

Maximização do Acoplamento Magnético de Bobinas para Aplicação em Sistemas WPT Através de Variações Paramétricas em Ambiente Computacional

Julio Cesar Ferreira Silva
Engenharia Elétrica
Universidade Federal do Pampa
Alegrete, Rio Grande do Sul, 97546-550
juliofcsilva@ieee.org

Natalia B. Chagas
Engenharia Elétrica
Universidade Federal do Pampa
Alegrete, Rio Grande do Sul, 97546-550
nataliachagas@unipampa.edu.br

Resumo—Este trabalho apresenta uma metodologia para projetar bobinas com elevado coeficiente de acoplamento para aplicações de transferência de energia sem fio (*Wireless Power Transfer - WPT*). Para isto, foram utilizadas simulações computacionais baseadas no Método de Elementos Finitos. O *software* ANSYS Q3D, foi utilizado para desenho e simulação, através da variação dos parâmetros de projeto. Neste caso, o *pitch* (distância entre as espiras), a largura das espiras, a espessura, e a frequência, tais parâmetros foram analisados com o objetivo de observar o comportamento da indutância da bobina, buscando um projeto mais eficiente. O indutor foi simulada sob diferentes valores de frequência de 10 kHz a 16,56 MHz, verificou-se a mesma não influência no aumento da indutância, entretanto, para na resistência houve um aumento considerável, o que impactou no fator de qualidade. Foi constatado que quanto maior a largura da espira da bobina, maior a indutância, e que quanto maior o *pitch*, maior a indutância. A partir do modelo simulado, foi definido tamanhos maiores de bobinas, onde foi verificado a relação de acoplamento entre Tx, bobina transmissora e Rx, receptora, onde foi obtido o maior fator de acoplamento entre diferentes relações de tamanho entre Tx e Rx.

Index Terms—Bobina, Acoplamento Magnético, Elementos Finitos, WPT, Análise paramétrica.

I. INTRODUÇÃO

A tecnologia de transferência de energia sem fio, *Wireless Power Transfer* (WPT), tem chamado à atenção da comunidade científica. Esta tecnologia possui uma variedade de aplicações, como na área engenharia biomédica [1], aplicações em eletrônica [2]- [6], veículos elétricos [3], entre outras. O princípio de funcionamento de um sistema WPT é baseado no conceito indução [2].

Um sistema WPT é constituído de acordo com sua aplicação. A partir disso, há a necessidade de diminuição dos tamanhos das bobinas em sistemas compactos, tanto em aplicações na eletrônica, quanto para a área de engenharia biomédica [1]. Em projetos voltados à área de eletrônica, é latente a integração dos projetos das bobinas (componentes magnéticos) e do conversor, para que o *link* de transferência de energia seja o mais eficiente possível. Por isso, em um

sistema WPT compacto, as bobinas planas, ou seja, um indutor com espiras em placa de circuito impresso (PCB - *Printed Circuit Board*), são bastante utilizadas. Estas, por sua vez, têm características de acoplamento semelhantes as de um transformador convencional, porém, usualmente, não utilizam núcleo magnético entre os enrolamentos [6].

Os transformadores/indutores em PCB sem núcleo, ou bobinas em PCB, possuem grandes vantagens, tanto do ponto de vista econômico, ou seja, de baixo custo para fabricação, quanto do ponto de vista físico, possibilitando elevada densidade de potência, sem perda magnética e com fácil replicação de projeto [5]. Assim, fazendo-se o uso de bobinas planares, além de eliminar o tempo dispendido enrolando manualmente os fios de cobre - processo feito em indutores convencionais, o projeto e confecção de bobinas com os parâmetros desejados, pode ser feito de maneira precisa e automatizada [5].

Os projetos de sistemas WPT necessitam ser otimizados, para que se possa obter um aumento da eficiência da transferência de potência. Podendo ser obtida através da escolha de melhores topologias de conversores, seus componentes e também com a otimização dos parâmetros da bobina [11]. Considerando os fatos acima, este trabalho busca mostrar através da simulação paramétrica, mediante o *software* ANSYS Q3D a influência do *pitch*, ou distância entre uma espira e outra, da largura das espiras, frequência.

II. PARÂMETROS MAGNÉTICOS

A. Circuitos Acoplados Magneticamente

Existem diversas formas de transmitir energia/sinais elétricos, circuitos podem ser acoplados condutivamente, magneticamente, capacitivamente. Contudo, a utilização de circuitos magneticamente acoplados é a mais antiga e estudada na literatura [7].

As teorias de WPT e o conceito de transformadores se assemelham. Porém, no primeiro caso são utilizadas bobinas acopladas magneticamente, sem um núcleo de material magnético, ou seja a transferência de energia ocorre por indução.

B. Indutância Mútua

A lei de Faraday demonstra que, a tensão induzida em uma bobina é proporcional ao número de espiras N , e também à taxa de variação do fluxo magnético ϕ , conforme (1).

$$V = N \frac{d\phi}{dt} \quad (1)$$

Entretanto, o fluxo ϕ é decorrente da corrente i da bobina, sendo a indutância do componente a relação entre estas variáveis.

A indutância mútua das bobinas é decorrente da interação dos fluxos magnéticos das mesmas. Quando o fluxo magnético originado por uma corrente numa das bobinas, se acopla com a outra bobina, de maneira a induzir tensão na mesma, pode-se atribuir uma indutância mútua entre as mesmas. Este fenômeno é diretamente afetado pela variação da distância Z entre as bobinas.

Considerando duas bobinas, L_1 e L_2 , e dada uma corrente i_1 circulando pela bobina L_1 a indutância desta bobina pode ser determinada através de (2).

$$L_1 = \frac{N_1 \phi_1}{i_1} \quad (2)$$

Já a indutância mútua (M) entre as bobinas, depende da relação da corrente i_1 com os parâmetros da segunda bobina, como pode ser observado em (3),

$$M = \frac{N_2 \phi_{12}}{i_1} \quad (3)$$

onde $\phi_{12} = k\phi_1$ é o fluxo magnético devido a corrente i_1 concatenado a segunda bobina.

Analisando o sistema, agora considerando uma corrente circulante da bobina L_2 igual a i_2 , obtêm-se a relação (4) para determinar a indutância da bobina.

$$L_2 = \frac{N_2 \phi_2}{i_2} \quad (4)$$

Considerando a dualidade entres as bobinas, também pode-se obter a indutância mútua (M) através de (5),

$$M = \frac{N_1 \phi_{21}}{i_2} \quad (5)$$

onde $\phi_{21} = k\phi_2$ é o fluxo magnético devido a corrente i_2 concatenado a primeira bobina.

Considerando as relações apresentadas por (2), (3), (4) e (5) obtêm-se a relação entre a indutância mútua e as indutâncias de cada bobina (6).

$$M^2 = \frac{N_2 k \phi_1}{i_1} \times \frac{N_1 k \phi_2}{i_2} = k^2 L_1 L_2 \quad (6)$$

C. Coeficiente de Acoplamento

O acoplamento entre duas bobinas em um sistema WPT indutivo é quantificado pelo fator de acoplamento. Este depende, principalmente, dos parâmetros geométricos das bobinas, posição relativa dos seus eixos e a distância entre elas. Analisando simplificadaamente, o fator de acoplamento k é determinado pela quantidade de linhas de fluxo magnético comuns entre as bobinas transmissora (Tx) e receptora (Rx) do sistema. O coeficiente de acoplamento varia entre 0 e 1, onde 0 representa um total desacoplamento e 1 representa o total acoplamento, ou seja, todo o fluxo gerado por Tx é concatenado com a bobina Rx. Desta forma, o coeficiente k é obtido através de (7).

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (7)$$

D. Fator de Qualidade Simulado

O fator de qualidade (Q) de um dispositivo magnético é definido como uma de suas figuras de mérito, obtido através da equação 8.

$$Q = \frac{w * L}{R} \quad (8)$$

No caso de sistemas WPT, o fator Q é utilizado para observar a capacidade do link indutivo em determinada frequência, onde $\omega = 2\pi f$, L é indutância e R é a resistência.

III. SIMULAÇÃO DE PARÂMETROS

A. Indutância Simulada

Utilizando as ferramentas de desenho do ANSYS Q3D, foram desenhadas bobinas quadradas com tamanhos próximos a 100 mm de aresta, cujos valores foram buscados em outros trabalhos [8]. Os parâmetros também foram escolhidos para obedecer uma aplicação baixa tensão, cujo o conversor será obtido através do valor de indutância encontrado [6]. Foram simuladas diferentes espessuras t (*thickness*) das espiras de cobre, largura w (*width*), variação do espaçamento entre as espiras (*pitch*) sob diferentes valores de frequência.

A área máxima utilizada por bobina foi de 96mm x 96mm, com a espessura de cobre de $t = 100 \mu m$ valores semelhantes aos utilizados pelo do autor [8]. Inicialmente foram utilizadas frequências de simulação com valores de 10 kHz, 100 kHz, 200 kHz e de 300 kHz. Tais escolhas de valores, teve como objetivo verificar o comportamento dos parâmetros sob frequências próximas as do padrão *Qi-Standard* da *WPC - Wireless Power Consortium* [9], os valores deste padrão variam de 87 a 205 kHz. Também com o objetivo de avaliar o comportamento da bobina em altas frequências, na faixa de frequência em torno de 13,56 MHz, sendo que esta é aplicada em no design de bobinas para sinais biomédicos [1], RFID [12].

A Figura 1 ilustra o modelo utilizado para desenvolvimento deste trabalho, também são apresentadas as variáveis analisadas, onde p é *pitch*, w é a largura e t é espessura.

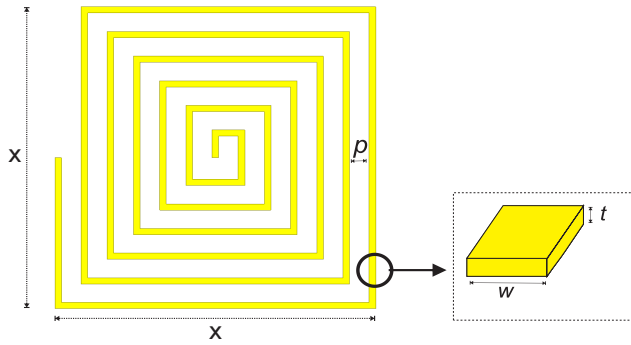


Figura 1. Geometria de Bobina a ser parametrizada. (a) Comprimento, *pitch*. (b) Corte de uma espira, representando *w* e *t*.

A simulação paramétrica, foi realizada com a bobina, cuja largura era $w = 0,5$ mm, e a variação do *pitch*, foi de 0,4 mm até que chegasse ao valor máximo de 3,5 mm, os valores da resistência *R*, indutância *L* foram extraídos. O mesmo procedimento foi realizado com as variações dos *pitch* para os indutores com largura $w = 1,0$ mm e $w = 1,5$ mm. A justificativa para a utilização de um *pitch* menor para a maior largura, é que soma das larguras *w* das bobinas e o *pitch* máximo de qualquer uma das bobinas, deve ter o valor máximo de aresta igual a 96 mm, pois dessa forma, mantém-se a aresta da bobina projetada e pode-se otimizar a utilização da área da placa, variando a largura das espiras, o *pitch*, mantendo-se também o número de $N = 12$ para que a indutância aumente apenas minimizando a perdas nas espiras pela largura do material e em relação a proximidade entre as espiras. As Tabelas de I,II,III, IV, contém os valores das indutâncias simuladas em relação ao *pitch* para as frequências de 10 kHz, 100 KHz, 200 kHz e 300 kHz, respectivamente. Já as Tabelas V, VI e VII, são referentes as indutâncias em relação ao *pitch* para os valores de 10,6 MHz, 13,56 MHz, 16,56 MHz, respectivamente.

Tabela I
INDUTÂNCIA PARA FREQUÊNCIAS DE 10 KHz

Indutância <i>L</i> μH			
<i>Pitch</i> (mm)	$w = 0,5$ mm	$w = 1,0$ mm	$w = 1,5$ mm
0,1	0,8262	1,4978	2,1604
0,5	1,5468	2,2666	2,9827
0,9	2,2439	2,9623	3,6856
1,3	2,9499	3,6589	4,3815
1,7	3,6542	4,3613	5,0790
2,1	4,3747	5,0690	5,7801
2,5	5,1043	5,7821	6,4648
2,9	5,8453	6,4998	-
3,3	6,5824	-	-
3,5	6,9578	-	-

Tabela II
INDUTÂNCIA PARA FREQUÊNCIAS DE 100 KHz

Indutância <i>L</i> μH			
<i>Pitch</i> (mm)	$w = 0,5$ mm	$w = 1,0$ mm	$w = 1,5$ mm
0,1	0,8274	1,4960	2,1594
0,5	1,5480	2,2657	2,9723
0,9	2,2446	2,9501	3,6746
1,3	2,9503	3,6452	4,3668
1,7	3,6656	4,3422	5,0629
2,1	4,3895	5,0511	5,7517
2,5	5,1206	5,7656	6,4549
2,9	5,8579	6,4760	-
3,3	6,6007	-	-
3,5	6,9558	-	-

Tabela III
INDUTÂNCIA PARA FREQUÊNCIAS DE 200 KHz

Indutância <i>L</i> μH			
<i>Pitch</i> (mm)	$w = 0,5$ mm	$w = 1,0$ mm	$w = 1,5$ mm
0,1	0,8262	1,4978	2,1594
0,5	1,5468	2,2666	2,9723
0,9	2,2439	2,9623	3,6746
1,3	2,9499	3,6589	4,3668
1,7	3,6542	4,3613	5,0629
2,1	4,3747	5,0690	5,7517
2,5	5,1043	5,7821	6,4549
2,9	5,8453	6,4998	-
3,3	6,5824	-	-
3,5	6,9578	-	-

Tabela IV
INDUTÂNCIAS PARA FREQUÊNCIA 300 KHz

Indutância <i>L</i> μH			
<i>Pitch</i> (mm)	$w = 0,5$ mm	$w = 1,0$ mm	$w = 1,5$ mm
0,1	0,8271	1,4978	2,1604
0,5	1,5456	2,2666	2,9827
0,9	2,2455	2,9623	3,6856
1,3	2,9520	3,6589	4,3815
1,7	3,6678	4,3613	5,0790
2,1	4,3913	5,0690	5,7801
2,5	5,1217	5,7821	6,4648
2,9	5,8586	6,4998	-
3,3	6,6011	-	-
3,5	6,9743	-	-

As bobinas com espira de largura menor, possibilitam a utilização de um *pitch* maior, mantendo assim o tamanho da bobina modelado. Entretanto, as bobinas com espiras de maior largura, precisaram de maior área da bobina para ter o mesmo *pitch* da anterior. Por esta razão, observa-se nos dados das Tabelas I-IV que para maiores espessuras de espira não é possível contemplar os maiores valores de *pitch*.

Nas simulações, para cada valor de largura (*w*) foram variadas as distâncias entre as espiras, o *pitch*. Os valores das indutâncias encontradas e os seus parâmetros correspondentes

Tabela V
INDUTÂNCIAS PARA FREQUÊNCIA 10,56 MHz

Indutância L μH			
Pitch (mm)	w = 0,5 mm	w = 1,0 mm	w = 1,5 mm
0,1	0,8271	1,4967	2,1563
0,5	1,5482	2,2689	2,9858
0,9	2,2455	2,9660	3,6893
1,3	2,9520	3,6631	4,3846
1,7	3,6678	4,3640	5,0807
2,1	4,3913	5,0707	5,7801
2,5	5,1217	5,7829	6,4835
2,9	5,8586	6,6620	-
3,3	6,6011	-	-
3,5	6,9595	-	-

Tabela VI
INDUTÂNCIAS PARA FREQUÊNCIA 13,56 MHz

Indutância L μH			
Pitch (mm)	w = 0,5 mm	w = 1,0 mm	w = 1,5 mm
0,1	0,8252	1,4931	2,1633
0,5	1,5474	2,2674	2,9886
0,9	2,2446	2,9643	3,6915
1,3	2,9512	3,6614	4,3856
1,7	3,6670	4,3631	5,0817
2,1	4,3910	5,0701	5,7813
2,5	5,1213	5,7821	6,4823
2,9	5,8581	6,6795	-
3,3	6,6005	-	-
3,5	6,9740	-	-

Tabela VII
INDUTÂNCIAS PARA FREQUÊNCIA 16,56 MHz

Indutância L μH			
Pitch (mm)	w = 0,5 mm	w = 1,0 mm	w = 1,5 mm
0,1	0,8271	1,4967	2,1633
0,5	1,5482	2,2689	2,9886
0,9	2,2455	2,9660	3,6915
1,3	2,9520	3,6631	4,3856
1,7	3,6678	4,3640	5,0817
2,1	4,3913	5,0707	5,7813
2,5	5,1217	5,7829	6,4687
2,9	5,8586	6,6787	-
3,3	6,6011	-	-
3,5	6,9735	-	-

estão nas Tabelas I-VII. De forma a melhor visualizar os resultados, a Figura 2 foi plotada com os dados das Tabelas I-IV.

Na Figura 2, pode-se observar que a largura $w = 0,5$ mm possui uma reta com maior quantidade de pontos, melhor distribuídos ao longo da reta e que proporciona uma indutância maior da bobina. A quantidade de espiras para todas as bobinas foi de $N = 12$, mas apesar das espiras de largura (w) maior ocuparem mais espaço com o cobre, as espiras mais finas possibilitam uma indutância final maior.

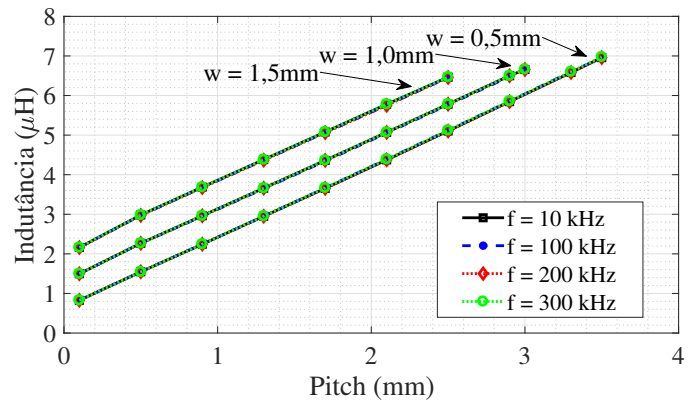


Figura 2. Indutância por distância entre espiras, considerando frequências mais baixas.

Pela comparação das Figuras 2 e 3 pode-se observar que mesmo para elevadas frequências, esta variável não influenciou a indutância das bobinas.

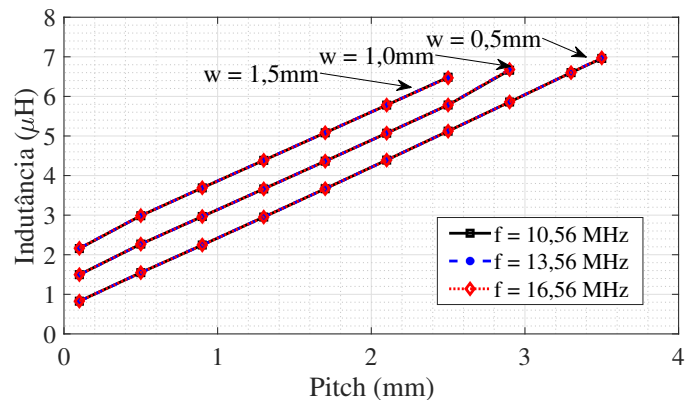


Figura 3. Indutância por distância entre espiras, considerando frequências mais altas.

B. Coeficiente de Acoplamento Simulado

O acoplamento entre duas bobinas em um sistema WPT indutivo é quantificado pelo fator de acoplamento k . Este depende dos parâmetros geométricos das bobinas, sua posição relativa e a distância entre elas, como explicado na seção II-C.

Utilizando o *software* Ansys Q3D foram simulados diferentes tamanhos de bobinas, tendo como objetivo mostrar a melhor relação de tamanho entre Tx e Rx, estas bobinas são quadradas. Outra variável analisada foi a distância entre as bobinas. Através dos valores simulados de indutâncias próprias e mútuas, foram calculados os coeficientes de acoplamento para cada caso. As bobinas foram desenhadas em tamanhos maiores também, para observar o acoplamento aplicações potências mais elevadas, escolhendo os tamanhos com base em outros trabalhos [13].

Os valores das distâncias variaram de 2 mm à 500 mm. A frequência de trabalho utilizada para a realização destas simulações, entre duas bobinas foi de 100 kHz. Os resultados

para as diferentes relações de tamanho, estão nas Figuras 4, 5, 6, onde suas respectivas relações de tamanho estão explicitadas. A Figura 4 mostra o acoplamento magnético entre diferentes pares de bobinas, cujo tamanho da bobina transmissora, Tx é o dobro da receptora, Rx.

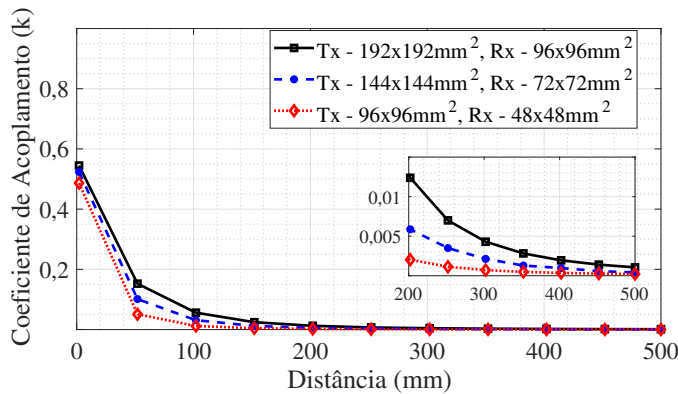


Figura 4. Coeficiente de Acoplamento em relação distância entre Tx e Rx, Tx/Rx = 2.

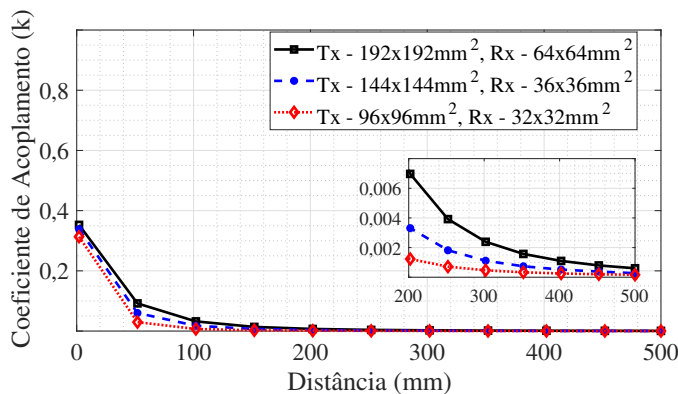


Figura 5. Coeficiente de Acoplamento em relação distância entre Tx e Rx, Tx/Rx = 3.

Já a Figura 5 mostra os diferentes coeficientes de acoplamento em relação a distância, num modelo, cuja bobina transmissora, Tx, tem o comprimento três vezes maior que o da bobina receptora, Rx.

A Figura 6 mostra a relação de tamanhos com maior acoplamento em comparação com os casos das Figuras 4 e 5. A diferença tamanho entre as bobinas Tx e Rx não é tão grande, essa diferença é de 16 mm, onde Tx é maior que Rx.

C. Fator de Qualidade Simulado

As Figuras 7 e 8 apresentam as resposta das bobinas para diferentes parâmetros geométricos e frequências de excitação.

Observa-se pela Figura 7 que o ganho da reatância indutiva é mais acentuado que o aumento da resistência da bobina. Desta forma, para as frequências analisadas, indiferente do valor de *pitch* o maior valor de fator de qualidade foi para a mais elevada frequência de excitação. Ainda, pela Figura

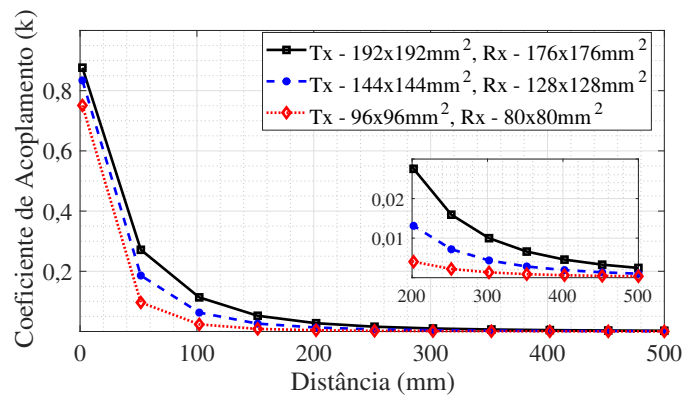


Figura 6. Coeficiente de Acoplamento em relação distância entre Tx e Rx, Tx-Rx = 16.

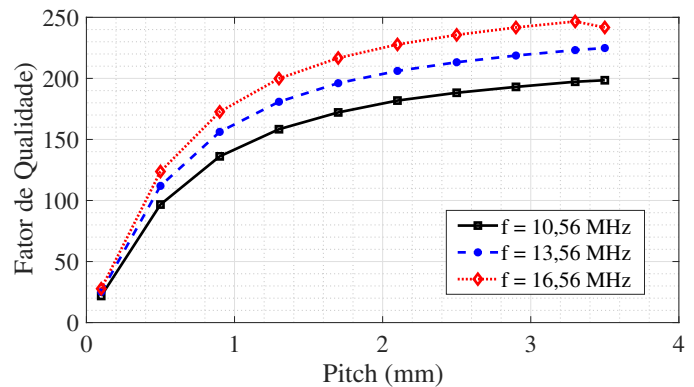


Figura 7. Fator de qualidade por distância entre espiras, considerando diferentes frequências ($w = 0,5\text{mm}$).

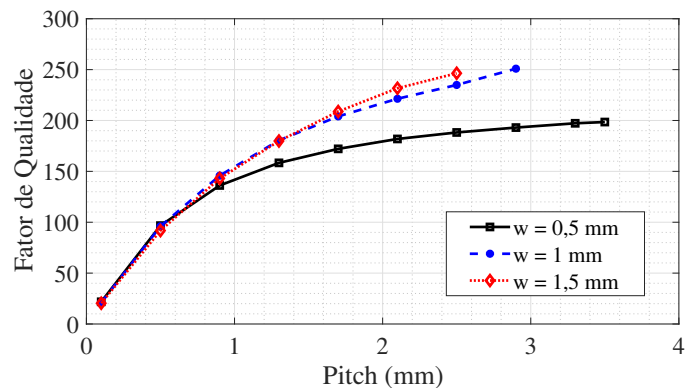


Figura 8. Fator de qualidade por distância entre espiras, considerando diferentes espessuras de espira ($f = 10,56\text{ MHz}$).

8, com o aumento do valor de *pitch*, o ganho da indutância do sistema e a redução da resistência fez com que bobinas com espiras mais largas obtivessem fator de qualidade mais elevado.

Na Figura 9, mostra a resistência AC ou CA simulada, onde foi subtraído o valor da resistência DC ou CC, ou seja, o valor calculado a partir da área e comprimento das espiras e a resistividade do cobre. Por meio do ANSYS Q3D, foi obtido

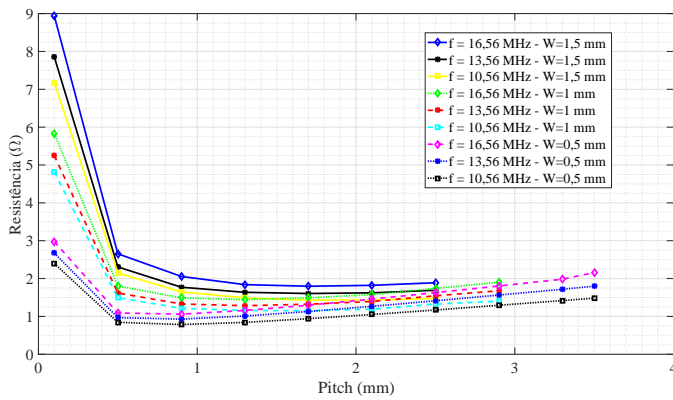


Figura 9. Resistência da Bobina simulada menos a Resistência DC

um valor aproximado da resistência DC, compatível com o calculado da maneira conhecida.

Observando a Figura 9, pode observar como o maior espaçamento entre as espiras, ocasionou a diminuição da resistência proveniente do Efeito Proximidade, pois com a subtração da resistência DC, pode-se observar mais facilmente a influência dos efeitos relacionados a corrente alternada e das altas frequências na resistência do projeto.

IV. CONCLUSÕES

A partir da simulação paramétrica, foi possível observar o comportamento das bobinas em PCB. Dentro as principais constatações, observou-se que com o aumento do *pitch*, a indutância da bobina também aumentou total bobina, cujo valor mais expressivo foi obtido a partir da bobina com largura $w = 0,5$ mm. Constatou-se que apesar da indutância ser maior em uma espira mais larga, utilizando uma largura menor e um *pitch* maior, pode-se ter resultados finais melhores, mantendo e com a bobina tendo a mesma área de placa. O impacto destas variáveis no fator de qualidade das bobinas também foi analisado e ficou constatado que para pequenas distâncias entre as espiras, a espessura das espiras não teve impacto. Contudo, com o aumento do valor de *pitch*, o ganho da indutância do sistema e a redução da resistência fez com que bobinas com espiras mais largas obtivessem fator de qualidade mais elevado. A partir do aumento do *pitch*, foi mostrado que ocorre a diminuição da resistência da bobina, o que pode-se apontar como a diminuição das Efeito Proximidade no aumento da resistência. Já para as simulações realizadas entre diferentes relações de tamanho entre Tx e Rx, foi obtida uma melhor relação de tamanho de Tx e Rx, baseada nos resultados em que Tx é 16 mm maior que Rx, pode-se aferir que bobinas maiores para uma mesma relação de tamanho, possuem um coeficiente de acoplamento maior..

V. AGRADECIMENTOS

Os agradecimentos são direcionados à Universidade Federal do Pampa e ao Grupo GPSEI, pela disponibilização das ferramentas e os recursos necessários para a realização deste trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] Cheng, Y. et al. Modeling and optimization of single-turn printed coils for powering biomedical implants. In: 2017 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC). [S.l.:s.n.], 2017. p. 1-3.
- [2] Raval, P.; Kacprzak, D.; Hu, A. P. A wireless power transfer system for low power electronics charging applications. In: 2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. [S.l.: s.n.], 2011. p. 520-525.
- [3] Gulzar, H. et al. A comprehensive electromagnetic design, simulation and analysis of wireless charging coils for large power applications. In: 2018 Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama). [S.l.: s.n.], 2018. p. 2476-2483.
- [4] Choi, B.; Cha, H.; Park, J. N. an S. A new contactless battery charger for portable telecommunication/computing electronics. In: ICCE. International Conference on Consumer Electronics (IEEE Cat. No.01CH37182). [S.l.: s.n.], 2001. p. 58-59.
- [5] Tang, S. C.; S.Hui. Coreless planar printed-circuit-board (pcb) transformers-a fundamental concept for signal and energy transfer. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 15, n. 5, p. 93-941, Sep. 2000.
- [6] W.Lim et al. Low-profile contactless battery charger using planar printed circuit board windings as energy transfer device. In: 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289), 2002. v. 2, p.579-584 vol.2.
- [7] Schormans, M.; Valenete, V.; Demosthenous, A. Practical inductive link design for biomedical wireless power transfer: A tutorial. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, v. 12, p. 1112-1130, 2018.
- [8] Kim, T. et al. High q-factor compact coils having non-uniform wire width for wireless power transfer system. In: 2016 URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSIAP-RASC) 2016. p. 854-857.
- [9] Wielandt, S.; Stevens, N. Influence of magnetic design choices on the quality factor of off-the-shelf wireless power transmitter and receiver coils. In: 2013 IEEE Wireless Power Transfer (WPT), 2013. p. 151-54.
- [10] Sample, A. P.; Meyer, D. T.; Smith, J. R. Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 58, n. 2, p. 544-554, Feb 2011.
- [11] J. P. K. Sampath, A. Alphones and H. Shimasaki. Coil design guidelines for high efficiency of wireless power transfer (WPT). IEEE Region 10 Conference (TENCON), Singapore, pp. 726-729, 2016.
- [12] C. Huang and C. Lin, "Design of antennas and circuit for integrating RFID and wireless charging systems,"The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), The Hague, 2014, pp. 1580-1581.
- [13] W. Qian, X. Zhang, Y. Fu, J. Lu and H. Bai, "Applying normally-off GaN HEMTs for coreless high-frequency wireless chargers,"in CES Transactions on Electrical Machines and Systems, vol. 1, no. 4, pp. 418-427, December 2017.