

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA
CÂMPUS DE ILHA SOLTEIRA**

Mateus Marcoto Silva

**Inversor Ressonante em Comutação Suave para Levitação
Ultrassônica**

**Ilha Solteira
2021**

Mateus Marcoto Silva

**Inversor Ressonante em Comutação Suave para
Levitação Ultrassônica**

Trabalho de graduação apresentado à
Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira
– Unesp como parte dos requisitos para
obtenção do título de graduação em
engenharia elétrica.

Nome do orientador

Prof. Dr. Guilherme de Azevedo e Melo

Ilha Solteira
2021

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

S586i Silva, Mateus Marcoto.
Inversor ressonante em comutação suave para levitação ultrassônica /
Mateus Marcoto Silva. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2021
42 f. : il.

Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Elétrica)-
Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, 2021

Orientador: Guilherme de Azevedo e Melo
Inclui bibliografia

1. Eletrônica de potência. 2. Inversor ressonante. 3. Levitação ultrassônica.

ATA DE DEFESA DE TRABALHO DE GRADUAÇÃO

Aos vinte e um dias de dezembro do ano de dois mil e vinte e um, o discente **Mateus Marcoto Silva**, matriculado sob o nº 131050443, tendo como banca examinadora o seu orientador, o *Prof. Dr. Guilherme de Azevedo e Melo*, *Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas* e o *Dr. Luis Armando de Oro Arenas*, apresentou o Trabalho de Graduação intitulado **"Inversor Ressonante em Comutação Suave para Levitação Ultrassônica"** obtendo a nota 9,5 (nove e meio) e conceito aprovado.

Guilherme de Azevedo
e Melo

Assinado de forma digital por Guilherme de Azevedo e Melo
DN: cn=Guilherme de Azevedo e Melo, o=Faculdade de
Engenharia de Ilha Solteira, ou=UNESP,
email=guilherme.a.melo@unesp.br, c=BR
Dados: 2021.12.22 07:57:54 -03'00'

Prof. Dr. Guilherme de Azevedo Melo

- orientador -



Mateus Marcoto Silva

- discente -



Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas

- Membro da Banca -

Luis Armando De
Oro Arenas

Digitally signed by Luis Armando De Oro Arenas
DN: cn=Luis Armando De Oro Arenas, o=UNESP,
ou=Instituto de Ciência e Tecnologia de
Sorocaba, email=luis.arenas@unesp.br, c=BR
Date: 2021.12.22 10:46:25 -03'00'

Dr. Luis Armando de Oro Arenas

- Membro da Banca -

À minha mãe Márcia Marcoto, minha
irmã Giulia Marcoto, minhas fortalezas e
meu combustível.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a minha família, amigos e namorada que sempre me apoiaram e sempre vi como fonte de orgulho e inspiração dentro de todos os percalços durante trajetória, em especial minha mãe Márcia Marcoto, minha irmã Giulia Marcoto e minha namorada Giovanna Alberti Bueno.

Ao Prof. Dr. Guilherme de Azevedo e Melo me confiando um projeto de grande responsabilidade sempre acreditando em minhas capacidades, me guiando em inúmeros momentos a um caminho de segurança e clareza. Ao qual me proporcionou enorme crescimento pessoal e profissional e a quem confiro meu eterno respeito e admiração.

E aos integrantes do LEP, especialmente ao Luís Armando de Oros Arenas sempre atencioso e disposto a compartilhar um pouco de seu conhecimento e conselhos.

E agradeço à UNESP e ao departamento de Engenharia.... onde pude me desenvolver enormemente e que em diversas situações me foram solícitos com todo o conhecimento que me foi dado em sala de aula e fora dela; e à coordenadora Prof. Dr. Anna Diva Plasencia Lotufo a quem me apoiou nesse processo de encerramento dessa etapa acadêmica.

“Intellectus luminis sicci non est recipit
infusionem a voluntate et affectibus”.

“O intelecto não é uma luz que queima sem
óleo, mas que se alimenta das paixões.”

Bacon, R.

RESUMO

Foi desenvolvido neste trabalho um inversor ressonante para a alimentação de um transdutor ultrassônico de potência capaz de emitir ondas acústicas suficientes para a levitação de pequenas partículas. Com a aplicação hipotética em impressoras de alto desempenho para longos ciclos de trabalho ininterruptos como uma proposta alternativa ao método de aquecimento da tinta para modificação da viscosidade e sua deposição no papel.

Esse inversor tem como referência um produto comum no mercado com aplicação para limpeza ultrassônica; em que um reservatório contendo solvente que através da vibração provocada pelo transdutor provoca cavitações, formações de minúsculas bolhas de ar devido ao rápido deslocamento do solvente e assim permitindo a limpeza de peças delicadas como pequenos componentes mecânicos, joias ou lentes, poupando-os de um processo de desgaste abrasivo.

Assim, o projeto destaca-se pela melhora do rendimento, do fator de qualidade e do fator de potência sem o incremento no valor final, melhor ainda, reduzindo o seu custo de fabricação. Isso porque a tecnologia de circuitos ressonantes resulta em formas de onda melhor ajustadas às características da carga, tal como apresentando apenas a fundamental do sinal desejado para o funcionamento do dispositivo. Adicionalmente, a técnica de comutação suave resulta em perdas significativamente menores, *ZCS - Zero Current Switching*, comutação em corrente nula.

Todas essas vantagens tecnológicas estão presentes na mesma topologia do circuito de referência, um inversor utilizado comercialmente que será apresentado adiante, um inversor em meia ponte. Tal vantagem econômica é viabilizada pela necessidade de semicondutores com tensões de bloqueio bem menores, resultando em transistores de menor custo.

Esse resultado foi obtido após as análises qualitativa e quantitativa do circuito, utilizando-se de transformadas de Laplace de cada enlace de corrente dentro dos pré-requisitos para a levitação estabelecidos pela carga, um transdutor de 28 kHz e 100 W.

Palavras-chave: eletrônica de potência; inversor ressonante; levitação ultrassônica.

ABSTRACT

In this work was developed an ultrasonic resonant inverter as a power source for a power ultrasonic transducer capable of emitting acoustic waves enough to levitate small particles. It has been allied with a hypothetical application in high performance printers for long uninterrupted duty cycles as an alternative proposal to the thermal method for viscosity change in paper ink deposition.

Its inverter was projected as a reference to a common product in the ultrasonic clearing sector, including a solvent reservoir that cavitates because of the transducer vibration, a tiny bubble formation due to solvent high displacement granting to clear delicate small pieces as mechanical components, jewels or lenses, saving it from abrasive wastage.

Thus, the project stands out to solve efficiency, form factor and power factor without increase in the final price. This is because the resonant circuits technology results in better adjusted waveforms to the load characteristics such as presented in only the fundamental harmonic component of the desired signal to the proper device working. Besides that, the soft switching technique proportionate significantly less commutation power loss, ZCS - Zero Current Switch.

All these technological advantages are featured on the same topology of the reference circuit, a half bridge inverter. And its economic advantage is only possible because of the breakdown voltage of its active switches being cheaper for its application.

Its result was realized afterwards by a step-by-step qualitative circuit analysis, from Laplace transformation of each current enlace and latter quantitative analysis within prerequisites for levitating established by the load, a 28kHz and 100W transducer.

Keywords: power electronics; resonant inverter; ultrasonic levitation.

LISTA DE FIGURAS

<i>Figura 1: Onda concêntrica à esquerda. Características das ondas à direita</i>	18
Figura 2: Propagação de onda, instante t	19
Figura 3: Propagação de onda, instante t'	19
Figura 4: Onda estacionária	22
Figura 5: Aspecto visual de onda estacionária	23
Figura 6: Formação de onda estacionária por sobreposição de ondas.	23
Figura 7: Aplicações comuns do ultrassom.	24
Figura 8: Placa de alimentação e controle de módulo de limpeza ultrassônica.	25
Figura 9: a) retículo cristalino em repouso, à esquerda. b) Compressão do retículo, ao centro. c) Deslocamento magnético, à direita	26
Figura 10: Modelo completo de Butterworth Van Dyke.	27
Figura 11: Modelo de Butterworth por regiões de operação.	28
Figura 12: Esquemático do efeito chlieren.	29
Figura 13: Ondas estacionárias evidenciadas pelo efeito schilieren	30
Figura 14: Tipos de conversão elétrica.	32
Figura 15: Conversor linear.	33
Figura 16: Conversor chaveado.	34
Figura 17: Multidisciplinaridade da eletrônica de potência.	35
Figura 18: Modulação de condutividade de um diodo pelas camadas pn.	38
Figura 19: Comportamento dinâmico do diodo.	39
Figura 20: a) Representação elétrica do MOSFET, à esquerda. b) Regiões pn do MOSFET e capacitâncias.	40
Figura 21: Característica estática do MOSFET.	41
Figura 22: Modulação de condutividade do MOSFET NTB5860NL.	41
Figura 23: Características dinâmicas do MOSFET.	43
Figura 24: Inversor em ponte completa.	44
Figura 25: Onda quadrada prática e o fenômeno de Gibbs.	45
Figura 26: Geração de onda senoidal por um inversor chaveado.	46
Figura 27: Circuito RLCE.	47
Figura 28: Inversor de referência	49
Figura 29: Inversor ressonante em meia ponte com carga RLC	50
Figura 30: Enlace da etapa 1.	51

Figura 31: Evolução da tensão no capacitor na etapa 1.	52
Figura 32: Evolução da corrente no indutor na etapa 1.....	52
Figura 33: Enlace da etapa 2.	53
Figura 34: Evolução da tensão no capacitor na etapa 2.	54
Figura 35: Evolução da corrente no indutor na etapa 2.....	54
Figura 36: Enlace da etapa 3.	55
Figura 37: Evolução da tensão no capacitor na etapa 3.	55
Figura 38: Evolução da corrente no indutor na etapa 3.....	56
Figura 39: Enlace de corrente da etapa 4.	56
Figura 40: Evolução da corrente no indutor na etapa 4.....	57
Figura 41: Evolução da tensão no capacitor na etapa 4	57
Figura 42: a) Plano de fase, em primeiro plano. b) Corrente do indutor x tempo, em segundo plano. c) Tensão do capacitor x tempo, em segundo plano.	62
Figura 43: Circuito elétrico equivalente térmico.....	63
Figura 44: Visão traseira do inversor por câmera térmica.	64
Figura 45: Vistas do inversor desenvolvido.	64
Figura 46: Circuito esquemático. Resistor shunt à direita ao centro. Trilhas finas são sinais de comando e as grossas são de potência.	65
Figura 47: Microcontrolador utilizado. Fonte do próprio autor.	66
Figura 48: Imagem térmica do transdutor.	67
Figura 49: a) curva ideal, imagem superior. b) trecho experimental, imagem inferior. Elaborado pelo autor.	68
Figura 50: Curvas de tensão. a) Curvas práticas retiradas de um osciloscópio. CH1) Sobre resistor shunt, equivalente a corrente na carga. CH2) sobre o MOSFET inferior. B) Curvas simuladas: 1ª) Comando MOSFET superior. 2ª) Comando MOSFET inferior. 3ª) Tensão sobre o transdutor. 4ª) Corrente pela tensão no resistor shunt...70	
Figura 51: curvas de operação de um inversor série ressonante.....	71
Figura 52: Estabelecimento da onda estacionária com uso de anteparo fixado ao tripé e a levitação de 6 esferas de isopor.	71
Figura 53: Conjunto completo de inversor e transdutor. Atrás uma folha em escala de 2mm demonstrando a onda estacionária formada.	72

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Características de dispositivos de potência.....	36
Tabela 2: Características da carga e entrada e saída do inversor.	58
Tabela 3: Características de projeto.....	63
Tabela 4: Valores obtidos do inversor. Elaborado pelo autor.	69

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

UNESP	Universidade Estadual Paulista
FEIS	Faculdade de Ilha Solteira
LEP	Laboratório de Eletrônica de Potência
UC	Universidade do Colorado
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
ZCS	<i>Zero Current Switch</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switch</i>

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	6
RESUMO	8
ABSTRACT	9
LISTA DE FIGURAS	10
LISTA DE TABELAS	12
SUMÁRIO	14
1 Introdução Teórica	16
1.1 Ondas	17
1.1.2 Ondas Acústicas	20
1.1.3 Ondas Acústicas Estacionárias	21
1.1.4 Ultrassom	24
1.1.5 Transdutor Piezoelétrico	26
Efeito Schlieren	29
1.2 Conversores	31
1.3 Interruptores de Potência	37
1.3.1 Diodo	37
1.3.2 MOSFET	40
1.3.3 Perdas: por condução e por comutação	41
1.4 Inversor	44
1.4.1 Inversor Ressonante	46
1.4 Circuito RLC	47
2 Desenvolvimento	49
2.1 Inversor de referência	49
2.2 Proposta	50
2.3 Análise Qualitativa	50
	14

2.3.1	Etapa 1	51
2.3.2	Etapa 2	53
2.3.3	Etapa 3	55
2.3.4	Etapa 4	56
2.4	Análise Quantitativa	57
2.4.1	Etapa 1	58
2.4.2	Etapa 2	58
2.4.3	Etapa 3	59
2.4.4	Etapa 4	59
2.5	Temporização	59
2.6	Plano de Fase	61
2.7	Cálculo térmico	62
3	Resultados e Discussões	64
4	CONCLUSÃO	73
	REFERÊNCIAS	74
	APÊNDICE C – CÁLCULO TÉRMICO	79
	APÊNDICE D – VÍDEO DE FUNCIONAMENTO	81
	ANEXO A – TABELA DE LAPLACE	82
	ANEXO B – ELEMENTOS DO MODELO DE BUTTERWORTH	83

1 Introdução Teórica

O transporte de matéria é essencial nos processos produtivos e para algumas áreas. Onde se exige a manipulação delicada não são todos os métodos que são adequados. Assim, para melhor desempenhar essa função, a levitação vem para preencher essa lacuna na logística de objetos sensíveis, os quais podem ser de pequenos tecidos vivos às ferramentas em ambiente de baixa gravidade. E uma alternativa também é a levitação eletromagnética que depende da característica ferromagnética dos materiais levitados e sua interação elétrica, que corresponde em alguns casos a um problema.

A levitação tornou-se possível dentro da acústica com o uso de ondas estacionárias onde existe a sobreposição de ondas, seja ela emitida por múltiplas fontes ou pela reflexão de uma fonte com uso de um anteparo. Permitindo a formação de regiões de alta e baixa pressão sucessivas, as quais proporcionam nesta uma região para a suspensão de matéria devido a região de alta pressão inferior. Sendo comentado ainda um fenômeno físico capaz de destacar esse comportamento acústico visualmente, o efeito Schlieren.

Neste trabalho, foi utilizado um transdutor acústico, utilizado em limpeza ultrassônica, e uma fonte comercial para acionamento do transdutor, denominada inversor. Destaca-se que o projeto conta com a modificação do modo de operação dessa fonte, conferindo assim uma melhoria do projeto comercial. Isso tendo em vista uma análise de mercado que pudesse apresentar vantagens em sua confecção e implementação.

Esse inversor está inserido na proposta de apresentar conceitos importantes na área de eletrônica de potência: conversores, inversores, elementos elétricos, dispositivos de potência e suas características estáticas e dinâmicas, convergindo na análise interativa desses elementos, fazendo uso de metodologia científica no desenvolvimento de um projeto acadêmico com viés comercial. Ademais, o projeto conta com o rigor acadêmico necessário, contando com o estado da arte: desenvolvimento matemático, simulação matemática, simulação do circuito, prototipagem, confecção e validação.

Além da abordagem metodológica, conceitos importantes para o desenvolvimento do projeto incluem os de: comutação em tensão e corrente nulas,

uso de ressonância para a geração de formas de onda, reatâncias parasitas como parte dos elementos ressonantes do circuito, consideração dos elementos parasitas no controle de chaves ativas, uso de microcontroladores no comando das topologias de acionamento de máquinas, modelagem do controle preciso de etapas transitórias do circuito e associação de conversores em cascata.

Como motivador para a elaboração desse projeto foi proposto a levitação de gotículas com a alusão a uma hipotética aplicação em impressoras de alto desempenho, tendo em vista que a tecnologia atual que faz uso de termistores para alterar a viscosidade da tinta. O que em longos ciclos de trabalho pode comprometer o correto funcionamento do equipamento, exigindo uma parada no processo produtivo. A levitação acústica, portanto, permitiria a manipulação da tinta em sua viscosidade adequada para impressão sem o uso de temperaturas elevadas, garantindo maiores ciclos ininterruptos de trabalho com manutenções menos frequentes.

1.1 Ondas

Existem diversos tipos de energia na natureza, as quais podem ser classificadas como potencial ou cinética. Nesta ótica, a potencial é a energia armazenada através de sua posição num campo de força (seja ele gravitacional, elétrico ou magnético) e a cinética é a energia do movimento. Outra classificação para a definição de energia pode ser definida com a combinação dessas duas, principalmente, como: mecânica, elétrica, magnética, gravitacional, química, ionizante, nuclear, cromodinâmica e elástica. Onde, por exemplo, energia térmica é compreendida como o grau de agitação das partículas em forma de calor, a química é a energia gerada por meio do resultado de reações entre substâncias e a acústica é a propagação por meio do movimento, energia cinética, de uma onda em um meio contendo fluido gasoso.

Por serem visíveis à olho nu, as ondas são mais facilmente compreendidas quando vistas em líquidos, como nas ondas do mar ou quando cai um objeto sobre a água gerando uma série de oscilações concêntricas, que partem do mesmo ponto e se espalham, radialmente, igualmente por todas as direções. Nesse último caso, quando a pedra cai sobre a superfície parada da água, gera uma deformação em sua disposição, provocando uma sequência de oscilações. Essas oscilações se propagam

para todas as direções com sucessivas cristas e vales, elevações e depressões em relação à altura original da água.

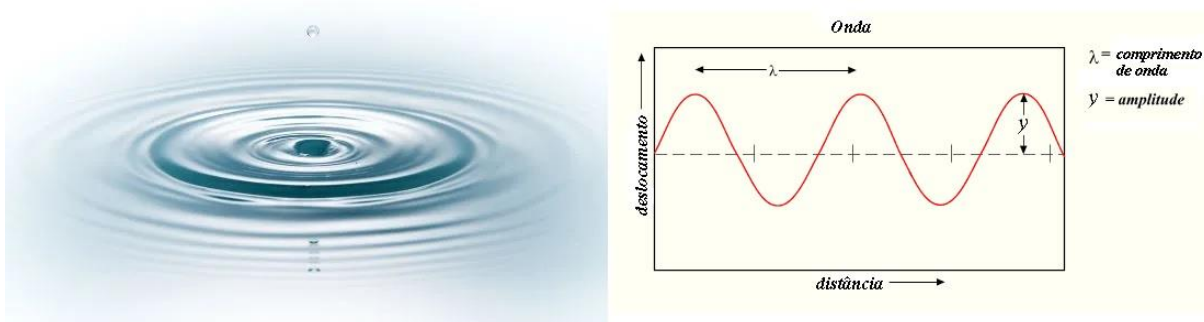
“Num sentido muito amplo, uma onda é qualquer efeito (perturbação) que se transmite de um ponto a outro de um meio. Em geral, fala-se de onda quando a transmissão do efeito entre dois pontos distantes ocorre sem que haja transporte direto de matéria de um desses pontos ao outro.”

(H. Moysés, 2014, Curso de Física Básica, vol. 2: Fluidos Oscilações Calor e Ondas. pg. 98).

Esse comportamento é característico, sendo definida a distância entre duas posições idênticas em ondas sucessivas, tal como duas cristas ou duas depressões, como o comprimento de onda, definido como a diferença entre a altura máxima e a origem, ou altura mínima e a origem como sendo a amplitude dessa onda, *Figura 1*. Além da velocidade de sua propagação dependente das características do meio, que pode ser formalizada pela equação (1).

$$v = \lambda \cdot f \quad (1)$$

Figura 1: Onda concêntrica à esquerda. Características das ondas à direita



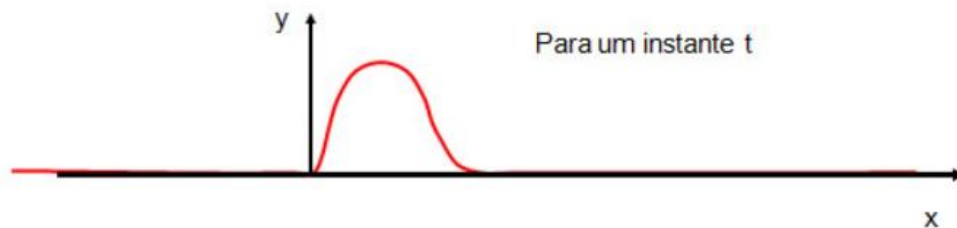
Fonte: Adaptado de página da internet¹.

As ondas podem ser definidas pelo sentido de sua propagação, no caso supracitado trata-se de uma onda acústica com propagação radial, propagando-se por todas as direções partindo de um ponto concêntrico, com fase e velocidades iguais. No entanto, o caso mais simples que pode ser abordado e que melhor representa esse caso de estudo são as ondas progressivas, ou caminhanes.

Portanto, vendo uma onda propagando-se em uma corda, pode-se concluir a respeito desse comportamento e assim fazer generalizações, como na equação (2), definida como sentido de propagação para direita.

$$y(x, t) = f(x - v \times t) \quad (2)$$

Figura 2: Propagação de onda, instante t.



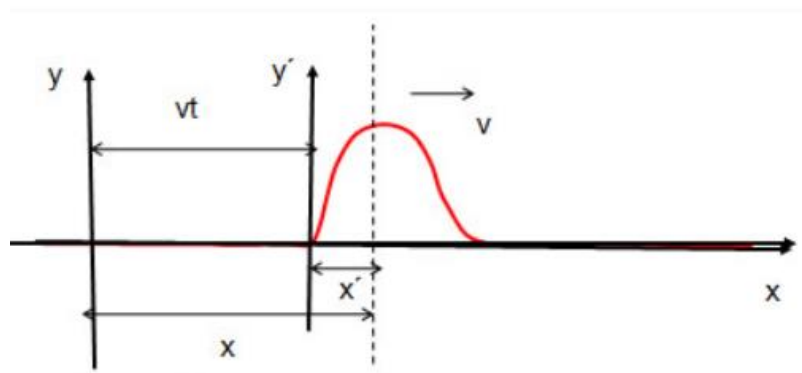
Fonte: (SILVA, 2013).

Como pode ser visto na Figura 2 a onda com seu centro na origem do sistema, sendo que y representa a amplitude e x o respectivo eixo de propagação. E assim definirmos uma equação (2) para seu deslocamento, da maneira mais simplificada.

$$x = v \times t + x_0 \quad (3)$$

Se em um dado instante, redefine-se a origem O, definida como a origem do sistema de coordenadas $x'y'$, pode-se simplificar o problema reduzindo sua dependência espacial-temporal a apenas espacial, como pode ser visto na Figura 3. E assim obter a equação (4).

Figura 3: Propagação de onda, instante t' .



Fonte: Material UFSC, Ondas Mecânicas.

$$y'(x, 0) = f(x' - v \times t) \quad (4)$$

Da mesma maneira, definir uma propagação desse tipo de onda para esquerda, apenas definindo $v \rightarrow -v$, o que é notado na equação (5).

$$y(x, t) = g(x + v \times t) \quad (5)$$

E então, chega-se ao caso de estudo, onde tem-se uma onda incidente e uma onda refletida coexistindo, sendo expressa como a equação (6).

$$y(x, t) = f(x - v \times t) + g(x + v \times t) \quad (6)$$

Uma particularidade importante a ser levada a consideração sobre ondas harmônicas, assim chamadas por corresponderem a uma oscilação harmônica simples em um dado ponto x , relaciona-se à definição do movimento oscilatório que ocorre quando a aceleração e a força resultante são proporcionais e opostas ao deslocamento. (TIPLER e MOSCA, 2009). Seu perfil é uma onda senoidal, da mesma forma da equação (7).

$$y(x, t) = A \cos(kx' + \delta) = A \cos(k[x - vt] + \delta) \quad (7)$$

Tal que,

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \quad (8)$$

Substituindo na equação anterior, tem-se

$$y(x, t) = A \cos(kx - \omega t + \delta) \quad (9)$$

1.1.2 Ondas Acústicas

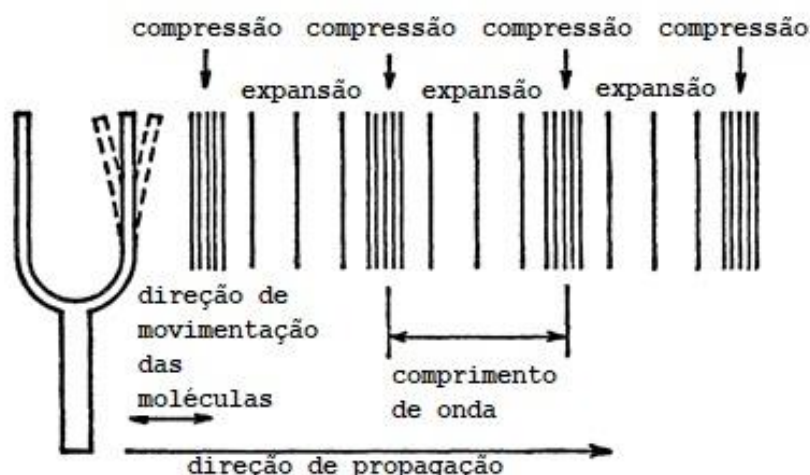
O som é uma onda acústica com características específicas, pois se trata da relação do homem com esse fenômeno físico. Ou seja, a capacidade humana de ouvir e gerar sons que ficam dentro dos 20 Hz e 20kHz. Sendo definida sua propagação em meio material: em gases (principalmente o ar), líquidos e sólidos.

Ondas sonoras são ondas longitudinais, ou seja, vibram perpendicularmente em relação ao seu sentido de propagação, constituindo-se uma sequência de compressões e rarefações; entenda como uma menor concentração de partículas no mesmo volume vibracional. De maneira mais ilustrativa, considera-se um diapásão,

uma espécie de um garfo que gera uma vibração específica ao ser estimulado, antigamente utilizado para a afinação de instrumentos musicais antes do advento de afinadores eletrônicos. A superfície do diapasão desloca o ar comprimindo a região à frente. Quando recua, gera uma rarefação e a posterior compressão desloca essas regiões. Sendo a compressão a portadora de energia acústica. Portanto, quanto mais o ar é comprimido, mais energia é armazenada e maior será sua expansão.

Pode ser notado, no exemplo, a formação de um padrão, sendo definido, portanto, um comprimento de onda entre duas compressões, que coincide com a mesma análise.

Figura 4: Compressões e expansões do ar provocado por um diapasão.



Fonte: Adaptado de (ASIMOV, 1966).

Embora o som seja mais notado no cotidiano através do ar, também está presente sua condução em meios sólidos, porém numa velocidade muito maior: como quando um trem se desloca, sua vibração pode ser percebida à distância ao se tocar os trilhos. Necessariamente, a condução do som precisa de um meio material para sua condução, o que inclusive gerou grande polêmica no meio cinematográfico no filme Star Wars- Uma Nova Esperança (1977) quando podiam ser ouvidos os tiros de armas laser no vácuo do espaço. Isso seria tecnicamente impossível, mas não traria qualquer emoção as cenas de batalha se fosse seguida toda coerência científica.

1.1.3 Ondas Acústicas Estacionárias

A partir da colocação de um anteparo em frente à fonte geradora obtém-se uma reflexão e desse modo a sobreposição de ondas em sentidos opostos, a mesma

maneira que foi utilizada para criar uma onda acústica estacionária nesse trabalho. Nesse caso particular ainda, com mesma amplitude, frequência e fase constante igual à zero, ou seja:

$$y_1(x, t) = A \cos(kx - \omega t) \quad (10)$$

$$y_2(x, t) = A \cos(kx + \omega t) \quad (11)$$

Portanto, sua composição linear é expressa na equação(12).

$$y(x, t) = y_1 + y_2 = A[\cos(kx - \omega t) + \cos(kx + \omega t)] = 2A \cos(kx) \cos(\omega t) \quad (12)$$

Como pode ser visto, o resultado é o produto de uma função cossenoidal espacial e outra temporal, assim não há propagação dessa onda, caracterizando-a como uma onda estacionária, o que imprime uma forma de onda constante com amplitude dobrada em seus pontos de máximo, conforme demonstrado em (MOYSÉS, 2013).

Figura 4: Onda estacionária



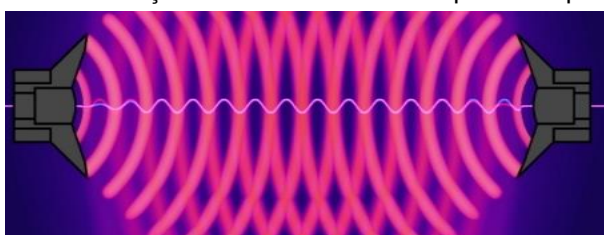
Fonte: Adaptado de vídeo do Youtube¹.

Esse padrão formado possui regiões de amplitude nula chamados de nodos, N, e os pontos intermediários entre dois nós é chamado de ventre, os pontos de amplitude máxima. No dia a dia, esse fenômeno está presente em instrumentos de sopro, tal como a flauta doce. Um tudo com um bocal emissor de ondas sonoras e vários furos ao longo do comprimento. Para reproduzir diferentes notas musicais, entende-se como diferentes frequências, são tampadas diferentes combinações desses furos e como consequência a onda resultante altera a frequência da fonte. Isso pois, nesse caso, um tubo com uma extremidade aberta e outra fechada, se comporta

¹< https://www.youtube.com/watch?v=OK8zs-KSitc&ab_channel=SmarterEveryDay> . Acessado em: 01/12/2021.

como uma onda em uma corda com uma das extremidades fixas. Na extremidade fixa, a corda tem deslocamento nulo e na aberta há a movimentação livre. Isso permite, nos furos abertos, definir os nós dentro do tubo, alterando o harmônico da frequência da fonte, apenas em múltiplos ímpares. Possível apenas em tubos com diâmetros muito menores que o comprimento de onda acústico. Apenas a título de exemplo, a nota dó central é definida pela frequência de 261,63 Hz com comprimento de onda de 131,87 cm, muito maior que o de uma flauta que possui apenas alguns centímetros de diâmetro.

Figura 5: Formação de onda estacionária por sobreposição de ondas.

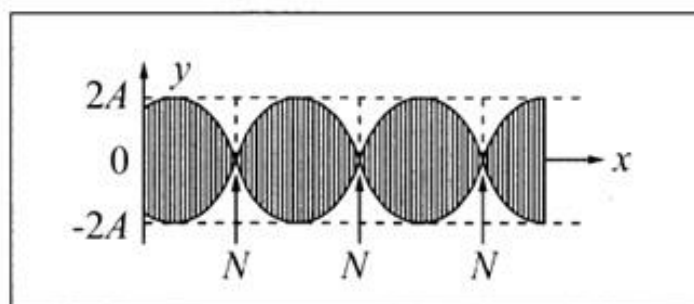


Fonte: Adaptado de vídeo do Youtube¹.

Fica claro que existem diversas maneiras de se gerar ondas acústicas estacionárias e que é um fenômeno físico que não está distante da realidade de qualquer pessoa. Inicialmente foi colocada a necessidade de um anteparo para a reflexão de uma onda, para assim coexistirem ondas na mesma direção e em sentidos opostos e que interagissem entre si através de suas sobreposições. O que na prática seria a mesma coisa que duas fontes acústicas viradas uma para a outra e que através da imagem observada na Figura 5 melhor elucida a interação dessas ondas e a formação de uma onda resultante estacionária.

Na levitação, as esferas de isopor serão colocadas nas regiões N indicadas na Figura 6, sustentada pela região de alta pressão imediatamente inferior.

Figura 6: Aspecto visual de onda estacionária

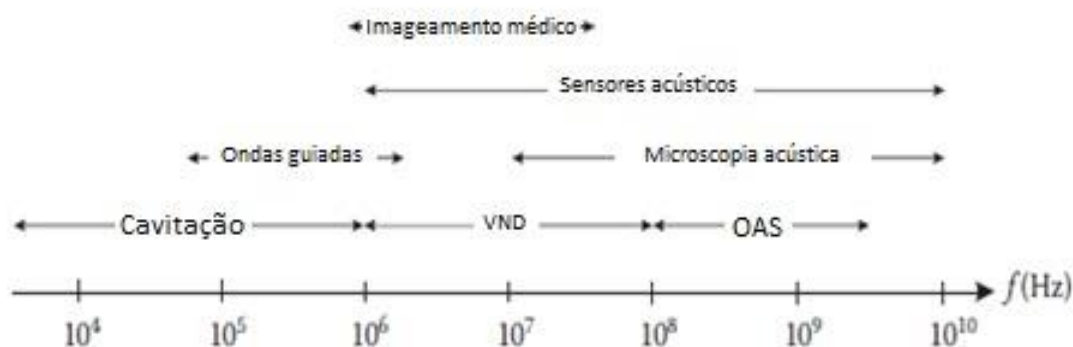


Fonte: (ASIMOV, 1966) ¹.

1.1.4 Ultrassom

A radiação ultrassônica é definida na faixa de frequência acima dos 20 kHz até o 1 GHz com a maioria das aplicações indo até 100 MHz, assim como o ultravioleta para as ondas eletromagnéticas; são ondas que estão acima do que se poderia chamar de “banda humana”. No caso do som, o ultrassom se caracteriza por vibrações acima do que o homo sapiens é capaz de ouvir, mas que não necessariamente é verdade para todos os animais, tal como o morcego que faz uso do ultrassom no seu processo de consciência espacial por uma técnica chamada de ecolocalização. Isso se dá pelo fato de possuírem comportamento noturno, conseqüentemente a visão tornou-se um sentido de menor importância no processo evolutivo, diferentemente da audição. Aproveitando-se desse conhecimento observado nos animais, o homo sapiens fez uso para o desenvolvimento do sonar, que consiste na vocalização de ruídos de alta frequência para se utilizar do eco e reflexão do som no ambiente para se identificar espacialmente o ambiente, permitindo uma melhor capacidade de traçar trajetórias livres de obstáculos.

Figura 7: Aplicações comuns do ultrassom.



Fonte: Adaptado de. (DAVID e CHEEKE, 2012).

O desenvolvimento dessa tecnologia realmente começou durante a Primeira Grande Guerra Mundial no combate a submarinos. Mas que teve um marco depois do famoso afundamento do Titanic onde se descobriu a vantagem do uso de frequências acima do audível no uso de sonares conquistando um aumento bem maior no alcance dos sinais. Com o avanço dessa tecnologia, surgiram equipamentos mais modernos como os utilizados para o diagnóstico por imagem de gravidez, solda e limpeza ultrassônica, esse que inclusive terá seu transdutor utilizado e sua fonte comparada ao objeto deste projeto.

Um exemplo de uma configuração desse tipo de equipamento pode ser visto na Figura 8, à qual conta com a vista do circuito gerador e o transdutor ultrassônico acoplado a cuba de limpeza. Esse gerador produz uma onda quadrada alternada estimulando o transdutor piezoelétrico a vibrar. Essa vibração ocorre de em frequência elevada, formando bolhas no solvente presente na cuba, envolvendo um processo de cavitação. Do processo descrito acima, envolvendo o deslocamento de uma onda acústica existem subseqüentes rarefações e compressões, acontecem rápidas variações de pressão que atingem a pressão de vapor, mesmo abaixo da temperatura de ebulição dada a tamanha variação de pressão. Quando essa condição é alcançada são formadas bolhas de vapor que ao explodirem causam um processo erosivo. Na limpeza ultrassônica a cavitação é realizada de maneira controlada a fim de se realizar a limpeza em peças delicadas como joias ou lentes, onde outro processo erosivo seria muito agressivo e poderia causar riscos à superfície tornando essas peças opacas, perdendo o brilho ou a transparência.

Figura 8:Placa de alimentação e controle de módulo de limpeza ultrassônica.



Fonte: Página da internet².

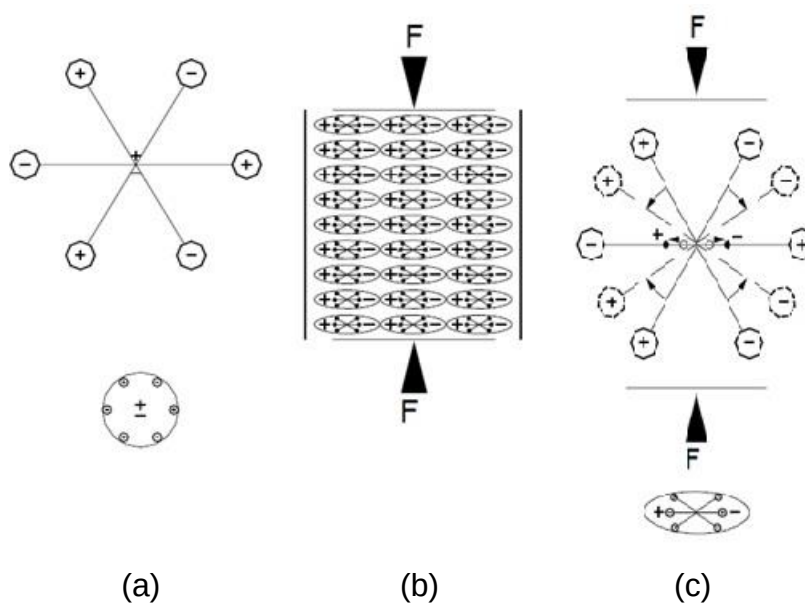
² < <https://toolboom.com/en/articles-and-video/jeken-ps-30-ultrasonic-cleaner-review/>>. Acessado: 04/12/21.

1.1.5 Transdutor Piezoelétrico

Transdutores são dispositivos que convertem um tipo de energia em outro. O termo é comumente utilizado na acústica ao se referir aos microfones, os quais convertem energia mecânica das ondas acústicas em sinais elétricos. Na palavra piezoelétrico, contém o radical *Piezo* que em grego significa pressão, resultando em um conjunto que significa eletricidade da pressão. Esse fenômeno foi observado pela primeira vez em 1880 pelos irmãos Pierre e Jacques Curie (KATZIR, 2006) observaram que várias cargas negativas e positivas apareciam na superfície de um cristal quando pressionado, respeitando um comportamento simétrico. Para se analisar esse efeito, primeiramente deve-se ter em mente o equilíbrio elétrico da estrutura posta: em repouso, esse cristal possui um arranjo de cargas tal que seu centro gravitacional de cargas é simétrico.

Porém, quando submetido a uma pressão seu retículo cristalino interno é deformado, modificando a disposição elétrica de cargas e como consequência deslocando o centro gravitacional das cargas, definindo um dipolo elétrico, Figura 9 (c). Embora internamente haja um cancelamento elétrico devido a interação entre as cargas, na superfície esse fenômeno não é notado. Portanto, se diz que este material está polarizado.

Figura 9: (a) retículo cristalino em repouso, à esquerda. (b) Compressão do retículo, ao centro. (c) Deslocamento magnético, à direita



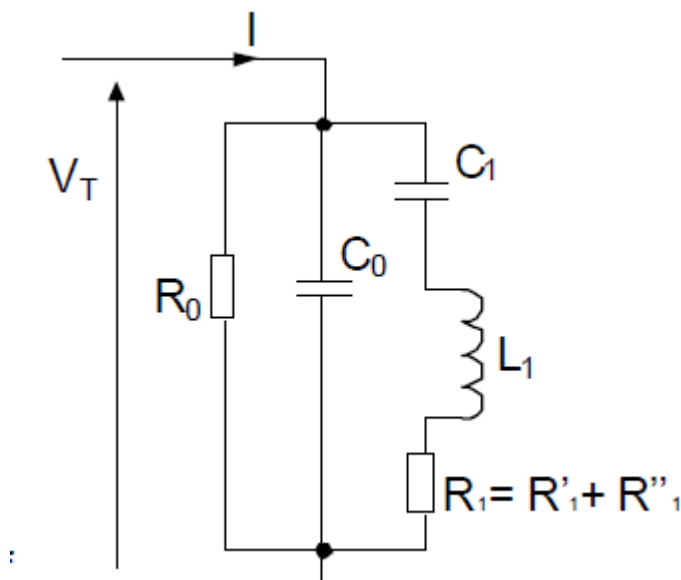
Fonte: Adaptado de (VIVES, 2008).

Essa polarização forma um campo elétrico e se conectado a uma resistência elétrica por meio de eletrodos gera uma corrente elétrica. Assim o domínio dessa tecnologia permite a conversão de energia mecânica em elétrica, chamado de efeito piezoelétrico direto. O oposto, também pode ser observado, conversão de energia elétrica em mecânica. Nesse caso, efeito piezoelétrico reverso, mas que só foi comprovado no ano seguinte pelos irmãos Curie, mesmo que teoricamente previsto anteriormente por Lippmann (UCHINO, 2010).

Se colocado um amperímetro entre os dipolos é percebido um fluxo de elétrons livres circulando do polo negativo ao positivo até que esse fluxo anule o efeito de polarização do cristal. Quando o fluxo para e a pressão a que o cristal está submetido é aliviada o fluxo de elétrons flui no sentido reverso até que se restabeleça o equilíbrio inicial.

Um típico transdutor piezoelétrico utiliza uma pastilha cerâmica com a acima descrita característica piezoelétrica em inúmeras aplicações como soldagem ultrassônica e a já citada limpeza ultrassônica. Esses materiais cerâmicos possuem um modelo elétrico equivalente chamado de modelo de Butterworth Van Dyke (P. SCHWEITZER, 2009), o qual é representado na figura 10.

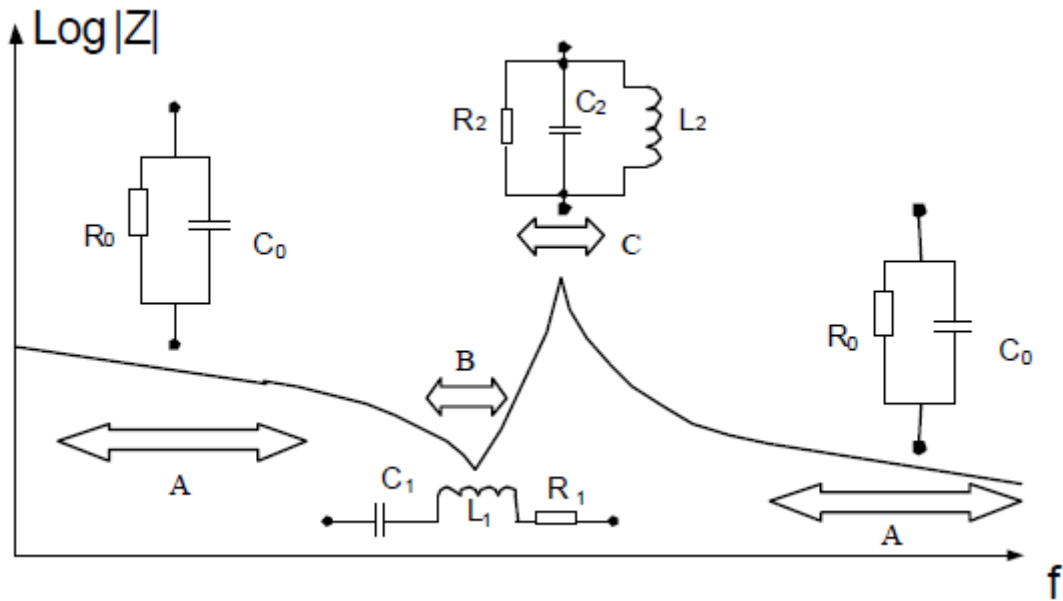
Figura 10: Modelo completo de Butterworth Van Dyke.



Fonte: P. Schweitzer et al. (2010).

Esse modelo descreve a conversão de energia elétrica em acústica e elétrica em térmica através dos elementos resistivos e as capacitâncias e indutâncias como elementos ressonantes. Os materiais cerâmicos piezoelétricos funcionam em uma larga banda de frequência e seu comportamento pode ser modelado em circuitos elétricos mais simples, dependendo da região ao qual se trabalha, como na Figura 11. O ponto de mínimo da região B é chamado de ressonância, região de menor impedância equivalente, e que será a região onde o transdutor nesse trabalho irá trabalhar. O ponto de máximo da região C é chamada de antirressonância, região de maior impedância equivalente.

Figura 11: Modelo de Butterworth por regiões de operação.



Fonte: P. Schweitzer et al. (2010).

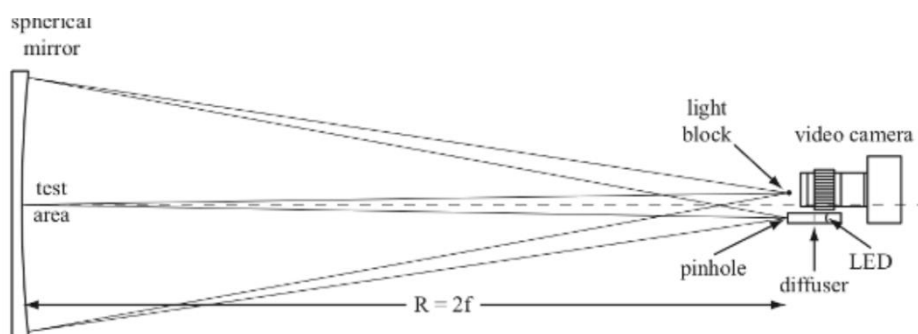
Onde a impedância equivalente do circuito pode ser escrita como:

$$Z_{modelBVD} = \frac{1}{\frac{1}{R_0} + j\omega C_0 + j\omega C_1 \times \frac{(1 - \omega^2 L_1 C_1) - j\omega(R'_1 + R''_1)C_1}{((R'_1 + R''_1)\omega C_1)^2 + (1 - \omega^2 L_1 C_1)^2}} \quad (13)$$

Efeito Schlieren

O efeito Schlieren é um fenômeno óptico que permite a visualização de distorções na densidade do ar. Consiste no uso de um espelho côncavo com grande distância focal que reflete os raios de luz de um feixe de alta luminosidade, milhares de lumens, em uma lâmina, ou um fio muito fino. A luz passa por um pequeno furo, para garantir a precisão, e um difusor, a uniformidade. Imediatamente atrás da lâmina há uma câmera que recebe outra parte desse ponto de luz de alguma fração de milímetro, que não está sendo tapada pela lâmina.

Figura 12: Esquemático do efeito Schlieren.



Fonte: Site de experimentos de Harvard³.

Essa configuração permite que qualquer mudança de densidade na região, do espaço que está próxima ao espelho, seja percebida na câmera através da difração da luz. Como o índice de refração no ar, a exemplo do que ocorre em diversos outros gases, é linearmente proporcional à sua densidade, tem-se que:

$$n - 1 = k \cdot \rho \quad (14)$$

Onde k é o coeficiente de Gladstone-Dale, o qual é praticamente constante dentro do espectro do visível. Para o ar, seu valor corresponde a $2.3 \times 10^{-4} m^3/kg$.

Sabendo que existe um gradiente de densidade, definido por pequenas variações, perpendicular ao eixo óptico, formam-se distorções angulares no ponto de luz, denotado por δ .

³ < <https://sciencedemonstrations.fas.harvard.edu/presentations/schlieren-optics> >. Acesso em: 01/12/21

$$\delta = \frac{d\rho}{dx}KL \quad (15)$$

Onde L é o tamanho da distorção na direção do eixo óptico e x a dimensão espacial.

$$\rho = \frac{M_{ar}p}{RT} \quad (16)$$

Com a equação dos gases em mãos, nota-se que a pressão é diretamente proporcional e a temperatura é inversamente proporcional à densidade, tornando a densidade do ar visível para qualquer mudança nesses parâmetros. Isso é possível graças à precisão e a grande distância focal do espelho, de centenas de milímetros.

Assim, graças a esse fenômeno físico, torna-se possível ter a projeção visual das ondas estacionárias, como pode ser visto na Figura 13. Onde as regiões claras correspondem às regiões de baixa pressão, e as escuras de alta pressão, sendo possível compreender melhor o mecanismo de levitação acústica.

Figura 13: Ondas estacionárias evidenciadas pelo efeito schilieren



Fonte: Canal experimental de Harvard no Youtube. Acesso em: 01 de dezembro de 2021.

1.2 Conversores

É extremamente importante o controle do fluxo energético, principalmente se tratando da indústria. Dentro da engenharia elétrica, uma de suas vertentes e que devido sua grande importância já se consolidou como ciência é a eletrônica de potência. Sendo responsável pelo controle de intensidade, sentido da energia elétrica para o controle adequado do fluxo de potência.

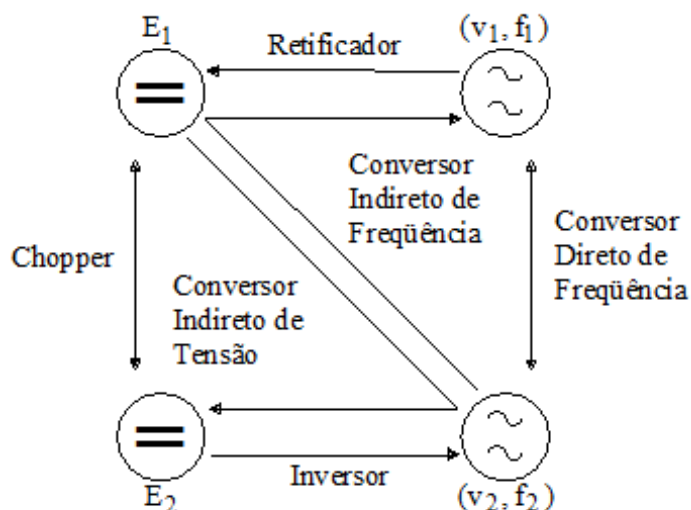
Nesse sentido, para que se tenha o controle sobre as grandezas elétricas o uso restrito de componentes passivos como resistores, indutores, capacitores e diodos não são suficientes, sendo necessários dispositivos que permitem o controle de suas características durante seu funcionamento aplicado, chamados de componentes elétricos ativos. Podem ser analogamente associados a válvulas elétricas, graduando o fluxo de elétrons que passa por eles.

O fluxo de elétrons agora pode ser expandido nas ideias de tensão, corrente, potência e impedância. A combinação dessas características de entrada e saída de um circuito define sua funcionalidade diante de um dispositivo alimentador em relação a sua carga, o objeto a ser alimentado. Esse alimentador nada mais é que um conversor, no entendimento amplo da palavra, e que pode ser definido pela forma como essa conversão elétrica é realizada em relação à sua entrada e sua saída, podendo ser direta ou indireta. A direta processa a potência sem estágios intermediários a depender dos tipos de corrente elétrica, seja ela contínua, CC, ou alternada, CA. Sendo a primeira definida pelo sentido único de fluxo de elétrons e a segunda pela mudança de sentido ao longo de um período. Assim, a direta pode ser realizada entre CA-CC, CC-CA, bem como entre si, tal como CC-CC e CA-CA.

Dito isso, fica fácil compreender um conversor indireto, pois se define pela presença de um estágio intermediário (i.e., CA-CC-CA), como pode ser visto na Figura 14, descrevendo os tipos de conversores diretos e indiretos, a depender das

características de tensão e frequência, sendo compreendido nessa representação a corrente contínua como frequência zero.

Figura 14: Tipos de conversão elétrica.

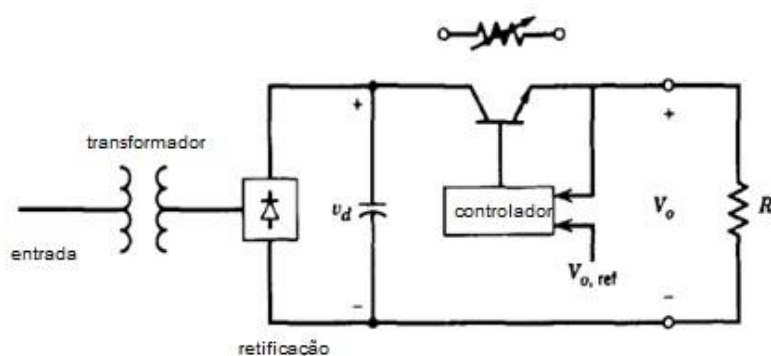


Fonte: (BARBI, 2006)

Além dessas, cada etapa de conversão pode ser descrita detalhadamente, pois tratam-se de conversores completamente diferentes. Os retificadores são conversores CA-CC com um circuito mais simples, possível a retificação a diodos ou a tiristores, em meia onda ou onda completa. São circuitos simples, embora existam alternativas mais eficientes que, apesar disso, exigem uma complexidade bem maior. Esses circuitos são muito utilizados também na elaboração de conversores indiretos tendo a retificação como etapa intermediária. Já os inversores exigem semicondutores controlados, sensores e uma lógica relativamente elaborada para gerar corrente alternada sendo empregados majoritariamente em controle de máquinas de corrente alternada e sistemas fotovoltaicos com saída alternada; conectados ou ilhados. Os conversores diretos de frequência, ou cicloconversores, utilizados em compatibilização de circuitos, tal como no chicote elétrico na aviação, todo conjunto de cabos e dispositivos alimentação e dados. E, por fim, os circuitos *chopper* que são definidos principalmente em relação ao seu ganho, G , a razão da tensão de saída pela de entrada. Existem, portanto, conversores elevadores, no caso de $G > 1$; conversores abaixadores, no caso de $G < 1$; e conversores abaixadores-elevadores, que possuem regiões de operação que transitam entre ambas as características.

Esses circuitos apresentam significativa complexidade, associando o características dinâmicas e estáticas dos indutores e capacitores empregando o chaveamento cíclico de circuitos entrelaçados. Mas se os transistores podem ser associados a válvulas que controlam o fluxo de elétrons, como a anterior analogia à hidráulica, por que não se trata apenas da implementação de uma fonte e um transistor? Esse questionamento leva à comparação direta entre a eletrônica linear, Figura 15, e a eletrônica de potência.

Figura 15: Conversor linear.



Fonte: Adaptado de (MOHAN, 2002).

Conforme a Figura 15, tem-se: na entrada do circuito a rede elétrica em corrente alternada. Fornecida pelas empresas da cadeia produtiva de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica até a sua tomada com valores de tensão 127 V ou 220 V em 60Hz, padronizados no Brasil. Há tipicamente um transformador seja ele somente de acoplamento, ou com algum ganho, tem a função de isolamento galvânico, permitindo a interação elétrica entre as partes através de um campo magnético, mas protegendo essas partes em caso de altas derivadas de corrente. Em seguida, um circuito retificador, já comentado acima. Um filtro capacitivo de entrada, filtrando componentes de alta frequência dada sua característica de impedância associada a frequência, dada a equação (17), bem como estabelecendo um nível de tensão mínimo, impedindo que os valores de tensão cheguem a zero, armazenar energia em forma de campo elétrico. Um transistor controlado, que por muito tempo foi utilizado amplificadores operacionais para o controle de tensão. E, por fim, a carga que determina todas as características do conversor. Assim, é descrito um circuito linear simplificado.

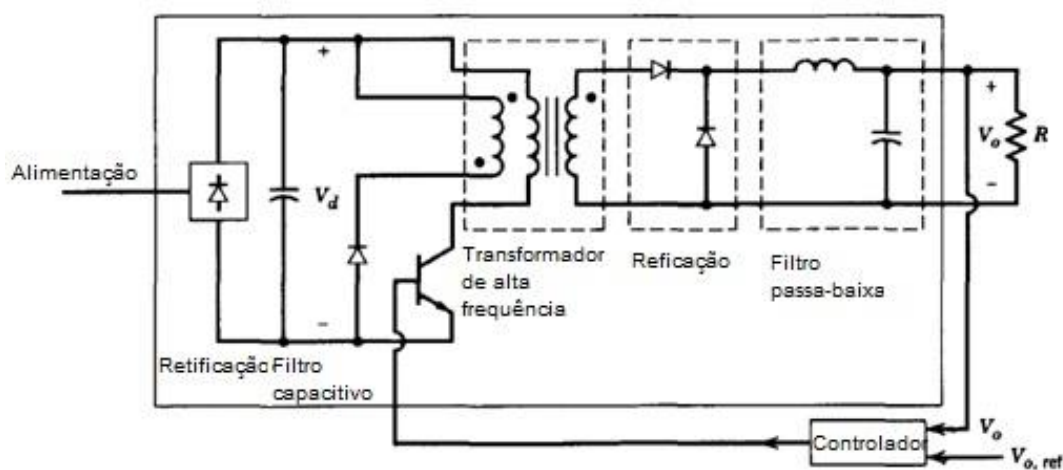
Um problema que já pode ser notado é que essa chave, TBJ, trabalha na região ativa basicamente funcionando como uma resistência variável, o que já nos leva a

uma baixa eficiência de processamento de potência, dado que uma resistência elétrica se trata no consumo de potência ativa. Dissipando muita da energia da conversão desse circuito em forma de calor pelo transistor. Tipicamente, esses circuitos possuem uma eficiência em torno dos 60%, conforme discutido no blog *Circuit Specialists*⁴, ou seja, perdendo 40%, quase metade da energia.

$$\vec{Z}(j\omega) = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C}) \quad (17)$$

Em contrapartida, a eletrônica de potência lida com trocas sucessivas de energia entre os elementos do circuito, principalmente entre os indutores e capacitores, manipulando o comportamento desses componentes através de suas respectivas formas de armazenamento, através dos campos magnéticos e elétricos. Essa manipulação se dá pelo controle de chaveamento de circuitos contendo esses elementos com o uso de umas chaves passivas, diodos, e ativas, transistores. Com diversas especificidades quanto à aplicação, a eletrônica de potência possui linhas específicas para controle de motores, acionamento de transistores temporizados em várias topologias de acionamento, tal qual meia ponte ou ponte completa, em alta frequência favorecendo a miniaturização dos componentes.

Figura 16: Conversor chaveado.



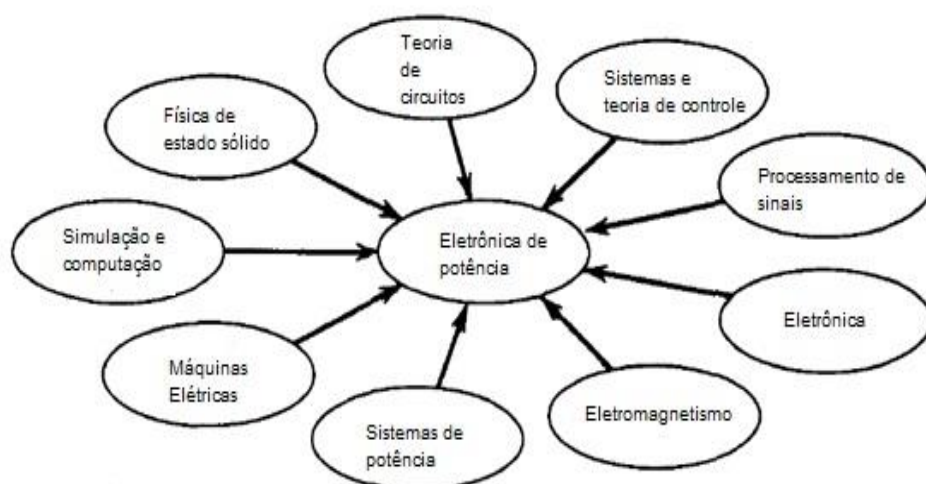
Fonte: Adaptado de (MOHAN, 2002).

⁴ < <https://www.circuitspecialists.com/blog/power-supplies-switch-mode-vs-linear/> > Acessado em: 04/12/21.

Os microcontroladores se tornaram a solução perfeita para a otimização da eletrônica analógica, apresentando um vasto conjunto de funcionalidades em um pequeno volume e pouco consumo energético, permitindo uma rápida implementação de soluções complexas. São a associação de uma unidade lógica e aritmética, ULA, responsável pelas operações matemáticas, uma unidade de memória e periféricos, responsável pelo interfaceamento do mundo real com o mundo lógico, tipicamente portas de entrada e saída de sinais elétricos conectando a ULA aos sinais de interesse a serem processados, assim como o teclado em um computador que envia o respectivo sinal ao qual será interpretado como uma letra para se redigir esse documento, por exemplo.

No caso da eletrônica de potência, são utilizados para aquisição de sinais de referência, valores de tensão de saída, temporização dos sinais de acionamento dos interruptores ativos, programação dos enlaces de controle, programação de interrupções de segurança e muito mais. Mais uma vez evidenciando a grande multidisciplinaridade exigida para a concepção dessa ciência, vide a Figura 17. Não somente devido a integração da eletrônica digital com a analógica como foi comentado, mas de todas as especificidades do processo de projeto e implementação de um dispositivo alimentador de potência: acoplamento de redes, sistemas; programação e simulação; processamento digital e analógico de sinais; eletromagnetismo, projeto de indutores, blindagem contra interferência irradiada e conduzida; física de materiais, efeitos indutivos e capacitivos parasitas, comportamentos estáticos e dinâmicos de semicondutores; e muito mais.

Figura 17: Multidisciplinaridade da eletrônica de potência.



Fonte: Adaptado de (MOHAN, 2002).

Todas essas áreas do conhecimento vêm da necessidade de maximizar as características desejadas em cada projeto. O que se reflete desde a escolha dos tipos dos elementos disponíveis, como pode ser visto na Tabela 1. Um diodo de baixa velocidade de comutação e alta capacidade de condução de corrente pode ser preferível em determinada aplicação do que outra de alta velocidade e baixa condução de corrente. Isso se dá por diversos fatores.

Ou mesmo, qual será o transistor a ser utilizado? Qual é a faixa de potência a ser processada? Qual a faixa de frequência de chaveamento? Essas escolhas se refletirão em todas seguintes. Qual semicondutor é utilizado? Silício, Dióxido de Silício, Carbetto de Silício ou Germânio. É adequada a dissipação de calor do encapsulamento? não? Precisa de um dissipador ou ventilação forçada? A litografia desses componentes, que nada mais é que a disposição dos semicondutores dopados e dielétricos, acompanham vantagens e desvantagens intrínsecas que devem ser levadas em consideração as exigências de projeto estabelecidas pelo problema a ser resolvido. Essas diferenças refletem em faixas de operação muito distintas e que podem ser visualizadas na Tabela 1.

Tabela 1: Características de dispositivos de potência.

	Dispositivos					
	Diodo Potência	BPT	MOSFET	IGBT	SCR	GTO
Característica de Ataque	---	Em corrente	Em tensão	Em tensão	Em corrente	Em corrente
Potência envolvida no comando	---	Média para Elevada	Muito Baixa	Muito Baixa	Média para Elevada	Elevada
Complexidade do Circuito de Comando	---	Elevada	Muito Baixa	Muito Baixa	Baixa	Elevada
Densidade de Corrente	Média para Elevada	Média	Elevada para Baixa	Elevada	Elevada	Média para Elevada
Máxima Tensão Suportável	Média	Média	Média para Baixa	Média para Elevada	Elevada	Elevada
Frequência de Operação	Média para Elevada	Baixa para Média	Elevada	Média para Baixa	Baixa	Baixa
Perdas nas comutações (circuitos convencionais)	Baixa para Média	Média para Elevada	Muito Baixa	Média para Elevada	Elevada	Elevada
Dificuldade de Paralelismo	Muito Baixa	Média para Elevada	Baixa	Baixa (coef. positivo)	Média	Média

Fonte: (CANESIN, 2012).

Os semicondutores são elementos geralmente em estrutura cristalina com condutibilidade elétrica intermediária entre os condutores e os isolantes. Também se

mostram particularmente sensíveis a temperatura e um estado elétrico, o que o faz interessante no uso da eletrônica. Pois controlando o desequilíbrio eletrônico da estrutura por consequência se controla a condutividade desse material. Para que seja possível esse controle é utilizado a técnica de dopagem, uma técnica de adição de impurezas para lhe conferir novas características condutivas. Dentro de um cristal não dopado a sua concentração comum de impurezas não é maior que 1 ppb, ou partes por bilhão de átomos, o que pode ser definido como um semiconductor intrínseco. Porém quando realiza um acréscimo de impurezas em uma concentração 1000 vezes maior sem que interfira na estabilidade da estrutura do cristal é dito que esse material foi dopado. Essas impurezas na eletrônica são principalmente o carbono, o silício e o germânio pois favorecem a formação de estruturas reticuladas, ou cristalinas, pois todos esses possuem quatro elétrons na camada de valência, podendo ser de dois tipos: tipo N e P. No tipo N, podendo ser o Fósforo, o Arsênio, Antimônio, Bismuto e Lítio. Por exemplo: na adição de fósforo ou arsênio ao silício ambos possuem cinco elétrons na camada de valência, ocorrendo ligações covalentes entre quatro elétrons e deixando um deles livre, que ganha movimento e gera corrente elétrica. O nome N provém da negatividade gerada da carga negativa existente. Já no tipo P, podem ser boro, alumínio, gálio e índio. Por exemplo: na adição de boro ou gálio ao silício ambos possuem três elétrons na camada de valência. Quando são adicionados ao silício criam lacunas, que conduzem corrente e a ausência de um elétron cria uma carga positiva (por isso o nome P).

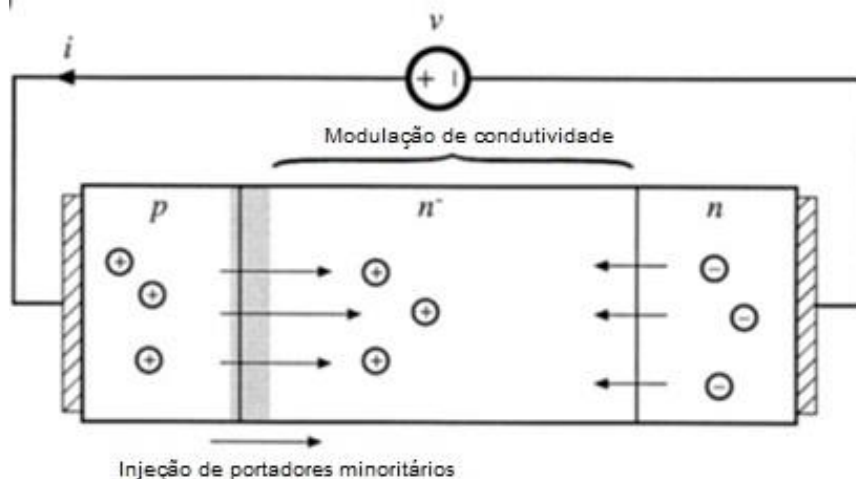
1.3 Interruptores de Potência

1.3.1 Diodo

No caso do diodo é o semiconductor que é o componente mais simples e possibilita que a corrente flua apenas em uma direção devido à junção PN, que quando o positivo de uma fonte de corrente contínua o lado positivo é conectado ao anodo (P) e o polo negativo ao catodo (N) é dito que está diretamente polarizado. Os elétrons livres são cedidos à zona N e os elétrons da camada de valência da zona P são atraídos conduzindo eletricidade. Enquanto na polarização inversa, embora não devesse haver condução de corrente pelo diodo, a temperatura produzida pela lacuna permite a condução de uma corrente inversa de saturação. Além de uma corrente

superficial no diodo. Já o transistor é formado com três camadas, ou triodo, usando combinações NPN e PNP para a formação da estrutura de controle de condução e bloqueio.

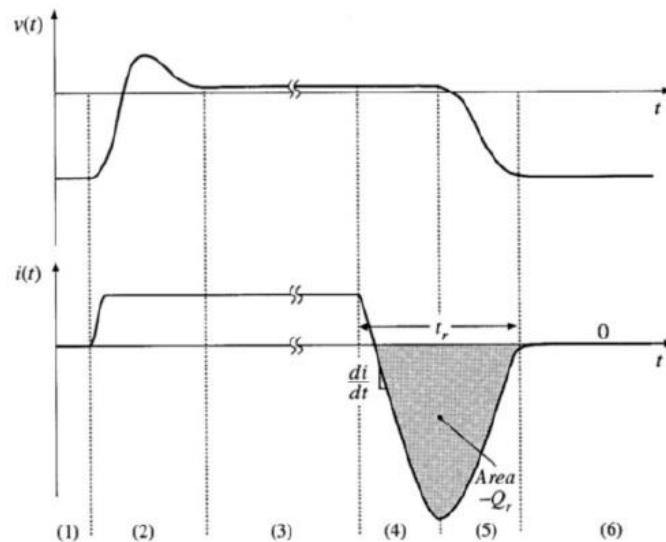
Figura 18: Modulação de condutividade de um diodo pelas camadas pn.



Fonte: Adaptado de (ERICKSON, 2001).

Como o diodo é a estrutura litográfica mais simples torna-se também mais simples fazer seu uso para elucidação do mecanismo de entrada de condução. No que é visto como a intersecção da junção p-n existe uma região de de baixa concentração de dopagem ou com uma dopagem intrínseca, denotada por n-, onde se define uma região de alta resistividade quando inversamente polarizado, concentrando praticamente toda a tensão aplicada sobre o que é chamada de região de depleção, até valores de tensão que sejam capazes de rompe-la. Porém, quando é diretamente polarizado, há a formação de lacunas permitindo a formação de uma corrente pequena através da região n-, chamada de portadora minoritária. Assim, reduz significativamente a resistividade relativa, permitindo o fluxo de corrente muito maior, do que é chamado de modulação de resistividade. Portanto, deve-se entender o comportamento ideal do diodo como uma chave fechada quando diretamente polarizado com uma tensão maior que a necessária para se vencer o dielétrico da região de depleção. É uma chave aberta quando inversamente polarizada, não existindo passagem de corrente, independentemente do valor de tensão aplicada. Esse comportamento é também chamado de característica estática do diodo, que desconsidera o período de transição de estados bem como as não-idealidades.

Contrariamente, quando esses fatores são vistos em minúcia, descreve-se o comportamento dinâmico do componente, como pode ser visto na Figura 19.



Fonte: (ERICKSON, 2001)

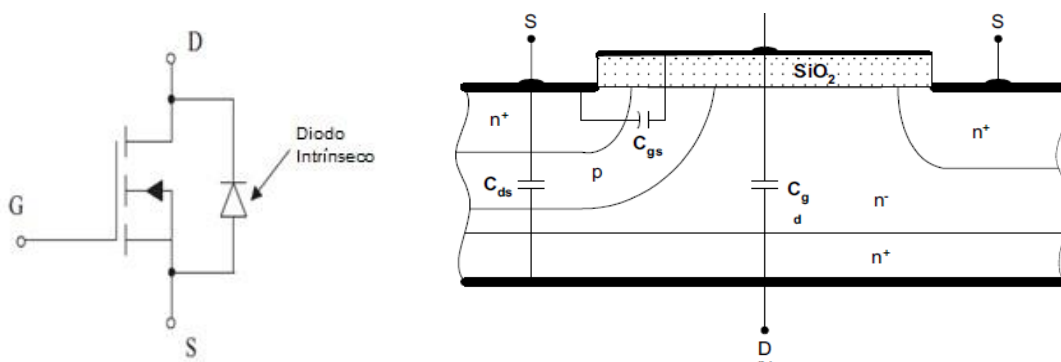
Figura 19: Comportamento dinâmico do diodo.

Iniciado com o diodo bloqueado e depois polarizando-se diretamente, a tensão sobre o diodo sobe exponencialmente com um subsequente aumento sobre o eixo positivo, referente a modulação resistiva da região de depleção e por fim sua estabilização, correspondendo a característica estática $v-i$. Nesse momento também é carregado o capacitor intrínseco do componente armazenado no portador minoritário. No entanto, para se realizar o bloqueio do dispositivo essa carga deve ser completamente extraída, não bastando zerar o valor de corrente. Para isso é descarregada a carga armazenada através de uma corrente reversa para aí sim haver o bloqueio. Sendo esse tempo de descarga um parâmetro importante nos projetos de eletrônica de potência, chamado de tempo de recuperação. Esse tempo é determinante na velocidade de bloqueio criando várias classes de diodos: schottky, muito rápidos; retificadores, lentos, mas suportam grandes correntes; e de potência gerais, em várias velocidades, tensões de bloqueio reverso, capacidade de condução de corrente em diversos encapsulamentos com diferentes capacidades de dissipar calor.

1.3.2 MOSFET

De maneira análoga acontece no MOSFET, agora com três terminais, como pode ser visto na Figura 20. O terminal da porta é isolado, quando carregado positivamente gera um canal que se forma abaixo de si entre a junção (p) - (n-) - (n) favorecendo a condução de corrente entre o dreno e a fonte em um comportamento que pode ser retratado em três regiões, chamadas de: triodo, ou região linear; e saturação, ou região ativa. Na primeira, como o próprio nome diz, os valores de corrente são controlados linearmente, variando proporcionalmente ao estímulo dado na porta, enquanto na região de saturação, o dispositivo funciona apenas como fechado e aberto.

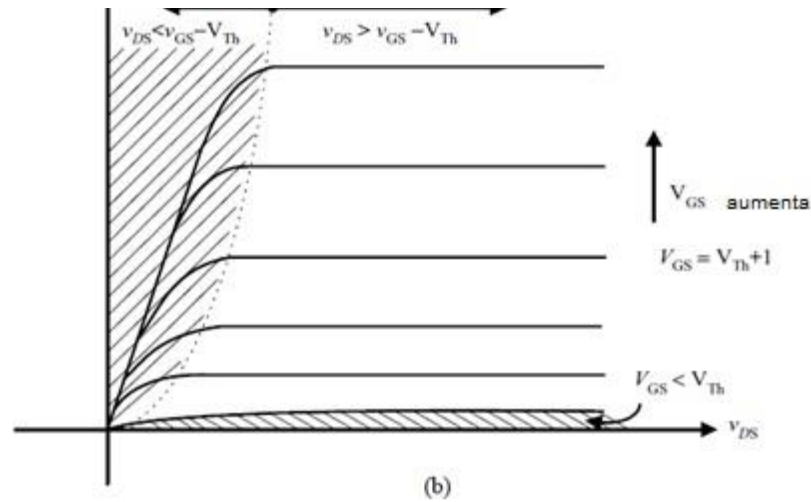
Figura 20: a) Representação elétrica do MOSFET, à esquerda. b) Regiões pn do MOSFET e capacitâncias.



Fonte: (ERICKSON, 2001)

Outro detalhe importante, devido a essa configuração de regiões pn aparece um diodo, chamado de diodo intrínseco, em antiparalelo com os terminais dreno-fonte tendo as mesmas implicações da implementação de um diodo na mesma orientação, sendo capaz de conduzir toda a corrente de um MOSFET e também tendo um tempo de recuperação reverso associado a sua carga. Essas cargas são armazenadas no que é representado por capacitores intrínsecos de um MOSFET, o termo determinante da temporização de chaveamento do dispositivo, que caracteriza o MOSFET, como visto na Figura 21, como o componente que alcança as maiores frequências de chaveamento. Sendo 3 os capacitores, um conectado entre cada par de terminais.

Figura 21: Característica estática do MOSFET.



Fonte: (ERICKSON, 2001).

1.3.3 Perdas: por condução e por comutação

Na região de triodo, o canal formado entre a fonte e o dreno se comporta como uma resistência constante proporcional com a variação de tensão e corrente dos terminais, como na equação abaixo:

$$R_{DS(on)} = \frac{\partial v_{DS}}{\partial i_D} |_{v_{GS}=Constante} \quad (18)$$

Figura 22: Modulação de condutividade do MOSFET NTB5860NL.

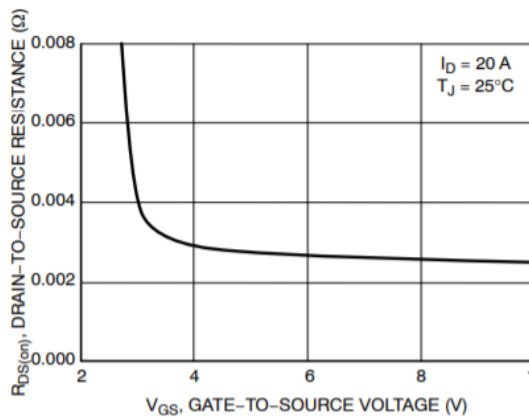


Figure 3. On-Resistance vs. Gate Voltage

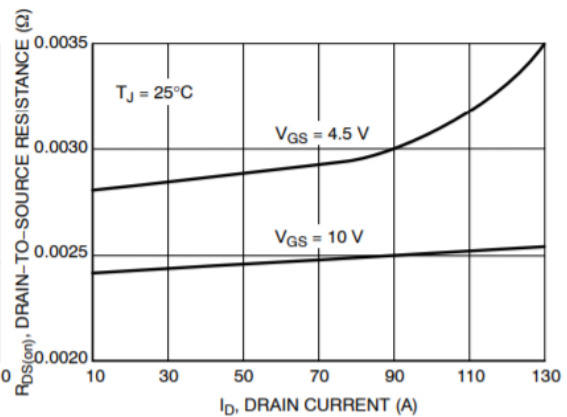


Figure 4. On-Resistance vs. Drain Current

Fonte: Datasheet do NTB5860NL da On Semiconductor®.

Sua linearidade depende do valor de tensão aplicado na porta, sendo preferível valores maiores de tensão também pelos valores menores de resistência série alcançados. Em condições controladas de temperatura.

Essa resistência é responsável pelo consumo de potência do dispositivo durante sua condução.

$$P_{on,diss} = I_D^2 R_{DS(on)} \quad (19)$$

Mas também ocorre o que é chamado de perda por comutação, que são perdas atribuídas ao comportamento prático de mudança de estado. Quando uma chave é aberta, por exemplo, existe um tempo para que toda a carga do capacitor intrínseco da porta seja drenada. Nesse intervalo, a corrente sobre os terminais do dreno e fonte não “zera” instantaneamente, bem como sua tensão também não sobe instantaneamente. A potência relativa a esse cruzamento é a perda por comutação na entrada em bloqueio. Assim como acontece de maneira semelhante durante o início à condução. A tensão sobre os terminais leva determinado tempo até chegar ao equivalente sobre a resistência série e a corrente atinge o valor nominal, perda por comutação na entrada condução, como pode ser visto na Figura 23. O termo entre aspas se deve pois mesmo em bloqueio existe a condução de uma pequena corrente, chamada de corrente de fuga. Assim a potência total perdida em um MOSFET é a soma dos elementos de condução e comutação.

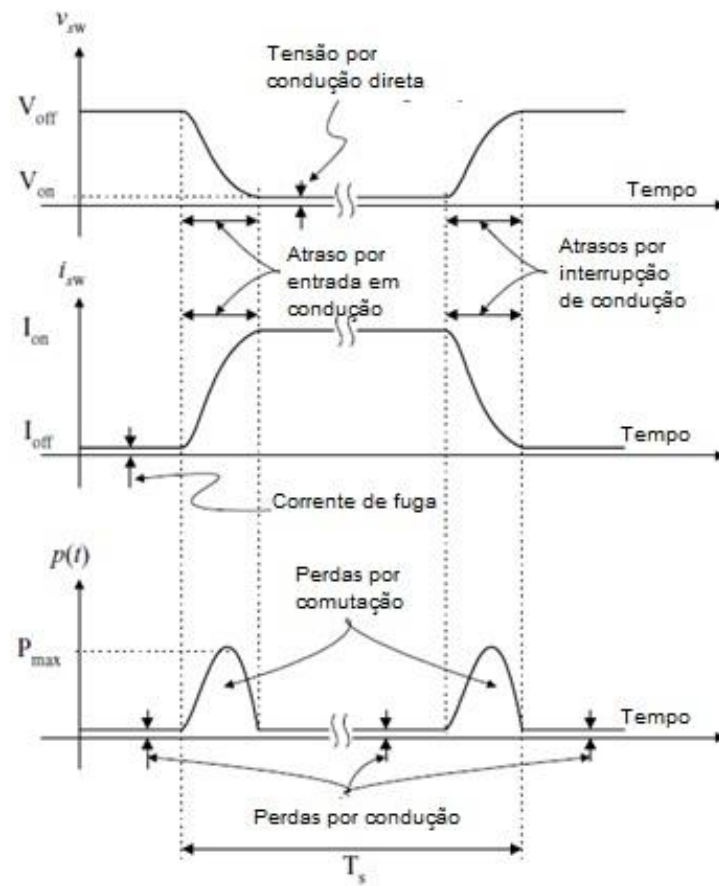
$$P_{ave} = \frac{V_{OFF} I_{ON}}{T_s} \times \left(\frac{1t_{ON} + t_{OFF}}{6} \right) + \frac{V_{ON} I_{ON}}{T_s} \times (T_s - t_{OFF} - t_{ON}) \quad (20)$$

Sendo o primeiro elemento a potência média durante a comutação e o segundo a potência média durante a condução durante um ciclo de chaveamento.

$$P_{max} = \frac{V_{off} I_{on}}{4} \quad (21)$$

Se considerar que o MOSFET leva o tempo máximo para entrada em condução e bloqueio, é considerada a potência máxima perdida na comutação, o que resulta em uma dinâmica representada pela Figura 23.

Figura 23: Características dinâmicas do MOSFET.

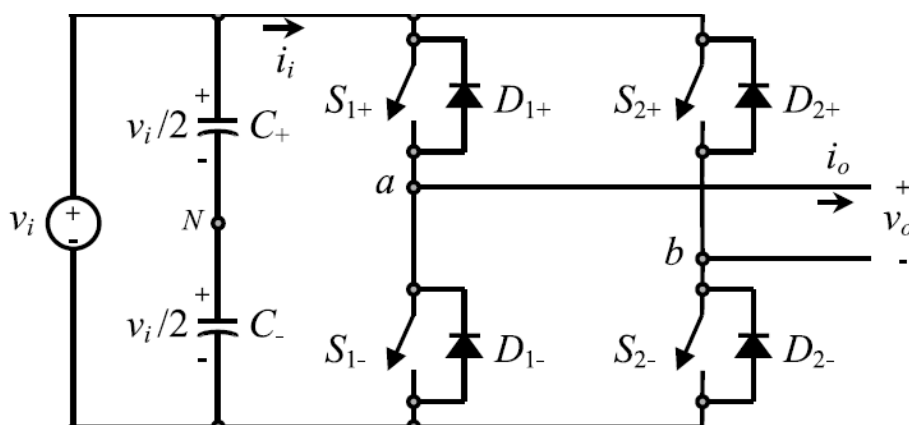


Fonte: (ERICKSON, 2001).

1.4 Inversor

Uma das aplicações comuns dos MOSFETs, retratado dentro dos tipos de conversores anteriormente, é o inversor. Da maneira mais objetiva possível, é o dispositivo que converte CC em CA. Um inversor em ponte completa pode ser visto na Figura 24. Onde pode ser visto uma fonte CC representando a entrada, um conjunto de capacitores de entrada e um arranjo de MOSFET em série dois a dois e paralelos entre si. Entre os elementos em série estão os terminais de acoplamento da carga a ser alimentada. Que através da associação do par de MOSFETs S_{1+} e S_{2-} alternado com par S_{2+} e S_{1-} alternam a polaridade da carga em relação à fonte DC. Resultando em uma corrente de saída, i_o , quadrada. Considerando que os diodos não entrem em condução.

Figura 24: Inversor em ponte completa.



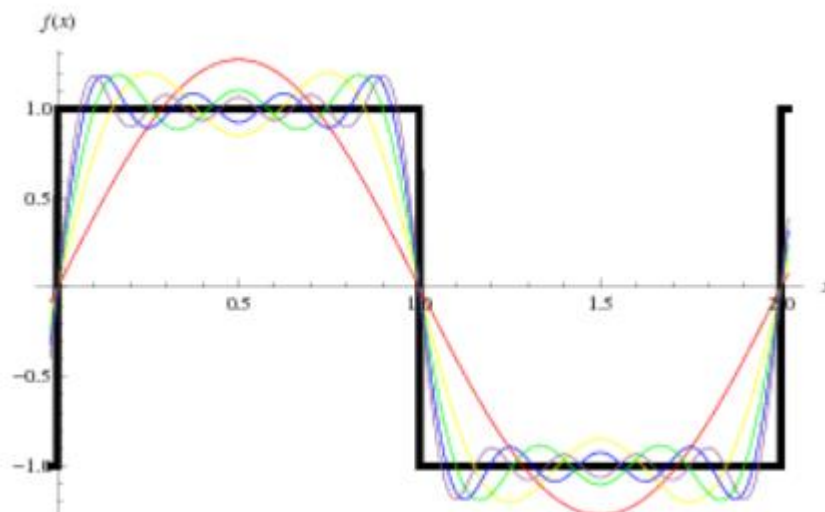
Fonte: (RASHID, 2010).

No entanto, há o interesse de se gerar correntes de saída com formas de onda mais próximas possíveis da senoidal. Isso se deve pois comumente esse tipo de circuito ter grande importância em diversas áreas da engenharia elétrica tal como geração, transmissão e distribuição de energia elétrica; sistemas fotovoltaicos; e veículos elétricos. No caso da rede elétrica a forma de onda é senoidal em 60 Hz tanto em tensão como em corrente, no Brasil, pois foi gerado a partir de um motor síncrono com essa frequência. Assim, para se representar essa onda só precisa de uma única componente da série de Fourier, chamada de fundamental. Essa série descreve que qualquer forma de onda periódica pode ser representada por um conjunto de funções seno e cosseno de diferentes pares de frequências e amplitudes.

$$T(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos\left(\frac{n\pi t}{L}\right) + b_n \sin\left(\frac{n\pi t}{L}\right) \right] \quad (22)$$

Já a onda quadrada é muito mais difícil de se representar eletricamente, pois para se representar suas descontinuidades, abruptas transições, necessita-se de infinitas componentes harmônicas para sua exata representação. Pois não existem fenômenos instantâneos na vida real. Sem contar que na prática há a ocorrência do fenômeno de Gibbs, oscilações entre transições de estado, como pode ser visto na Figura 25.

Figura 25: Onda quadrada prática e o fenômeno de Gibbs.

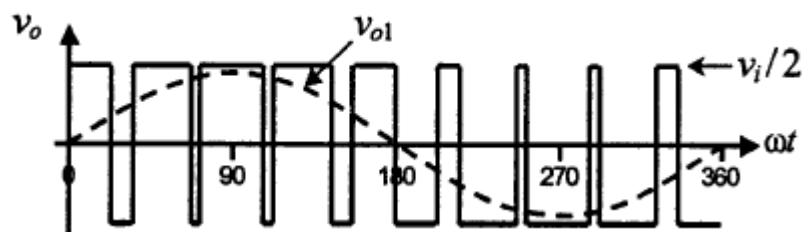


Fonte: Wolfram Alpha site⁵. Acessado em 01 dez. 2021.

Fatores esses que podem comprometer o fator de potência do conversor, ao qual determina a eficiência do conversor em transmitir potência ativa à carga. Um sistema comum de controle para esse tipo de conversor é através da modulação por largura de pulso, que controlando o tempo de condução dos MOSFETs consegue-se gerar os valores de tensão desejados. Dessa forma é criado um conjunto de formas de onda quadrada com ao qual seu valor de tensão é equivalente ao RMS da onda reconstruída. Isso implica a necessidade de se ter o maior número de ciclos de PWM dentro de um ciclo da onda a ser construída, que resulta na resolução do conversor.

O que é conseguido com uma maior frequência de chaveamento, mas também implicando em maiores perdas por comutação.

Figura 26: Geração de onda senoidal por um inversor chaveado.



Fonte: (RASHID, 2010).

1.4.1 Inversor Ressonante

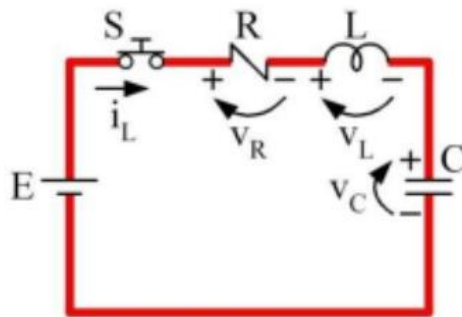
A tecnologia de conversores ressonantes vem a fim de buscar a utilização de elementos reativos, armazenadores, para o processamento de potência através de uma estimulação ressonante. Atrélada ainda por diversas características positivas a esse tipo de conversor, tal como: ao fato de que em maiores frequências para se alcançar a mesma reatância são necessários valores menores de indutância e capacitância, expressando em menores componentes e, portanto, menor o conversor, tecnicamente aumentando a densidade de potência do conversor, menores perdas por comutação e, como é um circuito sintonizado na frequência do conjunto ressonante, o tanque ressonante também funciona como um filtro, bloqueando conjuntos de frequências indesejadas.

As perdas por comutação que foram criadas com as altas frequências são diminuídas quando se garante que tenha ou tensão nula, "Zero Voltage Switching" - ZVS, ou corrente nula, "Zero Current Switching" - ZCS, durante a mudança de estado de uma chave. Essas características definem um conversor em comutação suave, antagonicamente à comutação dissipativa. E são conceitos que podem ser atribuídos aos inversores ressonantes através da modelagem temporal de cada uma de suas etapas.

1.4 Circuito RLC

Através do estudo de caso onde se analisa o comportamento de tensões e correntes de uma malha onde se encontra uma fonte de tensão constante e uma carga com os 3 elementos passivos: resistência, indutância e capacitância. Ainda é inserido uma chave que se inicia aberta, mas que quando fechada permite a circulação de corrente e, portanto, começam as dinâmicas elétricas da malha até que se estabeleça um equilíbrio, esse chamado de regime permanente. No entanto, o interesse muitas vezes no período antes do estabelecimento, chamado de regime transitório.

Figura 27: Circuito RLCE.



Fonte: (CANESIN, 2012).

Fechada a chave S, obtemos os valores de tensão da malha pela 2ª Lei de Kirchhoff:

$$V_{in} - V_L(t) - V_C(t) - V_R(t) = 0 \quad (23)$$

E levando em consideração as equações que regem os comportamentos dos elementos reativos, temos para a indutância:

$$V_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (24)$$

E para a capacitância:

$$i_C(t) = C \cdot \frac{dV_C(t)}{dt} \quad (25)$$

E resistência:

$$V_R(t) = i(t) \cdot R \quad (26)$$

E assim, substituir suas equações na equação da malha:

$$V_{in} - \frac{L \cdot di_L(t)}{dt} - V_C(t) - i_L(t) \cdot R = 0 \quad (27)$$

Como a corrente circulante na indutância é a mesma que circula em todos os componentes, substituídos nas equações derivadas:

$$i_L(t) = i_C(t) = i(t) \quad (28)$$

$$V_{in} - L \cdot \frac{d}{dt} \left(C \cdot \frac{dV_C(t)}{dt} \right) - V_C(t) - C \cdot \frac{dV_C(t)}{dt} \cdot R = 0 \quad (29)$$

$$V_{in} - L \cdot C \left(\frac{d^2 V_C(t)}{dt^2} \right) - V_C(t) - C \cdot \frac{dV_C(t)}{dt} \cdot R = 0 \quad (30)$$

Que também pode ser expresso em derivada segunda:

$$L \cdot C \cdot \left(\frac{d^2 V_C(t)}{dt^2} \right) - V_C(t) - C \cdot \frac{dV_C(t)}{dt} \cdot R = V_{in} \quad (31)$$

Passando para o domínio da frequência através da Transformada de Laplace, ao qual fica mais fácil se manipular as derivadas do que se estivessem no domínio do tempo, tal como segue:

$$L \cdot C \cdot \left(s^2 \cdot V_{C0}(s) - s \cdot V_{C0} - \frac{dV_{C0}}{dt} \right) + V_C(t) + \left(C \cdot (s \cdot V_{C(s)} - V_{C0}) \right) \cdot R = \frac{V_{in}}{s} \quad (32)$$

Distribuindo os valores entre parênteses:

$$L \cdot C \cdot s^2 \cdot V_C(s) - L \cdot C \cdot s \cdot V_{C0} - L \cdot C \cdot \frac{i_{C0}}{C} + V_C(s) + R \cdot C \cdot s \cdot V_C(s) - V_{C0} \cdot R \cdot C = \frac{V_{in}}{s} \quad (33)$$

Por fim, isolam-se os termos em função de uma variável comum, neste caso o valor de tensão do capacitor:

$$V_C(s) \cdot (L \cdot C \cdot s^2 + R \cdot C \cdot s + 1) = \frac{V_{in}}{s} + V_{C0} \cdot C \cdot (L \cdot s + R) + L \cdot i_{C0} \quad (34)$$

E que para serem simplificados podem ser manipulados em frações parciais.

$$V_C(s) = \frac{V_{in}}{s.(L.C.s^2 + R.C.s + 1)} + \frac{V_{C0}.C.(L.s + R)}{(L.C.s^2 + R.C.s + 1)} + L.\frac{i_{C0}}{(L.C.s^2 + R.C.s + 1)} \quad (35)$$

E, por fim, chegamos ao resultado através da transformada inversa de LaPlace:

$$V_C(t) = V_{in} - (V_{in} - V_{C0}).\frac{\omega_0}{\omega}.e^{-\alpha.t}.sen(\omega.t + \varphi) + \left(\frac{i_{C0}}{C}\right).\frac{1}{\omega}.e^{-\alpha.t}.sen(\omega.t) \quad (36)$$

E por ela obtivemos também a equação da corrente pela corrente do indutor:

$$i_C(t) = C.\frac{dV_C(t)}{dt} = i_L(t) \quad (37)$$

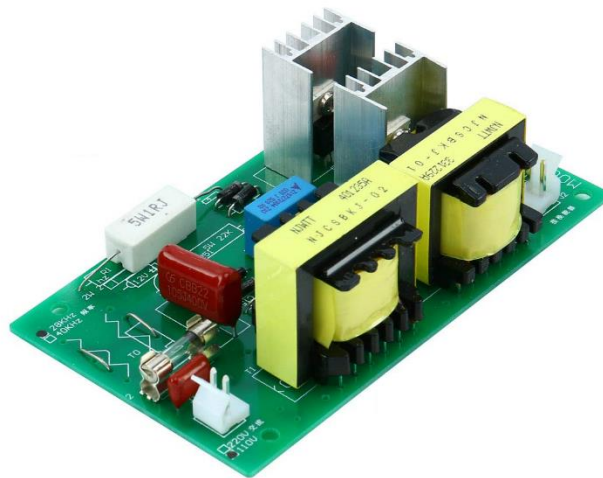
$$i_L(t) = C.\frac{d}{dt}\left(V_{in} - (V_{in} - V_{C0}).\frac{\omega_0}{\omega}.e^{-\alpha.t}.sen(\omega.t + \varphi) + \left(\frac{i_{C0}}{C}\right).\frac{1}{\omega}.e^{-\alpha.t}.sen(\omega.t)\right) \quad (38)$$

2 Desenvolvimento

2.1 Inversor de referência

O inversor de referência é um circuito de reposição para limpeza ultrassônica encontrado em abundancia pelos maiores fornecedores de dispositivos industriais chineses, conforme a Figura 28.

Figura 28: Inversor de referência



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Com entrada 110V AC e 100W, alimenta a carga com uma onda quadrada. Operando próximo, mas não precisamente, da ressonância.

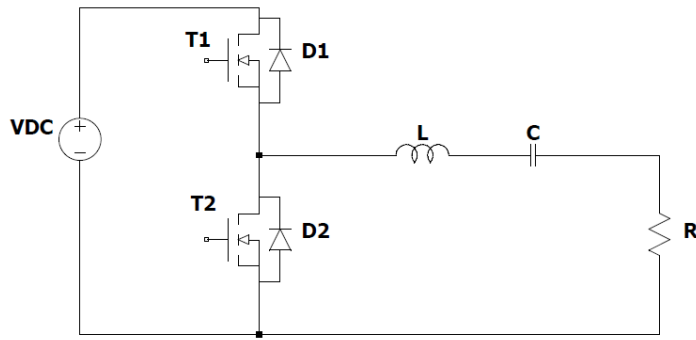
2.2 Proposta

Em virtude de propor uma alternativa ao inversor de referência, é proposto um inversor ressonante em meia ponte utilizando dois MOSFETs de potência. Como o inversor vai trabalhar em ressonância com a carga a 28 kHz foi compreendido como melhor solução usar o circuito equivalente do transdutor nesse ponto de operação como o elemento ressonante do inversor, portanto buscou-se a simplicidade.

Esse inversor será utilizado para alimentar um transdutor piezoelétrico de 100W para a levitação na configuração utilizando um anteparo.

2.3 Análise Qualitativa

Figura 29: Inversor ressonante em meia ponte com carga RLC



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Levando em consideração que apenas uma das chaves são abertas por vez, nessa topologia só existem dois circuitos equivalentes: uma com a carga em série com a fonte e a outra a carga em roda-livre.

Do primeiro, obtemos a seguinte equação pela 2ª Lei de Kirchoff:

$$V_{in} - V_L(t) - V_C(t) - V_R(t) = 0 \quad (39)$$

$$V_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (40)$$

$$i_L(t) = \frac{(V_{in} - V_{C0})}{\omega \cdot L} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + i_{L0} \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \varphi) \quad (41)$$

$$V_C(t) = V_{in} - (V_{in} - V_{C0}) \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi) + \left(\frac{i_{C0}}{C} \right) \cdot \frac{1}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (42)$$

$$\omega^2 = \omega_0^2 - \alpha^2 \quad (43)$$

$$\alpha = \frac{R}{2 \cdot L} \quad (44)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (45)$$

Definidas as equações gerais, fica a depender de cada etapa as condições iniciais. Assim, serão obtidas novas equações que regem o comportamento de tensão e corrente.

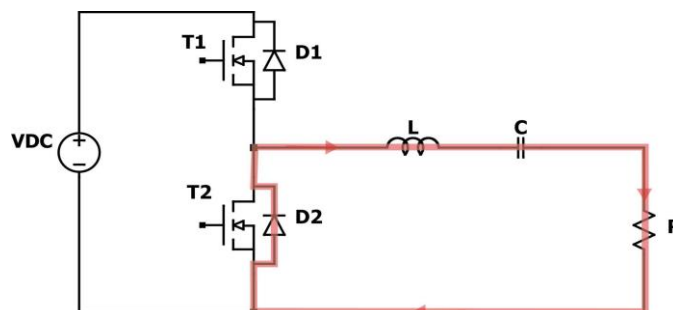
$$V_R(t) = R \cdot i_L(t) \quad (46)$$

$$V_R(t) = R \cdot \frac{(V_{in} - V_{C0})}{\omega \cdot L} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + i_{L0} \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \varphi) \quad (47)$$

Foi adotado o sentido de tensão sobre os elementos passivos, todos no sentido anti-horário.

2.3.1 Etapa 1

Figura 30: Enlace da etapa 1.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A primeira etapa foi iniciada quando a corrente circulante da etapa e malha anterior chegasse a zero. O capacitor possui energia armazenada em forma de campo elétrico e começa a descarregar. Gerando uma corrente que circula através do diodo

em antiparalelo, intrínseco do MOSFET de potência superior de maneira automática. Sabendo que se trata de um mecanismo cíclico, essa etapa ocorre de modo inverso à anterior, ou a última etapa.

Condições iniciais (C.I.):

$$V_{C1}(0) = -V_{C0} \quad (48)$$

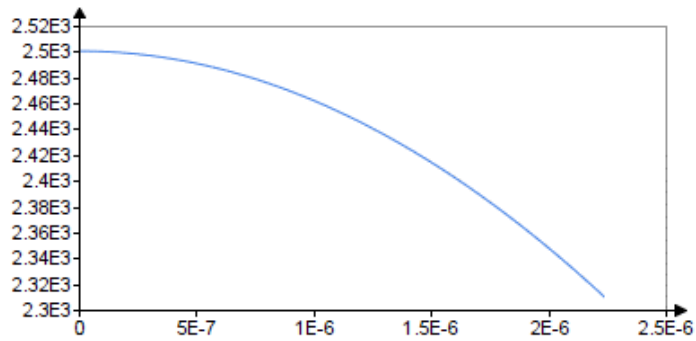
$$i_{L1}(0) = 0 \quad (49)$$

E, portanto, obtidas as equações desta etapa:

$$V_{C1}(t) = -V_{C0} \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi) \quad (50)$$

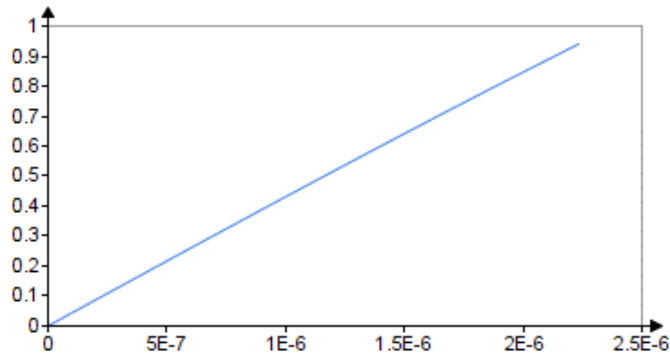
$$i_{L1}(t) = -V_{C0} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (51)$$

Figura 31: Evolução da tensão no capacitor na etapa 1.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 32: Evolução da corrente no indutor na etapa 1.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A Fim de se definir um valor de condução pequeno e que representasse o funcionamento real do circuito para o atraso em condução dos MOSFETs, pelos atrasos de comando e resposta do dispositivo, bem como pelo tempo morto estabelecido para segurança do circuito, garantindo sempre um intervalo de segurança para que não haja a condução simultânea dos MOSFETs, impedindo o curto-circuito na fonte. Foi adotado, portanto, um ângulo de condução:

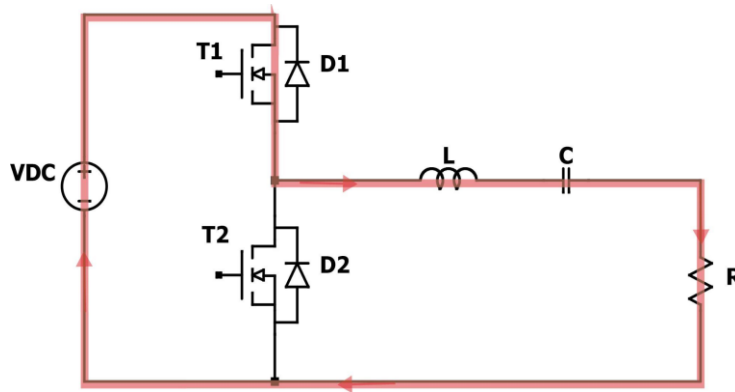
$$\alpha d_1 = \frac{\pi}{8} \quad (52)$$

Depois de definido o ângulo de comutação arbitrário, foram calculados os tempos das etapas de condução de MOSFET e readequados para que o tempo de condução das 4 etapas correspondesse ao período equivalente a frequência de 28kHz.

2.3.2 Etapa 2

Idealmente o comando de controle de condução do MOSFET superior, T1, é dado quando a corrente vai a zero, possibilitando perda zero por comutação. Ou seja, para valores próximos de zero, a perda é próxima de zero.

Figura 33: Enlace da etapa 2.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

C.I.:

$$V_{C2}(0) = -V_{C1} \quad (53)$$

$$i_{L2}(0) = i_{L1} \quad (54)$$

Entrando em condução, o indutor impede que haja um crescimento abrupto de corrente no circuito à medida que é carregado, armazenando energia em forma de campo eletromagnético. Atingida a corrente nominal no indutor, a tensão sobre ele se torna maior que a imposta pela fonte. Quando isso ocorre há a inversão de sentido da corrente. Assim, essa etapa se encerra com a corrente chegando a zero, antes dessa inversão.

Abaixo, as equações que regem a etapa aplicando as condições iniciais:

$$i_{L2}(t) = \frac{(V_{in} - V_{C1})}{\omega \cdot L} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + i_{L1} \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \varphi) \quad (56)$$

$$V_{C2}(t) = V_{in} - (V_{in} - V_{C1}) \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi) + \left(\frac{i_{C1}}{C}\right) \cdot \frac{1}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (55)$$

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 34: Evolução da tensão no capacitor na etapa 2.

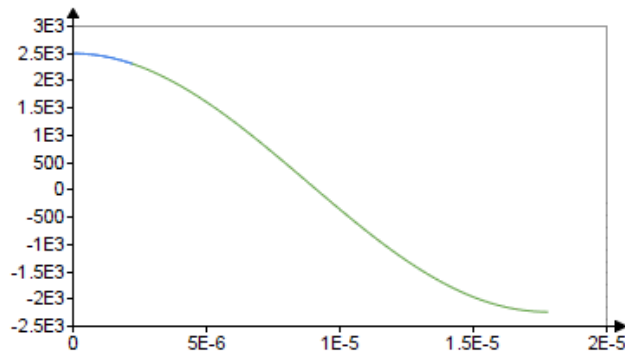
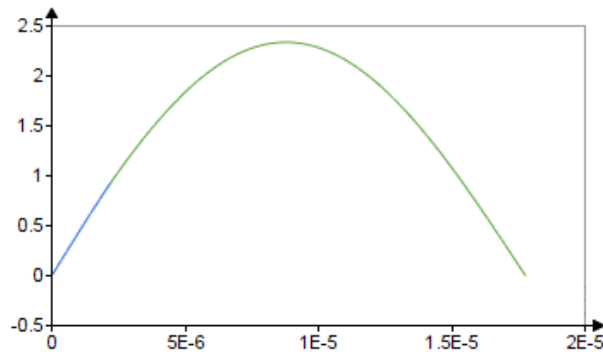
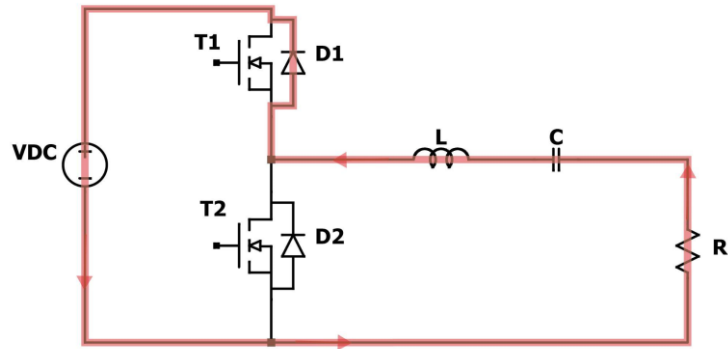


Figura 35: Evolução da corrente no indutor na etapa 2.



2.3.3 Etapa 3

Figura 36: Enlace da etapa 3.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Analogamente à etapa 1, o diodo em antiparalelo entra em condução, permitindo que haja a circulação de corrente no sentido oposto ao da etapa anterior e dentro do mesmo ângulo de condução que o convencionado na primeira etapa. Da mesma forma, essa corrente é fruto da descarga do capacitor.

C.I.:

$$V_{C4}(0) = V_{C3} \quad (57)$$

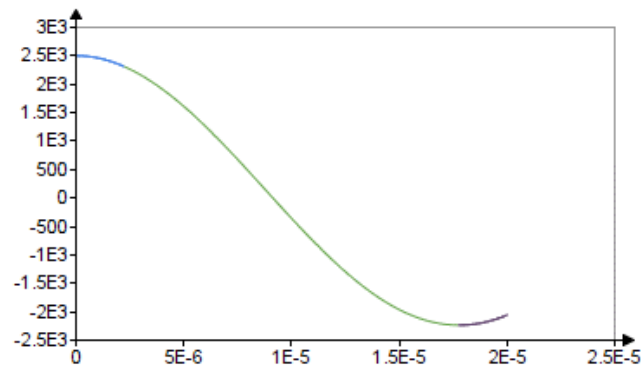
$$i_{L4}(0) = -0 \quad (58)$$

Equações regentes da etapa:

$$V_{C3}(t) = V_{in} - (V_{in} - V_{C2}) \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi) \quad (59)$$

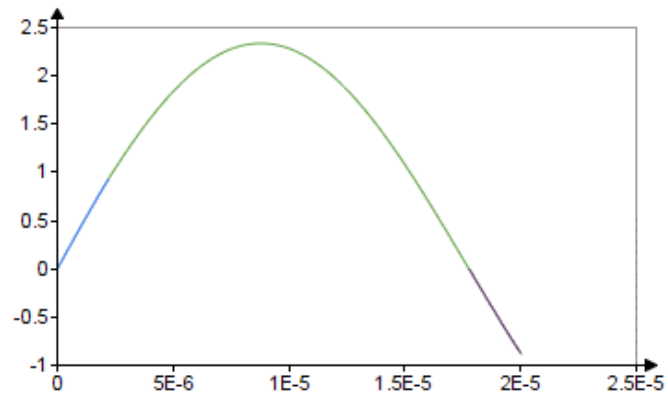
$$i_{L3}(t) = \frac{(V_{in} - V_{C2})}{\omega \cdot L} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (60)$$

Figura 37: Evolução da tensão no capacitor na etapa 3.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 38: Evolução da corrente no indutor na etapa 3.



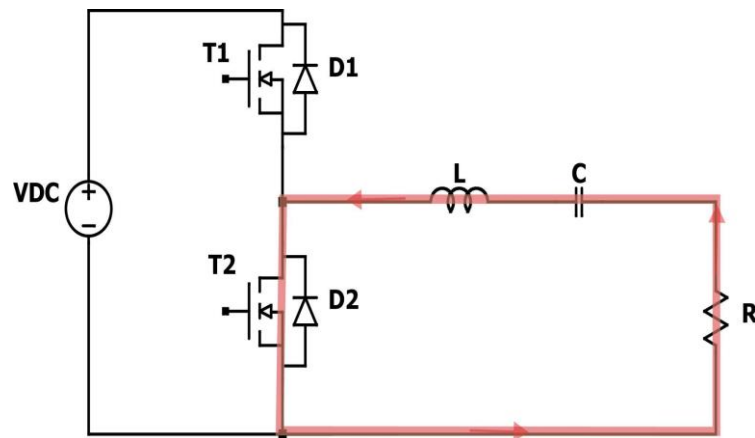
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

2.3.4 Etapa 4

Por fim, o MOSFET inferior, T2, entra em condução, fechando a circulação de corrente em roda-livre, sem a presença de uma fonte alimentadora, responsável por injetar energia no sistema.

E da mesma forma como a etapa 2, essa etapa se encerra quando a corrente volta a zero.

Figura 39: Enlace de corrente da etapa 4.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

C.I.:

$$V_{C4}(0) = V_{C4} \quad (61)$$

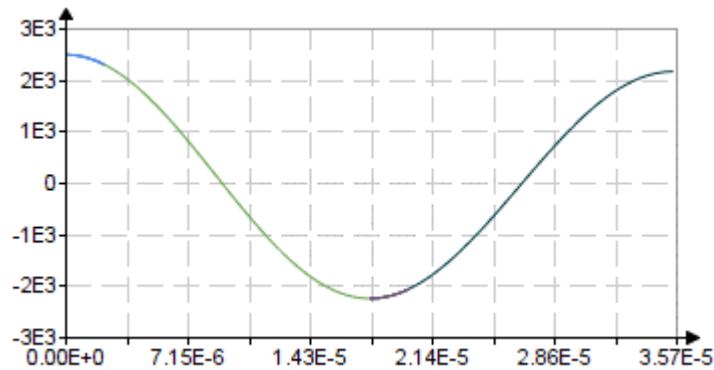
$$i_{L4}(0) = -i_{L3} \quad (62)$$

Dadas as equações da etapa:

$$V_{C4}(t) = V_{C3} \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi) - \frac{i_{L3}}{C \cdot \omega} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (63)$$

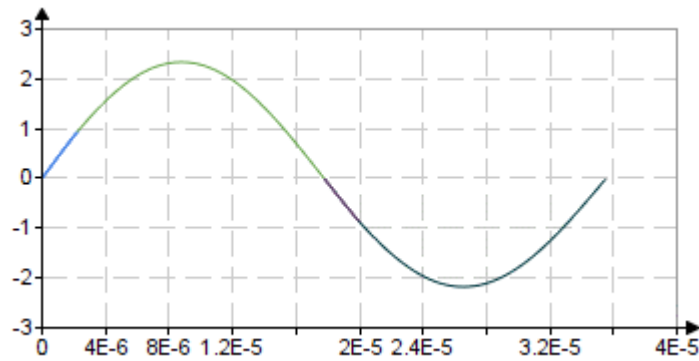
$$i_{L4}(t) = \frac{-V_{C3}}{\omega \cdot L} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + i_{L3} \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \varphi) \quad (64)$$

Figura 41: Evolução da tensão no capacitor na etapa 4



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Figura 40: Evolução da corrente no indutor na etapa 4.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

2.4 Análise Quantitativa

Desde que foi determinada a escolha do transdutor piezoelétrico, foi proposto um inversor capaz de fornecer potência nominal operando em ressonância. Portanto, a partir dos dados fornecidos pelo fabricante, adotando o modelo elétrico do transdutor na residência foi obtida a impedância. E pelo valor de potência nominal, obtidas as tensões de entrada e saída do inversor. Esses e demais resultados estão disponíveis no Apêndice A.

Tabela 2: Características da carga e entrada e saída do inversor.

V_{in}	99,6 V	R	20 Ohms
V_{out}	44,8 V	C	5600pF
P_{out}	100 W	L	5,769mH

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A análise do inversor parte do entendimento que o mesmo está num comportamento cíclico de obtenção de energia da fonte, carregamento dos elementos armazenadores e fornecimento de energia para a carga. Tendo seu comportamento caracterizado em duas etapas: transitória e em regime permanente. O valor de tensão equivalente em energia armazenada no capacitor é somente obtido após o estabelecimento do regime permanente no circuito, necessitando de um método numérico para determinação. Portanto, foi proposto o valor inicial de tensão no capacitor e determinado um erro entre o valor proposto e o valor de estabelecimento. Então, depois de 21 iterações o valor de tensão do capacitor inicial da etapa 1 convergiu em 580.12V com 0.001% de erro. O equacionamento pode ser encontrado no Apêndice B.

A partir desse valor de tensão foi possível obter todas as condições iniciais de cada etapa. Fica entendido também que os valores iniciais de cada etapa correspondem aos valores da etapa anterior.

2.4.1 Etapa 1

C.l.:

$$V_{C1}(0) = -V_{C0} \quad (65)$$

$$i_{L1}(0) = 0 \quad (66)$$

$$V_{C0} = 580,212V \quad (67)$$

2.4.2 Etapa 2

C.l.:

$$V_{C2}(0) = -V_{C1} \left(\frac{\alpha_{d1}}{\omega} \right) = V_{C02} \quad (68)$$

$$i_{L2}(0) = i_{L1} \left(\frac{\alpha_{d1}}{\omega} \right) = i_{L02} \quad (69)$$

$$V_{C2}\left(\frac{0}{\omega}\right) = 536,156 \text{ V} \quad (70)$$

$$i_{L2}\left(\frac{0}{\omega}\right) = 0,218 \text{ A} \quad (71)$$

2.4.3 Etapa 3

C.l.:

$$V_{C3}(0) = V_{C2}\left(\frac{0}{\omega}\right) = V_{C02} \quad (72)$$

$$i_{L3}(0) = 0 \quad (73)$$

$$|V_{C3}\left(\frac{\alpha_{d2}}{\omega}\right)| = 702,705 \text{ V} \quad (74)$$

$$|i_{L3}\left(\frac{\alpha_{d2}}{\omega}\right)| = 0,245 \text{ A} \quad (75)$$

2.4.4 Etapa 4

C.l.:

$$V_{C4}(0) = V_{C3}\left(\frac{\alpha_{d2}}{\omega}\right) = V_{C04} \quad (76)$$

$$i_{L4}(0) = -i_{L3}\left(\frac{\alpha_{d2}}{\omega}\right) = i_{L04} \quad (77)$$

$$V_{C4}\left(\frac{0}{\omega}\right) = 702,705 \text{ V} \quad (78)$$

$$i_{L4}\left(\frac{0}{\omega}\right) = -0,245 \text{ A} \quad (79)$$

2.5 Temporização

Para as etapas onde os diodos entram em condução, etapa 1 e 3, foi estabelecido o ângulo de condução de $\pi/8$ rad, ou em unidades temporais:

$$\frac{\alpha_{d1}}{\omega} = 2,232 \mu\text{s} \quad (80)$$

Partindo da condição final da etapa 2 é a corrente no indutor chegando a zero, é utilizada a equação da etapa para a obtenção do tempo de condução:

$$i_{L2}(t) = \frac{(V_{in} - V_{C01})}{\omega \cdot L} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + i_{L01} \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \varphi) \quad (81)$$

$$0 = \frac{(V_{in} - V_{C01})}{\omega \cdot L} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + i_{L01} \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \varphi) \quad (82)$$

$$\sqrt{\frac{C}{L}} \cdot (V_{in} - V_{C01}) \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) = -i_{L01} \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \varphi) \quad (84)$$

$$\sqrt{\frac{C}{L}} \cdot (V_{in} - V_{C01}) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) = i_{L01} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \varphi) \quad (85)$$

$$\frac{\text{sen}(\omega \cdot t)}{\text{sen}(\omega \cdot t - \varphi)} = \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \frac{i_{L01}}{(V_{in} - V_{C01})} \quad (86)$$

$$\frac{\text{sen}(\omega \cdot t)}{\cos(\varphi) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) - \cos(\omega \cdot t) \cdot \text{sen}(\varphi)} = \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \frac{i_{L01}}{(V_{in} - V_{C01})} \quad (87)$$

$$\frac{\text{sen}(\omega \cdot t)}{\cos(\varphi) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) - \cos(\omega \cdot t) \cdot \text{sen}(\varphi)} = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \frac{i_{L01}}{(V_{in} + V_{C01})} \quad (88)$$

$$\frac{1}{\sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \frac{i_{L01}}{(V_{in} + V_{C01})}} - \cos(\varphi) = \cos(\omega \cdot t) \cdot \text{sen}(\varphi) \quad (89)$$

$$\cos(\omega \cdot t) = -\frac{(V_{in} + V_{C01})}{\text{sen}(\varphi) \cdot i_{L01}} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{\cos(\varphi)}{\text{sen}(\varphi)} \quad (90)$$

$$\Delta_1 = \frac{1}{\omega} \cdot a \cot \left(\frac{(V_{in} + V_{C01})}{i_{L01}} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \text{cosec}(\varphi) + \cot(\varphi) \right) = 15,949 \mu s \quad (91)$$

O equacionamento da etapa 4 é semelhante e pode ser encontrado no Apêndice C.

$$\Delta_2 = \frac{1}{\omega} \cdot a \cot \left(\frac{\left((1 - \cos(\varphi)) \cdot \frac{i_{L03} \cdot \omega_0 \cdot L}{V_{C03}} \right)}{\left(\text{sen}(\varphi) \cdot \frac{i_{L03} \cdot \omega_0 \cdot L}{V_{C03}} \right)} \right) = 15,917 \mu s \quad (92)$$

2.6 Plano de Fase

O plano de fase tem como função expressar graficamente as trocas de energia realizadas em um circuito. Tipicamente essa ferramenta é utilizada em conversores CC-CC, porém foi utilizado aqui com fins de aprendizado bem como para explicitar seu uso. Trata-se da normalização dos elementos armazenadores de energia sendo tensão no eixo X e a corrente normalizada no eixo Y, sendo a raiz de L sobre C o fator de normalização, trazendo a unidade de corrente, Ampere, para tensão, a fim de exprimir as duas grandezas na mesma unidade, como pode ser visto a equação geral e, em seguida, em cada etapa, respectivamente:

$$\vec{Z}_1 = V_{C1}(t) + j \cdot i_{L1}(t) \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (93)$$

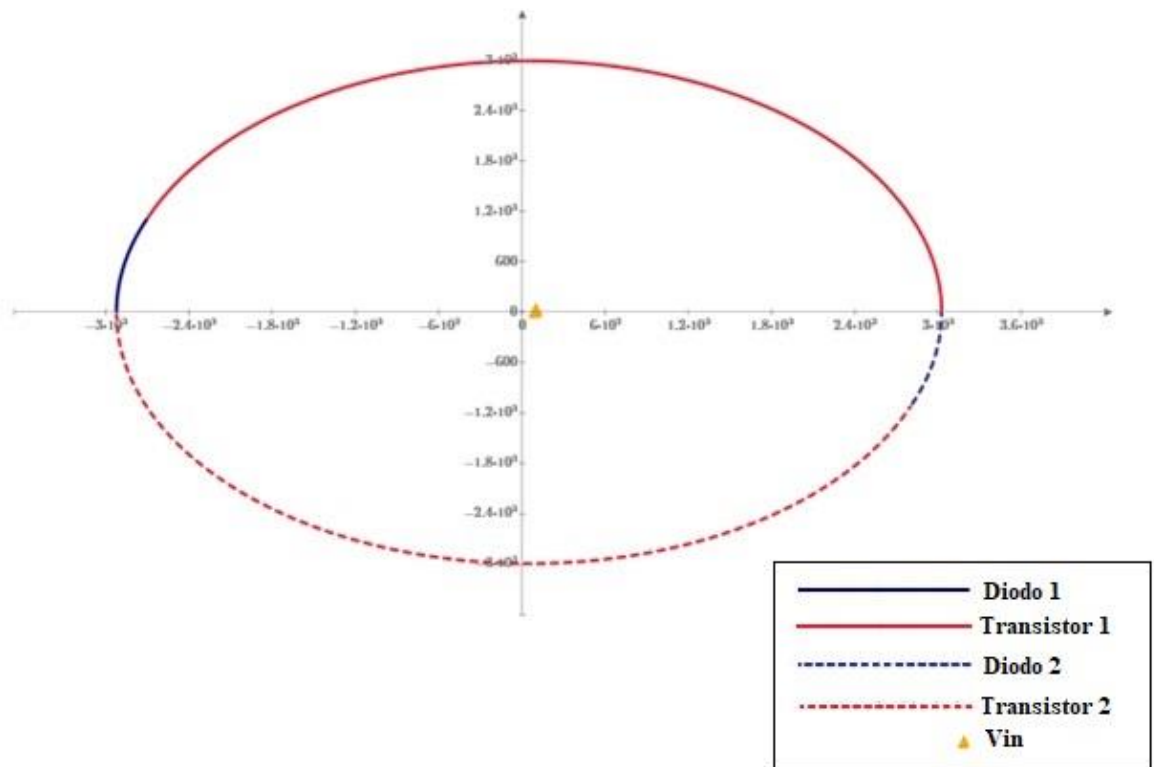
$$\vec{Z}_2 = V_{C2}(t) + j \cdot i_{L2}(t) \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (94)$$

$$\vec{Z}_3 = V_{C3}(t) + j \cdot i_{L3}(t) \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (95)$$

$$\vec{Z}_4 = V_{C4}(t) + j \cdot i_{L4}(t) \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (96)$$

O resultado esperado é que sejam curvas contínuas e fechadas entre si deslocadas do centro. Isso nos diz que toda energia injetada no circuito é trocada entre o campo elétrico do capacitor e o campo magnético do indutor. Por haver um componente resistivo, a energia é dissipada, consumida pela carga. E o deslocamento do centro representa a fonte, injetando energia no circuito, permitindo o comportamento cíclico fechado.

Figura 42: a) Plano de fase, em primeiro plano. b) Corrente do indutor x tempo, em segundo plano. c) Tensão do capacitor x tempo, em segundo plano.

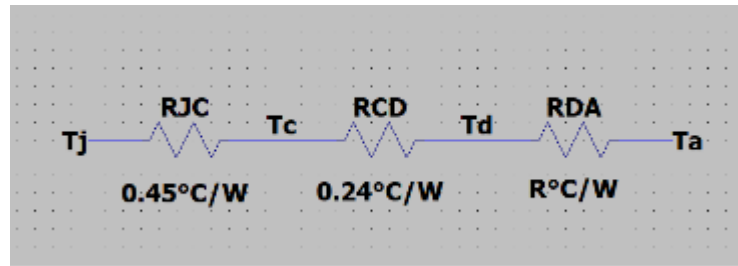


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

2.7 Cálculo térmico

Para dimensionamento térmico do dispositivo foram analisadas as potências dissipadas pelos componentes de potência, no caso os MOSFETs. Tanto em condução direta quanto em condução via diodo. Sendo consideradas as perdas por condução e por comutação. Assim, o circuito elétrico equivalente é visto na figura 37:

Figura 43: Circuito elétrico equivalente térmico.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A Tabela 3 mostra as condições de alimentação da carga em tensão e corrente bem como as características de chaveamento intrínsecas do MOSFET utilizado:

Tabela 3: Características de projeto.

$r_{ds}(\Omega)$	$I_f(A)$	$V_s(V)$	$f_s(kHz)$	$T_a(^{\circ}C)$	$t_{don}(ns)$	$t_{doff}(ns)$
0,27	2,5	45	28	40	0	860

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

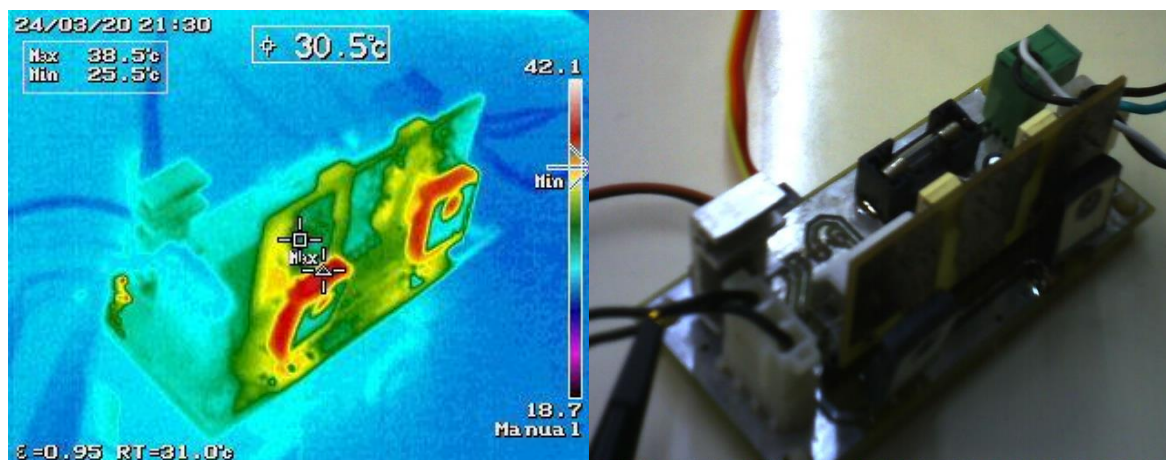
Como as perdas são baixas, principalmente as por comutação devido a configuração ressonante, e a potência é dividida entre os dois MOSFETs, o próprio encapsulamento já é suficiente para a dissipação de calor. Abaixo as temperaturas de junção dada a temperatura ambiente de 40°C adotada.

Todo o equacionamento pode ser verificado no Apêndice C, enquanto abaixo apenas a temperatura de junção teórica obtida:

$$T_j = \frac{P_t}{2} \cdot R_{ja} + T_a = 42,73^{\circ}C \quad (97)$$

Além disso, foi possível obter uma imagem através de uma câmera térmica indicando temperatura máxima de 38.5°C, dado que o ambiente estava a 23°C, bem abaixo da condição de temperatura ambiente adotada. Mesmo assim, foi implementado um dissipador para cada MOSFET para garantir a validação do inversor nessa fase de testes, que pode ser visto na Figura 44. O uso sem dissipadores só caberia em uma hipotética aplicação comercial onde a otimização de preço torna-se essencial.

Figura 44: Visão traseira do inversor por câmera térmica.

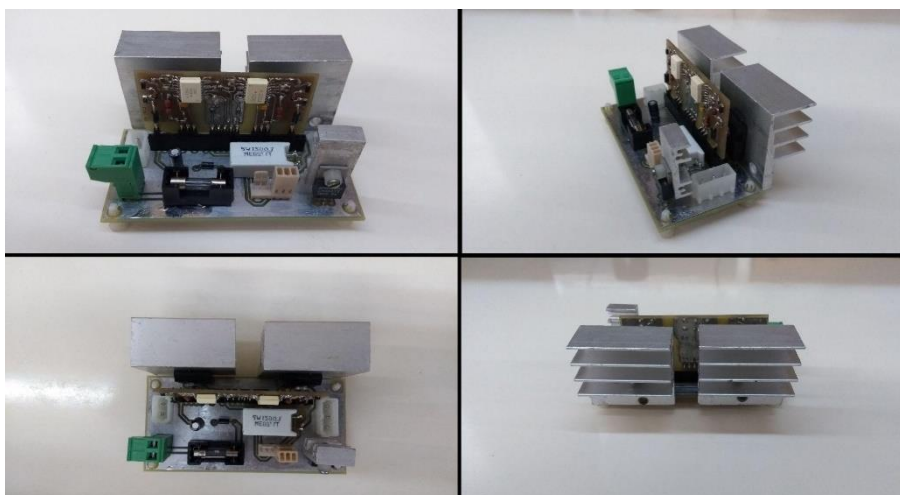


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

3 Resultados e Discussões

Depois de feitas todas as simulações, o inversor estava pronto para ser construído. Foi então montado em uma *protoboard* para validar seu funcionamento. Primeiramente foi utilizado uma placa fornecida pelo laboratório para controle dos MOSFETs, contendo os drivers, placa encaixada na vertical na Figura 45.

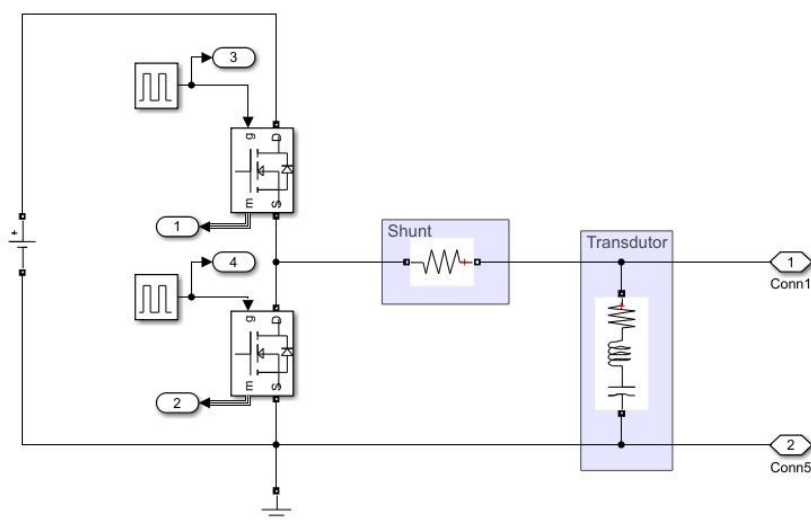
Figura 45: Vistas do inversor desenvolvido.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Então analisados os datasheets dos CIs A332J para que fossem garantida toda compatibilidade elétrica com os demais elementos do circuito, tal como a necessidade de uma alimentação 5 V para os optoacopladores do CI, responsáveis pelo isolamento galvânico do circuito. Trata-se da separação elétrica de diferentes elementos de um circuito, funcionando como um sistema de proteção contra curtos-circuitos, impedindo que nessa hipótese haja a queima de diferentes sistemas do mesmo circuito, o que permite melhor manutenção e diagnóstico de problemas.

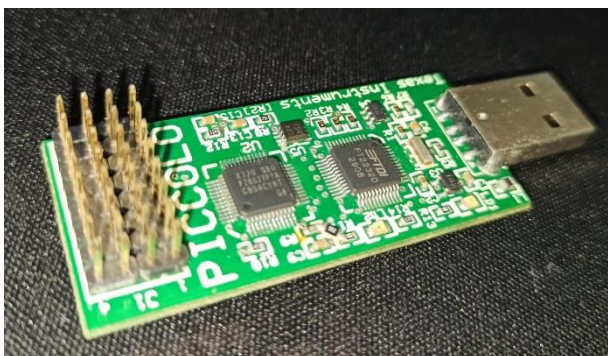
E, por fim, a parte de sensoramento e controle: um resistor de $0,1\Omega$ em série com a carga para a leitura de corrente e um conector para comando dos drivers através de um microcontrolador. Como é mais fácil a leitura de tensão que corrente, um resistor *shunt* de baixa impedância é colocado em série com a carga, assim não compromete o valor de potência fornecido à carga e serve para a leitura de tensão proporcional à corrente circulante à carga. Esse recurso foi tanto utilizado para essa fase de validação em *protoboard* como para a realimentação de informação ao microcontrolador.



65

O microcontrolador utilizado foi um *control stick* da Texas Instruments® TMS320F2806x de 16 bits, refere-se a um modelo de prototipagem específico para aplicações em potência, tal como controle de motores, disponível na Figura 47. Contendo diversos recursos integrados para esse segmento que nesse projeto foram aproveitados: controle de MOSFETs em meia ponte com alta resolução com suporte de proteção contra chaveamento simultâneo.

Figura 47: Microcontrolador utilizado. Fonte do próprio autor.



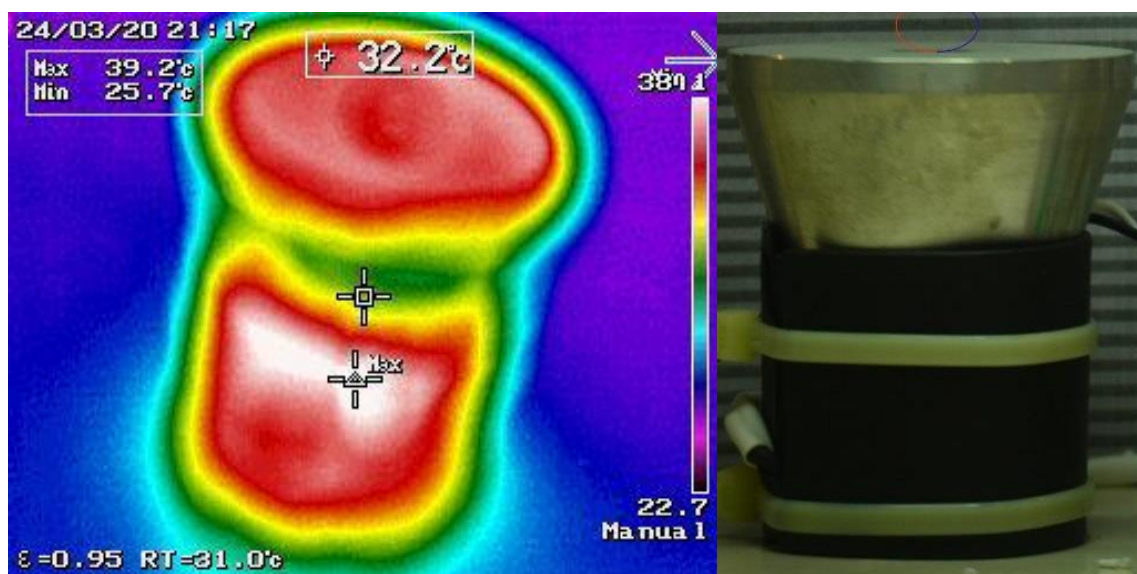
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Concluída a fase em *protoboard*, foi feito o esquemático elétrico utilizando o *software Eagle* da Autodesk exportado para formato gerber para então ser usinado utilizando um sistema automatizado de usinagem em um equipamento da LPKF de prototipagem de placas de circuito impresso. Feita a usinagem, foi então todo estanhado para evitar processo de oxidação, inserido todos os componentes e soldado. E agora, iniciado uma nova etapa de validação, garantindo que todas as partes do circuito estejam funcionando individualmente, depois paralelamente e, por fim, permitindo que fosse conectada a carga e realizado seu funcionamento previsto. Durante o processo de validação do inversor, a tensão de alimentação foi elevada gradativamente, verificando os parâmetros lidos e os comparando com os valores teóricos anteriormente obtidos. Porém, todo incremento de tensão no inversor deslocava sutilmente o valor da frequência de ressonância da carga. Foi então percebido um aumento significativo de temperatura no transdutor piezoelétrico, que alterava proporcionalmente os valores de seu circuito elétrico equivalente, necessitando de um novo ajuste. Como não foi implementado um sistema de controle em frequência a solução foi limitar a potência fornecida depois de estabelecida uma temperatura de trabalho.

A temperatura máxima suportada pelo dispositivo é de 100°C, no entanto, para evitar uma operação a longo prazo nessa temperatura foi estabelecida a temperatura

de 70°C como limite. Essa condição não foi prevista durante o projeto e acabou sendo o fator limitante. Na Figura 41, uma imagem por câmera térmica evidenciando as regiões de concentração de calor, no topo e no suporte montado, que tinha como função não transferir vibração para a bancada, revestido de material plástico, também um isolante térmico.

Figura 48: Imagem térmica do transdutor.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

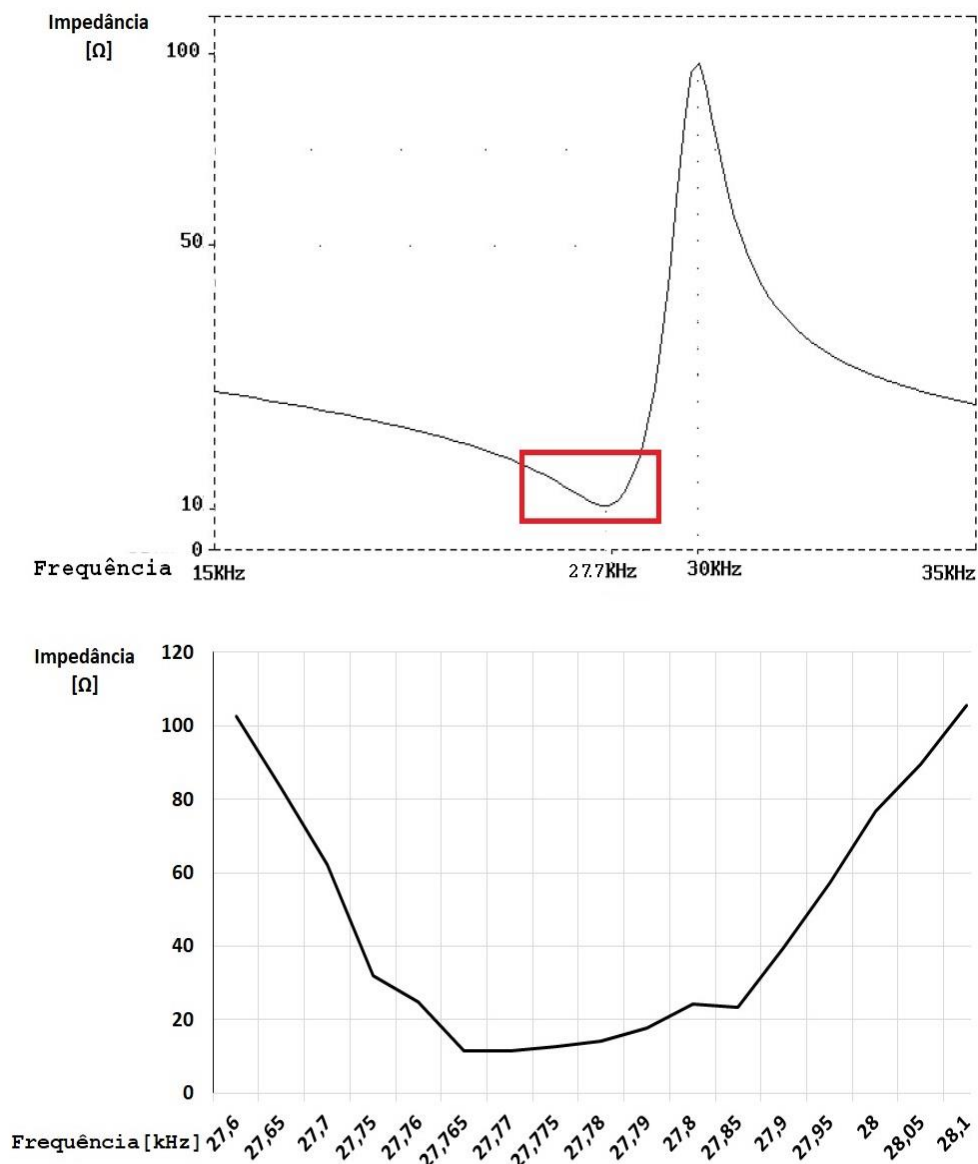
No caso do seu uso mais comum, a limpeza ultrassônica, o transdutor fica diretamente acoplado a uma cuba de limpeza preenchida de líquido solvente, fazendo com que todo esse conjunto sirva como dissipador térmico, mesmo assim esses equipamentos possuem sistemas automatizados que controlam o tempo máximo de funcionamento, bloqueando o funcionamento ininterrupto, considerando essa limitação térmica. Então, para o devido funcionamento seria necessário um sistema de arrefecimento, no caso de um sistema de ventilação forçado, que não prejudicasse a estabilidade da levitação.

Foi definida uma metodologia para a elevação de tensão do circuito devido ao problema térmico acima referido, anotado conforme a

Tabela 4 até que se chegasse na temperatura convencionada. Só eram aferidos valores de tensão e corrente depois de estabilizada a temperatura do transdutor e sintonizada a frequência de ressonância, mesmo apresentando sutil variação era suficiente para uma mudança do comportamento elétrico da carga. Fato esse que ficou evidente da curva de carga traçada na Figura 49 onde pode-se verificar no

gráfico da parte superior o comportamento idealizado do transdutor e na parte inferior o gráfico experimental com os dados obtidos evidenciando a variação da impedância em relação a variação da frequência. Com a temperatura constante estabelecida durante o experimento a frequência de menor impedância é de 27,77 KHz com 11,62

Figura 49: a) curva ideal, imagem superior. b) trecho experimental, imagem inferior. Elaborado pelo autor.



Ohms, com uma pequena variação, apenas 330 Hertz a impedância já era equivalente a 105,52 Ohms.

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Foi, portanto, construída a curva de carga em torno da ressonância presente na Figura 49: a) curva ideal, imagem superior. b) trecho experimental, imagem inferior.

Elaborado pelo autor. na parte inferior em contraposição ao gráfico idealizado da parte superior, evidenciando que pequenas variações de frequência são capazes de aumentar significativamente a impedância elétrica do transdutor.

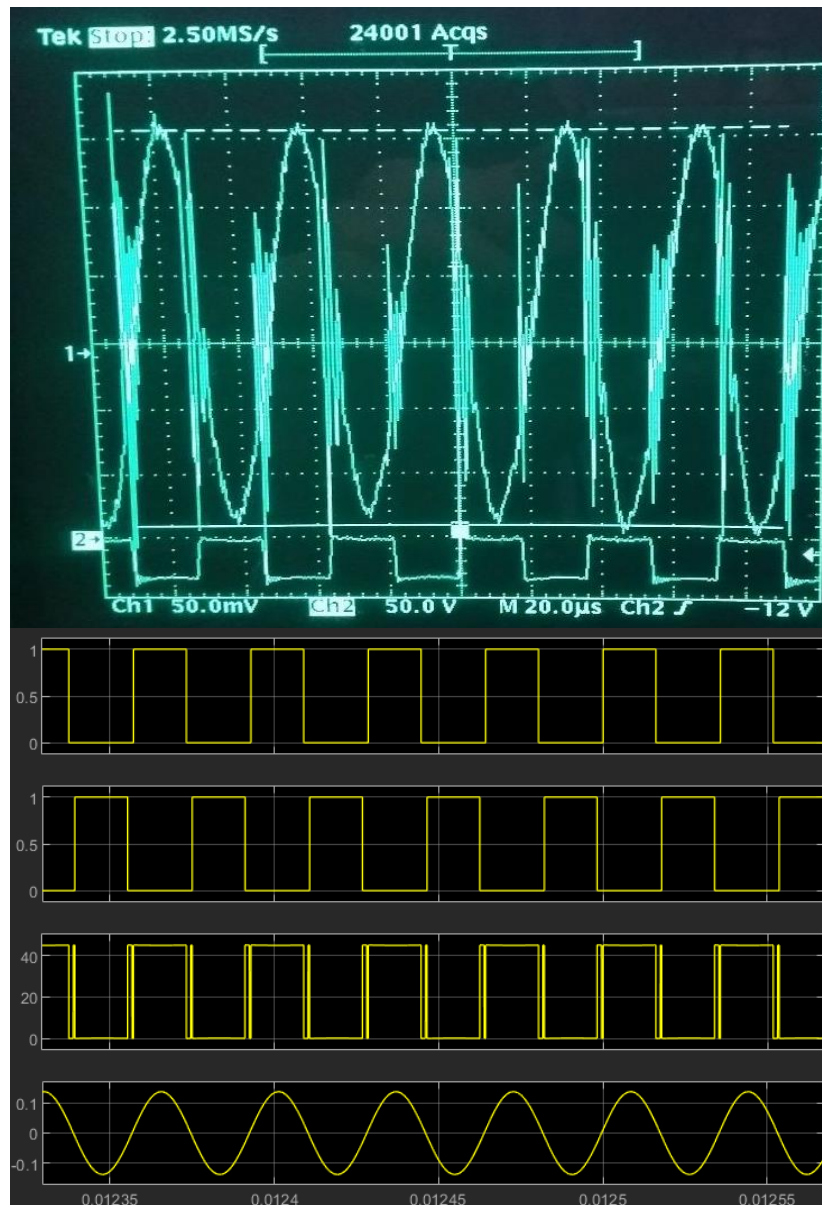
Tabela 4: Valores obtidos do inversor. Elaborado pelo autor.

Tensão de entrada(V)	Corrente de saída(A)	Potência da Carga(W)
14,5	1,34	19,4
15,7	1,45	22,7
19,5	1,80	35,1
24,9	2,30	57,3
30	3	97,5

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Já se tratando do inversor de referência, algumas diferenças de funcionamento devem ser destacadas. Ao invés de haver uma sintonia fina da frequência de ressonância do inversor com o transdutor, é utilizado um controlador por potência dentro da região de operação da carga. Isso implica em valores de tensão muito maiores para atingir o mesmo patamar de potência fornecida. Isso se deve ao modelo elétrico equivalente, já abordado, implicando no aumento da impedância equivalente. Assim, para se atingir o mesmo valor de potência a tensão aplicada deve ser aumentada. Esse aumento de tensão influi diretamente no preço do inversor, pois exige valores maiores de tensão de bloqueio dos MOSFETs. A forma de onda do inversor comercial é uma onda quadrada, ou seja, contém maior número de componentes harmônicos. Como a carga funciona em ressonância somente a componente fundamental é aproveitada, sendo perdida a potência das demais componentes. No inversor proposto, a forma de onda é senoidal graças ao estímulo do conjunto ressonante, gerando uma forma de onda muito próxima da fundamental que contém apenas uma trepidação na comutação entre as etapas, que pode ser visto no canal 1 da Figura 50.

Figura 50: Curvas de tensão. a) Curvas práticas retiradas de um osciloscópio. CH1) Sobre resistor shunt, equivalente a corrente na carga. CH2) sobre o MOSFET inferior. B) Curvas simuladas: 1ª) Comando MOSFET superior. 2ª) Comando MOSFET inferior. 3ª) Tensão sobre o transdutor. 4ª) Corrente pela tensão no resistor shunt.

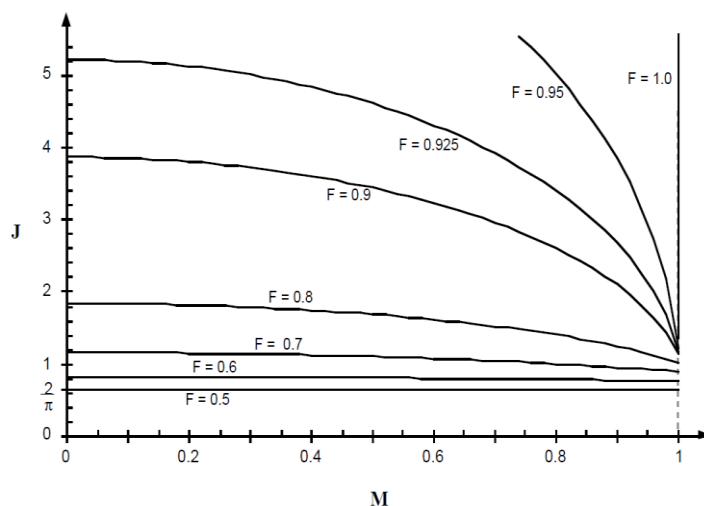


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Já a implementação de um sistema de controle em frequência não infere em um aumento do preço por se tratar de uma aplicação em software, resultaria na associação ideal ao circuito proposto. Trabalhando nessa região de operação o inversor opera como uma fonte de tensão independente da carga, conforme a Figura 51 na curva $F=1$, possibilitando maior flexibilidade de implementação industrial, proporcionando compatibilidade com cargas com diversas impedâncias. Onde J pode ser compreendido como a corrente fornecida pelo inversor e M a razão entre a

frequência de chaveamento e a frequência de ressonância do tanque ressonante, nessa configuração a frequência de ressonância da carga.

Figura 51: curvas de operação de um inversor série ressonante.



Fonte: (ERICKSON, 1986).

Como já citado, a configuração proposta é com o uso de um transdutor e um anteparo para que haja a reflexão da onda e, portanto, o estabelecimento da onda acústica estacionária, conforme pode ser visto na Figura 51. Onde foi possível em potência nominal alcançar a levitação de esferas de isopor, conforme já havia sido demonstrado teoricamente. Sendo possível o empilhamento de até 6 esferas em diferentes nós. Como existe uma oscilação no conjunto, as esferas se sustentavam por alguns segundos e depois caíam, evidenciando a necessidade de um sistema de controle em frequência, atenuando os efeitos de instabilidade propagados às esferas.

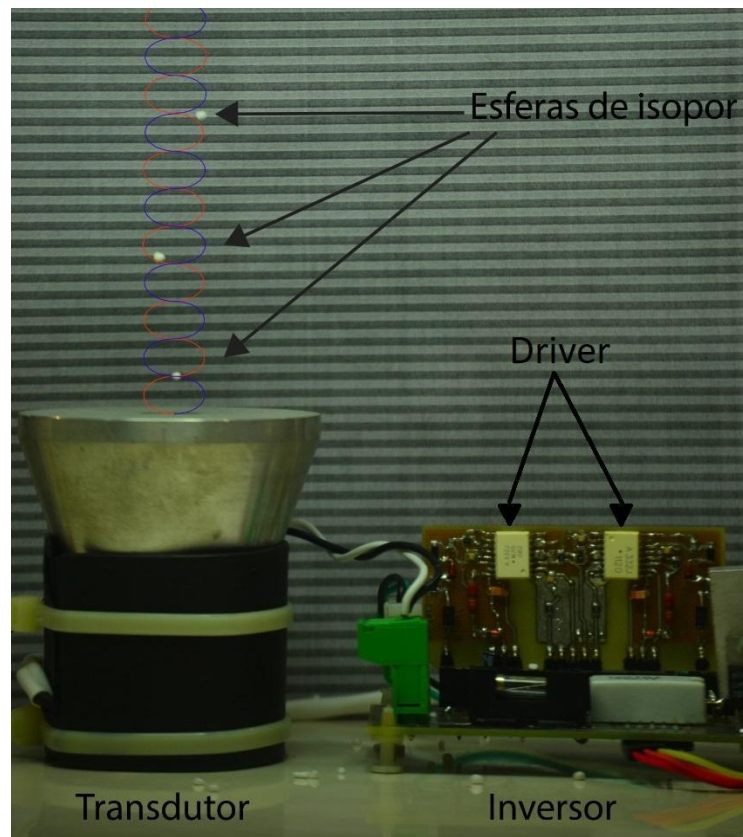
Figura 52: Estabelecimento da onda estacionária com uso de anteparo fixado ao tripé e a levitação de 6 esferas de isopor.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

. A demonstração em destaque do sistema desenvolvido e as esferas levitando sobre os nós da onda estacionária formada, conforme na Figura 53 e que pode ser conferida em vídeo no link presente no Apêndice D.

Figura 53: Conjunto completo de inversor e transdutor. Atrás uma folha em escala de 2mm demonstrando a onda estacionária formada.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

4 CONCLUSÃO

O comportamento do inversor atingiu as expectativas de funcionamento, apresentando forma de onda sintonizada com a carga, menores valores de tensão por trabalhar na ressonância, significativa simplicidade topológica, menor custo dos componentes se comparado ao comercial de referência, compatibilidade com diversas cargas e possibilidade de melhorias sem incremento no valor final de fabricação.

Foi ainda bem sucedido na aplicação final de levitação de esferas de isopor, sendo capaz de sustentar até 6 esferas 6 diferentes nós. Com acertada conexão entre teoria e prática comprovando robustez no projeto.

O projeto ainda proporciona a viabilidade de várias melhorias, tendo sido várias propostas neste trabalho sem aumento do custo do projeto.

E deixou como legado principal todo o conhecimento adquirido durante sua execução. Contribuindo com desenvolvimento técnico-profissional do autor em todos os aspectos: estudo, análise, pesquisa, projeto, metodologia, gestão de projeto, construção de equipamentos eletrônicos, análise de compatibilidade, análise comercial, simulação e senso de autocrítica, sendo capaz de verificar pontos fortes e fracos, propondo melhorias com viabilidade técnica-financeira.

Como proposta de continuidade a este projeto seria interessante também, além do já citado controle em frequência, a duplicação do inversor para dois canais de saída, permitindo a alimentação de 2 transdutores em alternativa ao sistema com anteparo. Além de maior pressão acústica imposta, proporciona a implementação de outros recursos sobre o mecanismo de levitação, principalmente a modulação em fase, permitindo o deslocamento da onda acústica ao longo do eixo de propagação. Isso permitiria por consequência a modificação do posicionamento das esferas com incrementos no ângulo de fase da onda de um dos transdutores. E decremento no outro, aumentando as possibilidades de manipulação e aplicação

REFERÊNCIAS

- ASIMOV, Isaac. Understanding Physics, 1966.
- BACON, R. The Westminster Review. **Biblioteca da Universidade da Califórnia**, Los Angeles, v. 81-82, 1864.
- BARBI, Ivo. **ELETRÔNICA DE POTÊNCIA**. 6ª. ed. [S.l.]: Próprio autor, 2006.
- BOYCE, W.; DIPRIMA, R. **Equações Diferenciais Elementares e Problemas de Valores de Contorno**. 11ª. ed. [S.l.]: LTC, 2020.
- CANESIN, C. LEP Educacional, 2012.
- CANESIN, Carlos A. Eletrônica de Potência I. **Lep Educacional**, n. 2ª, 2012.
- CANESIN, Carlos A. Eletrônica de potência II. **Material de disciplinas**, 2012.
- DAVID, J.; CHEEKE, N. **Fundamentals and Applications of Ultrasonic Waves**. 2ª. ed. [S.l.]: CRC Press, 2012.
- DEMONSTRATIONS, Harvard N. S. L. Schlieren Optics. **Youtube**. Disponível em: https://www.youtube.com/watch?v=mLp_rSBztel&ab_channel=HarvardNaturalSciencesLectureDemonstrations. Acesso em: 01 dez. 2021.
- ELECTRICAL Engineering Hall of Fame: JOHN A. FLEMING. **Proceedings of the IEEE**, 95, Jan 2007.
- ERICKSON, Robert W. Design of the Series Resonant Converter for Minimum Component Stress. **Power Electronics lessons**, 1986.
- ERICKSON, Robert W. **Fundamentals of Power Electronics**. 2ª. ed. [S.l.]: Springer, 2001. 883 p.
- FORESTI D, Kroll K. A. R. E. A. Acoustophoretic printing. **Sci Adv.**, Agosto 2018.
- FORESTI, D. Acoustophoretic printing. **MATERIALS SCIENCE**, 2018.
- GEORGE. Power Supply Design: Switch-Mode vs. Linear. **Simply Smarter Circuitry Blog**. Disponível em: <https://www.circuitspecialists.com/blog/power-supplies-switch-mode-vs-linear/>.
- KATZIR, SHAUL. THE DISCOVERY OF THE PIEZOELECTRIC EFFECT. In: _____ **HE BEGINNINGS OF PIEZOELECTRICITY**. [S.l.]: BOSTON STUDIES IN PHILOSOPHY OF SCIENCE, v. 246, 2006.
- KURZWEIL, Ray. **The Singularity Is Near: When Humans Transcend Biology**. 1. ed. [S.l.]: Penguin Books, 2006. 652 p.
- MOHAN, Ned. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. 3ª. ed. [S.l.]: Wiley, 2002. 824 p.

MOYSÉS, H. **Curso de Física Básica. Flúidos, Oscilações**. 5ª. ed. [S.l.]: [S.n.], v. 2, 2013.

NUSSENZVEIG, Herch M. **Curso de Física Básica. Flúidos, Oscilações**. 4ª. ed. [S.l.]: Edgard Blucher, v. 2, 2002. 344 p.

OCHIAI, Y; HOSHI, T. Three-Dimensional Mid-Air Acoustic Manipulation by. **PLoS ONE** **9**, 2014.

P. SCHWEITZER, E. T. A. H. Feedback sine wave driver design for ultrasonic. **The European Physical Journal Applied Physics**, Julho 2009. 14.

RASHID, MUHAMMAD H. **POWER ELECTRONICS**. 2. ed. [S.l.]: ACADEMIC PRESS, 2010.

S. KLUSACEK, J. F. P. B. A. Z. H. An Experimental Study of Temperature Effect on Material Parameters of PZT Ceramic Ring Used in Knock Sensors. **013 Seventh International Conference on Sensing Technology (ICST)**, 2013.

SCHLIEREN Optics. **Harvard Natural Sciences Lecture Demonstrations**. Disponível em: <https://sciencedemonstrations.fas.harvard.edu/presentations/schlieren-optics>. Acesso em: 01 dez. 2021.

SCHWEITZER, Patrick &. T.; AL., et. **Feedback sine wave driver design for ultrasonic transducers**. [S.l.]: [S.n.], 2009. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1051/epjap:2008181>. 47. 10.1051/epjap:2008181. .

SILVA, T. Ondas Mecânicas. **Moodle UFSC - Design Instrucional em Ambiente Virtual de Aprendizagem**, 2013. Disponível em: <https://moodle.ufsc.br/mod/book/view.php?id=504285>.

TIPLER, Paul; MOSCA, Gene. **Física para cientistas e engenheiros**. 6ª. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2009. 466 p.

UCHINO, Kenji. The development of piezoelectric materials and the new perspective. **researchgate**, 2010.

UPADHYE V, Agashe S. Effect of Temperature and Pressure Variations on the Resonant Frequency of Piezoelectric Material. **Measurement and Control**, 2016.

VIVES, Antonio A. (Ed.). **Piezoelectric Transducers and Applications**. 2. ed. [S.l.]: Springer Berlin Heidelberg, 2008. 532 p.

VOLOŞENCU, C. FREQUENCY CONTROL FOR ULTRASONIC PIEZOELECTRIC. **5th International Conference on Informatics in Control**, 2008.

APÊNDICE A – CALCULO DOS PARÂMETROS DO INVERSOR

$$P_{out} = 100 \text{ W} \quad (98)$$

$$R = 20,1 \, \Omega \quad (99)$$

$$V_{out} = \sqrt{P_{out} \cdot R} = 44,83 \text{ V} \quad (100)$$

$$V_{out} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{in} \quad (101)$$

$$V_{in} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot V_{out} = 99,59 \text{ V} \quad (102)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = 2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot \pi \cdot 28 \text{ kHz} = 175 \times 10^3 \text{ rad/s} \quad (103)$$

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot C} = 5.769 \text{ mH} \quad (104)$$

$$\alpha = \frac{R}{2 \cdot L} = 1.742 \times 10^3 \text{ rad/s} \quad (105)$$

$$\omega^2 = \omega_0^2 - \alpha^2 \quad (106)$$

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = 1.759 \times 10^5 \text{ rad/s} \quad (107)$$

$$I_o = \frac{1\sqrt{2} \cdot V_{in}}{\pi \cdot \sqrt{R^2 + \left(\omega_0 \cdot L - \frac{1}{\omega_0 \cdot C}\right)^2}} = 2.23 \text{ A} \quad (108)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = 2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot \pi \cdot 28 \text{ kHz} = 175,93 \times 10^3 \text{ rad/s} \quad (109)$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = 50.5 \quad (110)$$

APÊNDICE B – CALCULO ITERATIVO DA TENSÃO INICIAL DO CAPACITOR

Tendo como valor inicial proposto de 200 V e com critério de parada com erro de 0.01% convergindo em 22 iterações.

$ \begin{aligned} VC0 &:= VC0i \leftarrow 200 \text{ V} \\ E &\leftarrow 1 \\ IT &\leftarrow 0 \\ \alpha d1 &\leftarrow \frac{\alpha d1}{\omega} \\ VC00 &\leftarrow VC0i \\ \text{while } E > 0.0001 & \\ & \quad IT \leftarrow IT + 1 \\ & \quad VC01 \leftarrow \left -VC00 \cdot \frac{\omega 0}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot \alpha d1} \cdot \sin(\omega \cdot \alpha d1 + \varphi) \right \\ & \quad iL01 \leftarrow \left \frac{VC00}{\omega \cdot L} \cdot e^{-\alpha \cdot \alpha d1} \cdot \sin(\omega \cdot \alpha d1) \right \\ & \quad \Delta 1 \leftarrow \frac{1}{\omega} \cdot \text{acot} \left(\frac{-(Vin + VC01)}{iL01} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \csc(\varphi) + \cot(\varphi) \right) \\ & \quad VC02 \leftarrow \left Vin - (Vin + VC01) \cdot \frac{\omega 0}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot \Delta 1} \cdot \sin(\omega \cdot \Delta 1 + \varphi) + \frac{iL01}{\omega \cdot C} \cdot e^{-\alpha \cdot \Delta 1} \cdot \sin(\omega \cdot \Delta 1) \right \\ & \quad VC03 \leftarrow \left Vin - (Vin - VC02) \cdot \frac{\omega 0}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot \alpha d1} \cdot \sin(\omega \cdot \alpha d1 + \varphi) \right \\ & \quad iL03 \leftarrow \left \frac{(Vin - VC02)}{\omega \cdot L} \cdot e^{-\alpha \cdot \alpha d1} \cdot \sin(\omega \cdot \alpha d1) \right \\ & \quad \Delta 2 \leftarrow \frac{1}{\omega} \cdot \text{acot} \left(\frac{VC03}{iL03} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \csc(\varphi) + \cot(\varphi) \right) \\ & \quad VC0c \leftarrow \left VC03 \cdot \frac{\omega 0}{\omega} \cdot e^{-\alpha \cdot \Delta 2} \cdot \sin(\omega \cdot \Delta 2 + \varphi) - \frac{iL03}{\omega \cdot C} \cdot e^{-\alpha \cdot \Delta 2} \cdot \sin(\omega \cdot \Delta 2) \right \\ & \quad E \leftarrow \frac{ VC0c - VC00 }{VC00} \\ & \quad VC00 \leftarrow VC0c \end{aligned} $	$= 580.212 \text{ V}$
--	-----------------------

APÊNDICE C – CÁLCULO TÉRMICO

$$r_{DS} = 0,27 \, \Omega \quad (111)$$

$$I_f = 2,5 \, A \quad (112)$$

$$T_j = 100 \, ^\circ C \quad (113)$$

$$T_a = 40 \, ^\circ C \quad (114)$$

$$t_{don} = 0 \, s \quad (115)$$

$$t_{doff} = 860 \, ns \quad (116)$$

$$V_s = 45 \, V \quad (117)$$

$$f_s = 28 \, kHz \quad (118)$$

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (119)$$

$$T_s = \frac{1}{28 \, kHz} = 35,714 \, \mu s \quad (120)$$

$$t_{Don} = t_{don} + t_{doff} + \frac{T_s}{2} \times 1\% = 1,039 \, \mu s \quad (121)$$

$$t_{Mon} = \frac{T_s}{2} - t_{don} = 17,857 \, \mu s \quad (122)$$

$$R_{jc} = 0,45 \, mK/W \quad (123)$$

$$R_{jc} = 0,24 \, mK/W \quad (124)$$

$$P_{rDS} = r_{DS} \cdot I_f^2 \cdot \frac{t_{Mon}}{T_s} = 843,75 \, mW \quad (125)$$

$$V_{SD} = 1,8 \text{ V} \quad (126)$$

$$I_{dMmed} = \frac{I_m}{100} \cdot 0.45 = 15,91 \text{ mA} \quad (127)$$

$$P_{DDS} = V_{SD} \cdot I_{dMmed} \cdot \frac{t_{Don}}{T_s} = 0,833 \text{ mW} \quad (128)$$

$$P_t = P_{rDS} + P_{DDS} = 844,58 \text{ mW} \quad (129)$$

$$T_j - T_a = P_t \cdot R_{ja} \quad (130)$$

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cd} + R_{da} \quad (131)$$

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cd} \quad (132)$$

Pior caso de perda por comutação

$$T_j = \frac{P_t}{2} \cdot R_{ja} + T_a = 40,29 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (133)$$

$$P_{comMOS} = \frac{(V_s \cdot I_f) \cdot t_{doff}}{2} \cdot f_s = 1,355 \text{ W} \quad (134)$$

$$P_{condD} = V_{SD} \cdot I_m \cdot 0.45 = 2,864 \text{ W} \quad (135)$$

$$P_{com} = P_{comMOS} + P_{condD} = 4,218 \text{ W} \quad (136)$$

$$P_t = P_{condD} + P_{rDS} + P_{com} \quad (137)$$

$$T_j = \frac{P_t}{2} \cdot R_{ja} + T_a = 42,73 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (138)$$

APÊNDICE D – VÍDEO DE FUNCIONAMENTO



<https://youtu.be/C0Dlr5GAD14>

ANEXO A – TABELA DE LAPLACE

Table of Laplace Transforms					
$f(t) = \mathcal{L}^{-1}\{F(s)\}$		$F(s) = \mathcal{L}\{f(t)\}$	$f(t) = \mathcal{L}^{-1}\{F(s)\}$		$F(s) = \mathcal{L}\{f(t)\}$
1.	1	$\frac{1}{s}$	2.	e^{at}	$\frac{1}{s-a}$
3.	$t^n, \quad n=1,2,3,\dots$	$\frac{n!}{s^{n+1}}$	4.	$t^p, p > -1$	$\frac{\Gamma(p+1)}{s^{p+1}}$
5.	$\sqrt{t}$	$\frac{\sqrt{\pi}}{2s^{\frac{3}{2}}}$	6.	$t^{n+\frac{1}{2}}, \quad n=1,2,3,\dots$	$\frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdots (2n-1)\sqrt{\pi}}{2^n s^{n+\frac{3}{2}}}$
7.	$\sin(at)$	$\frac{a}{s^2+a^2}$	8.	$\cos(at)$	$\frac{s}{s^2+a^2}$
9.	$t \sin(at)$	$\frac{2as}{(s^2+a^2)^2}$	10.	$t \cos(at)$	$\frac{s^2-a^2}{(s^2+a^2)^2}$
11.	$\sin(at) - at \cos(at)$	$\frac{2a^3}{(s^2+a^2)^2}$	12.	$\sin(at) + at \cos(at)$	$\frac{2as^2}{(s^2+a^2)^2}$
13.	$\cos(at) - at \sin(at)$	$\frac{s(s^2-a^2)}{(s^2+a^2)^2}$	14.	$\cos(at) + at \sin(at)$	$\frac{s(s^2+3a^2)}{(s^2+a^2)^2}$
15.	$\sin(at+b)$	$\frac{s \sin(b) + a \cos(b)}{s^2+a^2}$	16.	$\cos(at+b)$	$\frac{s \cos(b) - a \sin(b)}{s^2+a^2}$
17.	$\sinh(at)$	$\frac{a}{s^2-a^2}$	18.	$\cosh(at)$	$\frac{s}{s^2-a^2}$
19.	$e^{at} \sin(bt)$	$\frac{b}{(s-a)^2+b^2}$	20.	$e^{at} \cos(bt)$	$\frac{s-a}{(s-a)^2+b^2}$
21.	$e^{at} \sinh(bt)$	$\frac{b}{(s-a)^2-b^2}$	22.	$e^{at} \cosh(bt)$	$\frac{s-a}{(s-a)^2-b^2}$
23.	$t^n e^{at}, \quad n=1,2,3,\dots$	$\frac{n!}{(s-a)^{n+1}}$	24.	$f(ct)$	$\frac{1}{c} F\left(\frac{s}{c}\right)$
25.	$u_c(t) = u(t-c)$ Heaviside Function	$\frac{e^{-cs}}{s}$	26.	$\delta(t-c)$ Dirac Delta Function	e^{-cs}
27.	$u_c(t) f(t-c)$	$e^{-cs} F(s)$	28.	$u_c(t) g(t)$	$e^{-cs} \mathcal{L}\{g(t+c)\}$
29.	$e^{at} f(t)$	$F(s-c)$	30.	$t^n f(t), \quad n=1,2,3,\dots$	$(-1)^n F^{(n)}(s)$
31.	$\frac{1}{t} f(t)$	$\int_s^\infty F(u) du$	32.	$\int_0^t f(v) dv$	$\frac{F(s)}{s}$
33.	$\int_0^t f(t-\tau) g(\tau) d\tau$	$F(s) G(s)$	34.	$f(t+T) = f(t)$	$\frac{\int_0^T e^{-st} f(t) dt}{1-e^{-sT}}$
35.	$f'(t)$	$sF(s) - f(0)$	36.	$f''(t)$	$s^2 F(s) - sf'(0) - f''(0)$
37.	$f^{(n)}(t)$	$s^n F(s) - s^{n-1} f(0) - s^{n-2} f'(0) - \cdots - sf^{(n-2)}(0) - f^{(n-1)}(0)$			

Fonte: (BOYCE e DIPRIMA, 2020)

ANEXO B – ELEMENTOS DO MODELO DE BUTTERWORTH

Components	Theoretical relations	Physical parameters
C_0	$C_0 = \frac{\epsilon_{33}^s \cdot A}{d}$	ϵ_{33}^s : the permittivity of the piezoelectric material A : the emitting surface d : the thickness of the vibrating material
R_0	$R_0 = \frac{1}{\omega \cdot C_0 \cdot \tan \delta_e}$	$\tan(\delta_e)$: the dielectric loss tangent

C_1	$C_1 = \frac{k_{eff}^2}{1 - k_{eff}^2} \cdot C_0$	$k_{eff} = \sqrt{\frac{8k^2}{\pi^2}}$: the effective coupling factor on the principal resonance k : the global coupling factor
L_1	$L_1 = \frac{1}{C_1 \cdot \omega_r^2}$	ω_s : the pulsation of serial resonance
R'_1	$R'_1 = \frac{L \cdot \omega_r}{Q}$	Q : the mechanic quality factor of the piezoelectric material
R''_1	$R''_1 = \frac{\pi \cdot (Z_B + Z_F)}{4 \cdot k^2 \cdot C_0 \cdot Z_C \cdot \omega_r}$	Z_C : the mechanic impedance of the piezoelectric material Z_B et Z_F : the mechanic impedance of the front and back propagation medium

Fonte: (P. SCHWEITZER, 2009)