

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CONCEPÇÃO DE UM CIRCUITO *ENERGY
HARVESTING* APLICADO A REDES DE SENSORES
SEM FIO PARA SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Márcio Dalcul Depexe

Santa Maria, RS, Brasil

2014

**CONCEPÇÃO DE UM CIRCUITO *ENERGY HARVESTING*
APLICADO A REDES DE SENSORES SEM FIO PARA
SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO**

Márcio Dalcul Depexe

Dissertação apresentada ao curso de mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção de grau de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

Orientador: Prof. Alexandre Campos, Ph.D.

Santa Maria, RS, Brasil

2014

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

DALCUL DEPEXE, MÁRCIO
CONCEPÇÃO DE UM CIRCUITO ENERGY HARVESTING APLICADO A
REDES DE SENSORES SEM FIO PARA SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO /
MÁRCIO DALCUL DEPEXE.-2014.
116 p.; 30cm

Orientador: ALEXANDRE CAMPOS
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2014

1. ENERGY HARVESTING 2. CONVERSOR BAIXA POTENCIA 3.
REDES DE SENSORES SEM FIO I. CAMPOS, ALEXANDRE II. Título.

**Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

**CONCEPÇÃO DE UM CIRCUITO *ENERGY HARVESTING* APLICADO
A REDES DE SENSORES SEM FIO PARA SISTEMAS DE
ILUMINAÇÃO**

elaborada por
Márcio Dalcul Depexe

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA

Alexandre Campos, PhD. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Gustavo Denardin, Dr. (UFPR)

Fábio Ecke Bisogno, Dr. (UFSM)

Santa Maria, 29 de agosto de 2014.

“The best way to predict the future is to create it.”

Abraham Lincoln

“A melhor forma de prever o futuro é criá-lo.”

Abraham Lincoln

AGRADECIMENTOS

Agradeço minha família, pelo suporte desde sempre, e principalmente no último semestre do mestrado. Agradeço meus pais, Derani e Juracy pelo apoio constante, assim como meus irmãos, Sandra e Marcelo, também pela ajuda em revisões e formatação do trabalho final.

Agradeço a Universidade Federal de Santa Maria, em especial aos membros do grupo GEDRE, por proporcionar um ambiente de trabalho favorável e interessado na qualidade da produção acadêmica.

Agradeço aos meus amigos e colegas de pós-graduação pela amizade, apoio e trabalhos desenvolvidos durante este período, especialmente aos engenheiros Victor Oberto e Thiago Cattani Naidon pelas ideias trocadas relativas ao tema central desta dissertação, assim como artigos publicados; Rodrigo Tonin pelos conhecimentos trocados e ajuda em diversas disciplinas em que fomos colegas logo no início da pós-graduação.

Aos professores por seus ensinamentos, que muitas vezes ultrapassaram os limites da sala de aula, especialmente ao orientador prof. Alexandre Campos, bem como os professores Vinícius Montagner, Fábio Ecke Bisogno, Leandro Michels e Renato Machado.

Aos professores que formam a banca de avaliação da dissertação: Gustavo Weber Denardin, Fábio Ecke Bisogno e Vinícius Montagner.

Agradeço aos meus amigos, pessoas que julgo incríveis e cheias de talento, que de uma forma ou outra também contribuíram com este trabalho, seja numa revisão, uma ideia, uma conversa, um momento de descontração. Agradeço especialmente pela amizade, na ordem em que os conheci: Adrielle Chermont, Aécio da Silva Bolzon, Paulo Cesar Luz, Thiago C. Naidon, Matias A. Bortoluzzi, Maurício B. Mallmann, Julie de Oliveira, Luiz Cesar Matiuzzi, Ytalo Marin e Arthur Werlang.

Um agradecimento especial à Ingrid Angela Welter, meu amor, pelo apoio, carinho e compreensão principalmente nos últimos e mais difíceis meses deste trabalho.

Agradeço à CAPES por financiar o desenvolvimento do trabalho e fornecer uma plataforma para busca de artigos nas principais publicações internacionais.

Enfim, agradeço a todos aqueles que de uma forma ou outra contribuíram para o desenvolvimento da dissertação.

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

CONCEPÇÃO DE UM CIRCUITO *ENERGY HARVESTING* APLICADO A REDES DE SENSORES SEM FIO PARA SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO

AUTOR: MÁRCIO DALCUL DEPEXE

ORIENTADOR: ALEXANDRE CAMPOS

Data e Local da Defesa: Santa Maria, 29 de agosto de 2014.

A presente dissertação tem por objetivo apresentar a concepção e o desenvolvimento de um circuito *Energy Harvesting* (*EH*) aplicado a redes de sensores sem fio, notadamente aquelas que desempenham funções relacionadas a sistemas de iluminação, como por exemplo, monitoramento ou controle. A função primordial de um sistema *EH* é obter, converter, condicionar e gerenciar energia proveniente de uma fonte disponível no meio ambiente, de modo que esta alimente dispositivos de baixo consumo que usualmente seriam alimentados através de pilhas ou baterias. As fontes de energia mais empregadas para sistemas *EH* são solar, eólica, ondas eletromagnéticas, diferenças térmicas e vibrações mecânicas. Desse modo, *Energy Harvesting* é uma alternativa para o aumento da autonomia ou mesmo da eliminação do uso de baterias para dispositivos portáteis, implantados, ou dispositivos que se encontram locais remotos. Inicialmente, uma análise das fontes de energia mais propícias para a alimentação de uma rede de sensores sem fio é realizada, tendo em vista aspectos como densidade de energia, vantagens e desvantagens. Posteriormente, a topologia de circuito *EH* proposta é desenvolvida e testada. Um dos objetivos específicos é que o circuito *EH* proposto possa ser adaptado para diferentes fontes de energia. O circuito proposto é composto por dois estágios, o primeiro, é um pré-amplificador e retificador, baseado no multiplicador de Villard. O segundo estágio é composto por um conversor Boost de baixa potência, cuja indutância é sintetizada por meio de um circuito do tipo *Gyrator*. O circuito é capaz de operar com tensões de entrada mínima de 0,3 V, atingindo saída máxima de 5 V e 100 mW de potência.

Palavras-chave: *Energy Harvesting*, coleta de energia, conversor estático para baixa potência, multiplicador de Villard, rede de sensores sem fio, sistemas de iluminação.

ABSTRACT

Master's Thesis
Post-Graduation Program in Electrical Engineering
Universidade Federal de Santa Maria

DESIGN OF AN ENERGY HARVESTING CIRCUIT APPLIED TO WIRELESS SENSOR NETWORKS FOR LIGHTING SYSTEMS

AUTHOR: MÁRCIO DALCUL DEPEXE

ADVISOR: ALEXANDRE CAMPOS

Place and date: Santa Maria, August 29th, 2014.

This thesis aims to present the design and development of an Energy Harvesting (EH) circuit applied to wireless sensor networks (WSN), especially those that perform functions in lighting systems, such as monitoring or control. The primary function of an Energy Harvesting system is to convert, condition and manage energy from an available source in the environment, in order to power low power consumption devices, which usually would be fed by batteries. The most used energy sources in EH systems are solar, wind, electromagnetic waves, mechanical vibration and thermal differences. Thus Energy Harvesting is an alternative to increase the autonomy or even eliminate the use of batteries for portable, implanted or remote located devices. Initially, an analysis of the most appropriate energy sources to power wireless sensors networks is performed, taking into aspects such as energy density, advantages and disadvantages. Subsequently, the proposed EH circuit is developed and tested. One of the specific objectives is that the EH proposed circuit is capable to being adapted for different energy sources. The proposed circuit consists of two stages, the first is a pre-amplifier and rectifier based on Villard multiplier. The second stage consists of a low-power boost converter with a synthesized inductor. The circuit is able to operate with minimum input voltages about 0.3 V, reaching maximum output of 5 V and 100mW of power.

Keywords: *Energy Harvesting*, low power boost converter, Villard voltage multiplier, wireless sensor networks, lighting systems.

LISTA DE ACRÔNIMOS

ANATEL – Agência Nacional de Telecomunicações
CA – Corrente Alternada
CC – Corrente Contínua
CI – Circuito Integrado
CMOS - Complementary Metal–Oxide–Semiconductor
CPU – Central Processing Unit
EH – Energy Harvesting
ESR – Equivalent Series Resistance
PSPL - Free Space Path Loss
IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers
IMD – Implantable Medical Devices
ITU- International Telecommunication Union
MPPT – Maximum Power Point Tracker
NMOS - N-Type Metal-Oxide-Semiconductor
RF – Radiofrequência
TTL - Transistor–Transistor Logic
VLSI - Very Large Scale Integration
VHF - Very High Frequency
UHF – Ultra High Frequency
ZCS – Zero Current Switching
ZVS – Zero Voltage Switching

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Projeção do mercado para tecnologias EH.	27
Figura 2: Fontes de energia mais empregadas por segmento de aplicação.	27
Figura 3: Avanços em tecnologias desde 1990.	34
Figura 4: Potência requerida inferior à potência disponível.....	36
Figura 5: Média da potência da carga superior à média da potência disponível.....	37
Figura 6: Sinais de entrada e saída de um circuito EH.....	38
Figura 7: Espectro eletromagnético com ênfase nas frequências de RF.	39
Figura 8: Diagrama de irradiação de uma antena com diretividade maior que 0dB.	40
Figura 9: Sistema EH simplificado com piezeletricidade	46
Figura 10: Transdutor de vibrações mecânicas	47
Figura 11: Transdutor eletromecânico para monitoramento de estruturas de pontes.....	47
Figura 12: Densidade de potência de diversas fontes <i>EH</i>	48
Figura 13: Sistema de EH para alimentar nó de uma rede de sensores sem fio.	49
Figura 14: Eficiência x corrente de carga para o sistema da Figura 13.....	49
Figura 15: Sistema EH proposto por Alippi e Galperti	49
Figura 16: Diagrama de blocos de um sistema EH generalista	52
Figura 17: Etapas de operação do multiplicador de Villard.	53
Figura 18: Formas de onda do Multiplicador de Villard.....	55
Figura 19: Multiplicador de tensão de Villard de 4 estágios.	56
Figura 20: Diodo ativo com PMOS.....	58
Figura 21: Multiplicador de tensão de Villard proposto por Cheng.....	58
Figura 22: Modelo do MOSFET e formas de onda na comutação.....	60
Figura 23: Sistema proposto por Giusa (2014).....	61
Figura 24: Conversor <i>Boost</i> com controle de tensão em malha fechada.....	64
Figura 25: Ganho estático do conversor Boost ideal operando em CCM.	65
Figura 26: Etapas de operação do conversor <i>Boost</i>	66
Figura 27: Indutor flutuante sintético de Riordan	68
Figura 28: Perfil de consumo de energia constante.	71
Figura 29: Perfil de consumo periódico, atingindo o consumo zero.	71
Figura 30: Perfil de consumo periódico, sem atingir consumo zero.	71
Figura 31: Sistema EH proposto por Jabbar et al., (2010)	74
Figura 32: Potência EH gerada pela distância, para uma fonte RF de 13dBm.	74

Figura 33: Sistema proposto por Adami e Vollaire, (2014).....	75
Figura 34: Conversor Fly-Back proposto por Adami e Vollaire, (2014).....	75
Figura 35: Eficiência do conversor Fly-Back proposto por Adami e Vollaire.	76
Figura 36: Consumo de corrente para o nó sensor/atuador.....	78
Figura 37: Multiplicador de Villard de um estágio.....	81
Figura 38: Tensões de entrada e saída do multiplicador de Villard de um estágio.....	81
Figura 39: Multiplicador de Villard de quatro estágios.	82
Figura 40: Multiplicador de Villard com capacitor e diodo zener.....	83
Figura 41: Tensão de saída do Multiplicador de Villard com diodo Zener.	84
Figura 42: Indutor do tipo solenoide.....	89
Figura 43: Indutor flutuante sintético de Riordan.....	90
Figura 44: Topologia completa proposta.....	92
Figura 45: Tensão obtida na saída do conversor para 100mW.	93
Figura 46: Simulação - topologia proposta a 1mW.	94
Figura 47: Saída do Multiplicador de Villard. Tensão de entrada 1V, 100Hz.	97
Figura 48: Saída do Multiplicador de Villard. Tensão de entrada 1V, 1kHz.	97
Figura 49: Saída do Multiplicador de Villard. Tensão de entrada 1V, 10kHz.	98
Figura 50: Saída do Multiplicador de Villard. Tensão de entrada 1V, 100kHz.	98
Figura 51: Saída do Multiplicador de Villard. Tensão de entrada 1V, 1MHz.....	99
Figura 52: Saída do Multiplicador de Villard. Tensão de entrada 1V, 10MHz.....	99
Figura 53: Sinal PWM no <i>gate</i> do MOSFET.....	100
Figura 54: Tensão de saída do conversor Boost, $D=0.1$	101
Figura 55: Tensão de saída do conversor Boost, $D=0.2$	101
Figura 56: Tensão de saída do conversor Boost, $D=0.3$	102
Figura 57: Tensão de saída conversor Boost, $D=0.4$	102
Figura 58: Tensão de saída conversor Boost, $D=0.5$	103
Figura 59: Tensão de saída do conversor Boost, $D=0.6$	103
Figura 60: Tensão de saída do conversor Boost, $D=0.7$	104
Figura 61: Tensão de saída conversor Boost, $D=0.8$	104
Figura 62: Tensão de saída conversor Boost, $D=0.9$	105
Figura 63: Ganho estático: teórico x medido.	105
Figura 64: Protótipo do conversor <i>Boost</i> com indutor sintetizado.....	106

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	23
1.1	JUSTIFICATIVA	25
1.2	OBJETIVOS GERAIS E ESPECÍFICOS	28
1.3	PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	29
1.4	ESTRUTURA DO TRABALHO	30
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	31
2.1	MOTIVAÇÃO E CONCEITO DE ENERGY HARVESTING	31
2.2	FONTES DE ENERGIA E TRANSDUTORES	38
2.2.1	Ondas Eletromagnéticas – Espectro de Radiofrequência (RF)	39
2.2.1.1	Modelo ITU para atenuação indoor (ambientes internos).....	43
2.2.1.2	Modelo Okumura-Hata.....	45
2.2.2	Vibrações mecânicas e energia cinética	46
2.2.3	Energia Solar	48
2.2.4	Conclusões sobre fontes de energia.....	50
2.3	TOPOLOGIAS DE CIRCUITOS ENERGY HARVESTING	51
2.3.1	Estágio de Potência.....	52
2.3.2	Multiplicadores de Tensão.....	53
2.3.2.1	Conversores Estáticos.....	61
2.3.2.2	Etapas de Operação do conversor Boost	65
2.3.2.2.1	Indutor sintetizado	68
2.3.2.2.2	Considerações sobre sistema de controle	69
2.3.2.2.3	Considerações sobre a carga.....	70
2.3.3	Sistemas completos de <i>EH</i> propostos na literatura especializada	72
3	CONCEPÇÃO E DESENVOLVIMENTO.....	77
3.1	CONSIDERAÇÕES GERAIS.....	77
3.2	TOPOLOGIA PROPOSTA	77
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	95

4.1	CONSIDERAÇÕES GERAIS	95
4.2	OBJETIVOS DO PROTÓTIPO.....	95
4.3	COMPONENTES UTILIZADOS	95
4.4	RESULTADOS OBTIDOS	96
4.4.1	Multiplicador de Villard.....	96
4.4.2	Conversor Boost.....	100
5	CONCLUSÕES	107
5.1	CONCLUSÕES SOBRE OS RESULTADOS OBTIDOS	107
5.2	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	108
6	PUBLICAÇÕES	110
7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	111

1 INTRODUÇÃO

As tecnologias baseadas no conceito de *Energy Harvesting (EH)* são atualmente objeto de estudo, tanto pela comunidade acadêmica quanto pela indústria, devido ao enorme potencial destas em modificar paradigmas no projeto de dispositivos eletrônicos de baixo consumo.

A função primordial de um circuito *EH* é obter, converter, condicionar e gerenciar a energia proveniente de uma fonte disponível no meio ambiente, de modo que esta contribua com o fornecimento de energia a um dispositivo de baixo consumo, que usualmente seria alimentado somente através de pilhas ou baterias. As fontes de energia mais empregadas para sistemas *EH* são solar, eólica, ondas eletromagnéticas, diferenças térmicas e vibrações mecânicas.

Desse modo, um sistema *EH* permite o aumento da autonomia ou mesmo eliminação do uso de baterias para um dispositivo. Este é um importante fator que viabiliza o desenvolvimento de novos produtos, assim como permite inovações naqueles já existentes. A possibilidade de eliminar o uso de baterias carrega consigo também uma vantagem do ponto de vista ambiental, devido à problemática atual do descarte de pilhas e baterias no meio ambiente.

Em geral, um circuito de *EH* é projetado para que esteja fisicamente próximo ao dispositivo alimentado (carga), por exemplo, em uma mesma placa de circuito impresso, de forma que o sistema como um todo possa ser considerado autônomo em termos de energia.

Em uma análise mais aprofundada, existem pelo menos duas condições de disponibilidade de energia possíveis. Na primeira condição, o circuito *EH* obtém energia suficiente para alimentar continuamente a carga. Neste caso, pode-se dispensar o uso de uma bateria, fonte auxiliar de energia, ou conexão com a rede elétrica. O resultado disso é um ganho de autonomia e redução de custos de manutenção do sistema, principalmente devido a não utilização de baterias.

Entretanto, devido a fatores tais como densidade de potência disponível, eficiência na conversão de energia e comportamento da carga, não é garantido que o sistema *EH* obtenha energia suficiente para suprir o consumo da carga continuamente. Este caso ilustra a segunda condição, na qual uma fonte (ou bateria) auxiliar não pode ser dispensada.

Contudo, na medida em que o circuito *EH* contribui com o fornecimento de uma parcela de energia à carga, verifica-se que ocorre também o aumento da autonomia do sistema como um todo. Assim, o circuito *EH* pode atuar como uma fonte suplementar de energia, por exemplo, com a função de recarregar a bateria periodicamente.

Portanto, o conceito de *EH* traz consigo a autonomia energética como principal resultado da mudança de paradigma no projeto de dispositivos eletrônicos de baixo consumo, na medida em que modifica a forma como estes dispositivos obtêm e gerenciam energia.

Entretanto, apesar do potencial das tecnologias *EH* em alterar paradigmas de projeto, um sistema *EH* geralmente possui – ou deve possuir - dimensões físicas reduzidas para que seja compatível com a aplicação final. Esta restrição, quando imposta às dimensões físicas do transdutor, reduz a quantidade de energia que o transdutor é capaz de obter. De fato, a potência de saída de um circuito *EH* usualmente encontra-se na ordem de microwatts a miliwatts. Esta condição justifica o fato das tecnologias *EH* serem adequadas somente para a alimentação de dispositivos de baixo consumo.

Neste sentido, uma das principais dificuldades na concepção de sistemas baseados em tecnologias *EH* é a “infinita” quantidade de combinações possíveis entre tipos de fonte de energia, transdutores, circuitos *EH* e cargas. O comportamento da carga (local de funcionamento, consumo, potência máxima, potência RMS, entre outros) traz diversas restrições ao tipo de fonte de energia e transdutor que podem ser utilizados em um sistema *EH*.

Por outro lado, existem também limitações na densidade de energia disponível por parte da fonte, assim como a eficiência de conversão do transdutor. Desse modo, as diversas restrições de projeto que devem ser satisfeitas tornam o projeto de um circuito *EH* bastante específico para uma determinada configuração de fonte, transdutor e carga.

A presente dissertação explora o conceito de *Energy Harvesting* com foco na concepção de uma topologia para o estágio de potência de um circuito *EH multi-source*, ou seja, uma topologia compatível com uma variedade de fontes e transdutores. A topologia proposta é compatível com transdutores RF, eletromecânicos e fotovoltaicos, e cargas com requisito de potência entre 1 mW e 100 mW. Especificamente, o sistema *EH* é projetado para ser compatível com a aplicação em redes de sensores sem fio voltadas para sistemas de iluminação. Apesar disso, busca-se, por meio da topologia desenvolvida, obter um circuito *EH* de baixo custo e que possa ser facilmente adaptado às necessidades de qualquer sistema com carga de características similares.

O circuito *EH* proposto é baseado em um multiplicador de tensão de *Villard* conectado a um conversor *Boost*. A indutância do conversor *Boost* não é implementada da forma convencional (indutor) e sim através de uma indutância sintetizada por meio de um circuito do tipo *gyrator*. Esta forma de implementação possui algumas vantagens sobre o indutor convencional, que são especialmente interessantes para aplicações *EH*, a saber: redução de

volume físico do indutor, possibilidade de integração, possibilidade de obter, em teoria, indutância infinita, além de redução das perdas por dissipação.

Além do conversor *Boost*, as topologias *Buck*, *Buck-Boost*, *Fly-Back*, *Forward*, SEPIC e *Zeta* são também analisadas do ponto de vista de vantagens e desvantagens para uso em sistemas *EH*. Uma comparação entre estes conversores é apresentada.

1.1 JUSTIFICATIVA

Apesar de não ser um tópico recente, foi na última década em que as pesquisas na área de *Energy Harvesting* passaram a ser mais significativas por parte da comunidade científica e da indústria. O crescente interesse é motivado principalmente devido à redução do consumo dos circuitos eletrônicos, pelo surgimento de novos dispositivos portáteis, e pela evolução em sistemas de comunicação sem fio.

Durante as últimas duas décadas houve um significativo avanço no desenvolvimento de tecnologias para confecção de circuitos eletrônicos integrados. A tecnologia CMOS (*Complementary Metal–Oxide–Semiconductor*), largamente empregada nos dias de hoje, permitiu, frente a outras tecnologias, tais como TTL (*Transistor–Transistor Logic*) e NMOS (*N-Type Metal-Oxide-Semiconductor*), a redução do consumo de energia ao mesmo tempo em que possibilitou a construção de circuitos integrados com milhares de transistores em um mesmo *chip*, segundo o conceito VLSI (*Very Large Scale Integration*).

Desse modo, surgiram no mercado circuitos integrados (CIs) de baixo consumo, voltados principalmente para a indústria de dispositivos portáteis, computação, entre outros equipamentos. No momento em que esta dissertação é redigida, existem disponíveis no mercado microcontroladores que operam em potências na ordem de μW (microwatts) e até mesmo nW (nanowatts), quando em condições especiais tais como modo “*Sleep*” - situação em que praticamente cessa a operação do microprocessador.

Os anúncios publicitários contendo o termo “*low power*” (baixo consumo) tornaram-se comuns entre aqueles fabricantes de componentes eletrônicos que determinam o baixo consumo como uma característica principal do produto. O desenvolvimento de circuitos integrados de baixo consumo— principalmente microcontroladores— é atualmente motivo de concorrência entre empresas do setor. Naturalmente, a principal finalidade destes CIs são aplicações cuja energia é provida por baterias – o baixo consumo dos CIs exige da bateria uma menor

transferência de energia, de modo que a autonomia do dispositivo alimentado aumenta, sendo este um diferencial de mercado para o cliente final.

Por outro lado, verifica-se que alguns produtos, tais como telefones celulares, que têm sido rapidamente substituídos pelos denominados “*smartphones*”, aumentaram o número de funções e complexidade de *softwares*, assim como tiveram acréscimos na capacidade de *hardware*, principalmente relacionados à qualidade gráfica (telas de alta-definição), capacidade de processamento e armazenamento de dados.

Estas mudanças aumentaram o consumo desses dispositivos, motivo pelo qual as baterias dos “*smartphones*”, em geral, descarregam-se mais rapidamente quando comparada àquelas que forneciam energia para aparelhos com funções mais limitadas, como por exemplo, os celulares fabricados durante os anos 2000.

O fato citado no parágrafo anterior é um reflexo da capacidade das baterias não ter aumentado na mesma proporção da exigência de consumo por este e outros tipos de dispositivos. O acréscimo da capacidade das baterias tem sido até o momento uma abordagem de pouco sucesso em aplicações comerciais quando são levadas em consideração as características funcionais de produtos, tais como, dimensões físicas e de massa, ou mesmo de ordem econômica.

Nesse contexto, as tecnologias baseadas em *Energy Harvesting* surgem como uma opção em energia para circuitos de baixa potência, apresentando como principal benefício o aumento da autonomia do dispositivo, ou mesmo a possibilidade de não utilizar baterias, levando também a um ganho ambiental (evita o descarte no meio ambiente).

O desenvolvimento de tecnologias baseadas no conceito de *Energy Harvesting* tem potencial para modificar a indústria de dispositivos eletrônicos nas próximas décadas, seja pelo desenvolvimento de novos produtos ou pela adaptação daqueles já existentes.

Segundo pesquisa de mercado promovida pela *Yole Développement* em 2012, até o ano de 2017, o mercado mundial de tecnologias *EH* irá ultrapassar os 200 milhões de dólares, devido principalmente às aplicações em automação industrial e residencial, seguido de aplicações em transportes (BONNABEL e CHARENTENAY, 2012). A Figura 1 mostra a projeção de mercado para tecnologias EH desde 2011 até 2017.

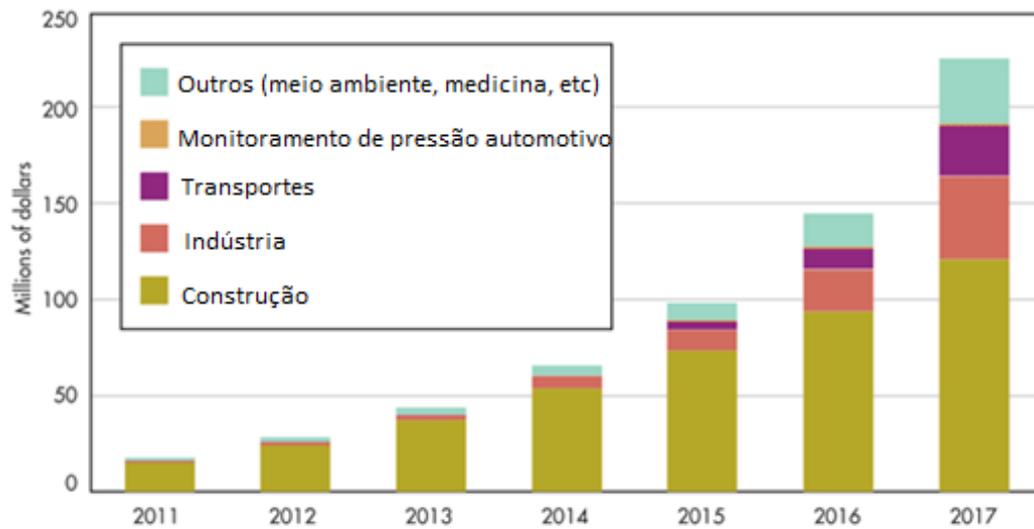


Figura 1: Projeção do mercado para tecnologias EH.

Fonte: Adaptado pelo autor com base em BONNABEL e CHARENTENAY (2012, p.1)

A Figura 2 mostra as fontes de energia que serão mais utilizadas até 2017, em nichos de aplicação como construção (*Building*), indústria (*Industry*), transportes (*Transportation*), automotivo e outros, segundo a projeção da *Yole Développement*. Verifica-se que o mercado será dominado pelas fontes de energia de origem térmica, mecânica ou fotovoltaica, caso os resultados se confirmem.

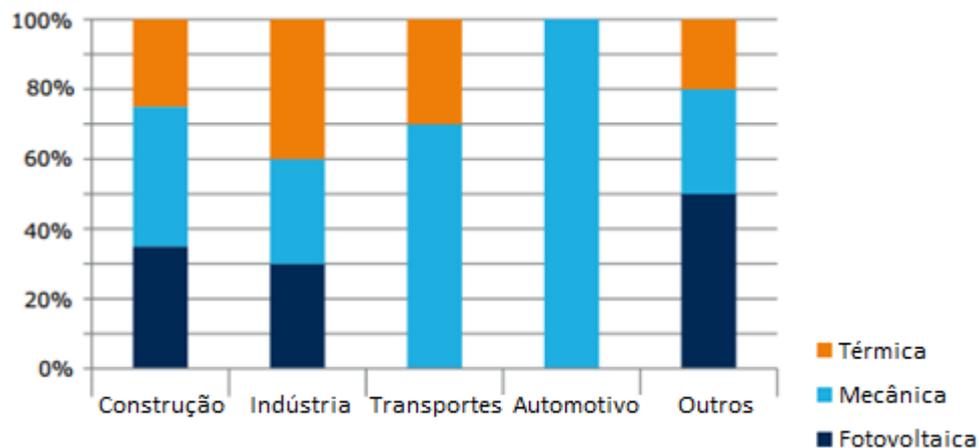


Figura 2: Fontes de energia mais empregadas por segmento de aplicação.

Fonte: Adaptado pelo autor com base em BONNABEL e CHARENTENAY (2012, p.2)

A alimentação dos nós de uma rede de sensores sem fio é sem dúvidas uma das aplicações mais promissoras para sistemas *EH*, pois, em geral, os nós de uma rede de sensores são dispositivos de baixo consumo e que podem estar localizados em pontos de difícil acesso, condição que encarece os custos de manutenção (substituição de baterias).

Em sistemas de iluminação, uma rede de sensores sem fio desempenha principalmente funções de monitoramento e controle de atuadores. Nesta aplicação, o fornecimento de energia através de um sistema *EH* se justifica principalmente pelas seguintes vantagens:

- a) **Rede de sensores opera de forma independente à rede elétrica:** Mesmo que haja interrupção no fornecimento de energia elétrica, a rede de sensores sem fio pode permanecer operante, sendo capaz de transmitir informações sobre o estado do sistema de iluminação, como por exemplo, os trechos em que existe interrupção de energia. Além disso, evita que outros serviços que operam na mesma rede sejam interrompidos em decorrência de interrupções no sistema de energia.
- b) **Maior facilidade ao instalar a rede de sensores:** Uma vez que o sistema obtém energia através de *Energy Harvesting*, torna-se desnecessário realizar uma derivação da rede elétrica para alimentar a rede de sensores.

Portanto, a dissertação se justifica, inicialmente, pelas inúmeras aplicações que podem se beneficiar de uma tecnologia com as características do conceito *Energy Harvesting*. Em complemento, do ponto de vista da pesquisa científica, ainda são escassos os resultados publicados pela comunidade acadêmica brasileira neste tema.

1.2 OBJETIVOS GERAIS E ESPECÍFICOS

O objetivo geral da dissertação é propor uma topologia do estágio de potência de um sistema *EH* compatível com os requisitos de uma aplicação de rede sensores sem fio voltadas para sistemas de iluminação. Apesar disso, espera-se que o circuito possa operar também com outras aplicações com demanda energética similar. Neste sentido, é definido que o circuito

deve ser capaz de fornecer potências de saída entre 1mW e 100mW, com a menor tensão de entrada possível, e saída de 5 V, em tensão contínua.

Os objetivos específicos da dissertação são os seguintes:

- a) Realizar um estudo sobre as fontes de energia: radiofrequência, solar e vibrações mecânicas, do ponto de vista de densidade de energia, vantagens e desvantagens, com foco na aplicação de rede de sensores sem fio;
- b) Desenvolver um protótipo da topologia de circuito *EH* desenvolvida, com foco na aplicação proposta ;
- c) Identificar na Revisão Bibliográfica possíveis aplicações que podem ser beneficiadas através das tecnologias de *Energy Harvesting*;
- d) Sugerir tópicos para estudos e pesquisas futuras.

1.3 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

Inicialmente procedeu-se uma revisão bibliográfica do tema *Energy Harvesting*, de modo a fornecer as bases teóricas para a condução da pesquisa. Nesta etapa foram consultados artigos, teses, dissertações, livros e sites da Internet. O objetivo desta etapa foi de formalizar o estado-da-arte em *Energy Harvesting*. Também houve a participação presencial na conferência internacional promovida pela *IDTechEX – Energy Harvesting & Storage 2013*, em Berlim. Esta conferência é o principal evento mundial que reúne empresas e universidades que desenvolvem trabalhos relacionados com *Energy Harvesting*.

Em seguida, referente ao desenvolvimento da topologia de circuito *EH* proposta, foram considerados os resultados publicados no meio acadêmico, bem como contribuições do próprio autor e orientador. O circuito proposto foi projetado e simulado em ambiente computacional, por meio dos *softwares* PSIM v.9.0, da *Powersim Inc* e Orcad 9.2, da *Cadence Design Systems, Inc*.

Em momento posterior, houve a prototipação do circuito proposto, bem como a submissão a testes em bancada. O protótipo desenvolvido não tem por objetivo possuir o acabamento de um produto comercial, e sim, ser suficiente para validar a proposta da dissertação.

Os resultados obtidos a partir do protótipo foram comparados com aqueles do modelo simulado, a fim de que o experimento pudesse ser validado. Por fim, os resultados são comparados também com aqueles obtidos por outros autores.

Deve-se destacar a que a dissertação possui foco no desenvolvimento do estágio de potência de um sistema *EH*. O tema *Energy Harvesting* é bastante vasto e uma série de tópicos não são aprofundados na presente dissertação devido à limitação de um único objetivo, bem como do escopo de um trabalho de dissertação. Especificamente os seguintes itens não são aprofundados: projeto e concepção de transdutores, elementos de armazenamento de energia, sistemas de gerenciamento de energia, sistemas de controle para *EH*.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

A presente dissertação divide-se em seis capítulos, a saber: *Introdução, Revisão Bibliográfica, Desenvolvimento, Resultados, Conclusões e Referências Bibliográficas*.

O Capítulo de *Introdução* tem por objetivo trazer um panorama geral do conteúdo abordado pela dissertação, assim como a proposta, justificativa, procedimentos metodológicos e objetivos gerais e específicos.

O Capítulo 2, *Revisão Bibliográfica* tem por objetivo apresentar as bases teóricas sobre as quais o trabalho foi desenvolvido.

O Capítulo 3 apresenta o desenvolvimento do objetivo geral da dissertação.

O Capítulo 4, *Resultados*, apresenta os resultados obtidos após simulações, protótipos e testes, sem, entretanto, tirar conclusões.

O Capítulo 5, *Conclusões*, é dividido em três seções: 5.1 *Resultados Obtidos* – em que são tiradas conclusões sobre os resultados do Capítulo 4, bem como da dissertação como um todo; 5.2 *Sugestões para Trabalhos Futuros* - apresenta tópicos de interesse para pesquisa que não foram abordados nesta dissertação e os quais o autor julga pertinentes de maior investigação científica.

O Capítulo 6 informa as *Publicações* realizadas pelo autor da dissertação.

O Capítulo 7 informa as *Referências Bibliográficas* utilizadas na dissertação.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo, a Revisão Bibliográfica é apresentada. O objetivo da seção é compreender a essência do conceito *Energy Harvesting*, analisar diferentes fontes de energia, assim como propostas de circuitos *EH* apresentadas no meio acadêmico.

2.1 MOTIVAÇÃO E CONCEITO DE ENERGY HARVESTING

Um dispositivo eletrônico¹ possui um conjunto de características funcionais que estão associadas a requisitos técnicos de *hardware* e/ou *software*, tais como dimensões físicas, temperatura de operação, capacidade de processamento, armazenamento, comunicação de dados, consumo de energia, sistema operacional, programas aplicativos, entre outras.

Neste contexto, um conjunto bastante amplo de produtos eletrônicos possui como principais requisitos técnicos mobilidade, autonomia, alimentação por baterias, dimensões físicas reduzidas, ou ainda são dispositivos que têm a necessidade de operar em locais remotos, portanto, afastados da rede elétrica convencional (MOON et al., 2014).

Os dispositivos até então citados podem ser considerados de baixo consumo, uma vez que a potência exigida por estes se encontra na ordem de centenas de miliwatts, ou mesmo microwatts. Para estes dispositivos, o uso de pilhas ou baterias² é a solução mais comumente adotada para obtenção de energia (PAULO e GASPAR, 2010).

Como exemplos de aplicações com estas características, podem ser considerados dispositivos de redes de sensores e atuadores sem fio (BARRIQUELLO, 2009), que podem estar distribuídos em ambientes urbanos, no interior de edificações, no monitoramento de estruturas em construção civil (WARDLAW, KARAMAN e KARSILAYAN, 2013), dispositivos médicos implantáveis (IMDs – *Implantable Medical Devices*), que necessitam

¹ As expressões “dispositivo eletrônico” e “produto eletrônico” no contexto da presente dissertação podem ser compreendidos como sinônimos. A expressão “produto eletrônico”, entretanto, é empregada quando se refere a um produto comercial.

² Apesar dos termos pilha e bateria possuírem significados diferentes, dado que a pilha converte apenas energia química em energia elétrica e a bateria permite interconversão entre as energias química e elétrica, somente a palavra “bateria” será utilizada ao longo da dissertação, como um termo geral indicando um elemento de armazenamento de energia, independente de aspectos construtivos, exceto quando explícito.

estar implantados no interior corpo do paciente (BURLESON et al., 2012), situação similar aos denominados “*Wearable Devices*” (“dispositivos vestíveis”, em tradução literal), que são desenvolvidos para serem utilizados como acessórios junto ao corpo, que podem converter energia cinética ou oriunda de diferenças térmicas (MITCHESON, 2010).

Apesar do uso de baterias ser uma solução comum para o problema da alimentação de dispositivos portáteis, por vezes esta solução pode não cumprir satisfatoriamente requisitos de autonomia para um determinado dispositivo, de modo que o usuário necessite realizar o procedimento de recarga ou substituição de baterias frequentemente.

Nesse sentido, os custos de manutenção podem eventualmente inviabilizar determinadas aplicações, assim como a substituição frequente de baterias pode tornar o uso de um produto de pouca praticidade. Por exemplo, em redes de sensores e atuadores sem fio que se localizam em ambientes remotos ou de difícil acesso, a substituição ou a recarga das baterias é onerosa e indesejável (RAVIKUMAR, HIRECH e WEN, 2008) ou constitui de um procedimento difícil de ser realizado (CARLSON, STRUNZ e OTIS, 2010).

Em aplicações médicas, tais como marca-passos e desfibriladores implantáveis, as baterias de lítio têm vida útil de aproximadamente oito anos (PARSONNET e CHEEMA, 2003); neuroestimuladores apresentam maior consumo energético ainda maior, pois suas baterias duram entre três e cinco anos (LANMULLER et al., 1999). Nestas aplicações, quando a carga da bateria aproxima-se do fim, o paciente necessita passar por um novo procedimento cirúrgico para substituição da bateria, situação que oferece riscos à saúde do paciente (PAULO e GASPAR, 2010).

Conforme evidenciado, as baterias possuem carga limitada, ou seja, existe uma quantidade de energia limitada que pode ser transferida da bateria ao circuito eletrônico alimentado por ela (XIE e DU, 2012). Uma vez que este limite é atingido, a bateria precisa ser recarregada ou substituída a fim de assegurar o funcionamento do dispositivo. A autonomia de um dispositivo depende, portanto, do consumo do próprio dispositivo e da capacidade de armazenamento de cargas da bateria (MOON et al., 2014).

Evidentemente, uma solução que permita o aumento da autonomia de um dispositivo, ou até mesmo elimine a necessidade da substituição da bateria, traz benefícios na medida em que reduz custos de manutenção e atinge outros resultados indiretos, que variam de aplicação para aplicação. No caso de dispositivos médicos, por exemplo, o aumento da autonomia do dispositivo implantado leva a redução da frequência dos procedimentos cirúrgicos necessários na substituição de baterias, evitando os riscos à saúde decorrentes destes procedimentos (PAULO e GASPAR, 2010).

Tendo em vista estes fatores, existem duas alternativas evidentes para que a autonomia de um dispositivo seja prolongada: reduzir o consumo do dispositivo e/ou aumentar a capacidade da bateria.

A primeira opção - a redução do consumo do dispositivo - pode ser feita, entre outras possibilidades, por meio do uso de componentes eletrônicos mais eficientes (menores perdas por dissipação), pela eliminação de componentes eletrônicos desnecessários, pela simplificação de rotinas de *software*, utilização de técnicas de gerenciamento de energia, entre outras possibilidades (PARADISO e STARNER, 2005).

Nos últimos anos ocorreram avanços na área da microeletrônica que viabilizaram a redução das dimensões e do consumo de circuitos eletrônicos CMOS (MHETRE, NAGDEO e ABHYANKAR, 2011). Esta mudança pode ser verificada no desenvolvimento de microcontroladores de baixo consumo, cujas tecnologias recentes anunciam potências na ordem de microwatts quando em estado normal ou mesmo nanowatts em estados especiais de operação, tais como “espera” ou “*sleep*”. Microcontroladores comerciais atualmente possuem consumo de aproximadamente 160 $\mu\text{A}/\text{MHz}$ (JABBAR et al., 2010).

Apesar disso, componentes eletrônicos de baixo consumo geralmente possuem valor comercial superior em comparação com aqueles menos eficientes, motivo pelo qual uma análise de custos deve ser também desenvolvida durante a etapa de projeto.

A segunda opção é o aumento da capacidade da bateria. Ao contrário do verificado na microeletrônica, as tecnologias de baterias não seguiram a mesma tendência de avanço tecnológico, limitando o desempenho de dispositivos portáteis à necessidade de recargas periódicas, além de adicionar peso e volume indesejáveis ao dispositivo (PAULO e GASPAR, 2010).

A Figura 3 apresenta uma comparação entre o avanço de diversas tecnologias desde 1990. Verifica-se que a capacidade das baterias permaneceu praticamente constante desde a última década (PARADISO e STARNER, 2005).

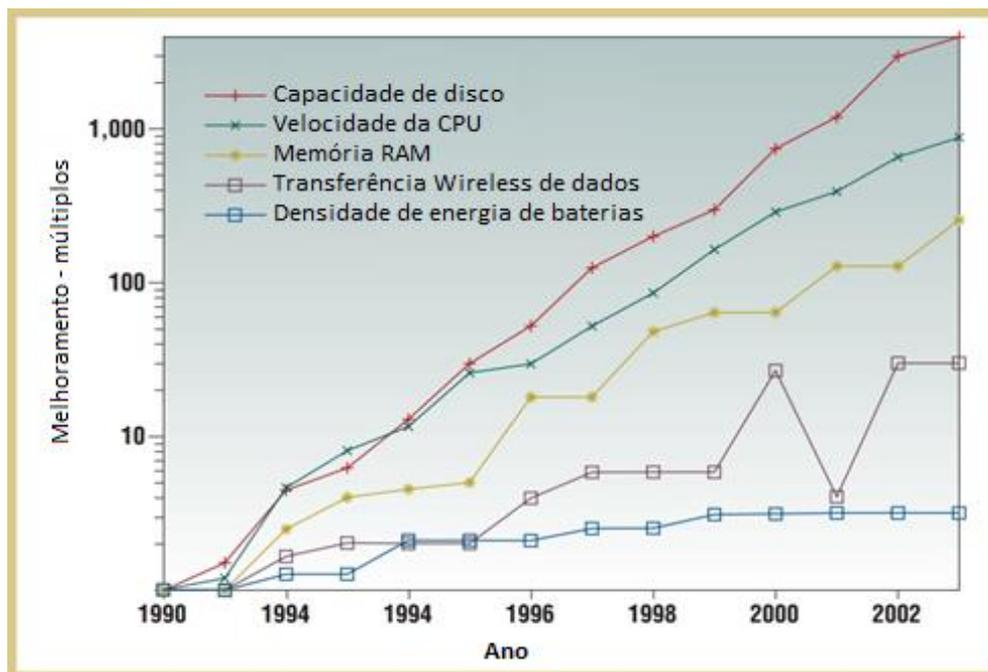


Figura 3: Avanços em tecnologias desde 1990.

Fonte: Adaptado pelo autor com base em Paradiso e Starner (2005, p.19)

Apesar de viáveis em uma variedade de produtos, as duas alternativas citadas anteriormente não são por vezes adequadas às particularidades de determinadas aplicações, sejam por fatores econômicos ou por aqueles que afetam as características do produto final. Por exemplo, ao aumentar a capacidade da bateria, o decorrente aumento de massa pode ser indesejável em dispositivos portáteis. Por outro lado, a redução do consumo de um circuito eletrônico exige a utilização de componentes eletrônicos mais eficientes, escolha que pode afetar o valor comercial do produto.

Em resumo, o uso de baterias pode trazer as seguintes desvantagens para um produto (NINTANAVONGSA et al., 2012):

- a) Custos para manutenção do sistema, incluindo o custo das baterias e a mão de obra para o serviço de substituição de baterias;
- b) Riscos de vida ao realizar a operação de manutenção, por exemplo, em locais remotos, ou no caso de dispositivos médicos implantáveis;
- c) Dimensões físicas das baterias – tamanho e massa podem ser indesejáveis principalmente em aplicações portáteis (JABBAR et al., 2010).

Considerando-se os dispositivos até então citados, se faz necessário uma solução energética que seja viável do ponto de vista econômico e operacional. Neste contexto, as tecnologias *Energy Harvesting* surgem como uma terceira alternativa na busca do aumento da autonomia ou mesmo a eliminação do uso de baterias (XIE e DU, 2012).

Desse modo, o conceito de *Energy Harvesting* está associado ao processo de extrair energia de fontes disponíveis livremente no meio ambiente, tais como solar, vibrações mecânicas, diferença térmica, ondas eletromagnéticas, entre outras (PAULO e GASPAR, 2010), e utilizá-la na alimentação de dispositivos de baixo consumo.

A denominação “*Energy Harvesting*” pode ser traduzida, literalmente, como “colheita de energia”, no sentido de enaltecer o processo de extração de energia do próprio local (meio ambiente) em que o dispositivo que a consome se encontra. Outras denominações comumente empregadas são “*Power Harvesting*”, “*Energy Scavenging*” e “*Free Energy*” (JABBAR et al., 2010).

Apesar do maior interesse por parte da indústria e da comunidade científica nas tecnologias *EH* ter se dado na última década, o processo de obtenção de energia segundo o este conceito não é recente. O primeiro experimento que pode ser considerado como *EH* foi realizado em 1826 por Thomas Seebeck, que ao conectar metais a diferentes temperaturas, Seebeck verificou o surgimento de corrente elétrica (HARB, 2011).

A potência que um circuito *EH* disponibiliza em seus terminais de saída depende da quantidade de energia disponível no local (densidade de energia) e da eficiência de conversão de energia. A eficiência da conversão, por sua vez, está associada tanto ao transdutor de energia quanto aos circuitos de condicionamento, gerenciamento e controle do sistema *EH*.

Por outro lado, a carga também pode apresentar diferentes comportamentos: um nó sensor/atuador em uma rede sem fio consome diferentes quantidades de energia conforme executa tarefas que demandem maior ou menor consumo energético.

Dependendo da disponibilidade de potência na saída do circuito *EH* e da demanda de potência por parte da carga, duas situações podem ser verificadas:

- (1) *A potência instantânea requerida pela carga (dispositivo) é sempre inferior à potência instantânea disponível na saída do sistema de EH*: Nesse caso, o dispositivo poderá operar continuamente, sendo totalmente alimentado pelo sistema de *EH*, sem necessidade de uma bateria. Este comportamento é exemplificado pela Figura 4.

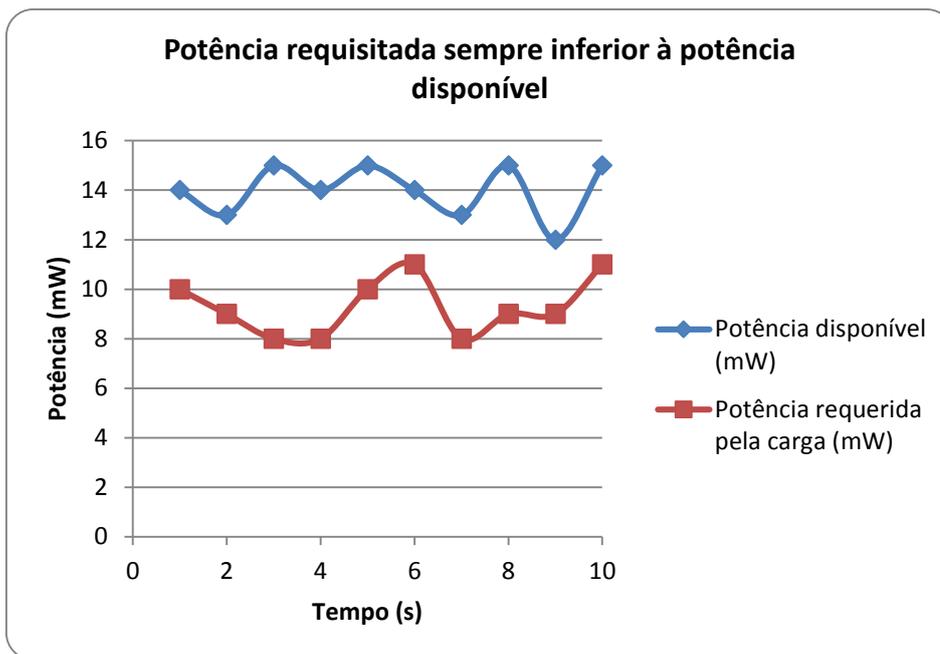


Figura 4: Potência requerida inferior à potência disponível
Fonte: O autor, 2014.

(2) *A potência média requerida pela carga (dispositivo) é superior à potência média disponível na saída do sistema de EH:* Nesse caso, o sistema de *EH* não fornece energia suficiente o tempo todo para alimentar a carga sem o auxílio de outra fonte de energia ou bateria. Eventualmente, podem ocorrer momentos em que existe energia suficiente para alimentar a carga sem o auxílio de uma bateria, entretanto, nos demais períodos não é possível descartar o uso da bateria, pois esta deve suprir a diferença entre a energia requisitada e a energia disponível.

Neste caso, o sistema *EH* atua como um suplemento de energia ao sistema, permitindo o aumento da autonomia, pois o circuito *EH* contribui com uma parcela do fornecimento de energia do sistema como um todo. Este comportamento é exemplificado pela Figura 5.

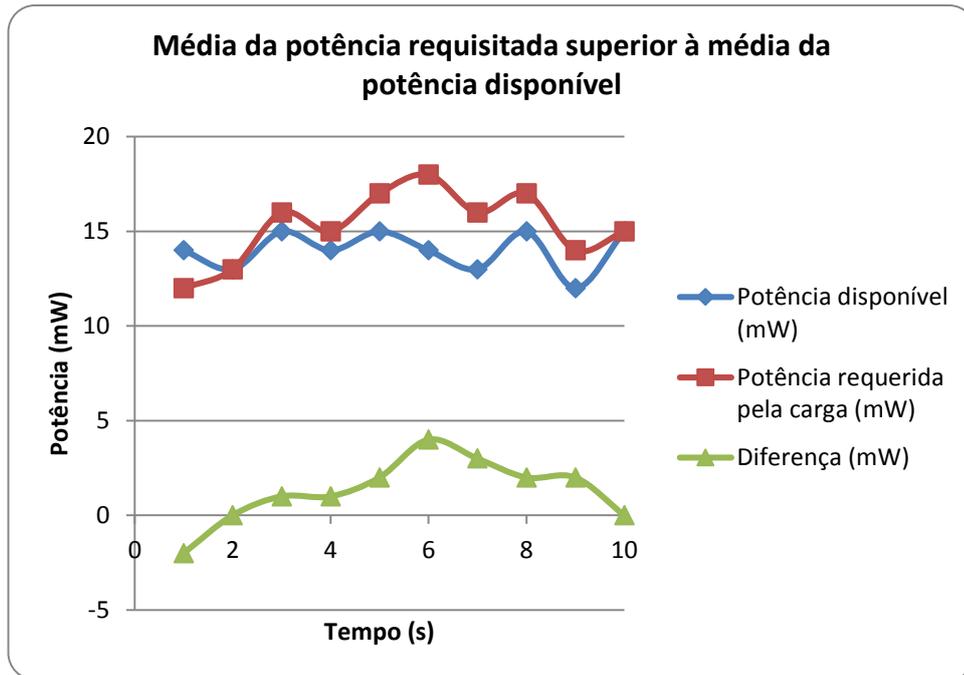


Figura 5: Média da potência da carga superior à média da potência disponível
 Fonte: O autor, 2014.

Os elementos utilizados para o armazenamento de energia dependem principalmente da potência requisitada pela carga. É possível, por exemplo, que um sistema baseado em *EH* utilize apenas capacitores como elementos para armazenamento de energia (MHETRE, NAGDEO e ABHYANKAR, 2011).

A necessidade do uso de uma bateria, por outro lado, é uma solução comum quando o sistema de *EH* não é capaz de suprir toda potência necessária para que a aplicação funcione continuamente, como o exemplificado pela Figura 5. Nesse caso, o sistema de *EH* pode recarregar a bateria periodicamente, condição que leva a um aumento da autonomia do dispositivo, mas não impede que a bateria tenha que ser substituída com o passar do tempo.

Uma vez que são diversas as fontes de energia que podem ser empregadas por um sistema de *EH*, assim como as aplicações que podem fazer uso da tecnologia, o projeto de um circuito *EH* varia tanto em função da fonte de energia e do transdutor quanto da carga que o sistema alimenta.

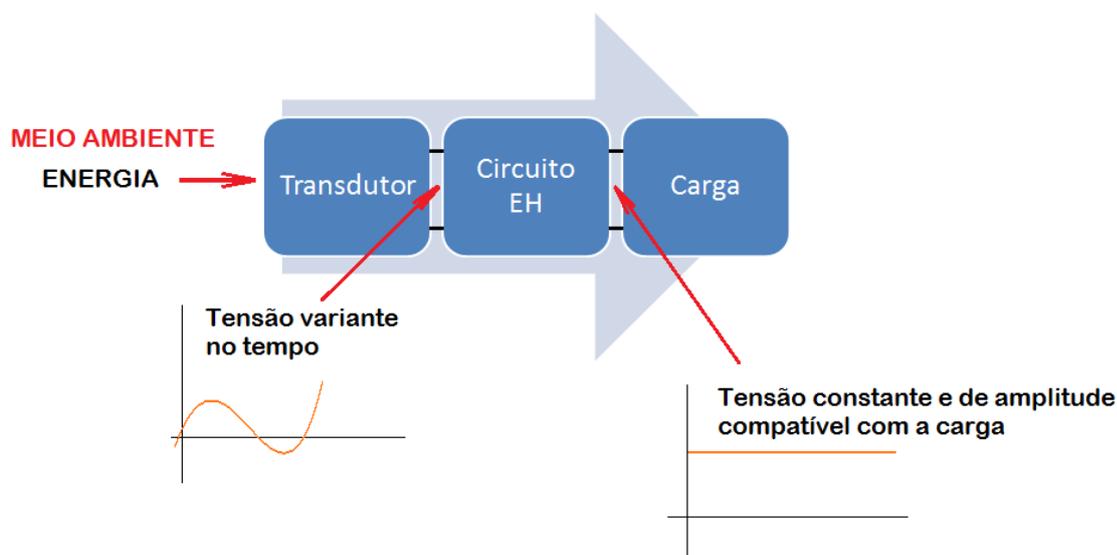


Figura 6: Sinais de entrada e saída de um circuito EH
 Fonte: O autor, 2014.

A Figura 6 ilustra as diferenças entre a entrada e a saída de um circuito *EH*, enaltecendo os respectivos sinais. A tensão na entrada do estágio de potência é da ordem de micro a miliVolts e variável no tempo, conforme o comportamento da fonte de energia. O sinal de saída, por outro lado, geralmente é constante e de amplitude compatível com a carga, por exemplo, 3.3V, 5V ou 12V.

2.2 FONTES DE ENERGIA E TRANSDUTORES

Nesta seção, são analisadas diferentes fontes de energia, bem como transdutores adequados ao uso em *Energy Harvesting*.

O objetivo é identificar fontes de energia adequadas para a aplicação de redes de sensores sem fio, e determinar quais são as frequências e amplitudes que podem ser obtidas em determinadas condições e tipos de fontes. Não é objetivo, entretanto, fazer uma análise detalhada a ponto de obter parâmetros para o projeto de transdutores.

Com base em estudos, três fontes de energia foram escolhidas para serem analisadas e apresentadas nesta seção com maior detalhamento: Ondas eletromagnéticas, no espectro de radiofrequência, vibrações mecânicas e energia solar.

2.2.1 Ondas Eletromagnéticas – Espectro de Radiofrequência (RF)

Diversos autores, Din et al., (2012), Arrawatia e Kumar, (2011), Masotti et al., (2014), Jabbar et al., (2010), entre outros, propõem a obtenção de energia disponível no espectro de radiofrequência com o objetivo de alimentar dispositivos de baixo consumo. A principal vantagem da energia de origem eletromagnética é sua disponibilidade, sem as limitações do dia ou da noite (como no caso da energia solar), condições climáticas, localização física ou mobilidade (ZHANG e ZHU, 2014). Essa característica torna essa forma de energia bastante propícia para alimentar redes de sensores sem fio. Apesar disso, é necessário avaliar a densidade de energia disponível.

A energia na forma de ondas eletromagnéticas está disponível em um amplo espectro de frequências, entretanto, é no espectro de RF em que os principais estudos de *EH* estão concentrados, devido à maior densidade de potência.

No Brasil, a ANATEL regulamenta, por meio de inúmeras resoluções, a alocação de frequências no espectro RF, desde 3kHz até 300 GHz. Porém, é mais usual que sistemas *EH* obtenham energia a partir das frequências de rádios AM (535kHz), passando por FM (88 MHz), canais de TV, até aproximadamente 5,0 GHz (protocolos de comunicação de dados IEEE 802.11).

A Figura 7 apresenta parte do espectro eletromagnético, enfatizando o espectro de radiofrequência, em que se encontram as frequências das comunicações de rádio, TV, redes locais sem fio, entre outros de serviços de telecomunicações.

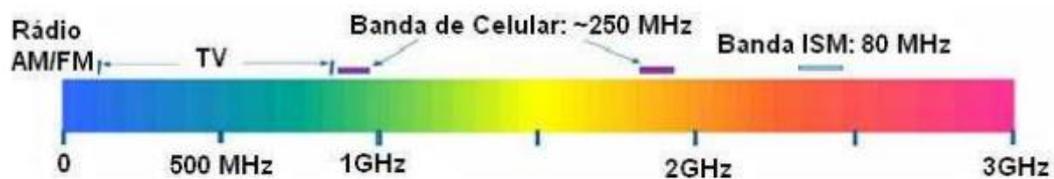


Figura 7: Espectro eletromagnético com ênfase nas frequências de RF.
Fonte: Balieiro, (2011, p. 17)

A energia disponível em frequências do espectro RF é transmitida através de antenas (ADAMI et al., 2014), que no caso de *EH*, a antena é o próprio transdutor do sistema.

Uma antena pode ser definida como uma estrutura associada à região de transição entre a onda guiada e o espaço livre (KRAUS, 1988).

As antenas podem ser construídas de diversas formas, para atender diferentes objetivos. O que caracteriza uma antena é o seu conjunto de parâmetros. Nesse sentido, um dos parâmetros mais relevantes é a diretividade da antena. A diretividade, expressada pelo ganho em relação à antena isotrópica, é um valor adimensional que indica o quanto a antena transmite ou recebe sinais preferencialmente em uma dada direção, em detrimento das demais direções. Uma antena isotrópica é aquela que transmite ou recebe sinais com a mesma intensidade em qualquer direção. (KRAUS, 1988).

O diagrama de irradiação pode ser utilizado para representação gráfica da diretividade (KRAUS, 1988). A Figura 8 exemplifica a representação de um diagrama de irradiação. Nesta representação, deve-se considerar que a antena localiza-se no centro do diagrama.

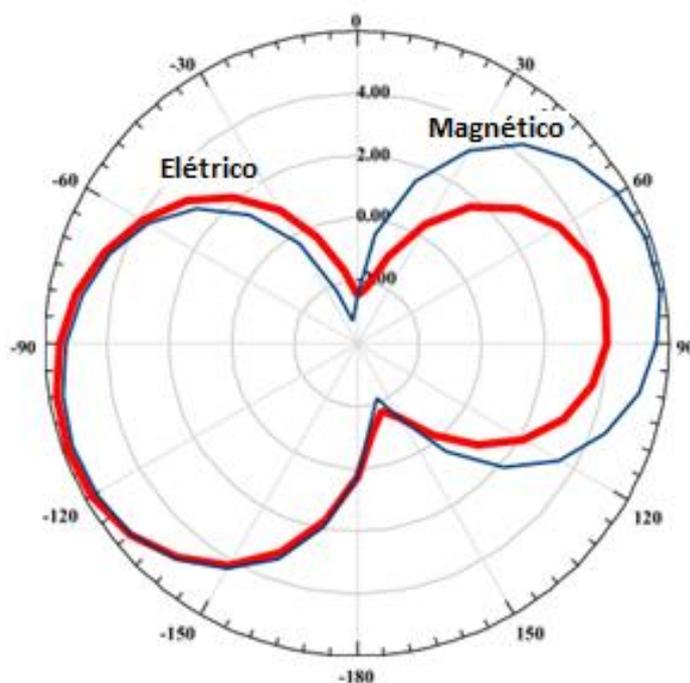


Figura 8: Diagrama de irradiação de uma antena com diretividade maior que 0dB.

Fonte: Adaptado pelo autor com base em Nimo, Grgic e Reindl, (2012, p. 2)

Outro parâmetro da antena é a banda de frequências que ela é capaz de sintonizar. As antenas banda-larga (*broadband*) são capazes de sintonizar uma ampla faixa de frequências, enquanto as antenas de banda estreita sintonizam uma pequena faixa. A escolha entre antenas de banda larga ou banda estreita altera profundamente a concepção dos circuitos *EH*.

O fato de uma antena banda larga captar sinais de diversas frequências, é interessante do ponto de vista de *EH*, uma vez que existe energia disponível em uma larga faixa de frequências (ZHANG e ZHU, 2014). Entretanto, a antena banda larga possui diversas frequências de ressonância, e o casamento de impedâncias só ocorre perfeitamente para uma destas frequências por vez, levando a perdas nas demais frequências (NIMO, GRGIC e REINDL, 2012).

Por outro lado, a antena banda estreita é capaz de captar apenas uma pequena faixa de frequências e nesta curta faixa, o casamento de impedância pode ser realizado com precisão, além disso, estas antenas podem explorar melhor o ganho de diretividade.

Jabbar et al., (2010), propõe um sistema *EH* baseado em antenas de banda estreita, com impedâncias casadas individualmente, assim, ao invés de utilizar uma única antena banda larga, o autor utiliza duas antenas, com ganho de diretividade e casamento de impedância com baixas perdas, esta técnica aumenta a eficiência do sistema *EH*, entretanto, aumenta também os custos para implementação.

Para o projeto de um sistema *EH* uma das principais considerações a serem feitas é a determinação da potência disponível no receptor, para uma dada configuração de distância entre as antenas, ganhos de diretividade, potência transmitida e frequência dos sinais.

Um dos modelos mais utilizados para computação das perdas de percurso é o modelo de “Perdas no Espaço Livre”, utilizado por diversos autores, Masotti et al., (2014), Jabbar et al., (2010), Nintanavongsa et al., (2012), entre outros. Este modelo considera que existe visada direta entre transmissor e receptor, em um ambiente sem qualquer tipo de obstáculo (vácuo). Na prática, as perdas em uma ambiente terrestre serão maiores que o previsto pelo modelo, pois a condição de inexistência de obstáculos dificilmente é obtida na prática, tanto para ambientes internos quanto externos. As perdas no espaço livre *FSPL* (*Free Space Path Loss*) são dadas por:

$$FSPL = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (1)$$

No modelo de Perdas no Espaço Livre, a potência do sinal recebido diminui com o quadrado da distância de separação física entre transmissor e receptor, e é diretamente proporcional a sua frequência, ou seja, quanto maior a frequência, maior é a atenuação. Em complemento, a *Equação de Transmissão de Friis* determina a potência recebida, através da relação entre potência transmitida, das perdas de espaço livre e os ganhos das antenas. A *Equação de Transmissão de Friis* é dada por (NINTANAVONGSA et al., 2012):

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \quad (2)$$

Em que:

- P_r é a potência disponível na antena receptora;
- P_t é a potência transmitida pela antena transmissora;
- λ é o comprimento de onda do sinal transmitido;
- d é a distância de separação física entre transmissor e receptor;
- G_t é o ganho da antena transmissora em relação a uma antena isotrópica;
- G_r é o ganho da antena receptora em relação a uma antena isotrópica;

O modelo de perdas no espaço livre não considera quaisquer obstáculos entre as antenas transmissora e receptora. Para que a amplitude de sinal recebido por um antena em um ambiente real seja determinado com maior exatidão, é necessário considerar a forma como ocorre a propagação das ondas eletromagnéticas, os ambientes de propagação e os tipos de desvanecimento. Com base nestas informações, diversos modelos preditivos para determinação das perdas foram desenvolvidos. Estes tópicos são analisados a seguir.

Os tipos ambientes de propagação são geralmente classificados na literatura especializada como:

- a) **Urbano:** Ambiente urbano de cidade com edifícios altos;
- b) **Suburbano:** Ambiente de zona residencial com edifícios mais baixos;
- c) **Rurais:** Ambiente de zona rural, com poucas edificações.
- d) **Ambientes internos (indoor):** Ambiente no interior de construções em que a propagação se dá principalmente por reflexão, difração absorção.

Devido às diferentes características destes ambientes, os modelos preditivos que serão vistos a seguir geralmente adaptam-se bem somente a um dos tipos de ambientes.

A determinação exata da intensidade do desvanecimento de larga escala é de difícil computação. De fato, cada ambiente possui características próprias, o que torna inviável o desenvolvimento de um único modelo que determine com exatidão as perdas de percurso para qualquer tipo de ambiente.

Nesse sentido, diversos pesquisadores propuseram modelos preditivos que devem ser aplicados em conformidade com as características geográficas de um determinado ambiente, assim como faixas de frequência de operação dos sinais transmitidos. No presente trabalho são apresentados apenas os modelos mais utilizados no meio acadêmico. Portela (2006) apresenta um resumo com os principais modelos de perdas de percurso.

Os resultados obtidos a partir da utilização de modelos preditivos são geralmente aproximados, pois os modelos preditivos são baseados em medidas reais realizadas em ambientes considerados “típicos”. Desse modo, ao se utilizar um modelo preditivo para computar as perdas de percurso em um ambiente com características geográficas similares é esperado que o resultado do modelo seja aproximado em relação à medida real de atenuação neste ambiente.

Nesse sentido, diversos pesquisadores realizaram trabalhos de validação de modelos existentes para determinados ambientes. A validação de modelos necessita de medidas locais e adaptação de parâmetros nos modelos. O autor Sanches, (2000) realizou medidas na cidade de Belém do Pará e comparou com os resultados obtidos por meio do modelo Okumura-Hata e propôs adaptações. No trabalho desenvolvido por Medeisis e Kajackas, (2000), os autores analisam o modelo Okumura-Hata para áreas rurais. Os pesquisadores Farhoud, El-Keyi e Sultan, (2013) realizam a validação do modelo Okumura-Hata para regiões no Egito. Os gregos Chryssikos, Georgopoulos e Kotsopoulos, (2009) realizam a validação do modelo ITU para ambientes internos residenciais e de escritórios para a frequência de 2,4 GHz (Wi-Fi).

2.2.1.1 Modelo ITU para atenuação indoor (ambientes internos)

O modelo ITU (*International Telecommunication Union*) para atenuação *indoor* é um modelo preditivo para computação das perdas de percurso em ambientes internos (CHRYSIKOS et al., 2009).

O modelo possui maior exatidão quando aplicado na faixa de frequências de 900 MHz até 5.2 GHz, em ambientes que possuam de 1 a 3 pavimentos, com características de residências, escritórios ou ambientes comerciais. O modelo é expresso matematicamente por:

$$L = 20 \log(f) + N \log(d) + P_f(n) - 28 \quad (3)$$

Em que:

L = Perda de percurso, em decibel (dB).

f = Frequência do sinal transmitido, em megahertz (MHz).

d = Distância, em metros (m).

N = Coeficiente de perda de potência pela distância. É um coeficiente empírico.

n = Número de pavimentos entre transmissor e receptor

$P_f(n)$ = Fator de perda por penetração por pavimentos.

Os coeficientes do modelo podem ser determinados por meio de medidas no local de interesse, de modo a tornar o modelo mais próximo da realidade. Apesar disso, alguns valores foram fornecidos, conforme as tabelas 1 e 2 abaixo.

Tabela 1 Valores para o coeficiente “N”

Banda de Frequência	Ambiente Residencial	Ambiente de Escritórios	Ambiente Comercial
900 MHz	N/A	33	20
1.2 GHz	N/A	32	22
1.3 GHz	N/A	32	22
1.8 GHz	28	30	22
4 GHz	N/A	28	22
5.2 GHz	N/A	31	N/A

Tabela 2 - Valores para o coeficiente $P_f(n)$

Banda de Frequência	Número de pavimentos	Ambiente Residencial	Ambiente de Escritórios	Ambiente Comercial
900 MHz	1	N/A	9	N/A
900 MHz	2	N/A	19	N/A
900 MHz	3	N/A	24	N/A
1.8 GHz	n	$4n$	$15+4(n-1)$	$6 + 3(n-1)$
2.0 GHz	n	$4n$	$15+4(n-1)$	$6 + 3(n-1)$
5.2 GHz	1	N/A	16	N/A

Os autores Chrysikos (et al., 2009) propuseram a validação do modelo ITU para a frequência de 2.4GHz para ambientes residenciais e de escritórios, uma vez que estes valores não foram divulgados pela ITU, conforme pode ser verificado nas Tabelas 1 e 2. No trabalho, os autores realizaram uma série de medidas da potência recebida e aproximam os resultados por meio de curvas logarítmicas. Os autores concluem que, para a frequência de 2.4 GHz as perdas de percurso podem ser computadas como:

$$L = 39,9 + 28 \log(d), 1 < d < 16m \quad (4)$$

$$L = 39,9 + 38 \log(d), d > 16m \quad (5)$$

2.2.1.2 Modelo Okumura-Hata

O modelo Okumura-Hata é dado pela contribuição dos pesquisadores Okumura e Hata. Okumura et al., (1968) realizou medidas em campo no Japão e desenvolveu um método baseado em curvas para predição das perdas de propagação para transmissões em VHF e UHF. Hata, (1980) converteu essas curvas em fórmulas que se aplicam de acordo com o ambiente em que ocorre a propagação. O modelo deve ser empregado para áreas urbanas. As perdas de percurso são dadas por:

$$L = 69,55 + 26,16 \log(f) - 13,82 \log(h_b) - A(h_m) + (44,9 - 6,55 \log(h_b)) \log(d) \quad (6)$$

Em que:

$$A(h_m) = (1,1 \log(f) - 0,7)h_m - (1,56 \log(f) - 0,8) \quad (7)$$

f = frequência do sinal transmitido, entre 150 e 1500 MHz

d = distância entre transmissor e receptor, entre 1 e 20km

h_b = altura da estação rádio base (transmissora), entre 30 e 200m

h_m = altura da estação móvel (receptor), entre 1 e 10m

2.2.2 Vibrações mecânicas e energia cinética

Os sistemas de obtenção de energia a partir de vibrações mecânicas e energia cinética geralmente fazem uso de um transdutor eletromecânico, que converte energia mecânica em energia elétrica (HARB, 2011). Estes transdutores podem funcionar através da indução elétrica, ou seja, o movimento relativo entre uma bobina e campo magnético (KHALIGH et al., 2010), desse modo, a saída de um transdutor dessa natureza é um sinal alternado, com frequência associada à frequência das vibrações.

Transdutores piezelétricos convertem a energia proveniente de pressões mecânicas em cargas elétricas (KHALIGH et al., 2010). A Figura 9 apresenta um sistema *EH* simplificado composto por um elemento piezelétrico. Conforme o elemento é pressionado, uma tensão proporcional à pressão é gerada nos terminais do elemento. Estes transdutores podem ser utilizados principalmente em sistemas de obtenção de energia cinética.

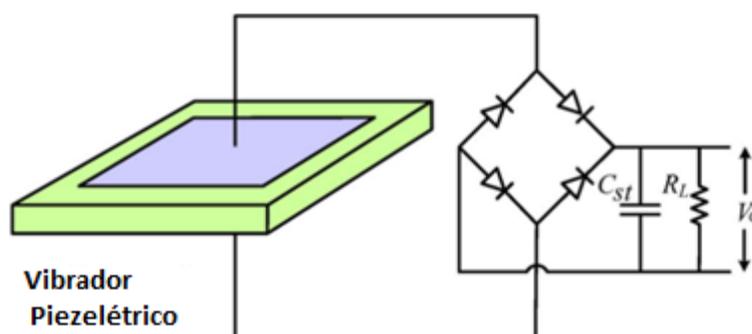


Figura 9: Sistema EH simplificado com piezeletricidade
Fonte: Adaptado pelo autor com base em Khaligh et al., (2010, p. 853)

Os transdutores eletromecânicos podem ser construídos para operarem em diversas frequências, amplitudes e potências. A Figura 10 ilustra o transdutor proposto por Torah et al., (2008), de apenas 1cm de comprimento, que opera em baixa frequência (52 Hz), é capaz de obter 58 μ W de potência RMS, desenvolvido para alimentar redes de sensores sem fio.

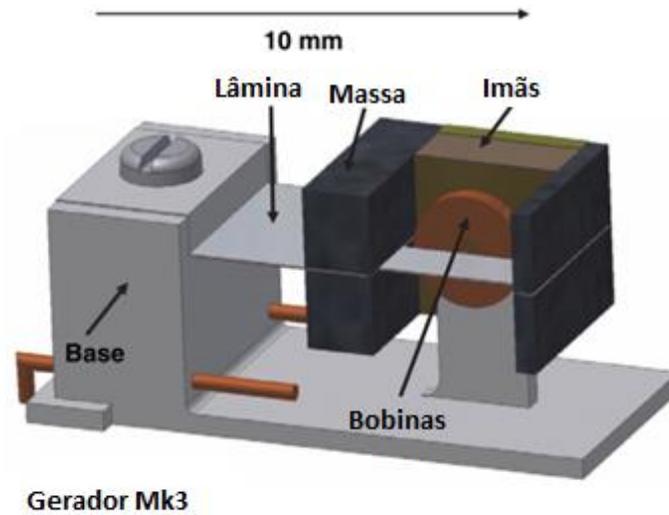


Figura 10: Transdutor de vibrações mecânicas
 Fonte: Adaptado pelo autor com base em Torah et al., (2008, p. 2)

Wardlaw, Karaman e Karsilayan, (2013) propõem um transdutor capaz de converter a energia de vibrações em pontes, com o objetivo de alimentar redes de sensores para monitoramento de estruturas. O transdutor opera através do princípio da variação do campo magnético no interior da bobina. O sistema é capaz de gerar até 700mV em uma carga de 100k Ω .

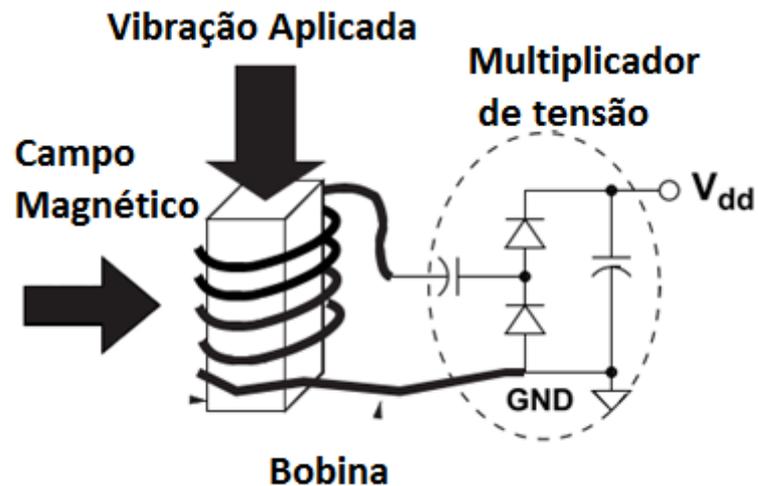


Figura 11: Transdutor eletromecânico para monitoramento de estruturas de pontes

2.2.3 Energia Solar

A energia solar é uma das formas de energia disponível em quase todos os locais, principalmente ambientes externos, sendo por este motivo uma solução em energia para diversos sistemas *EH* propostos na literatura especializada.

Existem células solares de dimensões diversas e, conseqüentemente, potências. A tensão gerada por uma célula solar é contínua, de modo a facilitar o uso de conversores DC/DC, entretanto, a célula solar tem comportamento de uma fonte de corrente (RAGHUNATHAN et al., 2005). Além disso, as células solares possuem uma das maiores densidades de potência entre fontes de energia para *Energy Harvesting* (RAGHUNATHAN et al., 2005). A Figura 12 mostra a densidade de potência de uma célula solar, comparativamente com outras fontes de energia. Verifica-se que somente a energia solar possui densidade de potência na ordem de miliwatts.

POWER DENSITIES OF HARVESTING TECHNOLOGIES

Harvesting technology	Power density
Solar cells (outdoors at noon)	$15mW/cm^2$
Piezoelectric (shoe inserts)	$330\mu W/cm^3$
Vibration (small microwave oven)	$116\mu W/cm^3$
Thermoelectric ($10^{\circ}C$ gradient)	$40\mu W/cm^3$
Acoustic noise (100dB)	$960nW/cm^3$

Figura 12: Densidade de potência de diversas fontes *EH*.
Fonte: Raghunathan et al., (2005, p. 457)

A Figura 13 mostra um nó de rede de sensores sem fio, alimentado por duas células solares, formando um sistema *EH* completo, proposto por Raghunathan et al., (2005).



Figura 13: Sistema de EH para alimentar nó de uma rede de sensores sem fio.
 Fonte: Raghunathan et al., (2005, p. 460)

A Figura 14 mostra a eficiência versus corrente de carga para o sistema *EH* proposto por Raghunathan et al., (2005).

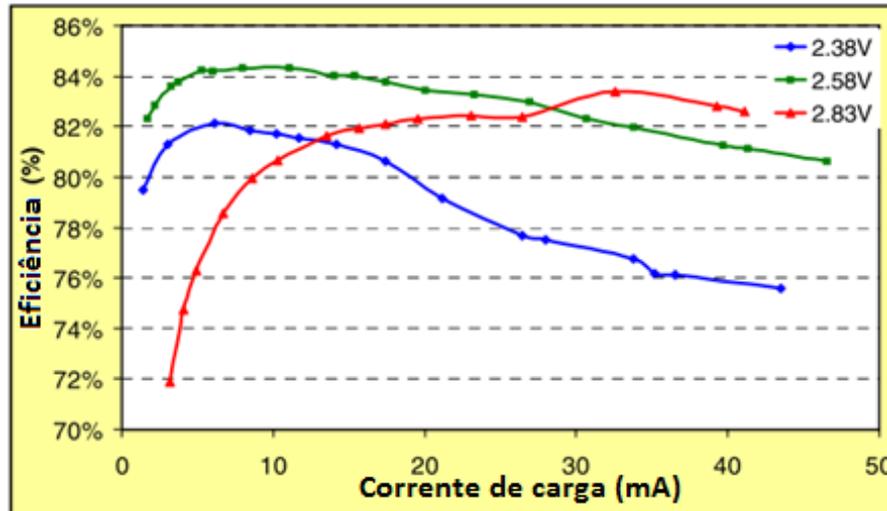


Figura 14: Eficiência x corrente de carga para o sistema da Figura 13.

Alippi e Galperti,(2008) sugerem o uso de células solares para alimentação de redes de sensores sem fio, utilizando um circuito de baixo consumo com rastreamento do ponto máximo de potência (MPPT).

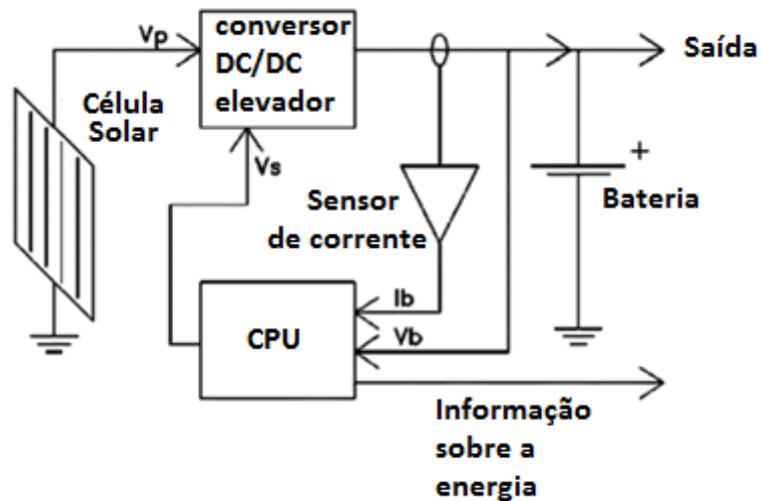


Figura 15: Sistema EH proposto por Alippi e Galperti
 Fonte: Adaptado pelo autor com base em Alippi e Galperti,(2008, p.1742)

Um conversor DC/DC elevador é utilizado para elevar a tensão, tanto para alimentar a carga, quanto recarregar uma bateria. O sistema é apresentado na Figura 15, capaz de processar a energia proveniente de uma célula solar de 400mW.

2.2.4 Conclusões sobre fontes de energia

Neste capítulo foram verificadas três fontes de energia: radiofrequência, solar e vibrações mecânicas. No contexto da alimentação de rede de sensores, em termos gerais, qualquer das três formas de energia pode ser empregada para estas aplicações.

Especificamente para a aplicação de redes de sensores em fio para sistemas de iluminação, a energia na forma de radiofrequência apresenta características mais vantajosas que as outras duas formas de energia analisadas: ao contrário da solar, um sinal RF pode estar disponível durante o 24h do dia, e pode atingir qualquer local. Entretanto, possui como principal desvantagem a densidade de energia disponível, que limita o seu uso: os desvanecimentos de pequena e larga escala, trazem restrições aos níveis de potência, usualmente encontram-se entre miliwatts e microwatts, dependendo do ambiente e uma série de considerações, conforme visto.

Já a energia na forma de vibrações tem a desvantagem justamente em sua essência: são necessárias vibrações mecânicas. Para um sistema de iluminação, em princípio, não existem vibrações significativas, por exemplo, se a rede está instalada em postes ou qualquer outro local fixo. Nesse sentido, uma possibilidade –coberta por sistemas de vibrações- é o uso de microgeradores eólicos. Entretanto, neste caso, o sistema passa também estar limitado à existência de ventos.

Com relação à energia de vibrações, uma aplicação viável são redes de sensores sem fio embarcadas em veículos de transporte, pois nestes existem vibrações inerentes ao próprio veículo.

A energia solar é a que apresenta, entre as analisadas, maior densidade de energia disponível. É uma opção viável tanto para redes de sensores externas quanto internas, bastando que haja incidência de energia solar suficiente. Para redes de sensores voltadas para iluminação, entretanto, o sistema baseado em energia solar deve armazenar energia durante o dia, para uso noturno, pois espera-se que o consumo dos nós da rede seja superior durante a noite, pois é neste período que os sistemas de iluminação tem seu funcionamento pleno. O armazenamento da energia pode ser realizado por baterias ou capacitores.

2.3 TOPOLOGIAS DE CIRCUITOS ENERGY HARVESTING

Esta seção tem por objetivo analisar a configuração de um sistema *EH*, analisando as funções desempenhadas por diferentes blocos funcionais, bem como analisar topologias propostas pela comunidade acadêmica.

Apesar das diferentes combinações entre fontes de energia e aplicações possíveis, um sistema *EH* pode ser representado por meio de um diagrama de blocos generalista. A Figura 16 ilustra este diagrama. O sistema *EH* representado é composto por cinco blocos, que englobam o processo básico de conversão, transferência, armazenamento e consumo de energia (LU, RAGHUNATHAN e ROY, 2011).

O primeiro bloco “*Micro Scale Energy Transducer*” representa o transdutor do sistema. O transdutor é o dispositivo responsável pela conversão da energia, de sua forma primária para a forma elétrica.

O segundo bloco “*Power Converter*” representa o circuito de condicionamento de energia, que processa a energia para que esta seja adequadamente entregue à carga. Este é também denominado “estágio de potência”, foco do desenvolvimento da proposta da presente dissertação.

O bloco “*Control Unit*” representa uma unidade de controle genérica, ou seja, um circuito que realiza o controle do estágio de potência, por exemplo, com o objetivo de controlar a tensão de saída.

O bloco “*Energy Buffer*” representa um circuito para armazenamento e gerenciamento de energia. Este bloco pode ser composto por um capacitor e/ou bateria.

Por fim, o bloco “*Application Unit*” representa a carga alimentada pelo sistema. A carga é o dispositivo final, a aplicação, como por exemplo, um nó de uma rede de sensores/atuadores sem fio.

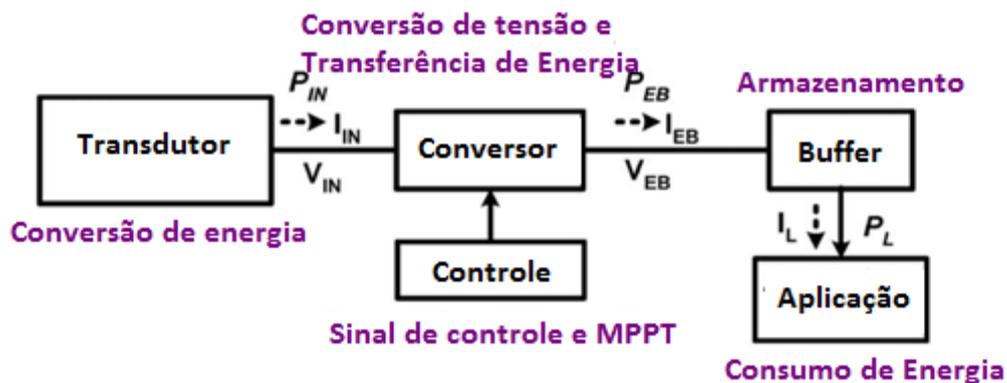


Figura 16: Diagrama de blocos de um sistema EH generalista
 Fonte: Adaptado pelo autor com base em Lu, Raghunathan e Roy (2011, p. 255)

Em resumo, um sistema de *EH* deve ser capaz de realizar as seguintes funções:

- Extrair energia de uma fonte local;
- Converter a energia para que seja compatível com os requisitos da carga (estágio de potência)
- Armazenar a energia em capacitor ou bateria;
- Gerenciar o consumo de energia pela carga;

A seguir, o bloco de Estágio de Potência do sistema *EH*, foco da dissertação, é analisado a fundo.

2.3.1 Estágio de Potência

O bloco do estágio de potência representa os processos pelos quais a energia proveniente do transdutor é condicionada a fim de tornar-se compatível com os requisitos de tensão e corrente do dispositivo alimentado.

A energia proveniente do transdutor possui características de tensão e corrente que variam de acordo com o a fonte de energia e com o transdutor utilizado, geralmente com formas de onda alternadas, com ou sem conteúdo harmônico. Por outro lado, os requisitos da carga também variam de dispositivo para dispositivo. Neste trabalho, considera-se que a saída é em tensão constante.

Em geral, o bloco de condicionamento de energia pode ser constituído de um conversor estático, multiplicador de tensão, *charge pump*, ou outros circuitos.

A seguir, diversas soluções propostas no meio acadêmico para o estágio de potência são apresentadas e discutidas.

2.3.2 Multiplicadores de Tensão

Um multiplicador de tensão é um circuito que retifica e amplifica uma tensão de entrada CA, de modo que a saída é uma tensão CC de maior amplitude (TORAH et al., 2008). Multiplicadores de tensão são comumente utilizados na geração de altas tensões (superiores a 1kV), em aplicações como Raio-X e fontes de tensão para sistemas de iluminação (IQBAL, SINGH e BESAR, 2008).

Um dos circuitos multiplicadores mais adotados em projetos de *EH* é o multiplicador de tensão de *Villard* em cascata (GIUSA et al., 2014). Este multiplicador utiliza somente componentes passivos (diodos e capacitores) e pode ser considerado um circuito de baixo custo de fabricação. O ganho do multiplicador de Villard depende do número de estágios em cascata. A tensão de saída de cada estágio é igual ao dobro da tensão do estágio anterior, reduzindo-se as perdas por condução e quedas de tensão em diodos. A Figura 17 ilustra as etapas de operação de um estágio de um multiplicador de Villard.

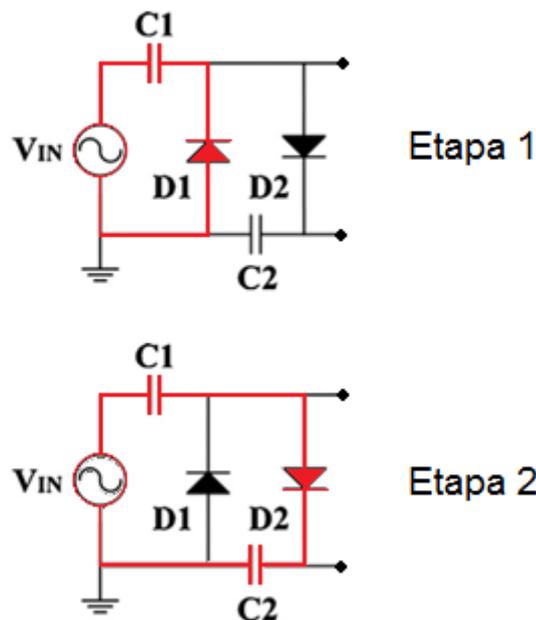


Figura 17: Etapas de operação do multiplicador de Villard.
Fonte: O autor, 2014.

A Figura 18 mostra as formas de onda do multiplicador de Villard para capacitores inicialmente descarregados, obtida por meio de simulação no *software* PSIM. As perdas em diodos e capacitores são desprezadas. A tensão V_{C2} é igual a tensão de saída do circuito.

Durante a primeira etapa, o capacitor $C1$ é carregado através da fonte V_{IN} , portanto, o diodo $D1$ está em condução. Logo após o momento em que o capacitor $C1$ atinge a tensão de pico da fonte V_{IN} , a tensão da fonte V_{IN} começa a diminuir devido a seu período normal. O diodo $D1$ sai de condução, pois fica inversamente polarizado. Neste momento, inicia-se a segunda etapa.

Durante a segunda etapa, o diodo $D2$ entra em condução e o capacitor $C1$ é descarregado no capacitor $C2$, que é carregado com a diferença de tensão $V_{C2}-V_{IN}$. A tensão sobre o capacitor $C2$ é também a tensão de saída. Quando a tensão V_{C1} chega a zero, a tensão sobre o capacitor $C2$ é exatamente igual à tensão de pico da fonte V_{IN} . Quando a tensão da fonte torna-se positiva novamente, o diodo $D1$ entra em condução e reinicia a primeira etapa de operação. Ao fim de cada ciclo, a tensão sobre o capacitor $C2$ sofre acréscimos, até atingir o dobro da tensão de pico da fonte V_{IN} .

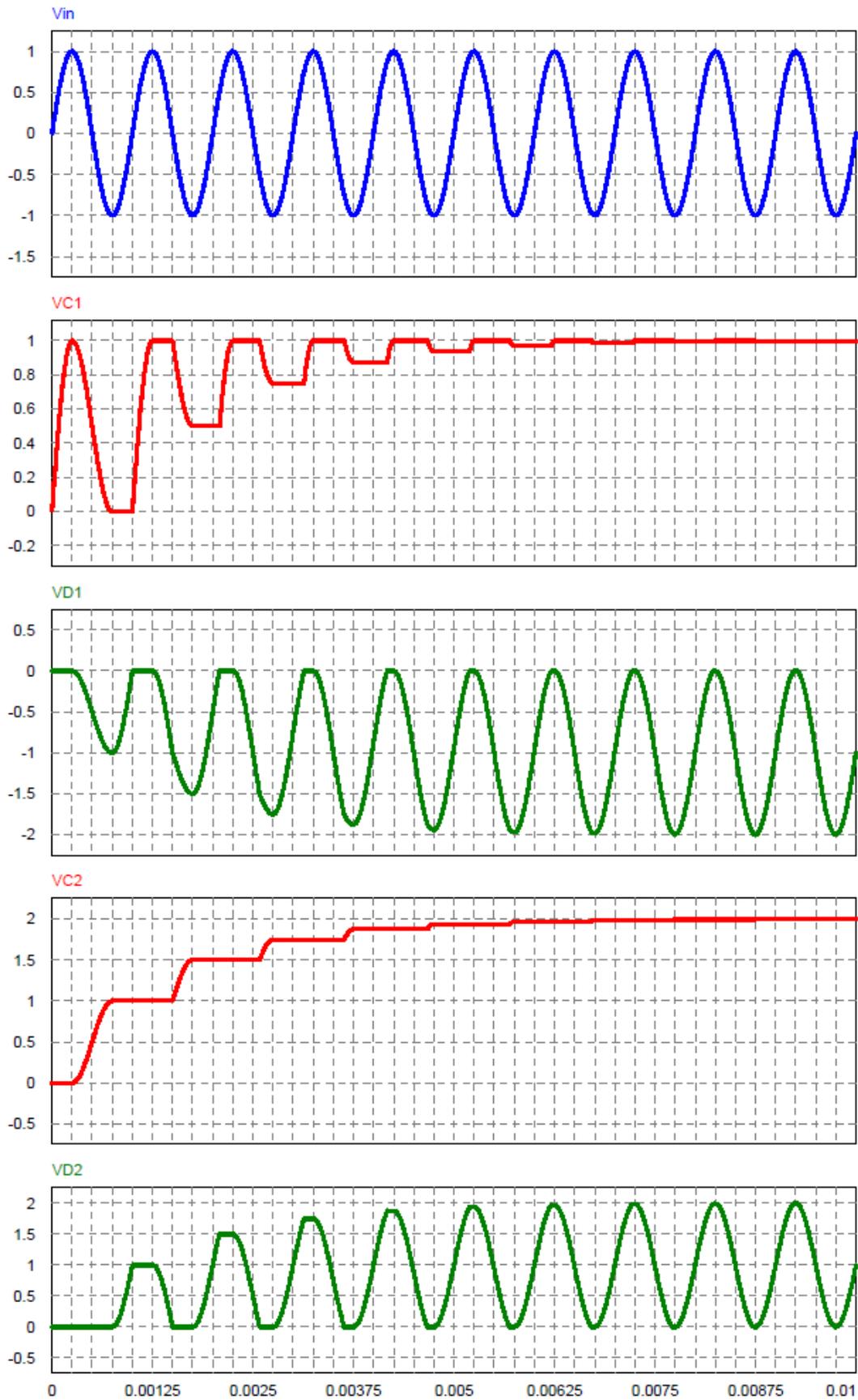


Figura 18: Formas de onda do Multiplicador de Villard
Fonte: O autor, 2014.

A Figura 19 mostra o Multiplicador de Tensão de *Villard* de quatro estágios em cascata.

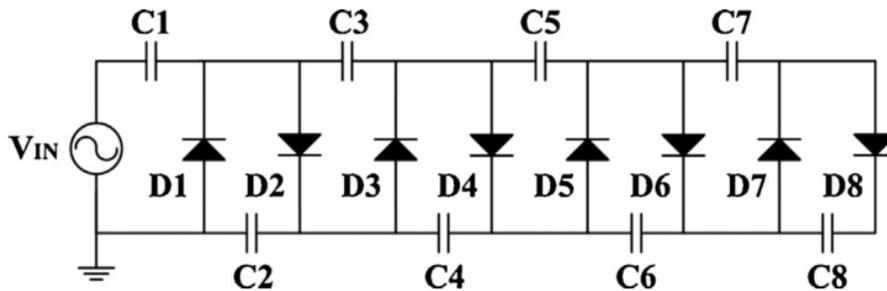


Figura 19: Multiplicador de tensão de Villard de 4 estágios.
Fonte: Giusa et al. (2014, p.35)

A tensão contínua de saída, V_{out} , do multiplicador de n estágios ideal, ou seja, desconsiderando-se as perdas nos diodos e capacitores, e sem o efeito de carga, é dada por:

$$V_{out} = 2n \cdot V_{in} \quad (8)$$

Onde V_{in} é a tensão de pico de um sinal senoidal dado por:

$$V = V_{in} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (9)$$

Considerando-se que todos os diodos tenham queda de tensão na condução direta igual a V_F , a tensão de saída do multiplicador de n estágios, sem efeito de carga, é dada por:

$$V_{out} = 2n \cdot (V_{in} - V_F) \quad (10)$$

Apesar dos multiplicadores de tensão realizarem as funções de retificação e amplificação (ganho de tensão), o circuito possui também limitações devido às perdas em componentes passivos.

O uso de diodos convencionais não é uma solução eficiente para circuitos *EH* devido às suas perdas em condução (CHENG, SATHE, et al., 2011). O principal limitante está na queda de tensão do diodo quando em condução direta, que é tipicamente entre 0,7V e 0,8 V (GIUSA et al., 2014), e na corrente de fuga (CHENG, SATHE, et al., 2011).

A fim de reduzir a influência da queda de tensão dos diodos na eficiência dos circuitos para condicionamento de energia, diversos autores Kasi et al. (2012), Torah et al. (2008), Jabbar et al. (2010), Arrawatia e Kumar (2011), Roscoe, Judd e Member (2013), Cheng, Member, Jin, et al. (2011), entre outros, propuseram topologias que fazem uso do diodo *Schottky*, tanto em circuitos multiplicadores de tensão quanto retificadores, para diversas aplicações *EH*. Os diodos *Schottky* possuem quedas de tensão na condução direta em níveis próximos a 0,1 V (CHENG, SATHE, et al., 2011) ou maior, e são adequados para uso em sistemas de RF.

Apesar da menor queda de tensão dos diodos *Schottky* em comparação aos diodos convencionais, as quedas de tensão em condução direta do *Schottky* podem não ser suficientemente baixas para determinadas aplicações *EH*, em que os transdutores fornecem tensões na mesma ordem de grandeza ao circuito *EH*. Por exemplo, se o transdutor fornece uma tensão de 1V, a queda de 0,1V *Schottky* já representa uma perda de 10%.

Nesse sentido, com o objetivo de reduzir ainda mais as perdas devido aos diodos, diversos autores sugeriram técnicas que substituem diodos por circuitos de função equivalente, a fim de mitigar este problema.

O autor Cheng (2011) propôs o uso de um diodo ativo, que é composto por um transistor MOSFET controlado por um comparador de tensão, de modo que o circuito como um todo funciona como um diodo. A principal vantagem do diodo ativo é que o MOSFET não possui a tensão limiar para condução direta, além disso, a resistência em condução pode ser tão baixa quanto $0.1 \text{ m}\Omega$. A Figura 20 mostra o esquemático do diodo ativo proposto por Cheng (2011).

O comportamento de um diodo ativo é próximo ao de um diodo ideal, entretanto, o comparador de tensão necessita de uma fonte de energia CC para funcionar, o que vem a ser uma desvantagem principalmente para sistemas de *EH*, visto que, em princípio –salvo o uso de uma bateria auxiliar (como proposto por Cheng), não existe energia CC disponível no sistema, até que o próprio circuito *EH* converta a energia que obtém do meio ambiente. Este consumo também energético deve ser computado para fins da eficiência do circuito.

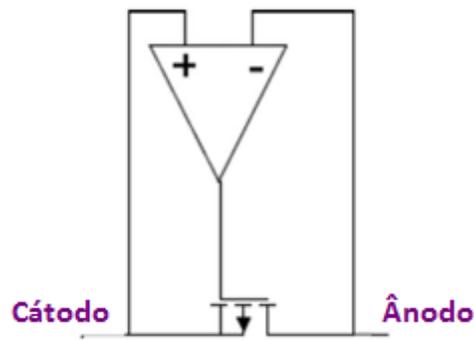


Figura 20: Diodo ativo com PMOS.
Fonte: CHENG (2011, p. 2543)

O circuito proposto por Cheng (2011) pode iniciar seu funcionamento apenas com os diodos intrínsecos dos MOSFETs, ou seja, sem o uso dos diodos ativos. O autor denominou esta forma de acionamento como *cold start* (partida à frio). Apesar disso, estes diodos possuem tensão limiar entre 0.5 e 0.7V, desse modo, para um multiplicador de tensão de quatro estágios, a queda de tensão acumulada na saída do circuito é pelo menos 4V, chegando até 5.6V, no caso de tensão limiar de 0.7V por diodo.

Assim, verifica-se que a partida a frio necessita de uma tensão de amplitude superior a 4V na entrada do multiplicador de tensão. Esta tensão deve necessariamente ser fornecida pelo transdutor para que o sistema seja inteiramente baseado em *EH*. Dessa forma, o circuito de Cheng, apesar de possuir um regime permanente mais eficiente, necessita de uma tensão maior na entrada para iniciar o funcionamento.

A Figura 21 mostra o esquemático completo do multiplicador de tensão proposto por Cheng, destacando também os diodos intrínsecos que podem ser utilizados para uma partida a frio.

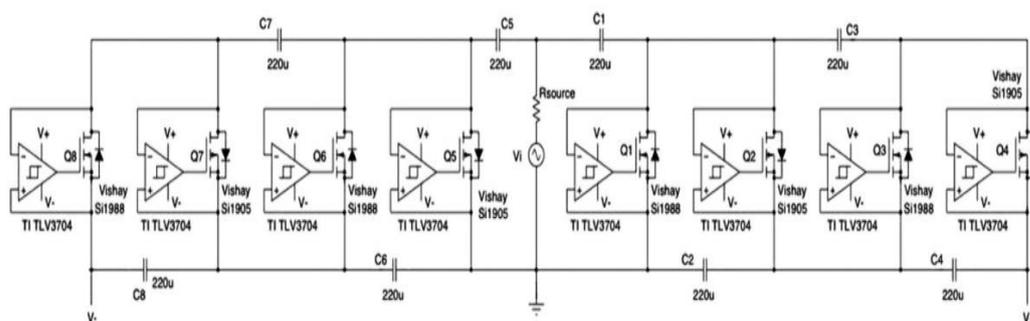


Figura 21: Multiplicador de tensão de Villard proposto por Cheng.
Fonte: CHENG (2011, p.2544)

O estado de condução do diodo ativo é controlado pela tensão anôdo – cátodo do MOSFET, que é também a tensão nas entradas do comparador de tensão. Dependendo desta tensão, a saída do comparador varia entre 0 e VCC, permitindo ou bloqueando a condução de corrente elétrica pelo PMOS. Na prática, a escolha entre PMOS ou NMOS depende do arranjo de diodos intrínsecos desejados e da tensão de alimentação (CHENG,2011).

A potência dissipada pelo diodo ativo é igual ao somatório das perdas por dissipação por parte da comutação, da condução do MOSFET e da potência dissipada pelo comparador de tensão em seu funcionamento.

A perda por condução depende da resistência de condução R_{on} do MOSFET e da corrente elétrica i conduzida. É dada por (CHENG, SATHE, et al., 2011):

$$P_{on} = i^2 R_{on} \quad (11)$$

As perdas de comutação dependem da frequência de chaveamento, das capacitâncias intrínsecas do MOSFET, dos tempos de subida e descida, além da corrente de dreno e tensão dreno-*source*. A determinação exata destas perdas depende de fatores não lineares, tais como as capacitâncias parasitas (SHEN et al., 2006). Apesar disso, é possível estimar estas perdas através de modelos lineares.

A Figura 22 mostra um modelo linear do MOSFET, considerando capacitâncias parasitas, e conectado a uma carga indutiva.

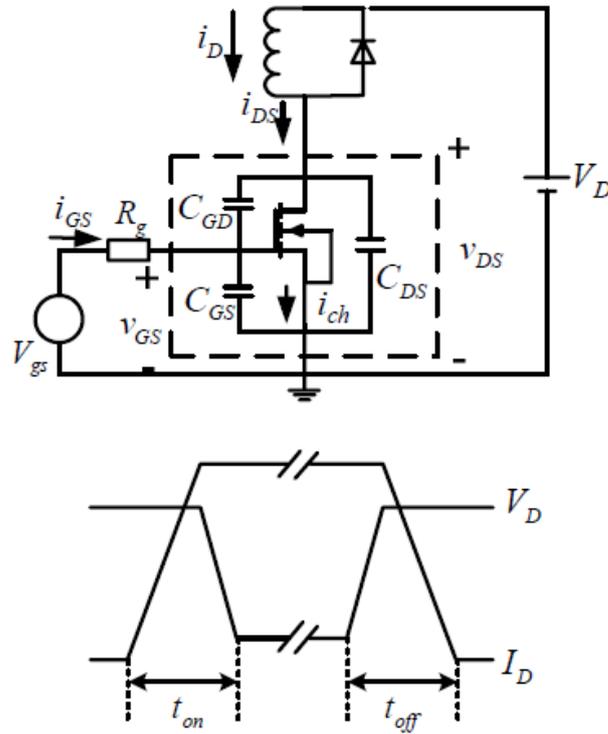


Figura 22: Modelo do MOSFET e formas de onda na comutação.
Fonte: SHEN et al. (2006, p. 1438)

Para o modelo da Figura 22, as perdas de comutação P_{sw} podem ser estimadas através da fórmula (SHEN et al., 2006):

$$P_{sw} = \frac{1}{2} I_D V_D (t_{off} + t_{on}) \cdot f + \frac{1}{2} C_{OSS} \cdot V_D^2 \cdot f \quad (12)$$

$$C_{OSS} = C_{GD} + C_{DS} \quad (13)$$

O primeiro termo é simplesmente a área do triângulo formado por V_D e I_D , nos períodos considerados, assumindo uma transição linear. O segundo termo refere-se às perdas da capacitância de saída. O motivo para adicionar este termo é que a energia armazenada na capacitância de saída durante o período de desligamento do MOSFET (t_{off}) é dissipada na forma de calor durante o acionamento (t_{on}) (SHEN et al., 2006).

As perdas do comparador de tensão são de difícil computação, pois dependem de diversos fatores referentes ao projeto do circuito, tanto para determinação da potência estática quanto da potência dinâmica. Apesar disso, comparadores com potência estática inferiores a $1\mu W$ podem ser encontrados comercialmente (CHENG, JIN, et al., 2011).

Como uma alternativa para eliminar definitivamente o uso de diodos, Giusa et al. (2014) propõe a substituição dos diodos por interruptores acionados mecanicamente, de modo que não existiam componentes ativos ou diodos no circuito. A energia para acionamento mecânico dos interruptores é proveniente de vibrações. A Figura 23 mostra a substituição de diodos por chaves mecânicas, proposta por Giusa (2014).

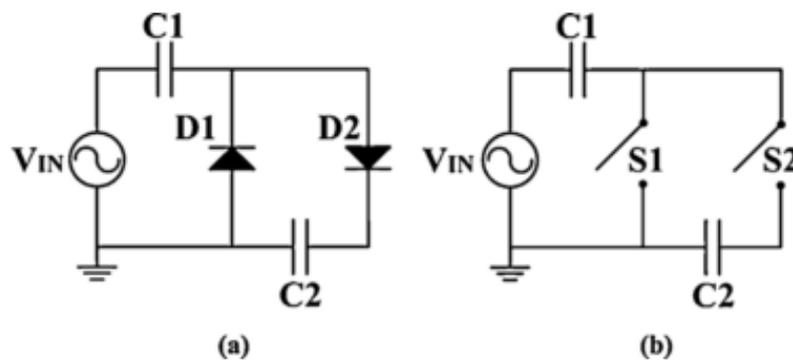


Figura 23: Sistema proposto por Giusa (2014)
Fonte: GIUSA (2014, p.35)

Apesar da solução eliminar o problema das quedas de tensão devido ao uso de diodos, existem diversos pontos desfavoráveis: a construção de um sistema mecânico é complexa, possui elevado custo, tanto de fabricação quanto manutenção. Estas características são indesejáveis na medida que aumentam o custo de fabricação.

2.3.2.1 Conversores Estáticos

A utilização de um conversor estático é uma alternativa proposta por diversos autores para o condicionamento de energia de um sistema *EH*, entre eles, Carlson, Strunz e Otis, (2010) propõem o uso de um conversor *Boost* para obtenção de energia térmica, capaz de entregar 175 μW com saída em 1,0 V; Dayal et al., (2011) propõe um conversor *Boost* com conversão direta AC-DC, com saída em 3.3V e 10 mW de potência. Florentino et al., (2011) propõe um circuito *EH* baseado em um conversor *Fly-Back* modificado na obtenção de energia a partir de vibrações mecânicas.

Em geral, os conversores estáticos possuem características de elevada eficiência e dimensões físicas reduzidas, que são adequadas para propósitos de sistemas *Energy Harvesting*. Entretanto, os conversores estáticos para aplicações *EH* necessitam ser especialmente projetados para operar em baixos níveis de potência, usualmente inferiores a 1W.

Conforme evidenciado, a tensão fornecida por um transdutor *EH* depende da disponibilidade de energia e das características construtivas do transdutor. Na presente dissertação, considera-se que a tensão fornecida pelo transdutor é sempre alternada, igual ou inferior a 1V, enquanto a tensão de saída do sistema *EH* (aquela disponível à carga) é 3.3V ou 5 V, uma vez que grande parte dos circuitos eletrônicos, tais como CIs ou microcontroladores de baixo consumo operam em níveis entre 1.8 e 3.3V (PERSA e DAYAL, 2012), até 5V.

Desse modo, o objetivo desta seção da Revisão Bibliográfica é determinar uma topologia de conversor estático que possua características adequadas para compor um circuito *EH*, com foco na aplicação em rede de sensores sem fio, mas não se restringindo a esta.

Para determinação da topologia, os seguintes critérios foram escolhidos. Estes critérios referem-se diretamente com a finalidade do conversor, eficiência, dimensões físicas e custos para implementação.

- a) Topologias elevadoras de tensão (tensão de saída maior que tensão de entrada);
- b) Topologias em que o driver de comando do interruptor semiconductor exige menor número de componentes (mais eficiente, menores custos);
- c) Topologias que preferencialmente não possuam enrolamentos ou transformadores (menores dimensões físicas, menor custo);
- d) Menor número de indutores e capacitores (menores perdas, menor custo, menor dimensão física);

Quando o interruptor semiconductor (MOSFET) não possui o pino de *source* conectado à referência da fonte de entrada, o driver para acionamento torna-se mais complexo. Em aplicações de baixa potência é essencial que os *drivers* sejam de baixo consumo (DAYAL et al., 2011).

A Tabela 3 reúne uma relação dos quatro critérios selecionados para diversos conversores, tanto isolados quanto não isolados. Os dados foram compilados a partir de informações obtidas nas publicações de Trzynadlowski, (1998), Barbi, (2000) e Barbi, (2001).

Tabela 3: Características de diversas topologias de conversores estáticos

TOPOLOGIA	ELEVADOR ABAIXADOR	DRIVER DE COMANDO	ENROLAMENTO SACOPLADOS	INDUTORES	CAPACITORES
BUCK	ABAIXADOR	COMPLEXO	0	1	1
BUCK-BOOST	ELEVADOR/ ABAIXADOR	COMPLEXO	0	1	1
BOOST	ELEVADOR	SIMPLES	0	1	1
FLY-BACK	ELEVADOR/ ABAIXADOR	SIMPLES	2	0	1
‘CUK	ELEVADOR/ ABAIXADOR	SIMPLES	0	2	2
SEPIC	ELEVADOR/ ABAIXADOR	SIMPLES	0	2	2
ZETA	ELEVADOR/ ABAIXADOR	COMPLEXO	0	2	2
FORWARD	ELEVADOR/ ABAIXADOR	SIMPLES	3	1	1

Com base no comparativo apresentado na Tabela 3, foi escolhido o conversor estático *Boost* como o mais adequado para a aplicação *EH*, pois é uma topologia elevadora, possui driver de comando simplificado para implementação e apenas um indutor e um capacitor.

Em termos de topologias isoladas, o conversor *Fly-Back* apresenta as melhores características considerando-se os critérios estabelecidos, e pode ser uma opção para determinados sistemas *EH* que necessitam de isolamento galvânica.

Desse modo, a seguir é realizada uma análise do conversor *Boost* tendo em vista as restrições de projeto para um sistema *EH*.

A Figura 24 mostra o esquemático de um conversor *Boost* com controle em malha fechada.

CONVERSOR BOOST COM CONTROLE EM MALHA FECHADA

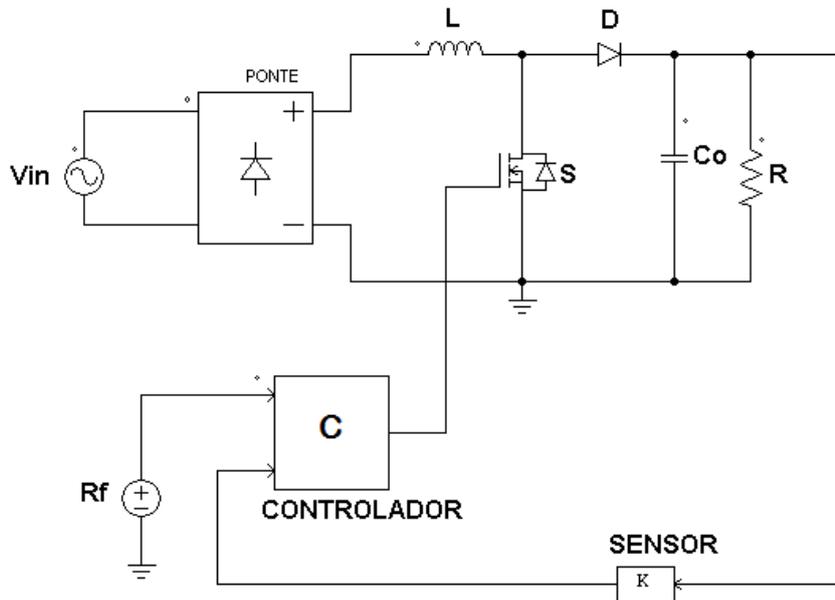


Figura 24: Conversor *Boost* com controle de tensão em malha fechada.
Fonte: O autor, 2014.

O conversor *Boost* é um conversor CC-CC chaveado, cuja tensão de saída é sempre superior à tensão de entrada quando a razão cíclica $D > 0$. Este conversor pode operar tanto no modo de condução contínua (CCM) como descontínua (DCM). No modo de condução contínua, o ganho estático do conversor *Boost*, sem perdas, é dado por (BARBI, 2000):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (14)$$

Onde D é a razão cíclica do conversor, V_{in} e V_{out} são as tensões de entrada e saída do conversor, respectivamente. A Figura 25 mostra o gráfico do ganho estático do conversor *Boost* em CCM. Em teoria, o ganho estático tende a infinito quando a razão cíclica D tende a 1, na prática, as perdas do conversor impedem que tais ganhos sejam atingidos.

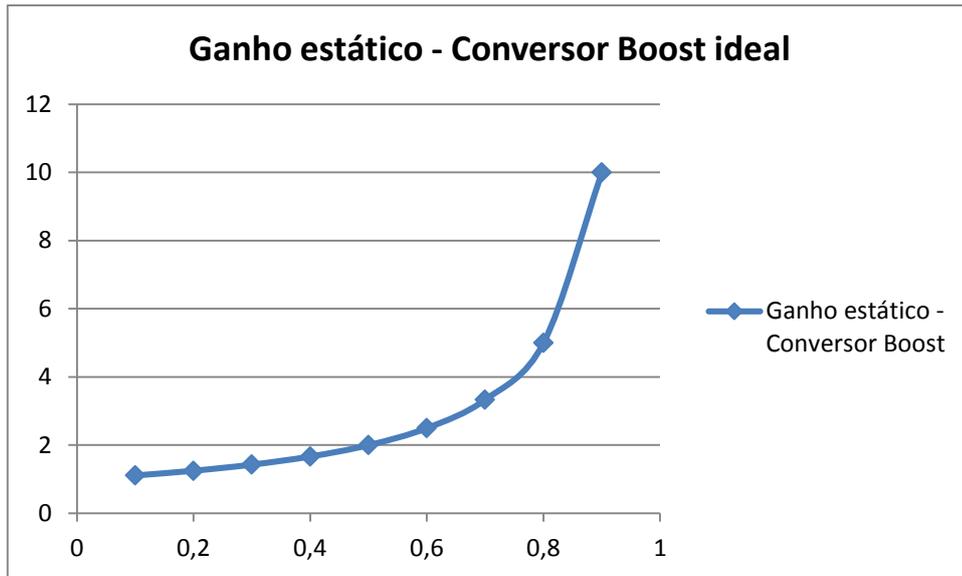


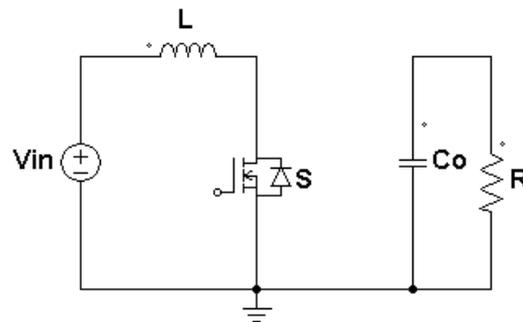
Figura 25: Ganho estático do conversor Boost ideal operando em CCM.
Fonte: O autor, 2014.

2.3.2.2 Etapas de Operação do conversor Boost

O conversor *Boost* possui duas etapas de operação: uma enquanto o interruptor semicondutor S está conduzindo corrente elétrica e outra enquanto S não conduz corrente elétrica (BARBI, 2000). A Figura 26 representa o estágio de potência do *Boost* em suas etapas de operação.

A partir das etapas de operação serão derivadas as equações de projeto do conversor *Boost*, considerando que o conversor opera em CCM.

PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO CONVERSOR BOOST



SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO CONVERSOR BOOST

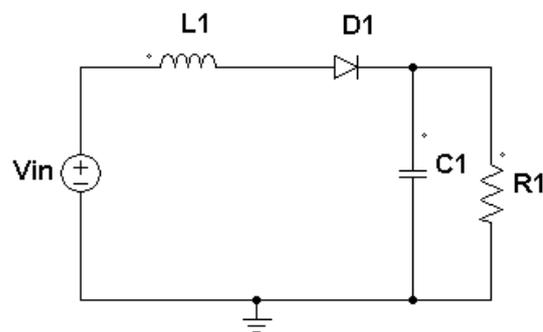


Figura 26: Etapas de operação do conversor *Boost*.
Fonte: O autor, 2014.

Na primeira etapa de operação, o interruptor S está fechado (conduz corrente elétrica), o diodo D está em polarização reversa e o capacitor Co é descarregado na carga resistiva R1. Nessa etapa, o indutor L acumula energia na forma de campo magnético.

$$V_{in} = V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (15)$$

Considerando que a tensão de entrada é constante, e a integral de uma constante uma rampa, é feita uma aproximação da corrente de entrada:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{\Delta T} \quad (16)$$

$$\Delta T = DT = \frac{D}{f} \quad (17)$$

Onde:

$f = \text{frequência de chaveamento}$

$D = \text{razão cíclica}, \quad 0 < D < 1$

Desse modo, a indutância pode ser dada por:

$$L = \frac{V_{in}D}{\Delta I_L f} \quad (18)$$

Portanto, a indutância é diretamente proporcional à tensão de entrada, ao ciclo de trabalho e inversamente proporcional à frequência e à corrente no indutor.

Um parâmetro comum entre projetistas é adotar ΔI_L entre 20% e 40% da máxima corrente de saída do conversor (HAUKE, 2014). Uma vez que os circuitos *EH* são projetados para alimentar cargas na ordem de miliampères ou mesmo microampères, verifica-se que a indutância aumenta consideravelmente conforme a corrente diminui.

Para uma corrente de saída $I_o = 2,5mA$, por exemplo, considerando-se $\Delta I_L = 0,4 I_o$, a indutância L aumenta em 1000 vezes. Assim, é comum para estas aplicações que a indutância esteja na ordem de centenas de milihenrys, ou mais. Estes indutores, quando construídos da forma usual, tornam-se volumosos devido ao elevado número de espiras necessárias. Além disso, a resistência série devido o comprimento do fio das bobinas passa a ser um elemento parasita significativo nas perdas do circuito (CARREON-BAUTISTA et al., 2014).

Apesar do aumento da frequência possibilitar a redução da dimensão do indutor, existem também limitações para esta escolha em um sistema *EH* (assim como em qualquer outro conversor), quanto maior a frequência de chaveamento mais significativas são as perdas em comutação, ocorridas no interruptor semiconductor.

A dimensão do indutor é o principal problema no projeto de um conversor estático para *EH*, pois as dimensões físicas do indutor passivo podem não ser adequadas para aplicações *EH*, assim como os custos para construção do indutor.

Nesse sentido, foram analisadas possibilidades que permitissem a construção de um conversor *Boost*, de forma a substituir o indutor passivo. Uma possível solução é a utilização de uma indutância sintetizada.

2.3.2.2.1 Indutor sintetizado

Um indutor sintetizado é um circuito eletrônico que apresenta o mesmo comportamento de uma indutância. O indutor sintético é elaborado através de um circuito do tipo Gyrator (CERVELIN, 2014). Através do circuito sintetizado, é possível obter valores de indutância que só seriam obtidas através de indutores passivos de grandes dimensões físicas.

A Figura 27 mostra o esquemático do indutor flutuante sintético de Riordan. O indutor sintetizado utiliza amplificadores operacionais, portanto, é um circuito ativo.

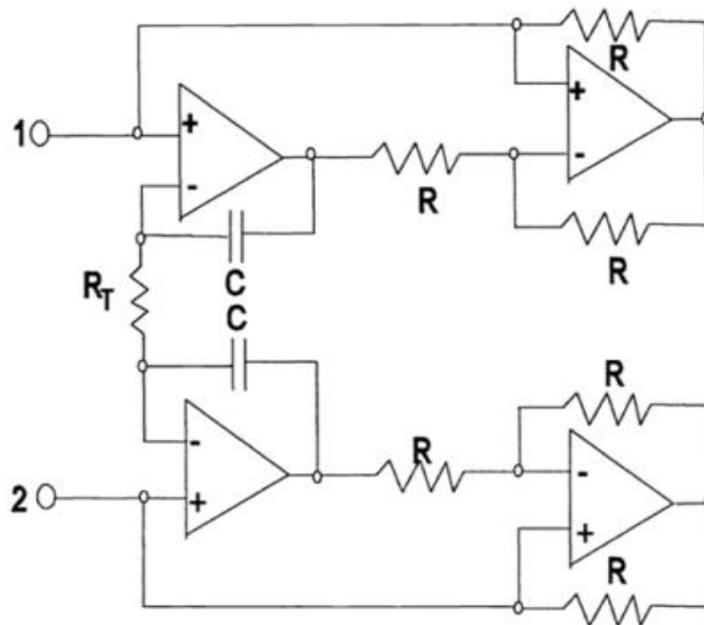


Figura 27: Indutor flutuante sintético de Riordan

Fonte: Cervelin, (2014, p. 99)

A impedância entre os terminais 1 e 2 do indutor sintetizado é dada por CERVELIN, 2014):

$$Z_{12} = j\omega \cdot R_T R C \quad (19)$$

Portanto, a impedância é puramente indutiva, e a indutância equivalente L_{eq} é:

$$L_{eq} = R_T RC \quad (20)$$

No caso em que $R_T = R$, a indutância equivalente é simplesmente dada por:

$$L_{eq} = R^2 C \quad (21)$$

As principais vantagens de um indutor sintetizado frente ao indutor passivo são:

- Pequenas dimensões físicas;
- Teoricamente qualquer valor de indutância pode ser obtido;
- Possível de ser integrado;
- Circuito de baixo custo, mesmo implementado de forma discreta;

As principais desvantagens de um indutor sintetizado são:

- Trata-se de um circuito ativo;
- A capacidade de condução de corrente é limitada pelos amplificadores operacionais;

2.3.2.2.2 Considerações sobre sistema de controle

O projeto de um conversor estático obtém como resultado os valores dos parâmetros capacitância e indutância para a operação do conversor em uma determinada frequência de chaveamento, razão cíclica, tensão de entrada e saída, e carga (potência de saída). Entretanto, caso ocorra uma variação da carga (resistência) durante a operação do conversor, é natural que haja uma queda (ou aumento) da tensão de saída, situação que pode ser indesejável dependendo do dispositivo que é alimentado. Além disso, outros distúrbios podem também modificar a tensão de saída do conversor, como por exemplo, variações na tensão de entrada (proveniente do transdutor) ou distúrbios na própria planta.

Para que o conversor mantenha a mesma tensão de saída, é necessário que este possua um sistema de controle malha fechada a fim de que haja compensação. Em geral, os conversores estáticos fazem esta compensação por meio da alteração do razão cíclica do interruptor semicondutor.

Para um sistema *EH*, existem diversos desafios ao se implementar um sistema de controle. Inicialmente, deve-se verificar que o próprio sistema de controle necessita de energia para sua operação. A menos que o sistema de controle seja assistido por uma bateria, como proposto por Persa e Dayal (2012), este não poderá funcionar enquanto o sistema *EH* não obter energia suficiente para ativá-lo. Desse modo, diversos autores propõem estratégias para que o circuito inicie seu funcionamento (*start-up*) sem o funcionamento do circuito de controle. Esta estratégia é apresentada no desenvolvimento da solução proposta para o módulo de potência, apesar disso, não é dado enfoque ao projeto de um controlador adaptado à *Energy Harvesting*. Quando o sistema obtém energia suficiente, o sistema de controle, ou outros componentes como por exemplo o diodo ativo, passa então a atuar.

O consumo do circuito de controle deve ser necessariamente inferior à energia processada pelo circuito *EH*, para que o sistema seja viável e possua eficiência maior que zero.

A ação de controle deve ser rápida a ponto de não causar sobretensões na carga, entretanto, a ação de controle não pode demandar elevada potência que seja comparativamente elevada em relação à potência total processada pelo circuito *EH*.

2.3.2.2.3 Considerações sobre a carga

A carga em um sistema *EH* representa o dispositivo que é alimentado através do circuito *EH*. A carga possui seus próprios requisitos de potência, que podem ser traduzidos como requisitos de tensão e corrente. A forma como a carga consome energia é uma das informações mais importantes para o projeto de um circuito *EH*. As Figura 28, Figura 29 e Figura 30 exemplificam 3 possibilidades de perfil de consumo, entre outras, de uma carga tal como um dispositivo de baixo consumo que é alimentado por uma tensão contínua.

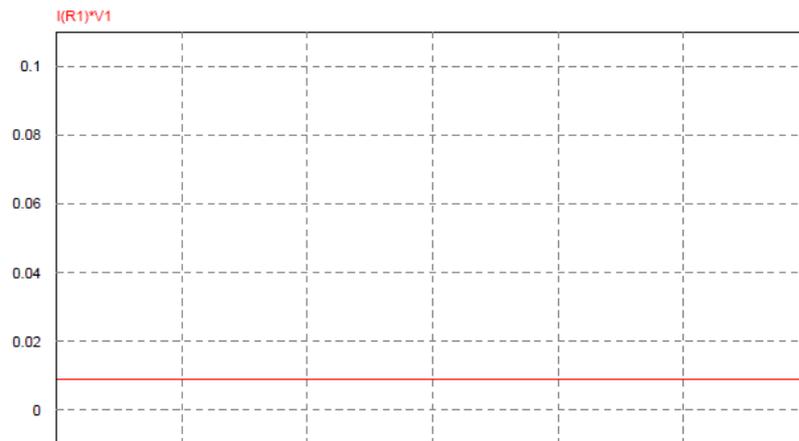


Figura 28: Perfil de consumo de energia constante.
Fonte: O autor, 2014.

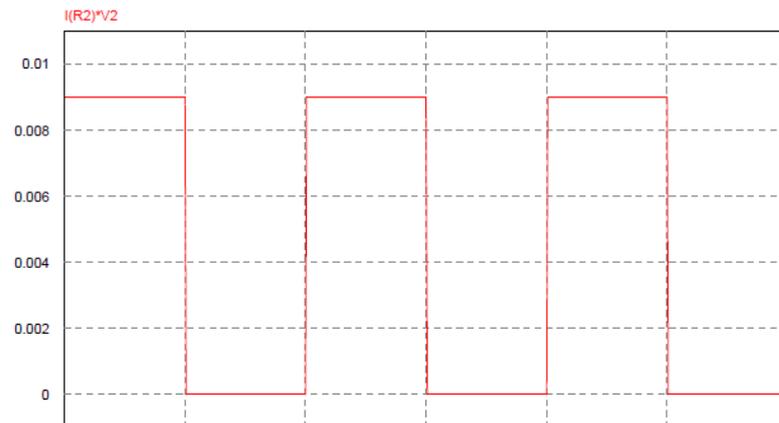


Figura 29: Perfil de consumo periódico, atingindo o consumo zero.
Fonte: O autor, 2014.

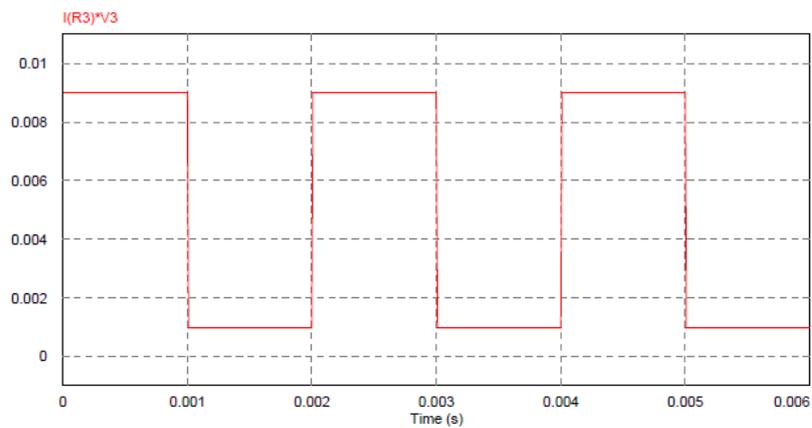


Figura 30: Perfil de consumo periódico, sem atingir consumo zero.
Fonte: O autor, 2014.

O perfil de consumo da Figura 28 exemplifica o consumo constante de energia por parte do dispositivo. Para um sistema *EH* alimentar ininterruptamente um dispositivo com este perfil, ou seja, sem o uso de uma fonte de energia auxiliar, tal como uma bateria, é necessário que o circuito *EH* seja capaz de fornecer potência igual ou maior à requisitada pelo dispositivo, constantemente.

O perfil de consumo da Figura 29 é periódico, alternando entre o consumo máximo e o consumo zero. Um sistema de *EH* que necessita alimentar um dispositivo com este perfil de consumo tem o grau de liberdade de acumular energia durante o período em que o consumo é zero. Desse modo, o sistema *EH* consegue alimentar o dispositivo se durante este intervalo de tempo o sistema é capaz de acumular pelo menos a energia necessária para o próximo ciclo de funcionamento do dispositivo.

O perfil de consumo da Figura 30 é periódico, alternando entre o consumo máximo e o consumo mínimo. Em comparação com os outros dois perfis de consumo, este é o que demanda mais energia, pois o sistema *EH* deve ser capaz de fornecer um nível de energia ininterruptamente, além de picos de energia periódicos (outro perfil poderia considerar picos de energia não periódicos).

2.3.3 Sistemas completos de *EH* propostos na literatura especializada

Diversos autores publicaram trabalhos, principalmente nos últimos 5 anos, a respeito de sistemas *EH*. As publicações consistem, em sua maioria, de propostas de circuitos para condicionamento de sinais/processamento de energia, além do projeto de transdutores para diferentes fontes de energia.

Nesta seção, são apresentados os resultados considerados mais relevantes considerando-se o objetivo geral da dissertação, ou seja, o desenvolvimento de topologias de circuitos *EH* que possam ser adaptados a transdutores que obtêm energia a partir de ondas eletromagnéticas (RF), vibrações mecânicas (conversão eletromecânica) e células solares.

A proposta de Chen, Member, Jin, et al., (2011) é um circuito *EH* baseado no multiplicador de tensão de Villard de 4 estágios, para entradas entre 0,35 e 2V, em frequências entre 20-500Hz, desenvolvido para processar energia proveniente de vibrações mecânicas. Os autores utilizam um diodo ativo no lugar do diodo *Schottky*, com o objetivo de mitigar o

problema das quedas de tensão em condução direta do diodo. O diodo ativo é composto por um comparador de tensão e um MOSFET.

Apesar do problema da queda de tensão direta do diodo ser mitigada, o diodo ativo necessita de uma tensão regulada para funcionar. Para que o sistema funcione sem o auxílio de uma bateria, é necessário utilizar a própria energia da saída do multiplicador na alimentação dos diodos ativos. Para isso, o sistema funciona inicialmente (*start-up*) através dos diodos intrínsecos dos MOSFETs. Os autores verificam que a partir de 0,5V na entrada o circuito começa a operar. O circuito possui eficiência superior a 80% e atinge potência máxima de saída de 1mW.

Os autores Tang e Khaligh, (2014) propõem dois conversores que não fazem uso de ponte retificadora. Entretanto, os circuitos fazem uso de dois interruptores semicondutores, dois indutores e dois capacitores. O circuito opera com duas frequências ressonância, de modo a garantir ZVS e ZCS. Os conversores operam com tensões mínimas de entrada de 3V RMS e saída máxima de 7.6V. A potência máxima de saída é de 650mW. A eficiência obtida é superior a 70%.

Jabbar et al., (2010) propõe um sistema *EH* para recarga de dispositivos móveis, por meio de RF. O sistema é capaz de obter energia de duas frequências distintas: 400MHz e 2.4GHz, utilizando para isso dois circuitos de sintonia (*matching circuit*). A etapa de amplificação da tensão é realizada por um multiplicador de tensão de Villard de 3 estágios baseado em tecnologia CMOS, uma vez que o diodo *Schottky* convencional não pode ser implementado no processo CMOS. Capacitores de saída armazenam energia, que é gerenciada para a carga por meio de um MOSFET. A Figura 31 mostra o diagrama do sistema proposto por Jabbar et al. A Figura 32 mostra a potência disponível na saída do sistema para as frequências de 400MHz e 2.4GHz.

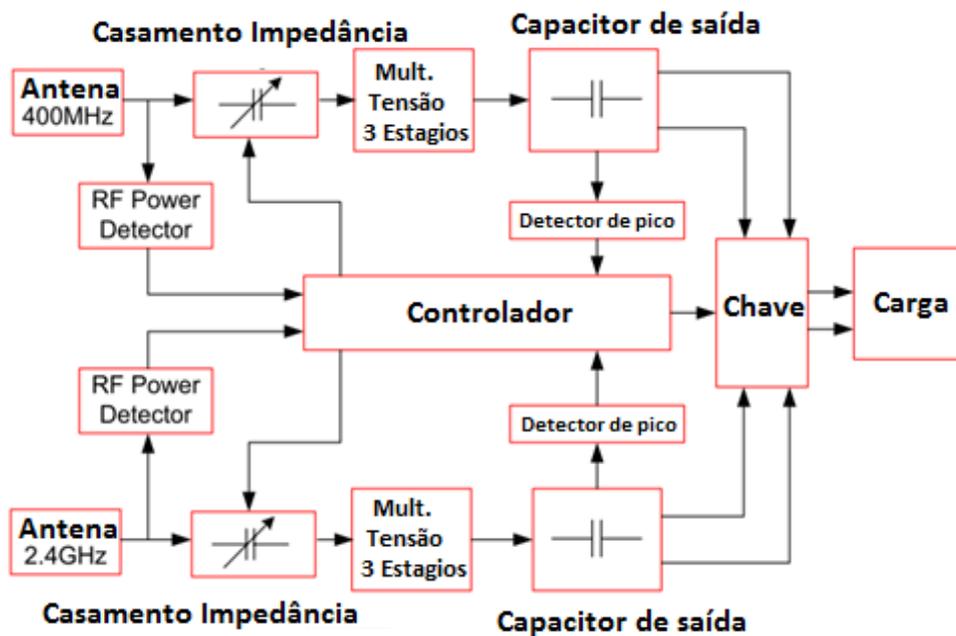


Figura 31: Sistema EH proposto por Jabbar et al., (2010)
 Fonte: Adaptado pelo autor com base em Jabbar et al., (2010, p. 248)

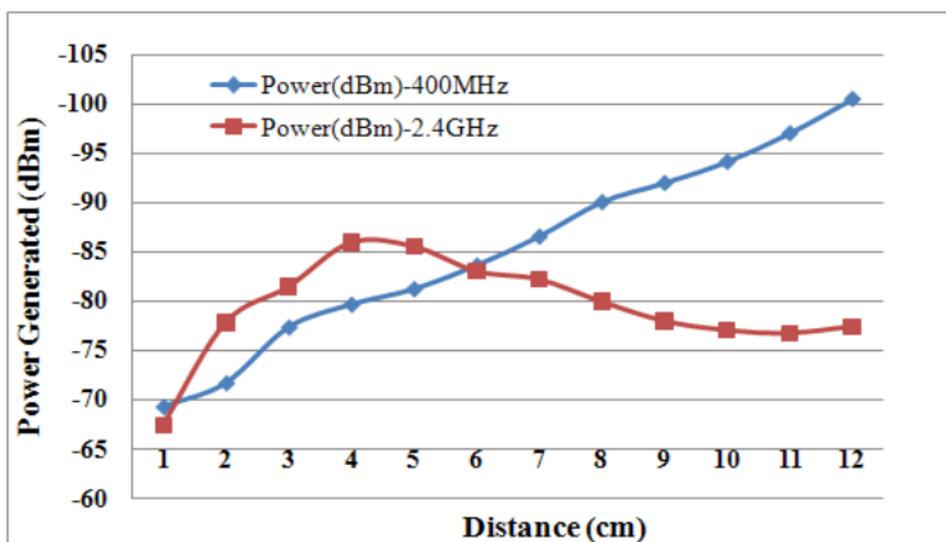


Figura 32: Potência EH gerada pela distância, para uma fonte RF de 13dBm.
 Fonte: Jabbar et al., (2010, p. 250)

A potência máxima obtida, segundo a Figura 32 ocorre a apenas 1cm de distância do transmissor ao receptor, sendo aproximadamente -67 dBm (0,19nW) e -68dBm (0,15nW) para 2.4GHz e 400MHz, respectivamente.

Adami e Vollaire, (2014) propõem um sistema *EH* que obtém energia por meio de RF, na frequência de 2.4GHz, através de uma *rectenna*, ou seja, uma antena seguida de um circuito

para casamento de impedância e ponte de diodos *Schottky*. O circuito para condicionamento de energia é um *Fly-Back*. Uma fonte de energia externa ao sistema *EH* alimenta o circuito de controle do conversor.

A tensão de entrada mínima é de 0,2V. O sistema opera com potência de entrada entre 2 e 400 μ W, obtendo eficiência de 50% para uma entrada de 10 μ W, enquanto a eficiência máxima é de 84% e ocorre em 370 μ W. A Figura 33 mostra o sistema proposto por Adami e Vollaire, (2014).

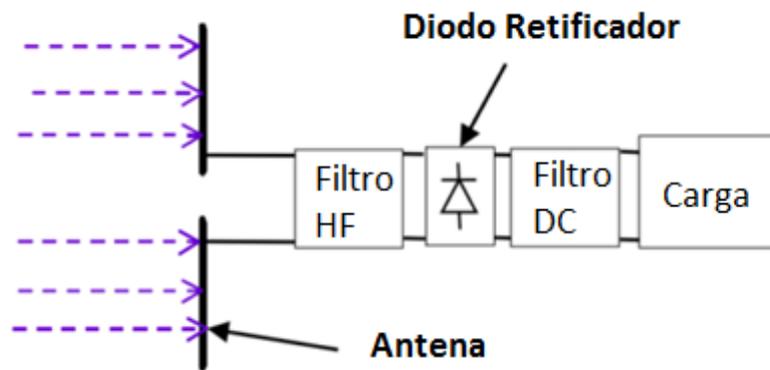


Figura 33: Sistema proposto por Adami e Vollaire, (2014)
Fonte: Adaptado pelo autor com base em Adami e Vollaire, (2014, p.1)

A Figura 34 mostra o conversor *Fly-Back* proposto por Adami e Vollaire.

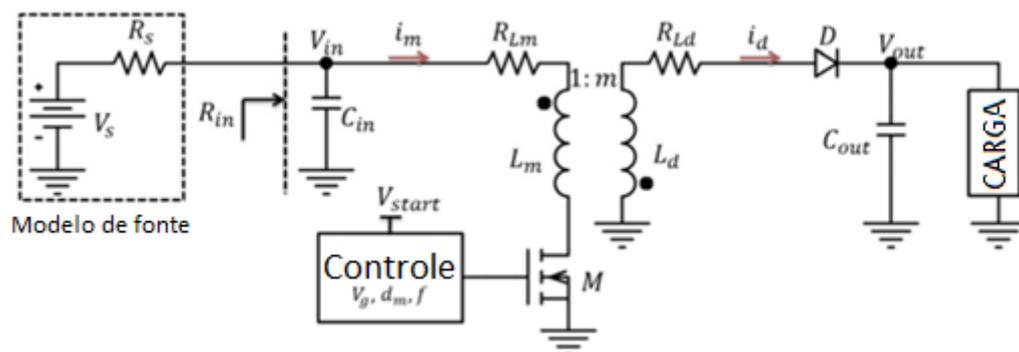


Figura 34: Conversor Fly-Back proposto por Adami e Vollaire, (2014)
Fonte: Adaptado pelo autor com base em Adami e Vollaire, (2014, p.2)

O gráfico da Figura 35 mostra a eficiência do conversor *Fly-Back* no sistema *EH* de Adami e Vollaire. O gráfico mostra a diferença e o impacto na eficiência do conversor quando o consumo do circuito de controle é considerado (linha pontilhada). Para qualquer potência de entrada inferior a $100\mu\text{W}$ a eficiência do circuito é inferior quando o circuito de controle é considerado, para potências acima de $100\mu\text{W}$ a eficiência é aproximadamente igual, porém ainda inferior.

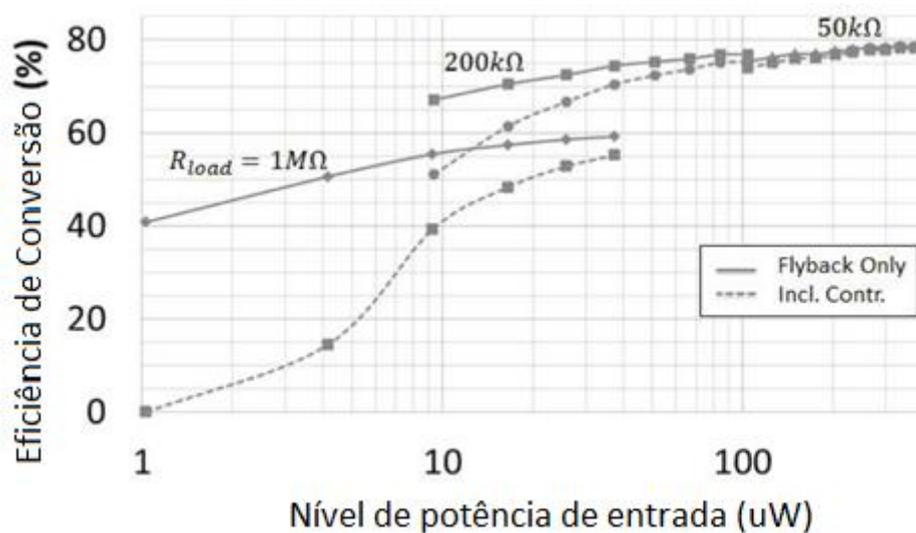


Figura 35: Eficiência do conversor Fly-Back proposto por Adami e Vollaire.
Fonte: Adaptado pelo autor com base em Adami e Vollaire, (2014, p.3)

3 CONCEPÇÃO E DESENVOLVIMENTO

Nesta seção, o objetivo geral da dissertação é desenvolvido, a saber, uma topologia de circuito *Energy Harvesting* compatível com a aplicação de redes de sensores sem fio, voltadas para sistemas de iluminação.

3.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Um dos objetivos do circuito *EH* desenvolvido é que este seja capaz de condicionar energia proveniente de diversas fontes, mais especificamente, radiofrequência, vibrações mecânicas e células solares de pequenas dimensões, a fim de explorar ao máximo o emprego da mesma topologia. Desse modo, pretende-se desenvolver um circuito flexível, que possa ser adaptado a diferentes situações e disponibilidade de fontes de energias.

A aplicação do circuito *EH* desenvolvido não se limita somente à alimentação de redes de sensores sem fio. Em geral, o circuito pode alimentar qualquer carga que exija potência dentro dos limites estabelecidos pelo projeto.

O foco desta dissertação está no desenvolvimento do estágio de potência do circuito *EH*, de modo que a concepção do transdutor não é um tema aprofundado. Apesar disso, as características do sinal proveniente do transdutor são definidas.

3.2 TOPOLOGIA PROPOSTA

Esta seção descreve o desenvolvimento, em ordem cronológica, da topologia proposta. Ao longo do desenvolvimento, foram feitas simulações, cálculos e outras análises, aqui apresentadas, que justificam as escolhas realizadas.

Inicialmente, é necessário definir a potência que o circuito *EH* deve ser capaz de fornecer. Deve-se visualizar que a potência de entrada, ou seja, a potência disponível na fonte deve ser superior à potência fornecida pelo sistema, pois invariavelmente existem perdas na conversão de energia.

No trabalho desenvolvido por Barriquello, (2009), o autor propõe um nó sensor/atuador para uma rede de sensores sem fio, voltada para o gerenciamento de sistemas de iluminação. O sistema possui diversos blocos funcionais, cujas correntes consumidas são apresentadas na Figura 36.

Bloco	Consumo (mA)
Microcontrolador	30 mA
Transceptor RF	40 mA
Medição de corrente	15 mA
Medição de tensão	4 mA
Medição de luminosidade	1 mA
Acionamento	10 mA
Total	100 mA

Figura 36: Consumo de corrente para o nó sensor/atuador
Fonte: Barriquello, (2009, p. 75)

O total do consumo de corrente é de 100 mA e o autor considera a alimentação do nó/sensor atuar com tensão de 5.0 V, de modo a demandar potência máxima de 500 mW. No trabalho, esta potência é considerada para fins de projeto de um conversor *Fly-Back*, conectado à rede elétrica.

Verifica-se, entretanto, que esta potência não é constantemente demandada pelo nó/sensor atuador, e sim, varia conforme o funcionamento do dispositivo. Por exemplo, o consumo associado ao transceptor ocorre majoritariamente quando há transmissão de dados. Mais relevante ainda, uma rede sem fio para iluminação possui maior consumo durante a noite, quando o sistema de iluminação está ligado. Durante o dia, o sistema *EH* basicamente só capta e armazena energia.

Em geral, apenas o consumo do microcontrolador pode ser considerado aproximadamente constante. Nesse caso, o consumo é de 150 mW. Apesar disso, em um projeto com foco na redução do consumo, é possível obter consumos de corrente médios ainda inferiores, por exemplo, explorando técnicas de hibernação (modo *sleep*), ou mesmo o uso de microcontroladores de menor consumo energético.

Assim, é definida a potência de 100mW para o projeto do sistema *EH*. Esta escolha considera os níveis de potência que são possíveis de serem obtidos através de células solares, vibrações mecânicas e sinais RF. Considera também uma possível redução do consumo do nó/sensor atuador através do uso de componentes mais eficientes. Por fim, apesar de não ser um tópico aprofundado na dissertação, um sistema deste tipo poderia possuir uma bateria para

acumular energia enquanto não há consumo, esta é uma solução importante principalmente considerando sistemas *EH* fotovoltaicos, onde o sistema capta energia durante o dia para uso principalmente à noite.

Desse modo, define-se o objetivo desenvolver um circuito *EH* que possua as seguintes características:

1. Adequado para alimentar continuamente cargas que exijam tensão nominal máxima de 5.0 V (preferencialmente operando em 3.3V) , e que demandem 100 mW de potência ou menos;
2. Que a tensão de entrada seja a mínima possível.
3. O circuito deve funcionar em uma banda de frequências desde baixas frequências (menor que 100Hz) até pelo menos 2.4 GHz (frequência das redes Wi-Fi), para que seja compatível com diversos transdutores. Nesta ampla faixa de frequência, o comportamento do circuito deve ser aproximadamente o mesmo.
4. O circuito não deve depender de alimentação externa ou de baterias para acionamento de circuitos de controle ou alimentação de componentes ativos;
5. O circuito deve possuir dimensões físicas reduzidas, se possível, constituído por elementos que possam ser integrados;
6. O circuito deve preferencialmente possuir componentes de baixo custo comercial.

Com base na revisão bibliográfica, foram eliminadas as seguintes possibilidades:

- a) Utilização de um retificador em ponte com diodos convencionais: Esta solução, apesar de retificar o sinal de entrada, apresenta perdas significativas devido à queda de tensão em condução direta, de aproximadamente 0,7 V por diodo. Além disso, os diodos convencionais operam apenas em baixas frequências, tipicamente 60Hz, pois são desenvolvidos principalmente para a função retificar a tensão da rede elétrica.
- b) Utilização de retificador em ponte, com diodos *Schottky*. Esta solução apresenta vantagens em relação à utilização de diodos convencionais, visto que a perda é reduzida, pois o diodo *Schottky* possui queda de tensão em condução direta entre

0.1 V e 0.3 V. Além disso, os *Schottky* podem operar em alta frequência, sendo tipicamente empregados na função de detector RF em circuitos de rádio. A desvantagem desta configuração é que ela apenas retifica o sinal de saída.

Assim, analisou-se inicialmente a utilização do multiplicador de Villard. O multiplicador de Villard retifica e amplifica um sinal AC de entrada, sem a utilização de qualquer elemento ativo. É um circuito de baixo custo, pois é implementado somente com capacitores e diodos, que são componentes que podem ser facilmente adquiridos.

A tensão de saída de um multiplicador de Villard de n estágios é dada por:

$$V_{out} = 2n \cdot (V_{in} - V_F) \quad (22)$$

Onde:

V_{in} = amplitude da tensão de entrada, alternada

V_F = queda de tensão do diodo quando em condução direta

A condição para que a tensão de saída do multiplicador de Villard seja maior que zero é:

$$V_{out} > 0 \quad (23)$$

Assim:

$$2n \cdot (V_{in} - V_F) > 0 \quad (24)$$

$$V_{in} > V_F$$

Deste resultado, verifica-se que, para que haja tensão na saída do multiplicador de Villard, a amplitude da tensão de entrada deve ser pelo menos maior que a queda de tensão em condução direta do diodo. Esta condição limita a amplitude de entrada dos sinais (ou seja, amplitude do sinal fornecido pelo transdutor) para em torno de 0.7 V no caso de circuitos com diodos convencionais, e entre 0.1 e 0.3 V para circuitos que utilizam diodos *Schottky*, e cerca de 0.25 V para diodos de germânio.

A Figura 37 mostra o esquemático do multiplicador de Villard de um estágio. A Figura 38 mostra o resultado de simulação da tensão de saída do mesmo circuito, enfatizando as tensões de entrada e saída. A tensão de entrada possui amplitude de 1.0 V e frequência 1 kHz, os diodos possuem queda de tensão 0,1 V e capacitores de 10 uF.

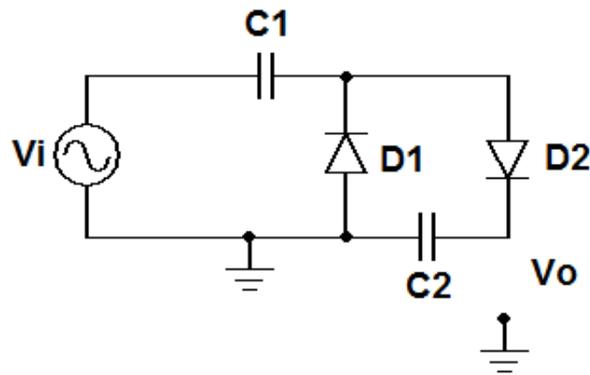


Figura 37: Multiplicador de Villard de um estágio
Fonte: O autor, 2014.

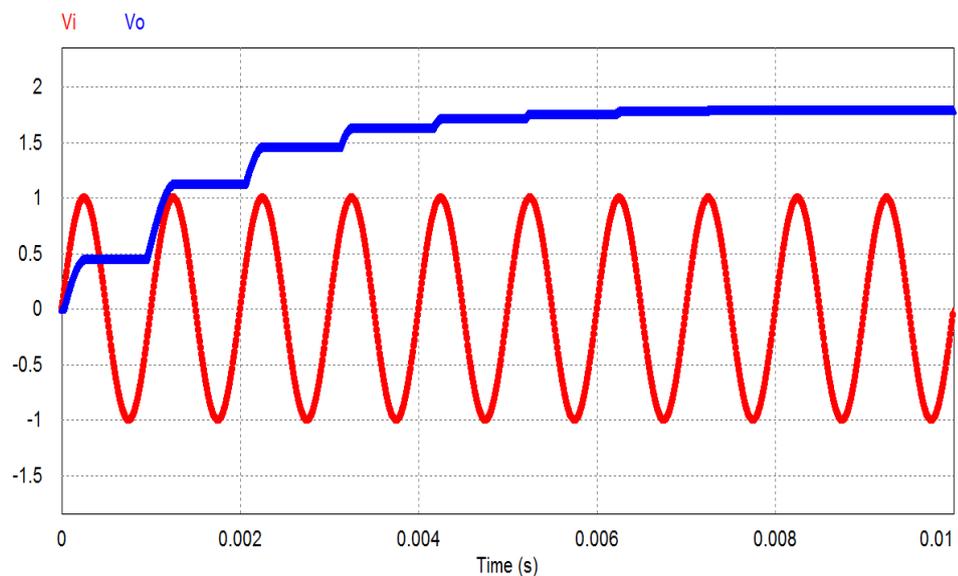


Figura 38: Tensões de entrada e saída do multiplicador de Villard de um estágio
Fonte: O autor, 2014.

Quanto maiores for a resistência de condução do diodo e a queda de tensão em condução direta, maiores serão as perdas, fator que reduz a eficiência do circuito.

Quanto aos capacitores, quanto maior for a capacitância, para uma mesma tensão, mais lentamente o circuito atinge a tensão de regime permanente, pois é necessário que haja a transferência de maior carga. O capacitor também influencia o circuito através de perdas por dissipação, ocorridas devido à resistência em série, comumente denominada ESR (*Equivalent Series Resistance* – Resistência Equivalente em série).

O multiplicador de Villard não funciona para tensões CC em sua entrada, pois o efeito multiplicativo ocorre justamente devido às inversões de polaridade da tensão de entrada. Desse modo, o multiplicador de Villard não pode ser usado como um pré-amplificador para sistemas que forneçam tensões contínuas, tais como células solares.

Em seguida, foi considerado o aumento do número de estágios do multiplicador de Villard. A configuração mais comum é colocar diversos estágios em cascata, conforme a Figura 39, que exemplifica o circuito com quatro estágios, multiplicando, portanto, a amplitude da tensão de entrada por oito vezes.

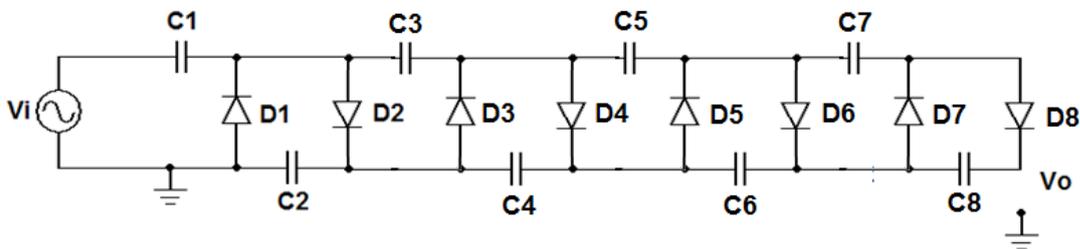


Figura 39: Multiplicador de Villard de quatro estágios.
Fonte: O autor, 2014.

O multiplicador de Villard pode ser utilizado como uma solução completa para circuito de *EH* de baixo custo, pois é capaz de fornecer em sua saída um sinal amplificado e retificado. Apesar disso, o multiplicador de Villard não possui nenhum elemento ativo que possa ser controlado - o que impede o controle da tensão de saída - este circuito pode ser adotado como uma solução em *EH* quando se observa a seguinte condição:

- a) *A tensão de entrada, assim como a carga, deve variar dentro de limites conhecidos e considerados no projeto.*

Como a tensão de saída no multiplicador de Villard é um múltiplo da tensão de entrada, a tensão de saída está suscetível a variar conforme a tensão de entrada varia. Desse modo, para que somente este circuito seja utilizado, é essencial que a tensão de entrada varie a amplitude somente dentro de um limite máximo conhecido, para evitar que a tensão sobre a carga atinja valores que possam danificá-la.

Por outro lado, a carga também deve ser preferencialmente conhecida, e não pode variar demasiadamente, pois o aumento da corrente de saída aumenta a queda de tensão do circuito, devido ao efeito de carga (aumento das perdas por dissipação), reduzindo, portanto, a tensão de saída.

Com a finalidade de mitigar os problemas apresentados acima, sugere-se inserção de um capacitor na saída do multiplicador de Villard. Este capacitor introduz maior inércia na variação da tensão de saída. Quanto maior a capacitância, maior será a inércia, e maior o tempo para que o capacitor esteja plenamente carregado. Em termos gerais, este capacitor adicionado à saída pode ser considerado como um elemento de armazenamento de energia do sistema *EH*.

Outro item proposto, em complemento à topologia, é a inserção de um diodo do tipo Zener na saída do multiplicador de Villard, para atuar como um elemento de proteção para a carga. Nesse caso, o Zener deve possuir tensão próxima da tensão nominal da carga. Sua função é regular a tensão de saída, evitando que tensões superiores à tensão nominal (ocorridas devido ao aumento não previsto da tensão de entrada) atinjam a carga. Apesar disso, o Zener não impede que ocorra uma queda de tensão na saída.

A Figura 40 mostra o esquemático do multiplicador de Villard com as modificações sugeridas. A Figura 41 mostra os resultados de simulação da tensão de saída. O diodo zener possui tensão de 5V.

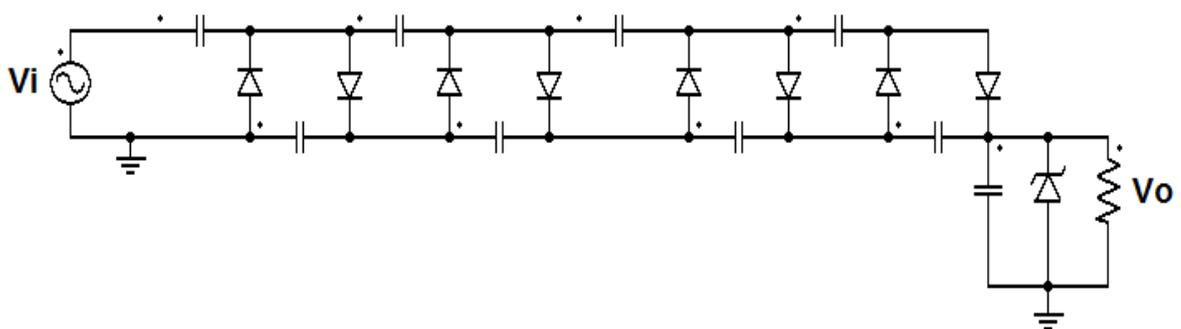


Figura 40: Multiplicador de Villard com capacitor e diodo zener
Fonte: O Autor, 2014.

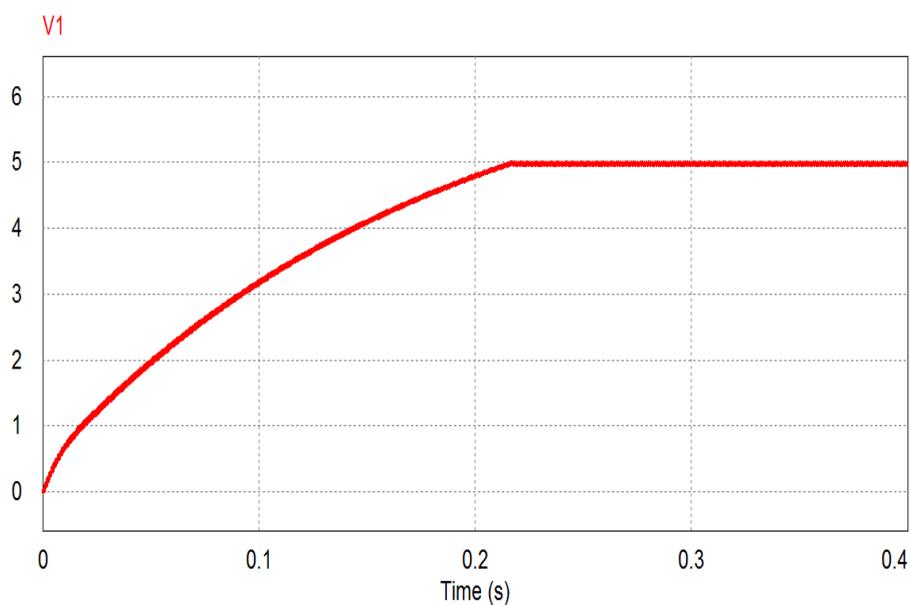


Figura 41: Tensão de saída do Multiplicador de Villard com diodo Zener.
Fonte: O Autor, 2014.

Considerando que o circuito multiplicador de Villard não possui nenhum componente ativo que possa ser controlado a fim de que seja possível, por exemplo, regular a tensão de saída, o estudo para a concepção do circuito *EH* proposto pela dissertação, passou a analisar a possibilidade de introduzir elementos ativos controláveis.

Conforme visto na Revisão Bibliográfica, o circuito proposto por Cheng, Jin, et al. (2011), baseado no multiplicador de Villard, substituiu o diodo *Schottky* por um diodo ativo que é composto por um comparador de tensão conectado a um MOSFET, conforme a Figura 20.

A principal vantagem e motivação para o uso desta configuração é a menor queda de tensão entre Cátodo e Ânodo do MOSFET, em comparação com aquela obtida pelo diodo *Schottky*. Como resultado, o multiplicador de Villard pode operar com tensões ainda menores em sua entrada.

Entretanto, a utilização de um comparador de tensão - assim como outros componentes ativos - traz à tona um dos principais problemas na concepção de circuitos *Energy Harvesting*. Ocorre que componentes ativos necessitam de energia, já devidamente condicionada para funcionarem. Por outro lado, a função primordial do circuito *EH* é justamente obter e condicionar energia para alimentar uma determinada carga. Ou seja, não existe energia previamente condicionada no sistema para que os componentes ativos possam ser adequadamente alimentados.

Em Cheng, Jin et al. (2011), os autores utilizam uma fonte externa de energia para alimentar os comparadores de tensão. Apesar de uma das principais motivações de um sistema *EH* ser a eliminação de baterias, a solução de Cheng, Jin et al. (2011) não pode ser considerada totalmente fora de contexto de um sistema *EH*, pois na medida em que o circuito *EH* contribui com fornecimento de energia à carga, ocorre também o aumento da autonomia do sistema. Entretanto, o consumo dos comparadores deve ser considerado para eficiência do circuito, e deve ser preferencialmente muito menor que o consumo da própria carga.

Uma solução para este problema é que o circuito *EH* obtenha e condicione energia utilizando somente componentes passivos, e assim que exista energia já condicionada na saída do circuito *EH*, uma fração desta seja empregada para alimentar os componentes ativos, que passam a operar a partir deste momento.

Esta abordagem é empregada em outro trabalho do mesmo autor. Em Cheng, Sathe, et al., (2011), o multiplicador de Villard utiliza o diodo ativo, porém, o circuito consegue iniciar seu funcionamento por meio do diodo intrínseco do MOSFET.

Entretanto, apesar do circuito ser capaz de partir sem a necessidade da existência de uma fonte externa, o diodo intrínseco do MOSFET possui elevada queda de tensão direta, em geral, em torno de 0,6 V. Esse fato torna o multiplicador de Villard como se fosse constituído de diodos convencionais em termos de partida. Um possível melhoramento para esta topologia seria a introdução de diodos *Schottky* ou germânio em paralelo com o diodo intrínseco do MOSFET.

Desse modo, com a finalidade de manter uma solução de baixo custo e que não necessite de fontes externas para alimentação, optou-se por manter o multiplicador de Villard com diodos com baixa queda de tensão em condução direta, ou seja, de germânio ou *Schottky*.

Para o segundo estágio do módulo de potência do sistema *EH*, optou-se pela adaptação de um conversor estático para as características de um sistema *EH*, ou seja, baixa potência e dimensões reduzidas.

A decisão da escolha do conversor estático se dá principalmente pela possibilidade de controlar a tensão de saída através do interruptor semiconductor, além de permitir também o ganho estático, que aumenta a tensão de saída.

Conforme evidenciado, o multiplicador de Villard não possui nenhum elemento ativo que possa ser controlado a fim de garantir o controle da tensão de saída. Por outro lado, os conversores estáticos são topologias de elevada eficiência, e que podem ser controlados a partir de diferentes técnicas a fim de que haja o controle da tensão de saída.

A partir do estudo realizado sobre conversores estáticos aplicados à *Energy Harvesting* na seção de Referência Bibliográfica, o conversor *Boost* foi a topologia adotada para o estágio de potência do circuito *EH*.

A especificação dos valores dos componentes do conversor *Boost* é realizada através da definições de projeto:

- Tensão mínima de entrada, $V_i = 2.0 V$ (proveniente do multiplicador de Villard);
- Frequência de chaveamento: $f = 100kHz$;
- Tensão de saída $5.0V$;
- Potência nominal de saída $100mW$;

OBS: A tensão de entrada do conversor é proveniente da saída do multiplicador de Villard.

Para uma saída $5V$, a razão cíclica D_5 é:

$$D_5 = \frac{5 - 2}{5} = 0.6 \quad (25)$$

A indutância calculada por meio da primeira etapa de operação é dada por:

$$L = \frac{V_{in}D}{\Delta I_L f} \quad (26)$$

A indutância calculada por meio da segunda etapa de operação é dada por:

$$L = \frac{(V_o - V_{in} + V_d)(1 - D)}{\Delta I_L f} \quad (27)$$

Uma vez que existe somente um indutor no conversor *Boost*, o valor da indutância pode ser calculado tanto pela primeira etapa quanto pela segunda. Apesar disso, apenas na segunda etapa existe computação da queda de tensão do diodo, neste caso, considerada constante para qualquer corrente. Se a queda de tensão no diodo, V_d , for igual a zero, as duas fórmulas para cálculo da indutância devem conduzir ao mesmo valor de indutância. Para que isso ocorra,

entretanto, é necessário considerar que o conversor respeita o modo de condução contínua, ou seja:

$$D = \frac{V_o - V_i}{V_o} \quad (28)$$

Na primeira etapa de operação existem perdas não computadas no equacionamento, como as perdas pela resistência do indutor e perdas no interruptor semiconductor. Estas são perdas resistivas e associadas à corrente elétrica, conforme será calculado a seguir, estas perdas podem ser desprezadas.

O *ripple* de corrente no indutor, ΔI_L , é definido como 40% da corrente de saída do conversor.

$$\Delta I_L = 0,4 \cdot I_o \quad (29)$$

A corrente de saída, I_o , depende da potência e da tensão de saída, que forma definidas. A corrente de saída pode ser calculada da seguinte forma:

Para 100mW e 5.0 V:

$$I_o = \frac{100mW}{5V} = 20mA \quad (30)$$

A menor corrente de saída, que leva ao valor da maior indutância, ocorre quando a saída é em 5V e potência de 1mW, assim, esta corrente é utilizada para cálculo da indutância.

$$\Delta I_L = 0,4 \cdot I_o \quad (31)$$

$$\Delta I_L = 0,4 \cdot 20 mA$$

$$\Delta I_L = 8 mA$$

Assim,

$$L = \frac{V_{in} D}{\Delta I_L f}$$

$$L = \frac{2V \cdot 0,6}{8mA \cdot 100kHz}$$

$$L = 0.0015 H = 1.5 mH$$

Quanto menor a corrente de saída, maior a indutância do conversor. A confecção do indutor passa a ser um problema para a topologia proposta, pois adiciona volume ao projeto e aumenta as perdas ôhmicas devido à bobina. Analisando-se a disponibilidade de indutores comerciais (fabricados industrialmente), verifica-se que a maioria dos indutores disponíveis no mercado possui valores entre $1\mu H$ e $820\mu H$.

Em apenas um fornecedor (MOUSER Electronics) foi encontrado o indutor de $1.5mH$, do fabricante CoilCraft, sendo este o máximo valor disponível. Apesar de suportar a corrente máxima de $80mA$ e operar em $100kHz$, o indutor LPS3314 da CoilCraft possui 44Ω de resistência DC e 20% de tolerância no valor da indutância. Nesse sentido, apesar da resistência série ser um problema em termos de eficiência da solução, é a tolerância da indutância que adiciona ao circuito a maior limitação: uma variação de 20% para mais ou para menos na indutância levará a tensões diferentes na saída, sendo neste caso essencial uma malha de controle, mesmo para uma carga conhecida e que tenha um comportamento constante.

Com o objetivo de analisar a possibilidade de construir um indutor com as características desejadas de dimensões e indutância, analisou-se o projeto de um indutor do tipo solenóide.

Um indutor do tipo solenóide é representado na Figura 42, sua indutância é dada por:

$$L = \frac{N^2 \cdot \mu \cdot A}{l} \quad (32)$$

Onde:

$N =$ Número de espiras

$l =$ comprimento do solenoide

$A =$ Área da seção transversal do solenoide

$\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$

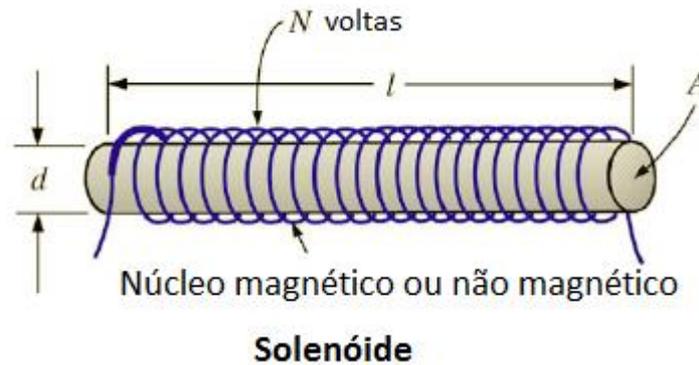


Figura 42: Indutor do tipo solenoide.
 Fonte: Adaptado pelo autor com base em Petry, (2012, p.4)

Uma das principais necessidades de um sistema *EH* é possuir dimensões físicas reduzidas. Considerando-se, por hipótese, a possibilidade de construir um indutor do tipo solenoide, de apenas 1mm de diâmetro e 1cm de comprimento, obtém-se o número de espiras necessárias por meio da fórmula:

$$L = \frac{N^2 \cdot \mu \cdot A}{l} \quad (33)$$

$$N = \sqrt{\frac{l \cdot L}{\mu \cdot A}} \quad (34)$$

Substituindo-se as grandezas pelos valores atribuídos, chega-se ao seguinte resultado:

$$N = \sqrt{\frac{0,01 \cdot 0,0015}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \pi \cdot 2,5 \cdot 10^{-7}}} = 3998 \text{ espiras}$$

Verifica-se que para manter pequenas dimensões, um elevado número de espiras se faz necessário para uma corrente de 8,0 mA. Caso a potência do sistema *EH* fosse ainda menor, como por exemplo, 1mW, a corrente de saída seria de apenas 0,08 mA, que resultaria em uma indutância de 150 mH. Considerando-se as mesmas dimensões, este indutor, na forma de um solenoide, teria 38984 espiras, que praticamente seria inviável de ser fabricado.

Conforme visualizado, a dimensão física do indutor é um dos principais desafios no projeto de um conversor estático para *EH*. Nesse sentido, a presente dissertação propõe o uso de um indutor sintetizado para substituir o indutor passivo em um conversor estático. A principal vantagem desta solução é a possibilidade de obter elevadas indutâncias, com valor preciso, e dimensões físicas reduzidas (integrável).

Esta solução é comum na implementação de filtros para processamento de sinais de áudio que exigem elevadas indutâncias. Esta abordagem é viável em sistemas de *EH* pois a potência destes sistemas é tão baixa que poderia ser considerada como “sinal” em sistemas de áudio.

O circuito do indutor sintético flutuante de Riordan adotado para o projeto é rerepresentado na Figura 43.

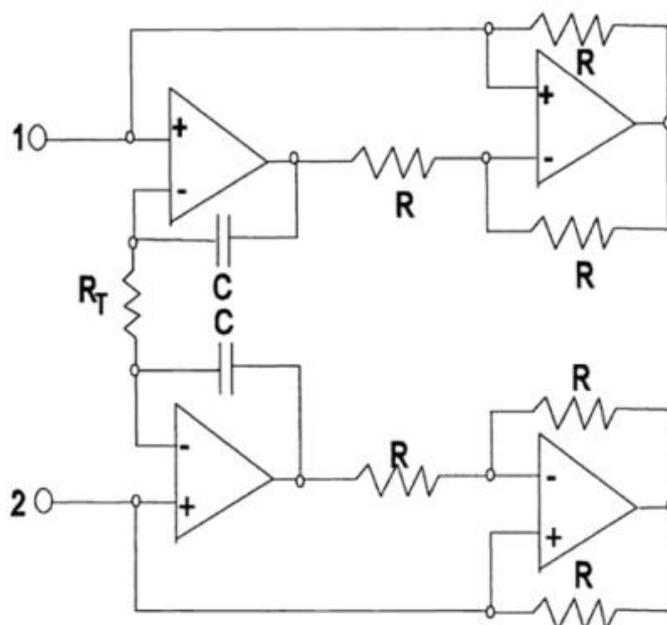


Figura 43: Indutor flutuante sintético de Riordan

Fonte: Cervelin, (2014, p. 99)

A indutância equivalente L_{eq} é, entre os terminais 1 e 2, é dada por:

$$L_{eq} = R_T RC \quad (35)$$

Para 1.5 mH, adotou-se o valor de 100Ω para todos os resistores, e os capacitores de 147nF (valores comerciais).

Uma desvantagem do uso do indutor sintético é a necessidade de alimentar os circuitos dos amplificadores operacionais. É fundamental que a tensão de saída do *Boost* esteja dentro dos limites da alimentação dos amplificadores, caso contrário, o indutor sintetizado não desempenha corretamente sua função.

Este problema cai novamente na questão da alimentação prévia do circuito, que é como o conversor poderia funcionar se os amplificadores operacionais demandam, também, a mesma tensão de saída.

A solução para este problema foi acrescentar estágios do multiplicador de Villard que alimentam somente os amplificadores operacionais. A alimentação do *Boost* é retirada de um estágio anterior do multiplicador de Villard, assim, o maior fluxo de potência (para a carga) não passa por todos os diodos do circuito de Villard, evitando perdas. Conforme visto no projeto do *Boost*, considerou-se que a entrada do *Boost* e é de aproximadamente 2V, assim, a alimentação dos ampops é feita em um barramento com mais dois estágios em cascata do multiplicador de Villard, com tensão em torno de 8V menos as quedas de tensão.

Além disso, os amplificadores operacionais devem ser alimentados com tensão simétrica, esta exigência ocorre porque no conversor *Boost* a tensão sobre o indutor muda de polaridade entre as etapas de operação. Para que o indutor sintetizado funcione corretamente, é necessário que este sofra as mesmas variações de tensão que um indutor passivo estaria submetido. A solução para este problema foi inserir um circuito do tipo divisor capacitivo, empregando um *buffer* para garantir que a tensão no ponto central permaneça em equilíbrio. A Figura 44 apresenta o circuito com a solução completa.

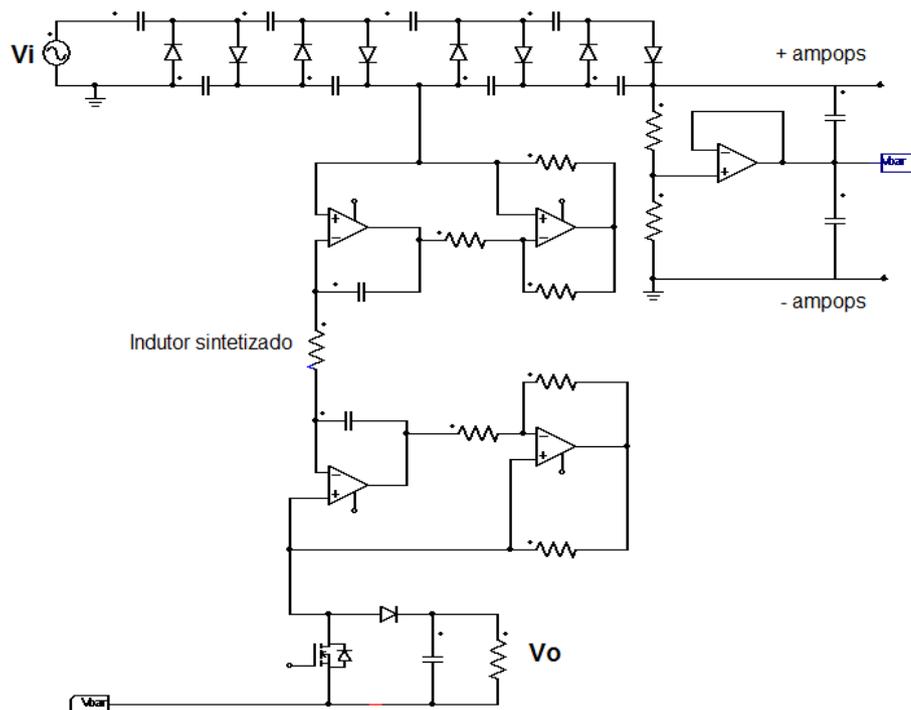


Figura 44: Topologia completa proposta
Fonte: O autor

O circuito da Figura 44 foi simulado nos *softwares* PSIM e Orcad, com os parâmetros do *Boost* com potência nominal de 100mW e saída em 5V, com componentes nos seguintes valores:

1. Queda de tensão em condução direta dos diodos: 0,2 V;
2. Indutor sintetizado: 1,5 mH;
3. Capacitores do indutor sintetizado: 147nF;
4. Resistores do indutor sintetizado: 100 Ω ;
5. $V_i = 2$ V;
6. Capacitor de saída (*Boost*): 1 μ F
7. Resistência carga = 250 Ω ;

A tensão de saída obtida em simulação é representada na Figura 45. Verifica-se que a tensão de saída atingiu a amplitude projetada, de 5V, após o regime transitório, em aproximadamente 3ms.

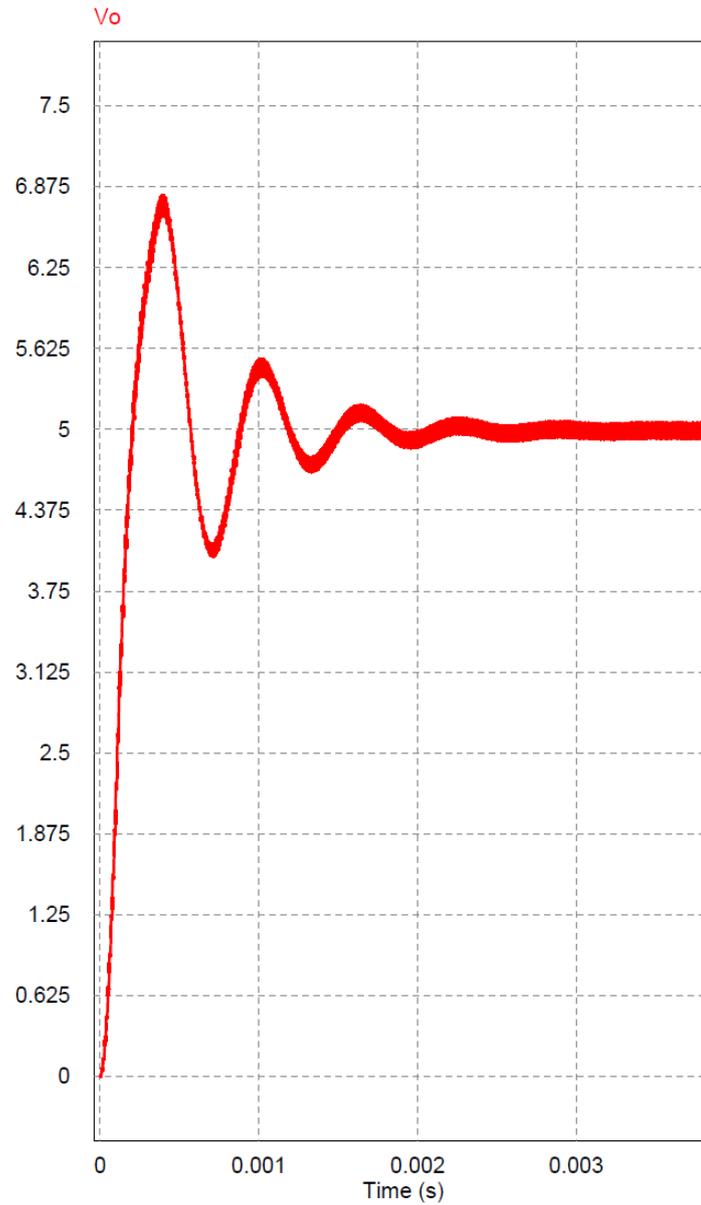


Figura 45: Tensão obtida na saída do conversor para 100mW.
Fonte: O autor, 2014.

A Figura 46 mostra a corrente elétrica no indutor sintetizado, em regime permanente. A corrente em nenhum momento atinge o valor zero, caracterizando o modo de condução contínuo.

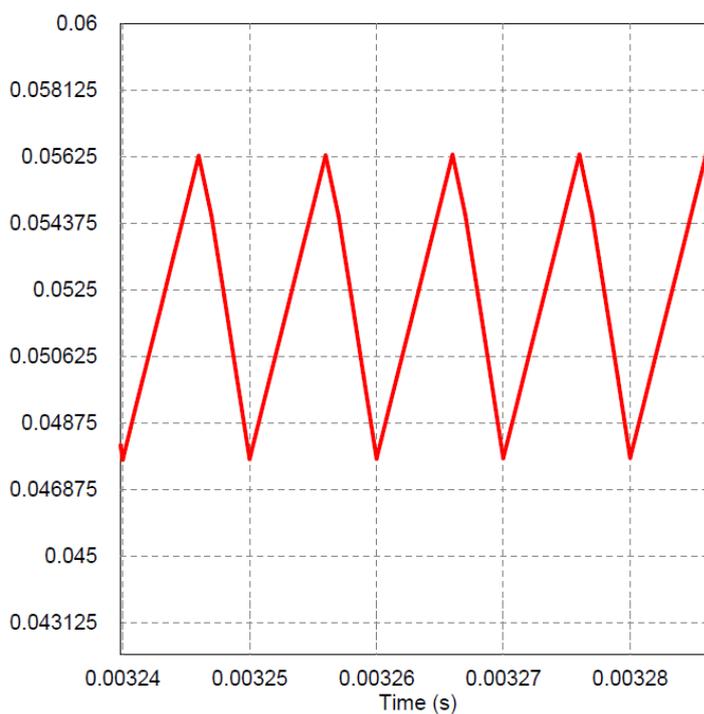


Figura 46: Simulação – Corrente elétrica no indutor sintetizado.
Fonte: O autor, 2014.

A partir deste resultado, a topologia para 100mW foi mantida e o protótipo construído, considerando os mesmos valores de componentes. Os resultados da implementação são apresentados na próxima seção.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais do circuito proposto na seção anterior. Estes resultados consistem de testes realizados em bancada com o circuito protótipo.

4.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Para a construção do protótipo foram utilizados componentes eletrônicos disponíveis no mercado local, assim como componentes importados, entretanto, determinados componentes – que poderiam trazer maior eficiência ao circuito- não foram possíveis de aquisição devido à indisponibilidade temporária em fornecedores.

O protótipo desenvolvido não tem por objetivo possuir o acabamento de um produto comercial, e sim, ser suficiente para validar a proposta da dissertação e conduzir uma discussão acerca dos resultados obtidos.

4.2 OBJETIVOS DO PROTÓTIPO

O objetivo do protótipo é analisar o funcionamento experimental da topologia do estágio de potência proposto no desenvolvimento do trabalho. O protótipo constitui-se do multiplicador de Villard de quatro estágios seguido do conversor *Boost* com indutor sintetizado por meio de um circuito Gyrator. Os parâmetros, como indutância, capacitância, topologia de circuitos da seção 3 – Conceção e Desenvolvimento são também adotados para o experimento prático.

4.3 COMPONENTES UTILIZADOS

Para o Multiplicador de Villard foram testados três tipos de diodos e um tipo de capacitor:

- a) Diodo de uso geral – fabricante não determinado;
- b) Diodo de Germânio 1N60 – fabricante Fairchild;
- c) Diodo *Schottky* HSMS 2850 – fabricante Avago Technologies;
- d) Capacitores de eletrolítico de $1\mu F$, $63V$, – fabricante EPCOS;

Para o conversor Boost foram adotados os componentes:

- a) MOSFET IRF640 - Fabricante Fairchild;
- b) Diodo de uso geral – fabricante não determinado;
- c) Diodo de Germânio 1N60 – fabricante Fairchild;

Para o indutor sintetizado:

- a) Amplificador operacional de baixo consumo e baixa tensão LM 324 – fabricante ST Microelectronics;
- b) Capacitor poliéster $470nF$ – fabricante EPCOS;
- c) Resistores de 560Ω - fabricante não determinado;

4.4 RESULTADOS OBTIDOS

4.4.1 Multiplicador de Villard

Inicialmente, foi construído um multiplicador de Villard de dois estágios, portanto, ocorre multiplicação da tensão de entrada por quatro vezes, empregando o diodo de germânio, foi realizado o teste:

1. Variação da frequência desde 100Hz até 10MHz: O objetivo do teste é avaliar se o circuito é adequado para retificar e multiplicar uma tensão fornecida por transdutores que operam em diferentes frequências. Nas figuras a seguir, o CH 1 (Canal 1) é a tensão na saída do mutiplicador de Villard, enquanto o CH 2 (Canal 2) é o sinal de entrada, em 1V tesão de pico, alternada senoidal.

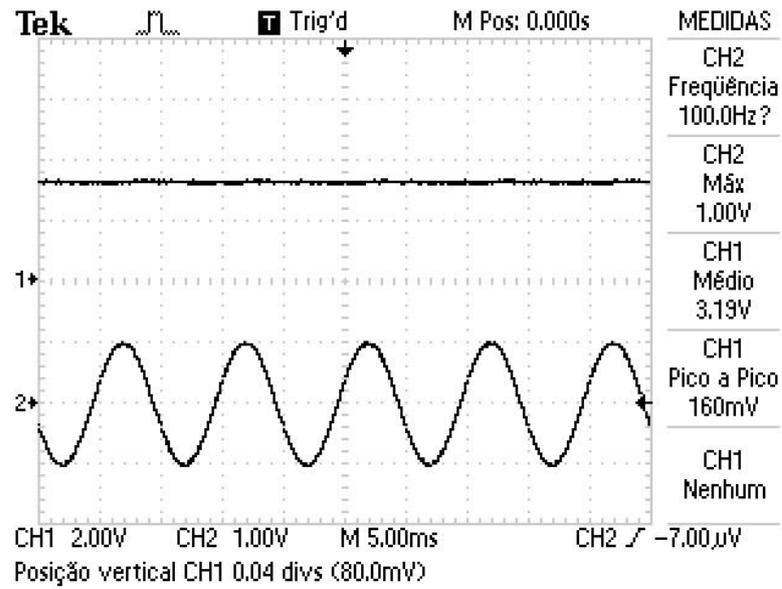


Figura 47: Saída do Multiplicador de Villard. Tensão de entrada 1V, 100Hz.
Fonte: O autor, 2014.

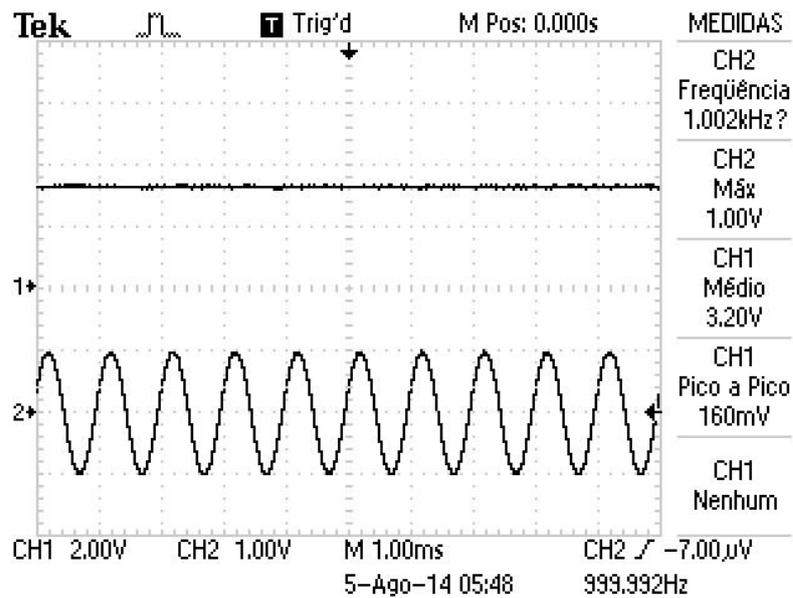


Figura 48: Saída do Multiplicador de Villard. Tensão de entrada 1V, 1kHz.
Fonte: O autor, 2014.

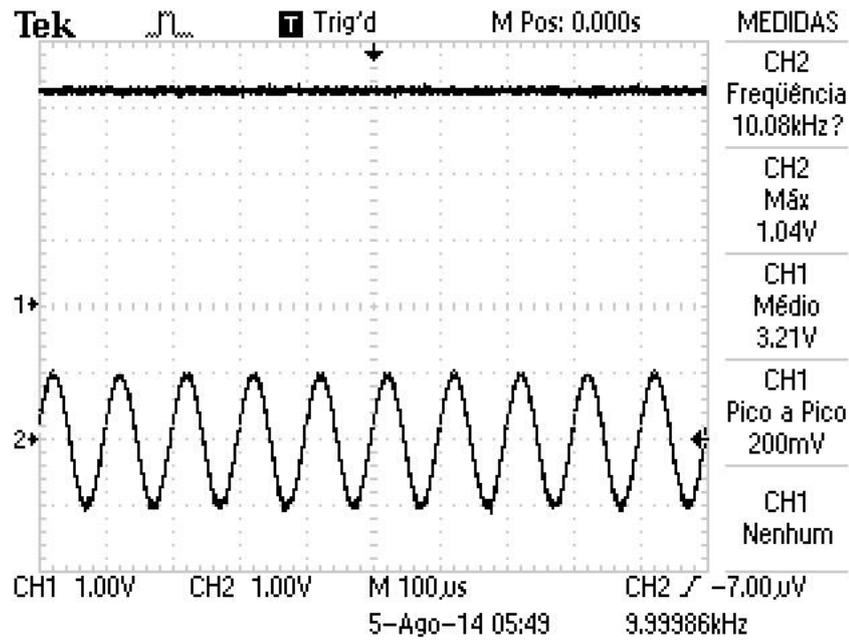


Figura 49: Saída do Multiplicador de Villard. Tensão de entrada 1V, 10kHz.
Fonte: O autor, 2014.

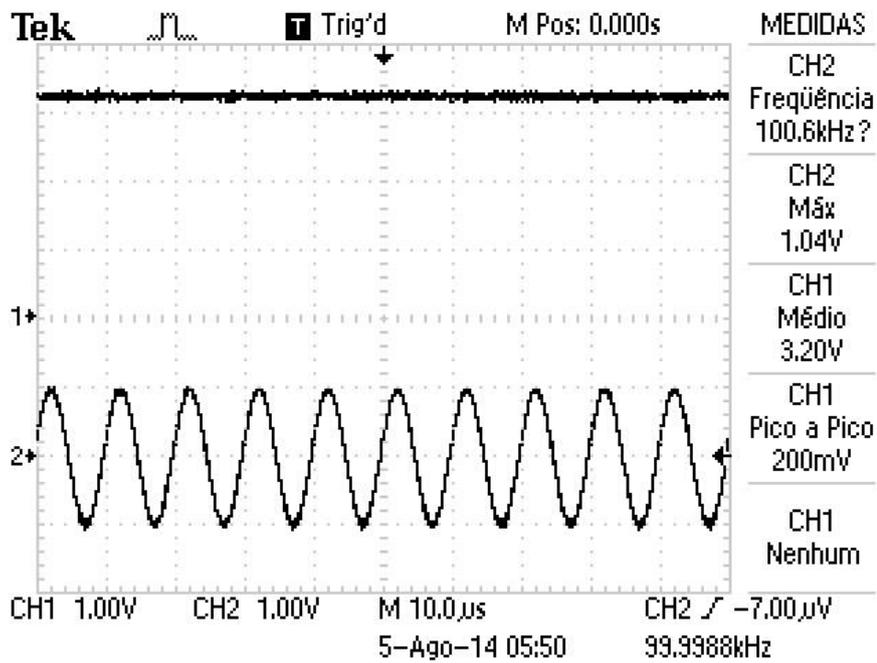


Figura 50: Saída do Multiplicador de Villard. Tensão de entrada 1V, 100kHz.
Fonte: O autor, 2014.

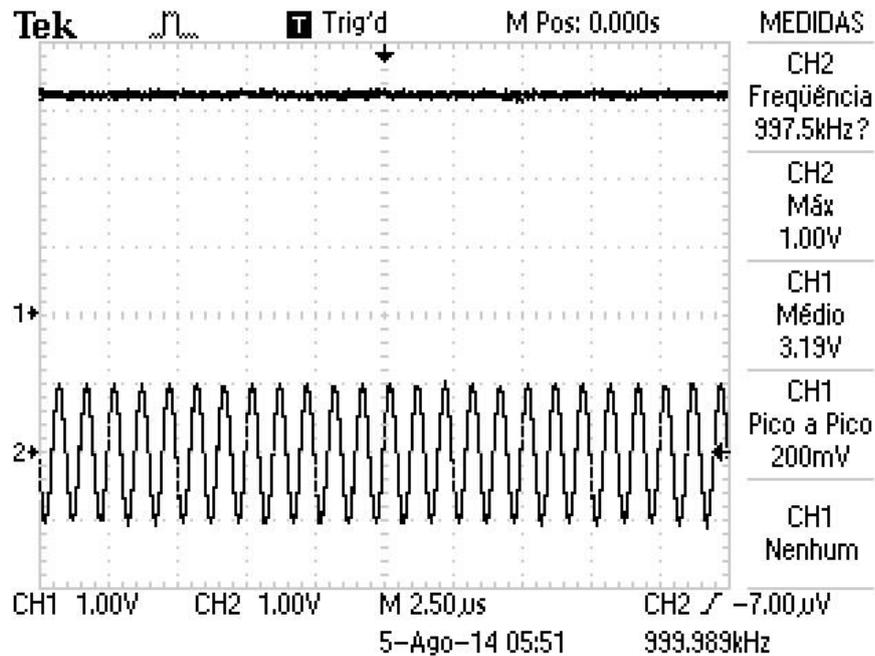


Figura 51: Saída do Multiplicador de Villard. Tensão de entrada 1V, 1MHz.
Fonte: O autor, 2014.

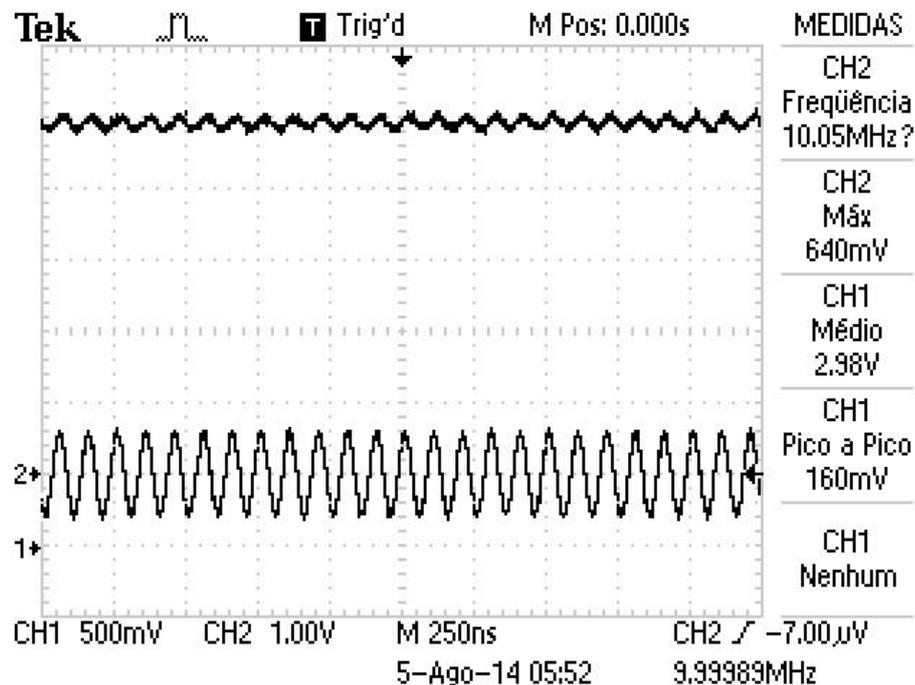


Figura 52: Saída do Multiplicador de Villard. Tensão de entrada 1V, 10MHz.
Fonte: O autor, 2014.

Verificou-se que o multiplicador de Villard manteve a tensão de saída em aproximadamente 3,2V para todas as frequências. Os quatro diodos de germânio, em conjunto,

levaram a uma queda de tensão na saída de 0,8V, aproximadamente, em todas as medições, portanto, em média, a queda de tensão registrada por diodo de germânio é de 0,2V.

4.4.2 Conversor Boost

O conversor Boost foi implementado com potência nominal de 100mW, utilizando a indutância sintetizada de Riordan. Os valores dos componentes são os mesmos de simulação. A tensão de entrada adotada é de 2V. Para o módulo do conversor *Boost*, o teste de bancada teve como objetivo:

1. Variar a razão cíclica para verificar a resposta da tensão de saída, e comparar com o ganho estático ideal, desse modo, pode-se mensurar a influência dos elementos parasitas no circuito real, assim como o desempenho do indutor sintetizado.

A Figura 53 mostra o sinal PWM de acionamento do MOSFET. Para os testes a seguir, de variação da razão cíclica, foi utilizado um gerador de funções.

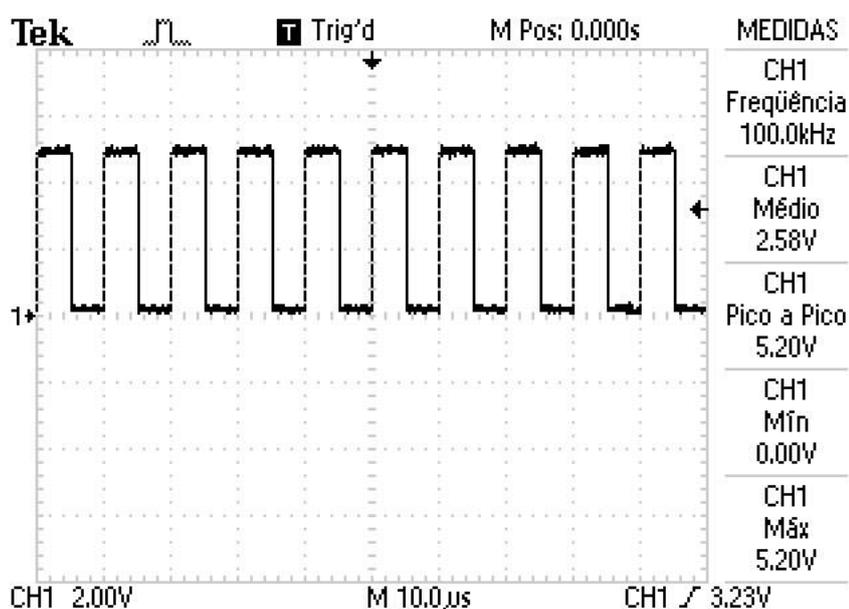


Figura 53: Sinal PWM no *gate* do MOSFET

Fonte: O autor, 2014.

Nas Figuras de 40 a 48 o canal 1 (CH 1) apresenta a tensão de saída do conversor *Boost* com indutor sintetizado para razão cíclica D variando entre 0.1 e 0.9.

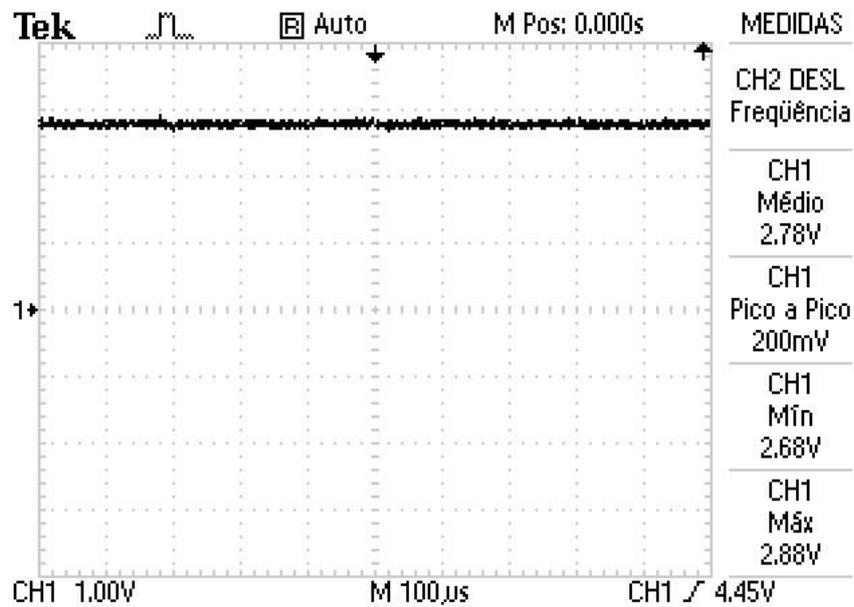


Figura 54: Tensão de saída do conversor Boost, $D=0.1$

Fonte: O autor, 2014.

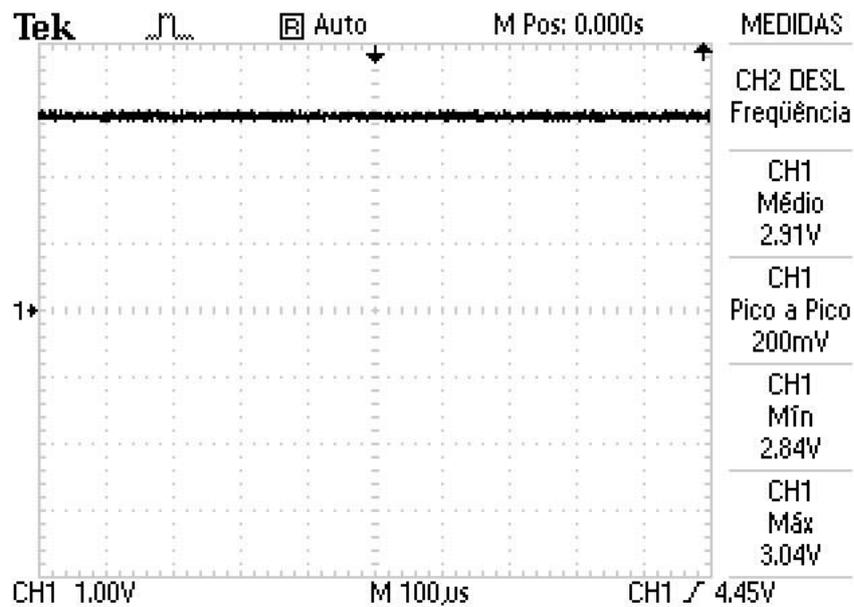


Figura 55: Tensão de saída do conversor Boost, $D=0.2$

Fonte: O autor, 2014.

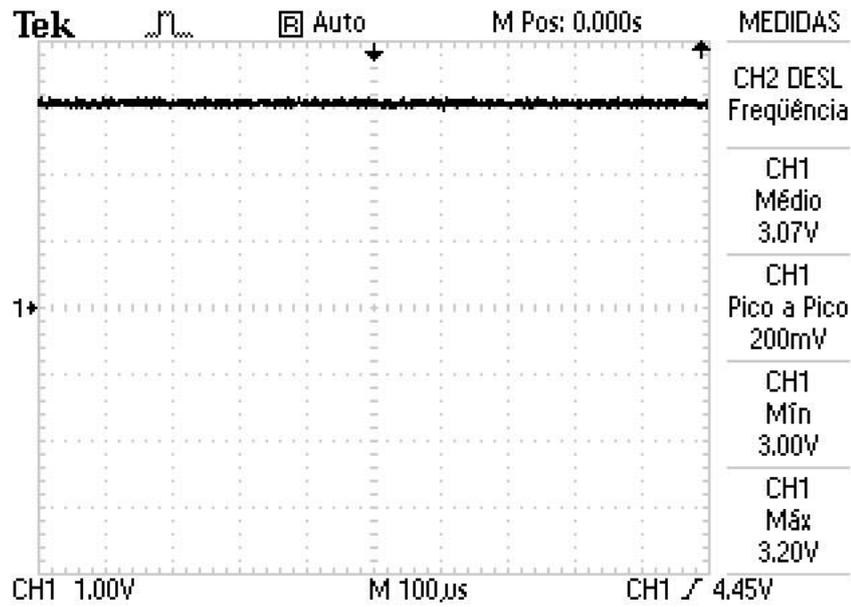


Figura 56: Tensão de saída do conversor Boost, $D=0,3$.
Fonte: O autor, 2014.

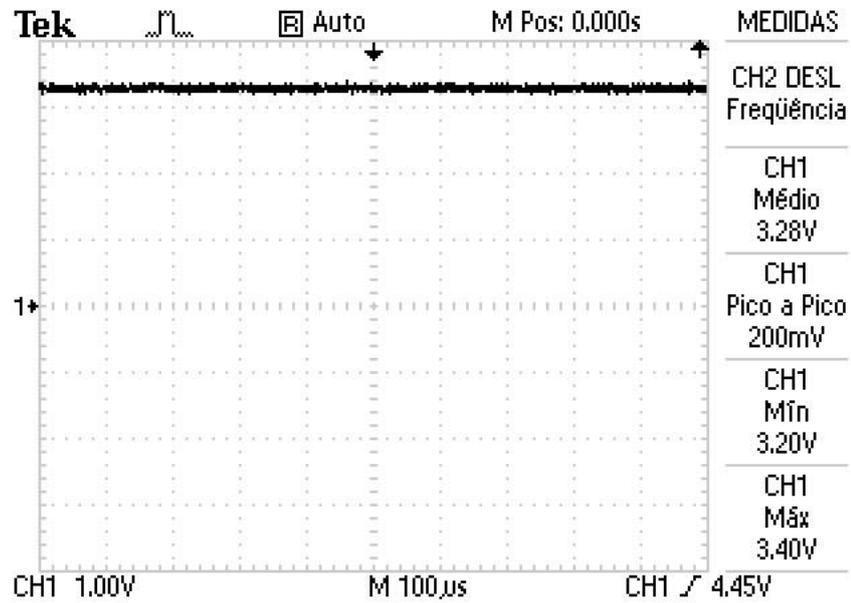


Figura 57: Tensão de saída conversor Boost, $D=0,4$.
Fonte: O autor, 2014.

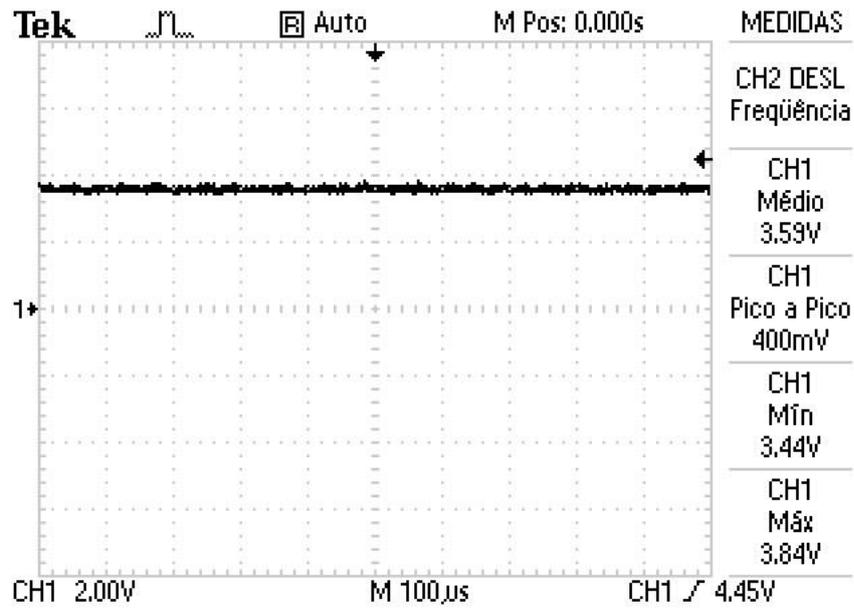


Figura 58: Tensão de saída conversor Boost, $D=0.5$
Fonte: O autor, 2014.

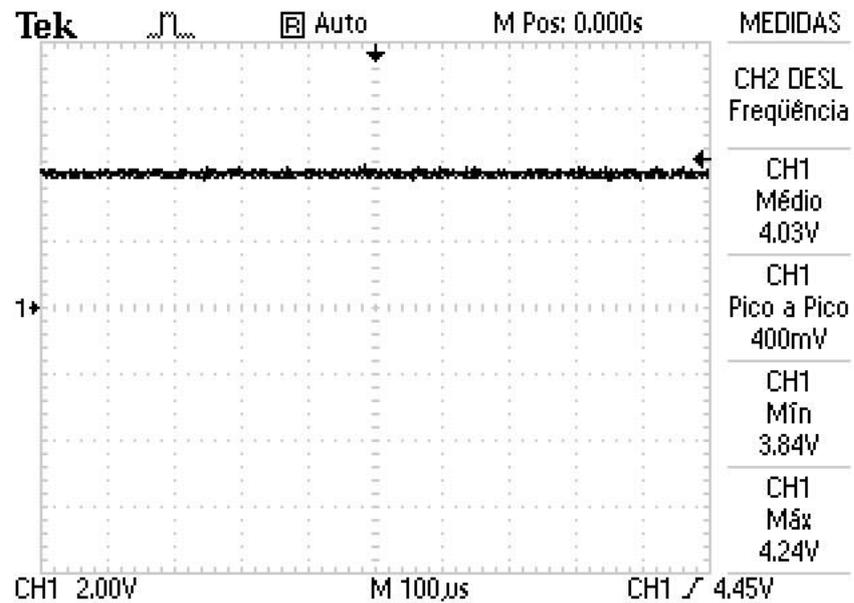


Figura 59: Tensão de saída do conversor Boost, $D=0.6$
Fonte: O autor, 2014.

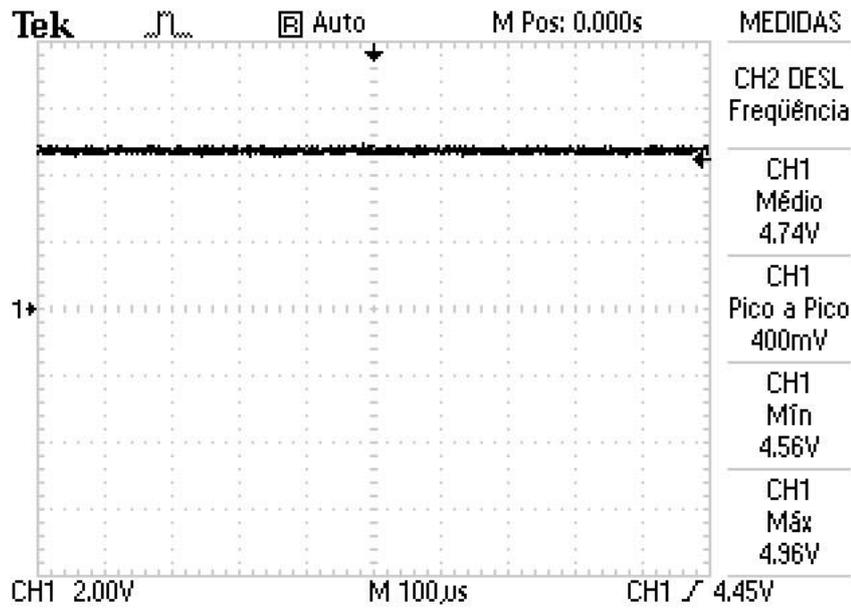


Figura 60: Tensão de saída do conversor Boost, $D=0.7$.
Fonte: O autor, 2014.

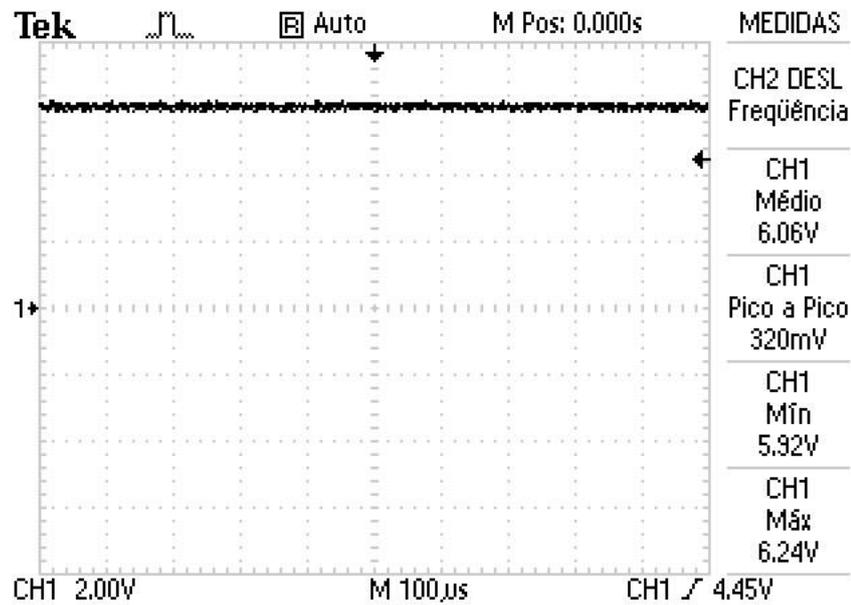


Figura 61: Tensão de saída conversor Boost, $D=0.8$
Fonte: O autor, 2014.

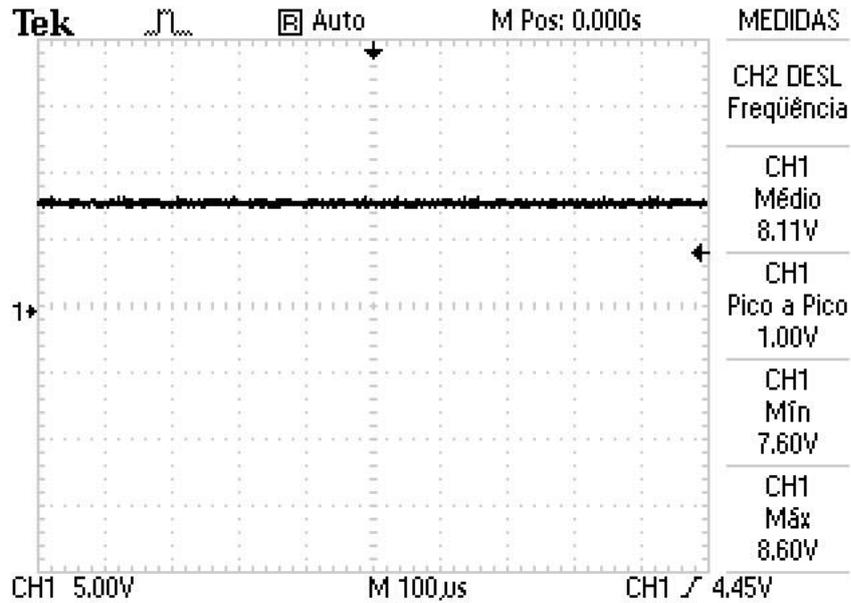


Figura 62: Tensão de saída conversor Boost, $D=0.9$.
Fonte: O autor, 2014.

A Figura 63 mostra o gráfico de ganho estático, teórico versus real, conforme o obtido nos testes.

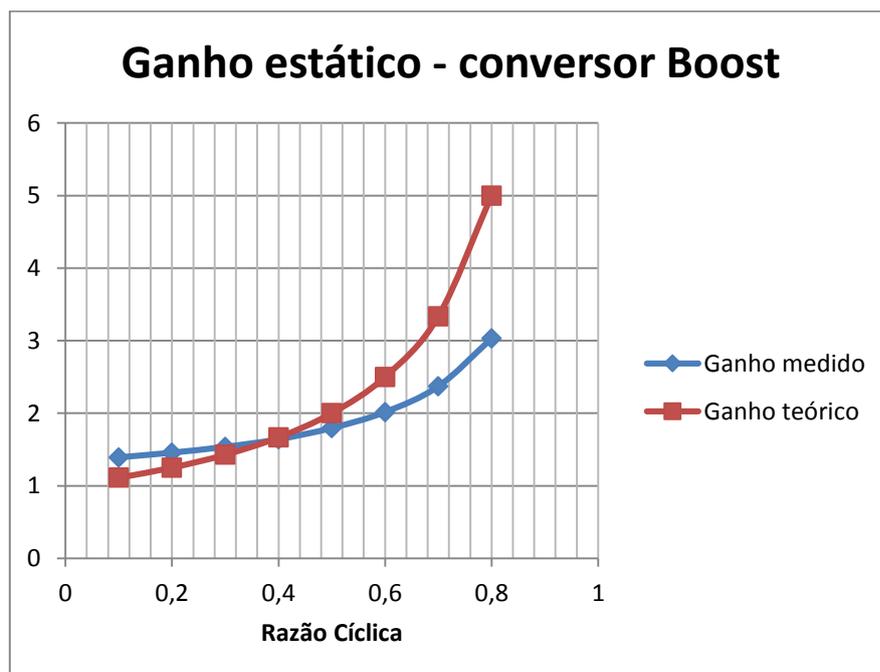


Figura 63: Ganho estático: teórico x medido.
Fonte: O autor, 2014.

A Figura 64 mostra o gráfico de ganho estático, teórico versus real, conforme o obtido nos testes.

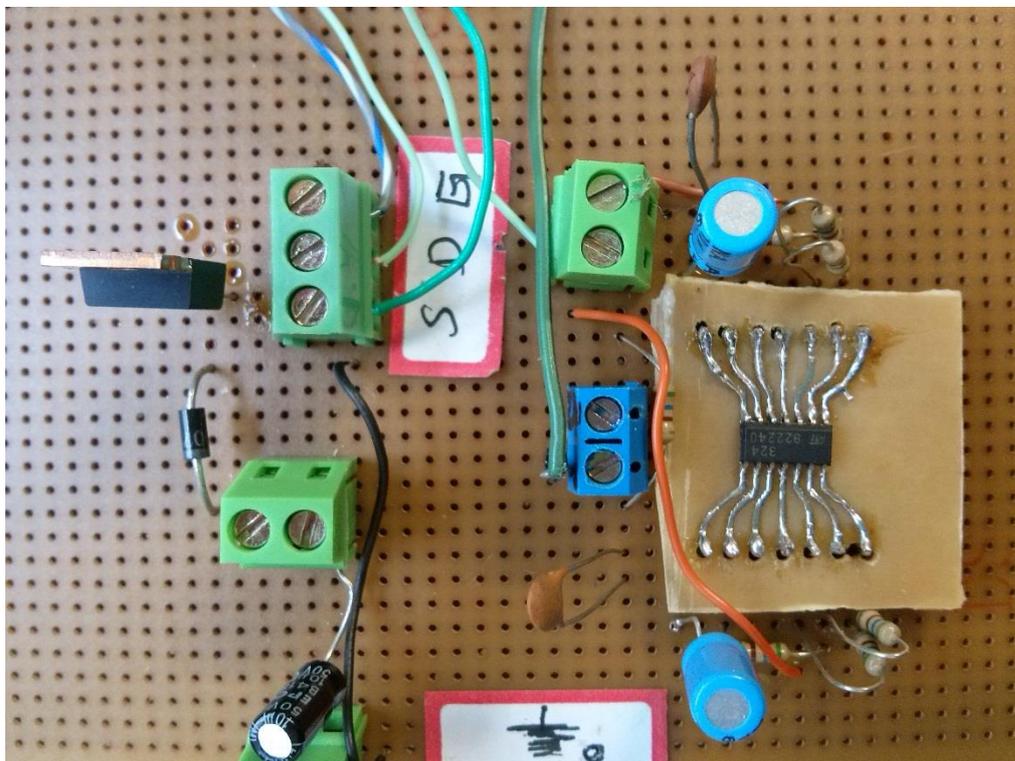


Figura 64: Um dos protótipos do conversor *Boost* com indutor sintetizado
Fonte: O autor, 2014.

A eficiência do conversor depende também da eficiência do próprio amplificador operacional, recomenda-se para aplicações *EH* o uso de amplificadores de baixo consumo. Para a carga nominal, o circuito apresentou eficiência de aproximadamente 59%. Este cálculo inclui uma aproximação do consumo dos amplificadores operacionais, conforme *datasheet* do produto.

Verificou-se que com razão cíclica 0,6, a tensão de saída do conversor prototipado ficou em torno de 4,0V, ou seja, 1V a menos que o projetado. Associa-se esta perda às perdas não modeladas, como por exemplo, no interruptor semiconductor e resistência de saída do amplificador operacional.

5 CONCLUSÕES

Nesta seção são apresentadas as conclusões sobre os resultados obtidos durante o desenvolvimento da dissertação, assim como tópicos sugeridos para trabalhos futuros.

5.1 CONCLUSÕES SOBRE OS RESULTADOS OBTIDOS

A partir da revisão bibliográfica verifica-se a existência de uma infinidade de aplicações que podem ser beneficiadas pelas características de um sistema *EH*. Observa-se, entretanto, que o projeto de um circuito *EH* é bastante específico para uma dada configuração de tipo de fonte de energia e carga, pois tanto a fonte quanto a carga possuem comportamentos particulares.

No trabalho desenvolvido, a proposta da topologia *multi-source*, ou seja, uma topologia adequada à diferentes tipos de fontes de energia, cujo estágio inicial é um multiplicador de Villard, apresentou desempenho satisfatório para uma ampla faixa de frequências de sinais de entrada testados – desde 100Hz a 10MHz. Esta faixa cobre principalmente os sinais gerados por transdutores eletromecânicos que convertem energia vibracional, ou microgeradores, por exemplo, empregados em energia eólica. Na faixa de frequências testada, a tensão de saída manteve-se em aproximadamente 3,20 V para todas as frequências, totalizando uma queda de tensão média de 0,2V por diodo de germânio.

Apesar da impossibilidade de realizar teste de bancada com frequências típicas de radiofrequência, verifica-se por meio dos resultados de outros autores que o multiplicador de Villard é também adequado para atuar nestas frequências, assim como o próprio diodo de germânio.

Desse modo, se conclui que o multiplicador de Villard é capaz de gerar tensão de saída contínua para uma larga faixa de frequências, que cobre os mais diversos tipos de transdutores. Apesar disso, sua maior limitação encontra-se na mínima tensão de entrada possível. Conclui-se que esta tensão está limitada à queda de tensão em condução direta dos diodos que compõe o circuito, onde o mínimo obtido em bancada foi de 0,2 V, empregando o diodo de germânio.

Conclui-se também que o multiplicador de Villard é uma solução de baixo custo e que pode ser utilizado como um estágio único em um sistema *EH*, bastando, entretanto, que a

amplitude da fonte de tensão, assim como a carga, apresentem variações somente dentro de limites conhecidos pelo projetista e que não afetam o desempenho do dispositivo alimentado.

Com relação ao conversor *Boost*, verifica-se que o indutor sintetizado apresentou desempenho similar a um indutor real para a potência nominal de projeto. Conclui-se que o indutor sintetizado pode substituir o indutor passivo para atuar em um conversor para uma aplicação *Energy Harvesting* quando a corrente de saída for suportada pelo amplificador operacional. Esta característica depende do amplificador operacional utilizado, ou seja, amplificadores com maior capacidade de corrente e menor resistência de saída podem operar com maior corrente de saída. A eficiência do conversor depende também da eficiência do próprio amplificador operacional, recomenda-se para aplicações *EH* o uso de amplificadores de baixo consumo.

A grande vantagem do indutor sintetizado é a capacidade de obter uma indutância, teoricamente sem limites, com valor preciso, e pequenas dimensões físicas e baixo custo. Por outro lado, a principal desvantagem para a utilização do indutor sintetizado é a necessidade de alimentar os amplificadores operacionais. Este consumo degrada a eficiência global do circuito. Apesar disso, a abordagem pode ser considerada válida dado que existem amplificadores operacionais de baixo consumo, assim como baixa tensão de alimentação. Do mesmo modo em que outras propostas que utilizam elementos ativos, o projetista deve considerar em um sistema *EH* o percentual de potência que pode ser consumida em circuitos de controle ou circuitos auxiliares em torno do estágio de potência.

Com relação às fontes de energia, conclui-se que as fontes mais adequadas para alimentar o nó sensor da rede sem fio são solar e vibrações mecânicas. Esta última através de microgeradores, que explorem, por exemplo, a energia dos ventos. A energia na forma de RF, apesar de possuir diversas vantagens funcionais, não apresenta densidade de potência suficiente para alimentar adequadamente um nó com as demandas energéticas apresentadas, por exemplo, pelo nó sensor para iluminação pública.

5.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

São sugestões para trabalhos futuros os seguintes tópicos, não abordados nesta dissertação ou que possuem possibilidades de interesse científico ou industrial:

- a) **Projeto de sistemas híbridos de *EH*:** Verifica-se que em determinadas aplicações uma única fonte de energia do meio não é suficiente para alimentar um dispositivo *EH*, desse modo, uma possível solução seria o desenvolvimento de um sistema híbrido, capaz de obter energia de mais de uma fonte com o objetivo de alimentar uma única carga.
- b) **Projeto de sistema de controle para *EH*:** Um sistema de controle para *EH* possui restrições quanto ao consumo energético da solução. Deve-se realizar um comparativo tanto entre soluções analógicas e digitais quanto entre diferentes controladores. O controle deve ser desenvolvido de modo que não apresente picos de consumo de energia, típicos de ações rápidas de controle, entretanto, deve ser suficientemente rápido para que os distúrbios na tensão da carga não prejudiquem seu funcionamento.
- c) **Projeto de circuitos integrados *EH*:** Projeto de circuitos integrados dedicados que sejam soluções completas em *Energy Harvesting*. Atualmente, diversos trabalhos internacionais têm foco neste desenvolvimento, pois os requisitos de dimensões físicas reduzidas é um das principais restrições existente por parte das aplicações que podem ser beneficiadas pelas tecnologias *EH*.

6 PUBLICAÇÕES

Publicações aceitas em congressos e conferências:

DEPEXE, M., NAIDON, T.C., OBERTO, V. P., CAMPOS, A. Boost Converter with Synthesized Inductance for Energy Harvesting Applications. **The 14th International Conference on Micro and Nanotechnology for Power Generation and Energy Conversion Applications**, Japão, 2014.

OBERTO, V. P., DEPEXE, M., NAIDON, T.C., CAMPOS, A. An Improved Droop Control Strategy for Load Current Sharing in Output Parallel-Connected Dc-dc Converters. **IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2014**, Brasil, 2014.

OBERTO, V. P., DEPEXE, M., NAIDON, T.C., CAMPOS, A. A Decentralized Current Sharing Control Strategy for Output Parallel-Connected Dc-dc Converters with True Redundancy. **IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2014**, Brasil, 2014.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ADAMI, S. et al. Ultra-low Power Autonomous Power Management System with Effective Impedance Matching for RF Energy Harvesting. **8th International Conference on Integrated Power Systems (CIPS)**, p. 25–27, 2014.

ALIPPI, C.; GALPERTI, C. An Adaptive System for Optimal Solar Energy Harvesting in Wireless Sensor Network Nodes. **IEEE Transactions on Circuits and Systems**. v. 55, n. 6, p. 1742–1750, 2008.

ARRAWATIA, M.; KUMAR, G. RF Energy Harvesting System from Cell Towers in 900MHz band. **2011 National Conference on Communications (NCC)**, p. 1–5, 2011.

BALIEIRO, A. M. **Handoff de Espectro em Redes baseadas em Rádio Cognitivo Utilizando Redes Neurais Artificiais**. 2011. Dissertação. (Mestrado no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica). Universidade Federal do Pará, Belém. 2011.

BARBI, I. **Eletrônica de potência : Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. Florianópolis: Ed. dos Autores, 5. ed, 2000.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência : Projetos de Fontes Chaveadas**. Florianópolis: Ed. dos Autores, 2. ed, 2001.

BARRIQUELLO, C. H. **Concepção de um Nó Sensor/Atuador Sem-Fio para uma Rede de Gerenciamento de Iluminação Pública**. 2009. Dissertação. (Mestrado no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.

BONNABEL, A.; CHARENTENAY, Y. De. Emerging Energy Harvesting Devices. **Yole Développement - Market & Technology Report**, n. 12, 2012.

BURLESON, W. et al. Design Challenges for Secure Implantable Medical Devices. **Proceedings of the 49th Annual Design Automation Conference on - DAC '12**, p. 12, 2012.

CARLSON, E. J.; STRUNZ, K. e OTIS, B. P. A 20mV Input Boost Converter With Efficient Digital Control for Thermoelectric Energy Harvesting. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 45, n. 4, p. 741–750, 2010.

CARREON-BAUTISTA, S. et al. Matching for Energy Harvesting With Multi-Array Thermoelectric Generators. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 61, n. 10, p. 5345–5353, 2014.

CERVELIN, E, J.; **Redução de Vibrações Mecânicas em Processos de Torneamento Usando Material Piezelétrico**. 2014. Tese. (Programa de Pós-Graduação em Engenharia da Produção). Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, São Carlos, 2014.

CHENG, S.; SATHE, R.; et al. A Voltage-Multiplying Self-Powered AC/DC Converter with 0.35-V Minimum Input Voltage for Energy Harvesting Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 9, p. 2542–2549, 2011.

CHENG, S.; JIN, Y.; et al. An Active Voltage Doubling AC / DC Converter for Low-Voltage Energy Harvesting Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 8, p. 2258–2265, 2011.

CHRYSIKOS, T.; GEORGOPOULOS, G. e KOTSOPOULOS, S. Site-specific validation of ITU indoor path loss model at 2.4 GHz. **IEEE International Symposium on a World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks & Workshops**, n. 978, 2009.

DAYAL, R. et al. Design and Implementation of a Direct AC – DC Boost Converter for Low-Voltage Energy Harvesting. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 6, p. 2387–2396, 2011.

DIN, M. N. et al. Design of RF Energy Harvesting System for Energizing Low Power Devices. **Progress In Electromagnetics Research**, v. 132, n. July, p. 49–69, 2012.

FARHOUD, M.; EL-KEYI, A. e SULTAN, A. Empirical correction of the Okumura-Hata model for the 900 MHz band in Egypt. **Third International Conference on Communications and Information Technology (ICCIT)**, p. 386–390, 2013.

FLORENTINO, H. R. et al. Energy Harvesting Circuit Using Variable Capacitor with Higher Performance. **Journal Integrated Circuits and Systems**, v. 6, p. 68–74, 2011.

GIUSA, F. et al. A Diode-Less Mechanical Voltage Multiplier: A Novel Transducer for Vibration Energy Harvesting. **Sensors and Actuators A: Physical**, v. 212, p. 34–41, 2014.

HARB, A. Energy Harvesting: State-of-Art. **Renewable Energy - An International Journal**, v. 36, p. 2641–2654, 2011.

HATA, M. Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 29, 1980.

HAUKE, B. Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage. **Texas Instruments Application Report SLVA372C**, 2014.

IQBAL, S.; SINGH, G. K. e BESAR, R. A Dual-Mode Input Voltage Modulation Control Scheme for Voltage Multiplier Based X-Ray Power Supply. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 2, p. 1003–1008, 2008.

JABBAR, H. et al. RF Energy Harvesting and Circuits for Charging RF Energy Harvesting System of Mobile Devices. **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, v. 56, p. 247–253, 2010.

KASI, K. et al. Optimization of the Voltage Doubler Stages in an RF-DC Converter Module for Energy Harvesting. **Circuits and Systems**, v. 3, n. 3, p. 216–222, 2012.

KHALIGH, A. et al. Kinetic Energy Harvesting Using Piezoelectric and Electromagnetic Technologies State of the Art. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. v. 57, n. 3, p. 850–860, 2010.

KRAUS, J. D. **Antennas**. McGraw-Hill, 2. ed, 1988.

LANMÜLLER, H. et al. Multifunctional Implantable Nerve Stimulator for Cardiac Assistance by Skeletal Muscle. **Artificial Organs**, v. 23, p. 352–359, 1999.

LU, C.; RAGHUNATHAN, V. e ROY, K. Efficient Design of Micro-Scale Energy Harvesting Systems. **IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems**, v. 1, n. 3, p. 254–266, 2011.

MASOTTI, D. et al. A Load-Modulated Rectifier for RF Micropower Harvesting With Start-Up Strategies. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 62, n. 4, p. 994–1004, 2014.

MASUCH, J. et al. Co-Integration of an RF Energy Harvester Into a 2.4 GHz Transceiver. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 48, n. 7, p. 1565–1574, 2013.

MEDEISIS, A. e KAJACKAS, A. On the Use of the Universal Okumura-Hata Propagation Prediction Model in Rural Areas. **VTC2000-Spring, 2000 IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings**, v. 3, p. 1815–1818, 2000.

MHETRE, M. R.; NAGDEO, N. S. e ABHYANKAR, H. K. Micro Energy Harvesting for Biomedical Applications: A Review. **3rd International Conference on Electronics Computer Technology**, v. 3, p. 1–5, 2011.

MITCHESON, P. D. Energy Harvesting for Human Wearable and Implantable Bio-Sensors. **2010 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society**, p. 3432–3436, 2010.

MOON, S. et al. Design and Control of Battery Charger for Portable Human Powered Generator. **Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE**, p. 1590–1597, 2014.

NIMO, A.; GRGIC, D. e REINDL, L. M. Ambient Electromagnetic Wireless Energy Harvesting using Multiband Planar Antenna. **9th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices**, v. 07, p. 1-6, 2012.

NINTANAVONGSA, P. et al. Design Optimization and Implementation for RF Energy Harvesting Circuits. **IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems**, v. 2, n. 1, p. 24–33, 2012.

NISHIMOTO, H.; KAWAHARA, Y. e ASAMI, T. Prototype Implementation of Ambient RF Energy Harvesting Wireless Sensor Networks. **2010 IEEE Sensors**, p. 1282–1287, 2010.

OKUMURA, Y. et al. Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land-Mobile Radio Service. **Rev. Elec. Commun. Lab.**, v. 16, n. 9, 1968.

PARADISO, J. A. e STARNER, T. Energy Scavenging for Mobile and Wireless Electronics. **IEEE Pervasive Computing**, v. 4, n. 1, p. 18-27, 2005.

PARSONNET, V. e CHEEMA, A. The Nature and Frequency of Postimplant Surgical Interventions: A Realistic Appraisal. **PACE - Pacing and Clinical Electrophysiology**, v. 26, p. 2308–2312, 2003.

PAULO, J. e GASPAR, P. D. Review and future trend of energy harvesting methods for portable medical devices. **WCE 2010 - World Congress on Engineering 2010**, v. 2, p. 909–914, 2010.

PERSA, L. e DAYAL, R. Low-Power Low-Voltage AC–DC Converters for Electromagnetic Energy Harvesting with Efficient Indirect Feedback Scheme. **IET Power Electronics**, v. 5, n. 9, p. 1923–1933, 2012.

PORCARELLI, D. et al. Adaptive Rectifier Driven by Power Intake Predictors for Wind Energy Harvesting Sensor Networks. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. PP, n. 99, 2014.

RAGHUNATHAN, V. et al. Design Considerations for Solar Energy Harvesting Wireless Embedded Systems. **Fourth International Symposium on Information Processing in Sensor Networks, 2005. IPSN 2005**, p. 457–462, 2005.

RAVIKUMAR, C. P.; HIRECH, M. e WEN, X. Test Strategies for Low-Power Devices. **Journal of Low Power Electronics**, v. 4, n. 2, p. 127–138, 2008.

ROSCOE, N. M.; JUDD, M. D. e MEMBER, S. Optimization of Voltage Doublers for Energy Harvesting Applications. **IEEE Sensors Journal**, v. 13, n. 12, p. 4904–4911, 2013.

SANCHES, M. Adaptive Propagation Prediction Models in Land Mobile Systems. **IEEE 2000 Antennas and Propagation Society International Symposium**, v. 1, p. 450–453, 2000.

SHEN, Z. J. et al. Power MOSFET Switching Loss Analysis: A New Insight. **Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE** v. 3, n. 1, p. 1438–1442, 2006.

SHIGETA, R. et al. Ambient RF Energy Harvesting Sensor Device With Capacitor-Leakage-Aware Duty Cycle Control. **IEEE Sensors Journal**, v. 13, n. 8, p. 2973–2983, 2013.

TANG, Y. e KHALIGH, A. Miniaturized Bridgeless High-Frequency Resonant AC-DC Step-Up/Step-Down Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 8993, n. c, p. 1–1, 2014.

TORAH, R. et al. Self-Powered Autonomous Wireless Sensor Node Using Vibration Energy Harvesting. **Measurement Science and Technology**, v. 19, n. 12, p. 125202, 2008.

TRZYNADLOWSKI, A. M. **Introduction to Modern Power Electronics**. Nevada, USA: John Wiley & Sons Inc., 1998.

WARDLAW, J. L.; KARAMAN, I. e KARSILAYAN, A. I. Low-Power Circuits and Energy Harvesting for Structural Health Monitoring of Bridges. **IEEE Sensors Journal**, v. 13, p. 709–722, 2013.

XIE, L. e DU, R. Harvest Human Kinetic Energy to Power Portable Electronics. **Journal of Mechanical Science and Technology**, v. 26, n. 7, p. 2005–2008, 2012.

ZHANG, H. e ZHU, X. A Broadband High Efficiency Rectifier for Ambient RF Energy Harvesting. **2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)**, n. 1, p. 1–3, 2014.