

Síntese de uma Rede de Antenas Tipo *E* para Tecnologia 4G

Edson R. Schlosser, Marcos V. T. Heckler, Cleiton Lucatel, Mauricio Sperandio e Renato Machado

Resumo—Este artigo apresenta a aplicação de métodos de otimização para a síntese de uma rede linear que opere na faixa de frequência da tecnologia 4G no Brasil. O diagrama especificado apresenta o formato de cossecante ao quadrado, visando à obtenção de distribuição uniforme de potência dentro de uma célula e a redução da interferência co-canal com outras células nas proximidades. A síntese é realizada a partir da combinação de dois métodos de otimização: algoritmo genético, para a execução de uma busca global, e programação quadrática sequencial, para refinamento local da solução. A combinação de ambas as técnicas permite uma convergência mais rápida se comparada à utilização de apenas um método de otimização. O procedimento de síntese é demonstrado para uma rede linear de elementos isotrópicos e, em seguida, para uma rede de antenas com formato *E* em tecnologia de microfita.

Palavras-Chave—Antena tipo *E*, algoritmo genético, programação quadrática sequencial, sistemas 4G, síntese de redes de antenas.

Abstract—This paper presents the application of optimization methods for the synthesis of a linear array to operate in the frequency range allocated for the 4G technology in Brazil. The desired pattern shall exhibit squared-cosecant shape in order to provide uniform distribution of power inside the base station cell and to reduce co-channel interference. The synthesis is performed by a combination of optimization methods: the genetic algorithm, which is used for the initial global search, and the sequential quadratic programming, which is applied for local refinement of the solution. This approach allows faster convergence than using only one kind of optimization method. The synthesis is demonstrated considering initially a linear array of isotropic elements and, subsequently, for an array of *E*-shaped microstrip antennas.

Keywords—*E*-shaped antenna, genetic algorithm, sequential quadratic programming, 4G systems, synthesis of antenna arrays.

I. INTRODUÇÃO

O surgimento dos sistemas de comunicação móvel trouxe maior praticidade e flexibilidade, pois permitem a comunicação entre os usuários móveis dentro de uma área de cobertura. A capacidade de atendimento aos usuários por estes sistemas é limitada principalmente pela razão sinal-interferência (S/I)

Edson R. Schlosser, Marcos V. T. Heckler, Cleiton Lucatel, Mauricio Sperandio, Universidade Federal do Pampa, Alegrete-RS, Brasil, E-mails: schlossertche@gmail.com, marcos.heckler@unipampa.edu.br. Renato Machado, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria-RS, Brasil. E-mail: renatomachado@ufsm.br. Este projeto foi financiado em partes pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico.

produzida por células co-canal [1]. Algumas técnicas foram propostas para reduzir a interferência co-canal com o objetivo de aumentar a capacidade do sistema, tais como divisão de células, setorização e zonas de cobertura [2]-[3]. Em [4]-[5], diagramas de irradiação em forma de cossecante ao quadrado foram apresentados, com o intuito de realizar uma distribuição uniforme de potência ao longo da célula e minimizar a potência irradiada para o espaço e na direção de células co-canal, reduzindo assim a interferência indesejada.

O formato em cossecante ao quadrado para o diagrama de irradiação da antena da estação rádio-base é obtido a partir da aplicação da equação de Friis, considerando-se o ganho da antena receptora e a potência recebida pelo terminal móvel constantes. Procedendo-se desta forma, e levando-se em conta a altura da torre h_t e o ângulo θ , medido a partir do zênite, a equação para a variação angular do ganho para a antena transmissora é dado por

$$P_t G_t(\theta) = \frac{P_r \cdot (4\pi)^2 \cdot h_t^2 \cdot \csc^2(\theta - 90^\circ) \cdot L}{G_r \cdot \lambda^2}, \quad (1)$$

sendo G_t o ganho da antena transmissora, G_r o ganho da antena receptora, λ o comprimento de onda, P_t a potência de transmissão, L o fator de perda do sistema e P_r a potência de recepção.

Em [4], o diagrama de irradiação neste formato foi obtido a partir da modelagem de uma antena omnidirecional com duplo refletor. Já em [5], uma rede de antenas com elementos isotrópicos foi utilizada, sendo o diagrama determinado a partir dos coeficientes de excitação dos diferentes elementos da rede. Contudo, em um projeto real, deve-se considerar o diagrama de irradiação dos elementos que compõem a rede, que, na prática, não são isotrópicos. Em contraste com [5], o presente trabalho propõe uma metodologia de projeto que leva em conta a influência causada pela inclusão do diagrama real de antenas de microfita. Uma comparação com os resultados obtidos para um diagrama sintetizado com elementos isotrópicos é demonstrada, onde se verifica que a influência do diagrama de elementos reais afetam o desempenho da rede.

Na próxima seção, apresenta-se o projeto do elemento simples para operar na faixa entre 2,50 e 2,69 GHz, que corresponde à faixa de frequências atualmente alocada para a tecnologia 4G no Brasil. Na Seção III, as técnicas de otimização são brevemente discutidas. Na Seção IV, resultados numéricos para a síntese da rede linear de antenas são apresentados, sendo as redes compostas primeiramente por antenas isotrópicas e, posteriormente, por antenas tipo *E*.

II. PROJETO DE UM ELEMENTO TIPO E PARA SISTEMAS 4G

Antenas em microfita têm sido largamente utilizadas em aplicações de rádio-navegação via satélite, pseudo-satélites, entre outras. Como principais características, este tipo de antena apresenta facilidade de construção e integração com outros elementos de micro-ondas, baixo peso, baixo custo de produção em larga escala e baixo arrasto aerodinâmico.

A banda reservada para sistemas 4G no Brasil apresenta largura de aproximadamente 7,7%, o que não pode ser alcançada com uma antena de microfita convencional (*patch* circular ou retangular). Em função disso, optou-se por utilizar um irradiador com formato em E [6]-[8]. Para a construção desta antena, considerou-se a seção transversal apresentada na Fig.1, onde a cor verde representa um laminado de FR4 e a cinza um laminado TACONIC TLC-338. A linha de alimentação de 50 Ω está conectada ao *patch* por meio de um fio de cobre (via). A camada de ar (em branco), com espessura $h_{air} = 4,8$ mm, foi incluída na estrutura para aumentar a banda de operação da antena, além de permitir uma maior capacidade de irradiação de potência. O laminado FR4 empregado apresenta as seguintes características: $h_{FR4} = 1,54$ mm, constante dielétrica (ϵ_r) de 4,1 e tangente de perdas ($\tan \delta$) de 0,02. O TACONIC TLC-338 é um laminado de baixas perdas na faixa de micro-ondas, com $h_{taconic} = 1,524$ mm, $\epsilon_r = 3,56$ e $\tan \delta = 0,0034$. A vista superior desta antena pode ser visualizada na Fig. 2.

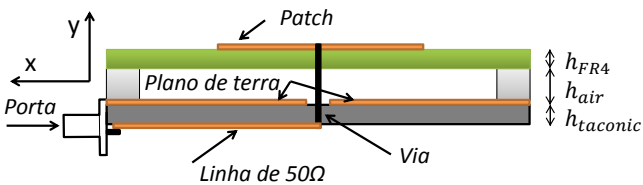


Fig. 1. Vista lateral esquemática da antena tipo E.

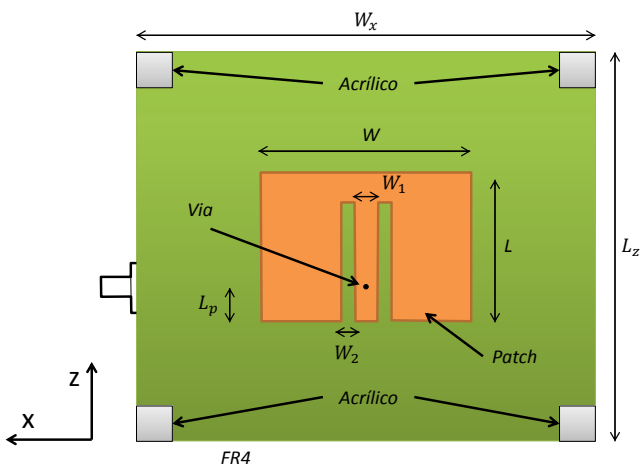


Fig. 2. Vista superior esquemática da antena tipo E.

Após a otimização com o software HFSS, as seguintes dimensões foram obtidas para a antena: $W = 53,82$ mm, $L = 38,36$ mm, $W_1 = 3,48$ mm, $W_2 = 5,89$ mm, $L_p = 9$ mm, $L_{arm} = 30,82$ mm, $W_x = 117,22$ mm, $L_z = 101,77$ mm e $d_{via} = 1,1$ mm (diâmetro da via).

Os diagramas de irradiação simulados no plano de elevação e azimute obtidos para a frequência central de 2,595 GHz podem ser visualizados nas Figs. 3 e 4, respectivamente. No plano de elevação, verifica-se uma assimetria no diagrama devido à presença das fendas introduzidas no *patch*. Tal característica facilita o processo de

síntese do diagrama da rede, pois a maior parte da energia irradiada por esta antena já se encontra abaixo da linha do horizonte ($\theta = 90^\circ$). No plano H, o diagrama de irradiação apresenta comportamento simétrico e um ângulo de meia potência (HPBW) de 60° , sendo, assim, bem adaptada ao uso para construção de painéis setoriais de 60° .

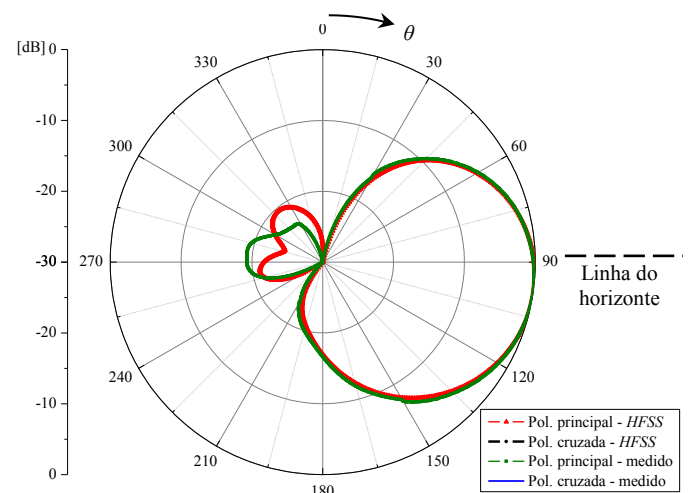


Fig.3. Diagrama de irradiação no plano de elevação (zy).

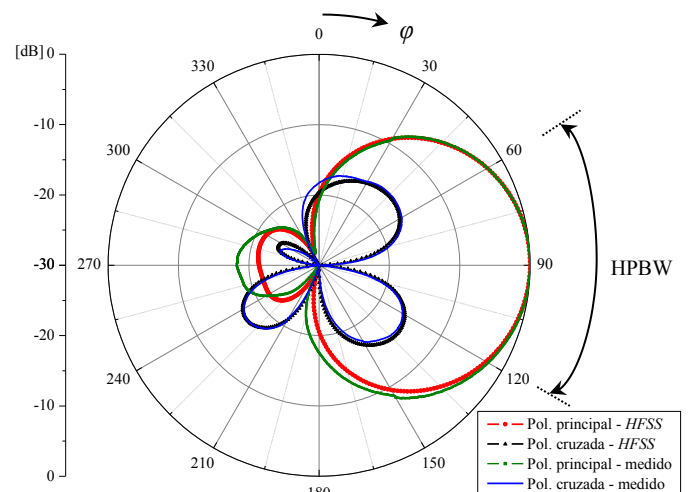


Fig. 4. Diagrama de irradiação no plano azimutal (xy).

A antena simulada no HFSS foi construída e o protótipo é mostrado na Fig. 5. Na Fig. 6, pode-se visualizar o resultado simulado e medido para o coeficiente de reflexão na entrada da antena. A Fig. 7 mostra as curvas na carta de Smith na faixa de 2 a 3 GHz. Verifica-se concordância muito boa entre os resultados simulados e as curvas experimentais. Considerando-se aceitáveis valores de coeficiente de reflexão abaixo de -10 dB, a antena projetada pode operar satisfatoriamente entre 2,4 e 2,765 GHz, atendendo a faixa de frequência destinada à tecnologia 4G.

III. ALGORITMO GENÉTICO E PROGRAMAÇÃO QUADRÁTICA SEQUENCIAL

Neste trabalho foram utilizados dois métodos de otimização para determinar os coeficientes de excitação (amplitude e fase) dos diferentes elementos que compõem as redes lineares analisadas. Inicialmente, aplicou-se o algoritmo genético (GA) para uma busca global dos coeficientes,

permitindo encontrar uma região no espaço que resulta em solução próxima ao diagrama especificado. Em seguida é aplicada a programação quadrática sequencial (SQP), tendo como inicialização os melhores coeficientes (melhor indivíduo) obtidos pelo GA, consistindo em uma busca local para refinamento da solução. A SQP sempre é inicializada a partir do melhor indivíduo obtido com o GA após determinado número máximo de gerações.

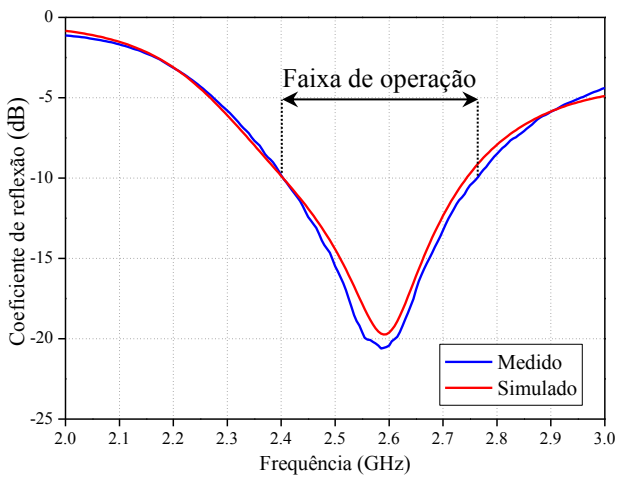
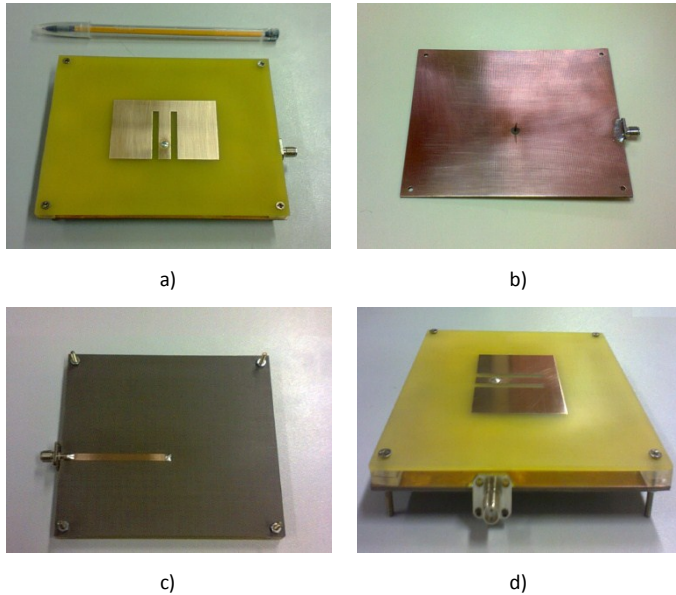


Fig.6. Coeficiente de reflexão na porta de alimentação (S11).

O conceito de GA foi formulado por Holland e aplicado em [9] para obtenção dos coeficientes de excitação de uma rede de antenas usada para apontamento de feixe e controle do nível dos lóbulos laterais (SLL). A SQP é um método de programação não-linear, que busca a otimização baseando-se em gradientes e consiste basicamente na aproximação sequencial do problema de programação não-linear como sendo um problema de programação quadrática [10], permitindo encontrar a melhor solução local para a região inicialmente determinada pelo GA.

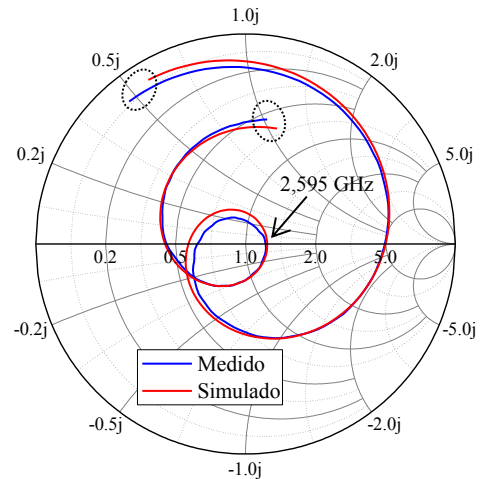


Fig. 7. Variação da impedância de entrada da antena tipo E em função da frequência.

Na otimização com GA, indivíduos da população são tratados como possíveis soluções para o problema (síntese do diagrama de irradiação), onde a população inicial sofre cruzamentos e mutações ao longo das gerações. Com a evolução dos indivíduos, o algoritmo genético vai melhorando os resultados obtidos para as especificações propostas, sendo a aptidão de cada indivíduo medida a partir da avaliação do seu cromossomo dado por uma função custo. A função custo usada neste estudo para ambos os métodos de otimização é baseada no erro, dado por,

$$e(\theta) = S(\theta) - E(\theta), \quad \theta \in [0^\circ, 180^\circ] \quad (2)$$

em que $S(\theta)$ é o diagrama especificado, conforme apresentado na Fig. 8, e $E(\theta)$ é o diagrama obtido, dependente do cromossomo de cada indivíduo, dado por

$$E(\theta) = w \cdot v(\theta). \quad (3)$$

Em (3), w é o vetor de excitação (cromossomo) dos N -elementos da rede, denotado por,

$$w = [w_1 \ w_2 \ w_3 \ \dots \ w_N] \quad (4)$$

enquanto que $v(\theta)$ é o vetor associado ao diagrama dos elementos na rede, denotado por

$$v(\theta) = \begin{bmatrix} g_1(\theta) \cdot e^{j\psi_1} \\ g_2(\theta) \cdot e^{j\psi_2} \\ g_3(\theta) \cdot e^{j\psi_3} \\ \vdots \\ g_N(\theta) \cdot e^{j\psi_N} \end{bmatrix} \quad (5)$$

com g_i representando o diagrama de cada elemento.

O diagrama $E(\theta)$ obtido para cada cromossomo é analisado em duas regiões: a primeira ($m = 1$) é definida pela região dos lóbulos laterais, enquanto que a segunda ($m = 2$) é definida pela região da função $\text{csc}^2(\theta - 90^\circ)$. Na Fig. 8, a região dos lóbulos laterais é definida entre θ_a e θ_b , e a região da cossecante entre θ_c e θ_d , sendo θ_n o ângulo de normalização da função cossecante, que deve ser obrigatoriamente diferente de 90° .

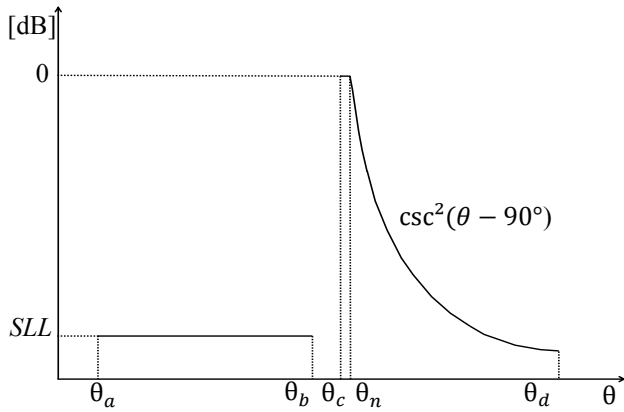


Fig.8. Diagrama especificado para estações rádio base.

O erro médio quadrático para a região dos lóbulos laterais (R_1) e para a região da função cossecante ao quadrado (R_2) é dado por

$$R_m = \left[\frac{1}{L_m} \sum_{i=1}^{L_m} |e(\theta_i)|^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (6)$$

Considerando, L_1 o número de amostras na região dos lóbulos laterais e L_2 na região da cossecante, a função custo a ser avaliada para cada cromossomo é denotada por

$$custo = R_1 \cdot P_1 + R_2 \cdot P_2 \quad (7)$$

em que P_1 e P_2 são os pesos definidos para cada região.

IV. RESULTADOS

Para demonstrar a eficiência dos métodos de otimização, uma rede linear com 24 elementos uniformemente espaçados ($0,5 \lambda$) ao longo de z foi considerada. O GA foi inicializado com uma população de 70 indivíduos, com probabilidade de cruzamento de 85%, 8% de mutação e 7% dos indivíduos foram tratados como elite. Os limites de variação dos genes dos cromossomos foram de $[0, 1]$ para a amplitude e $[-\pi, \pi]$ para a fase. Inicialmente, uma rede linear com 24 elementos isotrópicos foi otimizada durante 500 gerações com o GA. Em seguida, aplicou-se SQP, tendo como partida o melhor indivíduo obtido pelo GA após o término das evoluções. A região dos lóbulos laterais foi definida entre $[0^\circ, 84^\circ]$, com nível máximo dos lóbulos 42 dB abaixo do ponto de máxima irradiação. A região da cossecante ao quadrado foi definida entre $[92^\circ, 180^\circ]$, sendo usado um ângulo de 95° para normalização da função. Ambas as regiões foram definidas com pesos iguais, ou seja, $P_1 = P_2$ em (7). O diagrama especificado na Fig. 8 pode ser visualizado em coordenadas polares na Fig. 9 juntamente com o diagrama obtido após o processo de otimização para uma rede de elementos isotrópicos.

Para demonstrar a modificação introduzida pela substituição dos elementos isotrópicos por antenas reais, calculou-se o diagrama de irradiação produzido por uma rede composta por 24 antenas tipo E considerando-se os coeficientes calculados para os elementos isotrópicos.

Diferentemente de [5], o termo $g_i = 1$ em (5) foi substituído pelo diagrama obtido para a antena de microfita da

Seção II. Desta forma, consideram-se as características de irradiação de um elemento individual. O resultado obtido pode ser visualizado na Fig. 10, onde é possível observar que o nível de potência irradiada é reduzido consideravelmente quando θ se aproxima de 180° .

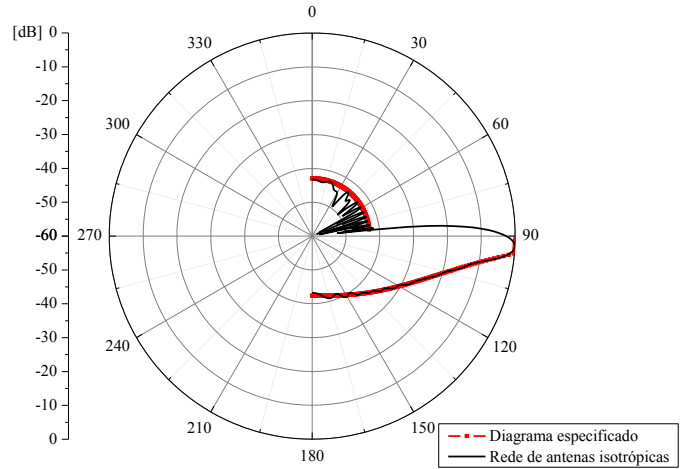


Fig. 9. Diagrama de irradiação de uma rede linear com elementos isotrópicos.

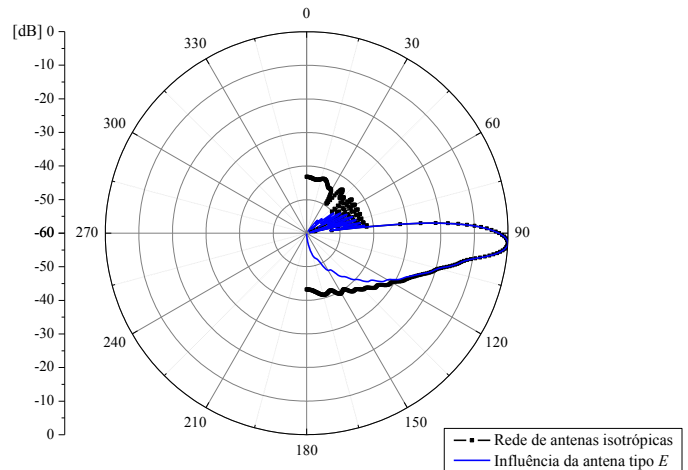


Fig.10. Influência da antena tipo E no diagrama sintetizado para elementos isotrópicos.

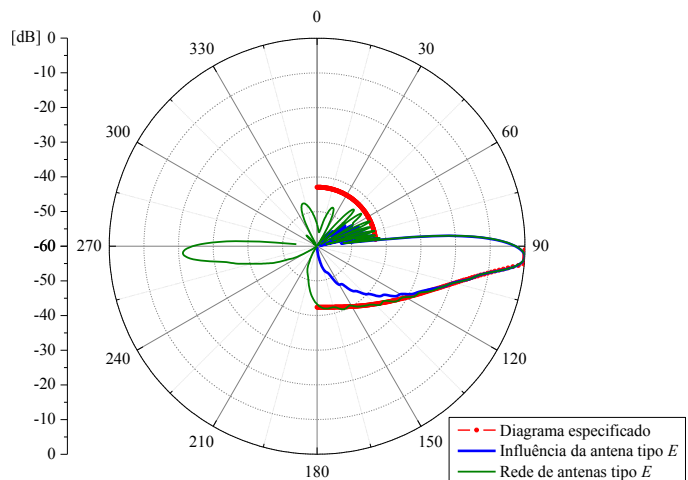


Fig.11. Diagrama de irradiação de uma rede linear com antenas tipo E.

Desta forma, o diagrama especificado não satisfaz mais as especificações. Uma nova otimização foi realizada

considerando-se agora o diagrama da antena de microfita durante o processo de otimização, considerando-se as mesmas especificações para o diagrama final da rede. O resultado final pode ser visualizado na Fig. 11, onde se verifica que o diagrama obtido atendeu às especificações.

Os coeficientes de excitação obtidos após os dois processos de otimização encontram-se listados na Tabela I do Apêndice. Pode-se observar que houve considerável mudança nos valores obtidos para uma rede com elementos em microfita do tipo E, em comparação à rede com antenas isotrópicas.

V. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou a síntese de um diagrama de irradiação no formato de cossecante ao quadrado para uma rede linear de antenas. Tal diagrama permite que uma estação rádio base realize a distribuição uniforme de potência em toda a extensão da célula. O diagrama apresenta baixo percentual de potência irradiada acima do horizonte, ocasionando melhor aproveitamento da potência irradiada. Foi demonstrada que é de extrema importância a consideração do diagrama de irradiação do elemento na síntese do diagrama da rede, pois, sem isso, os coeficientes obtidos podem não satisfazer as especificações considerando-se antenas práticas.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo suporte parcial ao trabalho, através do processo 475325/2011-7.

REFERÊNCIAS

- [1] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2nd ed., vol. I. Prentice Hall, 2001, pp. 25-41.
- [2] W. C. Y. Lee, "Elements of Cellular Mobile Radio Systems," *IEEE Trans. on Vehic. Tech.*, vol. VT-35, pp.48-56, 1986.
- [3] W. C. Y. Lee, "Smaller Cells for Greater Performance," *IEEE Communications Magazine*, Novembro, 1991.
- [4] S. R. Zang, J. R. Bergmann e F. J. S. Moreira, "Omnidirectional Dual-reflector Antenna with a GO Shaped Main Reflector for an Arbitrary Far-field Pattern in the Elevation Plane," in: *3rd European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP*, pp. 3047-3050, Março, 2009.
- [5] J. L. Hu, C. H. Chan e S. M. Lin, "Synthesis of Shaped-Beam Pattern for Mobile Antenna". *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 1596-1599, Agosto, 1999.
- [6] F. Yang, X. Zhang, X. Ye e Y. Rahmat-Samii, "Wide-Band E-Shaped Patch Antennas for Wireless Communications," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 7, pp. 1094-1100, Julho, 2001.
- [7] K. Wong e W. Hsu, "A Broad-Band Rectangular Patch Antenna with a Pair of Wide Slits," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 9, pp. 1345-1347, Setembro, 2001.
- [8] M. V. T. Heckler, E. S. Neves, R. Schildberg, J. C. da S. Lacava e L. Cividanes, "An Array of E-Shaped Probe-Fed Microstrip Elements for

Wireless Communications". International Telecommunications Symposium – ITS, Natal, Brasil, 2002.

- [9] J. M. Johnson e Y. Rahmat-Samii, "Genetic Algorithm Optimization and its Application to Antenna Design," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 326-329, Agosto, 1994.
- [10] M. L. Teles e H. M. Gomes, "Genetic algorithms and sequential quadratic programming comparisons for engineering problems optimization". *Theory and Practice in Engineering*, pp. 29-39, Abril, 2010.

APÊNDICE I

TABELA I. COEFICIENTES DE EXCITAÇÃO DOS ELEMENTOS DA REDE

Nº	Rede linear com elementos isotrópicos		Rede linear com elementos tipo E	
	Amplitude (A)	Fase (graus)	Amplitude (A)	Fase (graus)
#1	0,122	-151,85	0,031	32,98
#2	0,236	-138,41	0,126	81,4
#3	0,427	-112,82	0,172	72,5
#4	0,642	-91,33	0,268	105,51
#5	0,808	-69,3	0,321	115,16
#6	0,924	-51,3	0,383	124,78
#7	0,963	-35,9	0,379	135,89
#8	0,968	-25,62	0,412	130,82
#9	0,96	-17,62	0,505	126,56
#10	1	-11,21	0,616	133,21
#11	0,991	0,067	0,814	134,69
#12	0,897	6,612	0,918	154,59
#13	0,847	14,72	0,962	159,38
#14	0,724	18,84	1	-179,68
#15	0,698	22,33	0,835	-173,96
#16	0,625	33,6	0,804	-165,04
#17	0,471	41,65	0,756	-159,03
#18	0,378	38,57	0,723	-136,16
#19	0,351	44,9	0,448	-129,39
#20	0,265	59,79	0,381	-118,24
#21	0,16	69,95	0,248	-115,41
#22	0,109	58,92	0,201	-99,67
#23	0,097	64,03	0,114	-96,92
#24	0,026	94,66	0,073	-85,74