

Caracterização do canal para o MI-SBTVD

Dayan Adionel Guimarães & Geraldo Gil Ramundo Gomes

Abstract—In this paper we address some key aspects of the DTV broadcast channel, including impulse noise and fading characteristics. These characteristics were taken into consideration during the MI-SBTVD conception and had influence on the choice of the channel coding scheme and the interleaving process. They also had influence on the transmit diversity scheme design and on the development of test procedures for the MI-SBTVD.

Index Terms—Digital TV, MI-SBTVD, mobile channel.

Resumo—Neste artigo são abordadas algumas das principais aspectos do canal de radiodifusão de TV Digital, incluindo as características de ruído impulsivo e de desvanecimento. Estas características foram levadas em consideração durante a fase de concepção do sistema MI-SBTVD e tiveram influência na escolha dos esquemas de codificação de canal e de entrelaçamento temporal, bem como no projeto do esquema de diversidade de transmissão e no desenvolvimento dos procedimentos de teste do MI-SBTVD.

Palavras chave—TV Digital, MI-SBTVD, canal rádio-móvel.

I. INTRODUÇÃO

O Decreto número 4.901, publicado em novembro de 2003, instituiu o SBTVD, acrônimo de Sistema Brasileiro de TV Digital. Dentre os objetivos do SBTVD estão incluídos a promoção de inclusão digital, o estímulo à pesquisa e ao desenvolvimento (P&D) no país e a motivação para a produção de conteúdo interativo pelos provedores do serviço.

No contexto do SBTVD, o Governo divulgou em 2004 vinte e três RFPs (Requisições Formais de Proposta) para que instituições de pesquisa e ensino e empresas do ramo pudessem formar consórcios e submeter suas propostas para os vários subsistemas e soluções componentes do SBTVD. Tais subsistemas e soluções dariam ao Governo subsídios para a construção de um Modelo de Referência que pudesse amparar a decisão sobre a alternativa mais adequada ao cenário brasileiro em termos de padrão de TV Digital.

Os projetos deram início sob a supervisão do CPqD (Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações), e dentre eles, o projeto referente à RFP 18/2004, o MI-SBTVD (Sistema de Modulação Inovadora para o SBTVD) foi desenvolvido por um consórcio tendo o INATEL como proponente e como parceiros a UNICAMP, o CEFET/PR e a UFSC.

Os esforços de pesquisa e desenvolvimento investidos nos resultados apresentados neste artigo tiveram por objetivo dar

subsídios ao projeto do sistema MI-SBTVD no que diz respeito ao esquema de correção de erros, à modulação, aos entrelaçadores temporais e em frequência, à multiplexação OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) e ao sistema MIMO/STC (*Multiple-Input, Multiple-Output / Space-Time Coding*), para citar algumas partes mais críticas do sistema.

II. CARACTERIZAÇÃO DO CANAL PARA TVD

Nesta seção é apresentada uma revisão sobre alguns parâmetros estatísticos que caracterizam um canal de comunicação móvel, doravante denominado *canal rádio-móvel*. Tais parâmetros tiveram influência direta no projeto do sistema MI-SBTVD, daí a conveniência em revisá-los.

A. Tempo de Coerência e Espalhamento Doppler

O Tempo de Coerência é o intervalo dentro do qual a resposta ao impulso do canal pode ser considerada como aproximadamente não variante. Alternativamente pode-se interpretá-lo como o intervalo de tempo em que o desvanecimento causado pelo canal possui alta correlação em termos das variações de magnitude e de fase.

Para valores da função de correlação temporal do canal maiores que 0,5 (o que representa uma medida conservadora), o tempo de coerência é dado por [1, p. 204]:

$$T_c = \frac{9\lambda}{16\pi v} \quad (1)$$

onde λ é o comprimento de onda do sinal, em metros, e v é a velocidade de deslocamento do receptor, em metros por segundo. Nota-se que o tempo de coerência é inversamente proporcional ao *espalhamento Doppler* máximo no canal, cujo valor é $2v/\lambda$ Hz.

Como se pode observar em (1), o tempo de coerência não depende da resposta ao impulso do canal, mas sim da taxa de variação dessa resposta com o tempo, o que depende da velocidade do terminal e da frequência da onda eletromagnética.

A Tabela I apresenta cálculos do tempo de coerência para velocidades de 5 km/h a 120 km/h, nas faixas de frequência próximas aos seguintes canais de TV: canais 2, 6 e 13 na banda de VHF e canais 14 e 69 na banda de UHF [2].

Manuscrito recebido em agosto de 2006 e revisado em setembro de 2006.

D. A. Guimarães (dayan@inatel.br) e G. G. R. Gomes (ge@inatel.br) são Professores Titulares do Instituto Nacional de Telecomunicações - Inatel. Av. João de Camargo, 510 - Santa Rita do Sapucaí - MG - Brasil - 37540-000.

TABELA I
TEMPO DE COERÊNCIA, EM SEGUNDOS, EM FUNÇÃO DA VELOCIDADE DO
TERMINAL E DA FREQUÊNCIA.

	5 km/h	30 km/h	60 km/h	80 km/h	120 km/h
54 MHz	0,716	0,439	0,179	0,082	0,048
88 MHz	0,119	0,073	0,030	0,014	7,997e-3
216 MHz	0,060	0,037	0,015	6,857e-3	3,999e-3
470 MHz	0,045	0,027	0,011	5,143e-3	2,999e-3
806 MHz	0,030	0,018	7,460e-3	3,429e-3	1,999e-3

B. Banda de Coerência e Espalhamento Temporal

A Banda de Coerência é o intervalo de frequências dentro do qual a resposta em frequência do canal pode ser considerada como aproximadamente plana (respostas de magnitude e fase aproximadamente constantes). Alternativamente pode-se interpretar a banda de coerência como a faixa de frequências em que há alta correlação no desvanecimento causado pelo canal, na magnitude e na rotação de fase.

Para valores da função de correlação em frequência do canal maiores que 0,9 (o que representa uma medida bastante conservadora), a banda de coerência, em hertz, é dada por [1, p. 202]

$$B_c = \frac{1}{50T_{\text{rms}}} \quad (2)$$

onde T_{rms} é o espalhamento temporal ou espalhamento de atrasos (do Inglês *delay spread*) rms (*root mean square*) do canal. Seu valor, em segundos, é dado por [1, p. 199]:

$$T_{\text{rms}} = \sqrt{\overline{T^2} - \bar{T}^2} \quad (3)$$

onde

$$\overline{T^2} = \frac{\sum_{k=1}^L \alpha_k^2 \tau_k^2}{\sum_{k=1}^L \alpha_k^2} \quad (4)$$

e

$$\bar{T} = \frac{\sum_{k=1}^L \alpha_k^2 \tau_k}{\sum_{k=1}^L \alpha_k^2} \quad (5)$$

são, respectivamente, o *valor médio quadrático* e o *valor médio* do espalhamento temporal do canal, em segundos. Nestas expressões, L é o número de percursos do perfil sob análise, α_k é a magnitude do k -ésimo percurso e τ_k é o atraso relativo do k -ésimo percurso.

Observando a expressão (2) nota-se que a banda de coerência depende diretamente da dispersão temporal do canal, mas não depende da taxa de variação da resposta ao impulso do canal com o tempo. Esta observação, mais aquela referente à independência do tempo de coerência em função da

resposta ao impulso do canal, permite concluir que as quatro possíveis combinações entre os tipos de desvanecimento podem ocorrer: *rápido/seletivo*, *rápido/plano*, *lento/seletivo* ou *lento/plano*. Os itens a seguir mostram quando cada tipo de desvanecimento pode ser observado:

- Desvanecimento *plano*: banda do sinal \ll banda de coerência do canal; *delay spread* \ll duração do símbolo transmitido através do canal.
- Desvanecimento *seletivo*: banda do sinal $>$ banda de coerência do canal; *delay spread* $>$ duração do símbolo. Regra empírica: o desvanecimento seletivo começa a gerar interferência intersimbólica significativa se $T_{\text{rms}} > 0,1T_s$, onde T_s é a duração do símbolo.
- Desvanecimento *lento*: pequeno espalhamento Doppler; tempo de coerência \gg duração do símbolo; variações do canal mais lentas que a taxa de símbolos.
- Desvanecimento *rápido*: alto espalhamento Doppler; tempo de coerência $<$ duração do símbolo; variações do canal mais rápidas que a taxa de símbolos.

Note que não há um valor bem definido que determina a fronteira entre um desvanecimento lento e um desvanecimento rápido, bem como entre um desvanecimento seletivo em frequência e um desvanecimento plano.

C. Taxa de Cruzamento de Limiar e Duração Média do Desvanecimento

Ressalta-se aqui a importância do conhecimento da *taxa de cruzamento de limiar* e da *duração média do desvanecimento* [1, p. 223-224] como medidas úteis ao projeto de um sistema de comunicação em canais com desvanecimento. Tais medidas permitem que sejam obtidas informações sobre a frequência de ocorrência de erros em rajada e a quantidade média de símbolos em erro quando uma rajada ocorre. O conhecimento dessas informações permite o dimensionamento da capacidade de correção do esquema de codificação de canal associado ao dimensionamento de entrelaçadores temporais e/ou em frequência (*interleaving*).

Existem expressões conhecidas que permitem o cálculo da taxa de cruzamento de limiar e da duração média do desvanecimento, dada uma distribuição particular do desvanecimento. Entretanto, quando são aplicadas técnicas de redução da variabilidade desse desvanecimento (com o uso de diversidade, por exemplo), estudos analíticos são menos frequentemente encontrados na literatura. Nestes casos, estimativas por *Monte Carlo* podem auxiliar na solução do problema.

D. Aspectos de Simulação do Canal Rádio-Móvel

Neste item comenta-se alguns aspectos relevantes para a implementação de simulações do canal rádio-móvel. Tais comentários visam permitir que o modelo de simulação adequado seja escolhido em função do canal e do tipo de sinalização do sistema de comunicação, permitindo ainda que se estabeleça uma solução de compromisso entre o modelo adotado e a sua fidelidade no que diz respeito à representação

do canal real.

1) Canal plano: modelo de desvanecimento multiplicativo

O canal rádio-móvel plano em frequência é representativo do cenário onde a banda de coerência do canal é significativamente maior que a largura de faixa do sinal transmitido. O sinal recebido é resultado da multiplicação do sinal transmitido:

$$\begin{aligned} r(t) &= H(t)x(t) + n(t) \\ &= x(t)\beta(t)e^{j\theta(t)} + n(t) \end{aligned} \quad (6)$$

onde $x(t)$ é o sinal transmitido, $H(t)$ representa as variações temporais da resposta em frequência do canal e $n(t)$ é a componente de ruído aditivo. Sendo complexa, $H(t)$ contempla a magnitude do desvanecimento e as rotações de fase introduzidas pelo canal. Por exemplo, para simulação do canal Rayleigh plano, basta multiplicar o sinal transmitido pelo processo aleatório Gaussiano complexo $\beta(t)\exp[j\theta(t)]$, onde $\beta(t)$ é um processo aleatório com distribuição Rayleigh e $\theta(t)$ é um processo aleatório com distribuição uniforme em $[0, 2\pi)$. Para o sinal modulado, um canal plano equivale a um canal com um único percurso de propagação, mesmo que mais de um percurso realmente exista. Neste último caso as contribuições dos vários percursos se somam no lado da recepção, ou seja, os percursos não são “discrimináveis”.

2) Canal Seletivo em frequência: modelo de linha de atrasos com derivações

No canal seletivo em frequência, a banda de coerência do canal é maior que a largura de faixa do sinal transmitido, Neste caso os múltiplos percursos de propagação são discrimináveis temporalmente, causando dispersão temporal significativa no sinal.

O modelo do canal seletivo em frequências é o modelo de linha de atrasos com derivações (do Inglês, *tapped delay line*). Neste modelo representam-se L percursos discrimináveis no receptor, num valor aproximado dado por $L = \lfloor W / B_c \rfloor + 1$, onde W é a largura de faixa do sinal e B_c é a já conhecida banda de coerência do canal. Cada percurso sofre um desvanecimento multiplicativo tal qual aquele associado ao modelo do canal plano. O sinal resultante é finalmente somado ao ruído AWGN.

Portanto, o sinal recebido pode ser determinado a partir de:

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=1}^L g_k(t)x\left(t - \frac{k}{W}\right) + n(t) \\ &= \sum_{k=1}^L \beta_k(t)e^{j\theta_k(t)}x\left(t - \frac{k}{W}\right) + n(t) \end{aligned} \quad (7)$$

A Figura 1 ilustra o modelo de canal seletivo em frequência.

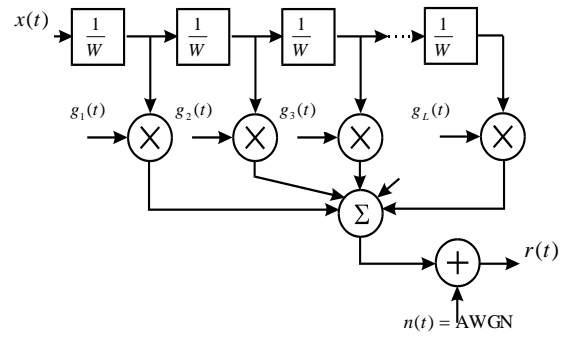


Fig. 1 - Modelo do canal seletivo em frequência (*tapped delay line*).

3) Simulação do canal rádio-móvel para sinalização OFDM

Na maior parte das publicações relacionadas à análise de desempenho de sistemas de comunicação com multiplexação OFDM em canais seletivos em frequência admite-se que cada portadora OFDM esteja sendo afetada por um desvanecimento plano na frequência e que, adicionalmente, o desvanecimento em cada portadora é descorrelacionado do desvanecimento nas demais portadoras. Além disso, tipicamente admite-se que o canal seja constante durante todo o símbolo OFDM e que de um símbolo para o outro ele seja independente.

Essas aproximações, embora não correspondam ao que realmente ocorre nos canais reais, têm o grande atrativo de simplificar as simulações, pois basta gerar processos aleatórios i.i.d (independentes e identicamente distribuídos) tanto temporalmente quanto na frequência, uma tarefa bastante simples.

Entretanto, em canais reais podem-se observar os seguintes fenômenos:

- Mesmo havendo seletividade em frequência, dificilmente a correlação entre os desvanecimentos em cada portadora será nula. Uma rápida observação na resposta em frequência apresentada na Figura 4 pode ratificar esta afirmação. Um entrelaçamento no domínio da frequência pode reduzir a correlação entre as magnitudes de portadoras vizinhas, mas não reduzirá a correlação entre as magnitudes de todas as portadoras - trocando de posição os elementos correlacionados de um vetor não se reduz a correlação entre estes elementos.
- O desvanecimento por portadora OFDM tenderá a ser plano somente se a largura de faixa de cada portadora modulada for significativamente menor que a banda de coerência do canal. Assim, dada uma banda ocupada pelo sinal OFDM, quanto maior o número de portadoras, maior a chance de ocorrência de desvanecimento plano por portadora.
- A consideração de que o desvanecimento é constante por todo um símbolo OFDM pode ser crítica, principalmente se a duração do símbolo for elevada. Esta seria uma aproximação razoável somente se a duração do símbolo OFDM for muito menor que o tempo de coerência do

canal.

- A correlação temporal entre sucessivos símbolos OFDM depende diretamente da variabilidade temporal do canal, ou seja, depende do seu tempo de coerência. Quanto maior esse tempo de coerência, maior a correlação entre símbolos consecutivos. Um entrelaçamento temporal dos símbolos OFDM pode reduzir a correlação temporal entre eles, mas quanto maior o tempo de coerência, mais longo deverá ser o entrelaçador, o que, para certas aplicações, apresenta-se como forte limitação.

Conclui-se então que o efeito combinado de um entrelaçador temporal e na frequência, projetado à luz do conhecimento do tempo de coerência e da banda de coerência do canal, pode levar a uma situação bastante próxima daquela descrita no primeiro parágrafo desta subseção. Contudo, essa aproximação poderá ser obtida somente se a largura de faixa de cada portadora OFDM for significativamente menor que a banda de coerência do canal e se a duração do símbolo OFDM for significativamente menor que o tempo de coerência do canal. Note que estas condições são, até certo ponto, conflitantes. Note também que limitações de atraso podem inviabilizar a obtenção da aproximação citada, limitando o tamanho do entrelaçador temporal. Note ainda que o entrelaçador na frequência não reduzirá a correlação entre as magnitudes das portadoras de um símbolo OFDM; poderá reduzir, sim, a correlação entre os desvanecimentos em portadoras vizinhas.

Para a avaliação do desempenho do sistema de comunicação e para o correto dimensionamento do entrelaçador tempo/frequência, seria útil a simulação do comportamento real do canal, com correlações percebidas tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência. O comportamento desse canal pode ser visualizado, como exemplo, na Figura 2. Observe nesta figura os fenômenos de correlação temporal e na frequência ilustrados pelas variações de magnitude ao longo destas duas dimensões.

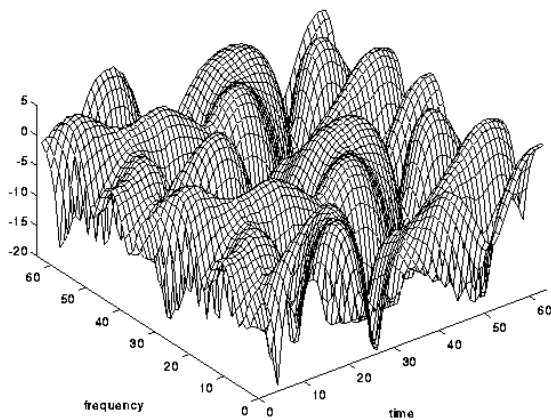


Fig. 2 - Seletividade temporal e em frequência do canal rádio-móvel.

A simulação de um canal real pressupõe a simulação de sua resposta ao impulso. Isto leva à necessidade de implementação

do receptor com todas as “facilidades” que seriam necessárias no receptor real para, por exemplo, estimação de canal, equalização no domínio da frequência, extração de sincronismo de portadora e de símbolo, detecção coerente. Nitidamente trata-se de uma simulação muito próxima das condições reais de funcionamento do sistema, mas que possui elevado grau de complexidade. Além disso, tem-se a dificuldade de “isolar” a influência de cada parâmetro do sistema dos demais, o que seria útil num processo de otimização de cada parte do receptor, por exemplo.

A alternativa mais viável em termos de complexidade seria a simulação de um modelo discreto do canal, tanto no tempo quanto na frequência. Neste modelo discreto, cada portadora modulada sofreria a influência de valores discretos de magnitude, simulando a influência do canal plano por portadora. Cada símbolo OFDM seria afetado por uma magnitude constante do desvanecimento temporal, o que simularia um tempo de coerência elevado em comparação com a duração do símbolo. A correlação entre os variáveis aleatórias geradas no domínio do tempo e da frequência deveria ser controlada para refletir a imperfeição do entrelaçador tempo/frequência.

É possível obter controle sobre a correlação temporal das influências do desvanecimento nos consecutivos símbolos OFDM gerando-se muitas amostras de um *fading* controlado pelo espalhamento Doppler do canal e re-amostrando o sinal gerado com retenção, numa cadência igual à taxa de símbolos OFDM ou numa cadência menor, simulando fading em bloco (*block fading channel*).

O controle da correlação em frequência parece ser bem mais complexo, pois a geração de processos aleatórios correlacionados não é simples e, de fato, representa uma das grandes áreas de interesse de pesquisas realizadas em todo o mundo. Algumas direções nesse sentido podem ser encontradas em [3] e nas referências citadas neste trabalho.

A discretização do modelo do canal no tempo pode ser combinada ou não com a discretização no domínio da frequência, procurando atingir uma solução de compromisso entre a complexidade da simulação e a fidelidade desta simulação em termos de representação do canal.

No clássico [4] podem ser encontradas informações detalhadas sobre questões relacionadas à simulação de sistemas de comunicação e à geração de variáveis aleatórias, bem como relacionadas à simulação de canais com múltiplos percursos e com desvanecimento.

III. MODELOS DE CANAL PARA TVD

Nesta seção apresentam-se os modelos de canal recomendados pela ITU para testes em sistemas de difusão de TV via rádio. São também fornecidos alguns resultados de cálculo envolvendo os parâmetros apresentados na Seção II, para um canal rádio-móvel característico de um sistema de radiodifusão de TV nas faixas de VHF e UHF.

A. Perfis de Multipercurso da ITU

Um canal rádio-móvel terrestre pode ser caracterizado

essencialmente como um canal dispersivo no tempo, resultado da propagação da onda eletromagnética por múltiplos percursos. Devido principalmente aos mecanismos de *reflexão*, *difração* e *espalhamento*, esta onda chega ao receptor por várias direções, sofrendo atenuações e atrasos aleatórios, dependentes da “configuração” do ambiente ao redor do transmissor e do receptor. O desvanecimento por multipercurso resultante dessa forma de propagação degrada a comunicação, pois pode causar seletividade temporal e em frequência no sinal.

Embora a propagação por multipercurso possa ser caracterizada em uma infinidade de ambientes, a ITU sugere alguns perfis típicos que podem ser utilizados para o projeto e os testes de sistemas de radiodifusão de TV. A Tabela II, extraída na íntegra de [5], apresenta alguns perfis de multipercurso recomendados para testes com *recepção fixa*. Na Tabela III, também extraída na íntegra de [5], apresenta-se o perfil de multipercurso *Typical Urban GSM*, recomendado para testes com *recepção móvel*. Tais perfis parecem ser mundialmente reconhecidos como adequados aos testes em sistemas de TV Digital por sua representatividade em termos de situações típicas de difícil recepção do sinal.

Na Tabela IV e no texto que a segue estão informações adicionais referentes ao perfil CRC.

A Figura 3 ilustra o perfil de multipercurso para o canal Brasil B e a Figura 4 ilustra a magnitude da resposta em frequência para este canal.

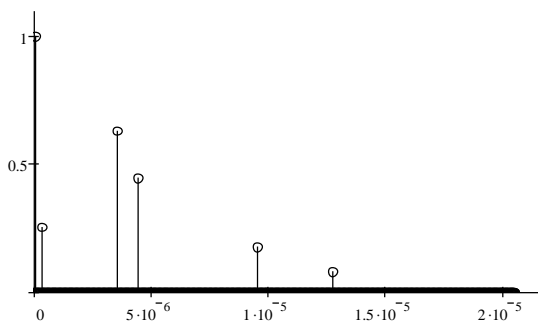


Fig. 3 - Perfil de multipercurso para o canal Brasil B. Espalhamento temporal rms, $T_{rms} = 2,23E-6$ segundos

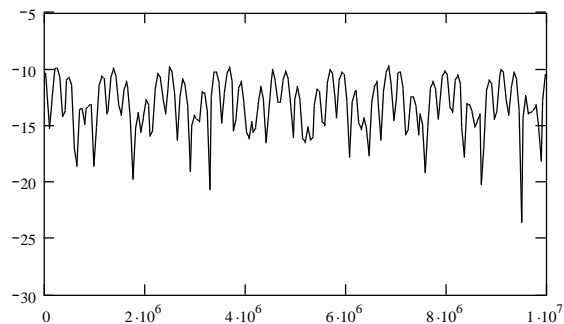


Fig. 4 - Magnitude da resposta em frequência para o canal Brasil B. Banda de coerência, $B_c = 8,98E+3$ Hertz

TABELA II
PERFIS DE MULTIPERCURSO PARA TESTES COM RECEPÇÃO FIXA.

Name	Description	Path 1	Path 2	Path 3	Path 4	Path 5	Path 6
UK Short Delay	Delay (μ s)	0	0.05	0.4	1.45	2.3	2.8
	Atten. (dB)	2.8	0	3.8	0.1	2.6	1.3
	Phase	0°	0°	0°	0°	0°	0°
UK Long Delay	Delay (μ s)	0	5	14	35	54	75
	Atten. (dB)	0	9	22	25	27	28
	Phase	0°	0°	0°	0°	0°	0°
DVB-T (portable reception)	Delay (μ s)	0.5	1.95	3.25	2.75	0.45	0.85
	Atten. (dB)	0	0.1	0.6	1.3	1.4	1.9
	Phase	336°	9°	175°	127°	340°	36°
CRC	Delay (μ s)	0	-1.8	0.15	1.8	5.7	35
	Atten. (dB)	0	11	11	1	Var	9
	Phase	0°	125°	80°	45°	Var	90°
Brazil A	Delay (μ s)	0	0.15	2.22	3.05	5.86	5.93
	Atten. (dB)	0	13.8	16.2	14.9	13.6	16.4
	Phase	0°	0°	0°	0°	0°	0°
Brazil B	Delay (μ s)	0	0.3	3.5	4.4	9.5	12.7
	Atten. (dB)	0	12	4	7	15	22
	Phase	0°	0°	0°	0°	0°	0°
Brazil C	Delay (μ s)	0	0.089	0.419	1.506	2.322	2.799
	Atten. (dB)	2,8	0	3.8	0.1	2.5	1.3
	Phase	0°	0°	0°	0°	0°	0°
Brazil D	Delay (μ s)	0.15	0.63	2.22	3.05	5.86	5.93
	Atten. (dB)	0.1	3.8	2.6	1.3	0	2.8
	Phase	0°	0°	0°	0°	0°	0°
Brazil E	Delay (μ s)	0	1	2	-	-	-
	Atten. (dB)	0	0	0	-	-	-
	Phase	0°	0°	0°	-	-	-

Em seguida tem-se uma breve descrição dos perfis de multipercurso recomendados pela ITU.

O Perfil *CRC*, do *Communications Research Centre*, Canadá, possui quatro designações que representam o mesmo perfil de ecos em diferentes níveis que, segundo se sabe, foi implementado para testar de forma exaustiva o desempenho de equalizadores (fonte: Mr. Tim Laud - Zenith). Mais detalhes sobre o perfil CRC podem ser obtidos a partir dos comentários registrados após a Tabela IV e nos slides de uma apresentação do Sr. Tim Laud durante o *ATSC Seminar* ocorrido em Campinas-SP, no CPqD, nos dias 2 e 3/06/2005.

O Perfil *Brazil A* é baseado no perfil ATTC D, da *Advanced Television Technology Center*, representativo do ambiente de radiodifusão em termos de amplitudes e comprimento quando foi criado, há cerca de 15 anos. No perfil Brasil A o eco mais distante foi eliminado do perfil ATTC D. Simula um sinal com múltiplos ecos fracos e atrasos pequenos.

No perfil *Brazil B* tem-se uma situação de ecos de grande atraso relativo e moderadamente fortes (atenuação maior que 4 dB). É provavelmente representativo de uma recepção externa debilitada.

Já o perfil *Brazil C* é representativo para ecos de atraso relativo muito pequeno, porém de grande intensidade. Pode

simular a propagação em ambiente montanhoso, sem visada direta com o transmissor.

O perfil *Brazil D* tem-se uma situação similar à do perfil C em termos de ecos, porém estes são deslocados no tempo se tornando pré-ecos. Trata-se de uma adequada caracterização de recepção interna debilitada.

Com o perfil *Brazil E* tem-se a possibilidade de avaliação de um cenário com rede de frequência única (*Single Frequency Network*, SFN), onde o receptor deve lidar com três sinais de mesma amplitude e com atrasos distintos. Este canal simula a condição de recepção em um ponto localizado entre três transmissores em SFN.

O perfil *GSM Typical Urban* é recomendado pela ITU para testes envolvendo recepção móvel em ambiente tipicamente urbano.

TABELA III
PERFIL DE MULTIPERCURSO PARA TESTES COM RECEPÇÃO MÓVEL.

Name	Description	Path 1	Path 2	Path 3	Path 4	Path 5	Path 6
Typical Urban GSM	Delay (μs)	0	0.2	0.5	1.7	2.3	5.0
	Atten. (dB)	13	10	12	16	18	20
	Fading	Rayleigh					

TABELA IV
DADOS ADICIONAIS SOBRE O PERFIL CRC.

Multipath Ensemble	Channel Simulator Parameter	Path 1	Path 2	Path 3	Path 4	Path 5	Path 6	
CRC Dynamic (ATSC R.2.1)	Delay (μs)	0	-1.8	0.15	1.8	5.7	35	
	Atten. (dB)	#1	0	20	20	10	*	18
		#2	0	17	17	7		15
		#3	0	14	14	4		12
		#4	0	11	11	1		9
Phase or Doppler	0	125°	80°	45°	1 or 5 Hz	90°		
CRC Modified (ATSC R.2.2)	Delay (μs)	0	-1.8	0.15	1.8	5.7	39.8	
	Atten. (dB)	#1	0	15	15	7	7	15
		#2	0	8	3	4	3	12
		#3	0	3	1	1	3	9
	Phase or Doppler	0	125°	80°	45°	1 or 5 Hz	90°	

* Varied to reach TOV

Comentários sobre o perfil CRC fornecidos pelos senhores Benoit Ledoux e Yiyan Wu, da CRC:

"The CRC Dynamic ensemble is done with random noise ($C/N = 25$ dB) "Susceptibility to Dynamic Echoes in the presence of Random Noise". One has to vary the amplitude of the path #5 for each scenario. This is the CRC original multi-path ensemble. The CRC modified is done with random noise injection. You have to find the C/N ratio for each scenario. See 'Susceptibility to Random Noise in the presence of Dynamic Echoes'. These 2 ensembles are in the "ATSC recommended Practice: Receiver Performance Guidelines (A/74)" document." [6]. In S/N measurement, the "signal" power is measured as the main signal path power. Multi-path signal power is not counted".

O documento A/74 pode ser encontrado no sítio, cujo endereço é: <http://www.atsc.org/standards/practices.html>. Outras recomendações relacionadas a testes em sistemas de TV digital (mais especificamente para o ATSC) também podem ser encontradas no sítio acima citado.

B. Análise dos Modelos para Recepção Fixa e Móvel

Neste item são apresentados alguns resultados de cálculo do espalhamento temporal e da banda de coerência para os perfis da ITU, excetuando-se o perfil CRC¹. Valores médios e desvios padrão, bem como os desvanecimentos de Rice² e de Rayleigh são levados em conta nos casos estudados.

Nas análises com perfil dinâmico utilizou-se o modelo WSSUS (*Wide-Sense Stationary, Uncorrelated Scattering*) [7, p. 64, 762, 763], no qual a atenuação e o deslocamento de fase do canal associados ao percurso de propagação localizado no instante τ_1 são descorrelacionados da atenuação e do deslocamento de fase associados ao percurso de propagação localizado no instante τ_2 . As magnitudes dos percursos foram variadas com distribuição Rayleigh ou Rice. As fases foram variadas em função da distribuição das magnitudes: uniforme para distribuição de magnitudes Rayleigh e dependente do fator de Rice para distribuição de magnitudes Rice.

O modelo WSSUS foi utilizado para todos os perfis da ITU, não somente para o *Typical Urban GSM*. Procurou-se assim identificar casos extremos em termos de influência da mobilidade e da maior ou menor variabilidade dos percursos nos valores de espalhamento temporal rms e banda de coerência do canal³. Uma melhor qualificação do perfil *Typical Urban GSM* à luz dos resultados obtidos pôde ser realizada, permitindo avaliar sua utilização como uma escolha adequada para a avaliação da recepção móvel num sistema de radiodifusão de TV.

O quadro resumo dos resultados é apresentado na Tabela V. Nesta tabela, B_c é a banda de coerência do canal, T_{rms} e o espalhamento de retardo (*delay spread*), $\langle B_c \rangle$ e σ_{B_c} são a média estatística e do desvio padrão da banda de coerência, respectivamente.

TABELA V

¹ O perfil CRC da ITU foi excluído da análise devido ao fato do autor não ter conhecimento, na data de preparação da primeira versão dos procedimentos de teste, da lei de variação da intensidade e de fase do 5º percurso do perfil.

² Um fator de Rice de 10 dB foi utilizado para provocar certa variabilidade em cada percurso, embora, por definição, o fator de Rice seja a relação entre as potências do raio em visada direta (ou dominante) e dos raios difusos (demais percursos). Como alternativa poder-se-ia manter um percurso com intensidade aproximadamente constante e os demais variando com a distribuição desejada. Esta seria uma forma mais correta de simular a presença de visada direta ou de percurso dominante, mas talvez fosse menos conservadora e, portanto, menos rigorosa.

³ Para obtenção dos valores médios e do desvio padrão na banda de coerência, cada resposta ao impulso foi gerada 1.000 vezes, seguindo a distribuição de probabilidades escolhida para os percursos.

QUADRO RESUMO DOS PARÂMETROS DOS MODELOS DE CANAL ITU.

Perfil ITU	Fading WSSUS	$B_c, \times 10^3$ Hz	$T_{rms}, \times 10^{-6}$ s	$\langle B_c \rangle, \times 10^3$ Hz	$\sigma_{B_c}, \times 10^3$ Hz
UK Short Delay	Estático	18,41	1,09	—	—
	Rayleigh	—	—	20,68	4,05
	Rice 10 dB	—	—	18,79	1,27
UK Long Delay	Estático	4,55	4,40	—	—
	Rayleigh	—	—	4,65	2,29
	Rice 10 dB	—	—	4,59	0,96
DVB-T portable reception	Estático	18,19	1,10	—	—
	Rayleigh	—	—	20,37	3,62
	Rice 10 dB	—	—	18,63	1,15
Brazil A	Estático	13,75	1,45	—	—
	Rayleigh	—	—	15,15	7,27
	Rice 10 dB	—	—	13,95	2,84
Brazil B	Estático	8,98	2,23	—	—
	Rayleigh	—	—	10,05	2,58
	Rice 10 dB	—	—	9,13	0,75
Brazil C	Estático	18,43	1,08	—	—
	Rayleigh	—	—	20,67	3,85
	Rice 10 dB	—	—	18,77	1,28
Brazil D	Estático	8,508	2,35	—	—
	Rayleigh	—	—	9,81	1,91
	Rice 10 dB	—	—	8,71	0,56
Brazil E	Estático	24,50	0,82	—	—
	Rayleigh	—	—	31,9	13,14
	Rice 10 dB	—	—	25,52	2,64
Typical Urban GSM	Estático	18,69	1,03	—	—
	Rayleigh	—	—	21,67	7,81

IV. RUÍDOS IMPULSIVOS EM CANAIS DE TVD

Nesta seção aborda-se o modelo de ruído impulsivo adotado para os testes do MI-SBTVD e interpretam-se os procedimentos e os resultados de testes de sistemas de TV Digital sujeitos à interferência por este tipo de ruído.

A. Modelos de Ruído Impulsivo

Segundo [8], embora vários modelos para análise da influência do ruído impulsivo em sistemas OFDM tenham sido propostos na literatura, a recente investigação da BBC [9-10] parece ter sido bem aceita na comunidade acadêmica e industrial como uma referência em termos desses modelos.

As formas de geração de ruído impulsivo podem ser agrupadas em duas categorias: 1) geração pela rede de energia elétrica ou por indução direta no equipamento receptor e 2) geração por captação pela antena externa do receptor [10].

Como fonte de ruído impulsivo, na primeira categoria estão os sistemas de ignição de fogões, os sistemas de controle de máquinas lavadoras de pratos, os termostatos de aquecedores e os interruptores de lâmpadas fluorescentes e incandescentes. Instalações elétricas adequadas e blindagens tendem a reduzir os efeitos dessas fontes nos receptores de TV. Na segunda categoria de fontes geradoras de ruído impulsivo se enquadram os sistemas de ignição por centelhamento (em automóveis, por

exemplo). Os efeitos produzidos pelo ruído gerado por este tipo de fonte são de difícil redução, pois o ruído é acoplado diretamente ao receptor via antena externa.

Nos relatórios [9] e [10] são apresentados vários resultados da análise de ruído impulsivo. Numa primeira aproximação foram realizadas medidas de várias fontes, objetivando caracterizar o comportamento desse ruído. Em seguida foram modeladas algumas das fontes principais, levando à geração parametrizada de nove tipos de ruído impulsivo. Uma nova análise foi então efetuada pelos autores, resultando em seis tipos de teste, correspondentes a seis tipos de ruído impulsivo.

Observando resultados de desempenho reportados em [9] e [10], procurou-se identificar tipos de ruído que fossem representativos de um ambiente com recepção externa e de um ambiente com recepção interna. Além disso, procurou-se identificar fontes de ruído que representassem extremos em termos de desempenho dos receptores. Estas medidas foram tomadas com o intuito de reduzir o número de combinações de testes para a prova de conceito do MI-SBTVD.

Dos seis tipos supramencionados foram escolhidos três para os testes em questão. O **Teste 1** e o **Teste 2** de [10] podem ser associados à recepção externa e interna, respectivamente. Além destes, o **Teste 6** de [10] foi também selecionado, por representar rajadas de ruído impulsivo de grande duração⁴.

Os três tipos de teste o ruído impulsivo foram gerados como uma seqüência de rajadas (*bursts*) de ruído branco gaussiano chaveado, conforme ilustra a Figura 5, seguindo a configuração de parâmetros mostrada na Tabela VI.

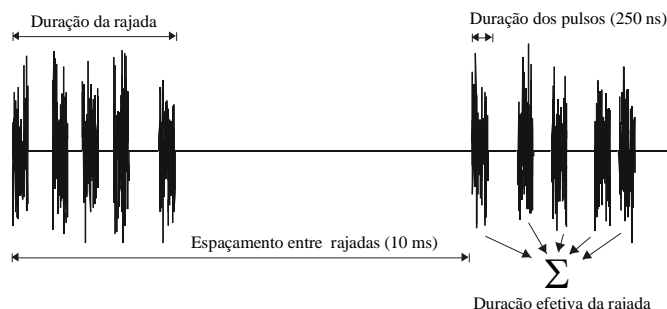


Fig. 5 - Modelo de geração de ruído impulsivo.

TABELA VI
PARÂMETROS DE TESTE COM RUÍDO IMPULSIVO.

TESTE	Pulsos por rajada	Espaçamento mínimo entre pulsos (μs) [*]	Espaçamento máximo entre pulsos (μs) [*]	Duração efetiva (μs)
1	1	N/A	N/A	0,25
2	2	1,5	45	0,5
6	40	0,5	1	10

* Em uma rajada os pulsos são gerados com espaçamento uniformemente distribuído entre os valores mínimo e máximo acima especificados.

⁴ Em [9] e [10] detectou-se que há forte influência da duração das rajadas de ruído impulsivo no desempenho de receptores de TV digital, até certo ponto de maneira independente da forma de onda específica do ruído.

B. Análise de Desempenho de Sistemas de TVD sob Ruído Impulsivo

Segundo [8], a potência total de ruído impulsivo interferente pode ser expressa por:

$$\sigma^2 = I_w = \mu\sigma_i^2 \quad (8)$$

onde μ é a fração de cada símbolo (útil) OFDM em que há ruído impulsivo e σ_i^2 é a variância desse ruído, estimada na fração de tempo em questão (não em todo o intervalo útil de símbolo).

Segundo [10], no contexto do sistema DVB-T quando há incidência de ruído impulsivo no receptor sua influência em termos de qualidade da imagem dura aproximadamente 10 ms (tempo de recuperação). Este intervalo coincide também com o período de repetição de grande parte das formas de onda capturadas de geradores de ruído impulsivo, correspondentes ao processo de ignição do combustível em veículos com motores a explosão. Isto significa que, tendo “atingido” o receptor, a influência do ruído impulsivo perdura cerca de 10 ms. Assim, havendo ou não mais incidências desse ruído no intervalo de 10 ms, haverá continuidade da degradação observada, pois uma nova incidência do ruído ocorrerá após 10 ms, que é a periodicidade de geração das rajadas desse ruído no modelo em questão.

Adaptando este cenário ao contexto em questão pode-se então admitir que, do ponto de vista de análise do desempenho final do sistema de TV digital referente ao MI-SBTVD, estaria ocorrendo uma rajada de ruído de duração τ_E a cada símbolo OFDM, o que permite escrever, para o caso:

$$\mu = \frac{\tau_E}{T_u} \quad (9)$$

onde T_u é a duração útil do símbolo OFDM e τ_E é a duração efetiva da rajada de ruído impulsivo (soma das durações de cada pulso de ruído impulsivo em uma rajada). Conhecidas estas definições, na expressão (8) pode-se melhor definir σ_i^2 como a variância do ruído impulsivo no intervalo $\mu T_u = \tau_E$. Esta variância é a própria variância do ruído fonte (antes do chaveamento) do ruído impulsivo, aqui denominada de σ_η^2 .

A potência média do ruído impulsivo pode ser calculada por meio de:

$$I = \sigma_\eta^2 \frac{\tau_E}{BS} \Rightarrow \sigma_\eta^2 = I \frac{BS}{\tau_E} \quad (10)$$

onde BS (*burst spacing*) é espaçamento entre as rajadas de ruído impulsivo [10]. Então, combinando (8), (9) e (10) tem-se:

$$I_w = \mu\sigma_i^2 = \mu\sigma_\eta^2 = \mu I \frac{BS}{\tau_E} = \frac{\tau_E}{T_u} \frac{BS}{\tau_E} I = \frac{BS}{T_u} I \quad (11)$$

De (11) obtém-se a relação sinal-ruído impulsivo equivalente:

$$\left(\frac{C}{I}\right)_w = \frac{C}{I} + 10 \log\left(\frac{T_u}{BS}\right) \quad (12)$$

A expressão (12) permite que o desempenho do MI-SBTVD seja comparado com o desempenho do sistema DVB-T em termos de imunidade ao ruído impulsivo: obtém-se o desempenho a uma dada C/I e desloca-se a curva obtida $10\log(BS/T_u)$ para a esquerda. O desempenho observado com a curva deslocada pode ser comparado com o desempenho do DVB-T, em termos da qualidade da imagem que seria obtida com o MI-SBTVD. Esta modificação na C/I foi exatamente a modificação utilizada em [10], lá denominada de *Windowed C/I*, para análise do desempenho do sistema DVB-T na presença de ruído impulsivo. Adicionalmente, segundo [8], a taxa de erro de bit que se observa na presença de ruído impulsivo é aproximadamente a mesma que se observaria como resultado de um ruído AWGN com a mesma energia total por símbolo OFDM. Adaptando esta informação ao contexto, dada uma C/N , há que se obter um desempenho equivalente a uma C/I_w , para $I_w = N = I(BS/T_u)$.

Para os testes do MI-SBTVD, o gerador de ruído impulsivo foi conectado à entrada do receptor, juntamente com o gerador de ruído AWGN. O objetivo é traçar curvas de relação entre a potência média de sinal e a potência média de ruído AWGN, C/N , versus a relação entre a potência média de sinal e a potência média de ruído impulsivo, C/I , para uma taxa de erro de bit determinada (veja passo “c” do procedimento descrito a seguir), como ilustrado pela Figura 6.

Os seguintes passos devem ser seguidos para a construção da curva da Figura 6:

1. ajustar a potência média de sinal, C , para um valor qualquer, porém constante;
2. ajustar a potência média do ruído impulsivo, I , de forma a se obter o valor de C/I desejado;
3. para o valor de C/I obtido no passo “b”, variar a potência média de ruído AWGN, N , até que se atinja a taxa de erro de bit média (BER - *Bit Error Rate*) de 3×10^{-6} , medida a partir do *Transport Stream* (TS) recuperado. Esta taxa corresponde ao limiar de visibilidade (TOV - *Threshold of Visibility*)⁵ [11, p.29]. Registrar o valor de C/N correspondente;
4. plotar num gráfico similar àquele mostrado na Figura 1 o ponto referente aos valores de C/N e C/I obtidos;
5. para um novo valor de C/I (novo ponto no gráfico), retornar ao passo “2”, até que sejam obtidos todos os pontos desejados;
6. caso desejado, efetuar interpolação dos pontos obtidos. Recomenda-se interpolação não linear do tipo *spline*.

⁵ Em [6, p. 73-74] tem-se uma definição bastante interessante para o TOV, menos subjetiva que aquela baseada em observações de uma imagem em um monitor acoplado ao receptor de TV digital.

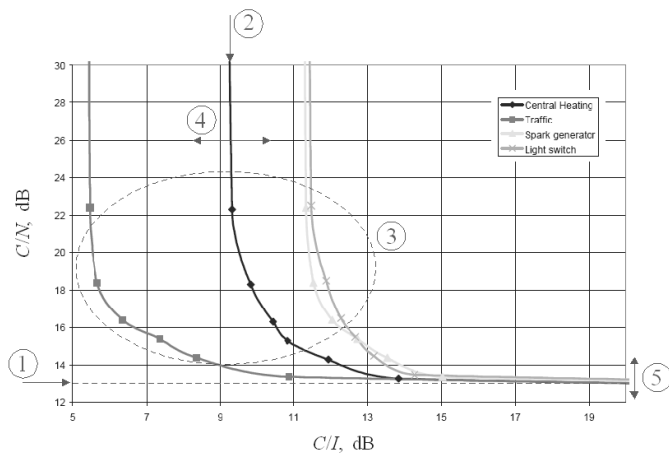


Fig. 6 - Curvas para avaliação de desempenho do MI-SBTVD sob ruído AWGN e ruído impulsivo.

A interpretação dos resultados obtidos será realizada com base na descrição das regiões identificadas na Figura 1, como segue:

Este comportamento assintótico ocorre quando a relação entre a potência de sinal e a potência do ruído impulsivo (C/I) tende a infinito. Revela o desempenho do sistema sob a influência do ruído AWGN, numa situação correspondente ao TOV.

Quando a relação entre a potência de sinal e a potência do ruído AWGN (C/N) tende a infinito, revela-se o desempenho do sistema sob a influência do ruído impulsivo, ou seja, revela-se a mínima relação C/I suportada pelo sistema para que se atinja o TOV.

Esta região intermediária das curvas revela o desempenho do sistema sob teste na presença de ruído AWGN e ruído impulsivo, simultaneamente.

Para um mesmo tipo de ruído impulsivo, um deslocamento na posição desta curva revela maior robustez (deslocamento para a esquerda) ou menor robustez (deslocamento para a direita) do sistema ao tipo de ruído impulsivo em questão, em termos de C/I . A implementação de contra-medidas para combater os efeitos do ruído impulsivo (entrelaçamento temporal, por exemplo), bem como a maior ou menor robustez de um determinado modo de funcionamento e/ou modulação podem ser avaliadas à luz da interpretação desse deslocamento. Um deslocamento para a esquerda terá como limitante inferior, em dB, o deslocamento para baixo ilustrado pela marcação de número 5 (veja logo a seguir), que representa eventuais melhorias em termos da relação C/N .

O deslocamento deste comportamento assintótico para baixo revela melhorias em termos da relação C/N correspondente ao TOV. O valor obtido como melhoria, em dB, corresponde ao limitante inferior da melhoria que será obtida frente ao ruído impulsivo, conforme relatado no item anterior.

V. NECESSIDADE DE ENTRELÇAMENTO PARA O MI-SBTVD

Esta seção apresenta a análise da necessidade de entrelaçamento devido às características dos canais

apresentados na Tabela VII. A análise realizada e um resumo dos resultados são apresentados a seguir. Estes resultados não levam em conta a necessidade de entrelaçamento entre codificadores devido à presença de ruídos impulsivos. A análise e o projeto do entrelaçador para a melhoria de desempenho na presença de ruídos impulsivos é um dos assuntos centrais de outro artigo apresentado nesta série de trabalhos sobre o MI-SBTVD.

A. Entrelaçamento de Canal

Conforme fundamentado na Seção II, a determinação da necessidade de entrelaçamentos depende basicamente dos seguintes parâmetros: tempo de coerência do canal, duração do desvanecimento, taxa de cruzamento (ou período entre cruzamentos) e banda de coerência do canal. A Tabela VII apresenta os valores da banda de coerência definidos para os modelos de canais brasileiros utilizados nesta análise.

TABELA VII
BANDA DE COERÊNCIA PARA OS MODELOS DE CANAIS BRASILEIROS.

CANAL	BRASIL A	BRASIL B	BRASIL C	BRASIL D	BRASIL E
$B_c, \times 10^3 \text{Hz}$	13,75	8,98	18,43	8,508	24,5

Além disso, o perfil de erros gerados no canal depende ainda do número de portadoras OFDM e das modulações utilizadas nas portadoras OFDM nos modos de segmentação padronizados.

Devido ao grau de complexidade para a determinação analítica de um perfil de erros gerado por um modelo de canal [12], diversas considerações devem ser feitas para a avaliação da necessidade e dimensionamento de entrelaçamentos, para que os códigos corretores de erros tornem-se eficazes no canal considerado.

Uma abordagem para a determinação do perfil de erros gerado por um canal pode ser resumida de acordo com os seguintes passos:

1. Determinação do número de estados do canal;
2. Determinação do limiar de transição entre estados (limiar de cruzamento);
3. Determinação do tempo médio de duração de cada estado;
4. Determinação do número de bits errados gerados em cada estado;
5. Ponderação do número de bits errados de acordo com a banda de coerência do canal (para modulações com múltiplas portadoras);
6. Avaliação da necessidade de entrelaçamento de acordo com a capacidade de correção de erros dos códigos utilizados; e
7. Dimensionamento do(s) entrelaçamento(s) (se necessário).

A partir destes passos, as considerações feitas em cada passo são apresentadas a seguir. Algumas das considerações podem ser entendidas com o auxílio das Figuras 2 e 7.

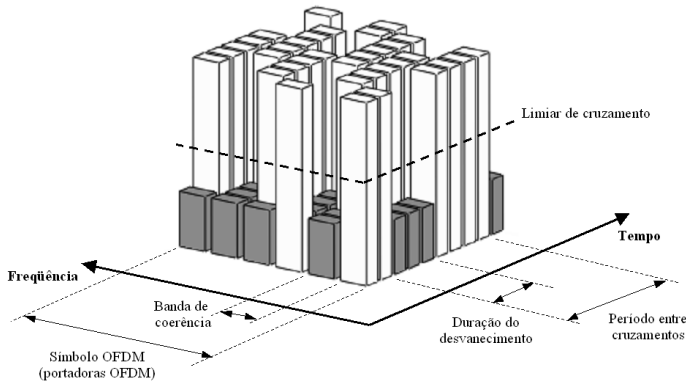


Fig. 7 - Simplificação do comportamento dinâmico do canal para análise da necessidade de entrelaçamento.

Passo 1: Arbitrou-se dois estados para o canal: um estado “bom”, onde a quantidade de erros gerados é negligenciável e um estado “ruim” que ocorre quando há desvanecimento e muitos erros são gerados;

Passo 2: Optou-se por determinar o limiar de transição a partir da consideração feita para o Passo 3 e admitindo-se um canal com distribuição Rayleigh;

Passo 3: Arbitrou-se por fazer o tempo de duração do desvanecimento igual ao tempo de coerência do canal (consideração conservadora) [12];

Passo 4: Arbitrou-se para o estado “bom” nenhum bit errado e para o estado “ruim” um bit errado para cada símbolo de portadora transmitida durante este estado;

Passo 5: Arbitrou-se um fator de ponderação, devido à seletividade em frequência do canal, isto é, levou-se em conta a proporção de portadoras afetadas pelo desvanecimento seletivo. A banda de coerência utilizada foi a menor entre as encontradas nos modelos de canais para o Brasil (consideração conservadora) [1] [12];

Passo 6: Para a determinação dos perfis de erros, considerou-se a capacidade de correção de erros do código LDPC de maior comprimento entre os comprimentos determinados de modo a satisfazer as exigências da segmentação. Considerando então o tempo de duração do desvanecimento, o tempo de duração de uma palavra código e o período entre os cruzamentos de limiar, três situações foram analisadas:

- Tempo de transmissão de uma palavra código menor ou igual do que o tempo de duração do desvanecimento. Neste caso admitiu-se que o número de bits errados é igual ao número de símbolos de modulação (DQPSK, QPSK, 16-QAM ou 64-QAM) necessários para formar uma palavra código.
- Tempo de transmissão de uma palavra código maior do que o tempo de duração do desvanecimento, porém menor do que o período entre cruzamentos. Neste caso admitiu-se que o número de bits errados é igual ao número de símbolos de modulação (DQPSK, QPSK, 16-QAM ou 64-QAM) transmitidos durante o tempo de duração do

desvanecimento.

- Tempo de transmissão de uma palavra código maior do que o período entre cruzamentos. Neste caso admitiu-se que o número de bits errados é igual ao número de símbolos de modulação (DQPSK, QPSK, 16-QAM ou 64-QAM) transmitidos durante o tempo de duração do desvanecimento vezes o número de desvanecimentos ocorridos durante a transmissão da palavra código.

B. Resultados Obtidos para o Entrelaçador de Canal

Ainda como uma extensão do comportamento do canal e de acordo com as considerações apresentadas nos passos 2 e 3 na seção anterior, determinou-se o período de cruzamento para as mesmas condições de frequência e velocidade que determinaram os tempos de coerência apresentados na Tabela I. Estes resultados estão apresentados na Tabela VIII.

TABELA VIII
PERÍODOS ENTRE CRUZAMENTOS DE LIMIAR PARA AS CONDIÇÕES DA TABELA I E CONSIDERAÇÕES APRESENTADAS NO PASSO 3 DA SEÇÃO 7.1.

	5 km/h	30 km/h	60 km/h	80 km/h	120 km/h
54 MHz	4,59 s	2,82 s	1,15 s	530 ms	308 ms
88 MHz	765 ms	470 ms	191 ms	87,9 ms	51,3 ms
216 MHz	387 ms	235 ms	95,7 ms	44 ms	25,6 ms
470 MHz	287 ms	176 ms	71,8 ms	33 ms	19,2 ms
806 MHz	191 ms	117 ms	47,8 ms	22 ms	12,8 ms

Um resumo dos resultados que correspondem ao caso extremo, sob o ponto de vista de entrelaçamento, é apresentado na Tabelas IX e X, conforme o cenário a seguir:

1) Transmissão no segmento central para terminais portáteis no Modo 1

Modulação: DQPSK

Nº de segmentos: 1

Nº de portadoras de dados: 96

Comprimento efetivo do símbolo: 252 μ s

Código interno: LDPC, $n = 39168$, $R = 1/2$

TABELA IX
ESTIMATIVA DE BITS ERRADOS DENTRO DA PALAVRA CÓDIGO PARA AS CONDIÇÕES EM 1)

	5 km/h	30 km/h	60 km/h	80 km/h	120 km/h
54 MHz	10940	10940	10940	10940	10200
88 MHz	10940	10940	6350	2920	1700
216 MHz	10940	7790	3170	1460	1700
470 MHz	9520	5840	2380	2190	1910
806 MHz	6350	3890	1590	1460	1700

TABELA X
PROFUNDIDADE DE ENTRELAÇAMENTO, EM NÚMERO DE PALAVRAS CÓDIGO, PARA AS CONDIÇÕES EM 1)

	5 km/h	30 km/h	60 km/h	80 km/h	120 km/h
54 MHz	3	3	3	3	2
88 MHz	3	3	2	1	1
216 MHz	3	2	1	1	1
470 MHz	2	2	1	1	1
806 MHz	2	1	1	1	1

Os seguintes cenários também foram avaliados seguindo o

mesmo procedimento adotado com referência ao cenário 1):

2) *Transmissão no segmento central para terminais portáteis no Modo 1*

Modulação: DQPSK

Nº de segmentos: 1

Nº de portadoras de dados: 192

Comprimento efetivo do símbolo: 504 μ s

Código interno: LDPC, $n = 39168$, $R = 1/2$

3) *Transmissão no segmento central para terminais portáteis no Modo 3*

Modulação: DQPSK

Nº de segmentos: 1

Nº de portadoras de dados: 384

Comprimento efetivo do símbolo: 1.008 μ s

Código interno: LDPC, $n = 39168$, $R = 1/2$

4) *Transmissão em todos os segmentos no Modo 1*

Modulação: DQPSK

Nº de segmentos: 13

Nº de portadoras de dados: 1.248

Comprimento efetivo do símbolo: 252 μ s

Código interno: LDPC, $n = 39168$, $R = 1/2$

Os resultados das análises sugerem a necessidade de entrelaçamento em 13 combinações de velocidade e frequência para as condições estabelecidas em 1), 7 combinações de velocidade e frequência para as condições estabelecidas em 2) e nenhum entrelaçamento para todas as combinações de velocidade e frequência estabelecidas em 3). Estes resultados sugerem que a transmissão para terminais portáteis pode ser feita sem entrelaçamento algum utilizando-se o Modo 3 de transmissão.

Para todas as outras combinações de modo de transmissão e segmentação os resultados das análises sugerem ser desnecessários quaisquer entrelaçamento.

Análise preliminares, não apresentadas neste trabalho, indicam que a segmentação pode ser otimizada de forma a diminuir as combinações de velocidade e frequência que indicam o uso de entrelaçamento. De fato, é possível, sob o ponto da codificação de canal, uma otimização da segmentação de forma que a transmissão para terminais portáteis possa ser feita sem entrelaçamento algum utilizando-se os Modo 2 e 3 de transmissão e com um número significativamente menor de combinações de velocidade e frequência para o Modo 1. Entretanto, uma segmentação otimizada sob o ponto de vista da codificação deve ser melhor investigado no que diz respeito ao impacto causado sobre outros parâmetros de desempenho do sistema.

C. Entrelaçamento entre os Códigos RS e LDPC

Torna-se relevante ressaltar que a não necessidade de entrelaçamento de canal temporal e/ou em frequência não se estende para a concatenação dos códigos RS (*Reed Solomon*) e LDPC (*Low Density Parity-Check*). De fato, durante a fase de testes do MI-SBTVD, percebeu-se necessária a inserção de um

entrelaçador temporal entre tais códigos e de um desentrelaçador na recepção, entre os correspondentes decodificadores. Esta medida teve dois principais motivadores: a melhoria do desempenho do RS na eliminação do joelho (*error floor*)⁶ na curva de taxa de erro de bit do LDPC e a melhoria geral do sistema na presença de ruído impulsivo. Num dos artigos deste volume são detalhadas as características e os procedimentos de projeto do citado entrelaçador.

VI. INFLUÊNCIA DA CORRELAÇÃO ESPACIAL DA DIVERSIDADE DE TRANSMISSÃO

Nesta seção são descritos os procedimentos para análise de canais Rayleigh correlacionados [3], de forma a permitir que o esquema de diversidade na transmissão seja avaliado do ponto de vista da influência do espaçamento entre as antenas, para recepção móvel (canal *Typical Urban GSM*).

Do ponto de vista de um dos canais (de uma das antenas transmissoras até a antena receptora) utilizou-se na simulação o modelo WSSUS (*Wide-Sense Stationary, Uncorrelated Scattering*), no qual a atenuação e o deslocamento de fase associados ao percurso de propagação localizado no instante τ_1 são descorrelacionados da atenuação e do deslocamento de fase associados ao percurso de propagação localizado no instante τ_2 . As magnitudes dos percursos são variadas com distribuição Rayleigh e as fases são variadas com distribuição uniforme. A correlação entre os desvanecimentos é provocada entre as variáveis aleatórias que governam a magnitude e a fase de um dado percurso de propagação, porém em canais (pares de antenas) diferentes. Ao longo do tempo as variações de magnitude e de fase da resposta ao impulso apresentam correlação controlada pelo espalhamento Doppler do canal, $2f_D$ (ou pelo desvio Doppler máximo do canal, f_D).

Objetivando apoiar a interpretação dos testes do MI-SBTVD, os próximos parágrafos apresentam uma análise do comportamento de correlação entre envoltórias Rayleigh em um sistema com diversidade na transmissão (estação-base). Esta análise está calcada em [13, p. 60-66] [14, p. 175-178, 204-205] e [15]. Embora em [13] e [14] a diversidade considerada seja a de recepção, com as antenas localizadas na estação-base, os conceitos envolvidos podem ser aplicados à diversidade na transmissão, na estação-base, admitindo a reciprocidade do comportamento do canal. Acredita-se que os resultados aqui apresentados podem ser aplicados à avaliação da influência do espaçamento entre as antenas de transmissão do sistema MI-SBTVD, com o esquema de Alamouti 2x1.

Um possível diagrama de radiação das antenas da estação-base (em termos de campo elétrico), pode ser definido pela função $f(x,n) = \cos(x)^n$, conforme ilustrado na Figura 8. Este diagrama é mais “aberto” quanto maior é o raio a dentro do qual os obstáculos “espalhadores” estão uniformemente distribuídos ao redor do receptor, e é tanto menor quanto maior a distância b entre a estação transmissora e o receptor, conforme ilustrado na Figura 9.

⁶ Esse joelho corresponde a um comportamento similar a uma saturação na taxa de erro de bit, fazendo com que esta seja reduzida apenas de forma marginal, mesmo com significativos aumentos na relação E_b/N_0 .

De fato, $\Delta\varphi = 2a/b$, onde $\Delta\varphi$ é a largura de feixe no diagrama de radiação no ponto de 3 dB ($1/\sqrt{2}$), conforme ilustrado na Figura 8, para vários valores de n . Deve-se ressaltar que $\Delta\varphi$ não se refere à abertura de feixe do diagrama de radiação real das antenas da estação-base, mas sim à abertura do feixe capaz de concentrar energia no círculo de raio a (ver Figura 9) e, por conseguinte, no receptor, por meio dos obstáculos que o circundam. Segundo [13, p. 65] e [14, p. 6], um valor típico para $\Delta\varphi$ está na casa de 0,01 radianos (aproximadamente 0,5 graus), ou seja $a/b = 0,005$. Este valor se associa ao seguinte cenário, por exemplo: raio dos objetos espalhadores, a , igual a 15 metros e uma distância entre a estação-base e o receptor, b , de 3.000 metros [14, p. 6].

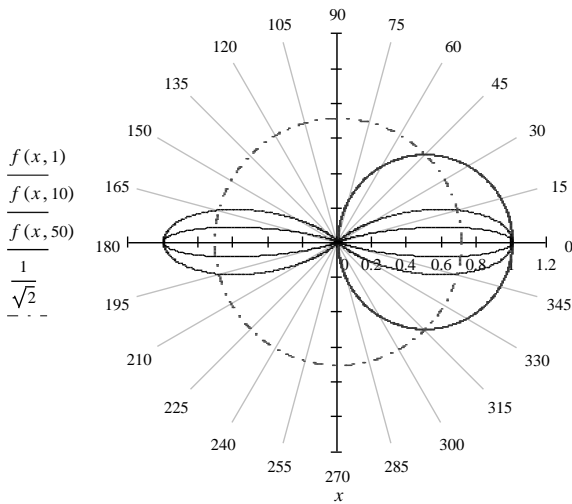


Fig. 8 - Ilustração do padrão de radiação das antenas na estação-base

Na Figura 9, admitindo $b \gg d$, $\Delta\varphi$ é o ângulo formado entre as duas retas que unem a estação-base às partes externas do círculo de raio a .

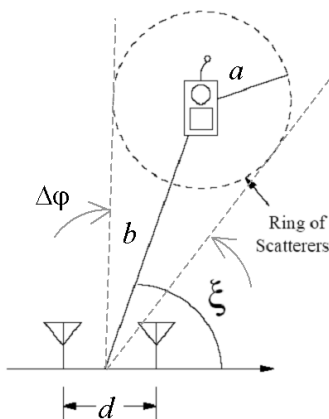


Fig. 9 - Ilustração do cenário de análise da diversidade espacial

Tendo ainda como referência as variáveis definidas por meio da Figura 9, o coeficiente de correlação espacial entre duas envoltórias com distribuição Rayleigh, cada uma associada a uma das antenas de transmissão, pode ser calculado por [13, p. 65]:

$$\rho = J_0^2 \left[\frac{a}{b} 2\pi \frac{d}{\lambda} \text{sen}(\xi) \right] J_0^2 \left[\frac{1}{2} \left(\frac{a}{b} \right)^2 2\pi \frac{d}{\lambda} \sqrt{1 - \frac{3}{4} \cos^2(\xi)} \right] \quad (13)$$

onde $J_0(u)$ é a Função de Bessel de primeira espécie e ordem zero e λ é o comprimento da onda eletromagnética. Todas as grandezas operadas em (13) devem ser fornecidas de acordo com o sistema internacional de unidades, SI.

As Figuras 10 e 11 mostram gráficos de correlação espacial em função da razão entre o espaçamento entre as antenas e o comprimento da onda eletromagnética, d/λ , variando-se, respectivamente, a relação entre o raio de localização dos objetos espalhadores e a distância entre a estação-base e o receptor, a/b , e o ângulo entre a posição do receptor e a reta que une as duas antenas, ξ .

Interpretando os resultados da Figura 10, percebe-se que quando o ambiente que circunda o receptor possui objetos espalhadores localizados muito próximos (pequeno raio a) ou a distância entre a estação-base e o receptor, b , é elevada, ter-se-á um ângulo $\Delta\varphi$ pequeno e, por conseqüência, para se obter baixos valores de correlação espacial há que se espaçar significativamente as antenas. Por exemplo, para $a/b = 0,005$, coeficientes de correlação menores que 0,5 podem ser obtidos somente com espaçamentos maiores que 35λ .

Por outro lado, quando o ambiente em torno do receptor é rico em objetos espalhadores, de tal sorte que a seja elevado, ou se a distância do receptor à estação-base, b , é reduzida, $\Delta\varphi$ será maior. Por exemplo, para $a/b = 0,03$, coeficientes de correlação espacial menores que 0,2 podem ser obtidos com espaçamentos entre as antenas da ordem de 10λ .

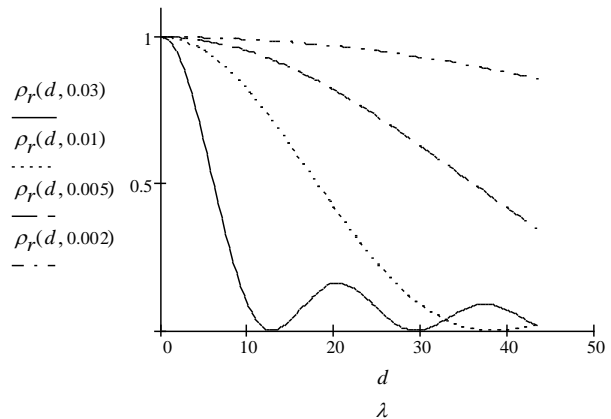


Fig. 10 - Coeficiente de correlação espacial em função de d/λ e de a/b . $\xi = 90^\circ$.

Com base nestes comentários deduz-se que o desempenho do sistema de Alamouti sofrerá forte influência do ambiente no qual o sistema de radiodifusão de TV digital estará operando. Ambientes urbanos densos tenderão a reduzir a correlação espacial entre os sinais das antenas transmissoras à antena receptora; ambientes suburbanos e rurais deverão degradar o desempenho da diversidade de transmissão.

Observando agora a Figura 11 percebe-se que há forte influência do ângulo de localização do receptor em relação à reta que une as antenas de transmissão. A melhor situação

ocorre quando o receptor está localizado em frente ao transmissor ($\xi = 90^\circ$). De um coeficiente de correlação espacial de 0,5, com $\xi = 90^\circ$, passa-se a ter $\rho = 0,8$ se $\xi = 30^\circ$. Estas observações sugerem que haverá receptores de TV em condições melhores de recepção que outros, devido ao melhor desempenho da diversidade, se estiverem localizados mais em frente das antenas transmissoras.

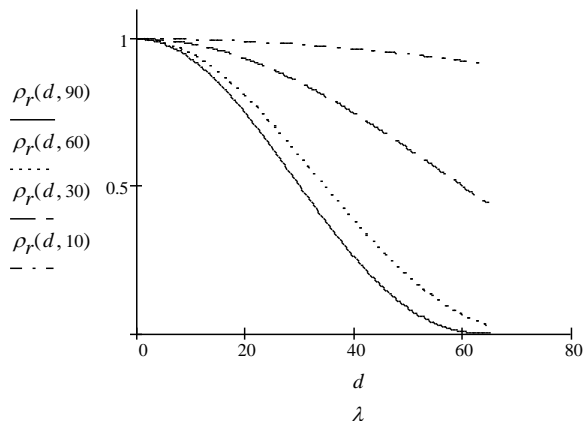


Fig. 11 - Coeficiente de correlação espacial em função de d/λ e de ξ . $a/b = 0,006$.

O posicionamento vertical das antenas de transmissão é uma solução para o problema da influência do ângulo entre a posição do receptor e a posição do transmissor no coeficiente de correlação espacial, posto que ξ será praticamente constante.

O posicionamento vertical das antenas de transmissão também é uma solução em potencial para que sejam obtidos maiores espaçamentos entre as antenas de transmissão. Entretanto, nesta situação a abertura do feixe, $\Delta\phi$, torna-se significativamente menor que aquela que seria obtida com o posicionamento horizontal das antenas, para um mesmo valor de a e de b , ou seja $\Delta\phi \ll \Delta\phi$ [14, p. 178]. Portanto, para se obter um coeficiente de correlação espacial igual àquele que seria obtido com o espaçamento horizontal, seria necessário um espaçamento vertical muito maior. Além disso, a disposição vertical das antenas de transmissão poderá gerar problemas de cobertura por parte da antena mais próxima do solo, o que demandaria, por exemplo, a utilização de potências de transmissão distintas nas duas antenas e um estudo da influência desta medida no desempenho do sistema como um todo.

VII. CONCLUSÕES

A partir dos estudos realizados para a composição deste artigo podem ser listadas as seguintes conclusões:

□ O canal de radiodifusão de TV é predominantemente seletivo em frequência e lento. A seletividade em frequência esta intrinsecamente ligada aos valores de banda de coerência característicos do ambiente, quando comparados com a largura de faixa de um canal de 6 MHz de TV. A predominância de desvanecimento lento deve representar uma situação típica, se a maioria dos receptores forem fixos ou portáteis. Para os

usuários pedestres e em veículos, o desvanecimento tenderá a ser mais rápido e certamente seletivo em frequência.

□ A ordem de grandeza da banda de coerência é suficiente para a ocorrência de desvanecimento plano por portadora OFDM, desde que o número de portadoras seja suficientemente elevado a ponto da banda de cada portadora ser menor que a banda de coerência do canal.

□ Embora o desvanecimento tenda a ser plano por portadora OFDM, ele manterá algum grau de correlação em portadoras vizinhas. Maior correlação será observada quanto mais elevada for a banda de coerência.

□ Um modelo do *canal equivalente* formado pelo canal real mais o entrelaçamento temporal e/ou em frequência sugere FEC adequado para canal com *fading* independente entre os bits codificados, mais ruído AWGN. Esta constatação aponta para o uso do esquema de codificação de canal e modulação BICM (*Bit-Interleaved Coded Modulation*). Esta conclusão está calcada nos estudos efetuados sobre codificação de canal para canais com desvanecimento [16].

□ O comportamento até certo ponto “periódico” do canal no domínio da frequência sugere *interleaving* pseudo-aleatório abrangendo vários símbolos OFDM, mas feito nos bits codificados. Dessa forma os bits codificados tenderão a sofrer desvanecimentos descorrelacionados, elevando o desempenho do esquema de correção de erros.

□ Um eventual comportamento de memória residual do canal deve ser compensado pelo esquema de correção de erros, posto que limitações de atraso, principalmente, não permitirão que o entrelaçamento temporal abarque um número muito elevado de bits.

□ A redução na profundidade dos desvanecimentos por conta do uso do esquema STC/MIMO, quando houver mobilidade do receptor, reduzirá a probabilidade de ocorrência de rajadas de erros no canal, bem como a duração média dessas rajadas.

□ Em [5] há informações e recomendações úteis para a elaboração de procedimentos de testes de sistemas de radiodifusão de TV, principalmente do ponto de vista da influência do canal de comunicação nesses testes. Acredita-se que seja uma referência imprescindível à validação do desempenho do MI-SBTVD e do SBTVD como um todo.

□ Embora este relatório não permita uma visualização de várias realizações da resposta em frequência do canal em função da mobilidade do terminal, faz-se uma advertência de que tanto as posições dos “nulos” espectrais quanto suas profundidades variam significativamente de uma realização para a outra. Na prática, a taxa dessa variação dependerá da velocidade do terminal. Tal variação pronuncia-se mais claramente quando o desvanecimento em cada percurso é do tipo Rayleigh. A presença de visada direta ou de percurso dominante, conforme prevê o modelo de Rice, para uma mesma potência média de recepção naturalmente reduz a variabilidade do sinal. Entretanto, as posições dos nulos espectrais e a profundidade destes nulos ainda sofrem variação temporal.

□ Quanto ao perfil *Typical Urban GSM*, embora sua banda de coerência e seu espalhamento temporal sejam similares aos parâmetros correspondentes dos perfis *Brazil C* e *UK short delay*, o desvio padrão da banda de coerência se assemelha somente ao do perfil *Brazil A* dinâmico Rayleigh. Portanto, recomenda-se que o perfil *Typical Urban GSM* seja incluído no rol de perfis de teste do MI-SBTVD.

REFERÊNCIAS

- [1] Rappaport, T. S., *Wireless Communications - Principles and Practice*, Second Edition: IEEE Press, Inc. New York & Prentice Hall, Inc., New Jersey, USA, 2002.
- [2] Documento ANATEL, *Atribuição de Faixas de Frequências no Brasil*: Resolução 79 de 24/12/1998.
- [3] Léon, C. A. G. D., Bean, M. C., and García, J. S., *Generation of Correlated Rayleigh-Fading Envelopes for Simulating the Variant Behavior of Indoor Radio Propagation Channels*, IEEE, 2004.
- [4] Jeruchim, M. C., Balaban, P., and Shanmugan, K. S., *Simulation of Communication Systems - Modeling, Methodology, and Techniques*, Second Edition: Kluwer Academic/Plenum Publishers, New York, 2000.
- [5] ITU Radiocommunication Study Groups: Document 6E/TEMP/131-E, *Guidelines And Techniques For The Evaluation Of DTTB Systems*, 19 March 2003.
- [6] ATSC A/74 Document: "ATSC recommended Practice: Receiver Performance Guidelines", 18 June 2004.
- [7] Proakis, J. G., "*Digital Communications*", 3rd edition: McGraw Hill, New York, 1995.
- [8] Suraweera, H. A. and Armstrong, J., *Noise Bucket Effect for Impulse Noise in OFDM*, IEE Electronics Letters, Vol. 40, No. 18, September 2004.
- [9] J. Lago-Fernández and J. Salter: *Modelling Impulsive Interference in DVB-T: Statistical Analysis, Test Waveforms and Receiver Performance*, EBU TECHNICAL REVIEW – July 2004.
- [10] J. Lago-Fernández and J. Salter: *Modelling Impulsive Interference in DVB-T: Statistical Analysis, Test Waveforms and Receiver Performance*, BBC R&D White Paper WHP 080 – April 2004.
- [11] Gerald W. Collins, *Fundamentals of Digital Television Transmission*, John Wiley & Sons, Inc., New York, USA, 2001.
- [12] Goldsmith, A., *Wireless Communications*, Cambridge University Press, USA, 2005.
- [13] Jakes, W. C. and D. C. Cox (editors), *Microwave Mobile Communications*. 2nd Ed., New Jersey, IEEE Press, 1994.
- [14] Yacoub, M. D., *Foundations of Mobile Radio Engineering*, CRC Press, New York, 1993.
- [15] G. G. Messier and N.C. Beaulieu, *Processing Rayleigh transmit diversity propagation measurements to reflect arbitrary antenna separation*, in *Proceedings of the 12th International Conference on Wireless Communications*, Calgary, Canada, July 2000, vol. 1, pp. 156-163.
- [16] RFP 18/2004, Consórcio: Inatel, Unicamp, CEFET/PR, UFSC, Pacote 1: *Contextualização e Delineamento para Definição do FEC para o MI-SBTVD*, maio 2005.



Dayan Adionel Guimarães nasceu em Carrancas, MG, em 01 de março de 1969. Possui os títulos: Técnico em Eletrônica (ETE "FMC", 1987), Engenheiro Eletricista (Inatel, 1994), Especialista em Engenharia de Comunicação de Dados (Inatel, 2003), Especialista em Administração com ênfase em Gerência de RH (FAI, 1996), Mestre em Engenharia Elétrica (Unicamp, 1998) e Doutor em Engenharia Elétrica (Unicamp, 2003).

De 1988 a 1993 desenvolveu equipamentos para instrumentação industrial e controle e também foi Supervisor de Produção e Supervisor de Engenharia de Produtos na SENSE Sensores e Instrumentos. Desde de janeiro de 1995 é Professor do Inatel onde, por oito anos, foi responsável pela estrutura que dá apoio às atividades de ensino prático nas áreas de Telecomunicações, Eletrônica e Eletrotécnica. Suas pesquisas incluem aspectos gerais sobre transmissão digital e sistemas de comunicação móvel, especificamente sistemas CDMA Multiportadora e esquemas de codificação para canais com desvanecimento, especificamente códigos turbo de bloco.

É membro do Conselho do Mestrado e do Conselho Editorial da revista Telecomunicações (Inatel), e do IEICE (*Institute of Electronics, Information and Communication Engineers*).



Geraldo Gil Ramundo Gomes concluiu o segundo grau, Escola Técnica de Eletrônica "Francisco Moreira da Costa" de Sta. Rita do Sapucaí, MG, 1976. Graduado em Eng^a de Operações em Telecomunicações e Eng^a Elétrica opção Eletrônica, INATEL, em 1979 e 1981, respectivamente. Pós-Graduação em Administração de Empresas com concentração em Finanças e Organização, UBM, 1983. Mestre e Doutor em Eng^a Elétrica, UNICAMP, em 1997

e 2002, respectivamente. Entre os diversos cursos de extensão que possui destaca-se o de Gerência de Projetos Eletrônicos na FHTE, Esslingen, Alemanha, 1996. Trabalhou na iniciativa privada com Automação e Controle (1981-1985) e em P&D de Repetidores em VHF e UHF como Engenheiro e Gerente de Projetos (1985-1991). Está no INATEL desde 1991 e é Professor Titular desde 1992. Além da docência, ocupou os cargos de Gerente de Projetos (1991-1993) e Gerente Geral (1994-1996) do Centro de Projetos – PRODEP. Integra o Grupo de Pesquisa INATEL/LINEAR de P&D em TV Digital. Integrou o Grupo de Pesquisa da RFP/18 do SBTVD. Foi Coordenador Adjunto de PG de 2003-2005. É consultor reconhecido pela ANATEL para certificação de produtos da Categoria II. É membro CommSoc do IEEE. Membro do Conselho Editorial da Revista Telecomunicações. Suas áreas de interesse incluem Propagação, Modulação Codificada, Modulação em Portadoras Múltiplas, Rádio Digital, Comunicações por Satélite e TV Digital.