

MINISTÉRIO DA DEFESA  
EXÉRCITO BRASILEIRO  
DEPARTAMENTO DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA  
INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA  
(Real Academia de Artilharia, Fortificação e Desenho, 1792)  
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

LEANDRO LYRA BRAGA DOGNINI  
RAMIDE MIRANDA DINO

*ENERGY HARVESTING: TEORIA E APLICAÇÕES*

Rio de Janeiro  
Outubro de 2015

**INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA**

LEANDRO LYRA BRAGA DOGNINI  
RAMIDE MIRANDA DINO

***ENERGY HARVESTING: TEORIA E APLICAÇÕES***

Monografia de Projeto de Fim de Curso de Graduação apresentada ao curso de Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Mauro Cezar Rebello Cordeiro - Ten Cel, Dr. Eng.

Rio de Janeiro  
Outubro de 2015

cOutubro de 2015

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA  
Praça General Tibúrcio, 80-Praia Vermelha  
Rio de Janeiro-RJ CEP 22290-270

Este exemplar é de propriedade do Instituto Militar de Engenharia, que poderá incluí-lo em base de dados, armazenar em computador, microfilmar ou adotar qualquer forma de arquivamento.

É permitida a menção, reprodução parcial ou integral e a transmissão entre bibliotecas deste trabalho, sem modificação de seu texto, em qualquer meio que esteja ou venha a ser fixado, para pesquisa acadêmica, comentários e citações, desde que sem finalidade comercial e que seja feita a referência bibliográfica completa.

Os conceitos expressos neste trabalho são de responsabilidade do(s) autor(es) e do(s) orientador(es).

621.3 Dognini, Leandro Lyra Braga  
A447c Dino, Ramide Miranda

*Energy Harvesting: Teoria e Aplicações/* Iggor Cesar Cardoso de Almeida, Guilherme de Almeida Moraes, Rodrigo Canto Corbelli; orientados por Antonio Eduardo Carrilho da Cunha. – Rio de Janeiro: Instituto Militar de Engenharia, Outubro de 2015.

67 p.: il.

Projeto de Fim de Curso(PROFIC) – Instituto Militar de Engenharia – Rio de Janeiro, Outubro de 2015.

1. Cursos de Engenharia Elétrica e Eletrônica – Projeto de Fim de Curso. 2. Veículo Aéreo não Tripulado – VANT . I. Almeida, Iggor Cesar Cardoso de. II. Corbelli, Rodrigo Canto. III. Moraes, Guilherme de Almeida. IV. Cunha, Antonio Eduardo Carrilho da. V. *Energy Harvesting: Teoria e Aplicações*. VI. Instituto Militar de Engenharia.

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

LEANDRO LYRA BRAGA DOGNINI  
RAMIDE MIRANDA DINO

***ENERGY HARVESTING: TEORIA E APLICAÇÕES***

Monografia de Projeto de Fim de Curso de Graduação apresentada ao curso de Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Mauro Cezar Rebello Cordeiro - Ten Cel, Dr. Eng.

Aprovada em 16 de Outubro de 2015 pela seguinte Banca Examinadora:

---

Prof. Mauro Cezar Rebello Cordeiro - Ten Cel, Dr. Eng. do IME - Presidente

---

Roberto Câmara Gentil Porto- Ten, Eng. da IMBEL

---

Felipe Gonçalves Serrenho - Ten, Eng. da IMBEL

Rio de Janeiro  
Outubro de 2015

## AGRADECIMENTOS

Agradecemos a todos que tornaram este trabalho possível. Em especial ao Coronel Rebello e ao Capitão Renault, pela disposição e profissionalismo com que nos orientaram.

*Os autores.*

Mas eu, que falo, humilde, baixo e rudo  
De vós não conhecido nem sonhado?  
Da boca dos pequenos sei, contudo,  
Que o louvor sai às vezes acabado.  
Não me falta na vida honesto estudo,  
Com longa experiência misturado,  
Nem engenho, que aqui vereis presente,  
Cousas que juntas se acham raramente.

**Os Lusíadas, Canto X**

## SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES .....	7
LISTA DE TABELAS .....	9
LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS .....	10
<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>13</b>
1.1 O que é <i>Energy Harvesting</i> ? .....	13
1.2 Motivação .....	13
<b>2 GERADORES .....</b>	<b>15</b>
2.1 Tipos de Energia .....	15
2.1.1 Energia Mecânica .....	15
2.1.2 Energia Térmica .....	18
2.1.3 Energia Luminosa .....	20
2.2 Mecanismos de Transdução .....	22
2.2.1 Efeito Piezelétrico .....	25
2.2.2 Efeito Termelétrico .....	27
2.2.3 Efeito Fotoelétrico .....	30
2.2.4 Transdução Eletrodinâmica .....	34
2.2.5 Transdução Eletrostática .....	37
2.2.5.1 Sistemas chaveados .....	39
2.2.5.2 Sistemas contínuos .....	40
2.2.5.3 Projeto de transdutores eletrostáticos .....	41
<b>3 ACUMULADORES .....</b>	<b>45</b>
3.1 Retificadores .....	46
3.2 Capacitores .....	49
3.3 Supercapacitores .....	52
3.4 Baterias .....	53
<b>4 CONVERSORES .....</b>	<b>55</b>
4.1 Regulador Linear .....	55

4.2	Reguladores Chaveados .....	56
4.2.1	Conversor <i>Buck</i> .....	58
4.2.2	Conversor <i>Boost</i> .....	59
<b>5</b>	<b>GERADORES, ACUMULADORES E CONVERSORES EM EN- ERGY HARVESTING</b> .....	<b>61</b>
5.1	Geradores .....	61
5.2	Acumuladores .....	62
5.3	Conversores .....	62
5.4	Roteiro inicial .....	62
<b>6</b>	<b>CARACTERIZAÇÃO DE FONTES, MONTAGEM E TESTES DE UM MODELO DE LABORATÓRIO DE <i>ENERGY HARVESTING</i></b> .....	<b>64</b>
6.1	Circuito preliminar .....	64
6.2	Pastilhas Piezelétricas .....	66
6.3	Pastilhas Peltier .....	69
6.4	Supercapacitor .....	71
6.5	Circuito final .....	73
<b>7</b>	<b>CONCLUSÕES</b> .....	<b>80</b>
<b>8</b>	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	<b>81</b>



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIG.2.1	Rendimento máximo como função da temperatura da fonte . . . . .	19
FIG.2.2	Design de uma pastilha de um termogenerador[1] . . . . .	28
FIG.2.3	Rendimento de uma célula fotovoltaica com incidência de iluminação externa[11] . . . . .	32
FIG.2.4	Rendimento de uma célula fotovoltaica com incidência de iluminação interna[11] . . . . .	32
FIG.2.5	Modelo de uma célula fotovoltaica[11] . . . . .	33
FIG.2.6	Rendimento de uma célula fotovoltaica para diferentes valores de $R_S$ e $R_P$ [11] . . . . .	33
FIG.2.7	Designs de transdutores eletrodinâmicos[11] . . . . .	35
FIG.2.8	Modelo para a parte móvel de um transdutor eletrodinâmico . . . . .	35
FIG.2.9	Exemplo de transdutor eletrodinâmico[11] . . . . .	37
FIG.2.10	Ciclo de operação de transdutores eletrostáticos[11] . . . . .	40
FIG.2.11	Exemplo de transdutor eletrostático com restrição sobre carga[11] . . . . .	40
FIG.2.12	Exemplo de transdutor eletrostático contínuo[11] . . . . .	41
FIG.2.13	Geometrias empregadas em capacitores eletrostáticos[11] . . . . .	42
FIG.2.14	(a) Capacitância versus deslocamento[11] (b) Capacitância versus $x_{\max}$ [11] . . . . .	43
FIG.3.1	Retificador de meia onda[2] . . . . .	47
FIG.3.2	Retificador de onda completa[3] . . . . .	48
FIG.3.3	Modelo de um capacitor real . . . . .	51
FIG.3.4	Estrutura de um supercapacitor[11] . . . . .	52
FIG.4.1	Regulador Linear[11] . . . . .	55
FIG.4.2	Controle da tensão de saída utilizando-se PWM[9] . . . . .	57
FIG.4.3	Sinal de controle utilizado para PWM[9] . . . . .	58
FIG.4.4	Conversor <i>Buck</i> durante o ciclo ON[9] . . . . .	58
FIG.4.5	Conversor <i>Buck</i> durante o ciclo OFF[9] . . . . .	59
FIG.4.6	Princípio de funcionamento de um conversor <i>Boost</i> [9] . . . . .	60
FIG.6.1	Circuitos de Energy Harvesting preliminares . . . . .	64

FIG.6.2	Medida preliminar do perfil de tensão gerado pelas pastilhas piezelétricas	
	65	
FIG.6.3	Esquemático simplificado do ECO 200	65
FIG.6.4	Diâmetros das pastilhas piezelétricas utilizadas	66
FIG.6.5	Martelo de prova utilizado para padronizar os acionamentos	67
FIG.6.6	Perfis de tensão gerados pelo transdutor piezelétrico de 20 mm	67
FIG.6.7	Dimensões das pastilhas Peltier utilizadas	69
FIG.6.8	Imagem térmica do experimento realizado	69
FIG.6.9	Coeficiente Seebeck para a pastilha peltier de 40 mm	70
FIG.6.10	Coeficiente Seebeck para a pastilha peltier de 15 mm	70
FIG.6.11	Mensuração de ESR	71
FIG.6.12	Perfil de tensão sobre o supercapacitor	72
FIG.6.13	Esquemático do circuito LTC3588 Linear Technology[4]	73
FIG.6.14	Utilização de uma pastilha piezelétrica para alimentação do LTC3588[4]	
	74	
FIG.6.15	Circuito de <i>Energy Harvesting</i> com pastilha piezelétrica	74
FIG.6.16	Instante de chaveamento do conversor Buck	75
FIG.6.17	Perfis de tensão durante o chaveamento com um capacitor	76
FIG.6.18	Queda da tensão de entrada atenuada pelo aumento da capacitância de entrada	76
FIG.6.19	Perfis de tensão com três capacitâncias ligadas em paralelo na entrada	77
FIG.6.20	Frequência de chaveamento do MOSFET	78
FIG.6.21	Variação da frequência de chaveamento do MOSFET	78
FIG.6.22	Chaveamento do conversor mediante acionamento do ECO 200	79

## LISTA DE TABELAS

TAB.2.1	Frequências e acelerações máximas de vibrações comuns[11] .....	16
TAB.2.2	Exemplos de materiais piezelétricos[11] .....	26
TAB.6.1	Energia gerada pelas pastilhas piezelétricas .....	68

## LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

## RESUMO

*Energy Harvesting*, ou *Energy Scavenging*, refere-se à coleta de energia mecânica, luminosa ou térmica, presente no ambiente para alimentação de um circuito elétrico. A presente monografia descreve os principais modelos teóricos utilizados para o desenvolvimento de projetos envolvendo *Energy Harvesting* e exemplifica o uso de tais conceitos mediante experimentos laboratoriais. São abordados as principais formas de energia primária empregadas nestes tipos de aparatos, seus respectivos mecanismos de transdução e os componentes que os compõem (retificadores, acumuladores e conversores). Foi ainda descrito um roteiro para se fazer um projeto preliminar que empregue técnicas de *Energy Harvesting*. Por fim, foram apresentados estudos laboratoriais e registradas as metodologias utilizadas e as dificuldades encontradas para se realizar a caracterização dos circuitos e componentes estudados.

## ABSTRACT

*Energy Harvesting*, or *Energy Scavenging*, refers to the act of converting mechanical energy, light or thermal energy into electrical energy in order to feed an electrical system. This monograph describes the main theoretical models used to develop projects related to Energy Harvesting and exemplifies the use of such concepts through practical experiments. The main types of primary energy are covered, along with their transduction mechanisms, and also the components that are used in classical devices (rectifiers, accumulators, converters). We also developed a script in order to facilitate a preliminary design of an *Energy Harvesting* system. We then performed experiments in order to characterize thermal and piezoelectric transduction mechanisms, and registered the methodology we used and the difficulties we found to characterize the circuits and components.

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 O QUE É *ENERGY HARVESTING*?

*Energy Harvesting* refere-se à coleta de energia presente no ambiente sob a forma de movimento, calor ou luz, para alimentação de circuitos elétricos. O termo foi cunhado pelo desenvolvimento de pesquisas visando aumentar a autonomia energética de dispositivos eletrônicos de baixo consumo, através do aproveitamento da energia presente em movimentos harmônicos.

O avanço recente dos transdutores (aparatos que convertem energia mecânica, luminosa ou térmica em elétrica) no que tange ao seu rendimento, design e produção, e a diminuição dos níveis de energia e potência necessários para alimentar microcontroladores, conversores e transistores, tornou possível o emprego de técnicas de *Energy Harvesting* em sensores de escala reduzida, cujo leque de aplicações varia desde o implante de sensores autônomos no corpo humano até a detecção de falhas estruturais em edificações.

O foco dado inicialmente à energia mecânica proveniente de oscilações harmônicas transferiu-se para técnicas que aproveitassem outras formas de energia (térmica e luminosa) e incorporassem a sazonalidade ou aleatoriedade presente nas fontes primárias.

Desta forma ampliou-se ainda mais as possibilidades de emprego de técnicas de *Energy Harvesting*. Alguns exemplos são o uso de termopares no sensoreamento de maquinário industrial, painéis fotovoltaicos para alimentação de sensores em áreas remotas, transdutores para captação da energia presente no escoamento de fluidos, ou em vibrações acústicas, e circuitos que extraem energia do acionamento das partes móveis de um objeto.

## 1.2 MOTIVAÇÃO

Tendo em vista o leque de aplicações do conceito de *Energy Harvesting* em projetos estratégicos do Exército Brasileiro, a presente monografia visa fornecer uma visão dos

fundamentos teóricos sobre os quais se baseiam as técnicas de *Energy Harvesting*, além de exemplificar tais fundamentos por meio de experimentos em laboratório.

A apresentação teórica presente nos Capítulos 2, 3 e 4 segue o livro editado por Peter Spies, Loreto Mateu e Markus Pollak[11], onde o leitor encontrará maiores detalhes acerca dos temas aqui abordados. Fontes secundárias também utilizadas para o desenvolvimento teórico [10, 12] são referenciadas ao final para eventual consulta.

A parte experimental por sua vez foi norteadada primariamente pelas aplicações e métodos de maior relevância para emprego em aparatos militares, bem como pelos componentes disponíveis para o estudo.



## 2 GERADORES

### 2.1 TIPOS DE ENERGIA

Esta seção descreve os principais tipos de energia utilizados em aplicações de *Energy Harvesting*. A caracterização e a modelagem de cada fonte permite o desenvolvimento de sistemas com maior rendimento e robustez, viabilizando seu uso sob as mais diversas condições externas. A escolha da fonte de energia utilizada para alimentar o sistema depende das características do dispositivo, tal como suas dimensões e o perfil da carga a ser alimentada, e das características do meio, tal como a presença perene ou intermitente de energia.

Existem ainda diversas aplicações em que não existe uma única fonte de energia para alimentar o circuito. Tome, por exemplo, as vibrações de uma máquina e o gradiente de temperatura existente entre esta e o ambiente. Caso os custos e as dimensões não sejam os limitantes do projeto, é possível a utilização de tais fontes de forma complementar, visando aumentar a autonomia do sistema. Neste caso, as dimensões do sistema serão acrescidas não apenas pela alocação dos diferentes transdutores, mas também pelo uso dos diferentes circuitos conversores, destinados ao correto fornecimento da potência demandada pela carga.

#### 2.1.1 ENERGIA MECÂNICA

Energia mecânica está associada ao movimento de massas, estando presente, por exemplo, nas vibrações de estruturas ou no escoamento de fluidos. Na maior parte das aplicações de *Energy Harvesting* são utilizadas excitações periódicas ou quasi-periódicas, visando obter uma maior quantidade de energia do meio, além de autonomia para seu correto funcionamento. Existem ainda sistemas desenvolvidos para a captação de energia proveniente de excitações aleatórias, o que, por sua vez, demanda um dispositivo de armazenamento e limita a autonomia do circuito.

Os avanços mais recentes na área de *Energy Harvesting* são direcionadas para captação

de energia mecânica proveniente de vibrações estruturais, como em edificações, turbinas e máquinas industriais.

Existem três métodos para se captar a energia mecânica proveniente do movimento ou deformação de um corpo e convertê-la em energia elétrica. São eles: indutivo (ou eletrodinâmico), eletrostático e piezelétrico. Cada um destes métodos será descrito em detalhe na Seção 2.2.

Conforme mencionado, vibrações constituem a principal fonte de energia mecânica para aplicações em *Energy Harvesting*. No caso de vibrações harmônicas, podemos caracterizá-las por sua amplitude e frequência, ou de maneira equivalente, por sua frequência e aceleração máxima. As equações abaixo apresentam o modelo de um movimento harmônico e suas principais características:

$$x(t) = A \cos(2\pi ft + \theta_0) \quad (2.1)$$

$$\frac{d^2x}{dt^2}(t) = -A(2\pi f)^2 \cos(2\pi ft + \theta_0) \quad (2.2)$$

$$a_{\text{máx}} = A(2\pi f)^2 \quad (2.3)$$

$$E/M = \frac{1}{2}(2\pi f A)^2 \quad (2.4)$$

onde  $A$  é a amplitude de oscilação,  $f$  a frequência do movimento,  $\theta_0$  a fase inicial do movimento e  $E/M$  a razão energia/massa do sistema. A tabela abaixo mostra as grandezas acima descritas para movimentos oscilatórios comumente encontrados

Fonte de Vibração	Aceleração máxima ( $m/s^2$ )	Frequência(Hz)
Refrigerador	0.1	240
Secadora de roupa	3.5	121
Notebook ao ler CD	0.6	75
Máquina de Lavar roupa	0.5	109

TAB. 2.1: Frequências e acelerações máximas de vibrações comuns[11]

O espectro das frequências que compõem um movimento oscilatório é de fundamental importância para o estudo do mesmo. O interesse em se caracterizar tal espectro reside na possibilidade de se identificar a(s) frequência(s) que concentram parte significativa da

energia cinética contida no movimento.

O movimento oscilatório de um corpo pode decorrer da aplicação de uma força periódica sobre o mesmo, sendo neste caso a oscilação dita forçada. Desta forma a frequência de oscilação reproduz a frequência dos estímulos. Outra possibilidade ocorre quando o corpo oscila de maneira livre após uma perturbação inicial, sendo a frequência de tal movimento chamada frequência natural. De modo geral, um corpo pode apresentar diferentes frequências naturais, sendo a menor destas denominada frequência fundamental.

Tais frequências fundamentais são importantes para o desenvolvimento de sistemas captadores de energia, pois permitem utilizar o fenômeno de ressonância do corpo, ou estrutura, para se obter uma maior quantidade de energia transferida do ambiente. Cabe aqui destacar que ao se utilizar mecanismos de *Energy Harvesting* para extração de energia mecânica do ambiente, as vibrações presentes neste são atenuadas, e a ordem de grandeza de tal atenuação depende da relação entre as massas do aparato de *Energy Harvesting* e a massa oscilante externa. No caso em que tais vibrações são indesejadas, é possível empregar este tipo de técnica tanto para produção de energia quanto para controle das oscilações.

A caracterização das propriedades vibracionais de uma estrutura pode-se empregar uma excitação controlada, por exemplo aplicando-se uma força periódica, e em seguida monitorar-se a posição do corpo. Em seguida converte-se os dados obtidos para o domínio de frequência utilizando-se a transformada de Fourier, para, por fim, identificar-se as frequências naturais e os coeficientes de amortecimento do movimento. Conforme mencionado anteriormente, o conhecimento destes parâmetros permite a construção de mecanismos de *Energy Harvesting* de maior rendimento, os quais fazem uso de tais frequências naturais para potencializar a transferência de energia entre o circuito e o meio.

O modelo tradicional que exemplifica a transferência de energia mecânica proveniente de oscilações é um sistema massa mola de segunda ordem com amortecimento linear. Neste caso uma massa  $m$  encontra-se suspensa por uma mola  $k$  e sujeita a um amortecedor  $d$ . A outra extremidade da mola é solidária a uma estrutura oscilante representada por  $x(t)$ . A energia transferida para o movimento da massa pode ser interpretada como a energia

obtida pelo circuito elétrico a partir das oscilações. O amortecimento dissipa parte da energia cinética do movimento oscilatório, e pode ser visto como a composição das perdas mecânicas e elétricas durante a conversão de energia.

A potência máxima ocorre quando a oscilação é harmônica com frequência igual à fundamental do sistema, a qual é dada por

$$w_{\text{fund}} = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (2.5)$$

O coeficiente de amortecimento leva a uma taxa de amortecimento de  $\xi = d/2mw_{\text{fund}}$ , a qual pode ser decomposta em duas parcelas, uma elétrica e outra mecânica,  $\xi = \xi_e + \xi_m$ . A potência máxima obtida sob tal oscilação é dada por

$$P_{\text{máx}} = \frac{\xi_e}{4(\xi_e + \xi_m)} mw_{\text{fund}}^3 A^2 \quad (2.6)$$

Note que, mantendo-se constante a amplitude de oscilação, tal equação nos mostra que devemos optar pela frequência fundamental de maior valor quando desenvolvemos um sistema de *Energy Harvesting*. Da mesma forma, caso a aceleração máxima do movimento mantenha-se constante, mantendo-se portanto fixo o valor de  $Aw_{\text{fund}}^2$ , deve-se optar pela menor frequência fundamental, uma vez que a equação anterior torna-se

$$P_{\text{máx}} = \frac{\xi_e}{4(\xi_e + \xi_m)} m \frac{1}{w_{\text{fund}}} a_{\text{máx}}^2 \quad (2.7)$$

A análise também nos revela que a potência convertida é diretamente proporcional à massa do conversor, devendo esta ser, portanto, a maior possível em aplicações que utilizem este tipo de mecanismo para a conversão. Por fim, a dependência com a amplitude de oscilação revela que a posição de instalação do mecanismo transdutor deve ser feita de modo a maximizar esta, sendo necessário para isso o estudo das propriedades vibracionais da estrutura da qual se pretende extrair energia.

### 2.1.2 ENERGIA TÉRMICA

A existência de um gradiente de temperatura, e conseqüente fluxo de calor, possibilita a geração de energia elétrica pelo efeito Peltier-Seebeck, descrito em detalhes na Seção 2.2.2.

O efeito apresenta-se sob a forma direta, onde o gradiente de temperatura gera uma diferença de potencial, quanto sob a forma reversa, quando tensão aplicada sobre os terminais do termopar gera uma diferença de temperatura entre suas extremidades.

O efeito direto foi descoberto pelo físico Thomas Johann Seebeck, ao perceber a deflexão de uma agulha ao ser aproximada de uma espira composta por dois filamentos metálicos cujas junções se encontravam a diferentes temperaturas. O efeito reverso, por sua vez, foi descoberto pelo físico Jean Charles Peltier, ao perceber que a passagem de corrente por uma espira composta por dois filamentos metálicos causa a dissipação, ou retenção, de calor nas junções.

Usualmente o gradiente de temperatura é obtido entre o ambiente e a fonte, podendo esta ser um motor, turbina ou uma parte do corpo humano, sendo uma cota superior para o rendimento de tal conversão, tal qual toda máquina térmica, dado pelo coeficiente de Carnot

$$\eta_{Carnot} = \frac{T_{Fonte} - T_{Amb}}{T_{Fonte}} \quad (2.8)$$

O gráfico abaixo mostra a evolução do rendimento como função do gradiente de temperatura, considerando a temperatura ambiente como 25 graus Celsius

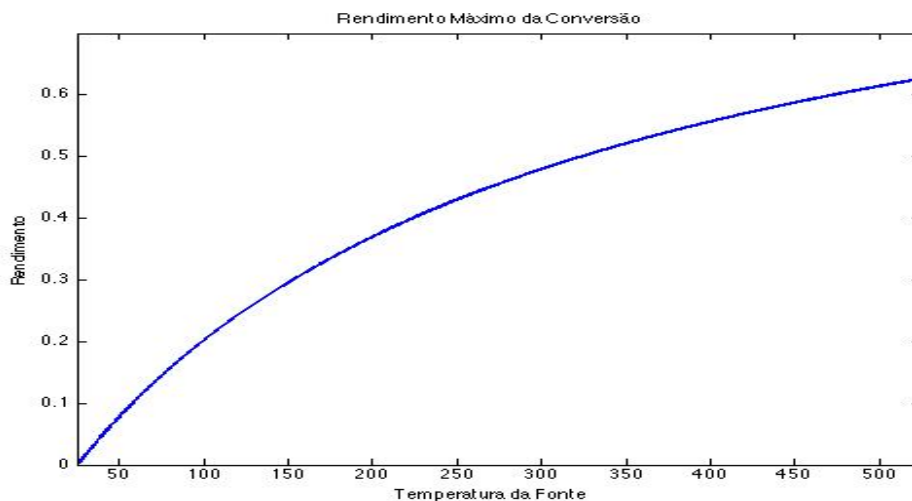


FIG. 2.1: Rendimento máximo como função da temperatura da fonte

Tal gráfico fornece uma cota superior para o rendimento. Os valores usuais giram em torno

de 0,1% para gradientes de temperatura obtidos no corpo humano, e 3% em aplicações industriais. Tais valores revelam, quando comparados com o gráfico anterior, que as perdas envolvidas neste tipo de conversão são significativas.

Uma medida da máxima potência elétrica que pode ser obtida através de um termogerador é dada por

$$P_{\text{máx}} = \frac{A}{4l} \times \frac{\alpha_m^2 (T_{\text{Fonte}} - T_{\text{Amb}})^2}{\rho_m} \quad (2.9)$$

onde  $\alpha_m$  é o coeficiente Seebeck (V/K),  $T_Q$  e  $T_H$  são as temperaturas das extremidades,  $A$  é a área da seção transversal,  $l$  o comprimento e  $\rho_m$  a resistividade. A equação anterior decorre da seguinte relação, a qual caracteriza o coeficiente Seebeck,

$$\Delta V = \alpha_m \Delta T \quad (2.10)$$

Por fim, a equação anterior mostra uma dependência linear entre a tensão obtida entre os terminais do termogerador e a respectiva diferença de temperatura, sendo tal relação válida para uma determinada faixa de temperatura.

### 2.1.3 ENERGIA LUMINOSA

Energia luminosa refere-se à energia transportada pela luz, por intermédio de seus fótons, sendo o Sol sua principal fonte. Na Terra são encontradas intensidades de radiação luminosa que chegam a  $1000 \text{ Wm}^{-2}$ , sendo porém mais comuns valores em torno de  $10 \text{ Wm}^{-2}$ . A incidência de tal radiação na superfície da Terra varia de acordo com as condições climáticas e a localização.

O principal aparato para conversão de energia luminosa em energia elétrica são as células fotovoltaicas. Tais células são baseadas no efeito fotovoltaico, descoberto em 1839 por Edmund Becquerel. O efeito decorre do aumento da energia de elétrons presentes na banda de valência, aumento este ocasionado pela absorção de fótons provenientes da radiação incidente sobre o material. Tais elétrons excitados são então acelerados ao aproximarem-se da junção entre dois materiais semicondutores (um tipo n e outro tipo p), criando assim uma diferença de potencial.

A mensuração da energia contida em determinado feixe de luz é feita tomando-se como base a relação entre a energia presente em um fóton (partícula elementar que constitui qualquer radiação eletromagnética) e sua frequência, energia esta dada pela seguinte equação

$$E = hf = \frac{hc_0}{n\lambda} \quad (2.11)$$

onde  $h = 6.626 \times 10^{-34}$  Js é a constante de Planck,  $c_0$  a velocidade da luz no vácuo,  $n$  o índice de refração do meio e  $f$  a frequência da radiação.

Identificamos por  $\phi(f)$  o fluxo de fótons de frequência  $f$  que atravessa determinada área  $A$ , e denominamos tal valor de fluxo espectral. O fluxo de energia para determinada frequência passa a ser dado por

$$I_\lambda(f) = \frac{hc_0}{\lambda} \phi(f) \quad (2.12)$$

onde estamos considerando o índice de refração do meio sendo unitário. A integral de tal valor sobre o espectro de frequência fornece a irradiância, que corresponde à quantidade de energia por unidade de área de incidência da radiação, dada por

$$I = \int_0^\infty I_\lambda(f) df = \int_0^\infty \frac{hc_0}{\lambda} \phi\left(\frac{c_0}{\lambda}\right) d\lambda \quad (2.13)$$

Por fim, a potência incidente sobre uma superfície com área  $A$ , disposta perpendicularmente ao raio luminoso, é dada por

$$P = IA \quad (2.14)$$

A caracterização da irradiância de certas fontes de luz (estas devem ter comportamento similar ao de um corpo negro em equilíbrio térmico), tal como o Sol ou lâmpadas halógenas, pode ser feita pela Lei de Radiação de Planck. No caso do Sol, podemos modelar seu comportamento como sendo o de um corpo negro a 5800 K em equilíbrio térmico. A Lei de Planck nos permite escrever

$$I_\lambda(f) = \frac{2f^3 d\Omega}{(c_0/n)^2} \frac{1}{\exp[hf/k_B T] - 1} \quad (2.15)$$

onde  $d\Omega$  é o ângulo sólido coberto pela fonte, tal qual visto da área iluminada. Por exemplo, o ângulo sólido ocupado pelo Sol é de  $\Omega_S = 6.8 \times 10^{-5}$  quando visto da Terra.

A potência irradiada sobre uma área  $A$  é então calculada da seguinte forma

$$P = A \times \int_0^\infty I_\lambda(f) df \quad (2.16)$$

$$= A \times \int_0^\infty \frac{2f^3 d\Omega}{(c_0/n)^2} \frac{1}{\exp[hf/k_B T] - 1} df \quad (2.17)$$

Para que se possa obter um valor mais preciso da potência irradiada sobre determinada região da Terra, deve-se levar em consideração a atenuação que a luz sofre ao percorrer a atmosfera. Visando permitir a mensuração de tal atenuação, define-se o coeficiente de Air Mass (AM) como sendo a razão entre o comprimento do percurso da radiação e a espessura da camada atmosférica. Por exemplo, no caso em que o ângulo de incidência é dado por  $\alpha$  temos que  $AM = \cos(\alpha)^{-1}$ . Cada valor de AM fornece um nível específico de atenuação da potência trazida pela radiação, sendo o modelo de referência para avaliação de células fotovoltaicas igual a  $\alpha = 48.19$  graus, seguindo a convenção do exemplo anterior.

## 2.2 MECANISMOS DE TRANSDUÇÃO

Transdução refere-se ao processo de conversão da energia presente no ambiente, podendo esta ser mecânica, térmica ou luminosa, conforme exposto na seção anterior, para energia elétrica. A seleção do princípio de transdução depende do tipo de energia primária disponível no meio. Para conversão de energia mecânica existem três alternativas: efeito piezolétrico, transdução eletrodinâmica e transdução eletrostática. No caso de energia térmica ou luminosa são utilizados termogeradores ou células fotovoltaicas, respectivamente. Cabe ressaltar que o rendimento da transdução está atrelado não apenas ao método empregado, mas também ao design e à disposição do transdutor.

No caso em que a transdução ocorre a partir de energia mecânica, é possível distinguir duas classes de transdutores: inerciais e não-inerciais. Transdutores inerciais baseiam-se em sistemas massa-mola, convertendo a energia presente no deslocamento relativo entre a massa e o aparato, representada por uma força inercial, em energia elétrica. Este tipo de transdutores possuem uma frequência natural de oscilação, sendo esta especificada para coincidir com a frequência de maior relevância presente no ambiente, obtendo-se desta forma a máxima transferência de potência por meio de uma estrutura ressonante. Porém a miniaturização destes aparatos de transdução resulta no aumento da frequência natural de oscilação, tornando-os inadequados como mecanismo de transdução para a maior parte



das vibrações comumente encontradas.

Transdutores não-inerciais são baseados na conversão de esforços externos em energia potencial elástica, a qual é então convertida em energia elétrica. Um exemplo é dado por polímeros eletrostáticos, os quais são polarizados mediante deformação. Neste caso o rendimento está diretamente atrelado a restrições mecânicas e dimensões geométricas dos componentes.

O efeito piezelétrico, conforme mencionado anteriormente, é um dos métodos pelo qual se converte energia mecânica em elétrica. Foi descoberto em 1880 pelos irmãos Jacques e Pierre Curie. Tais pesquisadores perceberam que certos materiais, quando submetidos a tensões mecânicas, sofriam uma polarização elétrica proporcional ao valor da tensão. O acoplamento de eletrodos de metal ao material piezelétrico permite a obtenção de uma voltagem associada à polarização. Este método tem como principais vantagens o fato de não necessitar de fontes de tensão externas, fornecer níveis de tensão elevados (1 a 10V) e possuir alta densidade de energia. Em contrapartida, apresentam elevada impedância de saída e fragilidade, tendo em vista a estrutura cristalina da maior parte dos materiais piezelétricos. A densidade de energia nestes transdutores é descrita pela seguinte equação

$$\frac{\text{Energia}}{\text{Volume}} = \frac{\sigma_y^2 k^2}{2Y} \quad (2.18)$$

onde  $\sigma_y$  é a tensão de escoamento,  $k$  o coeficiente de acoplamento piezelétrico (o qual fornece o rendimento do processo de transdução) e  $Y$  o módulo de Young.

Um método alternativo de conversão de energia é dado pelos transdutores eletrodinâmicos. Estes também são chamados de Voltage Damped Resonant Generators (VDRG), e baseiam-se na Lei de Faraday. A geração ocorre devido ao movimento relativo de um imã em relação a uma espira, que ocasiona uma variação no fluxo eletromagnético e conseqüente indução de força eletromotriz de acordo com a Lei de Faraday

$$V_{\text{eletromotriz}} = -\frac{d\phi_{\text{fluxo}}}{dt} \quad (2.19)$$

A variação do fluxo magnético pode ser obtida tanto pelo movimento das espiras quanto pelo movimento do imã. A segunda configuração é mais adequada para as aplicações pelo fato de o circuito elétrico se manter fixo. Como a magnitude do fluxo magnético

determina a força eletromotriz produzida, as dimensões dos transdutores impactam diretamente seus rendimentos. Outros fatores que influenciam a potência fornecida por estes mecanismos são a configuração espacial do transdutor e as características do ímã e espiras empregados. Tem como principal vantagem o fato de não necessitarem de fontes de tensão externa, porém fornecem níveis de tensão muito baixos (na ordem de 0.1V), tornando difícil sua aplicação. Sua densidade de energia é dada por

$$\frac{\text{Energia}}{\text{Volume}} = \frac{B^2}{2\mu_0} \quad (2.20)$$

onde  $B$  é o campo magnético e  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética.

Por fim, transdutores eletrostáticos, também conhecidos como Coulomb-Damped Resonant Generators (CDRGs), baseiam-se na variação da capacitância de um capacitor de placas móveis. Se a carga no capacitor é mantida constante e varia-se sua capacitância pelo deslocamento de suas placas, a voltagem em seus terminais varia. Da mesma forma, mantendo-se a voltagem constante, a carga nas placas do capacitor varia com o movimento destas. Deve-se adotar preferencialmente a segunda configuração, pois esta fornece melhores rendimentos na conversão de energia. Tem como vantagem sua fácil adaptação a diversas aplicações e os níveis de voltagem fornecidos (entre 1 e 10V). Sua principal desvantagem é a necessidade de uma fonte externa de voltagem e um mecanismo de chaveamento. A densidade de energia neste caso é dada por

$$\frac{\text{Energia}}{\text{Volume}} = \frac{\epsilon E_{\text{ele}}^2}{2} \quad (2.21)$$

onde  $E_{\text{ele}}$  é o campo elétrico entre as placas e  $\epsilon$  é a constante dielétrica. Cada um destes métodos de transdução será descrito em maior detalhe nas próximas seções.

Transdutores termelétricos são compostos por um ou mais termopares, cada um composto por um semicondutor tipo-p e um tipo-n conectados eletricamente em série e termicamente em paralelo. O princípio de geração é o efeito Peltier-Seebeck, conforme mencionado na seção anterior, e a voltagem final é diretamente proporcional ao gradiente de temperatura e à ligação entre os termopares. Células fotovoltaicas são o principal meio de transdução para energia luminosa, e sua descrição é feita na Seção 2.2.3.

### 2.2.1 EFEITO PIEZELÉTRICO

O Efeito Piezelétrico corresponde à polarização apresentada por certos materiais quando submetidos à tensões mecânicas. Tais materiais também exibem o efeito reverso, quando o material é deformado a partir de uma polarização de suas extremidades. Dentre suas aplicações encontram-se o desenvolvimento de sonares, acelerômetros e microfones. Seu uso tornou-se abrangente após o desenvolvimento de cerâmicas de titanato zirconato de chumbo (PZT), devido ao domínio do processo produtivo e às boas propriedades de transdução apresentadas por tais materiais.

A origem do efeito está ligada à assimetria e polarização da estrutura reticular do composto. No caso de cerâmicas PZT, a estrutura anisotrópica dos cristais é utilizada juntamente a um forte campo elétrico para polarizar permanentemente o material. Cabe ressaltar que as propriedades dos cristais piezelétricos mantêm-se inalteradas apenas em determinada faixa de temperatura, pois as deformações da estrutura cristalina decorrentes de variações de temperatura podem comprometer o efeito. A temperatura crítica, para a qual tal perda das propriedades piezelétricas ocorre, chama-se temperatura de Curie.

O equacionamento do efeito piezelétrico é feito da seguinte forma

$$S = s^E T + dE \quad (2.22)$$

$$D = dT + \epsilon^T E \quad (2.23)$$

onde  $S$  [m/m] é a deformação relativa do cristal,  $T$  [ $N/m^2$ ] a tensão de deformação,  $E$  [V/m] é o campo elétrico,  $D$  [ $C/m^2$ ] o campo de deslocamento elétrico,  $d$  [m/V] é a constante piezelétrica,  $s^E$  [ $m^2/N$ ] o inverso da constante elástica e  $\epsilon^T$  [ $C/V$ ] a permissividade dielétrica. Cabe ressaltar que as equações acima são unidimensionais, e que os materiais apresentam diferentes constantes dependendo da direção de deformação. O equacionamento completo é dado por um sistema tensorial, onde se levariam em conta as tensões e deformações de cisalhamento.

A tabela abaixo mostra os valores de tais constantes para alguns materiais

	d [pm/V]	$\epsilon$	$K_{\text{Acoplam.}}$	Y [GPa]	$T_{\text{Curie}}$ [°C]
Quartzo	2.3	5	0.09	77	537
$BaTiO_3$	190	1700	0.38	105	120
PZT-4	289	1300	0.51	80	328

TAB. 2.2: Exemplos de materiais piezelétricos[11]

Com base nas Equações 2.22 e 2.23 é possível obter, supondo a atuação de uma força de deformação constante, as seguintes relações para os transdutores piezelétricos

$$Q = CV - dF \quad (2.24)$$

$$z = dV - \frac{1}{\kappa}F \quad (2.25)$$

onde  $\kappa$  é a constante elástica do elemento piezelétrico,  $F$  a força atuante,  $Q$  a carga acumulada e  $V$  a tensão gerada. Para avaliar o rendimento da transdução eletromecânica define-se o fator de acoplamento eletromecânico  $k$  por

$$k^2 = \frac{\text{Energia elétrica armazenada}}{\text{Energia mecânica da entrada}} \quad (2.26)$$

A energia elétrica armazenada em uma célula de volume unitário pode ser escrita como função do campo elétrico da seguinte forma

$$\text{Energia elétrica armazenada} = \frac{\epsilon E^2}{2} \quad (2.27)$$

onde  $\epsilon$  é a permissividade elétrica e  $E$  o campo elétrico. Da mesma forma, a energia mecânica de entrada por unidade de volume é dada por

$$\text{Energia mecânica da entrada} = \frac{S^2}{2s^E} = \frac{(dE)^2}{2s^E} \quad (2.28)$$

Desta forma obtemos a seguinte expressão para o coeficiente de acoplamento

$$k^2 = \frac{\epsilon s^E}{d^2} \quad (2.29)$$

A Equação 2.29 permite identificar a influência no rendimento da transdução das diferentes características do material piezelétrico empregado. Uma redução na constante piezelétrica aumenta a polarização do material decorrente de uma deformação fixa, elevando assim a quantidade de energia convertida. Da mesma forma, uma redução da constante elástica,

ou aumento de  $s^E$ , torna menor o valor da força necessária para se obter uma deformação fixa, diminuindo assim a energia mecânica necessária para se obter determinada quantidade de energia elétrica. Por fim, a permissividade elétrica do piezelétrico reflete a sua facilidade de polarização, e conseqüente aumento da quantidade de energia elétrica obtida.

## 2.2.2 EFEITO TERMELÉTRICO

O efeito termelétrico, ou efeito Peltier-Seebeck, refere-se à geração de energia elétrica através de um gradiente de temperatura. Conforme mencionado na Seção 2.1.2, tal efeito baseia-se no efeito Seebeck, descrito pela seguinte fórmula:

$$V = S(T_1 - T_2) \quad (2.30)$$

A origem física do efeito Seebeck reside no fato de que ao se aplicar um gradiente de temperatura a um condutor, os portadores de carga presentes na parte de maior temperatura tenderão a se difundir para a extremidade de menor temperatura devido ao seu maior nível de energia cinética. Surge então um campo elétrico oposto a tal tendência de movimento para equilibrar o movimento de cargas no condutor. Para efeitos de referência, a ordem de grandeza da tensão gerada pelo efeito Seebeck varia entre  $10^{-3}$  e  $10^{-1}$  volts por kelvin.

O efeito reverso ao Seebeck chama-se efeito Peltier. Este por sua vez refere-se ao gradiente de temperatura obtido ao se aplicar uma diferença de potencial aos terminais do termogerador. Tal efeito é descrito pela seguinte equação

$$\frac{dQ}{dt} = \Pi_{AB} I \quad (2.31)$$

onde  $\Pi_{AB} = \Pi_A - \Pi_B$  é o coeficiente Peltier relativo, dado pela diferença entre os coeficiente Peltier de cada junção, e  $I$  a corrente aplicada sobre o material.

Existe ainda um terceiro efeito, denominado efeito Thomson. Tal efeito surge quando o coeficiente Seebeck não é constante ao longo do material devido à variação de temperatura no corpo do condutor. Este gradiente, por sua vez, causa perda de calor ao longo do condutor, dado pela seguinte equação

$$\frac{dq}{dt} = -KJ \cdot \nabla T \quad (2.32)$$

onde  $K$  é o coeficiente de Thomson e  $q$  a quantidade de calor absorvida ou dissipada por unidade de volume.

Tendo sido apresentado os princípios físicos sobre os quais se baseiam os termogeradores, cabe descrevermos sua composição. Usualmente os termogeradores são compostos por duas pastilhas semicondutoras, uma tipo p e outra tipo n, ligadas eletricamente em série e termicamente em paralelo. Tal configuração permite obter um sentido único para a corrente induzida pelo gradiente de temperatura, uma vez que os portadores em cada material tem cargas opostas e, portanto, coeficientes de Seebeck de sinais contrários. A figura abaixo descreve tal configuração para uma placa disponível no mercado

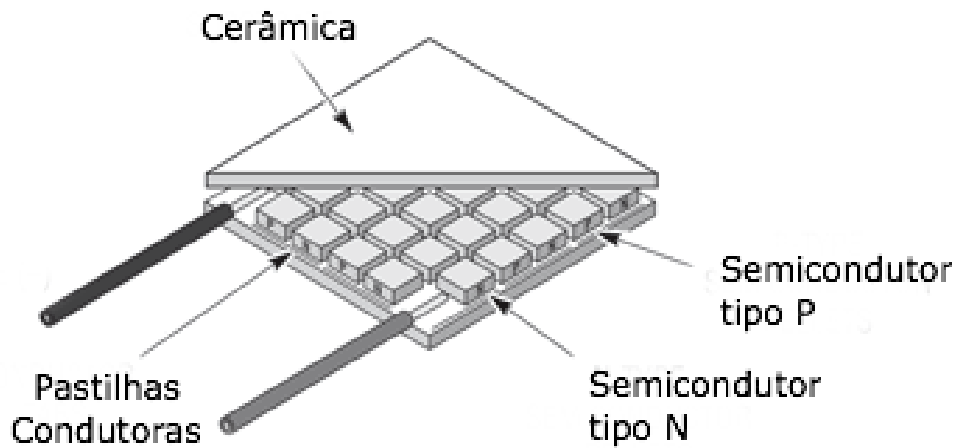


FIG. 2.2: Design de uma pastilha de um termogerador[1]

Define-se o rendimento do termogerador da seguinte forma

$$\phi = \frac{\text{Energia dissipada pela resistência } R_{\text{carga}}}{\text{Calor total absorvido}} \quad (2.33)$$

A energia demandada pela carga é dada por

$$W = R_{\text{carga}} I^2 \quad (2.34)$$

O fluxo de calor que atravessa cada semiconductor deve-se à condutibilidade térmica destes e ao efeito Peltier, conforme descrito pelas equações abaixo

$$q_p = \Pi_p I - \lambda_p A_p \frac{dT}{dx} = S_p IT - \lambda_p A_p \frac{dT}{dx} \quad (2.35)$$

$$q_n = \Pi_n I - \lambda_n A_n \frac{dT}{dx} = S_n IT - \lambda_n A_n \frac{dT}{dx} \quad (2.36)$$

onde  $\lambda_n$  e  $\lambda_p$  são as condutibilidades térmicas dos materiais e a seguinte relação entre o coeficiente Seebeck e o coeficiente Peltier foi utilizada

$$S = \frac{\Pi}{T} \quad (2.37)$$

Adicionalmente temos que calor é gerado por efeito Joule. A taxa de calor gerada por unidade de comprimento é dada por  $I^2/\sigma A$ , onde  $\sigma$  é a condutividade térmica do material. Considerando que o coeficiente Seebeck seja constante, obtemos as seguintes relações

$$\lambda_p A_p \frac{d^2 T}{dx^2} = \frac{I^2}{A_p \sigma_p} \quad (2.38)$$

$$\lambda_n A_n \frac{d^2 T}{dx^2} = \frac{I^2}{A_n \sigma_n} \quad (2.39)$$

Esta equação pode ser integrada uma vez utilizando as condições de bordo adequadas para obtermos as seguintes relações para o fluxo de calor em  $x = 0$

$$q_p(0) = S_p IT_1 - \frac{\lambda_p A_p (T_2 - T_1)}{L_p} - \frac{I^2 L_p}{2 A_p \sigma_p} \quad (2.40)$$

$$q_n(0) = S_n IT_1 - \frac{\lambda_n A_n (T_2 - T_1)}{L_n} - \frac{I^2 L_n}{2 A_n \sigma_n} \quad (2.41)$$

Somando tais relações podemos obter o fluxo total de calor na junção

$$W_Q = q_p(0) + q_n(0) = (S_p - S_n) IT_1 - G(T_1 - T_2) - \frac{I^2 R}{2} \quad (2.42)$$

Assumindo o efeito Seebeck como sendo constante obtemos o seguinte valor para a corrente

$$I = \frac{(S_p - S_n)(T_2 - T_1)}{R + R_L} \quad (2.43)$$

Por fim o rendimento é dado por

$$\phi = \frac{I^2 R_L}{(S_p - S_n)IT_1 - G(T_1 - T_2) - \frac{I^2 R}{2}} \quad (2.44)$$

onde os termos  $G$  e  $R$  nas equações anteriores são dados por

$$G = G_p + G_n = \frac{\lambda_p A_p}{L_p} + \frac{\lambda_n A_n}{L_n} \quad (2.45)$$

$$R = R_p + R_n = \frac{L_p}{\sigma_p A_p} + \frac{L_n}{\sigma_n A_n} \quad (2.46)$$

### 2.2.3 EFEITO FOTOELÉTRICO

Efeito fotoelétrico é o princípio físico sobre o qual se baseiam as células solares, ou fotovoltaicas, que são dispositivos capazes de converter energia luminosa em energia elétrica. O efeito decorre da excitação de elétrons presentes nos átomos da célula fotovoltaica por intermédio dos fótons presentes na radiação luminosa e seu posterior fluxo, juntamente aos respectivos buracos, em bandas de condução. A energia mínima necessária para levar o elétron de sua banda de valência para a banda de condução chama-se de energia de ativação, denotada por  $E_G$ , e tal valor define a frequência mínima da radiação eletromagnética capaz de desencadear o efeito fotoelétrico.

Os aparatos fotovoltaicos apresentam, em geral, um comportamento semelhante ao de um diodo em relação a sua curva tensão/corrente. Esta é uma consequência da existência de uma fase para a condução de elétrons e outra para a condução de buracos, podendo estas serem de materiais distintos ou não. Aplicando uma tensão reversa à célula fotovoltaica com incidência de radiação de 300K sobre ela faz com que elétrons e buracos saiam da junção das fases, dando origem à corrente gerada pela célula. Sendo a magnitude de tal corrente muito baixa, a densidade de corrente reversa (ou de saturação), dada por  $j_s$ , também é muito baixa. Na direção de polarização direta, elétrons e buracos são injetados nas respectivas fases de condução e são levados até a junção, onde são recombinados.

A recombinação é uma reação química que depende do número de elétrons que são recombinados na junção, e portanto do fluxo de elétrons até a mesma. Em um semicondutor a concentração de elétrons depende da tensão exponencialmente, desta forma esta relação exponencial estende-se à relação entre corrente e tensão quando a polarização é direta.



A equação que descreve a densidade de corrente de um diodo ideal é

$$j_Q(V) = j_S \left[ \exp\left(\frac{e_0 V}{k_B T}\right) - 1 \right] + j_{SC} \quad (2.47)$$

Onde  $j_S$  é a corrente de saturação,  $e_0$  a carga elementar,  $k_B$  a constante de Boltzmann,  $T$  a temperatura e  $j_{SC}$  a densidade de corrente de curto-circuito. Neste caso  $j_s$  inclui os portadores de carga gerados próximo à junção e  $j_{sc}$  é a corrente gerada pela absorção de fótons. Tal equação pode ser reescrita da seguinte forma

$$j_Q(V) = e_0 \int_{E_G}^{\infty} \phi_{\gamma}^0(\hbar\omega) d(\hbar\omega) \times \left[ \exp\left(\frac{e_0 V}{k_B T}\right) - 1 \right] - e_0 \int_{E_G}^{\infty} \phi_{\gamma}^{\text{fonte}}(\hbar\omega) d(\hbar\omega) \quad (2.48)$$

Onde o termo  $\phi_{\gamma}^0(\hbar\omega)$  corresponde à densidade de corrente infinitesimal gerada pelos fótons provenientes da radiação ambiente com energia  $\hbar\omega$  e sendo  $\phi_{\gamma}^{\text{fonte}}(\hbar\omega)$  a corrente infinitesimal proveniente da radiação incidente. Tal equação traduz o fato de que sob equilíbrio térmico (sem a aplicação de tensão reversa) com incidência apenas de radiação do ambiente a geração de corrente de um fóton é compensada pela taxa de recombinação. Note ainda que os limites de integração expressam o fato de que, idealmente, todos os fótons com  $\hbar\omega \geq E_G$  são absorvidos pelo material., e que o termo exponencial mostra a dependência entre a concentração de elétrons e buracos e a tensão, o que pode ser estendido à sua taxa de recombinação.

O espectro da radiação de 300K pode ser calculado pela Lei de Planck. Caso o espectro da radiação incidente seja conhecido, temos que a eficiência da conversão fotovoltaica passa a ser dada por

$$\eta = \frac{P_{\text{ele}}}{P_{\text{fonte}}} = \frac{j_{pmp} V_{pmp}}{\int_0^{\infty} \hbar\omega \phi_{\gamma}^{\text{fonte}}(\hbar\omega) d(\hbar\omega)} \quad (2.49)$$

Onde  $j_{pmp}$  e  $V_{pmp}$  fazem referência ao ponto de operação de máxima potência na curva característica de tensão/corrente da célula.

A eficiência da conversão fotovoltaica depende diretamente do espectro da radiação incidente, e para cada espectro existe um gap de banda conveniente (traduzido por um valor de  $E_G$ ). Materiais com gaps menores absorvem uma fração maior dos fótons incidentes porém apresentam maiores perdas térmicas no processo de recombinação. Materiais com gaps maiores converterão energia de forma mais eficiente, porém irão absorver um número

menor de fótons incidentes. O gráfico abaixo representa tal rendimento para diferentes valores de  $E_G$  provenientes de radiação encontrada em ambientes abertos

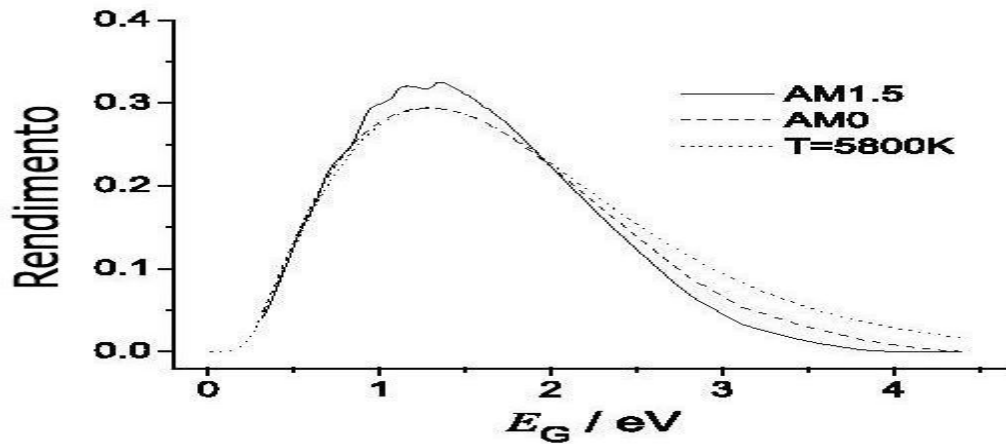


FIG. 2.3: Rendimento de uma célula fotovoltaica com incidência de iluminação externa[11]

No caso de energia luminosa proveniente de fontes internas, temos o seguinte comportamento de eficiência ao analisarmos lâmpadas fluorescentes, incandescentes e um espectro de referência ajustado ao nível de potência adequado

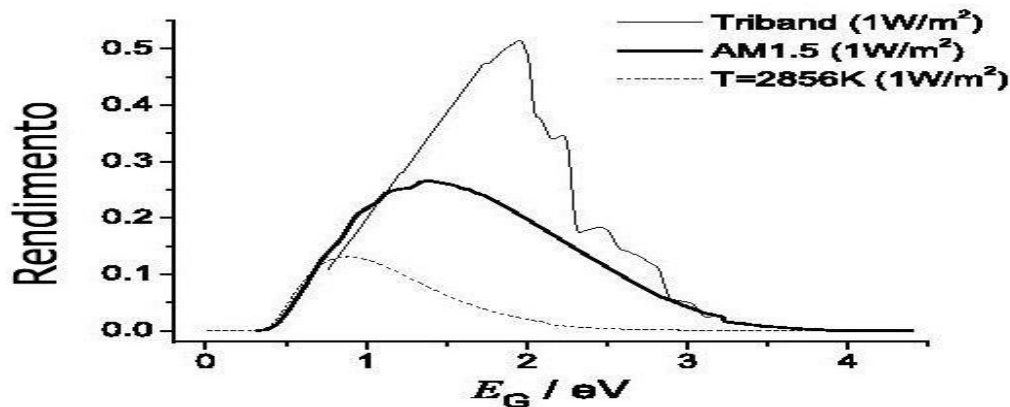


FIG. 2.4: Rendimento de uma célula fotovoltaica com incidência de iluminação interna[11]

Note que o alto rendimento da lâmpada fluorescente relaciona-se com a estreito espectro emitido por esta, o qual reduz as perdas térmicas.

O modelo abaixo descreve o comportamento de uma célula fotovoltaica, levando em consideração a presença de resistências em série e em paralelo ao diodo

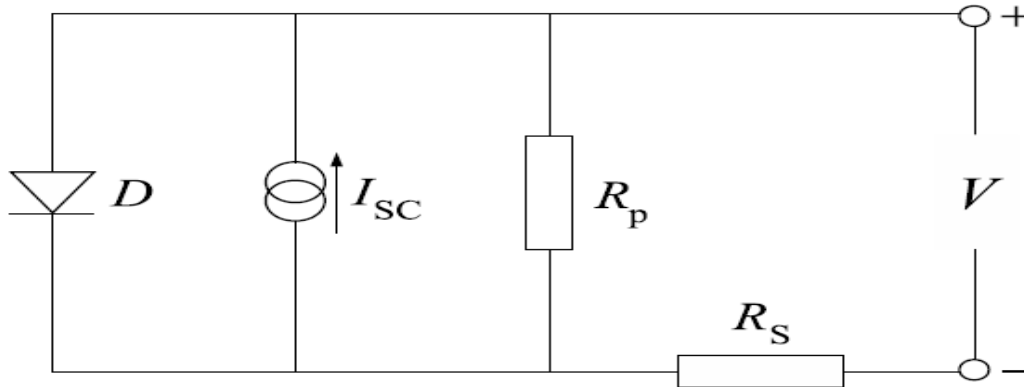


FIG. 2.5: Modelo de uma célula fotovoltaica[11]

A equação que modela o comportamento da célula passa então a ser dada por:

$$I_Q(V) = I_S \left[ \exp\left(\frac{e_0(V - I_Q R_S)}{k_B T}\right) - 1 \right] + I_{SC} + \frac{V - I_Q R_S}{R_P} \quad (2.50)$$

onde  $I_Q = j_Q A$  sendo  $A$  a área. Para a análise do impacto que as resistências em série e em paralelo possuem frente ao rendimento da célula foi construído o seguinte gráfico do rendimento versus a intensidade da radiação incidente na célula em  $W/m^2$

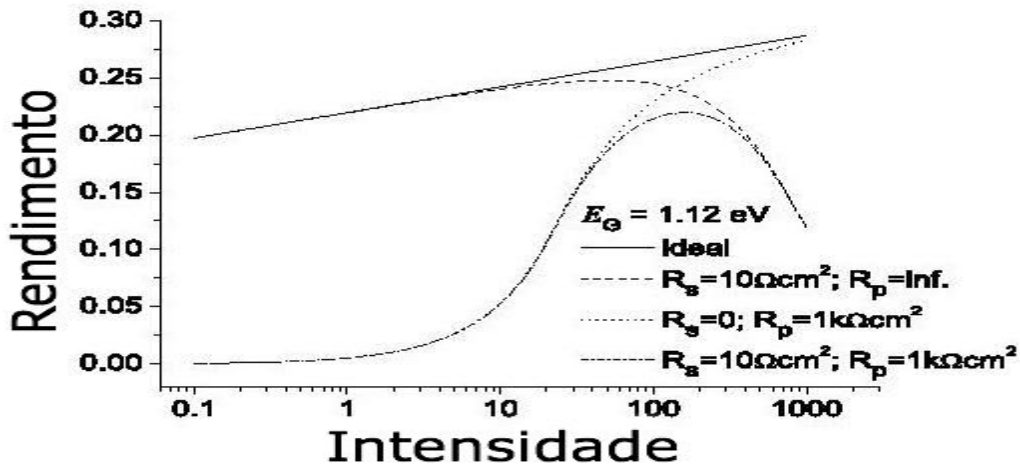


FIG. 2.6: Rendimento de uma célula fotovoltaica para diferentes valores de  $R_S$  e  $R_P$ [11]

Os valores de referência utilizados na Figura 2.6 são coerentes com os encontrados na práticas para células fabricadas, onde os valores de  $R_S$  são da ordem de dezenas de ohm[7] e os de  $R_P$  da ordem de  $10^3$  ohm[6].

Note que no caso ideal o rendimento cresce em escala logarítmica com a intensidade da radiação incidente. A resistência em série leva a um decréscimo do rendimento, o qual fica mais significativo a medida que se aumenta a intensidade. Para baixos valores de intensidade, e portanto de corrente, a resistência em série tem baixo impacto no rendimento. A resistência em paralelo por sua vez impacta os valores de rendimento de modo mais significativo para valores baixos de intensidade. A presença de ambas as resistências fornece um ponto ótimo de operação para a célula fotovoltaica.

Desta forma, em aplicações de transdutores fotovoltaicos para *Energy Harvesting* as dimensões do módulo fotovoltaico, o rendimento das células empregadas no mesmo e a caracterização do espectro da radiação incidente determinam o rendimento do circuito, e portanto a potencia elétrica capaz de ser fornecida por este.

#### 2.2.4 TRANSDUÇÃO ELETRODINÂMICA

Transdução eletrodinâmica refere-se ao uso de indução eletromagnética para a conversão de energia cinética em energia elétrica, conversão este que pressupõe um movimento relativo entre o circuito e o ímã. Existe um crescente emprego deste tipo de transdutores, existindo inclusive versões comercializáveis destes, porém a necessidade de se adequar o volume disponível, as características das excitações provenientes do ambiente e a potência entregue ao circuito às características do transdutor, visando otimizar sua eficiência, torna necessário um estudo mais detalhado de cada aplicação.

Os designs mais clássicos de transdutores eletrodinâmicos estão descritos abaixo

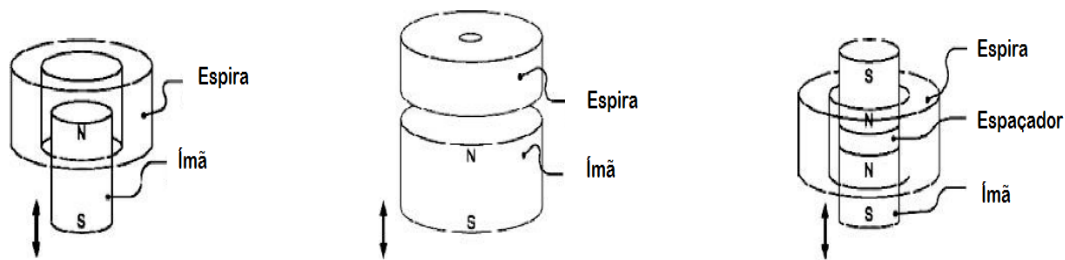


FIG. 2.7: Designs de transdutores eletrodinâmicos[11]

Note que todos baseiam-se em uma parte oscilante, normalmente o ímã, e uma parte fixa, normalmente as bobinas. A forma analítica de se descrever a parte móvel de tais transdutores baseia-se em um sistema massa-mola de segunda ordem com amortecimento. A figura abaixo descreve o modelo

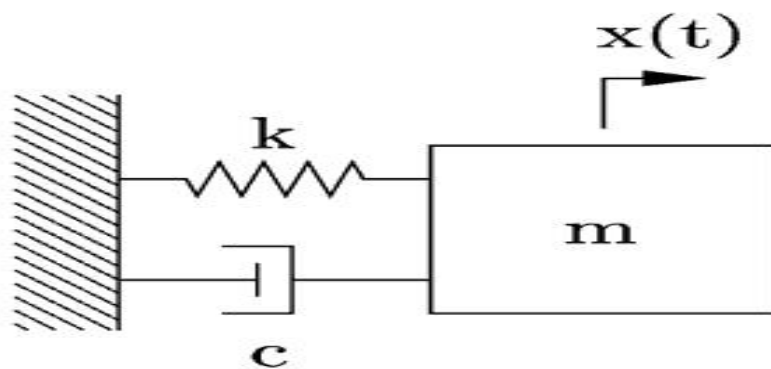


FIG. 2.8: Modelo para a parte móvel de um transdutor eletrodinâmico

Usualmente assume-se que a massa do transdutor não altera as características da oscilação presente do ambiente, devido ao fato de seu valor ser pequeno em relação à massa do corpo de onde provém as vibrações. A equação que modela o movimento do ímã é dada por um sistema de segunda ordem massa-mola-amortecedor

$$m \frac{d^2 z}{dt^2} + c \frac{dz}{dt} + kz = -m \frac{d^2 y}{dt^2} \quad (2.51)$$

onde  $z(t) = x(t) - y(t)$  é a posição relativa entre o ímã e a base do sistema, sendo  $y(t)$  o movimento oscilatório executado pela base. A solução de tal equação fornece a seguinte função de transferência

$$(ms^2 + cs + k)Z(s) = -ms^2Y(s) \quad (2.52)$$

A função de transferência deste sistema é dada por

$$G_{\text{mecânico}}(w) = \frac{w^2}{(w_n^2 - w^2) + 2\xi w_n w} \quad (2.53)$$

onde  $w_n = \sqrt{\frac{k}{m}}$ ,  $\xi = \frac{c}{2mw_n}$  e  $s = jw$ . A solução é obtida invertendo-se, por meio da transformada de Fourier, o produto entre a função de transferência e a transformada do movimento da base.

Tendo caracterizado o movimento executado pelo imã do transdutor, resta descrever como este converte-se em potência elétrica. Seja o fluxo eletromagnético dado por

$$\phi = \int \int B dA \quad (2.54)$$

Suponha que o valor do campo magnético é igual em todo o espaço, porém altera-se com o tempo. A voltagem induzida no circuito, descrita pela Lei de Faraday, é dada por

$$V = -\frac{d\phi}{dt} = -B\frac{dA}{dt} - \frac{dB}{dt}A \quad (2.55)$$

Onde A refere-se à área circunscrita à espira. Tal equação mostra que é indiferente, para efeito de tensão gerada sobre o circuito, se a área envolvida pelas espiras varia com o tempo, ou se o campo magnético varia.

Supondo o campo magnético gerado pelo imã como sendo constante, e que as espiras presentes na bobina executem um movimento oscilatório, a figura abaixo apresenta um modelo para um transdutor eletrodinâmico

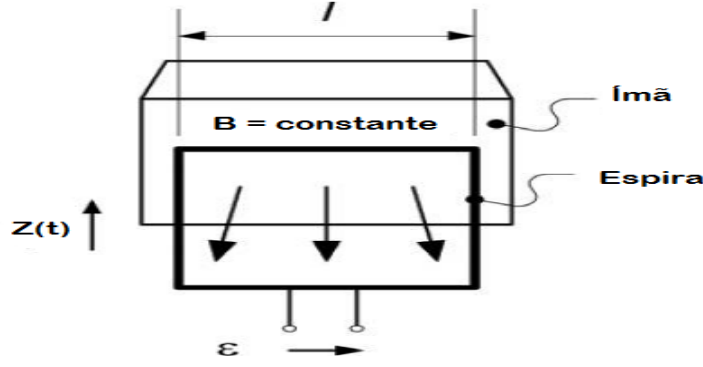


FIG. 2.9: Exemplo de transdutor eletrodinâmico[11]

Supondo a existência de  $N$  espiras, a Equação 2.23 nos fornece a tensão induzida

$$V = -B \frac{dA}{dt} = -NBl \frac{dz}{dt} = K_t \frac{dz}{dt} \quad (2.56)$$

Onde  $K_t$  é chamado de fator de transdução. Tomando como modelo para a espira uma indutância em série com uma resistência, e supondo que o circuito alimenta uma carga puramente resistiva, a corrente gerada no elétrico do circuito é

$$L_{\text{bobina}} \frac{di}{dt} + (R_{\text{bobina}} + R_{\text{carga}})i = K_t \frac{dz}{dt} \quad (2.57)$$

No domínio da frequência tal equação passa a ser dada pela seguinte função de transferência

$$G_{\text{elétrico}} = \frac{K_t s}{L_{\text{bobina}} s + (R_{\text{bobina}} + R_{\text{carga}})} \quad (2.58)$$

A Equação (2.21) pode então ser utilizada para obtermos a função de transferência do sistema, tomando  $s = j\omega$  na equação anterior, é dada por

$$G_{\text{sistema}} = \frac{jK_t \omega^3}{(\omega_n^2 - \omega^2) + (2\xi\omega_n + jL_{\text{bobina}})\omega + (R_{\text{bobina}} + R_{\text{carga}})} \quad (2.59)$$

## 2.2.5 TRANSDUÇÃO ELETROSTÁTICA

Ao se analisar o mecanismo de transdução empregado em um sistema de *Energy Harvesting* deve-se levar em consideração a adequação dos mecanismos de transdução às características como a faixa das frequências de oscilação e o rendimento obtido na transdução.

Neste último fator reside a vantagem de se considerar métodos de transdução eletrostática, uma vez que o rendimento destes processos altera-se de modo distinto ao de outros mecanismos de transdução, como por exemplo o eletrodinâmico, quando as dimensões do sistema são reduzidas. Hoffman D., Folkmer B., e Manoli Y. [8] mostram que ao se reduzir por um fator de 100 a dimensão do sistema, o acoplamento eletrostático (fator que mede o rendimento da conversão de energia) decresce também por um fator 100, enquanto que o acoplamento eletrodinâmico decresce por um fator 1000.

Outro fator que corrobora para o uso deste tipo de mecanismo de transdução em sistemas de *Energy Harvesting* é o largo emprego deste tipo de tecnologia em outros sistemas eletrônicos, o que acaba por refletir-se em um maior domínio dos métodos e escalas de produção, tornando o produto final mais acessível.

Nota-se ainda que as dificuldades envolvidas ao se reduzir a escala de um sistema que faz uso de partes móveis para conversão de energia não existem neste tipo de transdutor, o que torna seu emprego mais simples em aplicações que exigem pequenas dimensões.

O mecanismo de transdução eletrostática baseia-se nas interações entre forças elétricas e mecânicas atuantes sobre as placas de um capacitor. Um capacitor acumula certa quantidade de carga  $Q$  quando submetido a um potencial  $V$ , sendo tal relação caracterizada por sua capacitância através da equação

$$Q = CV \quad (2.60)$$

Tal carga por sua vez permite o acúmulo de energia por intermédio do campo elétrico existente entre as placas, sendo tal energia dada por

$$E = \frac{1}{2}CV^2 = \frac{Q^2}{2C} \quad (2.61)$$

As equações anteriores revelam que caso a carga nas placas do capacitor seja mantida constante (o que pode ser obtido, por exemplo, mantendo-se o circuito aberto), ou a tensão seja mantida constante, podemos obter um acréscimo da energia armazenada no campo elétrico através da variação da capacitância. Este é o princípio sobre o qual se baseiam os mecanismos de transdução eletrostática.



A classificação dos mecanismos de transdução ocorre mediante a análise da forma como o capacitor variável é conectado ao circuito transdutor. Existem dois tipos sistema, chaveados e contínuos, descritos abaixo.

### 2.2.5.1 SISTEMAS CHAVEADOS

Neste caso o capacitor opera sob carga ou tensão constante e a conexão ou não do capacitor ao circuito é feita por intermédio de uma chave. O ciclo de operação deste tipo de sistema, no caso em que a restrição ocorre sobre a carga presente no capacitor, pode ser descrito da seguinte forma:

- a) Inicialmente o capacitor encontra-se com seu máximo valor de capacitância e é carregado por intermédio de uma fonte externa até um nível de tensão inicial
- b) Em seguida o capacitor é desconectado do circuito e uma força mecânica é utilizada para alterar seu valor de capacitância, levando-o ao seu patamar mínimo. Desta forma existe um ganho na energia armazenada no capacitor, ganho este proporcional a razão entre  $C_{max}/C_{min}$ . Tal ganho também pode ser visto pelo aumento sofrido pela tensão nas placas do capacitor.
- c) Por fim, a energia armazenada no capacitor é transferida para outro componente de armazenamento, a capacitância retorna ao seu valor inicial pela restauração das condições iniciais do sistema, e o ciclo é reiniciado.

No caso em que a restrição ocorre sobre a tensão, o item 2 passa a fazer uso de um componente capaz de manter a tensão em um nível constante, a qual é conectada aos terminais do capacitor, e em seguida a variação de capacitância força o movimento de cargas do capacitor para o componente de armazenamento. Após tal transferência o capacitor é novamente desconectado e levado à sua condição inicial.

A figura abaixo permite observar tais ciclos de conversão, e a área limitada por estas reflete o ganho de energia obtido em um ciclo. Note que tal valor está diretamente atrelado à  $C_{max}$ ,  $C_{min}$ ,  $V_{max}$  e  $V_{min}$ , os quais são determinados, primariamente, pelas dimensões dos componentes, ao qual atrela-se à capacitância do sistema, e nível de tensão, ou carga, fornecidos pela fonte externa.

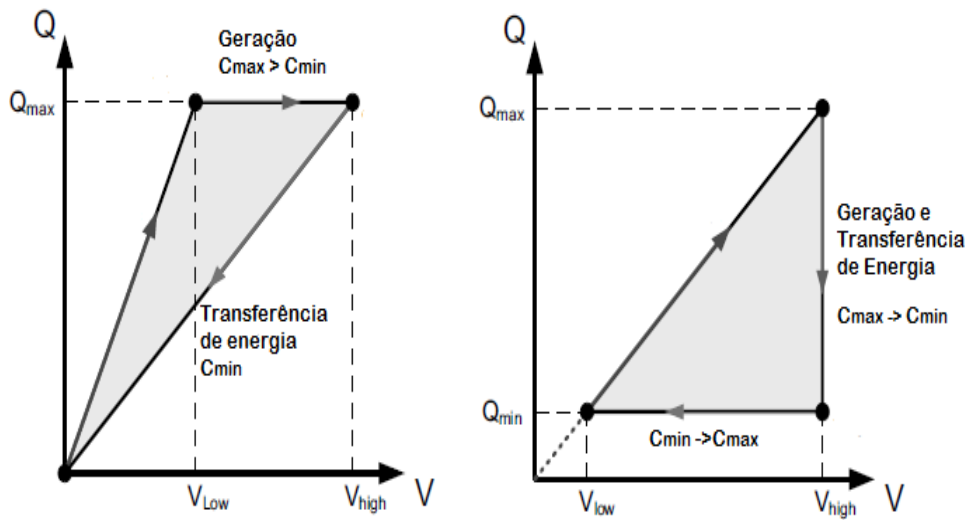


FIG. 2.10: Ciclo de operação de transdutores eletrostáticos[11]

A figura abaixo mostra a implementação de um transdutor eletrostático, conforme proposto por Mur-Miranda, cuja limitação ocorre sobre a carga

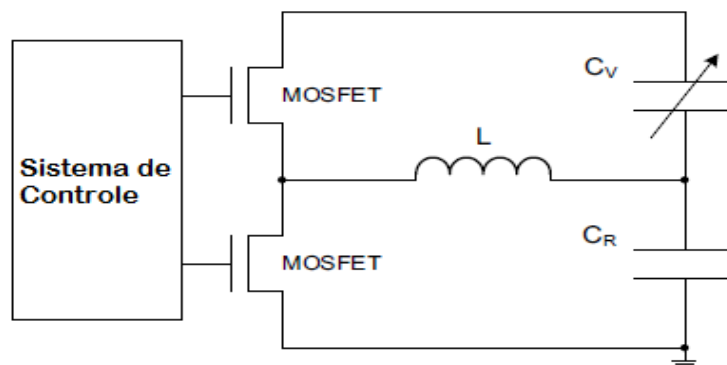


FIG. 2.11: Exemplo de transdutor eletrostático com restrição sobre carga[11]

Note que as etapas 1, 2 e 3 são obtidas através do chaveamento dos MOSFETS, os quais conectam e desconectam do circuito o capacitor variável e o de armazenamento.

### 2.2.5.2 SISTEMAS CONTÍNUOS

Nestes sistemas o capacitor variável encontra-se sempre ligado ao circuito com a carga e com uma fonte de tensão de alimentação, sendo a variação de sua capacitância responsável

pela corrente elétrica que circula no sistema.

A maior vantagem deste tipo de transdutor é que ele não faz uso de mecanismos de chaveamento, tornando seu consumo de energia inferior ao de transdutores chaveados. Por outro lado, não permitem o armazenamento direto de energia, necessitando para isso de componentes adicionais. A figura abaixo mostra um exemplo simples de transdutor contínuo:

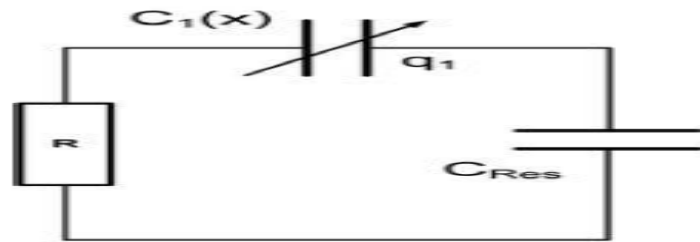


FIG. 2.12: Exemplo de transdutor eletrostático contínuo[11]

Neste caso o capacitor não opera sob carga ou tensão constante, pois isto resultaria em um perfil ineficiente de potência dissipada pela carga.

### 2.2.5.3 PROJETO DE TRANSDUTORES ELETROSTÁTICOS

Conforme apresentado anteriormente, transdutores eletrostáticos passam a ser vantajosos quando comparados a transdutores eletrodinâmicos a medida que as dimensões do circuito são reduzidas. Dito isto, as considerações feitas neste capítulo devem ser entendidas sob a perspectiva de sistemas de pequenas dimensões. Existem inúmeros designs para este tipo de transdutores, os quais levam em consideração, por exemplo, as técnicas de produção e a forma como as deformações são convertidas em alterações nas dimensões dos capacitores.

O exemplo mais simples é dado por um capacitor de placas paralelas, cuja capacitância é descrita por

$$C = \frac{\epsilon A}{d} \quad (2.62)$$

Desta forma podemos fazer uso de uma força externa que altere a distância entre as placas do capacitor para obter a desejada variação de capacitância. Cabe ressaltar que

a força aplicada sobre as placas do capacitor relaciona-se com a variação da capacitância do mesmo por intermédio da seguinte relação, no caso em que a voltagem sobre este é mantida constante,

$$F = \frac{1}{2}V^2 \frac{dC}{dx} \quad (2.63)$$

A figura abaixo mostra algumas das possíveis geometrias utilizadas nos capacitores:

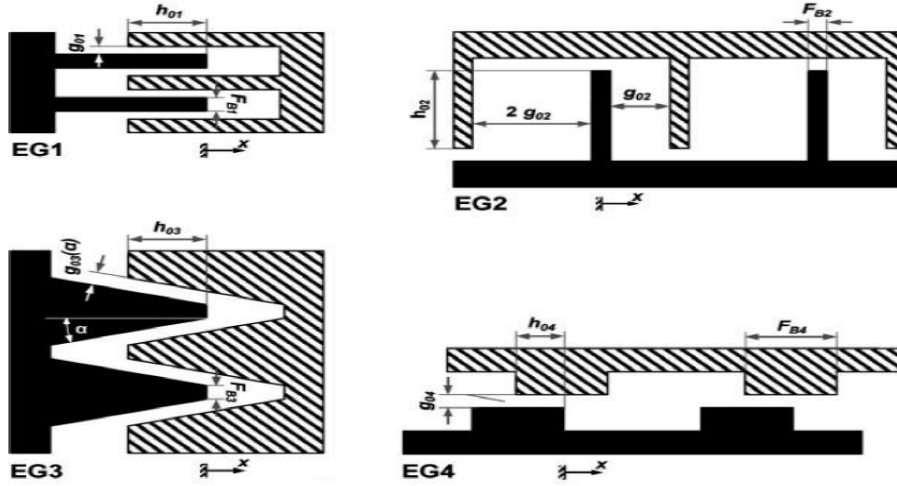


FIG. 2.13: Geometrias empregadas em capacitores eletrostáticos[11]

Note que existem geometrias que conjugam alterações tanto na distâncias entre as placas quanto em suas áreas, potencializando assim os efeitos sobre a capacitância do sistema. Os valores das capacitâncias de cada sistema são dados pelas equações abaixo:

$$C_{EG1}(x) = 2\epsilon H_F \frac{x_{max} + x}{g_{01}} \quad (2.64)$$

$$C_{EG2}(x) = \frac{\epsilon h_{02} H_F 3(x_{max} + s_{02})}{(x_{max} + s_{02} - x)(2(x_{max} + s_{02}) + x)} \quad (2.65)$$

$$C_{EG3}(x) = 2\epsilon H_F \left[ \frac{x_{max} + x}{(s_{03} + (x_{max} - x) \sin(\alpha)) \cos(\alpha)} + \tan(\alpha) \right] \quad (2.66)$$

$$C_{EG4}(x) = \frac{\epsilon H_F (x + \frac{x_{max}}{2})}{g_{04}} \quad (2.67)$$

Para comparação das diferentes geometrias foram escolhidos os seguintes parâmetros de referência

$H_F = 50e - 6$  m;  $x_{max} = 20e - 6$  m;  $g_{01} = g_{04} = 2.5e - 6$  m;  $s_{02} = s_{03} = 590e - 9$  m;  
 $\alpha = 11.31$  graus

Os gráficos obtidos para a relação entre a deformação e a variação de capacitância são apresentados abaixo

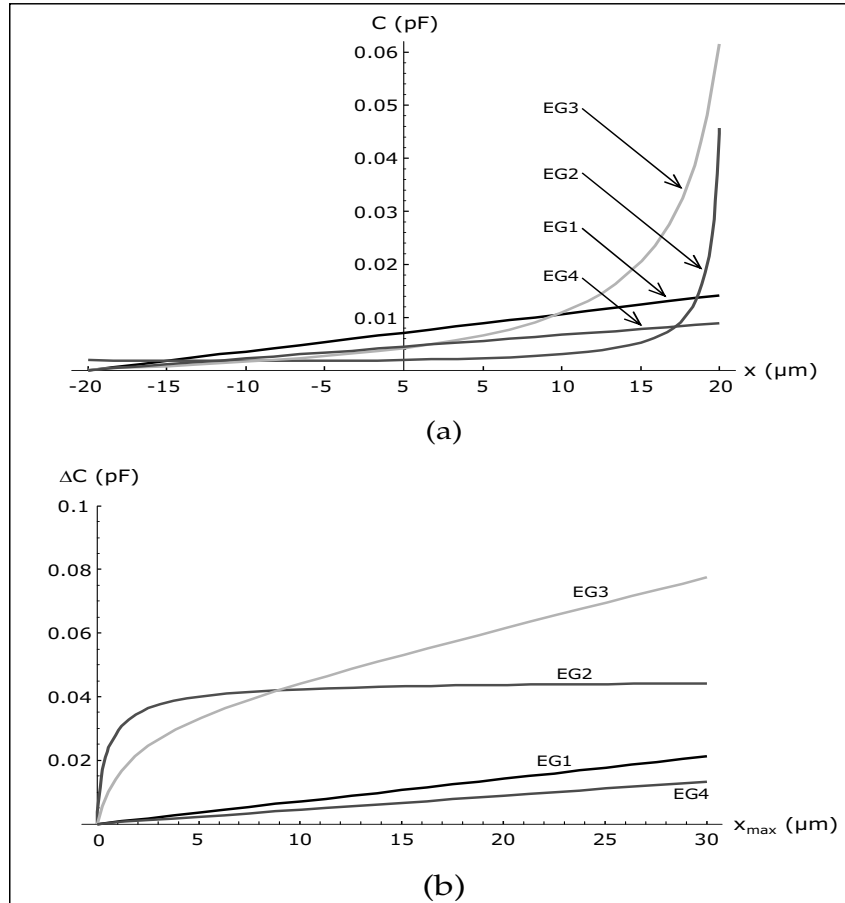


FIG. 2.14: (a) Capacitância versus deslocamento[11] (b) Capacitância versus  $x_{max}$ [11]

Cabe notar que o design do transdutor normalmente faz uso de mais de um capacitor, devendo portanto ser analisado ainda o número de células capacitivas que determinada geometria permite utilizar. Desta forma a análise acima descrita mostra apenas qual tipo de geometria deve-se priorizar, porém outras configurações podem apresentar melhores rendimentos dependendo das dimensões disponíveis nas especificações do projeto.

Por fim, cabe notar que o rendimento do processo de transdução está atrelado a geometria do transdutor (devendo ser levado em consideração o número de capacitores

utilizados, a distância mínima entre as placas, a amplitude máxima de deformação) e às condições elétricas do sistema (tensão externa, resistência da carga). Desta forma tais parâmetros devem ser especificados visando obter a máxima transferência de potência para as frequências fundamentais da força de excitação. A ordem de grandeza de tais valores de potência, em aplicações práticas, é de microwatts.

### 3 ACUMULADORES

A potência elétrica obtida através de sistemas de *Energy Harvesting* é da ordem de 1-100  $\mu W/cm^3$ , o que é suficiente para alimentar apenas pequenas cargas. O consumo de uma carga típica, composta por um sensor, um microcontrolador e um transceptor, é da ordem de 50-100  $mW/cm^3$ , o que torna impraticável a sua alimentação direta. A natureza intermitente das principais fontes primárias também exige que o sistema possua a capacidade de armazenar a energia obtida do meio, para seu posterior uso. Tal armazenamento pode ser feito mediante o emprego de um capacitor ou de uma bateria. Desta forma a energia pode ser utilizada em momentos de transmissão, quando a potência demandada atinge seus valores de pico. Esta abordagem permite ainda contornar o fato de que os transdutores possuem grandes resistência interna, o que os impede de fornecer altas magnitudes de corrente sem sofrerem perdas em suas tensões.

As situações que exigem o emprego de componentes de armazenamento podem ser divididas em duas categorias:

- A média de potência demandada pela carga é menor que a fornecida pelo transdutor. Neste caso o dispositivo pode operar continuamente.
- O demanda média de potência da carga é maior que o fornecido pelo sistema de transdução. Neste caso a operação é descontínua.

No segundo caso a energia é um limitante maior que a potência fornecida, pois é a primeira quem determina tempos de operação do dispositivo. Na maior parte das aplicações de *Energy Harvesting*, sobretudo em transmissores *wireless*, o sistema opera em picos de elevado consumo, exigindo portanto altos valores de corrente. Tal comportamento se estende aos microcontroladores normalmente empregados, pois estes possuem modos de alta performance e *standby*, e aos sensores, pois as medições são feitas a uma taxa de amostragem fixa. Como exemplo ilustrativo, podemos estimar o tempo em que um circuito para transmissão de dados opera sob máxima potência pela seguinte equação

$$T_{\text{máx. pot.}} = \frac{1}{\text{Taxa de Transmissão} \left( \frac{\text{Bytes}}{s} \right) \times \text{Bytes Transmitidos}} \quad (3.1)$$

Neste tipo de aplicação a energia consumida nos instantes de máxima potência responde pela maior parte do consumo total, pois o modo *standby* dos transceptores e microcontroladores exige apenas um mínimo nível de corrente. Desta forma, o tempo de atuação, assim como os níveis de tensão e corrente demandados pela carga quando transmitindo e quando em modo *standby*, determinam as características do componente de armazenagem.

Analisando a relação entre capacidade de armazenamento de energia e peso, ou volume, baterias mostram-se superiores a capacitores. Porém a degradação das características das baterias devido a variações de temperatura e ciclos de recarga torna necessário uma análise mais detalhada. Tal degradação reflete-se em uma menor capacidade de armazenamento e em uma maior resistência interna, levando a uma maior queda de tensão em seus terminais. Correntes de fuga, as quais também estão relacionadas à temperatura, também devem ser consideradas em ambos os componentes, pois seus valores passam a ser relevantes quando comparados às correntes demandadas pelos circuitos de *Energy Harvesting*. Em relação à robustez dos componentes frente a variações de temperatura, capacitares mostram-se superiores às baterias.

O principal impedimento dos capacitores é a queda de tensão associada a sua descarga. Isto implica que um percentual da energia não pode ser utilizada devido aos requisitos mínimos de tensão do circuito. Baterias, por outro lado, fornecem valores constantes de tensão para níveis de armazenamento entre 20% e 80% de sua capacidade, o que torna sua utilização mais simples, pois não são necessários conversores.

As seções seguintes descrevem em maiores detalhes os capacitores, supercapacitores e baterias, além de apresentar, de modo breve, os principais circuitos retificadores, os quais são utilizados para adequar o perfil de tensão fornecido pelos transdutores às características do componente de armazenamento.

### 3.1 RETIFICADORES

Transdutores eletro-mecânicos, eletrodinâmicos ou eletrostáticos descritos no capítulo anterior fornecem níveis alternados de tensão, o que exige a retificação destes para seu posterior armazenamento ou utilização na maior parte das aplicações.



Retificadores são circuitos elétricos responsáveis pela conversão de tensões alternadas em tensões contínuas. Em suas formas usuais são empregadas pontes de diodos, nome pelo qual determinadas topologias de diodos são conhecidas, para a alteração da tensão AC para uma forma cujos valores oscilam entre zero e um valor de pico. O importante neste caso é que não haja mudança no sentido da tensão entregue ao circuito, de tal forma que, utilizando-se um capacitor como filtro para atenuar o perfil da voltagem, consiga-se fornecer um nível de tensão aproximadamente constante.

A topologia mais simples para um retificador faz uso de um único diodo para a obtenção da tensão oscilante apenas entre valores não-negativos. Neste caso temos um retificador de meia onda, pois apenas os ciclos positivos do sinal AC são utilizados para alimentar a carga, uma vez que a topologia do circuito impede a passagem de corrente para tensões reversas sobre o diodo.

Este tipo de retificador possui rendimento baixo se comparado a topologias descritas a seguir, uma vez que o rendimento máximo está automaticamente limitado por 50%, supondo que a tensão de entrada seja simétrica. No caso real devem ser consideradas as quedas de tensões no próprio diodo para o cálculo do perfil de tensão final. A figura abaixo exemplifica este tipo de retificador

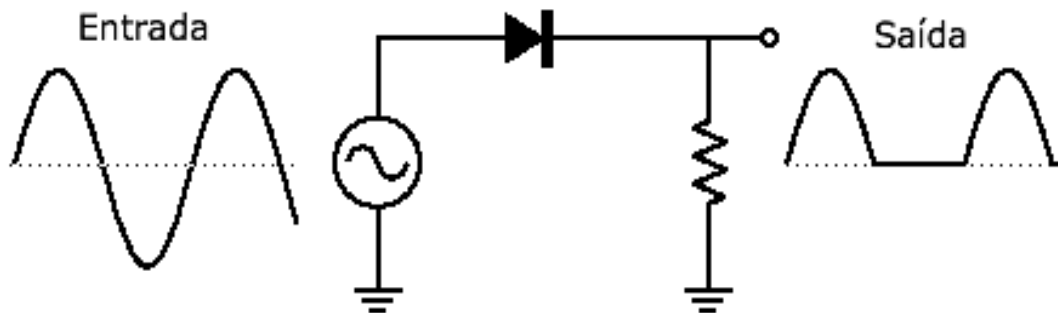


FIG. 3.1: Retificador de meia onda[2]

Estas duas características nos permitem concluir que caso o perfil da tensão de entrada seja assimétrico o uso deste tipo de retificador pode mostrar-se adequado, uma vez que o menor uso de diodos reduz as perdas de voltagem e o corte realizado nos ciclos de tensão podem não representar uma perda drástica de energia. Outro fator a ser levado

em consideração é o custo de cada uma das topologias apresentadas, sendo o retificador de meia-onda a de menor custo.

A topologia que permite o aproveitamento de uma fração maior da energia presente na tensão de entrada faz uso de uma ponte composta por quatro diodos, responsáveis por fornecer um sinal de saída oscilante entre 0 e um valor de pico, porém com período igual a metade do sinal original (supondo uma onda simétrica), uma vez que tanto o semiciclo positivo quanto o negativo dão origem ao mesmo formato de onda. A figura abaixo descreve este tipo topologia

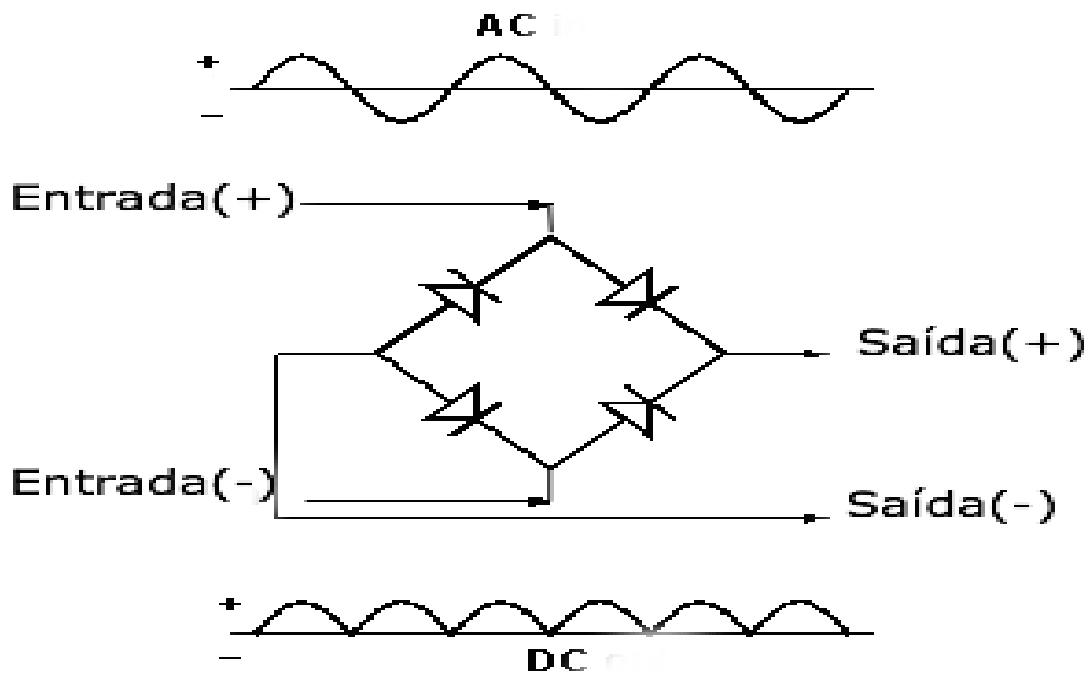


FIG. 3.2: Retificador de onda completa[3]

Este tipo de topologia tem como principal vantagem o aumento do rendimento do retificador, porém a necessidade de se utilizar mais de um diodo para a passagem de corrente duplica a queda de tensão no retificador, o que pode ser um problema dependendo da ordem de grandeza da tensão de entrada.

Em aplicações de *Energy Harvesting*, por exemplo, esta é uma preocupação que deve ser levada em consideração ao se projetar o circuito. Como parâmetros de referência temos que a queda de tensão em um diodo de silício permanece em torno de 0.7V, enquanto que

diodos de germânio tem queda de 0.3V e diodos Schottky de 0.2V. Conforme mencionado anteriormente, outro fator relevante neste tipo de topologia refere-se ao custo incorrido pelo aumento do número de diodos.

Usualmente é empregado um capacitor como filtro na saída das pontes de diodo, visando diminuir a variação da tensão fornecida pela carga. Tal capacitor diminui de modo significativo a oscilação, porém o sinal resultante ainda apresenta pequenas flutuações em sua magnitude, sendo tal variação conhecida como tensão de ripple.

Vale ressaltar ainda que no caso do circuito por nós apresentado no Capítulo 6 para exemplificar o conceito de *Energy Harvesting* tal capacitor não será empregado, pois a função desejada do retificador não será o fornecimento de um nível de tensão DC, mas sim a alimentação de um capacitor que irá servir como *buffer* para uma eventual demanda de potência da carga. Desta forma é suficiente que o perfil de tensão aplicado aos terminais do capacitor tenha orientação constante. O controle do nível de tensão fornecido à carga será feito, por sua vez, através de um conversor.

### 3.2 CAPACITORES

Capacitores são componentes eletrônicos capazes de armazenar carga quando submetidos a determinada diferença de potencial sob seus terminais. A relação que relaciona tais grandezas foi apresentada na Seção 2.2.5, e é representada aqui para comodidade do leitor

$$C = \frac{Q}{V}$$

onde  $C$  é a capacitância,  $Q$  a carga armazenada,  $V$  a tensão entre os terminais. O princípio físico sobre o qual se baseiam os capacitores é a polarização do dielétrico presente entre seus terminais decorrente da tensão aplicada sobre estes. Tal polarização decorre do alinhamento de portadores de carga do dielétrico, induzindo um campo elétrico que visa equilibrar o movimento o campo gerado pela tensão externa. Cabe ressaltar que tal comportamento ocorre caso o nível de tensão aplicada não seja capaz de romper a rigidez dielétrica do meio.

Conforme mencionado na Seção 2.2.5, um dos modelos mais simples de capacitor é um capacitor de placas paralelas, onde sua capacitância é dada por

$$C = \frac{\epsilon A}{d}$$

Esta equação permite identificar os principais fatores que influenciam na capacitância de um sistema. Primeiramente, a capacidade de polarização do dielétrico, representado por um maior valor de permissividade elétrica  $\epsilon$ , permite um maior acúmulo de carga entre as placas, aumentando assim o valor de  $C$ . Note que este valor também relaciona-se com a ordem de magnitude das correntes parasitas em um capacitor real, fato este que deve ser levado em consideração em aplicações de *Energy Harvesting*. Um aumento da área  $A$  sobre a qual os portadores de carga se distribuem, ou uma redução da distância  $d$  entre os pontos de acumulação de carga, também resultam em um incremento da capacitância. Estas considerações serão de fundamental importância para o correto entendimento das propriedades dos supercapacitores descritos na seção seguinte.

A energia necessária para se elevar a tensão sobre os terminais de um capacitor em  $\Delta V$  é dada por

$$E = \frac{C[(V_0 + \Delta V)^2 - V_0^2]}{2} \quad (3.2)$$

Esta relação permite estimar, de acordo com o total de energia demandado pela carga e os níveis mínimos de tensão exigidos para o seu funcionamento, qual o valor da capacitância e da tensão de operação do capacitor, para o correto fornecimento de energia ao sistema. Cabe ressaltar que esta análise leva em consideração apenas valores absolutos de energia demandada, não de potência. Desta forma a análise completa deve levar em consideração também a capacidade do circuito de entregar a totalidade de energia exigida pela carga em um intervalo de tempo coerente.

Capacitores reais distinguem-se dos ideais em dois aspectos: eles descarregam mesmo quando desconectados do circuito, e o nível de tensão entregue à carga ligada aos seus terminais depende da resistência equivalente desta. Tal comportamento pode ser modelado pelo seguinte circuito

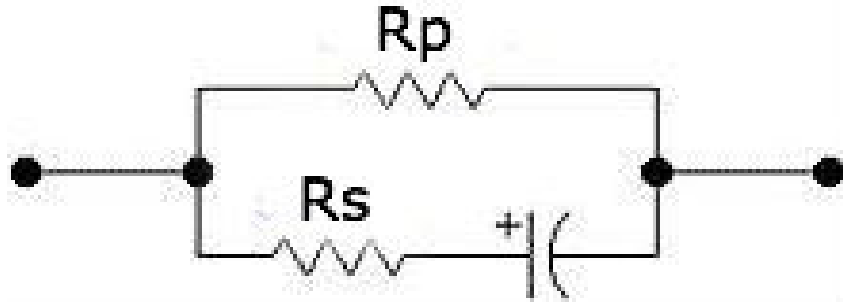


FIG. 3.3: Modelo de um capacitor real

Neste caso a resistência em paralelo  $R_p$  descreve as correntes parasitas responsáveis pela descarga do capacitor quando este encontra-se com seus terminais abertos. Sendo a constante de tempo de um circuito composto por um resistor e um capacitor em série igual a  $\tau = RC$ , onde tal valor corresponde ao tempo necessário para que o nível de tensão no capacitor decresça 36.8%, podemos notar que quanto maior  $R_p$  mais demorada vai ser a descarga do capacitor, sendo tal relação linear.

A resistência em série  $R_s$ , denominada *Equivalent Series Resistance* (ESR), descreve a perda de tensão interna ao capacitor. Seu valor determina os valores possíveis de potência que podem ser fornecidos pelo capacitor à carga, além de determinar o perfil da tensão entregue pelo mesmo. Vale notar que este valor tende a aumentar a medida que o capacitor envelhece, assim como o valor de  $R_p$ , levando a maiores perdas de tensão internas e correntes parasitárias. Por fim, a máxima potência que pode ser obtida de um capacitor com a configuração apresentada pela Figura 3.3 é

$$P_{\max} = \frac{V^2}{4R_s} \quad (3.3)$$

Os capacitores, diferentemente das baterias, não dependem de reações químicas acontecendo em seu interior, pois o processo é fundamentalmente físico (transporte de portadores de carga). Por esse motivo, a quantidade de energia que pode ser armazenada nos capacitores é pequena em relação às baterias, considerando-se equipamentos de dimensões semelhantes. Outra desvantagem dos capacitores em relação às baterias reside no fato de que estes possuem correntes parasitas que podem torná-los inadequados para aplicações de baixo consumo energético.

No entanto, o processo de descarga da energia armazenada ocorre de modo mais rápido nos capacitores do que nas baterias, o que os torna mais adequados para o fornecimento de níveis mais altos de potência. Também devido ao processo físico de carga/descarga dos capacitores, estes possuem uma vida útil superior à das baterias, chegando a milhões de ciclos.

### 3.3 SUPERCAPACITORES

Supercapacitores é a denominação corrente dada aos *Electrochemical Double-layer Capacitors*. Tais capacitores utilizam uma dupla camada eletroquímica entre um eletrodo de elevada área superficial e um eletrólito, conforme disposto na figura abaixo

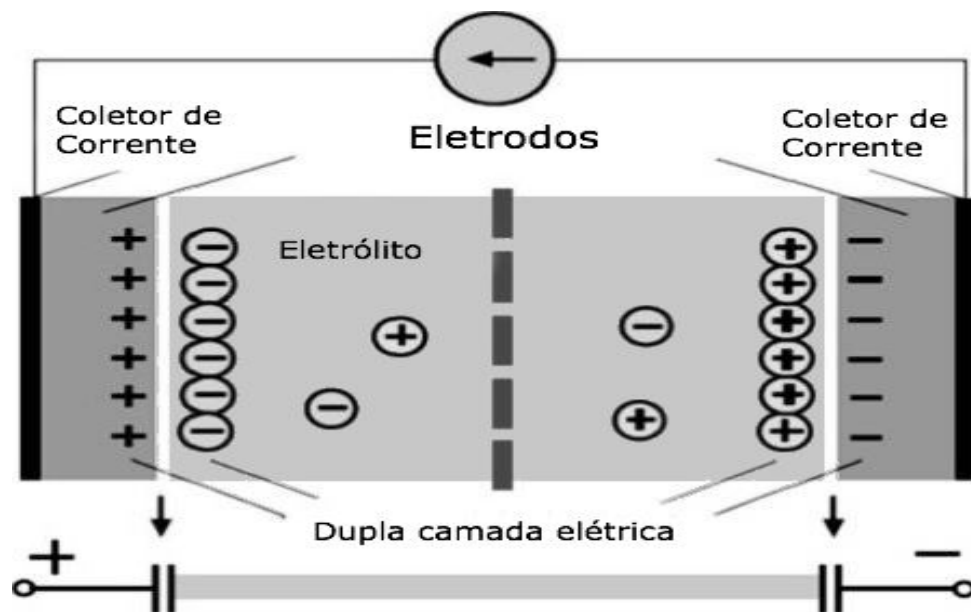


FIG. 3.4: Estrutura de um supercapacitor[11]

O funcionamento de um supercapacitor pode ser descrito da seguinte forma. Enquanto está sendo carregado, íons negativos, presentes no meio eletrolítico localizado entre as placas do capacitor, deslocam-se em direção ao eletrodo positivo e os íons positivos deslocam-se em direção ao eletrodo negativo. Assim formam-se duas regiões de separação entre as cargas, uma em cada eletrodo, o que corresponde a ligação em série entre dois capacitores.

A sessão anterior nos permite afirmar que para obter elevados valores de capacitância, da ordem de dezenas de farads, é necessário que se minimize a distância entre as superfícies

que acumulam carga, além de maximizar a área destas e a permissividade elétrica do dielétrico entre elas. Tais valores elevados de capacitância são muitas das vezes desejáveis, pois permitem um maior armazenamento de energia no componente.

No caso dos supercapacitores, a distância entre as superfícies acumuladoras de carga é muito baixa, pois corresponde à espessura do vão da dupla camada elétrica, que por sua vez está atrelado ao raio iônico e à concentração do eletrólito. Tais valores são da ordem de 5 a 10 Å. A área da superfície é grande pois os eletrodos são materiais porosos (tipicamente é utilizado carbono ativado com porosidade nanométrica), de tal forma que a superfície ativa é da ordem de  $10^3 \text{ m}^2/\text{g}$ .

### 3.4 BATERIAS

Baterias são utilizadas em larga escala para alimentação de sistemas portáteis. Atualmente existe na indústria de baterias um esforço de desenvolvimento e pesquisa visando aumentar a capacidade de armazenamento de energia, a confiabilidade e a vida útil destas. As baterias podem ser classificadas em dois subgrupos: as primárias e as secundárias.

Baterias primárias são aquelas que não podem ser recarregadas de modo que quando o reagente presente em seu interior é consumido nas reações de oxirredução a bateria perde sua capacidade de fornecer energia e deve ser substituída.

Já as baterias secundárias podem ser recarregadas por meio da aplicação de uma tensão em seus terminais. Com isso, as reações de oxirredução envolvidas no funcionamento desses dispositivos passam a ocorrer no sentido reverso, recriando os reagentes, e portanto, armazenando a energia elétrica despendida em seus terminais sob a forma de energia química. Tal tensão de recarga pode ser fornecida, por exemplo, por meio dos mecanismos de *Energy Harvesting* apresentados.

Existem algumas particularidades de sistemas alimentados por baterias que devem ser levadas em consideração ao se especificar o seu emprego. Primeiramente, as reações químicas de carga e descarga das baterias não são totalmente reversíveis, de modo que a vida útil das baterias é limitada pela quantidade de ciclos de carga e descarga que, dependendo dos sistemas e da tecnologia empregada, pode chegar a alguns milhares de ciclos. Existe

ainda uma preocupação de ordem ambiental com a sua utilização, devendo portanto ser priorizado o emprego de baterias secundárias.

Outro fator que leva ao uso preferencial de baterias secundárias em aplicações de *Energy Harvesting* é que estas apresentam menores resistências em série que as primárias, permitindo assim o fornecimento de maiores magnitudes de corrente para alimentação do sistema e maiores níveis de potência.

As melhores baterias disponíveis no mercado são baterias de íon-lítio com eletrólitos inorgânicos. Tais baterias possuem as maiores densidades de energia disponíveis atualmente, chegando a 1400 Wh/l. Tal propriedade decorre do fato do lítio ser o metal com o menor potencial de redução e menor massa, tornando-o ideal para emprego em baterias. Cabe notar que os esforços recentes para reduzir as dimensões das baterias leva a uma inevitável perda de densidade de energia, uma vez que uma proporção cada vez maior do volume das baterias passa a ser ocupado por elementos não reativos.

Tendo em vista a larga aplicabilidade de baterias como elementos de armazenamento de carga, o desenvolvimento de um sistema de *Energy Harvesting* que empregue tais componentes deve observar os seguintes pontos

- A densidade de energia da bateria deve estar de acordo com as limitações do projeto
- A tensão entregue pela bateria deve atender os requisitos do projeto
- A bateria deve ser capaz de operar em níveis de alta e baixa potência
- As correntes parasitas devem ser de magnitude menor que a corrente coletada
- A vida-útil da bateria deve ser superior à do projeto

Outros fatores que devem ser levados em consideração incluem a estabilidade do fornecimento de tensão com a variação da temperatura e os custos do componente.



## 4 CONVERSORES

Conversores são utilizados para garantir o fornecimento de níveis de tensão regulares às cargas dos circuitos de *Energy Harvesting*, as quais são normalmente formadas por um transceptor, um microcontrolador e um sensor. Além destas finalidades, outra motivação importante para o uso de conversores é o casamento de impedâncias, visando obter a máxima transferência de potência do circuito para a carga. Esta característica dos conversores mostra-se especialmente importante em aplicações onde a impedância interna do circuito varia com o tempo, como em termogeradores ou células fotoelétricas.

Conversores DC-DC, apresentados neste capítulo, são empregados quando deseja-se obter um nível constante de tensão para alimentar uma carga, independentemente do nível de tensão fornecido ou da corrente demandada pela carga. Existem dois tipos básicos para tais conversores: lineares e chaveados.

### 4.1 REGULADOR LINEAR

A figura abaixo mostra os elementos que constituem um conversor linear

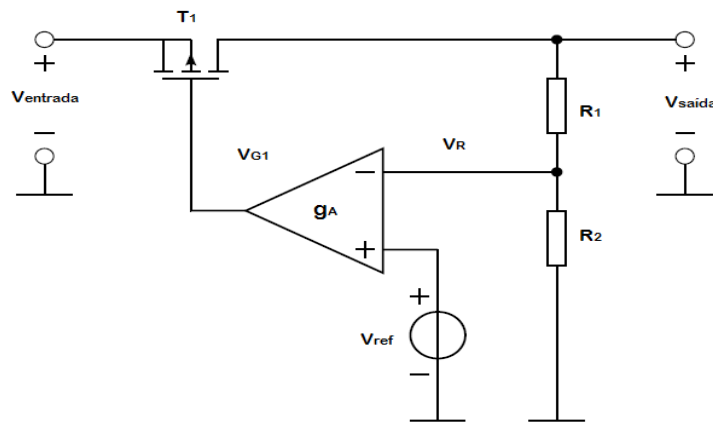


FIG. 4.1: Regulador Linear[11]

São utilizados um transistor, para a regulação do nível de tensão, um amplificador, para o loop de realimentação, resistores, para formação de um divisor de tensão, e uma tensão de referência. O princípio de funcionamento é que o amplificador que constitui o loop de

realimentação irá ajustar o nível de tensão visando minimizar a diferença de potencial em sua entrada, o que, por intermédio do divisor de tensão, fornece o nível de tensão desejado na saída.

A principal desvantagem deste tipo de conversor são as perdas de potência que ocorrem devido às resistências do divisor de tensão e do transistor. Por isto que as perdas tendem a crescer com a diferença entre as tensões de entrada e saída. Temos ainda a limitação de que a tensão de saída deve sempre ser menor que a de entrada.

Considerando o ganho do amplificador como sendo arbitrariamente grande, o circuito nos permite concluir que a tensão de saída é dada por

$$V_{\text{saída}} = V_{\text{ref}} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (4.1)$$

Obtemos ainda a seguinte expressão para o rendimento do conversor

$$\eta = \frac{P_{\text{saída}}}{P_{\text{entrada}}} = \frac{V_{\text{saída}}}{V_{\text{entrada}}} \left( 1 - \frac{V_{\text{ref}}}{I_{\text{entrada}} R_2} \right) \quad (4.2)$$

A análise de tais expressões revela que devem ser escolhidos os maiores valores possíveis para as resistências do divisor de tensão, além de que a razão entre as tensões de entrada e saída fornece uma cota superior para o rendimento.

## 4.2 REGULADORES CHAVEADOS

Os reguladores chaveados trabalham com um interruptor que pode estar fechado ou aberto, permitindo ou não a alimentação do circuito. Existem, dentro dos reguladores chaveados, algumas subclasses de reguladores, os conversores *buck*, que possuem tensão de saída menor que a de entrada, e os conversores *boost* que possuem uma tensão maior que a de entrada.

Antes da análise dos elementos e características específicas de cada um dos conversores cabe analisar um elemento comum de tais conversores, o circuito de controle. Nos conversores DC-DC a tensão de saída deve se manter fixa, independente de flutuações na entrada, sendo esse controle feito por meio de um processo de chaveamento, onde determina-se o percentual de tempo que a chave fica ligada e desligada tendo em vista o valor de

tensão que se deseja manter na saída. Tal método é conhecido por *pulse-width modulation* (PWM), pois a regulação da tensão é feita de acordo com a largura do pulso que comanda o chaveamento do circuito. A figura abaixo ilustra tal conceito

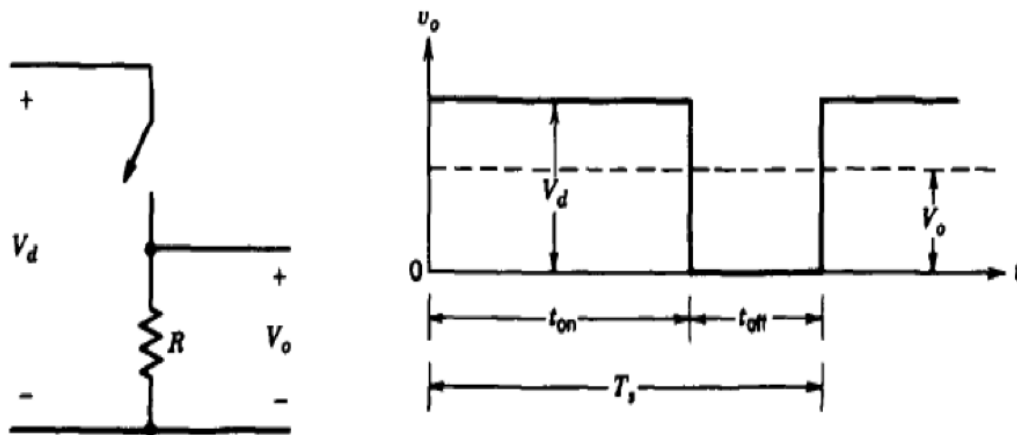


FIG. 4.2: Controle da tensão de saída utilizando-se PWM[9]

A tensão de saída é, nesse caso, uma média ponderada entre a tensão de entrada e o nível zero. Nos conversores PWM, o sinal de controle que define o estado aberto ou fechado do circuito é gerado a partir da comparação entre uma tensão de controle e uma tensão cuja forma de onda é do tipo dente de serra. A tensão de controle é obtida amplificando-se o erro entre a tensão de saída atual e o valor de saída desejado, ou de referência. Dessa forma, quando o sinal do erro amplificado é maior que o sinal dente de serra, o sinal de controle faz com que a chave conduza corrente (estado ON), o que fará com que a tensão aumente, diminuído assim, o erro. Caso contrario, a chave não conduzirá corrente (estado OFF). A figura abaixo ilustra a dinâmica do comparador de sinais

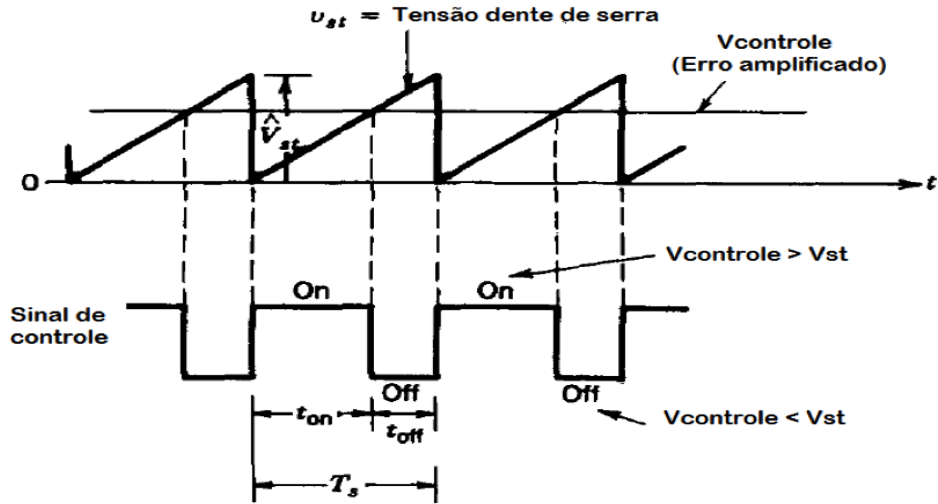


FIG. 4.3: Sinal de controle utilizado para PWM[9]

A apresentação feita nas seções subsequentes segue o trabalho feito por Mohan[9].

#### 4.2.1 CONVERSOR *BUCK*

Conversores *Buck*, ou *step-down*, são capazes fornecer uma tensão de saída estável a um nível menor que a tensão de entrada. O princípio básico é o chaveamento ON/OFF da tensão de entrada e posterior passagem da saída por um filtro passa-baixa, dado por um capacitor, a fim de se obter uma tensão de saída constante, dada pelo valor médio da tensão após o chaveamento. Note que a frequência de chaveamento e a relação de períodos ON/OFF determinam o ripple presente no sinal de saída e o próprio valor deste. As figuras abaixo descrevem os princípios de funcionamento de um conversor *Buck*

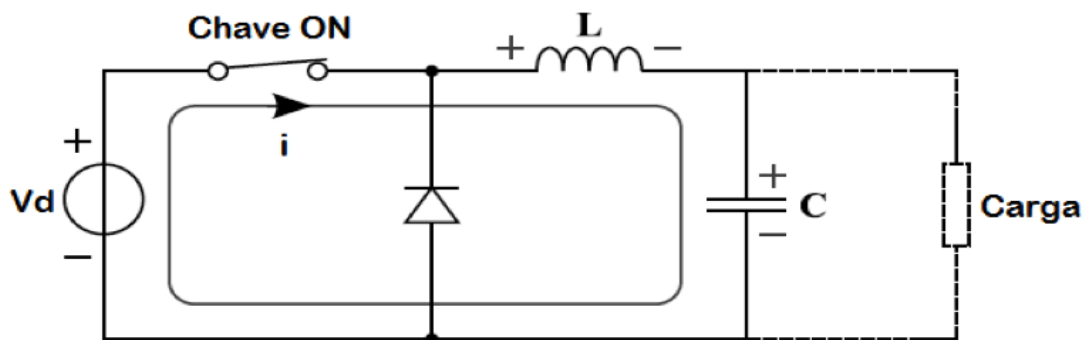


FIG. 4.4: Conversor *Buck* durante o ciclo ON[9]

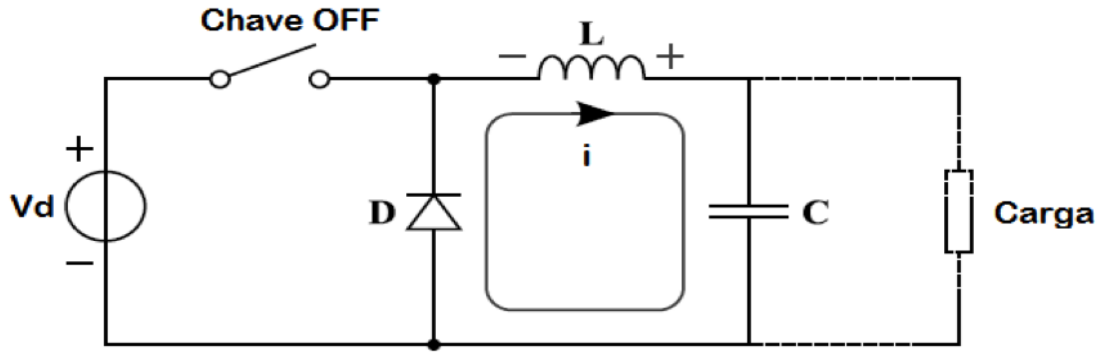


FIG. 4.5: Conversor *Buck* durante o ciclo OFF[9]

Supondo que o conversor sempre opere com corrente sobre o indutor, modo este denominado de condução contínua, e tomando o capacitor com capacitância arbitrariamente alta e o diodo como sendo ideal, de tal forma que não haja dissipação de potência, a seguinte equação descreve a saída do circuito

$$\frac{I_{saída}}{I_{entrada}} = \frac{V_{entrada}}{V_{saída}} = \frac{1}{D} \quad (4.3)$$

onde  $D$  corresponde à fração do período em que a chave está ON. Cabe ressaltar que a correta especificação dos valores de indutância e capacitância garante que o conversor opere sempre em modo de condução contínua.

#### 4.2.2 CONVERSOR BOOST

Conversores *Buck*, ou *step-up*, são capazes fornecer uma tensão de saída estável a um nível maior que a tensão de entrada. O princípio básico é que o chaveamento ON/OFF provoca um aumento da tensão nos terminais do indutor, devido à variação de corrente sobre este, e portanto a tensão de saída torna-se superior à tensão de entrada. A figura abaixo descreve os princípios de funcionamento de um conversor *Boost*

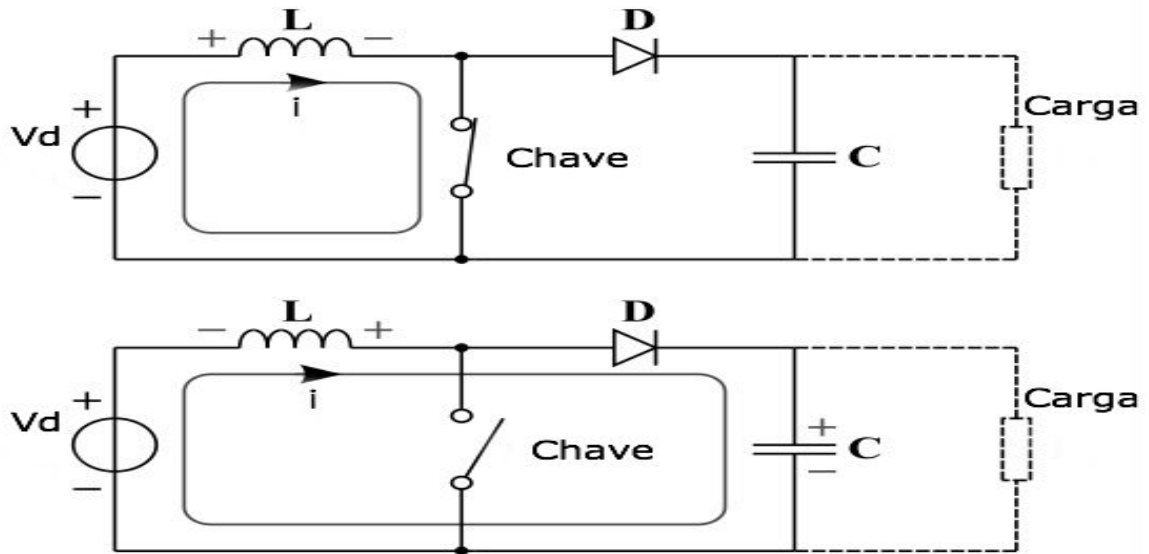


FIG. 4.6: Princípio de funcionamento de um conversor *Boost*[9]

Supondo que não haja dissipação de potência no circuito, a equação que descreve a saída deste é dada por

$$\frac{I_{saída}}{I_{entrada}} = \frac{V_{entrada}}{V_{saída}} = 1 - D \quad (4.4)$$

## 5 GERADORES, ACUMULADORES E CONVERSORES EM ENERGY HARVESTING

Este capítulo visa sintetizar as principais características dos componentes apresentados nos capítulos anteriores para projeto de sistemas de *Energy Harvesting*.

### 5.1 GERADORES

Inicialmente deve-se analisar as fontes de energia primária presentes no ambiente, as quais podem ser mecânicas, luminosas ou térmicas. O estudo de tais fontes permite estimar a quantidade de energia possível de ser coletada do meio em determinado período, devendo tal energia ser superior à consumida pela carga que o sistema alimenta.

No caso em que a energia coletada do ambiente é mecânica, deve-se ainda optar por um mecanismo de transdução, sendo os principais: efeito piezelétrico, eletrodinâmico e eletrostático.

O mecanismo piezelétrico fornece alta densidade de energia porém possui como contrapartida o elevado valor de sua resistência interna, o que pode limitar sua capacidade de fornecer potência a sistemas de baixo consumo. O mecanismo eletrodinâmico é particularmente útil em sistemas onde encontram-se presentes movimentos oscilatórios de amplitudes significativas, porém tem como principal contrapartida o fato de sofrerem limitações de volume, pois exigem uma estrutura mais complexa que os demais transdutores. Por fim, o mecanismo eletrostático torna-se útil para aplicações em escalas reduzidas, porém apresenta a necessidade de uma fonte externa de tensão para o seu correto funcionamento.

Deve-se então estimar o rendimento do método de transdução empregado para verificar a viabilidade do projeto. Os modelos que fornecem tais rendimentos foram apresentados no Capítulo 2

## 5.2 ACUMULADORES

Deve-se adequar a escolha do acumulador às necessidades de alimentação da carga do sistema. Tendo-se estimado a potência e a quantidade de energia média demandada pela carga é possível escolher um capacitor ou uma bateria capaz de atender as necessidades do projeto. Neste caso as Equações 3.1 e 3.2 auxiliam em tal especificação, devendo-se atentar ao nível mínimo de tensão que deve ser fornecido pelo acumulador.

Capacitores, ou supercapacitores, apresentam como principais vantagens o fato de serem capazes de fornecer níveis mais elevados de potência do que baterias, além de terem maior vida útil. Baterias por sua vez possuem maior densidade de energia, e são capazes de manter sua tensão de saída em níveis estáveis mesmo com 30% de sua carga total. Outro fator que deve ser levado em consideração ao se especificar capacitores é a presença de correntes parasitas no sistema.

## 5.3 CONVERSORES

Conversores devem ser empregados para o fornecimento de tensões estáveis para a carga, podendo ser elevadores ou abaixadores de tensão, dependendo do perfil da tensão obtida pelo método de transdução. Transdução termelétrica, por exemplo, tende a fornecer níveis baixos de tensão, enquanto que transdução piezelétrica fornece níveis elevados. Neste caso deve-se atentar aos requisitos de funcionamento do conversor, como sua tensão mínima de operação, para o correto dimensionamento do acumulador.

## 5.4 ROTEIRO INICIAL

O roteiro apresentado a seguir descreve os passos iniciais para se projetar um sistema de *Energy Harvesting*.

- Estabelecem-se os níveis de energia e potência necessários para alimentar a carga ligada ao sistema de *Energy Harvesting*, assim como o perfil de acionamento desta, sendo este caracterizado pelo tempo médio de utilização (um exemplo é dado pela Equação 3.1) e *standby*.
- Caracteriza-se as fontes de energia presentes no ambiente. No caso de energia térmica, deve-se estudar o comportamento dos gradientes de temperatura existentes.



No caso de energia luminosa, o espectro e a intensidade da radiação disponível no decorrer do dia. No caso de energia mecânica, deve-se caracterizar as excitações, sejam elas periódicas ou não, por meio das forças atuantes sobre o transdutor.

- Com base nos resultados e métodos propostos no Capítulo 2, deve-se calcular o rendimento de cada um dos mecanismos de transdução possíveis de serem empregados. Escolhe-se então a fonte de energia primária, e o respectivo método de transdução, capazes de fornecer o maior valor de energia ao sistema. Cabe aqui ressaltar que deve ser levado em consideração o perfil de geração de energia ao longo do tempo e o mecanismo de armazenamento, não devendo ser apenas analisados valores médios ou máximos, uma vez que o circuito de *Energy Harvesting* deve sempre ser capaz de alimentar a carga.
- Dependendo do perfil da tensão gerada deve-se optar pelo uso de um retificador de meia-onda ou de onda completa. Esta escolha baseia-se unicamente na quantidade de energia que cada tipo de retificado permite entregar ao elemento de armazenamento.
- Baseando-se então na nível de potência e energia que deve ser fornecido à carga especifica-se um capacitor ou uma bateria como mecanismo de armazenamento. As Equações 3.1 e 3.2 permitem uma noção do valor de capacitância necessário para o fornecimento de tal potência e energia, assim como para a manutenção dos níveis de tensão mínimos do circuito. Outros pontos que devem ser analisados são: vida útil do projeto, restrições volumétricas e correntes parasitas.
- Caso necessário, deve-se especificar um conversor para garantir o fornecimento de níveis de tensão específicos e estáveis para a carga.

## 6 CARACTERIZAÇÃO DE FONTES, MONTAGEM E TESTES DE UM MODELO DE LABORATÓRIO DE *ENERGY HARVESTING*

### 6.1 CIRCUITO PRELIMINAR

Os trabalhos práticos foram motivados por um circuito de *Energy Harvesting* cedido pela IMBEL, apresentado na Figura 6.1, composto por: pastilha piezelétrica, ponte retificadora, capacitor e LED.

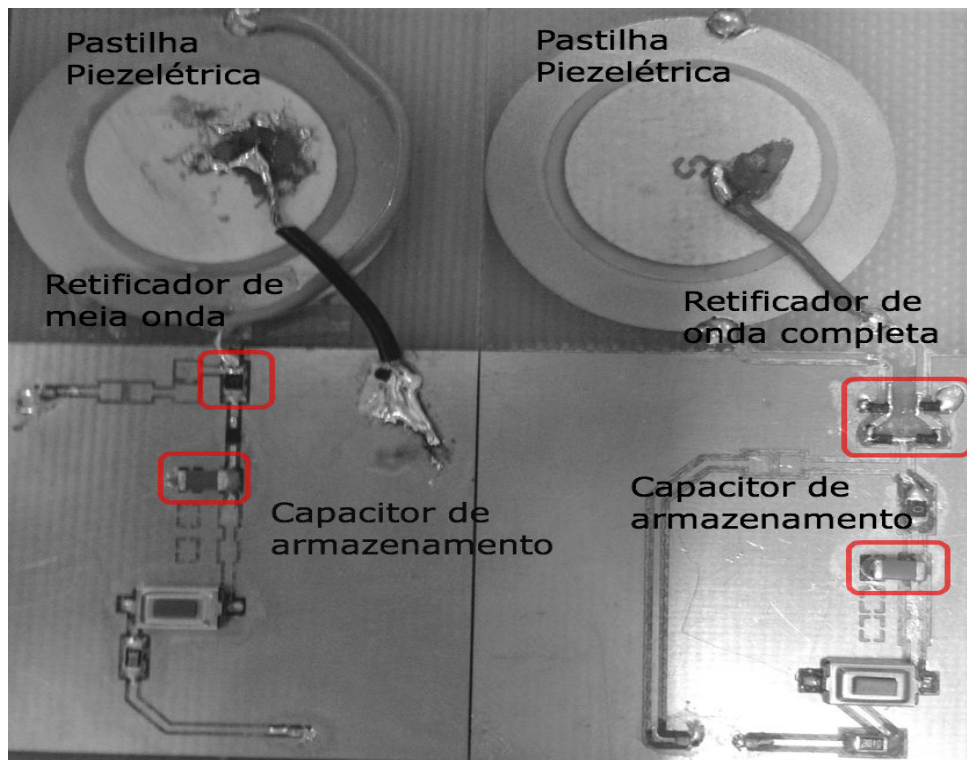


FIG. 6.1: Circuitos de Energy Harvesting preliminares

Inicialmente estudou-se o perfil de tensão gerado pela pastilha piezelétrica, conforme a Figura 6.2. Os circuitos foram então comparados em termos de rendimento e chegou-se à conclusão de que o circuito com retificador de meia onda suprimia a parte do pulso de tensão que carregava a maior parte da energia convertida pelo transdutor. Desta forma, o circuito com o retificador de onda completa, mesmo incorrendo em maiores quedas de tensão devido aos diodos, apresentou melhor eficiência.



FIG. 6.2: Medida preliminar do perfil de tensão gerado pelas pastilhas piezelétricas

A montagem acima foi feita visando-se obter não apenas o perfil da tensão gerado pelo piezelétrico, mas também a quantidade de energia que este fornece a uma carga fixa. Tais valores de energia foram comparados com um dispositivo comercial de *Energy Harvesting* designado pela sigla ECO 200 e fabricado pela EnOcean.

Tal componente tem como princípio de funcionamento o mecanismo de transdução eletrodinâmico descrito no Capítulo 2. A figura abaixo descreve o funcionamento do circuito

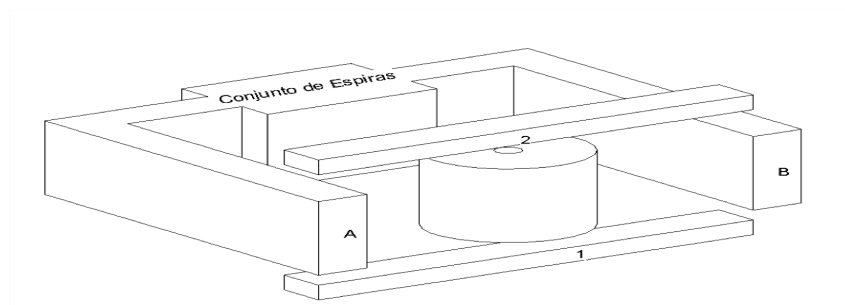


FIG. 6.3: Esquemático simplificado do ECO 200

percebe-se que o acionamento do dispositivo inverte o contato entre o núcleo de ferro e as lâminas que estão acopladas ao imã, invertendo-se portanto o fluxo magnético, que por fim gera uma diferença de potencial decorrente da Lei de Faraday.

## 6.2 PASTILHAS PIEZELÉTRICAS

Em seguida foram adquiridas novas pastilhas piezelétricas e prosseguiu-se com a sua descrição, em termos de energia gerada e uniformidade das características piezelétricas. Havia necessidade de se padronizar um método de acionamento das pastilhas e para isto foi desenvolvido o aparato apresentado na Figura 6.5.

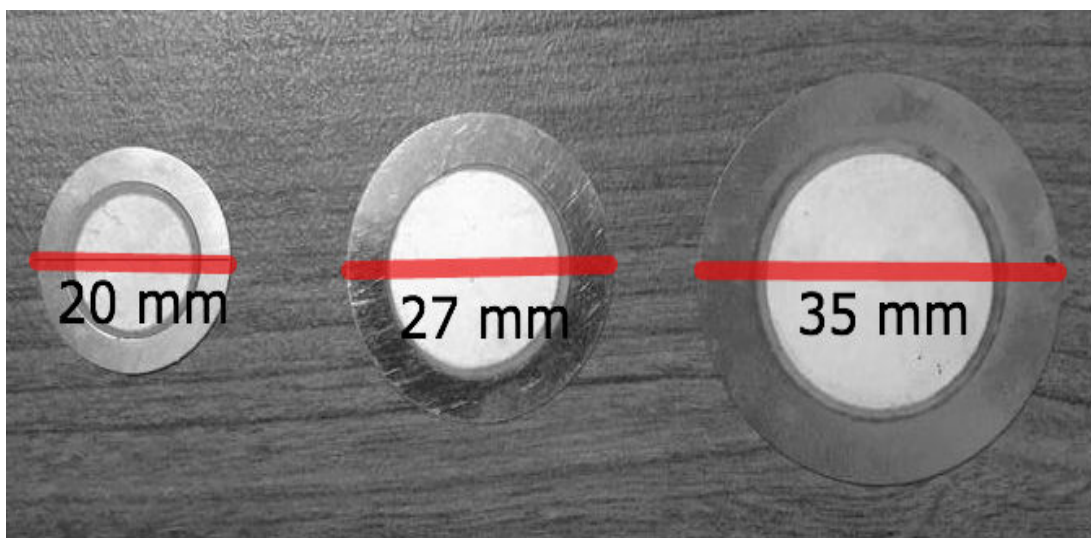


FIG. 6.4: Diâmetros das pastilhas piezelétricas utilizadas

Cabe aqui ressaltar que foram mantidas constantes as condições de acionamento das pastilhas, uma vez que foi padronizada a altura de queda do martelo de prova. Foram então realizadas 30 medidas para cada uma das pastilhas estudadas, sendo o perfil das curvas de tensão obtidas apresentado na Figura 6.6, para o caso de uma pastilha de 20 mm.

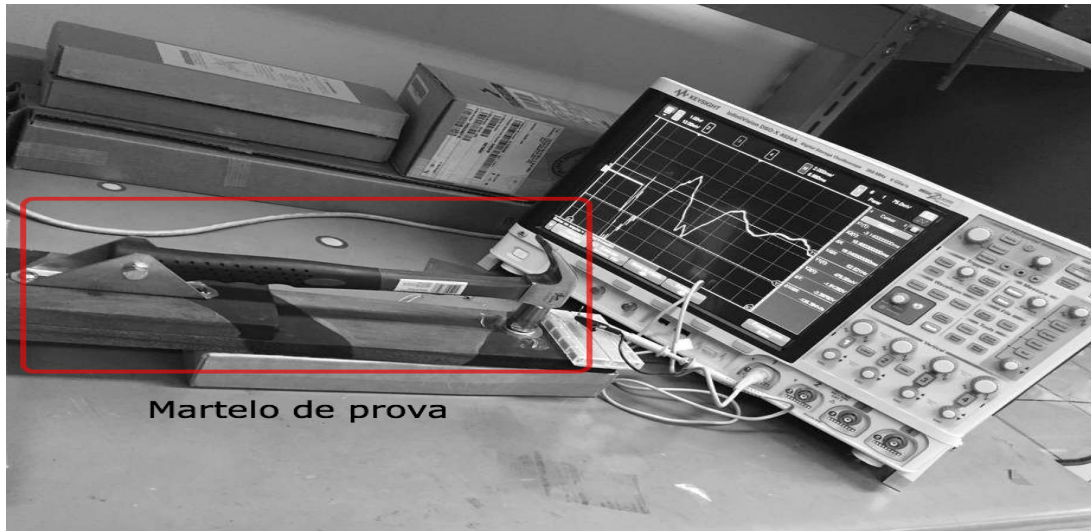


FIG. 6.5: Martelo de prova utilizado para padronizar os acionamentos

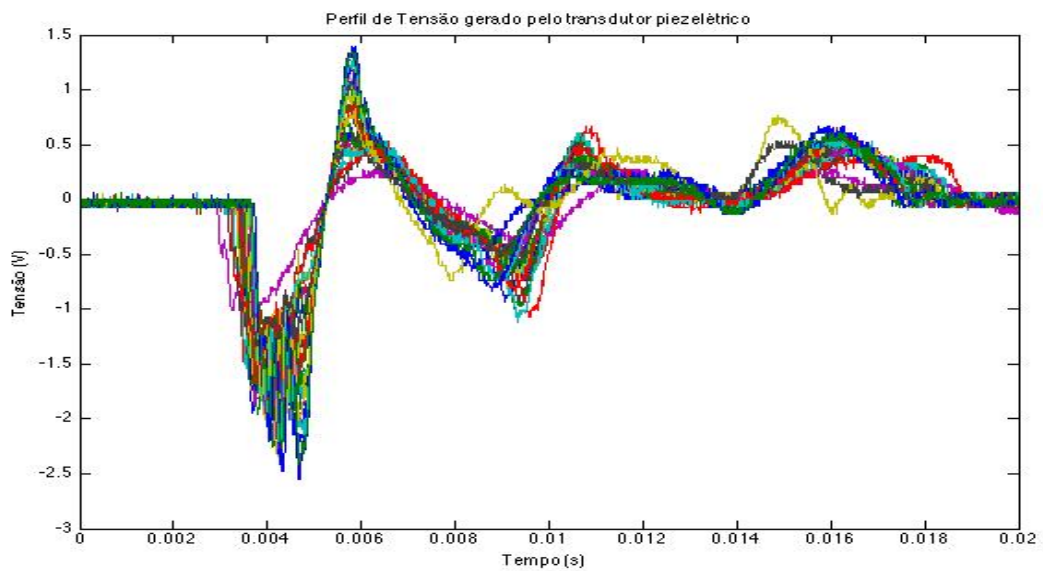


FIG. 6.6: Perfis de tensão gerados pelo transdutor piezométrico de 20 mm

A tabela abaixo mostra os níveis de energia médios presentes no acionamento de cada pastilha, bem como os respectivos desvios-padrão entre parênteses,

	Energia( $\mu J$ )	Energia(+)	Energia(-)
Pastilha 20 mm	4.5131 (1.0998)	1.0821 (0.3210)	3.4310 (0.7955)
Pastilha 27 mm	4.9665 (1.9947)	1.1355 (0.4391)	3.8310 (1.6881)
Pastilha 35 mm	12.8880 (1.7553)	4.2973 (2.4069)	8.5908 (2.3297)
ECO 200	40.73 (*)	40.73 (*)	0 (*)
Pastilha 27 mm Série	9.9460 (0.5651)	7.1046 (1.0900)	2.8413 (0.8343)
Pastilha 35 mm Série	11.140 (2.0525)	2.8385 (1.7104)	8.3011 (2.5064)

TAB. 6.1: Energia gerada pelas pastilhas piezelétricas

Percebeu-se que os sistemas acoplados em série dependem das características construtivas das pastilhas para apresentarem uma boa eficiência, conforme pode ser visto na comparação entre o ganho obtido com a associação das pastilhas de 27 mm e de 35 mm. A queda de rendimento pode estar atrelada à dificuldade de se conectar eletricamente as pastilhas, mantendo-se uma pequena resistência de contato, e ao mesmo tempo um bom acoplamento mecânico. Nota-se ainda que as pastilhas não apresentam características proporcionais às suas dimensões, o que deveria ocorrer caso o processo de fabricação mantivesse as mesmas características piezelétricas entre elas. Mesmo pastilhas de mesma dimensão apresentam diferenças significativas nos perfis de tensão gerados.

Cabe ainda registrar que o método de conexão entre as pastilhas piezelétricas que obteve maior êxito, e cujos resultados foram apresentados na Tabela 6.1, foi o que empregava uma fita metálica condutora para se fixar os polos das pastilhas e reduzir desta forma a resistência de contato entre elas. Outras alternativas testadas foram a soldagem direta do material, que se mostrou inadequada devido à fragilidade e pobre acoplamento mecânico entre as pastilhas, e o uso de uma fita isolante para se unir duas pastilhas, forçando assim o contato entre os polos. Este método também revelou baixa qualidade na transmissão dos impulsos e consequente tensão gerada.

### 6.3 PASTILHAS PELTIER

Foi feita a montagem experimental para que se pudesse caracterizar o coeficiente Seebeck de duas pastilhas Peltier apresentadas na figura abaixo.

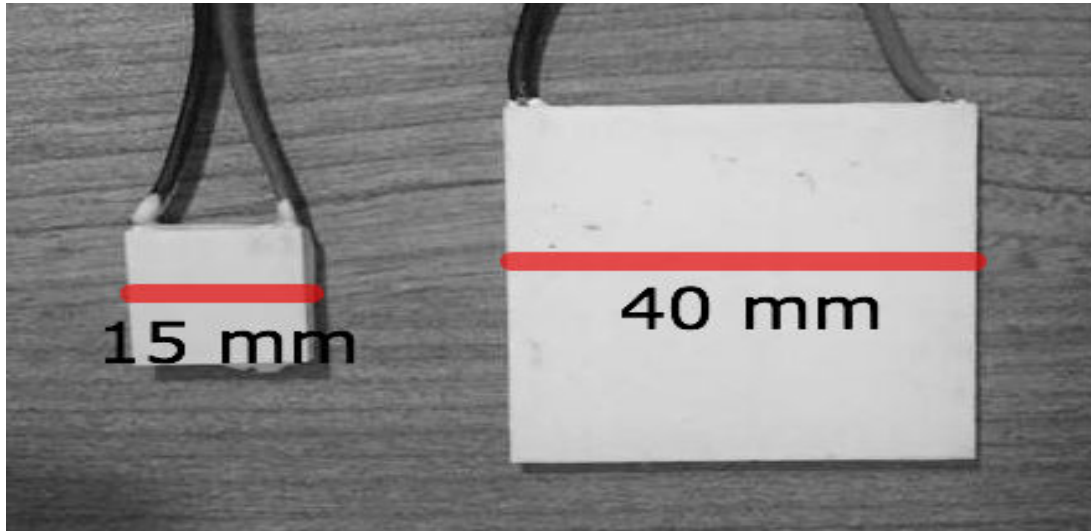


FIG. 6.7: Dimensões das pastilhas Peltier utilizadas

Para a medição do coeficiente utilizou-se o gradiente de temperatura existente entre o corpo humano (37 graus Celsius) e uma garrafa de alumínio com água congelada em seu interior, conforme a figura abaixo.

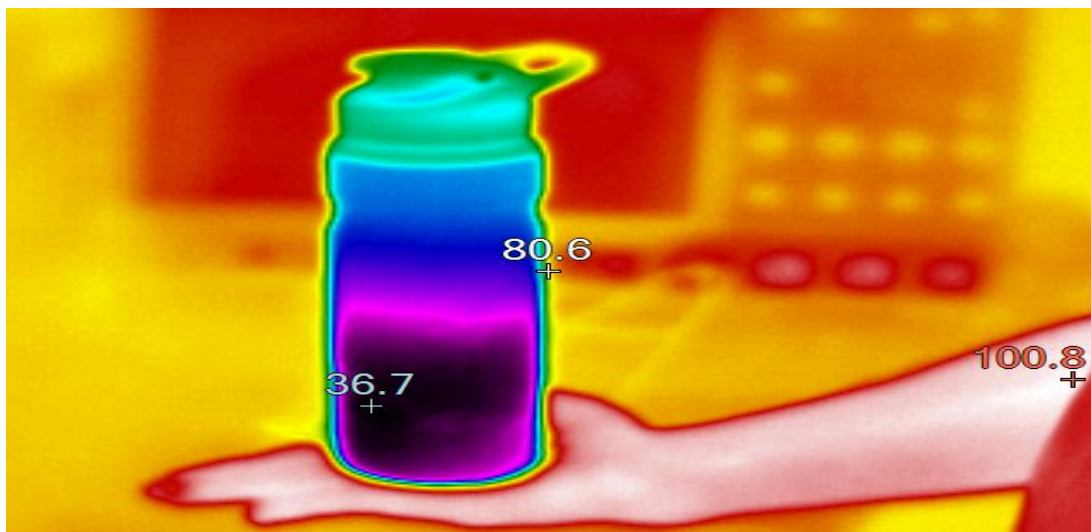


FIG. 6.8: Imagem térmica do experimento realizado

Note que as temperaturas indicadas estão em Fahrenheit. Monitorou-se então a evolução da temperatura do sistema e por fim utilizou-se uma regressão linear para o cálculo do coeficiente.

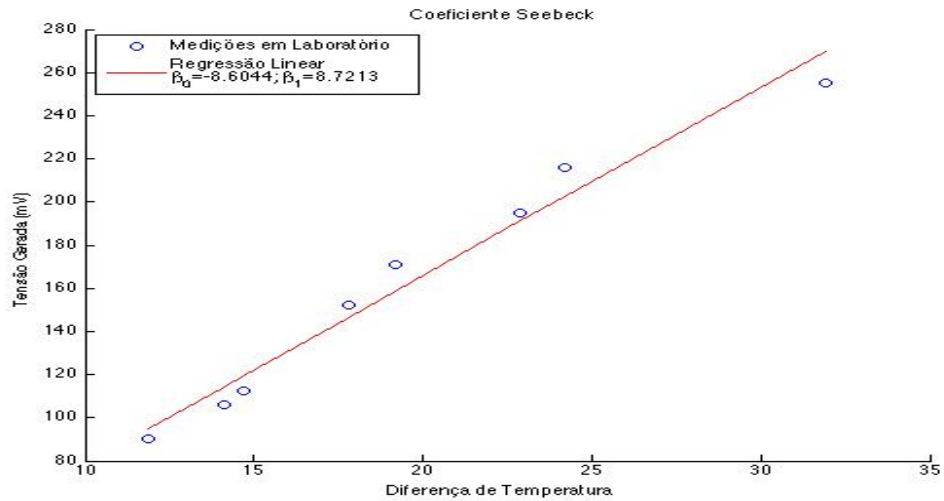


FIG. 6.9: Coeficiente Seebeck para a pastilha peltier de 40 mm

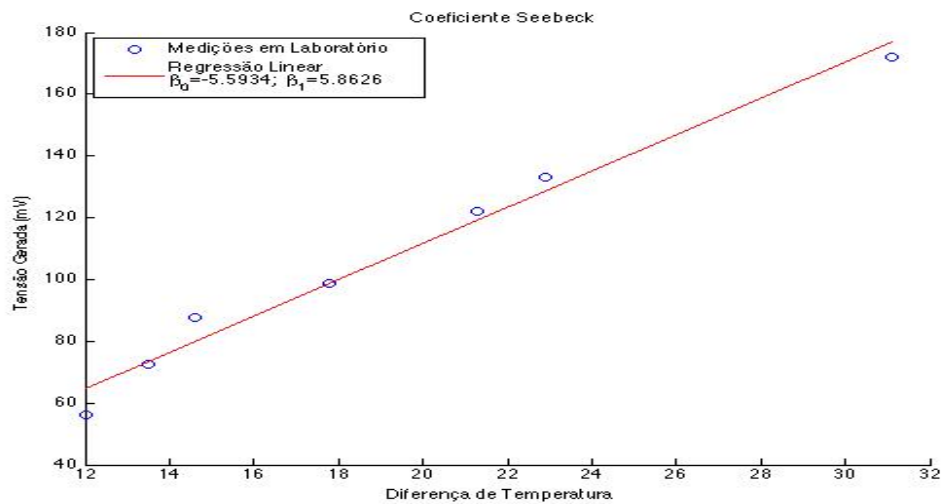


FIG. 6.10: Coeficiente Seebeck para a pastilha peltier de 15 mm

O coeficiente encontrado foi de 8.72 mV/K para a pastilha de 40 mm e 5.86 mV/K para a de 15 mm. Percebe-se portanto que a relação entre tensão gerada por área leva a uma preferência de termogeradores compactos. Cabe a realização de posterior estudo



para averiguar se tal relação de fato se estende para outros termogeradores de diferentes dimensões.

#### 6.4 SUPERCAPACITOR

De acordo com a literatura, supercapacitores normalmente apresentam resistências em série (ESR) de maior magnitude que capacitores convencionais. Desta forma foi adquirido um supercapacitor VISHAY-196 HVC ENYCAP MAL219691214E3 de 15F para mensuração de sua ESR e posterior emprego em circuitos de *Energy Harvesting*.

Inicialmente foi levantado o valor de ESR para dois capacitores convencionais. Para medir o valor da ESR, utilizou-se o seguinte esquemático em que o gerador de sinais gerava uma onda quadrada da ordem de 200kHz

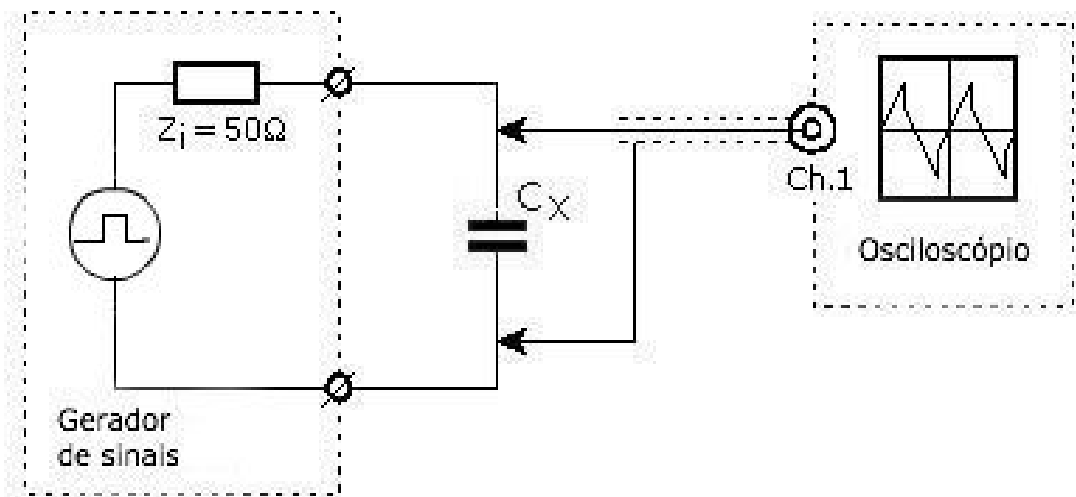


FIG. 6.11: Mensuração de ESR

Esse valor de frequência é suficientemente alto para que a parte capacitiva do modelo matemático previamente proposto seja insignificante e suficientemente baixo para que não apareçam efeito indutivos dos componentes. Desse modo, qualquer queda de tensão proveniente do capacitor pode ser considerada como sendo fruto da parte resistiva do modelo proposto. Medimos ainda o valor da resistência interna da fonte geradora de sinais para podermos realizar o cálculo do divisor de tensão que fornece o valor de ESR. Os valores encontrados foram de 0.97 e 0.36 ohm.

Posteriormente fez-se o mesmo procedimento para os supercapacitores. Tomando como base o datasheet do supercapacitor utilizado, temos que o modelo matemático proposto anteriormente também atende ao supercapacitor. A resistência interna do gerador de sinais encontrada foi de 51,12 ohm, sendo a amplitude de 1 V e a frequência igual a 200 kHz (este nível de frequência foi escolhido empiricamente para garantir que a impedância capacitiva se tornasse desprezível, ao mesmo tempo que a impedância indutiva do circuito não apresentasse influência significativa no circuito). A queda de tensão, apresentada na figura 6.12, nos terminais do capacitor foi de 62 mV. Desta forma o divisor de tensão nos fornece ESR igual a 3.3 ohm, pois

$$\begin{aligned}
 ESR &= \frac{\Delta V R_{osc}}{V - \Delta V} & (6.1) \\
 &= \frac{0.0062 \times 50}{1 - 0.0062} \\
 &= 3.3 \Omega
 \end{aligned}$$

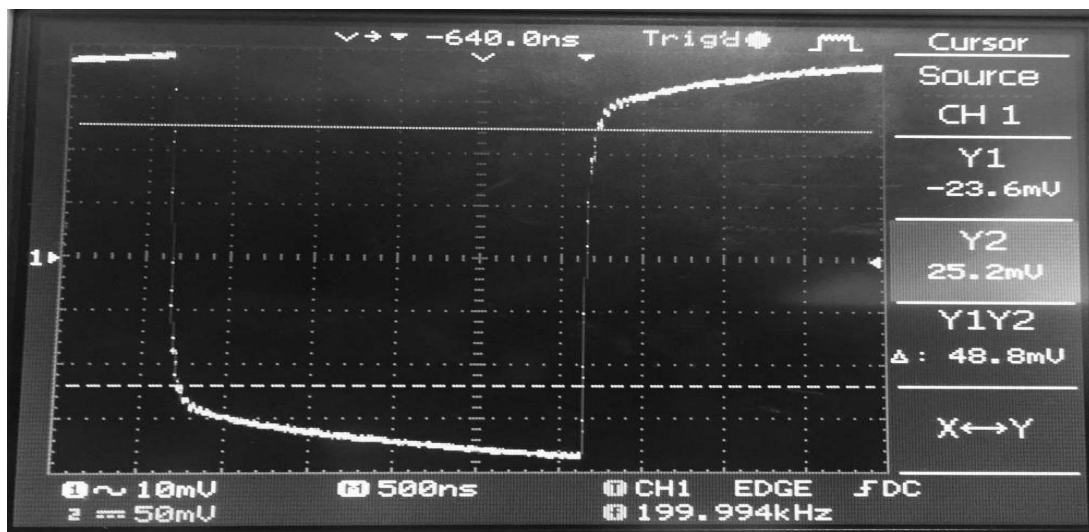


FIG. 6.12: Perfil de tensão sobre o supercapacitor

Os resultados encontrados encontram-se alinhados com a literatura no que diz respeito à ordem de grandeza de ESR em capacitores convencionais e em supercapacitores. O valor de referência apresentado pelo datasheet[5] do fabricante é de 2.4 ohm a 1 kHz. A diferença entre tal valor de referência e o valor encontrado pode ser atrelada não apenas

a diferença entre as frequências utilizadas, mas também ao fato de que foi utilizado um perfil de tensão alternado sobre o supercapacitor. Sendo tal capacitor eletrolítico, isto ocasiona uma distorção nas suas propriedades, mesmo a medição tendo sido feita em uma janela de tempo reduzida. Desta forma o valor obtido pode ser tomado como uma estimativa de ESR, sendo necessária um aparato de medição diferente para sua apuração precisa.

Outros métodos também foram empregados, tal como a translação do perfil de tensão gerado para se obter uma onda quadrada variando entre 0 e 1V (neste caso a impedância interna do osciloscópio assumia valores muito elevados), e ainda a utilização de resistências em série para se obter uma referência externa ao osciloscópio para o cálculo do divisor de tensão. Nos dois casos as medidas destoaram de modo significativo do datasheet do fabricante.

## 6.5 CIRCUITO FINAL

Para o estudo de conversores utilizou-se o circuito LTC3588 da Linear Technology, cujo esquemático é apresentado na figura abaixo

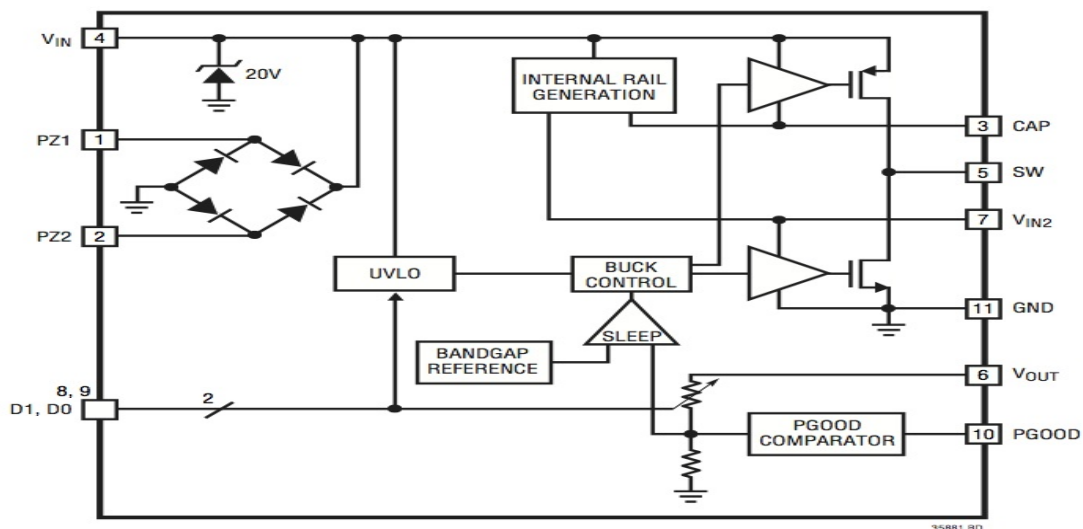


FIG. 6.13: Esquemático do circuito LTC3588 Linear Technology[4]

O circuito possui um retificador de onda completa para o tratamento da tensão fornecida pelo transdutor piezelétrico, e um conversor tipo *Buck* para manter constante a tensão de saída do sistema. Foram testadas duas fontes para a entrada no sistema. Inicialmente

utilizou-se uma pastilha piezelétrica de 35 mm de diâmetro conectada entre os terminais PZ1 e PZ2 do circuito, conforme indicado no datasheet do fabricante. As figuras abaixo mostram tal arranjo

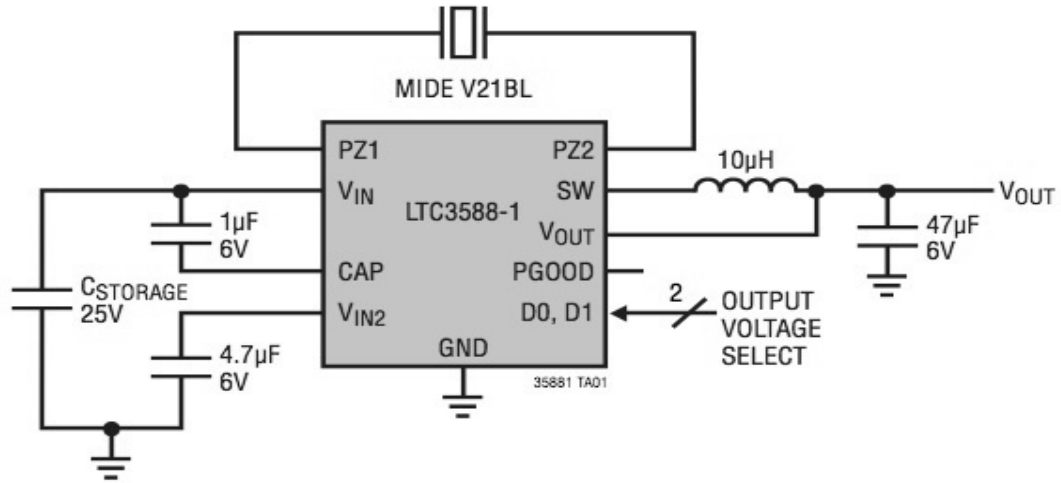


FIG. 6.14: Utilização de uma pastilha piezelétrica para alimentação do LTC3588[4]

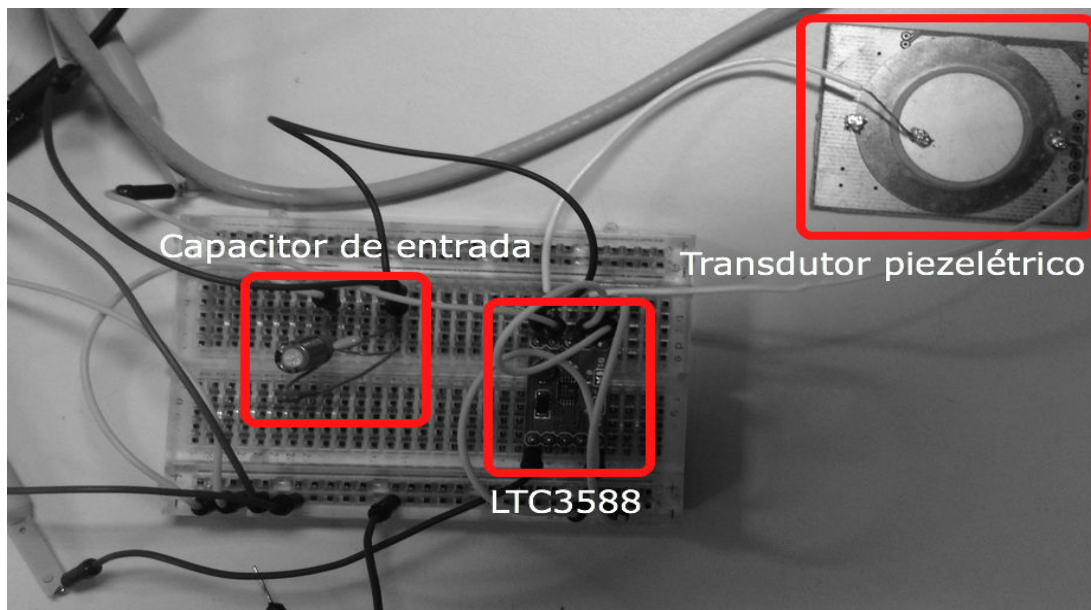


FIG. 6.15: Circuito de *Energy Harvesting* com pastilha piezelétrica

Com o auxílio de um osciloscópio foi feita a medição da tensão de saída do conversor, da tensão do capacitor e da tensão gerada pelas pastilhas piezelétricas. Ao realizar-se

em média 15 acionamentos da pastilha piezelétrica o capacitor de entrada do circuito carregava até atingir o patamar de 4 V. Cabe notar que maiores valores de capacitância tornavam esta etapa mais demorada, devido a necessidade de um maior nível de carga para se alcançar o patamar de 4 volts de tensão, motivo este pelo qual não se utilizou um supercapacitor na entrada do circuito. Quando a tensão do capacitor encontra-se na faixa de 4 V, existe um ponto onde o MOSFET do conversor é acionado. Tal acionamento passa a transferir a tensão de entrada para a saída, descarregando-se o capacitor de entrada em conjunto com a tensão fornecida pelo piezelétrico para posterior elevação do nível de tensão do capacitor de saída.

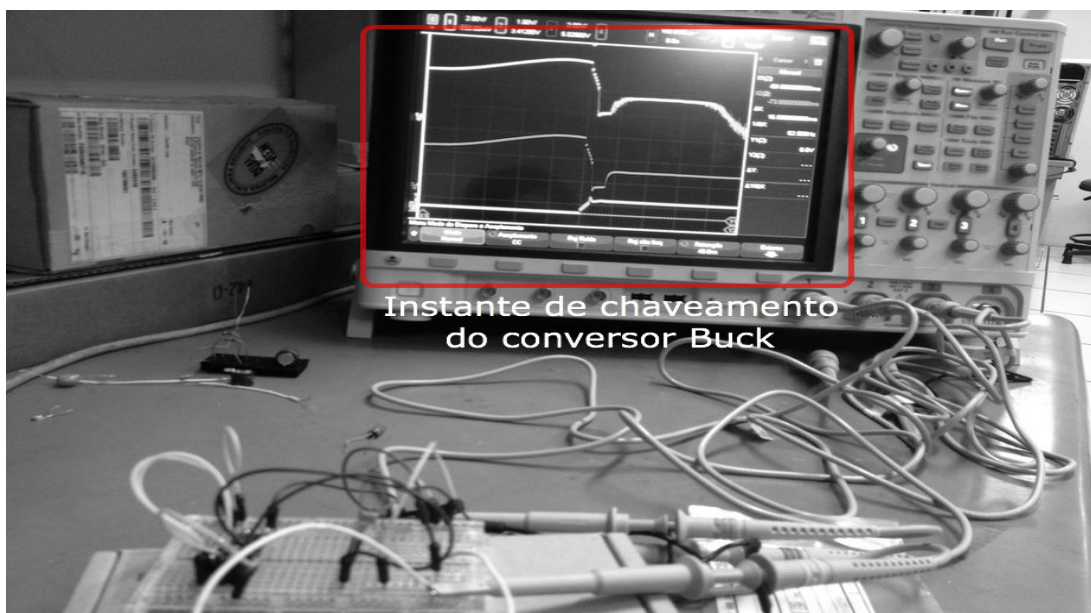


FIG. 6.16: Instante de chaveamento do conversor Buck

Foram utilizados capacitores de 535 pF, 75 nF e 190 nF. Em cada um dos gráficos apresentados abaixo, a curva superior refere-se à tensão medida sobre o terminal da pastilha piezelétrica, a curva intermediária ao perfil de tensão medido sobre os terminais do capacitor e a curva inferior à tensão de saída. Utilizando-se apenas o menor capacitor na entrada do circuito obtemos o seguinte perfil de tensão no instante de chaveamento

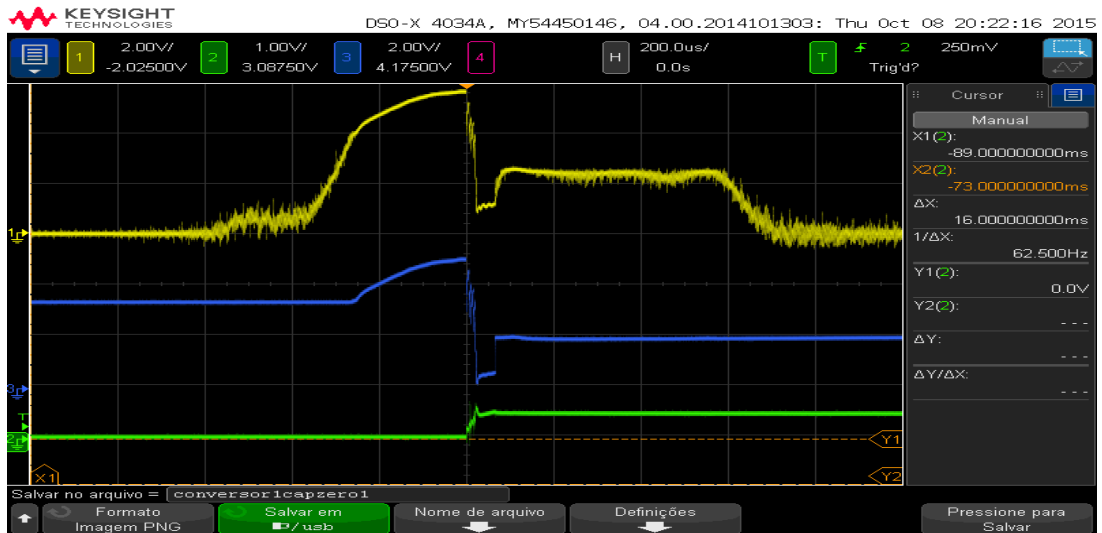


FIG. 6.17: Perfis de tensão durante o chaveamento com um capacitor

A figura acima permite afirmar que a queda de tensão no capacitor de entrada não é capaz de sustentar a subida completa da tensão de saída, que deveria alcançar o nível de 3.3 V. Nota-se ainda que ocorre uma rápida carga do capacitor de entrada, uma vez que o perfil da tensão do piezelétrico e da tensão do capacitor são semelhantes. Em seguida associou-se em paralelo o segundo capacitor, obtendo-se uma capacitância de aproximadamente 75 nF, obtendo-se o seguinte perfil de tensão

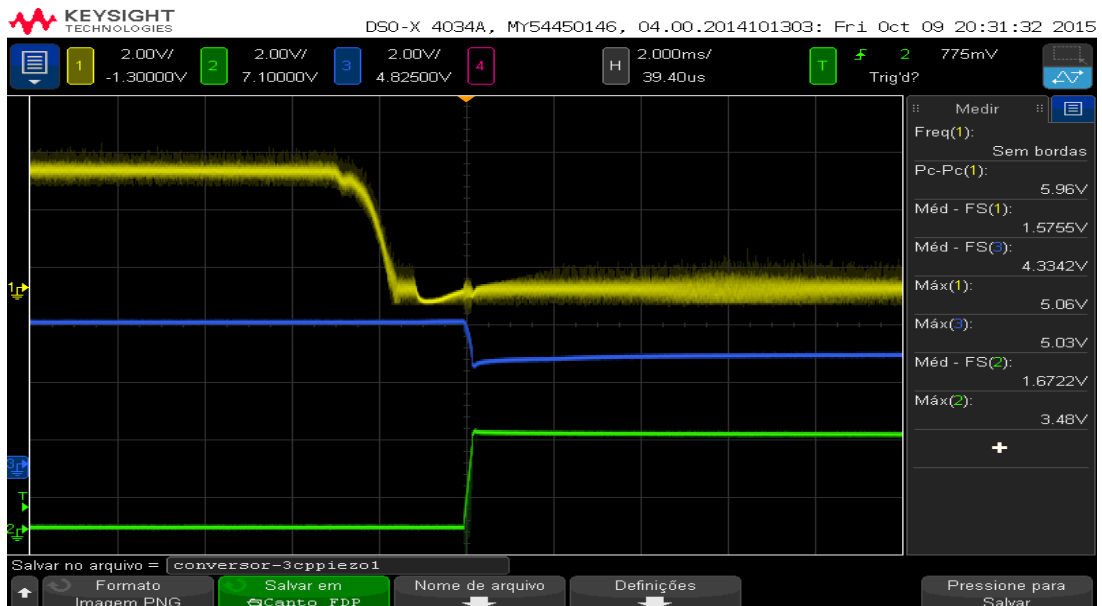


FIG. 6.18: Queda da tensão de entrada atenuada pelo aumento da capacitância de entrada

Note que a queda de tensão ocasionada pelo chaveamento do conversor foi atenuada. Um aumento ainda maior da capacitância de entrada, para 265 nF, apesar de ocasionar maior demora para o carregamento do capacitor de entrada, além de permitir a evolução completa da tensão de saída, mantém o nível de tensão fornecida pelos capacitores quase inalterado, conforme pode ser visto abaixo

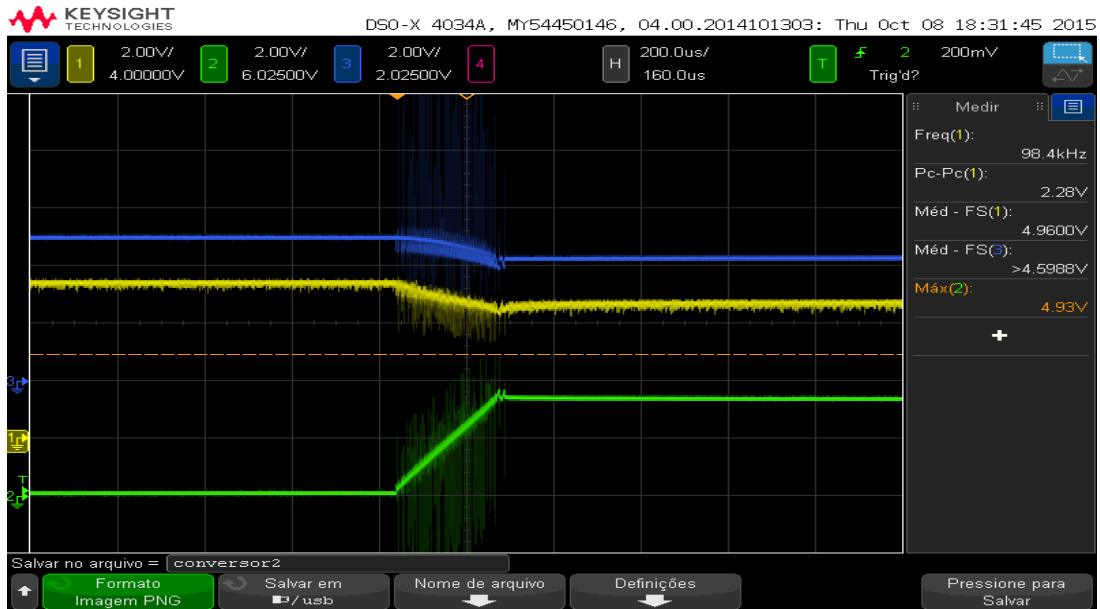


FIG. 6.19: Perfis de tensão com três capacitâncias ligadas em paralelo na entrada

Note que neste caso o primeiro canal representa a tensão sobre o capacitor, enquanto que o segundo mede a tensão fornecida pela pastilha piezelétrica. Outro fator que pode ser observado a partir de tais gráficos ao diminuir-se sua escala é a frequência de chaveamento de 500 kHz do MOSFET, dada pela seguinte figura

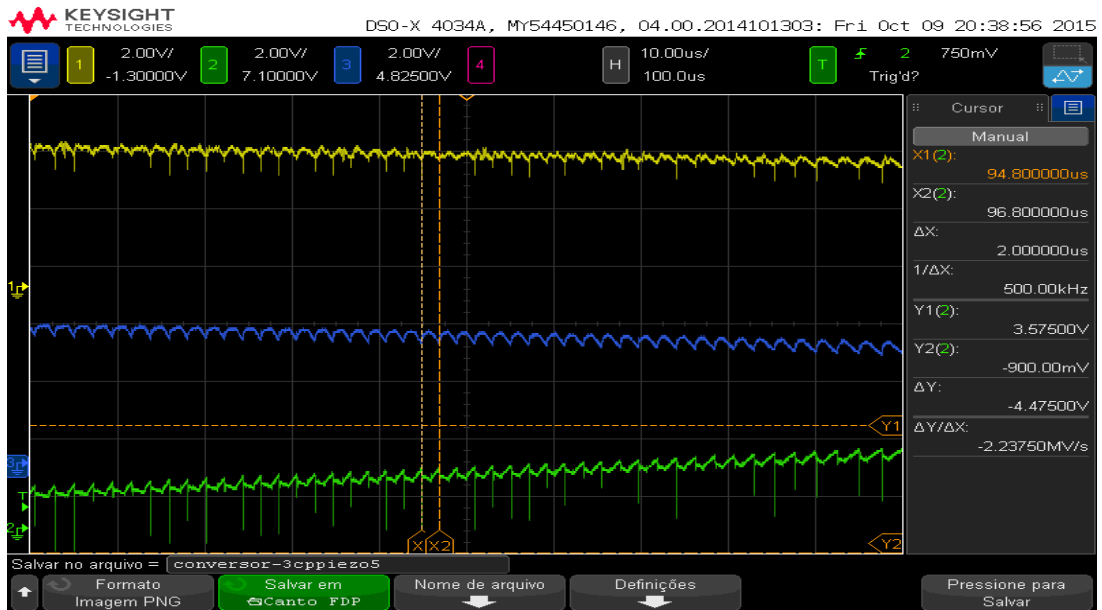


FIG. 6.20: Frequência de chaveamento do MOSFET

Também é possível notar que existe um tempo de transição até que a frequência de chaveamento do MOSFET atinja seu valor estacionário. Tal fato está presente na figura abaixo

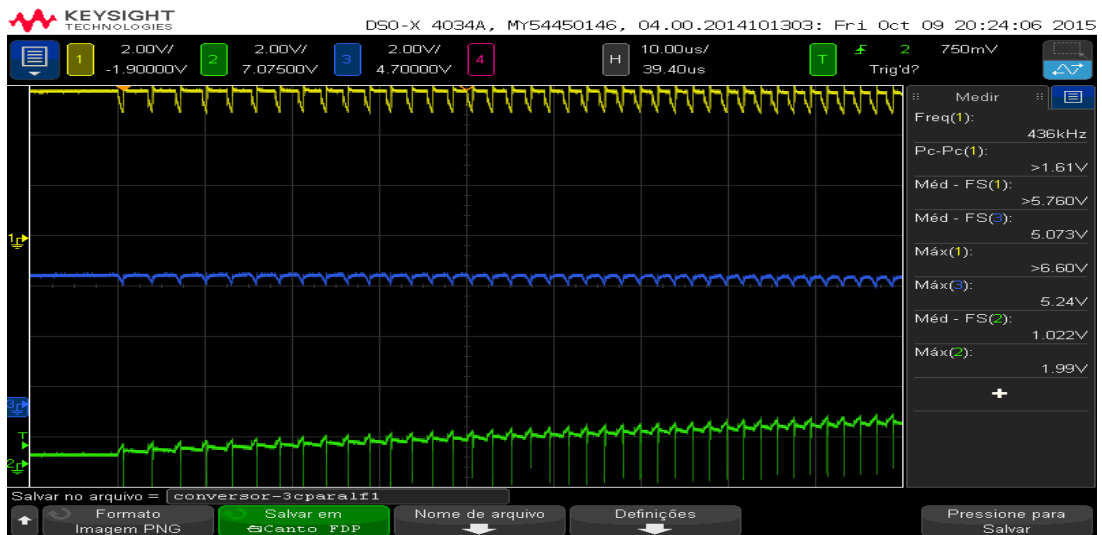


FIG. 6.21: Variação da frequência de chaveamento do MOSFET

Em seguida conectou-se o ECO 200 aos terminais do LTC3588, obtendo-se o seguinte perfil de tensão para os terminais. Cabe ressaltar que neste caso foram utilizadas todas



as três capacitâncias em paralelo na entrada, visando diminuir a queda de tensão durante o chaveamento. O resultado obtido foi que com três acionamentos os capacitores encontravam-se carregados e o seguinte chaveamento era iniciado

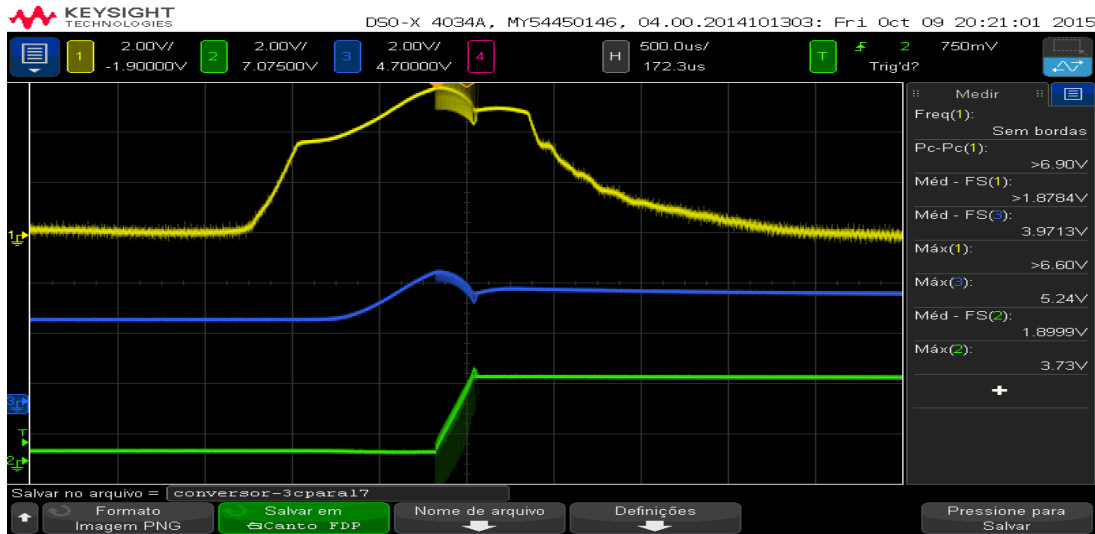


FIG. 6.22: Chaveamento do conversor mediante acionamento do ECO 200

Podemos portanto concluir que a presença de uma maior capacitância de entrada atenua a queda de tensão ocasionada pelo chaveamento do conversor, e que transdutores que fornecem maior quantidade de energia tendem a favorecer o rápido carregamento do capacitor de saída e conseqüentemente, o rápido alcance do patamar desejado de 3.3V.

## 7 CONCLUSÕES

O presente trabalho discorreu sobre a base teórica para o desenvolvimento de sistemas de *Energy Harvesting*, tendo abordado os principais componentes presentes em tais sistemas e apresentando técnicas para a correta escolha destes.

O equacionamento apresentado para os diferentes tipos de transdutores, apesar de direto e sucinto, transmite as principais características destes, permitindo ainda a estimação de seus rendimentos. Além disso, a apresentação das principais alternativas de acumuladores e conversores fornece uma visão abrangente das opções de desenvolvimento para sistemas de *Energy Harvesting*. Desta forma foi possível estabelecer a abordagem com a qual se deve iniciar um projeto de engenharia que faça uso destas técnicas.

Os experimentos em laboratório contribuíram para o melhor entendimento das partes que constituem um sistema clássico de *Energy Harvesting*. Foram analisados os diferentes componentes disponíveis comercialmente e a forma de integrá-los para construir um sistema operacional. Além disto, as dificuldades inerentes aos processos de caracterização e montagem de tais componentes, como por exemplo a necessidade de padronização dos acionamentos das pastilhas piezelétricas, permitiram o registro destas para auxiliar futuros trabalhos.

Por fim, foi apresentado um roteiro descrevendo os principais pontos que devem ser observados ao se especificar um projeto que vise empregar técnicas de *Energy Harvesting*. Pretendeu-se com isto fornecer uma base para futuros desenvolvimentos nesta área.

## 8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] . URL <http://powerelectronics.com/files/archive/eetweb.com/energy-scavenging>.
- [2] . URL <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/electronic/ietron/rect2.gif>.
- [3] . URL <https://www.osha.gov/SLTC/etools/electricpower/images/fullwaverectifier.gif>.
- [4] . URL <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/35881fc.pdf>.
- [5] . URL <http://www.mouser.com/ds/2/427/196hvc-463326.pdf>.
- [6] . URL <http://www.pveducation.org/pvcdrom/solar-cell-operation/shunt-resistance>.
- [7] . URL <http://www.pveducation.org/pvcdrom/solar-cell-operation/series-resistance>.
- [8] HOFFMAN D., F. B. e Y., M. Fabrication, characterization and modelling of electrostatic micro-generators. *J. Micromech. Microeng.*, 2009.
- [9] MOHAN, N. *Power electronics: a first course*. Wiley, 2012.
- [10] NIELL ELVIN, A. E., editor. *Advances in Energy Harvesting Methods*. Springer, 2013.
- [11] PETER SPIES, LORETO MATEU, M. P., editor. *Handbook of Energy Harvesting Power Supplies and Applications*. Pan Stanford Publishing, 2013.
- [12] TOM J. KAZMIERSKI, S. B., editor. *Energy Harvesting Systems*. Springer, 2010.