de R_1 em quilo-Ohms obtido para cada valor indutância pode ser visualizado na Tabela 4.

Tabela 4: Valores de R1 para as indutâncias desejadas em kΩ.

Frequência [Hz]	Indutância L [H]	Valor de R1 e R2 [kΩ]
1	220839,55	15873,64
10	2208,4	1587,36
60	61,34	264,56
75	39,26	211,65
100	22,08	158,74
200	5,52	79,37
300	2,45	52,91

Fonte: Autor.

6.2.4 PARAMETRIZAÇÃO DA CARGA R_L

No Capítulo 5 apresentou-se a equação da carga resistiva do circuito de colheita. A resistência da carga R_L é dependente da resistência R_{PZT} e, no caso ideal, tem o mesmo valor, para que haja a máxima transferência de potência. No entanto, como o indutor sintético emula uma impedância composta por componente ativa e reativa, a resistência do indutor sintético R_s também interfere no valor de R_L . Essa relação é mostrada na Equação (61).

$$R_L = 314,87 - R_s \quad (61)$$

O valor de R_s pode ser obtido através da Equação (62). Na Tabela 5 são exibidos os resultados.

$$R_s = \frac{R_1(1 + \beta\delta)}{\beta(1 - \delta)} = 0,011286R_1 \quad (62)$$

Tabela 5: Valores de R_s para as indutâncias desejadas em Ω .

Frequência [Hz]	Indutância L [H]	R_s [Ω]
1	220839,55	179155
10	2208,4	17916
60	61,34	2986
75	39,26	2389
100	22,08	1792
200	5,52	896
300	2,45	597

Fonte: Autor.

Nota-se que nos casos das amostras estudadas R_s é maior que R_{PZT} , o que culmina em R_L como uma resistência negativa. Nestes casos, a configuração do circuito de colheita como um circuito RLC série resulta em falha no casamento de impedâncias para a máxima transferência de potência. Por isso, considerou-se o valor de R_L como arbitrário, respeitando o limite imposto pelo fator de qualidade. Dessa forma, definiu-se uma resistência de 100Ω .

6.3 SIMULAÇÕES DOS CIRCUITOS DE COLHEITA

Após todo o processo de análise, aplicou-se as amostras no circuito de colheita simulado através do *software LTspice®*. Cada amostra foi considerada como um caso de estudo, sendo:

- 1º caso – Impacto unitário;
- 2º caso – Impacto a 100Hz;
- 3º caso – Impacto a 200Hz;
- 4º caso – Impacto a 300Hz;
- 5º caso – Vibração transmitida a 60Hz;
- 6º caso – Vibração transmitida a 100Hz.

Para cada caso foram consideradas a frequência característica da amostra para parametrização do circuito. Percebeu-se durante as análises de varredura em frequência, que os valores estimados de R_l apresentavam deslocamento da banda passante, o que minimiza o ganho de tensão promovido pela ressonância do circuito.

Dessa forma, através de método iterativo, ajustou-se os valores de resistência para obter o melhor fator de qualidade possível na frequência desejada. Evidenciado na Figura 42.

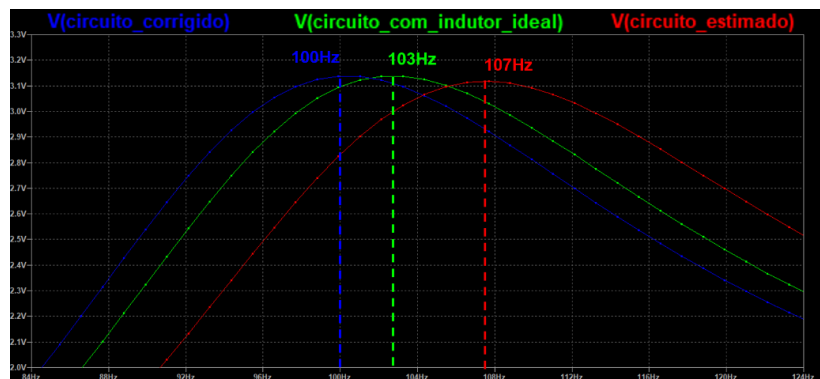


Figura 42: Tabela de bitolas de fios de cobre para enrolamentos.

Fonte: Autor.

Os valores de R_l e R_2 ajustados de acordo com os valores comerciais de resistores podem ser visualizados na Tabela 6.

Tabela 6: Valores de R1 e R2 ajustados.

Frequência [Hz]	Valores estimados [kΩ]	Valores ajustados [kΩ]
1	15873,64	15910
10	1587,36	1600
60	264,56	282
75	211,65	226,8
100	158,74	170
200	79,37	85
300	52,91	56

Fonte: Autor.

Ao corrigir os parâmetros dos circuitos simulou-se e calculou-se os valores de potência, energia e o tempo de vida de uma bateria de 2000mAh, que alimentaria o indutor sintético. Os resultados das simulações podem ser observados nas seções a seguintes.

6.3.1 RESULTADOS DO 1º CASO

Para o impacto unitário, considerou-se as frequências de 1Hz, 10Hz e 75Hz, com o objetivo de comparar o aproveitamento energético do circuito sob esse tipo de excitação, assim como a relação energia consumida/energia gerada. Na Figura 43 são exibidos os gráficos da corrente e tensão na carga para as diferentes parametrizações do circuito de colheita.

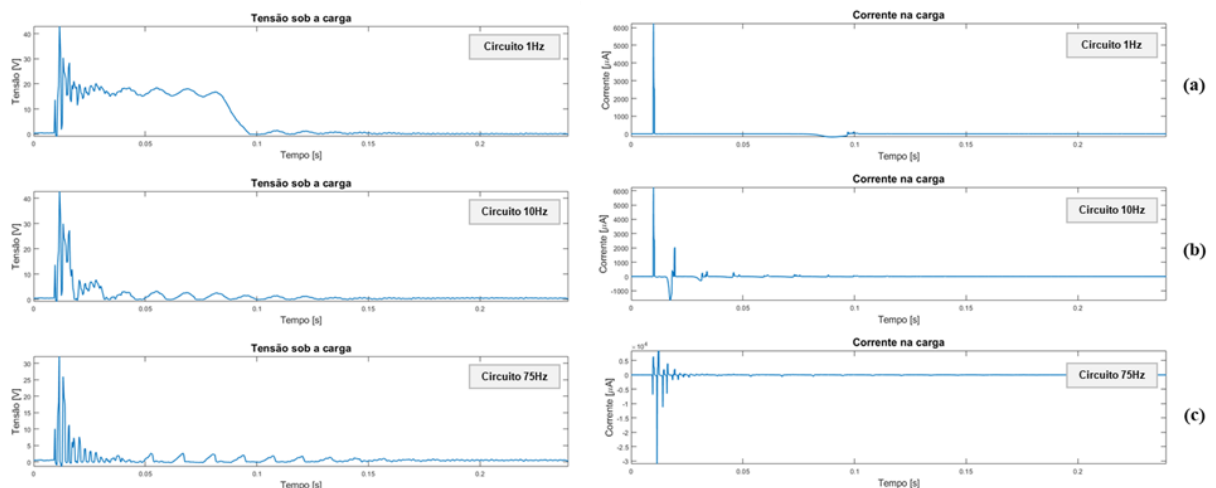


Figura 43: Gráficos da tensão e corrente na carga para circuito: (a)1Hz; (b)10Hz; (c)75Hz.

Fonte: Autor

Além dos gráficos de tensão e corrente, gerou-se os gráficos de energia acumulada e energia consumida pelo sistema. As Figuras 44 e 45 representam respectivamente o comportamento da energia acumulada e da energia consumida.

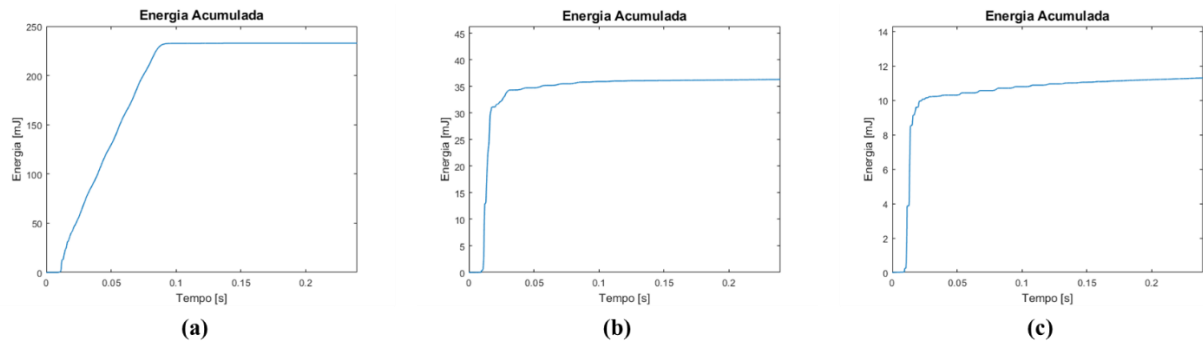


Figura 44: Gráficos da energia acumulada pelo circuito: (a)1Hz; (b)10Hz; (c)75Hz.

Fonte: Autor

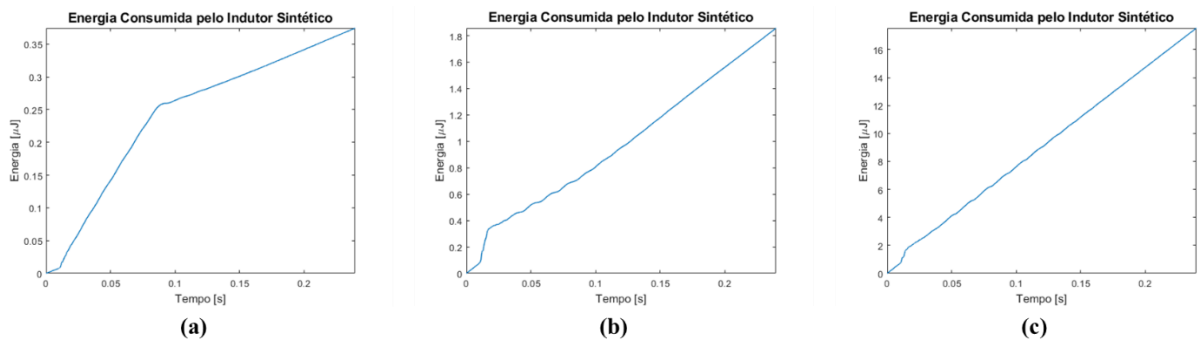


Figura 45: Gráficos da energia consumida pelo circuito do indutor sintético: (a)1Hz; (b)10Hz; (c)75Hz.

Fonte: Autor

Observa-se que o comportamento da tensão e da corrente sob a carga é diferente para as 3 simulações. Isso é melhor evidenciado na Tabela 7, onde estão dispostos os valores de potência máxima, potência média, energia acumulada, energia gerada por pulso, energia consumida pelo indutor sintético, corrente máxima e média, oferecidas pela fonte do indutor sintético.

Tabela 7: Resultados das simulações para o impacto unitário.

Parâmetro	Un.	1Hz	10Hz	75Hz
Potência Máxima	[mW]	18419	18291	10318
Potência Média	[mW]	1027,3	209,66	66,93
Energia Acumulada	[mJ]	232,85	36,30	11,30
Energia Gerada por Pulso	[mJ]	232,85	36,30	11,30
Consumo do Indutor Sintético				
Energia Consumida	[mJ]	0,00037	0,00186	0,01753
Corrente máxima	[μ A]	2,62	26,11	181,67
Corrente média	[μ A]	0,45	2,29	20,77
Bateria				
Capacidade	[mAh]		2000	
Tempo em horas	[h]	4472272	873820	96311
Tempo em anos	[ano]	517,62	101,14	11,15

Fonte: Autor

Os resultados da simulação foram considerados para 1 pulso unitário, que configura um impacto na viga. A tensão máxima obtida por meio do piezo transdutor foi de 25,4V e o ganho de tensão foi de 169%, 168% e 126%, respectivamente, para a ordem das amostras.

O tempo de simulação, no qual foi amostrada a referência, foi de 239,6 milissegundos e a quantidade de pulsos considerados foi 1. O circuito foi capaz de armazenar 232,85mJ por pulso no melhor caso e 11,30mJ na sua frequência de ressonância. Além disso, se alimentado por uma bateria de 3,7V e capacidade de 2000mAh, trabalhando em regime contínuo, poderia durar até 517 anos.

6.3.2 RESULTADOS DO 2º CASO

Para os impactos a 100Hz, considerou-se apenas a frequência de ressonância. No entanto, com o objetivo de corrigir a deficiência em amplitude das amostras obtidas com o gerador de vibrações e comparar o aproveitamento energético do circuito sob diferentes amplitudes de excitação, considerou-se uma potencialização do sinal de entrada. Dessa forma, o sinal original obtido com o osciloscópio foi multiplicado 10, 50 e 100 vezes e calculou-se os resultados das amostras.

Esta abordagem representa a realidade de amostras obtidas por meio de impacto na estrutura, como visto na seção anterior. Além disso, mesmo com a amplificação, representam apenas 25% da resposta máxima do transdutor piezelétrico em tensão. Na Figura 46 são exibidos os gráficos da corrente e tensão na carga para as diferentes excitações.

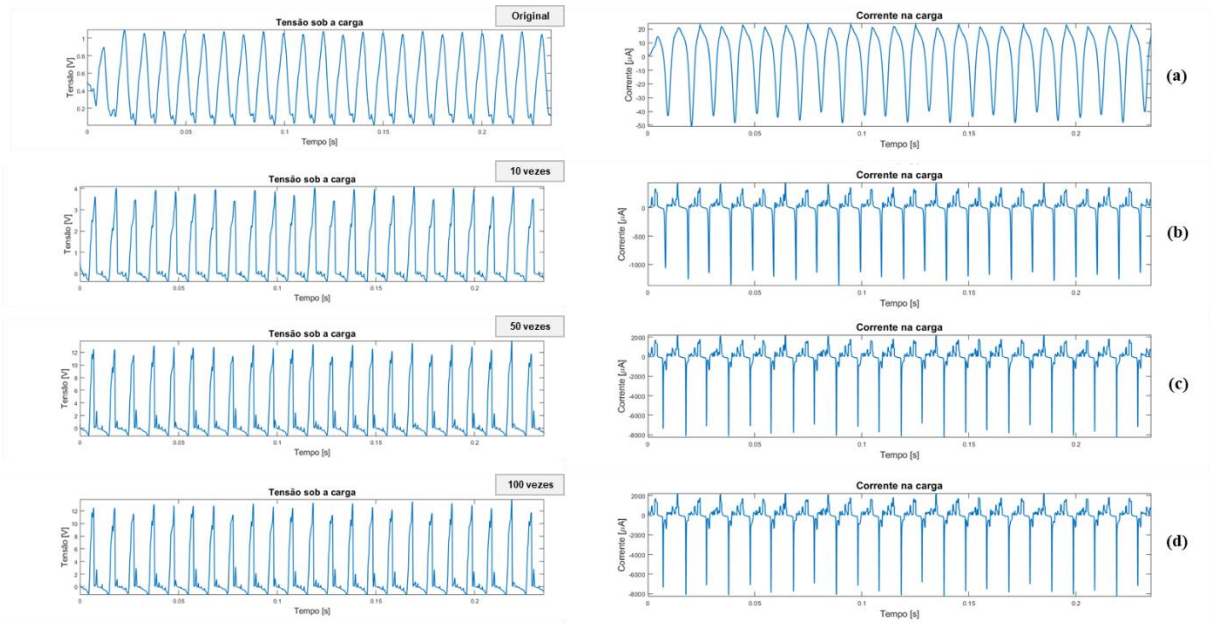


Figura 46: Gráficos da tensão e corrente na carga para circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.

Fonte: Autor

Além dos gráficos de tensão e corrente, gerou-se os gráficos de energia acumulada e energia consumida pelo sistema. As Figuras 47 e 48 representam respectivamente o comportamento da energia acumulada e da energia consumida.

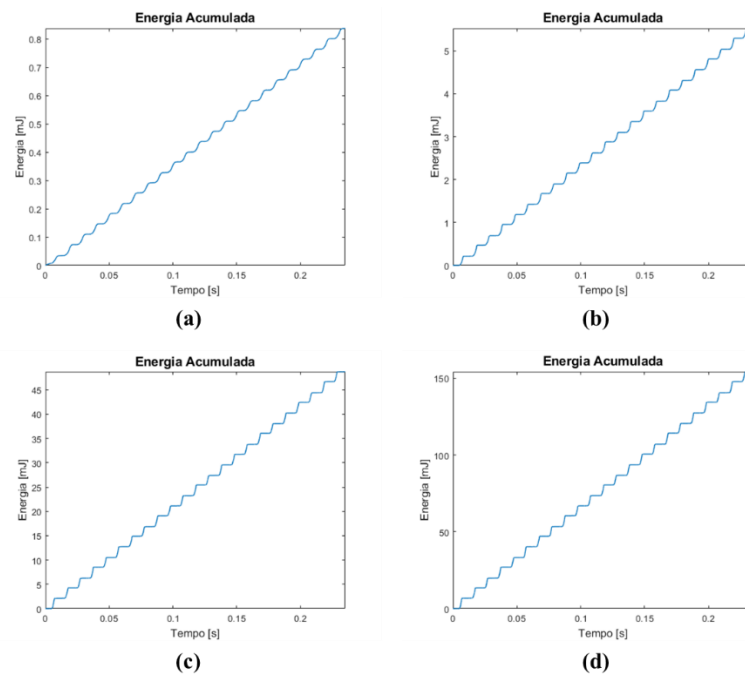


Figura 47: Gráficos da energia acumulada pelo circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.

Fonte: Autor

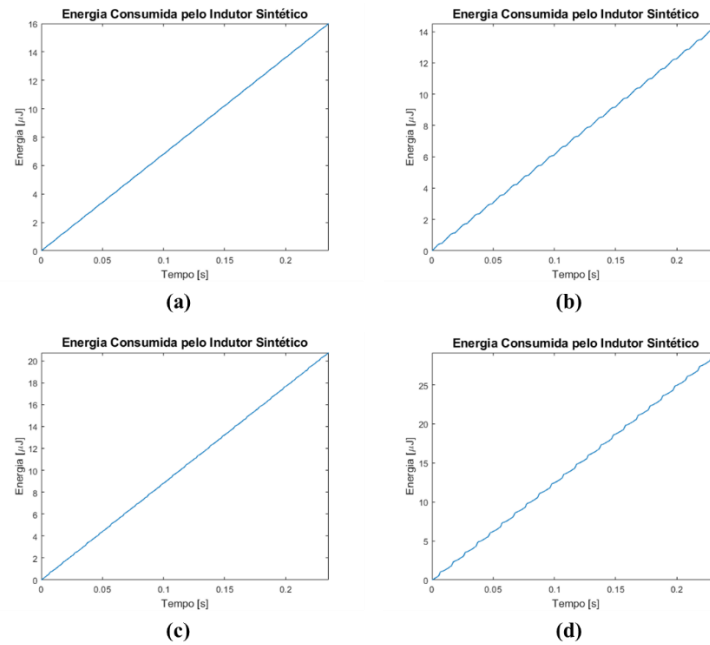


Figura 48: Gráficos da energia consumida pelo indutor sintético: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.

Fonte: Autor

Observa-se que o comportamento da tensão e da corrente sob a carga é diferente para as 4 simulações, principalmente entre a amostra original e as amostras maximizadas. Isto é melhor evidenciado na Tabela 8, onde estão dispostos os valores de todos os resultados.

Tabela 8: Resultados das simulações para o impacto a 100Hz.

Parâmetro	Un.	Original	10 vezes	50 vezes	100 vezes
Potência Máxima	[mW]	12,09	167,97	1912,8	6474,4
Potência Média	[mW]	3,40	16,27	112,8	331,87
Energia Acumulada	[mJ]	0,84	5,52	48,73	154,22
Energia Gerada por Pulso	[mJ]	0,03	0,23	2,03	6,71
Consumo do Indutor Sintético					
Energia Consumida	[mJ]	0,016	0,01451	0,02073	0,02912
Corrente máxima	[μA]	21,75	24,01	59,59	127,91
Corrente média	[μA]	18,98	18,68	23,53	28,73
Bateria					
Capacidade	[mAh]	2000			
Tempo em horas	[h]	105357,43	107064,09	84987,40	69616,07
Tempo em anos	[ano]	12,19	12,39	9,84	8,06

Fonte: Autor

A tensão máxima obtida por meio do piezo transdutor foi de 328mV no sinal original e 32,8V na amostra maximizada. O ganho de tensão foi de 335%, 125%, 84% e 78%, respectivamente para a ordem das amostras.

O tempo de simulação, no qual foi amostrada a referência, foi de 235,2 milissegundos e a quantidade de pulsos considerados foi 24. O circuito foi capaz de armazenar 6,71mJ por pulso (671mJ/s) no melhor caso e 0,03mJ (3mJ/s) na amostra original. A energia consumida pelo indutor sintético é 52 vezes menor que a gerada no pior cenário. Além disso, se alimentado por uma bateria de 3,7V e capacidade de 2000mAh, trabalhando em regime contínuo, poderia durar até 12 anos, sem nenhuma recarga.

6.3.3 RESULTADOS DO 3º CASO

Para os impactos a 200Hz, considerou-se o mesmo roteiro de teste que a amostra anterior. Então, o sinal original obtido com o osciloscópio foi multiplicado 10, 50 e 100 vezes e calculou-se os resultados das amostras. Na Figura 49 são exibidos os gráficos da corrente e tensão na carga para as diferentes excitações.

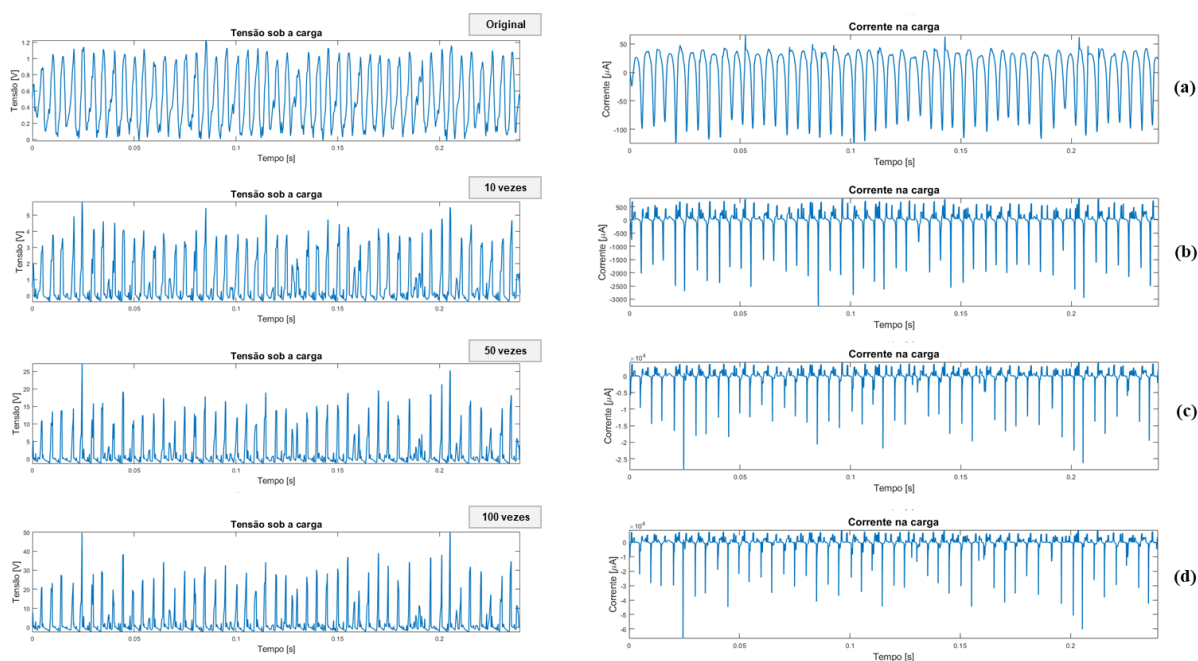


Figura 49: Gráficos da tensão e corrente na carga para circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.

Fonte: Autor

Além dos gráficos de tensão e corrente, gerou-se os gráficos de energia acumulada e energia consumida pelo sistema. As Figuras 50 e 51 representam respectivamente o comportamento da energia acumulada e da energia consumida.

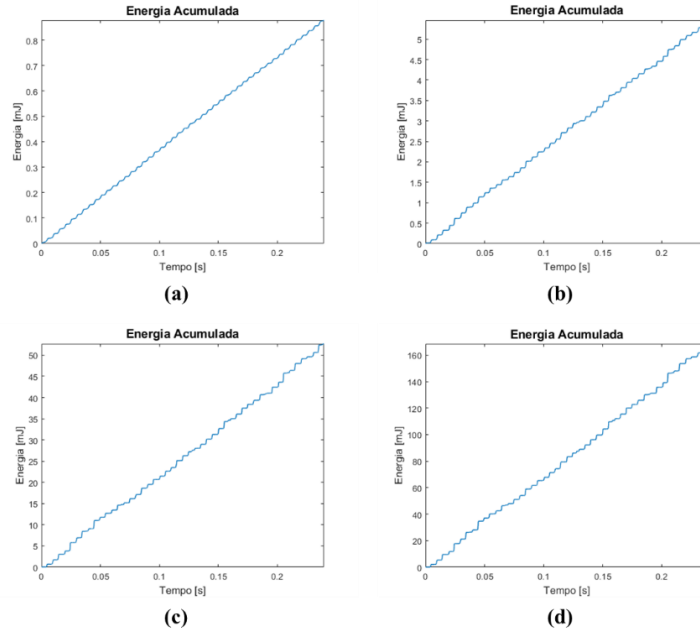


Figura 50: Gráficos da energia acumulada pelo circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.

Fonte: Autor

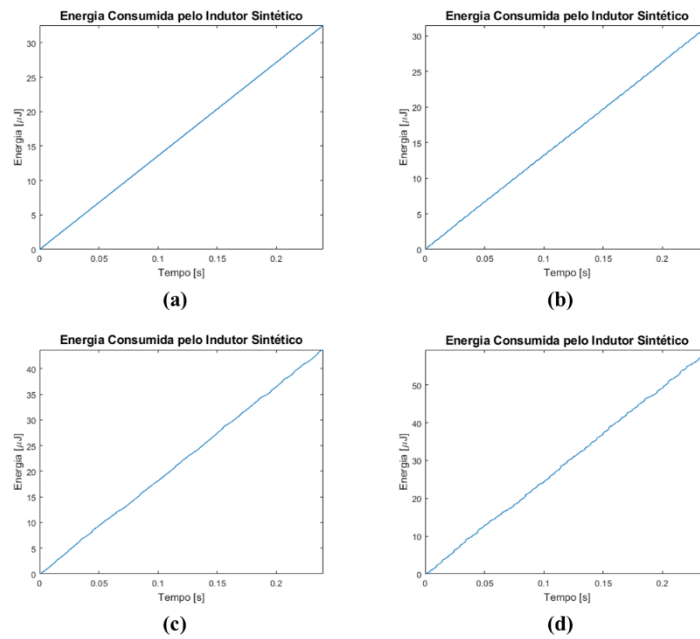


Figura 51: Gráficos da energia consumida pelo indutor sintético: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.

Fonte: Autor

Observa-se que o comportamento da tensão e da corrente sob a carga é diferente para as 4 simulações, principalmente entre a amostra original e as amostras maximizadas. Isto é melhor evidenciado na Tabela 9, onde estão dispostos os valores de todos os resultados.

Tabela 9: Resultados das simulações para o impacto a 200Hz.

Parâmetro	Un.	Original	10 vezes	50 vezes	100 vezes
Potência Máxima	[mW]	14,96	340,28	7435,5	25185
Potência Média	[mW]	3,438	15,23	128,24	410,83
Energia Acumulada	[mJ]	0,879	5,47	52,67	168,49
Energia Gerada por Pulso	[mJ]	0,018	0,114	1,10	3,51
Consumo do Indutor Sintético					
Energia Consumida	[mJ]	0,0326	0,0315	0,0437	0,0593
Corrente máxima	[μA]	44,164	49,97	287,42	566,89
Corrente média	[μA]	37,974	39,54	48,95	60,13
Bateria					
Capacidade	[mAh]	2000			
Tempo em horas	[h]	52667,61	50586,81	40855,35	33259,66
Tempo em anos	[ano]	6,10	5,85	4,73	3,85

Fonte: Autor

A tensão máxima obtida por meio do piezo transdutor foi de 385mV no sinal original e 38,5V na amostra maximizada. O ganho de tensão foi de 318%, 152%, 142% e 130%, respectivamente para a ordem das amostras.

O tempo de simulação, no qual foi amostrada a referência, foi de 239,6 milissegundos e a quantidade de pulsos considerados foi 47. O circuito foi capaz de armazenar 3,51mJ por pulso (702mJ/s) no melhor caso e 0,018mJ (3,6mJ/s) na amostra original. A energia consumida pelo indutor sintético é 27 vezes menor que a gerada no pior cenário. Além disso, se alimentado por uma bateria de 3,7V e capacidade de 2000mAh, trabalhando em regime contínuo, poderia durar até 6 anos, sem nenhuma recarga.

6.3.4 RESULTADOS DO 4º CASO

Para os impactos a 313Hz, considerou-se o mesmo roteiro de teste. Na Figura 52 são exibidos os gráficos da corrente e tensão na carga para as diferentes excitações.

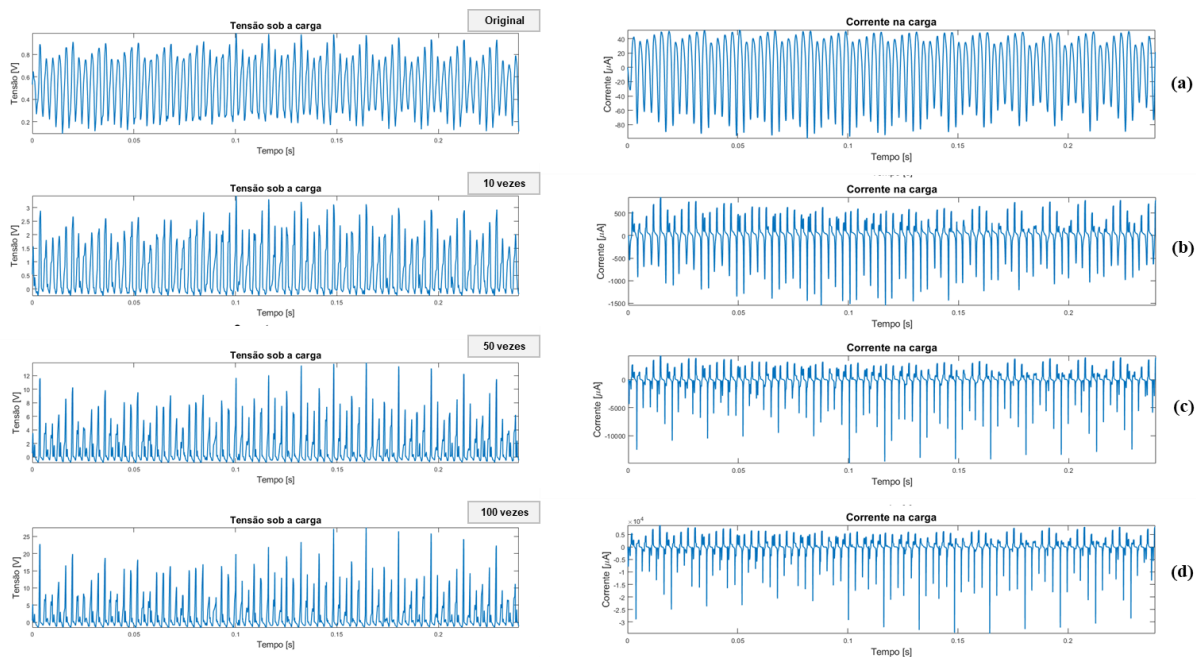


Figura 52: Gráficos da tensão e corrente na carga para circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.

Fonte: Autor

Além dos gráficos de tensão e corrente, gerou-se os gráficos de energia acumulada e energia consumida pelo sistema. As Figuras 53 e 54 representam respectivamente o comportamento da energia acumulada e da energia consumida.

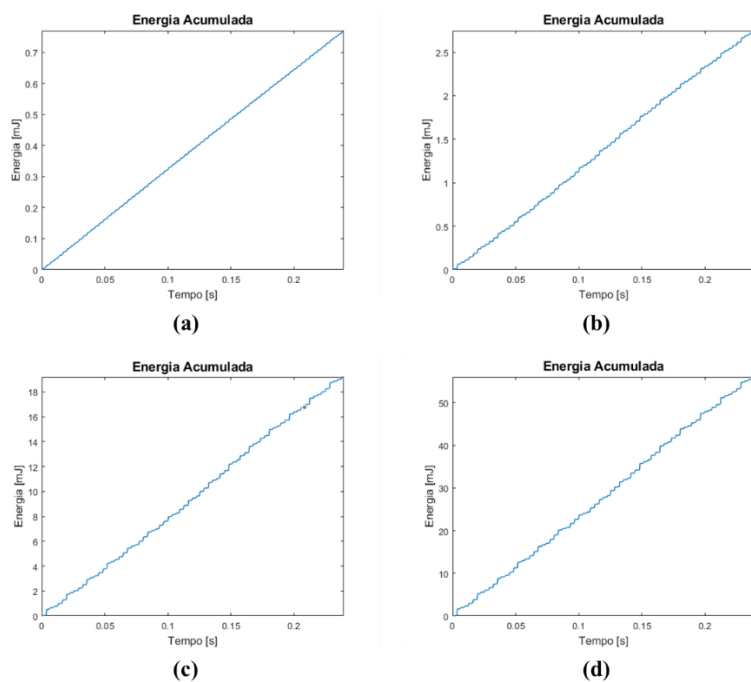


Figura 53: Gráficos da energia acumulada pelo circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.

Fonte: Autor

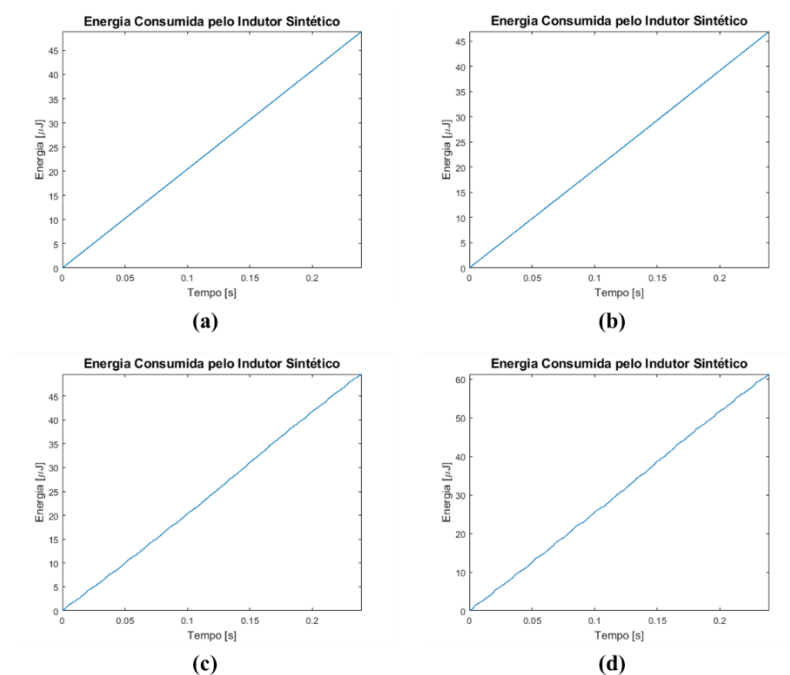


Figura 54: Gráficos da energia consumida pelo indutor sintético: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.

Fonte: Autor

Observa-se que o comportamento da tensão e da corrente sob a carga é diferente para as 4 simulações, principalmente entre a amostra original e as amostras maximizadas. Isto é melhor evidenciado na Tabela 10, onde estão dispostos os valores de todos os resultados.

Tabela 10: Resultados das simulações para o impacto a 313Hz.

Parâmetro	Un.	Original	10 vezes	50 vezes	100 vezes
Potência Máxima	[mW]	9,84	117,85	1941,3	7593,7
Potência Média	[mW]	3,16	8,28	53,77	153,68
Energia Acumulada	[mJ]	0,77	2,75	19,20	56
Energia Gerada por Pulso	[mJ]	0,0103	0,037	0,26	0,75
Consumo do Indutor Sintético					
Energia Consumida	[mJ]	0,0489	0,0470	0,0496	0,0613
Corrente máxima	[μA]	64,44	70,70	182,73	426,01
Corrente média	[μA]	56,77	57,61	61,08	69,74
Bateria					
Capacidade	[mAh]	2000			
Tempo em horas	[h]	35228,01	34717,70	32745,55	28679,96
Tempo em anos	[ano]	4,08	4,02	3,79	3,32

Fonte: Autor

A tensão máxima obtida por meio do piezo transdutor foi de 216mV no sinal original e 21,6V na amostra maximizada. O ganho de tensão foi de 459%, 159%, 129% e 128%, respectivamente para a ordem das amostras.

O tempo de simulação, no qual foi amostrada a referência, foi de 239,6 milissegundos e a quantidade de pulsos considerados foi 75. O circuito foi capaz de armazenar 0,75mJ por pulso (225mJ/s) no melhor caso e 0,0103mJ (3,09mJ/s) na amostra original. A energia consumida pelo indutor sintético é 15 vezes menor que a gerada no pior cenário. Além disso, se alimentado por uma bateria de 3,7V e capacidade de 2000mAh, trabalhando em regime contínuo, poderia durar até 4 anos, sem nenhuma recarga.

6.3.5 RESULTADOS DO 5º CASO

Para a vibração transmitida pelo atuador à viga a 60Hz, considerou-se o mesmo roteiro de teste. A vibração transmitida configura uma vibração que não é diretamente gerada por impactos na estrutura, mas sim, propagadas pelo meio onde ela está instalada. Na Figura 55 são exibidos os gráficos da corrente e tensão na carga para as diferentes excitações.

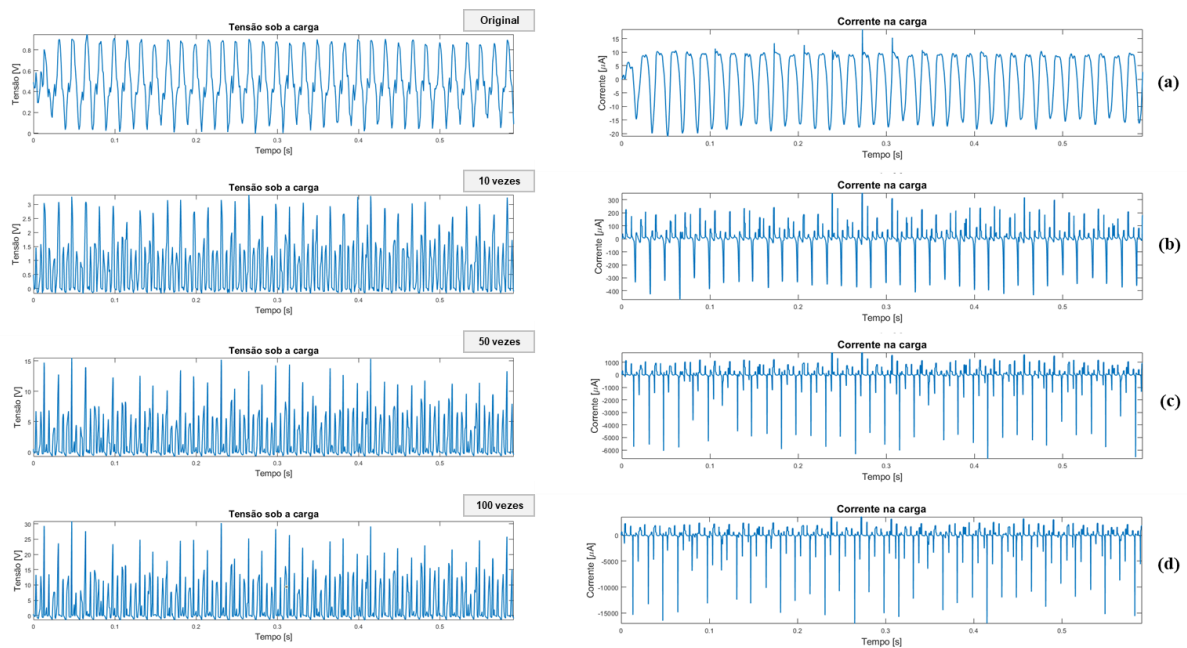


Figura 55: Gráficos da tensão e corrente na carga para circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.

Fonte: Autor

Além dos gráficos de tensão e corrente, gerou-se os gráficos de energia acumulada e energia consumida pelo sistema. As Figuras 56 e 57 representam respectivamente o comportamento da energia acumulada e da energia consumida.

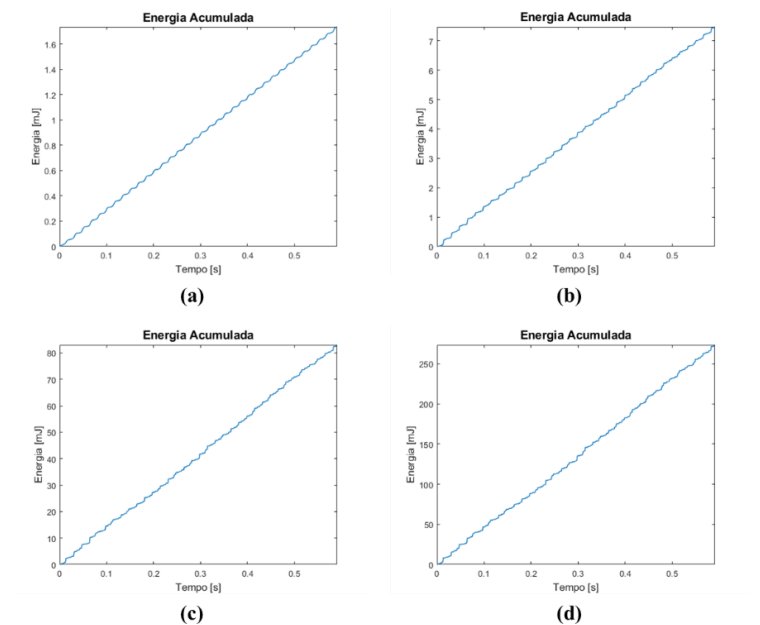


Figura 56: Gráficos da energia acumulada pelo circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.

Fonte: Autor

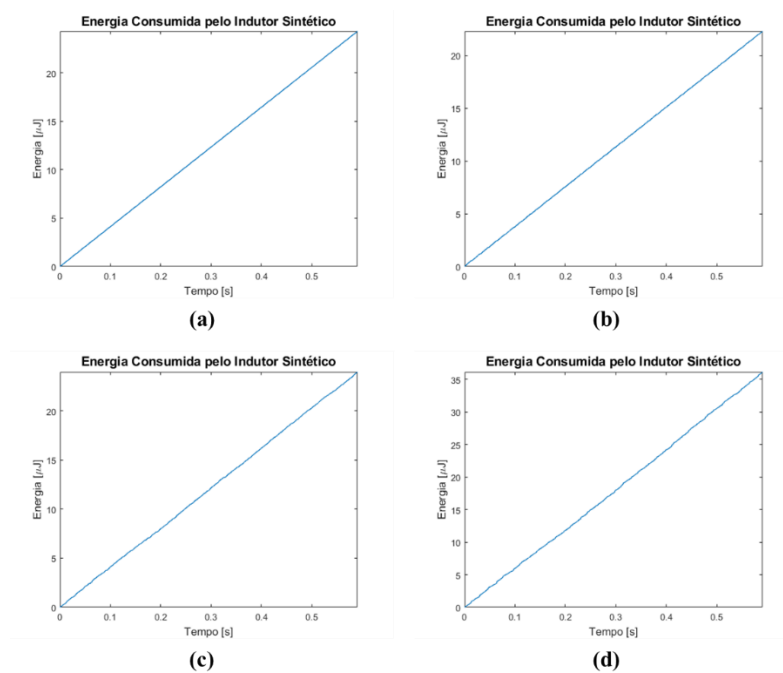


Figura 57: Gráficos da energia consumida pelo indutor sintético: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.

Fonte: Autor

Observa-se que o comportamento da tensão e da corrente sob a carga é diferente para as 4 simulações, principalmente entre a amostra original e as amostras maximizadas. Isto é melhor evidenciado na Tabela 11, onde estão dispostos os valores de todos os resultados.

Tabela 11: Resultados das simulações para a vibração transmitida a 60Hz.

Parâmetro	Un.	Original	10 vezes	50 vezes	100 vezes
Potência Máxima	[mW]	8,99	111,96	2408	9524,5
Potência Média	[mW]	2,88	9,07	87,94	282,11
Energia Acumulada	[mJ]	1,736	7,48	83	273,38
Energia Gerada por Pulso	[mJ]	0,0496	0,214	2,371	7,811
Consumo do Indutor Sintético					
Energia Consumida	[mJ]	0,0243	0,0223	0,0240	0,0361
Corrente máxima	[μA]	13,21	13,86	43,65	99,86
Corrente média	[μA]	11,43	11,21	12,23	15,72
Bateria					
Capacidade	[mAh]	2000			
Tempo em horas	[h]	174907,74	178486,97	163565,73	127189,24
Tempo em anos	[ano]	20,24	20,66	18,93	14,72

Fonte: Autor

A tensão máxima obtida por meio do piezo transdutor foi de 220,8mV no sinal original e 22,08V na amostra maximizada. O ganho de tensão foi de 430%, 152%, 141% e 140%, respectivamente para a ordem das amostras.

O tempo de simulação, no qual foi amostrada a referência, foi de 591 milissegundos e a quantidade de pulsos considerados foi 35. O circuito foi capaz de armazenar 7,811mJ por pulso (468,66mJ/s) no melhor caso e 0,0496mJ (2,98mJ/s) na amostra original. A energia consumida pelo indutor sintético é 71 vezes menor que a gerada no pior cenário. Além disso, se alimentado por uma bateria de 3,7V e capacidade de 2000mAh, trabalhando em regime contínuo, poderia durar até 20 anos, sem nenhuma recarga.

6.3.6 RESULTADOS DO 6º CASO

Para a vibração transmitida pelo atuador à viga a 100Hz, considerou-se o mesmo roteiro de teste. Na Figura 58 são exibidos os gráficos da corrente e tensão na carga para as diferentes excitações.

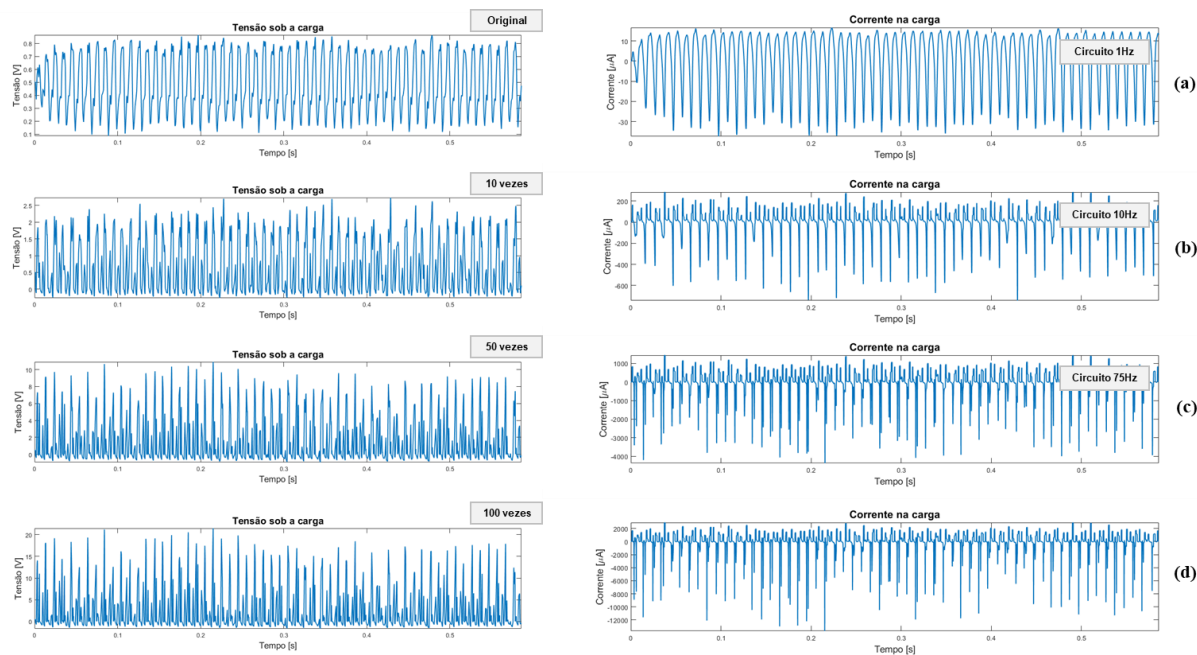


Figura 58: Gráficos da tensão e corrente na carga para circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.

Fonte: Autor

Além dos gráficos de tensão e corrente, gerou-se os gráficos de energia acumulada e energia consumida pelo sistema. As Figuras 59 e 60 representam respectivamente o comportamento da energia acumulada e da energia consumida.

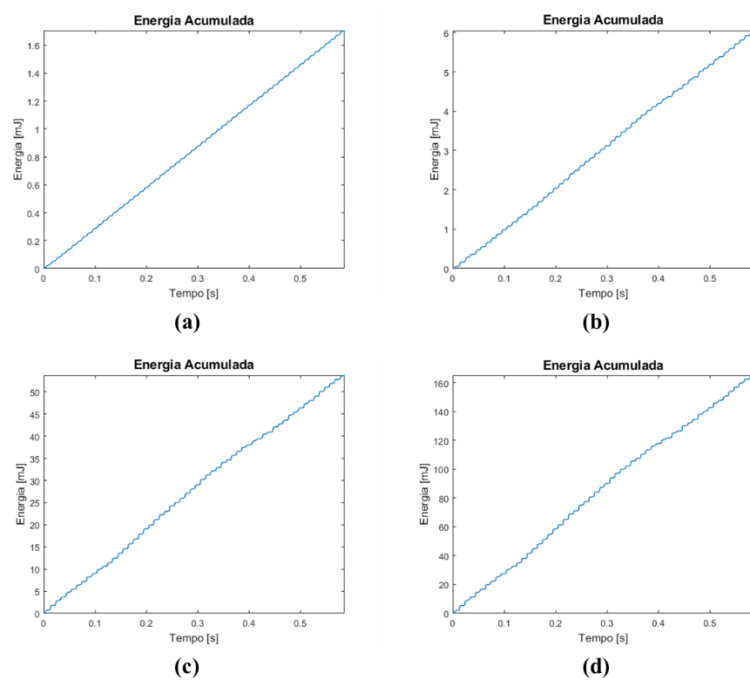


Figura 59: Gráficos da energia acumulada pelo circuito: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.

Fonte: Autor

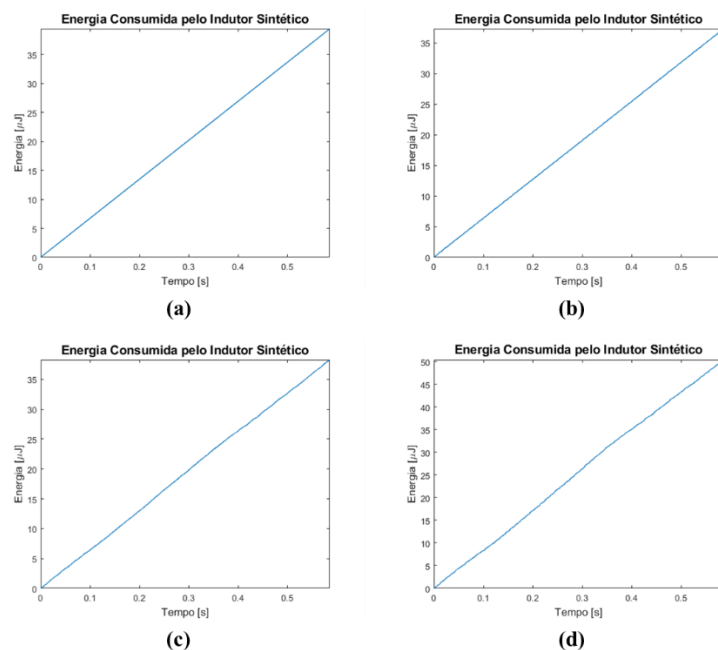


Figura 60: Gráficos da energia consumida pelo indutor sintético: (a)original; (b)10x; (c)50x; (d)100x.

Fonte: Autor

Observa-se que o comportamento da tensão e da corrente sob a carga é diferente para as 4 simulações, principalmente entre a amostra original e as amostras maximizadas. Isto é melhor evidenciado na Tabela 12, onde estão dispostos os valores de todos os resultados.

Tabela 12: Resultados das simulações para a vibração transmitida a 100Hz.

Parâmetro	Un.	Original	10 vezes	50 vezes	100 vezes
Potência Máxima	[mW]	7,48	74,60	1187,3	4602,1
Potência Média	[mW]	2,89	7,35	47,63	155,47
Energia Acumulada	[mJ]	1,705	6,05	53,76	165,09
Energia Gerada por Pulso	[mJ]	0,0289	0,103	0,911	2,80
Consumo do Indutor Sintético					
Energia Consumida	[mJ]	0,0395	0,0373	0,0383	0,0504
Corrente máxima	[μA]	21,16	23,27	42,33	107,55
Corrente média	[μA]	18,71	18,82	19,97	23,28
Bateria					
Capacidade	[mAh]	2000			
Tempo em horas	[h]	106883,28	106243,39	100172,80	85915,45
Tempo em anos	[ano]	12,37	12,30	11,59	9,94

Fonte: Autor

A tensão máxima obtida por meio do piezo transdutor foi de 236,8mV no sinal original e 23,68V na amostra maximizada. O ganho de tensão foi de 365%, 115%, 92% e 91%, respectivamente para a ordem das amostras.

O tempo de simulação, no qual foi amostrada a referência, foi de 586 milissegundos e a quantidade de pulsos considerados foi 59. O circuito foi capaz de armazenar 2,8mJ por pulso (280mJ/s) no melhor caso e 0,0289mJ (2,89mJ/s) na amostra original. A energia consumida pelo indutor sintético é 43 vezes menor que a gerada no pior cenário. Além disso, se alimentado por uma bateria de 3,7V e capacidade de 2000mAh, trabalhando em regime contínuo, poderia durar até 12 anos, sem nenhuma recarga.

6.4 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

6.4.1 ANÁLISE DO COMPORTAMENTO DOS CIRCUITOS

A partir dos resultados é possível observar que o comportamento do circuito é diferente para cada amostra, mesmo quando o sinal é apenas multiplicado, sem alterar suas características no domínio da frequência.

Nota-se que o sinal de tensão sob a carga nas amostras com amplitudes originais tem uma característica senoidal. Isso ocorre devido ao circuito RLC proposto para o circuito de colheita, que age como um filtro passa-faixa. Dessa forma, a frequência escolhida implica característica senoidal ao sinal, porém imperfeita. Como o fator Q do circuito é baixo, a resposta em frequência não se concentra apenas na frequência de ressonância, mas também, em outras adjacentes, o que faz com que o sinal ainda apresente alguns harmônicos e ruídos.

Outra característica do circuito foi uma retificação nos sinais maximizados que ultrapassaram a tensão de polarização do transistor. Isso acontece pois o transistor permite apenas a polarização unidirecional. Porém, por conta das características do circuito de armazenamento de energia, parte do sinal que seria ignorada volta para a carga de forma invertida.

Assim sendo, observa-se que para os circuitos parametrizados a baixas frequências, a amplificação do sinal foi mais significativa, além da quantidade de energia armazenada. Isso é evidente na amostra a 1Hz do 1º caso, onde é visível a contribuição da energia acumulada na amplificação do sinal do circuito (Figuras 43 (a) e 44 (a)). O sinal amplificado decai de acordo com a estagnação da energia acumulada. Porém, essa amplificação tem impacto na circulação de corrente.

Percebe-se que os resultados para 100 Hz de vibração transmitida e impactos periódicos apresentam grande diferença em suas energias por pulso, principalmente nas amostras maximizadas. Esta diferença pode ser atribuída a quantidade de energia disposta na frequência de ressonância. Nota-se que na FFT apresentada nas Figuras 35 e 39, a vibração gerada por impactos concentra 130mV na sua frequência de ressonância, já a transmitida 66mV. Esta variação na distribuição das amplitudes para os harmônicos e ruídos é o principal motivo pelo qual existe essa distinção entre os resultados.

O espalhamento das amplitudes em diferentes frequências é característica de vibrações em estruturas mecânicas que são acompanhadas de diversos ruídos. Porém, também pode surgir a partir de um erro na amostragem. O erro tipo II, definido neste trabalho, na seção 6.1.1, é capaz de provocar descaracterização dos sinais e erros na análise.

Além de erros na amostragem, diversas não-linearidades afetam o desenvolvimento dos cálculos e as análises do sistema. Nesse ponto, ressalta-se que no modelo do circuito contou-se com diversas simplificações no desenvolvimento do equacionamento, como evidenciado nos Capítulos 4 a 6, onde desde o modelo representativo do transistor até as equações de indutância, aplicaram-se a supressão de características mais complexas dos elementos do circuito, o que certamente deve contribuir para os resultados obtidos.

Dentre as não-linearidades do sistema estão: os circuitos representativos do transdutor piezelétrico e do transistor; as características mecânicas do piezo; os efeitos de temperatura no transdutor e no transistor; as perdas joule; o comportamento do circuito para diferentes alimentações; o fator de qualidade; os valores de R_l e R_s ; a indutância emulada pelo indutor sintético. As não-linearidades inserem muitos erros no sistema, mas não excluem sua eficácia em emular indutâncias, converter e acumular energia. Isto é evidenciado na seção 5.1 do Capítulo 5.

A maioria dos desvios e erros introduzidos pelas simplificações podem ser corrigidos utilizando métodos iterativos. Na seção anterior os valores de R_l e R_2 , assim como o fator Q tratado no Capítulo 5 são exemplos de correções aplicáveis através de métodos de aproximação.

Existem também limitações impostas ao circuito pelos componentes utilizados, como o piezo transdutor e o transistor, no *software* utilizado é possível definir os parâmetros internos dos componentes e alguns modelos estão inclusos na biblioteca. Estas limitações podem ser superadas facilmente substituindo o componente por um outro mais adequado para a aplicação.

Por último, observa-se que o fator de qualidade do circuito do indutor sintético é baixo principalmente por sua grande resistência equivalente, isto prejudica a estratégia de casamento

de impedâncias pois desequilibra a componente ativa do circuito, roubando muita energia para a resistência.

6.4.1 ANÁLISE DAS GRANDEZAS OBTIDAS

Ao analisar os dados obtidos conclui-se que, os valores de potência máxima e média obtidos oferecem valores na casa dos mW em todos os casos, chegando até a dezenas de W. Observa-se que, nos circuitos de colheita de energia presentes na literatura, obteve-se 3,98 μ W para baixas frequências em faixas similares, com circuitos retificados (Liu et al., 2008) e 0,5 mW para circuitos com duas camadas de material piezelétrico (Jeong et al., 2008).

Observa-se que mesmo para os casos de excitação que o sinal original se concentra na casa dos mV, a quantidade de energia acumulada, potências máxima e média, ainda se apresentam compatíveis ou até maiores que os da literatura.

A energia gasta pelo circuito do indutor sintético analisada não ultrapassa da casa dos μ J, pois a demanda de corrente é mínima para acionar o transistor e a alta resistência do circuito faz com que esta seja baixa. Observa-se que quanto menor a frequência de chaveamento, menos energia é gasta e menos se tem perdas no transistor.

Quanto a quantidade de energia acumulada no circuito, é preferível analisar a grandeza energia por pulso, que dependente da frequência. A energia gerada por pulso, é relacionada à quantidade de energia armazenada e depende da amplitude do sinal. Os resultados obtidos mostram que o circuito pode acumular de 225mJ/s até 702mJ/s. Observa-se que além dos valores de amplitude do sinal de entrada afetarem na quantidade de energia gerada, a disponibilidade de energia na frequência de ressonância do sinal também interfere.

O quantitativo de energia colhida pelo sistema é compatível com os gastos energéticos de sensores e sistemas intermitentes de transmissão de dados, como as LPWAN (redes de longa distância e baixa potência) usadas em aplicações IoT. Dentre as tecnologias LPWAN nota-se as LoRaWAN, DASH7 e Sigfox. Um transceptor LoRaWAN consome em média 86,5 mJ para transmitir uma mensagem de 40 bytes a 150 metros de distância (Bor et al., 2016). Nesse caso, a energia armazenada pelo circuito de colheita, em alguns dos casos estudados, é mais que suficiente para suprir as necessidades do sistema.

Germano (2022) propõe um protótipo de estação meteorológica utilizando tecnologia LoRaWAN, que é capaz de medir umidade do solo, umidade relativa do ar e temperatura, além de enviar os dados obtidos para um servidor. Através de exaustivos testes experimentais, este dispositivo apresentou gasto energético médio de 22,2mJ operando no regime *deep sleep* e gasto

máximo de 732,6mJ em pequenos períodos onde há transmissão de informações. Dessa forma, as análises confirmam que, associado a um elemento armazenador de energia, o circuito de colheita dimensionado corretamente pode oferecer energia suficiente para alimentar o dispositivo sem descarregar a bateria, prolongando sua vida útil.

6.4.1 ANÁLISE DAS DIMENSÕES

Após realizar as simulações computacionais, projetou-se o modelo 3D da placa de circuito impresso, através do *software* EAGLE, da fabricante Autodesk, Figura 61. Também se construiu o circuito físico correspondente ao projeto, Figura 62.

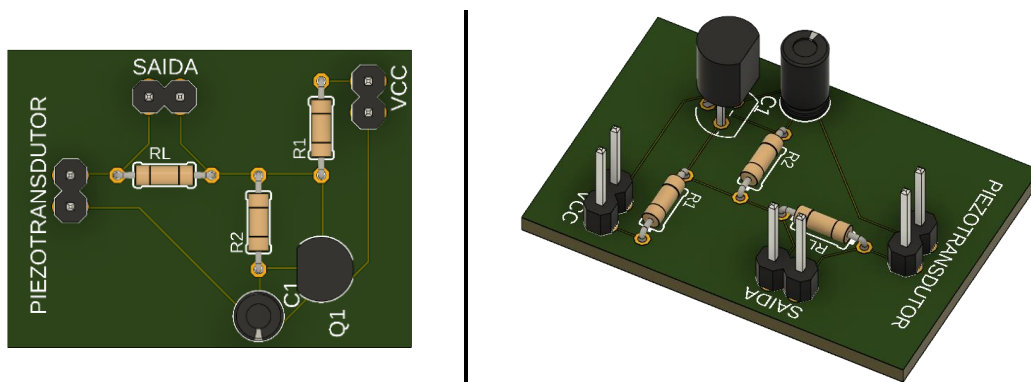


Figura 61: Modelo 3D do dispositivo equivalente à placa de circuito impresso.

Fonte: Autor

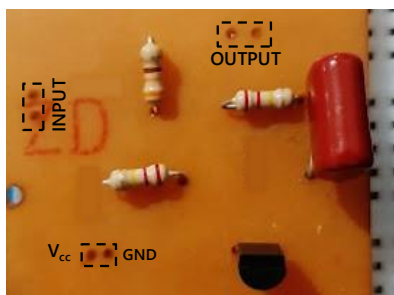


Figura 62: Placa de circuito impresso do circuito proposto.

Fonte: Autor

O modelo experimental físico apresenta as dimensões de 30x40mm, as quais ainda podem ser minimizadas a partir de otimizações na trilha e utilização de componentes microeletrônicos, o que apresenta notável vantagem sobre os indutores baseados em espiras dimensionados neste trabalho, que são muito robustos em massa e espaço.

CAPÍTULO 7

CONSIDERAÇÕES FINAIS E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho, foi realizada uma análise de um circuito de colheita de energia de vibrações composto por um indutor sintético transistorizado. Esta análise objetivou avaliar a quantidade de energia de vibrações disponível que pode ser extraída do ambiente para uma futura aplicação em dispositivos autônomos remotos.

Dessa forma, as simulações mostraram que o circuito pode obter potência máxima, média e acumular energia de forma satisfatória para aplicação em ambientes ricos em vibrações. Mesmo vibrações transmitidas por uma estrutura a baixas amplitudes atendem à faixa de potência demandada por alguns sensores de ambientes industriais, tais como: elementos sensores de temperatura, umidade, pH, entre outros. Além disso, a energia acumulada pode ser aproveitada em sistemas intermitentes como as LPWAN que consomem na faixa de mJ em sua operação.

Outro fato é que o modelo experimental físico apresenta dimensões diminutas e tem a possibilidade de ser miniaturizado usando-se tecnologia de microcomponentes, eliminando assim, as limitações físicas que indutores baseados em espiras podem trazer a um sistema eletromecânico, principalmente nas aplicações em sistemas embarcados e remotos.

Apesar das limitações de ganho do circuito ressonador com indutor sintético em comparação a um com indutor real, entende-se que, por conta das dimensões reduzidas, simplicidade, facilidade de construção e baixo custo, o circuito proposto neste trabalho se apresenta viável.

Além disso, mesmo apresentando diversas não-linearidades e alguns erros aproximação, provenientes das simplificações no equacionamento, o circuito é capaz de realizar a função proposta. Observa-se que os erros que surgem no circuito podem ser facilmente corrigidos através de métodos iterativos e aproximações lineares.

Por fim, é interessante apontar melhorias a serem adotadas em pesquisas futuras: testar na prática o circuito de colheita aplicando os novos preceitos para sua parametrização em relação ao trabalho de Delgado (2021); pesquisar novas topologias de indutores sintéticos, inclusive topologias baseadas em MOSFETs; utilizar dados de entrada obtidos diretamente de máquinas elétricas ou ambiente industrial; testar o circuito proposto associado a filtros passivos e elementos armazenadores de energia; investigar a associação de mais elementos geradores piezelétricos; utilizar outros elementos piezelétricos com características distintas.

REFERÊNCIAS

- AL-FUQAHA, A., GUIZANI, M., MOHAMMADI, M., ALEDHARI, M., & AYYASH, M. (2015). **Internet of Things: A Survey on Enabling Technologies, Protocols, and Applications**. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 17(4), 2347–2376. doi:10.1109/comst.2015.2444095
- APC INTERNATIONAL LTD. **Energy Harvesting Using Piezoelectric Materials**. 2015. Disponível em: <https://www.americanpiezo.com/blog/energy-harvesting-using-piezoelectric-materials/>. Acesso em: 10 abr. 2023.
- BOR, M.; VIDLER, J. E.; ROEDIG, U.. 2016. **“LoRa for the Internet of Things.”** EWSN '16 *Proceedings of the 2016 International Conference on Embedded Wireless Systems and Networks*. Canada: Junction Publishing, 2016. pp. 361-366.
- DELGADO, Mateus Pereira. **Simulação de Circuito Transistorizado para Colheita de Energia de Vibrações**. Orientador: Dr. Bruno Gabriel Gustavo Leonardo Zambolini Vicente. 2021. 97 p. Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado em Engenharia de Controle e Automação) - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás Câmpus Itumbiara, Itumbiara, 2021.
- ERTURK, A. **Electromechanical Modeling of Piezoelectric Energy Harvesters**. 319f. Doctorate Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, United States of America, 2009.
- ERTURK, A.; HOFFMANN, J.; INMAN, D. J. **A piezomagnetoelastic structure for broadband vibration energy harvesting**. Journal Applied Physics Letters, v. 94, n. 25. Estados Unidos, 2009.
- ERTURK A.; INMAN, D. J. **Piezoelectric Energy Harvesting**. [s.l.] John Wiley & Sons, 2011.
- EZIWARMAN, E. **Numerical Analysis for Piezoelectric Unimorph Beam Power Harvesting Applications**. 258f. Doctorate Thesis, Curtin University of Technology, Bentley, Perth, WA, Australia, 2015.
- GERMANO, Stefane Bressani. **Protótipo de solução IoT para uma estação meteoro lógica aplicando tecnologia LoRa no ambiente agro**. Orientador: Dr. Bruno Gabriel Gustavo Leonardo Zambolini Vicente. 2022. 56 p. Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado em Engenharia de Controle e Automação) - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás Câmpus Itumbiara, Itumbiara, 2022.

JEONG, S. J.; KIM, M. S.; SONG, J. S.; LEE, H. K.. 2008. **“Two-layered piezoelectric bender device for micro-power generator”**. *Sensors and Actuators A*. vol. 148. no. 1. pp. 158–167.

KULL, G. M.; NAGEL, L. W.; LEE, S. W.; LLOYD, P.; PRENDERGAST, E. J.; DIRKS, H. K. **A unified circuit model for bipolar transistor including quasi-saturation effects**. IEEE Transactions on Electronic Devices. ED-32, 1103-1113, 1985.

LIU, J. Q.; FANG, H. B.; XU, Z. Y. et al.. 2008. **“A MEMS-based piezoelectric power generator array for vibration energy harvesting”**. *Microelectronics Journal*. vol. 39. no. 5. pp. 802–806.

LOBO, C. V. F. **Desenvolvimento de um protótipo eletromecânico para geração de energia elétrica através do aproveitamento de energia vibracional utilizando piezelétricos**. Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado em Engenharia de Controle e Automação) - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia Fluminense, Câmpus Campos-Centro, 2014.

MIDÉ CORPORATION. **Packaged Piezoelectric Actuators and Sensors**. Datasheet 509-QP16N, Revision nº 003, Revision Date: 04-24-2014.

MORAES, R. de M. **Desenvolvimento de sistema para coleta de energia vibracional utilizando dispositivos piezoelétricos**. Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica, Campinas, SP, 2018.

PRIYA, S. **Advances in energy harvesting using low profile piezoelectric transducers**. *Journal of Electroceramics*, v. 19, ed. 1, pp. 165–182, 2007.

PRIYA, S.; INMAN, D.J. **Energy Harvesting Technologies**. Springer Science Business Media, LLC, 2009.

RAMADASS, Y. K.; CHANDRAKASAN, A. P. **An efficient piezoelectric energy harvesting interface circuit using a bias-flip rectifier and shared inductor**. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Piscataway, v. 45, n. 1, p. 189-204, 2010.

ROEL ARITS ELECTRONICS HOBBY SHACK. **Gyrators (especially simulated inductors)**. 2014. Disponível em: <https://sites.google.com/site/roelarits/home/gyrator>. Acesso em: 24 jun. 2020.

ROUNDY, S.; WRIGHT, P. K.; RABAEY, J. M. **Energy scavenging for wireless sensor networks**. Norwell, MA: Kluwer Academic Publishers, 2004.

SAKAMOTO, J. M. S. **Sensor em fibra óptica aplicado à caracterização de atuadores piezoelétricos flexensionais**. 154 p. Dissertação de Mestrado – Universidade Estadual Paulista – UNESP, Ilha Solteira, 2006.

SIDDIQUE, A. R. M.; MAHMUD, S.; HEYST, B. V. **A comprehensive review on vibration based micro power generators using electromagnetic and piezoelectric transducer mechanisms**. School of Engineering, University of Guelph, Ontario, Canada, v. 106, pp. 728–747, 2015.

SOUZA, F. da S. **Sistema de extração de potência (power harvesting) usando transdutores piezelétricos**. 102 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual Paulista, Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, 2011.

TELLEGEN, B. D. H. **The gyrator, a new electric network element**. Philips Research Reports, 3, 81-101, April, 1948.

TOPRAK, A.; TIGLI, O. **Piezoelectric energy harvesting: State-of-the-art and challenges**. Applied physics reviews, v. 1, n. 3, p. 031104, 2014.

VICENTE, F. G. **Avaliação experimental de sistema de colheita de energia através de transdutores piezelétricos**. Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás, Câmpus Itumbiara, 2019.

WILLIAMS, C. B.; YATES, R. B. **Analysis of a micro-electric generator for Microsystems**. Journal of Sensors and Actuators, v. 52, pp. 8–11, 1996.

ZAMBOLINI-VICENTE, B. G. G. L. **Projeto robusto de Circuitos *Shunt* para o controle passivo de vibrações de estruturas compostas**, 97fl: il. Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, 2014.

ZAMBOLINI-VICENTE, B. G. G. L.; LIMA, A. M. G. de; FINZI NETO, R. M. **Experimental evaluation of synthetic inductors applied in passive shunt circuits to vibration mitigation**. Revista Interdisciplinar de Pesquisa em Engenharia, v.2, p.131–141, 2016; ISSN:2447-6102.

ZAMBOLINI-VICENTE, B. G. G. L. **Projeto de um protótipo atenuador de vibrações multimodal *self-powered*, empregando material piezelétrico e circuito eletrônico**. 109f. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2019.