

Simulador para sinais com desvanecimento rápido para o modelo α - κ - μ

Sandro Adriano Fasolo, Adriano Silva Vale Cardoso e Leonardo Carneiro de Araújo

Resumo — Este artigo apresenta resultados de um simulador para geração de sinais com desvanecimento para o modelo α - κ - μ considerando o deslocamento Doppler para qualquer valor de α e κ e μ múltiplo de 1/2. O simulador contempla vários outros modelos estocásticos da literatura, tais como Rayleigh, Rice e Nakagami- m . O simulador baseia-se no método do espectro de Smith. O sinal produzido pode ser empregado para atestar as equações das estatísticas de segunda ordem (taxa de cruzamento de nível e tempo médio de desvanecimento), com ou sem técnicas de diversidade, utilizando os combinadores por ganho igual e por razão máxima.

Palavras-Chave—Desvanecimento rápido, Rayleigh, Rice, Nakagami, taxa de cruzamento de nível, duração média de desvanecimento, método do espectro de Smith.

Abstract— This paper presents results of a simulator for generation of signals with fading for the model α - κ - μ considering the Doppler shift for any value of α and κ and μ multiple of 1/2. The simulator contemplates several other stochastic models of the literature, such as Rayleigh, Rice and Nakagami- m . The simulator is based on the Smith spectrum method. The signal produced can be used to attest to the equations of second order statistics (level crossing rate and average fade durations), with or without diversity techniques using the combiners for equal gain and maximum ratio combining techniques.

Keywords—Fast fading, Rayleigh, Nakagami, Rice, level crossing rates, average fade durations, Smith's spectrum method.

I. INTRODUÇÃO

Um sinal propagando por um canal de rádio móvel (sem fio) sofre vários tipos de efeitos, como sombreamento, difração, reflexão, múltiplos percursos e desvio Doppler. Todos esses fenômenos dependem sobremaneira da topografia, morfologia, frequência de transmissão, largura de faixa do canal e modulação. Um modelo determinístico para caracterização da envoltória do sinal recebido considerando todos estes efeitos é impossível de se obter devido a grande quantidade de fenômenos e variáveis envolvidas. Por isso, utiliza-se modelos estatísticos que fornecem bons resultados na análise das características estatísticas do sinal recebido em canais com desvanecimento rápido. Com objetivo de validar as teorias desenvolvidas no assunto e obter mais conhecimento sobre o comportamento de um sinal com desvanecimento um simulador foi desenvolvido para o modelo estatístico gerador α - κ - μ . A seção II detalha as características de transmissão em um anal com desvanecimento. A seção III detalha um histórico dos modelos estatísticos para modelagem de canais. A seção IV apresenta um resumo sobre a distribuição α - κ - μ e a implementação do gerador de sinais usando o método do

espectro de Smith. A seção V apresenta os sinais gerados enquanto que a seção VI as conclusões do artigo.

II. TRANSMISSÃO EM CANAIS COM DESVANECIMENTO RÁPIDO

Desvanecimento é um fenômeno percebido no sinal recebido em um sistema de comunicação sem fio causado pela recepção de duas ou mais versões do sinal transmitido que chegam ao receptor com diferentes amplitudes e atrasos. Estas versões distintas do sinal transmitido chegam ao receptor propagando-se por percursos diferentes e constitui os denominados múltiplos percursos. Os efeitos resultantes dos múltiplos percursos podem ser divididos em dois grupos. O primeiro, diz respeito à resposta em frequência do canal. A resposta impulsiva ideal para um canal de comunicação sem fio é o impulso de Dirac, $h(t) = \delta(t)$. A resposta em frequência do canal será igual a $H(\omega) = 1$, que significa que todas as frequências do sinal recebido serão processadas com o mesmo ganho e fase. O modelo de um canal com múltiplos percursos é uma somatória de impulsos com suas respectivas amplitudes e atrasos temporais, dada por $h(t) = \alpha_1 \delta(t - \tau_1) + \alpha_2 \delta(t - \tau_2) + \dots$.

Neste caso, a resposta em frequência do canal será dada por uma curva com ganho e fase dependente da frequência, resultando em um ganho complexo diferente para cada frequência do sinal transmitido. No domínio do tempo ocorrerá uma dispersão do sinal transmitido.

O segundo efeito, objeto deste artigo, é a variabilidade da potência do sinal recebido devido à combinação da contribuição de todos os sinais de múltiplos percursos recebidos pelo receptor em um determinado instante de tempo. Ocorrerão mudanças rápidas na envoltória do sinal recebido em pequenos intervalos de tempo causadas pelo deslocamento do receptor e/ou objetos existentes no meio de propagação. Mesmo o receptor estando fixo em relação a antena transmissora, o deslocamento dos objetos no ambiente ao seu redor causa desvanecimento no sinal recebido. Neste caso, ocorrerão variações na resposta em frequência do canal que causará uma mudança aleatória na frequência central do sinal recebido causada pelo efeito Doppler.

Desvio Doppler é a percepção de uma frequência diferente da transmitida causada pelo movimento relativo entre o transmissor e receptor que resulta em uma modulação aleatória de frequência no sinal devido aos diferentes deslocamentos Doppler em cada componente dos múltiplos percursos. Considerando um veículo se movendo com uma velocidade v recebendo um sinal com frequência f , o desvio Doppler é dado por

$$f_D = \frac{v}{\lambda} \cos(\theta), \quad (1)$$

onde $\lambda=c/f$ é o comprimento de onda do sinal, $c=3 \times 10^8$ m/s é a velocidade da luz no vácuo e θ é o ângulo entre a direção de deslocamento do veículo em relação à frente de onda recebida. O movimento do receptor em relação a essas frentes de onda provoca a variação da potência do sinal, podendo ocorrer um nulo a cada $\lambda/2$. Sendo o fenômeno de múltiplos percursos pronunciado, o desempenho do sistema de comunicação é reduzido, através do aumento da taxa de erro de bit para um valor acima do valor exigido para o seu perfeito funcionamento. Este problema é contornado através da utilização de técnicas como equalização adaptativa, entrelaçadores, códigos detectores e corretores de erro ou técnicas de diversidade.

III. HISTÓRICO

A descrição das estatísticas de um sinal de rádio propagando-se em um ambiente não confinado (sem fio) recorre a um modelamento estatístico. O primeiro modelo para estimar o sinal recebido em um ambiente com múltiplos percursos foi desenvolvido por Ossana [1] em 1964 e baseia-se em reflexões de ondas em lados planos de construções localizadas aleatoriamente no ambiente de propagação do sinal. Este modelo apresenta grande inflexibilidade em áreas urbanas onde uma linha de visada direta, geralmente, é obstruída por vários tipos de obstáculos. O modelo proposto por Clarke [2] em 1968 baseia-se na característica estatística dos campos eletromagnéticos do sinal recebido pela estação móvel, considerando o efeito de espalhamento. Posteriormente, Gans [3] desenvolveu uma análise espectral para o modelo de Clarke e Smith [4] utilizou esta análise para propor um modelo computacional para gerar um sinal com múltiplos percursos. Mas os modelos mais importantes que serviram de base para o desenvolvimento de outros modelos foram os de Rayleigh, Rice e Nakagami- m . Para entender a história dos modelos é necessário iniciar o estudo com o primeiro modelo estatístico de interesse: a distribuição Rayleigh e, o segundo modelo, a distribuição de Rice, por isso a próxima subseção apresenta um resumo de ambos os modelos usando como base o texto de Yacoub [5].

A. A distribuição de Rayleigh.

As primeiras investigações teóricas para modelar estatisticamente canais com desvanecimento foram feitas por Lord Rayleigh em 1880 [6] que desenvolveu a distribuição que levou seu nome. Predominantemente, um ambiente de propagação não guiado raramente possui uma linha de visada direta entre o transmissor e o receptor. O sinal recebido é a combinação da recepção de duas ou mais versões espalhadas do sinal transmitido que chegam ao receptor com diferentes amplitudes e atrasos temporais. Estas versões distintas do sinal transmitido chegam ao receptor propagando-se por percursos diferentes e constitui os denominados múltiplos percursos. A combinação destes sinais pode ser construtiva, quando os sinais estão em fase, produzindo um sinal com grandes amplitudes ou destrutivas, quando os sinais estão fora de fase, produzindo um sinal com pequenas amplitudes. Considere a transmissão de uma portadora $s(t)$ com frequência ω_0 e tensão de pico a escrita na forma exponencial:

$$s(t) = ae^{j\omega_0 t}. \quad (1)$$

Considerando a recepção de n versões distintas do mesmo sinal devido ao fenômeno de múltiplos percursos do canal de comunicação, o sinal resultante recebido é modelado por

$$s_r(t) = \sum_{i=1}^n a_i e^{j(\omega_0 t + \theta_i)}. \quad (2)$$

Manipulando (2) para isolar o sinal da portadora

$$s_r(t) = \sum_{i=1}^n a_i e^{j\theta_i} e^{j\omega_0 t} = e^{j\omega_0 t} \sum_{i=1}^n a_i e^{j\theta_i}, \quad (3)$$

obtem-se a amplitude e a fase do sinal recebido em um determinado instante t

$$re^{j\theta_i} = \sum_{i=1}^n a_i e^{j\theta_i}. \quad (4)$$

Usando a definição de Euler em (4)

$$re^{j\theta_i} = \sum_{i=1}^n a_i \cos(\theta_i) + j \sum_{i=1}^n a_i \sin(\theta_i) \quad (5)$$

e definindo

$$x \triangleq \sum_{i=1}^n a_i \cos(\theta_i) \quad \text{e} \quad y \triangleq \sum_{i=1}^n a_i \sin(\theta_i). \quad (6)$$

pode-se escrever

$$re^{j\theta_i} = x + jy \rightarrow r^2 = x^2 + y^2, \quad \text{onde} \quad (7)$$

$$x = r \cos(\theta) \quad \text{e} \quad y = r \sin(\theta)$$

Considerando o fato de n ser grande (o que não é difícil supor devido ao grande número de obstáculo que causam reflexão do sinal no ambiente de propagação) as amplitudes a_i e as fases θ_i possuem uma distribuição uniforme. Invocando o teorema central do limite assume-se que ambas as componentes em fase e quadratura, x e y , respectivamente, são variáveis Gaussianas com média zero e variâncias dadas por $\sigma_x^2 = \sigma_y^2 = \sigma^2$. Consequentemente, suas distribuições são dadas por

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad \text{e} \quad p(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{y^2}{2\sigma^2}}. \quad (8)$$

Sendo x e y variáveis aleatórias independentes, a distribuição conjunta $p(x,y)$ é dada por:

$$p(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{x^2+y^2}{2\sigma^2}}. \quad (9)$$

Contudo, o interesse é calcular a densidade de probabilidade conjunta da amplitude r e da fase θ , então

$$p(r, \theta) = |J| p(x, y), \quad (10)$$

onde $|J|$ é Jacobiano da transformação das variáveis aleatórias x e y :

$$|J| \triangleq \left| \begin{array}{cc} \frac{\partial x}{\partial r} & \frac{\partial x}{\partial \theta} \\ \frac{\partial y}{\partial r} & \frac{\partial y}{\partial \theta} \end{array} \right|. \quad (11)$$

Finalmente, chega-se a distribuição estatística de Rayleigh para a envoltória do sinal recebido com múltiplos percursos:

$$p(r, \theta) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}. \quad (12)$$

A função densidade de probabilidade para a envoltória, r , é obtida pela integral de $p(r, \theta)$ sobre a faixa de variação de θ :

$$p(r) = \int_0^{2\pi} p(r, \theta) d\theta = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}, & r > 0 \\ 0 & , \text{ caso contrário} \end{cases} \quad (13)$$

A Figura 1 ilustra $p(r)$ de Rayleigh.

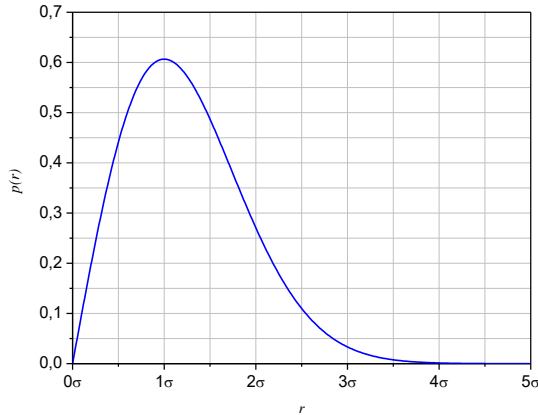


Fig. 1. Função densidade de Rayleigh.

O modelo de Rayleigh descreve a envoltória do sinal recebido resultante de uma propagação com múltiplos percursos e sem uma linha de visada direta com potência predominante. E sinal complexo de Rayleigh é denominado cluster. Observe que esse modelo é bastante limitado pois só existe um parâmetro que pode ser configurado: a variância σ^2 .

B. A distribuição de Rice.

Em 1944 surgiu o modelo de canal desenvolvido por Rice [7], que se diferenciava do modelo proposto por Rayleigh pelo fato de descrever uma envoltória para o sinal recebido resultante de uma propagação com múltiplos percursos e uma componente em linha de visada direta. Neste caso, usando (2) chega-se a

$$s_r(t) = re^{j(\omega_r t + \theta)} + ae^{j(\omega_d t + \theta)}, \quad (14)$$

onde a primeira parcela de $s(t)$ é devida aos múltiplos percursos do canal e a segunda ao raio direto, obtendo-se

$$s_r(t) = [(x+a) + jy]e^{j\omega_r t} \quad (15)$$

e

$$\begin{aligned} r^2 &= (x+a)^2 + y^2, \text{ onde} \\ x+a &= r \cos(\theta) \quad \text{e} \quad y = r \sin(\theta) \end{aligned} \quad (16)$$

De modo equivalente, usando a mesma técnica empregada na subseção anterior, chega-se função densidade de probabilidade para a envoltória r :

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+a^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{ar}{\sigma^2}\right), & r > 0 \\ 0 & , \text{ caso contrário} \end{cases} \quad (17)$$

onde I_0 é a função de Bessel modificada de ordem zero definida por

$$I_0\left(\frac{ar}{\sigma^2}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{\frac{ar \cos(\theta)}{\sigma^2}} d\theta. \quad (18)$$

A Figura 2 ilustra $p(r)$ de Rice. Observe que esse modelo já possui dois parâmetros de configuração: a variância σ^2 e o valor fixo a .

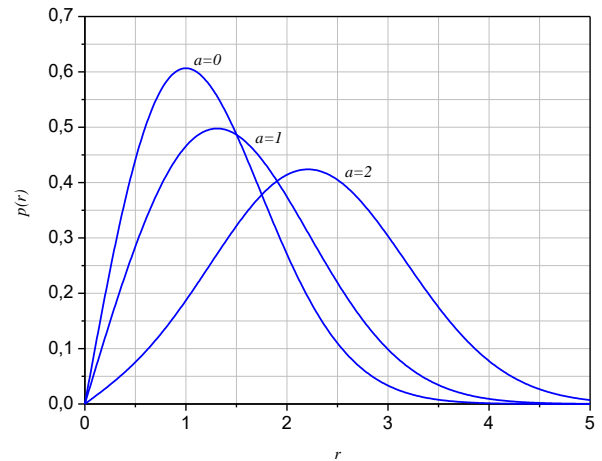


Fig. 2. Funções densidades de Rice.

C. Novas distribuições

Na últimas duas décadas novos modelos (distribuições estatísticas) foram desenvolvidos com o objetivo de descrever mais fielmente as variações do sinal recebido em um canal de rádio móvel. Entre estes modelos, Yacoub apresentou as distribuições estatísticas chamadas η - μ [8], κ - μ [9] que incluem as distribuições de Rayleigh, Rice, Hoyt, Weibull e Nakagami- m como casos particulares. Posteriormente, apresentou a distribuição estatística chamada α - μ [10]. O trabalho de Yacoub levou ao desenvolvimento das distribuições α - κ - μ [11] e α - η - μ [11] culminando com a α - η - κ - μ [12] que engloba todas as distribuições citadas.

IV. O MODELO ESTATÍSTICO DA α - κ - μ

O modelo α - κ - μ considera um sinal composto de vários clusters tipo Rice se propagando em um ambiente não homogêneo. Dentro de um clusters as fases das ondas espalhadas são aleatórias e possuem atrasos temporais semelhantes. Os atrasos temporais das ondas entre os clusters são relativamente grandes de maneira que não ocorra interferência entre eles. Assume-se, também, que as ondas dos múltiplos percursos dos vários clusters possuem potências idênticas, onde dentro de cada clusters não exista uma componente dominante de potência arbitrária. O ambiente de propagação é tal que o sinal resultante observado é uma função não linear do módulo da soma dessas componentes. Neste modelo, essa não linearidade aparece na forma de potência, tal que a envoltória resultante é observada como o módulo da soma das componentes de múltiplos percursos elevado à potência $1/\alpha$ resultando na seguinte definição para a envoltória do sinal [11]

$$r^\alpha = \sum_{i=1}^n x_i^2 + y_i^2. \quad (19)$$

Portanto, a distribuição α - κ - μ é composta pela somatória de n cluster do tipo Rice. Então, para gerar um sinal propagando-se em um ambiente do tipo α - κ - μ , primeiro é preciso produzir n clusters do tipo Rayleigh, adicionar uma componente fixa (média) e combiná-los adequadamente para gerar um cluster do tipo Rice. A função densidade de probabilidade da envoltória normalizada deste sinal, ρ , é desenvolvida em [11]:

$$p(\rho) = \frac{\alpha \kappa^{\frac{1-\mu}{2}} (1+\kappa)^{\frac{1+\mu}{2}} \mu \rho^{\frac{\alpha(1+\mu)-1}{2}}}{e^{\mu(\kappa+\rho^\alpha+\kappa\rho^\alpha)}} I_{\mu-1}(2\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\mu\rho^{\frac{\alpha}{2}}). \quad (20)$$

A. Geração de um sinal Rice

O método proposto por Smith[4] emprega um gerador de amostras complexas obedecendo a função densidade de probabilidade Gaussiana para produzir as componentes espectrais em banda básica (componentes de frequência positivas). As componentes de frequência negativas do sinal são obtidas conjugando as componentes positivas. Isto é necessário para que a transformada inversa de Fourier (*Inverse Fast Fourier Transform*) de um sinal complexo e conjugado do sinal resulte em um sinal real no domínio do tempo. A frequência máxima do espectro em banda básica é dada por f_m , que corresponde ao desvio Doppler máximo sofrido pelo sinal. Dessa forma, é necessário filtrar as componentes do sinal gaussiano utilizando a resposta em frequência típica do efeito Doppler, dado pela densidade espectral de potência do sinal resultante devido ao efeito Doppler, é ilustrada na Figura 3 e dada por

$$S_{EZ}(f) = \frac{1,5}{1 - \left(\frac{f-f_c}{f_m}\right)^2}. \quad (21)$$

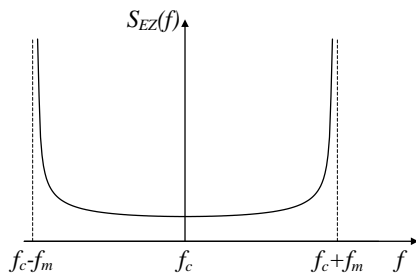


Fig. 3. Densidade espectral do efeito Doppler.

O sinal $S_{EZ}(f)$ deve possuir a mesma quantidade de amostras do sinal Gaussiano complexo, para ser realizada a multiplicação no domínio da frequência. Para construir o simulador de Rayleigh ilustrado na Figura 4 os seguintes passos devem ser seguidos:

1. Especificar o número de componentes de frequência N utilizado para representar $S_{EZ}(f)$, a frequência Doppler máxima f_m . O valor de N deve ser potência de 2 devido à otimização do cálculo da IFFT.
2. Calcular o espaçamento de frequência entre componentes adjacentes do espectro, dado por $\Delta f = 2f_m/(N-1)$.
3. Gerar o vetor das componentes de frequências positivas do espectro com $N/2$ amostras Gaussianas complexas.
4. Conjugar o vetor do passo 3 obtendo as componentes de frequências negativas do espectro.
5. Formatar as componentes Gaussianas em fase e em quadratura pelos valores das raízes quadrada do espectro Doppler.
6. Calcular, separadamente, a IFFT dos sinais em fase e em quadraturas para obter dois sinais reais de tamanho N .
7. Normalizar potência das componentes em fase e quadratura.
8. Adicionar o valor médio das componentes em fase e quadratura, p e q .
9. Somar os dois sinais, extrair a raiz quadrada do sinal resultante e normalizar a potência.

10. Adicionar ao sinal real obtido o vetor de ângulos obtido de um dos sinais em fase ou quadratura gerado para obter um vetor de N amostras no tempo de um sinal Rice com efeito Doppler.

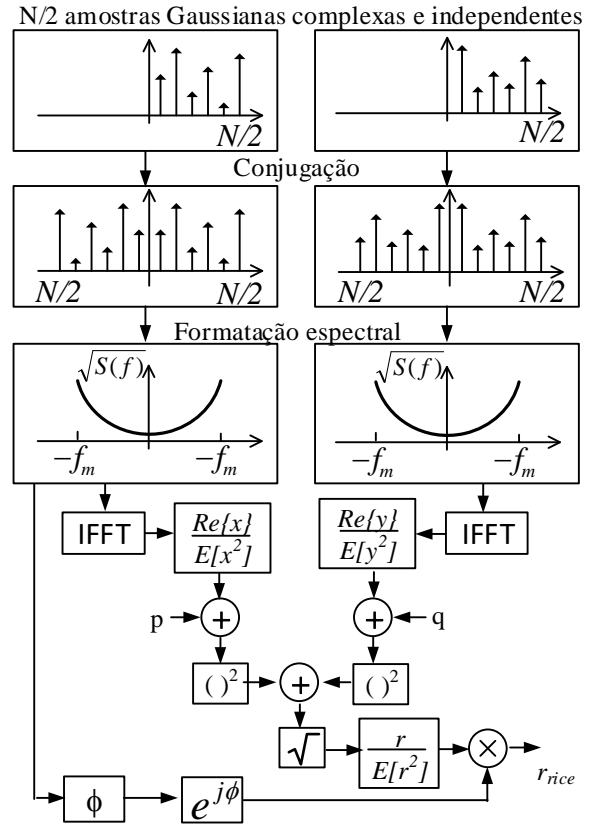


Fig. 4. Diagrama em blocos do gerador de um cluster do tipo Rice.

B. Geração de um sinal α - κ - μ

A Figura 5 ilustra o gerador de sinais de acordo com a distribuição α - κ - μ construído a partir da combinação de vários geradores de Rice. O parâmetro μ da distribuição representa o número de clusters que compõem o sinal, e apesar deste valor ser real, o gerador de sinais pôde ser construído apenas para valores de μ múltiplos de 1/2.

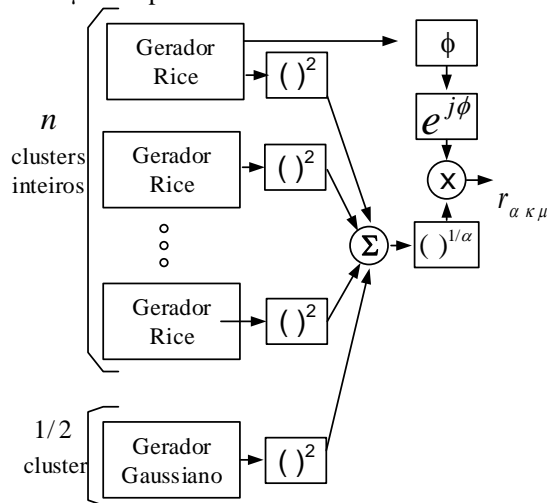


Fig. 5. Diagrama em blocos do gerador α - κ - μ .

V. RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Simulações foram realizadas para validar a funcionalidade do simulador empregando os esquemas ilustrados nas Figuras 4 e 5 comparando as funções de densidade do sinal gerado com a função de densidade teórica. A Tabela I apresenta os dados de configuração para 3 simulações da envoltória normalizada. A Figura 6 ilustra uma pequena parcela do sinal no domínio do tempo gerado de acordo com a configuração de Rayleigh e a Figura 7 as funções densidade obtida do sinal simulado e teórico. A Figura 8 ilustra as funções densidades para o sinal α - κ - μ simulado e teórico.

TABELA I. CONFIGURAÇÃO DAS SIMULAÇÕES REALIZADAS.

	a) Rayleigh	b) Rice	c) α - κ - μ
α	2,0	2,0	2,4
κ	0,0	3,0	1,3
μ	1,0	1,0	1,5

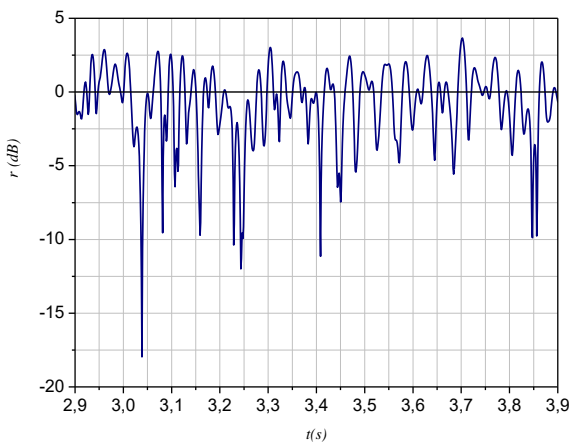


Fig. 6. Sinal r de Rayleigh.

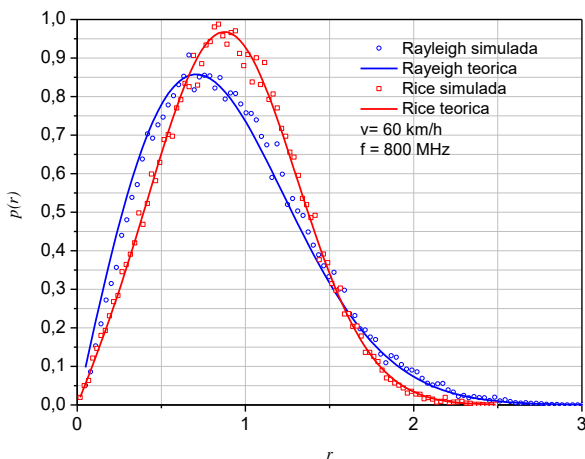


Fig. 7. Funções densidade de Rayleigh e Rice teóricas e simuladas.

VI. CONCLUSÕES

Na análise dos resultados o simulador desenvolvido verificou-se uma concordância entre as curvas teóricas e as

estatísticas obtidas através do sinal de desvanecimento simulado. O trabalho futuro consiste em comparar os valores teóricos das estatísticas de segunda ordem (taxa de cruzamento de nível e tempo médio de desvanecimento), com ou sem técnicas de diversidade utilizando os combinadores por ganho igual e por razão máxima, com as estatísticas obtidas dos sinais gerados pelo simulador.

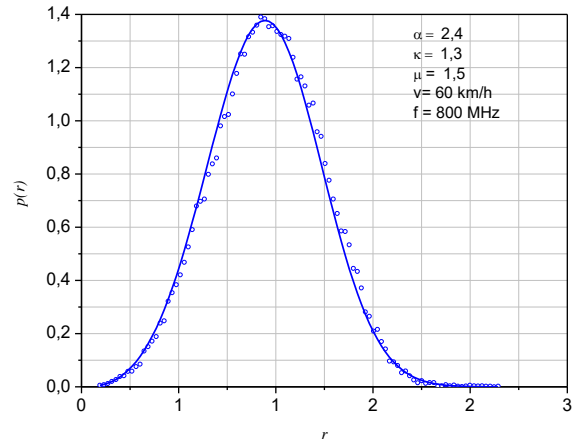


Fig. 8. Funções densidade de α - κ - μ teóricas e simuladas.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a Universidade Federal de São João del Rei pela oportunidade de realizar a pesquisa.

REFERÊNCIAS

- [1] Ossana, J. Jr., A Model for Mobile Radio Fading due to Building Reflections: Theoretical and Experimental Fading Waveform Power Spectra, Bell Systems Technical Journal, Vol. 43, No. 6, pp. 2935-2971, 1964.
- [2] Clarke, R. H., A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception, Bell Systems Technical Journal, Vol. 47, No. 6, pp. 957-1000, 1968.
- [3] Gans, M. J., A Power Spectral Theory of Propagation in the Mobile Radio Environment, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-21, pp. 27-38, 1972.
- [4] Smith, J. I., A Computer Generated Multipath Fading Simulation for Mobile Radio, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-24, No. 3, pp. 39-40, 1975.
- [5] Yacoub, M. D., Foundations of Mobile Radio Engineering, CRC Press, Boca Raton, FL, USA, 1993.
- [6] Nakagami, M., The m -distribution. A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading, in Statistical Methods in Radio Wave Propagation, W. C. Hoffman, Ed. Elmsford, 1960.
- [7] Rice, S. O., Mathematical Analysis of Random Noise, Bell Syst. Tech. J., vol. 23, pp282-332, July 1944.
- [8] Yacoub, M.D., The $\eta - \mu$ Distribution: A General Fading Distribution. In IEEE Boston Fall Vehicular Technology Conference 2000, Set. 2000.
- [9] Yacoub, M. D., The $\kappa - \mu$ Distribution: A General Fading Distribution. In IEEE Atlantic City Fall Vehicular Technology Conference 2001, Out. 2001.
- [10] Yacoub, M.D., The $\alpha - \mu$ Distribution: A General Fading Distribution. In PIMRC 2002, Lisboa, Set. 2002.
- [11] Fraidenraich, Gustavo, Distribuições e Estatísticas de Ordem Superior para o Canal Sem Fio, Tese de Doutorado da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, campinas, 2006.
- [12] Yacoub, M.D., The Alpha-eta-kappa-mu Fading Model. IEEE-Institute Electrical Electronics Engineers INC, 2016.