

UNIVERSIDADE DE PASSO FUNDO

Évelyn dos Santos Sagiorato

CARREGADOR WIRELESS DE BAIXA POTÊNCIA

Passo Fundo

2017

Évelyn dos Santos Sagiorato

CARREGADOR WIRELESS DE BAIXA POTÊNCIA

Trabalho apresentado ao curso de Engenharia Elétrica, da Faculdade de Engenharia e Arquitetura da Universidade de Passo Fundo, como requisito parcial para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista, sob a orientação do professor Dr. Mikhail Polonskii.

Passo Fundo

2017

Évelyn dos santos Sagiorato

Carregador Wireless de baixa potência

Trabalho de conclusão apresentado ao curso de Engenharia Elétrica, da Faculdade de Engenharia e Arquitetura da Universidade de Passo Fundo, como requisito parcial para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista, sob a orientação do professor Dr. Mikhail Polonskii.

Aprovado em _____ de _____ de _____

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Mikhail Polonskii- UPF

Prof. Ms. Edson Santos Acco- UPF

Prof. Dr. Jocarly Patrocínio de Souza- UPF

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais pela oportunidade a mim dada e por todo o apoio ao longo destes anos, sempre me incentivando e acreditando no meu potencial. A minha irmã, Camila, por sempre alegrar meus dias e acreditar em mim.

A memória de meu avô, Avelino Sagiorato, por todo o incentivo dado enquanto ainda estava ao meu lado. Suas palavras de “estude forte” sempre me impulsionaram nos estudos.

As minhas avós, Dorilde e Nair, por todo o carinho e preocupação que têm comigo, sempre torcendo para que eu tenha sucesso na vida.

Aos professores do curso, por todo o apoio e por sempre estarem disponíveis quando um auxílio era necessário.

Ao meu professor orientador Dr. Mikhail Polonskii, por todos os ensinamentos repassados e pela a oportunidade de desenvolver o projeto sob sua orientação.

RESUMO

O carregamento sem fio vem se tornando popular com a crescente procura e utilização de dispositivos eletrônicos cada vez mais modernos e tecnológicos, sendo que muitos aparelhos já chegam ao mercado com esta tecnologia. A transmissão de energia por indução ainda não alcança a mesma eficiência em relação ao carregamento feito via cabo, mas, o que poderia ser uma desvantagem, se torna um dos aspectos interessantes do método, pois as baterias de íons de lítio, usadas atualmente em celulares, respondem melhor a um carregamento mais lento, com menores doses de energia. Baseado na tendência atual de inovação tecnológica destes dispositivos, este projeto consiste no desenvolvimento de um carregador wireless de baixa potência. São empregadas duas bobinas em formato panqueca, uma para transmissão e outra para recepção. As bobinas transmissora e a receptora utilizadas no projeto são bobinas tradicionais, porém, a bobina chata de Tesla e sua modificação, proposta pelo pesquisador russo Aleksander Mishin, também foram testadas. O projeto tem uma faixa de até 10W de potência fornecida à carga e uma tensão de alimentação de 30V em corrente contínua. Por ser utilizado este tipo de alimentação, um circuito inversor de frequência é projetado para adequar o sinal de alimentação às bobinas e permitir a transmissão de energia sem fio, seguindo o princípio do acoplamento de ressonância indutivo. A frequência de ressonância do sistema fica na faixa de 70KHz a 100KHz. O projeto ainda contém uma malha de controle que monitora a corrente na bobina transmissora e controla a frequência do inversor para manter uma transferência máxima de energia aumentando o rendimento do carregador.

Palavras-Chaves: Carregamento sem fio, ressonância, acoplamento indutivo.

ABSTRACT

Wireless charging has become popular with the increasing demand and use of increasingly modern and technological electronic devices, with many devices already coming to market with this technology. Inductive power transmission still doesn't achieve the same efficiency over cable charging but, what could be a disadvantage, becomes one of the interesting aspects of the method, since lithium-ion batteries, currently used in mobile phones, respond better to slower loading with lower energy doses. Based on the current trend of technological innovation of these devices, this project consists of the development of a low power wireless charger. Two coils are used in pancake format, one for transmission and one for reception. The transmitter and receiver coils, used in the design, are traditional coils, but Tesla flat coil and its modification, proposed by the Russian researcher Aleksander Mishin, were also tested. The design has a range of up to 10W of power supplied to the load and a supply voltage of 30V in direct current. Because this type of power supply is used, a frequency inverter circuit is designed to match the power signal to the coils and allow wireless power transmission following the principle of inductive resonance coupling. The resonance frequency of the system is in the range of 70KHz to 100KHz. The design still contains a control loop that monitors the current on the transmitter coil and controls the frequency of the inverter to maintain maximum transfer power by increasing the loader's throughput.

Keywords: Wireless charging, resonance, inductive coupling.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1-Illustração da Lei de Lenz.....	18
Figura 2-Modelos de indutores.....	20
Figura 3-Bobinas panqueca convencional e bifilar.....	22
Figura 4-Rede de capacitâncias e indutâncias distribuídas numa bobina normal (a) e numa bobina bifilar de Tesla (b)	23
Figura 5-Representação do circuito elétrico equivalente de uma bobina convencional.....	24
Figura 6-Modelo de circuito equivalente para bobina de Tesla de nove espiras.....	25
Figura 7-Impedâncias das bobinas bifilar de Tesla e convencional em função da frequência	26
Figura 8-Bobina bifilar de Tesla(a) e bobina bifilar de Mishin(b).....	27
Figura 9-Circuito básico do inversor em meia ponte.....	29
Figura 10-Formas de onda para carga resistiva no inversor meia ponte.....	30
Figura 11-Corrente em carga altamente indutiva no inversor meia ponte.....	30
Figura 12- Circuito básico do inversor em ponte completa.....	32
Figura 13- Formas de onda do inversor em ponte completa.....	33
Figura 14- Corrente em uma carga altamente indutiva para inversor em ponte completa.....	34
Figura 15- Diagrama de blocos do projeto.....	35
Figura 16- Conexões típicas do IR2153.....	36
Figura 17- Circuito para IR2153 com variação de frequência PWM.....	37
Figura 18- Construção da bobina de Mishin.....	38
Figura 19- Esquemático para visualização da Bobina de Mishin no suporte de Ecoflex.....	39
Figura 20- Microcontrolador PIC16F887 encapsulamento PDIP40 pinos.....	40
Figura 21- Circuito de alimentação na carga.....	41
Figura 22- Esquemático simplificado do projeto.....	42
Figura 23- Circuito IR2153.....	44
Figura 24- Inversor.....	45
Figura 25- Placa de teste e bobina de teste.....	46
Figura 26- Chaveamento com tensão de controle em 0V.....	46
Figura 27-Chaveamento com tensão de controle em 2,24V.....	47
Figura 28- Face superior da Bobina de Mishin.....	48

Figura 29- Face inferior da Bobina de Mishin.....	48
Figura 30- Conexão da Bobina de Mishin dupla face.....	49
Figura 31- Teste Bobina de Mishin.....	49
Figura 32- Bobina receptora.....	50
Figura 33- Circuito ressonante.....	55
Figura 34- Teste com circuito ressonante a vazio.....	55
Figura 35- Bobina de Mishin conectada como Bobina bifilar de Tesla.....	56
Figura 36- Teste com bobina bifilar de Tesla como receptora.....	57
Figura 37- Nova bobina receptora.....	58
Figura 38-Teste com nova bobina receptora.....	58
Figura 39-Modelo de bobinas acopladas.....	59
Figura 40- Determinação do coeficiente de acoplamento.....	60
Figura 41- Medição Lshunt.....	61
Figura 42- Medição de Lshunt para d=24mm.....	61
Figura 43- Coeficiente de acoplamento versus distância entre bobinas.....	63
Figura 44- Amplificador diferencial.....	64
Figura 45- Filtro Passa Baixa.....	66
Figura 46- Circuito de monitoramento da corrente na bobina transmissora.....	66
Figura 47- Fluxograma algoritmo de controle.....	68
Figura 48- Protótipo parcial.....	69
Figura 49- Circuito para simulação no domínio da frequência.....	70
Figura 50- Resposta para k=0.238.....	72
Figura 51- Resposta para k=0.352.....	72
Figura 52- Resposta para k=0.4014.....	73
Figura 53- Resposta para k=0.4555.....	73
Figura 54- Resposta para k=0.5807.....	74
Figura 55- Resposta para k=0.61.....	74
Figura 56- Resposta para k=0.6329.....	75
Figura 57- Resposta para k=0.6352.....	75
Figura 58- Resposta para k=0.7302.....	76
Figura 59- Resposta para k=0.8368.....	76
Figura 60- Resposta para k=0.8556.....	77
Figura 61- Resposta para k=0.8902.....	77
Figura 62- Gráfico (k,frequência,magnitude).....	79

Figura 63- Pontos selecionados para análise.....	80
Figura 64-Fase da tensão de saída correspondente aos pontos selecionados.....	81
Figura 65- Circuito para simulação no domínio do tempo.....	82
Figura 66- Resposta no tempo para $k=0.238$	83
Figura 67- Resposta no tempo para $k=0.6329$	83
Figura 68-Resposta no tempo para $k=0.8902$	84
Figura 69- Tensão de saída para $k=0.238$	85
Figura 70- Tensão de saída para $k=0.6329$	85
Figura 71- Tensão de saída para $k=0.8902$	86
Figura 72- Defasagem da corrente transmissora em $d = 47mm$	87
Figura 73- Resultados finais para $d = 47mm$	87

LISTA DE TABELAS

Tabela 1- Valores obtidos de L_{shunt}	62
--	----

LISTA DE QUADROS

Quadro 1- Coeficientes de acoplamento e indutância de magnetização correspondente.....71

SUMARIO

1	INTRODUÇÃO.....	14
1.1	INTRODUÇÃO GERAL.....	14
1.2	OBJETIVOS.....	16
1.3	JUSTIFICATIVA.....	16
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	17
2.1	LEI DE INDUÇÃO DE FARADAY.....	17
2.1.1	Bobina.....	18
2.1.2	Principais tipos de bobinas.....	19
2.2	CAPACITÂNCIA EM ENROLAMENTOS.....	21
2.2.1	Bobina Bifilar de Tesla.....	21
2.2.2	Ressonância magnética.....	27
2.3	INVERSORES DE TENSÃO.....	28
2.3.1	Inversor Meia ponte.....	28
2.3.2	Inversor em Ponte completa.....	31
3	ESPECIFICAÇÃO DO PROJETO.....	36
3.1	O PROJETO.....	36
3.2	INVERSOR.....	37
3.3	BOBINA DE MISHIN.....	38
3.4	CONTROLE.....	40
3.5	CARGA.....	42
3.6	ESQUEMÁTICO SIMPLIFICADO.....	43
4	DESENVOLVIMENTO.....	45
4.1	CIRCUITO INVERSOR.....	45
4.2	ACOPLAMENTO INDUTIVO.....	49
4.2.1	Modelo matemático de bobinas acopladas.....	61
4.3	CIRCUITO DE CONTROLE.....	65
4.3.1	Circuito de monitoramento da corrente na bobina transmissora.....	65
4.3.2	Algoritmo de controle.....	68
5	RESULTADOS.....	70
5.1	MODELAGEM E SIMULAÇÃO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA.....	71
5.2	MODELAGEM E SIMULAÇÃO NO DOMÍNIO DO TEMPO.....	83
6	CONCLUSÃO.....	89

7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	91
	APÊNDICE A-FOTO DO PROTOTIPO.....	95
	APÊNDICE B- VISÃO GRAL DO PROJETO.....	96

1 INTRODUÇÃO

1.1 INTRODUÇÃO GERAL

As investigações a respeito da possibilidade de se transmitir energia elétrica sem o uso de fios condutores tiveram início no final do século XIX com o cientista Nikola Tesla. Com a utilização da indução eletromagnética, Tesla efetuou a transmissão de energia elétrica ascendendo lâmpadas de baixa potência.

Com a intensificação dos estudos na área de transmissão de energia sem fio, pesquisadores do Instituto de Tecnologia de Massachusetts (MIT), em 2007, conseguiram transmitir energia com eficiência através da tecnologia de indução eletromagnética acrescida dos conceitos de ressonância magnética. No experimento, foi acesa uma lâmpada de 60W localizada a dois metros de distância da fonte de energia, com uma eficiência de 40%. (FILDES, 2007)

Ondas eletromagnéticas geradas por um circuito transmissor são capazes de influenciar outro circuito, mesmo não havendo conexão condutiva entre eles. O circuito receptor recebe tensão induzida do circuito transmissor através do princípio de transmissão de energia por acoplamento indutivo. Quando o circuito transmissor realiza excitações periódicas sobre um circuito receptor oscilante, este recebe a energia elétrica transferida. Se a frequência das excitações for igual à frequência de oscilação natural do receptor, ocorre a máxima transferência de energia. Nesta condição, diz-se que os dois circuitos estão em ressonância.

Nos últimos anos, a transferência de energia sem fio através do acoplamento de ressonância indutiva tornou-se popular no carregamento de vários dispositivos eletrônicos (celulares, computadores portáteis, dispositivos *wearable*, dispositivos médicos implantados) e na recarga de veículos elétricos. (LIU, 2017)

Como em toda tecnologia, há diferentes padrões de carregamento sem fio. O líder deste segmento é o Qi, desenvolvido pelo Wireless Power Consortium (WPC). Fundado em 2008, o WPC é um consórcio de tecnologia multinacional que lidera o processo de carregamento sem fio. Segundo dados do próprio WPC, disponível em site, 211 empresas suportam o padrão Qi e há 645 produtos atualmente usando este padrão. Cada padrão de carregamento sem fio tem uma frequência específica de operação das bobinas de indução,

assim, vários dispositivos, sendo dotados do mesmo padrão, podem ser carregados pela mesma fonte.

Em 2015, a Samsung, empresa sul-coreana fundada em 1969, lançou no mercado um carregador sem fio chamado “Samsung Wireless Charging”. O carregador é um disco pequeno, com cerca de 10cm de diâmetro e 2 cm de altura, a alimentação é feita em 5V e a corrente de saída é de 1000mA. O modelo é compatível com o smartphone Galaxy S6, também fabricado pela Samsung. Após o lançamento do Galaxy S6, a Samsung lançou no mercado os modelos Galaxy S7 e Galaxy S8, que também dispõem da tecnologia de carregamento sem fio. Além dos smartphones, também foi lançado o carregador sem fio “Samsung Fast Charger Wireless” para os modelos Galaxy S8 e S8+.

Também em 2015, foi lançado pela Samsung um monitor que traz como principal diferencial um sistema de recarga wireless para smartphones. Conhecido pelo nome “SE370”, o produto chega às lojas em dois tamanhos de tela, 23,6 e 27 polegadas.

A ASUS, Indústria de Tecnologia de Informação de Taiwan, lançou no mercado uma base de carregamento sem fio chamada “ASUS Wireless Charging Stand PW200F”. A base permite colocar o seu tablet ou smartphone num ângulo de 60°.

Em 2016, a Lenovo, empresa de tecnologia fundada na China em 1984, que adquiriu a marca Motorola em 2014, anunciou durante a Tech World 2016 os novos aparelhos da Motorola, o Moto Z e o Moto Z Force. Ambos possuem a tecnologia de carregamento sem fio.

No ramo de veículos elétricos, já disponível no mercado português, o modelo BMW 530e equipado com a tecnologia híbrida de carregamento em tomada poderá ser carregado com a tecnologia de carregamento sem fio, em 2018. Segundo revela a própria BMW, o *software* do sistema *wireless* de carregamento de 3,2 kW será integrado no já conhecido sistema de infoentretenimento do 530e iPerformance, como forma de permitir, por exemplo, que o condutor acompanhe o processo de abastecimento das baterias através do display do carro.

A empresa estadunidense Qualcomm, neste ano, fez uma demonstração de como veículos elétricos podem carregar suas baterias via wireless enquanto o veículo estiver em movimento. A tecnologia da Qualcomm carrega o veículo por meio de ressonância magnética, sendo necessário ter um "tapete" instalado no solo para se conectar com o receptor no veículo capaz de recarregá-lo.

1.2 OBJETIVOS

Com o avanço da tecnologia de dispositivos móveis e a crescente utilização dos mesmos pela população mundial, a transferência de energia sem fio, a qual está fundamentada no princípio da indução eletromagnética aliada à ressonância magnética, se tornará cada vez mais presente em nosso cotidiano. Atualmente, já é possível encontrar vários dispositivos dotados da tecnologia de carregamento sem fio no mercado, como visto na seção 1.1.

Baseado nesta perspectiva, o objetivo deste trabalho é desenvolver um carregador wireless de baixa potência microcontrolado, com potência de saída de até 10W e frequência de ressonância entre 70KHz e 100KHz. O projeto deve incluir uma malha de controle para monitorar a corrente na bobina transmissora e garantir a máxima transferência de energia.

1.3 JUSTIFICATIVA

Além de não possuir as limitações causadas pelos fios condutores, a transmissão de energia wireless elimina riscos de choques elétricos, aumenta a vida útil das baterias e conseqüentemente dos aparelhos, é de fácil uso para o consumidor final e pode conectar vários dispositivos em um só dispositivo emissor. Também se apresenta como uma tecnologia sustentável, reduzindo a demanda de cabos de força.

Na transferência por indução eletromagnética, o aparelho receptor precisa ficar na base para que o carregamento seja realizado. Já na transferência por indução eletromagnética aliada à ressonância magnética, o aparelho pode ficar a uma distância de alguns centímetros da base, já que por esta tecnologia a eficiência da transmissão é maior.

As pesquisas a respeito do carregamento de aparelhos e veículos elétricos através da transmissão de energia sem fio vêm sendo intensificadas ao longo dos anos. A tendência é que com a grande procura da população por aparelhos cada vez mais modernos e tecnológicos, a tecnologia wireless se torne cada vez mais presente em nosso cotidiano.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 LEI DE INDUÇÃO DE FARADAY

Após a descoberta experimental de Oersted de que a corrente contínua produz um campo magnético, parecia lógico investigar a hipótese de que um campo magnético poderia produzir eletricidade. Em 1831, Michael Faraday, em Londres, e Joseph Henry, em Nova York, descobriram que um campo magnético variável no tempo poderia produzir uma corrente elétrica.

De acordo com os experimentos de Faraday, um campo magnético estático não produz fluxo de corrente, mas um campo magnético variável no tempo produz uma tensão induzida, denominada força eletromotriz (*fem*), em um circuito fechado, o que causa um fluxo de corrente. (SADIKU, 2012)

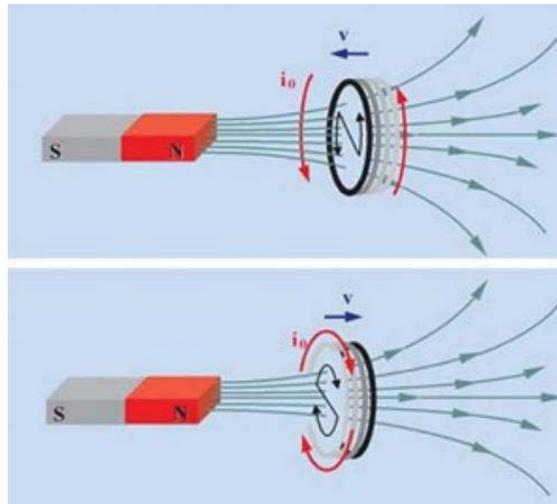
Faraday descobriu que a *fem* induzida, V_{fem} , medida em Volts, em qualquer circuito fechado, é igual à taxa de variação no tempo do fluxo magnético enlaçado pelo circuito. A Lei de Faraday pode ser expressa como:

$$V_{fem} = -N \cdot \frac{d\Psi}{dt} \quad (1)$$

Onde N é o número de espiras no circuito e Ψ é o fluxo em cada espira. O sinal negativo mostra que a tensão induzida age de tal forma a se opor a variação de fluxo que a induziu. Essa propriedade é conhecida como Lei de Lenz, em homenagem a Heinrich Friedrich Emil Lenz (1804-1865), professor de física russo. A lei de Lenz destaca o fato de que o sentido de fluxo da corrente no circuito é tal que o campo magnético produzido pela corrente induzida se oponha ao campo magnético original. (SADIKU, 2012)

Na figura 1 a seguir, a Lei de Lenz é ilustrada.

Figura 1- Ilustração da Lei de Lenz



Fonte: (MIGUEZ, 2010)

2.1.1 Bobina

Uma bobina, também conhecida como solenoide ou indutor, representada pela letra L , é um bipolo que pode armazenar energia magnética, transportada pela corrente que o atravessa. Indicado por Ψ o fluxo de indução magnética concatenado com a corrente do bipolo, o indutor linear é definido por uma relação do tipo:

$$\Psi = L(i) \quad (2)$$

Onde Ψ é medido em *Webers* (Wb), se a corrente (i) for medida em Ampères (A). (ORSINI, 2002)

A capacidade de armazenar energia é chamada de indutância e é medida em Henry (H), em homenagem ao cientista Joseph Henry, grande estudioso do fenômeno da autoindutância eletromagnética.

Um indutor é construído enrolando-se um fio condutor em forma de espiral. Cada volta do indutor é chamada de espira e a sua quantidade influencia diretamente na intensidade do campo magnético gerado. Assim, a tensão em seus terminais, dada pela Lei de Faraday, é expressa na seguinte equação:

$$v = -N \cdot \frac{d\Psi}{dt} \quad (3)$$

Onde N é o número de espiras do indutor.

Indutores são amplamente utilizados em circuitos analógicos e em processamento de sinais. Juntamente com capacitores e outros componentes, formam circuitos ressonantes, os quais podem enfatizar ou atenuar frequências específicas. As aplicações possíveis vão desde o uso de grandes indutores em fontes de alimentação, como forma de remoção de ruídos residuais, além de bobinas de ferrite ou toroidais para filtragem de radiofrequência, até pequenos indutores utilizados em transmissores e receptores de rádio e TV. Indutores também são empregados para armazenamento de energia em algumas fontes de alimentação chaveadas.

Os indutores reais apresentam perdas devido à resistência elétrica dos condutores, além de perdas magnéticas geradas por correntes parasitas (correntes de Foucault), pela histerese e saturação do material, além de outros fatores.

As correntes parasitas são induzidas pela variação do fluxo magnético em corpos metálicos. São vantajosas em algumas aplicações, mas extremamente nocivas em muitos casos, pois acarretam grande dissipação de energia, principalmente na forma de calor.

A histerese magnética pode ser definida como um fluxo magnético residual após o campo magnético ser cessado em algum material. Tal efeito ocasiona grandes perdas em circuitos de corrente alternada, principalmente em altas frequências. A histerese depende do tipo de material empregado, por isso, para cada aplicação será empregado um material ferromagnético diferente.

A saturação pode ser definida como o máximo de magnetização que um material pode assumir. Um aumento do campo magnético acima do limiar de saturação não provocará nenhum aumento da magnetização.

2.1.2 Principais tipos de bobinas

Bobinas com núcleo de ar: São indutores que não utilizam núcleo de material ferromagnético, possuem baixa indutância e são utilizadas em altas frequências, pois não apresentam as perdas de energia causadas pelo núcleo, as quais aumentam consideravelmente com a frequência.

Bobinas com núcleo ferromagnético: Empregam materiais ferromagnéticos no núcleo, aumentando milhares de vezes o valor da impedância, devido ao aumento e concentração do campo magnético. Entretanto, apresentam diversos efeitos colaterais, tais

como correntes de Foucault, histerese e saturação.

Bobinas com núcleo laminado: Muito utilizadas em transformadores e outros indutores que operam em baixa frequência. O núcleo dessas bobinas é feito de finas camadas de aço-silício, envolvidas por uma cobertura de verniz isolante. O verniz isolante previne a formação de correntes parasitas (Foucault) e a adição de silício ao aço reduz a histerese do material.

Bobinas com núcleo de ferrite: Feitas de um tipo de cerâmica ferromagnética não condutora, não apresentando correntes parasitas, além de baixa histerese. São empregadas em altas frequências.

Bobinas Toroidais: Em indutores em forma de bastão, o campo magnético circula não só pelo núcleo, mas também pelo ar entre uma extremidade e outra da bobina. Isso causa grandes perdas, diminuindo o valor da indutância. Um núcleo toroidal é feito geralmente de ferrite e possui o formato de uma rosca, criando um caminho fechado para a circulação do campo magnético, aumentando, com isso, o valor da indutância.

Na figura 2, são apresentados os modelos de indutores citados acima.

Figura 2- Modelos de indutores



Fonte: Disponível em (<http://eletronicadidatica.com.br/componentes/indutor/indutor.htm>)

2.2 CAPACITÂNCIAS EM ENROLAMENTOS

A máxima frequência de operação de um indutor é determinada pela sua capacitância parasita, sendo o comportamento de indutores em altas frequências muito diferente quando comparado ao comportamento destes em baixas frequências. Com o aumento da frequência, a resistência parasita de cada enrolamento aumenta pelo efeito de proximidade e a capacitância parasita entre enrolamentos também se torna maior.

Sendo assim, a capacitância e a resistência parasita de um indutor são parâmetros distribuídos e seus valores dependem da frequência. A capacitância parasita total em um indutor é composta pela combinação de três efeitos capacitivos: A capacitância entre espiras de uma mesma camada, a capacitância entre espiras de diferentes camadas para o caso de um indutor com multicamadas, e a capacitância entre espiras em uma superfície condutora (núcleo). A magnitude da capacitância parasita de um indutor depende da geometria e proximidade das espiras. O cálculo da capacitância parasita pode ser feito através da resolução numérica das equações do campo elétrico ou por um modelo de capacitâncias concentradas ao longo do indutor. (MIRANDA, 2012)

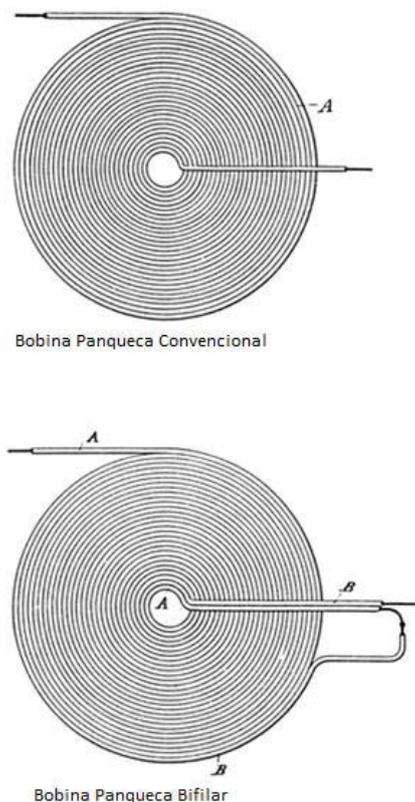
Em 1894, Nikola Tesla idealizou e patenteou a bobina bifilar, a qual possui um diferente arranjo das suas espiras para conseguir uma alta autocapacitância. O objetivo de Tesla era anular a autoindutância das suas bobinas, e para isto, ele desenvolveu uma maneira especial de enrolar as suas espiras para que sua capacitância fosse aumentada, uma vez que bobinas convencionais possuem uma capacitância muito baixa. Com este aumento na capacitância, a bobina poderia operar como uma resistência pura na sua frequência de ressonância. (PICHORIM, 2011)

2.2.1 Bobina bifilar de Tesla

Tesla considerou a existência de uma relação entre a capacitância e a diferença de potencial entre espiras de uma bobina e desta maneira propôs um método de enrolamento que aumenta a tensão entre as espiras. A sua proposta foi enrolar simultaneamente dois condutores, A e B, devidamente isolados e próximos entre si. Ao final do processo, faz-se um curto circuito entre o final do condutor A e o começo do B, de maneira que o sinal percorra metade das espiras da bobina e depois retorne para percorrer a outra metade das espiras, ou ainda, que o sinal percorra as espiras ímpares e depois retorne percorrendo as espiras pares.

Sendo assim, em sua patente, Tesla exemplifica que para uma bobina convencional e bifilar, ambas com 1000 espiras, ao aplicar 100 V nos seus terminais, tem-se uma tensão entre espiras de 0,1 V e 50 V, nas bobinas convencional e bifilar, respectivamente. Ainda, Tesla explica que a energia armazenada na bobina é dada em função do quadrado da tensão entre espiras, portanto, neste caso, tem-se uma energia 250.000 vezes maior na bobina bifilar em relação a uma convencional. Na figura 3, são apresentados modelos de uma bobina panqueca convencional e de uma bobina bifilar, respectivamente. (PICHORIM, 2011)

Figura 3- Bobinas panqueca convencional e bifilar

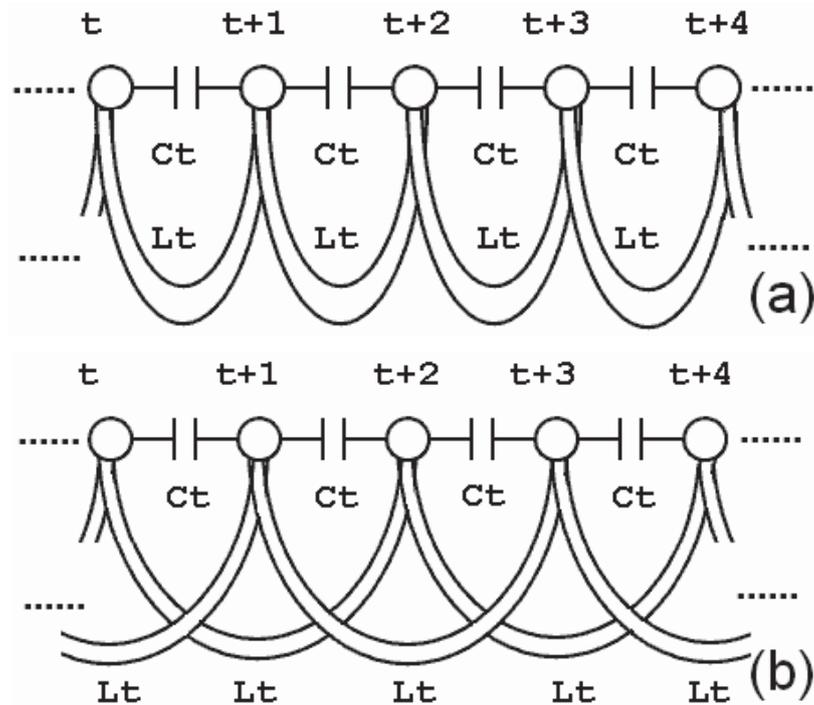


Fonte: Modificado de (PICHORIM, 2011)

Tesla obteve um arranjo especial das capacitâncias e indutâncias distribuídas que geraram uma baixa frequência de ressonância da bobina.

Capacitâncias e indutâncias distribuídas da bobina são representadas, nesta análise, como capacitâncias entre voltas e indutância por volta (C_t e L_t , respectivamente). Estes elementos estão dispostos diferentemente na bobina bifilar de Tesla (b) comparada com uma bobina convencional (a), como é visto na figura 4.

Figura 4- Rede de capacitâncias e indutâncias distribuídas numa bobina normal (a) e na bobina bifilar de Tesla (b)



Fonte: (PICHORIM, 2010)

A capacitância entre voltas (C_t) é uma parte da capacitância interna parasita total (C_s) em uma volta, e pode ser calculada por,

$$C_t = C_s \cdot N \quad (4)$$

onde N é o número de espiras.

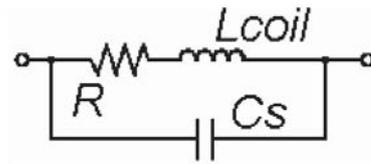
Indutância por número de espiras (L_t) é composta pela autoindutância de uma volta (determinada pelo seu raio e pelo raio do condutor) adicionando as indutâncias mútuas de todas as outras espiras. Esta indutância pode ser determinada por,

$$L_t = L_{coil} / N \quad (5)$$

onde L_{coil} é a autoindutância total da bobina.

A representação clássica do circuito equivalente de um indutor, o qual é composto por uma autoindutância (L_{coil}), pela capacitância interna parasita (C_s) e uma resistência interna (R), é apresentada na figura 5. (PICHORIM, 2010)

Figura 5- Representação do circuito elétrico equivalente de uma bobina convencional



Fonte: (PICHORIM, 2010)

Em seu trabalho intitulado “Estudo de bobina bifilar de Tesla como sensor para engenharia biomédica”, Pichorim realiza uma simulação para avaliar o comportamento da bobina bifilar de Tesla em baixas e altas frequências, determinando a frequência de autorressonância desta bobina. Para melhores resultados, Pichorim compara a bobina bifilar de Tesla de nove espiras com uma bobina solenoide convencional com o mesmo número de espiras.

Sabendo que a indutância total (L_{coil}) para baixas frequências é calculada por:

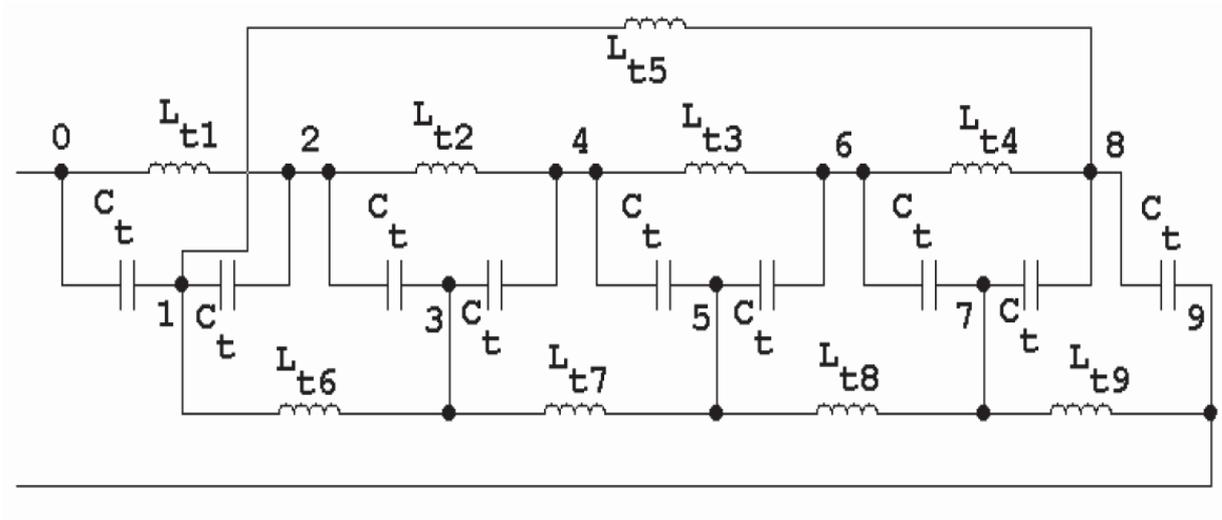
$$L_{coil} = \sum_{i=1}^N L_{t_i} \quad (6)$$

E para altas frequências, a capacitância parasita da bobina (C_s), composta por cada capacitância C_t , é calculada por:

$$\frac{1}{C_s} = \sum_{i=1}^N \frac{1}{C_{t_i}} \quad (7)$$

Na figura 6, é apresentado o modelo de circuito equivalente da bobina bifilar de Tesla com nove espiras. L_t e C_t são as indutâncias e capacitâncias totais para cada volta, respectivamente.

Figura 6- Modelo de circuito equivalente para bobina de Tesla de nove espiras

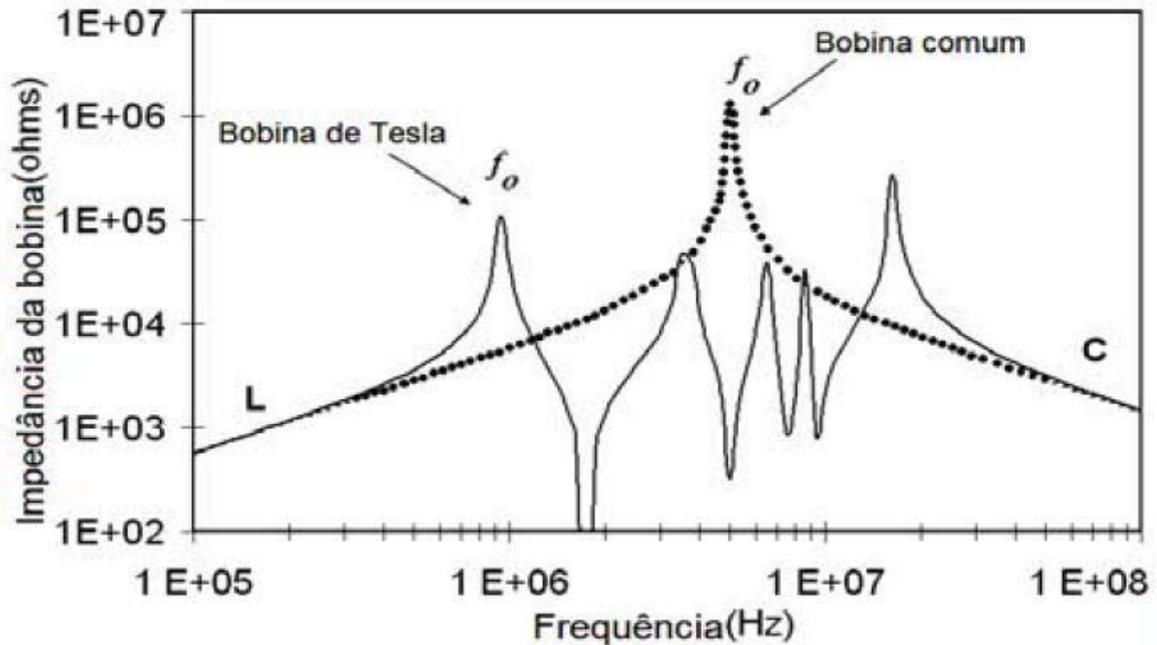


Fonte: (PICHORIM, 2010)

Na figura 7, é apresentado o resultado da simulação, no qual pode ser observado que a frequência de autorressonância da bobina bifilar de Tesla é de 5,4 vezes menor que a frequência de autorressonância de uma bobina convencional, sendo que, nesta análise, ambas possuem o mesmo valor de capacitância para altas frequências e de indutância para baixas frequências. Através de outras simulações, Pichorim concluiu que a frequência de autorressonância da bobina bifilar de Tesla diminui cada vez mais quando comparada com a frequência de autorressonância de uma bobina normal à medida que o número de espiras de ambas for aumentado.

Com esta significativa redução na frequência de autorressonância da bobina bifilar de Tesla, pode-se afirmar que esta bobina comporta-se como se possuísse uma capacitância interna maior, e este resultado é obtido com o arranjo diferente das capacitâncias distribuídas em consequência do modo como é confeccionada a bobina. (PICHORIM, 2010)

Figura 7- Impedâncias das bobinas bifilar de Tesla e convencional em função da frequência

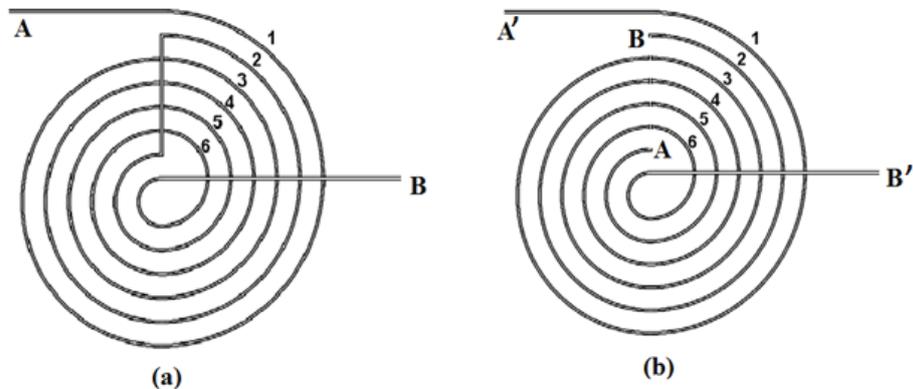


Fonte: (PICHORIM, 2010)

Com a análise do comportamento das bobinas em baixas e altas frequências, sendo a curva contínua representando a bobina bifilar de Tesla e a curva pontilhada representando uma bobina normal, visto na figura 7, nota-se que para baixas frequências (região L), as bobinas possuem a mesma indutância, já para altas frequências (região C), as bobinas possuem a mesma capacitância parasita.

A bobina panqueca proposta pelo pesquisador Aleksander Mishin, que será testada neste projeto, é confeccionada com dois fios em paralelo, do mesmo modo que na bobina desenvolvida por Tesla. Entretanto, na bobina idealizada por Mishin, não há conexão entre os fios que a compõem. A bobina proposta por Mishin é comparada com a bobina bifilar de Tesla na figura 8.

Figura 8- Bobina bifilar de Tesla (a) e bobina bifilar de Mishin (b)



Fonte: Próprio autor

2.2.2 Ressonância magnética

A ressonância é, por definição, a frequência natural que um corpo ou sistema recebe e/ou transfere energia de forma mais eficiente. Essa frequência é uma característica intrínseca de cada material. (NÓBREGA, 2012)

Quando um sistema recebe energia por meio de excitações de frequência igual a uma de suas frequências naturais de vibração, ocorrendo a ressonância, o sistema passa a vibrar com amplitudes cada vez maiores.

O sistema de transmissão de energia elétrica através da indução magnética em modos ressonantes necessita ter um aparelho que contenha bobinas emissoras de campo magnético e outro aparelho que tenha bobinas receptoras deste campo. Quanto mais próximos estiverem transmissor e receptor, maior será a velocidade da transmissão.

Os inversores ressonantes alimentados em tensão caracterizam-se pela excitação da malha oscilante RLC através de impulsos de tensão de forma alternada retangular. Genericamente, existem duas topologias particularmente importantes para o inversor ressonante alimentado em tensão: inversor ressonante série e inversor ressonante “paralelo”, as quais se distinguem pela colocação da resistência de carga em série ou em paralelo com o capacitor de oscilação. (PERDIGÃO, 2004)

Para que a bobina transmissora seja alimentada por uma tensão alternada (AC), torna-se necessário o uso de inversores de tensão para adequar sinais DC à alimentação das bobinas quando a fonte de alimentação do circuito é em corrente contínua.

2.3 INVERSORES DE TENSÃO

A função de um inversor consiste em converter uma tensão de entrada CC em uma tensão de saída CA simétrica de amplitude e frequência desejadas. A tensão de saída pode ser fixa ou variável em uma frequência também fixa ou variável. Uma tensão variável de saída pode ser obtida variando-se a amplitude da tensão CC de entrada e mantendo-se o ganho do inversor constante. Por outro lado, se a tensão CC de entrada for fixa e não controlável, uma tensão variável de saída pode ser obtida pela variação do ganho do inversor, a qual é normalmente realizada pelo controle modulação por largura de pulso dentro do inversor. O ganho do inversor pode ser definido como a relação entre a tensão de saída CA e a tensão de entrada CC.

As formas de onda da tensão de saída de inversores ideais deveriam ser senoidais. Entretanto, as formas de onda de inversores práticos são não-senoidais e contêm certos harmônicos. Para aplicações de baixa e média potência, tensões de onda quadrada ou quase quadrada podem ser aceitáveis; e para aplicações de potência elevada, são necessárias formas de onda senoidais com baixa distorção. Com a disponibilidade de dispositivos semicondutores de potência de alta velocidade, o conteúdo harmônico da tensão de saída pode ser minimizado ou reduzido significativamente pelas técnicas de chaveamento. (RASHID, 1999)

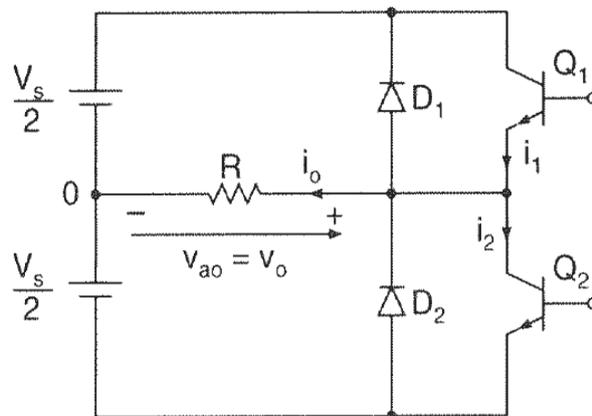
A seguir, são apresentados dois tipos de inversores utilizados atualmente e que podem ser aplicados neste projeto.

2.3.1 Inversor em Meia ponte

“O inversor em meia-ponte, usado para aplicações de baixa potência, é o alicerce básico dos circuitos inversores.” (AHMED, 2000)

O circuito inversor em meia ponte consiste em duas chaves, apresentado na figura 9. Quando somente o transistor Q1 está conduzindo por um tempo $T_o/2$, a tensão instantânea sobre a carga é $V_s/2$. Se somente o transistor Q2 está conduzindo por um tempo $T_o/2$, $-V_s/2$ aparece sobre a carga. O circuito lógico deve ser projetado tal que Q1 e Q2 não estejam conduzindo simultaneamente. (RASHID, 1999)

Figura 9- Circuito básico do inversor em meia ponte



Fonte: Adaptado de (RASHID, 1999)

A tensão eficaz de saída do inversor em meia ponte pode ser obtida a partir de:

$$V_o = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} \frac{V_s^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2} \quad (8)$$

A tensão instantânea de saída pode ser expressa na série de Fourier como mostra a equação 9:

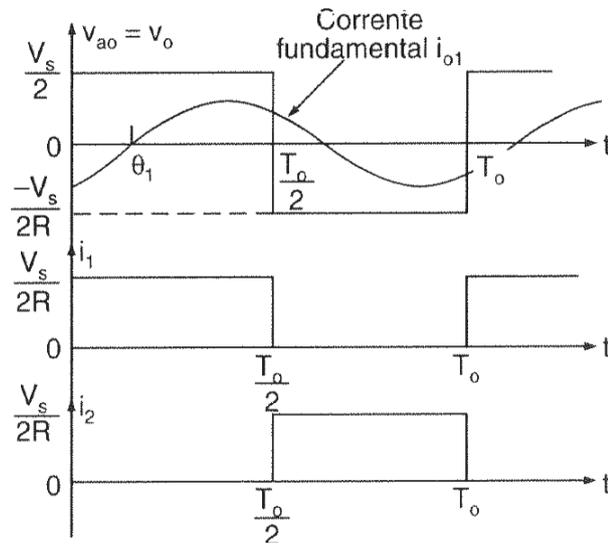
$$\begin{aligned} v_o &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \text{sen } n\omega t \\ &= 0 \text{ para } n = 2,4, \dots \end{aligned} \quad (9)$$

Onde $\omega = 2\pi f_o$ é a frequência de saída em rad/s. Para $n=1$, a equação 10 dá o valor eficaz da componente fundamental como

$$v_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0,45V_s \quad (10)$$

As formas de onda para uma carga resistiva são apresentadas na figura 10.

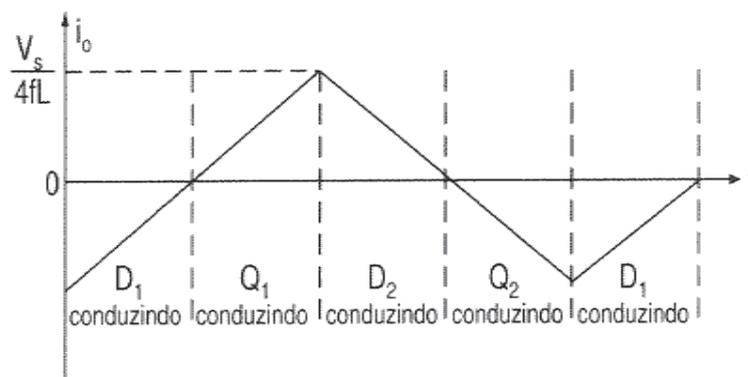
Figura 10- Formas de onda para carga resistiva no inversor meia ponte



Fonte: Adaptado de (RASHID, 1999)

Para uma carga indutiva, a corrente de carga não pode mudar imediatamente com a tensão de saída. Se Q_1 for cortado em $t=T_2/2$, a corrente de carga continuará a fluir através de D_2 , da carga e da metade inferior da fonte CC até que a corrente caia a zero. Similarmente, quando Q_2 for cortado em $t= T_o$, a corrente de carga fluirá através de D_1 , da carga e da metade superior da fonte CC. Quando o diodo D_1 ou D_2 conduzir, a energia será devolvida a fonte CC, assim, esses diodos são conhecidos como diodos de realimentação. Na figura 11, é apresentada a forma de onda da corrente de carga para carga altamente indutiva.

Figura 11- Corrente em carga altamente indutiva no inversor meia ponte



Fonte: Adaptado de (RASHID, 1999)

Para uma carga RL, a corrente instantânea de carga i_0 pode ser encontrada a partir de:

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi\sqrt{R^2+(n\omega L)^2}} \text{sen}(n\omega t - \theta_n) \quad (11)$$

Em que $\theta_n = \tan^{-1}\left(\frac{n\omega L}{R}\right)$

O dispositivo de chaveamento pode ser um transistor de potência – um BJT (transistor bipolar de junção), ou um MOSFET (transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor), um tiristor GTO (tiristor de desligamento de porta) ou um SCR (retificador controlado de silício), com seu circuito de comutação. (AHMED, 2000)

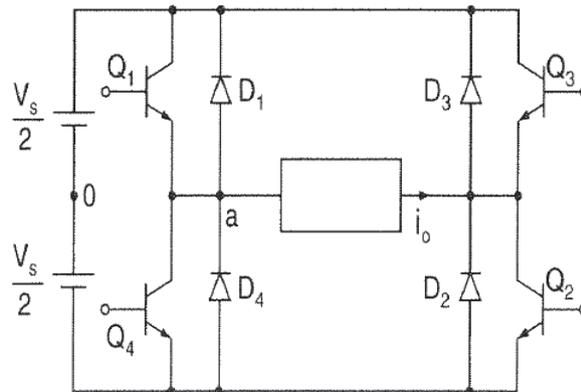
Se cada uma das chaves for fechada em um intervalo T_{on} , o ciclo de trabalho, D , do inversor em meia ponte é definido como:

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (12)$$

2.3.2. Inversor em Ponte completa

Um inversor em ponte completa pode ser montado com dois inversores em meia-ponte. São necessários quatro chaves e quatro diodos de retorno. A amplitude da tensão de saída e, portanto, a potência de saída, é o dobro do modelo meia ponte. As chaves são passadas para os estados ligado e desligado por pares em diagonal. Assim, as chaves Q1 e Q2 ou Q3 e Q4 vão para o estado ligado em um semiciclo ($T/2$). Portanto, a fonte DC fica ligada de maneira alternada à carga, em direções opostas. A frequência de saída é controlada pela taxa de velocidade, segundo a qual as chaves se abrem e se fecham. A figura 12 mostra o circuito básico de um inversor em ponte completa. (AHMED, 2000)

Figura 12- Circuito básico do inversor em ponte completa



Fonte: Adaptado de (RASHID, 1999)

As formas de onda da tensão de saída dos inversores em meia ponte e em ponte completa para carga resistiva são idênticas. Entretanto, a tensão eficaz de saída do inversor em ponte completa é dada por:

$$V_o = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s \quad (13)$$

A tensão instantânea de saída é expressa na série de Fourier por

$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \text{sen } n\omega t \quad (14)$$

$$= 0 \text{ para } n = 2,4, \dots$$

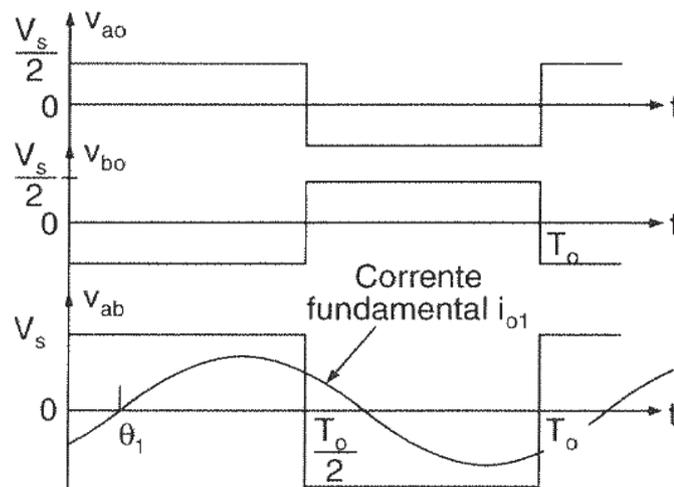
E para $n=1$, a equação 15 dá o valor eficaz da componente fundamental como

$$v_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0,9V_s \quad (15)$$

Para um inversor em ponte completa com carga indutiva, quando a tensão de saída for positiva, a corrente crescerá exponencialmente. Durante o ciclo seguinte, quando a tensão de saída for negativa, a corrente cairá exponencialmente. A função dos diodos de retorno é fornecer um caminho de volta para corrente de carga, quando as chaves estiverem desligadas. Logo após Q3 e Q4 passarem para o estado desligado em $t=0$, por exemplo, os diodos D1 e D2 irão ligar. A corrente de carga começará em um valor negativo e crescerá exponencialmente a uma taxa dada pela constante de tempo da carga. A fonte de corrente DC,

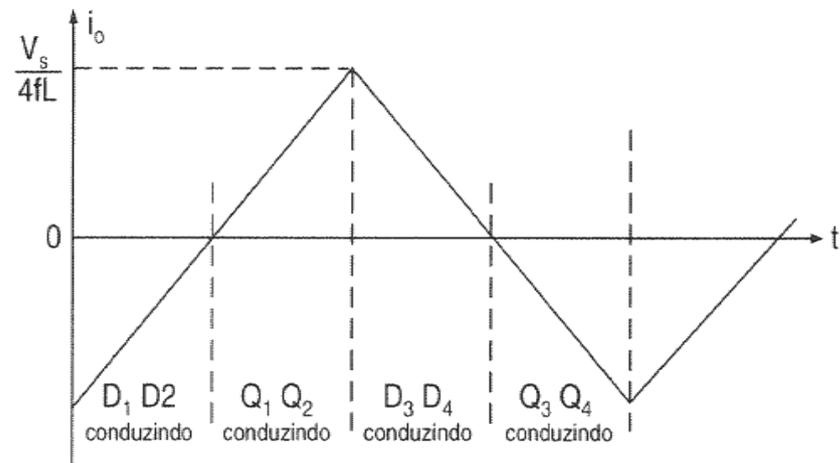
nesse período, é invertida e flui de fato para a fonte DC. Quando a corrente na saída chega à zero, D1 e D2 passam para o estado desligado e Q1 e Q2, para o ligado. A tensão e a corrente na saída são positivas e produzem uma potência positiva. A corrente continua a crescer e alcança o valor máximo em $t=T/2$, quando Q1 e Q2 passam para o estado desligado, A tensão de saída se inverte, mas a corrente na saída continua a fluir na mesma direção. A corrente na saída somente pode fluir através de D3 e D4, que ligam a fonte DC à carga. A energia armazenada no indutor retorna a fonte DC e a corrente na saída agora cai de seu valor máximo e chega à zero. Logo que a corrente de carga parar, Q3 e Q4 podem conduzir para fornecer potência à carga. A corrente alcança seu valor máximo negativo em $t=T$ e o ciclo se repete. A figura 13 mostra as formas de onda deste inversor e a figura 14 mostra a corrente em uma carga altamente indutiva para o inversor em ponte completa. (AHMED, 2000)

Figura 13- Formas de onda do inversor em ponte completa



Fonte: Adaptado de (RASHID, 1999)

Figura 14- Corrente em uma carga altamente indutiva no inversor em ponte completa



Fonte: Adaptado de (RASHID, 1999)

Para uma carga RL, a corrente instantânea de carga i_0 torna-se

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi\sqrt{R^2+(n\omega L)^2}} \text{sen}(n\omega t - \theta_n) \quad (16)$$

Em que $\theta_n = \tan^{-1}\left(\frac{n\omega L}{R}\right)$

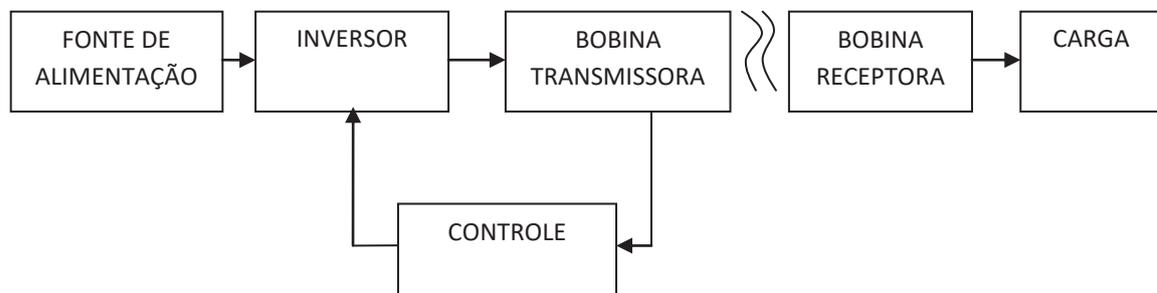
3 ESPECIFICAÇÃO DO PROJETO

O projeto foi dividido em seis blocos fundamentais para melhor visualização e compreensão. A seguir, será apresentado o diagrama de blocos do projeto com suas especificações e o esquemático simplificado do projeto.

3.1 O PROJETO

Na figura 15, é apresentado o diagrama de blocos geral do carregador, que consiste na fonte de alimentação e no inversor de frequência para adequação do sinal, nas bobinas transmissora e receptora para indução eletromagnética, e no circuito da carga. O projeto dispõe de uma malha que faz o controle do nível de corrente na bobina transmissora para o alcance da máxima transferência de energia.

Figura 15- Diagrama de blocos do projeto

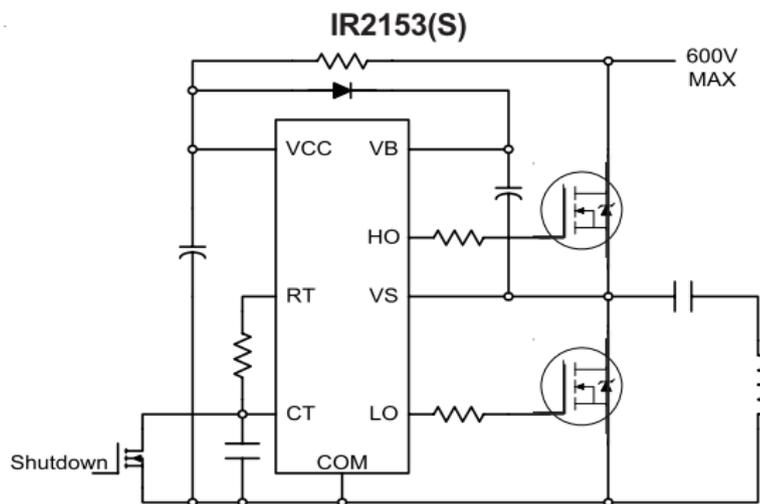


Fonte: Próprio autor

3.2 INVERSOR

O inversor se torna necessário neste projeto, pois a alimentação é feita em corrente contínua com uma tensão de 30V e uma corrente máxima de aproximadamente 3A. O controle do inversor é feito através de um gate driver de meia ponte (Half-Bridge Driver) modelo IR2153, que possui um oscilador interno e gera dois sinais defasados em 180° (saídas HO e LO) para os interruptores do inversor. O IR2153 gera nas saídas HO e LO os sinais com um dead-time de 1,5 μ s e uma razão cíclica de 50%. O circuito básico de aplicação do CI IR2153 é apresentado na figura 16.

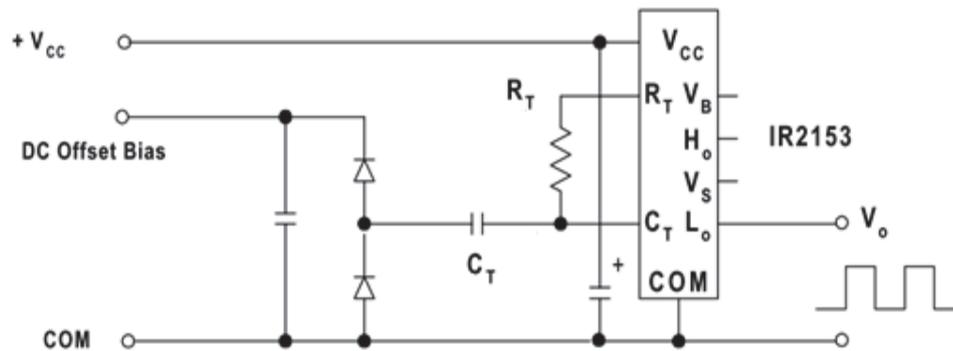
Figura 16- Conexões típicas do IR2153



Fonte: (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2006)

Para que haja variação na frequência de comutação dos interruptores do inversor, são acrescentados no circuito típico do IR2153 um capacitor e dois diodos. O novo circuito, capaz de variar a frequência dos sinais de saída HO e LO é apresentado na figura 17.

Figura 17- Circuito para IR2153 com variação de frequência PWM



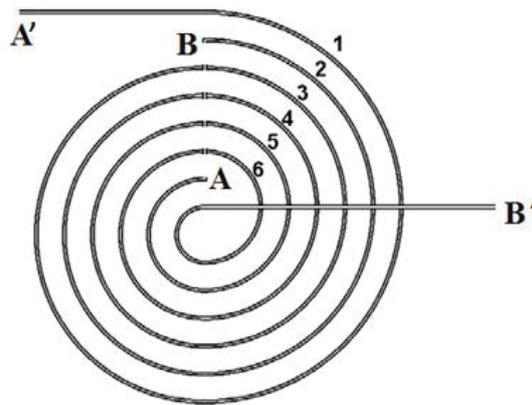
Fonte: Adaptado de (TARTAS, 2014)

Com a escolha do IR2153 para realizar o controle do projeto, observa-se que o inversor em meia ponte pode ser utilizado para realizar a conversão da tensão contínua para tensão alternada, por ser um circuito de fácil entendimento e bom desempenho. Portanto, a tensão fornecida pelo gate driver alimentará os interruptores do inversor na configuração em meia ponte.

3.3 BOBINA DE MISHIN

A bobina de Mishin testada no projeto é construída com dois fios condutores e isolados em paralelo. Enquanto um fio condutor é enrolado na sequência ímpar, o outro fio condutor é enrolado na sequência par. A bobina depois de finalizada possui quatro terminais, já que os dois fios que a compõem não têm contato entre si. Um esquemático de como a bobina é construída é apresentado na figura 18.

Figura 18- Construção da Bobina de Mishin

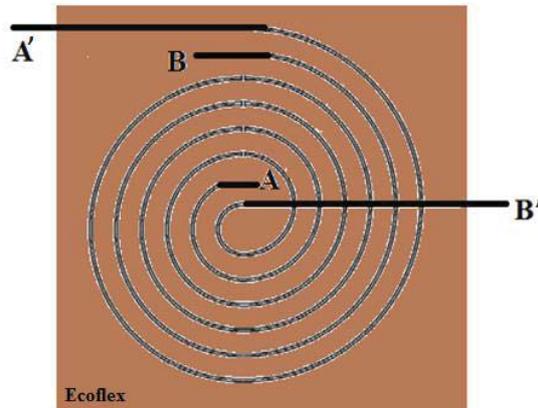


Fonte: Adaptado de (PICHORIM, 2010)

A bobina idealizada por Aleksander Mishin ainda encontra-se em fase de estudos e sua utilização neste projeto ajudará a preencher lacunas sobre possíveis questionamentos a respeito de seu comportamento. No projeto, a bobina de Mishin foi testada na sua frequência ressonante na função de transmissora e na de receptora.

A bobina de Mishin é construída sob um pedaço quadrado de Ecoflex, polímero maleável, resistente à água e a possíveis rupturas, com aproximadamente 350mm de lado. A figura 20 mostra como a bobina de Mishin foi alocada no suporte de Ecoflex e os terminais A e B correspondem aos dois fios condutores que a compõem.

Figura 19- Esquemático para visualização da Bobina de Mishin no suporte de Ecoflex



Fonte: Próprio autor

3.4 CONTROLE

O circuito de controle monitora a corrente em um resistor de $0,47\Omega$ conectado em série com a bobina transmissora e varia o ciclo de trabalho (*duty cycle*) do sinal modulado por largura de pulso (PWM) que controla a frequência de chaveamento do *gate driver* IR2153. Aumentado o ciclo de trabalho, a tensão DC Offset Bias (figura 17) também aumenta, elevando consequentemente a frequência de chaveamento do inversor.

O microcontrolador utilizado para esta tarefa deve possuir no mínimo uma entrada para conversão analógica/digital (A/D) e uma saída PWM que serão controladas pelo software desenvolvido. Analisando os requisitos necessários, o microcontrolador PIC16F887 foi escolhido para o projeto.

O PIC16F887 da Microchip tem todos os componentes que um microcontrolador moderno tem, com baixo custo, amplo campo de aplicações, alta qualidade e facilidade de aquisição. É a solução ideal para aplicações como: controle de processos industriais, controle de máquinas, medição de valores, entre outros. Algumas das suas funcionalidades são descritas abaixo.

Frequência de operação de 0 a 20MHz: Oscilador interno de precisão calibrado de fábrica, frequência escolhida por software entre 31KHz e 8MHz.

Tensão de alimentação entre 2.0V e 5.5V: Consumo de 220uA @ 2.0V @ 4MHz , 11ua @

2.0V @ 32KHz, 50nA em Stand-by.

Possui 35 pinos de I/O: Alta corrente para polarizar LEDs diretamente, resistências individuais de polarização positiva (pull-up), programáveis por software, interrupção quando há mudança no estado lógico dos pinos de entrada.

Memória ROM de 8k, em tecnologia FLASH: O chip pode ser reprogramado cerca de 100.000 vezes, opção de gravação no circuito. O chip pode ser programado quando já está montado no sistema final (in circuit programming)

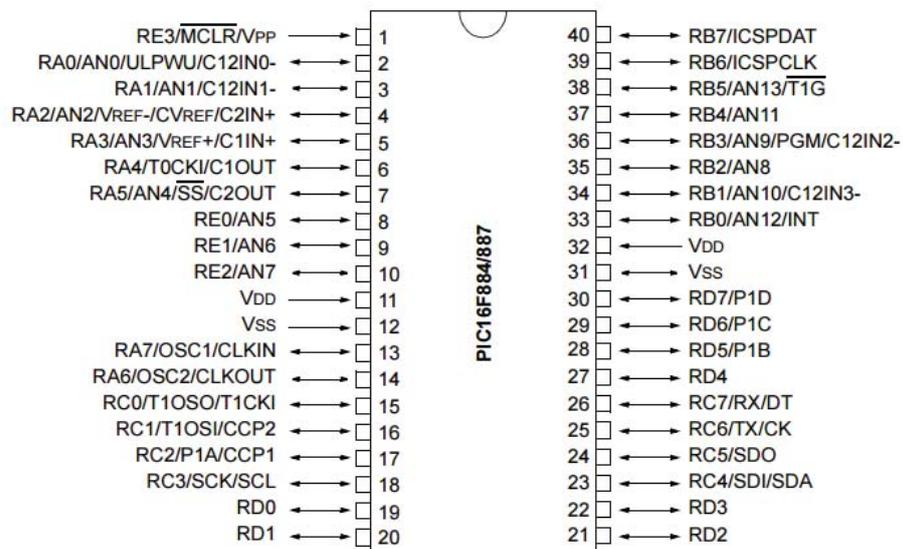
Memória EEPROM de 256 bytes e memória RAM de 368 bytes.

Conversor A/D: 14 canais, 10 bits de resolução.

Porta serial síncrona: Suporta os modos I2C e SPI.

Na figura 20, o microcontrolador PIC16F887 é apresentado no encapsulamento PDIP 40 pinos.

Figura 20- Microcontrolador PIC16F887 encapsulamento PDIP 40 pinos



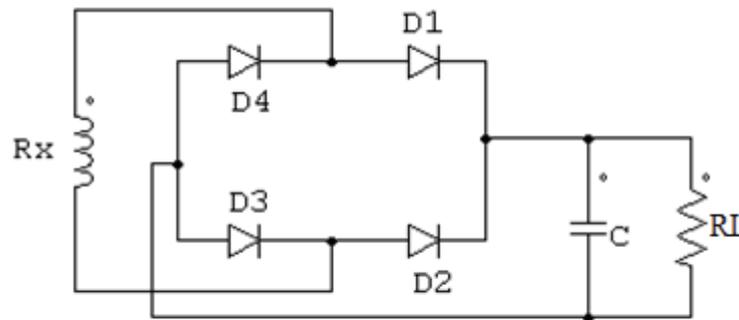
Fonte: Disponível em

(<http://html.alldatasheet.com/htmlpdf/197543/MICROCHIP/PIC16F887/3946/8/PIC16F887.html>)

3.5 CARGA

A alimentação, antes de chegar à carga, passará por uma ponte retificadora de diodos em onda completa para que a tensão AC proveniente da bobina receptora, R_x , seja convertida em tensão CC adequada à carga. Com o capacitor C conectado em paralelo com a carga R_L , a tensão que se apresenta em forma de pulsos, na saída da ponte retificadora, será transformada em uma tensão contínua, pois os pulsos serão amenizados com as cargas rápidas e descargas lentas do capacitor ao longo do tempo. Na figura 21, é apresentado o circuito posterior à bobina receptora que alimenta a carga.

Figura 21- Circuito de alimentação da carga



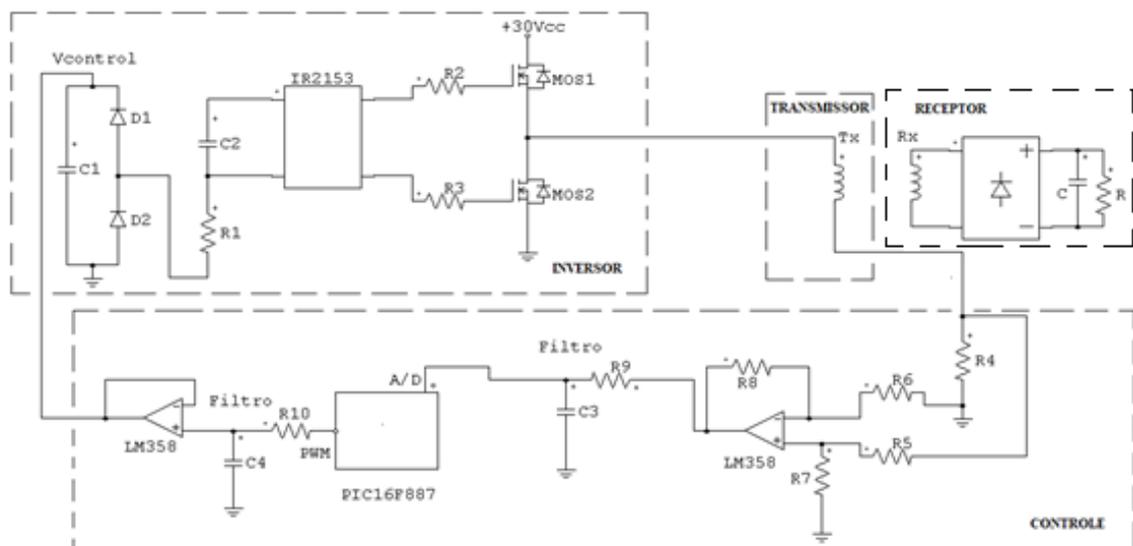
Fonte: Próprio autor

3.6 ESQUEMÁTICO SIMPLIFICADO

Após a análise do diagrama de blocos do projeto e de suas especificações, foi desenvolvido um esquemático simplificado do circuito necessário para o funcionamento do projeto. Para os interruptores do inversor em meia ponte, serão utilizados MOSFETs, por serem dispositivos de chaveamento rápido, caracterizado por uma alta impedância de entrada e apropriado para frequências acima de 100kHz, tornando-se assim, viável para o projeto. (AHMED, 2000)

Na figura 22, é apresentado o esquemático simplificado do projeto.

Figura 22- Esquemático simplificado do projeto



Fonte: Próprio autor

A alimentação em corrente contínua de 30V é conectada ao inversor em meia ponte. O sinal de saída do inversor em meia ponte, cuja frequência é regulada pelo gate driver IR2153, é conectada à bobina transmissora para alimentação da mesma. A malha de controle é feita conectando-se o circuito de monitoramento na bobina transmissora. O sinal proveniente deste circuito entra no canal analógico/digital do microcontrolador, e através do seu algoritmo, um sinal PWM com *duty cycle* variável e frequência fixa é gerado pelo microcontrolador. Este sinal PWM passa por um filtro passa baixa e por um amplificador operacional na configuração *buffer*, tendo este um ganho unitário e usado no projeto para “casar” as

impedâncias do circuito.

Após passar pelo buffer, a tensão de controle entra no circuito do IR2153 controlando, por consequência, o chaveamento do inversor em meia ponte. A realimentação de corrente faz com que a corrente máxima na bobina transmissora seja alcançada para que ocorra a máxima transferência de energia, possibilitando aumentar o rendimento na transmissão de energia sem fio.

4 DESENVOLVIMENTO

4.1. CIRCUITO INVERSOR

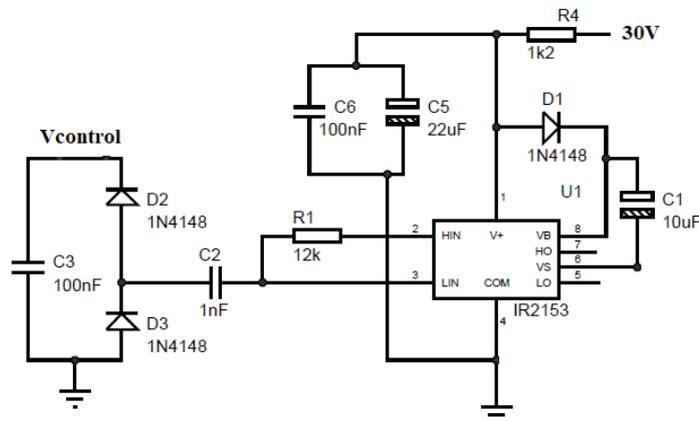
Primeiramente, o circuito do componente IR2153 foi projetado conforme dados do seu *datasheet*. Este componente contém um diodo zener acoplado interiormente entre VCC e COM, com uma tensão de ruptura de 15,6V. Assim, a tensão de alimentação do componente deve ser limitada através de um resistor conectado entre VCC e seu pino 1. Considerando um consumo de 15mA e a tensão de alimentação do circuito sendo 30Vcc, o resistor utilizado para limite de tensão, representado por “R”, é calculado como segue:

$$R = \frac{(V_{cc} - V_z)}{I} = \frac{(30V - 15,6V)}{15mA} = 960\Omega \quad (18)$$

Resistor comercial utilizado de 1k Ω .

Para os demais componentes, foi tomado o modelo do circuito usado nos estudos de Douglas Tartas, em seu trabalho intitulado “LED DRIVER”. O circuito é mostrado a seguir:

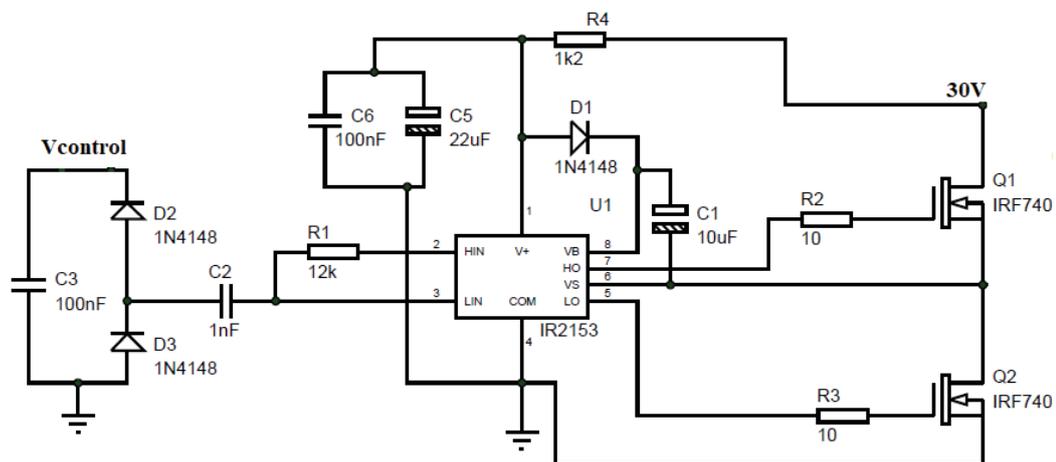
Figura 23- Circuito IR2153



Fonte: Próprio autor

Com o circuito do IR2153 projetado, foi necessário escolher o MOSFET apropriado para montagem do inversor em meia ponte. Levando em consideração os parâmetros de máxima tensão entre dreno e fonte (V_{DS}), máxima corrente de dreno (I_D), potência de dissipação (P_D) e resistência entre dreno e fonte (R_{DS}), o MOSFET IR740 da Vishay foi escolhido. Este MOSFET suporta uma máxima corrente de dreno de 10A a 25°C. A tensão máxima entre dreno e fonte é de 400V e sua resistência entre dreno e fonte é baixa, 0,55Ω para um V_{GS} de 10V, sendo sua máxima potência de dissipação de 125W. A resistência conectada ao pino *gate* do MOSFET deve ser baixa, sendo escolhido um resistor de 10Ω. O circuito do inversor é apresentado na figura 24.

Figura 24- Inversor



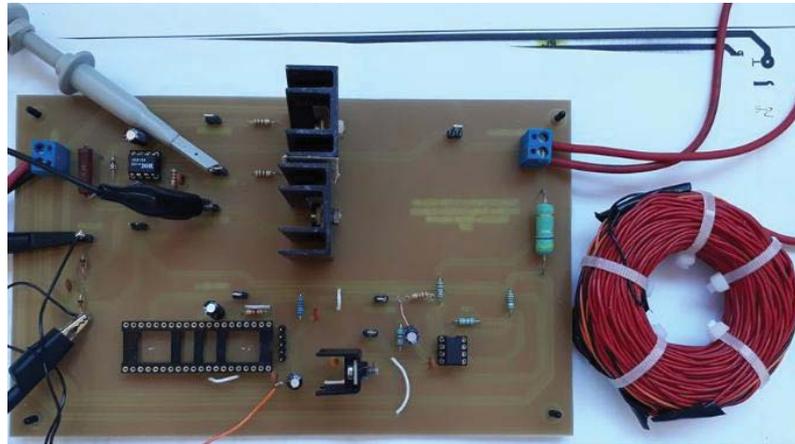
Fonte: Próprio autor

Para testes do circuito inversor, uma placa de circuito impresso foi projetada e uma bobina de teste com frequência de ressonância de 313KHz aproximadamente foi conectada em sua saída (ponto médio, pino 6 do IR2153). A tensão de controle, “Vcontrol”, figura 26, foi mantida em 0V. Ao alimentar o circuito, foi constatado que a tensão de alimentação do IR2153 estava acima de 15,6V. Desta forma, foi necessário aumentar a resistência R do circuito, substituindo o resistor de 1kΩ por um resistor de 1k2Ω.

O circuito foi ligado novamente, a alimentação do IR2153 ficou dentro do limite e a frequência de chaveamento foi de 86KHz, com a tensão de controle em 0V. Aumentando a tensão de controle com o auxílio de uma fonte externa, constatou-se que com 2,24V aplicados no IR2153 o chaveamento ocorria em 160KHz. A figura 25 mostra a placa de circuito

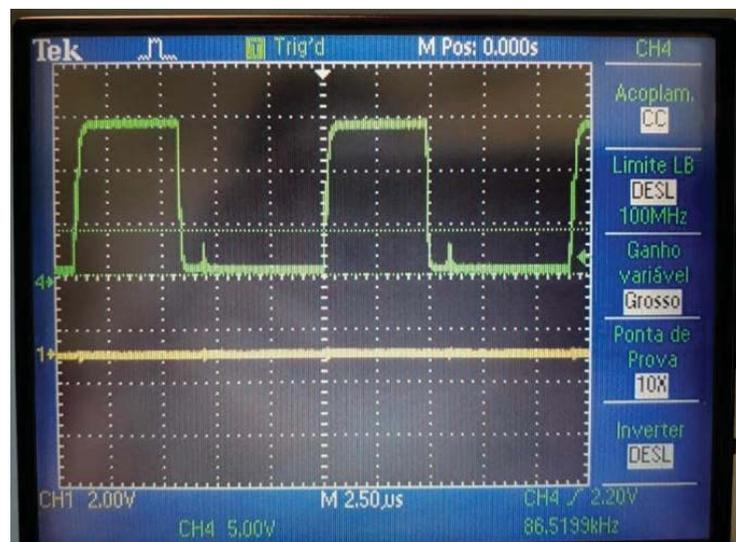
impresso com a bobina de teste e as figuras 26 e 27 mostram as frequências de chaveamento obtidas com a variação da tensão de controle.

Figura 25- Placa de teste e bobina de teste



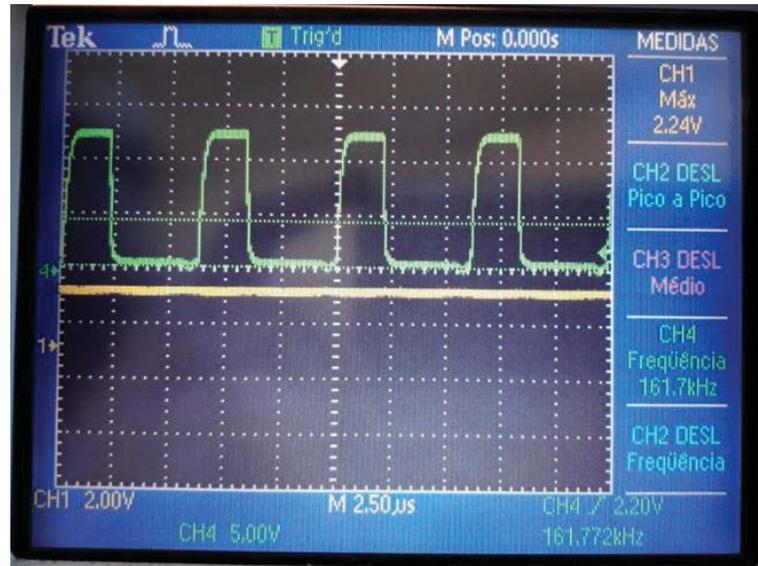
Fonte: Próprio autor

Figura 26- Chaveamento com tensão de controle em 0V



Fonte: Próprio autor

Figura 27- Chaveamento com tensão de controle em 2,24V



Fonte: Próprio autor

Com o funcionamento do circuito inversor, a bobina transmissora (Bobina de Mishin) pôde ser testada.

4.2. ACOPLAMENTO INDUTIVO

Conforme orientação do professor Mikhail Polonskii, confeccionando a bobina de Mishin com diâmetro interno de 8,7cm aproximadamente e diâmetro externo de 16,3cm, com fio AWG22, a sua frequência de ressonância deveria ser em torno de 300KHz. Desta forma, se a bobina transmissora fosse confeccionada em duas faces iguais ligadas em série, sua frequência de ressonância estaria em torno de 100KHz. Assim, uma face da bobina bifilar foi confeccionada, como mostra a figura 28. Esta face, nomeada como superior, foi confeccionada em sentido anti-horário com fio AWG22 e com as dimensões citadas acima.

Figura 28- Face superior da Bobina de Mishin



Fonte: Próprio autor

Com a face superior da bobina transmissora confeccionada, o gerador de sinais foi conectado em seus terminais com uma senóide de 10Vpp. Variando-se a frequência da senóide, observou-se que a amplitude máxima de saída da bobina ocorria em 292KHz. Portanto, a frequência de ressonância de uma face da bobina é de 292KHz.

Desta maneira, a face inferior da bobina foi confeccionada da mesma forma que a face superior, mas enrolada no sentido horário.

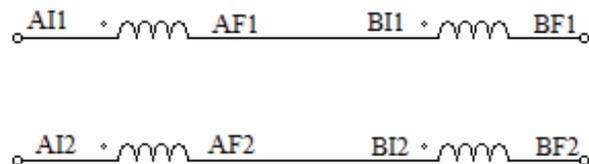
Figura 29- Face inferior da Bobina de Mishin



Fonte: Próprio autor

Após a confecção da face inferior, as duas faces foram conectadas como mostra o esquema abaixo.

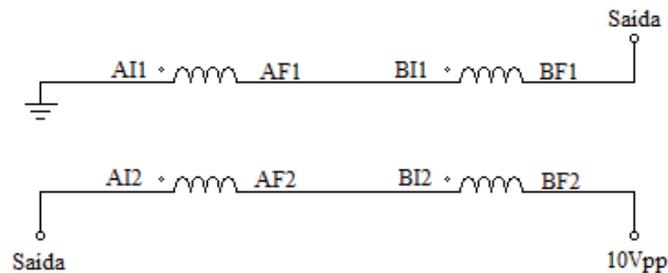
Figura 30- Conexão da Bobina de Mishin dupla face



Fonte: Próprio autor

Sendo que cada face da bobina é construída com dois fios em paralelo, considerando AI1 e AF1 como início e fim de um dos fios da face superior, BI1 e BF1 como início e fim do outro fio da face superior, AI2 e AF2 como início e fim de um dos fios da face inferior e BI2 e BF2 como início e fim do outro fio da face inferior, o gerador de sinais com uma senóide de 10Vpp foi conectado na bobina conforme figura 31.

Figura 31- Teste Bobina de Mishin



Fonte: Próprio autor

Com a alimentação de 10Vpp senoidal, a frequência da senóide foi variada e observou-se que a amplitude máxima de saída ocorria em 94kHz aproximadamente. Com isso, concluiu-se que a frequência de ressonância da Bobina de Mishin confeccionada com duas faces conectadas em série ficou próxima dos 100KHz esperados.

Com a bobina de Mishin confeccionada, conectou-se a mesma no circuito do inversor, onde foi observado que mesmo com a tensão de controle “Vcontrol” em 0V, o chaveamento do inversor em meia ponte já ocorria em 100KHZ. Desse modo, o resistor R_t , mostrado na figura 26, foi aumentado de 10k Ω para 12k Ω para que a frequência de chaveamento fosse reduzida. O circuito foi alimentado novamente e seu funcionamento foi observado. Aumentando-se a tensão de controle aumentava-se a frequência de chaveamento, da mesma forma que ao diminuir a tensão de controle a frequência de chaveamento diminuía. Mesmo com o correto funcionamento do circuito inversor, foi observado um elevado nível de ruído devido à presença das duas fontes externas, uma de 30V para alimentação do inversor em meia ponte e uma de 5V para simulação da tensão de controle. Com isso, a alimentação externa de 5V foi substituída por um potenciômetro de 5k Ω . Para alimentação deste potenciômetro, foi conectado um regulador de tensão, componente LM7805, que ao ser alimentado pela tensão de 30V a reduz e fornece uma tensão de 5V estabilizada em sua saída.

O teste foi feito com a tensão de controle sendo variada pelo potenciômetro e o correto funcionamento do circuito inversor foi comprovado. O consumo do circuito, com a bobina transmissora (Bobina de Mishin) “à vazío” foi de 0,4A com a tensão de controle em 0V. A corrente de alimentação da bobina transmissora foi de 1,5A de pico aproximadamente.

Com isso, a bobina receptora foi confeccionada com as mesmas dimensões da bobina transmissora, mas com somente 1 fio de bitola maior que o fio usado na bobina transmissora. A bobina receptora é mostrada na figura 32.

Figura 32- Bobina receptora



Fonte: Próprio autor

Para o teste com ambas as bobinas, transmissora e receptora, um resistor de $22\Omega/10W$ foi conectado à bobina receptora. O circuito foi alimentado e observou-se que ao aproximar a bobina receptora da bobina transmissora, a corrente de consumo do circuito caía abruptamente, de 0,4A para 25mA. Para que a transferência de energia sem fio seja realizada com bons resultados, é necessário ter uma corrente elevada na bobina transmissora. Dessa forma, foi comprovado que a bobina de Mishin não pode ser utilizada como bobina transmissora na transmissão de energia wireless, pois na presença de carga, sua impedância aumenta fazendo com que a corrente diminua a níveis indesejados.

Na tentativa de aumentar a corrente do circuito, a bobina de Mishin foi colocada como receptora e a bobina panqueca convencional, que estava sendo usada como receptora, foi colocada como transmissora. Para isto, a análise feita por Marina Perdigão em seu trabalho intitulado “Estudos sobre Balastros Electrónicos” sobre o inversor ressonante série alimentado em tensão foi estudada. Devido ao entreferro entre as bobinas transmissora e receptora, ocorre um aumento das indutâncias de dispersão. Além disso, o entreferro provoca uma diminuição da indutância de magnetização, o que por sua vez, origina um aumento das perdas no circuito transmissor devido ao aumento da corrente de magnetização. (MARTINS, 2011)

O conversor ressonante escolhido deve compensar o fraco acoplamento indutivo e sua

indutância de dispersão elevada, bem como sua indutância de magnetização finita. O conversor ressonante série permite eliminar qualquer componente contínua que possa surgir devido à assimetria nos impulsos de comando dos dispositivos. Além disso, a corrente nos dispositivos semicondutores decresce quando a corrente de carga decresce, fazendo com que não exista degradação do rendimento para cargas baixas. Este tipo de conversor faz com que as indutâncias de dispersão variem numa zona de valores mais restrita, o que faz com que sua compensação seja mais estável e previsível. (MARTINS, 2011)

Para este circuito ressonante, é conveniente definir alguns parâmetros como: Q_L que representa o fator de qualidade da carga, Z_B a impedância de base ou impedância característica do circuito ressonante e ω_o a pulsação de ressonância natural de um circuito LC. (PERDIGÃO, 2004)

Além disso, Q_S representa a carga normalizada e Ω a frequência normalizada. Esses fatores determinam-se da seguinte forma:

$$Q_L = \frac{\omega_o L}{R} = \frac{1}{\omega_o C R} = \frac{Z_B}{R} = Q_S^{-1} \quad (19)$$

$$Z_B = \sqrt{\frac{L}{C_S}} \quad (20)$$

$$Q_S = \frac{R}{Z_B} = R \left(\frac{L}{C_S}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (21)$$

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_o} = \omega \sqrt{L C_S} \quad (22)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L C_S}} \quad (23)$$

A impedância complexa do circuito ressonante série $Z_{eq,n}$, define-se da seguinte forma:

$$\begin{aligned} Z_{eq,n} &= R + j \left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C_S} \right) = R \left[1 + j Q_L \left(\frac{n\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{n\omega} \right) \right] = \quad (24) \\ &= Z_B \left[\frac{R}{Z_B} + j \left(\frac{n\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{n\omega} \right) \right] = Z_{eq,n} e^{j\theta n} = R + jX_n \end{aligned}$$

Um parâmetro importante diz respeito ao ângulo de fase da corrente de entrada, que por sua vez define o tipo de comutação nos interruptores. Para a componente fundamental, o ângulo de fase da corrente que circula no circuito ressonante pode ser calculado através das expressões apresentadas a seguir. A partir da expressão de $Z_{eq,n}$, resulta:

$$\begin{aligned} Z_{eq,n} &= R \sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{n\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{n\omega} \right)^2} = Z_B \sqrt{\left(\frac{R}{Z_B} \right)^2 + \left(\frac{n\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{n\omega} \right)^2} = \quad (25) \\ &= Z_B \sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left(n\Omega - \frac{1}{n\Omega} \right)^2} = Z_B \sqrt{Q_S^2 + \left(n\Omega - \frac{1}{n\Omega} \right)^2} \end{aligned}$$

Sabendo que $R = Z_{eq,n} \cos \phi_n$ e $X_n = Z_{eq,n} \sin \phi_n$ se conclui que:

$$\phi_n = \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{X_n}{R} \right] = \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{R Q_L \left(\frac{n\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{n\omega} \right)}{R} \right] = \operatorname{tg}^{-1} \left[Q_L \left(\frac{n\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{n\omega} \right) \right] \quad (26)$$

Ou simplificando, para a componente fundamental:

$$\phi_1 = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\Omega - \frac{1}{\Omega}}{Q_S} \quad (27)$$

Sabendo que $R = Z_{eq,n} \cos \phi_n$ e $X_n = Z_{eq,n} \sin \phi_n$ se retira o valor de $\cos \phi_n$:

$$\cos \phi_n = \frac{R}{Z_{eq,n}} = \frac{R}{R \left| \left[1 + j Q_L \left(\frac{n\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{n\omega} \right) \right] \right|} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{n\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{n\omega} \right)^2}} \quad (28)$$

O valor eficaz da tensão de saída nos terminais da carga R, correspondente à componente harmônica de ordem n apresenta a seguinte forma:

$$\begin{aligned} V_{o,n} &= R I_{S,n} = R \frac{V_{S,n}}{Z_{eq,n}} = V_{S,n} \frac{R}{R \sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{n\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{n\omega} \right)^2}} = \quad (29) \\ &= V_{S,n} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q_S^2} \left(n\Omega - \frac{1}{n\Omega} \right)^2}} \end{aligned}$$

De acordo com as características deste inversor e as equações mencionadas anteriores, pode-se observar que para frequências inferiores à frequência de ressonância, a corrente de entrada estará em avanço em relação à componente fundamental da tensão e o circuito ressonante comporta-se de forma capacitiva. Para frequências superiores à frequência de ressonância a corrente de entrada estará em atraso em relação à componente fundamental da tensão e o circuito ressonante comporta-se de forma indutiva. Em ambas as situações existirá sempre certa quantidade de energia reativa a circular no circuito ressonante.

Na frequência de ressonância, a tensão e a corrente de entrada estarão em fase, pois $\phi_{1=} = 0$, como se pode verificar através da expressão (27), significando que não existe potência reativa aos terminais do circuito e toda a potência de entrada é transferida para a carga em regime normal de funcionamento. (PERDIGÃO, 2004)

Constata-se que para uma frequência de funcionamento próxima da frequência de ressonância, $\Omega=1$, e para valores de Q_S inferiores, a percentagem de distorção harmônica total é menor. Para valores elevados de Q_S a percentagem de distorção harmônica total aproxima-se do valor típico apresentado por uma forma de onda quadrada. Para uma frequência de funcionamento próxima da frequência de ressonância, o circuito comporta-se como uma fonte de tensão, especialmente para valores elevados de Q_S . (PERDIGÃO, 2004)

Utilizando a bobina panqueca convencional como transmissora, seus valores de indutância e resistência foram medidos, os quais foram obtidos $R=6,5\Omega$ e $L=347\mu H$. Através da equação 23 apresentada anteriormente, e sabendo que a frequência de ressonância das bobinas é de aproximadamente 94kHz, o capacitor do circuito ressonante foi calculado como segue.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_S}} \text{ , sendo } \omega_o = 2\pi f_o$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_S}}$$

$$96k = \frac{1}{2\pi\sqrt{347\mu C_S}}$$

$$C_S = 7,92nF$$

O conversor ressonante série é calculado para uma frequência acima da frequência de ressonância para evitar a influência da indutância de magnetização, uma vez que essa característica é útil em variações abruptas das condições de operação. (MARTINS, 2011)

Como as bobinas convencionais possuem uma capacitância baixa, a conexão de um capacitor em série com a bobina se torna necessário para composição do circuito ressonante. Portanto, o capacitor que deverá ser conectado em série com a bobina transmissora deve ser de 7,92nF, calculado acima através da equação 23. Levando em consideração os valores comerciais, o capacitor mais próximo do valor calculado é de 8,2nF. Assim, um capacitor de 8,2nF de polipropileno é conectado em série com a bobina transmissora (bobina panqueca convencional) como mostrado na figura 33.

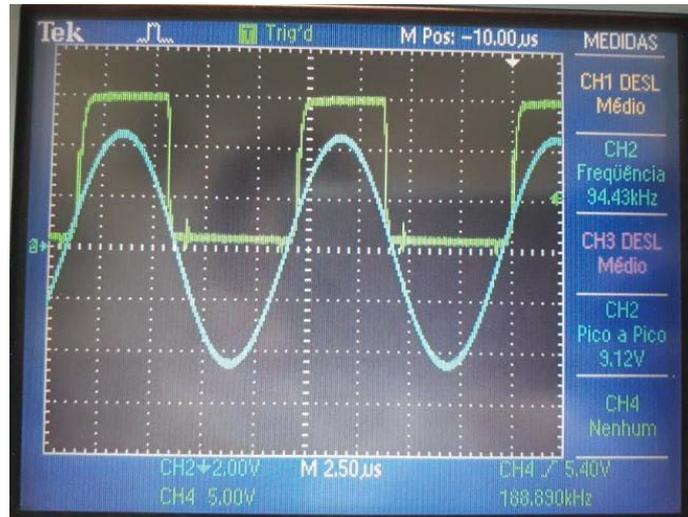
Figura 33- Circuito ressonante



Fonte: Próprio autor

O teste a vazio foi feito com o circuito ressonante. Constatou-se que o consumo de corrente do circuito subia para 1,5A, enquanto a corrente entregue ao circuito ressonante foi de aproximadamente 4A de pico (curva azul). O teste foi feito na frequência de 94kHz, como mostrado na figura a seguir.

Figura 34- Teste com circuito ressonante a vazio

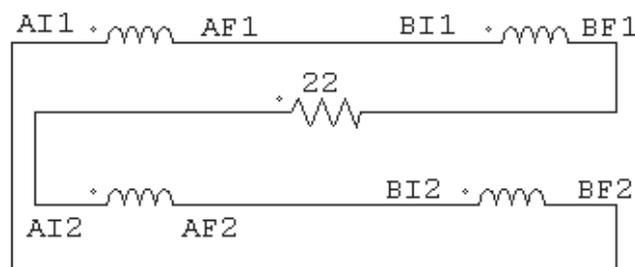


Fonte: Próprio autor

Em verde, figura 34, é visualizado o chaveamento do circuito inversor, e em azul, o comportamento da corrente na bobina transmissora. Comprova-se que na frequência de 94kHz, frequência de ressonância, não há perdas reativas, pois corrente na bobina transmissora e tensão de entrada estão em fase.

Com a bobina panqueca convencional em série com um capacitor utilizada como transmissora, a bobina de Mishin foi usada como receptora conectada a uma carga resistiva de $22\Omega/10W$. Ao alimentar o circuito, constatou-se que a corrente continuava a cair abruptamente toda vez que a bobina de Mishin estava próxima da outra bobina. Assim, em um novo teste, a bobina de Mishin foi conectada como bobina bifilar de Tesla, apresentada na seção 2.2.1, e a carga de $22\Omega/10W$ também foi novamente conectada. Esta conexão é apresentada na figura 35.

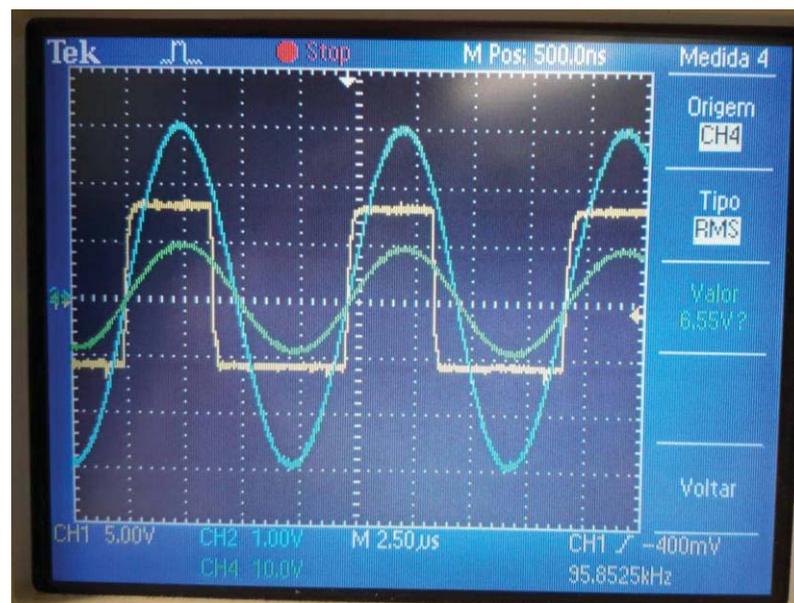
Figura 35- Bobina de Mishin conectada como bobina bifilar de Tesla



Fonte: Próprio autor

Assim, usando a bobina bifilar de Tesla como receptora com uma carga resistiva de $22\Omega/10W$, constatou-se que o consumo de corrente não caía abruptamente como quando utilizada a bobina de Mishin, mas que o mesmo aumentava para $0,6A$. Entretanto, o rendimento da transmissão foi muito baixo, sendo que a potência de saída não chegou a $2W$. As formas de onda obtidas são mostradas na figura 36.

Figura 36- Teste com bobina bifilar de Tesla como receptora



Fonte: Próprio autor

A curva amarela apresenta o chaveamento entregue ao inversor em meia ponte pelo IR2153, cuja frequência no momento da medição é de $95,85kHz$. A curva azul é a medição da corrente de alimentação da bobina transmissora, que é de aproximadamente $3A$ de pico, e a curva em verde é a tensão na carga de 22Ω conectada na bobina receptora (bobina bifilar de Tesla). Como pode ser observada, a tensão na carga é de $6,55V_{rms}$. Com isso, o rendimento da transmissão foi calculado como segue.

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_1 = 30V \cdot 0,6A = 18W$$

$$P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R_L} = \frac{6,55 V^2}{22 \Omega} = 1,95W$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{1,95 W}{18W} \cdot 100\% = 10,833 \%$$

Embora o rendimento tenha sido pequeno, a comutação dos MOSFETs ainda é suave, pois a corrente (curva azul) não está adiantada da tensão de chaveamento (curva amarela), como pode ser visualizado na figura 36. Desse modo, na tentativa de aumentar o rendimento da transmissão, uma nova bobina receptora, confeccionada com apenas um fio condutor (bobina panqueca convencional), foi construída com as mesmas características da bobina transmissora. Com a nova bobina receptora finalizada, os valores de resistência e indutância medidos foram de $R=7,22\Omega$ e $L=376,5\mu\text{H}$. A bobina receptora é mostrada na figura 37.

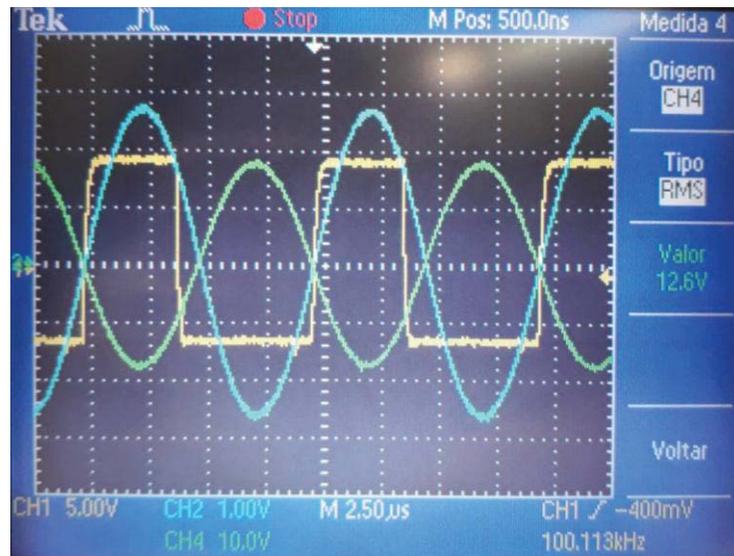
Figura 37- Nova Bobina receptora



Fonte: Próprio autor

Com a nova bobina receptora, o teste foi refeito com a mesma carga de $22\Omega/10\text{W}$. As curvas obtidas estão mostradas na figura 38.

Figura 38- Teste com nova bobina receptora



Fonte: Próprio autor

Observando a figura 38, nota-se que a tensão na carga (curva verde) aumentou para 12,6V enquanto a corrente na bobina (curva azul) diminuiu para aproximadamente 2,7A de pico. O consumo de corrente do circuito se manteve em 0,6A e o rendimento da transmissão foi calculado novamente como segue.

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_1 = 30V \cdot 0,6 A = 18 W$$

$$P_{out} = \frac{12,6V^2}{22 \Omega} = 7,21W$$

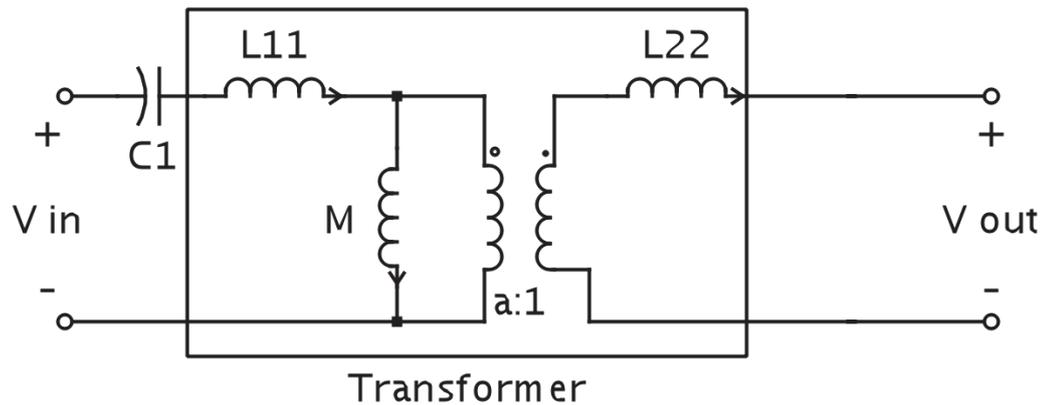
$$\eta = \frac{7,21W}{18 W} \cdot 100\% = 40,05\%$$

O rendimento obtido com a nova bobina receptora foi de 40,05%. Desta forma, o projeto será feito com duas bobinas panquecas convencionais, já que com a bobina de Mishin e com a bobina bifilar de Tesla usadas nos testes o rendimento das transmissões ficou abaixo do obtido com as bobinas transmissora e receptora convencionais.

4.2.1 Modelo matemático de bobinas acopladas

O modelo matemático de duas bobinas do tipo panqueca deve ser desenvolvido para análise, modelamento e simulação do sistema de transferência de energia sem fio. Admite-se o seguinte circuito equivalente para duas bobinas magneticamente acopladas.

Figura 39- Modelo de bobinas acopladas



Fonte: Modificado de (PICKELSIMER, 2012)

O circuito primário é um circuito ressonante série modelado pela indutância de magnetização (M), pela indutância de dispersão do primário ($L11$) e pelo capacitor ressonante série ($C1$). O transformador ideal, conectado em paralelo com a indutância M , tem relação de transformação $a:1$, sendo $a=1$. O circuito secundário é modelado pela indutância de dispersão do secundário ($L22$).

Para este modelo, são válidas as seguintes equações, onde L_1 é a indutância da bobina transmissora, L_2 é a indutância da bobina receptora e k é o coeficiente de acoplamento.

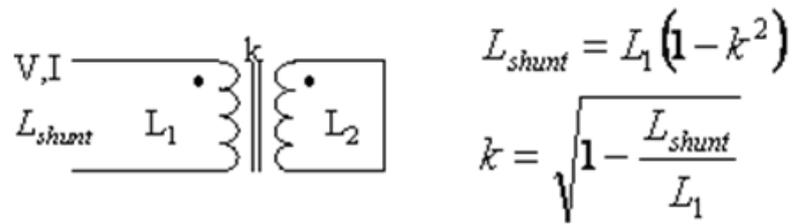
$$M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (30)$$

$$L11 = (1 - k) \cdot L_1 \quad (31)$$

$$L22 = (1 - k) \cdot L_2 \quad (32)$$

Para medir o coeficiente de acoplamento k , o seguinte método foi empregado:

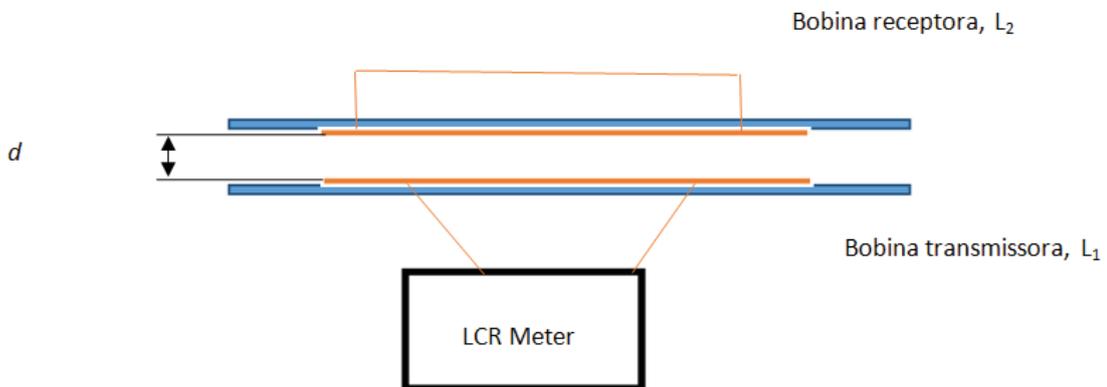
Figura 40- Determinação do coeficiente de acoplamento



Fonte: Prof. Mikhail Polonskii

Variando a distância (*airgap*) d entre as bobinas, a indutância L_{shunt} foi medida utilizando-se um LCR Meter, modelo RLC-500 fabricado pela iCEL Manaus. O procedimento é ilustrado na figura 41.

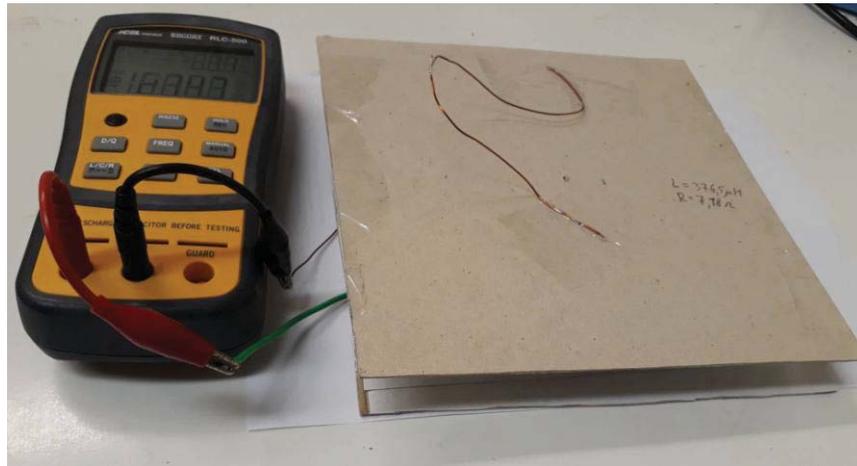
Figura 41- Medição L_{shunt}



Fonte: Prof. Mikhail Polonskii

Os valores escolhidos para realização do experimento foram: $d = 0.2mm$, $d = 2mm$, $d = 4.7mm$, $d = 7.4mm$, $d = 11.5mm$, $d = 12mm$, $d = 13.1mm$, $d = 14.7mm$, $d = 20.6mm$, $d = 24mm$, $d = 32mm$ e $d = 47mm$. Com estes valores, a indutância L_{shunt} foi medida conforme figura 43 e os valores obtidos são mostrados na tabela 1. A medição para a distância de $d = 24mm$ é mostrada na figura 42.

Figura 42- Medição de L_{shunt} para $d = 24mm$



Fonte: Próprio autor

Tabela 1- Valores obtidos de L_{shunt}

Distância entre bobinas (d) em mm	Indutância L_{shunt} em μH
0.2	72
2	93
4.7	104
7.4	162
11.5	207
12	208
13.1	217.9
14.7	230
20.6	275
24	291.1
32	304
47	327.3

Fonte: Próprio autor

Com estes valores obtidos, o seguinte procedimento foi realizado no software *Matlab*. Os valores de distância entre as bobinas d , indutância L_{shunt} e indutância da bobina transmissora L_1 foram inseridos. O coeficiente de acoplamento k foi calculado para cada valor de L_{shunt} , conforme figura 42, e o gráfico do coeficiente de acoplamento em função da distância entre bobinas foi plotado, como mostra figura 43.

```
>> d=[0.2 2 4.7 7.4 11.5 12 13.1 14.7 20.6 24 32 47];
```

```

>> Lshunt=[ 72 93 104 162 207 208 217.9 230 275 291.1 304 327.3
]*1e-6;

>> L1= 347e-6;

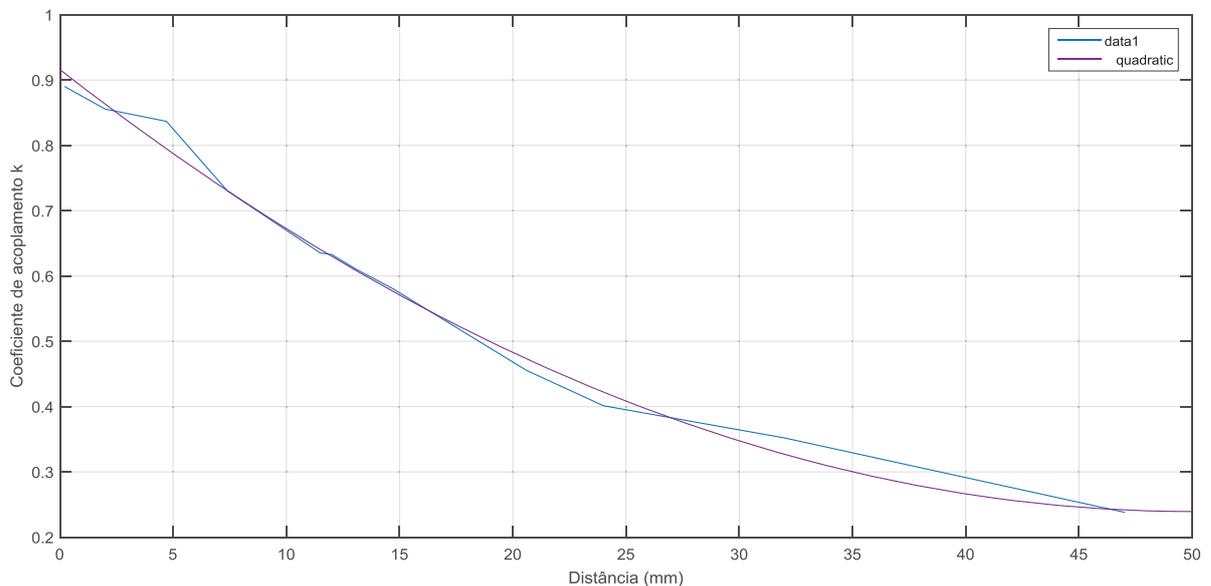
>> k=sqrt(1-Lshunt/L1)

k = 0.8902    0.8556    0.8368    0.7302    0.6352    0.6329
0.6100    0.5807    0.4555    0.4014    0.3520    0.2383

>> plot(d,k)

```

Figura 43- Coeficiente de acoplamento versus distância entre bobinas



Fonte: Próprio autor

A curva azul mapeia os pontos obtidos de k em função de d , e a curva roxa faz uma aproximação destes pontos. Através da figura 43, é possível perceber que o coeficiente de acoplamento diminui à medida que a distância entre as bobinas aumenta.

Uma expressão é obtida para o coeficiente de acoplamento k , que será utilizado para a simulação do sistema nos softwares PSIM e *Matlab* e para comparação dos resultados com os obtidos no protótipo.

```

>> format long
>> fit.coeff
0.000270860605162  -0.027076907643319  0.916102704028283

```

Sendo assim, k pode ser calculado através da seguinte expressão:

$$0.00027d^2 - 0.02708d + 0.916103 \quad (33)$$

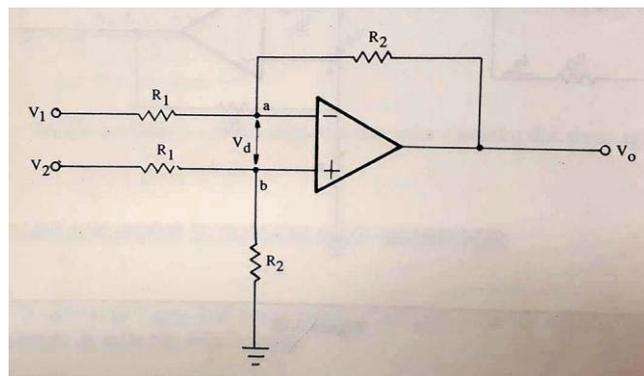
4.3. CIRCUITO DE CONTROLE

4.3.1. Circuito de monitoramento da corrente na bobina transmissora

Para este circuito, um resistor de $0,47\Omega/5W$ foi utilizado para medição da corrente na bobina transmissora. Um amplificador operacional na configuração diferencial seguido de um filtro passa baixa são conectados no resistor de medição.

Um amplificador na configuração diferencial permite que se obtenha na saída uma tensão igual à diferença entre os sinais aplicados, multiplicada por um ganho. Considerando a figura 44, a tensão de saída é calculada pela equação 34. (PERTENCE, 1988)

Figura 44- Amplificador diferencial



Fonte: (PERTENCE, 1988)

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) \quad (34)$$

Onde $\frac{R_2}{R_1}$ define o valor pelo qual a saída será amplificada (ganho).

O resistor de medição é conectado na bobina transmissora e seus terminais são conectados no circuito do amplificador diferencial. O componente LM358 foi escolhido por poder ser alimentado com uma tensão unipolar de 3V a 32V e trabalhar com uma faixa de frequência de até 1MHz, sendo alimentado no projeto por 5V provindos do regulador

LM7805.

Para o projeto dos componentes do amplificador diferencial, primeiramente somente o resistor de medição R4 foi conectado ao circuito para teste com a bobina transmissora a vaziao. A tensão no resistor é uma onda senoidal de aproximadamente 0,7V de pico quando a corrente na bobina transmissora é de 1,5A de pico numa frequência acima da ressonância (teste a vaziao). A tensão medida é comprovada através do cálculo:

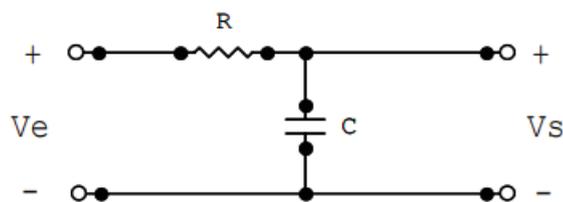
$$V_{R4} = 0,47 * 1,5Ap = 0,705V$$

Como a saída do amplificador diferencial será enviada ao conversor analógico/digital do microcontrolador, essa tensão deve ser limitada em 5V, que é a tensão máxima de entrada do A/D. Assim, foi assumido um ganho de 5 para o amplificador diferencial, pois mesmo com a tensão de entrada do circuito diferencial acima de 0,705V, quando a corrente na bobina transmissora for maior, a tensão de saída máxima do amplificador diferencial será menor que 5V. Desse modo, os componentes do amplificador diferencial foram calculados com base na equação 34 e os seguintes valores foram obtidos:

$$R_1 = 12.1k\Omega \text{ e } R_2 = 61.9k\Omega$$

Com o amplificador diferencial projetado, torna-se necessário projetar o filtro passa baixa. Este filtro recebe esta designação por ter uma resposta em que predominarão as frequências baixas quando recebe um sinal com um espectro amplo de frequências. (ORSINI, 2002). O filtro passivo, composto por um resistor e um capacitor, mostrado na figura 45, é projetado como segue.

Figura 45- Filtro Passa baixa



Fonte: (MUSSOI, 2004)

A frequência de corte, em Hertz, do filtro passa baixa é dado por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (35)$$

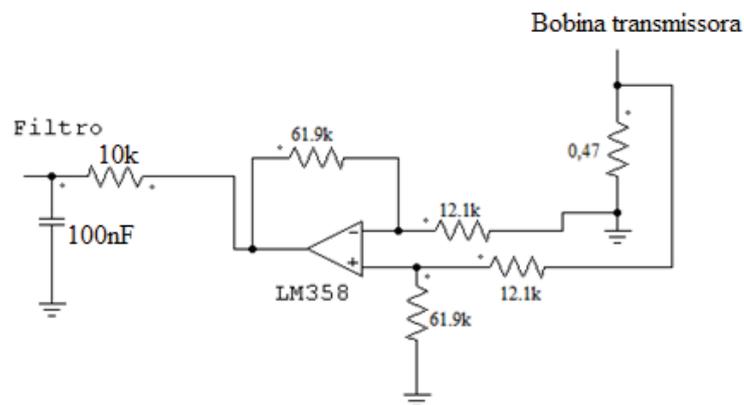
Assim, assumindo uma frequência de corte de 160Hz e uma capacitância de 100nF, a resistência é calculada.

$$R = \frac{1}{2\pi \cdot 160 \cdot 100n} = 9.94k\Omega$$

Um resistor comercial de 10k Ω foi utilizado.

Com o projeto do filtro pronto, o circuito que monitora a corrente na bobina transmissora e gera a tensão correspondente que alimenta o canal A/D do microcontrolador foi finalizado. O circuito é mostrado na figura 46.

Figura 46- Circuito de monitoramento da corrente na bobina transmissora



Fonte: Próprio autor

4.3.2. Algoritmo de controle

A tensão proveniente do circuito mostrado na figura 46, que monitora a corrente na bobina transmissora, entra no canal analógico/digital do microcontrolador. Quando a bobina transmissora está a vazio, a frequência de chaveamento fica acima da frequência de ressonância, fazendo com que a corrente na bobina transmissora tenha um atraso de fase em

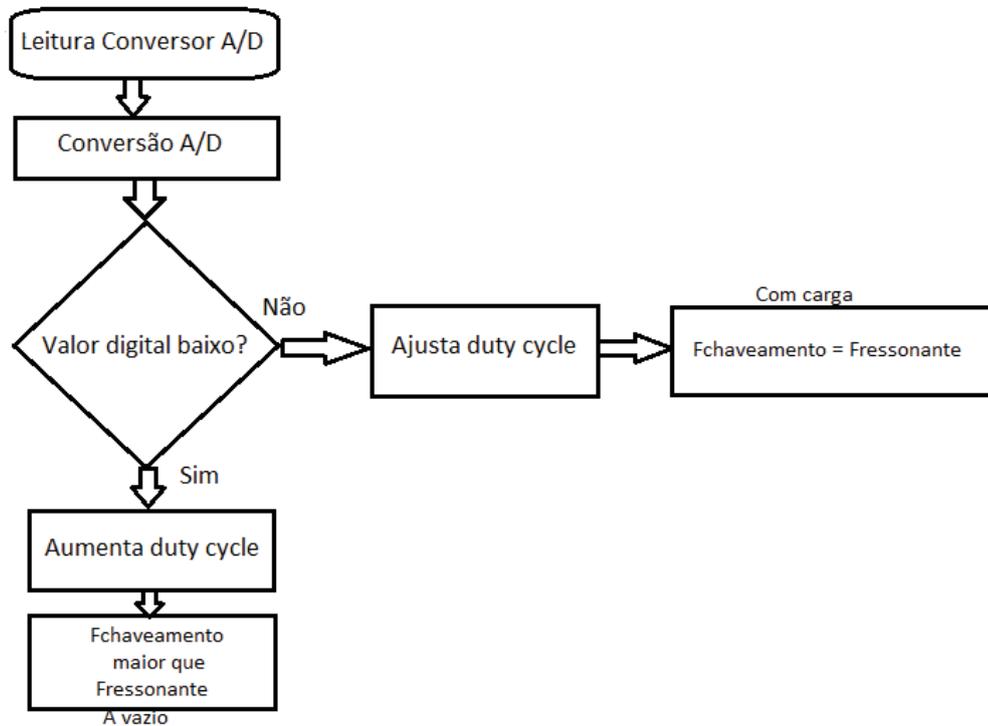
relação à tensão de chaveamento do circuito inversor, evidenciando o comportamento com caráter indutivo do circuito. Neste momento, o sinal que entra no canal analógico/digital do microcontrolador é baixo.

Quando ocorre a aproximação da bobina receptora com a bobina transmissora, a frequência de chaveamento deve ser igual à frequência de ressonância para que não haja atraso de fase da corrente na bobina transmissora com relação a tensão de chaveamento do circuito inversor, eliminando as perdas reativas. Isso faz com a corrente máxima na bobina transmissora seja alcançada e a transmissão ocorra com maior rendimento.

Foi admitido, então, que o microcontrolador deve fazer com que a frequência de chaveamento, na situação a vazio, fique em torno de 1,5x maior que a frequência de ressonância (a vazio), para que a corrente na bobina transmissora esteja atrasada da tensão de chaveamento. Já quando ocorre a aproximação da bobina receptora na bobina transmissora, o microcontrolador deve variar a frequência de chaveamento para que ela coincida com a frequência de ressonância (com carga), fazendo com que o atraso de fase entre corrente e tensão seja nulo, eliminando perdas reativas. O estado em que a corrente na bobina transmissora está adiantada da tensão de chaveamento do circuito inversor não é desejado, pois se perde a comutação suave dos MOSFET's do inversor em meia ponte.

Na aplicação deste projeto, o microcontrolador atua somente na condição com carga. A frequência de ressonância, para 3 distâncias diferentes entre bobina transmissora e receptora, foi encontrada através do ajuste da tensão de controle do gate driver IR2153 pelo potenciômetro de 5k Ω . Assim, o algoritmo de controle do microcontrolador gera um PWM de frequência fixa (20kHz) e *duty cycle* variável, para que a frequência de chaveamento do circuito inversor coincida com a frequência de ressonância para cada um dos três casos. O fluxograma do algoritmo de controle é apresentado na figura 47.

Figura 47- Fluxograma algoritmo de controle



Fonte: Próprio autor

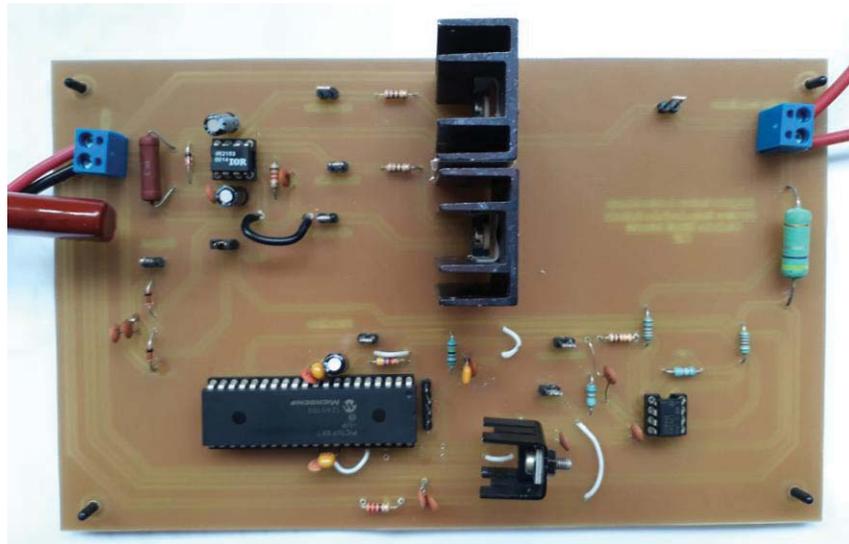
Assim, na saída do microcontrolador é projetado um filtro passa baixa com frequência de corte de aproximadamente 600Hz. Conforme equação 35, os componentes obtidos foram $R= 24k\Omega$ e $C=10nF$.

Com todos os componentes do circuito transmissor escolhidos e o algoritmo de controle projetado, os testes finais foram iniciados.

5 RESULTADOS

Com o projeto de todos os blocos do circuito transmissor finalizado e usando o modelo matemático de bobinas acopladas apresentado na seção 4.2.1, o projeto é simulado nos softwares PSIM e *Matlab* para comparação com as medições obtidas no protótipo, mostrado na figura 48.

Figura 48- Protótipo parcial



Fonte: Próprio autor

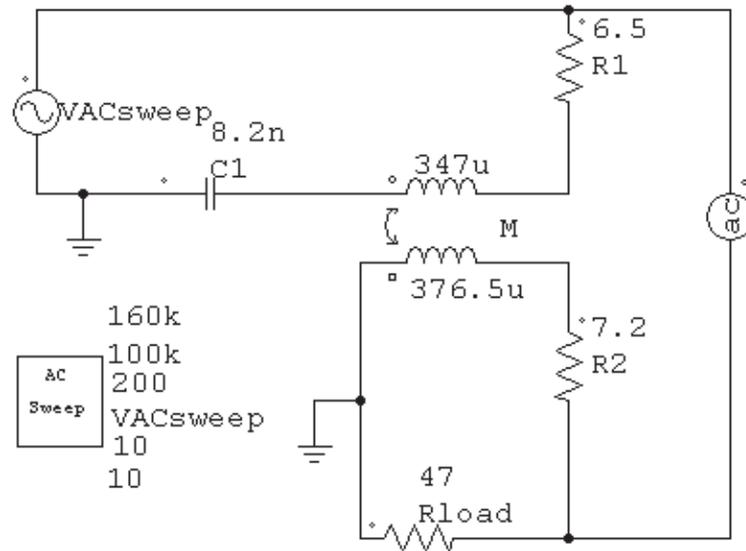
Um capacitor de 15 μ F não eletrolítico e um capacitor de 22 μ F eletrolítico foram inseridos em paralelo com a alimentação de 30V para eliminar ruídos provindos da fonte. Um filtro passa baixa com frequência de corte de 7,23kHz também foi inserido na entrada do regulador LM7805, o qual é alimentado pela fonte de 30V e gera +5 V.

O projeto é modelado e simulado no domínio da frequência e no domínio do tempo.

5.1 MODELAGEM E SIMULAÇÃO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Para simulação do sistema no domínio da frequência, o seguinte circuito é projetado no software PSIM.

Figura 49- Circuito para simulação no domínio da frequência



Fonte: Prof. Mikhail

De acordo com a figura 49, M é a indutância de magnetização, $347\mu\text{H}$ é a indutância da bobina transmissora, $376.5\mu\text{H}$ é a indutância da bobina receptora, $R1$ é a resistência da bobina transmissora, $R2$ é a resistência da bobina receptora e $C1$ é a capacitância colocada em série com a bobina transmissora para compor o circuito ressonante. R_{load} é a carga de $47\Omega/50\text{W}$ conectada na bobina receptora. O bloco “AC Sweep” varia a frequência do bloco VASsweep de 100kHz até 160kHz , memorizando 200 pontos de medição. A amplitude do sinal senoidal gerado pelo bloco VACsweep é de 10V_{pp}

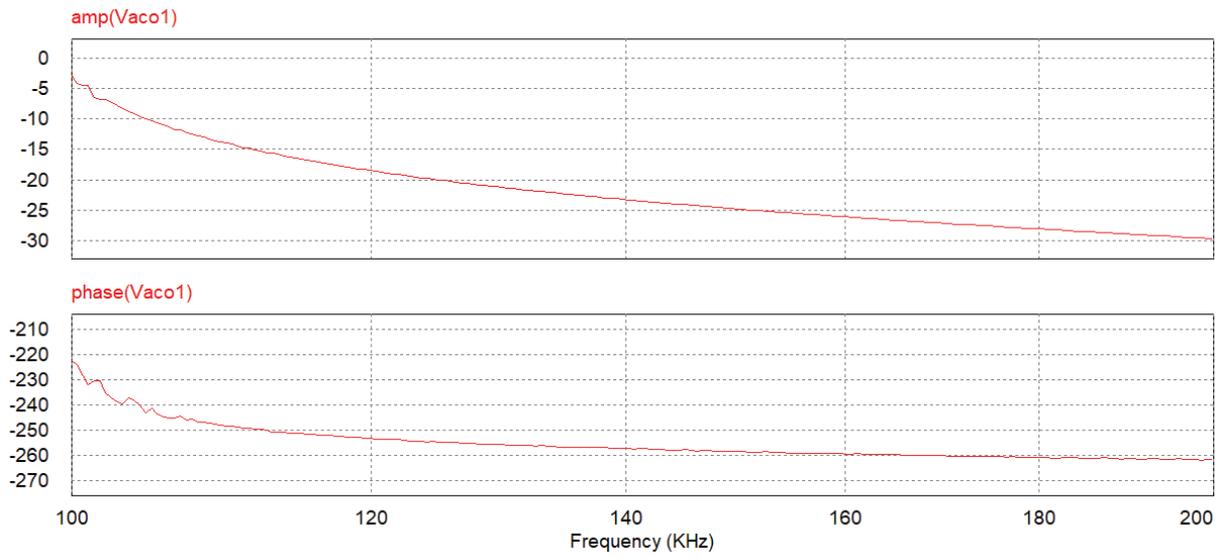
Para cada valor de coeficiente de acoplamento k , o valor da indutância de magnetização M , deve ser calculado conforme equação 30. Os valores obtidos são mostrados no quadro 1.

Quadro 1- Coeficientes de acoplamento e indutância de magnetização correspondente

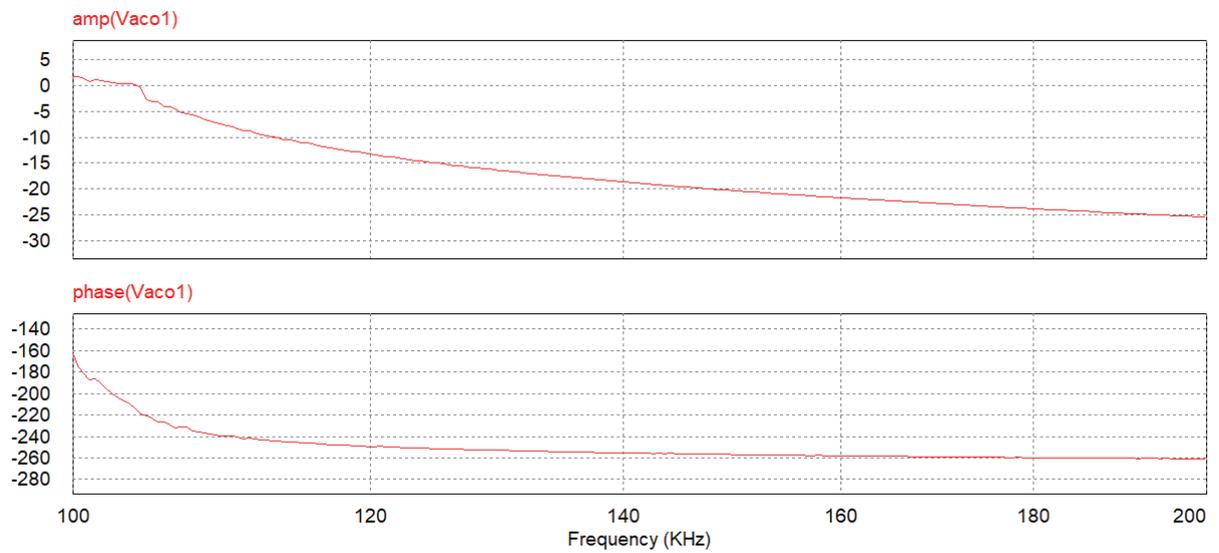
Coeficiente de acoplamento (k)	Indutância de magnetização M (uH)
0.238	86
0.352	127.23
0.4014	145.08
0.4555	164.64
0.5807	209.89
0.61	220.48
0.6329	228.76
0.6352	229.59
0.7302	263.93
0.8368	302.46
0.8556	309.25
0.8902	321.76

Fonte: Próprio autor

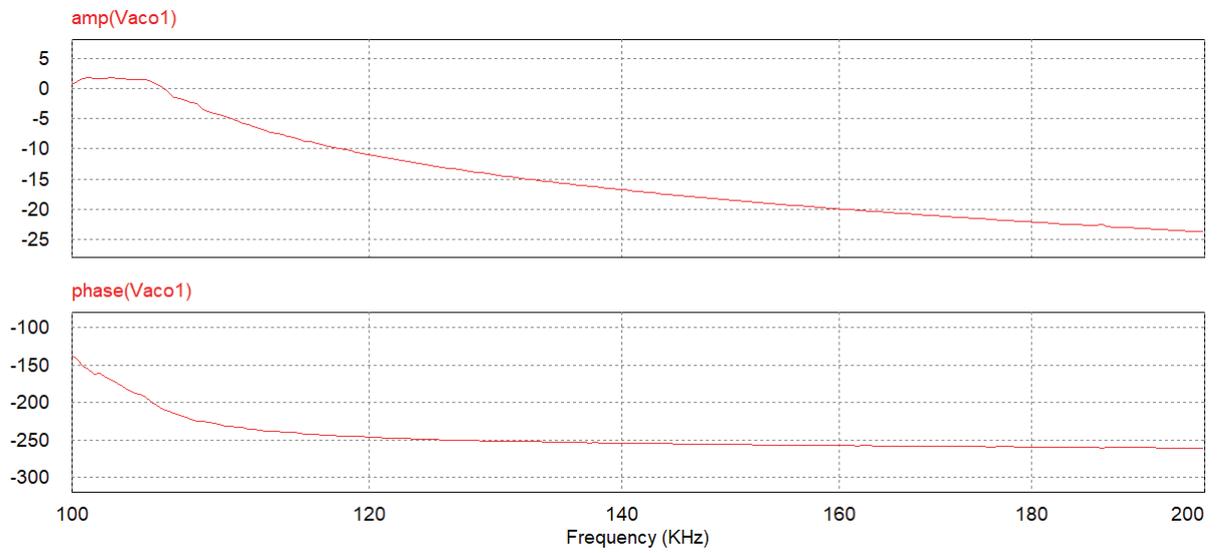
Substituindo cada valor de indutância de magnetização no circuito projetado no PSIM, figura 49, e simulando cada caso, as seguintes respostas foram obtidas.

Figura 50- Resposta para $k = 0.238$ 

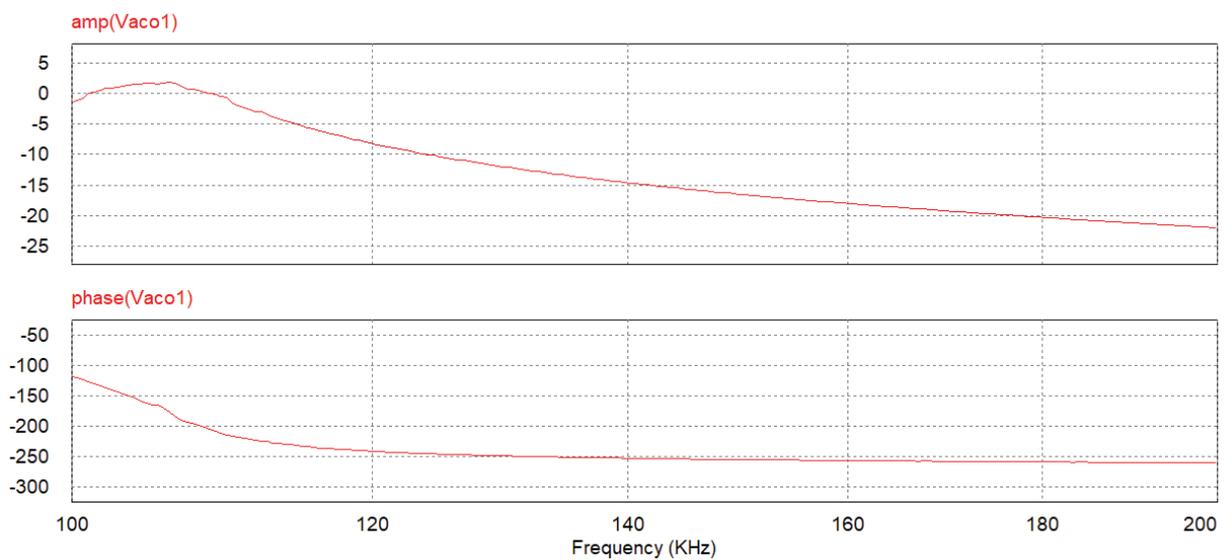
Fonte: Próprio autor

Figura 51- Resposta para $k = 0.352$ 

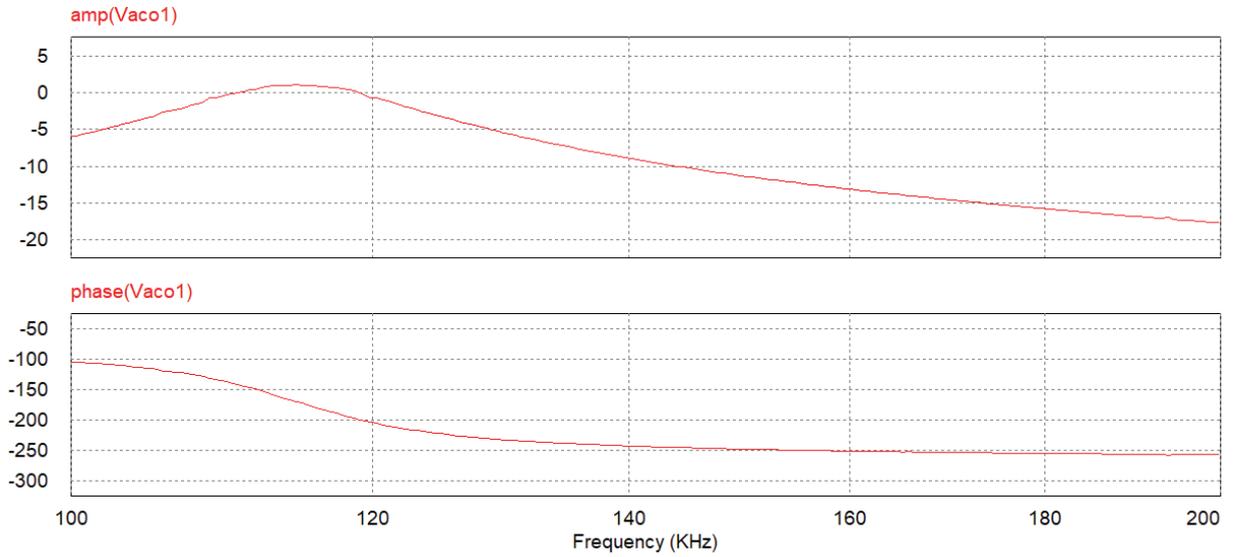
Fonte: Próprio autor

Figura 52- Resposta para $k = 0.4014$ 

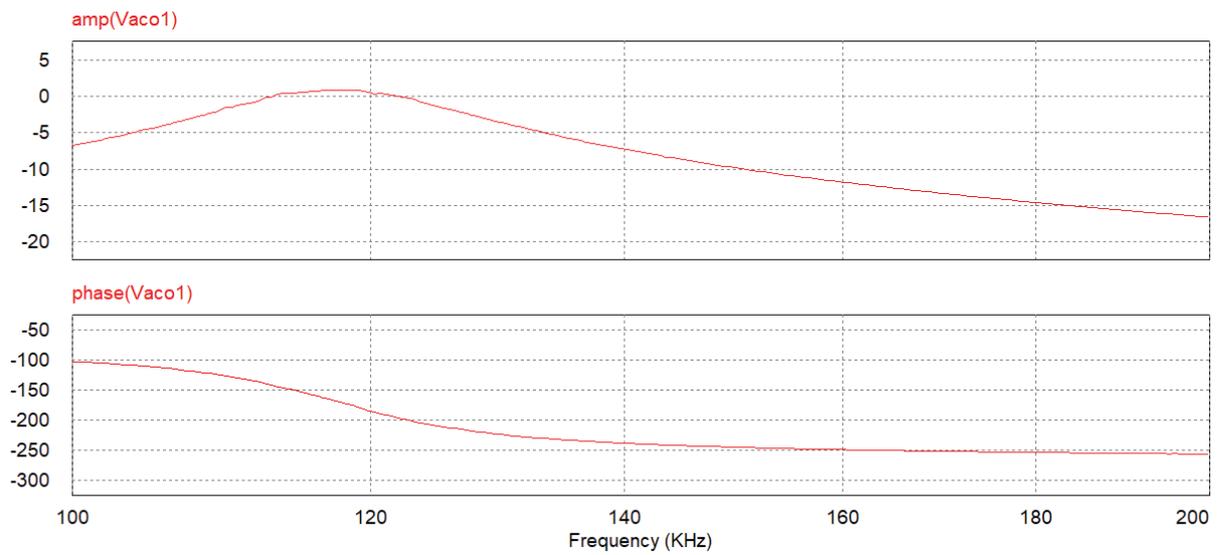
Fonte: Próprio autor

Figura 53- Resposta para $k = 0.4555$ 

Fonte: Próprio autor

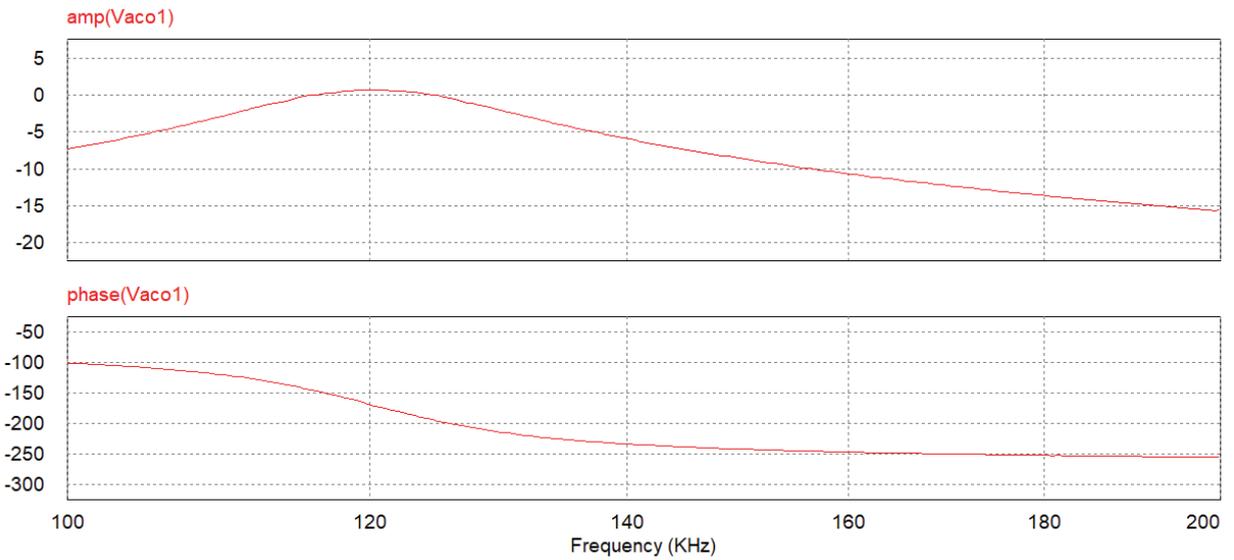
Figura 54- Resposta para $k = 0.5807$ 

Fonte: Próprio autor

Figura 55- Resposta para $k = 0.61$ 

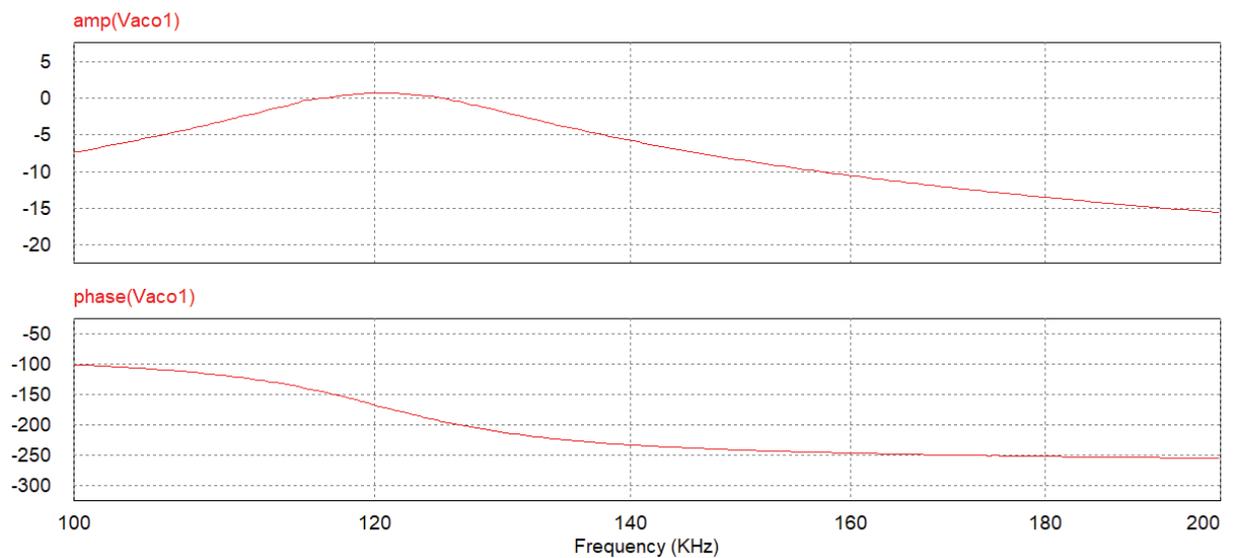
Fonte: Próprio autor

Figura 56- Resposta para $k = 0.6329$

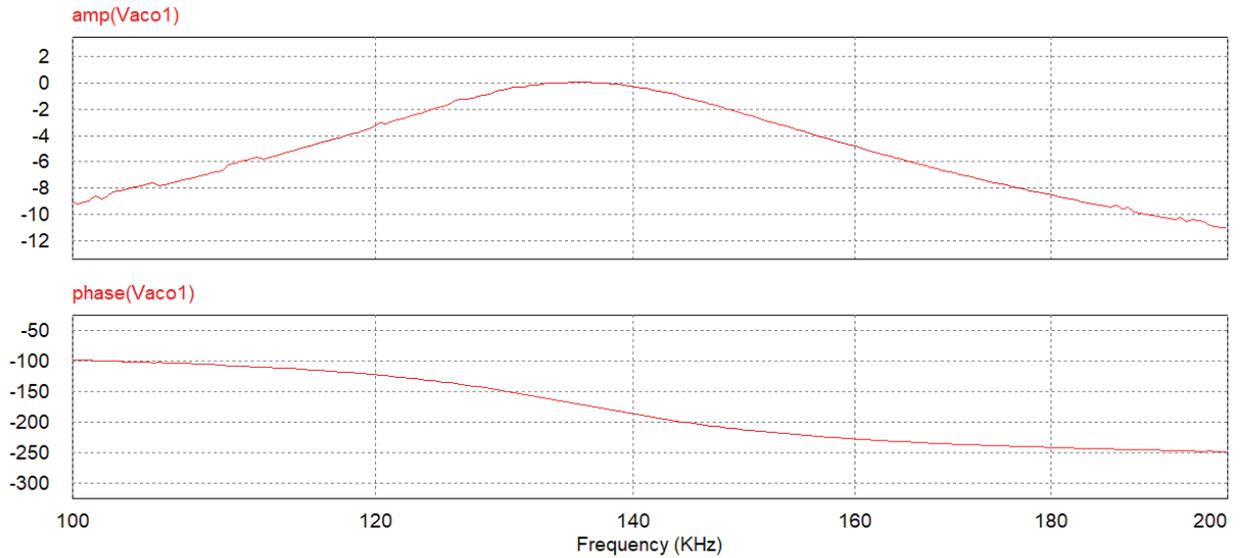


Fonte: Próprio autor

Figura 57- Resposta para $k = 0.6352$

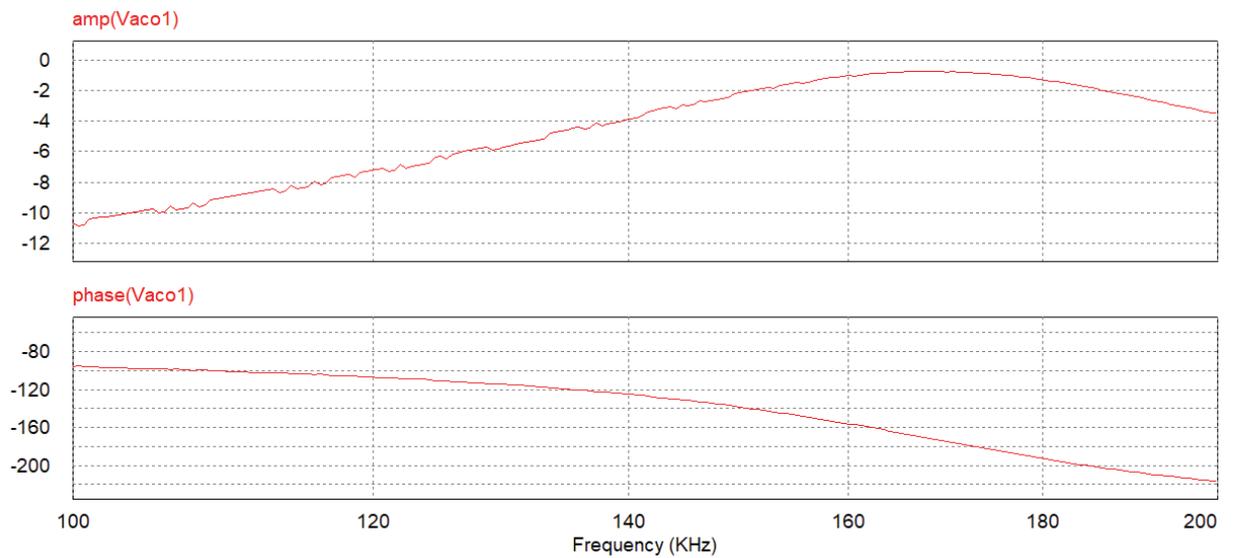


Fonte: Próprio autor

Figura 58- Resposta para $k = 0.7302$ 

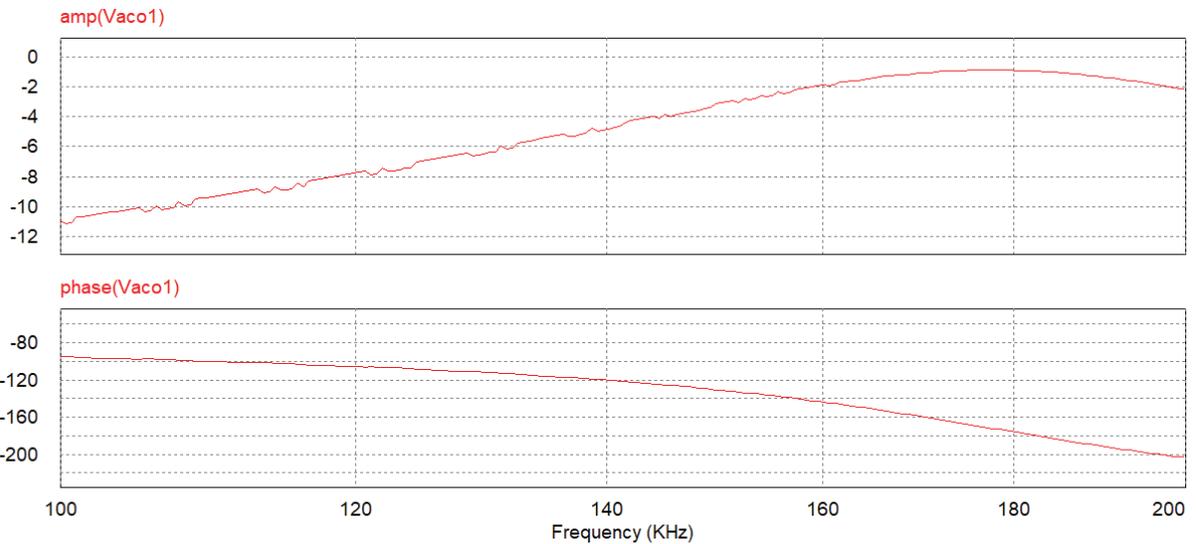
Fonte: Próprio autor

Para os seguintes valores de k , a faixa de frequência da simulação precisou ser aumentada de 160kHz para 220kHz para que o pico da amplitude de saída pudesse ser visualizado.

Figura 59- Resposta para $k = 0.8368$ 

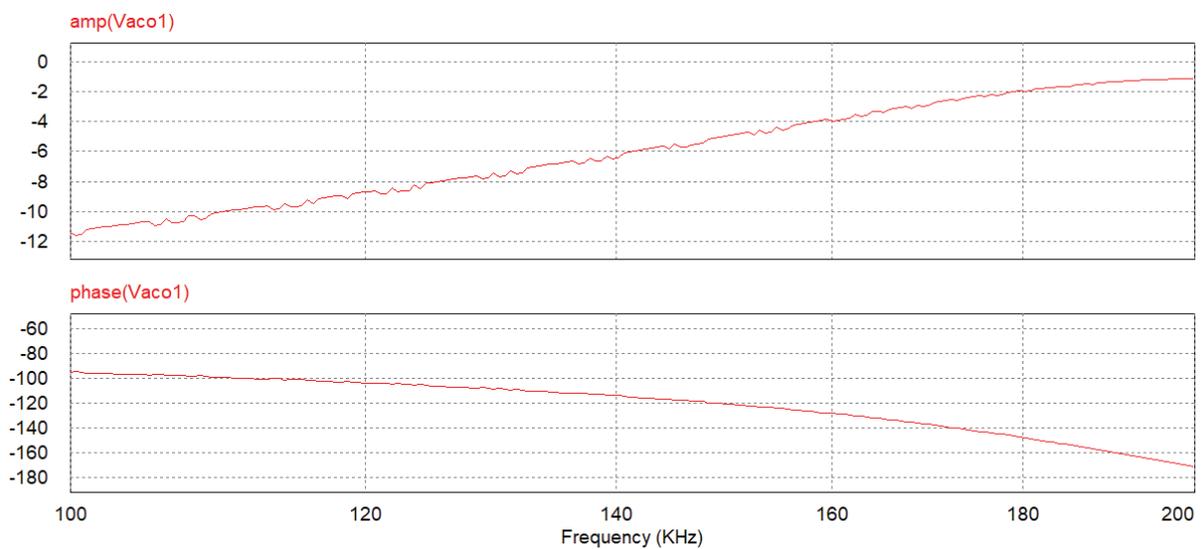
Fonte: Próprio autor

Figura 60- Resposta para $k = 0.8556$



Fonte: Próprio autor

Figura 61- Resposta para $k = 0.8902$



Fonte: Próprio autor

A partir das figuras acima, a frequência onde ocorre a maior amplitude de saída para cada caso pode ser visualizada. A frequência de ressonância para valores de coeficiente de acoplamento de 0,238 até 0,8902 varia de aproximadamente 100kHz até 200kHz.

Para comparação dos dados obtidos na simulação com as medidas obtidas no

protótipo, foram admitidos 3 pontos, $k = 0.238$, $k = 0.6329$ e $k = 0.8902$. Assim, os 200 pontos medidos na simulação do PSIM para todos os casos são copiados e passados para *Matlab*.

Para $k = 0.352$

```
>> Frequency=1; Vacol=1; amp(Vacol)=1;phase(Vacol)=1;

>> A=[    %%200 pontos medidos

Frequency          amp(Vacol)          phase(Vacol)

100000             1.6653865809999999   -162.97636499999999

100348.9225       1.742107708           -174.95770640000001

100699.0624       1.3039223200000001   -181.75558899999999

...

>> size(A)

ans =

    201     3

>> ST_0_352=A(2:201,:); %%Elimina primeira linha de A

>> size(ST_0_352) %%Tamanho de A ( 200 linhas e 3 colunas)

ans =

    200     3

>> Freq= ST_0_352(:,1); %%Vetor frequência( igual para todos os
casos)

>> Mag_0_352= ST_0_352(:,2); %%Vetor magnitude

>> Fase_0_352=ST_0_352(:,3); %%Vetor fase
```

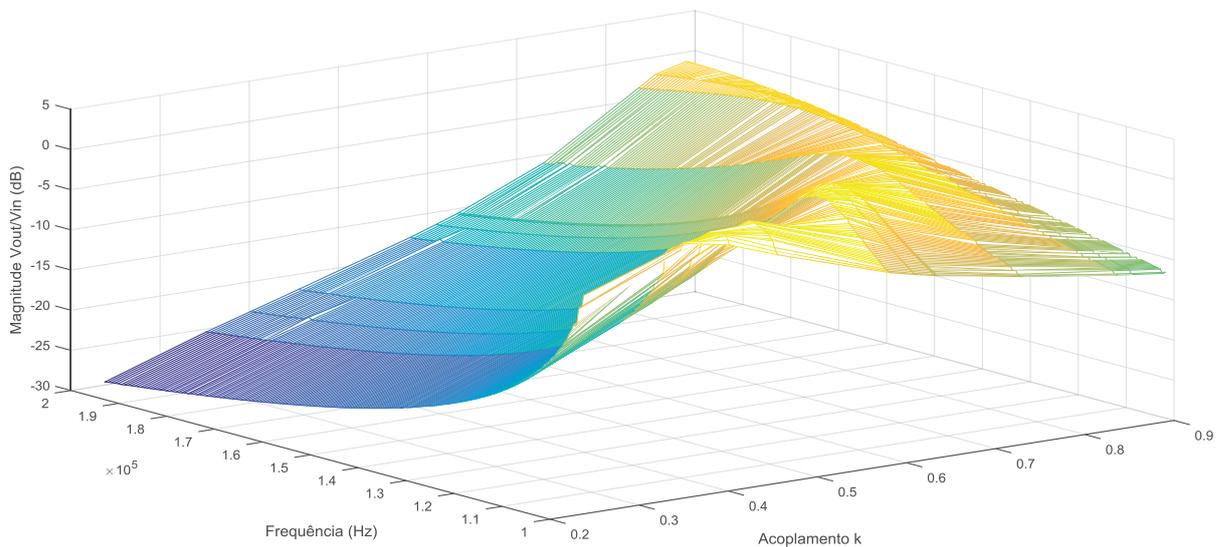
Através dos comandos acima feitos em *Matlab*, são gerados os vetores de magnitude da tensão da saída pela tensão de entrada (em decibéis), e fase para o caso em que o

coeficiente de acoplamento (k) é igual a 0,352. Este procedimento é feito para todos os valores de k . Após ter gerado os vetores de magnitude e fase para todos os casos, um gráfico em 3D é plotado com todos os valores de k e seus respectivos valores de frequência e magnitude através dos comandos abaixo.

```
>> MAG=[ Mag_0_238, Mag_0_352, Mag_0_4014, Mag_0_4555, Mag_0_5807,
Mag_0_61, Mag_0_6329, Mag_0_6352, Mag_0_7302, Mag_0_8368, Mag_0_8556,
Mag_0_8902];
```

```
>> mesh(k, Freq, MAG)
```

Figura 62- Gráfico (k , frequência, magnitude)

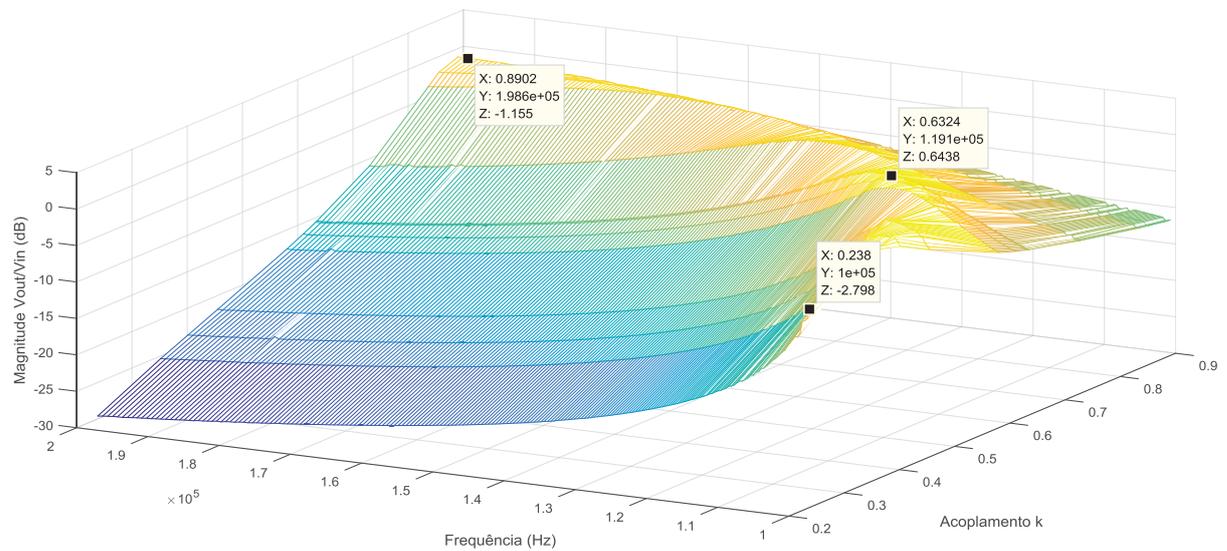


Fonte: Próprio autor

Com o gráfico em 3D apresentando o comportamento da magnitude V_{out}/V_{in} em decibéis em relação à frequência e ao coeficiente de acoplamento k , os 3 pontos admitidos para comparação com as medições no protótipo são selecionados no gráfico como mostra figura 65.

Os 3 pontos são selecionados conforme valores de coeficiente de acoplamento k escolhidos e os valores de frequência para cada caso onde ocorre a máxima tensão de saída, mostrados nas figuras 50, 56 e 61.

Figura 63- Pontos selecionados para análise



Fonte: Próprio autor

A amplitude de pico da primeira harmônica da tensão de saída do inversor em meia ponte que alimenta a bobina transmissora é calculada como segue.

$$V_{in,pk} = \frac{V_S}{2} * \sqrt{2} = \frac{30V}{2} * \sqrt{2} = 21,2132V \quad (36)$$

A amplitude de pico e o valor eficaz da primeira harmônica da tensão de saída para cada coeficiente de acoplamento é calculada como segue, levando em consideração a magnitude em dB para cada ponto da figura 63.

$$V_{out,pk} = V_{in,pk} * 10^{\left(\frac{mag}{20}\right)} \quad (37)$$

$$V_{out,rms} = \frac{V_{out,pk}}{\sqrt{2}} \quad (38)$$

Para $k=0.238$

$$V_{out,pk} = 21,2132 * 10^{\left(\frac{-2.79}{20}\right)} = 15,38V \quad (37a)$$

$$V_{out,rms} = \frac{V_{out,pk}}{\sqrt{2}} = \frac{15,38V}{\sqrt{2}} = 10,9V \quad (38a)$$

Para $k=0.6329$

$$V_{out,pk} = 21,2132 * 10^{\left(\frac{0,6438}{20}\right)} = 22,85V \quad (37b)$$

$$V_{out,rms} = \frac{V_{out,pk}}{\sqrt{2}} = \frac{22,85}{\sqrt{2}} = 16,15 V \quad (38b)$$

Para $k=0.8902$

$$V_{out,pk} = 21,2132 * 10^{\left(\frac{-1,155}{20}\right)} = 18,57V \quad (37c)$$

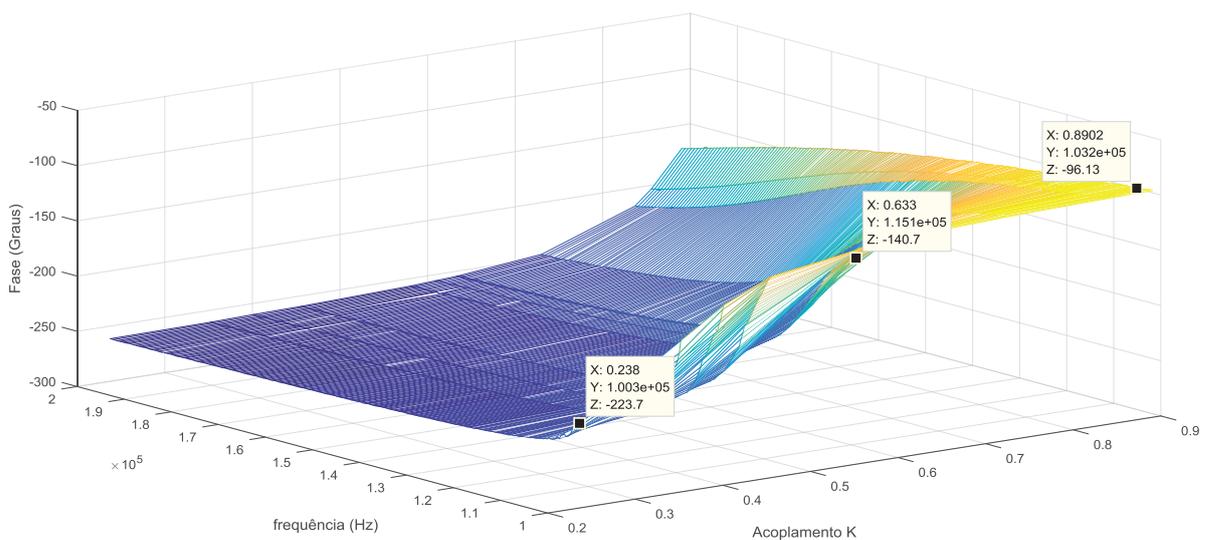
$$V_{out,rms} = \frac{V_{out,pk}}{\sqrt{2}} = \frac{18,57}{\sqrt{2}} = 13,1V \quad (38c)$$

O gráfico em 3D da fase com relação à frequência e coeficiente de acoplamento é plotado através dos seguintes comandos em *Matlab*.

```
>> FASE= [Fase_0_238, Fase_0_352, Fase_0_4014, Fase_0_4555,
Fase_0_5807, Fase_0_61, Fase_0_6329, Fase_0_6352, Fase_0_7302,
Fase_0_8368, Fase_0_8556, Fase_0_8902];
```

```
>> mesh(k, Freq, FASE)
```

Figura 64- Fase da tensão de saída correspondente aos pontos selecionados

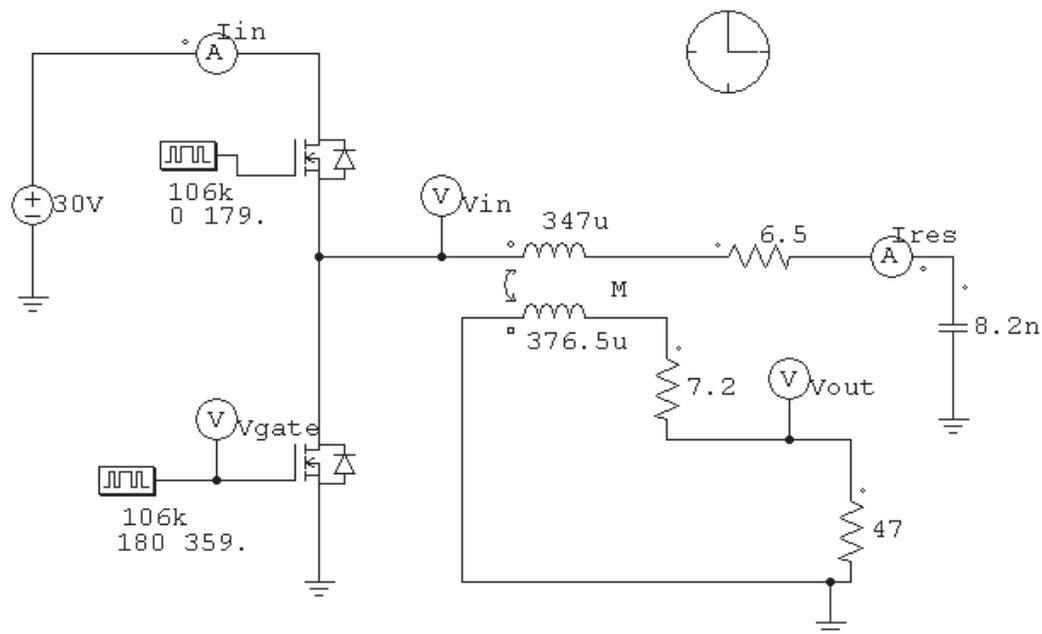


Fonte: Próprio autor

5.2 MODELAGEM E SIMULAÇÃO NO DOMÍNIO DO TEMPO

O modelo matemático apresentado na seção 4.2.1 é verificado empregando o software PSIM. O esquemático utilizado é apresentado na figura 65.

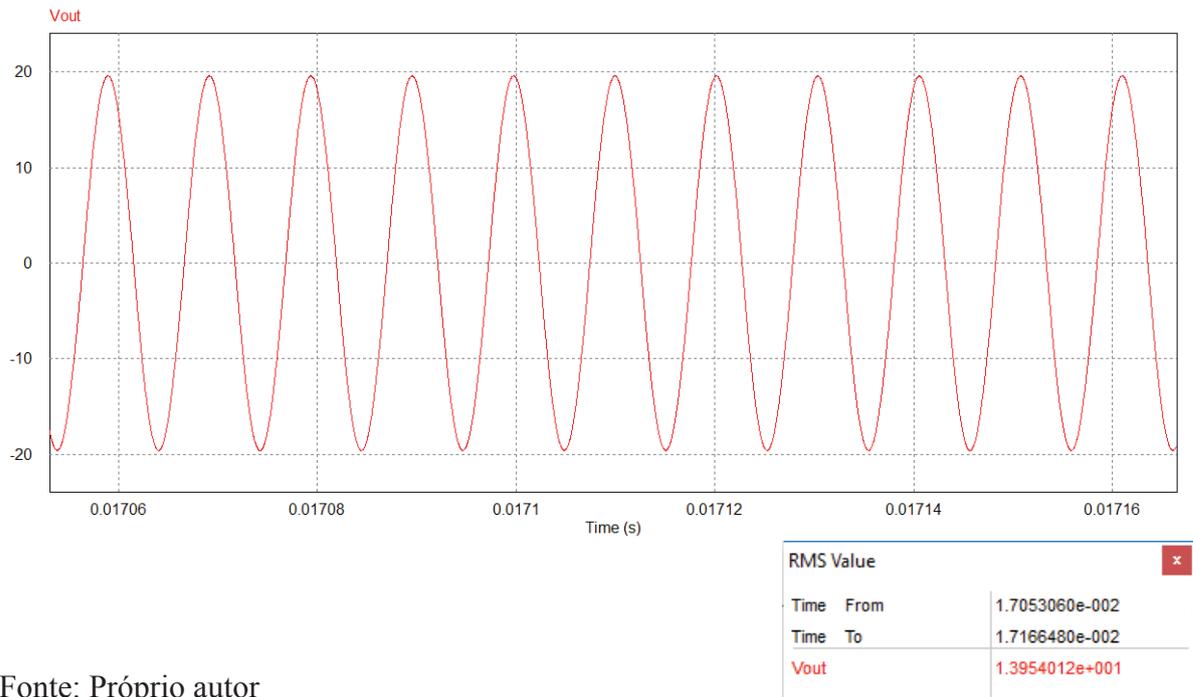
Figura 65- Circuito para simulação no domínio do tempo



Fonte: Prof. Mikhail

Através da simulação deste circuito, a tensão de saída será simulada para os 3 casos, em que $k=0.238$, $k=0.6923$ e $k=0.8902$. A seguir, são mostradas as respostas das simulações para os casos selecionados.

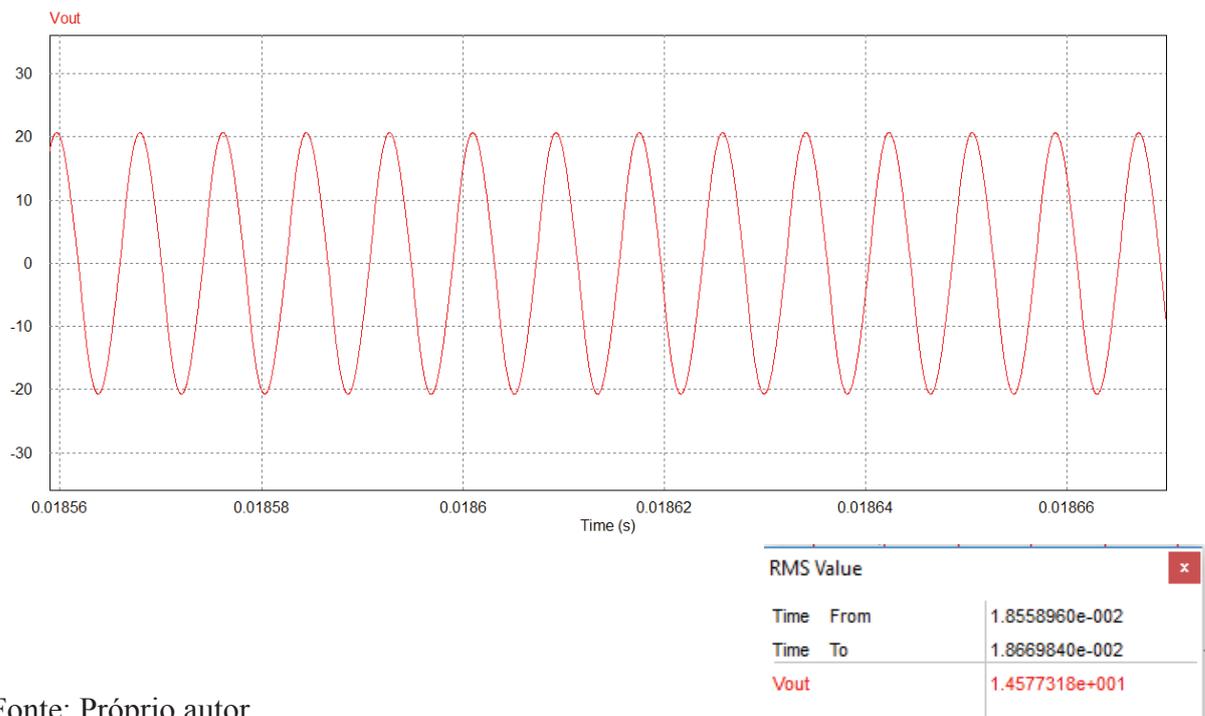
Figura 66- Resposta no tempo para $k=0.238$



Fonte: Próprio autor

Dados obtidos na simulação para $k=0.238$: $M = 86\mu\text{H}$; $f_s = 98\text{ kHz}$; $V_{out} = 13,95\text{ Vrms}$

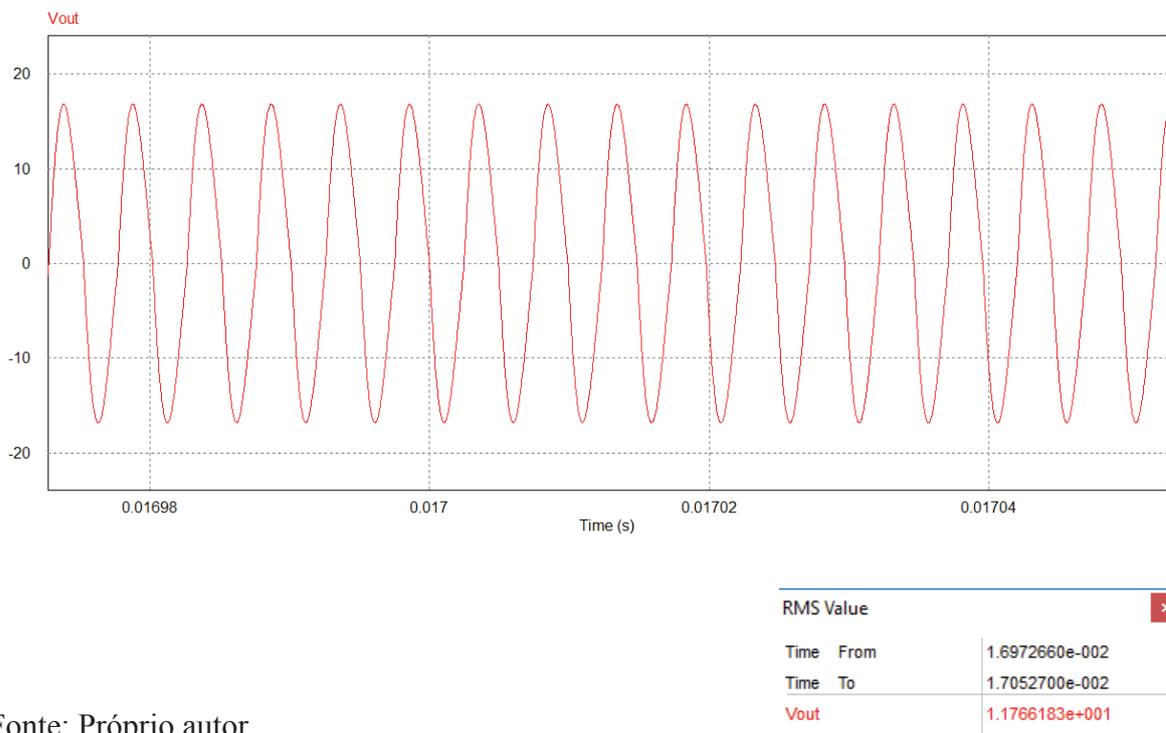
Figura 67- Resposta no tempo para $k=0.6329$



Fonte: Próprio autor

Dados obtidos na simulação para $k=0.6329$: $M = 228,76\mu\text{H}$; $f_s = 121 \text{ kHz}$; $V_{out,rms} = 14,58 \text{ V}$

Figura 68- Resposta no tempo para $k=0.8902$



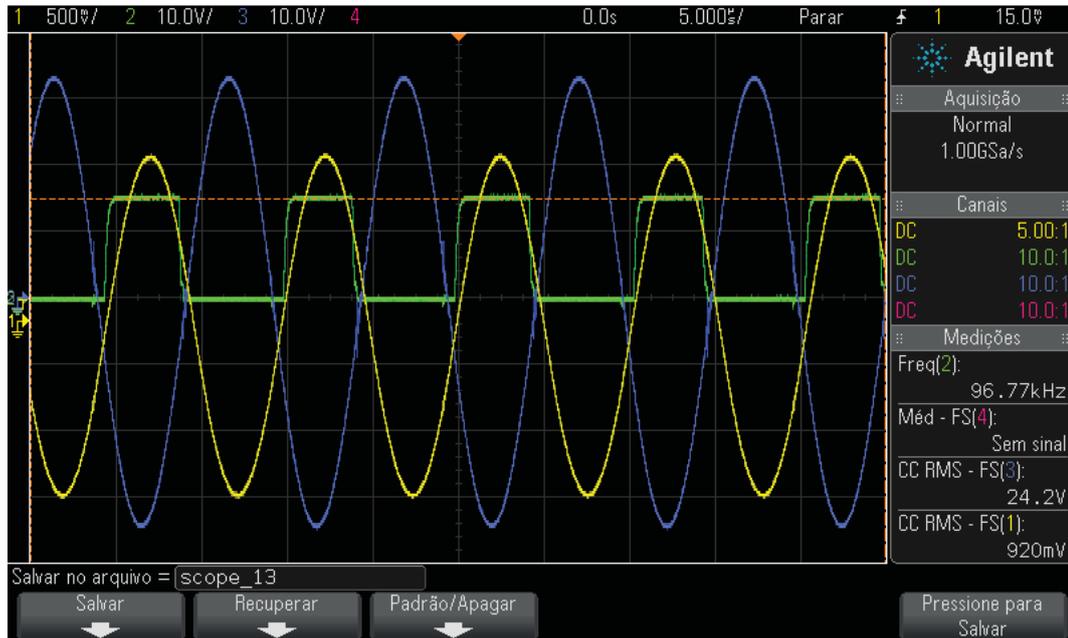
Fonte: Próprio autor

Dados obtidos na simulação para $k=0.8902$: $M = 321,76\mu\text{H}$; $f_s = 202 \text{ kHz}$; $V_{out} = 11,77 \text{ Vrms}$

Com os resultados obtidos pelas simulações nos dois domínios, frequência e tempo, para os 3 casos selecionados, a medição para cada caso é feita no protótipo e são mostradas nas figuras 69, 70 e 71 a seguir.

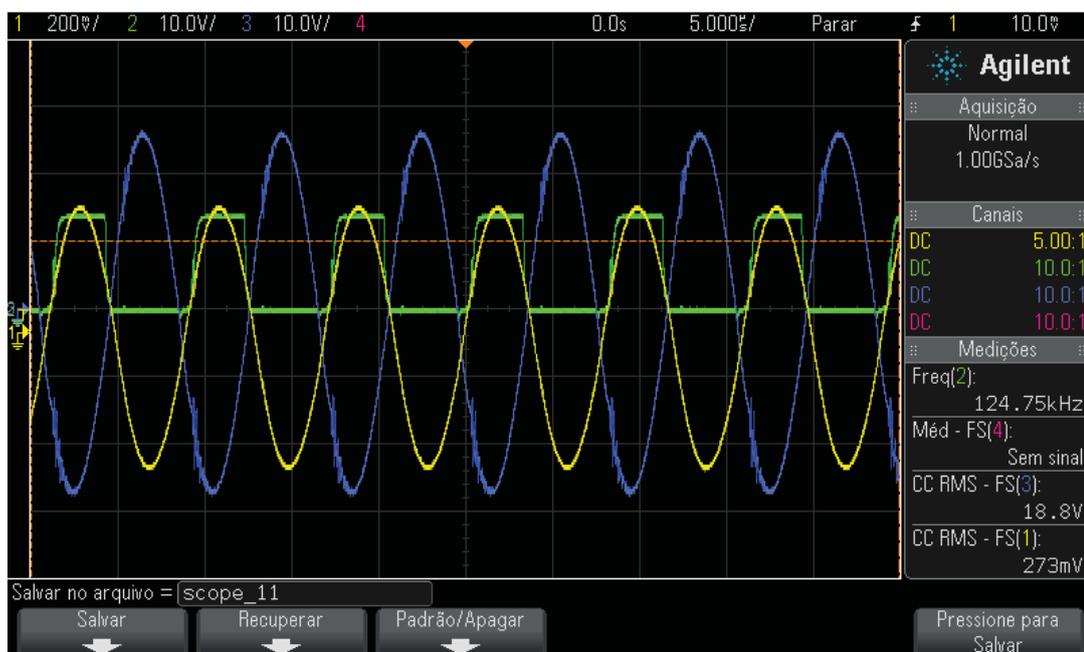
Para um coeficiente de acoplamento de 0.238 a tensão de saída medida (curva azul) foi de 24,2Vrms, para o coeficiente de acoplamento de 0.6329 a tensão de saída medida foi de 18,8Vrms e para o coeficiente de acoplamento de 0.8902 a tensão de saída medida foi de 12,02Vrms. A tensão apresentada nas imagens foi medida com a carga de $47\Omega/50\text{W}$ diretamente ligada na bobina receptora.

Figura 69- Tensão de saída para $k=0.238$

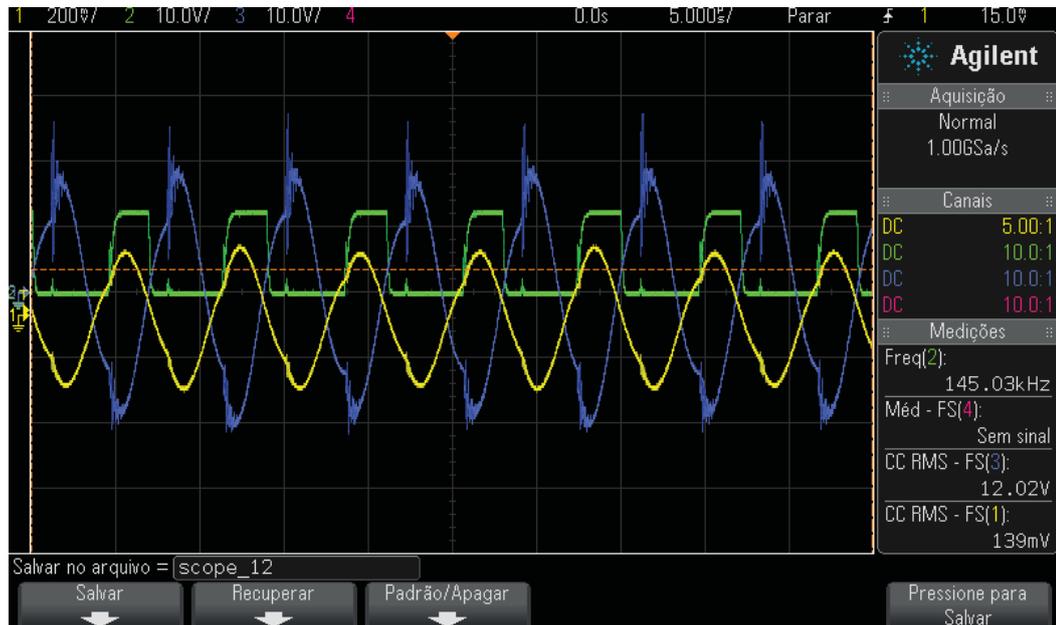


Fonte: Próprio autor

Figura 70- Tensão de saída para $k=0.6329$



Fonte: Próprio autor

Figura 71- Tensão de saída para $k=0.8902$ 

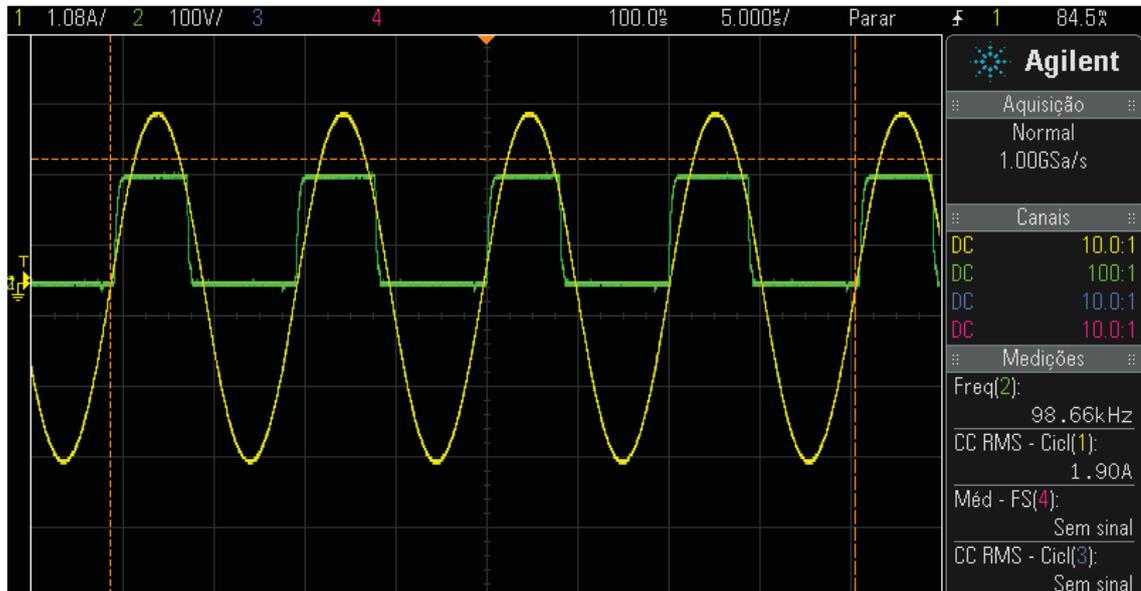
Fonte: Próprio autor

Para avaliar o rendimento da transmissão de energia wireless, o caso em que $k=0.238$ é escolhido como ponto de operação. O circuito é ligado com as bobinas a uma distância de 47mm (distância para $k=0.238$) para avaliação dos resultados.

Através da figura 69, se observa que a frequência de chaveamento, para $k=0.238$, foi mantida numa frequência (frequência de ressonância) em que não ocorre atraso de fase da corrente na bobina transmissora com relação à tensão de chaveamento do circuito inversor.

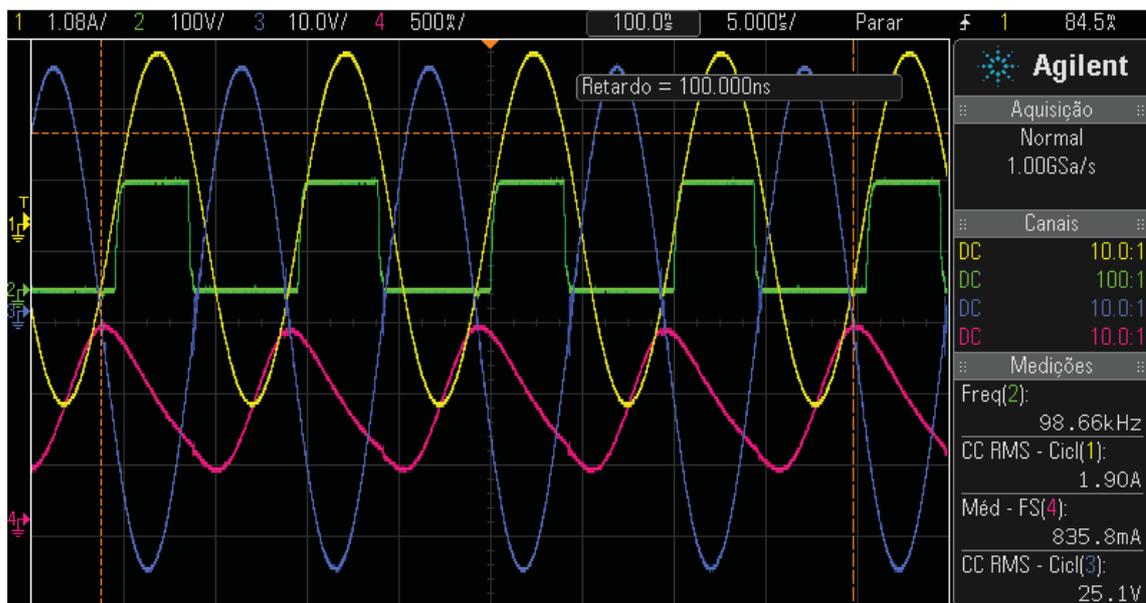
A tensão na carga de $47\Omega/50W$ conectada a bobina receptora e a corrente de consumo do circuito foram medidos e os resultados finais são apresentados na figura 73.

Figura 72- Defasagem da corrente transmissora em $d = 47mm$



Fonte: Próprio autor

Figura 73- Resultados finais para $d = 47mm$



Fonte: Próprio autor

6 CONCLUSÃO

Comparando os resultados obtidos com as simulações em ambos os domínios, frequência e tempo, conclui-se que os dois métodos apresentaram respostas semelhantes, servindo de base para avaliação dos resultados obtidos nas medições do protótipo.

Para um coeficiente de acoplamento de $k=0.238$, a tensão de saída obtida na simulação no domínio da frequência foi de $V_{out,rms} = 10,9V$, enquanto na simulação no domínio do tempo foi obtido $V_{out,rms} = 13,95V$. Para $k=0.6329$, a tensão de saída obtida na simulação no domínio da frequência foi de $V_{out,rms} = 16,15V$, enquanto na simulação no domínio do tempo foi de $V_{out,rms} = 14,58V$. Já para $k= 0.8902$, a tensão de saída obtida na simulação no domínio da frequência foi de $V_{out,rms} = 13,1V$, enquanto na simulação no domínio do tempo foi de $V_{out,rms} = 11,77V$. Estes resultados são apresentados na seção 5.

Comparando os resultados obtidos nas medições do protótipo (figuras 69, 70 e 71, curva azul) com os obtidos nas simulações (seção 5), conclui-se que a transmissão de energia ocorreu de forma satisfatória, pois os resultados obtidos na prática ficaram bem próximos dos resultados obtidos nas simulações.

Com o caso em que $k=0.238$, distância entre bobinas de 47mm, escolhido para avaliação do rendimento do carregador, os seguintes cálculos são efetuados, conforme figura 73.

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_1 = 30V \cdot 0,835A = 25,05W \quad (39)$$

$$P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R_L} = \frac{25,1V^2}{47\Omega} = 13,4W \quad (40)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{13,4W}{25,05W} = 0,53 * 100\% = 53\% \quad (41)$$

Na figura 75, são apresentadas a corrente de consumo do circuito (curva rosa) durante a transmissão, usada para o cálculo da potência de entrada apresentada na equação 39, a corrente na bobina transmissora (curva amarela), a tensão na carga de $47\Omega/50W$ diretamente conectada a bobina receptora (curva azul), usada para cálculo da potência de saída na equação 40, e o chaveamento do circuito inversor (curva verde).

Assim, conclui-se que o rendimento obtido na transmissão de energia wireless

realizado a uma distância de 4,7cm (47mm) é de 53%, a potência de saída do carregador é de 13,4W e a corrente de saída é de 0,54A aproximadamente.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABOUT THE WIRELESS POWER CONSORTIUM. Disponível em:

<<https://www.wirelesspowerconsortium.com/about/>>. Acesso em 3 maio 2017.

ABREU, Reinaldo Lima de. **Projeto e Desenvolvimento de Dispositivo para Transmissão de Energia Elétrica sem Fios por Modos Ressonantes**, 2012. Pós-graduação em engenharia Elétrica- Universidade federal de Itajubá. Disponível em:

<<http://saturno.unifei.edu.br/bim/0039915.pdf>>. Acesso em: 7 mar. 2017.

AGENCIA ESTADO. **Cientistas conseguem transmitir eletricidade sem fio**, 2007.

Disponível em:

<<http://www.estadao.com.br/noticias/geral,cientistas-conseguem-transmitir-eletricidade-sem-fio,8218>>. Acesso em: 13 abril 2017.

ANTÓNIO, Francisco. **BMW 530e vai poder ser carregado sem fios**. Disponível em:

<<http://observador.pt/2017/05/12/bmw-530e-vai-poder-ser-carregado-sem-fios/>>. Acesso em: 25 abril 2017.

AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de Potência**. Tradução Bazán Tecnologia e linguística. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

ÁVILA, Irineu. **Transmissão de energia elétrica sem fio: estudo e demonstração prática**, 2016. CONFERÊNCIA DE ESTUDOS EM ENGENHARIA ELÉTRICA- Faculdade de tecnologia Carlos Drummond de Andrade. Disponível em:

<http://www.ceel.eletrica.ufu.br/artigos/ceel2016_artigo008_r01.pdf>. Acesso em: 10 mar. 2017

CANCELIER, Mariela. **Qualcomm começa demonstrações de carregamento sem fio em carros elétricos**. Disponível em:

<<http://adrenaline.uol.com.br/2017/05/18/49730/qualcomm-comeca-demonstracoes-de-carregamento-sem-fio-em-carros-eletricos/>>. Acesso em: 18 abril 2017.

CENCI, Bárbara R. **Transmissão de energia elétrica sem fio: Uma proposta para integração entre conhecimentos de engenharia elétrica e de ensino médio**, 2013.

CONGRESSO BRASILEIRO DE EDUCAÇÃO EM ENGENHARIA. Disponível em:

<http://www.fadep.br/engenharia-eletrica/congresso/pdf/118533_1.pdf>. Acesso em: 10 mar. 2017.

DATASHEET PIC16F887. Disponível em:

<<http://html.alldatasheet.com/htmlpdf/197543/MICROCHIP/PIC16F887/3946/8/PIC16F887.html>>. Acesso em: 21 abril 2017.

DIAS, Gustavo. **Renault experimenta carregamento de veículos elétricos em andamento**. Disponível em: <<http://motormais.pt/2017/05/renault-experimenta-carregamento-veiculos-electricos-andamento/>>. Acesso em: 17 maio 2017.

FILDES, Jonathan. **Cientistas conseguem transmitir eletricidade sem fio**. Disponível em: <http://www.bbc.com/portuguese/reporterbbc/story/2007/06/070608_eletricidadeseemfio_ac.s.html>. Acesso em: 27 abril 2017.

FRANKLIN, Luccas. **Na mão: carregador sem fio da Samsung**. Disponível em: <<http://exame.abril.com.br/tecnologia/na-mao-carregador-sem-fio-da-samsung/>>. Acesso: 7 maio 2017.

GARRET, Filipe. **Novo monitor da Asus tem carregador de bateria embutido e tela 4K**. Disponível em: <<http://www.techtudo.com.br/noticias/noticia/2017/01/novo-monitor-da-asus-tem-carregador-de-bateria-embutido-e-tela-4k-ces-2017.html>>. Acesso em: 12 maio 2017.

HART, Daniel W. **Eletrônica de Potência: Análise e projeto de circuitos**. Tradução: Romeu Abdo. Porto Alegre: AMGH, 2012.

INFINEON. **Wireless charging for consumer – solution offerings**, 2017. Mensagem recebida por <polonskii@upf.br> em 26 abril 2017.

INTERNATIONAL RECTIFIER. Datasheet: Self-Oscillating Half-Bridge Driver, 2006. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2153.pdf>>. Acesso em: 16 maio 2017.

KOSOW, Irwing. **Máquinas elétricas e transformadores**. São Paulo: Globo, 2005.

LIU, Ming. **Battery Charging Profile-Based Parameter Design of A 6.78-MHz Class E2 Wireless Charging System**, 2017. Mensagem recebida por <polonski@upf.br> em 26 abril 2017.

MARTINS, André Brandão. **Carregador de Baterias sem Contacto para Alimentação de Equipamento Electrónico de Transmissão de Dados**, 2011. Dissertação para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores. Universidade Técnica de Lisboa. Mensagem recebida por <polonski@upf.br> em 18 agosto 2017.

MIGUEZ, Bruno Silva Rodriguez. **Demonstração da Lei de Indução de Faraday e Lei de Lenz**, 2010. Disponível em: <http://www.ifi.unicamp.br/~lunazzi/F530_F590_F690_F809_F895/F809/F809_sem1_2010/BrunoS-Kemp_F609_RF1.pdf>. Acesso em: 10 agosto 2017.

MIRANDA, Caio Marcelo de. **Equacionamento e modelagem da bobina bifilar de Tesla e proposta da sua utilização como um sensor biotelemétrico autorressonante**, 2012. Disponível em: <<http://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/handle/1/300>>. Acesso em: 12 mar. 2017.

MUSSOI, Fernando Luiz Rosa. **Resposta em frequência: Filtros passivos**, 2004. Disponível em: <<http://intranet.ctism.ufsm.br/gsec/Apostilas/filtropassivo.pdf>>. Acesso em: 25 out 2017.

NÓBREGA, Kléber Zuza. **Aplicações para a tecnologia de transmissão de energia wireless através da indução magnética e sistemas ressonantes**, 2012. Disponível em: <<http://propi.ifto.edu.br/ocs/index.php/connepi/vii/paper/viewFile/5420/2594>>. Acesso em: 7 mar. 2017.

ORSINI, Luiz de Queiroz. **Curso de circuitos elétricos**. 2. ed.- São Paulo: Editora Blucher, 2002.

PERDIGÃO, Marina Mendes Sargento Domingues. **Estudos sobre Balastros Eletrônicos**, 2004. Dissertação submetida para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica e de computadores. Universidade de Coimbra, Coimbra, 2004. Recebido de Mikhail Polonski.

PERTENCE, Antonio . **Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos**. 4.ed-São Paulo: Editora Mcgraw-Hill,1988.

PICHORIM, Sérgio Francisco. **Estudo de bobina bifilar de Tesla como sensor para engenharia biomédica**, 2010. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/228994258_ESTUDO_DE_BOBINA_BIFILAR_DE_TESLA_COMO_SENSOR_PARA_ENGENHARIA_BIOMEDICA>. Acesso em: 5 abr. 2017.

PICHORIM, Sérgio Francisco. **Estudo de bobinas para sensores e telemetria**, 2011. Disponível em: <http://paginapessoal.utfpr.edu.br/pichorim/PESQUISA/Estudo_Bobinas_Telemetria_Sensor.pdf/at_download/file>. Acesso em: 5 abr. 2017.

PICKELSIMER, Michael Christopher. **Wireless Power Transfer System with Power Factor Correction for Electric Vehicles**, 2012. Mensagem recebida por <polonski@upf.br> em 18 agosto 2017.

RASHID, Muhammad H. **Eletrônica de Potência: Circuitos, dispositivos e aplicações**. São Paulo: Makron Books, 1999.

SADIKU, Matthew N.O. **Elementos de eletromagnetismo**; tradução: Jorge Amoretti Lisboa, Liane Ludwig Ioder. 5. ed.-Porto Alegre:Bookman, 2012.

Samsung. **Carregador sem fio Premium**. Disponível em: <<http://www.samsung.com/br/mobile-accessories/wireless-charger-pad-pg920-galaxy-s6/EP-PG920IWEGBR/>>. Acesso em: 15 maio 2017.

Samsung. **Galaxy S7**. Disponível em: <http://www.samsung.com/br/smartphones/galaxy-s7-g930f/SM-G930FZKPZTO/?cid=br_ppc_google_cad1*3srch-sph3018*001_20170304_galaxy-s7>. Acesso em: 16 maio 2017.

SHIBUKAVA, Guilherme Hideki. **Transmissão de energia sem fio: Estudo por indução eletromagnética e acoplamento magnético ressonante**, 2016. Disponível em: <https://www.unicesumar.edu.br/mostra-2016/wp-content/uploads/sites/154/2017/01/guilherme_hideki_shibukawa.pdf>. Acesso em 13 abr. 2017.

TARTAS, Douglas. **Led Driver**, 2014. Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Elétrica)- Universidade de Passo Fundo, Passo Fundo, 2014.

THEODOROPOULOS, Theodoros. **Smart grid architectures for dynamic wireless ev charging**. Torino, Itália: 2016. Mensagem recebida por <polonskii@upf.br> em 26 abril 2017.

Vishay Siliconix. Power MOSFET IRF740, 2011. Disponível em: <<https://www.vishay.com/docs/91054/91054.pdf>>. Acesso em 15 outubro 2017.

APÊNDICE A- FOTO DO PROTÓTIPO

