Universidade de Aveiro Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática
2009

Nélson Miguel da Silva Ricardo

Indutores Integrados para Sistemas de Recolha de Energia sem Fios

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. Rui Manuel Escacas Ramos Martins, Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro, e do Dr. Ernesto Fernando Ventura Martins, Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

o júri

presidente

Prof. Dr. Dinis Gomes de Magalhães dos Santos
Professor Catedrático da Universidade de Aveiro

Prof. Dr. José António Soares Augusto
Professor Associado do Departamento de Física da Faculdade de Ciências da Universidade de Lisboa

Prof. Dr. Rui Manuel Escadas Ramos Martins
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

Prof. Dr. Ernesto Fernando Ventura Martins
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

agradecimentos

Gostava de agradecer ao meu Orientador, Professor Doutor Rui Manuel Escadas Ramos Martins, pelo constante apoio e motivação que me deu ao longo de todo este projecto, estando sempre disponível para ajudar e para me guiar neste trabalho. Agradeço também ao meu Co-Orientador, Professor Doutor Ernesto Fernando Ventura Martins e a todas as pessoas do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática que ao longo destes 5 anos contribuíram não só para a minha formação a nível profissional mas também pessoal.

Gostava de expressar um agradecimento especial ao Professor Doutor José Fernando da Rocha Pereira, por gentilmente ter emprestado o simulador de campo electromagnético, ferramenta fundamental para a elaboração deste projecto.

Agradeço aos meus pais, a toda a minha família e amigos, por me terem constantemente apoiado, não só durante a elaboração desta tese mas também durante o meu curso, pois nos momentos bons e menos bons, estiveram sempre presentes para ajudar e aconselhar.

Finalmente, gostava de expressar um agradecimento aos meus amigos Ivo Petiz e Afonso Silva, pessoas com as quais convivi mais tempo nestes últimos 5 anos e um agradecimento especial à minha namorada Daniela Filipa, por todo o apoio e compreensão que demonstrou.

palavras-chave

Bobina integrada, indutância, factor de qualidade, optimização da bobina, perdas no substrato, perdas resistivas, transmissão de energia sem fios, simulação electromagnética.

resumo

Os sistemas biomédicos implantáveis inteligentes, necessitam de uma fonte de energia para o seu funcionamento. Estes sistemas podem ser alimentados através de um *link* electromagnético que consiste no acoplamento indutivo entre duas bobinas. Uma das bobinas encontra-se no implante, enquanto a outra se encontra no exterior do corpo. Para maximizar essa transferência de energia sem fios, é importante optimizar o factor de qualidade das bobinas. Nas bobinas integradas, o factor de qualidade é limitado pelas perdas resistivas e pelas perdas no substrato. Usando um simulador de campo electromagnético, procedeu-se à simulação da transferência de energia e a um estudo sistemático de bobinas integradas. Com base nos resultados e conclusões obtidas, foram projectadas duas bobinas integradas optimizados para frequências de 433MHz e 900MHz respectivamente. Usando novamente o simulador de campo electromagnético, procedeu-se à simulação da transferência de energia usando como receptoras as bobinas integradas optimizadas. Os resultados sugerem ser possível integrar a bobina receptora num circuito integrado em tecnologia CMOS convencional.

keywords

Integrated inductor, indutance, quality factor, inductor optimization, substrate losses, resistive losses, wireless power transfer, electromagnetic simulation

abstract

Intelligent Biomedical implantable systems need a power source to work. These systems could be powered by an electromagnetic link that consists in inductive coupling between 2 inductors. One of these inductors is in the implant, while the other is located outside the body. The optimization of the quality factor of the inductors is crucial to achieve the maximum wireless power transfer. In integrated inductors, the quality factor is limited by resistive losses and substrate losses. Using an electromagnetic field simulator, we made a simulation of wireless power transfer and a systematic study of integrated spiral inductors. Based on the results and conclusions obtained, we designed two integrated spiral inductors optimized to frequencies of 433MHz and 900MHz respectively. Using the electromagnetic field simulator again, we made a simulation of wireless power transfer using the optimized inductors. The results suggest that it is possible to integrate the reception coil in a conventional CMOS integrated circuit.

Índice

1. Introdução 9

1.1. Motivação 9

1.2. Sistemas Electrónicos *In-Vivo* 10

1.3. Transmissão de energia sem fios 11

1.4. Objectivos e Organização da Tese 13

2. Bobinas Planares Integradas 15

2.1. Indutância e Bobinas 15

2.2. Factor de Qualidade (Q) 21

2.3. Mecanismos de Perdas 23

2.3.1. Perdas no substrato causadas pelo Campo Eléctrico 24

2.3.2. *Skin effect* e efeito de proximidade 24

2.3.3. Perdas no substrato causadas pelo Campo Magnético 25

2.3.4. Diminuição de perdas em bobinas planares integradas 26

2.4. Modelo Eléctrico de uma Bobina Planar Integrada 28

3. Simulador de Campo Electromagnético 33

3.1. *Cumputed-aided Design* 33

3.2. HFSS: método dos elementos finitos 34

3.3. HFSS: processo para gerar a solução 36

3.4. HFSS: estrutura de simulação 39

4. Verificação experimental dos resultados gerados pelo simulador 43

4.1. Objectivos 43

4.2. Bobina Emissora 43

4.3. Bobina Receptora 46

4.4. Simulação da Transferência de Energia sem fios 49

4.5. Comparação entre os Resultados Experimentais e Simulados 52

5. Estudo sistemático de Bobinas Planares **53**

5.1. Tecnologia utilizada 53

5.2. Efeitos causados pela variação do diâmetro interior 56

5.3. Efeitos causados pela variação do espaçamento entre espiras 58

5.4. Efeitos causados pela variação da largura da espira 61

6. Desenho de Bobinas Planares para 433 MHz e 900MHz **65**

6.1. Bobina optimizada para 433MHz 65

6.1.1. Metodologia 65

6.1.2. Diâmetro interior (D_{in}) 65

6.1.3. Espaçamento entre pistas (S) 67

6.1.4. Largura da pista (W) 70

6.1.5. Bobina multi-camada 71

6.2. Bobina optimizada para 900MHz 74

6.2.1. Metodologia 74

6.2.2. Diâmetro interior (D_{in}) 75

6.2.3. Espaçamento entre espiras (S) 77

6.2.4. Largura da pista (W) 79

6.2.5. Bobina multi-camada 81

6.3. Desenhos finais das bobinas optimizados para 433MHz e 900MHz 85

6.3.1. Bobina optimizada para 433MHz 85

6.3.2. Bobina optimizada para 900MHz 86

7. Bobinas com *Patterned Ground Shields* **87**

7.1. Metodologia 87

7.2. Variação da condutividade do PGS 89

7.3. Variação da largura das ranhuras do PGS 91

8. Simulação da Transmissão de Energia a 433MHz e 900MHz **93**

8.1. Objectivos 93

8.2. Simulação da Transmissão de Energia a 433MHz 93

8.2.1. Bobina Emissora 93

8.2.2. Bobina Receptora 95

8.2.3. Resultados da Simulação a 433MHz 97

8.3. Simulação da Transmissão de Energia a 900MHz 99

8.3.1. Bobina Emissora 99

8.3.2. Bobina Receptora 101

8.3.3. Resultados da Simulação a 900MHz 103

9. Conclusões **107**

Índice de figuras

Figura 1.1: Simulação da transferência de energia 11
Figura 2.1: Bobina Planar Circular 16
Figura 2.2: Vias e *Underpass* 17
Figura 2.3: Bobina Planar Octogonal 17
Figura 2.4: Bobina Planar Quadrada 18
Figura 2.5: Bobina Planar Simétrica 18
Figura 2.6: Transformador Integrado (2 camadas de Metal) 19
Figura 2.7: Características de desenho da bobina planar 20
Figura 2.8: Campo Eléctrico a penetrar no substrato 24
Figura 2.9: Linhas do Campo Magnético a penetrar no substrato 26
Figura 2.10: Campo Eléctrico terminado antes de chegar ao substrato graças ao PGS 27
Figura 2.11: Exemplo de escudo (*Patterned Ground Shield*) 27
Figura 2.12: Modelo Eléctrico da Bobina Planar Integrada 29
Figura 3.1: Estrutura antes de ser criada a malha 38
Figura 3.2: Estrutura após ser criada a malha 38
Figura 3.3: Blocos virtuais necessários para simular bobinas 39
Figura 3.4: Condutor perfeito e *Lumped-Ports* 40
Figura 3.5: *Guard-Ring* e *Lumped-Ports* 41
Figura 4.1: Bobina Emissora (500nH) 44
Figura 4.2: Fotografia da Bobina Emissora 44
Figura 4.3: *Layout* do Bobina Emissora (500nH) 45
Figura 4.4: Gráfico da Indutância vs Frequência para a bobina emissora 45
Figura 4.5: Gráfico do factor de qualidade (Q) vs Frequência para a bobina emissora 46
Figura 4.6: Bobina Receptora (1580nH) 47
Figura 4.7: Fotografia das Bobinas Receptoras utilizadas em [2] 47
Figura 4.8: *Layout* da bobina receptora (1580nH) 48
Figura 4.9: Gráfico da Indutância vs Frequência para a bobina receptora 48
Figura 4.10: Gráfico do factor de qualidade (Q) vs Frequência para a bobina receptora 49
Figura 4.11: Simulação da Transferência de Energia (3 cm) 50
Figura 4.12: Simulação da Transferência de Energia (8 cm) 50
Figura 4.13: Circuito utilizado para proceder à análise no domínio do tempo 51
Figura 4.14: Tensão induzida a uma distância de 3 cm 51

Figura 4.15: Tensão induzida a uma distância de 8 cm 52
Figura 5.1: Secção transversal da tecnologia utilizada 53
Figura 5.2: Parâmetros tecnológicos definidos no simulador 54
Figura 5.3: Estrutura completa para a realização das simulações 55
Figura 5.4: Indutância das 7 bobinas simuladas - variação de Din 57
Figura 5.5: Factor de qualidade (Q) das 7 bobinas simuladas - variação de Din 57
Figura 5.6: Indutância das 7 bobinas simuladas - variação do espaçamento (S) 59
Figura 5.7: Factor de qualidade (Q) das 7 bobinas simuladas - variação do espaçamento (S) .. 60
Figura 5.8: Indutância das 7 bobinas simuladas - variação da largura (W) 61
Figura 5.9: Factor de qualidade (Q) das 7 bobinas simuladas - variação da largura (W) 62
Figura 6.1: Indutância das 5 bobinas simuladas – variação de Din 66
Figura 6.2: Factor de qualidade das 5 bobinas simuladas – variação de Din 67
Figura 6.3: Indutância das 3 bobinas simuladas – variação de S 68
Figura 6.4: Factor de qualidade para as 3 bobinas simuladas – variação de S 69
Figura 6.5: Indutância das 4 bobinas simuladas – variação de W 70
Figura 6.6: Factor de qualidade para as 4 bobinas simuladas – variação de W 71
Figura 6.7: Indutância para a bobina com 2 camadas de metal (433MHz) 72
Figura 6.8: Factor de qualidade para a bobina com 2 camadas de metal (433MHz) 72
Figura 6.9: Indutância para a bobina com 3 camadas de metal (433MHz) 73
Figura 6.10: Factor de qualidade para a bobina com 3 camadas de metal (433MHz) 74
Figura 6.11: Indutância das 6 bobinas simuladas – variação de Din 76
Figura 6.12: Factor de qualidade das 6 bobinas simuladas – variação de Din 76
Figura 6.13: Indutância das 4 bobinas simuladas – variação de S 78
Figura 6.14: Factor de qualidade das 4 bobinas simuladas – variação de S 78
Figura 6.15: Indutância das 6 bobinas simuladas – variação de W 80
Figura 6.16: Factor de qualidade das 6 bobinas simuladas – variação de W 80
Figura 6.17: Indutância para a bobina com 2 camadas de metal (900MHz) 82
Figura 6.18: Factor de qualidade para a bobina com 2 camadas de metal (900MHz) 82
Figura 6.19: Indutância para a bobina com 3 camadas de metal (900MHz) 83
Figura 6.20: Factor de qualidade para a bobina com 3 camadas de metal (900MHz) 84
Figura 6.21: Bobina optimizada para 433MHz 85
Figura 6.22: Bobina optimizada para 900MHz 86
Figura 7.1: Estrutura de simulação com PGS 87

Figura 7.2: PGS com conexão em Alumínio 88
Figura 7.3: Indutância das 5 bobinas simuladas (variação da condutividade do PGS) 89
Figura 7.4: Factor de qualidade das 5 bobinas simuladas (variação da condutividade do PGS) 90
Figura 7.5: Indutância das 3 bobinas simuladas (variação da largura das ranhuras) 91
Figura 7.5: Factor de qualidade das 3 bobinas simuladas (variação da largura das ranhuras) .. 92
Figura 8.1: Bobina Emissora (48nH) 94
Figura 8.2: Gráfico da Indutância vs Frequência para a bobina emissora 94
Figura 8.3: Gráfico do factor de qualidade vs Frequência para a bobina emissora 95
Figura 8.4: Bobina Receptora (30nH – 2 camadas de metal) 96
Figura 8.5: Indutância da bobina com 2 camadas de metal (433MHz) 96
Figura 8.6: Factor de qualidade da bobina com 2 camadas de metal (433MHz) 97
Figura 8.7: Circuito utilizado para proceder à análise no domínio do tempo (433MHz) 98
Figura 8.8: Tensão induzida a uma distância de 5mm 98
Figura 8.9: Tensão induzida a uma distância de 2mm 99
Figura 8.10: Bobina Emissora (26nH) 100
Figura 8.11: Gráfico da Indutância vs Frequência para a bobina emissora 100
Figura 8.12: Gráfico do factor de qualidade vs Frequência para a bobina emissora 101
Figura 8.13: Bobina Receptora (30nH – 2 camadas de metal) 102
Figura 8.14: Indutância da bobina com 2 camadas de metal (900MHz) 102
Figura 8.15: Factor de qualidade da bobina com 2 camadas de metal (900MHz) 103
Figura 8.16: Circuito utilizado para proceder à análise no domínio do tempo 104
Figura 8.17: Tensão induzida a uma distância de 5mm 104
Figura 8.18: Tensão induzida a uma distância de 2mm 105

Índice de tabelas

Tabela 1.1: Características das bobinas simuladas para estudar o efeito de Din 56
Tabela 1.2: Características das bobinas simuladas para estudar o efeito do espaçamento (S). 59
Tabela 1.3: Características das bobinas simuladas para estudar o efeito da largura (W) 61
Tabela 1.4: Indutância por unidade de comprimento, para as 7 bobinas simuladas 62
Tabela 2.1: Características das bobinas simuladas para escolher Din (433 MHz) 66
Tabela 2.2: Características das bobinas simuladas para escolher S (433 MHz) 68
Tabela 2.3: Características das bobinas simuladas para escolher W (433 MHz) 70
Tabela 2.4: Características das bobinas simuladas para escolher Din (900 MHz) 75
Tabela 2.5: Características das bobinas simuladas para escolher S (900 MHz) 77
Tabela 2.6: Características das bobinas simuladas para escolher W (900 MHz) 79

Lista de acrónimos:

2D: Duas Dimensões

3D: Três Dimensões

CMOS: Complementary Metal Oxide Semiconductor

D_{in}: Diâmetro Interior

D_{out}: Diâmetro Exterior

EM: Electromagnético

HFSS: High-Frequency Structure Simulator

LNA: Low Noise Amplifier

MEF: Método dos Elementos Finitos

PGS: Patterned Ground Shield

RFIC: Radio Frequency Integrated Circuit

RF: Radiofrequência

VCO: Voltage Controlled Oscillator

1. Introdução

1.1. Motivação

Um dos maiores obstáculos à implementação de dispositivos electrónicos no interior do corpo humano ou em outros tecidos vivos, prende-se com o facto de os sistemas biomédicos implantáveis, necessitarem de pilhas ou baterias para o seu funcionamento, sendo estes os responsáveis por uma grande parte das falhas que ocorrem neste tipo de dispositivos.

Uma das soluções alternativas para este problema, consiste na utilização de fios que atravessam a pele. A utilização de fios que atravessam a pele para alimentar dispositivos implantados, para além do possível desconforto que possa causar, não é uma opção viável devido ao elevado risco de infecções e/ou quebra das ligações. Os fios só devem ser utilizados em ocasiões muito especiais e durante períodos de tempo reduzidos.

Uma alternativa à utilização dos fios, consiste na realização de um *link* electromagnético, que para além de permitir alimentar os dispositivos implantados, possibilita, sem muita complexidade adicional, o estabelecimento de um canal de comunicação bidireccional entre o dispositivo implantado e o exterior. A utilização do *link* electromagnético, permite ainda obter sinais biológicos medidos por sensores implantados dentro de tecidos vivos, sem mais uma vez termos que lidar com fios que perfuram a pele [1]. Por último, e muito importante, permite a redução do número de cirurgias necessárias para a substituição das pilhas.

A utilização de um *link* electromagnético para alimentar e comunicar com sistemas implantados, abre um elevado leque de possibilidades e aplicações, sendo por isso uma área que interessa pesquisar e desenvolver. A aplicação da engenharia para o desenvolvimento e posterior adaptação de dispositivos e equipamentos electrónicos ou mecânicos em seres vivos, requer a entreajuda de diversas disciplinas. A união entre a engenharia e a ciência, providencia os mecanismos necessários para o desenvolvimento de equipamentos com a finalidade de prolongar e melhorar a vida dos seres vivos, nomeadamente os portadores de deficiências físicas.

1.2. Sistemas Electrónicos *In-Vivo*

InVivo é a expressão que define o estudo dos organismos vivos como um todo, nomeadamente, a introdução de sistemas (electrónicos ou mecânicos) no interior de organismos vivos, sistemas esse, com requisitos especiais quer em termos de fiabilidade, dimensão, durabilidade e nível de integração, utilizando encapsulamentos biocompatíveis.

Existe um grande número de implantes médicos, que podem ser caracterizados em dois grandes grupos: activos ou passivos. Exemplos de implantes passivos são o caso das junções artificiais das quais se destacam as próteses e os implantes vasculares como as válvulas artificiais. Os implantes activos necessitam de energia proveniente de fontes externas para poderem funcionar. Um dos exemplos de um implante activo, são os *pacemakers* cardiovasculares que recorrem a pilhas para funcionarem.

Fornecer energia a implantes activos (não considerando a utilização de fios) pode ocorrer de duas maneiras:

- Recorrendo a baterias, que acabam por necessitar de um elevado volume e necessitam de ser substituídas, obrigando à realização de operações periódicas;
- Recorrer a uma fonte de alimentação externa que normalmente se baseia na realização de um *link* electromagnético, tendo em atenção todas as imposições legais.

A utilização do *link* electromagnético tem as seguintes vantagens:

- Permite a transferência bidireccional de dados
- O tempo de vida do implante deixa de ser condicionado pela alimentação

Tem no entanto as seguintes desvantagens:

- O implante tem que estar na posição correcta para poder ser adequadamente alimentado
- O risco de infecção não é nulo
- Existe sempre a possibilidade de poderem ocorrer outras interferências RF

Muito se tem discutido sobre os efeitos secundários da exposição dos seres humanos a radiações electromagnéticas. Estudos realizados concluem que existe uma pequena incidência de aumento de cancro nas pessoas mais expostas a essas radiações [3]. Existem no entanto, diversos

tipos de radiação electromagnética, verificando-se um aumento da energia de radiação à medida que se aumenta a frequência. Felizmente, a gama do espectro electromagnético correspondente aos sinais de radiofrequência (RF), ainda se encontra bastante distante de gamas que contêm elevados níveis de energia (Raios-X, Raios-Gamma) que podem causar danos no ADN.

Actualmente o que se sabe é que os efeitos biológicos causados por RF são normalmente imperceptíveis, podendo no entanto provocar um aquecimento, que no caso de ser excessivo, pode levar à morte de células [3].

1.3. Transmissão de energia sem fios

A telemetria médica sem fios, consiste na monitorização remota do estado de saúde de um paciente, utilizando tecnologia sem fios. O facto de não ter que estar directamente ligado aos aparelhos necessários para monitorizar o seu estado de saúde, possibilita ao paciente, uma maior mobilidade e conforto. O facto de poderem ser monitorizados vários pacientes ao mesmo tempo, diminui as despesas com a saúde [2].

O acoplamento indutivo, tem sido o principal meio utilizado para a comunicação com dispositivos implantados. Baseia-se no acoplamento magnético entre duas bobinas próximas uma da outra.

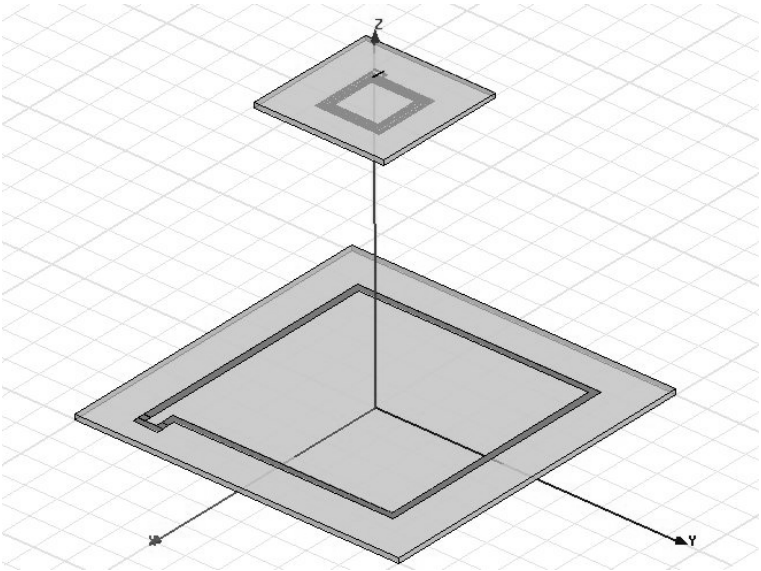


Figura 1.1: Simulação da transferência de energia

Uma bobina encontra-se no implante (receptora) e recebe energia proveniente de outra bobina, que se encontra no exterior (emissora). Apesar de permitir a transmissão de informação

entre o interior e o exterior, a sua utilização têm recaído primariamente na transferência de energia para o implante [4].

Ao contrário dos sistemas de transmissão de informação sem fios que se baseiam na propagação de ondas electromagnéticas (*far field*), a transmissão de energia sem fios recorre ao acoplamento indutivo (*near field*) através do campo magnético. Embora os conceitos físicos envolvidos em ambas as topologias (*far field* e *near field*) estejam relacionados, na propagação de ondas electromagnéticas (*far field*) a percentagem da energia recebida só se torna crítica quando impossibilitar a recuperação com sucesso do sinal de informação (exemplo das ondas de rádio). A extracção de energia a partir do campo magnético incidente quando o receptor se encontra próximo do emissor (distância menor que ¼ do comprimento de onda) acaba por ser mais complexa pois os efeitos do campo próximo (*near field*) são mais significativos [34].

A utilização de acoplamento magnético para transmissão de energia, só é adequada a curtas distâncias entre as duas bobinas, devido ao facto de o campo magnético cair com r^{-3}, sendo r a distância para a bobina emissora. Isto acontece devido ao facto de a bobina emissora radiar energia em diversas direcções caso não seja utilizado um material com propriedades magnéticas. A bobina receptora deve estar colocada perpendicularmente às linhas do campo magnético incidente, de forma a maximizar a energia recebida. A utilização de materiais magnéticos deve ser evitada, pois pode conduzir a efeitos adversos no indivíduo quando sujeito a um campo magnético exterior não desejado [4], tais como sensações de vertigem ou náusea, percepção de *flashes* de luz ou mesmo alterações ligeiras na pulsação. Felizmente, este tipo de sintomas só ocorre quando os campos magnéticos incidentes são superiores a 2Tesla [30].

Dependendo da distância entre as duas bobinas e da não utilização de materiais magnéticos (o que leva a que o acoplamento seja realizado utilizando o ar), facilmente se conclui que o coeficiente de acoplamento será muito baixo. Por esta razão, para que o implante receba a quantidade necessária de energia, a bobina emissora terá de fornecer um campo forte. Felizmente, às frequências utilizadas, os efeitos secundários que podem surgir são quase imperceptíveis e o risco para o paciente é mínimo.

Tendo em conta que a dimensão dos sistemas são muito inferiores ao comprimento de onda utilizado, a análise dos sistemas pode ser descrita sem ter em conta a propagação de ondas, não sendo necessário recorrer a um modelo de elementos distribuídos para obter uma representação adequada do sistema.

É possível distinguir sistemas que funcionam com acoplamento indutivo e sistemas com acoplamento capacitivo, mas praticamente todos os sistemas utilizam acoplamento indutivo, pois

como a constante dieléctrica do ar é muito baixa, é muito difícil utilizar o acoplamento capacitivo para a transmissão de energia sem fios [5].

1.4. Objectivos e Organização da Tese

O objectivo principal deste trabalho consiste no estudo, desenho e posterior simulação de bobinas integradas em tecnologias CMOS convencionais. Pretende-se a optimização de bobinas integradas, de forma a maximizar a transferência de energia entre o emissor e o implante. Para o desenho e simulação utilizou-se um simulador de campo electromagnético de onda completa.

A tese encontra-se organizada da seguinte maneira. O Capítulo 2 contém uma descrição das principais características das bobinas integradas. No Capitulo 3 apresenta-se o simulador de campo electromagnético utilizado, bem como uma breve descrição dos blocos funcionais necessários para proceder às simulações. No Capítulo 4 procede-se à verificação experimental dos resultados gerados pelo simulador, baseado nos resultados obtidos no projecto realizado em anos anteriores. No Capítulo 5 realiza-se um estudo sistemático de bobinas planares integradas, utilizando o simulador. No Capítulo 6 são desenhadas 2 bobinas, optimizadas para as frequências de 433MHz e 900MHz. No capítulo 7 procede-se à simulação de bobinas planares com a inclusão de *patterned ground shields.* No capítulo 8 procede-se à simulação da transmissão de energia utilizando como receptoras as bobinas optimizadas para 433MHz e 900MHz. As conclusões encontram-se no Capítulo 9. Em anexo encontra-se um tutorial de iniciação ao simulador de campo electromagnético utilizado.

2. Bobinas Planares Integradas

2.1. Indutância e Bobinas

As bobinas são utilizadas num elevado número de circuitos de Radiofrequência, nomeadamente circuitos ressonantes LC, filtros, LNA, VCO, etc. Contudo, a utilização de componentes passivos na forma integrada, especialmente em tecnologias de Silício, tem tido uma menor importância relativamente aos componentes activos. Um dos factores que mais contribuiu para essa desigualdade de interesses, tem a ver com o facto de os componentes passivos ocuparem uma área relativamente maior em comparação aos componentes activos, cujas dimensões tem vindo a ser sistematicamente reduzidas. Apesar de ser possível construir capacidades de baixo valor, a área necessária para construir uma bobina de determinado valor, acaba por ser elevada [7].

Quando um condutor é percorrido por uma corrente eléctrica variável, cria um campo magnético variável que dá origem a um fluxo magnético também variável. Esse fluxo magnético variável, ao atravessar o circuito fechado e de acordo com a Lei da Indução, dá origem a uma força electromotriz que, dependendo da resistência do circuito, produz uma corrente que vai produzir um campo que se opõe à passagem da corrente. Uma bobina é um componente passivo cuja principal função é armazenar energia sobre a forma de um campo magnético. A indutância *L* é a principal propriedade de uma bobina e é definida como a razão entre o fluxo magnético produzido e a corrente aplicada:

$$L = \frac{\phi}{I}$$

onde *I* é a corrente aplicada em *Amperes, Φ* é o fluxo magnético em *Wb* e *L* é a indutância medida em *H = Wb/A*. A tensão aos seus terminais é:

$$V(t) = L * \frac{dI(t)}{dt}$$

enquanto a energia (*Joules*) armazenada é:

$$E = \frac{1}{2} * L * I^2$$

As bobinas integradas são em grande parte planares. Existe a possibilidade de se realizarem bobinas integradas sem serem planares, normalmente recorrendo a várias camadas adjacentes de metal e às vias que interligam essas camadas, realizando um solenóide. O facto da bobina em solenóide ter as suas voltas alternando entre as várias camadas adjacentes de metal, leva a que tenha um baixo factor de qualidade devido à relativa alta resistividade das vias, entre outros factores [20].

Grande parte da investigação desenvolvida, tem-se concentrado na optimização de bobinas integradas planares. A solução encontrada para a realização da bobina planar consiste em realiza-la em espiral, como se pode verificar na figura seguinte.

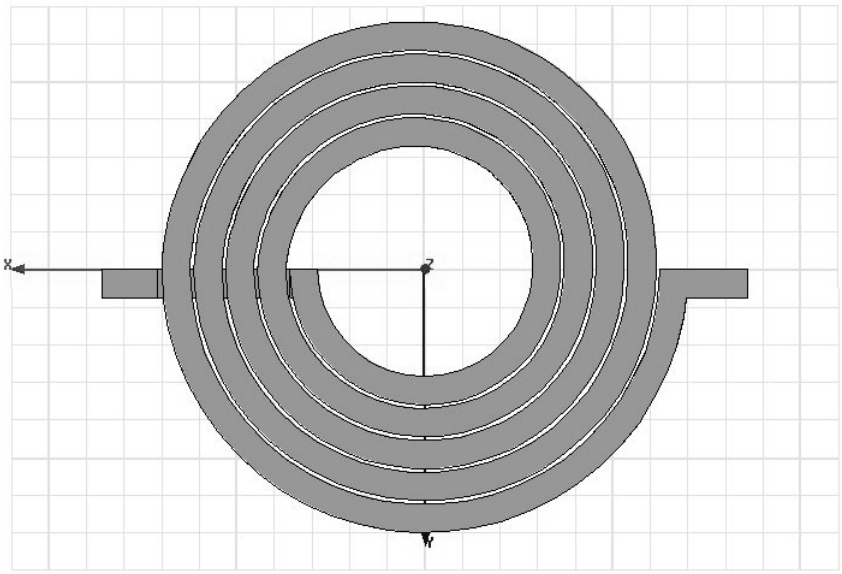


Figura 2.1: Bobina Planar Circular

A realização de uma bobina integrada em espiral, requer pelo menos a utilização de duas camadas de metal, sendo a bobina desenhada na camada superior e a camada inferior responsável por providenciar a ligação desde a volta interior até ao exterior. Como facilmente se percebe, vias serão utilizadas para estabelecer a conexão entre as diferentes camadas de metal.

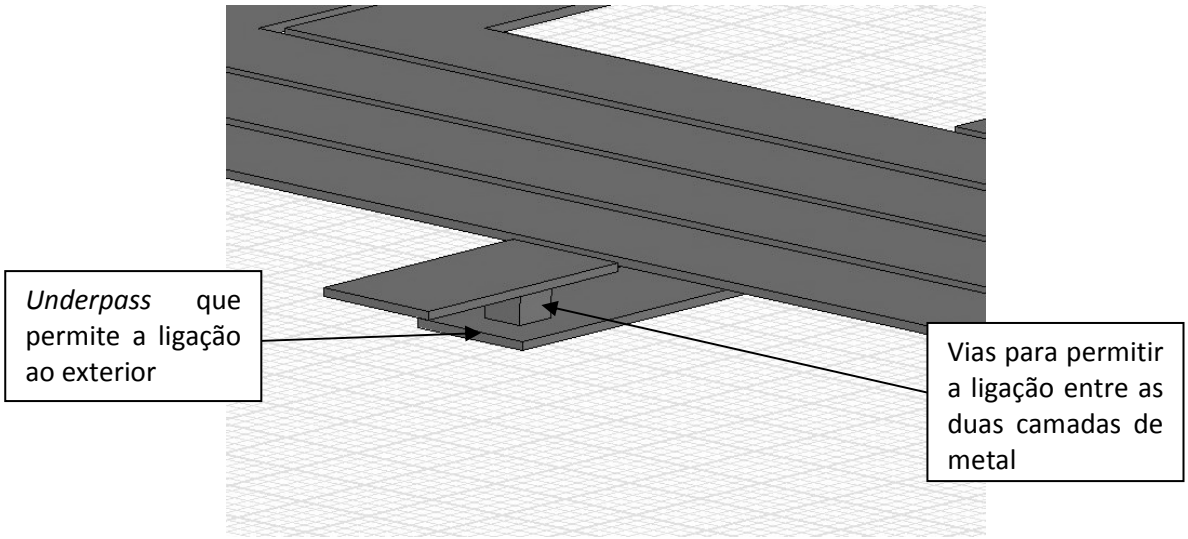


Figura 2.2: Vias e *Underpass*

Quanto à forma, as bobinas integradas podem ser circulares, poligonais ou quadradas (ver figuras 2.3 e 2.4). A forma da bobina, que para a mesma área tem o menor comprimento, é a forma circular. Ou seja, uma bobina planar circular, tem o maior número de voltas para um dado comprimento e área, logo, tem o maior valor de indutância, em comparação com as restantes formas. Uma bobina octogonal tem um perímetro 2.7% mais longo e uma quadrada 12.8% mais longo face à circular [8]. No entanto, a forma quadrada para a bobina integrada é largamente utilizada, pois muitos processos de circuitos integrados têm imposições de 90º face aos ângulos utilizados.

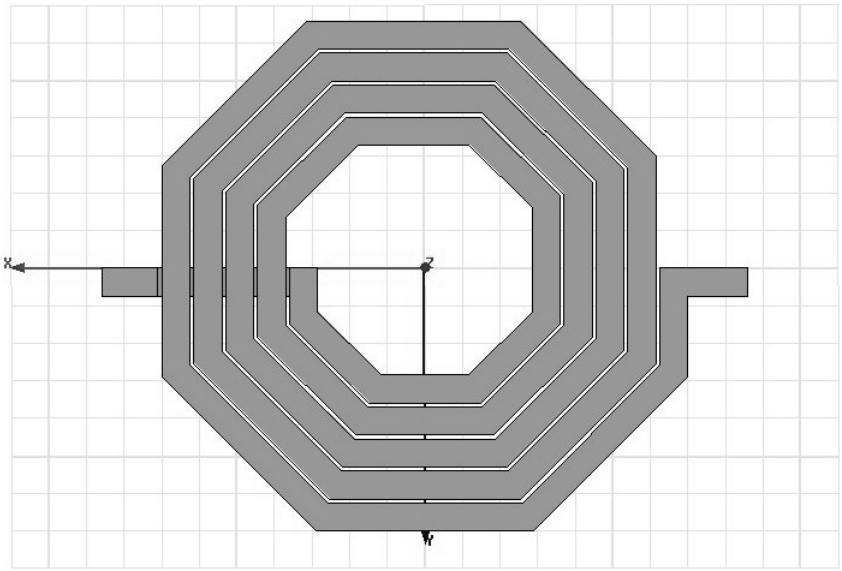


Figura 2.3: Bobina Planar Octogonal

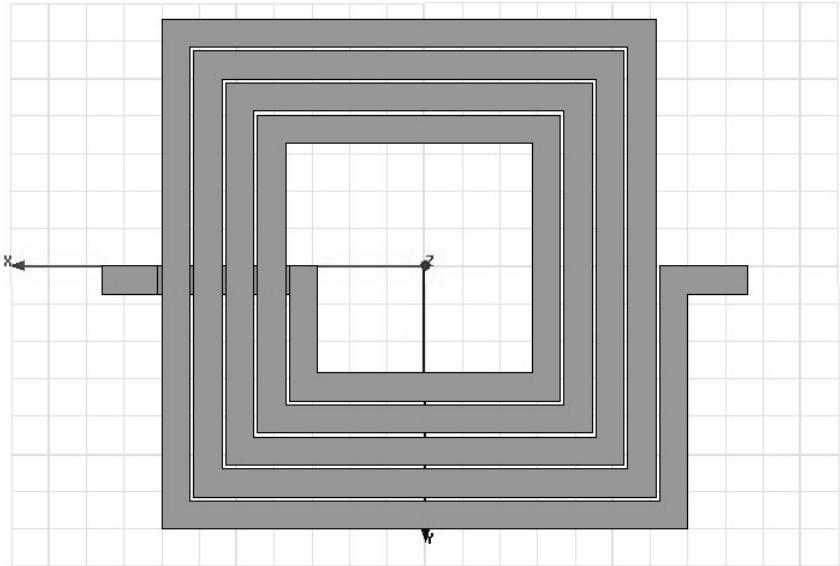


Figura 2.4: Bobina Planar Quadrada

Existem ainda outras topologias utilizadas quanto a forma das bobinas integradas. Muitas vezes é necessário estabelecer uma ligação num ponto arbitrário da bobina para além das duas conexões habituais, por exemplo, em circuitos diferenciais. Existe também a possibilidade de se realizarem transformadores recorrendo a bobinas integradas (ver figura 2.6). Contudo, estas topologias não serão estudadas nesta dissertação.

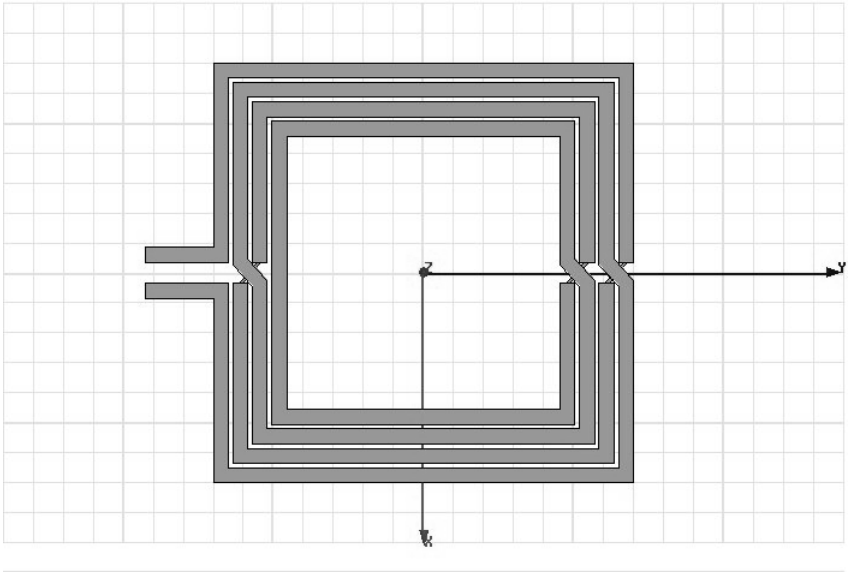


Figura 2.5: Bobina Planar Simétrica

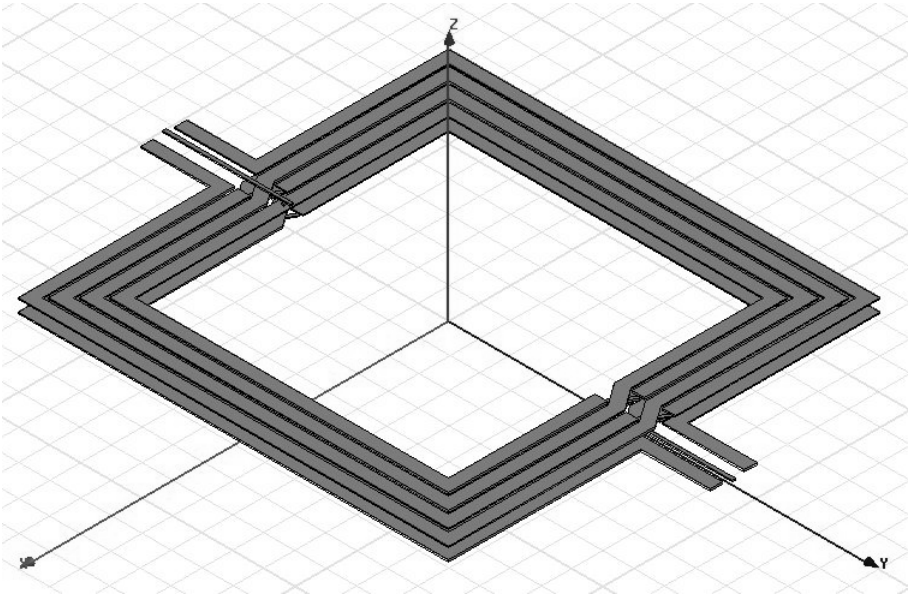


Figura 2.6: Transformador Integrado (2 camadas de Metal)

Uma bobina em espiral pode ser construída nas tecnologias CMOS actuais recorrendo a um mínimo de 2 camadas de metal, como já foi referido. No desenho de bobinas planares, entramos em conta com dois tipos de parâmetros: parâmetros tecnológicos e parâmetros de desenho.

Os parâmetros tecnológicos são responsáveis em grande parte, mas não totalmente, pela performance da bobina. Os parâmetros tecnológicos têm a ver com a tecnologia utilizada, no que respeita à resistividade do substrato, espessura, tipo e resistividade do metal entre outros. Assim sendo, o projectista tem uma influência limitada no que respeita aos processos tecnológicos. A influência dos parâmetros tecnológicos será estudada em secções seguintes.

Os parâmetros de desenho são os parâmetros em que o projectista tem maior controlo, sendo o valor da indutância maioritariamente decidido pelos parâmetros de desenho. Os parâmetros de desenho são:

- Largura do Metal (W)
- Espaçamento entre espiras (S)
- Diâmetro interior (D_{in})
- Diâmetro exterior (D_{out})
- Número de Voltas (N)

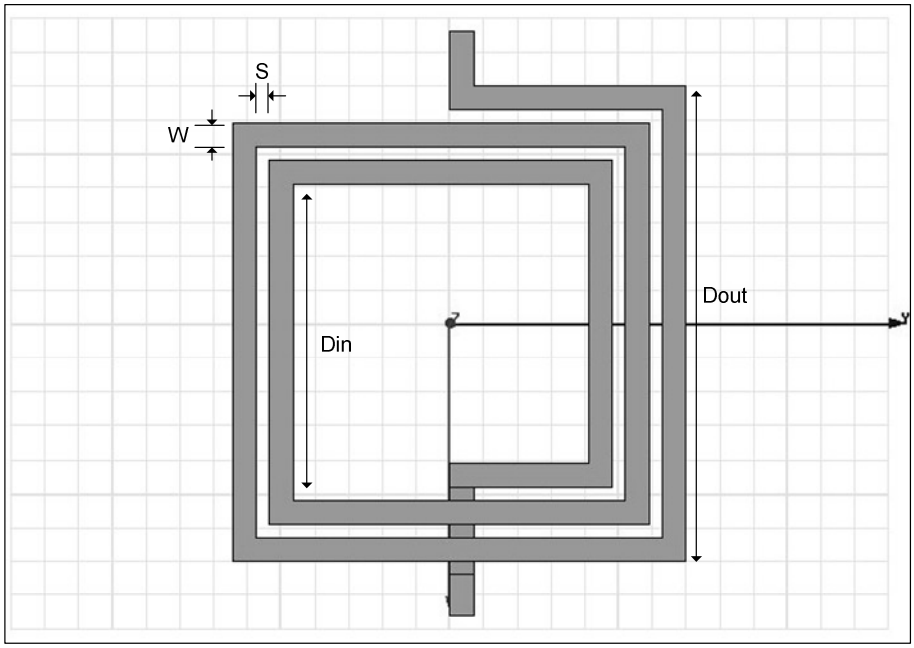


Figura 2.7: Características de desenho da bobina planar

Devido ao facto de serem os parâmetros de desenho que acabam por influenciar maioritariamente o valor da indutância, conjuntamente com o facto de o projectista ter pouca influência sobre os parâmetros tecnológicos, uma das formas de maximizar o desempenho da bobina para uma determinada tecnologia CMOS, consiste na optimização dos parâmetros de desenho.

Usando os parâmetros acima apresentados, diversas fórmulas foram desenvolvidas com o intuito de calcular de forma rápida, o valor da indutância de bobinas em espiral. Essas expressões apresentam um erro de cerca de 3% quando comparadas com os resultados obtidos em simuladores de campo 3D [9]. Existe também online uma página que permite calcular o valor da indutância para bobinas planares quadradas, circulares ou octais, para qualquer uma das três fórmulas apresentadas seguidamente.

O site encontra-se em http://smirc.stanford.edu/spiralCalc.html e apresenta uma interface bastante amigável.

Para o cálculo da Indutância usando as três fórmulas seguintes, teremos previamente que definir 2 expressões que serão usadas posteriormente:

- Raio médio (D_{avg})

$$D_{avg} = \frac{D_{in} + D_{out}}{2}$$

- Rácio de preenchimento (ρ)

$$\rho = \frac{D_{out} - D_{in}}{D_{out} + D_{in}}$$

As fórmulas utilizadas para o cálculo do valor da Indutância são:

- Fórmula de Wheeler Modificada

$$L_{mw} = K_1 * \mu_0 * \frac{n^2 * D_{avg}}{1 + K_2 * \rho}$$

Com K_1 = 2.43 e K_2 = 2.75 para uma bobina quadrada.

- Aproximação *Current Sheet*

$$L_{gnd} = \frac{\mu * n^2 * D_{avg} * c_1}{2} * \left(ln\left(\frac{c_2}{\rho}\right) + c_3 * \rho + c_4 * \rho^2\right)$$

Com c_1 = 1.27, c_2 = 2.07, c_3 = 0.18, c_4 = 0.13 para uma bobina quadrada.

- Expressão *Monomial Fit*

$$L_{mon} = \beta * {D_{out}}^{a_1} * w^{a_2} * {D_{avg}}^{a_3} * n^{a_4} * s^{a_5}$$

Com β = 1.62 * 10^{-3}, a_1 = -1.21, a_2 = -0.147, a_3 = 2.4, a_4 = 1.78, a_5 = -0,03 para uma bobina quadrada.

2.2. Factor de Qualidade (Q)

O factor de qualidade (Q) é, juntamente com a frequência de ressonância (f_{res}), uma das figuras de mérito de uma bobina. Especialmente importante é o valor máximo do factor de qualidade (Q_{max}) e a frequência a que esse valor ocorre (f_{max}).

O factor de qualidade é importante na caracterização de elementos passivos, principalmente de bobinas, pois são estas mesmas as que mais se desviam do modelo ideal. Por

esta razão, o desempenho de circuitos que utilizam bobinas é em grande medida, directamente proporcional ao factor de qualidade da bobina. Num circuito ressonante LC, a bobina é o componente crítico. Num oscilador o ruído de fase e o consumo de potência são extremamente dependentes do factor de qualidade da bobina. Contudo, existem circuitos em que também a frequência de ressonância da bobina desempenha um papel crucial, pois perto dessa frequência, o comportamento desvia-se bastante do desejado para uma bobina.

O factor de qualidade pode ser definido genericamente como:

$$Q = 2 * \pi * \frac{Energia\ armazenada}{Energia\ dissipada\ num\ ciclo\ de\ oscilação}$$

A definição de factor de qualidade apresentada anteriormente é genérica, pois não define qual o dispositivo que armazena ou dissipa energia. A distinção que se pode efectuar entre o Q de diversos dispositivos, reside no facto de que tipo de energia é armazenada e dissipada. No caso de uma bobina, só a energia armazenada sobre a forma de campo magnético é importante, daí que qualquer armazenamento de energia sob a forma de campo eléctrico é indesejável. O Q é então proporcional à diferença de energia de pico magnética (devido ao campo magnético) e eléctrica (devido ao campo eléctrico).

$$Q = 2 * \pi * \frac{|Energia\ de\ Pico\ Magnética - Energia\ de\ Pico\ Eléctrica|}{Energia\ dissipada\ num\ ciclo\ de\ oscilação}$$

Quando as energias de pico, quer magnética quer eléctrica, são iguais, a bobina encontra-se na frequência de ressonância, logo o seu Q = 0 a essa frequência. Pela análise da equação anterior, conclui-se que o factor de qualidade pode ser maximizado, minimizando quer a energia sobre a forma de campo eléctrico armazenada, quer reduzindo as perdas por dissipação de energia.

No caso de um circuito de tanque LC, a equação genérica para o factor de qualidade também pode ser aplicada, só que neste caso, a energia armazenada é a soma das energias eléctricas e magnéticas médias.

Recorrendo ao modelo equivalente da bobina integrada que se apresentará na secção 2.4 onde L_s é indutância série; R_s é resistência série; C_s é a capacidade série; C_{si} é a capacidade do substrato; R_{si} é a resistência do substrato; C_{ox} é a capacidade existente entre a bobina e o substrato, e de acordo com o desenvolvido em [29], o factor de qualidade Q para uma bobina integrada é definido como:

$$Q = \frac{\omega * L_S}{R_S} * \frac{R_{SI}}{R_{SI} + [(\omega * L_S / R_S)^2 + 1] * R_S} * \left[1 - \frac{R_S^2 * (C_{SI} + C_S)}{L_S} - \left(\omega^2 * L_S * (C_{SI} + C_S)\right)\right]$$

A primeira parte desta equação representa a energia armazenada sobre a forma de campo magnético e as perdas resistivas. A segunda parte desta equação diz respeito às perdas que ocorrem no substrato responsáveis pela degradação do factor de qualidade a altas frequências. O terceiro factor desta equação caracteriza a frequência de ressonância da bobina. A partir destes factores podemos definir uma equação geral para o factor de qualidade de uma bobina integrada como sendo:

$$Q = \frac{\omega * L_S}{R_S} * factor\ de\ perdas\ no\ substrato * factor\ de\ ressonância\ da\ bobina$$

2.3. Mecanismos de Perdas

Tendo a bobina a principal função de armazenar energia sobre a forma de um campo magnético, a capacidade e resistência que existem nas bobinas reais são elementos parasitas que degradam o desempenho da bobina.

Às baixas frequências, podem-se emular bobinas recorrendo a componentes activos, aumentando assim o nível de integração. Contudo, as bobinas integradas fabricadas em substrato de Silício que operam a altas frequências, acabam por ter baixos factores de qualidade devido ao facto de ocorrerem perdas no metal e perdas no substrato. As perdas no metal, devem-se ao facto de o metal utilizado apresentar uma determinada resistência, ao *skin effect* e a irregulares distribuições de corrente na bobina que o campo magnético pode provocar. As perdas no substrato têm a ver com a sua baixa resistividade utilizada nos processos actuais, que permite a formação de correntes parasitas que aumentam as perdas resistivas no substrato e atenuam o campo magnético, levando a uma redução da indutância [9]. É importante perceber os

mecanismos de perdas que ocorrem nas bobinas planares integradas para proceder à maximização do factor de qualidade para uma dada frequência e tecnologia.

2.3.1. Perdas no substrato causadas pelo Campo Eléctrico

Geralmente o substrato está ligado a um potencial de referência (normalmente designado "massa"), o que origina um campo eléctrico entre o substrato e as espiras da bobina. Surge então um acoplamento capacitivo entre o substrato e a bobina, devido a essa diferença de potencial (ver figura 2.8).

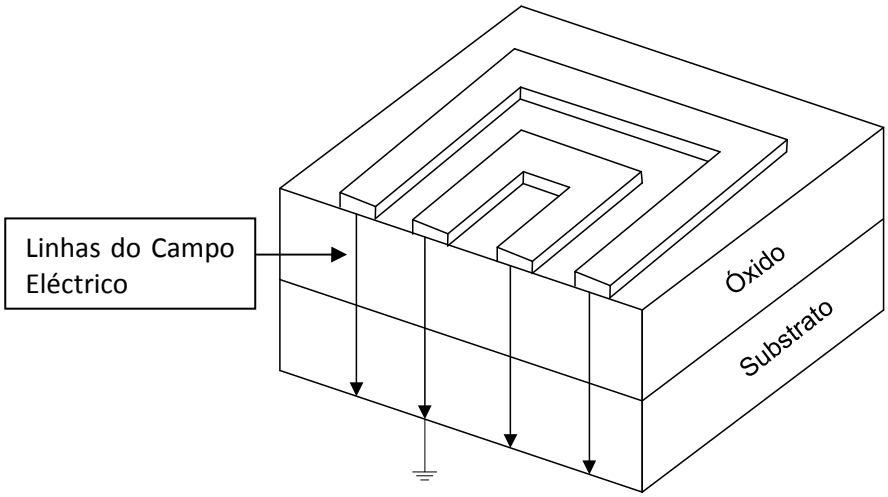


Figura 2.8: Campo Eléctrico a penetrar no substrato

O facto de o campo eléctrico penetrar no substrato condutivo, origina perdas ohmicas. O total das perdas no substrato depende da dopagem do mesmo (associado à sua resistividade), da área ocupada pela bobina, da distância entre o substrato e a bobina e da frequência de operação [17].

2.3.2. *Skin effect* e efeito de proximidade

O *skin effect* ou efeito pelicular, é um fenómeno que ocorre com o aumento da frequência e que leva a uma distribuição não uniforme da corrente num condutor. Com o aumento da frequência, a corrente passa a circular maioritariamente junto das superfícies do condutor devido à formação de correntes parasitas (correntes de Foucault). As correntes parasitas manifestam-se através do efeito pelicular e do efeito de proximidade. De acordo com a Lei de Faraday, as correntes parasitas surgem quando um condutor está sujeito a um campo magnético variável no

tempo. De acordo com a Lei de Lenz, as correntes parasitas originam campos magnéticos que se opõem ao campo inicial. No caso do efeito pelicular, o campo magnético criado pela passagem da corrente pelo condutor, cria no próprio condutor correntes parasitas. A secção transversal do condutor responsável pela passagem da corrente, diminui então com o aumento da frequência, levando a um aumento da resistência do condutor e a um consequente aumento das perdas ohmicas.

O efeito de proximidade ocorre quando um condutor encontra-se sobre o efeito de um campo magnético variável, criado por um outro condutor que se encontra próximo do primeiro condutor. Neste caso, quer circule ou não uma corrente no condutor que está sobre a influência do campo, surgem neste mesmo condutor correntes parasitas. No caso de o condutor que está sob a influência do campo magnético variável circular uma corrente, verifica-se o surgimento de correntes parasitas quer devido ao efeito peculiar quer ao efeito de proximidade, sendo extremamente difícil distinguir a influência de cada componente.

Quer o efeito pelicular quer o efeito de proximidade, aumentam a resistência AC do condutor, verificando-se que o efeito pelicular acaba por exercer uma grande influência na distribuição da corrente.

No caso das bobinas em espiral, devido á proximidade entre os diversos segmentos que compõem a bobina, a corrente que circula em cada segmento pode induzir a criação de correntes parasitas e levar a um aumento da resistência AC.

O efeito pelicular ou *skin depth* é definido como:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi * \mu * f}}$$

com μ, ρ, f representando a permeabilidade (H/m), resistividade (Ω/m) e frequência (Hz), respectivamente.

O efeito das correntes parasitas pode ser omitido, se o efeito pelicular for muito maior que a espessura do condutor [16].

2.3.3. Perdas no substrato causadas pelo Campo Magnético

Outro dos mecanismos de perdas que se verifica nas bobinas integradas, é a interacção existente entre o campo magnético criado pela bobina e o substrato. O campo magnético variável

que penetra no substrato, potencia o surgimento no mesmo de correntes parasitas magneticamente induzidas, que por sua vez, levam a um decréscimo do factor de qualidade devido à dissipação de potência que causam. As correntes parasitas induzidas no substrato, por sua vez, criam elas próprias um campo magnético variável que se vai opor ao campo original, o que tem como consequência uma redução do valor da Indutância (ver figura 2.9).

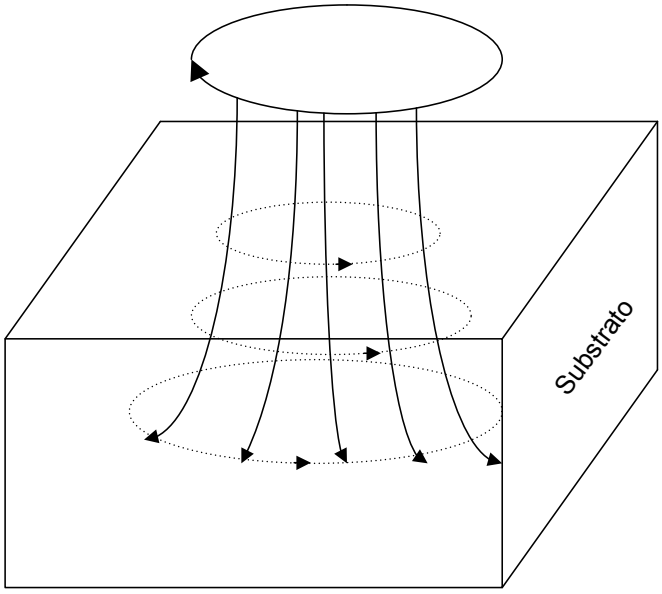


Figura 2.9: Linhas do Campo Magnético a penetrar no substrato

2.3.4. Diminuição de perdas em bobinas planares integradas

Os efeitos causados pelo Campo Eléctrico entre o substrato e a bobina, podem ser atenuados de diferentes formas. Contudo, grande parte das soluções apresentadas, consistem em alterações na estrutura da tecnologia utilizada, o que acaba por aumentar grandemente o custo de produção. Exemplos de soluções que recorrem a estas alterações são:

- A remoção do substrato que se encontra por baixo da bobina
- A construção de bobinas integradas suspensas
- Alteração da dopagem do substrato que se encontram por baixo da bobina

Uma das soluções largamente utilizada consiste na construção de uma placa ligada à massa (*Patterned Ground Shield* - PGS) entre a bobina e o substrato, recorrendo à primeira camada de metal ou à camada de polisilício, sendo portanto, uma técnica que não aumenta o custo do chip. Graças à placa adicional, o Campo Eléctrico é terminado antes de penetrar no

substrato, diminuindo as perdas uma vez que é implementado num material com resistividade mais baixa (ver figura 2.10).

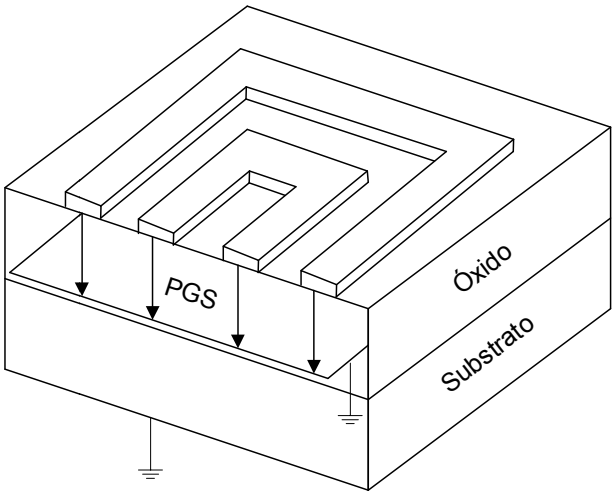


Figura 2.10: Campo Eléctrico terminado antes de chegar ao substrato graças ao PGS

Infelizmente, a introdução de um PGS aumenta o valor da capacidade parasita da bobina. Como podem ser induzidas correntes na placa com direcção oposta à que lhe deu origem, levando a uma redução do valor da Indutância devido ao acoplamento indutivo negativo, esta deve ser dividida em secções

Como é necessário estabelecer uma conexão entre as diversas secções do escudo, deve-se prestar especial atenção para que não se formem *loops* de corrente no escudo.

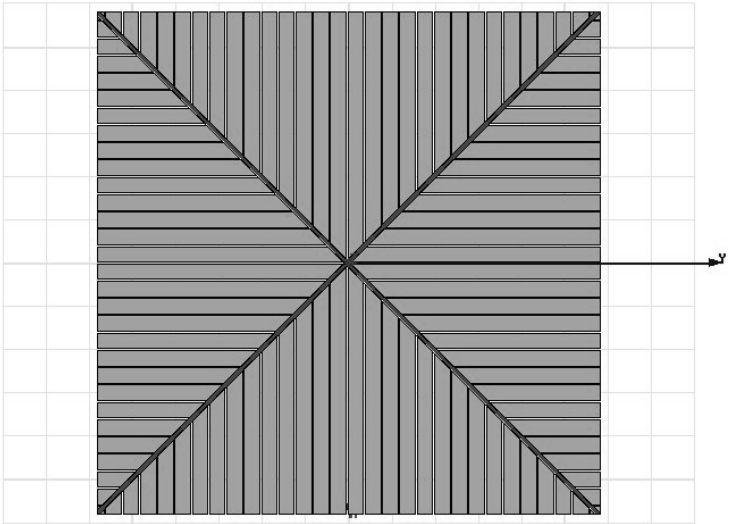


Figura 2.11: Exemplo de escudo (*Patterned Ground Shield*)

Diferentes tipos de escudos foram estudos em [19]. Com base neste trabalho, é importante referir que o escudo deve ser conectado à massa em dois pontos diametralmente opostos para que não se verifique um comportamento assimétrico do factor de qualidade. O espaçamento entre as diversas secções do escudo deve ser mantido relativamente curto para que o Campo Eléctrico vertical não penetre no substrato.

Infelizmente, o escudo não consegue atenuar a interacção entre o substrato e o campo magnético. Essa atenuação pode ser conseguida removendo o substrato que se encontra por baixo da bobina ou afastando a bobina do substrato através de uma construção suspensa. Contudo, como se tratam de técnicas que aumentam largamente o custo de produção, não serão estudadas nesta dissertação.

Outra das soluções correntemente adoptadas para melhorar o comportamento da bobina integrada, consiste na utilização de 2 camadas adjacentes de metal interligadas por vias para o desenho da bobina. A utilização desta técnica requer pelo menos a utilização 3 camadas de metal, duas para as bobinas emparelhadas e uma para a ligação da volta interior da bobina ao exterior (*underpass*).

A grande vantagem da utilização desta técnica, está no facto de se aumentar a condutividade da bobina, que resulta numa melhoria considerável do seu factor de qualidade, mas para isso é necessário que se utilize um elevado número de vias para proceder ao emparelhamento das duas camadas de metal. Contudo, é preciso ter em conta que a bobina e o *underpass* se encontram mais próximos do substrato o que leva a um aumento da capacidade existente entre a bobina e o substrato.

No caso de a tecnologia utilizada permitir, ainda se podem interligar mais camadas de forma a reduzir a resistência da bobina, mas um estudo comparativo entre os benefícios da redução da resistividade do metal e os prejuízos causados pelo aumento da capacidade deve ser realizado, tendo em vista os objectivos pretendidos.

2.4. Modelo Eléctrico de uma Bobina Planar Integrada

O modelo equivalente de um dispositivo, é uma ferramenta importante para a análise de circuitos que incluem esse mesmo dispositivo, principalmente quando se usa software para realizar essa análise. A bobina integrada, sendo o dispositivo passivo que mais se afasta do modelo ideal, é o dispositivo cujo modelo equivalente apresenta maiores problemas. A DC, os valores dos diferentes elementos do modelo equivalente, são relativamente fáceis de se extrair.

Contudo, a altas frequências, uma predição dos seus valores continua a ser um desafio, devido a todos os fenómenos de alta frequência que podem ocorrer. A chave para a construção de um modelo realista está na capacidade de perceber antecipadamente todos os efeitos que podem ocorrer a altas frequências.

A imagem seguinte apresenta um corte transversal duma bobina integrada, onde se destacam os elementos que compõem o seu modelo equivalente.

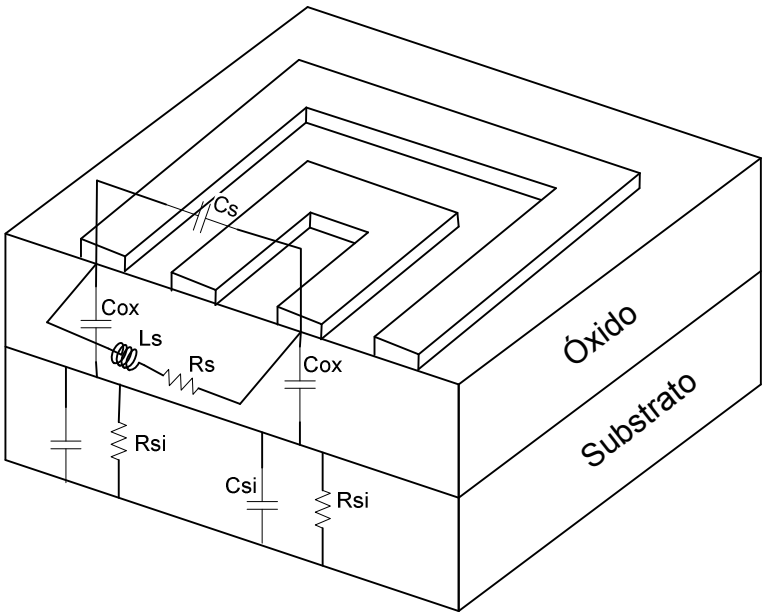


Figura 2.12: Modelo Eléctrico da Bobina Planar Integrada

A indutância e a resistência da bobina são representadas pela indutância série L_s e a resistência série R_s. A sobreposição existente entre as espiras da bobina e o *underpass* induzem um acoplamento capacitivo entre os dois terminais da bobina e é representado pela capacidade série C_s. A capacidade criada pelo óxido entre a bobina e o substrato é modelada pela capacidade C_{ox}. A capacidade e resistividade do substrato de silício são modeladas pela capacidade C_{si} e pela resistência R_{si}, respectivamente.

A resistência série R_s, é dependente da frequência devido ao efeito pelicular e ao efeito de proximidade. Como já foi referido anteriormente, ambos os efeitos são aditivos e dificilmente se conseguem distinguir individualmente os efeitos causados por cada uma das contribuições. Uma estimativa da resistência série R_s pode ser calculada recorrendo a uma equação definida em [27], que se apresenta seguidamente:

$$R_S \approx \frac{l}{w * \sigma * \delta(1 - e^{-t/\delta})}$$

onde σ é a condutividade do condutor, δ é o efeito pelicular, l é o comprimento total do condutor, w é a largura da pista e t a espessura do condutor.

A capacidade série C_s, modela o acoplamento capacitivo entre os dois terminais da bobina. Este acoplamento capacitivo, permite que o sinal injectado num dos terminais passe directamente para o outro terminal, sem percorrer a bobina. Este tipo de acoplamento capacitivo tanto pode ocorrer entre a bobina e o *underpass* como entre as voltas adjacentes da espiral. No caso das voltas adjacentes, como se encontram aproximadamente ao mesmo potencial, a sua contribuição para C_s é baixa. O efeito é mais acentuado entre a bobina e o *underpass* devido à diferença de potencial entre ambos [21] [22]. Em [16] e [27], C_S é definido como:

$$C_S = n * w^2 * \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{m1,2}}$$

onde n é o número de voltas, w é a largura da pista, ε_{ox} é a permitividade do óxido e $t_{m1,2}$ é a distância existente entre a camada de metal onde está o *underpass* e a camada de metal utilizada para a bobina.

A origem física de R_{si} está relacionada com a condutividade do substrato, sendo dependente da dopagem do mesmo. C_{si} representa os efeitos capacitivos que ocorrem no semicondutor a altas frequências. No geral, C_{ox}, R_{si} e C_{si} modelam as características de estruturas *microstrip* em silício [16].

A capacidade existente entre a bobina e o substrato é representada por C_{ox}, cujo valor é aproximado ao de um condensador de placas paralelas. Em [16] e [27], C_{ox} é definido como:

$$C_{OX} = \frac{1}{2} * l * w * \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}}$$

onde *l* é o comprimento total do condutor, *w* é a largura da pista, ε_{ox} é a permitividade do óxido e t_{ox} é a espessura da camada de óxido. O factor de 2 advém do facto de se assumir que os efeitos parasitas no substrato, estão igualmente distribuídos pelos dois terminais da bobina.

A resistência R_{si} e a capacidade C_{si} é definida na literatura [16] e [27] como sendo:

$$R_{SI} = \frac{2}{l * w * G_{sub}}$$

$$C_{SI} = \frac{1}{2} * l * w * C_{sub}$$

onde *l* é o comprimento total do condutor, *w* é a largura da pista, G_{sub} é condutância do substrato por unidade de área, C_{sub} é a capacidade do substrato por unidade de área. Mais uma vez, o factor de 2 em ambas as expressões, advêm do facto de se assumir que os efeitos parasitas no substrato, estão igualmente distribuídos pelos dois terminais da bobina.

3. Simulador de Campo Electromagnético

3.1. *Cumputed-aided Design*

O aumento do interesse que se tem verificado nos últimos anos por sistemas de comunicação sem fios e no sector das comunicações móveis, tem impulsionado o desenvolvimento desses mesmos sistemas, proporcionado desafios constantes aos projectistas dos circuitos. O balanço entre a performance do circuito e os custos de produção, é algo com que os projectistas têm de lidar no seu dia-a-dia, o que pode levar a mudanças na metodologia de desenho e teste do circuito, na procura do melhor compromisso.

Devido às altas frequências de operação deste tipo de circuitos, as dimensões do mesmo são muitas vezes da mesma ordem de grandeza do comprimento de onda de operação. Isto em conjunção com o facto de cada vez mais o número de componentes adjacentes no mesmo substrato aumentar, leva a que uma análise teórica do comportamento do circuito usando elementos distribuídos seja difícil, obrigando ao uso de software apropriado para a análise do comportamento deste tipo de circuitos.

O tipo de software utilizado para a análise do comportamento deste tipo de circuitos pode ser dividido em dois grandes grupos: Esquemático e Simuladores de Campo Electromagnético. O primeiro tipo de software, Esquemático, apresenta-nos diversas bibliotecas com vários tipos de elementos, a partir dos quais, podemos construir o nosso circuito através da interligação desses elementos. Neste tipo de software, as simulações são normalmente rápidas, em comparação com as realizadas em Simuladores de Campo Electromagnético, mas não providenciam uma análise electromagnética de onda completa, sendo a simulação do circuito realizada com recurso a equações que normalmente têm uma gama de utilização restrita, sendo portanto um tipo de software útil para quando se pretende obter um conhecimento aproximado do comportamento do circuito ou são apenas utilizados circuitos já certificados pela praxis. Por outro lado, os Simuladores de Campo Electromagnético de onda completa, utilizam diversas técnicas, que variam de software para software, para resolver as equações de Maxwell. Entre as diferentes técnicas destacam-se o Método dos Elementos Finitos e o Método dos Momentos. Os Simuladores de Campo Electromagnético de onda completa, quando usados correctamente, fornecem resultados bastante exactos [10].

O já referido aumento do interesse verificado nas tecnologias da comunicação, nomeadamente as comunicações móveis e dispositivos de consumo de baixo custo, leva a que

cada vez mais empresas apostem no desenvolvimento dos seus produtos, tendo em mente a melhoria da relação preço/qualidade, o que leva a uma tentativa de diminuição dos custos de produção, mantendo a performance. A tecnologia CMOS é actualmente a única capaz de reunir essas condições do custo de produção, tendo a capacidade de integrar módulos funcionais analógicos e digitais num mesmo chip. Contudo, a falta de materiais magnéticos nos processos standards actuais, dificulta o desenvolvimento do circuito ressonante, nomeadamente a bobina receptora, que se pretende construir.

A bobina receptora será responsável por grande parte da área ocupada no chip, sendo o factor de qualidade do circuito receptor grandemente influenciado pelo factor de qualidade da bobina. Como pretendemos obter o melhor factor de qualidade possível para a bobina usando a tecnologia CMOS disponível, o fabrico de diversas bobinas variando o espaçamento entre pistas, a largura das pistas e o raio interior da bobina, de forma a escolher a melhor bobina, é uma abordagem ao problema que iria aumentar largamente o do custo do projecto. Por isso mesmo e tendo em conta os resultados obtidos em outras investigações [11] em que se procedeu à comparação entre bobinas simuladas e fabricadas, a abordagem utilizada para o desenho da bobina foi a utilização de um simulador de campo electromagnético de onda completa. O simulador de campo electromagnético de onda completa, apesar de necessitar de um tempo de simulação elevado em comparação com outras ferramentas, quando configurado correctamente, produz resultados muito semelhantes aos obtidos através de medições. Desta forma podemos proceder à simulação de diversas bobinas, de forma a dimensionar a bobina ideal para o nosso projecto, obtendo uma boa estimativa do comportamento real dessas bobinas. O simulador utilizado foi o *Ansoft HFSS* [31] que é um simulador de campo electromagnético de onda completa, que utiliza o Método dos Elementos Finitos para resolver as Equações de Maxwell.

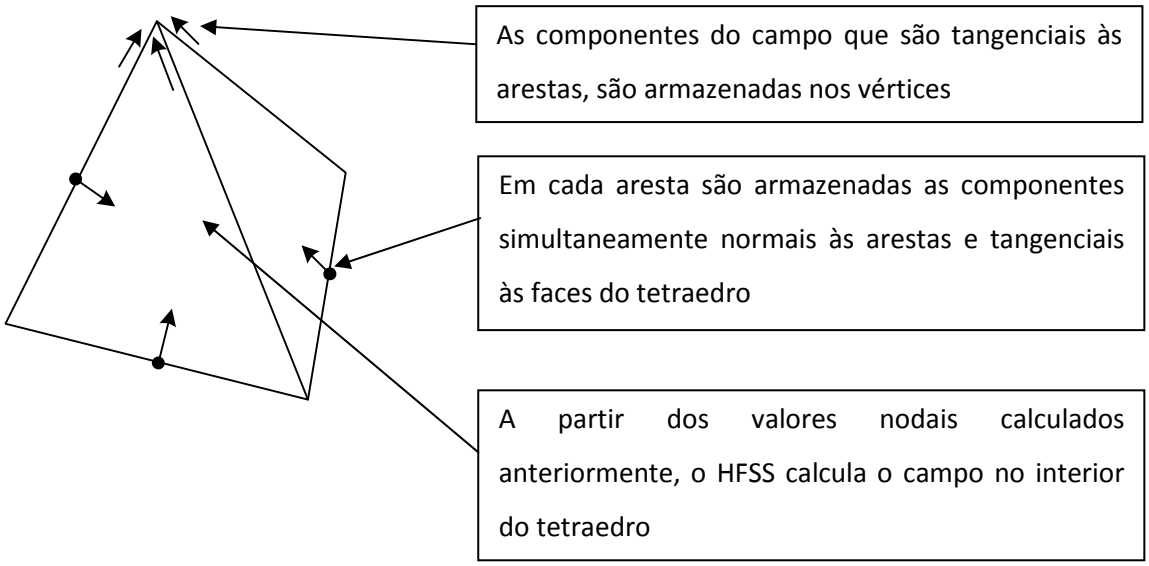
3.2. HFSS: método dos elementos finitos

HFSS é um simulador de campo electromagnético 3D de onda completa que permite o cálculo do campo electromagnético no interior de diversas estruturas passivas de volumes arbitrários. Para gerar uma solução do campo electromagnético, HFSS usa o Método dos Elementos Finitos (MEF).

O MEF é uma técnica numérica para resolver equações diferenciais parciais que descrevem o comportamento de sistemas físicos, que tem se tornado numa ferramenta importante para resolver diversos projectos de engenharia [12]. No geral, o MEF divide todo o

espaço do problema em milhares de regiões e representa o campo em cada sub-região com uma função local. Ao conjunto dessas sub-regiões dá-se normalmente o nome de malha.

O simulador utilizado divide automaticamente o domínio do problema, em diversas sub-regiões que neste caso são tetraedros, formando a chamada malha de elementos finitos. Os tetraedros são formados por quatro faces, sendo cada face um triangulo equilátero. Em cada vértice do tetraedro, o simulador armazena as componentes do campo (quer eléctrico quer magnético) que são tangenciais às três arestas do tetraedro que convergem para esse vértice. A meio de cada aresta, o simulador volta a armazenar a componente do campo que é normal a essa mesma aresta e tangencial às faces do tetraedro. Na imagem seguinte pode observar em detalhe os pontos onde são armazenados os valores dos campos em cada tetraedro.



Interpolando os diversos valores obtidos, é possível calcular o campo no interior do tetraedro. Com recurso a esta técnica, o simulador consegue calcular distribuições 3D dos campos, consegue prever grande parte de efeitos que ocorrem a altas frequências (dispersões, radiações, perdas), porque consegue transformar o cálculo contínuo do valor do campo usando as Equações de Maxwell, numa serie de equações algébricas que podem ser resolvidas com recurso a métodos matriciais.

3.3. HFSS: processo para gerar a solução

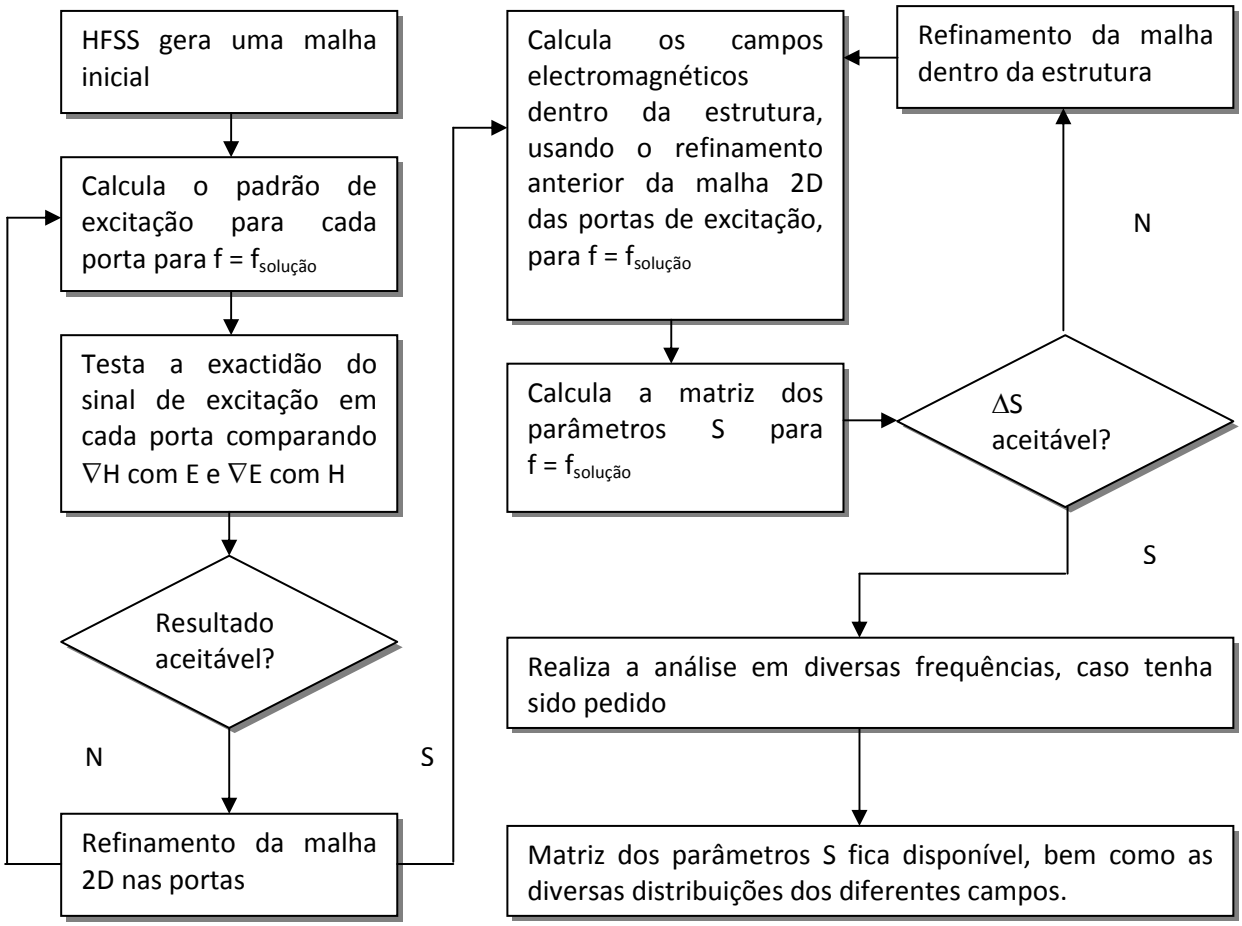
Existe um compromisso entre os recursos computacionais disponíveis, o nível de precisão que pretendemos e o número de elementos (tetraedros) que compõem a malha.

A precisão desejada é largamente dependente do tamanho dos elementos da malha, ou seja, é dependente do número de elementos da malha. Para se obter uma descrição precisa do comportamento do campo, é necessário que cada elemento ocupe uma região suficientemente pequena para que o campo seja adequadamente interpolado a partir dos valores nodais obtidos para cada tetraedro. Ou seja, soluções que recorram a um elevado numero de elementos vão ser mais precisas que outras que recorram a poucos elementos. Como facilmente se percebe, quanto mais elementos tiver a solução, maior será o esforço computacional necessário, quer em capacidade de processamento quer em memória, para poder gerar a solução. Felizmente, o simulador usa um processo iterativo denominado de análise adaptativa, no qual após a geração da malha inicial, essa mesma malha é refinada em certas regiões críticas onde existe uma elevada densidade de erros.

Após ter gerado a solução a uma ou várias frequências, o simulador fornece como resultados imediatos as matrizes de parâmetros S, Y, Z e ABCD. A matriz dos parâmetros S obtida, basicamente reduz a complexidade do comportamento electromagnético da estrutura a um conjunto de parâmetros de alta frequência. Para calcular essa matriz, o simulador realiza os seguintes passos:

- Divide a estrutura numa malha composta por um número de elementos finitos, denominada de manha inicial.
- Em cada porta da estrutura (local onde são aplicados os sinais de excitação na estrutura a ser simulada), calcula os modos que podem existir numa linha de transmissão cuja secção transversal tem as mesmas dimensões que a da porta.
- Calcula a totalidade do campo electromagnético dentro da estrutura, de modo a satisfazer as condições impostas por cada porta.
- Através da relação entre a potência transmitida e reflectida, é calculada a matriz dos parâmetros S.

O fluxograma seguinte explica simplificadamente como o simulador procede para gerar a malha de elementos:



Convém referir o seguinte:

- Se tiverem sido definidas opções para refinar a malha, essas opções podem ser aplicadas aquando da criação da malha inicial ou após a criação desta, dependendo do tipo de operações previamente definidas.
- Se tiver sido definida uma análise adaptativa, o simulador refina os tetraedros nas regiões onde se verifica um maior erro, parando o processo iterativo acima descrito quando algum critério de convergência previamente definido for atingido ou quando o máximo número de passos adaptativos for atingido.
- Se um varrimento na frequência for solicitado, o simulador utiliza a malha refinada obtida na frequência da solução predefinida ($f_{solução}$) para calcular os valores para as

outras frequências, não procedendo ao refinamento da malha para as restantes frequências.

Um exemplo de uma estrutura antes e depois de ser gerada a malha de elementos encontra-se nas imagens seguintes:

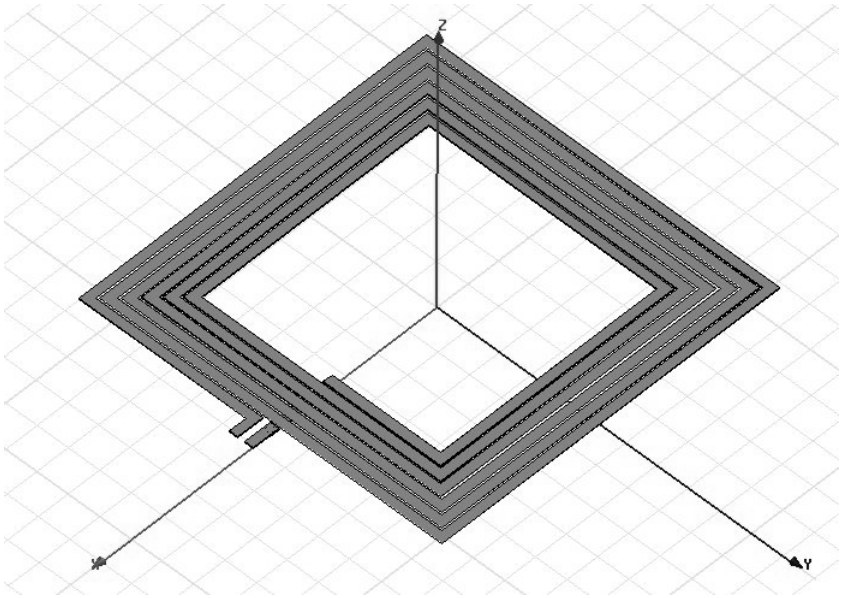


Figura 3.1: Estrutura antes de ser criada a malha

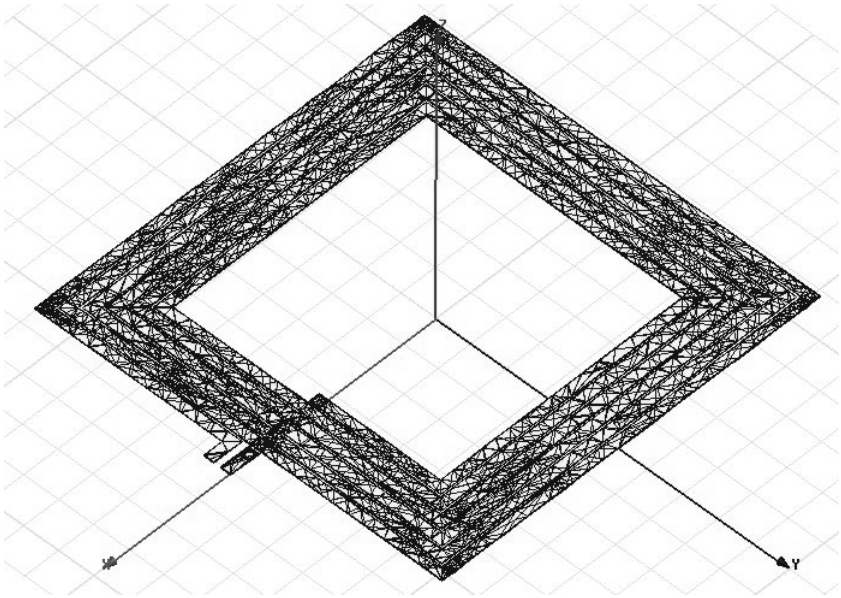


Figura 3.2: Estrutura após ser criada a malha

3.4. HFSS: estrutura de simulação

Para proceder à simulação de estruturas passivas no HFSS, é necessário acrescentar uma série de blocos virtuais aos blocos físicos que constituem a estrutura a ser simulada. Como pretendemos simular diversas bobinas, os blocos virtuais necessários foram a superfície de radiação (*air box*), portas de excitação da estrutura (*lumped ports*) e condutores perfeitos (*perfect-E bars*). Esses blocos virtuais encontram-se destacados na imagem seguinte.

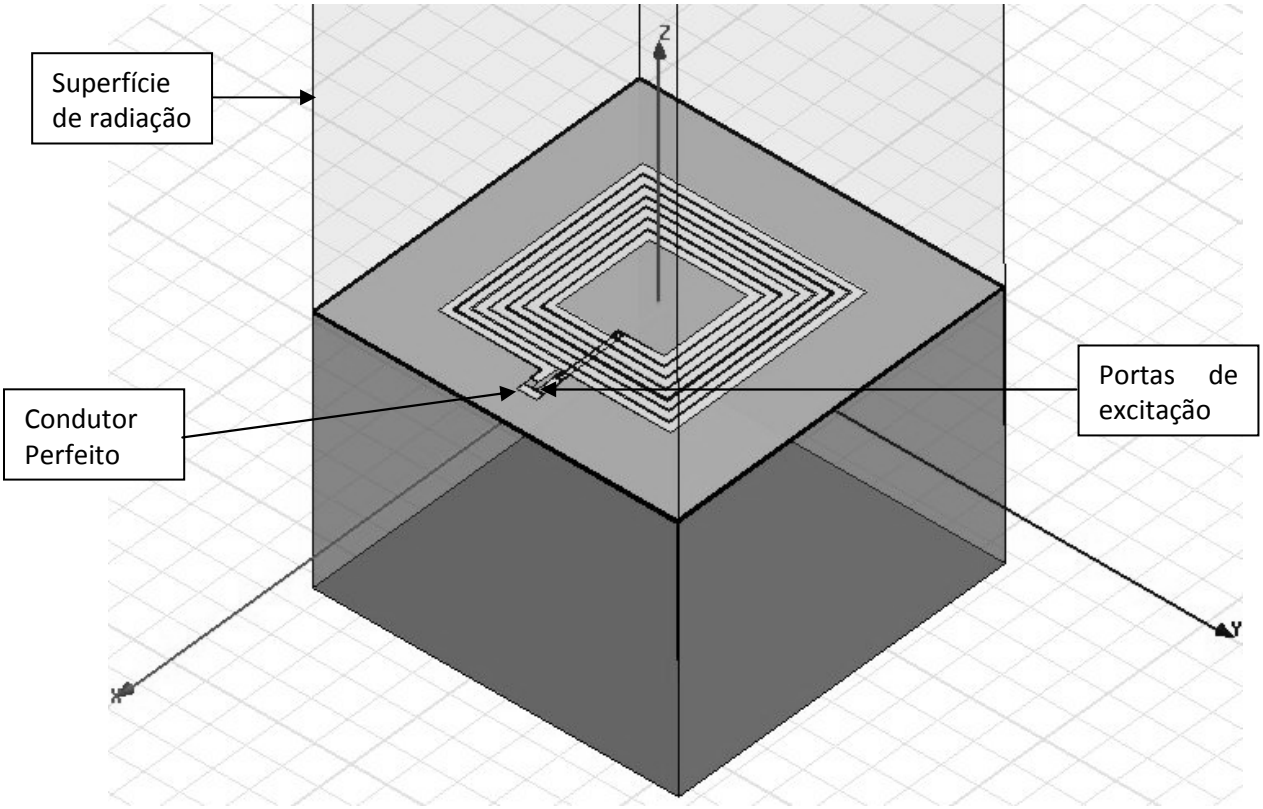


Figura 3.3: Blocos virtuais necessários para simular bobinas

No HFSS, todas as superfícies que compõem a estrutura que pretendemos simular e que simultaneamente fazem fronteira com o plano de fundo do programa (*background*), são automaticamente definidas pelo mesmo como sendo superfícies de um condutor perfeito (*perfect-E boundaries*). O vector campo eléctrico é assumido como sendo normal a essas superfícies, levando a que a solução final do campo tenha que ter uma componente tangencial nula nessas superfícies, impedindo que nenhuma energia entre ou deixe a estrutura. Devido a este facto, é necessário definir um bloco virtual cujas suas faces vão ser definidas automaticamente como superfícies de um condutor perfeito. Esse bloco é uma “caixa de ar” que

envolve toda a estrutura e que assim permite investigar o comportamento do campo electromagnético da mesma. Esta "caixa de ar" é definida como sendo uma superfície de radiação e deve estar localizada a uma distância da estrutura de ¼ do comprimento de onda. Em alguns casos esta superfície de radiação pode estar localizada a menos de ¼ do comprimento de onda, devendo no entanto, ser verificado se ocorre grandes alterações na distribuição dos campos da estrutura.

As portas de excitação são outro tipo de bloco virtual que é necessário para que o HFSS proceda à simulação. As portas são superfícies 2D expostas a materiais que não existem (condutores perfeitos ou o plano de fundo - *background*) através das quais os sinais de excitação entram e deixam a estrutura a ser simulada. É nas portas que vão ser calculados os campos de acordo com as Equações de Maxwell para determinar apropriadamente os modos de excitação que vão ocorrer no interior da estrutura. No nosso caso vamos utilizar *Lumped-Ports* que de acordo com [14] são mais adequadas para simulação e análise de componentes em Silício e estruturas *microstrip*. As *Lumped-Ports* excitam a estrutura usando um único modo, permitem calcular os parâmetros S em relação a uma impedância de referência Z_0 definida previamente pelo utilizador e permitem excitar as estruturas no interior do domínio de simulação definido pela "caixa de ar", algo que as *Wave-Ports* não permitem pois só podem ter uma única superfície da porta exposta ao volume a ser simulado. Contudo as *Wave-Ports* resolvem as distribuições dos campos para um ou mais modos propagantes ou não propagantes, sendo portanto mais rigorosas [15].

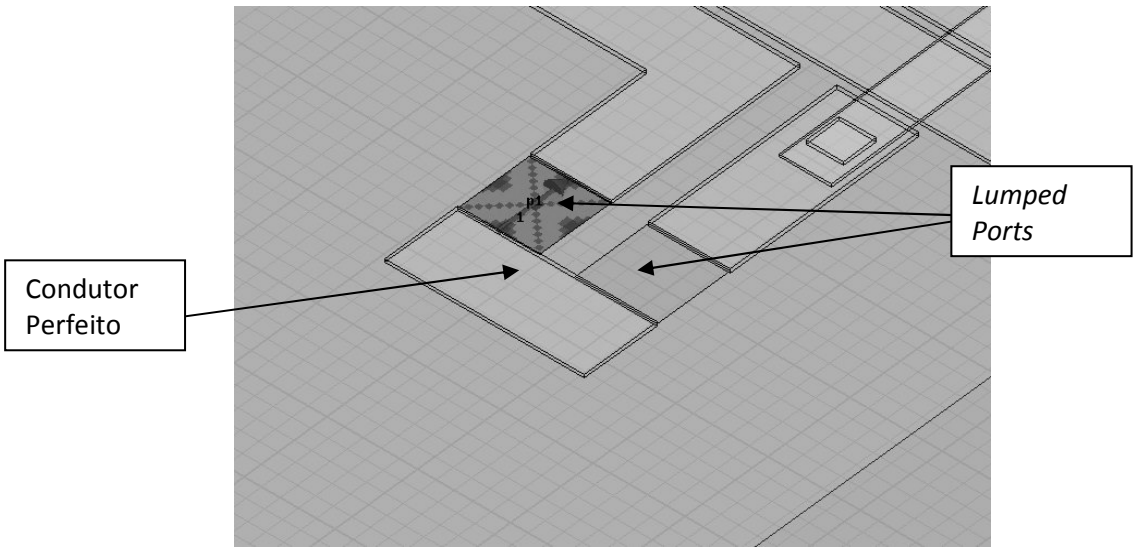


Figura 3.4: Condutor perfeito e *Lumped-Ports*

Como se pode verificar, as duas portas de excitação da estrutura encontram-se definidas entre as linhas de metal que compõem a bobina e um bloco virtual definido como um condutor perfeito. Esse novo bloco virtual "parece" curto-circuitar ambas as portas, mas na simulação funciona como um caminho de retorno para os sinais de excitação para além de ser um ponto equipotencial para ambas as portas [13]. Sem este bloco virtual, não é possível proceder às simulações pois não existe um caminho de retorno para os sinais de excitação. Existem outras alternativas de providenciar um caminho de retorno para os sinais de excitação. Uma das alternativas consiste na utilização do *guard-ring* (definido como condutor perfeito) para esse fim [31].

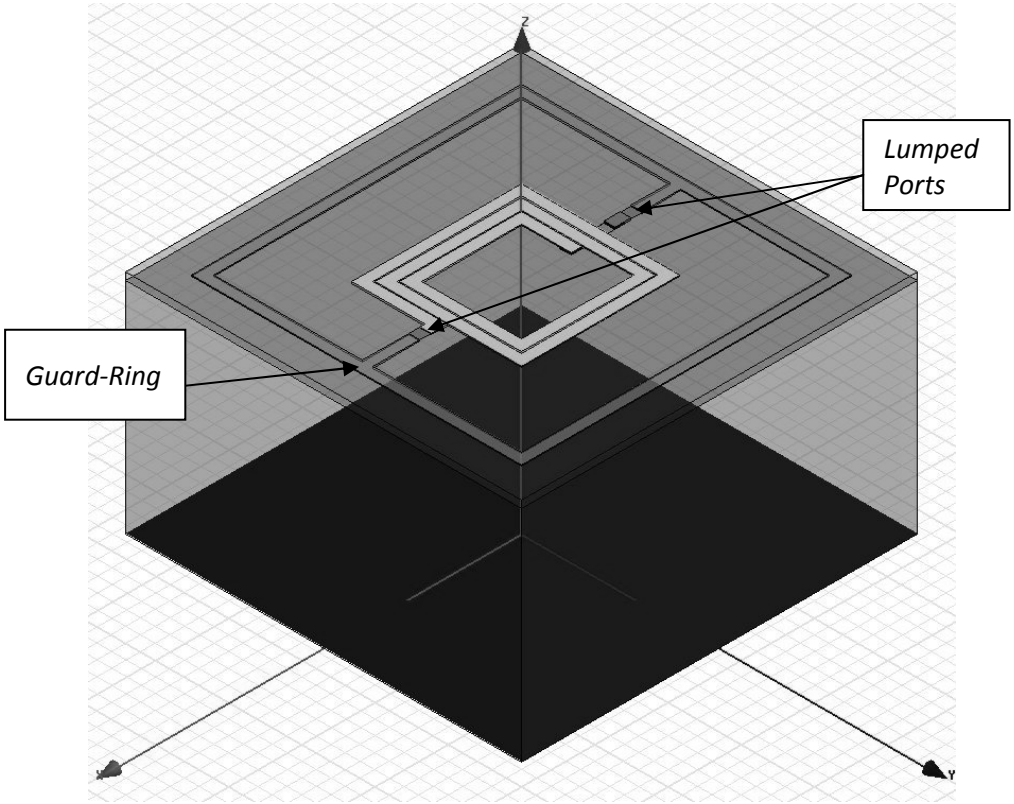


Figura 3.5: ***Guard-Ring*** **e** ***Lumped-Ports***

Quantos às suas dimensões, as portas devem ser definidas com uma largura que não deve ser superior à largura do metal e o comprimento não deve ser demasiado longo para que não sejam negligenciados componentes indutivos nem demasiado pequeno para não serem negligenciados componentes capacitivos [14] [15]. O comprimento deve ser aproximadamente igual à largura das portas.

4. Verificação experimental dos resultados gerados pelo simulador

4.1. Objectivos

Num projecto anterior, a transmissão de energia sem fios com o objectivo de alimentar implantes em tecidos vivos, já foi realizada [2]. Porém, foi só uma versão experimental, já que foram utilizados unicamente componentes discretos e a frequência utilizada foram os 13.56MHz (frequência típica de sistemas *Radio-Frequency Indentification* - RFID). O seu principal objectivo era provar que se podia alimentar e comunicar com dispositivos implantados recorrendo unicamente a um *link* electromagnético.

Utilizando o simulador de campo electromagnético, tentou-se reproduzir os resultados práticos obtidos anteriormente, mais precisamente a transmissão de energia entre a bobina emissora e a receptora.

Esta fase do trabalho tinha como principal objectivo comprovar a fiabilidade do simulador através dos resultados experimentais obtidos em [2], e simultaneamente ser um meio de adaptação ao ambiente de trabalho do simulador de campo electromagnético, tomar conhecimento de grande parte das potencialidades do simulador e ainda perceber quase todos os mecanismos necessários para realizar as simulações.

Para proceder a uma análise no domínio do tempo, outro programa foi utilizado. O programa em causa é o Ansoft Designer [32] que para além de permitir a importação da matriz dos parâmetros S obtida pelo simulador de campo electromagnético (através do bloco funcional *N-port Data*), possibilita interligar esse mesmo bloco com diversos componentes (descrito no capítulo 8 de [31]).

4.2. Bobina Emissora

A bobina emissora é realizada com as espiras quadradas sendo construída em PCB. O diâmetro exterior é de 75mm e é composto por 2 voltas. A largura das espiras é de 4mm e o espaçamento entre espiras é de 3mm. As espiras são de cobre com uma espessura de 35µm. Em [2] o valor da indutância desta bobina é de 500 nH.

O seu desenho no simulador de campo electromagnético encontra-se a seguir.

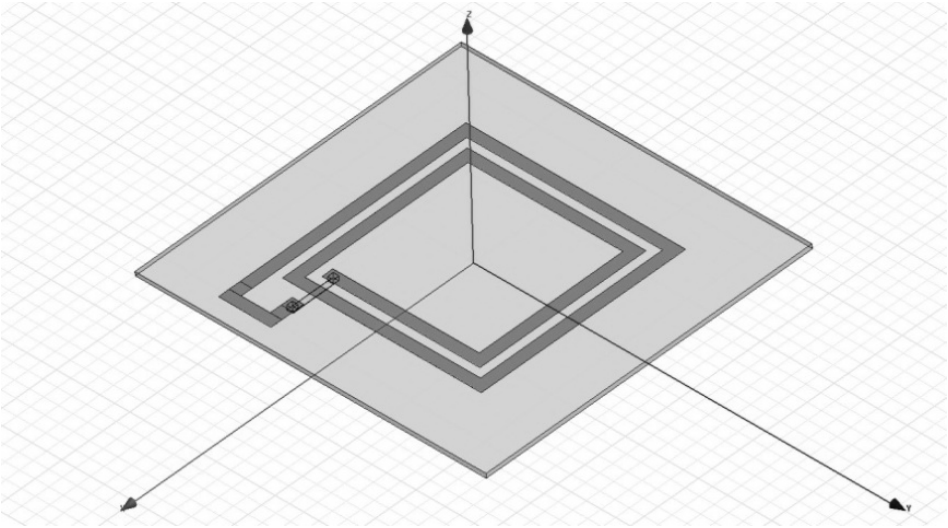


Figura 4.1: Bobina Emissora (500nH)

Como termo de comparação, apresenta-se uma fotografia e o *Layout* da mesma bobina realizada em [2] (ver figuras 4.2 e 4.3).

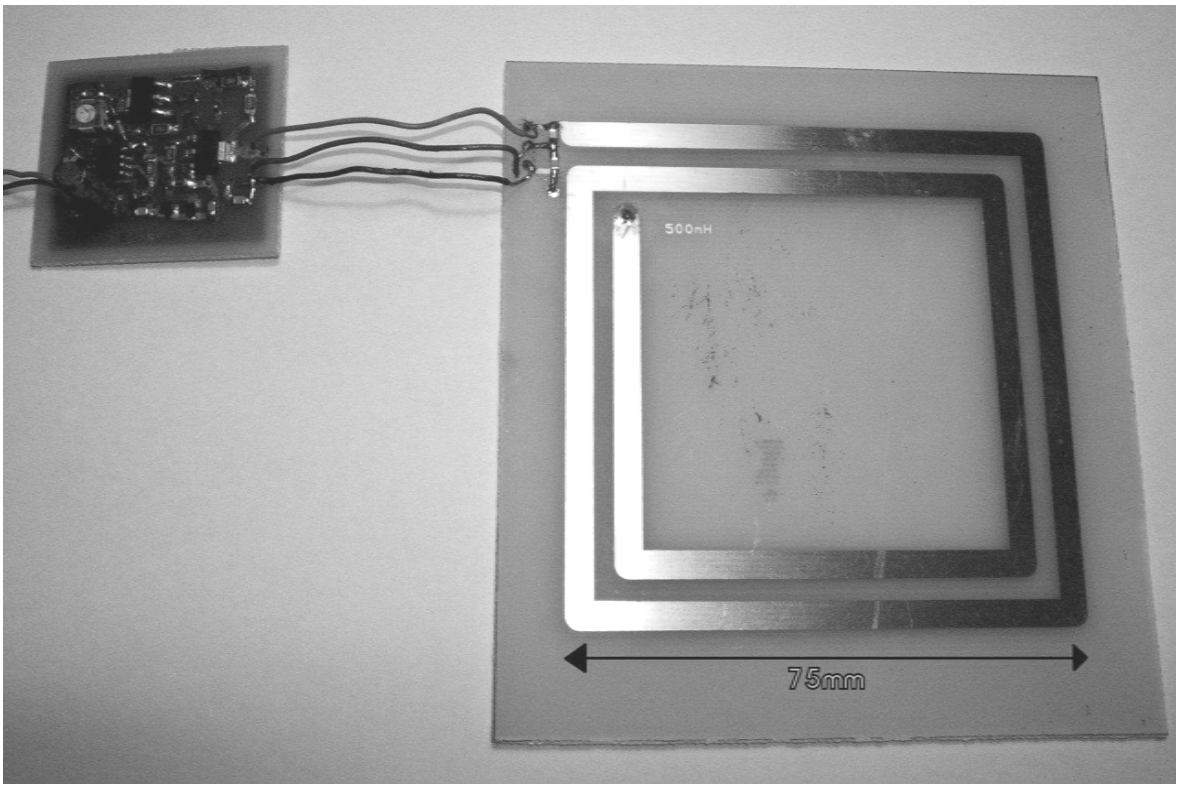


Figura 4.2: Fotografia da Bobina Emissora

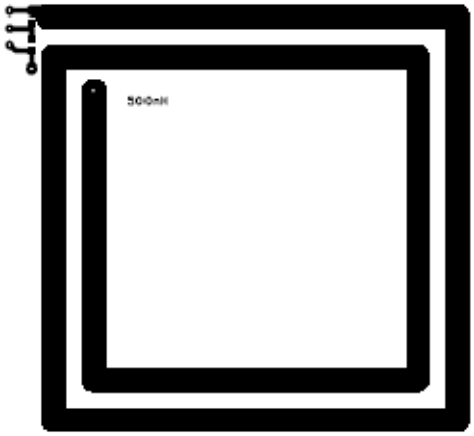


Figura 4.3: *Layout* do Bobina Emissora (500nH)

Procedendo à simulação com o objectivo de calcular o valor da indutância da bobina emissora, definindo previamente o tipo de solução e a frequência da solução, os resultados obtidos para o valor da indutância e do factor de qualidade encontram-se seguidamente (ver figura 4.4 e 4.5).

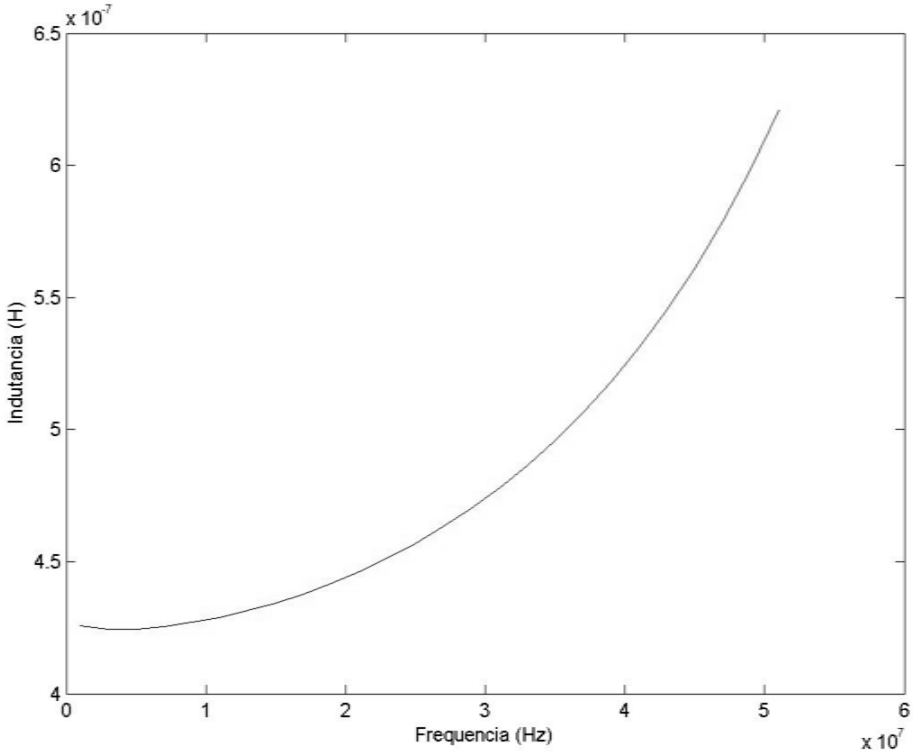


Figura 4.4: Gráfico da Indutância vs Frequência para a bobina emissora

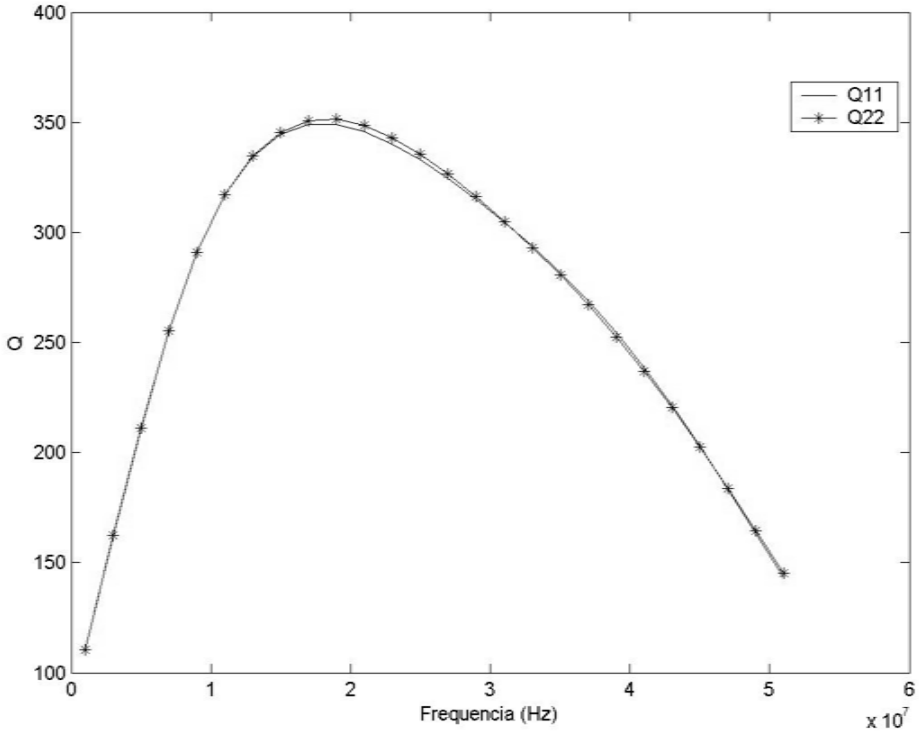


Figura 4.5: Gráfico do factor de qualidade (Q) vs Frequência para a bobina emissora

4.3. Bobina Receptora

A bobina receptora é realizada com as espiras quadradas sendo construída em PCB. O diâmetro exterior é de 20mm e é composto por 7 voltas. A largura das espiras é de 0.25mm e o espaçamento entre espiras é de 0.25 mm. As espiras são de cobre com uma espessura de 35µm. O valor da indutância desta bobina apresentado por [2] é de 1580nH.

O seu desenho no simulador de campo electromagnético encontra-se a seguir.

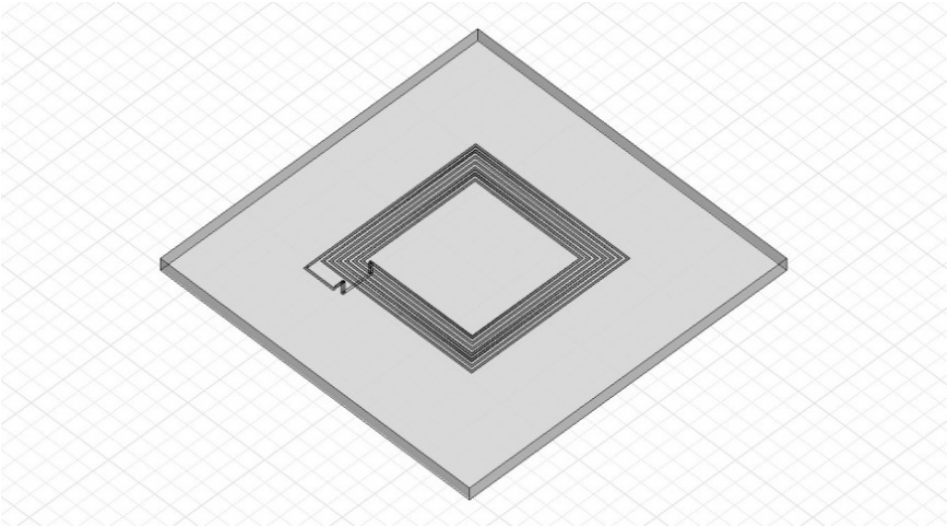


Figura 4.6: Bobina Receptora (1580nH)

Uma fotografia das bobinas receptoras realizadas em [2] apresenta-se seguidamente, onde se destaca a bobina receptora de 1580nH.

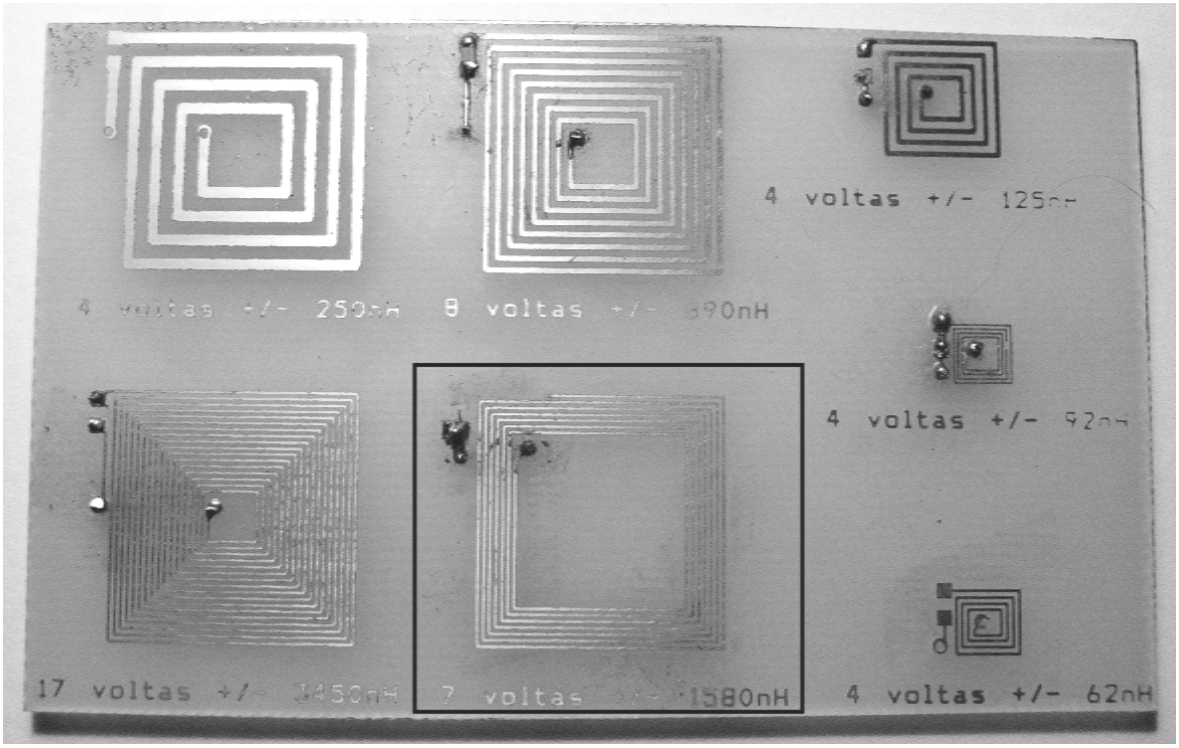


Figura 4.7: Fotografia das Bobinas Receptoras utilizadas em [2]

O *Layout* desta bobina realizado anteriormente em [2] apresenta-se a seguir.

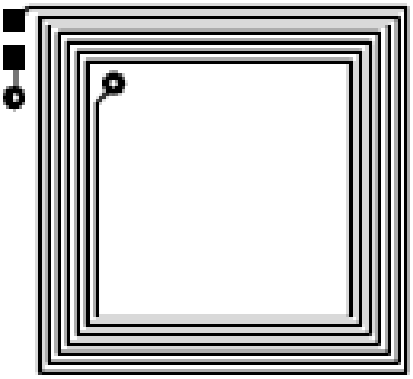


Figura 4.8: *Layout* da bobina receptora (1580nH)

Os resultados obtidos para a indutância e factor de qualidade apresentam-se de seguida (ver figuras 4.9 e 4.10).

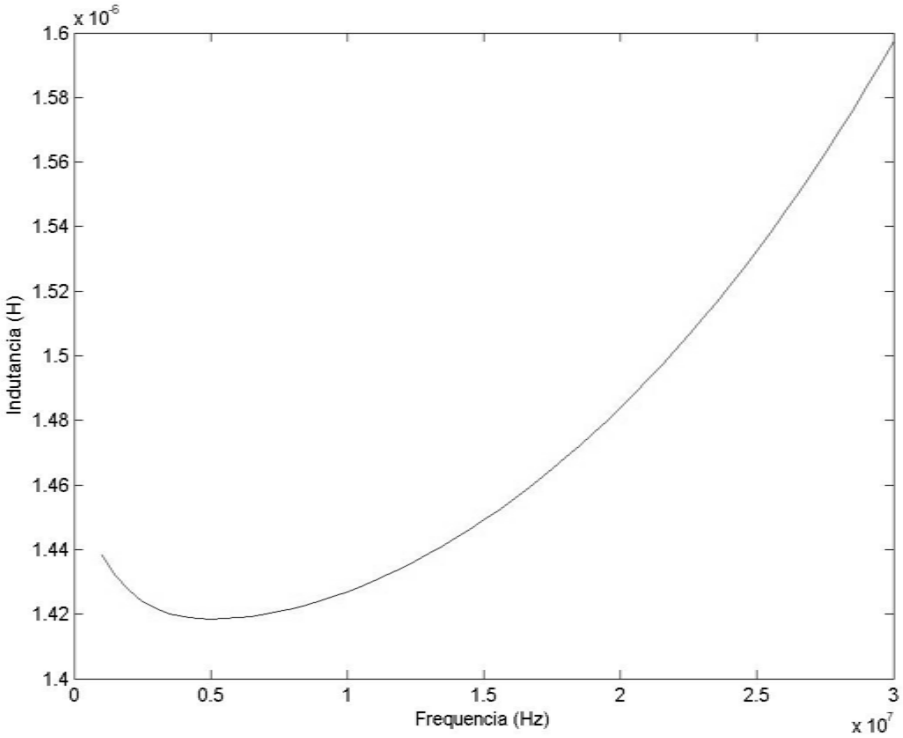


Figura 4.9: Gráfico da Indutância vs Frequência para a bobina receptora

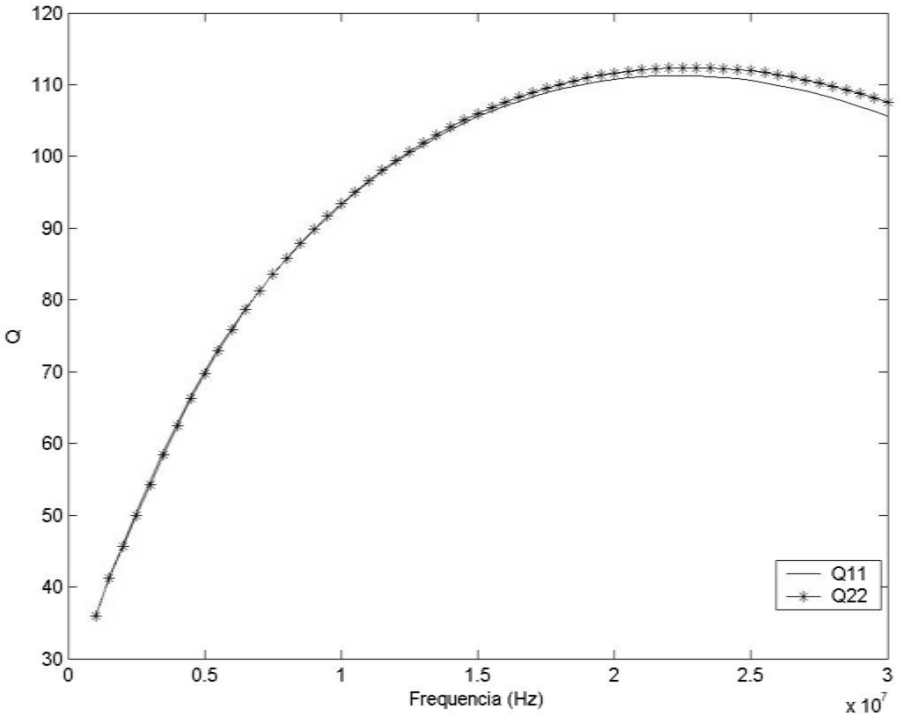


Figura 4.10: Gráfico do factor de qualidade (Q) vs Frequência para a bobina receptora

Podemos portanto afirmar que os resultados obtidos para os valores da indutância estão em linha com os obtidos em [2] (com um erro máximo de 8%).

4.4. Simulação da Transferência de Energia sem fios

Para proceder à simulação da transferência de energia sem fios, as duas bobinas foram colocadas com as partes superiores viradas uma para a outra e com os seus centros perfeitamente alinhados. A distância a que se encontram as duas bobinas foi variada de forma a comprovar a dependência da tensão induzida com a distância entre as bobinas.

De forma a simular a transferência de energia entre as duas bobinas, 4 portas de excitação (*lumped ports*) foram usadas, sendo aplicadas 2 a cada bobina (ver figuras 4.11 e 4.12).

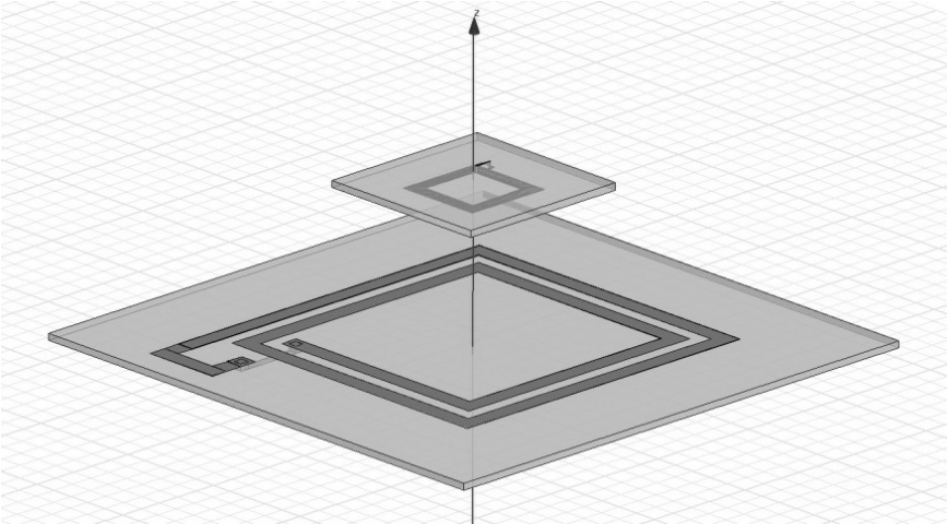


Figura 4.11: Simulação da Transferência de Energia (3 cm)

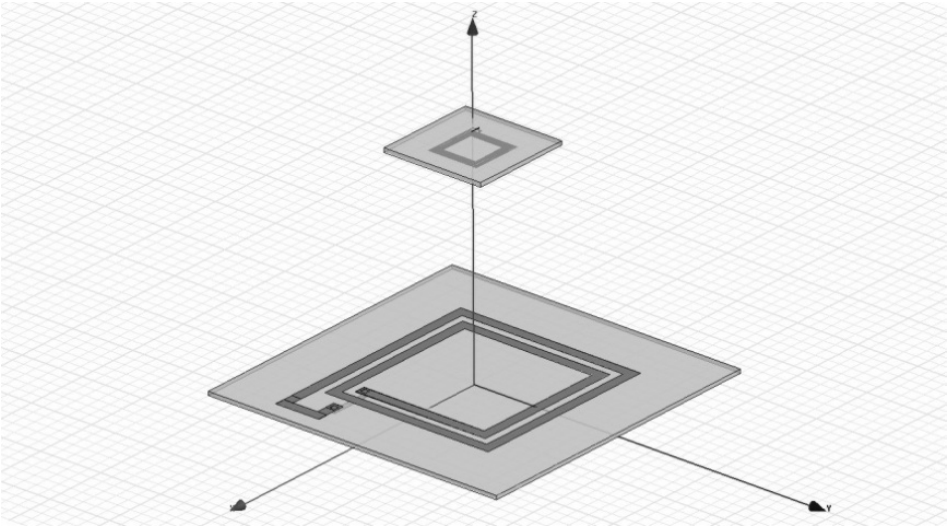


Figura 4.12: Simulação da Transferência de Energia (8 cm)

As matrizes dos parâmetros S obtidos nas simulações, foram exportadas de forma a poderem ser utilizadas no software Ansoft Designer, para realizar simulações no domínio do tempo, como explicado no inicio deste capítulo.

O circuito (ver figura 4.13) utilizado na simulação é constituído por 2 circuitos LC sintonizados para os 13.56MHz. Foi utilizada no receptor uma carga de 10KΩ, tal como em [2]. As capacidades foram optimizadas de forma a maximizar a tensão induzida no receptor. A *DUT* com os pinos 1, 2, 3 e 4 é o modelo eléctrico do nosso sistema sobre teste. Pode-se pensar que os terminais 1 e 2 são ambos os terminais da bobina emissora, enquanto os terminais 3 e 4 dizem respeito aos terminais da bobina receptora.

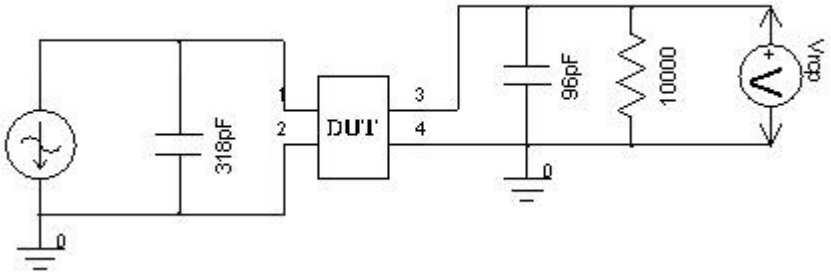


Figura 4.13: Circuito utilizado para proceder à análise no domínio do tempo

Para uma distância entre as bobinas de 3 cm, obteve-se a seguinte tensão induzida:

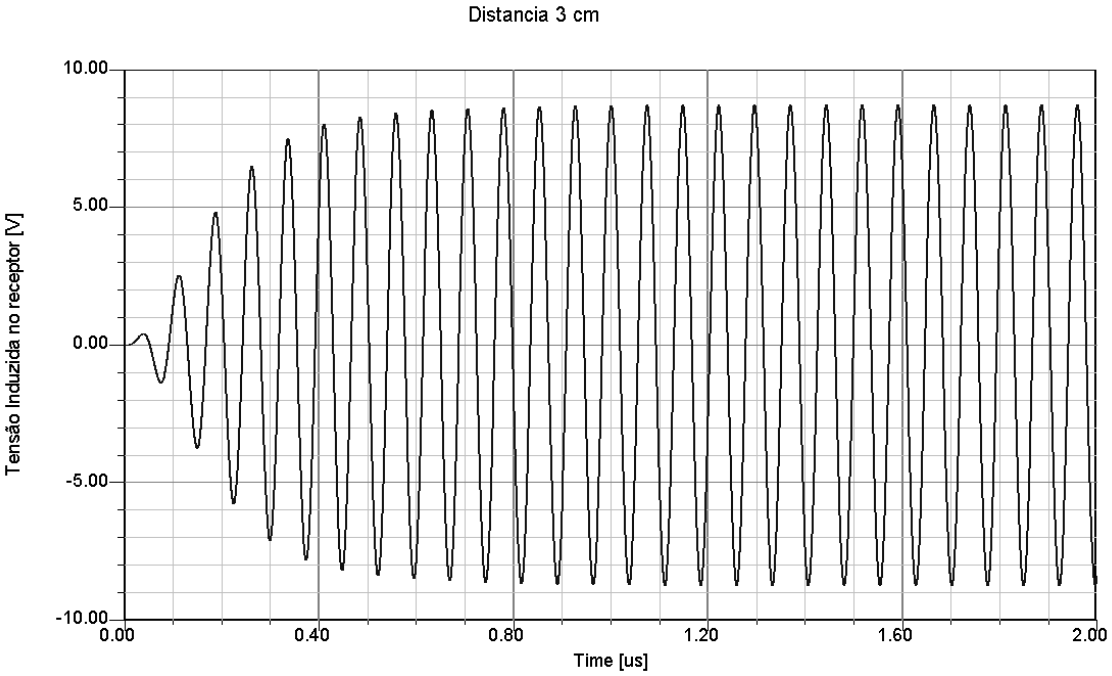


Figura 4.14: Tensão induzida a uma distância de 3 cm

Para uma distância entre as bobinas de 8 cm, obteve-se a seguinte tensão induzida:

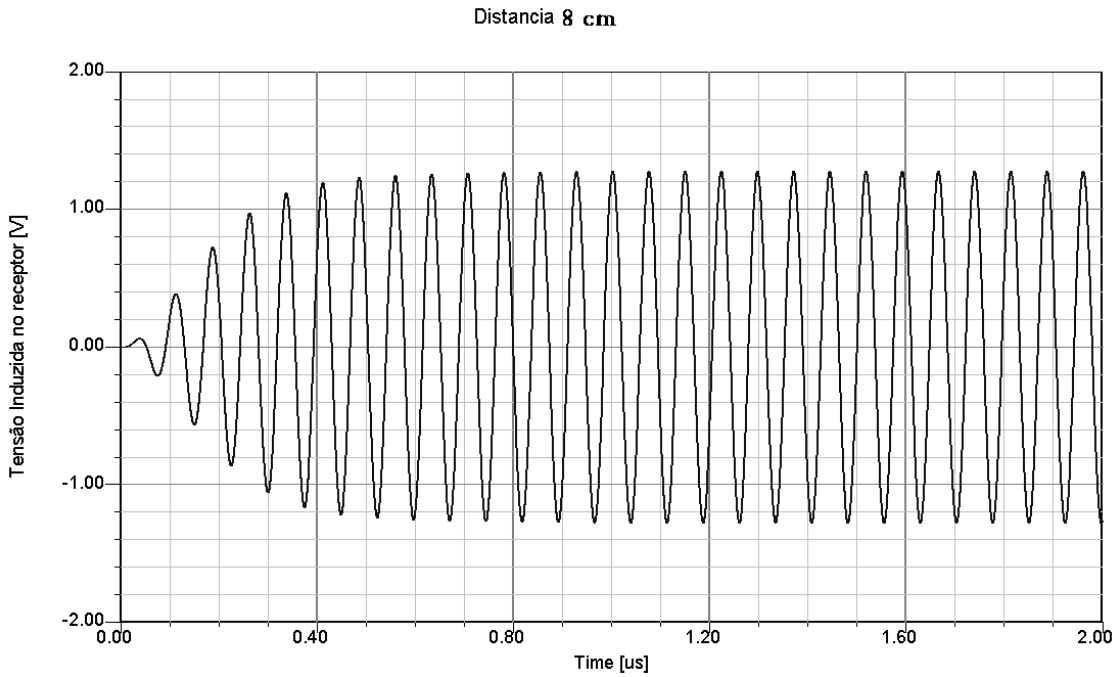


Figura 4.15: Tensão induzida a uma distância de 8 cm

4.5. Comparação entre os Resultados Experimentais e Simulados

Como já referido, ambos os valores obtidos através de simulação (para a indutância da bobina emissora e da bobina receptora), encontram-se dentro do indicado em [2]

Quanto aos factores de qualidade de ambos as bobinas, só podemos comparar o valor obtido para a bobina receptora. Através de simulação, a uma frequência de 13.56MHz, o factor de qualidade da bobina receptora é de 105, alcançando o valor máximo de 110 a 23MHz. Na prática, o valor do factor de qualidade foi de 146 a 13.56MHz.

Quanto à tensão induzida no receptor, na prática o valor máximo induzido foi de $5V_p$, mas não é especificada a distância entre as duas bobinas. Nas simulações realizadas a uma distância de 3 cm, é induzida uma tensão de $8.5V_p$ (14.4mW). Com o aumento da distância, verifica-se uma diminuição da tensão induzida, tal como seria de esperar. Para uma distância de 8 cm, a tensão induzida é de apenas $1.3V_p$ (338µW), o que mais uma vez não está longe do medido. De notar que existirá sempre um ligeiro erro associado a potenciais diferenças que podem existir entre as definições utilizadas no simulador para os diferentes materiais (condutividade, permitividade, espessura), e o valor real desses mesmos materiais.

Em termos gerais podemos concluir que o desempenho do simulador mostrou ser muito satisfatório, apresentando resultados parecidos aos experimentais.

5. Estudo sistemático de Bobinas Planares

5.1. Tecnologia utilizada

Antes de proceder ao estudo sistemático de bobinas planares utilizando o simulador de campo electromagnético, é necessário definir previamente no mesmo simulador, os parâmetros tecnológicos do processo CMOS utilizado.

O processo utilizado foi o AMS 0.35µm CMOS C35. Neste processo existem 4 camadas de metal (alumínio), sendo a última camada a mais espessa (Metal 4). Na figura seguinte está representado um corte transversal da tecnologia utilizada, onde se destacam as espessuras das diferentes camadas.

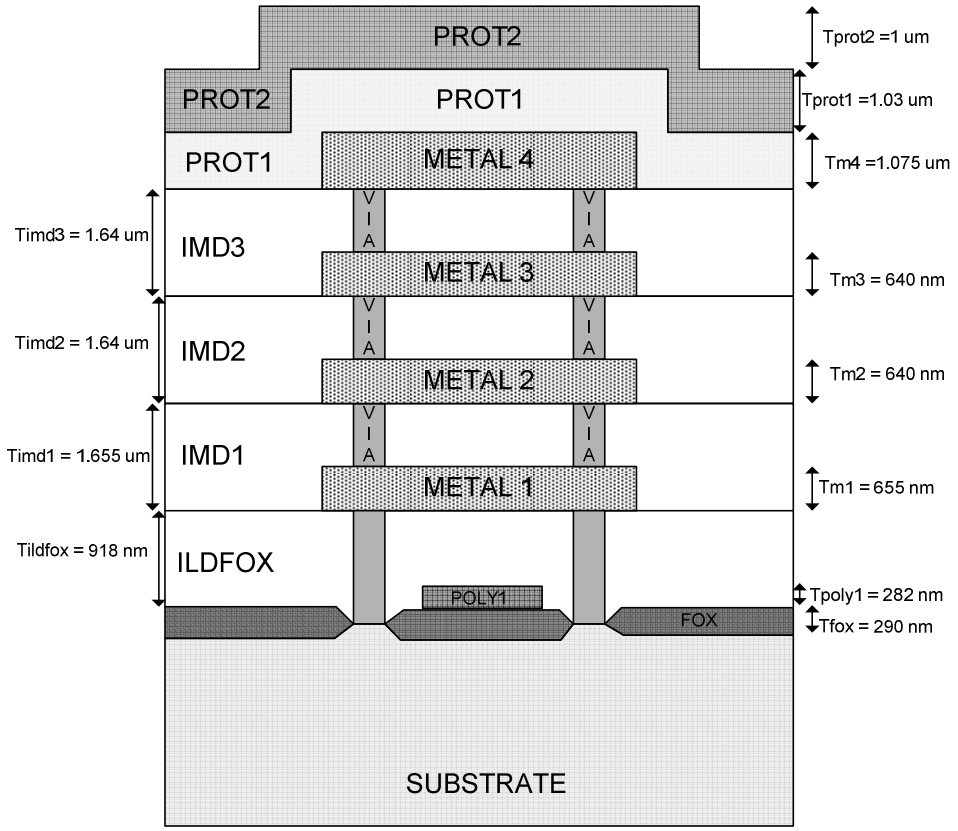


Figura 5.1: Secção transversal da tecnologia utilizada

Antes de se proceder ao estudo sistemático de bobinas planares utilizando o simulador de campo electromagnético, é necessário definir previamente no mesmo simulador as características dos materiais utilizados, nomeadamente a condutividade e permitividade do substrato, permitividade das restantes camadas (IMD, PROT, ILDFOX) e a condutividade e espessura das

diferentes camadas de metal. No simulador, camadas cujas propriedades do material que as compõem sejam iguais, são definidas como sendo uma única camada. Neste caso, isso acontece com as 3 camadas IMD, podendo verificar-se essa fusão na figura 5.2 (3ª camada a contar do topo).

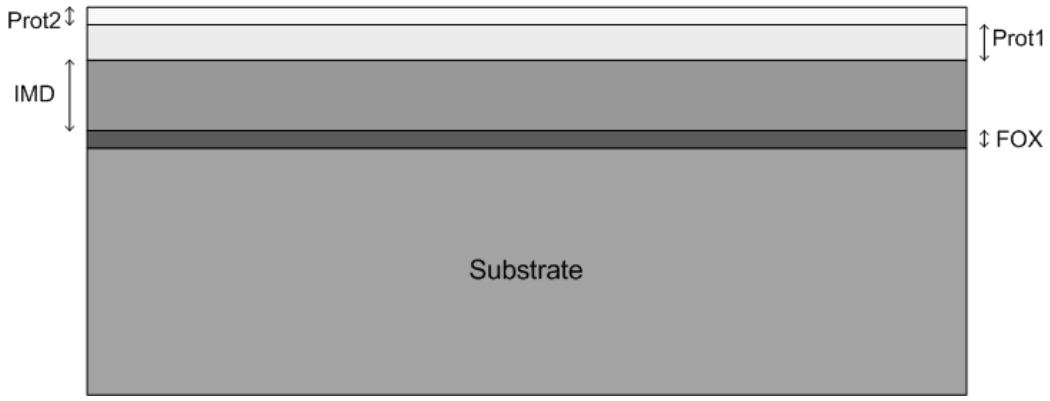


Figura 5.2: Parâmetros tecnológicos definidos no simulador

Na gama de frequências utilizada e tendo em conta a espessura do metal utilizado, é necessário entrar em conta com o efeito pelicular. Por isso mesmo, é fundamental indicar ao simulador para resolver os campos também no interior dos condutores (*solve inside on*), pois por defeito, a partir de um valor predefinido de condutividade, o simulador não acciona essa opção nas estruturas criadas.

De forma a visualizar os resultados obtidos directamente no simulador (Indutância *L*, Factor de Qualidade *Q*, duas variáveis foram definidas no simulador (*Add Output Variables*):

$$L = \frac{im\left(\frac{1}{Y_{11}}\right)}{2 * \pi * frequência}$$

$$Q = -\frac{im(Y_{11})}{re(Y_{11})}$$

Especificando a frequência da solução para 405 MHz, todos os mecanismos necessários para se proceder ao estudo de bobinas planares usando um simulador de campo electromagnético estão definidos (ver figura 5.3).

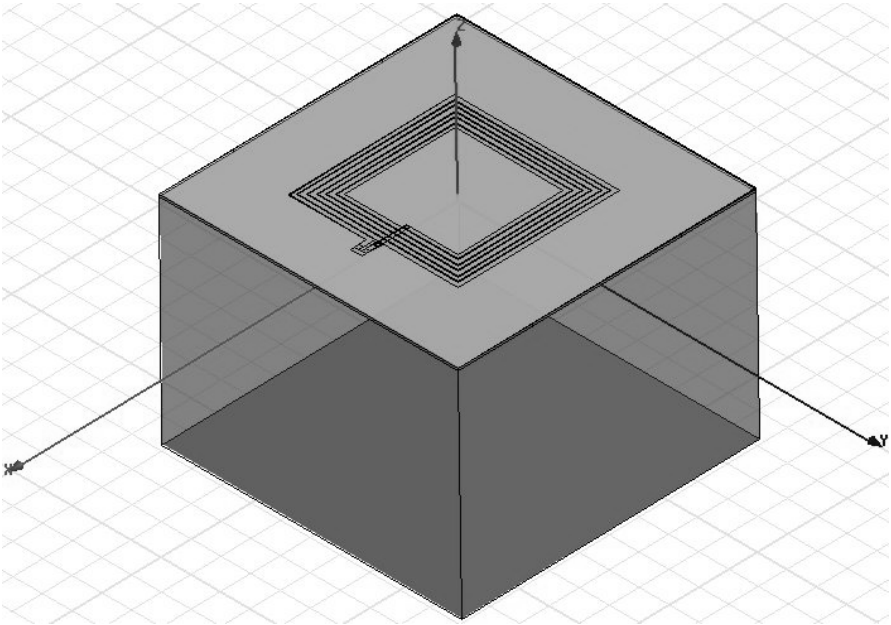


Figura 5.3: Estrutura completa para a realização das simulações

A metodologia utilizada para o estudo das bobinas planares foi baseada no trabalho realizado em [23]. A técnica utilizada mostra quantitativamente a influência dos parâmetros de desenho na performance das bobinas planares integradas em substratos condutivos.

Todas as bobinas foram desenhadas utilizando a última camada de metal da tecnologia, pois como se trata da camada de metal mais espessa, a sua resistividade é menor. Como também é a camada mais afastada do substrato, apresenta uma capacidade para o substrato menor. Todas as bobinas consideradas são quadradas.

A metodologia utilizada consiste primeiro no estudo dos efeitos causados pela variação do diâmetro interior da bobina. De seguida é efectuado o estudo sobre a influência do espaçamento entre pistas e por último são analisados os efeitos causados pela variação da largura das pistas de metal.

5.2. Efeitos causados pela variação do diâmetro interior

O diâmetro interior da bobina (D_{in}), acaba por ser um dos parâmetros mais importantes não só no que respeita à performance do mesmo, mas também acaba por determinar em grande medida a área que vai ser ocupada pela bobina.

Para perceber a importância de D_{in} na performance da bobina, procedeu-se à simulação de 7 bobinas. É importante que as bobinas apresentem valores semelhantes de indutância para se perceber efectivamente a influência do diâmetro interior. As bobinas foram construídas variando unicamente o diâmetro interior (e consequentemente o exterior) e o número de voltas, de forma a manterem valores semelhantes de indutância. A largura e o espaçamento das espiras foram mantidos constantes. As principais características das bobinas simuladas encontram-se na tabela seguinte (onde para comparação se incluem os valores de indutância usando as fórmulas aproximadas do capitulo 2):

Din (µm)	44	114	156	208	270	362	484
Dout (µm)	424	430	440	460	490	550	640
Voltas	12	10	9	8	7	6	5
Largura (µm)	14	14	14	14	14	14	14
Espaçamento (µm)	2	2	2	2	2	2	2
Modified Wheeler (nH)	30.65	30.79	30.72	30.85	30.48	30.81	29.90
Current Sheet (nH)	31.39	30.80	30.51	30.51	30.16	30.77	30.60
Monomial Fit (nH)	28.84	29.40	29.52	29.82	29.69	30.39	30.20

Tabela 1.1: Características das bobinas simuladas para estudar o efeito de Din

O facto de as bobinas serem desenhadas com diferente número de voltas leva a que existam diferentes quantidades de acoplamento indutivo e capacitivo. Contudo, se as bobinas fossem desenhadas com o mesmo número de voltas, variando unicamente o raio interior, iria haver grandes diferenças quanto aos valores obtidos para a indutância das diferentes bobinas, impossibilitando qualquer tipo de comparação do factor de qualidade.

Os gráficos da indutância e factor de qualidade apresentam-se seguidamente:

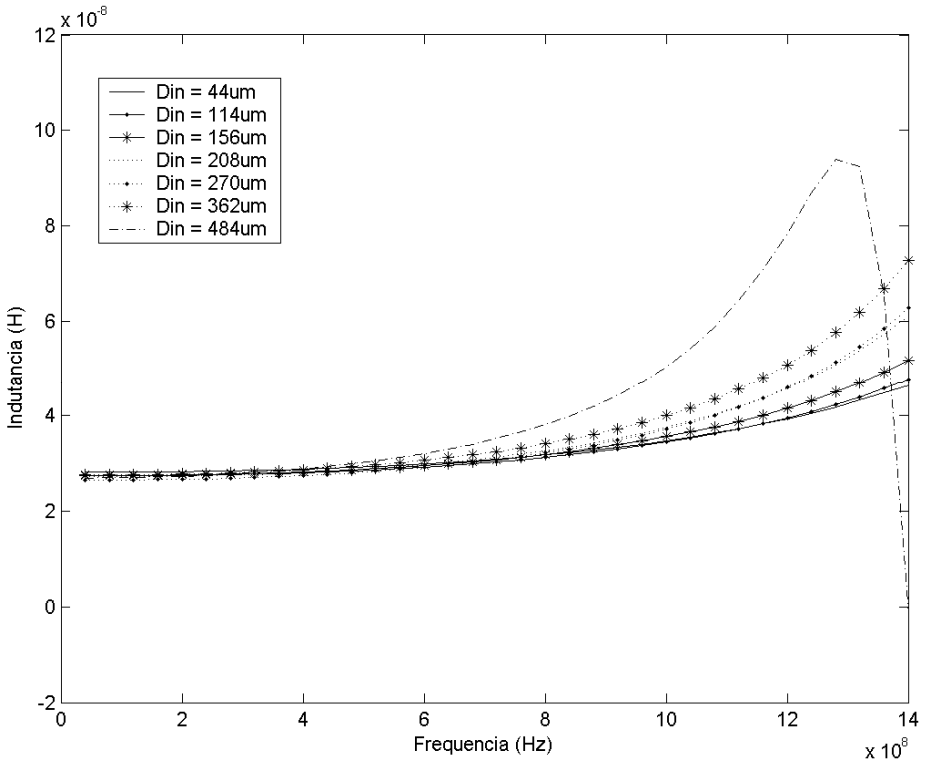


Figura 5.4: Indutância das 7 bobinas simuladas - variação de Din

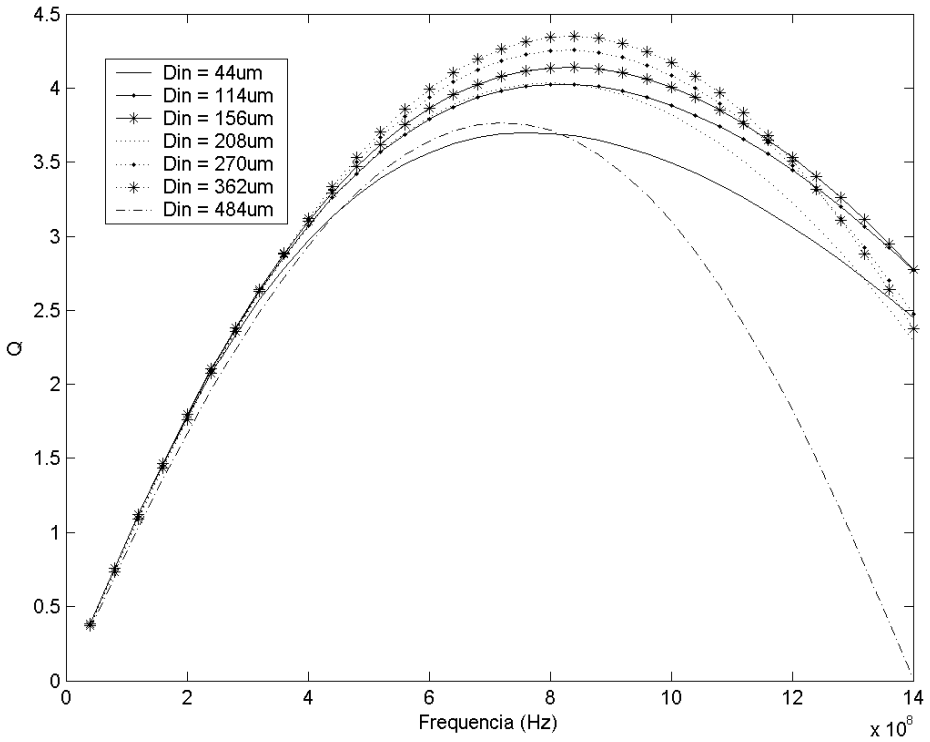


Figura 5.5: Factor de qualidade (Q) das 7 bobinas simuladas - variação de Din

Os resultados obtidos demonstram que com o aumento do diâmetro interior, verifica-se uma melhoria do factor de qualidade. A bobina com um diâmetro interior de 362µm apresenta o melhor factor de qualidade. É importante referir que a comparação entre os diversos factores de qualidade deve ser efectuada numa zona em que todas as bobinas apresentem valores semelhantes de indutância, daí a importância do gráfico da indutância apresentado.

Verifica-se uma melhoria do factor de qualidade com o aumento de D_{in}. Contudo, a partir de certo valor de D_{in}, deixa de compensar aumentar o diâmetro interior pois o factor de qualidade pouco melhora, aumentando a área e consequentemente o custo. No caso da simulação realizada para D_{in} = 484, até se verifica uma redução de Q.

Às frequências mais baixas, todas as bobinas apresentam valores semelhantes de indutância, que também são semelhantes aos apresentados na tabela 1.1. Também os factores de qualidade têm quase todos o seu máximo relativamente perto uns dos outros, tal como as frequências de ressonância, o que indica que apresentam quase todos o mesmo nível de perdas no substrato.

A melhoria que se verifica com o aumento de D_{in}, pode ser justificada com o facto de que para bobinas com um D_{in} muito pequeno, as linhas de campo magnético criadas pelas espiras mais afastadas do centro, acabam por penetrar nas espiras mais próximas do centro, levando ao surgimento de um campo eléctrico magneticamente induzido, que leva ao aparecimento de correntes parasitas no condutor. Essas correntes criam uma distribuição não uniforme da corrente, que, juntamente com o efeito pelicular e de proximidade, aumentam a resistência do condutor, aumentando o número de perdas nas espiras interiores e reduzindo assim o factor de qualidade [8] [23].

5.3. Efeitos causados pela variação do espaçamento entre espiras

Para perceber os efeitos criados pelo espaçamento entre espiras adjacentes, 7 novas bobinas foram simuladas. Procedeu-se unicamente à variação do espaçamento (S) entre as espiras. Os valores da largura (W) e diâmetro interior (D_{in}) foram mantidos constantes. Pela imposição de um D_{in} constante, devido à variação do espaçamento, o diâmetro exterior (D_{out}) acaba por aumentar. Felizmente, esse aumento acaba por ser pouco significativo em comparação com as variações encontradas para D_{out} aquando da variação de D_{in}. Mais uma vez, a indutância às baixas frequências mantém-se constate (aproximadamente igual a 30nH)

As características das bobinas simuladas encontram-se na tabela seguinte:

Din (µm)	362	362	362	362	362	362	362
Dout (µm)	540	545	550	555	560	565	570
Voltas	6	6	6	6	6	6	6
Largura (µm)	14	14	14	14	14	14	14
Espaçamento (µm)	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4
Modified Wheeler (nH)	30.95	30.88	30.81	30.74	30.68	30.62	30.57
Current Sheet (nH)	30.98	30.87	30.77	30.68	30.60	30.52	30.44
Monomial Fit (nH)	30.90	30.59	30.39	30.26	30.16	30.09	30.03

Tabela 1.2: Características das bobinas simuladas para estudar o efeito do espaçamento (S)

Os gráficos da indutância e factor de qualidade obtidos, apresentam-se seguidamente (ver figuras 5.6 e 5.7):

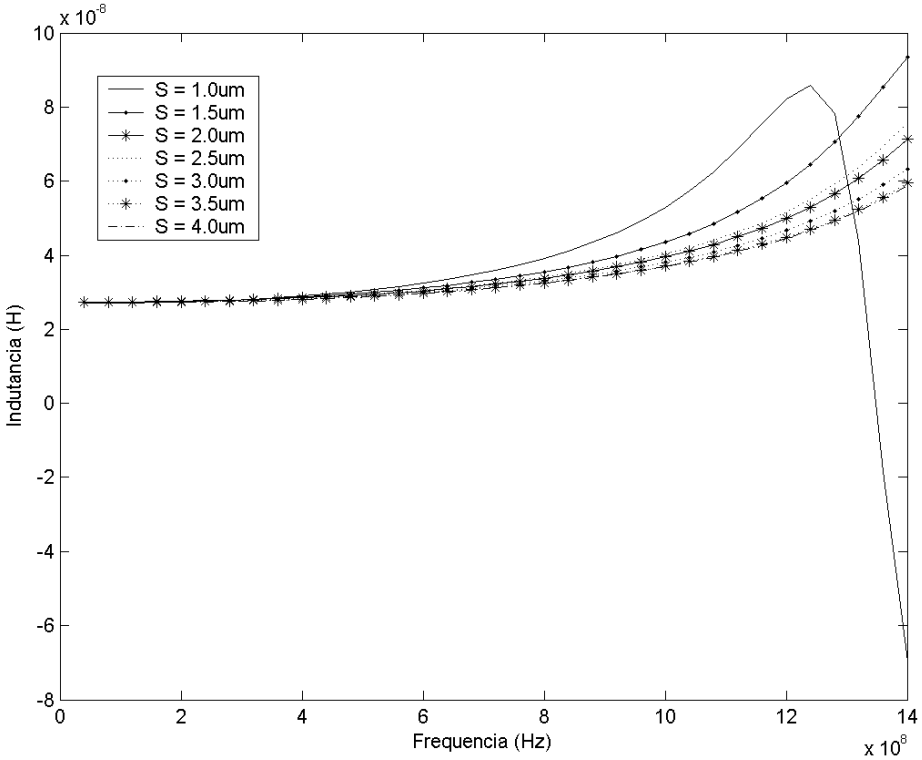


Figura 5.6: Indutância das 7 bobinas simuladas - variação do espaçamento (S)

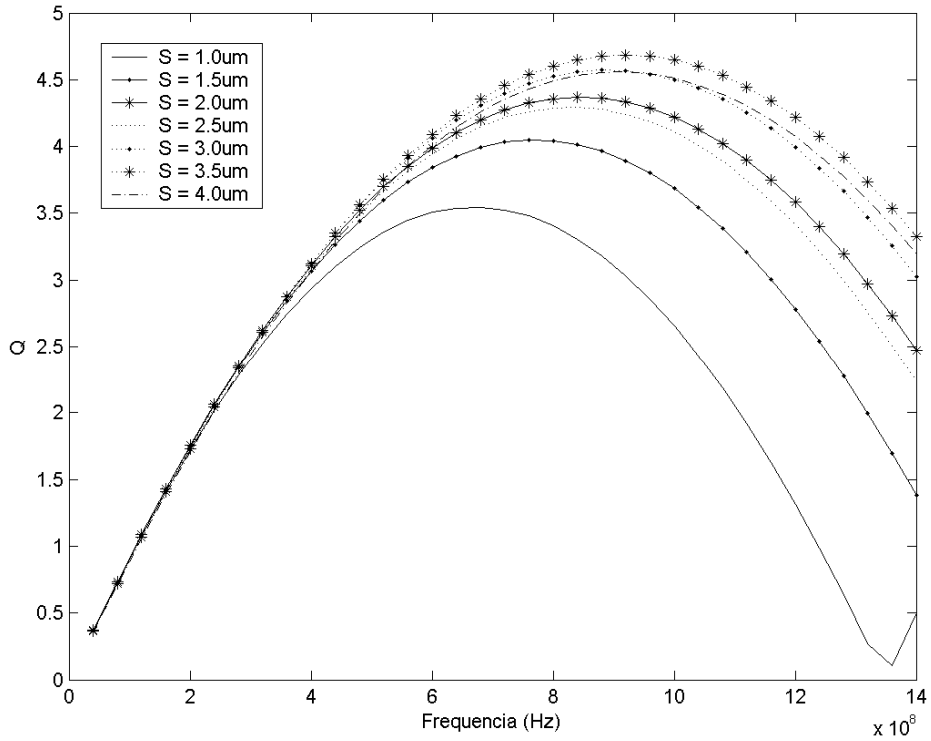


Figura 5.7: Factor de qualidade (Q) das 7 bobinas simuladas - variação do espaçamento (S)

Às baixas frequências todas as bobinas apresentam valores semelhantes de indutância, que também são semelhantes aos apresentados na tabela 1.2.

A 405 MHz (frequência a que é gerada a malha de elementos), as bobinas apresentam factores de qualidade idênticos, verificando-se um ligeiro aumento do factor de qualidade com o aumento do espaçamento, sendo que o maior factor de qualidade acontece para S=3.5µm.

Os valores máximos dos factores de qualidade encontram-se numa gama de frequências bastante abrangente, verificando-se um deslocamento para a direita do factor de qualidade com o aumento do espaçamento (S). A melhoria verificada no valor máximo do factor de qualidade pode ser justificada com uma redução da resistência devido à diminuição do efeito de proximidade. Quanto ao facto de os valores máximos do factor de qualidade estarem numa gama de frequências bastante alargada, prende-se mais com o facto de a capacidade entre espiras adjacentes do que com o diferente nível de perdas no substrato, pois apesar de apresentarem áreas diferentes, a diferença entre áreas é bastante pequena o que não justificaria estes resultados.

5.4. Efeitos causados pela variação da largura da espira

Para estudar os efeitos causados pela variação da largura da pista (W), 7 novas bobinas foram simuladas. O diâmetro interior (D_{in}), o espaçamento e o número de voltas foram mantidos constantes, variando unicamente a largura da pista (W). As principais características das bobinas simuladas estão presentes na tabela seguinte:

Din (µm)	362	362	362	362	362	362	362
Dout (µm)	469	517	565	613	661	709	757
Voltas	6	6	6	6	6	6	6
Largura (µm)	6	10	14	18	22	26	30
Espaçamento (µm)	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5
Modified Wheeler (nH)	32.48	31.33	30.62	30.21	30.02	29.98	26.26
Current Sheet (nH)	33.45	31.55	30.52	29.96	29.70	29.64	25.98
Monomial Fit (nH)	32.84	30.98	30.09	29.65	29.49	29.51	25.89

Tabela 1.3: Características das bobinas simuladas para estudar o efeito da largura (W)

Os resultados das simulações encontram-se seguidamente (ver figuras 5.8 e 5.9):

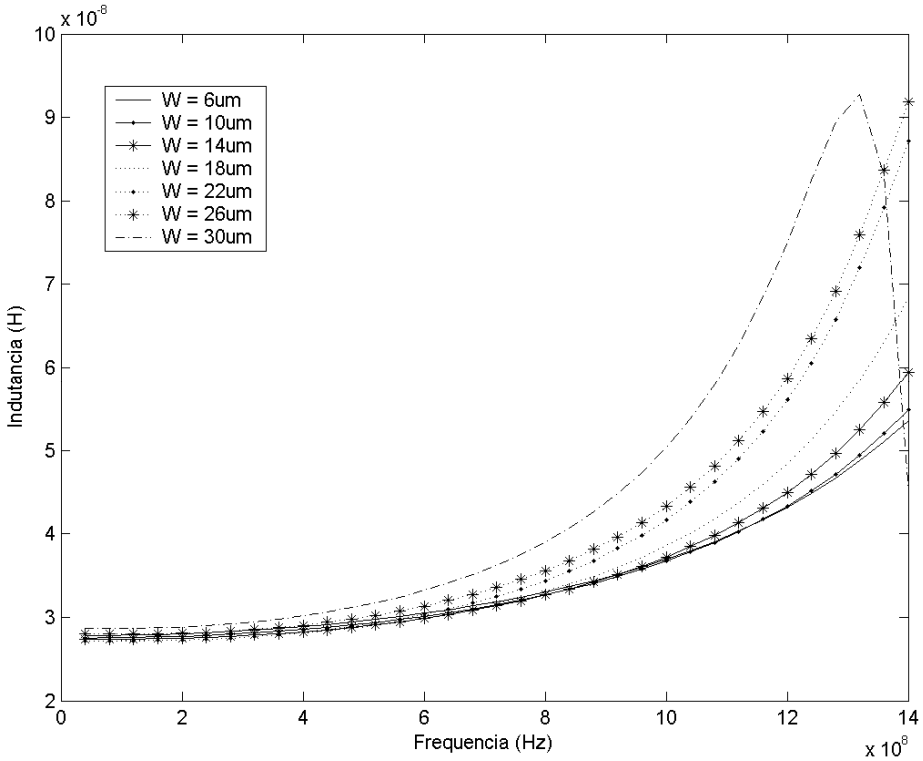


Figura 5.8: Indutância das 7 bobinas simuladas - variação da largura (W)

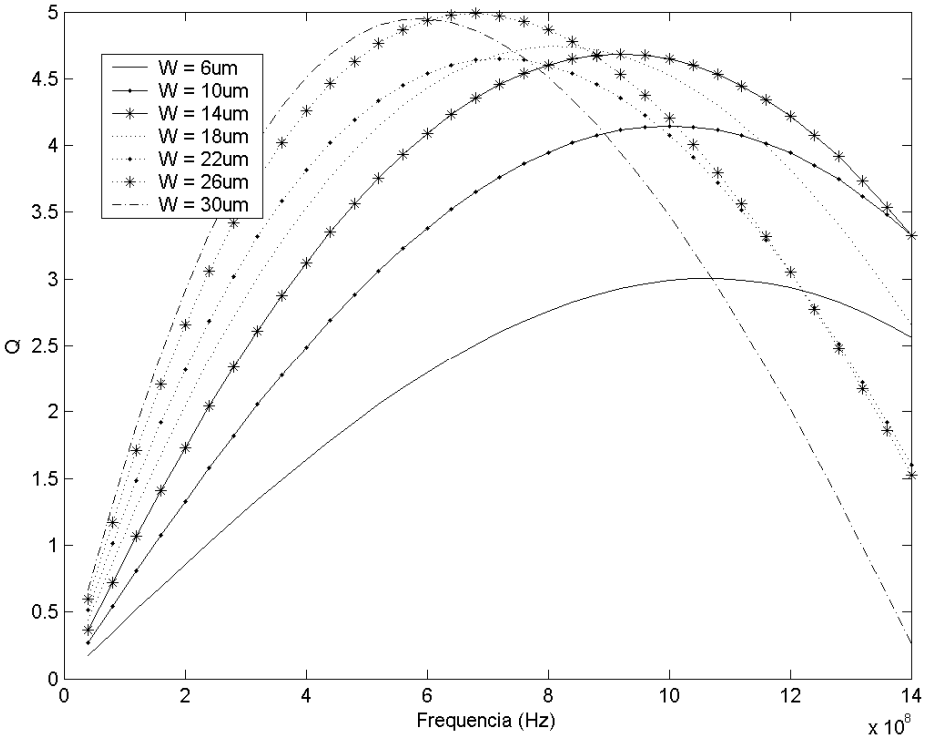


Figura 5.9: Factor de qualidade (Q) das 7 bobinas simuladas - variação da largura (W)

As bobinas simuladas apresentam valores semelhantes de indutância às baixas frequências. No entanto, já se conseguem distinguir mais facilmente as várias curvas para as diferentes bobinas (algo que não acontecia nos gráficos de indutância anteriores). Isto já seria de esperar porque todas as bobinas acabam por ter comprimentos totais diferentes, logo áreas diferentes, devido a manterem o mesmo número de voltas mas diferente largura das pistas.

Tal como verificado experimentalmente em [23], o valor da indutância por unidade de comprimento aumenta com a diminuição da largura das espiras. Essa relação pode ser verificada na tabela seguinte. Recorrendo a esta tabela, bobinas com diferente largura de pista, podem ser construídos de forma a terem o mesmo valor de indutância.

Largura (µm)	6	10	14	18	22	26	30
Comprimento Total (mm)	9.982	10.562	11.142	11.722	12.302	12.882	13.462
Indutância @ 200MHz (nH)	28.06	27.74	27.50	27.31	27.29	28.09	28.84
Indutância/Comp (pH/µm)	2.81	2.63	2.47	2.33	2.22	2.18	2.14

Tabela 1.4: Indutância por unidade de comprimento, para as 7 bobinas simuladas

O factor de qualidade máximo é para a bobina com W=26µm. Com o aumento da largura da pista, verifica-se não só um aumento do valor do factor de qualidade como também um deslocamento desse máximo para uma frequência mais baixa. Este deslocamento é consequência de um aumento da área da bobina e consequente aumento da capacidade para o substrato. O aumento do factor de qualidade prende-se com o facto de a resistência do condutor diminuir com o aumento da largura da pista.

No caso da bobina com W=30µm, verifica-se uma ligeira diminuição do factor de qualidade, pois o aumento da largura da pista (e consequente diminuição da resistência), não consegue compensar o facto de as linhas de campo magnético criado pelas espiras exteriores penetrarem nas espiras interiores e, pelo mecanismo já explicado anteriormente, aumentarem a resistência do condutor. Como todas as bobinas simuladas apresentam o mesmo diâmetro interior (D_{in}), o diâmetro exterior desta bobina (W=30µm) é o maior de todos as simuladas e é de esperar que aumentando ainda mais a largura da pista, não se verifiquem melhorias no factor de qualidade devido ao aumento da resistividade.

Estes resultados levam à conclusão que a largura da pista é um parâmetro que influencia a resistência do condutor (logo o seu factor de qualidade), a indutância por unidade de comprimento e a frequência a que ocorre o máximo factor de qualidade, sendo portanto, um importante parâmetro no desenho e optimização de bobinas planares.

6. Desenho de Bobinas Planares para 433 MHz e 900MHz

6.1. Bobina optimizada para 433MHz

6.1.1. Metodologia

Para projectar uma bobina optimizada para os 433MHz, foi utilizada uma metodologia semelhante à encontrada no capítulo anterior, onde se efectuou um estudo sistemático de bobinas planares.

Numa dada gama de frequências, as bobinas integradas com um elevado valor de indutância tendem a ter valores de factor de qualidade mais baixos em comparação com bobinas de menor valor de indutância. Contudo, a capacidade de receber potência, pode ser aumentada, aumentando o valor da indutância, mas este aumento do valor da indutância só é conseguido através de um aumento da área da bobina e consequentemente do custo [1]. Tendo um conta todos estes factores, optou-se por simular e optimizar uma bobina de aproximadamente 30nH.

Inicialmente foi definido no simulador a frequência de simulação para os 433 MHz. Seguidamente, efectuou-se um estudo de qual o melhor diâmetro interior (D_{in}), espaçamento (S) e largura da pista (W). Por último, é aplicada uma técnica com vista a melhorar o factor de qualidade. Esta técnica consiste na utilização de camadas adjacentes de metal para construir a bobina.

6.1.2. Diâmetro interior (D_{in})

Tendo em atenção os resultados obtidos no capítulo 5, optou-se por começar o desenho desta bobina utilizando um espaçamento S=2µm e uma largura da pista W=26µm. Como se sabe à partida que iremos necessitar de uma elevada largura da pista para sintonizar o máximo do factor de qualidade para a frequência de 433 MHz e diminuir a resistência, optou-se por utilizar um elevado valor de W já no estudo de D_{in}.

À semelhança do que foi realizado anteriormente, o único parâmetro que variou foi o diâmetro interior e o número de voltas da bobina, de forma a manter constante o valor da indutância.

Foram simuladas 5 bobinas cujas características encontram-se na tabela seguinte.

Din (µm)	120	194	282	389	528
Dout (µm)	620	638	670	721	804
Voltas	9	8	7	6	5
Largura (µm)	26	26	26	26	26
Espaçamento (µm)	2	2	2	2	2
Modified Wheeler (nH)	30.83	31.73	32.34	32.24	31.19
Current Sheet (nH)	31.10	31.63	32.01	31.89	31.15
Monomial Fit (nH)	29.92	31.04	31.88	32.05	31.45

Tabela 2.1: Características das bobinas simuladas para escolher Din (433 MHz)

Os resultados obtidos para a indutância e factor de qualidade foram os seguintes (ver figuras 6.1 e 6.2):

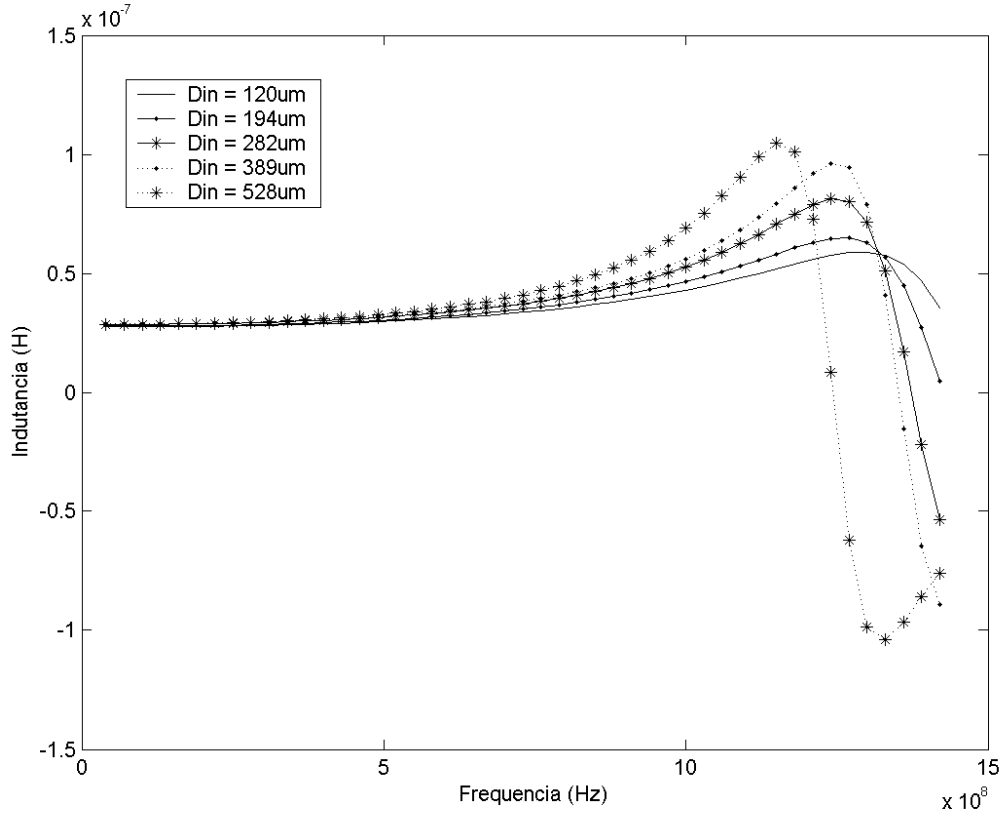


Figura 6.1: Indutância das 5 bobinas simuladas – variação de Din

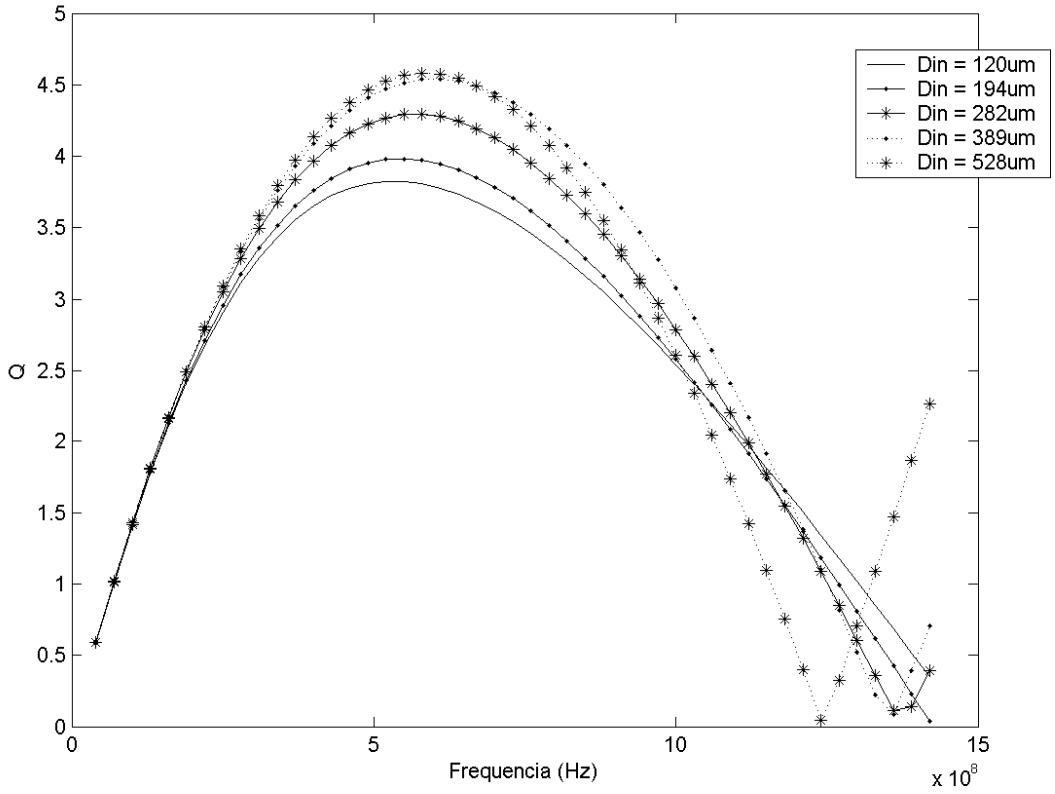


Figura 6.2: Factor de qualidade das 5 bobinas simuladas – variação de Din

À frequência a que se realiza a simulação, as bobinas apresentam valores semelhantes de indutância. É importante referir que os máximos do factor de qualidade de todas as bobinas se encontram numa gama muito próxima, tal como as suas frequências de ressonância, o que significa que todos apresentam perdas no substrato semelhantes, devido ao facto de terem áreas aproximadamente iguais. A 433 MHz, a bobina que apresenta melhor factor de qualidade, é a que ocupa maior área. Apesar disso, a bobina com D_{in}=389µm, apresenta um factor muito parecido com uma área substancialmente menor, daí que este valor de D_{in}=389µm tenha sido escolhido.

6.1.3. Espaçamento entre pistas (S)

De forma a verificar qual o melhor espaçamento entre pistas, 3 bobinas foram simuladas. O único parâmetro que variou foi o espaçamento, sendo que o diâmetro interior foi D_{in}=389µm e a largura da pista W=26µm.

As características dessas bobinas encontram-se na tabela seguinte:

Din (µm)	389	389	389
Dout (µm)	711	721	731
Voltas	6	6	6
Largura (µm)	26	26	26
Espaçamento (µm)	1	2	3
Modified Wheeler (nH)	32.26	32.24	32.22
Current Sheet (nH)	31.91	31.89	31.87
Monomial Fit (nH)	32.56	32.05	31.81

Tabela 2.2: Características das bobinas simuladas para escolher S (433 MHz)

Os resultados obtidos para a indutância e factor de qualidade foram os seguintes (ver figura 6.3 e 6.4):

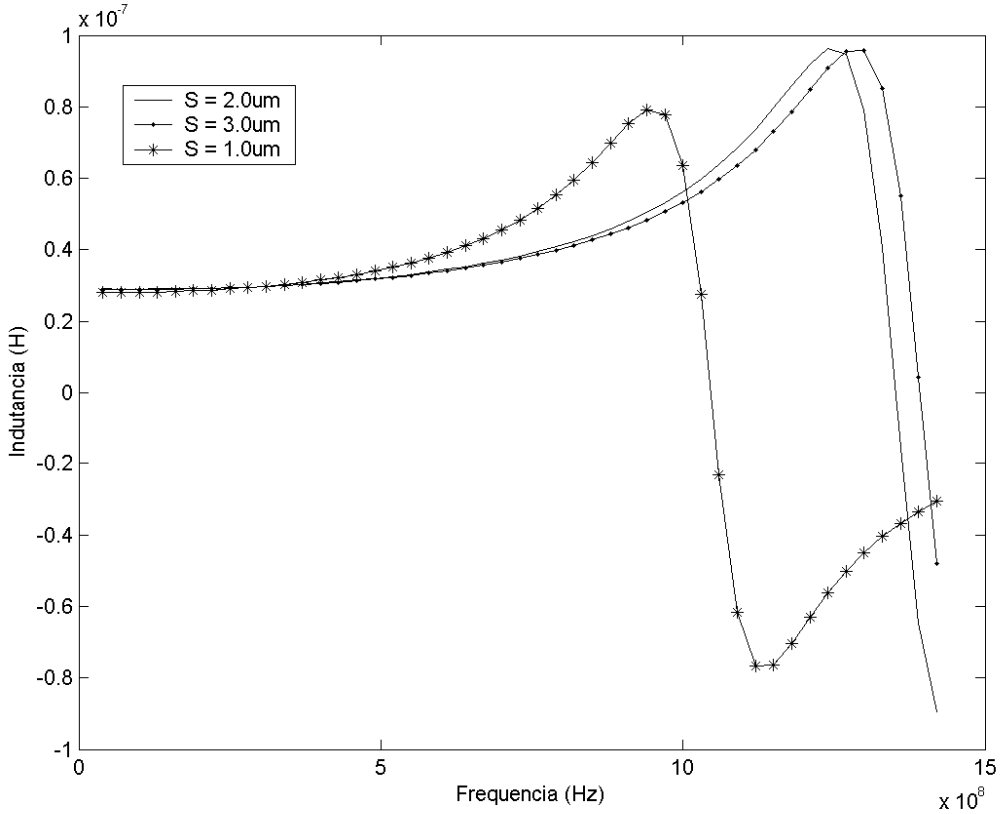


Figura 6.3: Indutância das 3 bobinas simuladas – variação de S

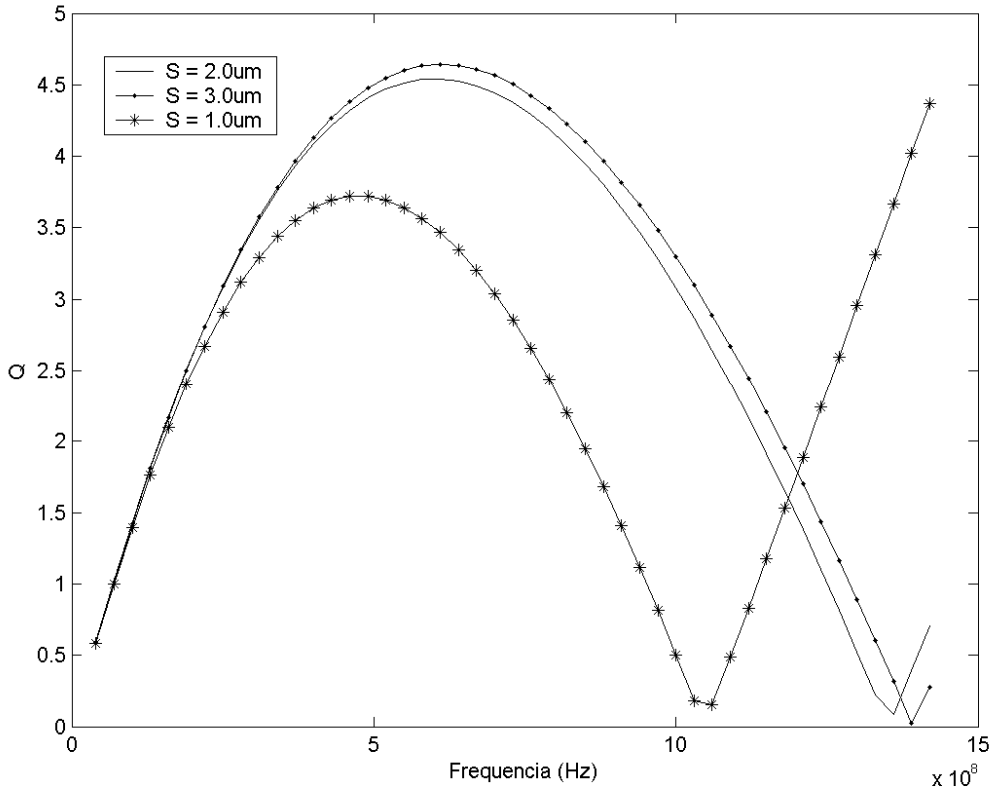


Figura 6.4: Factor de qualidade para as 3 bobinas simuladas – variação de S

Mais uma vez, as bobinas apresentam valores de indutância bastante idênticos à frequência a que se realiza a simulação, sendo portanto, um bom ponto para se compararem os diferentes factores de qualidade. A essa frequência, as bobinas com S=2µm e S=3µm, apresentam factores de qualidade semelhantes, mas a bobina com S=1µm, apresenta o pior factor de qualidade. Isso deve-se ao facto de haver um aumento significativo da resistência devido ao efeito de proximidade. O deslocamento verificado para a direita com o aumento do espaçamento entre pistas, deve-se à diminuição da capacidade entre espiras adjacentes.

O valor escolhido para o espaçamento, foi S=2µm, pois apesar de se verificar um aumento do factor de qualidade para S=3µm, esse pequeno aumento, não compensa o aumento de área para além de levar a uma pequena deslocação do máximo para uma frequência superior.

6.1.4. Largura da pista (W)

Anteriormente foram obtidos os valores de D_{in}=389µm e S=2µm. Utilizando estes valores e fixando também o número de voltas, procedeu-se à simulação de 4 novas bobinas de forma a escolher a largura da pista que vai ser utilizada. As características dessas bobinas encontram-se na tabela seguinte.

Din (µm)	389	389	389	389
Dout (µm)	673	721	769	817
Voltas	6	6	6	6
Largura (µm)	22	26	30	34
Espaçamento (µm)	2	2	2	2
Modified Wheeler (nH)	32.39	32.24	32.22	32.30
Current Sheet (nH)	32.09	31.89	31.85	31.94
Monomial Fit (nH)	32.11	32.05	32.13	32.32

Tabela 2.3: Características das bobinas simuladas para escolher W (433 MHz)

Os resultados obtidos para a indutância e factor de qualidade foram os seguintes:

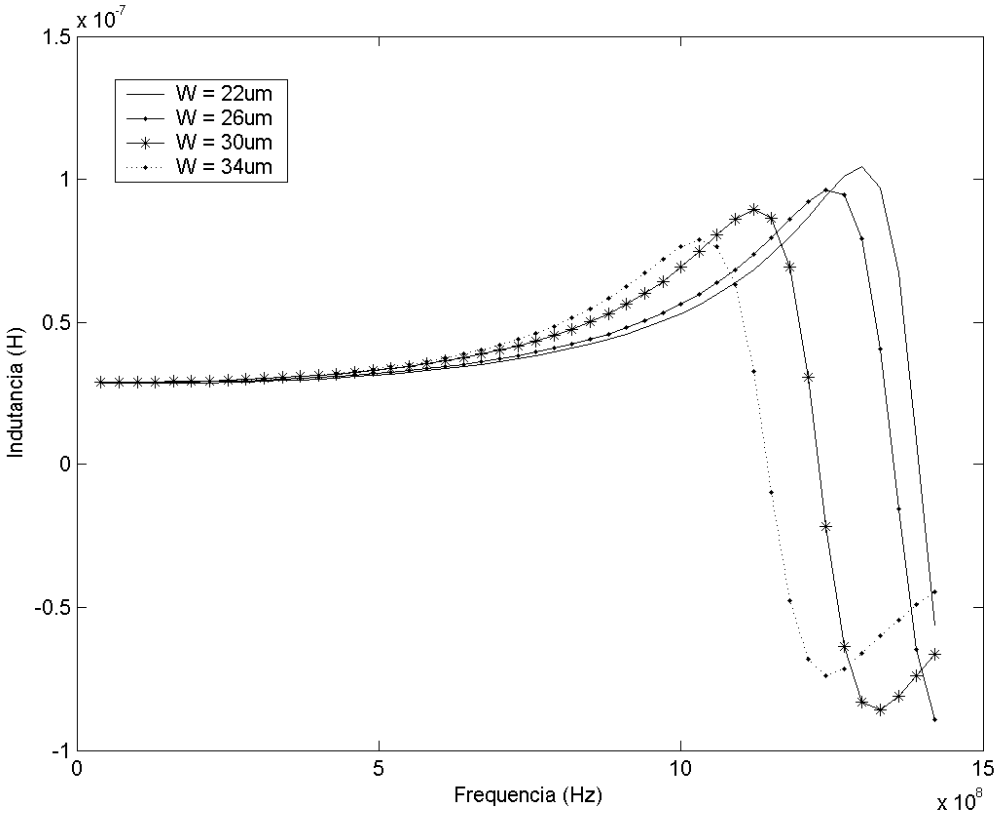


Figura 6.5: Indutância das 4 bobinas simuladas – variação de W

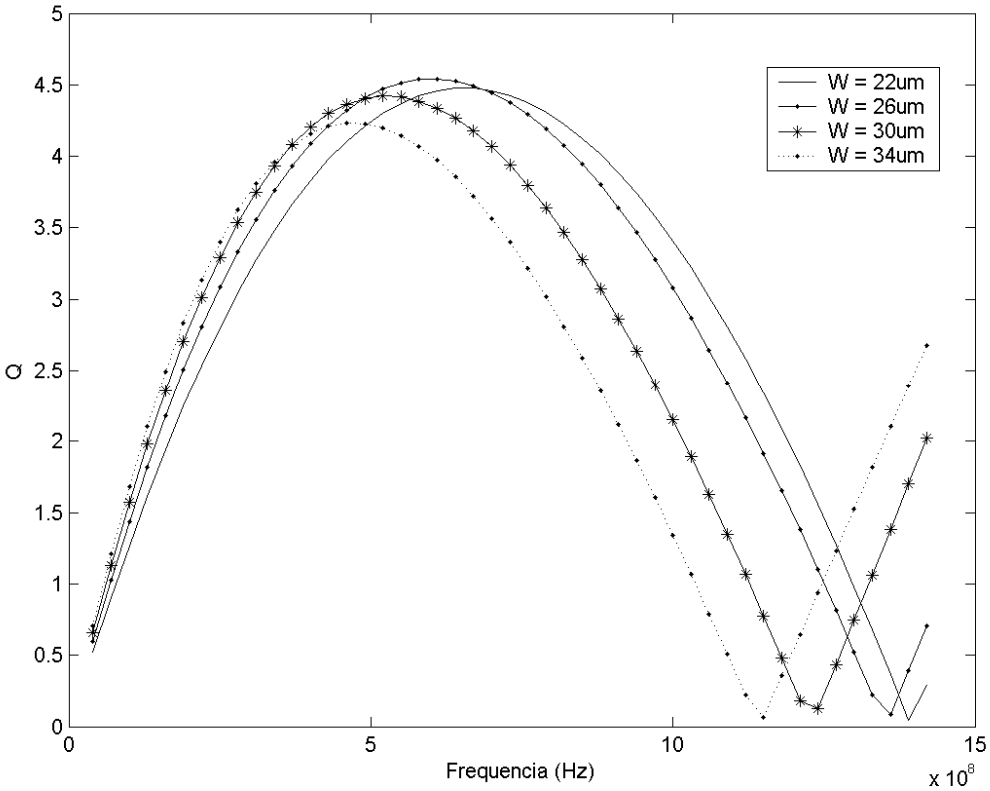


Figura 6.6: Factor de qualidade para as 4 bobinas simuladas – variação de W

Os resultados demonstram uma pequena variação em todos os valores máximos do factor de qualidade, sendo que o valor máximo ocorre para a bobina com W=26µm. Tal como já tinha ocorrido anteriormente, a largura da pista é uma parâmetro que permite, dentre de certos limites, alinhar o máximo do factor de qualidade com a frequência de operação. Tendo isto em conta e o facto de a 433MHz a bobina com W=30µm apresenta o melhor factor de qualidade, apesar de ocupar uma área maior, foi esta a largura da pista escolhida.

6.1.5. Bobina multi-camada

Várias técnicas são utilizadas para optimizar a bobina, nomeadamente o seu factor de qualidade. Muitas dessas técnicas aumentam o custo do chip devido a recorrerem a alterações na tecnologia utilizada. Outras técnicas felizmente não aumentam o custo do chip mas dificultam o desenho da bobina. A utilização de 2 camadas adjacentes de metal para construir a bobina utilizando a terceira camada para providenciar a ligação ao exterior, é uma destas técnicas.

Seguidamente, apresenta-se os resultados da simulação de uma bobina com 2 camadas, interligadas por um elevado número de vias. A bobina simulada tem os parâmetros que foram escolhidos nos passos anteriores (W=30µm, S=2µm, D_{in}=389µm).

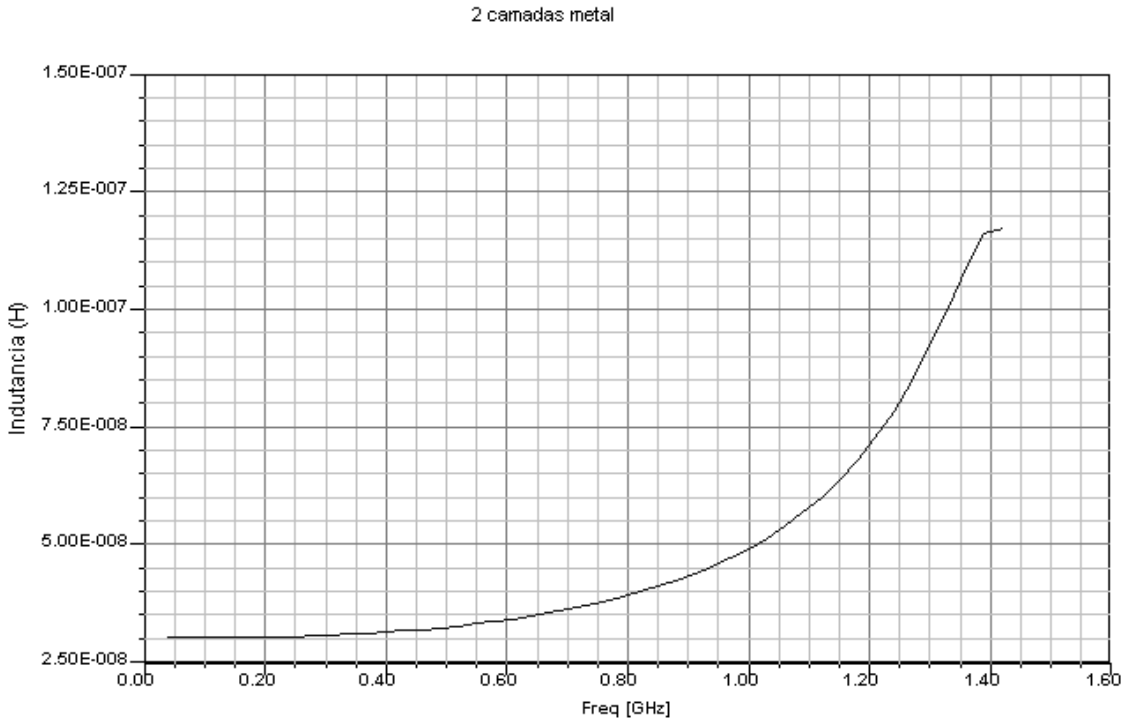


Figura 6.7: Indutância para a bobina com 2 camadas de metal (433MHz)

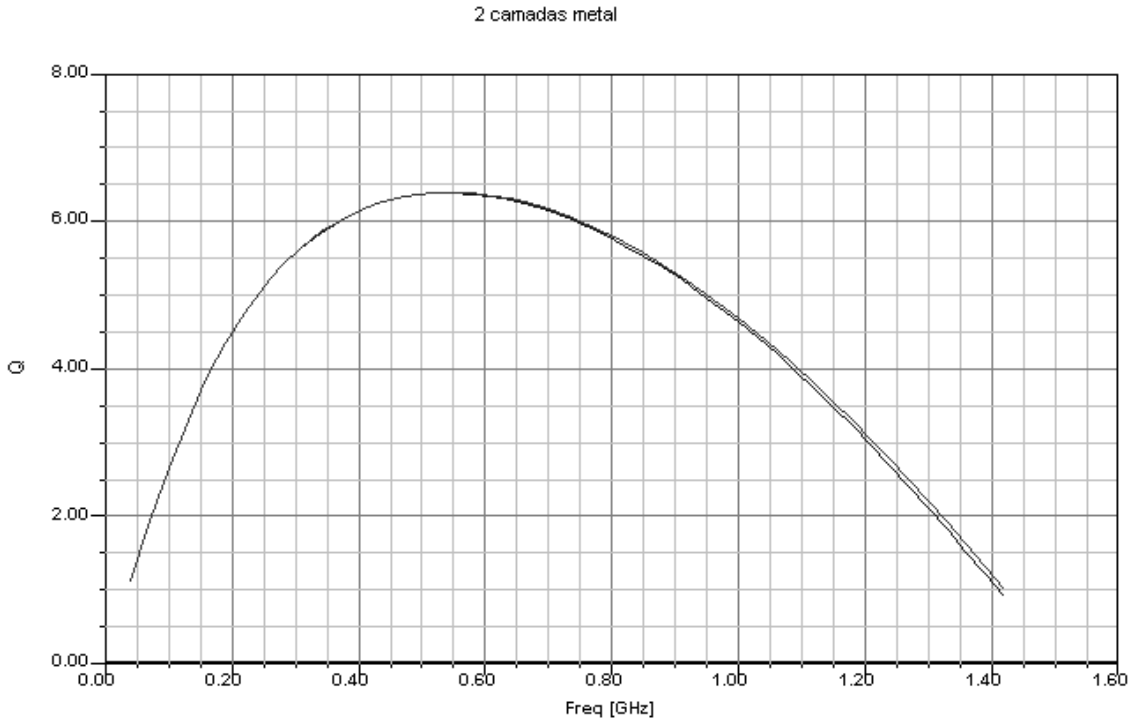


Figura 6.8: Factor de qualidade para a bobina com 2 camadas de metal (433MHz)

Os resultados obtidos são claros. Com a utilização de 2 camadas de metal adjacentes, o factor de qualidade da bobina acaba por melhorar devido a uma diminuição da resistência e consequentemente das perdas. Verifica-se também que na gama de frequências perto dos 433MHz, o valor da indutância é aproximadamente constante sendo a frequência de ressonância da bobina bastante afastada da gama de frequências usáveis para esta bobina.

Simulou-se a mesma bobina, mas agora utilizando 3 camadas adjacentes de metal para a bobina e a camada mais próxima do substrato para a ligação desde a volta interior até ao exterior. Verifica-se uma ligeira deslocação do máximo do factor de qualidade para uma frequência mais baixa, devido ao aumento da capacidade para o substrato. No entanto as perdas resistivas são atenuadas. A utilização das 3 camadas de metal interligadas por vias, resulta numa redução da resistividade da bobina, aumentando o valor máximo do factor de qualidade. Os resultados obtidos podem ser consultados nas figuras 6.9 e 6.10. Neles pode-se constatar um aumento do Q (a 433MHz) de 70% em relação à bobina original (só com uma camada de metal).

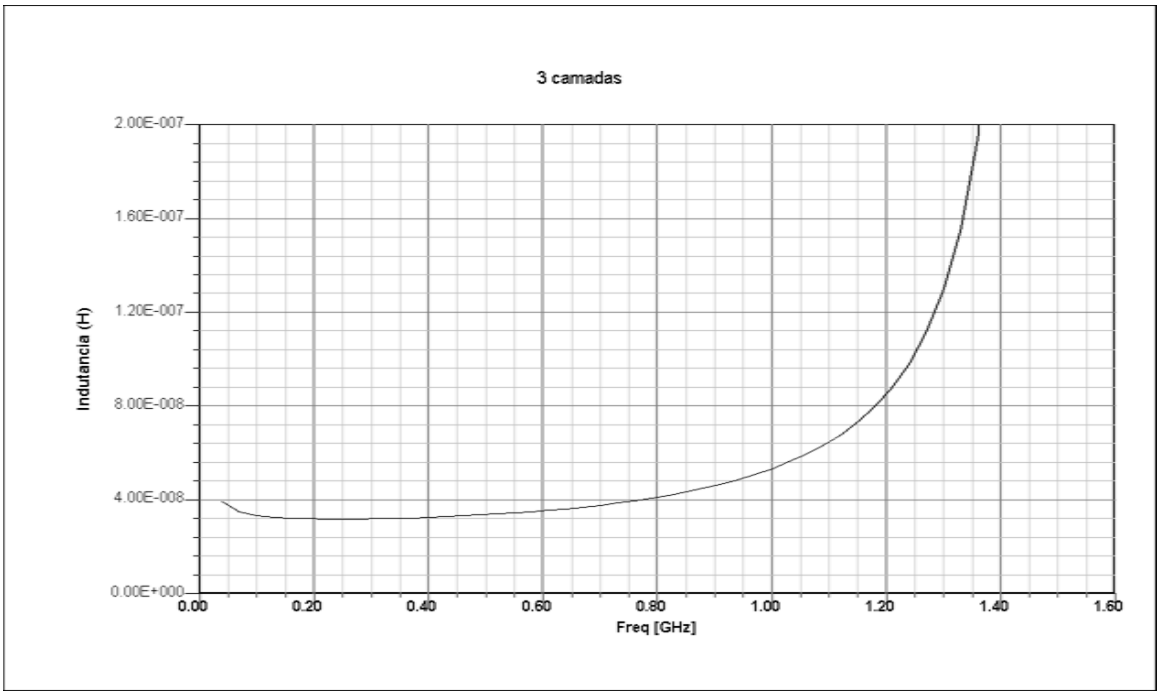


Figura 6.9: Indutância para a bobina com 3 camadas de metal (433MHz)

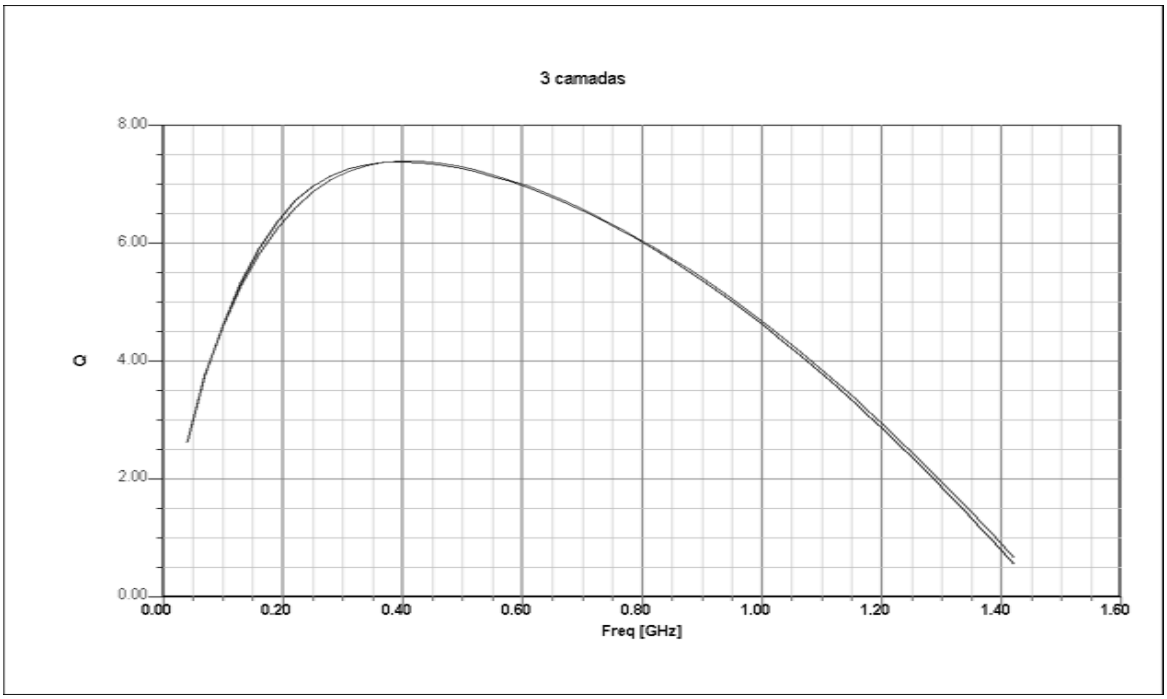


Figura 6.10: Factor de qualidade para a bobina com 3 camadas de metal (433MHz)

6.2. Bobina optimizada para 900MHz

6.2.1. Metodologia

Tal como no ponto a 6.1, a metodologia utilizada para optimizar uma bobina para os 900MHz, baseia-se não só no método mas também nos resultados obtidos no capítulo 5.

Tal como já foi referido anteriormente, numa dada gama de frequências, as bobinas integradas com um elevado valor de indutância, acabam por ter factores de qualidade mais baixos em comparação com bobinas de baixo valor de indutância. Aumentando o valor da indutância, aumentamos a capacidade de receber potência, mas este aumento do valor da indutância é conseguido através de um aumento da área da bobina. Tendo um conta todos estes factores, optou-se por simular e optimizar novamente uma bobina de aproximadamente 30nH.

Primeiramente, começou-se por definir a frequência da solução no simulador electromagnético para 900MHz. A partir dai, várias bobinas foram simuladas, começando primeiramente por escolher o diâmetro interior (D_{in}), seguidamente foi feito um estudo para escolher o espaçamento e por último, realizaram-se mais simulações para escolher a largura das pistas. Com o objectivo de melhorar ainda mais o factor de qualidade, foram simuladas novamente bobinas compostas pela interligação de várias camadas de metal.

6.2.2. Diâmetro interior (D_{in})

Para começar o desenho desta bobina, optou-se por utilizar uma largura da pista W=14µm e um espaçamento entre pistas S=3µm. A escolha destes valores sucede do facto de se necessitar de um elevado factor de qualidade, por isso um W=14µm e S=3µm, permite começar as simulações para a escolha do diâmetro interior (D_{in}), sem ter-mos de nos preocupar no final com as possíveis interferências que possam ocorrer na variação de outros parâmetros, pois estes parâmetros iniciais, não devem estar muito afastados dos parâmetros óptimos. Os únicos parâmetros que variam são o diâmetro interior e o número de voltas, com o intuito de manter aproximadamente constante o valor da indutância de todas as bobinas simuladas.
As características das 6 bobinas simuladas encontram-se na tabela seguinte.

Din (µm)	110	154	204	272	360	488
Dout (µm)	444	454	470	504	558	652
Voltas	10	9	8	7	6	5
Largura (µm)	14	14	14	14	14	14
Espaçamento (µm)	3	3	3	3	3	3
Modified Wheeler (nH)	30.64	30.72	30.41	30.68	30.50	30.02
Current Sheet (nH)	30.71	30.54	30.09	30.35	30.41	30.64
Monomial Fit (nH)	29.20	29.45	29.33	29.80	29.97	30.18

Tabela 2.4: Características das bobinas simuladas para escolher Din (900 MHz)

Os resultados obtidos para o valor da indutância e factor de qualidade apresentam-se de seguida.

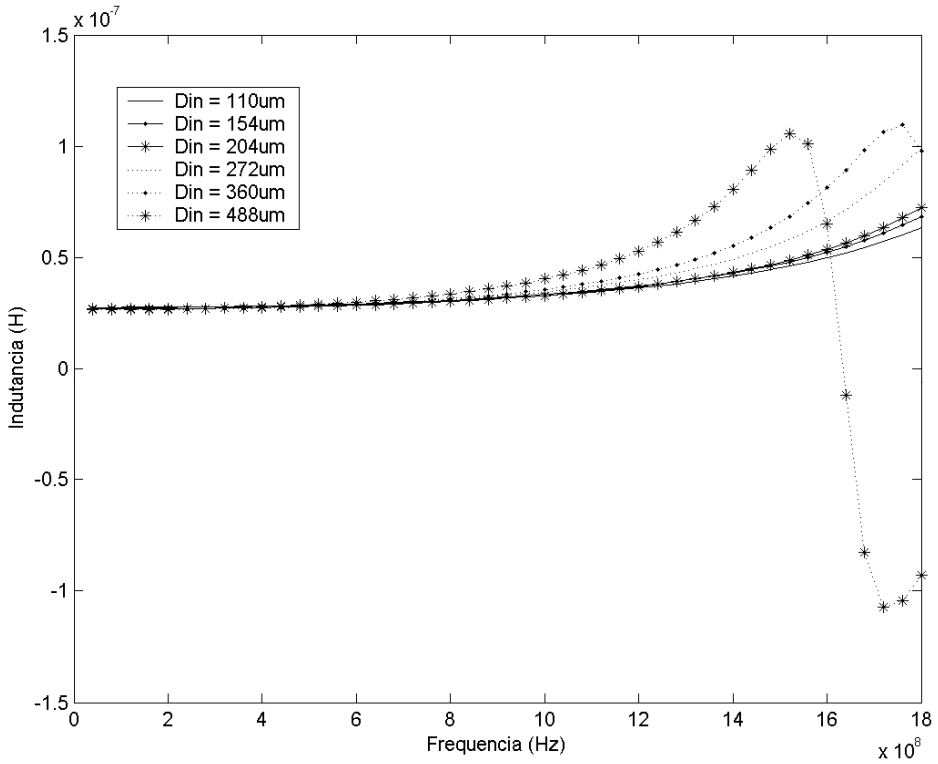


Figura 6.11: Indutância das 6 bobinas simuladas – variação de Din

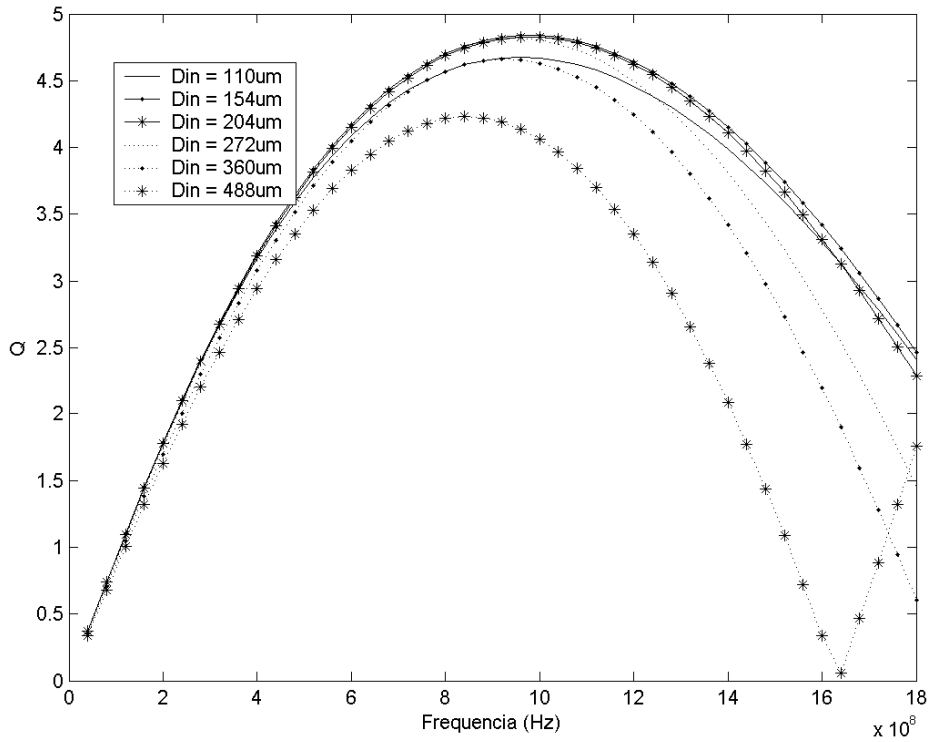


Figura 6.12: Factor de qualidade das 6 bobinas simuladas – variação de Din

Como seria de esperar, a 900MHz as bobinas apresentam valores de indutância semelhantes, excepção feita para a bobina cujo Din=488µm que apresenta um valor ligeiramente superior. Os valores máximos do factor de qualidade encontram-se numa gama de frequências estreita o que significa que apresentam aproximadamente o mesmo número de perdas no substrato, pois as bobinas foram desenhadas de forma a terem uma área aproximadamente constante.

A 900MHz, a bobina cujo D_{in}=154µm, apresenta o melhor factor de qualidade, logo um menor número de perdas, sendo este a diâmetro interior escolhido para proceder às simulações nos passos seguintes.

6.2.3. Espaçamento entre espiras (S)

Para se verificar qual o melhor espaçamento entre espiras para esta frequência e diâmetro interior, 4 bobinas foram simuladas, variando unicamente o espaçamento entre as espiras.

As características dessas bobinas encontram-se na tabela seguinte.

Din (µm)	154	154	154	154
Dout (µm)	438	454	470	488
Voltas	9	9	9	9
Largura (µm)	14	14	14	14
Espaçamento (µm)	2	3	4	5
Modified Wheeler (nH)	30.40	30.72	31.06	31.41
Current Sheet (nH)	30.20	30.54	30.90	31.28
Monomial Fit (nH)	29.21	29.45	29.80	30.21

Tabela 2.5: Características das bobinas simuladas para escolher S (900 MHz)

Os resultados obtidos para o valor da indutância e factor de qualidade, foram os seguintes.

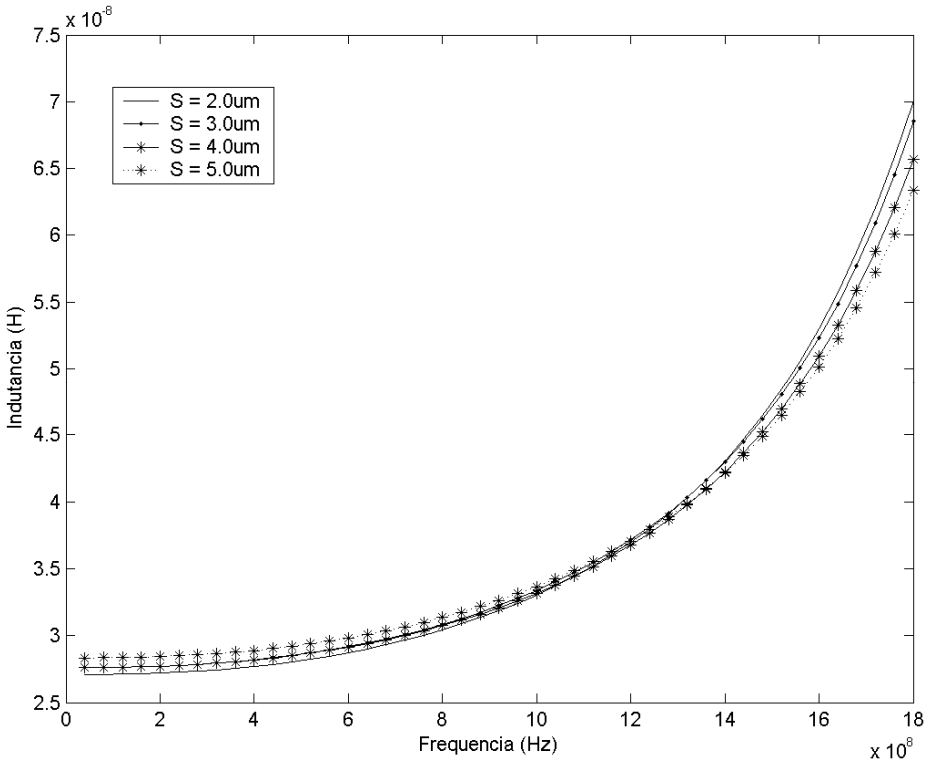


Figura 6.13: Indutância das 4 bobinas simuladas – variação de S

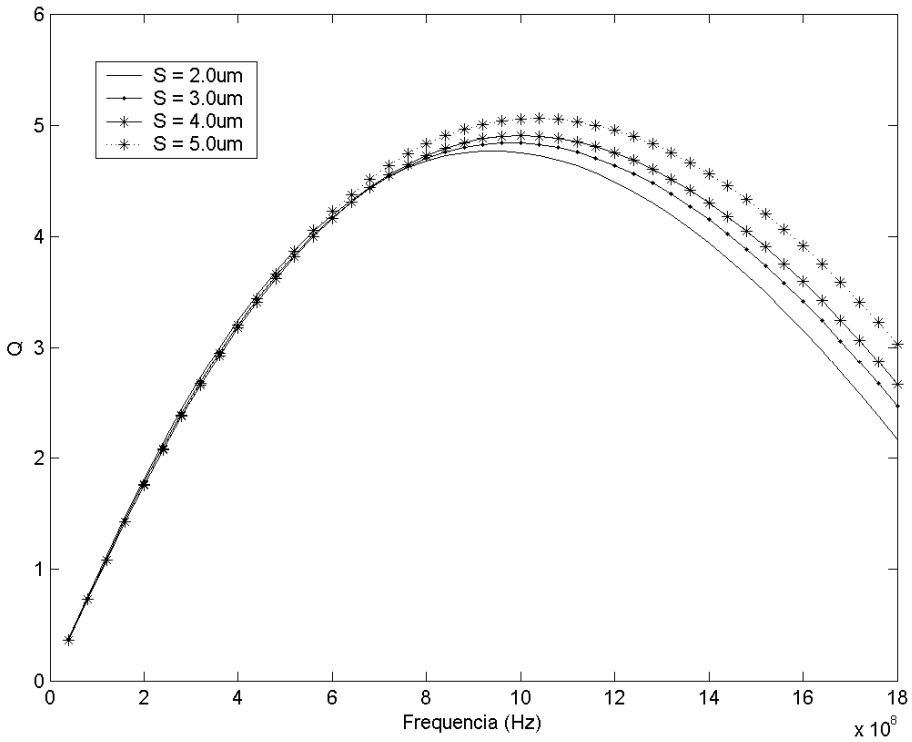


Figura 6.14: Factor de qualidade das 4 bobinas simuladas – variação de S

Com o aumento do espaçamento, verifica-se uma melhoria pouco significativa do factor de qualidade. O caso mais grava verificava-se quando S=2µm, pois quer o efeito de proximidade quer a capacidade entre as pistas adjacentes, acabam por exercer um efeito negativo quer na resistência do metal quer na frequência de trabalho, respectivamente.

A partir de S=2, o aumento do espaçamento acaba por não influenciar muito o factor de qualidade, levando a um aumento da área consumida. Pelo facto de estar relativamente alinhado com a frequência da simulação, escolheu-se a bobina com o espaçamento S=3µm.

6.2.4. Largura da pista (W)

Fixando o diâmetro interior, espaçamento entre pistas e o número de voltas, simularam-se 6 bobinas para escolher qual a largura da pista que apresentava melhor desempenho.

As características dessas 6 bobinas estão descritas na tabela seguinte.

Din (µm)	154	154	154	154	154	154
Dout (µm)	382	454	490	526	562	598
Voltas	9	9	9	9	9	9
Largura (µm)	10	14	16	18	20	22
Espaçamento (µm)	3	3	3	3	3	3
Modified Wheeler (nH)	29.42	30.72	31.50	32.34	33.22	34.13
Current Sheet (nH)	29.14	30.54	31.37	32.26	33.20	34.17
Monomial Fit (nH)	28.18	29.45	30.23	31.07	31.96	32.89

Tabela 2.6: Características das bobinas simuladas para escolher W (900 MHz)

Os resultados obtidos nas simulações encontram-se a seguir.

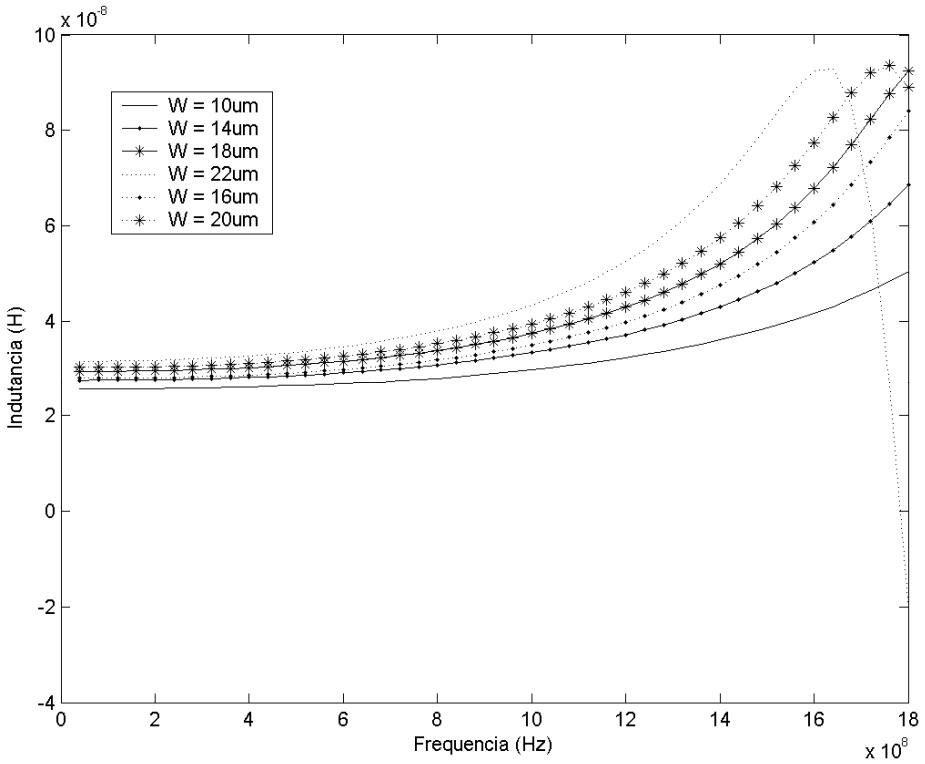


Figura 6.15: Indutância das 6 bobinas simuladas – variação de W

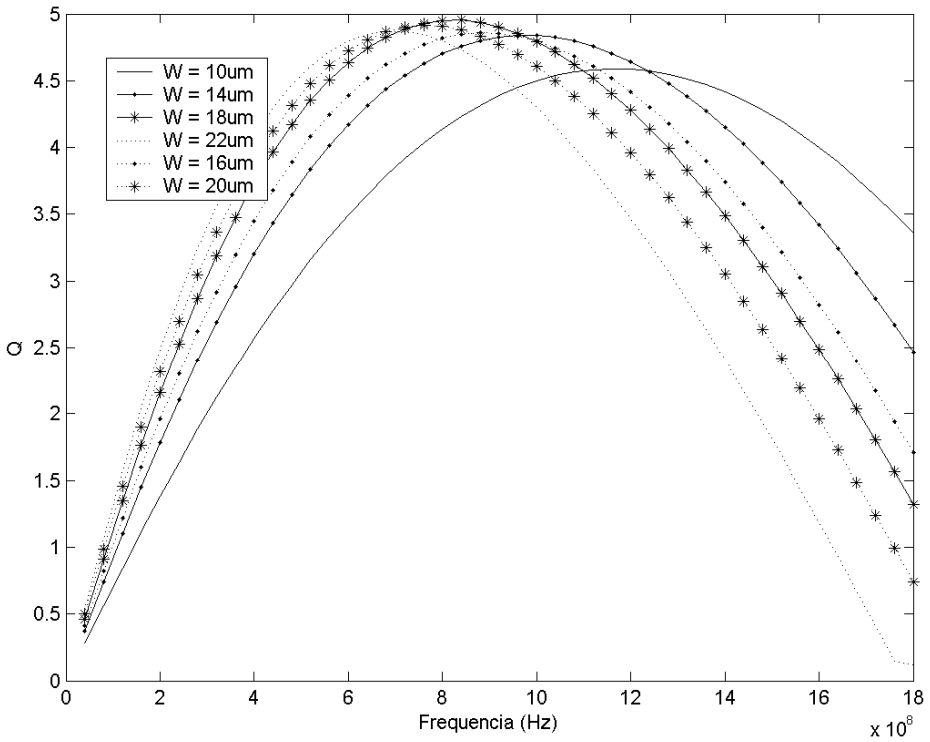


Figura 6.16: Factor de qualidade das 6 bobinas simuladas – variação de W

Os resultados apresentam uma variação quer do valor máximo do factor de qualidade, quer da posição desse máximo. Este resultado já era esperado tendo em conta os resultados obtido nas secções anteriores.

A 900MHz, o factor de qualidade é máximo para a bobina com a largura da pista W=18µm, revelando ser a bobina com menores perdas a esta frequência.

O deslocamento para uma frequência inferior, verificado com o aumento da largura da pista, prende-se com o facto de haver um aumento da capacidade para o substrato devido a um aumento significativo da área, que ocorre quando se aumenta a largura da pista, mantendo fixos os restantes parâmetros.

6.2.5. Bobina multi-camada

Tal como no ponto 6.1.5, neste ponto procedeu-se à simulação da bobina optimizada anteriormente, mas desta vez, usando 2 camadas adjacentes de metal com o objectivo de diminuir a resistência do condutor. Para interligar as duas camadas de metal, um número elevado de vias foi utilizado, de forma a diminuir a influência que a relativa alta resistividade das vias possa induzir no desempenho da bobina.

A bobina simulada tem as características que foram escolhidas nos passos anteriores (W=18µm, D_{in}=154µm), com a excepção do espaçamento que se aumentou 0.5µm passando a ser de S=3.5µm. Esta alteração foi efectuada de forma a compensar um aumento na capacidade para o substrato devido ao facto de a bobina se encontrar mais próximo do mesmo, o que levaria a um deslocamento para uma frequência mais baixa do valor máximo do factor de qualidade.

Os resultados obtidos foram os seguintes:

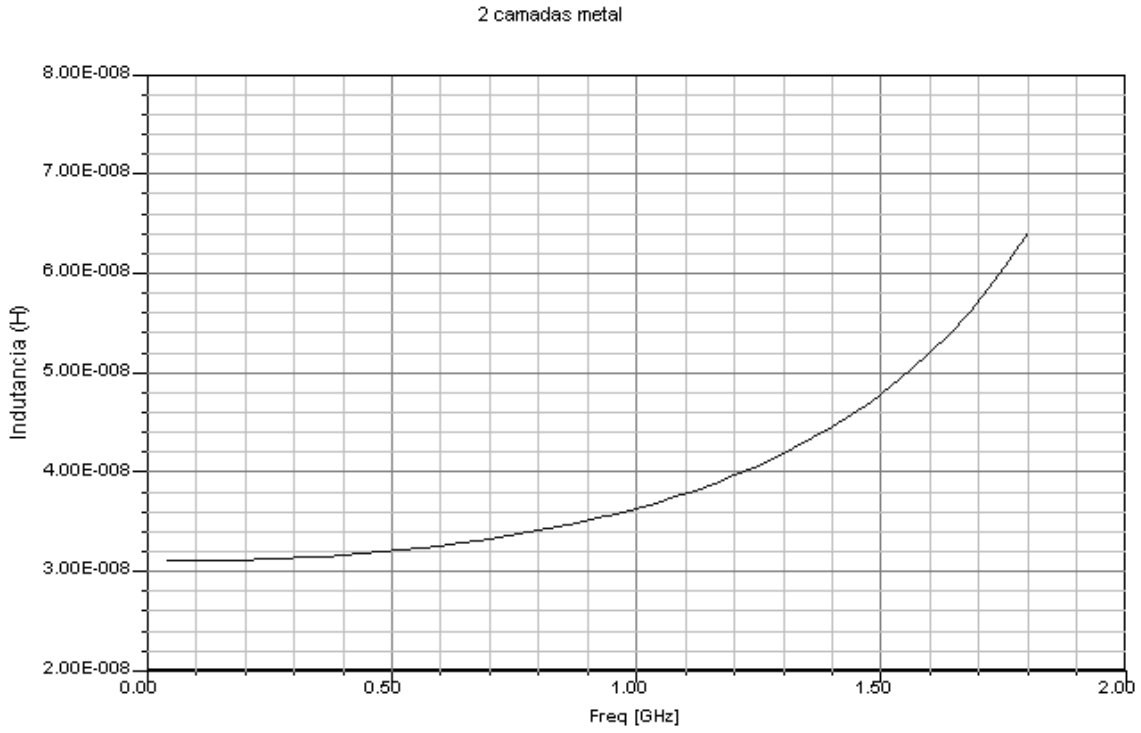


Figura 6.17: Indutância para a bobina com 2 camadas de metal (900MHz)

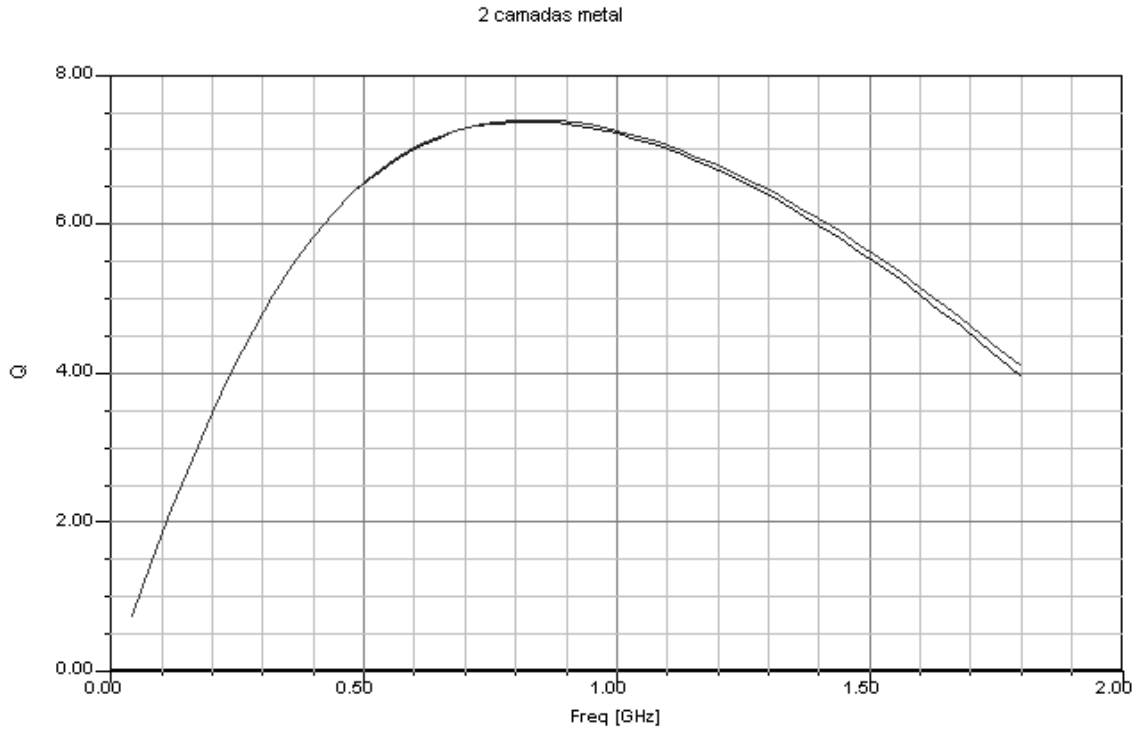


Figura 6.18: Factor de qualidade para a bobina com 2 camadas de metal (900MHz)

Os resultados obtidos mostram uma melhoria considerável do factor de qualidade da bobina com a utilização de 2 camadas adjacentes de metal. Esta melhoria é justificada com uma redução da resistência do condutor, o que diminui consideravelmente as perdas.

Quanto ao valor da indutância, a 900MHz apresenta um valor de aproximadamente 35nH, sendo que a sua frequência de ressonância ainda se encontra bastante afastada dos 900MHz, logo esta bobina pode operar nesta gama de frequências sem qualquer tipo de problemas.

Tal como se tinha previsto anteriormente, ocorreu um deslocamento para uma frequência mais baixa do valor máximo do factor de qualidade. Este deslocamento foi atenuado com o aumento do espaçamento para S=3.5µm.

Procedeu-se ainda à simulação da mesma bobina, mas agora utilizando 3 camadas adjacentes de metal para a bobina e a camada mais próxima do substrato para providenciar a ligação desde a volta interior até ao exterior. Verifica-se novamente a uma deslocação do máximo do factor de qualidade para uma frequência mais baixa, devido ao aumento da capacidade para o substrato. Felizmente, as perdas resistivas são atenuadas. A utilização das 3 camadas de metal interligadas por vias, resulta numa redução da resistividade da bobina, aumentando o valor máximo do factor de qualidade. Os resultados obtidos podem ser consultados nas figuras seguintes (ver figura 6.19 e 6.20) onde se observa que o Q (a 900MHz) melhorou 68% em relação à bobina original (com apenas uma camada de metal).

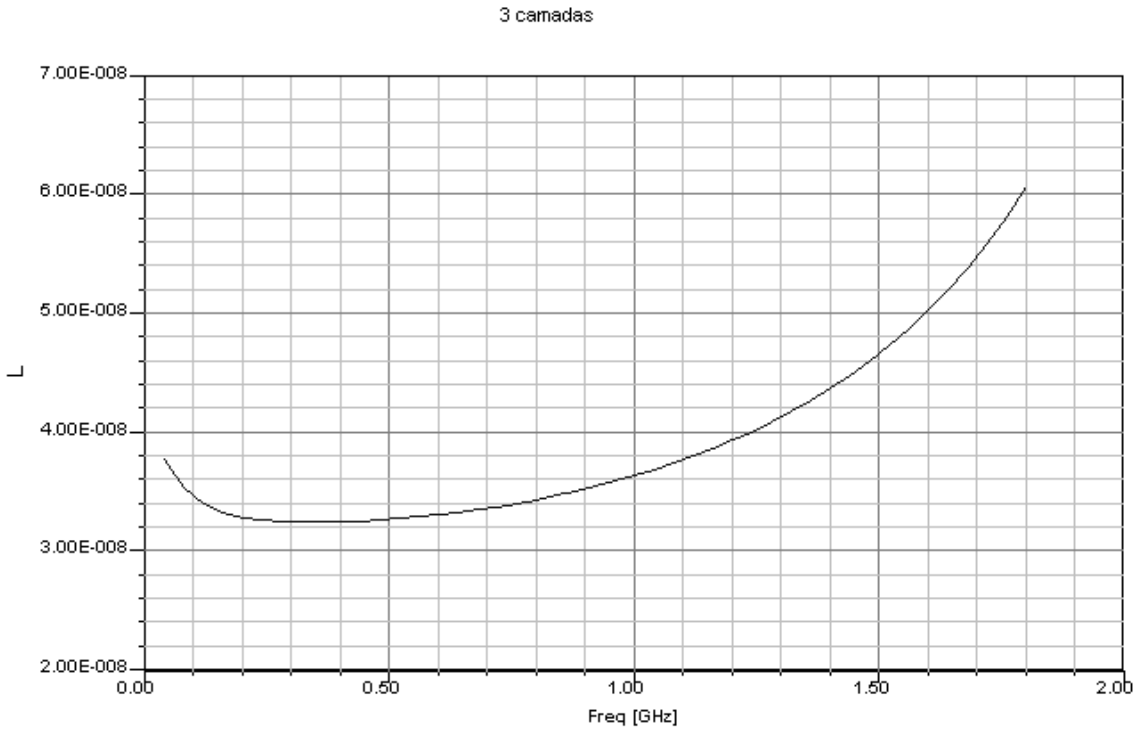


Figura 6.19: Indutância para a bobina com 3 camadas de metal (900MHz)

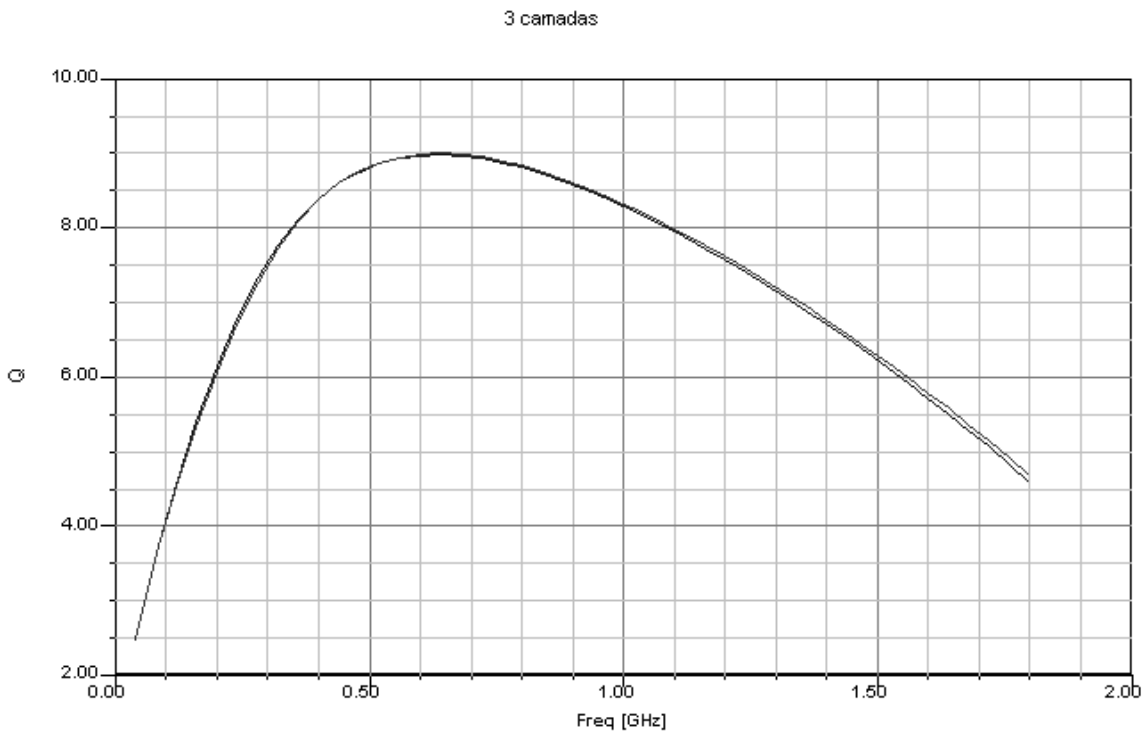


Figura 6.20: Factor de qualidade para a bobina com 3 camadas de metal (900MHz)

6.3. Desenhos finais das bobinas optimizados para 433MHz e 900MHz

6.3.1. Bobina optimizada para 433MHz

A bobina optimizada para 433MHz tem as seguintes características:

- Diâmetro interior D_{in}=389µm
- Diâmetro exterior Dout=769µm
- Largura da pista W=30µm
- Espaçamento entre espiras S=2µm
- Número de voltas N=6

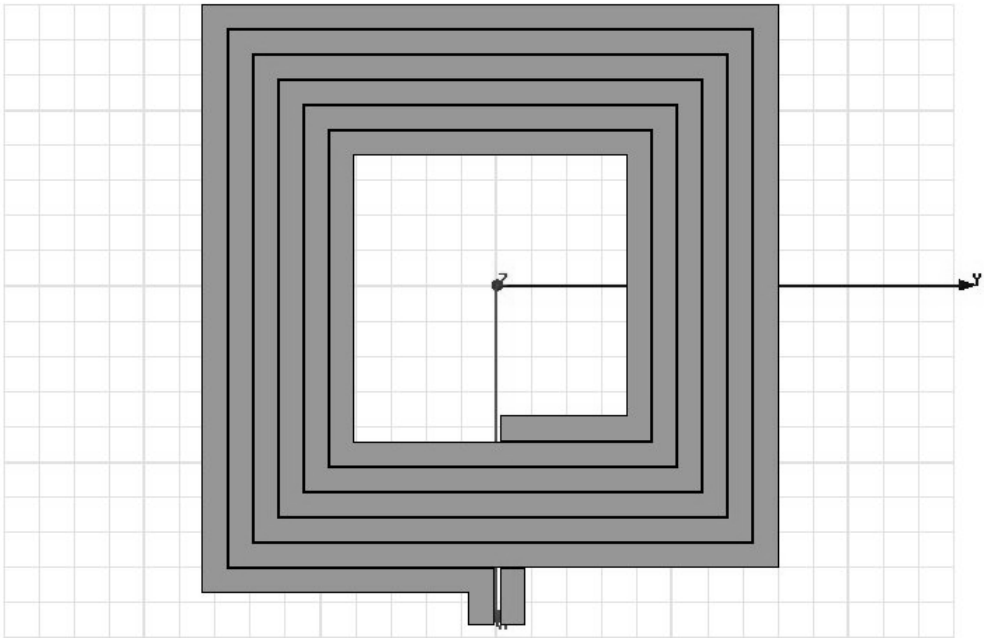


Figura 6.21: Bobina optimizada para 433MHz

6.3.2. Bobina optimizada para 900MHz

A bobina optimizada para 900MHz tem as seguintes características:

- Diâmetro interior D_{in}=154µm
- Diâmetro exterior D_{out}=534µm
- Largura da pista W=18µm
- Espaçamento entre espiras S=3.5µm
- Número de voltas N=9

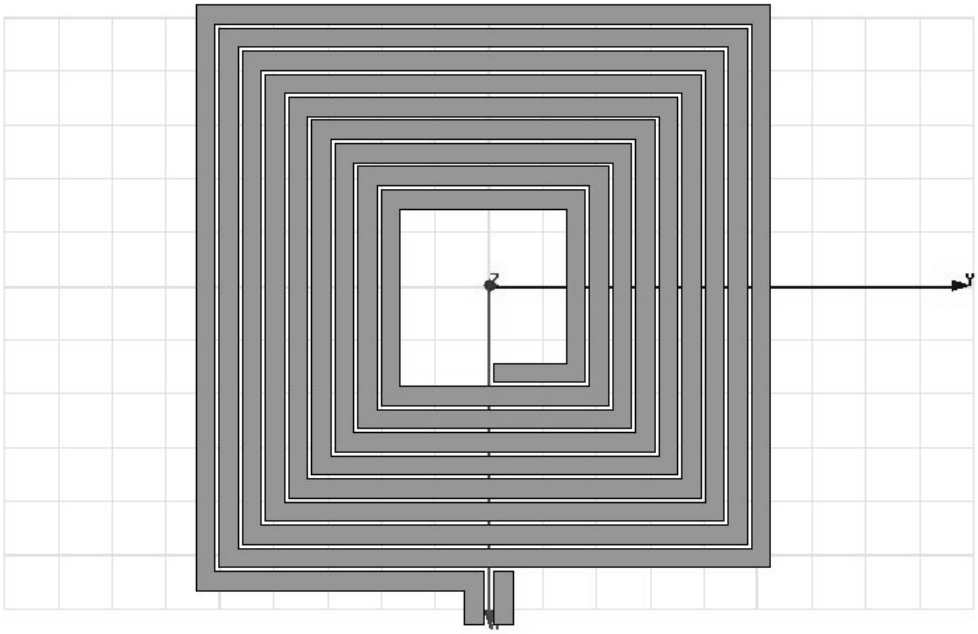


Figura 6.22: Bobina optimizada para 900MHz

7. Bobinas com *Patterned Ground Shields*

7.1. Metodologia

No capítulo 2 já foram discutidos quais os objectivos que se pretendem alcançar com a introdução de *Patterned Ground Shields* em bobinas integradas. O principal propósito da sua utilização consiste na tentativa de terminar o campo eléctrico existente entre a bobina e o substrato, antes de este penetrar no mesmo, evitando assim, o surgimento de correntes induzidas no substrato devido ao campo eléctrico.

Diversos escudos foram desenhados e simulados no simulador de campo electromagnético. Contudo, devido à complexa estrutura desenhada, os requisitos computacionais são elevados, o que devido à capacidade computacional disponível, não permitiu efectuar um estudo muito aprofundado destas estruturas.

Tendo em conta a capacidade computacional disponível, a bobina utilizada nestas simulações tem um número de voltas inferior em relação à bobina optimizada para 900MHz, mas dimensões exteriores (D_{out}) semelhantes.

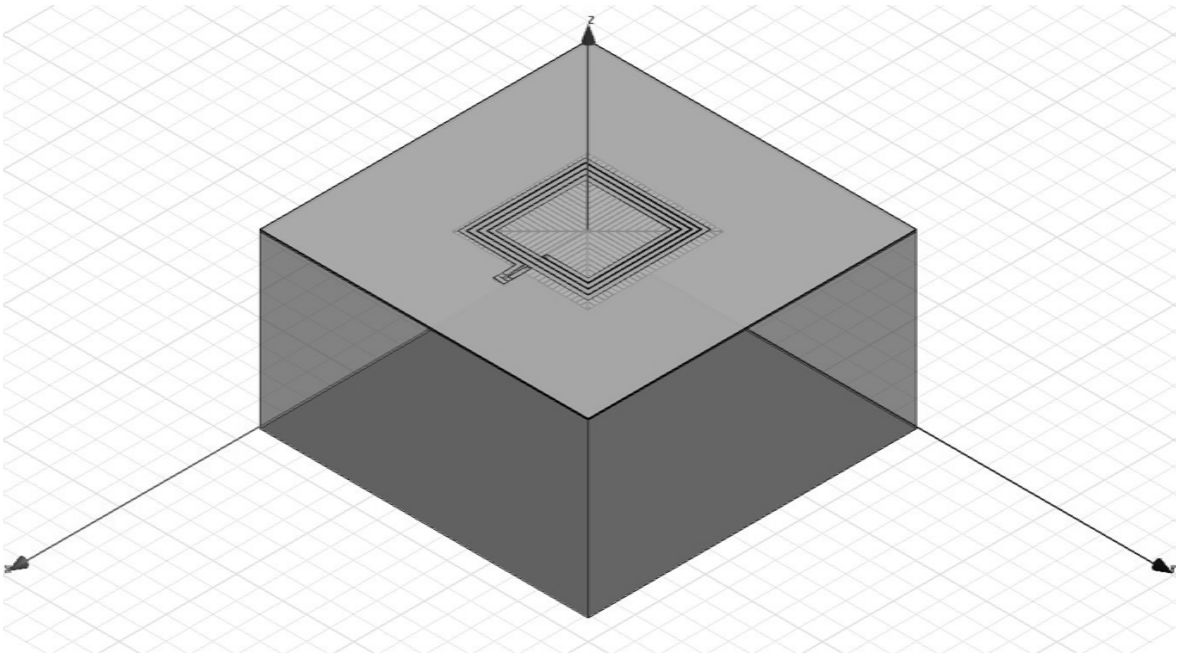


Figura 7.1: Estrutura de simulação com PGS

Todos os escudos desenhados apresentam uma ligação cruzada em alumínio responsável pela conexão entre as diversas ranhuras de polisilício que compõem o PGS. Essa ligação cruzada é conectada ao ponto de referência a partir do centro e pode-se verificar na imagem seguinte:

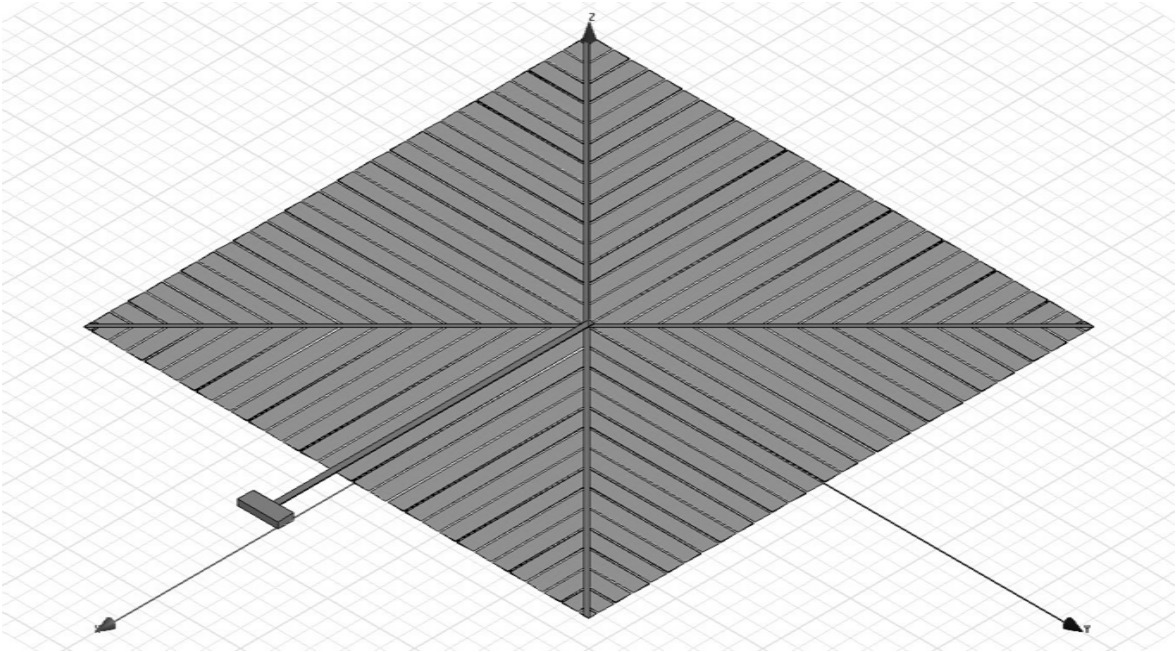


Figura 7.2: PGS com conexão em Alumínio

Esta conexão cruzada, permite que a ligação do escudo seja feita num ponto simétrico e impossibilita a formação de um circuito fechado quer entre as ranhuras quer no metal.

Nesta análise, começou-se por verificar a influência da condutividade do material que compõe o escudo, na performance da bobina. Posteriormente, a largura das ranhuras foi alterada para perceber a sua influência no comportamento da bobina. O espaçamento entre as diversas ranhuras foi mantido constante e igual a 2µm. Não foi possível verificar a influência da diminuição deste parâmetro, pois não havia capacidade computacional suficiente, contudo é um parâmetro que deve ser mantido no mínimo valor possível, para evitar a passagem do campo eléctrico para o substrato.

7.2. Variação da condutividade do PGS

Foram simulados 5 escudos cuja largura das ranhuras foi mantida constante e igual a 18µm. Como já foi referido anteriormente, o espaçamento entre as ranhuras foi de 2µm. Os materiais utilizados para a construção do escudo foram polisilício, cobre, condutor perfeito (PEC). Como termo de comparação, foi simulado uma bobina sem escudo.

Os Resultados obtidos podem ser consultados nas figuras 7.3 e 7.4.

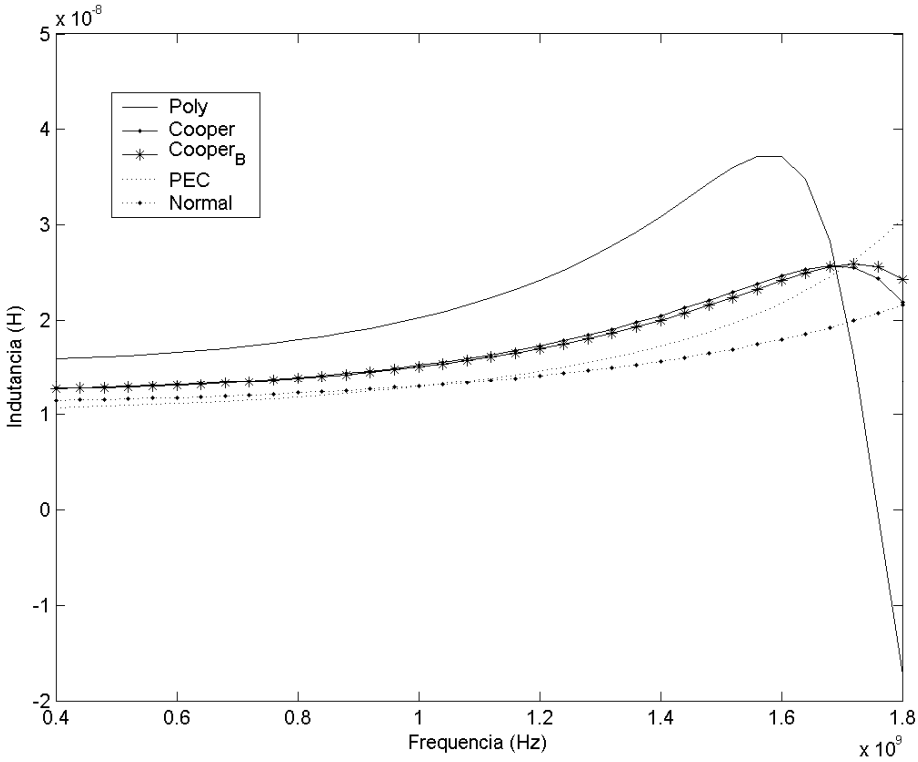


Figura 7.3: Indutância das 5 bobinas simuladas (variação da condutividade do PGS)

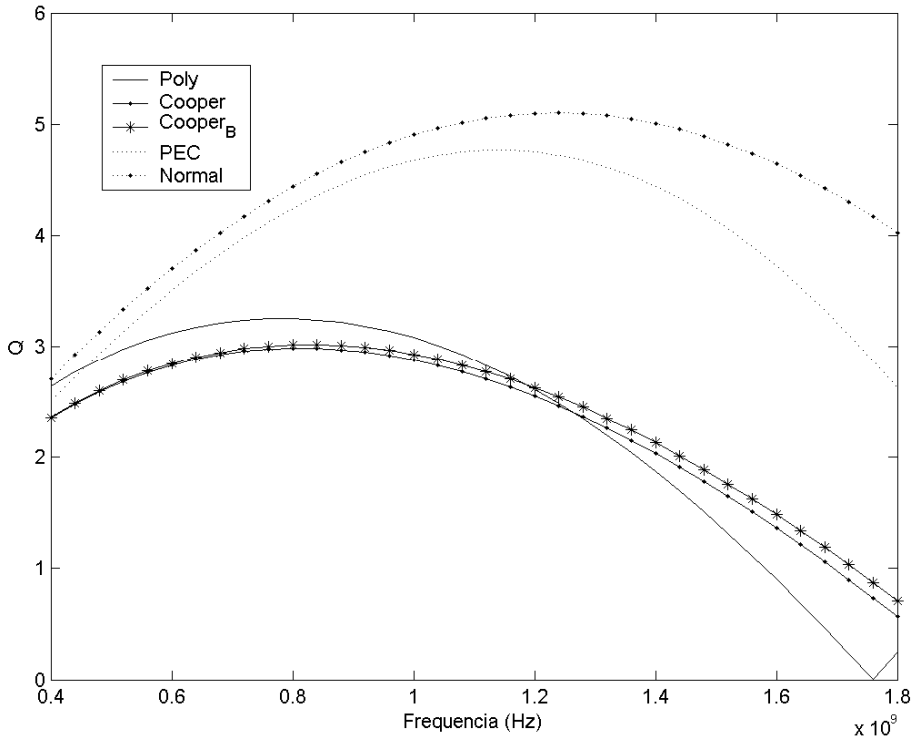


Figura 7.4: Factor de qualidade das 5 bobinas simuladas (variação da condutividade do PGS)

Variando a condutividade do material que compõe o escudo ranhurado, verifica-se uma diminuição do valor da indutância com o aumento da condutividade e um aumento do factor de qualidade com o aumento da condutividade. No entanto, o factor de qualidade obtido fica aquém do esperado, sendo em todos os casos simulados inferior ao da bobina sem escudo, devido possivelmente a algum erro na estrutura ou no perfil de simulação, ou devido simplesmente à elevada largura das ranhuras e elevado espaçamento entre ranhuras. Mas como já foi referido anteriormente, não foi possível aprofundar o estudo deste tipo de estruturas devido ao esforço computacional necessário.

O aumento verificado no factor de qualidade com o aumento da condutividade justifica-se com o facto de o principal objectivo do escudo ser o de terminar o campo eléctrico antes de este penetrar no substrato providenciando uma ligação à massa. Quanto menor a resistividade desta conexão, menor serão as perdas e melhor o factor de qualidade. Contudo, o máximo do factor de qualidade desloca-se para uma frequência mais baixa devido ao aumento da capacidade, pois o escudo encontra-se mais próximo da bobina, comparativamente ao substrato.

7.3. Variação da largura das ranhuras do PGS

Foram simuladas 3 bobinas cuja largura das ranhuras foi variada. Os escudos simulados tinham largura da ranhura de 3µm, 8µm, 18µm e foram todos construídos com polisilício. Como já foi referido anteriormente, o espaçamento entre as ranhuras foi mantido constante e igual a 2µm. Como termo de comparação, foi simulada uma bobina sem escudo.

Os resultados obtidos para a indutância e factor de qualidade encontram-se nas figuras 7.5 e 7.6.

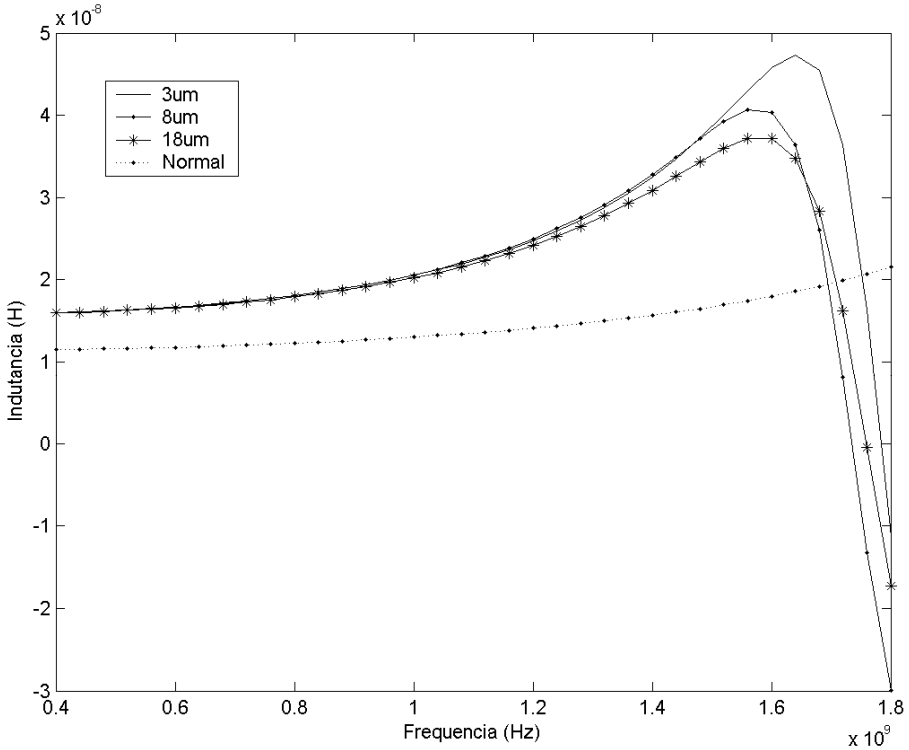


Figura 7.5: Indutância das 3 bobinas simuladas (variação da largura das ranhuras)

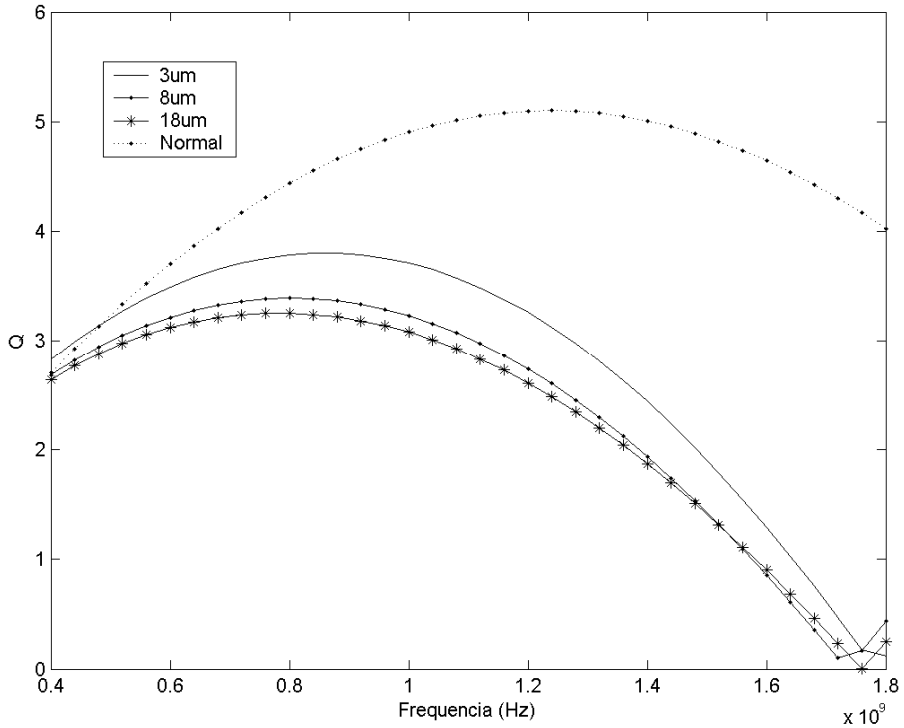


Figura 7.5: Factor de qualidade das 3 bobinas simuladas (variação da largura das ranhuras)

Verifica-se um aumento do factor de qualidade com a diminuição da largura das ranhuras e não se verifica uma variação significativa do valor da indutância comparativamente às outras bobinas simuladas com escudo de polisilicio. Tal como no ponto anterior, verifica-se uma diminuição do factor de qualidade comparativamente à bobina sem escudo.

A partir dos resultados obtidos anteriormente, conclui-se que a diminuição da largura das ranhuras afecta positivamente a performance da bobina. Infelizmente, devido às elevadas dimensões da bobina para esta gama de frequências, não foi possível efectuar um estudo aprofundado sobre *patterned ground shields*. Contudo, para a sua utilização, deve ser feito previamente um estudo que pode ser realizado utilizando um simulador de campo electromagnético e uma máquina com grande capacidade computacional. Em [29] apresenta-se mais um método que não aumenta o custo de fabrico da bobina e que pode melhorar substancialmente o desempenho da mesma. Neste método, constrói-se um novo escudo, recorrendo à camada n+. Na superfície do bloco de silício são então aplicados dois escudos de forma a melhorar o factor de qualidade da bobina.

8. Simulação da Transmissão de Energia a 433MHz e 900MHz

8.1. Objectivos

Nesta fase final do trabalho, procedeu-se à simulação da transmissão de energia utilizando como receptoras as bobinas optimizadas para 433MHz e 900MHz (com 2 camadas de metal e sem *patterned ground shield*), para assim comprovar que é possível transferir energia suficiente para alimentar um circuito implantado, recorrendo ao acoplamento indutivo entre duas bobinas.

O procedimento utilizado foi semelhante ao descrito no capítulo 4, onde se utilizou o Ansoft HFSS para simular a transmissão de energia e posteriormente exportar a matriz dos parâmetros S obtida para o Ansoft Designer, para assim ser possível realizar simulações no domínio do tempo.

Infelizmente o tempo e recursos computacionais disponíveis, não permitiram aprofundar este tópico devido ao facto de também ser necessário desenhar, simular e optimizar a bobina emissora, já que a bobina emissora utilizada no capítulo 4, não é usável nesta gama de frequências.

8.2. Simulação da Transmissão de Energia a 433MHz

8.2.1. Bobina Emissora

A bobina emissora é quadrada com um número de voltas N=6, o seu diâmetro exterior é de D_{OUT}= 1044µm, a largura da pista é de W=34µm, o espaçamento entre pistas é de S=3µm e a espessura do metal é de 10µm. A condutividade do metal que compõe a bobina emissora é de 900000000S/m, sendo portanto um valor propositadamente e irrealisticamente elevado. Este expediente foi utilizado para obtermos uma bobina emissora com Q elevado (aproximadamente 100) sem grande esforço, pois o trabalho desta tese focou a bobina integrada. Recorrendo às expressões aproximadas para o cálculo do valor da indutância apresentadas no capítulo 2, a indutância desta bobina é de 48nH.

O seu desenho no simulador de campo electromagnético encontra-se na imagem seguinte.

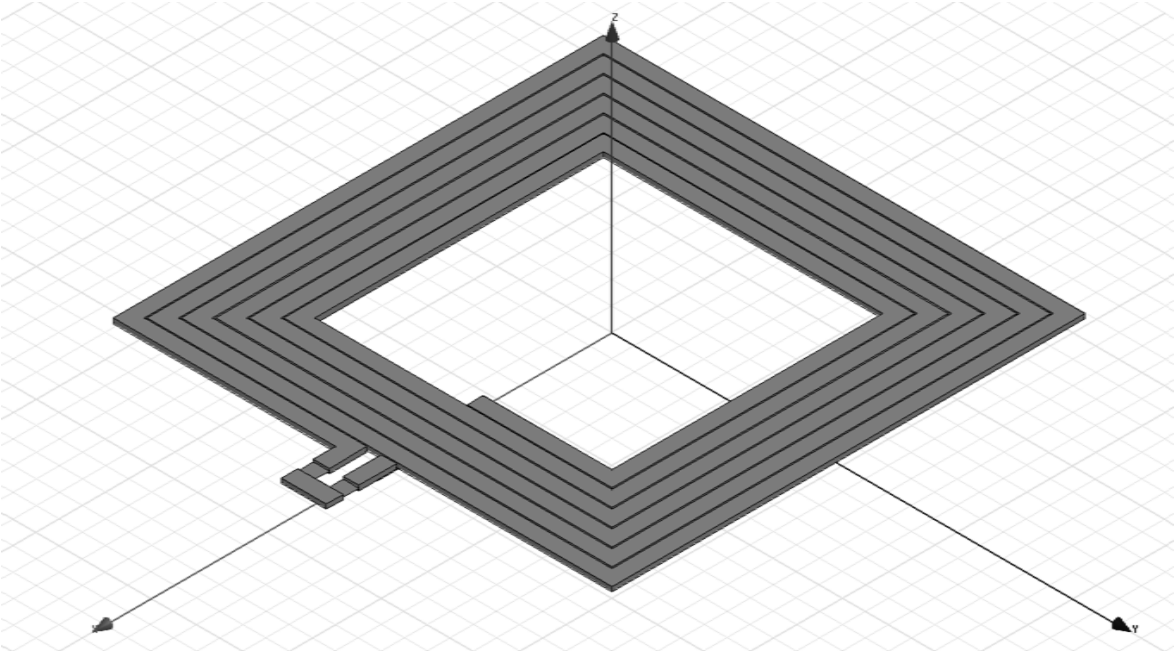


Figura 8.1: Bobina Emissora (48nH)

Procedendo à simulação com o objectivo de calcular o valor da indutância e factor de qualidade da bobina emissora, definindo previamente a frequência da solução para 433MHz (frequência a que é optimizada a malha de elementos), os resultados obtidos para o valor da indutância e factor de qualidade apresentam-se seguidamente (ver figuras 8.2 e 8.3).

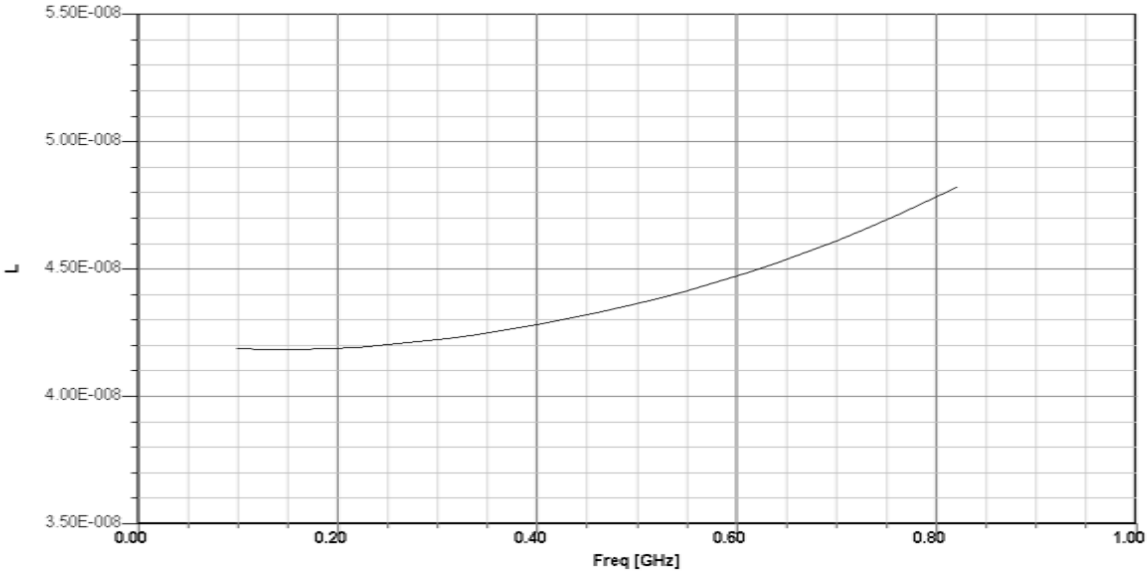


Figura 8.2: Gráfico da Indutância vs Frequência para a bobina emissora

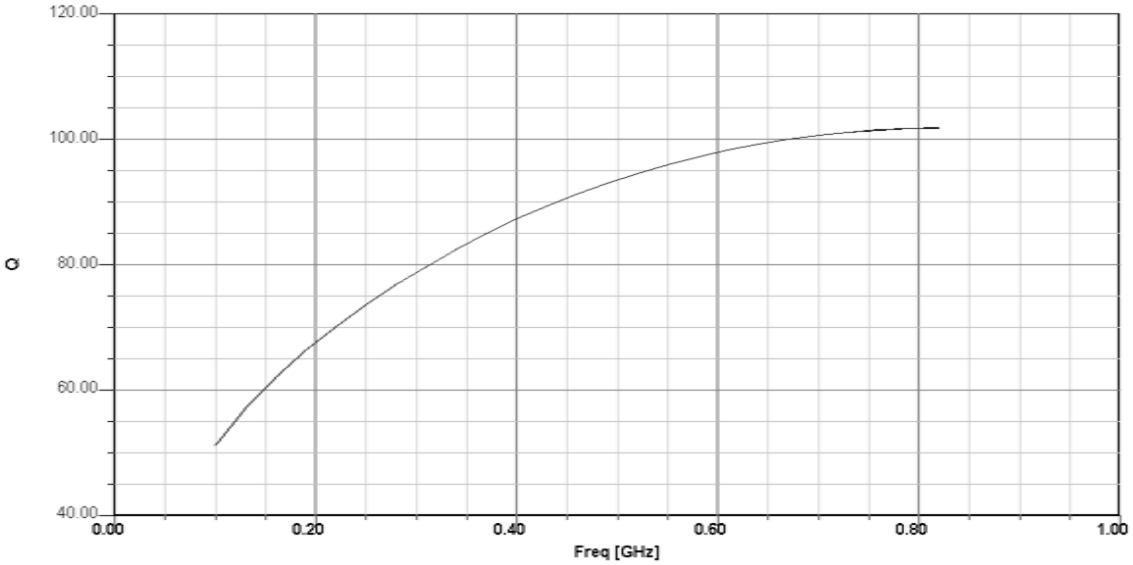


Figura 8.3: Gráfico do factor de qualidade vs Frequência para a bobina emissora

Os valores obtidos para a indutância através da simulação encontram-se bastante próximos do valor teórico. A 433MHz o factor de qualidade da bobina emissora é aproximadamente 90.

8.2.2. Bobina Receptora

Como já foi anteriormente referido, a bobina receptora utilizada nestas simulações foi a bobina com 2 camadas de metal optimizada para os 433MHz, apresentada no capítulo 6. Devido ao esforço computacional necessário e ao tempo limitado, não foi possível realizar estas simulações utilizando a mesma bobina receptora mas composta por 3 camadas adjacentes de metal para a construção da mesma (bobina com melhor factor de qualidade).

Recordando as características desta bobina, ela é composta por N=6 voltas em alumínio, o diâmetro exterior é de D_{OUT}=769µm, a largura da pista é de W=30µm e o espaçamento entre espiras é de S=2µm. Como já foi referido, esta bobina recorre a duas camadas adjacentes de metal (Metal 4 e Metal 3) interligadas por um elevado número de vias para realizar a bobina.

O seu desenho no simulador de campo electromagnético encontra-se na figura seguinte.

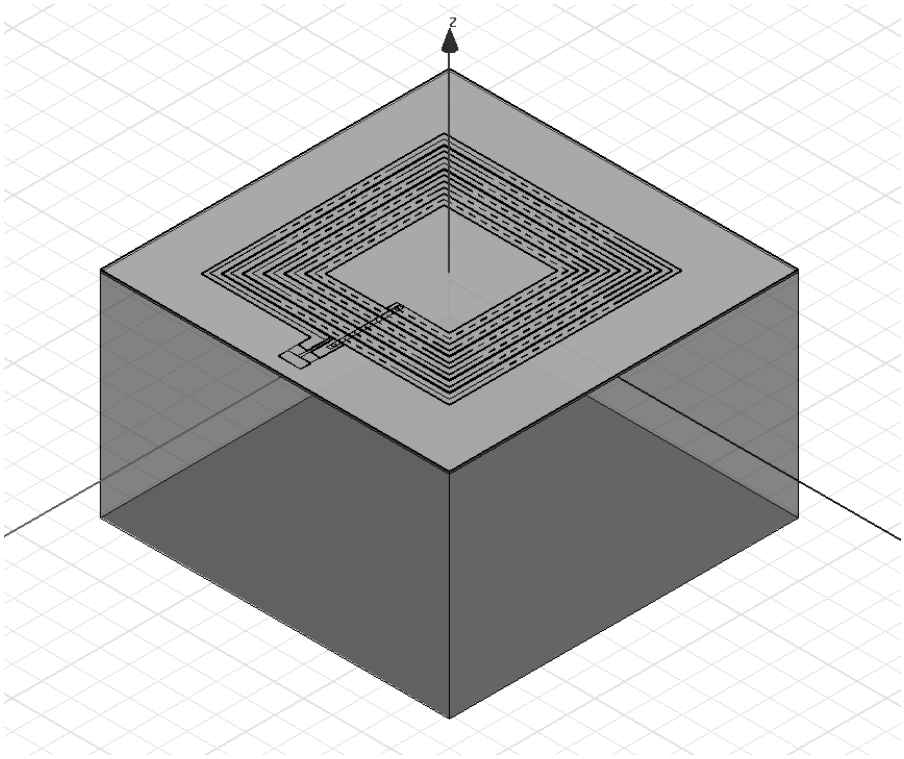


Figura 8.4: Bobina Receptora (30nH – 2 camadas de metal)

Os resultados para a indutância e factor de qualidade já foram obtidos por simulação no capítulo 6, no entanto são novamente aqui apresentados (ver figuras 8.5 e 8.6).

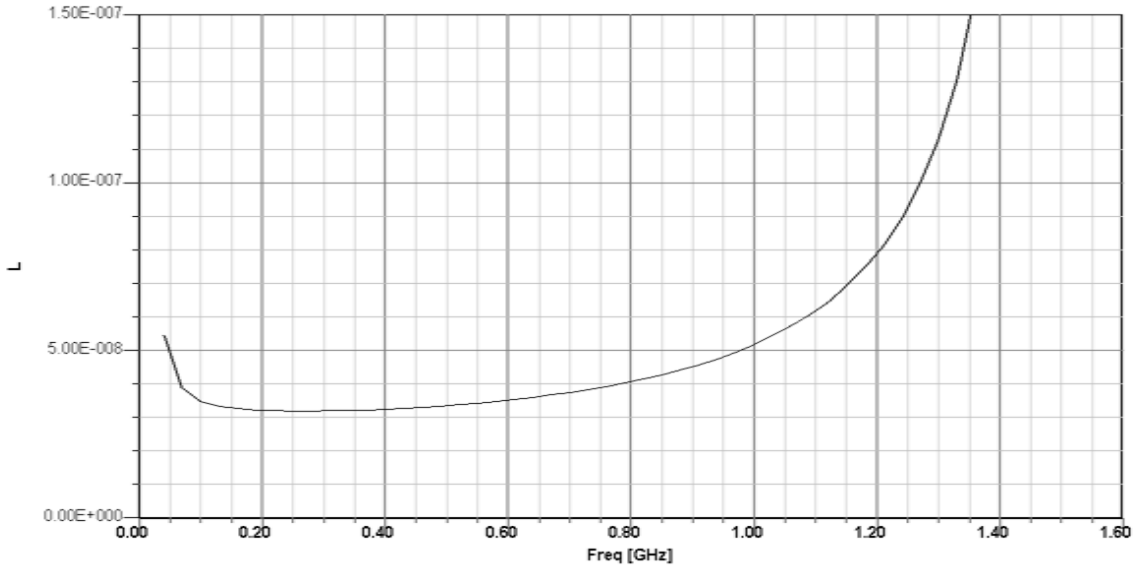


Figura 8.5: Indutância da bobina com 2 camadas de metal (433MHz)

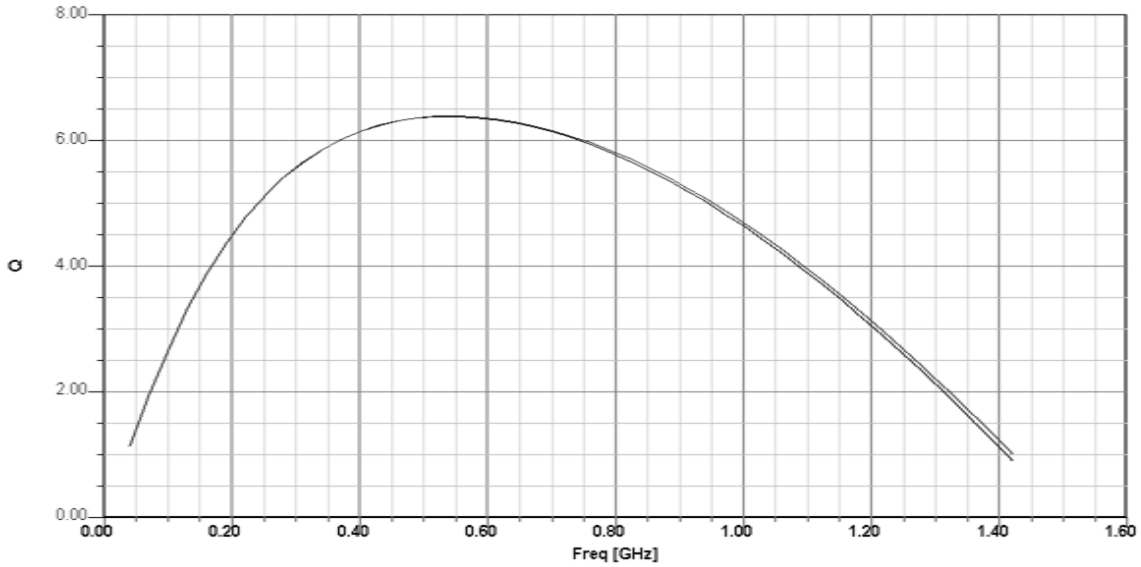


Figura 8.6: Factor de qualidade da bobina com 2 camadas de metal (433MHz)

8.2.3. Resultados da Simulação a 433MHz

Para realizar a simulação da transferência de energia sem fios, as bobinas foram colocadas com suas partes superiores viradas uma para a outra e com os seus centros perfeitamente alinhados. A distância que separa as duas bobinas foi variada de forma a verificar a dependência da tensão induzida com a distância entre as bobinas. Tal como no capítulo 4, foram utilizadas 4 portas de excitação (*lumped ports*), sendo aplicadas duas a cada bobina.

Após a realização das simulações, as matrizes dos parâmetros S obtidas, foram exportadas de forma a poderem ser utilizadas no software Ansost Designer, para proceder à realização de simulações no domínio do tempo, como explicado no capítulo 4.

O circuito utilizado (ver figura 8.7) é constituído por 2 circuitos LC, por uma fonte de corrente (200mA), uma carga de 10KΩ e por num bloco "DUT" com os pinos 1,2,3 e 4 que é o modelo eléctrico do nosso sistema sobre teste. Neste bloco, os terminais 1 e 2 dizem respeito à bobina emissora, enquanto os terminais 3 e 4 dizem respeito à bobina receptora.

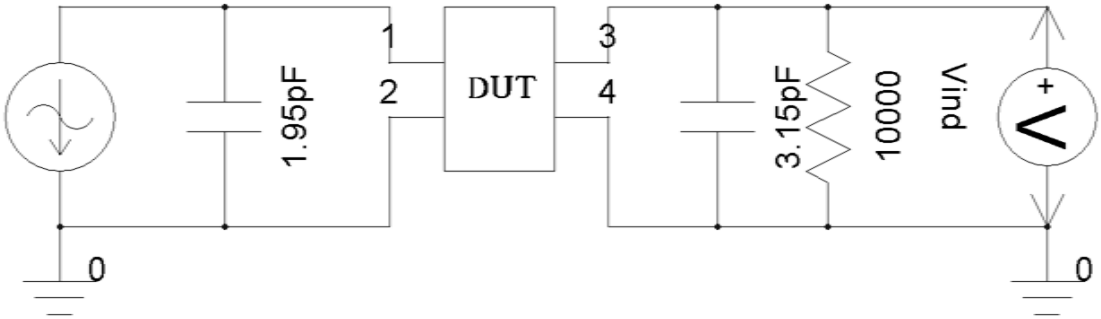


Figura 8.7: Circuito utilizado para proceder à análise no domínio do tempo (433MHz)

Para uma distância entre as duas bobinas de 5mm, obteve-se a seguinte tensão induzida:

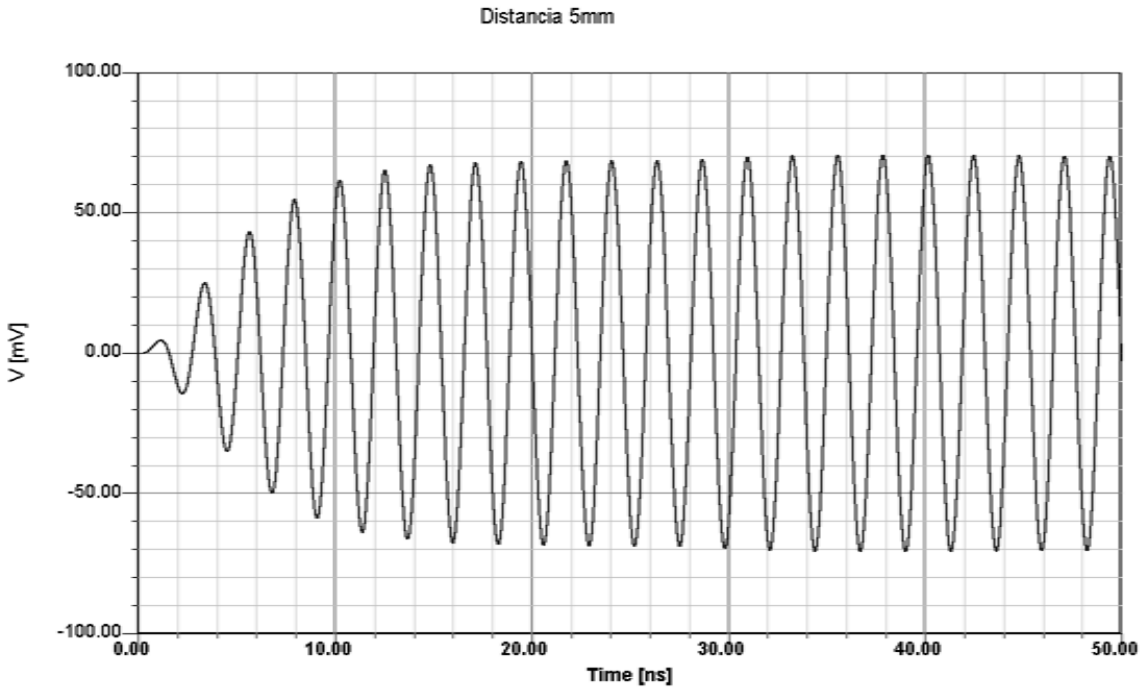


Figura 8.8: Tensão induzida a uma distância de 5mm

Para uma distância entre as duas bobinas de 2mm, obteve-se a seguinte tensão induzida:

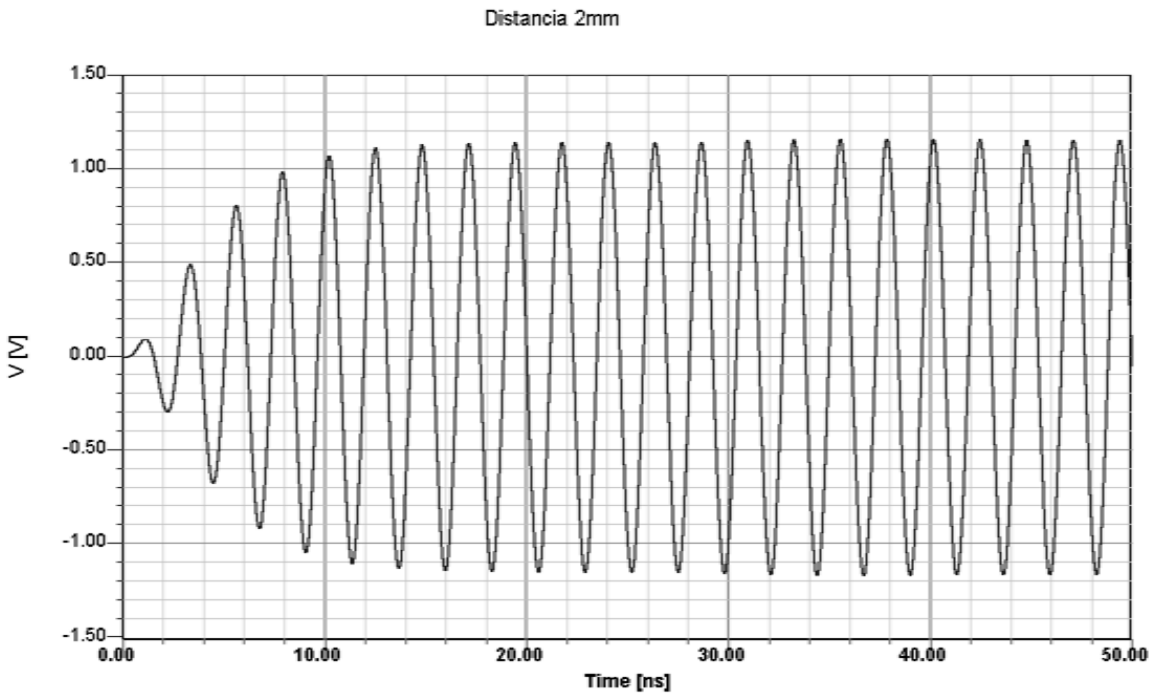


Figura 8.9: Tensão induzida a uma distância de 2mm

Os resultados obtidos permitem verificar a dependência existente entre a tensão induzida e a distância entre as duas bobinas. A uma distância de 2mm, a tensão induzida é de 1.15V_P (264µW). O valor obtido é bastante aceitável, tendo em conta as dimensões da bobina emissora, o facto de esta mesma bobina não ter sido grandemente optimizada e o facto de a bobina receptora não ser a bobina que recorre a 3 camadas adjacentes de metal (bobina com melhor factor de qualidade). Na realidade, a bobina emissora não sofre as restrições de espaço que sofre a bobina receptora. Por esta razão, realizando uma bobina emissora de maiores dimensões e melhor factor de qualidade, é possível melhorar ainda mais a transmissão de energia.

8.3. Simulação da Transmissão de Energia a 900MHz

8.3.1. Bobina Emissora

A bobina emissora é quadrada com um número de voltas N=6, sendo o seu diâmetro exterior D_{OUT}= 712µm, a largura da pista é de W=26µm, o espaçamento entre pistas é de S=8µm e

espessura do metal é de 10µm. A condutividade do metal que compõe a bobina emissora é de 900000000S/m. Recorrendo às expressões aproximadas para o cálculo do valor da indutância apresentadas no capítulo 2, a indutância desta bobina é de 26nH. O seu desenho no simulador de campo electromagnético encontra-se na imagem seguinte.

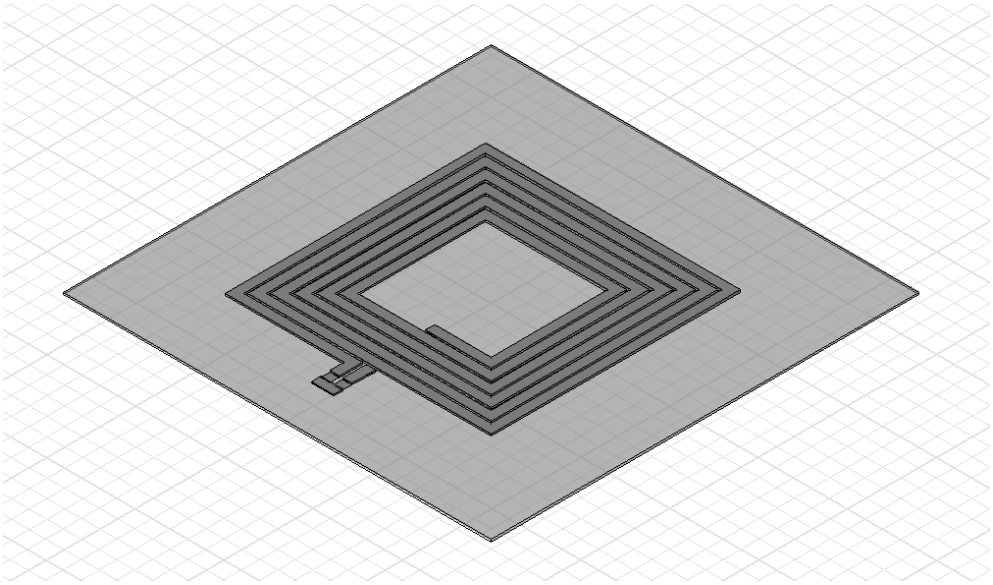


Figura 8.10: Bobina Emissora (26nH)

Definindo previamente a frequência da solução para 900MHz, procedeu-se à simulação com o objectivo de calcular o valor da indutância e factor de qualidade da bobina emissora. Os resultados obtidos para o valor da indutância e factor de qualidade apresentam-se seguidamente (ver figuras 8.11 e 8.12).

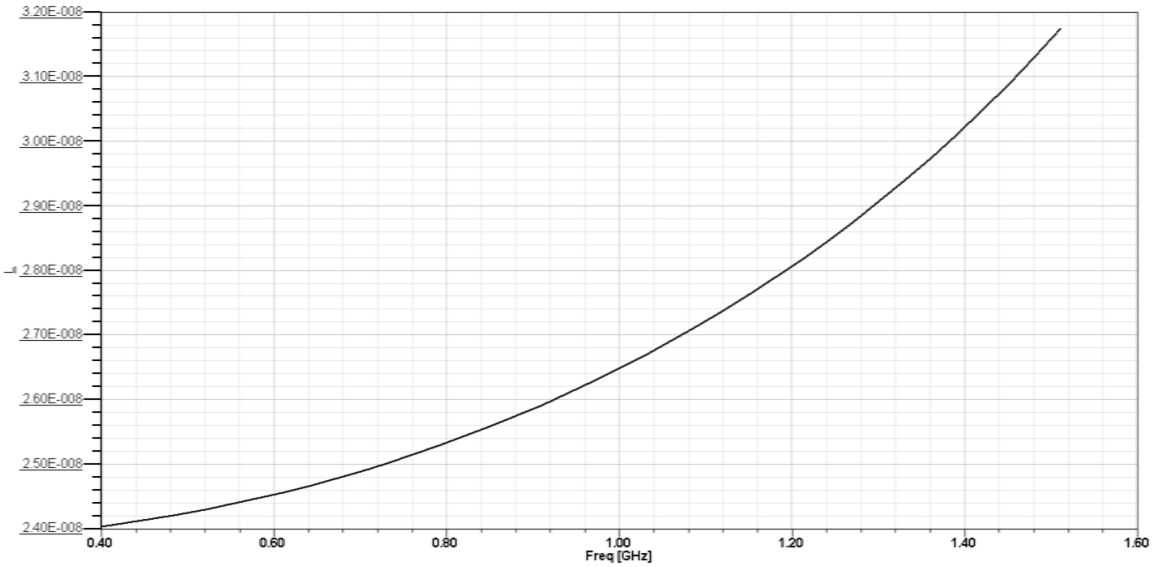


Figura 8.11: Gráfico da Indutância vs Frequência para a bobina emissora

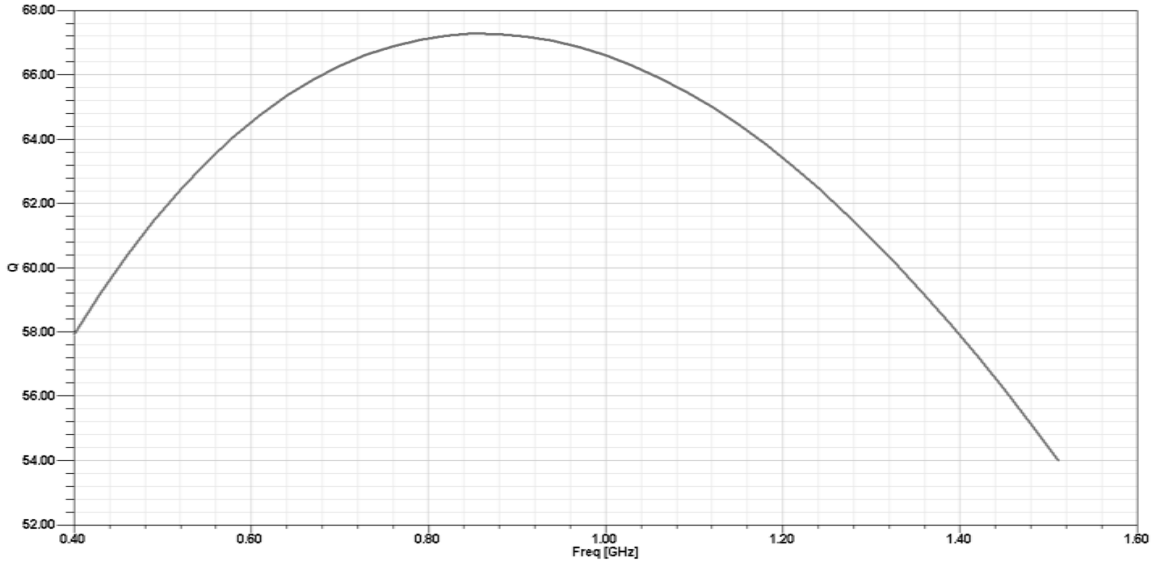


Figura 8.12: Gráfico do factor de qualidade vs Frequência para a bobina emissora

Os valores obtidos para a indutância através da simulação encontram-se bastante próximos do valor teórico. O factor de qualidade da bobina emissora tem o seu valor máximo muito próximo dos 900MHz.

8.3.2. Bobina Receptora

A bobina receptora utilizada nestas simulações foi a bobina com 2 camadas de metal optimizada para os 900MHz que foi apresentada no capítulo 6, como já foi anteriormente referido. Não foi possível realizar estas simulações utilizando a mesma bobina receptora mas composta por 3 camadas adjacentes de metal (bobina com melhor factor de qualidade), devido ao esforço computacional necessário. Recordando as características desta bobina, ela é composta por N=9 voltas em alumínio, o diâmetro exterior é de D_{OUT}=534µm, a largura da pista é de W=18µm e o espaçamento entre espiras é de S=3.5µm. Como já foi referido, esta bobina recorre a duas camadas adjacentes de metal (Metal 4 e Metal 3) interligadas por um elevado número de vias para realizar a bobina.

O seu desenho no simulador de campo electromagnético encontra-se na figura 8.13.

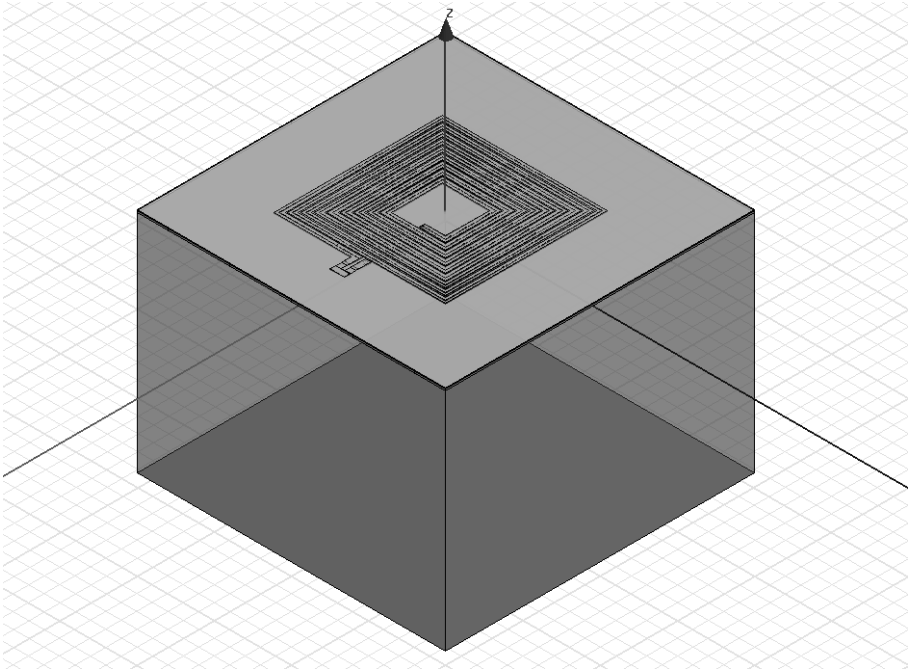


Figura 8.13: Bobina Receptora (30nH – 2 camadas de metal)

Os resultados para a indutância e factor de qualidade já foram obtidos por simulação no capítulo 6, no entanto são novamente aqui apresentados (ver figuras 8.14 e 8.15).

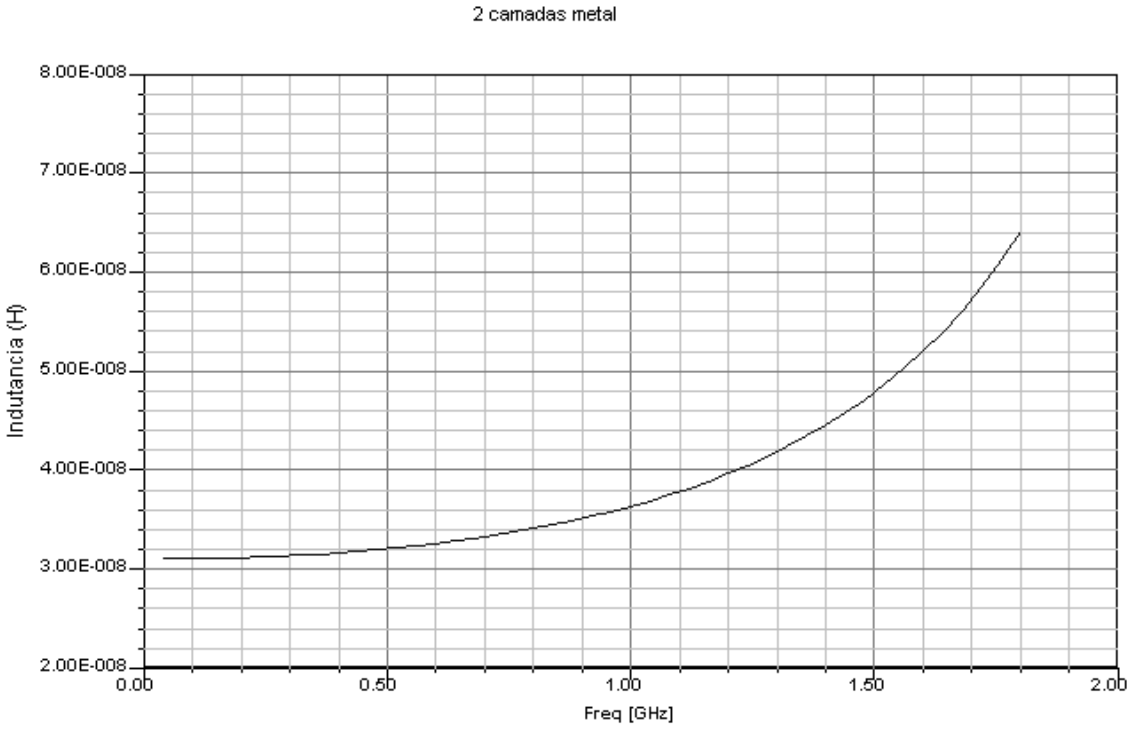


Figura 8.14: Indutância da bobina com 2 camadas de metal (900MHz)

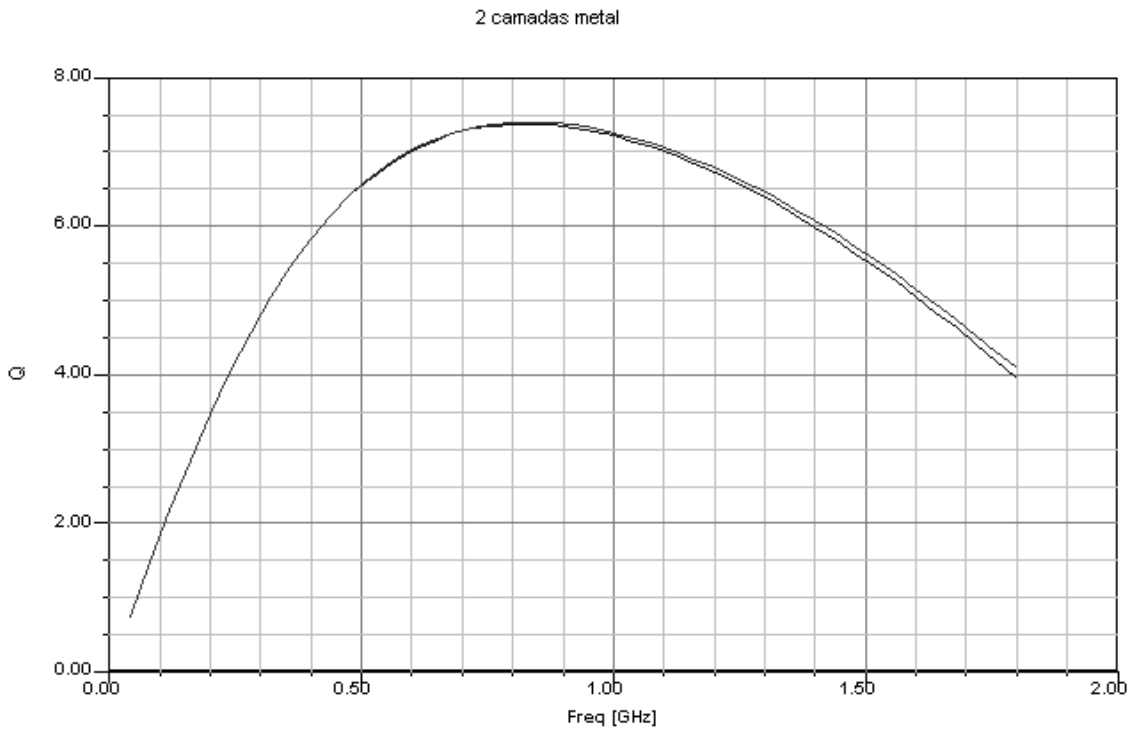


Figura 8.15: Factor de qualidade da bobina com 2 camadas de metal (900MHz)

8.3.3. Resultados da Simulação a 900MHz

Para realizar a simulação da transferência de energia sem fios, as bobinas foram colocadas com suas partes superiores viradas uma para a outra e com os seus centros perfeitamente alinhados, semelhante ao realizado no ponto 8.2.3. Variou-se a distância que separa as duas bobinas de forma a verificar a dependência da tensão induzida com a distância entre ambas. Tal como no capítulo 4, foram utilizadas 4 portas de excitação (*lumped ports*), sendo aplicadas duas a cada bobina.

Após a realização das simulações, as matrizes dos parâmetros S obtidas, foram exportadas de forma a poderem ser utilizadas no software Ansost Designer, para proceder à realização de simulações no domínio do tempo, como explicado no capítulo 4.

O circuito utilizado (ver figura 8.16) consiste numa fonte de corrente (200mA), numa carga de 10KΩ e num bloco "DUT" com os pinos 1,2,3 e 4 que é o modelo eléctrico do nosso sistema sobre teste. Neste bloco, os terminais 1 e 2 dizem respeito à bobina emissora, enquanto os terminais 3 e 4 dizem respeito à bobina receptora.

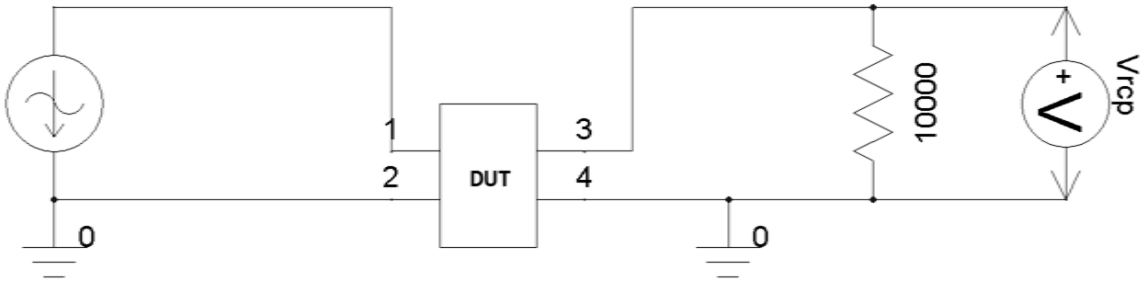


Figura 8.16: Circuito utilizado para proceder à análise no domínio do tempo

Para uma distância entre as duas bobinas de 5mm, obteve-se a seguinte tensão induzida:

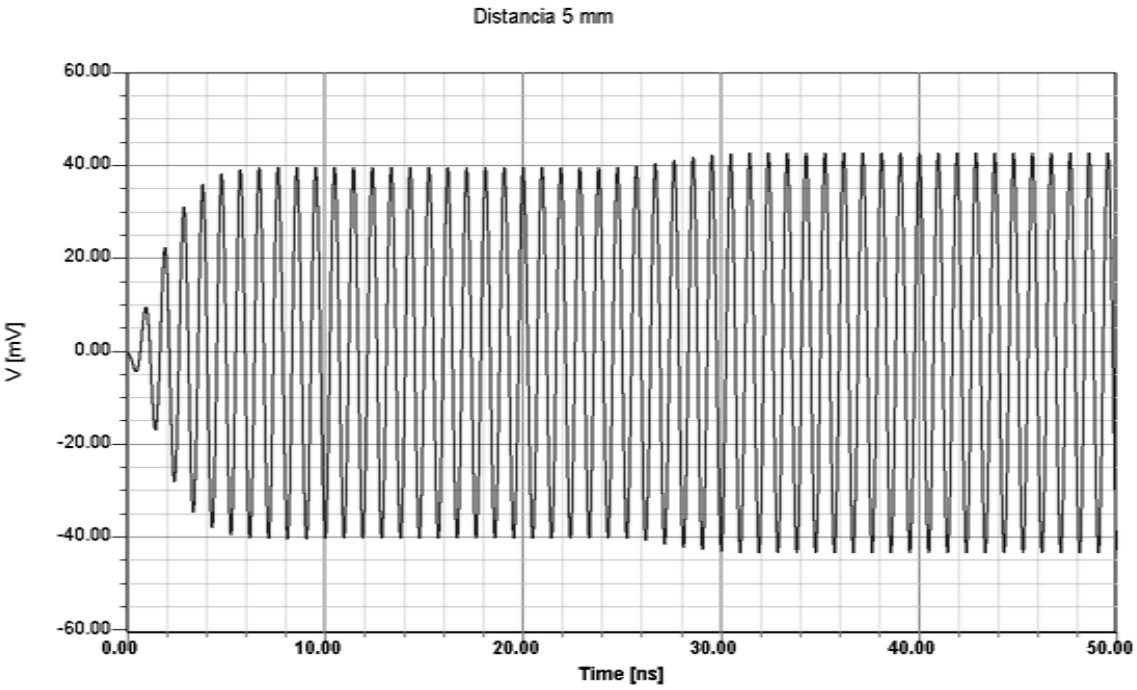


Figura 8.17: Tensão induzida a uma distância de 5mm

Para uma distância entre as duas bobinas de 2mm, obteve-se a seguinte tensão induzida:

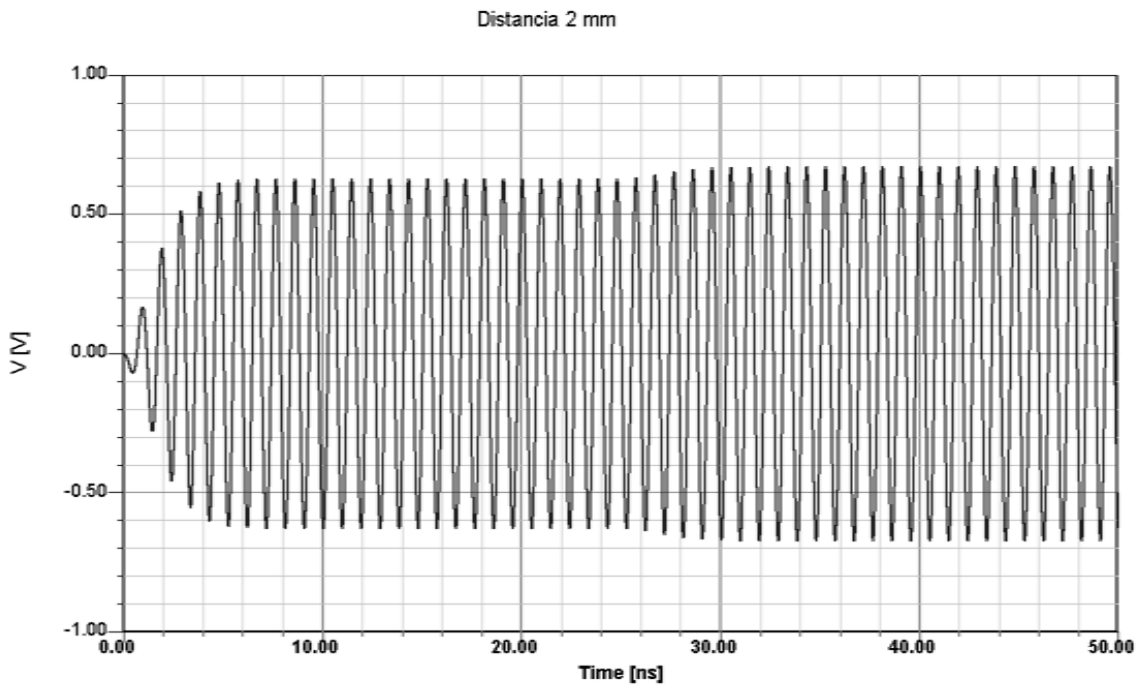


Figura 8.18: Tensão induzida a uma distância de 2mm

Os resultados obtidos permitem verificar a dependência existente entre a tensão induzida e a distância entre as duas bobinas. A uma distância de 2mm, a tensão induzida é de 665mV_P (88µW). Tendo novamente em conta as dimensões e o nível de optimização da bobina emissora, pode-se concluir que os resultados obtidos são muito aceitáveis, para além de a bobina receptora não ser a bobina que recorre a 3 camadas adjacentes de metal (bobina com melhor factor de qualidade). Mais uma vez, a bobina emissora não sofre as restrições de espaço que sofre a bobina receptora, logo realizando uma bobina emissora de maiores dimensões e melhor factor de qualidade será possível transmitir mais energia.

9. Conclusões

Esta tese focou-se no estudo, desenho e posterior simulação de bobinas planares integradas, usando um simulador de campo electromagnético.

As bobinas desempenham um papel fundamental num elevado número de circuitos de RF, sendo o componente crítico em muitos desses circuitos, pois é componente passivo que mais se desvia do modelo ideal. No caso das bobinas planares integradas, a proximidade entre a bobina e o substrato condutivo é um dos problemas que mais afecta a performance da bobina, juntamente com todos os fenómenos de alta frequência que podem ocorrer e aumentar a resistividade do metal que compõe a bobina.

Usando o simulador de campo electromagnético, comprovaram-se os resultados obtidos num projecto anterior, onde se procedeu à transmissão de energia sem fios. Esta fase do projecto foi bastante importante pois, para além de permitir um conhecimento mais profundo do problema, foi um meio de conhecer todas as potencialidades do simulador e tomar conhecimento das ferramentas necessárias para a realização das simulações, assim como verificar a precisão deste.

Depois de adquirido todo o conhecimento necessário para proceder às simulações e terem sido definidos todos os parâmetros da tecnologia no simulador, procedeu-se a um estudo sistemático de bobinas planares integradas através de simulação. No simulador, foram desenhadas bobinas com valores semelhantes de indutância, para investigar a influência do diâmetro interior, espaçamento e largura das pistas na performance da bobina integrada. Os resultados obtidos, indicam que as bobinas necessitam de um diâmetro interior considerável para impedir que sejam induzidas correntes parasitas nas espiras interiores, o que levaria a um aumento da resistência. Quanto ao espaçamento, deve-se prestar especial atenção ao efeito de proximidade e à capacidade entre as pistas adjacentes. A largura das pistas é um parâmetro muito importante pois influencia o valor da indutância por unidade de comprimento, a resistência do condutor e é um parâmetro que permite afinar, dentro de certos limites, o valor máximo do factor de qualidade para a frequência de trabalho. Estes resultados estão em linha com o que é apresentado na literatura.

Tendo em conta as conclusões obtidas no Capítulo 5, duas novas bobinas foram desenhados usando a mesma metodologia. Essas bobinas foram optimizadas para frequências de 433MHz e 900MHz. Utilizando duas camadas adjacentes de metal, simularam-se as duas bobinas previamente optimizadas e verificaram-se melhorias do factor de qualidade, devido

essencialmente à diminuição da resistividade do metal. Os factores de qualidade obtidos foram de 6.3 e 7.3 para as bobinas de 433MHz e 900MHz respectivamente. Procedeu-se ainda à simulação destas duas bobinas utilizando 3 camadas adjacentes de metal para construir a bobina. Em ambos os casos verificou-se um aumento do factor de qualidade das bobinas apesar de um aumento da capacidade entre a bobina e o substrato.

A metodologia utilizada anteriormente, tem a vantagem de poder ser utilizada para optimizar bobinas integradas planares em qualquer tipo de tecnologia CMOS.

A introdução de *patterned ground shields* não obteve os resultados que se esperariam, como por exemplo a melhoria do factor de qualidade. Infelizmente, como o tempo e os recursos computacionais não foram os suficientes, não foi possível fazer um estudo mais aprofundado acerca deste tema. No entanto, conclui-se que a diminuição da largura das ranhuras que formam o escudo, contribui positivamente para o factor de qualidade da bobina.

No capítulo 8, procedeu-se à simulação da transmissão de energia, mas utilizando como bobinas receptoras as bobina optimizadas para 433MHz e 900MHz que utilizam duas camadas adjacentes de metal. Os resultados obtidos foram muito encorajadores, conseguindo-se obter no receptor 665mV_P (88µW) e 1.15V_P (264µW) a 900MHz e 433MHz respectivamente. Na construção do sistema final, deverá ser dada mais atenção ao projecto da bobina emissora que deverá ter maiores dimensões para dessa maneira, termos bons resultados a distâncias superiores às aqui apresentadas.

Os resultados obtidos são bastante encorajadores, sugerindo que é possível integrar a bobina num circuito integrado em tecnologia CMOS convencional.

Para trabalho futuro, fica a produção do *layout* das bobinas no software de desenho de circuitos integrados Cadence [33], e a sua integração com os outros blocos já projectados em [3] e [35] de um circuito integrado.

Referências

[1] Genemala Haobijam, Manikumar K, Roy Paily, "RFID Circuit Design with Optimized CMOS Indutor for Monitoring Biomedical Signals", Dept. of ECE, Indian Institute of Technology Guwahati, 2007

[2] Rui Gomes, António Navega, "Relatório Alimentação Sistemas Electrónicos *In-Vivo*", DETI, Universidade de Aveiro, 2004

[3] António Lages, "Relatório Sistemas Electrónicos *In-Vivo* – Fonte de Alimentação", DETI, Universidade de Aveiro, 2006

[4] Abheek Gupta, "Indutor Geometries and Inductance Calculations for Power Transfer in in Biomedical Implants", M. Sc. Thesis, Faculty of North Carolina State University, 2003

[5] Martin Ossmann, "Elektor – electrónica e microinformática nº279", Bolina Grupo Editorial, Março 2008

[6] Marcelo Bento Pisani, "Copper/Low-K Technological Platform for the fabrication of High Quality Factor Above-IC Passive Devices", D. Sc. Thesis, University of São Paulo, 2007

[7] Ali M. Niknejad, "Analysis, Simulation, and Applications of Passive Devices on Conductive Substrates", D. Ph. Thesis, University of California at Berkeley, Spring 2000

[8] Kåre Christensen, Allan Jørgensen, "Easy simulation and design of on-chip indutors in standard CMOS processes", Technical University of Denmark, 1998

[9] John Hizon, Marc Rosales, Louis Alarcon, Delfin Sabido, "Characterization of Monolithic Spiral Indutors on a 0.25 µm Digital CMOS Process", Electrical and Electronics Engineering Department University of the Philippines, 2004

[10] Vasa Radonic, Vesna Cmojevic-Bengin, Ljiljana Zivanov, "Comparison of Commercially Available Full-Wave EM Simulation Tools for Microwave Passive Devices", *EUROCON* 2005

[11] V. Palazzaril P. Placidi, G. Stopponi, P. Ciampolini, F. Alimenti, L. Roselli and A. Scorzoni, "Characterization of CMOS Spiral Indutors", Electrical and Electronics Engineering Department, University of the Philippines, Diliman, 2004

[12] Xiaoyang Yu, "Modeling and analysis of thick suspended deep x-ray liga indutors on CMOS BiCMOS substrate" M. Sc. thesis, Department of Electrical Engineering, University of Saskatchewan, June 2006.

[13] HFSS Users Workshop: Boundary and excitation training, www.ansoft.com, 2003

[14] Port Tutorial Series: Coplanar Waveguide (CPW), www.ansoft.com, 2002

[15] Port Tutorial Series: Wave vs. Lumped Port Selection, www.ansotf.com, 2002

[16] Patrick Yue, S. Simon Wong, "Physical Modeling of Spiral Indutors on Silicon", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol-47, N.3, March 2000

[17] Romão Kowaltscuk, "Projecto de Indutores Espirais Integrados por Selecção em Banco de dados gerado por Simulação Electromagnética e Redes Neurais", Tese de Mestrado, Departamento de Engenharia Eléctrica, Sector de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, 2003

[18] Niranjan Talwalkar, "Integrated CMOS Transmit-Receive Switch Using On-ChipSpiral Indutors", D. Ph. Thesis, Stanford University, December 2003

[19] X. Sun, G. Carchon, Y. Kita, K. Chiba, T. Tani, W. De Raedt, "Experimental analysis of above-IC indutor performance with different patterned ground shield configurations and dummy metals", Integrated Systems Department, Leuven, Belgium

[20] Joachim Burghartz, Behzad Rejaei, "On the Design of RF Spiral Indutors on Silicon", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol-50, N.3, March 2003

[21] R. H. Jansen *et al.*, "Theoretical and experimental broadband characterization of multiturn square spiral indutors in sandwich type GaAs MMIC," in *Proc. 15th Eur. Microwave Conf.*, 1985, pp. 946–951

[22] L. Wiemer and R. H. Jansen, "Determination of coupling capacitance of underpasses, air bridges and crossings in MICs and MMICs," *Electron.Lett.*, vol. 23, pp. 344–346, Mar. 1987

[23] Choon Beng Sia, Beng Hwee Ong, Kwok Wai Chan, Kiat Seng Yeo, Jian-Guo Ma, Manh Anh Do, "Physical Layout Design Optimization of Integrated Spiral Indutors for Silicon-Based RFIC Applications", IEEE Transactions on Electron Devices, VOL-52, N.12, December 2005

[24] Genemala Haobijam, Roy Paily, "Efficient optimization of integrated spiral indutor with bounding of layout design parameters", Department of Electronics and Communication Engineering, Indian Institute of Technology Guwahati, 2007

[25] Päivi H.Karjalainen, Pekka Heino, "Different Wire Layouts for CMOS Indutors", Institute of Electronics, Tampere University of Technology, 2007

[26] "A simple systematic spiral indutor design with perfected Q improvement for CMOS RFIC Application", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL-53, No.2, February 2005

[27] Thomas H. Lee, "The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits – Second Edition", Cambridge University Press, 2004

[28] C. Patrick Yue, S. Simon Wong, "On-Chip spiral inductors with patterned ground shields for Si-based RF IC's", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.33, No.5, May 1998

[29] Lagoia Fonseca Jr, P. N. and L. C. Kretly, "RF Integrated Inductor Improving Q-Factor with Double Ground Shield for BiCMOS Technology", State University of Campinas, Brazil

[30] World Health Organization, "Campos Electromagnéticos e Saúde Pública", Fact Sheet Nº299, Março de 2006

[31] User's Guide – High Frequency Structure Simulator, REV1.0, Ansoft Corporation, 21 June 2005

[32] Getting Started with Designer and Nexxim, Ansoft Corporation, 2006

[33] www.cadence.com

[34] en.wikipedia.org/wiki/Witricity

[35] Agostinho Oliveira, "Sistemas Electrónicos *In-Vivo* – Fonte de Alimentação", DETI, Universidade de Aveiro, 2007

Anexo - Tutorial HFSS: Bobina Integrada

O tutorial que se segue, tem como objectivo mostrar como se desenha e simula bobinas integradas, usando o ambiente e as capacidades providenciadas pelo Ansoft HFSS. Também se explica como se inserem gráficos para visualizar os resultados obtidos directamente no simulador.

Antes de começar com o tutorial propriamente dito, são apresentadas as principais secções que compõem o ambiente de trabalho do simulador. Essas secções encontram-se indicadas na figura 9.1 e são as seguintes:

- ***Janela do 3D Modeler***, que contém a estrutura a ser analisada e todos os objectos utilizados para a construção dessa estrutura organizados numa hierarquia.
- ***Janela Project Manager,*** onde se encontram quase todas as definições adoptadas para proceder à simulação da estrutura. Grande parte das definições, pode ser aplicada através desta janela, sem recorrer à barra de menus.
- ***Placar de mensagens,*** onde são listados os erros e os warnings que ocorram antes de se proceder à simulação.
- ***Janela de progresso,*** que exibe o desenvolvimento da simulação.

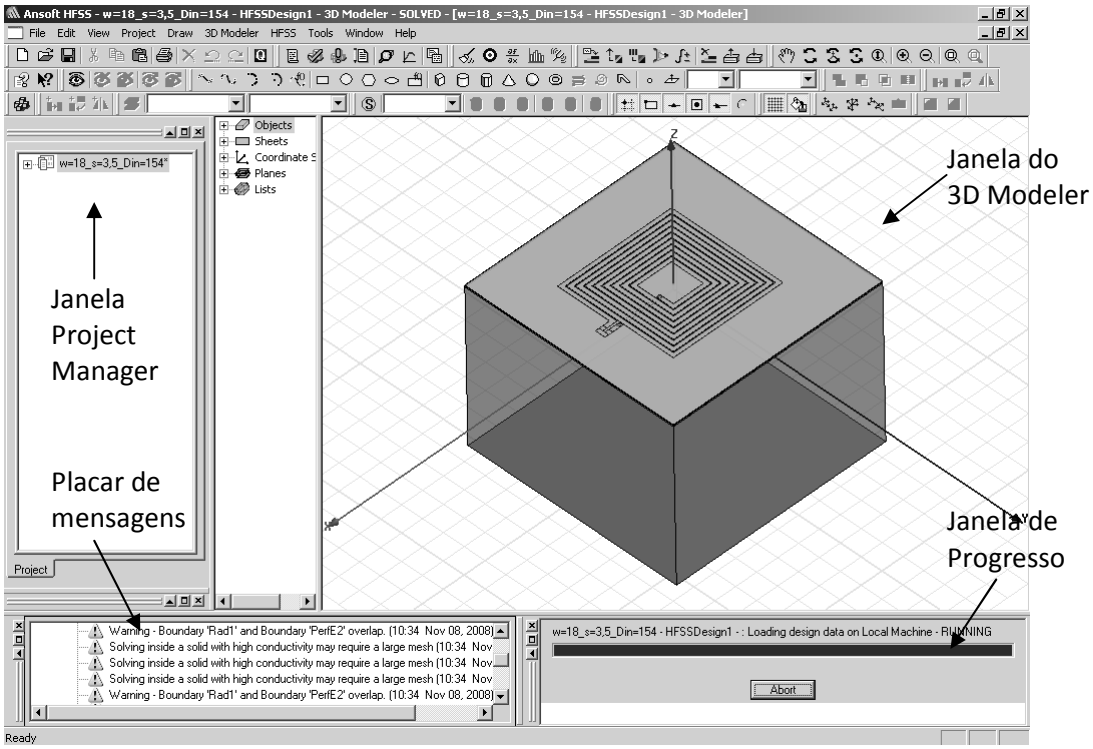


Figura 10.1: Secções do ambiente de trabalho do simulador

Já com o conhecimento básico das principais secções que compõem o ambiente de trabalho do simulador, é apresentada na figura 9.2, as principais características da tecnologia utilizada. Os valores utilizados para os parâmetros tecnológicos, não dizem respeito a nenhuma tecnologia em particular. São valores definidos apenas para utilização neste tutorial, mas encontram-se dentro da gama de valores encontrados em grande parte das tecnologias actuais.

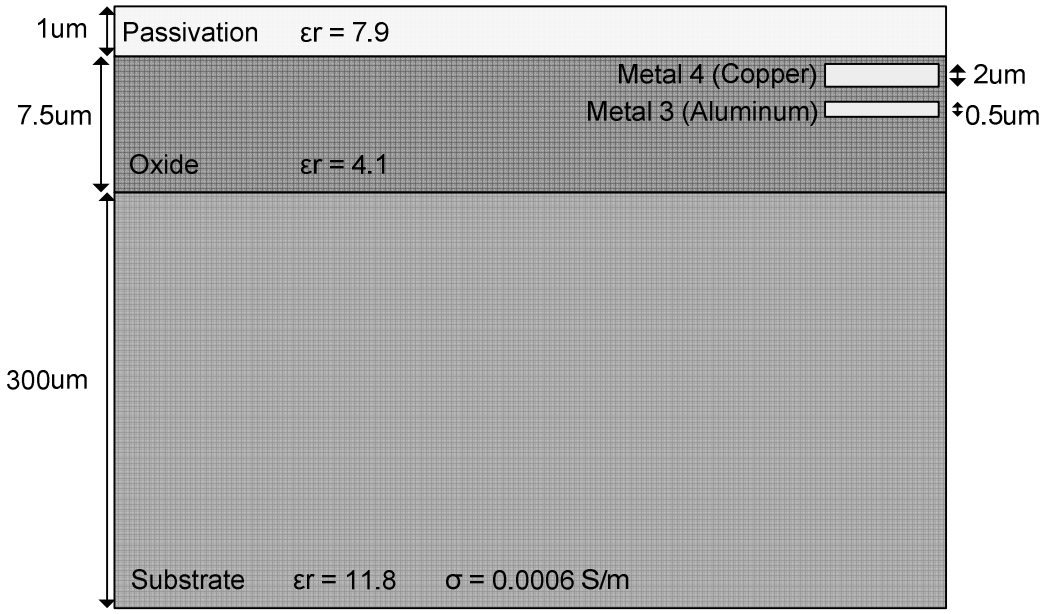


Figura 10.2: Secção transversal da tecnologia criada

A bobina que vai ser simulada neste tutorial, vai ser desenhada na 4ª camada cujo metal é cobre. O *underpass* e as vias são de alumínio. Como a resistividade das vias é relativamente elevada face aos restantes metais utilizados, utiliza-se um elevado número de vias para providenciar a ligação entre a bobina e o *underpass*. Este elevado número de vias tem como objectivo reduzir a resistividade das conexões. Neste tutorial, são utilizados dois blocos de alumínio cujas dimensões são muito superiores às das vias, para realizar essas duas conexões. Estes dois blocos, simulam esse elevado número de vias, reduzindo a complexidade do desenho.

Quanto à bobina em particular, esta terá as principais características:

- Número de voltas N=3.5
- Espaçamento S=2.0µm
- Largura da pista W=14µm
- Diâmetro interior D_{in}=100µm

Início do Tutorial

Execução do Programa

Por defeito, o programa é instalado em ***Programas > Ansoft > HFSS 10***. Clicando em HFSS, o programa passa a ser executado, aparecendo o ambiente de trabalho já descrito anteriormente. Por defeito, o simulador ao ser iniciado, arranca com um projecto em branco com o nome ***Projec1***. Acedendo à janela ***Project Manager***, podemos alterar o nome do projecto, bem como adicionar mais do que um desenho (estrutura) a esse mesmo projecto. É importante referir que caso seja necessário alterar o nome do projecto, isso deve ser feito no simulador e não utilizando o explorador do Windows, pois o simulador necessita de alterar o nome do projecto na pasta onde são armazenados os valores obtidos nas simulações.

Acedendo à janela ***Project Manager***, alterou-se o nome do projecto de ***Project1*** para ***Indutor***.

Dicas para qualquer tipo de projecto

- Definir previamente as unidades do modelo que vai ser desenhado;
- Caso seja necessário desenhar num mesmo modelo estruturas iguais mas em diferentes posições, a ferramenta ***Mirror Duplicate*** ou a criação de sistemas de coordenadas relativas, facilita o desenho do modelo.
- É ainda possível importar modelos provenientes de outro tipo de software, o que pode facilitar o desenho de estruturas complexas.

Definir o tipo de solução

Para definir o tipo de solução gerada:

1. Na barra de menus seleccione **HFSS > Solution Type…**
2. Aparece a janela:

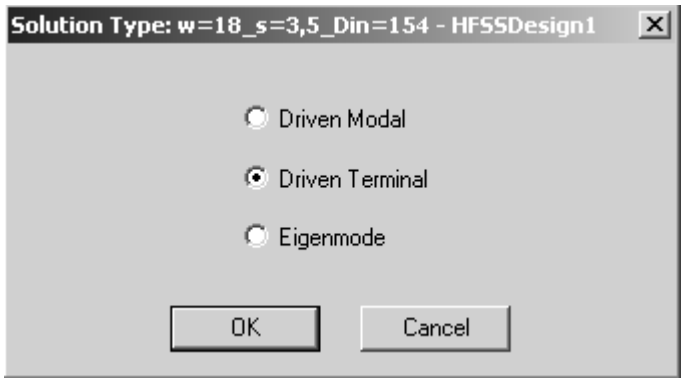


Figura 10.3: Janela *Solution Type*

3. Escolha ***Driven Terminal*** e pressione ***OK***.

Para perceber qual o tipo de solução que deve ser escolhido, deve ser consultado o manual, onde se encontra uma explicação detalhada deste aspecto e de muitos outros, sendo bastante informativo e completo.

Definição das unidades da estrutura

Para definir as unidades da estrutura:

1. Na barra de menus seleccione ***3D Modeler > Units…***
2. Aparece a janela:

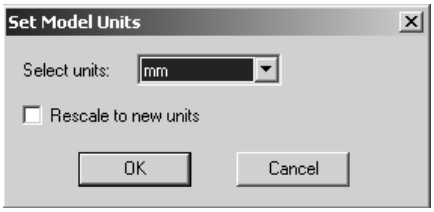


Figura 10.4: Janela *Set Model Units*

3. Escolha ***µm*** e pressione ***OK***.

Definição dos materiais

Para adicionar um tipo de material à lista de materiais do HFSS:

1. Na barra de ferramentas seleccione ***Select*** em:

Figura 10.5: Barra de ferramentas *Select Materials*

2. Aparece uma janela com uma lista de materiais e respectivas características. Clique em ***Add Material*** e aparecerá a seguinte janela:

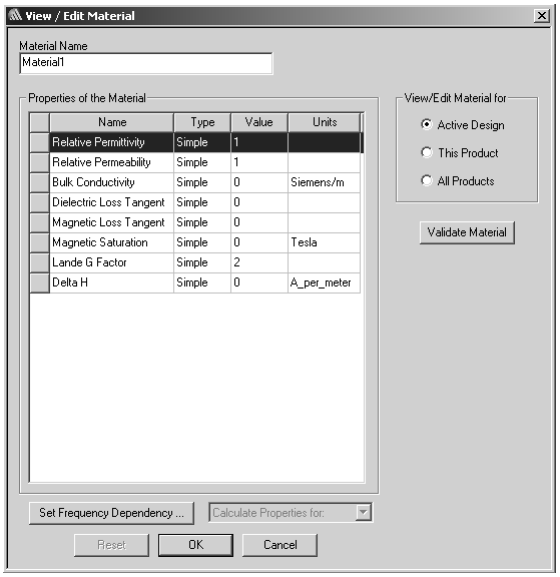


Figura 10.6: Janela *View/Edit Material*

3. No campo ***Value***, insira o devido valor na característica correspondente e no campo ***Material Name***, insira o nome que pretende para o material.
4. Clique em ***Validate Material*** para validar o material. Em seguida pressione ***OK*** e o material passará a estar disponível na lista de materiais.

Neste tutorial, proceda como explicado anteriormente para introduzir os 3 materiais necessários, cujas características encontram-se especificadas na tabela seguinte.

Material Name	My_Oxide	My_Subs	My_Pass
Bulk Conductivity (S/m)	0	0.0006	0
Relative Permittivity	4.1	11.8	7.9

Tabela 1: Características dos materiais a definir

O cobre e o alumínio utilizados da construção da bobina, não foram definidos pois já se encontram na lista que vem por defeito com o simulador.

Criação da Estrutura

Criação do Substrato

Para criar o substrato:

1. Na barra de ferramentas ***Select Material***, escolha ***My_Subs***
2. Na barra de menus seleccione ***Draw > Box***
3. Aparecem então uns campos onde se podem inserir coordenadas. Insira então a coordenada de um ponto extremo da caixa que será o substrato. Insira X=-300, Y=-300, Z=0 e pressione *Enter*. Para passar de uma coordenada para a outra pode usar a tecla *Tab*.
4. Insira agora o comprimento das 3 dimensões da caixa que será o substrato. Insira dX=600, dY=600, dZ=300 e pressione *Enter*.
5. Aparece então a janela das propriedades, onde podemos alterar as coordenadas, dimensões, tipo de material, nome, etc. Altere o nome de ***Box1*** para ***Substrato***. Altere também a cor e transparência a seu gosto.

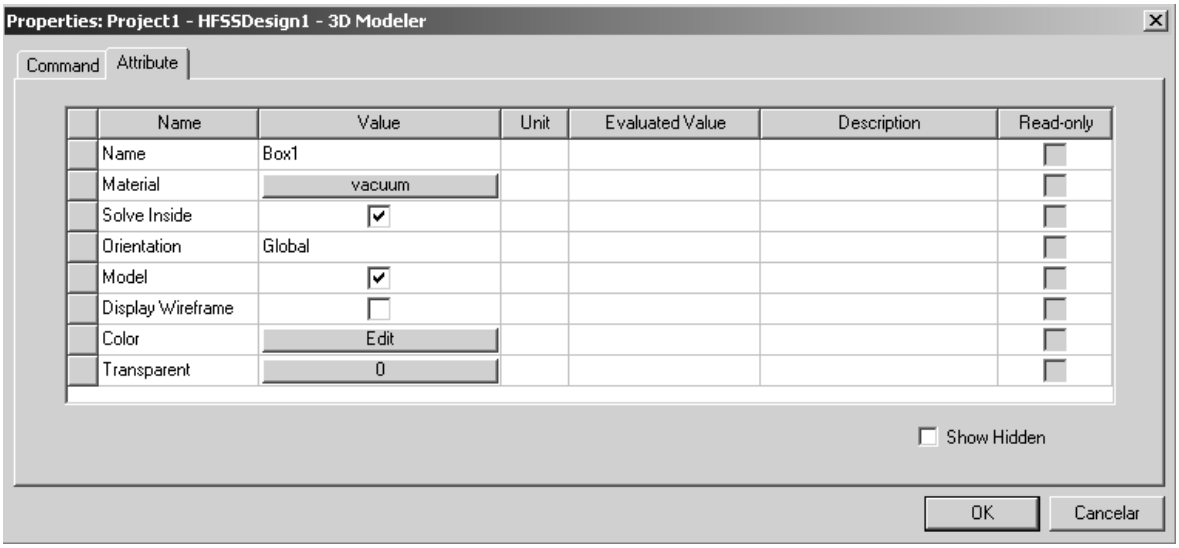


Figura 10.7: Janela das Propriedades

6. Para visualizar o substrato pressione *Ctrl+D*.

Criação do Óxido

Para criar o oxido:

1. Na barra de ferramentas ***Select Material***, escolha ***My_Oxide***
2. Na barra de menus seleccione ***Draw > Box***
3. No campo das coordenadas insira X=-300, Y=-300, Z=300 e pressione *Enter*.
4. Insira agora o comprimento das 3 dimensões da caixa que será o óxido. Insira dX=600, dY=600, dZ=7.5 e pressione *Enter*.
5. Altere o nome de ***Box1*** para ***Óxido***. Altere também a cor e transparência a seu gosto.
6. Pressione *Ctrl+D* para visualizar toda a estrutura.

Criação da Protecção

Para criar a protecção:

1. Na barra de ferramentas ***Select Material***, escolha ***My_Pass***
2. Na barra de menus seleccione ***Draw > Box***
3. No campo das coordenadas insira X=-300, Y=-300, Z=307.5 e pressione *Enter*.
4. Insira agora o comprimento das 3 dimensões da caixa que será a protecção. Insira dX=600, dY=600, dZ=1 e pressione *Enter*.
5. Altere o nome de ***Box1*** para ***Prot***. Altere também a cor e transparência a seu gosto.
6. Pressione *Ctrl+D* para visualizar toda a estrutura.

Criação da "Caixa de Ar"

Para criar o oxido:

1. Na barra de ferramentas ***Select Material***, escolha ***vacuum***
2. Na barra de menus seleccione ***Draw > Box***
3. No campo das coordenadas insira X=-300, Y=-300, Z=0 e pressione *Enter*.
4. Insira agora o comprimento das 3 dimensões da caixa que será a "caixa de ar". Insira dX=600, dY=600, dZ=800 e pressione *Enter*.
5. Altere o nome de ***Box1*** para ***Ar***. Altere a cor a seu gosto e especifique a transparência para 0.9 ou terá dificuldade em visualizar toda a estrutura.
6. Pressione *Ctrl+D* para visualizar toda a estrutura.

Definir a "caixa de ar" como superfície de radiação:

1. Seleccione a "caixa de ar" clicando sobre ela ou na barra de menus em ***Edit > Select > By Name…***
2. Depois de ter seleccionado a "caixa de ar", na barra de menus seleccione ***HFSS > Boundaries > Assign > Radiation…***
3. Na janela que surge, pressione simplesmente ***OK***.

Neste momento deve ter uma estrutura deste género:

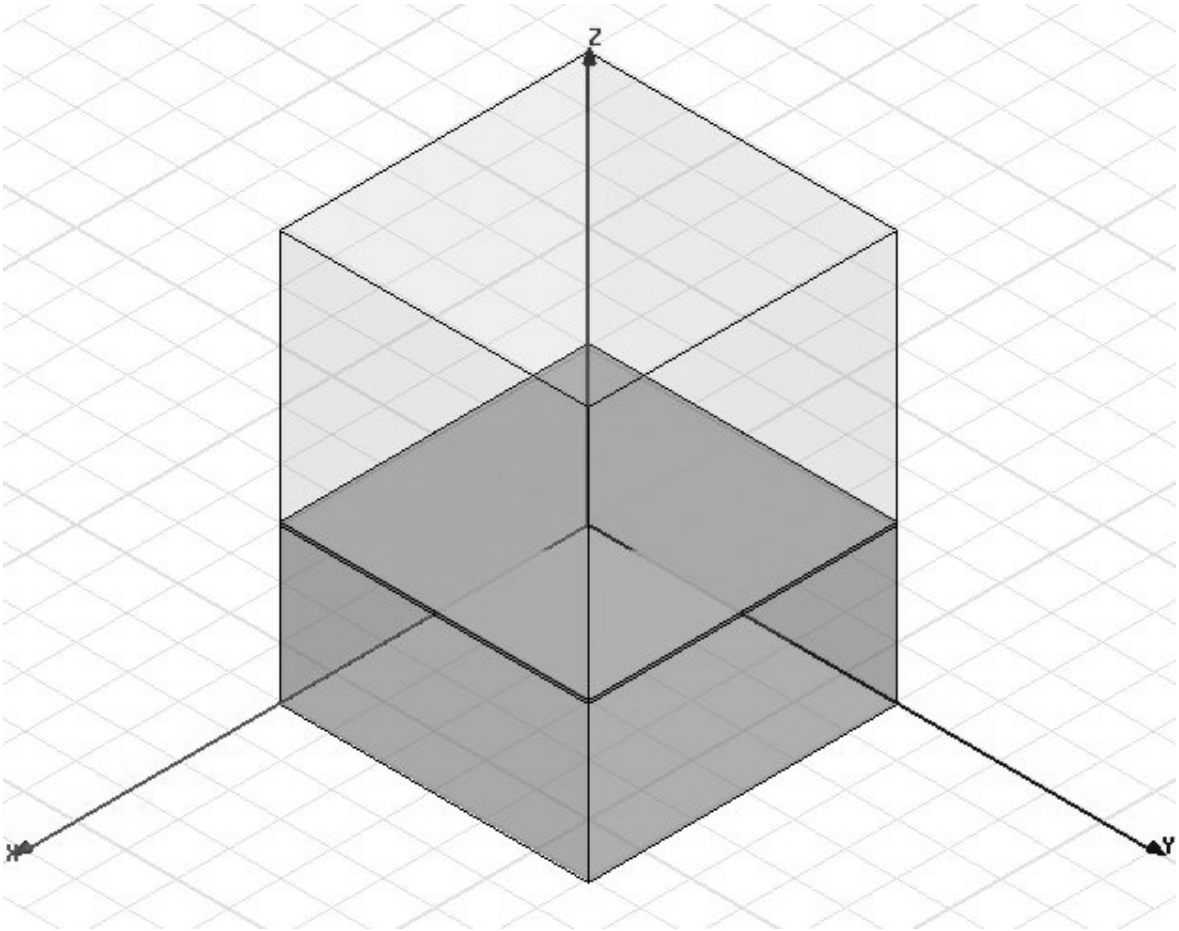


Figura 10.8: Estrutura base da simulação

Criação da Bobina

Criação de um novo sistema de coordenadas.

Para criar um novo sistema de coordenadas

1. Na barra de menus clique em ***3D Modeler > Coordinate System > Create > Relative CS > Offset***.
2. No campo das coordenadas insira X=0, Y=0, Z=305 e pressione *Enter*

Criação da bobina em espiral

Para criar uma linha:

1. Na barra de menus seleccione ***Draw > Line***
2. Usando os campos das coordenadas, insira linha a linha no campo respectivo, os valores presentes na tabela seguinte, pressione *Enter*. Enquanto inserir os valores nos respectivos campos não utilize o rato. Quando inserir todas as linhas, clique no lado direito do rato e seleccione *Done*.

X (µm)	Y (µm)	Z (µm)
-108	0	0
-108	108	0
108	108	0
108	-100	0
-92	-100	0
-92	92	0
92	92	0
92	-84	0
-76	-84	0
-76	76	0
76	76	0
76	-68	0
-60	-68	0
-60	60	0
60	60	0
60	0	0

Tabela 2: Coordenadas para desenhar a bobina

3. Aparece então a janela das propriedades. Clique ***OK***.

Alteração do plano da grelha

1. Na barra de menus seleccione ***3D Modeler > Grid Plane > XZ***

Criação do condutor

1. Na barra de ferramentas ***Select Material***, escolha ***Copper***
2. Na barra de menus seleccione ***Draw > Rectangle***
3. No campo das coordenadas insira X=-108, Y=0, Z=0 e pressione *Enter*
4. No campo das coordenadas insira dX=14, dY=0, dZ=2 e pressione *Enter*
5. Aparece a janela das propriedades. Defina o nome como ***espiral***
6. Seleccione os objectos ***Polynide1*** e ***espiral*** em ***Edit > Select > By Name…***
7. Na barra de menus seleccione ***Draw > Sweep > Along Path***
8. Clique em ***OK***
9. Na janela de propriedades que aparece seleccione a opção ***Solve Inside***

Alteração do plano da grelha

1. Na barra de menus seleccione ***3D Modeler > Grid Plane > XY***

Criação das extensões da bobina

1. Na barra de menus seleccione ***Draw > Box***
2. No campo das coordenadas insira X=110, Y=0, Z=0 e pressione *Enter*
3. No campo das coordenadas insira dX=30, dY=14, dZ=2 e pressione *Enter*
4. Na janela de propriedades que aparece, edite o nome para ***ext1***, seleccione a opção ***Solve Inside*** e clique em ***OK***
5. Na barra de menus seleccione ***Draw > Box***
6. No campo das coordenadas insira X=-108, Y=0, Z=0 e pressione *Enter*
7. No campo das coordenadas insira dX=-32, dY=14, dZ=2 e pressione *Enter*
8. Na janela de propriedades que aparece, edite o nome para ***ext2***, seleccione a opção ***Solve Inside*** e clique em ***OK***
9. Seleccione os objectos ***ext1, ext2*** e ***espiral*** em ***Edit > Select > By Name…***
10. Na barra de menus seleccione ***3D Modeler > Boolean > Unite***
11. Altere o nome da bobina de ***ext1*** para ***espiral***

Limitar o número de tetraedros na bobina a 50000

1. Seleccione o objecto ***espiral*** em ***Edit > Select > By Name…***
2. Na barra de menus clique em ***HFSS > Mesh Operations > Assign > Inside Selection > Length Based…***
3. Aparece a janela ***Element Length Based Refinement***. Defina:
    a. ***Restrict Length of Elements***: Off
    b. ***Restrict Number of Elements***: On
    c. ***Maximum Number of Elements***: 50000

Criação da via 1

1. Na barra de ferramentas ***Select Material***, escolha ***aluminum***
2. Na barra de menus seleccione ***Draw > Box***
3. No campo das coordenadas insira X=49, Y=3, Z=0 e pressione *Enter*
4. No campo das coordenadas insira dX=8, dY=8, dZ=-1 e pressione *Enter*
5. Na janela de propriedades que aparece, defina o nome como ***via1*** e seleccione a opção ***Solve Inside***

Criação da via 2

1. Na barra de menus seleccione ***Draw > Box***
2. No campo das coordenadas insira X=113, Y=3, Z=0 e pressione *Enter*
3. No campo das coordenadas insira dX=8, dY=8, dZ=-1 e pressione *Enter*
4. Na janela de propriedades que aparece, defina o nome como ***via2*** e seleccione a opção ***Solve Inside***

Criação do *underpass*

1. Na barra de menus seleccione ***Draw > Box***
2. No campo das coordenadas insira X=49, Y=3, Z=-1 e pressione *Enter*
3. No campo das coordenadas insira dX=72, dY=8, dZ=-0.5 e pressione *Enter*
4. Na janela de propriedades que aparece, defina o nome como ***underpass*** e seleccione a opção ***Solve Inside***

A bobina deve apresentar esta configuração:

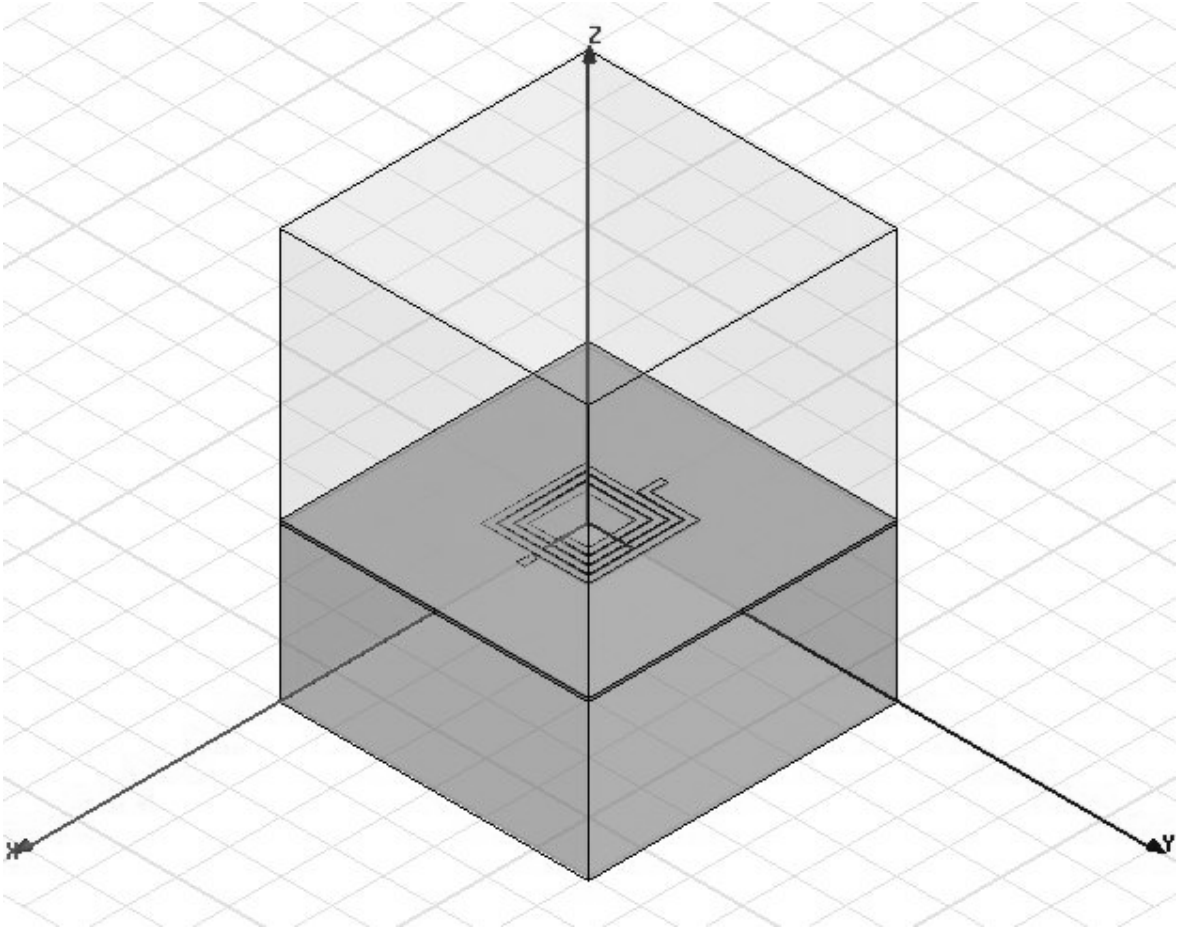


Figura 10.9: Estrutura base já com a bobina

Criação do Guard Ring

Criação do anel exterior

1. Na barra de ferramentas ***Select Material***, escolha ***Pec***
2. Na barra de menus seleccione ***Draw > Box***
3. No campo das coordenadas insira X=-250, Y=-250, Z=0 e pressione *Enter*
4. No campo das coordenadas insira dX=500, dY=500, dZ=2 e pressione *Enter*
5. Aparece a janela das propriedades. Defina o nome como ***ring***

Criação do anel interior

1. Na barra de menus seleccione ***Draw > Box***
2. No campo das coordenadas insira X=-236, Y=-236, Z=0 e pressione *Enter*
3. No campo das coordenadas insira dX=472, dY=472, dZ=2 e pressione *Enter*
4. Aparece a janela das propriedades. Defina o nome como ***interior***
5. Seleccione os objectos ***ring*** e ***interior*** em ***Edit > Select > By Name…***
6. Na barra de menus clique em ***3D Modeler > Boolean > Subtract***
7. Aparece a janela na qual define:
    a. ***Blank Parts: ring***
    b. ***Tool Parts: interior***
    c. Clique ***OK***

Criação de extensões para o guard ring

1. Na barra de menus seleccione ***Draw > Box***
2. No campo das coordenadas insira X=-250, Y=0, Z=0 e pressione *Enter*
3. No campo das coordenadas insira dX=96, dY=14, dZ=2 e pressione *Enter*
4. Aparece a janela das propriedades. Defina o nome como ***ext1***
5. Seleccione o objecto ***ext1*** em ***Edit > Select > By Name…***
6. Na barra de menus seleccione ***Edit > Duplicate > Mirror***
7. No campo das coordenadas insira X=0, Y=0, Z=0 e pressione *Enter*
8. No campo das coordenadas insira dX=1, dY=0, dZ=0 e pressione *Enter*
9. Seleccione os objectos ***ext1, ext1_1*** e ***ring*** em ***Edit > Select > By Name…***
10. Na barra de menus clique em ***3D Modeler > Boolean > Unite***
11. Altere o nome do guard ring de ***ext1_1*** para ***guard_ring***

A estrutura deve apresentar uma configuração semelhante a:

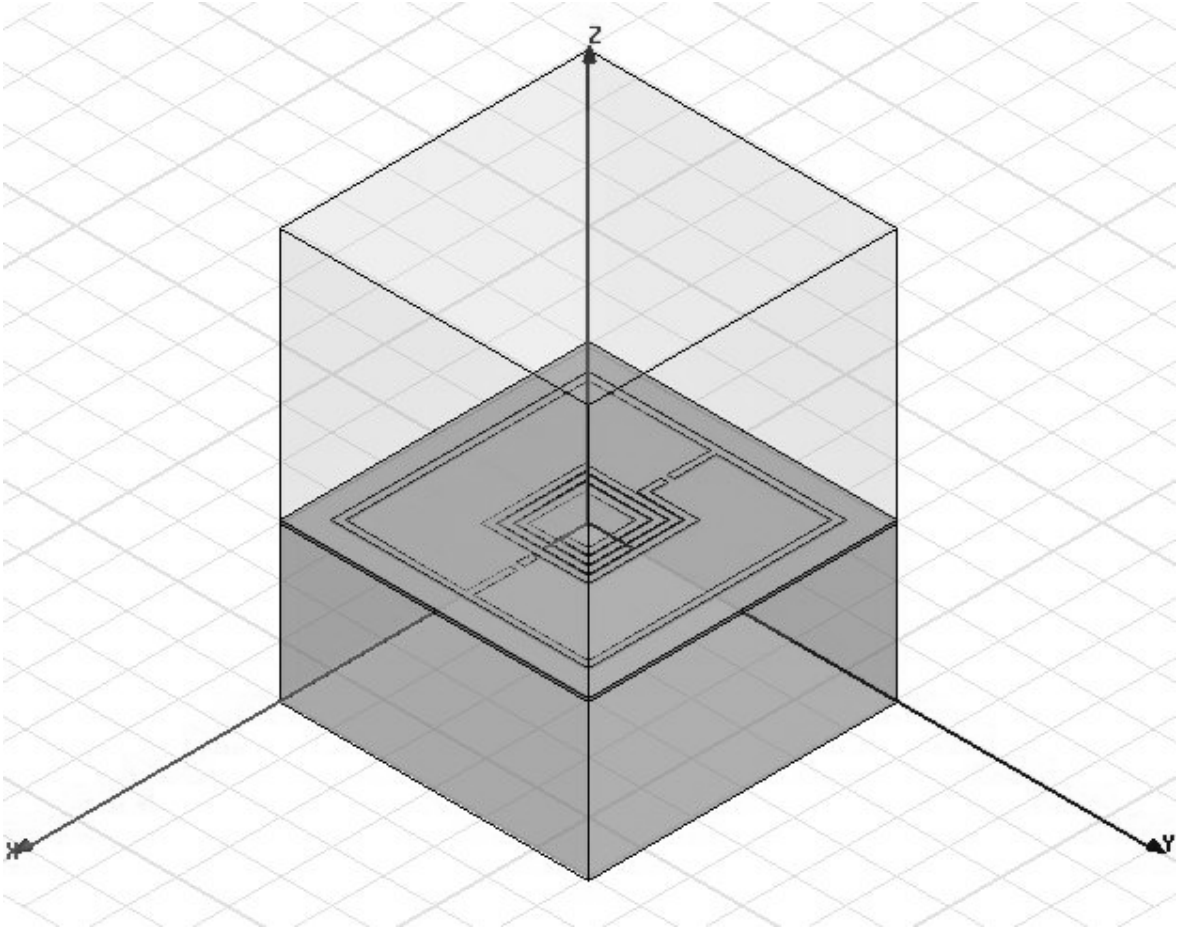


Figura 10.10: Estrutura base com bobina e *guard ring*.

Aplicar as Fontes de Excitação

Criação da 1ª fonte de excitação

Para criar a fonte de excitação:

1. Na barra de menus seleccione ***Draw > Rectangle***
2. No campo das coordenadas insira X=-140, Y=0, Z=1 e pressione *Enter*
3. No campo das coordenadas insira dX=-14, dY=14, dZ=2 e pressione *Enter*
4. Aparece a janela das propriedades. Defina o nome como ***port1***

Para definir a fonte de excitação:

1. Em ***Edit > Select > By Name…***, seleccione o objecto ***port1***
2. Na barra de menus clique em ***HFSS > Excitations > Assign > Lumped Port***
3. Aparece a janela ***Lumped Port: General***. Defina:
    a. ***Name***: p1
    b. ***Resistance***: 50Ohm
    c. ***Reactance***: 0Ohm
4. Clique em seguinte
5. Aparece a janela ***Lumped Port: Modes***. Defina:
    a. ***Number of Modes***: 1
    b. ***Integration Line***: New Line
    c. No campo das coordenadas insira X=-154, Y=7, Z=1 e pressione *Enter*
    d. No campo das coordenadas insira dX=14, dY=0, dZ=0 e pressione *Enter*
6. Aparece a janela ***Lumped Port: Post Processing***. Seleccione:
    a. ***Renormalize All Modes***
        i. ***Full Port Impedance***: 50Ohm
7. Clique em Finalizar

Criação da 2ª fonte de excitação

Para criar a fonte de excitação:

1. Na barra de menus seleccione ***Draw > Rectangle***
2. No campo das coordenadas insira X=1540, Y=0, Z=1 e pressione *Enter*
3. No campo das coordenadas insira dX=-14, dY=14, dZ=2 e pressione *Enter*
4. Aparece a janela das propriedades. Defina o nome como ***port2***

Para definir a fonte de excitação:

1. Em ***Edit > Select > By Name…***, seleccione o objecto ***port2***
2. Na barra de menus clique em ***HFSS > Excitations > Assign > Lumped Port***
3. Aparece a janela ***Lumped Port: General***. Defina:
    a. ***Name***: p2
    b. ***Resistance***: 50Ohm
    c. ***Reactance***: 0Ohm
4. Clique em seguinte
5. Aparece a janela ***Lumped Port: Modes***. Defina:
    a. ***Number of Modes***: 1
    b. ***Integration Line***: New Line
    c. No campo das coordenadas insira X=154, Y=7, Z=1 e pressione *Enter*
    d. No campo das coordenadas insira dX=-14, dY=0, dZ=0 e pressione *Enter*
6. Aparece a janela ***Lumped Port: Post Processing***. Seleccione:
    a. Renormalize All Modes
        i. Full Port Impedance: 50Ohm
7. Clique em Finalizar

Definições da Análise

Definir o perfil de análise

Para definir o perfil de análise:

1. Na barra de menus clique em ***HFSS > Analysis Setup > Add Solution Setup***
2. Aparece a janela ***Solution Setup***.
    a. Em ***General*** defina:
        i. ***Solution Frequency***: 4.5GHz
        ii. ***Maximum Number of Passes***: 20
        iii. ***Maximum Delta S***: 0.02
    b. Em ***Options*** defina:
        i. ***Do Lambda Refinement***: ON
        ii. ***Target***: 0.05
        iii. ***Maximum Refinement Per Pass***: 20%
        iv. ***Minium Number of Passes***: 1
        v. ***Maximum Converged Passes***: 1
        vi. ***Use Low-Order Solution Basis***: ON
    c. Clique em ***OK***

Definir um varrimento na frequência

Para definir um varrimento na frequência:

1. Na barra de menus clique em ***HFSS > Analysis Setup > Add Sweep***
2. Seleccione o ***Setup 1***
3. Aparece a janela ***Edit Sweep***
    a. Em ***Sweep Type*** defina:
        i. ***Interpolating***
        ii. ***Max Solutions***: 20
        iii. ***Error Tolerance***: 0.5%
    b. Em ***Frequency Setup*** defina:
        i. ***Type***: Linear Step
        ii. ***Start***: 0.1GHz
        iii. ***Stop***: 16GHz

iv. ***Step SIze***: 0.1GHz

c. Clique em **OK**

Validação do Modelo

Para validar o modelo:

1. Na barra de menus clique em ***HFSS > Validation Check***

Se tudo estiver bem, só surgirão warnings. Caso exista algum erro, no painel de mensagens será indicado qual o tipo de erro.

Simulação

Para proceder à simulação:

1. Na barra de menus clique em ***HFSS > Analyze All***

Visualização dos resultados

Definir expressões

Vamos adicionar duas expressões que serão utilizadas nos gráficos seguintes.

$$Q = \frac{im(Y_{ii})}{re(Y_{ii})}$$

$$L = \frac{im\left(\frac{1}{Y_{ii}}\right)}{2 * pi * freq}$$

Para definir expressões:

1. Na barra de menus clique em ***HFSS > Results > Output Variables…***
2. Aparece a janela ***Output Variables***. Defina L como:
    a. ***Name***: L
    b. ***Expression***:
        i. Insira: im(1/
        ii. ***Category***: Y Parameter – duplo clique em Y(p1,p1). Feche os parênteses
        iii. Insira: /(2*pi*freq)
        iv. Clique em ***Add***
3. Continuando na janela ***Output Variables***, defina Q como:
    a. ***Name***: Q
    b. ***Expression***:
        i. ***Category***: Y Parameter
        ii. ***Quantity***: Y(p1,p1)
        iii. ***Function***: im
        iv. Clique em ***Insert Quantity Into Expression***
        v. Insira: /
        vi. ***Category***: Y Parameter
        vii. ***Quantity***: Y(p1,p1)
        viii. ***Function***: re
        ix. Clique em ***Insert Quantity Into Expression***
        x. Clique em ***Add***

4. Clique em ***Done***

Adicionar gráficos

Para adicionar o gráfico de L com os resultados obtidos:

1. Na barra de menus clique em ***HFSS > Results > Create Report…***
2. Aparece a janela ***Create Report***. Defina:
    a. ***Report Type***: Modal Solution Data
    b. ***Display Type***: Rectangular Plot
3. Aparece a janela ***Traces***. Seleccione:
    a. ***Solution***: Setup1 : Sweep1
    b. ***Domain***: Sweep
    c. ***Category***: Output variables
    d. ***Quantity***: L
    e. ***Function***: <none>
4. Clique em ***Add Trace***
5. Clique em ***Done***

Para adicionar o gráfico de Q com os resultados obtidos:

1. Na barra de menus clique em ***HFSS > Results > Create Report…***
2. Aparece a janela ***Create Report***. Defina:
    a. ***Report Type***: Modal Solution Data
    b. ***Display Type***: Rectangular Plot
3. Aparece a janela ***Traces***. Seleccione:
    a. ***Solution***: Setup1 : Sweep1
    b. ***Domain***: Sweep
    c. ***Category***: Output variables
    d. ***Quantity***: Q
    e. ***Function***: abs
4. Clique em ***Add Trace***
5. Clique em ***Done***

Os gráficos dos resultados obtidos para L e Q são os seguintes:

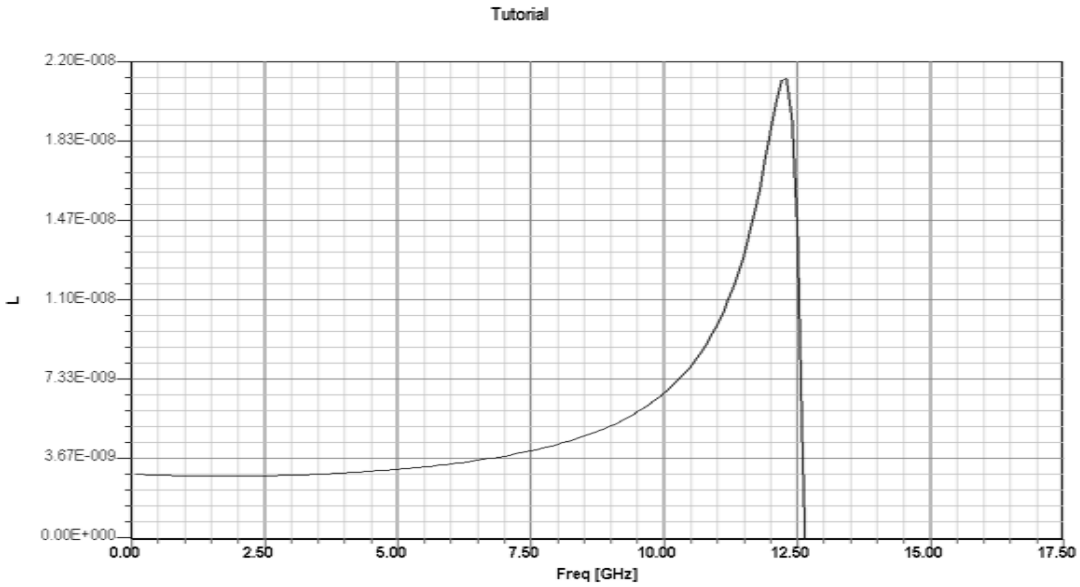


Figura 10.11: Indutância vs Frequência

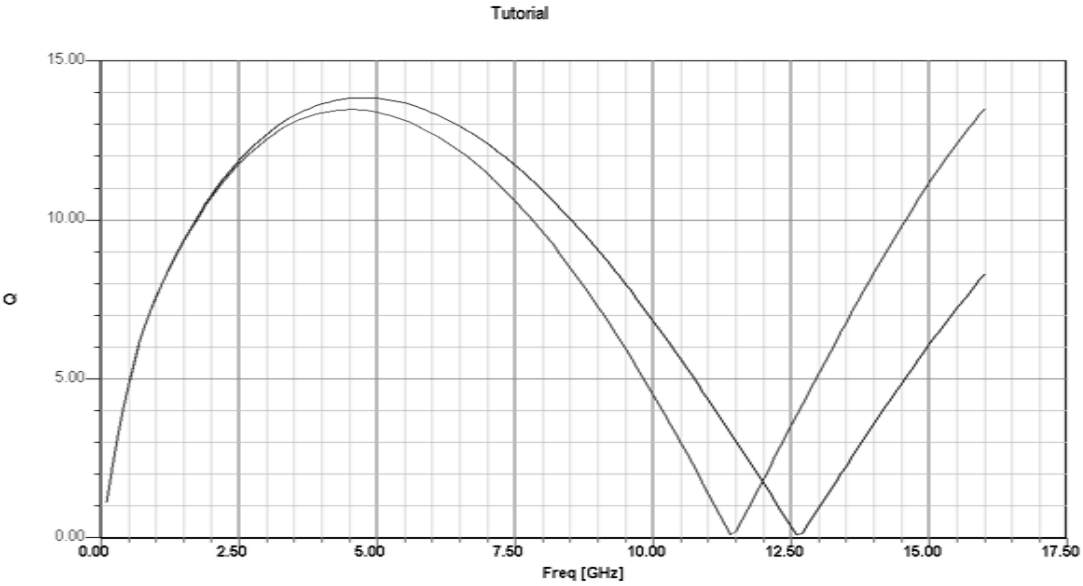


Figura 10.12: Factor de Qualidade da bobina