



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
COORDENAÇÃO DOS CURSOS DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

TESE DE DOUTORADO

**CONTRIBUIÇÕES AOS SISTEMAS DE RECUPERAÇÃO DE ENERGIA
PARA DISPOSITIVOS AUTÔNOMOS UTILIZANDO CAPACITOR
VARIÁVEL**

Hélder Rolim Florentino

Orientadores:

**Dr. Raimundo Carlos Silvério freire
Dr. Dimitri Galayko**

**Campina Grande – Paraíba - Brasil
Outubro de 2011**

HÉLDER ROLIM FLORENTINO

TÍTULO:

**CONTRIBUIÇÕES AOS SISTEMAS DE RECUPERAÇÃO DE ENERGIA
PARA DISPOSITIVOS AUTÔNOMOS UTILIZANDO CAPACITOR
VARIÁVEL**

Tese de doutorado submetido à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica.

Orientadores:

**Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire.
Prof. Dr. Dimitri Galayko**

**Campina Grande - Paraíba
Outubro – 2011**

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

F633c Florentino, Hélder Rolim.
Contribuições aos sistemas de recuperação de energia para dispositivos autônomos utilizando capacitor variável / Hélder Rolim Florentino. - Campina Grande, 2011.
117f. : il.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática.

Orientadores: Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire e Prof. Dr. Dimitri Galayko.

Referências.

1. Microeletrônica. 2. Recuperação de Energia. 3. Capacitor Variável. 4. Conversor CC-CC. I. Título.

CDU 621.3.049.77 (043)



Recuperação de Energia para Dispositivos Autônomos Utilizando Capacitor Variável e Gerador Piezoelétrico

HELDER ROLIM FLORENTINO

Tese Aprovada em 07.10.2011



RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr., UFCG
Orientador

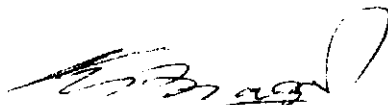


DIMITRI GALAYKO, Dr., Université Pierre ET Marie Curie
Orientador

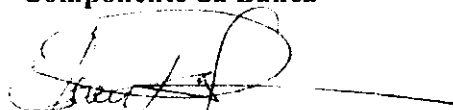
HABIB MEHREZ, Dr., Université Pierre et marie Curie
Componente da Banca (Ausência Justificada)



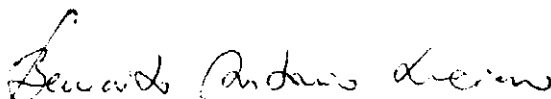
FERNANDO RANGEL DE SOUSA, Dr., UFSC
Componente da Banca



EDMUNDO DA SILVA BRAGA, Dr., UNICAMP
Componente da Banca



CLEONILSON PROTÁSIO DE SOUZA, D.Sc., UFPB
Componente da Banca



BENEDITO ANTONIO LUCIANO, D.Sc., UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE – PB
OUTUBRO - 2011

Agradecimentos

Dedico a Deus este trabalho, pelo dom da vida, pela capacidade que Ele nos deu de aprender, pela oportunidade de descobrir novas coisas a cada instante, pelas dificuldades, conquistas e pelas pessoas colocadas em minha vida que contribuíram com o meu crescimento.

Dedico também aos meus pais, Nivan e Elisabeth, que me ensinaram com muita sabedoria, com palavras e gestos os valores mais nobres da vida, além de incentivarem na busca do conhecimento e da profissionalização.

Dedico a minha Amada esposa, Marilusa, pelo seu amor, sua paciência, sua colaboração e pelo seu apoio nos momentos mais difíceis assumindo toda a responsabilidade do lar enquanto estava ausente e pelo incentivo, encorajando-me a buscar este novo desafio em minha vida.

Dedico ao meu Filho Caio pelo companheirismo, pelo apoio durante todo este trabalho, inclusive quando me acidentei, sua colaboração foi fundamental para minha recuperação.

Dedico a minha Filha Anna Júlia que me encanta com sua sabedoria e me traz muita alegria com sua presença.

Dedico aos meus irmãos Eugênio, Eliane, Emiliana e Eneida que tanto me apoiaram nesta trajetória.

Agradeço aos meus orientadores Professores Raimundo C. S. Freire e Dimitri Galayko epela orientação, dedicação e contribuições valorosas no desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço ao Professor Philippe Basset da Université Paris-Est-França, pela importante e imprescindível colaboração para a finalização deste trabalho.

Agradeço a professora Myrta pela grande colaboração na tradução dos artigos para serem publicados e pelas revisões dos textos.

Agradeço aos meus amigos do IFPB que estiveram mais próximos, ajudando e incentivando o nosso trabalho, em particular aos colegas Ilton, Sabiniano, Fechine, Aléssio, Silvana, Washington e Evilacy.

Agradeço aos meus colegas de trabalho da Coordenação de Eletrônica, do IFPB, que acreditaram neste projeto e pelo incentivo constante.

Agradeço aos colegas do LIMC, que sempre nos incentivaram nos momentos difíceis. Em especial aos colegas Bob, Alan, Cristovão, Euler, Georgina e tantos outros pelo convívio diário no laboratório.

Agradeço ao Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia da Paraíba, a Universidade Federal de Campina Grande e a CAPES, pelo apoio e financiamento desta pesquisa.

RESUMO

Nos últimos anos, tem havido uma discussão crescente sobre a recuperação de energia para aplicações em sistemas de baixo consumo. A busca por dispositivos autônomos compactos tem sido cada vez maior. Estes dispositivos têm a capacidade de converter energia do ambiente para se alimentar e são utilizados em aplicações como: sistemas de telemetria, rede de sensores, identificação passiva por rádio frequência, implantes biomédicos, etc. A energia pode ser proveniente de diversas fontes, tais como: das vibrações mecânicas, do vento, do movimento humano, de ondas eletromagnéticas, da luz solar e do calor. Este trabalho centra-se na conversão da energia de vibrações mecânicas em energia elétrica com a utilização de capacitor variável com tecnologia MEMS e transdutor piezoelétrico. A arquitetura do sistema de conversão de energia é objeto de numerosos estudos, na tentativa de se conseguir uma maior quantidade de energia em tamanhos cada vez menores. Em geral, a arquitetura do conversor de energia utilizando capacitor variável é construída a partir de uma bomba de carga que faz a movimentação dos elétrons e de um circuito de retorno de cargas. Para o retorno de cargas, o circuito possui uma chave e um circuito de controle desta chave para determinar o momento em que o retorno deve acontecer. É apresentada neste trabalho uma arquitetura de um circuito para recuperação de energia vibratória de baixa potência utilizando capacitor variável. A arquitetura proposta reduz a utilização do circuito de retorno de cargas diminuindo as perdas de chaveamento e simplificando o circuito de controle, além de conseguir um aumento considerável na recuperação de energia. É destacada, ainda, a arquitetura de um circuito para a chave, que apresenta um desempenho satisfatório e baixo consumo de energia. O circuito de recuperação de energia utilizando cargas eletrostáticas necessita que seus capacitores sejam carregados previamente para que possa funcionar, pois só a partir de uma carga inicial é que o circuito pode recuperar energia. Para solucionar este problema, é introduzido um pequeno gerador piezoelétrico para fornecer apenas a energia inicial que o circuito de recuperação de energia com cargas eletrostáticas necessita. Foi implementado um sistema de recuperação de energia utilizando MEMS e realizadas algumas medições da energia convertida. Verificou-se que o sistema funcionou um longo tempo sem a necessidade de se fazer uma recarga de energia.

ABSTRACT

There has been an increasing debate on energy harvesting for applications in low consumption systems during the last years. The search for compact autonomous devices has been growing in the microelectronics industry. Such devices have the capacity to generate their own energy for their supply and they are used in applications like: distant telemetry system, sensor network, passive identification through frequency radio, biomedical implants, among others. The energy can be harvested by means of several sources, such as: mechanical vibrations, wind, human movement, electromagnetic waves, solar energy and heat. This research focuses on the conversion of mechanical vibration energy into electrical energy with the use of variable capacitor and piezoelectric transducer represented by the MEMS technology. The architecture of the energy harvesting circuit has been object of several studies with the intention to attain a major amount of energy. In general, this architecture is built from a charge pump which moves the electrons and the charge return circuit. For the charge return, the circuit uses a switch and a control circuit of this switch to determine the moment when the return should occur. This study presents a new architecture of a circuit for vibratory energy harvesting of low potency using variable capacitor. The proposed architecture reduces the use of the charge return circuit diminishing the switch losses and simplifying the control circuit as well as obtaining a considerable increase in energy harvesting. The circuit architecture for the switch which presents an optimal performance and low consumption of energy is still emphasized. The energy harvesting circuit using electrostatic charges requires their capacitors to be previously charged so that they can operate. Only from an initial charge is that the circuit can harvest energy. Aiming to solve this problem, it was introduced a small piezoelectric generator to supply only the initial energy that the circuit of energy harvesting with electrostatic charges needs. It was mounted an energy harvesting system using MEMS and some measurements of the converted energy were accomplished. It was noticed that the system worked for a long period of time without the need for energy recharge.

SUMÁRIO

1. Introdução	1
1.1 Motivação.....	7
1.2 Objetivo geral.....	9
1.2.1 Objetivo específico.....	9
1.3 Hipótese deste trabalho	9
1.4 Estrutura do trabalho	9
2. Formas de Recuperação de Energia	11
2.1 Energia termoelétrica	11
2.2 Energia de vibração por geradores eletromagnéticos.....	11
2.3 Energia solar.....	12
2.4 Ondas eletromagnéticas.....	13
2.5 Sistemas de recuperação de energia utilizando capacitor variável.....	15
2.5.1 Energia do capacitor variável	16
2.5.2 Capacitor variável	17
2.5.3 Bomba de carga	20
2.5.4 Circuito ressonador com retorno indutivo.....	23
2.5.4.1 Cálculo do ganho de energia	27
2.6 Recuperação de energia utilizando gerador piezoelétrico	27
2.6.1 Gerador Piezoelétrico	28
2.6.1.1 Modelo da fonte vibratória	30
2.6.1.2 Modelo elétrico do gerador piezoelétrico.....	32
2.6.1.3 Retificador de meia onda.....	35
2.6.1.4 Resultados obtidos.....	36
2.6.1.5 Circuito multiplicador de tensão	38
3. Recuperação de Energia Utilizando Capacitor Variável e Gerador Piezoelétrico	40
3.1 Introdução.....	40
3.2 Circuito ressonador para recuperação de energia.....	41
3.2.1 Arquitetura com retorno de corrente através do resistor de carga.....	41
3.2.1.1 Circuito proposto com retorno de cargas	44
3.2.2 Resultados de simulações realizadas	46
3.2.2.1 Potência recuperada pelo circuito proposto	46
3.2.2.2 Comparação entre o circuito ressonador proposto e o convencional	47

3.3 Acoplamento do gerador piezoelétrico a uma carga	48
3.3.1 Acoplamento do gerador piezoelétrico ao circuito de recuperação de energia a capacitor variável	49
3.3.1.1 Circuito sem retorno de cargas	50
3.3.1.2 Circuito com retorno através do indutor (ressonador convencional)	51
3.3.1.3 Circuito com retorno através da carga.....	54
3.4 Conclusão	55
4. Chave Proposta do Circuito de Retorno	57
4.1 Introdução.....	57
4.2 Resultados	59
4.2.1 Perdas no circuito da chave em função da variação de W	59
4.2.2 Perda de energia em função da variação da tensão de C_{store}	60
4.2.3 Perdas no circuito da chave em função da resistência R_1	61
4.3 Novo circuito da chave.....	63
4.3.1 Perdas da chave em função de V_{store}	64
4.4 Conclusão	64
5. Resultados Experimentais	65
5.1 Utilização de uma micro estrutura MEMS para recuperação de energia	65
5.1.1 Estrutura da construção do MEMS utilizado	65
5.1.2 Modelo do capacitor na topologia DPSP	67
5.1.2.1 Características mecânicas do dispositivo	68
5.1.2.2 Dimensões da massa de Prova	69
5.1.2.3 Capacitâncias que compõem o capacitor variável.....	71
5.2 Medição do Valor do Capacitor C_{var}	73
5.2.2 Dinâmica de medição da capacitância do transdutor	76
5.3 Bomba de carga	77
5.3.1 Medição da tensão de saturação da bomba de carga	79
5.3.2 Medição de V_{store} com uma resistência de carga acoplada e V_{res} constante	80
5.3.3 Medição de V_{store} com uma resistência de carga acoplada e C_{res} previamente carregado	81
5.3.4 Acoplamento da resistência de carga entre C_{res} e C_{store}	83
5.3.5 Acoplamento de uma fonte de corrente em C_{res} para suprir as perdas de fuga de corrente.....	85
5.4 Recuperação de energia utilizando um macro capacitor variável não ressonante	87

5.4.1 Comprovação da recuperação de energia	87
5.5 Recuperação de energia utilizando um macro capacitor variável ressonante	89
5.5.1 Frequência de Ressonância	90
5.5.2 Dinâmica de medição da capacitância do transdutor	91
5.5.3 Recuperação de energia utilizando um macro capacitor variável	92
5.6 Circuito de recuperação de energia com perdas reduzidas.....	94
5.6.1 Comparação entre o circuito de recuperação de energia com perda reduzida e o circuito de recuperação de energia com retorno através da carga	97
5.7 Utilização de um gerador piezoelétrico para fornecimento da energia inicial	98
6. Conclusão e Trabalhos Futuros.....	101
6.1 Sugestões para Trabalhos Futuros	102
Referências	104
ANEXO I.....	108
ANEXO II	117

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Diagrama de um sistema para recuperação de energia.	2
Figura 1.2: Diagrama de um sensor autônomo.....	3
Figura 1.3: Diagrama de sistema de recuperação de energia a capacitor variável.	5
Figura 1.4: Diagrama do sistema de recuperação de energia utilizando gerador piezoelétrico e capacitor variável.	6
Figura 2.1: Diagrama do sistema de recuperação de energia utilizando gerador piezoelétrico e capacitor variável.	12
Figura 2.2: Gráfico da corrente e da potência em função da tensão de uma célula fotovoltaica.....	13
Figura 2.3: Identificação passiva por rádio frequência.....	14
Figura 2.4: Diagrama de blocos do sistema de recuperação de energia utilizando capacitor variável.	16
Figura 2.5: Ciclo de energia para carga constante.	17
Figura 2.6: Estrutura do capacitor variável (MEMS).....	18
Figura 2.7: Substrato composto por trilhas condutoras.	18
Figura 2.8: Circuito da bomba de cargas.....	20
Figura 2.9: Gráfico $Q \cdot V$ para o circuito da bomba de cargas.....	21
Figura 2.10: Variação das tensões do capacitor variável e de C_{store}	22
Figura 2.11: Variação da capacitância C_{var} , V_{store} e V_{res}	22
Figura 2.12: Circuito ressonador com retorno indutivo.	23
Figura 2.13: Formas de onda de tensão sobre C_{store} e corrente no indutor.....	25
Figura 2.14: Tensão de C_{store} e a corrente do indutor.	25
Figura 2.15: Tensão de C_{store} e corrente do indutor expandida no tempo.....	26
Figura 2.16: Formas de onda sobre o circuito ressonador com retorno indutivo.	26
Figura 2.17: Configuração mecânica de um gerador piezoelétrico.	28
Figura 2.18: Comportamento em um cilindro de cristal piezoelétrico quando uma força externa é aplicada.	29
Figura 2.19: Representação do sistema mecânico do gerador.	31
Figura 2.20: Impedância do gerador piezoelétrico na ressonância.....	33
Figura 2.21: Circuito simplificado de um gerador piezoelétrico.....	33
Figura 2.22: Tensão gerada pelo PZT na frequência de ressonância.....	34
Figura 2.23: Modelo esquemático do PZT.	35
Figura 2.24: Retificador de meia onda.	35
Figura 2.25: Circuito do PZT com retificador.	36
Figura 2.26: Gráfico superior, tensão no PZT. Gráfico inferior, tensão sobre a carga.	37

Figura 2.27: Gerador piezoelétrico acoplado ao circuito multiplicador de tensão.	38
Figura 2.28: Forma de onda de saída do circuito multiplicador.	39
Figura 3.1: Circuito de recuperação de energia com representação da fuga dos capacitores.	42
Figura 3.2: Tensões de V_{res} , V_{store} e de V_{RL}	44
Figura 3.3: Novo circuito proposto com Flyback.	45
Figura 3.4: Forma de onda sobre V_{novo} , V_{res} e V_{RL}	45
Figura 3.5: Gráfico da potência recuperada para as tensões de 5, 8, e 10 V.	47
Figura 3.6: Potências recuperadas para os dois circuitos em função V_{res}	48
Figura 3.7: Gerador piezoelétrico acoplado ao circuito multiplicador de tensão ligado a uma carga R_L	49
Figura 3.8: Potência fornecida pelo circuito multiplicador.	49
Figura 3.9: Circuito de recuperação de energia utilizando capacitor variável sem retorno acoplado ao circuito multiplicador de tensão.	51
Figura 3.10: Potência fornecida em função da resistência de carga.	51
Figura 3.11: Circuito ressonador acoplado ao circuito multiplicador de tensão.	52
Figura 3.12: Potência em função da resistência de carga.	52
Figura 3.13: Formas de onda sobre o sistema misto de recuperação de energia.	53
Figura 3.14: Acoplamento do circuito multiplicador ao circuito com retorno de cargas através da resistência R_L	54
Figura 3.15: Gráfico da potência em função da resistência de carga.	55
Figura 4.1: Circuito da chave de controle.	58
Figura 4.2 :Forma de onda sobre a chave.	58
Figura 4.3: Perdas da chave em % para variações de W	60
Figura 4.4: Corrente I_{store} em função de W	60
Figura 4.5: Perda de energia em função da variação da tensão de C_{store}	61
Figura 4.6: Perdas da chave em função da resistência R_1	62
Figura 4.7: Corrente no gate de M_1 e Tensão V_{fly}	62
Figura 4.8: Corrente de gate de M_1 em função de W para $V_{store} = 20V$, $V_{res} = 10 V$	63
Figura 4.9: Circuito da chave sem resistor.	63
Figura 4.10: Perdas do circuito em função de V_{store}	64
Figura 5.1: Tipos de topologias para o capacitor variável.	66
Figura 5.2: Tipos de topologias para o capacitor variável.	67
Figura 5.3: Dimensões da estrutura do capacitor variável.	68
Figura 5.4: diagrama do capacitor variável com massa de prova.	70
Figura 5.5: Vista inferior da massa de prova com visão do eletrodo.	70
Figura 5.6: Foto do eletrodo e da mola do capacitor variável, utilizando um microscópio.	71
Figura 5.7: Diagrama das capacitâncias encontrada no capacitor variável.	72

Figura 5.8: Resultado de uma simulações do capacitor apresentado a partir da capacitância do substrato, da capacidade de franja e da capacitância linear.....	72
Figura 5.9: Plataforma de vibração mecânica acoplada a uma placa de circuito impresso com o capacitor variável fixado.	73
Figura 5.10: Circuito RC_{var} para medição do valor da capacitância do capacitor C_{var}	74
Figura 5.11: Gráfico da variação do valor de C_{var} para uma vibração mecânica de 320 Hz.....	77
Figura 5.12: Placa experimental para realização das medições.....	77
Figura 5.13: Circuito utilizado para medição da tensão de saturação.	79
Figura 5.14: Tensão de saturação da bomba de carga para o capacitor C_{var1} , obtida utilizando o osciloscópio digital.....	79
Figura 5.15: Tensão de saturação da bomba de carga para o capacitor C_{var2} , obtida utilizando o osciloscópio digital.....	80
Figura 5.16: Circuito utilizado para medir a tensão sobre a resistência de carga.....	81
Figura 5.17: Circuito para medição de V_{res} e V_{store} com C_{res} previamente carregado.....	82
Figura 5.18: Gráfico das tensões de V_{store} e V_{res} , para uma resistência de carga de 100 M Ω acoplado em paralelo com C_{store} , para o capacitor C_{var1}	82
Figura 5.19: Gráfico das tensões de V_{store} e V_{res} , para uma resistência de carga de 50 M Ω acoplado em paralelo com C_{store} , para o capacitor C_{var2}	82
Figura 5.20: Circuito de recuperação de energia com resistência de carga acoplada entre C_{res} e C_{store}	83
Figura 5.21: Gráfico das tensões de V_{store} e V_{res} , com C_{res} previamente carregado com 6 V e com 84	84
Figura 5.22: Gráfico das tensões de V_{store} e V_{res} , com C_{res} previamente carregado com 6 V e $R_L=10$ M Ω acoplado entre C_{store} e C_{res} , para C_{var2}	84
Figura 5.23: Gráfico das tensões de V_{store} e V_{res} , com C_{res} previamente carregado com 6 V e com 85	85
Figura 5.24: Circuito de recuperação de energia alimentado por uma fonte de corrente.	86
Figura 5.25: Diagrama para medição da variação da tensão do capacitor.....	87
Figura 5.26: Diagrama do circuito de recuperação de energia utilizando capacitor variável.....	88
Figura 5.27: Gráfico da tensão do ponto n.	89
Figura 5.28: Capacitor variável acoplado ao sistema de vibração.	90
Figura 5.29: Circuito para medição da energia fornecida por C_{var}	91
Figura 5.30: Frequência de ressonância do macro Capacitor variável.	91
Figura 5.31; Variação da capacitância do macro capacitor variável.....	92
Figura 5.32: Potência recuperada sobre R_L	93
Figura 5.33: Gráfico de v_{res} e V_{store}	94
Figura 5.34: Circuito de recuperação de energia com redução das perdas.....	95
Figura 5.35: Tensão de C_{res} e C_{store} para o circuito com perdas reduzidas.	96
Figura 5.36: Tensão de C_{res} e C_{store} para o circuito com perdas reduzidas para diversos	

valores da resistência de carga.	96
Figura 5.37: Tensão de V_{res} e V_{store} para diversos valores de resistência de carga.....	97
Figura 5.38: Potência elétrica fornecida à carga para o circuito com retorno através da carga e para o circuito com perdas reduzidas.	98
Figura 5.39: Ilustração do gerador piezoelétrico Mini sensor SEN 09198.	99
Figura 5.40: Dimensões em milímetro do gerador piezoelétrico Mini sensor SEN 09198.	99
Figura 5.41: Circuito de recuperação de energia utilizando gerador piezoelétrico e Capacitor variável.....	99
Figura 5.42: Gráfico da tensão de V_{res} e V_{store} para o circuito da figura 5.41.	100

LISTA DE TABELAS

Tabela 2. 1: Tensão de V_{RL} em função do tamanho do transistor para 3 frequências diferentes.	37
Tabela 3.1: Potência máxima recuperada	47
Tabela 3.2: Valor máximo recuperado para cada circuito.....	48
Tabela 3.3: Potência recuperada para cada arquitetura.....	55
Tabela 5.1: Valor da capacitância para cada um dos capacitores.	76
Tabela 5.2: Tensão de saturação para diversos valores de V_{res} para o capacitor C_{var2} . Medido com o multímetro digital.....	80
Tabela 5.3: Valores das tensões, potências e correntes do circuito da Figura 5.16.....	81
Tabela 5.4: Tensão e potência para o circuito da Figura 5.24.....	86
Tabela 5.5: Tensão e potência sobre a resistência de carga.	93
Tabela 5.6: Valores de V_{res} e V_{store} medidos.....	94
Tabela 5.7: Potência sobre a resistência de carga.	97

Lista de Siglas e Abreviaturas

MEMS - micro sistema eletromecânico
RFID - identificação passiva por rádio frequência
Q – carga do capacitor
 ΔE - variação de energia
 E_0 – energia inicial
 E_f - energia final
N - o número de trilhas;
 ϵ_r - permissividade relativa do dielétrico
 ϵ_o - permissividade do espaço livre;
 L_F - o comprimento da trilha;
 W_F - largura da trilha condutora;
 g_{AIR} - espessura do dielétrico;
 t_{NIT} - entreferro presente entre dois eletrodos;
x - deslocamento lateral da massa de prova.
 C_{var} – capacitor variável
 F_{transd} - força gerada pelo transdutor
k - coeficiente de rigidez da mola
 μ - coeficiente de amortecimento
 a_{ext} - aceleração externa
 f_0 - frequência de ressonância do sistema mecânico.
m – massa
 C_{min} – Valor mínimo da capacitância do capacitor variável
 C_{max} - Valor máximo da capacitância do capacitor variável
 V_{res} - tensão do capacitor reservatório de energia
 V_{store} - tensão do capacitor de armazenamento temporário
 V_0 – tensão inicial
GE – ganho de energia
 g_{33} - constante piezoelétrica da tensão
X - estresse aplicado
T - espessura do elemento.
 W_t - entrada total de energia mecânica
 W_d - energia expandida para deformar a cerâmica
 W_e - energia no campo elétrico do elemento de cerâmica
PZT - Zirconate Titanate
SDP - topologia de sobreposição dos dentes no plano,
FEED – topologia de fechamento do espaço entre os dentes
DPSP - topologia de deslocamento do pente sobre o plano
AFDEEP - topologia de abertura e fechamento do espaço entre os planos

Capítulo 1

1. Introdução

A grande revolução da indústria eletrônica ocorreu devido a descoberta dos Circuitos Integrados (CI). Duas vantagens principais dos CI sobre circuitos discretos são custo e desempenho. O custo de fabricação é reduzido devido os *chips* serem fabricados coletivamente. O desempenho é alto, uma vez que os componentes consomem pouca energia, devido à seu pequeno tamanho. Desde 1947 a Área dos *chips* vem diminuindo de tamanho devido a tecnologia de fabricação, juntamente com um grande aumento no número de transistores por mm².

A descoberta dos micros sistemas eletromecânicos (MEMS) é um passo à frente da tecnologia dos circuitos integrados. A integração das micro-estruturas mecânicas, em um substrato de silício por meio de técnicas de micro-fabricação, ou de "micro-usinagem" é uma motivação industrial para a produção destas estruturas com as tecnologia dos circuitos integrados para melhorar fator de custo. Uma das aplicações dos MEMS é no processo de recuperação de energia do ambiente para alimentar circuitos eletrônicos.

Uma das principais tarefas dos pesquisadores consiste em encontrar sistemas melhores e mais eficazes na transformação da energia de uma forma em outra (PARACHA et al., 2006; TORRES, 2005; SPIES et al., 2008; ROUNDY, 2003). Nos sistemas eletrônicos ocorre a tendência da produção de energia descentralizada em que sistemas autônomos são capazes de produzir sua própria energia e não dependem de fontes de alimentação externas. A conversão de energia está sendo empregada tanto em sistemas discretos como em circuitos integrados.

A necessidade de *chips* autônomos vem crescendo para atender todo o ciclo de modernidade em diversos setores e aplicações, como, por exemplo, em sistemas de telemetria, rede de sensores, identificação passiva por rádio frequência, implantes biomédicos etc.

Dentre os dispositivos autônomos são destacados a utilização de sensores autônomos, que são dispositivos capazes de executar sua tarefa sem estar conectado a uma unidade de controle e sem a necessidade de outros dispositivos. Eles fazem as leituras dos sensores, processam os sinais e transmitem os dados sem a utilização de fios. Estes dispositivos autônomos podem ser alimentados por baterias, porém estas têm vida útil limitada e precisam

ser substituídas ou recarregadas além de serem construídas com elementos químicos que podem poluir o ambiente onde estão inseridas.

Com o desenvolvimento da micro e da nanotecnologia, os dispositivos eletrônicos estão em rápido avanço. A redução de tamanho é acompanhada da redução do consumo de energia, o que tem possibilitado o desenvolvimento de fontes autônomas para alimentá-los. Estas fontes são integradas a estes dispositivos para torná-los independentes de fontes de energia externas (PARACHA et al., 2009; LU, 2004; LE, 2006).

A energia utilizada pelos dispositivos autônomos pode ser recuperada do ambiente onde estão inseridos para aumentar a vida útil dos mesmos. Existem diversas formas para se recuperar energia do ambiente que são: por intermédio das vibrações, da água corrente, do vento, do movimento humano, da luz solar e do calor. Na Figura 1.1 é apresentado um diagrama de uma fonte autônoma com as fases do processamento da energia.

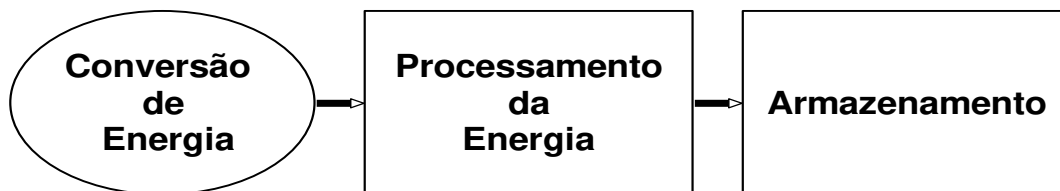


Figura1. 1: Diagrama de um sistema para recuperação de energia.

A tendência destas tecnologias é que um único *chip* seja capaz de conter a fonte autônoma, o sensor da grandeza a ser medida, o circuito transmissor e o circuito de controle para realizar o gerenciamento de todo o processo de funcionamento do *chip*.

Os sensores autônomos possuem grandes vantagens em relação aos sensores convencionais. Nestes sensores, quando utilizando sistemas de recuperação de energia, eles podem apresentar um aumento de vida útil, em comparação com o tempo de vida limitado na utilização de baterias, reduzem a quantidade de fios usados para as conexões elétricas entre a fonte e os diferentes sensores. Nestes dispositivos o custo de manutenção diminui à medida que não há necessidade de substituir as baterias externas, fazendo com que materiais químicos poluentes ambientais sejam reduzidos ou mesmo eliminados. Na Figura 1.2 é apresentado o diagrama de um sensor autônomo.

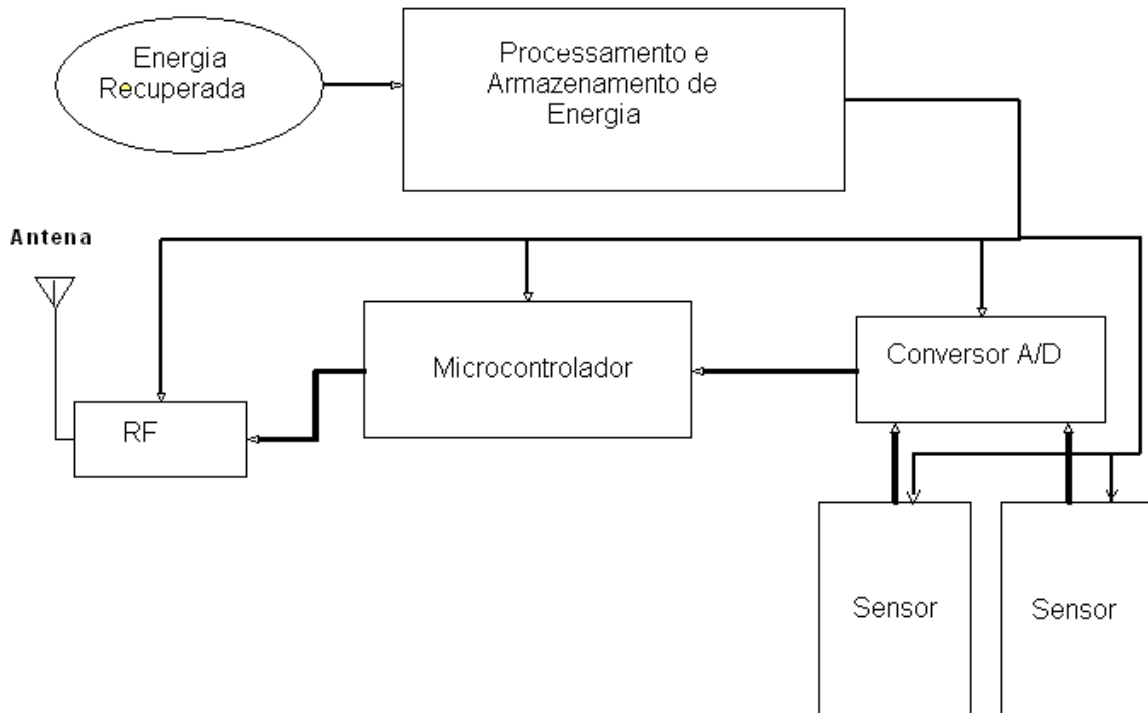


Figura1. 2: Diagrama de um sensor autônomo.

Pesquisas mostram que a densidade de energia gerada a partir da energia solar é bastante razoável para uma longa vida útil destes dispositivos. Em um dia ensolarado, a potência gerada a partir da energia solar é de $15.000 \mu\text{W}/\text{cm}^2$. Este relação é reduzida para $150 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ em um dia nublado. No interior dos edifícios e compartimentos fechados este valor reduz para $6 \mu\text{W}/\text{cm}^2$. Deste modo, para as aplicações em que os dispositivos eletrônicos estão permanentemente instalados em áreas escuras não tendo acesso direto a energia da luz, a energia solar não é uma alternativa viável. Geralmente, a energia fornecida para estes dispositivos é por meio de fios. A fim de proporcionar autonomia a rede de sensores, a vibração ambiente é uma fonte de energia que é amplamente considerada, pois existe espectro de vibração de banda larga em aplicações como automóveis, aviões, em aplicações domésticas como de ventilação, ar condicionado, liquidificador, máquina de lavar roupa, em que a frequência de vibração é de até 120 Hz com a aceleração variando de $0,2 \text{ m/s}^2$ a $9,8 \text{ m/s}^2$ (1 g). Para motores de automóveis o espectro de vibração é de até 200 Hz com uma aceleração de 12 m/s^2 . Da mesma forma uma vibração de banda larga existe nos aviões, em que o espectro de ruído na cabine, relacionados às vibrações do motor tem picos de vibração entre 100 Hz e 200 Hz (DESPESSÉ, 2005; ROUNDY et al., 2004; DEPRIEST, 2003).

Esses dispositivos são desenvolvidos para uma utilização completamente independente, em que podem ser fixados, por exemplo, na parte externa de uma máquina

vibrante, sem nenhum contato elétrico com alguma outra parte, medir a temperatura da parte externa da máquina, transmitindo sem fio esta informação.

Deste modo, muitos dispositivos para funcionarem de forma autônoma, podem ter as vibrações mecânicas como a melhor forma de conversão de energia, pois tais dispositivos podem estar inseridos nas máquinas, automóveis ou aeronaves, onde não é encontrada outra forma de recuperação. A energia das vibrações pode ser convertida em energia elétrica utilizando materiais piezoelétricos, sistemas eletromagnéticos, ou cargas eletrostáticas utilizando capacitores variáveis (PARACHA et al., 2006; TORRES, 2005; TORRES, 2010; SPIES et al., 2008; ROUNDY, 2003). Este trabalho está focado na conversão da energia de vibrações mecânicas em energia elétrica com a utilização de transdutores eletrostáticos e piezoelétrico, com tecnologia MEMS (micro sistema eletromecânico).

A recuperação de energia elétrica utilizando capacitor variável é uma alternativa para se conseguir uma maior quantidade de energia em estruturas MEMS com tamanho reduzido e utilizando um processo de fácil integração, quando comparados com outras formas de se recuperar energia que são mais difíceis de ser construídas no silício. A recuperação de energia, neste sistema, é proporcional ao quadrado da tensão sobre o capacitor variável, o que torna um desafio construir pequenos dispositivos que trabalhem com tensões elevadas, porém a integração destes dispositivos se torna mais simples do que utilizando, por exemplo, dispositivos eletromagnéticos mecânicos, pois os capacitores variáveis podem ser construídos no próprio substrato de silício do circuito (PARACHA et al., 2006). É ilustrado na Figura 1.3 o diagrama de um sistema de recuperação de energia a capacitor variável.

A arquitetura do circuito de recuperação de energia utilizando capacitor variável é objeto de numerosos estudos na tentativa de se conseguir uma maior eficiência. Em geral, esta arquitetura é construída a partir de uma bomba de carga e de um circuito de *flyback* (circuito de retorno de carga). Esta arquitetura necessita de uma tensão inicial para fornecer a energia inicial ao capacitor variável (BASSET et al., 2009; YEN, 2005; PARACHA et al., 2006; GALAYKO et al., 2008; MITCHESON et al., 2004; TORRES, 2009). Foi verificado que alguns pontos são críticos nesta arquitetura. Um deles é a construção física da chave S_W do circuito *flyback*, que consome bastante energia, em relação à energia convertida, devido à tensão elevada de trabalho (10 V ou mais, podendo chegar a 40 V). O segundo ponto é a construção do circuito de controle que é complexo e também consome bastante energia (DUDKA et al., 2009). Um terceiro ponto é a geração da tensão V_0 para fornecer a energia inicial ao sistema.

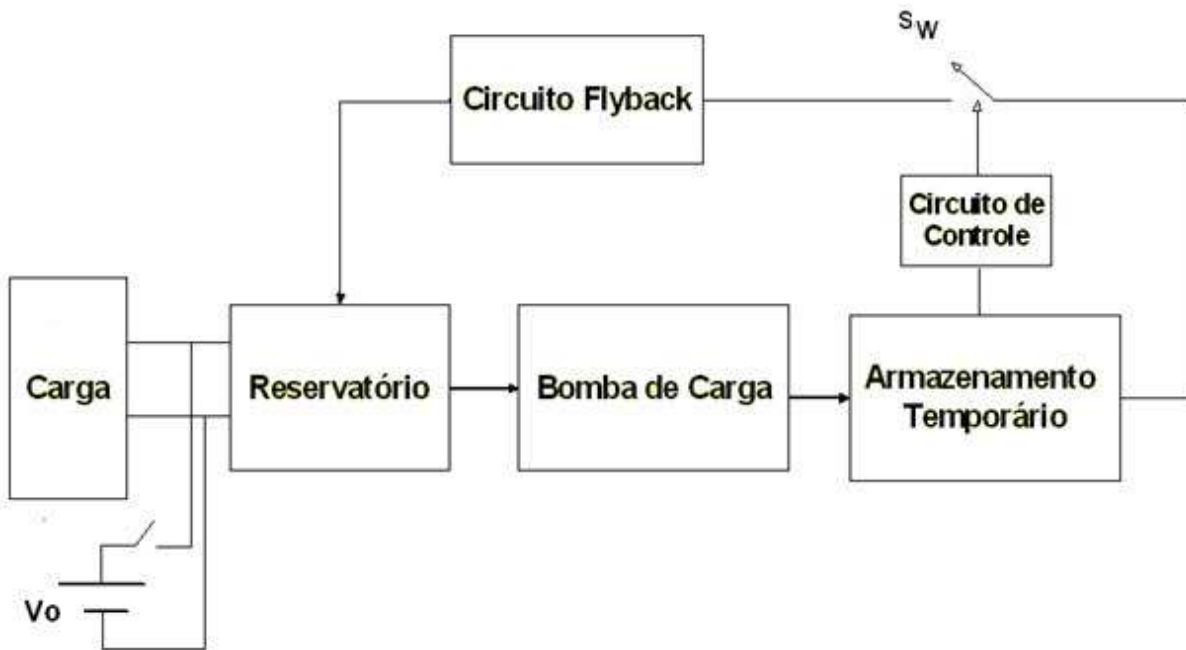


Figura1. 3: Diagrama de sistema de recuperação de energia a capacitor variável.

Neste trabalho é apresentada uma nova arquitetura de um circuito para recuperação de energia vibratória de baixa potência utilizando capacitor variável. A arquitetura proposta reduz a utilização do circuito *flyback* diminuindo as perdas na chave e simplifica o circuito de controle, além de conseguir um aumento de mais de 80% na recuperação de energia, quando comparada a uma arquitetura convencional.

A chave do circuito *flyback* exerce uma função fundamental, transferindo as cargas de um ponto a outro do circuito, visto que a chave é acionada toda vez que a tensão do capacitor de armazenamento temporário de energia da bomba de carga atinge o valor máximo, determinado pela lógica de controle do circuito, deste modo, a perda da mesma deve ser a menor possível. Neste trabalho é apresentada a arquitetura de um circuito para a chave, que possui um baixo consumo de energia.

O circuito de recuperação de energia utilizando cargas eletrostáticas necessita que seus capacitores sejam carregados previamente para que possam funcionar, pois só a partir de uma carga inicial é que o circuito pode recuperar energia. Se os capacitores estiverem completamente descarregados, não tem como haver movimentação de cargas. Desta forma, é necessário se criar um meio para fornecer a energia inicial aos capacitores. Esta energia deve ser proveniente de alguma fonte que seja integrada ao sistema, porque não faria sentido

acoplar uma fonte de tensão externa, pois o circuito perderia a característica de ser autônomo e independente de outros dispositivos.

Uma solução é o uso de um eletreto, localizado abaixo da massa de prova, que foi relatado em (STERKEN et al., 2003; ARAKAWA et al., 2004). O eletreto é de um material que pode manter o campo elétrico constante. Outra idéia que foi apresentado é tornar o sistema híbrido, ou seja, usar mecanismo de coletar a energia eletrostática e os fenômenos piezoelétricos para fornecer carga inicial (KHBEIS et al., 2006). A idéia de usar efeito termoelétrico para gerar uma tensão inicial também foi relatada (KHBEIS et al., 2006). Outra solução é usa uma chave conectada a uma fonte externa, controlada externamente para carga do capacitor.

Para solucionar este problema, propôs-se a introdução de um pequeno gerador piezoelétrico para fornecer apenas a energia inicial que o circuito de recuperação de energia com cargas eletrostáticas necessita. São apresentadas algumas arquiteturas de acoplamento do gerador piezoelétrico com o circuito de recuperação de energia. Para estas arquiteturas foram verificadas a quantidade de energia recuperada. As dimensões do gerador piezoelétrico e a sua capacidade de geração são pequenas, porém necessária para que a recuperação de energia utilizando o circuito com capacitor variável funcione. Desta forma, é possível melhorar a densidade de potência por área em relação à utilização apenas do gerador piezoelétrico, principalmente se for utilizada uma tensão mais elevada no capacitor variável. É ilustrado na Figura 1.4 o diagrama de recuperação de energia utilizando um gerador piezoelétrico para gerar a energia inicial do sistema, um multiplicador de tensão para adequar o nível de tensão fornecido pelo gerador piezoelétrico ao circuito de recuperação de energia a capacitor variável e a interligação deste sistema com a carga.



Figura1. 4: Diagrama do sistema de recuperação de energia utilizando gerador piezoelétrico e capacitor variável.

1.1 Motivação

Vê-se hoje em dia uma grande tendência para a utilização de dispositivos autônomos, em que várias pesquisas apontam para a busca de sistemas de recuperação de energia para dispositivos embarcados. Normalmente estes sistemas utilizam como fontes de energia, geradores piezoelétricos, geradores eletromagnéticos, células fotovoltaicas, ondas de irradiação eletromagnéticas e cargas eletrostáticas utilizando capacitor variável (ARMS et al., 2005; MENINGER, 2001; KANOUN, 2006; YEN, 2005; LE, 2003; CHIU & TSENG, 2008; PASQUALE et al., 2009; TORRES, 2005; BEEBY et al., 2007; MIALTU, 2009; ZHU et al., 2010).

Os dispositivos autônomos apresentam as vantagens do aumento da vida útil, uma redução da quantidade de fios usados para as conexões elétricas, menor custo de manutenção pelo fato de não substituir as baterias externas.

Muitos dispositivos podem ter as vibrações mecânicas como única forma de recuperar energia, pois, tais dispositivos podem estar inseridos dentro de máquinas, automóveis ou aeronaves. Nestes dispositivos a recuperação de energia utilizando capacitores variáveis é uma opção para se conseguir um sistema utilizando apenas estruturas de silício, o que torna mais fácil o processo de integração. Vários trabalhos têm sido desenvolvidos na busca de melhores resultados na recuperação de energia, utilizando capacitores variáveis e na concepção de um sistema completamente autônomo utilizando este princípio (PARACHA et al., 2009; GALAYKO et al., 2008; CHIU & TSENG, 2006; ZHU et al., 2009).

Em YEN (2006) é apresentado um trabalho sobre um projeto e demonstração de um coletor de energia de vibração a capacitância variável, que combina uma bomba de carga assíncrona baseada em dois diodos, com um circuito de retorno utilizando indutor (circuito *flyback*). Este sistema foi capaz de fornecer uma potência de $1,8 \mu\text{W}$ a uma carga resistiva de $20 \text{ M}\Omega$. O capacitor variável apresentado no trabalho, possuía uma capacitância variando de 348 pF a 650 pF e uma área de $43,56 \text{ cm}^2$. O sistema tinha uma frequência de ressonância para vibração de $1,56 \text{ kHz}$. O sistema exibia uma exigência de tensão de inicialização de 89 mV . O autor sugeriu usar uma membrana piezoelétrica para fornecer a energia inicial.

É descrito por PARACHA (2008) um diagrama de um MEMS de um capacitor variável utilizando silício para um conversor CC/CC, para ser usado em sistemas autônomos

de recuperação de energia mecânica, com base na transdução eletrostática. O dispositivo foi feito de silício, possui um volume total de 27 mm^3 e ressoa em 250 Hz. Foi obtida uma conversão de energia líquida de vibração à eletricidade de 103 nW.

Para realizar as medições, os ressonadores foram montados em uma placa de circuito impresso e ligados por fios ao circuito eletrônico. Foram aplicadas vibrações mecânicas de 250 Hz, com uma aceleração máxima de 0,25 g. A massa de prova foi deslocada de $\pm 50 \mu\text{m}$. A medição dinâmica da variação da capacitância C_{var} foi conseguida mediante medição da variação da fase de um circuito $R.C_{\text{var}}$. Verificou-se por meio da medição, que C_{var} apresentava uma variação de 73-144 pF.

Segundo PARACHA (2009), a construção e utilização de um sistema de recuperação de energia eletrostática utilizando capacitor variável são viáveis, pois pode ser facilmente fabricado utilizando micro fabricação de silício, que é compatível com o CMOS, e é, portanto, adequado para a miniaturização.

É apresentada em (GALAYKO et al., 2007) uma análise comportamental de um ressonador mecânico para recuperação de energia, utilizando como transdutor um capacitor variável e um circuito de condicionamento baseado na arquitetura de um conversor dc-dc. O objetivo do trabalho foi estudar o melhor momento em que o circuito de controle deve comutar a chave em função do estado energético do circuito. O sistema foi desenvolvido em linguagem VHDL-AMS.

Verificou-se que no estudo da recuperação de energia eletrostática tem se pesquisado muito sobre uma mesma arquitetura. Por exemplo, em (PARACHA et al., 2009) tem trabalhado no aperfeiçoamento do MEMS do capacitor variável, (GALAYKO et al., 2008) na otimização do circuito de controle da chave do circuito de *flyback*. TORRES (2010) no desenvolvimento de novas arquiteturas para o armazenamento de energia. No entanto, alguns pontos poderiam ainda ser explorados, tais como:

- 1) Circuito da chave do circuito *flyback*;
- 2) Pesquisas sobre novas arquiteturas do circuito de recuperação de energia para melhoramento da eficiência do circuito;
- 3) Estudo sobre as formas de fornecimento da energia inicial ao sistema para que os capacitores sejam previamente carregados, visto que, este sistema só começa a converter energia a partir de uma tensão previamente fornecida aos capacitores e não deve depender de fontes de energia externas.

1.2 Objetivo geral

O objetivo deste trabalho é contribuir para o aprimoramento de um sistema de recuperação de energia utilizando capacitor variável para dispositivos autônomos, desenvolvendo as ferramentas necessárias para a integração deste sistema. Implementação de um circuito de recuperação de energia utilizando dispositivo MEMS.

1.2.1 Objetivo específico

Apresentar uma arquitetura mais eficiente do circuito de recuperação de energia com capacitor variável. Desenvolver o circuito da chave do circuito de retorno indutivo de cargas (*flyback*). Apresentar uma forma de fornecimento da carga inicial aos capacitores do circuito de recuperação de energia a capacitor variável utilizando gerador piezoelétrico. Implementação de circuitos de recuperação de energia com capacitor variável utilizando MEMS e verificar a eficiência das arquiteturas apresentadas. Desenvolvimento de circuitos de recuperação de energia com grandes capacitores construídos com placas paralelas e verificar o funcionamento do mesmo.

1.3 Hipótese deste trabalho

A hipótese deste trabalho é que é possível apresentar uma arquitetura de um sistema de recuperação de energia utilizando capacitor variável com um circuito elétrico mais simples e mais eficiente, no sentido de uma maior recuperação de energia e menor perda, quando comparado a outros circuitos apresentados neste trabalho que fazem parte da literatura sobre o assunto.

1.4 Estrutura do trabalho

No Capítulo 2 é apresentada uma revisão bibliográfica relacionada às diversas formas de recuperação de energia, tais como: energia termoelétrica, energia de vibração por geradores eletromagnéticos, energia solar, rádio frequência, sistema de recuperação de energia utilizando capacitor variável e gerador piezoelétrico.

É apresentada, no Capítulo 3, uma nova arquitetura do circuito de recuperação de energia a capacitor variável. Esta nova arquitetura tem um melhor desempenho porque diferentemente do ressonador convencional, a energia que é fornecida à carga depende apenas

do ganho de energia proveniente do capacitor variável. Esta nova arquitetura utiliza o circuito *flyback* apenas para suprir as perdas devido às correntes de fuga dos capacitores.

É apresentado ainda neste capítulo, a junção do gerador piezoelétrico com o circuito de recuperação de energia a capacitor variável para fornecer uma carga inicial aos capacitores do circuito. Utilizou-se um multiplicador de tensão na saída do gerador piezoelétrico para elevar o nível da tensão fornecido ao circuito de recuperação de energia a capacitor variável.

Acoplou-se o gerador piezoelétrico a três tipos diferentes do circuito de recuperação de energia a capacitor variável, para comparar em qual configuração a recuperação de energia ocorre da melhor forma.

No Capítulo 4 a chave do circuito *flyback* que exerce uma função fundamental tanto no circuito ressonador convencional quanto no circuito ressonador proposto, transferindo cargas de C_{store} para C_{res} . No circuito ressonador convencional, a chave é responsável pelo ganho efetivo de energia do circuito, enquanto que no circuito ressonador proposto, é por meio da chave que é realizada a compensação da energia perdida pela corrente de fuga dos capacitores. Neste capítulo apresentamos uma arquitetura para o circuito da chave com um ótimo desempenho e um baixo consumo de energia.

É apresentada, no Capítulo 5, a estrutura de um capacitor variável com tecnologia MEMS. São implementados alguns circuitos de recuperação de energia utilizando capacitor variável com tecnologia MEMS. São implementados circuitos de recuperação de energia utilizando capacitores variáveis grandes formados por placas de metal em paralelo.

É apresentada, no Capítulo 6, a conclusão deste trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

2. Formas de Recuperação de Energia

As fontes autônomas são integradas aos dispositivos para torná-los independentes de fontes de energia externas. Esta energia pode ser recuperada do ambiente de diversas formas, tais como: por intermédio das vibrações, da água corrente, do vento, das ondas eletromagnéticas da luz solar e do calor. Descrevemos nas seções seguintes o princípio de funcionamento destas fontes.

2.1. Energia termoelétrica

A energia elétrica pode ser obtida a partir da diferença de temperatura na junção de dois materiais condutores diferentes. Este efeito utiliza o gradiente térmico entre os dois condutores metálicos para produzir uma tensão proveniente da difusão da corrente elétrica causada pelo calor nos condutores (TORRES et al., 2005; YU et al., 2008). O efeito termoelétrico (efeito Peltier) é reversível: quando uma tensão é aplicada nos condutores é criado um gradiente de temperatura na junção dos materiais.

Os micros geradores termoelétricos são capazes de gerar energia a uma densidade de potência de $40 \mu\text{W}/\text{cm}^3$ a partir de um gradiente térmico de 10^0 C (RAGHUNATHAN et al., 2005; LE, 2008). Nos últimos anos, a tecnologia de películas termoelétricas tem melhorado a densidade de potência dos geradores. Ao empregar nano escalas termoelétricas a densidade de energia dos geradores termoelétricos pode ser aumentada para mais de $100 \mu\text{W}/\text{cm}^3$ com um gradiente térmico de 1^0 C . Quando essa tecnologia estiver plenamente desenvolvida, esses geradores poderão ser projetados para obtenção da energia na faixa de $100 \text{ mW}/\text{cm}^2$ com o calor produzido por um microprocessador.

2.2 Energia de vibração por geradores eletromagnéticos

Os micros sistemas eletrônicos mecânicos (MEMS) transformam vibrações mecânicas em energia elétrica. Esta transformação pode ser obtida a partir de vibração utilizando o princípio eletromagnético para conversão de energia. Nestes sistemas, conforme ilustrado na Figura 2.1, a energia é captada por uma bobina que vibra dentro de um campo magnético,

gerando uma tensão induzida que varia de acordo com as vibrações. Estas vibrações podem ser extraídas de movimentos do corpo humano, gerando potência da ordem de poucos *micro watts* por centímetros cúbicos (ARNOLD, 2007). Essa captura de energia é utilizada em aplicações como relógios de pulso, saltos de sapatos e aplicações militares. Potências maiores, da ordem de centenas de *micro watts* podem ser captadas de vibrações causadas por máquinas que possuem movimentos intensos.

A quantidade de energia gerada por este sistema depende fundamentalmente da quantidade e da forma da energia cinética disponível no ambiente e da eficiência da conversão de energia do gerador. Estes geradores são ressonantes e podem ser modelados como um sistema de segunda ordem, massa-mola-amortecedor e sistema de excitação. Estes geradores são projetados para operarem na frequência de ressonância para a extração da máxima quantidade de energia (BEEBY et al., 2007). A equação 2.1 descreve o sistema.

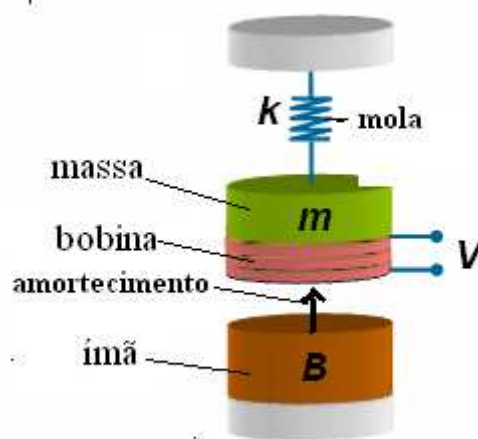


Figura 2. 1: Diagrama do sistema de recuperação de energia utilizando gerador piezoelétrico e capacitor variável.

$$m_s \frac{d^2x}{dt^2} + D \frac{dx}{dt} + kx = F(t) \quad (2.1)$$

Em que m_s : massa efetiva, K : rigidez ou constante elástica, D : coeficiente de amortecimento e x : deslocamento.

2.3 Energia solar

A energia solar pode ser extraída do meio ambiente, por meio da luz ou do calor. A energia luminosa está disponível, também, quando não há luz direta do sol, mas indiretamente. Os geradores de energia solar convertem a energia luminosa, em energia elétrica, por meio do efeito fotovoltaico. Luz solar plena é definido como a densidade de

energia solar ao meio-dia sobre o equinócio no equador. Este valor é de aproximadamente 1000 W/m^2 ou equivalente a 100 mW/cm^2 . A energia luminosa pode ser convertida em energia elétrica e armazenada em baterias para o fornecimento pelo sistema, mesmo quando não há luz disponível. A energia solar pode ser recuperada também pelo aquecimento de um fluido que cria um vapor, o qual é convertido em energia mecânica e depois em energia elétrica.

As células fotovoltaicas têm uma eficiência em torno de 14-19 % na conversão de energia. Células solares com múltiplas junções têm atingido um rendimento de mais de 42 %, porém, são relativamente mais caras de se produzir. As características tensão versus corrente, bem como o valor máximo da potência produzida pelas células solares são uma função da intensidade de luz e da temperatura. (FATHPOUR et al., 2007; RAGHUNATHAN et al., 2005; YU et al., 2008). É ilustrado na Figura 2.2, o gráfico da corrente elétrica e da potência de uma célula fotovoltaica, a corrente é máxima quando a célula está em curto circuito. A intensidade de luz sobre o sistema é de luz solar plena.

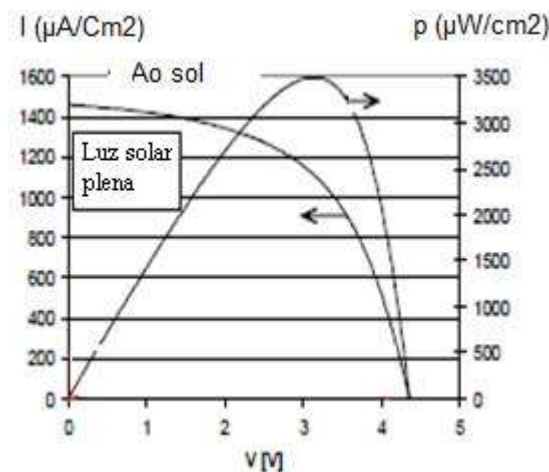


Figura 2. 2: Gráfico da corrente e da potência em função da tensão de uma célula fotovoltaica.

2.4 Ondas eletromagnéticas

Outra forma de se extrair energia do ambiente é por meio da captação de ondas eletromagnéticas em rádio frequência (LE, 2008), onde um sinal eletromagnético gerado por uma antena em uma base é propagada para alimentar sensores dentro de cada dispositivo. Estes dispositivos são utilizados em sistemas de telemetria, identificação passiva por rádio frequência (RFID) em substituição ao código de barras e em implantes biomédicos. O sistema

de rádio frequência é ilustrado na Figura 2.3.

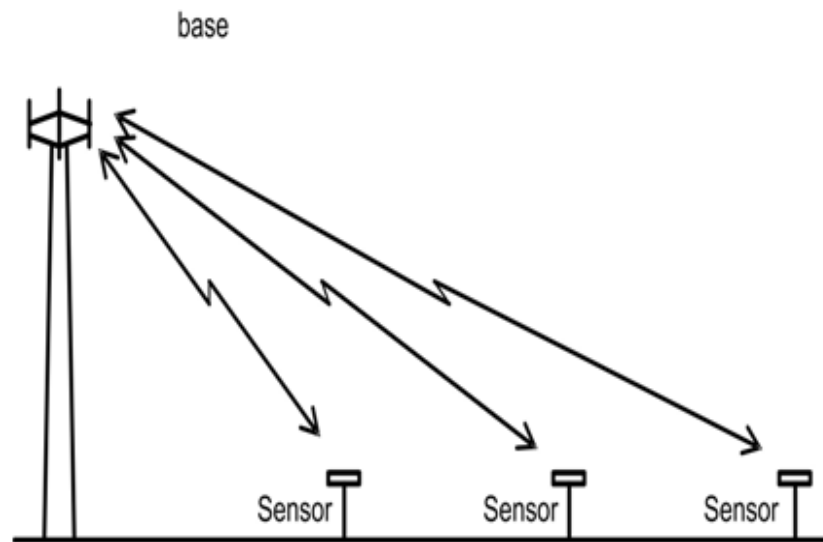


Figura 2. 3: Identificação passiva por rádio frequência.

Os dispositivos de propagação de ondas de RF são frequentemente utilizados em Identificação Passiva de Rádio Frequência (RFID), para substituir o código de barras como uma nova forma de coleta de dados (LE et al., 2006; LE, 2008). Estes dispositivos podem ser encontrados em forma de etiquetas, em produtos que são lidos a distância, sem a necessidade de posicionamento, agilizando, portanto, a leitura dos dados. Neste tipo de Identificação Passiva a distância da fonte a etiqueta é de até poucos metros.

Outro tipo de aplicação são os implantes biomédicos modernos, alimentados de forma passiva com ondas de rádio frequência, com o objetivo de prolongar a vida útil do aparelho implantado, e para reduzir as chances de infecção e de instabilidade química a partir da utilização de pilhas. Os implantes geralmente operam dentro de uma proximidade da estação da base da fonte de 1-50 cm.

Esses dispositivos são também, muitas vezes, utilizados em redes de sensores, como partes de um sistema de telemetria, em que se utiliza um número muito grande de sensores, tornando impraticável a substituição de baterias nos diversos nós. Nestes sistemas um sinal eletromagnético gerado por uma antena é propagada para alimentar a rede de sensores. Estes sensores, de ultra baixa potência, enviam os dados coletados de volta para uma central de processamento.

Estas redes de sensores operam normalmente a uma distância de 3 a 100 metros e eles costumam ter uma bateria de reserva para o caso da potência fornecida pela radiação de RF

ser insuficiente. Por exemplo, um sistema com uma frequência de 906 MHz com uma potência de transmissão de 4 W, terá uma potência de 5,5 μW no receptor a uma distância de 42 m da antena transmissora (LE, 2008). Geralmente, os receptores operam em um campo distante (*far field*) com mais de dois comprimentos de onda da fonte transmissora, região em que a impedância do receptor não interfere mais no sistema transmissor. Outras aplicações para dispositivos de RF incluem controle de acesso e equipamentos de identificação pessoal.

Alguns problemas que aparecem com esta técnica é que a potência do sinal de RF cai muito rapidamente com a distância da base para os sensores, de modo que a potência que chega aos sensores mais distantes se torna muito pequena.

2.5 Sistemas de recuperação de energia utilizando capacitor variável

Para converter energia mecânica em energia elétrica utilizando energia eletrostática, são utilizados dois eletrodos em paralelo para formar um capacitor. Um dos eletrodos é móvel e deve ser conectado a uma massa de prova para que haja o movimento do mesmo durante a vibração. O segundo eletrodo é fixo.

Tomando a equação da carga de um capacitor, onde $Q=C.V$, colocando uma carga inicial no capacitor variável e deixando seus terminais abertos para que o valor desta carga não se modifique, haverá uma mudança da tensão sobre o mesmo, quando houver uma variação da capacitância, visto que Q é constante. A tensão do capacitor vai variar de acordo com a variação do deslocamento dos eletrodos. O aumento da tensão ocorrido no capacitor quando o valor da capacitância diminui, pode ser utilizado para impulsionar elétrons no circuito, funcionando como uma bomba de cargas.

É ilustrado na Figura 2.4 o diagrama de recuperação de energia. A parte principal do circuito é a bomba de carga que converte a energia vibratória em energia elétrica, movendo cargas do reservatório para o capacitor variável, o qual força estas cargas a se deslocarem para o local de armazenamento temporário de energia. Tanto o reservatório quanto o local de armazenamento temporário são compostos por capacitores. O mecanismo do *flyback* garante que as cargas, que foram transportadas para armazenamento temporário, retornem para o reservatório para que sua tensão seja mantida constante (YEN, 2005).

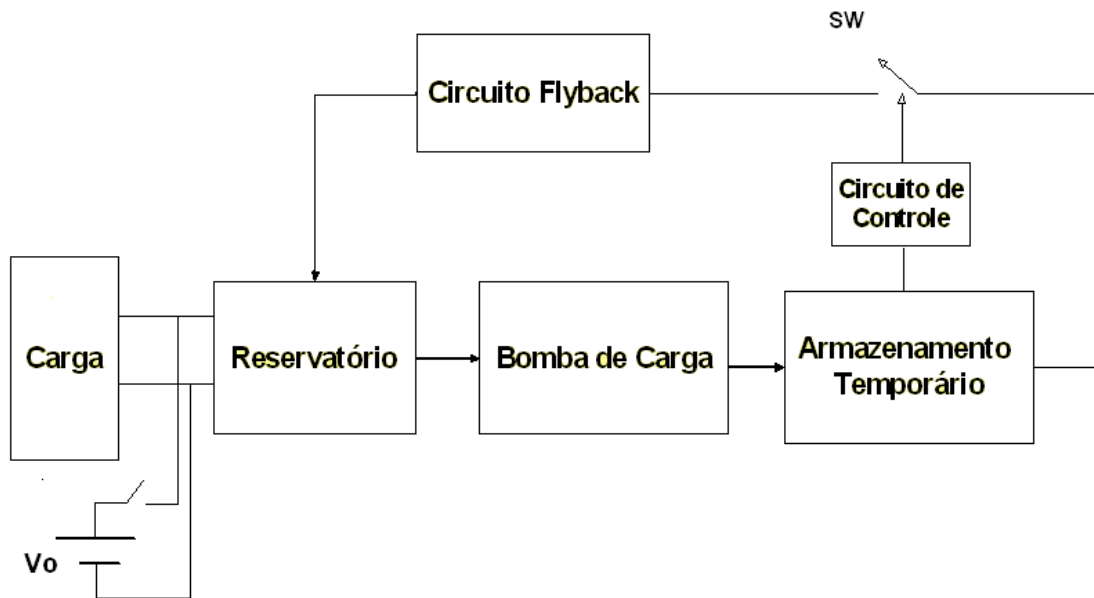


Figura 2. 4: Diagrama de blocos do sistema de recuperação de energia utilizando capacitor variável.

2.5.1 Energia do capacitor variável

Em um sistema físico de um capacitor variável, Q , V_c e C podem variar em função do tempo, onde C é a capacitância do capacitor, Q é a carga e V_c a tensão sobre o mesmo. Supondo que a distância entre as placas do capacitor seja variável, implica que C pode mudar. Se colocarmos Q e V_c variando seus valores ao longo do tempo em um plano $Q \cdot V$, com C indo de um valor máximo para um valor mínimo, tem-se um gráfico semelhante ao da Figura 2.5. No ponto A a capacitância está na posição de C_{max} , o capacitor é carregado até que a tensão se torna V_0 como mostrado pelo ponto B . Neste momento, a capacitância reduz de C_{max} para C_{min} , por meio das vibrações mecânicas e aumenta a tensão até $V \cdot C_{max}$, como mostrado pelo ponto D . Este aumento de tensão resulta no aumento líquido de energia gerada, como mostrado pela equação (2.2). Finalmente, ocorre a descarga da capacitância em algum reservatório e o sistema está novamente no ponto A . Este é o processo onde a carga líquida do sistema é mantida constante durante a variação da capacitância. A área do ciclo é numericamente igual à energia gerada.

Podem-se ter dois tipos de ciclos, um de carga constante e outro de tensão constante, a distinção entre os dois ciclos, depende de qual grandeza varia: Q ou V , durante o tempo em que a capacitância passa do valor máximo para o mínimo.

No primeiro caso, onde o capacitor tem seus terminais em aberto quando a capacitância varia, a carga sobre as placas do capacitor permanece constante. A quantidade de

energia recuperada pode ser calculada a partir de (2.2).

No segundo caso, para os circuitos que conectam o capacitor a uma fonte de tensão durante a variação da capacitância de C_{max} para C_{min} , a tensão do capacitor permanece fixa com a variação da capacitância.

A equação (2.3) representa a quantidade de energia recuperada delimitada pela área do caminho ABD para o ciclo de tensão constante.

Energia recuperada no ciclo de carga constante:

$$\Delta E = \frac{1}{2} Q_0 \Delta V C \quad (2.2)$$

Energia recuperada no ciclo de tensão constante:

$$\Delta E = \frac{1}{2} \Delta Q V_{C_0} \quad (2.3)$$

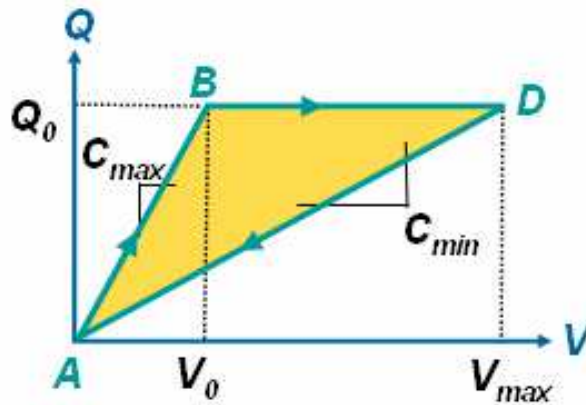


Figura 2. 5: Ciclo de energia para carga constante.

2.5.2 Capacitor variável

É ilustrado na Figura 2.6 o capacitor variável usado no presente trabalho. A parte superior é o eletrodo móvel com a massa de prova ao centro. Este eletrodo se move lateralmente causando a variação do capacitor. A parte inferior é o eletrodo fixo montado sobre o substrato. É ilustrado na Figura 2.7 como é construído o substrato composto por

trilhas condutoras, intercalando com material isolante. Essa construção é adotada para se obter uma maior variação da capacitância com um pequeno deslocamento do eletrodo variável, possibilitando assim, uma maior frequência de vibração do capacitor.

Para a geração de alta densidade de potência, os principais requisitos são o valor máximo do capacitor, a máxima variação da capacitância, a tensão inicial do capacitor e a frequência de vibração. Para se obter a máxima variação da capacitância, a massa de prova deve ser flexível o suficiente para proporcionar um deslocamento lateral igual à largura da trilha condutora. Assim, faz-se a capacitância mínima ser zero (PARACHA et al., 2009).

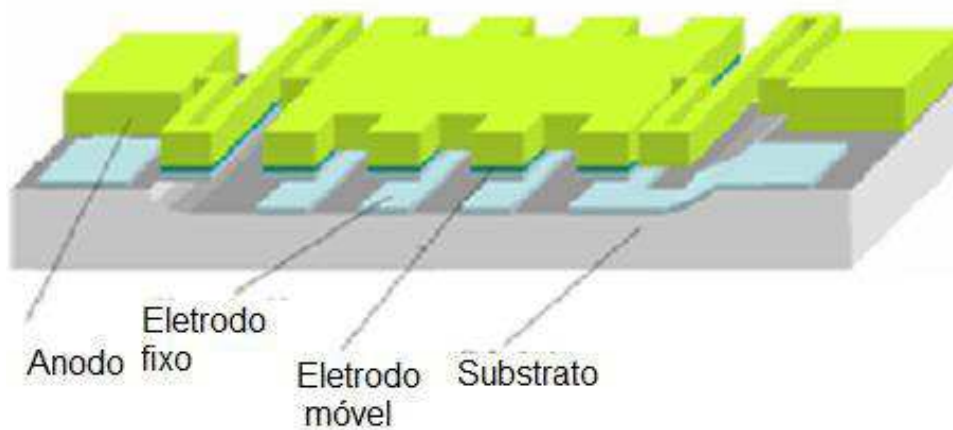


Figura 2. 6: Estrutura do capacitor variável (MEMS).

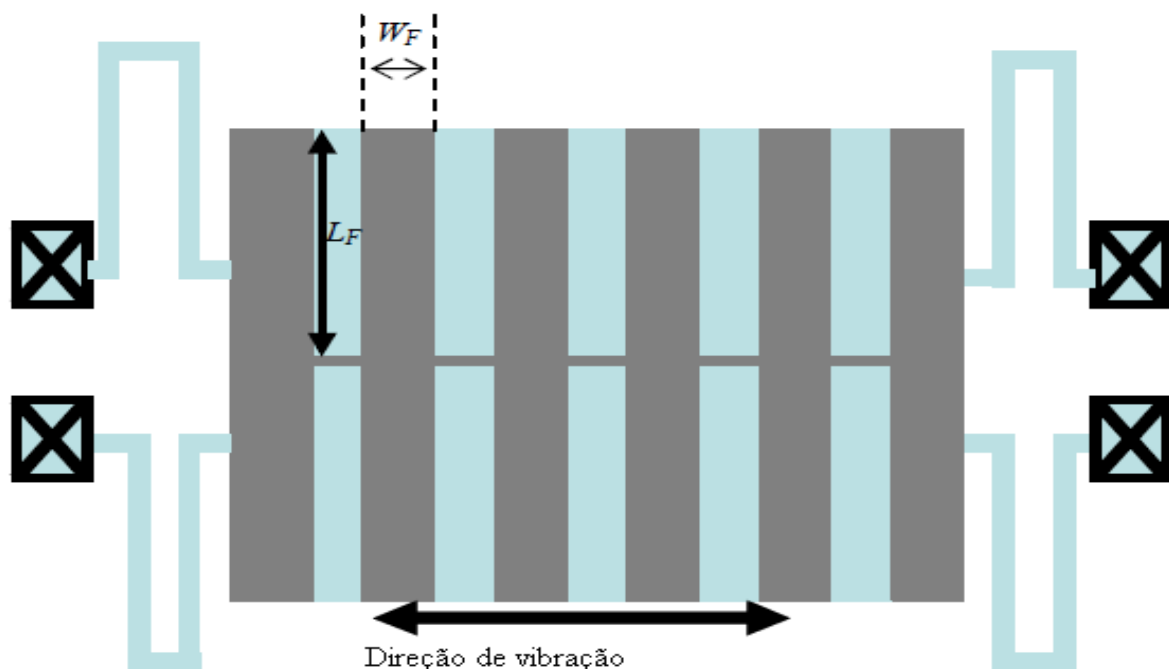


Figura 2. 7: Substrato composto por trilhas condutoras.

A energia captada por um ciclo de vibração, por meio da variação do capacitor do seu valor máximo para o valor mínimo pode ser calculada a partir do emprego da expressão 2.4:

$$\Delta E = (E_f - E_0) = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{C_{\max}}{C_{\min}} V_0 \right)^2 C_{\min} - V_0^2 C_{\max} \right]$$

$$\Delta E = E_0 \left(\frac{C_{\max}}{C_{\min}} - 1 \right) \quad (2.4)$$

Em que E_f é a energia final e E_0 é a energia inicial usada para carregar a capacitância C_{\max} a uma carga Q_0 . Assim, a energia elétrica é convertida $[(C_{\max}/C_{\min})-1]$ vezes maior do que a energia inicial. Na equação (2.5) é apresentada a fórmula analítica para o cálculo da capacitância variável.

$$C_{var}(x) = N \frac{2\varepsilon_0 \varepsilon_r L_F}{t_{NIT} + \varepsilon_r g_{AIR}} (W_F - x) \quad (2.5)$$

Em que N , ε_r , ε_0 , L_F , W_F , t_{NIT} , g_{AIR} , e x são:

N = o número de trilhas;

ε_r = permissividade relativa do dielétrico;

ε_0 = permissividade do espaço livre;

L_F = o comprimento da trilha;

W_F = largura da trilha condutora;

g_{AIR} , = espessura do dielétrico;

t_{NIT} = entreferro presente entre dois eletrodos;

x = deslocamento lateral da massa de prova.

O fator $(W_F - x)$ é responsável pela variação da capacitância. Com este fator de deslocamento igual a zero, a capacitância é máxima. Quanto maior o deslocamento lateral, menor será a capacitância e maior será a variação capacitiva. Algumas informações adicionais sobre capacitor variável são apresentadas no capítulo 5.

2.5.3 Bomba de carga

O circuito ilustrado na Figura 2.8 funciona como a bomba de carga, que inclui 3 capacitores e 2 diodos. O capacitor C_{res} funciona como um reservatório de cargas. Quando o capacitor variável está com sua capacitância máxima, implica ter sua tensão mínima. Quando a tensão de C_{var} é mínima, este recebe cargas de C_{res} através de D_1 . À medida que sua capacitância diminui devido à vibração, sua tensão aumenta e força as cargas a se deslocarem. Como D_1 fica bloqueado devido ao aumento do potencial de C_{var} , estas cargas vão para o capacitor C_{store} através de D_2 . Os capacitores C_{res} e C_{store} representam para o diagrama do capacitor variável da Figura 2.4, o reservatório e o local de armazenamento temporário, respectivamente.

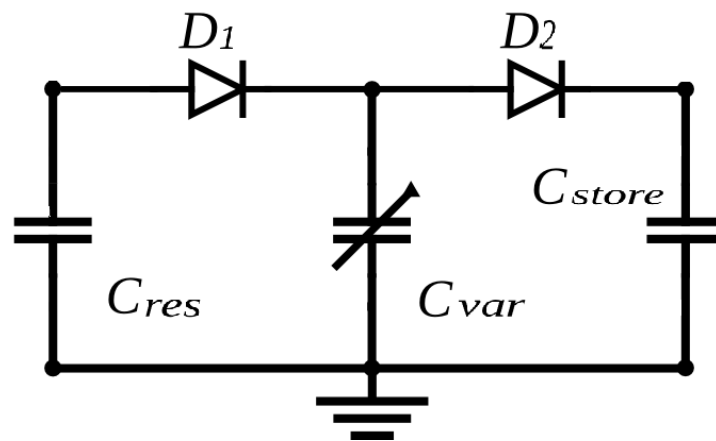


Figura 2. 8: Circuito da bomba de cargas.

Ao iniciar um ciclo do capacitor variável, C_{var} começa a diminuir seu valor máximo. A tensão de C_{var} começa a aumentar. O máximo valor que V_{var} pode alcançar é dado pela expressão (2.6), porém ele é limitado a cada ciclo a um valor um pouco maior que V_{store} , devido à condução de D_2 . A transferência de cargas de C_{var} para C_{store} ocorre quando $V_{var} > V_{store}$. Como a cada ciclo V_{store} aumenta, é necessário que V_{var} atinja cada vez mais, valores maiores para que se inicie a transferência de cargas. Deste modo, os primeiros ciclos de variação de C_{var} transferem mais cargas para C_{store} do que os últimos, quando V_{store} já está próximo do valor máximo, ou seja, a cada ciclo menos cargas são transferidas de C_{var} para C_{store} . A Figura 2.9 ilustra o gráfico $Q \cdot V$ para este circuito.

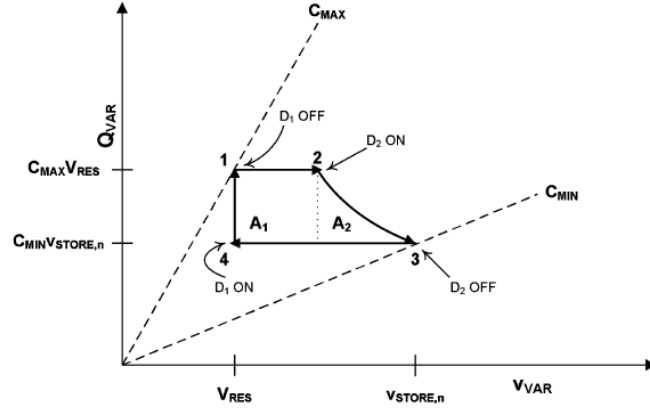


Figura 2. 9: Gráfico Q•V para o circuito da bomba de cargas.

$$VC_{max} = Vin \left(\frac{C_{max}}{C_{min}} \right) \quad (2.6)$$

A tensão que V_{store} atinge para cada ciclo de vibração é apresentada na expressão (2.7), em que n é o número de vezes que o capacitor varia.

$$V_{store_n} = \Delta V_{store_{n-1}} + \frac{\Delta Q_{store}}{C_{store}}$$

$$V_{store_n} = V_{store_{n-1}} + \frac{Q_{var_{ini}} - Q_{var_f}}{C_{store}}$$

$$V_{store_n} = V_{store_{n-1}} + \frac{C_{max}V_{res} - C_{min}V_{store_{n-1}}}{C_{store}} \quad (2.7)$$

A tensão de V_{res} também se modifica de acordo com a expressão (2.8).

$$V_{res} = V_{res_{n-1}} - \frac{\Delta Q_{store}}{C_{res}} \quad (2.8)$$

Na Figura 2.10 são apresentadas a variação da tensão do capacitor variável e o aumento da tensão do capacitor C_{store} devido à transferência de cargas de C_{var} para C_{store} . Observe que inicialmente a tensão de C_{store} aumenta muito mais rapidamente do que quando no final da curva. Isso ocorre devido à transferência das cargas serem maior no início da curva.

É ilustrado na Figura 2.11 o resultado de uma simulação do circuito da bomba de carga. Inicialmente o capacitor $C_{res} = 1 \mu\text{F}$ foi carregado com uma tensão de 6 V. O capacitor C_{var} varia entre um valor máximo e mínimo de 450 pF a 150 pF e $C_{store} = 3 \text{ nF}$. A tensão de C_{store} aumenta devido à transferência de cargas a cada Variação de C_{var} . A tensão V_{res} diminui à medida que cargas são transferidas de C_{res} para C_{store} .

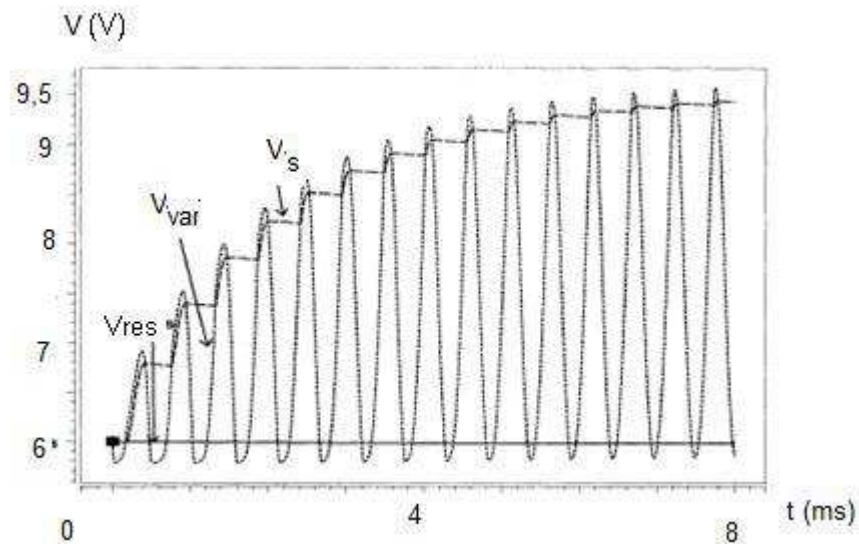


Figura 2. 10: Variação das tensões do capacitor variável e de C_{store} .

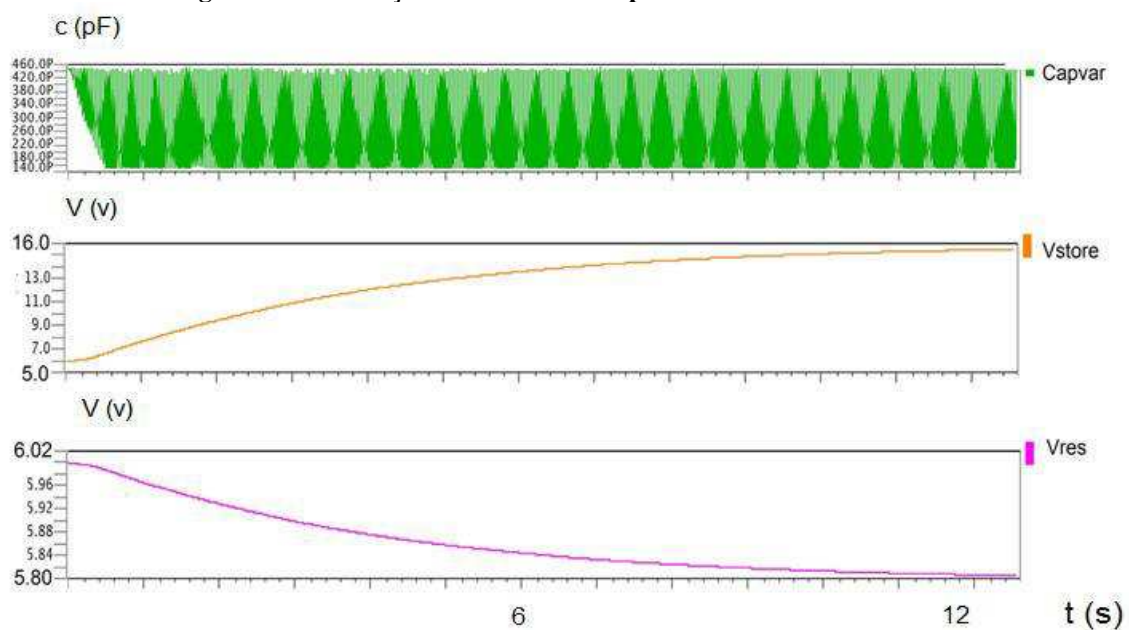


Figura 2. 11: Variação da capacitância C_{var} , V_{store} e V_{res} .

2.5.4 Circuito ressonador com retorno indutivo

É apresentado na Figura 2.12 o circuito ressonador com retorno indutivo utilizado para recuperação de energia elétrica utilizando cargas eletrostáticas. O circuito pode ser dividido em três partes: a primeira parte refere-se à bomba de carga, que impulsiona os elétrons a circular pelo circuito, composto por C_{res} , C_{var} , C_{store} , D_1 e D_2 . A segunda parte é o circuito *Flyback*, responsável pelo retorno das cargas de C_{store} para C_{res} formada por L , D_3 e a chave S_w . A terceira parte é o sistema mecânico composto por uma mola e uma massa de prova conectada ao capacitor variável (PARACHA, 2006; GALAYKO, 2007).

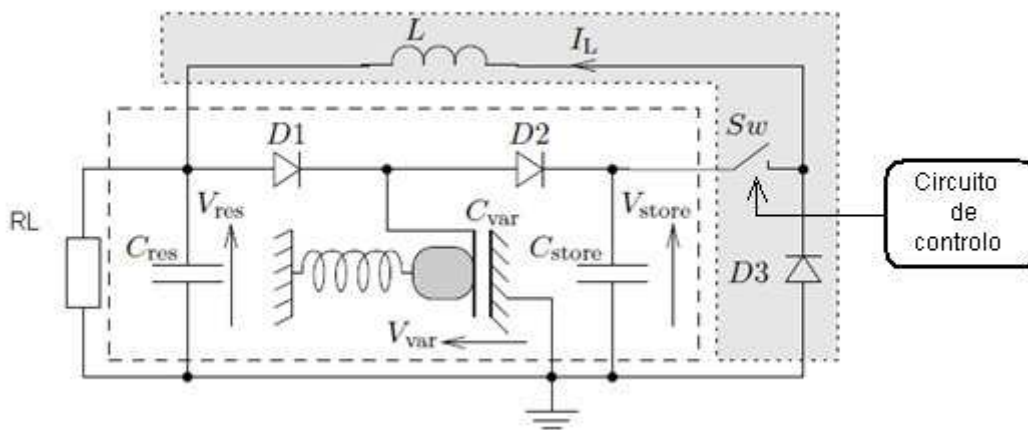


Figura 2. 12: Circuito ressonador com retorno indutivo.

A parte mecânica foi modelada utilizando uma equação de segunda ordem ressonante amortecida, associada a um transdutor capacitivo acoplado com uma massa de prova (GALAYKO et al., 2007). A massa de prova é mecanicamente acoplada com o sistema externo por meio de uma barra que permite a transmissão das vibrações externas para a massa. O sistema mecânico é descrito pela expressão (2.9).

$$(F_{transd} - ma_{ext} - kx - \mu\dot{x}) = m\ddot{x} \quad (2.9)$$

Em que k é o coeficiente de rigidez da mola, μ é o coeficiente de amortecimento, e a_{ext} é a aceleração externa. F_{transd} é a força gerada pelo transdutor devida ao efeito do campo elétrico, x é o deslocamento, m é a massa de prova e f_0 é a frequência de ressonância do sistema mecânico.

Foram utilizados, neste sistema para simulação, os seguintes valores: $m = 46 \mu\text{g}$, $k = 152,6$, $f_0 = 298 \text{ Hz}$, $\mu = 2,185 \cdot 10^{-3}$, $X_{\text{max}} = 50 \mu\text{m}$, $C_{\text{min}} = 150 \text{ pF}$, $C_{\text{max}} = 450 \text{ pF}$.

No circuito da Figura 2.12, pode-se adotar inicialmente a condição em que $V_{\text{res}}=V_{\text{var}}=V_{\text{store}}=V_0$ e que C_{var} está em seu valor máximo. Quando a chave Sw está aberta e ocorre diminuição da capacitância, haverá o aumento da tensão de C_{var} . Conseqüentemente, o diodo D_2 ficará diretamente polarizado e a carga deste capacitor passará para o capacitor C_{store} , aumentando a tensão sobre o mesmo. Quando a capacitância aumenta, a tensão sobre C_{var} diminui, ficando menor que V_{res} , fazendo com que D_1 fique diretamente polarizado, levando, assim, cargas de C_{res} para C_{var} . Este processo se repete durante a vibração.

Para o funcionamento deste sistema existe um circuito de controle que determina o momento de fechamento e abertura da chave Sw em função da tensão de V_{store} . Quando C_{store} atinge o um determinado valor definido pela lógica do circuito de controle, a chave é fechada e as cargas de C_{store} são transferidas para C_{res} recarregando-o. Quando a chave é aberta, o indutor descarrega sua energia em C_{res} formando um circuito série entre indutor, C_{res} e D_3 . A partir deste ponto é que o circuito passa efetivamente a ganhar energia, pois V_{res} começa a aumentar e sua tensão será maior do que a tensão que ele tinha inicialmente. Pela continuação da circulação da corrente devido à energia armazenada no indutor, cargas são transferidas da placa ligada ao terminal de terra do capacitor C_{res} para a placa superior deste capacitor. São ilustradas na Figura 2.13 as formas de onda sobre o circuito, no qual a tensão de V_{store} aumenta cada vez que tem uma variação de C_{var} . V_2 é a tensão máxima e V_1 é a tensão mínima de V_{store} , definidas pelo circuito de controle, para que haja uma maior eficiência do circuito. A parte inferior da figura mostra a corrente sobre o indutor devido à descarga de C_{store} . Quando a chave é fechada, a corrente cresce desde o zero até o valor máximo. Quando a chave é aberta, a corrente começa a decair até chegar à zero novamente.

É ilustrado na Figura 2.14 o resultado de uma simulação do circuito ressonador com retorno indutivo para uma tensão de 5 V previamente carregada em C_{res} . São apresentadas a tensão de C_{store} e a corrente do indutor para o circuito da Figura 2.12. A Figura 2.15 representa as mesmas formas da Figura 2.14 de modo expandido no tempo, para que se possa visualizar melhor a corrente do indutor. São ilustradas na Figura 2.16 as formas de onda sobre o circuito da Figura 2.12 com a carga desconectada, nesta Figura são mostradas as formas de ondas sobre C_{store} , C_{res} , C_{var} , a variação do capacitor em pico *farad* e a variação do deslocamento do capacitor em μm . Pode-se observar que o sistema ganhou energia verificando a forma de onda da tensão sobre C_{res} . Para um tempo de 14 s, a tensão de C_{res} variou de 5,0 V para 6,1 V.

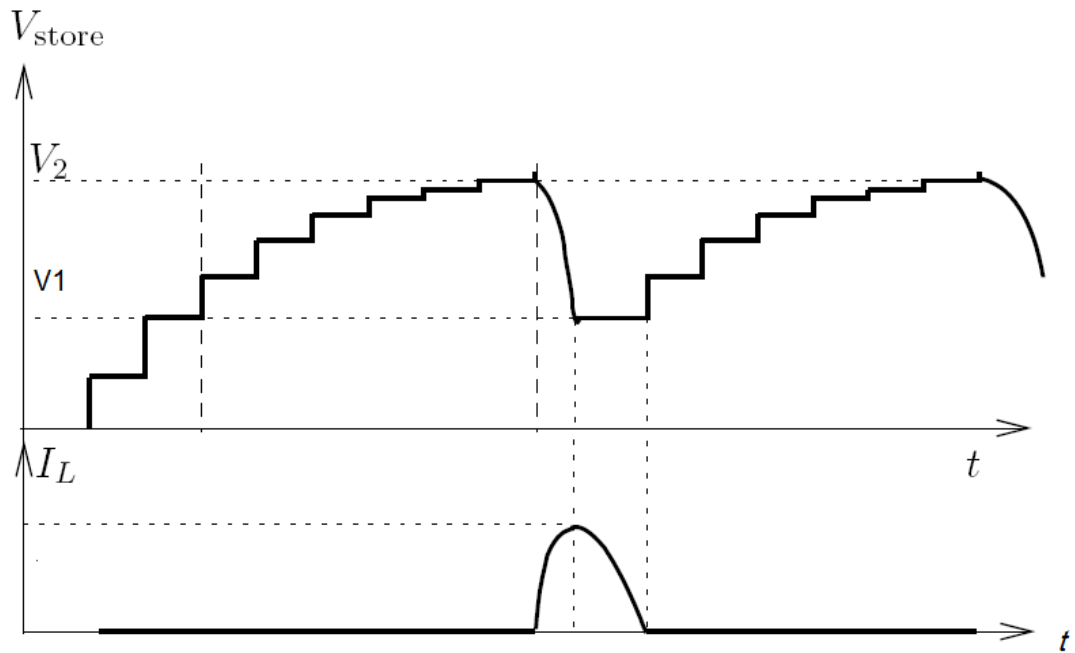


Figura 2. 13: Formas de onda de tensão sobre C_{store} e corrente no indutor.

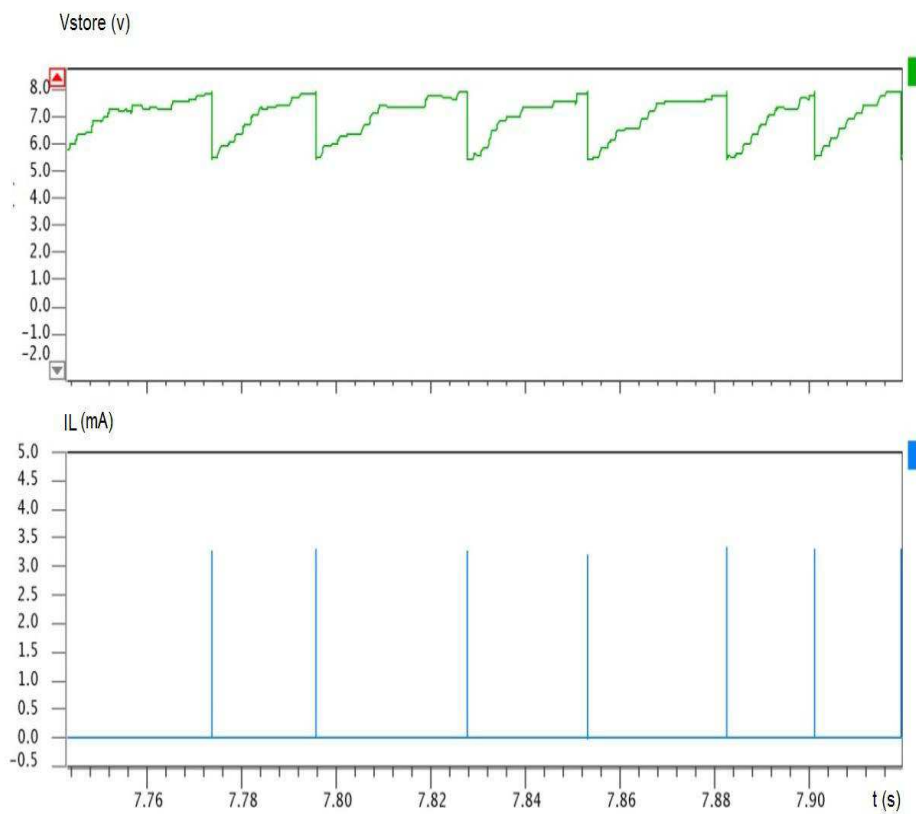


Figura 2. 14: Tensão de C_{store} e a corrente do indutor.

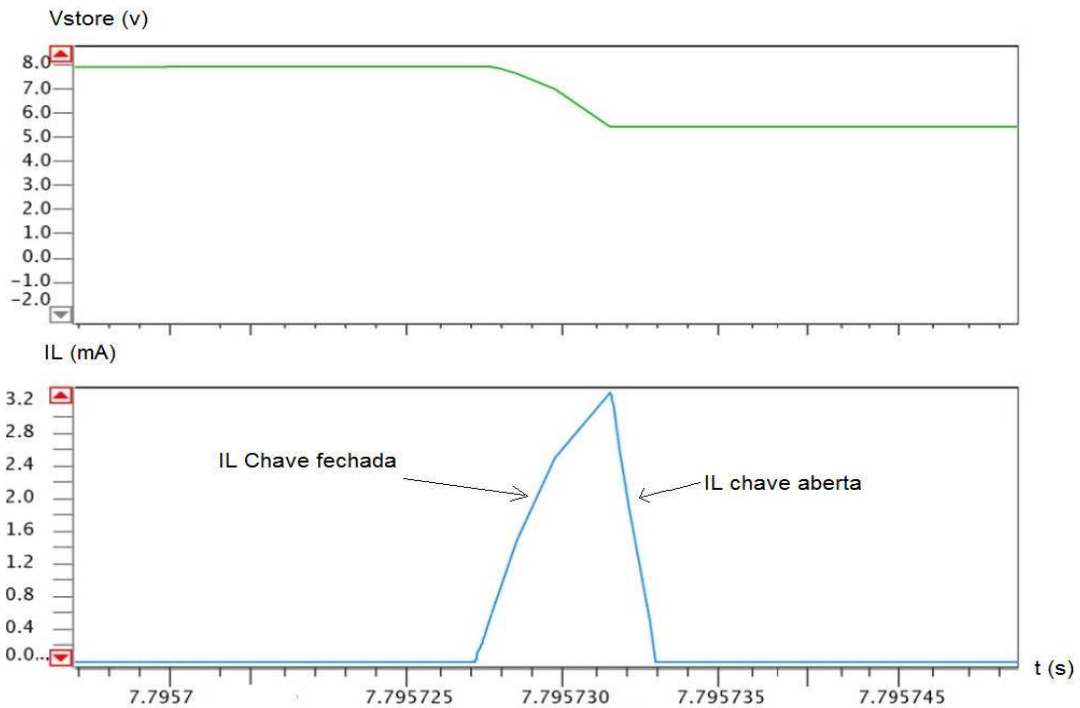


Figura 2. 15: Tensão de C_{store} e corrente do indutor expandida no tempo.

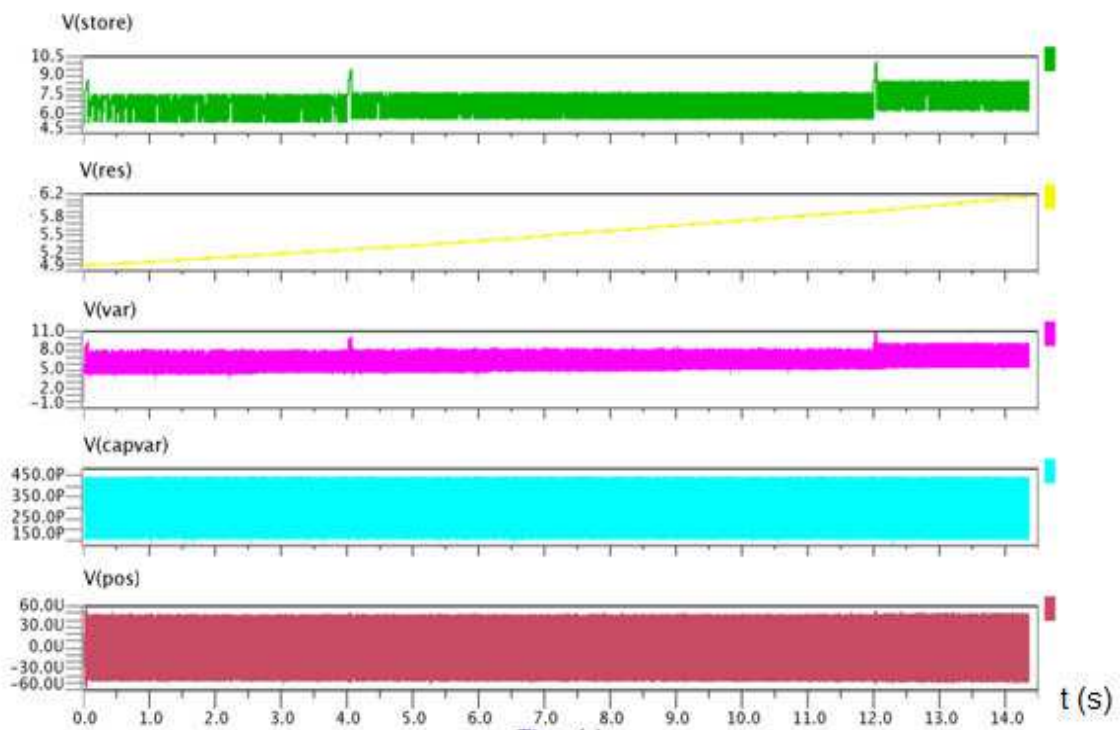


Figura 2. 16: Formas de onda sobre o circuito ressonador com retorno indutivo.

2.5.4.1 Cálculo do ganho de energia

A quantidade de energia que o sistema ganhou em um determinado intervalo de tempo é encontrada subtraindo a energia final sobre C_{res} e C_{store} da energia inicial sobre estes capacitores. O cálculo do ganho da energia elétrica proveniente da conversão da energia mecânica em energia elétrica pode ser feito mediante o emprego da expressão (2.10).

$$GE = (E_{res_{final}} + E_{store_{final}}) - (E_{res_{inicial}} + E_{store_{inicial}})$$
$$GE = \frac{1}{2} \left[(C_{res} \cdot V_{res_{final}}^2 + C_{store} \cdot V_{store_{final}}^2) - (C_{res} \cdot V_{res_{inicial}}^2 + C_{store} \cdot V_{store_{inicial}}^2) \right]$$
(2.10)

Para a Figura 2.16 pode-se calcular o ganho de energia considerando apenas a variação da tensão sobre C_{res} , visto que o capacitor de C_{res} é bem maior do que o capacitor C_{store} e que houve vários ciclos de carga e descarga de C_{store} em que este capacitor ganhou e perdeu carga. Deste modo, tem-se que:

$$GE = \frac{1}{2} C_{res} (V_{res_{final}}^2 - V_{res_{inicial}}^2)$$
$$GE = \frac{1}{2} 10^{-6} (6.1^2 - 5^2) = 6,1 \cdot 10^{-6} \text{ J}$$

Para o resultado da simulação apresentado na Figura 2.16, o sistema tinha uma energia inicial de aproximadamente 12,5 μJ e ganhou uma energia 6,105 μJ , ficando com uma energia final de 18,6 μJ após um tempo de 14 s.

2.6 Recuperação de energia utilizando gerador piezoelétrico

O circuito de recuperação de energia, utilizando cargas eletrostáticas, tem a capacidade de fazer com que as cargas circulem dentro do circuito, ocorrendo, assim, a transferência de cargas entre os capacitores. Porém, este circuito necessita que seus capacitores sejam carregados previamente para que possa funcionar, pois só a partir de uma carga inicial é que o circuito pode recuperar energia. Se os capacitores estiverem

completamente descarregados não tem como haver movimentação de cargas.

Desta forma, é necessário criar um meio para fornecer a energia inicial aos capacitores. Esta energia deve ser proveniente de alguma fonte, que seja integrada ao sistema, porque não faria sentido termos que acoplar uma fonte de tensão externa, pois, o circuito perderia a característica de ser autônomo e independente de outros dispositivos.

Para solucionar este problema, é proposta a introdução de um pequeno gerador piezoelétrico para fornecer apenas a energia inicial que o circuito de recuperação de energia com cargas eletrostáticas necessita. As dimensões do gerador piezoelétrico e a sua capacidade de geração são pequenas, porém necessária para que a recuperação de energia utilizando o circuito com capacitor variável funcione. Por essa razão, podemos melhorar a densidade de potência por área em relação à utilização apenas do gerador piezoelétrico.

2.6.1 Gerador Piezoelétrico

Os materiais piezoelétricos podem ser utilizados para converter energia mecânica, a partir de vibração, em energia elétrica. Um dos materiais piezoelétricos mais utilizados é o *Zirconate Titanate* mais popularmente conhecido como PZT. Para excitar a membrana do PZT, pode se aplicar uma pressão a uma massa de prova que é colocada no final de uma barra formada com o material piezoelétrico. A massa de prova tem a função de reforçar a vibração sobre o material (LE, 2008). É ilustrada na Figura 2.17 a configuração mecânica de um gerador utilizando um material piezoelétrico e uma massa de prova.

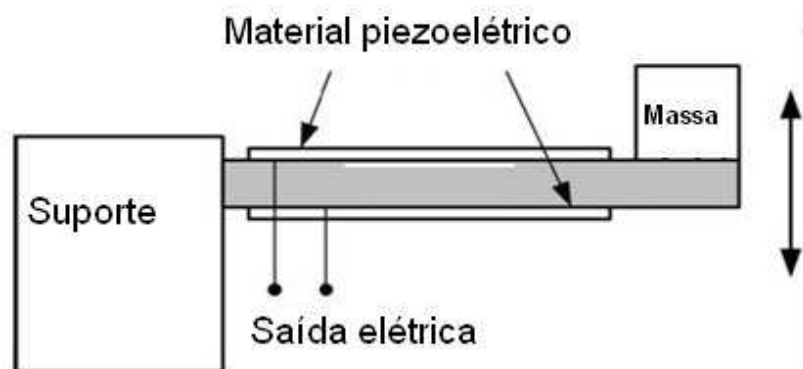


Figura 2. 17: Configuração mecânica de um gerador piezoelétrico.

No gerador piezoelétrico a lâmina piezoelétrica é mecanicamente forçada a vibrar de modo a funcionar como um gerador que transforma energia mecânica em energia elétrica. A

membrana do PZT é colocada sobre um substrato em contato com dois eletrodos, que são usados como condutores para a conexão com a carga elétrica. A tensão gerada pelo material piezoelétrico é alternada na frequência da vibração mecânica e geralmente de baixa amplitude.

A descoberta de propriedades dos materiais piezoelétricos em uma solução sólida de titanato de chumbo e zirconato de chumbo, $Pb(Zr, Ti)O_3$, o PZT, foi realizada por Jaffe e seus colaboradores em 1954, abrindo a possibilidade de desenvolvimento de vários novos aplicativos. Várias modificações da composição da base de cerâmica PZT foram desenvolvidas para aperfeiçoar as propriedades dielétricas e piezoelétricas para diferentes aplicações.

A compreensão do princípio de funcionamento dos materiais piezoelétricos começa essencialmente pela compreensão da estrutura cristalina do material. A menor unidade de repetição é chamada de unidade celular. A simetria específica possuída pela célula unitária determina se é ou não possível para o cristal exibir a piezoelectricidade.

A aplicação de pressão sobre um cristal que não possui um centro de simetria produz um movimento de íons positivos e negativos, um com relação ao outro, resultante dos dipolos elétricos que são gerados no interior do material. É ilustrado na Figura 2.18 o comportamento em um cilindro de cristal piezoelétrico. Quando uma força externa é aplicada para produzir deformação ou ruptura do material, a deformação provoca uma mudança no momento de dipolo produzindo tensão que aparece entre os eletrodos. Esta é a ação geradora que converte energia mecânica em energia elétrica (BRUCE, 2001; LU et al., 2004).

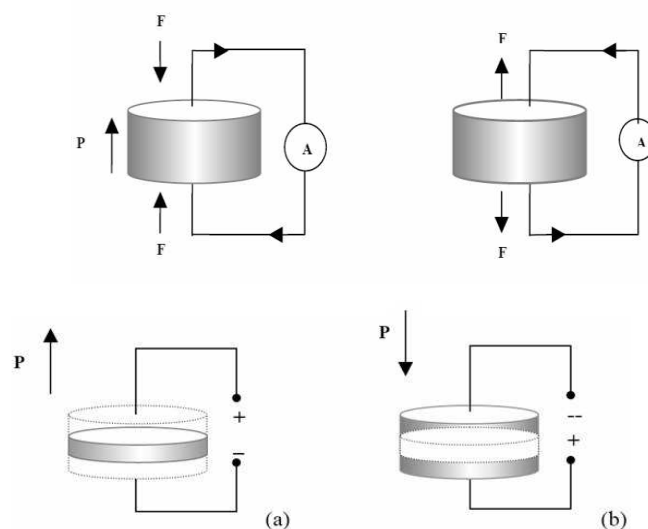


Figura 2. 18: Comportamento em um cilindro de cristal piezoelétrico quando uma força externa é aplicada.

2.6.1.1 Modelo da fonte vibratória

Geralmente um elemento piezoelétrico cerâmico gera energia elétrica a partir de uma entrada de energia mecânica. Na saída de um gerador piezoelétrico, a tensão aumenta quase linearmente com o aumento da vibração. Para o sistema de circuito aberto, a tensão gerada pode ser calculada a partir da expressão (2.11):

$$V_0 = -g_{33} X t \quad (2.11)$$

Em que V_0 é a tensão de saída, g_{33} é a constante piezoelétrica da tensão, X é a deformação aplicado sobre o elemento e t é a espessura do elemento.

A energia mecânica, aplicada ao elemento de cerâmica, será utilizada para a deformação do mesmo. Assumindo que não terão outras perdas, o restante da energia de entrada será convertido em energia elétrica utilizável. A expressão (2.12) descreve este comportamento.

$$W_t = W_d + W_e \quad (2.12)$$

Em que W_t é a entrada total de energia mecânica, W_d energia expandida para deformar a cerâmica e W_e é a energia no campo elétrico do elemento de cerâmica.

O comportamento dinâmico das estruturas, resultante da troca de energias, pode ser modelado de várias maneiras; a mais conhecida é a segunda lei de Newton. Se a força externa é estática ou quase-estática, as forças de rigidez da estrutura são criadas para que haja o equilíbrio.

A rigidez de forma esquemática é conceitualmente representada por uma mola e denota a capacidade de um sistema para armazenar a energia. A força da rigidez segue a lei de Hooke, $F_s = K \cdot \Delta_x$, onde a constante de rigidez K é expressa em unidade de força por unidade de comprimento. O amortecimento define a capacidade de um sistema ou estrutura para dissipar a energia. Para um sistema oscilatório, o amortecimento é uma medida da quantidade de energia que é dissipada pelo sistema durante um ciclo de oscilação.

O modelo do sistema de vibração pode ser visto em apenas uma coordenada para descrever a resposta ao ambiente. Esta definição depende de três parâmetros principais num

sentido dinâmico, que são: sua massa, amortecimento e rigidez. Quando o sistema é impulsionado por uma força externa aplicada $f(t)$, o movimento pode ser descrito pela equação (2.13) e visto na Figura 2.19.

$$m_s \frac{d^2x}{dt^2} + D \frac{dx}{dt} + kx = F \cos(\omega t) \quad (2.13)$$

Em que m_s : massa efetiva, K : rigidez ou constante elástica, D : coeficiente de amortecimento e x : deslocamento.

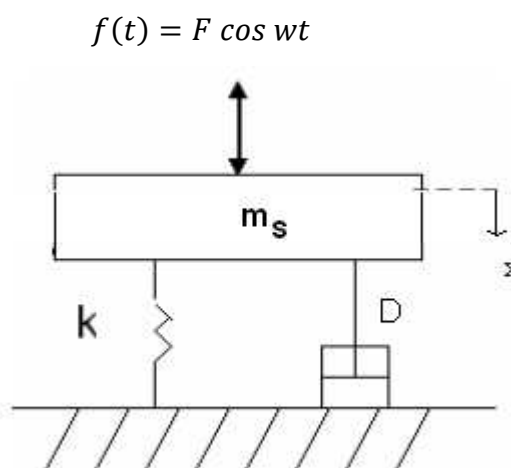


Figura 2. 19: Representação do sistema mecânico do gerador.

Na análise de um sistema, a transmissibilidade mecânica pode ser empregada para indicar a transferência de energia mecânica a partir de uma vibração a um transdutor. Geralmente, a transmissibilidade é uma medida da resposta da vibração de um sistema dividido pela amplitude da vibração de entrada para o sistema. O casamento de impedância mecânica é outro procedimento que deve ser realizado para aumentar a transmissibilidade mecânica e diminuir a taxa de amortecimento.

O fluxo de energia do gerador piezoelétrico consiste de três etapas de transformação de energia e três tipos de perdas. Na primeira etapa, a energia do ambiente é transformada em energia mecânica de vibração do transdutor piezoelétrico. Nesta fase de transição há uma perda mecânica por causa da impedância mecânica, tais como fator de amortecimento e reflexão. Na segunda etapa, a energia de vibração mecânica é transformada em energia elétrica, onde o efeito piezoelétrico direto do material é usado. Esta taxa de transdução de

energia depende do fator de acoplamento eletromecânico e do coeficiente piezoelétrico das amostras do PZT. Na terceira etapa, a energia elétrica gerada é transferida para a carga. Para obter a máxima transferência de energia elétrica, deve haver um casamento de impedância elétrica entre gerador e carga.

A máxima potência que pode ser transmitida à carga quando há um casamento de impedância entre o PZT e o circuito de carga puramente resistivo será de:

$$P = \frac{V^2}{2.RL} \quad (2.14)$$

2.6.1.2 Modelo elétrico do gerador piezoelétrico

Um dos desafios em um gerador de energia deste tipo é a concepção e construção de uma conversão eficiente para a captura de energia a partir da membrana do PZT. Ao contrário de fontes de alimentação e baterias convencionais, que normalmente têm impedância interna muito baixa, os geradores piezoelétricos têm impedância interna elevada. Esta alta impedância restringe a quantidade de corrente que pode ser impulsionada pelo PZT. Outra característica desta fonte de energia é a baixa tensão da saída do dispositivo piezoelétrico. Devido a esta baixa tensão de saída, faz-se necessário um conversor para transformar esta tensão em um valor contínuo e de amplitude adequada para alimentar a carga. Deste modo, torna-se desafiador o desenvolvimento de circuitos retificadores que sejam eficientes, dado que muitos retificadores de meia onda ou onda completa exigem uma tensão de operação muito elevada para o potencial disponível.

O circuito equivalente de um transdutor piezoelétrico na ressonância e fora da ressonância é geralmente representado por uma rede de indutores, capacitores, e resistores. Um circuito equivalente na ressonância do transdutor piezoelétrico é representado na Figura 2.20. Este circuito possui uma impedância mais baixa em que C_d corresponde à capacitância eletrostática e que os componentes L_A e C_A são partes do circuito RLC série que representa a resposta do piezoelétrico.

O circuito equivalente para o gerador piezoelétrico pode ser simplificado em termos de C que é a capacitância estática para baixa frequência e R_s que é o resistor série total que representa as perdas dielétricas. É ilustrado na Figura 2.21 o circuito simplificado do gerador, em que V_{oc} é a tensão de circuito aberto cujo valor depende da magnitude e da frequência da

força aplicada.

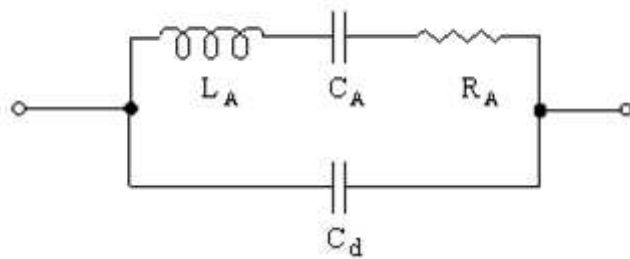


Figura 2. 20: Impedância do gerador piezoelétrico na ressonância.

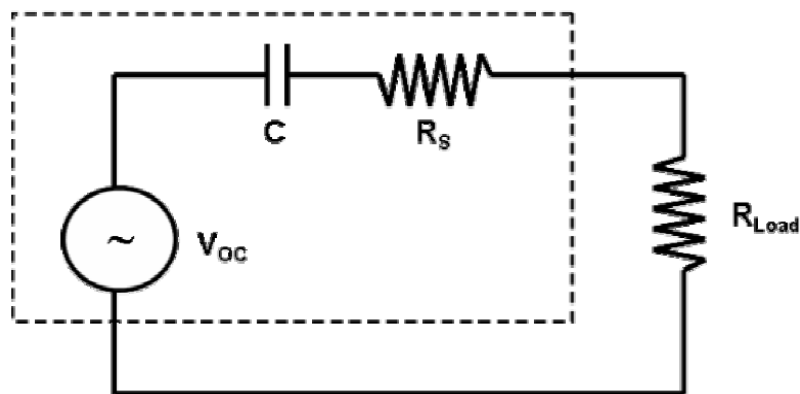


Figura 2. 21: Circuito simplificado de um gerador piezoelétrico.

Para estudar um circuito de interface entre o PZT e carga é necessário criar um modelo de circuito para simular a geração de energia pela membrana piezoelétrica. Quando os pulsos de pressão são aplicados à membrana, a vibração causada sobre o material piezoelétrico faz surgir uma tensão que varia de acordo com a amplitude e frequência da pressão e das características da membrana.

Analisando o gerador piezoelétrico, em um caso mais específico e de uma forma mais detalhada, podemos verificar que a membrana do PZT vai sofrer desvios positivos, fazendo a tensão ir para o máximo potencial positivo. Quando a alteração da pressão é zero, o potencial da membrana é o mais negativo. O aumento da onda negativa é causado pela deformação da membrana neste sentido. O potencial gerado através da membrana em função da frequência revela que a frequência ressonante para uma membrana específica de $2,45 \text{ mm}^2$ é de aproximadamente 340 Hz com uma tensão máxima variando de -0,85 V para 1,7 V (LE, 2008). É ilustrada na Figura 2.22 a tensão gerada por um PZT de $2,45 \text{ mm}^2$.

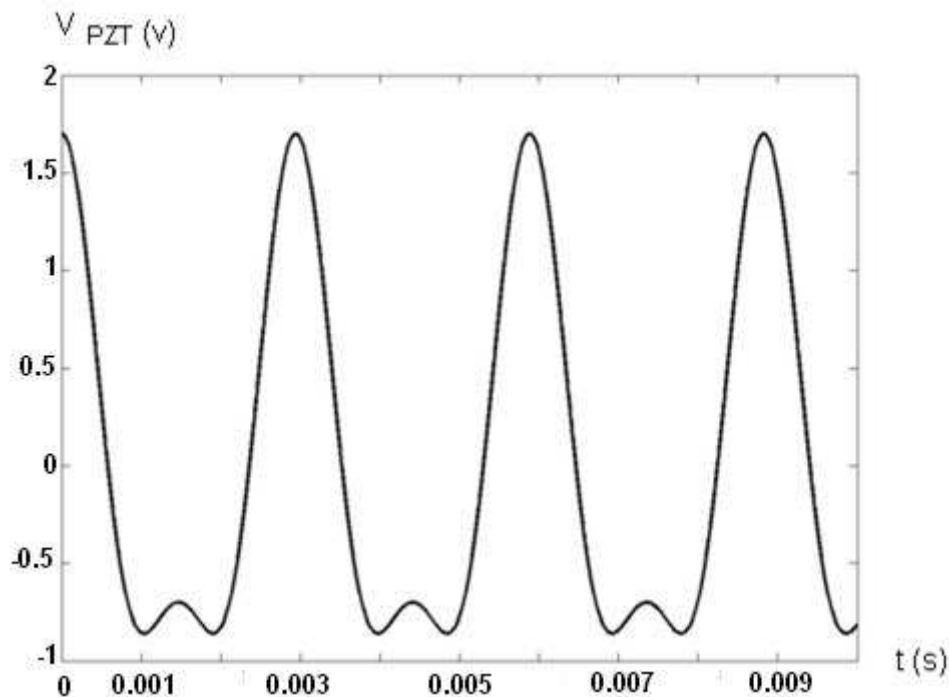


Figura 2. 22: Tensão gerada pelo PZT na frequência de ressonância.

Um modelo equivalente de circuito é desenvolvido para uma membrana de PZT com $2,45 \text{ mm}^2$. São usadas duas fontes de tensão senoidal; uma na frequência de ressonância e a outra fonte com a frequência da segunda harmônica. A fonte de tensão V_1 representa a frequência fundamental e V_2 representa a segunda harmônica da frequência de excitação. Apesar de o modelo poder ser representado por componentes de frequência de ordem superior, o modelo representado pela segunda ordem é usado porque é simples e proporciona uma boa aproximação para a tensão de saída (LE, 2006).

$$V(f) = V1(f) \cdot \cos(2\pi w) + V2(f) \cdot \cos(4\pi w) \quad (2.15)$$

A impedância do dispositivo piezoelétrico é modelada como um resistor de $200 \text{ k}\Omega$ ligado em paralelo com um capacitor de 30 nF . Para tensão CC e de baixa frequência, a impedância é de $200 \text{ k}\Omega$. Na frequência ressonante, a impedância é dominada pelo componente reativo a partir da capacitância interna. É importante notar que, ao contrário das demais fontes de energia que têm baixa impedância de saída, a fonte utilizando os materiais piezoelétricos apresenta uma impedância de saída relativamente alta.

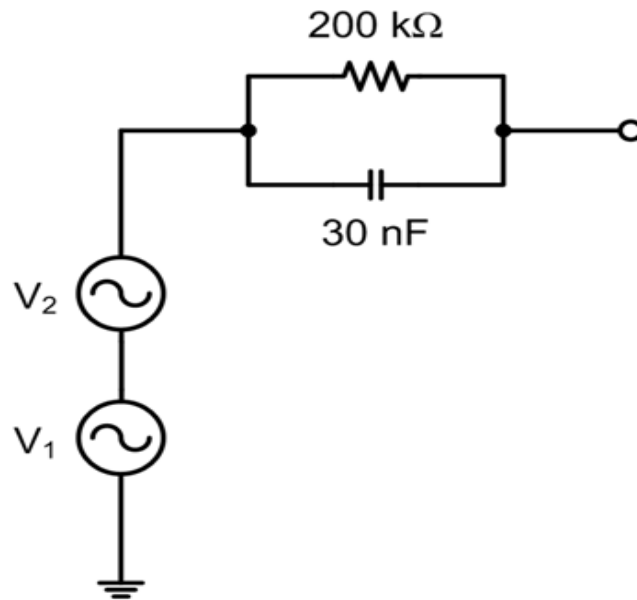


Figura 2. 23: Modelo esquemático do PZT.

2.6.1.3 Retificador de meia onda

Para implementar um retificador de meia-onda, o diodo foi construído a partir de um transistor NMOS mostrado na Figura 2.24. O diodo retifica a tensão quando a entrada ultrapassa a tensão mínima sobre o transistor.

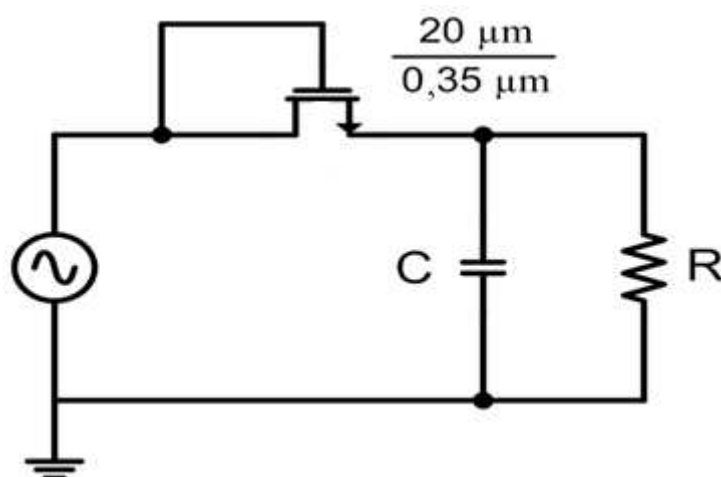


Figura 2. 24: Retificador de meia onda.

2.6.1.4 Resultados obtidos

Simulou-se o circuito equivalente do modelo apresentado para o PZT, junto com um circuito retificador de meia onda. O modelo do PZT foi baseado na equação (2.13), com uma impedância dada pela associação paralela de um resistor e um capacitor. É ilustrado na Figura 2.25 o circuito equivalente do PZT, trabalhando na frequência de ressonância de 340 Hz e o retificador de meia onda, implementado com MOSFET N, conectado a uma carga de 100 k Ω em paralelo com um capacitor de filtro de 50 nF. Nesta frequência, o PZT chega a gerar uma tensão alternada de amplitude de aproximadamente 1,6 V de pico, porém na carga a tensão máxima é de 750 mV. Esta diferença se deve à tensão sobre o transistor. O valor obtido da tensão média sobre a carga é de 600 mV. Para este valor, obteremos uma potência máxima sobre a carga de 3,6 μ W. O valor desta potência pode ser melhorado utilizando um retificador com características melhores. É ilustrada na Figura 2.25 a tensão gerada pelo PZT e a tensão sobre a carga.

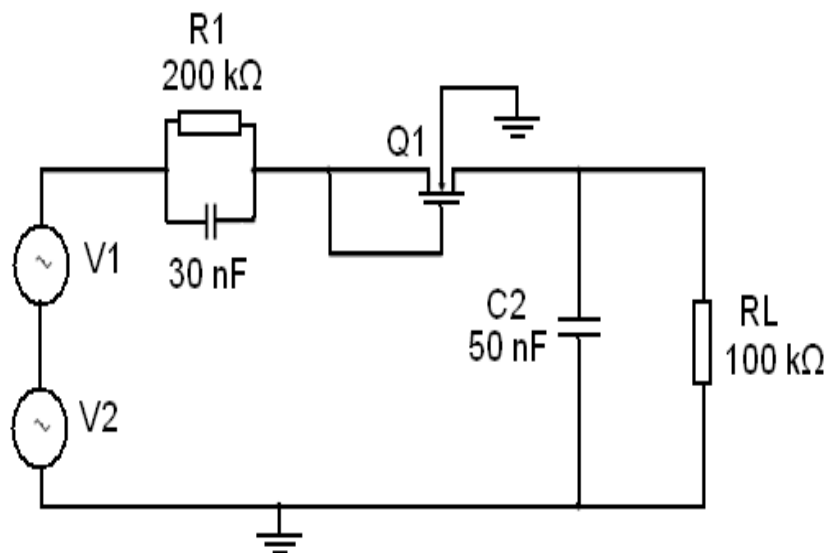


Figura 2. 25: Circuito do PZT com retificador.

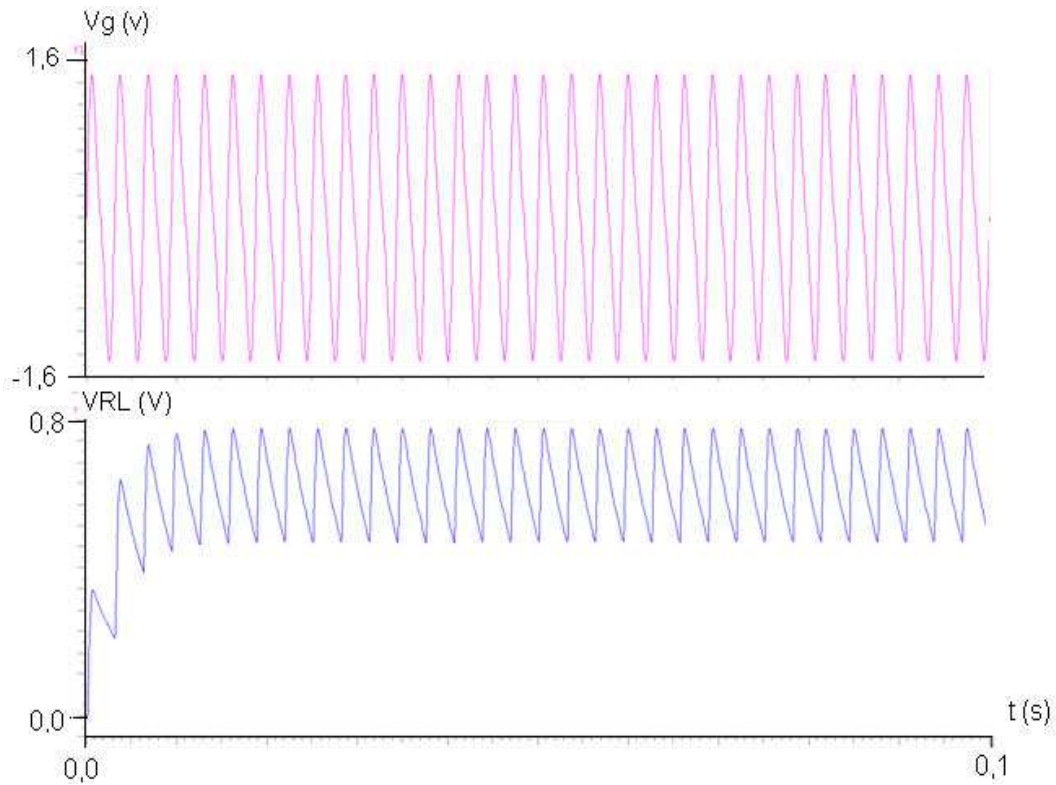


Figura 2. 26: Gráfico superior, tensão no PZT. Gráfico inferior, tensão sobre a carga.

Observando a Figura 2.26, nota-se que a amplitude da tensão sobre a carga tem seu valor máximo bem abaixo da amplitude da tensão gerada pelo PZT. Para se avaliar esse efeito, foi modificado o tamanho do transistor e verificada a tensão sobre a carga. O circuito foi simulado para as frequências de 260, 300 e 340 Hz com o transistor com dois tamanhos diferentes. Observa-se na Tabela 2.1 que, para as frequências verificadas, a amplitude na carga aumentou para uma relação W/L maior.

Tabela 2. 1: Tensão de V_{RL} em função do tamanho do transistor para 3 frequências diferentes.

Frequência	V_{RL} (V) para $W= 1,4 \mu\text{m}$	V_{RL} (V) Para $W=40 \mu\text{m}$
260	0,42	0,48
300	0,51	0,57
340	0,60	0,69

2.6.1.5 Circuito multiplicador de tensão

Como o objetivo é obter um circuito para fornecer apenas a energia necessária ao circuito de recuperação de energia a capacitor variável, Foi reduzido o tamanho do gerador piezoelétrico para as dimensões de $1,45 \text{ mm}^2$ o qual fornece uma tensão de $1,2 \text{ V}$ com uma impedância de $2 \text{ M}\Omega$. Porém, faz-se necessário acoplar um circuito multiplicador para elevar a tensão que sai do gerador para um valor em torno de 5 V , visto que com tensão de entrada muito baixa a recuperação de energia com o circuito a capacitor variável é muito pequena. Utilizou-se um modelo mais simples do gerador piezoelétrico, representado por apenas uma fonte. O circuito é ilustrado na Figura 2.27. Como carga utilizou-se um capacitor com valor igual ao capacitor do circuito de recuperação de energia a capacitor variável.

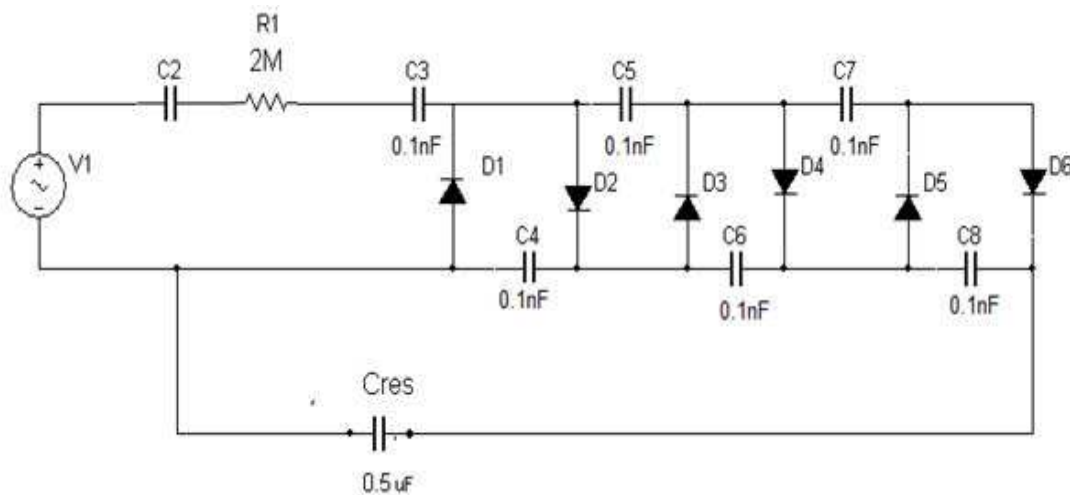


Figura 2. 27: Gerador piezoelétrico acoplado ao circuito multiplicador de tensão.

É ilustrado na Figura 2.28 o sinal de saída do circuito multiplicador da Figura 2.27. Foi utilizada uma frequência de vibração de 298 Hz , igual à frequência de ressonância do circuito de recuperação de energia a capacitor variável (GALAYKO et al., 2007), visto que os dois dispositivos estarão no mesmo invólucro e devem vibrar na mesma frequência.

A amplitude máxima da tensão CC de saída do multiplicador é de aproximadamente 5 V sobre um capacitor de $0,5 \mu\text{F}$ para um tempo de 80 segundos. Foi utilizado este valor do capacitor igual ao capacitor C_{res} do circuito de recuperação de energia a capacitor variável, para comparação das tensões dos circuitos.

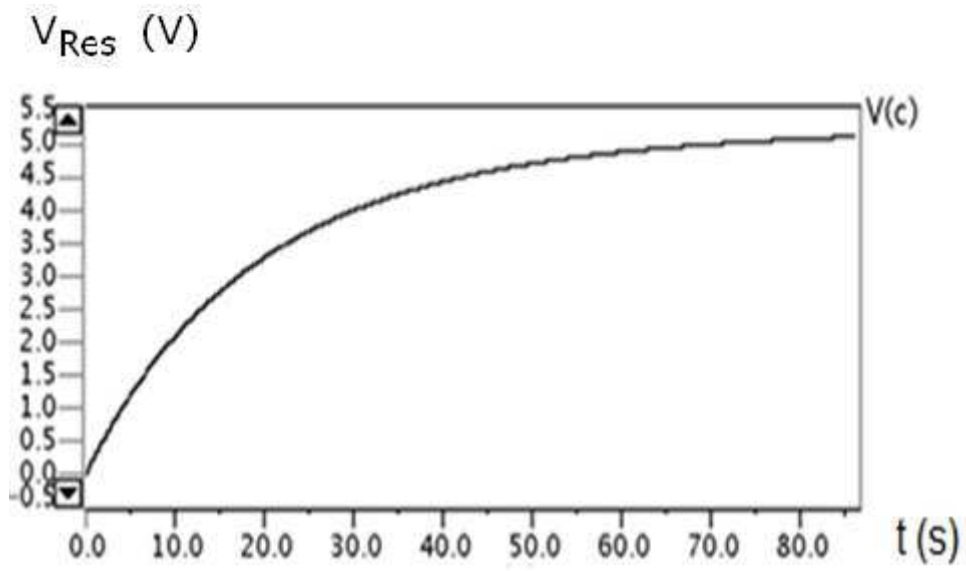


Figura 2. 28: Forma de onda de saída do circuito multiplicador.

Capítulo 3

3. Recuperação de Energia Utilizando Capacitor Variável e Gerador Piezoelétrico

3.1 Introdução

É apresentado neste capítulo uma nova proposta de arquitetura do circuito de recuperação de energia a capacitor variável que apresenta a característica de recuperação de energia de forma mais eficiente que o circuito ressonador convencional. Esta nova arquitetura tem um melhor desempenho porque, diferentemente do ressonador convencional, nesta arquitetura, a energia que é fornecida à carga depende apenas do ganho de energia proveniente do capacitor variável. De modo que toda a corrente gerada pelo capacitor variável passa pela carga, enquanto que no ressonador convencional a energia fornecida à carga depende da energia proveniente do circuito *flyback* que é apenas uma parte da energia fornecida pelo capacitor variável. Esta nova proposta de arquitetura utiliza o circuito *flyback* apenas para suprir as perdas devido às correntes de fuga dos capacitores.

É apresentado ainda neste capítulo a junção do gerador piezoelétrico com o circuito de recuperação de energia a capacitor variável para fornecer uma carga inicial aos capacitores do circuito, visto que, o circuito de recuperação de energia a capacitor variável necessita que seus capacitores tenham uma tensão inicial. Utilizou-se um multiplicador de tensão na saída do gerador piezoelétrico para elevar o nível da tensão fornecido ao circuito de recuperação de energia a capacitor variável, visto que o circuito do gerador piezoelétrico fornece uma tensão baixa e o circuito a capacitor variável necessita uma tensão mais elevada para o início da recuperação de energia.

O gerador piezoelétrico foi acoplado a três configurações diferentes do circuito de recuperação de energia a capacitor variável para comparar em qual configuração a recuperação de energia ocorre da melhor forma.

Na primeira configuração apresentada utilizou-se o circuito de recuperação de energia a capacitor variável sem retorno de carga, com o resistor de carga acoplado em paralelo com o capacitor C_{store} . Na segunda configuração, foi acoplado o gerador piezoelétrico ao circuito de recuperação de energia a capacitor variável com retorno indutivo. Nesta configuração é utilizado o circuito de *flyback* para fazer o retorno de cargas e a resistência de carga é

acoplada ao capacitor C_{res} . Na terceira configuração, o gerador piezoelétrico foi acoplado a um circuito de recuperação a capacitor variável com retorno de cargas através do próprio resistor de carga, em que este resistor é acoplado entre o capacitor C_{store} e C_{res} . Nesta configuração, o circuito *flyback* não se torna necessário e foi observado um excelente resultado.

3.2 Circuito ressonador para recuperação de energia

No circuito ressonador convencional, o aumento de tensão sobre C_{store} devido à vibração, é utilizado como energia potencial para o funcionamento do circuito *flyback*, visto que o ganho de energia real do ressonador depende deste circuito.

No momento em que a chave é fechada ocorre a descarga de C_{store} , criando uma corrente através do indutor, o qual ganha energia. Até o momento da descarga final de C_{store} , a quantidade de cargas transferidas para C_{res} é igual a que tinha sido retirada dele antes, ou seja, C_{res} possui a mesma quantidade de cargas que possuía inicialmente.

Quando a chave é aberta, o indutor descarrega sua energia em C_{res} formando um circuito série entre o indutor, C_{res} e D_3 . Só a partir deste ponto é que o circuito passa efetivamente a ganhar energia, pois V_{res} começa a aumentar e sua tensão será maior que a tensão que ele tinha inicialmente (FLORENTINO et al, 2011). O aumento desta tensão ocorre devido a continuação da circulação da corrente armazenada no indutor, que faz com que algumas cargas sejam transferidas da placa ligada ao terminal de terra do capacitor C_{res} para a placa superior deste capacitor.

A desvantagem deste circuito é que partes da energia que C_{store} ganhou com a vibração são desperdiçadas no retorno de carga de C_{store} para C_{res} . Apenas a energia acumulada no indutor, que é transferida para C_{res} quando a chave é aberta, é aproveitada pela resistência de carga. Além deste fator, a comutação da chave faz com que as suas perdas sejam elevadas e torne o circuito de controle do chaveamento mais complexo.

3.2.1 Arquitetura com retorno de corrente através do resistor de carga

Na arquitetura com retorno de corrente através do resistor de carga, a resistência de carga é colocada entre C_{store} e C_{res} , conforme ilustrado na Figura 3.1. Da mesma forma como ocorre no circuito da Figura 2.12, a tensão sobre o capacitor C_{store} aumenta devido à vibração

de C_{var} , que retira cargas de C_{res} e coloca em C_{store} . A tensão mais elevada de C_{store} faz com que o mesmo tenha a condição de fornecer energia para a resistência de carga. A mesma corrente que vai alimentar esta resistência, já devolve as cargas para C_{res} . Deste modo, é o próprio C_{store} que fornece a corrente de carga, não necessitando do circuito *flyback* para fornecer energia ao resistor. Este circuito consegue ter uma eficiência de energia bem maior que o ressonador convencional.

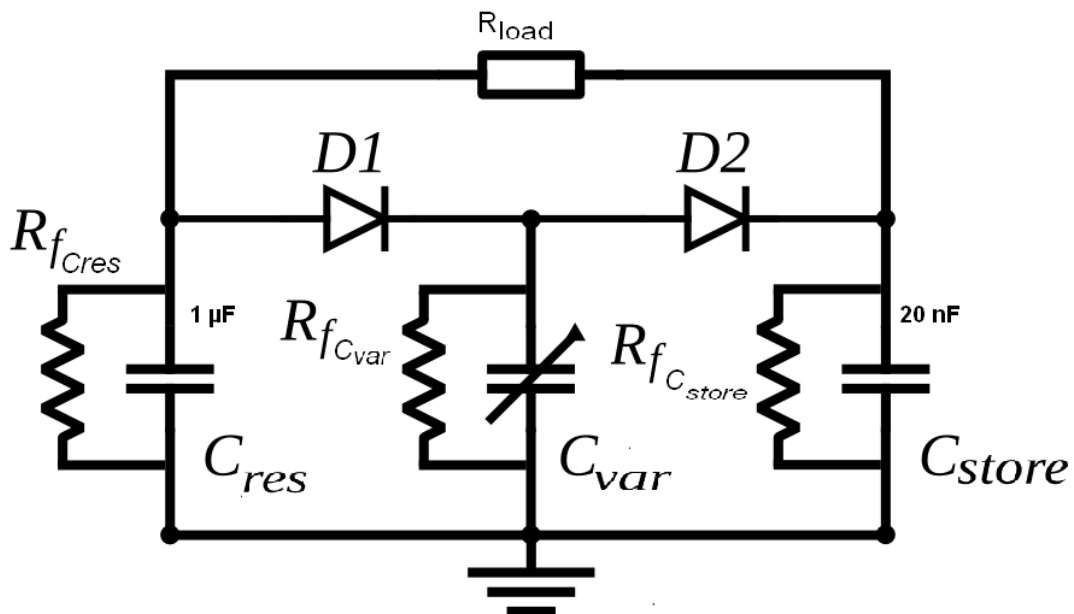


Figura 3. 1: Circuito de recuperação de energia com representação da fuga dos capacitores.

A corrente que é produzida pela variação de C_{var} se divide entre a resistência de carga e o capacitor C_{store} . Quando a corrente produzida por C_{var} é maior que a corrente consumida pela resistência de carga, a diferença entre estas correntes vai para o capacitor C_{store} , fazendo com que sua tensão aumente.

Supondo que o valor da variação da capacitância variável e da frequência de vibração sejam constantes, após um determinado intervalo de tempo, as tensões sobre V_{store} e sobre a carga se estabilizam.

Caso não haja perdas por corrente de fuga dos capacitores este circuito permanece fornecendo corrente de carga enquanto tiver vibração. Desprezando as perdas por corrente de fuga e assumindo que o valor de V_{store} seja constante, temos que a corrente gerada por C_{var} é transmitida toda para a resistência de carga. É possível fazer esta consideração, pois a corrente de fuga é muito pequena e a variação de tensão devida esta corrente é muito lenta.

A carga fornecida pelo capacitor C_{var} para um ciclo de vibração é dada pela expressão (3.1):

$$\Delta Q_{Cvar} = Q_{var_{inicial}} - Q_{var_{final}} = \Delta Q_{Cvar} = C_{max}V_{res} - C_{min}V_{store} \quad (3.1)$$

A corrente fornecida por C_{var} é dada por (3.2):

$$i_{var} = \frac{dQ}{dt} = \frac{d(C_{var} \cdot V_{var})}{dt} \quad (3.2)$$

A corrente fornecida por C_{var} , i_{var} pode ser expressa por (3.3).

$$i_{var} = (C_{max}V_{res} - C_{min}V_{store})f \quad (3.3)$$

Como a vibração do capacitor é realizada com uma excitação senoidal, a frequência de variação do capacitor f é duas vezes a frequência de vibração, visto que em um ciclo de vibração do capacitor o valor da capacitância varia 2 vezes.

A corrente de carga i_{RL} é ilustrada em (3.4). A corrente i_{RL} pode ser igualada a corrente i_{var} quando V_{store} é constante, resultando em (3.5), que apresenta o valor de R_L em função de V_{res} e V_{store} .

$$i_{RL} = \frac{V_{store} - V_{res}}{R_L} \quad (3.4)$$

$$R_L = \frac{V_{store} - V_{res}}{(C_{max}V_{res} - C_{min}V_{store})f} \quad (3.5)$$

A potência sobre R_L é calculada pela expressão (3.6).

$$P_{RL} = (V_{store} - V_{res}) \cdot (C_{max}V_{res} - C_{min}V_{store})f \quad (3.6)$$

Do modo como o circuito é apresentado na Figura 3.1, sua energia desaparecerá devido às perdas por correntes de fuga dos capacitores representadas pelos resistores em paralelo com cada capacitor. A energia deste circuito irá diminuindo devido à carga do capacitor ser lentamente drenada para o terminal de terra. É ilustrado no gráfico da Figura 3.2, o comportamento das tensões do circuito, onde a tensão da carga, V_{res} e V_{store} diminuem lentamente.

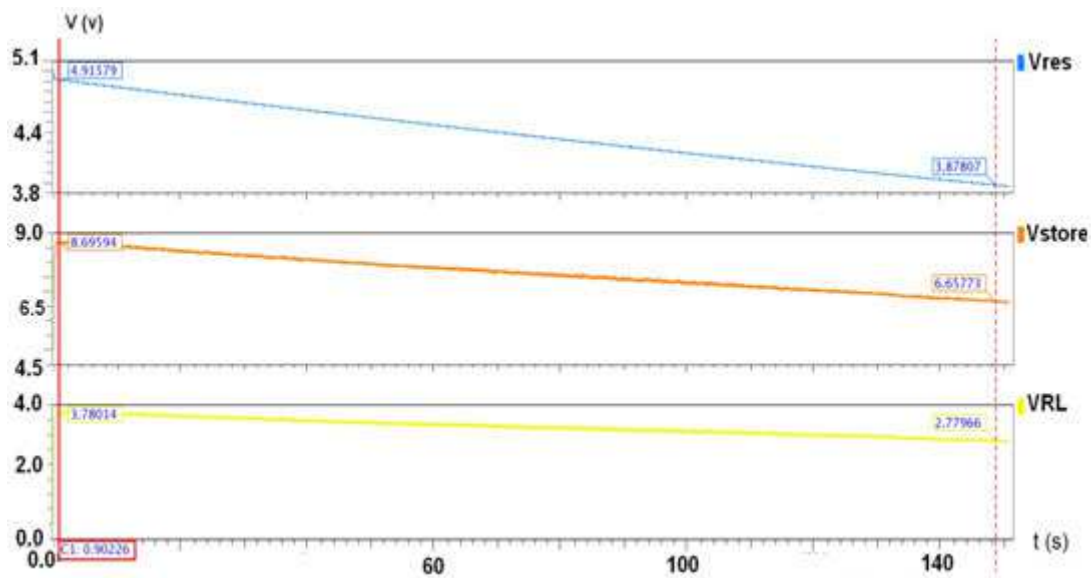


Figura 3. 2: Tensões de V_{res} , V_{store} e de V_{RL} .

3.2.1.1 Circuito proposto com retorno de cargas

Para compensar as perdas das correntes de fuga dos capacitores, acoplou-se ao circuito da Figura 3.1, um circuito *flyback*. As perdas do circuito são anuladas pelo ganho de energia do circuito *flyback*. A resistência de carga é acoplada entre C_{store} e o capacitor C_{res} . Tal modificação encontra-se ilustrada na Figura 3.3. Agora é C_{novo} que fornece energia para o circuito *flyback*. A vantagem de se utilizar o *flyback* desta forma é que ele só é acionado para compensar perdas por corrente de fuga, utilizando a frequência de comutação da chave bem baixa, reduzindo as perdas pelo chaveamento e facilitando o circuito de controle. A chave S_W é acionada toda vez que a tensão V_{res} diminui 2% do seu valor nominal, fazendo com que o circuito *flyback* funcione até que a tensão C_{res} aumente novamente até o seu valor inicial. Este circuito representa uma nova versão do circuito ressonador. Ele é capaz de recuperar uma quantidade maior de energia do que o circuito da Figura 2.12.

É apresentada na Figura 3.4, a forma de onda sobre V_{nov} , V_{store} , V_{res} e V_{RL} para o circuito da Figura 3.3. Observe que a tensão sobre a carga (V_{RL}) se estabelece devido à subida da tensão de V_{store} e à queda da tensão de C_{res} que se dá naturalmente em função do valor da resistência de carga. Quanto maior a resistência de carga, maior a tensão sobre a mesma. Como a tensão de C_{res} diminuiu inicialmente, o circuito *flyback* é acionado, fazendo uma compensação da diminuição desta tensão. Desta forma V_{res} volta a aumentar até o nível desejado fazendo com que o circuito *flyback* pare de funcionar. A partir deste ponto, a tensão de V_{res} volta a cair lentamente devido às perdas do circuito.

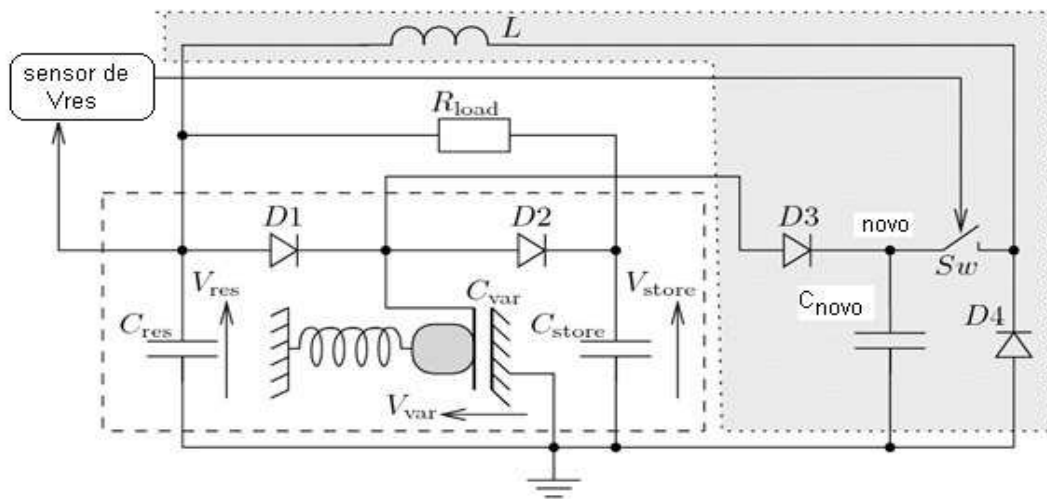


Figura 3. 3: Novo circuito proposto com *Flyback*.

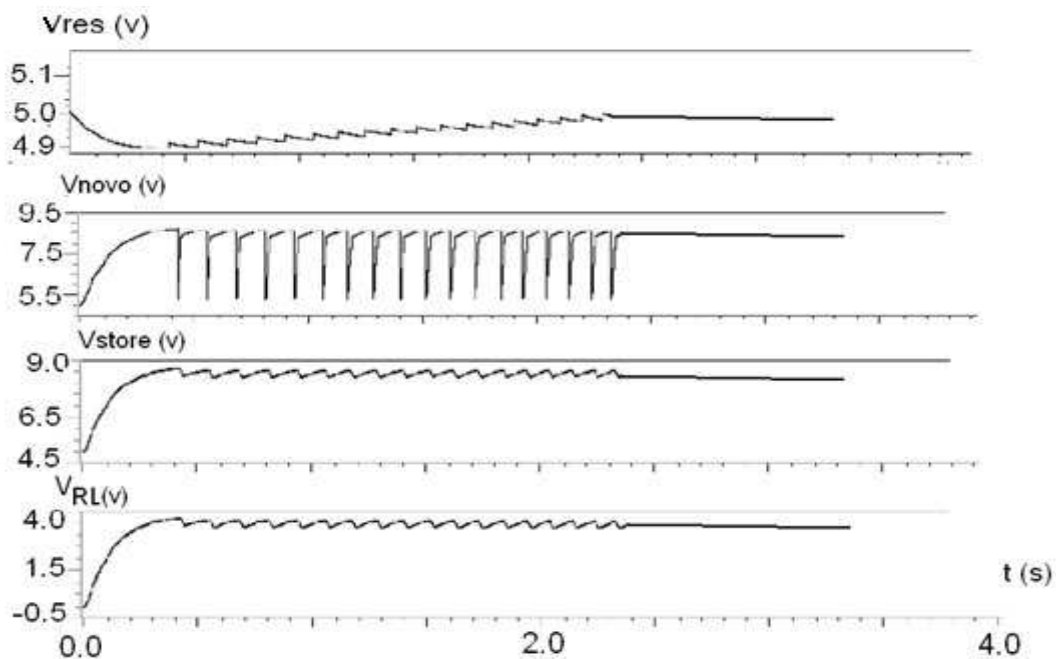


Figura 3. 4: Forma de onda sobre V_{nov} , V_{res} e V_{RL} .

3.2.2 Resultados de simulações realizadas

O sistema convencional da fig. 2.12 foi modelado utilizando VHDL_AMS para o transdutor eletromecânico, para o ressonador e para a chave. Utilizou-se um modelo ELDO para a parte elétrica. Os modelos foram apresentados em (GALAYKO et al., 2007; PARACHA et al., 2009). Para o circuito da Figura 3.3, utilizou-se o mesmo modelo fazendo-se as modificações no modelo elétrico do ELDO e no modelo VHDL-AMS da chave para atender ao funcionamento do novo circuito.

Para simulação do circuito da Figura 3.3, tem-se as seguintes condições iniciais: $V_{res} = V_{store} = 5V$, tensão de carga de $V_{RL} = 0V$ e resistências de carga de $8 M\Omega$. Durante a simulação, a tensão de V_{store} sobe e se estabiliza próximo de $8,5 V$. A tensão de V_{res} diminui para $4,90 V$ devido às cargas que são retiradas inicialmente de C_{res} . Depois esta tensão volta a se estabelecer em $5 V$ devido ao circuito *flyback*. A tensão de carga se estabelece próximo de $3,2 V$. O capacitor variável tem sua capacitância variando de $150 pF$ a $450 pF$.

3.2.2.1 Potência recuperada pelo circuito proposto

Para o circuito ressonador proposto na Figura 3.3, observou-se que a tensão de saída varia em função da resistência de carga e conseqüentemente a potência recuperada também. A quantidade de potência recuperada depende ainda, da tensão inicial de C_{res} , visto que quanto maior for V_{res} , maior será a tensão máxima no capacitor variável e maior será a recuperação de energia.

Foram realizadas três simulações para este circuito com o objetivo de verificar a quantidade de energia recuperada para diferentes tensões iniciais de V_{res} , tomando vários valores da resistência de carga. Para cada simulação, foi previamente fornecida à tensão inicial ao Capacitor C_{res} . É ilustrado na Figura 3.5 o gráfico da potência recuperada para as tensões de V_{res} de $5, 8, e 10 V$, em função da resistência de carga. É mostrado na Tabela 3.1, o valor máximo da potência recuperada para cada tensão de V_{res} .

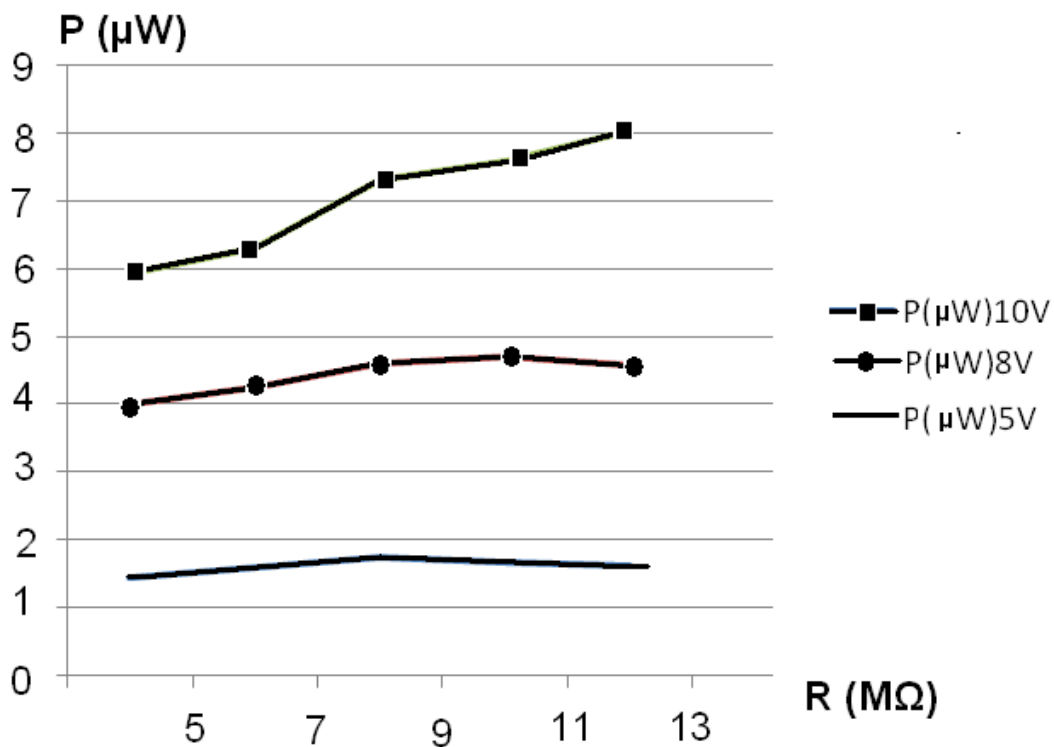


Figura 3. 5: Gráfico da potência recuperada para as tensões de 5, 8, e 10 V.

V_{res} Inicial (V)	Potência R_L (μW)
5	1,74
8	4,69
10	8,04

3.2.2.2 Comparação entre o circuito ressonador proposto e o convencional

Considerando o circuito ressonador convencional e fazendo uma comparação com o novo circuito ressonador proposto e utilizando os mesmos parâmetros para os dois circuitos, tais como valores máximos e mínimos do capacitor variável, frequência de vibração e tensão inicial de V_{res} , observa-se uma conversão de energia maior para o circuito ressonador proposto do que para o circuito ressonador convencional.

São ilustradas, na Figura 3.6, as potências recuperadas para os dois circuitos, em função da tensão de V_{res} . É ilustrado na Tabela 3.2 o valor máximo recuperado para as tensões iniciais de V_{res} para os dois circuitos.

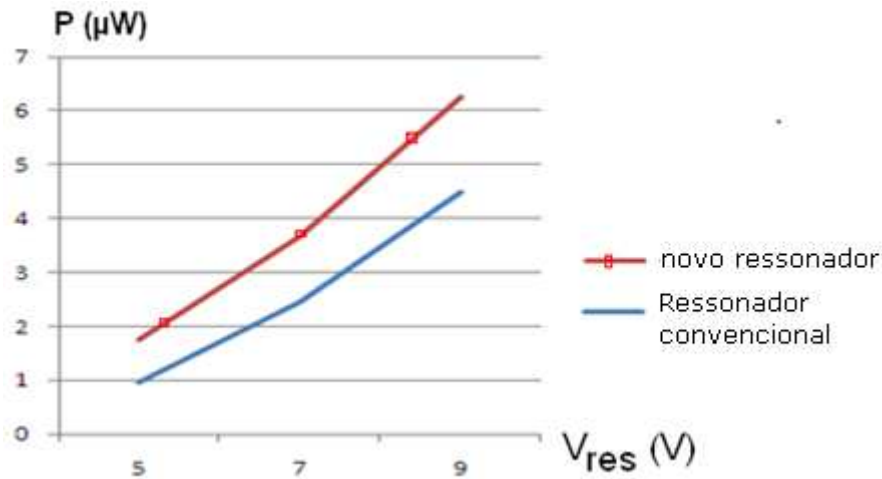


Figura 3. 6: Potências recuperadas para os dois circuitos em função V_{res} .

Tabela 3. 2: Valor máximo recuperado para cada circuito.

V_{res} (v)	P. ressonador convencional (μ W)	P. ressonador proposto (μ W)
5	0,96	1,74
6	1,72	2,66
7	2,45	3,67
8	3,42	4,83
9	4,5	6,25

Pode-se verificar por meio da comparação entre as duas arquiteturas, que a quantidade de energia recuperada pelo circuito ressonador com a arquitetura proposta foi de 6,25 μ W. Essa arquitetura apresentou resultado bem melhor que à arquitetura do circuito ressonador convencional que foi de 4,5 μ W para $V_{res} = 9$ V. Isto se dá para toda faixa de variação de V_{res} , tendo como resultado uma eficiência bem maior do circuito proposto do que do circuito de recuperação de energia convencional.

3.3 Acoplamento do gerador piezoelétrico a uma carga

Antes de acoplar o gerador piezoelétrico ao circuito de recuperação de energia a capacitor variável, foi acoplada uma resistência de carga à saída do circuito multiplicador de tensão. O valor da resistência foi modificado para verificar a resposta da potência fornecida ao resistor em função do seu valor. O circuito utilizado é ilustrado na Figura 3.7 e já descrito na seção 2.6.1.6. É ilustrado na Figura 3.8, o gráfico da potência fornecida à resistência de

carga para diferentes valores de R_L . O valor máximo encontrado para potência é de $0,163 \mu\text{W}$.

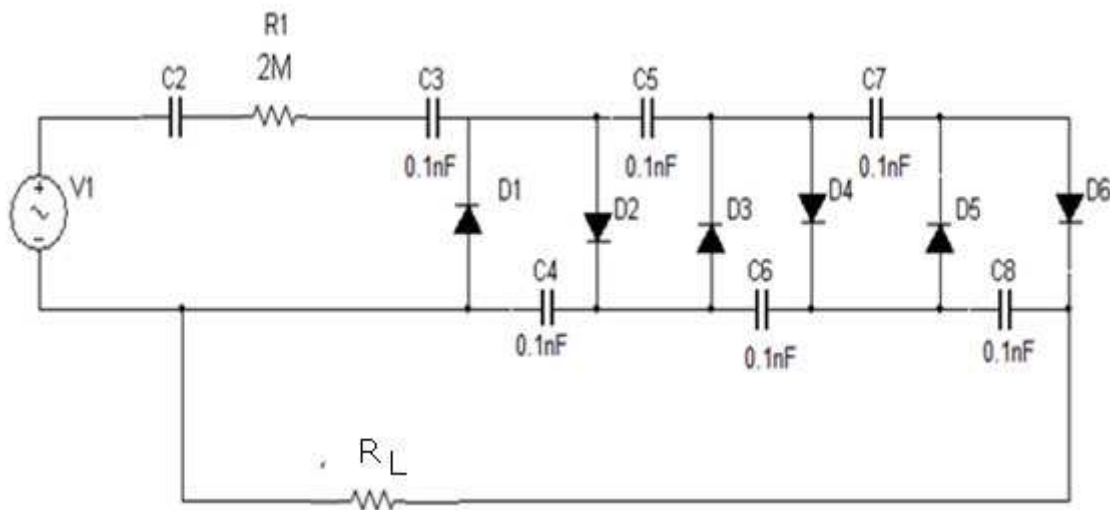


Figura 3. 7: Gerador piezoelétrico acoplado ao circuito multiplicador de tensão ligado a uma carga R_L .

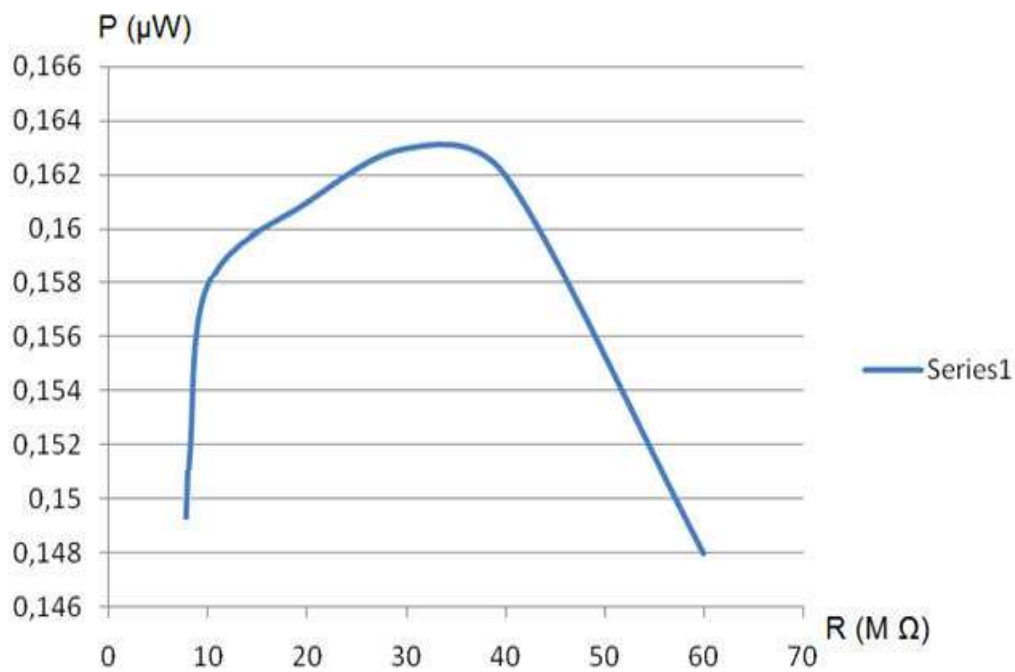


Figura 3. 8: Potência fornecida pelo circuito multiplicador.

3.3.1 Acoplamento do gerador piezoelétrico ao circuito de recuperação de energia a capacitor variável

Nesta seção serão avaliadas três configurações diferentes do circuito de recuperação de energia a capacitor variável, em que será feita alguma modificação do circuito original, colocando a carga em três pontos diferentes.

Para fornecer a energia inicial ao circuito de recuperação de energia a capacitor variável, é acoplado o conjunto gerador piezoelétrico e circuito multiplicador de tensão ao capacitor C_{res} de cada arquitetura dos circuitos de recuperação de energia eletrostática. Os valores dos componentes foram os mesmos para as três configurações. Foram medidas as potências sobre a carga para cada arquitetura para diversos valores da resistência R_L . Os valores foram obtidos para um tempo de simulação de 100 s. A partir deste tempo praticamente não se verificou mais mudanças significativas da potência em cada resistor.

3.3.1.1 Circuito sem retorno de cargas

É apresentado na Figura 3.9, o circuito de recuperação de energia utilizando capacitor variável sem retorno de cargas ao capacitor C_{res} . Este circuito baseia-se na arquitetura utilizada por (CHIU and TSENG, 2006). Neste circuito, as cargas que são retiradas de C_{res} são transferidas para C_{store} elevando o valor de sua tensão. Desta forma, temos um ganho de energia, pois a tensão que alimenta a carga tem um potencial maior do que a tensão inicial fornecida aos capacitores. Para que a carga seja alimentada continuamente, faz-se necessário termos um gerador constante interligado a C_{res} , pois este circuito não tem retorno de cargas e toda a corrente da carga vem do gerador piezoelétrico. É apresentado na Figura 3.10, o gráfico da potência em função da resistência de carga. Observa-se que para esta arquitetura, a potência máxima recuperada é de $0,172 \mu\text{W}$, apenas um pouco superior à potência fornecida pelo gerador piezoelétrico.

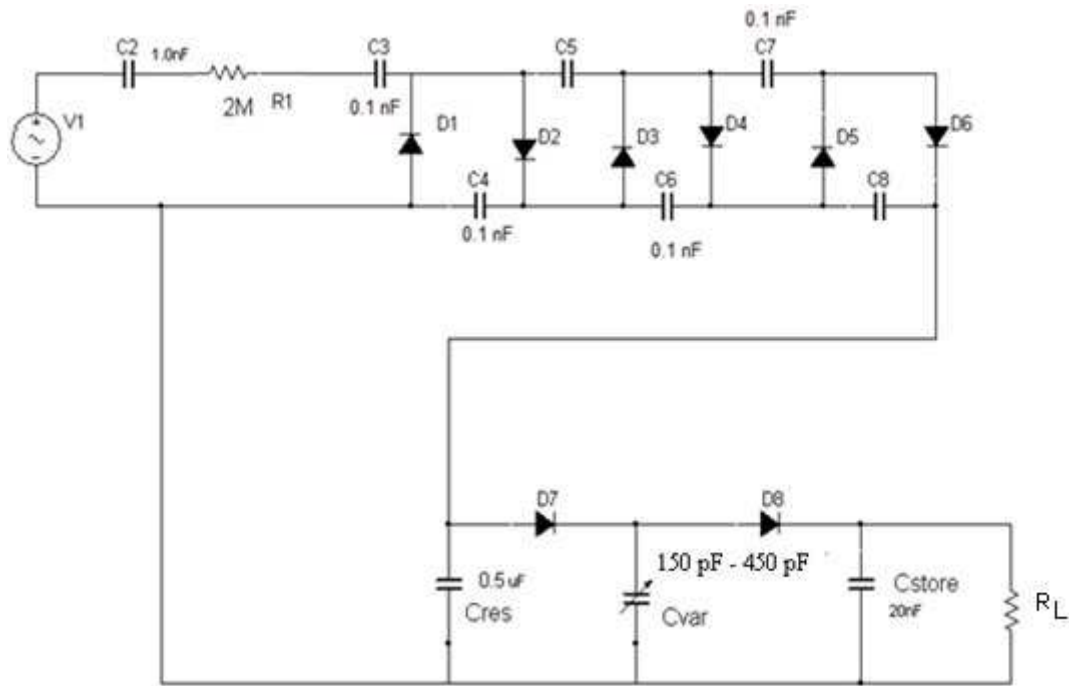


Figura 3. 9: Circuito de recuperação de energia utilizando capacitor variável sem retorno acoplado ao circuito multiplicador de tensão.

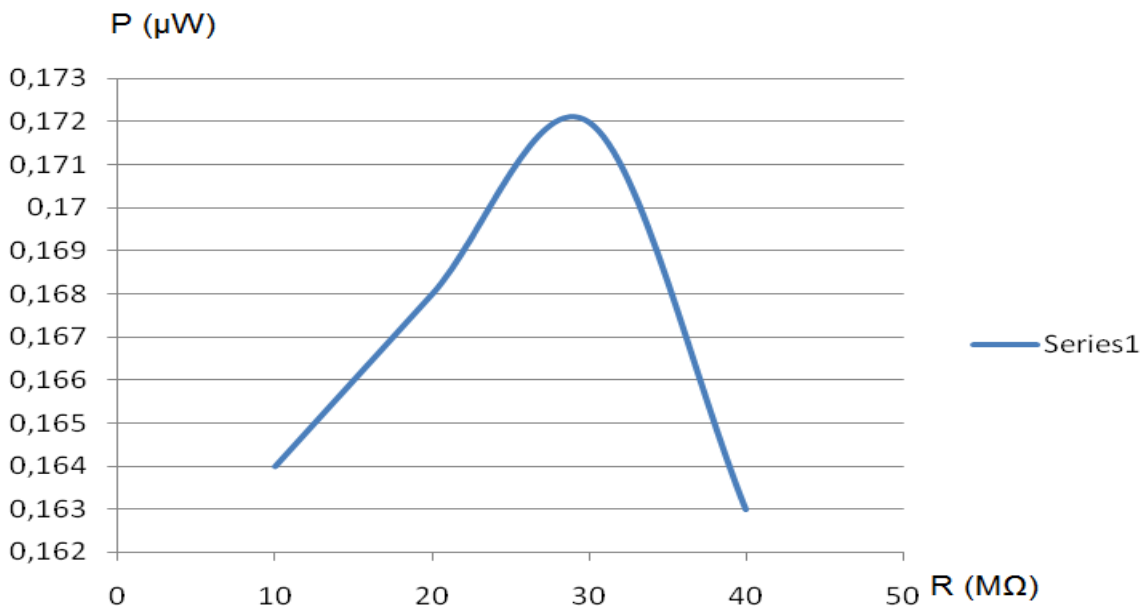


Figura 3. 10: Potência fornecida em função da resistência de carga.

3.3.1.2 Circuito com retorno através do indutor (ressonador convencional)

O circuito com retorno através do indutor baseia-se no circuito da Figura 2.12, que é o circuito ressonador convencional acoplado ao gerador piezoelétrico e ao circuito

multiplicador. Este conjunto é ilustrado na Figura 3.11. É apresentado na Figura 3.12, o gráfico da potência em função da resistência de carga. Observa-se que para esta arquitetura a potência máxima recuperada é de $0,94 \mu\text{W}$, para uma resistência de carga de $24 \text{ M}\Omega$ em paralelo com C_{res} .

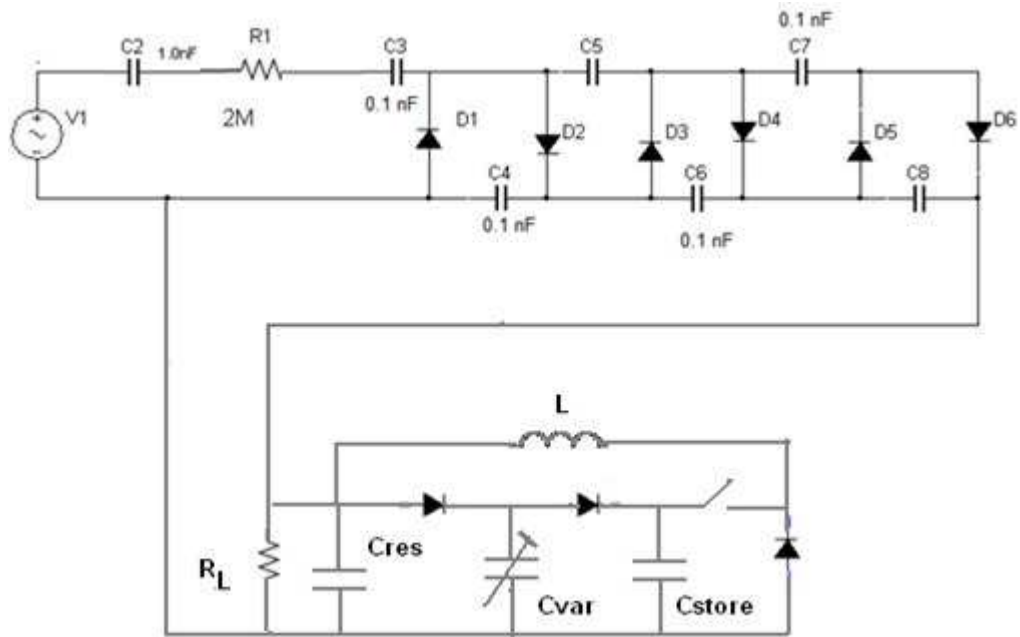


Figura 3. 11: Circuito ressonador acoplado ao circuito multiplicador de tensão.

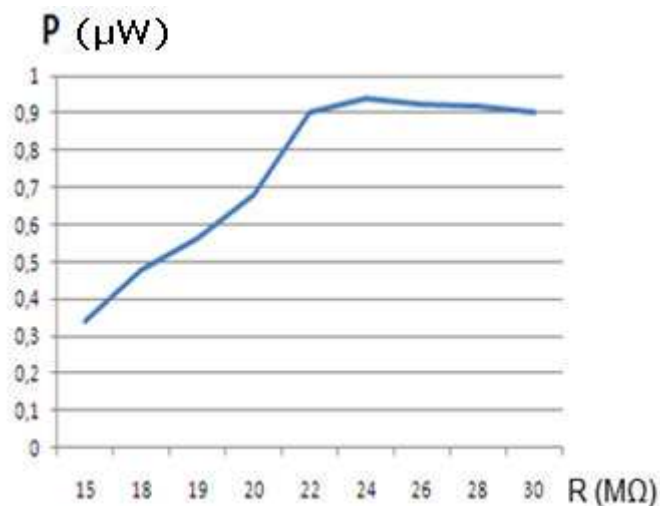


Figura 3. 12: Potência em função da resistência de carga.

É ilustrada na Figura 3.13, a forma de onda sobre o capacitor C_{res} e sobre o capacitor C_{store} do circuito de recuperação de energia a capacitor variável. A forma de onda de C_{res} mostra que sua tensão cresce inicialmente devido à energia proveniente do gerador

piezométrico. No início, a tensão de C_{res} é maior do que a tensão de C_{store} , pois o circuito de recuperação de energia a capacitor variável ainda não consegue recuperar energia. A partir de um determinado momento, a tensão de C_{store} começa a aumentar mais acentuadamente. No momento que C_{store} atinge a tensão de 2,21 V, correspondendo a um tempo de 28,4 s do momento inicial de funcionamento do circuito, esta tensão torna-se maior do que a tensão de C_{res} , indicando que o sistema passa a receber carga do circuito de recuperação de energia a capacitor variável. A partir deste ponto são os dois circuitos que fornecem energia ao sistema: o gerador piezométrico e o circuito de recuperação de energia a capacitor variável.

O sistema misto recebe energia dos dois circuitos até o momento em que a tensão de C_{res} é maior do que a tensão máxima que o gerador piezométrico pode fornecer que é de aproximadamente 5 V. Para atingir esta tensão, este sistema leva um tempo total de 100 s, ou seja, entre o tempo de 28,4 s até o tempo de 100 s o sistema recebe energia do gerador piezométrico e do sistema de recuperação de energia a capacitor variável. A partir deste momento, o gerador piezométrico não consegue mais fornecer energia ao sistema e o circuito de recuperação de energia a capacitor variável é quem passa, exclusivamente, a fornecer energia.

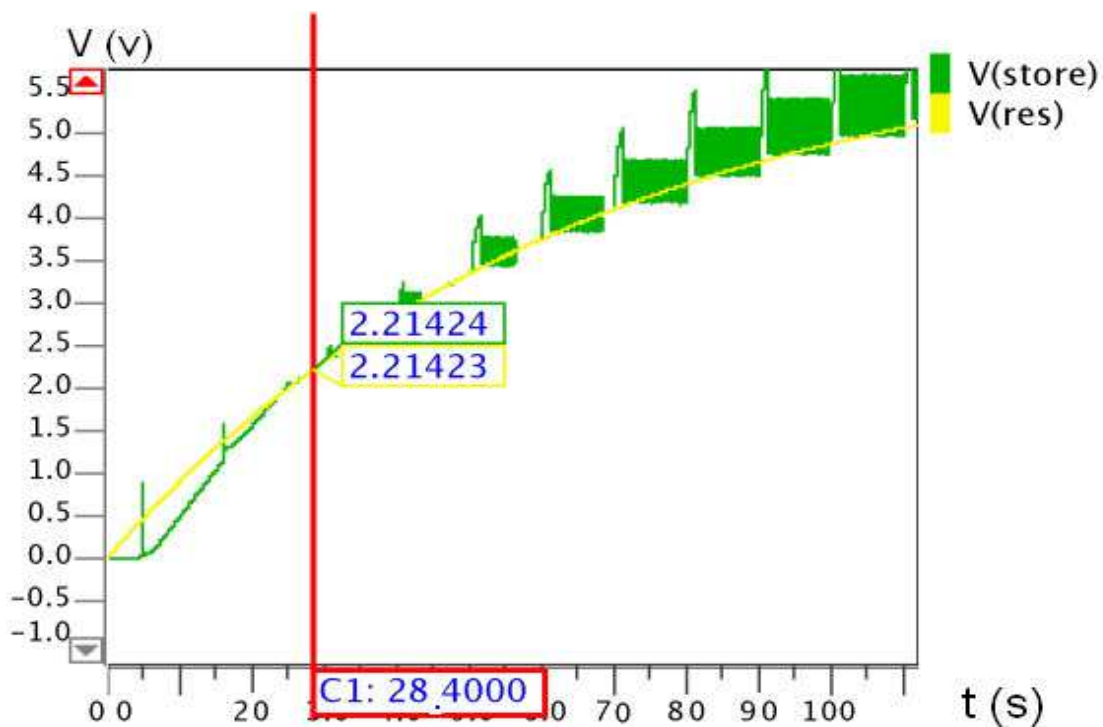


Figura 3. 13: Formas de onda sobre o sistema misto de recuperação de energia.

O funcionamento deste sistema foi dividido em três etapas. O período em que apenas o

gerador piezolétrico fornece energia que é do instante zero até um tempo de 28,4 s. A segunda etapa refere-se ao período em que o gerador piezolétrico e o circuito de recuperação de energia a capacitor variável fornecem de forma conjunta energia ao sistema, que é de 28,4 s até 100 s. Já a terceira etapa é o período em que apenas o circuito de recuperação de energia a capacitor variável fornece energia ao sistema, que é após o tempo de 100 s.

3.3.1.3 Circuito com retorno através da resistência de carga

No Circuito com retorno através da carga, a resistência de carga é colocada entre C_{store} e C_{res} , como ilustrado na Figura 3.14. Considerou-se para este circuito a resistência de fuga de C_{res} de 600 M Ω , enquanto a corrente de fuga de C_{var} e C_{store} foram desprezadas. É ilustrado ainda na Figura 3.14 o acoplamento do gerador piezoelétrico e do circuito multiplicador ao circuito da arquitetura com retorno de cargas através da resistência R_L . É apresentado na Figura 3.15, o gráfico da potência em função da resistência de carga. Observe que para esta arquitetura a potência máxima recuperada é de 1,95 μ W, bem superior à potência fornecida pelo gerador piezoelétrico. É apresentado na Tabela 3.3, o valor da potência recuperada para cada configuração.

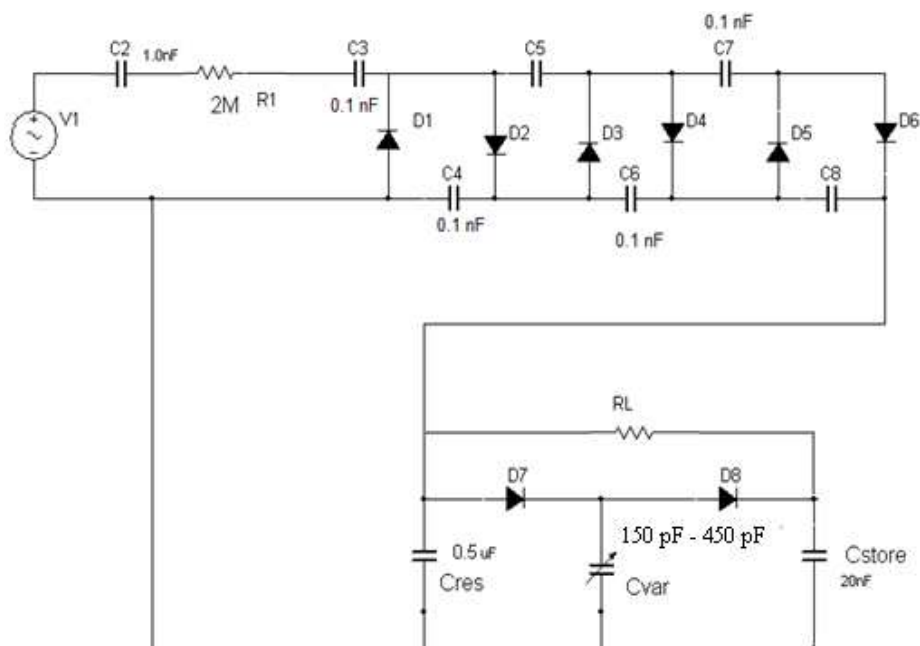


Figura 3. 14: Acoplamento do circuito multiplicador ao circuito com retorno de cargas através da resistência R_L .

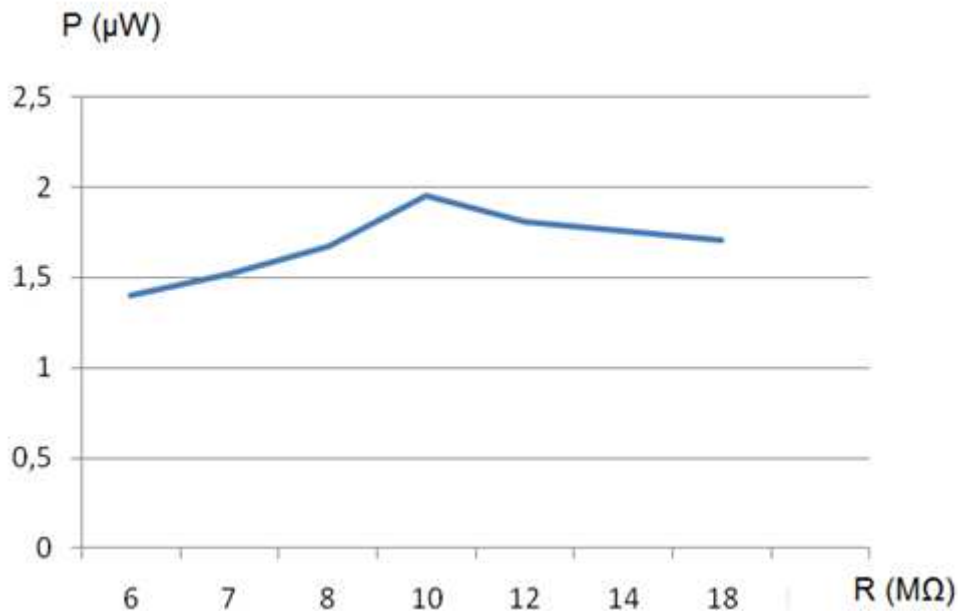


Figura 3. 15: Gráfico da potência em função da resistência de carga.

Tabela 3. 3: Potência recuperada para cada arquitetura.

Circuitos de Recuperação de Energia	Potência Recuperada (nW)
Gerador Piezoelétrico	163
Circuito Sem Retorno de Cargas	172
Circuito Convencional (Retorno Indutivo)	94
Circuito com Retorno Resistivo	1950

3.4 Conclusão

Foi observado que o gerador piezoelétrico tem a capacidade de fornecer uma potência máxima de 0,163 μW. A arquitetura sem retorno de cargas recuperou uma potência máxima de 0,172 μW, um pouco superior à potência fornecida pelo gerador piezoelétrico. Isto ocorre porque nesta configuração, o circuito de recuperação eletrostática tem a função apenas de elevar o nível da tensão entregue à carga, porém, a máxima corrente que pode ser produzida por este circuito é a que é fornecida pelo gerador piezoelétrico.

O circuito de recuperação de energia que utiliza o retorno de cargas através do circuito indutivo (ressonador convencional), apresentado na Figura 3.12, recuperou uma potência de 0,94 μW. Uma potência 5,7 vezes maior do que a potência do gerador piezoelétrico.

O circuito de recuperação de energia que utiliza o retorno de cargas através do resistor R_L , apresentado na Figura 3.14, recuperou uma potência de $1,95 \mu\text{W}$. Uma potência de aproximadamente 12 vezes maior do que a potência do gerador piezoelétrico.

Deste modo, pode-se concluir que a arquitetura que utiliza retorno através da resistência de carga R_L apresenta um melhor resultado em relação à potência fornecida à carga. Além disso, apresenta uma arquitetura mais simples do que a arquitetura de retorno através do circuito indutivo, pois não necessita da chave nem do circuito de controle da mesma, tornando assim, o sistema de recuperação de energia muito mais simples.

Capítulo 4

4. Chave Proposta do Circuito de Retorno

4.1 Introdução

A chave do circuito *flyback* exerce uma função fundamental tanto no circuito ressonador convencional como no circuito ressonador proposto, transferindo cargas de C_{store} para C_{res} . No circuito ressonador convencional, a chave é responsável pelo ganho efetivo de energia do circuito, enquanto que no circuito ressonador proposto, é por meio da chave que é realizada a compensação da energia perdida pela corrente de fuga dos capacitores. Deste modo, a eficiência da mesma deve ser a melhor possível para que as perdas do circuito sejam minimizadas (FLORENTINO and FREIRE, 2010). Neste capítulo é apresentada uma proposta de uma arquitetura para o circuito da chave com um alto desempenho e um baixo consumo de energia.

Na Figura 4.1 é ilustrado o circuito da chave proposta. Utilizou-se componentes com tecnologia 0,35 μm (0.35 μm 50V CMOS Process Parameters, austriamicrosystems) de alta tensão para suportar tensões até 50 V, visto que o circuito de recuperação de energia pode trabalhar com tensões mais elevadas para recuperar o máximo de energia. O circuito inicial da chave é composto pelo transistor M_0 de canal P que vai conduzir a corrente de transporte de cargas entre os capacitores C_{store} e C_{res} . O outro transistor M_1 , de canal N, tem a função de controlar a tensão do *gate* de M_0 a partir de uma tensão externa de controle da chave. Quando um sinal de baixa amplitude é fornecido ao *gate* de M_1 este transistor corta. Quando isso ocorre, a corrente da resistência R_1 deixa de passar pelo transistor M_1 , elevando o potencial no *gate* de M_0 , fazendo com que este transistor não conduza. No momento em que a tensão no *gate* de M_1 é elevada, o transistor M_1 conduz a corrente proveniente da resistência R_1 . A tensão sobre o dreno de M_1 e o *gate* de M_0 serão praticamente zero, fazendo com que M_0 conduza.

No circuito da Figura 4.1, a chave é acionada por um circuito de controle externo que contém a lógica do acionamento da mesma. Quando esta chave é acionada, ocorre a transferência de cargas armazenadas no capacitor C_{store} para o capacitor C_{res} . Deste modo, para análise do desempenho da chave foi acoplado o capacitor C_{store} na entrada, o capacitor C_{res} na

saída, além da indutância e do diodo do circuito *flyback*. A chave será analisada nas mesmas condições do circuito de recuperação de energia.

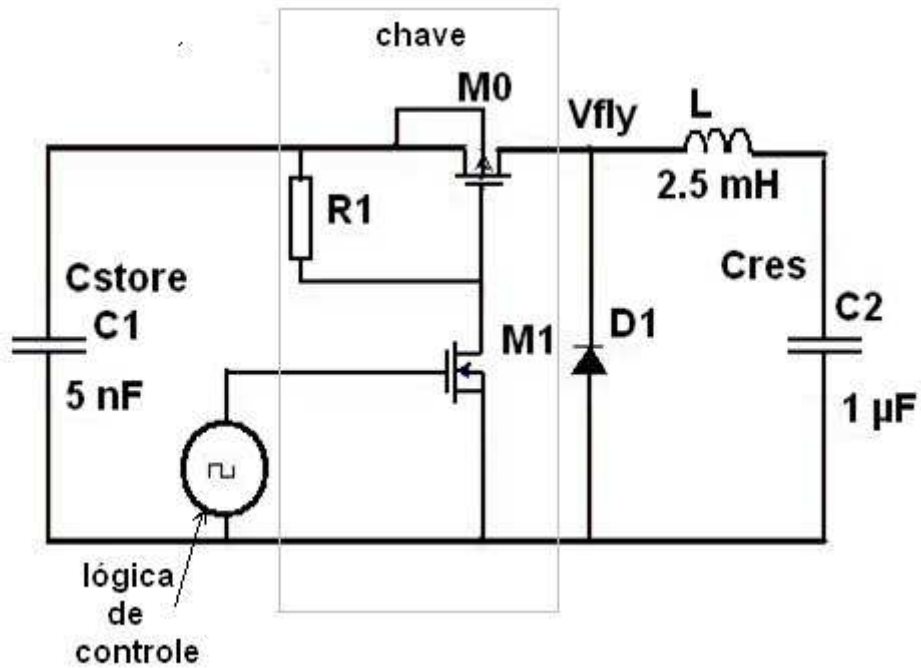


Figura 4.1: Circuito da chave de controle.

As formas de onda de tensão sobre o capacitor C_{store} e sobre V_{fly} e a corrente sobre o capacitor C_{store} são ilustradas na Figura 4.2. A diferença entre estas duas tensões é a tensão sobre o transistor M_0 da chave. Observe que quanto menor esta diferença de tensão, menores são as perdas.

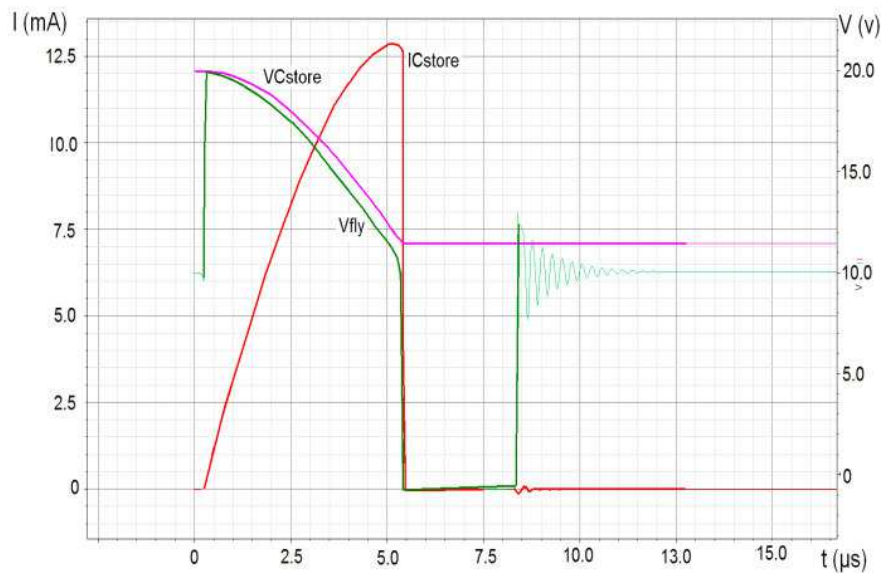


Figura 4.2 :Forma de onda sobre a chave.

4.2 Resultados

4.2.1 Perdas no circuito da chave em função da variação de W

Na análise do circuito da chave observa-se que no momento da descarga de C_{store} , quanto menor for a tensão sobre M_0 , menor será a resistência entre os terminais de dreno e fonte, e menores serão as perdas. Deste modo, quanto maior o transistor, menores serão as perdas. A corrente de C_{store} também varia em função do tamanho do transistor, uma vez que a variação da resistência do transistor influencia diretamente na passagem de corrente sobre o mesmo. É ilustrado no gráfico da Figura 4.3 o comportamento das perdas da chave em função do W do transistor para $L = 1,2 \mu\text{m}$. É ilustrado na figura 4.4, o valor da corrente de C_{store} em função também, do W do transistor. Estas medidas foram realizadas para os seguintes valores de grandezas do circuito: $R = 70 \text{ k}\Omega$, $C_{store} = 5 \text{ nF}$, $C_{res} = 1 \mu\text{F}$, $V_{store} = 20 \text{ V}$, $V_{res} = 10 \text{ V}$. Foi escolhido este valor para C_{store} , devido o valor utilizado nas simulações do circuito de recuperação de energia variar entre 3.3 nF e 5 nF .

Para calcular as perdas na chave, foi considerada a diferença entre a energia fornecida por C_{store} e a energia recebida por C_{res} . A energia fornecida por C_{store} é dada pela diferença entre a energia inicial de C_{store} , antes de a chave ser acionada, e a energia final de C_{store} , quando a chave é aberta. A energia recebida por C_{res} é calculada fazendo-se a diferença entre a energia final de C_{res} , após a chave ser aberta e a energia inicial de C_{res} , antes de a chave ser fechada. É apresentado na expressão (4.1) o cálculo da energia fornecida por C_{store} , à expressão (4.2) descreve o cálculo da energia recebida por C_{res} e a expressão (4.3) descreve o cálculo da energia perdida pela chave. A energia perdida na chave, dada em porcentagem, foi calculada tomando-se a energia perdida dividindo-a pela energia fornecida por C_{store} .

Energia fornecida por C_{store}

$$E_{fC_{store}} = \frac{1}{2} C_{store} (V_{store_{inicial}}^2 - V_{store_{final}}^2) \quad (4.1)$$

Energia recebida por C_{res}

$$E_{RC_{res}} = \frac{1}{2} C_{res} (V_{res_{final}}^2 - V_{res_{inicial}}^2) \quad (4.2)$$

Energia perdida pela chave

$$E_{ch} = E_{fC_{store}} - E_{RC_{res}}$$

$$E_{ch} = \frac{1}{2} [C_{store} (V_{store_{ini}}^2 - V_{store_{fin}}^2) - C_{res} (V_{res_{fin}}^2 - V_{res_{ini}}^2)] \quad (4.3)$$



Figura 4.3: Perdas da chave em % para variações de W.

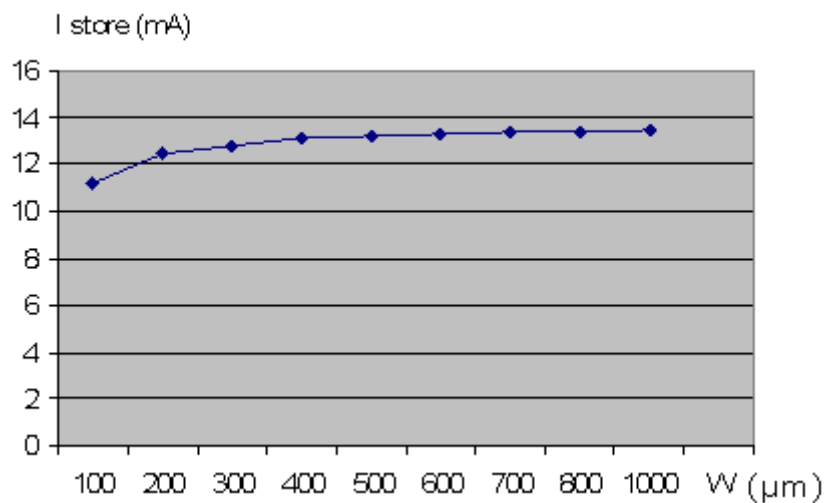


Figura 4.4: Corrente I_{store} em função de W.

4.2.2 Perda de energia em função da variação da tensão de C_{store}

Outro resultado que se pode obter é a perda de energia no circuito da chave quando se varia a tensão de C_{store}. Isto é particularmente importante, pois quanto maior este valor, maior será a energia recuperada. O capacitor C_{res} pode ser carregado com tensões diferentes pelo

capacitor variável; isso ocorrerá se a chave for comutada em diferentes tempos ou se a tensão de V_{res} variar. É ilustrada na Figura 4.5 a perda de energia em função da variação da tensão de C_{store} , mantendo-se a tensão de C_{res} de 10 V, $R = 70 \text{ k}\Omega$, $W = 300 \text{ }\mu\text{m}$.

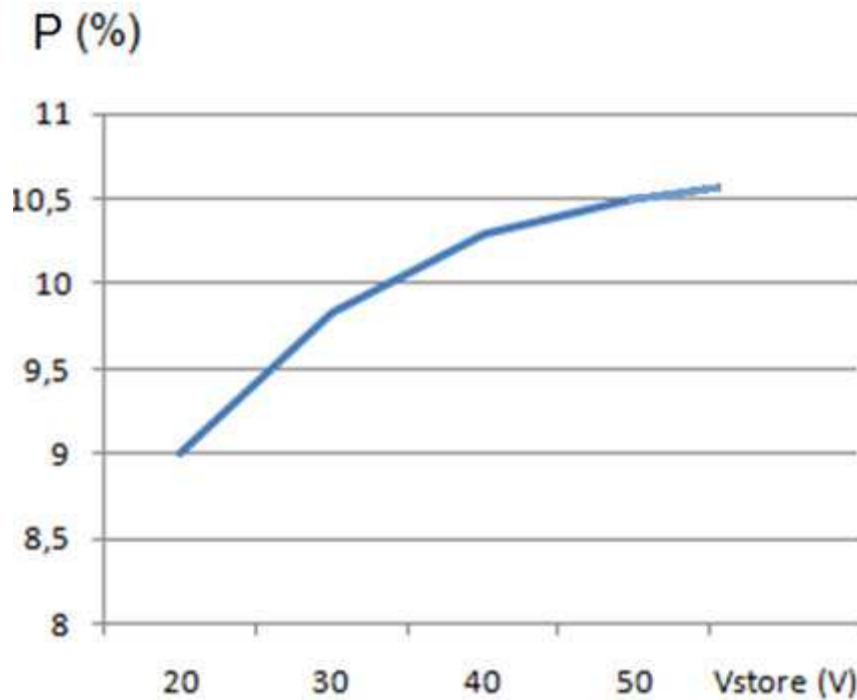


Figura 4.5: Perda de energia em função da variação da tensão de C_{store} .

4.2.3 Perdas no circuito da chave em função da resistência R_1

Para o circuito da Figura 4.1, a resistência R_1 tem a função de fornecer tensão para o *gate* de M_0 , para que este transistor possa cortar ou conduzir, de acordo com a tensão que chega ao seu *gate*. Para tensões elevadas fornecidas ao seu *gate*, o transistor corta, e para tensões baixas ele conduz. O valor da resistência determina a corrente com que o capacitor do *gate*, interno ao transistor M_0 , vai carregar. Quanto mais rápido esta carga, mais rápido o transistor comuta. O tempo em que o transistor chaveia determina as perdas no transistor e consequentemente na chave. São ilustradas, na Figura 4.6, as perdas da chave em função do valor da resistência R_1 do circuito. Observa-se que a menor perda, no valor de 10,2 %, ocorreu para um valor de $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$. Estas medições foram realizadas para os seguintes valores dos parâmetros do circuito: $V_{store} = 20 \text{ V}$, $V_{res} = 10 \text{ V}$, $W = 400 \text{ }\mu\text{m}$. É ilustrada na Figura 4.7 a corrente do *gate* no momento em que a chave comuta durante o seu fechamento e

abertura. Esta corrente se dá devido à carga e descarga do capacitor do *gate* do transistor M_0 . É ilustrado na Figura 4.8, o gráfico do valor máximo da corrente do *gate* de M_0 em função do tamanho do transistor. Ou seja, o valor ideal para resistência R_1 depende do tamanho adotado para o transistor.

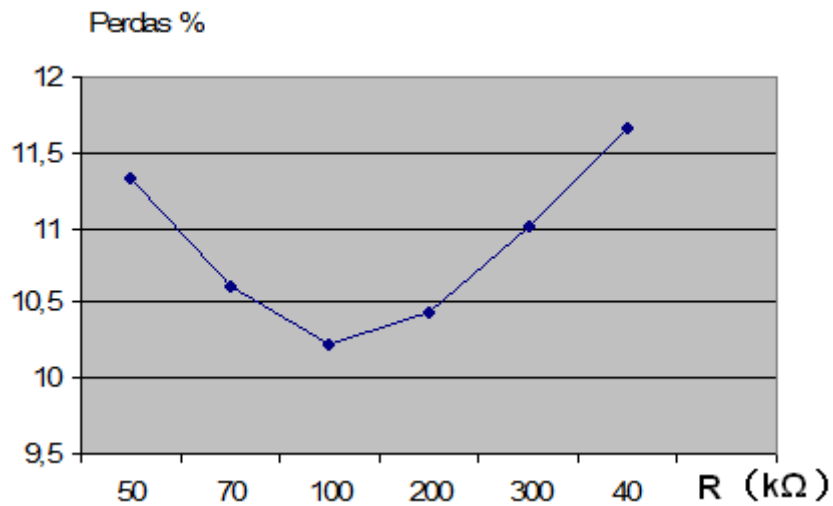


Figura 4.6: Perdas da chave em função da resistência R_1 .

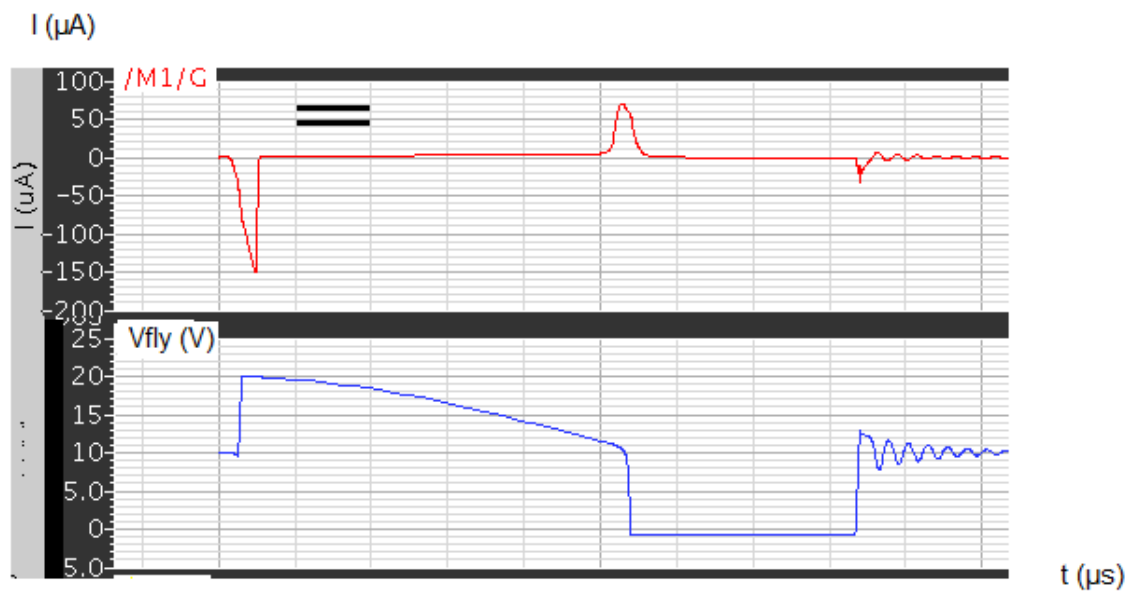


Figura 4.7: Corrente no gate de M_1 e Tensão V_{fly} .

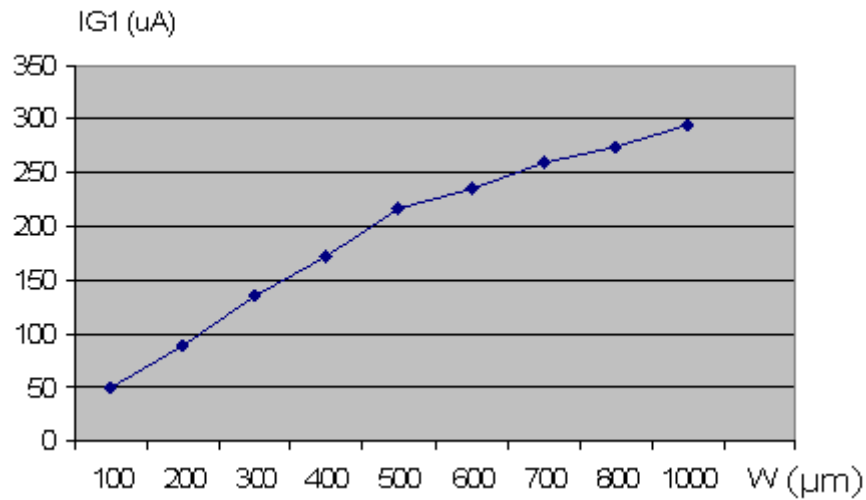


Figura 4.8: Corrente de gate de M_1 em função de W para $V_{store} = 20V$, $V_{res} = 10 V$.

4.3 Circuito da chave com maior eficiência

Na Figura 4.9 está ilustrada uma nova proposta para o circuito da chave visando uma melhor eficiência da mesma. Este circuito possui três transistores a mais que o circuito anterior, em substituição da resistência R_1 , melhorando seu rendimento. Em comparação com a chave da Figura 4.1, M_1 continua tendo a função de acoplar o potencial do *gate* de M_0 ao terra, fazendo-o conduzir. O transistor M_2 está substituindo a resistência R_1 e é quem fornece o potencial ao *gate* de M_0 para que ele bloqueie. O transistor M_3 controla o *gate* de M_2 a partir do sinal externo de controle. M_4 tem a função de polarizar o *gate* de M_2 e o dreno de M_3 .

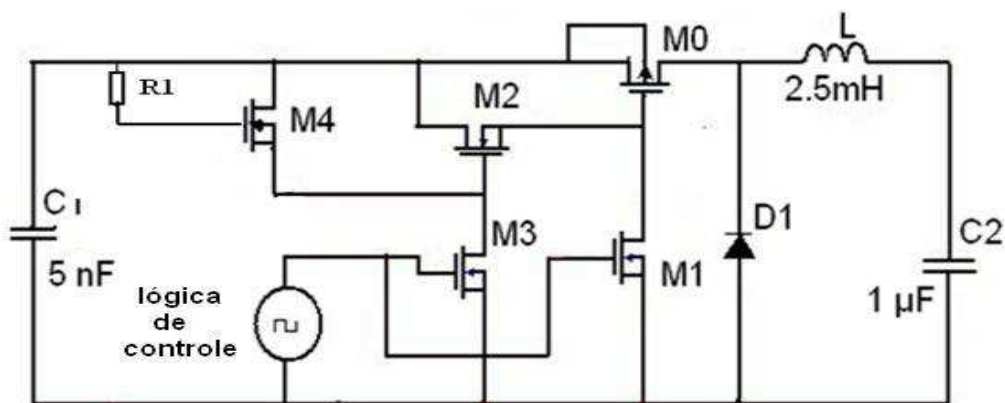


Figura 4.9: Circuito da chave sem resistor.

4.3.1 Perdas da chave em função de V_{store}

São ilustradas no gráfico da Figura 4.10 as perdas da chave em relação à tensão de C_{store} para três tamanhos do transistor M_0 . Neste gráfico percebe-se que estas perdas diminuem quando aumentamos o tamanho do transistor e aumentam em função do aumento da tensão de C_{store} . Estes resultados são importantes, pois por meio deles podemos quantificar as perdas do circuito para cada ciclo da chave, para o estudo da quantidade de energia recuperada pelo sistema.

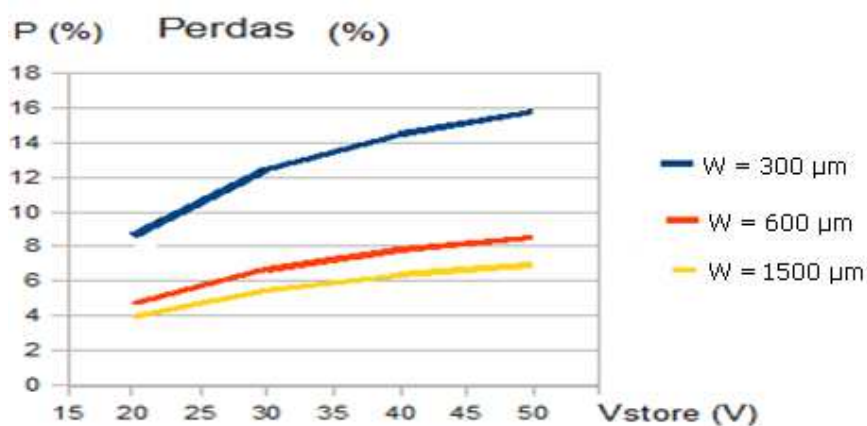


Figura 4.10: Perdas do circuito em função de V_{store} .

4.4 Conclusão

Na proposta da chave pode-se verificar que os dois circuitos apresentados para a chave possuem perdas muito baixas. É apresentada no circuito da Figura 4.1 uma perda mínima de energia em torno de 10 % para uma tensão de V_{store} de 20 V, esta perda diminui à medida que esta tensão diminui. O valor desta tensão é superior aos valores utilizados nas simulações dos circuitos de recuperação de energia, o que na prática teremos uma perda ainda menor. É apresentada também na Figura 4.9 uma perda mínima menor que 4 %. Pode-se considerar esta última perda bastante baixa, de modo que o circuito da Figura 4.9 pode ser utilizado pelo circuito de recuperação de energia com uma excelente eficiência.

Pode-se concluir também acerca da chave que quanto maior o tamanho do transistor M_0 , melhor será a sua eficiência. Quanto maior a diferença de tensão entre V_{store} e V_{res} , maiores serão as suas perdas. Para o circuito da Figura 4.1, o valor da resistência R_1 está diretamente relacionado à sua eficiência.

Capítulo 5

5. Resultados Experimentais

Com o objetivo de verificar a recuperação de energia, foram montadas algumas configurações de circuitos utilizando capacitor variável. Analisou-se para cada configuração de circuito a energia recuperada e o funcionamento do mesmo. Utilizou-se para as medições dois macros capacitores, um construído com duas placas de cobre em paralelo de dimensões $20 \times 20 \text{ cm}^2$, tendo como mica seu isolante e o outro construído com duas placas de alumínio com dimensões de $22 \times 22 \text{ cm}^2$ tendo como dielétrico o ar. Foram utilizados, também, 3 micro capacitores variáveis em uma estrutura de silício com tecnologia MEMS com dimensões de $6.4 \times 10 \times 1 \text{ mm}^3$. Utilizou-se, ainda, um gerador piezoelétrico para fornecer ao sistema a tensão inicial.

5.1 Utilização de uma micro estrutura MEMS para recuperação de energia

Um capacitor variável MEMS com dimensão de $0,1 \times 0,03 \times 0,64 \text{ cm}^3$ foi utilizado para realizar as medições. O objetivo desta seção é apresentar a estrutura do capacitor variável, medir o valor da variação da capacitância deste capacitor e fazer uma análise de algumas configurações de circuitos para recuperação de energia.

5.1.1 Estrutura da construção do MEMS utilizado

Para construção dos capacitores variáveis existem quatro topologias que estão sendo empregadas na captação de energia utilizando transdução eletrostática, estas topologias são apresentadas na Figura 5.1. A escolha entre as topologias de sobreposição dos dentes no plano (SDP), fechamento do espaço entre os dentes (FEED), deslocamento do pente sobre o plano (DPSP) e abertura e fechamento do espaço entre os planos (AFDEEP), depende da aplicação desejada. Mas, ainda assim, a fim de selecionar a topologia, precisamos estabelecer alguns critérios como:

- 1) A quantidade de energia que se deseja recuperar
- 2) A estabilidade contra as vibrações fora do eixo
- 3) A facilidade de fabricação
- 4) O fluido de amortecimento

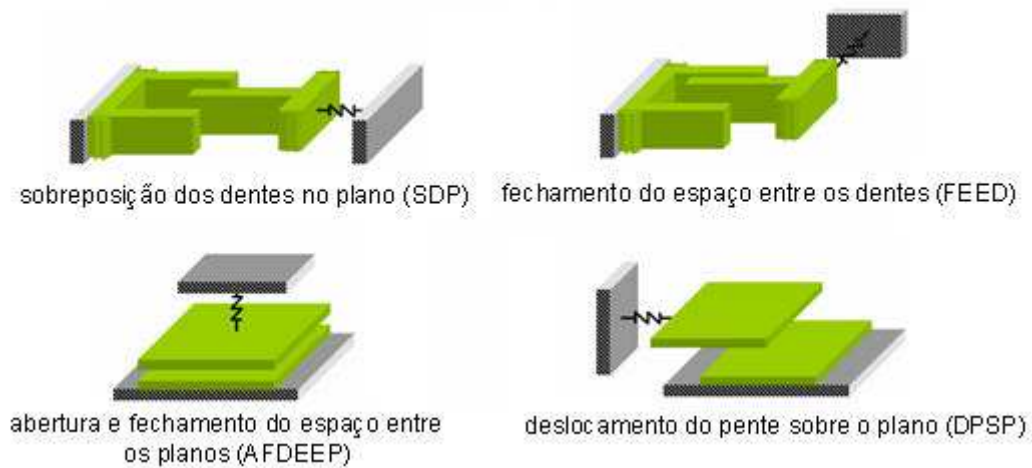


Figura 5.1: Tipos de topologias para o capacitor variável.

Porém, o critério mais importante é a geração de energia mais elevada. A maior densidade de potência possível depende de três fatores (KIM and KWON, 2009; PARACHA et al., 2009):

- 1) A tensão inicial, mantendo-se em vista a maior tensão suportada pelo dispositivo.
- 2) A variação da capacitância
- 3) A capacitância máxima.

No projeto do capacitor a estabilidade contra a vibração fora do eixo é obrigatória para evitar o contato dos eletrodos, que pode causar um curto-circuito entre eles. Os Fluidos de amortecimento que causam a resistência mecânica responsável pelas perdas, devem ser minimizados. Essa resistência é decorrente do resultado do amortecimento entre duas superfícies planas que se movem em paralelo uma em relação a outra, devido à compressão de ar entre esse eletrodos.

O eletrodo utilizado no trabalho, proposto por Paracha (2006), baseia-se na configuração DPSP devido as seguintes vantagens:

- 1) É possível obter uma pequena distância entre o eletrodo superior e inferior para ter o valor da capacidade elevada.
- 2) O uso de um substrato de silício mais robusto pode aumentar a rigidez vertical, que

minimiza a vibração fora do eixo, reduzindo o problema de contato entre os eletrodos.

3) O processo de fabricação de DPSP é fácil porque não existe nenhum pente de eletrodos intrelaçados e pode ser fabricado usando uma placa de silício comum.

5.1.2 Modelo do capacitor na topologia DPSP

Nesta seção é apresentado um modelo de capacitância do capacitor variável com base na configuração DPSP. Para modelar o transdutor são considerados três sistemas de eletrodos, como ilustrado na Figura 5.2. Os dois eletrodos inferiores são fixos e estão conectados eletricamente. O eletrodo superior se move lateralmente proporcionando a variação da capacitância.

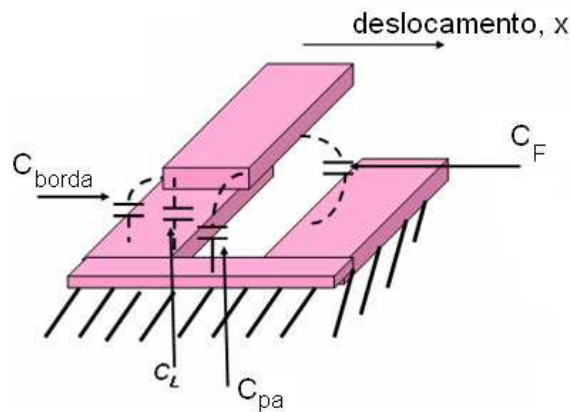


Figura 5.2: Tipos de topologias para o capacitor variável.

Nesta topologia existem quatro tipos principais de capacitâncias contribuindo na capacitância total que pode ser escrito matematicamente como:

$$C_{TOT}(x) = C_L(x) + C_F(x) + C_B(x) + C_{Pa}, \quad (5.1)$$

Em que C_F é a capacitância de franja devido o eletrodo superior e à presença do eletrodo vizinho (eletrodo de frente), C_B é o valor de capacitância entre a borda superior e inferior (traseira) dos eletrodos, C_{Pa} é a capacitância parasita devido à conexão elétrica com o eletrodo superior, C_L é a capacitância linear devido a sobreposição de eletrodos superior e inferior, e pode ser escrita como em (5.2)

$$CL(x) = \frac{\epsilon_0 L(w-x)}{d} \quad (5.2)$$

Em que ϵ_0 , L , w , x e d são a permissividade do dielétrico, comprimento de um eletrodo, largura de um eletrodo, deslocamento do eletrodo superior e um espaço de ar entre os eletrodos superior e inferior, respectivamente.

Na Figura 5.3 está ilustrada a vista superior do transdutor, juntamente com as dimensões e as áreas de contato. São apresentadas a seguir as dimensões do dispositivo e a frequência de ressonância.

Área do transdutor (à massa de prova e mola) = 1,03125 x 0,64 cm²

Área de contato dos terminais elétricos: 0,2 x 0,12 cm²

Frequência de ressonância lateral, $f_x = 250$ Hz

Dimensões para cada eletrodo: 100 μ m x 50 μ m.

Largura da mola: 50 μ m.

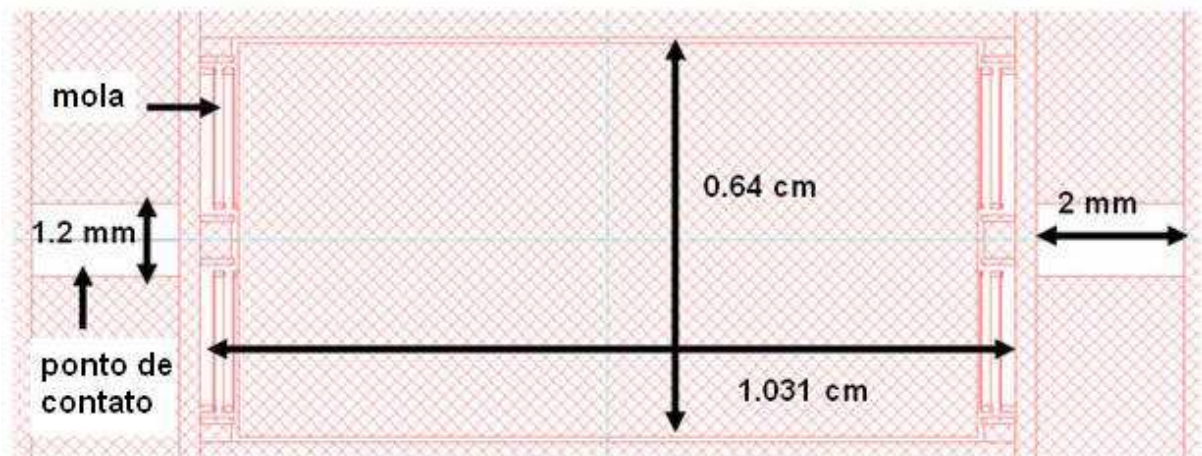


Figura 5.3: Dimensões da estrutura do capacitor variável.

5.1.2.1 Características mecânicas do dispositivo

A massa de prova (m) é calculada multiplicando o volume da massa de prova pela densidade do silício bruto ou seja, 2.330 kg/m³. Para um sistema simples de massa e mola, a frequência de ressonância lateral do sistema é dada como:

$$f_x = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_x}{m}} \quad (5.3)$$

Em que k_x é a rigidez da mola lateral do sistema. A constante total da mola deve ser dividida por 4 para ter a constante de cada mola que está ligado à massa de prova, uma vez que, temos 4 molas.

Na configuração DPSP o principal tipo de amortecimento que é considerado é devido o deslocamento de ar entre duas superfícies planas que se movem em paralelo uma em relação a outra, mostrado na equação (5.4).

$$b_m = \frac{\mu S}{h} \quad (5.4)$$

Em que μ , S e h são a viscosidade do fluido com o valor de $1.8 \cdot 10^{-5}$ Ns/m² (quando o fluido é o ar), a superfície da massa de prova e a distância do entreferro entre a parte móvel e fixa, respectivamente.

O fator Q do ressonador é calculado pela expressão:

$$Q = \frac{\sqrt{mk_x}}{b_m} \quad (5.5)$$

O último parâmetro que é bastante importante no projeto é o pull-in de tensão que é a tensão máxima suportada pelo dispositivo. O pull-in de tensão é dado como:

$$V_{PULL-IN} = \sqrt{\frac{8k_z h^3}{27\epsilon_0 S}} \quad (5.6)$$

Aqui k_z , é a rigidez vertical das molas mecânicas.

5.1.2.2 Dimensões da massa de Prova

Na Figura 5.4 é apresentada uma visão 3D do capacitor para recuperação de energia com base na topologia DPSP. Os eletrodos são construídos na parte de baixo da massa de prova à base de silício. Como ilustrado na Figura 5.5.

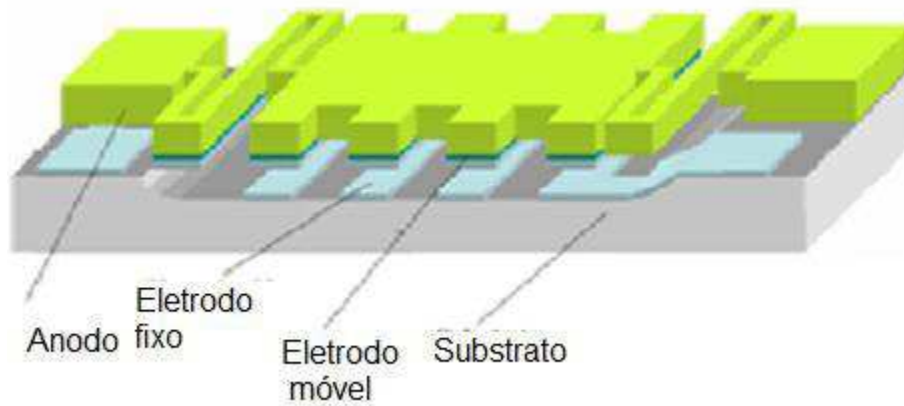


Figura 5.4: diagrama do capacitor variável com massa de prova.

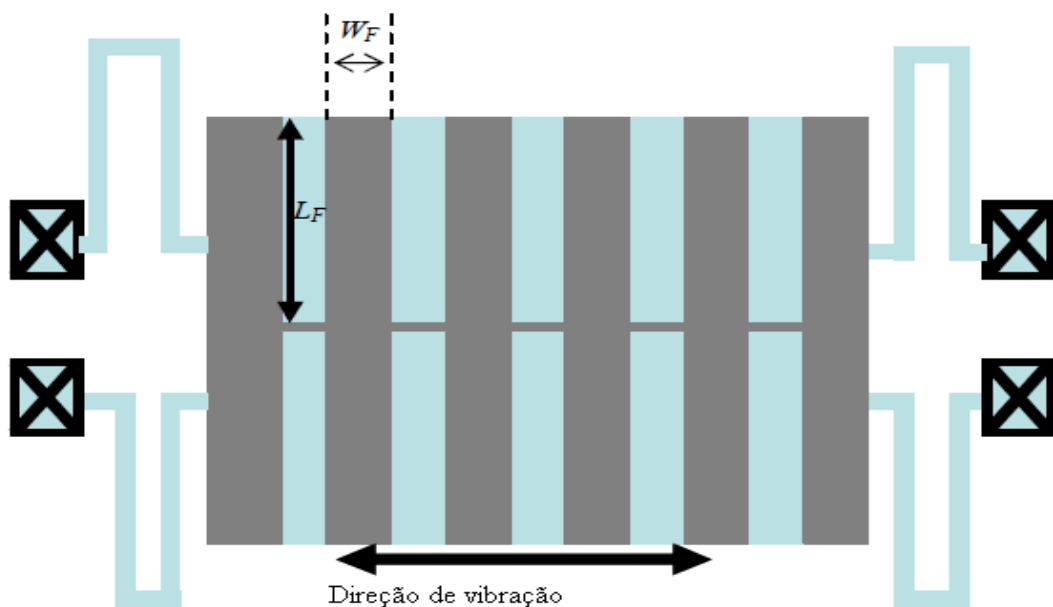


Figura 5.5: Vista inferior da massa de prova com visão do eletrodo.

Na Fig. 5.5 é ilustrada a vista inferior da Figura 5.4. Nesta figura é vista a configuração da massa de prova e dos eletrodos. É ilustrado na Figura 5.6 uma foto do MEMS utilizando um microscópio do eletrodo e da mola do capacitor variável. As características mecânicas teóricas do dispositivo são resumidas a seguir:

- massa de prova de 59,684 mg
- frequências de ressonância lateral de 250 Hz
- Fluidos de amortecimento $7.68 \cdot 10^{-4}$ Ns/m
- Fator Q -146

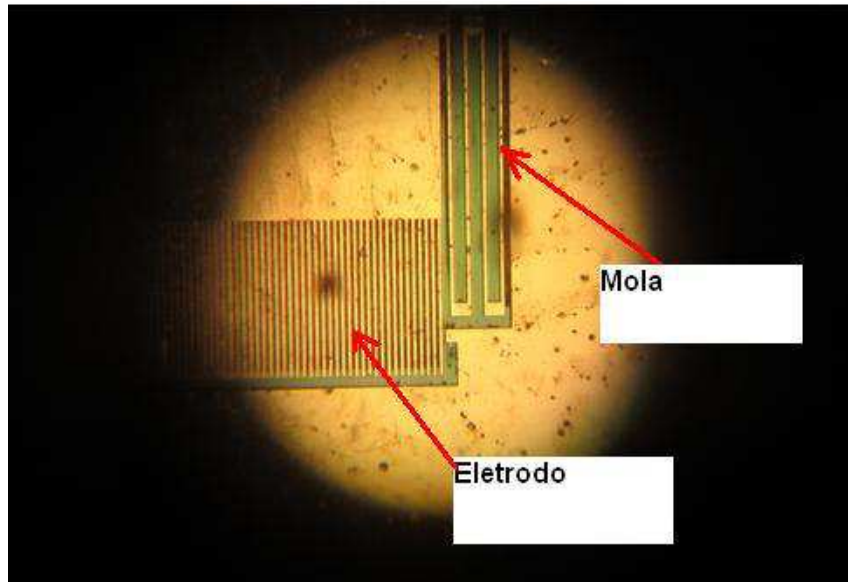


Figura 5.6: Foto do eletrodo e da mola do capacitor variável, utilizando um microscópio.

5.1.2.3 Capacitâncias que compõem o capacitor variável

É ilustrada na Figura 5.7 a seção transversal do dispositivo. A capacitância total do dispositivo é a soma da capacitância linear, da capacitância de franja (incluindo os efeitos de borda e os efeitos dos eletrodos vizinhos) e da capacitância do substrato. É ilustrado na Figura 5.7 todas as capacitâncias em que CL, CS, CS2, CF1 e CF2 representam a sobreposição da capacitância linear, a capacitância do substrato, a capacitância do substrato com eletrodos de cima, a capacitância de franja devido a eletrodos vizinhos e a capacitância franja devido aos efeitos de borda, respectivamente. Na figura 5.7 (b) a massa de prova é deslocada para a direita, fazendo com que a capacitância CL seja reduzida a zero devido à redução na área de sobreposição dos eletrodos superior e inferior, CS aumenta devido ao aumento da sobreposição do substrato com os eletrodos inferiores.

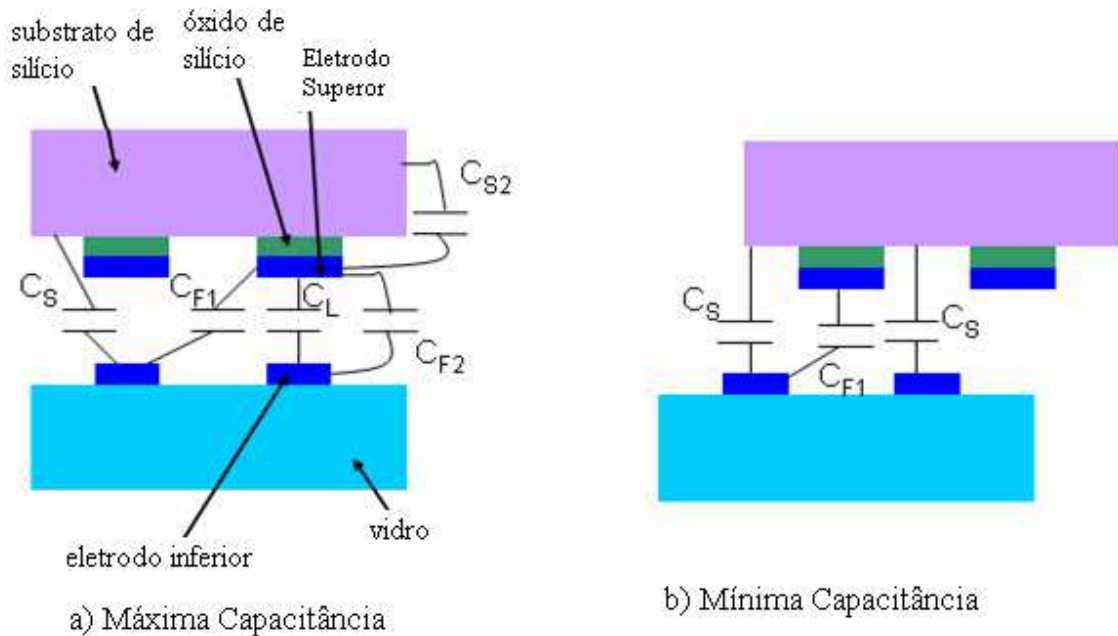


Figura 5.7: Diagrama das capacitâncias encontrada no capacitor variável.

É ilustrado na Figura 5.8 o resultado de uma simulação do capacitor com a capacitância total sendo composta a partir da capacitância do substrato, da capacidade de franja e da capacitância linear. Nas simulações CS2 é zero.

Quando os eletrodos não estão se sobrepondo (na posição de capacitância mínima) a capacitância total é igual a capacitância de franja mais a capacitância do substrato. Matematicamente, a capacitância C_{TOT} pode ser expresso como:

$$C_{TOT}(x) = CL(x) + CF(x) + CS(x) \quad (5.7)$$

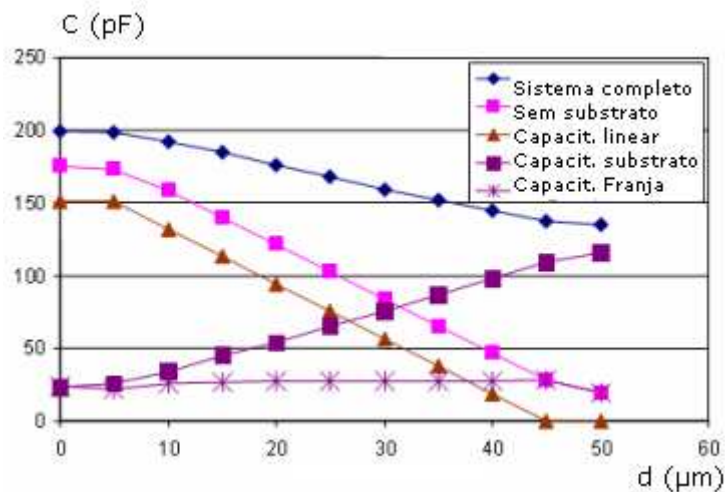


Figura 5.8: Resultado de uma simulações do capacitor apresentado a partir da capacitância do substrato, da capacidade de franja e da capacitância linear.

5.2 Medição do Valor do Capacitor C_{var}

Para realizar as medições do valor da capacitância, o capacitor variável foi acoplado em uma placa de circuito impresso fixada em uma plataforma de vibração, tipo P-6.201,1 da Physik Instrumentetm, para aplicação da vibração mecânica, conforme ilustrado na Figura 5.9. A medição dinâmica de C_{var} é conseguida por meio do deslocamento de fase em um circuito RC_{var} alimentado com uma tensão alternada em uma frequência muito maior do que a frequência de vibração mecânica. O Circuito utilizado para medição do valor da capacitância é ilustrado na Figura 5.10.

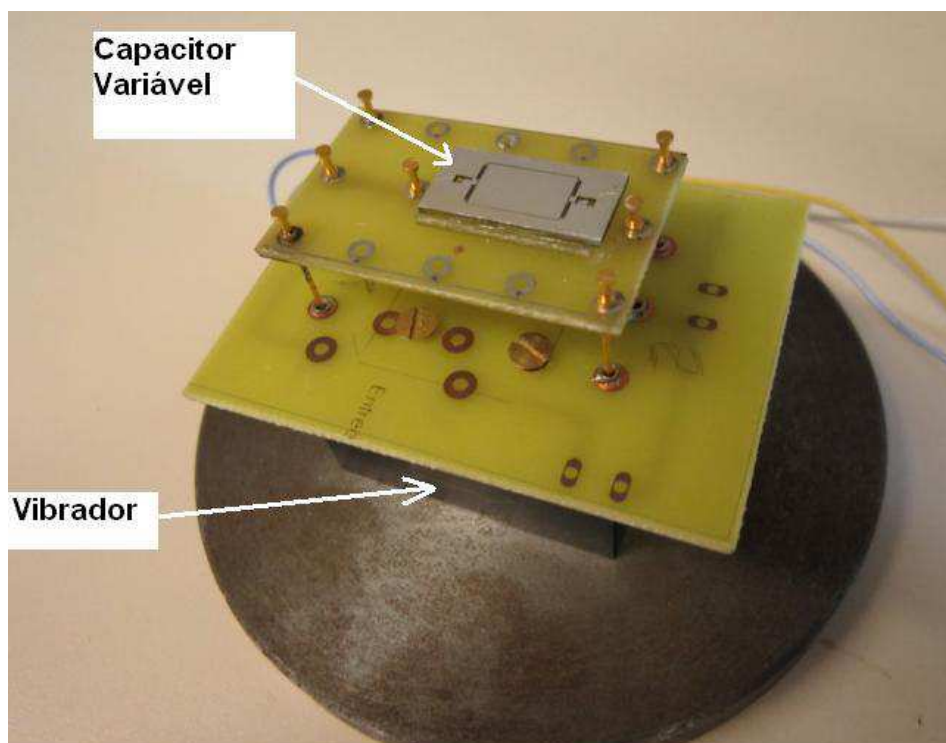


Figura 5.9: Plataforma de vibração mecânica acoplada a uma placa de circuito impresso com o capacitor variável fixado.

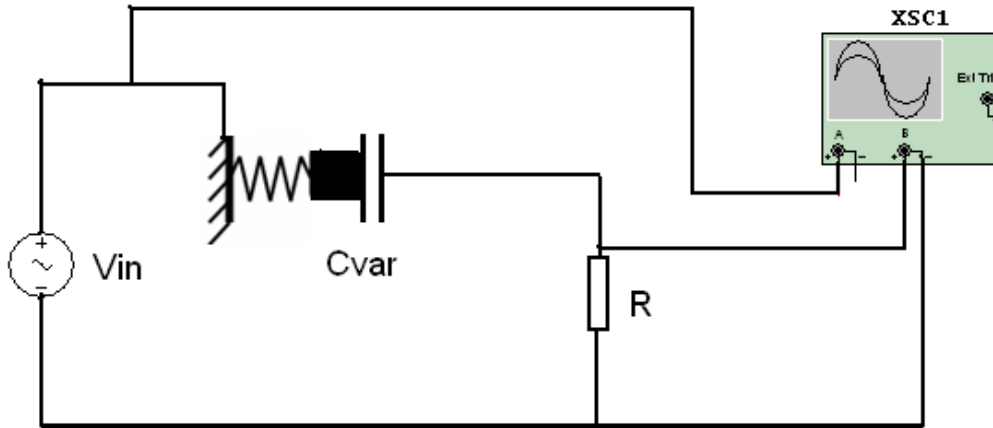


Figura 5.10: Circuito RC_{var} para medição do valor da capacitância do capacitor C_{var} .

O cálculo da capacitância é expresso por (5.8).

$$C_{var} = \frac{1}{R\omega \tan \theta} \quad (5.8)$$

Em que ω é a frequência angular da fonte de sinal V_{in} e θ é o deslocamento de fase entre a tensão gerada pela fonte e a corrente do circuito.

A precisão da medida de θ é definida pela resolução do osciloscópio, ou seja, o período de amostragem T_s . Como o tempo de erro está diretamente relacionado com T_s , o erro de θ é de $T_s \cdot \omega$. Considerando-se que R é conhecido com um erro de 1%, que é a precisão do resistor, temos o seguinte erro em C_{var} :

$$\begin{aligned} \Delta C_{var} &= d\left(\frac{1}{R\omega \tan \theta}\right) = -\frac{1}{R\omega} \frac{1}{\sin^2 \theta} d\theta \\ &= -C_{var} \frac{1}{\cos \theta \sin \theta} \frac{d\theta}{dt} dt \end{aligned} \quad (5.9)$$

Em que dt é o erro do tempo de medida. Para um erro finito $dt = T_s$, o erro é dado como:

$$\frac{\Delta C_{var}}{C_{var}} = -2 \frac{T_s \omega}{\sin 2\theta} \quad (5.10)$$

Para minimizar o erro, é preciso que $\sin(2\theta) = 1$, de modo que deve ser escolhida uma mudança de fase inicial $\theta = \pi/4$. Isso só é possível se o valor de C_{var} é conhecido. Como é

conhecido o intervalo de valores esperado para C_{var} , ajusta-se ω e R , a fim de maximizar a precisão da medição no valor médio de C_{var} , ou seja, C_{var_m} . A partir da equação (5.8) a relação para menor erro fica:

$$C_{var_m} R \omega = 1 \quad (5.11)$$

A escolha da frequência do gerador de sinais é limitada por dois fatores: primeiro, a frequência ω deve ser muito maior do que a frequência da vibração da capacitância. Isso é necessário para o circuito operar com uma onda senoidal quase-estacionária. Além disso, a equação (5.10) afirma que o erro de medição em C_{var} é proporcional à frequência ω . Segundo, a memória do osciloscópio disponível é finita, que limita o tempo máximo de aquisição: a alta frequência proíbe longo tempo de aquisição de dados, e assim torna difícil tomar a observação de uma evolução de capacidade em longo período, devido ao compromisso que é necessário. A partir das equações (5.8) e (5.10), o erro relativo pode ser calculado como:

$$\frac{\Delta C_{var}}{C_{var}} = -2 \frac{T_s \omega}{\text{sen}\left[2 \tan^{-1}\left(\frac{1}{\omega R C_{var}}\right)\right]} \quad (5.12)$$

Assim, para cada medição, a equação (5.12) deve ser aplicada sobre o máximo e o mínimo valor medido de C_{var} para estimar o pior erro.

5.2.1 Verificação do sistema de medição de C_{var}

Com o objetivo de verificar se as medidas realizadas pelo sistema estão corretas, testou-se um capacitor de 68 pF comercial com um erro de 1%, este capacitor foi medido utilizando o sistema de medição de C_{var} . O osciloscópio utilizado para adquirir os dois sinais é Croytem 9354AL. Foi utilizado o gerador (AFG 3102) para gerar o sinal de V_{in} . Os harmônicos gerados pelo sistema foram eliminados por meios da utilização da FFT calculada dos sinais adquiridos (utilizando o MatLab), (PARACHA, 2009). A ferramenta MatLab foi também utilizada para calcular o valor da capacitância em cada instante de tempo. O valor calculado para o capacitor variou entre 67,03 pF e 68,28 pF. O programa MATLAB usado para filtragem de ruído e cálculo da capacitância é apresentado no apêndice 1. O erro relativo medido a partir da equação (5.5) é de 1,62 %, para T_s de 5 ns. O valor do R utilizado foi de 4,7 k Ω e a frequência CA aplicada é de 100 kHz.

5.2.2 Dinâmica de medição da capacitância do transdutor

Nesta parte do trabalho foram testados dois dispositivos MEMS. A frequência de vibração mecânica foi variada de 200 Hz a 350 Hz. Utilizou-se um sinal senoidal para excitar o sistema de vibração mecânico. Para o primeiro dispositivo testado, verificou-se uma melhor resposta na frequência de 320 Hz, com um deslocamento da massa de prova de 50 μm . A frequência da tensão CA utilizada foi de 100 kHz e a amplitude de 500 mV. As medições foram realizadas com um osciloscópio, Le Croytem 9354AL, tendo um tempo de amostragem $T_s = 10$ ns e uma resistência R de 10 k Ω . Foi medida uma variação máxima de 77,8 pF a 188,8 pF em C_{var} , como mostrado na Figura. 5.11. Durante um ciclo mecânico, a massa de prova passa duas vezes por uma posição, o que significa, portanto, que a frequência de variação de C_{var} é o dobro da frequência de vibração mecânica.

O erro relativo máximo calculado utilizando a equação (5.12) para os dois valores extremos do capacitor é de 0,79 % para o máximo valor de C_{var} e de 0,64 % para o mínimo valor de C_{var} , para $T_s = 10$ ns, $R = 10$ k Ω e a frequência AC aplicada é de 100 kHz. O erro máximo existe quando a capacidade se aproxima de seu valor mínimo.

Caso uma tensão CC seja superposta ao sinal senoidal de V_{in} da Figura 5.10, a força eletrostática vertical entre os eletrodos superior e inferior puxa a massa de prova até o substrato e, portanto, reduz a relação $C_{\text{máx}}/C_{\text{min}}$, principalmente devido ao aumento do campo, que é responsável pelo valor de C_{min} . A placa utilizada para as medições experimentais é ilustrada na Figura 5.12. É ilustrado na tabela 5.1 o valor máximo e mínimo e a frequência de ressonância para os dois dispositivos.

Tabela 5. 1: Valor da capacitância para cada um dos capacitores.

Capacitor	Capacitância	Frequência Mecânica
$C1_{\text{var}}$	86,94-159,3 pF	250 Hz
$C2_{\text{var}}$	77,8-188,8 pF	320 Hz

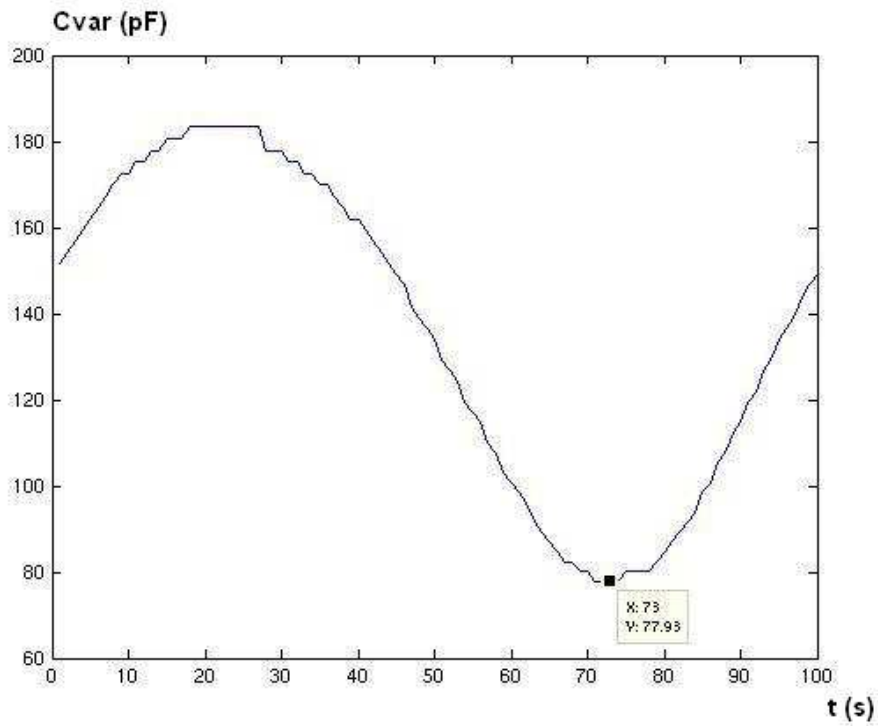


Figura 5.11: Gráfico da variação do valor de C_{var} para uma vibração mecânica de 320 Hz.

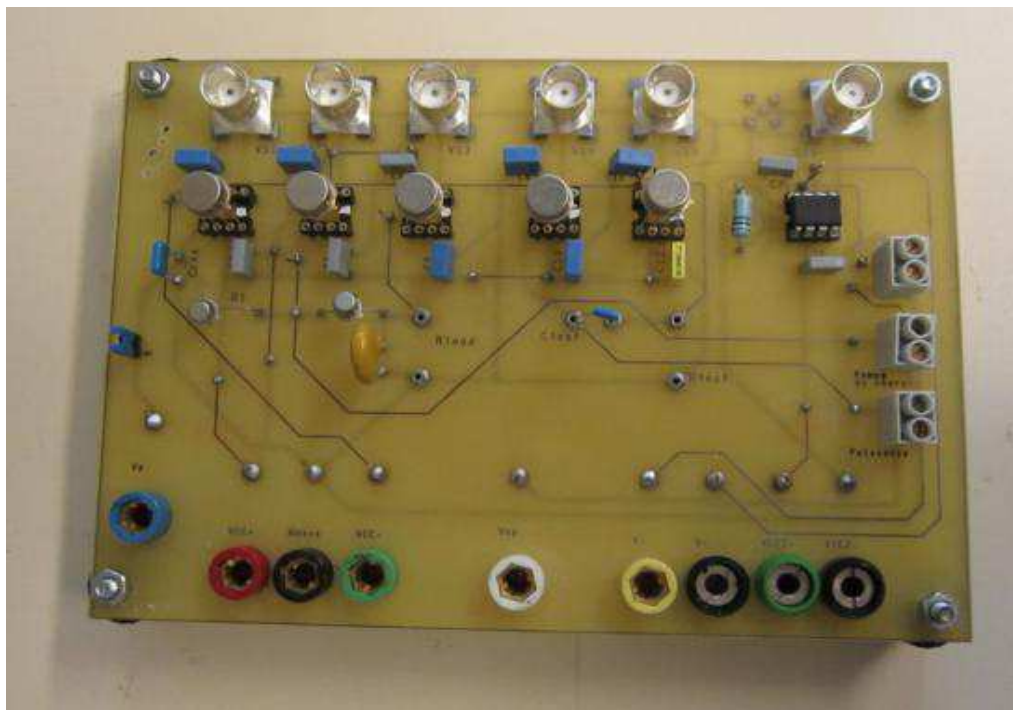


Figura 5.12: Placa experimental para realização das medições.

5.3 Bomba de carga

A função da bomba de carga é transferir cargas de C_{res} para C_{store} , geralmente com $C_{store} \ll C_{res}$. Esta transferência requer uma energia externa que é proveniente da vibração

mecânica fornecida a C_{var} . Com a vibração, a tensão de C_{res} diminui um pouco e de C_{store} aumenta progressivamente até que a bomba de carga atinja um regime de saturação em que não há mais o aumento da energia gerada. Na Figura 5.13 é apresentado o circuito da bomba de carga, em que o capacitor $C_{res} = 1 \mu\text{F}$, o capacitor $C_{store} = 3,3 \text{ nF}$ e C_{var} é o capacitor variável. Para o bom funcionamento da bomba de carga, os diodos devem ter baixa corrente de fuga reversa para minimizar as perdas de carga no processo de recuperação de energia. Como expresso em (5.13).

$$Q_{inicial} = C_{max} V_0 \gg Q_{perdida} = T * I_{reverso} \quad (5.13)$$

Em que $Q_{inicial}$, C_{max} , V_0 , $I_{reverso}$, $Q_{perdida}$ e T são a carga inicial armazenada no transdutor, a capacitância máxima do transdutor, a tensão inicial aplicada, a corrente de fuga reversa do diodo, a perda de carga devido à corrente de fuga do diodo, e o período de tempo do ciclo do capacitor variável, respectivamente.

O sistema pode ser pré-carregado com um máximo de 6 V, deste modo, $Q_{inicial} = C_{max} V_0 = 1132,8 \text{ pC}$ (quando calculado com $C_{max} = 188,8 \text{ pF}$). O diodo selecionado é o JPAD5 apresenta uma corrente de fuga de 5 pA. Assim, com a frequência do capacitor variável de 640 Hz, a carga perdida é de 7,8 fC. Deste modo, a carga perdida devido à corrente de fuga é insignificante.

Outro fator importante é determinar a perda introduzida para a medição das tensões de C_{res} e C_{store} . A ponta de prova disponível do osciloscópio (TEKTM 6139A) possui uma impedância de 10 M Ω , portanto, não deve ser usada diretamente para a medição de tensão, uma vez que as cargas armazenadas nos capacitores serão descarregadas através dessa ponta de prova.

Para evitar este erro de medição, utilizou-se um amplificador operacional de alta impedância. O amplificador operacional escolhido para esse fim foi o AD549J do Analog Devices, com uma corrente de entrada de 250 fA.

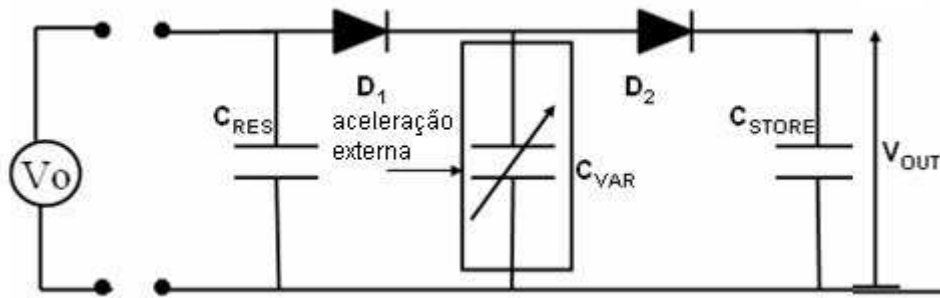


Figura 5.13: Circuito utilizado para medição da tensão de saturação.

5.3.1 Medição da tensão de saturação da bomba de carga

Para verificação do funcionamento da bomba de carga foi conectado uma fonte de tensão com algumas tensões diferentes sobre C_{res} e mediu-se a tensão sobre C_{store} sem carga, para verificar a relação de tensão entre C_{store} e C_{res} . São apresentados na Figura 5.14 e 5.15, os gráficos das tensões sobre C_{store} para os dispositivos C_{var1} e C_{var2} respectivamente, para uma tensão de C_{res} de 6 V. É ilustrado na tabela 5.2, para o dispositivo 2, o valor da tensão de V_{store} para diferentes valores de V_{res} .

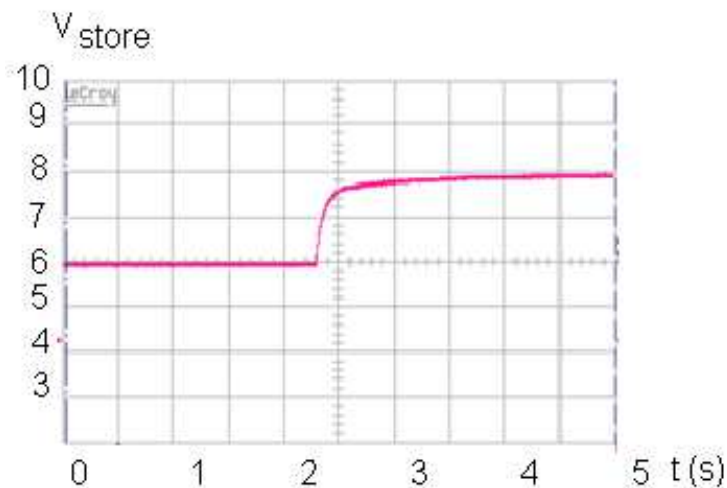


Figura 5.14: Tensão de saturação da bomba de carga para o capacitor C_{var1} , obtida utilizando o osciloscópio digital.

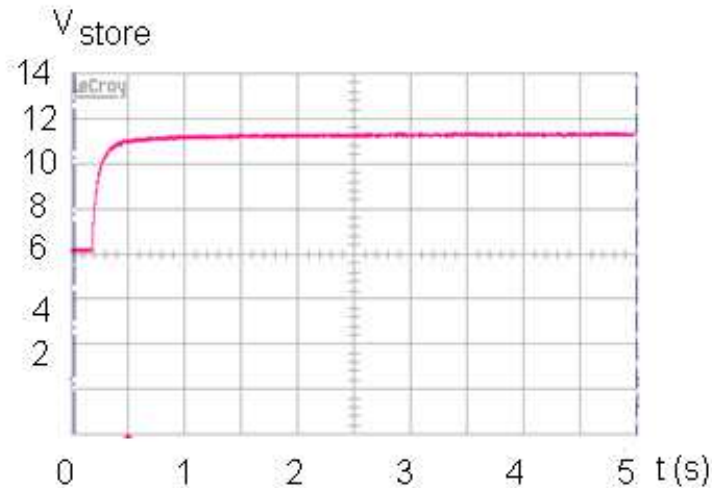


Figura 5.15: Tensão de saturação da bomba de carga para o capacitor C_{var2} , obtida utilizando o osciloscópio digital.

Tabela 5. 2: Tensão de saturação para diversos valores de V_{res} para o capacitor C_{var2} . Medido com o multímetro digital.

V_{res} (V)	V_{store} (V)
3	4,5
4	6,6
5	8,8
6	11,1

5.3.2 Medição de V_{store} com uma resistência de carga acoplada e V_{res} constante

Para observar uma conversão de energia contínua, foi colocado um resistor de carga em paralelo com C_{store} , desta forma, a bomba de carga é mantida fora da saturação. Uma fonte de tensão CC de 6 V foi acoplada diretamente sobre C_{res} , conforme ilustrado na Figura 5.16. Foi colocadas algumas resistências de carga sobre C_{store} para verificar a tensão máxima em cada carga. Na tabela 5.3 é ilustrada a tensão de V_{store} para cada valor da resistência de carga, a potência sobre a resistência de carga, a corrente de carga, a potência fornecida pela fonte CC, a potência fornecida por C_{var} e a relação entre a potência sobre a carga e a potência fornecida pela fonte CC.

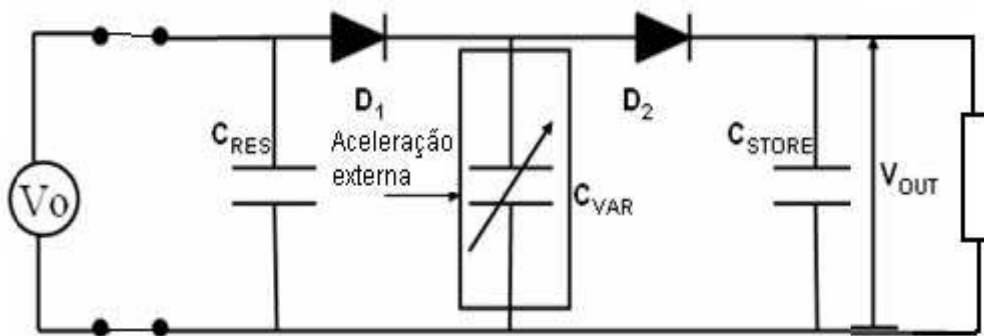


Figura 5.16: Circuito utilizado para medir a tensão sobre a resistência de carga.

Tabela 5. 3: Valores das tensões, potências e correntes do circuito da Figura 5.16.

R_L (Ω)	V_{store} (V)	P_{RL} (μW)	I_{RL} (nA)	P_{fonte} (μW)	$\frac{P_{RL}}{P_{fonte}}$
20 M	6,33	2,003445	316,5	1,899	1,055
40 M	7,81	1,5249025	195,25	1,1715	1,301
50 M	8,22	1,351368	164,4	0,9864	1,370
70 M	8,73	1,08875	124,71	0,74826	1,455
90 M	8,90	8,80111	98,888	0,59332	1,483
100 M	9,01	8,11801	91	0,546	1,486

5.3.3 Medição de V_{store} com uma resistência de carga acoplada e C_{res} previamente carregado

Foi realizada a medição de V_{store} com C_{res} previamente carregado. Para realização desta medida, C_{res} foi carregado com uma tensão dc de 6 V, em seguida a fonte foi desconectada do sistema conforme ilustrado na Figura 5.17. Como resultado, tem-se que o valor de V_{store} aumenta rapidamente e em seguida começa a cair devido à descarga através de R_L . A tensão em C_{res} também cai até que o sistema seja completamente descarregado. Os gráficos das tensões de C_{res} e C_{store} são ilustrados nas Figuras 5.18, 5.19, para o capacitor variável C_{var1} e C_{var2} , respectivamente.

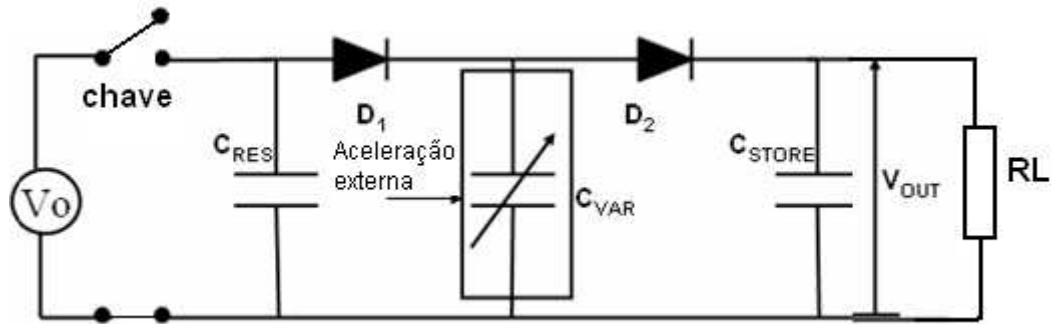


Figura 5.17: Circuito para medição de V_{res} e V_{store} com C_{res} previamente carregado.

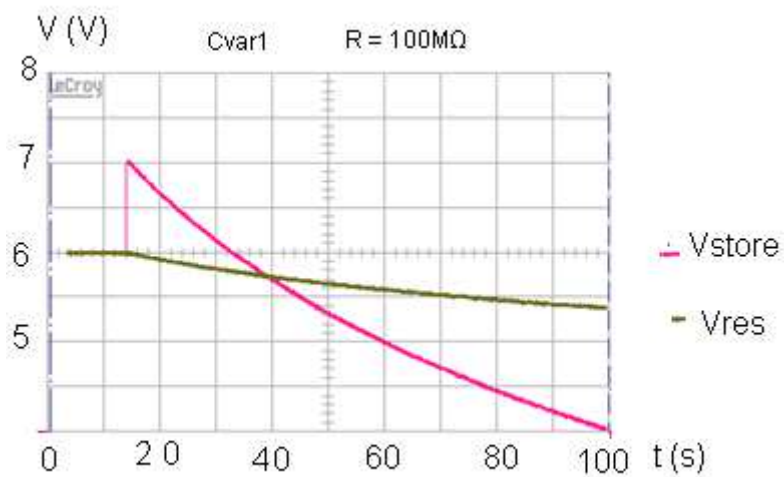


Figura 5.18: Gráfico das tensões de V_{store} e V_{res} , para uma resistência de carga de $100 \text{ M}\Omega$ acoplado em paralelo com C_{store} , para o capacitor C_{var1} .

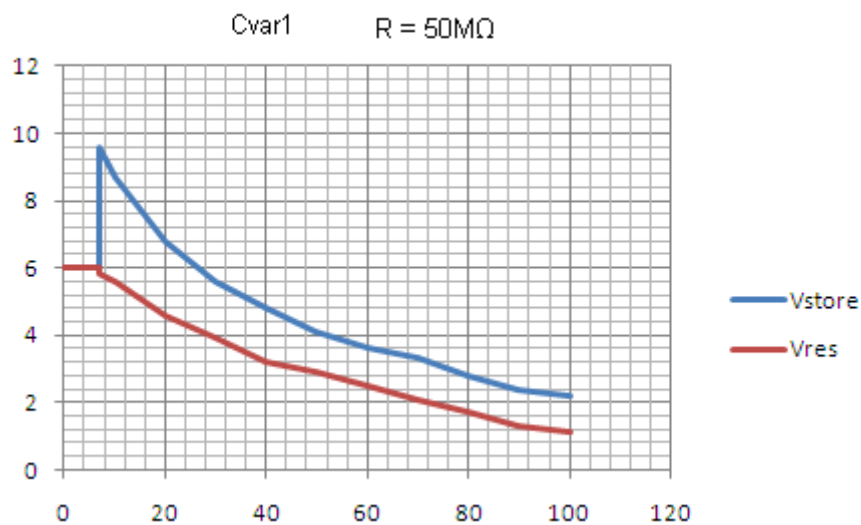


Figura 5.19: Gráfico das tensões de V_{store} e V_{res} , para uma resistência de carga de $50 \text{ M}\Omega$ acoplado em paralelo com C_{store} , para o capacitor C_{var2} .

5.3.4 Acoplamento da resistência de carga entre C_{res} e C_{store}

Outra forma de se conectar a resistência de carga é colocá-la entre C_{res} e C_{store} , como ilustrado na Figura 5.20. Nesta configuração a própria resistência de carga faz o retorno de carga entre C_{store} e C_{res} , fazendo com que a carga do circuito se mantenha, pois não há descarga dos capacitores para a massa através da resistência de carga. Esta configuração faz com que as cargas permaneçam por muito mais tempo dentro do sistema.

São apresentadas na Figura 5.21 as diminuições das tensões de V_{store} e V_{res} em relação ao tempo para um valor de carga de $20\text{ M}\Omega$ para o Capacitor C_{va1} . Observe que o tempo de aquisição é de aproximadamente 480 segundos e que neste período a tensão de V_{store} caiu aproximadamente 200 mV. Esta queda se dá devido às correntes de fuga dos três capacitores. Observe que nesta figura V_{res} está em uma escala de tensão bem maior que V_{store} , de modo que não se percebe a variação da tensão de C_{res} .

No gráfico da Figura 5.22 (utilizando capacitor C_{var2}), é ilustrada a diminuição de tensão de V_{store} e V_{res} em relação ao tempo para o valor de carga de $10\text{ M}\Omega$. Nesta figura a escala de tensão de V_{res} e V_{store} é a mesma, de modo que se percebe o decaimento das duas tensões. O tempo de amostragem do sinal foi de aproximadamente 470 s. A tensão sobre C_{res} caiu 200 mV em relação à tensão inicial. É observado que a tensão sobre a carga e sobre C_{res} cai muito mais lentamente que quando acoplamos a resistência de carga diretamente sobre C_{store} . É ilustrado na Figura 5.23 (para C_{var2}) o gráfico de V_{res} e V_{store} para um tempo de amostragem de aproximadamente 91 s e uma resistência de carga de $30\text{ M}\Omega$.

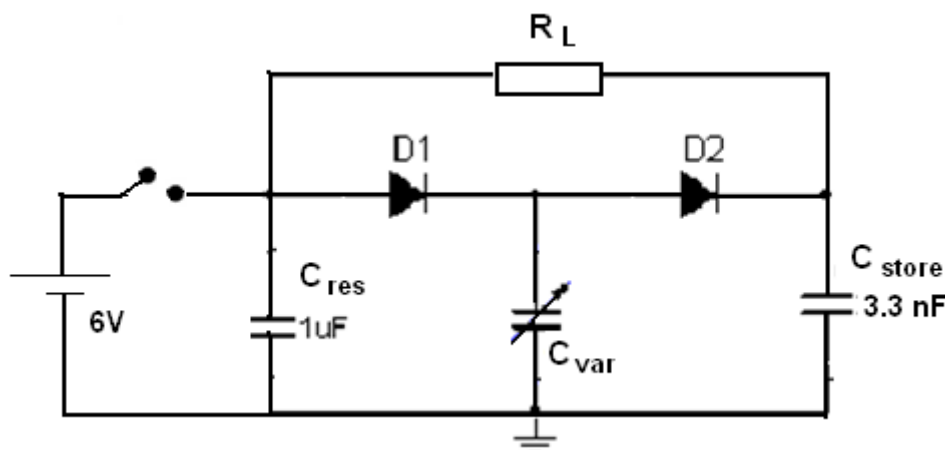


Figura 5.20: Circuito de recuperação de energia com resistência de carga acoplada entre C_{res} e C_{store} .

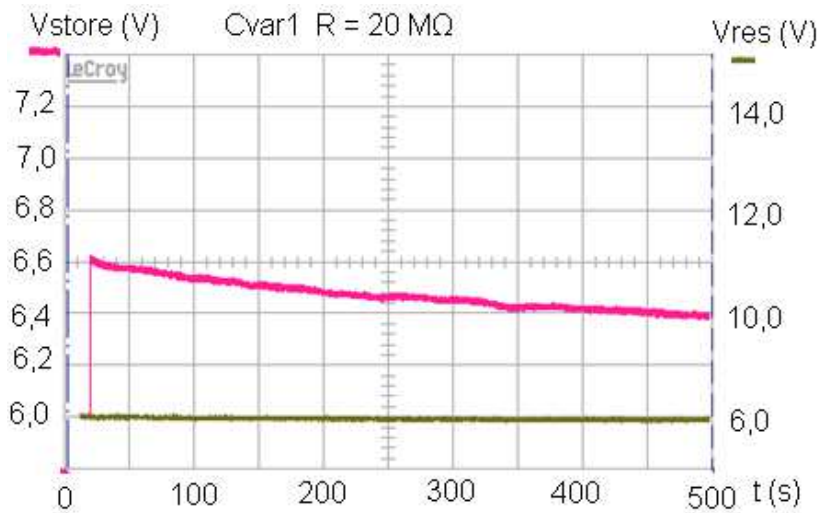


Figura 5.21: Gráfico das tensões de V_{store} e V_{res} , com C_{res} previamente carregado com 6 V e com $R_L = 20\text{ M}\Omega$ acoplado entre C_{store} e C_{res} , para C_{var1} .

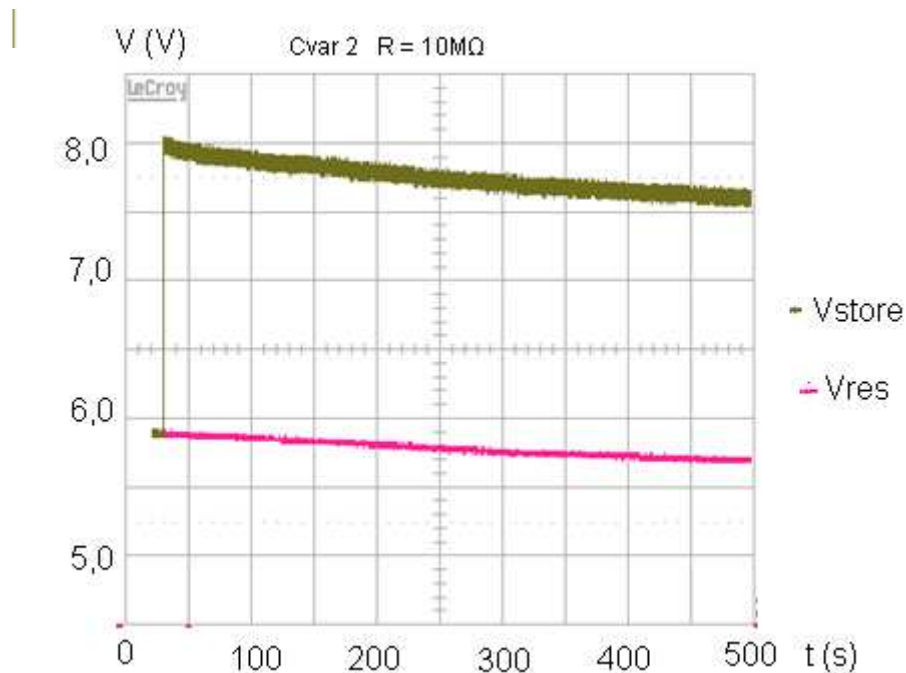


Figura 5.22: Gráfico das tensões de V_{store} e V_{res} , com C_{res} previamente carregado com 6 V e $R_L = 10\text{ M}\Omega$ acoplado entre C_{store} e C_{res} , para C_{var2} .

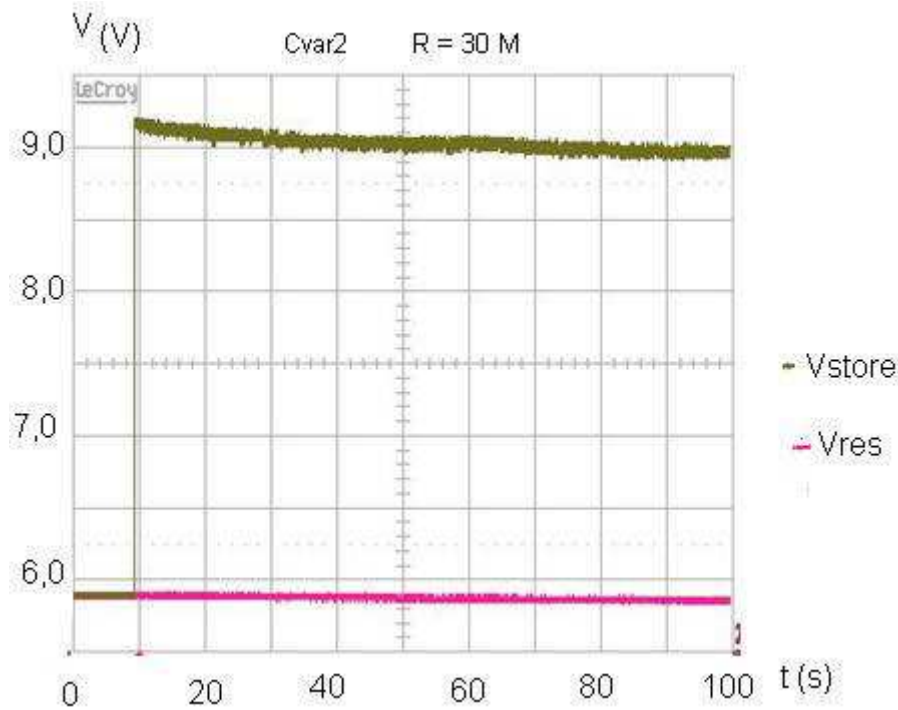


Figura 5.23: Gráfico das tensões de V_{store} e V_{res} , com C_{res} previamente carregado com 6 V e com $R_L = 30 \text{ M}\Omega$ acoplado entre C_{store} e C_{res} , para C_{var2} .

Na Figura 5.22 é observado que a tensão sobre C_{res} diminui lentamente, correspondendo a um valor de 200 mV para um tempo de aproximadamente 480 s, sobre um valor de $C_{res} = 1 \mu\text{F}$. A diminuição desta tensão corresponde a uma perda de carga de 200 nC durante este intervalo. Este valor corresponde a uma corrente de fuga de aproximadamente 400 pA.

É importante também fazer uma análise de qual é a perda de carga devido ao sistema de medição das tensões. Os dois amplificadores operacionais utilizados para medir as tensões de V_{res} e de v_{store} durante este período drenam, cada um, uma corrente de 250 fA, que é 800 vezes menor que a fuga do restante do sistema.

5.3.5 Acoplamento de uma fonte de corrente em C_{res} para suprir as perdas de fuga de corrente

Foi acoplado uma fonte de corrente de 380 pA ao capacitor C_{res} , composta da seguinte forma: utilizou-se um resistor de 200 M Ω acoplado entre uma fonte de tensão dc com tensão de 6,186 V e o capacitor C_{res} . Após um tempo de 10 minutos, a tensão medida sobre C_{res} foi de 6,11 V, de modo que a corrente fornecida pela fonte foi de 380 pA, que será utilizada para suprir as perdas de corrente do sistema. As medições foram realizadas com o multímetro

digital FLUKE 45 dual display multimeter. O circuito é ilustrado na Figura 24. Para estas medições utilizou-se o capacitor variável C_{var2} .

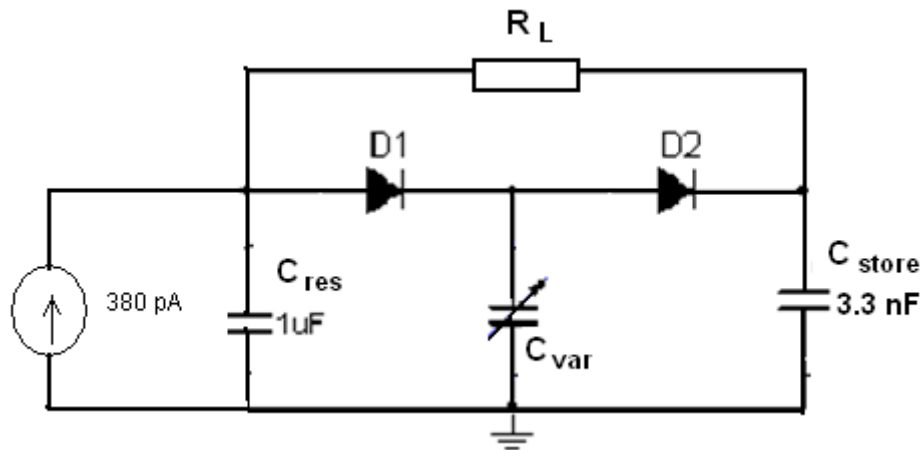


Figura 5.24: Circuito de recuperação de energia alimentado por uma fonte de corrente.

É apresentada na Tabela 5.4 a tensão e a potência máxima sobre a carga, a potência fornecida pela fonte externa e a relação das potências sobre a carga e a potência fornecida pela fonte externa para diversos valores de resistência de carga. Observa-se nesta tabela que a potência fornecida à resistência de carga é muito maior que a potência fornecida ao sistema pela fonte externa. Observa-se ainda que esta relação diminua para as resistências maiores e menores, tendo um valor em que a relação de potência é máxima. Esta tabela apresenta uma recuperação máxima de energia para a carga de 10 M Ω .

Tabela 5. 4: Tensão e potência para o circuito da Figura 5.24.

Resistência de Carga (Ω)	Tensão Máxima Sobre a Carga (V)	Potência Máxima sobre R_L (nW)	Potência da fonte (nW)	$\frac{P_{RL}}{P_{fonte}}$
5M	7,25	312,5	2,16	144,3
10M	7,96	384,16	2,16	177,4
30M	9,07	314,16	2,16	145,1
50M	9,42	233,92	2,16	108,0
70M	9,96	224,02	2,16	103,4
100M	10,02	161,60	2,16	74,6

Esta configuração mostra-se interessante, pois mesmo que seja colocada uma pequena bateria para suprir as correntes de fuga dos capacitores, tem-se a vantagem de que, no caso de se ter um sistema de recuperação de energia vibrante, pode-se entregar uma potência muito maior a carga que a potência fornecida pela bateria. Por exemplo, se for colocado um resistor de carga de 10 M Ω entre C_{store} e C_{res} , tem-se uma potência sobre a carga de 384 nW, de acordo com a Tabela 5.3, e se injeta no sistema uma potência elétrica de apenas 2,35 nW, que é o

valor da corrente de perda multiplicado pela tensão da fonte externa.

5.4 Recuperação de energia utilizando um macro capacitor variável não ressonante

Para realização dos experimentos foi construído um capacitor variável utilizando duas placas de cobre medindo $20 \times 20 \text{ cm}^2$, em paralelo. Foi utilizada uma fina camada de mica como dielétrico. A placa inferior foi fixada em uma estrutura de madeira enquanto a placa superior era móvel e se movia com o auxílio de um sistema de vibração.

Para verificar o aumento da tensão sobre o capacitor quando a capacitância diminui. Para realizar este experimento foi utilizado o amplificador TLC27L2 de impedância de entrada da ordem de $10^{12} \Omega$ para fazer a medida da tensão sobre o capacitor, conforme diagrama ilustrado na figura 5.24.

Inicialmente, o capacitor variável foi ajustado para a sua capacitância máxima. A chave S_W foi fechada para que o capacitor fosse carregado com 5 V, em seguida a chave foi aberta e o capacitor passou para a capacitância mínima. Foi realizada a medição da tensão do capacitor que teve o valor de sua tensão variando de 5 V para 13.82 V.

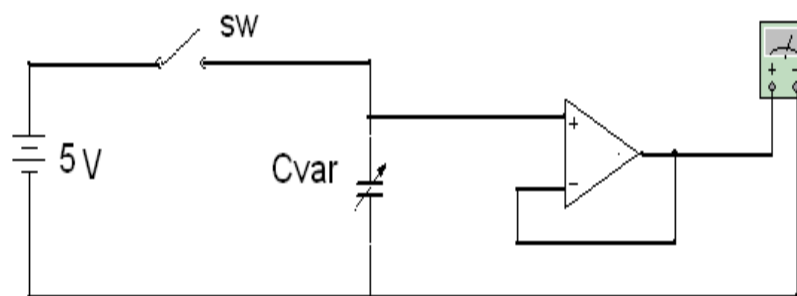


Figura 5.25: Diagrama para medição da variação da tensão do capacitor.

5.4.1 Comprovação da recuperação de energia

Para verificar a quantidade de energia recuperada foi montado o circuito apresentado na Figura 5.26. Foi utilizado o capacitor C_{res} de $1 \mu\text{F}$, o capacitor C_n de 27 nF , ambos de poliéster e uma carga de $14 \text{ M}\Omega$. Os diodos utilizados foram do tipo 1N4148 que apresenta uma corrente reversa menor que 10 nA a temperatura de 25°C . Foi medida a tensão sobre C_{res}

com um voltímetro digital e a tensão de C_n com um osciloscópio digital. Para as medições destas tensões foi necessária a utilização de um buffer utilizando um amplificador operacional TLC 27L2.

O valor da variação da capacitância do capacitor variável foi verificado por meio da medição de fase entre a tensão e a corrente do capacitor variável para o valor máximo e mínimo do capacitor. Verificou-se que o valor da capacitância variou entre 650 pF e 1,85 nF.

Para realização do experimento, inicialmente a chave Sw foi fechada carregando C_{res} com 6 V. Em seguida a chave foi aberta. O Capacitor variável teve uma vibração em uma frequência de 110 Hz produzida por um sistema de vibração. A placa superior do capacitor foi pressionada para baixo, diminuindo a distância entre as duas placas e aumentando a capacitância.

Durante as medições a tensão sobre C_{res} caiu de 6 V para uma tensão de 5,85 V e a tensão do ponto n alcançou um valor de aproximadamente 11 V como mostrada na Figura 5.27. A tensão da resistência de carga R_L aumentou até assumir uma tensão de 5 V. A potência recuperada sobre a resistência de carga foi de aproximadamente 1.8 μ W.

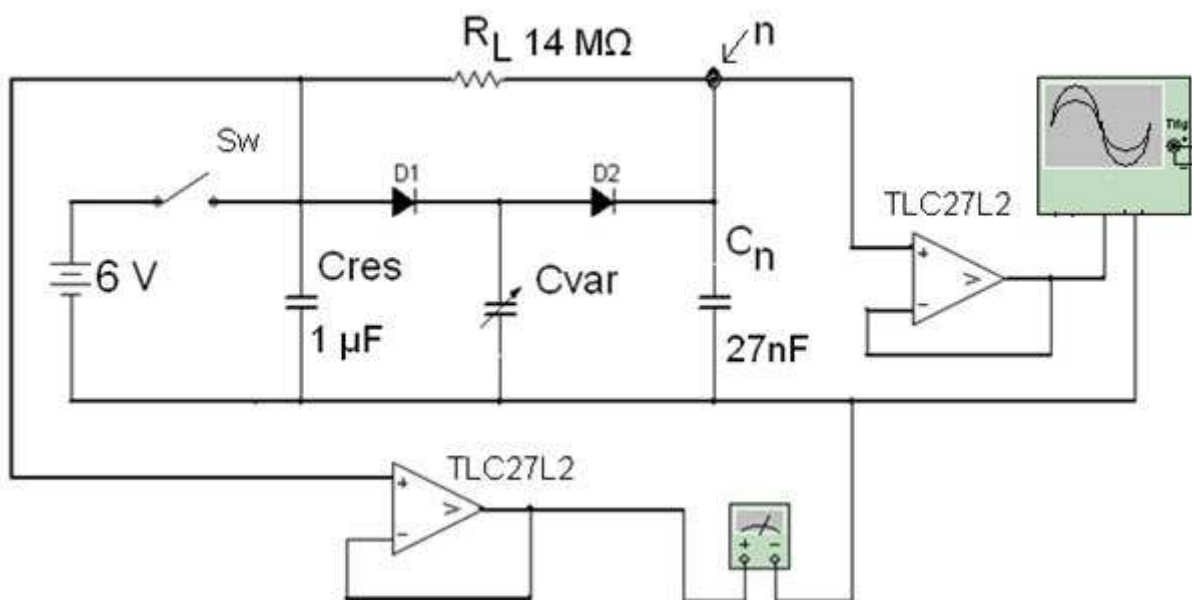


Figura 5.26: Diagrama do circuito de recuperação de energia utilizando capacitor variável.

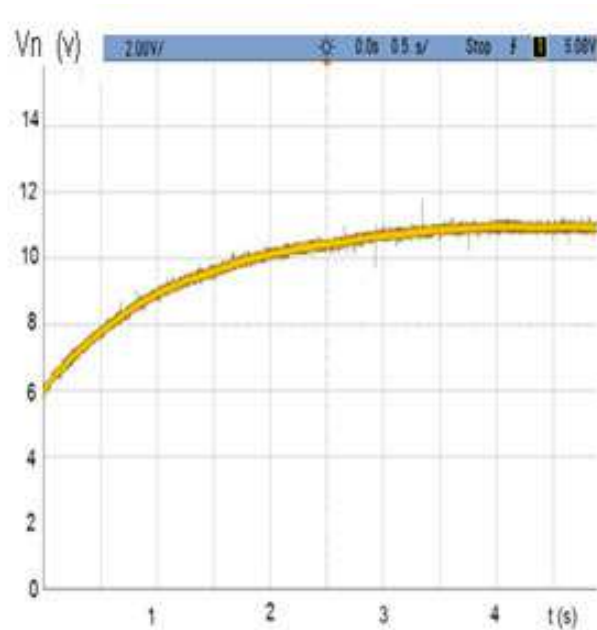


Figura 5.27: Gráfico da tensão do ponto n.

5.5 Recuperação de energia utilizando um macro capacitor variável ressonante

Para realizar os experimentos foi construído um capacitor variável composto por duas placas de alumínio com dimensões de $25 \times 25 \text{ cm}^2$, separadas por uma distância de 1 mm. O Eletrodo inferior é acoplado a uma base e o eletrodo superior preso a esta base por quatro molas nas extremidades. Foi acoplado a este capacitor um sistema de vibração composto por um gerador de sinal senoidal, um módulo Amplificador e uma plataforma de vibração de referência LDS PA 100E. Este sistema é apresentado na Figura 5.28.

Foi realizada a caracterização deste capacitor para se conhecer qual a variação da capacitância e qual a frequência de ressonância mecânica do capacitor.

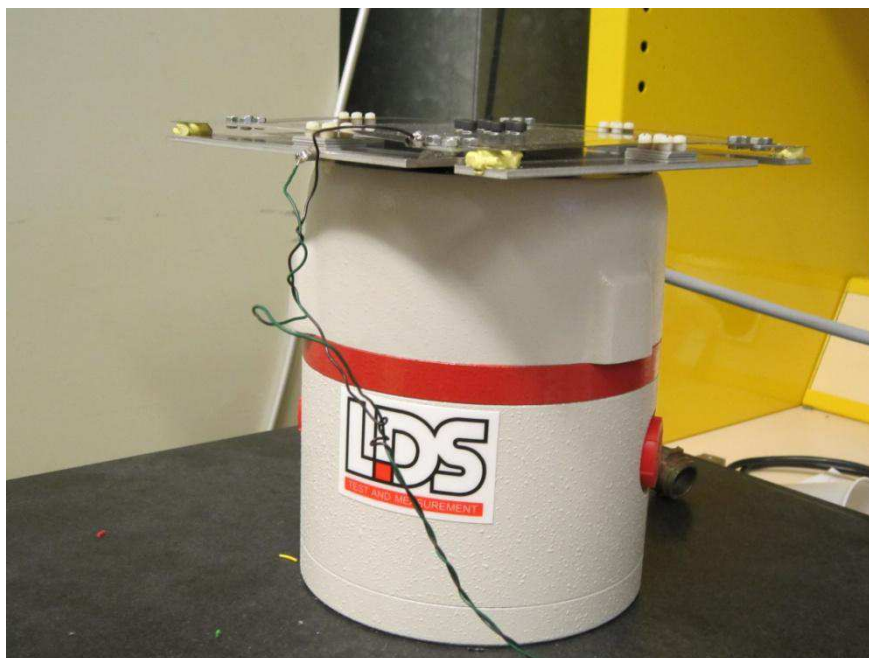


Figura 5.28: Capacitor variável acoplado ao sistema de vibração.

5.5.1 Frequência de Ressonância

Para se determinar a frequência de ressonância utilizou-se o analisador de espectro Agilent 89410. O sinal gerado pelo analisador de espectro foi injetado no amplificador do sistema de vibração para fazer a varredura das frequências de vibração do capacitor. A amplitude do sinal do gerador do espectro era de 1 V de pico a pico. O ganho do amplificador foi controlado para que o capacitor tivesse a maior variação sem que as placas tocassem uma na outra.

Foi utilizado o circuito da Figura 5.29 para medir a máxima energia do capacitor em função da variação mecânica. O circuito utilizado é um integrador com uma tensão dc acoplado na entrada não inversora do amplificador operacional, que tem a função acoplar uma tensão dc sobre o capacitor variável. Foi acoplado um resistor de 100 M Ω em paralelo com o capacitor C2 para que o amplificador não sature. Foi utilizado o amplificador operacional AD549J da Analog Devices, de alta impedância de entrada, com uma corrente de entrada de 250 fA.

O sinal injetado no sistema de vibração é proveniente do analisador de espectro que faz uma varredura de 5 a 25 Hz. O sinal de saída do circuito da Figura 5.29 é acoplado à entrada do analisador de espectro para a obtenção da curva de resposta em frequência. É ilustrada na Figura 5.30 a resposta em frequência do dispositivo. Foi encontrada uma

frequência de ressonância de 16 Hz.

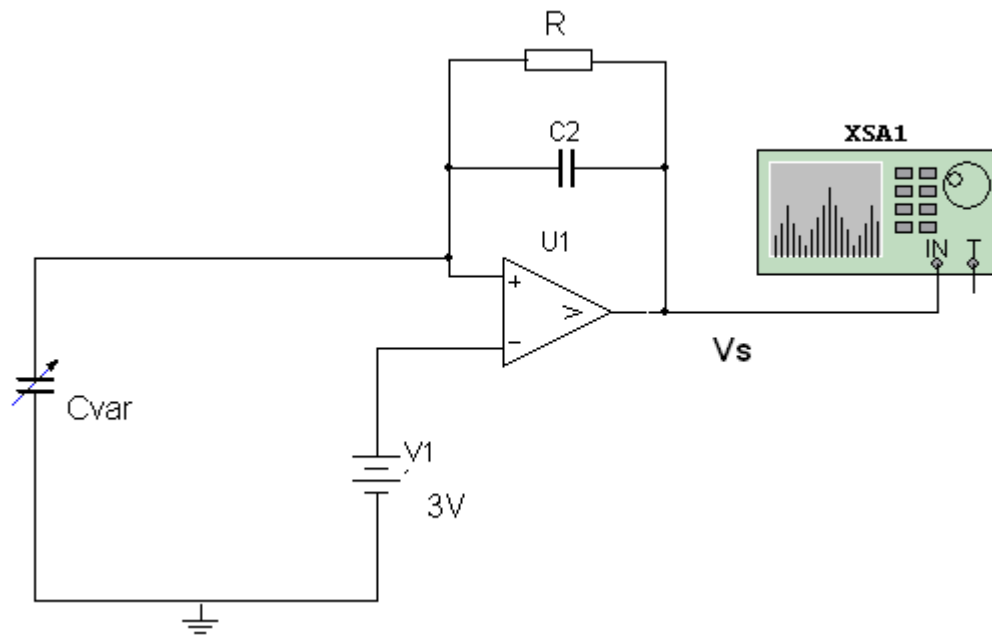


Figura 5.29: Circuito para medição da energia fornecida por Cvar.

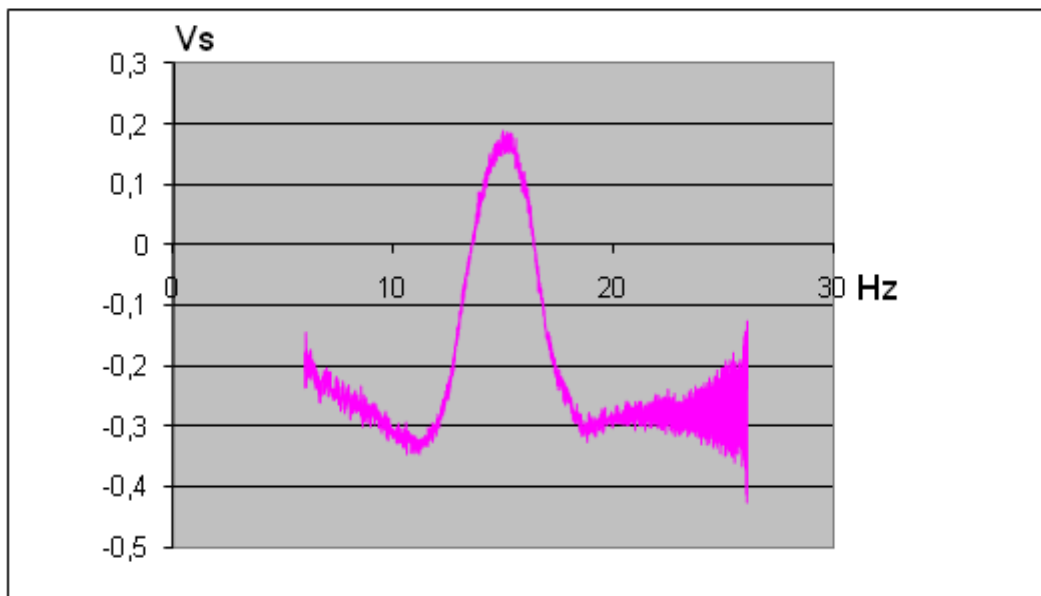


Figura 5.30: Frequência de ressonância do macro Capacitor variável.

5.5.2 Dinâmica de medição da capacitância do transdutor

Para medição da variação do capacitor variável foi utilizado o mesmo sistema descrito na seção 5.1.4. Foi acoplado ao sistema de vibração um gerador de sinal senoidal com frequência de 16 Hz e amplitude de 1 V. O ganho do amplificador foi ajustado para que o

capacitor tivesse o máximo deslocamento sem que as placas se tocassem. Foi encontrado um valor mínimo de 100 pF e um valor máximo de 700 pF como ilustrado no gráfico da Figura 5.31.

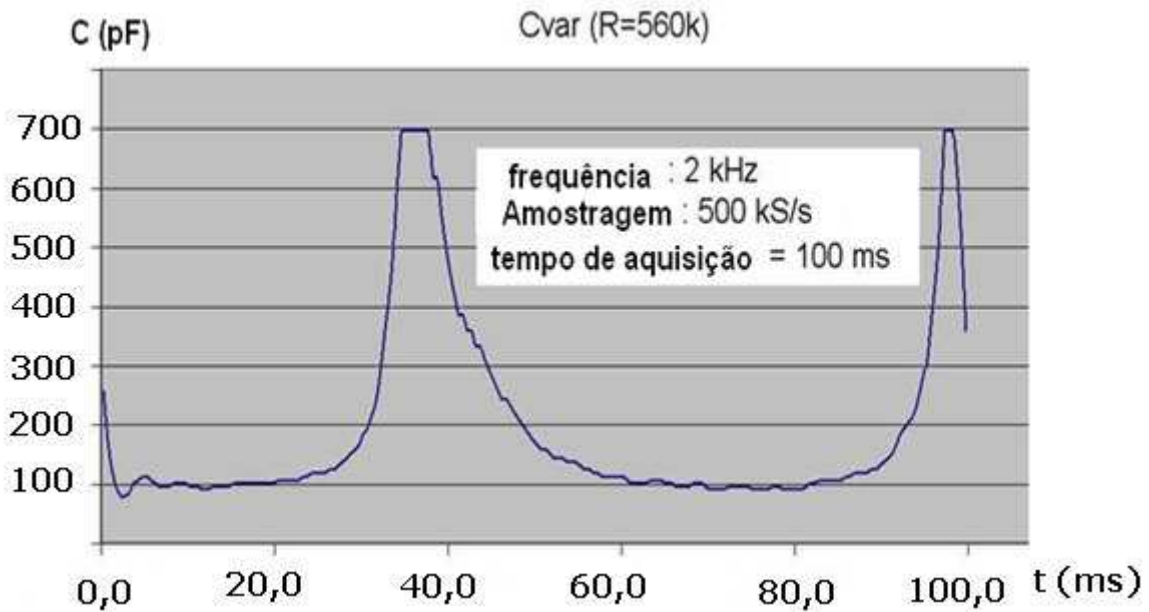


Figura 5.31: Variação da capacitância do macro capacitor variável.

5.5.3 Recuperação de energia utilizando um macro capacitor variável

Para verificar a recuperação de energia com o novo capacitor variável utilizou-se novamente o circuito da Figura 5.20. A frequência de vibração utilizada foi de 16 Hz, a amplitude de vibração foi ajustada para que houvesse o máximo deslocamento do eletrodo móvel sem que houvesse contato entre as placas. É apresentada na Tabela 5.5 a tensão e a potência para cada valor da resistência de carga. É ilustrada no gráfico da Figura 5.32 a variação da potência em função da resistência de carga.

Tabela 5. 5: Tensão e potência sobre a resistência de carga.

R(MΩ)	V_{RL}(V)	P_{RL} (nW)
100	1,5	22,5
300	3,6	43,2
500	5	50
600	5,8	56,1
700	6,1	53,2
800	6,5	52,8
900	6,9	52,9
1000	7,1	50,4
1100	7,4	49,8
1200	7,6	48,1
1400	8,2	48,0
1700	8,6	43,5
2000	9	40,5
3000	10	33,3

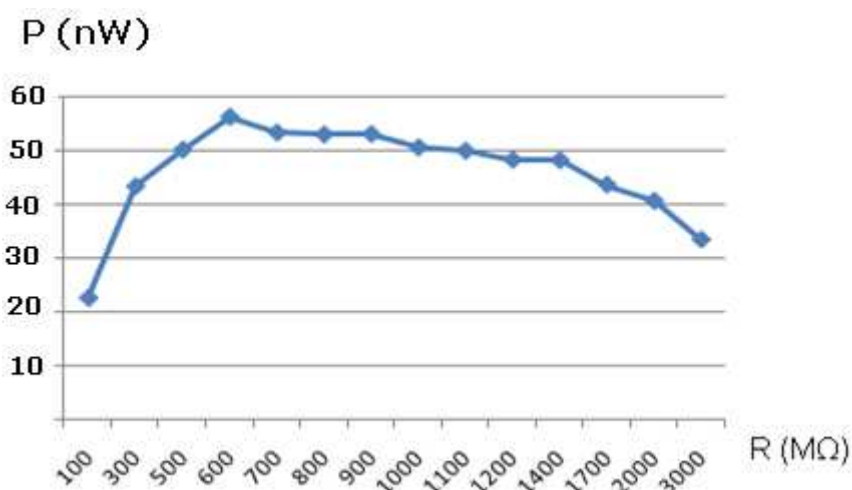


Figura 5.32: Potência recuperada sobre R_L.

Para o circuito da Figura 5.20 verificou-se a variação das tensões de V_{res} e V_{store} para um período de tempo de 16 minutos. É apresentada na tabela 5.6 a variação de V_{res} e V_{store} em função do tempo. A tensão de C_{res} variou de 3,04 V para 2,68 V e a de V_{store} de 10,6 V para 8,56 V. O que se pode verificar que o sistema funciona durante um longo período sem a necessidade de se fornecer nenhuma energia elétrica para recarregar os capacitores. São apresentados na Figura 5.33 os valores da Tabela 5.6.

Tabela 5. 6: Valores de V_{res} e V_{store} medidos.

Tempo (min)	V_{res} (V)	V_{store} (V)
0	3,04	10,6
2	2,96	10,3
4	2,89	9,9
6	2,88	9,56
8	2,8	9,36
10	2,76	9,2
12	2,74	8,96
14	2,72	8,8
16	2,68	8,56

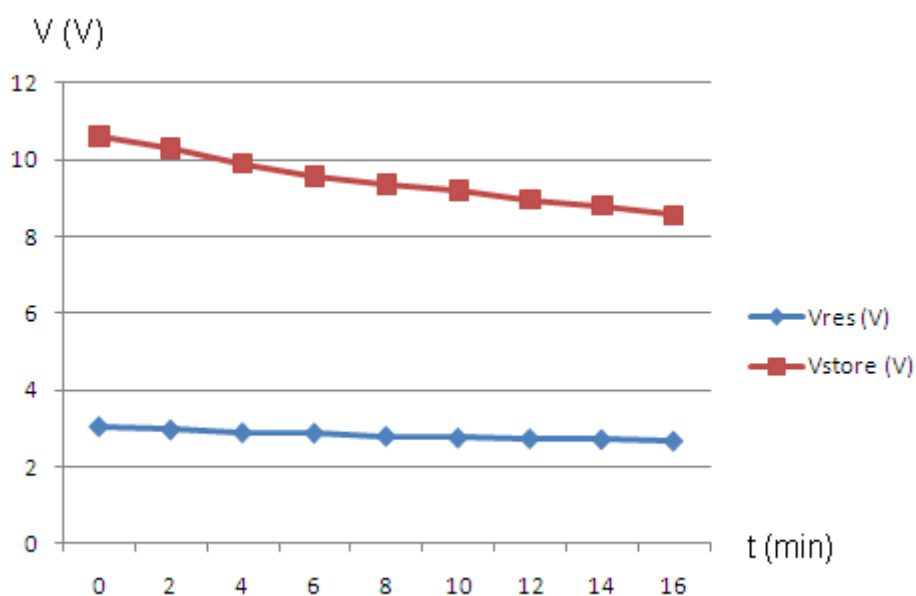


Figura 5.33: Gráfico de v_{res} e V_{store} .

5.6 Circuito de recuperação de energia com perdas reduzidas

As perdas do circuito da Figura 5.20 deve-se a corrente de fuga dos três capacitores que drenam elétrons para o terra. Para minimizar estas perdas foi realizado uma modificação no circuito, retirando-se o capacitor C_{store} e colocando um capacitor em paralelo com a resistencia de carga. Como apresentado na Figura 5.34. observa-se, então, que este circuito possui um caminho a menos para drenar cargas para a massa.

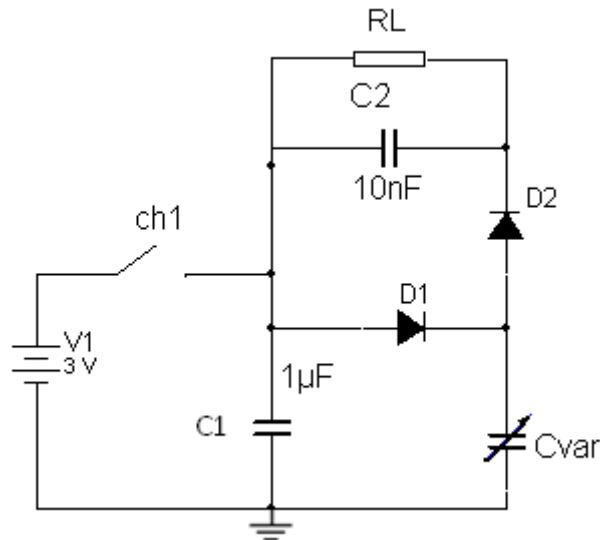


Figura 5.34: Circuito de recuperação de energia com redução das perdas.

Inicialmente, a chave ch_1 é fechada carregando C_1 com 3 V e C_{var} com uma tensão próximo deste valor. Em seguida esta chave é aberta e uma vibração é fornecida ao capacitor C_{var} . Quando o capacitor C_{var} passa do valor máximo para C_{min} , a tensão sobre este capacitor aumenta, forçando as cargas a se deslocarem através de D_2 para a resistência de carga e para C_2 . A corrente que passa por C_2 e pela resistência de carga volta em seguida para carregar C_{res} novamente. Então toda a corrente proveniente de C_{res} volta novamente para ele outra vez.

É apresentada na Figura 5.35 a tensão sobre C_{res} e C_{store} para uma resistência de carga de $1\text{ G}\Omega$ e um tempo de 40 minutos. O grande valor da resistência se deve ao fato de estar utilizando uma frequência de vibração mecânica baixa quando comparada a frequência do micro dispositivo. Observa-se nesta figura que a tensão destes capacitores aumentar com o tempo, mesmo com a fonte de tensão desconectada de C_{res} . Este sistema funcionou durante um tempo de 40 minutos e poderia funcionar por muito mais tempo, o que mostra o funcionamento de um sistema bem eficiente. É ilustrado na Figura 5.36 o gráfico de V_{res} e V_{store} para diversas resistências de cargas. A Tabela 5.7 apresenta a potência máxima para as resistências utilizadas para traçar o gráfico da Figura 5.36. É ilustrada na Figura 5.37 uma comparação entre os valores de V_{res} e V_{store} para os circuitos das Figuras 5. 12 e 5. 34. Verificou-se que as tensões do circuito com perdas reduzidas apresenta uma leve tendência para o aumento de V_{res} e V_{store} enquanto que V_{res} e V_{store} para o circuito da Figura 5.20 tem uma diminuição de valor.

Este aumento de tensão de V_{res} e V_{store} para o circuito com perdas reduzidas deve-se ao fato de que, com a retirada de C_{store} do terra, as pedas do circuito diminuíram bastante devido a extinção da corrente de fuga deste capacitor e a corrente proveniente da entrada do

amplificador operacional, utilizado para medição, passa a ser maior que a corrente de fuga dos capacitores C_{res} e C_{var} , suprimindo as perdas deste circuito.

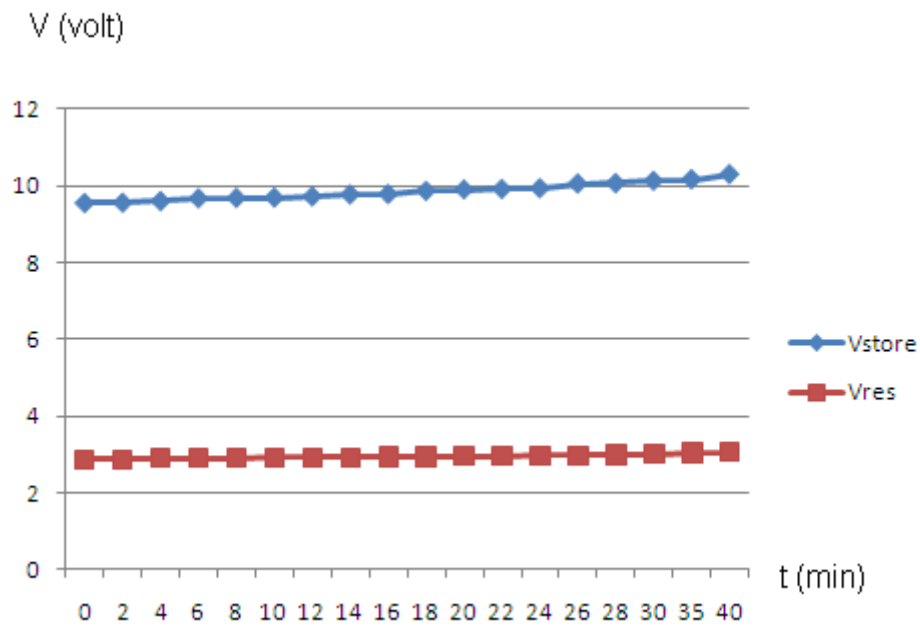


Figura 5.35: Tensão de C_{res} e C_{store} para o circuito com perdas reduzidas.

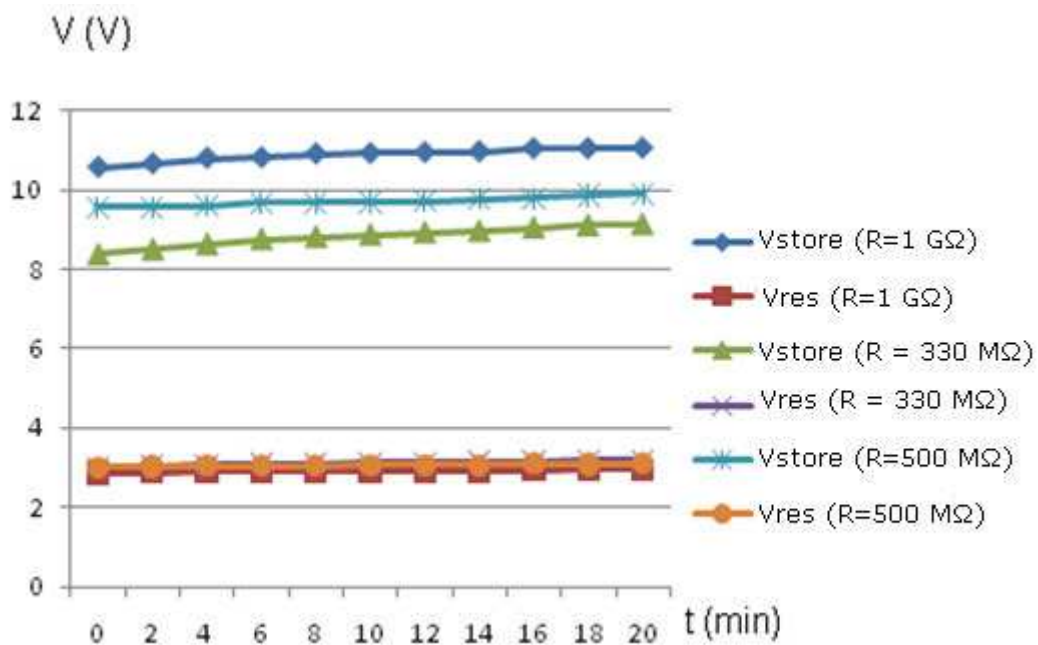


Figura 5.36: Tensão de C_{res} e C_{store} para o circuito com perdas reduzidas para diversos valores da resistência de carga.

Tabela 5. 7: Potência sobre a resistência de carga.

Resistência (M Ω)	Potência Máxima (nW)
330	100
500	95
600	90
1000	64

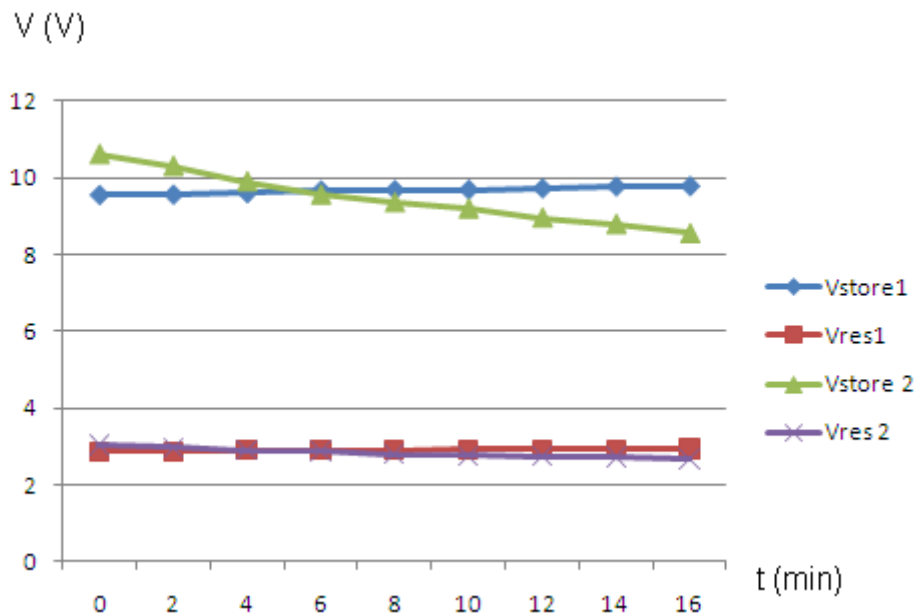


Figura 5.37: Tensão de V_{res} e V_{store} para diversos valores de resistência de carga.

5.6.1 Comparação entre o circuito de recuperação de energia com perda reduzida e o circuito de recuperação de energia com retorno através da carga

Foi realizada uma comparação entre o circuito apresentado na Figura 5.20 e o circuito apresentado na Figura 5.34. Nesta comparação foi avaliada a potência recuperada em cada circuito para verificar se algum dos dois apresentava uma potência fornecida a carga maior que o outro. Os parâmetros utilizados em cada circuito foram os seguintes: tensão inicial $V_0 = 6$ V, frequência de vibração $F_0 = 290$ Hz, capacitância máxima $C_{max} = 500$ pF, capacitância mínima $C_{min} = 100$ nF. Estes valores são possíveis de serem conseguidos com MEMS de reduzidos tamanhos, utilizando o mesmo processo de fabricação. Os resultados obtidos foram encontrados por meio de simulação utilizando linguagem VHDL-AMS. É apresentada no gráfico da Figura 5.38 a potência recuperada para cada circuito. É observado que os valores das potências entregue a carga para os dois circuitos são próximas. Nesta figura pode-se observar que o circuito com perdas reduzidas apresenta uma eficiência maior que o circuito

simplesmente com retorno através da carga em dois pontos. O primeiro ponto é em relação à permanência da energia dentro do circuito, pois com a retirada da referência de terra do capacitor C_{store} , o circuito apresenta menor perda de energia durante o tempo de funcionamento. O segundo ponto é que o circuito com perdas reduzidas apresenta uma potência recuperada maior do que o circuito que utiliza apenas o retorno através da carga.

Para uma potência recuperada de aproximadamente $7 \mu\text{W}$, podemos alimentar um sistema de um sensor autônomo que tenha um consumo de 1 mW durante 7 ms a cada segundo. Isso é possível uma vez que estes sensores podem funcionar por pequenos períodos a cada intervalo de tempo, por exemplo, estes sensores podem funcionar 7 a 10 ms a cada minuto.

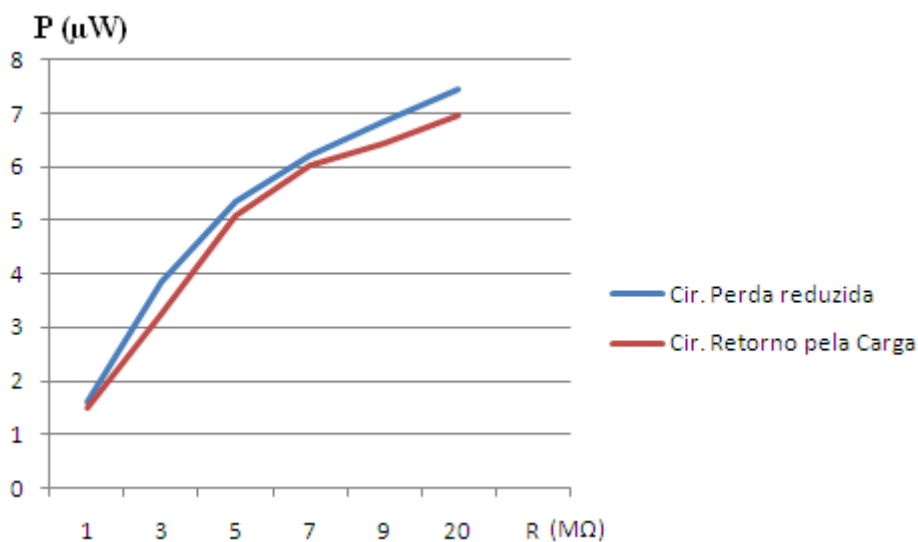


Figura 5.38: Potência elétrica fornecida à carga para o circuito com retorno através da carga e para o circuito com perdas reduzidas.

5.7 Utilização de um gerador piezoelétrico para fornecimento da energia inicial

Foi utilizado um transdutor piezoelétrico de referência Mini sensor SEN 09198, apresentado na Figura 5.39. São apresentadas na Figura 5.40 as dimensões em milímetro do dispositivo. O circuito utilizado para recuperação de energia utilizando um gerador piezoelétrico acoplado ao circuito de capacitor variável com perdas reduzidas é ilustrado na Figura 5.41. O gerador piezoelétrico tem a função de fornecer a energia inicial aos capacitores e suprir as perdas do circuito. É ilustrado na Figura 5.42 o gráfico de V_{res} e V_{store} para o circuito da Figura 5.41. Verifica-se que é possível fornecer a energia inicial e suprir as perdas

do circuito de recuperação de energia utilizando um transdutor piezoelétrico. O Transdutor utilizado gera uma tensão elevada podendo chegar a 15 V, porém apresenta uma impedância elevada maior que 10 M Ω . De acordo com o gráfico da Figura 5.42 é necessário um tempo de aproximadamente 12 minutos para que a tensão de C_{res} atinja 5 V.



Figura 5.39: Ilustração do gerador piezoelétrico Mini sensor SEN 09198.

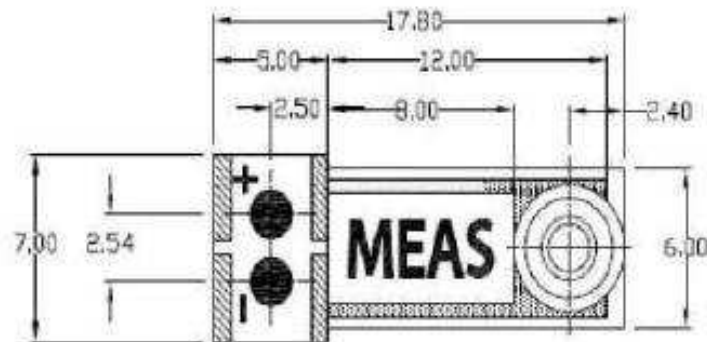


Figura 5.40: Dimensões em milímetro do gerador piezoelétrico Mini sensor SEN 09198.

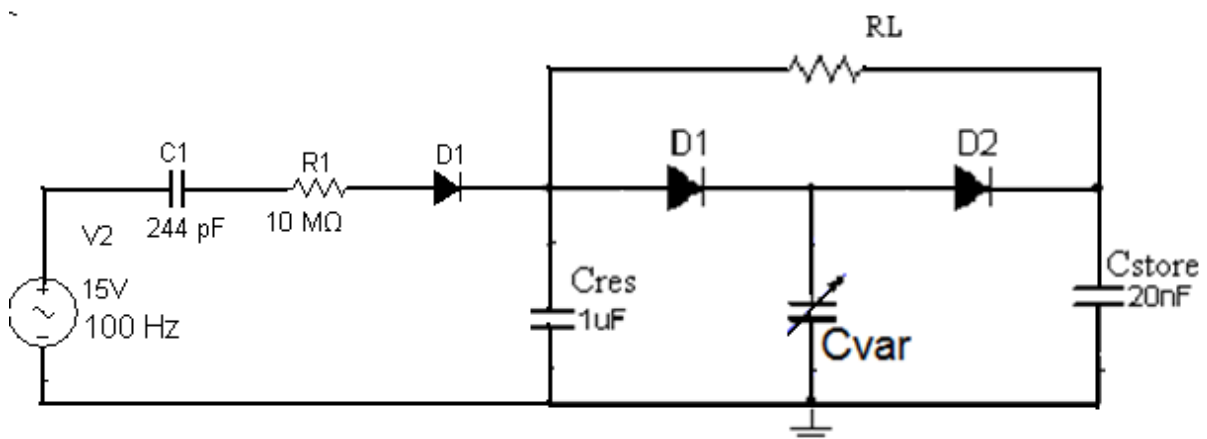


Figura 5.41: Circuito de recuperação de energia utilizando gerador piezoelétrico e Capacitor variável.

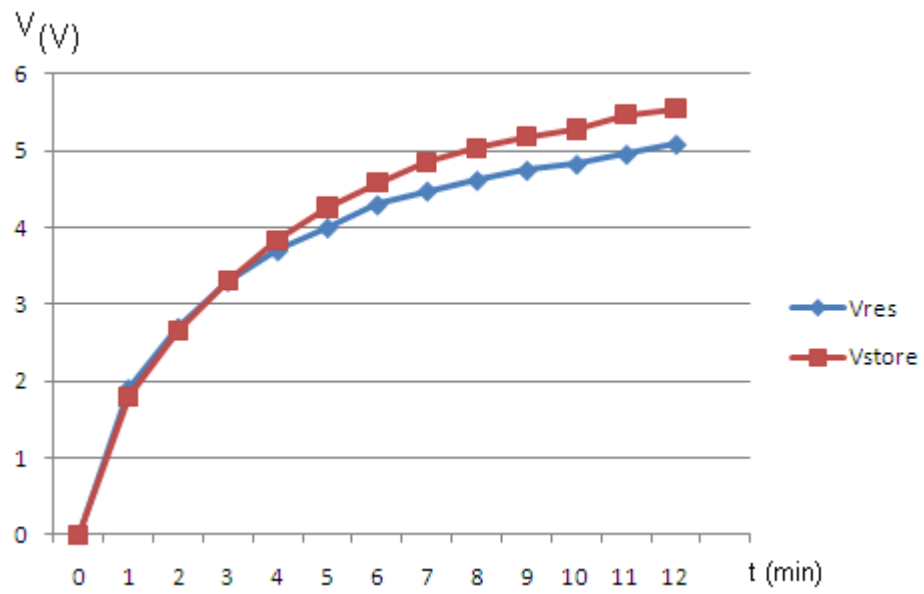


Figura 5.42: Gráfico da tensão de V_{res} e V_{store} para o circuito da figura 5.41.

6. Conclusão e Trabalhos Futuros

Nos últimos anos, tem havido uma crescente discussão sobre a recuperação de energia para aplicações em sistemas de baixo consumo. Estes sistemas têm a capacidade de converter energia do ambiente para se alimentar. A conversão da energia de vibrações mecânicas em energia elétrica com a utilização de capacitor variável utilizando tecnologia MEMS ainda está em fase experimental, porém é visto como uma alternativa viável para alimentação de dispositivos eletrônicos de baixo consumo.

A arquitetura do sistema de conversão de energia é objeto de numerosas pesquisas na tentativa de se conseguir uma maior quantidade de energia em reduzidos tamanhos. Em geral, a arquitetura do circuito do conversor de energia utilizando capacitor variável é construída a partir de uma bomba de carga que faz a movimentação dos elétrons e de um circuito de retorno de cargas. A eficiência deste circuito é de fundamental importância no processo de recuperação de energia visto que a quantidade de energia convertida é pequena. Em algumas arquiteturas o circuito de retorno de cargas é complexo e consome bastante energia, o que inviabiliza o sistema.

Para o retorno de cargas, o circuito utiliza uma chave e um circuito de controle desta chave para determinar o momento em que o retorno deve acontecer. As arquiteturas que apresentam a resistência de carga em paralelo com C_{res} ou C_{store} são menos viáveis, pois, todo o tempo a carga está drenando corrente para o terra e mesmo que não haja vibração os capacitores estão sendo descarregados.

Neste trabalho foi apresentada uma modificação na arquitetura do circuito para recuperação de energia vibratória utilizando capacitor variável. A arquitetura proposta não utiliza a carga ligada para o terra o que evita a descarga dos capacitores durante todo o tempo. Esta arquitetura reduz a utilização do circuito de retorno de cargas diminuindo as perdas na chave e simplificando o circuito de controle, além de conseguir um aumento de mais de 80% na recuperação de energia, quando comparada a uma arquitetura convencional.

Foi apresentada, também, a viabilidade de um circuito de recuperação de energia em que o único caminho para o retorno dos elétrons é através do circuito de carga, não necessitando de nenhuma chave nem circuito de controle, o que mostra uma arquitetura bastante simples e eficiente como o circuito apresentado no capítulo 5. Realizou-se um experimento com este circuito utilizando um capacitor variável com tecnologia MEMS com um tempo de duração de 8 minutos. A tensão V_{res} passou de um valor inicial de 5,8 V para 5,6

V e a tensão da carga passou de um valor inicial de 3,2 V para 2,9 V para uma carga de 10 M Ω .

Para este sistema verifica-se que o mesmo é capaz de funcionar por um período maior que 8 minutos sem a necessidade de energia externa. Para este mesmo circuito verificou-se um perda por corrente de fuga de 380 pA. De modo que fornecendo ao sistema esta corrente, que corresponde a uma potência de aproximadamente 2 nW, pode-se recuperar uma potência de 380 nW. Pode-se concluir então que: é viável colocar uma pequena bateria para fornecer essa energia que é perdida pelo sistema, pois com a introdução desta energia, é possível alimentar uma carga com potência muito maior. Deste modo, o sistema terá uma autonomia de tempo de mais de 170 vezes do que se o sistema fosse alimentado só com a bateria.

A configuração com perdas reduzidas, em que C_{store} está conectado entre C_{res} e o diodo D_2 , apresenta melhor desempenho que a configuração apresentada na sessão 5.3. No circuito com perdas reduzidas apresentado na Figura 5.34, apenas C_{res} e C_{var} estão conectada ao terra, de modo que, observa-se que este circuito possui um caminho a menos para drenar cargas para o terra, aumentando assim sua autonomia. Em experimento utilizando um grande capacitor, esta configuração manteve-se em funcionamento indefinidamente, sem a necessidade de se repor a energia perdida.

Foi visto ainda que o circuito com perdas reduzidas apresenta uma eficiência maior que o circuito simplesmente com retorno através da carga, pois forneceu uma potência maior para todas as resistências de carga analisadas.

Considerou-se, então, que é viável a utilização de um gerador piezoelétrico para fornecer a carga inicial aos capacitores, visto que a fonte de energia do gerador piezoelétrico e do capacitor variável seria a mesma vibração. Porém, outros tipos de fontes podem ser utilizados para fornecer a energia inicial, como: rádio frequência, termovoltáico e fotovoltaico.

6.1 Sugestões para Trabalhos Futuros

É sugerido fazer uma avaliação do circuito com perdas reduzidas que funcionou sem a necessidade de se repor cargas, com o objetivo de desenvolver um circuito autonomo sem a necessidade de chaves e de circuitos de controles.

Construir um sistema de recuperação de energia utilizando MEMS todo integrado em um mesmo invólucro contendo o capacitor variável, o fornecimento da energia inicial aos capacitores e o circuito de recuperação de energia na configuração com perdas reduzidas.

Construir um sensor autonomo utilizando como fonte de energia o sistema proposto com capacitor variável.

Referências

- ARAKAWA, Y., *Micro seismic power generator using electret polymer film*. The fourth International Workshop on Micro and Nanotechnology for Power Generation and Energy Conversion Applications Power MEMS, pp. 187-190, Japan, 2004.
- ARMS, S.W., TOWNSEND, C.P., CHURCHILL, D.L., GALBREATH, J. H., MUNDELL, S. W., *Power Management for Energy Harvesting Wireless Sensors*. Copyright Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers, pp. 275-278, San Diego, CA, USA 2005.
- ARNOLD, D. P., *Review of Microscale Magnetic Power Generation*. IEEE Transactions on Magnetics. VOL. 43, N^o. 11, pp. 3940-3951, 2007.
- BASSET, P., GALAYKO, D., PARACHA, A. M., and DUDKA, A., *A batch-fabricated and electret-free silicon electrostatic vibration energy harvester*. Journal of micromechanics and microengineering , Vol 7, N^o 8, pp. 125-128, 2009.
- BEEBY, S. P., TORAH, R. N., TUDOR, M. J., GLYNNE-JONES, P., O'DONNELL, T., SAHA, C. R., and ROY, S., *A micro electromagnetic generator for vibration energy harvesting*. Iop Publishing Journal of Micromechanics And Icroengineering, Vol 17, N^o 7, pp. 134-137, 2007.
- BRUCE, K., *Fabrication and characterization of a piezoelectric membrane generator*. M.S. Thesis, Washington State Univ., Pullman, WA, 2001.
- CHIU, Y. and TSENG, V. F. G., *A capacitive vibration-to-electricity energy converter with integrated mechanical switches*. Journal of Micromechanics And Microengineering, pp. 287-290, USA, 2006.
- DESPESE, G., *Fabrication and Characterization of High Damping Electrostatic Micro Devices for Vibration Energy Scavenging*. Proc. of DTIP'05, pp. 386-390, 2005.
- DUDKA, A., GALAYKO, D., and BASSET, P., *Smart Adaptive Power Management In Electrostatic Harvester of Vibration Energy*. Power MEMS DC, pp. 257-260, Washington, 2009.
- FATHPOUR, S., TSIA, K, JALALI, B., *Two-Photon Photovoltaic Effect in Silicon*. IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 43, N^o. 12, pp. 457 – 462, 2005.
- FERRARI, M., FERRARI, V., MARIOLI, D., and TARONI, A., *Autonomous Sensor Module with Piezoelectric Power Harvesting and RF Transmission of Measurement Signals*. IMTC 2006 - Instrumentation and Measurement, pp. 24-27. Sorrento, Italy, 2006.
- FLORENTINO, H. R., FREIRE, R. C. S., FLORENTINO, C. S., *Optimization of Control Switch for Energy Harvest Circuit Using Electrostatic Charges*. 11th biennial IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems - Power Systems and Power Electronic Circuits, Malaysia, pp. 668 - 671, December 2010.
- FLORENTINO, H. R., FREIRE, R. C. S., FLORENTINO, C. S., *Harvesting of Vibratory Energy for Biomedical Implants Using Piezoelectric Generator and Variable Capacitor*. ISSNIP Biosignals and Biorobotics Conference 2011, pp. 238-241 , Brasil, 2011.

FLORENTINO, H. R., FREIRE, R. C. S., GALAYKO, D., CATUNDA, S. Y. C., SÁ, A. V. S., *Energy Harvesting Circuit Using Variable Capacitor for Power Systems*. International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), pp. 1-4, China, 2011.

FLORENTINO, H. R., FREIRE, R. C. S., GALAYKO, D., FLORENTINO, C. S., SÁ, A. V., *Electrostatic Vibration Energy Harvester with Piezoelectric Start-up Generator*. ISCAS, pp. 1343-1346, Brazil, 2011.

FLORENTINO, H. R., FREIRE, R. C. S., GALAYKO, D., FLORENTINO, C. S., LUCIANO, B. A., *Energy Harvesting Circuit Using Variable Capacitor with Higher Performance*. JICS - Journal of Integrated Circuits and Systems, pp. 68-74, 2011.

FLORENTINO, H. R., FREIRE, R. C. S., GALAYKO, D., FLORENTINO, C. S., LUCIANO, B. A., *Optimization of Control Switch for Energy Harvest Circuit Using Electrostatic Charges*. XVIII IMEKO TC4 Symposium and IX, Natal, Brazil, 2011.

FLORENTINO, H. R., FREIRE, R. C. S., GALAYKO, D., FLORENTINO, C. S., LUCIANO, B. A., *Capacitive Energy Harvester with Active Charge Leakage Compensation*. XVIII IMEKO TC4 Symposium and IX, Natal, Brazil, 2011.

GALAYKO, D., R. PIZARRO, P. BASSET, A. M. PARACHA, AMÁNDOLA, P., *AMS modeling of controlled switch for design optimization of capacitive vibration energy harvester*. proceeding of BMAS conference, pp. 115 - 120, San José, California, september, 2007.

GALAYKO, D., CALUWAERTS, K., and BASSE, P. *Modeling Techniques for Capacitive Harvesters of Vibration Energy*. Workshop on Micro and Nanotechnology for Power Generation and Energy Conversion Applications (PowerMEMS'2008). Sendai, Japon: November, 2008 .

GALAYKO, D., BASSET, P., PARACHA, A., *Optimization and AMS Modeling for Design of an Electrostatic Vibration Energy Harvester's Conditioning Circuit with an Auto-Adaptive Process to the External Vibration Changes*. DTIP 9-11 April, 2008.

KANOUN, O., and TRÄNKLER, H. R., *Energy-Management for Power Aware Portable Sensor Systems*. IMTC 2006 – Instrumentation and Measurement, pp. 1673-1678. Sorrento, Italy : April, 2006.

KHBEIS, M., *Design of a Hybrid Ambient Low Frequency, Low Intensity Vibration Energy Scavenger*. Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference-Power MEMS 2006, pp. 525-528, Berkeley, USA, 2006.

KIM, T., and KWON, S., *Mems Fuel Cell System For Portable Power Source Integration of Methanol Reformer*, Prox, And Fuel Cell. MEMS 2008 pp. 980-983. Tucson, AZ, USA, January, 2008.

LE, T., HAN, J., VON, J. A., MAYARAM, K., and FIEZ, T. S., *Piezoelectric power generation interface circuits*. Custom Integrated Circuit Conf. (CICC), pp. 489-492, USA, 2003.

LE, T., MAYARAM, K. and FIEZ, T. S., *Efficient far-field radio frequency power conversion*

system for passively powered sensor networks. IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), pp. 293-296, September 2006.

LE, T. K., *Efficient Power Conversion Interface Circuits for Energy Harvesting Applications*. Oregon, State University, February, 2008.

LU, F., H. LEE P., and LINN S. P., *Modeling and analysis of micro piezoelectric power generators for micro-electromechanical systems*. Electronic Journals, Smart Materials and Structures, vol. 13, pp. 57-63, February 2004.

MENINGER, S., MUR-MIRANDA, J. O. R., AMIRTHRAJAH A, P., CHANDRAKASAN, J., *Vibration-to-electric energy conversion*. IEEE Trans. on VLSI, vol. 9, n^o. 1, pp. 64-76, 2001.

MIALTU, R., and SARAROIU, M., *Electret Based Capacitive Mems Vibration-To-Electric Energy Harvesting*. Semiconductor Conference, CAS. International pp. 219-222. Romania: 2009.

MITCHESON, P. D., GREEN, T. C, YEATMAN, E. M., and HOLMES A. S. *Architectures for vibration-driven micropower generators*. IEEE JMEMS, 13(3):pp. 429–440, june 2004.

PARACHA, A. M., BASSET, P., LIM P., F. MARTY, and P. BOUROUINA. *Avg bulk silicon-based vibration-to-energy converter using an in-planeoverlap plate (IPOP) mechanism*. Proc. of Power MEMS 2006, pp. 169-172, 2006

PARACHA A. M., *Design and Fabrication Issues of a Silicon-Based Vibration Powered Electric Energy Generator Using Parallel Plate and In-Plane Mechanism*. IEEE transactions on Circuits and Systems, pp. 2915-2920, Paris, 2007.

PARACHA, A. M., BASSET, P., MARTY, F., and CHASIN, A. V., *A High Power Density Electrostatic Vibration-To-Electric Energy Converter Based On An In-Plane Overlap Plate (Ipop) Mechanism*. DTIP, pp. 25-27. Stresa, Italy, April 2007.

PARACHA, A. M., BASSET, P., GALAYKO, D., and DUDKA, A., *Characterization Of A Dc/Dc Converter Using An In-Plane Bulk Silicon Capacitive Transducer For Vibration-Toelectricity Power Conversion*. Proceedings of Power MEMS 2008 + microEMS2008 pp. 9-12. Sendai, Japan: November, 2008.

PARACHA A. M., *Conception et réalisation d'un micro-système pour la récupération de l'énergie vibratoire du milieu ambiant par transduction électrostatique*, Université Paris-Est, 2009.

PASQUALE, G. D., BRUSA, E., SOMÀ A., *Capacitive Vibration Energy Harvesting with Resonance Tuning*. DTIP of MEMS and MOEMS, pp. 280-285, Rome, Italy, 2009.

RAGHUNATHAN, V., KANSAL, A., HSU, J., FRIEDMAN, J., and SRIVASTAVA, M., *Design Considerations for Solar Energy Harvesting Wireless Embedded Systems*. Fourth International Symposium on Information Processing in Sensor Networks, pp. 457-462, 2005.

ROUNDY, S. J., *Energy Scavenging for Wireless Sensor Nodes with a Focus on Vibration to Electricity Conversion*. PhD Thesis, The University of California, Berkeley, Department of

Mechanical Engineering, 2003.

ROUNDY, S., J., STEINGART, D., FRECHETTE, L., WRIGHT, L. and RABAEY, J., *Power sources for wireless sensor networks*. Wireless Sensor Networks, pp. 1-17, 2004.

SPIES, P., POLLAK, M., ROHMER, G., *Power Management for Energy Harvesting Applications*. Fraunhofer IIS, Nordostpark 93, Nuernberg, Germany, 2008.

STERKEN, T., *A newpower MEMS component with variable capacitance*. Proc. of Pan Pacific Microelectronic Symposium, pp. 27–34, Hawaii, 2003.

TORRES, E., MORA, R., *Energy-harvesting chips and the quest for everlasting life*. IEEE Georgia Tech Analog and Power IC, Design Lab, June 2005.

TORRES, E. O., *Self-Tuning Electrostatic Energy-Harvester IC*. IEEE Transactions On Circuits And Systems , pp. VOL. 57, N^o. 10, pp.808-812, USA, 2010.

TORRES, E. O., and MORA, G. A., *Electrostatic Energy-Harvesting and Battery-Charging CMOS System Prototype*. IEEE Transactions nn Circuits and Systems, pp. 1938-1948, USA, 2009.

YEN, B. C., LANG J. H., *A variable-capacitance vibration-to-electric energy harvester*. IEEE transactions on Circuits and Systems – I: Régular Papers, vol. 53, pp. 288-295, Cambridge, MA, USA, 2006.

YEN, B. C., *Vibration-to-Electric Energy Conversion Using a Mechanically-Varied Capacitor*. Massachusetts Institute of Technology, 2005.

YU, H., LI, Y., SHANG, Y. and SU, B., *Design and Investigation of Photovoltaic and Thermoelectric Hybrid Power Source for Wireless Sensor Networks*. Conf. on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems, pp. 196-201, China, 2008.

ZHU, Y., MOHEIMANI, S. O., and YUCE, M. R. A., *2-DOF Wideband Electrostatic Transducer for Energy Harvesting and Implantable Applications*. IEEE SENSORS 2009 Conference, pp. 1542-1545, 2009.

ZHU, Y., MOHEIMANI, R., and YUCE, M. R. A., *2-DOF MEMS Ultrasonic Energy Harvester*. IEEE Sensors Journal , VOL. 11, N^o. 1,pp. 155-161, Austrália, 2010.

ANEXO I

Componentes descritos em linguagem VHDL utilizados na construção do sistema de recuperação de energia.

Diodo_exponencial.vhd

```
- ADVance MS model for electromechanical_rodrigo diode_ideale
adms_vhdlams_exponential
--
LIBRARY DISCIPLINES,IEEE;
USE DISCIPLINES.ELECTROMAGNETIC_SYSTEM.ALL;
USE IEEE.MATH_REAL.ALL;
ENTITY diode_ideale_adms_vhdlams_exponential IS
    PORT (
        TERMINAL ep          : Electrical ;
        TERMINAL em          : Electrical
    );
END;

ARCHITECTURE adms_vhdlams_exponential OF
diode_ideale_adms_vhdlams_exponential IS
quantity vc across ic through ep to em;
constant I0:real:=1.0e-13;
constant e:real:=1.6e-19;
constant T:real:=300.0;
--constant k:real:=1.38e-24; -- for ~0 Vd
constant k:real:=1.38e-23; -- for Vd ne 0
constant Imax:real:=1.0;

BEGIN
if vc<k*T/e*log((Imax+I0)/I0)/log(exp(1.0)) use
ic==I0*(exp(e*vc/(k*T))-1.0);
else ic==Imax+e/(k*T)*(Imax+I0)*(vc- k*T/e*log((Imax+I0)/I0
)/log(exp(1.0)));
end use;
--break on vc'above(k*T/e*log((Imax+I0)/I0)/log(exp(1.0)));
END architecture adms_vhdlams_exponential;
```

Capacitor_fixo.vhd

```
-- ADVance MS model for electromechanical fixed_cap adms_vhdlams
--
LIBRARY DISCIPLINES;
USE DISCIPLINES.ELECTROMAGNETIC_SYSTEM.ALL;
ENTITY fixed_cap_adms_vhdlams IS
    GENERIC ( cval: real:=1.0e-12; uc0: real:=0.0 );
    PORT ( terminal ep,em: electrical);
```

```
END;
```

```
ARCHITECTURE adms_vhdlams OF fixed_cap_adms_vhdlams IS  
quantity vc across ic through ep to em;  
quantity charge:real ;  
BEGIN  
charge==ic'integ;  
vc==1.0/cval*charge+uc0;  
END adms_vhdlams;
```

Chave_de_Control_e.vhd

```
--  
--ADVance MS model for electromechanical thyristor_limiting  
adms_vhdlams  
--  
LIBRARY IEEE, DISCIPLINES;  
USE IEEE.math_real.ALL;  
USE DISCIPLINES.ELECTROMAGNETIC_SYSTEM.ALL;  
  
ENTITY key_limiting_adms_vhdlams IS  
    PORT (  
        TERMINAL ep      : Electrical ;  
        TERMINAL em      : Electrical ;  
        TERMINAL store   : Electrical ;  
        TERMINAL common  : Electrical ;  
        TERMINAL res     : Electrical ;  
        TERMINAL debug   : Electrical  
    );  
END ENTITY key_limiting_adms_vhdlams;  
  
ARCHITECTURE adms_vhdlams OF key_limiting_adms_vhdlams IS  
  
quantity v_store across store to common ;  
quantity v_res across res to common;  
quantity vsw across isw through ep to em;  
quantity debug_q across i_debug_q through debug to common;  
  
constant ron:real:=1.0e-3;  
constant roff:real:=1.0e11;  
constant clkp:time:=8.0 ms;--période d'horloge  
constant period:time:=1000.0 ms;  
  
signal ison : boolean:=false;  
signal clk: bit:='1'; --horloge  
signal horloge: bit:='1';  
signal v_store_max:real:=10.0;  
signal debug_sig:real:=0.0;  
signal v1:real:=5.1;  
signal v2:real:=10.0;  
signal init:boolean:=false;  
signal calibration:boolean:=false;  
signal new_calibration:boolean:=false;  
signal end_calibration:boolean:=false;  
signal first_cycle:boolean:=true;
```

```

signal s:real:=0.0;
signal k1:real:=1.05;
signal k2:real:=1.055;

BEGIN

--*****HORLOGE*****
P1: PROCESS(horloge)
BEGIN
horloge<=not horloge after period/2.0;
END PROCESS P1;
--
*****CALCULATIONS_V1,V2*****
****
P2: PROCESS(first_cycle, calibration, end_calibration, init)
BEGIN
-----
if end_calibration then
    v1<=v_res+0.05*(v_store_max-v_res);
    v2<=v_res+0.7*(v_store_max-v_res);
    new_calibration<=false;
--s<=0.0;
end if;
-----
if first_cycle then
    v2<=100.0;
    new_calibration<=true;
    first_cycle<=false;
--s<=0.5;
end if;
-----
if calibration then
    v2<=100.0;
    new_calibration<=true;
--s<=1.0;
end if;
-----
if init then
--s<=2.0;
    v1<=v_res;
    v2<=0.0;
end if;
-----
END PROCESS P2;
--
*****START_OF_CALIBRATION*****
*****
P3: PROCESS(horloge,v_store'above(v_res*k1),v_store'above(v_res*k2))
BEGIN
if horloge'event and horloge='1' then
--s<=v_res*k1;
    if v_store'above(v_res*k1) then
        init<=true;
        calibration<=false;
    else
        init<=false;
        calibration<=true;
    end if;
end if;

```

```

end if;
-----
if init then
    if not v_store'above(v_res*k2) then
        init<=false;
        calibration<=true;
    else
        calibration<=false;
    end if;
end if;
-----
if new_calibration then
    calibration<=false;
end if;
-----
END PROCESS P3;
--
*****VSTORE_MAX_CALCULATION*****
*****
P4: PROCESS(new_calibration,clk)
variable v_1: real:=7.0;
variable v_2: real:=7.01;
variable dv: real:=0.0;
variable dv_last: real:=100.0;
variable dv_min: real:=2.0e-2;
variable par: boolean:=true;
variable count:real:=0.0;
BEGIN
-----
if new_calibration then
    end_calibration<=false;
    if clk'event and clk='1' then
        dv_last:=dv;
        count:=count+1.0;
        if par then
            v_1:=v_store;
            if v_2>0.0 then
                dv:=v_1-v_2;
            end if;
        else
            v_2:=v_store;
            if v_1>0.0 then
                dv:=v_2-v_1;
            end if;
        end if;
        par:=not par;
-----
        if dv<dv_min and count>3.0 then
            count:=0.0;
            v_store_max<=v_store;
            end_calibration<=true;
        end if;
    end if;
    clk<=not clk after clkp/2;
end if;

debug_sig<=dv;
END PROCESS P4;

```

```

--
*****SWITCH_OPERATION*****
**
P5: PROCESS
variable off: boolean :=true;
BEGIN
ison <= not off;
CASE off IS
    WHEN true =>
        WAIT until v_store'above(v2);
        off:=false;
    WHEN false =>
        WAIT until NOT v_store'above(v1);
        off:=true;
END CASE;
END PROCESS P5;
--
*****CURRENT_CALCULATION*****
*****
IF ison use isw==vsw/ron;
ELSE isw==vsw/roff;
END use;
BREAK ON ison;
debug_q==debug_sig;
END ARCHITECTURE adms_vhdlams;

```

Capacitor_variável_ressonante.vhd

```

--
-- ADVance MS model for electromechanical harvesting_resonator
adms_vhdlams_ESYCOM_juine2007
--
LIBRARY DISCIPLINES;
USE DISCIPLINES.ELECTROMAGNETIC_SYSTEM.ALL;
library IEEE;
use IEEE.MATH_REAL.all;

ENTITY harvesting_resonator_adms_vhdlams_ESYCOM_juine2007 IS
    GENERIC (
        Q0:real:=1000.0e-12; --initial charge, Q0=5V*200pF
        x_init:real:=0.0 --initial mass position
    );

    PORT (
        TERMINAL pos          : Electrical ;
        TERMINAL force        : Electrical ;
        TERMINAL e2           : Electrical ;
        TERMINAL e1           : Electrical ;
        TERMINAL capvar       : Electrical ;
        TERMINAL capcharge    : Electrical ;
        TERMINAL accel        : Electrical
    );
END;

ARCHITECTURE adms_vhdlams_ESYCOM_juine2007 OF
harvesting_resonator_adms_vhdlams_ESYCOM_juine2007 IS

```



```

--*****

function capa_generic_one_period (x:real) return real is
constant ampl:real:=1.0;
variable d_bord:real:=0.1*ampl;
constant Cmax:real:=1.0;
constant Cmin:real:=0.0;
variable dc_dx:real;
variable a:real;
variable capa:real;

begin
dc_dx:=(Cmax-Cmin)/(ampl-d_bord);
a:=dc_dx/(2.0*d_bord);
if abs(x)<d_bord then
    capa:=a*x*x+Cmin;
elsif abs(ampl-abs(x))<d_bord then
    capa:=-a*(abs(x)-ampl)*(abs(x)-ampl)+Cmax;
else
    capa:=dc_dx*(abs(x)-d_bord)+a*d_bord*d_bord+Cmin;
end if;
return capa;
end;
--*****

function capa_generic(x:real; x0:real) return real is
constant ampl:real:=1.0;
variable capa:real;

begin
capa:=capa_generic_one_period((abs(x+x0+ampl) mod 2.0*ampl)-ampl);
return capa;
end;
--*****

function capa(x:real) return real is
constant ampl:real:=50.0e-6;
constant Cmax:real:=700.0e-12;
constant Cmin:real:=73.0e-12;
variable x0:real:=ampl;
variable capa:real;

begin
capa:=capa_generic(x/ampl, x0/ampl)*(Cmax-Cmin)+Cmin;
return capa;
end;
--*****

function dc_dx(x:real) return real is
variable dc_dx:real;
begin
dc_dx:=(capa(x+1.0e-8)-capa(x))/1.0e-8;
return dc_dx;
end;
--*****

```

```

constant m: real:=46.0e-6;
CONSTANT k: real:=152.6; --f0=290 Hz
CONSTANT k_stopper: real:=0.0;
CONSTANT kv:real:=2.185e-3;-- for Q=30
CONSTANT mu_stopper:real:=1.0;
CONSTANT xmax:real:=50.0e-6;

quantity vitesse : real:=0.0;
quantity charge : real:=0.0;
quantity Cvar : real;
quantity Felec : real;
quantity Fstoppers : real;
quantity acceleration : real;
quantity dCvar_dx : real;
quantity x:real:=x_init;

quantity vC across iC through e1 to e2;
quantity a_ext across accel to electrical_ground;
quantity forc across iforce through force to electrical_ground;
quantity xx across iX through pos to electrical_ground;
quantity cc across icc through capvar to electrical_ground;
quantity chch across ichch through capcharge to electrical_ground;

BEGIN

--break x => x_init; -- NOT implemented in Mentor Vhdl-ams
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!

xx==x;
cc==Cvar;
chch==charge;

Cvar==capa(x);
dCvar_dx==dc_dx(x);

vitesse==x'dot;
acceleration==vitesse'dot;
vC==charge/(Cvar+1.0e-20);
forc==Felec;
Felec==vC*vC*dCvar_dx/2.0;
--Felec==0.0;

if (abs(x)>xmax) use Fstoppers==0.0;
--if (abs(x)>xmax) use Fstoppers==vitesse*mu_stopper;
else Fstoppers==0.0;
end use;

m*acceleration==k*x-kv*vitesse+Felec-m*a_ext+Fstoppers;

charge==ic'integ+Q0;
END;

```

Circuito utilizado para Recuperação de Energia.cir

```
*** Library name: electromechanical_rodriago
*** Cell name: complete_harvester
*** View name: schematic
*** Inherited view list: SimResStd SimResAccl SimCapaStd SimCapaAccl
***SimBipStd SimCapaAcc2 ADVance_MSS ADVance_MS adms adms_vhdlams
***adms_vlogams adms_vlog vhdlams auCmos_sch cmos_sch cmos.sch
***ads_schematic adms_sch vhdlams_sch schematic auGate_sch auGate.sch
***gate_sch gate.sch extracted PLS_RCMIN_FSextract PLS_RCMIN_Mixed
***PLS_RCMIN_R PLS_RCMIN_C PLS_RCMIN_RC PLS_RCMIN_Cc PLS_RCMIN_RCc
***PLS_RCTYP_FSextract PLS_RCTYP_Mixed PLS_RCTYP_R PLS_RCTYP_C
***PLS_RCTYP_RC PLS_RCTYP_Cc PLS_RCTYP_RCc PLS_RCMAX_FSextract
***PLS_RCMAX_Mixed PLS_RCMAX_R PLS_RCMAX_C PLS_RCMAX_RC PLS_RCMAX_Cc
***PLS_RCMAX_RCc PLSimported LPEimported vhdlams

*.MODEL gene_sinus(beh) MACRO LANG=VHDL-AMS LIB=lib1

.MODEL
harvesting_resonator_adms_vhdlams_ESYCOM_juine2007(adms_vhdlams_ESYCOM_
juine2007) MACRO LANG=VHDL-AMS LIB=LIB1

.MODEL fixed_cap_adms_vhdlams(adms_vhdlams) MACRO LANG=VHDL-AMS
LIB=LIB1
.MODEL diode_ideale_adms_vhdlams_exponential(adms_vhdlams_exponential)
MACRO LANG=VHDL-AMS LIB=LIB1

*.MODEL key_limiting_adms_vhdlams(adms_vhdlams) MACRO LANG=VHDL-AMS
LIB=LIB1

*****
*****

*YD12 diode_ideale_adms_vhdlams_exponential(adms_vhdlams_exponential)
PORT: RE RES
*R1 RE RES 30
*****

YI66
harvesting_resonator_adms_vhdlams_ESYCOM_juine2007(adms_vhdlams_ESYCOM_
juine2007)
+PORT: POS F VAR 0 CAPVAR CAPCHARGE ACCEL
+GENERIC: Q0={5.53e-11*0} X_INIT={0.0e-6}

*YI28 key_limiting_adms_vhdlams(adms_vhdlams)
*+PORT: NET66 FLY STORE 0 RES DEBUG

*YI28 key_limiting_adms_vhdlams_ken_model(adms_vhdlams)
* +PORT: NET66 FLY STORE 0 RES DEBUG

*****

YCSTORE fixed_cap_adms_vhdlams(adms_vhdlams) PORT: STORE RES
+GENERIC: CVAL=10.3n UC0=0
```

```

YCREs fixed_cap_adms_vhdlams(adms_vhdlams) PORT: RES 0
+GENERIC: CVAL=1e-6 UC0=5

*YDFLY diode_ideale_adms_vhdlams_exponential(adms_vhdlams_exponential)
PORT: 0 NET57

YD11 diode_ideale_adms_vhdlams_exponential(adms_vhdlams_exponential)
PORT: RES VAR

YD22 diode_ideale_adms_vhdlams_exponential(adms_vhdlams_exponential)
PORT: VAR NETA

RG STORE RES 3000000
.PARAM T=1/298
RA 0 RES 200000000000
LFLY STORE NETA 2.5m

*V1 SUP 0 SIN ( 0 10 {1/T} )
V1 accel 0 SIN ( 0 10 {1/T} )
*Vpwl PW 0 PWL (0 0.99 300m 0.95 801m 0.85 1700m 0.8 1801m 1 2050m 0.9
2351m 0.7 3350m 0.3 3851m 0.65 4940m 0.75 5141m 0.95 5200m 0.9 5701m
0.85 6650m 0.4 6951m 0.45 7900m 0.53 7951m 0.68 8700m 0.99 8901m 0.92
9400m 0.82 9801m 0.61 10300m 0.33 10801m 0.2 11200m 0.15 11350m 0.05
12201m 0.6 13050m 0.8 14040m 1 R)

*Ymult mult SUP PW accel param:vmax=500 vmin=-500

VIFLY FLY NET62 0
V18 STORE NET61 0
V16 NET57 FLY 0
VISTORE NET66 STORE 0
RWIRE RES NET74 100.0m
*RLOAD RES 0 56Meg
*RLOAD RES NET76 10Meg

*.ic v(res)=5 v(store)=5 v(var)=5

.dc
.tran 1e-4 100

*.option hmax=10e-6 vntol=1e-7 reltol=0.05 eps=1e-2 chgtol=1e-9
abstol=1e-11 gmin=1e-12

*.option hmax=1e-6

.plot tran v(CAPVAR)
.plot tran v(VAR)
.plot tran v(RES)
.plot tran v(STORE)
.plot tran v(POS)
.plot tran v(ACCEL)
*.plot tran v(F)
.plot tran v(debug)
*.plot tran v(pw)
*.plot tran v(sup)
*.plot tran v(GE)
*.plot tran v(A)

```

ANEXO II

Algoritmo para medição do capacitor variável

```
% To read the stored files
clear all;
load c1.txt;
load c2.txt;
temps= c1(:,1); %Time vector
vs=c2(:,2); %Source voltage
v1=c1(:,2); %Voltage value at the resistance
offset_temps = temps(1,1);
temps = temps - offset_temps; %To make the start of the readings from
zero time
offset_dc=0;
N=4002; %Number of measured points
dT=2.0005e-05;
fs=(N-1)/dT; %Sampled frequency
fsource=100e3; % Frequency of the sinousoidal source
periode_sugg=1/fsource;
freq_res=1/dT;
et=length(temps);
Harmonics_corr=500; %The factor which corresponds to the harmonic noise
R1=4.7e3; %Series resistance
dt=temps(3,1)-temps(2,1);
eY = fft(vs); % Fourier transform of noisy signal
freq=0:freq_res:(fs-freq_res);
n = size(vs,2)/2; % use size for scaling
amp_spec = abs(eY)/n; % compute amplitude spectrum

fY = sign(fix(abs(eY)/Harmonics_corr)).*eY; % set numbers < 1000 to
zero

ifY = ifft(fY); % inverse Fourier transform of fixed data
cy = real(ifY); % remove imaginary parts
eY1 = fft(v1); % Fourier transform of noisy signal
Harmonics_corr=500;
fY1 = sign(fix(abs(eY1)/Harmonics_corr)).*eY1; % set numbers < 500 to
zero
ifY1 = ifft(fY1); % inverse Fourier transform of fixed data
cy1 = real(ifY1); % remove imaginary parts
% Zero crossing of the signal
fc_1 = 0.005; % Error factor of 0.5%
t_crois_vs = [];
j = 1;
act_crois=0;
for i = 1:( length(cy) - 1 )
    a = cy(i + 1);
    b = cy(i);
    if (a >= offset_dc & b < offset_dc) | (a <= offset_dc & b >
offset_dc)
        prec_crois=act_crois;
        act_crois=temps (i);
    end
end
```

```

    if ((a <= offset_dc) & (b > offset_dc)) & (act_crois-
prec_crois>fc_1*periode_sugg)
        t_crois_vs(j) = temps (i);
        j = j + 1;
    end
end
t_crois_vs_fin = []; %Vs final vector
t_crois_vs_fin(1) = t_crois_vs(1);
k = 2;
for i=2:(length(t_crois_vs) )
    if ( (t_crois_vs(i) - t_crois_vs(i-1)) > fc_1*periode_sugg )
        t_crois_vs_fin(k) = t_crois_vs(i);
        k=k+1;
    end
end
%Same algorithm for V1
t_crois_v1 = [];
j = 1;
act_crois=0;
for i = 1:( length(cyl) -1 )
    a = cyl(i + 1);
    b = cyl(i);
    if (a >= 0 & b < 0) | (a <= 0 & b > 0)
        prec_crois=act_crois;
        act_crois=temps (i);
    end
    if (((a <= 0) & (b > 0)) & (act_crois-prec_crois>fc_1*periode_sugg))
        t_crois_v1(j) = temps (i);
        j = j + 1;
    end
end
fc_2 = 0.005;
t_crois_v1_fin = []; %Final vector of V1
t_crois_v1_fin(1) = t_crois_v1(1);
k = 2;
for i=2:(length(t_crois_v1))
    if ( (t_crois_v1(i) - t_crois_v1(i-1)) > fc_1*periode_sugg )
        t_crois_v1_fin(k) = t_crois_v1(i);
        k=k+1;
    end
end
for i=1:1:length(t_crois_vs_fin)
    m(i)=t_crois_vs_fin(i)-t_crois_v1_fin(i); %Difference of time in two
signals VS and V1
end
index = 1;
item=1;
p_vs = t_crois_vs_fin(index + 1 ) - t_crois_vs_fin(index);
p_v1 = t_crois_v1_fin(index + 1) - t_crois_v1_fin(index);
freq_s = p_vs ^ -1; %Applied AC frequency
w = 2*pi*freq_s;
while(item<=length(m))
    %t_diff = m;
    P_vs_new(item)=p_vs*item/2;
    t_diff(item)=m(item);
    angle_deph = 2*pi*t_diff(item)/p_vs; % To calculate phase difference
from time difference
    Cvar = 1/(w*R1*tan(angle_deph)); % To calculate capacitance
end

```

```
Cv(item)=Cvar*1e12;  
err(item)=-2*1/fs*w/sin(2*atan(1/(w*R1*Cvar)));  
item=item+1;  
end
```

n