

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

**CONCEPÇÃO DE UM CONVERSOR DC-DC  
AUTO-OSCILANTE APLICADO A UM SISTEMA  
*ENERGY HARVESTING***

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO**

**Thiago Cattani Naidon**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2015**



**CONCEPÇÃO DE UM CONVERSOR DC-DC  
AUTO-OSCILANTE APLICADO A UM SISTEMA  
ENERGY HARVESTING**

**Thiago Cattani Naidon**

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.  
Coorientador: Prof. Fabio Ecke Bisogno, Dr.**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2015**

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

Naidon, Thiago Cattani  
CONCEPÇÃO DE UM CONVERSOR DC-DC AUTO-OSCILANTE  
APLICADO A UM SISTEMA ENERGY HARVESTING / Thiago  
Cattani Naidon.-2015.  
116 p.; 30cm

Orientador: Alexandre Campos  
Coorientador: Fábio Ecke Bisogno  
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa  
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, RS, 2015

1. Energy Harvesting 2. conversor DC-DC auto-  
oscilante 3. circuito de baixa tensão e potência 4.  
conversores ressonantes 5. análise normalizada I.  
Campos, Alexandre II. Bisogno, Fábio Ecke III. Título.

---

© 2015

Todos os direitos autorais reservados a Thiago Cattani Naidon. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Rua João Goulart, n. 430, apto 305, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, 97105-220  
Fone (55) 33474024; Cel (055) 81394022; End. Eletr: thiagonaidon@gmail.com

---

**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 CONVERSOR DC-DC  
AUTO-OSCILANTE APLICADO A UM SISTEMA  
ENERGY HARVESTING**

elaborada por  
**Thiago Cattani Naidon**

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

**COMISSÃO EXAMINADORA**

---

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

---

**Tiago Oliveira Weber, Dr. (USP)**

---

**Saul Azzolin Bonaldo, Dr. (UFSM)**

Santa Maria, 01 de setembro de 2015.



“Humanity's potential is infinite and every being has a contribution to make toward a grander world. We are all in it together. We are one.”

*Helena Blavatsky*





“O potencial da humanidade é infinito e todo ser tem uma contribuição a fazer por um mundo mais grandioso. Estamos todos nele juntos. Somos um.”

*Helena Blavatsky*



Aos meus pais Oscar e Marinês, e meu irmão Diovani  
pelo estímulo, compreensão e amor.



À minha amada Marília,  
pelo amor, apoio, compreensão e companheirismo.



## **AGRADECIMENTOS**

Meus sinceros agradecimentos:

Ao professor Alexandre Campos, por inicialmente, ter aceitado ser meu orientador e acreditado no meu trabalho. Pela amizade, paciência, pelos ensinamentos técnicos, pelas diversas ideias e pelo incentivo durante todo o tempo de convivência.

Ao professor Fábio Ecke Bisogno, por ter aceitado ser meu coorientador, pela amizade e ajuda fundamental no desenvolvimento do trabalho, pelos ensinamentos técnicos e disponibilidade para troca de ideias.

Aos membros que formam a banca de avaliação da dissertação: Tiago Oliveira Weber, Saul Azzolin Bonaldo e Rafael Concatto Beltrame.

Ao professor Natanael Rodrigues Gomes, por sua amizade, incentivo, confiança e pelos convites para participar como banca de TCC e relatórios de estágio.

Aos professores que compuseram minha carreira acadêmico/profissional, desde o curso técnico em eletrotécnica, graduação e pós-graduação, por seus ensinamentos, relatos de experiência que muitas vezes ultrapassaram os limites da sala de aula.

Aos meus amigos e colegas de pós-graduação pela amizade, apoio e trabalhos desenvolvidos durante este período, especialmente aos engenheiros Márcio Dalcul Depexe, Matias Américo Bortoluzzi pelas ideias trocadas relativas ao tema central desta dissertação, assim como artigos publicados.

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, Matias Américo Bortoluzzi, Márcio Dalcul Depexe, Lucas Vizzotto Bellinaso, Maikel Menke e Ytalo Marin Scherer.

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 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 CONVERSOR DC-DC AUTO-OSCILANTE APLICADO A UM SISTEMA ENERGY HARVESTING**

AUTOR: THIAGO CATTANI NAIDON

ORIENTADOR: ALEXANDRE CAMPOS

Data e Local da Defesa: Santa Maria, 01 de setembro de 2015.

A presente dissertação tem por objetivo apresentar a concepção e o desenvolvimento de um conversor DC-DC auto-oscilante aplicado a um sistema *Energy Harvesting (EH)*. A relevância desse estudo se configura na análise normalizada proposta com o objetivo de parametrizar as variáveis de projeto bem como proporcionar redução nas perdas por comutação. O conversor foi projetado para operar em *Zero Voltage Switching (ZVS)*, aumentando a eficiência e reduzindo a interferência eletromagnética. 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, dada a condição de que o circuito proposto opera com valores de tensão da ordem de dezenas de miliVolts. Existem diversas fontes que podem ser empregadas para sistemas *EH*, no entanto esse estudo manteve foco na energia solar, por dois principais motivos: a saída do sinal de forma contínua (DC) e a elevada densidade de potência, o que favorece seu uso. O circuito proposto é composto por um conversor elevador de tensão baseado em oscilador, onde a partida é promovida por um circuito auxiliar do tipo multiplicador de tensão de Greinacher e por fim um estágio de retificação através de diodos. O circuito é capaz de operar com valores de tensão de partida da ordem de 50 mV, atingindo valores de tensão de saída superiores a 20V, e potência superior a 10 mW. Os resultados experimentais e de simulação são apresentados no intuito de demonstrar e validar o projeto, análise realizados empregando o conversor DC-DC auto-oscilante.

**Palavras-chave:** *Energy Harvesting*, conversor DC-DC auto-oscilante, circuito de baixa tensão e potência, conversores ressonantes, análise normalizada, comutação suave.



## **ABSTRACT**

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

### **DESIGN OF A SELF-OSCILLATING DC-DC CONVERTER APPLIED TO AN ENERGY HARVESTING SYSTEM**

AUTHOR: THIAGO CATTANI NAIDON

ADVISOR: ALEXANDRE CAMPOS

Place and date: Santa Maria, September 1st, 2015.

This thesis aims to present the design and development of a self-oscillating DC-DC converter applied to an Energy Harvesting (EH) system. The relevance of this study is characterized by the proposed standard analysis with the objective of defining the parameters of the design as well as providing a reduction in switching losses. The converter is designed to operate in Zero Voltage Switching (ZVS) and, thereby, to increase the efficiency and reduce the Electromagnetic Interference (EMI). The primary function of an EH system is to obtain, convert, condition and manage power from a source available in the environment. In general, this technique is used to power low power devices which usually would be powered by batteries. There are several energy sources that can be used to EH systems, however, this study focus on solar energy, for two main reasons: first, the output the panels is continuous voltage (DC) and also the high power density, which enables its use for a lot of applications. The proposed circuit is composed by a step-up self-oscillating converter, which start-up is promoted by an Greinacher multiplier voltage circuit, that acts as a auxiliary circuit. The output of the converter has a rectification stage. The circuit is capable of operating with starting voltage of at least 50 mV, and reaching output voltage values greater than 20V, with 10 mW of power. The experimental results and simulation are presented in order to demonstrate and validate the design, analysis performed with the DC-DC converter self-oscillating.

**Keywords:** Energy Harvesting, self-oscillating DC-DC converter, low voltage and power circuit, resonant converters, standard analysis, soft switching.



## LISTA DE ACRÔNIMOS

CA – Corrente Alternada

CC – Corrente Contínua

CI – Circuito Integrado

*CMOS - Complementary Metal–Oxide–Semiconductor*

*EH – Energy Harvesting*

*IMD – Implantable Medical Devices*

*MPPT – Maximum Power Point Tracker*

*NMOS - N-Type Metal-Oxide-Semiconductor*

*ZVS – Zero Voltage Switching*

*Wi-fi - Dispositivos de rede local sem fios*

*MOSFET - Metal Oxide SemiconductorField Effect Transistor*

*JFET - Junction gate Field-Effect Transistor*

AIE - Agência Internacional de Energia

RSSF – Rede de Sensores Sem Fio



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Possibilidades de Aplicações em <i>Energy Harvesting</i> .....	29
Figura 2: Estado da arte de conversores de baixa tensão e baixa potência. ....	38
Figura 3: Modelo do circuito para uma célula fotovoltaica. ....	40
Figura 4: Sistema de EH compacto para alimentar nó de uma rede de sensores sem fio.....	41
Figura 5: Eficiência x corrente de carga para o sistema proposto por Raghunathan.....	41
Figura 6: Sistema EH proposto por Alippi e Galperti .....	42
Figura 7: Etapas de operação do multiplicador de Villard. ....	43
Figura 8: Etapas de operação do multiplicador de Greinacher.....	45
Figura 9: Etapas de operação do conversor <i>Charge Pump</i> Dickson. ....	47
Figura 10: Conversor elevador baseado no oscilador.....	50
Figura 11: Esquemático do oscilador de Armstrong ou oscilador de Meissner. ....	51
Figura 12: Conversor <i>boost</i> autooscilante .....	52
Figura 13: Primeira etapa de operação do conversor <i>boost</i> auto-oscilante. ....	54
Figura 14: Segunda etapa de operação do conversor <i>boost</i> auto-oscilante. ....	55
Figura 15: Conversor elevador de tensão baseado em oscilador.....	56
Figura 16: Primeira etapa de operação do conversor elevador de tensão baseado em oscilador .....	57
Figura 17: Segunda etapa de operação do conversor elevador de tensão baseado em oscilador .....	58
Figura 18: Conversor elevador de tensão baseado em oscilador.....	63
Figura 19: Simplificação do estágio de saída .....	64
Figura 20: Primeira etapa de operação, interruptor acionado.....	65
Figura 21: Segunda etapa de operação, interruptor bloqueado .....	66
Figura 22: Exemplo de normalização .....	69
Figura 23: Variável auxiliar que representa a tensão no interruptor .....	76
Figura 24: Variável auxiliar que representa a corrente normalizada no indutor de entrada.....	77

Figura 25: Circuito simulado através do software LTspice .....	93
Figura 26: Tensão e corrente de entrada, respectivamente. ....	94
Figura 27: Tensão e corrente de saída, respectivamente.....	95
Figura 28: Tensão no gatilho e dreno do transistor $M_1$ , respectivamente.....	95
Figura 29: Tensão e corrente de entrada, respectivamente. ....	96
Figura 30: Tensão e corrente de saída, respectivamente.....	96
Figura 31: Tensão no gatilho e dreno do transistor $M_1$ , respectivamente.....	97
Figura 32: Tensão e corrente de entrada, respectivamente. ....	97
Figura 33: Tensão e corrente de saída, respectivamente.....	98
Figura 34: Tensão no gatilho e dreno do transistor $M_1$ , respectivamente.....	98
Figura 35: Protótipo sendo testado em bancada.....	99
Figura 36: Protótipo do conversor elevador de tensão baseado em oscilador com o circuito auxiliar de partida.....	100
Figura 37 - Tensão na saída e entrada, respectivamente (100 mV/div, 20 V/div; 100 $\mu$ s/div)	100
Figura 38 - Tensão na entrada e no gatilho do MOSFET ( $M_1$ ), respectivamente (50 mV/div, 2 V/div; 100 $\mu$ s/div).....	101
Figura 39 - Tensão na saída e entrada, respectivamente (10 V/div, 1 V/div; 25 $\mu$ s/div).....	101
Figura 40 - Tensão e corrente na entrada, respectivamente (1 V/div, 5 A/div; 100 $\mu$ s/div)..	102
Figura 41 - Tensão no gatilho e dreno do MOSFET ( $M_1$ ), respectivamente (10 V/div, 200 mV/div; 25 $\mu$ s/div).....	102
Figura 42 - Tensão e corrente na entrada, respectivamente (1 V/div, 1 A/div; 50 $\mu$ s/div)....	103
Figura 43 - Tensão e corrente na saída, respectivamente (10 V/div, 5 A/div; 10 ms/div)....	103
Figura 44 - Tensão no gatilho e dreno do MOSFET ( $M_1$ ), respectivamente (50 V/div, 500 mV/div; 25 $\mu$ s/div).....	103



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>27</b>
1.1	Justificativa	28
1.2	Objetivos gerais e específicos	30
1.3	Procedimentos Metodológicos	31
1.4	Estrutura do documento	32
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>33</b>
2.1	Circuitos de baixa potência	33
2.1.1	Energia solar	38
2.1.2	Circuitos Energy Harvesting	42
2.1.2.1	Multiplicadores de tensão	42
2.1.2.1.1	Multiplicador de Villard	43
2.1.2.1.2	Multiplicador de Greinacher ou multiplicador de Cockcroft-Walton	44
2.1.2.2	Charge Pump Dickson	46
2.1.2.3	Conversores estáticos	48
2.2	Circuitos ressonantes	50
2.2.1	Topologias de conversores estáticos com uso de ressonância	51
2.2.1.1	Conversor boost auto-oscilante	52
2.2.1.2	Conversor elevador de tensão baseado em oscilador	55
<b>3</b>	<b>DESENVOLVIMENTO</b>	<b>61</b>
3.1	Considerações gerais	61
3.2	Aplicação e topologia proposta	61
3.3	Modelagem do circuito proposto	63
3.3.1	Descrição do circuito	64
3.3.2	Normalização	65
3.3.2.1	Circuitos Ressonantes	67
3.3.2.2	Circuitos dissipativos	68
3.3.2.3	Sistema de espaço de estados independente da frequência	69
3.3.2.4	Espaço de estados independente da tensão de entrada e demais parâmetros	70
3.3.2.5	Definição das variáveis de estado	71
3.3.2.5.1	Fonte de tensão	71

3.3.2.5.2	Fonte de corrente .....	72
3.3.2.6	Sistema normalizado em espaço de estados com variáveis auxiliares .....	72
3.3.3	Solução em regime permanente .....	75
3.3.3.1	Sistema normalizado em espaço de estados com variáveis reais .....	77
<b>3.4</b>	<b>Metodologia de Projeto .....</b>	<b>87</b>
<b>4</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>91</b>
<b>4.1</b>	<b>Considerações gerais .....</b>	<b>91</b>
<b>4.2</b>	<b>Objetivos do protótipo .....</b>	<b>91</b>
<b>4.3</b>	<b>Parâmetros utilizados .....</b>	<b>92</b>
<b>4.4</b>	<b>Resultados obtidos .....</b>	<b>93</b>
4.4.1	Resultados experimentais de simulação .....	93
4.4.2	Resultados experimentais do protótipo .....	99
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>107</b>
<b>5.1</b>	<b>Conclusões sobre os resultados obtidos .....</b>	<b>107</b>
<b>5.2</b>	<b>Sugestões para trabalhos futuros .....</b>	<b>108</b>
<b>6</b>	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>111</b>

# 1 INTRODUÇÃO

A energia elétrica é considerada um dos dez desafios que a humanidade enfrenta na atualidade (KAZIMIERCZUK; CZARKOWSKI, 2012). Existem muitos segmentos em estudo sobre formas de obtenção de energia elétrica a partir de outras fontes que sejam consideradas sem dano ao meio ambiente e principalmente tenham grande disponibilidade de uso. A forma como a energia é convertida em elétrica é um setor que movimenta investimentos de grande valor agregado e exige muita dedicação para que se possa extrair o máximo sem degradar ecossistemas. A eletrônica de potência é um ramo da engenharia elétrica que atua em diversos setores, entre eles, o projeto, simulações, tipos de comutação, entre outras tantas áreas de estudo. As topologias de conversores ressonantes apresentam grande vantagem nesse sentido, pois estão no centro das tecnologias de captação de energia renovável (KAZIMIERCZUK; CZARKOWSKI, 2012).

Os conversores DC-DC são usados em fontes de energia para alimentar uma grande gama de circuitos eletrônicos que contenham dispositivos ativos. Os dispositivos eletrônicos apresentam escala crescente na complexidade de suas estruturas, o que impõe exigências desafiadoras aos projetistas de circuitos conversores (RAGHUNATHAN; CHOU, 2006).

Em função das pequenas dimensões dos componentes e baixas perdas de energia resultantes da operação de alta frequência e comutação suave inerente (YOUSSEF; JAIN, 2007). Circuitos ressonantes são amplamente utilizados em muitas áreas do conhecimento, tais como telecomunicações, informática, fontes de energia, entre outras aplicações. Além disso, os componentes com baixa capacidade de armazenamento de energia, como por exemplo, indutores e capacitores, resultam em uma rápida dinâmica de funcionamento (KAZIMIERCZUK; CZARKOWSKI, 2012).

Aplicações que envolvam conversores ressonantes em topologias de baixa potência tem sido foco nas pesquisas envolvendo captação e conversão de energia, pois, como mencionado anteriormente, as baixas perdas e comutação suave favorecem o funcionamento do mesmo.

Os circuitos de colheita de energia, também conhecidos como *Energy Harvesting* (EH), tem por essência a obtenção de energia proveniente de uma fonte que esteja disponível no meio ambiente, onde é possível a conversão, condicionamento e gerenciamento de modo que haja o provimento de potência para um dispositivo de baixo consumo, evitando o uso de pilhas ou baterias (RAGHUNATHAN et al., 2005).

Usualmente as fontes de energia empregadas para sistemas *EH* são: térmicas, vibrações mecânicas, ondas eletromagnéticas (RF), ruído acústico, eólica e solar. Essa disponibilidade das fontes de energia é que torna o estudo interessante, uma vez que essa energia está disponível gratuitamente e pode ser aproveitada da melhor forma possível.

Neste contexto, a presente dissertação tem como foco explorar topologias de conversores estáticos ressonantes de baixa potência, onde será escolhida uma topologia para ser utilizada. Além disso, o conversor escolhido será modelado através de análise normalizada proposta por (KAZIMIERCZUK; PUCZKO, 1987), com o objetivo principal que o conversor opere em comutação suave reduzindo perdas e aumentando a eficiência na conversão de energia. Posteriormente serão realizadas diversas simulações em *software* de circuitos elétricos, bem como a construção de um protótipo a fim de validar todas as etapas realizadas.

## 1.1 Justificativa

O uso da topologia estudada de circuito *EH* vem a contribuir para o estudo de circuitos de baixa potência e baixa tensão de partida. A principal motivação para o uso de uma topologia que envolva uma etapa ressonante é a capacidade do circuito manter-se em funcionamento contínuo, sem a necessidade de um circuito auxiliar de *driver*.

O conversor opera com tensão de partida da ordem de 50 mV resultando em valores de tensão de saída da ordem de 30 V, e potência de saída de 10 mW, enquadrando-se em um circuito de baixa tensão e baixa potência, conforme é apresentado ao longo da dissertação.

O sistema de partida é decorrente do uso de um oscilador de Armstrong, que é implementado por meio de um transformador que realiza a elevação da amplitude da tensão de entrada, sendo possível o fornecimento adequado de níveis de tensão comerciais (3,3V – 5V), por exemplo, ou também carregar baterias de forma lenta e contínua (CHINI, 2013).

O *Charge Pump*, outro tipo de conversor DC-DC bastante utilizado para aplicações em *EH*, não poderia ser utilizado para essa aplicação devido a necessidade de um valor de tensão de partida da ordem de 500 mV (YU; WU; WEN, 2010). Os conversores capacitivos, como também são conhecidos, possuem desvantagem em relação à topologia ressonante com transformador por necessitarem de vários estágios para amplificação da amplitude do sinal de entrada, o que reduz drasticamente a eficiência do circuito (YU; WU; WEN, 2010).

Dessa forma, a escolha pela topologia que norteia esse estudo baseou-se prioritariamente na relação de ganho de tensão possível com o transformador e demais elementos que compõe o circuito. O circuito apresenta algumas vantagens de grande relevância como o uso para baixos valores de tensão de partida, em torno de 50 mV, pequenas dimensões, isolamento da fonte em relação à carga, possibilidade de diferentes tipos de colheita de energia, especialmente para sinais contínuos.

Como exemplos de aplicações com estas características, podem ser considerados dispositivos de redes de sensores sem fio (RSSF) (LI et al., 2010), que podem estar distribuídos em ambientes urbanos, no interior de edificações, no monitoramento de estruturas em construção civil (WARDLAW; KARAMAN; KARSILAYAN, 2013), dispositivos médicos implantáveis (IMDs – *Implantable Medical Devices*), que necessitam estar implantados no interior do 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 e que podem converter energia cinética ou oriunda de diferenças térmicas (HUANG et al., 2013) (MITCHESON, 2010).

A alimentação de RSSF é uma das aplicações mais promissoras para sistemas *EH*, dentre elas destaca-se a utilização de sensores remotos em *forward farming*. Em geral, os nós 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).

Recentemente estudantes da Universidade de Washington desenvolveram um protótipo de sistema de colheita de energia através da rede *Wi-fi* onde é possível alimentar uma câmera e com isso, a cada 35 minutos, possa ser feita uma nova foto. O sistema eliminou totalmente a forma convencional de alimentação primária através do uso de baterias, ficando a cargo do sistema *EH* prover toda a energia necessária para o funcionamento da câmera. (TALLA et al., 2015).



Figura 1: Possibilidades de Aplicações em *Energy Harvesting*

Fonte: Adaptado pelo autor com base em Renesas Solutions for Wireless Sensor Networks

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).

Portanto, a principal justificativa para a dissertação é apontada pelas inúmeras aplicações de baixo consumo, tais como as baseadas em *Energy Harvesting*, que podem se beneficiar de uma tecnologia com as características de uma topologia de conversor ressonante de baixa potência. Analisando a pesquisa científica para o assunto abordado nesse estudo, é notória a escassez de resultados publicados pela comunidade acadêmica brasileira sobre este tema.

## 1.2 Objetivos gerais e específicos

O objetivo geral da dissertação é modelar matematicamente o conversor elevador de tensão baseado em oscilador por meio de uma análise normalizada baseada no método proposto por Kazimierczuk. Através do resultado obtido na modelagem, é possível a obtenção das equações para projetar o circuito. O proposto é que o circuito tenha capacidade de fornecer níveis de potência de aproximadamente 10 mW, com níveis de tensão de entrada da ordem de 20 mV e tensão de saída de 3,3V, sendo possível suprimir a alimentação de um nó sensor. Espera-se que o circuito possa operar outras aplicações que possuam uma demanda energética similar. Neste sentido, é definido que o circuito deve ser capaz de fornecer potências de saída entre 1 mW e 20 mW, com a menor tensão de entrada possível, e saída variando entre 10 V e 30 V, em tensão contínua. Para comprovar tais especificações, faz parte dos objetivos gerais realizar simulações com a finalidade de verificar se a proposta é válida.

Os objetivos específicos da dissertação são os seguintes:

- a) Desenvolver um protótipo para o conversor DC-DC ressonante proposto;
- b) Analisar o desempenho (eficiência, custo e dimensões físicas).
- c) Comparar o desempenho da topologia do conversor ressonante proposto com outros conversores considerados estado-da-arte na literatura especializada;

- d) Identificar na Revisão Bibliográfica possíveis aplicações que podem ser beneficiadas através das tecnologias de *Energy Harvesting*;
- e) Sugerir tópicos para estudos e pesquisas futuras.

### 1.3 Procedimentos Metodológicos

Inicialmente procedeu-se uma revisão bibliográfica do tema *Energy Harvesting*, bem como o uso e topologias de conversores ressonantes para baixa potência, 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 sobre conversores ressonantes aplicados a sistemas *Energy Harvesting*.

Em seguida, referente ao desenvolvimento da topologia de conversor ressonante de baixa potência, foram considerados os resultados publicados no meio acadêmico, bem como contribuições do autor da pesquisa, orientador e outros profissionais da área. O circuito proposto foi projetado e simulado em ambiente computacional, por meio dos *softwares* Mathematica v.10.1, da *Wolfran* e LTspiceIV v. 4.23, da *Linear Technology*.

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 que a dissertação possui foco na modelagem e desenvolvimento do conversor ressonante para baixa potência aplicado a 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.

## 1.4 Estrutura do documento

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, *Desenvolvimento* apresenta o desenvolvimento do objetivo geral da dissertação.

O Capítulo 4, *Resultados* apresenta os resultados obtidos após simulações, prototipagem e testes em bancada.

O Capítulo 5, *Conclusões*, é dividido em duas seções: 5.1 *Conclusões sobre os resultados obtidos* – em que são tiradas conclusões sobre os resultados do Capítulo 4, bem como de todo o conteúdo da dissertação; 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 *Referências Bibliográficas* utilizadas neste estudo.



## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo, a revisão bibliográfica foi elaborada com o propósito de subsidiar a compreensão do conceito de *Energy Harvesting*, bem como apresentar alguns conversores de baixa potência, dentre eles destaca-se os ressonantes, onde a topologia proposta para essa dissertação será apresentada.

### 2.1 Circuitos de baixa potência

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

Devido a miniaturização dos dispositivos eletrônicos, tornou-se necessário a redução de volume das fontes que provém energia elétrica, o que, na maioria das vezes, está em desacordo com os sistemas alimentados por baterias, devido às dimensões das mesmas não conseguirem acompanhar a redução dos dispositivos (RAGHUNATHAN; CHOU, 2006).

A rápida evolução da indústria microeletrônica e das tecnologias de processo *Complementary Metal Oxide Semiconductor* (CMOS) tem reduzido o consumo de energia dos circuitos, propiciando o uso de sistemas de energia elétrica auto-alimentado (RAMADASS; CHANDRAKASAN, 2011).

As fontes de alimentação oriundas das baterias convencionais apresentam importantes limitações quanto à manutenção e vida útil, sendo esta última bastante reduzida, tornando-se inadequada a aplicação em baixa potência, como por exemplo, em nós sensores sem fio.

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; 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).

Além disso, as baterias consomem uma área significativa do dispositivo eletrônico como, como por exemplo, um sensor. Os sensores com alimentação por meio de baterias, se expostos a condições desfavoráveis, como temperaturas extremas, meio químico, entre outros, inviabilizam sua utilização (ADAMI et al., 2013).

Para fins de exemplificação, segundo Roundy (2003), uma bateria de lítio que desempenha função como principal fonte de alimentação e com volume aproximado de 1 cm<sup>3</sup> tem um armazenamento de energia típico de capacidade de 2800 J. Isto pode fornecer uma média de potência diária de 100  $\mu$ W durante o período de um ano, o que é considerado insuficiente para sistemas em que a substituição da bateria não é uma opção viável (RAMADASS; CHANDRAKASAN, 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. 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 seja substituída com o passar do tempo.

A demanda por energia elétrica cresceu em desacordo com as necessidades da população, de acordo com as estimativas da Agência Internacional de Energia (AIE), que prevê que país em desenvolvimento exigiria cinco milhões de megawatts da nova capacidade elétrica para atender às necessidades previstas. Assim, a capacidade instalada do mundo tem que dobrar em 40 anos a fim de atender a essa demanda crescente (PAINULY, 2001). Por outra perspectiva, considerando as taxas de crescimento populacionais cada vez maiores, algumas mudanças nas condições de vida da população e na influência de *western*, a famosa cultura da “obsolescência programada”, e principalmente, a geração de resíduos deve crescer ainda mais rápido, agravando o cenário de resíduos sólidos, o que torna a sua gestão um grande desafio mundial e um gargalo para a indústria de desenvolvimento de dispositivos eletrônicos com fonte primária de alimentação por baterias (MBAV; CHOWDHURY, 2011).

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 tem 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 baterias<sup>1</sup> é a solução mais comumente adotada para obtenção de energia (PAULO; GASPAR, 2010).

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

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 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 verificou o surgimento de corrente elétrica (HARB, 2011).

Os circuitos para captura de energia, também conhecidos como circuitos *Energy Harvesting*, são capazes de capturar pequenas quantidades de energia em um grande intervalo de tempo, a partir de várias fontes, tais como a luz ambiente (solar), diferencial de temperatura (térmica), a partir dos ventos (eólica), vibração (piezoelétrica) e a partir de Rádio Frequência (RF) entre outras formas de conversão de energia em energia elétrica (PRABHAKAR et al., 2010).

A energia elétrica obtida a partir da conversão das diversas formas de energia disponíveis em abundância na natureza pode ser armazenada através de diversos dispositivos, dependendo principalmente da potência a ser requisitada pela carga. É possível, por exemplo, que um sistema baseado em *EH* utilize apenas capacitores como elementos para armazenamento de energia (MHETRE; NAGDEO; 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

---

<sup>1</sup>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.

continuamente. 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 há uma diversidade de fontes de energia que podem ser empregadas por um sistema de *EH*, assim como as aplicações que podem fazer uso desta 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.

A energia gerada pode variar entre dezenas de microwatts até centenas de miliwatts, energia suficiente para alimentar dispositivos eletrônicos de baixa potência utilizados para aplicações embarcadas.

A Tabela 1 apresenta um comparativo de densidades de potência em função do custo por *mW* para alguns tipos de fonte de colheita de energia.

Tabela 1 – Comparativo entre os tipos de colheita de energia.

Tipo de Fonte de Energia	Condição	Densidade de Potência	Custo da Energia	Custo da Energia <sup>2</sup>
Fotovoltaica	Ambiente Interno	10 $\mu W/cm^2$	1 €/mW	3,49 R\$/mW
	Ambiente Externo	10 mW/cm <sup>2</sup>	0,001 €/mW	0,00349 R\$/mW
Mecânica	Piezoelétrico	330 $\mu W/cm^3$	50 €/mW	174,50 R\$/mW
	Eletroestático	10 $\mu W/cm^3$	>100 €/mW	>349,00 R\$/mW
	Eletromagnético	100 $\mu W/cm^3$	50 €/mW	174,50 R\$/mW
Térmica	Corpo humano (5°C)	50 $\mu W/cm^2$	100 €/mW	349,00 R\$/mW
	Industrial	1-10 mW/cm <sup>2</sup>	2 €/mW	6,98 R\$/mW
Radio Frequência	(Wi-fi)	1 $\mu W/cm^2$	1000 €/mW	3.490,00 R\$/mW
Orgânica	Fuel-Cell	1 $\mu W/cm^3$	50 €/mW	174,50 R\$/mW

Fonte: Adaptado pelo autor com base em (Degrenne et al. (2011, p.1))

Os conversores de baixa potência e baixa tensão requerem atenção especial e um projeto específico. De acordo com Kimball, Flowers e Chapman (2004, p.96) as principais características a serem analisadas é a eficiência e a tensão de partida do conversor. A maioria dos componentes de silício não opera com tensões de gatilho abaixo de 0,5 V. Uma vez em funcionamento, a tensão do conversor de *step-up* de saída pode ser suficientemente alta para fornecer a potência necessária para a carga.

Existem basicamente duas possibilidades para partida de um conversor de baixa potência: a primeira solução é a com assistente externo para partida e a outra possibilidade é a

<sup>2</sup> Valor convertido em Reais conforme a cotação do Euro no dia 10/06/2015.



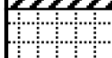

utilização de um circuito para partida em baixa tensão. Para a primeira solução existem três possibilidades de assistente para partida, sendo eles: uma bateria externa, um capacitor pré-carregado ou um interruptor mecânico (ADAMI et al., 2013).

Os conversores chaveados capacitivos de baixa tensão são amplamente utilizados em aplicações que envolvem níveis de tensão abaixo de 1 V (SEIKO INSTRUMENTS, 2010). A arquitetura para essa topologia de conversor é otimizada para operação em baixos níveis de tensão. Existem diversas técnicas que são utilizadas para reduzir os valores de tensão limiar das chaves semicondutoras. A tensão de partida pode ser de 300 mV ou valores inferiores, entretanto, pequenos valores de tensão podem apresentar problemas de estabilidade.

A segunda categoria que envolve os conversores autoalimentados faz uso de conversores ressonantes DC-DC. Nesta categoria o uso do oscilador de Armstrong geralmente está presente (POLLAK; MATEU; SPIES, 2009; DAMASCHKE, 1997). A principal vantagem do uso dessa topologia é o baixo valor de tensão de partida, assim como a capacidade de obtenção de valores de tensão elevados, isso através do transformador.

A Figura 2 apresenta um resumo do estado da arte para conversores DC-DC de baixa potência e baixa tensão, sendo segmentado levando em consideração as técnicas de partida. É possível observar na figura que os conversores que utilizam assistência externa para partida estão distribuídos em todas as faixas de tensão de alimentação – auxílio na partida por bateria (PAING et al., 2008; DOLGOV; ZANE; POPOVIC, 2010), auxílio na partida por capacitor pré-carregado (CARLSON; STRUNZ; OTIS, 2009; HIMES et al., 2010) e auxílio na partida por interruptor mecânico (RAMADASS; CHANDRAKASAN, 2011).

O conversor ressonante proposto está enquadrado nos níveis de tensão e potência da letra C, conforme apresentado na Figura 2, na seção onde os conversores possuem auto-partida e correspondem a uma baixa tensão de entrada (a partir de 45 mV).

	A	Assistente para partida externa (bateria, capacitor carregado, interruptor mecânico)
	B	Conversor chaveado capacitivo de baixa tensão
	C	Proposta de conversor ressonante baseado em oscilador de Armstrong
	D	Conversores ressonantes baseado em oscilador de Armstrong

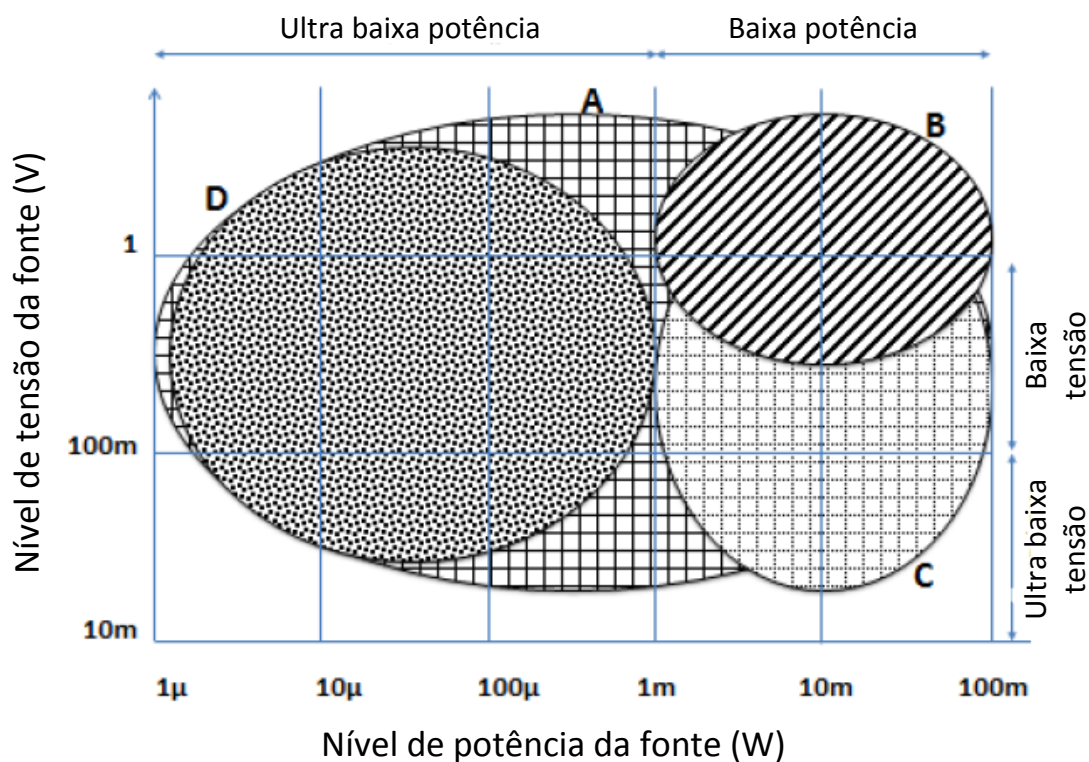


Figura 2: Estado da arte de conversores de baixa tensão e baixa potência.

Fonte: Adaptado pelo autor com base em Adami et al. (2013, p.1223).

### 2.1.1 Energia solar

Existem diversos tipos de fonte de energia para serem convertidos em energia elétrica, como por exemplo, a mecânica, a térmica, a orgânica, a fotovoltaica, entre outras. Neste estudo, o tipo de fonte de energia adotado foi a fotovoltaica, por possuir uma boa relação custo-benefício, em termos de densidade de potência e custo.

A captação de energia a partir do ambiente se tornou ainda mais importante com os avanços no desenvolvimento de sistemas para baixa potência, especialmente em redes de

sensores sem fio (RSSF), o que permite o desenvolvimento de sistemas completamente autossuficientes (SEAH; ZHI; TAN, 2009).

Os sistemas providos por energia solar podem ser implantados onde os custos com instalação elétrica cabeada ou a troca de bateria primária seja muito dispendiosa ou inviável, como por exemplo, em equipamentos para monitoramento dos animais. Outrossim, as aplicações que requerem um grande número de sensores podem vir a resultar em custos elevados de manutenção, logo circuitos *EH* podem minimizar tais despesas. As áreas de aplicação para sistemas autossuficientes podem servir para monitoramento de saúde de pacientes hospitalizados (HANDE et al., 2007), monitoramento de microestações meteorológicas (TANEJA; JEONG; CULLER, 2008) ou monitoramento de condições em instalações industriais (SCHMID et al., 2010).

Existem várias abordagens para maximizar a potência de saída em sistemas de captação de energia solar, através do rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT). No entanto, para dispositivos *EH* para baixas potências, da ordem de micro ou miliwatts, o consumo de energia convertido pode ser pequeno a ponto de tornar impraticável o uso de um circuito de MPPT (KIM; LAI, 2008; SCHMID; GAEDEKE, 2012).

Em áreas onde a irradiação solar é elevada, o excedente de energia convertida pode justificar o uso de um circuito MPPT, ao passo que em situações onde a conversão de energia é constante em níveis de tensão, há maior eficiência em aplicações com baixa tensão de partida (SCHMID; GAEDEKE, 2012).

Ao se fazer um comparativo entre as diferentes fontes de energia, a colheita de energia solar tem sido um dos métodos mais frequentemente selecionado, seja para utilização da luz natural do dia, ou para uso da luz artificial disponível (RAGHUNATHAN et al., 2005a; PARADISO; STARNER, 2005; SEAH; ZHI; TAN, 2009). Especialmente em aplicações onde os painéis solares vão ficar expostos em espaços externos os tamanhos de painéis necessários são da ordem de poucos centímetros quadrados e, portanto, comparável ao tamanho de uma bateria. Naturalmente, o tamanho do painel fotovoltaico necessário depende da necessidade da aplicação de energia. Neste contexto, muito vem sendo estudado para maximizar a economia de dispositivos que fazem uso da colheita de energia solar (VOIGT; RITTER; SCHILLER, 2003; HASENFRATZ et al., 2010).

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

Ao se considerar um sistema solar com incidência direta (meio-dia), é possível obter um valor de densidade de potência por radiação solar sobre a superfície da Terra de aproximadamente  $100 \text{ mW/cm}^2$ . As células fotovoltaicas de silício são consideradas uma tecnologia consolidada do ponto de vista comercial, com ganhos de eficiência em células de silício monocristalino variando de 12% a 25% (ROUNDY, 2003).

Atualmente, existem células solares de dimensões diversas e, conseqüentemente, é possível encontrar em virtude disso uma diversidade de 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., 2005b). Além disso, as células solares possuem uma das maiores densidades de potência entre fontes de energia para *EH* (RAGHUNATHAN et al., 2005b). A Tabela 1 apresenta valores de densidade de potência de uma célula solar, comparativamente a outras fontes de energia. Dessa forma, é possível verificar que a energia solar possui densidade de potência na ordem de miliwatts.

As desvantagens de usar um sistema de captação de energia solar incluem a alta variabilidade na energia fornecida e a dependência das condições climáticas, o que torna a fonte de alimentação insuficiente por vezes. Além disso, os componentes de captação e elementos de armazenamento de energia, como baterias ou ultracapacitores, tem diferentes características de tensão/corrente que devem ser combinadas umas as outras. Para as aplicações onde a captação de energia solar é no interior das edificações (*indoor light*), a construção de um sistema que não necessite de elementos para armazenamento de energia e não possua iluminação contínua, torna essa prática inviável (JAVANMARD; VAFADAR; NASIRI, 2009).

Um painel fotovoltaico pode ser representado pelo circuito equivalente mostrado na Figura 3. Neste circuito,  $I_L$  é a corrente gerada pela luz,  $D$  é o diodo equivalente do painel, com modelo exponencial,  $R_{SH}$  é resistência paralela (*shunt*) e  $R_S$  é resistência série equivalente.

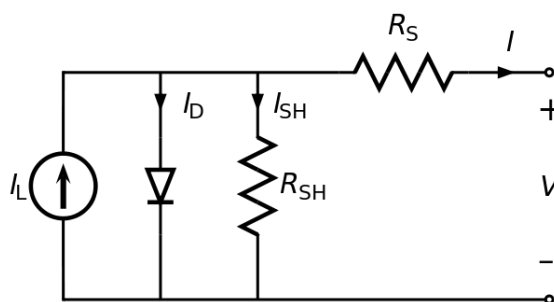


Figura 3: Modelo do circuito para uma célula fotovoltaica.  
Fonte: Yu; Wu; Wen (2010, p.262)



Os estudos que embasam a presente dissertação envolvem aplicações com foco na alimentação de nós sensores, com o propósito de substituir ou auxiliar o possível uso de baterias. Para ilustrar a aplicação citada, é representado na Figura 4 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 4: Sistema de EH compacto para alimentar nó de uma rede de sensores sem fio.  
Fonte: Raghunathan et al., (2005, p. 460)

A eficiência do sistema *EH* proposto por Raghunathan et al. (2005) é apresentada na Figura 5 onde é possível analisar a eficiência para três valores de tensão de alimentação em função da corrente de carga.

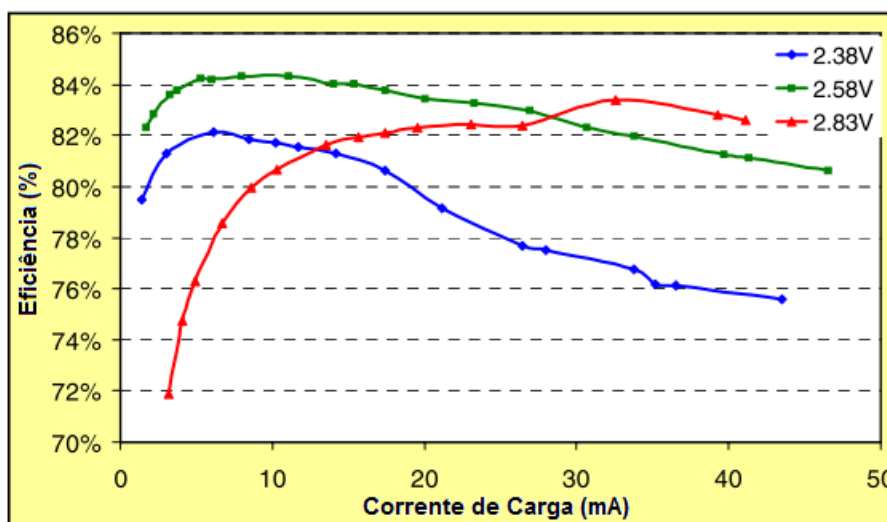


Figura 5: Eficiência x corrente de carga para o sistema proposto por Raghunathan  
Fonte: Adaptado pelo autor com base em Raghunathan et al., (2005a, p.461)

Apesar deste trabalho não utilizar um sistema de rastreamento do ponto máximo de potência (MPPT), será apresentado um sistema com uso de MPPT para circuitos de baixa potência proposto por Alippi e Galperti,(2008), onde é sugerido o uso de células solares para

alimentação de redes de sensores sem fio. A Figura 6 ilustra um sistema completo *EH* com MPPT onde a energia é armazenada em uma bateria e também serve para alimentar a carga.

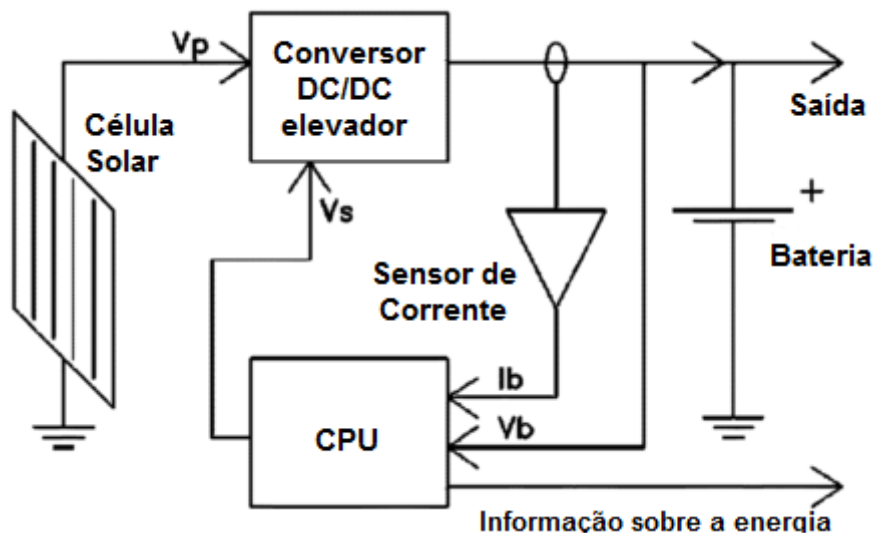


Figura 6: Sistema EH proposto por Alippi e Galperti  
 Fonte: Adaptado pelo autor com base em Alippi e Galperti (2008, p.1742)

## 2.1.2 Circuitos Energy Harvesting

Existem diversos tipos de conversores para utilização junto a circuitos de colheita de energia. Nessa seção serão apresentadas algumas topologias selecionadas devido à relevância científica.

### 2.1.2.1 Multiplicadores de tensão

O circuito do tipo multiplicador de tensão tem por função retificar e amplificar um valor de tensão de entrada do tipo CA, de modo que a tensão de saída seja CC e de maior amplitude (TORAH et al., 2008). Estes circuitos 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; BESAR, 2008).

### 2.1.2.1.1 Multiplicador de Villard

Um dos circuitos multiplicadores mais adotados em projetos de *EH* é o multiplicador de tensão de *Villard* em cascata (GIUSA et al., 2014). Esta topologia de multiplicador de tensão utiliza somente componentes passivos (diodos e capacitores) sendo considerado um circuito com baixo custo de fabricação. Essa topologia tem um ganho de tensão variável, dependendo do número de estágios em cascata. A cada estágio acrescentado em cascata a tensão de saída dobra de valor em relação ao anterior, ocorrendo assim a redução das perdas por condução e quedas de tensão nos diodos. A Figura 7 ilustra as etapas de operação de um estágio de um multiplicador de Villard.

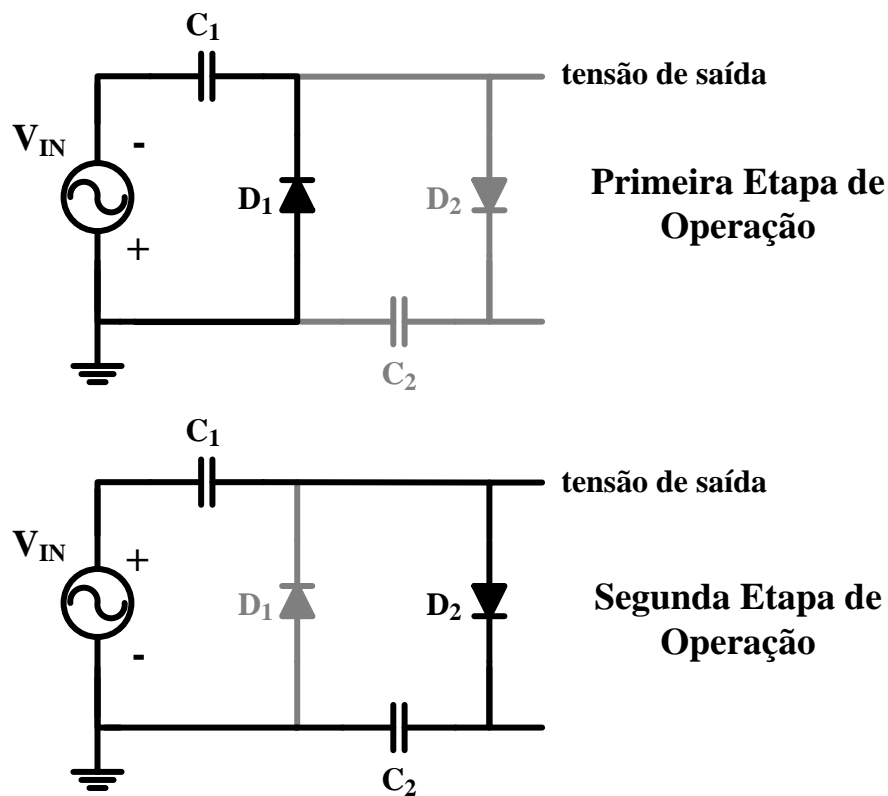


Figura 7: Etapas de operação do multiplicador de Villard.

A primeira etapa de operação do circuito consiste no carregamento do capacitor  $C_1$  através da fonte  $V_{IN}$ , por intermédio do diodo  $D_1$ , que está polarizado diretamente durante a primeira etapa de operação. Encerrado o ciclo da fonte  $V_{IN}$ , ocorre a mudança de polaridade, nesse momento o diodo  $D_1$  passa a ser polarizado reversamente e com isso deixa de conduzir.

Durante a segunda etapa, o diodo  $D_2$  entra em condução e o capacitor  $C_1$  é descarregado no capacitor  $C_2$ , que é carregado com a diferença de tensão  $V_{C_2} - V_{IN}$ . A tensão sobre o capacitor  $C_2$  é também a tensão de saída. Quando a tensão  $V_{C_1}$  chega à zero, a tensão sobre o capacitor  $C_2$  é igual à tensão de pico da fonte  $V_{IN}$  subtraído o valor da tensão de queda nos diodos. Quando a tensão da fonte torna-se positiva novamente, o diodo  $D_1$  entra em condução e reinicia a primeira etapa de operação. Ao fim de cada ciclo, a tensão sobre o capacitor  $C_2$  sofre acréscimos, até atingir o dobro da tensão de pico da fonte  $V_{IN}$ .

Os multiplicadores de tensão possuem funções de retificação e amplificação do sinal de entrada (ganho de tensão), porém essa topologia apresenta uma limitação quanto ao uso de componentes que possuem perdas significativas durante a condução.

O uso de diodos convencionais é uma solução altamente ineficaz para circuitos *EH*, pois suas perdas em condução são consideradas de grande impacto para o circuito se considerados os níveis de tensão abordados nesse trabalho (20mV – 2V) (CHENG et al., 2011a). O principal fator limitante observado é a 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 et al., 2011a).

Com o propósito de minimizar a influência da queda de tensão nos diodos, e, por consequência melhora a eficiência dos circuitos, diversos autores como 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 variando entre 0,1V e 0,2V (CHENG et al., 2011a) ou maior, e são adequados para uso em sistemas de colheita de energia.

#### 2.1.2.1.2 Multiplicador de Greinacher ou multiplicador de Cockcroft-Walton

O multiplicador de *Greinacher* é construído a partir do multiplicador de *Villard*, mudando apenas a posição de um diodo e de um capacitor.

O circuito do tipo multiplicador de *Greinacher* ou multiplicador de *Cockcroft-Walton* tem por função retificar e amplificar um valor de tensão de entrada do tipo CA ou DC pulsada, de modo que a tensão de saída seja CC e de maior amplitude (TORAH et al., 2008).

Da mesma forma que a topologia proposta por Villard, este multiplicador de tensão utiliza somente componentes passivos (diodos e capacitores) sendo considerado um circuito com baixo custo de fabricação. Essa topologia tem um ganho de tensão variável dependendo do número de estágios em cascata. A cada estágio acrescentado em cascata a tensão de saída dobra de valor em relação ao anterior, ocorrendo assim a redução das perdas por condução e quedas de tensão nos diodos.

A Figura 8 ilustra as etapas de operação de um estágio de um multiplicador de Greinacher.

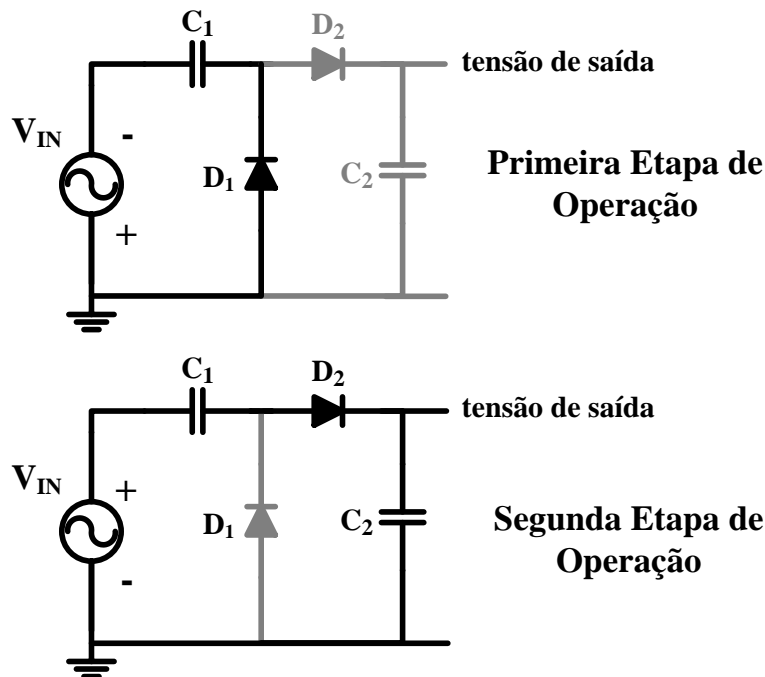


Figura 8: Etapas de operação do multiplicador de Greinacher.

Com sinal de entrada  $V_{IN}$ , que tem amplitude igual a  $V_A$ , cuja tensão de entrada é máxima, o circuito funciona idealmente da seguinte maneira: no semiciclo negativo do sinal de entrada, o capacitor  $C_1$  é carregado com a tensão  $V_A$ , através do diodo  $D_1$  e, no semiciclo positivo, o capacitor  $C_2$  é carregado com uma tensão igual a soma da tensão máxima na entrada  $V_A$ , com a tensão sobre  $C_1$  através do diodo  $D_2$ . Desse modo, a tensão de saída é equivalente a duas vezes a amplitude da tensão de entrada  $2.V_A$ .

Essa topologia foi redescoberta independentemente por Cockcroft e Walton em 1932 (COCKCROFT; WALTON, 1932). Esse circuito também é conhecido como multiplicador de

tensão Dickson modificado, pois pode ser visto como o circuito criado por J. F. Dickson em 1976 com duas de suas entradas curto-circuitadas com o nó de referência.

#### 2.1.2.2 Charge Pump Dickson

O circuito do tipo *Charge Pump Dickson*, com tradução literal (Bomba de Carga) proposto por Dickson (1976, p. 375) foi o primeiro circuito *charge pump* a ser integrado em um *chip*. Esse tipo de conversor DC-DC tem aplicação para as mais diversas áreas, como por exemplo: controle de microatuadores, circuitos *EH* entre outras aplicações.

Apesar de existir diversos circuitos derivados do circuito *charge pump* proposto por Dickson, a sua estrutura continua a ser de uso dominante no meio científico devido, principalmente, à simplicidade da estrutura do conversor (ZHANG; LLASER, 2004).

O circuito *charge pump* Dickson normalmente opera com frequência de operação fixa e em função disso existe um ponto de operação otimizado onde é possível que a tensão de saída e a corrente de carga tenham um valor casado com essa frequência de comutação fazendo com que o circuito tenha a máxima eficiência (HOQUE et al., 2003)

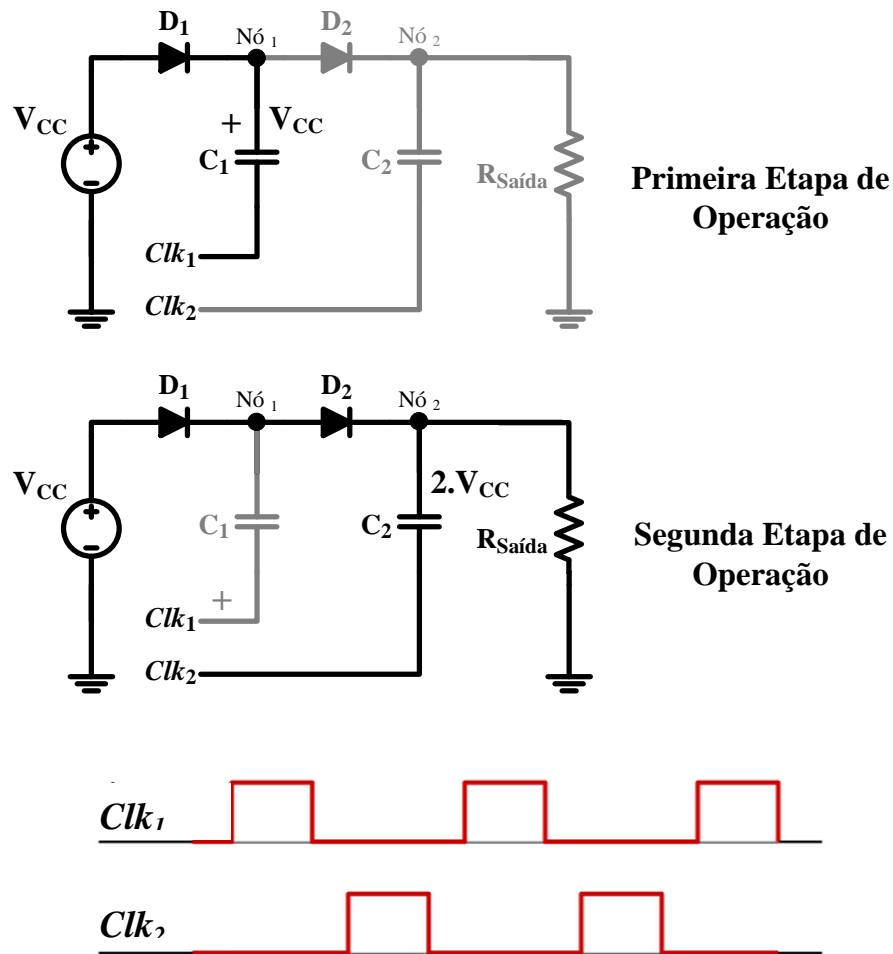


Figura 9: Etapas de operação do conversor *Charge Pump* Dickson.

O circuito *Charge Pump* Dickson é constituído por dois relógios para regulação da carga,  $Clk_1$  e  $Clk_2$ , que são opostas em fase e devem ter uma amplitude de tensão suficientemente maior que a tensão de junção dos diodos, conforme ilustrado na Figura 9: Etapas de operação do conversor *Charge Pump* Dickson. Os diodos na cadeia de carga do circuito, operam como interruptores autocronometrados que são caracterizados por uma tensão a ser regulada pela tensão do circuito de *clock*.

O *Charge Pump* Dickson, transfere energia ao longo da cadeia de diodos carregando e descarregando os capacitores alternadamente onde a referência de tensão é a amplitude de *clock* durante o cada ciclo de relógio. Inicialmente, quando o relógio  $Clk_1$  está em nível baixo, o diodo  $D_1$  conduz até que a tensão no nó 1 seja a tensão da fonte “ $V_{cc}$ ”.

Uma vez que a tensão da fonte  $V_{cc}$  e amplitude dos relógios são iguais e quando o relógio  $Clk_2$  possuir valor baixo, ocorre que o diodo  $D_2$  conduz até que a tensão no nó 2 seja o somatório da tensão de entrada mais a tensão do primeiro estágio subtraída das quedas ocasionadas pelos diodos.

Quando o  $Clk_2$  é desligado, ou seja, no final de um ciclo completo, a tensão de saída será a tensão de entrada somada a o número de estágios multiplicados pela tensão de entrada e subtraídos das quedas de tensão dos componentes do conversor.

Apesar dos grandes esforços para melhorar o desempenho dos conversores *Charge Pumps*, infelizmente essas arquiteturas ainda são inadequadas para o uso em aplicações de baixa tensão. As principais limitações são decorrentes da tensão limiar dos diodos e transistores, onde na maioria dos casos a tensão de arranque não é suficiente para por esses interruptores semicondutores em funcionamento pleno. Além disso, os conversores capacitivos exibem desvantagem inerente quando eles são utilizados em aplicações de baixa tensão onde o grande número de fases em cascata são inseridas com o intuito de maximização da tensão de entrada do conversor diminuindo drasticamente a eficiência global do circuito (YU; WU; WEN, 2010).

### 2.1.2.3 Conversores estáticos

O uso de conversores estáticos é apresentado como proposta por diversos autores da literatura especializada como alternativa para conversão e condicionamento de energia para um sistema *EH*, entre eles, Pollak, Mateu e Spies (2008) propõe o uso de um conversor *boost* para obtenção de energia solar ou energia térmica, com tensão de partida mínima de 70 mV, porém eficiência máxima com tensão de partida entre (200 mV-500 mV) e possibilidade de fornecer potência de 700  $\mu$ W e 2 V de tensão de saída. Degrenne et al., (2011) e Im et al., (2012) propõe um circuito *EH* baseado em um conversor *flyback* modificado cujo objetivo era obtenção de energia a partir de células combustíveis e energia térmica, respectivamente. O estudo desenvolvido por Degrenne et al., (2011) apresentou valor de potência de saída de 10 mW com um valor de tensão de partida de 300 mV. O estudo proposto por Im et al., (2012) apresentou valor de potência de saída de 2,7 mW com tensão de partida avaliada em 300 mV. Através do comparativo realizado acima, percebe-se que a topologia que utiliza um *flyback* modificado apresenta maiores vantagens quanto à disponibilidade de potência de saída.

Os conversores estáticos possuem características, quando bem projetados, de alta eficiência e dimensões físicas reduzidas, corroborando com o propósito de sistemas *Energy Harvesting*.



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 contínua, igual ou inferior a 1V, enquanto a tensão de saída do sistema *EH* (aquela disponível à carga) é de aproximadamente 20 V, esse valor é oriundo da alta relação de transformação, 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; 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 adotados: 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) Menor número de indutores e capacitores (menores perdas, menor custo, menor dimensão física);

Quanto ao interruptor semiconductor (MOSFET), o ideal é que este possua o pino de *source* conectado à referência da fonte de entrada, pois isso facilita significativamente o uso de um possível *driver* para acionamento, caso contrário a implementação do mesmo se torna mais complexa. Em aplicações de baixa potência, é desejável que não haja *drivers* para acionamento do circuito. Caso seja necessário o uso de *drivers*, é indispensável que sejam de baixo consumo (DAYAL et al., 2011).

Com base no comparativo realizado anteriormente, optou-se pelo uso da topologia do conversor elevador de tensão baseado em oscilador, onde a possibilidade de maiores ganhos de tensão é evidente, bem como o resultado pode ofertar maiores valores de potência para alimentação de cargas.

A Figura 10 apresenta o esquemático do conversor elevador baseado no oscilador de Armstrong utilizando um transformador para altos ganhos de tensão.

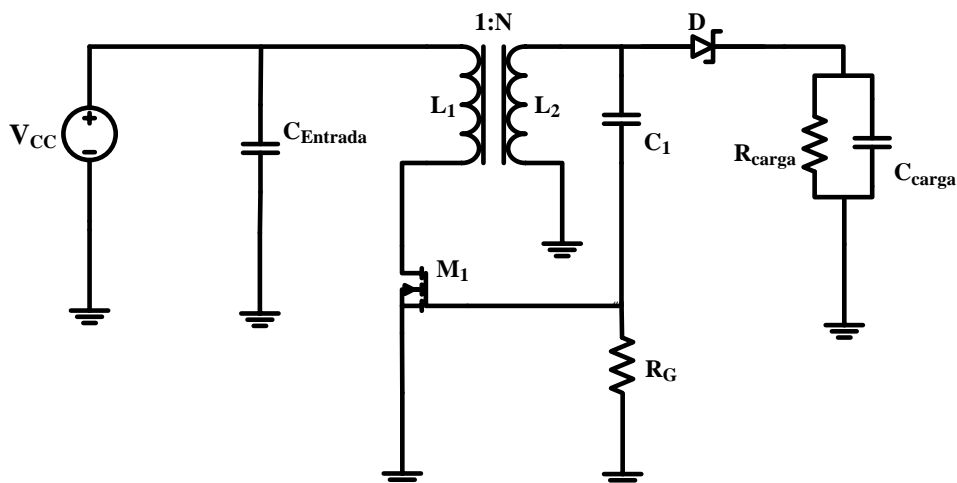


Figura 10: Conversor elevador baseado no oscilador  
 Fonte: Luo; Boutell; Brown (2010, p.8)

Cabe ressaltar que, durante a etapa de testes, o circuito da Figura 10 não realizou a partida de forma autônoma, sendo necessário o uso de energia externa para que o mesmo pudesse iniciar o funcionamento. Dessa forma, a alternativa encontrada foi o uso de dois conversores combinados, sendo este o conversor capital e para auxiliar na partida foi utilizado um multiplicado de tensão do tipo Greinacher.

## 2.2 Circuitos ressonantes

Existem diversas topologias propostas para circuitos *EH*, à escolhida para essa pesquisa de mestrado envolve uma ressonância entre o secundário do transformador e o resultante da combinação da capacitância da chave com o capacitor  $C_1$ .

O estudo dessa seção terá enfoque na topologia proposta para esse trabalho. O circuito a ser estudado envolve um transformador com elevada relação de transformação.

A literatura apresenta algumas variações para essa topologia de conversor autoalimentado onde o transformador é inserido com o objetivo de ganho de tensão e auto-oscilação. Diversos autores fazem uso de circuitos oriundos do oscilador de Armstrong<sup>3</sup> ou também conhecido como oscilador de Meissner (DAMASCHKE, 1997), (POLLAK;

<sup>3</sup> Edwin Howard Armstrong - Engenheiro e inventor Americano que viveu de 1890 até 1954, desenvolveu este oscilador e também a modulação por frequência (FM).

MATEU; SPIES, 2008), (GRGIĆ et al., 2009), (ADAMI et al., 2012),(CHINI, 2013), (DESAI; ANANTHA, 2014), (DALLAGO et al., 2015).

Na Figura 11 é apresentada a estrutura do oscilador descrito acima.

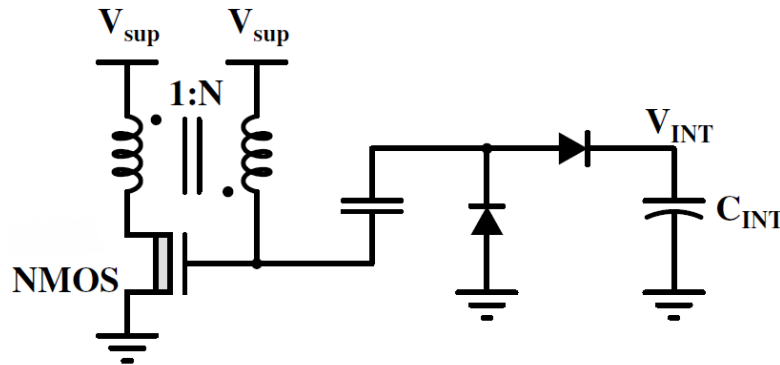


Figura 11: Esquemático do oscilador de Armstrong ou oscilador de Meissner.  
Fonte: Desai; Chandrakasan; Ramadass (2014, p. 222)

Um dos maiores benefícios do uso dessa estrutura é o baixo valor de tensão para partida do circuito e a capacidade de elevação desse valor, resultando em um valor de tensão passível de alimentação de circuitos comerciais (DESAI; ANANTHA, 2014).

Os circuitos ressonantes também podem ser usados como uma parte de arranque de um conversor de capital. A maioria dos circuitos ressonantes operam em mili-watts níveis de potência de saída. O trabalho proposto por Damaschke (1997) faz uso de um oscilador de Armstrong com um circuito de partida para um conversor boost de 100 mW. O oscilador de Armstrong também pode ser utilizado para auxiliar durante a transferência de potência, que é o caso do estudo proposto por Degrenne et al. (2011) onde é feito um comparativo de três topologias, onde a principal similaridade é o uso do oscilador de Armstrong.

### 2.2.1 Topologias de conversores estáticos com uso de ressonância

Existem duas topologias que são predominantemente utilizadas na literatura especializada. A primeira apresenta um conversor *boost* modificado para que sua estrutura seja auto-oscilante e uma segunda topologia que utiliza um oscilador de Armstrong, também apresentada por pesquisadores como conversor elevador de tensão baseado em oscilador.

### 2.2.1.1 Conversor boost auto-oscilante

O conversor *boost* convencional tem acionamento de seu interruptor semicondutor por meio de um dispositivo denominado *driver* onde o objetivo deste é determinar o momento em que há o chaveamento do circuito, ou seja, o momento em que ocorre as comutações do interruptor.

A topologia modificada, utiliza um indutor acoplado ao invés de um elemento convencional com o intuito de utilizar essa indutância extra para acionar a chave semicondutora, dispensando o uso de um circuito de *driver* e reduzindo o custo de implementação, bem como o “desperdício” de energia em um subsistema de controle.

A Figura 12 apresenta o conversor *boost* adaptado indicando o circuito de partida (ressonante) e o circuito principal para conversão de energia.

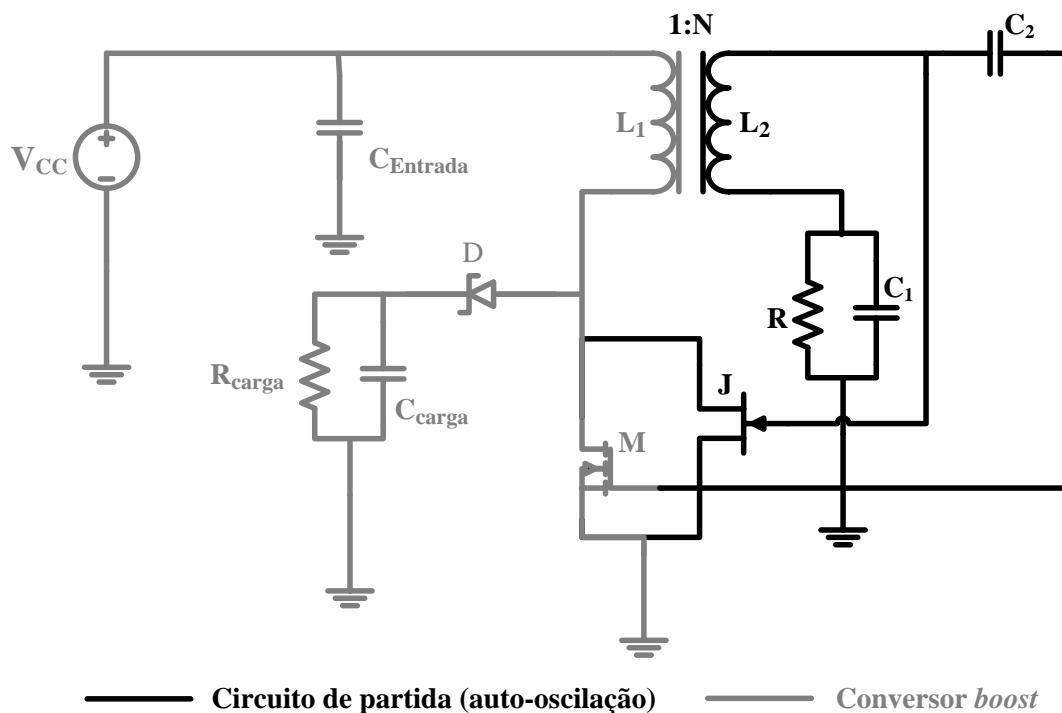


Figura 12: Conversor *boost* autooscilante

Fonte: Adaptado pelo autor com base em Pollak; Mateu; Spies (2008, p.146)

Segundo Pollak, Mateu e Spies (2008) as duas principais melhorias da topologia auto-oscilante em relação à clássica são o transformador ao invés de uma única bobina e a ligação em paralelo dos transistores M e J.

O uso do transformador é indispensável para o funcionamento desse conversor, pois no enrolamento secundário ocorre a ressonância entre o  $L_2$  e  $C_1$ , e a garantia de entrada em condução do JFET “J”, caracterizando a auto-oscilação do circuito. O uso do transformador também garante a partida do circuito com valores de tensão abaixo de 500 mV, sendo que um circuito de *driver* comercial dificilmente funcionaria devido ao baixo nível de tensão de alimentação.

O uso de dois transistores em paralelo para comutação do circuito foi uma contribuição importante dessa topologia, pois permite que o circuito entre em condução com valores de tensão da ordem de milivolts. A composição formada por um JFET e um MOSFET em paralelo permite que, durante a partida, o JFET entre em condução com tensão de gatilho próxima a zero, possibilitando que sinais de tensão com pequenas amplitudes possam ser convertidos e utilizados.

No entanto, o JFET “J” não pode ser utilizado como interruptor principal para comutação do circuito, uma vez que sua resistência em condução é na ordem de algumas dezenas de Ohms o que produziria grandes perdas durante o funcionamento do circuito e, portanto, uma redução significativa na eficiência do conversor.

Desse modo, o transistor MOESFET “M” torna-se o elemento de comutação após a etapa de partida do circuito. A ligação paralela de ambos os transistores permite ter um *switch* com pouca resistência ( $5 \Omega$ ) durante o estado transitório e o limiar de zero tensão da porta estável para *start-up* (POLLAK; MATEU; SPIES, 2008).

- Etapas de operação do conversor boost autooscilante

### ***Primeira etapa de operação***

Conforme a tensão de alimentação  $V_{cc}$  aumenta, a corrente no gatilho do JFET “J” passa a aumentar proporcionalmente. Através do aumento da corrente em  $L_1$  há uma indução de tensão no enrolamento  $L_2$ . Devido à junção pn do JFET, a tensão que carrega o capacitor “C” é ligeiramente negativa. No momento em que  $V_{cc}$  atinge seu valor máximo de tensão, a corrente no primário do transformador  $L_1$  fica constante, a tensão no secundário do transformador  $L_2$  vai a zero e a tensão armazenada em “C” é descarregada no gatilho do JFET “J”. Com a redução da tensão no gatilho de “J” a corrente em  $L_1$  começa a diminuir,

induzindo um valor de tensão positiva sobre  $L_2$  e, por conseguinte, uma tensão negativa em “J”. Quando o valor da amplitude de tensão sobre o JFET for insuficiente para o chaveamento, a corrente que flui através de  $L_1$  começa a diminuir induzindo um valor positivo de tensão sobre  $L_2$  e, por conseguinte, uma tensão negativa na porta de  $T_1$ . Nesse momento o interruptor “J” se desliga.

A Figura 13 apresenta a primeira etapa de operação para o conversor boost auto-oscilante.

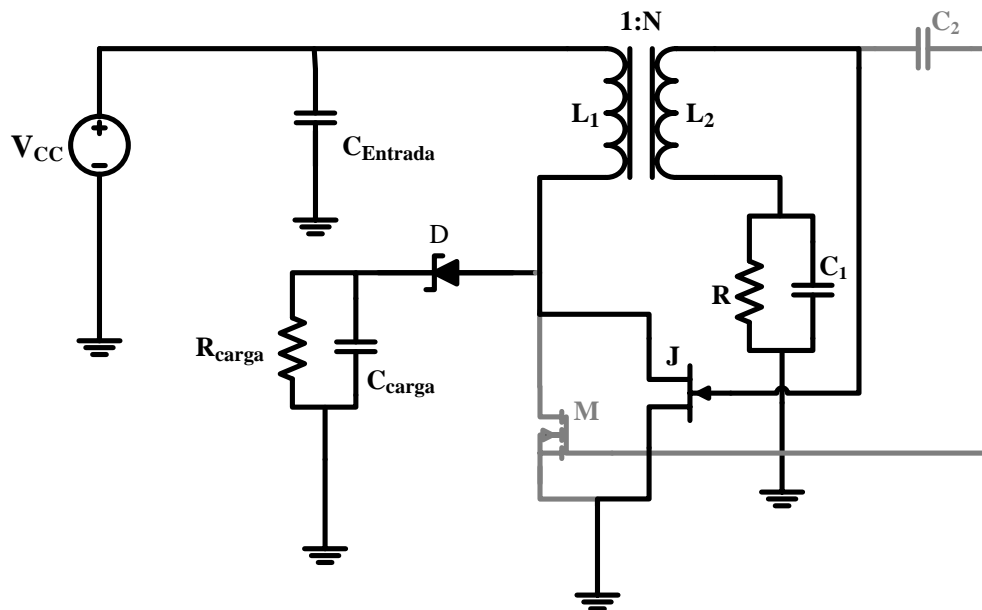


Figura 13: Primeira etapa de operação do conversor *boost* auto-oscilante.

### *Segunda etapa de operação*

Com o interruptor “J” fora da região de condução e a tensão sobre o enrolamento secundário  $L_2$  suficientemente grande, o interruptor “M” entra em condução. A parcela de tensão DC no capacitor “ $C_1$ ” fica cada vez maior e com referência negativa, de modo que o transistor “J” não afeta mais o funcionamento do circuito e somente o interruptor “M” atua no conversor. A Figura 14 apresenta a segunda etapa de operação para o conversor boost auto-oscilante.

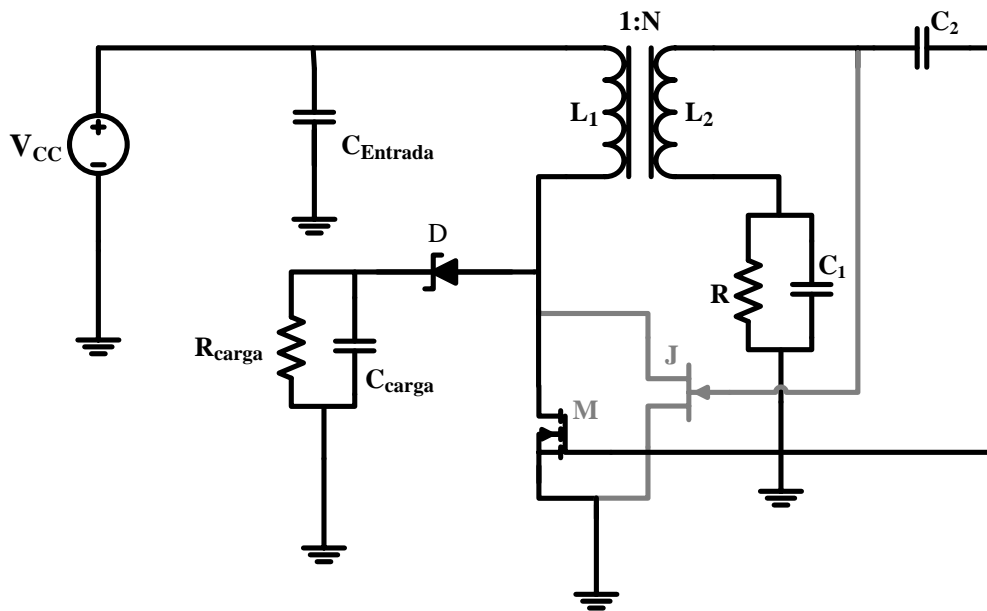


Figura 14: Segunda etapa de operação do conversor *boost* auto-oscilante.

#### 2.2.1.2 Conversor elevador de tensão baseado em oscilador

Apesar da topologia apresentada nesta seção ser semelhante à topologia do conversor *Flyback*, a mesma não é derivada de uma estrutura clássica de conversores de eletrônica de potência (DEGRENNE et al., 2011). Este conversor é composto por um oscilador de Armstrong, cujo objetivo é o alto ganho de tensão propiciado por um transformador elevador, sendo a partida do circuito auxiliada por um circuito formado por um multiplicador de tensão do tipo Greinacher ou também conhecido como multiplicador de Cockcroft-Walton. Além disso, existe um estágio de retificação para tornar o conversor DC-DC.

O acionamento dos interruptores semicondutores ocorre através de ressonâncias, não sendo necessário o uso de *drivers* para o comando, e portanto, reduzindo custo e também aumentando a energia que pode ser entregue a carga, uma vez que não é necessário alimentar um circuito para controle da razão cíclica.

A Figura 15 apresenta o conversor elevador de tensão baseado em oscilador indicando o circuito de partida e o circuito principal para conversão de energia.

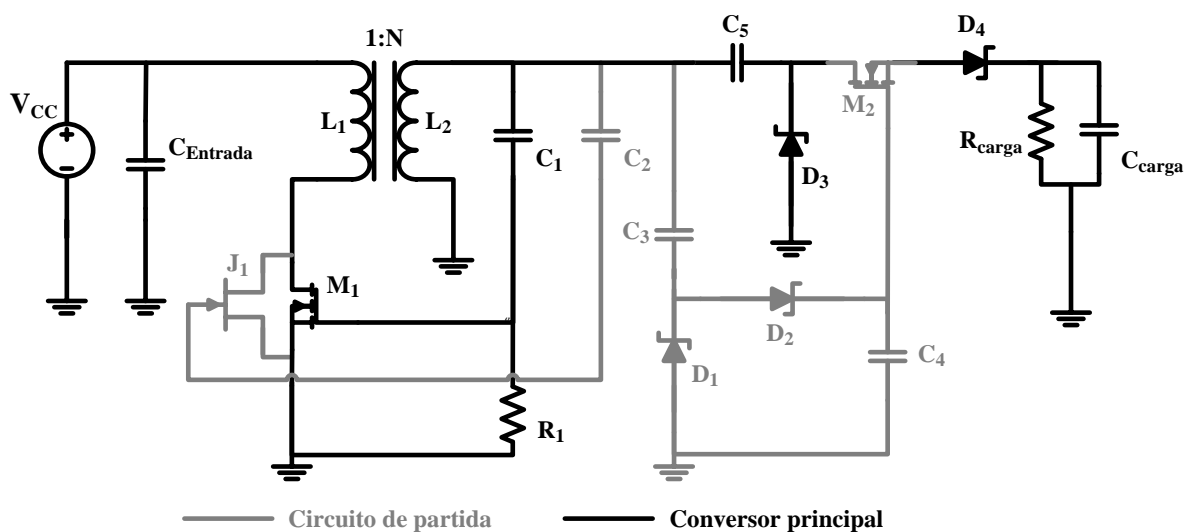


Figura 15: Conversor elevador de tensão baseado em oscilador  
 Fonte: Adaptado pelo autor com base em Luo; Boutell; Brown (2010, p.8)

De forma análoga a topologia *boost* auto-oscilante, esse conversor também faz uso de um JFET para auxiliar na partida do circuito, porém com o acréscimo de um circuito multiplicador de tensão. Abaixo serão apresentadas as etapas de operação para elucidar o funcionamento completo desse conversor, no qual é o foco da presente dissertação.

- Etapas de operação do conversor elevador de tensão baseado em oscilador

### *Primeira etapa de operação*

O interruptor JFET “J<sub>1</sub>” está ligado em paralelo ao interruptor NMOS “M<sub>1</sub>” e permite a partida autônoma, devido a sua capacidade de condução com limiares de tensão próximo a zero. Ao aplicar uma tensão positiva através de  $V_{CC}$ , a corrente  $I_1$  circula através do enrolamento primário induz tensão no secundário do transformador, na relação de 1:100. A partir da polarização positiva em M<sub>1</sub> e o capacitor C<sub>1</sub> está descarregado, assim há a condução do diodo intrínseco de M<sub>1</sub> e a tensão em C<sub>1</sub> fica negativa. Ao atingir um valor suficientemente alto, a corrente  $I_1$  faz com que a tensão de gatilho J<sub>1</sub> diminua e, em função da resistência de condução ser alta, o interruptor J<sub>1</sub> sai de condução.



Nesse contexto, o circuito auxiliar de partida atua de forma a desconectar a carga do circuito do oscilador, durante a inicialização do circuito através do interruptor  $M_2$ , essa desconexão tem por objetivo reduzir a capacitância equivalente do secundário e garantir que haja uma constante de tempo maior, mesmo durante a comutação de apenas o interruptor  $J_1$ .

A Figura 16 ilustra a primeira etapa de operação do conversor elevador de tensão baseado em oscilador.

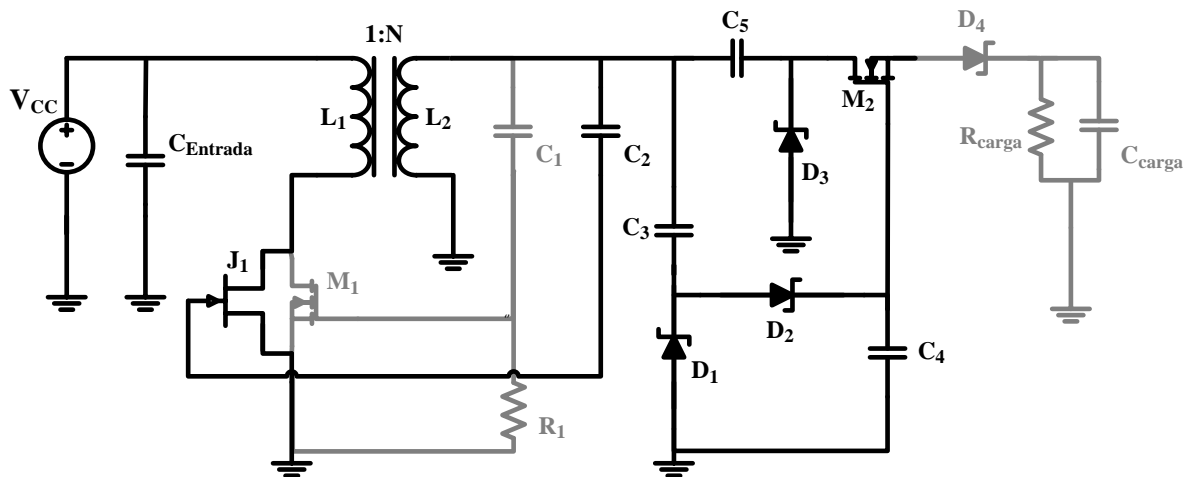


Figura 16: Primeira etapa de operação do conversor elevador de tensão baseado em oscilador

### *Segunda etapa de operação*

O interruptor  $J_1$  está fora de condução, e a tensão em  $V_2$  é suficientemente grande impondo a condução através do interruptor  $M_1$  que faz o marco da passagem do transitório para o estado estacionário, com grande eficiência, visto que as perdas em condução de  $M_1$  são muito menores que  $J_1$  (DEGRENNE et al., 2011).

Com o aumento da tensão no secundário do transformador, o multiplicador de tensão do tipo Greinacher opera da seguinte forma: durante a etapa em que a tensão  $V_2$  é negativa, a corrente circula através do diodo  $D_1$  carregando o capacitor  $C_3$  com a tensão do capacitor  $C_5$  e, no momento em que a tensão  $V_2$  muda a polaridade, o capacitor  $C_3$  descarrega parte de sua energia através do diodo  $D_2$ , carregando o capacitor  $C_4$  com a tensão de  $V_{C_3}$ , acrescida da tensão do enrolamento secundário  $V_2$ , garantindo um valor de tensão suficiente para acionar o

gatilho do interruptor  $M_2$  de forma a impor a entrada em condução, ocorrendo então a transferência de energia para a carga.

Os diodos  $D_3$  e  $D_4$  fazem parte do circuito de retificação do sinal permitindo com que o sinal de saída seja DC.

A Figura 17 ilustra a primeira etapa de operação do conversor elevador de tensão baseado em oscilador.

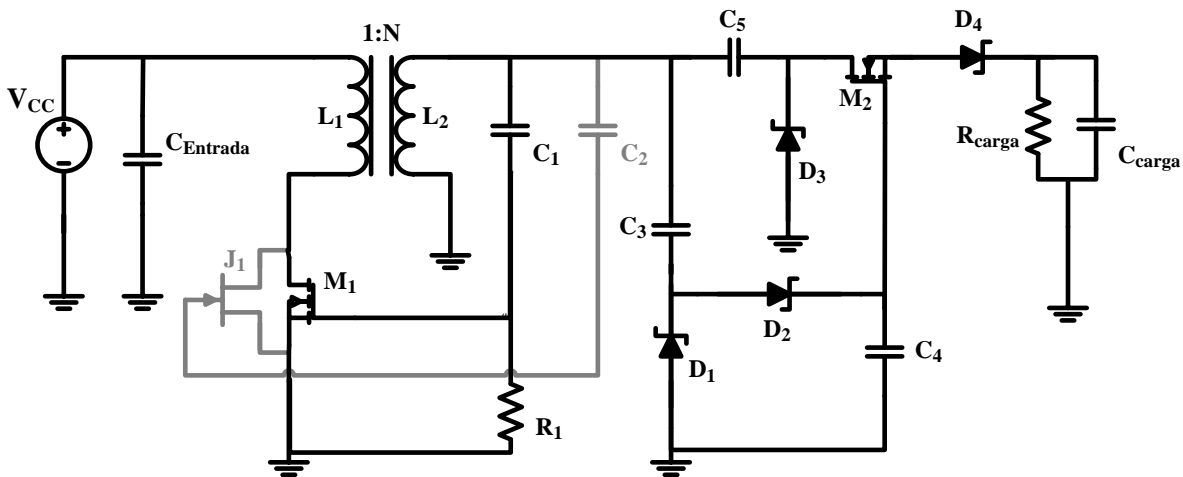


Figura 17: Segunda etapa de operação do conversor elevador de tensão baseado em oscilador

É importante salientar que o funcionamento do circuito se dá principalmente pela corrente armazenada na indutância de magnetização do transformador durante o período de condução do circuito.

O objetivo desse circuito é uma partida com valores de tensão da ordem de 20 mV, no entanto isso não foi possível. O valor obtido para tensão mínima de partida apresentado na Figura 37 foi de aproximadamente 47 mV, valor esse considerado baixo se comparado com outros estudos apresentados na Tabela 7.

A eficiência de transferência de energia é outro problema recorrente em circuitos baseados em osciladores. Em um sistema *EH* que utiliza um transformador como um dispositivo de transferência de energia, a eficiência do conversor DC-DC diminui à medida que a tensão de entrada  $V_{IN}$  aumenta (LUO; BOUTELL; BROWN, 2010). Assim, é importante para garantir uma elevada eficiência de conversão que o transformador possua pequenas perdas ôhmicas e também que a tensão de entrada não possua valores acima de 500 mV.

A Tabela 2 exibe um comparativo das duas topologias discutidas na seção 2.2.1.

Tabela 2 – Comparativo entre topologias *boost* auto-oscilante e conversor elevador de tensão baseado em oscilador

Características	Conversor <i>boost</i> auto-oscilante	Conversor elevador de tensão baseado em oscilador
Entrada isolada	Não	Sim
Isolação da carga	Não	Sim
Elevação da tensão de entrada	Menor	Maior
Número de componentes	Menor	Maior

Observando o comparativo entre as topologias apresentado na Tabela 2, optou-se por utilizar o conversor elevador de tensão baseado em oscilador devido as suas características de elevação de tensão e isolação do circuito primário.



### **3 DESENVOLVIMENTO**

Neste capítulo, o objetivo geral da dissertação é desenvolvido, de modo a apresentar a modelagem do estágio de potência do conversor ressonante proposto para esse estudo, bem como as equações de projeto que possibilitam o dimensionamento do mesmo.

#### **3.1 Considerações gerais**

Um dos objetivos do circuito *EH* é que ele seja capaz de converter energia proveniente de fontes que forneçam sinais contínuos, como por exemplo, células solares e termogeradores, fontes de energia estas que tem capacidade de fornecer energia para por em funcionamento a topologia proposta, a fim de explorar ao máximo o emprego da mesma topologia. Desse modo, pretendeu-se desenvolver um circuito flexível, que pudesse ser adaptado a diferentes situações e disponibilidade de fontes energéticas.

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 foi um tema aprofundado. Apesar disso, as características do sinal proveniente do transdutor foram definidas.

#### **3.2 Aplicação e 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.

A aplicação planejada para esse sistema é a utilização desse conversor para alimentar um nó característico de sensor sem fio, composto por uma unidade sensora, uma unidade de processamento de dados, controle e armazenamento de informações.

O sistema de sensoriamento monitora a umidade através de um sensor capacitivo construído a base de polímero e temperatura por meio da detecção da variação de energia. O sensor sem fio da marca *Humiture* foi adotado para exemplificar um uso de aplicação. Esse sensor funciona no modo *burst*, onde há a transmissão e recepção de informações de forma rápida e em intervalos de tempo muito pequenos (1 ms). A vantagem desse nó sensor é o uso inteligente da energia, sendo que a maior parte dos blocos funcionais do transceptor permanece em hibernação (modo *sleep*) consumindo o mínimo de energia.

Durante o período ativo, onde ocorre a transmissão de informações, ocorre o pico de corrente para alimentar o circuito. O consumo de corrente e potência para a transmissão dos dados de origem são de 25 mA e 85 mW, respectivamente, durante um período de 1 ms. No período em que os dados são recebidos, aproximadamente 620 ms, o consumo de corrente e potência requerido pelo circuito é de 6 mA e 20 mW, respectivamente.

Dado a condição de que a tensão de operação do nó sensor varia entre 2,7 V - 3,5 V e a corrente entre 6 mA – 25 mA, e o sistema proposto nessa dissertação de mestrado tem capacidade de fornecer 10 mW de potência, optou-se pelo uso de uma bateria a ter função exclusiva de manter os níveis de corrente necessários durante a transmissão das informações. A escolha dessa aplicação se assemelha a proposta por Raghunathan et al. (2005b) porém para outro tipo de nó sensor. Esta escolha considera os níveis de densidade de potência que são possíveis de serem obtidos através de células solares, e termogeradores, por exemplo. Por fim, apesar de não ser um tópico aprofundado na dissertação, o uso de uma bateria junto ao sistema auxilia no acúmulo de energia enquanto não há consumo por parte do sensor. 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, delimitou-se como objetivo o desenvolvimento de um circuito *EH* que possua as seguintes características:

1. Adequado para alimentar continuamente cargas que exijam tensão nominal máxima de 20 V e que demandem 10 mW de potência ou menos;
2. Que a tensão de entrada seja a mínima possível;
3. O circuito não deve depender de alimentação externa ou de baterias para a partida do conversor;
4. Deve possuir dimensões físicas reduzidas, se possível, constituído por elementos que possam ser integrados;

5. Preferencialmente deve possuir componentes de baixo custo comercial.

A Figura 18 apresenta a topologia proposta para essa dissertação de mestrado.

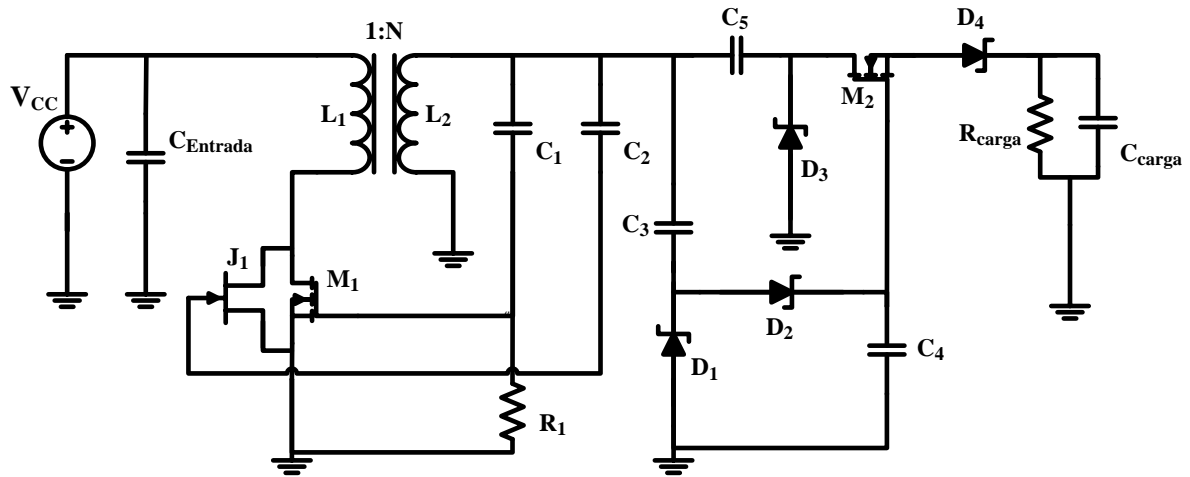


Figura 18: Conversor elevador de tensão baseado em oscilador

O circuito é composto por um oscilador de Armstrong modificado ligado a um circuito de partida representado por um multiplicador de tensão de Greinacher, e por fim, um estágio de retificação para que a carga seja alimentada em sinais contínuos.

### 3.3 Modelagem do circuito proposto

A modelagem do estágio de potência através de uma análise normalizada tem por objetivo principal a obtenção de uma solução numérica para diversos pontos de operação para o conversor, de forma que seja possível fazer uma comparação entre as diversas simulações e com isso atingir um ponto de operação ótimo, sem a necessidade prévia dos parâmetros de projeto.

### 3.3.1 Descrição do circuito

Considerando a topologia do conversor elevador de tensão, baseado em oscilador, apresentada na Figura 18, a comutação suave é obtida zerando-se de maneira natural a tensão no capacitor em paralelo com o interruptor antes da sua entrada em condução.

A comutação suave é obtida zerando de maneira natural a tensão no capacitor em paralelo com o interruptor antes da sua entrada em condução.

Ao operar em ZVS, o conversor apresenta maior rendimento e menor EMI. Porém, devido à complexidade do circuito, não é trivial obter uma relação de entrada-saída, ressonâncias e condições para comutação suave. Dessa forma, alguns artifícios podem ser utilizados para simplificar o sistema, como por exemplo, os apresentados em BISOGNO, 2006 e descritos a seguir:

O estágio de saída formado pelo retificador (D3-4), capacitor de filtro ( $C_{carga}$ ) e a carga ( $R_{carga}$ ) podem ser resumidos a uma resistência equivalente, de acordo com a equação (1):

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} R_{carga} \quad (1)$$

A Figura Figura 19 ilustra a simplificação do retificador de saída. Esta equação é válida somente para o estágio de saída.

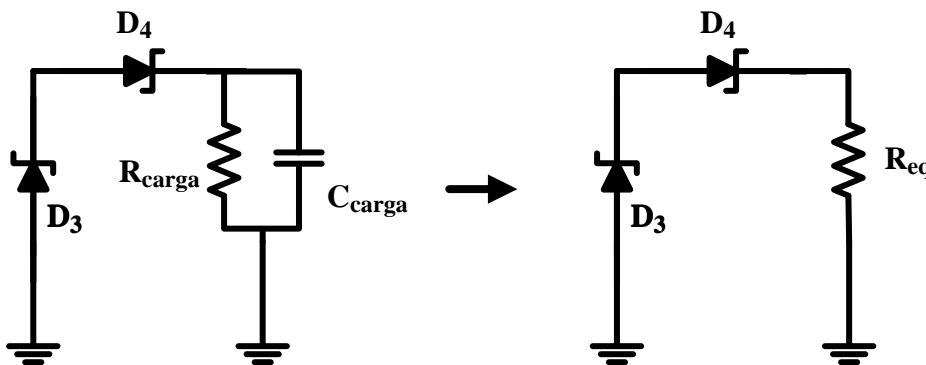


Figura 19: Simplificação do estágio de saída



### 3.3.2 Normalização

O processo de normalização generaliza o sistema, tornando-o independente da potência de saída, tensão de entrada, tensão de saída, frequência de operação, etc. (BISOGNO, 2006).

Independente do ponto de operação, a solução numérica apresentada tem por objetivo fazer com que o circuito opere em comutação suave em zero de tensão (ZVS). A obtenção da comutação suave só se deve a estratégia de modulação e das características intrínsecas do circuito, e nenhum componente externo necessita ser inserido no sistema de potência. A comutação em zero de tensão torna o circuito mais eficiente, o que é de extrema relevância dado a condição de baixa potência no qual o circuito é alimentado (NINOMIYA et al., 1994).

A fim de simplificar a análise realizada, o transformador foi representado pela indutância  $L_{m2}$  que é a indutância do primário refletida para o secundário.

Para que a normalização do sistema possa ocorrer, o primeiro procedimento a ser realizado é a representação das equações diferenciais das etapas na forma de espaço de estados:

*Primeira etapa de operação:*

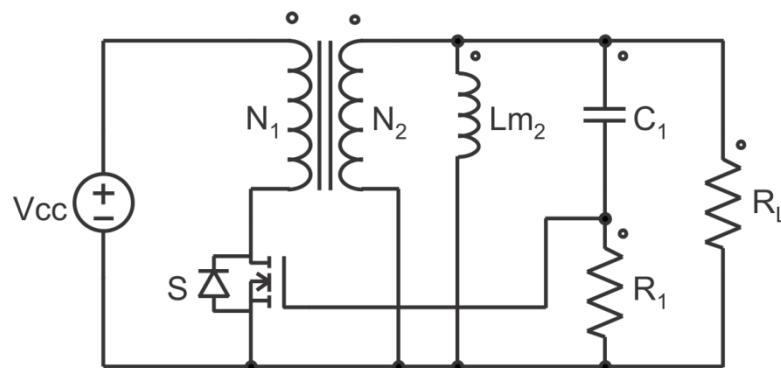


Figura 20: Primeira etapa de operação, interruptor acionado

Equações diferenciais para a primeira etapa

$$L_{m2} \frac{di_L}{dt} = V_{cc} \quad (2)$$

$$C_1 \frac{dv_C}{dt} = \frac{V_{CC} - V_C}{R_1} \quad (3)$$

Equações diferenciais representadas na forma de espaço de estados.

$$\dot{X}_1 = A_1 \cdot X_1 + B_1 \cdot U$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lm2} \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{(C_1 R_1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lm2} \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{m2}} \\ \frac{1}{(C_1 R_1)} \end{bmatrix} \cdot V_{CC} \quad (4)$$

Segunda etapa de operação:

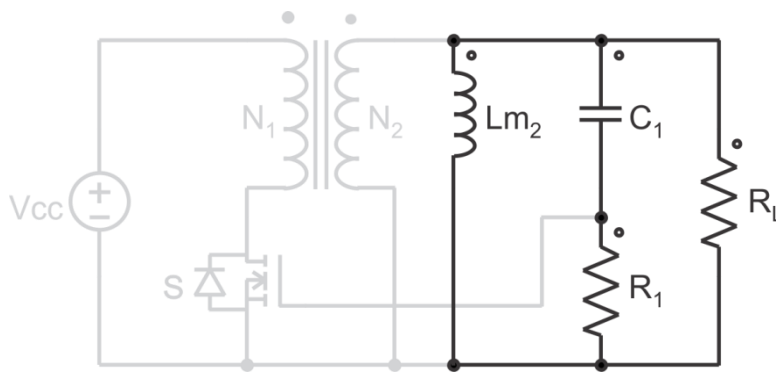


Figura 21: Segunda etapa de operação, interruptor bloqueado

Equações diferenciais para a segunda etapa

$$\frac{di_{Lm2}}{dt} = -\frac{i_{Lm2} R_1}{L_{m2} \left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} + \frac{1}{L_{m2} \left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} V_C \quad (5)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = -\frac{i_{Lm2}}{C_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} - \frac{V_C}{(C_1 R_L + R_1 C_1)} \quad (6)$$

Equações diferenciais representadas na forma de espaço de estados.

$$\dot{X}_1 = A_1 \cdot X_1 + B_1 \cdot U$$

$$\begin{bmatrix} i_{Lm2} \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_{m2} \left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} & \frac{1}{L_{m2} \left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} \\ -\frac{1}{C_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} & -\frac{1}{(C_1 R_L + R_1 C_1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lm2} \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{CC} \quad (7)$$

Algumas constantes devem ser definidas relacionando a frequência de ressonância entre os elementos reativos ( $l, c$ ) e dissipativos ( $r$ ), com a frequência de comutação. Essas considerações seguem algumas regras definidas no estudo de Bisogno (2006).

### 3.3.2.1 Circuitos Ressonantes

A frequência de ressonância que caracteriza o sistema é definida pelo número de capacitores e indutores presentes no circuito. De acordo com Bisogno (2006) o número de parâmetros normalizados ( $ne$ ) é igual ao número de componentes reativos menos 1. Para essa topologia apresentada temos a seguinte situação:

$$ne = (N^{\circ} \text{ comp. reativos}) - 1 = 2 - 1 = 1 \quad (8)$$

A frequência característica é gerada a partir da combinação de elementos reativos, de acordo com a Equação (8) tem-se apenas uma frequência.

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_{m2} C_1}} \quad (9)$$

Essa frequência necessita ser normalizada e essa normalização ocorre com a divisão dessa frequência característica calculada acima, dividida pela frequência de comutação do conversor.

$$A_1 = \frac{\omega_1}{\omega} \quad (10)$$

### 3.3.2.2 Circuitos dissipativos

A combinação dos componentes dissipativos com os componentes reativos de um circuito ressonante formam o fator de qualidade “ $Q$ ”. O número de fatores de qualidade presentes em um circuito é igual ao número de resistências simplificadas ou também conhecidas como resistências reduzidas.

$$nr = (N^\circ \text{ resistências reduzidas}) = 2 \quad (11)$$

As resistências reduzidas ou também conhecidas como simplificadas são resultantes do processo de aglutinação de todas as resistências em um circuito. Para o conversor abordado nesse estudo foi definido um número de dois fatores de qualidade, o que é justificado pelo número de resistências reduzidas apresentada na Equação (11).

$$Q_1 = \frac{L_{m2}\omega_1}{R_1} = \frac{1}{C_1\omega_1 R_1} \quad (12)$$

$$Q_L = \frac{L_{m2}\omega_1}{R_L} = \frac{1}{C_1\omega_1 R_L} \quad (13)$$

O sistema, através da normalização, é decomposto em vários circuitos ressonantes de primeira ordem, como é mostrado na Figura 22, formando subsistemas menos complexos de serem resolvidos, onde a combinação é formada com base nos elementos a serem analisados ( $A, \omega_1, Q_1, Q_L$ ). O próximo passo é substituir os parâmetros nas equações diferenciais. Os componentes que não ressoam, em um ou mais dos tempos de operação, não podem ser normalizados e relacionados com a frequência de operação (BISOGNO, 2006). Se todos os componentes do sistema funcionam com comportamento linear, modo de não-ressonância, eles podem alternativamente ser normalizados por relações de impedância (MAKSIMOVIC; CUK, 1989), mas este método não é o foco deste trabalho. O método de normalização pode

reduzir o número de variáveis que descreve o comportamento do sistema para o mínimo possível.

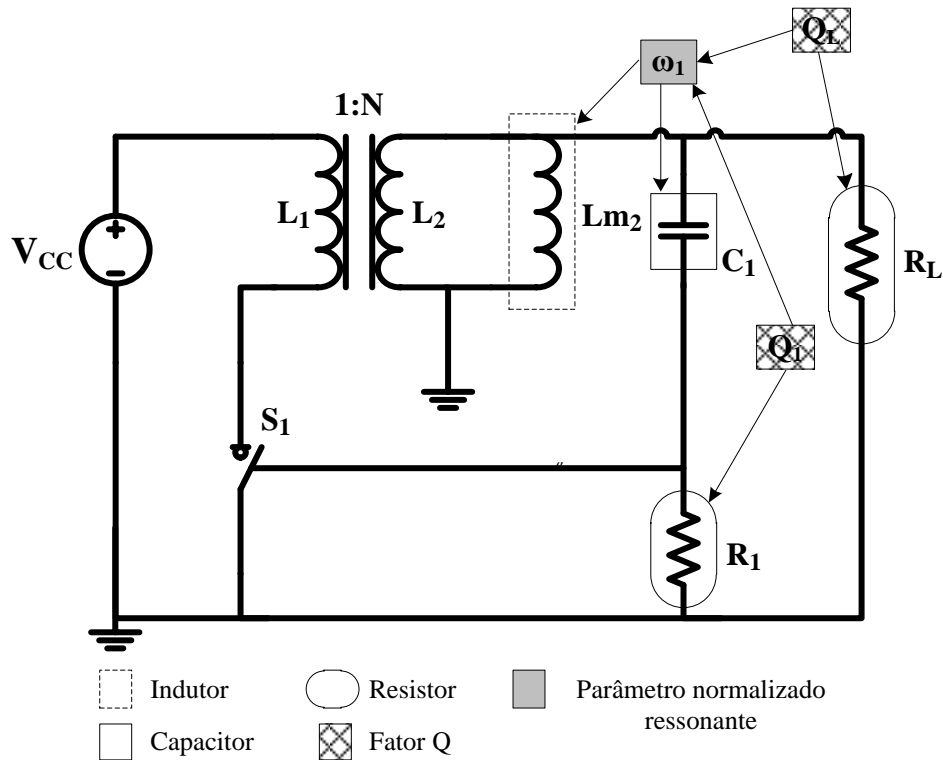


Figura 22: Exemplo de normalização

### 3.3.2.3 Sistema de espaço de estados independente da frequência

As equações de estado apresentadas anteriormente (4) e (7) são funções que tem variação temporal, logo, necessitam de informação de frequência ou período para que seja possível a solução matemática. A normalização dessas equações deve deixar de levar em conta o período e passar a considerar a frequência angular  $\omega t$ , assim o período do sistema passa a ser  $2\pi$ . Para fins de exemplificação tomaremos como referência a tensão no indutor ( $L_{m2}$ ), para a segunda etapa de operação, onde a expressão será multiplicada e dividida por  $\omega$ , apresentando o seguinte resultado:

$$L_{m2} \frac{di_{L_{m2}\omega}}{d\omega t} = V_C + R_1 i_C \quad (14)$$

### 3.3.2.4 Sistema de espaço de estados independente da tensão de entrada e demais parâmetros

Para dar prosseguimento ao processo de normalização, é necessário que haja o mesmo procedimento do subitem anterior, porém em relação à fonte de entrada, que para esse exemplo que será resolvido, utilizar-se-á de uma fonte de tensão. O passo que segue é a divisão por  $V_{CC}$ :

$$\frac{di_{Lm2}\omega L_{m2}}{d\omega t V_{CC}} = \frac{v_c}{V_{CC}} + \frac{R_1 i_c}{V_{CC}} \quad (15)$$

Considerando que a corrente no capacitor é resultado da manipulação matemática a seguir, temos que:

$$i_c = C_1 \frac{dv_c}{dt} = \left( -\frac{i_{Lm2}}{\left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} - \frac{v_c}{R_L \left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} \right) \quad (16)$$

Substituindo a equação (16) em (15), e realizando algumas manipulações das variáveis, tem-se a seguinte expressão:

$$\frac{d\left(\frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}}\right)}{d\omega t} = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} \left(\frac{v_c}{V_{CC}}\right) + \frac{R_1}{L_{m2}\omega \left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} \left(\frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}}\right) \quad (17)$$

Como o intuito é eliminar os elementos dissipativos e reativos no termo que envolve a tensão no capacitor, será necessário adequar-se em função dos fatores de qualidade, logo, a solução deve ficar em torno de “ $Q$ ” e no segundo termo da expressão da direita, onde a variável de estado é a corrente no indutor, aparece uma frequência angular que é sugestiva do aparecimento do elemento de normalização “ $A$ ” e semelhante ao primeiro termo, a combinação dos elementos dissipativos sugere a composição de fatores de qualidade. Após a manipulação das variáveis para tornar a equação normalizada, o resultado é apresentado a seguir:

$$\frac{d\left(\frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}}\right)}{d\omega t} = \frac{Q_1}{(Q_1 + Q_L)}\left(\frac{v_C}{V_{CC}}\right) + \frac{A_1}{(Q_1 + Q_L)}\left(\frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}}\right) \quad (18)$$

É notório que o resultado da normalização gerou novas variáveis de estado que independem da função tempo ou período. As variáveis de estado normalizadas serão representadas dentro de colchetes, a partir desse ponto do texto, para facilitar o entendimento das variáveis em análise.

$$V_C = \frac{v_C}{V_{CC}} \quad e \quad I_L = \frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}} \quad (19)$$

### 3.3.2.5 Definição das variáveis de estado

O objetivo da definição das variáveis é eliminar a dependência da frequência e dos parâmetros do circuito. Algumas regras foram estabelecidas para definir estas variáveis (BISOGNO, 2006).

Para que o sistema possa ser normalizado levando em consideração os quesitos mencionados anteriormente, a fonte de entrada de energia deve ser considerada a base do sistema. Portanto a base poderá ser uma fonte de tensão ou uma fonte de corrente.

#### 3.3.2.5.1 Fonte de tensão

Considerando a fonte de entrada como sendo a fonte de tensão, a normalização das variáveis ocorrerá da seguinte forma:

Para variáveis de estado de tensão:

$$\frac{\textit{Tensão da variável de estado}}{\textit{Fonte de tensão}} \quad (20)$$

Para variáveis de estado de corrente:

$$\frac{L_i \omega_i \text{ (Corrente da variável de estado)}}{\text{Fonte de tensão}} \quad (21)$$

### 3.3.2.5.2 Fonte de corrente

De forma dual a fonte de tensão, quando a entrada for do tipo fonte de corrente, a normalização das variáveis ocorrerá da seguinte forma:

Para variáveis de estado de corrente:

$$\frac{\text{Corrente da variável de estado}}{\text{Fonte de corrente}} \quad (22)$$

Para variáveis de estado de tensão:

$$\frac{C_i \omega_i \text{ (Tensão da variável de estado)}}{\text{Fonte de corrente}} \quad (23)$$

### 3.3.2.6 Sistema normalizado em espaço de estados com variáveis auxiliares

O procedimento de normalização das equações diferenciais será apresentado abaixo para facilitar o entendimento, pois existem diversas manipulações de variáveis que exigem atenção. O resultado será um sistema normalizado na forma de espaço de estados.

*Primeira etapa de operação*

$$\frac{d\left(\frac{L_{m2} \omega i_L}{V_{CC}}\right)}{d\omega t} = 1 \quad (24)$$



$$\frac{d\left(\frac{V_C}{V_{CC}}\right)}{d\omega t} = \frac{1}{C_1\omega R_1} - \frac{1}{C_1\omega R_1} \left(\frac{V_C}{V_{CC}}\right) \quad (25)$$

Ajustando os termos em função da frequência normalizada A, e dos fatores de qualidade  $Q_1$  e  $Q_L$  e das variáveis de tensão e corrente, temos as expressões que seguem:

Abaixo segue a corrente no indutor normalizada em relação a tensão de entrada.

$$\frac{d\left(\frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}}\right)}{d\omega t} = 1 \quad (26)$$

A segunda expressão é a tensão no capacitor normalizada em relação a tensão de entrada.

$$\frac{d\left(\frac{V_C}{V_{CC}}\right)}{d\omega t} = \frac{1}{C_1\omega_1 R_1} \frac{\omega_1}{\omega} - \frac{1}{C_1\omega_1 R_1} \frac{\omega_1}{\omega} \left(\frac{V_C}{V_{CC}}\right) \quad (27)$$

$$\frac{d\left(\frac{V_C}{V_{CC}}\right)}{d\omega t} = Q_1 A_1 - Q_1 A_1 \left(\frac{V_C}{V_{CC}}\right) \quad (28)$$

Definindo as matrizes na forma de espaço de estados, temos:

$$X_1'[\omega t] = A_1 \cdot X_1[\omega t] + B_1 \cdot U[\omega t]$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\left(\frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}}\right)}{d\omega t} \\ \frac{d\left(\frac{V_C}{V_{CC}}\right)}{d\omega t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -A_1 Q_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}} \\ \frac{V_C}{V_{CC}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ A_1 Q_1 \end{bmatrix} \cdot V_{CC} \quad (29)$$

*Segunda etapa de operação*

$$\frac{di_{Lm2}}{dt} = -\frac{i_{Lm2} R_1}{L_{m2} \left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} + \frac{1}{L_{m2} \left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} V_C \quad (30)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = -\frac{i_{Lm2}}{C_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} - \frac{V_C}{(C_1 R_L + R_1 C_1)} \quad (31)$$

Organizando os termos em função da frequência normalizada A, dos fatores de qualidade  $Q_1$  e  $Q_L$  e das variáveis de tensão e corrente, temos as expressões que seguem:

- Corrente no indutor normalizada em relação a tensão de entrada.

$$\frac{d\left(\frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}}\right)}{d\omega t} = -\frac{R_1}{L_{m2}\omega \left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} \left(\frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}}\right) + \frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} \left(\frac{V_C}{V_{CC}}\right) \quad (32)$$

$$\frac{d\left(\frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}}\right)}{d\omega t} = -\frac{A_1}{(Q_1 + Q_L)} \left(\frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}}\right) + \frac{Q_1}{(Q_1 + Q_L)} \left(\frac{V_C}{V_{CC}}\right) \quad (33)$$

A segunda expressão é a tensão no capacitor normalizada em relação a tensão de entrada.

$$\frac{d\left(\frac{V_C}{V_{CC}}\right)}{d\omega t} = -\frac{1}{L_{m2}\omega^2 C_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} \left(\frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}}\right) - \frac{1}{\left[\left(\frac{\omega}{\omega_1} C_1 \omega_1 R_L\right) + \left(\frac{\omega}{\omega_1} C_1 \omega_1 R_1\right)\right]} \left(\frac{V_C}{V_{CC}}\right) \quad (34)$$

$$\frac{d\left(\frac{V_C}{V_{CC}}\right)}{d\omega t} = -\frac{A_1^2 Q_1}{(Q_1 + Q_L)} \left(\frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}}\right) - \frac{1}{\left[\left(\frac{1}{A_1 Q_L}\right) + \left(\frac{1}{A_1 Q_1}\right)\right]} \left(\frac{V_C}{V_{CC}}\right)$$

$$\frac{d\left(\frac{V_C}{V_{CC}}\right)}{d\omega t} = -\frac{A_1^2 Q_1}{(Q_1 + Q_L)} \left(\frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}}\right) - \frac{A_1 Q_L Q_1}{(Q_1 + Q_L)} \left(\frac{V_C}{V_{CC}}\right) \quad (35)$$

Definindo as matrizes na forma de espaço de estados, temos:

$$X_2'[\omega t] = A_2 \cdot X_2[\omega t] + B_2 \cdot U[\omega t]$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\left(\frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}}\right)}{d\omega t} \\ \frac{d\left(\frac{V_C}{V_{CC}}\right)}{d\omega t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{A_1}{(Q_1 + Q_L)} & \frac{Q_1}{(Q_1 + Q_L)} \\ -\frac{A_1^2 Q_1}{(Q_1 + Q_L)} & -\frac{A_1 Q_L Q_1}{(Q_1 + Q_L)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}} \\ \frac{V_C}{V_{CC}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{CC} \quad (36)$$

### 3.3.3 Solução em regime permanente

A obtenção da solução do sistema em espaço de estados (37) e (38), algumas condições de contorno devem ser definidas. Se o sistema está operando em regime permanente, as condições finais da segunda etapa serão as condições iniciais da primeira, e o circuito segue operando de forma cíclica. As condições finais da segunda etapa, e consequentemente as iniciais da primeira são definidas como:

$$V_{C1(0)}, I_{Lm2(0)} \quad (37)$$

O sistema de uma forma gertal é definido

$$\dot{X} = A(A_1, Q_1, Q_L, D, V_{C1(0)}, I_{Lm2(0)}) \cdot X + B \cdot U \quad (38)$$

O sistema é composto por 2 equações de estado e 6 variáveis. Para solucionar numericamente, necessita-se reduzir o numero de variáveis para 2. Uma simplificação é inerente ao tipo de comutação desejada (ZVS), impondo na solução que:

$$V_{C1(0)} = 0 \quad (39)$$

Agora o sistema é composto por duas equações e cinco incógnitas. Uma maneira de simplificar três das seis variáveis restantes é atribuindo valores a tais elementos. A razão cíclica ( $D$ ) pode ser definida sabendo que o conversor elevador de tensão baseado em oscilador opera com razão cíclica próxima 0,5, podendo operar de  $D=0$  até  $D=1$ . Os fatores de qualidade ( $Q_I$ ) e ( $Q_L$ ) representam o resistor  $R_1$  e o resistor de carga  $R_L$  onde os valores

podem variar desde valores não nulos até 100, o que engloba bem os fatores de qualidade característicos de conversores ressonantes (ENGLEITNER, 2011).

As demais incógnitas ( $A_1, V_{C1(0)}, I_{Lm2(0)}$ ) serão obtidas pela solução do sistema. Os valores típicos de  $D, A_L, Q_L, Q_C$ , podem ser utilizados fazendo-se combinações para os seguintes valores:

$$\begin{aligned} D &= [0,1; 0,2; \dots; 0,9] \\ A_1 &= [0,1; 0,2; \dots; 2] \\ Q_1 &= [1; 10; \dots; 100] \\ Q_L &= [0,01; 0,1; \dots; 1] \end{aligned} \quad (40)$$

O sistema pode ser solucionado utilizando a solução de equações diferenciais não homogêneas (OGATA, 2003).

$$x(t) = e^{At}x(0) + e^{At} \int_0^t e^{-A\tau} BU(\tau) d\tau \quad (41)$$

Basta substituir a condição inicial (39), além das constantes (40) na equação (41). Algumas curvas resultantes da solução numérica podem ser observadas nas Figuras Figura 23 e Figura 24.

A variável auxiliar que representa a corrente no indutor de entrada é mostrada na Figura 24, enquanto a tensão normalizada no capacitor em paralelo com o interruptor, Figura 23.

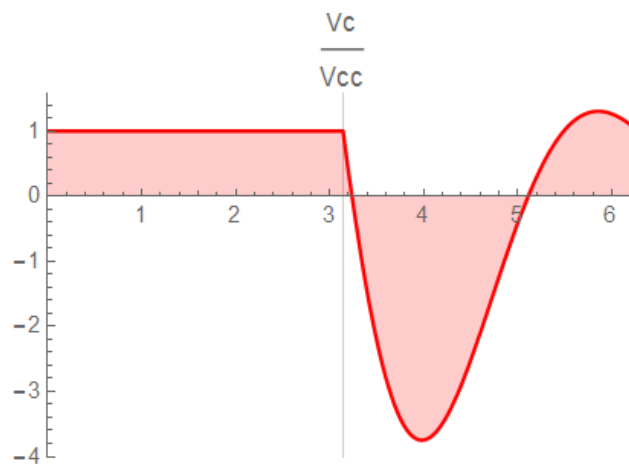


Figura 23: Variável auxiliar que representa a tensão no interruptor

A Figura 23 tem por objetivo validar a condição de ZVS, através dela é possível analisar se o comportamento da tensão sobre o capacitor  $C_1$ , que está ligado ao gatilho do interruptor  $M_1$ , e tem sua condição final servindo como posição inicial para a próxima etapa, conforme apresentado em (39).

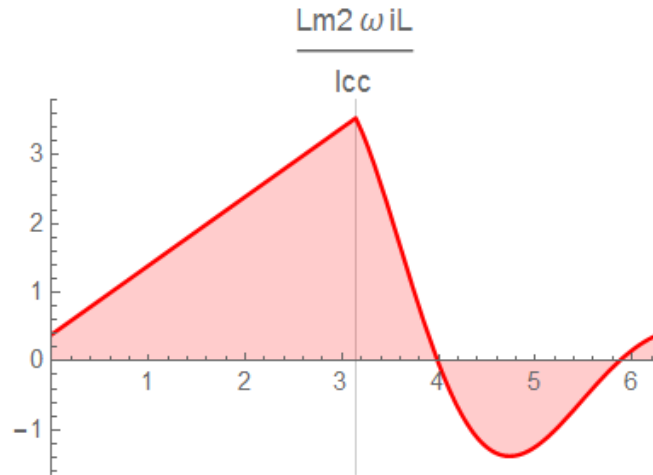


Figura 24: Variável auxiliar que representa a corrente normalizada no indutor de entrada

### 3.3.3.1 Sistema normalizado em espaço de estados com variáveis reais

Para que seja possível visualizar o valor real das variáveis de interesse, é necessário que haja manipulação das variáveis auxiliares criadas. Inicialmente é primordial a obtenção da taxa de transferência de potência através da análise da energia. A taxa de transferência de potência é definida através da expressão (42).

$$\frac{P_o R_L}{V_{CC}^2} \quad (42)$$

O inverso da taxa de transferência de potência é definido pela letra “ $a$ ”, onde  $a$  é a relação entre a resistência  $R_L$  e  $R_{CC}$  vista pela entrada do circuito:

$$\frac{V_{CC}}{I_{CC}} = R_{CC} = aR_L \quad (43)$$

Considera-se que não existem perdas no circuito. Com isso, a taxa de transferência de potência se relaciona com os ganhos de tensão e corrente de seguinte forma:

$$\frac{P_O R_L}{V_{CC}^2} = \frac{1}{a} = \frac{P_O}{I_{CC}^2 R_L} = \frac{V_{O\_RMS}^2}{V_{CC}^2} = \frac{I_{CC}^2}{I_{O\_RMS}^2} \quad (44)$$

Onde:

$P_O$ : potência de saída medida no resistor de carga;

$R_L$ : resistência de carga;

$V_{CC}$ : tensão CC de entrada;

$I_{CC}$ : corrente CC de entrada;

$V_{O\_RMS}$ : tensão eficaz de saída;

$I_{O\_RMS}$ : corrente eficaz de saída;

O cálculo do valor de “a” é realizado por meio da integral da corrente de saída. A tensão eficaz de saída é igual a integral da corrente multiplicada pelo valor de resistência de carga.

$$V_{O\_RMS} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} R_L i_L(\omega t) d\omega t \quad (45)$$

Considerando a tensão de saída normalizada em relação a tensão de entrada temos:

$$\frac{V_{O\_RMS}^2}{V_{CC}^2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{R_L^2 i_L(\omega t)^2}{V_{CC}^2} d\omega t \quad (46)$$

Para fins de simplificação será realizada a multiplicação e divisão por  $L^2 \omega^2$ :

$$\frac{V_{O\_RMS}^2}{V_{CC}^2} = \frac{1}{2\pi L^2 \omega^2} \int_0^{2\pi} \frac{R_L^2 i_L(\omega t)^2 L^2 \omega^2}{V_{CC}^2} d\omega t \quad (47)$$

Isolando o resistor de carga,

$$\frac{V_{O\_RMS}^2}{V_{CC}^2} = \frac{R_L^2}{2\pi L^2 \omega^2} \int_0^{2\pi} \frac{i_L(\omega t)^2 L^2 \omega^2}{V_{CC}^2} d\omega t$$

Substituindo as constantes determinadas anteriormente (10) e (11), tem-se:

$$\frac{V_{O\_RMS}^2}{V_{CC}^2} = \frac{A_1^2}{2\pi Q_1^2} \int_0^{2\pi} I_L(\omega t)^2 d\omega t = \frac{1}{a} \quad (48)$$

Então, através da integral no período da forma de onda normalizada obtida na solução de (41), é possível obter o valor de “a”. Conhecendo o valor de “a”, é possível manipular matematicamente cada uma das variáveis de estado auxiliar para obter as variáveis reais de interesse. Começando pela corrente normalizada do indutor ressonante:

$$\alpha \frac{i_L}{I_{CC}} = \frac{i_L \omega L}{V_{CC}} \quad (49)$$

Para encontrar a relação  $\alpha$ , aplicam-se algumas manipulações matemáticas em (49). De (43), pode-se isolar o valor de  $V_{CC}$  para substituir em (49):

$$V_{CC} = a R_L I_{CC}$$

Assim:

$$\alpha \frac{i_L}{I_{CC}} = \frac{i_L \omega L}{a R_L I_{CC}} \quad (50)$$

Multiplicando e dividindo por  $\omega_1$ , tem-se que:

$$\frac{i_L}{I_{CC}} = \frac{i_L \omega L \omega_1}{a R_L I_{CC} \omega_1} = \frac{Q_L i_L}{a A_1 I_{CC}} \quad (51)$$

Logo, a corrente do indutor ressonante normalizada em relação a corrente de entrada é dada por:

$$\frac{i_L}{I_{CC}} = \frac{a A_1}{Q_L} \left[ \frac{i_L \omega L}{V_{CC}} \right] \quad (52)$$

Aplicando o método descrito acima, é possível encontrar as variáveis de tensão e corrente em todos os elementos do conversor capital, para um sistema normalizado e por fim organizar em sistema de espaço de estados.

- Cálculo das variáveis reais normalizadas para a primeira etapa

Na primeira etapa de funcionamento a chave está em condução, logo o valor de corrente é o mesmo que no indutor, isso pode ser observado através da Figura 22, logo:

$$\frac{i_S}{I_{CC}} = \frac{i_L}{I_{CC}} = a \frac{A_1}{Q_L} \left[ \frac{i_L \omega L}{V_{CC}} \right] \quad (53)$$

A corrente no capacitor para a primeira etapa é dada pela expressão abaixo:

$$i_C = \frac{V_{CC} - V_C}{R_1}$$

$$\frac{i_C}{I_{CC}} = \frac{V_{CC} - V_C}{I_{CC} R_1} = \frac{V_{CC}}{I_{CC} R_1} - \frac{V_C}{I_{CC} R_1} \quad (54)$$

Substituindo  $V_{CC}$  por  $I_{CC}$  na expressão correspondente a tensão de entrada e substituindo também  $I_{CC}$  por  $V_{CC}$  na expressão correspondente a tensão no capacitor, será possível assim normalizar os termos em função da corrente e tensão.

$$V_{CC} = I_{CC} a R_L$$

$$\frac{i_C}{I_{CC}} = \frac{V_{CC} - V_C}{I_{CC} R_1} = \frac{a R_L I_{CC}}{I_{CC} R_1} - \frac{V_C a R_L}{V_{CC} R_1}$$

$$\frac{i_C}{I_{CC}} = a \frac{Q_1}{Q_L} - a \frac{Q_1}{Q_L} \left[ \frac{V_C}{V_{CC}} \right] \quad (55)$$

A corrente no resistor de carga para a primeira etapa de funcionamento é determinada pela equação que segue:



$$i_{RL} = \frac{v_L}{R_L} \quad (56)$$

Multiplicando por  $V_{CC}$  o numerador e denominador torna-se fácil a organização e normalização da corrente no resistor de carga onde é apresentado na equação (57) e por fim na equação (58).

$$\frac{i_{RL}}{I_{CC}} = \frac{v_L}{I_{CC} R_L} \frac{V_{CC}}{V_{CC}} = \frac{v_L}{V_{CC}} \frac{V_{CC}}{I_{CC}} \frac{1}{R_L} = \frac{v_L}{V_{CC}} a R_L \frac{1}{R_L} \quad (57)$$

$$\frac{i_{RL}}{I_{CC}} = \frac{v_L}{V_{CC}} a$$

Como  $\frac{v_L}{V_{CC}} = 1$ , logo:

$$\frac{i_{RL}}{I_{CC}} = a \quad (58)$$

A corrente de entrada é o somatório de todas as correntes que circulam pelo circuito durante a primeira etapa de funcionamento, logo:

$$i_{IN} = i_L + i_C + i_{RL} \quad (59)$$

Substituindo os termos calculados em (53), (55) e (58) na equação (59), temos:

$$\frac{i_{IN}}{I_{CC}} = \left( a \frac{A_1}{L} \left[ \frac{i_L \omega L_{m2}}{V_{CC}} \right] \right) + \left( a \frac{Q_1}{Q_L} - a \frac{Q_1}{Q_L} \left[ \frac{V_C}{V_{CC}} \right] \right) + (a) \quad (60)$$

Ajustando a equação (60) e agrupando os termos semelhantes:

$$\frac{i_{IN}}{I_{CC}} = a \frac{A_1}{Q_L} \left[ \frac{i_L \omega L_{m2}}{V_{CC}} \right] - a \frac{Q_1}{Q_L} \left[ \frac{V_C}{V_{CC}} \right] + \left( 1 + \frac{Q_1}{Q_L} \right) a \quad (61)$$

A seguir, como mencionado anteriormente, a tensão no indutor para a primeira etapa será igual à tensão de entrada, logo:

$$\frac{v_L}{V_{CC}} = 1 \quad (62)$$

A tensão na chave será nula, pois durante a primeira etapa de funcionamento a chave está conduzindo, sendo assim:

$$\frac{v_S}{V_{CC}} = 0 \quad (63)$$

A tensão no capacitor está representada pelo próprio estado, logo assume valor unitário.

$$\frac{v_C}{V_{CC}} = 1 \quad (64)$$

A tensão no resistor  $R_1$  que serve de divisor de tensão para acionamento do gatilho do transistor será apresentado a seguir.

$$V_{R1} = V_{CC} - v_C \quad (65)$$

$$\frac{v_{R1}}{V_{CC}} = 1 - \left[ \frac{V_C}{V_{CC}} \right] \quad (66)$$

- Cálculo das variáveis reais normalizadas para a segunda etapa

Considerando a chave bloqueada na segunda etapa de funcionamento, temos:

$$\frac{i_S}{I_{CC}} = 0 \quad (67)$$

A corrente no capacitor para a segunda etapa é dada pela expressão abaixo:

$$i_C = -\frac{i_L}{\left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} - \frac{V_C}{(R_L + R_1)}$$

$$\frac{i_C}{I_{CC}} = -\frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} \frac{i_L}{I_{CC}} - \frac{1}{(R_L + R_1)} \frac{V_C}{I_{CC}}$$

Substituindo  $I_{CC}$  por  $V_{CC}$  na expressão correspondente a tensão no capacitor para que seja possível normalizar em função da tensão.

$$\frac{V_{CC}}{aR_L} = I_{CC}$$

$$\frac{i_C}{I_{CC}} = -\frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_L}\right)} \frac{i_L}{I_{CC}} - \frac{aR_L}{(R_L + R_1)} \frac{V_C}{V_{CC}}$$

Fazendo os demais ajustes, temos

$$\frac{i_C}{I_{CC}} = -\frac{Q_1}{(Q_1 + Q_L)} \frac{i_L}{I_{CC}} - \frac{aQ_1}{(Q_1 + Q_L)} \frac{V_C}{V_{CC}} \quad (68)$$

Substituindo a corrente normalizada da expressão (52) na equação (68):

$$\frac{i_C}{I_{CC}} = -\frac{Q_1}{(Q_1 + Q_L)} \frac{aA_1}{Q_L} \left[ \frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}} \right] - \frac{aQ_1}{(Q_1 + Q_L)} \left[ \frac{V_C}{V_{CC}} \right] \quad (69)$$

A corrente no resistor de carga é determinada pela equação (70):

$$i_{RL} = -i_L - i_C \quad (70)$$

Substituindo (52) e (69) na equação (70) obtém-se:

$$\frac{i_{RL}}{I_{CC}} = \frac{aA_1}{Q_L} \left[ \frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}} \right] - \left( -\frac{Q_1}{(Q_1 + Q_L)} \frac{aA_1}{Q_L} \left[ \frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}} \right] - \frac{aQ_1}{(Q_1 + Q_L)} \left[ \frac{V_C}{V_{CC}} \right] \right)$$

Agrupando os termos semelhantes:

$$\frac{i_{RL}}{I_{CC}} = \frac{aA_1}{Q_L} \left( \frac{Q_1}{(Q_1 + Q_L)} - 1 \right) \left[ \frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}} \right] + \frac{aQ_1}{(Q_1 + Q_L)} \left[ \frac{V_C}{V_{CC}} \right] \quad (71)$$

A seguir, o cálculo da tensão no indutor normalizada em relação à tensão de entrada, como a expressão foi calculada anteriormente, apenas será rerepresentada a equação (33):

$$\frac{v_L}{V_{CC}} = -\frac{A_1}{(Q_1 + Q_L)} \left[ \frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}} \right] + \frac{Q_1}{(Q_1 + Q_L)} \left[ \frac{V_C}{V_{CC}} \right]$$

A tensão na chave  $v_s$  tem relação apenas com a fonte, na segunda etapa de operação.

$$\frac{v_s}{V_{CC}} = 0 \quad (72)$$

A tensão no capacitor  $v_c$  é o próprio estado que dará origem as matrizes, logo:

$$\frac{v_c}{V_{CC}} = 1 \quad (73)$$

A tensão no resistor  $R_1$  é apresentada pela equação que segue:

$$v_{R1} = v_L - v_C \quad (74)$$

Substituindo (33) e (73) em (74) resulta na equação(75):

$$\begin{aligned} \frac{v_{R1}}{V_{CC}} &= \left( -\frac{A_1}{(Q_1 + Q_L)} \left[ \frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}} \right] + \frac{Q_1}{(Q_1 + Q_L)} \left[ \frac{V_C}{V_{CC}} \right] \right) - \left[ \frac{V_C}{V_{CC}} \right] \\ \frac{v_{R1}}{V_{CC}} &= -\frac{A_1}{(Q_1 + Q_L)} \left[ \frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}} \right] + \left( \frac{Q_1}{(Q_1 + Q_L)} - 1 \right) \left[ \frac{V_C}{V_{CC}} \right] \end{aligned} \quad (75)$$

De posse das informações normalizadas para todos os componentes do circuito proposto, o sistema em espaço de estados final será apresentado.

$$Y_n' = C_n \cdot X_n + D_n \cdot U \quad (76)$$

O subíndice "n" indica que são matrizes do sistema normalizado. Mais especificamente, as matrizes das etapas I e II são:

$$\text{Etapa I} \left\{ \begin{array}{l} \frac{i_L}{I_{CC}} \\ \frac{i_S}{I_{CC}} \\ \frac{i_C}{I_{CC}} \\ \frac{i_{RL}}{I_{CC}} \\ \frac{i_{IN}}{I_{CC}} \\ \frac{v_L}{V_{CC}} \\ \frac{v_S}{V_{CC}} \\ \frac{v_C}{V_{CC}} \\ \frac{v_{R1}}{V_{CC}} \end{array} \right\} = \begin{bmatrix} \frac{aA_1}{Q_L} & 0 \\ \frac{aA_1}{Q_L} & 0 \\ 0 & -a\frac{Q_1}{Q_L} \\ 0 & 0 \\ a\frac{A_1}{Q_L} & -a\frac{Q_1}{Q_L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}} \\ \frac{V_C}{V_{CC}} \\ \frac{V_{CC}}{V_{CC}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ a\left(\frac{Q_1}{Q_L}\right) \\ a \\ a\left(1 + \frac{Q_1}{Q_L}\right) \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot V_{CC} \quad (77)$$

$$\text{Etapa II} \left\{ \begin{array}{l} \frac{i_L}{I_{CC}} \\ \frac{i_S}{I_{CC}} \\ \frac{i_C}{I_{CC}} \\ \frac{i_{RL}}{I_{CC}} \\ \frac{v_L}{V_{CC}} \\ \frac{v_S}{V_{CC}} \\ \frac{v_C}{V_{CC}} \\ \frac{v_{R1}}{V_{CC}} \end{array} \right\} = \begin{bmatrix} \frac{aA_1}{Q_L} & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{Q_1}{(Q_1 + Q_L)} \frac{aA_1}{Q_L} & -\frac{aQ_1}{(Q_1 + Q_L)} \\ \frac{aA_1}{Q_L} \left( \frac{Q_1}{(Q_1 + Q_L)} - 1 \right) & \frac{aQ_1}{(Q_1 + Q_L)} \\ -\frac{A_1}{(Q_1 + Q_L)} & \frac{Q_1}{(Q_1 + Q_L)} \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ -\frac{A_1}{(Q_1 + Q_L)} & \frac{Q_1}{(Q_1 + Q_L)} - 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{L_{m2}\omega i_L}{V_{CC}} \\ \frac{V_C}{V_{CC}} \\ \frac{V_{CC}}{V_{CC}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{CC} \quad (78)$$

### 3.4 Metodologia de Projeto

A solução numérica para extração de parâmetros para o conversor capital é encontrada através do *software* Wolfram Mathematica. O dimensionamento dos elementos é possível, desde que informado quais os requisitos o projetista tem definido, bem como quais ele deseja obter.

A rotina matemática normalizada já transcrita para o *software* é executada inicialmente de forma que o algoritmo gere as informações necessárias para elucidar as variáveis que serão inseridas nas fórmulas de projeto. As informações são geradas através de um vetor que dispõe todas as informações necessárias para que o projetista possa escolher a melhor opção para o dimensionamento dos componentes. Esse vetor contém a razão cíclica, o fator de amortecimento em relação a carga, o fator de amortecimento em relação ao resistor  $R_1$ , a tensão no capacitor conectado ao gatilho do interruptor  $M_1$ , as variáveis  $Lm2\omega RL$ ,  $Lm2\omega R1$ ,  $C1\omega RL$  que são utilizadas nas fórmulas de projeto para o cálculo dos parâmetros, entre outras variáveis de menor relevância.

Cabe ressaltar que o conversor opera com razão cíclica de 50%, no entanto, o projeto prevê que a variação possa ser realizada caracterizando também um conversor com a razão cíclica controlável.

Para o conversor apresentado nessa dissertação, os parâmetros pré-determinados foram a frequência de oscilação e a indutância magnetizante, sendo esta segunda informada por se tratar de um elemento adquirido, não sendo possível construir um enrolamento com medidas tão reduzidas, visto que um dos objetivos do circuito é possuir pequenas dimensões.

Abaixo será apresentado os dados que originaram as simulações e a construção do protótipo apresentado na apresentado no capítulo 4.

Tabela 3 – Parâmetros obtidos e escolhidos pelo projetista

Parametros obtidos através da rotina matemática	
Lm2 $\omega$ RL	0.009012187238122008
Lm2 $\omega$ R1	0.9012187238122009
C1 $\omega$ RL	35.20385639891409
Parametros escolhidos pelo projetista	
Lm2	75. 10 <sup>-3</sup>
$\omega$	2 $\pi$ . 10. 10 <sup>3</sup>
D	0,5
A1	1,82944
Q1	1,6
QL	0,016

Equações a serem resolvidas após a inserção dos valores obtidos na primeira etapa da simulação matemática.

$$RL = \frac{(Lm2. \omega)}{Lm2\omega RL} \quad (79)$$

$$R1 = \frac{(Lm2. \omega)}{Lm2\omega R1} \quad (80)$$

$$C1 = \frac{C1\omega RL}{(RL. \omega)} \quad (81)$$

Com o intuito de tornar os parâmetros calculados ( $R_L$ ,  $R_1$  e  $C_1$ ) o mais próximo aos valores de componentes elétricos comerciais, foram executados alguns ajustes nos fatores de qualidade ( $Q_1$  e  $Q_L$ ), reduzindo os valores ao mínimo possível, de forma a garantir que o circuito possa ser integrado em um *chip*.

Manipulando as equações (79), (80) e (81) e substituindo os valores apresentados na Tabela 3 obtém-se os valores dos parâmetros reais.



Tabela 4 – Parâmetros reais obtidos através das fórmulas de projeto

RL	470,6 k $\Omega$
R1	4,7 k $\Omega$
C1	1,32 nF

É importante salientar que a partir da rotina matemática implementada é possível calcular através de solução numérica qualquer parâmetro que envolva o circuito, como por exemplo a frequência  $\omega$  ou a indutância magnetizante  $L_{m2}$ , bastando apenas o projetista definir algum outro parâmetro que possibilite a resolução das demais variáveis.

A partir dos valores obtidos em simulação no *software* Mathematica, é possível utilizar esses valores em simulação de *software* de circuitos elétricos (LTspice).



## **4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS**

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais do circuito proposto no capítulo anterior. Estes resultados consistem de testes realizados através de simulações e posteriormente em bancada com o circuito protótipo.

### **4.1 Considerações gerais**

Na construção do protótipo foram utilizados componentes eletrônicos disponíveis no mercado local, assim como componentes importados. Alguns componentes especificados para compra não puderam ser adquiridos em função de uma indisponibilidade de venda para o Brasil, sendo substituídos pelo seu equivalente.

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 é constituído de um conversor elevador de tensão baseado em oscilador. Os parâmetros, como indutância, capacitância e resistências, são obtidos a partir da seção 3.4 onde foram apresentadas as equações de projeto que dimensionam os componentes.

### 4.3 Parâmetros utilizados

Na Tabela 5 são apresentados os componentes eletrônicos utilizados para confecção e testes do protótipo apresentado nessa dissertação.

Tabela 5 - Resumo dos Parâmetros

Parâmetros do circuito auxiliar de partida	
$J_1$	JFET - JBF862
$C_2$	Capacitor cerâmico 100 pF / 63 V
$C_3$	Capacitor cerâmico 300 pF / 63 V
$C_4$	Capacitor cerâmico 100 nF / 63 V
$D_1 - D_2$	Diodos <i>Schottky</i> - BAT 54
$M_2$	MOSFET – BSH 105
Parâmetros do circuito elevador de tensão baseado em oscilador	
$C_{Entrada}$	Capacitor eletrolítico 220 $\mu$ F / 4V
$L_1 - L_2$	Indutor acoplado – 7,5 $\mu$ H, N1/N2 (1:100), LPR6235 - Coilcraft
$C_1$	Capacitor cerâmico 1 nF / 63 V
$M_1$	MOSFET – BSH 105
Parâmetros do circuito de retificação do sinal e emulação de carga	
$D_1 - D_2$	Diodos <i>Schottky</i> - BAT 54
$C_5$	Capacitor cerâmico 6 nF / 63 V
$R_{carga}$	Resistor 470 k $\Omega$ / 1/8 W
$C_{carga}$	Capacitor de polipropileno 500 nF / 50V

## 4.4 Resultados obtidos

Nesta seção os resultados obtidos a partir de simulações em *software* para circuitos elétricos serão apresentadas, bem como resultados experimentais obtidos através do protótipo e testados em bancada.

### 4.4.1 Resultados experimentais de simulação

Os resultados de simulação em *software* de circuitos elétricos que serão apresentados nesta seção foram obtidos a partir do modelo gerado e os parâmetros de projeto obedecem os valores obtidos através das equações de projeto extraídas do programa computacional Mathematica.

Para a realização dos testes foi utilizado o software LTspice, cujo objetivo do uso desse aplicativo é a inserção dos parâmetros reais dos componentes obtidos através das folhas de dados, tornando a simulação fidedigna com o protótipo a ser implementado.

Na Figura 25 é apresentado circuito esquemático que foi simulado no software LTspice, na sequência serão apresentadas as principais formas de onda para diferentes valores de tensão de partida.

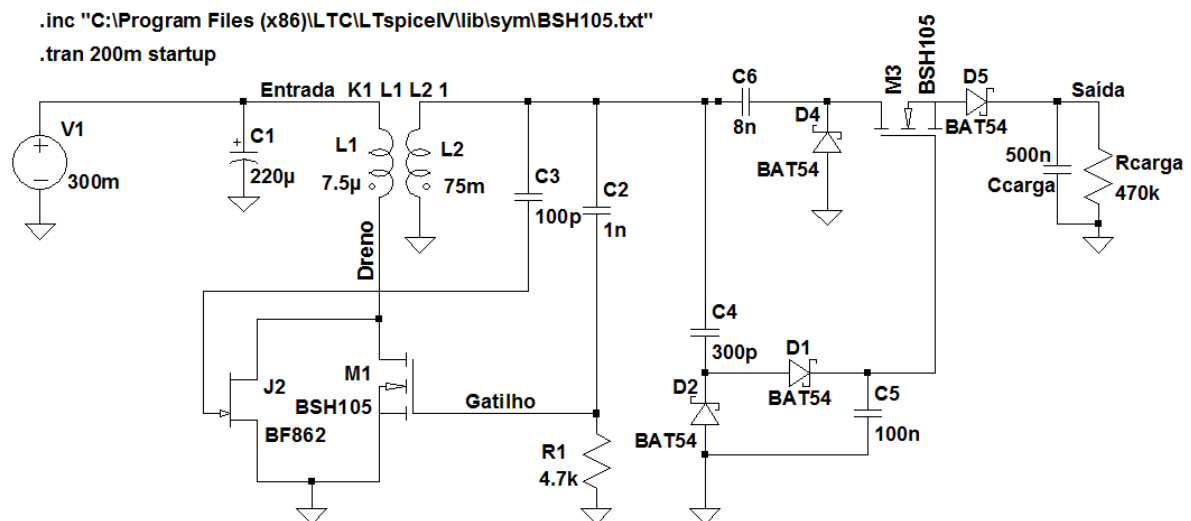


Figura 25: Circuito simulado através do software LTspice

As simulações foram realizadas através da análise transiente, para as quais foi considerado um tempo de 200 ms.

Os transistores utilizados na simulação não constavam na biblioteca do LTspice, dessa forma foi necessário incluir um arquivo de texto com as informações do fabricante, com o propósito de se obter uma simulação fidedigna à realidade.

Abaixo será apresentada as formas de onda considerando a tensão de partida mínima (80 mV). A Figura 26 relaciona a tensão de entrada com a corrente de entrada respectivamente.

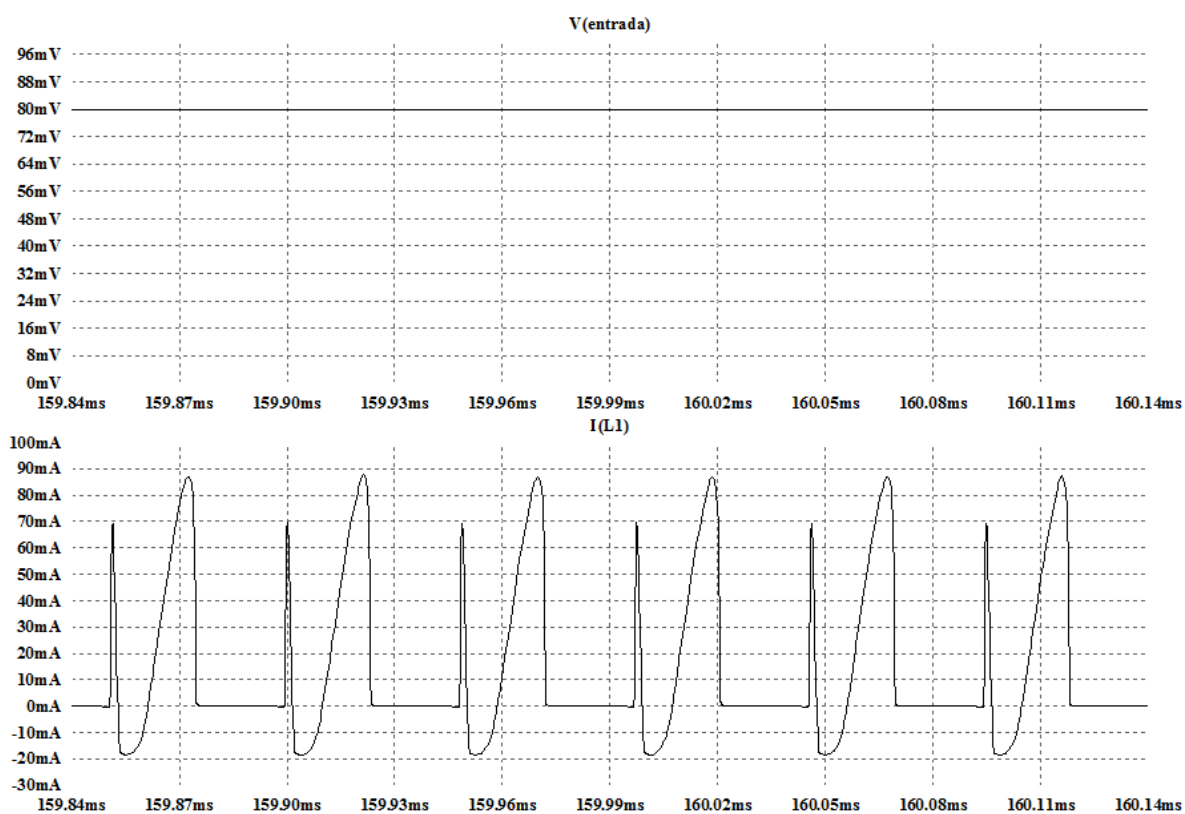


Figura 26: Tensão e corrente de entrada, respectivamente.

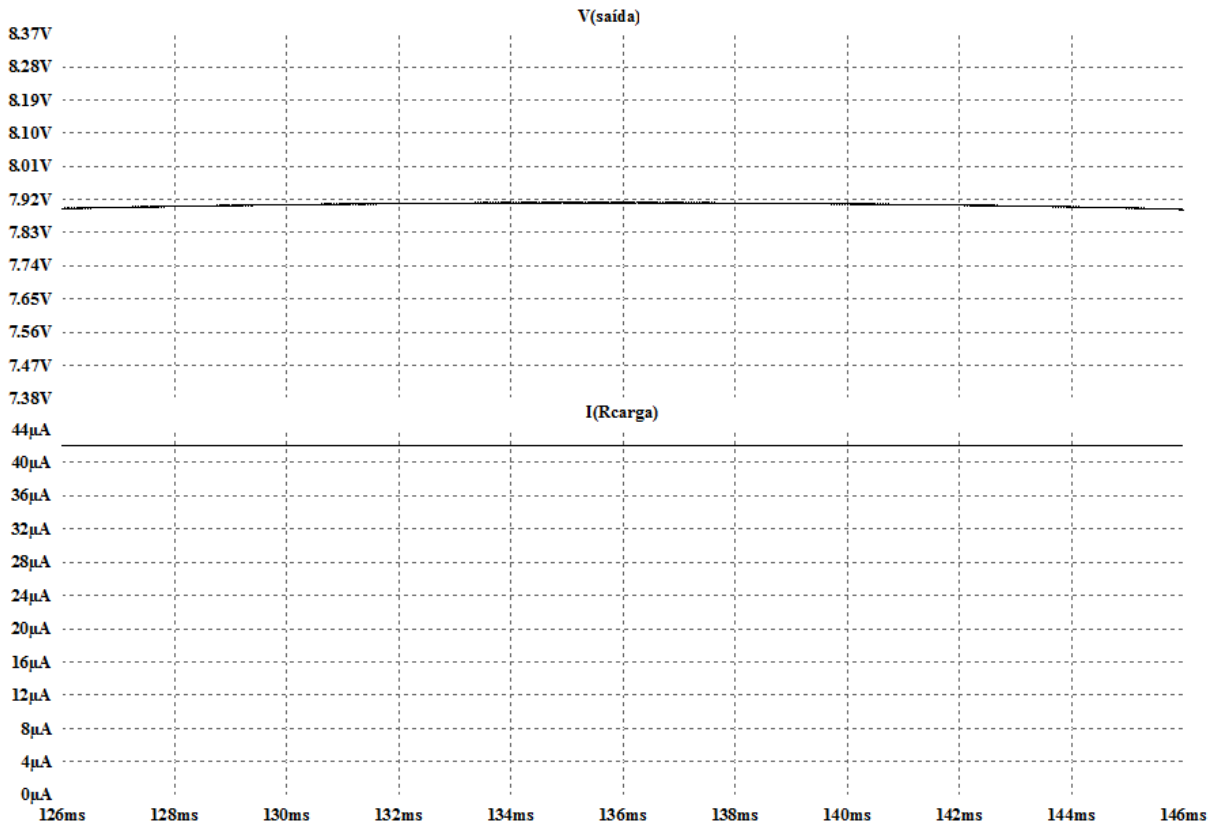


Figura 27: Tensão e corrente de saída, respectivamente.

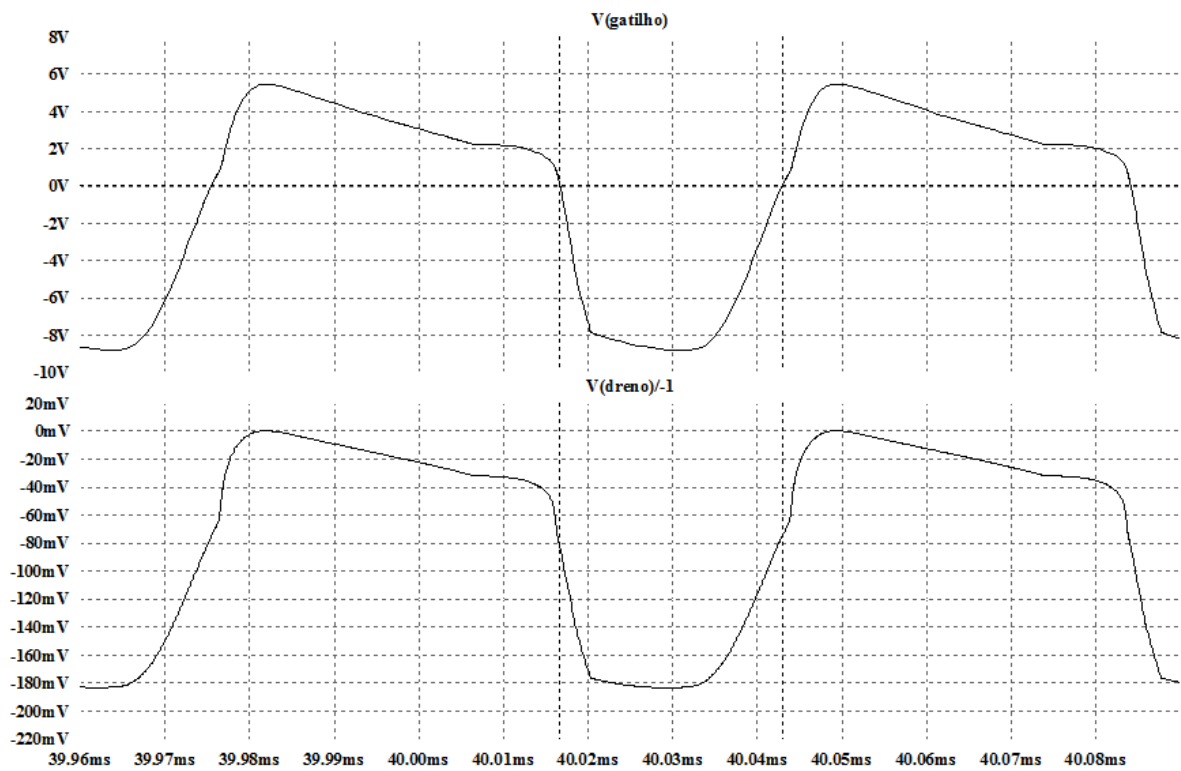


Figura 28: Tensão no gatilho e dreno do transistor  $M_1$ , respectivamente.

Abaixo serão apresentadas as formas de onda considerando a tensão de partida com valor intermediário (150 mV).

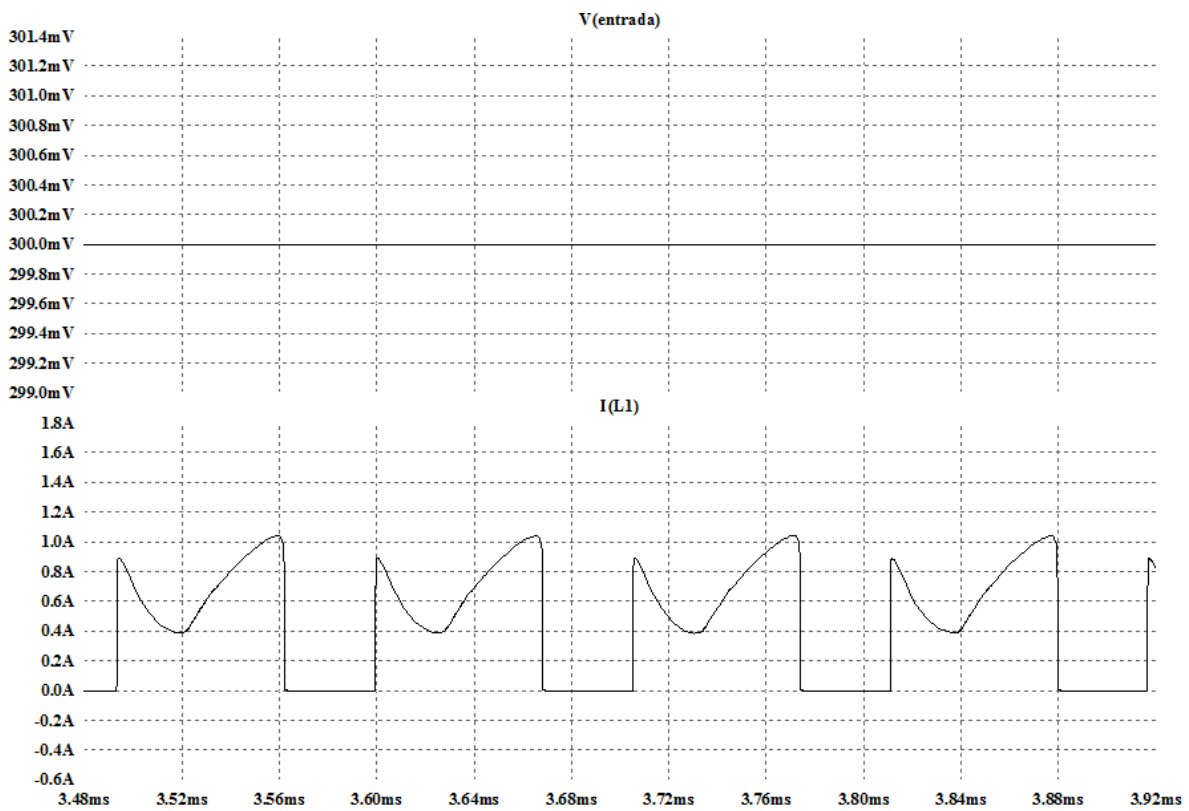


Figura 29: Tensão e corrente de entrada, respectivamente.

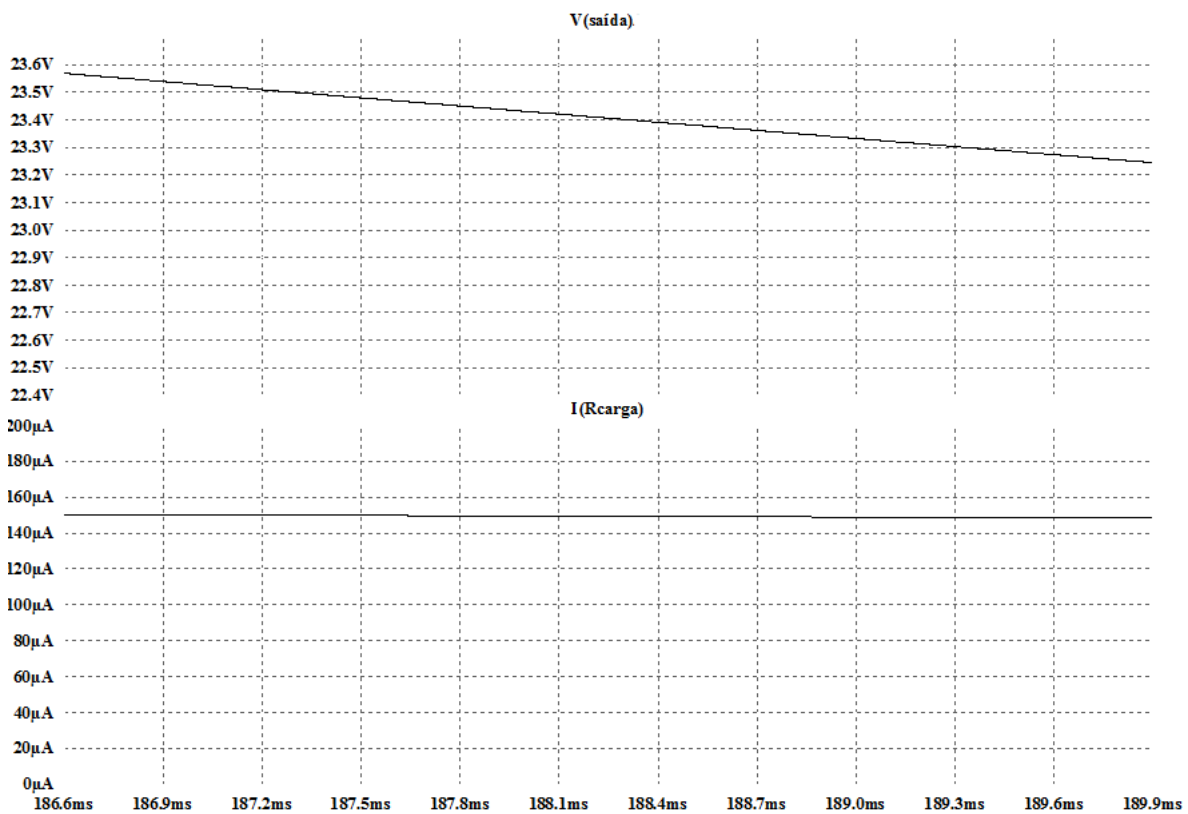


Figura 30: Tensão e corrente de saída, respectivamente.



A Figura 31 ilustra as formas de onda da tensão no gatilho e no dreno do transistor  $M_1$ .

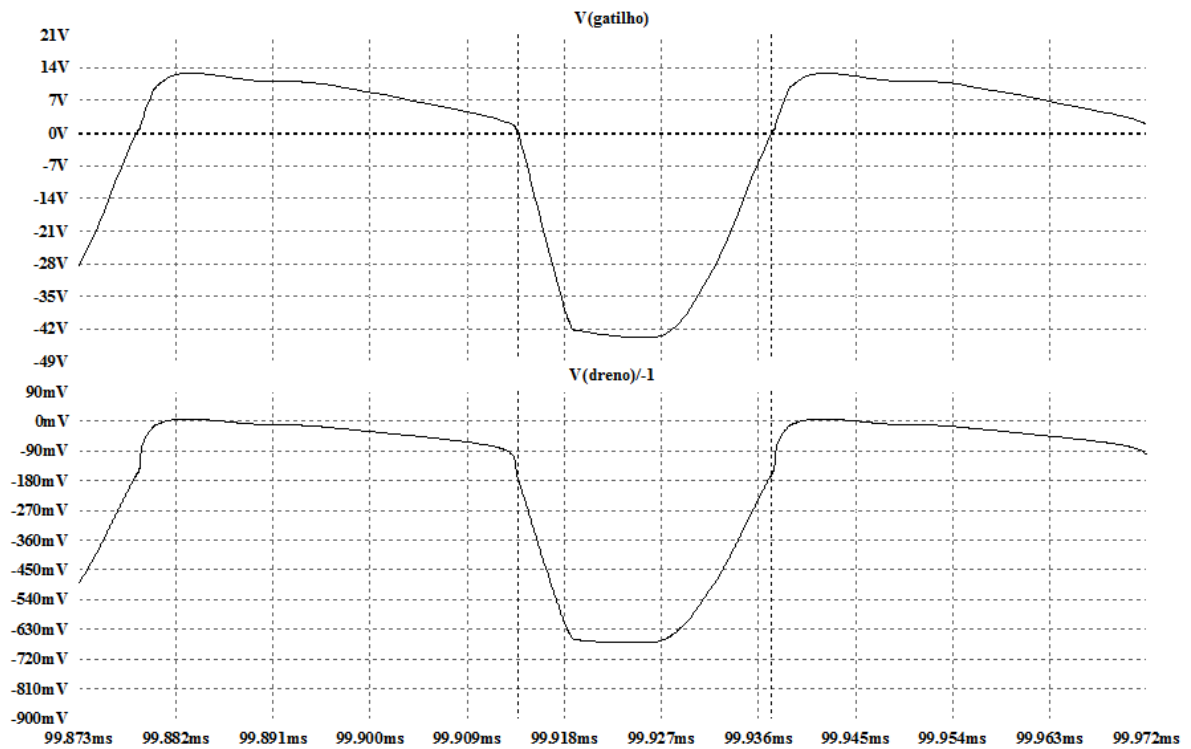


Figura 31: Tensão no gatilho e dreno do transistor  $M_1$ , respectivamente.

A última rodada de simulações realizada foi com tensão de partida de 300 mV.

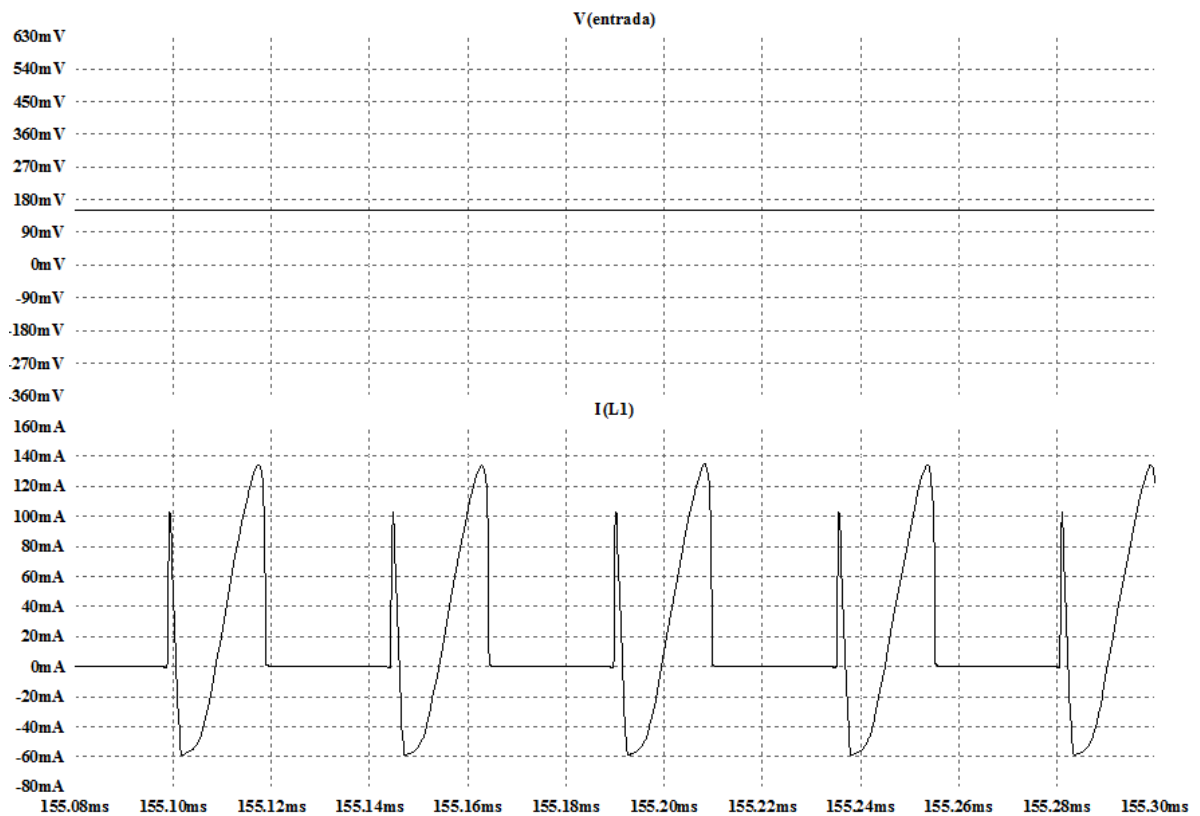


Figura 32: Tensão e corrente de entrada, respectivamente.

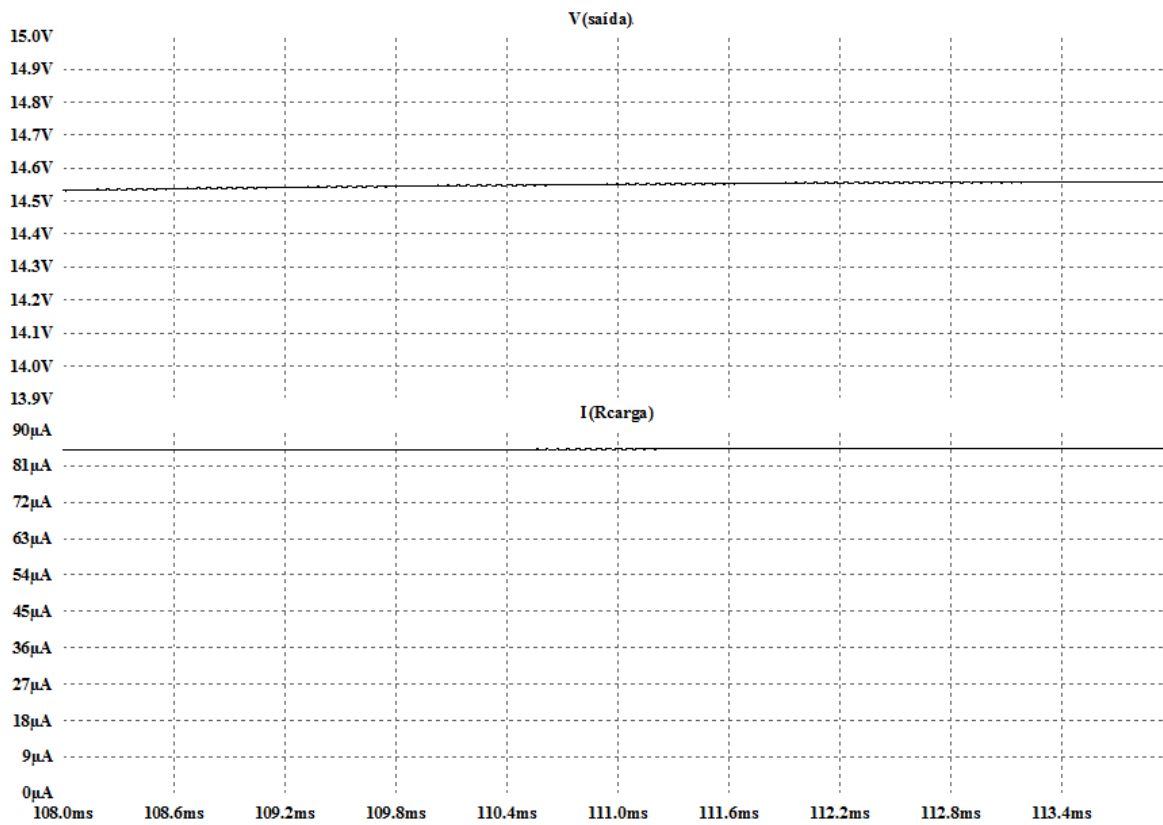


Figura 33: Tensão e corrente de saída, respectivamente.

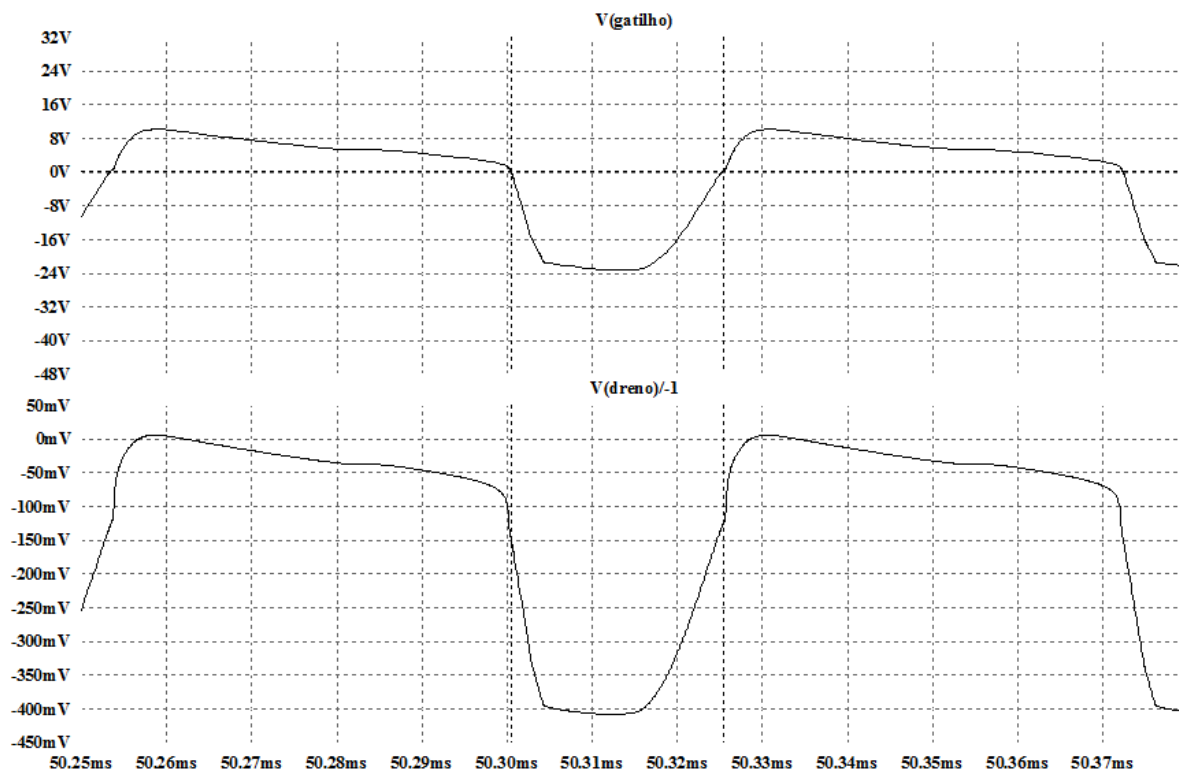


Figura 34: Tensão no gatilho e dreno do transistor  $M_1$ , respectivamente.

Com base nas simulações realizadas para diferentes valores de tensão de partida, pode-se concluir que em ambos os testes o circuito proposto opera em ZVS, uma das contribuições propostas pelo método de modelagem proposto por Kazimierczuk.

#### 4.4.2 Resultados experimentais do protótipo

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos em laboratório para o protótipo construído após a etapa de modelagem e simulações.

Para a realização dos testes foi utilizado um osciloscópio da marca Tektronix modelo TDS1001B, com dois canais com ponteira de corrente da mesma marca, modelo AC/DC current probe A622. Um fonte de tensão da marca Minipa, modelo MPS 3003, utilizada representando a tensão equivalente de um célula fotovoltaica. Também foi utilizado um analisador de potência, da marca Yokogawa, modelo *WT 1800* e um multímetro de precisão da marca Fluke, modelo *8846A*, para medição da corrente média de saída.

Na Figura 35 é apresentada a bancada de testes com o protótipo em funcionamento, onde é possível visualizar as formas de onda da tensão no gatilho e dreno do Mosfet  $M_1$  respectivamente.

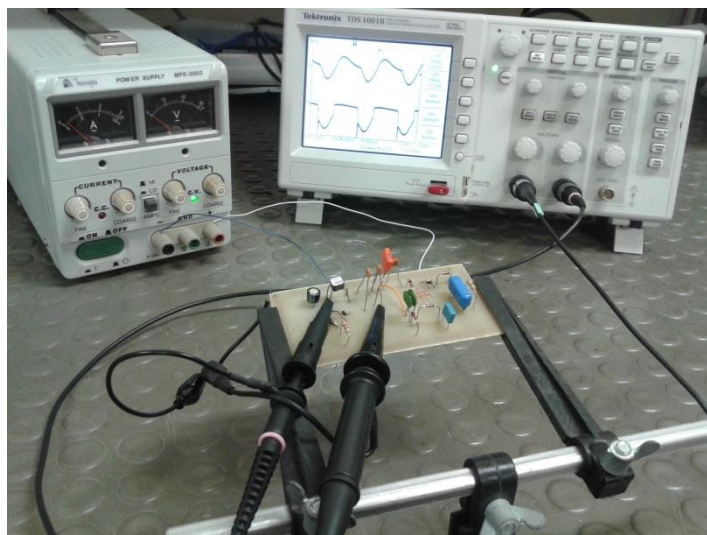


Figura 35: Protótipo sendo testado em bancada

Na Figura 36 é apresentado o protótipo implementado para essa dissertação de mestrado, sendo que a disposição dos componentes eletrônicos foi planejada para que se

assemelhe ao circuito que foi simulado, facilitando a visualização e compreensão do mesmo. As dimensões aproximadas da placa de fenolite são de 10x7 cm. No entanto, é válido ressaltar que, se este protótipo tivesse pretensões comerciais, as dimensões da placa poderiam ser bastante reduzidas, além da possibilidade de substituição de muitos componentes convencionais por SMD.

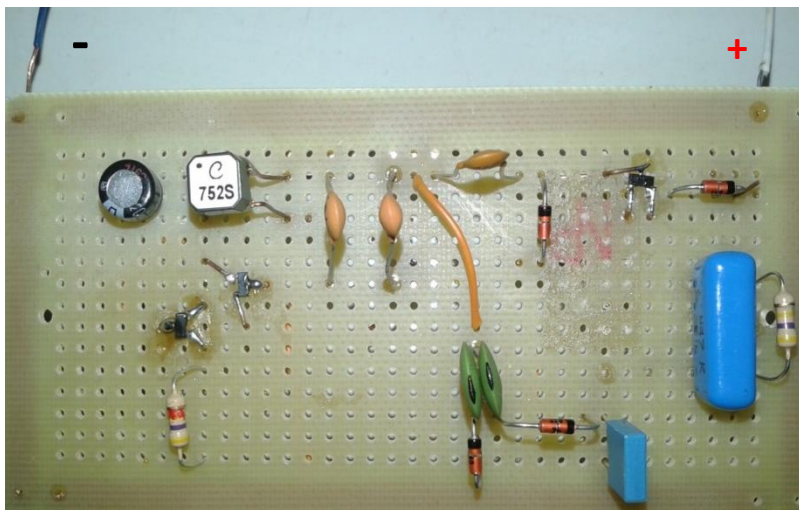


Figura 36: Protótipo do conversor elevador de tensão baseado em oscilador com o circuito auxiliar de partida

Foram feitas medições para três condições de tensão de entrada, onde para cada uma delas é apresentada as respectivas formas de onda.

As Figura 37 e Figura 38 apresentam as medições realizadas para a primeira faixa de tensão de partida. Na Figura 37 é apresentada a menor tensão registrada em que o conversor é capaz de fornecer energia para a carga.

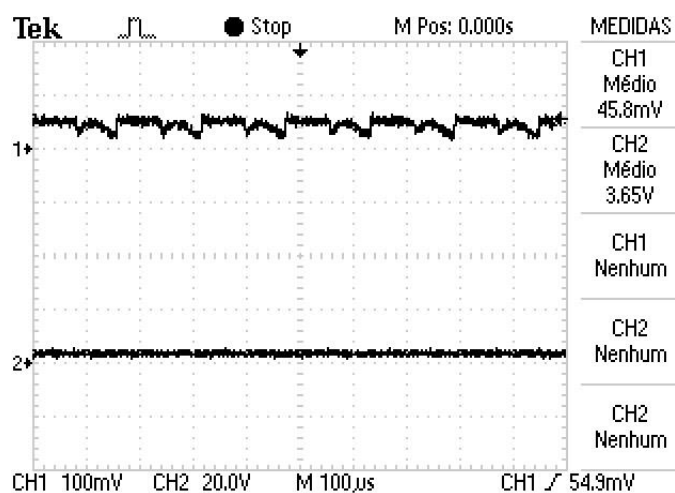


Figura 37 - Tensão na saída e entrada, respectivamente (100 mV/div, 20 V/div; 100µs/div)

Na Figura 38 é registrada a forma de onda da tensão de entrada no canal 1 e tensão no gatilho do canal 2, evidenciando o funcionamento do conversor para tensões mínimas, como variando entre 40 e 50 mV.

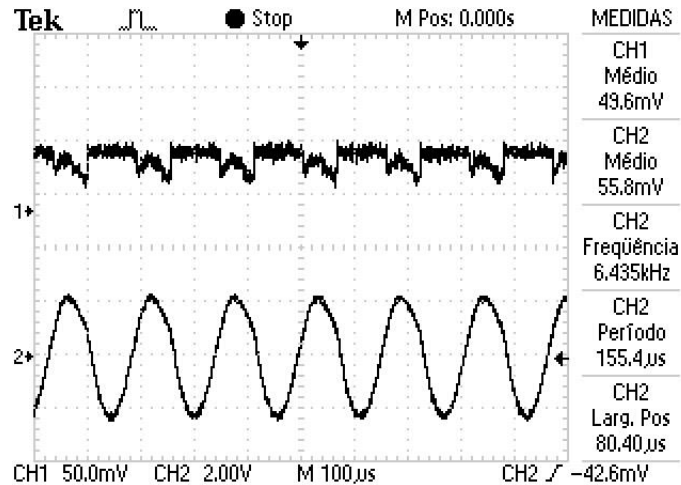


Figura 38 - Tensão na entrada e no gatilho do MOSFET (M1), respectivamente (50 mV/div, 2 V/div; 100µs/div)

A segunda faixa de tensão de partida utilizada (150 mV) é um valor intermediário ao valor máximo utilizado e testado.

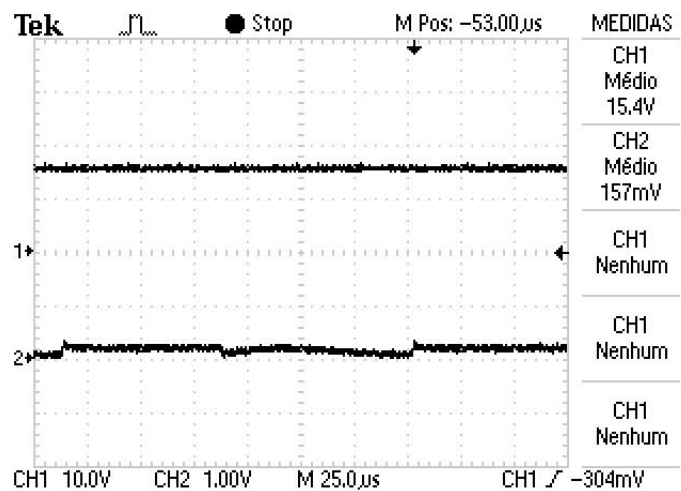


Figura 39 - Tensão na saída e entrada, respectivamente (10 V/div, 1 V/div; 25µs/div)

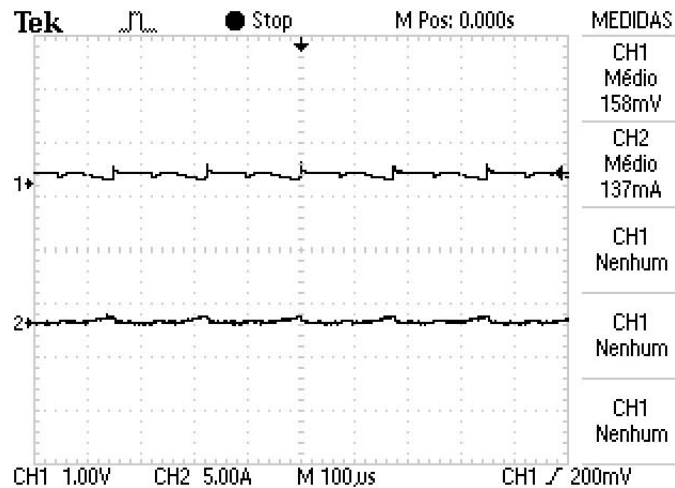


Figura 40 - Tensão e corrente na entrada, respectivamente (1 V/div, 5 A/div; 100 µs/div)

A Figura 41 apresenta a forma de onda da tensão no gatilho e dreno do Mosfet  $M_1$ , respectivamente, onde é possível visualizar o momento em que ocorre a comutação em zero de tensão (ZVS).

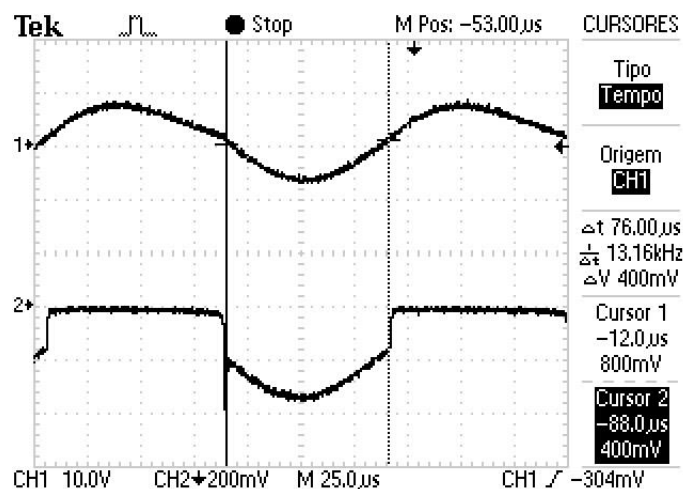


Figura 41 - Tensão no gatilho e dreno do MOSFET ( $M_1$ ), respectivamente (10 V/div, 200 mV/div; 25 µs/div)

A última faixa de tensão de partida testada foi na faixa dos 300 mV, alguns testes com níveis de tensão superiores a este foram realizados, no entanto foi constatada sobrecorrente nas chaves semicondutoras, ocasionando danos ao conversor. De forma análoga as outras situações apresentadas foram obtidas as principais formas de onda para o circuito.

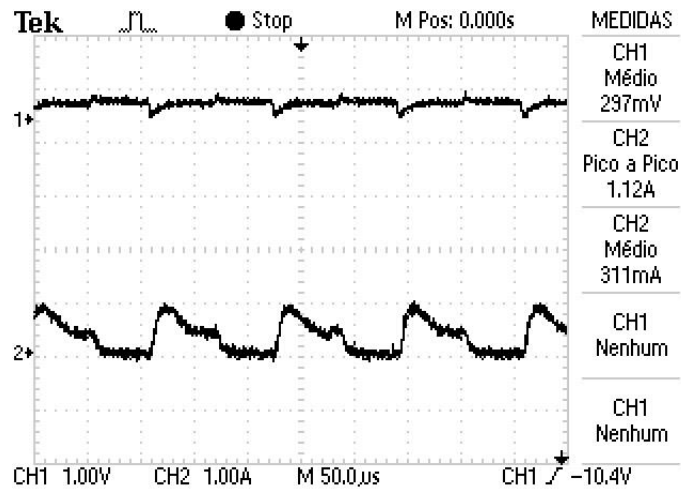


Figura 42 - Tensão e corrente na entrada, respectivamente (1 V/div, 1 A/div; 50 µs/div)

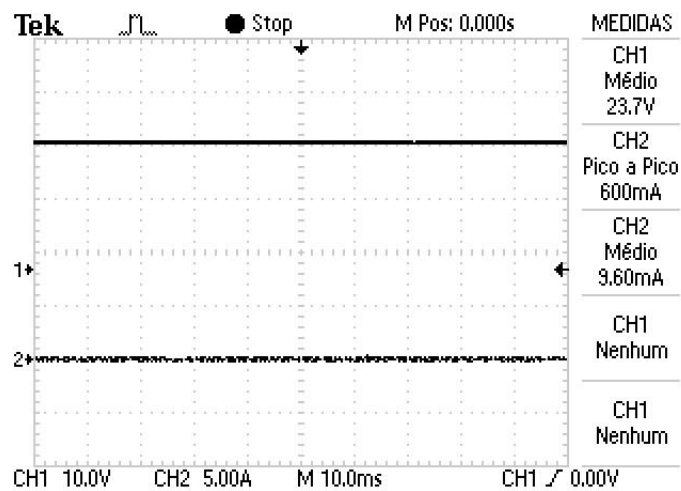


Figura 43 - Tensão e corrente na saída, respectivamente (10 V/div, 5 A/div; 10 ms/div)

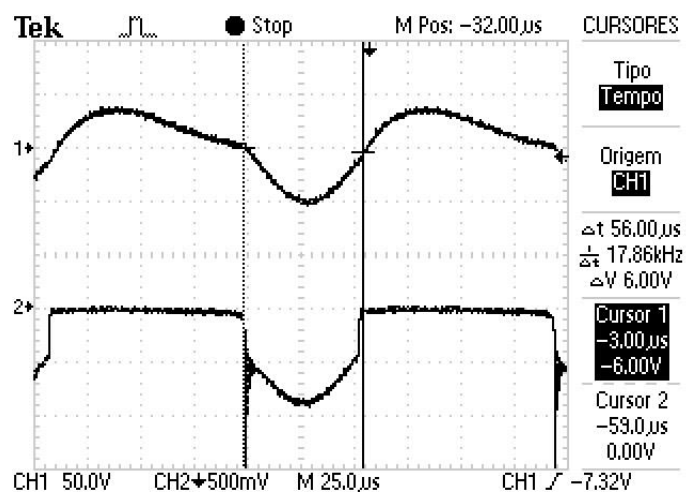


Figura 44 - Tensão no gatilho e dreno do MOSFET (M1), respectivamente (50 V/div, 500 mV/div; 25 µs/div)

Ao fim dos testes com o protótipo, para melhor compreensão dos resultados obtidos foi construída a Tabela 6 onde são apresentados os valores de tensão de operação do protótipo.

Tabela 6 - Valores de tensão de operação do protótipo

$V_{Entrada_{RMS}}$	$V_{Saída_{RMS}}$
46 mV	3,65 V
157 mV	15,4 V
297 mV	23,7 V

Cabe ressaltar que o conversor operou em situação de ZVS para todas as faixas de tensão testadas, apresentando o resultado esperado quanto às simulações em *software* de circuito elétrico e, principalmente, os resultados esperados através da modelagem matemática e análise numérica posterior no *software* Mathemática, concluindo o principal dos objetivos para a modelagem proposta.

### ***Cálculo do Rendimento***

O rendimento do circuito foi calculado com base na medição de corrente de saída, pois não foi possível a utilização do analisador de potência (*High Performance Power Analyzer WT 1800*) da empresa Yokogawa, para essa medição, no entanto, foi utilizado um multímetro de precisão (*Precision Multimeter 8846A*) da empresa Fluke para medição da corrente média de saída, sendo assim possível o cálculo do rendimento do circuito. Para a medição da potência de entrada foi possível o uso do analisador de potência Yokogawa.

$$P_{Entrada} = 86,6 \text{ mW}$$

$$P_{Saída} = R \cdot i^2$$

$$P_{Saída} = 470 \cdot 10^3 \cdot (151,73 \cdot 10^{-6})^2$$

$$P_{Saída} = 10,82 \text{ mW}$$



$$\eta = \frac{P_{Saída}}{P_{Entrada}} \cdot 100\%$$

$$\eta = \frac{10,82 \text{ mW}}{86,6 \text{ mW}} \cdot 100\%$$

$$\eta = 12,49 \%$$

O valor do rendimento ficou aquém do esperado, no entanto, acredita-se que transformadores com relação de transformação variando entre 10 e 50 apresentem valores de rendimento superiores, como é o caso de alguns autores que compõe a Tabela 7. Apesar do valor do rendimento ser baixo é importante ressaltar que essa energia seria “desperdiçada”, sendo utilizada e convertida em energia elétrica podendo suprir a alimentação de dispositivos de baixo consumo. Abaixo será apresentado um comparativo entre alguns conversores DC-DC com características de baixa tensão e potência. O conversor do presente estudo destacou-se em dois quesitos relevantes, a tensão de partida e também a tensão de saída.

Tabela 7 – Comparativo entre diversos conversores DC-DC para baixa tensão e potência

Parâmetros	CHEN (2011)	RICHELLI (2012)	BASSI (2012)	DEGRENE (2012)	POLLAK (2009)	ADAMI (2013)	Presente estudo
Prototipagem	Integrado	Misto	Integrado	Discreto	Discreto	Discreto	Discreto
Tensão mínima de entrada	80 mV	120 mV	140 mV	140 mV	140 mV	200 mV	50 mV
Tensão de saída	1,3 V	1,2 V	1,3 V	3V	2,5 V	2,5 V	3,7 V
Eficiência	60%	30%	20%	73%	66%	25%	12,5%

Fonte: Adaptado pelo autor com base em Adami et al. (2013)

Como sugestão para trabalhos futuros, a substituição do transformador por um que tenha perdas ôhmicas no enrolamento secundário menores que o atual, visto que essa condição gera redução no rendimento do circuito.



## 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, pode-se verificar a existência de diversos estudos com o foco em obtenção de energia a partir de fontes capazes de converter baixos níveis de tensão em níveis que possam dispor energia para circuitos comerciais. 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.

Com relação às fontes de energia, conclui-se que as fontes mais adequadas para utilização acoplada a esse conversor são as fontes que possuem densidade de potência de algumas dezenas de  $mW/cm^2$  e também que a saída de tal fonte seja contínua. Neste contexto, as melhores fontes de tensão para utilização são a de energia fotovoltaica e energia térmica. Para esta pesquisa a energia fotovoltaica foi selecionada por se encaixar adequadamente à sugestão de aplicação proposta para o circuito desenvolvido.

Na presente dissertação, a proposta da topologia para um conversor operar com tensões na casa de dezenas de miliVolts foi atingida, porém a tensão para partida do circuito utilizada foi superior a da proposta inicial, que era aproximadamente 20 mV. Observou-se, no entanto, que o circuito teve sua partida iniciada com valores de tensão acima de 40 mV, a justificativa encontrada para tal fenômeno foi a instabilidade propiciada no circuito para tensões extremamente baixas.

Os testes de bancada consideraram três faixas de tensão de operação para validar o funcionamento do protótipo, entretanto, a literatura especializada afirma que o melhor desempenho do conversor ocorre com valores de tensão em aproximadamente 300 mV, garantindo assim maior estabilidade do circuito.

Com relação a análise normalizada desenvolvida no *software* Wolfram Mathematica para o circuito, foi desconsiderado o circuito auxiliar de partida por observar que ele não faz parte do circuito de operação em regime permanente. Um dos principais objetivos do modelamento normalizado em função das tensões e correntes nos elementos era que o circuito operasse em ZVS, o objetivo foi concluído e com isso o circuito opera com perdas menores e rendimento maior, o que é interessante considerando que o circuito foi projetado para baixa potência.

O circuito auxiliar de partida baseado em um multiplicador de tensão do tipo Greinacher desempenhou sua função com sucesso, além de ser um circuito de baixo custo, sendo formado somente por capacitores e diodos, o seu princípio de operação é simples, não interferindo de forma direta no funcionamento do conversor capital.

A topologia proposta apresentou resultados teóricos de simulação no software LTspice e Mathematica em acordo com as formas de onda obtidas por meio de osciloscópio, o que confirma as hipóteses desta pesquisa. Dentre as considerações realizadas, foi estimado a potência de 10 mW para o sistema *EH* alimentar uma micro estação meteorológica, cuja a aplicação foi descrita na seção 3.2.

## 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) **Substituição de componentes com menores perdas:** Explorar o uso transformadores com outros valores de relação de transformação, que possuam menores perdas ôhmicas, capacitores com menores ESR, chaves semicondutoras com menores RDS, todos com o propósito de maximizar o rendimento e o valor da corrente de saída.
- b) **Paralelismo de conversores de baixo consumo:** Desenvolvimento de topologias que permitam explorar o paralelismo em topologias *EH*, como por exemplo, a topologia proposta nesta dissertação, com o uso de transformadores de alta relação, como objetivo de alimentar cargas com maiores potências.

- c) **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, como por exemplo um sistema combinado de energia solar e energia eólica.
- d) **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 otimizado para que não apresente picos de consumo de energia, típicos de ações rápidas de controle, entretanto, deve ser suficientemente rápido para que os distúrbios na carga prejudiquem seu funcionamento.
- e) **Projeto de sistema de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT):** Sistemas de rastreamento de pom 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 otimizado para que não apresente picos de consumo de energia, típicos de ações rápidas de controle, entretanto, deve ser suficientemente rápido para que os distúrbios na carga prejudiquem seu funcionamento.
- f) **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*.
- g) **Desenvolvimento de aplicações com uso de energia solar específicas para ambientes internos (*indoor light*):** Desenvolvimento de aplicações *EH* cujo foco seja conversão de energia luminosa de ambientes internos, como por exemplo, o carregamento da bateria de uma luminária de emergência através da luz interna, ou também o carregamento da bateria de um sensor sem fio.



## 6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ADAMI, S.-E. et al. Self-powered ultra-low power DC-DC converter for RF energy harvesting. **2012 IEEE Faible Tension Faible Consommation**, p. 1–4, 2012.

ADAMI, S.-E. et al. **Ultra-low power, low voltage, autonomous resonant DC-DC converter for low power applications**4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives. **Anais...**2013

ADAMI, SALAH-EDDINE; DEGRENNE, NICOLAS; HABOUBI, WALID; TAKHEDMIT, HAKIM; LABROUSSE, DENIS; COSTA, FRANÇOIS; ALLARD, BRUNO; LUK, JEAN DANIEL LAN SUN; CIRIO, LAURENT; PICON, ODILE; VOLLAIRE, C. Ultra-Low Power, Low Voltage, Self-Powered Resonant DC–DC Converter for Energy Harvesting. **Journal of Low Power Electronics**, v. 9, n. 1, p. 103–107, 2013.

ALIPPI, C.; GALPERTI, C. An Adaptive System for Optimal Solar Energy Harvesting in Wireless Sensor Network Nodes. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, 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, jan. 2011.

BARCAK, J. M.; PARTAL, H. P. Efficient RF energy harvesting by using multiband microstrip antenna arrays with multistage rectifiers. **2012 IEEE Subthreshold Microelectronics Conference, SubVT 2012**, n. i, p. 2–4, 2012.

BASSI, G. et al. **A 150mV-1.2V fully-integrated DC-DC converter for Thermal Energy Harvesting**SPEEDAM 2012 - 21st International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. **Anais...IEEE**, jun. 2012

BISOGNO, F. E. **Energy related system normalization and decomposition targeting sensitivity consideration**. [s.l.] Technischen Universität Chemnitz Zwickau, 2006.

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.; STRUNZ, K.; OTIS, B. 20mV input boost converter for thermoelectric energy harvesting. **2009 Symposium on VLSI Circuits**, v. 2, p. 162–163, 2009.

CHEN, P. H. et al. **A 80-mV input, fast startup dual-mode boost converter with charge-pumped pulse generator for energy harvesting**2011 Proceedings of Technical Papers: IEEE Asian Solid-State Circuits Conference 2011, A-SSCC 2011. **Anais...IEEE**, nov. 2011

CHENG, S. 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, 2011a.

CHENG, S. 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, 2011b.

CHINI, A. Analysis of self-oscillating switched-mode circuit for low-voltage energy harvesting. **Electronics Letters**, v. 49, n. 15, p. 955–957, 2013.

COCKCROFT, J. D.; WALTON, E. T. S. Experiments with High Velocity Positive Ions. (I) Further Developments in the Method of Obtaining High Velocity Positive Ions. **Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences**, v. 136, n. 830, p. 619–630, 1 jun. 1932.

DALLAGO, E. et al. A 300 mV Low-Power Management System For Energy Harvesting Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 8993, n. c, p. 1–1, 2015.

DAMASCHKE, J. M. Design of a low-input-voltage converter for thermoelectric generator. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 33, n. 5, p. 1203–1207, 1997.

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

DEGRENE, N. et al. Comparison of 3 self-starting step-up DC:DC converter topologies for harvesting energy from low-voltage and low-power microbial fuel cells. **Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications**, p. 1–10, 2011.

DEGRENE, N. et al. A 140 mV Self-Starting 10 mW DC/DC Converter for Powering Low-Power Electronic Devices from Low-Voltage Microbial Fuel Cells. **Journal of Low Power Electronics**, v. 8, n. 4, p. 13, 1 ago. 2012.

DESAI, N. V; ANANTHA, P. A Bipolar  $\pm 40$  mV Self-Starting Boost Converter with Transformer Reuse for Thermoelectric Energy Harvesting. **Proceedings of the 2014 international symposium on Low power electronics and design**, p. 221–226, 2014.

DICKSON, J. F. On-chip high-voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 11, n. 3, p. 374–378, 1976.

DOLGOV, A.; ZANE, R.; POPOVIC, Z. Power Management System for Online Low Power RF Energy Harvesting Optimization. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 57, n. 7, p. 1802–1811, jul. 2010.

ENGLITNER, R. **MODELAGEM DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR CLASSE-E UTILIZANDO MODELAGEM DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR CLASSE-E UTILIZANDO**. [s.l: s.n.].

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, jun. 2014.

GRGIĆ, D. et al. Ultra-low input voltage DC-DC converter for micro energy harvesting. **PowerMEMS 2009**, p. 265–268, 2009.



HANDE, A. et al. Indoor solar energy harvesting for sensor network router nodes. **Microprocessors and Microsystems**, v. 31, n. 6, p. 420–432, set. 2007.

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

HASENFRATZ, D. et al. **Analysis, Comparison, and Optimization of Routing Protocols for Energy Harvesting Wireless Sensor Networks** Sensor Networks, Ubiquitous, and Trustworthy Computing (SUTC), 2010 IEEE International Conference on. **Anais...IEEE**, 2010

HIMES, C. et al. Ultralow Voltage Nanoelectronics Powered Directly, and Solely, From a Tree. **IEEE Transactions on Nanotechnology**, v. 9, n. 1, p. 2–5, jan. 2010.

HOQUE, M. R. et al. A high voltage Dickson charge pump in SOI CMOS. **Proceedings of the IEEE 2003 Custom Integrated Circuits Conference, 2003.**, p. 493 – 496, 2003.

HUANG, C.-J. et al. **Batteryless 275mV startup single-cell photovoltaic energy harvesting system for alleviating shading effect** 2013 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (A-SSCC). **Anais...IEEE**, nov. 2013

IM, J.-P. et al. A 40 mV Transformer-Reuse Self-Startup Boost Converter With MPPT Control for Thermoelectric Energy Harvesting. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 47, n. 12, p. 3055–3067, dez. 2012.

IQBAL, S.; SINGH, G. K.; 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, mar. 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.

JAVANMARD, N.; VAFADAR, G.; NASIRI, A. Indoor power harvesting using photovoltaic cells for low power applications. **2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications**, v. 56, n. 11, p. 4502–4509, 2009.

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

KAZIMIERCZUK, M. K.; CZARKOWSKI, D. **Resonant Power Converters**. Second ed.[s.l: s.n.]. v. 7

KAZIMIERCZUK, M.; PUCZKO, K. Exact analysis of class E tuned power amplifier at any Q and switch duty cycle. **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, v. 34, n. 2, 1987.

KIM, R.-Y.; LAI, J.-S. **Power Point Tracking Controller For Thermoelectric Generator Applications** IEEE Transactions on Power ele. **Anais...IEEE**, set. 2008 Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4347900>>

KIMBALL, J. W.; FLOWERS, T. L.; CHAPMAN, P. L. Low-input-voltage, low-power boost converter design issues. **IEEE Power Electronics Letters**, v. 2, n. 3, p. 96–99, 2004.

LI, P. et al. A magnetoelectric energy harvester and management circuit for wireless sensor network. **Sensors and Actuators A: Physical**, v. 157, n. 1, p. 100–106, jan. 2010.

LUO, J.; BOUTELL, M.; BROWN, C. LTC3108 - Ultralow Voltage Step-Up Converter and Power Manager. **Data Sheet**, v. 23, p. 1–20, 2010.

MAKSIMOVIC, D.; CUK, S. **General properties and synthesis of PWM DC-to-DC converters** 20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. **Anais...IEEE**, 1989

MBAV, W. N.; CHOWDHURY, S. A Comparative Study of Two Different Stand-Alone Schemes Based on Landfill Gas Energy Projects. **Ieee**, 2011.

MHETRE, M. R.; NAGDEO, N. S.; ABHYANKAR, H. K. Micro energy harvesting for biomedical applications: A review. **2011 3rd International Conference on Electronics Computer Technology**, p. 1–5, abr. 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, EMBC'10**, 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, mar. 2014.

NINOMIYA, T. et al. **Zero-voltage-switching techniques and their application to high-frequency converter with piezoelectric transformer** Proceedings of IECON'94 - 20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics. **Anais...IEEE**, 1994

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 3. ed. [s.l: s.n.].

PAING, T. et al. Resistor Emulation Approach to Low-Power RF Energy Harvesting. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 3, p. 1494–1501, maio 2008.

PAINULY, J. P. Barriers to renewable energy penetration: A framework for analysis. **Renewable Energy**, v. 24, n. 1, p. 73–89, 2001.

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

PAULO, J.; 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.; 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, nov. 2012.

POLLAK, M.; MATEU, L.; SPIES, P. Step-Up Dc-Dc-Converter With Coupled Inductors for Low Input Voltages. **Solar Cells**, p. 1–4, 2008.

POLLAK, M.; MATEU, L.; SPIES, P. DC-DC Converter With Input Polarity Detector For Thermogenerators. **PowerMEMS**, p. 419–422, 2009.

PRABHAKAR, T. V. et al. Smart applications for energy harvested WSNs. **2010 2nd International Conference on COMMunication Systems and NETworks, COMSNETS 2010**, 2010.

RAGHUNATHAN, V. et al. **Design considerations for solar energy harvesting wireless embedded systems**IPSN 2005. Fourth International Symposium on Information Processing in Sensor Networks, 2005. **Anais...IEEE**, 2005aDisponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1440973>>

RAGHUNATHAN, V.; CHOU, P. H. **Design and Power Management of Energy Harvesting Embedded Systems**ISLPED'06 Proceedings of the 2006 International Symposium on Low Power Electronics and Design. **Anais...IEEE**, out. 2006

RAGHUNATHAN, V. R. V. et al. Design considerations for solar energy harvesting wireless embedded systems. **IPSN 2005. Fourth International Symposium on Information Processing in Sensor Networks, 2005.**, p. 457–462, 2005b.

RAMADASS, Y. K.; CHANDRAKASAN, A. P. A Battery-Less Thermoelectric Energy Harvesting Interface Circuit With 35 mV Startup Voltage. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 46, n. 1, p. 333–341, jan. 2011.

RICHELLI, A.; COMENSOLI, S.; KOVÁCS-VAJNA, Z. M. A DC/DC boosting technique and power management for ultralow-voltage energy harvesting applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 6, p. 2701–2708, jun. 2012.

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

ROUNDY, S. J. Energy Scavenging for Wireless Sensor Nodes with a Focus on Vibration to Electricity Conversion. **Optimization**, v. PhD, p. 297, 2003.

SCHMID, J. et al. **A wireless MEMS-sensor network concept for the condition monitoring of ball screw drives in industrial plants**Proceedings of the 8th ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems - SenSys '10. **Anais...New York, New York, USA: ACM Press**, 2010Disponível em: <<http://www.scopus.com/inward/record.url?eid=2-s2.0-78650877922&partnerID=40&md5=4d72e3dcece96369ab38f47ed8d49ec4>>

SCHMID, J.; GAEDEKE, T. Improving Energy Efficiency for Small-Scale Solar Energy Harvesting. **Proceedings: Smart SysTech 2012 (ITG-FB 235)**, n. Figure 1, p. 1 – 9, 2012.

SEAH, W. K. G.; ZHI, A. E.; TAN, H. P. **Wireless Sensor Networks Powered by Ambient Energy Harvesting (WSN-HEAP) - Survey and challenges**Proceedings of the 2009 1st International Conference on Wireless Communication, Vehicular Technology, Information

Theory and Aerospace and Electronic Systems Technology, Wireless VITAE 2009. **Anais...IEEE**, maio 2009Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5172411>>

SEIKO INSTRUMENTS. **Ultra-Low Voltage Operation Charge Pump IC For Step-Up DC-DC Converter Startup: S-882Z Series**. Disponível em: <<http://www.sii-ic.com/en/semicon/datasheets/power-management-ic/charge-pump-ic/s-8821/>>.

TALLA, V. et al. **Wi-Fi RF energy harvesting for battery-free wearable radio platforms**2015 IEEE International Conference on RFID (RFID). **Anais...2015**Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7113072>>

TANEJA, J.; JEONG, J.; CULLER, D. **Design, Modeling, and Capacity Planning for Micro-solar Power Sensor Networks**2008 International Conference on Information Processing in Sensor Networks (ipsn 2008). **Anais...IEEE**, abr. 2008Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4505491>>

TORAH, R. et al. Self-powered autonomous wireless sensor node using vibration energy harvesting. **Measurement Science and Technology**, v. 19, n. 12, p. 125202, 1 dez. 2008.

VOIGT, T.; RITTER, H.; SCHILLER, J. Solar-Aware Routing in Wireless Sensor Networks. In: **Personal Wireless Communications**. [s.l: s.n.]. p. 847–852.

WARDLAW, J. L.; KARAMAN, I.; 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.; DU, R. Harvest human kinetic energy to power portable electronics. **Journal of Mechanical Science and Technology**, v. 26, n. 7, p. 2005–2008, jul. 2012.

YOUSSEF, M. Z.; JAIN, P. K. Series-Parallel Resonant Converter in Self-Sustained Oscillation Mode With the High-Frequency Transformer-Leakage-Inductance Effect: Analysis, Modeling, and Design. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 3, p. 1329–1341, jun. 2007.

YU, H.; WU, H.; WEN, Y. An ultra-low input voltage power management circuit for indoor micro-light energy harvesting system. **Proceedings of IEEE Sensors**, p. 261–264, 2010.

ZHANG, M. Z. M.; LLASER, N. Optimization design of the Dickson charge pump circuit with a resistive load. **2004 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (IEEE Cat. No.04CH37512)**, v. 5, 2004.