



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Micro-onda e Óptica.



ESTUDO DO BRIM SANTISTA VISANDO APLICAÇÕES EM ANTENAS TÊXTEIS

Autor: Angelo Moretti

Orientador: Prof. Dr. Hugo Enrique Hernández Figueroa

Tese de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: **Telecomunicações e Telemática.**

Banca Examinadora

Prof. Dr. Hugo E. Hernández Figueroa (presidente) — DMO/FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Rui Fragassi Souza — Consultor

Prof. Dr. João Marcos Travassos Romano — FEEC/UNICAMP

Campinas – SP
28-02-2011

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

M817e Moretti, Angelo
Estudo do brim Santista visando aplicações em
antenas têxteis / Angelo Moretti. --Campinas, SP: [s.n.],
2011.

Orientador: Hugo Enrique Hernández Figueroa.
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Antenas. 2. Caracterização. 3. Antenas de
microfita. 4. Ondas eletromagnéticas. 5. Tecidos. I.
Hernández Figueroa, Hugo Enrique. II. Universidade
Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica
e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Study of the Santista denim for the applications in the textile
antennas

Palavras-chave em Inglês: Antennas, Characterization, Microstrip antenna,
Electromagnetic waves, Fabric

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Rui Fragassi Souza, João Marcos Travassos Romano

Data da defesa: 28/02/2011

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Angelo Moretti

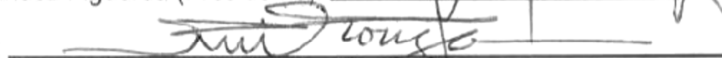
Data da Defesa: 28 de fevereiro de 2011

Título da Tese: "Estudo do Brim Santista Visando Aplicações em Antenas Têxteis"

Prof. Dr. Hugo Enrique Hernandez Figueroa (Presidente):



Prof. Dr. Rui Fragassi Souza:



Prof. Dr. João Marcos Travassos Romano:



Agradecimentos

Agradeço ao Prof. Hugo E. H. Figueroa e a Prof^a. Marli de F. G. Hernández, pela oportunidade e por toda ajuda prestada ao longo desses anos.

Ao especial amigo Prof. Leonardo Lorenzo B. Roger pelas inúmeras colaborações e ajudas, com dedicação e amizade.

Ao apoio do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

Ao Instituto Eldorado pela utilização de seus laboratórios e materiais entre outros.

Resumo

A caracterização eletromagnética do tecido brim Santista, através de medições experimentais e cálculos analíticos da constante dielétrica e tangente de perda desse material foi apresentada de forma pioneira. Para esse propósito foi implementado um confiável e rigoroso método de medição que é exposto em detalhes.

A possibilidade da utilização do tecido brim Santista como material dielétrico em dispositivos de radio frequência foi demonstrada de forma irrefutável pelo desenvolvimento, projeto e construção de uma antena têxtil utilizando como substrato este material. O adequado desempenho do protótipo da antena é também mostrado.

Palavras-chave: Antenas têxteis, *RFID*, Antenas de microfita, brim, caracterização eletromagnética.

Abstract

The electromagnetic characterization of Santista denim fabric, through experimental measurements and analytical calculations of the dielectric constant and loss tangent of this material was introduced for the first time. For this purpose it was implemented a reliable and accurate measurement method that is exposed in detail.

The possibility of the use of Santista denim fabric as dielectric material in radio frequency devices has been irrefutably demonstrated by the development, design and construction of a textile antenna composed of the substrate with Santista denim, whose proper performance is shown here.

Keywords: textile antenna, RFID, microfit antenna, denim, electromagnetic characterization.

Sumário

Sumário.....	i
Lista de Figuras	ii
Lista de Tabelas	iv
Lista de Siglas e Abreviaturas	v
Lista de Símbolos	vi
Capítulo 1	1
Introdução.....	1
Capítulo 2	5
Caracterização Eletromagnética de Materiais Têxteis.....	5
2.1 Necessidade	5
2.2 Fundamentação Teórica das Linhas de Transmissão do tipo linha de fita	6
2.2.1 Cálculo da impedância característica para linhas de fita.....	8
2.2.2 Cálculo de perda na linha de fita	10
2.3 Metodologia escolhida para a caracterização	13
2.3.1 Projeto da linha de fita têxtil	15
2.4 Fundamentação teórica para a determinação experimental da constante dielétrica e tangente de perda.....	20
2.5 Resultados da caracterização	22
Capítulo 3	32
Projeto de Uma Antena de Microfita Retangular	32
3.1 Justificativa desta estrutura.....	32
3.2 Fundamentação teórica	32
3.3 Simulação da antena têxtil	36
3.4 Construção do Protótipo da Antena Têxtil	40
3.5 Resultados das Medições	41
Capítulo 4	44
Comparação da tecnologia têxtil com a clássica FR4	44
Capítulo 5	49
Conclusões.....	49
Referências Bibliográficas.....	50
ANEXO I.....	52
ANEXO II	55

Lista de Figuras

Figura 1 – Antena <i>patch</i> flexível	3
Figura 2 – Transformações na linha de fita	7
Figura 3 – Seção transversal da linha de fita	8
Figura 4 – Campo elétrico de uma linha de fita com a capacitância do efeito franja..	9
Figura 5 - Campo elétrico e magnético da linha de fita	9
Figura 6 - Linhas de Transmissão e suas características	14
Figura 7 - Faixa de operação de algumas linhas	15
Figura 8 - Geometria da linha de fita	15
Figura 9 - Calculadora da linha de fita	17
Figura 10 – Fita condutora no centro da linha	18
Figura 11 – Plano de Terra	18
Figura 12 – Conector usado	19
Figura 13 – Soldagem	19
Figura 14 - $VSWR_{max}=1,4802$ - frequência de 915 MHz	23
Figura 15 - $VSWR_{min}=1,2553$ - frequência de 915 MHz	24
Figura 16 - $S_{11}= -15,479$ dB - frequência de 915 MHz	25
Figura 17 - $S_{11}= -15,560$ dB - frequência de 2,45 GHz	26
Figura 18 - $S_{21}= - 6,2185$ dB - frequência de 915 MHz	27
Figura 19 - $S_{21}= - 12,127$ dB - frequência de 2,45 GHz	28
Figura 20 - valores experimentais de S_{11} x frequência	29
Figura 21 - valores experimentais de S_{21} x frequência	29
Figura 22 - valores experimentais de $VSWR$ x frequência	30
Figura 23 – Geometria	33
Figura 24 – Parâmetros da antena têxtil	37
Figura 25 - S_{11}	38
Figura 26 – BW	38

Figura 27 – Diretividade	39
Figura 28 – Ganho	39
Figura 29 – <i>Patch</i>	40
Figura 30 – Plano de Terra	41
Figura 31 – Analisador de redes	42
Figura 32 - Comportamento da Perda de retorno x frequência. Observe que o valor mínimo é -17,8 dB e que a largura de banda é aproximadamente 77 MHz	43
Figura 33 – <i>Patch</i> FR4	45
Figura 34 – Plano de Terra FR4	45
Figura 35 - Diagrama de radiação com diretividade, em dBi, da antena de FR4	46
Figura 36 - Diagrama de radiação com ganho em dB da antena de FR4	46
Figura 37 - Comportamento da Perda de retorno x frequência. Observe que o valor mínimo é -32 dB e que a largura de banda é aproximadamente 44 MHz	47
Figura 38 – Características de substratos	48

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Resultados calculados para caracterização	31
Tabela 2 - Resultados calculados da caracterização	31
Tabela 3 – Comparação FR4 x Brim Santista	44

Lista de Siglas e Abreviaturas

<i>RFID</i>	Identificação por radio frequência, sigla em inglês, <i>Radio Frequency IDentification</i>
<i>EBG</i>	Banda eletromagnética proibida, sigla em inglês, <i>Electromagnetic Band Gap</i>
<i>RF</i>	Radio frequência, sigla em inglês, <i>Radio Frequency</i>
<i>CNTs</i>	Nanotubos de carbono, sigla em inglês, <i>Carbon NanoTubes</i>
<i>LNA</i>	Amplificador de baixo ruído, sigla em inglês, <i>Low Noise Amplifier</i>
FR4	Tipo de substrato dielétrico usado em placas de circuito impresso
<i>TEM</i>	Modo transversal eletromagnético, sigla em inglês, <i>Transverse Electromagnetic Mode</i>
<i>BW</i>	Largura de banda, sigla em inglês, <i>BandWidth</i>
<i>VSWR</i>	Relação de ondas estacionárias, sigla em inglês, <i>Voltage Standing Wave Ratio</i>

Lista de Símbolos

ϵ_r	Constante dielétrica
$\tan \delta$	Tangente de Perda
Z_0	Impedância característica
α_T	Perda total na linha de transmissão
R_S	Resistência superficial do condutor
α_c	Perda no condutor da linha de transmissão
α_d	Perda no dielétrico da linha de transmissão
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre
t	Espessura da fita (em inglês <i>strip</i>)
b	Espessura do dielétrico usado na linha de fita (em inglês <i>stripline</i>)
f	Frequência
μ	Permeabilidade magnética
σ	Condutividade
S_{11}	Parâmetro de espalhamento associado a perda de retorno
S_{21}	Parâmetro de espalhamento associado a perda de inserção
C_f	Capacitância de franja normalizada
C	Capacitância
c	Velocidade da luz no vácuo
W	Comprimento de um dos lados do <i>patch</i> da antena de microfita
L	Comprimento do outro lado do <i>patch</i> da antena de microfita
w	Largura da fita
l	Comprimento da linha de transmissão
W_e	Largura efetiva da linha de transmissão

Trabalhos afins publicados pelo autor

A. Moretti, L. L. Bravo-Roger, G. N. Malheiros-Silveira, H. E. Hernández-Figueroa, R. Yoshioka e J. Bertuzzo, “Textile Substrate for *RFID* Devices,” *WSIM’10 – Wireless Systems International Meeting*, 26-28 May 2010, Campina Grande, Brasil.

R. T. Yoshioka; J. E. Bertuzzo; H. E. Hernández-Figueroa; A. Moretti; G. N. Malheiros-Silveira, “Implementando Sistemas *RFID* na Cadeia de Negócios: tecnologia a serviço da excelência,” 1 ed. Porto Alegre: Edipucrs, 2009, v. 1, p. 295-300.

G. N. Malheiros-Silveira, H. E. Hernández-Figueroa, A. Moretti, R. T. Yoshioka e J. E. Bertuzzo, “Dual-Band *RFID* Tag Antennas to UHF and Microwave Frequencies Using Dipoles,” *WSIM’10 – Wireless Systems International Meeting*, 26-28 May 2010, Campina Grande, Brasil.

R. T. Yoshioka, J. E. Bertuzzo, A. Moretti, G. N. Malheiros-Silveira, H. E. Hernández-Figueroa, “Platform *RFID* Reader Development for Research and Education,” *WSIM’10 – Wireless Systems International Meeting*, 26-28 May 2010, Campina Grande, Brasil.

Capítulo 1

Introdução

A utilização de materiais flexíveis para o projeto e construção de dispositivos de *RFID* é uma das características mais desejadas. A flexibilidade, de certa maneira contribui para a portabilidade dos dispositivos.

Antenas de tecido podem ser utilizadas em aplicações *RFID* como, por exemplo, na identificação e localização pessoal através do vestuário de indivíduos integrantes das forças armadas, do corpo de bombeiros, operários da construção civil, dentre outros.

Nesse sentido a utilização de um substrato tão flexível como o próprio tecido de nossas roupas torna-se uma solução interessante.

Em 2006, Pekka Solenen *et al.* publicaram um dos primeiros trabalhos sobre antenas têxteis [1]. Foi analisado pelos autores como o desempenho de antenas têxteis usáveis é afetado com a dobra da mesma. Eles focalizaram seu estudo na observação da variação de frequência de ressonância, da largura da banda e do casamento da antena quando sua estrutura foi dobrada. O estudo foi realizado para três tipos diferentes de antenas: uma de microfita retangular convencional também chamada de antena recorte (em inglês *patch*), uma *EBG* ou seja antena de banda eletromagnética proibida (em inglês *Electromagnetic Band Gap*) e antenas de dupla banda.

Provavelmente foram estes autores os primeiros em sugerir a utilização das roupas das forças armadas como antenas, por isso foi necessário avaliar o desempenho destas antenas quando fossem curvadas; obviamente que o projeto das mesmas devia garantir correta funcionalidade mesmo quando estiverem curvadas, mas os resultados foram negativos, pois o trabalho desse autor revelaram uma queda considerável no desempenho da antena nessas

circunstâncias; parâmetros tais como frequência de ressonância e largura de banda foram seriamente afetados.

Os testes incluíram dois cilindros de plástico com dimensões típicas para o corpo humano. As antenas foram curvadas ao redor destes cilindros.

O substrato usado pelos autores foi tecido de feltro convencional na antena *EBG* e um tecido de lã grosso nas antenas de dupla banda. Através da curvatura nas antenas realizadas em cilindros de plásticos eles executaram os testes de conformidade. Em termos de estabilidade da frequência de ressonância ao realizar as curvaturas da antena eles verificaram o melhor desempenho das antenas *EBG* em relação as antenas de microfita retangular *patch* convencionais. A dobra na antena de dupla banda teve pequeno efeito na largura de banda em ambas as bandas de frequência, porém, como já foi dito para todas as três antenas estudadas a curvatura realizada teve efeito dominante no desempenho da antena, ou seja, a curvatura ao longo da direção que determina o lado ressonante afetou muito o casamento de impedância e a largura de banda da antena.

Outro trabalho interessante veio no ano seguinte de 2007 Santos J. G. *et al.* publicaram um artigo dando atenção especial às antenas têxteis [2], devido à utilização da antena de multi – função em roupa inteligente. Este artigo investigou antenas com plano terra ou refletores incorporados e verificaram efeitos interferentes menores na antena quando colocada no corpo, não havendo diferença significativa na relação frente – costa no espaço livre e no corpo. Os autores verificaram também que a perda de retorno altera-se, porém é ainda viável na prática desde que não ocorra a curvatura da antena como no ombro do ser humano. Já o padrão de radiação praticamente não é alterado no espaço livre e no corpo devido ao plano terra, desde que também não ocorra a curvatura acentuada da antena como por exemplo no ombro, ou seja, o protótipo ainda é sensível a curvaturas.

Em 2008, Bayram *et al.* publicaram o primeiro artigo analisando antenas com nova geração de materiais, porém eram de fabricação complexa e de alto custo, apesar dos polímeros e suas combinações serem de baixa perda e altamente flexíveis, sendo assim muito bom para

aplicações de *RF*, exibindo ótimo desempenho com suas permissividades variando de três a mais de vinte com uma tangente de perda muito baixa [3-5]. Combinaram o polímero com pós magnéticos conduzindo a permeabilidades mais altas. Para ocorrer a adesão forte entre o condutor e o substrato, sem comprometer o desempenho de *RF* e mecânico estrutural da antena, eles propuseram uma classe nova de condutores baseados em tecidos condutivos cobertos com nano tubos de carbono (*CNTs*) e ouro. Tais combinações renderam flexibilidade alta e compatibilidade mecânica com substratos flexíveis, como os compostos polímeros – cerâmicos. Tecidos condutivos cobertos com nano-tubo de carbono foram testados, porém para algum resultado positivo acontecer repetiram um processo complexo e cansativo. Os testes mostraram que o tecido condutivo aderiu muito fortemente ao composto polímero – cerâmico insinuando compatibilidade mecânica e química forte. A antena *patch* final apresentou também alta flexibilidade com preservação da condutividade, como mostra a Figura 1.



Figura 1. Antena *patch* flexível.

O último trabalho sobre a tecnologia de antenas têxteis apareceu aparentemente em setembro de 2010. Nele os autores Frederick Declercq e Hendrik Rogier construíram a primeira antena têxtil ativa na frequência de 2,45 GHz [6-7]. Eles conseguiram integrar uma antena *patch* com um amplificador de baixo ruído (*LNA*, sigla em inglês), tudo

realizado com substratos têxteis. No caso da antena o material têxtil utilizado tem constante dielétrica de valor 1,28 e tangente de perda com valor de 0,016. Já para o *LNA* eles utilizaram um tecido onde o valor destes parâmetros foram 1,84 e 0,015, respectivamente. O sistema como um todo apresentou 12 dB de ganho e uma figura de ruído de 1,3 dB.

Em 2009 nenhuma destas tecnologias havia sido abordada no Brasil; surgiu então a motivação de desenvolver o presente trabalho, onde um material têxtil nacional seria o alvo de nossa pesquisa: o brim Santista.

Este material foi escolhido precisamente porque é amplamente utilizado na confecção de uma grande variedade de roupas no Brasil, incluídos os uniformes das Forças Armadas, Corpos de Bombeiros e empresas de seguranças, entre outros.

Nas Seções 2.2 a 2.4 são apresentados os fundamentos teóricos da metodologia das medições realizadas para tal caracterização. Os resultados experimentais são apresentados e discutidos nas Seções 2.5 e 3.5, e as conclusões e comparações são resumidas nos Capítulos 4 e 5.

No Capítulo 3 é abordado o projeto de uma antena de microfita retangular, como também é desenvolvida a construção de uma antena têxtil. Os resultados e medidas da antena têxtil são apresentados na Seção 3.5, enquanto no Capítulo 4 compara-se a tecnologia da antena têxtil com a antena de FR4.

Capítulo 2

Caracterização Eletromagnética de Materiais Têxteis

2.1 Necessidade

A utilização de qualquer material não convencional no projeto de dispositivos de *RF* necessita de uma caracterização eletromagnética. Importantes parâmetros como a constante dielétrica, ϵ_r , a permeabilidade magnética, μ_r , e a condutividade, σ , são frequentemente requisitados para uma completa caracterização eletromagnética de qualquer meio [8-9].

O mencionado brim Santista solasol, pesado, verde bandeira, 100% algodão, cor 616, ref:5005 foi adotado como substrato dos dispositivos desenvolvidos neste trabalho.

Considerando este tecido, como um bom material dielétrico, a sua caracterização eletromagnética pode ser realizada apenas através da determinação dos parâmetros da constante dielétrica e tangente de perda, pois na prática somente é necessário o conhecimento destes dois parâmetros para a realização da maioria dos projetos de dispositivos de *RF*.

Para realizar a determinação experimental desses parâmetros foi construído um protótipo (Figuras 10 e 11) de uma linha de transmissão do tipo linha de fita, utilizando como substrato precisamente um dielétrico têxtil (brim Santista solasol), cujos parâmetros eletromagnéticos (desconhecidos) deviam ser determinados.

2.2 Fundamentação Teórica das Linhas de Transmissão do tipo linha de fita

Este é um assunto clássico. É conveniente expor brevemente nesta seção as principais fórmulas que constituem o modelo matemático das linhas linha de fita, pois na seguinte seção será necessário ter em mente detalhes dessa formulação. Deixa-se claro que o modelo matemático da linha de fita têm expressões obtidas por dedução direta das equações de Maxwell, mas também tem equações puramente empíricas, muito úteis e universalmente utilizadas no projeto e análise destas estruturas.

A crescente dependência de meios de transmissão utilizando a linha de fita com UHF, micro-onda, ondas milimétricas e para aplicações em circuitos integrados, cria uma necessidade de simplificar e padronizar suas fórmulas. Há centenas de volumes e referências sobre o projeto da linha de fita contendo fórmulas que vão desde simples expressões de impedância característica á complexas equações na síntese de projetos com auxílio de computadores. O que se segue é uma revisão de algumas das formulações que dão suporte teórico suficiente ao desenvolvimento deste trabalho e à análise de seus resultados [11-12].

O conceito de uma linha de transmissão foi inicialmente proposto tendo como ponto de partida o cabo coaxial; a Figura 2, a seguir, mostra como foi se transformando a geometria do cabo coaxial até chegar à configuração final da linha de fita.

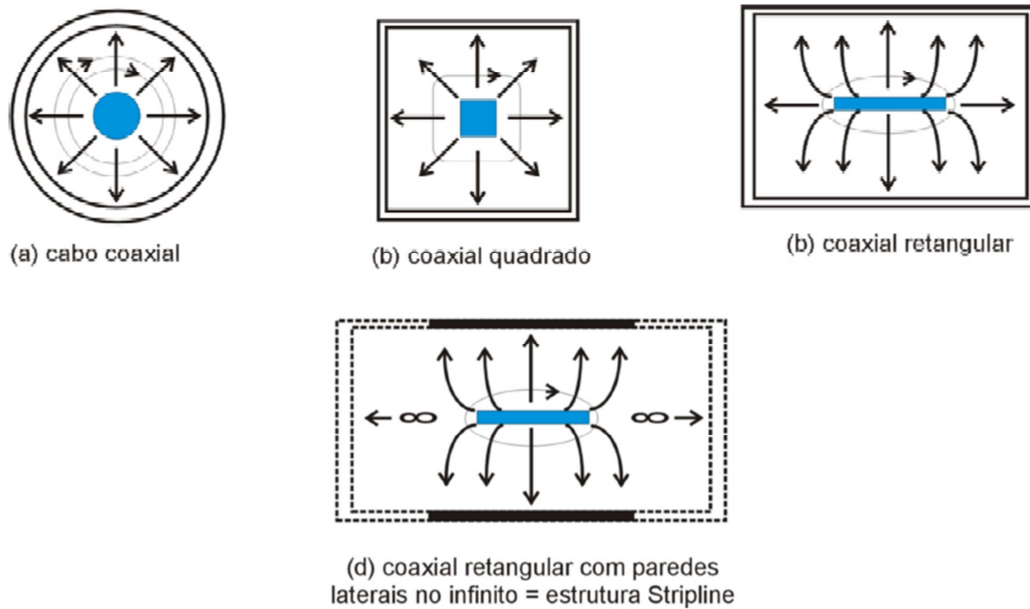


Figura. 2, Transformações na linha de fita.

É interessante notar as semelhanças entre a linha de transmissão coaxial e a linha de fita. Ambos se baseiam no uso de planos de terras separadas por um material dielétrico para confinar um campo criado para excitar o centro condutor. O material dielétrico tem a capacidade de reduzir o tamanho físico da linha para qualquer frequência de operação. As propriedades eletromagnéticas da linha de fita e coaxial também são bastante semelhantes, ambos propagam o modo *TEM*, ou seja, este modo que é o dominante tem os campos elétricos e magnéticos situadas no plano transversal. Para que haja somente o modo dominante (evitando a presença de modos superiores), o espaçamento entre os planos de terra deve ser inferior a $(\lambda/2)$ meio comprimento de onda guiado para o modo *TEM*.

Os campos elétricos e magnéticos são concentrados em volta da fita condutora e decaem rapidamente com a distância.

A Figura 3 mostra a seção transversal da linha de fita, onde w é a largura da fita de material condutivo, t é a espessura do material condutivo, b é a espessura do dielétrico.

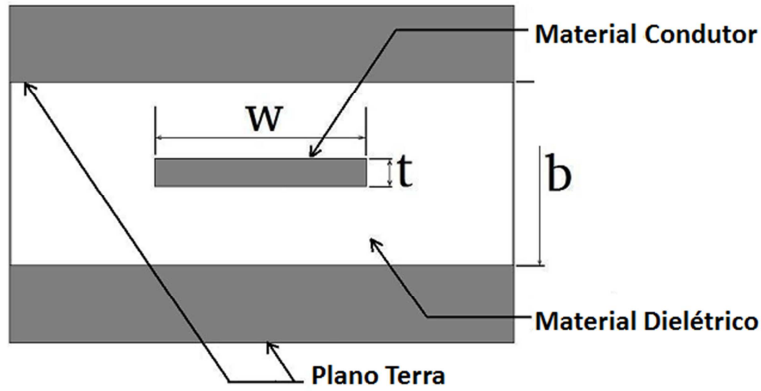


Figura 3. Seção transversal da linha de fita.

2.2.1 Cálculo da impedância característica para linhas de fita

A energia se propaga ao longo de uma linha de fita em um modo transversal eletromagnético puro (*TEM*), portanto a velocidade de fase, V_p , e a impedância característica, Z_0 , são dadas por (1) e (2) [11].

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

$$Z_0 = \frac{1}{V_p C} \quad , \quad (2)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo, ϵ_r é a constante dielétrica do material em relação ao ar, e C é a capacitância por unidade de comprimento da linha.

Também é possível escrever que a impedância característica da linha é dada por (3) [11].

$$Z_0 = \frac{30\pi(1-t/b)}{\sqrt{\epsilon_r}(W/b + C_f/\pi)} \quad [\Omega] \quad , \quad (3)$$

Onde C_f é a capacitância normalizada do efeito franja. O campo elétrico continua se deslocando para o plano terra, e quando chega no término do material condutor, esse campo começa a apresentar uma curvatura para continuar fazendo contato com o plano terra. A Figura 4, a seguir, ilustra o campo elétrico com o efeito da capacitância de franja; já a Figura 5 ilustra tanto o campo elétrico como o campo magnético obtido na linha de fita.

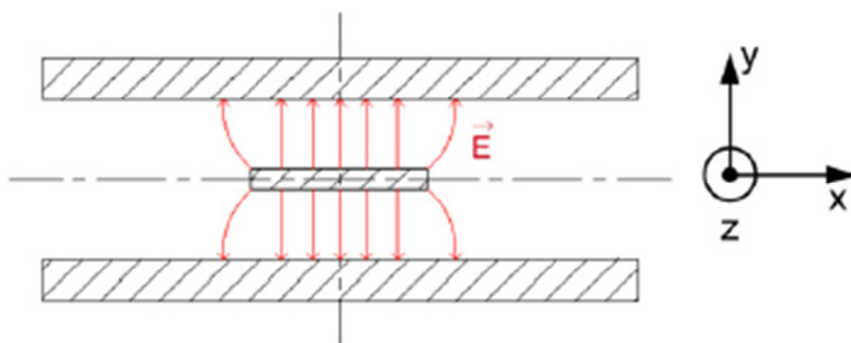


Figura 4, Campo elétrico de uma linha de fita com a capacitância do efeito franja.

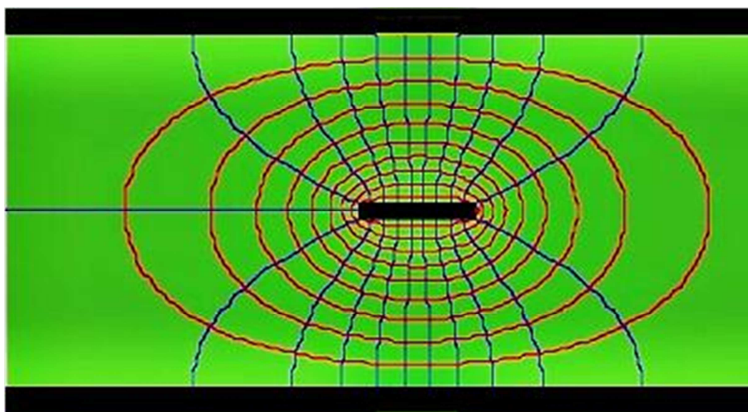


Figura 5. Campo elétrico e magnético da linha de fita.

C_f é independente de W e seu cálculo é feito pela equação (4) abaixo [11].

$$C_f = 2 \ln \left(\frac{1}{1-t/b} + 1 \right) - \frac{t}{b} \ln \left(\frac{1}{(1-t/b)^2} - 1 \right) \quad (4)$$

As equações (3) e (4) têm uma precisão dentro de 1% para $\frac{W}{(b-t)} \geq 0,35$ e $\frac{t}{b} \leq 0,25$.

2.2.2 Cálculo de perda na linha de fita

A perda é um parâmetro importante para avaliar com precisão um circuito. A constante de atenuação relativa a perda total na linha de fita, α_T , é constituída apenas por duas partes, a constante relativa a perda no condutor e perdas dielétricas, já que a linha de fita não apresenta perda por radiação (veja Figura 6). A sua expressão matemática é dada por (5) [11].

$$\alpha_T = \alpha_c + \alpha_d \text{ [Np/m]} \quad (5)$$

A constante de atenuação relativa a perda no condutor é determinada quando se considera a indutância incremental associada com a penetração do fluxo magnético em cada uma das superfícies condutoras. Para o caso da linha de fita, esta pode ser calculada pela relação (6) [11].

$$\alpha_c = \frac{0,0231 R_s \epsilon_r Z_0}{30\pi(b-t)} (A + B) \text{ [Np/m]} \quad (6)$$

$$R_s \text{ } [\Omega]$$

onde R_s é a resistencia superficial do condutor, dada por $\sqrt{\frac{\pi\mu f}{\sigma}}$ [9]. Aqui, f representa a frequência, μ é a permeabilidade magnética do material condutor, e σ sua condutividade, onde:

f [Hz]

μ [H/m]

σ [S/m] ou [1/(Ω .m)]

Os parâmetros A e B podem ser calculados seguindo as expressões empíricas seguintes que são dadas por (7) (8) e (9) [11].

$$A = 1 + \frac{2W}{b-t} + \frac{1}{\pi} \frac{b+t}{b-t} \ln\left(\frac{2b-t}{t}\right) \quad (7)$$

Para $Z_0\sqrt{\epsilon_r} \left(1 + \frac{2,3t}{b}\right) \geq 120 \Omega$ teremos:

$$B = \frac{(0,35 - \frac{W}{b})}{(b-t)(1 + \frac{12t}{b})^2} \left[\frac{t}{b} (17,45b + 35W) - 9W + 5,85 - \frac{32,4t^2}{b} \right] \quad (8)$$

Para $Z_0\sqrt{\epsilon_r} \left(1 + \frac{2,3t}{b}\right) < 120 \Omega$ teremos:

$$B = 0 \quad (9)$$

A equação (6) mostra que para uma dada impedância característica, a perda do condutor diminui inversamente com a espessura do substrato, e aumenta com a raiz quadrada da frequência, através de R_S .

A perda do dielétrico é dada pela expressão empírica (10) [11]:

$$\alpha_d = \frac{27,3\sqrt{\epsilon_r} \tan \delta}{\lambda_0} [\text{Np/m}] \quad (10)$$

onde $\tan \delta$ é a tangente de perdas do dielétrico e λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre, correspondente à frequência de operação.

A equação (10) mostra que a perda dielétrica é diretamente proporcional à frequência e à tangente de perda.

A frequência máxima de operação de uma linha de fita é limitada pela excitação do modo TE. Para a largura das linhas, a frequência de corte para o modo TE é dada pela relação (11) [11]:

$$f_T = \frac{15}{b\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{(W/b + \pi/4)} [\text{GHz}] \quad (11)$$

Nessa mesma expressão (11) W e b estão em cm para que a frequência fique em GHz. Pode-se observar que a frequência de corte, f_T , diminui quando o espaçamento entre os planos de terra ou a constante dielétrica aumenta.

2.3 Metodologia escolhida para a caracterização

A metodologia adotada para a caracterização do brim Santista tem como ponto de partida a construção de uma linha de transmissão do tipo linha de fita devido a esta suportar o modo de propagação *TEM* puro com perda por radiação nula e dispersão desprezível, utilizando o brim Santista como substrato [12]. O modo *TEM* mantém confinadas as linhas de força do campo eletromagnético dentro da estrutura; isto, na prática, significa que um único material suporta a propagação da onda dentro da fita (seu substrato), diferente, por exemplo, do que acontece numa linha de microfita onde parte da energia viaja pelo substrato e outra parte viaja pelo ar. Por essa razão no projeto de linhas de microfita é utilizado o conceito de permissividade efetiva.

No caso da linha de fita, utiliza-se o próprio valor da permissividade do substrato, evitando assim, o cálculo de um valor efetivo para a permissividade, pois isto constitui uma fonte de erro a menos no trabalho experimental atual. Por esse motivo, esta foi a principal razão para a escolha desta estrutura, embora a Figura 7 mostre que a linha de fita é a linha de transmissão que menor resposta em frequência oferece, com um valor aproximado de 10 GHz; esta característica se torna irrelevante neste projeto, já que a maior frequência utilizada no mesmo foi em torno de 2,45 GHz.

O inconveniente uso desta linha de transmissão em chips como descreve a Figura 6 não afetara o projeto, pois o uso da linha de fita no mesmo não se destina a este fim.

Linhas e características

Estrutura	Perda por radiação	Dispersão	Característica
Stripline	Nula	Desprezível	Excelente para componentes passivos; Inconveniente para chips
Microfita	Baixa	Pequena	Muito usada em MIC e MMIC
Slotline	Alta	Grande	Adequada para montagem shunt de dispositivos em chip e fabricação de dispositivos não-recíprocos
Stripline suspensa	nula	Pequena	Adequada para dispositivos passivos de alto Q; Operação até faixa milimétrica
Microfita suspensa	Baixa	Pequena	Adequada para faixa alta de microondas e ondas milimétricas
Microfita invertida	Baixa	Pequena	Adequada para dispositivos passivos de alto Q; Inconveniente para montagens de dispositivos ativos
Guia coplanar (CPW)	Média	Média	Fácil conexão de elementos em série ou shunt; Adequado para MMIC e componentes não-recíprocos com ferrita

Fonte: B. Bhat e S. K. Koul, Analysis, design and applications of fin lines, Norwood: Artech House, p. 22, 1987

Figura 6. Linhas de Transmissão e suas características.

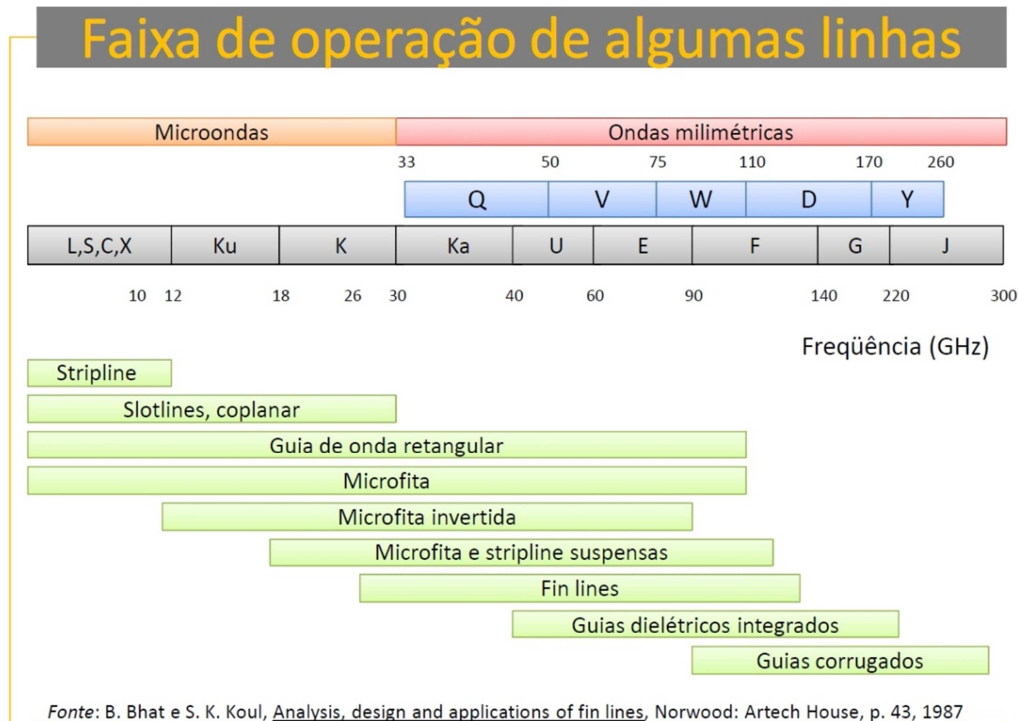


Figura 7. Faixa de operação de algumas linhas.

2.3.1 Projeto da linha de fita têxtil

Para entender melhor o projeto da linha construída é conveniente focar-nos no desenho da linha oferecida na Figura 8 logo a seguir, onde aparecem claramente suas dimensões e materiais.

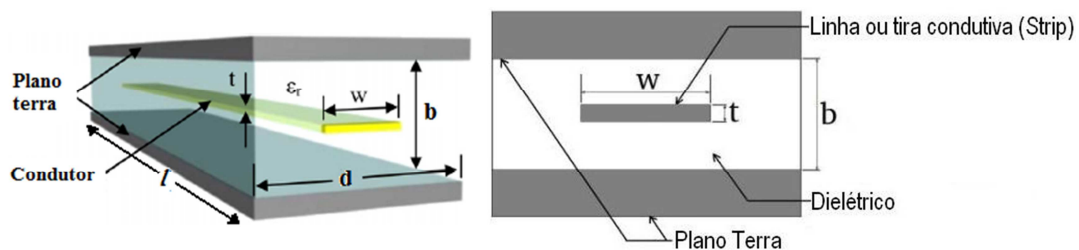


Figura 8. Geometria da linha de fita.

Considerando que (3) representa a impedância característica de uma linha de fita e considerando também detalhes construtivos, tais como medidas práticas para largura da fita, espessura do dielétrico (têxtil), geometria do conector e etc, foi projetada a linha mostrada nas Figuras 10 e 11. A metodologia para o projeto parte de substituir t e b , em (3), pois estes parâmetros são definidos pela geometria dos materiais. Um valor de constante dielétrica, ϵ_r , estimado também deverá ser considerado nesta etapa do projeto e substituído em (3).

O valor da largura da fita, w , é variado, e o valor de Z_0 correspondente é calculado repetidas vezes até obter um valor adequado para Z_0 ; seguindo critérios práticos, obviamente que valores de w que produzam valores sem sentido prático para Z_0 foram descartados.

Um *software* livre confiável, de nome VK3UM© *Transmission Line Calculator*¹, versão de 2008, foi usado para a realização dos cálculos dos valores de Z_0 , segundo as expressões (3) e (4). A Figura 9 mostra a tela principal do referido *software*.

¹ www.vk3um.com

VK3UM Transmission Line Calculator

Help About Exit

Centered Strip Line

Diagram: $\begin{matrix} w \\ \text{---} \\ |s| \\ \text{---} \\ |s| \\ \text{---} \\ t \end{matrix}$

Inner Spacing: 5,0000 $|s|$

Width of center conductor: 9,9900 w

Center conductor thickness: 1,5000 t

Impedance: 113,2

Tube Type: 1,0 ϵ_r

Required Value Preset 50 75

Convert fractions to a decimal value

☐ 1/64 ☐ 1/32 ☒ 1/16 ☐ 1/8 ☐ 1/4

1 0,0625 " 1,588 mm

Inner Value Outer Value

1/4 wave transition

50,0 2 50,0 35,4

Z_{in} Ports Z_{out} $Z_{required}$

Coaxial Lengths

Velocity Factor: 0,98

Frequency MHz: 432,100

Dielectric: Solid Air

Wave length in mm: 169,982 339,964 509,946 679,929

$\frac{1}{4}$ $\frac{1}{2}$ $\frac{3}{4}$ 1

☐ M ☐ cm ☒ mm ☐ ft ☐ ins

VK3UM Ver 1.15

VSWR Calculator

Forward Power Watts: 49,7 w 50,00 50,3 w

Reflected Power Watts: 0,00 w 0,19 0,69 w

VSWR: 1,01 1,13 1,27

Return Loss: -45,4 dB -24,2 dB -18,5 dB

Coupler Directivity: 25 dB

Efficiency: 99,6%

Dish Reflection Coefficient

Directivity Introduced Error ... (max/min)

Figura 9. Calculadora da linha de fita.

Os valores resultantes neste processo de construção do protótipo da linha de transmissão foram:

$t = 0,08$ mm;

$b = 5,049$ mm = 2,45 mm;

$\epsilon_r = 1,2$ (estimado);

$|s| = 1,185$ mm;

$\ell = 35$ cm;

$d = 10$ cm;

$Z_0 = 34,5$ ohms (resultante de cálculos com valor estimado);

$w = 3$ mm,

É importante informar que foram utilizadas 5 camadas do brim Santista para conseguir uma espessura adequada do dielétrico da linha têxtil. A parte condutora da linha foi construída utilizando um tecido condutivo, o *E-textile* (*FlecTron[®] Conductive Fabric, Less EMF Inc., USA*) ou seja o plano terra e a fita da estrutura foram construídos com este tecido condutivo. As Figuras 10,11,12 e 13 oferecem detalhes da linha construída, incluindo os conectores utilizados.

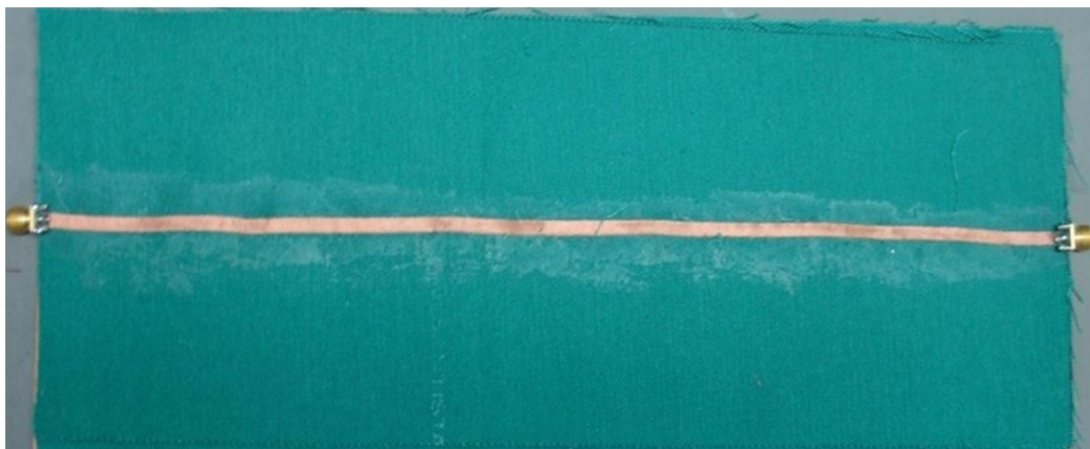


Figura10. Fita condutora no centro da linha.



Figura 11. Plano de Terra.

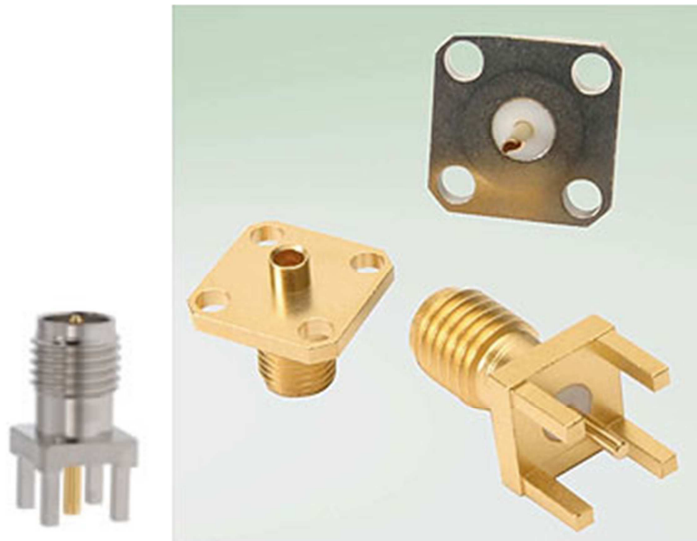


Figura 12. Conector usado.

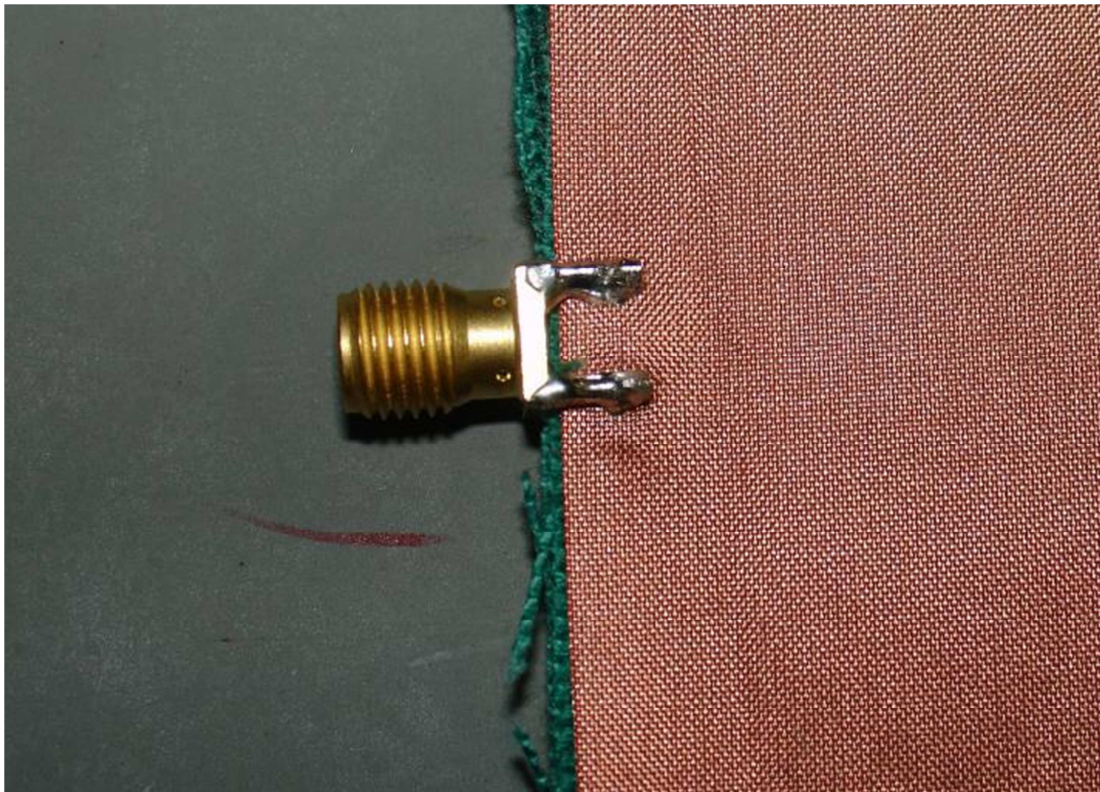


Figura 13. Soldagem.

2.4 Fundamentação teórica para a determinação experimental da constante dielétrica e tangente de perda

Uma vez com a linha de fita construída, utilizando um analisador de redes, modelo Agilent Technologies E507B ENA *Network Analyzer* , com uma impedância de carga padrão, $Z_L = 50$ ohms foram medidos os parâmetros S_{11} , S_{21} e a curva do comportamento de $VSWR$ com a frequência, permitindo assim determinar também os valores máximo e mínimo de $VSWR$. A partir dos valores desses parâmetros obtidos experimentalmente e considerando as clássicas expressões de projeto da linha de fita, foi realizado o seguinte procedimento:

A partir dos valores de $VSWR$ máximo e mínimo calcula-se a impedância característica da linha Z_0 , utilizando a seguinte expressão (12) logo a seguir [12]:

$$\left(\frac{Z_0}{Z_L}\right)^{\pm 1} = \sqrt{(VSWR)_{max}(VSWR)_{min}} \quad (12)$$

Z_0 [Ω]

Z_L [Ω]

$(VSWR)_{max}$ (adimensional)

$(VSWR)_{min}$ (adimensional),

onde o expoente +1 é usado quando $Z_0 > Z_L$ e -1 para $Z_0 < Z_L$.

Em seguida, através de (4) calcula-se a capacitância de franja normalizada existente entre o canto do fita e o plano terra adjacente.

Calculamos ϵ_r através de (3), pois agora temos os valores de Z_0 e C_f .

A constante de atenuação relativa a perda total, α_T na linha de transmissão pode ser determinada por (13) [12] em termos dos parâmetros de espalhamento S_{11} e S_{21} , pois estes já foram medidos como mencionado anteriormente.

$$\alpha_T(\omega) = -\frac{1}{l} 10 \log(|S_{11}(\omega)|^2 + |S_{21}(\omega)|^2) \text{ [dB/m]} \quad (13)$$

Sendo l o comprimento da linha.

$S_{11}(\omega)$ (adimensional)

$S_{21}(\omega)$ (adimensional)

l [m]

Através da formula (14), logo abaixo, calculamos a resistência superficial, R_s .

$$R_s = \sqrt{\pi \mu f / \sigma} \quad (14)$$

Calculamos agora A e B com (7) e (8) ou (9) correspondentemente.

Com (6) calculamos a constante de atenuação relativa a perda no condutor, pois já possuímos os valores da resistência superficial, além de A e B, calculados anteriormente.

A constante de atenuação relativa a perda no dielétrico, α_d é calculada por (5), pois já temos os valores de α_T e α_C .

Com o valor calculado de α_d no passo anterior e utilizando o valor de ϵ_r também já obtido anteriormente, pode-se calcular a tangente de perda do dielétrico, $\tan \delta$ considerando a expressão (10).

2.5 Resultados da caracterização

Seguem, nas Figuras 14 e 15 abaixo, as medidas realizadas da relação de ondas estacionárias máximas e mínimas, simbolizadas por $VSWR_{max}$. e $VSWR_{min}$. respectivamente, através do analisador de rede vetorial.

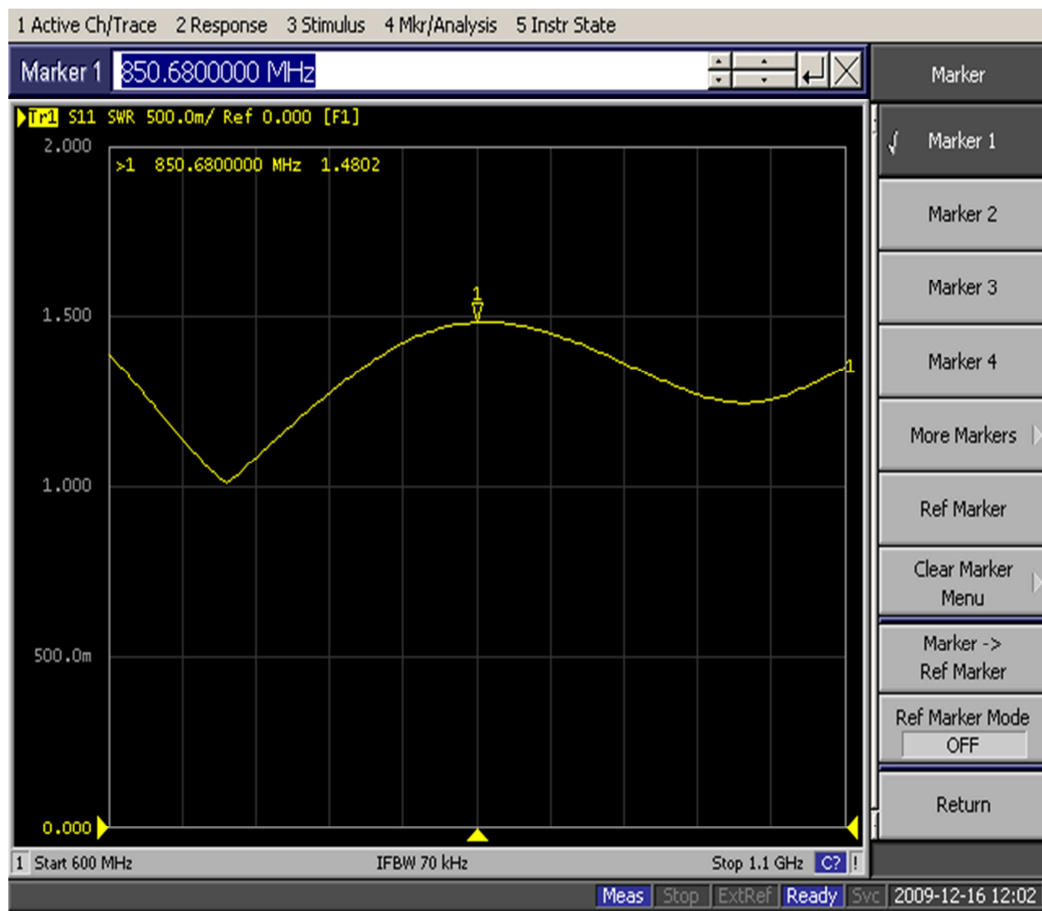


Figura14. $VSWR_{max.} = 1,4802$ - frequência de 915 MHz.

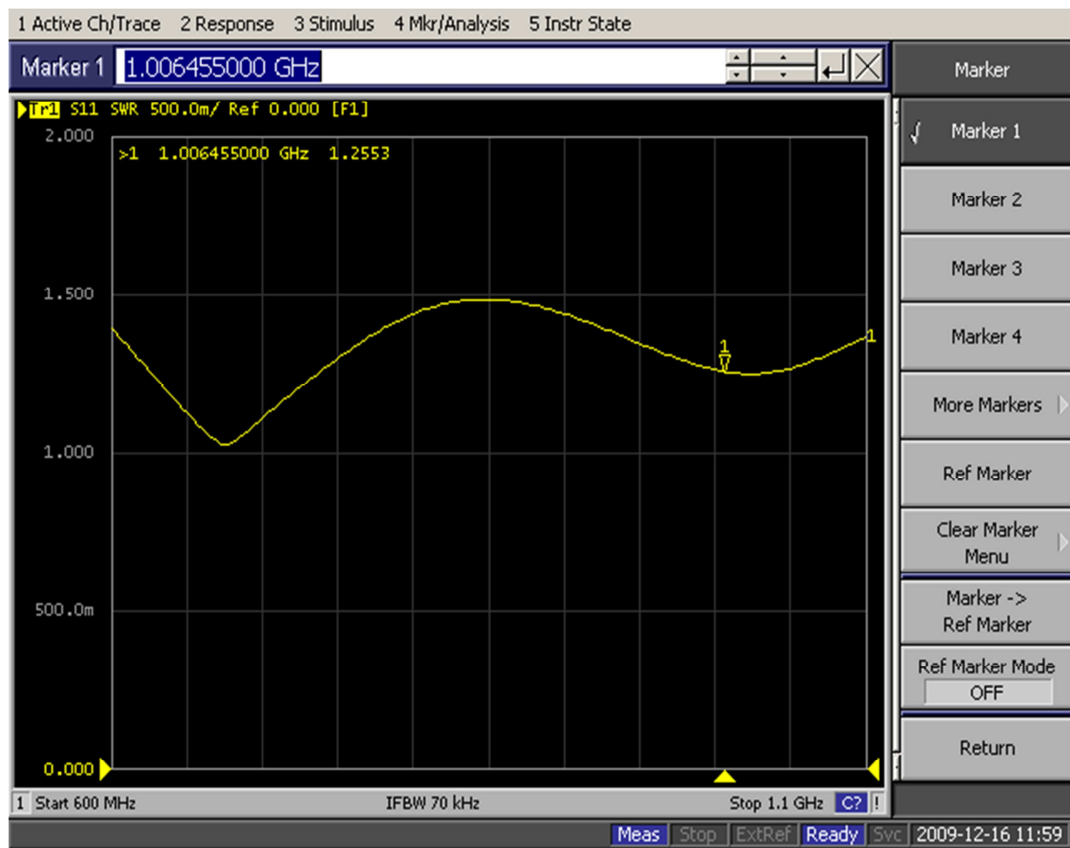


Figura15. VSWR min.=1,2553 - frequência de 915 MHz

Nas Figuras abaixo 16 e 17 temos o resultado das medidas do parâmetro de espalhamento S_{11} para as frequências de 915 MHz e 2,45GHz, respectivamente.

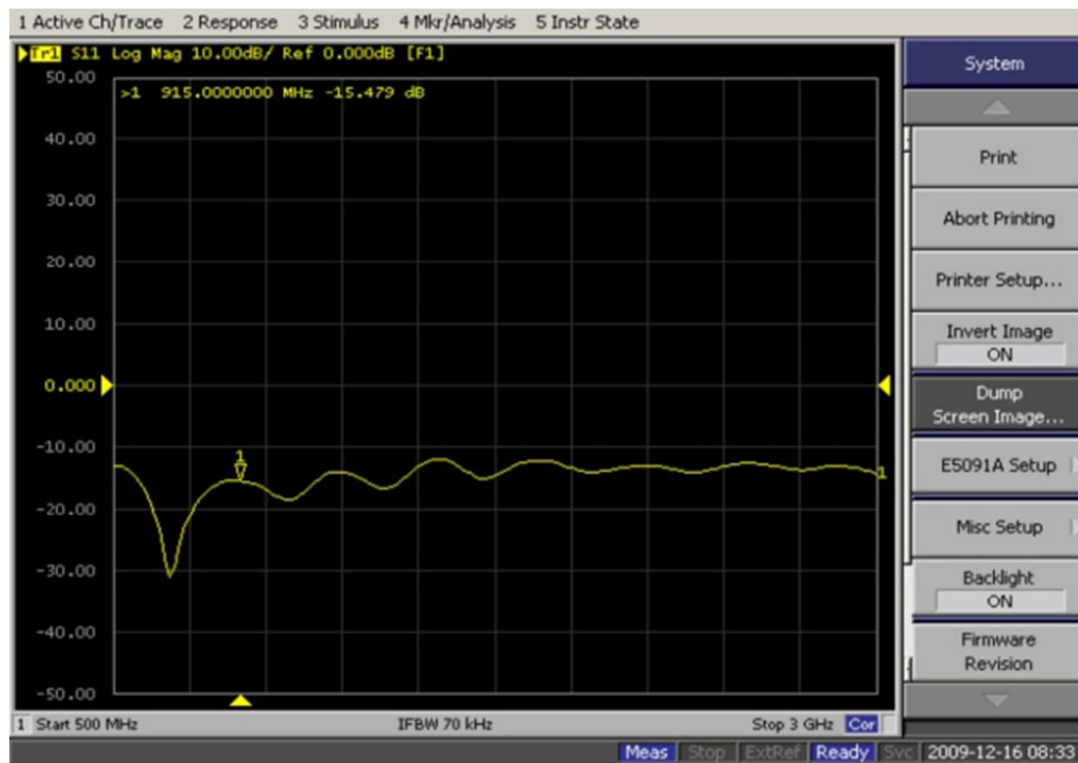


Figura 16. $S_{11} = -15,479\text{dB}$ - frequência de 915 MHz.

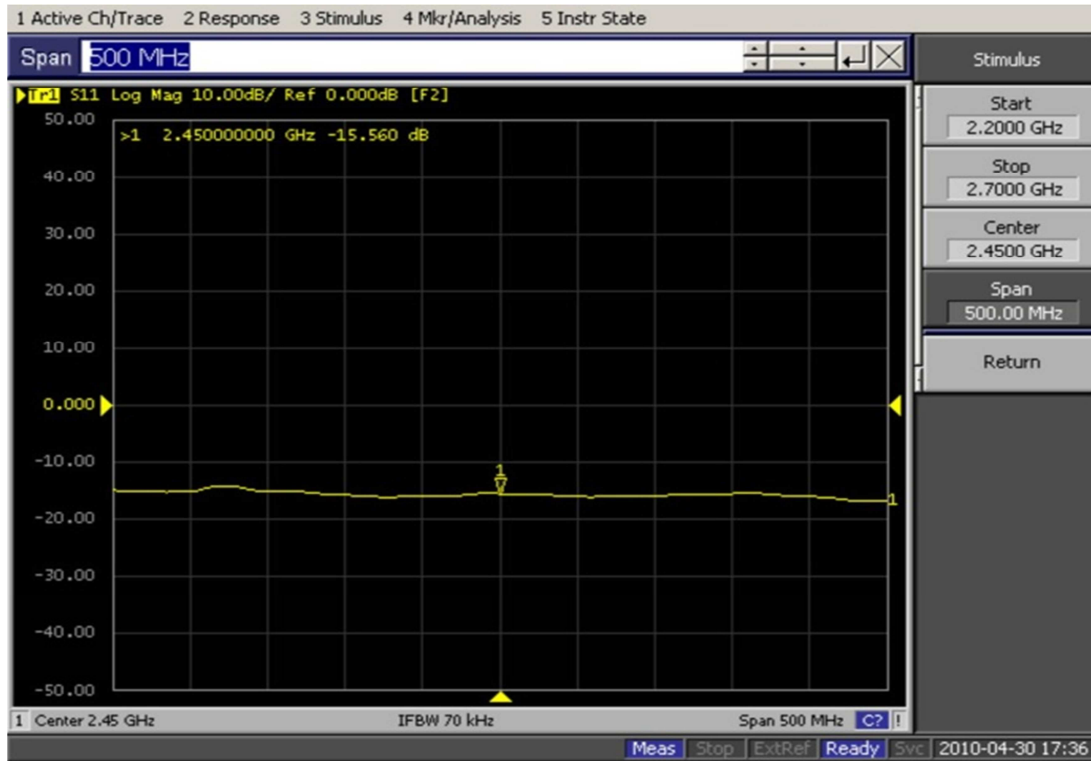


Figura17. $S_{11} = -15,560\text{dB}$ - frequência de 2,45 GHz.

Na escala logarítmica, as Figuras 18 e 19 apresentam o resultado das medidas do parâmetro de espalhamento S_{21} para as frequências de 915 MHz e 2,45GHz, respectivamente.

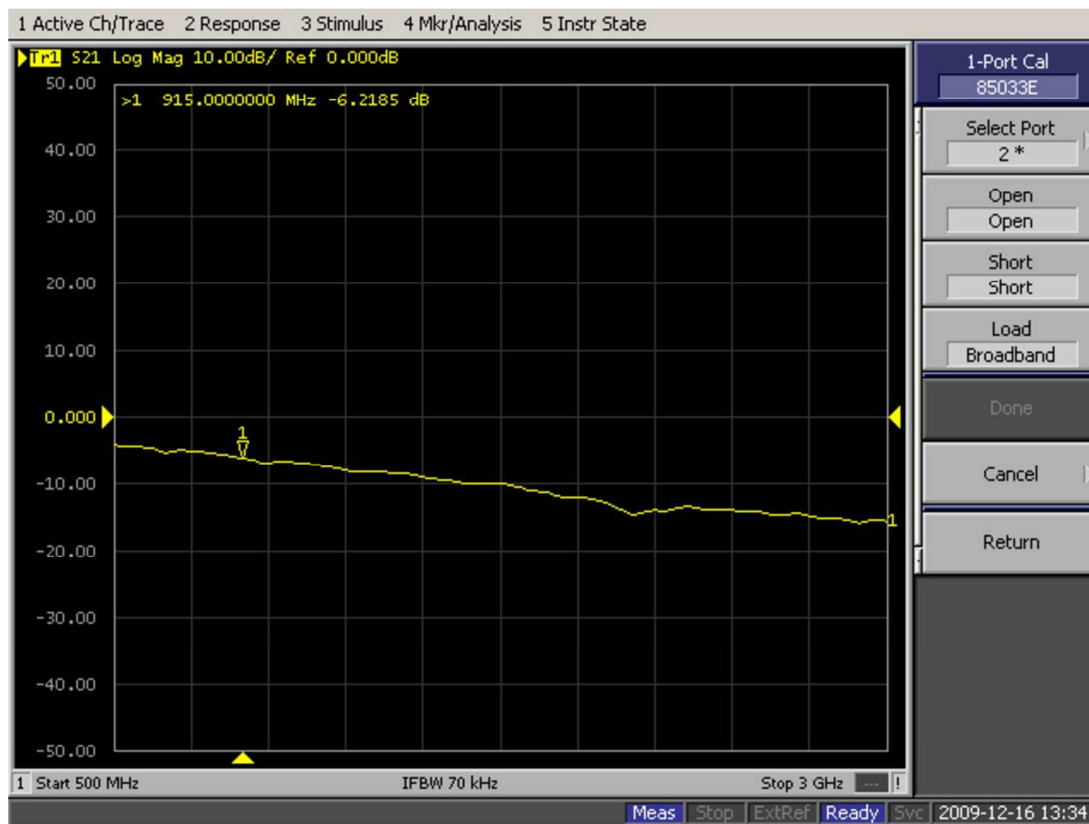


Figura 18. $S_{21} = -6,2185$ dB - frequência de 915 MHz.

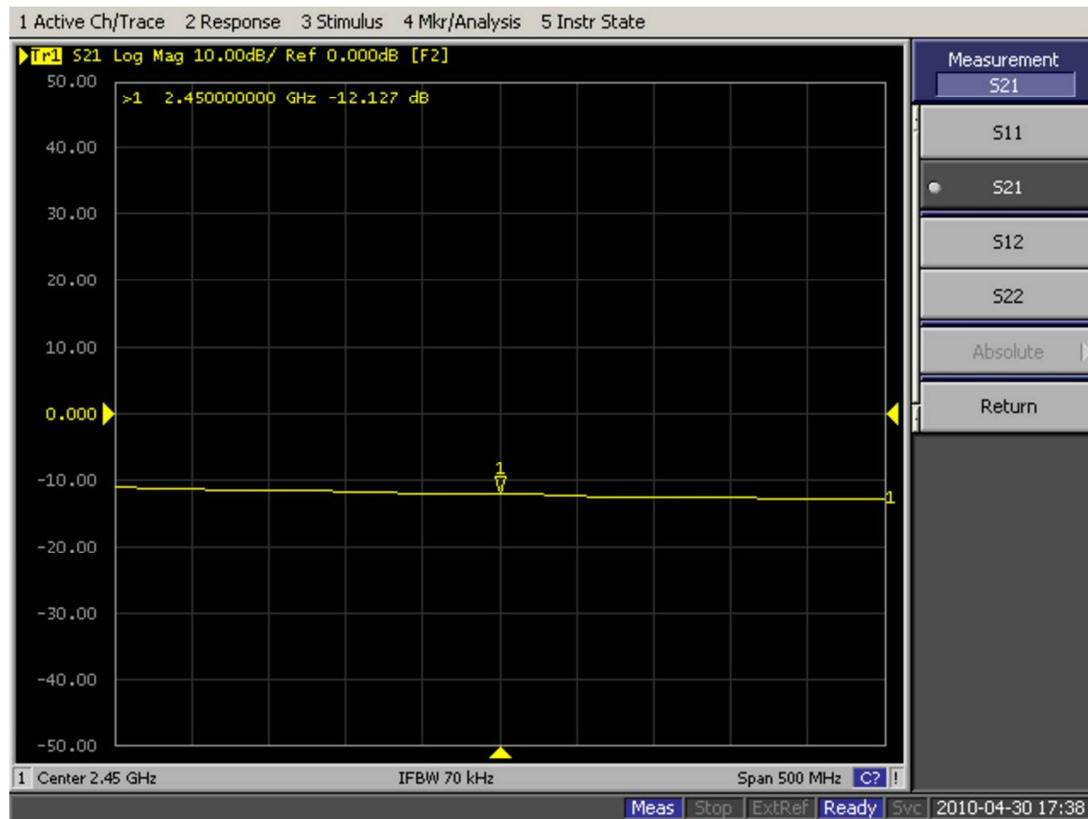


Figura 19. $S_{21} = -12,127$ dB - frequência de 2,45 GHz.

A partir de múltiplas medições realizadas foram construídas curvas experimentais dos parâmetros S_{11} , S_{21} e $VSWR$ para uma ampla gama de frequências de interesse em aplicações de *RFID*. Essas curvas são oferecidas nas Figuras 20, 21 e 22.

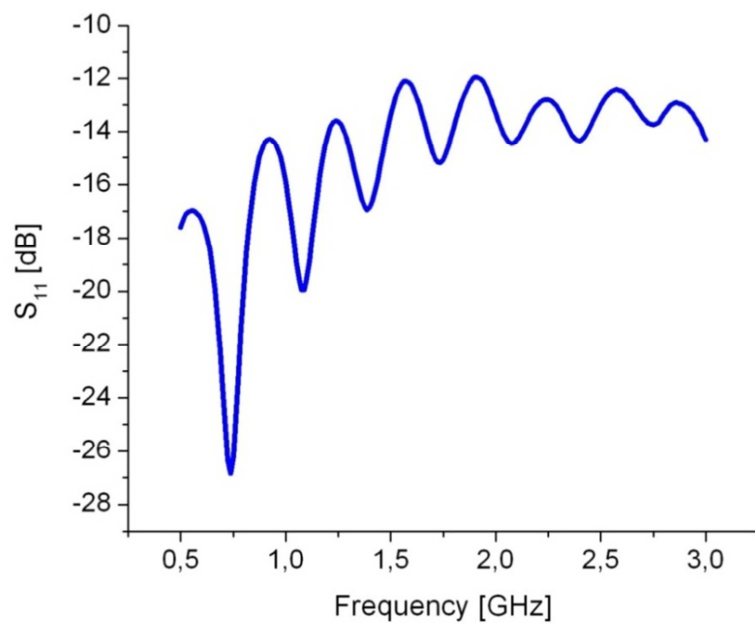


Figura 20. Valores experimentais de S_{11} x frequência.

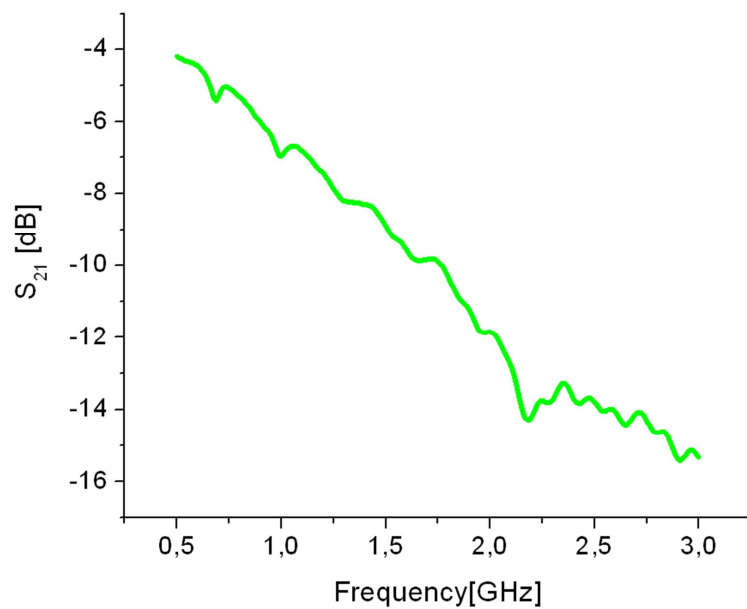


Figura 21. valores experimentais de S_{21} x frequência

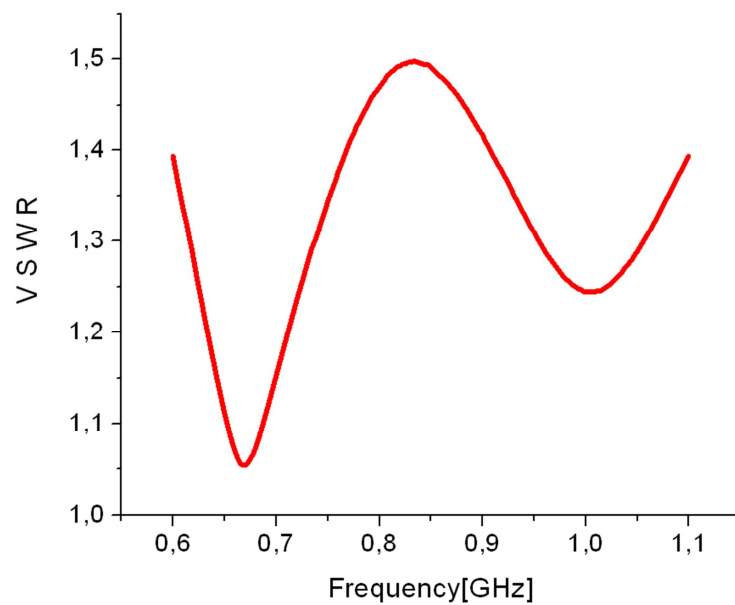


Figura 22. Valores experimentais de $VSWR$ x frequência

Nas Tabelas 1 e 2 apresentamos os resultados dos cálculos.

Tabela 1. Resultados calculados para caracterização

	2,45 GHz	915 MHz
Z_0	36,770 Ω	36,687 Ω
α_T	29,9 dB/m	16,463 dB/m
α_T	3,442 Np/m	1,895 Np/m
R_S	0,013 Ω	0,008 Ω
A	4,924	4,924
B	0	0
α_c	0,505 Np/m	0,309 Np/m
α_d	2,937 Np/m	1,587 Np/m
λ_0	0,1224 m	0,3276 m

Na Tabela 1 acima B=0, pois 57,513 Ω < 120 Ω .

Tabela 2. Resultados calculados da caracterização

[GHz]	ϵ_r	$\tan \delta$
0,915	2,118	0,01
2,45	2,117	0,01

Capítulo 3

Projeto de Uma Antena de Microfita Retangular

3.1 Justificativa desta estrutura

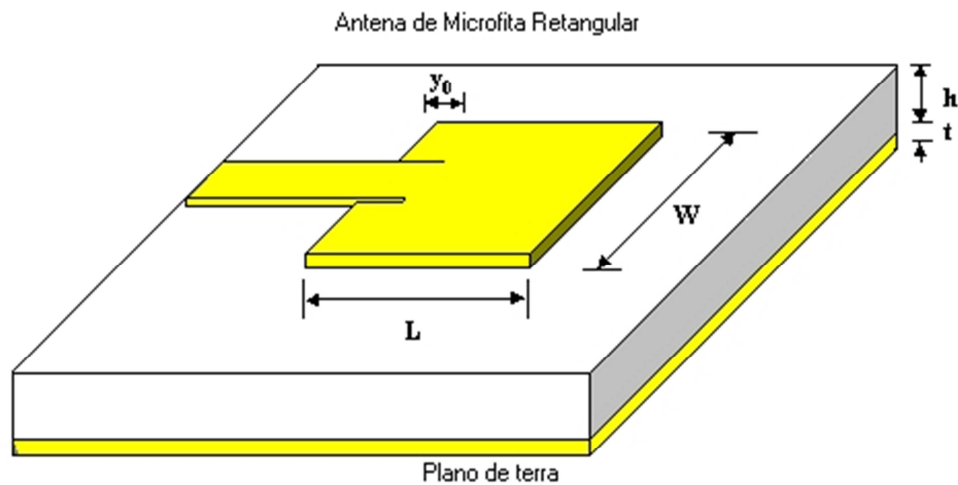
Na literatura existem antenas de microfita de formas geométricas diversas, sendo as mais comuns, as retangulares, circulares e as do tipo gravata borboleta ou *bowtie antennas*.

Por sua simplicidade no projeto, no qual apenas duas dimensões precisam ser especificadas (largura, W e comprimento, L) e por sua simplicidade de fabricação, foi escolhida a geometria retangular.

3.2 Fundamentação teórica

A antena de microfita retangular é também conhecida na literatura científica como antena *patch*, termo importado do inglês. O material condutor normalmente é o cobre e em nosso caso será o mesmo tecido condutivo utilizado no protótipo da linha de fita descrito na Seção 2.3.1 e o substrato dielétrico será, também, o mesmo brim Santista, já caracterizado.

Uma das características das antenas *patch* é que suas dimensões transversais e longitudinais são comparáveis: assim, para um *patch* retangular de microfita, a sua dimensão W é da mesma ordem de grandeza da sua dimensão L . A Figura 23 mostra uma antena *patch* retangular, descrevendo suas dimensões geométricas.



- ϵ_r - Constante dielétrica relativa.
- y_0 - Ponto de casamento da antena com a linha de microfita.
- h - Altura do substrato dielétrico.
- t - Espessura da strip condutora e da antena de microfita.
- W - Largura da antena de microfita retangular.
- L - Comprimento da antena de microfita retangular.

Figura 23.Geometria

Geralmente utiliza-se, para análise e modelamento, o modelo de cavidade ressonante para substratos finos ($h \ll \lambda_0$) enquanto que, para substratos espessos e em frequências elevadas de operação, são utilizadas técnicas mais precisas (Bahl e Bhartia, 1982).

Existem três maneiras de excitar ou alimentar uma antena *patch*, por linha de transmissão (Figura 23), acoplamento eletromagnético e por cabo coaxial, que foi o método adotado neste projeto (veja Figuras 29 e 30).

A seguir, de forma resumida, oferecemos as principais fórmulas de projeto da antena *patch* construída [10] e [13-15].

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{W_e} + 0,25 \frac{W_e}{h} \right) \text{ para } W/h \leq 1 \quad (15)$$

ou

$$Z_o = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{W_e}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W_e}{h} + 1,444 \right) \right\}^{-1} \text{ para } W/h \geq 1 \quad (16)$$

Sendo:

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{\Delta W}{h} \quad (17)$$

e

$$\frac{\Delta W}{h} = \frac{1,25t}{\pi h} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi W}{t} \right) \right] \text{ para } (W/h \leq 1/2\pi) \quad (18)$$

ou

$$\frac{\Delta W}{h} = \frac{1,25t}{\pi h} \left[1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right] \text{ para } (W/h \geq 1/2\pi) \quad (19)$$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F \left(W/h \right) - Q \quad (20)$$

$$F(W/h) = (1 + 10h/W)^{-1/2} \quad (21)$$

$$Q = \frac{\epsilon_r - 1}{4,6} \frac{t/h}{\sqrt{(W/h)}} \quad (22)$$

onde: Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão, ϵ_{re} é a constante dielétrica efetiva, W_e é a largura efetiva da linha de transmissão.

Com as expressões anteriores foi realizado o cálculo analítico das dimensões geométricas da antena, utilizando um programa MATLAB, desenvolvido pelo autor e cujos códigos são oferecidos no Anexo.

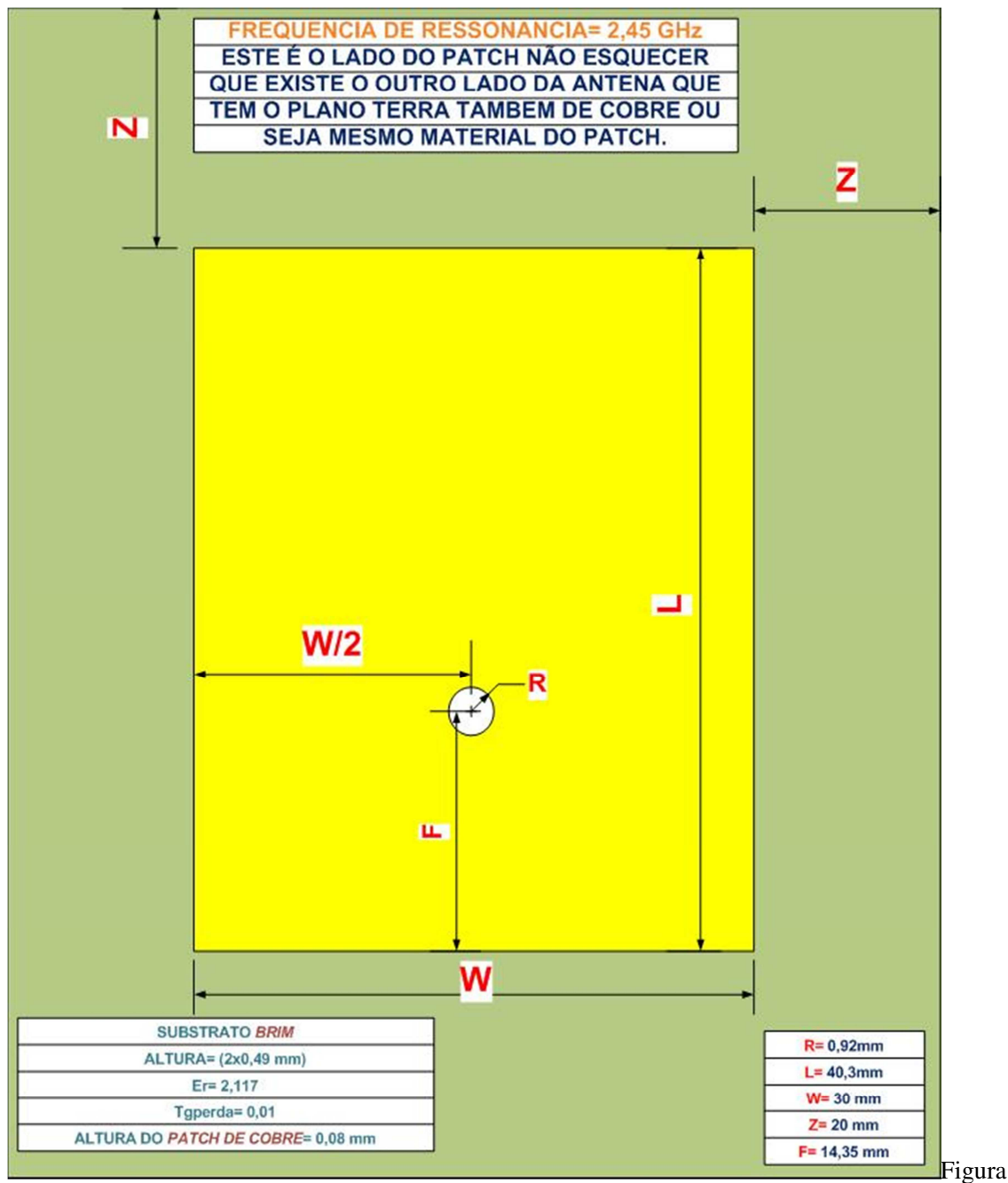
Posteriormente, esses parâmetros geométricos teoricamente calculados, foram ajustados num processo de simulação eletromagnética utilizando o software CST, para obter o melhor

desempenho da antena em parâmetros tão importantes como: perda de retorno, largura de banda, sintonização da antena, características direcionais e diretividade.

Os resultados da simulação são oferecidos na Seção 3.3 a seguir.

3.3 Simulação da antena têxtil

A Figura 24, a seguir, mostra o desenho da antena de microfita têxtil visto do lado do *patch* (cor amarela). A cor verde representa o substrato têxtil brim Santista. As dimensões da antena resultantes do processo de refinamento via simulação resultaram: $W=30\text{mm}$, $L=40,3\text{mm}$ e $F=14,35\text{mm}$.



Figura

24. Parâmetros da antena têxtil.

A seguir são oferecidos parâmetros de desempenho da antena, obtidos na simulação. A Figura 25 oferece a perda de retorno. Observe que foi alcançado um valor teórico excelente para este parâmetro, de -19,68 dB

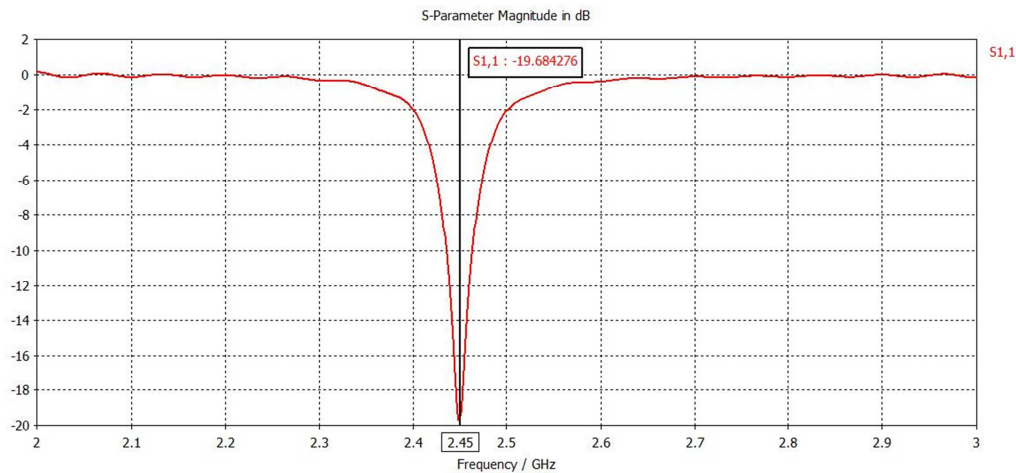


Figura 25. S_{11} .

Tomando como base a curva do comportamento em frequência da perda de retorno, foi determinada a largura de banda teórica, utilizando o critério de -10 dB. Observe na Figura 26 que foi conseguida uma banda de 27,36 MHz ao redor da frequência de projeto, fixada em 2,45 GHz.

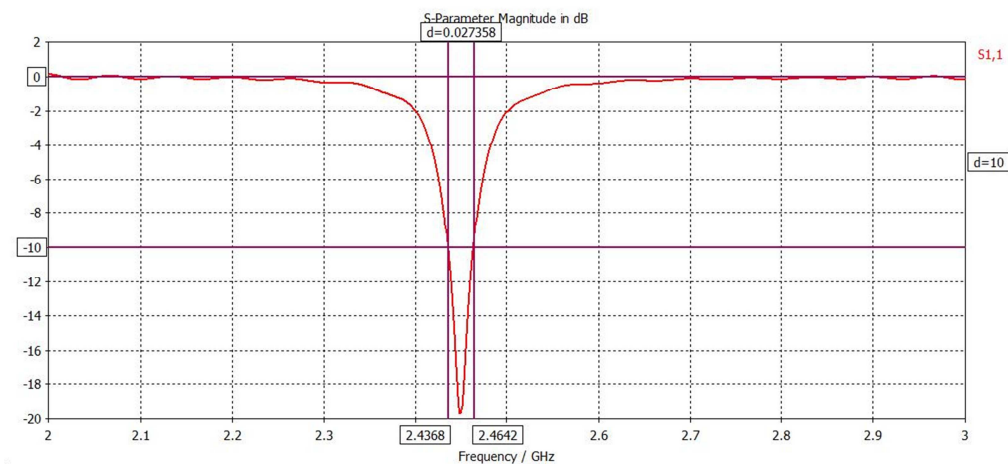


Figura 26. BW .

As características de radiação também foram simuladas e são oferecidas nas Figuras 27 e 28. A primeira destas Figuras oferece a distribuição do campo elétrico em dBi e a segunda em dB.

Esta simulação permite afirmar que a antena tem uma diretividade teórica de 7,22 dBi e um ganho diretivo de 3,85 dB

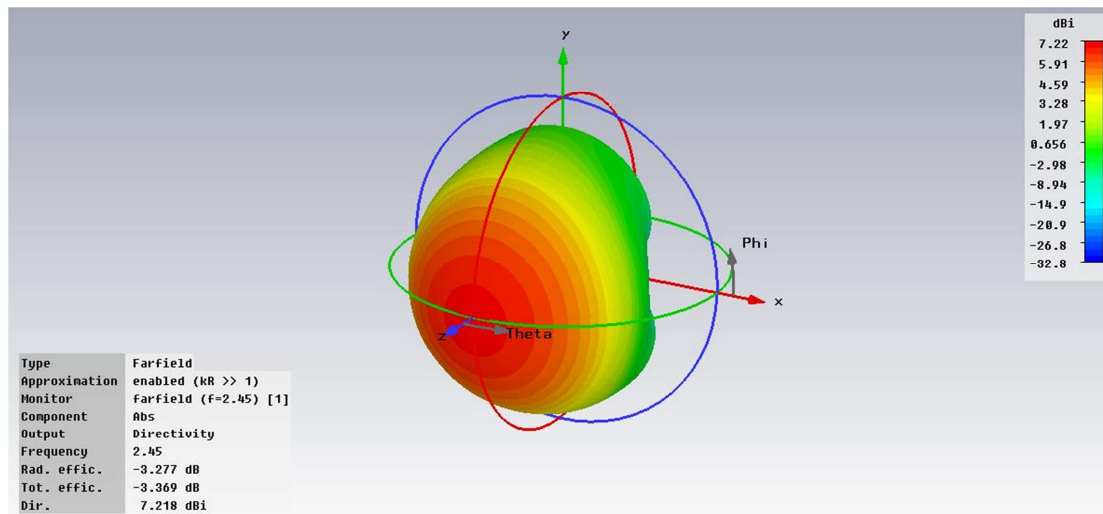


Figura 27. Diretividade.

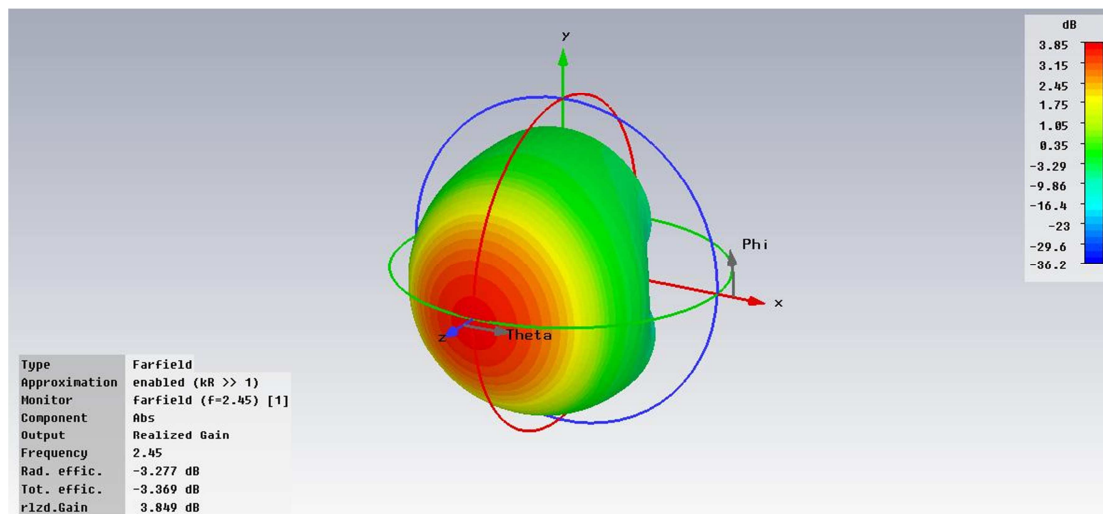


Figura 28. Ganho.

3.4 Construção do Protótipo da Antena Têxtil

Com as dimensões calculadas teoricamente e refinadas na simulação foi construído um protótipo de antena têxtil, como mostra a Figura 29, a seguir.

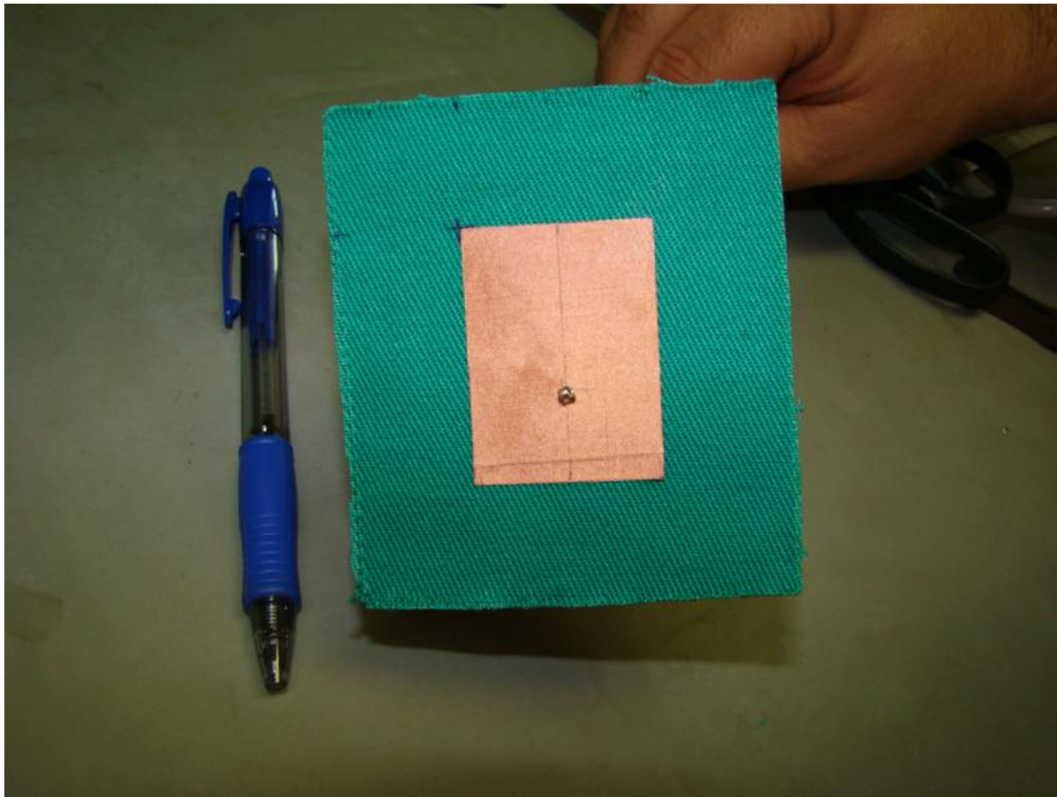


Figura 29. *Patch*

A alimentação direta implementada, usando cabo coaxial, com a vista no lado do plano terra da antena, é mostrada na Figura 30.

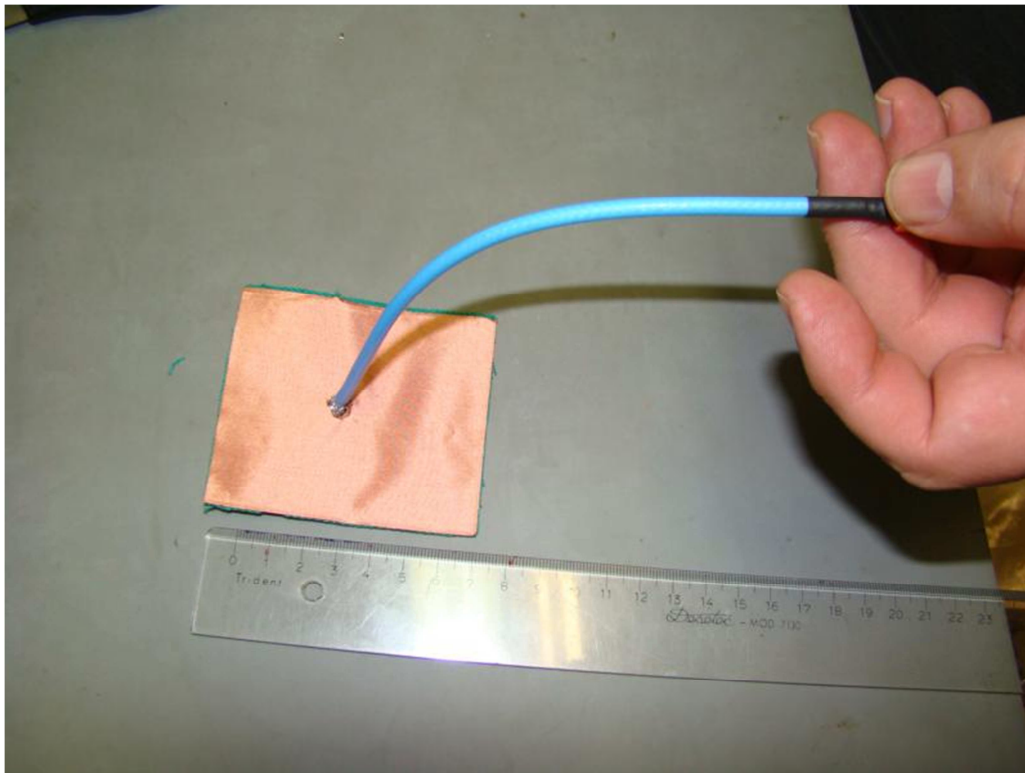


Figura 30. Plano de Terra.

3.5 Resultados das Medições

A Figura 31 mostra o conjunto de medição utilizado na caracterização experimental da antena construída, utilizando o analisador de redes modelo *Agilent Technologies E507B ENA Network Analyzer*.

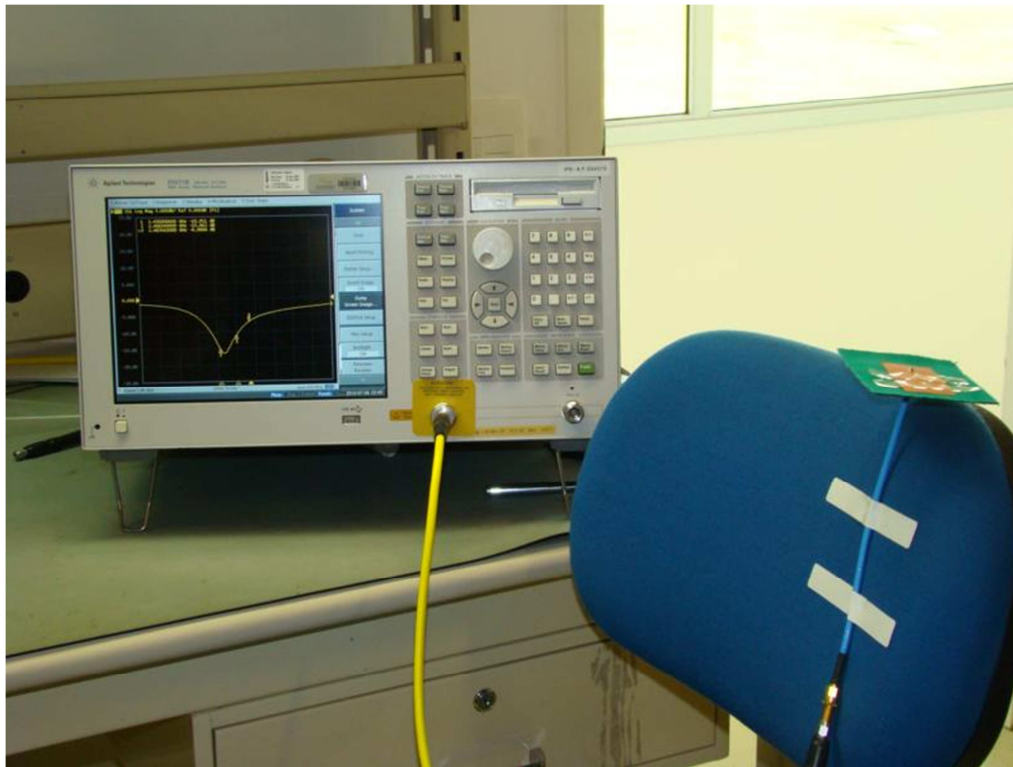


Figura 31. Analisador de redes.

Os valores de $S_{11} = -17,8\text{dB}$ de largura de banda com valor aproximado em 77MHz são apresentados na tela do analisador de rede como mostra a Figura 32.

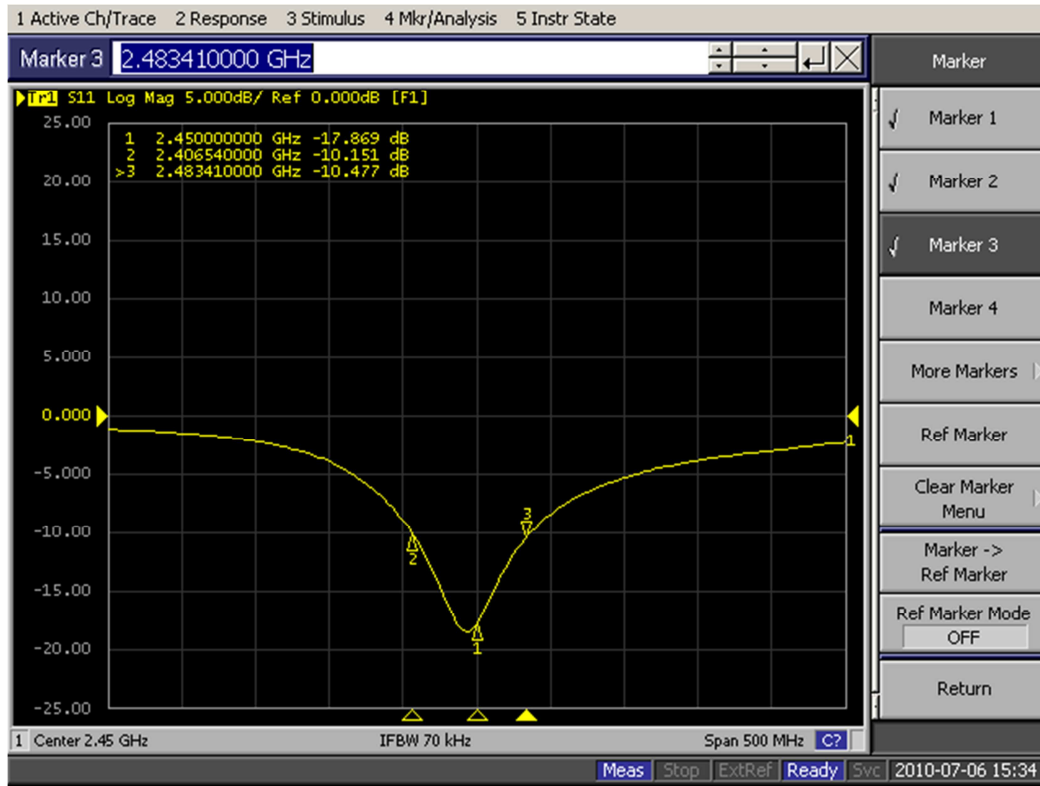


Figura 32. Comportamento da Perda de retorno x frequência. Observe que o valor mínimo é -17.8 dB e que a largura de banda é aproximadamente 77 MHz.

Capítulo 4

Comparação da tecnologia têxtil com a clássica FR4

Nesta seção oferecemos os resultados da simulação dos parâmetros eletromagnéticos de uma antena *patch* construída com tecnologia convencional, onde a palavra convencional entende-se no sentido de que os materiais utilizados foram placa de cobre e substrato FR4, com constante dielétrica de valor 4,6, sendo sua espessura de 1,6 mm. É importante chamar a atenção ao fato de que os valores de ambos os parâmetros são maiores que seus respectivos valores na antena têxtil. Vale comentar que o fato de possuir um maior valor de constante dielétrica contribui para diminuir o tamanho da antena e o fato da espessura do substrato ser maior, melhora a largura de banda deste tipo de estrutura [10] e [15]. Isto significa que estamos comparando o desempenho da antena têxtil com uma antena convencional de rendimento mais otimizado.

Tabela 3. Comparação FR4 x Brim Santista

	Substratos	
	FR4	Brim Santista
ϵ_r	4,6	2,12
Tangente de perda	0,02	0,01
h	1,6 mm	0,98mm
t	0,09mm	0,08mm
L	26,2mm	40,3mm
W	65mm	30mm
S_{11} Medido	-32dB	-17,8dB
BW Medido	44MHz	77MHz
Ganho Simulado	6,75dB	3,85dB

A Fig. 33 mostra o protótipo da antena construída com esta tecnologia vista pelo lado do *patch* ou lado radiante e a Fig. 34 mostra a antena pelo lado do plano de terra.



Figura 33. *Patch* FR4.



Figura 34. Plano de Terra FR4.

A Figura 35, a seguir, mostra o diagrama de radiação, em dBi, e a Figura 36 mostra o ganho direto, em dB, ambos simulados usando FR4 na antena.

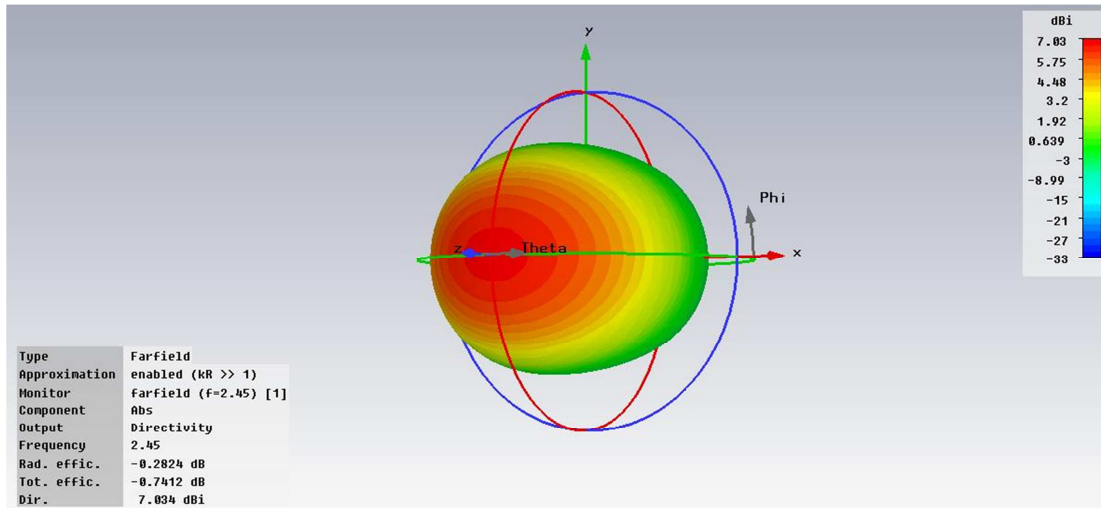


Figura 35. Diagrama de radiação com diretividade, em dBi, da antena de FR4.

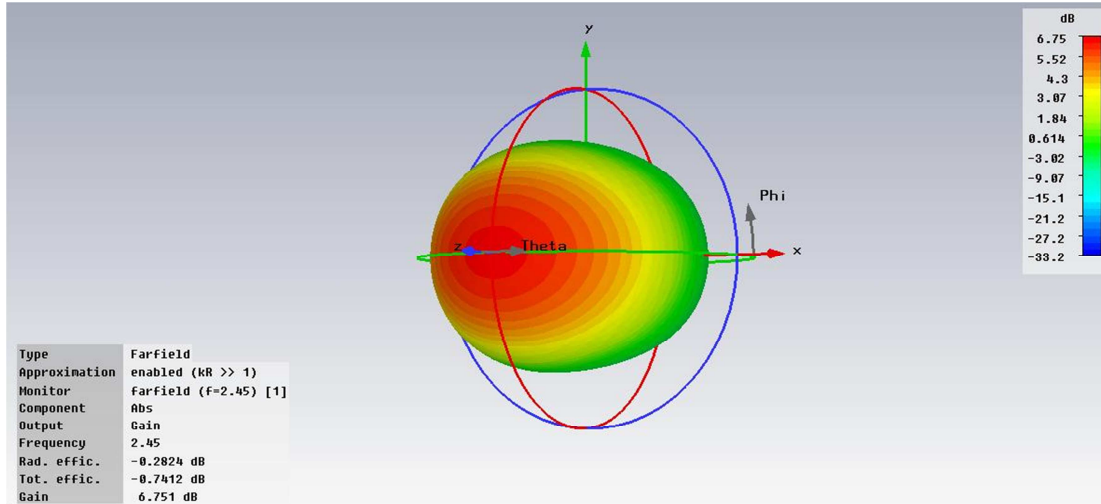


Figura 36. Diagrama de radiação com ganho em dB da antena de FR4.

Os parâmetros experimentais medidos para esta antena com FR4, isto é, perda de retorno e largura de banda, resultaram em -32 dB e 44 MHz, respectivamente, como mostra a Figura 37, a seguir.

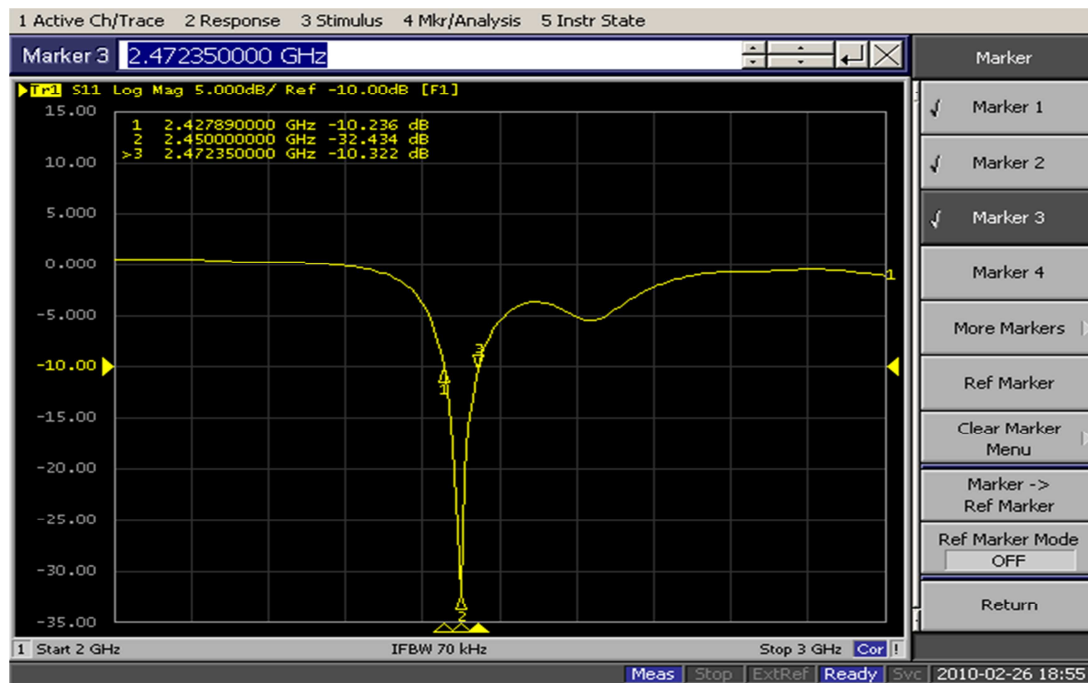


Figura 37. Comportamento da Perda de retorno x frequência. Observe que o valor mínimo é -32dB e que a largura de banda é aproximadamente 44 MHz.

Comparando os resultados obtidos com esta antena convencional (Antena FR4) , com a antena têxtil proposta neste trabalho, podemos afirmar que a tecnologia têxtil é tecnologicamente aceitável, pois os resultados obtidos mostram que estão próximos ao comportamento das antenas convencionais de melhores desempenhos.

Se a antena convencional for construída com substrato diferente do FR4, por exemplo o Duroid RT 5880, a tabela da Figura 38, a seguir, mostra que os valores típicos de constante dielétrica seriam menor que o valor de 4,6, ou seja, da ordem de 2,24. Este valor já é bem próximo do valor caracterizado desse parâmetro para o brim Santista; isto pode induzir-nos a pensar que provavelmente uma antena *patch* construída com este tipo de material tenha um desempenho muito parecido com uma antena têxtil.

Características de substratos

Material	ϵ_r	Perdas dielétricas $\tan \delta \times 10^4$ (10 GHz)	Rugosidade superficial (rms, μm)	Características / aplicações
RT-Duroid 5880	2,16–2,24	5-15	0,75–1,0	Flexível/ stripline
RT-Duroid 6010	10,2-10,7	10-60	0,75-1,0	Flexível / microfita / stripline
Epsilam-10	10-13	20	-	Flexível / microfita / stripline
Alumina (99,5%)	9,6-10,4	0,5-3,0	0,05-0,25	Placa / microfita / slotline e variantes
Quartzo (99,9%)	3,75	1	0,006-0,025	Acabamento óptico / microfita
Ferrita	13-16	2	0,25	Porosa / dispositivos não-recíprocos/ microfita / slotline / linha coplanar
safira	$\epsilon_{r\perp}=9,4$; $\epsilon_{r\parallel}=11,6$	-	-	Anisotropia / microfita/ microfita suspensa

Fonte: B. Bhat e S. K. Koul, Analysis, design and applications of fin lines, Norwood: Artech House, p. 7, 1987

Figura 38. Características de substratos.

Capítulo 5

Conclusões

Na presente dissertação foram descritos todos os detalhes teóricos e experimentais de uma completa caracterização eletromagnética realizada sobre o tecido brim Santista, produzido pela Santista Têxtil, uma empresa brasileira. Sendo mais específico, o brim usado aqui é um tipo catalogado com número de referência 5005, cor número 616 (tom de verde), 100% algodão.

O estudo revela claramente que este material é perfeitamente utilizável no desenvolvimento de dispositivos de Radio Frequência, conseguindo desempenhos comparáveis com tecnologias já consagradas, como mostrou a comparação efetuada entre antena têxtil desenvolvida, que utilizou este material como substrato e uma antena do mesmo tipo, desenvolvida com FR4 (um dos melhores substratos convencionais, utilizados em dispositivos de *RF*).

A caracterização eletromagnética do tecido brim Santista, foi realizado nas frequências típicas de *RFID*, 915 MHz e 2.45 GHz, através de um sólido e robusto método de medição.

A caracterização eletromagnética deste tecido é um trabalho inédito, pois não ha relatos de similares estudos para qualquer brim na faixa de frequência usada por nós.

Os valores obtidos para a constante dielétrica e tangente de perda, estão em boa correspondência com valores de outros estudos realizados com materiais têxteis publicados na literatura.

Nossos experimentos mostram que o brim Santista possui um excelente potencial para ser usado como material dielétrico no desenvolvimento de circuitos e dispositivos de *RF*, em particular para aplicações em *RFID* e na construção de um protótipo de antena têxtil.

Referências Bibliográficas

- [1] Pekka Salonen and Yahya Rahmat-Samii, "Effects of Antenna Bending on Input Matching and Impedance Bandwidth" – *The European Conference on Antennas and Propagation: EuCAP 2006*, 6-10 November 2006, Nice, France, 2006.
- [2] Jaime G Santos, Akram Alomainy and Yang Hao. "Textile Antennas for On-Body Communications: Techniques and Properties." *IEEE Antenna and Propagation*, 2007: 1-4.
- [3] Y. Bayram Y. Zhou , J.L. Volakis , B-S. Shim and N.A. Kotov, "Conductive Textiles and Polymer-Ceramic Composites for Novel Load Bearing Antennas." *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2008: 1-4.
- [4] J. Volakis and G. Kiziltas, "*Novel Materials for RF Devices.*" *IEEE Antennas and Propagation Society International Conference*, June 2007.
- [5] Y. Huang, W.-Y. Yin, and Q. H. Liu, "Performance prediction of carbon nanotube bundle dipole antenna," *IEEE Trans. Nanotechnol.*, vol. 7, pp. 331–337, May 2008.
- [6] Declercq, F. and Rogier, H., "Active Integrated Wearable Textile Antenna with Optimized Noise Characteristics," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 58, pp. 3050-3054, no. 9, september 2010.
- [7] C. Hertleer , H. Rogier , L. Vallozzi and L. Van Langenhove "A textile antenna for off-body communication integrated into protective clothing for fire-fighters", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, pp. 919, 2009.
- [8] Constantine A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, Wiley, 1989.
- [9] Stuart M. Wentworth, *Fundamentals of Electromagnetics with Engineering Applications*, Har/Pas edition, Wiley, January 9, 2007.
- [10] Balanis C. A., *Teoria de antenas*, Terceira edição, LTC, Brasil, 2009.
- [11] I. J. Bahl and Ramesh Garg, "*A designer's guide to stripline circuits,*" *Microwaves*, pp.90-96, January 1978.

-
- [12] Y. Heping, K. L. Virga, J. L. Prince, "Dielectric constant and loss tangent measurement using a stripline fixture", *IEEE Electronic Components & Technology Conference*, pp 1077 – 1082, vol. 48, 1998.
- [13] Kinayman, N.; Aksun, M. I. (2005). *Modern Microwave Circuits*, Artech House.
- [14] Gupta, K. C.; Garg, R.; Bahl, I.; Bhartia, P. (1996). *Microfita Lines and Slotlines*, 2nd ed., Artech House.
- [15] Lee K. F. and Wei C., *Advances in microfita and printed antennas*, Wiley, Canada, 1997.

ANEXO I

Código desenvolvido no software matlab para calcular as dimensões de uma antena de microfita retangular.

```
% Data 05/04/2010
% Rectangular Microfita Antennas
clear all;
clc

% Constantes
N0 = 120*pi;
c = 2.99792458e8;    % K. F. Lee, 1997 - pg. 225
mi0 = (4e-7)*pi;
eps0 = 1e-9/(36*pi);
sigma = 3e7;        % K. F. Lee, 1997 - pg. 234
tand = 9.05e-3;
Zo = 50;            % Impedancia da alimentacao

% Entradas
h = 0.98e-3; % Espessura do substrato
epsr = 2.12;
mir = 1;
Rin = 50;

% Frequencia
f0 = 2.45e9
lamb0 = c/f0 % K. F. Lee, 1997 - pg. 233, fig. 5.4
k0 = 2*pi*f0*sqrt(mi0*eps0);
lambpor3 = c/(3*f0)
lambpor2 = c/(2*f0)

% Dimensoes
dW = (h*log(4))/pi; % Eq. 5.2
Le = c / ( 2*f0*sqrt(epsr) )
W = 0.03
epseW = ((epsr+1)/2) + ( (epsr-1) / (2*sqrt(1 + 10*h/W)) ); % Eq. 5.35
dL = ( 0.412*h*(epseW+0.3)*((W/h)+0.264) ) / ((epseW-0.258)*((W/h)+0.8) ); % Eq.
5.37
```

$$W_e = W + 2 \cdot dW$$

$$L = L_e - 2 \cdot dL$$

% Ponto de Alimentacao

% xin Ponto de Alimentacao - coord. no lado nao-ressontante

yin = W/2; % Ponto de Alimentacao - coord. no lado ressonante

a = 0.05e-2; % Raio da ponta de alimentacao

% Fatores de Qualidade

f = f0;

Qd = 1/tand; % Eq. 5.40

Rs = sqrt(pi*f*mi0/sigma); % Eq. 5.42

Qc = (N0*mir*(k0*h/Rs)) / 2; % Eq. 5.41

n1 = sqrt(epsr*mir); % Eq. 5.50

c1 = (1/(n1^2)) + (2/(5*(n1^4))); % Eq. 5.49

a2 = -0.16605;

a4 = 0.00761;

c2 = -0.0914153;

p = 1 + a2*((k0*We)^2)/10 + (a2^2 + 2*a4)*(3/560)*((k0*We)^4) + c2*((k0*Le)^2)/5 + a2*c2*((k0*We)^2)*((k0*Le)^2)/70; % Eq. 5.65

Qsp = (3*epsr*Le*lamb0) / (16*p*c1*We*h); % Eq. 5.67

s = sqrt(epsr - 1); % K. F. Lee, 1997 - pg. 237

alfa1 = - (tan(k0*h*s) + ((k0*h*s)/((cos(k0*h*s))^2))) / s; % K. F. Lee, 1997 - pg. 237

alfa0 = s*tan(k0*h*s); % Pag. 237

x0 = 1 + (-((epsr)^2) + alfa0*alfa1 + epsr*sqrt(((epsr)^2)-2*alfa0*alfa1+((alfa0)^2))) / (((epsr)^2) - ((alfa1)^2)); % K. F. Lee, 1997 - pg. 237

x1 = ((x0^2)-1) / (epsr-(x0^2)); % Pag. 236

Psw_hed = (N0*(k0^2)/8) * ((epsr*(((x0^2)-1)^(3/2))) / (epsr*(1+x1) + k0*h*sqrt((x0^2)-1)*(1+(epsr^2)*x1))); % Eq. 5.52

Psp_hed = ((k0*h/lamb0)^2) * (80*((pi*mir)^2)*c1); % Eq. 5.48

er_hed = Psp_hed / (Psp_hed + Psw_hed); % Eq. 5.47

Qsw = Qsp * (er_hed / (1-er_hed)); % Eq. 5.46

Q = 1 / ((1/Qsp) + (1/Qsw) + (1/Qd) + (1/Qc)) % Eq. 5.9

% Largura de Banda

BW = (1/sqrt(2)) * (tand + ((Rs*lamb0)/(pi*N0*mir*h)) + ((16*p*c1*h*We)/(3*epsr*lamb0*Le*er_hed))) % Eq. 5.68

% Eficiencia de Radiacao

$$er = er_hed / (1 + er_hed * (tand + ((Rs*\lambda_0)/(pi*N0*mir*h))) * ((3*epsr*Le*\lambda_0)/(16*p*c1*We*h)))$$
 % Eq. 5.70

% Reatancia de Alimentacao

$$gama = 0.577216; \quad \% \text{ K. F. Lee, 1997 - pg. 253 - Constante de Euler}$$

$$Xf = ((N0*mir*k0*h)/(2*pi)) * (-gama + \log(2/(n1*k0*a)))$$
 % Eq.5.77

% Diretividade

$$D = (N0/(40*pi*p*c1)) * ((\tan(k0*h*n1)/(k0*h*n1))^2) / (1 + (mir/epsr)*((\tan(k0*h*n1))^2)));$$
 % Eq. 5.111

$$DdB = 10*\log_{10}(D)$$

% Resistencia de Entrada

$$ss = \sqrt{Rin * (\tan + ((Rs*\lambda_0)/(pi*N0*mir*h)) + ((16*p*c1*We*h)/(3*epsr*Le*\lambda_0*er_hed)) / ((4/pi)*mir*N0*(Le/We)*(h/\lambda_0)))}$$

 % Eq.5.73

$$xin = (Le*\cos(ss)/pi) - dL$$

% Impedancia de Entrada

$$fr = f/f0; \quad \% \text{ Eq. 5.29}$$

$$Zin_real = Rin / (1 + 4*((Q*(fr-1))^2))$$
 % Parte real Eq. 5.28

$$Zin_imag = Xf - ((2*Rin*Q*(fr-1)) / (1 + 4*((Q*(fr-1))^2)))$$
 % Parte imaginaria Eq. 5.28

% SWR

$$ro_real = ((Zin_real^2) - (Zo^2) + (Zin_imag^2)) / (((Zin_real+Zo)^2) + (Zin_imag^2));$$

 % Parte real

$$ro_imag = 2*Zin_imag*Zo / (((Zin_real+Zo)^2) + (Zin_imag^2));$$
 % Parte imaginaria

$$ro_abs = \sqrt{(ro_real^2) + (ro_imag^2) }; \quad \% \text{ Modulo de ro}$$

$$SWR = (1 + ro_abs) / (1 - ro_abs)$$

% PERDA DE RETORNO db

$$perdaretDB = 20*\log_{10}((SWR-1)/(SWR+1))$$

ANEXO II

Demonstração da equação (12).

Por definição:

$$VSWR = \frac{|V_{max}|}{|V_{min}|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (23)$$

Sendo que V_{max} e V_{min} se referem ao máximo e mínimo de tensão da onda estacionária respectivamente e Γ é o coeficiente de reflexão, onde

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Na linha de fita abordada aqui Z_L e Z_0 são números reais, portanto:

$$|\Gamma| = \frac{Z_0 - Z_L}{Z_0 + Z_L} > 0 \quad \text{se} \quad Z_0 > Z_L \quad (24)$$

ou

$$|\Gamma| = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} > 0 \quad \text{se} \quad Z_0 < Z_L \quad (25)$$

Substituindo (24) e (25) em (23), segue sem perda de generalidade para todo VSWR com Z_L e Z_0 reais a seguinte relação:

$$VSWR = \left(\frac{Z_0}{Z_L} \right)^{\pm 1} \quad (26)$$

Onde o expoente +1 é usado quando $Z_0 > Z_L$ e -1 para $Z_0 < Z_L$

É conhecido que, havendo impedâncias descasadas entre duas interfaces elétricas A e B com respectivos $VSWR_A$ e $VSWR_B$, sendo $VSWR_A > VSWR_B$, os valores máximos e mínimos de VSWR representados por $(VSWR)_{max}$ e $(VSWR)_{min}$ relacionam-se assim:

$$(VSWR)_{max} = VSWR_A \times VSWR_B \quad (27)$$

e

$$(VSWR)_{min} = \frac{VSWR_A}{VSWR_B} \quad (28)$$

Fazendo (27) x (28) ou seja multiplicando membro a membro cada lado da igualdade da primeira equação por cada lado da segunda respectivamente vem que:

$$VSWR_A = \sqrt{(VSWR)_{max}(VSWR)_{min}} \quad (29)$$

Como neste caso todo VSWR é dado por (26) ao substituir em (29) vem que:

$$\left(\frac{Z_0}{Z_L}\right)^{\pm 1} = \sqrt{(VSWR)_{max}(VSWR)_{min}}$$

Onde o expoente +1 é usado quando $Z_0 > Z_L$ e -1 para $Z_0 < Z_L$. c.q.d.

Demonstração da equação (13).

Nas redes com perdas apenas por dissipação de calor, podemos relacionar:

$$P_e = P_s + P_d \quad (30)$$

Onde P_e é a potência de entrada, P_s é a potência de saída e P_d é a potência dissipada.

Como

$$P_s = at \cdot P_e \quad (31)$$

Onde at é a atenuação provocada por dissipação de calor, portanto ao substituir (31) em (30) temos:

$$P_d = P_e - (at \cdot P_e) \rightarrow P_d = (1 - at) \cdot P_e \quad (32)$$

Mas, a atenuação pode ser expressa assim:

$$at = -\alpha_T l \quad (33)$$

Ao substituírmos (33) em (32) vem:

$$P_d = (1 + \alpha_T l) P_e \quad (34)$$

Por definição:

$$|S_{11}| = \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad (35)$$

Onde V_1^- significa uma tensão saindo da porta 1 de uma rede e V_1^+ entrando na mesma porta.

Elevando ao quadrado (35) vem:

$$|S_{11}|^2 = \frac{(V_1^-)^2}{(V_1^+)^2} \quad (36)$$

Multiplicando numerador e denominador em (36) por $1/Z_e$, onde Z_e é a impedância de entrada vem:

$$|S_{11}|^2 = \frac{(V_1^-)^2/Z_e}{(V_1^+)^2/Z_e} ==> |S_{11}|^2 = \frac{P_r}{P_e}$$

Onde P_r é a potência refletida. Podemos escrever então:

$$P_r = |S_{11}|^2 P_e \quad (37)$$

De forma análoga, apenas mudando para a definição de $|S_{21}|$ e aplicando os mesmos passos, vem que a potência de saída é:

$$P_s = |S_{21}|^2 P_e \quad (38)$$

Nas redes onde as perdas se devem a soma da dissipação de calor mais a reflexão, podemos relacionar:

$$P_s = P_e - (P_r + P_d) \quad (39)$$

Substituindo (34), (37) e (38) em (39) vem que:

$$\begin{aligned} |S_{21}|^2 P_e &= P_e - [|S_{11}|^2 P_e + (1 + \alpha_T l) P_e] \rightarrow \\ \Rightarrow \alpha_T &= -\frac{1}{l} (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2) \end{aligned} \quad (40)$$

Através de (37) e (38) percebemos que $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2$ da equação (40) trata-se de uma relação de potência, portanto se expressarmos a relação (40) em dB/m, teremos que aplicar a definição de decibel para potência, resultando na expressão a seguir:

$$\alpha_T(\omega) = -\frac{1}{l} 10 \log(|S_{11}(\omega)|^2 + |S_{21}(\omega)|^2) \quad [dB/m]$$

Onde S_{11} e S_{21} são adimensionais e $l[m]$. c.q.d.