
Universidade de São Paulo
Escola de Engenharia de São Carlos
Trabalho de Conclusão de Conclusão de Curso

**Desenvolvimento de um conversor
Flyback aplicado a um atuador
piezoelétrico**

Autor:
Guilherme Henrique Favaro Fuzato

Orientador:
Ricardo Quadros Machado

São Carlos, Dezembro de 2011



Guilherme Henrique Favaro Fuzato

Desenvolvimento de um conversor Flyback aplicado a um atuador piezoelétrico

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à
Escola de Engenharia de São Carlos, da
Universidade de São Paulo

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase em
Sistemas de Energia e Automação

ORIENTADOR: Ricardo Quadros Machado

São Carlos
2011

AUTORIZO A REPRODUÇÃO E DIVULGAÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP

F996d Fuzato, Guilherme Henrique Favaro
Desenvolvimento de um conversor Flyback aplicado a um
atuador piezoelétrico / Guilherme Henrique Favaro
Fuzato; orientador Ricardo Quadros Machado. -- São
Carlos, 2011.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) --
Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade
de São Paulo, 2011.

1. Eletrônica de potência. 2. Atuador piezoelétrico.
3. Controle de vibração. 4. Conversor CC-CC. 5. Flyback.
6. Conversor CC-CA. I. Título.

Dedico este trabalho
principalmente à Deus, meus pais,
meus irmãos, meu padrinho, minha
madrinha e a minha namorada.

Agradecimentos

Primeiramente ao professor Ricardo Quadros Machado, o qual me apoiou durante todo o desenvolvimento e elaboração deste trabalho.

Ao professor Carlos De Marqui, do departamento de engenharia aeronáutica, o qual me ajudou nas questões relativas à atuadores piezoelétricos.

Aos demais professores do curso de engenharia elétrica que contribuíram com o conhecimento que pude adquirir, sem o qual esse trabalho seria impossível de ser realizado.

Ao meu pai Carlos Roberto Fuzato, à minha mãe Rosemara Favaro Fuzato, ao meu irmão Rafael Favaro Fuzato, à minha irmã Danielle Luize Favaro Fuzato e à minha namorada Priscila Yuri Yazawa. Aos meu falecidos padrinho e madrinha, José Guilherme Fuzato e Sebastiana Costa Favaro.

Agradeço também a todos meus amigos, principalmente aos meus amigos de com os quais morei junto durante os anos de faculdade.

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS.....	IV
RESUMO.....	VIII
PALAVAS CHAVE:.....	VIII
ABSTRACT	X
KEYWORDS:.....	X
LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS	XII
ÍNDICE DE FIGURAS	XIV
ÍNDICE DE TABELAS	XVI
1. INTRODUÇÃO.....	1
1.2. MOTIVAÇÃO DO TRABALHO	3
2. PIEZOELETRICIDADE	5
2.1. A ESTRUTURA CRISTALINA	5
2.2. O EFEITO PIEZOELÉTRICO	6
2.3. POLARIZAÇÃO DE UM COMPONENTE PIEZOELÉTRICO.....	6
2.4. CONSTANTES IMPORTANTES	7
2.4.1 ACOPLAMENTO ELETROMECÂNICO.....	7
2.4.2. CONSTANTE DE TENSÃO MECÂNICA.....	8
2.4.3. CAPACITÂNCIA DO DISPOSITIVO	8
2.5. MODOS DE OPERAÇÃO	9
2.6. CIRCUITO EQUIVALENTE	11
2.7. ATUADOR EMPREGADO.....	12
3. ESCOLHA DO CONVERSOR.....	14
3.1. CONVERSOR <i>BUCK-BOOST</i>	18
3.2. CONVERSOR <i>FLYBACK</i> OU <i>BUCK-BOOST</i> ISOLADO.....	20
3.3. MODOS DE OPERAÇÃO.....	22
3.4. MODO DESCONTÍNUO.....	23
3.5. MODO CONTÍNUO.....	24
3.6. TENSÃO REFLETIDA.....	25
3.7. VANTAGENS E DESVANTAGENS.....	26
4. TRANSFORMADOR.....	27
5. PARTE PRÁTICA.....	33

5.1.	<i>FLYBACK</i>	33
5.1.1.	<i>Dados técnicos do transformador</i>	34
5.1.2.	DADOS TÉCNICOS DO TRANSISTOR	36
5.1.3.	<i>Dados técnicos do diodo Diodos</i>	38
5.1.3.1.	Diodos em série.....	38
5.1.4.	<i>.Acionamento da porta do MOSFET</i>	40
5.2.	MALHA DE CONTROLE	41
5.2.1	<i>Comparador CI 1990</i>	42
5.3.	PONTE INVERSORA DE TENSÃO	45
5.4.	MICROCONTROLADOR	45
6.	CONCLUSÃO	46
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFIA	48
7.	ANEXOS	49
7.1.	SIMULAÇÃO LTSPICE.....	49
7.2.	ESQUEMÁTICO-I	50
7.3.	ESQUEMÁTICO-II	51
7.4.	PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO	52

Resumo

FUZATO, G. H. F. (2011). **Desenvolvimento de um conversor flyback aplicado a um atuador piezoelétrico**. Dissertação (Trabalho de Conclusão de Curso) – Escola de Engenharia de São Carlos(EESC), Universidade de São Paulo, São Carlos – SP, 2011.

Este trabalho consiste no desenvolvimento de um dispositivo eletrônico que seja capaz de controlar um atuador piezoelétrico para que o atuador possa ser utilizado em pás de turbinas eólicas com o intuito de controlar o escoamento nas pás das turbinas.

Foi projeto um conversor *Flyback* para que fosse possível obter magnitudes de tensão elevadas no *link DC* do circuito elétrico, Desse modo obteve-se ora 1500V ora -500V nos terminais do atuador piezoelétrico a partir de 12V de entrada.

Todo projeto foi realizado no programa no programa LTSpice, o qual é baseado na ferramenta Spice de simulação de circuitos elétricos.

Palavas chave: Eletrônica de potência, Atuador piezo-elétrico, Controle de vibração, Conversor CC-CC, Flyback, Conversor CC-CA.

Abstract

FUZATO, G. H. F. (2011). **Development of a Flyback converter applied to a piezoelectric actuator**. Dissertação (Trabalho de Conclusão de Curso) – Escola de Engenharia de São Carlos(EESC), Universidade de São Paulo, São Carlos – SP, 2011.

The aim of this work is to design an electronic device which is capable to control an piezoelectric actuator, so the actuator can be used to control the air flow through wind turbines controlling the vibration of the turbine blades.

A Flyback converter was design to obtain the DC link required in this application based on piezoelectric actuator's datasheet. Thereby a potential difference of 1500V and -500V could be obtained on the actuator's terminals from a electrical input source of 12V.

The circuit was simulated in LTSpice, wich is based on Spice.

Keywords: Power electronics, Piezoelectric Actuator, DC-DC converter, Flyback, DC-AC Converter.

Lista de Siglas e Abreviaturas

CC	Corrente Contínua.
CA	Corrente Alternada.
EMI	Electromagnetic Interference.
RFI	Radio Frequency Interference.
PWM	<i>Pulse-Width Modulation.</i>
Ton	Tempo em que o transistor se encontra fechado.
Toff	Tempo em que o transistor se encontra aberto.
MPP	Molybdenum Permalloy Powder.
MFC	Macro Fiber Composite.
PZT	Titanato Zirconato de Chumbo.
LMN	Metaniobato de Chumbo.
LT	Titanato de Chumbo.
PMN	Niobato de Magnésio e Chumbo.
LTSpice	Programa de simulação desenvolvido pela <i>Linear Technology</i> com base na tecnologia SPICE.
SPICE	<i>Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis.</i>
D/A	Digital-to-Analog
I/O	Input/Output
d	Constante de stress mecânico
k	Acoplamento eletromecânico
CI	Circuito Integrado
CC	Corrente Contínua
ϵ_r	Constante dielétrica ou permissividade relativa
ϵ_0	Permissividade do vácuo
μ_r	Permeabilidade relativa
μ_0	Permeabilidade do vácuo
ϕ	Fluxo magnético
Γ	Força magnetomotriz
B	Densidade de fluxo magnético
H	Intensidade de campo magnético
SMD	<i>Surface Mount Device</i>

MOSFET *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*

CCFL Cold-Cathode Fluorescent Lamp

LCD Liquid Crystal Display

Índice de Figuras

Figura 1 - Atuadores piezoelétricos em estrutura de um aerofólio (ALARCON, 2010).....	4
Figura 2 - Atuadores piezoelétricos em um aerofólio (ALARCON, 2010)	4
Figura 3 – Quartzo http://www.quartzpage.de/gen_struct.html	5
Figura 4 - Componente piezoelétrico atuando de forma (a) ativo (sentido inverso) e (b) passivo(sentido direto).	7
Figura 5 – MFC (SMART MATERIAL CORPORATION).....	9
Figura 6 - (WILKIE, ISMA 2005) presentation smart corp.	10
Figura 7 - Modelo elétrico do componente piezoelétrico (SMART MATERIAL CORPORATION).	11
Figura 8 –Detalhe dos eletrodos do M 2807 P1 (SMART MATERIAL CORPORATION)...	12
Figura 9 - Atuador livre.....	12
Figura 10 - Atuador fixado.	13
Figura 11 - Transformador Piezoelétrico (DAY e LEE, 2002)	15
Figura 12 - Transformador Piezoelétrico aplicado à uma lâmpada CCFL (DAY e LEE, 2002)	15
Figura 13 - Topologia Royer (DIODES INCORPORATED, 2002)	16
Figura 14 - Conversor <i>Buck-Boost</i>	18
Figura 15 - Detalhe do funcionamento do <i>Buck-Boost</i>	18
Figura 17 - Detalhe do funcionamento do conversor <i>Flyback</i>	20
Figura 16 - Conversor <i>Flyback</i>	20
Figura 18 - Corrente no circuito do secundário no modo descontínuo.....	22
Figura 19 - Corrente no primário no modo descontínuo	23
Figura 20- Malha de controle	24
Figura 21 - Cálculo da tensão refletida.....	25
Figura 22 - Transformador com entreferro.....	28
Figura 23 - Circuito do transformador para o transistor do primário ligado (Ton) e desligado (Toff).	28
Figura 24- Circuito magnético do transformador para o transistor do primário ligado (Ton) e desligado (Toff).	29
Figura 25 - Efeito do Air gap na curva de histerese (PRESSMAN, BILLINGS e MOREY, 2009).	30
Figura 26 - Detalhe da curva de histerese para núcleo sem Gap e com Gap (BILLINGS, 1989).	30
Figura 27 - Relação energética entre um núcleo com “Gap” e um sem “Gap”.	31
Figura 28 - Curva de histerese do PC44 (TDK).	31
Figura 29 – Conversor <i>Flyback</i> projetado no <i>LTSpice</i>	33
Figura 30 – Modelo elétrico do transformador.....	34
Figura 31- TPS55010 dimensões.	35
Figura 32 - Corrente primário I(R5) e a tensão de saída V(N011,N012).	36
Figura 33 - formas de onda no momento de máxima tensão.....	37
Figura 34 - Modelo SPICE do diodo CSD01060 D	39
Figura 35 - Configuração <i>Totem pole</i>	40
Figura 36 - Tensão da porta do MOSFET V(nmos) e corrente da porta do MOSFET Ig(M1).	41
Figura 37 - Circuito de controle e acionamento da porta do Mosfet.	42
Figura 38 - Feedback de tensão.	43
Figura 39 - Feedback de tensão V(n018) e setpoint de tensão V(n019).....	43
Figura 40 - Tensão de saída para diferentes valores de indutância do primário do transformador.	44

Índice de Tabelas

Tabela 1 - Especificações técnicas do TPS55010	35
Tabela 2 - Modelo SPICE do SPA11N60C3.....	36
Tabela 3 - Especificações do SPA11N60C	36
Tabela 4 - Características máximas do CSD01060 D	38
Tabela 5 - Características Elétricas do CSD1060 D.....	39

1. Introdução

A eletrônica de potência é utilizada para transformar energia elétrica proveniente de um meio de uma fonte de armazenamento ou de transmissão, como por exemplo, linhas de transmissão, baterias, entre outras fontes de energia elétrica, em uma forma que as cargas possam transformar a energia entregue à elas de forma útil, seja na alimentação e controle de um motor elétrico, de um atuador ou até mesmo na alimentação de computadores e outros dispositivos eletrônicos.

Dispositivos como transformador, por exemplo, não exibem a capacidade de fazer controle da tensão e corrente elétrica entregue a carga de forma dinâmica. Já, as fontes chaveadas oferecem essa possibilidade, de tal modo que o engenheiro possa controlar a forma de onda, bem como a potência entregue a carga. No entanto as fontes chaveadas possuem vários aspectos negativos, pobre fator de potência, inserção de harmônicos na rede de distribuição de energia elétrica, emissão de EMI (Electromagnetic interference) e RFI (Radio Frequency Interference), bem como ruídos sonoros devido ao chaveamento dos dispositivos.

Como vantagem, as fontes chaveadas apresentam uma alta eficiência de conversão de energia em geral e uma performance elevada para o controle de tensão e corrente de modo. No entanto, o projeto de uma fonte chaveada costuma ser muito complexo, devido ao estresse elétrico em certos dispositivos do circuito, os quais podem ser simulados e projetados com a devida cautela para que não haja um custo excessivo com materiais.

As cerâmicas piezo elétricas são dispositivos que realizam conversão de energia mecânica em elétrica e vice e versa, quando sensibilizadas mecanicamente ou eletricamente. As cerâmicas piezo elétricas vem sendo utilizadas comercialmente desde o começo da década de 50, quando foi utilizada inicialmente como um transdutor. Hoje em dia, existem diversas instituições que realizam pesquisa em cerâmicas piezoelétricas, o que fez com que novas tecnologias surgissem, fazendo com que a gama de aplicações do dispositivo se expandisse de forma exponencial.

Materiais inteligentes são materiais compostos por estruturas inteligentes passíveis de sensoriar, controlar e atuar no meio em que estão inseridos (CUDNEY, CAO e WASER, 1998). Um carro que possui uma estrutura que seja capaz de se moldar de acordo com a aerodinâmica requerida é um exemplo de uma estrutura inteligente. Essa área de pesquisa vem sendo explorada de modo intenso pelos engenheiros, pois exhibe uma vasta área de aplicação ainda inexplorada.

Com a evolução dos atuadores piezoelétricos, hoje há a disponibilidade de atuadores mais potentes, abrindo novas fronteiras para aplicações do dispositivo.

Como será dito no tópico motivação do trabalho, o foco deste trabalho é projetar um conversor utilizando os princípios de eletrônica de potência de tal modo que seja possível operar um atuador piezoelétrico, em uma frequência e amplitude de onda desejada, servindo de interface para um controle ótimo de escoamento pela turbina. Otimizando o escoamento do ar pela turbina, é possível evitar com que haja um escoamento turbulento pela turbina, por conseguinte há a redução de vibrações na turbina.

1.2. Motivação do Trabalho

O trabalho teve sua motivação inicial no trabalho realizado pelo Professor Doutor Carlos De Marqui, do Departamento de Engenharia Aeronáutica da Escola de Engenharia de São Carlos, em atuadores piezo elétricos.

Os atuadores piezo elétricos podem ser utilizados em estruturas nas quais a vibração é indesejada, como, por exemplo, turbinas, motores, aviões, carros, entre outros. A vibração em certas estruturas pode reduzir a sua vida útil e aumentar o consumo de energia ou combustível.

O foco principal deste trabalho está calcado em turbinas eólicas. A vibração em turbinas eólicas é também fonte de distúrbios sonoros que podem causar desconforto à pessoas que estejam instaladas perto do local onde as turbinas se localizam.

As vibrações na turbina eólica são decorrentes principalmente da interação aerodinâmica entre a turbina e o ar. Desse modo a intenção é acoplar atuadores piezoelétricos às pás de uma turbina eólica para que seja realizado o controle do escoamento.

Há a disponibilidade de se utilizar atuadores piezo elétricos de forma passiva ou ativa, de forma a reduzir a vibração da estrutura. Nesse trabalho, limitou-se a propor um possível projeto de circuito elétrico que consiga realizar uma determinada atuação controlada em um atuador piezo elétrico, para que o mesmo seja utilizado no controle de vibração de uma pá de uma turbina eólica conforme explicitado no último parágrafo da introdução.

A Figura 1 - Atuadores piezoelétricos em estrutura de um aerofólio (ALARCON, 2010) mostram como os atuadores piezoelétricos podem ser dispostos na estrutura em uma estrutura para controlar o escoamento, no caso dessas figuras, os dispositivos piezoelétricos são utilizados com o intuito de controlar o escoamento em um aerofólio de acordo com o trabalho (ALARCON, 2010).

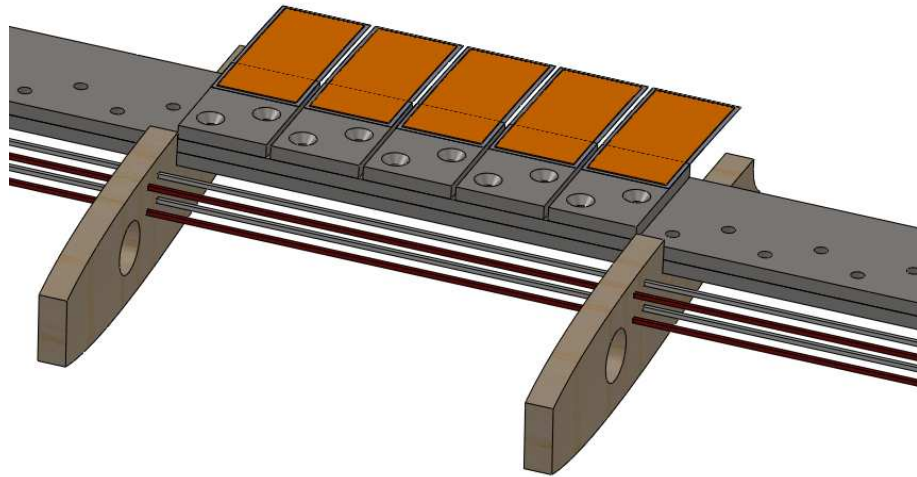


Figura 1 - Atuadores piezoelétricos em estrutura de um aerofólio (ALARCON, 2010)



Figura 2 - Atuadores piezoelétricos em um aerofólio (ALARCON, 2010)

2. Piezoeletricidade

2.1. A Estrutura Cristalina

De acordo com o dicionário etimológico, o prefixo piezo de origem grega significa apertar, espremer. Logo, piezo eletricidade refere-se à carga elétrica resultante da pressão realizada em certos materiais, de modo especial em certos cristais.

Os cristais são materiais sólidos que se caracterizam por apresentarem uma estrutura organizada (chamada célula unitária) que se repete por todo o material. A Figura 3 – Quartzo http://www.quartzpage.de/gen_struct.html representa a estrutura do quartzo.

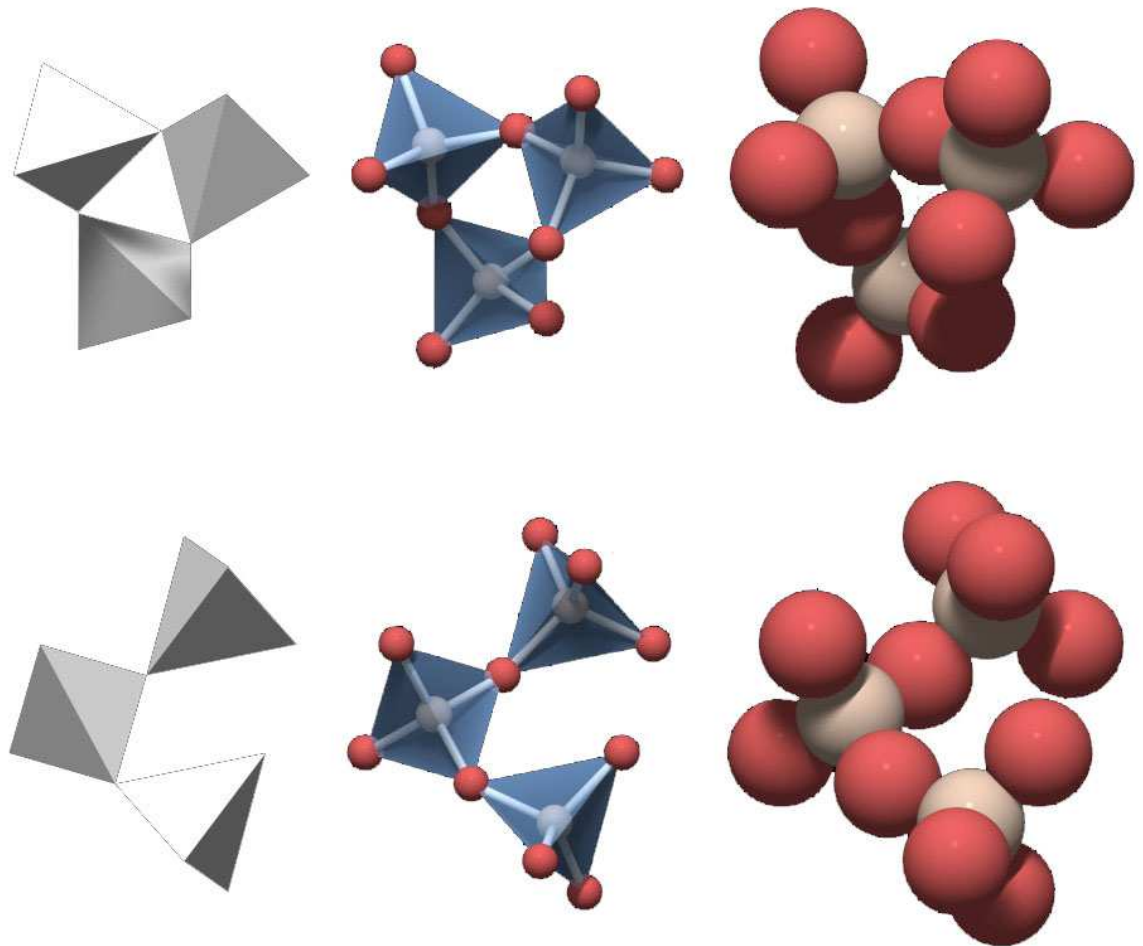


Figura 3 – Quartzo http://www.quartzpage.de/gen_struct.html

No entanto, nem todo cristal pode apresentar piezo eletricidade, para isso, é preciso que o cristal não possua um centro de inversão. Ou seja, adotado um centro de simetria na célula unitária,

um ponto em (x,y,z) deve possuir um ponto simétrico de sinal oposto (-x, -y,-z). É possível notar que a estrutura do Quartzo não respeita essa regra, portanto o quartzo é uma estrutura que não possui um centro de inversão, ou centro de simetria o que o torna um cristal piezoelétrico.

2.2. O efeito piezoelétrico

O efeito piezoelétrico foi descoberto por Jaques e Pierre Curie e foi publicado no ano de 1880. No entanto aplicações comerciais para materiais piezo elétricos só passaram a ser utilizadas a partir do ano de 1917, como transdutores. Os dispositivos piezo elétricos eram compostos de Quartzo e turmalina, até que foram desenvolvidos novos materiais para substituí-los. Esses novos materiais foram baseados em Titanato de Bário e era utilizado em capacitores porque possuíam um elevado valor de constante dielétrica ou permissividade relativa estática, sendo definida como, a razão entre a capacitância do material e a capacitância do vácuo (SHAHINPOOR e SCHNEIDER, 2008).

$$\varepsilon_r = \frac{c_{cap}}{c_0} \quad (2.1)$$

Atualmente, os dispositivos piezoelétricos utilizam Titanato Zirconato de Chumbo, mais conhecido como PZT, Metaniobato de Chumbo conhecido como LMN, Titanato de Chumbo, conhecido como LT e o Niobato de Magnésio e Chumbo, conhecido como PMN. Entretanto o material que passou a ser mais empregado de forma intensiva na indústria de dispositivos piezo elétricos foi o PZT, cujas propriedades físicas podem ser controladas durante o processo de fabricação (SHAHINPOOR e SCHNEIDER, 2008).

2.3. Polarização De Um Componente Piezoelétrico

Um componente piezoelétrico pode ser polarizado de duas formas: de forma ativa, ou forma passiva, comumente referidos na literatura como sentidos inverso e direto. Na forma ativa, uma diferença de potencial, a qual gera um campo elétrico faz com que haja o alinhamento de cada dipolo em cada célula unitária em uma única direção. O resultado disso é uma deflexão mecânica do material, cujo sentido depende da organização das fibras cerâmicas no componente. Na forma passiva é aplicada uma força mecânica no material que resulta em um alinhamento dos dipolos das células unitárias fazendo com que surja um campo elétrico no material, por conseguinte, uma tensão elétrica nos terminais do componente piezoelétrico.

Uma maneira de diferenciar o elemento piezoelétrico operando na forma ativa ou passiva de forma simplificada pelo fluxo de potência, na forma ativa, o fluxo de potência é da fonte externa para o elemento piezoelétrico, já na forma passiva o fluxo de potência é do elemento piezoelétrico para os

terminais do atuador piezoelétrico. A Figura 4 apresenta um diagrama do funcionamento explicado acima.

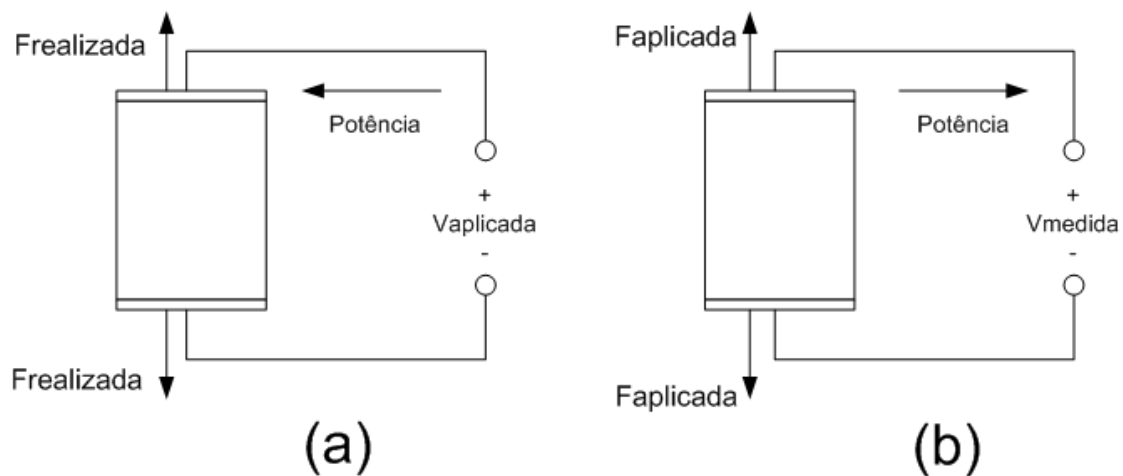


Figura 4 - Componente piezoelétrico atuando de forma (a) ativo (sentido inverso) e (b) passivo (sentido direto).

2.4. Constantes Importantes

Há algumas constantes que refletem importantes dados físicos do dispositivo piezoelétrico e são utilizadas comumente em literaturas e folha de dados de fabricantes. Algumas dessas constantes serão descritas abaixo de forma sucinta.

2.4.1 Acoplamento Eletromecânico

Representado por K , o acoplamento eletromecânico está relacionado com a eficiência da conversão energética, bem como com a efetividade das técnicas de controle aplicadas ao sistema.

O acoplamento eletromecânico é definido por alguns fatores como o volume, geometria do material, material utilizado, entre outros fatores. O quadrado do acoplamento eletromecânico pode ser expresso de duas formas independentes, se o material está operando de modo passivo ou ativo (MOHAMMADI, 2008).

$$k^2 = \frac{\text{energia mecânica convertida em elétrica}}{\text{Energia mecânica fornecida}} \quad (2.2)$$

$$k^2 = \frac{\text{energia elétrica convertida em mecânica}}{\text{Energia elétrica fornecida}} \quad (2.3)$$

2.4.2. Constante De Tensão Mecânica

Os componentes piezoelétricos podem ser manufaturados de diversas formas quanto a organização das fibras cerâmicas e quanto ao formato do componente piezoelétrico como um todo. Por consequência, existem diversos modos de polarização e de vibração dos mesmos.

Um importante coeficiente característico do material piezo elétrico, bem como do sentido de polarização e de tensão mecânica, é o coeficiente piezoelétrico, denotado pela letra “ d_{ij} ” (m/V) ou (C/N). Este relaciona a tensão com o stress mecânico já o coeficiente de carga expressa que há uma polarização induzida na direção do índice “i” por unidade de stress mecânico aplicado na direção do índice “j”, ou uma tensão mecânica por unidade de campo elétrico na direção do índice “j”.

No modo ativo:

$$d_{ij} = \frac{\text{tensão mecânica}}{\text{campo elétrico aplicado}} \quad (2.4)$$

No modo passivo:

$$d_{ij} = \frac{\text{densidade de cargas para circuito em curto}}{\text{stress mecânico aplicado}} \quad (2.5)$$

2.4.3. Capacitância do dispositivo

A capacitância de um dispositivo é definida como sendo a quantidade de cargas acumuladas entre duas placas separadas por um dielétrico, pelo fato de haver uma tensão aplicada entre as duas placas condutoras.

A capacitância é expressa pelo produto da permissividade elétrica relativa com a permissividade elétrica do ar e da área da placa, dividida pela espessura do dielétrico.

$$C = \frac{\epsilon \cdot \epsilon_0 \cdot A}{d} \quad (2.6)$$

O elemento piezo elétrico pode ser definido como sendo apenas uma capacitância para frequências bem abaixo da frequência de ressonância do mesmo.

2.5. Modos de Operação

Cerâmicas piezoelétricas possuem várias aplicações, podendo ser utilizado como sensor ou como um atuador operando no sentido direto ou inverso.

A NASA desenvolveu no *Langley Research Center* originalmente no ano de 1999, o MFC (Macro-fiber composite) o qual foi desenvolvido com o intuito de ser utilizado em controle de vibração de hélices de helicóptero e asas de aviões, bem como para controle de deformação de estruturas aeroespaciais na NASA.

As maiores vantagens do MFC são sua maior flexibilidade, durabilidade, proporcionando uma melhor performance quando comparado à outros atuadores piezo elétricos (NASA CENTER FOR AEROSPACE INFORMATION (CASI), 2007). A empresa Smart Material Corporation se especializou na fabricação de tais dispositivos. No site da empresa é possível encontrar diversos artigos relacionados a aplicações desenvolvidas utilizando o mesmo.

O MFC (Figura 5) se diferencia dos outros atuadores piezo elétricos por apresentar fibras retangulares de piezocerâmicas.

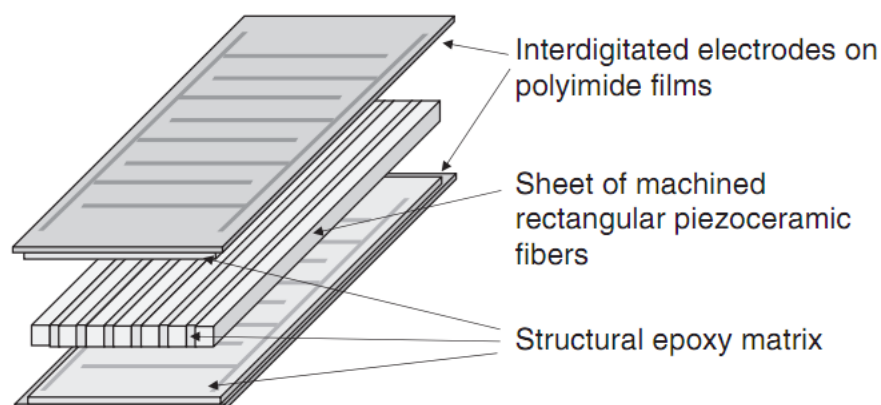


Figura 5 – MFC (SMART MATERIAL CORPORATION)

A primeira camada consiste em dois eletrodos interdigitais, responsáveis pelo fornecimento do campo elétrico que causará o alongamento e contração do material piezo cerâmico.

As fatias retangulares piezocerâmicas se encontram imersas numa matriz de resina de epóxy. O epóxy é um material isolante amplamente utilizado na indústria de equipamentos eletro-eletrônicos.

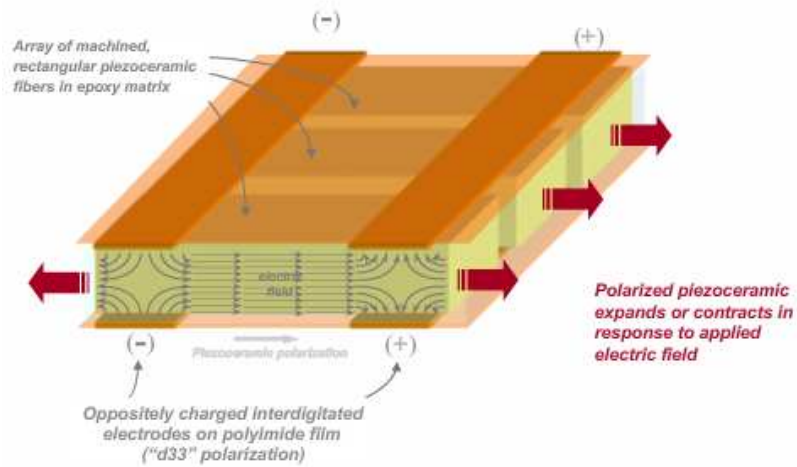


Figura 6 - (WILKIE, ISMA 2005) presentation smart corp.

O atuador funciona de modo muito semelhante a um capacitor. Há dois pares de eletrodos que quando polarizados resultam na formação de um campo elétrico longitudinal através da fibra piezo cerâmica, que se encontra isolada pela resina epóxy, o que pode ser visualizado na Figura 6. A fibra piezo cerâmica pode ser polarizada em diversos sentidos, obviamente cada sentido de polarização ocasionará numa resposta diferente quanto ao sentido de expansão e contração da cerâmica.

Os materiais piezo elétricos possuem diversas constantes características do material, a constante mais comumente utilizada é a constante de stress mecânico (piezoelectric strain constant) " d_{ij} ". Essa constante faz a ligação entre a deformação sofrida pelo material piezo cerâmico e a tensão elétrica aplicada em um determinado sentido da fibra piezo cerâmica.

Se a fibra for polarizada de modo axial, como na figura acima, diz-se que é uma polarização d_{33} , isso se deve ao fato de a constante d_{33} da fibra estar relacionada a esse sentido de polarização, de acordo com (YANG, 2006).

2.6. Circuito equivalente

No site da Smart Corporation, foi possível obter o seguinte modelo elétrico apresentado na Figura 7, utilizado para atuadores piezo elétricos.

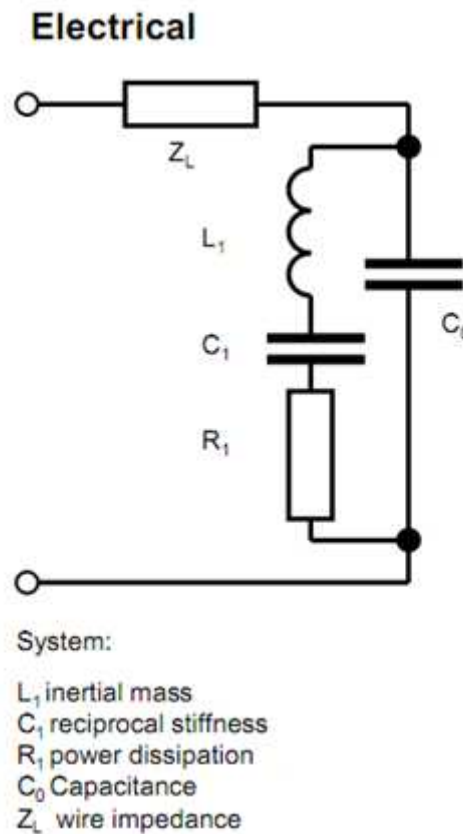


Figura 7 - Modelo elétrico do componente piezoelétrico (SMART MATERIAL CORPORATION).

Este leva em consideração a capacitância C_0 do atuador, a inércia da massa acoplada em forma de indutância L_1 , a rigidez recíproca C_1 , a potência dissipada pelo material R_1 , bem como a impedância do cabo Z_L .

No entanto com a finalidade de ser simulado apenas a interação do elemento piezoelétrico com o conversor, iremos considerar o elemento piezoelétrico como sendo apenas um capacitor de capacitância C_0 . A resistência R_1 apresenta um valor muito baixo, podendo ser desprezada.

2.7. Atuador empregado

Conforme orientação do Professor Doutor Carlos De Marqui, o atuador a ser utilizado é o modelo M 2807 P fabricado pela *Smart Material Corporation*, o qual está apresentado na figura 8.

Quando é aplicada uma determinada tensão nos terminais do atuador piezoelétrico em questão, este se deformará alongando-se, pois os eletrodos e as fibras estão dispostas espacialmente para que a piezo cerâmica sofra uma polarização d_{33} . A figura Figura 8 –Detalhe dos eletrodos do M 2807 P1 (SMART MATERIAL CORPORATION) mostra uma imagem do atuador piezoelétrico a ser utilizado com detalhe dos eletrodos interdigitais.

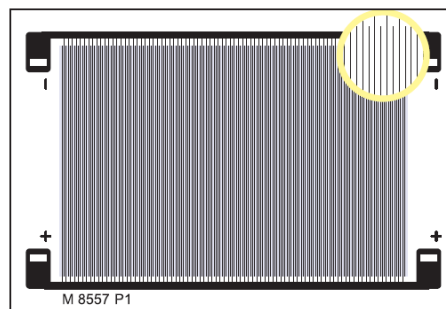


Figura 8 –Detalhe dos eletrodos do M 2807 P1 (SMART MATERIAL CORPORATION)

De acordo com a folha de dados do fabricante, a tensão que deve ser aplicada no atuador é de no máximo +1500V e de no mínimo -500V. Além disso, o atuador funciona conforme especificações da folha de dados de 0Hz até 10kHz.

Como dito anteriormente, de modo simplificado, o atuador piezoelétrico funciona como um capacitor, a capacitância C_0 do modelo M 2807 P1 é da ordem de 0,33nF, tal valor será fundamental para a realização da simulação.

O movimento de expansão sofrido pelo atuador que possui suas fibras orientadas a 0° pode ser observado na Figura 9 - Atuador livre..

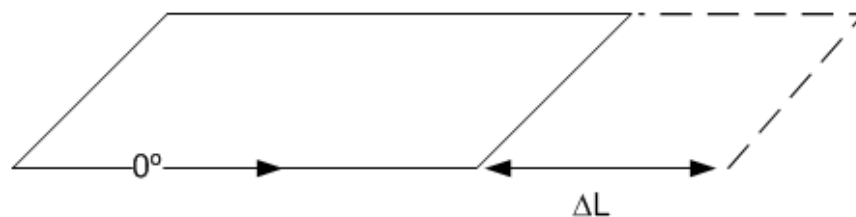


Figura 9 - Atuador livre.

Se o atuador for fixado em alguma base que possa sofrer deformação mecânica, o resultado é apresentado na Figura 10 - Atuador fixado..

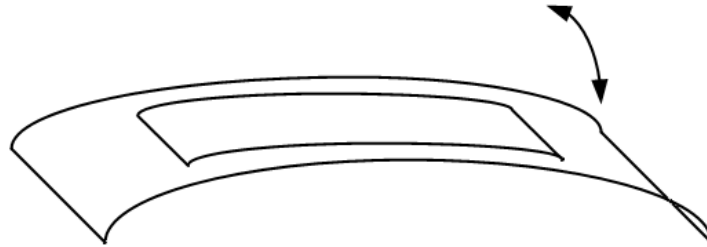


Figura 10 - Atuador fixado.

O fabricante do MFC diz que em geral, para o material PZT 5A1 há um coeficiente de acoplamento de K_{33} por volta de 0,69. Por conseguinte K_{33}^2 é igual a 0,476, o que significa dizer que em geral 47,6% da energia elétrica é transformada em energia mecânica.

Por isso o fabricante diz que apenas 16% da energia elétrica que entra no atuador é transformada em energia mecânica útil. Porém grande parcela dessa energia que não é transformada em energia mecânica útil não é perdida, ela fica armazenada no campo elétrico do capacitor e pode ser aproveitada se for desenvolvido um circuito eletrônico capaz de aproveitá-la.

3. Escolha do conversor

Há diversas topologias de conversores CC-CC (de Corrente Contínua para Corrente Contínua), entretanto diversas topologias poderiam ser utilizadas para atingir a mesma finalidade em um projeto. No entanto uma certa topologia, pode apresentar uma maior facilidade de implementação, ou maior eficiência energética, ou melhor performance, ou menor custo de implementação. Todos esses fatores são muito importantes na escolha de um conversor.

Lâmpadas CCFL (Cold-Cathode Fluorescent Lamp) utilizadas geralmente como iluminação de fundo de telas de LCD (Liquid Crystal Display) e Plasma, exigem uma tensão elevada para que possam funcionar, dependendo das dimensões da lâmpada, a tensão para fazer com que a lâmpada acenda pode variar de cerca de 150V à cerca de 2000V de tensão alternada. Existem duas topologias principais de conversores para se gerar a tensão de entrada da CCFL, A topologia Royer, que é a mais conhecida, e recentemente utilizada por ser mais compacta e também muito eficiente é topologia ressonante com um transformador piezoelétrico.

Na figura Figura 12 - Transformador Piezoelétrico aplicado à uma lâmpada CCFL (DAY e LEE, 2002) podemos ver um estágio ressonante anterior ao transformador piezoelétrico, tal estágio é responsável pela geração de uma onda senoidal que fará com que o primário do transformador seja excitado em uma certa frequência fazendo com que o material entre em ressonância. O transformador piezoelétrico apresentado na Figura 11 - Transformador Piezoelétrico (DAY e LEE, 2002) é composto por duas unidades piezoelétricas: o primário é constituído por uma unidade multicamadas, e quando polarizado na vertical, apresenta um movimento de compressão e expansão vertical, que fazem com que esse elemento sofra também uma deformação no eixo horizontal, fazendo com que a unidade piezoelétrica do secundário opere no sentido direto, diferentemente da unidade do primário que opera no sentido inverso. Por conseguinte a energia recebida em forma mecânica pela unidade piezoelétrica do secundário é transformada em uma tensão que depende da frequência de ressonância que o transformador está operando.

A excitação ressonante do primário do transformador pode ser realizada através de diversas topologias, Push-Pull, Half-Bridge ou Full-Bridge. Sendo necessário a utilização de uma indutância no primária para que o circuito do primário atinja a frequência de ressonância pré-definida de acordo com a capacitância de entrada da unidade primária do dispositivo piezoelétrico.

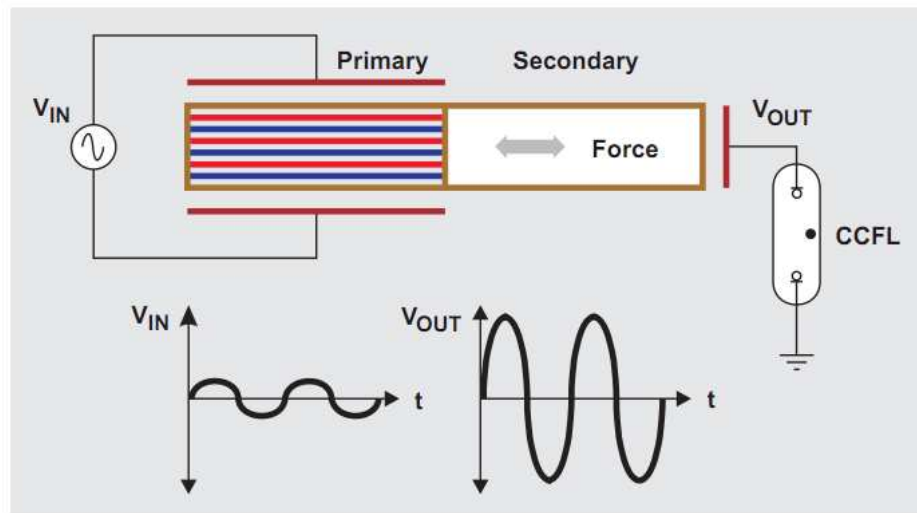


Figura 11 - Transformador Piezoelétrico (DAY e LEE, 2002)

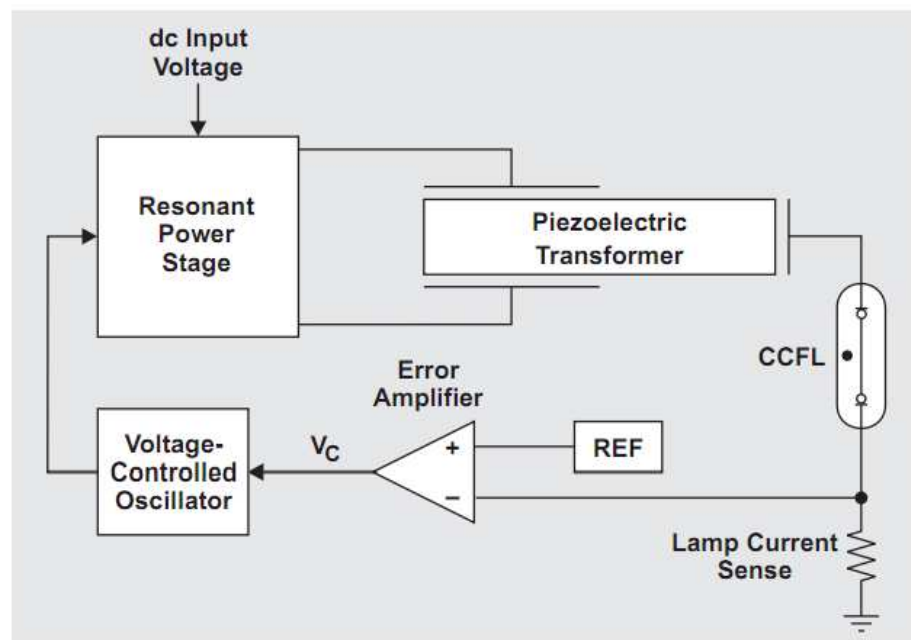


Figura 12 - Transformador Piezoelétrico aplicado à uma lâmpada CCFL (DAY e LEE, 2002)

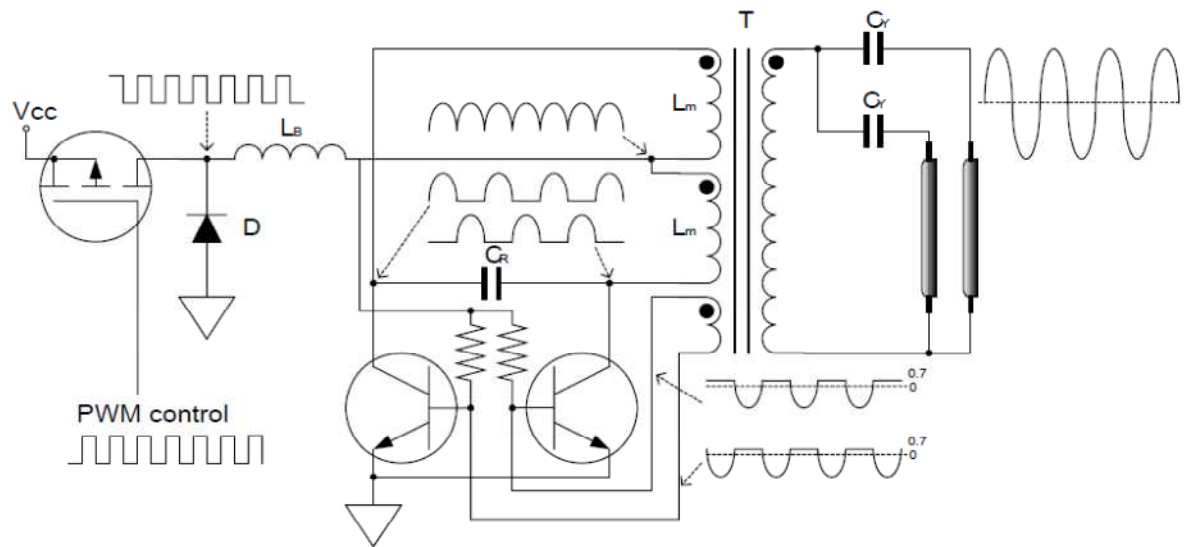


Figura 13 - Topologia Royer (DIODES INCORPORATED, 2002)

A topologia *Royer* (Figura 13) apresenta um conversor *Buck* acoplada à derivação central do transformador, utilizada para regular a corrente do conversor. Os dois transistores bipolar do primário assim como em um conversor *Push-Pull* fazem com que o primário opere na frequência de ressonância definida pelo valor do capacitor acoplado entre o emissor dos mesmos, o capacitor entrará em ressonância com a indutância do transformador. Os transistores são chaveados bipolar são chaveados automaticamente, conforme o chaveamento do transistor MOSFET da topologia *Buck*.

Existem diversos fatores positivos em relação às duas topologias citadas, Royer e as que utilizam transformadores piezoelétrico. A forma de onda do secundária é perfeitamente senoidal tanto no secundário quanto no primário, não há necessidade de se utilizar uma ponte inversora no secundário, os transformadores utilizados no circuito Royer são comerciais e fáceis de serem encontrados em diversas lojas de componentes eletrônicos pela internet.

No entanto, os aspectos negativos são predominantes, de tal modo que foi impossibilitado o uso de tais topologias para a aplicação em questão. Os transformadores piezoelétricos não são muito comerciais, são ainda pouco utilizados e são muito difíceis de serem encontrados no mercado de modo avulso, os conversores tem de ser operado em apenas uma frequência pré-estabelecida, a frequência de ressonância, além do fato do conversor não suportar variações de carga. Tais conversores são projetados para operarem com cargas estáticas. Para o caso de um atuador piezoelétrico, operando de modo dinâmico, há uma interação direta entre a parte elétrica e a parte mecânica do dispositivo, conforme vimos no modelo elétrico do dispositivo da Figura 7 - Modelo elétrico do componente piezoelétrico (SMART MATERIAL CORPORATION). por conseguinte, uma variação de forças aplicadas no dispositivo piezoelétrico devido ao escoamento no qual a pá da turbina está inserida de modo extremamente dinâmico, pode acontecer o fato do conversor sair de ressonância. O que limita o uso de tais topologias para a aplicação em questão.

Uma outra alternativa muito utilizada para se obter elevadas tensões é a utilização do conversor *Flyback*, que de acordo com (PRESSMAN, BILLINGS e MOREY, 2009), a topologia *Flyback* é amplamente utilizada para se alcançar altas tensões de saída, à baixas baixas potências. A grande vantagem do conversor *Flyback* é a possibilidade de ser possível obter tensões elevadas com relativamente poucas espiras no transformador. Devido a tal fato, decidiu-se utilizar o conversor *Flyback*. Pois é desejável realizar um circuito que seja o compacto para que fosse possível o acoplamento da placa impressa dentro das pás da turbina.

O conversor *Flyback* é um conversor *Buck-Boost* isolado, com um transformador que faz o isolamento galvânico entre o circuito do primário e o secundário do mesmo.

3.1. Conversor *Buck-Boost*

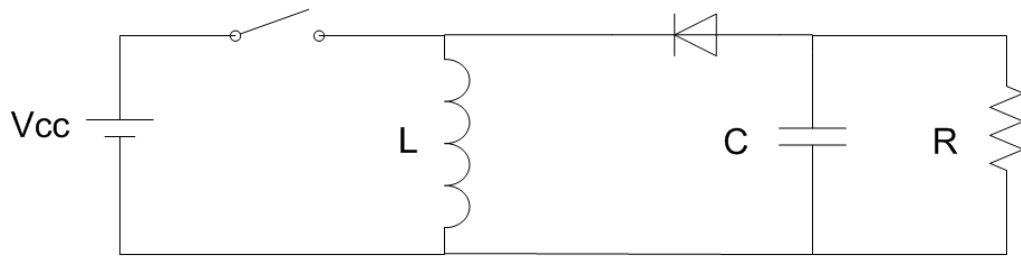


Figura 14 - Conversor *Buck-Boost*.

Na Figura 15, No primeiro período, quando a chave está fechada (T1), o indutor é carregado e o capacitor descarrega sua energia na carga resistiva. Após a abertura da chave (T2), o indutor transfere a energia carregada através de um pulso de corrente que passa pela resistência e pelo capacitor, carregando-o.

Para realizar o modelo matemático do conversor, será utilizada a constante de função de chaveamento “q” a qual está relacionada com o estado da chave. Quando a chave estiver fechada será assumido “q=1” e quando a chave estiver aberta, será assumido “q=0”.

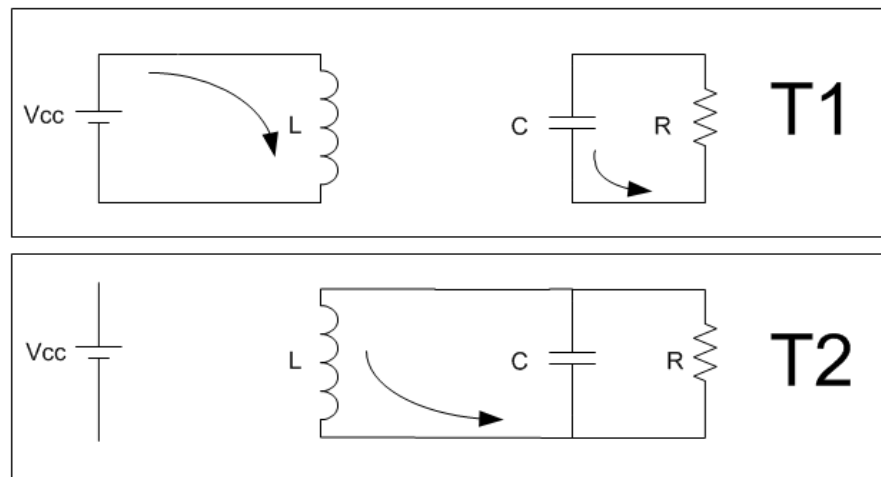


Figura 15 - Detalhe do funcionamento do *Buck-Boost*

Tal como (OLIVEIRA e TOMASELLI). Para o período inicial T1 (q=1), quando a chave se encontra fechada temos o seguinte equacionamento, de acordo com as equações 3.1 e 3.2.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_{in}}{L} \quad (3.1)$$

$$\frac{dV_0}{dt} = -\frac{v_0}{R_0 C} \quad (3.2)$$

Posteriormente para o período T2 ($q=0$), quando a chave encontra-se aberta, é possível obter as equações 3.3 e 3.4.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_0}{L} \quad (3.3)$$

$$\frac{dV_0}{dt} = -\frac{i_L}{C} - \frac{v_0}{R_0C} \quad (3.4)$$

Contudo, somando 3.2 com 3.4 e 3.1 com 3.3, ambas multiplicadas pela função de chaveamento “ q ”, são obtidas as equações 3.5 e 3.6.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} [V_{in} \cdot q + v_0 \cdot (1 - q)] \quad (3.5)$$

$$\frac{dV_0}{dt} = -\frac{i_L}{C} (1 - q) - \frac{v_0}{R_0C} \quad (3.6)$$

3.2. Conversor *Flyback* ou *Buck-boost* isolado

De modo análogo, para o conversor *Flyback* representado na Figura 16.

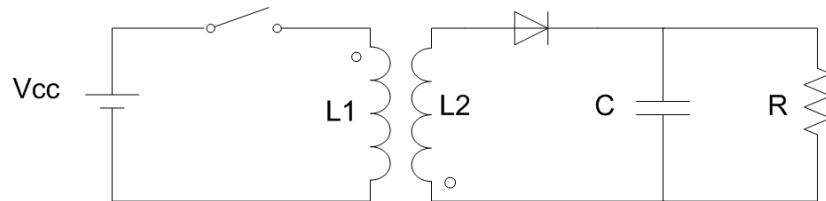


Figura 16 - Conversor *Flyback*

Quando a chave está fechada, apenas o primário conduz (T1), quando a chave abre, o secundário entra em condução (T2), de acordo com a Figura 17.

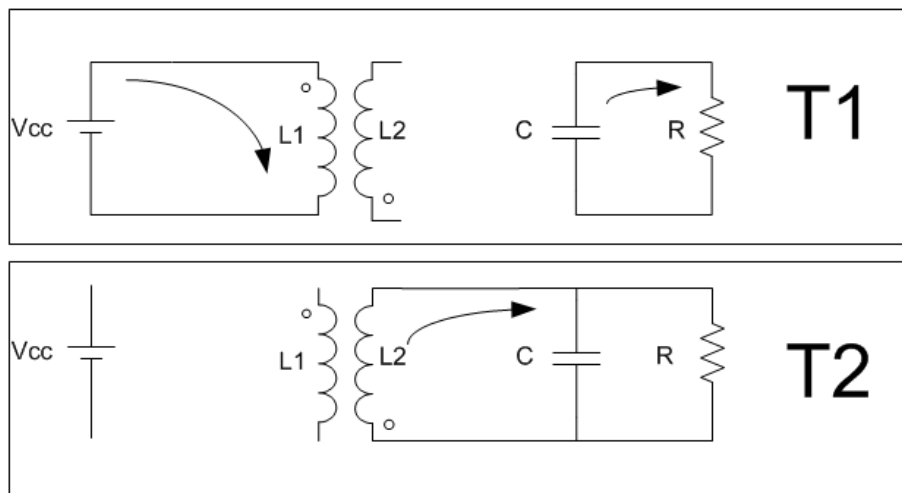


Figura 17 - Detalhe do funcionamento do conversor *Flyback*.

No período em que a chave encontra-se fechada (T1) $q=1$, têm-se as equações 3.7 e 3.8.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_{in}}{L} \quad (3.7)$$

$$\frac{dV_0}{dt} = -\frac{v_0}{R_0 C} \quad (3.8)$$

Posteriormente para a chave aberta, no período T2($q=1$), é possível obter as equações 3.9 e 3.10.

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_0}{L} \quad (3.9)$$

$$\frac{dv_0}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C} - \frac{v_0}{R_0 C} \quad (3.10)$$

De modo geral, os transformadores utilizados em conversores *Flyback* possuem taxa de transformação de 1:1. No entanto para transformadores que possuem taxas diferentes de transformação, deve-se lembrar que a relação de Ampéres-espira no transformador é mantida constante, de acordo com (PRESSMAN, BILLINGS e MOREY, 2009). Entretanto, o mesmo não é válido para a tensão. Consideremos então, que o indutor do primário do transformador tem 100 espiras e a chave encontra-se fechada, fazendo com que passe 8 Ampéres pelo indutor do primário, sendo assim, a relação 800 Ampéres-espira deverá ser mantida no secundário. Se o indutor do secundário tiver 200 espiras, a corrente que fluirá pelo circuito do secundário quando a chave estiver aberta será 4 Amperes. Como a indutância é diretamente proporcional ao número de espiras no transformador, conclui-se que as correntes do primário e do secundário possuem uma relação de acordo com a equação 3.12.

$$N = \frac{N_s}{N_p} \quad (3.11)$$

$$i_{L2} = \frac{i_{L1}}{N} \quad (3.12)$$

Tal que N seja a relação de transformação entre o primário e o secundário. Há também a relação entre as indutâncias do primário e do secundário, como na equação 3.13.

$$L_1 = N^2 \cdot L_2 \quad (3.13)$$

Ao ser inserida a função de chaveamento, somando 3.7 com 3.9 e 3.8 com 3.10, e inserindo a relação de transformação, são obtidas as equações 3.14 e 3.15.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{N}{L_1(N-q+1)} \left[V_{in} \cdot q + \frac{v_0}{N^2} \cdot (1-q) \right] \quad (3.14)$$

$$\frac{dv_0}{dt} = -\frac{i_{L1}}{N \cdot C} (1-q) - \frac{v_0}{R_0 C} \quad (3.15)$$

3.3. Modos de operação

Assim como o conversor *Buck-Boost*, o conversor *Flyback* pode operar em dois modos, em modo contínuo e modo descontínuo. No modo contínuo, a corrente do secundário do transformador decresce em um dado valor sempre maior que zero, quando o transistor do primário encontra-se aberto. De modo oposto, no modo descontínuo, a corrente do secundário decresce em 100% alcançando o zero, de acordo com a Figura 18.

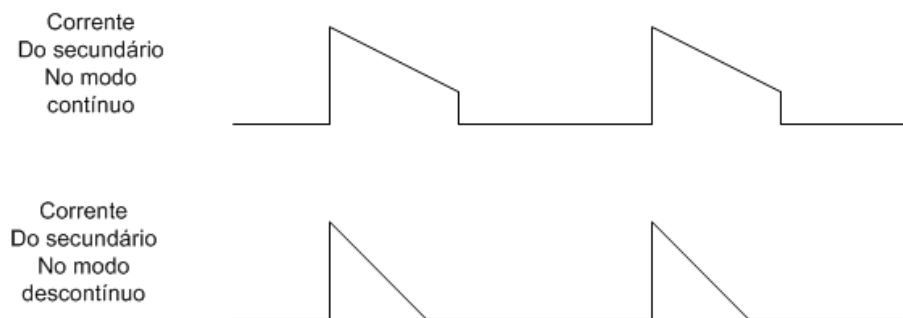


Figura 18 - Corrente no circuito do secundário no modo descontínuo.

3.4. Modo descontinuo

No modo descontinuo toda a energia que entra no transformador em forma de corrente é completamente transferida para a carga, com exceção para o caso em que o circuito do primário seja limitado a limitado a uma dada corrente, que pode ser visto na Figura 19. Afinal a energia que é armazenada no transformador em forma de corrente está ligada ao valor máximo de corrente.

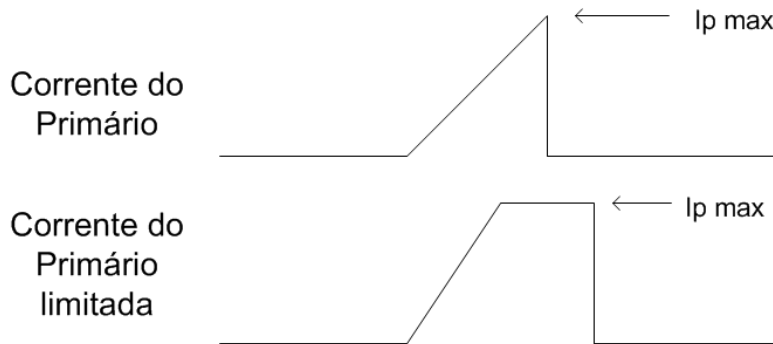


Figura 19 - Corrente no primário no modo descontinuo

A energia armazenada no transformador será dada pela equação 3.16.

$$E = \frac{I_{p\max}^2 \cdot L_p}{2} \text{ Joules} \quad (3.16)$$

Levando em consideração que a corrente leva um tempo T, para ir de zero até o valor $I_{p\max}$, então a potência que a fonte de corrente contínua na entrada do primário tem que ser capaz de fornecer está de acordo com a equação 3.17.

$$P = \frac{I_{p\max}^2 \cdot L_p}{2 \cdot T} \text{ Watts} \quad (3.17)$$

Igualando a potência que entra no primário do transformador e a potencia que é entregue a carga de resistência R_o , têm-se:

$$\frac{V_o^2}{R_o} = \frac{I_{p\max}^2 \cdot L_p}{2 \cdot T} \quad (3.18)$$

$$V_o = I_{p\max} \sqrt{\frac{R_o \cdot L_p}{2 \cdot T}} \quad (3.19)$$

Sendo assim, para manter a tensão de saída constante caso a carga aumente, é preciso diminuir a corrente máxima de saída através da largura de pulso que entra na base do transistor que realiza o chaveamento do circuito no primário.

Para que essa regulação seja realizada de modo automático é imprescindível fechar a malha do circuito (Figura 20). Uma parcela da tensão de saída é comparada com o valor de “setpoint” , a

diferença obtida será a entrada de um bloco PWM que fará a regulação do tempo em que o transistor ficará ligado e desligado.

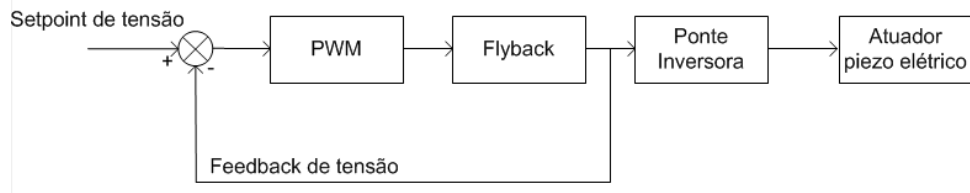


Figura 20- Malha de controle

3.5. Modo contínuo

No modo contínuo, quando o transistor se encontra fechado o transformador armazena energia no seu circuito magnético, quando a chave é aberta essa energia é descarregada parcialmente no secundário do transformador devido à ação *flyback*. Entretanto, uma parcela da energia permanece no transformador.

3.6. Tensão refletida

No momento, quando há a circulação de corrente no lado do secundário do transformador, há uma tensão refletida no lado do primário. Essa tensão deve ser levada em consideração para o dimensionamento do transistor, pois nesse momento o transistor se encontra aberto, consequentemente é o momento em que há a maior queda de tensão sobre o dispositivo.

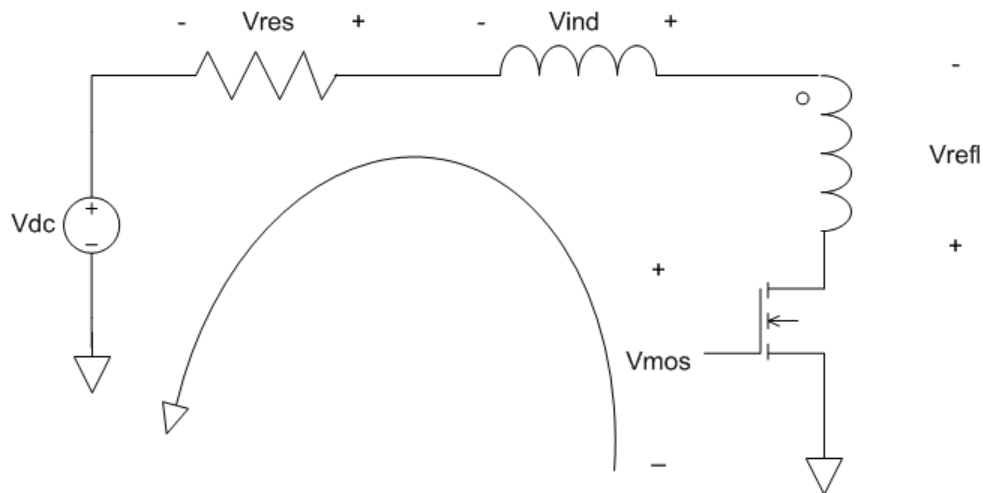


Figura 21 - Cálculo da tensão refletida

Aplicando a segunda lei de Kirchhoff no lado do primário do transformador (Figura 21), que pode ser visualizado na figura 32, torna-se possível obter a equação 3.20, pelo desenvolvimento da equação 3.20, obtêm-se as equações 3.21, 3.22.

$$V_{nmos} = V_{refl} + V_{ind} + V_{res} + V_{dc} \quad (3.20)$$

$$V_{nmos} = V_{secmax} \cdot \frac{N_{pri}}{N_{sec}} + V_{ind} + V_{res} + V_{dc} \quad (3.21)$$

$$V_{nmos} = V_{secmax} \cdot \sqrt{\frac{L_{pri}}{L_{sec}}} + V_{ind} + V_{res} + V_{dc} \quad (3.22)$$

O valor de V_{ind} e de V_{res} é teoricamente zero, pois como o transistor se encontra desligado, não há condução de corrente. Porém há uma pequena parcela que deve ser considerada devido ao alto di/dt inicial que ocorre pelo fato de o transistor ser passado para o modo desligado, ocasionando em um valor V_{ind} que não deve ser desprezado, esse valor deve ser incorporado no fator de segurança de operação do dispositivo. Isso pode ser evidenciado de acordo com a Figura 33.

Para casos em que esses picos da parcela V_{ind} , os quais serão incorporados no fator de segurança, se tornam muito elevados em relação à soma da tensão refletida acrescida da tensão da

fonte, deve ser utilizado um “*snubber*” para atenuar as oscilações devido ao di/dt . O que reduz a tensão máxima sobre o transistor.

Sendo assim, de modo prático pode ser utilizada a equação 3.23, levando em consideração as questões a respeito do fator de segurança citadas anteriormente.

$$V_{nmos} = V_{secmax} \cdot \sqrt{\frac{L_{pri}}{L_{sec}}} + V_{dc} \quad (3.23)$$

3.7. Vantagens e desvantagens

No modo descontinuo, a forma de onda da corrente no secundário é muito mais distorcida do que a forma de onda da corrente no secundário no modo contínuo. No modo descontinuo ocorrem picos de correntes mais elevados se comparados com o RMS. Isso faz com que o fio utilizado no circuito do secundário seja mais espesso do que comparado ao modo contínuo. Os altos picos de corrente gerados no primário quando o transistor se encontra fechado, operando no modo descontinuo, fazem com que seja necessário a utilização de um transistor de maior capacidade, mais caro do que aquele que seria utilizado no modo contínuo. Os altos picos de corrente gerados no modo descontinuo produzem inclusive interferências de radio frequência (RFI).

No entanto o modo descontinuo apresenta uma grande vantagem, o diodo do secundário sofre menos desgaste devido ao fato de passar do modo de condução para o modo de corte em baixas correntes, ou seja, a transição ocorre quando a corrente é mínima. Anulando possíveis problemas com picos de corrente de recuperação reversa do diodo.

Além disso, de acordo com o (PRESSMAN, BILLINGS e MOREY, 2009), no modo contínuo, há uma maior susceptibilidade à instabilidade do sistema devido a presença de um zero localizado no semiplano direito relativo a função de transferência do conversor, tornando o controle mais complexo. No modo descontinuo o controle funciona de forma bem mais simples, de tal modo que uma simples realimentação, implementada de modo prático, é capaz de estabilizar o sistema. Tal fato faz com que o conversor operando em modo descontinuo responda mais rápido a variações de carga.

4. Transformador

O transformador utilizado no conversor *Flyback* é uma peça chave para a operação do circuito, afinal é este dispositivo que é responsável pelo transporte de energia do circuito do primário para a carga.

De acordo com a lei de Lenz, a variação de um fluxo magnético o qual uma espira concatena faz com que uma corrente seja criada nessa espira com o intuito de gerar um fluxo magnético oposto com o propósito de anular o fluxo magnético induzido na espira. Sendo assim, quando o transformador está operando de modo convencional há uma pequena parcela da corrente que é necessária para a magnetização do núcleo do transformador.

Na topologia *Flyback*, quando o primário conduz, o secundário não está em condução, por isso todo fluxo gerado pela corrente que percorre a bobina do transformador faz com que possa ocorrer a saturação magnética.

O fluxo magnético é decorrente do alinhamento dos cristais do material ferromagnético, a saturação ocorre quando quase todos os cristais se encontram alinhados no sentido do fluxo magnético. Por conseguinte, o aumento de corrente na bobina que induz o fluxo magnético em nada resultaria, pois os cristais já estão quase que em sua totalidade alinhados, o que ocasiona a saturação.

Para evitar que o núcleo sature, o transformador *Flyback* tem que ser projetado de um modo especial para que o mesmo suporte correntes altas sem saturar. Para que isso aconteça, é utilizado um material ferromagnético com uma baixa permeabilidade magnética e um espaçamento de ar, chamado de entreferro. A combinação de ambos faz com que a relutância total do circuito magnético aumente.

Com o seguinte circuito magnético da Figura 22.

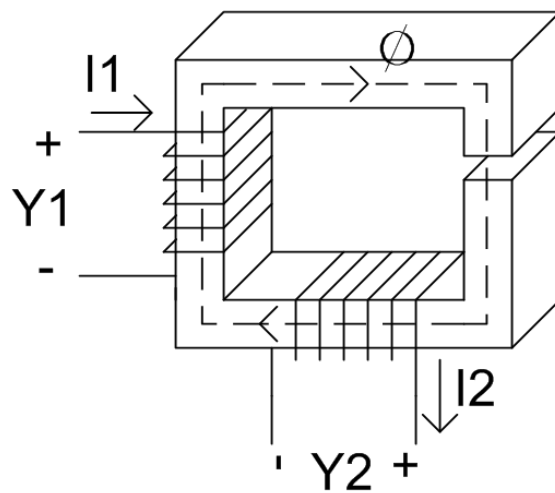


Figura 22 - Transformador com entreferro.

No entanto, quando há corrente no primário, não há corrente no secundário, e vice e versa. Tal operação do dispositivo pode ser modelado de acordo com o circuito magnético da Figura 24.

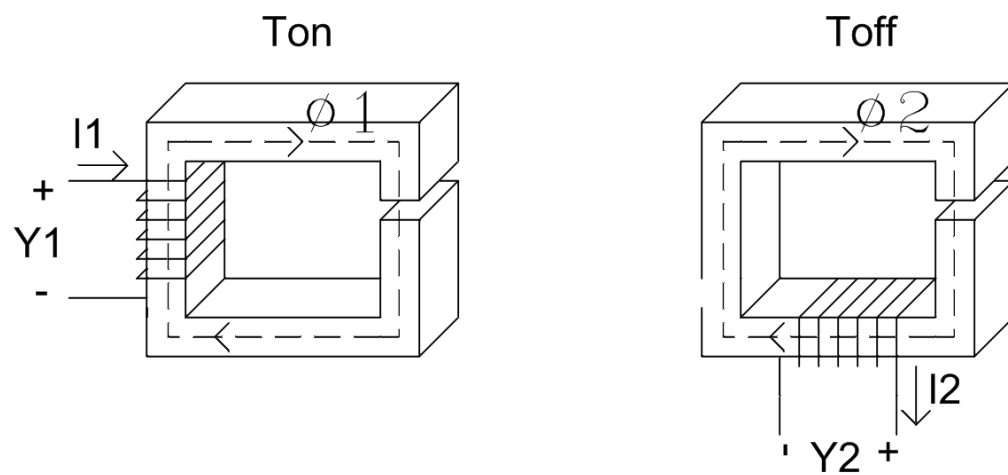


Figura 23 - Circuito do transformador para o transistor do primário ligado (Ton) e desligado (Toff).

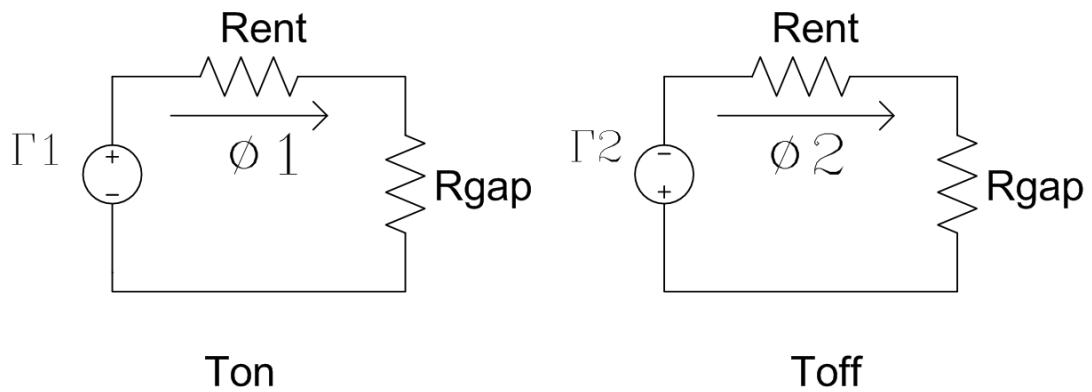


Figura 24- Circuito magnético do transformador para o transistor do primário ligado (Ton) e desligado (Toff).

$$R = \frac{l_m}{\mu \cdot S} \quad (4.1)$$

$$\mu = \mu_r \cdot \mu_0 \quad (4.2)$$

Como a permeabilidade magnética do ar é muito baixa, quando comparada com a permeabilidade do núcleo utilizado, cerca de 3000 vezes menor do que a do núcleo. Desse modo, é possível aumentar a relutância equivalente de um dado circuito magnético sem aumentar o caminho médio percorrido pelo fluxo magnético ou diminuir a área da secção transversal do caminho percorrido pelo fluxo magnético com uma efetividade maior, de acordo com a fórmula 4.1.

O aumento da relutância afeta diretamente o comportamento da curva B (Densidade de fluxo magnético) versus H (Campo magnético). Aumentando a relutância de um circuito magnético, para a mesma corrente e voltas na bobina, obtém um fluxo magnético menor.

$$\Gamma = N \cdot I = R \cdot \phi \quad (4.3)$$

Tal fato pode ser melhor visualizado pela curva B versus H da Figura 25 e da Figura 26.

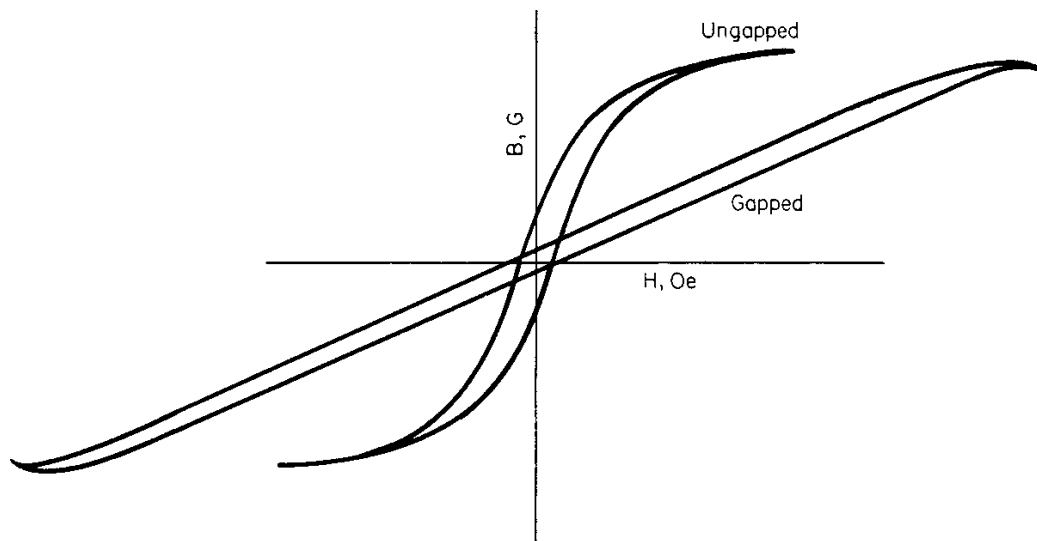


Figura 25 - Efeito do Air gap na curva de histerese (PRESSMAN, BILLINGS e MOREY, 2009).

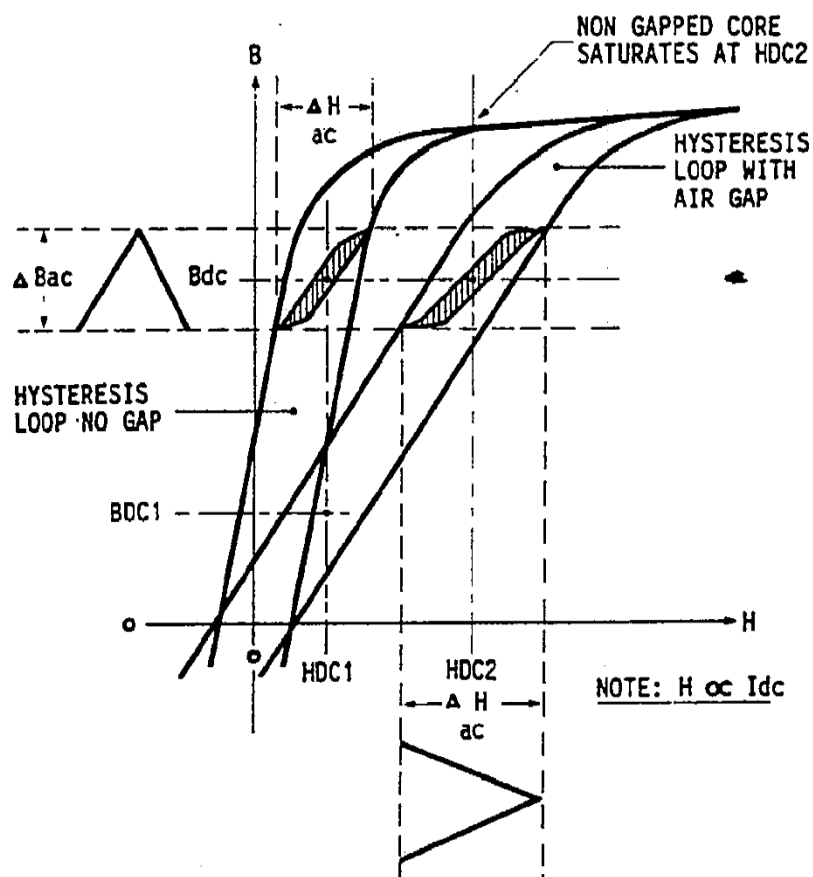


Figura 26 - Detalhe da curva de histerese para núcleo sem Gap e com Gap (BILLINGS, 1989).

Como a potencia é definida como sendo

$$P = f \cdot Vol_c \cdot \int_{B_1}^{B_2} H \cdot dB \quad (4.4)$$

Sendo f a frequência de operação e Vol_c é o volume do núcleo, levando em consideração que f e Vol_c são constantes, com o aumento da área limitada entre o campo magnético e a densidade de fluxo magnético, têm-se uma maior energia transferida, que pode ser visualizado de acordo com a área hachurada da Figura 27.

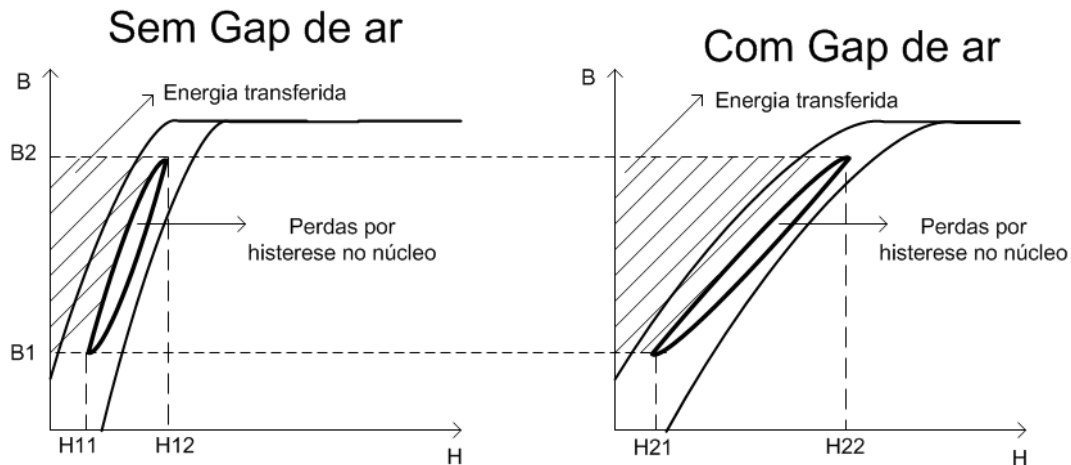


Figura 27 - Relação energética entre um núcleo com “Gap” e um sem “Gap”.

Como é possível notar pela Figura 27, há um aumento da área relativa a energia transferida para o circuito magnético.

$$H_{22}-H_{21} > H_{12}-H_{11} \quad (4.5)$$

A fim de realizar o projeto do transformador os fabricantes que vendem materiais ferromagnéticos fornecem a curva $B \times H$ do material, na Figura 28, como exemplo retirado de uma folha de dados do fabricante TDK. O PC44 é um material composto de Ferrite.

Material: PC44

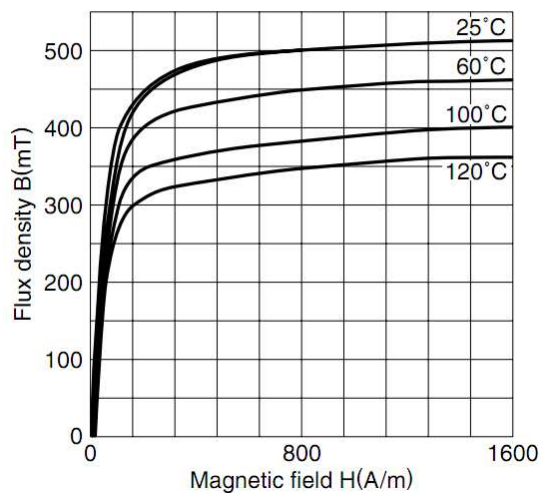


Figura 28 - Curva de histerese do PC44 (TDK).

No entanto o material mais utilizado na fabricação de transformadores específicos para *Flyback* é o molybdenum permalloy powder (MPP), O MPP consiste na junção de alguns materiais ferromagnéticos que são misturados na forma de pequenas partículas, por isso são chamados de núcleos de pó (Powder core). Antes da compactação do material, é aplicado um material isolante, fazendo com que permaneçam pequenos espaços de ar após o cozimento e compactação final do material. O MPP é constituído por 81% de níquel, 17% de ferro e 2% de molibdênio (SLATTERY, 2000).

Esses pequenos espaços de ar que existem no interior do material, fazem com que a permeabilidade do material seja reduzida. O fato de existirem esses pequenos espaços de ar no interior do material é um dos fatos mais importantes na tecnologia desse material. Com isso dependendo dos parâmetros de projeto do *Flyback*, a realização de um entreferro de ar feita pelo corte do material pode até ser negligenciada, pelo fato do material já possuir uma permeabilidade magnética baixa.

5. Parte prática

Foi utilizado o conversor *Flyback* para a elaboração do projeto, conforme fora anteriormente definido. O objetivo é elaborar um conversor que seja capaz de atingir no máximo 1500V e -500V alternadamente, cuja carga alimentada seja de natureza capacitiva.

5.1. *Flyback*

O conversor *Flyback* foi projetado com base nos dispositivos encontrados no mercado, não se prendendo em se realizar o projeto do transformador. Sendo assim foi possível obter um modelo que se aproximasse bastante do real. A simulação do circuito foi realizada no *LTSpice*, software gratuito que baseado em *Spice*, que pode ser baixado no site da *Linear Technology*. No programa é possível incluir modelo de dispositivos elétricos que podem fornecidos por diversos fabricantes em linguagem *Spice*, além da biblioteca fornecida pela *Linear Technology* que já vem com o diversos circuitos integrados da *Linear Technology*, além de dispositivos transistores e diodos fabricados por outras empresas.

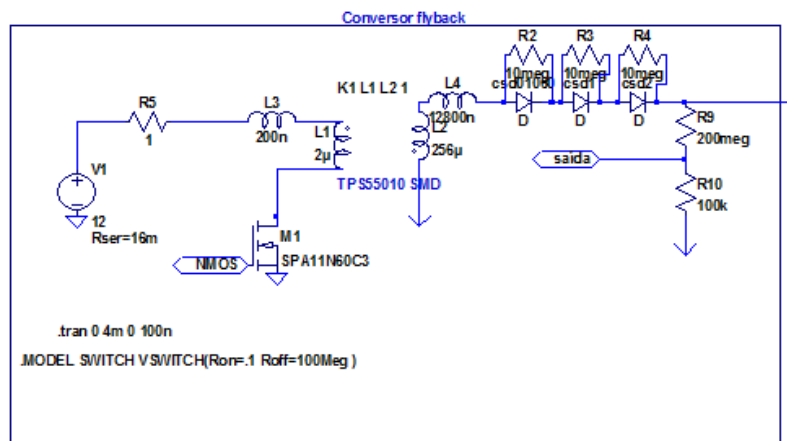


Figura 29 – Conversor *Flyback* projetado no *LTSpice*.

Na Figura 29, é mostrada uma visão geral do conversor *Flyback* projetado, responsável por gerar o nível de tensão CC de acordo com o “*setpoint*” de tensão.

A fonte acoplada ao primário do transformador é uma bateria de chumbo com ácido, as mesmas utilizadas em automóveis. A escolha foi feita, com o intuito de tornar a aplicação do circuito mais prática, pois o foco é de que o circuito seja utilizado em pontos isolados junto a centrais de geração eólica. Foi escolhida para que fosse realizada as simulações, uma bateria de resistência interna de 16mΩ conforme a folha de dados do fabricante Genesis, da bateria cujo modelo NP12-12.

Foi alocada uma resistência de 1ohm no primário do transformador para limitar a corrente do primário do transformador quando o transistor M1 for acionado, porém o ideal é que a limitação fosse realizada apenas pelo transformador. Entretanto, como não parte do projeto realizar o projeto de um transformador aplicado a topologia *Flyback*, foi utilizado um transformador comercial. Informações adicionais a respeito de projeto de transformadores específicos aplicados a conversores CC-CC podem ser obtidas em (BILLINGS, 1989).

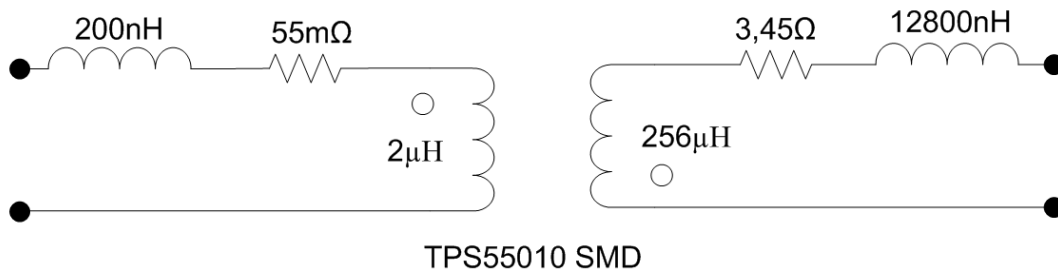


Figura 30 – Modelo elétrico do transformador.

De acordo com os dados fornecidos pelo fabricante na folha de dados, O modelo do transformador, é realizado, de acordo com a Figura 30.

5.1.1. Dados técnicos do transformador

O transformador empregado é fabricado pela empresa *Würth Elektronik*, é um transformador SMD específico para ser utilizado em circuitos da topologia *Flyback*, o mesmo possui um enrolamento no primário de maior espessura de que o do secundário. Afinal uma corrente de magnitude mais elevada fluirá pelo mesmo. Deve-se, atentar-se para que a corrente máxima não ultrapasse o valor de saturação do transformador. Por isso, como dito anteriormente, foi colocada a resistência de 1ohm no primário. Nesse caso a corrente não deve passar de 10 Ampéres para que não haja saturação do material ferromagnético. As especificações elétricas do transformador retiradas da folha de dados fornecida pelo fabricante, consta na Tabela 1, as dimensões física do transformador podem ser visualizadas na Figura .

TPS55010

Parâmetro	Terminais	Condições do teste	Valor
Resistência DC	2-4	20°C	0,055 Ω máx
Resistência DC	5-6	20°C	1,5 Ω máx
Resistência DC	7-8	20°C	1,95 Ω máx
Indutância	2-4	100KHz, 110mVAC, Ls	2,00 μ H \pm 10%
Indutância primária		curto(5+6+7+8), 100KHz, 10mV AC,Ls	80nH típico, 200nH máx
Corrente de saturação			>10A
Dielétrico	2-8	2500V AC, 1 segundo	2000V AC, 1 minuto
Dielétrico	2-6	2500V AC, 1 segundo	2000V AC, 1 minuto
Taxa de transformação		(8-7):(2-4)	8:1, \pm 1%
Taxa de transformação		(6-5):(2-4)	8:1, \pm 1%

Tabela 1 - Especificações técnicas do TPS55010

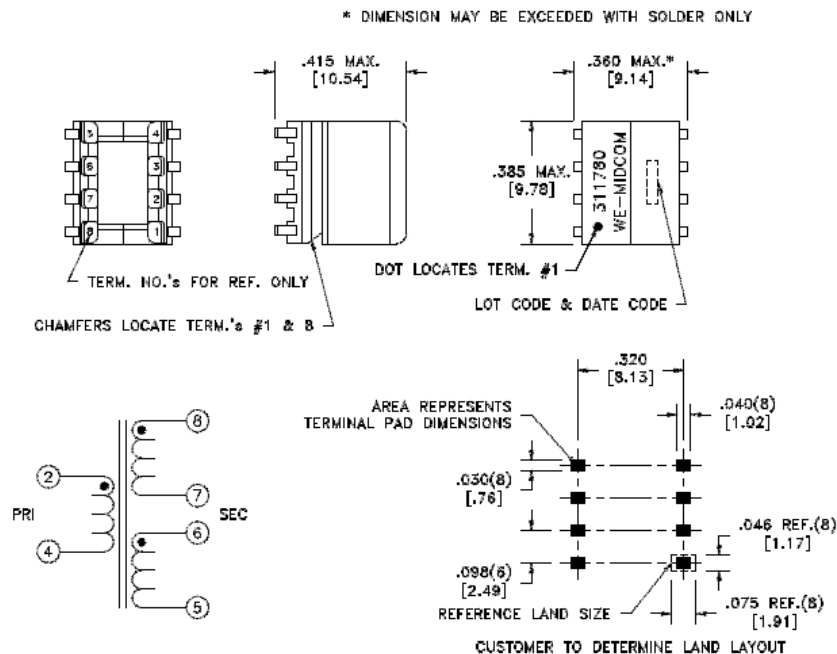


Figura 31- TPS55010 dimensões.

O período de maior desgaste dos dispositivos no circuito do primário é quando a tensão de saída do conversor está próxima do zero, a elevada diferença entre o valor de referência de tensão e da tensão atual de saída faz com que o transistor permaneça fechado por um tempo maior do ciclo de trabalho. Consequentemente, é o período de tempo que exige uma potência maior da fonte, bem como um desgaste mais elevado dos elementos envolvidos no circuito de potência do lado do primário do transformador. Há também, o superaquecimento do MOSFET e do transformador devido a passagem de corrente por um tempo maior, como visualizado na Figura 32.

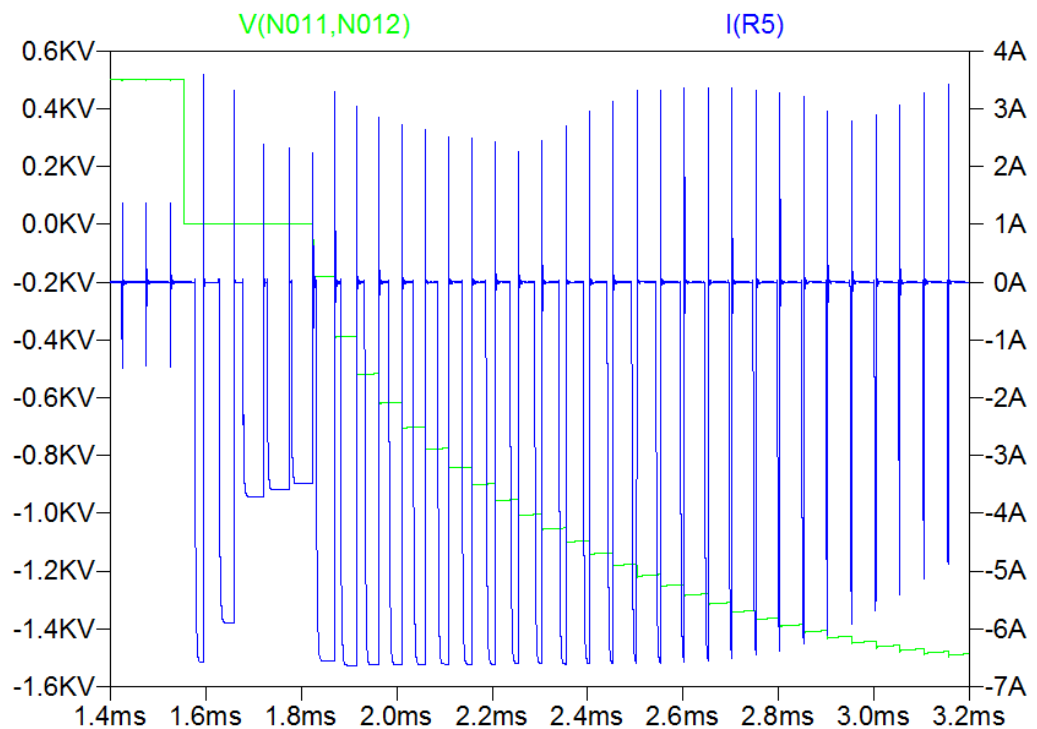


Figura 32 - Corrente primário I(R5) e a tensão de saída V(N011,N012).

5.1.2. Dados técnicos do Transistor

Foi selecionado o transistor SPA11N60C3, pelo fato de ser um dispositivo que realiza o chaveamento de forma rápida, suportar correntes de magnitude elevada, além do fato de haver a disponibilidade do modelo do mesmo para que fosse possível serem feitas as simulações. Outros modelos foram testados, porém a corrente do primário não alcançava um nível suficiente para que houvesse uma transferência de energia necessária para que a carga do capacitor alcançasse 1,5kV. O modelo do MOSFET utilizado encontra-se na Tabela 2 - Modelo SPICE do SPA11N60C3 Tabela 2.

```
.model SPA11N60C3 (Rg=1 Vto=3.8 Rd=130m Rs=100m
Rb=170m Kp=50 Cgdmax=3n Cgdmin=.4n Cgs=1n Cjo=.9n
Is=90p mfg=Infineon Vds=650 Ron=340m
```

Tabela 2 - Modelo SPICE do SPA11N60C3

SPA11N60C

Vds máximo	Rds	Id
650 V	0,38 Ω	11,0 A

Tabela 3 - Especificações do SPA11N60C

A tensão V_{ds} que o MOSFET deve ser capaz de suportar, deve estar de acordo com a fórmula 3.23.

Como dito anteriormente no tópico 3.6, deve-se considerar também o fato de que parcela V_{ind} possui uma oscilação devido ao di/dt , que também deve ser considerada.

$$V_{nmos} = 1500 V \cdot \frac{1}{11,3137} + 12 V \quad (5.1)$$

$$V_{nmos} = 144,58 V \quad (5.2)$$

Esse é o valor ideal, sem consideramos os picos de tensão devido à resposta do di/dt das indutâncias.

As parcelas da forma de onda da tensão V_{nmos} podem ser visualizadas na Figura 33.

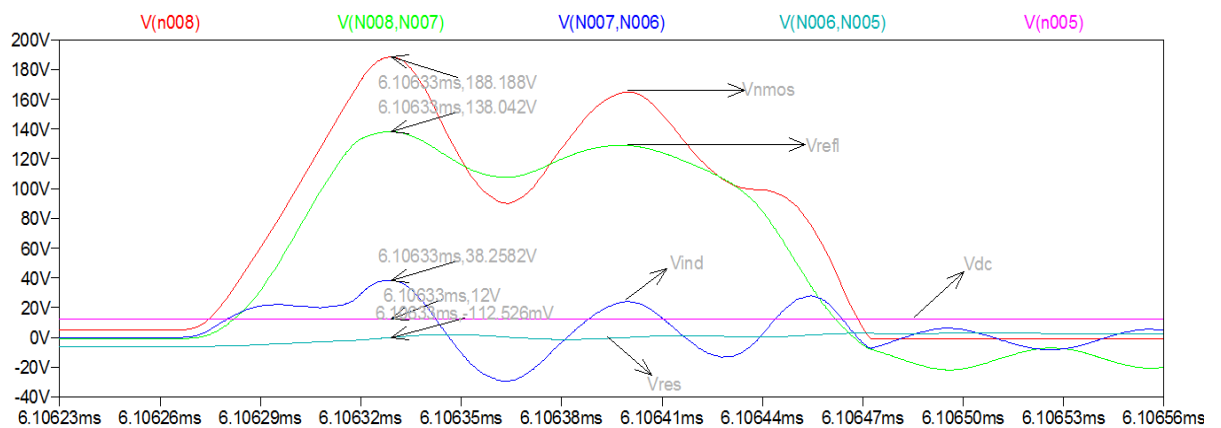


Figura 33 - formas de onda no momento de máxima tensão.

Esse cálculo serve para se ter uma base de quanto ao dimensionamento do transistor.

O transistor possui uma resistência R_{on} muito baixa, o que é desejável, pois há uma maior transferência de energia para o núcleo do transformador, no entanto essa corrente não deve exceder 10 A, para que o transformador não seja saturado.

Além do fato de possuir uma resistência muito baixa quando no estado ligado, o MOSFET possui outra característica de grande importância, o fato de serem em geral mais rápidos que os transistores bipolar, sendo então possível trabalhar em frequências mais elevadas.

5.1.3. Dados técnicos do diodo Diodos

Foram utilizados 3 diodos do modelo CSD01060 D. O mesmo foi escolhido devido a duas principais características do modelo em questão, ser um diodo Schottky, o qual pode ser operado em altas frequências, pois apresenta uma resposta de chaveamento rápida, bem como o fato de possuir capacidade de bloquear uma tensão reversa de até 600V de modo repetitivo. Sendo assim, fazendo a associação de 3 diodos CSD01060 D em série, torna-se possível bloquear 1800V de tensão reversa.

5.1.3.1. Diodos em série

A resistência de condução reversa dos diodos usualmente varia de forma drástica, desse modo quando associados em série, a divisão de tensão ocorre de forma desigual, fazendo com que os dispositivos se comportem de forma anômala devido ao comportamento não linear do dispositivo. Torna-se então necessário a utilização de resistências de valores elevados em paralelo aos diodos para que seja equalizada a queda de tensão sobre os semicondutores.

Tal tecnologia é amplamente empregada em ensaios de alta tensão, onde é necessário uma elevada tensão de ruptura, mais de 10kV, por exemplo.

Os parâmetros do diodo CSD01060 estão na Tabela 4 e Tabela 5.

CSD01060 D				
Símbolo	Parâmetro	Valor	Unidade	Condições de teste
Vrrm	Tensão reversa de pico repetitiva	600	V	
If(médio)	Corrente média de operação	1,4	A	150°C
		2,2	A	125°C
If(pico)	Corrente de pico em condução	2,5	A	125°C, periodo < 1ms, ciclo de trabalho = 0.5
Ifrm	Corrente de pico repetitiva	7	A	25°C, tempo = 10ms, meia senóide
		5,5	A	125°C, tempo = 10ms, meia senóide
Ifsm	Corrente de pico em condução não repetitiva	9	A	25°C, tempo = 1.5ms, meia senóide
Ifsm	Corrente de pico em condução não repetitiva	32	A	25°C, tempo = 10μs, pulso
Ptot	Potência de dissipação	21,4	W	25°C
		7,1	W	125°C
Tj , Tstg	Temperatura de operação de junção e de armazenamento	-55	°C	mim
		175	°C	máx

Tabela 4 - Características máximas do CSD01060 D

CSD01060 D					
Símbolo	Parâmetro	Típico	Máximo	Unidade	Condições de teste
Vf	Tensão em Condução	1,6	1,8	V	If=1A Tj=25°C
		2	2,4		If=1A Tj=175°C
Ir	Corrente Reversa	20	100	μA	Vr=600V Tj=25°C
		40	500		Vr=600V Tj=150°C
Qc	Capacitância Total de carga	3,3		nC	Vr=600V, If=1A, Tj=25°C
					di/dt=500 A/μs
C	Capacitância Total	80		pF	Vr=0V, Tj=25°C, f=1MHz
		11			Vr=200V, Tj=25°C, f=1MHz
		8,5			Vr=400V, Tj=25°C, f=1MHz

Tabela 5 - Características Elétricas do CSD1060 D

Com base no site do fabricante foi possível obter o modelo em SPICE do diodo, que estão de acordo com as características elétricas das figuras 33 e 34, o que colaborou para que a simulação se aproximasse bastante do real. O modelo se encontra na figura 35.

```
.MODEL csd01060 D
+ IS=22.008E-18
+ N=1.0313
+ RS=.34849
+ IKF=65.284
+ CJO=118.40E-12
+ M=.39104
+ VJ=.46094
+ ISR=372.48E-9
+ NR=4.4145
+ BV=800.13
+ IBV=.12955
+ TT=21.668E-12
```

Figura 34 - Modelo SPICE do diodo CSD01060 D

A utilização de três diodos em série, faz com que a tensão de ruptura máxima da associação seja de 1800V , o que nos proporciona uma faixa de segurança de 300V, além do fato de diminuir a fadiga dos semicondutores, por não operarem sempre em condição máxima.

5.1.4. .Acionamento da porta do MOSFET

Foi utilizada a topologia *Totem Pole* para acionamento do MOSFET.

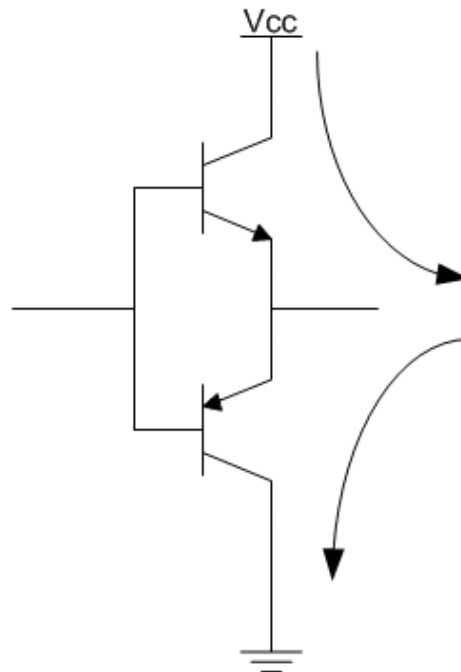


Figura 35 - Configuração *Totem pole*.

O capacitor da porta do transistor precisa ser carregado e descarregado rapidamente para mudar do estado de aberto para fechado e vice e versa. A topologia *Totem Pole*, apresentada na figura 36, é capaz de fornecer um grande pico de corrente, além de fazer com que o mesmo seja carregado e descarregado rapidamente, como pode ser visualizado na Figura 36.

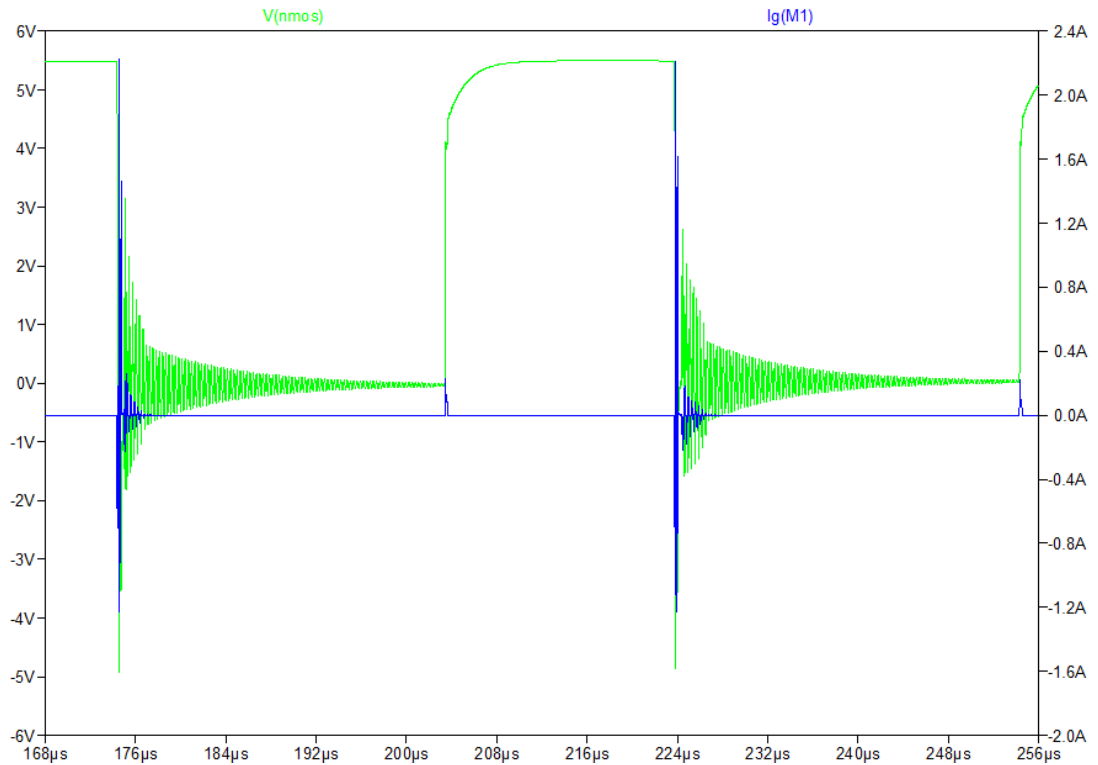


Figura 36 - Tensão da porta do MOSFET $V(nmos)$ e corrente da porta do MOSFET $I_g(M1)$.

5.2. Malha de controle

A malha de realimentação do circuito pode ser visualizada na Figura 37, o sinal de realimentação vêm do nó “feedback” e o valor de *setpoint* é dado pela fonte V9, que está conectada ao terminal positivo do amplificador operacional. O amplificador operacional é responsável por gerar a diferença entre o valor de tensão atual e o valor de *setpoint*. Essa diferença é a entrada do bloco PWM que gera os pulsos para acionamento do MOSFET.

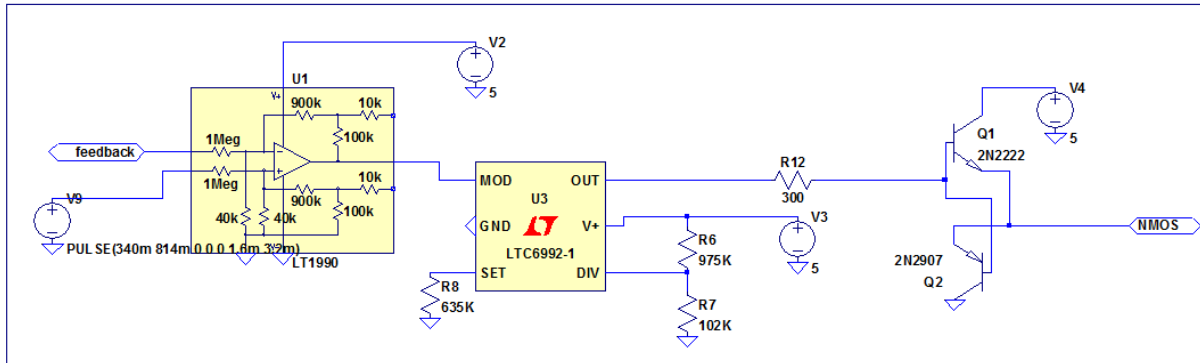


Figura 37 - Circuito de controle e acionamento da porta do Mosfet.

A entrada do circuito integrado LTC6992-1 tem que ser de 0V a 1V, de tal modo que o ciclo de trabalho de saída varie de 0% a 100%. Entretanto, os valores de tensão de entrada em operação do CI é definido pelo pino SET, sendo que o mínimo ciclo de trabalho será quando a entrada for 0,1Vset e a maior quando for 0,9Vset, que corresponde à aproximadamente 0,1 e 0,9V.

As resistências foram calculadas de modo a fazer o CI operar em 20kHz, de acordo com a folha de dados. Como apresentado nas equações 5.3 e 5.4.

$$F_{out} = \frac{1MHz \cdot 50K}{N_{div} \cdot R_{set}} \quad (5.3)$$

$$F_{out} = \frac{1MHz \cdot 50K}{4.635K} = 1,9685e + 4 \text{ Hz} \quad (5.4)$$

5.2.1 Comparador CI 1990

Foi escolhido um amplificador operacional que não precisasse ser alimentado com alimentação simétrica, para que fosse mais fácil a implementação do mesmo. Além disso o CI possui uma entrada com alta impedância, o que o torna mais seguro para aplicações envolvendo altas tensões.

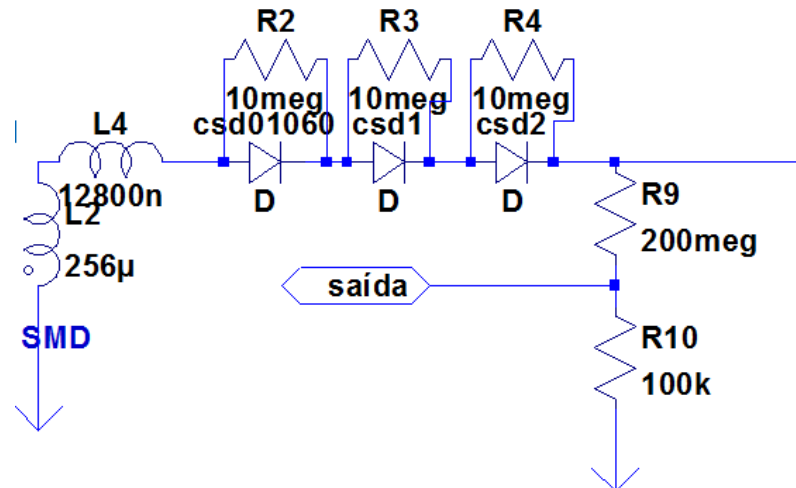


Figura 38 - Feedback de tensão.

O cálculo do divisor de tensão, está apresentado nas equações 5.5 e 5.6.

$$A_{1500} = \frac{100k}{100k+200M} \cdot 1500V = 0,749V \quad (5.5)$$

$$A_{500} = \frac{100k}{100k+200M} \cdot 500V = 0,375V \quad (5.6)$$

Como resultado, foram obtidos os sinais da Figura 39 na malha de controle.

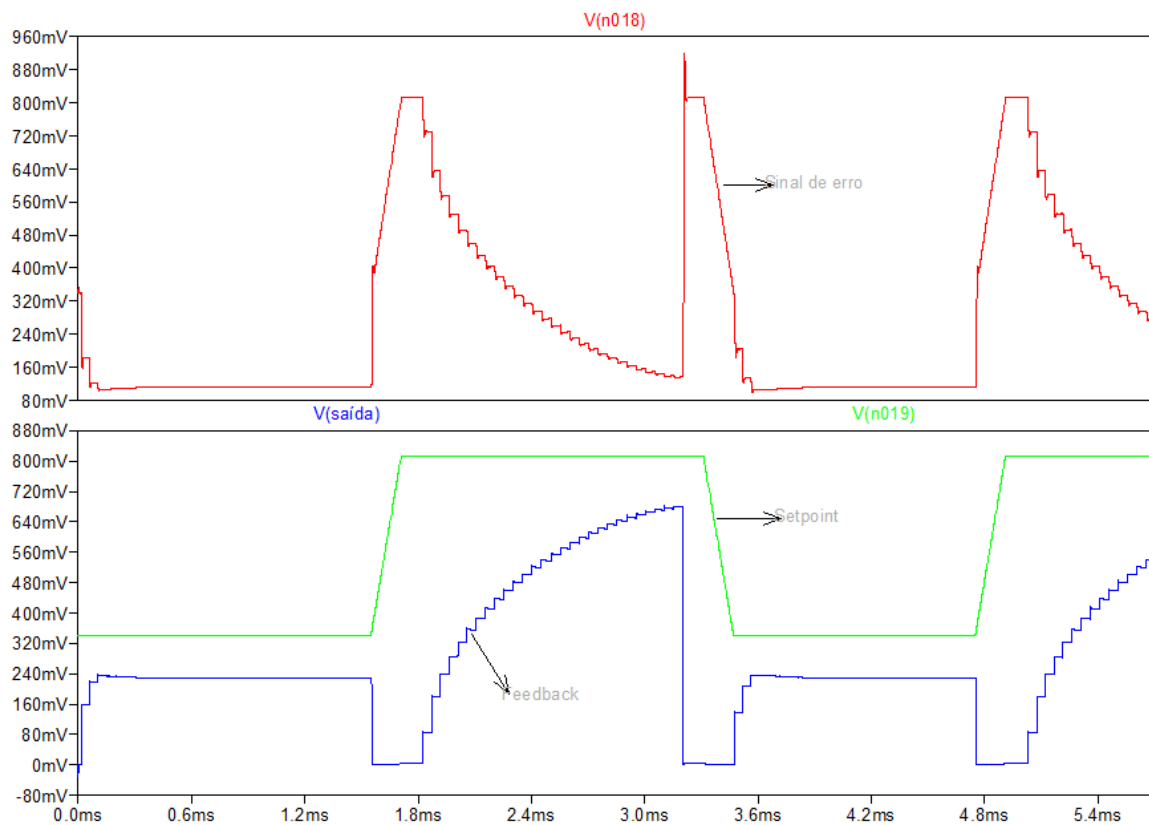


Figura 39 - Feedback de tensão V(n018) e setpoint de tensão V(n019).

É possível ver claramente que o sinal de setpoint é chaveado para ora 500V, ora 1500V, Fazendo com que o sinal de erro haja no PWM.

A reposta do sistema para o setpoint de 500V é muito boa levando cerca de 55 μ s, no entanto, para 1500V a resposta é mais lenta, levando cerca de 1,024ms. Para que essa resposta ocorresse de modo mais rápido há duas possíveis soluções que poderiam ser empregadas. A primeira, poderia ser empregado um transformador com um enrolamento maior, tornando possível o maior acúmulo de energia eletromagnética no mesmo para ser descarregada no secundário.

Outra alternativa seria a utilização de um controlador PI para deixar a dinâmica do sistema mais rápida, no entanto, a inserção de um controlador integrativo pode degradar a estabilidade do sistema.

A solução ideal seria a de termos um transformador com a indutância do primário um pouco mais elevada, assim a resposta seria mais rápida, devido à maior capacidade do acúmulo de energia.

$$E_1 = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_1^2 \quad (5.7)$$

Isso pode ser evidenciado nas formas de onda da Figura 40, obtidas com o acréscimo da indutância do primário de 2 μ H.

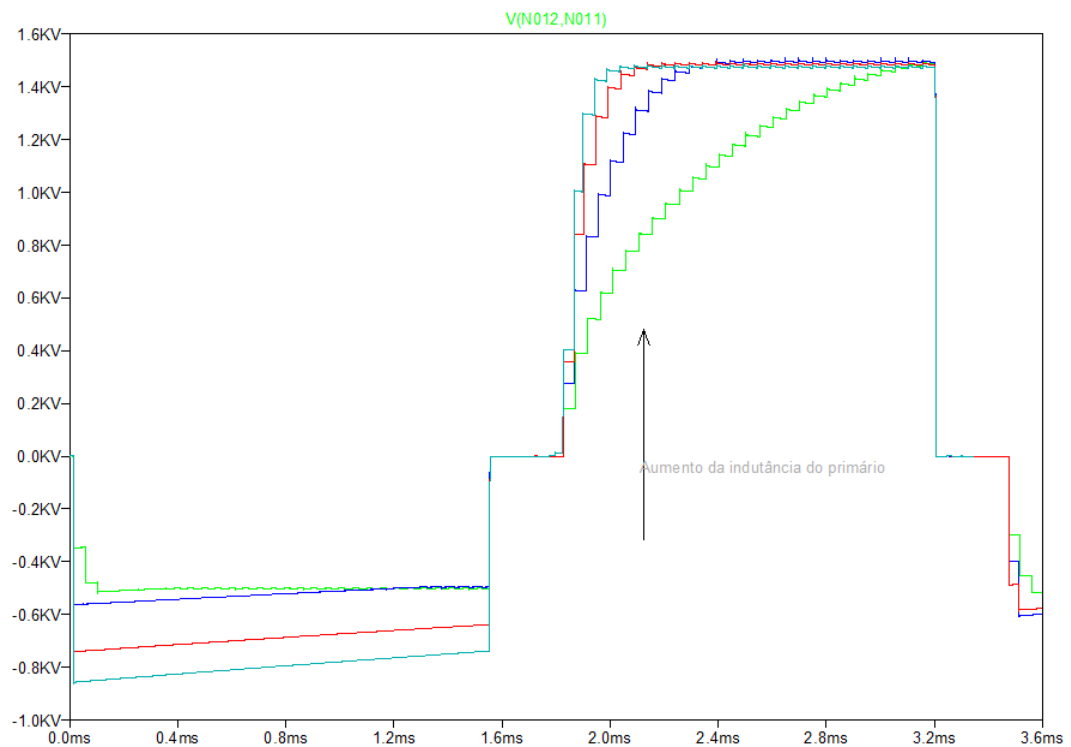


Figura 40 - Tensão de saída para diferentes valores de indutância do primário do transformador.

5.3. Ponte Inversora de tensão

A saída consiste em uma ponte H, com 4 IGBTs. Tais IGBTs deverão suportar até 1500V, para isso deverão ser empregados os IGBTs IXBH2N250.

A frequência da onda de saída pode ser programada de acordo com o chaveamento dos IGBTs. Na simulação foi utilizada uma frequência de 0,2678kHz.

$$F = \frac{1}{3,475ms} = 0,2878 \text{ KHz} \quad (5.8)$$

O drive da porta dos IGBTs é realizado pelo circuito integrado, TLP2451. O qual apresenta uma saída totem pole de MOSFETs, com uma entrada isolada por um optoacoplador.

5.4. Microcontrolador

O disparo dos IGBTs é controlado por um microcontrolador 8051, o CI escolhido foi o AT89C2051, o qual possui 16 bits de I/O.

O microcontrolador é responsável por comandar os pulsos de comando dos IGBTs e setpoint de tensão do sistema. O setpoint é comunicado de forma paralela com o conversor D/A CA3338, alimentado com 5V na referência, temos portanto uma precisão de:

$$\frac{5V}{255} = 0,0196V \quad (5.9)$$

6. Conclusão

Os resultados obtidos foram satisfatórios. O circuito se comportou conforme os parâmetros de projeto inicial, de tal modo que foi possível alcançar -500V e 1500V alternadamente de modo controlado.

Concluiu-se que atuadores piezoelétricos podem ser utilizados de forma controlada por um conversor *Flyback*, sendo realizado por controle de tensão. O fato do dispositivo piezoelétrico ser modelado eletricamente por um capacitor facilita bastante a sua utilização no circuito *Flyback*, cuja carga é alimentada por pulsos de corrente, porém grande parcela de energia é desperdiçada ao descarregar a energia armazenada no atuador piezoelétrico para o potencial comum do circuito. Um possível trabalho a ser realizado no futuro é o desenvolvimento um conversor regenerativo, capaz de aproveitar a energia armazenada no atuador em forma de campo elétrico. Pois, como dito na introdução, a meta é a de aumentar a eficiência de turbinas eólicas realizando um controle de escoamento, por isso é importante realizar o projeto de um conversor o mais eficiente possível.

Além disso o desempenho do circuito pode ser otimizado com a realização outras técnicas, como aumentar a frequência de chaveamento e a implementação de técnicas de comutação suave. O fato da malha de controle do circuito ter sido realizada por meio de eletrônica analógica torna possível o aumento da frequência de chaveamento. A qual pode ser modificada pelo CI LT 6992-1.

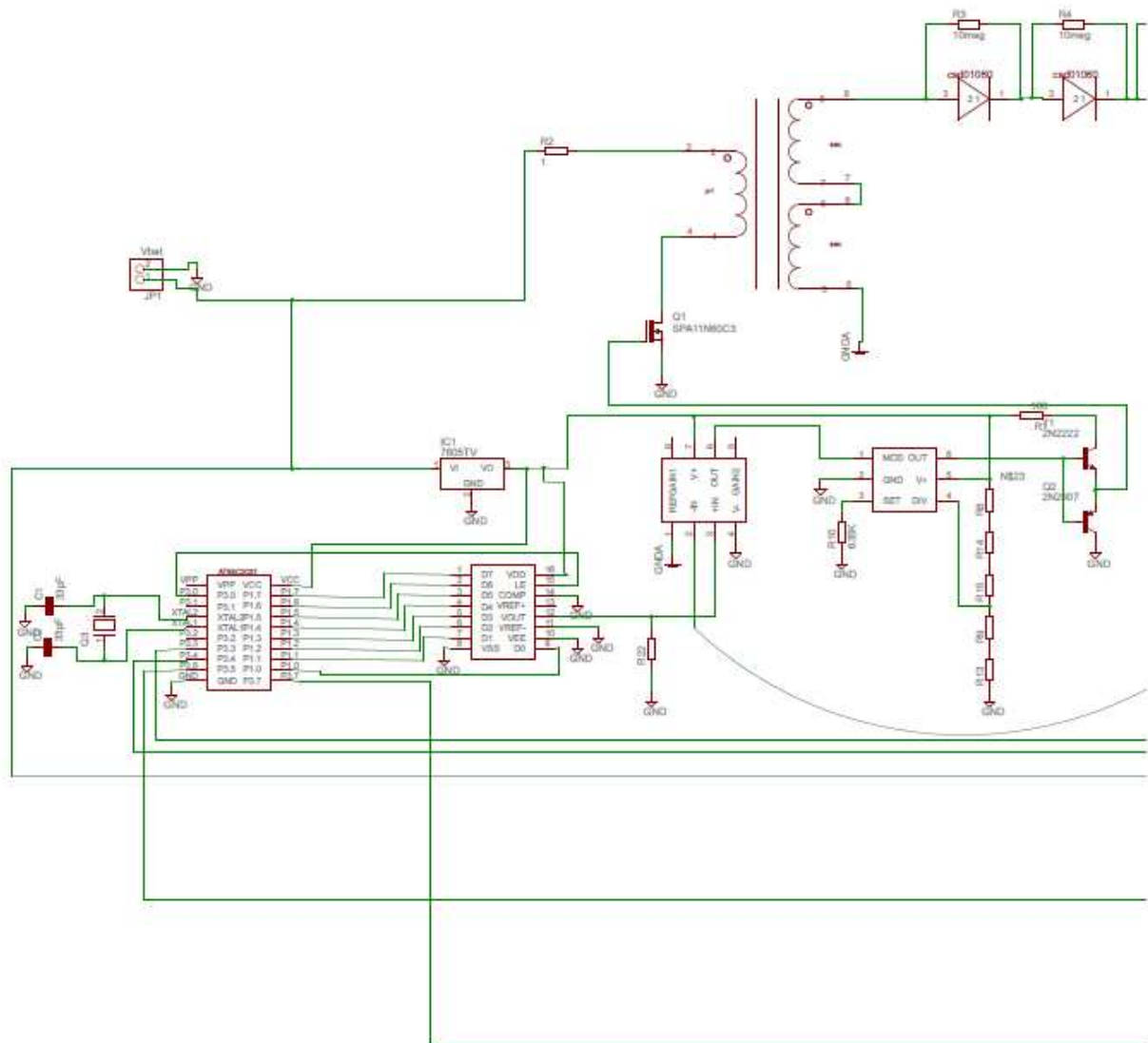
Foi também possível realizar a junção de informações básicas sobre dispositivos piezoelétricos, desde sua história até o seu funcionamento. Em relação a pesquisa realizada, também foi possível entender de modo mais a fundo o funcionamento do conversor *Flyback* e os dispositivos que o compõem, de modo especial o transformador do mesmo, cujo projeto é diferenciado.

A elaboração de um projeto tornou possível a junção do conhecimento de diversas áreas de forma que o aluno pudesse integrar os conhecimentos teóricos adquiridos em classe de aula.

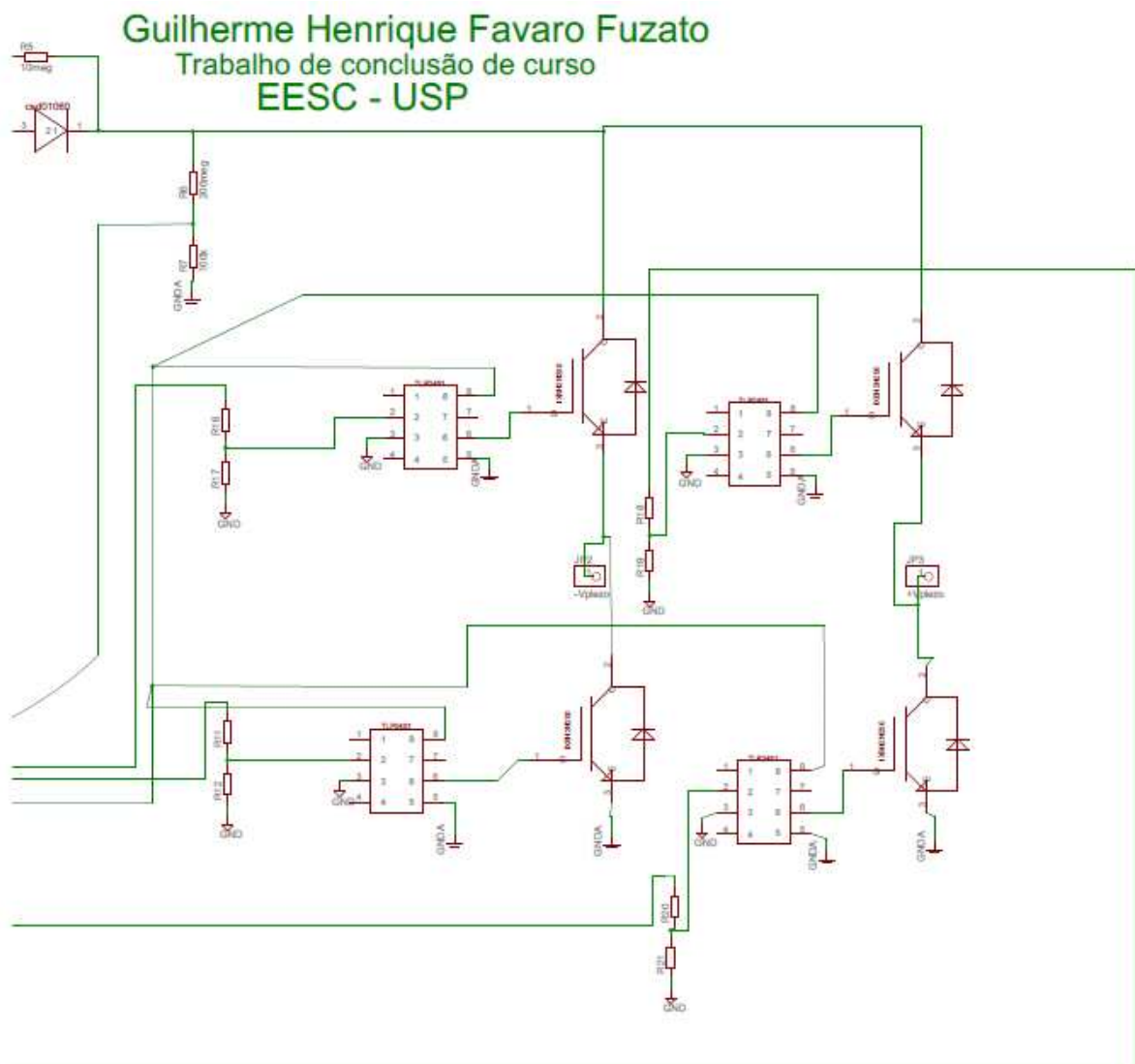
Referências Bibliográfica

- [1] ALARCON, D. S. USO DE ATUADORES PIEZELÉTRICOS PARA O CONTROLE DE ESCOAMENTO EM AEROFÓLIOS, São Carlos, 10 set. 2010.
- [2] BILLINGS, K. H. **Switchmode Power Supply Handbook**. [S.l.]: McGraw-Hill, 1989.
CUDNEY, H. H.; CAO, W.; WASER, R. **Smart Materials and Structures**. [S.l.]: [s.n.], 1998.
- [3] DAY, M.; LEE, B. S. Understanding piezoelectric transformers in CCFL backlight applications. **Analog Applications Journal - Texas Instruments Incorporated**, n. 4Q 2002, 2002.
- [4] DIODES INCORPORATED. ANP005. **Application Note AP2001 CCFL Inverter**, dez. 2002.
- [5] FUJISHIMA, S. The History of Ceramic Filters. **IEEE TRANSACTIONS ON ULTRASONICS, FERROELECTRICS, AND FREQUENCYCONTROL**, 47, n. 1, 2000.
- [6] MOHAMMADI, S. Semi-passive vibration control using shunted piezoelectric materials, Lyon, 2 july 2008. 153.
- [7] NASA CENTER FOR AEROSPACE INFORMATION (CASI). **SPINDOFF**. [S.l.]. 2007.
- [8] OLIVEIRA, D. S.; TOMASELLI, L. C. **Estudo de um conversor CC-CC buck-boost**. [S.l.].
- [9] PRESSMAN, A. I.; BILLINGS, K.; MOREY, T. **Switching Power Supply Design**. [S.l.]: McGrawhill, 2009.
- [10] SHAHINPOOR, M.; SCHNEIDER, H.-J. **Intelligent Materials**. [S.l.]: RSC Publishing, 2008.
- [11] SLATTERY, T. **A Comparison of Molybdenum Permalloy Powder and Sendust Cores for Energy Inductors**. Illinois. 2000.
- [12] SMART MATERIAL CORPORATION. **www.smart-material.com**. Disponível em: <<http://www.smart-material.com/media/Publications/Stacks/equivalent-circuit.pdf>>.
- [13] WILKIE, W. K. NASA MFC Piezocomposites, ISMA 2005.
- [14] YANG, J. **The Mechanics of Piezoelectric Structures**. [S.l.]: World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 2006.

7.2. Esquemático-I



7.3. Esquemático-II



7.4. Placa de circuito impresso.

