



Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”  
Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira  
*Departamento de Engenharia Elétrica*



## **Dissertação de Mestrado**

**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

Sistema de Extração de Potência (Power Harvesting) usando  
Transdutores Piezelétricos

**Flavilene da Silva Souza**

**Ilha Solteira – SP, Agosto de 2011**



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA  
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"  
Campus de Ilha Solteira

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Sistema de Extração de Potência (*Power Harvesting*) usando  
Transdutores Piezelétricos

**Flavilene da Silva Souza**

**Orientador:** Prof. Dr. Nobuo Oki

Dissertação apresentada à Faculdade de  
Engenharia - UNESP – Campus de Ilha  
Solteira, para obtenção do título de  
Mestre em Engenharia Elétrica.  
Área de Conhecimento: Automação.

Ilha Solteira – SP  
Agosto/2011

## FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pela Seção Técnica de Aquisição e Tratamento da Informação  
Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação da UNESP - Ilha Solteira.

S729s Souza, Flavilene da Silva.  
Sistema de extração de potência (*power harvesting*) usando transdutores piezelétricos / Flavilene da Silva Souza. -- Ilha Solteira : [s.n.], 2011  
102 f.: il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2011

Orientador: Nobuo Oki  
Inclui bibliografia

1. *Power harvesting*. 2. Transdutores piezelétricos. 3. Máxima extração de potência. 4. Retificadores (Eletrônica). 5. Conversor *buck-boost*.



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA  
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA  
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA

### CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

**TÍTULO:** Sistema de Extração de Potência (Power Harvesting) usando Transdutores Piezelétricos

**AUTORA:** FLAVILENE DA SILVA SOUZA

**ORIENTADOR:** Prof. Dr. NOBUO OKI

Aprovada como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica,  
Área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora:

Prof. Dr. NOBUO OKI

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. APARECIDO AUGUSTO DE CARVALHO

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. TONY INÁCIO DA SILVA

Coordenadoria de Pesquisa e Pós-Graduação / Instituto Federal de Mato Grosso

Data da realização: 05 de agosto de 2011.

A minha avó Eunice, por me ensinar que a coisa mais importante na vida é o amor ao próximo.

## AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por me guiar e me auxiliar nesta jornada. E por sempre estar me iluminando e me dando coragem e força para ser persistente, principalmente nas horas mais difíceis.

Aos meus pais, Arilce e Fernando Roberto, que serei eternamente grata por sempre acreditarem em mim e pelo incentivo, sem o qual não chegaria até aqui. Ao meu irmão, Fernando Marcel, e ao meu irmãozinho, Luis Felipe, pelo apoio e amizade em todos os momentos. Ao José Carlos, pelo carinho, companheirismo e compreensão em todos os momentos em que estamos juntos.

A todos meus familiares que com demonstração de amor sempre incentivaram a minha caminhada, em especial aos meus avôs, Adil, Maria Elza e Eunice *in memoriam*, aos meus padrinhos, Luis, Mariselma e Marielza, as minhas tias Eliane, Jane, Márcia, Mariluce e Rose, e aos meus primos Daniel, Eunice Elisia, Helen, Gustavo, Julio César, Miliane, Rodrigo e Vitória.

Aos amigos que eu fiz em Ilha Solteira, que viraram minha segunda família, com os quais vivi bons e grandes momentos que sempre lembrarei com carinho, como Aline, Andréia, Camila, Cibele, Denis, Erick, Hebert, Jadiel, Joel, Miguel, Naryane, Patricia, Ravi, Renzo e Suzana. Aos meus amigos de Cuiabá, que mesmo distantes se fizeram presentes, e que me mostraram que para amizade verdadeira não existem obstáculos, Barbara, Ikaro, Rafael, Talita, Vitor e Vinicius.

Ao meu orientador professor Dr. Nobuo Oki, pela orientação, atenção, confiança e incentivo dispensado a mim no decorrer deste trabalho.

Ao professor Dr. Tony por ter despertado o meu interesse para pesquisa acadêmica, sem o qual não teria feito mestrado.

A dona Cida e a sua família que me acolheram com carinho quando eu cheguei a Ilha Solteira.

Aos companheiros do laboratório de circuitos integrado, Adriano, Denis, Flávio, Marcos Estremote, Marcos Vinicius e Virgilio, que por diversas vezes deram sugestões importantes para o andamento deste trabalho. Ao grupo de materiais inteligentes (GMSINT) sem os quais não teria realizado este trabalho, em especial a Camila, Carlos, Edson, Gustavo e Thiago.

Aos professores e Drs. da Faculdade de Engenharia Elétrica e Mecânica, Aparecido, João, Jozué, Mike, Turra e Vicente, que em algum momento contribuíram de alguma forma com sugestões e idéias para a conclusão deste trabalho.

Aos técnicos Adércio e Carlos José (Grilo) pela atenção, disponibilidade e pelo apoio técnico ao trabalho. E aos técnicos Deoclécio e Beto pelo auxílio nos problemas a respeito da informática.

Ao INCT e a CAPES pelo aporte financeiro.

E a todos que de alguma forma contribuíram diretamente ou indiretamente para a realização deste projeto.

*“São as nossas escolhas que revelam quem realmente somos,  
muito mais do que as nossas qualidades.”*

– *J.K Rowling*



## RESUMO

Este trabalho descreve um sistema de extração de potência de *power harvesting* utilizando transdutores piezelétricos. Com o objetivo de extrair a máxima potência e assim ter um maior rendimento do sistema, foram projetados e testados alguns circuitos eletrônicos. Um circuito de controle com componentes discretos e de baixo consumo foi projetado para controle da chave do retificador chaveado e *bias-flip*. A energia extraída será utilizada para alimentar um sistema de aquisição de dados e um sensor de temperatura associado a este sistema. O sistema de *power harvesting* é constituído por uma estrutura mecânica, transdutor piezelétrico, circuito retificador e um conversor CC-CC. Na estrutura mecânica está localizado o transdutor piezelétrico e este transdutor proporciona a conversão de energia mecânica em energia elétrica. Para efeito deste estudo considera-se que o transdutor piezelétrico comporta-se como uma fonte de tensão alternada, que será retificada e armazenada em um supercapacitor, para depois ser utilizada na alimentação do sistema de aquisição de dados. Os conversores CC-CC são utilizados para maximizar a quantidade de energia obtida do transdutor piezelétrico e fornecer tensão ao supercapacitor. No entanto, uma das limitações desses sistemas é a baixa quantidade de energia gerada por esses dispositivos. Assim, para que haja uma minimização das perdas dos circuitos eletrônicos e possa se extrair a máxima potência possível do piezelétrico obtendo um melhor rendimento do sistema, este trabalho investigará a utilização dos circuitos retificadores em ponte, retificador em ponte chaveado, retificador *bias-flip* e o conversor *buck-boost*, além de utilizar a energia armazenada para alimentar um sistema de aquisição de dados associados a um sensor de temperatura. A utilização do retificador *bias-flip* melhora a potência extraída do piezelétrico em até 200%, e retificador em ponte chaveado em 150 % em relação ao circuito retificador em ponte. A eficiência passou de 34% (retificador em ponte) para 72% (retificador *bias-flip*), e para 54% (retificador chaveado). E com a utilização do conversor *buck-boost* a máxima potência no piezelétrico não é mais dependente da impedância elétrica conectada ao sistema.

**Palavras-chaves:** *Power Harvesting*. Transdutor Piezelétrico. Máxima extração de potência. Retificadores. Conversor *buck-boost*.

## ABSTRACT

This work describes several circuits for power extracting of power harvesting systems using piezoelectric transducers. In order to extract the maximum power and to achieve the maximum performance of these systems some electronic circuits were projected and tested. A control circuit with discrete components and low power consumption is designed to control switch of the switch-only and bias-flip rectifier. The goal is that the energy extracted is used to supply power electronic devices. That will be, in this work, a temperature sensor that is placed in a difficult access area. The power harvesting system is composed by a mechanical structure, a piezoelectric transducers, a rectifier and a DC-DC converter. The piezoelectric transducers were placed in the mechanical structure, these transducers are responsible to convert mechanical energy into electrical energy. In this work the piezoelectric transducer was considered an AC voltage source. This voltage will be rectified and then stored in supercapacitor, to be used in electronic circuits. The DC-DC converters were used to achieve maximum power from piezoelectric transducer and to supply voltage to the supercapacitor. However, one of the limitations of these systems is the low amount of power generated by the transducer. This way, it is mandatory to reduce the losses at the electronic components and extract the maximum power possible from the piezoelectric to improve the performance. This work investigates the full-bridge rectifier, switch-only rectifier, bias-flip rectifier and buck-boost converter, besides it aims to use the stored energy to supply a temperature sensor. Using the flip-bias rectifier improves the power up to 200%, and the switch-only rectifier by 150% in relation to full-bridge rectifier. And the efficiency changed from 35% (full-bridge) to 72% (bias-flip), and 54% (switch-only). And the power at the piezoelectric obtained to buck-boost converter is not dependent to electrical impedance.

**Keywords:** Power Harvesting. Piezoelectric transducer. Extract the maximum power. Rectifier. Buck-boost converter.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 –	Diagrama de bloco do fluxo de energia. ....	17
Figura 1.2 –	Diagrama dos circuitos propostos para <i>power harvesting</i> . ....	17
Figura 2.1 –	Relógio de pulso da Seiko alimentado pelo calor do corpo. ....	20
Figura 2.2 –	Configuração experimental do sistema de caminhada. ....	21
Figura 2.3 –	Alça da mochila usando <i>power harvesting</i> . ....	22
Figura 2.4 –	Estrutura eletromecânica de geração <i>power harvesting</i> . ....	22
Figura 2.5 –	Representação esquemática da conversão de energia no Piezelétrico: (a) efeito direto, (b) efeito inverso. ....	25
Figura 2.6 –	Distorção atômica do material. ....	26
Figura 2.7 –	Modo de atuação transversal. ....	26
Figura 2.8 –	Modo de atuação paralelo. ....	27
Figura 2.9 –	Coordenadas ortotrópicas e nomenclatura dos eixos. ....	28
Figura 2.10 –	Modelagem elétrica do piezelétrico: (a) fonte de corrente, (b) fonte de tensão. ....	30
Figura 2.11 –	Tensão produzida pelo piezelétrico em função da frequência e da impedância elétrica na carga. ....	32
Figura 2.12 –	Potência produzida pelo piezelétrico em função da frequência e da impedância elétrica na carga. ....	32
Figura 3.1 –	Esquema em blocos do sistema de <i>power harvesting</i> . ....	33
Figura 3.2 –	Retificador de meia onda. ....	35
Figura 3.3 –	Tensão na saída do piezelétrico para retificador de meia onda em regime permanente. ....	36
Figura 3.4 –	Retificador em ponte com diodos. ....	36
Figura 3.5 –	Etapas de funcionamento do circuito retificador em ponte. ....	37
Figura 3.6 –	Formas de onda da tensão no piezelétrico e na carga e da corrente na fonte de corrente, no capacitor do piezelétrico e na carga para retificador em ponte. ....	37
Figura 3.7 –	Circuito retificador em ponte chaveado. ....	39
Figura 3.8 –	Etapas do retificador em ponte chaveado. ....	40

Figura 3.9 -	Formas de onda da tensão no piezelétrico e na carga e da corrente na fonte de corrente, no capacitor do piezelétrico e na carga e o sinal de controle para circuito retificador em ponte chaveado. ....	40
Figura 3.10 –	Circuito retificador <i>bias-flip</i> . ....	42
Figura 3.11 –	Etapas do retificador <i>bias-flip</i> . ....	42
Figura 3.12 –	Formas de onda da tensão no piezelétrico e na carga e da corrente na fonte de corrente, no capacitor do piezelétrico e na carga e sinal de controle para circuito retificador <i>bias-flip</i> . ....	43
Figura 3.13 –	Circuito de controle discreto para retificador em ponte chaveado e <i>bias-flip</i> . ....	45
Figura 3.14 –	Forma de onda da saída do $C_{comp1}$ , $C_{comp4}$ e da corrente do piezelétrico. ....	45
Figura 3.15 –	Formas de onda do circuito de controle, de a-e controle semi-ciclo positivo: (a) $V_{comp1}$ , (b) derivada de $V_{comp1}$ e $V_{ref1}$ , (c) $V_{comp2}$ , (d) derivada de $V_{comp2}$ e $V_{ref2}$ , (e) $V_{comp3}$ ; de f-j controle semi-ciclo negativo: (f) $V_{comp4}$ , (g) derivada de $V_{comp4}$ e $V_{ref1}$ , (h) $V_{comp5}$ , (i) derivada de $V_{comp5}$ e $V_{ref2}$ , (j) $V_{comp6}$ . ....	46
Figura 3.16 –	Conversor <i>buck-boost</i> . ....	47
Figura 3.17 –	Etapas de funcionamento do conversor <i>buck-boost</i> . ....	48
Figura 3.18 –	Retificador e conversor <i>buck-boost</i> . ....	49
Figura 3.19 –	Tensão e corrente na entrada do conversor <i>buck-boost</i> . ....	50
Figura 3.20 –	Diagrama interno do OV-7604-C7. ....	52
Figura 3.21 –	Fluxograma do programa. ....	56
Figura 4.1 –	Foto da viga, <i>shaker</i> , amplificador e gerador de função. ....	59
Figura 4.2 –	Diagrama experimental para sistema com viga. ....	60
Figura 4.3 –	Piezelétrico conectado à resistência. ....	61
Figura 4.4 –	Piezelétrico conectado ao retificador em ponte. ....	61
Figura 4.5 –	Piezelétrico conectado ao retificador em ponte chaveado. ....	62
Figura 4.6 –	Piezelétrico conectado ao retificador <i>bias-flip</i> . ....	62
Figura 4.7 –	Circuito de controle. ....	63
Figura 4.8 –	Piezelétrico conectado ao circuito retificador em ponte com conversor <i>buck-boost</i> . ....	63
Figura 4.9 –	Piezelétrico conectado ao circuito retificador em ponte chaveado com conversor <i>buck-boost</i> . ....	64
Figura 4.10 –	Piezelétrico conectado ao circuito retificador <i>bias-flip</i> com conversor <i>buck-boost</i> . ....	64
Figura 4.11 –	Microcontrolador e sensor de temperatura. ....	65

Figura 4.12 –	Placa de circuito impressa do circuito proposto.....	66
Figura 5.1 –	Tensão no piezelétrico em função da carga para viga conectada a uma resistência.....	68
Figura 5.2 –	Potência do piezelétrico em função da carga para viga conectada a resistência.....	68
Figura 5.3 –	Forma de onda da tensão no piezelétrico para carga de 20 k $\Omega$ obtida pelo osciloscópio.....	69
Figura 5.4 –	Tensão no piezelétrico em função da carga para viga conectada ao retificador em ponte. ....	70
Figura 5.5 –	Potência no piezelétrico em função da carga para viga conectada ao retificador em ponte. ....	70
Figura 5.6 –	Potência na saída em função da carga para viga conectada ao retificador em ponte.....	71
Figura 5.7 –	As formas de onda do circuito retificador em ponte obtidas pelo osciloscópio: (a) Tensão no piezelétrico; (b) Tensão de saída.....	72
Figura 5.8 –	Tensão no piezelétrico em função da carga para viga conectada ao retificador em ponte chaveado. ....	73
Figura 5.9 –	Potência no piezelétrico em função da carga para viga conectada ao retificador em ponte chaveado. ....	73
Figura 5.10 –	Potência na saída em função da carga para viga conectada ao retificador em ponte chaveado.....	74
Figura 5.11 –	As formas de onda para o circuito retificador chaveado obtidas pelo osciloscópio: (a) Tensão no piezelétrico; (b) Sinal de Controle; (c) Tensão de saída.....	75
Figura 5.12 –	Formas de onda do circuito de controle. ....	76
Figura 5.13 –	Potência útil na saída, considerando as perdas do circuito de controle, em função da carga para viga conectada ao retificador chaveado. ....	77
Figura 5.14 –	Tensão no piezelétrico em função da carga para viga conectada ao retificador <i>bias-flip</i> . ....	78
Figura 5.15 –	Potência no piezelétrico em função da carga para viga conectada ao retificador <i>bias-flip</i> . ....	78
Figura 5.16 –	Potência na saída em função da carga para viga conectada ao retificador <i>bias-flip</i> . ....	79

Figura 5.17 –	As formas de onda para o circuito retificador <i>bias-flip</i> obtidas pelo osciloscópio: (a) Tensão no piezelétrico; (b) Sinal de Controle; (c) Tensão de saída. ....	80
Figura 5.18 –	Potência útil na saída, considerando as perdas do circuito de controle, em função da carga para viga conectada ao retificador <i>bias-flip</i> . ....	80
Figura 5.19 –	Tensão no piezelétrico em função da carga para a viga conectada aos retificadores com conversor <i>buck-boost</i> . ....	81
Figura 5.20 –	Potência no piezelétrico em função da carga para a viga conectada aos retificadores com conversor <i>buck-boost</i> . ....	82
Figura 5.21 –	Potência na saída do conversor em função da carga para a viga conectada aos retificadores com conversor <i>buck-boost</i> . ....	82
Figura 5.22 –	Comparação entre a potência no piezelétrico para as topologias dos retificadores. ....	84
Figura 5.23 –	Comparação entre a potência útil na saída do circuito para as topologias dos retificadores. ....	84
Figura 5.25 –	Comparação do carregamento do capacitor de 3300 uF para as topologias dos retificadores com conversor <i>buck-boost</i> . ....	86
Figura 5.26 –	Valor da temperatura medida de acordo com a hora. ....	88
Figura 5.27 –	Valor da tensão no capacitor de acordo com a hora. ....	88

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 –	Características das fontes de <i>power harvesting</i> .....	19
Tabela 2.2 –	Exemplos de fontes de energias possíveis para geração de energia elétrica.	21
Tabela 2.3 –	Características do Piezelétrico. ....	28
Tabela 3.1 –	Características típicas para os modos de condução do microcontrolador PIC24F16KA102.....	54
Tabela 4.1 –	Dimensões dos piezelétricos e das vigas utilizadas. ....	58
Tabela 4.2 –	Propriedades do material piezelétrico PSI – 5H4E. ....	58
Tabela 4.3 –	Parâmetros para simulação do sistema mecânico. ....	59
Tabela 5.1 –	Valores de corrente para o circuito de controle. ....	75
Tabela 5.2 –	Comparação das topologias dos retificadores para carga de 18 k $\Omega$ .....	83
Tabela 5.3 –	Comparação entre circuitos retificadores e conversor <i>buck-boost</i> .....	85
Tabela 5.4 –	Corrente média no microcontrolador para o uso do sensor de temperatura.....	87
Tabela 5.5 –	Avaliação entre circuitos existentes na literatura.....	90

# SUMÁRIO

<b>Capítulo 1 – Introdução</b> .....	16
<b>Capítulo 2 – <i>Power Harvesting</i></b> .....	19
2.1 <i>Power harvesting</i> .....	19
2.2 <i>Estudos existentes na literatura</i> .....	23
2.3 <i>Transdutores piezelétricos</i> .....	24
2.3.1 <i>Propriedades piezelétricas</i> .....	27
2.3.2 <i>Circuito elétrico equivalente</i> .....	29
<b>Capítulo 3 – Sistema de Extração de Potência</b> .....	33
3.1 <i>Retificadores</i> .....	34
3.1.1 <i>Retificador de meia onda</i> .....	35
3.1.2 <i>Retificador em ponte</i> .....	36
3.1.3 <i>Retificador em ponte chaveado</i> .....	39
3.1.4 <i>Retificador bias-flip</i> .....	41
3.1.5 <i>Circuito de controle para o retificador em ponte chaveado e bias-flip</i> .....	44
3.2 <i>Estágio de Potência</i> .....	46
3.3 <i>Sensor de temperatura</i> .....	52
3.3.1 <i>Microcontrolador de baixo consumo</i> .....	53
3.3.2 <i>Programa</i> .....	55
<b>Capítulo 4 – Configurações Experimentais</b> .....	58
4.1 <i>Sistema mecânico</i> .....	58
4.2 <i>Simulação no PSpice</i> .....	59
4.3 <i>Configurações experimentais</i> .....	60
4.4 <i>Sistema de extração de potência</i> .....	60



<b>Capítulo 5 – Resultados</b> .....	67
5.1 <i>Viga conectada aos circuitos</i> .....	67
5.1.1 <i>Viga com carga resistiva</i> .....	67
5.1.2 <i>Viga com retificador em ponte</i> .....	69
5.1.3 <i>Viga com retificador em ponte chaveado</i> .....	72
5.1.4 <i>Viga com retificador bias-flip</i> .....	77
5.1.5 <i>Viga com retificador e conversor buck-boost</i> .....	81
5.1.6 <i>Comparação dos resultados da viga</i> .....	83
5.2 <i>Sensor de temperatura</i> .....	86
5.3 <i>Avaliação do desempenho</i> .....	88
<b>Capítulo 6 – Conclusões</b> .....	<b>91</b>
6.1 <i>Considerações Finais</i> .....	91
6.2 <i>Trabalhos Futuros</i> .....	92
6.3 <i>Publicações</i> .....	92
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>94</b>
<b>APÊNDICE I – Programa do microcontrolador em linguagem C utilizado para o sensor de temperatura</b> .....	<b>97</b>

## Capítulo 1 – Introdução

Nos últimos anos vem crescendo muito a pesquisa em relação a sensores autônomos que vem sendo muito utilizado para rede de sensores remotos. Isto se deve ao desenvolvimento da tecnologia sem fio e dos equipamentos eletrônicos de baixa potência.

Sensores autônomos podem ser definidos como um sistema eletrônico que opera e/ou comunica fornecendo e armazenando informações sem estar conectado a uma rede de energia elétrica. Isto é, utiliza-se bateria para seu funcionamento. A grande limitação destes sensores é a necessidade de substituição da bateria

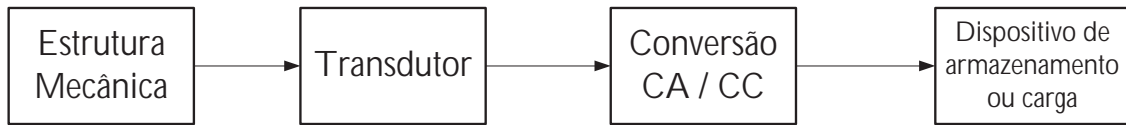
Neste contexto, uma importante área de conhecimento vem ganhando destaque, o *power harvesting* que consiste em aproveitar alguma forma de energia do ambiente para gerar energia elétrica. Ou seja, *power harvesting* é a aquisição e conversão de alguma fonte ambiental de energia em energia elétrica utilizável.

Sem dúvida nenhuma, uma aplicação de *power harvesting* é para sensores remotos, pois através desta técnica os sistemas que necessitam de bateria para o seu funcionamento podem auto-alimentar.

Um método de *power harvesting* é obter energia devido à vibração de uma estrutura utilizando transdutor piezelétrico. Na presença de uma ação mecânica o transdutor produz energia elétrica. Esta energia é armazenada em uma bateria ou super-capacitor para depois ser utilizada em circuitos eletrônicos.

O fluxo de energia do sistema começa na transferência de energia mecânica. A estrutura mecânica é excitada por uma força senoidal que irá causar uma deformação. A segunda etapa é a conversão de energia mecânica em energia elétrica, esta conversão é efetuada pelo transdutor piezelétrico. Na terceira etapa ocorre à conversão de corrente alternada para corrente contínua. Em seguida a energia é armazenada e utilizada pela carga. A figura 1.1 mostra o diagrama de blocos desse fluxo de energia.

Figura 1.1 – Diagrama de bloco do fluxo de energia.



Fonte: Dados do próprio autor.

A grande limitação de *power harvesting* diz respeito a sua produção de potência que é muito baixa, por isso é imprescindível aproveitar toda a energia convertida. As pesquisas nesta área são feitas utilizando circuitos eletrônicos com o objetivo de extrair uma maior potência do transdutor piezelétrico. Existem vários circuitos que podem ser utilizados para isso, tal como retificadores controlados e conversores DC-DC, como é mostrado na figura 1.2.

Figura 1.2 – Diagrama dos circuitos propostos para *power harvesting*.



Fonte: Dados do próprio autor.

O presente estudo apresenta um modelo elétrico do transdutor piezelétrico e algumas topologias para extrair a máxima potência do sistema, tal como retificador em ponte, retificador em ponte chaveado, retificador *bias-flip* e o conversor *buck-boost*. Foi projetado, ainda, um circuito de controle de baixa potência para o controle da chave utilizada no retificador em ponte chaveado e no retificador *bias-flip*.

Obter o maior aproveitamento da potência disponível pelo transdutor piezelétrico é o objetivo da utilização dos circuitos. O intuito é que a energia armazenada seja utilizada para alimentar um sensor remoto de temperatura e o seu sistema (conversor analógico digital, microcontrolador). Para alcançar os objetivos foram realizados simulações e testes experimentais.

Os capítulos deste trabalho foram organizados da seguinte maneira:

- O capítulo 2 apresentará uma breve introdução de *power harvesting*, conceitos do transdutor piezelétrico e a modelagem elétrica empregado para a compreensão do sistema.

- O capítulo 3 abordará os circuitos utilizados para a máxima extração de potência. Apresenta a análise quantitativa das topologias dos retificadores e do conversor DC-DC, o projeto do circuito de controle e o sistema do sensor de temperatura.
- No capítulo 4 serão descritos a metodologia para a realização dos testes experimentais e simulados através do software PSpice.
- No capítulo 5 serão apresentados os resultados do sistema. Além disso, é comparado o desempenho do circuito proposto com os existentes na literatura.
- O capítulo 6 apresentará as conclusões.

## Capítulo 2 – *Power Harvesting*

Este capítulo versará sobre *power harvesting*, e exporá o seu estado da arte. Além disso, fundamentará teoricamente o que é o transdutor piezelétrico e qual a sua utilização na conversão de energia mecânica para elétrica.

### 2.1 *Power harvesting*

Como já referido, *power harvesting* é a aquisição e conversão de uma fonte energia ambiental em energia elétrica utilizável. Nos últimos anos pesquisas tem proposto *power harvesting* aproveitando as seguintes fontes de energia ambiental: energia solar, energia térmica e energia mecânica, predominantemente, vibração mecânica. A tabela 2.1 mostra as características destas fontes. Como a potência de saída depende de outros fatores, bem como o transdutor utilizado para a conversão, esta tabela serve apenas de indicação da potência obtida para cada principio de *power harvesting*.

Tabela 2.1 – Características das fontes de *power harvesting*.

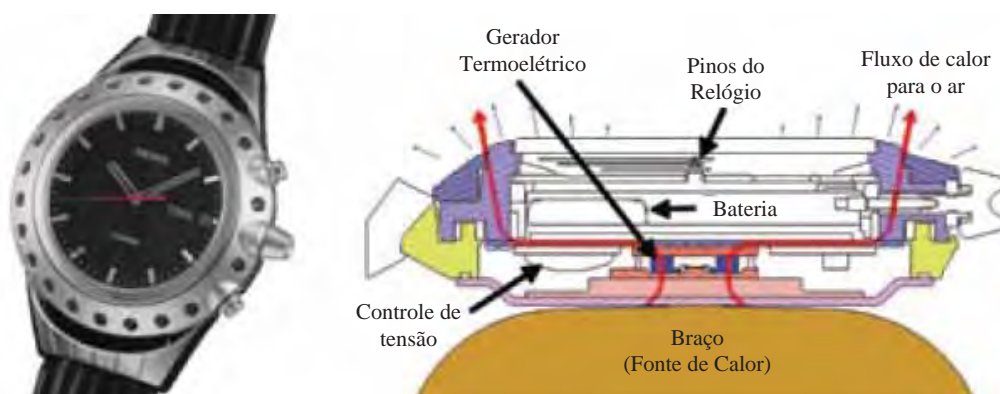
Fonte ambiental	Características	Eficiência física	Potencia saída
Fotovoltaico			
Interior cômodo	0,1 mW/cm <sup>2</sup>		10 uW/cm <sup>2</sup>
Exterior	100 mW/cm <sup>2</sup>	5-24%	10 mW/cm <sup>2</sup>
Térmico			
Humana	20 mW/cm <sup>2</sup>	0,1%	25 uW/cm <sup>2</sup>
Industrial	100 mW/cm <sup>2</sup>	3%	1-10 mW/cm <sup>2</sup>
Vibração			
Humana	0.5m@1Hz; 1m/s <sup>2</sup> @50Hz		4 uW/cm <sup>2</sup>
Industrial	1m@5Hz; 10m/s <sup>2</sup> @1KHz	Máx. potência depende da fonte	100 uW/cm <sup>2</sup>

Fonte: Belleville et al. (2010)

Para conversão da energia solar em energia elétrica utiliza-se o painel fotovoltaico. Apesar de ser muito utilizada esta conversão é pouco eficiente. O conversor exposto diretamente em um dia ensolarado, consegue produzir acima de  $10 \text{ mW/cm}^2$ . No interior de um cômodo, onde a iluminação diminuiu, conseqüentemente, há a diminuição da potência produzida. O exemplo mais popular é o painel solar fotovoltaico no telhado de uma casa.

Geradores termoelétricos aproveitam a variação da temperatura e o fluxo de calor para gerar energia elétrica através da conversão de energia térmica. A diferença de temperatura está diretamente relacionada à eficiência da conversão, e o fluxo de calor à energia produzida. Um exemplo desta conversão é um relógio de pulso da Seiko Instruments Incorporated, este relógio converte o calor do corpo em energia elétrica e carrega a bateria do relógio, mostrado na figura 2.1. (KISHI et al., 1999)

Figura 2.1 – Relógio de pulso da Seiko alimentado pelo calor do corpo.



Fonte: adaptado de Kishi et al. (1999).

A conversão de vibração em energia elétrica pode ser baseada na frequência de ressonância do dispositivo mecânico ou pelo impacto causado por uma força externa. Existem três transdutores que fazem esta conversão: piezoelétrico, eletrostático e eletromagnético. Alguns exemplos de fontes de vibração e os meios utilizados para produzir energia elétrica são mostrados na tabela 2.2.

Alguns exemplos de aplicação de sistemas *power harvesting* são: monitoração de estruturas mecânicas, civil, etc, onde o elemento piezoelétrico é usado simultaneamente como um sensor e um gerador de energia utilizando a vibração ambiente (ELVIN et al., 2006; NG; LIAO, 2005); em tênis que converte em energia elétrica a pressão do efeito de caminhar, figura 2.2 (LI et al., 2010); na alça de uma mochila onde são colocados transdutores

piezelétricos, que convertem em energia elétrica as forças aplicadas entre o portador da mochila e ela, figura 2.3 (FEENSTRA et al., 2008). Além destas aplicações, estudos vêm sendo realizados para viabilidade da utilização de *power harvesting* por intermédio de dispositivos biomédicos implantáveis, produzindo energia elétrica através da variação da pressão do sangue (RAMSAY; CLARK, 2001) ou da contração do músculo (LEWANDOWSKI et al., 2009).

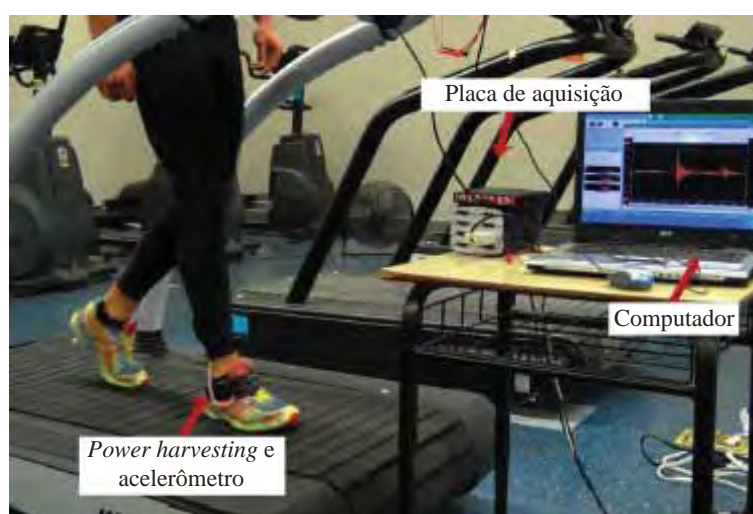
Tabela 2.2 – Exemplos de fontes de energias possíveis para geração de energia elétrica.

Fonte vibração	Elemento	Por meio
Corpo Humano	Respiração, fluxo sanguíneo, pressão.	Caminhada, contração do músculo.
Veículos	Aviões, helicópteros, automóveis, trens.	Pneus, freios, choques, turbina.
Estruturas	Pontes, rodovia, túnel, escritório, casa	Interruptor, dutos, AVAC*.
Industrial	Motor, compressor, bombas.	Vibração da máquina, perfuração.

\*AVAC- aquecimento, ventilação e ar condicionado

Fonte: Priya; Inman, (2008)

Figura 2.2 – Configuração experimental do sistema de caminhada.



Fonte: adaptada de Li et al. (2010).

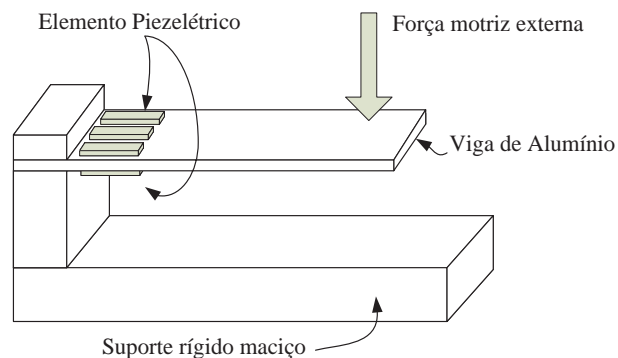
Figura 2.3 – Alça da mochila usando *power harvesting*.



Fonte: Feenstra et al. (2008)

Inspirado nessas aplicações de *power harvesting* nesta pesquisa utilizou-se transdutores piezelétricos para converter energia mecânica em energia elétrica. Obter uma potência maior para ser aproveitada nos dispositivos eletrônicos foi a finalidade deste trabalho, que propõe um circuito eletrônico para extrair o máximo de energia disponível pelo piezelétrico. A figura 2.4 apresenta a estrutura eletromecânica de *power harvesting* utilizada. O transdutor piezelétrico é alocado em uma viga de aço flexível. Uma extremidade da viga será fixada em um suporte rígido, a outra extremidade será livre, de tal maneira que quando uma força for aplicada sobre a viga esta sofrerá vibração.

Figura 2.4 – Estrutura eletromecânica de geração *power harvesting*.



Fonte: Souza, (2011)



## 2.2 Estudos existentes na literatura

Os estudos realizados sobre *power harvesting*, utilizando transdutores piezelétricos se dividem em duas vertentes: modelagem de estruturas e circuitos eletrônicos eficientes para armazenamento da energia elétrica gerada, este último objeto desta análise.

Pesquisas recentes têm dado enfoque para circuitos capazes de extrair uma maior potência do transdutor piezelétrico. Os pesquisadores investigaram vários circuitos eletrônicos para extrair e armazenar a energia de um dispositivo piezelétrico, que serão resumidamente descritos a seguir.

Shenck e Paradiso (2001) investigaram como melhorar a eficiência dos circuitos utilizados em *power harvesting*. Inicialmente o circuito utilizado foi um regulador linear. Para aumentar a eficiência desse circuito, um conversor DC-DC *forward*, cujos componentes são de fácil disponibilidade e com um custo financeiro baixo, foi desenvolvido. Quando testado experimentalmente e comparado com o circuito regulador linear, o conversor DC-DC mostrou ser duas vezes mais eficiente. Porém como nesse projeto o conversor necessitou de um valor da indutância na ordem de  $10^5$  H, o valor tornou-se inviável comercialmente.

A pesquisa de Ottman et al. (2002, 2003) envolveu a melhoria da eficiência através da implementação de um conversor DC-DC *buck*. Esta pesquisa investigou os efeitos da otimização da razão cíclica para o conversor atuando em uma frequência de excitação. A eficiência do conversor foi calculada entre 0% a 70% dependendo da frequência de excitação.

Han (2004) desenvolveu em microeletrônica um circuito para extração de potência. O circuito proposto tem dois estágios: o retificador e conversor DC-DC. O retificador utilizado foi um dobrador de tensão. O conversor DC-DC foi escolhido devido à natureza capacitiva do material piezelétrico o que ocasiona uma saída de alta tensão com baixa corrente.

Lefeuvre et al. (2007) desenvolveram um circuito em que a extração da carga elétrica é sincronizada com a vibração do sistema, a fim de melhorar a eficiência do processo de transferência de energia. O circuito proposto contém o retificador e conversor DC-DC *buck-boost*. Os critérios utilizados para aperfeiçoar a eficiência são simples e sem a necessidade de utilizar sensores. Os resultados experimentalmente mostram que o conversor tem uma eficiência de 88%.

Tabesh e Fréchet (2010) projetaram um circuito adaptativo com baixo consumo que consiste em extrair a máxima potência através da tensão da carga fixa. O circuito é constituído pelo dobrador de tensão e conversor *boost*, controlado pela realimentação da tensão de saída.

O circuito proposto é independente da carga e dos parâmetros do piezelétrico. A eficiência obtida foi de 60% com potência acima de 0,5 mW.

Guyomar et al. (2005) investigaram outro método de sincronização da extração da carga elétrica de um transdutor piezelétrico. A nova técnica denominada *synchronous switch harvesting on inductor* (SSHI) é baseado no processo não linear e consiste em chavear um indutor conectado em paralelo ou em série com o piezelétrico antes do retificador. Resultados experimentalmente mostram que SSHI extrai 400% mais potência que um retificador em ponte.

Com o conceito desse método, Ramadass e Chandrakasan (2010) apresentaram um retificador chaveado e um retificador *bias-flip*, os quais a capacidade de extração de potência é maior que os retificadores convencionais. Este circuito foi desenvolvido em microeletrônica e apresenta um eficiente circuito de controle para a chave do retificador. O circuito completo é composto pelo retificador e o conversor DC-DC.

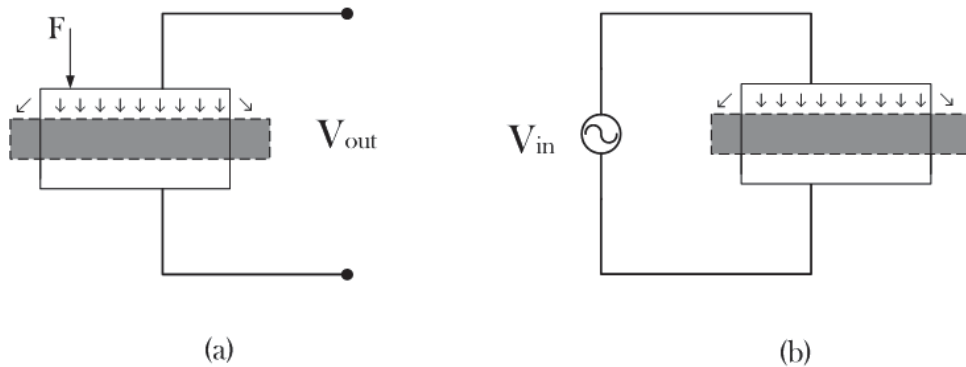
Guan e Liao (2009) fizeram uma análise com os dispositivos de armazenamento, o estudo analisou a bateria recarregável NiMH e de lítio e o super-capacitor, o qual tem densidade de energia 10-100 vezes superior a de um capacitor eletrolítico tradicional. Constatou-se que o supercapacitor tem uma eficiência e uma vida útil maior que as baterias recarregáveis, porém a densidade da energia a bateria recarregável é 10 vezes superior a do supercapacitor. Conclui-se que para aplicações onde não necessita armazenagem de grande quantidade de energia, o supercapacitor é a melhor escolha.

### 2.3 Transdutores piezelétricos

Pode-se afirmar que materiais piezelétricos são aqueles que apresentam propriedades de piezeletricidade. Já a palavra piezeletricidade tem origem do grego e significa eletricidade obtida por pressão, ou seja, são materiais que quando excitados por uma ação mecânica são capazes de se polarizar eletricamente produzindo uma tensão elétrica. Devido a esta característica os materiais piezelétricos são utilizados em *power harvesting*.

O material piezelétrico na presença de pressão produz energia elétrica (efeito direto), e na presença de tensão elétrica apresenta deformação e/ou tensão mecânica (efeito inverso), conforme mostrado na figura 2.5. Isto é, o transdutor piezelétrico converte energia mecânica em elétrica, ou vice-versa (PREUMONT, 2002).

Figura 2.5 - Representação esquemática da conversão de energia no Piezelétrico: (a) efeito direto, (b) efeito inverso.



Fonte: Dados do próprio autor.

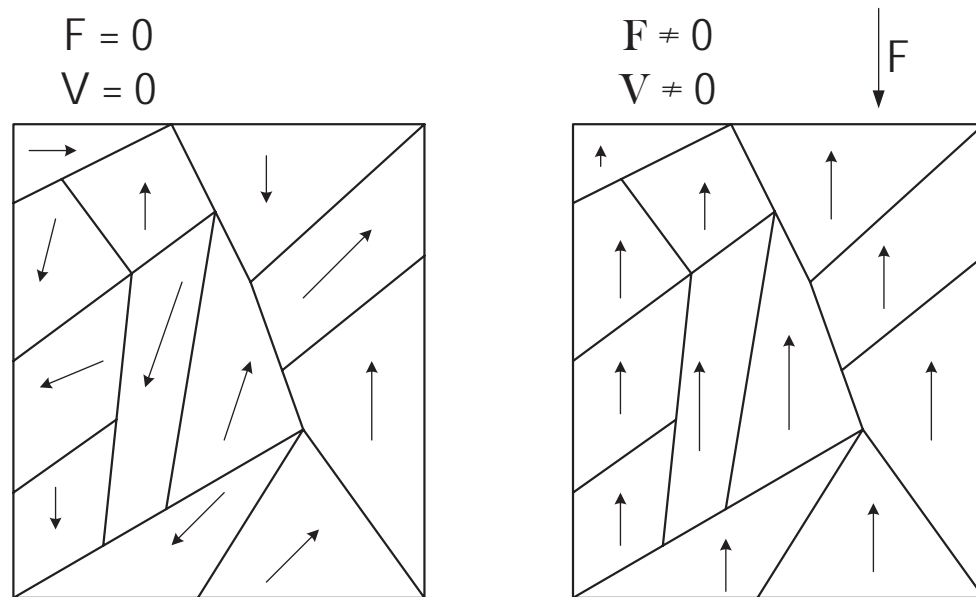
Este fenômeno ocorre devido às cargas elétricas na superfície do material piezelétrico que são polarizadas quando aplicada tensão elétrica. Em repouso, isto é, quando o material não está submetido à força externas, o piezelétrico fica eletricamente neutro e o campo elétrico gerado é nulo, pois o número de cargas positivas e negativas do piezelétrico são iguais.

No entanto, se for aplicado uma força sobre o material, este sofrerá uma deformação mudando o seu centro de gravidade, isto causa uma distribuição de cargas na superfície do material, conforme mostrado na figura 2.6, sendo que  $F$  e  $V$  são as forças e as tensões aplicadas no material. Neste caso há o efeito direto e essas cargas produzem a polarização elétrica do piezelétrico. Esta polarização produz uma tensão elétrica ocorrendo, portanto, a conversão da energia mecânica em energia elétrica (MARINHO, 2008).

O funcionamento do efeito inverso é similar ao efeito direto. Uma tensão elétrica é aplicada no material, o qual faz as cargas elétricas polarizarem a superfície causando uma deformação mecânica.

O transdutor piezelétrico pode ser construído em forma de anel, placa, cilíndrico, etc. Isto será definido de acordo com a forma que se deseja excitar o piezelétrico. O piezelétrico excita-se nas coordenadas  $x$ ,  $y$  e  $z$ , aqui representadas respectivamente por 1, 2 e 3. A constante piezelétrica ( $d_{ab}$ ) é utilizada para representar em que sentido o piezelétrico esta sendo excitado, onde  $a$  é o eixo que representa a excitação elétrica e  $b$  é o eixo para excitação mecânica (MARINHO, 2008).

Figura 2.6 - Distorção atômica do material.

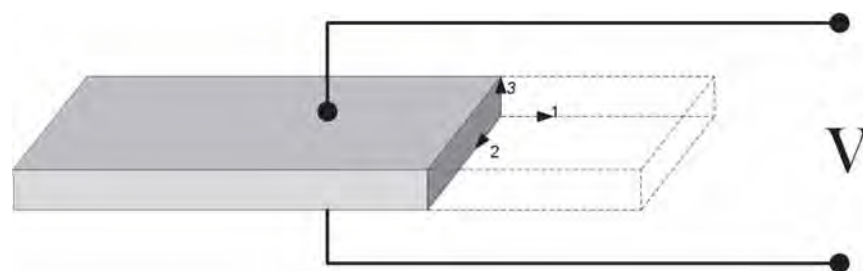


Fonte: Dados do próprio autor.

Considerando apenas as direções lineares, têm-se dois modos de atuação identificados: modo transversal ( $d_{31}$  e  $d_{32}$ ) e modo paralelo ( $d_{33}$ ). Estes modos serão descritos abaixo.

No modo transversal, figura 2.7, o piezelétrico é uma lâmina, no qual a espessura na direção 3 é muito menor que nas demais direções. A polarização ocorre na direção 3 e as deformações mecânicas ocorrem perpendicularmente a polarização, na direção 1 e 2 (MARINHO, 2008).

Figura 2.7 – Modo de atuação transversal.

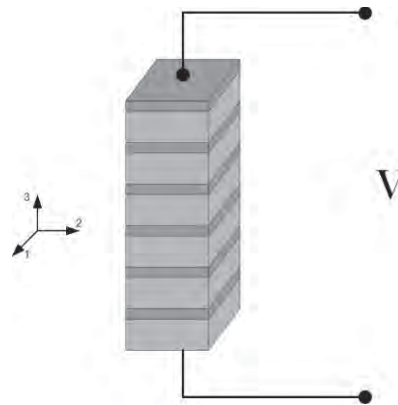


Fonte: Dados do próprio autor.

No modo paralelo, também conhecido como configuração em pilha, o piezelétrico é constituído de discos empilhados na direção de polarização, como mostrado na figura 2.8. A polarização e as deformações mecânicas ocorrem na direção 3 (MARINHO, 2008).

Neste trabalho, será empregado o modo de atuação transversal.

Figura 2.8 – Modo de atuação paralelo.



Fonte: Dados do próprio autor.

### 2.3.1 Propriedades piezoelétricas

De uma forma simplificada, o comportamento de um piezoelétrico pode ser descrito através das propriedades elétricas e mecânicas, pelas seguintes equações:

$$D = \zeta \times E + d_{ab} \times T \quad (2.1)$$

$$S = \frac{T}{Y_0} + d_{ab} \times E \quad (2.2)$$

Sendo que:  $\zeta = \varepsilon_0 \times \varepsilon_r$ ,

D – Deslocamento elétrico,

S – Deformação mecânica,

$\varepsilon_0$  – Constante de permissividade elétrica,

$\varepsilon_r$  – Constante dielétrica do material,

E – Campo elétrico aplicado,

T – Força aplicada,

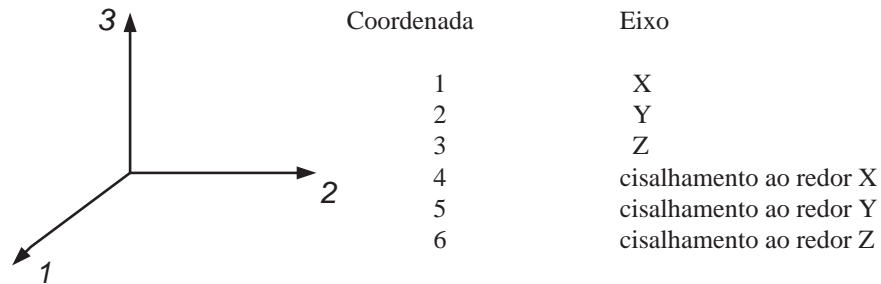
$Y_0$  – Módulo de Young.

O deslocamento elétrico é uma variável dependente e representa o efeito direto. Esta equação é composta pela equação de deslocamento elétrico para meios dielétricos acrescentada do termo de acoplamento eletro-mecânico. A deformação mecânica representa o efeito inverso (PREUMONT, 2002).

As características do piezoelétrico são representadas por notação tensorial para representar o acoplamento entre os coeficientes elétricos e mecânicos. Isto é indicado por um sistema de coordenada ortotrópico, mostrado na figura 2.9, representado por  $X_{ab}$  sendo que X é o símbolo da propriedade do piezoelétrico, a é o eixo que representa as propriedades elétricas

e b é o eixo para propriedades mecânicas. A numeração dos eixos é mostrada na figura 2.9, no qual as ordenadas 1, 2 e 3 são direções lineares e 4, 5 e 6 são direções radiais (PEARSON, 2006).

Figura 2.9 – Coordenadas ortotrópicas e nomenclatura dos eixos.



Fonte: Dados do próprio autor.

Os materiais piezelétricos se distinguem por algumas características mostradas na tabela 2.3. As mais importantes, coeficiente de acoplamento eletromecânico ( $k$ ) e módulo de Young ( $Y$ ), serão descritas a seguir.

Tabela 2.3 – Características do Piezelétrico.

Propriedade	Símbolo	Grandeza
Constante dielétrica relativa	$\epsilon_r$	
Coeficiente de acoplamento	$k_{ab}$	
Deslocamento elétrico	$D$	
Deslocamento mecânico	$S$	
Constante piezelétrica	$d_{ab}$	C/N
Coeficiente de diferença de potencial	$g_{ab}$	Vm/N
Módulo piezelétrico	$e_{ab}$	C/m <sup>2</sup>
Campo de polarização	$E_p$	V/m
Campo de despolarização inicial	$E_c$	V/m
Densidade	$\rho$	kg/m <sup>3</sup>
Módulo de Young	$Y_{ab}$	Pascals
Coeficiente de expansão térmica		m/m °C
Temperatura Curie		°C

O coeficiente de acoplamento eletromecânico é a razão entre a energia mecânica convertida para energia elétrica e a energia mecânica de entrada para efeito direto (equação 2.3). O efeito inverso é definido como a razão da energia mecânica acumulada em resposta a um campo elétrico aplicado (equação 2.4). Outra forma de representar isso é pela equação 2.5 (PREUMONT, 2002).

$$\kappa = \sqrt{\frac{\text{energia mecânica convertida em energia elétrica}}{\text{energia mecânica total}}} \quad (2.3)$$

$$\kappa = \sqrt{\frac{\text{energia elétrica convertida em energia mecânica}}{\text{energia elétrica total}}} \quad (2.4)$$

$$\kappa = d_{ab} \times \sqrt{\frac{Y_0}{\zeta}} \quad (2.5)$$

O módulo de Young (modulo de elasticidade) é a razão entre a tensão mecânica e a deformação e define a rigidez mecânica de um material. Em um material piezoeletrico a tensão mecânica produz uma resposta elétrica que se opõe à deformação resultante. (PREUMONT, 2002)

$$Y_0 = \frac{T}{S} \quad (2.6)$$

### 2.3.2 Circuito elétrico equivalente

Os transdutores piezoeletricos possuem uma impedância interna muito elevada, ao contrário da maioria das fontes de energia convencionais. Esta impedância causa algumas limitações como a baixa corrente de saída, que fica limitada na faixa de micro amperes. Outra limitação é a tensão de saída ser relativamente baixa (TABESH; FRÉCHETTE, 2010).

Para extrair a potência gerada pelo piezoeletrico conectam-se dois eletrodos ao transdutor. Quando o piezoeletrico é inserido entre dois eletrodos seu comportamento pode ser comparado a um capacitor.

Na frequência de ressonância, todo o circuito piezoeletrico pode ser transformado num domínio elétrico. De acordo com Pearson (2006), o material piezoeletrico pode ser modelado de forma simplificada, com uma fonte de corrente, em paralelo com um capacitor, como na figura 2.10 (a), onde o capacitor é parâmetro interno do transdutor piezoeletrico. Pelo teorema

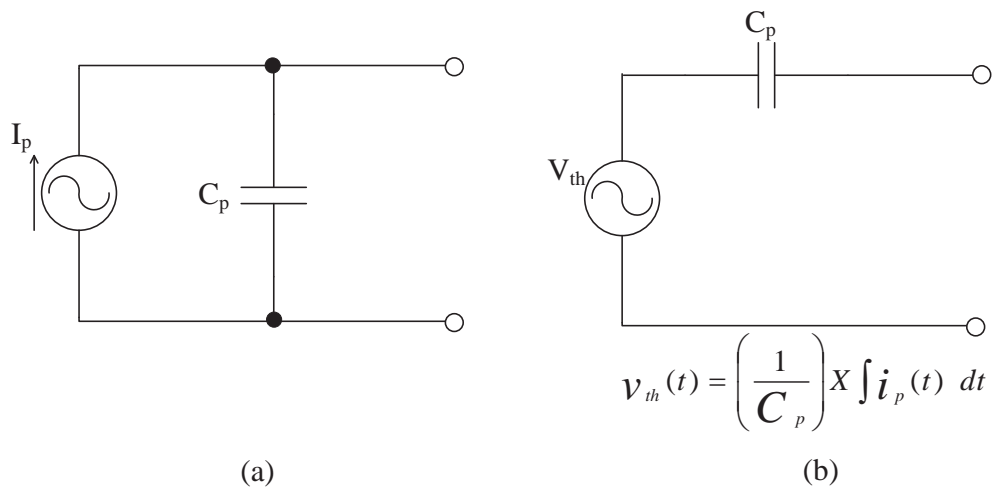
de Thevenin o modelo pode ser representado por uma fonte de tensão em série com o capacitor, figura 2.10 (b).

Pearson (2006) define a capacitância do piezelétrico dependente da constante de permissividade elétrica ( $\epsilon_0$ ), constante dielétrica do material ( $\epsilon_r$ ), e as dimensões do material. A equação é mostrada abaixo.

$$C_p = \frac{\zeta c l}{e} \quad (2.7)$$

Sendo que:  $c$  – Comprimento do piezelétrico,  
 $l$  – Largura do piezelétrico,  
 $e$  – Espessura do piezelétrico.

Figura 2.10 – Modelagem elétrica do piezelétrico: (a) fonte de corrente, (b) fonte de tensão.



Fonte: Dados do próprio autor.

Analisando o circuito da figura 2.10 (a), constata-se que a corrente na carga é a corrente gerada pela fonte de corrente menos a corrente que entra no capacitor. Assim a corrente na carga pode ser calcular por:

$$i_{out}(t) = i_p(t) - i_c(t) \quad (2.8)$$



Tabesh e Fréchette (2010) definiram a corrente na fonte senoidal de corrente como:

$$i_p = I_p \sin(\omega_p t) \quad (2.9)$$

Onde:  $I_p = k \omega_p U_m$ , sendo que  $\omega_p$  é a frequência de vibração da viga e  $U_m$  é a máxima deflexão do piezelétrico.

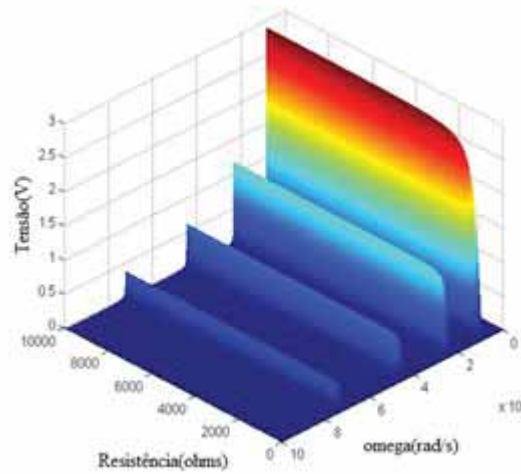
Tendo em vista a equação 2.9 e sabendo que a corrente do capacitor é o valor da capacitância vezes a variação da tensão em relação ao tempo, podemos reescrever a equação 2.8 por:

$$i_{out}(t) = k\omega_p U_m \sin(\omega_p t) - C_p \frac{dv_p}{dt} \quad (2.10)$$

A potência extraída do transdutor piezelétrico é influenciada pela carga. Para calcular a impedância elétrica em que o piezelétrico produz potência máxima e assim aperfeiçoar o sistema de *power harvesting*, Gonzalez et al. (2010) desenvolveu um modelo, em que os parâmetros elétricos para o piezelétrico produzir a máxima potência é vista como uma impedância elétrica resistiva.

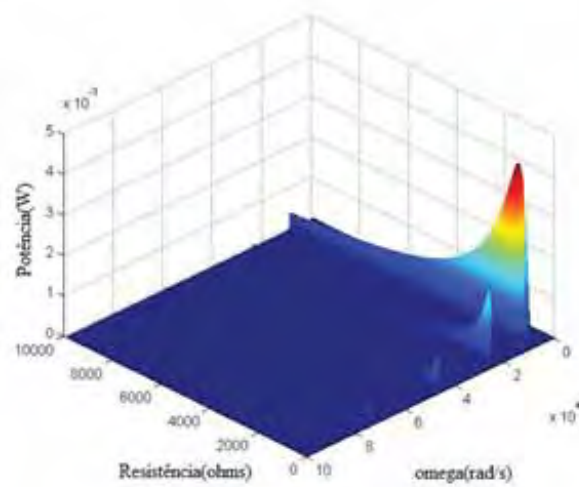
O gráfico, figura 2.11 e 2.12, mostram a tensão e a potência geradas pelo piezelétrico em função da frequência de excitação e da impedância elétrica. A tensão e a potência têm valores consideráveis apenas nas frequências de ressonância. Observa-se que para baixos valores de impedância elétrica a tensão é muito pequena, similar a um curto circuito, e em valores altos a tensão é muito alta, como se fosse circuito em aberto. A corrente na carga se comporta no inverso, na impedância baixa a corrente é alta e na impedância alta a corrente é baixa. Este fato demonstra que existe um valor de impedância elétrica ótima, que propicia a uma geração de uma quantidade maior de potência pelo piezelétrico, o que pode ser observado na figura 2.12.

Figura 2.11 – Tensão produzida pelo piezelétrico em função da frequência e da impedância elétrica na carga.



Fonte: Gonzalez et al. (2010).

Figura 2.12 – Potência produzida pelo piezelétrico em função da frequência e da impedância elétrica na carga.



Fonte: Gonzalez et al. (2010).

Dessa forma faz-se necessário o desenvolvimento de circuitos eletrônicos mais eficientes não só para a extração de potência, mas também para obter resistência elétrica ótima equivalente. No próximo capítulo serão detalhados os circuitos utilizados para essa finalidade.

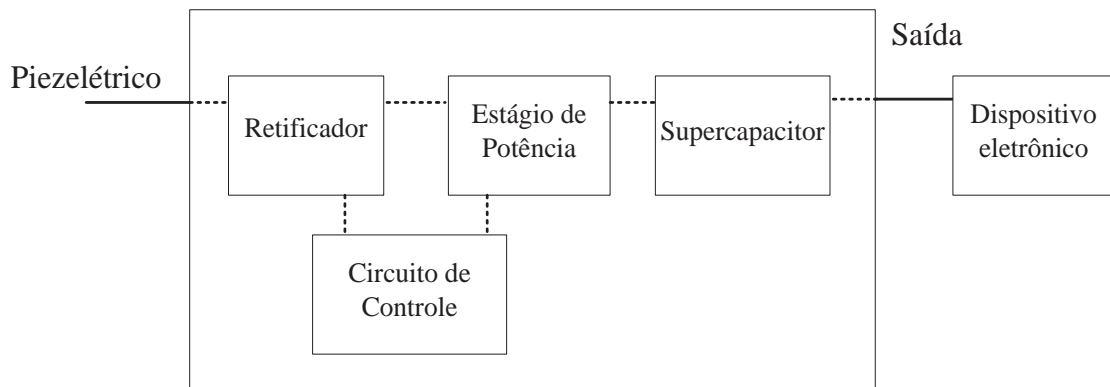
## Capítulo 3 – Sistema de Extração de Potência

Este capítulo detalhará os circuitos eletrônicos utilizados em *power harvesting*, capaz de extrair a máxima potência possível do piezelétrico e assim fornecer alimentação para o sensor e o microcontrolador. O projeto de circuito eletrônico não terá fonte externa conectada, ou seja, o sistema deve dissipar menos potência do que o produzido pelo transdutor piezelétrico. Para isso serão escolhidos os componentes que tenham baixo consumo e os circuitos por sua vez deverão ser projetados para que haja o mínimo de perda possível.

O sistema de extração de potência é composto por três blocos: retificador, estágio de potência e circuito de controle, conforme mostrado na figura 3.1. O supercapacitor, que será carregado pelo sistema, se encontra na saída do estágio de potência.

Depois disso, o sistema de extração de potência é conectado no dispositivo eletrônico. Neste trabalho o dispositivo eletrônico será o sensor de temperatura e o microcontrolador. Ou seja, o sensor de temperatura e o microcontrolador serão alimentados pelo supercapacitor. O microcontrolador é utilizado para guardar os dados obtidos pelo sensor de temperatura. A seguir serão descritos os circuitos de cada bloco.

Figura 3.1 – Esquema em blocos do sistema de *power harvesting*.



Fonte: Dados do próprio autor.

### 3.1 Retificadores

Emprega-se o circuito retificador para realizar a conversão CA/CC. Este circuito irá retificar o sinal CA proveniente do transdutor para depois armazenar em um supercapacitor. As equações de quantidade de carga, energia e potência para o piezelétrico e para os circuitos foram deduzidas em Ramadass (2009). A quantidade de carga que o transdutor piezelétrico pode fornecer é dada pela equação 3.3.

$$Q_{av} = \frac{1}{t} \int_0^t i(t) dt \quad (3.1)$$

$$Q_{av} = \frac{1}{\omega_p} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega_p}} I_p \sin \omega_p t (t) dt \quad (3.2)$$

$$Q_{av} = 4 \frac{I_p}{\omega_p} = 4 V_A C_p \quad (3.3)$$

Na qual:  $V_A = \frac{I_p}{\omega_p C_p}$ , sendo que  $V_A$  é a tensão em aberto do piezelétrico.

A energia é dada pela multiplicação entre a quantidade de carga e a tensão, que no caso é a tensão retificada:

$$E_{av} = 4 C_p V_A V_{ret} \quad (3.4)$$

E como no ciclo se repete a frequência  $f_p$  (frequência de ressonância), a potência fornecida pelo piezelétrico é:

$$P_{av} = E_{av} f_p = 4 C_p V_A V_{ret} f_p \quad (3.5)$$

Entretanto, em cada semi-ciclo a corrente provida pelo piezelétrico percorre o capacitor interno ( $C_p$ ) do piezelétrico para carregá-lo e descarregá-lo. Isto ocorre devido às características do transdutor piezelétrico. Durante o intervalo em que o capacitor está sendo carregado e descarregado, a corrente não é aproveitada na carga. Ou seja, há uma quantidade de carga perdida no capacitor. A equação 3.6 demonstra essa quantidade para um ciclo.

$$Q_{C_p} = 2 C_p \Delta V \quad (3.6)$$

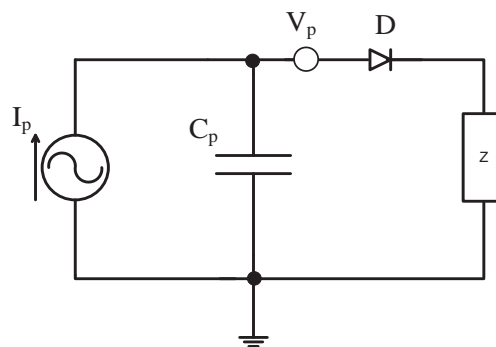
Sendo que:  $\Delta V$  – Variação da tensão no capacitor interno.

Este fato será descrito para o retificador de meia-onda, o retificador de onda completa em ponte, o retificador em ponte chaveado e o retificador *bias-flip*.

### 3.1.1 Retificador de meia onda

O circuito retificador de meia onda utiliza apenas um diodo e por isso retifica apenas um semi-ciclo. O circuito é mostrado na figura 3.2. As características do transdutor piezelétrico inviabilizam o emprego deste retificador, como será descrito a seguir.

Figura 3.2 – Retificador de meia onda.

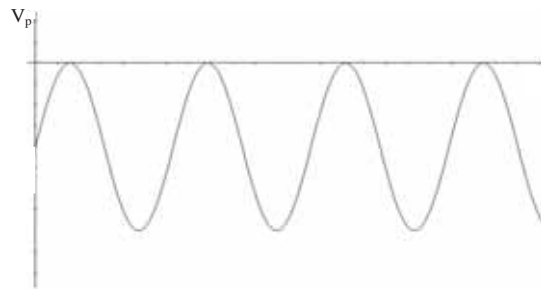


Fonte: Dados do próprio autor.

No início do semi-ciclo positivo o capacitor  $C_p$  carrega e em seguida o diodo  $D$  conduz a corrente para a carga. No semi-ciclo negativo o diodo  $D$  fica bloqueado e não há caminho para a corrente do capacitor descarregar com isso o capacitor continua carregado com o valor de pico ( $+V_{in}$ ). No próximo semi-ciclo positivo o capacitor carregado vai subtrair a tensão da fonte do piezelétrico. Nesse caso quando for pico na fonte do piezelétrico a saída será nula ( $V_p = V_{in} - V_{in} = 0$ ). Desse modo a tensão do piezelétrico estará com *offset* negativo, figura 3.3 (OTTMAN, 2003).

Em regime permanente o diodo  $D$  não irá conduzir em nenhum momento, portanto a corrente na carga será nula. Caso o diodo seja trocado para retificar o lado negativo, o capacitor  $C_p$  ficará carregado com valor de pico negativo ( $-V_{in}$ ) e a tensão do piezelétrico ficará com *offset* positivo.

Figura 3.3 – Tensão na saída do piezelétrico para retificador de meia onda em regime permanente.

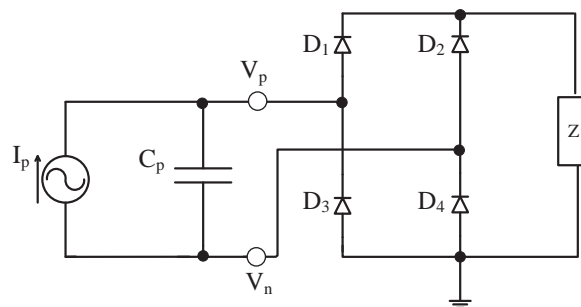


Fonte: Dados do próprio autor.

### 3.1.2 Retificador em ponte

O circuito retificador em ponte é uma das configurações mais utilizadas em *power harvesting*. O circuito retificador com diodos é mostrado na figura 3.4. Este circuito retifica os dois semi-ciclos e a máxima tensão retificada é igual ao pico nos terminais do piezelétrico subtraindo as duas quedas dos diodos. Para diminuir a perda pelo diodo é utilizado diodo *Schottky* (Tensão limiar =  $V_D = 0,4V$ ).

Figura 3.4 – Retificador em ponte com diodos.



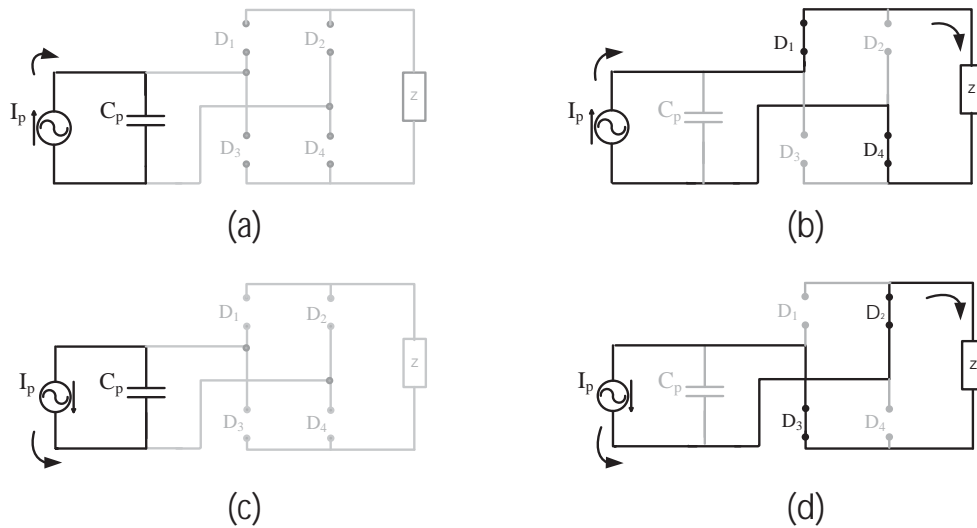
Fonte: Dados do próprio autor.

No início do período (instante  $t_0$ ) a corrente do piezelétrico flui para o capacitor até carregá-lo, todos os diodos estão bloqueados e não há corrente na carga, figura 3.5 (a). No instante  $t_1$ , o capacitor está carregado positivamente e os diodos  $D_1$  e  $D_4$  conduzem a corrente para alimentar a carga, figura 3.5 (b).

No semi-ciclo negativo a corrente do piezelétrico inverte a sua direção, instante  $t_2$ . A corrente flui para o capacitor interno e faz com que ele descarregue e carregue negativamente, neste momento todos os diodos estão bloqueados, figura 3.5 (c). No instante  $t_3$ , o capacitor

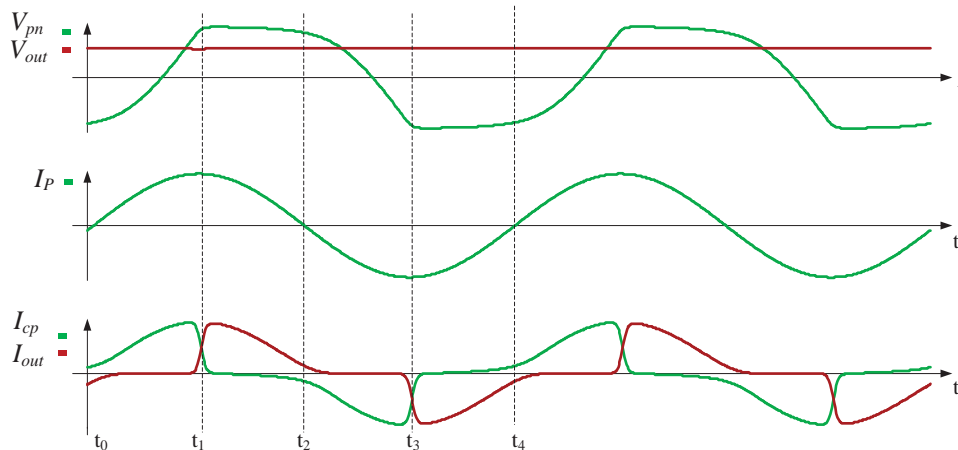
está carregado negativamente e os diodos  $D_2$  e  $D_3$  conduzem a corrente para alimentar a carga, figura 3.5 (d) (RAMADASS; CHANDRAKASAN, 2010).

Figura 3.5 – Etapas de funcionamento do circuito retificador em ponte.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 3.6 – Formas de onda da tensão no piezelétrico e na carga e da corrente na fonte de corrente, no capacitor do piezelétrico e na carga para retificador em ponte.



Fonte: Dados do próprio autor.

No próximo semi-ciclo positivo (instante  $t_4$ ), a corrente do piezelétrico volta para direção inicial e faz com que o capacitor descarregue e carregue positivamente, depois disso a corrente é direcionada para a carga e assim sucessivamente.

A figura 3.6 mostra as formas de onda do retificador em ponte. Primeiro é mostrado à tensão na saída do piezelétrico ( $V_{pn}$ ) em verde e a tensão na carga ( $V_{out}$ ) em vermelho. A

tensão  $V_{pn}$  é igual à tensão do capacitor interno. A tensão  $V_{out}$  é para uma carga filtrada com capacitor.

A corrente do piezelétrico ( $I_p$ ) é decomposta na corrente  $I_{cp}$  (corrente no capacitor interno) em verde e na corrente  $I_{out}$  (corrente na carga) na cor vermelha. A corrente  $I_{cp}$  existe quando o capacitor interno está sendo descarregado e carregado. A corrente  $I_{out}$  existe quando a corrente passa pelos diodos e para a carga. A corrente  $I_p$  é a soma das duas correntes  $I_{cp}$  e  $I_{out}$ .

A quantidade de carga perdida pelo capacitor interno em cada ciclo é:

$$Q_{C_pRP} = 2 C_p (V_{ret} - (-V_{ret})) = 4 C_p V_{ret} \quad (3.7)$$

A energia é dada por:

$$E_{C_pRP} = 4 C_p V_{ret}^2 \quad (3.8)$$

E como ciclo se repete a frequência  $f_p$ , a potência perdida no capacitor interno pode ser definida por:

$$P_{C_pRP} = E_{C_pRP} f_p = 4 C_p V_{ret}^2 f_p \quad (3.9)$$

A quantidade de potência extraída para retificador em ponte é a potência avaliada menos a potência perdida:

$$P_{RP} = P_{av} - P_{C_pRP} \quad (3.10)$$

$$P_{RP} = 4 C_p V_{ret} f_p (V_A - V_{ret}) \quad (3.11)$$

Pela equação percebe-se a dependência da potência extraída em relação à tensão retificada. Se a tensão  $V_{ret}$  for baixa não há muita perda pelo capacitor interno, e a corrente vai quase toda para a carga, porém a tensão é muito baixa. Contudo se a tensão for alta a perda no capacitor é maior e há pouca corrente na carga. Assim a potência extraída varia em torno de  $V_{ret}$ , de acordo com Ramadass (2009) a potência máxima é obtida para  $V_{ret} = \frac{V_P}{2}$ .

Substituindo na equação obtém a potência máxima extraída:

$$P = C_p V_A^2 f_p \quad (3.12)$$

Considerando as perdas pelo diodo temos a potência extraída pela equação:

$$P = 4 C_p V_{ret} f_p (V_A - V_{ret} - 2 V_D) \quad (3.13)$$



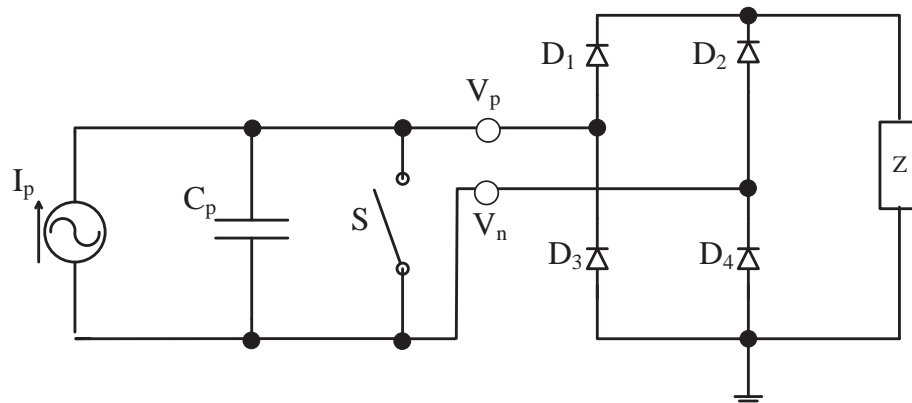
A principal limitação do retificador em ponte completa é que boa parte da corrente disponível não vai para a carga. Esta perda ocorre devido ao carregamento e descarregamento do capacitor interno. Isto limita a potência máxima que pode ser extraída do piezelétrico.

Guyomar (2005) e Ramadass e Chandrakasan (2010) utilizaram circuitos retificadores avançados para solucionar este problema, tal como o circuito retificador em ponte chaveado e o retificador *bias-flip*. Está têm o objetivo de melhorar a capacidade de extração de potência do transdutor piezelétrico.

### 3.1.3 Retificador em ponte chaveado

O retificador em ponte chaveado é constituído por uma chave, conectada em paralelo entre a saída do piezelétrico e o retificador em ponte, como mostrado na figura 3.7.

Figura 3.7 – Circuito retificador em ponte chaveado.



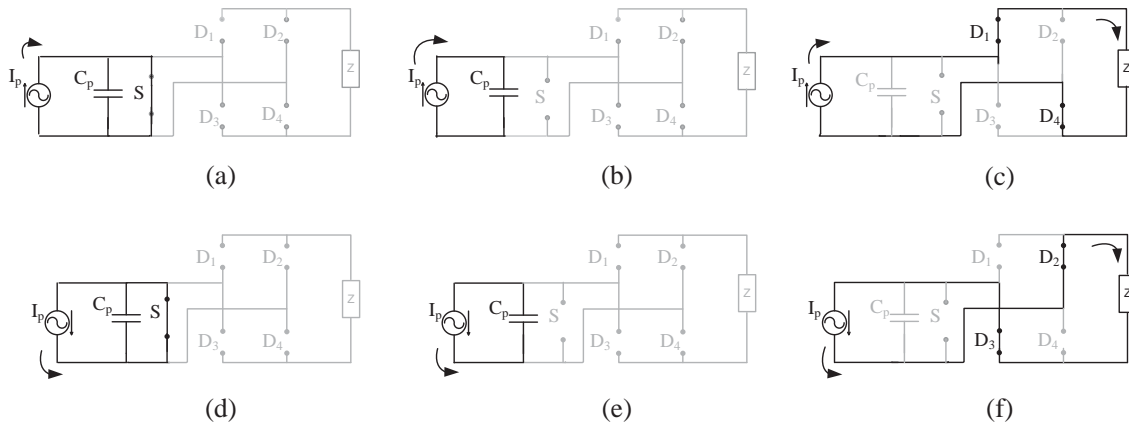
Fonte: Dados do próprio autor.

A chave será fechada por um breve tempo, toda vez que a corrente do piezelétrico passar por zero (instante  $t_0$  e  $t_3$ ). Quando a chave é fechada o capacitor estará em um curto circuito e assim descarregado, figura 3.8 (a) e (d) (instante  $t_1$  e  $t_4$ ). Quando o capacitor estiver descarregado, a chave será aberta e a corrente carregará o capacitor, figura 3.8 (b) e (e) (instante  $t_2$  e  $t_5$ ). Depois a corrente irá para a carga, figura 3.8 (c) e (f) (instante  $t_3$  e  $t_6$ ). Isto se repete em todo semi-ciclo (RAMADASS; CHANDRAKASAN, 2010).

Neste circuito a corrente do piezelétrico somente precisa carregar o capacitor interno e não descarregá-lo, em seguida os diodos irão conduzir a corrente e esta irá para a carga. Assim há um aproveitamento maior da corrente do piezelétrico na carga.

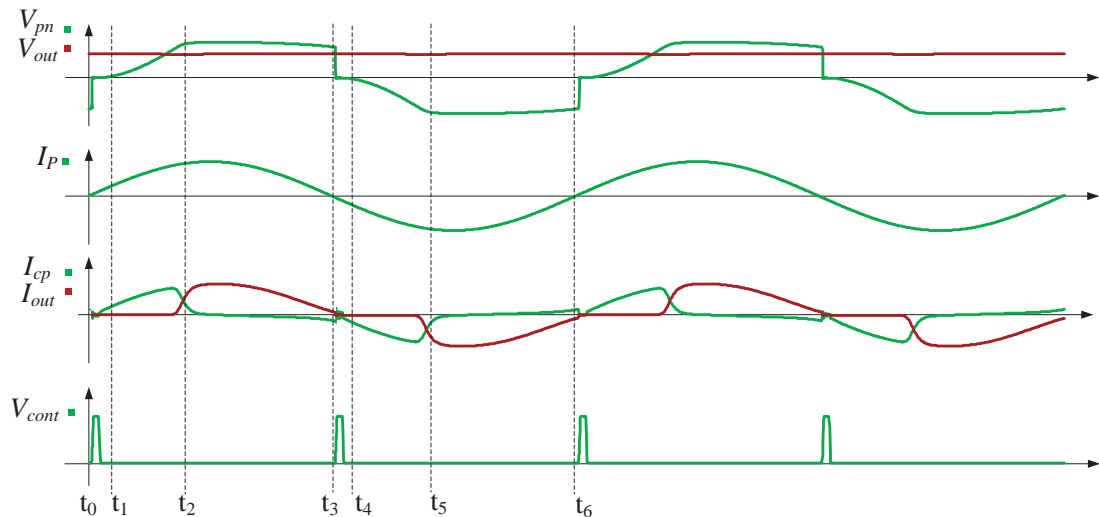
Este fato pode ser observado pelas formas de onda mostradas na figura 3.9. A tensão  $V_{pn}$  mostra o descarregamento rápido do capacitor interno devido ao fechamento da chave. Além dos diodos conduzem um intervalo maior. A tensão  $V_{out}$  continua sendo uma carga filtrada com capacitor.

Figura 3. 8 – Etapas do retificador em ponte chaveado.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 3.9 - Formas de onda da tensão no piezelétrico e na carga e da corrente na fonte de corrente, no capacitor do piezelétrico e na carga e o sinal de controle para circuito retificador em ponte chaveado.



Fonte: Dados do próprio autor.

Neste circuito a corrente  $I_{cp}$  existe apenas para carregar o capacitor interno já que a chave é encarregada de descarregá-lo. Observa-se que a corrente  $I_{out}$  tem um intervalo maior comparado ao retificador em ponte. Isto mostra que a corrente na carga é mais eficiente e com

menor perda, conseqüentemente a carga tem uma potência maior. O quarto gráfico mostra o circuito de controle da chave ( $V_{cont}$ ).

A quantidade de carga perdida no capacitor interno será a metade do que a perdida no retificador em ponte, já que o capacitor só será carregado pela corrente do piezelétrico. Isto é constatado pela equação 3.14.

$$Q_{C_pRC} = 2 C_p (V_{ret} - (0)) = 2 C_p V_{ret} \quad (3.14)$$

A potência perdida no capacitor interno pode ser definida pela multiplicação da quantidade de carga perdida, tensão retificada e frequência de ressonância:

$$P_{C_pRC} = 2 C_p V_{ret}^2 f_p \quad (3.15)$$

A quantidade de potência extraída para o retificador em ponte chaveado é mostrada na equação abaixo:

$$P_{RC} = P_{av} - P_{C_pRC} \quad (3.16)$$

$$P_{RC} = 2 C_p V_{ret} f_p (2V_A - V_{ret}) \quad (3.17)$$

Substituindo o  $V_{ret}$  em que se produz a potência máxima extraída:

$$P = 2 C_p V_A^2 f_p \quad (3.18)$$

Considerando as quedas de tensão pelos diodos, têm-se:

$$P = 2 C_p V_{ret} f_p (2V_A - V_{ret} - 2V_D) \quad (3.19)$$

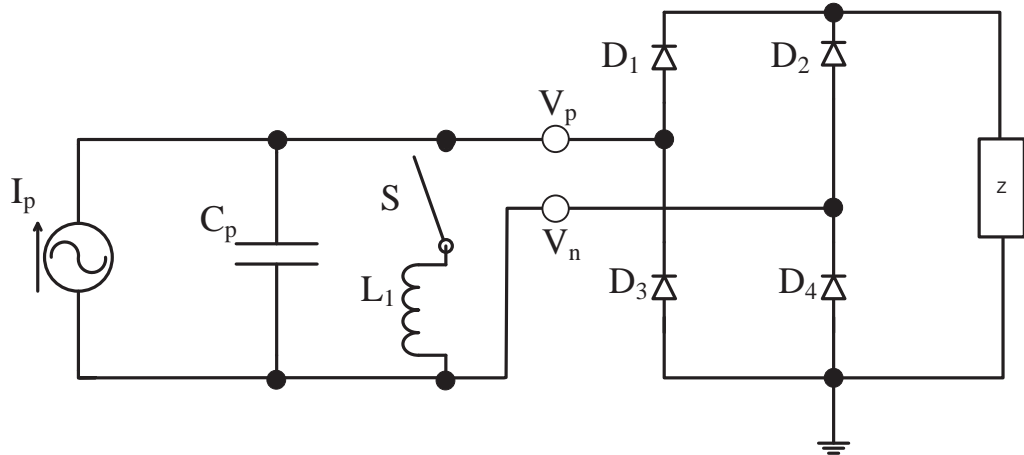
### 3.1.4 Retificador *bias-flip*

O retificador *bias-flip*, também conhecido como *synchronous switch harvesting on inductor* (SSHI), é similar ao retificador em ponte chaveado, porém é adicionado um indutor em série com a chave, como mostrado na figura 3.10. O objetivo do indutor é inverter a polaridade do capacitor interno.

O princípio de funcionamento ideal ocorre da seguinte forma: a chave será fechada toda vez que a corrente do piezelétrico passar por zero (instante  $t_0$  e  $t_2$ ). Quando a chave é fechada o capacitor conecta-se em série com o indutor, este irá inverter a polaridade do capacitor, figura 3.11 (a) e (c) (instante  $t_1$  e  $t_3$ ). A chave é aberta quando o capacitor estiver com a carga invertida, o tempo é definido pela equação 3.20 (GUYOMAR, 2005). Quando a chave abrir o capacitor já está carregado e a corrente irá para a carga, figura 3.11 (b) e (d)

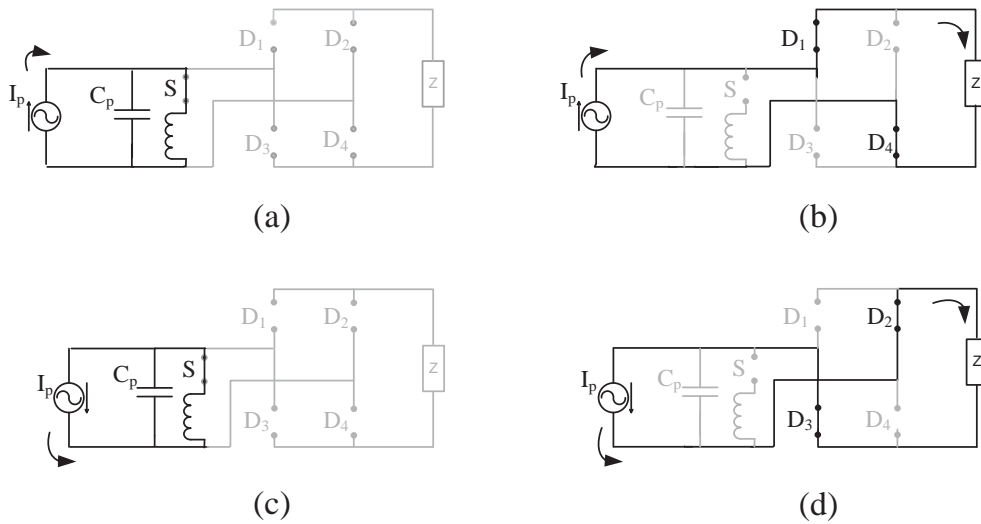
(instante  $t_2$  e  $t_4$ ). Isto se repete em todo semi-ciclo (RAMADASS; CHANDRAKASAN, 2010).

Figura 3.10 – Circuito retificador *bias-flip*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 3. 11 – Etapas do retificador *bias-flip*.



Fonte: Dados do próprio autor.

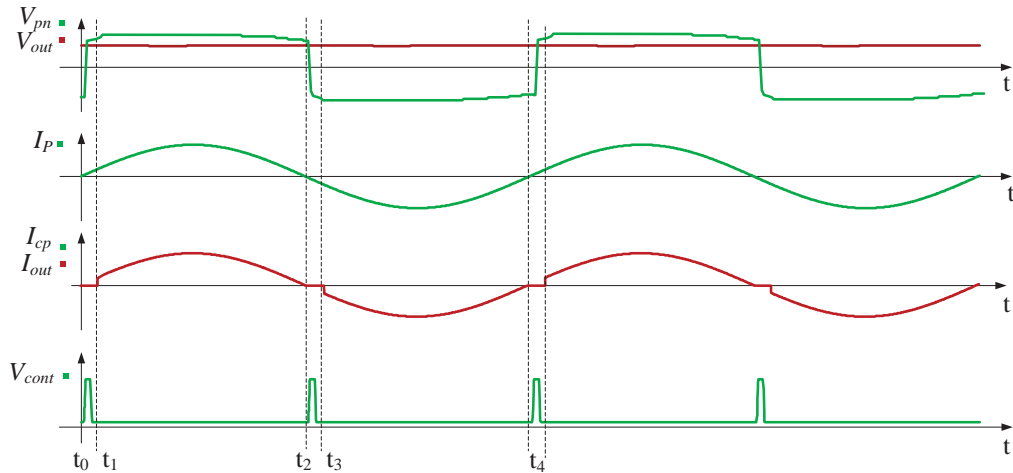
$$t = \sqrt{C_p L_{BF}} \tag{3.20}$$

Sendo que:  $L_{BF}$  – valor do indutor

Idealmente, neste circuito a corrente do piezelétrico não será perdida no capacitor interno, o indutor será o responsável por descarregar e carregar o capacitor interno. Assim

toda a corrente disponível no piezelétrico irá para a carga e a potência extraída do piezelétrico será maior.

Figura 3.12 - Formas de onda da tensão no piezelétrico e na carga e da corrente na fonte de corrente, no capacitor do piezelétrico e na carga e sinal de controle para circuito retificador *bias-flip*.



Fonte: Dados do próprio autor.

As formas de onda são mostradas na figura 3.12. A polaridade da tensão  $V_{pn}$  é invertida ao fechamento da chave. Ou seja, o capacitor interno é descarregado e carregado. Assim os diodos conduzem um intervalo maior. A tensão  $V_{out}$  continua sendo uma carga filtrada com capacitor.

Neste circuito a corrente  $I_{cp}$  não existe. Observa-se que a corrente  $I_{out}$  é praticamente a corrente  $I_p$ , e apenas no tempo em que a chave está fechada que a corrente é nula. Isto mostra que a corrente de entrada está sendo aproveitada na carga, portanto este circuito é mais eficiente e extraí uma potência maior. A última forma de onda mostra o sinal de controle da chave ( $V_{cont}$ ), que é a mesma utilizada no retificador em ponte chaveado.

Para a análise feita, a quantidade de carga perdida no capacitor interno é zero. Contudo o circuito não é ideal e o indutor não é capaz de carregar totalmente o capacitor. Ramadass (2009) deduziu a equação que determina a tensão que o capacitor interno está no momento em que a chave é aberta:

$$V_{BF} = -V_{ret} \varepsilon \frac{-\pi\beta}{w} \quad (3.21)$$

$$\text{Onde: } \beta = \frac{R_{BF}}{2 L_{BF}}, w = \sqrt{(w_0^2 - \beta^2)}, w_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{BF} C_p}}$$

Sendo que:  $R_{BF}$  – resistência entre o capacitor interno e o indutor

Dessa forma a quantidade de carga perdida no capacitor interno é:

$$Q_{C_pBF} = 2 C_p V_{ret} \left(1 - \varepsilon^{\frac{-\pi\beta}{w}}\right) \quad (3.22)$$

A potência perdida no capacitor interno pode ser definida pela multiplicação da quantidade de carga perdida, tensão retificada e frequência de ressonância:

$$P_{C_pBF} = 2 C_p V_{ret}^2 \left(1 - \varepsilon^{\frac{-\pi\beta}{w}}\right) f_p \quad (3.23)$$

A quantidade de potência extraída para retificador *bias-flip* é mostrada na equação abaixo:

$$P_{BF} = P_{av} - P_{C_pBF} \quad (3.24)$$

$$P_{BF} = 2 C_p V_{ret} f_p (2V_A - V_{ret} \left(1 - \varepsilon^{\frac{-\pi\beta}{w}}\right)) \quad (3.25)$$

Considerando o circuito ideal e substituindo o  $V_{ret}$  em que se produz a potência máxima extraída, têm-se:

$$P = 4 C_p V_A^2 f_p \quad (3.26)$$

Considerando as quedas de tensão pelos diodos, têm-se:

$$P = 2 C_p V_{ret} f_p (2V_A - V_{ret} \left(1 - \varepsilon^{\frac{-\pi\beta}{w}}\right) - 2V_D) \quad (3.27)$$

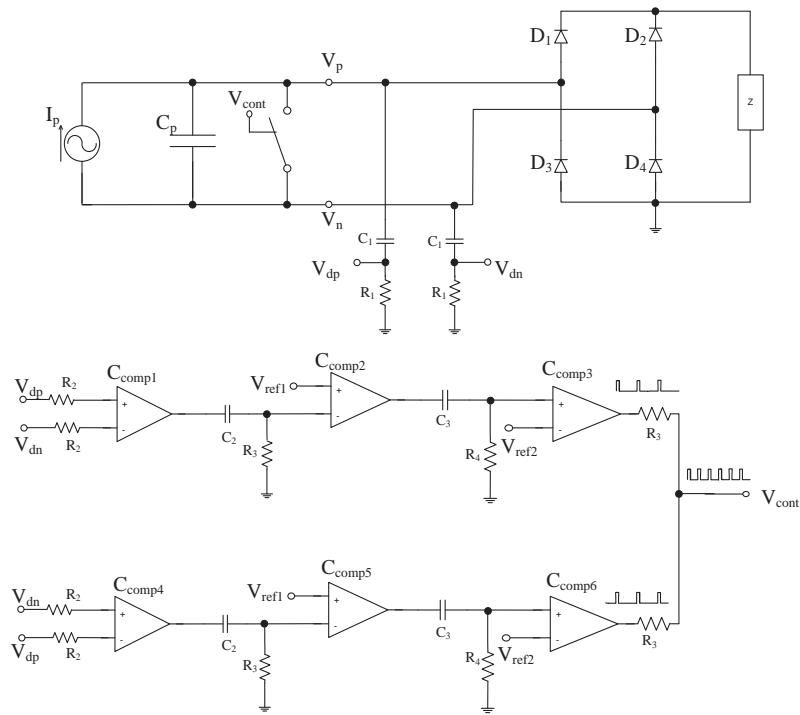
### 3.1.5 Circuito de controle para o retificador em ponte chaveado e *bias-flip*

Os circuitos retificadores em ponte chaveado e *bias-flip* extraem uma maior potência comparada ao retificador em ponte. No entanto, estes circuitos têm a desvantagem de necessitar de um circuito de controle para a chave. É importante ressaltar que este sistema não terá fonte externa conectada. Isto é, o circuito de controle deverá ser o mais simples possível para que o mesmo utilize pouca potência. Além disso, a potência perdida no capacitor interno deve ser maior que a perda do circuito de controle, caso contrário a utilização dos retificadores em ponte chaveado e *bias-flip* serão inviáveis. Tendo em vista esses detalhes, o circuito de controle foi projetado com componentes de baixo consumo.

A chave do circuito retificador chaveado deve ser fechada toda vez que a corrente do piezelétrico cruze por zero, tanto no semi-ciclo positivo e quanto no semi-ciclo negativo. Neste ponto o capacitor interno começa a descarregar. Ou seja, a tensão  $V_{pn}$  que estava no pico (positivo ou negativo) começa a ir em direção ao zero. Deste modo o cruzamento por

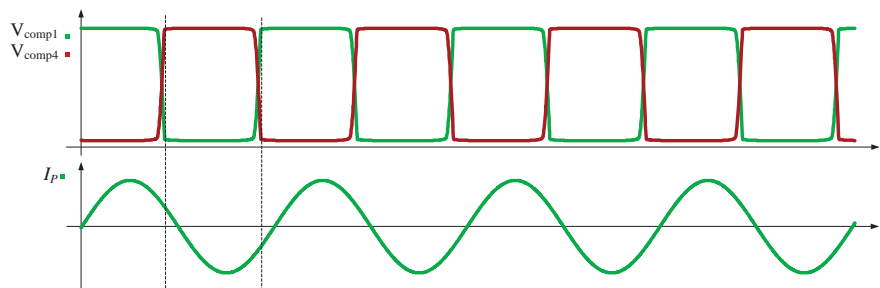
zero da corrente do piezelétrico é detectado pela derivada da tensão do piezelétrico (tensão positiva -  $V_p$  e tensão negativa -  $V_n$ ). As derivadas são realizadas utilizando capacitores e resistores. Um circuito de controle discreto foi projetado, como mostrado na figura 3.13. Este circuito é composto por circuitos derivativos e comparadores.

Figura 3.13 – Circuito de controle discreto para retificador em ponte chaveado e *bias-flip*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 3.14 – Forma de onda da saída do  $C_{comp1}$ ,  $C_{comp4}$  e da corrente do piezelétrico.



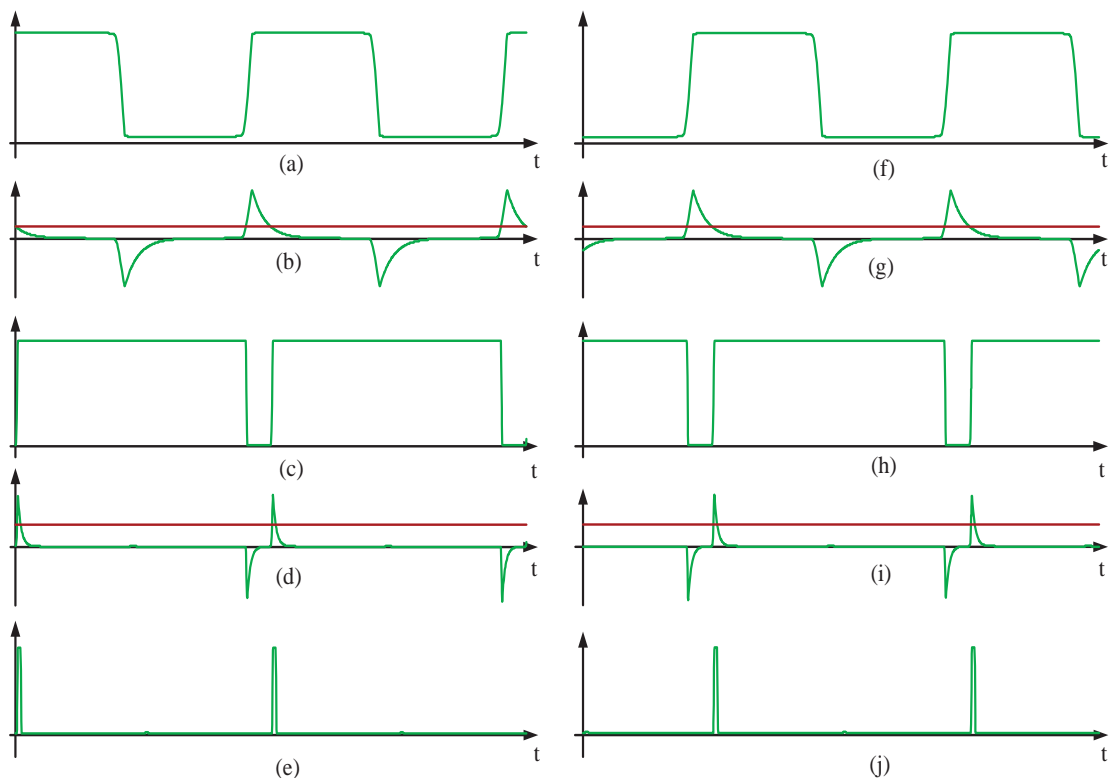
Fonte: Dados do próprio autor.

Primeiro, o circuito de controle compara a derivada da tensão positiva ( $V_{dp}$ ) e da tensão negativa ( $V_{dn}$ ) do piezoelétrico. Para o sinal de controle do semi-ciclo positivo compara a derivada  $V_{dn}$  com a derivada  $V_{dp}$ . Para o semi-ciclo negativo é o oposto (comparação  $V_{dp}$

com  $V_{dn}$ ). A saída do comparador do controle do semi-ciclo positivo é complementar em relação à saída do sinal de controle do semi-ciclo negativo, conforme observado na figura 3.14. No restante do circuito ocorre um processo semelhante entre o controle do semi-ciclo positivo e negativo. E desse modo que o circuito vai ser analisado sem distinção de qual semi-ciclo se trata.

A saída do primeiro comparador ( $C_{omp1}$  e  $C_{omp4}$ ) é uma onda quadrada, e determina a polaridade da corrente do piezelétrico, porém ela está com a fase adiantada, como mostrado na figura 3.14. A fim de ajustar a saída do sinal com o cruzamento por zero da corrente foi feita uma comparação entre a tensão de referência  $V_{ref1}$  e a derivada da saída do primeiro comparador. A saída do segundo comparador ( $C_{omp2}$  e  $C_{omp5}$ ) é derivada e comparada com a tensão de referência  $V_{ref2}$  para determinar a largura do sinal de acordo com o pretendido. A saída do último comparador ( $C_{omp3}$  e  $C_{omp6}$ ) é sinal de controle para o respectivo semi-ciclo. A soma dos dois sinais é o sinal de controle para a chave ( $V_{cont}$ ). As formas de onda de cada etapa são mostradas na figura 3.15.

Figura 3.15 – Formas de onda do circuito de controle, de a-e controle semi-ciclo positivo: (a)  $V_{comp1}$ , (b) derivada de  $V_{comp1}$  e  $V_{ref1}$ , (c)  $V_{comp2}$ , (d) derivada de  $V_{comp2}$  e  $V_{ref2}$ , (e)  $V_{comp3}$ ; de f-j controle semi-ciclo negativo: (f)  $V_{comp4}$ , (g) derivada de  $V_{comp4}$  e  $V_{ref1}$ , (h)  $V_{comp5}$ , (i) derivada de  $V_{comp5}$  e  $V_{ref2}$ , (j)  $V_{comp6}$ .



Fonte: Dados do próprio autor.

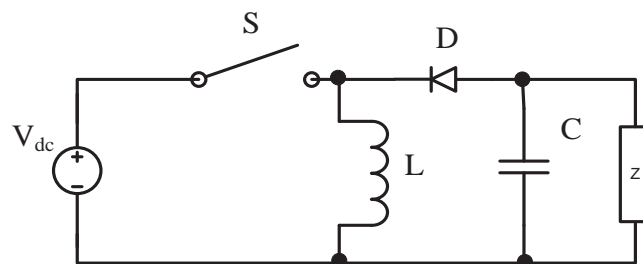


### 3.2 Estágio de Potência

A potência gerada pelo transdutor piezoelétrico depende da carga conectada. Gonzalez et al. (2010) mostra que para a potência máxima obtida há uma impedância ideal elétrica, cujo valor é determinado por características e pela frequência de vibração dos transdutores piezoelétricos. O conversor DC-DC é utilizado para emular esta impedância ideal, para assim maximizar a quantidade de energia disponível pelo piezoelétrico e melhorar a eficiência. Neste trabalho será utilizado o conversor *buck-boost*.

O conversor *buck-boost* é utilizado para controlar o fluxo de energia entre a carga e a fonte, o circuito é mostrado na figura 3.16. Este conversor é naturalmente isolado, e é controlado por um transistor MOSFET que funciona como chave, isto é, opera na região de corte e saturação (MARTINS; BARBI, 2006).

Figura 3.16 – Conversor *buck-boost*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Este conversor pode funcionar como abaixador ou elevador de tensão, dependendo da razão cíclica. Razão cíclica é a razão entre o tempo em que o transistor está conduzindo e o período de chaveamento, como mostrado na fórmula a seguir:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.28)$$

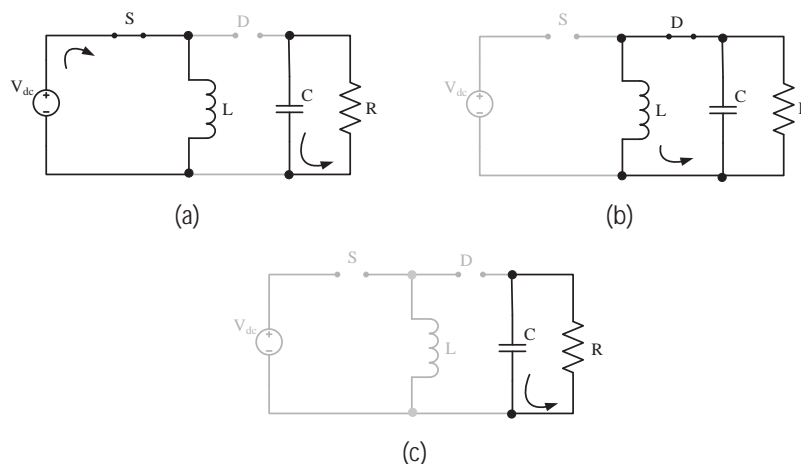
Sendo que:  $t_{on}$  – tempo de acionamento do transistor,

$T_s$  – período de chaveamento.

Quando o transistor está conduzindo, o indutor acumula energia da fonte de alimentação. Neste caso o diodo é bloqueado e a carga é alimentada pelo capacitor, previamente carregado. Quando o transistor está em corte o diodo entra em condução e o indutor transfere a energia armazenada não só para a carga, mas também para o capacitor, conforme a figura 3.17 (a) e (b) (YOSHIMURA, 2008).

O conversor pode estar em: modo de condução contínua (MCC) ou modo de condução descontínua (MCD). O modo de condução contínua ocorre quando a corrente do indutor não se anula, nesse caso funcionam as etapas (a) e (b) da Figura 3.17. Já o descontínuo acontece quando o transistor está aberto e a corrente que o indutor armazenou se anula antes do transistor ser fechado novamente. Neste episódio além das etapas (a) e (b), ocorre a (c) (YOSHIMURA, 2008).

Figura 3.17 – Etapas de funcionamento do conversor *buck-boost*.



Fonte: Dados do próprio autor.

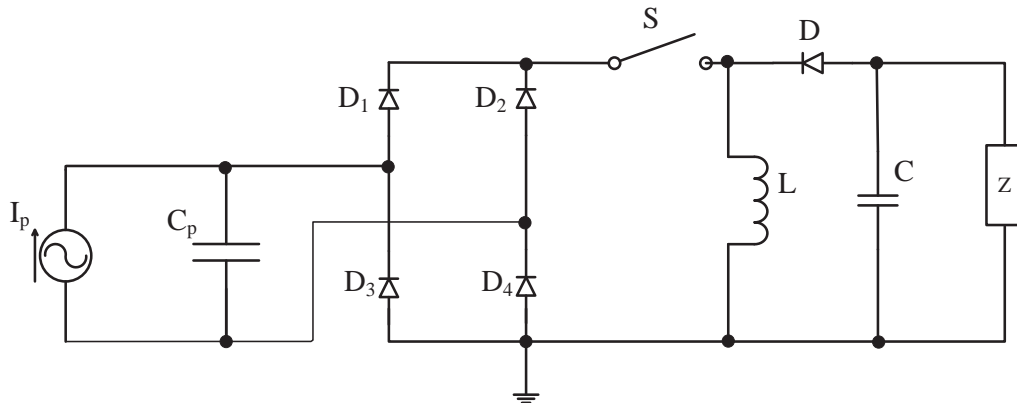
Em aplicações do *power harvesting* o interesse é pelo conversor emulando um valor de uma resistência, ou seja, a tensão e a corrente estão em fase e se comportam de maneira linear (CANESIN, 2005). Para isso acontecer, conecta-se o conversor *buck-boost* logo após o retificador, conforme mostrado na figura 3.18. A condição para que o conversor *buck-boost* emule uma resistência e para que a análise feita a seguir esteja correta é que a frequência de chaveamento seja bem maior que a frequência do seno de entrada. Neste trabalho ela será 200 vezes maior.

Na saída do retificador não será conectado nenhum capacitor, logo a entrada do conversor será uma onda senoidal retificada. Portanto a entrada do conversor *buck-boost* é:

$$V_{in} = |V_{pi} \sin \omega t| \quad (3.29)$$

Sendo que:  $V_{pi}$  – é a tensão de pico.

Figura 3.18 – Retificador e conversor *buck-boost*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Na primeira etapa, a chave está fechada ( $t_{on}$ ), a corrente na entrada alimentará o indutor. Esta corrente pode ser definida por:

$$v_l = L \frac{di}{dt} = V_{in} \quad (3.30)$$

Onde:  $v_l$  – é a tensão no indutor,

$L$  – é o valor da indutância.

Sabemos que a variação da corrente no indutor é:

$$\Delta i_L = i_{Lmax} - i_{Lmin} \quad (3.31)$$

Onde:  $i_{Lmax}$  – a corrente máxima no indutor,

$i_{Lmin}$  – a corrente mínima no indutor.

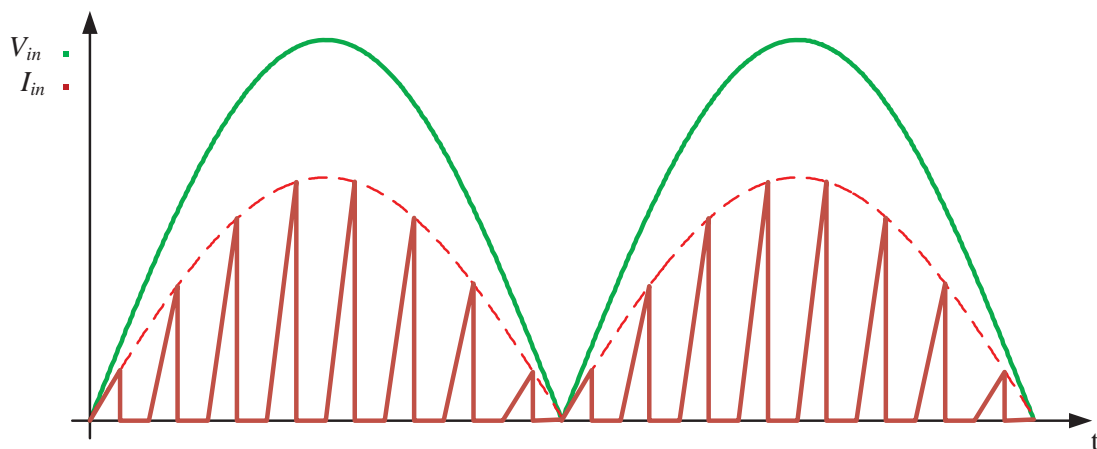
Para MCD  $i_{Lmin} = 0$ , portanto a variação da corrente é a corrente máxima do indutor, considerando  $i_{Lmax} = I_{pi}$ :

$$L \frac{I_{pi}}{t_{on}} = |V_{pi} \sin \omega t| \quad (3.32)$$

$$I_p = \frac{|V_{pi} \sin \omega t|}{L} \times t_{on} \quad (3.33)$$

A figura 3.19 mostra a tensão e a corrente na entrada do conversor. Na primeira etapa a corrente de entrada é igual à corrente no indutor. Pela figura e pela equação 3.33 observa-se que a tensão e a corrente estão em fase. Utiliza o conversor em MCD devido ao seu controle ser simplificado para este se comportar como uma resistência.

Figura 3.19 – Tensão e corrente na entrada do conversor *buck-boost*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Para garantir o MCD, existem alguns parâmetros a serem considerados, como mostrado em Martins e Barbi (2006):

$$D \leq \frac{1}{1 + \alpha} \quad (3.34)$$

Sendo que:  $\alpha = \frac{V_{in}}{V_{out}}$ .

$$L \leq \frac{\alpha V_{pi} D^2}{4 I_{out} f_s} \quad (3.35)$$

Onde:  $I_{out}$  – a corrente na carga,

$f_s$  – a frequência de chaveamento.

Pelo gráfico da corrente na figura 3.19 pode-se obter o valor médio da corrente na entrada num período de chaveamento:

$$I_{ms} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{in} dt \quad (3.36)$$

$$I_{ms} = \frac{1}{T_s} \times \frac{I_{pi} \times t_{on}}{2} \quad (3.37)$$

Substituindo a equação 3.33 em 3.37:

$$I_{ms} = \frac{|V_{pi} \sin \omega t|}{2 L} \times t_{on} \times \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.38)$$

Substituindo a equação 3.28 em 3.38:

$$I_{ms} = \frac{D V_{pi}}{2 L} \times t_{on} \times |\sin \omega t| \quad (3.39)$$

Com a utilização do conversor *buck-boost* obteve-se uma corrente de entrada com a mesma forma de onda e em fase com a tensão. Isto emula um comportamento resistivo. O valor da resistência emulada pode ser obtido pela lei de ohm:

$$V_{in} = R_{in} \times I_{ms} \quad (3.40)$$

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{ms}} \quad (3.41)$$

Substituindo o valor de  $V_{in}$  (3.29) e de  $I_{ms}$  (3.39):

$$R_{in} = \frac{|V_{pi} \sin \omega t|}{\frac{D V_{pi}}{2 L} \times t_{on} \times |\sin \omega t|} \quad (3.40)$$

Simplificando e substituindo  $t_{on}$ , obtém:

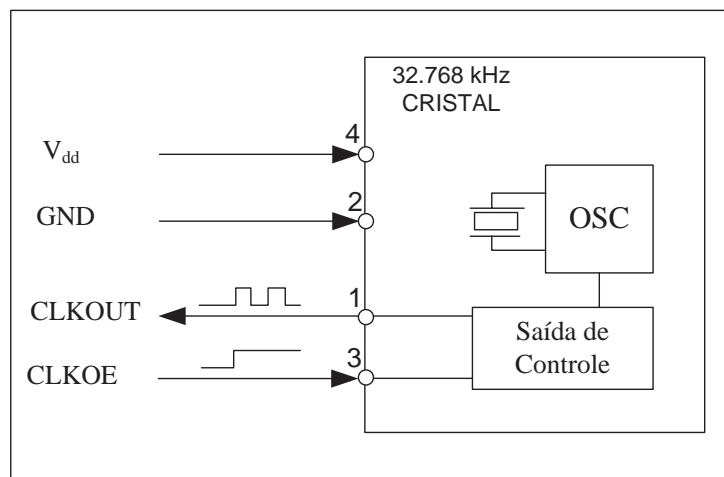
$$R_{in} = \frac{2 L f_s}{D^2} \quad (3.42)$$

Deste modo o conversor pode ser representado por uma resistência equivalente. Esta resistência interna depende do indutor, da frequência de chaveamento e da razão cíclica, fatores conhecidos e controlados. E, assim, pode-se obter a resistência de acordo com o almejado.

O sinal de chaveamento para controlar o transistor MOSFET do conversor *buck-boost* é feito utilizando o SMD EM-7604-C7 da EM MICROELETRONIC, que é um oscilador de *clock* de baixa potência de 32 kHz com consumo de 300nA. Estes dispositivos integram um cristal de 32 kHz com um circuito oscilador CMOS, conforme é mostrado na figura 3.20.

Deste circuito sairá uma onda quadrada, onde a metade do período terá sinal alto e a outra não. Portanto, o transistor estará conduzindo a metade do período de chaveamento, ou seja, a razão cíclica do conversor será 0,5.

Figura 3.20 – Diagrama interno do EM-7604-C7.



Fonte: Dados do próprio autor.

### 3.3 Sensor de temperatura

Sensor é um dispositivo que mede uma quantidade física (temperatura, pressão, etc) e o converte em um sinal elétrico que pode ser interpretado por um instrumento eletrônico. Os sensores são largamente usados em vários setores, como por exemplo, na indústria, agricultura, medicina, segurança e robótica (BELLEVILLE et al., 2010).

Em muitas aplicações, os sensores são colocados em áreas de difícil acesso. Nessa situação o sistema requer: memória, para gravar os dados mensurados; transceptor, para enviar os dados para posterior análise; e bateria, para alimentar o sistema.

O tempo de vida do sensor está diretamente relacionado com a quantidade de energia disponível na bateria. Isto implica na substituição da bateria quando esta estiver descarregada

para o funcionamento do sensor. Como a manutenção em área remota não é simples, a necessidade da troca de uma bateria é uma preocupação. Por isso é imprescindível a conservação de energia para que o tempo de vida do sensor seja maior. Outra maneira de aumentar o tempo de vida do sensor é utilizando *power harvesting*, ou seja, aproveitando algum tipo de energia presente no ambiente para auxiliar na alimentação do sensor (BELLEVILLE et al., 2010).

Tendo em vista essas premissas, esta pesquisa busca uma alternativa para reduzir o consumo da bateria. Para isso, propõe utilizar um microcontrolador de baixo consumo para a aquisição dos dados mensurados pelo sensor e armazená-los na memória EEPROM. Posteriormente estes dados serão transmitidos via comunicação serial. A fonte de alimentação do microcontrolador e do sensor será o supercapacitor carregado pelo transdutor piezelétrico.

Para a realização deste trabalho foi utilizado o sensor de temperatura MCP9700, um termistor de saída analógica. Este sensor é de baixo custo e de baixo consumo. A faixa de tensão de operação é entre 2,3 V a 5,5 V, com consumo de 6 uA de corrente. O microcontrolador utilizado foi o PIC24F16KA101 devido ao seu baixo consumo de corrente (8 uA – modo ativo; 20 nF – modo *deep sleep*) e a tensão de operação na faixa de 1,6 V a 3,6 V. O fabricante de ambos os componentes é a Microchip.

### **3.3.1 Microcontrolador de baixo consumo**

Em aplicações de baixo consumo de potência que utilizam microcontroladores existem três parâmetros básicos que precisam ser conhecidos e controlados para que o sistema atenda o requerimento de baixo consumo:

- Baixa corrente em *sleep*;
- Baixa corrente em ativo;
- Rápido tempo de *wake-up*.

Pensando nisso, a empresa Microchip desenvolveu uma família de produtos para aplicação de baixo consumo, denominada *technology nanowatts XLP (eXtreme Low-Power)*. Entre algumas novidades dessa família encontra-se o modo *deep sleep*.

O modo *Deep sleep* desliga a CPU, a memória RAM e a maioria dos periféricos exceto RTCC (*Real Timer Clock and Calendar*), DSWDT (*Deep Sleep Watchdog Timer*) e LCD. Isto permite que o modo *deep sleep* tenha o menor consumo comparado aos outros

modos de operação. O procedimento para sair deste modo é denominado *wake up*, e os mais comuns são Interrupção 0 (INT0), alarme RTCC e DSWDT.

O modo *sleep* é similar ao modo *deep sleep*, com a diferença de que não são desligados a memória RAM e os periféricos que não precisam de *clock* para funcionamento. As fontes de *wake up* são as mesmas. Outras diferenças é que para o modo *sleep* a corrente de consumo é maior e o tempo de *wake up* é menor comparado ao modo *deep sleep*. Essas diferenças para o PIC utilizado são mostradas na tabela 3.1 (MICROCHIP, 2009).

É recomendado utilizar o modo *deep sleep* do que o modo *sleep* para aplicações em que o microcontrolador fica inativo por um período longo. Quanto maior o tempo de operação no modo *deep sleep*, menor é o consumo de corrente.

Tabela 3.1 – Características típicas para os modos de condução do microcontrolador PIC24F16KA102.

	PIC24F16KA102
Corrente no modo <i>sleep</i>	80 nA
Tempo de <i>wake up</i> no modo <i>sleep</i>	5 us
Corrente no modo <i>deep sleep</i>	20 nA
Corrente no modo <i>deep sleep</i> com RTCC com oscilador externo	500 nA
Tempo de <i>wake up</i> no modo <i>deep sleep</i>	50 us

No modo *deep sleep* e *sleep* a CPU e a maioria dos periféricos param de funcionar. Porém tem momentos em que os periféricos requerem alta frequência para funcionamento, mas a CPU não. Para essas ocasiões pode-se utilizar o modo *Idle* ou o modo doze para poupar energia. Ambos os modos controlam a frequência de oscilação da CPU. O modo *Idle* desliga o *clock* da CPU e a modo doze diminui a frequência de oscilação da CPU (MICROCHIP, 2009).

O consumo de energia está diretamente relacionado ao oscilador *clock*. Quanto maior a frequência de oscilação maior será o consumo. O microcontrolador utilizado tem dois osciladores de RC de baixo consumo: 500 kHz LPFRC (*Low-Power Fast RC oscillator*) e 31 kHz LPRC (*Low-Power RC oscillator*). Caso seja necessário um oscilador externo com frequência maior é recomendado que se inicialize com dois *clock* (um externo e um interno de baixo consumo). O microcontrolador ainda permite que mude a frequência do *clock* no meio do programa de acordo com a aplicação.

Outras estratégias para economia do consumo de energia são (MICROCHIP, 2009):



- Cortar alimentação de periféricos quando não utilizados;
- Configurar pinos não usados como saída (saída alta ou baixa) ou como entrada (resistor de 10 K $\Omega$  conectado ao V<sub>DD</sub> ou V<sub>SS</sub>);
- Utilizar resistor *pull-up* para periféricos conectados nas portas;
- Reduzir tensão de operação;
- Habilitar bit *periferic module disable* (PMD) para periféricos não utilizados.

Ao utilizar as técnicas explicadas é possível diminuir a corrente média e calculando a corrente média é possível determinar a duração da vida da bateria para alimentar o microcontrolador.

### 3.3.2 Programa

As técnicas explicadas acima foram utilizadas para a implementação do programa. Foram utilizados os periféricos: módulo de comunicação serial, conversor analógico digital, memória EEPROM interna e o RTCC, os demais foram desativadas pelos bits PMD. A frequência utilizada nesse programa foi de 500 kHz obtido através do *clock* LPFRC para economizar no consumo de energia.

O RTCC utiliza como fonte de *clock* o LPRC (*Low-Power RC oscillator*) de 31 kHz. A utilização deste *clock* possibilita a diminuição do consumo, porém acarreta a perda de precisão. Na aplicação requerida este fato não tem grande influencia.

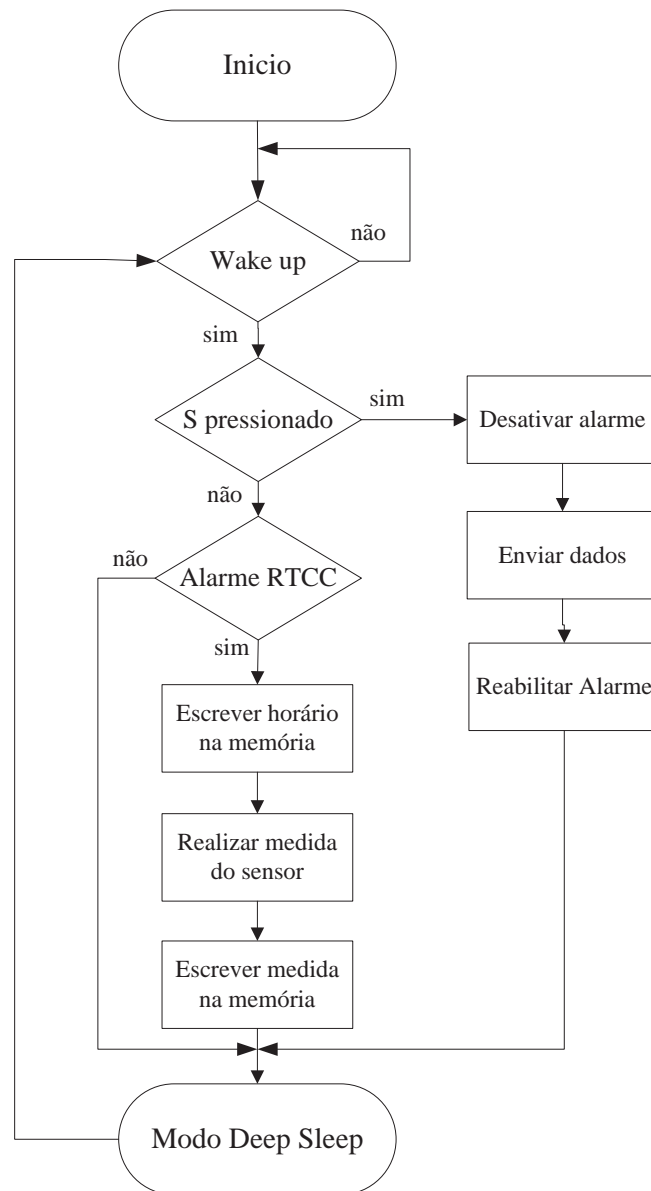
Como foi visto, o modo *deep sleep* é o estado de mais baixo consumo de energia. Assim, para economizar energia o microcontrolador se mantém neste modo, exceto quando ocorre a interrupção alarme RTCC e a interrupção do INT0. Para economia de energia, o sensor de temperatura e o bit PMD do conversor analógico digital só é alimentado e habilitado, respectivamente, quando ocorre a interrupção alarme RTCC e o bit PMD da comunicação serial só é habilitado com a interrupção INT0.

O alarme do RTCC foi programado para ocorrer a cada 10 minutos. Neste momento ocorre a interrupção causada pelo alarme e o microcontrolador *wake up* do modo *deep sleep* para realizar a aquisição do sinal do sensor. A aquisição será feita através do conversor analógico/digital de 10 bits pelo pino AN do microcontrolador. A medida realizada e o horário serão gravado na memória EEPROM. E, em seguida o microcontrolador volta para o

modo *deep sleep*. O fluxograma do programa é mostrado na figura 3.21, e o programa está no apêndice I. Este foi desenvolvido na linguagem C pelo compilador mikroC.

A comunicação serial é ativada pelo botão S. O botão S quando for pressionado aciona a interrupção INT0, desta forma o microcontrolador *wake up*. A comunicação serial é feita por cabo USB através do emulador usb para serial MCP2200 da microchip. Para esta ocorrer sem erro, a frequência do *clock* é alterada para um oscilador interno de 8 MHz FRC (*Fast RC oscillator*). O alarme RTCC é desativado, até que todos os dados sejam enviados. Neste momento o microcontrolador é alimentado pelo cabo USB.

Figura 3.21 – Fluxograma do programa.



Fonte: Dados do próprio autor.

Neste capítulo foram apresentados os dispositivos e circuitos eletrônicos utilizados neste trabalho para extração de energia e aproveitamento desta. Nos próximos capítulos, serão detalhados as configurações experimentais e os resultados obtidos.

## Capítulo 4 – Configurações Experimentais

A seguir, serão relatadas as configurações para realização dos testes do sistema.

### 4.1 Sistema mecânico

A fim de avaliar o sistema proposto foram realizados simulações e testes experimentais. Os experimentos foram feitos em uma de viga aço, cujas dimensões são apresentadas na tabela 4.1. O transdutor piezelétrico utilizado foi piezocerâmica PSI-5HE, tipo 5H, do fabricante Piezo Systems, Inc. Os seus parâmetros são mostrados na tabela 4.2.

Tabela 4.1 – Dimensões dos piezelétricos e das vigas utilizadas.

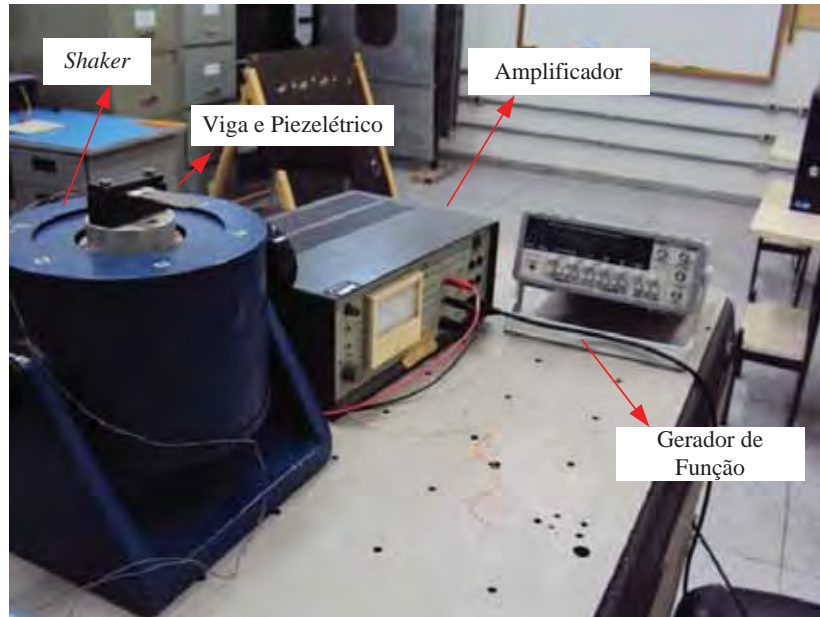
	<b>Piezelétrico</b>	<b>Viga</b>
<b>Largura (mm)</b>	18,00	18,00
<b>Comprimento (mm)</b>	61,00	75,70
<b>Espessura (mm)</b>	0,27	1,30

Tabela 4.2 – Propriedades do material piezelétrico PSI – 5H4E.

Constante dielétrica relativa	$\epsilon_r$	3800	
Constante Piezelétrica	$d_{31}$	$-320 \times 10^{-12}$	C / N
Coefficiente de diferença de potencial	$g_{31}$	$-9,5 \times 10^{-3}$	V m / N
Coefficiente de acoplamento	$k_{31}$	0,44	
Campo de Polarização	$Ep$	$1,5 \times 10^6$	V/ m
Campo de despolarização inicial	$Ec$	$3,0 \times 10^5$	V/ m
Módulo de Young	$Y_{E3}$	$5,0 \times 10^{10}$	Pa
	$Y_{E1}$	$6,2 \times 10^{10}$	Pa
Densidade	$\rho$	7800	Kg / m <sup>3</sup>
Coefficiente de expansão térmica		$\sim 3 \times 10^{-6}$	m / m °C
Temperatura Curie		230	°C

As vigas produzem mais energia elétrica na sua frequência de ressonância. Para a viga utilizada esta frequência é de 168,1 Hz. A viga foi excitada pelo *shaker*, o qual simula as vibrações do ambiente. A figura 4.1 mostra a viga, o *shaker*, o amplificador e o gerador de sinal utilizados.

Figura 4.1 – Foto da viga, *shaker*, amplificador e gerador de função.



Fonte: Dados do próprio autor.

## 4.2 Simulação no PSpsice

A modelagem apresentada no capítulo 2 foi utilizada para fazer simulação no PSpsice do sistema quando estão na frequência de ressonância. Ou seja, utiliza-se este modelo para realizar a simulação do sistema com viga.

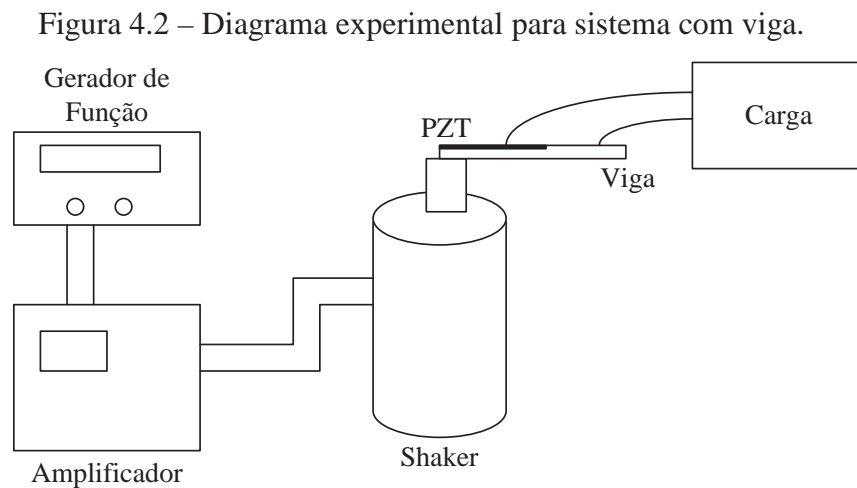
Para as simulações do sistema no PSpsice foram utilizados os dados mostrados na tabela 4.3. Sendo que a corrente do piezelétrico ( $I_p$ ) e a capacitância interna do piezelétrico ( $C_p$ ) são obtidas com os parâmetros do piezelétrico utilizado, pelas equações 2.10 e 2.7 respectivamente. A frequência ( $f_p$ ) é a frequência de ressonância da viga.

Tabela 4.3 – Parâmetros para simulação do sistema mecânico.

Parâmetro	$I_p$ (uA)	$f_p$ (Hz)	$C_p$ (nF)
Valor	390	168,1	100

### 4.3 Configurações experimentais

Para sistemas com viga a frequência e a amplitude do sinal para excitar o transdutor piezelétrico são controladas pelo gerador de função e amplificador conectados ao *shaker*, como mostrado na figura 4.2. O piezelétrico é excitado no modo transversal por uma função senoidal, pelo gerador de função Minipa MFG-4220 20 MHz, conectado ao amplificador de potência Veb Metra Mess LV103. Para isso utiliza-se a frequência de ressonância da viga. As saídas são monitoradas através do osciloscópio Tektronix TDS 1012B e do multímetro mimipa ET-2231.



Fonte: Dados do próprio autor.

### 4.4 Sistema de extração de potência

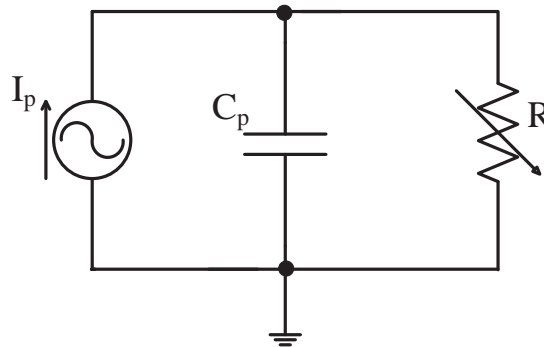
Foram realizados os seguintes testes com o sistema mecânico conectado aos seguintes dispositivos:

- Resistência;
- Retificador em ponte;
- Retificador em ponte chaveado;
- Retificador em ponte *bias-flip*;
- Retificador de onda completa em ponte com conversor *buck-boost*;
- Retificador em ponte chaveado com conversor *buck-boost*;

- Retificador em ponte *bias-flip* com conversor *buck-boost*.

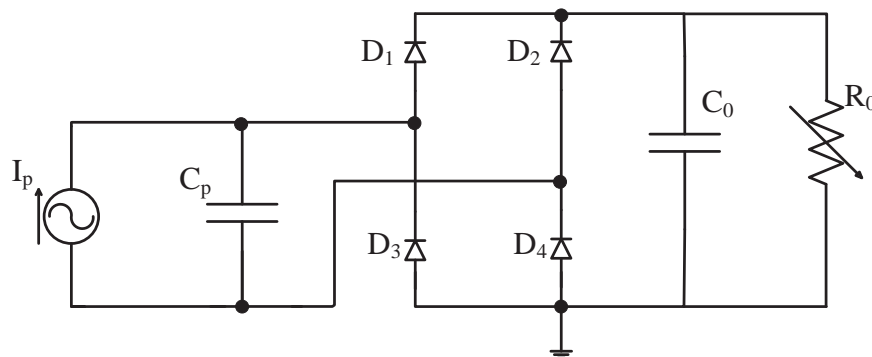
A figura 4.3 mostra o piezelétrico conectado a uma resistência. O resistor utilizado foi um resistor variável. O retificador em ponte conectado ao piezelétrico é mostrado na figura 4.4. Foram utilizados quatro diodos *Schottky* 1n5817, um capacitor de tântalo de 10 uF e um resistor variável.

Figura 4.3 – Piezelétrico conectado à resistência.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 4.4 - Piezelétrico conectado ao retificador em ponte.

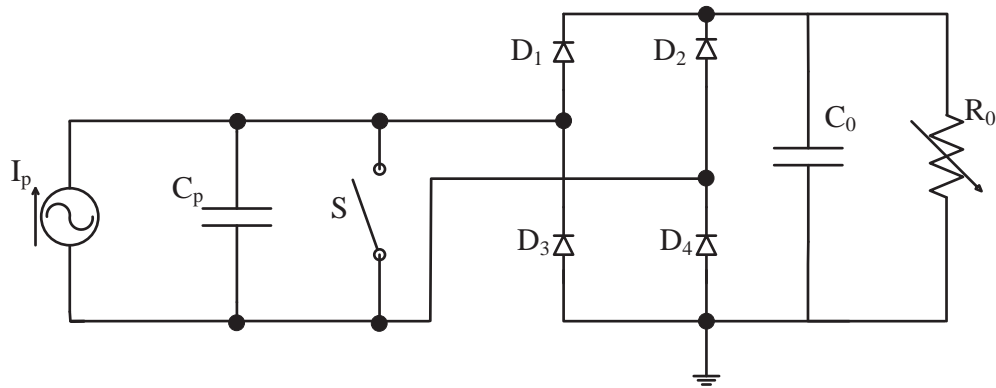


Fonte: Dados do próprio autor.

A figura 4.5 apresenta o piezelétrico conectado ao retificador em ponte chaveado e a figura 4.6 o retificador *bias-flip*. Além dos componentes utilizados no retificador em ponte, utiliza-se a chave analógica ADG801 da Analog Devices e no retificador *bias-flip* um indutor de 2 mH.

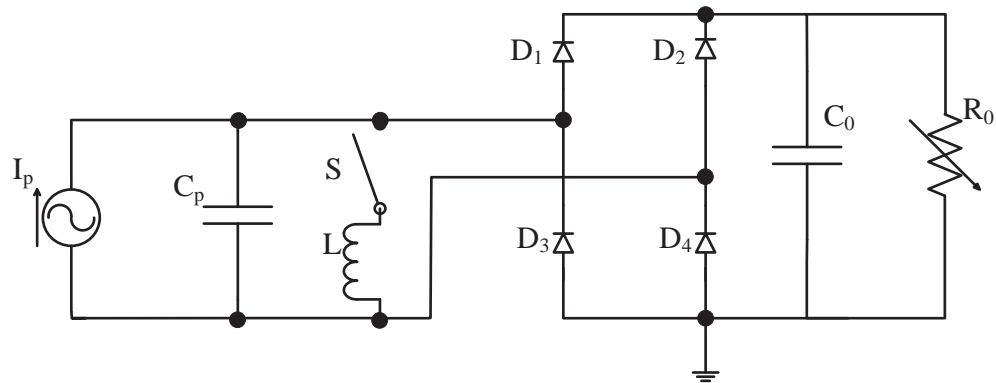
Nos quatros primeiros testes, a carga conectada foi um resistor variável. O valor da resistência foi modificado algumas vezes para verificar a influência desta no transdutor piezelétrico e para observar com qual valor de carga o circuito extrai a maior potência.

Figura 4.5 – Piezelétrico conectado ao retificador em ponte chaveado.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 4.6 – Piezelétrico conectado ao retificador *bias-flip*.



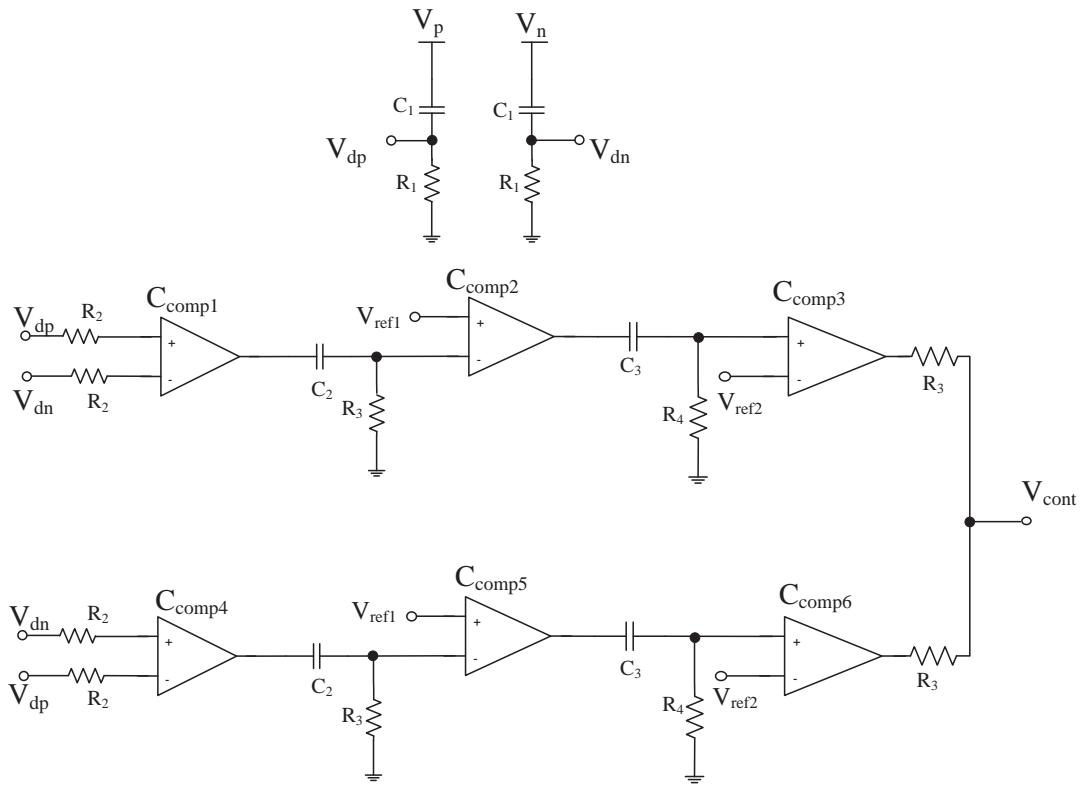
Fonte: Dados do próprio autor.

O circuito de controle, explicado no capítulo 3, é mostrado na figura 4.7, e utiliza os seguintes componentes: quatro capacitores cerâmicos de 10 nF e dois de 20 nF ( $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  respectivamente); dois resistores de 40 k $\Omega$ , 100 k $\Omega$ , 20k $\Omega$  e 2k $\Omega$  (respectivamente  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  e  $R_4$ ); dois CI 6544 com quatro comparadores; e a tensão  $V_{ref1}$  e  $V_{ref2}$  são obtidas com divisor de tensão (resistor de 1 M $\Omega$  e 800 k $\Omega$  para  $V_{ref1}$ ; 1 M $\Omega$  e 200 k $\Omega$  para  $V_{ref2}$ ).

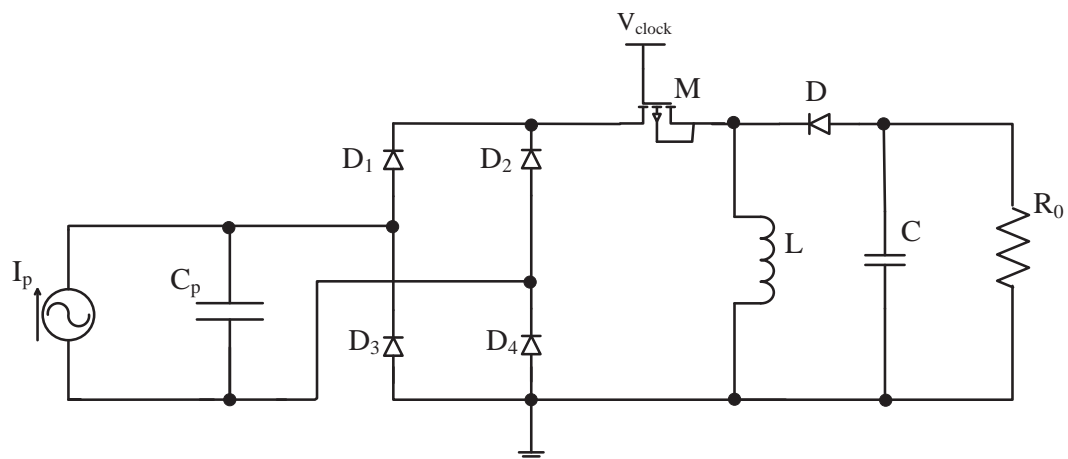
Para o conversor *buck-boost* foram utilizados um transistor MOSFET IRFZ44N, um capacitor tântalo de 10 uF e um diodo *Schottky* 1n5817. O indutor do conversor, que depende do sistema mecânico conectado e foi de 33 mH, será discutido no próximo capítulo. As figuras 4.8, 4.9 e 4.10 mostram o conversor conectado aos retificadores em ponte, chaveado e *bias-flip* respectivamente.



Figura 4.7 – Circuito de controle.

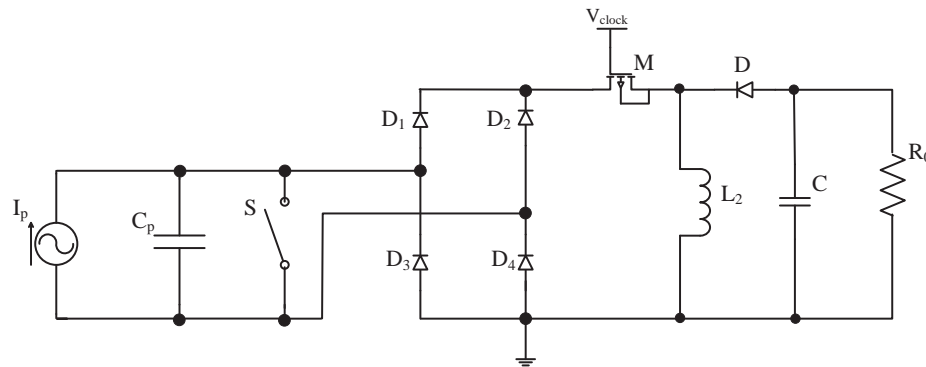


Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 4.8 – Piezelétrico conectado ao circuito retificador em ponte com conversor *buck-boost*.

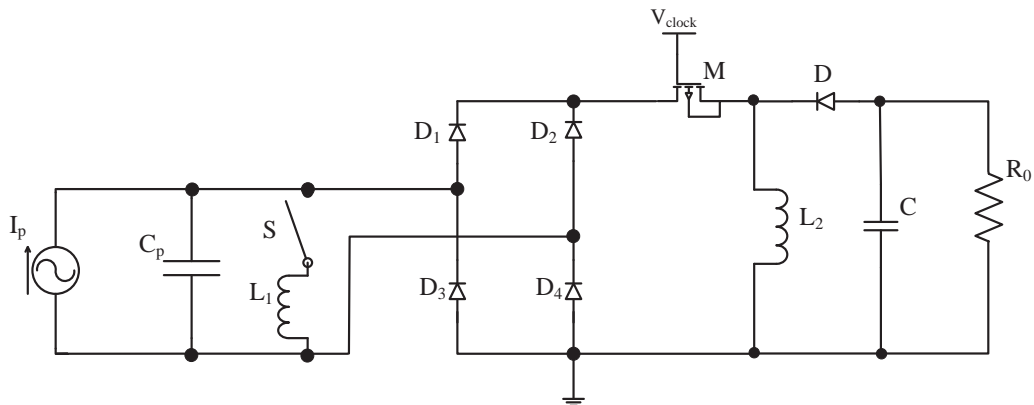
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 4.9 – Piezelétrico conectado ao circuito retificador em ponte chaveado com conversor *buck-boost*.



Fonte: Dados do próprio autor.

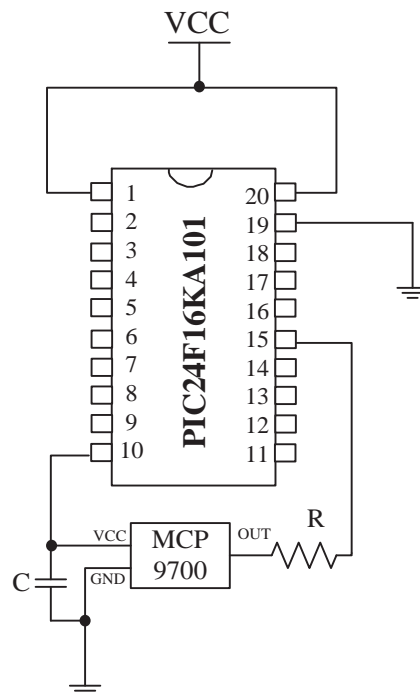
Figura 4.10 – Piezelétrico conectado ao circuito retificador *bias-flip* com conversor *buck-boost*.



Fonte: Dados do próprio autor.

O supercapacitor utilizado para carregar e alimentar os circuitos de controle e o dispositivo eletrônico é da Nesscap de valor 2,5 F. Como discutido anteriormente, o sensor de temperatura utilizado é o MCP9700 e o microcontrolador o PIC24F16KA101. Na figura 4.11 mostra a ligação dos componentes, sendo que R é uma resistência de 1 k $\Omega$  e C é um capacitor de cerâmica de 10 nF. A comunicação serial é feita utilizando a placa de desenvolvimento XLP 16-bit da Microchip.

Figura 4.11 – Microcontrolador e sensor de temperatura.



Fonte: Dados do próprio autor.

Os experimentos e simulações realizados seguiram as diretrizes da disposição dos componentes das figuras apresentadas. Experimentalmente as tensões e as correntes foram medidas por multímetro, e as formas de onda obtidas pelo osciloscópio. A potência foi calculada de duas maneiras, a corrente multiplicada pela tensão (equação 4.1), e a potência na carga foi calculada através da equação 4.2. A eficiência do circuito é a relação entre a potência de saída do circuito e a potência que o piezelétrico pode gerar (equação 4.3).

$$P = V \times I \quad (4.1)$$

$$P = \frac{V^2}{R} \quad (4.2)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{av}} \quad (4.3)$$

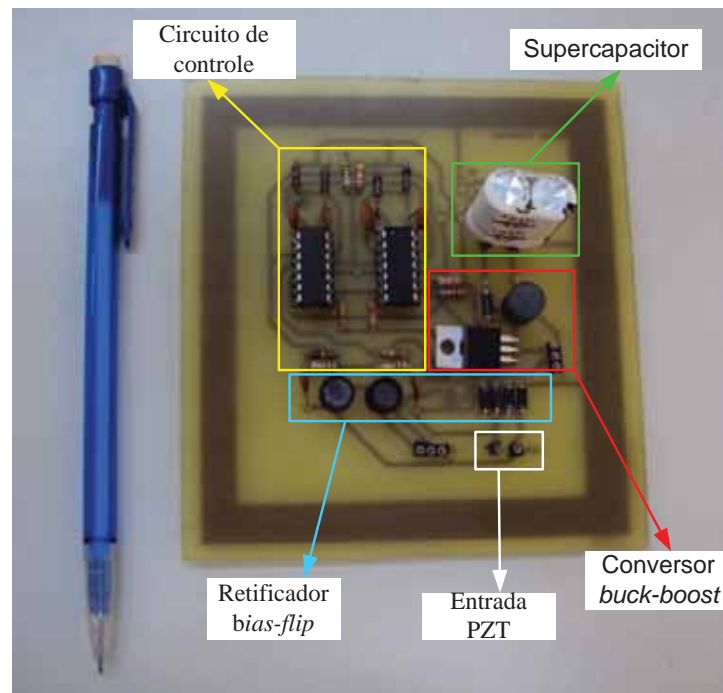
Sendo que:  $R$  - Resistência conectada ao piezelétrico;

$P_{out}$  - potência de saída;

$P_{in}$  - potência de entrada.

A placa de circuito impresso é mostrada na figura 4.12. Os resultados obtidos serão mostrados no próximo capítulo.

Figura 4.12 – Placa de circuito impressa do circuito proposto.



Fonte: Dados do próprio autor.

## Capítulo 5 – Resultados

Neste capítulo mostram-se os resultados do sistema para os dados simulados e experimentais. A primeira parte se detém em mostrar os dados experimentais da viga e a comparação com os dados simulados do modelo elétrico do piezelétrico. Em seguida são mostrados os resultados para o sistema alimentando o sensor de temperatura e o microcontrolador. Por último, é feito uma análise do desempenho comparado com outros circuitos encontrados na literatura.

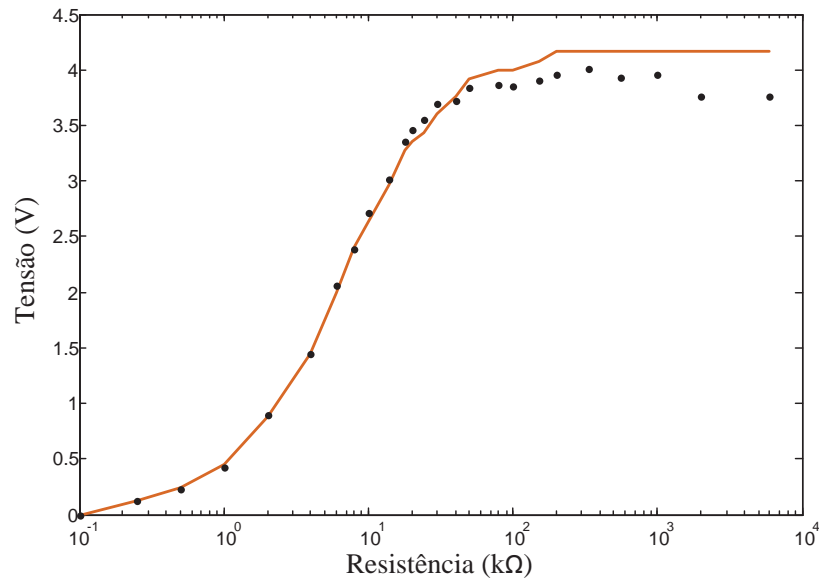
### *5.1 Viga conectada aos circuitos*

#### *5.1.1 Viga com carga resistiva*

O primeiro teste executado foi o piezelétrico conectado com uma resistência. A tensão de pico obtida em função da resistência é mostrada na figura 5.1. Nesta figura e nas próximas pode-se comparar os resultados realizados experimentalmente e feito pelas simulações no PSpsice, os resultados das simulações aparecem em pontos. Além disso, observa-se que quando a carga tende a zero (perto de um curto circuito) a tensão do piezelétrico é bem pequena, e quando o valor da resistência é muito grande, a tensão do piezelétrico é como um circuito em aberto (sem circuito conectado).

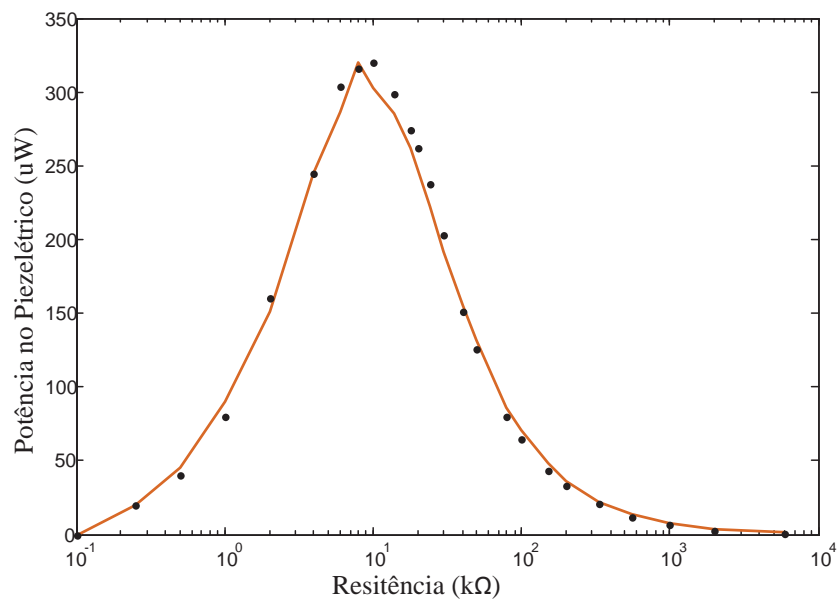
A potência foi calculada pela fórmula 4.1. Na figura 5.2 apresenta a potência extraída em função da resistência. De acordo com os resultados apresentados na figura 5.1 a tensão é proporcional com a carga, porém a corrente é inversamente proporcional, isto é, a corrente diminui quando a carga aumenta. Isto proporciona que a potência extraída seja pequena quando a carga tende a zero e o quando o valor da resistência é muito grande. Contudo, existe uma faixa de valores de resistência em que se obtém a máxima potência. Esta potência para o piezelétrico conectado a carga resistiva é obtida para carga na faixa de 4 k $\Omega$  a 30 k $\Omega$ .

Figura 5.1 – Tensão no piezelétrico em função da carga para viga conectada a uma resistência.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.2 – Potência do piezelétrico em função da carga para viga conectada a resistência.

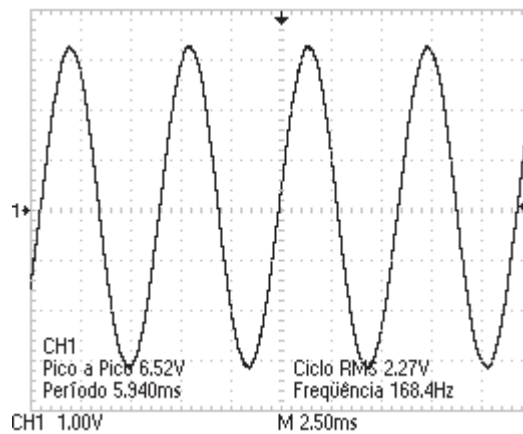


Fonte: Dados do próprio autor.

A comparação entre os resultados realizados experimentalmente e os obtidos pelas simulações no PSpice são demonstrados na figura 5.1 e 5.2. Observa-se que os valores obtidos na simulação estão próximos ao obtido experimentalmente.

O maior valor de potência extraída foi 320,00 uW com carga de 8 k $\Omega$ , o pico da tensão do piezelétrico foi de 2,28 V e a corrente média é de 200 uA. A figura 5.3 mostra a forma de onda da tensão obtida pelo osciloscópio para resistência de 20 k $\Omega$ .

Figura 5.3 – Forma de onda da tensão no piezelétrico para carga de 20 k $\Omega$  obtida pelo osciloscópio.

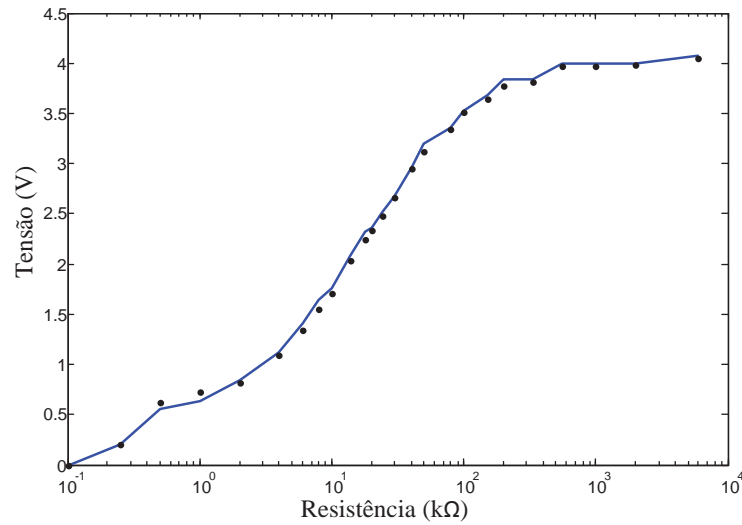


Fonte: Dados do próprio autor.

### 5.1.2 Viga com retificador em ponte

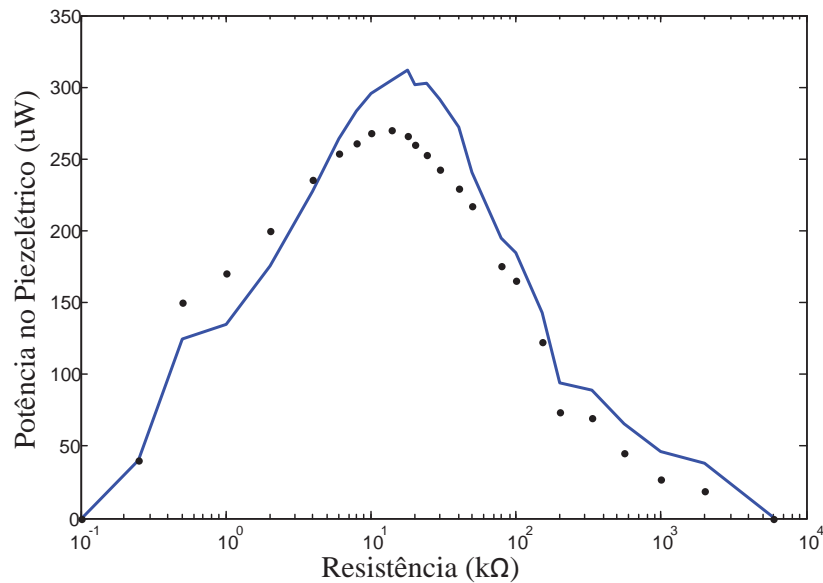
No segundo circuito excitou-se o piezelétrico conectado a um retificador com a configuração em ponte. A figura 5.4 e 5.5 mostra a tensão e a potência, respectivamente, no piezelétrico em função da carga resistiva obtidos experimentalmente e por simulação. Observa-se que novamente os valores obtidos na simulação estão próximos ao obtido experimentalmente.

Figura 5.4 – Tensão no piezelétrico em função da carga para viga conectada ao retificador em ponte.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.5 – Potência no piezelétrico em função da carga para viga conectada ao retificador em ponte.

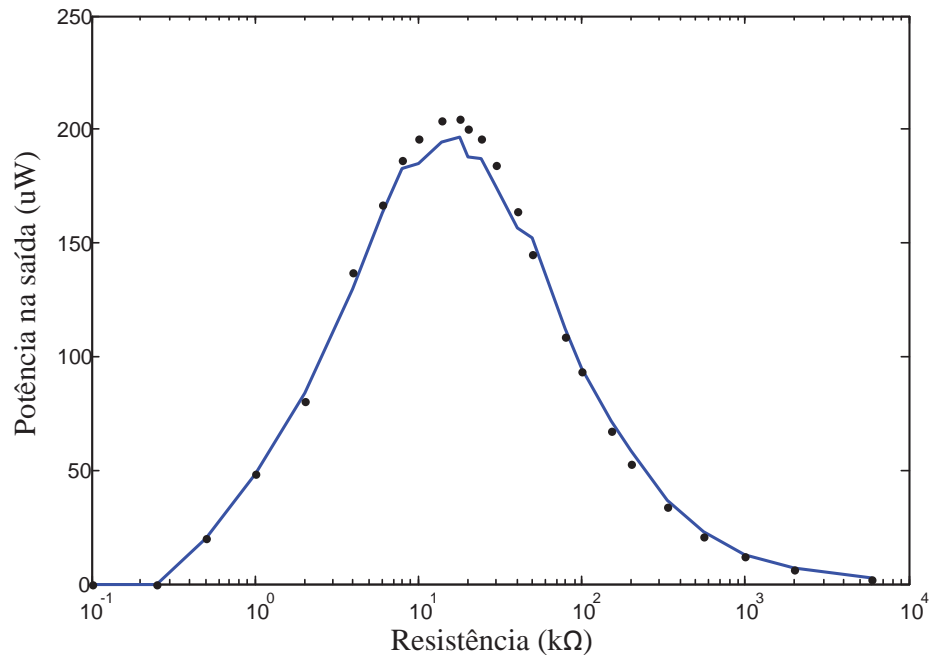


Fonte: Dados do próprio autor.

Comparando os resultados da viga conectada ao retificador em ponte com a viga conectada à carga resistiva, observa-se que a tensão no piezelétrico chega ao seu valor de pico com uma impedância elétrica maior enquanto que a potência no piezelétrico é ligeiramente menor.



Figura 5.6 – Potência na saída em função da carga para viga conectada ao retificador em ponte.

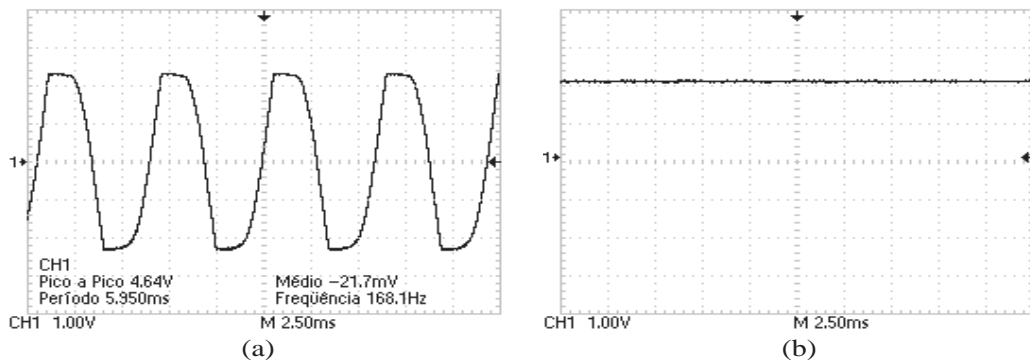


Fonte: Dados do próprio autor.

Na figura 5.6 é mostrada a potência na saída do circuito, onde a tensão já está retificada e será aproveitada para carregar o supercapacitor. A região de máxima potência é obtida para a carga na faixa de 8 kΩ a 30 kΩ.

No circuito retificador em ponte a maior potência extraída na saída do circuito foi 196,36 uW com carga de 18 kΩ, o pico da tensão no piezelétrico é de 2,32 V, a corrente média no piezelétrico é de 173,50 uA e a tensão retificada no resistor é 1,88 V. A perda de potência no capacitor interno, calculada pela equação 3.9, é de 237 uW. A diferença entre a tensão no piezelétrico e na carga é de aproximadamente 0,44 V, isso se deve às quedas de tensões dos diodos. A figura 5.7 mostra a forma de onda da tensão no piezelétrico e na carga com resistência de 20 kΩ e capacitância de 10 uF.

Figura 5.7 – As formas de onda do circuito retificador em ponte obtidas pelo osciloscópio: (a) Tensão no piezelétrico; (b) Tensão de saída



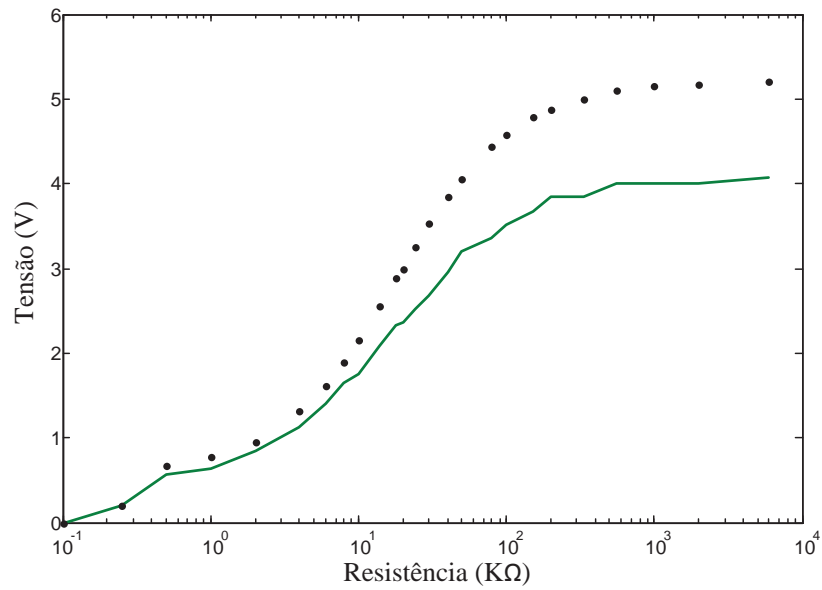
Fonte: Dados do próprio autor.

O consumo de potência do circuito retificador em ponte advém do diodo. A potência de dissipação do diodo é dada pela fórmula 4.1. Para calcular o consumo do circuito foram utilizados os dados para a carga em que é extraída a maior potência. Como o valor da queda nos diodos 1n5817 é de 0,4 e a corrente que atravessa o diodo é de 173,50  $\mu\text{A}$ , o consumo do circuito é de 138,80  $\mu\text{W}$ . Desde que a tensão do piezelétrico seja pelo menos duas vezes maior que a queda no diodo e a potência extraída no piezelétrico seja maior que o consumo do diodo, a eficiência do circuito é na faixa de 20% a 49%.

### 5.1.3 Viga com retificador em ponte chaveado

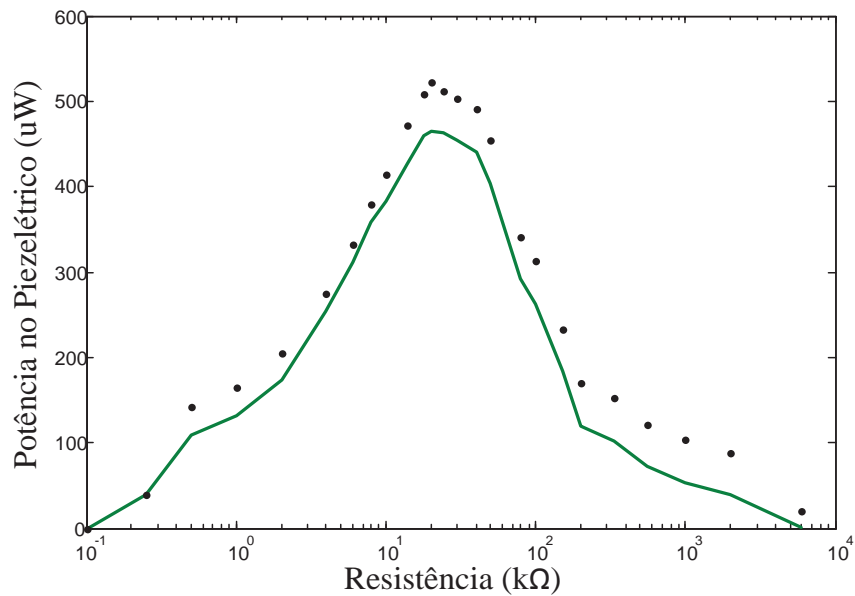
O próximo experimento foi o circuito retificador em ponte chaveado. O circuito de controle foi alimentado por um supercapacitor pré-carregado pelo piezelétrico. A tensão, a potência extraída no piezelétrico e a potência de saída do circuito para valores de diferentes resistências são apresentadas nas figuras 5.8, 5.9 e 5.10. São mostrados os resultados obtidos experimentalmente e simulados.

Figura 5.8 – Tensão no piezelétrico em função da carga para viga conectada ao retificador em ponte chaveado.



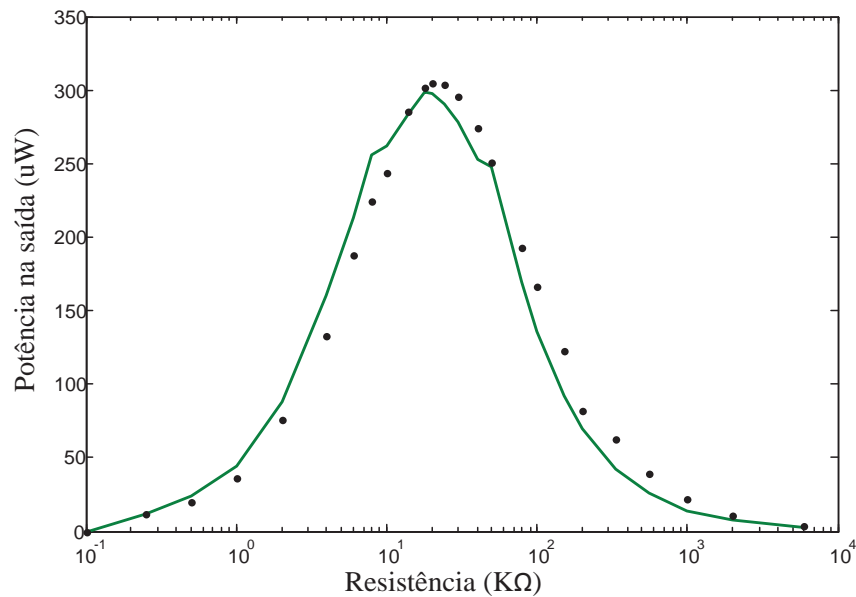
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.9 – Potência no piezelétrico em função da carga para viga conectada ao retificador em ponte chaveado.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.10 – Potência na saída em função da carga para viga conectada ao retificador em ponte chaveado.



Fonte: Dados do próprio autor.

Alguns fatos em comparação com o circuito anterior devem ser observados. O primeiro, diz respeito aos valores da tensão no piezelétrico, o obtido por simulação são maiores que o alcançado pelo experimento. Isto acontece devido ao modelo elétrico utilizado que não prevê limitações do piezelétrico e continua aumentando o valor da tensão. Essa limitação se deve à viga que alcançou sua deflexão máxima e a tensão do piezelétrico que satura, neste caso na tensão de 4 V. Todavia, apesar deste fato a potência de saída do circuito é bem semelhante para os dois casos.

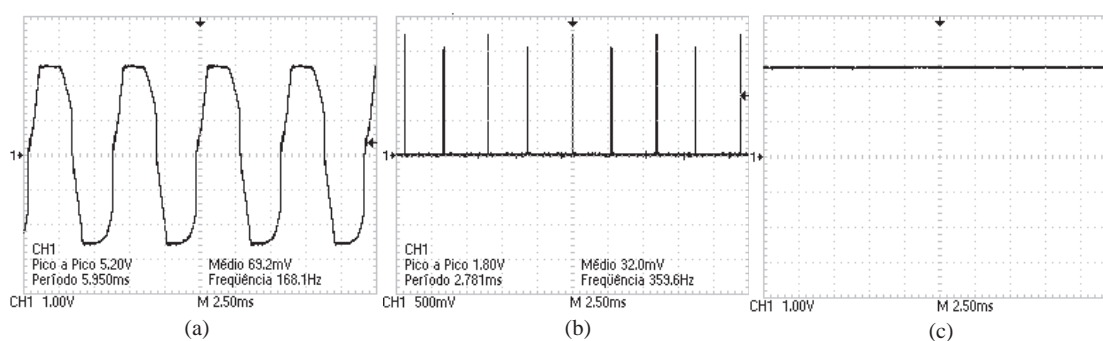
O segundo fato é com relação à curva da tensão no piezelétrico em função da resistência que alcança o valor de pico para um valor de impedância menor. Isto significa que para um valor de resistência a tensão no piezelétrico é maior utilizando o circuito retificador em ponte chaveado do que quando utiliza o retificador em ponte.

Outra ocorrência diz respeito a que uma tensão maior para o mesmo valor da carga acarreta em uma potência maior. Isso pode ser observado tanto para a potência extraída no piezelétrico quanto para a potência de saída do circuito, como demonstrado na figura 5.9 e 5.10. A região na qual se obtém a máxima potência é a mesma que para o circuito retificador em ponte, a carga na faixa de 8 kΩ a 30 kΩ.

No retificador chaveado a máxima potência extraída foi de 299,02 uW com carga de 18 kΩ, a tensão de pico disponível a partir do piezelétrico foi 2,76 V, a corrente média foi 205,00 uA e a tensão de saída foi de 2,32 V. A potência perdida no capacitor interno,

calculada pela equação 3.15, foi de 180  $\mu\text{W}$ . A forma de onda da tensão no piezelétrico, o sinal de controle e a tensão de saída para carga de 20  $\text{k}\Omega$  são mostrados na figura 5.11. Observa-se que no momento do sinal de controle é aplicado a tensão que estava no sinal de pico (positivo ou negativo) cai à zero.

Figura 5.11 – As formas de onda para o circuito retificador chaveado obtidas pelo osciloscópio: (a) Tensão no piezelétrico; (b) Sinal de Controle; (c) Tensão de saída.



Fonte: Dados do próprio autor.

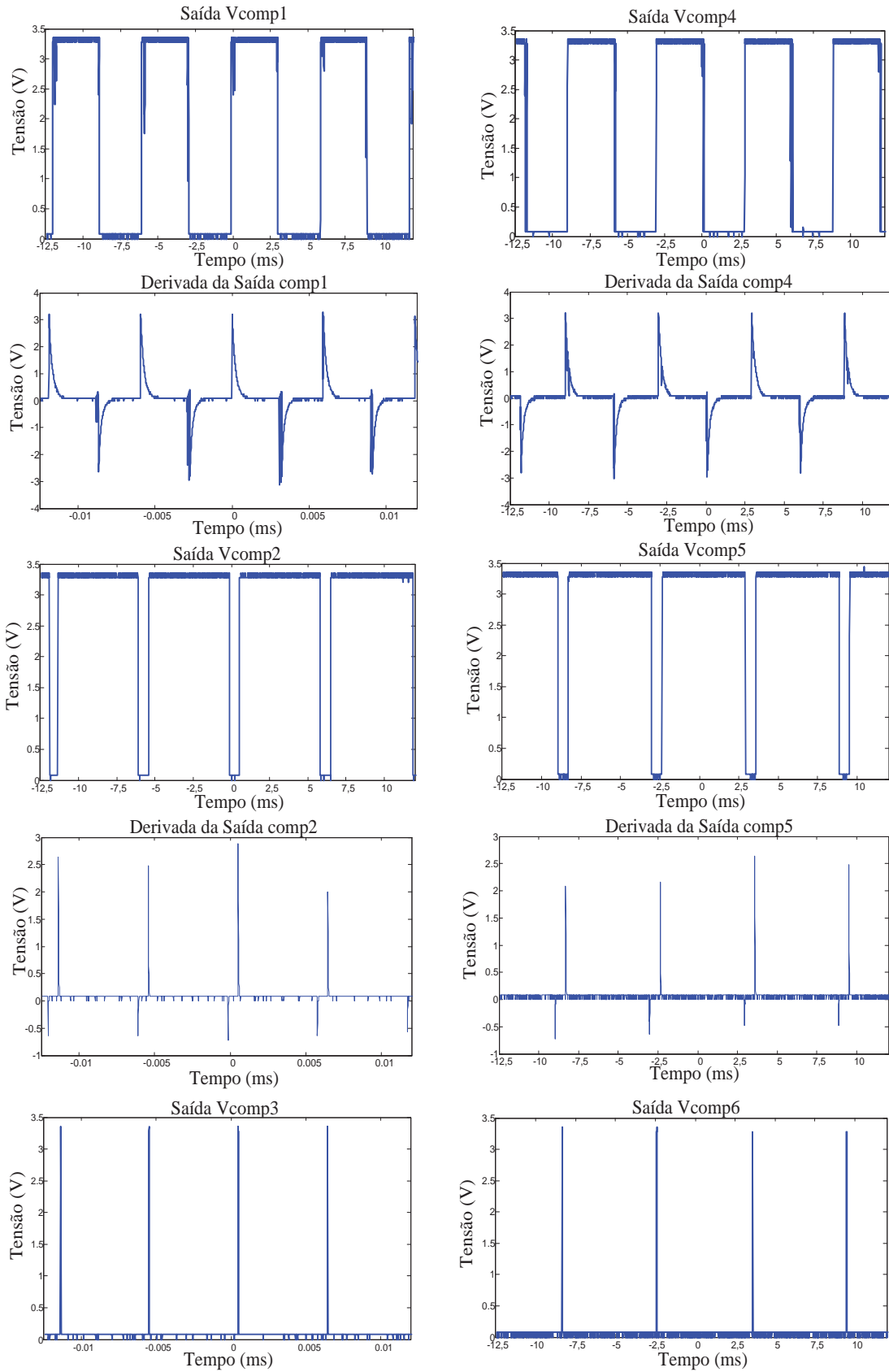
Os consumos do circuito são devido aos diodos e ao circuito de controle. Os valores para o cálculo do consumo dos diodos são a queda no diodo 0,4 V e a corrente no diodo 203,00  $\mu\text{A}$ , portanto, o consumo do circuito é de 162,00  $\mu\text{W}$ . Em relação à eficiência do circuito, fazendo as mesmas considerações para a tensão e a potência no piezelétrico que no circuito passado, é na faixa de 32% a 67%.

Quanto ao circuito de controle, a corrente em cada parte do circuito foi medida com amperímetro, os dados obtidos são apresentados na tabela 5.1. A tensão mínima para o circuito funcionar é de 1,6 V. Portanto o consumo mínimo de todo o circuito de controle é de aproximadamente 33,48  $\mu\text{W}$ .

Tabela 5.1 – Valores de corrente para o circuito de controle.

Circuito	Corrente ( $\mu\text{A}$ )
Comparador 1	9,15
Comparador 2	8,20
Chave Analógica	0,33
Tensão de Referência 1	1,15
Tensão de Referência 2	1,68
Derivada 1	0,21
Derivada 2	0,21
<b>Total</b>	<b>20,93</b>

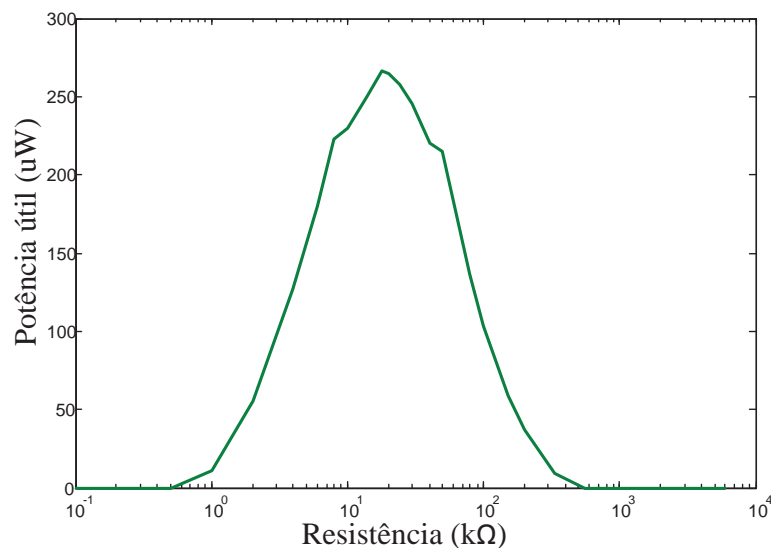
Figura 5.12 – Formas de onda do circuito de controle.



Fonte: Dados do próprio autor.

Mesmo considerando as perdas do circuito de controle, o circuito retificador em ponte chaveado extrai mais potência que o retificador em ponte. Portanto, o supercapacitor pode fornecer energia ao circuito de controle sem prejuízo da carga armazenada. As formas de onda do circuito de controle são mostradas na figura 5.12, e são similares as apresentadas teoricamente no capítulo 3 (figura 3.15). A potência na saída, considerando as perdas do circuito de controle, é mostrada na figura 5.13, e a eficiência do circuito está na faixa de 28% a 58%.

Figura 5.13 – Potência útil na saída, considerando as perdas do circuito de controle, em função da carga para viga conectada ao retificador chaveado.



Fonte: Dados do próprio autor.

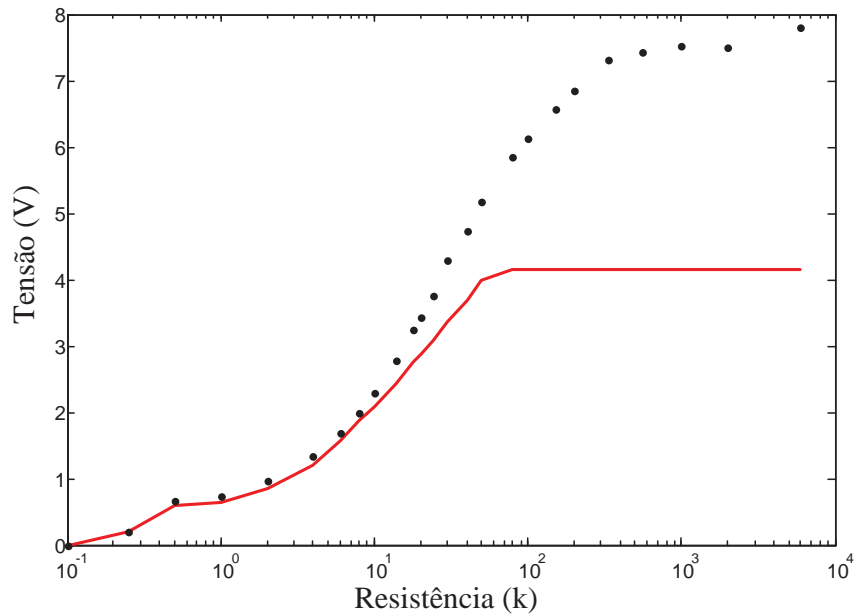
#### 5.1.4 Viga com retificador *bias-flip*

A última topologia do retificador testado foi o circuito retificador *bias-flip*. O circuito de controle é o mesmo utilizado para o retificador em ponte chaveado e foi alimentado por um supercapacitor pré-carregado pelo piezelétrico. A tensão, a potência extraída no piezelétrico e a potência de saída do circuito para valores de diferentes resistências são apresentadas nas figuras 5.14, 5.15 e 5.16, são mostrados também os resultados obtidos experimentalmente e simulados.

As mesmas observações feitas no retificador em ponte chaveado podem ser feitas aqui, porém o retificador *bias-flip* apresenta melhor desempenho. Em relação aos resultados simulados, a tensão no piezelétrico simulado é bem maior do que acontece na prática. Como

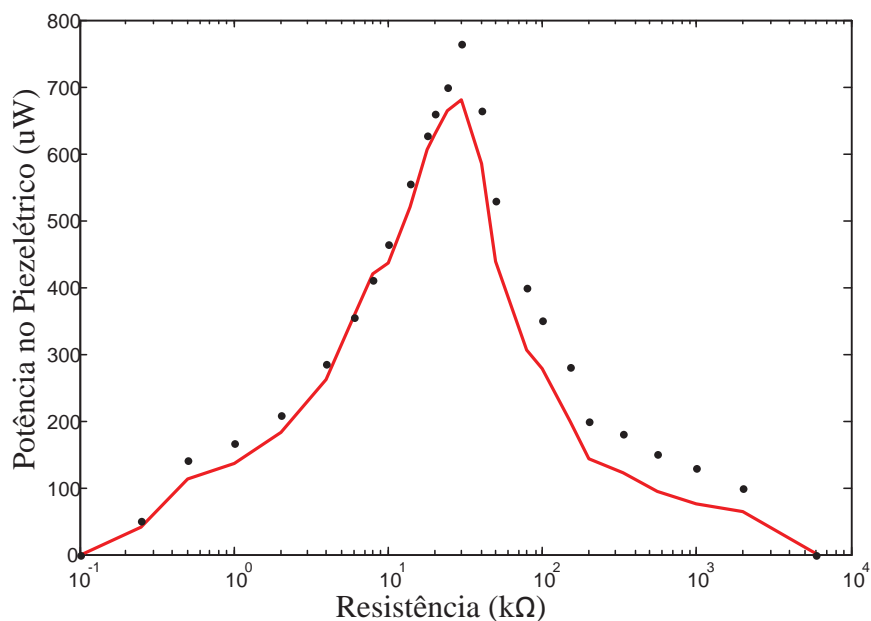
no retificador chaveado, isto acontece devido ao modelo elétrico do piezelétrico utilizado que não prevê a saturação da viga e continua aumentando o valor da tensão. Essa diferença é observada na figura 5.16 em que a potência de saída é maior em comparação a obtida experimentalmente.

Figura 5.14 – Tensão no piezelétrico em função da carga para viga conectada ao retificador *bias-flip*.



Fonte: Dados do próprio autor.

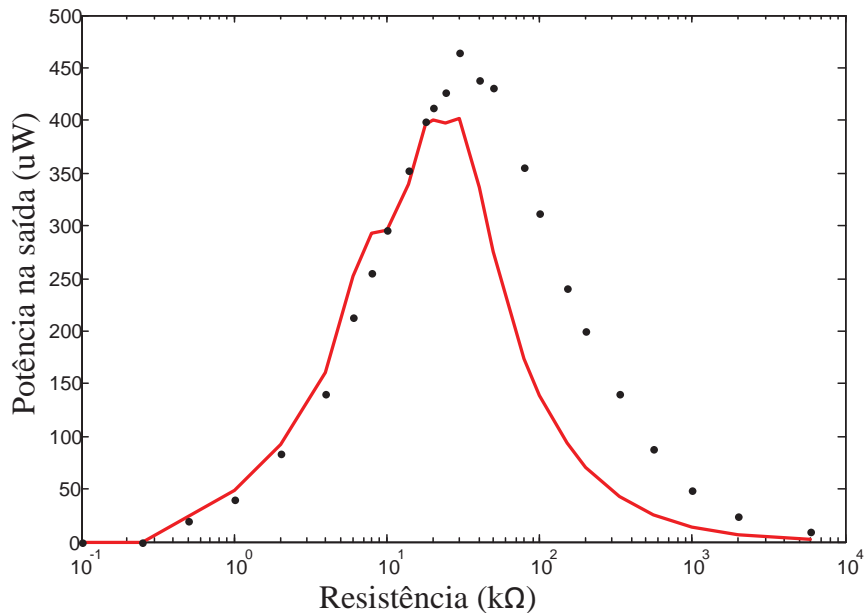
Figura 5.15 – Potência no piezelétrico em função da carga para viga conectada ao retificador *bias-flip*.



Fonte: Dados do próprio autor.



Figura 5.16 – Potência na saída em função da carga para viga conectada ao retificador *bias-flip*.



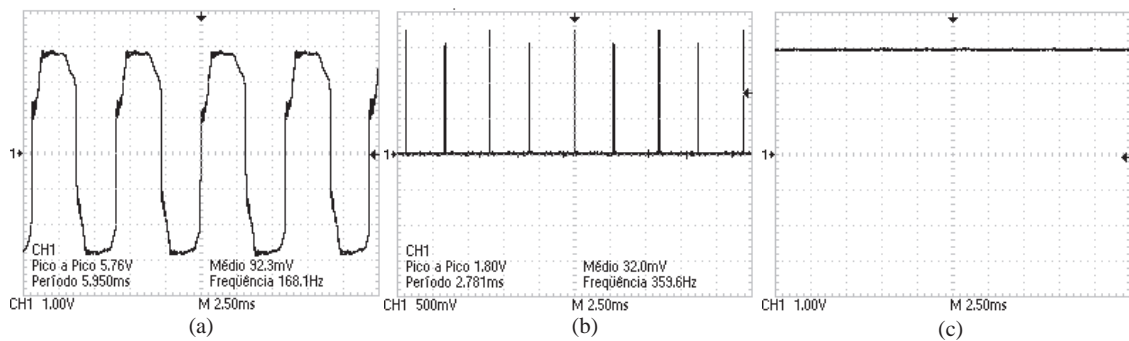
Fonte: Dados do próprio autor.

Já em relação aos circuitos retificadores anteriores, a tensão de pico no piezelétrico é obtida para uma resistência menor. Isto é, a tensão no piezelétrico é maior comparado aos demais circuitos e, conseqüentemente, a potência extraída é maior, como pode ser observado na figura 5.15 e 5.16.

A região para a máxima potência é a mesma que para os circuitos retificadores anteriores, a carga na faixa de 8 kΩ a 30 kΩ. No retificador chaveado a máxima potência extraída foi 400,45 uW com carga de 20 kΩ, a tensão de pico no piezelétrico foi 3,28 V, a corrente média foi 223,00 uA e a tensão de saída foi de 2,83 V. A potencia perdida no capacitor interno, calculado pela equação 3.23, foi de 125 uW. As formas de ondas da tensão no piezelétrico, o sinal de controle e a tensão de saída para carga de 20 kΩ são mostrados na figura 5.17. Pela figura observa-se que quando ocorre o sinal de controle a tensão no piezelétrico inverte a polaridade instantaneamente.

O consumo dos diodos é feito utilizando a queda no diodo (0,4 V) e a corrente de 223,00 uA, assim o consumo dos diodos foi de 178,40 uW. A eficiência do circuito é na faixa de 47% a 76%, considerando que a tensão e a potência no piezelétrico são maiores que as perdas pelo diodo.

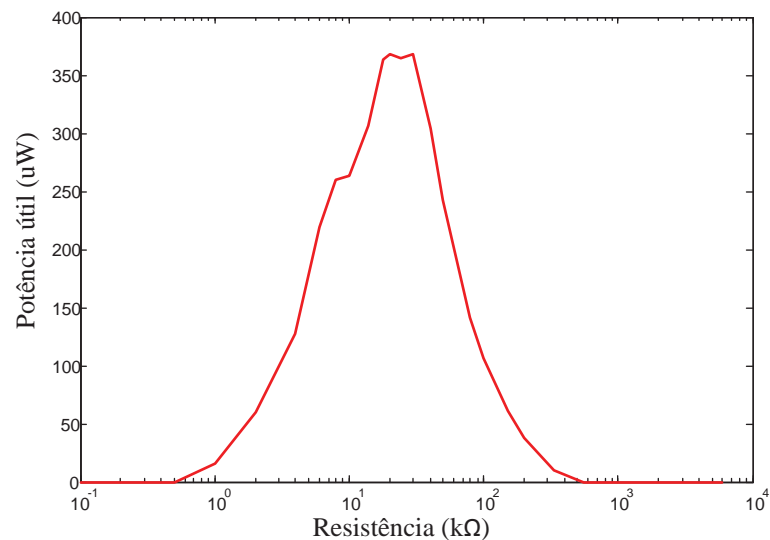
Figura 5.17 - As formas de onda para o circuito retificador *bias-flip* obtidas pelo osciloscópio: (a) Tensão no piezelétrico; (b) Sinal de Controle; (c) Tensão de saída.



Fonte: Dados do próprio autor.

As formas de onda do circuito de controle são as mesmas apresentadas na figura 5.12. O consumo do circuito de controle é o mesmo discutido anteriormente. Levando em consideração a perda pelo circuito de controle a potência de saída é mostrada na figura 5.18, e a eficiência do circuito fica na faixa 38 a 61%.

Figura 5.18- Potência útil na saída, considerando as perdas do circuito de controle, em função da carga para viga conectada ao retificador *bias-flip*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Em todos os circuitos retificadores foram apresentados os valores obtidos na simulação. Apesar de algumas exceções, os resultados são parecidos com os obtidos experimentalmente. O modelo elétrico é válido porque serviu para simular os circuitos antes de testá-los experimentalmente e assim ter ciência de como o circuito se comportaria para, se

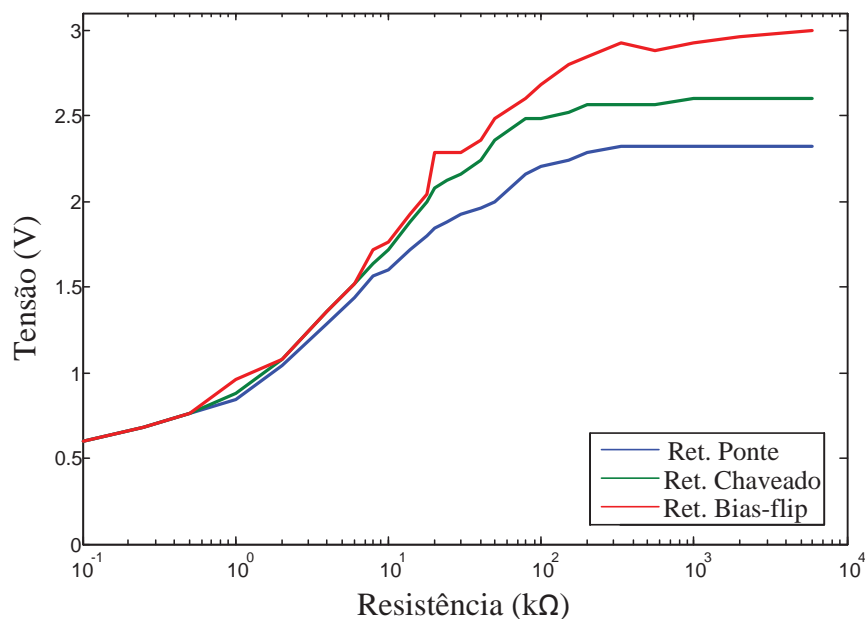
necessário, fazer alterações. Portanto, o modelo elétrico apresentado pode ser utilizado para as simulações e apresentar resultados coerentes.

### 5.1.5 Viga com retificador e conversor buck-boost

A potência extraída é dependente da impedância de carga. Assim, o conversor *buck-boost* foi utilizado e projetado para comportar-se com o valor da resistência em que é obtida a maior extração de energia. O valor do indutor é definido através de equação 3.21, e seu valor é de 33 mH. A fonte de alimentação do circuito de controle é o supercapacitor pré-carregado.

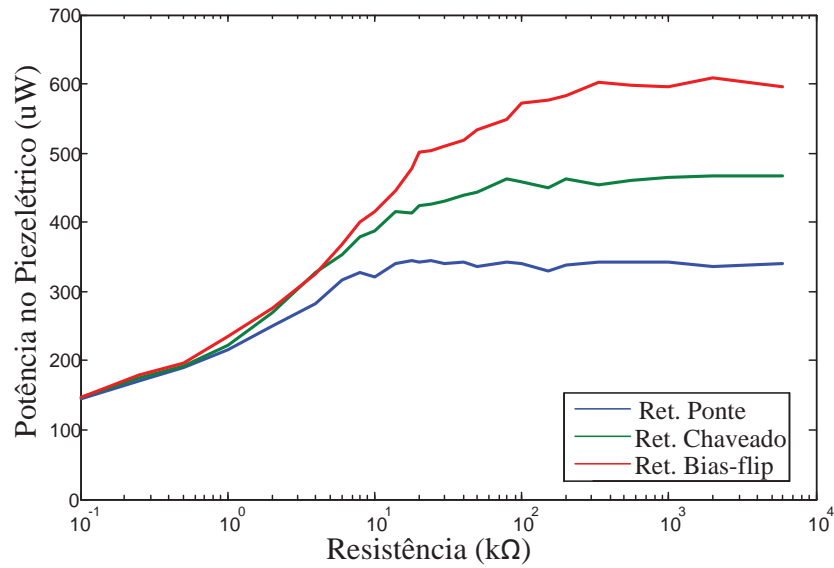
Os gráficos na figura 5.19 e 5.20 mostram a tensão e a potência no piezelétrico. Nota-se que a partir da carga de 10 k $\Omega$  a tensão e a potência não são mais dependentes da impedância de carga como nos circuitos anteriores. Os valores máximos obtidos são semelhantes aos obtidos para as topologias do retificador conectado a carga ótima, a qual se extraiu a máxima potência. Isto mostra que conversor DC-DC está emulando a impedância elétrica ótima e pode ser utilizado para que a potência no piezelétrico seja a máxima possível independente da carga conectada. A figura 5.21 mostra a potência na saída do conversor, que é menor que as topologias retificadoras equivalentes devido a sua eficiência.

Figura 5.19 – Tensão no piezelétrico em função da carga para a viga conectada aos retificadores com conversor *buck-boost*.



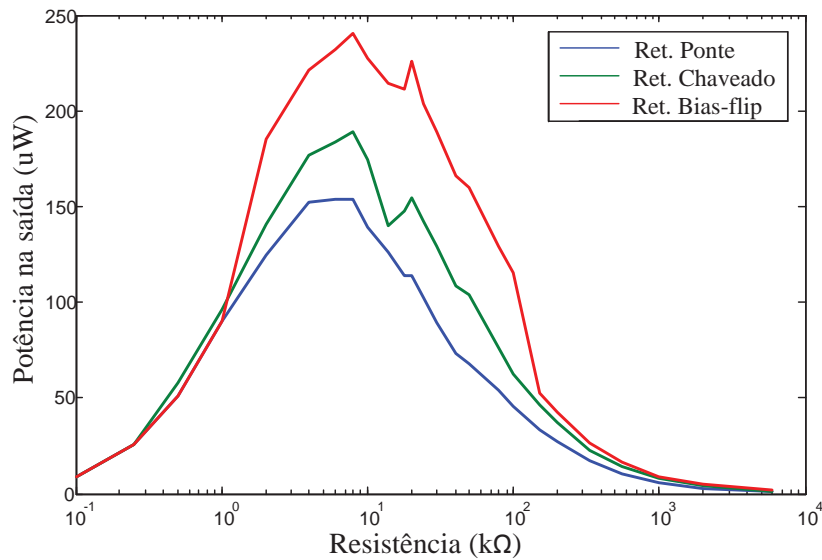
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.20 – Potência no piezelétrico em função da carga para a viga conectada aos retificadores com conversor *buck-boost*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.21 – Potência na saída do conversor em função da carga para a viga conectada aos retificadores com conversor *buck-boost*.



Fonte: Dados do próprio autor.

A eficiência, fazendo as mesmas considerações passadas, do conversor com o retificador em ponte é na faixa de 26% a 46%, com retificador em ponte chaveado de 30% a 55% e com retificador *bias-flip* de 40% a 60%.

### 5.1.6 Comparação dos resultados da viga

A seguir é feita a comparação dos resultados alcançados entre os experimentos realizados. Na tabela 5.2 são apresentados os resultados obtidos para carga ótima para cada topologia dos retificadores. Utiliza-se esta tabela para a realização da comparação entre as topologias.

Tabela 5.2 – Comparação das topologias dos retificadores para carga de 18 k $\Omega$ .

Retificador	$V_{PZT}$ pico (V)	$I_{PZT}$ pico ( $\mu$ A)	$V_o$ rms (V)	Pin ( $\mu$ W)	Pout ( $\mu$ W)	Eficiênc. em %	Melhoria em %
Ponte	2,32	245,37	1,88	312,30	196,36	35,71	-
Chaveado	2,76	287,09	2,32	458,38	299,02	54,38	152,28
<i>Bias-flip</i>	3,28	311,98	2,83	628,71	400,45	72,03	201,69

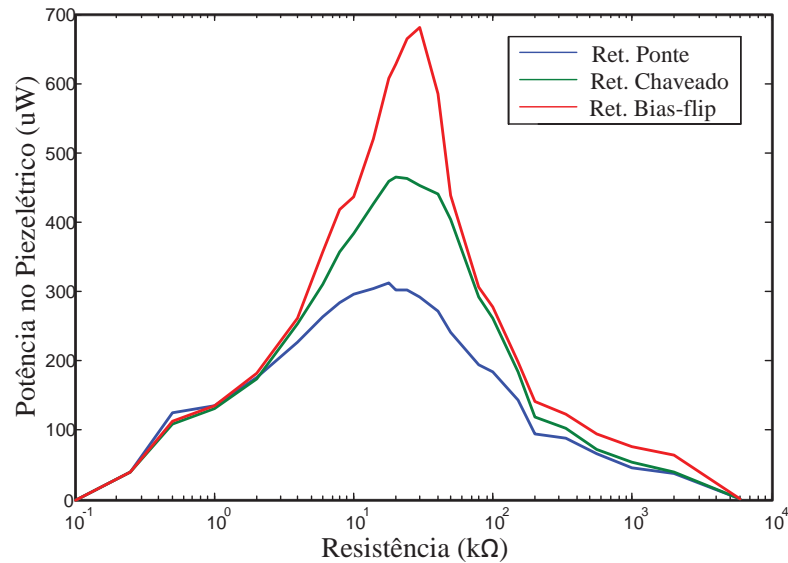
A utilização da chave em paralelo com o piezelétrico consegue aproveitar a potência perdida no capacitor interno, e com isso aumenta a tensão e a corrente extraída do piezelétrico. A eficiência é melhor para o retificador *bias-flip* (72%), seguido do retificador em ponte chaveado (54%) e por último o retificador em ponte (35%). A porcentagem do acréscimo da potência de saída em relação ao retificador em ponte pode ser visto na tabela, e foi de 152% para o retificador chaveado e de 201% para o retificador *bias-flip*.

A figura 5.22 mostra a potência extraída do piezelétrico em função da resistência para as três topologias dos retificadores utilizadas. A diferença entre a potência é bem percebida na região em que se extrai a maior potência (8 k $\Omega$  a 30 k $\Omega$ ). O retificador *bias-flip* extrai uma maior potência comparada aos três circuitos.

Antes da resistência de 6 k $\Omega$  e depois da resistência de 100 k $\Omega$  a diferença entre uma topologia e outra é bem pequena. Isto ocorre porque nos valores de resistência abaixo de 6 k $\Omega$  a tensão retificada ( $V_{ret}$ ) é baixa e acima da resistência de 100 k $\Omega$  a corrente é baixa. Nestas situações ocorre pouca perda no capacitor interno, e a utilização dos retificadores em ponte chaveado e do *bias-flip* não são eficazes.

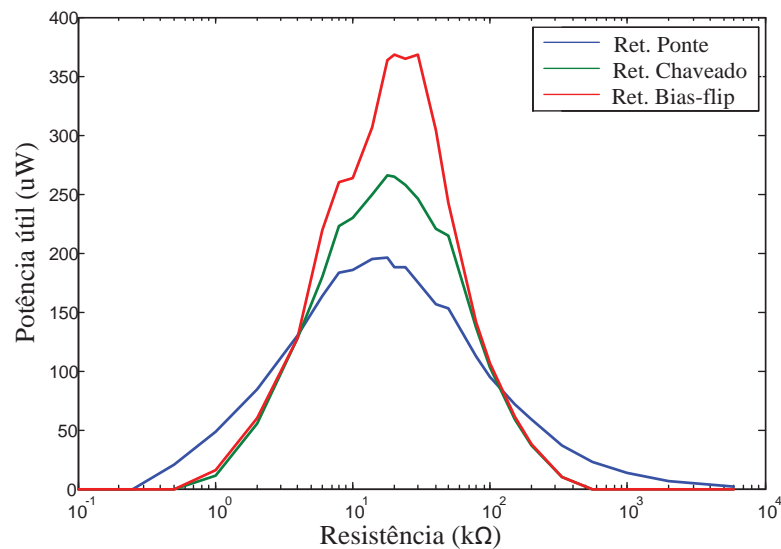
A potência útil na saída do circuito, que será utilizada para o carregamento do capacitor, é mostrada na figura 5.23. Nela observa-se que os retificadores que utilizam o circuito de controle conseguem superar a perda de energia, devido ao circuito de controle, e de ter mais potência disponível do que o retificador em ponte na região de 6 k $\Omega$  e 100 k $\Omega$ , na mesma área em que há a diferença entre as topologias.

Figura 5.22 – Comparação entre a potência no piezelétrico para as topologias dos retificadores.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.23 – Comparação entre a potência útil na saída do circuito para as topologias dos retificadores.



Fonte: Dados do próprio autor.

Na tabela 5.3 são mostradas as comparações entre as tensões no piezelétrico, as potências de entrada e as máximas potências extraídas na saída do circuito efetivadas no teste. Os dados da tabela são para a carga conectada na qual se extraiu a máxima potência. Em todos os casos em que o conversor *buck-boost* foi utilizado a tensão do transdutor piezelétrico e a potência de entrada foi semelhante a obtida pela resistência equivalente nos retificadores, a diferença entre eles é menor que 20%. Isso demonstra que o conversor está realizando o

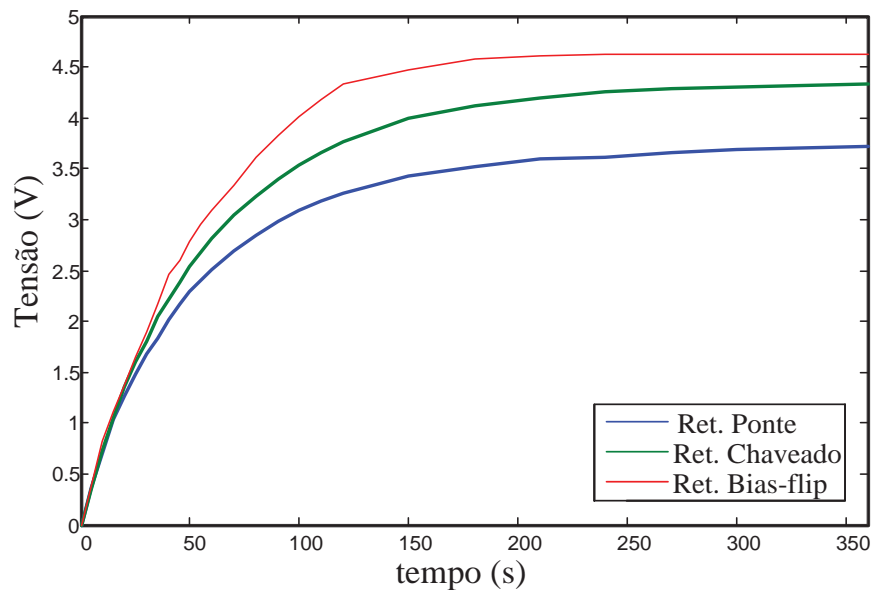
acoplamento eletromecânico. A potência extraída utilizando o conversor *buck-boost* é menor devido ao seu consumo de potência e a sua eficiência.

Tabela 5.3 – Comparação entre circuitos retificadores e conversor *buck-boost*.

Circuito	Tensão no PZT (V)	Potência entrada (uW)	Potência extraída (uW)	Eficiência (%)
Ret. em ponte	2,32	312,13	196,36	35,71
Ret. ponte e conversor	2,04	327,66	154,02	40,30
Ret. chaveado	2,76	458,00	299,02	54,38
Ret. chaveado e conversor	2,36	379,40	189,11	49,48
Ret. <i>bias-flip</i>	3,28	628,71	400,45	72,03
Ret. <i>bias-flip</i> e conversor	3,05	510,00	240,60	51,10

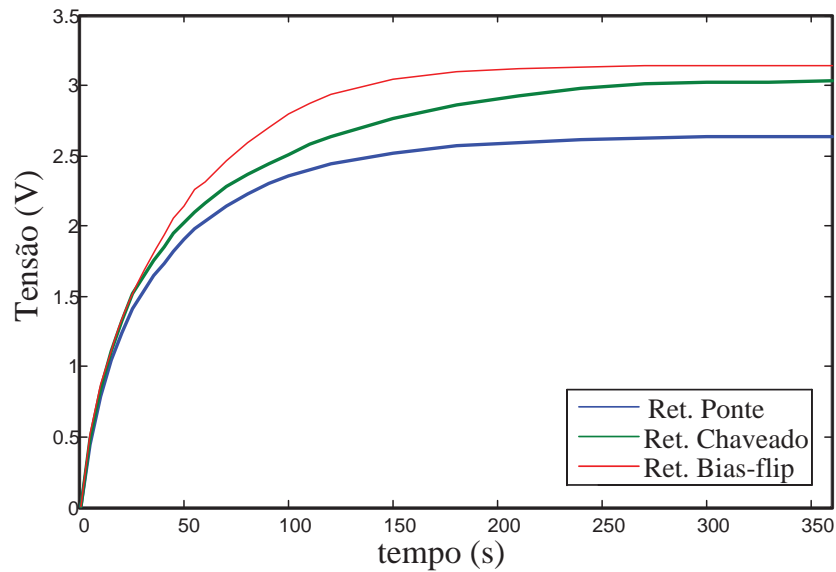
O sistema de extração de potência foi utilizado para carregar o supercapacitor. Com a finalidade de comparar qual o circuito que carrega mais rapidamente o capacitor, foi colocado um capacitor de 3300 uF de 25V da Hitano conectado aos retificadores. O resultado para os retificadores é mostrado na figura 5.24, e para os retificadores com conversor *buck-boost* na figura 5.25.

Figura 5.24 – Comparação do carregamento do capacitor de 3300 uF para as topologias dos retificadores.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.25 – Comparação do carregamento do capacitor de 3300 uF para as topologias dos retificadores com conversor *buck-boost*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Conforme se pode observar, a topologia mais eficiente é o retificador *bias-flip* que carrega o capacitor em 200 segundos e alcança tensão de 4,62 V, com pouco tempo de diferença o retificador chaveado utiliza 220 segundos e 4,30 V e o retificador em ponte 250 segundos e 3,70 V, para executar o mesmo serviço. Com o conversor *buck-boost* o tempo de carregamento é menor porém a tensão é final do carregamento é menor. Com o conversor o retificador *bias-flip* em 150 segundos e alcança tensão de 3,13 V, o retificador chaveado em 170 segundos e 3,01 V e o retificador em ponte carrega o capacitor depois de 200 segundos e 2,63 V

Conclui-se, portanto, após as experiências realizadas que o circuito retificador *bias-flip* tem um melhor desempenho. Ele além de extrair uma maior tensão e potência do piezelétrico, ainda carrega o capacitor mais rapidamente. E o conversor *buck-boost* realiza o acoplamento eletromecânico.

## 5.2 Sensor de temperatura

O sistema de extração de potência fornece energia para o sensor de temperatura e o microcontrolador. O sensor é alimentado pelo pino do microcontrolador somente quando este



for gravar o dado da temperatura na memória EEPROM, que é efetuada a cada 10 minutos, exceto neste momento, o microcontrolador se encontra no modo *deep sleep*.

Para saber o quanto de energia é necessário para o funcionamento do microcontrolador foram utilizadas as informações contidas na tabela 5.4. Nela mostra não só a corrente requerida para cada etapa de funcionamento do microcontrolador, mas também o tempo de funcionamento desta e o consumo de cada modo. A corrente média é o consumo total dividido pelo tempo total de operação (equação 5.1).

Tabela 5.4 Corrente média no microcontrolador para o uso do sensor de temperatura.

Modo	Tempo do modo em (s)	Corrente (uA)		Corrente X Tempo (uA * s)
		Componente	Total	
<b>Deep Sleep</b>	10000		0,67	6700,0
MCU		0,67		
Sensor desl.		0		
<b>Run</b>	0,1		78	7,8
MCU		78		
Sensor desl.		0		
<b>Run</b>	0,1		2078	207,8
MCU		78		
Sensor ligado		2000		
<b>Total</b>	10000,2			6915,6

$$I_m = \frac{6915,6}{10000,2} = 69,15 \text{ nA} \quad (5.1)$$

A potência máxima requerida para o funcionamento do microcontrolador é definida pela corrente média e tensão máxima de operação, como mostrado na equação 5.2.

$$P_{MCU} = V_{MCU} \times I_m = 3,6 \times 69,15 \text{ n} = 248,94 \text{ nW} \quad (5.2)$$

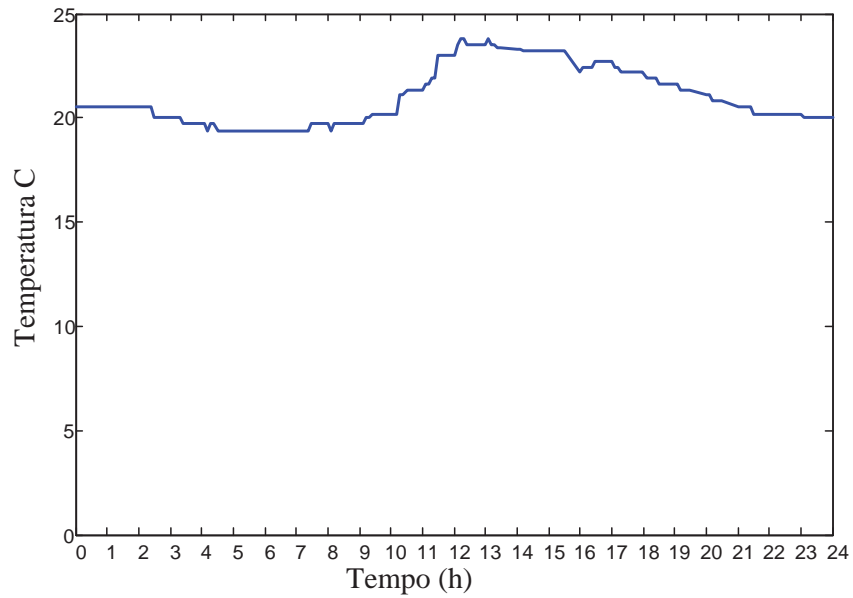
Sendo que:  $V_{MCU}$  – tensão no microcontrolador.

Como foi demonstrado o sistema extrai do transdutor piezelétrico uma potência acima da requerida pelo microcontrolador. Portanto, o supercapacitor carregado pelo sistema de extração de potência consegue alimentar o microcontrolador e o sensor de temperatura.

O piezelétrico, o sistema de extração de potência, o sensor e o microcontrolador permaneceram em funcionamento por 24 horas. Os resultados das medidas da temperatura coletadas no dia 5 de Julho de 2011 em Ilha Solteira-SP são mostrados na figura 5.26, e das tensões no supercapacitor são mostrados na figura 5.27. A tensão inicial no supercapacitor era

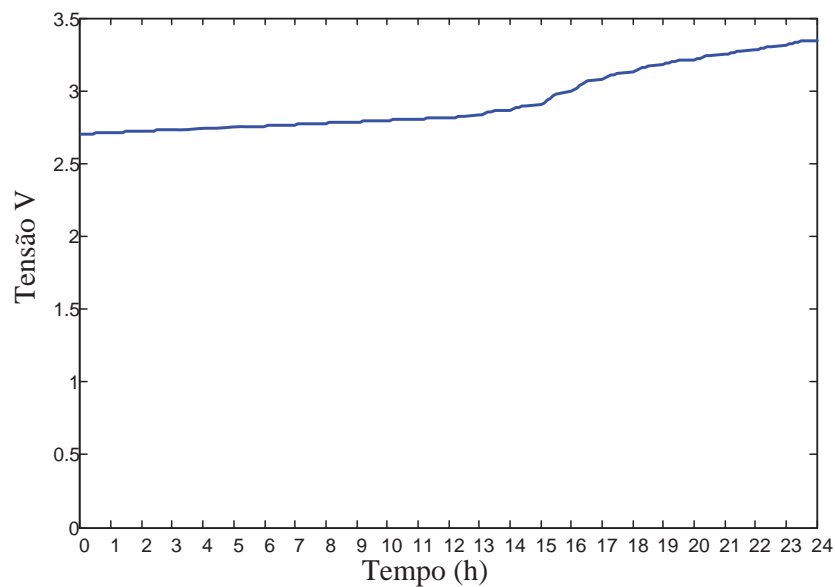
de 2,70 V e após 24 horas era de 3,34V. Os resultados demonstram que o sistema é capaz de alimentar o sensor e o microcontrolador e ainda de continuar aumentando a carga do supercapacitor.

Figura 5.26 – Valor da temperatura medida de acordo com a hora.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 5.27 – Valor da tensão no capacitor de acordo com a hora.



Fonte: Dados do próprio autor.

### 5.3 Avaliação do desempenho

Convencionalmente a avaliação do desempenho do circuito é realizada comparando-o com o retificador em ponte padrão. A avaliação dos circuitos utilizados por este método de desempenho foi mostrado na tabela 5.2.

Essas taxas de melhorias servem para avaliar os circuitos testados no mesmo sistema mecânico. Porém sistemas diferentes não podem ser comparados entre si devido ao fato de terem comportamentos e níveis de potência distintos.

Tendo em vista este fato, Tabesh e Frechette (2009) sugeriram quatro critérios para avaliação mais apurada dos circuitos utilizados em *power harvesting*: eficiência; operação autônoma; complexidade do circuito e adaptatividade.

- **Eficiência:** É a comparação entre a potência de saída com a entrada, pode ser calculada pela equação 4.3. Neste parâmetro é considerada a perda de potência pelos circuitos eletrônicos, componentes, circuito de controle, chaveamento do transistor, etc. Para melhor avaliação é recomendado que cada parte do circuito seja calculada separadamente.

- **Operação autônoma:** Significa que o sistema pode funcionar independente de qualquer outro dispositivo. Em resumo, operação não autônoma é quando os circuitos precisam de fonte externa conectada para o seu funcionamento.

- **Complexidade do circuito:** Determina se o circuito tem fonte de alimentação única ou múltipla. É de grande importância que o circuito seja capaz de operar com apenas uma fonte de alimentação, porque em baixa potência múltiplas fontes de alimentação reduzem a eficiência devido às perdas de energia. Geralmente múltiplas fontes são necessárias quando se utiliza componentes como: unidade de sensoriamento (amplificadores operacionais), *drivers* de circuito de chaveamento (*drivers* MOSFET) e conversor A/D.

- **Adaptatividade:** Neste critério o circuito deverá ser capaz de extrair uma máxima potência para um valor de tensão pré-determinado. Este recurso é útil em situações que o sistema é conectado diretamente no componente eletrônico que irá alimentar, sem a utilização de bateria ou supercapacitor. Porém quando são conhecidos os parâmetros do piezelétrico um circuito não adaptativo é apto a maximizar a potência com uma eficiência maior.

A tabela 5.5 mostra avaliação de alguns circuitos existentes na literatura (citados no capítulo 2) seguindo esses critérios. Na última linha encontra-se o circuito proposto neste

trabalho. A faixa de operação é a faixa do valor da potência em que se garante o funcionamento do circuito, assim como o valor da eficiência.

Tabela 5.5 – Avaliação entre circuitos existentes na literatura.

Circuito	Faixa de operação (mW)	Efic.	Op. Autônoma	Compl. do circuito	Adapt.
Dobrador de tensão (HAN, 2004)	-	37%*	Sim	f. única	Não
Otimização usando conversor <i>buck</i> (OTTMAN, 2003)	>10	60%	Sim	f. múltipla	Não
Adaptativo com conversor <i>buck</i> (OTTMAN, 2002)	-	-	sensor de corrente	f. múltipla	Sim
<i>synchronous switch harvesting on inductor</i> (GUYOMAR, 2005)	>15	70%	sensor de deslocamento	f. múltipla	Não
Otimização usando conversor <i>buck-boost</i> (LEFEUVRE, 2007)	0,2-1,5	84%	Sim	f. única	Não
Adaptativo com conversor <i>buck</i> sem sensor (TABESH e FRÉCHETTE, 2010)	>0,5	60%	Sim	f. única	Sim
Retificador <i>bias-flip</i> e conversor <i>buck</i> (RAMADASS e CHANDRAKASAN, 2010)	>0,020	85%	Sim	f. única	Sim
Circuito proposto	>0,2	60%	Sim	f. única	Não

\* Melhora da eficiência comparado ao retificador em ponte.

O circuito proposto é o retificador *bias-flip* com conversor *buck-boost*. A alimentação do circuito de controle é provida pelo supercapacitor, portanto a fonte do circuito é simples e o circuito opera sem a necessidade de fonte de alimentação ou de sensores conectados. Ou seja, a sua operação é autônoma e a tem fonte única.

Em relação à adaptatividade o conversor *buck-boost* não foi projetado para fornecer um valor fixo de tensão e sim realizar o acoplamento eletromecânico para assim extrair maior potência do piezoeletrico, ou seja, o circuito não é adaptativo. A eficiência foi discutida anteriormente e está estimada entre 40% a 60%. A faixa de operação é definida para garantir o funcionamento do circuito segundo as especificações.

Comparando o circuito proposto com os demais circuitos existentes na literatura, conclui-se que o circuito exibe as características fundamentais para utilização de *power harvesting*, com uma faixa de operação menor que a maioria dos circuitos (maior apenas que o circuito implementado em microeletrônica) e com uma eficiência aceitável.

## Capítulo 6 – Conclusões

### 6.1 Considerações Finais

Este trabalho procurou investigar, projetar e desenvolver circuitos eletrônicos para o sistema de *power harvesting*, a fim de que pudessem extrair o máximo de potência necessárias para serem armazenadas em super-capacitores e depois serem aplicadas aos dispositivos eletrônicos. Foi projetado um circuito de controle discreto de baixo consumo para controle do retificador chaveado e *bias-flip*.

Os resultados apresentados mostram que a potência extraída, do transdutor piezelétrico pelo sistema de extração de potência, foi capaz de carregar um supercapacitor, e que este alimentou um sistema de sensor autônomo. Para que esse objetivo fosse alcançado apresentou-se um modelo elétrico do piezelétrico e efetuou-se algumas simulações no software PSpice e experimentos para a averiguação dos circuitos utilizados em *power harvesting*.

Após as análises, observações, simulações e testes efetuados com relação ao sistema de extração de potência do *power harvesting*, concluiu-se que o retificador *bias-flip* é o mais apropriado para efetuar a armazenagem da energia elétrica no super-capacitor por extrair uma potência maior que os demais, e que o conversor *buck-boost* realiza o acoplamento eletromecânico e melhora o rendimento do sistema.

Com a utilização do circuito proposto, retificador *bias-flip* com conversor *buck-boost*, foi possível também melhorar a potência extraída em até 200% em relação ao retificador em ponte, sendo que a eficiência passou de 35% para 51%, a perda no capacitor interno diminuiu de 237 uW para 125 uW. A tensão e a potência no piezelétrico não são mais dependentes da carga conectada, a partir de um valor, devido à utilização do conversor emulando o valor da resistência ótima. Estes circuitos maximizam, portanto, a quantidade de energia obtida do transdutor piezelétrico do processo de *power harvesting*.

O circuito proposto apresenta ainda características importantes para aplicações de *power harvesting*, tais como: operação autônoma e utilização de fonte única; um circuito de

controle de baixo consumo; consegue extrair uma potência maior do que se fosse utilizado um circuito retificador padrão e possibilita o acoplamento eletromecânico. Essas particularidades permitem a sua utilização em *power harvesting*.

## 6.2 Trabalhos Futuros

O assunto deste trabalho está em grande desenvolvimento, e existem muitos ramos em que a pesquisa poderá continuar. Dessa maneira os trabalhos futuros foram divididos nos seguintes tópicos.

- Para geração de mais potência é possível fazer associações do transdutor piezelétrico, fazendo associações em série e em paralelo.
- Realização do projeto do circuito proposto em circuito integrado. Este poderá ter menos perda de potência devido ao consumo dos componentes eletrônicos. O circuito integrado melhora a eficiência global e reduz o custo. A simplicidade do circuito e a não utilização de sensores externos são importantes fatores que determinam o grau de compatibilidade micro-escala de um circuito.
- O sistema de sensor remoto ser totalmente autônomo, colocando um transmissor de rádio frequência de baixo consumo para transmitir os dados. Além disso, é possível utilizar este sistema para uma rede de sensores remotos.
- Outra proposta é integrar o sistema de *power harvesting* com o sistema detecção de falha em estruturas, ambos utilizam transdutor piezelétrico. Dessa forma o piezelétrico seria alimentado pela energia que ele próprio gerou.

## 6.3 Publicações

A respeito do presente trabalho um artigo foi publicado e um artigo foi aceito para publicação (o congresso acontecerá em outubro), são eles respectivamente:

1. SOUZA, Flavilene da Silva.; GONSALEZ, Camila Gianini; LOPES JUNIOR, Vicente; OKI, Nobuo. Proposta de um circuito para extração de potência de transdutores piezelétricos usando transistores MOS. In: CONGRESSO NACIONAL DE ENGENHARIA

MECÂNICA (CONEM), 6., 2010, Campina Grande – PB. *Anais...* Campina Grande: UFCG, 2010.

2. SOUZA, Flavilene da Silva.; GONSALEZ, Camila Gianini; OKI, Nobuo. Proposal for a circuit for extracting power piezoelectric transducers using switch-only rectified with DC-DC converter. Será publicado em: INTERNATIONAL CONGRESS OF MECHANICAL ENGINEERING (COBEM), 21., Natal – RN, 2011.

## REFERÊNCIAS

BELLEVILLE, M. et al. Energy autonomous sensor systems: towards a ubiquitous sensor technology. **Microelectronics Journal**, Londres, v. 41, n. 11, p. 740-745, 2010.

CANESIN, C. A. **Correção ativa do fator de potência de fontes de alimentação**. Apostila (Curso de pós-graduação em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual Paulista, Faculdade de Engenharia, Ilha Solteira, 2005. 171 p.

ELVIN, N. G.; LAJNEF, N.; ELVIN, A. A. Feasibility of structural monitoring with vibration powered sensors. **Smart Materials and Structures**, New York, v. 15, n. 4, p. 977-986, 2006.

FEENSTRA, J.; GRANSTROM, J.; HENRY, S. Energy harvesting through a backpack employing a mechanically amplified piezoelectric stack. **Mechanical Systems and Signal Processing**, Londres, v. 22, n. 3, p. 721-734, 2008.

GONSALEZ, C. G. et al. Model of energy harvesting using a piezoelectric transducer. In: CONGRESSO NACIONAL DE ENGENHARIA MECÂNICA, CONEM, 6., 2010, Campina Grande – PB. **Anais...** Campina Grande: UFCG, 2010.

GUAN, M. J.; LIAO, W. H. Characteristics of energy storage devices in piezoelectric energy harvesting systems. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, Lancaster, v. 19, n. 6, p. 671-680, 2008.

GUYOMAR, D. et al. Towards energy harvesting using active materials and conversion improvement by nonlinear processing. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, New York, v. 52, n. 4, p. 584-595, 2005.

HAN, J. N. **Power conditioning circuits for piezoelectric micro power generators**. 2003, 152 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica e Computação) – Oregon State University, Corvallis, Oregon - EUA, 2003.

KISHI, M. et al. **Micro thermoelectric modules and their application to wristwatches as an energy source**. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON THERMOELECTRICS – ICT'99, 18., 1999, Baltimore, Maryland – EUA. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 1999. p. 301-307.

LEUFEUVRE, E. et al. Buck-boost converter for sensorless power optimization of piezoelectric energy harvester. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 22, n. 5, p. 218-225, 2007.

LEWANDOWSKI, B. E.; KILGORE, K. L.; GUSTAFSON, K. J. In vivo demonstration of a self-sustaining, implantable, stimulated-muscle-powered piezoelectric generator prototype. **Annals of Biomedical Engineering**, New York, v. 37, n. 11, p. 2390-2401, 2009.



LI, W. G.; HE, S.; YU, S. Improving power density of a cantilever piezoelectric power harvester through a curved L-shaped proof mass. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 57, n. 3, p. 868-876, 2010.

MARINHO, M. V. A. **Modelagem dinâmica por elementos finitos e controle de placas e vigas usando sanduíches de sensor-atuador piezelétricos**. 2008. 187 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Santa Catarina, 2008.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletronica de potência: conversores CC-CC básico não isolado**. 2. ed. rev. Florianópolis: Ed. dos Autores, 2006.

MICROCHIP. **Compiled tips ‘N tricks guide.**, [S.l.], 2009. Disponível em: <[ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/01146B.pdf](http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/01146B.pdf)>. Acesso em: 23 maio 2011.

NG, T. H.; LIAO, W. H. Sensitivity analysis and energy harvesting for a self-powered piezoelectric sensor. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, Lancaster, v. 16 n. 10, p. 785-797, 2005.

OTTMAN, G. K. et al. Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 17, n. 5, p. 669-676, 2002.

OTTMAN, G. K.; HOFMANN, H. F.; LESIEUTRE, G. A. Optimized piezoelectric energy harvesting circuit using step-down converter in discontinuous conduction mode. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 18, n. 2, p. 696-703, 2003.

PEARSON, R. P. **Modeling and development of piezoceramic energy harvester for munitions applications**. 2006. 103 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Villanova University, Philadelphia, Pennsylvania - EUA , 2006.

PREUMONT, A. **Vibration control of active structures: an introduction**. 2 ed. Norweel, Ma – EUA: Luwer Academic, 2002.

PRIYA, S.; INMAN, D. **Energy harvesting technologies**. New York: Springer, 2008.

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

RAMADASS, Y. K. **Energy processing circuits for low-power applications**. 2009. 205 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, Massachusetts – EUA, 2009.

RAMSAY, M. J.; CLARK, W. W. Piezoelectric energy harvesting for bio MEMS applications. In: MCGOWAN, A. M. R. (Ed.). **Smart structures and materials 2001: industrial and commercial applications of smart structures technologies**. Newport Beach, California – EUA: [s.n.], 2001.

SHENCK, N. S.; PARADISO, J. A. Energy scavenging with shoe-mounted piezoelectrics. **IEEE Micro**, New York, v. 21, n. 3, p. 30-42, 2001.

TABESH, A.; FRÉCHETTE, L. G. A low-power stand-alone adaptive circuit for harvesting energy from a piezoelectric micropower generator. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 57, n. 3, p. 840-849, 2010.

YOSHIMURA, V. L. **Fontes chaveadas**: conversores cc-cc. Apostila (Curso de Graduação em Engenharia Elétrica) – CEFET-MT, Cuiabá, 2007. 3 p. Disponível em: <[www.getec.cefetmt.br/~victor](http://www.getec.cefetmt.br/~victor)>. Acesso em: 15 ago. 2008.

## APÊNDICE I – Programa do microcontrolador em linguagem C utilizado para o sensor de temperatura

```

// declaração das variáveis //
bit S1, A1;
int medida, teste, teste2, i;
signed int ax;
long datatime[4], Data[10];
long endereço, dia;

//Permitindo o uso do RTCC //
void EnableRTC(){
    asm{
        disi #5                // desabilita interrupção
        mov #0x55, w7          //sequência requerida para habilitar...
        mov w7, NVMKEY         // ... bit RTCWREN...
        mov #0xAA, w8         // ...que permite alterar horário...
        mov w8, NVMKEY         // ...
        bset RCFGCAL, #13     //set bit RTCWREN
        nop                   //atraso
        nop                   //atraso
        bset RCFGCAL, #15     //habilita RTCC
    }
}

//interrupção INT0 //
void int0 () org 0x14 {
    S1=1;                    //set variável S1
    IFS0bits.INT0IF=0;       // reseta bit flag
}

//interrupção Alarme //
void Alarme() org 0x90 {
    A1=1;                    //set variável A1
    IFS3bits.RTCIF=0;       // reseta bit flag
}

void main() {

```

```

//Configurando oscilador e I/O //
OSCCONbits.COSC=0b110;           //conf. oscilador primário: 500kHz LFRC
ADPCFG = 0xEFFF;                 // configura pino Rx e Tx como I/O digital
trisA=0x40;                       // configura portA como saída
TrisB=0x1000;                     // config. portB saída, exceto Rx,Tx e INT0
CNPU1bits.CN23PUE=1;             // habilita resistores pull up
PortA=0x0;                         // pinos portA como saída nível baixo
PortB=0x0;                         // pinos portB como saída nível baixo
PMD1=0xFFFF;                     // habilita bit PMD
PMD2=0xFFFF;                     // habilita bit PMD
PMD3=0xFFFF;                     // habilita bit PMD
PMD4=0xFFFF;                     // habilita bit PMD
PMD3bits.RTCCMD=0;               // desabilita bit PMD: RTCC
PMD4bits.EEMD=0;                 // desabilita bit PMD: EEPROM

//Configurando o RTCC //
EnableRTC();                       // habilita RTCC
RCFGCALbits.RTCPTR=0b11;         // set RTCPR para definir data e tempo
RTCVAL=11;                         // definindo ano
RTCVAL=0X0C43;                   // definindo mês e dia
RTCVAL=0x514;                   // definindo semana e hora
RTCVAL=0X0;                       // definindo minuto e segundo
RCFGCALbits.RTCWREN=0;           //clear bit RTCWREN não alterar mais hor.

//Configurando alarme do RTCC//
ALCFGRPT = 0x0000;               // alarme desligado, proc. para conf. bits
ALCFGRPTbits.CHIME=1;            // configura repetição de alarme
ALCFGRPTbits.ALRMEN=1;          // habilita alarme
ALCFGRPTbits.AMASK=0b0100;      // configura para o alarme a cada 10 min.

// Interrupção de int0 //
IPC0bits.INT0IP=0b011;           // prioridade
IFS0bits.INT0IF=0;               // clear bit de flag
IEC0bits.INT0IE=1;               // habilita interrupção

// Interrupção de Alarme //
IPC15bits.RTCIP=0b001;           // prioridade
IFS3bits.RTCIF=0;                 // clear bit de flag
IEC3bits.RTCIE=1;                 // habilita interrupção

```

```

// Configurando memória EEPROM //
endereco = 0x7FFE00; // inicio do endereço da memória EEPROM
i=0; //reset variável i
ax=0; // reset variável ax

while (1) {
    DSCONbits.RELEASE=0; //clear bit do modo deep sleep

    // comunicação UART //
    if (S1==1){ //se comunicação UART ligada
        portB=0; //
        Delay_ms(2000); // LED pisca //
        portB=0xFFFF; //
        Delay_ms(2000); //
        IEC3bits.RTCIE=0; // desabilita Alarme RTCC
        PMD1bits.U1MD=0; // desabilita bit PMD: uart

        // Configurando comunicação UART //
        OSCCONbits.NOSC= 0b111; //configura clock: 8MHz FRC
        UART1_Init(300); // inicia Uart
        Delay_ms(100); // atraso
        U1MODEbits.RXINV=0; // bit para inverter Rx
        U1MODEbits.PDSEL=0b11; // configura para mandar 9 bit
        U1MODEbits.STSEL=1; //
        U1STAbits.UTXINV=1; // bit para inverter Tx
        U1STAbits.UTXEN=1; //

        ax=0; //reset ax
        endereco = 0x7FFE00; // reset endereço
        teste=EEPROM_Read(endereco); // leitura da memória
        while(WR_bit); // espera bit
        if (teste!=0xFFFF) {
            do { //procurando endereço sem dado
                ax+=2; // soma variável ax
                endereco+=2; //próximo endereço
                teste=EEPROM_Read(endereco); // leitura da memória
                while(WR_bit); // espera bit
            } while(teste != 0xFFFF);
        }
        endereco = 0x7FFE00; // reset endereço
    }
}

```

```

i=0; //reset i
do {
    UART1_write (0xB); //
    UART1_write (ax); // número de dados
    UART1_write (0xB); //
    if (endereco==Data[i]){ //teste para escrever data
        i++; //incremento variável i
        teste=EEPROM_Read(endereco); //leitura endereço
        while(WR_bit); //espera bit
        mes = (((teste & 0x1000) >> 12) * 10) + ((teste & 0x0F00) >>8); //det. mês
        dia = (((teste & 0x0030) >> 4) * 10) + ( teste & 0x000F); // det. dia
        UART1_write (dia); //envia dia
        UART1_write_text ("-"); //envia dado
        UART1_write (mes); //envia mês
        UART1_write_text ("-"); //envia dado
        UART1_write_text (0x00); //envia dado
        UART1_write_text (0x00); //envia dado
        endereco += 2; // próximo endereço
        ax-=2; // próximo dado
        teste=EEPROM_Read(endereco); //leitura endereço
        while(WR_bit); //espera bit
        ano = (((teste & 0x00F0) >> 4) * 10) + ( teste & 0x000F); //det. ano
        UART1_write (ano); //envia ano
        UART1_write_text (0x00); //envia dado
        UART1_write_text (0x00); //envia dado
        endereco += 2; // próximo endereço
        ax-=2; // próximo dado
    }
    teste=EEPROM_Read(endereco); // leitura memória
    while(WR_bit); // espera bit
    hr = (((teste & 0x0030) >> 4) * 10) + ( teste & 0x000F); // det. hora
    UART1_write (0x00);
    UART1_write (hr); // enviando hora
    UART1_write_text (":"); // enviando dado
    endereco += 2; // próximo endereço
    ax-=2; // próximo dado
    teste=EEPROM_Read(endereco); // leitura memória
    while(WR_bit); // espera bit
    minu = (((teste & 0x7000) >> 12) * 10) + ((teste & 0x0F00) >>8); // det. min.
    seg = (((teste & 0x0070) >> 4) * 10) + ( teste & 0x000F); // det. seg.

```

```

        UART1_write (minu);           // enviando minuto
        UART1_write_text (":");      //enviando dado
        UART1_write (seg);           // enviando segundo
        endereco += 2;               // próximo endereço
        ax-=2;                        // próximo dado
        teste=EEPROM_Read(endereco); // leitura memória
        while(WR_bit);               //espera bit
        teste2>>=2;                  //
        teste2=((712* teste)/0x104)-500; // determinando temperatura //
        UART1_Write(0X00);           //enviado dado
        UART1_Write(0x00 );          // enviando dado
        UART1_Write(teste2);         // enviando temperatura
        endereco += 2;               // próximo endereço
        ax-=2;                        // próximo dado
        delay_ms (1500);             // atraso
    } while (ax > 0);                // loop enquanto tiver dado //
S1=0;                               //reset variável S
PMD1bits.U1MD=1;                    // habilita bit PMD: uart
OSCCONbits.NOSC= 0b110;             //configura clock: 500 kHz LFRC
IEC3bits.RTCIE=1;                   // habilita interrupção
    asm {
        bset DSCON, #15              // habilita bit DSEN
        PWRSABV #0                   // entra no modo deep sleep
    }
}

// Medida do sensor //
if (AI==1) {
    delay_ms(500);                   // atraso
    teste=EEPROM_Read(endereco);     // leitura da memória
    while(WR_bit);                   // espera bit
    if (teste!=0xFFFF) {
    do {                               //procurando endereço sem dado
        endereco+=2;                 //próximo endereço
        teste=EEPROM_Read(endereco); // leitura da memória
        while(WR_bit);               // espera bit
    } while(teste != 0xFFFF);
    }
    RCFGALbits.RTCPTR = 0b1;         //Leitura do horário
    datatime[0] = RTCVAL;            // ano

```

```

datetime[1] = RTCVAL; // dia e mês
datetime[2] = RTCVAL; // semana e hora
datetime[3] = RTCVAL; // minuto e segundo
if (datetime[1]!=dia ) { // teste para ver se dia está gravado
    Data[i]=endereco; //guarda valor do endereço
    i++; //incremento i
    EEPROM_Write(endereco, datetime[1]); //escreve dia na memória
    while(WR_bit); // espera gravar dado
    endereco+=2; // próximo endereço
    EEPROM_Write(endereco, datetime[0]); //escreve mês na memória
    while(WR_bit); // espera gravar dado
    endereco+=2; //próximo endereço
    dia=datetime[1]; // guardado valor do dia
}
EEPROM_Write(endereco, datetime[2]); //escreve hora na memória
while(WR_bit); // espera gravar dado
endereco+=2; // próximo endereço
EEPROM_Write(endereco, datetime[3]); //escreve minuto e segundo na memória
while(WR_bit); // espera gravar dado
endereco+=2; // próximo endereço
// conversor analógico digital //
PMD1bits.ADC1MD=0; // desabilita bit PMD: conversor A/D
ADC1_Init(); // inicia o conversor A/D
portA= 0x10; //alimenta o sensor
delay_ms (200); // atraso
medida = ADC1_Get_Sample(12); // leitura do conversor A/D
EEPROM_Write(endereco, medida); //escreve medida do conversor A/D
while(WR_bit); // espera gravar dado
endereco+=2; //próximo endereço
portA= 0x0; // desliga o sensor
PMD1bits.ADC1MD=1; // habilita bit PMD: conversor A/D
AI=0; //reset AI
}
asm {
    bset DSCON, #15 // habilita bit DSEN
    PWRSV #0 // entra no modo deep sleep
}
}
}

```