



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
UNIDADE ACADÊMICA DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**RELATÓRIO DE ESTÁGIO INTEGRADO
ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE TAGS RFID
PARA O SETOR TÊXTIL**

MAURÍCIO HENRIQUE BEZERRA CARDOSO

**CAMPINA GRANDE
OUTUBRO DE 2013**

RELATÓRIO DE ESTÁGIO

GRENOBLE INP Esisar 2011/2012

Título do projeto

Estudo e desenvolvimento de *tags* RFID para o setor têxtil

Nome e endereço da empresa

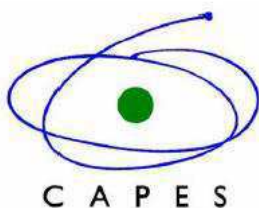


TAGSYS S.A.S.
785, Voie Antiope
13600, La Ciotat

Aluno

Maurício Henrique Bezerra Cardoso

Período de estágio	01º de fevereiro a 29 de junho de 2012
Ênfase	Telecomunicações
Orientador na Empresa	Jean-Marc Laheurte
Orientador no ESISAR	Smail Tedjini
Orientador na UFCG	Francisco de Assis Tejo



MAURÍCIO HENRIQUE BEZERRA CARDOSO

ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE TAGS RFID PARA O SETOR TÊXTIL

*Relatório final de estágio integrado submetido
à Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica
da Universidade Federal de Campina Grande
como parte dos requisitos necessários para a
obtenção do grau de Bacharel em Ciências no
Domínio da Engenharia Elétrica.*

Aérea de Concentração: Antenas e Propagação

Orientador:

Professor Francisco de Assis Tejo, D. Sc.

Campina Grande

Outubro de 2013

MAURÍCIO HENRIQUE BEZERRA CARDOSO

RELATÓRIO DE ESTÁGIO INTEGRADO

Relatório final de estágio integrado submetido à Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Bacharel em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Antenas e Propagação

Aprovado em: ____/____/____

Professor Avaliador

Universidade Federal de Campina Grande

Avaliador

Professor Francisco de Assis Tejo, D. Sc.

Universidade Federal de Campina Grande

Orientador

A minhas avós

Agradecimentos

Primeiramente, gostaria de agradecer ao ESISAR a recepção durante meu intercâmbio, que foi uma experiência engrandecedora academicamente, mas, sobretudo pessoalmente. Agradeço também à coordenação e aos professores a ajuda aos estudantes brasileiros a se integrar com os franceses e o apoio quando a dificuldade lingüística era um obstáculo. Obrigado a todos pela paciência. Não poderia deixar de agradecer a turma de 2012 todo acolhimento.

Agradeço igualmente à coordenação e a todos os professores da UFCG, responsáveis por todo meu conhecimento. Agradeço particularmente ao professor Francisco de Assis Tejo, que aceitou ser meu orientador de estágio durante a validação do meu estágio feito no intercâmbio. Obrigado também à turma 2008.1, em que pude encontrar bons amigos que espero guardar por muito tempo.

Meus sinceros agradecimentos à TAGSYS e a todo seu pessoal, não apenas pelo acolhimento, mas pela confiança em todas as tarefas que me foram confiadas. Agradeço particularmente a meu tutor Jean Marc Laheurte, a sua disponibilidade, paciência e conselhos, que foram muito importantes durante meu estágio. Obrigado também pelo tempo dedicado à correção deste documento. Seus comentários, críticas e sugestões me ajudaram muito na sua elaboração, particularmente para a versão francesa.

Por fim e mais importante, gostaria de agradecer a minha família, principalmente meus pais, a meus amigos e a minha namorada, Thayane Barbosa, que, mesmo a distância, me apoiam em todos os projetos da minha vida.

RELATÓRIO DE ESTÁGIO

GRENOBLE INP Esisar 2011/2012

Palavras-chave: RFID, antena, dipolo a meandro, acoplamento magnético, *loop* magnético, chip RFID, vulcanização, tapete, antena banda larga, rastreabilidade têxtil.

Resumo: A tecnologia RFID (*Radio Frequency Identification* – Identificação por Radiofrequência) está sendo recentemente bastante desenvolvida. TAGSYS, empresa onde aconteceu o estágio, é um dos líderes mundiais desta tecnologia. O setor têxtil é o mercado promissor da empresa. As tarefas deste estágio consistem em estudar e melhorar os *tags* para este setor, em particular para os tapetes que as lavanderias alugam a empresas. Estes *tags* consistem em:

- um módulo, o Mutrak, no qual um chip é combinado com um *loop* de acoplamento;

- uma antena dipolo a meandro acoplado magneticamente ao Mutrak.

O material no qual o *tag* é inserido deve ser rigorosamente levado em consideração nas simulações (permissividade dielétrica e perdas). Uma caracterização completa do MaTrak, *tag* dedicado aos tapetes, é feita. O impacto do processo de vulcanização (inserção do *tag* no tapete) e a influência de *tags* acoplados são avaliados. Simulações e medições mostram que o MaTrak é sensível a esses parâmetros. Um novo design de *tag* é proposto, com banda mais larga, para atender as necessidades de rastreabilidade dos tapetes.

Keywords: RFID, antennas, meandered dipole, magnetic coupling, coupling loop, RFID chip, vulcanization, mat, wideband antenna, textile traceability

Abstract: RFID technology (Radio Frequency Identification) has been widely developed recently. TAGSYS, company where the internship has taken place, is one of the world leaders of this technology. The textile sector is the most important of the company. The aim of this internship is to study and improve the tags for this sector, more precisely for the mat, carpets rented by laundries.

These tags are based mainly on:

- a module, the Mutrak, integrated circuit in which there is the chip and its adaptive circuit (coupling loop);

- a meandered dipole antenna coupled magnetically to the Mutrak.

The material in which those tags are attached must be meticulously taken into account in the simulations (losses and permittivity). A full characterisation of the MaTrak, tag used to be attached in carpets, has been made. The impact of the vulcanisation process (attachment of the tag into the mat) and the influence of the other tags around are studied. Simulations and measurements show that MaTrak is extremely sensible to those parameters. So, a new tag has been developed, more wideband, to fulfil the traceability needs of carpet sector of textile.

Sumário

1 – Introdução	11
2 – Apresentação da empresa	11
3 – A tecnologia RFID	12
4 – Tarefas e desenvolvimento do projeto	12
5 – <i>Tags</i> de antena a meandros	14
5.1 – Dipolo $\lambda/2$	14
5.2 – Introdução de meandros	14
5.3 – Acoplamento entre antena e módulo	17
5.4 – <i>Read Range</i>	23
6 – Efeito do meio dielétrico	24
6.1 – Variação da permissividade com espessuras constantes das camadas de dielétricos	26
7 – Caso particular dos tapetes	28
8 – Concepção de uma antena banda larga para os tapetes	32
9 – Estudo de acoplamento	40
10 – Estimativa Financeira	50
11 – Conclusão	51
12 – Bibliografia	53
13 – Anexos	54
A.1. – Simulação de uma antena dipolo $\lambda/2$	54
A.2 – Outros casos de estudo do efeito de um meio dielétrico	56
A.2.1. – Variação da espessura de duas camadas de dielétricos com permissividade constante	56
A.2.2. – Variação da espessura de apenas uma camada de dielétricos com permissividade constante	59
A.3 – O MaTrak	61
A.4 – O Voyantic	62

Lista de figuras

Figura 01 – Antena de dipolo a meandro	14
Figura 02 – Parte real da impedância da antena a meandros em função de $want$	15
Figura 03 – Parte imaginária da impedância da antena a meandros em função de $want$	16
Figura 04 – Ganho da antena a meandros em função de $want$	16
Figura 05 – Nova antena, meandros localizados nas extremidades	17
Figura 06 – Parte real da impedância para a antena da figura 05 em função do parâmetro $want$	18
Figura 07 – Parte imaginária da impedância para a antena da figura 05 em função do parâmetro $want$	18
Figura 08 – Ganho da antena da figura 05 em função do parâmetro $want$	19
Figura 09 – Antena a meandro com um <i>loop</i> que modela o circuito de adaptação do Mutrak	19
Figura 10 – Circuito equivalente da antena da figura 09.....	20
Figura 11 – Parte real e imaginária da impedância da antena da figura 09 em função do parâmetro $want$	21
Figura 12 – Partes real e imaginária da impedância da antena da figura 09 vistas pelo chip (capacitância série do chip inclusa na resposta), para $want = 7$ mm	22
Figura 13 – Ganho da antena da figura 09 em função de $want$	22
Figura 14 – <i>Read range</i> da antena da figura 09 em função de $want$	24
Figura 15 – Esquema do primeiro estudo paramétrico para o estudo do efeito do meio dielétrico	25
Figura 16 – Variação das ressonâncias em função da permissividade (parte imaginária do <i>loop</i> + efeito capacitivo do chip)	26
Figura 17 – Variação do ganho em função da permissividade.....	27
Figura 18 – Variação do <i>read range</i> em função da permissividade.....	27
Figura 19 – Resposta das 10 amostras de MaTrak no ar lidas pelo Voyantic.....	28
Figura 20 – Resposta das mesmas 10 amostras do MaTrak no tapete lidas pelo Voyantic	29
Figura 21 – A resposta média das 10 amostras de MaTrak em diferentes meios dielétricos	30
Figura 22 – Resposta de diferentes amostras vulcanizadas de maneiras diferentes (pressão, temperatura e duração do processo diferentes) na empresa Initial (lavanderia industrial).....	30
Figura 23 – Resposta do MaTrak no ar, no tapete sem vulcanização e no tapete com vulcanização por Initial e Boco	31
Figura 24 – Modelagem no HFSS do MaTrak	32
Figura 25 – <i>Read range</i> do MaTrak no ar, medido e retrossimulado.....	33
Figura 26 – <i>Read range</i> do MaTrak no tapete, medido e retrossimulado	33
Figura 27 – Parte imaginária da impedância do <i>tag</i> duplo dipolo no tapete	35
Figura 28 – Parte real da impedância do chip e do duplo dipolo no tapete.....	36
Figura 29 – Parâmetro S_{11} normalizado do duplo dipolo do MaTrak no tapete.....	36
Figura 30 – Eficiência da antena do <i>tag</i> duplo dipolo e do MaTrak no tapete.....	37
Figura 31 – <i>Read range</i> simulado do duplo dipolo no tapete.....	38
Figura 32 – <i>Read range</i> do duplo dipolo no tapete, medido e simulado.....	39
Figura 33 – <i>Read range</i> do duplo dipolo no tapete, medido e com valores simulados com duas estimações de permissividade diferentes.....	40
Figura 34 – Esquema do estudo de acoplamento (<i>tags</i> cuja antena é um dipolo simples).....	40
Figura 35 – Parte real da impedância do dipolo simples acoplado para diferentes valores de d e para o dipolo isolado	41

Figura 36 – Parte imaginária da impedância do dipolo simples acoplados para diferentes valores de d e para o dipolo isolado	42
Figura 37 – Parâmetro S_{11} normalizado do dipolo simples acoplado para diferentes valores de d e para o dipolo isolado	42
Figura 38 – Eficiência do dipolo simples acoplado para diferentes valores de d e para o dipolo isolado	43
Figura 39 – <i>Read range</i> do dipolo simples acoplado para diferentes valores de d e para o dipolo isolado	43
Figura 40 – Diagramas de irradiação do <i>tag</i> acoplado a 900 MHz	44
Figura 41 – <i>Read range</i> do dipolo simples acoplado em função do ângulo polar ($d = 25$ mm, $\varphi = 0^\circ$)	45
Figura 42 – Parte real da impedância do duplo dipolo acoplado para diferentes valores de d e do duplo dipolo isolado.....	45
Figura 43 – Parte imaginária da impedância do duplo dipolo acoplado para diferentes valores de d e do duplo dipolo isolado	46
Figura 44 – Parâmetro S_{11} normalizado do duplo dipolo acoplado para diferentes valores de d e do duplo dipolo isolado.....	46
Figura 45 – Eficiência do duplo dipolo acoplado para diferentes valores de d e do duplo dipolo isolado	47
Figura 46 – <i>Read range</i> duplo dipolo acoplado para diferentes valores de d e do duplo dipolo isolado	48
Figura 47 – Diagramas de irradiação do duplo dipolo em acoplamento a 900 MHz	49
Figura 48 – <i>Read range</i> do duplo dipolo em acoplamento em função do ângulo polar ($d = 25$ mm, $\varphi = 0^\circ$)	49
Figura 49 – Partes real e imaginária da impedância de uma antena dipolo $\lambda/2$	54
Figura 50 – Ganho de uma antena dipolo $\lambda/2$	55
Figura 51 – Diagrama de irradiação de uma antena dipolo $\lambda/2$	55
Figura 52 – Distribuição de corrente de uma antena dipolo $\lambda/2$	56
Figura 53 – Distribuição teórica da corrente de uma antena dipolo $\lambda/2$	56
Figura 54 – Esquema do segundo estudo paramétrico para o estudo do efeito de um material dielétrico	57
Figura 55 – Variação das ressonâncias em função da dimensão das camadas de dielétrico (parte imaginária do <i>loop</i> + efeito capacitivo do chip).....	57
Figura 56 – Variação do ganho em função da espessura das camadas dielétricas	58
Figura 57 – Variação do <i>read range</i> em função da espessura das camadas dielétricas	58
Figura 58 – Esquema do terceiro estudo paramétrico para o estudo do efeito de um meio dielétrico	59
Figura 59 – Variação das ressonâncias em função da espessura de apenas uma camada de dielétrico	59
Figura 60 – Variação do ganho em função da espessura de apenas uma camada de dielétrico	60
Figura 61 – Variação do <i>read range</i> em função da espessura de apenas uma camada de dielétrico	60
Figura 62 – Diagrama de irradiação do terceiro cenário	61
Figura 63 – MaTrak “fechado”	62
Figura 64 – MaTrak “aberto”	62
Figura 65 – Sistema Voyantic	63

1. Introdução

O objetivo deste documento é apresentar os trabalhos desenvolvidos por Maurício Henrique Bezerra Cardoso, durante seu estágio de último ano no ESISAR (*École Nationale Supérieure en Systèmes Avancés et Réseaux* – Escola Nacional Superior em Sistema Avançados e Redes). O estágio foi na empresa TAGSYS, localizada em La Ciotat, sul da França, próximo à cidade de Marseille. O tutor de estágio na empresa foi Jean-Marc Laheurte, engenheiro de concepção RF, e o tutor pedagógico no ESISAR foi Smail Tedjini, professor e pesquisador do grupo Grenoble INP.

Nas seções a seguir encontram-se uma breve descrição da empresa onde se realizou o estágio, uma sucinta explicação sobre a tecnologia RFID, centro dos estudos do estágio, as tarefas e o desenvolvimento do projeto, a caracterização de *tags* RFID e a concepção de um novo *tag* com melhor desempenho.

2. Apresentação da empresa

Localizada na zona industrial de La Ciotat, próximo de Marseille, TAGSYS é um dos líderes mundiais da tecnologia RFID (*Radio Frequency Identification* – Identificação por Radiofrequência), com representação nos Estados Unidos e na Ásia (Hong Kong). A principal missão da TAGSYS é fornecer sistemas completos RFID confiáveis a empresas de diferentes setores, com aplicações em automação, rastreamento de bens, inventário, proteção anti-roubo e autenticação de produtos. Os sistemas propostos pela empresa incluem não somente *tags* e leitores específicos a cada aplicação, mas também a parte de *software* das ferramentas, concebidos para funcionar juntos e poder então atingir o desempenho necessário em ambientes cada vez mais exigentes.

Fundada em 1996 como uma unidade estratégica de negócios da Gemplus (atualmente GemAlto), a empresa tornou-se independente em 2001. Durante seus 16 anos de experiência no desenvolvimento da tecnologia RFID, TAGSYS já produziu mais de 400 milhões de *tags* e vendeu mais de 400 mil equipamentos. A empresa conta com mais de 500 clientes em mais de 40 países. A maior parte de seu mercado está na Europa (65%), mas ela também está presente no mercado estadunidense (25%) e asiático (10%). TAGSYS conta com cerca de cem empregados em todo o mundo.

Até 2009, a empresa desenvolvida apenas a tecnologia HF (*High Frequency*). Depois, TAGSYS trabalha também com a UHF (*Ultra High Frequency*). O setor mais expressivo da empresa é a têxtil, que corresponde a 40% de suas atividades. O setor de bibliotecas e de indústria de luxo, como jóias, correspondem, cada uma, a 20% do mercado da empresa. As demais atividades se concentram no setor de saúde. A lista de clientes da empresa inclui grandes nomes: Rabobank, Shenzhen, 3M, Levi's, Serge Blanco, Rolex, Jensen, Elis, Pfizer, Façonnable, Crown, Intellident, Clear Count, Techlogic, Qantas, Air Liquide, Plastic Omnium, West Pharmaceutical Services e as bibliotecas de Genebra e Hambourg.

Os produtos oferecidos pela TAGSYS são numerosos, desde os *tags* aos leitores: *tags* com formatos diferentes apropriados a cada aplicação, antenas de campo próximo e campo distante, leitores de curta, média e longa distância, estações que combinam

antenas e leitores, além de produtos particulares, como estações portáteis, para inventários e portas anti-roubo, para bibliotecas.

3. A tecnologia RFID

A tecnologia RFID é baseada na comunicação sem fio entre uma estação e um *tag* por ondas eletromagnéticas. O objetivo desta comunicação é a identificação e o rastreamento do objeto ao qual o *tag* esteja anexado. Um sistema completo RFID possui três componentes principais: um *tag*, uma antena e um leitor, a combinação dos dois últimos é chamada de estação. Nas estações, o leitor trata o sinal recebido pelo *tag* e reenvia informações.

Nos *tags* clássicos, encontram-se dois componentes: um chip e uma antena. O chip contém informações do produto a ele associado (número de série ou outro tipo de dado). O chip pode ser programado para ser *read-only* (apenas leitura), *write-once* (apenas uma escrita possível) ou *read/write* (permite leituras e escritas). A antena permite captar a onda eletromagnética, cuja energia alimenta o chip, e de retransmitir a resposta do chip por modulação de sua RCS (*Radar Cross Section*). Uma vez que o *tag* é tealimentado, a resposta é obtida pela modulação da onda eletromagnética refletida pelo chip.

É possível que o *tag* seja alimentado por uma bateria. Se o *tag* envia sua identificação todo o tempo, então ele é considerado ativo. Se a comunicação é feita apenas quando uma solicitação é feita pela estação, então o *tag* é dito passivo assistido por uma bateria. Existe também uma nova tecnologia RFID sem chip (*chipless* RFID). A identificação é feita pelo formato da resposta (onda refletida) da antena, não havendo, portanto, possibilidade de escrita.

Existem várias bandas de frequência de utilização RFID: 125 kHz – 134 kHz, 13.56 MHz, 860 MHz – 930 MHz, 2.45 GHz e 5.8 GHz. As duas frequências principais são 13.56 MHz, referenciada como HF e 860 MHz – 930 MHz, referenciada como UHF. A frequência de 13.56 MHz foi estabelecida mundialmente para a RFID. No entanto, as frequências UHF variam de acordo com a região. Por exemplo, na Europa, a banda RFID UHF é 868 MHz – 870 MHz. Nos Estados Unidos, é de 902 MHz – 928 MHz. Essas diferenças de frequência impõem aos engenheiros de micro-ondas que os *tags* apresentem uma resposta pouco variável na banda de 860 MHz a 930 MHz para utilização mundial. Caso contrário, uma concepção diferente pode ser feita para cada região.

A vantagem da RFID em relação ao código de barras, principal método de rastreamento posto em prática antes desta tecnologia, é que não há necessidade de contato direto entre o *tag* e o leitor para que as informações possam ser lidas. Além disso, a RFID permite a leitura de diversos *tags* ao mesmo tempo, enquanto o código de barras permite apenas uma leitura por vez.

4. Tarefas e desenvolvimento do projeto

O setor do mercado mais importante para TAGSYS é o têxtil. A empresa propõe a lavanderias um sistema completo de rastreamento, do *check-in* das roupas ao *check-out*. Uma cabine na qual um grande número de itens é reunido (até 200 itens) faz parte da cadeia logística. Esses itens são geralmente estocados em carrinhos metálicos de

geometria variável. O *tag* deve ser lido em uma configuração extremamente desfavorável, uma vez que ele está sujeito:

- a) ao forte acoplamento com os outros *tags* ao redor, em particular quando as roupas ou tapetes são empilhados de tal modo que alguns *tags* podem estar a alguns centímetros ou até mais próximos uns dos outros;
- b) à influência da matéria à qual o *tag* é anexado (perdas em materiais dielétricos, perda de sintonia de *tag*);
- c) à influência do metal do carrinho.

Outro problema importante é apresentar uma resposta adequada em toda banda de 860 MHz a 930 MHz, para incluir a banda dos Estados Unidos e da Europa, para uma solução que seja viável para qualquer cliente.

Os *tags* que a empresa propõe para as aplicações têxteis são dipolos a meandros acoplados com o módulo Mutrak desenvolvido pela TAGSYS. Este módulo contém um chip (Monza 5, fabricado pela Impinj) e um circuito de adaptação constituído de um *loop* cuja parte indutiva é adaptada à impedância capacitiva do chip, de tal modo que a frequência de ressonância seja entre 880 MHz e 920 MHz, em função da versão do Mutrak. Este módulo não é soldado à antena. O acoplamento entre o dipolo e o módulo é feito magneticamente através do *loop*.

O principal objetivo do estágio é caracterizar as antenas e dominar os dois pontos-chave da concepção de *tags*: o efeito do material dielétrico ao redor, como as roupas e/ou os tapetes, e o funcionamento dos *tags* quando acoplados. Durante o projeto, a problemática de anexar o *tag* à borracha dos tapetes tornou-se importante para atender algumas necessidades dos clientes. Um novo design de antena foi então proposta para esta aplicação.

A concepção das antenas e o estudo da resposta em diferentes ambientes são tarefas complexas, para as quais a ajuda de simuladores eletromagnéticos é essencial. Neste projeto, dois simuladores foram usados: *Ansoft Designer* e *HFSS*, ambos da *Ansys Corporation*. O primeiro, apesar de sua característica de ser 2.5 dimensões, foi utilizado quando respostas mais rápidas eram necessárias. Quando se desejava uma resposta mais precisa, o simulador utilizado foi o *HFSS* (3 dimensões).

Nas seções a seguir, é apresentado um estudo completo sobre antenas a meandros, excitado em um *loop* acoplado e o impacto de um material dielétrico no desempenho do *tag*. Em seguida, o *tag* desenvolvido pela empresa para os tapetes, o MaTrak, é caracterizado. A partir desta caracterização e de retro-simulações, os fenômenos ligados ao procedimento de inserção do *tag* no tapete (vulcanização) são mais bem compreendidos e o material dielétrico (tapete) é mais bem caracterizado.

Finalmente, a concepção de uma nova antena seguida por um estudo do acoplamento são feitos. Esta nova antena foi testada com sucesso, funcionando bem para a grande parte das diversas possibilidades de medição (*tags* empilhados, acoplamento com outros *tags*, proximidade com um carrinho metálico, entre outros).

5. Tags de antenas a meandros

5.1. Dipolo $\lambda/2$

Uma das antenas mais utilizadas é o dipolo de meio comprimento de onda, conhecida como dipolo $\lambda/2$. Sua ampla utilização é devido ao fato que ela é muito fácil de pôr em prática e possui um comportamento bem conhecido. Constitui-se de um fio reto formado por dois braços irradiantes de comprimento $\lambda/4$ e alimentado no centro. Suas características principais são:

- ressonância série (parte real da impedância baixa e parte imaginária nula) à frequência $\lambda/2$ (na prática, a 0.47λ para as seções comuns de fios);
- ressonância paralela (parte real da impedância bastante alta e parte imaginária com uma variação brusca de comportamento indutivo a capacitivo) a uma frequência próxima de λ ;
- ganho de 2.15 dBi na frequência de ressonância (ou seja, 1.65 linear);
- diagrama de irradiação omnidirecional em formato de toróide (“rosquinha”);

No anexo A.1, encontram-se curvas simuladas de um dipolo $\lambda/2$ que descrevem bem o comportamento deste tipo de antena.

5.2. Introdução de meandros

A antena descrita na seção anterior apresenta características desejáveis para um tag RFID, mas seu comprimento varia em torno de 17 cm para a banda de frequência de 860 MHz – 930 MHz. Este comprimento é muito grande para a maioria das aplicações, deve-se então tentar miniaturizar esta estrutura. Uma maneira de fazê-lo é dobrar a estrutura, conservando o comprimento total. A nova antena é mostrada na figura 01. Estas antenas dobradas são chamadas de dipolos a meandros.

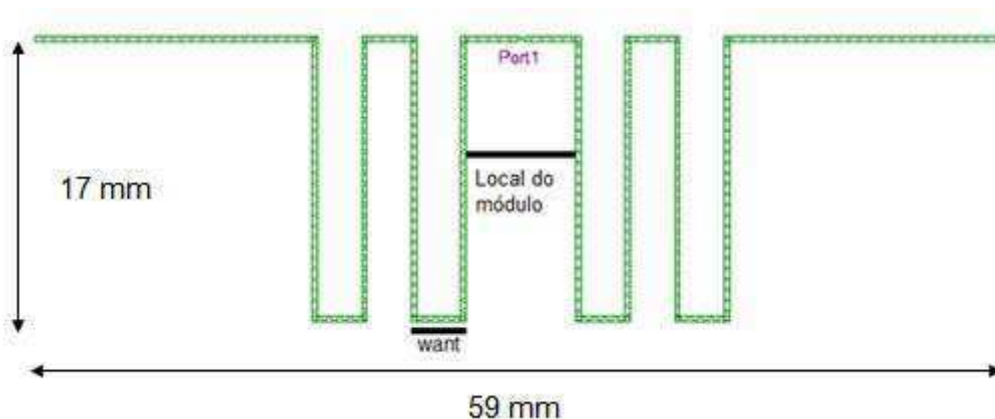


Figura 01 – Antena de dipolo a meandro

Na figura 01, o parâmetro want representa o comprimento do meandro. Será estudada a influência deste parâmetro no comportamento da antena. O tamanho total do meandro central é fixo porque é neste local onde o módulo Mutrak é colocado. O número de meandro é fixo e simetricamente dividido em relação ao centro do dipolo. As dimensões da estrutura da figura 01 são as seguintes: altura de 17 mm, comprimento de

59 mm e três meandros de cada lado do meandro central. O comprimento total do fio é de 195 mm: 59 mm de fio horizontal mais 08 pedaços verticais de 17 mm cada. Teoricamente, um dipolo sem meandros de comprimento de 195 mm ressona próximo de 770 MHz.

As figuras 02 e 03 mostram a parte real e a parte imaginária da impedância da estrutura anterior em função da variação do parâmetro want. Nota-se que a ressonância varia de 0.94 GHz a 1.11 GHz. Os comprimentos das antenas dipolos sem meandros que teriam ressonâncias nestas frequências são de, respectivamente, 15.95 mm e 13.51 mm. Percebe-se que houve uma miniaturização da antena.

O parâmetro want pequeno significa que as partes verticais se aproximam. No entanto, estas partes verticais possuem correntes em sentidos opostos. Os campos produzidos por tais correntes se compensam parcialmente. Conseqüentemente, o comprimento efetivo que irradia se reduz e a antena se comporta como se ela fosse mais curta, então a frequência de ressonância série aumenta.

A ressonância paralela varia de 1.64 GHz e 1.82 GHz.

A figura 04 mostra o ganho da antena em função de want. Nota-se que na frequência de ressonância, o ganho baixa para 0.45 para um want = 2 mm e 0.75 para want = 9 mm. Esta queda do ganho em relação ao dipolo sem meandros na frequência de ressonância mostra que a introdução de meandros apresenta um impacto negativo na irradiação da estrutura e reduz a eficiência da antena. Quanto menor want, menor a eficiência.

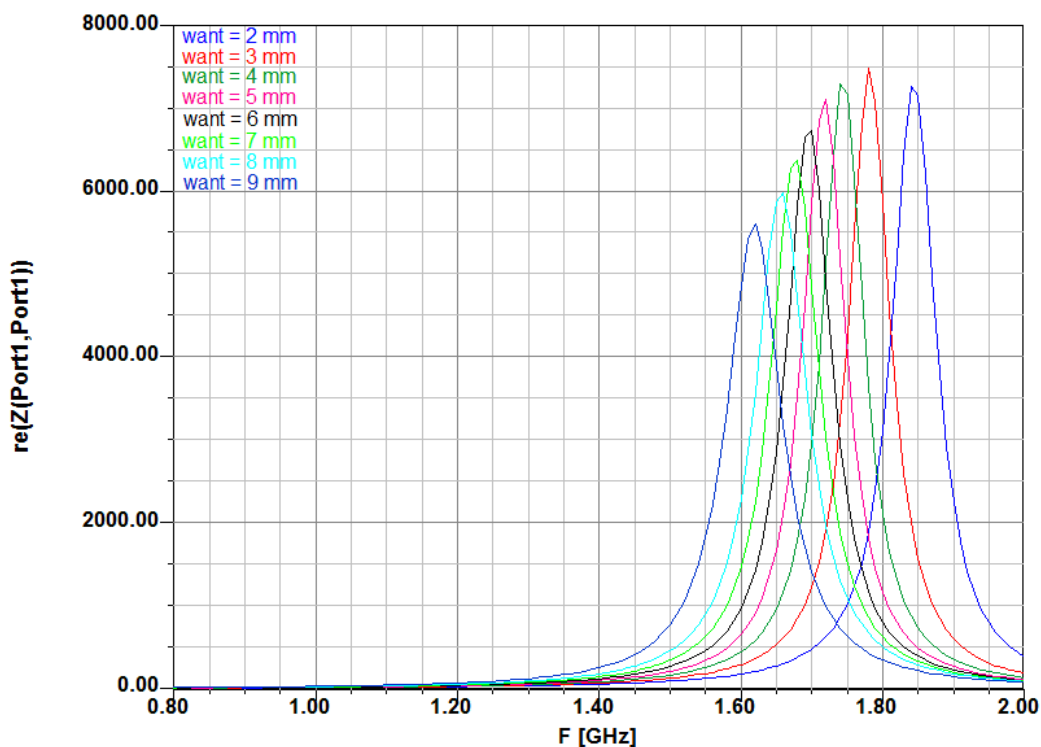


Figura 02 – Parte real da impedância da antena a meandros em função de want

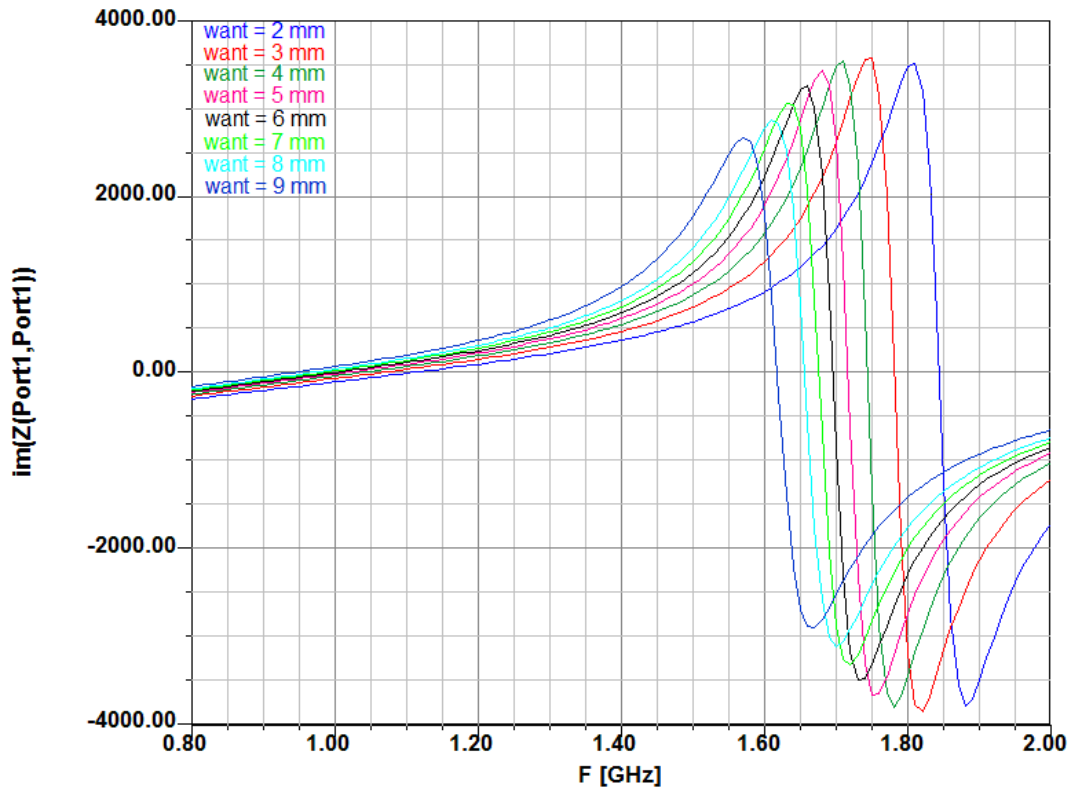


Figura 03 – Parte imaginária da impedância da antena a meandros em função de want

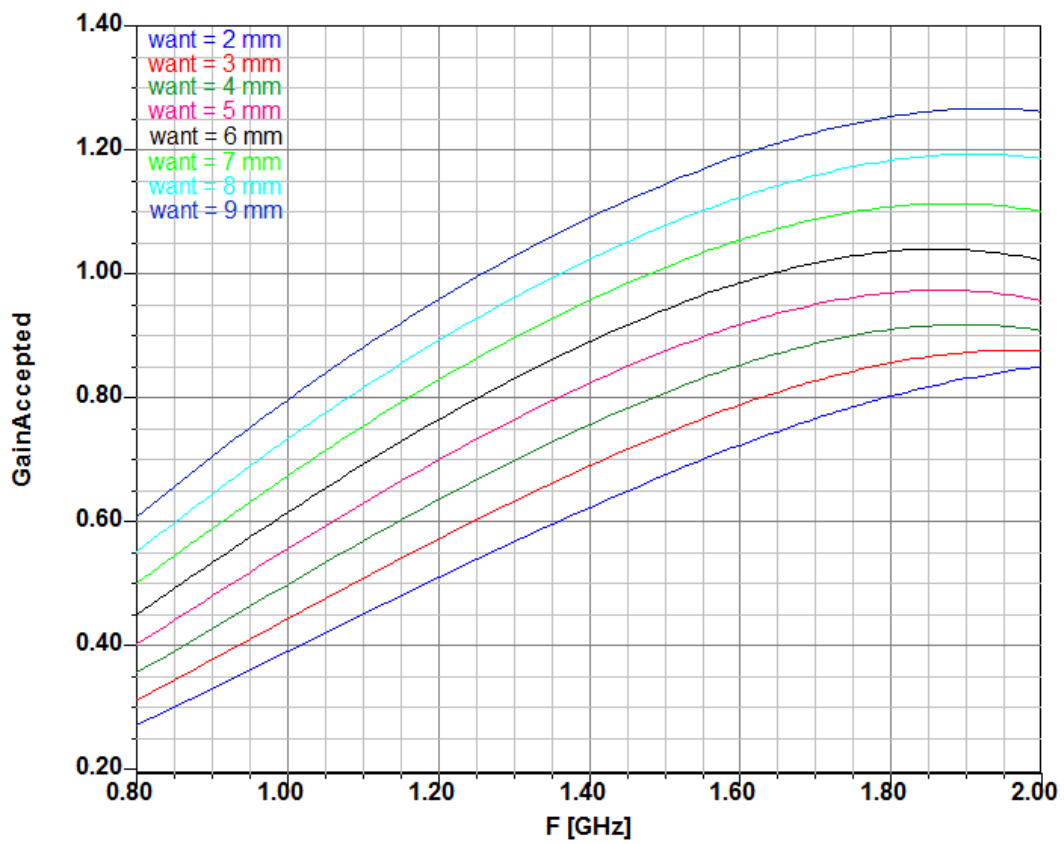


Figura 04 – Ganho da antena a meandros em função de want

Sabendo que a corrente do dipolo é mais fraca nas extremidades do dipolo (vide anexo A.1), uma solução para reduzir o impacto da introdução dos meandros é de posicioná-los no final da estrutura, onde há menos corrente, de maneira a facilitar a irradiação. A nova estrutura é mostrada na figura 05.

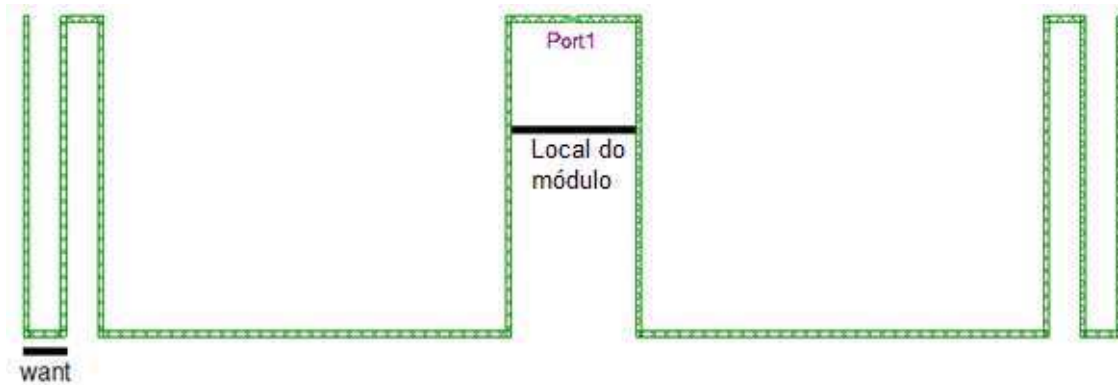


Figura 05 – Nova antena, meandros localizados nas extremidades

As figuras 06, 07 e 08 mostram, respectivamente, a parte real e a parte imaginária da impedância da antena e seu ganho. Como a configuração anterior, a frequência de ressonância é mais elevada se *want* é menor, porém nota-se que a variação é menor (0.95 GHz a 1.05 GHz para ressonância série e 1.64 GHz a 1.76 GHz para a paralela). A diferença mais marcante é relativa ao ganho: à frequência de ressonância, o ganho é de 0.93 se *want* = 2 mm e 0.73 se *want* = 9 mm. Nesta nova configuração, o maior ganho ocorre quando *want* é menor, pois a parte reta da antena é maior, havendo uma irradiação melhor. Percebe-se que a curva para *want* = 9 mm é praticamente a mesma para ambas as configurações (figuras 04 e 08), pois meandros mais largos no final ou no centro resultam em estruturas muito parecidas. Verifica-se que o maior valor de ganho (0.93) é ainda muito inferior ao do dipolo (1.65). Esta queda no ganho é devida essencialmente ao meandro central, porém este é indispensável para o acoplamento entre a antena e o módulo Mutrak.

5.3. Acoplamento entre antena e módulo

Como dito anteriormente, os *tags* desenvolvidos por TAGSYS, contrariamente à maioria dos *tags* comerciais, não utilizam um chip soldado, mas o módulo contendo o chip é magneticamente acoplado à antena por um *loop*. O módulo Mutrak contém o chip e um circuito de adaptação constituído de um *loop* que compensa o efeito capacitivo do chip. Ele inclui também o encapsulamento.

Nas simulações HFSS, o módulo é rigorosamente modelado, simulando o conjunto do circuito, com exceção do chip e se determina a impedância normalizada em relação a uma porta de 50 Ω colocada no lugar do chip. Introduce-se em seguida a impedância do chip (capacitância e resistência em série) para renormalizar os valores obtidos anteriormente.

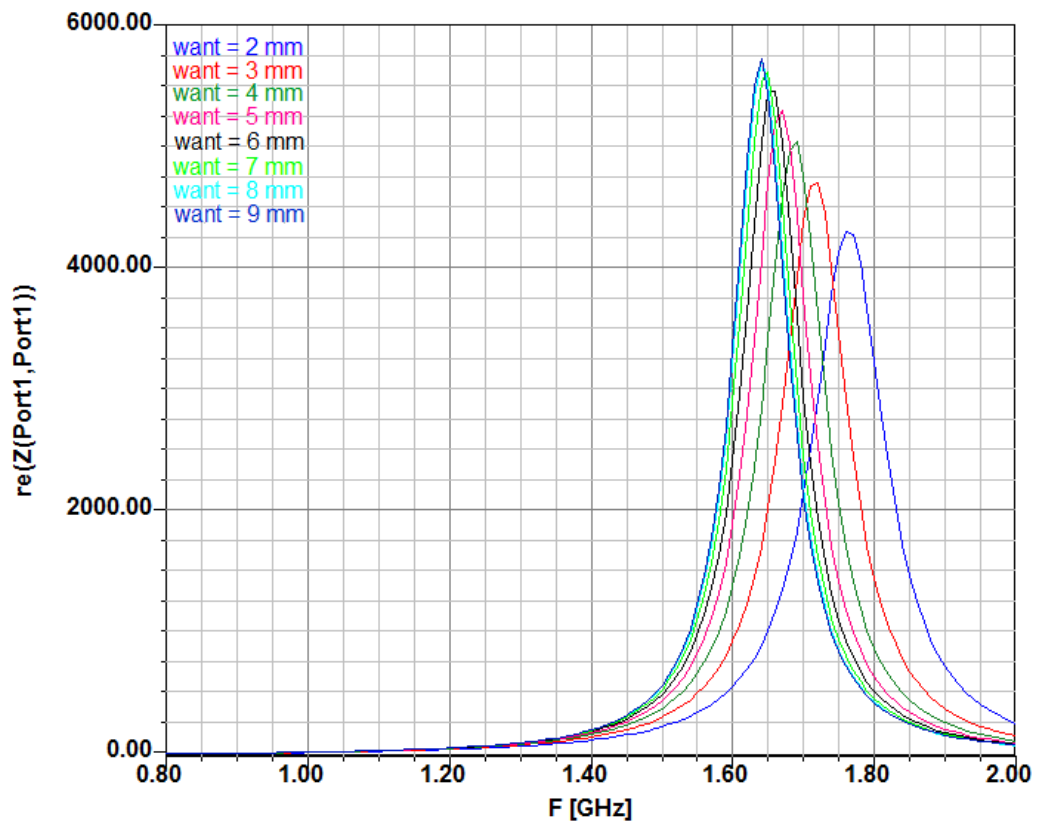


Figura 06 – Parte real da impedância para a antena da figura 05 em função do parâmetro want

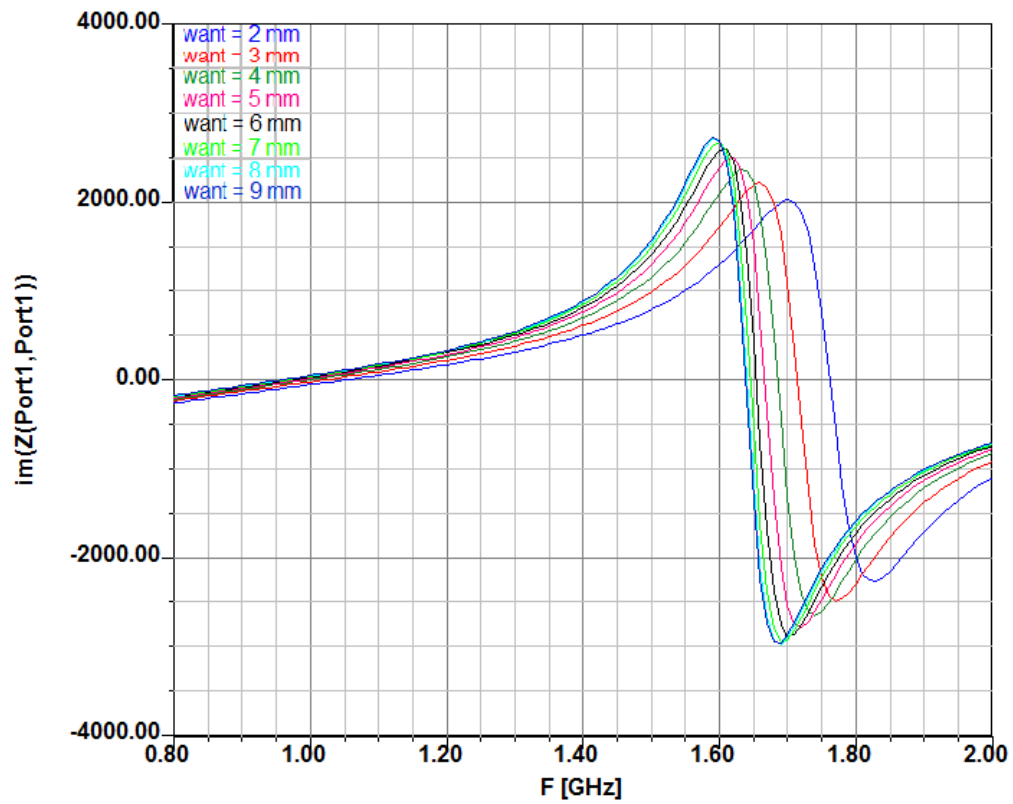


Figura 07 – Parte imaginária da impedância para a antena da figura 05 em função do parâmetro want

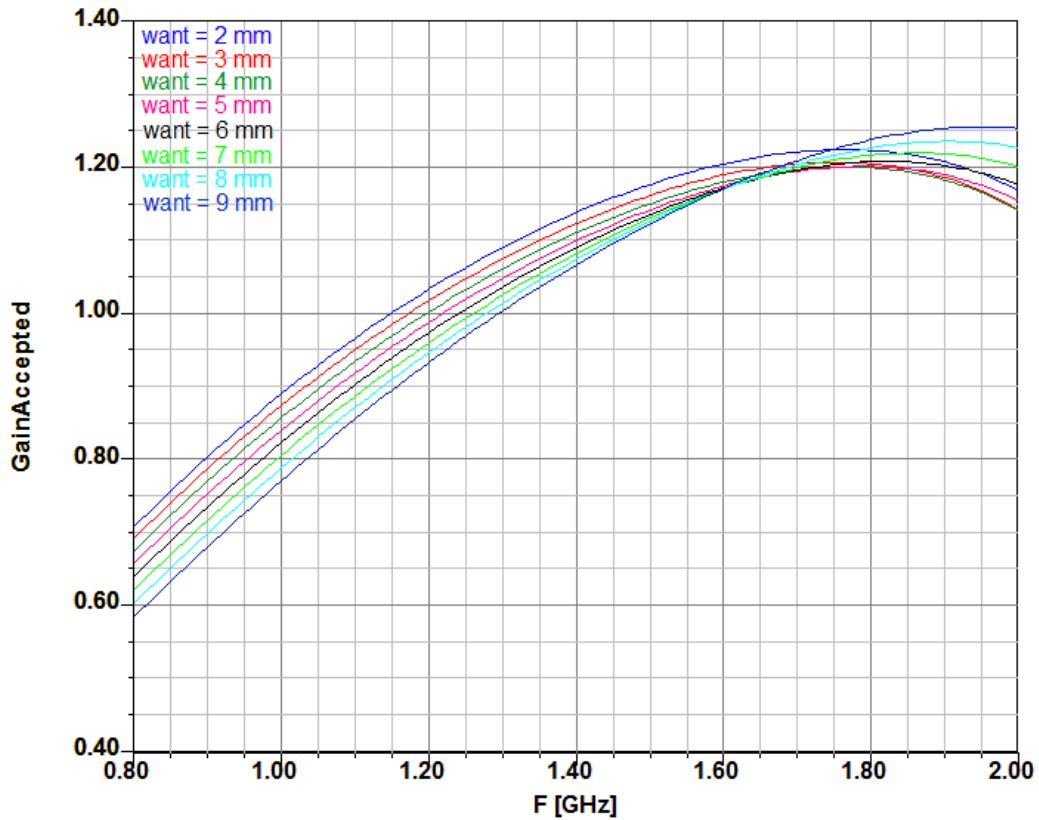


Figura 07 – Ganho da antena da figura 05 em função do parâmetro want

Nas simulações mais simples, em que apenas o comportamento físico da antena é estudado, prefere-se substituir o módulo simplesmente pelo *loop*, para que os cálculos sejam mais rápidos (vide figura 09, em que os meandros são localizados no centro).

A impedância total vista pelo chip (Port 1) depende fortemente do coeficiente de acoplamento entre o *loop* e a antena. O acoplamento depende da forma do *loop*, da distância do *loop* à antena e do modo o qual o fio da antena contorna o *loop*. O circuito elétrico equivalente é mostrado na figura 10, onde R_{rb} , C_{rb} e L_{rb} são respectivamente a resistência, a capacitância e a indutância série do dipolo (*radiating body* – corpo irradiante) e L_{loop} é a indutância do *loop*. O acoplamento é modelado por um transformador em que M é o coeficiente de acoplamento.

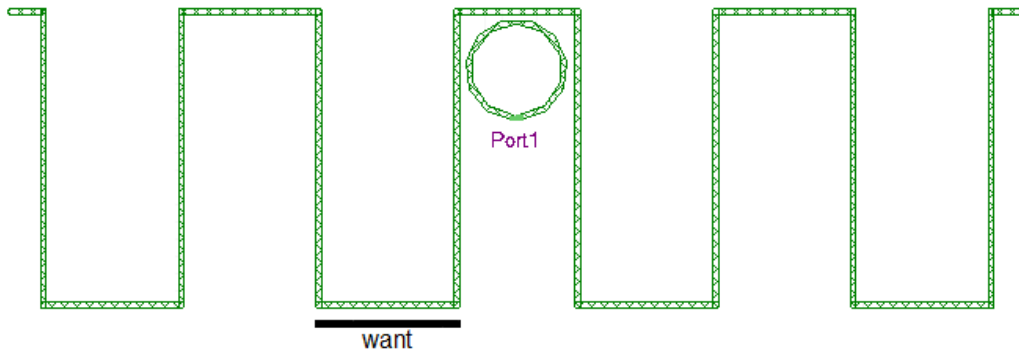


Figura 08 – Antena a meandro com um *loop* que modela o circuito de adaptação do Mutrak

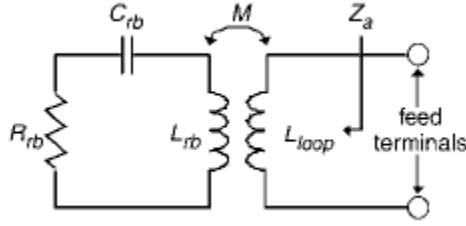


Figura 9 – Circuito equivalente da antena da figura 09. Fonte: [1]

A impedância da antena (Z_a) vista pelo chip pode ser deduzida pela fórmula (1):

$$Z_a = R_a + jX_a = Z_{loop} + \frac{(\omega M)^2}{Z_{rb}} \quad (1)$$

Decompondo (1) em parte real e imaginária, obtém-se:

$$\text{Re}(Z_a(\omega)) = R_{loop} + \frac{(\omega M)^2 R_{rb}(\omega)}{R_{rb}^2(\omega) + X_{rb}^2(\omega)} \quad (2)$$

$$\text{Im}(Z_a(\omega)) = \omega L_{loop} + \frac{(\omega M)^2 X_{rb}(\omega)}{R_{rb}^2(\omega) + X_{rb}^2(\omega)} \quad (3)$$

A partir da equação (1), percebe-se que, se a impedância do dipolo for muito elevada, o chip enxerga somente a impedância do *loop*. Na ressonância série do dipolo, em que a impedância é real e relativamente baixa, a impedância vista pelo chip possui uma parte real elevada (vide equação 2) e parte imaginária igual ao do *loop* (vide equação 3), que, por projeto, é feita para compensar a parte capacitiva do chip, de tal modo que a parte imaginária total é nula. Então, a ressonância série é transformada em ressonância paralela, já que o chip enxerga uma parte real elevada e uma parte imaginária nula.

A figura 11 confirma que a impedância vista pelo chip somente é alterada em torno da ressonância série do dipolo a meandro, pois a impedância do dipolo a meandro nesta frequência é mais baixa. Nas demais frequências, o comportamento se aproxima ao do chip sem estar acoplado. Para a frequência de ressonância série ($X_{rb} = 0$), as equações (2) e (3) se transformam em:

$$\text{Re}(Z_a(\omega)) = R_{loop} + \frac{(\omega M)^2}{R_{rb}(\omega)} \quad (4)$$

$$\text{Im}(Z_a(\omega)) = \omega L_{loop} \quad (5)$$

Conclui-se que, para a frequência de ressonância série:

- a) a parte imaginária depende apenas do valor da indutância do *loop*, que, por projeto, compensa a parte capacitiva do chip;
- b) a parte real depende apenas do acoplamento.

Desta maneira, pode-se regular independentemente estes dois parâmetros nesta frequência.

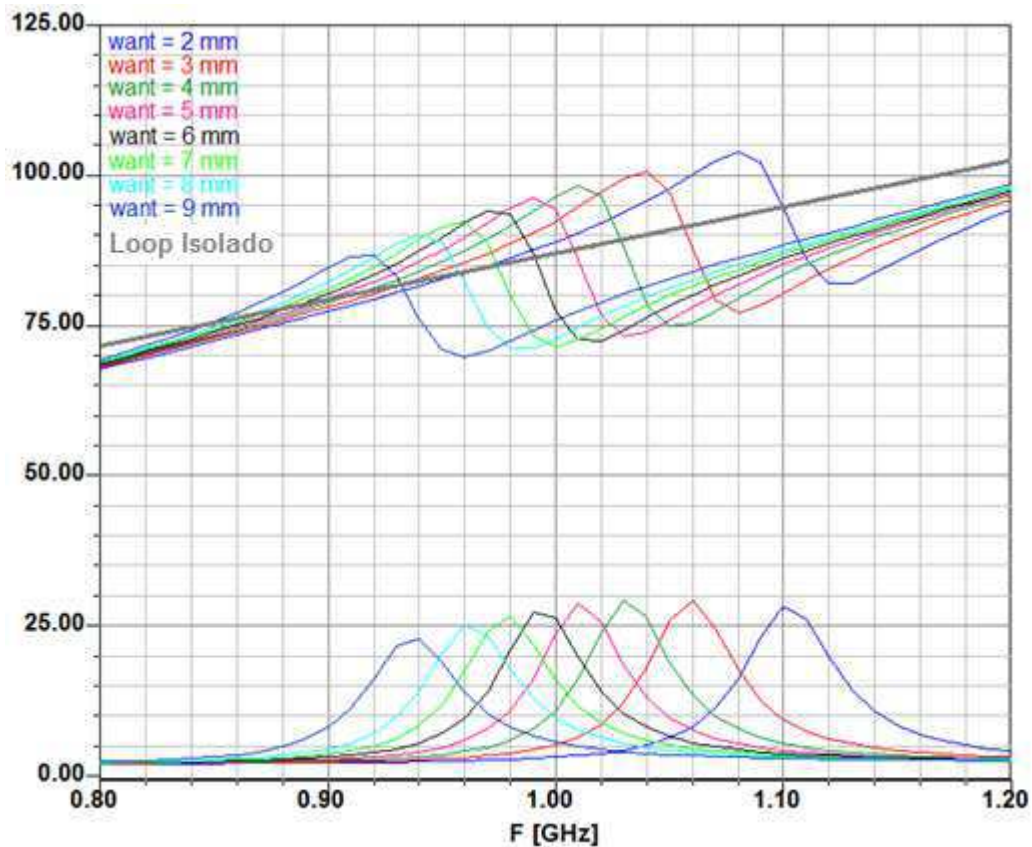


Figura 10 – Parte real e imaginária da impedância da antena da figura 09 em função do parâmetro *want*

Para as simulações seguintes, foi concebido um *loop* que compensa uma capacitância de 2.32 pF, valor típico de capacitância do chip utilizado. Nota-se que este valor pode variar segundo o chip, por exemplo, existem chips cuja parte capacitiva é da ordem de 0.8 pF @880 MHz. Para observar a ressonância com a anulação da parte imaginária, introduz-se à resposta da figura 11 o efeito capacitivo do chip como observado na figura 12 para *want* = 7 mm. Identificam-se duas ressonâncias: a 880 MHz (*loop* que compensa a capacitância do chip) e a 1 GHz (ressonância do dipolo). Nas simulações seguintes de *tags* a meandros, estas duas ressonâncias aparecerão e serão identificadas desta maneira.

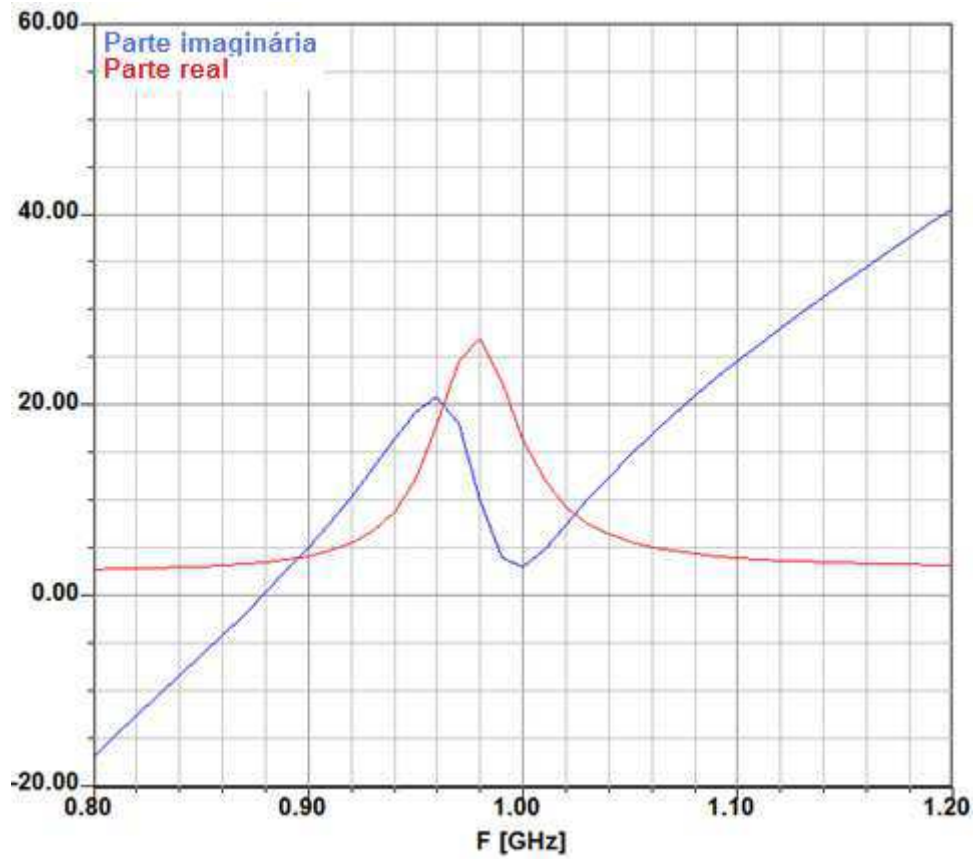


Figura 11 – Partes real e imaginária da impedância da antena da figura 09 vistas pelo chip (capacitância série do chip incluída na resposta), para $want = 7$ mm

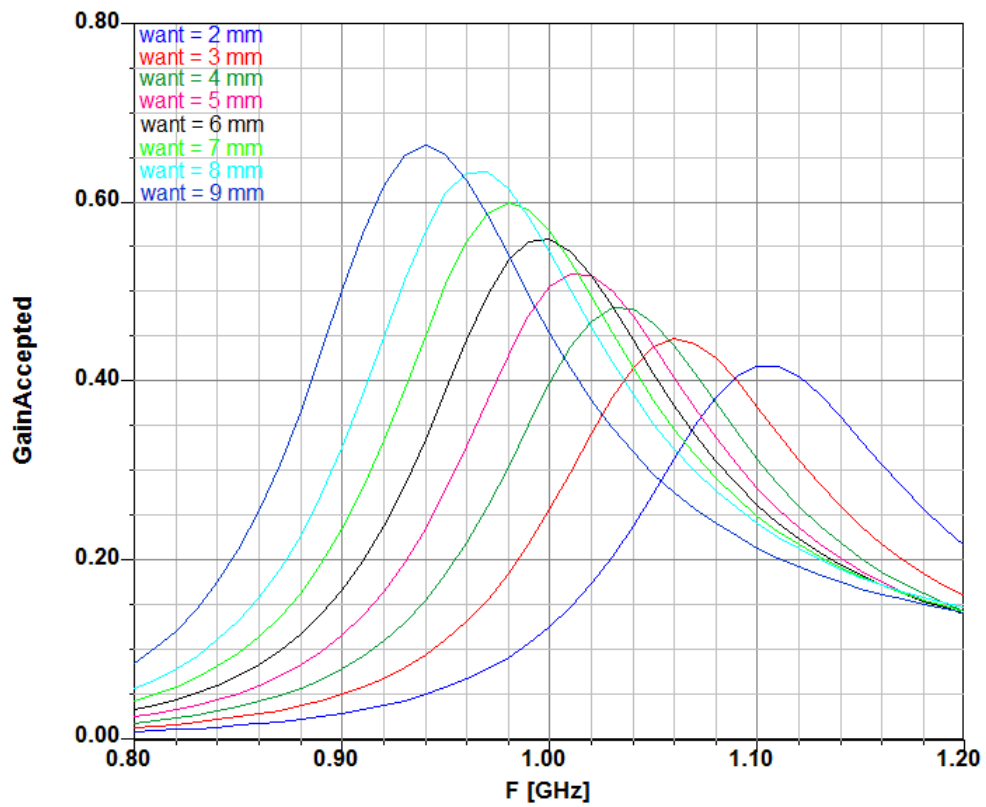


Figura 12 – Ganho da antena da figura 09 em função de $want$

A figura 13 mostra as curvas do ganho da antena da figura 09 para diferentes valores de $want$. O ganho é mais elevado quando os valores de $want$ são mais elevados. Nota-se um pico de ganho à ressonância série do dipolo. Este pico pode ser interpretado a partir da equação (4). A resistência de irradiação da estrutura é essencialmente devida ao dipolo. Sabe-se que a ressonância do dipolo se transforma em ressonância paralela vista pelo chip. Então, a resistência de irradiação, vista pelo chip, passa por um máximo na ressonância série do dipolo. Nesta frequência, tem-se, então, um máximo de eficiência: as resistências de perdas no *loop* e no dipolo tornam-se baixas quando comparadas à resistência de irradiação.

5.4. Read Range

Para todas as *tags*, um parâmetro fundamental é o *read range* (distância de leitura), que pode ser calculado pela fórmula de Friis, que dá a relação entre a potência recebida (P_r) e a potência transmitida (P_t) em função da seguinte equação:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 [1 - \Gamma_r^2] \quad (6)$$

em que R , G_t , G_r e Γ_r são, respectivamente, a distância entre as antenas, o ganho de transmissão, o ganho de recepção e o coeficiente de reflexão entre o chip e a antena. Supõe-se que a comunicação é feita no espaço livre, que as polarizações das duas antenas são idênticas e que a antena transmissora é adaptada. Para calcular o *read range*, supõe-se o pior caso: a potência máxima autorizada é emitida e obtém-se a potência mínima para excitar o chip (*threshold power* ou potência limiar – P_{th}). A potência máxima emitida deve respeitar a regulamentação de cada país. Por exemplo, na Europa, a potência isotrópica radiada equivalente (*PIRE*, ou *EIRP*, do inglês *Equivalent Isotropically Radiated Power*) deve ser igual a 3.8 W. Trata-se da potência depois da antena (já contabilizado os ganhos e as perdas de transmissão). A partir de (6), o *read range* RR teórico é dado por:

$$RR = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{EIRP \times G_r [1 - \Gamma_r^2]}{P_{th}}} \quad (7)$$

Esta fórmula indica a importância da adaptação do chip e do ganho da antena do *tag* para obter um bom *read range*. Ela explica também a importância da potência de excitação do chip. De fato, se essa potência é muito baixa, mesmo uma antena mal concebida em relação à impedância pode funcionar por causa da sensibilidade do chip. É válido notar que, como o *read range* depende do ganho e este depende do ângulo azimutal (ϕ) e do ângulo polar (θ), todas as curvas de *read range* mostradas neste trabalho consideram estes ângulos iguais a zero, exceto se indicado outros valores.

Nos primeiros estudos, o chip utilizado foi o Monza5 fabricado pela empresa Impinj, cujas características são: capacitância paralela de 2.32 pF, resistência paralela de

1100 Ω e potência de excitação de 15 dBm. O read range teórico em função da variação do parâmetro want é mostrado na figura 14.

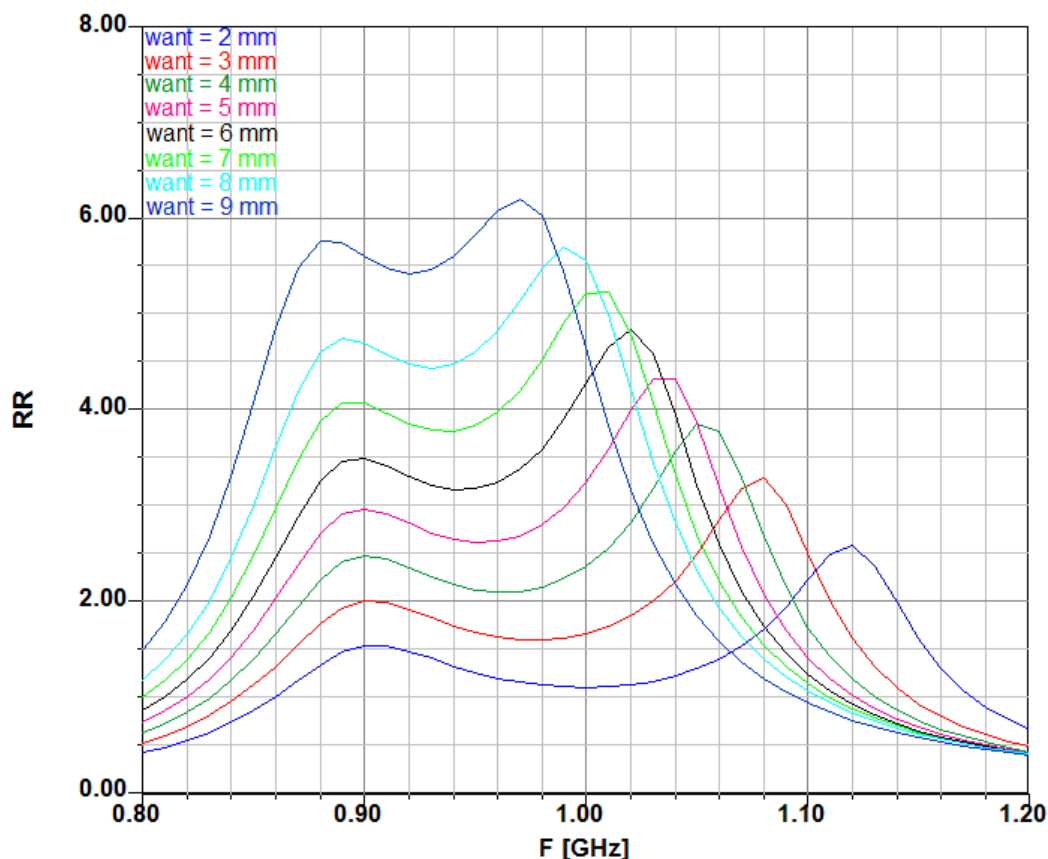


Figura 13 – *Read range* da antena da figura 09 em função de want

Notam-se duas ressonâncias correspondentes a dois picos de *read range*: uma primeira fixa, em torno de 880 MHz e 900 MHz, e uma segunda, que varia em função do valor de want. A primeira corresponde à ressonância do *loop* com uma adaptação ótima (termo $[1 - \Gamma^2]$ próximo de 1). A segunda corresponde à ressonância do dipolo, com um pico de *read range* relacionado a um ganho máximo da antena. Percebe-se que para valores grandes de want, o *read range* é maior. Isto acontece devido à aproximação das duas ressonâncias, de tal modo que se combina a boa adaptação da ressonância do *loop* com um bom ganho da ressonância do dipolo, elevando assim o *read range*.

6. Efeito do meio dielétrico

Todas as caracterizações precedentes foram feitas com o *tag* no ar. No entanto, no verdadeiro cenário de utilização, o *tag* pode ser posto em diferentes materiais, seja em lençol, seja em tapete, papel, etc. É necessário compreender e dominar o comportamento dos *tags* em um material dielétrico variável. Para fazê-lo, foram considerados três cenários diferentes:

- Variação da permissividade com espessuras constantes das camadas de dielétricos;

- Variação de espessura das camadas de dielétrico com a permissividade constante;
- Variação da espessura de apenas uma camada de dielétrico com a permissividade constante.

utilizando sempre o mesmo *tag* de geometria como o da figura 09, porém modificado de tal maneira que as ressonâncias fossem a 840 MHz e a 980 MHz. As simulações desta seção foram feitas no Ansoft Designer. É válido lembrar que a característica 2.5D deste simulador não permite ajustar as dimensões laterais de cada camada (comprimento e largura infinita), mas apenas a espessura. Nas simulações desta seção, a tangente de perdas é considerada nula.

6.1. Variação da permissividade com espessuras constantes das camadas de dielétricos

As primeiras simulações estudam o impacto da variação da constante dielétrica (ϵ) para uma quantidade constante de material em torno do *tag*. Duas camadas finas de 0.5 cm (dimensão fixa) são colocadas em cima e abaixo do *tag*, como na figura 15.

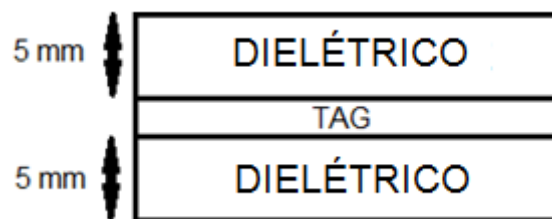


Figura 14 – Esquema do primeiro estudo paramétrico para o estudo do efeito do meio dielétrico

Sabe-se que o aumento da constante dielétrica reduz a velocidade da onda eletromagnética no meio e diminui o comprimento de onda em uma dada frequência. Como consequência, as frequências de ressonância da antena dipolo $\lambda/2$ ou da antena a meandros também baixam no meio dielétrico. A figura 16 confirma esta afirmação. Para valores de ϵ_r mais baixos, é possível distinguir as duas ressonâncias: a do *loop*, que baixa levemente, e a do dipolo, que baixa de maneira mais perceptiva. Para valores moderados ϵ_r , as duas ressonâncias se confundem de tal maneira que não é possível distingui-las. Porém, para ϵ_r altos, os dois picos são novamente distinguíveis. Tem-se que:

- A ressonância ligada ao dipolo diminui quando ϵ_r aumenta;
- A ressonância ligada ao *loop* diminui para valores baixos e moderados ϵ_r ou aumenta para valores altos de ϵ_r , mas sempre com uma tendência a voltar à frequência inicial, ou seja, a frequência de ressonância do *loop* no ar.

Em resumo, o aumento de ϵ_r sempre diminui a ressonância do dipolo e faz variar levemente a do *loop*, para cima ou para baixo, a depender da posição relativa da ressonância do dipolo.

Para o ganho, nota-se na figura 17 que se tem igualmente o pico de ganho à frequência de ressonância do dipolo e que o ganho diminui com o aumento de ϵ_r . Se a tangente de perdas ($\text{tg}\delta$) não fosse considerada nula, as perdas aumentariam com a constante dielétrica segundo o produto $[\epsilon_r \text{tg}\delta]$. Como $\text{tg}\delta$ é nula, é necessária outra explicação. Sabe-se que uma permissividade maior concentra as linhas de campo. A superfície equivalente da antena é então reduzida quando se aumenta ϵ_r , então reduz-se sua diretividade e seu ganho.

Utilizando as constatações feitas para o ganho e para as ressonâncias, podem-se explicar os picos de *read range* da figura 18 pela combinação de uma boa adaptação e um ganho elevado como previsto pela equação (7). Nota-se também que a ressonância do dipolo é ainda mais importante que a do *loop*.

Os outros dois casos de estudo apresentam resultados parecidos, cada um, porém, com sua particularidade. Para conhecer os resultados de cada caso, vide anexo A.2.

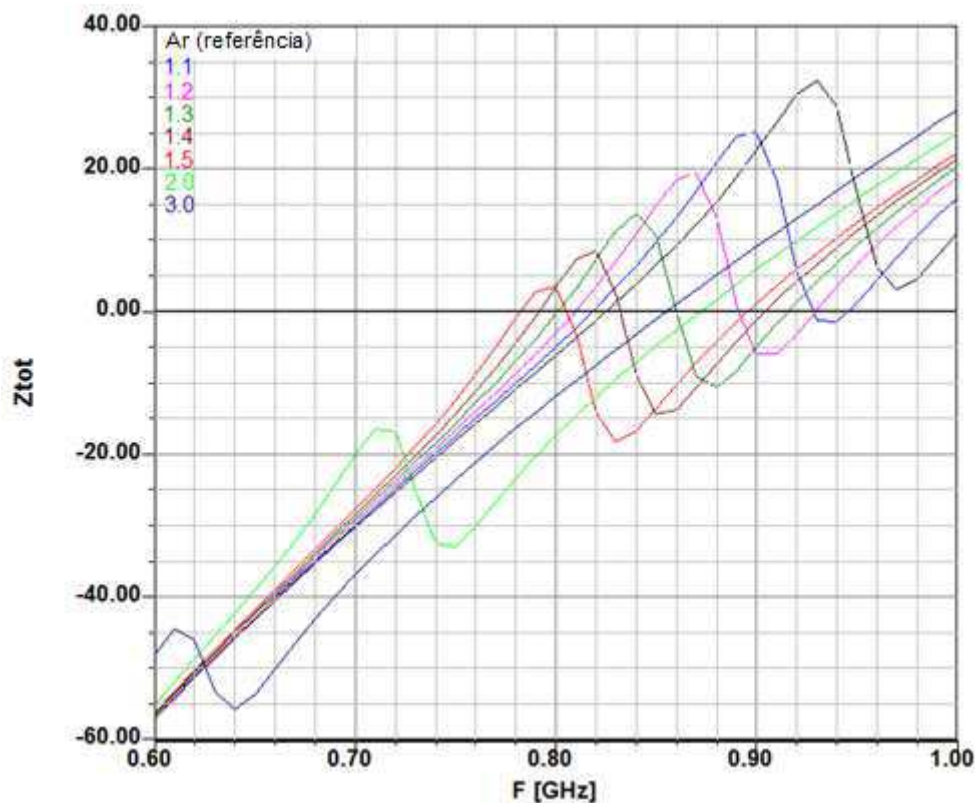


Figura 15 – Variação das ressonâncias em função da permissividade (parte imaginária do *loop* + efeito capacitivo do chip)

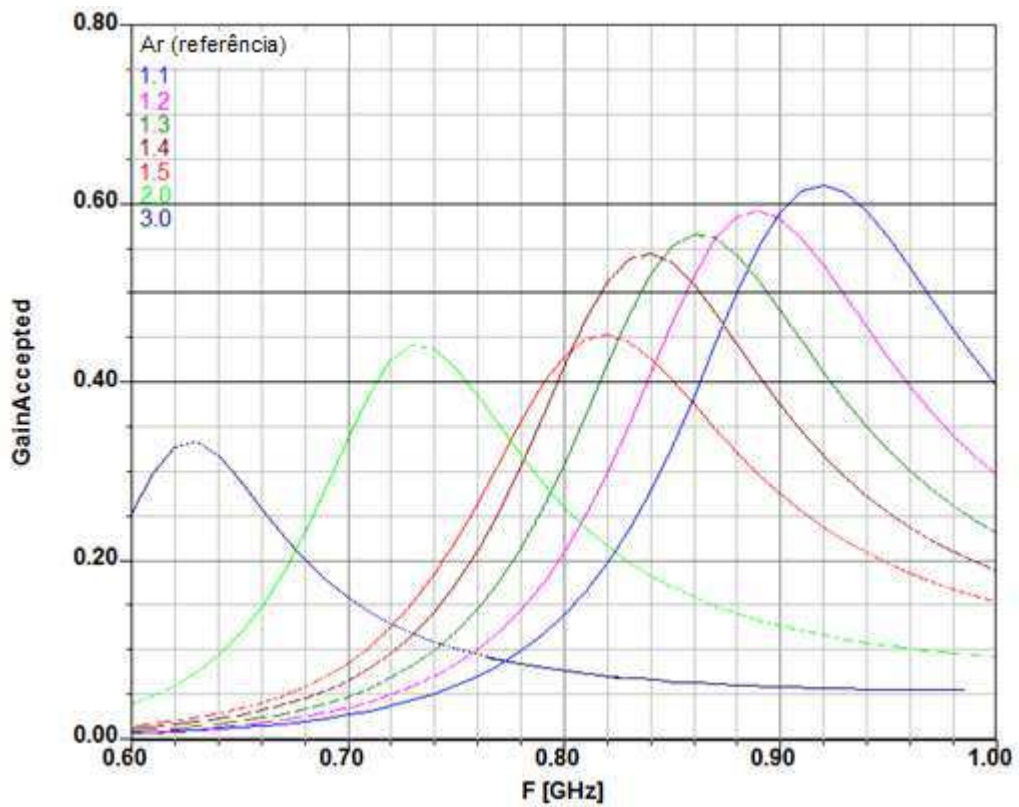


Figura 16 – Variação do ganho em função da permissividade

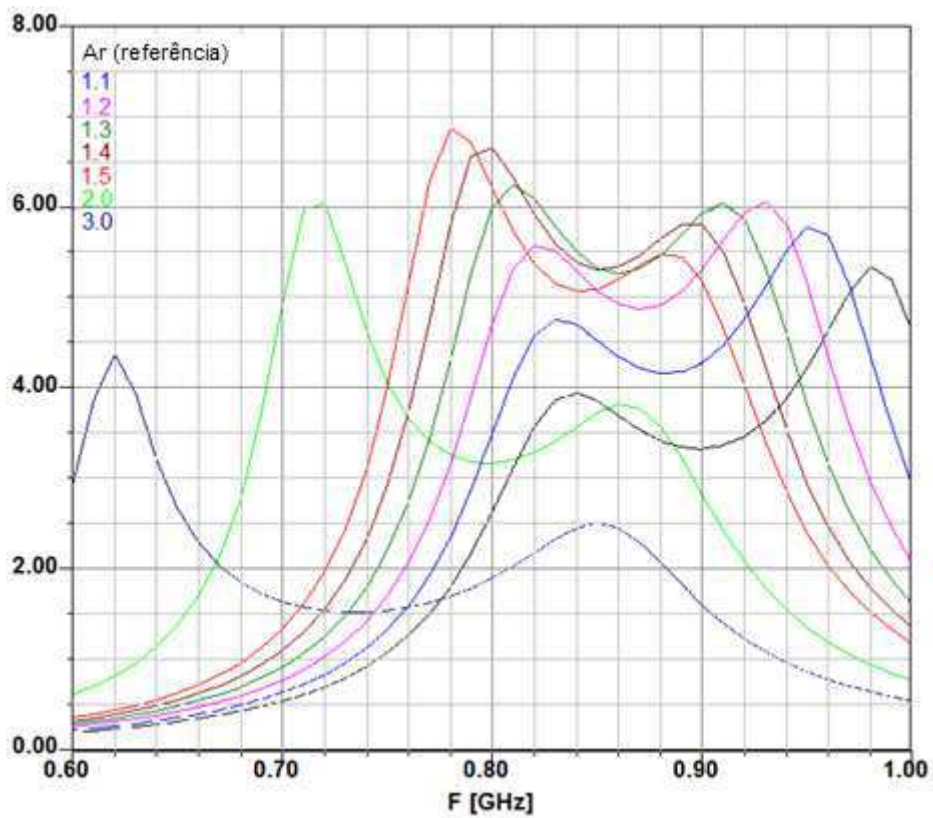


Figura 17 – Variação do *read range* em função da permissividade

7. Caso particular dos tapetes

O caso a ser estudado é o dos tapetes que são alugados pelas lavanderias a empresas. Esses tapetes são em seguidas devolvidos e lavados. A logística associada está cada vez mais ligada a RFID e necessita anexar *tags* aos tapetes, particularmente na sua parte emborrachada. Atualmente, TAGSYS adapta sua solução TEXCARE, proposta às lavanderias, para o caso particular dos tapetes. TEXCARE é um sistema RFID completo para a rastreabilidade das roupas, permitindo fazer o inventário dos produtos, desde sua entrada, quando os clientes deixam as roupas para limpeza, até sua entrega, quando os clientes recuperam as roupas. O sistema permite quantificar o fluxo de entrada e de saída da lavanderia, avaliar em tempo real o estoque e identificar fontes de desaparecimento. Obtém-se então um melhoramento do serviço, otimizando os ciclos de lavagem e de entrega do produto, estabelecendo assim, uma relação de confiança com o cliente. O principal desafio técnico para adaptar a solução para os tapetes é o material, muito diferente do tecido das roupas quanto à permissividade dielétrica e a espessura, e o modo de estocagem com empilhamento de tapetes, que pode levar a fortes níveis de absorção e forte acoplamento.

O *tag* destinado ao tapete é o MaTrak. Uma descrição mais detalhada deste *tag* pode ser encontrada no anexo A.3. Uma população de 10 *tags* foram caracterizados em diversas campanhas de medidas. Foi possível obter a curva de *read range* a partir de um leitor dedicado desenvolvido pelo grupo Voyantic. Mais informações sobre o sistema Voyantic podem ser encontradas no anexo A.4.

A figura 19 mostra a resposta dos dez *tags* no Voyantic. Na banda 700 MHz a 800 MHz, nenhum *tag* respondeu. Na banda de 800 MHz a 1200 MHz, percebem-se dois picos de ressonância: um a 925 MHz que correspondem ao Mutrak e varia de 3.5 m a 4.2 m, e um a 1.15 GHz, que corresponde ao dipolo e varia de 3.2 m a 4.1 m (observa-se que os *tags* #06, #09 e #10 apresentaram ressonância em 1.10 GHz, ou seja, uma variação de 50 MHz).

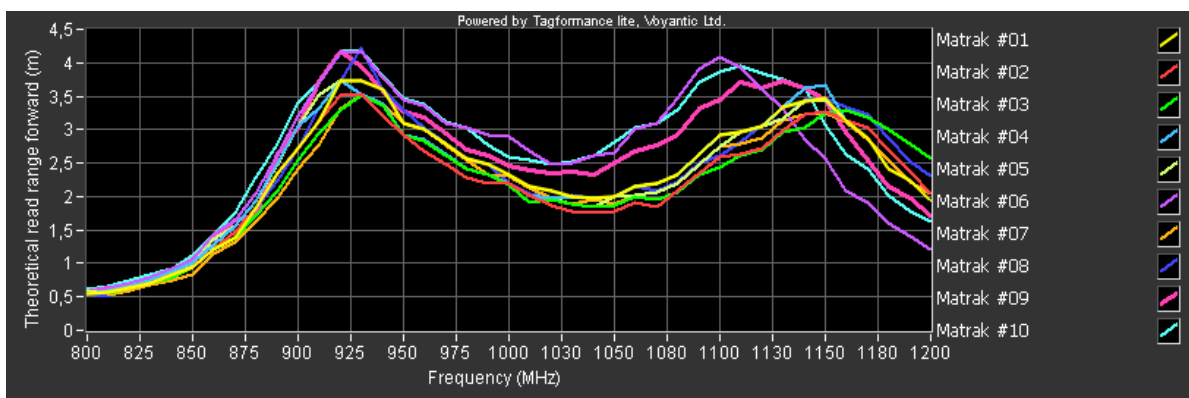


Figura 18 – Resposta das 10 amostras de MaTrak no ar lidas pelo Voyantic

Esta separação das duas ressonâncias foi escolhida supondo que as duas ressonâncias diminuiriam em frequência na presença do dielétrico. A partir do estudo feito na seção 06, apenas a ressonância do dipolo deve baixar de maneira mais acentuada e a outra ressonância deve variar ligeiramente em função da frequência de ressonância do dipolo. Foi medido o *read range* do MaTrak envolvido pelos tapetes, segundo o esquema da figura 15 (no entanto, a espessura dos tapetes não são necessariamente de 5 mm, como nas simulações da seção 06). A figura 20 mostra as curvas obtidas no Voyantic.

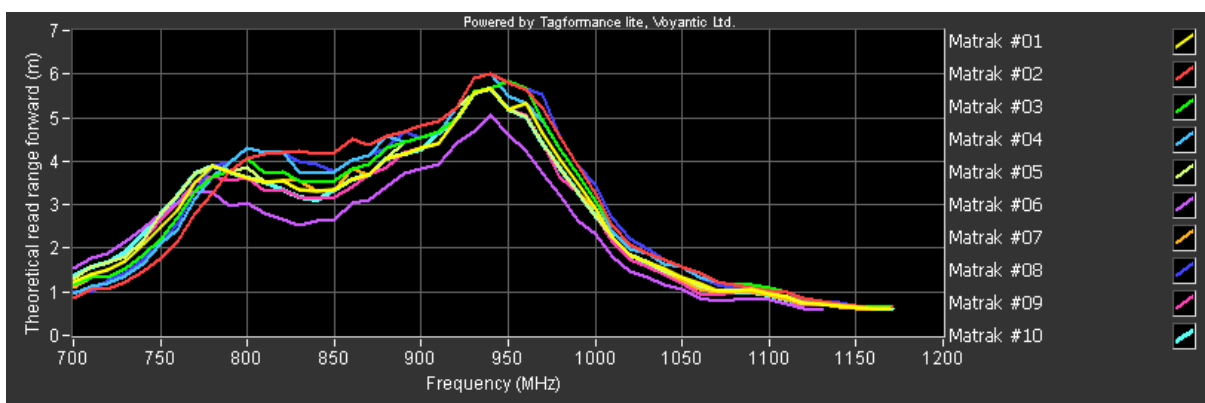


Figura 19 – Resposta das mesmas 10 amostras do MaTrak no tapete lidas pelo Voyantic

Percebem-se duas ressonâncias. A primeira entre 780 MHz e 800 MHz, com uma dispersão de 3.2 m a 4.2 m. Esta frequência mais baixa não é mais associada ao *loop* (Mutrak), mas sim ao dipolo, que baixou em frequência aproximadamente 360 MHz. A segunda ressonância é a 940 MHz, com uma dispersão de 5.0 m a 6.0 m e corresponde ao *loop*. A variação em frequência foi de apenas 15 MHz para cima, como previsto no estudo teórico (pequena variação para cima se a ressonância de dipolo é muito mais baixa que a do *loop*). Verifica-se que o *read range* máximo para a ressonância do *loop* é melhorado em aproximadamente 1.0 m, devido à proximidade das duas ressonâncias. Além disso, para a banda europeia, o *read range* varia de 3.0 m a 4.0 m, valores maiores que a do MaTrak no ar.

Para validar os estudos feitos na seção 06, o *read range* das 10 amostras de MaTrak foram medidos no Voyantic em tecido comum (mesmo que o *tag* tenha sido concebido para tapetes), para analisar como a resposta do *tag* se comporta. A figura 21 mostra a média das 10 amostras para cada dielétrico.

Analisando a resposta no tecido, vê-se que a ressonância do dipolo baixa para 1040 MHz, uma queda de apenas 100 MHz, que não é suficiente para se tornar mais baixa que a ressonância do *loop*, que então baixa levemente em frequência (-10 MHz). Como as duas ressonâncias se aproximam, o *read range* é, em geral, melhor. As resposta medidas estão, portanto, de acordo com as simulações da seção 06. A figura 21 permite verificar que o MaTrak apresenta sua melhor resposta a 868 MHz no tapete, material para o qual foi concebido.

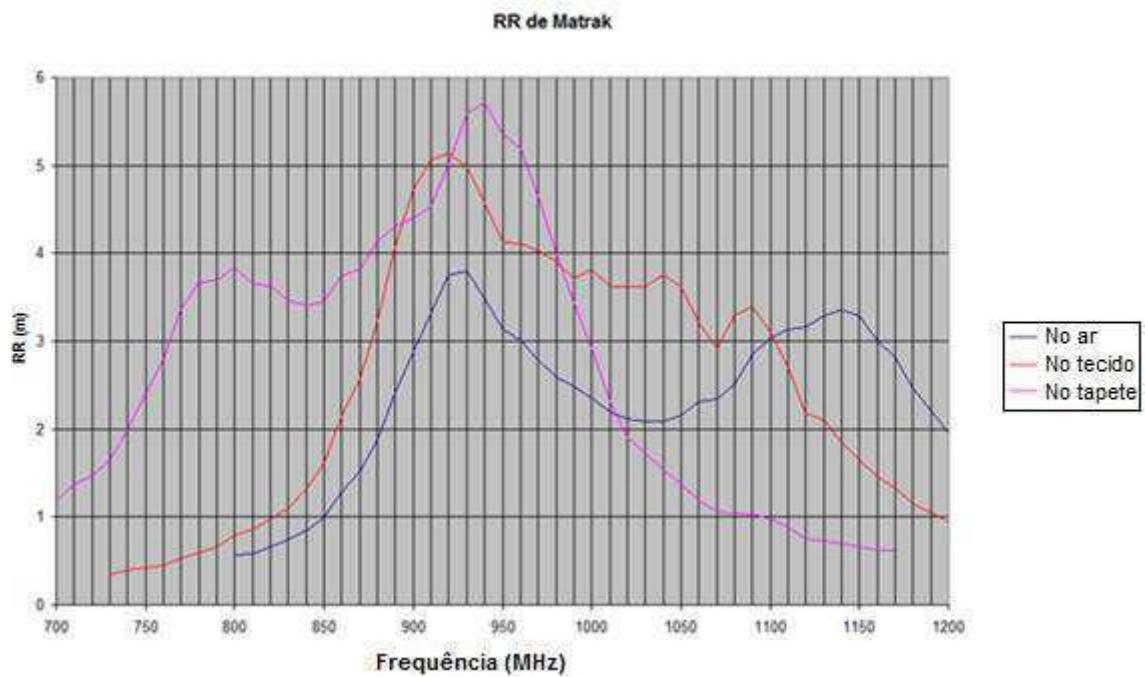


Figura 20 – A resposta média das 10 amostras de MaTrak em diferentes meios dielétricos

Uma observação importante é que, nas simulações, os picos de ressonâncias mais altos eram sempre do dipolo, o que não é verificado nas medidas.

Na etapa seguinte do projeto, TAGSYS disponibilizou a empresas clientes alguns *tags* para serem vulcanizados ao tapete. Vulcanizar consiste em juntar dois pedaços de borracha por pressão em alta temperatura. A idéia é proteger o *tag* do processo de limpeza e conservar uma aderência perfeita entre o *tag* e a parte emborrachada do tapete, como o mínimo de ar. Uma limitação importante é que o *tag* deve suportar o calor durante o processo de vulcanização. Uma das dificuldades do projeto é que cada empresa apresenta seu próprio procedimento de vulcanização. Isso pode levar a diferentes desempenhos, como pode ser visto na figura 22, que apresenta a respostas de MaTraks vulcanizados a diferentes temperatura, pressão e duração de tempo na empresa Initial (lavanderia industrial).

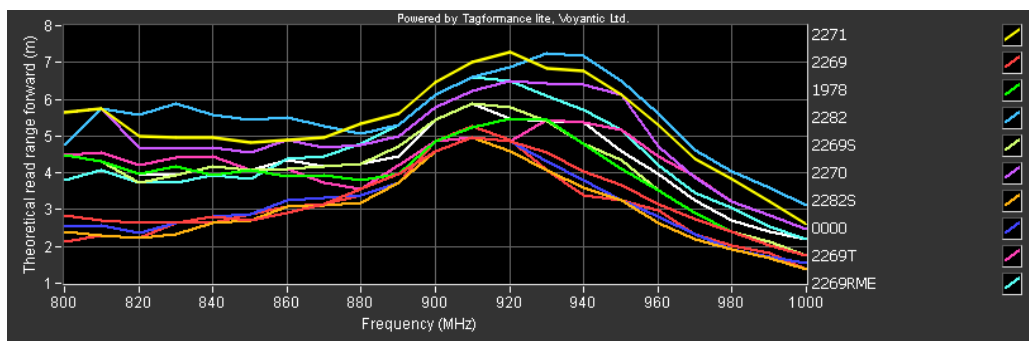


Figura 21 – Resposta de diferentes amostras vulcanizadas de maneiras diferentes (pressão, temperatura e duração do processo diferentes) na empresa Initial (lavanderia industrial)

Nota-se que a ressonância do Mutrak ainda se apresenta a 920 MHz, mas com uma dispersão muito grande. Por exemplo, a 870 MHz, o *read range* varia de 3.1 m a 5.4 m ($\Delta = 2.3$ m). Esta dispersão é enorme se comparada à dos *tags* no ar ou inseridos em um tapete sem vulcanização, caso no qual a dispersão é de apenas 1.0 m. Para as amostras fornecidas a Boco (outra lavanderia industrial), também se observa uma forte dispersão nas respostas das amostras. A figura 23 mostra as respostas médias dos MaTraks vulcanizados por Initial e Boco e, para fins de comparação, a média das respostas dos *tags* no ar e no tapete, sem vulcanização.

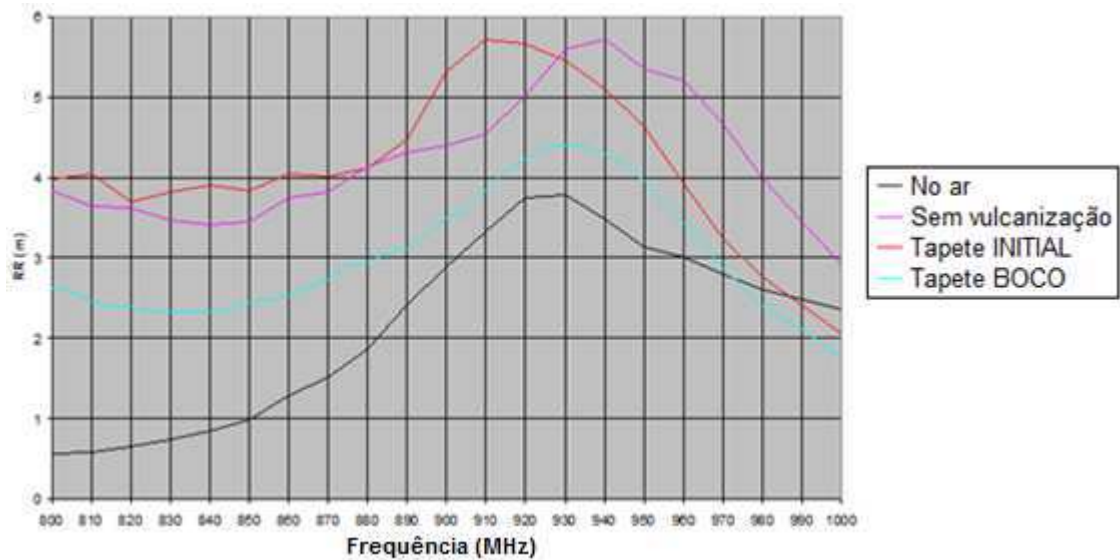


Figura 22 – Resposta do MaTrak no ar, no tapete sem vulcanização e no tapete com vulcanização por Initial e Boco

As variações ligadas às diferentes vulcanizações de cada empresa são muito grandes, com uma diferença de *read range* superior a 1.0 m em toda banda de 800 MHz a 920 MHz e igual a 1.3 m a 870 MHz. No entanto, a resposta dos *tags* vulcanizados por Initial não difere muito da do MaTrak no tapete sem vulcanização. Conclui-se que o procedimento de vulcanização adotada por Initial apresenta um impacto menor.

No entanto, as medidas em um cenário real de tapetes empilhados e com um *tag* apresentaram taxa de leitura inferior a 100%, mesmo para o nível máximo de potência autorizado. TAGSYS decidiu então de conceber um novo *tag* com melhor desempenho combinando duas abordagens diferentes:

- conceber um módulo Mutrak de ressonância mais baixa em frequência de modo a garantir um pico próximo a 865-868 MHz (outra equipe se responsabilizou por este projeto);
- conceber uma antena diferente, banda larga e desenhada especificamente para ser integrada ao tapete. Esta última abordagem será mais bem detalhada na seção seguinte.

8. Concepção de uma antena banda larga para tapetes

O objetivo é de conceber uma antena mais banda larga e de garantir uma menor sensibilidade da resposta do *tag* à vulcanização e ao acoplamento entre *tags*.

Se o centro da banda passante da antena for à frequência de utilização da RFID para um *tag* entre duas camadas de borracha, a variação em frequência devido aos diversos procedimentos de vulcanização trará um impacto menor se comparado a uma antena de banda estreita. O mesmo raciocínio se aplica à variação em frequência causada pelo acoplamento de antenas.

Um dos pontos-chave da concepção é de encontrar por retrossimulação uma boa estimativa da permissividade dielétrica e da tangente de perdas da borracha do tapete. Outro parâmetro importante, porém mal dominado, é o diâmetro do fio de inox do *tag*. O valor escolhido foi de 220 μm . Embora as medidas feitas indiquem um diâmetro menor, este valor é um compromisso entre o verdadeiro valor físico (um valor maior conduziria a variações de simulação muito grande em relação às perdas no fio) e o esforço numérico (um diâmetro menor, porém mais próximo da realidade, leva a um tempo de cálculo muito grande e uma capacidade de memória exorbitante, devido à malha mais fina intrínseco a seções circulares).

A estrutura da figura 24 modela o MaTrak simulado no HFSS.

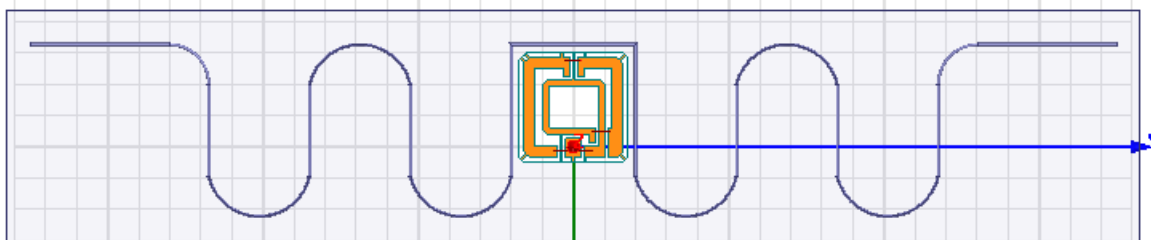


Figura 23 – Modelagem no HFSS do MaTrak

O *read range* simulado e medido no ar estão presentes na figura 25. À ressonância do dipolo, nota-se que o nível medido é muito inferior (como já observado em comparações anteriores de medidas e simulações). Estima-se que isto é resultado da incerteza da dimensão do fio. Sabe-se o que o diâmetro é inferior ao valor simulado, o que aumenta as perdas ôhmicas no dipolo, reduzindo então o ganho e, portanto, o *read range*. Nota-se, no entanto, uma boa concordância em frequência das ressonâncias (uma variação de 40 MHz é observada na ressonância do dipolo, mas a figura 19 mostra que três amostras também possuem ressonâncias com variações de 40 MHz em relação à média, o que nos permite validar a simulação).

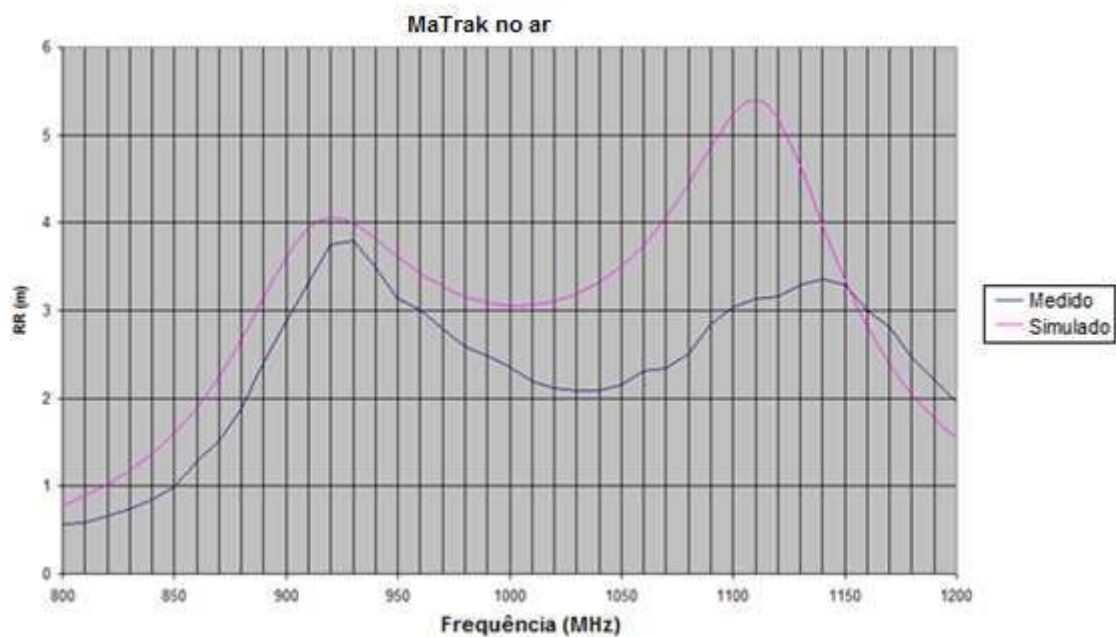


Figura 24 – *Read range* do MaTrak no ar, medido e retrossimulado

Em seguida, modela-se o *tag* coberto por uma camada de borracha do tapete (2 mm) e uma camada de borracha para vulcanização (1 mm), ambas de mesma permissividade dielétrica. Nota-se que as espessuras das borrachas também não são bem dominadas (dispersão de medidas elevadas entre as amostras). A retrossimulação que mais se aproximou às medições levou à escolha dos seguintes valores: $\epsilon_r = 8$ e $\tan\delta = 0.1$. A figura 26 compara a retrossimulação e a medição.

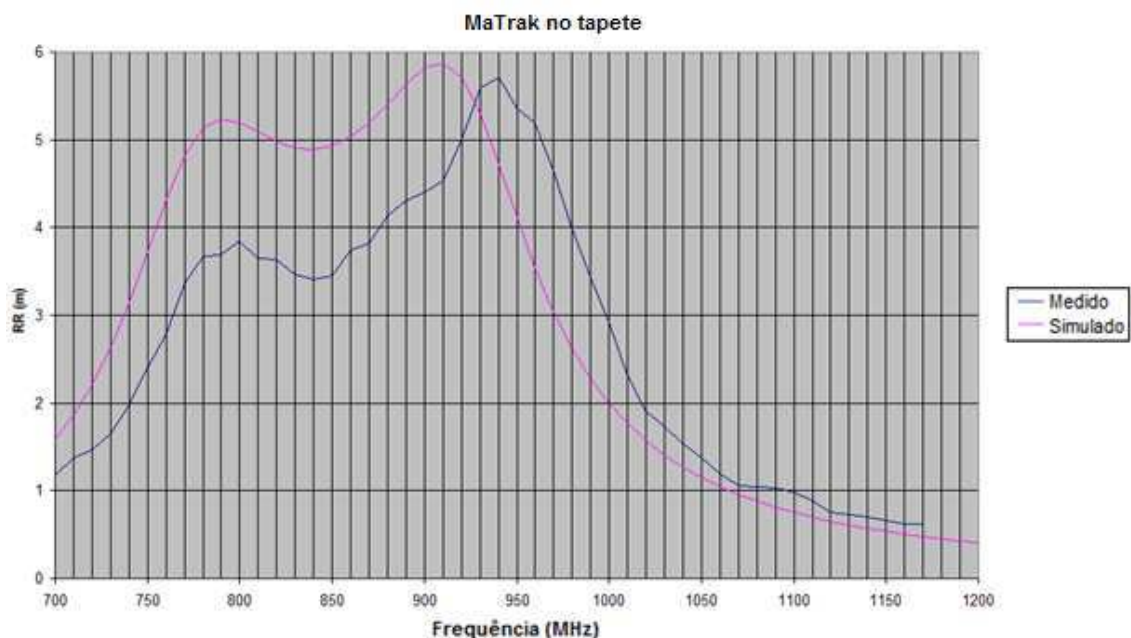


Figura 25 – *Read range* do MaTrak no tapete, medido e retrossimulado

Nota-se ainda uma grande diferença entre a amplitude das medições e da retrossimulação para uma frequência próxima da ressonância do dipolo em torno de 800 MHz. As amplitudes das curvas se aproximam em torno da ressonância do *loop*, embora haja uma diferença de 30 MHz.

Após avaliar as características da borracha por retrossimulação, foi concebida uma antena banda larga para este material, no entanto sem utilizar a tecnologia implementada no MaTrak, por duas razões:

- A técnica de tecelagem de TAGSYS não permite fazer ida e volta no fio, o que limita as possibilidades de design;
- a empresa investiu num procedimento de gravura de antenas em substratos como a poliamina e polietileno. Estes procedimentos são mais vantajosos porque permitem uma grande variedade de design e permitem trabalhar com materiais de melhores desempenhos, como alumínio e cobre, cuja condutividade é melhor que a do inox. Pode-se também apresentar uma linha mais larga, o que contribui para a irradiação.

Para encontrar um bom design, foi feito um estudo na literatura (vide bibliografia artigos [2] a [5]). Em [2] e [3], são propostas antenas banda larga baseadas no dipolo dobrado, mas não para aplicações RFID. Esta antena é bastante conhecida por sua largura de banda. A antena proposta por [3] foi rapidamente descartada por causa de suas dimensões muito elevadas. Apesar de suas dimensões também elevadas, a antena proposta por [2] pareceu poder ser adaptada ao problema. Destinada inicialmente à recepção do sinal de TV digital japonês (400 – 800 MHz) em celulares, uma variante da antena (III) do artigo [2] com *stubs* foi modelada, mas também foi eliminada devido às dimensões elevadas e falta de melhoramento no desempenho. [4] propõe uma abordagem interessante utilizando a analogia de uma antena com um circuito elétrico baseado em gabaritos conhecidos de filtros passa-banda. Percebe-se que nenhum destes artigos propõe uma solução baseada no acoplamento magnético do módulo com a antena, pois em todos se supõe que o chip é a ela soldado.

A problemática consiste em encontrar uma antena cujo módulo da impedância seja moderada em uma banda passante considerável (em torno de 300 MHz) para um bom acoplamento magnético. Nestas condições, a antena modifica efetivamente a impedância vista pelo chip (segundo a equação (1)), com uma parte real da ordem de algumas dezenas de ohm. Caso contrário (módulo da impedância muito elevado), a adaptação não é boa e a transferência de potência do chip não permite uma boa distância de leitura.

A solução encontrada é inspirada na “antena quase-log periódica” do artigo [5], que utiliza um chip soldado. A antena concebida foi chamada de “duplo dipolo” e utiliza dois pares de braços irradiantes, cada um com sua própria ressonância. Suas dimensões foram determinadas de tal modo que seu desempenho fosse o melhor

possível no tapete, com as características do material obtidas anteriormente com a retrossimulação do MaTrak.

A figura 27 mostra a parte imaginária da impedância do novo *tag* no tapete visto pelo chip, incluindo sua capacitância. O chip utilizado é o Monza 5, que pode ser modelado por um circuito RC paralelo, cuja capacitância é de 0.83 pF e a resistência de 1800 k Ω . O *loop* foi concebido para apresentar ressonância a 920 MHz. Nota-se uma variação bastante pequena da parte imaginária em torno de $-j40 \Omega$ no intervalo de frequência de 820 MHz a 860 MHz. Estudos paramétricos tentaram levar esta pequena variação em torno da impedância nula, porém, quando isso acontece, a parte real torna-se extremamente alta, o que reduz a vantagem de apresentar uma adaptação perfeita da parte imaginária.

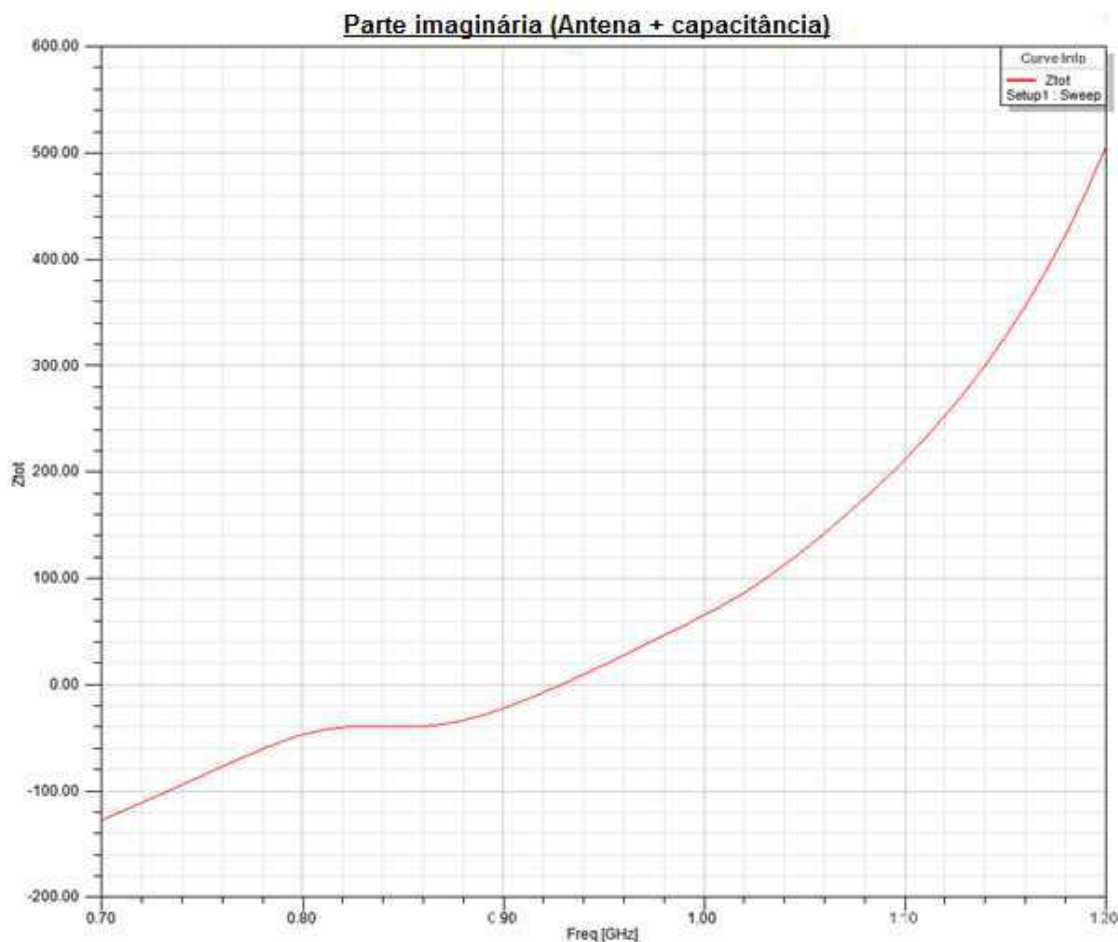


Figura 26 – Parte imaginária da impedância do *tag* duplo dipolo no tapete

A parte real da impedância está traçada na figura 28 (curva vermelha) assim como a resistência séria do chip (curva azul, varia em função da frequência porque a resistência dada pelo fabricante é a paralela). A adaptação da parte real se faz em torno de 790 MHz, enquanto na banda de 800 MHz a 1 GHz, a parte real do *tag* é de 8 Ω a 35 Ω mais elevada que a do chip. Nota-se, no entanto, que todas as simulações apontam

que a anulação da parte imaginária é muito mais preponderante para otimização da adaptação.

A partir da impedância, pode-se calcular o parâmetro S_{11} normalizado em relação à impedância do chip. A figura 29 mostra o S_{11} no tapete para o duplo dipolo (curva vermelha) e do MaTrak (curva azul). Percebe-se que o duplo dipolo é mais banda larga. Este novo design permite controlar melhor a impedância da estrutura irradiante de tal maneira que o acoplamento eletromagnético com o Mutrak é mais forte.

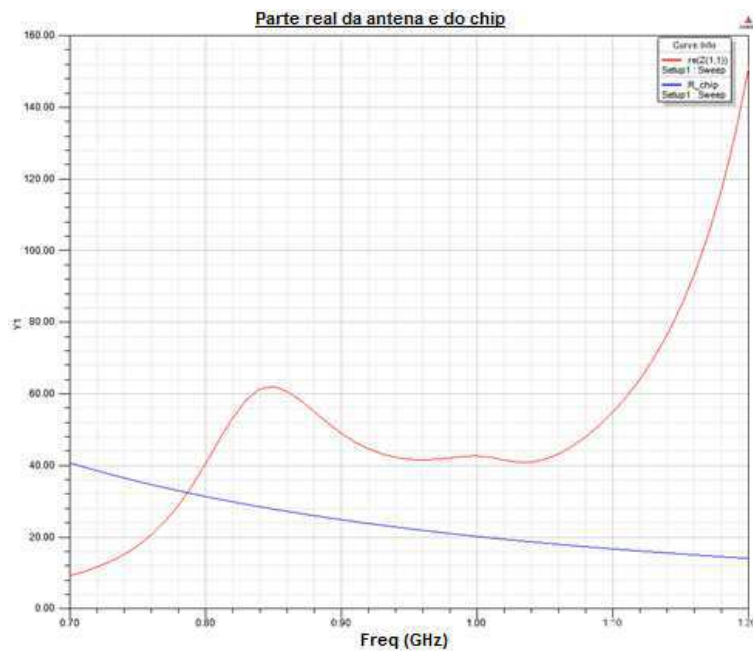


Figura 27 – Parte real da impedância do chip (curva azul) e do duplo dipolo (curva vermelha) no tapete

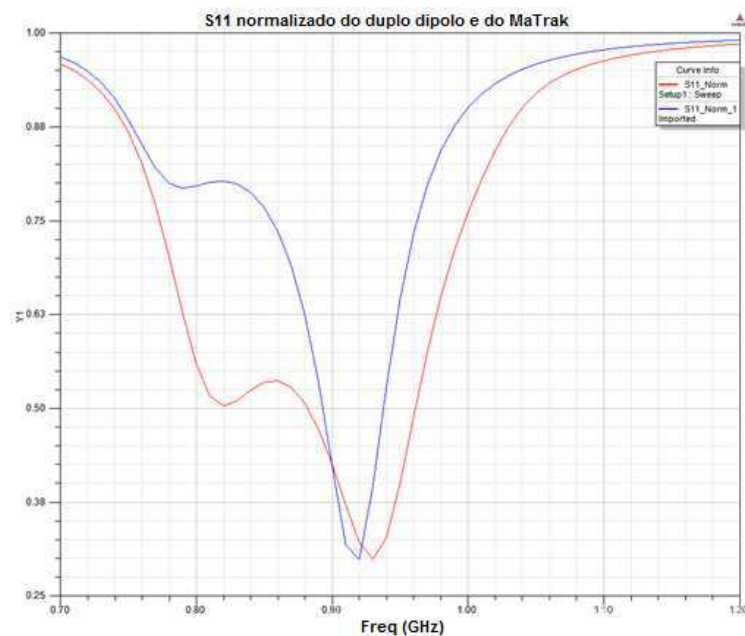


Figura 28 – Parâmetro S_{11} normalizado do duplo dipolo (curva vermelha) e do MaTrak (curva azul) no tapete

A diferença mais notável entre o duplo dipolo e o MaTrak é a eficiência (curvas comparativas na figura 30). O pico de eficiência do MaTrak é inferior à menor eficiência do duplo dipolo na banda de 700 MHz a 1.2 GHz. Esta qualidade de irradiação do duplo dipolo é devida a três razões:

- O material do duplo dipolo (alumínio) é melhor condutor que o inox;
- A seções da fita de alumínio são maiores que a do fio de inox, diminuindo, assim, as perdas por efeito Joule;
- A ausência de meandros no design no duplo dipolo (vide seção 5.2).

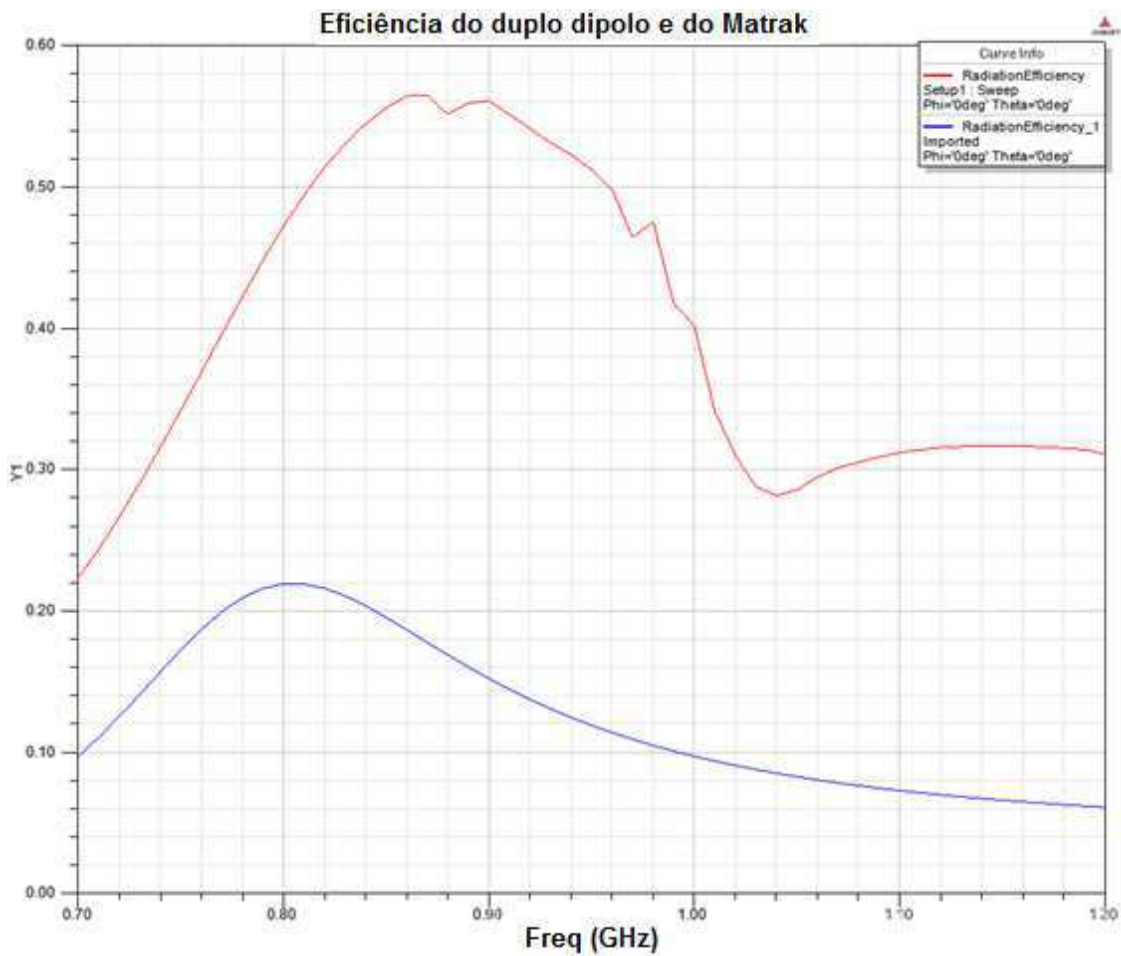


Figura 29 – Eficiência da antena do tag duplo dipolo (curva vermelha) e do MaTrak (curva azul) no tapete

Após ter apresentado as principais características do tag, é analisado o *read range*, apresentado na figura 31. Se RR = 6.0 m for definido como o limiar da banda passante, então esta é de 240 MHz para o duplo dipolo. Nota-se que o duplo dipolo apresenta um máximo simulado de quase 11.0 m, contra os 5.5 m simulados para o MaTrak, isto é, o novo tag apresenta o dobro de RR. No entanto, as medidas do MaTrak indicam que se devem esperar valores experimentais mais baixos.

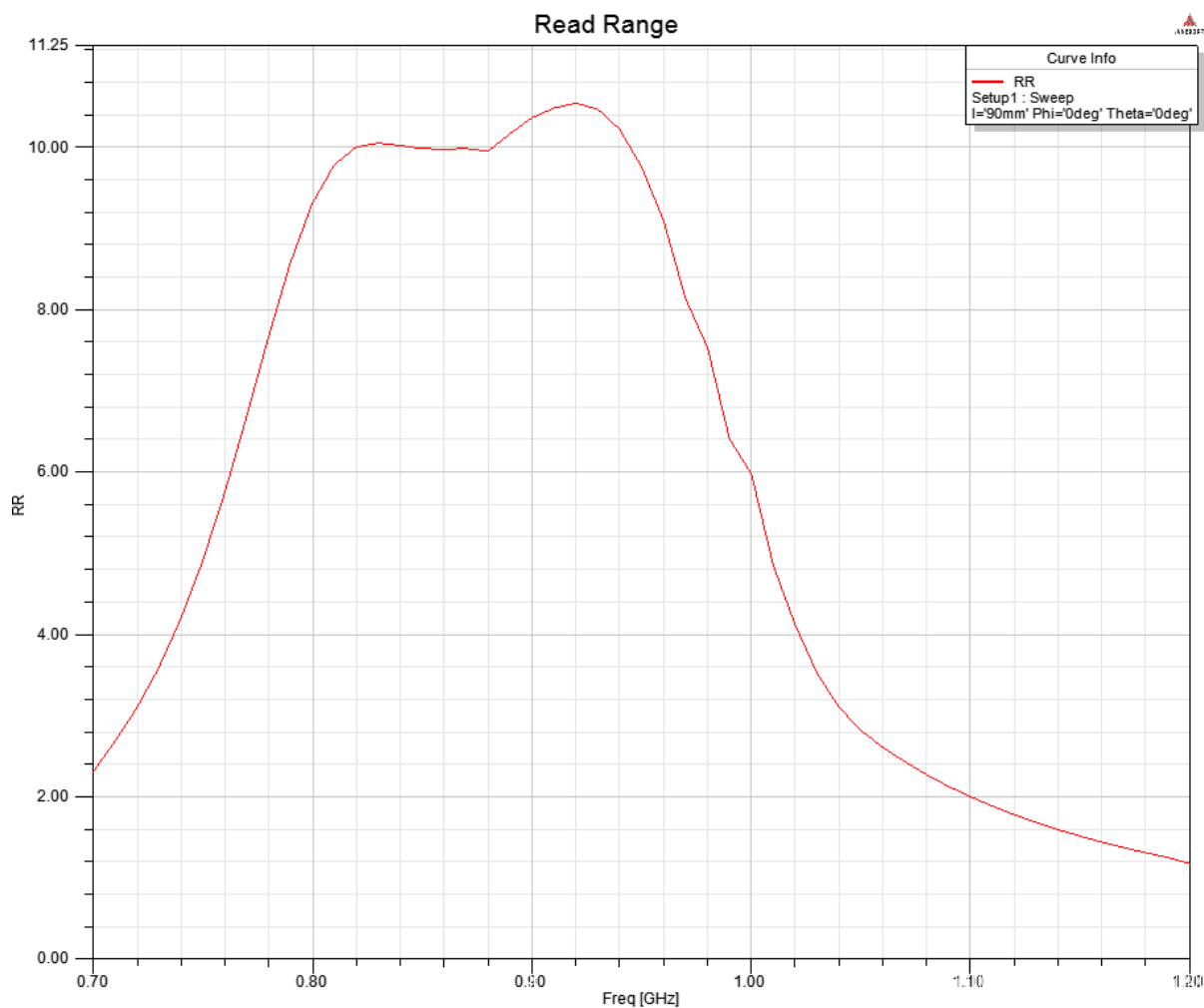


Figura 30 - *Read range* simulado do duplo dipolo no tapete

Protótipos do duplo dipolo foram fabricados e vulcanizados por TAGSYS e a média dos resultados de *read range* obtidos no Voyantic é dada pela figura 32 (curva vermelha), com a curva da figura 31 para comparação (curva azul). Nota-se que o pico da medição é ligeiramente superior a 8.0 m e que o *read range* medido é aproximadamente 2.0 m menor que o valor simulado na banda de 800 MHz a 900 MHz. Apesar desta diferença entre medições e simulação, a resposta do protótipo ainda é muito boa. A banda passante medida é de 225 MHz, uma pequena diferença em relação à simulação, com banda passante ligeiramente deslocada para as frequências mais baixas.

Para explicar a diferença entre as duas curvas, supôs-se primeiramente que a potência de excitação do chip foi sub-estimado. Aumentar este valor significa aplicar um fator multiplicativo menor que um à curva do *read range*. Nota-se que, de fato, se a amplitude for reduzida de 20%, as curvas experimentais e simuladas tornam-se bem próximas, com um descolamento de 20 MHz a 30 MHz. Porém, isto significaria que a potência de excitação do chip é 56% maior, o que parece uma explicação pouco plausível.

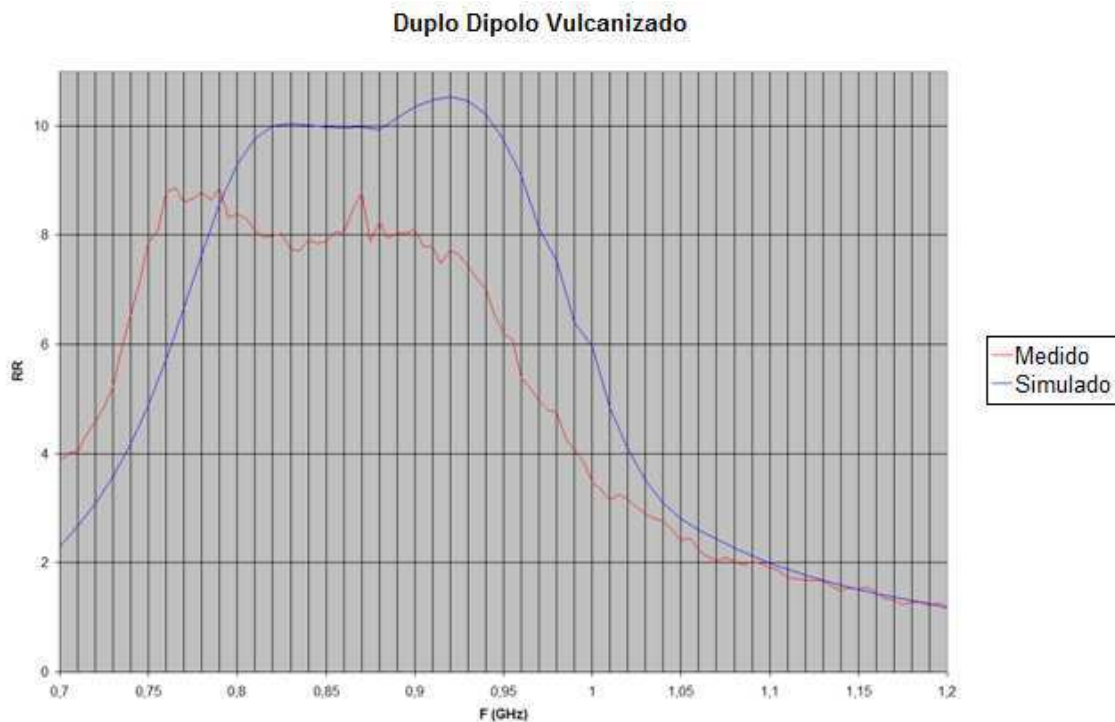


Figura 31 – *Read range* do duplo dipolo no tapete, medido (curva vermelha) e simulado (curva azul)

Uma segunda explicação possível é que o valor da permissividade utilizada, resultante das retro-simulações com o MaTrak (antena a meandros), seja inexata. Medições foram feitas no laboratório ESYCOM, na universidade Paris-Est, em Marne-la-Vallée, em amostra de tapete, confirmaram esta hipótese, com uma permissividade elétrica relativa medida de 12. As medidas de tangente de perdas foram menos conclusivas, uma vez que houve falta de repetibilidade de resultados. Retomando a modelagem do *tag* e simulando com o valor de permissividade elétrica relativa do ESYCOM ($\epsilon_r = 12$), com a mesma tangente de perdas estimada pela retro-simulação ($\tan \delta = 0.1$), obtém-se uma curva muito próxima daquela medida, como indica a figura 33.

A semelhança em amplitude e frequência entre as curvas simulada e medida do duplo dipolo é excelente, uma vez os parâmetros da borracha ajustados ($\epsilon_r = 12$). É preciso lembrar que, para o MaTrak, o valor obtido foi $\epsilon_r = 8$ por retro-simulação, porém não havia uma semelhança perfeita entre as curvas medidas e retro-simuladas. Esta diferença provém de parâmetros que não são bem levados em conta, como a seção circular do fio, que leva a mais incertezas de simulação que uma pista retangular e mais larga.

Uma produção de maior escala deste *tag* permitiu uma campanha de medições em tapetes com o *tag* em uma cabine de leitura. Por falta de fornecedor de matéria-prima para vulcanização da borracha, apenas cerca de trinta *tags* puderam ser produzidos. Os resultados das medições destes *tags* foram encorajadores: mesmo com os *tags* empilhados um sobre o outro (configuração mais difícil de leitura, devido ao forte acoplamento entre os *tags*) e localizados em um dos cantos da cabine (pior posição para

leitura, reduzindo o efeito de diversidade de antenas), foi obtido taxa de 100% de leitura a 27 dBm. Este resultado é muito melhor que o dos MaTraks nos tapetes de Initial: havia cerca de vinte amostras e, no mesmo teste, um *tag* não era lido, mesmo à potência máxima. Uma centena de *tags* duplo dipolo já foram produzidos. Estes *tags* serão testados uma vez vulcanizados e empilhados na cabine para confirmar a usabilidade deste *tag* banda larga.

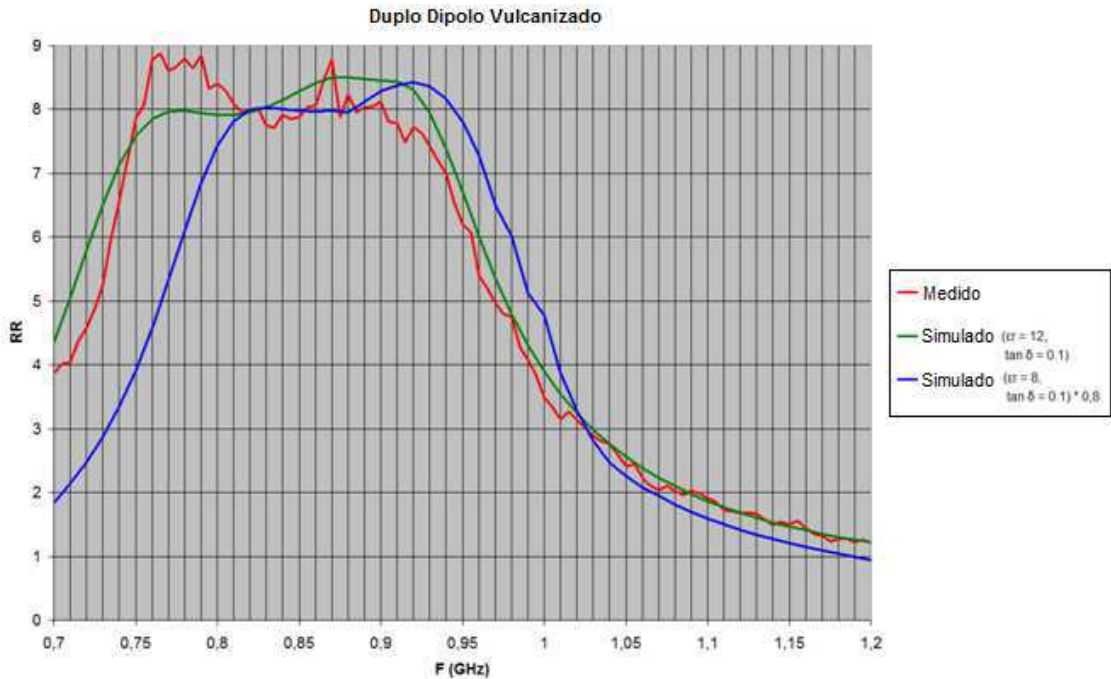


Figura 32 – Read range do duplo dipolo no tapete, medido e com valores simulados com duas estimativas de permissividade diferentes

9. Estudo do acoplamento

Esta seção apresenta um estudo sobre o acoplamento de dois *tags* empilhados, no qual um não possui chip (para simplificar o estudo). A distância d entre estes *tags* varia de 5 mm a 30 mm, com um passo de 5 mm (vide figura 34).

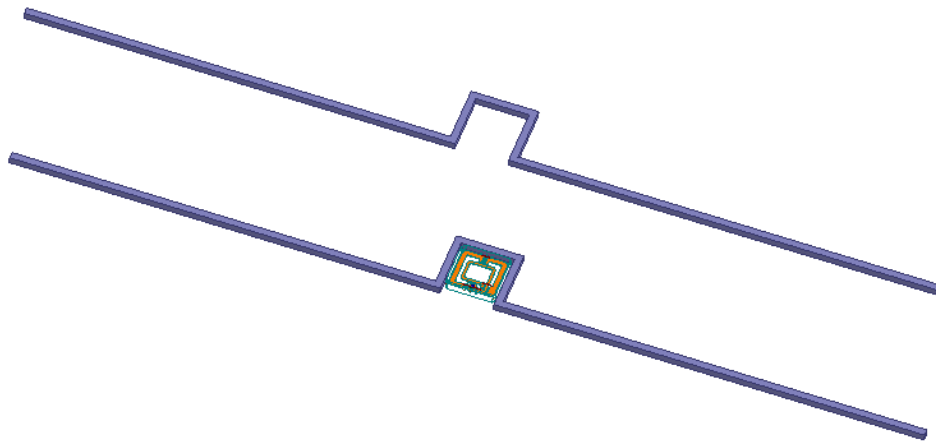


Figura 33 – Esquema do estudo de acoplamento (*tags* cuja antena é um dipolo simples)

Dois casos são simulados. No primeiro, a antena do *tag* é um dipolo simples cuja ressonância foi fixada em 900 MHz, de tal maneira que ambas as ressonâncias (do *loop* e a série do dipolo) fossem muito próximas. No segundo caso, a antena do *tag* é o duplo dipolo.

As figuras 35, 36, 37 e 38 mostram, respectivamente, a parte real e a parte imaginária da impedância, o parâmetro S_{11} normalizado e a eficiência do duplo dipolo, em função da distância d . Nestas figuras, mostra-se também a curva de resposta do dipolo isolado, para que se possa compreender o impacto do acoplamento.

A figura 36 mostra que a ressonância série do dipolo, que se comporta como paralela por causa do acoplamento com o *loop*, não é tão expressiva quando o dipolo está isolado. Porém, ela se torna muito evidente quando há o acoplamento, com um pico de parte real observado na figura 35. Na figura 37, vê-se que o *tag* não possui mais apenas uma ressonância, mas sim duas ressonâncias série com 2 mínimos de S_{11} . Esta duplicação de ressonância, com um segundo pico mais estreito, é típica de estruturas ressonantes acopladas. Finalmente, a figura 38 mostra que a eficiência, que é de 50% para um *tag* isolado a 860 MHz, cai para 20% para $d = 5$ mm e 40% para $d = 25$ mm.

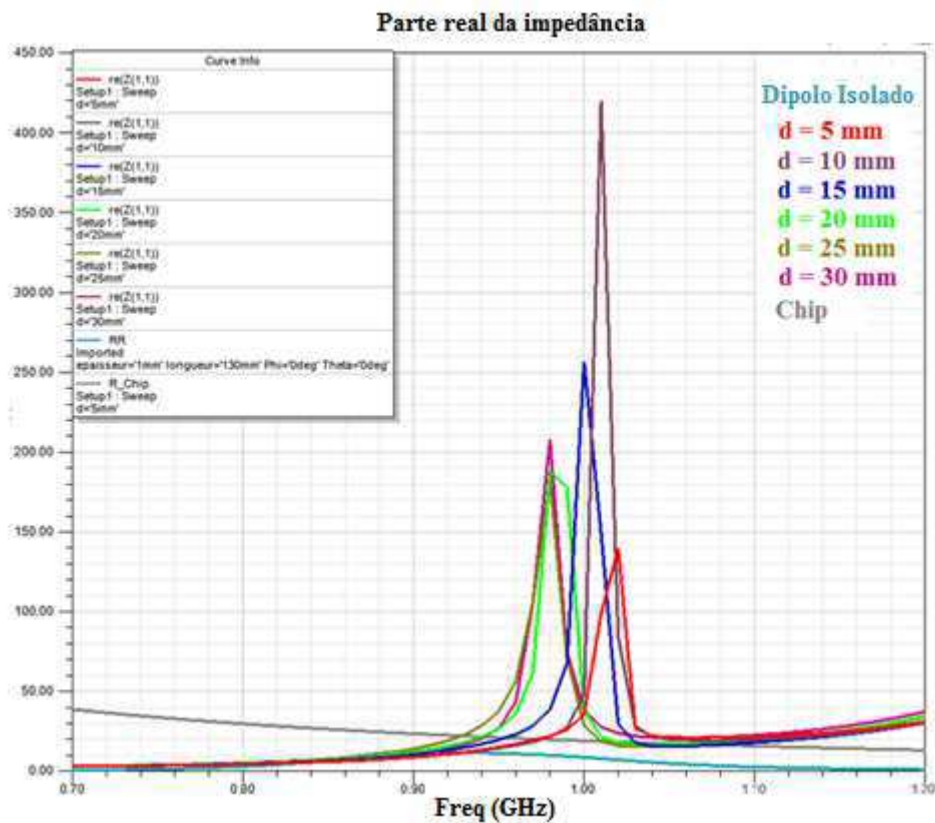


Figura 34 – Parte real da impedância do dipolo simples acoplado para diferentes valores de d e para o dipolo isolado

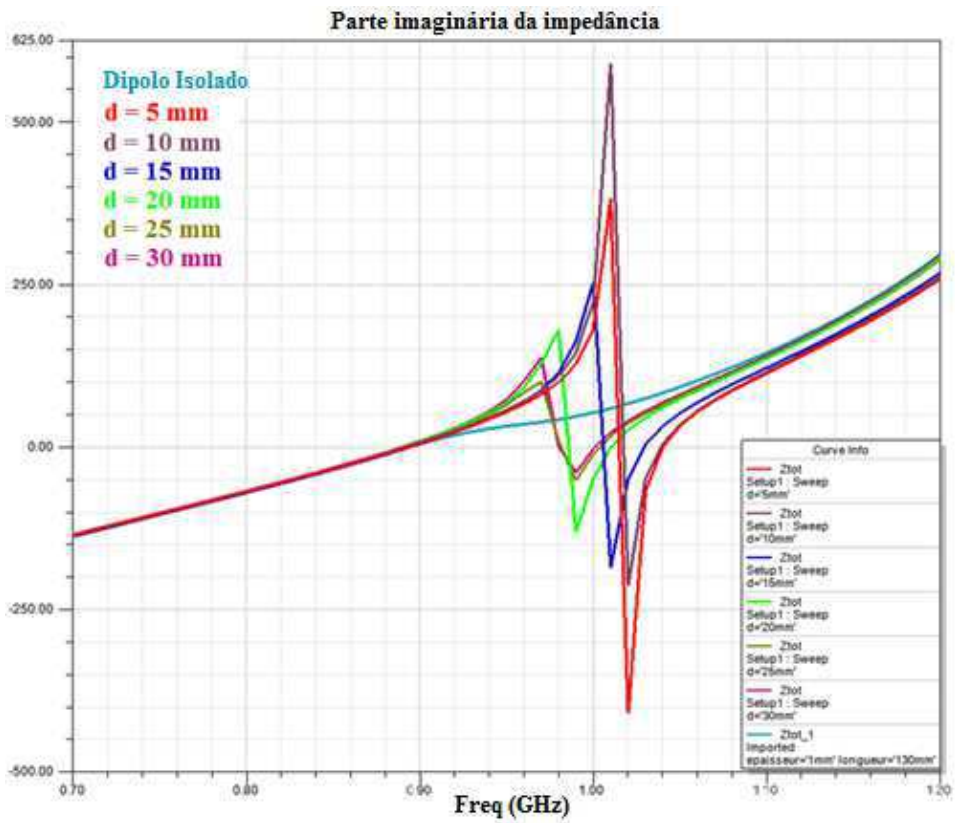


Figura 35 – Parte imaginária da impedância do dipolo simples acoplados para diferentes valores de d e para o dipolo isolado

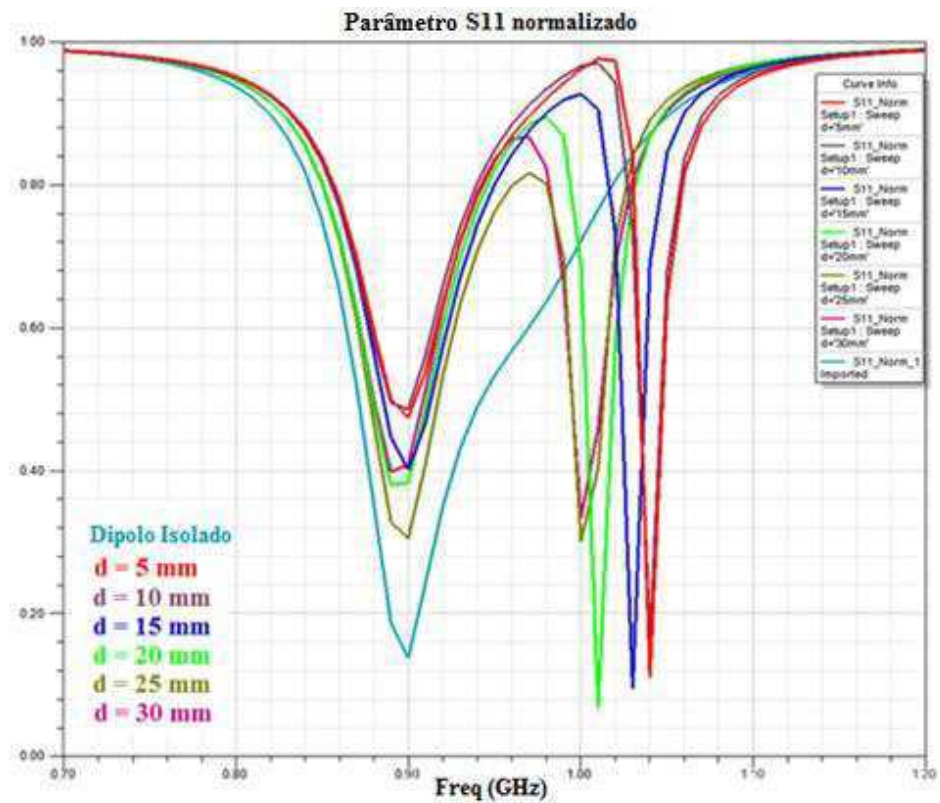


Figura 36 – Parâmetro S_{11} normalizado do dipolo simples acoplado para diferentes valores de d e para o dipolo isolado

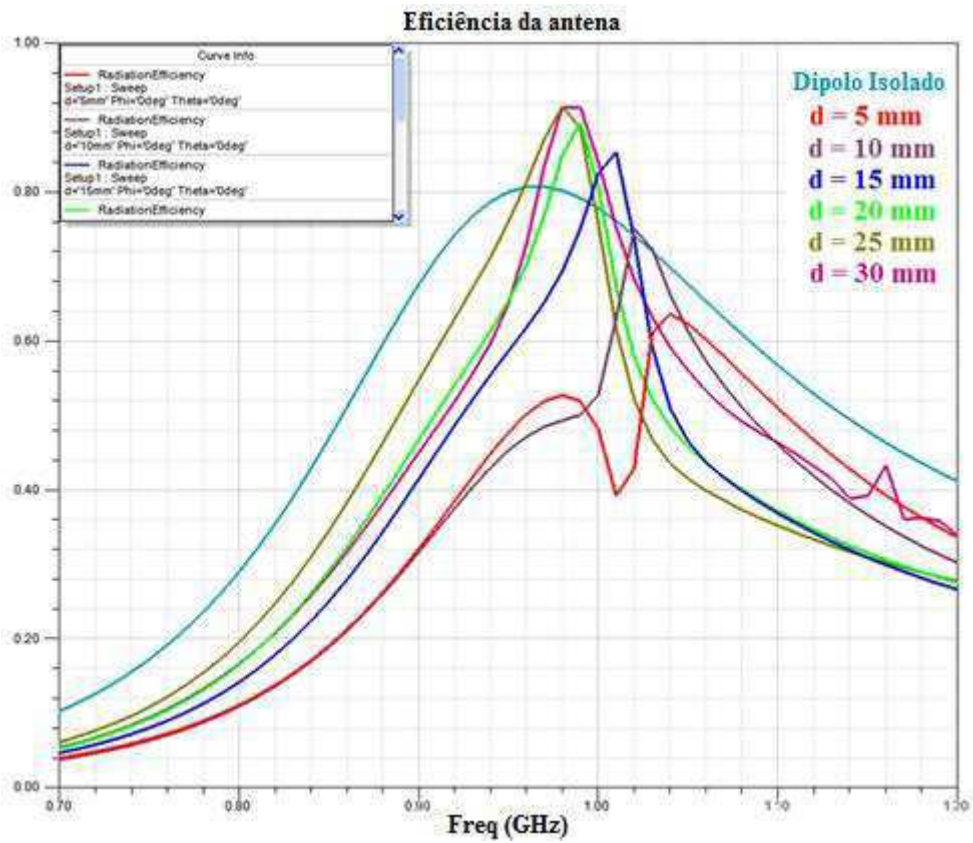


Figura 37 – Eficiência do dipolo simples acoplado para diferentes valores de d e para o dipolo isolado

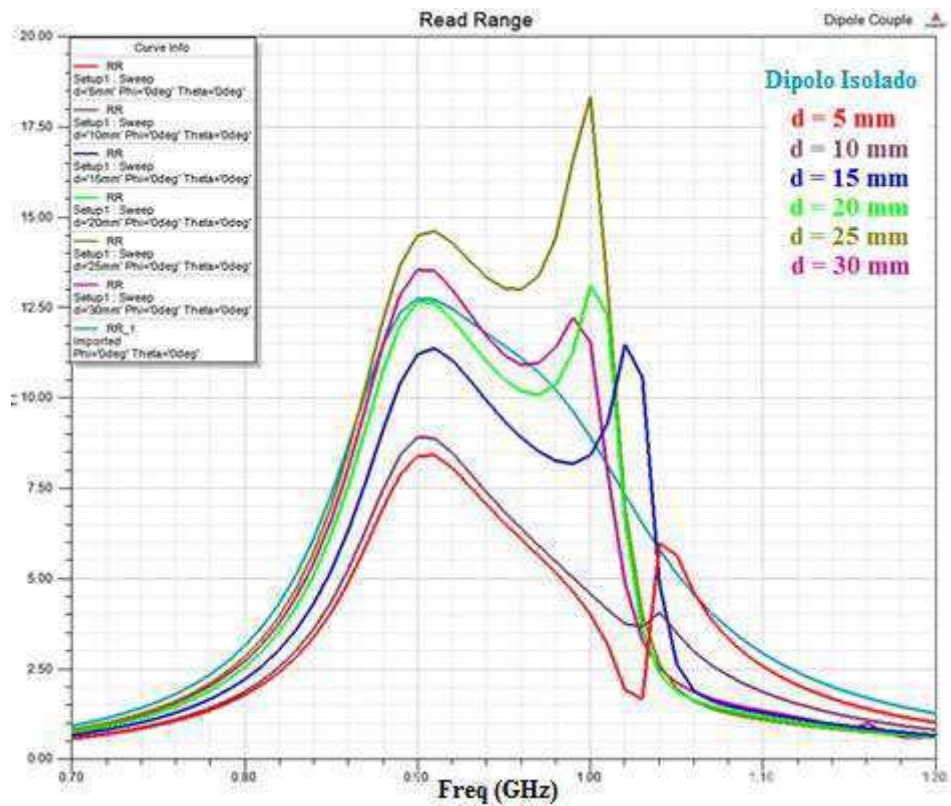


Figura 38 – Read range do dipolo simples acoplado para diferentes valores de d e para o dipolo isolado

Com base nas figuras anteriores, espera-se que o *read range* apresente dois picos claros (devidos às ressonâncias de S_{11}). No entanto, à frequência de 900 MHz, o *read range* do dipolo isolado deve ser maior que acoplado, porque a adaptação e a eficiência nesta frequência são mais elevadas. A figura 39 confirma o pico duplo, no entanto, o *read range* do dipolo isolado não é o maior a 900 MHz. Como a eficiência a esta frequência é maior, é razoável supor que o ganho seja menor. Foi analisado, então, o diagrama de irradiação do *tag* em função de d (figura 40).

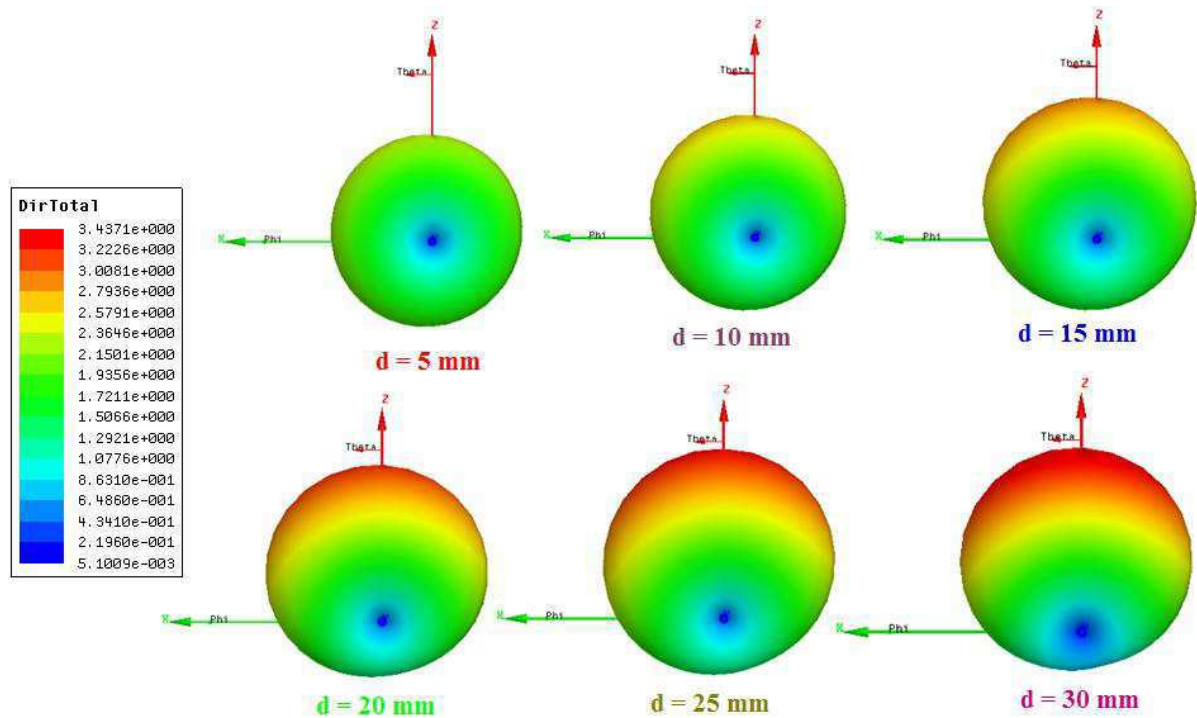


Figura 39 – Diagramas de irradiação do *tag* acoplado a 900 MHz

Esta análise mostra que a antena parasita, orientada na direção oy tal como o *tag* excitado, funciona como um diretor, modificando o diagrama de irradiação, tornando-o mais diretivo. Este fenômeno não é desejável para a aplicação RFID, pois a leitura é desfavorada se feita a partir de um ângulo θ dado. Para verificar o efeito da variação do ângulo θ no plano xoz ($\varphi = 0^\circ$), a figura 41 mostra os diferentes *read range* visto pelo leitor com $d = 25$ mm em função do seu posicionamento em relação ao *tag*. Verifica-se que, na banda europeia, a diferença de *read range* pode atingir 3.0 m. Esta diferença é ainda mais notável na banda americana: aproximadamente 8.0 m.

As mesmas curvas são analisadas, porém desta vez utilizando o *tag* duplo dipolo. As figuras 42, 43, 44 e 45 mostram, respectivamente, a parte real e a parte imaginária da impedância, o parâmetro S_{11} normalizado e a eficiência do duplo dipolo em função da distância d . Da mesma maneira, a curva de resposta do duplo dipolo isolado é dada, para compreender o impacto do acoplamento.

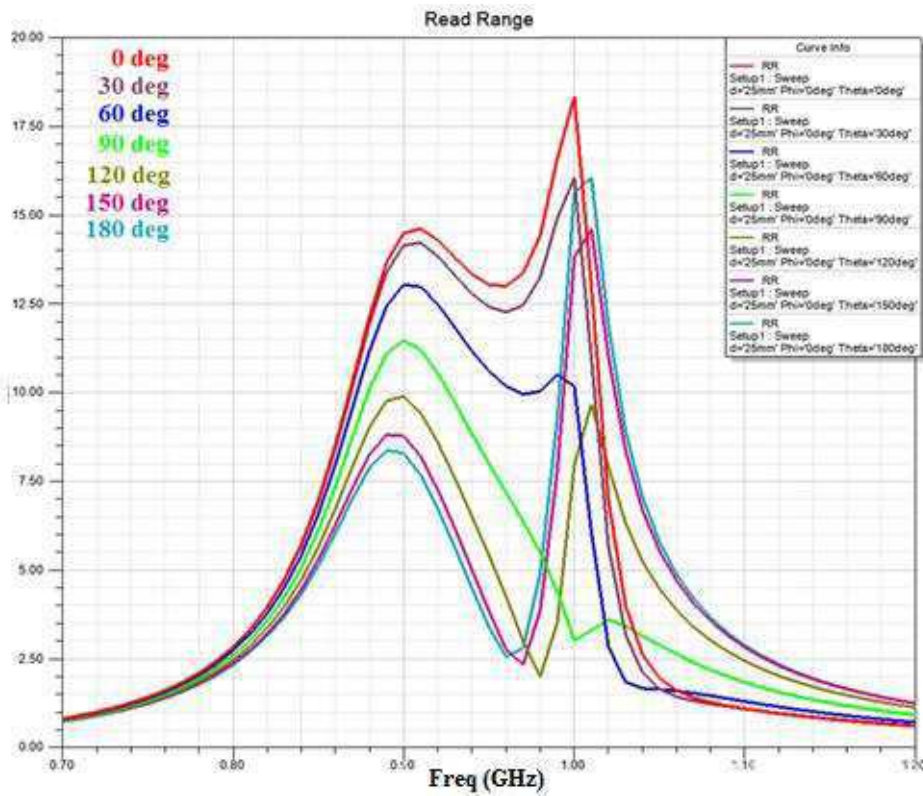


Figura 40 – *Read range* do dipolo simples acoplado em função do ângulo polar ($d = 25 \text{ mm}$, $\phi = 0^\circ$)

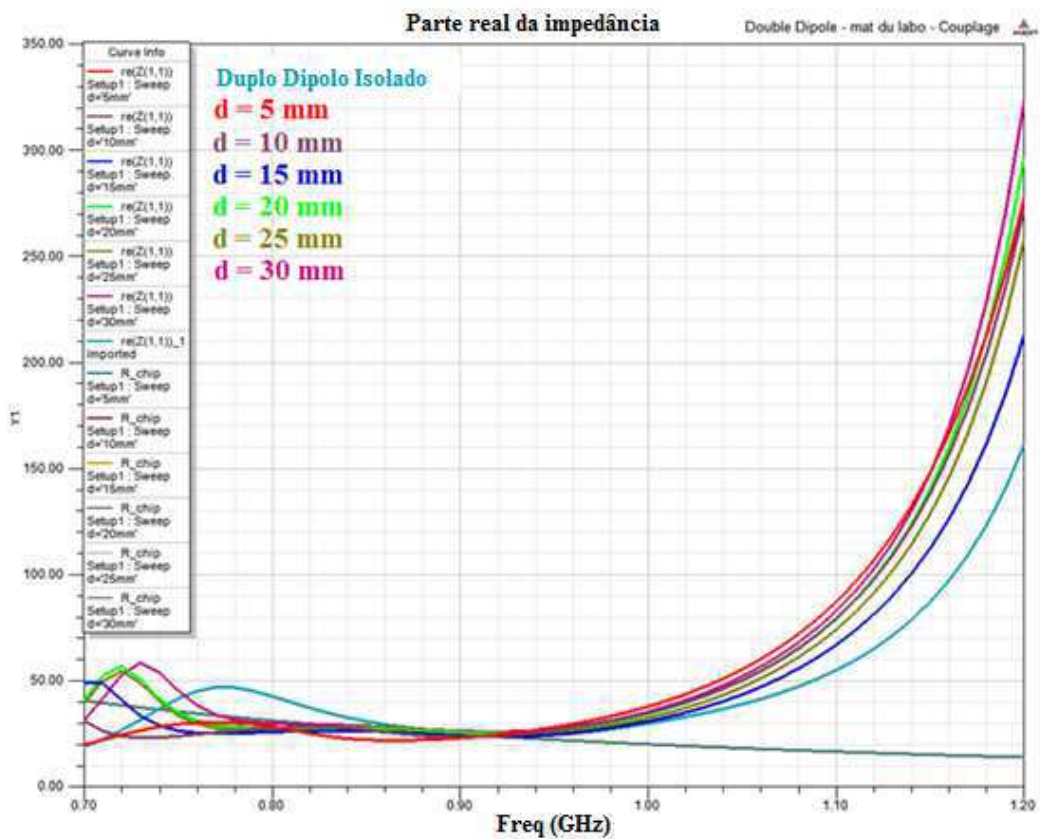


Figura 41 – Parte real da impedância do duplo dipolo acoplado para diferentes valores de d e do duplo dipolo isolado

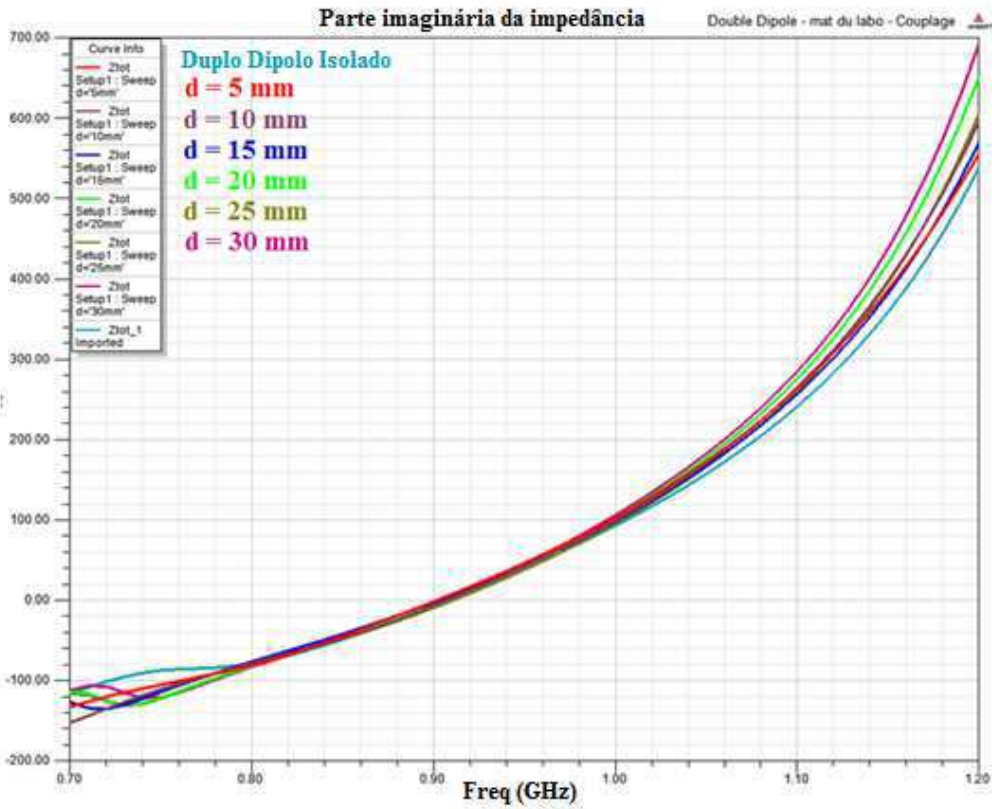


Figura 42 – Parte imaginária da impedância do duplo dipolo acoplado para diferentes valores de d e do duplo dipolo isolado

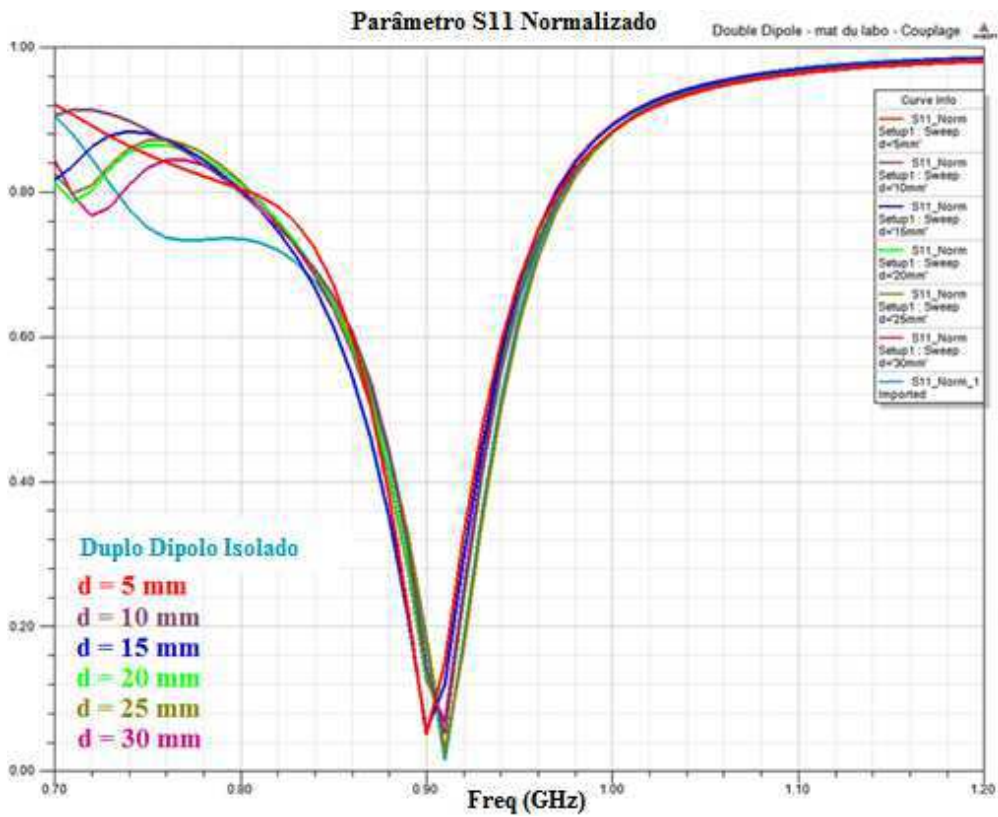


Figura 43 – Parâmetro S_{11} normalizado do duplo dipolo acoplado para diferentes valores de d e do duplo dipolo isolado

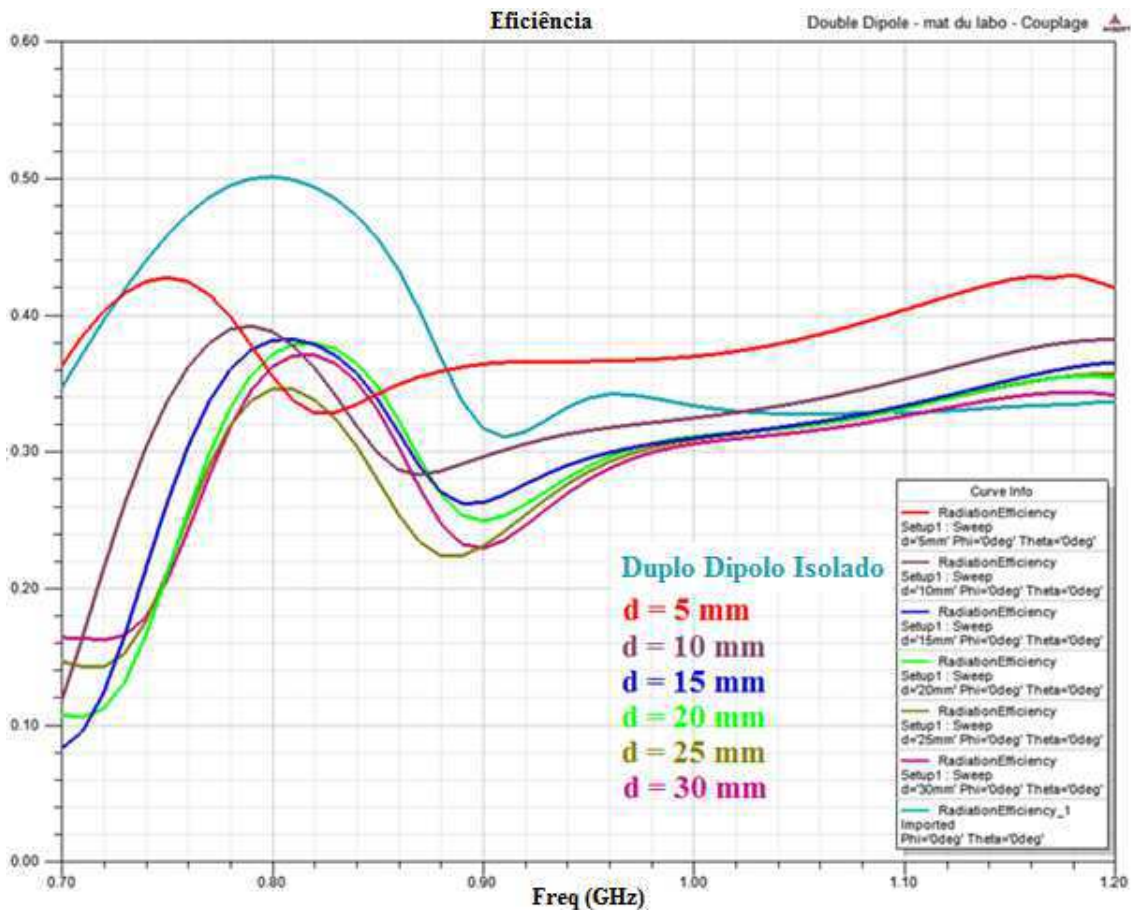


Figura 44 – Eficiência do duplo dipolo acoplado para diferentes valores de d e do duplo dipolo isolado

O mais impressionante da figura 43 é que o acoplamento não conduz a quase nenhuma mudança da parte imaginária da impedância. Na banda 800 MHz a 1 GHz, obtém-se a mesma resposta. Isto quer dizer que o acoplamento não traz nenhuma limitação em relação à adaptação. O mesmo pode ser dito para a parte real (figura 42) e para o parâmetro S_{11} normalizado (figura 44). Em comparação com a figura 37, conclui-se que o *tag* é menos sensível ao acoplamento em relação à impedância. Infelizmente, isto não é verdade para a eficiência. Globalmente, na banda de frequência de 800 MHz a 1 GHz, há uma queda de até 0,15 na eficiência. No entanto, para $d = 5$ mm, a eficiência é melhor para as frequências maiores que 880 MHz.

Verificando todas as curvas precedentes, espera-se que o *read range* seja um pouco pior quando acoplado, por causa da perda de eficiência, porém com menos variações, porque a adaptação é menos afetada. A figura 46 confirma esta conclusão: o *read range* do duplo dipolo isolado é sempre melhor que para o caso acoplado. Na banda europeia, a maior diferença é de 1,5 m e na banda americana, de aproximadamente 2,5 m.

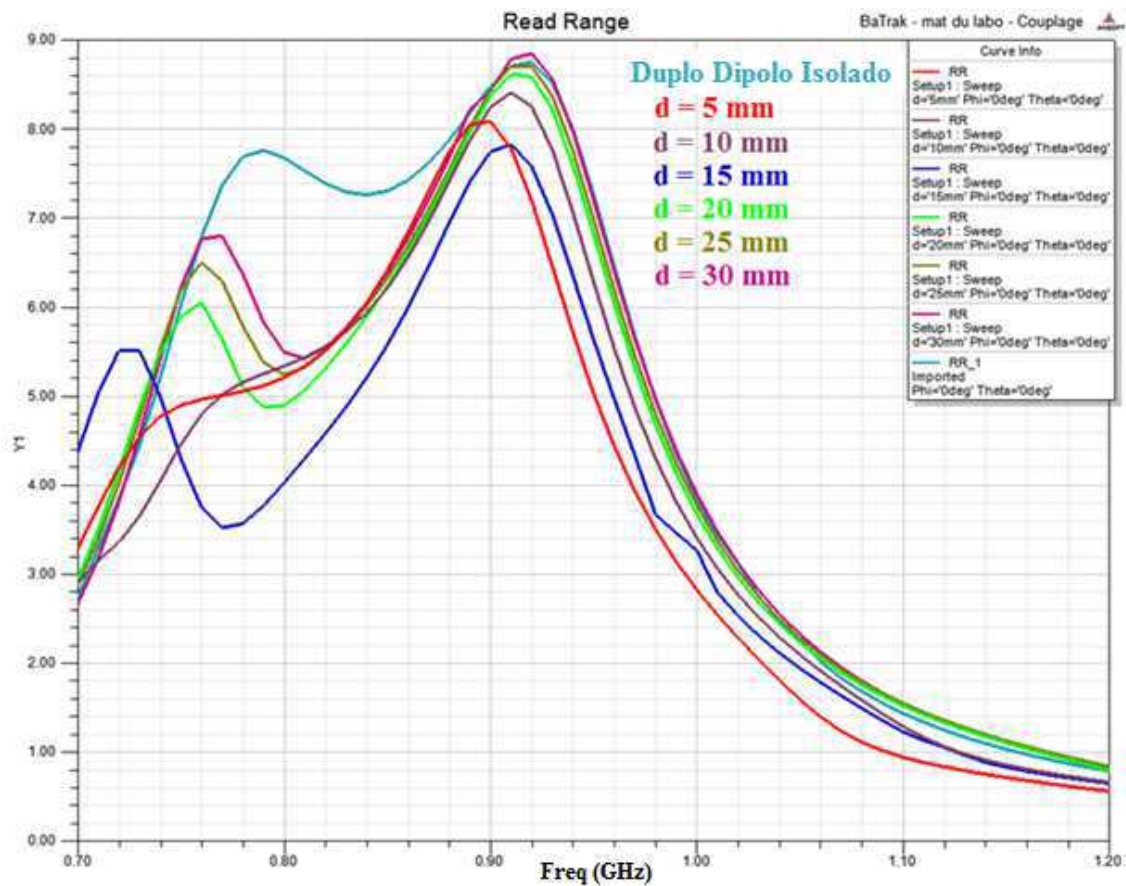


Figura 45 – *Read range* duplo dipolo acoplado para diferentes valores de d e do duplo dipolo isolado

Foi analisada, como para o caso do dipolo simples, a distorção do diagrama de irradiação. A figura 47 mostra que o acoplamento modifica também a irradiação do duplo dipolo, tornando-o mais diretivo, porém esta mudança não é tão forte quanto para o caso do dipolo simples (é necessário estar atento às escalas da figura 40 e 47). Nota-se que a distorção do diagrama de irradiação traz menos impactos para o *read range* na figura 48, que, como a figura 41, mostra os diferentes valores deste parâmetro, com $d = 25$ mm, em função do posicionamento do leitor em relação ao tag (variação do ângulo θ). As diferenças de *read range* para as bandas de frequências europeia e americana são menores que 2.0 m.

A conclusão deste estudo é que o duplo dipolo apresenta um melhor desempenho em acoplamento porque sua adaptação é pouco afetada e a leitura é menos sensível à variação do ângulo polar.

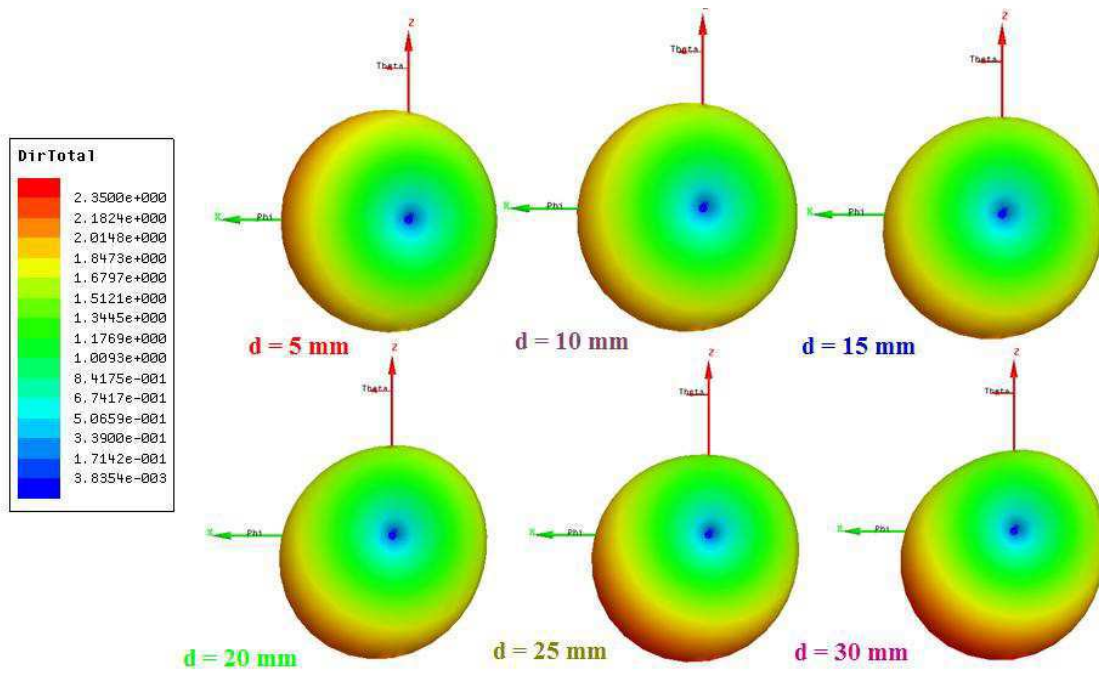


Figura 46 – Diagramas de irradiação do duplo dipolo em acoplamento a 900 MHz

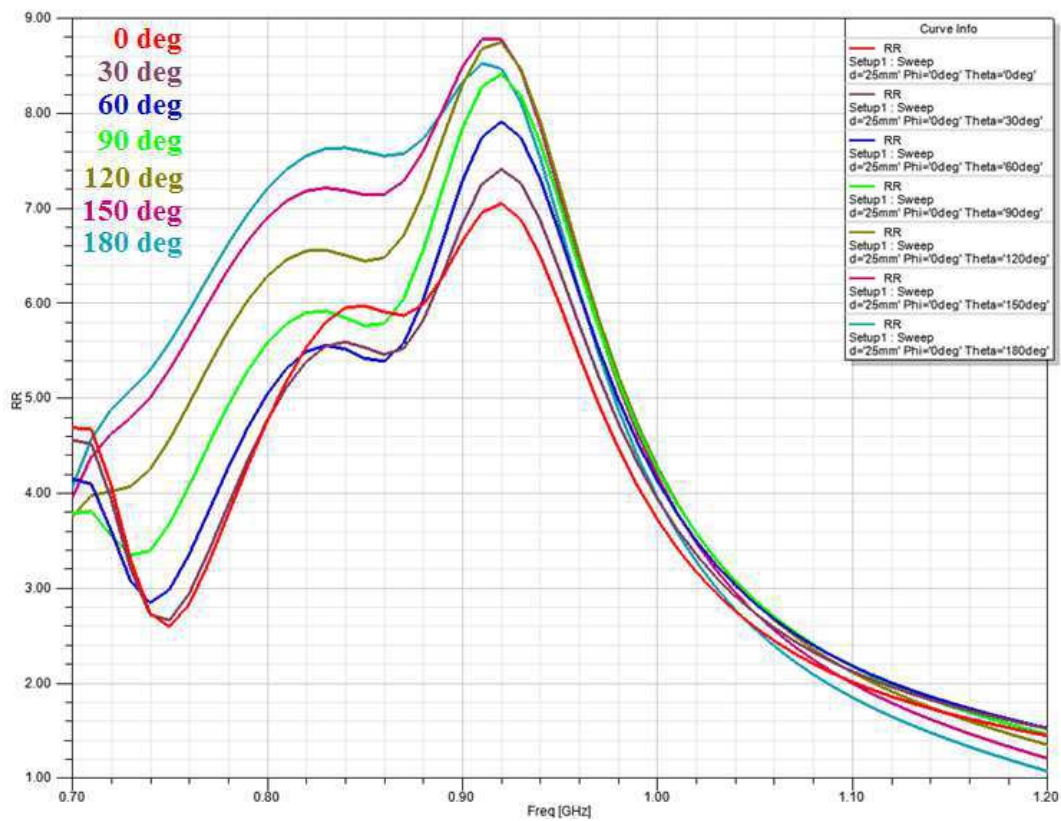


Figura 47 – Read range do duplo dipolo em acoplamento em função do ângulo polar ($d = 25$ mm, $\phi = 0^\circ$)

10. Estimativa Financeira

Três aspectos principais são levados em consideração para estimativa financeira deste projeto:

- O custo de *manpower*: custo de cada engenheiro e estagiário que participa deste projeto, estimado a partir do tempo dedicado a este projeto no *time sheet* (programação) mensal de cada um;
- O custo de compras: todo material necessário para o projeto, incluindo matéria-prima;
- O custo de investimento: máquinas, programas e licenças.

Por questão de proteção de informação interna, o custo de *manpower* não é apresentado. O custo de compras foi nulo até o fim da elaboração deste documento, pois a empresa já tinha todo o necessário para produzir os protótipos. No entanto, a compra de mais borracha e de outras matérias-primas está em progresso para fabricação de mais protótipos.

Em relação os investimentos, três deles foram decisivos para o bom desenvolvimento do projeto:

- Uma licença da nova versão do HFSS (versão 14), que permite cálculos mais rápidos e melhor utilização dos processadores do computador;
- Um computador mais potente, para rodar melhor as simulações HFSS mais pesadas. As especificações deste computador são: 64 GB RAM e processador Intel® Xeon® E5645 @ 2.4 GHz, *double core*;
- Uma licença Voyantic banda larga, para medições entre 700 MHz e 1200 MHz.

Para calcular o custo de investimento, é necessário estimar a porcentagem de utilização de cada recurso para este projeto em relação aos demais que também o utilizam. É igualmente necessário levar em conta a duração do projeto (05 meses). Considera-se o tempo de amortização de cada recurso de 03 anos (36 meses).

- Licença HFSS (75% de utilização neste projeto):

$$70000\text{€} \times \frac{1}{36\text{meses}} \times 5\text{meses} \times 0.75 = 7300\text{€}$$

- Computador (25% de utilização neste projeto):

$$5000\text{€} \times \frac{1}{36\text{meses}} \times 5\text{meses} \times 0.25 = 175\text{€}$$

– Licença Voyantic (50% de utilização neste projeto):

$$7000\text{€} \times \frac{1}{36\text{meses}} \times 5\text{meses} \times 0.5 = 490\text{€}$$

O custo de investimento deste projeto foi, então, de aproximadamente 8000 €, ou seja, 1600 €/mês.

Para estimar o custo do produto final deste projeto (o *tag* duplo dipolo para tapetes), deve-se levar em conta três aspectos:

Custo do *tag* = custo do material + custo de tratamento + custo de produção

O custo de material se trata do custo da antena gravada e do Mutrak. O custo de tratamento é a montagem do *tag*. Finalmente, o custo de produção compreende os testes realizados para validar os *tags*, incluindo o horários dos empregados responsáveis por esta tarefa e a amortização das máquinas de teste.

Em porcentagem, o custo final do produto será, aproximadamente, 82.15% de matéria (sendo 9.51% da antena e 72.64% do Mutrak), 11.06% de tratamento e 7.69% de produção.

11. Conclusão

O projeto do estágio atingiu seus objetivos principais:

- Entender os efeitos do meio dielétrico e do acoplamento entre *tags* para os *tags* UHF RFID desenvolvidos pela TAGSYS;
- Propor um novo design de *tag*, permitindo uma aplicação ao setor têxtil para rastreabilidade de tapetes com menor dependência dos parâmetros externos (empilhamento, variabilidade do material, etc)

O método desenvolvido, combinando simulação e medições, permitiu dominar os fenômenos físicos e de ajustar os protótipos em função das novas informações. Pôde-se constatar:

- A necessidade de simuladores de eletromagnetismo para a concepção de antenas e o estudo do seu comportamento;
- A importância de conhecer a teoria do eletromagnetismo e do cálculo numérico, para analisar os resultados simulados e detectar possíveis erros;
- A importância de uma pesquisa bibliográfica, para encontrar um ponto de partida para a concepção e entender os resultados preliminares.

Pessoalmente, a experiência do estágio foi enriquecedora, porque pude descobrir como funciona uma empresa e estimar a importância de todos os aspectos de um projeto: financeiro, científico e organizacional.

Pude desenvolver minhas competências de trabalho em equipe e avaliar sua importância. Minha boa orientação na empresa me ajudou na concepção de um novo produto e na tomada de decisões importantes para a continuação do projeto. Meu estágio me ajudou a confirmar minha ênfase de estudo e me confortar quanto à minha escolha profissional. Por fim, desenvolvi as competências necessárias para desenvolver pesquisa sobre a tecnologia RFID ou sobre assuntos correlatos usando os circuitos RF.

Bibliografia

[1] – SON, H.-W., PYO, C.-S., **Design of RFID Tag Antennas Using an Inductively Coupled Feed**. Electronics Letters, Vol. 41. No. 18. Setembro de 2005.

[2] – IIZUKA, Hideo, SAKAKIBARA, Kunio, KIKUMA, Nobuyoshi, **Stub- and Capacitor-loaded Folded Dipole Antenna for Digital Terrestrial TV Reception**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 56, No. 1. Janeiro de 2008.

[3] – MORISHITA, Hisashi *et al.* **Wide Planar Folded Dipole Antenna With Self-balanced Impedance Property**. IEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 56, No. 5. Maio de 2008.

[4] – DEAVOURS, Daniel D. **Analysis and Design of Wideband Passive UHF RFID Tags Using a Circuit Model**. Information and Telecommunication Technology Center, Kansa, USA.

[5] – **Using Electromagnetic Analysis for RFID Antenna Design**. Sonnet. Fevereiro de 2006.

Anexos

A.1. Simulação de uma antena dipolo $\lambda/2$

O objetivo deste anexo é mostrar a resposta simulada de uma antena dipolo $\lambda/2$ e verificar que a resposta obtida está de acordo com as características deste tipo de antena, apresentadas na seção 5.1.

As figuras seguintes mostram, respectivamente, as partes real e imaginária da impedância, o ganho, o diagrama de irradiação e a distribuição de corrente para o dipolo, simulados em Ansoft Designer, concebido para uma ressonância série a 1 GHz.

As figuras 49 e 51 correspondem bem às características teóricas desta antena. A figura 50 apresenta uma pequena diferença entre o ganho calculado (1.45) e o ganho teórico (1.65). Isto provém da utilização do inox como material condutor, com o qual os *tags* anexados a tecidos são fabricados. Sua condutividade não é tão elevada quanto a do cobre, por exemplo. Isto explica a perda do ganho. Simulações com o cobre indicam um ganho de 1.63 linear, valor mais próximo do teórico.

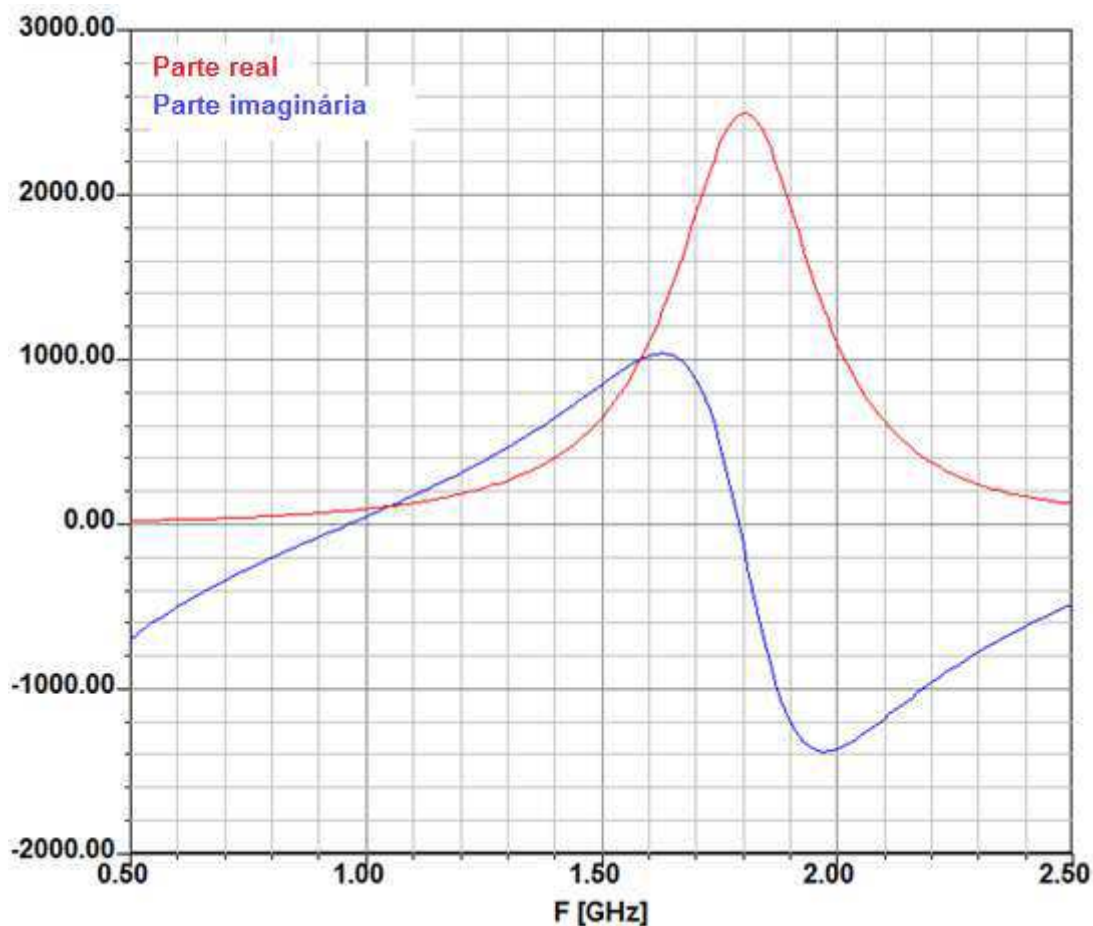


Figura 48 – Partes real e imaginária da impedância de uma antena dipolo $\lambda/2$

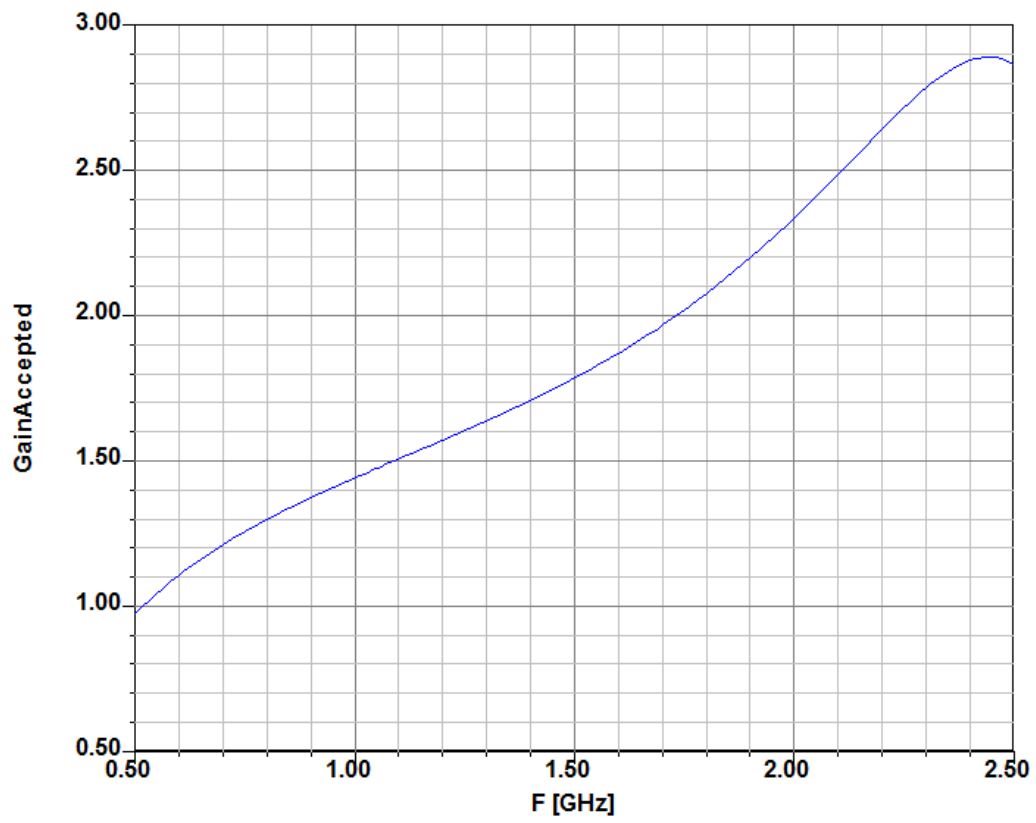


Figura 49 – Ganho de uma antena dipolo $\lambda/2$

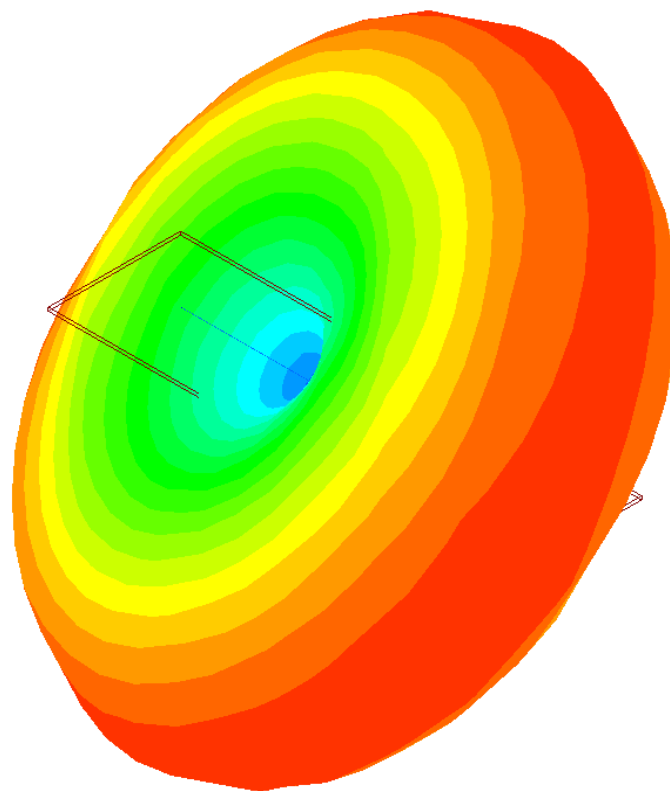


Figura 50 – Diagrama de irradiação de uma antena dipolo $\lambda/2$



Figura 51 – Distribuição de corrente de uma antena dipolo $\lambda/2$

Vale a pena comentar a distribuição da corrente (figura 52). A concentração de corrente acontece no centro do dipolo, perto da porta de alimentação. A amplitude da corrente diminui quando se aproxima da extremidade do dipolo. A figura 53 mostra a distribuição teórica da corrente que corresponde bem à simulação.

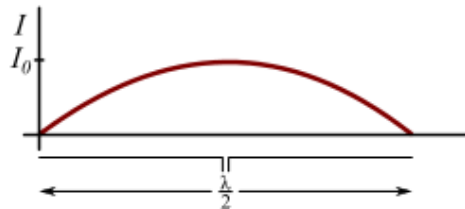


Figura 52 – Distribuição teórica da corrente de uma antena dipolo $\lambda/2$. Fonte: Wikipédia em inglês. Disponível em: <http://en.wikipedia.org/wiki/File:Lambdaover2-antenna.jpg> Acesso em: junho de 2012.

A.2. Outros casos de estudo do efeito de um meio dielétrico

A.2.1. Variação da espessura de duas camadas de dielétrico com permissividade constante

Na seção 6.1, foi visto que o aumento da permissividade leva a uma baixa na frequência de ressonância do dipolo e a uma variação menos importante, para mais ou para menos, da ressonância do *loop* e a uma perda de ganho. No entanto, a permissividade não é o único parâmetro a ser estudado quando se avalia o impacto do meio dielétrico.

Sabe-se que a onda eletromagnética é bastante sensível ao ambiente próximo, então a quantidade do material que cerca o *tag* é um parâmetro importante. Nestas novas simulações, fixa-se a permissividade ($\epsilon_r = 1.5$) e varia-se a espessura de ambas as camadas entre as quais se localiza o *tag*, segundo o esquema da figura 54. No mercado de *tags* têxteis, esta dupla camada de dielétrico corresponde a duas roupas entre os quais o *tag* se localiza, tipicamente numa pilha. Pode corresponder também à parte emborrachada do tapete no qual o *tag* é vulcanizado. O impacto na resposta do *tag* é

analisado em relação à parte imaginária da impedância, do ganho e do *read range*, mostrados respectivamente nas figuras 55, 56 e 57.

Como já comentado no final da seção 6.1, os resultados indicam que o aumento da espessura das camadas de dielétrico apresenta um efeito similar ao aumento da permissividade: a ressonância do dipolo cai em frequência e o pico de ganho também diminui. No entanto, percebe-se que os resultados convergem a partir de certo valor de espessura, uma vez que o campo próximo não é mais perturbado pela adição extra de material.

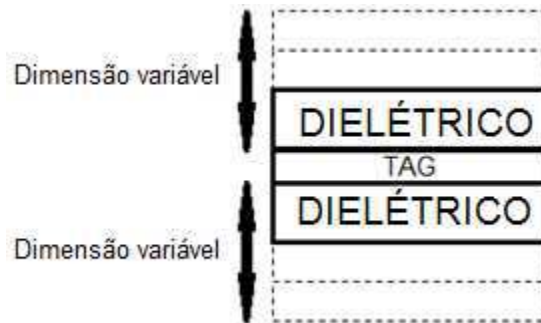


Figura 53 – Esquema do segundo estudo paramétrico para o estudo do efeito de um material dielétrico

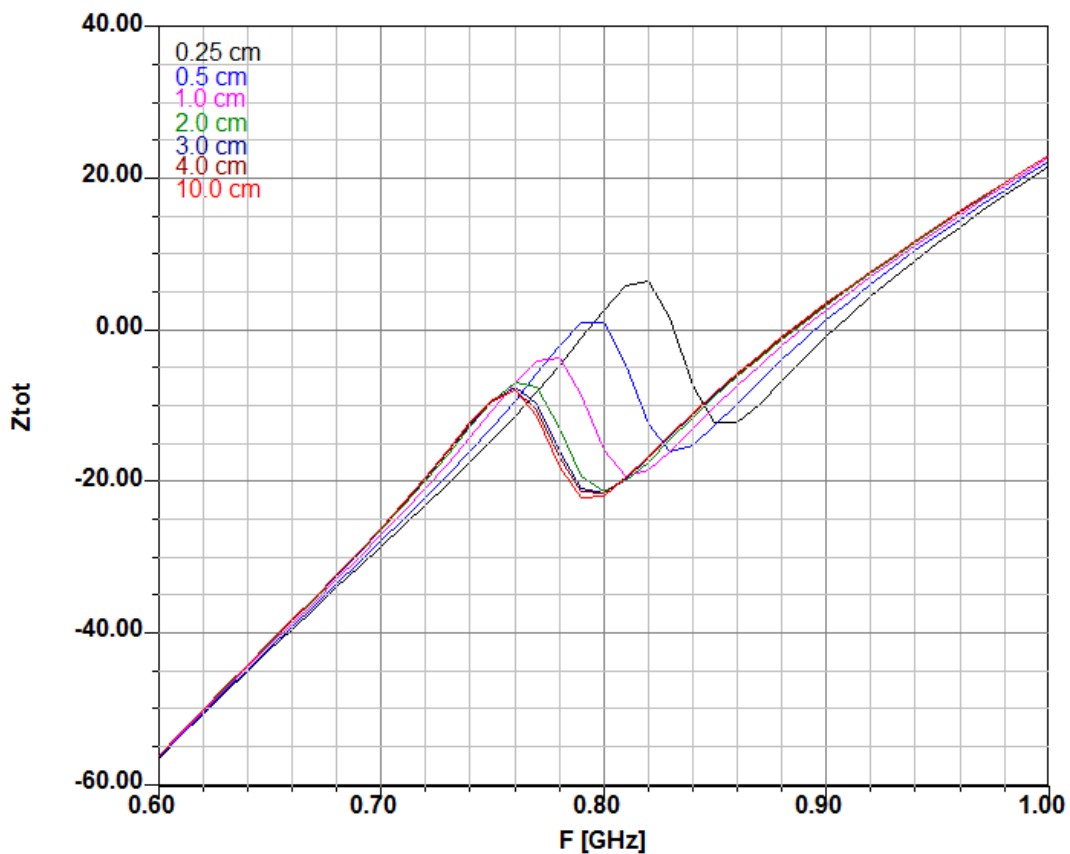


Figura 54 – Variação das ressonâncias em função da dimensão das camadas de dielétrico (parte imaginária do *loop* + efeito capacitivo do chip)

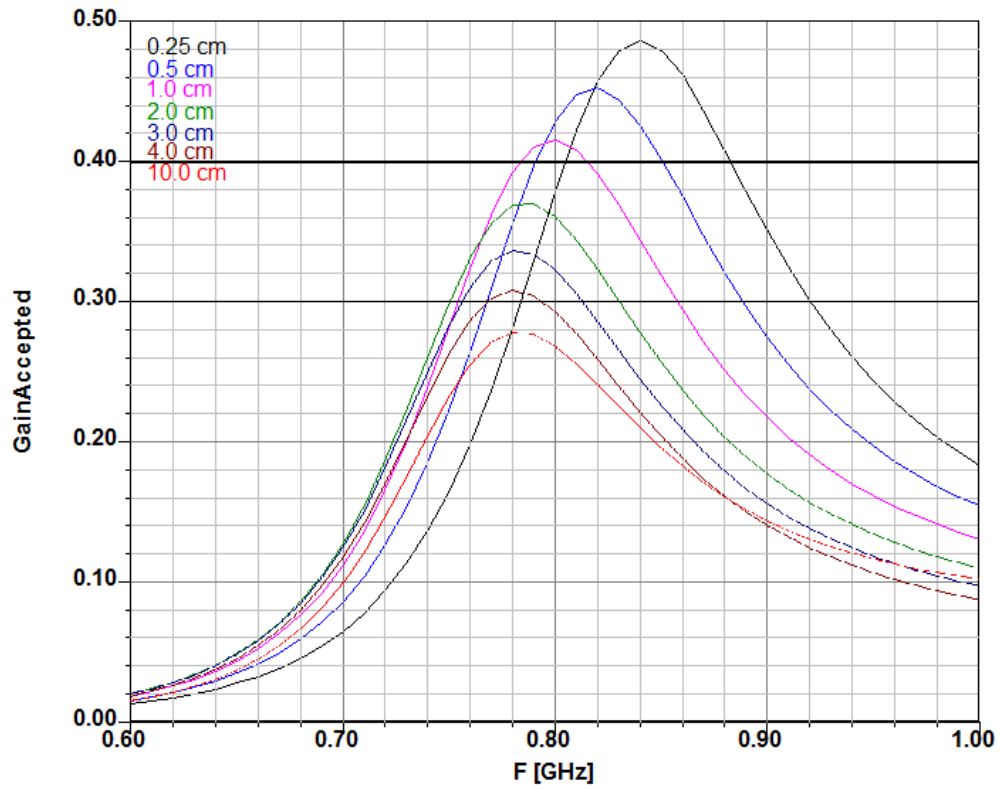


Figura 55 – Variação do ganho em função da espessura das camadas dielétricas

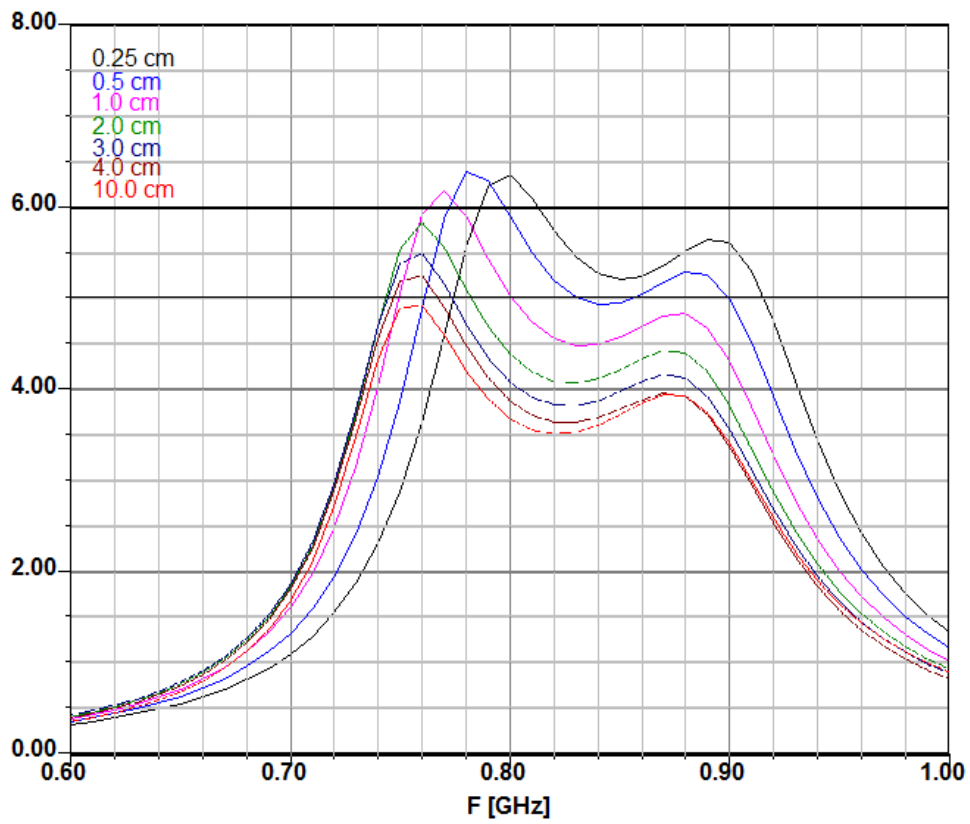


Figura 56 – Variação do *read range* em função da espessura das camadas dielétricas

A.2.2. Variação da espessura de apenas uma camada de dielétrico com permissividade constante

Estuda-se a resposta do *tag* quando ele não é uniformemente cercado de material dielétrico (figura 58). Este caso de estudo corresponde aos *tags* que não estão entre duas camadas de roupa ou de tapetes por exemplo, mas sim em objetos isolados. As figuras 59, 60 e 61 mostram, respectivamente, a parte imaginária da impedância, o ganho e o *read range* do *tag*.

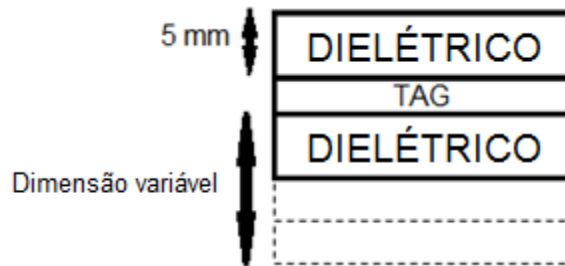


Figura 57 – Esquema do terceiro estudo paramétrico para o estudo do efeito de um meio dielétrico

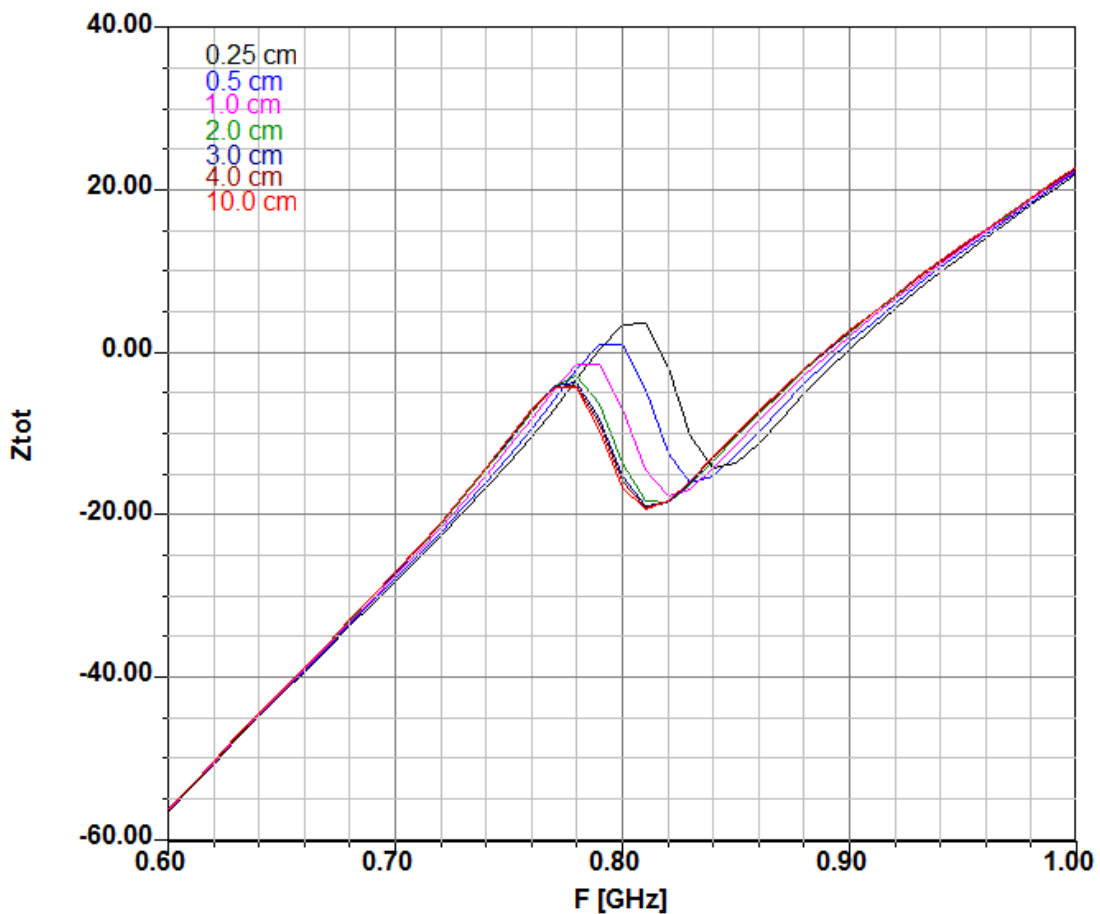


Figura 58 – Variação das ressonâncias em função da espessura de apenas uma camada de dielétrico

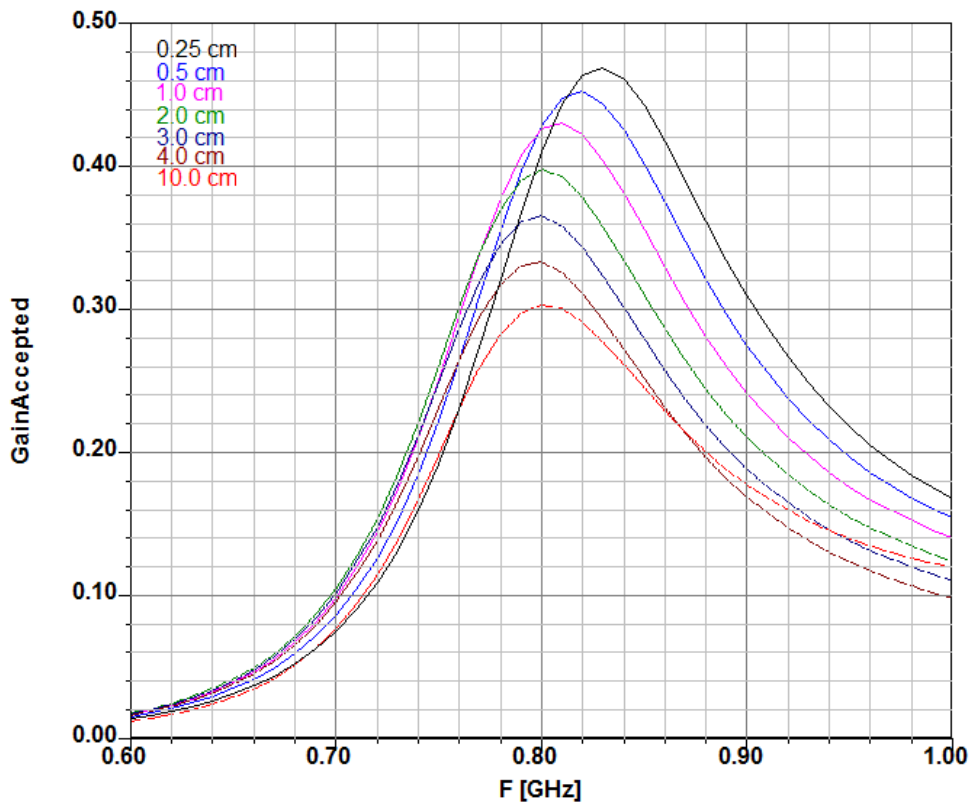


Figura 59 – Variação do ganho em função da espessura de apenas uma camada de dielétrico

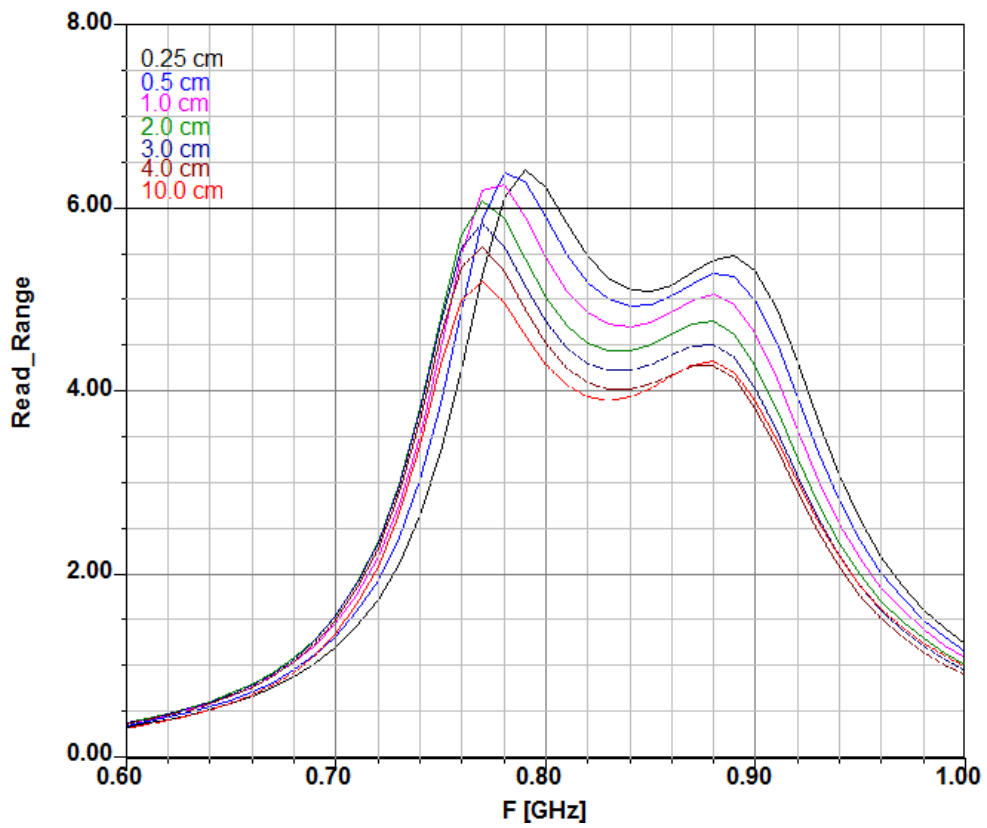


Figura 60 – Variação do *read range* em função da espessura de apenas uma camada de dielétrico

Globalmente, verifica-se o mesmo comportamento do estudo precedente (A.2.1): a ressonância do dipolo cai em frequência até certo valor de espessura, quando as respostas começam a convergir. Observa-se igualmente uma queda no ganho. Contudo, existe uma diferença importante: pelo fato de as duas camadas serem assimétricas, não se obtém mais um diagrama de irradiação em formato de “rosquinha”, como na figura 51. A irradiação é favorecida para parte do espaço com mais dielétrico (figura 62).

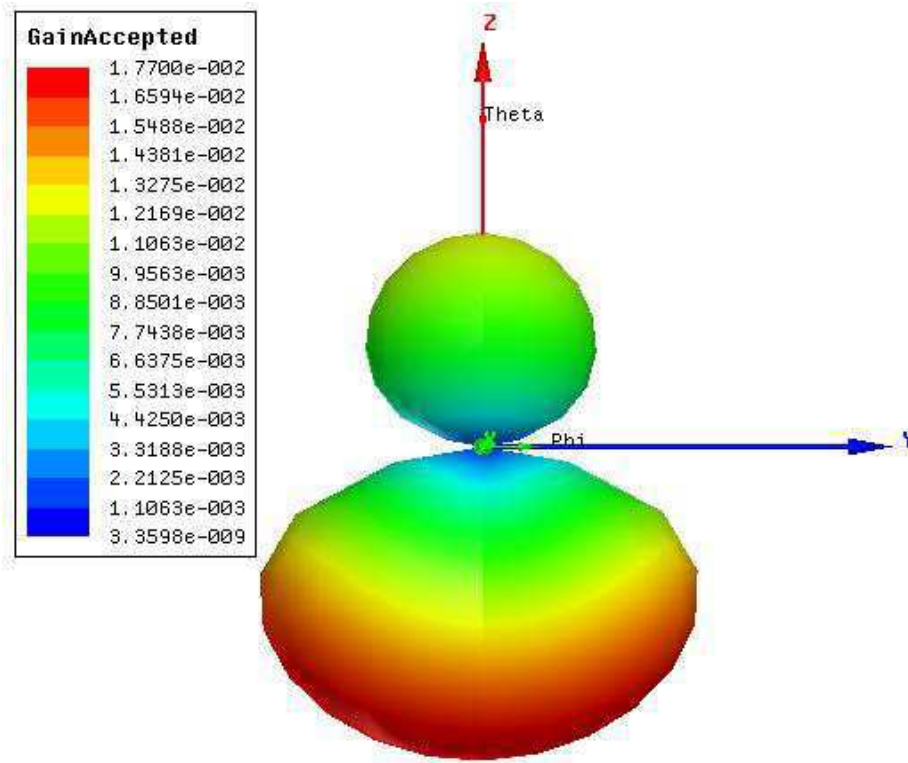


Figura 61 – Diagrama de irradiação do terceiro cenário – assimétrico porque a configuração também o é

A.3. O MaTrak

Como indicado na seção 7, o MaTrak é o *tag* desenvolvido pela TAGSYS destinado a tapetes. Ele é constituído de um fio inox, cuja condutividade é estivada entre $1.32e+6$ S/m e $1.35e+6$ S/m, cercado de poliéster, costurado segundo um gabarito de antena a meandros. O módulo RFID desenvolvido por TAGSYS é o Mutrak, que integra o chip Monza[®] 5 de Impinj, e o *loop* de adaptação é ressonante a 920 MHz. As dimensões do *tag* são:

- 70 mm de comprimento de antena (e de *tag*);
- 12 mm de altura do meandro;
- 20 mm de altura do *tag*.

O módulo Mutrak é quadrado de 7 mm de lado. As figuras 63 e 64 mostram o *tag* respectivamente fechado e aberto.

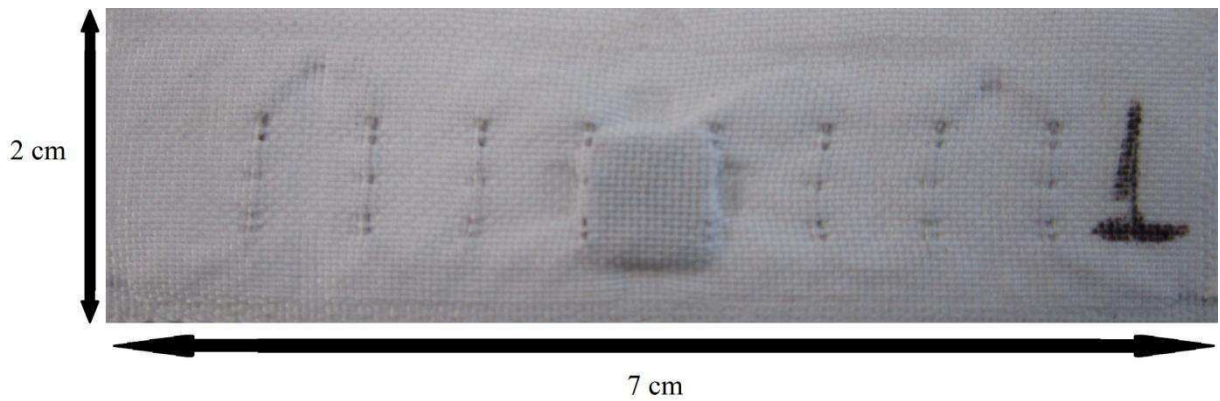


Figura 62 – MaTrak “fechado”

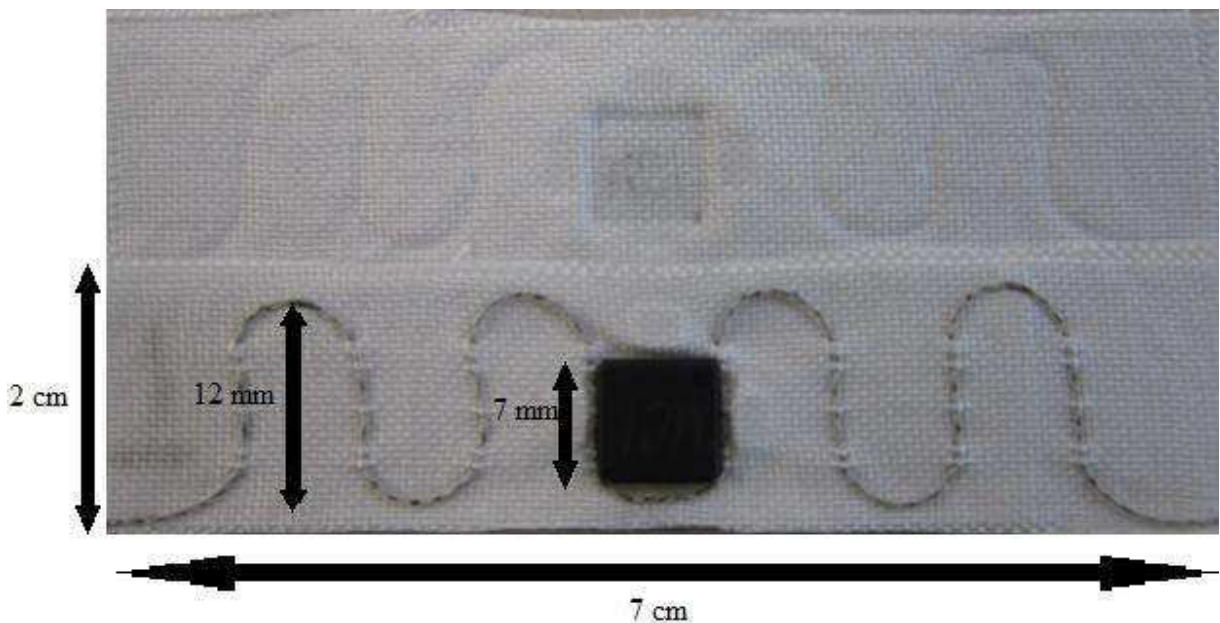


Figura 63 – MaTrak “aberto”

A.4. O Voyantic

O sistema Voyantic foi utilizado para realizar todas as medições apresentadas neste trabalho. Trata-se de um leitor associado a uma antena banda larga (700 MHz – 1200 MHz). O leitor Voyantic modula a potência emitida pela antena ao *tag* que é colocado a uma distância fixa (aproximadamente 30 cm acima da antena de leitura). O leitor detecta a potência emitida necessária para excitar o *tag* e o correspondente nível RSSI (*Received Signal Strength Indication*) retrodifuso pelo *tag*. A partir desta potência de excitação e da calibração previamente efetuada com um *tag* de referência, o *read range* teórico é calculado pela equação (7). O sistema, mostrado na figura 65, é gerenciado pelo *software Tagformance*.



(a)



(b)

Figura 64 – Sistema Voyantic (a) Antena banda larga (700 MHz – 1200 MHz) e *tag* de referência (verde, abaixo) (b) Leitor