

# Circuito de alimentação com diodos pin para apontamento de feixe de uma rede de antenas de microfita

J. Ribeiro, I. Bianchi e D.C. Nascimento

**Resumo**— Este trabalho apresenta o projeto de um sistema para realizar o apontamento de feixe de uma rede de antenas de microfita. Utiliza-se para o sistema uma estrutura denominada *Microwave Sampling Beamforming (MSBF)*. A técnica consiste em utilizar um sinal de controle (uma onda quadrada), no caminho do sinal de RF, para fazer o chaveamento de um conjunto de diodos *pin*, possibilitando assim a inserção das amplitudes e fases das correntes nos elementos da rede de antenas, necessárias para o apontamento. No decorrer do texto apresenta-se a teoria que sustenta o experimento. Mostram-se resultados de análises e experimentos dos circuitos que compõem o sistema, construídos em tecnologia de microfita. Por fim são apresentados os resultados das medidas e análises dos diagramas de irradiação do protótipo, onde conclui-se que o objetivo de apontamento desejado foi alcançado.

**Palavras-Chave**—rede de antenas de microfita, apontamento de feixe, chaves com diodos *pin*, estrutura *MSBF*.

**Abstract**— This work presents a system design to perform the beamforming of a microstrip phased array antennas. The system uses a structure known as *MSBF - Microwave Sampling Beamforming*. One technique which consists in applying a control signal (square wave) in the RF path using switching circuits with pin diodes to allow the insertion of amplitude and phase of the currents in the array elements, required for pointing. The theory that maintains the experiment is described in this paper. Analysis and experiments results from circuits of proposed system, constructed in microstrip technology are shown. Finally are presented the measurements results and analysis of prototype pattern radiation, confirming that the desired beamforming has been achieved.

**Keywords**—Phased Array Antennas, beamforming, pin diodes switches, *MSBF* structure.

## I. INTRODUÇÃO

Sistemas de recepção e transmissão inteligentes com técnicas de processamento adaptativos em variadas estruturas são apresentados na literatura [1]. Fazem parte destes sistemas inteligentes a rede de antenas adaptativa com seus respectivos defasadores e circuito de alimentação. O termo “rede adaptativa” se refere às redes de antenas distribuídas em fase (phased array antennas), onde pesos são aplicados a cada elemento da rede de forma dinâmica [2]. A proposta deste trabalho é construir um sistema análogo ao descrito em [3] com o objetivo de dominar a técnica de construção de *beamforming*, bem como obter um kit que possibilite demonstrar em laboratório a capacidade de deslocamento do feixe de uma rede de antenas. A escolha do *MSBF*, realizada

após análise de diferentes topologias de beamforming apresentadas em [4], demonstrou ser apropriada na busca por aplicações na indústria aeronáutica.

Todos os circuitos foram projetados na geometria microfita e simulados com auxílio do *HFSS<sup>TM</sup>* e *Ansoft Designer<sup>TM</sup>* disponíveis no LAP/ITA (Laboratório de Antenas e Propagação/Instituto Tecnológico de Aeronáutica). Utilizou-se a frequência de operação em 2,4 GHz visando facilitar a integração com outros projetos desenvolvidos no laboratório.

A teoria proposta para realização do apontamento do feixe da rede de antenas é apresentada na seção II. A inserção dos sinais de controle no caminho de RF é realizada por um circuito de chaveamento com diodos *pin* apresentado na seção III. A seção IV mostra a estrutura *MSBF* para o sistema de alimentação com a rede de antena proposta. Os resultados experimentais são comparados aos obtidos em análise na seção V e a conclusão na seção VI.

## II. TEORIA PROPOSTA

A estrutura *MSBF* proposta é baseado na teoria da amostragem de sinal onde a frequência de amostragem ( $f_s$ ) deve ser maior que o dobro da largura de banda do canal de RF de recepção ou transmissão.

A Figura 1 apresenta um diagrama simplificado de um receptor na estrutura *MSBF*.

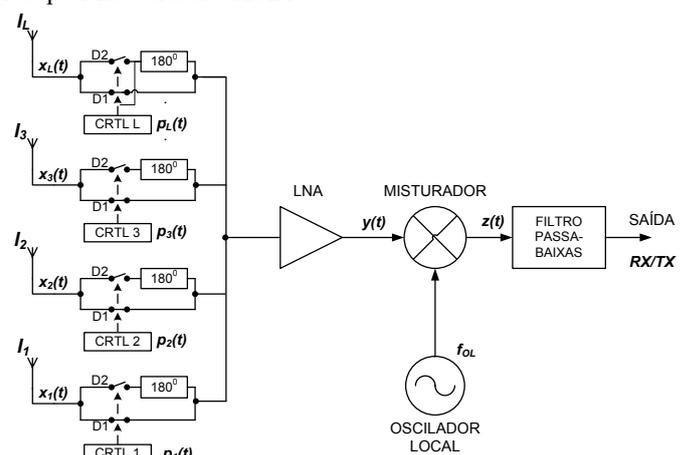


Fig. 1– Diagrama de blocos de receptor em *MSBF*.

Na estrutura proposta (*MSBF* simplificada) o sinal de RF recebido pelo elemento da rede de antenas ( $I$ ) é controlado de forma individual (CRTL's) por circuitos de chaveamento com diodos *pin*. Este produto resultante com as frequências da

portadora ( $f_c$ ) e sinal de controle ou amostragem ( $f_s$ ) são somados e enviado a um único bloco conversor para processamento do sinal em baixa frequência. Posteriormente, este sinal pode ser amostrado e processado digitalmente, realimentando o sinal aplicado ao circuito com diodos *pin*.

O sinal de controle aplicado ao circuito com diodos *pin* é apresentado na Figura 2, onde  $T_s$  é o período do trem de pulsos,  $t_{sl}$  é o atraso inicial aplicado a cada elemento e  $\tau_l$  o período de pulso positivo do sinal de controle.

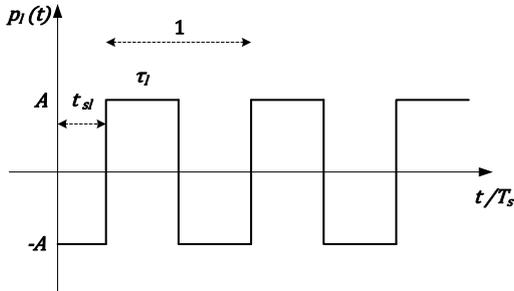


Fig. 2 – Formato do Sinal de controle.

Considerando  $x_l(t)$  o sinal de RF recebido pelo  $l$ -ésimo elemento da antena e  $p_l(t)$  o sinal de controle de chaveamento dos diodos para cada elemento, podemos verificar que o produto resultante do somador entregue ao circuito conversor pode ser escrito como:

$$y(t) = \sum_{l=1}^L p_l(t) x_l(t) \quad (1)$$

Supondo que a frequência do oscilador local do sistema de recepção da Figura 1 seja  $f_{ol} = f_c - f_s$ , e desenvolvendo a expressão do sinal de controle com a série de Fourier, podemos deduzir que a expressão de saída do modulador será dada por:

$$z(t) = \frac{m(t)}{4} \sum_{l=1}^L \left\{ e^{i(l-1)\varphi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{c}_{nl} e^{i2\pi(n+1)f_s t} + e^{-i(l-1)\varphi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{c}_{nl} e^{i2\pi(n-1)f_s t} \right\} \quad (2)$$

Onde  $f_c$  é a frequência da portadora recebida pelo elemento,  $f_s$  a frequência do sinal de controle,  $m(t)$  a mensagem transferida. O termo  $e^{i(l-1)\varphi}$  é referente a posição do elemento na distribuição da rede e  $\hat{c}_{nl}$  o novo coeficiente que é resultante da dependência de frequência dos circuitos do receptor (somador, misturador, LNA). Na saída do receptor após o filtro passa baixas podemos separar o peso  $\omega_l$  que está associado a cada elemento ( $l$ ), definido por:

$$\omega_l = \frac{A_0}{\pi} e^{i\pi(2t_{sl} + \tau_l)} \text{sen}(\pi\tau_l) \quad (3)$$

Onde fator  $A_0$  leva em conta os efeitos das perdas do somador, LNA, misturador e filtro passa-baixas. Os termos  $t_{sl}$  e  $\tau_l$  normalizados com o período do sinal de amostragem  $T_s$ . Portanto, utilizando-se desta normalização para identificar o fator que pode modificar a magnitude e a fase dos elementos, em uma suposta realimentação, temos para a amplitude:

$$|\omega_l|_N = \text{sen}(\pi\tau_l) \quad (4)$$

E a fase dada por:

$$\angle\omega_l = (2t_{sl} + \tau_l)\pi \quad (5)$$

As equações 4 e 5, utilizadas na construção do *beamforming*, relacionam os parâmetros largura de pulso positivo ( $\tau_l$ ) e atraso inicial ( $t_{sl}$ ) do sinal de controle com os pesos de amplitude e fase aplicados aos elementos de forma individual. Neste trabalho o foco foi alterar a fase dos elementos para realização do apontamento sem a preocupação com o controle de lóbulos laterais.

### III. CIRCUITO DE CHAVEAMENTO

A teoria abordada na seção anterior demonstra a possibilidade de direcionamento de um feixe de uma rede de antenas com aplicação de sinais de controle no caminho do sinal de RF. Também apresenta a relação direta entre os pesos de fase e amplitude aplicados aos elementos da rede com os parâmetros normalizados do atraso inicial ou *delay time* ( $t_{sl}$ ) e largura do pulso positivo ou *duty cycle* ( $\tau_l$ ) do sinal de controle aplicado.

O sinal de controle é aplicado diretamente no caminho do sinal de RF recebido pelos elementos através do circuito proposto na Figura 3. A configuração dos diodos permite condução nos dois semiciclos do sinal de controle (observar a onda quadrada da Figura 2), com isto temos a máxima eficiência da potência transferida do sinal de RF. Outra vantagem está na escolha de componentes que tenham resposta muito rápida as transições do sinal de controle para minimizar variações de impedância na entrada e saída do circuito decorrentes deste chaveamento. Neste trabalho optou-se por utilizar o diodo *pin* HPND4028 da Avago Technologies, com transições de chaveamento de 2 ns, capacitância inferior a 0,045 pF, resistência de direta de 2,3 ohms e dimensões extremamente reduzidas.

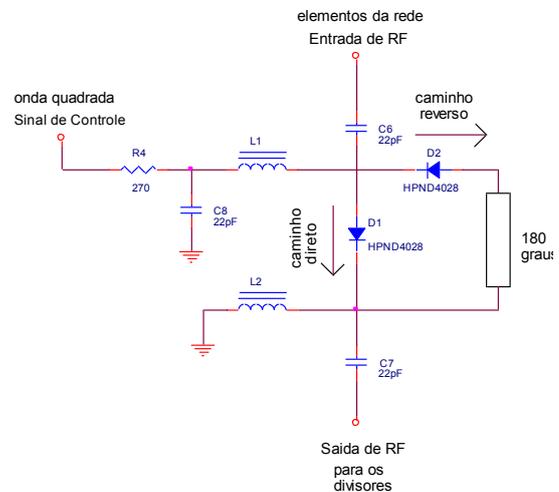


Fig. 3 – Circuito proposto de chaveamento com diodos *pin*.

Este circuito foi analisado com o auxílio do programa *Ansoft Designer*<sup>TM</sup>. O modelo estrutural na geometria microfita foi construído e os parâmetros S foram gerados para possibilitar inserção dos componentes para análise do modelo.

### IV. ESTRUTURA MSBF PARA O SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO

O projeto da estrutura completa para o sistema de alimentação com frequência de operação em 2.4 GHz foi concebido em forma modular com uma rede de antenas linear de 4 elementos e o circuito alimentador com divisores para demonstrar o conceito explorado na seção II.

A. REDE DE ANTENAS

A configuração da rede de antenas de microfita linearmente polarizada em geometria retangular é identificada como funcional para a demonstração do conceito proposto. Utilizou-se o substrato CuClad®250GX da Arlon, que apresenta espessura de  $h = 3,048$  mm, permissividade elétrica  $\epsilon_r = 2,55 \pm 0,04$  e tangente de perdas  $\tan\delta = 0,0018$ . A Figura 4 apresenta o protótipo construído com a inserção dos conectores SMA nas portas de alimentação dos elementos. Esta estrutura modular facilita a integração desta rede de antenas ao circuito de alimentação. O espaçamento entre elementos de meio comprimento de onda diminui o efeito do acoplamento mutuo da rede [5]. A forma de alimentação possibilita minimizar a polarização cruzada no plano de análise [6].

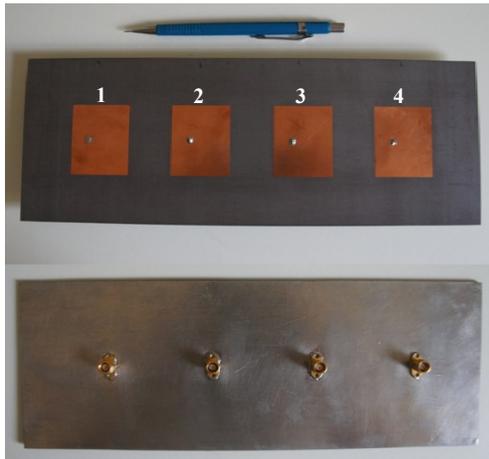


Fig. 4– Distribuição dos elementos no protótipo da rede de antenas.

A análise da rede de antenas foi realizada com o programa HFSS™. A Figura 5 apresenta a comparação entre os resultados medidos e os valores obtidos na simulação para o coeficiente de reflexão das portas de entrada dos elementos da rede. O resultado demonstra uma grande similaridade de valores e, um ótimo casamento de impedâncias com perdas de retorno superior a 20dB.

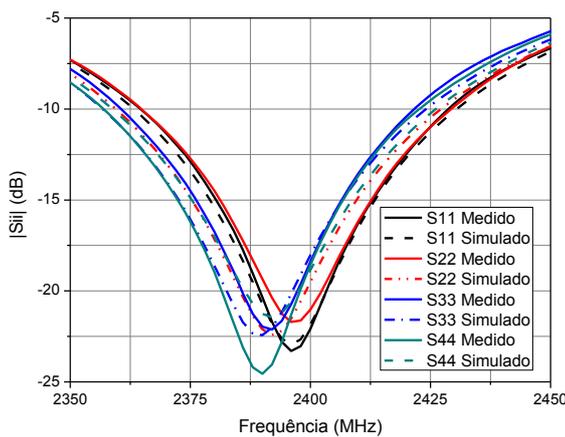


Fig. 5 – Módulo do coeficiente de reflexão dos elementos da rede.

A Figura 6 apresenta a isolação entre os elementos da rede e podemos observar que a menor isolação (superior a 20dB) acontece entre os elementos adjacentes mais próximos, representado no gráfico por S21 e, conseqüente, a maior para S41. Esta medida foi realizada em laboratório (sem câmara anecoica) e, fatores como fixação da rede e nível aplicado aos elementos podem influenciar os resultados.

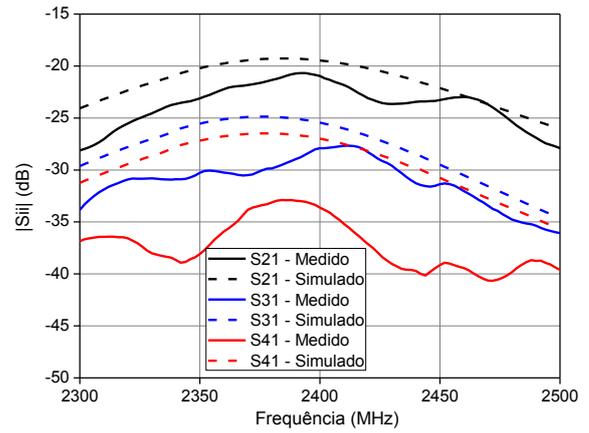


Fig. 6 – Isolação (em dB) entre os elementos da rede.

B. CIRCUITO ALIMENTADOR

O circuito alimentados é formado por 3 divisores do tipo Wilkinson com os circuitos de chaveamento dos diodos. São apresentados dois modos de chaveamento para os diodos que foram referenciados como caminho direto e caminho reverso, conforme a Figura 3. Este circuito de alimentação foi projetado com tecnologia em microfita, utilizando o substrato CuClad® 250GX da Arlon, que apresenta espessura de  $h = 0,762$ mm, permissividade elétrica  $\epsilon_r = 2,55 \pm 0,04$  e tangente de perdas  $\tan\delta = 0,0018$ . A análise do circuito de alimentação foi realizada com o programa Ansoft Designer™.

A Figura 7 apresenta as comparações entre os resultados medidos e os valores obtidos na simulação para o caminho direto do circuito de alimentação. Observa-se a perda de retorno na frequência de operação de 2,4 GHz em todas as portas do circuito alimentador são maiores que 15 dB (VSWR > 1.4:1) e a perda por inserção nos ramos de alimentação foram muito semelhantes aos valores simulados. A diferença na inserção pode ser associada aos conectores inseridos no protótipo (na simulação estes componentes não foram inseridos).

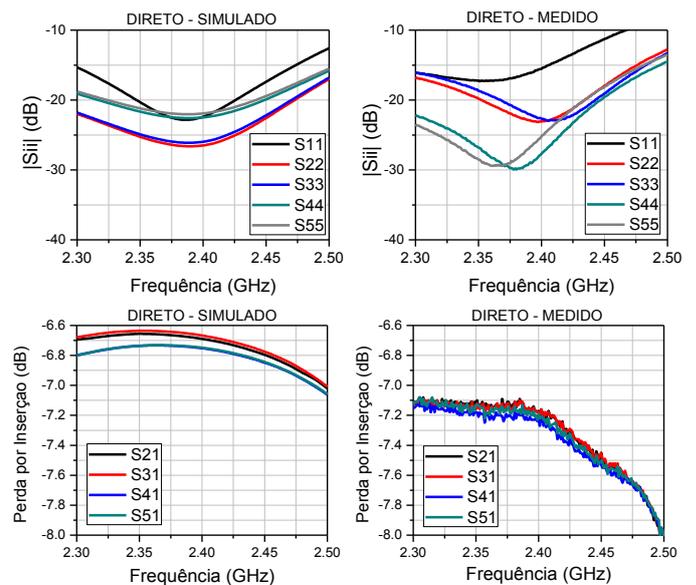


Fig. 7 – Módulo do coeficiente de reflexão e Perda por Inserção nas portas do circuito alimentador.

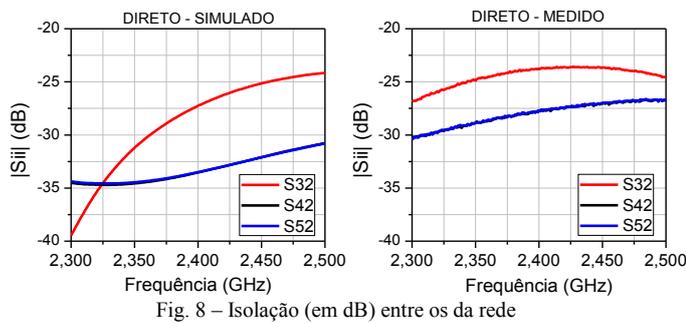


Fig. 8 – Isolação (em dB) entre os da rede

A isolação das portas da saída do circuito alimentador foram superiores a 20 dB conforme apresentado na Figura 8. Os valores medidos são similares aos adquiridos através da simulação.

A Figura 9 apresenta a diferença de fase entre o caminho direto e reverso. Observa-se que o valor projetado de 180° é obtido no protótipo do circuito alimentador.

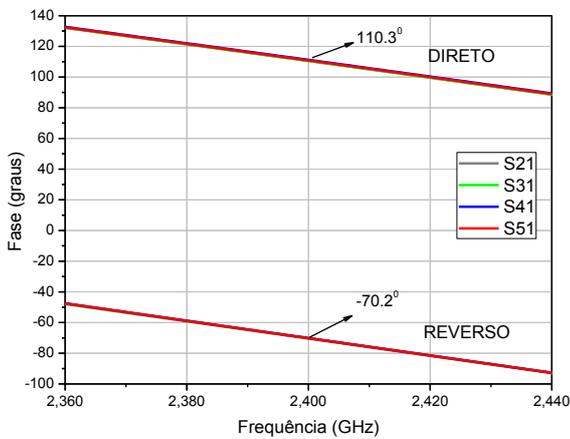


Fig. 9 – Diferença de fase entre o caminho direto e reverso do alimentador.

Os resultados demonstram que os protótipos foram construídos com as mesmas dimensões físicas simuladas.

A Figura 10 apresenta o protótipo construído e montado sobre uma base metálica para sustentar estruturalmente o sistema integrado.

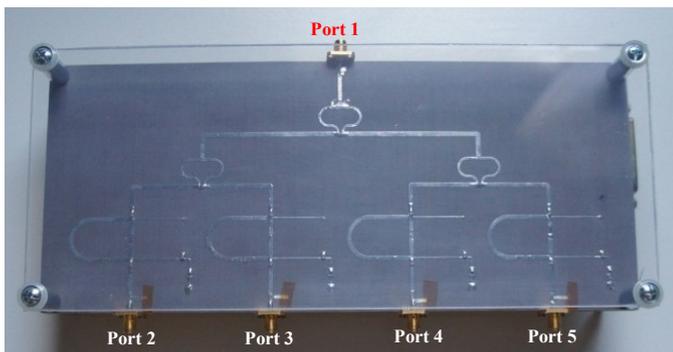


Fig. 10 – Protótipo do circuito de alimentação.

V. APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS DO SISTEMA INTEGRADO

Para demonstração do controle de apontamento foram gerados diagramas em *broadside* para o plano principal e com deslocamentos para ângulos de ±25°.



Fig. 11 – Dispositivo em teste na Câmara Anecoica.

O diagrama de irradiação foi traçado em Câmara Anecoica no Laboratório de Ensaio de Antenas do Instituto de Fomento e Coordenação Industrial (IFI) do DCTA. A Figura 11 ilustra o dispositivo em teste dentro da Câmara Anecoica.

O equipamento que gera os sinais de controle aplicados ao circuito de chaveamento com diodos *pin*, foi projetado para fornecer quatro saídas com controle do *delay time* ( $t_{s1}$ ) e *duty cycle* ( $\tau_1$ ) programados individualmente. A Tabela I apresenta a relação entre os valores do *delay time* e as fases para o apontamento desejado da rede de antenas.

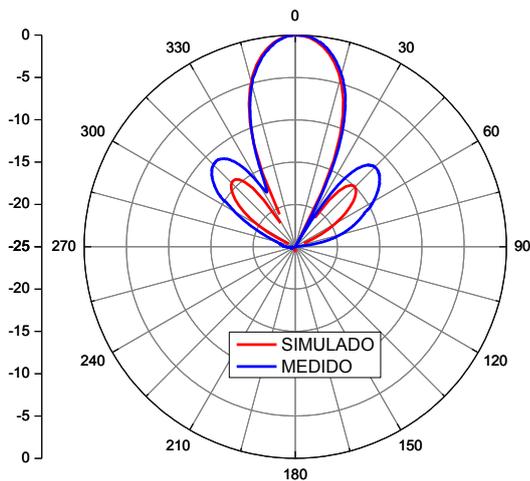
Delay Time (ns)				Fase (graus)				Angulo de Apontamento
Elemento da Rede de Antenas:				Elemento da Rede de Antenas:				
1	2	3	4	1	2	3	4	
0	0	0	0	0	0	0	0	broadside
0	22	44	66	0	46,6	93,2	139,8	15
0	36	72	108	0	76,1	152,4	228,2	25
66	44	22	0	139,8	93,2	46,6	0	-15
108	72	36	0	228,2	152,1	76,1	0	-25

Tabela I – Relação entre *delay time* e fase para a determinação do apontamento de uma rede de antenas de 4 elementos.

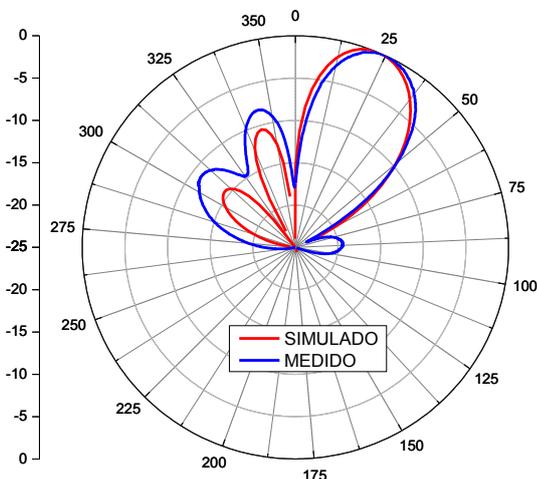
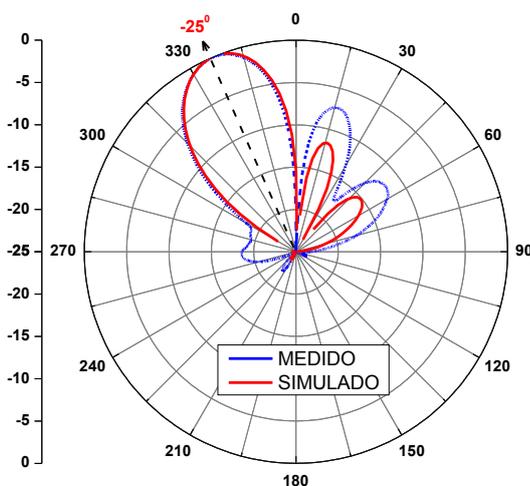
Para a construção do diagrama de irradiação é feito amostragem do sinal recebido com 1720 pontos no plano de 360°. A recepção é realizada a partir do sinal recebido pelo analisador de espectros do banco de testes de aquisição [7]. A frequência de interesse é 2,394 MHz que corresponde a diferença dos sinais conhecidos como frequência da portadora ( $f_0$ ) e frequência do controle amostrado ( $f_s$ ), que são respectivamente, 2,4 GHz e 6 MHz. O analisador de espectros é configurado para frequência central de 2,394 MHz com uma faixa de frequência amostrada (*span*) de 1MHz, esta operação permite filtrar os sinais indesejados e sintonizar apenas a frequência de interesse.

Foram gerados diagramas de irradiação do sistema de apontamento proposto com normalização no plano *xz* para medidas de campo  $E_\theta$ , e comparados com a rede de antenas analisada pelo programa *HFSS™*. A Figura 12 apresenta o diagrama de irradiação em *broadside* para o plano principal sem o controle dos lóbulos laterais.

O diagrama de irradiação em *broadside* apresentou boa simetria com os valores simulados, os lóbulos laterais não foram objeto de preocupação neste projeto.

Fig. 12 – Diagrama: broadside (plano xz -  $E_{\theta}$ ).

As Figuras 13 e 14 apresentam o apontamento para os ângulos desejados de  $\pm 25^{\circ}$ . A precisão dos apontamentos está relacionado a versatilidade de geração dos sinais de controle com passos de 1ns.

Fig. 13 – Diagrama: apontamento  $+25^{\circ}$  (plano xz -  $E_{\theta}$ ).Fig. 14 – Diagrama: apontamento  $-25^{\circ}$  (plano xz -  $E_{\theta}$ ).

Todos os diagramas medidos apresentam similaridade com o modelo analisado pelo programa *HFSS*<sup>TM</sup>. Os lobos laterais sofrem a interferência da base de latão do circuito de

alimentação, pois na visada angular a manifestação da reflexão é presente.

## VI. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentado um sistema de alimentação, constituído por circuitos divisores e circuitos defasadores em tecnologia de microfita para possibilitar o apontamento do feixe principal de uma rede de antenas em uma direção programada. Utilizou-se uma rede de antenas linear com quatro elementos em microfita com geometria retangular. O circuito defasador possui como chaves de RF diodos *pin* que são controlados por sinais originados em um gerador programável. Utilizando a teoria de amostragem e a teoria de fourrier é possível relacionar os pesos das correntes com os parâmetros da onda quadrada que controla o chaveamento dos diodos. Apesar dos desafios práticos impostos, principalmente no momento de inserção dos diodos *pin* no circuito, implementou-se um protótipo. Entretanto antes da construção fez-se a análise das principais figuras de mérito dos circuitos pertencentes ao sistema. Na análise utilizou-se os simuladores eletromagnéticos *Ansoft Designer*<sup>TM</sup> e *HFSS*<sup>TM</sup>. Os resultados das análises foram comparados com os resultados experimentais e mostraram-se satisfatórios. Mediu-se em uma camera anecóica os diagramas de irradiação e certificou-se a habilidade do sistema em direcionar o feixe. Pequenas diferenças foram observadas nos lobos laterais, atribui-se a tal fato possíveis irradiações dos cabos e do próprio circuito que gera os sinais de controle do chaveamento. Cuidados adicionais no momento das medidas e das simulações estão sendo objeto de estudo para minimizar tais diferenças. Além disso, o controle de lobos laterais, a utilização de outras redes de antenas e o processamento digital dos sinais para obtenção dos apontamentos desejados são objetos de estudos para os próximos trabalhos do LAP/ITA.

## AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi realizado com o apoio do LAP/ITA, disponibilizando os programas computacionais e os instrumentos de medida com a cessão da Câmara Anecoica do IFI/DCTA.

## REFERENCES

- [1] GODARA, L. C., *Smart Antennas*, CRC Press, Boca Raton, 2004.
- [2] FARZANEH, S.; SEBAK, A., "A novel amplitude-phase weighting for analog microwave beamforming". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v.54, n. 7, p. 1997-2008, Jul. 2006.
- [3] FARZANEH, S.; SEBAK, A., "Microwave Sampling Beamformer – Prototype Verification and Switch Design", *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, No. 1, July 2009, pp. 36-44.
- [4] OHIRA, T. "Adaptative array antenna beamforming architectures as viewed by a microwave circuit designer". In: *ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE*, Dec. 2000, Sydney, NSW, p. 828-833. *Proceedings...* Sydney, NSW: IEEE Conference Publications, 2000.
- [5] BALANIS, C. A. *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2<sup>nd</sup> ed., Wiley, New York, 1982.
- [6] MARZALL, L. F., *Redes de Antenas com Elementos em Microfita Suspensos*. Tese (Mestrado em Telecomunicações) – Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos.
- [7] FARZANEH, S.; OZTURK, A. P.; SEBAK, A.; PAKNYS, R., "Antenna-Pattern measurement using spectrum analyzer for systems with frequency translation", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, No. 3, June 2009, pp. 126-131.