

SISTEMAS DEFASADORES EM ALTA FREQUÊNCIA UTILIZANDO MICROFITA EM SUBSTRATO FR4

J. A. Nascimento¹, J. M. Gurgel Neto², A. A. P. Silva², R. M. Lima Neta²

¹Universidade Federal de Alagoas(UFAL), Instituto de Computação(IC), Maceió-AL

²Universidade Federal de Pernambuco (UFPE), Recife-PE

jobson.nascimento@ic.ufal.br, neto.gurgel.moraes@gmail.com, alexandroaleixo@yahoo.com.br, regina.mlmeta@gmail.com

Resumo - O objetivo do artigo é descrever as etapas de construção, simulação e validação de um sistema defasador em alta frequência, utilizando microfita em substrato FR4. As linhas de atraso, foram simuladas no CST®, construídas em laboratório, testadas e através da elaboração de um circuito receptor montado em dois dipolos de fio e utilizando como fonte uma antena log-periódica, o sistema foi validado, considerando como frequência central de medição 1,8 GHz. Os resultados apresentados possuem conformidade.

Palavras-Chave –interferência, linha de transmissão, medição, microfita.

PHASE SHIFTERS SYSTEMS USING HIGH FREQUENCY SUBSTRATE WITH MICROSTRIP FR4

Abstract -The objective of this article is to describe the construction, simulation and validation of a system phase shifters high frequency can, using microstrip in FR4 substrate. The delay lines were simulated in CST®, built in the laboratory and through the construction of a receiver circuit mounted on two wire dipoles and using as a source a log-periodic antenna, the system has been validated, considering the central frequency measurement 1,8 GHz. The results have accordingly.

Keywords-interference,transmission line, measurement, microstrip.

I. INTRODUÇÃO

Nos dias atuais em diversos setores de trabalho, sejam em indústrias, escritórios, empresas, redes de supermercados entre outros, existem diversos de equipamentos de radiofrequência (RF). Nestes setores podem existir vários equipamentos de RF em funcionando de forma simultânea e dividindo um pequeno espaço, ou até mesmo tendo características de emissão/recepção distintas. Por existirem diversos equipamentos, alguns deles podem ter seu desempenho prejudicado ou até mesmo comprometido devido à interferência EM(eletromagnética) causado, por

outro equipamento que pode está emitindo uma onda EM indesejável aos equipamentos que estão sofrendo o processo de interferência. E no mercado tecnológico de hoje o tamanho das antenas existentes nestes equipamentos torna-se cada vez menor. A miniaturização das antenas em muitos casos dificulta a localização do sistema emissor (fonte), que possa estar causando a interferência EM, visto que muitas vezes a antena está embutida nos equipamentos. Portanto o conhecimento da direção de propagação da onda EM, emitida por estas antenas ou elementos emissores de campo EM, facilitará a descoberta da(s) fonte(s) de interferência EM e a determinação das possíveis sugestões que ajudem atenuar a mesma.

O estudo de técnicas que visam diminuir os danos causados pela interferência EM, entre equipamentos eletroeletrônicos, têm aumentado nos últimos anos. Através de um estudo da polarização de ondas eletromagnéticas, pode-se identificar o comportamento do campo elétrico irradiado. O conhecimento da amplitude e fase do campo elétrico [1] permite identificar o padrão de polarização da onda.

A miniaturização das antenas, contidas em equipamentos de telefonia móvel e sistemas RFID, vem ganhando destaque, tendo como principal objetivo diminuir o espaço físico ocupado pelas antenas, mantendo a mesma eficiência ou até mesmo aumentando.

A utilização de antenas que ocupem cada vez mais menos espaço físico nos equipamentos vem sendo ampla, devido às vantagens das antenas miniaturizadas. Elas são de baixo custo, pouco peso, são fáceis de fabricar e são versáteis em termos de frequência de ressonância e polarização [2]-[3]. A maioria das aplicações em sistemas de identificação, RFID utilizam antenas miniaturizadas, pois utilizam chips com tamanhos reduzidos e o espaço físico reservado para as antenas torna-se reduzido [4].

O objetivo do artigo é validar a utilização de linhas de transmissão de microfita em substrato FR4, para obter atraso de fase em alta frequência, especificamente 1,8 GHz. E utilizando uma fonte conhecida, e um sistema de transmissão e dipolos de fio, como sistema de recepção.

O circuito de atraso discreto utilizado na prática é formado por linhas de transmissão planares, projetadas de acordo com a literatura [5],[6], simuladas no CAD CST® e construídas no substrato FR4. As linhas de transmissão funcionam como circuitos defasadores em alta frequência. No trabalho os sinais foram analisados tomando como parâmetro a frequência central de 1,8 GHz.



XIV CEEL - ISSN 2178-8308
03 a 07 de Outubro de 2016
Universidade Federal de Uberlândia - UFU
Uberlândia - Minas Gerais - Brasil

II. METODOLOGIA

A construção das linhas defasadoras se deu após simulação no CST®.

O defasador tipo reflexão é basicamente um dispositivo de uma porta em que há reflexão do sinal de microondas no final da linha de transmissão. A amplitude do coeficiente de reflexão deverá idealmente ser unitária. O defasamento é dado pela diferença das fases respectivas dos coeficientes de reflexão correspondentes à mudança do estado final em relação ao inicial.

Um defasador tipo transmissão ideal é um circuito de duas portas em que a fase do coeficiente de transmissão do circuito é alterada por meio de uma chave, enquanto a amplitude permanece unitária em ambos os estados. O defasamento é dado pela mudança na fase de transmissão através do circuito. As necessidades de taxa de transmissão de sinais em circuitos de altas frequências levaram ao desenvolvimento de circuitos de estrutura planar. Ou seja, ao invés de serem usadas linhas de transmissão tradicionais tais como, cabos coaxiais e outros guias de onda, são utilizadas linha de transmissão de estrutura planar. A estrutura planar em circuito de microfita possui modo de propagação quase-TEM, pois demonstrações baseadas nas equações de Maxwell e na distribuição de campos quase-estáticos da microfita podem ser utilizadas para mostrar que esta estrutura não pode suportar uma onda puramente TEM, devido a não estar envolvida por um único dielétrico [7], [8]. A vantagem da utilização está na simplicidade do projeto e concepção dessas linhas bem como a diminuição do espaço físico ocupado pelo circuito de atraso. A desvantagem de se utilizarem linhas de microfita como estrutura defasadora é que além de termos as perdas no substrato em que é construída a linha, é que não temos uma resposta contínua do comportamento da fase do sinal, por ser discreto o sistema defasador.

Na Figura 1 pode-se observar um exemplo de estrutura planar que pode funcionar como linha de transmissão de modo a proporcionar um atraso de fase no sinal recebido por uma fonte.

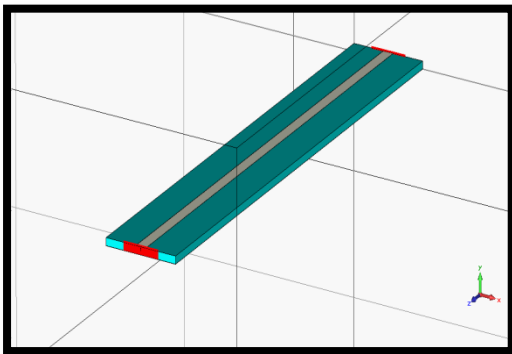


Fig. 1. Exemplo de uma linha de microfita que possui a função de atrasar a fase de um sinal em alta frequência.

O trabalho foi realizado, considerando a relação entre a largura(W) da fita e a altura do substrato(h) como:

$$a = \frac{W}{h} > 1 \quad (1)$$

Em que a largura da fita é de 2,86 mm e a altura do substrato FR4 é de 1,6 mm. Para este caso a impedância de saída é dada pela relação:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \cdot \frac{1}{a + 1,393 + 0,667 \cdot \ln(a + 1,444)} \quad (\Omega) \quad (2)$$

A frequência de trabalho(f) das linhas é da ordem de 1,80 GHz, o que nos dará um comprimento de onda igual a:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{1,8 \times 10^9} \cong 0,167m \quad (3)$$

Considerando que a impedância de saída é casada para 50Ω temos que a permissividade efetiva é dada por:

$$\epsilon_{ef} = \left(\frac{120\pi}{50} \cdot \frac{1}{a + 1,393 + 0,667 \cdot \ln(a + 1,444)} \right)^2 \quad (4)$$

Obtendo um valor de permissividade efetiva igual a 3,62. Quando é necessário efetuar um casamento de impedância da estrutura da Figura 1, com a impedância da carga, deseja-se verificar o casamento que a microfita é capaz de produzir. Para se obter um defasamento de ψ (em graus), é só, lembrar das expressões:

$$\psi = \beta \cdot l \quad (5)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}(m^{-1}) \quad (6)$$

Para as expressões das eqs. (5) e (6), tem – se que β é a constante de fase, λ_g é o comprimento de onda guiada na microfita e l é o comprimento da microfita. Então ao realizar manipulações algébricas nas eqs. (5) e (6) chega – se a:

$$\psi = \frac{2\pi \cdot l}{\lambda_g} \quad (7)$$

Com os valores da permissividade efetiva e do comprimento de onda no vácuo λ_0 , pode – se calcular o comprimento de onda guiada que é dado por:

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \cdot \lambda_0 = 0,0878 = 87,8mm \quad (8)$$

E a constante de fase para este caso que é:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} = 71,56 m^{-1} \quad (9)$$

De acordo com o descrito na literatura para construir as linhas de transmissão em microfita com o atraso desejado, no final ter-se-iam linhas de comprimento muito pequeno. Para solucionar este problema então foi adicionado um comprimento de onda(360°) a mais em cada uma das linhas de atraso. Porém ao realizar este procedimento aumentamos o tamanho do nosso circuito bem como as perdas nas linhas de transmissão. Essas linhas foram simuladas em CST®,

porém após a simulação seus comprimentos reais necessários, uma vez que ao inserir as medidas acima, foi verificado que os atrasos requeridos não eram convergentes. Apenas quando a cada linha era inserido um comprimento adicional aproximado de 3,5 mm.

Ao utilizar como referência a eq. (7), a partir do conhecimento do comprimento de onda guiada e com os ajustes descritos, os atrasos obtidos podem ser observados na Tabela I.

Tabela I- Linhas de atraso obtidas após simulação.

Atraso(°)	Comprimento(mm)
360	91,38
405	102,28
450	105,93
495	113,25
540	124,23
585	135,20
630	146,18
675	157,15
720	168,12

Após a construção das linhas de transmissão defasadoras, todas as medições para a aquisição da fase são realizadas, seguindo o raciocínio de colocar em um dos braços do dipolo uma linha equivalente aos 0° (elétricos) na frequência de trabalho desejada. E no outro dipolo a linha de atraso equivalente a diferença de fase desejada de se obter. O sinal resultante é a soma dos dois sinais captados pelos dipolos com a inserção destas linhas de atraso. Uma análise fasorial obtida pela soma dos sinais em altas frequências é realizada com o objetivo de conseguir descobrir a fase do sinal transmitido ao considerar a onda completamente polarizada.

Inicialmente uma medida dos níveis de sinal em cada dipolo, de forma individual foi realizada. Depois como pode ser visto na Figura 2 uma linha de microfita equivalente aos 0°(elétricos) foi inserida no braço do dipolo disposto no lado esquerdo, e uma a uma, as linhas com os atrasos desejados eram inseridas no dipolo disposto no lado direito e o nível no somador foi aferido.

III. RESULTADOS E MEDIÇÕES

As linhas de transmissão construídas e aferidas através de um VNA(Analisador Vetorial de Redes), e o comparativo com o CST®, podem ser observadas nas ilustrações de 2 a 10.

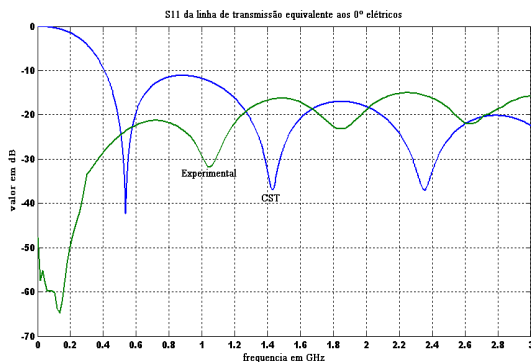


Fig. 2. Coeficiente de reflexão para a linha de atraso equivalente aos 0°(elétricos).

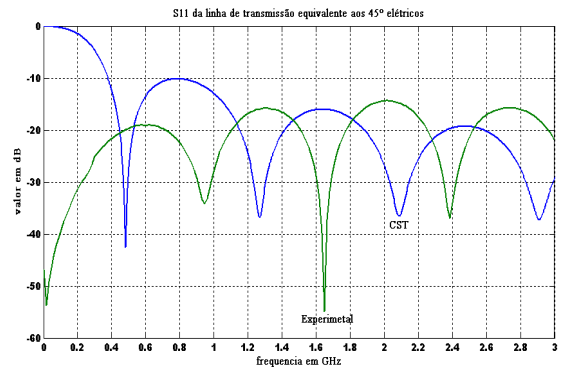


Fig. 3. Coeficiente de reflexão para a linha de atraso equivalente aos 45°(elétricos).

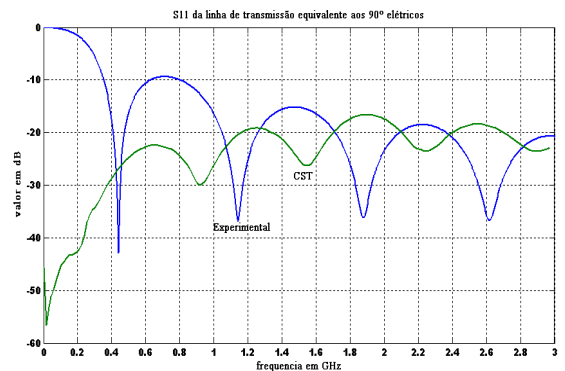


Fig. 4. Coeficiente de reflexão para a linha de atraso equivalente aos 90°(elétricos).

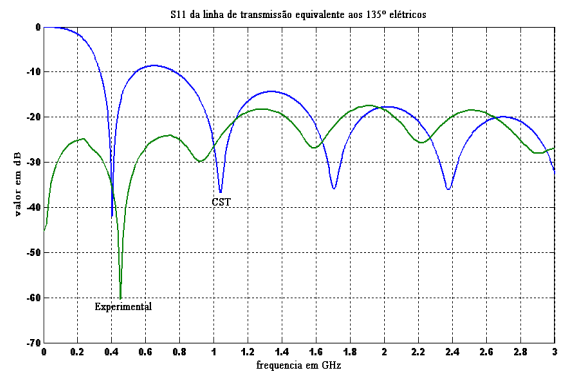


Fig. 5. Coeficiente de reflexão para a linha de atraso equivalente aos 135°(elétricos).

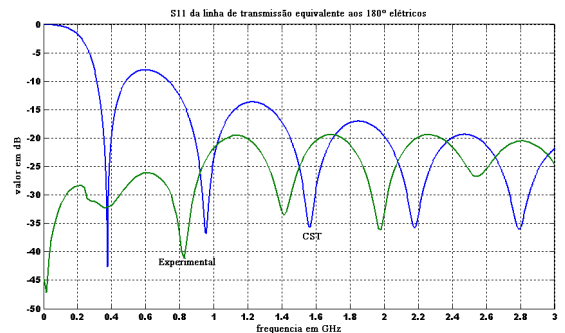


Fig. 6. Coeficiente de reflexão para a linha de atraso equivalente aos 180°(elétricos).

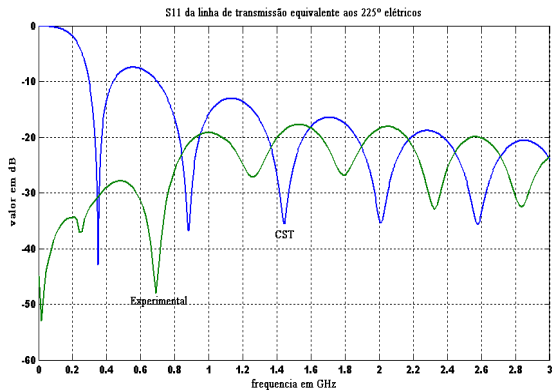


Fig. 7. Coeficiente de reflexão para a linha de atraso equivalente aos 225°(elétricos).

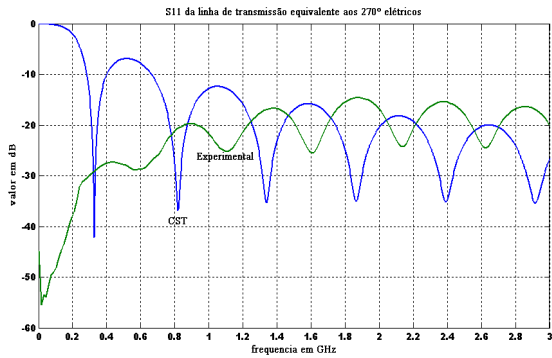


Fig. 8. Coeficiente de reflexão para a linha de atraso equivalente aos 270°(elétricos).

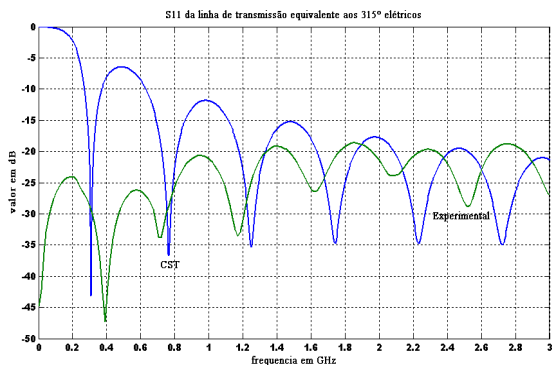


Fig. 9. Coeficiente de reflexão para a linha de atraso equivalente aos 315°(elétricos).

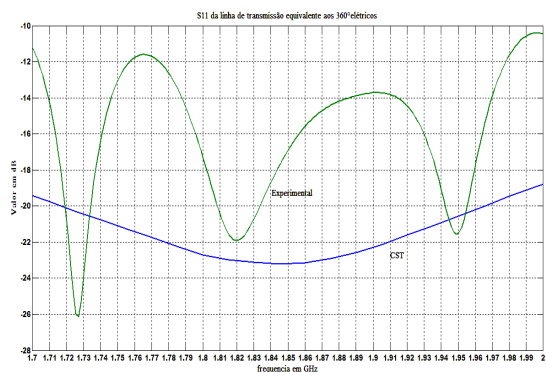


Fig. 10. Coeficiente de reflexão para a linha de atraso equivalente aos 360°(elétricos).

É possível observar nas curvas das linhas de transmissão que há uma grande conformidade entre os valores, simulado e medido.

Inicialmente uma medida dos níveis de sinal em cada dipolo, de forma individual foi realizada. Depois como pode ser visto na Figura 11 uma linha de microfita equivalente aos 0°(elétricos) foi inserida no braço do dipolo disposto no lado esquerdo, e uma a uma, as linhas com os atrasos desejados eram inseridas no dipolo disposto no lado direito e o nível no somador foi aferido.

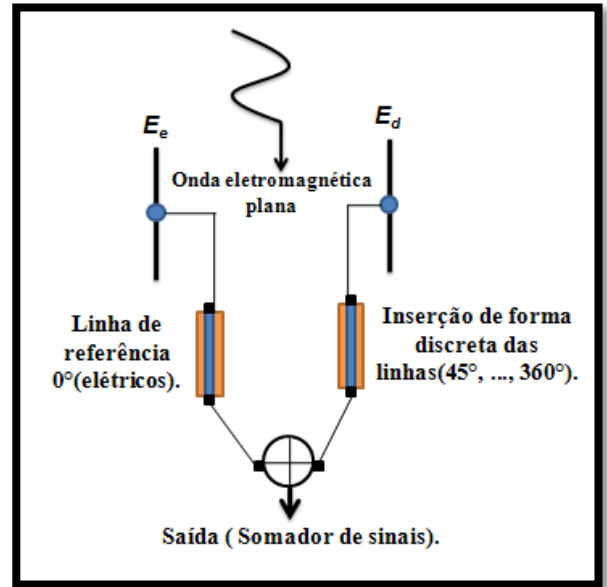


Fig.11. Circuito de validação das linhas de atraso.

Os parâmetros para esta medição considerados foram os seguintes:

- Frequência de operação: 1,8 GHz;
- Distância entre Tx/Rx: $10,37\lambda$;
- Altura do plano de terra: $6,90\lambda$;
- Distância entre os dois dipolos: $\approx 1,0\lambda$;
- Tx: Antena log - periódica orientada à 90° no sentido anti - horário;
- Rx: Dipolos orientados a 90°, paralelos com a Tx;
- E_E = dipolo disposto no lado esquerdo do observador no plano de medição;
- E_D = dipolo disposto no lado direito do observador no plano de medição;

Os níveis de campo foram medidos em cada dipolo estando eles à esquerda ou à direita do observador, (denotando-os E_e e E_d , respectivamente). Ao ser considerado a recepção (Rx) e transmissão (Tx) em fase, tem-se que o sinal recebido tem a forma fasorial aproximada pelas eqs. de (11) a (13)

$$\vec{E}_e = E_e e^{j0^\circ} \hat{e} \left(\frac{V}{m} \right) \quad (11)$$

$$\vec{E}_d = E_d e^{j\theta} \hat{d} \left(\frac{V}{m} \right) \quad (12)$$

$$\vec{E}_r = [\vec{E}_e + \vec{E}_d] \left(\frac{V}{m} \right) \quad (13)$$

Os valores de campo foram medidos, como pode ser observado na Tabela II. Os níveis de campo aferidos pelo analisador de espectro foram convertidos para o nível equivalente em tensão, medido em mV .

A antena transmissora utilizada foi uma log-periódica disposta de forma paralela aos dipolos e orientada a 90° no sentido anti-horário, tomando como referência o observador olhando a onda se afastar.

Tabela II.- Valores obtidos para certificação do circuito de atraso de fase.

Disposição dos Dipolos	E(mV)
(E _D)	70,39
(E _E)	81,44
(E _E) + (E _D)	98,00
[E _E (0°)] + [E _D (45°)]	78,30
[E _E (0°)] + [E _D (90°)]	50,40
[E _E (0°)] + [E _D (135°)]	22,64
[E _E (0°)] + [E _D (180°)]	16,93
[E _E (0°)] + [E _D (225°)]	52,15
[E _E (0°)] + [E _D (270°)]	75,20
[E _E (0°)] + [E _D (315°)]	94,20
[E _E (0°)] + [E _D (360°)]	99,05

Os resultados, simulado de acordo com a eq.(13) e medido de acordo com a Tabela II, podem ser observados na Figura 12, de forma normalizada.

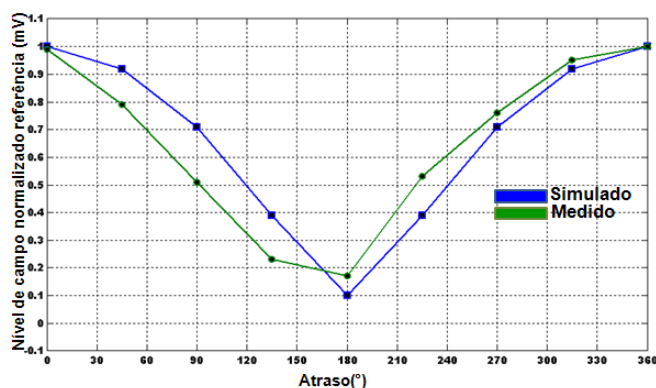


Fig. 12. Comparação entre os resultados simulado e medido para validação das linhas de atraso.

Ao se inserir nos terminais de saída do dipolo disposto à esquerda uma linha equivalente aos 0° elétricos, e no dipolo colocado a direita, para cada atraso desejado uma linha equivalente a esse atraso, o nível de campo resultante foi então aferido. Os níveis de campo ao final, foram normalizados e obtidas as curvas vistas na Figura 12. Como pode-se notar da Figura 12 existe uma grande conformidade entre as curvas, simulada e medida.

IV. CONCLUSÕES

Os resultados obtidos no experimento possuem como objetivo inserir atrasos em circuitos miniaturizados a baixo custo. Os resultados apresentaram conformidade, porém algumas discrepâncias foram obtidas devido a fatores como:

- Interferência externa no ambiente de medição: O experimento foi realizado em laboratório que não é um absorver eletromagnético, como uma câmara anecóica, por exemplo, logo eventualmente interferências eletromagnéticas irradiadas, podem ter prejudicado as medições;
- Perdas nos cabos e conectores utilizados no sistema de medição: A conexão entre os dipolos e as linhas de transmissão através dos conectores do tipo BNC, interfere nos resultados obtidos, devido a perda em tais conectores;
- Não igualdade nos dipolos utilizados no sistema de recepção: Os dipolos foram construídos para que tivessem as mesmas características, porém não foi obtida a mesma resposta para os elementos receptores;
- Descasamento de impedância tanto na Rx como Tx;
- Comprimento adicional dos conectores nas linhas de transmissão.

Os resultados apresentados no trabalho são satisfatórios, apesar de todas as variáveis existentes no processo de medição. E as discrepâncias observadas justificadas no texto.

REFERÊNCIAS

- [1] Peter Kohns, Yuri Machekhin, "Measurement of Polarization and Applications", LFNM' 2002, 3 -5 June, 2002, Kharkiv, Ukraine, pp. 188 – 196.
- [2] N. A. Zakaria, A. A. Sulaiman and A. A. Latip, "Design of Circular Microstrip Antenna", *IEEE International RF and Microwave Conference Proceedings*, pp. 289 -292, Dec. 2008.
- [3] C. Y. Huang, "Designs for an aperture – coupled compact circularly polarized microstrip antenna", *IEE Proc. – Microw. Antennas Propag.*, vol. 146, nº 1, pp. 13 – 16, February 1999.
- [4] Rui – Hung Chen and Jeen – Sheen Row, "Single Microstrip Patch Antenna With Switchable Polarization", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 56, nº 4, pp. 922 – 926, April 2008.
- [5] John D. Kraus, *Antennas*, 1ª ed. McGraw – Hill book Company, 1950.
- [6] ShibanKoul, Barathi. *Microwave and millimeter wave phase shifters*, vol. 2 Boston, Ed. Artech House, 1992.
- [7] Laurence N. Dworsky. *Modern transmission line Theory and Applications*, Ed. Wiley, 1979.
- [8] Bahl, I. J. and Bhartia, P. *Microwave solid state circuit design*, John Wiley & Sons, USA - 1988.