

**UNIVERSIDADE TECNÓLOGICA FEDERAL DO PARANÁ**

**CAIO EDUARDO VIEIRA SILVA**

**PROJETO DE AMPLIFICADOR CLASSE-E E SUA APLICAÇÃO EM CIRCUITOS DE  
TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO**

**CAMPO MOURÃO**

**2022**

**CAIO EDUARDO VIEIRA SILVA**

**PROJETO DE AMPLIFICADOR CLASSE-E E SUA APLICAÇÃO EM CIRCUITOS DE  
TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO**

**Class E amplifier design and its application in wireless power transfer circuits**

Trabalho de conclusão de curso de graduação  
apresentado como requisito para obtenção do título  
de Bacharel em Engenharia Eletrônica da  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná  
(UTFPR).

Orientador: Prof. Dr. Lucas Ricken Garcia

**CAMPO MOURÃO**

**2022**



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/)

Esta licença permite remixe, adaptação e criação a partir do trabalho, para fins não comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es). Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

**CAIO EDUARDO VIEIRA SILVA**

**PROJETO DE AMPLIFICADOR CLASSE-E E SUA APLICAÇÃO EM CIRCUITOS DE  
TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO**

Trabalho de conclusão de curso de graduação  
apresentado como requisito para obtenção do título de  
Bacharel em Engenharia Eletrônica da Universidade  
Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Data de aprovação: 08 de novembro de 2022

---

Prof. Dr. Lucas Ricken Garcia  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

---

Prof. Dr. André Luiz Regis Monteiro  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

---

Prof. Dr. Leonardo Faria Costa  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

**CAMPO MOURÃO**

**2022**

## **AGRADECIMENTOS**

Gostaria de agradecer a minha família, pelo apoio emocional e financeiro, meu pai Ismael, minha mãe Valeria e minha irmã Thaísa. Aos meus amigos Andrew, Angélica, Marcelo, Jabes, Lucas Niquele, Laís Biasotto, Rodrigo, Mariana Garaluz, Mariana Casarin, Lunielle, Lucas Henrique, Luiz Fernando, pela amizade e companheirismo nessa jornada.

Agradeço ao professor Lucas Ricken Garcia, por ter sido meu orientador e acreditar e confiar em mim, me ajudando e encorajando a chegar nesta etapa.

Agradeço também aos professores Flavio, Gilson, Jakson, Leonardo, Marcio, Osmar, que participaram da minha vida acadêmica.

## RESUMO

Este trabalho apresenta o projeto de amplificador classe-E para transferência de energia sem fio. A transferência de energia sem fio vem se desenvolvendo ao longo dos anos podendo ser aplicado em dispositivos médicos, celulares, eletrodomésticos, e veículos elétricos. Para projetar o amplificador de potência classe-E é necessário, na metodologia aplicada a este projeto, definir alguns valores como a carga  $R$ , a tensão de entrada  $V_{DD}$ , a frequência de operação do circuito e a bobina  $L$  que será usada para transmitir a energia do primário para o secundário. Com isso, os valores dos demais componentes são calculados, como o indutor  $L_{RFC}$ , os capacitores  $C$  e  $C_1$ . Após o cálculo de todos os componentes foram realizadas simulações com os valores ideais para o projeto. Os valores desses componentes, e a distância entre as bobinas primária e secundária, foram alterados para um estudo mais detalhado do comportamento deste amplificador. Os resultados obtidos da prática e simulação demonstram ser satisfatórios com seu comportamento de  $V_{DS}$  serem semelhantes e a eficiência próxima de 60% em ambos os casos considerando as perdas pela resistência intrínsecas dos demais componentes do circuito.

Palavras-chave: transferência de energia sem fio; amplificador classe-E; eficiência classe-E.

## ABSTRACT

This work presents the design of a class-E amplifier for wireless power transfer. Wireless power transfer has been developing over the years and can be applied in medical devices, cell phones, home appliances, and electric vehicles. To design the class-E power amplifier, it is necessary, in the methodology applied to this project, to define some values, such as the load  $R$ , the input voltage  $V_{DD}$ , the operating frequency of the circuit and the coil  $L$  that will be used to transmit the energy from the primary to the secondary. The values of the other components are calculated, such as the  $L_{RFC}$  inductor, the capacitors  $C$  and  $C_1$ . After calculating all components, simulations were performed with the ideal values for the project. The values of these components, and the distance between the primary and secondary coils, were changed for a more detailed study of the behavior of this amplifier. The results obtained from practice and simulation prove to be satisfactory with their  $V_{DS}$  behavior being similar and the efficiency close to 60% in both cases considering the intrinsic resistance losses of the other components of the circuit.

Keywords: wireless power transfer; class-E amplifier; class-E efficiency.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Diagrama do sistema WPT para a cápsula de endoscópio .....	11
Figura 2 - Crescimento na área de sistemas WPT de acordo com as publicações na IEEE Xplore.....	14
Figura 3 - Diagrama de um dos experimentos de Tesla de transferência de energia sem fio.....	16
Figura 4 - Classificação de sistemas WPT em função da distância de transmissão.....	16
Figura 5 - Características WPT.....	17
Figura 6 – (a) Acoplamento indutivo e (b) acoplamento indutivo ressonante... ..	18
Figura 7 - Circuito de um acoplamento indutivo.....	19
Figura 8 - Circuito de um amplificador classe-E.....	20
Figura 9 - Formas de onda desejadas de (a) tensão e (b) corrente para eficiência máxima de energia no dispositivo de chaveamento.....	20
Figura 10 - Amplificador classe-E alterado.....	22
Figura 11 - Esquemático de um sistema de fornecimento de energia de 2 bobinas.....	23
Figura 12 - Circuito WPT equivalente com o secundário refletido para o primário.....	24
Figura 13 - Circuito do amplificador de potência classe-E.....	26
Figura 14 - Simulação do amplificador sintonizado e dessintonizado de acordo com os valores de C e C <sub>1</sub> .....	27
Figura 15 - Esquemático do PA classe-E (a) somente com o primário e (b) com primário e secundário.....	29
Figura 16 - Indutância mutua prático e teórico (dado em $\mu\text{H}$ ) de acordo com a distância (em mm).....	31
Figura 17 - Comportamento do sinal V <sub>DS</sub> para – (a) C <sub>1</sub> fixo em 29,2 nF com C diminuindo, (b) C <sub>1</sub> fixo em 29,2 nF com C aumentando, (c) C fixo em 28,3 nF e C <sub>1</sub> variando, (d) C <sub>1</sub> e C variam simultaneamente.....	33
Figura 18 - Comportamento do sinal V <sub>DS</sub> variando k com – (a) C <sub>3</sub> fixo em 6,2 nF, (b) C <sub>3</sub> fixo 5,9 nF, (c) C <sub>3</sub> fixo em 5,6 nF.....	35
Figura 19 - V <sub>DS</sub> prático e teórico quando – (a) não há secundário, (b) secundário está á 20 mm, (c) 10 mm, (d) 5 mm.....	36

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Valores Calculados.....	28
Tabela 2 - Valores dos Componentes.....	30
Tabela 3 - Valores da indutância mutua e coeficiente de acoplamento de acordo com a distância .....	32
Tabela 4 - Eficiência do amplificador de potência classe-E .....	37



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
CM	<i>Current-Mode</i>
DAELN	Departamento Acadêmico de Eletrônica
FEM	Força eletromotriz
FET	<i>Field Effect Transistor</i>
IMD	<i>Implantable Medical Devices</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PA	<i>Power Amplifiers</i>
PLA	Ácido PoliLáctico
TBJ	Transistor Bipolar de Junção
TIP	Transferência Indutiva de Potência
VM	<i>Voltage-Mode</i>
WPT	<i>Wireless Power Transfer</i>
ZVDS	<i>Zero Voltage Derivate Switching</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

# SUMÁRIO

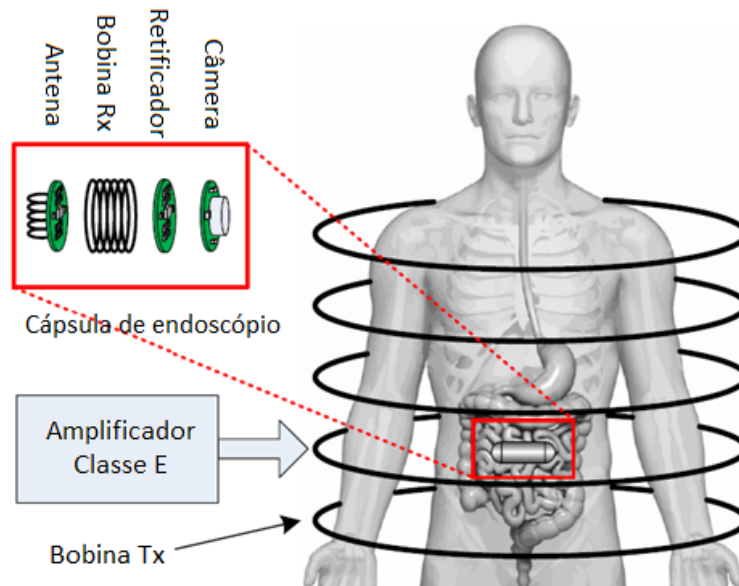
<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>11</b>
<b>1.1</b>	<b>Objetivo</b> .....	<b>13</b>
1.1.1	Objetivo geral .....	13
1.1.2	Objetivos específicos.....	13
<b>1.2</b>	<b>Justificativa</b> .....	<b>13</b>
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b> .....	<b>15</b>
<b>2.1</b>	<b>Sistema de transferência de energia sem fio</b> .....	<b>15</b>
2.1.1	Classificações de sistemas de transferência de energia sem fio .....	16
<b>2.2</b>	<b>Amplificador de potência classe-E</b> .....	<b>19</b>
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA</b> .....	<b>23</b>
<b>3.1</b>	<b>Sistema de Transferência de Energia sem Fio</b> .....	<b>23</b>
3.1.1	Projeto do sistema de transferência de energia sem fio .....	25
<b>3.2</b>	<b>Amplificador de Potência classe-E</b> .....	<b>25</b>
3.2.1	Definindo os componentes do circuito classe-E .....	28
3.2.2	Simulação do amplificador de potência classe-E .....	28
3.2.3	Montagem do Circuito .....	29
<b>4</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES</b> .....	<b>31</b>
<b>4.1</b>	<b>Indutância mútua</b> .....	<b>31</b>
<b>4.2</b>	<b>Resultados simulados e práticos do amplificador classe-E</b> .....	<b>32</b>
<b>4.3</b>	<b>Eficiência do amplificador de potência classe-E</b> .....	<b>37</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO</b> .....	<b>38</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>39</b>

## 1 INTRODUÇÃO

O uso de técnicas de transferência de energia sem fio, *Wireless Power Transfer* (WPT), utilizando acoplamento de ressonância indutiva tornou-se popular nos últimos anos, sendo aplicado em dispositivos médicos, celulares, eletrodomésticos, e até mesmo veículos elétricos (FU *et al.*, 2016). Esta tecnologia utiliza do fenômeno indutivo para formar um enlace entre duas bobinas (primária e secundária), em que a bobina primária induz uma força eletromotriz (FEM) na bobina secundária em função da variação do fluxo magnético.

Dentre as aplicações comumente estudadas na literatura, destaca-se o uso da WPT em dispositivos médicos implantáveis, *Implantable Medical Devices* (IMD), tais como cápsulas endoscópicas, marca-passos, corações artificiais, entre outros. Um exemplo desses dispositivos é a capsula endoscópica, utilizada para o diagnóstico de doenças gastrointestinais, em que o dispositivo captura as imagens do trato gastrointestinal com uma pequena câmera e transmite, sem fio, para uma unidade receptora externa (LIU, SHAO e FANG, 2017). O diagrama do sistema WPT para esta capsula é mostrado na Figura 1. Nesta aplicação observa-se que o paciente é envolto por uma bobina externa que deve prover o campo magnético que se acoplará a uma bobina receptora conectada ao IMD.

**Figura 1 - Diagrama do sistema WPT para a cápsula de endoscópio**



Fonte: Adaptado de Liu, Shao e Fang (2017, p. 35).

Um sistema de WPT pode ser projetado para operar em frequências na ordem de quilohertz (kHz) ou megahertz (MHz). De fato, a escolha da frequência de operação está relacionada à eficiência do sistema, distância de transmissão e sensibilidade à desalinhamentos entre o transmissor e receptor. O aumento da frequência de operação pode contribuir para o projeto de sistemas de WPT mais compactos e mais leves. Em contrapartida, exige-se uma maior atenção à influência de capacitâncias parasitas e possíveis efeitos peliculares nas bobinas que compõem o sistema, bem como às limitações no desempenho de dispositivos eletrônicos de potência na faixa de frequência utilizável. Considerando estes aspectos, sistemas de WPT que operam até dezenas de MHz são considerados adequados para aplicações de baixa potência (FU *et al.*, 2016).

Muitos trabalhos sobre sistemas WPT de baixas e médias frequências podem ser encontrados em sua análise, projeto, otimização e controle. O projeto e a otimização a nível de circuito incluem a compensação de bobinas, amplificadores de potência (em inglês, *power amplifiers* (PA)) de alta eficiência, retificadores e circuitos sintonizáveis (FU *et al.*, 2016).

Dentre os diversos componentes do sistema, destaca-se o uso de amplificadores de potência devidamente projetados para fornecer energia ao sistema de forma eficiente. O PA classe-E é uma solução amplamente empregada devido suas vantagens em tamanho, custo e alta eficiência, sendo conhecidos por atingir uma eficiência em torno de 90% podendo operar em altas frequências (dezenas de MHz) e fornecendo dezenas de Watts de potência (LIU *et al.*, 2017). Chen *et al.* (2012), por exemplo, alcançaram uma eficiência de 93,6% operando a 13,56 MHz.

Teoricamente a eficiência deste PA é de 100% se projetado sob as condições de comutação de tensão zero – *Zero Voltage Switching* (ZVS) – e comutação de derivada de tensão zero – *Zero Voltage Derivate Switching* (ZVDS). Porém, essas condições tornam o PA classe-E sensível a variação de carga, o que é inevitável nos sistemas WPT (SOKAL e SOKAL, 1975).

Também é possível projetar o PA classe-E operando em modo de corrente, *Current-Mode* (CM), ou em modo de tensão, *Voltage-Mode* (VM). O modo de corrente é útil para sistemas de carregamento múltiplos simultâneos, em que a carga varia e a potência de saída adapta-se à potência dos dispositivos ligados (LIU *et al.*, 2017).

Neste contexto, o presente trabalho possui como objetivo o estudo e projeto de um amplificador classe-E para ser aplicado a um sistema de WPT. O intuito é prover

energia ao circuito de transmissão de forma eficiente e verificar as características de operação do amplificador classe-E.

## **1.1 Objetivo**

### **1.1.1 Objetivo geral**

Projetar e avaliar um amplificador de potência classe-E para aplicação em sistemas de transferência de energia sem fio, observando a influência do circuito secundário sobre o PA classe-E para diferentes distâncias de operação.

### **1.1.2 Objetivos específicos**

- Projetar um amplificador classe-E a partir de trabalhos consolidados na literatura.
- Realizar uma montagem experimental integrando o PA classe-E e um sistema de WPT a duas bobinas.
- Avaliar o comportamento do PA classe-E frente a variações nos componentes passivos do projeto.
- Verificar sua aplicação em um sistema de WPT e a influência da indutância mútua sobre o comportamento do PA classe-E.

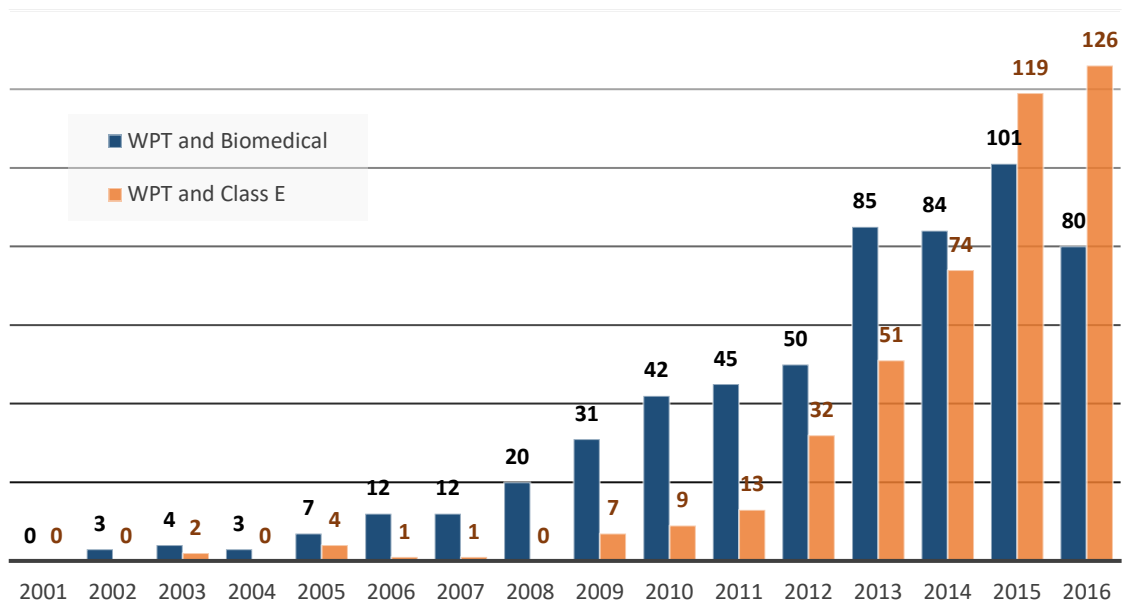
## **1.2 Justificativa**

O PA classe-E consegue trabalhar em frequências elevadas, tendo uma topologia simples e propriedade de comutação suave, que apresenta alta eficiência quando é aplicado em um sistema WPT. A utilização de um sistema WPT em aplicações biomédicas consegue diminuir o tamanho e peso de implantes melhorando a qualidade de vida do paciente com menor risco de infecção, irritação e desconforto,

evitando, assim, cirurgias e uso de cateteres (FU *et al*, 2016; LIU, SHAO e FANG, 2017).

Além disso, a transferência de energia sem fio vem se desenvolvendo ao longo dos anos aumentando o interesse da comunidade científica sobre o assunto. O número de publicações na IEEE Xplore usando tanto “*Wireless Power Transfer and Biomedical*” quanto “*Wireless Power Transfer and Class E*” como palavras-chave no período de 2001 até 2016 é mostrado na Figura 2.

**Figura 2 - Crescimento na área de sistemas WPT de acordo com as publicações na IEEE Xplore.**



**Fonte: Autoria Própria (2016)**

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Nesta seção será abordada, brevemente, a evolução do sistema de transferência de energia sem fio com o passar dos tempos, citando um dos principais pioneiros e uma de suas experiências, como o sistema WPT é classificado e suas características e, por fim, toda a fundamentação teórica relacionada ao projeto de um amplificador de potência classe-E.

### 2.1 Sistema de transferência de energia sem fio

Segundo Hui, Zhong e Lee (2014) a WPT tem sido um tópico de pesquisa amplamente estudado em sistemas de energia para implantes transcutâneos desde 1960 e aquecedores por indução desde 1970. Para as aplicações modernas de curto alcance, os sistemas de Transferência Indutiva de Potência (TIP) e os sistemas de carregamento sem fio para equipamentos portáteis como telefones celulares têm atraído muita atenção desde 1990 e 2000, respectivamente. Nikola Tesla, como um dos pioneiros nesta área, estudou formas de utilizar o acoplamento indutivo e técnicas de ressonância para ambos os circuitos do transmissor e do receptor. Esta tem sido uma prática comum nesses sistemas, pois as principais razões disto são garantir uma boa eficiência de transmissão de energia sem fio e compensar a indutância de dispersão.

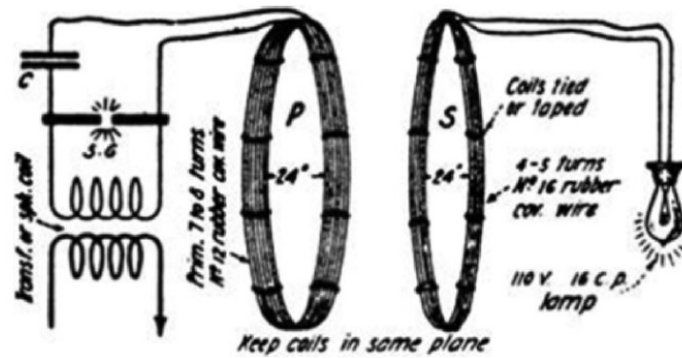
Para as aplicações TIP de vários quilowatts, como o carregamento de baterias de veículos elétricos, é possível uma eficiência energética superior a 90%. Já para o carregamento sem fio de baterias de baixa potência (como dispositivos celulares de até 5W), pode ser alcançada uma eficiência de energia, típica do sistema, superior a 70% (CARVALHO *et al.*, 2014; COVIC e BOYS, 2013).

Ainda, de acordo com Hui, Zhong e Lee (2014), Tesla projetou seu próprio gerador senoidal "de alta frequência", que apesar da falta de equipamentos modernos, como um amplificador de potência de rádio frequência ou outras formas de fonte de alimentação de alta potência, conseguiu testar seu aparelho na faixa de 10 a 20 kHz.

A Figura 3 mostra um diagrama de uma das experiências de Tesla para transferência de energia sem fio de médio alcance, onde a instalação consiste em

uma fonte, uma bobina primária (transmissora) e uma bobina secundária (receptora) com uma lâmpada de carga.

Figura 3 - Diagrama de um dos experimentos de Tesla de transferência de energia sem fio.

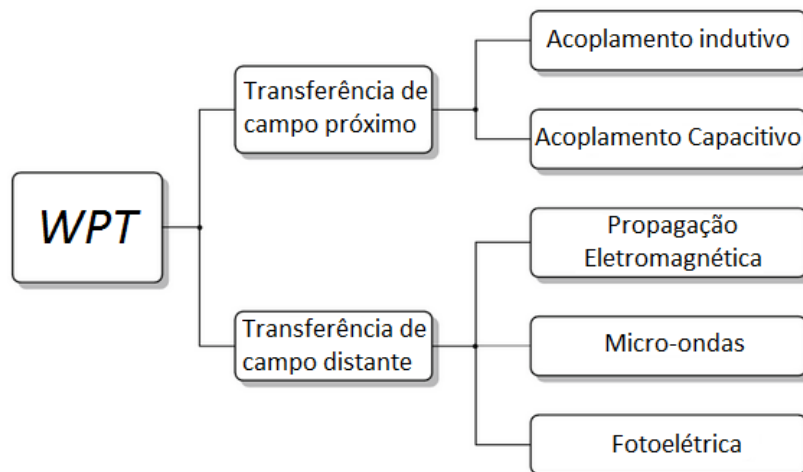


Fonte: Hui (2013, p. 1291).

### 2.1.1 Classificações de sistemas de transferência de energia sem fio

Os sistemas WPT são classificados em dois tipos básicos: transferências de campo próximo – *near-field transfer* – e transferências de campo distante – *far-field transfer*. Estes ainda possuem subtipos. A transferência de campo próximo inclui o acoplamento indutivo e o acoplamento capacitivo, enquanto a transferência de campo distante inclui a transferência eletromagnética de propagação, transferência de micro-ondas e a transferência fotoelétrica (SUN, XIE e WANG, 2013; LU *et al.*, 2016). A Figura 4 mostra a classificação descrita.

Figura 4 - Classificação de sistemas WPT em função da distância de transmissão.



Fonte: Adaptado de Sun, Xie e Wang (2013, p. 5).



As características dos campos eletromagnéticos de acordo com a distância das cargas e correntes que produzem o campo são o que determinam qual é o tipo de transferência. Classifica-se transferência de campo distante, quando a frequência de ressonância do campo eletromagnético é relativamente alta e a distância de transferência é relativamente longa, e classifica-se transferência de campo próximo quando a frequência de ressonância e a distância de transferência são relativamente baixa e curta, respectivamente (SUN, XIE e WANG, 2013; LU *et al.*, 2016).

A transferência de campo próximo, que será o enfoque deste trabalho, possui maior eficiência na transferência de energia e maior penetrabilidade do que na transferência de campo distante. As demais características dos tipos de transferências estão resumidas na Figura 5 (SUN, XIE e WANG, 2013; LU *et al.*, 2016).

**Figura 5 - Características WPT.**

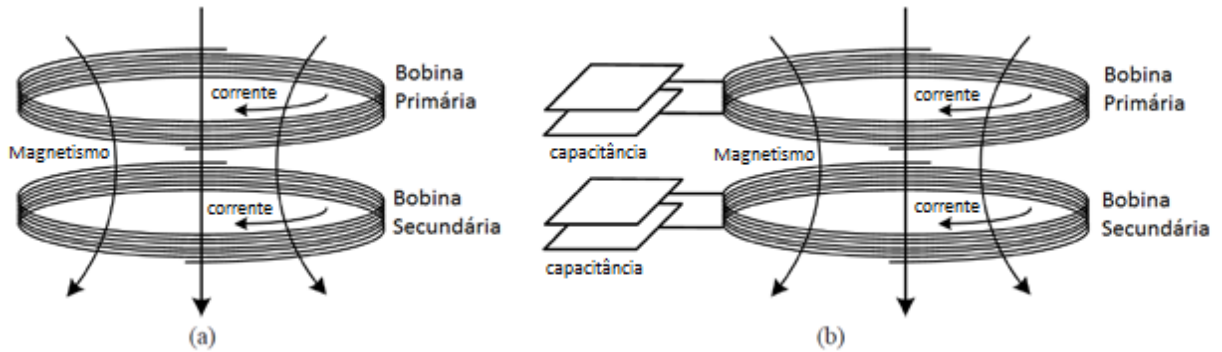
	Frequência	Diretividade	Distância	Penetrabilidade	Eficiência
Acoplamento indutivo	Baixa Hz~MHz	Fraca	Curta	Forte	Alta
Acoplamento Capacitivo	Baixa Hz~MHz	Fraca	Curta	Forte	Alta
Propagação Eletromagnética	Média MHz~GHz	Média	Média	Média	Média
Micro-ondas	Alta Gz~THz	Forte	Longe	Fraca	Baixa
Fotoelétrica	Alta >THz	Forte	Longe	Fraca	Baixa

**Fonte: Adaptado de Sun, Xie e Wang (2013, p. 6).**

Como nas aplicações biomédicas a penetrabilidade e eficiência de energia são mais importantes que a diretividade, o acoplamento indutivo e capacitivo são os mais adequados. No entanto, o campo elétrico gerado pelo acoplamento capacitivo, sofre maior atenuação e efeitos adversos no corpo humano do que o campo magnético gerado pelo acoplamento indutivo. Isto torna o acoplamento indutivo a melhor escolha

para aplicações biomédicas (SUN, XIE e WANG, 2013). Os tipos de acoplamento indutivo são mostrados na Figura 6.

**Figura 6 – (a) Acoplamento indutivo e (b) acoplamento indutivo ressonante.**

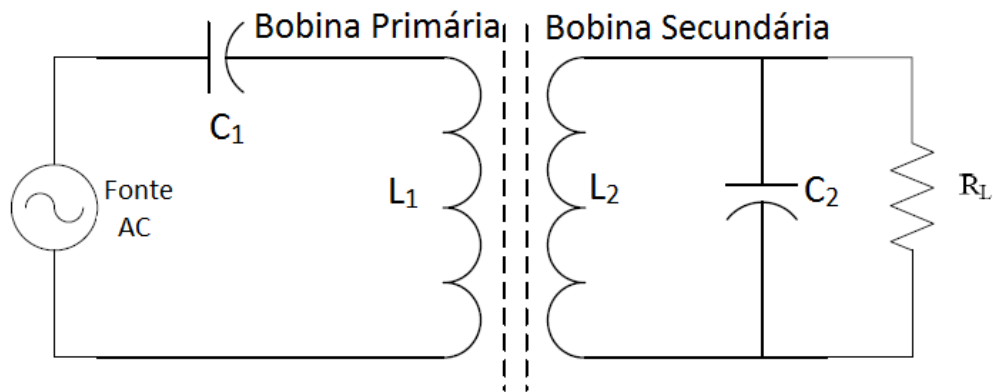


**Fonte: Adaptado de Lu et al. (2015, p.127).**

Ambos os acoplamentos indutivos são baseados na indução do campo magnético, no qual a energia elétrica da bobina primária é entregue para a bobina secundária. Isto ocorre quando há corrente fluindo pela bobina primária gerando um campo magnético, que varia através da bobina secundária produzindo uma corrente/tensão nesta bobina, ou seja, o campo magnético induz uma tensão/corrente na bobina secundária. As bobinas e as capacitâncias do acoplamento indutivo ressonante (Figura 6b), devem operar na mesma frequência de ressonância, e portanto são fortemente acopladas podendo alcançar uma distância maior e uma eficiência melhor, comparado com o acoplamento indutivo simples (Figura 6a). Adicionalmente o acoplamento indutivo ressonante pode ser aplicado em carregamento simultâneo de vários dispositivos. Vale destacar que a eficiência de transmissão de energia depende da distância e alinhamento entre as duas bobinas, a sua forma e seu fator de qualidade (LU et al., 2015; LU et al., 2016).

O acoplamento indutivo ressonante (Figura 6(b)) consiste de uma bobina primária e uma bobina secundária, que para operar em modo ressonante tem um capacitor  $C_1$  adicionado que pode estar conectado em série ou em paralelo à bobina primária e um capacitor  $C_2$  conectado à bobina secundária. A Figura 7 mostra um sistema de WPT com compensação capacitiva série-paralelo. Assim, uma tensão é induzida na bobina secundária por meio do fluxo magnético gerado pelo sinal alternado aplicado na bobina primária (MA et al., 2010).

**Figura 7 - Circuito de um acoplamento indutivo.**



**Fonte: Adaptado de Ma et. al. (2010, p. 538).**

O projeto dos capacitores de compensação está ligado a frequência de ressonância que é definida pela Equação (1), ou seja, trata-se da sintonização do primário e secundário em uma mesma frequência de operação  $\omega_o$ .

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (1)$$

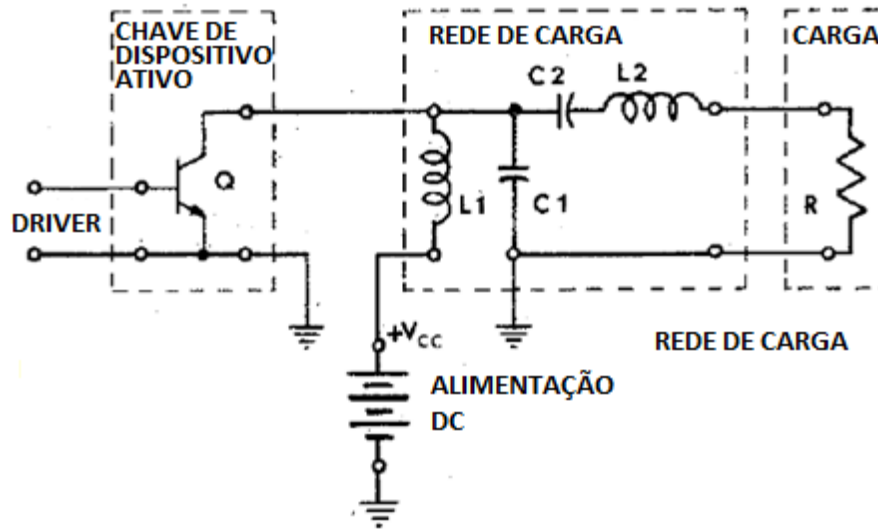
A fonte de alimentação AC do circuito ressonante, pode ser gerada de diversas formas, sendo uma dessas a utilização do amplificador classe-E.

## 2.2 Amplificador de potência classe-E

Sokal e Sokal (1975) definiram uma nova classe de PA, a classe-E, em que este consegue atingir, teoricamente, uma eficiência de 100%. O circuito do PA classe-E é mostrado na Figura 8.

De modo geral, o circuito transforma a energia da fonte de alimentação de corrente contínua (CC) em uma fonte alternada operando na frequência de comutação da chave Q. Para obter uma resposta na saída mais próxima de uma senoide, o fator de qualidade do circuito ressonante (série C2 e L2) deve ser relativamente alto e o *duty ratio* de comutação próximo de 50% (SOKAL e SOKAL, 1975).

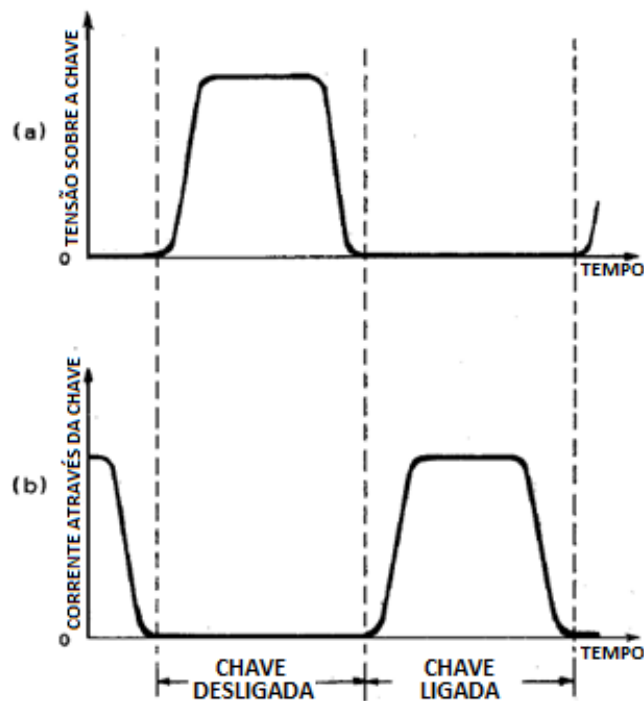
Figura 8 - Circuito de um amplificador classe-E.



Fonte: Adaptado de Sokal e Sokal (1975, p.172)

O princípio deste PA classe-E é reduzir a potência dissipada no dispositivo de chaveamento nos instantes de comutação, por meio da utilização de uma rede de carga destinada a produzir uma transição adequada de desligamento e ligamento da chave (SOKAL e SOKAL, 1975). A Figura 9 mostra as formas de onda desejadas.

Figura 9 - Formas de onda desejadas de (a) tensão e (b) corrente para eficiência máxima de energia no dispositivo de chaveamento.



Fonte: Adaptado de Sokal e Sokal (1975, p.171)

Para que essas formas de onda desejadas sejam atendidas, deve-se obedecer às condições ZVS e ZVDS, descritas por Sokal e Sokal (1975), tais elas são:

- Um retardo de tensão no desligamento da chave: durante o intervalo de tempo em que a chave faz a sua transição do estado ligado para o estado desligado, a tensão na chave permanece baixa por tempo suficiente para que a corrente que flui através da chave tenha sido reduzida para zero, logo então a tensão aumenta. Isto assegura que não há tensão enquanto houver corrente na chave, evitando assim a perda de energia;
- Retorno de tensão a zero na chave ligando: a tensão na chave atinge zero volts imediatamente antes da chave ligar, isto é, imediatamente antes da corrente começar a fluir na chave, evitando a dissipação de energia;
- Inclinação zero de tensão ao ligar a chave: a inclinação da tensão no período transitório, ao ligar a chave, é aproximadamente zero volts ( $dv/dt \cong 0$ ).

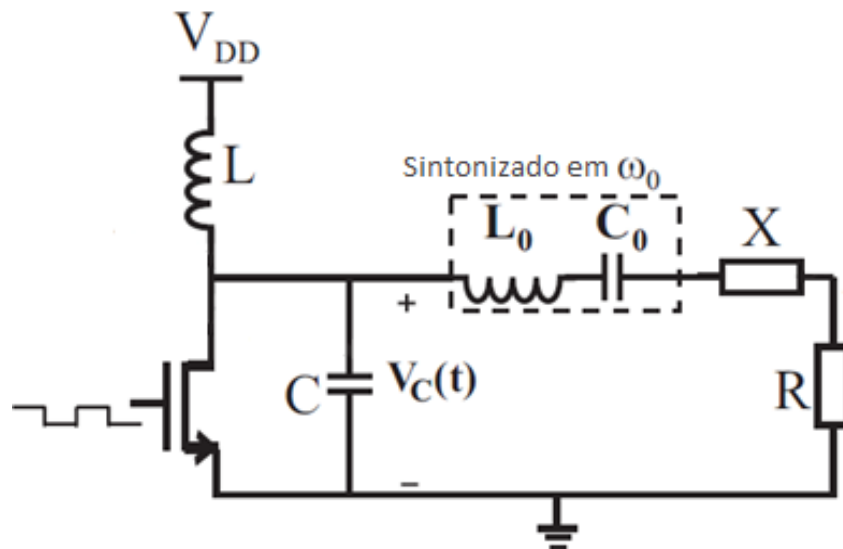
Com base no trabalho de Sokal e Sokal (1975), diversos artigos realizaram melhorias e apresentaram diferentes métodos de projeto. Por exemplo, nos trabalhos já citados de Fu *et al.*, (2016) e Liu *et al.*, (2015, 2017) o transistor de chaveamento passou de um Transistor Bipolar de Junção (TBJ) para um Transistor de Efeito de Campo – *Field Effect Transistor* (FET) – ou um Transistor de Efeito de Campo Metal-Oxido-Semicondutor – *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET) – e acrescentou-se uma reatância X que pode ser capacitiva ou indutiva, dependendo de cada projeto, como é mostrado na Figura 10.

Quanto à fonte de comutação da chave (para gerar o sinal de *gate* do transistor), pode-se utilizar um sinal com largura de pulso controlada por um Circuito Integrado (CI) específico ou um oscilador. Entretanto, o uso de um oscilador senoidal provoca uma perda de potência, e conseqüentemente, reduz a eficiência do classe-E (MA *et al.*, 2010).

Existem diversas formas de abordar a transferência de energia sem fio. Uma dessas formas, que foi apresentada nesse trabalho, é o uso do amplificador de potência classe-E para conseguir máxima eficiência antes da transmissão de energia

(acoplamento indutivo ressonante). Vários autores analisam o PA classe-E de diferentes formas, alguns consideram apenas a condição de ZVS e ignora a ZVDS, simplificando as análises, como é o caso em Liu, Shao e Fang (2017). Outros autores utilizam as equações apresentadas por Acar, Annema e Nauta (2006, 2007) para definir os componentes do PA classe-E.

Figura 10 - Amplificador classe-E alterado.



Fonte: Adaptado de Acar, Annema e Nauta (2006, p. 1308).

O PA classe-E, como já mencionado, também pode operar como fonte de corrente, método utilizado em Liu *et al.* (2017). Adicionando novos componentes no circuito (transformação de impedância), que mesmo com uma determinada variação de carga o PA classe-E consegue se manter na zona de alta eficiência, o que o torna ótimo para aplicações de carregamento múltiplo.

Nem todos autores utilizam um oscilador ou algum Circuito Integrado (CI) para o acionamento do MOSFET. Alguns fazem uso direto de um gerador de função, como é o caso em Liu, Shao e Fang (2017) que analisam a eficiência do PA classe-E com interferência mínima de um *driver*. Já no caso de Ma *et al.* (2010), utilizam um oscilador Hartley e um oscilador diferencial Cruzado-Acoplado (*Diferencial Cross-Coupled Power Oscillator*) aplicado em um sistema implantável, e comparam a eficiência dos diferentes métodos de acionamento e variação dos valores de coeficiente de acoplamento, operando numa frequência de 5 a 10 MHz.

### 3 METODOLOGIA

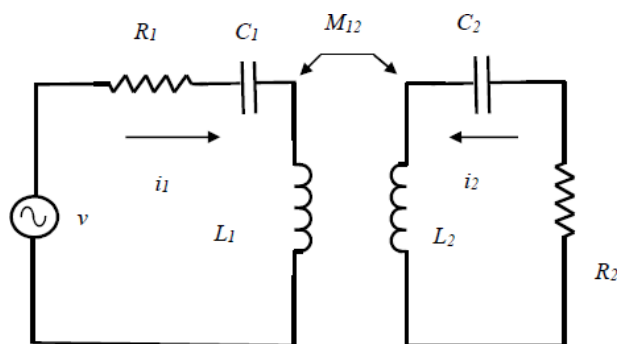
Este trabalho divide-se em três etapas principais: projeto teórico, simulação e validação experimental. Na etapa de simulação foi utilizado o *software* LTSPICE e MATLAB. Na etapa prática, auxiliando no projeto e obtenção de dados experimentais, foram utilizados fonte de tensão Instrutherm FA-3030, osciloscópio Tektronix TBS2002B, gerador de funções Minipa MFG-4201A, medidor LCR Minipa MX-1010 e uma impressora 3D Anet A8, disponíveis no Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN) do *campus* Campo Mourão.

Na literatura são descritas diversas metodologias de projeto do amplificador classe-E, técnicas de sintonia e otimização de sistemas de WPT com duas bobinas. O desenvolvimento deste trabalho foi realizado seguindo como base a metodologia aplicada em Sutor, Heining e Buchholz (2019) para o projeto do PA classe-E. Para o projeto do sistema de WPT foi utilizada a metodologia empregada em Abatti, Pichorim e Miranda (2015). Esses métodos serão brevemente descritos a seguir.

#### 3.1 Sistema de Transferência de Energia sem Fio

A Figura 11 mostra o circuito equivalente de um sistema WPT de duas bobinas utilizado por Abatti, Pichorim e Miranda (2015) para a análise de circuito.

**Figura 11 - Esquemático de um sistema de fornecimento de energia de 2 bobinas.**



**Fonte: Abatti, Pichorim e Miranda (2015, p. 98).**

Considerando que o circuito está sintonizado na frequência de ressonância ( $\omega_0^{-1} = \sqrt{L_1 C_1} = \sqrt{L_2 C_2}$ ), as Equações (2), (3) e (4) representam, respectivamente, a potência máxima que pode ser transferida, a potência relativa transferida (também

definido como a capacidade de transferência de potência do sistema) e a eficiência do sistema em relação à entrega de potência ao secundário (ABATTI, PICHORIM e MIRANDA, 2015). Estas características serão utilizadas para avaliar o sistema de WPT projetado e a influência do PA classe-E que será responsável por fornecer a tensão  $v$  ao sistema.

$$P_1 = P_{2max} = \frac{v^2}{4R_1} \quad (2)$$

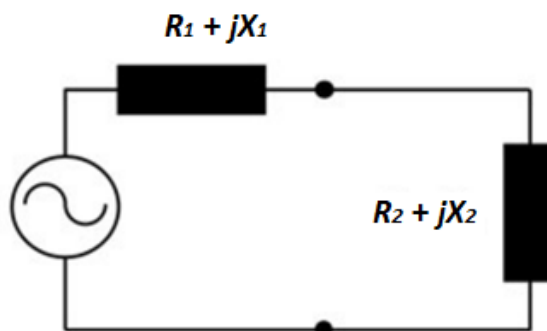
$$\frac{P_2}{P_{2max}} = \frac{4R_1R_2\omega_0^2M_{12}^2}{(R_1R_2 + \omega_0^2M_{12}^2)^2} \quad (3)$$

$$\eta = \frac{\omega_0^2M_{12}^2}{R_1R_2 + \omega_0^2M_{12}^2} \quad (4)$$

Em que  $M_{12}$  é a indutância mútua,  $R_1$  a resistência total do circuito de transmissão incluindo as resistências internas da fonte, as capacitância  $C_1$  e da indutância  $L_1$ ,  $R_2$  a resistência total do circuito receptor (a soma das resistências internas da capacitância envolvida  $C_2$  e da indutância  $L_2$ ),  $P_1$  e  $P_2$  são a potência dissipada em  $R_1$  e  $R_2$ , respectivamente.

Outra forma de representar o circuito da Figura 11 é refletir suas impedâncias do secundário para o primário como mostra a Figura 12 sendo  $R_1 + jX_1$  a resistência e impedância equivalente do primário e sendo  $R_2 + jX_2$  do secundário (HUI, ZHONG e LEE, 2014).

Figura 12 - Circuito WPT equivalente com o secundário refletido para o primário.



Fonte: Adaptado de Hui, Zhong e Lee (2014, p. 4052).



Para a simulação de todo o circuito, ou seja, o primário e o secundário juntos, é necessário calcular um valor ao coeficiente de acoplamento “ $k$ ” entre a bobina emissora e a receptora. Este valor é calculado usando a Equação (5).

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (5)$$

### 3.1.1 Projeto do sistema de transferência de energia sem fio

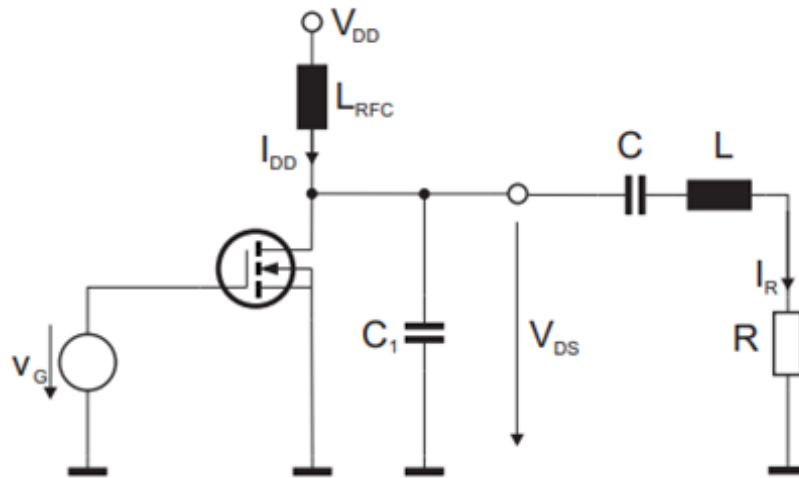
Foram impressos carretéis feitos de Ácido PoliLáctico (PLA), na impressora 3D para o enrolamento dos fios condutores, utilizando-os como indutores neste projeto para o sistema WPT, com um diâmetro de 40 mm para ambos os circuitos primário e secundário. Após o enrolamento dos mesmos suas indutâncias foram medidas obtendo-se 69  $\mu\text{H}$  para o primário e 206  $\mu\text{H}$  para o secundário.

O estado de ressonância foi verificado utilizando um gerador de funções, aplicando uma senoide no lugar da fonte de tensão apresentada na Figura 11, e um osciloscópio para observar o sinal de entrada e o sinal de saída, conferindo se estavam em fase, quando não, os valores da capacitância equivalente foram ajustados até que ambos sinais ficassem em fase. Por exemplo, para que o circuito secundário operasse na frequência de ressonância a 125 kHz foram utilizados 3 capacitores em paralelo: 3,3 nF, 2,7 nF e 1 nF.

## 3.2 Amplificador de Potência classe-E

A Figura 13 representa o circuito com o amplificador classe-E. Em seguida são dadas as equações utilizadas no método de Sutor, Heining e Buchholz (2019) para sintonizar os componentes do amplificador.

Figura 13 - Circuito do amplificador de potência classe-E.



Fonte: Adaptado de Sutor, Heining e Buchholz (2019, p. 7).

Neste método o *duty-cycle* do sinal  $V_G$  é fixado em 50%, ou seja, como a frequência angular é  $\omega = 2\pi f$ , então o chaveamento do transistor abre em  $\omega t = 0$  e fecha em  $\omega t = \pi$ .

O ângulo de comutação  $\phi$  descreve a fase da corrente de saída  $I_R$  em relação a  $\omega t$ . Com a equação (6) encontra-se o ângulo de comutação ideal, o qual garante ZVS e ZDS.

$$\phi_{ideal} = \arctan\left(-\frac{2}{\pi}\right) \quad (6)$$

Com o ângulo de comutação ideal, a capacitância  $C_1$  é determinada por:

$$C_1 = -\frac{2 \sin(2\phi_{ideal})}{\pi^2 \omega R}. \quad (7)$$

De acordo com Sutor, Heining e Buchholz (2019) a capacitância  $C$  pode ser calculada com as seguintes equações:

$$C = (QR\omega - L_x\omega^2)^{-1} \quad (8)$$

$$L_x = \frac{R}{\omega} \tan(\phi_1 - \phi_{ideal}) \quad (9)$$

$$\phi_1 = \arctan\left(\frac{\frac{8}{\pi^2} - 1}{\tan \phi_{ideal}}\right). \quad (10)$$

Outro importante parâmetro é o fator de qualidade que deve ser alto o suficiente para garantir uma corrente senoidal  $i_R$ . Como regra geral  $Q$  deve ser pelo menos maior que 5 (SUTOR, HEINING e BUCHHOLZ, 2019).

$$Q = \frac{\omega L}{R} \quad (11)$$

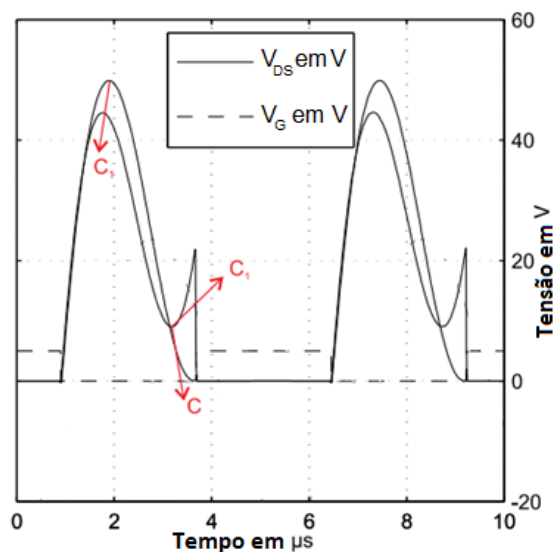
Finalmente a indutância *choke* pode ser dimensionada para garantir uma corrente DC  $I_{DD}$  contendo baixa ondulação.

$$L_{RFC} = \frac{(\pi^2 + 4)R}{16f r_{SS}} \quad (12)$$

Sendo  $r_{SS}$  a ondulação relativa permitida.

A Figura 14 representa o comportamento de  $V_{DS}$  sobre influência da variação das capacitâncias  $C_1$  e  $C$  em um circuito projetado por Sutor, Heining e Buchholz (2019). Nota-se que a medida que o valor de  $C_1$  aumenta, o pico de  $V_{DS}$  diminui e o decaimento de  $V_{DS}$  é distorcido, aumentando o valor de  $V_{DS}$  novamente antes que a chave feche, já o aumento do capacitor  $C$  faz com que acelere o decaimento de  $V_{DS}$ .

**Figura 14 - Simulação do amplificador sintonizado e dessintonizado de acordo com os valores de  $C$  e  $C_1$ .**



Fonte: Adaptado de Sutor, Heining e Buchholz (2019, p. 8).

### 3.2.1 Definindo os componentes do circuito classe-E

Neste trabalho foi definido que circuito irá operar na frequência de 125 kHz com o  $V_{DD} = 5\text{ V}$  e a resistência  $R = 8\ \Omega$ , com isto é possível obter os valores de  $L_{RFC}$ ,  $C$  e  $C_1$ , do circuito classe-E presente na Figura 13, utilizando as equações (6) à (12), apresentadas na seção 3.2. Assim tem-se os dados apresentados na Tabela 1, considerando  $r_{ss} = 0,1$ .

**Tabela 1 - Valores Calculados.**

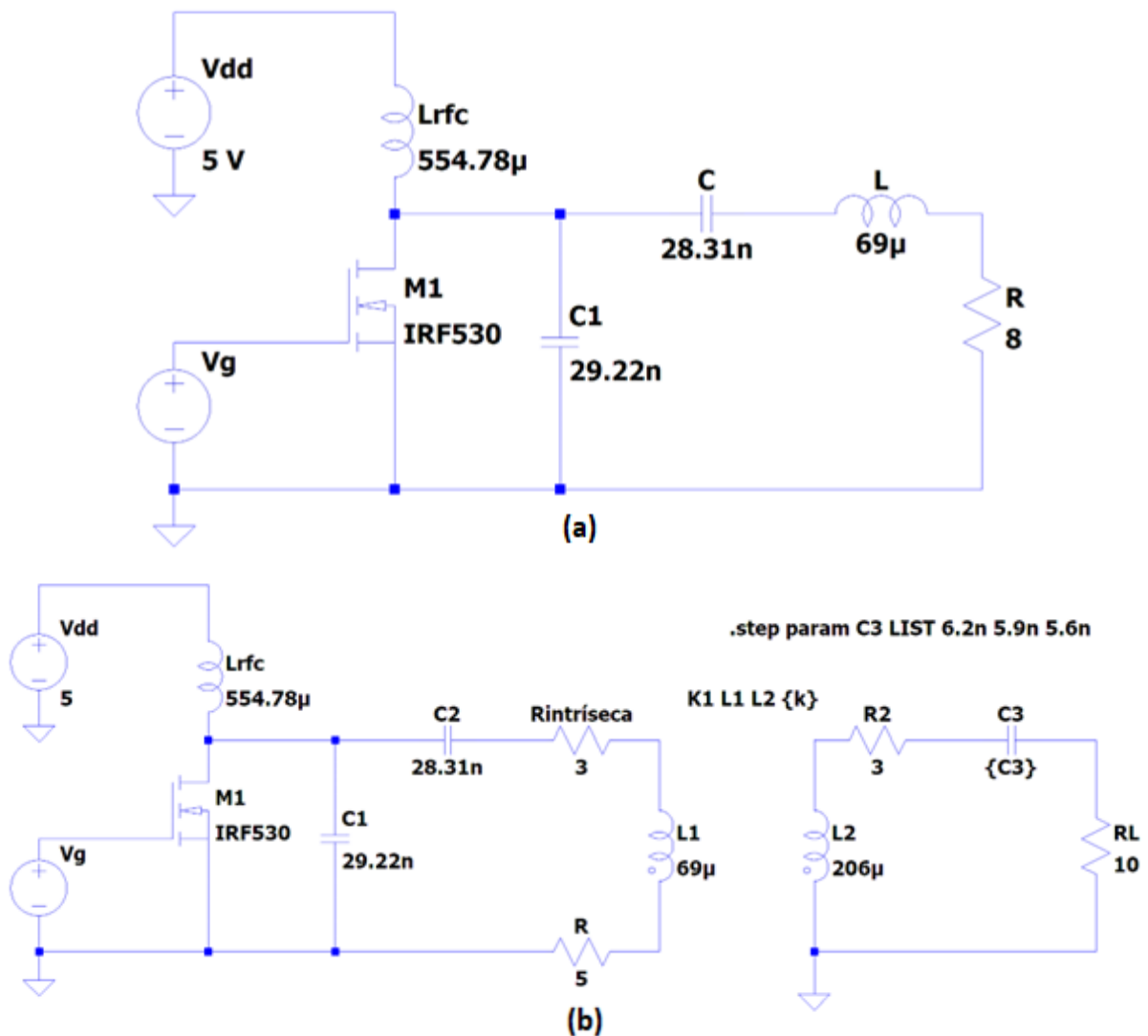
<b>Componentes</b>	<b>Valores</b>
$\phi_{ideal}$	-0,5669 rad
Capacitor $C_1$	29,221 nF
VDD	5 V
Capacitor $C$	28,312 nF
$L_x$	11,739 $\mu\text{H}$
$L_{RFC}$	554,78 $\mu\text{H}$
$Q$	6,7741

**Fonte: Autoria Própria (2022)**

### 3.2.2 Simulação do amplificador de potência classe-E

Para realizar a simulação do projeto foi utilizado o *software* LTSpice. A Figura 15 representa dois esquemáticos do circuito amplificador classe-E, simulando a transferência de energia sem fio, já com os valores calculados dos componentes. Sendo a Figura 15(a) o PA classe-E somente com o circuito primário e a Figura 15(b) o PA classe-E com o circuito primário e secundário.

Figura 15 - Esquemático do PA classe-E (a) somente com o primário e (b) com primário e secundário.



Fonte: Autoria própria (2022)

### 3.2.3 Montagem do Circuito

Tendo os valores calculados dos componentes do circuito (Tabela 1), foi realizado a montagem do circuito em uma protoboard, aproximando os valores calculados para os valores comerciais disponíveis. Tais valores estão presentes na Tabela 2. O MOSFET utilizado para a comutação foi o IRF530N, o mesmo da simulação.

**Tabela 2 - Valores dos Componentes.**

<b>Componentes</b>	<b>Calculado</b>	<b>Utilizado</b>
$L_{RFC}$	554,78 $\mu$ H	494 $\mu$ H
$C_1$	29,22 nF	31,4 nF
$C$	28,31 nF	30 nF
$L_1$	69 $\mu$ H	69 $\mu$ H
$R$	8 $\Omega$	5 $\Omega$
$L_2$	206 $\mu$ H	206 $\mu$ H
$C_3$	6 nF	7 nF
$R_L$	10 $\Omega$	10 $\Omega$

**Fonte: Aatoria própria (2022)**

Para validar a montagem do circuito foi necessário observar se o formato da onda de tensão  $V_{DS}$  era semelhante com a fundamentação teórica de Sokal e Sokal (1975), mostrado na Figura 9, e a tensão na carga como uma onda senoidal.

Durante a montagem do circuito foi possível observar a baixa precisão dos componentes e a alta sensibilidade do circuito em relação aos capacitores  $C$  e  $C_3$ , pois ao repetir o processo de montar o circuito trocando os componentes por outros de mesmo valor, notou-se a mudança da Tensão de chaveamento do circuito ou o não funcionamento do mesmo.

Para os testes, adotou-se um processo em que bobinas, primária e secundária, eram alinhadas paralelamente, mantendo o centro no mesmo nível, com uma distância inicial de 4 mm uma da outra, realizando passos de 4 mm até 60 mm, fazendo as medições da tensão de chaveamento  $V_{DS}$ , da carga do primário e secundário a cada distância.

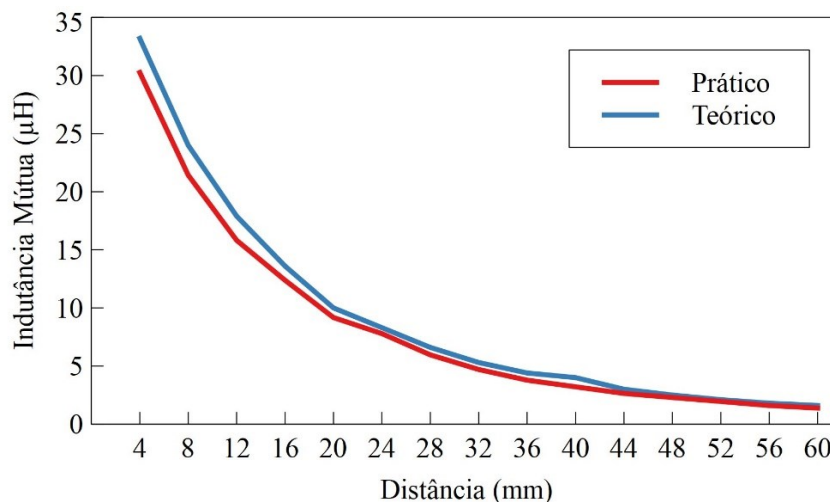
## 4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Nesta seção serão apresentados os resultados e as discussões obtidas através do procedimento realizado do projeto, como os valores de indutância mútua obtidos a cada distância, o formato de onda da tensão  $V_{DS}$  de acordo com os valores dos componentes.

### 4.1 Indutância mútua

Uma etapa importante neste projeto é a medição da indutância mútua, ou seja, quando um circuito induz uma corrente em um outro circuito. A indutância mútua entre o circuito primário e secundário foi medida alterando a distância entre elas com passo de 4 mm, como é mostrado na Figura 16. Na parte teórica o cálculo da indutância mútua foi realizado a partir de um método numérico com o auxílio do *software* Matlab para resolver equações em termos de integrais elípticas e obter seus valores para cada distância.

**Figura 16 - Indutância mutua prático e teórico (dado em  $\mu\text{H}$ ) de acordo com a distância (em mm).**



**Fonte: Autoria própria (2022)**

Percebe-se que o comportamento de indutância mútua prático e teórico são bem semelhantes, apresentando pequenas diferenças quando a distância é reduzida, ou seja, quando há aproximação do circuito primário e o secundário, esta pequena diferença pode interferir minimamente nos resultados posteriores.

Utilizando a equação (5 (apresentada no Capítulo 3) e com o auxílio do *software* Matlab foram calculados os valores do coeficiente de acoplamento  $k$  de uma distancia de 4 mm até 60 mm com o passo de 4 mm, esses valores são mostrados na Tabela 3.

**Tabela 3 - Valores da indutância mutua e coeficiente de acoplamento de acordo com a distância.**

Distância (mm)	Indutância Mutua		Coeficiente de acoplamento		Erro percentual (%)
	teórico	prático	teórico	prático	
4	33,2	30,26	0,278	0,254	8,86
8	24,0	21,43	0,201	0,180	10,69
12	17,9	15,82	0,150	0,133	11,64
16	13,6	12,38	0,114	0,104	8,98
20	10,0	9,17	0,084	0,077	8,31
24	8,3	7,79	0,070	0,065	6,10
28	6,6	5,96	0,055	0,050	9,69
32	5,3	4,70	0,044	0,039	11,33
36	4,4	3,78	0,037	0,032	14,04
40	4,0	3,21	0,034	0,027	19,77
44	3,0	2,64	0,025	0,022	12,13
48	2,5	2,29	0,021	0,019	8,31
52	2,1	1,95	0,018	0,016	7,21
56	1,8	1,60	0,015	0,013	10,85
60	1,6	1,38	0,013	0,012	14,04

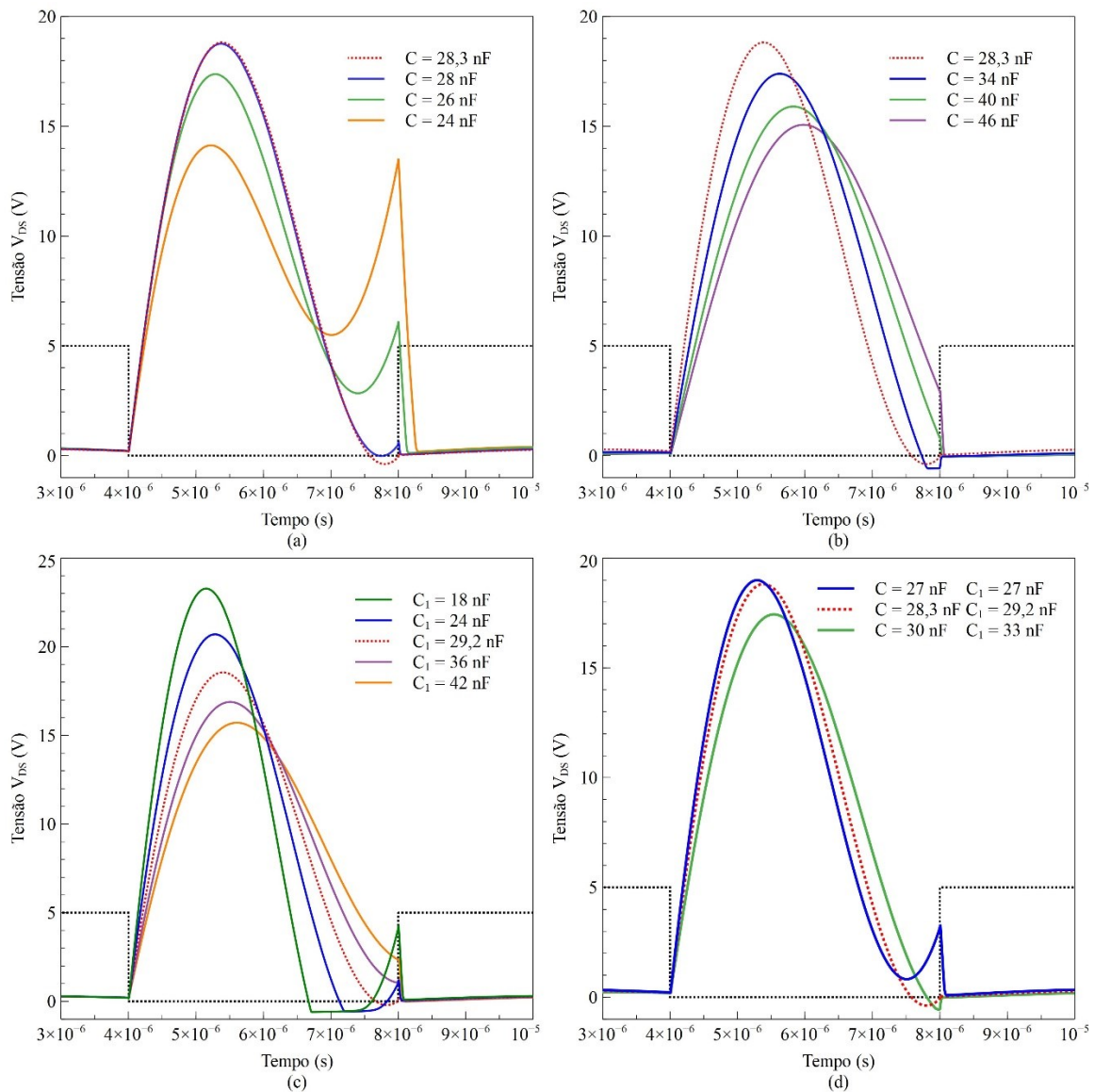
Fonte: Autoria própria (2022)

#### 4.2 Resultados simulados e práticos do amplificador classe-E

A fim de analisar o circuito em relação aos componentes  $C$  e  $C_1$  como mostrado por Sutor, Heining e Buchholz (2019) na Figura 14, foram realizadas várias simulações alterando esses valores e registrando o comportamento da tensão de chaveamento  $V_{DS}$ . A Figura 17 mostra o sinal  $V_{DS}$  quando o  $C_1$  está fixo em 29,2 nF e  $C$  é reduzido (a) e aumentado (b), quando  $C$  está fixo em 28,3 nF e  $C_1$  é alterado (c) e quando ambos os valores de  $C$  e  $C_1$  variam tanto para mais quanto para menos.



**Figura 17 - Comportamento do sinal  $V_{DS}$  para – (a)  $C_1$  fixo em 29,2 nF com C diminuindo, (b)  $C_1$  fixo em 29,2 nF com C aumentando, (c) C fixo em 28,3 nF e  $C_1$  variando, (d)  $C_1$  e C variam simultaneamente.**



**Fonte: Autoria própria (2022)**

Nota-se que na Figura 17(a) ao reduzir o valor C o pico de  $V_{DS}$  também é reduzido, o tempo em que o pico ocorre é adiantado e a tensão logo antes do chaveamento é mais distorcida do que nos demais casos, mas, na Figura 17(b), ao aumentar o valor de C o pico de  $V_{DS}$  também é reduzido, mas o tempo em que o pico ocorre é atrasado e a tensão durante o chaveamento será diferente de zero.

Na Figura 17(c) em que somente o  $C_1$  varia, percebe-se que com o aumento do seu valor o pico de  $V_{DS}$  é diminuído, o tempo em que o pico ocorre é atrasado, o

tempo de subida e descida de  $V_{DS}$  é desacelerado, a comutação da chave ocorre em um valor positivo de  $V_{DS}$ , já diminuindo o valor de  $C_1$  o valor do pico de  $V_{DS}$  aumenta, o tempo em que o pico ocorre é adiantado, o tempo de subida e descida é acelerado podendo fazer com que  $V_{DS}$  fique um período de tempo maior em valores negativos e volte a ser positivo. Isto ocorre por que ao alterar o valor de  $C_1$  a frequência de operação do circuito também é alterada. Quanto menor o valor de  $C_1$  maior a frequência de operação e quanto maior o valor de  $C_1$  menor é a frequência de operação, como pode ser analisada pela Equação (7).

Na Figura 17(d) pode-se verificar influência de ambos capacitores  $C$  e  $C_1$  quando variam para cima e para baixo do valor ideal. Ao diminuir os dois capacitores o pico de  $V_{DS}$  aumenta minimamente e é adiantado, ou seja, neste caso os capacitores compensam um ao outro no valor de pico e ambos adiantam  $V_{DS}$ , mas percebe-se nitidamente a distorção de  $V_{DS}$  logo antes do chaveamento caracterizada pela influência do capacitor  $C$ . Ao aumentar ambos os capacitores o pico de  $V_{DS}$  é diminuído e atrasado e no final da comutação observa-se sua influência. O Quadro 1 resume o que foi descrito nos parágrafos anteriores.

**Quadro 1 – Características de  $V_{DS}$  de acordo com as variações dos capacitores  $C$  e  $C_1$ .**

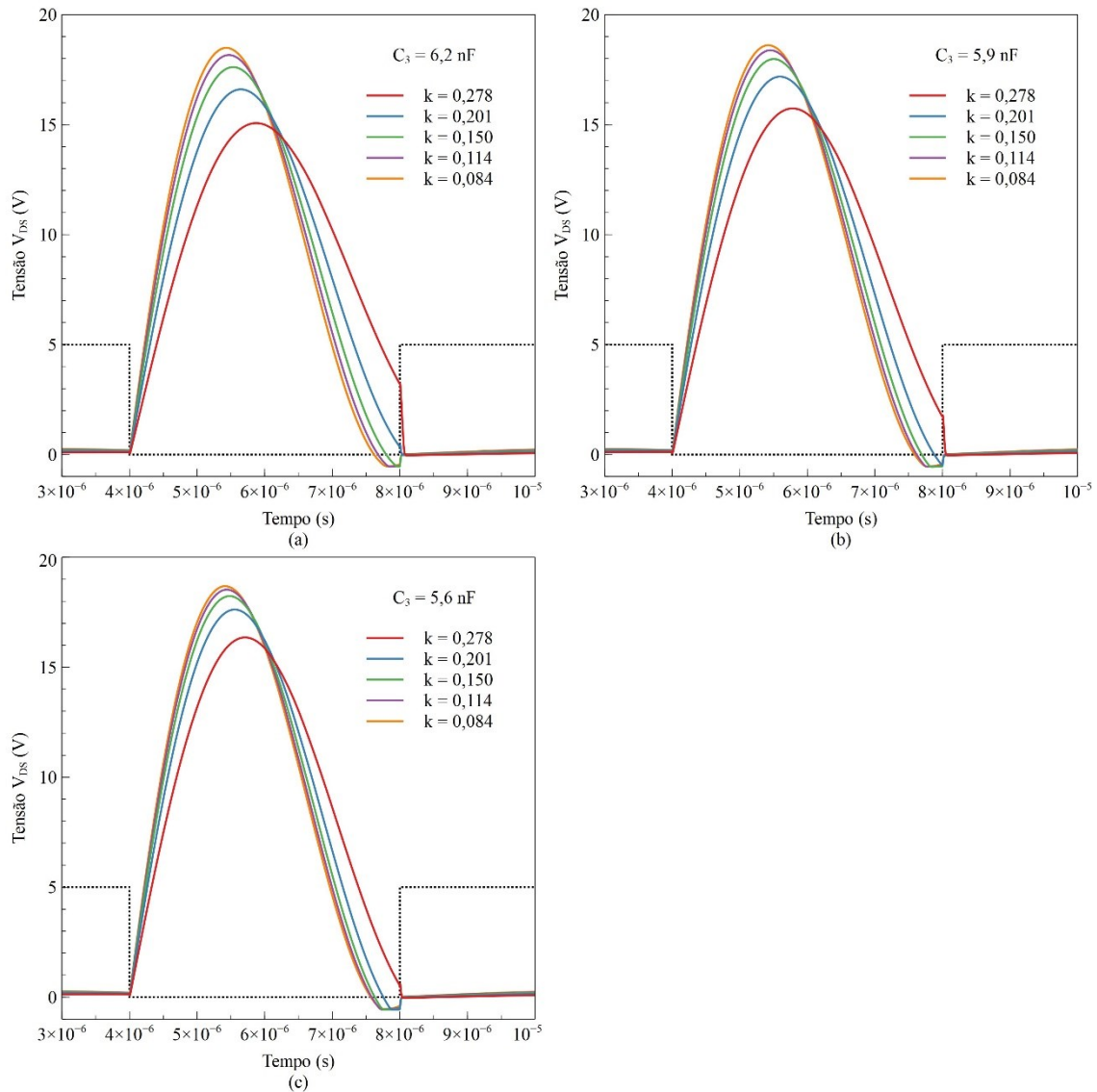
Componente	Variação	Pico de $V_{DS}$	Descrição
C	Aumento	Reduzido e atrasado	Em pequenas variações a comutação ocorre em valores negativos. Em variações altas a comutação ocorre em valores positivos.
	Diminuição	Reduzido e adiantado	Grande distorção do sinal $V_{DS}$ , a comutação ocorre em valores positivos maiores.
$C_1$	Aumento	Reduzido e atrasado	A comutação ocorre em valores positivos. Não há momentos negativos em $V_{DS}$ .
	Diminuição	Aumentado e adiantado	A comutação ocorre em valores positivos. Aumenta o tempo de $V_{DS}$ em valores negativos

**Fonte: Autoria própria (2022)**

A próxima etapa, após simular e analisar o circuito alterando seus componentes  $C$  e  $C_1$ , foi simular acrescentando o circuito secundário (Figura 15(b)) e analisar o comportamento da tensão de chaveamento  $V_{DS}$  de acordo com a variação do

coeficiente de acoplamento  $k$ , ou seja, a variação da distância entre as duas bobinas, e a variação do capacitor  $C_3$  presente no secundário.

**Figura 18 - Comportamento do sinal  $V_{DS}$  variando  $k$  com – (a)  $C_3$  fixo em 6,2 nF, (b)  $C_3$  fixo 5,9 nF, (c)  $C_3$  fixo em 5,6 nF.**

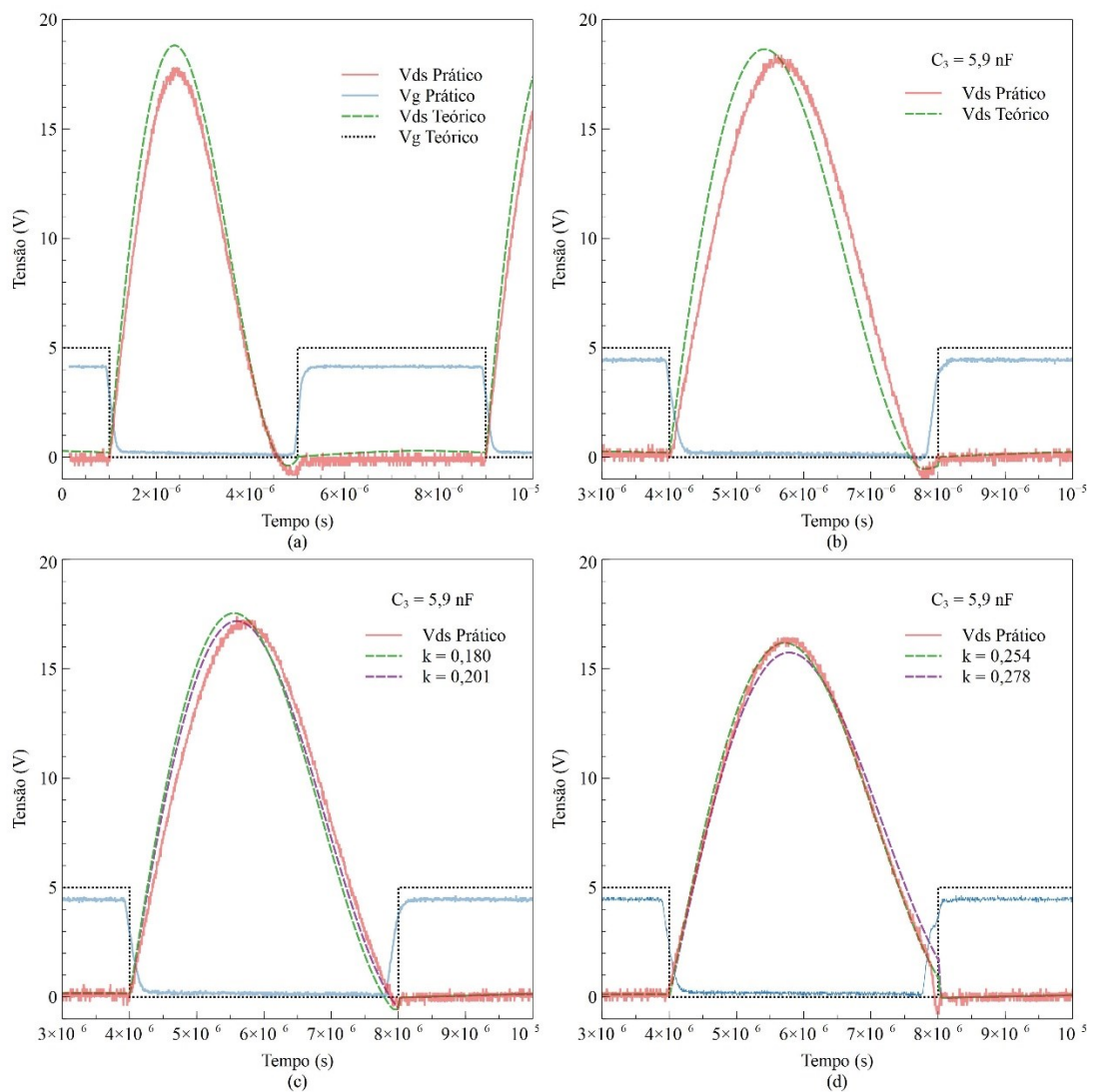


**Fonte: Autoria própria (2022)**

Nota-se que na Figura 18 à medida que o valor de  $k$  aumenta mais o sinal  $V_{DS}$  é alterado de forma semelhante ao aumento do capacitor  $C$ , isso se deve ao fato da impedância ser refletida para o primário (Figura 12) e quanto mais próximo as bobinas estiverem, maior será o valor e influência da impedância sobre o primário, assim o capacitor  $C_3$  atua sobre  $V_{DS}$  da mesma forma que o capacitor  $C$ .

Na etapa final foram obtidos os resultados apresentados na Figura 19. Nesta figura é possível observar o sinal  $V_{DS}$  simulado e prático em 4 situações diferentes, em (a) quando não há secundário, (b) quando primário e secundários estão á 20 mm de distância, (c) á 10 mm de distância e (d) á 5 mm de distância. É possível dizer que o comportamento de  $V_{DS}$  nas diversas situações se comportou de forma semelhante nas práticas e simulações.

**Figura 19 -  $V_{DS}$  prático e teórico quando – (a) não há secundário, (b) secundário está á 20 mm, (c) 10 mm, (d) 5 mm.**



**Fonte: Autoria própria (2022)**

Percebe-se que nas Figura 18 e Figura 19  $V_{DS}$  é alterado minimamente à medida que se aproximam os circuitos primário e secundário. Isto se deve ao efeito da indutância mútua, em que o circuito secundário é refletido para o circuito primário.

Como foi estudado o circuito equivalente desta influencia faz com que os valores dos componentes variem de acordo com a indutância mútua, esta variação afeta os componentes C e  $C_1$  causando efeitos mostrados e descritos na Figura 17 e Quadro 1 respectivamente.

### 4.3 Eficiência do amplificador de potência classe-E

Outra característica a ser analisada é a eficiência do PA classe-E que teoricamente é de 100% nas condições ZVS e ZVDS segundo Sokal e Sokal (1975), ou seja, a potência de entrada é igual a potência de saída ( $P_{in}=P_o$ ). Para aproximar a simulação da realidade, a componente R do circuito da Figura 15(a) foi substituída por duas outras resistências, uma de 5  $\Omega$  e outra de 3  $\Omega$  de modo que a carga seja apenas de 5  $\Omega$  e os 3  $\Omega$  seja a resistência intrínseca dos demais componentes como na Figura 15(b), com isto espera-se um decaimento da eficiência do PA classe-E, pois haverá perda de energia sobre os 3  $\Omega$  restantes. Os dados para verificar a eficiência do PA classe-E estão presentes na Tabela 4.

**Tabela 4 - Eficiência do amplificador de potência classe-E.**

Componentes	Simulado	Prático
$I_{DD}$	378,1 mA	175 mA
$V_{DD}$	5 V	5 V
$P_{in}$	1,8905 W	0,875 W
$I_{ORMS}$	474,07 mA	-
$V_{ORMS}$	-	1,60 V
R	5 $\Omega$	5 $\Omega$
$P_o$	1,1237 W	0,512 W
$\eta_{PA}$	0,5944	0,585

**Fonte: Autoria própria (2022)**

A diferença da corrente  $I_{DD}$  da simulação para prática é pelo fato de que na simulação não foi considerado a resistência real da fonte.

Percebe-se que a eficiência do PA classe-E teórico e prático são próximas à 60% considerando a carga igual à 5  $\Omega$  e as perdas em 3  $\Omega$ , mas se considerasse a carga igual à 8  $\Omega$  sem perdas a eficiência teórica seria de 95,1% condizente com os demais trabalhos estudados e sobre o que é descrito Sokal e Sokal (1975)

## 5 CONCLUSÃO

Neste projeto, desenvolveu-se um amplificador de Classe-E com base na metodologia de Sutor, Heining e Buchholz (2019) a fim de conseguir uma boa eficiência para a transmissão de energia sem fio. Esta metodologia permitiu realizar o projeto através de simples equações para adquirir os valores dos componentes, evitando usar análises mais complexas.

As simulações permitiram um melhor entendimento do circuito e sua sensibilidade, pois permite analisar a influência de cada componente sobre o mesmo.

A eficiência deste projeto é de quase 60% considerando as perdas pelas resistências intrínsecas dos demais componentes, uma das formas de melhorar esse rendimento seria usar uma carga um pouco mais elevada para este projeto, lembrando que a carga é um parâmetro importante para o projeto, já que o seu valor define os valores dos componentes restantes do projeto como mostra nas Equações (7), (8), (9), (10), (11) e (12).

O projeto demonstra-se estável para aplicações com circuitos pré-definidos, ou seja, circuitos em que a carga não seja variável ou tenha múltiplas cargas, para isto são recomendadas outras metodologias como a utilizada em Liu *et al.* (2017), citada anteriormente na seção 2.2.

Este projeto permite a possibilidade de aplicações médicas como cápsulas endoscópicas, aplicações para carregamento sem fio de equipamentos portáteis entre outros.

## REFERÊNCIAS

- ABATTI, P. J.; PICHORIM, S. F.; MIRANDA, C. M. Maximum Power Transfer versus Efficiency in Mid-Range Wireless Power Transfer Systems. **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, v. 14, n. 1, p. 97-109, Junho 2015. ISSN 2179-1074.
- ACAR, M.; ANNEMA, A. J.; NAUTA, B. **Generalized Design Equations for Class-E Power Amplifiers with Finite DC Feed Inductance**. Proceedings of the 36th European Microwave Conference. Manchester: IEEE. 2006. p. 1308-1311.
- ACAR, M.; ANNEMA, A. J.; NAUTA, B. Analytical Design Equations for Class-E Power Amplifiers. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 54, n. 12, p. 2706-2717, Dezembro 2007.
- CARVALHO, N. B. *et al.* Wireless Power Transmission R&D Activities Within Europe. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 62, n. 4, p. 1031-1045, Abril 2014.
- CHEN, W. *et al.* A 25.6 W 13.56 MHz Wireless Power Transfer System with a 94% Efficiency GaN Class-E Power Amplifier. **Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International**, Montreal, 17-22 Junho 2012.
- COVIC, G. A.; BOYS, G. A. Modern Trends in Inductive Power Transfer for Transportation Applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronic**, v. 1, n. 1, p. 28-41, Março 2013. ISSN 2168-6785.
- FU, M. *et al.* Loading and Power Control for a High-Efficiency Class E PA-Driven Megahertz WPT System. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 11, p. 6867-6876, Novembro 2016.
- HUI, S. Y. Planar Wireless Charging Technology for Portable Electronic Products and Qi. **Proceedings of the IEEE**, v. 101, n. 6, p. 1290-1301, Junho 2013.
- HUI, S. Y. R.; ZHONG, W.; LEE, C. K. A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 9, p. 4500-4511, Setembro 2014.
- LIU, H.; SHAO, Q.; FANG, X. Modeling and Optimization of Class-E Amplifier at Subnominal Condition in a Wireless Power Transfer System for Biomedical Implants. **IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems**, v. 11, n. 1, p. 35-43, Fevereiro 2017.
- LIU, S. *et al.* A Novel Design Methodology for High-Efficiency Current-Mode and Voltage-Mode Class-E Power Amplifiers in Wireless Power Transfer systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 6, p. 4514-4523, Junho 2017.

LU, X. *et al.* Wireless charger networking for mobile devices: fundamentals, standards, and applications. **IEEE Wireless Communications**, v. 22, n. 2, p. 126-135, Abril 2015.

LU, X. *et al.* Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, v. 18, n. 2, p. 1413-1452, 2016.

MA, Q. *et al.* **Power-Oscillator Based High Efficiency Inductive Power-Link for Transcutaneous Power Transmission**. 53rd IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS). Seattle: IEEE. Agosto 2010. p. 537-540.

SOKAL, N. O.; SOKAL, A. D. Class E - A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. SC-10, n. 3, p. 168-176, Junho 1975.

SUN, T.; XIE, X.; WANG, Z. **Wireless Power Transfer for Medical Microsystems**. Springer New York, 2013.

SUTOR, A.; HEINING, M.; BUCHHOLZ, R. A Class-E Amplifier for a Loosely Coupled Inductive Power Transfer System with Multiple Receivers. **Energies**. 12. 1165. 10.3390/en12061165. Março 2019.