

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
INFORMÁTICA INDUSTRIAL**

CAIO MARCELO DE MIRANDA

**EQUACIONAMENTO E MODELAGEM DA BOBINA BIFILAR DE
TESLA E PROPOSTA DA SUA UTILIZAÇÃO COMO UM SENSOR
BIOTELEMÉTRICO AUTORRESSONANTE**

DISSERTAÇÃO

**CURITIBA
2012**

CAIO MARCELO DE MIRANDA

**EQUACIONAMENTO E MODELAGEM DA BOBINA BIFILAR DE
TESLA E PROPOSTA DA SUA UTILIZAÇÃO COMO UM SENSOR
BIOTELEMÉTRICO AUTORRESSONANTE**

Dissertação apresentada ao programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para obtenção do grau de “Mestre em Ciências” – Área de concentração: Engenharia Biomédica.

Orientador: Prof. Dr. Sérgio Francisco Pichorim

**CURITIBA
2012**

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

- M672 Miranda, Caio Marcelo de
Equacionamento e modelagem da bobina bifilar de Tesla e proposta da sua utilização como sensor biotelemétrico autorressonante / Caio Marcelo de Miranda. – 2012.
76 f. : il. ; 30 cm
- Orientador: Sérgio Francisco Pichorim.
Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. Curitiba, 2012.
Bibliografia: f. 72-76.
1. Biotelemetria. 2. Detectores. 3. Bobinas de Tesla. 4. Capacitadores – Testes. 5. Indutância. 6. Engenharia biomédica. 7. Engenharia elétrica – Dissertações. I. Pichorim, Sérgio Francisco, orient. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. III. Título.

CDD (22. ed.) 621.3

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial

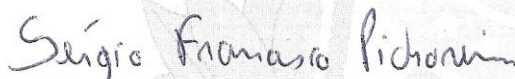
Título da Dissertação N° 599

“Equacionamento e Modelagem da Bobina Bifilar de Tesla e Proposta da sua utilização como um Sensor Biotelemétrico Autorressonante”

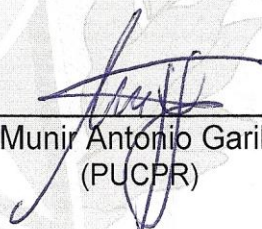
por

Caio Marcelo de Miranda

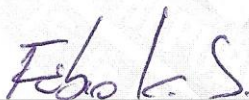
Esta dissertação foi apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de MESTRE EM CIÊNCIAS – Área de Concentração: Engenharia Biomédica, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR – Câmpus Curitiba, às 14h do dia 19 de junho de 2012. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos professores:



Prof. Sérgio Francisco Pichorim, Dr.
(Presidente)

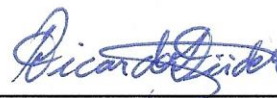


Prof. Munir Antonio Gariba, Dr.
(PUCPR)



Prof. Fábio Kurt Schneider, Dr.
(UTFPR – CT)

Visto da coordenação:



Prof. Ricardo Lüders, Dr.
(Coordenador do CPGEI)

Dedicado a memória de Lisete Maria Vieira e Luiz Carlos Holzkamp.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente gostaria de agradecer ao professor Sérgio Francisco Pichorim, pela confiança, oportunidade e por todas as lições que recebi ao longo desta caminhada. Muito obrigado.

Aos meus pais Carlos José de Miranda e Lilian Deife Vieira de Miranda, por terem me dado os bens mais valiosos que possuo e persigo: princípios, caráter e dedicação.

Ao meu irmão e companheiro André Ricardo de Miranda, pelas conversas e ideias esclarecedoras.

Ao meu amor Priscila Savulski Ferreira, pelo apoio, carinho, dedicação e inspiração.

A todos os meus professores das graduações e pós, que indiretamente, e diretamente agora como banca de avaliação, tem participação neste trabalho. A CAPES e ao CNPq pelo apoio financeiro durante este período.

Por último, gostaria de agradecer a Universidade Tecnológica Federal do Paraná pela formação profissional e humana que recebi desta grande instituição.

“Isso de querer ser exatamente aquilo que a gente é ainda vai nos levar além.” Paulo Leminski

RESUMO

MIRANDA, Caio Marcelo de. Equacionamento e modelagem da bobina bifilar de Tesla e proposta da sua utilização como um sensor biotelemétrico autorressonante. 76 f. Dissertação – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2012.

A Biotelemetria apresenta-se como uma importante técnica que possui várias aplicações na área de Engenharia Biomédica e outras. A miniaturização da unidade sensora é um grande desafio dentro desta área, sendo que na maioria dos casos, deseja-se uma unidade menor possível. Desta maneira, sensores passivos são interessantes, pois possibilitam uma menor dimensão do dispositivo e não necessitam de uma fonte própria de energia, ou bateria, que pode causar danos ao indivíduo monitorado caso ocorra vazamento do seu conteúdo químico. Deste modo, o sensor indutivo autorressonante apresenta-se como uma promissora solução, uma vez que este pode ser construído com apenas um componente, um indutor, que utiliza a sua própria capacitância parasita no lugar de um capacitor externo. Por apresentar pequenas dimensões, este tipo de sensor possui uma baixa capacitância parasita, o que torna a sua frequência de ressonância bastante alta. Isso pode resultar em alguns problemas e até mesmo inviabilizar o projeto. Neste caso, a bobina bifilar idealizada por Nikola Tesla pode ser uma solução, uma vez que o objetivo de Tesla foi aumentar a capacitância intrínseca de suas bobinas. Portanto, um entendimento físico e devido equacionamento da bobina bifilar se faz necessário, uma vez que, até onde se sabe, este tipo de abordagem não existe na literatura. A partir de uma análise física em função das tensões entre espiras adjacentes da bobina bifilar de Tesla, foi desenvolvido um equacionamento que possibilita a determinação do aumento da capacitância interna e, conseqüente, redução na frequência de ressonância da bobina bifilar. Um modelo elétrico equivalente da bobina também foi elaborado através desta análise. Testes foram realizados para validar a análise física, e comparar a frequência de autorressonância calculada e medida para diversos números de espiras, de modo a comprovar a validade do modelo e das equações desenvolvidas. Um sensor biotelemétrico indutivo autorressonante, para medição de deslocamentos, utilizando a bobina bifilar de Tesla, foi desenvolvido para caracterizar a sua utilização como um sensor biomédico.

Palavras-chave: Biotelemetria Passiva, Bobina Bifilar de Tesla, Capacitância Parasita, Capacitância entre Espiras, Autorressonância.

ABSTRACT

MIRANDA, Caio Marcelo de. Equationing and modeling de Tesla's bifilar coil and its proposal as a biotelemetric self-resonant sensor. 76 f. Dissertação – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2012.

Biotelemetry is an important technique with many applications in biomedical engineering and other areas. The size of the remote unit or sensor is a major challenge in this area, and, in most cases, a sensor is desired to be as small as possible. Thus, passive sensors are interesting because they allow a smaller dimensions and do not require a power source or battery, which can harm the patient in the event of leakage of its chemical content. Thus, the self-resonant inductive sensor is a good solution since it can be built with only one component. Due to its small size, this type of sensor has a low stray capacitance, which makes its self-resonance frequency very high. In this case, the bifilar coil, devised by Nikola Tesla, can be a solution, since Tesla's idea was to increase the intrinsic capacitance of his coils. Therefore a physical understanding of the bifilar coil is necessary, since as far as is known, this approach does not exist in the literature. From an analysis of the voltage between adjacent turns, equations of the Tesla's bifilar coil were developed, allowing the prediction of the increase on the internal capacitance and consequent reduction of the resonance frequency. An equivalent electric model was also developed from this analysis. This allowed the project of bifilar coils and the calculation of the internal capacitances and self-resonance frequencies of these coils. Tests were realized in order to compare the calculated and measured self-resonance for various numbers of turns, showing the validity of the presented method. A passive self-resonant biotelemetric sensor for displacement measurement using the Tesla's bifilar coil, was also developed.

Keywords: Biotelemetry, Tesla Bifilar Coil, Stray Capacitance, Turn to Turn Capacitance, Self-Resonance.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	– EXEMPLO DE UM SISTEMA BIOTELEMÉTRICO GENÉRICO	15
FIGURA 2	– SENSOR PASSIVO PARA MONITORAÇÃO DA UMIDADE	18
FIGURA 3	– SENSORES IMPLANTÁVEIS EM TENDÕES	20
FIGURA 4	– SENSOR DE DEFORMAÇÃO EM TENDÕES	20
FIGURA 5	– SENSORES INJETÁVEIS COMERCIAIS	21
FIGURA 6	– SENSOR DE PRESSÃO INTRA-OCULAR	22
FIGURA 7	– SENSOR DE PRESSÃO INTRA-OCULAR	23
FIGURA 8	– PARÂMETROS EM UMA LINHA DE TRANSMISSÃO	26
FIGURA 9	– MODELO CONCENTRADO PARA UM SOLENOIDE	26
FIGURA 10	– MODELO EQUIVALENTE DE UM INDUTOR	27
FIGURA 11	– DIÂMETRO PELO COMPRIMENTO DE UM SOLENÓIDE	30
FIGURA 12	– LINHAS DO CAMPO ELÉTRICO ENTRE ESPIRAS	31
FIGURA 13	– VARIÁVEIS ENTRE DUAS ESPIRAS ADJACENTES	32
FIGURA 14	– ESPIRAS ADJACENTES PARA UMA BOBINA MULTI-CAMADAS	33
FIGURA 15	– CAPACITÂNCIA ENTRE ESPIRA E PLANO CONDUTOR	35
FIGURA 16	– INDUTOR COM NÚCLEO FERROMAGNÉTICO	35
FIGURA 17	– CAPACITÂNCIA E INDUTÂNCIA POR ESPIRAS	37
FIGURA 18	– RESSONÂNCIAS EM BOBINAS	40
FIGURA 19	– PANQUECA CONVENCIONAL E BIFILAR	42
FIGURA 20	– PANQUECA CONVENCIONAL E BIFILAR	42
FIGURA 21	– SOLENOIDE COMUM E BIFILAR COM A MESMA GEOMETRIA	45
FIGURA 22	– TENSÃO ENTRE ESPIRAS EM UMA BOBINA BIFILAR	47
FIGURA 23	– COMPARAÇÃO ENTRE OS MODELOS DESENVOLVIDOS	52
FIGURA 24	– MODELO ELÉTRICO TOTAL DE UMA BOBINA BIFILAR	53
FIGURA 25	– MEDIÇÃO DA TENSÃO ENTRE ESPIRAS	55
FIGURA 26	– RESSONÂNCIA DA BOBINA CONVENCIONAL $N = 10$	57
FIGURA 27	– RESSONÂNCIA DA BOBINA BIFILAR $N = 10$	58
FIGURA 28	– RESSONÂNCIA DA BOBINA CONVENCIONAL $N = 40$	58
FIGURA 29	– RESSONÂNCIA DA BOBINA BIFILAR $N = 40$	59
FIGURA 30	– GRÁFICO COMPARATIVO ENTRE MEDIDAS E CÁLCULOS	61
FIGURA 31	– SENSORES DE DESLOCAMENTO ENSAIADOS	62
FIGURA 32	– SENSOR DE DESLOCAMENTO COM NÚCLEO DE FERRITE	62
FIGURA 33	– SENSOR DE DESLOCAMENTO COM NÚCLEO DE AR	63
FIGURA 34	– ESQUEMA DO SENSOR INJETÁVEL	64
FIGURA 35	– COMPONENTES UTILIZADOS NA MONTAGEM DO SENSOR	64
FIGURA 36	– ESQUEMA DOS TESTES COM O SENSOR	65
FIGURA 37	– GRÁFICO DO TESTE COM O SENSOR	66

LISTA DE TABELAS

TABELA 1	– EQUAÇÕES OBTIDAS PARA CAPACITÂNCIA.	50
TABELA 2	– TENSÃO ENTRE ESPIRAS E COMUM	55
TABELA 3	– TENSÃO ENTRE ESPIRAS	56
TABELA 4	– COMPARAÇÃO VALORES MAIORES	56
TABELA 5	– RESULTADOS DO SENSOR	66

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	12
1.1 MOTIVAÇÃO	12
1.2 OBJETIVOS	13
1.2.1 Objetivo geral	13
1.2.2 Objetivos específicos	13
1.2.3 Estrutura da dissertação	13
2 REFERENCIAL TEÓRICO	15
2.1 BIOTELEMETRIA	15
2.1.1 Biotelemetria passiva	16
Leitura dos parâmetros observados	16
Sensor passivo	17
2.1.2 Sensor indutivo autorressonante	20
2.2 PARÂMETROS DE UM ENROLAMENTO	25
2.2.1 Modelo distribuído	25
2.2.2 Modelo concentrado	26
2.2.3 Fronteira entre os modelos distribuído e concentrado	27
2.3 INDUTÂNCIA	28
2.3.1 Auto-indutância de um anel circular	28
2.3.2 Auto-indutância de um solenóide de camada simples	29
2.4 CAPACITÂNCIA EM ENROLAMENTOS	29
2.4.1 Capacitância entre espiras	31
2.4.2 Capacitância entre espira e plano condutor	34
2.4.3 Capacitância parasita total	35
2.4.4 Solenóide camada simples e núcleo de ar	37
2.5 FREQUÊNCIA DE AUTORRESSONÂNCIA EM BOBINAS	38
2.5.1 Ressonância por onda estacionária	38
2.5.2 Ressonância por indutância e capacitância	39
2.5.3 A primeira ressonância	40
2.6 A BOBINA BIFILAR DE TESLA	41
3 DESENVOLVIMENTO DO MODELO	44
3.1 DESCRIÇÃO FÍSICA	44
3.2 ABORDAGEM SIMPLIFICADA	45
3.3 ANÁLISE EM FUNÇÃO DA TENSÃO MÉDIA ENTRE ESPIRAS	46
3.4 ANÁLISE ATRAVÉS DO SOMATÓRIO DA ENERGIA ENTRE ESPIRAS	48
3.5 DETERMINAÇÃO DA REDUÇÃO NA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA	50
3.5.1 Abordagem simplificada	50
3.5.2 Média das tensões entre espiras	51
3.5.3 Somatório da energia entre espiras	51
3.5.4 Comparação entre os modelos propostos	51
3.6 MODELO ELÉTRICO	52
4 RESULTADOS E CONSTRUÇÃO DO SENSOR	54

4.1	TENSÃO ENTRE ESPIRAS	54
4.2	REDUÇÃO NA FREQUÊNCIA DE AUTORRESSONÂNCIA	56
4.3	DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA E FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA .	60
4.4	SENSOR DE DESLOCAMENTO TELEMÉTRICO AUTORRESSONANTE	60
4.4.1	Definição da configuração a ser utilizada	61
4.4.2	Sensor de deslocamento telemétrico autorressonante	63
5	DISCUSSÃO E CONCLUSÃO	67
5.1	TENSÃO ENTRE ESPIRAS	67
5.2	REDUÇÃO NA FREQUÊNCIA DE AUTORRESSONÂNCIA	67
5.3	DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA E FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA .	68
5.4	SENSOR DE DESLOCAMENTO TELEMÉTRICO E AUTORRESSONANTE	68
5.5	COMPARAÇÃO COM OUTROS SENSORES	69
5.6	CONCLUSÕES FINAIS	70
5.7	TRABALHOS FUTUROS	70
	REFERÊNCIAS	72

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

Um importante tipo de sensor utilizado na Biotelemetria passiva e em outras áreas é o sensor indutivo autorressonante. A frequência de ressonância deste sensor, ocorre devido a sua indutância e capacitância parasita. Desta maneira, o sensor consiste em apenas um componente, sendo uma excelente opção para situações onde as dimensões do sensor devam ser de ordem milimétrica, ou ainda micrométrica. Portanto um desafio para os projetistas se encontra em calcular a capacitância parasita deste sensor. A capacitância parasita em uma bobina é geralmente muito baixa, na ordem de picofaradays, ou menos, dependendo das suas dimensões. Desta maneira, a frequência de autorressonância acaba sendo bastante elevada (na ordem de gigahertz dependendo das dimensões da bobina) o que se torna um fator limitante no projeto. Sendo assim, métodos de maximizar a capacitância parasita de bobinas sem comprometer as suas dimensões físicas e de determinar esse aumento através de modelos e equações se fazem necessários.

A bobina bifilar de Tesla possui uma configuração diferenciada no enrolamento das suas espiras que visa maximizar a sua capacitância interna total. Sendo assim, esse tipo de bobina pode ser utilizada como um novo tipo de sensor autorressonante para a área da biotelemetria, já que devido a alta capacitância pode-se dispensar o uso de um capacitor externo, o que possibilita a construção de um sensor com dimensão e frequência de ressonância bastante reduzidas. Portanto, um estudo e devido equacionamento, além de testes que comprovem a utilização da bobina bifilar de Tesla como um sensor biotelemétrico, fazem-se necessários, para que então, seja introduzida uma nova opção de sensor para a área da biotelemetria.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo geral

Trazer um entendimento, modelagem e equacionamento da bobina bifilar de Tesla, de maneira que seja possível, determinar o aumento na sua capacitância e conseqüente, redução na frequência de ressonância.

1.2.2 Objetivos específicos

- Explicar fisicamente os fenômenos que diferenciam a bobina bifilar de uma bobina convencional.
- Propor um modelo elétrico equivalente da bobina bifilar de Tesla.
- Comprovar as equações e modelo propostos, através de testes práticos equivalentes.
- Introduzir a bobina bifilar de Tesla como um sensor indutivo e autorressonante para a área da Biotelemetria.
- Construir um sensor telemétrico de deslocamento utilizando a bobina bifilar para validação da sua utilização como um sensor biotelemétrico.

1.2.3 Estrutura da dissertação

No capítulo 2 será feita uma revisão bibliográfica sobre a área da Biotelemetria, mostrando alguns exemplos de trabalhos recentes, sendo focados os sensores indutivos e autorressonantes. Também são apresentados dois modelos para descrição de uma bobina e quais as suas distinções e validades. Uma breve revisão sobre indutância e um estudo mais aprofundado sobre capacitância em enrolamentos, incluindo diversas equações para cálculo destes parâmetros são apresentados. Um estudo sobre a frequência de autorressonância de bobinas e uma apresentação sobre a bobina bifilar de Tesla são feitos no final deste capítulo.

O capítulo 3 contém a análise teórica desenvolvida, o devido equacionamento e modelagem, e um modelo elétrico equivalente da bobina bifilar de Tesla.

O capítulo 4 apresenta testes que visam comprovar a validade das equações e modelos desenvolvidos. Ainda neste capítulo, foi desenvolvido e testado um sensor telemétrico de deslocamento com dimensões reduzidas, visando implantes.

No capítulo 5, todos os testes realizados no capítulo 4 são discutidos e comentados, além de ser feita uma comparação com outros sensores da literatura. Por fim, é apresentada uma conclusão geral deste trabalho e recomendações para trabalhos futuros.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

2.1 BIOTELEMETRIA

A Biotelemetria consiste no estudo e na monitoração de parâmetros fisiológicos de homens e animais a distância, de maneira a causar a menor interferência possível na atividade ou rotina observada (MACKAY, 1970).

Não existe um padrão único para um sistema biotelemétrico, porém uma representação genérica pode ser verificada na Figura 1.

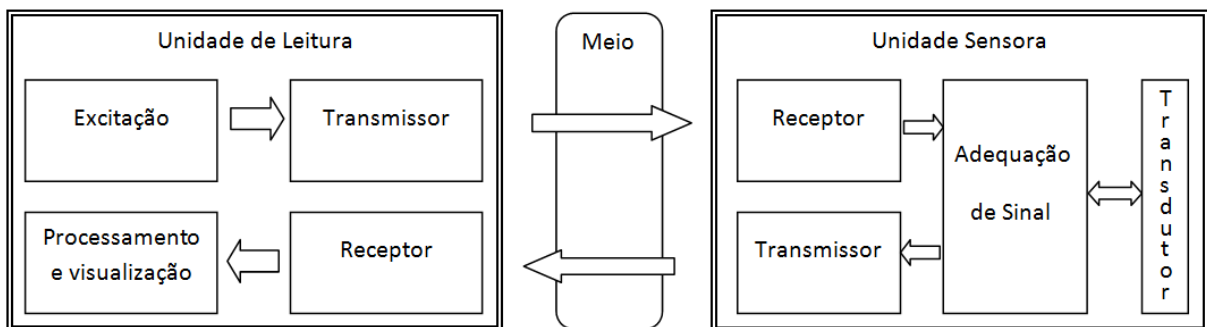


Figura 1: Exemplo das principais partes de um sistema biotelemétrico genérico.

Fonte: Adaptada de Hara (2008)

Basicamente existem dois grandes blocos, a unidade sensora, que é posicionada junto ao elemento em observação, podendo esta ser implantável ou não e a unidade de leitura, que pode tanto se situar a alguns milímetros quanto a alguns quilômetros de distância, dependendo da aplicação.

Os blocos transmissor e excitação podem existir ou não, por exemplo, no caso de uma unidade implantável ser ativa, ou seja, se possuir fonte de alimentação própria, esta pode enviar os sinais necessários para o bloco de leitura e este opera apenas na recepção dos sinais enviados pela unidade sensora (JUST; LAQUA; HUSAR, 2011), ou ainda, estes blocos podem existir e enviar sinais de controle adequados a unidade sensora (SEYDNEJAD; SAMANI, 2010). No caso de unidades sensoras passivas, que não possuem fonte própria de alimentação, esses blocos

podem ser responsáveis pelo envio de energia para alimentação desses circuitos e também pelo envio de sinais de controle a estas.

O processamento do sinal recebido na unidade de leitura pode ocorrer de diferentes formas, uma vez que o parâmetro monitorado na unidade sensora modula o sinal a ser transmitido de acordo com a técnica adotada. Os transdutores responsáveis por traduzir o parâmetro biológico observado em sinal elétrico geralmente possuem comportamento indutivo, resistivo e/ou capacitivo (HARA, 2008).

O meio de comunicação entre as duas unidades pode variar dependendo da aplicação, podendo ser a água, como no caso do monitoramento de peixes (CHOMYSHYN; MCCONNACHIE; COOKE, 2011), o ar, no monitoramento de aves (SOKOLOV, 2011), ou ainda, o tecido biológico em aplicações biomédicas onde a unidade sensora está implantada (FURSE, 2010).

As finalidades do uso de sensores implantáveis na área de biotelemetria são várias, por exemplo, a monitoração de pressões como por exemplo a intra-ocular (KATURI; RAMASUBRAMANIAN; ASRANI, 2010), temperaturas intracorpóreas (YE *et al.*, 2011), medição de pH (BHADRA *et al.*, 2011), monitoração de oxigênio no tecido cerebral (RUSSELL *et al.*, 2012), a avaliação de deslocamentos e forças de músculos e tendões (RAVARY *et al.*, 2004), dentre outras.

2.1.1 Biotelemetria passiva

Dentro do campo da biotelemetria encontram-se as mais variadas técnicas de comunicação, porém a comunicação passiva possui uma grande área de aplicação por não precisar de fonte própria de alimentação acoplada ao sensor, o que possibilita uma menor dimensão da unidade sensora e não depende da utilização de uma bateria que limita a vida útil do sensor, e pode causar danos a um paciente caso ocorra vazamento do seu conteúdo químico. Sistemas de identificação eletrônica, como crachás, “tags” ou mesmo cartões eletrônicos em transporte público, são exemplos de telemetria passiva de uso diário.

Leitura dos parâmetros observados

Existem diversas técnicas de detectar externamente as variações no parâmetro observado, uma delas é realizar a varredura em frequência do sinal obtido pela unidade externa, verificando em qual frequência o consumo de corrente é maior, e desta maneira acha-se a frequência em que o sensor esta sintonizado. Esta técnica é conhecida como *grid-dip* (MACKAY, 1970). Pichorim e Abatti (2008) apresentam um método para determinar a frequência de ressonância de circuitos

LC ressonantes, onde não se faz necessária a varredura em frequência como na técnica *grid-dip*, e sim da medida de três frequências fixas. O método também apresenta a vantagem de medir o fator de qualidade do circuito sintonizado e de poder medir dois transdutores simultaneamente. Dispositivos telemétricos para a medição da ressonância de sensores também têm sido desenvolvidos, por exemplo, um dispositivo para medir a frequência de ressonância de sensores LC passivos foi desenvolvido por Talman, Fleischman e Roy (2006). O medidor é constituído de bobinas de excitação e recepção ortogonalmente dispostas entre si e destina-se a medição da frequência de ressonância de sensores de 16 a 5 mm de dimensão, a uma distância de 2,5 cm, comuns na área da biomédica.

Sensor passivo

O sensor biotelemétrico passivo é um tipo de sensor que não possui fonte de alimentação própria, ou seja, o circuito é alimentado via acoplamento indutivo, e as alterações no parâmetro monitorado são detectadas externamente via bobina ou antena de leitura. Diversos tipos de sensores, utilizando varias técnicas de modulação tem sido desenvolvidos ao longo dos anos, a seguir serão apresentados alguns destes sensores.

Maeoka, Pichorim e Abatti (2007) desenvolveram um sensor biotelemétrico passivo para o monitoramento da pressão arterial. O sensor foi desenvolvido usando um tubo de vidro fechado em um lado, sendo o outro, coberto por uma fina membrana com um núcleo de ferrite ligado a esta. O deslocamento relativo do núcleo de ferrite, modula a frequência de ressonância de um circuito LC localizado no tubo e a variação na frequência pode ser monitorada externamente.

Um sensor constituído de um circuito LC ressonante e um par de eletrodos, onde o capacitor é um diodo varactor que tem a sua capacitância de junção modulada pela diferença de tensão nos eletrodos foi proposto por Lekkala *et al.* (2010). O dispositivo foi testado para detectar um sinal de ECG, nesta configuração os eletrodos foram posicionados no peito de um paciente de modo que a distância entre estes seja variada de acordo com os batimentos cardíacos, variando a capacitância do varactor e modulando a frequência de ressonância do conjunto. Além do sinal de ECG, o dispositivo pode ser aplicado para a detecção de outros parâmetros, tais como força, pressão e elasticidade. Os autores também apresentam um sistema de leitura de parâmetros de circuitos ressonantes passivos (SALPAVAARA *et al.*, 2010, 2011).

Bertotti e Abatti (2008) desenvolveram um sistema biotelemétrico passivo para a aquisição da bioimpedância localizada de tecidos *post mortem* de animais durante o seu período de envelhecimento, o que se caracteriza similarmente ao comportamento de tecidos cancerosos.

Um sensor LC ressonante passivo e implantável, para medição da radiação em aplicações oncológicas foi proposto por Son e Ziaie (2008). Um eletreto para a detecção de cargas foi utilizado como uma das placas de um microcapacitor. Quando aplicada, a radiação interfere na densidade de cargas do eletreto do capacitor, alterando a sua capacitância e portanto modulando a frequência de ressonância do conjunto.

Roveri (2007) desenvolveu um sensor biotelemétrico passivo para a medição de forças oclusais associadas ao fechamento da mandíbula. Duas bobinas espirais planas são posicionadas paralelamente e com uma borracha entre si. A borracha sofre deformações compressivas de acordo com a força aplicada e faz com que as bobinas voltem à separação original, desta maneira a mútua indutância entre as bobinas é variada de acordo com o deslocamento provocado pela oclusão, modulando a frequência de ressonância do conjunto.

Um sensor capaz de medir a permissividade e umidade de um meio, construído com um indutor planar e um capacitor interdigital foi proposto por Ong *et al.* (2001). O princípio de operação do sensor é o de modular a frequência de ressonância do conjunto LC de acordo com o meio em que o sensor esta inserido, uma vez que a capacitância entre trilhas é alterada em um meio de diferente permissividade relativa. Os autores citam que devido ao fato de o sensor ser telemétrico e passivo, este pode ser utilizado dentro de embalagens seladas de alimentos para monitoração dos níveis de umidade, monitorar o crescimento de organismos biológicos em diversos ambientes e monitoração de resíduos tóxicos em aplicações industriais. O sensor pode ser visto na Figura 2.

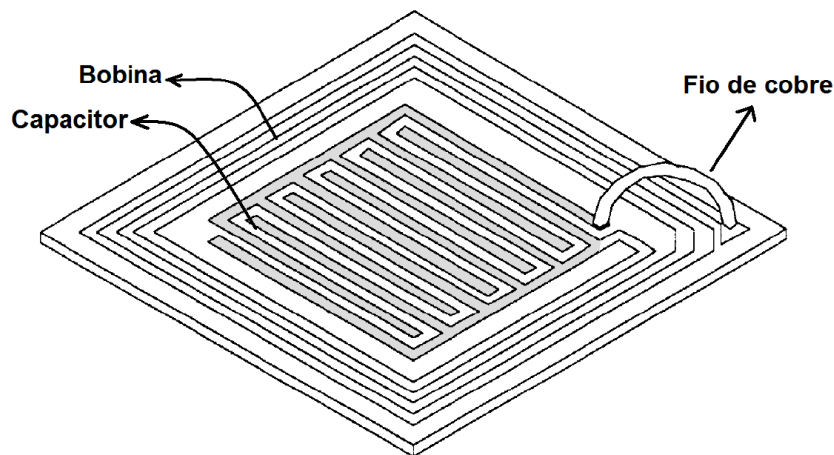


Figura 2: Sensor passivo para monitoração da permissividade e umidade. O sensor é construído com um indutor planar e um capacitor interdigital.

Fonte: (ONG *et al.*, 2001)

Um tipo de sensor bastante importante na área da biotelemetria são os sensores implantáveis

e injetáveis. O termo injetável refere-se a um processo de implante onde o dispositivo eletrônico (sensor) é introduzido no corpo via agulha hipodérmica, sem intervenção cirúrgica. As finalidades do uso deste tipo de sensor na área da biotelemetria são várias, por exemplo, a monitoração de pressões intra-oculares, temperaturas intracorpóreas e a avaliação de deslocamentos e forças em músculos e tendões.

Sensores implantáveis para medição de deformação e outros parâmetros em tendões, possibilitam a médicos entenderem e compreenderem melhor as características de como se dá o rompimento de um tendão, desenvolver estratégias para tratamentos e prevenção além de desenvolver novas tecnologias assistivas. Uma maneira comum de se medir a deformação sofrida por tendões, é através de sensores de deslocamento, onde a partir dos valores de deslocamento medidos, calcula-se a deformação equivalente sofrida pelo tendão. Estes sensores de um modo geral possuem dimensões reduzidas, que podem variar de acordo com o tipo de tendão e técnica de medição utilizada (FLEMING; BEYNNON, 2004). A fixação destes sensores no ligamento pode ser feita de diversas maneiras. Por exemplo, o tendão pode ser envolvido ou "abraçado", pelo sensor. Este tipo de sensor é chamado de tipo "buckle" e é comumente utilizado para testes *in-vivo* em tendões como por exemplo, o de aquiles (KOMI, 1990). Outra possibilidade é a de o sensor ser implantado dentro do tendão, este tipo de técnica é mais utilizada para testes *in-vitro*. Neste caso a fixação do sensor dentro do tendão é geralmente feita com âncoras que penetram no tecido. A Figura 3 ilustra estes dois tipos de sensores.

No trabalho de Pichorim (2003) um sensor injetável ressonante para medir elasticidade em tendões foi proposto. O sensor possui aproximadamente 2,1 mm de diâmetro e 29 mm de comprimento, podendo ser injetado com uma agulha hipodérmica comercial. O sensor possui âncoras para fixação no tendão e é montado em um tubo de silicone, o qual é esticado e retraído de acordo com a deformação sofrida pelo tendão. A frequência de ressonância de um conjunto LC é modulada pelo deslocamento relativo de um núcleo de ferrite sujeito as deformações na borracha de silicone. O sensor foi testado no tendão extensor digital de um porco. A Figura 4 mostra o sensor desenvolvido.

Alguns sensores implantáveis comerciais para monitoração da pressão arterial, são produzidos pela empresa ISSYS. Os sensores são biotelemétricos e passivos. Acompanham uma antena ou bobina de leitura e a monitoração da pressão arterial pode ser feita de 10 a 15 cm. A Figura 5 mostra as dimensões dos sensores desenvolvidos pela ISSYS em comparação a uma moeda de 1 centavo de dólar, mostrando que a miniaturização dos sensores é um grande desafio para empresas e pesquisadores.

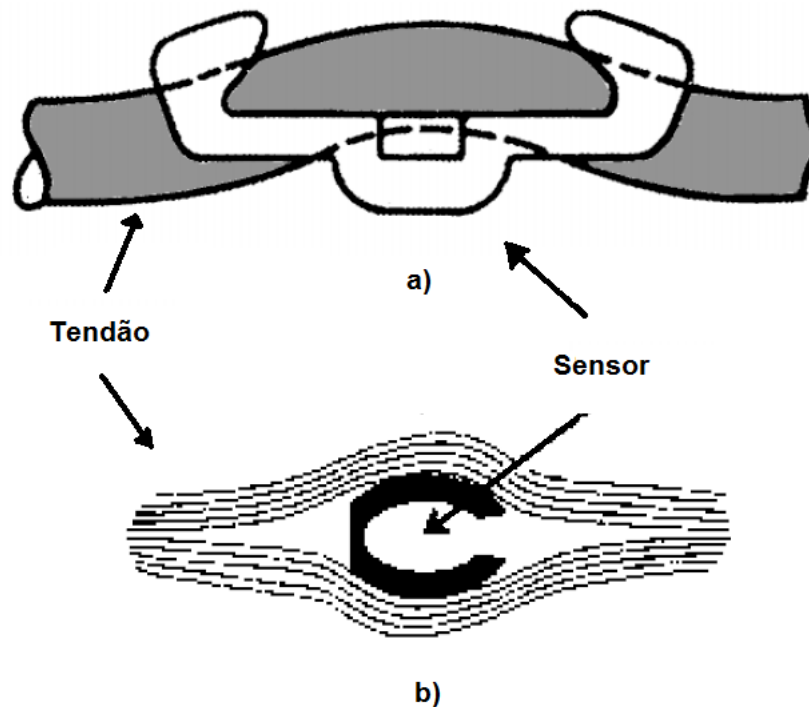


Figura 3: Em (a) tem-se um sensor do tipo “buckle”. Em (b) é exemplificado um sensor do tipo implantável dentro do ligamento.

Fonte: Modificado de Fleming e Beynnon (2004)

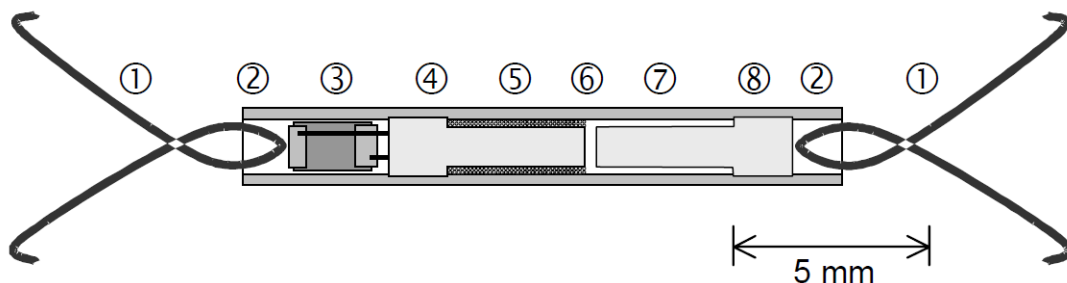


Figura 4: Sensor para medição da deformação em tendões. 1 Âncoras de fixação no tecido. 2 Cola entre âncoras e tubo de silicone. 3 Capacitor tipo SMD. 4 Núcleo do indutor. 5 Enrolamento do indutor. 6 Espaço livre. 7 Núcleo móvel. 8 Fixação do núcleo móvel às âncoras e ao tubo de silicone.

Fonte: (PICHORIM, 2003)

2.1.2 Sensor indutivo autorressonante

Um importante tipo de sensor utilizado na biotelemetria passiva é o sensor indutivo autorressonante. O princípio de operação deste sensor, é utilizar a capacitância intrínseca da própria bobina, não sendo necessária a adição de um capacitor externo em paralelo para se obter a ressonância do sistema. Desta maneira, este tipo de sensor possibilita uma pequena dimensão



Figura 5: Sensores biotelemétricos passivos para monitoração da pressão arterial, produzidos pela empresa ISSYS. Comparação entre as dimensões de três sensores e uma moeda de um centavo de dólar.

Fonte: (ISSYS, 2011)

da unidade sensora pois consiste de apenas um componente (BALDI; CHOI; ZIAIE, 2003). Um problema é que como a capacitância parasita em um pequeno sensor biotelemétrico (implantável por exemplo) é muito baixa, a frequência de ressonância do sistema pode acabar sendo muito elevada. Vários exemplos de sensores autorressonantes tem sido desenvolvidos, a seguir serão apresentados alguns destes.

Collins (1967) propôs um método para medir a pressão intra-ocular do olho de animais utilizando um transdutor autorressonante indutivo, onde a pressão entre dois enrolamentos na unidade sensora é variada de acordo com a pressão no interior do globo ocular, variando assim a frequência de ressonância do conjunto, conforme mostra a Figura 6. Um dos problemas reportados por Collins, foi que devido as pequenas dimensões do sensor desenvolvido (aproximadamente 2 mm de diâmetro) e portanto pequenos valores de indutância e capacitância, a frequência de autorressonância era alta, na faixa de 120 MHz. Devido a essa alta frequência, a profundidade de penetração da onda eletromagnética no tecido biológico (*skin depth*) diminui, sendo que a distância máxima, para detecção dos parâmetros observados neste trabalho, foi de 3 cm.

Baldi, Choi e Ziaie (2003) utilizam o deslocamento relativo de um núcleo de ferrite para modular a frequência de autorressonância de uma bobina e indicar variações na pressão. O núcleo de ferrite está preso a uma membrana de silicone sujeita a variações na pressão. O sensor possui pequenas dimensões ($3 \times 3 \text{ mm}^2$) e possui uma autorressonância de 31,8 MHz, fator de qualidade de 5,4 e sensibilidade de 9,6kHz/kPa. A Figura 7 mostra o sensor desenvolvido e variação na frequência de ressonância em função da pressão.

Yousaf, Khan e Reindl (2012) desenvolvem uma técnica de medição telemétrica da autorressonância e dos parâmetros indutância, capacitância interna e fator de qualidade de microbobinas (fios com bitola menor ou igual a $65 \mu\text{m}$ e diâmetro da bobina menor que 4,5 mm)

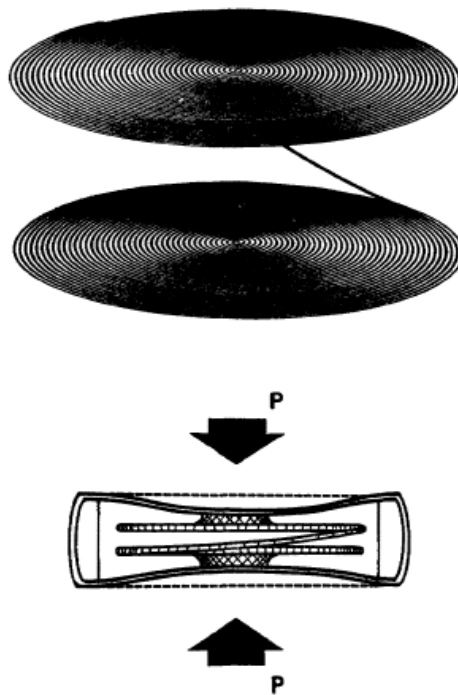


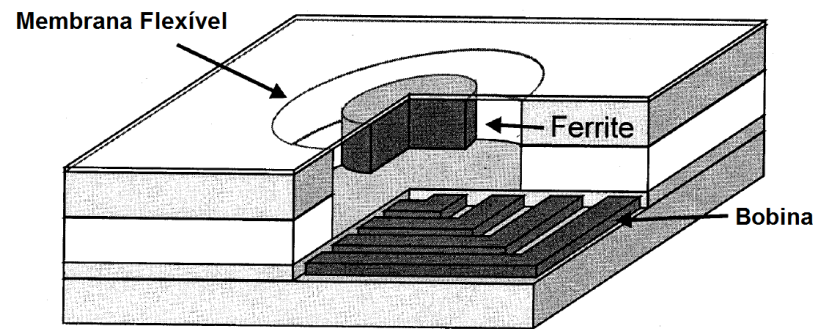
Figura 6: Enrolamentos do sensor e configuração proposta por Collins (1967), onde a pressão é aplicada a um par de diafragmas que deslocam os enrolamentos primário e secundário da bobina.

Fonte: Adaptada de Collins (1967)

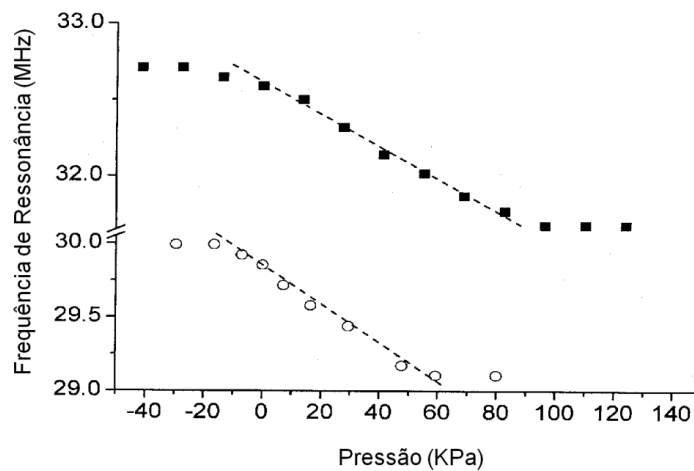
em diferentes meios. Estes autores citam que a medição destes parâmetros, através de contatos elétricos, é muito difícil pois os fios são facilmente rompidos ou deformados.

A autorressonância está intrinsecamente ligada às características geométricas do sensor uma vez que a sua indutância e capacitância são dadas em função destas características. Portanto, alguns estudos têm se voltado para a determinação destes parâmetros e citam que essa tarefa pode ser bastante complexa, principalmente o cálculo da capacitância parasita nestes enrolamentos (YANG; WANG; LIU, 2006; KNIGHT, 2010). Mais adiante neste trabalho, será apresentado um estudo mais detalhado da capacitância parasita em enrolamentos indutivos visando apresentar conceitos e fórmulas que facilitem o projeto destes sensores.

Uma técnica para monitoração de aneurismas cerebrais, usando um sensor autorressonante foi proposto por Mohammadia *et al.* (2011). Na presença de sangue a permissividade relativa do meio é alterada e o valor da capacitância e da frequência de autorressonância da bobina são alterados. O sensor possui $300 \mu\text{m}$ de diâmetro, e esta dimensão reduzida resulta em pequenos valores de indutância e capacitância, ocasionando frequências de ressonância na ordem de 100-300 MHz de acordo com o parâmetro medido. Os autores comentam que para tecidos contendo grande quantidade de água, como o cerebral, a profundidade de penetração de ondas de radio frequência varia de 7 a 4 cm para a faixa de 100 a 300 MHz, respectivamente. Continuando sua



a)



b)

Figura 7: Em a) tem-se o sensor desenvolvido. A pressão aplicada deforma a membrana flexível de silicone, deslocando o núcleo de ferrite que modula a frequência de ressonância da bobina. Em b) é apresentado um gráfico comparando os valores medidos (quadrados) e estimados (círculos).

Fonte: Adaptada de Baldi, Choi e Ziaie (2003)

análise, os autores citam como trabalhos futuros a necessidade de modificar o sensor de maneira a baixar a sua frequência de autorressonância, aumentando assim a profundidade de penetração do sinal, possibilitando a monitoração de todas as regiões do cérebro.

Percebe-se que a frequência de ressonância utilizada deve ser escolhida de acordo com a aplicação. Por exemplo, Kadefords, Kaiser e Petersen (1969) mostram que a intensidade do campo magnético de sinais de 1 MHz é reduzida à metade do valor após percorrer 90 cm de tecido muscular, ou 200 cm de gordura animal. Eles também indicam que a transmissão de energia por acoplamento indutivo seria possível até algumas dezenas de MHz e que o extremo inferior da faixa seria limitado pelo tamanho dos componentes da unidade sensora implantável, e pela redução no fator de qualidade. Sistemas de RFID (*Radio Frequency Identification*) para uso envolvendo animais, geralmente empregam frequências padronizadas de 125 kHz até 40 MHz (OBERLE, 2003). Coerentemente com o apresentado, Ghovanloo e Lazzi (2006) citam

que no caso de sensores indutivos implantáveis, frequências abaixo de 50 MHz devem ser utilizadas de modo a minimizar a atenuação do sinal dentro do corpo humano.

Neste trabalho propõe-se um método de enrolamento das espiras da unidade sensora, que visa maximizar a sua capacitância interna, alcançando o mesmo efeito de adicionar um capacitor externo, porém sem alterar as dimensões do sistema. A bobina bifilar de Tesla (TESLA, 1894) é um tipo de bobina que possui diferente configuração ou arranjo das suas espiras, de tal maneira que a capacitância interna da bobina é magnificada. Sendo assim, esta bobina apresenta-se como uma alternativa para solucionar os problemas de alta frequência em microssensores autorressonantes indutivos, uma vez que com as mesmas dimensões, de uma bobina com núcleo de ar e camada simples análoga, consegue-se uma capacitância interna maior e portanto menor frequência de ressonância. Estas características são muito importantes em se tratando deste tipo de sensor, principalmente quando implantáveis em tecidos biológicos, uma vez que conforme visto, a profundidade de penetração do sinal é inversamente proporcional a sua frequência.

Sabe-se que existem outros métodos de se maximizar a capacitância parasita de bobinas, como por exemplo o uso de núcleos de ferrite e de enrolamentos multicamadas, porém estes possuem algumas desvantagens. No caso do uso de um núcleo de material ferromagnético, este introduz fatores não lineares à função de transferência do sensor, os quais dependem da temperatura, frequência e densidade de fluxo (TUMANSKI, 2007), sendo que a permeabilidade magnética do material é inversamente proporcional ao aumento da frequência (NAISHADHAM, 2011). Também, em casos onde o sensor é muito pequeno (como no caso dos microssensores) a reduzida dimensão física do sensor pode inviabilizar a utilização de um núcleo (MOHAMMADIA *et al.*, 2011), além do fato de o núcleo alterar a indutância do sensor, adicionando mais uma incógnita ao sistema, e em alguns casos o peso final do sensor com o núcleo ferromagnético pode ser incompatível com a aplicação (SCHILSTRA; HATEREN, 1998). Ao utilizar um enrolamento multicamadas, a dimensão física máxima do sensor e dificuldade de cálculo dos parâmetros, principalmente capacitância (MASSARINI; KAZIMIERCZUK; GRANDI, 1996), pode ser um problema. Por outro lado, estes e outros métodos podem ser utilizados em conjunto com o método aqui proposto, resultando em uma redução ainda maior na frequência. Porém ainda devem ser feitos estudos a respeito do comportamento do sensor nestes casos.

O cálculo dos parâmetros indutância e capacitância de uma bobina, são essenciais no projeto de sensores indutivos. Este equacionamento deve ser realizado de maneira prática e eficiente, evitando sempre que for possível e coerente, cálculos complexos, de maneira a facilitar o projeto dos sensores.

2.2 PARÂMETROS DE UM ENROLAMENTO

A máxima frequência de operação de um indutor é determinada pela sua capacitância parasita, sendo que o comportamento de indutores em altas frequências é muito diferente do comportamento destes em baixas frequências. Com o aumento da frequência, a resistência parasita de cada enrolamento aumenta pelo efeito de proximidade (*skin*), e a capacitância parasita entre enrolamentos também se torna maior. Sendo assim, a capacitância e resistência parasita de um indutor são parâmetros distribuídos e seus valores dependem da frequência (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997).

Em situações reais, deve-se ser capaz de prever quando um indutor pode ser descrito conforme as leis clássicas de análise de circuitos e as equações clássicas para o cálculo da indutância e capacitância são válidas, ou quando o indutor deve ser modelado como uma soma de efeitos infinitesimais distribuídos, sendo necessária então a utilização rigorosa das equações de Maxwell para descrever o comportamento da bobina.

2.2.1 Modelo distribuído

Neste modelo, um circuito qualquer, tal qual uma bobina, pode ser visto como uma linha de transmissão e ter os seus parâmetros elétricos distribuídos em segmentos infinitesimais ao longo da sua extensão física.

No modelo de uma linha de transmissão, os efeitos do campo magnético são representados por indutâncias infinitesimais ($L\Delta_x$) em série, os efeitos do campo elétrico são representados por capacitâncias infinitesimais ($C\Delta_x$) em paralelo, as perdas são representadas por resistências infinitesimais ($R\Delta_x$) em série e condutâncias infinitesimais ($G\Delta_x$) em paralelo. A Figura 8 apresenta este circuito.

Circuitos com este tipo de modelagem, são aqueles onde a dimensão física de um ou mais componentes afetam o comportamento do sistema (EDWARDS, 2001), ou seja, quando o comprimento de onda trafegante no circuito é comparável as dimensões físicas de um elemento deste circuito. Neste caso a velocidade do sinal não pode ser considerada infinita, e as leis de Kirchhoff para tensão e corrente, não podem ser utilizadas, uma vez que estas constituem-se de simplificações, onde considera-se que o sinal possui uma velocidade infinita ou ainda considera-se que a corrente esta uniformemente distribuída ao longo do condutor. Portanto, nestas situações uma onda estacionária pode existir no circuito e causar uma ressonância por onda estacionária (OKLAHOMA STATE UNIVERSITY, 2011; CORUM; CORUM, 2001). Esse tipo de modelo foge do escopo deste trabalho, já que o objetivo aqui é trabalhar com equações

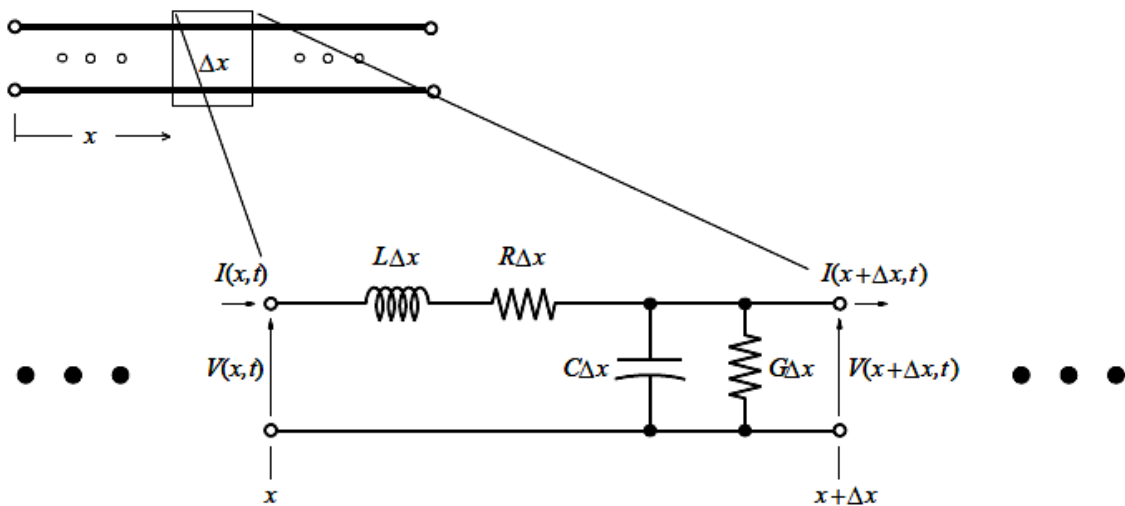


Figura 8: Modelo elétrico distribuído para uma linha de transmissão.

Fonte: (EDWARDS, 2001)

práticas e diretas para o cálculo da indutância e capacitância, visando o projeto de sensores indutivos de maneira prática.

2.2.2 Modelo concentrado

É neste modelo que as leis de Kirchhoff para tensão e corrente são válidas e a velocidade de propagação da onda é tida como infinita. Neste caso o comprimento de onda trafegante no circuito, deve ser muito maior do que as dimensões do maior componente deste circuito (OKLAHOMA STATE UNIVERSITY, 2011). Neste modelo as equações clássicas para cálculo de indutância e capacitância como elementos concentrados (*lumped*), são válidas. A Figura 9 exemplifica o circuito concentrado de um indutor camada simples com núcleo de ar onde cada segmento pode representar uma espira (GRANDI *et al.*, 1999).

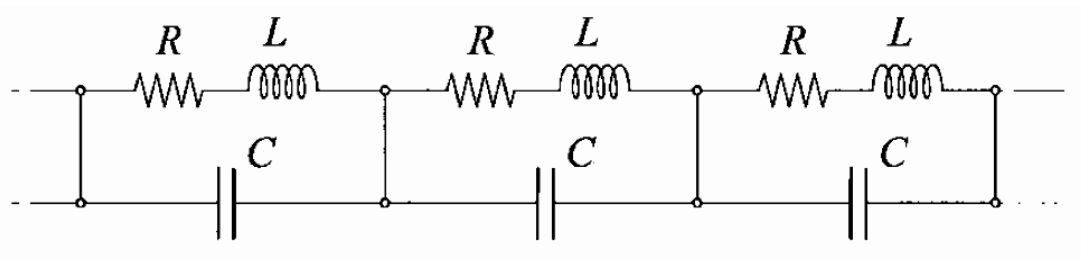


Figura 9: Modelo concentrado para um solenóide camada simples com núcleo de ar.

Fonte: Modificada de Grandi *et al.* (1999)

A Figura 10 apresenta o modelo concentrado equivalente total de um indutor, onde R é a resistência total, C_s a capacitância parasita total e L_s a indutância total.

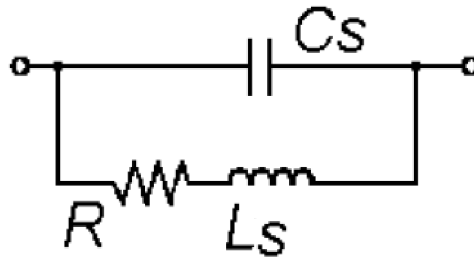


Figura 10: Modelo equivalente de um indutor.

Fonte: (PICHORIM; DESTEFANI, 2010)

Sempre que possível, ou seja, quando os erros inferidos forem aceitáveis, é mais vantajoso trabalhar com este modelo devido a sua simplicidade.

2.2.3 Fronteira entre os modelos distribuído e concentrado

Não existe uma fronteira bem definida separando os modelos que podem ser utilizados para descrever um circuito, ou seja, a fronteira entre os modelos distribuído e concentrado.

Uma maneira de determinar uma região de transição entre os modelos é analisar um circuito de acordo com o seu comprimento elétrico (CE). O comprimento elétrico de um circuito em uma dada frequência (f), é dado pela razão entre o seu comprimento físico (l) e o comprimento de onda (λ) associado ao sinal, sendo portanto uma unidade adimensional (OKLAHOMA STATE UNIVERSITY, 2011), ou seja,

$$CE = \frac{l}{\lambda}. \quad (1)$$

Em geral, um circuito que possui um comprimento elétrico menor do que um vigésimo, pode ser considerado eletricamente curto. Circuitos eletricamente curtos podem ser totalmente descritos pelas leis clássicas de análise de circuitos, e através do modelo concentrado. Por outro lado, circuitos eletricamente longos (altas frequências), precisam ser analisados sob a ótica do eletromagnetismo e o modelo distribuído deve ser utilizado.

O comprimento de onda (λ) de uma onda eletromagnética é dado por,

$$\lambda = \frac{c}{f}, \quad (2)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo, ou 3×10^8 m/s.

Neste trabalho opta-se por trabalhar com o modelo concentrado para determinação dos parâmetros da bobina (sensor), uma vez que no projeto de sensores indutivos este modelo oferece a vantagem de ser mais prático e simples. A seguir serão apresentadas equações para cálculo da indutância e capacitância de bobinas, onde considera-se que o sinal possui velocidade infinita e que a corrente é uniformemente distribuída ao longo do condutor.

2.3 INDUTÂNCIA

Denomina-se indutância como uma propriedade, que um determinado componente possui, de armazenar energia magnética. Em um circuito elétrico, a indutância é a propriedade que causa a indução de uma tensão (V) proporcional à variação da corrente (i) no tempo, ou seja

$$V = L \frac{di}{dt}. \quad (3)$$

Quando esta tensão é induzida no mesmo circuito onde circula a corrente, denomina-se de auto-indutância (NILSSON; RIEDEL, 2003).

A indutância (L_s) de uma única espira circular é igual a razão entre o fluxo magnético (ψ) que passa através da espira e a corrente elétrica (i) que passa por esta mesma espira. Chama-se de solenóide um tipo de indutor que possui diversas espiras circulares ou enrolamentos, e um comprimento (l) maior do que o diâmetro (D) da bobina. Para um solenóide com N espiras a indutância pode ser expressa como

$$L_s = \frac{N\psi}{i}. \quad (4)$$

Uma expressão mais prática para a indutância de um solenóide, que utiliza as suas dimensões físicas, pode ser derivada a partir da equação (4), e é dada por,

$$L_s = \frac{\mu_r N^2 A}{l}, \quad (5)$$

onde μ_r é a permeabilidade magnética do meio e A é a área da seção circular do solenóide. Nesta expressão assume-se que o comprimento do solenoide seja muito maior que o seu diâmetro (KRAUS; FLEISCH, 1999).

2.3.1 Auto-indutância de um anel circular

A auto-indutância de um anel com raio a e diâmetro do condutor D_o pode ser determinada de maneira realista e simplificada ao desprezar-se o fluxo magnético no interior do condutor (SILVESTER, 1968; TERMAN, 1943), sendo assim a auto-indutância de um anel circular é

dada por,

$$L_s = \mu_r a \cdot \left(\ln \frac{16a}{D_o} - 2 \right). \quad (6)$$

2.3.2 Auto-indutância de um solenóide de camada simples

A auto-indutância total para uma bobina helicoidal solenóide de raio a , número de espiras N e comprimento l , pode ser dada por uma solução numérica aproximada, ao considerar cada espira como um anel, computando a contribuição das auto-indutâncias de cada espira (L_{ti}) e as mútuas indutâncias (M_{ij}), ou seja,

$$L_s = \sum_n^{i=1} L_{ti} + \sum_n^{i=1} \sum_n^{i=1} M_{ij}. \quad (7)$$

Terman (1943) define um fator de forma F que depende das dimensões do solenóide, ou seja, que é dado em função da razão entre o seu diâmetro e comprimento, conforme o gráfico da Figura 11. Desta maneira, a equação (7) pode ser escrita como,

$$L_s = N^2 2a \frac{F}{25,4}, \quad (8)$$

onde o raio a deve ser dado em milímetros e o parâmetro F é dado pela Figura 11.

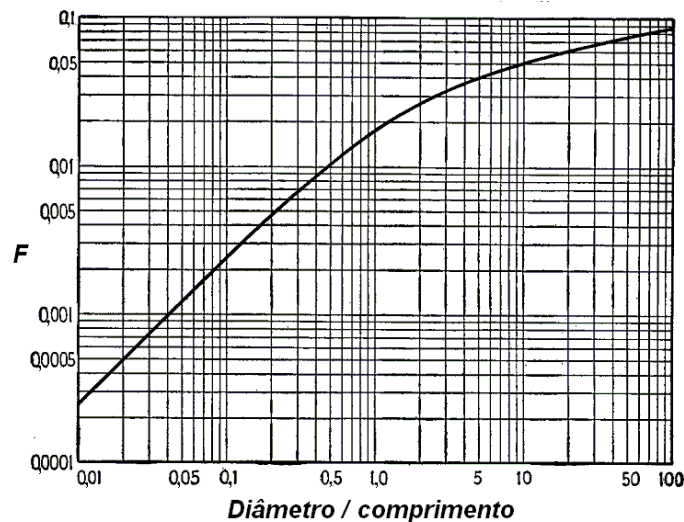


Figura 11: Fator F em função da relação diâmetro pelo comprimento do solenóide de camada simples.

Fonte: Modificada de Terman (1943).

Terman (1943) também apresenta uma equação mais simples, aproximada, para a indutância

de um solenóide, dada por

$$L_s = \frac{N^2 a^2}{9a + 10l}, \quad (9)$$

onde L_s é dado em μH , o raio a e o comprimento l devem ser fornecidos em polegadas.

Estas equações clássicas fornecidas por Terman (1943), são comumente utilizadas para prever a indutância de solenóides e outros tipos de bobinas, uma vez que são bastante práticas e não inferem em erros significativos no processo.

2.4 CAPACITÂNCIA EM ENROLAMENTOS

A capacitância parasita total de um indutor genérico é composta pela combinação de três efeitos capacitivos (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997):

1. A capacitância entre espiras de uma mesma camada;
2. A capacitância entre espiras de camadas diferentes para o caso de um indutor com multicamadas;
3. A capacitância entre espiras e uma superfície condutora (núcleo condutor ou blindagem externa).

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 (YU; HOLMES, 1999) ou por um modelo de capacitâncias concentradas ao longo do indutor (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997). Apesar de a primeira opção oferecer resultados mais exatos para bobinas com geometrias mais complexas, neste trabalho será focado o estudo do modelo concentrado de capacitâncias, visto que se tem por objetivo o projeto de bobinas de maneira prática e simples de acordo com as suas dimensões físicas.

A capacitância entre espiras não adjacentes de um indutor é muito pequena se comparada com a capacitância entre espiras adjacentes e portanto, pode ser desprezada para o cálculo da capacitância total (GRANDI *et al.*, 1999). Coerentemente, Hole e Appel (2005) citam que as capacitâncias entre espiras não adjacentes podem ser desconsideradas quando a razão entre, o diâmetro do condutor incluindo a espessura do isolante e o diâmetro do condutor excluindo a espessura do isolante, for menor do que dois, o que é assegurado na maioria dos casos. Portanto a capacitância parasita de um indutor camada simples com núcleo de ar, pode ser calculada a partir da associação em série das capacitâncias entre espiras adjacentes (C_{tt}).

2.4.1 Capacitância entre espiras

Considerando a superfície do condutor como uma superfície equipotencial, as linhas do campo elétrico são ortogonais a esta. Sendo a espessura do isolante que envolve o condutor muito menor do que o diâmetro do condutor, pode-se aproximar o caminho do campo elétrico no isolante pela espessura deste material. O caminho do campo elétrico no espaço de ar é aproximado como o caminho mais curto entre as duas espiras, sendo dado por segmentos paralelos a linha que conecta o centro das duas espiras (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997), conforme mostra a Figura 12.

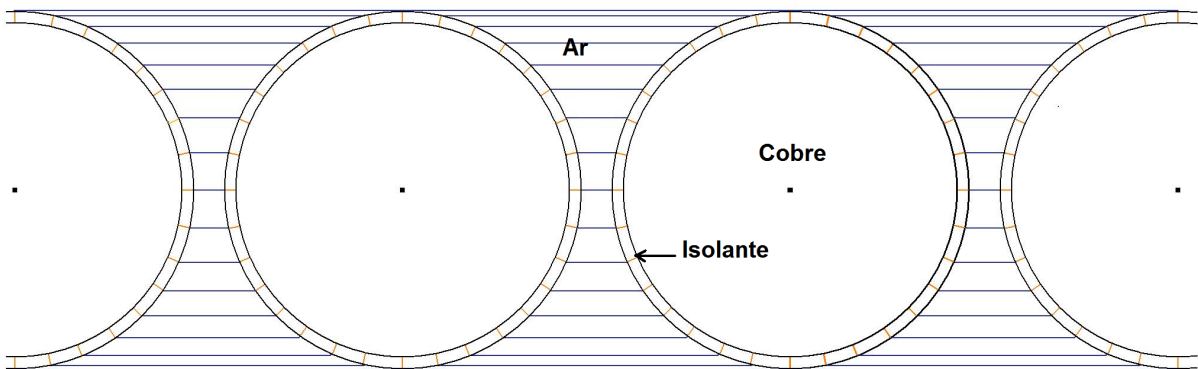


Figura 12: Aproximação para as linhas do campo elétrico no ar e no isolante entre espiras adjacentes.

Fonte: Autoria própria

Considerando dois condutores adjacentes, a capacitância elementar (dC) entre duas superfícies elementares (dS) separadas por uma distância (x) é dada por (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997),

$$dC = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{dS}{x}, \quad (10)$$

onde ϵ_r e ϵ_0 são a permissividade relativa do material isolante e a permissividade do vácuo, respectivamente. A Figura 13 apresenta as variáveis envolvidas na determinação da capacitância entre duas espiras adjacentes.

A capacitância elementar dC é equivalente a combinação em série de três capacitâncias elementares:

1. Relacionada a camada isolante da primeira espira;
2. Ao espaço de ar entre espiras;
3. A camada isolante da segunda espira.

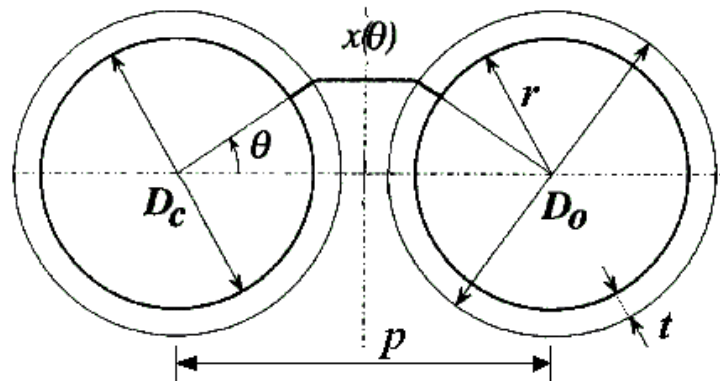


Figura 13: Variáveis entre duas espiras adjacentes, sendo $x(\theta)$ o caminho de uma linha do campo elétrico a um ângulo θ , p a distância entre os centros de duas espiras adjacentes, r o raio do condutor, t a espessura da camada isolante presente no condutor, D_o o diâmetro do condutor incluindo o isolante e D_c o diâmetro do condutor excluindo o isolante.

Fonte: Adaptada de Massarini e Kazimierczuk (1997)

O comprimento x não é constante, mas sim é dado em função da posição da superfície elementar. Como consequência a capacitância elementar dC também depende de uma coordenada angular θ . Para uma bobina multicamada cada espira pode ter 6 outras adjacentes. A Figura 14 mostra as espiras adjacentes em um indutor multicamadas e o ângulo de integração do campo elétrico de $-\frac{\pi}{6}$ a $+\frac{\pi}{6}$ (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997).

Partindo da consideração que a capacitância entre espiras depende de uma coordenada angular, Massarini e Kazimierczuk (1997) apresentam uma equação para a capacitância entre espiras de bobinas multicamadas,

$$C_{tt} = \epsilon_0 l_t \left[\frac{\epsilon_r \theta^*}{\ln \frac{D_o}{D_c}} + \cot \left(\frac{\theta^*}{2} \right) - \cot \left(\frac{\pi}{12} \right) \right] \quad (11)$$

onde

$$\theta^* = \arccos \left(1 - \frac{\ln \frac{D_o}{D_c}}{\epsilon_r} \right), \quad (12)$$

e l_t é o comprimento de uma espira.

Zaky e Hawley (1974) desenvolveram uma equação considerando que a capacitância entre duas espiras adjacentes pode ser calculada a partir da fórmula para a capacitância por unidade de comprimento de dois condutores paralelos, retos, e de comprimento infinito em um meio homogêneo. Assumindo que a espessura (t) do isolante é pequena comparada com a distância

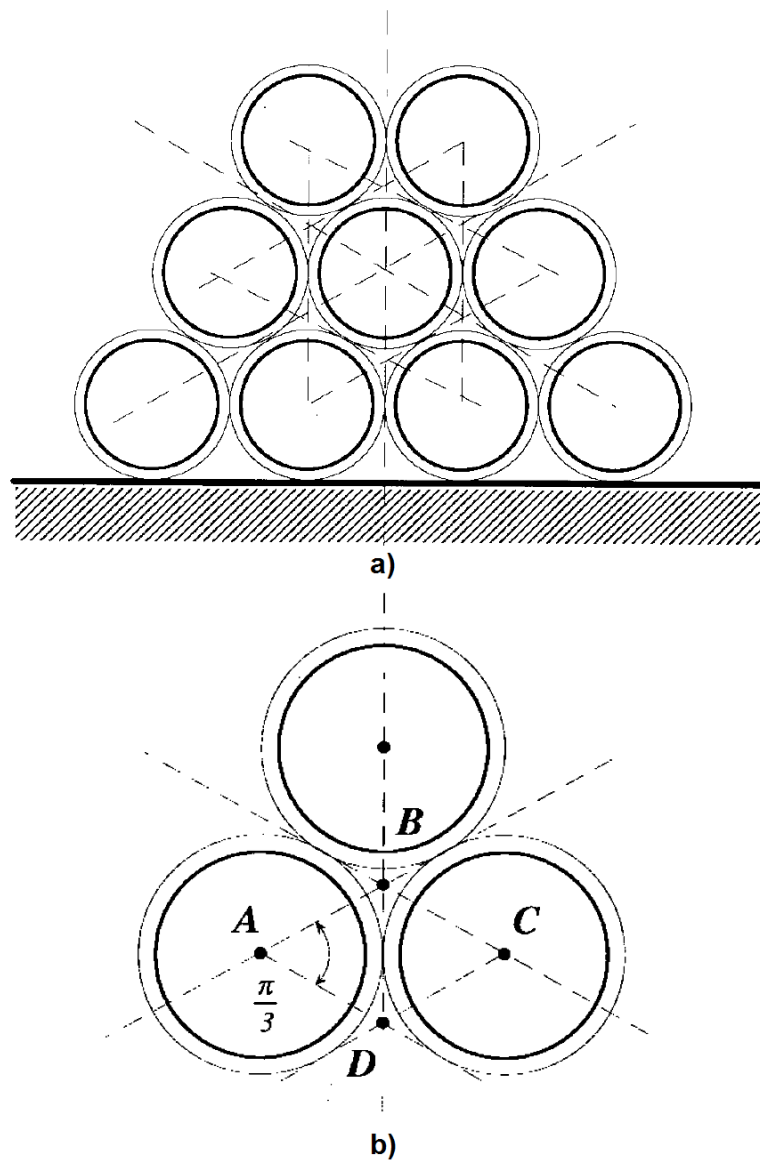


Figura 14: a) Espiras adjacentes para uma bobina multicamadas b) Uma célula básica de espiras adjacentes em bobinas multicamadas e o ângulo de integração da capacitância elementar (dC) de $\frac{\pi}{3}$.

Fonte: adaptada de Massarini e Kazimierczuk (1997)

do espaço de ar (p) entre espiras, tem-se

$$C_{it} = \frac{\pi^2 D \epsilon_0}{\ln \left(\frac{p}{2r} + \sqrt{\left(\frac{p}{2r} \right)^2 - 1} \right)}, \quad \text{para } t \ll p - 2r. \quad (13)$$

onde D é o diâmetro da bobina. Quando a espessura da camada do isolante (t) de permissividade relativa (ϵ_r) é comparável à distância do espaço de ar (p), uma expressão é derivada para um indutor camada simples, assumindo um campo radial no isolante (GRANDI *et al.*, 1999), ou

seja

$$C_{tt} = \frac{\pi^2 D \epsilon_0}{\ln \left(F + \sqrt{F^2 - \left(1 + \frac{t}{r}\right)^{2/\epsilon_r}} \right)}, \quad (14)$$

onde,

$$F = \frac{p/2r}{\left(1 + \frac{t}{r}\right)^{(1-1/\epsilon_r)}}. \quad (15)$$

Assumindo que os condutores estão imersos em um meio de permissividade ϵ_r , Hole e Appel (2005) apresentam uma expressão para a capacitância entre espiras de um indutor camada simples, isto é,

$$C_{tt} = \frac{\pi l_t \epsilon_r}{\cosh^{-1} \left(\frac{D_o}{D_c} \right)}. \quad (16)$$

A utilização correta destas equações vai depender das características e exigências do trabalho em questão. Neste trabalho, todas as bobinas foram enroladas manualmente, através de um processo artesanal de construção. Sendo assim, espaçamentos indesejados entre espiras, de ordem micrométrica, inevitavelmente são formados. A equação 14 é portanto a mais apropriada para este trabalho, já que assume que a dimensão do espaço de ar entre espiras, é comparável a espessura da camada de esmalte isolante do condutor.

2.4.2 Capacitância entre espira e plano condutor

Considera-se como plano condutor a presença de um núcleo condutor ou de uma blindagem em volta da bobina (considerando que a distância de separação entre espira e plano seja igual para os dois casos). Neste caso pode-se observar que o campo elétrico percorre metade da distância equivalente ao espaço de ar entre duas espiras adjacentes, conforme mostra a Figura 15, portanto a capacitância entre espira e o plano condutor é o dobro da capacitância entre espiras adjacentes, ou seja

$$C_{ts} = 2C_{tt}. \quad (17)$$

2.4.3 Capacitância parasita total

Quando o indutor contém um núcleo ferromagnético existe um aumento em sua capacitância parasita, já que além das capacitâncias entre espiras, existem capacitâncias entre núcleo e espiras (C_{ts}). A partir das considerações feitas na seção 2.4.2, tem-se o circuito da Figura 16.

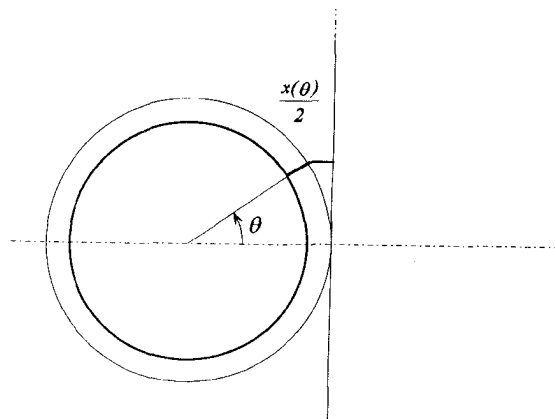


Figura 15: Capacitância entre espira e plano condutor. O caminho do campo elétrico $x(\theta)$ é metade do caminho entre duas espiras adjacentes.

Fonte: (MASSARINI; KAZIMIERCZUK; GRANDI, 1996)

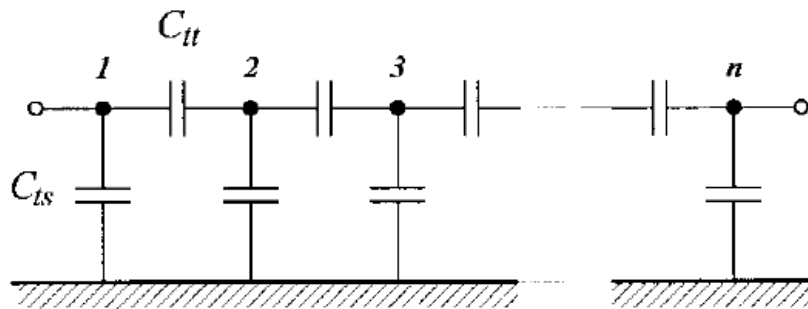


Figura 16: Circuito equivalente para altas frequências, de um indutor com núcleo ferromagnético.

Fonte: Modificada de Grandi *et al.* (1999)

A capacitância pode ser calculada analisando o circuito resultante, no caso de um número de espiras par, primeiramente consideram-se as duas espiras no meio da bobina. Neste caso, a capacitância equivalente consiste da capacitância entre espiras, em paralelo com a combinação em série das duas capacitâncias entre espira e núcleo. Sendo assim, a capacitância equivalente desta associação é

$$C_s(2) = C_{tt} + \frac{C_{ts}}{2}. \quad (18)$$

Para bobinas com um número ímpar de espiras, consideram-se as três espiras do meio do solenóide, de maneira análoga ao caso acima a capacitância equivalente deste circuito é dada por

$$C_s(3) = \frac{C_{tt}}{2} + \frac{C_{ts}}{2}. \quad (19)$$

Com o intuito de achar a capacitância parasita total para solenóides com um grande número de espiras, adicionam-se duas espiras, uma de cada lado, aos circuitos equivalentes de duas ou

três espiras, para o caso de bobinas com número par ou ímpar de espiras. As voltas adicionadas introduzem mais duas capacitâncias entre espiras e entre espira e núcleo. Desta maneira, a capacitância equivalente do circuito anterior entra em série com mais duas capacitâncias entre espiras e em paralelo com a combinação em série de mais duas capacitâncias entre espira e núcleo. Portanto, para um solenóide com N espiras obtém-se a capacitância parasita total (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997),

$$C_s(N) = \frac{C_s(N-2) \cdot \frac{C_{tt}}{2}}{C_s(N-2) + \frac{C_{tt}}{2}} + \frac{C_{ts}}{2}, \quad (20)$$

sendo $C_s(N-2)$ a capacitância parasita da bobina com $N-2$ espiras. Como $C_{ts} = 2C_{tt}$, substituindo na equação (20), tem-se que,

$$C_s(N) = \frac{C_{tt}}{2 + \frac{C_{tt}}{C_s(N-2)}} + C_{tt}. \quad (21)$$

Para grandes valores de N (número de espiras), C_s é uma sequência que converge rapidamente para,

$$C_s \approx 1,366C_{tt}. \quad (22)$$

De maneira similar, pode-se calcular a capacitância total para um indutor camada dupla e sem núcleo condutor, neste caso a capacitância para um número alto de espiras converge para,

$$C_s \approx 1,618C_{tt}. \quad (23)$$

Para uma bobina camada dupla com núcleo condutor chega-se a,

$$C_s \approx 1,83C_{tt}. \quad (24)$$

Para uma bobina com 3 camadas e sem núcleo condutor tem-se,

$$C_s \approx 0,5733C_{tt}. \quad (25)$$

Todas as equações (22) a (25) são válidas para bobinas com mais de dez espiras (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997).

Yu e Holmes (1999) utilizam o método de elementos finitos para calcular a capacitância parasita total de um indutor (C_s), além disso é apresentado um método para a medição desta de maneira prática, utilizando um capacitor C_1 em paralelo com o indutor e medindo a frequência

de ressonância do sistema f_1 , da mesma maneira mede-se a frequência de ressonância f_2 ao adicionar um capacitor C_2 e então calcula-se a capacitância parasita total do indutor através de

$$C_s = C_1 \frac{\frac{C_2}{C_1} \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2 - 1}{1 - \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2}. \quad (26)$$

2.4.4 Solenóide camada simples e núcleo de ar

Os parâmetros capacitância entre espiras (C_{tt}) e indutância por espira (L_t) para um indutor no formato solenóide, camada simples e núcleo de ar, são mostrados na Figura 17.

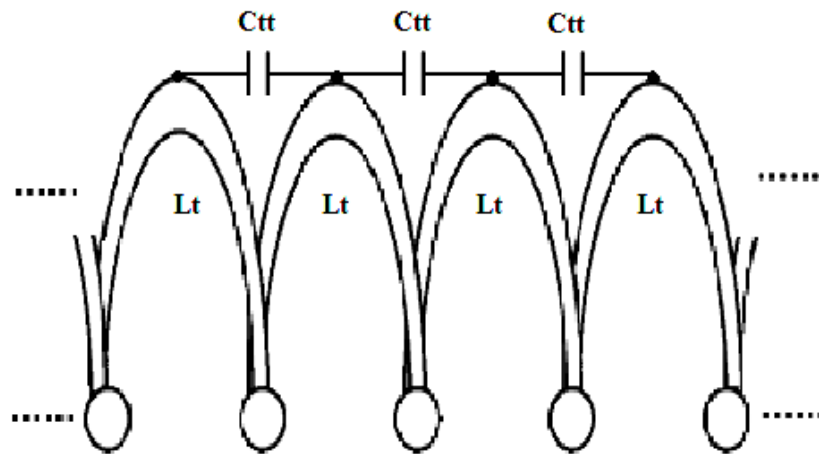


Figura 17: Capacitâncias entre espiras e indutâncias por espira para um solenoide simples.

Fonte: Modificada de Pichorim e Destefani (2010)

Sendo a indutância total (L) para baixas frequências dada pelo somatório das indutâncias,

$$L = \sum_{i=1}^N L_{t_i}. \quad (27)$$

onde L_{t_i} é a composição da autoindutância e das indutâncias mútuas concentradas em cada espira.

A capacitância parasita total (C_s) é dada através da associação em série das capacitâncias entre espiras (C_{tt}) (MASSARINI; KAZIMIERCZUK, 1997),

$$\frac{1}{C_s} = \sum_{i=1}^{N-1} \frac{1}{C_{tti}}. \quad (28)$$

Ou seja,

$$C_s = \frac{C_{tt}}{N-1}. \quad (29)$$

Nesta análise sobre capacitância em enrolamentos, é possível perceber que o material isolante utilizado nos fios de cobre possui um importante papel na capacitância parasita total de bobinas e portanto no comportamento de sensores indutivos (MERLI *et al.*, 2011).

Tendo calculados os parâmetros indutância e capacitância da bobina, pode-se calcular a sua frequência de autorressonância, conforme será abordado na próxima seção.

2.5 FREQUÊNCIA DE AUTORRESSONÂNCIA EM BOBINAS

Em situações reais, observa-se que a ressonância em bobinas possui comportamentos distintos de acordo com o número de espiras utilizados, sendo que para um grande número de espiras em um solenóide, o modelo concentrado infere em erros maiores (CORUM; CORUM, 2001).

2.5.1 Ressonância por onda estacionária

Neste caso, o solenóide é considerado um guia de onda helicoidal, onde não se pode determinar a frequência de autorressonância (f_o) através dos valores concentrados de indutância por volta (L_t) e capacitância entre voltas (C_{tt}), uma vez que as equações para o cálculo de L_t e C_{tt} assumem uma velocidade de onda infinita (aproximação quase-estática) e na ressonância existirá uma onda estacionária na bobina (CORUM; CORUM, 2001; PICHORIM, 2011).

Além da velocidade de propagação da onda ao longo do condutor ($v = c/\sqrt{\mu_r \epsilon_r}$, onde c é a velocidade da luz, μ_r é a permeabilidade magnética relativa do condutor e ϵ_r é a permissividade elétrica relativa ao longo do condutor), existe uma velocidade axial da onda ao longo do eixo do solenóide, de comprimento de onda λ_g (RUDENBERG, 1941; PICHORIM, 2011). A constante de propagação da onda na direção axial é

$$\beta_g = \frac{2\pi}{\lambda_g} = \frac{2\pi}{vf \cdot \lambda_0}, \quad (30)$$

onde λ_0 é o comprimento de onda no vácuo e vf é o fator de velocidade dado por,

$$vf = \frac{1}{\sqrt{1 + 20 \left(\frac{D}{p}\right)^{2,5} \left(\frac{D}{\lambda_0}\right)^{0,5}}}, \quad (31)$$

onde D é o diâmetro do solenóide e p a distância entre espiras adjacentes, ou seja, $p = l/N$ (onde l é o comprimento do solenóide e N o total de espiras) (CORUM; CORUM, 2001; PICHORIM, 2011).

Considerando que na ressonância o solenóide pode se comportar como um ressonador de meia onda (CORUM; CORUM, 2001), Pichorim (2011) apresenta uma equação simplificada para o cálculo da frequência de ressonância dada por onda estacionária válida para bobinas camada simples com núcleo de ar,

$$f_o = \frac{c}{\lambda} = \frac{52.10^6}{D.N} \sqrt{\frac{l}{D}}. \quad (32)$$

onde o valor de l e D deve ser usado em metros.

Nesta ressonância, que é inversamente proporcional a N , ocorre o ponto de impedância mínima.

2.5.2 Ressonância por indutância e capacitância

Neste caso, a frequência de autorressonância é obtida a partir da associação em paralelo da indutância e capacitância concentradas total da bobina, cujas equações para cálculos foram apresentadas nas seções 2.3 e 2.4, respectivamente. Portanto, esta ressonância apresenta um ponto de máxima impedância. A equação é dada por

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}. \quad (33)$$

Para um solenóide de camada simples, a indutância L_s é diretamente proporcional ao número de espiras (N) ao quadrado, equação (8), e a capacitância interna do enrolamento C_s é inversamente proporcional ao valor de N equação (29). Portanto como $C_s \propto 1/N$ e $L_s \propto N^2$ tem-se que (PICHORIM, 2011),

$$f_o \propto \frac{1}{\sqrt{N^2 \cdot 1/N}} \propto \frac{1}{\sqrt{N}}. \quad (34)$$

2.5.3 A primeira ressonância

Como foi visto, existem duas ressonâncias que estão presentes em um enrolamento, denominadas aqui por frequência de ressonância por onda estacionária ($f_o OE$) e frequência de ressonância por indutância e capacitância ($f_o LC$). Considerando apenas a primeira ressonância, uma vez que esta é a de maior importância em termos práticos, é necessário observar qual delas ocorre primeiro em um enrolamento, já que elas têm comportamentos bem distintos na bobina.

Uma delas (f_{oOE}) é inversamente proporcional ao número de espiras N (equação (32)) e a outra (f_{oLC}) é inversamente proporcional à raiz de N (equação (34)), ou seja, para indutores com poucas espiras, predomina a ressonância f_{oLC} e para indutores com muitas espiras, predomina a ressonância f_{oOE} . Isto pode ser visto no gráfico da Figura 18. O ponto de interseção das curvas, ou seja, a passagem de uma para outra forma de ressonância vai depender de outros parâmetros do enrolamento (PICHORIM, 2011).

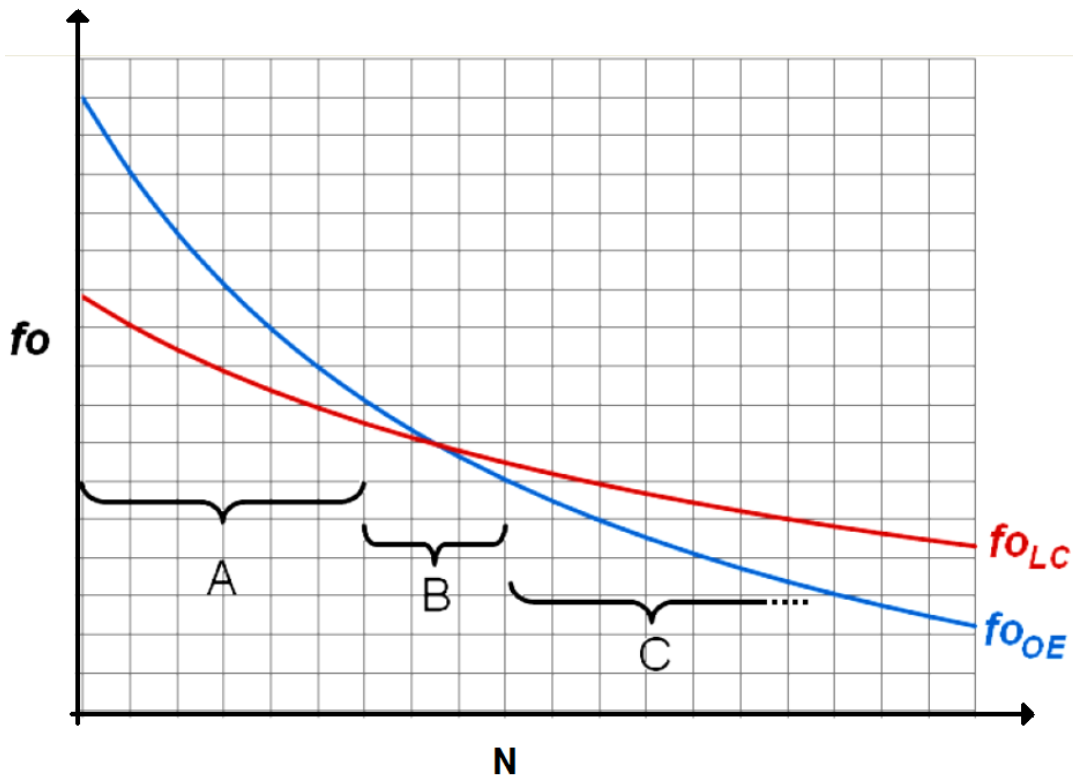


Figura 18: Frequências de ressonâncias f_{oOE} e f_{oLC} em função do número de espiras N . Na região A predomina a ressonância f_{oLC} , na região C predomina a ressonância f_{oOE} , e na região B ocorre uma sobreposição dos dois efeitos

Fonte: (PICHORIM, 2011)

O uso de um núcleo de ferrite no enrolamento ou de um capacitor externo, eleva os valores de L_s e C_s , fazendo com que a f_{oLC} predomine sobre a f_{oOE} , ou seja a região B da Figura 18 se desloca mais para a direita (PICHORIM, 2011). Desta maneira, evita-se a necessidade da utilização do modelo distribuído, permitindo a utilização de equações pré-estabelecidas para o cálculo dos parâmetros desejados e predição da frequência de ressonância.

Neste trabalho, propõe-se a utilização de um método diferenciado de enrolamento das espiras de uma bobina, onde consegue-se o mesmo efeito de adicionar um capacitor externo.

2.6 A BOBINA BIFILAR DE TESLA

A bobina bifilar é uma configuração idealizada e patenteada por Nikola Tesla, que possui um diferente arranjo das suas espiras. O objetivo de Tesla era anular a auto-indutância das suas bobinas e para isto ele desenvolveu uma maneira especial de enrolar as suas espiras, de tal maneira que sua capacitância fosse aumentada, uma vez que, bobinas convencionais como a solenóide, possuem uma capacitância muito baixa e conforme percebe-se pela equação (29), quanto maior o número de espiras menor é a capacitância da bobina. Com este aumento na capacitância, a bobina poderia operar como uma resistência pura na sua frequência de ressonância. Desta maneira, ele poderia evitar a utilização de condensadores, que possuíam a mesma finalidade, porém eram caros, difíceis de manusear e de manter em boas condições com o passar do tempo (TESLA, 1894).

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 ideia 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. A Figura 19 ilustra este método de enrolamento para uma bobina solenóide com 11 espiras. Sendo assim, em sua patente, Tesla

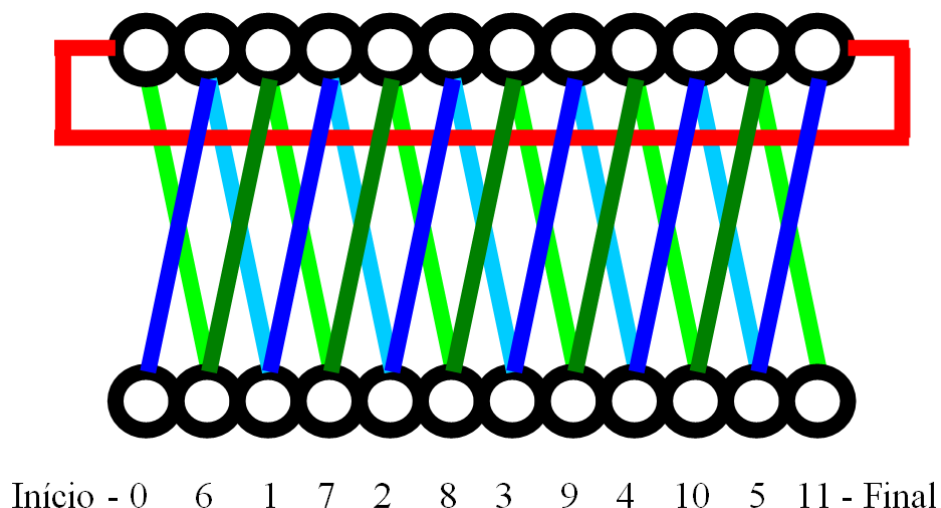


Figura 19: Construção de um indutor de 11 espiras segundo a proposta de Tesla. Primeiro, enrolam-se as espiras em azul, volta-se ao início (fio vermelho) e depois, enrolam-se as espiras em verde (os números indicam a quantidade de espiras em relação ao início).

Fonte: (PICHORIM, 2009)

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. A Figura 20 mostra uma bobina convencional e bifilar no formato panqueca. Mais adiante neste trabalho, a diferença de tensão entre espiras será abordada com mais detalhes para uma configuração solenóide.

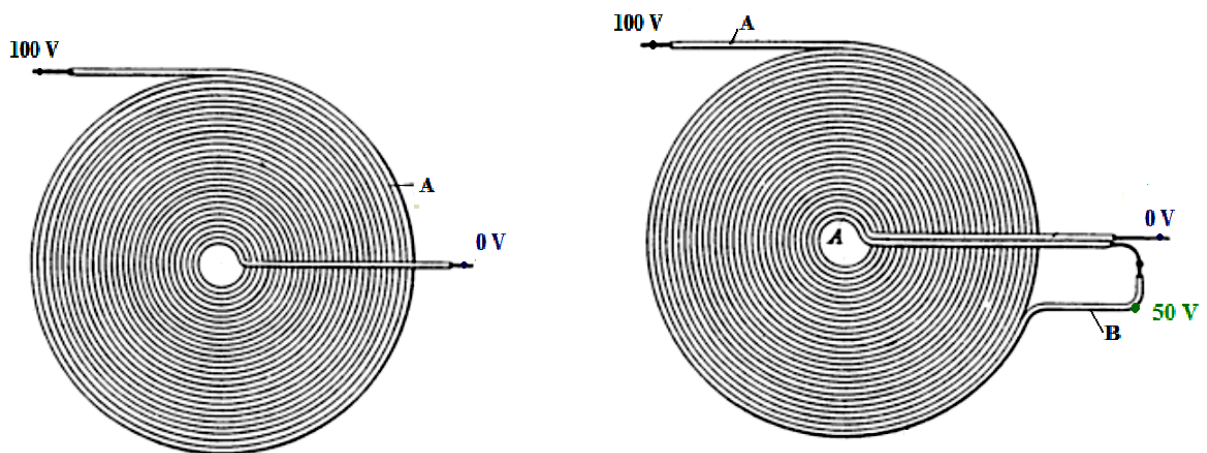


Figura 20: Panquecas com a configuração convencional e bifilar. A tensão entre os condutores adjacentes é de 50 V na bobina bifilar.

Fonte: Modificada de Tesla (1894)

Uma singularidade resultante desta configuração proposta por Tesla, foi que devido ao aumento na capacitância da bobina, obteve-se uma diminuição na sua frequência de autorressonância, porém esta característica até onde se sabe não foi explorada. Transportando esta ideia para os dias atuais, esta característica pode ser de grande utilidade no projeto de sensores indutivos de pequena dimensão, como é o caso dos sensores indutivos autorressonantes utilizados na biotelemetria passiva. Ou seja, pode-se utilizar a bobina bifilar de Tesla, para se construir um sensor passivo em telemetria com dimensões mais reduzidas, já que o componente capacitor pode ser substituído pela alta capacitância interna da bobina (PICHORIM; DESTEFANI, 2010).

Em sua patente, Tesla não cita como ocorre o aumento da capacitância interna da bobina e nem como determiná-lo, e portanto, não é esclarecido como determinar a redução na frequência de autorressonância destas bobinas. No próximo capítulo será apresentada uma análise que visa equacionar a determinação destes parâmetros, bem como apresentar um modelo elétrico da bobina bifilar, pois, até onde se sabe, não existe um estudo neste sentido na literatura.

3 DESENVOLVIMENTO DO MODELO

3.1 DESCRIÇÃO FÍSICA

Considerando que as bobinas convencional e bifilar estudadas nesta análise, sejam ambas de mesma geometria, com condutores idênticos, núcleo de ar, camada simples, e que o mesmo potencial (V) seja aplicado para as duas configurações conforme ilustra a Figura 21, algumas considerações podem ser feitas. Como a geometria é igual, a capacitância entre espiras C_{tt} e a indutância total L_s de ambas as bobinas são iguais, conforme visto nas equações apresentadas nas seções 2.3 e 2.4. A energia total no campo elétrico da bobina, vista dos terminais x e y na Figura 21, é dada por,

$$U = \frac{1}{2}C_s V^2 = (N - 1)U_{tt}, \quad (35)$$

onde C_s é a capacitância equivalente (parasita) da bobina e o termo $(N - 1)$ está relacionado ao número de parcelas das energias entre espiras (U_{tt}). Sendo V_{tt} a tensão entre espiras adjacentes, a energia entre espiras adjacentes U_{tt} é dada por,

$$U_{tt} = \frac{1}{2}C_{tt}V_{tt}^2. \quad (36)$$

Portanto tem-se que,

$$C_{tt} = \frac{2U_{ttb}}{V_{ttb}^2} = \frac{2U_{ttn}}{V_{ttn}^2}, \quad (37)$$

sendo U_{ttb} e U_{ttn} a energia entre espiras adjacentes das bobinas bifilar e normal, V_{ttb} e V_{ttn} , a tensão entre espiras adjacentes das bobinas bifilar e normal, respectivamente. A partir da equação (37) obtém-se,

$$\left(\frac{V_{ttb}}{V_{ttn}}\right)^2 = \frac{U_{ttb}}{U_{ttn}} = \frac{U_b/(N-1)}{U_n/(N-1)} = \frac{U_b}{U_n}, \quad (38)$$

onde U_b e U_n são a energia total das bobinas bifilar e normal, respectivamente. Sendo C_{sb} e C_{sn} a capacitância total de uma bobina bifilar e normal, a partir das equações (35) e (38), tem-se

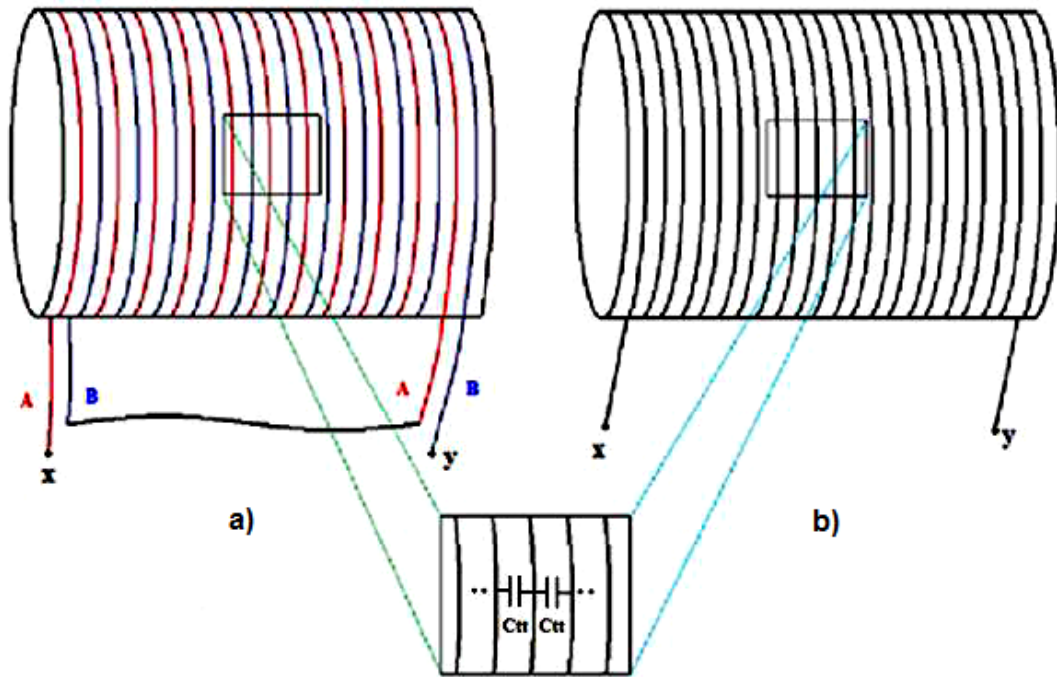


Figura 21: Exemplo de duas bobinas de mesmo material, com a mesma geometria, ou seja, com as mesmas dimensões, número de espiras N , espaçamento entre espiras e portanto, mesma indutância, capacitância entre espiras e resistência. (a) Bobina na configuração solenóide bifilar. (b) Bobina no formato solenóide convencional.

Fonte: Autoria própria

que

$$\left(\frac{V_{ttb}}{V_{ttn}}\right)^2 = \frac{\frac{1}{2}C_{sb}V^2}{\frac{1}{2}C_{sn}V^2} = \frac{C_{sb}}{C_{sn}}. \quad (39)$$

Desta maneira tem-se que,

$$C_{sb} = C_{sn} \left(\frac{V_{ttb}}{V_{ttn}}\right)^2, \quad (40)$$

ou seja, o aumento da capacitância em uma bobina bifilar, é uma relação quadrática do aumento da tensão entre espiras adjacentes que ocorre na bobina bifilar em relação a uma bobina convencional (MIRANDA; PICHORIM, 2012).

3.2 ABORDAGEM SIMPLIFICADA

Uma maneira simplificada de equacionar a razão das tensões entre espiras de uma bobina bifilar e normal, é considerar que a tensão entre espiras de uma bobina bifilar, independente se esta possui número de espiras par ou ímpar, vale metade da tensão aplicada entre seus terminais,

ou seja,

$$V_{itb} = \frac{V}{2}. \quad (41)$$

Esta foi a abordagem utilizada por Tesla conforme apresentado anteriormente (seção 2.6). Sendo a tensão média entre espiras de um solenóide simples dada por,

$$V_{itn} = \frac{V}{N}, \quad (42)$$

a partir destas considerações tem-se que,

$$\frac{V_{itb}}{V_{itn}} = \frac{V/2}{V/N} = \frac{N}{2}. \quad (43)$$

Utilizando a equação (29) que diz que a capacitância total de um solenóide camada simples é dada pela associação em série de todas as capacitâncias entre espiras, e substituindo as equações (43) e (29) em (40), chega-se a

$$C_{sb} = C_{sn} \left(\frac{N}{2} \right)^2 = \frac{C_{it} N^2}{N-1} \frac{1}{4}. \quad (44)$$

3.3 ANÁLISE EM FUNÇÃO DA TENSÃO MÉDIA ENTRE ESPIRAS

Ao analisar o caminho percorrido pela corrente em uma bobina bifilar (Figura 22a) pode-se fazer algumas considerações. Por exemplo, ao aplicar 16 V em uma bobina bifilar ou convencional ideais (enrolamentos perfeitos e idênticos) com 8 espiras, deve existir uma queda de tensão de 2 V por espira. Porém, se for feita uma medida para verificar os valores das tensões de cada espira desta bobina bifilar em relação ao comum, da espira 1 à 8 serão medidos os valores de: 15 V, 7 V, 13 V, 5 V, 11 V, 3V, 9V e 1V respectivamente, conforme mostra a Figura 22a. Já no caso da tensão entre espiras adjacentes, por exemplo entre a espira 2 e a 1, tem-se 8 V, enquanto que entre a 2 e 3 tem-se 6 V e assim por diante, conforme mostra a Figura 22b. Ou seja, uma vez que o sinal percorre primeiro as espiras ímpares (3,5,7) e depois retorna percorrendo as pares (2,4,6,8), a diferença de potencial entre as espiras é aumentada.

Para uma bobina com número par de espiras, têm-se $N/2$ tensões entre espiras com a tensão maior (8 V, no exemplo, ou $V/2$) e $N/2 - 1$ tensões entre espiras com o valor menor (6V, no exemplo, ou V_c), desta maneira tem-se

$$V_{itb} = \frac{\left(\frac{N}{2} \right) \left(\frac{V}{2} \right) + \left(\frac{N}{2} - 1 \right) V_c}{N-1}, \quad (45)$$

onde,

$$V_c = \frac{V}{N} \left(\frac{N}{2} - 1 \right). \quad (46)$$

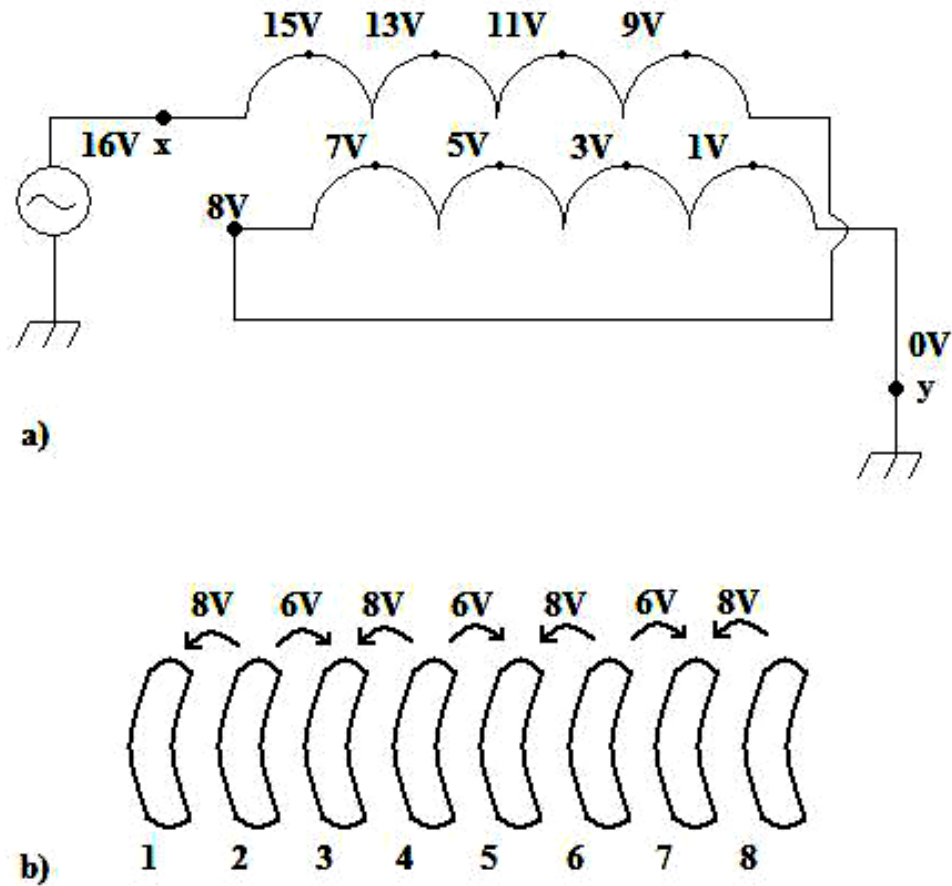


Figura 22: a) Efeito da magnificação da tensão entre espiras em uma bobina bifilar de 8 espiras. b) Representação da bobina bifilar de (a) como um solenóide comum, porém indicando a diferença de potencial entre espiras.

Fonte: Autoria própria

Para um número ímpar de espiras têm-se metade das tensões entre espiras com o valor maior e metade com o valor menor, ou seja,

$$V_{ttb} = \frac{\left(\frac{N-1}{2} \right) V_a + \left(\frac{N-1}{2} \right) V_b}{N-1}, \quad (47)$$

onde,

$$V_a = \frac{V}{N} \left(\frac{N+1}{2} \right) \quad (48)$$

e

$$V_b = \frac{V}{N} \left(\frac{N-1}{2} \right). \quad (49)$$

Resolvendo algebricamente as equações (45) e (47) chegam-se às seguintes expressões para a tensão média entre espiras para uma bobina bifilar com número de espiras par e ímpar respectivamente, isto é

$$V_{ttb} = \left(\frac{V}{N-1} \right) \left(\frac{N}{2} - 1 + \frac{1}{N} \right) \quad (50)$$

e

$$V_{ttb} = \frac{V}{2}. \quad (51)$$

Pode-se equacionar a razão entre a tensão média entre espiras de uma bobina bifilar e convencional. Ao aplicar a mesma tensão (V) em ambas as bobinas, resolvendo algebricamente estas equações chegam-se às seguintes expressões para N par e ímpar respectivamente,

$$\frac{V_{ttb}}{V_{ttn}} = \frac{\left(\frac{V}{N-1} \right) \left(\frac{N}{2} - 1 + \frac{1}{N} \right)}{V/N} = \left(\frac{N-1}{2} \right) + \left(\frac{1}{2(N-1)} \right) \quad (52)$$

e

$$\frac{V_{ttb}}{V_{ttn}} = \frac{V/2}{V/N} = \frac{N}{2}. \quad (53)$$

Portanto, pode-se relacionar as equações (52) e (53) com (40) para se obter as expressões da capacitância parasita de uma bobina bifilar, que depende apenas de C_{tt} e N . Para uma bobina com N par e ímpar as expressões são definidas, respectivamente, como

$$C_{sb} = \frac{C_{tt}}{N-1} \left[\left(\frac{N-1}{2} \right) + \left(\frac{1}{2(N-1)} \right) \right]^2 \quad (54)$$

e

$$C_{sb} = \frac{C_{tt}}{N-1} \frac{N^2}{4}. \quad (55)$$

3.4 ANÁLISE ATRAVÉS DO SOMATÓRIO DA ENERGIA ENTRE ESPIRAS

É possível equacionar a capacitância total de uma bobina bifilar de uma maneira mais exata ao considerar o somatório das energias armazenadas entre espiras. Desta maneira, através de (35), tem-se que a capacitância parasita de uma bobina bifilar vale

$$C_{sb} = \frac{2U_b}{V^2} = \frac{2}{V^2} \sum U_{ttb}. \quad (56)$$

Sendo a capacitância total de uma bobina convencional dada por

$$C_{sn} = \frac{2U_n}{V^2} = \frac{2(N-1)U_{ttn}}{V^2}, \quad (57)$$

chega-se a razão entre as capacitâncias,

$$\frac{C_{sb}}{C_{sn}} = \frac{1}{N-1} \sum \left(\frac{V_{ttb}}{V_{ttn}} \right)^2. \quad (58)$$

Para uma bobina com número de espiras par (conforme Figura 22b) têm-se $N/2$ tensões entre espiras com a tensão maior (8 V, no exemplo ou $V/2$) e $N/2 - 1$ tensões entre espiras com a tensão menor (6 V, no exemplo ou V_c), assim, a equação (58) pode ser escrita como

$$\frac{C_{sb}}{C_{sn}} = \frac{1}{N-1} \left[\frac{N}{2} \left(\frac{V/2}{V/N} \right)^2 + \left(\frac{N}{2} - 1 \right) \left(\frac{V_c}{V/N} \right)^2 \right]. \quad (59)$$

Resolvendo algebricamente a equação (59) chega-se, para N par, em

$$C_{sb} = \frac{C_{tt}}{N-1} \left(\frac{N^2 - 2N}{4} + 1 \right). \quad (60)$$

Para uma bobina com número de espiras ímpar tem-se metade das tensões entre espiras com o valor maior (V_a) e metade com o valor menor (V_b), portanto

$$\frac{C_{sb}}{C_{sn}} = \frac{1}{N-1} \left[\frac{N-1}{2} \left(\frac{V_a}{V/N} \right)^2 + \frac{N-1}{2} \left(\frac{V_b}{V/N} \right)^2 \right], \quad (61)$$

Resolvendo algebricamente a equação (61) obtém-se,

$$C_{sb} = \frac{C_{tt}}{N-1} \frac{N^2 + 1}{4}. \quad (62)$$

Com este desenvolvimento foram obtidas 5 equações para se determinar a capacitância total de uma bobina bifilar, equações (44), (54), (55), (60) e (62). A Tabela 1 faz um resumo destas equações obtidas.

Destaca-se a simplicidade destas equações e o fato de ser possível determinar a capacitância de uma bobina bifilar apenas em função do número de espiras e da capacitância entre espiras. Também pode-se determinar o aumento na capacitância, em relação a uma bobina convencional, apenas em função de N , para isto, basta passar o termo $C_{tt}/N - 1$ (que é a expressão para a capacitância de uma bobina convencional) para o outro lado da equação.

Tabela 1: Tabela-resumo das equações para determinação da capacitância total de bobinas biflares.

	Par	Ímpar
Simplificado	$C_{sb} = \frac{C_{tt}}{N-1} \frac{N^2}{4}$	$C_{sb} = \frac{C_{tt}}{N-1} \frac{N^2}{4}$
Média	$C_{sb} = \frac{C_{tt}}{N-1} \left[\left(\frac{N-1}{2} \right) + \left(\frac{1}{2(N-1)} \right) \right]^2$	$C_{sb} = \frac{C_{tt}}{N-1} \frac{N^2}{4}$
Somatório	$C_{sb} = \frac{C_{tt}}{N-1} \left(\frac{N^2 - 2N}{4} + 1 \right)$	$C_{sb} = \frac{C_{tt}}{N-1} \frac{N^2 + 1}{4}$

3.5 DETERMINAÇÃO DA REDUÇÃO NA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA

A frequência de autorressonância de uma bobina, com capacitância interna C_s e indutância total L_s é dada pela equação (33). Como a capacitância em uma bobina bifilar é maior do que em uma bobina convencional, a frequência de autorressonância em uma bobina bifilar (f_{ob}) é por sua vez, menor do que em uma bobina convencional f_{on} .

Pode-se determinar a redução r na frequência de autorressonância de uma bobina bifilar (com a mesma geometria e número de espiras de uma bobina convencional adotada) através de

$$r = \frac{f_{on}}{f_{ob}} = \frac{2\pi\sqrt{L_s C_{sb}}}{2\pi\sqrt{L_s C_{sn}}} = \sqrt{\frac{C_{sb}}{C_{sn}}}. \quad (63)$$

Substituindo a equação (40) na equação (63) chega-se que a redução em frequência é dada por,

$$r = \frac{f_{on}}{f_{ob}} = \sqrt{\frac{C_{sb}}{C_{sn}}} = \frac{V_{ttb}}{V_{ttn}}. \quad (64)$$

Ou seja, a redução na frequência de autorressonância é diretamente proporcional ao aumento da tensão entre as espiras adjacentes (MIRANDA; PICHORIM, 2012).

3.5.1 Abordagem simplificada

Através da abordagem simplificada, a tensão entre espiras de uma bobina bifilar é dada pela equação (41) e a tensão entre espiras para uma bobina normal dada pela equação (42),

substituindo na equação (64) chega-se a redução da frequência de ressonância de

$$r = \frac{N}{2}. \quad (65)$$

3.5.2 Média das tensões entre espiras

A abordagem da tensão média entre espiras também pode ser utilizada para avaliar a redução na frequência de autorressonância. Para o caso de um N par, equação (54), substituindo na equação (64) tem-se,

$$r = \frac{1}{2} \left[N - 1 + \left(\frac{1}{N-1} \right) \right]. \quad (66)$$

De maneira análoga, substituindo a equação (55) em (64) para um N ímpar, obtém-se a mesma expressão da equação (65).

3.5.3 Somatório da energia entre espiras

Utilizando a análise do somatório da energia entre espiras, substitui-se a equação (60) em (64) para um N par, que resulta em

$$r = \frac{1}{2} \sqrt{N^2 - 2N + 4}. \quad (67)$$

Substituindo (62) em (64) para um número ímpar de espiras, tem-se

$$r = \frac{1}{2} \sqrt{N^2 + 1}. \quad (68)$$

Observa-se que para bobinas com elevado número de espiras, todos os modelos anteriores, equações (65) a (68), tendem para a abordagem simplificada, ou seja, para $r \approx N/2$.

3.5.4 Comparação entre os modelos propostos

Uma simulação matemática (via MSExcel) foi realizada para as equações (63) a (68), variando o número de espiras N de 5 a 30, com o propósito de avaliar as diferenças entre as 3 abordagens.

A Figura 23 apresenta um gráfico comparativo para a redução de frequência via os três modelos acima apresentados: simplificado (quadrados), média das tensões entre espiras (círculos) e o somatório das energias entre espiras (\times), que é o modelo mais exato. A média do erro absoluto do modelo simplificado em relação ao modelo do somatório de energia foi de 2,60%, desvio padrão de 3,76% e correlação de 0,9981 entre os modelos. Este erro é menor quando

N aumenta, ficando 2,20% para N maior que 20. Já a média do erro absoluto do modelo de tensão média em relação ao somatório de energia foi de apenas 0,17%, desvio padrão de 0,5% e correlação de 0,9999. A análise destes resultados permite observar, que a adoção do modelo simplificado pode ser feita, apesar de ele ter maiores erros. Isto por que, este modelo é bastante simples e não infere em erros significativos dependendo da situação.

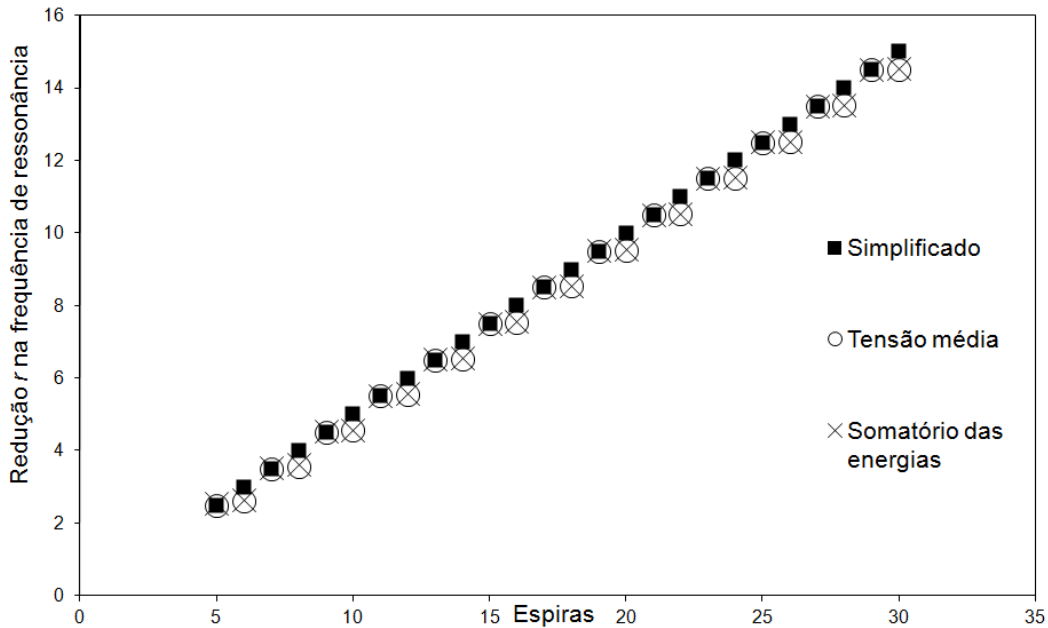


Figura 23: Comparação entre os três modelos apresentados. A redução na frequência de ressonância em função do número de espiras.

3.6 MODELO ELÉTRICO

A abordagem simplificada vista na seção 3.2 forneceu uma equação para a capacitância parasita de uma bobina bifilar dada por (44), manipulando algebricamente esta equação chega-se a

$$C_{sb} = \frac{C_{tt}}{4} \left[(N+1) + \left(\frac{1}{N-1} \right) \right]. \quad (69)$$

A análise da equação (69) pode levar a um modelo elétrico da bobina bifilar (MIRANDA; PICHORIM, 2012), onde existem $N+1$ capacitores (com o valor de $C_{tt}/4$) em paralelo entre si e em paralelo com $N-1$ capacitores (valendo $C_{tt}/4$) em série entre si. Todo este conjunto de capacitores está em paralelo com N indutores em série, representando a indutância concentrada L_t de cada espira, onde $L_t = L_s/N$. A Figura 24 mostra este modelo.

Neste capítulo, a partir de uma teoria a respeito do aumento da tensão entre espiras que ocorre na bobina bifilar, foram derivadas equações para determinar o aumento na capacitância

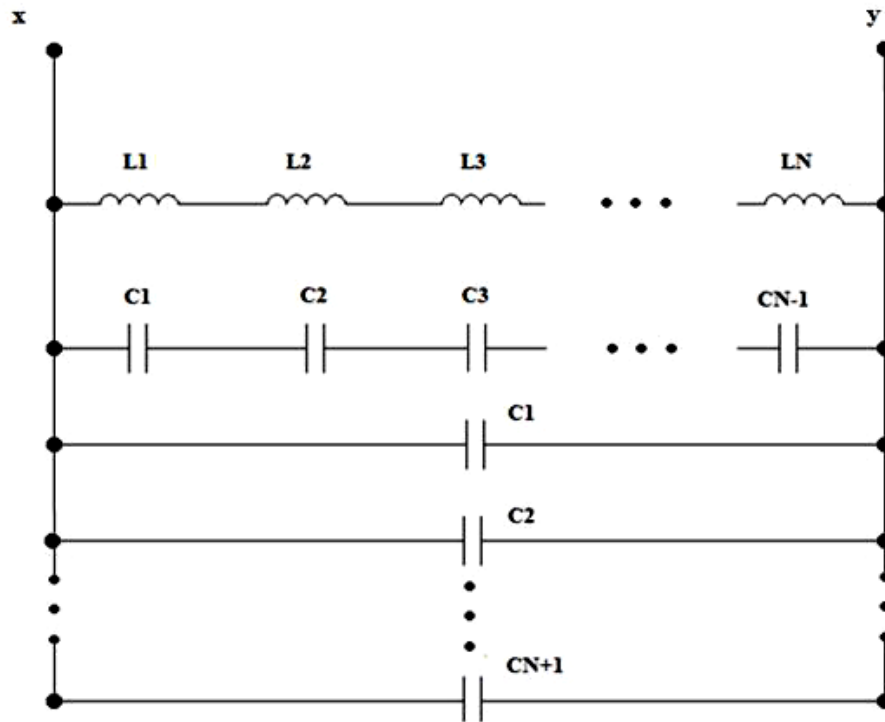


Figura 24: Modelo elétrico total de uma bobina bifilar desenvolvido a partir do modelo simplificado. Todos os L valem L_t e todos os C valem $C_{it}/4$.

Fonte: Autoria própria

total e conseqüente redução na frequência de ressonância desta bobina. No próximo capítulo, a comprovação desta teoria através de testes práticos equivalentes, além da construção de um sensor de deslocamento telemétrico, serão apresentados.

4 RESULTADOS E CONSTRUÇÃO DO SENSOR

4.1 TENSÃO ENTRE ESPIRAS

Para comprovar a teoria desenvolvida a respeito da magnificação da tensão entre espiras que ocorre em uma bobina bifilar, foi realizado um teste prático para medição destas tensões.

Uma bobina de 18 espiras, diâmetro de 43,03 mm e condutores com bitola de 24 AWG (0,51 mm) foi construída na configuração bifilar. Para os testes foram utilizados um gerador de função Tektronix CFG253 e um osciloscópio Agilent MSO6034A. A parte superior das espiras da bobina foi desgastada para eliminar o esmalte isolante, de modo que fosse possível medir as tensões de cada espira (porém mantendo a camada de isolante entre os condutores das espiras adjacentes). Um sinal senoidal de 1 MHz e 10 Vrms foi aplicado na bobina utilizando o gerador de função. Para este sinal, uma tensão de 8,3 V foi medida entre os terminais da bobina. Com o auxílio de uma agulha de aço inoxidável conectada à ponta do osciloscópio, a tensão entre cada espira e o comum foi medida, conforme pode ser verificado na Figura 25. A partir destes valores de tensão entre cada espira e a referência (dados da Tabela 2) foram calculados os valores da tensão entre espiras adjacentes (V_{it}) conforme mostra a Tabela 3.

A partir dos dados da Tabela 3, foram calculadas as tensões médias para os dois valores de tensão entre espiras medidos na bobina ou seja, os valores maiores e menores previstos na seção 3.3 e mostrados na Figura 22. Foram 9 tensões entre espiras com valor médio de 4,27 V e 8 tensões com um valor médio de 3,82 V.

Através da análise desenvolvida na seção 3.3 e equação (45), foi previsto, que para um N par existiriam $N/2$ tensões entre espiras com o valor de $V/2$, e $(N/2)-1$ tensões entre espiras com o valor de V_c (equação (46)), desta maneira, foram calculadas 9 tensões teóricas entre espiras com o valor de 4,1 V e 8 tensões teóricas entre espiras com o valor de 3,64 V.

A Tabela 4 compara os valores medidos e calculados. Os erros percentuais foram de 4,15 e 4,94 %, para os valores de tensão maior e menor, ou V_c e V_b , respectivamente. Acredita-se que os erros encontrados sejam devidos a capacitância dos cabos de medição.

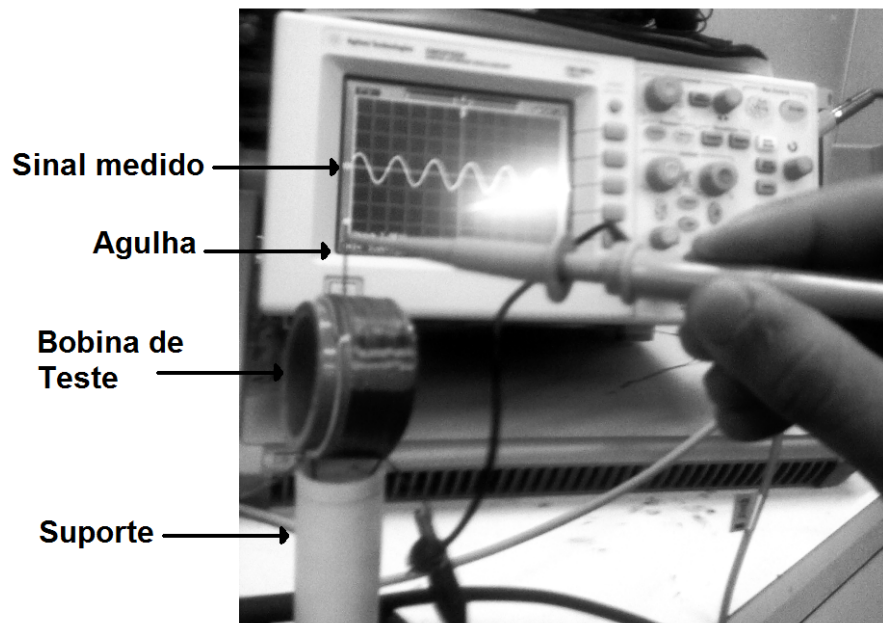


Figura 25: Medição da tensão entre espiras.

Tabela 2: Valores de tensão medidos entre cada espira e o ponto de referência (comum).

Espira	V (Volts)
1	8,00
2	3,60
3	7,60
4	3,20
5	7,20
6	2,80
7	6,60
8	2,40
9	6,20
10	1,80
11	5,60
12	1,40
13	5,20
14	1,00
15	4,80
16	0,6
17	4,2
18	0,2

Tabela 3: Valores de tensão medidos entre espiras adjacentes.

Espiras adjacentes	V_{tt} (Volts)
1-2	4,4
2-3	4,0
3-4	4,4
4-5	4,0
5-6	4,4
6-7	3,8
7-8	4,2
8-9	3,8
9-10	4,4
10-11	3,8
11-12	4,2
12-13	3,8
13-14	4,2
14-15	3,8
15-16	4,2
16-17	3,6
17-18	4,0

Tabela 4: Comparação dos valores médios de tensões medidas e calculadas pelas equações (45) e (46).

Tensão	Calculado	Medido	Erro (%)
Maior ($V/2$)	4,10 V	4,27 V	4,15
Menor (V_c)	3,64 V	3,82 V	4,94
Média (V_{ttb})	3,93 V	4,06 V	3,31

4.2 REDUÇÃO NA FREQUÊNCIA DE AUTORRESSONÂNCIA

Para comprovar a análise feita na seção 3.5, duas bobinas, uma convencional e outra bifilar, com as mesmas dimensões, foram enroladas e tiveram as suas frequências de ressonância medidas em um analisador de impedância HP4294A. As bobinas possuem diâmetro de 35,33 mm, fios de bitola 24 AWG (0,51 mm), 10 espiras e camada simples. A frequência de ressonância medida para a bobina convencional foi de 59,2 MHz enquanto que para a bobina bifilar a frequência medida foi de 13,06 MHz. As Figuras 26 e 27 mostram os respectivos gráficos gerados pelo equipamento.

Para efeitos de comparação, foi calculada a frequência de ressonância teórica para a bobina convencional a partir das equações de indutância e capacitância previamente apresentadas. Para o cálculo da indutância total foi utilizada a equação (8). Para o cálculo da capacitância entre espiras (C_{tt}) foi utilizada a equação (14), uma vez que esta assume a existência de um espaço de ar entre espiras (*gap*), que possui dimensões comparáveis a espessura da camada de esmalte iso-

lante do condutor. Isto porque a bobina foi construída manualmente e inevitavelmente, espaços de ar de ordem micrométrica são criados. Uma vez que a espessura do material isolante, foi medida como sendo $10\ \mu\text{m}$, foi considerada a existência de um espaço de ar entre espiras de no mínimo $10\ \mu\text{m}$ e no máximo $60\ \mu\text{m}$. Para o cálculo da capacitância total utilizou-se a equação (29) e a frequência de ressonância foi calculada através da equação (33), fornecendo os valores de $49,31$ e $76,05$ MHz para os extremos da faixa de ar considerada (ou seja, $0,010$ e $0,060$ mm, respectivamente).

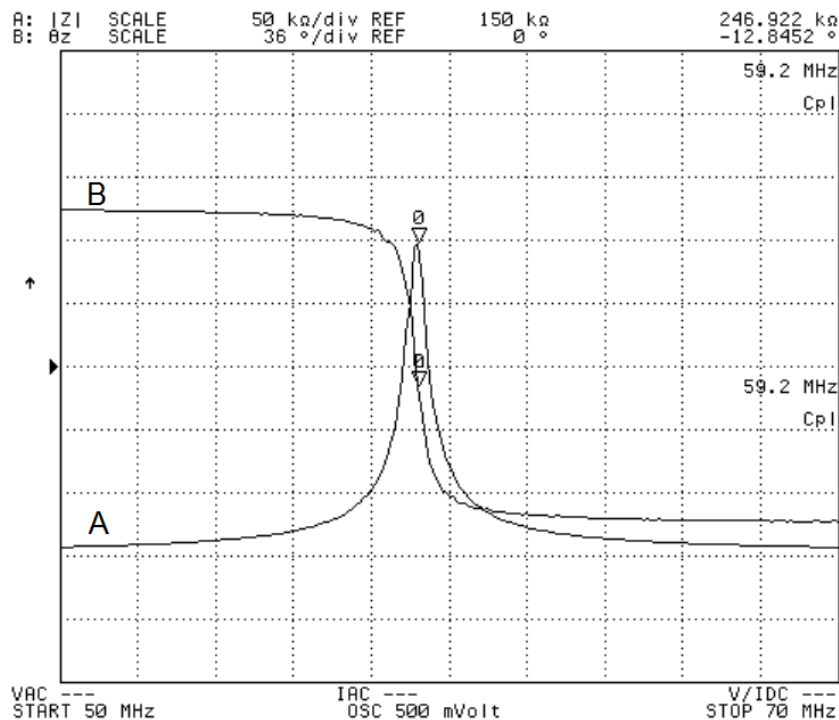


Figura 26: Gráfico da impedância (A) e fase (B) versus frequência para a bobina convencional de 10 espiras, gerado pelo analisador de impedância. O ponto indicado é a frequência de ressonância de 59,2 MHz.

Utilizando a equação (65) aqui desenvolvida e o valor medido de 59,2 MHz para a f_o da bobina normal, foi calculada uma autorressonância de 11,84 MHz para a bobina bifilar. Já utilizando as equações (66) e (67) também aqui desenvolvidas, e que utilizam a média e o somatório da energia entre espiras, respectivamente, foram calculados valores de 12,99 e 12,92 MHz. Os erros percentuais relativos foram de 9,34 % para a equação simplificada e de 0,5 e 1,07 % para as equações mais exatas (média das tensões e somatório da energia entre espiras).

Também foram enroladas bobinas com as mesmas dimensões das de 10 espiras, porém com 40 espiras. Nesse caso as frequências de ressonância medidas foram de 39,35 e 2,49 MHz para as bobinas convencional e bifilar, respectivamente. Os gráficos das Figuras 28 e 29 mostram esses resultados.

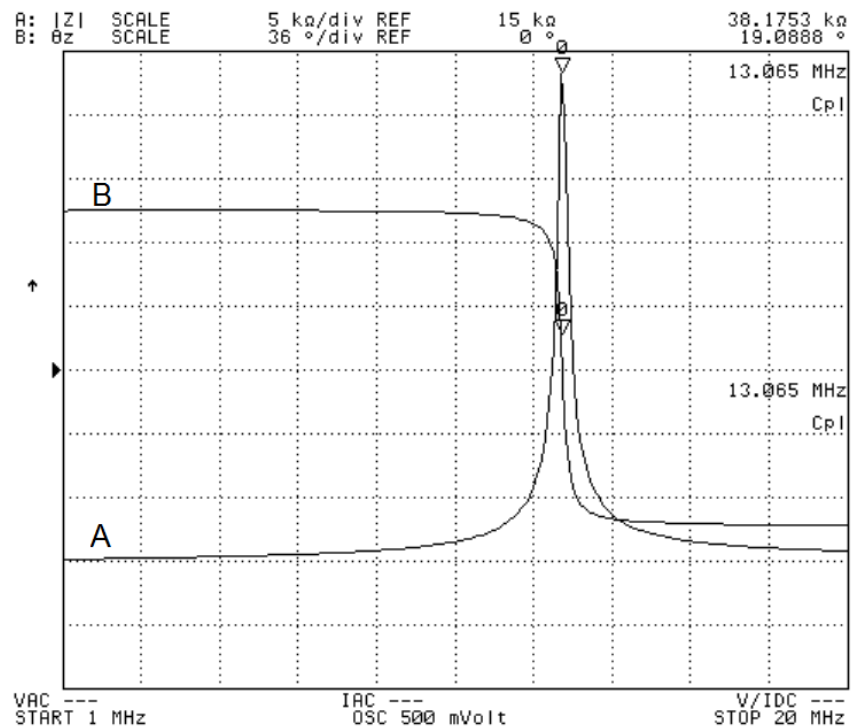


Figura 27: Gráfico da impedância (A) e fase (B) versus frequência para a bobina bifilar de 10 espiras, gerado pelo analisador de impedância. O ponto indicado é a frequência de ressonância de 13,06 MHz.

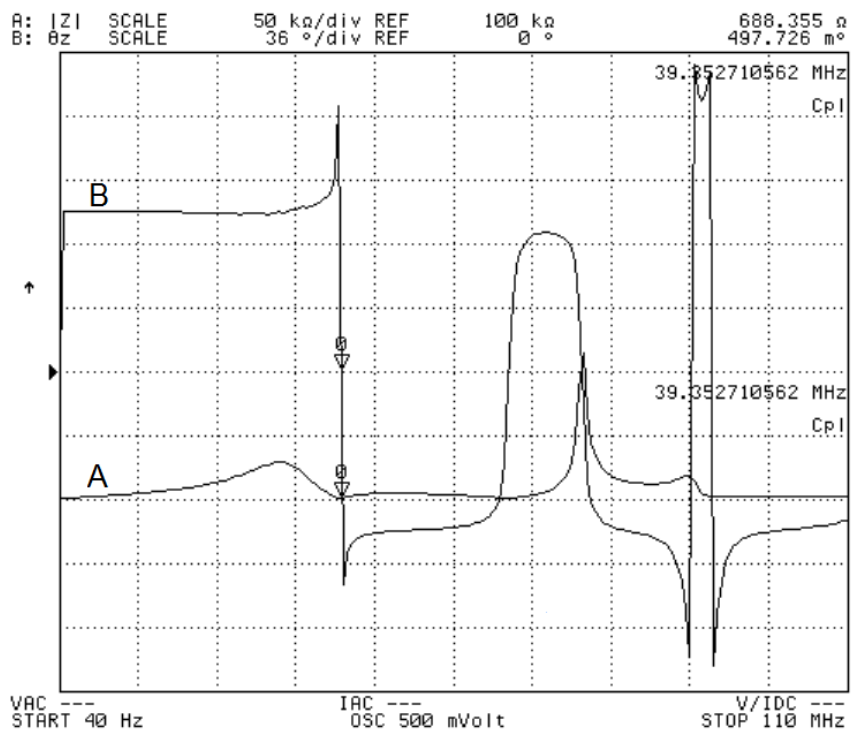


Figura 28: Gráfico da impedância (A) e fase (B) versus frequência para a bobina convencional de 40 espiras, gerado pelo analisador de impedância. O ponto indicado é a frequência de ressonância de 39,35 MHz.

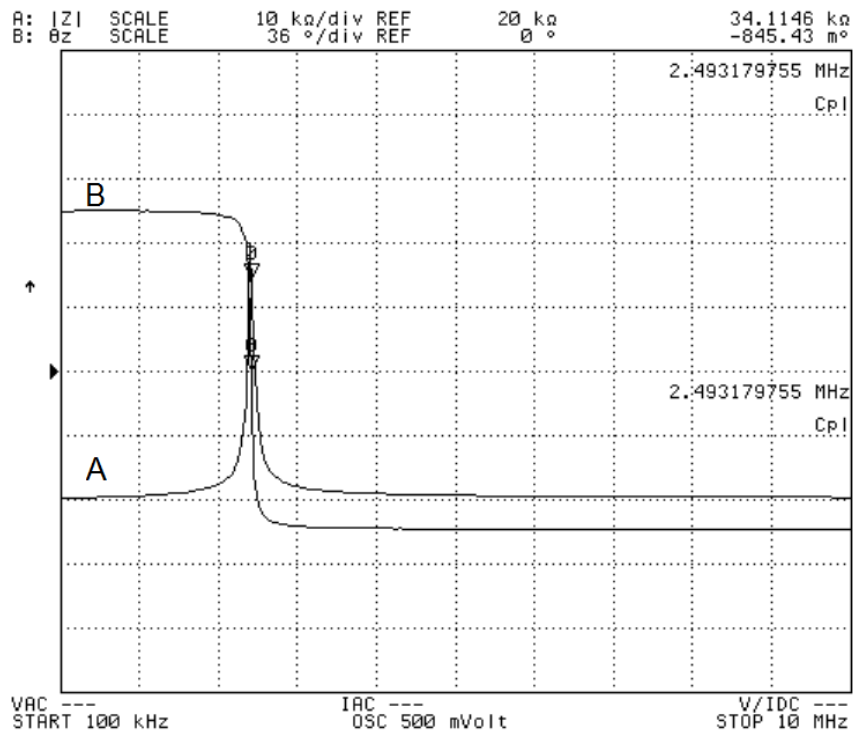


Figura 29: Gráfico da impedância (A) e fase (B) versus frequência para a bobina bifilar de 40 espiras, gerado pelo analisador de impedância. O ponto indicado é a frequência de ressonância de 2,49 MHz.

Utilizando a equação (65) aqui desenvolvida e o valor medido de 39,35 MHz para a f_o da bobina normal, foi calculada uma autorressonância de 1,97 MHz para a bobina bifilar. Já utilizando as equações (66) e (67) também aqui desenvolvidas, foram calculados valores iguais e de 2,02 MHz. Os erros percentuais relativos foram de 20,88 % para a equação simplificada e de 18,87 % para as equações mais exatas (média das tensões e somatório da energia entre espiras). Percebe-se que neste caso, a ressonância da bobina convencional já possui efeito típico de onda estacionária e os erros são maiores, ou seja, a fase passa além de 90° e o módulo vai ao mínimo na ressonância, o oposto da ressonância LC (PICHORIM, 2011) conforme mostrado na seção 2.5.1. Ainda nesta seção, foi apresentada uma equação para cálculo da frequência de ressonância por onda estacionária, equação (32). Utilizando esta equação chega-se ao valor de 33,47 MHz para a f_{oOE} teórica (erro relativo de 16,5 %).

Ressalta-se que o modelo desenvolvido não levou em consideração a queda de tensão no fio de retorno, além de as bobinas convencionais e bifilar não serem exatamente iguais devido ao enrolamento manual, o que causa uma certa divergência entre os resultados medidos e calculados.

4.3 DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA E FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA

Para comprovar a validade da análise feita para a capacitância total, o modelo elétrico equivalente e frequência de ressonância, foi construída uma bobina bifilar com diâmetro de 35,33 mm e fio de 24 AWG inicialmente com cem espiras. Foram sendo retiradas de duas em duas espiras, onde em cada passo a frequência de ressonância foi medida em um analisador de impedância vetorial Agilent HP4294A. Estas medidas estão representadas através dos círculo da Figura 30.

De maneira similar a seção 4.2, para comparar teoria e prática, foram calculadas as frequências de autorressonância em função do número de espiras, conforme o teste prático. Primeiramente, foram calculados os valores de indutância total da bobina utilizada no teste prático, para cada passo. Ou seja, a cada $N-2$ espiras, utilizando a clássica equação (8). Para o cálculo da capacitância entre espiras (C_{it}) foi utilizada a equação (14), que assume a existência de um espaço de ar entre espiras (*gap*), que possui dimensões comparáveis a espessura da camada de esmalte isolante do condutor. A faixa considerada foi a mesma utilizada na seção 4.2, visto que as dimensões dos condutores são iguais, ou seja, 0,010 e 0,060 mm. Para estes extremos as capacitâncias entre espiras foram calculadas como sendo 15,02 e 6,31 pF, respectivamente. Por fim, a capacitância total e a frequência de ressonância foram calculadas através das equações (44) e (33) aqui desenvolvidas. O gráfico da Figura 30 mostra os valores medidos (círculos) e os valores calculados para os extremos de espaço de ar considerados (curvas superior e inferior). A correlação entre ambas as curvas calculadas e os valores práticos, foi de 0,99971.

4.4 SENSOR DE DESLOCAMENTO TELEMÉTRICO AUTORRESSONANTE

De modo a testar a bobina bifilar de Tesla como um sensor biotelemétrico, foi definida a aplicação de um sensor passivo autorressonante, de dimensões reduzidas o suficiente para que este seja implantável e injetável, e que possibilite a medição de deformações em tendões (RAVARY *et al.*, 2004). Sensores injetáveis de 2 (PICHORIM; ABATTI, 2006) a 5 mm (WOUTERS *et al.*, 1992) de diâmetro são encontrados na literatura.

Para definir se o sensor seria enrolado em um núcleo de ferrite ou sem núcleo, ou seja, núcleo de ar, foram construídos dois sensores de deslocamento, apenas com o objetivo de avaliar qual seria a melhor configuração.

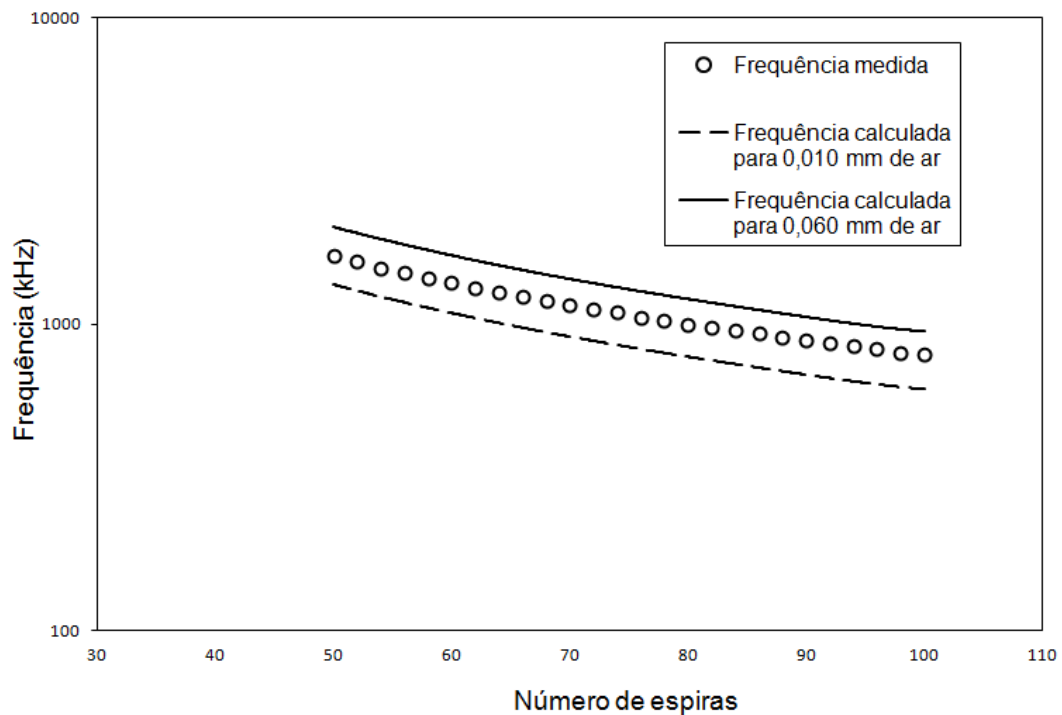


Figura 30: Gráfico comparativo entre medidas feitas no analisador de impedância e cálculos através da equação elaborada para determinação da frequência de autorressonância de uma bobina bifilar.

4.4.1 Definição da configuração a ser utilizada

Dois sensores de deslocamento foram ensaiados com deslocamento relativo de um núcleo de ferrite modulando a frequência de autorressonância da bobina bifilar (sensor). Foram utilizados dois tipos de sensor, um com núcleo de ferrite e outro com núcleo de ar, ambos com mesmas dimensões, ou seja, 20 espiras, diâmetro de 5 mm, comprimento de 6,5 mm e fio de bitola 31 AWG (0,22 mm). Os núcleos de ferrite utilizados foram os da empresa Thornton material TH50 com permeabilidade magnética de 5000, com aproximadamente o mesmo diâmetro e comprimento da bobina (THORNTON, 2011).

No caso do sensor com núcleo de ferrite, o ferrite móvel foi deslocado da posição inicial, onde ambos os núcleos de ferrite (do sensor e móvel) estavam encostados, em passos de 0,25 mm, até o deslocamento final de 4 mm, conforme mostra Figura 31a. Em cada passo do núcleo móvel, a frequência de autorressonância do sensor foi medida com o auxílio de um analisador de rede AGILENT 3577A, presente no laboratório de microeletrônica, medidas e instrumentação (LAMMI) da UFPR. O gráfico da Figura 32 mostra as medições realizadas. Estas medições foram repetidas 5 vezes.

Para o sensor com núcleo de ar, o núcleo de ferrite móvel foi deslocado da posição inicial, onde este se encontra dentro do sensor, até a posição final de 8 mm, em passos de 0,25 mm,

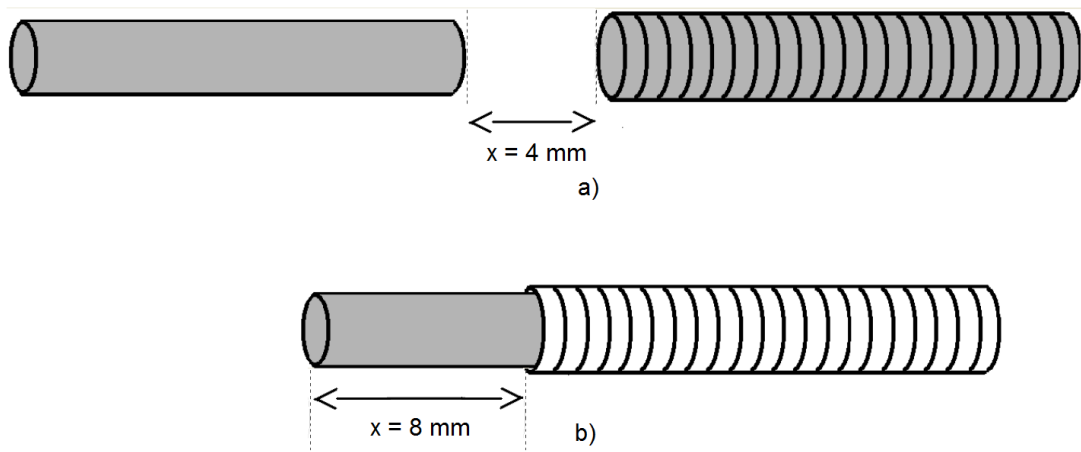


Figura 31: Em (a) é mostrado o sensor com núcleo de ferrite, onde o núcleo móvel sofre um deslocamento total de $x = 4 \text{ mm}$. Em (b) é exemplificado o sensor com núcleo de ar com núcleo móvel se deslocando no seu interior, onde o núcleo móvel sofre um deslocamento total de $x = 8 \text{ mm}$.

Fonte: Autoria própria

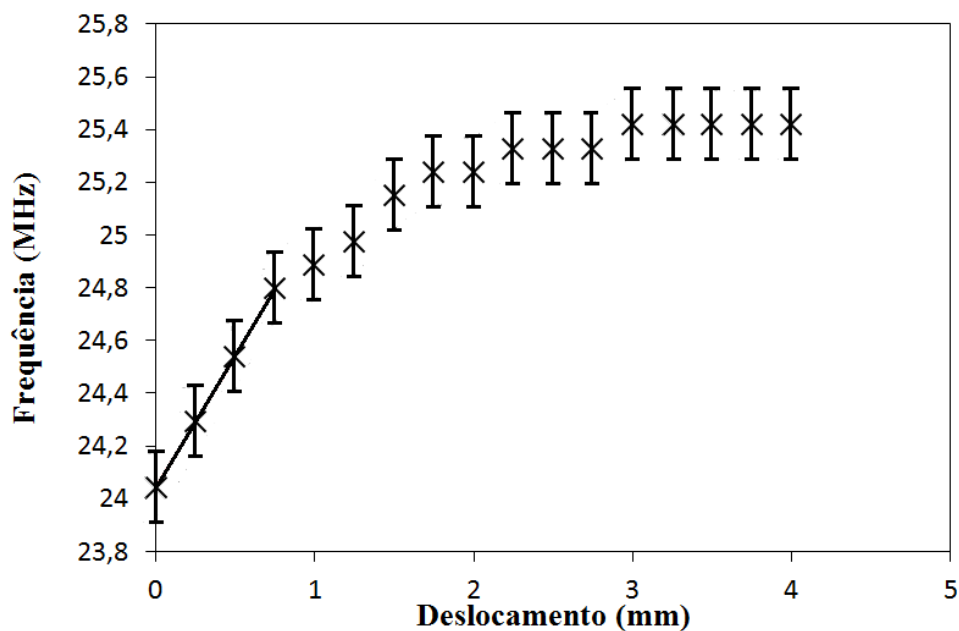


Figura 32: Medidas realizadas com o sensor de deslocamento bifilar com núcleo de ferrite (X). O desvio padrão foi de 0,1311. Os limites superior e inferior, do desvio padrão médio relacionado as medidas, são dados pelos limites superior e inferior nos pontos. A reta representa a faixa com a maior sensibilidade.

conforme mostra a Figura 31b. Da mesma maneira que no caso do sensor com núcleo de ferrite, a frequência de autorressonância foi medida com o auxílio do analisador de rede em cada passo do núcleo móvel. O gráfico da Figura 33 mostra o resultado do procedimento realizado. Estas medições foram repetidas 3 vezes.

O desvio padrão para os testes do sensor com e sem núcleo foram, respectivamente, 0,1311

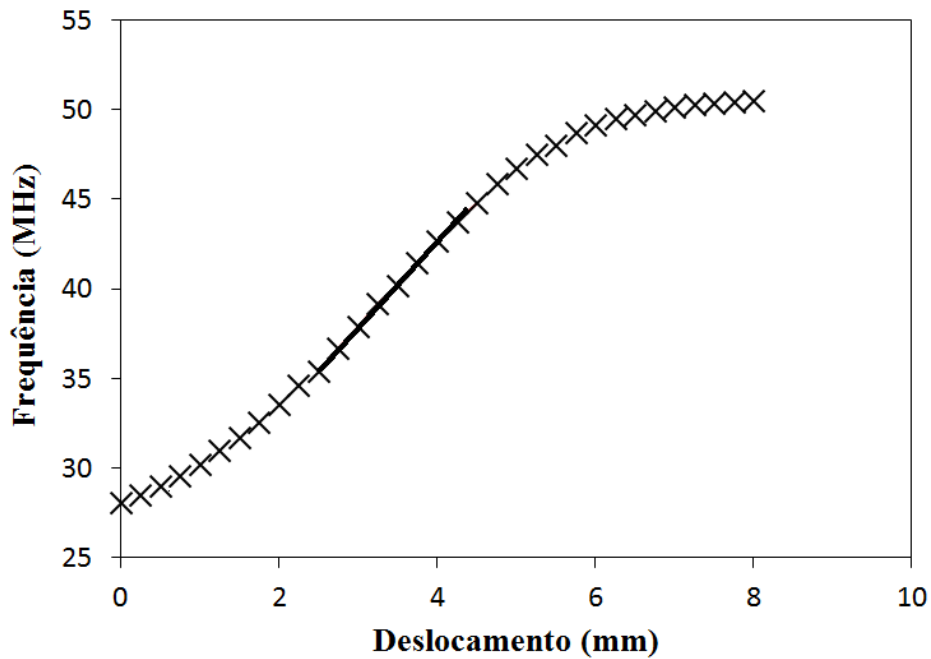


Figura 33: Medidas realizadas com o sensor de deslocamento bifilar com núcleo de ar. O valor médio das medidas é dado pelos pontos (X). A reta representa a faixa com a maior sensibilidade. O desvio padrão foi de 0,0432.

e 0,0432. As faixas com a maior sensibilidade são representadas pelas retas nos gráficos das Figuras 32 e 33. Para o sensor com núcleo de ferrite a maior sensibilidade foi de 1,00 MHz/mm, já para o sensor com núcleo de ar a maior sensibilidade foi de 4,68 MHz/mm.

O sensor com núcleo de ar e ferrite móvel no seu interior, apresentou uma maior sensibilidade, menor desvio padrão dos resultados, foi capaz de medir um deslocamento maior, além de trabalhar em uma faixa de frequência mais larga. Portanto esta configuração foi escolhida para a montagem do sensor.

4.4.2 Sensor de deslocamento telemétrico autorressonante

A unidade sensora foi enrolada em um tubo de borracha de silicone biocompatível, e possui a sua frequência de autorressonância modulada em função da força de tração aplicada sobre o seu eixo longitudinal. Esta modulação é realizada pela mudança da indutância e capacitância através do movimento relativo de um núcleo de ferrite no interior da bobina, conforme definido em testes prévios. A transmissão da força até o núcleo móvel acontece via argolas de Cromo-Níquel (CrNi) localizadas nas extremidades do sensor, onde uma das argolas possui uma extensão, tipo haste, fixada no núcleo. A força aplicada é convertida em um deslocamento ou deformação (*strain*) da borracha de silicone, que traciona o núcleo de ferrite. Para que o indutor não sofresse deformações com a deformação da borracha, foi aplicada cola sobre um dos

lados da unidade incluindo a bobina, ficando sujeito a deformação apenas o lado com a argola fixada ao núcleo, conforme pode ser visto na Figura 34. Ressalta-se que as argolas não possuem aplicação prática a não ser para realização dos testes *in-vitro*, devendo ser substituídas por outro tipo de elemento fixador para testes *in-vivo*. Por exemplo, podem ser utilizadas, âncoras de fixação para o caso do sensor ser injetado dentro de um tendão, ou por argolas do tipo *buckle* para fixação externa no tendão, conforme visto na seção 2.1.1.

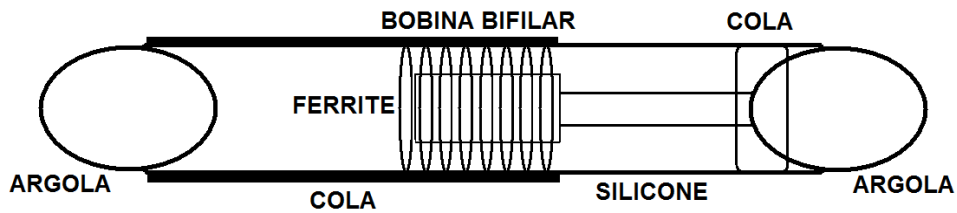


Figura 34: Esquema do sensor desenvolvido.

Fonte: Autoria própria

A Figura 35 mostra os materiais utilizados para construção do sensor junto com uma agulha hipodérmica para injeção de sensores ou identificadores de animal (OBERLE, 2003).

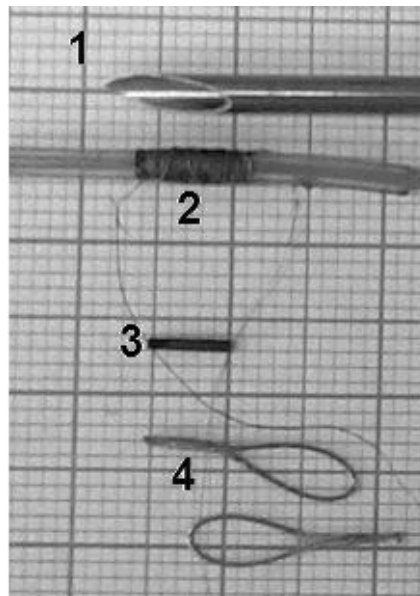


Figura 35: Componentes utilizados na montagem do sensor e uma agulha hipodérmica utilizada para injeção de sensores. Em 1 tem-se a agulha hipodérmica, 2 a bobina, 3 o núcleo de ferrite e em 4 as argolas de cromo-níquel.

A bobina bifilar possui 100 espiras, fio com bitola de 43 AWG ($56 \mu\text{m}$), 8,6 mm de comprimento e 2 mm de diâmetro (mesmo diâmetro do tubo de silicone). O núcleo de ferrite utilizado foi o da empresa Thornton material TH50 com permeabilidade magnética de 5000, onde este

foi torneado para evitar histerese mecânica, chegando a um diâmetro de 0,8 mm. Toda a unidade possui 22 mm de comprimento (excluindo as argolas uma vez que estas não possuem aplicações práticas nesta análise) e aproximadamente 2,1 mm de diâmetro (devido a cola utilizada para fixação da bobina). Sendo assim, o sensor desenvolvido possui dimensões suficientes para que este seja implantado ou injetado com uma agulha hipodérmica.

Para os testes telemétricos foi utilizado um ressonímetro ou DIP-METER Leader LDM-815, desta maneira a unidade de leitura se restringiu a este equipamento. Para obter maior exatidão na leitura das medidas, a frequência de ressonância medida no DIP-METER foi conferida com um osciloscópio Agilent MSO6034A com a sua ponta conectada a uma bobina de leitura de poucas espiras, desta maneira a medida não se limitou a escala analógica e de pouca precisão do DIP-METER. O sensor foi colocado dentro de uma estrutura fixa, tendo uma de suas argolas fixas na estrutura, e outra sujeita a um deslocamento submilimétrico controlado pela rotação de um parafuso. A Figura 36 exemplifica o esquema utilizado nas medições. A Tabela 5 mostra os resultados obtidos nas medidas. A sensibilidade para a faixa medida foi de

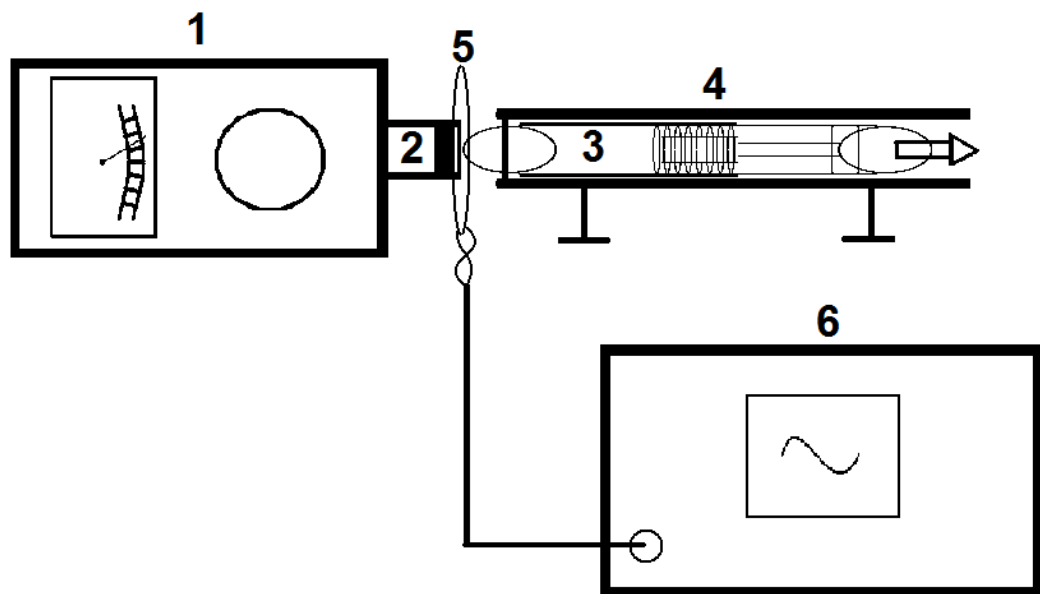


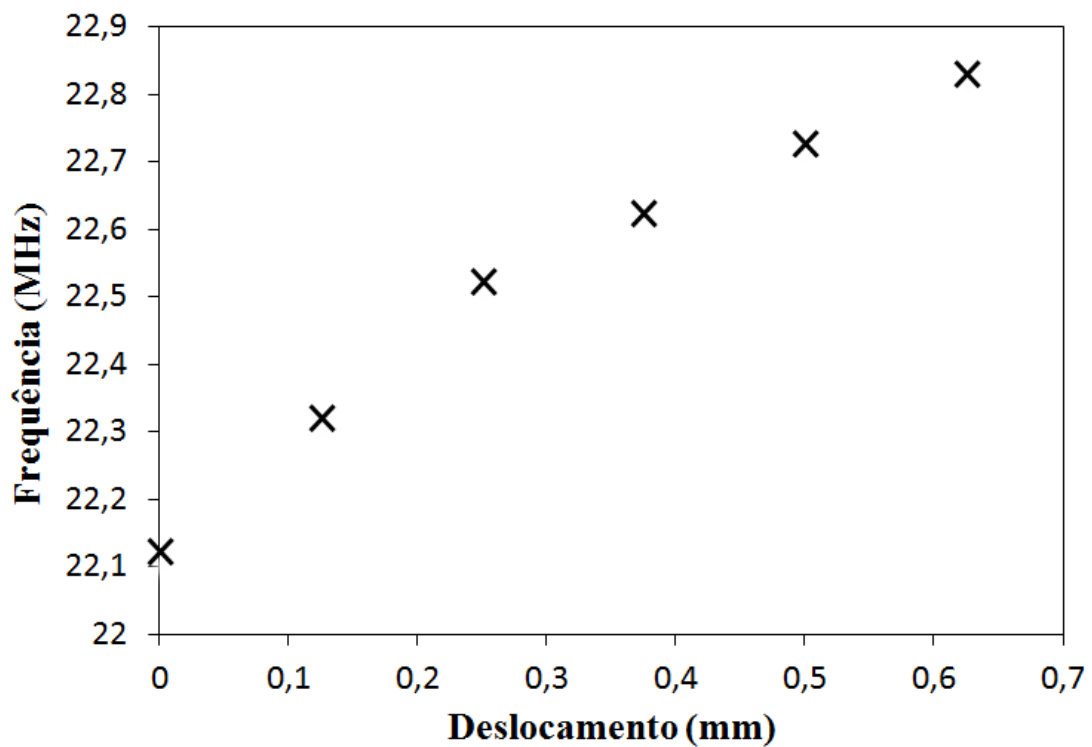
Figura 36: Esquema utilizado para o teste do sensor. Em, 1 tem-se o DIP-METER, 2 a sua bobina de leitura específica para a faixa de frequência desejada, 3 o sensor, 4 a estrutura para fixação e deslocamento do sensor, 5 a bobina de leitura conectada ao osciloscópio dado por 6.

Fonte: Autoria própria

1,13 MHz/mm. A sensibilidade para a faixa medida foi coerente com outros sensores de deslocamento na literatura. A Figura 37 apresenta um gráfico com os resultados do teste telemétrico com o sensor de deslocamento.

Tabela 5: Frequência versus deslocamento.

Deslocamento (mm)	Autorressonância (MHz)
0	22,124
0,125	22,321
0,250	22,523
0,375	22,624
0,5	22,727
0,625	22,831

**Figura 37: Testes com o sensor telemétrico de deslocamento. Frequência de autorressonância versus deslocamento.**

5 DISCUSSÃO E CONCLUSÃO

5.1 TENSÃO ENTRE ESPIRAS

Na seção 4.1, foi realizado um experimento que visou comprovar o efeito da magnificação da tensão entre espiras que ocorre na bobina bifilar, bem como a existência de duas tensões distintas que variam em quantidade de acordo com o número de espiras par ou ímpar, previstos teoricamente na seção 3.3. Os resultados foram satisfatórios e comprovaram a teoria desenvolvida. As diferenças encontradas entre cálculos e medidas se devem: aos efeitos da presença dos cabos de medição, à queda de tensão no fio de retorno da bobina (não considerado na análise) e não linearidade nos enrolamentos relativa ao processo manual de confecção da bobina.

Ressalta-se que através desta análise, foi prevista uma dependência entre o aumento na tensão entre espiras e a redução na frequência de autorressonância de uma bobina, conforme mostra a equação (64), e que até onde se sabe, este tipo de abordagem não se encontra disponível na literatura, podendo ser útil no projeto de sensores indutivos e de bobinas de um modo geral.

5.2 REDUÇÃO NA FREQUÊNCIA DE AUTORRESSONÂNCIA

Nos testes feitos na seção 4.2 foi possível observar outra vantagem da bobina bifilar. Observa-se que nas Figuras 28 e 29 são mostradas as frequências de autorressonância de uma bobina convencional e bifilar, respectivamente. No caso da bobina convencional, nota-se uma resposta bastante diferente para o diagrama de impedância e fase, onde o máximo de impedância não coincide com o zero na fase cujo valor passa de 90 graus e que a bobina possui diversas ressonâncias não convencionais. Isto ocorre devido aos efeitos por onda estacionária anteriormente comentados, onde a bobina deve ser analisada como uma linha de transmissão. Já para a bobina bifilar, a resposta da bobina é tipicamente a de um circuito LC em paralelo, ou seja, o máximo de impedância coincide com o zero na fase. Portanto, a bobina bifilar, além de baixar a f_o , ressonou conforme um típico circuito LC tornando a análise e equacionamento mais simples, uma vez que as equações clássicas dos modelos concentrados são válidas.

5.3 DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA E FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA

A Figura 30 apresentou um gráfico que relaciona o número de espiras e a frequência de autorressonância de uma bobina bifilar. Considerando que existe uma certa imprecisão no enrolamento das espiras (uma vez que o processo de fabricação foi manual), considerou-se a existência de um espaçamento entre espiras na faixa de 0,010 a 0,060 mm (sendo 0,010 mm a espessura medida da camada de esmalte utilizada no condutor), e foram calculadas as capacitâncias entre espiras para estes dois extremos. Através do cálculo de C_{it} , foram calculadas a capacitância total e frequência de autorressonância em função do número de espiras, utilizando as equações aqui desenvolvidas. A variação na frequência em função do número de espiras foi medida com um analisador de impedância. A correlação entre ambas as curvas calculadas e os valores medidos, foi de 0,99971. O que mostra que a teoria desenvolvida concorda com a prática.

Destaca-se a simplicidade das equações (44), (54), (55), (60) e (61) para o cálculo do aumento na capacitância de uma bobina bifilar, aqui desenvolvidas, sendo que estas dependem apenas do número de espiras N .

Encontrou-se dificuldade para calcular os valores de C_{it} devido à incerteza no valor da permissividade elétrica do esmalte utilizado nos condutores de cobre, portanto, sugere-se que trabalhos futuros abordem métodos de determinar esta permissividade, uma vez que este parâmetro possui grande influência no cálculo da capacitância entre espiras.

5.4 SENSOR DE DESLOCAMENTO TELEMÉTRICO E AUTORRESSONANTE

O sensor desenvolvido mede deslocamentos ou forças aplicadas no seu eixo via deformação do tubo de silicone. Esta deformação é transmitida a um núcleo de ferrite móvel, o qual modula a frequência de ressonância da bobina. Testes com duas configurações de sensor de deslocamento foram feitos, onde definiu-se que seria utilizado um sensor com núcleo de ar, mas que possui um núcleo móvel no seu interior. Esta configuração se mostrou mais vantajosa pois possui maior sensibilidade e região linear na curva, além de permitir um menor comprimento do sensor, quando comparado a situações onde o sensor é enrolado em um núcleo de ferrite e o núcleo móvel se desloca a partir da extremidade do sensor, conforme mostra a Figura 31a.

O sensor desenvolvido possui 2,1 mm de diâmetro e 22 mm de comprimento, possuindo dimensão suficiente para ser injetado com uma agulha hipodérmica comercial, que possui diâmetro interno de 2,25 mm e curso máximo do êmbolo de 30 mm (PICHORIM, 2003).

Para montagem e caracterização do sensor foram utilizados materiais biocompatíveis, como silicone e Cromo-Níquel já utilizados em outros sensores injetáveis (PICHORIM; ABATTI, 2006), sendo porém necessária a substituição da colagem externa da bobina por um material biocompatível equivalente para aplicações reais, além de modificações ou substituições das argolas visando a fixação em tendões. A unidade sensora pode ainda ser bastante reduzida ao otimizar a distribuição dos componentes para uma aplicação real, uma vez que existem espaços inutilizados no sensor desenvolvido conforme pode ser verificado na Figura 34.

Devido às pequenas dimensões do sensor, o seu processo de construção foi relativamente trabalhoso onde por várias vezes ocorreu o rompimento do núcleo de ferrite ou o mesmo se soltou da haste quando já dentro do sensor. Ainda devido à construção mecânica não foi possível estabelecer um zero de deslocamento com a devida precisão, portanto ainda deve-se estabelecer uma posição inicial otimizada do núcleo móvel para que se trabalhe na região de maior sensibilidade (por exemplo a reta da Figura 33).

Deve-se ressaltar que, caso o sensor desenvolvido fosse enrolado na configuração convencional, a sua frequência de autorressonância por indutância e capacitância (f_oLC), calculada com a equação (64) aqui desenvolvida, seria de aproximadamente 1,3 GHz, contra 26 MHz da configuração bifilar aqui utilizada (desconsiderando a presença do núcleo de ferrite móvel).

Os testes com o sensor desenvolvido foram satisfatórios, e comprovaram a viabilidade de se utilizar a bobina bifilar de Tesla como um sensor indutivo, autorressonante e biotelemétrico.

5.5 COMPARAÇÃO COM OUTROS SENSORES

No trabalho de Collins (1967) apresentado na seção 2.1.2, foi desenvolvido um sensor autorressonante para monitoração da pressão intra-ocular, implantado no olho. O sensor possui aproximadamente 2,4 mm de diâmetro e 40 espiras, apresentando uma frequência de ressonância de aproximadamente 120 MHz. O autor cita que a esta frequência a profundidade de penetração da onda no olho é de 3 cm. De acordo com a equação (64) aqui desenvolvida, se uma bobina bifilar de mesmas dimensões fosse utilizada, a frequência de ressonância seria de 6 MHz, o que aumentaria a profundidade de penetração do sinal.

Outra situação que merece destaque, é a comparação com o trabalho de Mohammadia *et al.* (2011). Neste trabalho é utilizada uma microbobina com 1400 espiras, diâmetro de 300 μm , para monitoração de sangramentos em aneurismas cerebrais a partir da modulação na frequência de autorressonância da bobina. Dois dispositivos foram testados e apresentaram frequências de 100 e 300 MHz. Para estas frequências, os autores citam que a profundidade de penetração

do sinal em tecidos é de 7 e 4 cm respectivamente, e que não seria possível cobrir todas as regiões do cérebro a não ser que a f_o fosse baixada, deixando esta sugestão para trabalhos futuros. Se uma bobina bifilar de dimensões iguais fosse utilizada, de acordo com a equação (64) aqui desenvolvida, uma redução de pelo menos 700 vezes na f_oLC seria alcançada neste caso, ou seja as frequências utilizadas seriam de aproximadamente 143 e 428 kHz, tornando possível cobrir toda a região cerebral para a monitoração dos aneurismas. Destaca-se também que devido as dimensões do sensor, neste caso, é impraticável o uso de um núcleo de ferrite e de múltiplas camadas (visando maximizar a capacitância ou indutância e baixar a f_o), sendo a solução restringida a uma diferente configuração ou arranjo das espiras, como é o caso da bobina bifilar. Porém deve-se ressaltar que como o sensor possui muitas espiras, deve-se considerar a frequência de ressonância por onda estacionária (f_oOE), conforme mostra a Figura 18, porém mesmo assim uma grande redução na f_o é prevista.

5.6 CONCLUSÕES FINAIS

Um devido equacionamento e modelo elétrico equivalente da bobina bifilar de Tesla foi desenvolvido neste trabalho. Esta abordagem permite a determinação dos parâmetros capacitância e frequência de ressonância desta bobina e possibilita projetistas e engenheiros elétricos predizerem os parâmetros mencionados, através de equações bastante práticas. Mais especificamente na área da engenharia biomédica, foi comprovado o enorme potencial de utilização deste tipo de bobina como um sensor autorressonante, onde esta configuração se mostrou vantajosa uma vez que com as mesmas dimensões de uma bobina convencional, alcança-se uma redução na f_o aproximadamente igual a metade do número de espiras da bobina utilizada, além de não ser necessário o uso de um capacitor.

5.7 TRABALHOS FUTUROS

Ainda devem ser estudados casos onde a ressonância por onda estacionária prevaleça, sendo necessária a adequação das equações para estas situações. Outros tipos de sensores que utilizem a bobina bifilar de Tesla devem ser testados, explorando as suas vantagens para diversas situações. Outros formatos de bobina como por exemplo, panqueca, quadrada e com núcleo ferromagnético devem ainda ser estudadas quando enroladas na configuração bifilar. Em relação ao sensor desenvolvido, devem ainda ser exploradas e comparadas outras características, como por exemplo o alcance do enlace indutivo de leitura além da definição de um zero de deslocamento otimizado, para que se atinja a melhor linearidade e máximo de sensibilidade do sensor.

REFERÊNCIAS

- BALDI, A.; CHOI, W.; ZIAIE, B. A self-resonant frequency-modulated micromachined passive pressure transensor. **IEEE Sensors Journal**, v. 3, p. 728–733, 2003.
- BERTOTTI, F.; ABATTI, P. Sistema de biotelemetria passiva para aquisição da bioimpedância localizada. In: **XXI Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica**. Salvador: Anais do XXI CBEB, 2008.
- BHADRA, S.; BRIDGES, G. E.; THOMSON, D. J.; FREUND, M. S. A wireless passive sensor for ph monitoring employing temperature compensation. In: **IEEE Sensors**. Ireland: proceedings of the IEEE Sensors, 2011.
- CHOMYSHYN, L.; MCCONNACHIE, S. H.; COOKE, S. J. Evaluation of water entry into the coelom and different levels of aseptic technique during surgical implantation of electronic tags in freshwater fish. **Reviews in Fish Biology and Fisheries**, v. 21, p. 61–70, 2011.
- COLLINS, C. Miniature passive pressure transensor for implanting in the eye. **IEEE Transactions on Bio-Medical Engineering**, v. 14, p. 74–83, 1967.
- CORUM, K.; CORUM, J. Rf coils, helical resonators and voltage magnification by coherent spatial modes. **IEEE Microwave Review**, v. 7, p. 36–45, 2001.
- EDWARDS, M. L. **Microwave & RF Circuits: Analysis, Design, Fabrication & Measurement**. [S.l.: s.n.], 2001.
- FLEMING, B. C.; BEYNNON, B. D. In vivo measurement of ligament/tendon strains and forces: A review. **Annals of Biomedical Engineering**, v. 32, p. 318–328, 2004.
- FURSE, C. M. Biomedical telemetry: Today's opportunities and challenges. In: **IEEE International Workshop on Antenna Technology**. Lisbon: proceedings of the IWAT, 2010.
- GHOVANLOO, M.; LAZZI, G. **Wiley Encyclopedia of Biomedical Engineering**. New York: Wiley, 2006.
- GRANDI, G.; KAZIMIERCZUK, M.; MASSARINI, A.; REGGIANI, U. Stray capacitances of single-layer solenoid air-core inductors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 35, p. 1162–1168, 1999.
- HARA, M. S. **Técnica de biotelemetria passiva com unidade implantável composta por apenas um componente**. Tese (Doutorado Ciências / Engenharia Biomédica) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica federal do Paraná, Curitiba, 145 f. 2008.
- HOLE, M.; APPEL, L. Stray capacitance of a two-layer air-cored inductor. **IEE Proceedings-Circuits Devices and Systems**, v. 152, p. 565–572, 2005.

ISSYS. **Wireless, Batteryless Implantable Medical Products**. 2011. Disponível em: <<http://www.mems-issys.com/implantable.shtml>>. Acesso em: 16 Fev. 2012.

JUST, T.; LAQUA, D.; HUSAR, P. In-vivo signal transmission using an intra-corporal rf transmitter. In: **33rd Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society**. Boston: Proceedings of th 33rd Annual International Conference of the IEEE EMBS, 2011.

KADEFORDS, R.; KAISER, E.; PETERSEN, I. Energizing implantable transmitters by means of coupled inductance coils. **IEEE Transactions on Bio-medical Engineering**, v. 16, p. 177–183, 1969.

KATURI, K. C.; RAMASUBRAMANIAN, M. K.; ASRANI, S. A surface micromachined capacitive pressure sensor for intraocular pressure measurement. In: **International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications**. China: Proceedings of the 6th IEEE/ASME MESA, 2010.

KNIGHT, D. W. **The self-resonance and self-capacitance of solenoid coils**. 05 2010. Disponível em: <<http://www.g3ynh.info/>>. Acesso em: 21 Set. 2011.

KOMI, P. Relevance of in vivo force measurements to human biomechanics. **Journal of Biomechanics**, v. 1990, p. 23–24, 1990.

KRAUS, J. D.; FLEISCH, D. A. **Electromagnetics with Applications**. New York: McGraw-Hill, 1999.

LEKKALA, J.; SALPAVAARA, T.; VERHO, J.; RIISTAMA, J. Simple inductively coupled resonance sensor for ecg and heart rate monitoring. **Elsevier Procedia Engineering**, v. 5, p. 1438–1441, 2010.

MACKAY, R. S. **Bio-Medical Telemetry**. London: Wiley, 1970.

MAEOKA, G.; PICHORIM, S.; ABATTI, P. Avaliação do desempenho de um sensor biotelemétrico passivo para monitoração da pressão arterial testes estáticos. **IFMBE Proceedings**, v. 18, p. 524–527, 2007.

MASSARINI, A.; KAZIMIERCZUK, M.; GRANDI, G. Lumped parameter models for single and multiple-layer inductors. In: **Power Electronics Specialists Conference**. Italy: Proceedings of the 27th IEEE Annual PESC, 1996.

MASSARINI, A.; KAZIMIERCZUK, M. K. Self-capacitance of inductors. **IEEE transactions on power electronics**, v. 12, p. 671–676, 1997.

MERLI, F.; FUCHS, B.; MOSIG, J.; SKRIVERVIK, A. K. The effect of insulating layers on the performance of implanted antennas. **IEEE transactions on antennas and propagation**, v. 59, p. 21–31, 2011.

MIRANDA, C. M. de; PICHORIM, S. F. Equacionamento e modelagem da bobina bifilar de tesla. **Revista UNIANDRADE**, v. 13, p. 42–59, 2012.

MOHAMMADIA, A. R.; CHENB, K.; SULTAN, M.; ALI, M.; TAKAHATA, K. Radio aneurysm coils for noninvasive detection of cerebral embolization failures: A preliminary study. **Biosensors and Bioelectronics**, v. 30, p. 300–305, 2011.

NAISHADHAM, K. Extraction of rf permeability of ferrite materials using direct measurement of inductors on ferrite cores. In: **IEEE International Symposium on Antennas and Propagation**. Washington: proceedings of the IEEE symposium on Antennas and Propagation, 2011.

NILSSON, J. W.; RIEDEL, S. A. **Circuitos Elétricos**. Rio de Janeiro: LTC, 2003.

OBERLE, M. **Low Power Systems-on-chip for Biomedical Applications**. Germany: Konstanz: Hartung-Gorre Verlag, 2003.

OKLAHOMA STATE UNIVERSITY. **Maxwell and Kirchhoff Lumped Verses Distributed Circuits**. 2011. Disponível em: <<http://ieeeb.okstate.edu/lecturenotes/EET-4654%20Microwaves/Lecture%207%20and%208.pdf>>. Acesso em: 22 Nov. 2011.

ONG, K.; GRIMES, C.; ROBBINS, C.; SINGH, R. Design and application of a wireless, passive, resonant-circuit environmental monitoring sensor. **Sensors and Actuators A**, v. 93, p. 33–43, 2001.

PICHORIM, S. F. **Sistema biotelemétrico passivo utilizando microunidade injetável em tendão para medição de força muscular**. Tese (Doutorado Ciências / Engenharia Biomédica) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Centro Federal de Ensino Tecnológico, Curitiba, 98 f. 2003.

PICHORIM, S. F. **Relatório Técnico ao CNPq**. Curitiba, 2009.

PICHORIM, S. F. **Estudo de bobinas para sensores e telemetria**. 2011. Disponível em: <http://www.pessoal.utfpr.edu.br/pichorim/Artigos_Orientados/Estudo_Bobinas_Telemetria_Sensor.pdf>. Acesso em: 18 Nov. 2011.

PICHORIM, S. F.; ABATTI, P. J. Biotelemetric passive sensor injected within tendon for strain and elasticity measurement. **IEEE transactions on biomedical engineering**, v. 53, p. 921–925, 2006.

PICHORIM, S. F.; ABATTI, P. J. A novel method to read remotely resonant passive sensors in biotelemetric systems. **IEEE sensors journal**, v. 8, p. 6–11, 2008.

PICHORIM, S. F.; DESTEFANI, F. Estudo de bobina bifilar de tesla como sensor para engenharia biomédica. In: **CBEB**. Salvador: Anais do XXI CBEB, 2010.

RAVARY, B.; POURCELOT, P.; BORTOLUSSI, C.; KONIECZKA, S.; DENOIX, N. C. Strain and force transducers used in human and veterinary tendon and ligament biomechanical studies. **Clinical Biomechanics**, v. 19, p. 433–447, 2004.

ROVERI, D. S. **Desenvolvimento de um sensor biotelemétrico passivo para medição de forças oclusais**. Dissertação (Mestrado Ciências / Engenharia Biomédica) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 97 f. 2007.

RUDENBERG, R. Electromagnetic waves in transformer coils treated by maxwell's equations. **Journal of Applied Physics**, v. 12, p. 219–229, 1941.

RUSSELL, D. M.; GARRY, E. M.; TABERNER, A. J.; BARRETT, C. J.; PATON, J. F.; BUDGETT, D. M.; MALPAS, S. C. A fully implantable telemetry system for the chronic monitoring of brain tissue oxygen in freely moving rats. **Journal of Neuroscience Methods**, v. 204, p. 242–248, 2012.

- SALPAVAARA, T.; VERHO, J.; KUMPULAINEN, P.; LEKKALA, J. Wireless interrogation techniques for sensors utilizing inductively coupled resonance circuits. **Procedia Engineering**, v. 5, p. 14381441, 2010.
- SALPAVAARA, T.; VERHO, J.; KUMPULAINEN, P.; LEKKALA, J. Readout methods for an inductively coupled resonance sensor used in pressure garment application. **Sensors and Actuators A: Physical**, v. 172, p. 109–116, 2011.
- SCHILSTRA, C.; HATEREN, J. Using miniature sensor coils for simultaneous measurement of orientation and position of small, fast-moving animals. **Journal of Neuroscience Methods**, v. 83, p. 125–131, 1998.
- SEYDNEJAD, S. R.; SAMANI, M. M. An implantable telemetry system for long-term bio-signal recording. In: **IEEE - Instrumentation and Measurement Technology Conference**. Austin: Proceedings of the I2MTC, 2010.
- SILVESTER, P. P. **Modern Electromagnetic Fields**. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1968.
- SOKOLOV, L. V. Modern telemetry: New possibilities in ornithology. **Zoologicheskii Zhurnal**, v. 7, p. 861–882, 2011.
- SON, C.; ZIAIE, B. A wireless implantable passive microdosimeter for radiation oncology. **IEEE transactions on biomedical engineering**, v. 55, p. 1772–1775, 2008.
- TALMAN, J. R.; FLEISCHMAN, A. J.; ROY, S. Orthogonal-coil rf probe for implantable passive sensors. **IEEE transactions on biomedical engineering**, v. 53, p. 538–546, 2006.
- TERMAN, F. E. **Radio Engineers' Handbook**. New York: McGraw-Hill, 1943.
- TESLA, N. **Coil for electro-magnets**, US patent number: 512,340, 1894.
- THORNTON. **Características dos materiais Thornton**. São Paulo, 2011. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/materiais.htm>>. Acesso em: 29 Mar. 2012.
- TUMANSKI, S. Induction coil sensors a review. **Measurement Science and Technology**, v. 18, p. R31–R46, 2007.
- WOUTERS, P.; PUERS, R.; GEERS, R.; GOEDSEELS, V. Implantable biotelemetry devices for animal monitoring and identification. In: **International conference of the IEEE**. San Francisco: Proceedings of the annual conference of the IEEE, 1992.
- YANG, Z.; WANG, G.; LIU, W. Analytical calculation of the self-resonant frequency of biomedical telemetry coils. In: **IEEE Engineering in Medicine and Biology Society Annual International Conference**. New York: Proceedings of the 28th IEEE EMBS, 2006.
- YE, X. S.; WANG X. J, L. B.; WANG, Q.; HE, L. S.; BEI, W. B. Implantable passive and wireless telemetering system based on saw temperature sensor. **Journal of Zhejiang University (Engineering Science)**, v. 45, p. 2068–2072, 2011.
- YOUSAF, A.; KHAN, F.; REINDL, L. Passive wireless sensing of micro coil parameters in fluidic environments. **Sensors and Actuators A: Physical**, p. 1–11, 2012.

YU, Q.; HOLMES, T. W. Stray capacitance modeling of inductors by using the finite element method. **1999 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility**, v. 1, p. 305–310, 1999.

ZAKY, A. A.; HAWLEY, R. **Fundamentals of Electromagnetic Fields Theory**. London: Harrap, 1974.