

Rede de Antenas de Microfita para Pseudo-Satélite GPS

D.C.M. Maciel e J.C. da S. Lacava

Resumo—Neste trabalho descreve-se o projeto de uma rede de antenas de microfita circularmente polarizada para aplicação em Pseudo-Satélite GPS. Resultados são apresentados e discutidos.

Palavras-Chave—Antenas de microfita, polarização circular, pseudo-satélite GPS, redes de antenas, GPS diferencial.

Abstract—This work describes the development of a microstrip circularly polarized array for GPS pseudo-satellite application. Results are presented and discussed.

Index Terms—Microstrip antennas, circular polarization, GPS pseudo-satellite, antenna arrays, differential GPS.

I. INTRODUÇÃO

Desenvolvido nos Estados Unidos da América no início da década de 70, o GPS (*Global Positioning System*) é um sistema de navegação que tem recebido grande atenção da comunidade acadêmica nestes últimos tempos, tendo em vista as inúmeras aplicações possíveis, tanto no campo militar como na esfera civil, tais como: navegação aérea (pouso de aeronaves, *ADS-Automatic Dependent Surveillance* [1]), transporte terrestre (monitoramento de veículos, rotas otimizadas) e transporte marítimo (aproximação de embarcações em ancoradouros, rotas marítimas) [2]. A partir da concepção original, várias modificações foram estudadas e implementadas nos receptores visando tanto ao aumento de precisão e de exatidão do sistema quanto à redução de custo, menor consumo de potência, dentre outros aspectos.

A exatidão do GPS varia conforme a aplicação, se estática ou dinâmica, e a qualidade do receptor utilizado. Os erros e as limitações próprias do sistema não têm permitido empregá-lo na navegação marítima em áreas de ancoradouro e no pouso de aeronaves por instrumento. Duas fontes desses erros são a ionosfera e a geometria satélites/receptor. A primeira é minimizada com o uso do GPS diferencial (DGPS), cujo conceito está baseado na existência de um receptor com sua posição muito bem determinada. Se o cálculo realizado por este receptor resultar em um valor diferente da posição conhecida, o erro é transmitido a outros usuários localizados nas vizinhanças da estação DGPS, permitindo com isso uma maior exatidão na determinação de suas posições [3,4].

Para minimizar o erro de geometria, a solução consiste em instalar, nas proximidades do solo, transmissores idênticos aos dos satélites, denominados pseudo-satélites [5]. Operando integrados, o pseudo-satélite e estação DGPS configuram o Sistema de Monitoramento com Base no Solo (GBAS), como ilustrado na Figura 1. Dessa forma, as correções estabelecidas pelo DGPS são transmitidas, via pseudo-satélite, ao usuário, neste caso uma aeronave em rota de aproximação, possibilitando melhorar a exatidão dos cálculos do sistema de modo a auxiliar o seu pouso.

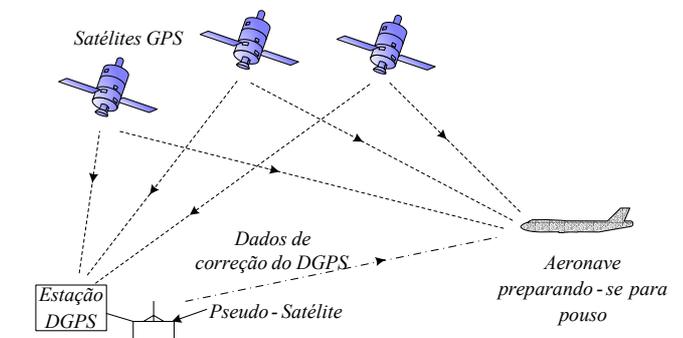


Fig. 1. Esquemático de uma estação GBAS operando com um DGPS em conjunto com um pseudo-satélite, de forma a auxiliar o pouso de aeronaves.

Neste trabalho descreve-se o projeto de uma rede de antenas de microfita de canto truncado, circularmente polarizada para a direita, concebida para operar como transmissora de pseudo-satélite GPS.

II. ESPECIFICAÇÕES PARA A ANTENA DE UM PSEUDO-SATÉLITE GPS

O GPS fornece dois níveis de serviços: o Serviço de Posicionamento Preciso (PPS, do inglês *Precise Positioning Service*) e o Serviço de Posicionamento Padrão (SPS, do inglês *Standard Positioning Service*). O SPS foi concebido para aplicações civis enquanto o PPS é utilizado somente por usuários autorizados e o acesso é controlado através de criptografia [6]. O sinal utilizado no serviço SPS possui uma largura de faixa de 2,046 MHz, centrada em L1 (1.575,42 MHz), e é transmitido por uma antena circularmente polarizada para a direita [7,8]. Neste trabalho somente o serviço SPS será contemplado.

As especificações gerais de desempenho, projeto e testes de um pseudo-satélite GPS estão consolidadas no documento denominado *Especificações Gerais do Pseudo-Satélite GPS* [9]. Nesta documentação encontram-se estabelecidas, entre outras, as características que a antena do pseudo-satélite deve cumprir, tais como: frequência de operação, polarização, faixa

D.C.M. Maciel, J.C. da S. Lacava, Laboratório de Antenas e Propagação - LAP, ITA, São José dos Campos, SP, E-mails: mangia@ita.br, lacava@ita.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pela FAPESP, CAPES, CNPq, FINEP e projeto CNS-ATM.

de passagem, largura de feixe do diagrama de irradiação no plano vertical que contém o eixo da pista $\alpha_a = 30^\circ$ (Figura 2); largura de feixe no plano normal ao definido no item anterior, que contém a direção de máxima irradiação $\alpha_b = 60^\circ$ (Figura 3). Embora não mostrado nas Figuras 2 e 3, a direção de máxima irradiação do feixe principal ocorre a 3° de elevação em relação ao plano horizontal da pista de pouso. No primeiro protótipo, o apontamento é realizado mecanicamente.

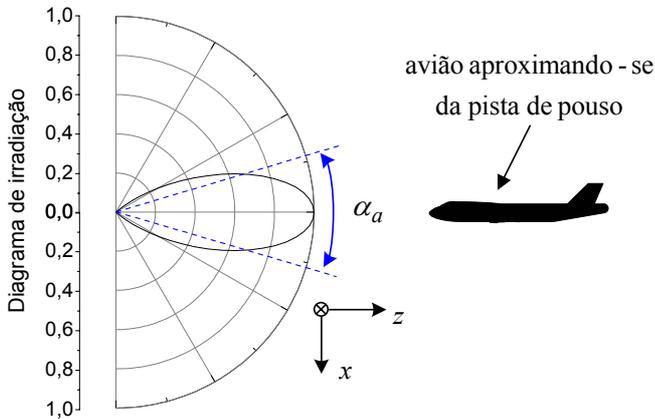


Fig. 2. Largura de feixe fornecida pela especificação: $\alpha_a = 30^\circ$ no plano xz .

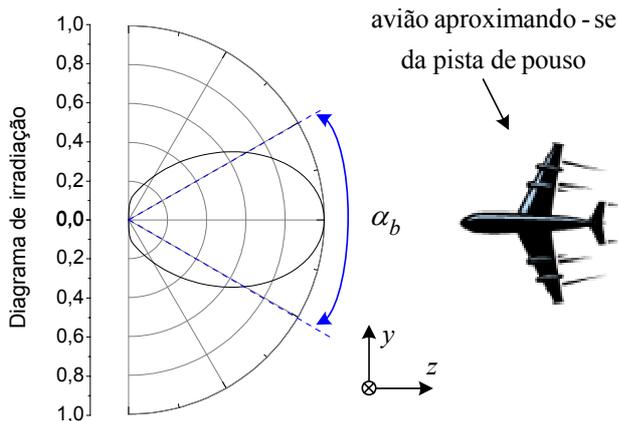


Fig. 3. Largura de feixe fornecida pela especificação: $\alpha_b = 60^\circ$ no plano yz .

Claramente, tais características direcionais podem ser satisfeitas por uma rede *broadside* (condição em que todos os elementos da rede estão excitados em fase) circularmente polarizada para a direita. Uma antena de microfita capaz de satisfazer esta condição de polarização é a de canto truncado mostrada na Figura 4. Tal antena, obtida subtraindo-se triângulos isósceles de catetos C_a de cantos opostos de um quadrado de lado L , é alimentada na borda e casada com transformadores $\lambda/4$. O projeto do elemento irradiador é realizado com auxílio dos programas *HFSS*TM [10] e *IE3D*TM [11]. O substrato dielétrico selecionado é o *CuClad*[®] 250 *GX* da *Arlon MED* [12] com permissividade elétrica nominal de 2,55 e as espessuras utilizadas são mostradas na Figura 4. As dimensões finais (em milímetros) do protótipo, obtidas no *HFSS*TM, são: $L = 55,99$, $C_a = 6,25$, $w_{ptx} = 150,31$ e $w_{pty} = 106,49$. Nas Figuras 5 e 6 são apresentados diagramas de irradiação para as componentes E_θ e E_ϕ , traçados no plano yz . Nota-se haver uma concordância muito boa entre as previsões teóricas e os resultados experimentais.

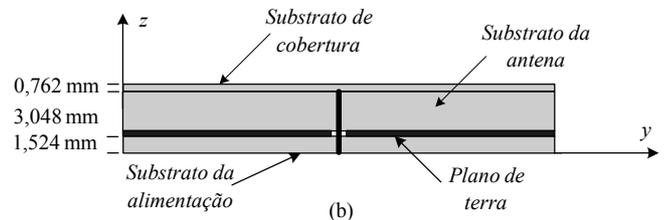
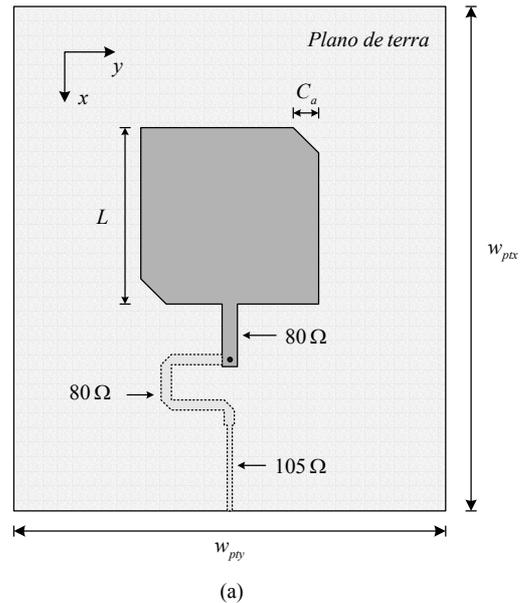


Fig. 4. Geometria da antena de microfita de canto truncado.

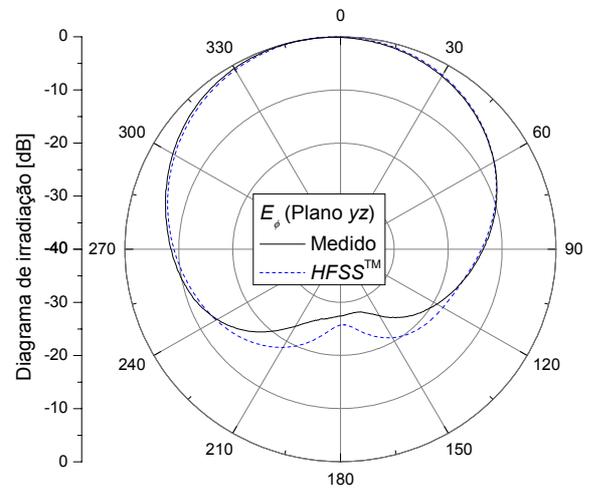


Fig. 5. Diagramas de irradiação da componente E_ϕ da antena de microfita de canto truncado.

III. PROJETO DA REDE DE ANTENAS

Objetivando alcançar a especificação de projeto, vários estudos foram realizados. Primeiramente, como a largura de feixe exigida no plano yz não é muito elevada (da ordem de 60°), redes lineares de antenas posicionadas ao longo do eixo x foram inicialmente consideradas. Esta rede é constituída por antenas de microfita de canto truncado e a simulação é realizada no *IE3D*TM na condição de plano de terra infinito.

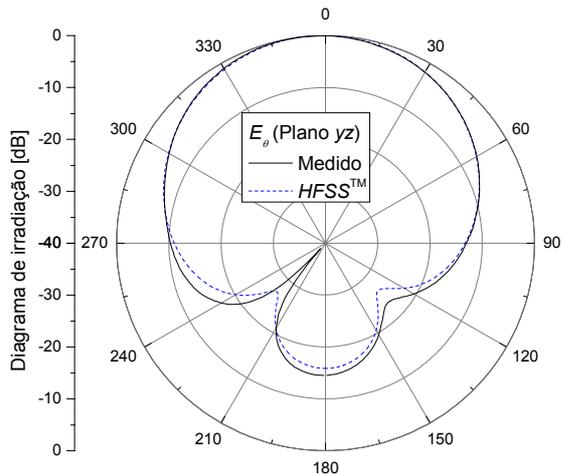


Fig. 6. Diagramas de irradiação da componente E_{θ} da antena de microfita de canto truncado.

Para redes assim estabelecidas, a largura de feixe no plano xz é então calculada em função do espaçamento entre elementos adjacentes e do número de antenas da rede. Os resultados apresentados na Tabela I contemplam redes lineares com 2 e 3 elementos, com diferentes espaçamentos entre eles. Todos os coeficientes de excitação foram calculados pela ferramenta computacional desenvolvida em [13], considerando que os lóbulos secundários estão pelo menos 25 dB abaixo do principal. Nesta primeira análise, a multiplicação de diagramas é utilizada com o objetivo de agilizar a obtenção destes resultados preliminares.

TABELA I

DIRETIVIDADE E LARGURA DE FEIXE NO PLANO VERTICAL DE REDES LINEARES DE ANTENAS DE MICROFITA DE CANTO TRUNCADO, SIMULADAS NO PROGRAMA COMERCIAL IE3D™.

d/λ_0	$N = 3$		$N = 2$	
	D [dB]	α	D [dB]	α
0,4	9,5	45,1°	8,5	57,6°
0,5	10,3	37,5°	9,2	49,8°
0,6	11,0	31,8°	9,8	43,4°
0,7	11,6	27,8°	10,2	37,6°
0,8	12,0	24,5°	10,5	33,6°
0,9	12,1	21,9°	10,5	30,4°
1,0	11,85	19,9°	10,3	27,4°

A partir dos resultados apresentados na Tabela I nota-se que a largura de feixe de 30°, no plano vertical, pode ser obtida com 3 elementos ao longo do eixo x e $d_x = 0,6 \lambda_0$ de separação entre elementos. Da mesma forma, para a largura de feixe de 60° são necessários 2 elementos ao longo do eixo y com $d_y = 0,4 \lambda_0$. Assim, a rede *broadside* a ser projetada é constituída por 3×2 elementos.

Definida a geometria da rede, seus coeficientes de excitação são determinados com auxílio do programa desenvolvido para apontamento de feixe e controle de lóbulos secundários descrito em [13,14]. Resultados para a rede *broadside* em questão, com

lóbulos secundários 25 dB abaixo do principal, são apresentados na Tabela II.

TABELA II
AMPLITUDES DE EXCITAÇÃO DA REDE.

Elemento	Amplitude
#1	0,6
#2	0,6
#3	1,0
#4	1,0
#5	0,6
#6	0,6

Em seguida, a rede é simulada no IE3D™. A Tabela III mostra a configuração utilizada e a Figura 7 ilustra a geometria da rede montada no módulo *Mgrid* do referido programa.

TABELA III

CONFIGURAÇÃO DO IE3D™ UTILIZADA NA SIMULAÇÃO DA REDE.

Parâmetro	Valor/Opção
Frequência de discretização	4 GHz
Portas de alimentação	<i>Extension for MMIC</i>
<i>Automatic Edge Cells (AEC)</i>	10%
<i>Matrix Solver</i>	<i>SMSi</i>

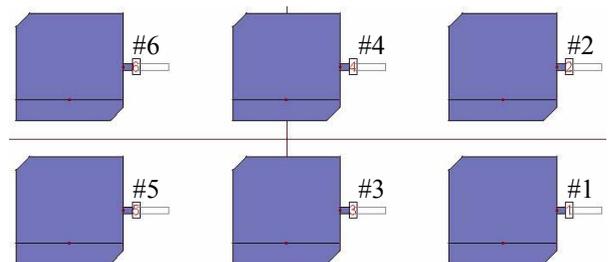


Fig. 7. Módulo de desenho do programa IE3D™ apresentando a rede planar com 3×2 antenas de microfita de canto truncado.

Os resultados obtidos, via simulação, para as larguras de feixe nos planos vertical e horizontal, são: $\alpha_a = 32,0^\circ$ e $\alpha_b = 57,4^\circ$, muito próximas da especificação [9]. Os diagramas de irradiação para ondas circularmente polarizadas à esquerda e à direita, no plano xz , são mostrados na Figura 8. Embora a razão axial do elemento irradiador tenha sido otimizada na direção $\phi = 0^\circ$ e $\theta = 0^\circ$, a da rede, nesta mesma direção, não é satisfatória, fato esse comprovado pela Figura 9 que mostra o gráfico da razão axial *versus* frequência na direção *broadside*. Isso é devido, preponderantemente, ao acoplamento eletromagnético entre os elementos, uma vez que o espaçamento utilizado coloca-os muito próximos. Para comprovar esta afirmação, analisa-se o comportamento da razão axial em função da distância entre elementos. Seja, por exemplo, $d_x = d_y = 0,8 \lambda_0$, valor esse que fornece um diagrama mais diretivo [15], com diretividade da ordem de 15,7 dB. O resultado obtido é mostrado também na Figura 9 para efeito de comparação. Nota-se claramente que a razão axial desta é bem próxima à do elemento irradiador isolado.

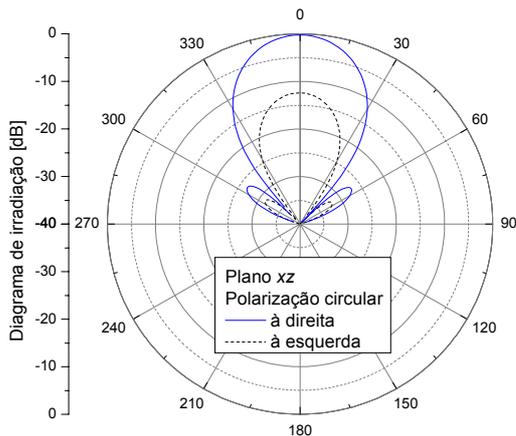


Fig. 8. Diagramas de irradiação no plano xz da rede planar com 3×2 antenas de microfita de canto truncado.

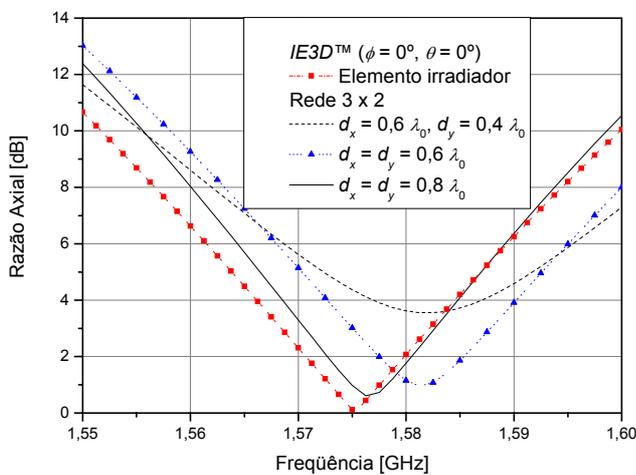


Fig. 9. Gráficos da razão axial versus frequência para o elemento irradiador e para a rede constituída por 3×2 antenas de microfita de canto truncado, com diferentes espaçamentos, simulados com plano de terra infinito no programa $IE3D^{TM}$.

Entretanto, como o objetivo é a síntese de diagramas com larguras de feixe especificadas, necessariamente os espaçamentos $d_x = 0,6 \lambda_0$ e $d_y = 0,4 \lambda_0$ devem ser utilizados. Assim, alterações na geometria do elemento irradiador são indispensáveis de modo a melhorar a razão axial da rede, consistindo na etapa seguinte do projeto. Com esta finalidade utilizou-se o módulo de otimização do programa $IE3D^{TM}$. Basicamente, o procedimento consiste em atribuir variáveis a determinadas dimensões da antena, especificando o intervalo de valores admitidos para cada uma das variáveis. Como a frequência central de projeto é a $L1$ do GPS (1.575,42 MHz), a otimização é feita somente nesta frequência. O método de otimização escolhido é o *Powell* em sua configuração padrão do programa $IE3D^{TM}$.

A Figura 10 apresenta o gráfico obtido para a razão axial em função da frequência após o procedimento de otimização, do qual se nota que a faixa de passagem para uma razão axial menor que 3 dB é agora da ordem de 19 MHz. As dimensões finais (em milímetros) dos elementos que constituem a rede são $L = 56,91$ e $C_a = 7,30$.

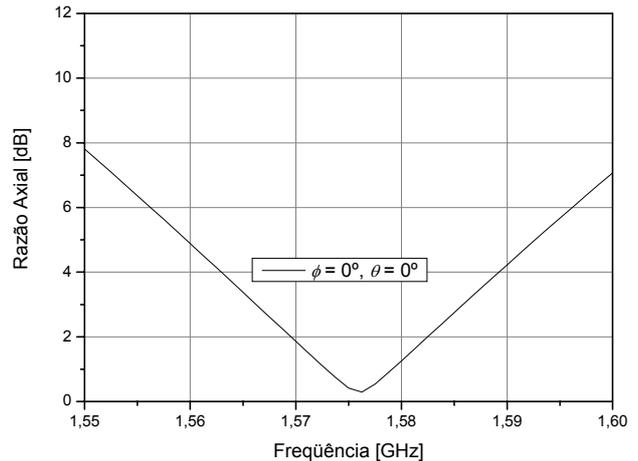


Fig. 10. Razão axial versus frequência para a rede 3×2 após o procedimento de otimização.

IV. SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO

Até o presente estágio de projeto, as simulações têm sido realizadas alimentando-se individualmente cada uma das antenas da rede, fato este evidenciado na Figura 7 (programa $IE3D^{TM}$ - módulo *Mgrid*) pela presença de seis portas de alimentação. Neste caso, são impostas, diretamente nestas portas, as amplitudes e as fases das correntes de alimentação. As características de irradiação, como diagrama, razão axial, diretividade, dentre outras, podem ser obtidas com esse procedimento. É possível também, com este tipo de alimentação, verificar o comportamento destas características variando-se a amplitude e fase de excitação em cada porta. Entretanto, na prática, deseja-se que a rede seja alimentada em um único ponto. Logo, faz-se necessário estabelecer um sistema de alimentação, com uma única entrada, seguido por divisores que possibilitem obter as excitações individuais em cada uma das antenas, como anteriormente simuladas.

Em [13] é apresentada uma topologia para divisores com uma entrada e duas ou três saídas. Na Figura 11 é mostrada uma representação esquemática de um divisor de potência com uma entrada, de impedância característica Z_p , e duas saídas. As impedâncias de carga nas extremidades dos braços são as impedâncias de entrada de antenas na rede. Podem ser tanto as antenas 1 e 2 como as antenas 3 e 4, ou ainda, as antenas 5 e 6. Consideram-se, sem perda de generalidade, as antenas 1 e 2. Deseja-se estabelecer as correntes I_1 e I_2 , em amplitude e fase, nos terminais 1 e 2, respectivamente. O procedimento de projeto do divisor consiste em partir das extremidades dos braços e, em algum ponto, colocá-los em paralelo. Entretanto, para realizar tal operação, é necessário obter uma mesma tensão (amplitude e fase) em cada um dos braços de modo a viabilizar o paralelo. Considera-se para o projeto do divisor o modelo elétrico da linha de transmissão. Admite-se que as linhas sejam sem perdas, de modo que suas impedâncias características são puramente reais. Deseja-se, ainda, que, na junção, o resultado do paralelo seja resistivo puro para permitir o casamento do divisor com a linha que o alimenta.

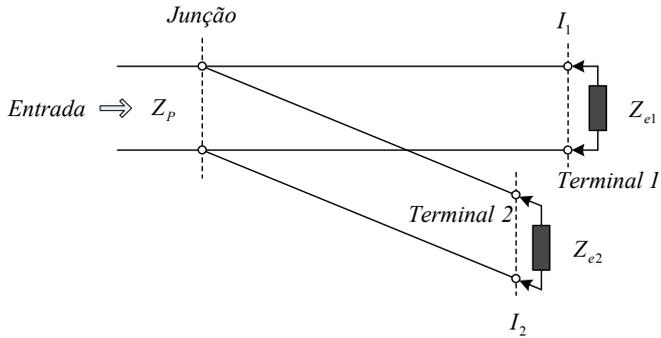


Fig. 11. Esquemático de um divisor de potência com um terminal de entrada e dois de saída.

A topologia adotada para o i -ésimo braço do divisor ($i = 1$ ou 2) é mostrada na Figura 12. Partindo-se da impedância de carga Z_{ei} (impedância de entrada da antena), caminha-se sobre uma linha de impedância característica Z_{0i} até a síntese de uma impedância puramente resistiva Z_{Ri} (ponto de máximo ou de mínimo de tensão). Com isso, pode-se empregar um transformador $\lambda/4$ para conduzir esta impedância a R'_i , que corresponde ao valor da impedância característica da linha de transmissão que conecta o transformador $\lambda/4$ à junção. Dessa forma, entre o plano i' e a junção, tem-se uma linha casada, e o resultado do paralelo entre as impedâncias R'_i deve fornecer a impedância R_p no plano da junção. Para casar o divisor com a linha que o alimenta, a impedância característica desta linha (Z_p) deve ser igual a R_p . O procedimento descrito acima garante que as amplitudes das tensões nos braços possuem o mesmo valor. Entretanto, para realizar o paralelo, ainda falta ajustar a fase dessas tensões. A escolha do local desse ajuste é de extrema importância para o correto desempenho do sistema divisor.

Uma vez que as linhas que conectam a junção aos transformadores $\lambda/4$ são casadas, tal ajuste é realizado de uma forma bastante simples. Em cada braço, calcula-se a tensão logo após o transformador $\lambda/4$, ou seja, nos planos i' (onde $i = 1$ ou 2) da Figura 12. Obtém-se, então, a diferença entre as fases das tensões e determina-se o comprimento adicional necessário no braço adequado. Após este ajuste, tem-se a mesma tensão (amplitude e fase) nos dois braços de modo a possibilitar a realização do paralelo. O procedimento acima foi codificado em *Matlab*[®] [16], resultando em uma ferramenta computacional de auxílio ao projeto desses divisores.

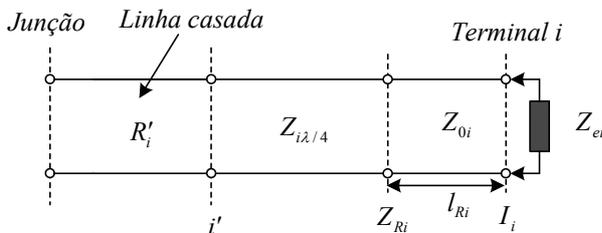


Fig. 12. Esquemático de um i -ésimo braço do divisor de potência.

De maneira análoga realiza-se o projeto do divisor com uma entrada e três saídas, bem como a codificação da ferramenta computacional específica deste caso.

Como é usada a tecnologia de microfita no projeto dos divisores, as dimensões físicas das linhas a serem construídas (largura e comprimento) são determinadas a partir dos parâmetros apresentados pelos programas implementados. Para isso, emprega-se o módulo denominado *LineGauge* [17], disponível no pacote do programa *IE3D*[™].

V. RESULTADOS OBTIDOS

Após o projeto do sistema de alimentação, procede-se à simulação da rede completa, isto é, com o sistema de alimentação incorporado. A Figura 13 mostra a geometria final da rede desenhada no módulo *MGrid* do programa *IE3D*[™], bem como o resultado da simulação para a densidade superficial de corrente (escalar) em um instante qualquer, realizada na condição de plano de terra infinito.

Na Figura 14 é apresentado o gráfico da perda de retorno da rede em questão. Na frequência central de projeto tem-se uma perda de retorno de $-24,83$ dB, o que corresponde a 99,7% de potência transferida à antena. Ressalta-se ainda que em toda a faixa simulada (de 1,55 a 1,6 GHz), a perda de retorno encontra-se abaixo de -10 dB. Logo, a faixa de passagem, considerando este requisito, é de pelo menos 50 MHz.

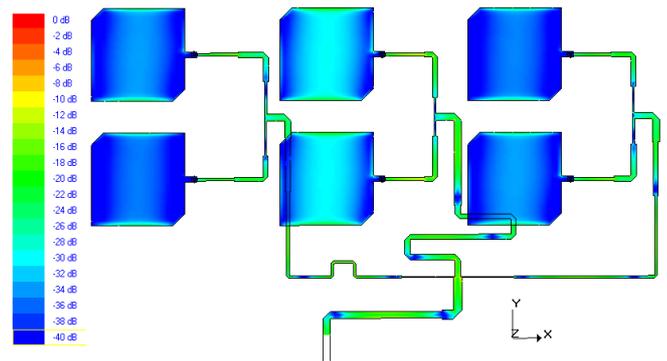


Fig. 13. Geometria final da rede de antenas simulada no programa *IE3D*[™].

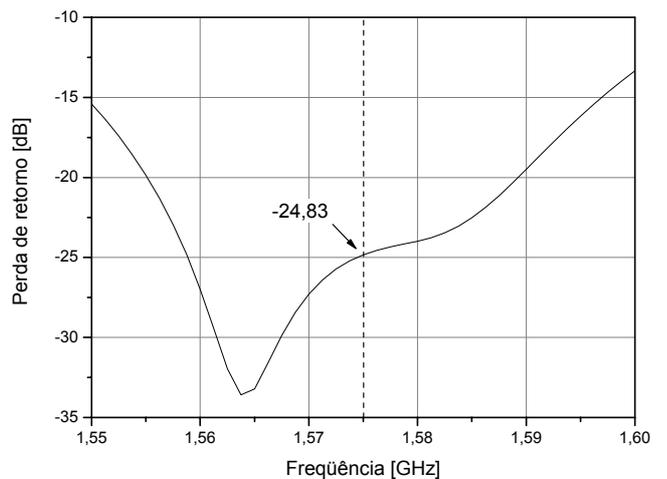


Fig. 14. Gráfico da perda de retorno em função da frequência da rede de antenas de canto truncado, simulada no programa *IE3D*[™].

Como comprovação final de que o sistema de alimentação está corretamente projetado, nas Figuras 15 e 16 são mostrados

os diagramas de irradiação nos planos xz e yz , respectivamente. Destes pode-se notar que os lóbulos secundários estão pelo menos 25 dB abaixo do principal e o apontamento ocorre para $\phi = 0^\circ$ e $\theta = 0^\circ$, como determina a especificação. Nota-se, ainda, uma relação frente-costa (RFC) em torno de 20 dB. Este fato se deve à irradiação do sistema de alimentação, em especial aos transformadores $\lambda/4$. Uma forma de minimizar essa irradiação indesejada é o emprego da topologia *stripline* no projeto do sistema alimentador, confinando-o entre dois planos de terra. Do ponto de vista de implementação dos divisores, somente a parte correspondente às novas dimensões das linhas (modelo físico) necessita ser recalculada, uma vez que os dados apresentados correspondem ao modelo elétrico da estrutura.

Na frequência de operação, a diretividade da rede é da ordem de 12,91 dB e ganho (em relação à antena isotrópica) de 12,15 dB, correspondendo a uma eficiência de irradiação de 84,11 %.

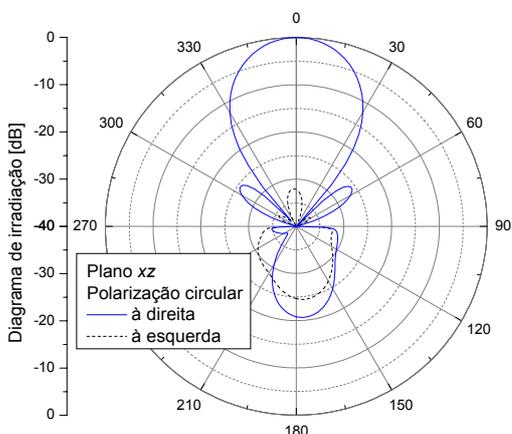


Fig. 15. Diagrama de irradiação simulado no plano xz da rede de antenas.

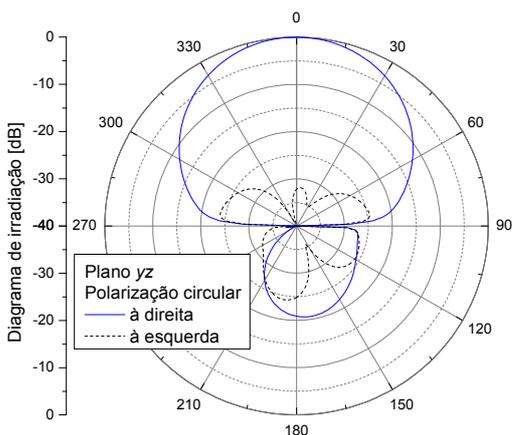


Fig. 16. Diagrama de irradiação simulado no plano yz da rede de antenas.

VI. CONCLUSÕES

Neste trabalho descreveu-se o projeto de uma rede de antenas de microfita para aplicação em pseudo-satélite *GPS*. Inicialmente apresentou-se uma breve discussão do *GPS* diferencial, concebido para aumentar a exatidão local do *GPS*

em aplicações específicas, tais como: a navegação marítima em áreas de ancoradouro e o pouso de aeronaves por instrumento. Uma antena de microfita de canto truncado também foi projetada, otimizada, construída e ensaiada. Verificou-se haver uma concordância muito boa entre as previsões teóricas e os resultados experimentais.

Das especificações para as larguras de feixe dos diagramas de irradiação nos planos horizontal e vertical de um pseudo-satélite *GPS*, projetou-se uma rede com 3×2 elementos de canto truncado e respectivo sistema de alimentação. Embora a razão axial do elemento de canto truncado tenha sido otimizada, o resultado obtido para a rede projetada não repetiu a performance desejada. Uma etapa adicional de otimização foi necessária para corrigir este fato.

Finalmente, diagramas de irradiação simulados comprovaram a eficiência do procedimento utilizado no projeto do sistema de alimentação das antenas da rede.

REFERÊNCIAS

- [1] K.T. Fitzgibbon, F. Walter, The Brazilian ADS and DGPS trial, *Proceedings of ION NTM94*, San Diego, USA, 1994.
- [2] B. W. Parkinson, J. J. Spilker Jr., *Global Positioning System: Theory and Applications Volume I*, American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1996.
- [3] G. J. Morgan-Owen, G. T. Johnston, "Differential GPS Positioning," *IEE Electronics & Communication Engineering Journal*, Fev. 1995, pp. 11-21.
- [4] C. Shuxin, W. Yongsheng, C. Fei, "A study of differential GPS positioning accuracy," *Proceedings of Microwave and Millimeter Wave Technology, 3rd International Conference*, Aug. 2002, pp. 361-364.
- [5] D. Zandonadi Jr. and F. Walter, Development of a Pseudolite – A Brazilian GBAS Experience, *ION-GPS, 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation*, Portland, Oregon, USA, Jan., 2003.
- [6] E. D. Kaplan, *Understanding GPS: Principles and Applications*, Artech House Publishers, 1996.
- [7] R. F. M. Viteri, "Ferramenta computacional para análise de antenas impressas," *Tese de Mestrado*, Departamento de Microondas e Optoeletrônica, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, Brasil, 2003.
- [8] D. R. M. Castillo, "Recepção de Sinais GPS: Simulação e Análise por Software," *Tese de Mestrado*, Departamento de Telecomunicações, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, Brasil, 2002.
- [9] D. Zandonadi Jr., F. Walter, J. C. S. Lacava, L. Cividanes, *Especificações Gerais do Sistema Pseudo-Satélite GPS*, versão 04, 12/04/05.
- [10] *HFSS™ v. 9.2.1*, Ansoft Corporation, USA, 2004. Material de divulgação disponível em: www.ansoft.com/products/hf/hfss/. Acesso em: Out. 2004.
- [11] *IE3D™ versão 11*, Zeland Corporation. Material de divulgação disponível em: www.zeland.com. Acesso em: Abril 2005.
- [12] *Arlon MED* (Materials for Electronics Division). Material de divulgação disponível em: www.arlon-med.com/micro.html. Acesso em: Out. 2004.
- [13] D. C. M. Maciel, "Redes de Antenas de Microfita Circularmente Polarizadas com Apontamento de Feixe e Controle de Nível dos Lóbulos Secundários," *Tese de Mestrado*, Departamento de Telecomunicações, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, Brasil, 2005.
- [14] D. C. M. Maciel, J. C. S. Lacava, "Circularly Polarized Planar Microstrip Phased Array With a Prescribed Beam Pattern Response," aceito no *International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Brasília, 25-28 de julho, 2005.
- [15] J. P. Daniel, "Directivity of linear microstrip arrays," *Electronics Letters*, vol. 23, No. 17, August 1987.
- [16] Matlab® v. 6.5.0.180913a Release 13, *The Mathworks, Inc.*. Material de divulgação disponível em: www.mathworks.com. Acesso em: Jan. 2005.
- [17] *LineGauge 10.2*, Basic Edition (Free), Zeland Corporation. Material de divulgação disponível em: www.zeland.com. Acesso em: Abril 2005.