

# TÉCNICAS DE SIMULAÇÃO DE CANAIS RÁDIO MÓVEIS

Alberto Gaspar Guimarães e Ernesto Leite Pinto

Instituto Militar de Engenharia - Departamento de Engenharia Elétrica

**Resumo:** Realiza-se uma compilação de diversos artigos sobre métodos de simulação para o canal rádio móvel, objetivando-se uma análise crítica das suas propostas. As técnicas são apresentadas e classificadas de acordo com o modelo utilizado para a caracterização do desvanecimento. Particular atenção é dada ao modelo GWSS-US para canais variantes no tempo. Inclui-se também uma comparação numérica do desempenho de alguns métodos de simulação apresentados.

**Abstract:** The simulation of mobile channel is addressed in this paper. Several articles related to this matter are compiled and discussed. The techniques are presented and classified according to the underlying model employed for fading characterization. Special attention is devoted to the GWSS-US model for time-variant channels. The paper also includes a performance comparison of some simulation methods here presented.

## I. INTRODUÇÃO

A caracterização e modelagem do *canal móvel* têm recebido especial atenção no âmbito da pesquisa de sistemas de comunicações móveis. Isto se deve ao fato de que as características de propagação deste meio de transmissão produzem grande parte dos problemas e limitações existentes nos sistemas móveis, tais como flutuação da envoltória do sinal e interferência entre símbolos.

No entanto, a complexidade dos canais móveis, em que se incluem componentes de difícil tratamento formal, com propriedades aleatoriamente variantes no tempo, dificulta muitas vezes o desenvolvimento de uma análise matemática adequada. Desta forma, a utilização de técnicas de simulação assume importância fundamental, sendo praticamente indispensável no projeto e dimensionamento de sistemas móveis, bem como na investigação de novos sistemas. Mesmo quando é possível caracterizar matematicamente o problema, a simulação pode ter o importante papel de validar algumas hipóteses adotadas.

A base fundamental para a simulação em questão é um modelo apropriado para o canal, caracterizado como um sistema linear variante no tempo, em que sua resposta impulsional (RI), aqui denotada por  $h(\tau, t)$ , depende do instante de aplicação do impulso ( $t - \tau$ ), e do instante de observação ( $t$ ). Em geral, esta caracterização é desenvolvida em banda básica, sendo a resposta impulsional do canal (RIC) representada por sua envoltória complexa.

As diferenças entre as diversas técnicas de

simulação existentes residem em boa parte nos modelos adotados para a representação de  $h(\tau, t)$ .

O modelo GWSS-US (“Gaussian Wide Sense Stationary - Uncorrelated Scattering”) é indubitavelmente a referência mais importante na simulação de canais móveis, sendo amplamente utilizado em diversos trabalhos publicados. Neste modelo, admite-se que a resposta  $h(\tau, t)$  do canal é dada por uma coleção de processos estocásticos na variável  $t$ , indexados pelos valores de atraso  $\tau$ . Considera-se que estes processos são estacionários em sentido amplo (WSS), gaussianos (G) e descorrelacionados entre si (US). A *função espalhamento* é a referência principal para a caracterização do tipo de desvanecimento produzido pelo canal. Esta função representa a densidade de potência da resposta do canal equivalente em banda básica em relação a duas variáveis (atraso e desvio de frequência por efeito Doppler). Em particular, utilizam-se ainda as densidades “marginais” nas variáveis de atraso e desvio de frequência para se caracterizar o desvanecimento. Estas densidades “marginais” são referenciadas como *perfil de intensidade de multipercurso* (*Multipath intensity profile*) e *perfil de potência Doppler* (*Doppler power spectrum*).

Todavia, a aplicação deste modelo a determinadas condições tem sido questionada por alguns autores [1]. Este questionamento motivou o desenvolvimento de novas alternativas para a caracterização de canais móveis, que deu origem a uma outra classe de modelos para emprego em simulação, denominados aqui de modelos “físicos”. Estes modelos se constituem em representações mais próximas dos mecanismos físicos existentes no canal, sem maiores requisitos no que diz respeito às propriedades específicas do sinal transmitido ou outras condições particulares de caracterização do cenário de transmissão. Por esta razão sua utilização é menos restrita do que a dos modelos GWSS-US.

Observa-se que estas classes de modelos (GWSS-US e “físicos”), apesar de terem sido originadas nas décadas de 60 e 70, servem até hoje de base para um grande número de métodos de simulação do canal móvel. A grande diversidade de trabalhos propostos deve-se, principalmente, à busca constante por métodos de simulação ao mesmo tempo menos complexos do ponto de vista computacional e mais precisos no que se refere à reprodução das propriedades estatísticas previstas pelo modelo adotado.

Neste contexto, faz-se oportuno um trabalho que promova uma comparação das técnicas disponíveis, classificando as várias metodologias de simulação e

destacando as principais vantagens e desvantagens associadas a cada uma delas. Este é o principal objetivo do presente artigo. A avaliação numérica de desempenho de alternativas propostas com a mesma finalidade complementa a discussão dos pontos positivos e negativos levantados nesta comparação.

O artigo está organizado em 6 seções. A seção II apresenta a classificação estabelecida para os métodos de simulação. A seção III apresenta os métodos baseados no modelo GWSS-US. A seção IV apresenta os métodos baseados nos modelos “físicos”. Na seção V faz-se uma comparação de desempenho de técnicas de simulação discutidas na seção III. Finalmente, na seção VI, são apresentadas as conclusões do trabalho.

## II. CLASSIFICAÇÃO

A Figura 1 ilustra a classificação aqui estabelecida para as diversas técnicas de simulação consideradas, tendo como base o modelo adotado para a resposta do canal e a “quantidade” de elementos do sistema de transmissão envolvidos na modelagem.

A partir do modelo utilizado para caracterização do desvanecimento, pode-se distinguir duas grandes categorias de trabalhos sobre a simulação do canal móvel:

- Simulação baseada no modelo GWSS-US
- Simulação baseada em modelos “físicos”

Os métodos do 1º grupo admitem que os processos associados à variação da resposta com o tempo são gaussianos e utilizam a função espalhamento do canal como referência para a geração do desvanecimento. Alguns trabalhos buscam o desenvolvimento de modelos para a simulação de “blocos compostos”, isto é, a geração da saída equivalente do canal GWSS-US combinada com um ou mais “blocos” de um sistema de transmissão.

No segundo grupo, as técnicas de simulação têm como referência um modelo que descreve estatisticamente os parâmetros (amplitude, fase e valor de atraso) associados a “cada” percurso proporcionado pelo canal. Esta caracterização é aplicada principalmente para sistemas faixa-larga (sistemas CDMA, por exemplo), em que o intervalo de símbolo do sinal transmitido é comparável à resolução de atrasos do canal.

## III. SIMULAÇÃO BASEADA NO MODELO GWSS-US

Com base no sistema de transmissão equivalente em banda básica mostrado na Figura 2, pode-se distinguir 3 abordagens para a simulação no modelo GWSS-US, sob o critério de modelagem de “blocos compostos”.

*Simulação da Resposta do Canal Isolada (Abordagem A).*

Neste caso é gerada somente a resposta impulsional do canal. O método utilizado depende

ainda do canal ser ou não seletivo em frequência e, caso seja, do perfil de multipercursos ser contínuo ou discreto.

*Simulação de Canal Equivalente Limitado em Faixa (Abordagem B)*

A simulação da resposta do canal GWSS-US, seletivo em frequência, é feita admitindo-se que o sinal transmitido é limitado em faixa. Obtém-se um modelo de canal do tipo “filtro transversal”, com coeficientes estocásticos, equivalente ao canal propriamente dito e a um filtro passa-faixa.

*Simulação de Modelo de Sistema de Transmissão em Tempo Discreto (Abordagem C)*

Aqui a simulação é realizada envolvendo quase todos os componentes do sistema de transmissão. Considera-se como entrada os símbolos gerados pelo modulador, e gera-se a saída equivalente do sistema que compreende os filtros de transmissão e recepção, amostrador; e a resposta do canal GWSS-US. Dois enfoques são considerados: receptor casado com o pulso transmitido e receptor casado com o sinal recebido.

Em todas as técnicas de simulação baseadas no modelo GWSS-US, faz-se necessária a implementação de um algoritmo que gere processos estocásticos gaussianos estacionários, de média nula e formatação espectral particular. As técnicas denominadas de *Decomposição Harmônica* e *Monte-Carlo* podem ser aplicadas com este objetivo, atuando como “ferramenta” básica para os diversos métodos de simulação.

Estas técnicas são descritas e analisadas a seguir, no item III.1. Nos itens subsequentes, referentes às abordagens A, B e C, são apresentados os diversos métodos de simulação propostos para o modelo GWSS-US, distribuídos nas três classes estabelecidas.

### III.1. TÉCNICAS “FERRAMENTAS”

#### III.1.1. TÉCNICA DE MONTE-CARLO

A técnica de simulação de Monte-Carlo foi originalmente proposta em [2], sendo posteriormente estudada e utilizada em vários trabalhos acerca da simulação de sistemas de comunicações com canais GWSS-US [3,4,5,6]. Baseia-se em um modelo estocástico que reflete diretamente a estrutura de múltiplos percursos do canal móvel. A geração da resposta do canal é dada pela superposição linear de N percursos elementares (N é denominado de ordem do modelo), individualmente caracterizados pelo valor de atraso  $\tau_n$ , deslocamento Doppler  $\nu_n$  e amplitude complexa  $a_n$ . A RI do canal simulado é dada por

$$h(\tau, t) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \delta(\tau - \tau_n) e^{j2\pi\nu_n t} \quad , \quad (1)$$

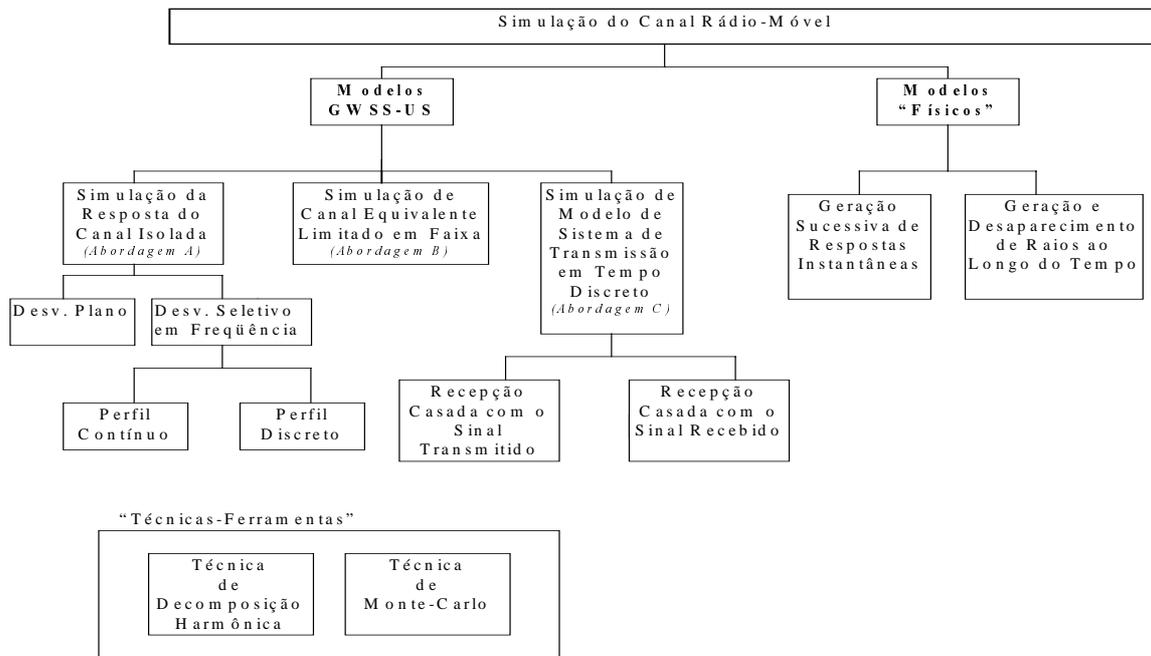


Figura 1 – Classificação dos métodos de simulação do Canal Móvel

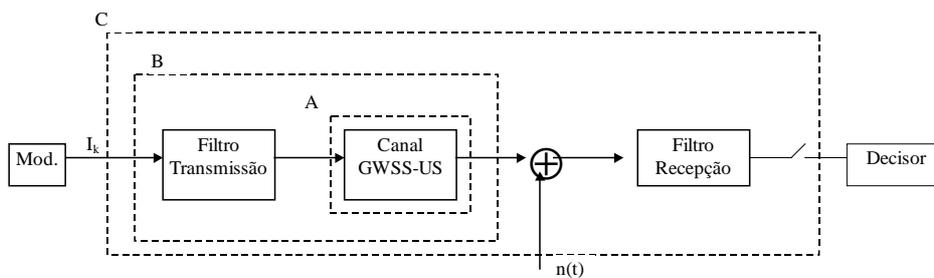


Figura 2 – Modelo Básico para o Sistema de Transmissão

onde os parâmetros  $(\tau_n, \nu_n)$  são pares de variáveis aleatórias independentes e identicamente distribuídas, com função densidade de probabilidade (fdp) conjunta dada pela função espalhamento normalizada do canal. Em geral, considera-se que  $\tau_n$  e  $\nu_n$  são independentes entre si, pois, em diversos casos de interesse prático, os fenômenos físicos que provocam a dispersão do sinal por atrasos são independentes dos fatores que provocam a variação da resposta com o tempo. Neste caso, as funções densidade de probabilidade de  $\tau_n$  ( $f_{\tau}(\cdot)$ ) e  $\nu_n$  ( $f_{\nu}(\cdot)$ ) são dadas, a menos de normalizações, pelo perfil de intensidade de multipercursos e pelo perfil de potência Doppler, respectivamente.

Cabe ressaltar que em muitas aplicações a geração da variável  $\tau_n$  é dispensada, adotando-se um modelo “simplificado” com retardos pré-fixados.

As amplitudes complexas  $\{a_n\}$ , por sua vez, são variáveis aleatórias de média nula, variância unitária, mutuamente decorrelacionadas e independentes de  $\{(\tau_n, \nu_n)\}$ . A definição de  $a_n$  por uma exponencial da forma  $e^{j\theta_n}$ , onde  $\theta_n$  é uma variável aleatória uniformemente distribuída em  $[0, 2\pi)$ , satisfaz às propriedades acima e é geralmente utilizada na implementação do método de Monte-Carlo.

Demonstra-se em [4] que, admitindo as hipóteses acima, o processo aleatório gerado em (1) possui propriedades estatísticas de segunda ordem que correspondem às características da resposta de um canal WSS-US.

O valor de  $N$  na Eq. (1) tem importância fundamental para que a resposta do canal possua, instantaneamente, componentes em quadratura com distribuição aproximadamente gaussiana para qualquer valor de atraso ( $\tau$ ) fixo. Os trabalhos apresentados em [5] e [6] apresentam uma análise para a escolha adequada deste valor. O argumento desenvolvido é simples e consiste basicamente em analisar a RIC aproximada, admitindo-se um perfil *discreto* de multipercursos. O valor de  $N$  é determinado de forma que os processos  $\{h(\tau_i, t)\}$  associados aos atrasos admitidos na “discretização”, apresentem, aproximadamente, distribuição de 1ª ordem gaussiana.

### III.1.2. TÉCNICA DE DECOMPOSIÇÃO HARMÔNICA

A técnica de simulação proposta em [7] baseia-se na decomposição harmônica de processos estocásticos para gerar a resposta do canal variante no tempo. Esta

proposta está intimamente relacionada à formatação espectral de um processo branco gaussiano, muito utilizada em simulações que necessitam gerar processos estocásticos com um dado espectro. A maior contribuição dada em [7] consiste em estabelecer uma relação entre esforço computacional demandado na simulação e um parâmetro que caracteriza a sua precisão (Erro Médio Quadrático - EMQ).

Dado um processo aleatório gaussiano  $h(t)$ , de média nula, estacionário em sentido amplo e com densidade espectral de potência  $S(f)$ , demonstra-se que é possível representá-lo no intervalo  $[-T/2, T/2]$  pela seguinte série de Fourier [7]

$$\hat{h}(t) = \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{k=-N}^N C_k e^{j2\pi k f_0 t} \quad t \in [-T/2, T/2] \quad (2)$$

onde  $f_0$  é o valor da harmônica fundamental (ou resolução em frequência) e os coeficientes  $C_k$  são variáveis aleatórias complexas gaussianas, mutuamente independentes, de média nula e variância proporcional a  $S(kf_0)$ .

Esta série converge para  $h(t)$  no sentido do erro médio quadrático se o valor de  $f_0$  for suficientemente pequeno. Na realidade, o valor de  $f_0$  é de fundamental importância: quanto menor, maior será a precisão da simulação. No entanto, um valor demasiadamente pequeno pode demandar um esforço computacional elevado.

A fim de estabelecer um compromisso entre esforço computacional e precisão, mostra-se em [7] e [8] que, para valores de EMQ pequenos (tipicamente menores que 5%), o valor de  $f_0$  necessário pode ser dado por

$$f_0 = \frac{2\sqrt{p}}{\pi T} \quad (3)$$

onde  $p$  é o máximo valor de EMQ admitido.

A expressão (3) explícita, ainda que indiretamente, a relação entre esforço computacional e precisão na simulação. Esta é, sem dúvida, uma das grandes vantagens desta técnica.

Como o espectro de potência da resposta do canal móvel é limitado ao máximo deslocamento Doppler ( $f_D$ ), o número de termos da série em (2) é finito e dado por

$$N = \left\lceil \frac{f_D}{f_0} - \frac{1}{2} \right\rceil \quad (4)$$

onde o símbolo  $\lceil x \rceil$  representa o menor inteiro maior ou igual a  $x$ .

O processo  $\hat{h}(t)$  pode ser gerado realizando-se a Transformada Inversa Discreta de Fourier na seqüência  $\{C_k\}$ ,  $k = -N, \dots, N$ . Considerando-se a definição de  $C_k$  dada anteriormente, conclui-se que a técnica de Decomposição Harmônica equivale à técnica usual de formatação espectral de um processo branco gaussiano no domínio da frequência.

## III.2. RESPOSTA DO CANAL ISOLADA (ABORDAGEM A)

Os trabalhos enquadrados nesta abordagem podem ser ainda sub-divididos em dois grupos, de acordo com as características de seletividade em frequência admitidas: *Simulação de Desvanecimento Plano* e *Simulação de Desvanecimento Seletivo em Frequência*

### III.2.1. SIMULAÇÃO DE DESVANECIMENTO PLANO

A simulação de um canal GWSS-US com desvanecimento plano compreende a geração de um processo aleatório gaussiano complexo, de média nula e espectro dado pelo perfil de potência Doppler.

De acordo com o que foi visto no item III.1.2., a técnica de Decomposição Harmônica tem exatamente esta finalidade e pode ser diretamente aplicada para gerar o desvanecimento plano.

Na técnica de Monte-Carlo, é necessário somente gerar as variáveis  $a_n$  e  $v_n$  (amplitude e deslocamento Doppler de frequência). Para este caso, a complexidade computacional do método é reduzida significativamente, pois, além de não ser necessário a geração de  $\tau_n$ , o valor de  $N$  (ordem do modelo) pode ser menor [17].

### III.2.2. SIMULAÇÃO DE DESVANECIMENTO SELETIVO EM FREQUÊNCIA

Nesta classe estão incluídos os métodos de simulação para a situação mais complexa de desvanecimento, na qual o canal apresenta variação de sua resposta ao longo do tempo, bem como “espalha” a energia do sinal transmitido em escala comparável ao intervalo de símbolo do sinal. É de se esperar, portanto, que os algoritmos propostos para o desvanecimento seletivo em frequência apresentem maior complexidade computacional do que os propostos no caso do desvanecimento plano.

Dependendo do tipo de perfil de intensidade de multipercorso considerado, estes métodos de simulação podem ser ainda classificados em dois tipos: simulação do canal com valores de atraso distribuídos continuamente e simulação do canal com valores de atraso fixos (discretos).

#### III.2.2.1. PERFIL CONTÍNUO DE MULTIPERCURSOS

A técnica de Monte-Carlo se constitui na única alternativa para a implementação deste modelo. Neste caso, as variáveis aleatórias  $\tau_n$  da expressão (1) são contínuas e têm fdp igual ao perfil de intensidade de multipercorso normalizado.

Cabe ressaltar, no entanto, que para este tipo de simulação, a técnica de Monte-Carlo apresenta uma complexidade computacional bem mais elevada, uma vez que o valor de  $N$  exigido é consideravelmente maior do que quando se simula um desvanecimento plano, ou seletivo em frequência com perfil de multipercursos discretizado.

Em vista desta dificuldade, a opção normalmente adotada para simular um canal rádio móvel com perfil contínuo é tentar aproximá-lo por um filtro transversal com valores de atraso discretos, caso que é analisado no item III.2.2.2. .

Por outro lado, será visto no item III.3. (Abordagem B) que, para uma *entrada limitada em faixa*, a simulação de um canal com perfil contínuo pode ser também realizada representando-o por um filtro transversal *equivalente*.

**III.2.2.2. PERFIL DISCRETO DE MULTIPERCURSOS**

Considerando um perfil discreto com valores de atraso fixos (invariantes no tempo), a RIC pode ser dada por

$$h(\tau, t) = \sum_{i=1}^K \alpha_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \tag{5}$$

onde  $\alpha_i(t)$  e  $\tau_i$  são, respectivamente, a amplitude complexa e o valor de atraso associados ao  $i$ -ésimo percurso (“raio”), e  $K$  é o número de percursos proporcionados pelo canal. Neste caso, a representação natural para a RI do canal móvel é um filtro transversal, com coeficientes  $\{\alpha_i(t)\}$  e espaçamentos  $\{\tau_i\}$  como mostra a Figura 3.

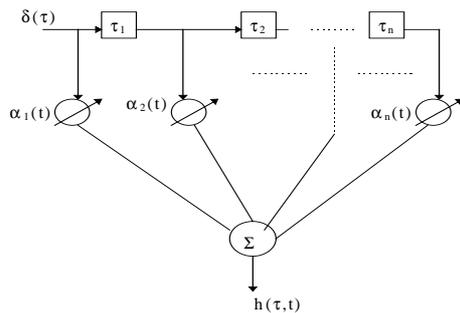


Figura 3 – Filtro transversal associado ao modelo de canal seletivo em frequência com valores de atrasos fixos.

De acordo com o modelo GWSS-US, os coeficientes  $\alpha_i(t)$  são processos aleatórios gaussianos complexos, de média nula e mutuamente decorrelacionados. A densidade espectral de potência de cada processo é obtida da função espalhamento do canal, que, neste caso, é formada por “lâminas impulsivas” associadas aos valores de atrasos considerados na discretização. Estes coeficientes podem ser simulados pela técnica de Decomposição Harmônica ou pela técnica de Monte-Carlo usando para a geração dos processos  $\{\alpha_i(t)\}$  conjuntos de variáveis aleatórias decorrelacionadas.

Devido à sua relativa simplicidade, este modelo tem sido amplamente utilizado em simulações para a avaliação de desempenho de sistemas de transmissão digital.

Um exemplo típico é o modelo estabelecido pela TIA (Telecommunications Industry Association) nas especificações dos padrão norte-americano IS-136 [19] para telefonia celular de segunda geração, em que

se admite um perfil de multipercursos composto por dois “raios”, com espaçamento máximo de 1 intervalo de símbolo (41,2  $\mu$ seg). Este mesmo modelo também foi proposto para avaliação de alguns serviços previstos no padrão UWC-136, de terceira geração.

Outro exemplo de utilização deste modelo é dado na recomendação ITU-R M.1225 [20] para a terceira geração de sistemas móveis (IMT-2000), que determina que a resposta do canal móvel deve ser simulada de acordo com o modelo dado na Fig. 3, com parâmetros (número de derivações, valores de atraso, espectro do processo estocástico associado a cada derivação etc) definidos em função do ambiente de propagação considerado.

**III.3. SIMULAÇÃO DE CANAL EQUIVALENTE LIMITADO EM FAIXA (ABORDAGEM B)**

Vários modelos discretos para sistemas lineares variantes no tempo foram desenvolvidos por Kailath [9] baseado no teorema da amostragem, e posteriormente estudados por Bello [10] para a caracterização de canais variantes no tempo. Dentre os modelos desenvolvidos, destaca-se, em vários trabalhos que tratam da caracterização de canais móveis, o que admite que o sinal na entrada<sup>1</sup> do canal físico é de faixa limitada. Neste caso, obtém-se um *modelo de canal equivalente limitado em faixa*, cuja resposta é dada por

$$\hat{h}(\tau, t) = h(\tau, t) * g(\tau) \tag{6}$$

onde  $h(\tau, t)$  é a RI do canal GWSS-US e  $g(\tau)$  é a RI de um filtro passa-baixas ideal com largura de faixa igual à do sinal de entrada, denotada por  $W$ , conforme mostrado na Figura 4. Admitindo-se que o espalhamento Doppler é desprezível em relação a  $W$ , demonstra-se [11] que  $\hat{h}(\tau, t)$  pode ser expressa por

$$\hat{h}(\tau, t) = \sum_{n=1}^{\infty} \hat{h}_n(t) \delta\left(\tau - \frac{n}{W}\right) \tag{7}$$

onde os coeficientes  $\hat{h}_n(t)$  são definidos como

$$\hat{h}_n(t) = \frac{1}{W} \hat{h}\left(\frac{n}{W}; t\right) \tag{8}$$

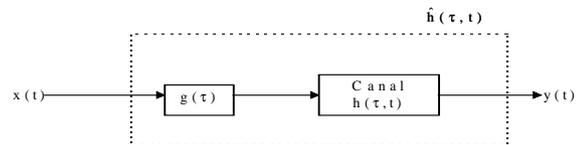


Figura 4 – Canal GWSS-US combinado com filtro passa-baixas (Abordagem B).

Pode-se observar que a caracterização descrita acima é semelhante à proposta de simulação da resposta do canal com perfil de multipercursos discreto (item III.2.2.2.), no sentido de que ambas

<sup>1</sup> o mesmo modelo pode ser obtido admitindo-se a limitação em faixa na saída do canal físico.

procuram representar o canal móvel por um filtro transversal, no qual os coeficientes são processos gaussianos.

No entanto, há algumas diferenças entre as duas propostas, destacando-se as seguintes:

- No modelo da Figura 3, a discretização do canal é realizada heurísticamente, sendo portanto, suscetível a eventuais imprecisões. Já no modelo correspondente às expressões (7) e (8), a discretização se baseia no teorema da amostragem, o que, efetivamente, torna a representação *equivalente* à combinação da resposta impulsional do canal com a do filtro.
- Pode-se dizer que a utilização do modelo equivalente dado em (7) simplifica a simulação de um sistema de transmissão, uma vez que possibilita a simulação do filtro e canal "combinados". No entanto, os coeficientes do filtro transversal neste modelo são correlacionados, o que certamente é uma desvantagem com relação ao modelo da Figura 3.

### III.4. SIMULAÇÃO DE MODELO DE SISTEMA DE TRANSMISSÃO EM TEMPO DISCRETO (ABORDAGEM C)

Nesta abordagem, a simulação se baseia em modelos equivalentes que englobam quase todos os componentes de um sistema de transmissão. O canal GWSS-US é considerado como parte integrante deste sistema, e suas propriedades estatísticas exploradas para o desenvolvimento do algoritmo de simulação. Como mencionado anteriormente, dois tipos de receptor são considerados: receptor casado com o formato do pulso recebido e receptor casado com o pulso transmitido.

#### III.4.1. RECEPTOR CASADO COM O PULSO RECEBIDO

Admite-se que o filtro de recepção é um filtro *casado* com o formato do pulso recebido e que a taxa de amostragem é igual à taxa de símbolo. O modelo equivalente que serve de base para a simulação constitui-se em um filtro FIR com coeficientes variantes no tempo e espaçamentos múltiplos do intervalo de símbolo (T) [3,6]. As Figuras 5(a) e (b) mostram, respectivamente, o modelo em banda básica do sistema de transmissão e o modelo equivalente em tempo discreto (ETD).

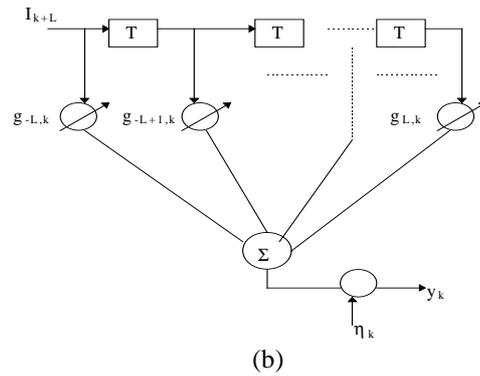
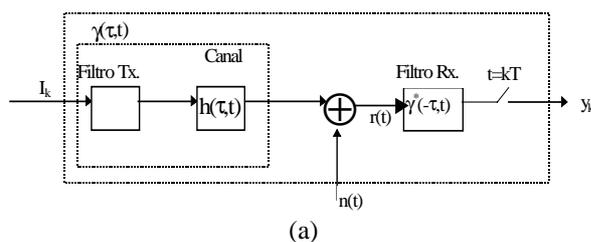


Figura 5 – (a) Sistema de Transmissão com filtro casado ao formato do pulso recebido ; (b) Modelo equivalente por filtro transversal.

A origem do modelo ETD da Figura 5(b) remonta ao trabalho pioneiro de FORNEY [12] sobre recepção de máxima verossimilhança em *canais conhecidos* limitados em faixa. Alguns autores [3,6] parecem ter “transposto” este modelo para *canais desconhecidos* ou *aleatórios*, desconsiderando a impossibilidade de se obter o “casamento” do receptor nestes casos. A rigor, um algoritmo de simulação baseado neste modelo não poderia abordar uma transmissão em *canal aleatório*, a menos que seja utilizado para estabelecer um limitante de desempenho, admitindo o caso ideal em que o receptor é perfeitamente casado ao sinal recebido.

Os trabalhos apresentados em [3] e [6] propõem algoritmos para simular o sistema de transmissão mostrado na Figura 5(a), baseados neste modelo ETD. Os parâmetros de entrada para ambos os simuladores são a função espalhamento do canal e as características do pulso básico de transmissão.

A principal diferença entre os métodos propostos consiste na maneira pela qual se implementa a geração dos coeficientes do modelo equivalente. Em [6], a implementação se baseia na representação de processos aleatórios por séries de Karhunen-Loève. Já em [3], adota-se a técnica de Monte-Carlo.

#### III.4.2. RECEPTOR CASADO AO PULSO TRANSMITIDO

Alguns receptores utilizados na prática [13] consistem de um filtro de recepção *fixo*, casado ao pulso básico de transmissão, e com taxa de amostragem igual à taxa de símbolos. O modelo para o sistema de transmissão com esta proposta é mostrado na Figura 6. Demonstra-se em [3,5] que é possível obter uma estrutura equivalente a este modelo por meio de um filtro transversal, de forma semelhante ao caso anterior.

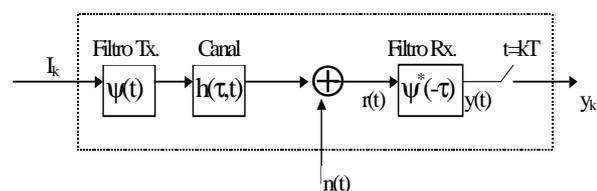


Figura 6 – Sistema de Transmissão com receptor casado ao pulso transmitido

Na realidade, este modelo equivalente pode ser aplicado a um sistema que tenha na recepção um filtro com qualquer RI, sem acarretar prejuízo à validade do modelo em tempo discreto desenvolvido. Este modelo também pode ser utilizado para a simulação de sistemas de transmissão com taxa de amostragem múltipla da de símbolos. Neste caso, para uma taxa de amostragem  $k/T$ , seria necessário implementar  $k$  estruturas idênticas (filtros transversais), dispostas *em paralelo*, sendo cada uma delas associada a um instante específico de amostragem dentro do intervalo de símbolo.

É interessante observar que a estrutura de filtro casado ao pulso de transmissão, seguido de amostrador com *taxa múltipla da taxa de símbolos*, é apresentada em [14] como parte integrante de um receptor MLSE (“Maximum Likelihood Sequence Estimation”) para *canais desconhecidos*. Este resultado certamente introduz motivação adicional para o emprego de modelos de simulação baseados no casamento do filtro de recepção com o pulso de transmissão.

As técnicas de simulação propostas com base no modelo da Figura 6 [3,5], assim como no caso anterior (filtro casado com o sinal recebido), se diferenciam pelo modelo utilizado para gerar a resposta do canal equivalente.

#### IV. SIMULAÇÃO BASEADA EM MODELOS FÍSICOS

Esta abordagem é empregada principalmente para sistemas faixa-larga, em que o intervalo de símbolo do sinal transmitido é significativamente menor que o espalhamento de atrasos do canal, de modo que a resolução de atrasos no receptor se torna bastante elevada, e diversas versões atrasadas do sinal passam a ser individualmente discriminadas.

A RI do canal equivalente em banda básica pode ser dada pela seguinte expressão

$$h_t(\tau) = \sum_{k=1}^K A_k \delta(\tau - \tau_k) e^{j\theta_k} \quad (9)$$

onde  $\tau_k$ ,  $A_k$  e  $\theta_k$  representam, respectivamente, o valor de atraso, a amplitude complexa e o desvio de fase associados ao  $k$ -ésimo percurso; e  $K$  é o número de percursos proporcionados pelo canal no instante  $t^2$ . O meio de propagação é portanto descrito pelo conjunto de variáveis aleatórias  $\{a_1, \theta_1, \tau_1, a_2, \tau_2 \dots\}_{11}$ ,  $\{a_1, \theta_1, \tau_1, a_2, \tau_2 \dots\}_{12}$ , ..., cujo comportamento estatístico deve ser estudado para a caracterização do desvanecimento.

A expressão acima não deve ser confundida com (5), que define a resposta de um canal GWSS-US com perfil discreto de valores de atraso. Naquele caso, os valores de atraso eram considerados invariantes no tempo, e determinados a partir de um comportamento *médio* do canal dado pelo perfil de intensidade de

multipercursos. Além disso, em (5), o modelo estatístico das amplitudes (Rayleigh) admite a composição de diversas versões atrasadas do sinal, com valores de atraso próximos entre si, a ponto de não serem discriminados no receptor.

Os itens a seguir apresentam algumas técnicas de simulação do canal baseadas nesta caracterização.

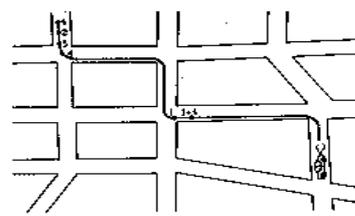
#### IV.1. GERAÇÃO SUCESSIVA DE RESPOSTAS INSTANTÂNEAS

A base da simulação desenvolvida por HASHEMI, em [15], consiste em gerar sucessivas respostas instantâneas do canal, com propriedades estatísticas muito próximas às verificadas no extenso trabalho de medidas realizado por TURIN et al. em [16]. O modelo simulado pode ser associado a um experimento hipotético, no qual um móvel adquire amostras da resposta do canal ao longo de vários pontos de um percurso, como mostra a Figura 7(a). Para cada ponto, gera-se a RI do canal instantaneamente (equação (9)), tal como o mostrado na Figura 7(b). A resposta do canal ao longo do tempo fica, portanto, caracterizada pelo “conjunto” de respostas instantâneas mostrado na Figura 7(c).

A preocupação maior, nesta técnica, é atribuir um modelo estatístico adequado à distribuição dos valores de atrasos, à correlação entre parâmetros de respostas instantâneas consecutivas e à correlação entre parâmetros de uma mesma resposta instantânea.

Com relação à caracterização estatística das variáveis de atraso, considera-se que os raios surgem agrupados, dando origem a vários “clusters”, conforme observado nas medições realizadas por TURIN [16]. A chegada dos raios é simulada por um processo de Poisson “modificado” [15], no qual o eixo de tempo é dividido em intervalos equiespaçados denominados “bins”. Em cada bin, considera-se que a probabilidade de existência de um raio depende da existência (ou não) de um raio no bin anterior. Desta forma, consegue-se incluir no modelo a propriedade de formação de “clusters”. A probabilidade de existência de raios em cada bin sofre ainda a influência da existência (ou não) de um raio em um bin de mesma posição na resposta instantânea consecutiva.

As amplitudes dos raios são geradas de acordo com uma distribuição log-normal. Considera-se também na simulação a correlação entre valores de amplitude associados a raios de respostas consecutivas e raios dentro de um mesma resposta instantânea.



(a)

<sup>2</sup> na expressão (9) a dependência destes parâmetros com  $t$  não é explicitada para simplificar a notação.

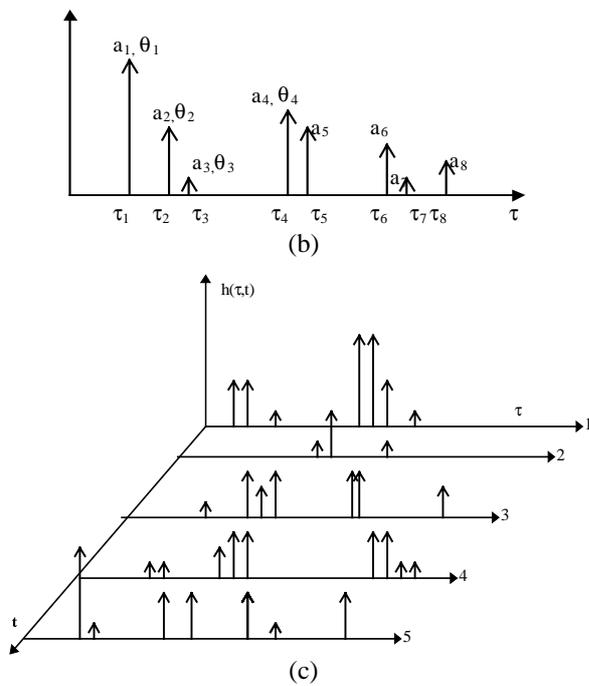


Figura 7 – (a) Móvel adquirindo amostras da resposta do canal ao longo do tempo; (b) Exemplo de resposta instantânea do canal obtido em um ponto da trajetória; (c) Seqüência de respostas instantâneas obtidas ao longo da trajetória.

#### IV.2. GERAÇÃO E DESAPARECIMENTO DE RAIOS AO LONGO DO TEMPO

A concepção do método de simulação utilizado em [1], e por conseqüência, sua implementação, é mais simples do que o desenvolvido por HASHEMI.

Considera-se que o surgimento de raios ao longo do tempo (variável  $t$ ) é governado por um processo de Poisson, com taxa  $N/\Delta T$ , onde  $N$  e  $\Delta T$  representam, respectivamente, o número médio de raios contidos em uma resposta instantânea e o tempo médio de sobrevivência de cada raio. Além disso, atribui-se um período de sobrevivência para cada raio, determinado por uma variável aleatória,  $t_s$ , com fdp exponencial.

A Figura 8 auxilia na compreensão da técnica utilizada para compor a resposta do canal ao longo do tempo. No instante  $t=0$ , instante inicial da simulação, considera-se a “chegada” de um raio ( $r_1$ ). Gera-se as variáveis aleatórias  $t_{g1}$  e  $t_{d1}$  que determinam, respectivamente, “quando” irá surgir o próximo raio e quanto tempo sobrevive o raio  $r_1$ . No instante  $t_{d1}$  “morre” o raio  $r_1$ , enquanto que em  $t=t_{g1}$ , surge o raio  $r_2$ , e são geradas as variáveis  $t_{g2}$  e  $t_{d2}$ . A simulação, então, prossegue com esta rotina de surgimento e desaparecimento de raios.

Na situação mostrada da Figura 8, em um instante de tempo  $t_1$ , onde  $t_{g1} < t_1 < t_{d1}$ , pode-se verificar que a resposta instantânea do canal contém dois raios ( $r_1$  e  $r_2$  ainda sobrevivem). Ou seja,  $K(t_1) = 2$ . Já em um instante  $t_2$  em que  $t_{d1} < t_2 < t_{g1} + t_{g2}$ ,  $K(t_2) = 1$ , devido ao desaparecimento de  $r_1$  em  $t=t_{d1}$ .

Admite-se que o parâmetro amplitude associado a cada raio sofre uma variação senoidal ao longo do

período de sobrevivência do raio, enquanto que os parâmetros de fase e valor de atraso têm variação linear com o tempo. O valor inicial e final da amplitude é nulo, e os valores iniciais da fase e valor de atraso são sorteados aleatoriamente.

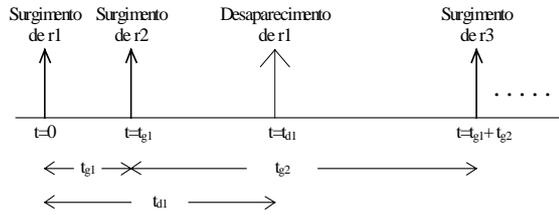


Figura 8 - Surgimento e desaparecimento de raios ao longo do tempo

É possível verificar, por meio de simulação do modelo proposto acima, que a medida em que se aumenta o valor do parâmetro  $N$ , a fdp de 1ª ordem da RIC simulada se aproxima de uma densidade gaussiana. Este fato demonstra que o modelo físico pode apresentar propriedades associadas ao modelo GWSS-US, sob condições específicas de caracterização.

Em [17] realiza-se um desenvolvimento analítico para o modelo “físico” (modelo de Poisson), identificando-se condições em que a resposta do canal pode ser considerada instantaneamente gaussiana. Verifica-se que a gaussianidade da resposta do canal depende, basicamente, da relação entre a taxa de chegada das cópias atrasadas do sinal transmitido e o intervalo de símbolo utilizado na transmissão.

#### V. AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos na avaliação de desempenho de algumas técnicas de simulação que utilizam o modelo GWSS-US para canais móveis.

São avaliadas especificamente as técnicas de Monte-Carlo (MC) e Decomposição Harmônica (DH), segundo critérios relacionados a dois aspectos principais: “precisão” e esforço computacional. O conceito de “precisão” se refere ao grau de semelhança entre as propriedades estatísticas dos processos estocásticos gerados na simulação e as propriedades previstas no modelo. O critério de esforço computacional está relacionado ao nível de complexidade do algoritmo exigido para a implementação da técnica, sendo analisado em termos do número de operações aritméticas realizadas (adições e multiplicações de números reais).

Para esta simulação, os processos aleatórios foram gerados com variância unitária e adotou-se como modelo de espectro o espectro “de Jakes” [18]. Para a técnica de Monte-Carlo, a ordem do modelo considerada foi fixada em  $N=20$ , pois com este valor a relação entre a “qualidade” dos processos gerados e esforço computacional requerido se mostrou plenamente satisfatória. Na técnica de Decomposição Harmônica, o valor do EMQ (parâmetro  $p$ ) adotado foi de 5%.

A seguir são descritos os testes realizados para a verificação de parâmetros estatísticos de primeira e segunda ordem, bem como apresentados os resultados obtidos. Por fim discute-se o esforço computacional exigido para a implementação de cada uma das propostas.

**V.1. ESTATÍSTICA DE PRIMEIRA ORDEM**

Estabeleceu-se como medida de desempenho o erro médio absoluto relativo (EMR) verificado entre a estimativa da função densidade de probabilidade da envoltória instantânea dos processos gerados e a distribuição de Rayleigh (prevista no modelo GWSS-US). A estimativa da fdp baseou-se no cálculo por histograma, em que determinou-se a frequência relativa das amostras geradas, observadas em 250 intervalos equiespaçados de largura 0,01, na faixa de 0 a 2,5.

Representando na forma de equação, o EMR foi definido por

$$EMR = \frac{1}{250} \sum_{i=1}^{250} \left| \hat{f}(\Delta_i) - f(\Delta_i) \right| / f(\Delta_i) \tag{10}$$

sendo  $\hat{f}(\Delta_i)$  a estimativa da fdp no i-ésimo intervalo do histograma e  $f(\Delta_i)$  o valor da integral da fdp de Rayleigh no mesmo intervalo.

A Figura 9 apresenta o EMR dos processos gerados em ambas as técnicas, variando-se o tempo de observação do canal (T). Para toda a faixa de valores de T empregada a Figura 10 demonstra que o valor de erro nas duas curvas é pequeno (em torno de  $6 \times 10^{-2}$ ), comprovando que as funções amostras geradas por ambas as técnicas apresentam, instantaneamente, fdp muito próxima de Rayleigh. Observa-se também que os resultados de EMR produzidos pelas duas técnicas são praticamente idênticos. Desta forma, não é possível afirmar que uma delas apresenta desempenho superior no que se refere ao EMR de 1ª ordem.

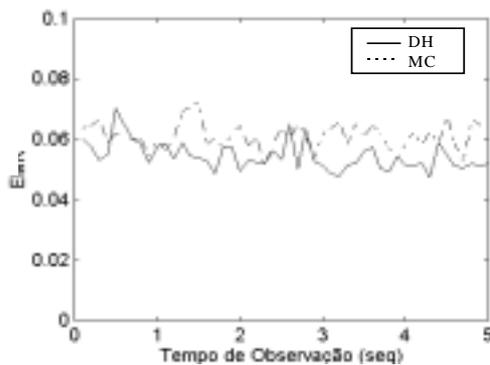


Figura 9 – EMR na estatística de 1ª ordem com a variação do tempo de observação do canal.

**V.2. ESTATÍSTICA DE SEGUNDA ORDEM**

Para a avaliação da “qualidade” da estatística de segunda ordem, definiu-se o erro médio absoluto

(EMA) dado por

$$EMA = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} \left| \hat{R}(k) - R(k) \right| \tag{11}$$

onde  $R(k)$  é a função autocorrelação correspondente ao espectro “de Jakes” e  $\hat{R}(k)$  é a estimativa da função autocorrelação dos processos aleatórios gerados por simulação.

A Figura 10 apresenta o desempenho das técnicas DH e MC variando-se o tempo de observação dos processos gerados. Utilizou-se uma frequência de amostragem de 400 Hz e um máximo desvio Doppler de 40 Hz.

Verificou-se que as técnicas apresentaram desempenho semelhante, com erro pequeno (em torno de 0,01), ao longo de quase toda a faixa de valores de T. Para valores menores de T, a técnica DH se mostrou com desempenho pior. Isto se explica pelo fato de que a “riqueza” estatística deste técnica é reduzida quando T é menor, uma vez que o número de termos da série em (2) é diretamente proporcional a este parâmetro (equações (3) e (4)).

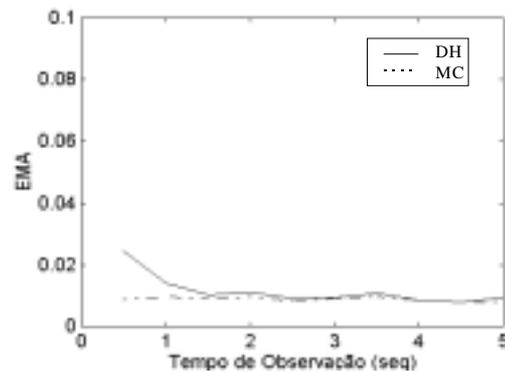


Figura 10 – EMA na autocorrelação com a variação do tempo de observação do canal

**V.3. ESFORÇO COMPUTACIONAL**

O gráfico mostrado na Figura 11 apresenta o número de operações aritméticas exigido em cada técnica, em função do tempo de observação do canal.

Considerou-se os mesmos valores para a ordem do modelo (no caso da técnica MC) e resolução em frequência (no caso da técnica DH) utilizado para a avaliação numérica de desempenho. O gráfico mostra que a técnica MC, em geral, é significativamente mais rápida do que a técnica DH

Pelos resultados apresentados, a técnica MC se mostra mais apropriada do que a técnica DH para a simulação da RIC, uma vez que demanda um esforço computacional menor para a sua implementação, mantendo o mesmo nível de desempenho apresentado pela técnica DH no que se refere à reprodução das propriedades estatísticas previstas pelo modelo GWSS-US.

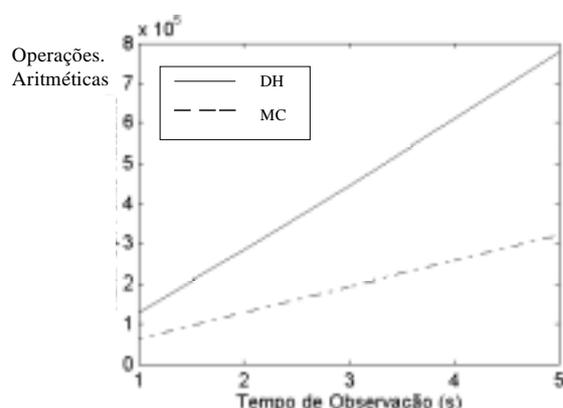


Figura 11 – Número de Operações aritméticas nas técnicas MC e DH, para a geração de uma função amostra, em função do tempo de observação do canal.

## VI. CONCLUSÕES

Neste trabalho estabeleceu-se uma classificação para diversos métodos de simulação do canal móvel, separando-os inicialmente em duas classes, de acordo com o modelo de canal. Em uma discussão conjunta das propostas, procurou-se destacar as bases teóricas, as aproximações utilizadas e as principais vantagens e desvantagens associadas a cada uma das alternativas, bem como o tipo de aplicação à qual se destina. A análise realizada aqui é complementada por simulações.

No que diz respeito às técnicas baseadas no modelo GWSS-US, destacam-se as seguintes observações:

- Na técnica DH é possível estabelecer uma solução de compromisso entre esforço computacional e precisão na simulação com base em uma expressão algébrica simples. A técnica MC, por sua vez, não apresenta uma relação deste tipo. No entanto, através de avaliação numérica de desempenho, verificou-se que esta última pode demandar um número menor de operações aritméticas para implementação, mantendo o mesmo nível de desempenho.
- É usual o estabelecimento de modelos com perfil discreto de multipercursos para canais móveis. No modelo correspondente à *Abordagem A* a discretização é realizada de forma heurística, sendo a alternativa adotada para a modelagem do canal em simulações propostas nas recomendações da TIA e ITU para sistemas comerciais móveis. Na *Abordagem B*, a resposta do canal é discretizada com base no Teorema da Amostragem. Neste sentido, a *Abordagem B* é mais vantajosa, uma vez que nela a resposta do canal é representada de forma precisa.
- Embora tenham sido abordadas em diversos trabalhos recentes [4,6], as técnicas de simulação desenvolvidas supondo um sistema de transmissão com receptor *casado ao sinal recebido* são de utilização limitada, servindo principalmente para estabelecer uma referência de desempenho com base na suposição de que o receptor realiza uma estimação perfeita do canal.

- As técnicas de simulação desenvolvidas supondo um sistema de transmissão com receptor *casado ao pulso transmitido* podem ser estendidas, de forma trivial, para aplicação a estruturas de recepção com filtro de qualquer natureza. Além disso, podem também ser estendidas para aplicação a sistemas em que o receptor opera com taxa de amostragem múltipla da taxa de símbolo, o que tende a ser de grande interesse, devido ao grande número de pesquisas recentes em receptores com essas taxas de amostragem.

Os modelos aqui denominados de “físicos” para o canal móvel constituem-se em alternativas mais apropriadas para a geração da RIC quando o intervalo de símbolo do sinal transmitido é menor que o espalhamento de atrasos do canal. No entanto, apresentam uma complexidade de implementação maior do que os modelos GWSS-US.

Em outros trabalhos se verificou que, sob determinadas condições de caracterização da RIC através de modelos físicos, a fdp de primeira ordem desta resposta é aproximadamente gaussiana [1,17]. Neste sentido, verificou-se a convergência de modelos físicos para modelos GWSS-US, em condições particulares.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] IWAI, H. e KARASAWA Y. , “Wideband Propagation Model for the Analysis of the Effect of the Multipath Fading on the Near - Far Problem in CDMA Mobile Radio Systems” , *IEICE Trans. Comm.* , Vol. E 76-B, pp-103-112 , Fev. 1993.
- [2] SCHULZE, H. , “Stochastic Models and Digital Simulation of Mobile Channels” (em Alemão) , U.R.S.I. / ITG Conf. In Kleinheubach 988 , Germany (FR) , Proc. Kleinheubach Berichte by the German PTT, Darmstadt , vol. 32, pp 473- 483, 1989.
- [3] HÖHER P. , “A Statistical Discrete Time Model for the WSSUS Multipath Channel” , *IEEE Trans. Vehic. Techn.*, Vol. VT - 41 , pp 461-8 , Nov 1992.
- [4] MÜLLER A. , “Simulation of Multipath Fading Channels Using the Monte Carlo Method” , Conferência IEEE 1994.
- [5] YIP K-W. e NG T-S. , “Efficient Simulation of Digital Transmission over WSSUS Channels” , *Trans. Comm.* , Vol 43 , pp 2907-2913, Dez 1995.
- [6] YIP K-W. e NG T-S. , “Karhunen-Loève Expansion of the WSSUS Channel Output and Its Application to Efficient Simulation” , *J. Sel. Areas Comm.*, Vol. 15, Maio 1994.
- [7] CRESPO , P. M. e JIMÉNEZ J. , “Computer Simulation of Radio Channels Using a Harmonic Decomposition Technique” , *IEEE Trans. on Vehicular Techn.* , Vol. 44 , N° 3, pp 414-419 , Agosto 1995.
- [8] PAPOULIS A. , *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. New York , Mc Graw Hill, 1991.
- [9] KAILATH T. , *Channel Characterization: Time*

- Variant Dispersive Channels*, New York, Mc Graw Hill, 1961.
- [10] BELLO, P. A., "Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels", *IEEE Trans. on Comm. Sys.*, Vol. CS - 11, pp 360 - 393, Dez. 1963.
- [11] PROAKIS, J. G., *Digital Communications*, New York Mc Graw Hill, 1995.
- [12] FORNEY, G. D., "Maximum - likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference", *IEEE Trans. on Inform. Theory*, Vol. IT-18, pp 363-378, Maio 1972.
- [13] COST 207 WG1., Proposal on Channel Transfer Functions to be used in GSM Tests late 1986. CEPT, Sept. 1986.
- [14] CHUGG K. M., POLYDOROS A., "MLSE for an Unknown Channel - Part I: Optimality Considerations" *IEEE Trans. On Comm.*, Vol. 44, pp 836-846, Julho 1996.
- [15] HASHEMI, H., "Simulation of the Urban Radio Propagation" *IEEE Trans. on Vehic. Techn.*, Vol VT-28, pp 213-225, 1989.
- [16] TURIN G. L., CLAPP F. D., JOHNSTON T.L., FINE S.B. e LAVRY D., "A Statistical Model of Urban Multipath Propagation", *IEEE Trans. on Vehic. Techn.*, VT-21, pp 1-9, Fev 1972.
- [17] GUIMARÃES A. G. "Modelagem e Simulação de Canais Móveis", Tese de Mestrado, IME, Jan 1998.
- [18] JAKES, W. C., *Microwave Mobile Communications*, New York, Wiley, 1974.
- [19] TIA/EIA Standard 136-270-B, "TDMA Third Generation Wireless - Mobile Stations Minimum Performance", Telecommunications Industry Association, Mar 2000.
- [20] ITU-R M.1225 Recommendation, "Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000", International Telecommunication Union, 1997.

**Alberto Gaspar Guimarães** é graduado em Engenharia de Telecomunicações pelo Instituto Militar de Engenharia (IME) em 1992, tem mestrado na área de processamento de sinais pelo mesmo instituto, concluído em 1998. De 1993 a 1995 e de 1998 a 2000, trabalhou com radar e avaliação técnica de sistemas bélicos no Campo de Provas da Marambaia, Rio de Janeiro. Atualmente encontra-se matriculado no programa de Doutorado da PUC/RJ, na área de sistemas de comunicações.  
E-mail: gaspar@aquarius.ime.eb.br

**Ernesto Leite Pinto** é graduado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba, em 1983, tem mestrado e doutorado na área de sistemas de comunicações pela PUC/RJ, concluídos em 1986 e 1998, respectivamente. É professor adjunto IV do Departamento de Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia (IME), onde trabalha desde 1987. Suas principais áreas de pesquisa são: avaliação de desempenho de sistemas de transmissão digital e processamento digital de sinais aplicados a sistemas de comunicações digitais. É autor de diversos trabalhos publicados em anais de congressos e revistas de sociedades científicas nacionais e internacionais. Atualmente é membro do Conselho Deliberativo da Sociedade Brasileira de Telecomunicações.  
E-mail: ernesto@aquarius.ime.eb.br