

# Telecomunicações

Revista do Instituto Nacional de Telecomunicações

Revista Científica Periódica

Volume 09

Número 01

Novembro de 2006

ISSN 1516-2338

## Editorial

## Artigo Científico

*Processo de Reconhecimento de Íris Humana:*

*Localização rápida de íris*

*Roger Fredy Larico Chavez & Yuzo Iano - UNICAMP*

*Vicente Idalberto B. Sablon - UNISAL* ..... 1

## Tutorial

*Sistemas de Comunicação de Banda Ultralarga*

*Lisiane C. Heringer & Taufik Abrão - UEL*

*Bruno A. Angélico & Paul Jean E. Jeszensky - USP* ..... 8

## Engenharia Aplicada

*Projeto, Simulação e Implementação de um Sistema de Televisão Digital*

*Luciano L. Mendes & José M. C. Brito - Inatel*

*Fabbryccio A. Cardoso & Dalton S. Arantes - UNICAMP*

*Carlos A. F. Rocha - UFSC* ..... 21

*Caracterização do Canal para o MI-SBTVD*

*Dayan Adionel Guimarães & Geraldo Gil Ramundo Gomes - Inatel* ..... 32

*Projeto MI-SBTVD: STC-OFDM e Estimação de Canal*

*Gustavo C. Lima, Francisco J. A. de Aquino, Renato Machado, Bartolomeu F. Uchôa Filho - UFSC*

*Mário de Noronha Neto - CEFET/SC*

*Richard Demo Souza - UFTPR*

*Luciano L. Mendes - Inatel* ..... 46

# Revista Científica/Periódica publicada pelo Inatel - Instituto Nacional de Telecomunicações

Diretor: Wander Wilson Chaves

Vice-diretor: Carlos Roberto dos Santos

## Editor

Carlos Alberto Ynoguti - Inatel

## Conselho Editorial

Antônio Marcos Alberti - Inatel  
Dayan Adionel Guimarães - Inatel  
José Marcos Câmara Brito - Inatel

## Corpo de Revisores

Anderson S. L. Gomes - UFPE

Anilton Salles Garcia - Inatel

César Kyn d'Ávila - CEDET

Diego Grosz - BELL Laboratórios USA

Dilson Frota de Moraes - Leucotron Equipamentos Ltda.

Edson Moschim - UNICAMP

Eduardo César Grizendi - Rail Com

Francisco José Fraga da Silva - Inatel

Franco Callegati - DEIS

Geraldo Gil R. Gomes - Inatel

Guilherme Augusto Barucke Marcondes - Inatel

Hani Yehia - UFMG

Helio Waldman - UNICAMP

Ivanil S. Bonatti - UNICAMP

Jaime Portugheis - UNICAMP

João César Moura Mota - UFC

José Antônio Justino Ribeiro - Inatel

José de Souza Lima - LINEAR

José Edimar Barbosa Oliveira - ITA

José Marcos da Silva Nogueira - UFMG

Júlio César Tibúrcio - Inatel

Luiz Geraldo Pedroso Meloni - UNICAMP

Márcio Lourival Xavier dos Santos - UNITAU

Marcos R. Salvador - CTIT

Maria Regina Campos Caputo - Inatel

Marlene Sabino Pontes - CETUC

Martin Zieher - FHTE (Alemanha)

Maurício Silveira - Inatel

Nelson Soares Wisnik - N. Wisnik Consultoria

Omar Carvalho Branquinho - CPqD

Paulo Gomide Cohn - Embassy Systems

Pierre Kaufmann - Mackenzie/INPE/UNICAMP

Rainer Doster - FHTE (Alemanha)

Renato Baldini Filho - UNICAMP

Sandro Adriano Fasolo - Inatel

Silvio Ernesto Barbin - EPUSP

Shusaburo Motoyama - UNICAMP

Wilton Ney do Amaral Pereira - Inatel

Yuzo Iano - UNICAMP

## Expediente

Assessoria de Comunicação & Marketing - ASCOM  
e-mail: [ascom@inatel.br](mailto:ascom@inatel.br)

Diagramação  
Centro de Informações Científicas e Tecnológicas  
Setor de Editoração Eletrônica

Tiragem: 3.500 exemplares  
Distribuição Gratuita

Instituto Nacional de Telecomunicações  
Av. João de Camargo, 510  
Caixa Postal: 05  
Santa Rita do Sapucaí - MG - BRASIL  
CEP 37540-000  
Tel: (35) 3471.9200 Fax: (35) 3471.9314  
e-mail: [inatel@inatel.br](mailto:inatel@inatel.br)  
<http://www.inatel.br>



## EDITORIAL

Desde 2003 o Brasil vem se preparando para implementar seu sistema de televisão digital. Espera-se que os brasileiros tenham uma imagem de melhor qualidade, interatividade e a possibilidade de assistir aos seus programas e filmes favoritos em seus celulares e palmtops.

Em 2004 o Governo iniciou o processo de discussão sobre o padrão a ser adotado no país. O resultado desta discussão, chamado de Sistema Brasileiro de TV Digital (SBTVD), possui como base o padrão japonês (ISDB-T) e pretende incorporar algumas das inovações desenvolvidas por pesquisadores brasileiros ao longo de 2005.

Neste número começa uma série especial de artigos sobre uma destas propostas, o MI-SBTVD (Sistema de Modulação Inovadora para o SBTVD), desenvolvido por um consórcio tendo o INATEL como proponente e como parceiros a UNICAMP, o CEFET/PR e a UFSC. O primeiro artigo trata dos aspectos de implementação e simulação do sistema. O segundo é um estudo sobre aspectos de canal e o terceiro versa sobre o sistema de modulação do padrão proposto.

Como as telecomunicações não se limitam à televisão digital, temos neste número um artigo inserido na área de biometria, que trata de um algoritmo computacionalmente eficiente para o problema de localização da íris humana. Completando esta edição, temos um tutorial sobre sistemas UWB, que vêm recebendo cada vez mais atenção, tanto da comunidade científica como das empresas de telecomunicações, devido à sua capacidade de transmissão de dados a altas taxas e a baixas potências, além de imunidade aos problemas de multi-percurso.

Prof. Dr. Carlos Alberto Ynoguti

Editor

# Processo de Reconhecimento de Íris Humana: Localização rápida de íris

Roger Fredy Larico Chavez, Yuzo Iano & Vicente Idalberto B. Sablon

**Abstract**— In order to develop a fast algorithm for iris recognition, it is necessary an acquisition and appropriate segmentation of the image, with little loss of information. In this work, we present a detailed algorithm of fast segmentation of the iris texture. In order to achieve that, we use an algorithm iterative search of the centers and concentric rays as well as an application of Gaussian noise and medium filters to get a reliable answer. The results are compared with published algorithms and evaluated as well. The algorithm presents superior performance in processing speed and improvement in the precision of recognition.

**Index Terms**— Iris Recognition, biometric, algorithms, segmentation, detection of circles, processing of signs.

**Resumo**— Para o desenvolvimento de um algoritmo rápido visando o reconhecimento de íris necessita-se de uma aquisição e localização adequada da imagem, com pouca perda de informação. Neste trabalho, apresenta-se um algoritmo detalhado de localização rápida da textura da íris. Para isso, utiliza-se um esquema de busca iterativa dos centros e raios concêntricos bem como a aplicação de ruído gaussiano e filtros medianos para conseguir uma resposta confiável. Os resultados encontrados são comparados com algoritmos publicados e exaustivamente testados. O algoritmo proposto apresenta desempenho superior em relação à velocidade de processamento e um aumento na precisão do reconhecimento.

**Palavras chave**— Reconhecimento de íris, biometria, algoritmos, localização, detecção de círculos, processamento de sinais.

## I. INTRODUÇÃO

A melhoria e o avanço tanto da tecnologia, quanto dos algoritmos de identificação pessoal, têm motivado muitas pesquisas voltadas para as técnicas de reconhecimento de íris. Um sistema de reconhecimento de íris, contém, em geral, um bloco de localização cujo objetivo é o fornecimento nítido da informação correspondente à íris [1], [2], [3], [4]. Um sistema de identificação pessoal deve ser executado em tempo real e, portanto é necessário que o tempo de processamento seja pequeno. Para a detecção da pupila e da íris utiliza-se um método algorítmico simples. Neste artigo, propõe-se um algoritmo rápido e que requer menor uso de memória. Os

resultados obtidos são comentados comparativamente com os demais métodos e algoritmos que, por inserirem mais robustez, tendem a apresentar maior tempo de processamento e alto consumo de memória. Como a localização é uma das primeiras etapas de processamento no reconhecimento de íris, a eficiência dessa etapa afeta muito o desempenho do processo como um todo. Os resultados obtidos mostram que o algoritmo proposto apresenta melhor precisão da identificação enfocando-se apenas a localização.

## II. IDENTIFICAÇÃO: ÍRIS

### A. A íris e a pupila.

A íris é um órgão interno protegido pela córnea do olho, que é colorido e cuja função é controlar os níveis de luz assim como faz o diafragma de uma câmera fotográfica. A pupila é a abertura para a entrada de luz e que é controlada pela íris [5].

A íris tem características que são próprias de cada pessoa [6]. Durante o processo de envelhecimento, a partir de certa idade, a íris não se altera biometricamente, sendo essa uma de suas características fisiológicas importantes. A íris é formada no início da gravidez durante os três primeiros meses de gestação, sendo que sua estrutura é completada aos oito meses. Depois tem algumas mudanças de textura, mas aos dois ou três anos de idade deixa de se alterar [7]. A formação da íris depende do meio no qual é formado o embrião e dessa forma, muitos de seus detalhes não tem correlação com a carga genética [8]. Cada pessoa tem uma íris diferente, mesmo que sejam gêmeos univitelinos. Além disso, a íris direita e a esquerda da mesma pessoa também são diferentes [2]. Os órgãos do olho, o humor aquoso e a córnea protegem a íris do ambiente como se pode observar na Fig. 1. Essa proteção impede ou dificulta a mudança das características da íris sem que hajam graves riscos de lesão. Essa singularidade torna o reconhecimento através da íris vantajosa, por exemplo, em relação ao digital.

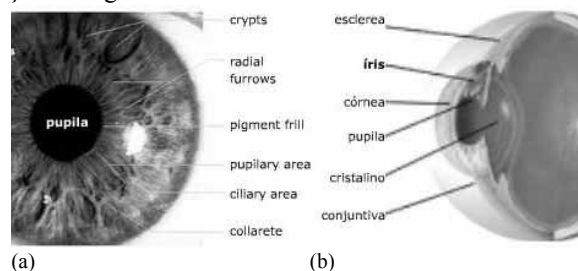


Fig. 1. Olho humano, (a) características circulares e angulares da íris, (b) anatomia do olho[5].

Manuscrito recebido em 7 de julho de 2006; revisado em 1 de outubro de 2006.

R. F. L. Chavez (rlarico@decom.fee.unicamp.br) e Y. Iano (yuso@decom.fee.unicamp.br) pertencem à Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP. Cidade Universitária Zeferino Vaz Distrito de Barão Geraldo, Campinas - SP Caixa Postal 6101 13083-852. V. I. B. Sablon pertence à Universidade Salesiana - UNISAL. Av. Almeida Garret, 267, Jd. Ns. Sra. Auxiliadora 13087 - 290 - Campinas - SP.

### B. Reconhecimento de íris para a identificação.

O reconhecimento de íris não causa dano por ser uma técnica sem contato, dependendo somente da captura da imagem e do subsequente processamento de reconhecimento. Nos últimos anos, a íris humana tem sido utilizada da com o mesmo objetivo das impressões digitais, com a vantagem de a íris conter um padrão biométrico mais confiável com menor taxa de erro [9].

Os algoritmos de reconhecimento da íris são decompostos normalmente em blocos ou subseções. O algoritmo proposto por Daugman [6], tem os seguintes passos: localização de íris, correções matemáticas para robustez do modelo, codificação de íris e comparação dos códigos. Li Ma [10] propõe um algoritmo eficiente que tem semelhança com outros algoritmos: localização de íris, normalização, realce, extração de características e comparação.

Em geral, é importante a localização para se ter limites definidos de processamento. Isso está relacionado com a eficiência e a precisão. Segundo os relatos de Daugman, a localização da íris é um processo demorado em relação aos outros blocos de processamento [8], [11]. De acordo com o modelo, uma fase de extração de características e uma de comparação estão sempre presentes. Mas, para ter uma resposta aceitável, deve-se diminuir a quantidade de erros nas primeiras fases.

### C. Análise da textura de íris.

A íris tem características radiais e angulares e está situada próximo da pupila. A pupila é mais semelhante à um círculo do que a íris. As características angulares são mais acentuadas perto da pupila enquanto que as radiais iniciam na pupila, dado que estas correspondem aos músculos responsáveis pelos movimentos de contração [12]. Isso é mostrado na Fig. 1. Além disso, na Fig. 2 observa-se que a captura de dados de textura concêntrica contam a informação mais relevante da íris, sendo que a maioria corresponde às características concêntricas, mesmo quando a íris não é concêntrica.

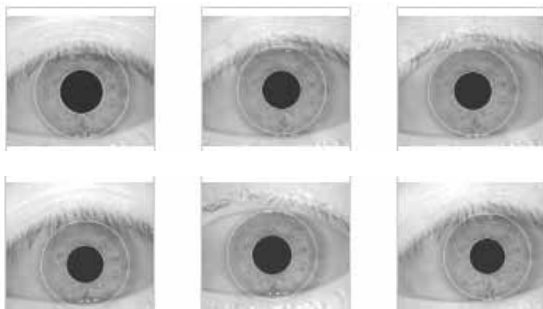


Fig. 2. Concentricidade da Textura de íris com a pupila

## III. LOCALIZAÇÃO DE ÍRIS

A localização de íris em geral, se reduz a uma simples busca de circunferências sendo que a procura é delimitada por duas circunferências usualmente não concêntricas [1], [6]. Se a etapa de aquisição fosse adequada, o tempo gasto na

localização seria mínimo, mas, as obstruções (ex. cílios, pálpebras) e o ambiente físico (ex. luz, distância focal, movimentação do olho) dificultam essa etapa. Frequentemente utiliza-se um pré-processamento e encontra-se primeiro a pupila, e logo em seguida a íris. A pupila é quase preta e dessa forma a diferenciação é de processamento mais fácil. Para cada circunferência, é necessária a determinação de dois parâmetros: o centro e o raio da circunferência. Mesmo que as circunferências referentes à íris e a pupila não sejam concêntricas costuma-se aproximá-las por circunferências perfeitas e supõe-se concentricidade para diminuir o tempo de procura [1], [6]. Nos testes comprova-se que o erro é mínimo e que o maior erro encontra-se no limite mais externo, ou seja, em uma região do olho que contém pouca informação de textura.

Existem muitas propostas de localização de íris, sendo que as mais utilizadas estão baseadas na detecção de circunferências. Comentam-se, a seguir, as técnicas de localização usadas frequentemente como: a transformada de Hough, análise de intensidades e a integro - diferencial [13].

### A. Transformada de Hough.

A transformada de Hough (TH) é um método padrão para detecção de “formas” que são facilmente parametrizadas, ou seja, de fórmulas conhecidas, tais como círculos em imagens digitalizadas. Essa transformada consiste em definir um mapeamento entre o espaço de imagem  $(x, y)$  e o espaço de parâmetros  $(c, d, r)$ .

$$(x - c)^2 + (y - d)^2 = r^2 \quad (1)$$

onde  $c$  e  $d$  é o centro do círculo e  $r$  o raio. Para isso, esse espaço dos parâmetros é discretizado e representado na forma de uma matriz de inteiros ou células, onde cada posição da matriz corresponde a um intervalo no espaço real dos parâmetros. Procuram-se todos os círculos  $(c, d, r)$  que passam pelo ponto fixo  $(x, y)$ . Mostra-se na Eq. (1) um cone no espaço  $(c, d, r)$  que é fixado pelos parâmetros  $(x, y)$ . Deve-se então acumular todos esses cones no espaço tridimensional e buscar um pico máximo da acumulação. Se o acúmulo na célula correspondente é alto, então a célula é escolhida [14]. Na Fig. 3 apresenta-se uma demonstração da transformada de Hough para detecção dos círculos de raio 20.

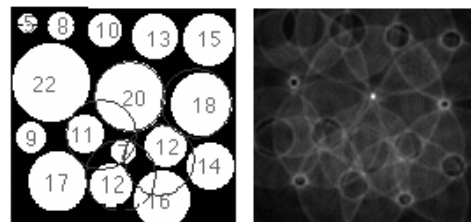


Fig. 3. Detecção de círculos de raio 20, utilizando T. Hough [14]

A transformada de Hough é uma especialização da transformada de Radon. Esse domínio é um espaço tridimensional das variáveis  $(c, d, r)$ , baseado em densidades e vizinhança. A determinação da imagem tridimensional de Radon tem complexidade de  $O(ND^2)$  [15], onde  $N$  é o número total de pontos e  $D$  é a quantidade de células de acumulação.

Em conjunto com uma boa detecção de bordas, a transformada de Hough é utilizada para a detecção de íris [2], [4], [10].

#### B. Análise de intensidades: operador integro-diferencial.

Para o caso específico da íris, Daugman utiliza o operador integro-diferencial dado na Eq. (2). A vantagem dessa técnica é que a mesma estima separadamente os parâmetros da íris e da pupila. Consiste em:

$$\max(r, x_0, y_0) \left| G_\sigma * \frac{\partial}{\partial r} \int \frac{I(x, y)}{2\pi r} ds \right| \quad (2)$$

onde  $I(x, y)$  é uma imagem contendo um olho. Nesse operador procura-se sobre o domínio  $(x, y)$  da imagem pelo valor máximo da derivada parcial com relação ao raio  $r$ , da integral normalizada do contorno da imagem ao longo de um arco circular  $ds$  de raio  $r$  e coordenadas de centro

$(x_0, y_0)$ . A gaussiana  $G_\sigma = \sqrt{2\pi}^{-1} e^{-\frac{r^2}{2}}$  é utilizada para suavizar o ruído, com uma escala  $\sigma$ . O procedimento é realizado sobre três parâmetros espaciais  $(x_0, y_0, r)$  definindo-se um caminho através do contorno de integração [13].

#### C. Algoritmos de localização.

Um dos algoritmos mais rápidos e de baixo custo computacional é a proposta de se ajuntar uma detecção de bordas e detecção de circunferências, diminuindo assim, o domínio [10]. Segundo Li Ma, primeiro faz-se uma estimativa aproximada do centro, em seguida passa-se para a forma binária e diminui-se a região apropriadamente. Então, aplica-se o operador de bordas e uma detecção de círculos, para se achar o centro real. Os passos do algoritmo são:

- 1) Projetar a imagem nas direções vertical e horizontal a fim de se aproximar do centro  $(X_p, Y_p)$  da pupila.

Como a pupila é normalmente de baixa intensidade e sem ruído, as coordenadas correspondem à mínima intensidade das duas projeções. Considera-se o centro da pupila como sendo o ponto  $(X_p, Y_p)$  tal que [4]:

$$X_p = \arg \min_x \left( \sum_y I(x, y) \right) \quad (3)$$

$$Y_p = \arg \min_y \left( \sum_x I(x, y) \right) \quad (4)$$

onde  $I(x, y)$  é a imagem projetada do olho.

- 2) Compor uma imagem binária de tamanho 120x120 centrada no ponto  $(X_p, Y_p)$  adaptando um limiar apropriado através do uso de um histograma dessa região. Nessa região, repete-se o passo anterior e essa é a nova estimativa da pupila que deve substituir a anterior.
- 3) Calcular os parâmetros exatos dos dois círculos aplicando-se o operador de Canny [16] para se obter as bordas e a transformada de Hough [15], [17] a fim de se detectar os círculos. Isso é feito na região determinada por  $(X_p, Y_p)$ .

#### D. Análise de segmentação de textura.

Na referência [18], apresenta-se uma aplicação de uma análise baseada na textura da íris e também apoiando-se na característica de que a pupila é preta, ou seja, de baixa frequência. Decompõe-se a imagem original com a transformada wavelet de Haar. A localização da pupila é facilitada usando-se a decomposição wavelet, e inicia-se então uma estratégia de busca fina a partir dessa informação. Depois são implementados outros passos para se encontrar a íris. Também, aplica-se uma modificação da transformada de Hough para se aumentar a velocidade de busca. Escolhendo-se aleatoriamente pontos do mapa de bordas, inicia-se uma busca iterativa de acordo com a Eq. (1). Os resultados experimentais obtidos mostram uma redução de custo computacional.

O limite externo da íris é localizado utilizando-se o operador integro-diferencial. O operador diferencial é definido como sendo:

$$f'(i) = f(i+1) + f(i+2) - f(i-1) - f(i-2) \quad (5)$$

Assim, pode-se melhorar o contraste do limite exterior da íris. Se a pupila é localizada  $(x_c, y_c, r)$ , a busca do limite exterior é limitado a:

$$(x_c - x_1, y_c, r + r_1) \approx (x_c + x_1, y_c, r + r_1)$$

O método tem muita rapidez e robustez. Isso ocorre porque se utiliza um esquema simples de localização, baseado em informação local e dessa forma, minimiza-se os efeitos de ruído. Na detecção da pupila não é utilizada a transformada de Hough e isso causa uma redução do custo computacional. A aplicação do operador integro-diferencial resulta em uma melhoria do contraste. Adicionalmente, reduzem-se as necessidades de espaço, pois se passa de 3D para 2D e a busca é realizada em um domínio menor [18].

#### IV. PROPOSTA PARA A LOCALIZAÇÃO DE ÍRIS

A presente proposta para a localização de íris é baseada no cálculo aproximado da pupila, através da intensidade mínima das projeções vertical e horizontal. Encontra-se o raio da pupila de forma iterativa utilizando-se as mudanças de

intensidades (0,1). Refina-se o centro e acha-se o raio da íris analisando somente uma região centrada  $(X_p, Y_p)$ . A detecção de bordas é substituída por um filtro que mostre uma variação binária simples nos dois eixos para se encontrar a pupila. A procura é feita na linha de menor intensidade para cada eixo. Usa-se uma detecção do raio da íris similar à anterior, porém em um só eixo. O algoritmo proposto tem a vantagem de ser rápido e de menor complexidade, mas é sensível a erros devido às obstruções que afetam a intensidade de outras regiões. Aplicando-se ruído gaussiano na localização ter-se-á a mesma resposta, isso porque se usa a média da intensidade em uma linha. Aplica-se assim nesses casos o ruído gaussiano, e assume-se a resposta como sendo válida.

#### A. Localização do centro aproximado da pupila.

A primeira localização do centro da pupila é conseguida através da característica que é mais uniforme e de menor intensidade na imagem do olho. Então, aplica-se o seguinte algoritmo:

-Passar um filtro mediano, que garanta uma suavização suficiente para diminuir o ruído e diferenciar as regiões de alta e baixa intensidade.

-Converter os dados da imagem para binário. Utiliza-se um limiar que garanta que a intensidade da pupila seja diferente da intensidade da íris. O algoritmo tem como limiar experimental 26% da máxima intensidade possível. Isso depende muito dos parâmetros de obtenção da imagem. Com o aumento do contraste, o limiar aumenta.

-Achar  $(X_p, Y_p)$  aplicando-se (3) e (4).

#### B. Raio da pupila.

Parte-se de  $(X_p, Y_p)$  aproximados. Então, deve-se percorrer *pixel a pixel*, desde o centro  $(X_p, Y_p)$  até se chegar a uma região de mudança de intensidade  $I(x, y) = 0$ , cor preta para uma  $I(x, y) = 1$ , cor branca. No sentido esquerdo e direito para o eixo  $x$ , acham-se respectivamente,  $x_l$  e  $x_r$ . E nos sentidos acima e abaixo para o eixo  $y$ , acham-se respectivamente,  $y_u$  e  $y_d$ .

Dados  $x_l$ ,  $x_r$ ,  $y_u$  e  $y_d$ , deve-se estimar o raio da pupila, aplicando-se as seguintes equações:

$$R_p^x = \frac{|X_p - x_l| + |X_p - x_r|}{2} \quad (6)$$

$$R_p^y = \frac{|Y_p - y_u| + |Y_p - y_d|}{2} \quad (7)$$

$$R_p = R_p^x \approx R_p^y \quad (8)$$

onde  $R_p$ ,  $R_p^x$  e  $R_p^y$  são as aproximações do raio da pupila

nos dois eixos.  $R_p$  assume o valor de  $R_p^x$  dado que ele sofre menos obstruções dos cílios e das pálpebras.

#### C. Localizar o centro real da pupila.

Tendo-se os dados aproximados de  $(X_p, Y_p)$  e  $R_p$ , pode-se encontrar o centro real da pupila. Deve-se achar o erro  $\varepsilon = |R_p^x - R_p^y|$ . Se ele for maior do que o máximo erro permitido então, deve-se aplicar um ruído gaussiano à imagem original. A seguir, deve-se iniciar o algoritmo tendo-se uma nova imagem de entrada.

Uma imagem com ruído gaussiano ou sem ele, terá o mesmo resultado para imagens como na Fig. 4 (b). No entanto, para os casos com muitas obstruções verticais de baixa intensidade como se observa na figura, o algoritmo encontra a menor intensidade prejudicando a continuidade o que é indesejável.

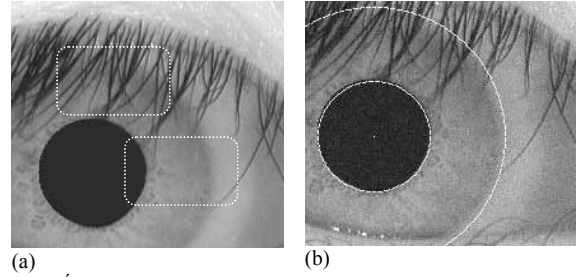


Fig. 4. (a) Íris com obstrução vertical dos cílios, e outra região com pouca incidência deles, (b) Localização de iris aplicando-se ruído gaussiano.

Reinicia-se o algoritmo, mas agora com a informação dos raios  $R_p^x$  e  $R_p^y$ . Os efeitos interferentes dos cílios normalmente ocorrem na vertical. Logo, o raio  $R_p^x$  é o raio da pupila  $R_p$  final válido. Nos testes, apenas uma das 108 classes da base de dados CASIA [19] precisou realmente do tratamento de ruído como na Fig. 4. Assim, esse passo insere robustez ao algoritmo.

Para se calcular as coordenadas do centro usa-se:

$$(X_p, Y_p) = \left( \frac{x_r + x_l}{2}, \frac{y_u + y_d}{2} \right) \quad (9)$$

Nesse algoritmo  $(X_p, Y_p)$  é considerado válido dessa etapa em diante.

#### D. Raio da íris.

O algoritmo processará somente a região da imagem que contém a menor quantidade de obstruções. No caso de uma imagem referente a um olho, essas regiões de menor obstrução são as regiões ao lado do centro da pupila. Essas regiões de interesse (ROI) podem ser utilizadas para o todo o processo. Na Fig. 4.a tem-se um exemplo onde se percebe com clareza que os cílios ou as pálpebras dificilmente chegam a cobrir a informação da íris.

Para se compor uma janela centrada em  $(X_p, Y_p)$ , de comprimento e largura, usa-se:

$$[M \times N] = [2(R_p + eRi_{\max}) \times \text{height}] \quad (10)$$

onde  $eRi_{\max}$ , é a variação máxima do raio da íris que ocorre em relação ao centro. Esse parâmetro depende de muitos fatores relacionados com a forma de aquisição da imagem, tais como a iluminação, distância da câmera, porcentagem do olho na imagem, etc. Nos testes realizados, usa-se a base de dados CASIA [19], na qual esses parâmetros tem valores constantes em todas as imagens. A variável *height* que corresponde à altura, tem valor que depende da base de dados. Um valor menor levará a um menor tempo de processamento, porém haverá maior probabilidade de que as obstruções inviabilizem o processo. O valor para essa variável é empírico, tendo o valor de 6 pontos o melhor comportamento. Aplicou-se o filtro mediano nessa janela para passar a informação relevante da textura para baixa intensidade a fim de suavizar as fronteiras de textura da íris e desprezar a região externa se for necessário.

O passo de busca consiste em se procurar um ponto  $x_l, x_r$  de baixa intensidade no eixo horizontal, indo para o lado esquerdo e para o direito desde um canto da janela até encontrar esse ponto. Esses são os limites aproximados da íris.

$$R_i = \frac{|X_p - x_l| + |X_p - x_r|}{2} \quad (11)$$

Para se obter o centro da íris  $(X_i, Y_i)$ , usa-se:

$$X_i = |x_r + x_l|/2 \quad (12)$$

Mesmo que a precisão seja menor, os dados perdidos não são tão relevantes para o cálculo final. Isso porque a maior quantidade de informação da íris está na região mais próxima da pupila. Note-se que o filtro mediano retira apenas a informação no limite exterior da íris que apresenta textura quase nula (ver Fig. 2).

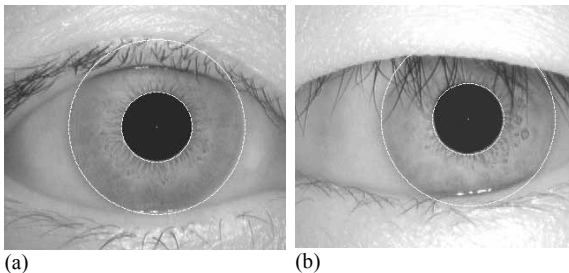


Fig. 5. Localização da íris proposta: centros e raios de pupila e íris.

A localização será feita somente depois que os resultados, em cada passada do algoritmo, forem iguais. Na Fig. 5 observa-se o resultado em uma iteração. No caso da figura (a)

quase sem obstruções e no caso (b) com obstruções da pálpebra e com cílios.

## V. NORMALIZAÇÃO E MELHORIA DA IMAGEM

A aquisição de uma imagem real, no meio ambiente dificilmente é perfeita. Os erros inseridos são devidos às muitas variáveis envolvidas, tais como os diferentes tamanhos das íris, as variações de iluminação, bem como de outros fatores que afetam a imagem incluindo-se as reações naturais da pupila. Para se obter uma informação confiável da íris deve-se localizar a íris e uniformizar esses dados para que os algoritmos computacionais de reconhecimento possam realizar a análise.

O conteúdo circular em uma imagem padrão de íris pode ser representado em uma imagem retangular. Assim aplica-se uma transformação para se passar de uma faixa circular para um retângulo.

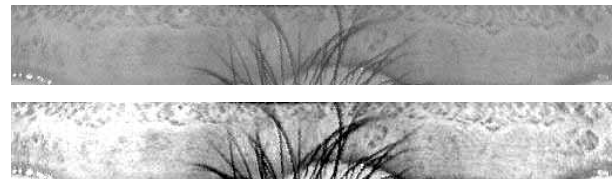


Fig. 6. (a) Íris em formato (64x512) normalizado em um retângulo. (b) Enriquecimento da imagem aplicando-se maior contraste.

Ao normalizar uma imagem deve-se ter parâmetros fixos a fim de simplificar os passos subseqüentes de processamento sem reduzir os dados relevantes nem causar distorções [1], [4]. Tem-se:

$$I_n(X, Y) = I_o(x, y) \quad (13)$$

$$x = x_p(\theta) + (x_i(\theta) - x_p(\theta)) \frac{Y}{M} \quad (14)$$

$$y = y_p(\theta) + (y_i(\theta) - y_p(\theta)) \frac{Y}{M} \quad (15)$$

$$\theta = 2\pi X / N \quad (16)$$

onde  $I_n$  é a nova imagem de  $M \times N$  (64 x 512).

A imagem normalizada conserva as características principais da textura como observado na Fig. 6 (a), mas a íris é de baixo contraste e as informações relevantes são as mudanças de textura. Por essa razão, o tratamento da imagem na Fig. 6 (b) consiste em se realçar as regiões que contém os dados. Com localização precisa e normalização sem deformação, as informações de textura estão prontas para posteriores tarefas de reconhecimento, porém, reduzindo-se os dados.

## VI. EXPERIMENTOS E RESULTADOS

Para se avaliar o desempenho do método proposto, foi utilizada a base de dados *CASIA Íris Database*, que contém



756 imagens (320x280 pixels) de íris de 108 olhos, que resulta em 108 classes. Para cada olho, sete imagens são capturadas em duas sessões. Três são coletadas na primeira e quatro na segunda sessão [19].

A Tabela I mostra a comparação apresentada por Jiali Cui [18]. Acrescentou-se o resultado do algoritmo proposto, levando-se em conta as mesmas características nos experimentos relatados nessa publicação. O algoritmo foi executado tendo-se como base o algoritmo de Daugman implementado em MatLab por Masek [20] e modificado no módulo de segmentação. O sistema tem a configuração de um limiar 0.36 tendo uma FAR=0% e um FRR=0.13%.

TABELA I  
COMPARAÇÃO DE MÉTODOS

Método	Precisão	Tempo		
		Médio	Min.	Max.
Daugman	98.60%	6.56s	6.23s	6.99s
Wildes	99.90%	8.28s	6.34s	12.54s
Wildes	99.50%	1.98s	1.05s	2.36s
Jiali Cui	99.54%	0.2426s	0.1870s	0.3290s
Proposto	99.87%	<b>0.0742s</b>	0.0450s	0.7950s

O método de Daugman é robusto, sendo que os seus resultados são de difícil comparação, pois não são relatadas melhorias computacionais no seu método, mas os artigos mostram 100% de precisão. O esquema de reconhecimento de íris possui um bloco de localização, e ao longo do processo esse bloco permanece inalterado. Esse bloco está baseado no processo íntegro-diferencial e é possível se ter uma idéia do tempo de processamento desse bloco com respeito a todo um processamento de reconhecimento. Por exemplo, em [13] a localização representa 57.7% do total e em [6] representa 20.17% do total. Daugman utiliza o seu mesmo processo íntegro-diferencial com possíveis melhorias, mas esse fato não é relatado.

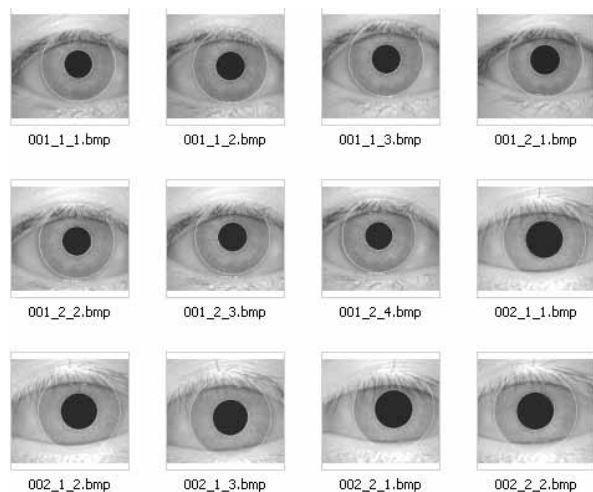


Fig. 7. Resposta ao algoritmo proposto, da base de dados.

O algoritmo proposto ao inserir ruído gaussiano continua

sendo rápido e confiável, isso porque nesse passo assegura-se borrar as obstruções, já que elas são causadoras de problemas na localização. No experimento apenas uma classe apresenta obstruções significativas (Ver Fig. 4). Dentro dessa classe existem sete amostras, das quais quatro contêm cílios que dão erro quando não se insere um ruído gaussiano.

No décimo passo encontra-se o centro da íris. Mesmo assim, não é utilizado. Isso porque a informação da textura da íris é mais concêntrica a da pupila, como se observa na amostra 51 (Ver Fig. 2) da base de dados. Nesse algoritmo só foi aceita a informação útil da íris a fim de se conservar a concentricidade e passar para uma normalização de menor custo computacional, que garanta uma informação homogênea de uma íris. Essa imagem apresenta muita irregularidade na concentricidade. Percebe-se que as escolhas dos limites para todas as amostras dessa classe são semelhantes. Para um reconhecimento da íris, a informação de entrada sempre será a correspondente, portanto se há perda de dados em uma íris, na outra sessão também haverá. A melhoria no resultado final do sistema deve-se à melhoria na entrada de dados, pois toma-se a informação de textura mais relevante.

## VII. CONCLUSÃO

O processo de localização da íris encontra o centro, os limites da íris e também os limites da pupila satisfatoriamente, com velocidade superior às dos outros algoritmos apresentados. O algoritmo proposto tem boa precisão e aplicam ruído gaussiano para se obter melhores resultados. O método é baseado na obtenção da informação da textura da íris sendo que a captura correta da textura melhora os resultados finais em um processo de reconhecimento de íris. Normalmente, a informação é concêntrica à pupila, sendo que a perda de dados no limite exterior não é relevante. A textura relevante é separada utilizando-se filtros medianos com limiares apropriados.

## VIII. COMENTÁRIOS

Agradecemos ao Dr. John Daugman (Cambridge University, UK), Dr. Richard Wildes (York University, Canada), Dr. Li Ma e Jiali Cui (Chinese Academy of Sciences) Dr. L. Masek pelas informações em seus artigos. Também somos gratos a aqueles que possibilitaram a versão pública da base de dados CASIA Iris Database. Agradecemos também as instituições de apoio CNPq, Capes, Fapesp e Faep/Unicamp.

## IX. REFERÊNCIAS

- [1] [1] J. Daugman, "High confidence visual recognition of persons by a test of statistical independence," *IEEE Trans. Pattern Analy Machine Intell.*, vol. 15, pp. 1148–1161, Nov. 1993.
- [2] [2] Wildes, R.P., "Iris Recognition: An Emerging Biometric Technology," *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, no. 9, 1997, 9, pp 1348-1363.
- [3] [3] W. Boles, "A security system based on human iris identification using wavelet transform," *Engineering Applications of Artificial Intelligence*. Feb. 1998.

- [4] [4] L. Ma, Tieniu Tan, "Personal Identification Based on Iris Texture Analysis". *IEEE Transaction on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 25, no. 12, December 2003.
- [5] [5] M. Erickson (1996). *Eye Anatomy*. [Online]. Available: <http://www.stlukeseye.com/Anatomy.asp>
- [6] [6] Daugman, J. "How Iris Recognition Works," *IEEE Transaction on Circuit and System for Video Technology*, vol. 14, no. 1, January 2004.
- [7] [7] P. Kronfeld, "Gross Anatomy and Embryology of the Eye", in *The Eye*, H. Davson, Ed. London, U.K.: Academic, 1962.
- [8] [8] John Daugman, "Recognizing Persons by Their Iris Patterns". The Computer Laboratory, University of Cambridge, United Kingdom, 2002.
- [9] [9] I. Maghiros, Y. Punie, S. Delaitre, E. Lignos, C. Rodriguez, M. Ulbrich, M. Cabrera, B. Clements, L. Beslay, R. Van Bavel, "Biometrics at the Frontiers: Assessing the Impact on Society," A Report to the European Parliament Committee on Citizens Freedoms and Rights, Justice and Home Affairs (LIBE), EUR 21585, Fev. 2005.
- [10] [10] L. Ma, "Efficient Iris Recognition by Characterizing Key Local Variations," *IEEE Transaction on Image Processing*, vol. 13, no. 6, June 2004.
- [11] [11] J. Daugman, "Demodulation by Complex-Valued Wavelets for Stochastic Pattern Recognition," *Int'l J. Wavelets, Multiresolution and Information Processing*, vol. 1, no. 1, pp. 1-17, 2003.
- [12] [12] A. Lefohm R. Caruso, E. Reinhard, B. Budge, "An Ocularist's Approach to Human Iris Synthesis", *IEEE Computer Graphics and Applications*, vol. 26, no. 11, pp. 70-75, Dec. 2003.
- [13] [13] J. Daugman, C. Downing, "Recognizing iris texture by phase demodulation" *IEEE Colloquium on Image Processing for Biometric Measurement*, vol. 2, pp. 1-8, April 1994.
- [14] [14] M. Schulze (2003, July 23). *Circular Hough Transform: A Java applet demonstration*, [Online]. Available: <http://markschulze.net/java/hough>
- [15] [15] K. Voss, H. Suesse and W. Ortmann, "Radon, Hough, Acumulación y el método SDR", CC/CIMAT Dep. Mathematic, Comunicación Técnica No I-04-05, 2004.
- [16] [16] J. Canny, "A computational approach to edge detection," *IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell.*, vol. PAMI-8, pp. 679-698, Nov. 1986.
- [17] [17] D. Ballard, "Generalized Hough transform to detect arbitrary patterns," *IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell.*, vol. PAMI-13, pp. 111-122, 1981.
- [18] [18] Jiali Cui, Yunhong, Tieniu, Li Ma, Zhenan Sun, "A Fast and Robust Iris Localization Method Based on Texture Segmentation", *Center for Biometric Authentication and Testing, National Laboratory of Pattern Recognition, Chinese Academy of Sciences*, Beijing, P.R.China, 2004.
- [19] [19] CASIA Iris Image Database, *Chinese Academy of Sciences (CASIA)*. Available: [www.sinobiometrics.com/resources.htm](http://www.sinobiometrics.com/resources.htm)
- [20] [20] L. Masek, "Recognition of Human Iris Patterns for Biometric Identification," *M. Thesis 2003, The University of Western Australia* [Online], available: [www.csse.uwa.edu.au/~pk/studentprojects/libor/LiborMasekThesis.pdf](http://www.csse.uwa.edu.au/~pk/studentprojects/libor/LiborMasekThesis.pdf), Mar. 26, 2005.



**Roger Fredy Larico Chavez** é engenheiro de sistemas pela Universidade San Agustín de Arequipa. Perú (UNSA) em 2002. Fez mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas (Unicamp), em 2006. Atualmente é doutorando em Engenharia Elétrica no Laboratório de Comunicações Visuais (LCV) do Departamento de Comunicações da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação – Decom/FeeC/Unicamp. Atua principalmente nos seguintes temas: televisão digital (padrão ISDB e DVB), processamento digital de sinais (compressão de imagem e vídeo), reconhecimento de padrões, codificação de erros e modos de transmissão em satélite.



**Yuzo Iano** realizou a graduação, o mestrado e o doutorado em engenharia elétrica pela Unicamp. Atualmente é professor associado e responsável pelo Laboratório de Comunicações Visuais da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Unicamp. Tem atuado em projetos de processamento de sinais (som, imagem, áudio e vídeo). As áreas de interesse são processamento de imagens, reconhecimento de padrões, áudio, vídeo, televisão convencional, televisão de alta definição, comunicações visuais, codificação e transmissão de sinais digitais.



**Vicente Idalberto Becerra Sablón** formou-se engenheiro eletrônico pela Universidade Central de Las Villas, Santa Clara, Cuba (UCLV) em 1985. É engenheiro em telecomunicações pelo Instituto Técnico Militar, Havana, Cuba (ITM). Foi professor assistente da Faculdade de Matemática - Física e Computação (1986-1996) na UCLV. Fez mestrado em processamento digital de sinais biomédicos, na UCLV. Fez mestrado em engenharia elétrica na área de eletrônica e comunicações pela Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Unicamp (1998) e doutorado em engenharia elétrica na área de telecomunicações e telemática —pela Universidade Estadual de Campinas (2002). Desde 2001 é professor do Centro Universitário Salesiano de São Paulo – Unisal e desde 2004 é pesquisador do grupo de estudos em matemática aplicada (GREMAP) do Centro Unisal-Unidade Campinas. Desde 1996 é membro do Laboratório de Comunicações Visuais (LCV) do Departamento de Comunicações da FeeC/Unicamp. A partir de 2003 tem atuado como professor participante do curso de pós-graduação da FeeC/Unicamp. Atua principalmente nos seguintes temas: processamento digital de sinais (áudio, imagem e vídeo), televisão e HDTV.

# Sistemas de Comunicação de Banda Ultralarga

Lisiane C. Heringer, Bruno A. Angélico, Taufik Abrão e Paul Jean E. Jeszensky

**Abstract**— This work analyses the principal concepts associated to the technology of wireless communication of ultra wideband (UWB). There are tackled the principal advantages and challenges of this emergent technology, aspects of regulations, models of channels able to describe the fading effects in these systems, the principal schemes of multiple access to implementing with the UWB technology, as well as an analysis of the promise *versus* complexity, considering some approaches for the implementation of the UWB systems.

**Index Terms**— Wireless communication systems, UWB, Multiple Access Systems, 4G.

**Resumo**— Este tutorial analisa os principais conceitos associados à tecnologia de comunicação sem fio de banda ultralarga (UWB - *Ultra Wideband*). São enfocados as principais vantagens e desafios desta tecnologia emergente, aspectos de regulamentação, modelos de canais capazes de descrever os efeitos de desvanecimento nesses sistemas, principais esquemas de acesso múltiplo implementáveis com a tecnologia UWB, bem como uma análise do compromisso desempenho *versus* complexidade, considerando algumas abordagens para a implementação dos sistemas UWB.

**Palavras chave**— Sistemas de comunicação sem fio, UWB, Sistemas de Acesso Múltiplo, 4G.

## I. INTRODUÇÃO

A tecnologia de comunicação de banda ultralarga vem recebendo muita atenção e esforços de pesquisa devido às suas características atrativas, associado ao recente e explosivo avanço tecnológico. Esses esforços, associados à crescente escassez de espectro têm contribuído para acelerar o desenvolvimento e maturação da tecnologia UWB. Essa tecnologia, que pode ser implementada tanto em banda-base quanto com a utilização de uma portadora de rádio-frequência, possibilita conjugar a transmissão de dados digitais de altíssimas taxas com baixa potência envolvida e robustez em ambientes com multipercursos [1]. Devido a estas características, a tecnologia UWB mostra grande potencial quando comparada a outras alternativas de acesso sem fio de quarta geração (4G) para ambientes fechados *indoor* [1].

Teoricamente, por utilizar potência muito baixa, sistemas de comunicação UWB podem coexistir com outras tecnologias na mesma faixa de frequências de transmissão, tais como as existentes Wi-Fi (padrões IEEE 802.11x), GSM e Bluetooth. Assim, os sinais UWB transmitidos não interferem em outros serviços de rádio transmissão, nem interferem entre si, pois

para os diversos esquemas de modulação e de acesso é possível obter imunidade à interferência de acesso múltiplo e de banda estreita, uma vez que a banda ocupada por esses sistemas é extremamente extensa.

Essa tecnologia foi inicialmente desenvolvida para aplicações militares. Em fevereiro de 2002 a agência reguladora norte-americana FCC (*Federal Communications Commission*) expediu uma regulamentação para o uso comercial da tecnologia UWB, estabelecendo os limites para a banda e potência de transmissão UWB. Porém os esforços para sua padronização continuam. Os sinais UWB devem ocupar pelo menos 500 MHz em uma largura de banda total de 7,5 GHz; o espectro para os sistemas UWB está compreendido entre 3,1 GHz e 10,6 GHz, resultando em uma atrativa solução tecnológica baseada na sobreposição espectral (*overlay systems*), uma vez que uma grande parte desta faixa do espectro é ocupada por serviços e tecnologias de comunicação pré-existentes.

A potência efetiva isotrópica irradiada (EIRP - *Effective Isotropic Radiated Power*<sup>1</sup>) apresentada na forma de densidade espectral de potência (PSD - *power spectral density*) com resolução de banda de 1 MHz foi definida pela norma FCC Part 15.517 (*Technical requirements for indoor UWB systems*), sendo esquematizada na Figura I. Esta máscara permite que sistemas UWB coexistam com outras tecnologias, tais como a que ocupa a banda do sistema de posicionamento global (GPS - *Global Positioning System*), sem provocar interferências consideráveis, uma vez que a PSD para a tecnologia UWB não deve ultrapassar  $29,5 \text{ pW/MHz} \approx -75,3 \text{ dBm/MHz}$  na faixa de 0,96-1,61 GHz e  $75 \text{ nW/MHz} \approx -41,25 \text{ dBm/MHz}$  na faixa de 3,1-10,6 GHz, a qual é suficientemente baixa<sup>2</sup> para não causar interferência em outros serviços que compartilhem sub-faixas de frequências e operem sob diferentes normas de emissão eletromagnéticas. Assim, caso a banda total UWB de 7,5 GHz for otimamente ocupada, a potência máxima disponível no transmissor não deve ultrapassar  $\approx 500 \text{ } \mu\text{W}$ . A Tabela I compara os limites de radiação para aplicações internas (*indoor*) e externas (*outdoor*) permitidos para o sistema UWB norte americano e europeu<sup>3</sup>.

Manuscrito recebido em 18 de maio de 2006; revisado em 05 de setembro de 2006.

L. C. Heringer é aluna de mestrado do Depto Eng. Elétrica da UEL. E-mail: lisiane@yaho.com.br

B. A. Angélico é aluno de doutorado do PTC - Depto de Engenharia de Telecomunicações e Controle da EPUSP. E-mail: angelico@lcs.poli.usp.br

T. Abrão é Professor Adjunto do DEEL - Departamento Eng. Elétrica da UEL - PR, Brazil. E-mail: taufik@uel.br

P. J. E. Jeszensky é professor titular do PTC - Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle, EPUSP. E-mail: pj@lcs.poli.usp.br

<sup>1</sup>A EIRP é a potência aparente transmitida até o receptor, assumindo-se que o sinal foi irradiado igualmente em todas as direções, equivalendo a uma onda esférica irradiada a partir de uma fonte pontual.

<sup>2</sup>Equivalentemente a  $29,5 \text{ pW/MHz} \equiv 29,5 \times 10^{-18} \text{ W}$  e  $75 \text{ nW/MHz} \equiv 75 \times 10^{-15} \text{ W}$ , respectivamente.

<sup>3</sup>Definido em 2002 pelo grupo de trabalho CEPT *European Conference of Postal and Telecommunications* da União de Telecomunicações Internacional (ITU - *International Telecommunication Union*).

TABELA I

LIMITES DE RADIAÇÃO PARA APLICAÇÕES INTERNAS E EXTERNAS, SEGUNDO NORMAS NORTE-AMERICANA E EUROPEIA.

Padrão	Aplicação	Máxima Potência Efetiva Isotrópica Irradiada (EIRP <sub>max</sub> ) [dBm/MHz]				
		Faixa de Freqüências [MHz]				
		960-1610	1610-1990	1990-3100	3100-10600	>10600
Norte-Americano (FCC)	interna	-75,3	-53,3	-51,3	-41,3	-51,3
	externa	-75,3	-63,3	-61,3	-41,3	-61,3
Europeu (ITU)	interna	$-51,3 + 87 \log \frac{f}{3100}$			-41,3	$-51,3 + 87 \log \frac{10600}{f}$
	externa	$-61,3 + 87 \log \frac{f}{3100}$			-41,3	$-61,3 + 87 \log \frac{10600}{f}$

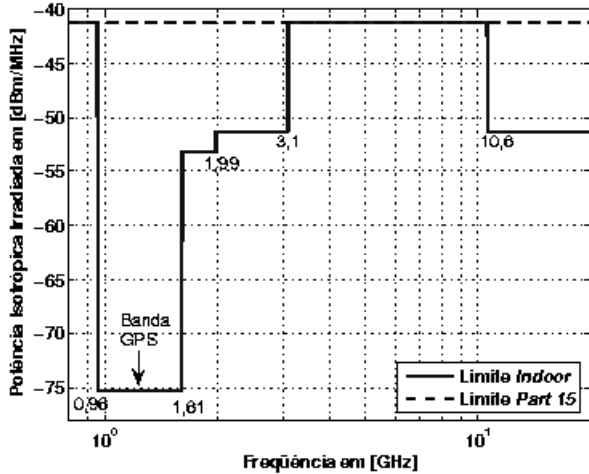


Fig. 1. Máscara espectral definida para o sistema UWB norte-americano (Part 15 da FCC).

O princípio de comunicação UWB é diferente de todas as outras técnicas de comunicação porque emprega pulsos de rádio-freqüência (RF) extremamente estreitos, cobrindo uma largura de banda muito ampla no espectro de freqüência.

O principal benefício de utilizar UWB é sua habilidade de operar em ambiente severamente caracterizado por multipercurso. Em um ambiente real de comunicação sem fio existem sinais multipercursos compostos por sinais refletidos por “obstáculos”, como paredes, piso, teto, móveis, pessoas etc. Dado que a largura de banda da forma de onda UWB é da ordem de centenas ou milhares de MHz, o número de multipercursos resolvíveis é muito grande comparado ao dos sistemas de terceira geração, pois tal número é diretamente proporcional à largura de banda do sinal - admitindo que toda a largura de banda é coerentemente processada [2].

De acordo com a definição da FCC, sinais de UWB devem ter larguras de banda maior do que 500 MHz ou largura de banda fracionária maior do que 20%. A largura de banda fracionária  $B_f$  é um fator usado para classificar sinais de banda estreita, banda larga, ou banda ultralarga (UWB), sendo dada pela razão entre a largura de banda e a freqüência central do espectro do sinal:

$$B_f = \frac{BW}{f_{central}} = 2 \frac{f_{hi} - f_{low}}{(f_{hi} + f_{low})} \quad (1)$$

onde  $f_{hi}$  e  $f_{low}$  são a maior e a menor freqüências de corte (definidas pelos pontos de -10 dB em relação à freqüência

central<sup>4</sup>) do espectro UWB, respectivamente. Assim, sinais podem ser classificados em função de suas larguras de banda fracionárias:

$$\begin{aligned} \text{Banda estreita:} & \quad B_f < 1\%; \\ \text{Banda larga:} & \quad 1\% < B_f < 20\%; \\ \text{Banda ultralarga:} & \quad B_f > 20\% \end{aligned}$$

Um sinal UWB pode ser gerado por vários métodos, como multi-portadora (MC, *multi-carrier*), espectro espalhado (SS, *spread spectrum*) por seqüência direta (DS, *direct sequence*) e ondas senoidais amortecidas exponencialmente (*exponentially damped sine waves*). Devido à característica impulsiva do sinal UWB em banda-base (pulsos estreitos com duração da ordem de unidades ou mesmo décimos de nanossegundos), a banda ocupada é da ordem de centenas de MHz ou mesmo unidades de GHz. Para detalhes, veja Seção V.

Além desta seção introdutória, na Seção II são discutidos as principais vantagens e desafios dos sistemas UWB. A Seção III aborda aspectos de regulamentação para sistemas UWB. A análise dos tópicos modelagem do canal multipercurso UWB e esquemas de modulação apropriados são descritos, respectivamente, nas seções IV e V. Resultados comparativos de desempenho para alguns sistemas UWB são avaliados na Seção VI. Finalmente, na Seção VII são apontadas as principais conclusões deste trabalho.

## II. VANTAGENS E DESAFIOS

A natureza dos pulsos curtos usados na tecnologia UWB oferece diversas vantagens sobre sistemas de comunicações banda estreita, entre as quais destacam-se [5]:

- 1) *Habilidade de compartilhar o espectro de freqüência*: os sistemas UWB transmitem trens de pulsos curtos de baixíssima potência em uma grande faixa do espectro; sua energia é espalhada sobre o espectro, possibilitando então que esse sinal seja detectado em ambientes de rádio com elevada intensidade de interferência eletromagnética (EMI), caso que ocorre tipicamente em ambientes internos metropolitanos, onde há ocorrência de elevada interferência eletromagnética ao longo de todo o espectro de rádio.
- 2) *Habilidade em operar com baixíssima relação sinal-ruído e relativa capacidade*: a partir da equação de capacidade de canal de Hartley-Shannon:

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (2)$$

<sup>4</sup>De acordo com relatório final da FCC [3], [4], avaliado publicamente em abril de 2002.

onde  $C$  representa a capacidade máxima do canal, em [bit/s],  $B$  é a largura de banda, e  $SNR$  é a relação sinal-ruído, verifica-se que a capacidade do canal apresenta uma dependência logarítmica em relação à  $SNR$ . Portanto, sistemas de comunicação UWB são capazes de operar satisfatoriamente em canais de comunicação com baixos valores de SNR e ainda oferecem uma certa capacidade de canal como resultado da grande largura de banda ocupada pelo sistema. Devido às características do sinal UWB, a taxa máxima de dados possível de ser transferida é superior em relação aos outros sistemas sem fio. Note-se que  $C$  cresce linearmente com a largura de banda  $B$ . Por outro lado, os sistemas UWB apresentam uma potência máxima irradiada ao longo do seu espectro de 7,5GHz extremamente baixa (veja máscara espectral, Figura I), resultando em um sistema com características de transmissão de dados limitado a curtas distâncias (máxima em torno 10 a 20 metros). Isto faz dos sistemas UWB candidatos promissores para soluções de redes sem fio pessoais locais (WPAN - *wireless personal area networks*) que devem conjugar alta taxa de transferência de dados com reduzida cobertura e intensidade de EMI.

- 3) *Baixa probabilidade de interceptação e detecção*: devido à sua baixa densidade espectral de potência de transmissão, sistemas UWB apresentam imunidade inerente à detecção e interceptação. Além disto, esquemas de modulação apropriados adicionam nível de imunidade à interceptação aos pulsos UWB ainda maior, como por exemplo, combinando-se as características de sigilo geradas pelas seqüências de espalhamento dos sistemas SS.
- 4) *Resistência à interferência*: os sistemas UWB apresentam elevados ganhos de processamento (PG), definidos pela razão entre a largura de banda de RF ocupada pelo sinal UWB e a largura de banda da informação,  $R$ :

$$PG = \frac{\text{Largura de Banda RF}}{\text{Largura de Banda da Informação}} = \frac{B}{R} \quad (3)$$

A diversidade de frequência causada pelo ganho de processamento elevado torna sinais UWB relativamente resistentes à interferência intencional (*jamming*) e não intencional, quando comparado a sistemas de banda estreita e de banda larga.

- 5) *Alto desempenho em canais multipercursos*: a duração do pulso UWB transmitido é da ordem de décimos de nanosegundos na maioria dos casos; portanto, em ambientes fechados convencionais, como escritórios etc, a probabilidade do pulso refletido colidir com o pulso original e causar degradação do sinal é pequena [5].
- 6) *Propriedades de penetração superior*: sistemas UWB podem penetrar eficientemente através de diferentes materiais, pois o espectro do sinal UWB estende-se desde algumas dezenas de MHz até unidades de GHz. Assim, as componentes de baixas frequências (comprimentos de onda elevados) do espectro UWB, penetram em uma certa variedade de materiais, incluindo paredes.
- 7) *Arquitetura simples do transceptor*: uma vez que o sis-

tema UWB baseado em sinais impulsivos (I-UWB) não requer frequência de portadora específica para modular os dados, são necessários menos componentes de RF para transmissão: não há a necessidade de misturadores e osciladores locais; conseqüentemente, a recuperação da portadora na recepção não se faz necessária. Adicionalmente, a transmissão de pulsos de baixa potência elimina o requisito do amplificador de potência (PA - *power amplifier*) em transmissores UWB. Por essas razões, sua arquitetura é mais simples, com menor consumo de potência e de custo menor do que a dos transceptores de banda estreita ou larga que utilizam portadora.

Como já é bem conhecido em engenharia, é muito difícil encontrar uma tecnologia que só traga vantagens. Alguns desafios no desenvolvimento da tecnologia UWB incluem [5]:

- 1) *Variação da potência recebida ao longo do espectro UWB*: a potência recebida deve se adaptar à máscara espectral definida nos padrões europeu ou norte-americano (veja Figura I). Conseqüentemente, essas variações drásticas na potência recebida conforme a faixa de frequência causarão distorções na forma de onda do pulso recebido. Isto limitará o desempenho dos receptores UWB baseados na correlação dos pulsos recebidos com um modelo/réplica predefinido (filtros casados convencionais).
- 2) *Estimação de canal UWB*: a estimação do canal em sistemas UWB é excessivamente complexa. A resposta impulsiva típica do canal UWB apresenta uma excessiva quantidade de percursos com perfil atraso-potência aproximadamente uniforme (veja detalhes na Seção IV), o que implica na necessidade de processar uma elevada quantidade de percursos de baixíssima potência no receptor, tendo em vista recuperar uma percentagem expressiva da energia total do sinal.
- 3) *Sincronismo*: o sincronismo temporal entre o transmissor e o receptor é afetado pela curta duração dos pulsos, além da dificuldade natural de captura de pulsos de baixa potência. Assim, para fazer a amostragem dos pulsos estreitos são necessários conversores (ADCs - *Analog-to-Digital Conversion*) extremamente rápidos.
- 4) *Detecção do sinal*: Em ambientes de acesso múltiplo, a detecção de sinais UWB deve considerar algum esquema capaz de prover redução, ou mesmo eliminação da interferência de acesso múltiplo (MAI - *multiple access interference*), gerada pelos demais sinais interferentes sobre o sinal de interesse. A inclusão desses esquemas eleva a complexidade de implementação dos sistemas UWB.

### III. REGULAMENTAÇÃO

Um dos pontos principais para as comunicações UWB é a alocação de frequência, pois esta ainda não foi licenciada. Algumas companhias nos EUA estão trabalhando para remover as limitações das regulamentações da FCC para as aplicações que utilizam a tecnologia de UWB. Estas companhias estabeleceram um grupo de trabalho denominado UWBWG (*Ultra-Wideband work group*) para negociar com a FCC.



Discussão similar na alocação da frequência e interferência de rádio deve também emergir na Europa. Atualmente, não há nenhuma faixa de frequência dedicada para aplicações UWB nas recomendações do Instituto Europeu dos Padrões das Telecomunicações (ETSI - *European Telecommunication Standards Institute*) ou da União de Telecomunicações Internacional (ITU) [6].

Até o presente momento, a emissão em UWB é legal somente nos Estados Unidos; entretanto, os corpos reguladores internacionais estão considerando regras plausíveis e limites de emissão que viabilizariam a operação mundial de sistemas UWB. A empresa Intel possui parceria com órgãos reguladores locais no Japão, Europa e China, tendo em vistas obter regulamentações similares àquelas produzidas pela FCC. Neste sentido, autoridades ligadas a FCC estão formando um modelo para as decisões reguladoras globais, junto a competências do Canadá, Europa, Japão, Coréia, e Cingapura, todos interessados na padronização de decisões visando redução do custo da tecnologia para o consumidor final. A aprovação da regulamentação na Europa e Ásia é esperada brevemente, baseada nos esforços da Intel, Philips, Sony, Sharp, Panasonic, STMicroelectronics, Texas Instruments, e Motorola/XtremeSpectrum, assim como grupos de desenvolvimento, tais como Wisair [5] entre outros.

Nos Estados Unidos, a FCC especifica uma largura espectral de 7,5 GHz para o sistema UWB, na faixa compreendida entre 3,1 GHz e 10,6 GHz. Com a limitação da potência transmitida pelos sinais UWB, sistemas pré-existentes que operam neste espectro não recebem interferência expressiva, pois os níveis de densidade espectral de potência dos dispositivos UWB são limitados a um máximo de  $-41,25 \text{ dBm/MHz} \equiv 7,413 \times 10^{-14} \text{ W}$ .

#### IV. CANAL DO SISTEMA UWB

Uma característica importante no modelo de canal UWB é que este contém um número muito grande de multipercursos. Em um ambiente fechado típico, um sistema UWB com uma resolução multipercurso de 0,167 ns (cerca de 6 GHz de largura de banda) é capaz de discernir mais de 30 percursos significativos. Essas componentes multipercurso resultam em um perfil de potência aproximadamente uniforme [7].

Estudos realizados em canais UWB apontaram para um requisito de margem de desvanecimento<sup>5</sup> de apenas 1,5 dB [19]. Comparado aos 35 a 40 dB para sinais de banda estreita em ambientes sujeitos a desvanecimento Rayleigh, a pequena margem de desvanecimento para sistemas UWB representa uma simplificação na técnica de projeto do receptor UWB. Assim, a presença de multipercurso causa apenas um pequeno aumento na relação sinal-ruído (SNR - *signal to noise ratio*) necessária para se ter níveis razoáveis de taxa de erro de bit (BER - *bit error rate*). Por exemplo, para se ter uma BER =  $10^{-5}$ , é necessário aproximadamente 13,5 dB no caso AWGN e aproximadamente 15 dB no caso de multipercurso<sup>6</sup>. Esta

pequena margem de desvanecimento pode ser entendida como uma capacidade do sistema UWB de operar em ambientes densamente caracterizados por multipercurso.

De acordo com [8], é apropriado um modelo multipercurso que capture as características da chegada aleatória das medidas observadas. O modelo escolhido pelo corpo de padronização IEEE 802.15.3a foi o Saleh-Valenzuela (SV) [9], que usa um processo estatístico para modelar de forma discreta a chegada dos componentes multipercursos, onde os componentes chegam em grupos (*cluster*), e também raios dentro de um *cluster*, visto que o fenômeno de agrupamento (*clustering*) foi observado em medições de canal UWB fechado. De acordo com o modelo, existem “taxas de chegada do *cluster*” e “taxas de chegada de um raio dentro de um *cluster*”. A potência dos raios decresce exponencialmente ao longo do tempo em relação ao primeiro raio. Tanto o tempo de chegada do *cluster* quanto o do raio são determinados estatística e independentemente através de um processo de Poisson<sup>7</sup> [10].

Para fins de comparação, o grupo IEEE 802.15.3a desenvolveu quatro classes de canais baseados no modelo SV modificado<sup>8</sup> [11]:

- CM-1: 0 a 4 metros, com linha de visada (LOS, *Line-of-sight*)
- CM-2: 0 a 4 metros, sem linha de visada (NLOS, *Non-LOS*)
- CM-3: 4 a 10 metros, NLOS
- CM-4: Extremo NLOS

Os parâmetros fundamentais a serem incluídos no modelo são a perda de percurso e multipercursos, considerando uma variedade de ambientes (escritório e residencial e também LOS e NLOS em função da distância). O modelo multipercurso SV tem resposta impulsiva no tempo discreto dada por [11]:

$$h_i(t) = X_i \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,l}^i \delta(t - T_l^i - \tau_{k,l}^i) \quad (4)$$

onde  $i$  refere-se à  $i$ -ésima realização do canal,  $K$  é o número total de multipercursos e  $L$  o número total de *clusters*;  $\alpha_{k,l}^i$  é o  $k$ -ésimo coeficiente de ganho multipercurso, referente ao  $l$ -ésimo *cluster* e à  $i$ -ésima realização do canal;  $T_l^i$  é o atraso do  $l$ -ésimo *cluster*,  $\tau_{k,l}^i$  é o atraso do  $k$ -ésimo componente multipercurso relativo ao  $l$ -ésimo tempo ( $T_l^i$ ) de chegada do *cluster*,  $X_i$  representa o efeito de média em grande escala do desvanecimento (sombreamento, com distribuição log-normal, e perda de percurso, respectivamente).

Define-se ainda  $\Lambda$  = taxa de chegada do *cluster* e  $\lambda$  = taxa de chegada do raio, i.e., a taxa de chegada de percurso dentro de cada *cluster*. Por convenção, admite-se que  $\tau_{0,l} = 0$ . A distribuição do tempo de chegada do *cluster* e do tempo de chegada do raio é dada por [11]:

$$p(T_l|T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})], \quad l > 0 \quad (5)$$

$$p(\tau_{k,l}|\tau_{(k-1),l}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})], \quad k > 0 \quad (6)$$

<sup>5</sup>Margem de desvanecimento é definida como o incremento nos recursos do sistema, em termos de potência adicional disponibilizada no transmissor, necessário à compensação dos efeitos de desvanecimento profundo sobre o sinal, garantindo assim a manutenção da qualidade de serviço, QoS.

<sup>6</sup>Isto é, uma margem de desvanecimento de somente 1,5 dB.

<sup>7</sup>Um processo de Poisson é caracterizado por variáveis aleatórias independentes com mesma distribuição exponencial, representando os intervalos de tempo entre ocorrências de certos eventos.

<sup>8</sup>No modelo SV original [9], a variação da envoltória dos raios é descrita por uma distribuição estatística de Rayleigh.

Os coeficientes de canal são definidos como se segue. Por simplicidade de notação, o índice  $i$  que define a  $i$ -ésima realização do canal UWB foi desconsiderado.

$$\alpha_{k,l} = p_{k,l} \xi_l \beta_{k,l}, \quad (7)$$

$$20 \log_{10}(\xi_l \beta_{k,l}) \propto \mathcal{N}(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2), \quad \text{ou} \quad (8)$$

$$|\xi_l \beta_{k,l}| = 10^{(\mu_{k,l} + n_1 + n_2)/20} \quad (9)$$

onde  $p_{k,l}$  é uma variável aleatória que assume valores equi-prováveis  $\{\pm 1\}$ , a qual modela o efeito da inversão do sinal devido às reflexões;  $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$  representa uma distribuição estatística Gaussiana com média  $\mu$  e variância  $\sigma^2$ ;  $n_1 \propto \mathcal{N}(0, \sigma_1^2)$  e  $n_2 \propto \mathcal{N}(0, \sigma_2^2)$  são variáveis aleatórias Gaussianas independentes e correspondem ao desvanecimento em cada *cluster* e raio, respectivamente, sendo a esperança estatística de  $|\xi_l \beta_{k,l}|^2$  dada por:

$$\mathbb{E}[|\xi_l \beta_{k,l}|^2] = \Omega_0 e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad (10)$$

onde  $\Omega_0$  é a energia média do primeiro percurso do primeiro *cluster*. A equação (10) explicita o fator de decaimento exponencial de cada *cluster* ( $e^{-T_l/\Gamma}$ ), assim como o do conjunto de raios dentro de um *cluster* ( $e^{-\tau_{k,l}/\gamma}$ ), em função do tempo de chegada, como pode ser visto na Figura 2.

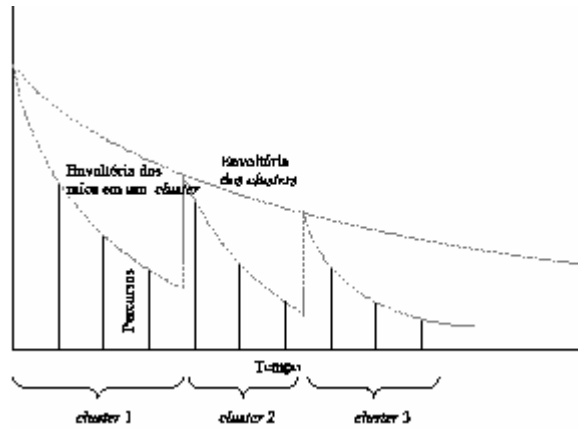


Fig. 2. Exemplo de decaimento exponencial da amplitude dos percursos no modelo de canal considerado.

O parâmetro  $\mu_{k,l}$  é dado por [11]

$$\mu_{k,l} = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10 T_l / \Gamma - 10 \tau_{k,l} / \gamma - (\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{\ln(10)} \quad (11)$$

Nas equações anteriores,  $\xi_l$  representa o desvanecimento associado ao  $l$ -ésimo *cluster* e  $\beta_{k,l}$  corresponde ao desvanecimento associado ao  $k$ -ésimo raio do  $l$ -ésimo *cluster*. Note-se que esse modelo não contém componentes complexos, apenas inversões de fases, pois em sistemas UWB valores de coeficientes puramente reais em banda-passante (RF) são mais realistas na modelagem dos efeitos do canal [8]. Por outro lado, justificase o uso de valores complexos para coeficientes de canal em sistemas de banda estreita – modelagem em banda base –, pois coeficientes complexos são capazes de capturar ou descrever adequadamente o comportamento do canal independente da portadora.

O sombreamento log-normal referente ao canal multipercurso SV é descrito pelo termo  $X_i$ . Com isso, a energia total

contida nos termos  $\alpha_{k,l}^i$  é normalizada a cada realização. O termo de sombreamento é caracterizado por:

$$20 \log_{10}(X_i) \propto \mathcal{N}(0, \sigma_x^2) \quad (11)$$

O modelo SV é caracterizado pelos seguintes parâmetros:

- atraso de espalhamento médio e RMS (*root mean square*);
- perfil de decaimento da potência;
- número de componentes multipercurso com valor médio quadrático (potência média) dentro da faixa de  $[-10; 0]$  dB em relação ao raio de maior potência,  $NP_{10dB}$ .

Os quatro modelos de canal e seus parâmetros estão listados na Tabela II [11]. A Figura 3 é um exemplo de 100 realizações sobrepostas baseadas no modelo SV CM-3, resultando em uma quantidade de energia significativa espalhada no intervalo de  $\approx 50$  ns.

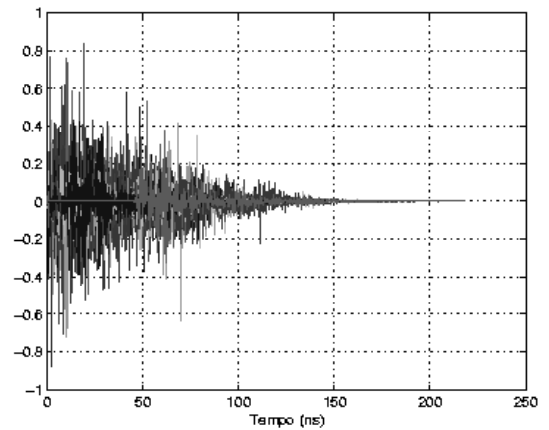


Fig. 3. Perfil do atraso para o modelo de canal Saleh-Valenzuela modificado 3.

A Figura 4 ilustra a diferença entre os modelos SV no domínio do tempo. Os perfis médios são calculados a partir de 100 realizações de canal independentes, aproximação recomendada pelo IEEE 802.15. A resolução do atraso nos modelos é de 167 ps, que corresponde a uma resolução espacial de 5 cm. A Figura 5 mostra o número de percursos de propagação discerníveis dentro de uma escala dinâmica de 10 dB,  $NP_{10dB}$ , para cada um dos quatro modelos SV, considerando 100 realizações. Nota-se que em um modelo com maior número de percursos o número de percursos discerníveis também resulta maior.

Na Figura 6 pode-se notar a grande quantidade de percursos necessária à obtenção de 85% da energia total,  $NP_{85\%}$ , para os quatro tipos de canais SV, considerando 100 realizações de canal, o que evidencia o fato da necessidade do receptor processar uma grande quantidade de percursos.

A respeito do modelo de perda por percurso, pode-se utilizar dados medidos em estudos de propagação multipercurso. Em [11] é adotado modelo de perda por percurso em espaço livre. Alguns parâmetros necessários para modelagem da perda por percurso UWB podem ser obtidos em [11]; esses parâmetros também podem ser utilizados no cálculo final da margem de segurança do enlace. Algumas referências, tais como [12], [13], [14] e [15], estimulam o estudo da estimação

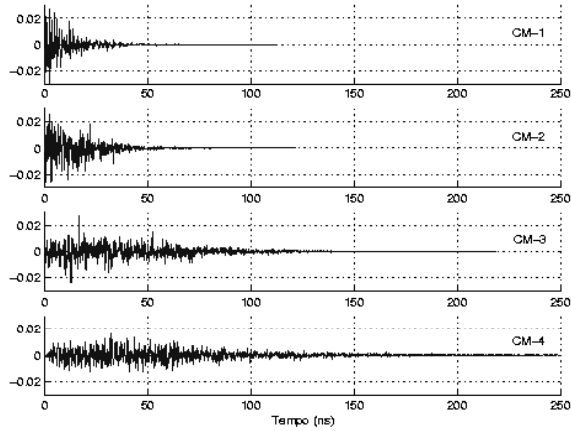


Fig. 4. Perfil do atraso médio para os modelos SV-1 a SV-4.

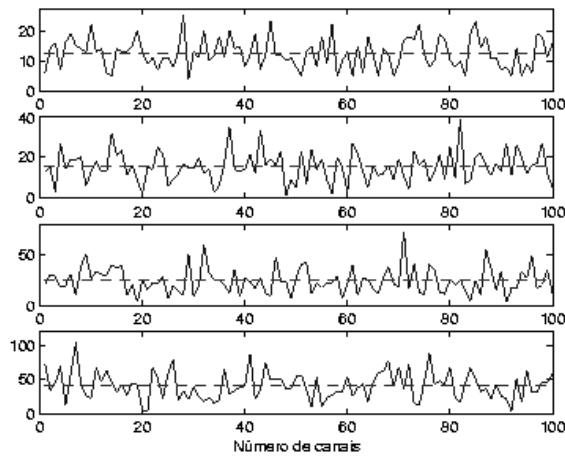
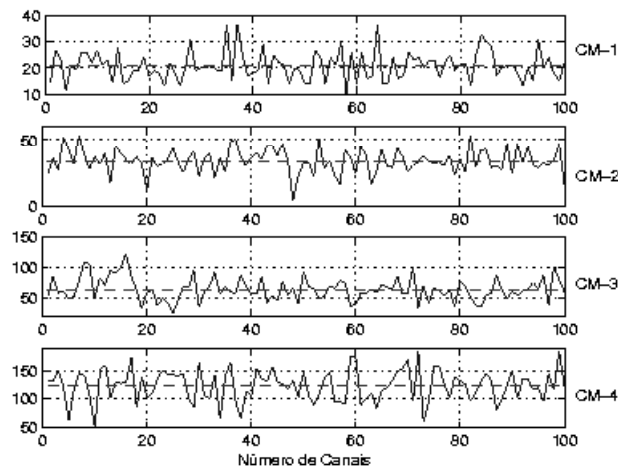
Fig. 5. Número de percursos significativos dentro da escala dinâmica  $NP_{10dB}$  para diferentes modelos SV.

Fig. 6. Número de percursos significativos necessário à obtenção de 85% da energia total para os quatro modelos SV.

TABELA II  
DIFERENTES MODELOS SV E SEUS PRINCIPAIS PARÂMETROS, CONFORME PROPOSTA IEEE 802.15.3

Características do Canal <sup>9</sup>	CM-1	CM-2	CM-3	CM-4
Atraso médio, $\tau_m$ [ns]	5,05	10,38	14,18	
Atraso RMS, $\tau_{rms}$ [ns]	5,28	8,03	14,28	25
$NP_{10dB}$ <sup>10</sup>			35	
$NP_{85\%}$ <sup>11</sup>	24	36,1	61,54	
<i>Parâmetros do modelo</i>				
$\Lambda$ (1/ns)	0,0233	0,4	0,0667	0,0667
$\lambda$ (1/ns)	2,5	0,5	2,1	2,1
$\Gamma$	7,1	5,5	14,00	24,00
$\gamma$	4,3	6,7	7,9	12
$\sigma_1$ (dB)	3,39	3,39	3,39	3,39
$\sigma_2$ (dB)	3,39	3,39	3,39	3,39
$\sigma_x$ (dB)	3	3	3	3
<i>Características do modelo<sup>9</sup></i>				
Atraso médio, $\tau_m$ [ns]	5,0	9,9	15,9	30,1
Atraso RMS, $\tau_{rms}$ [ns]	5	8	15	25
$NP_{10dB}$ <sup>10</sup>	12,5	15,3	24,9	41,2
$NP_{85\%}$ <sup>11</sup>	20,8	33,9	64,7	123,3
Média da energia do canal [dB]	-0,4	-0,5	0,0	0,3
Padrão da energia do canal [dB]	2,9	3,1	3,1	2,7

<sup>9</sup>Estas características foram obtidas com período de amostragem de 167 ps.

<sup>10</sup>Número de percursos dentro da faixa de potência de 10dB.

<sup>11</sup>Número de percursos com 85% da energia.

da margem de enlace visando aplicações específicas e cenários estratégicos, incluindo propagação NLOS. Por exemplo, em [13] os modelos de perda por percurso propostos são baseados em medidas realizadas na Universidade de Oulu, Finlândia. As faixas de frequência UWB analisadas são 2 - 8 GHz e 3,1 - 8 GHz. São apresentados resultados para os casos LOS e NLOS.

## V. ESQUEMAS DE MODULAÇÃO

Existem várias técnicas de geração de pulso que podem ser empregadas e que satisfazem os requisitos do sinal UWB. Historicamente, sistemas UWB foram baseados em conceitos de rádio impulsivo, que se refere a geração de uma série de pulsos de duração muito curta, da ordem de nanosegundos. Estes pulsos têm energia muito pequena por causa dos baixos níveis de potência permitidos para transmissão UWB típica.

Existem duas formas básicas de se obter um sinal UWB [1]:

- UWB baseado em sinais impulsivos (I-UWB),
- UWB multi-portadora (MC-UWB).

A primeira transmite pulsos curtos sem uma portadora, já a segunda emprega várias sub-portadoras equiespaçadas em frequência, formando sinais ortogonais entre si. Existem ainda soluções híbridas que combinam as duas técnicas de forma a aproveitar as vantagens de ambas e minimizar os problemas inerentes.

Em se tratando de I-UWB, alguns possíveis esquemas são: modulação por amplitude de pulso (PAM - *Pulse Amplitude Modulation*), modulação por posição de pulso (PPM - *Pulse Position Modulation*), chaveamento on-off (OOK - *On-Off Keying*) e chaveamento por deslocamento de fase binário (BPSK - *Binary Phase Shift Keying*).

Para um sistema com usuário único e com sinalização binária, se um pulso é usado para representar um bit, o sinal

transmitido para estes esquemas de modulação pode ser escrito na forma geral como [16]

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_b} b_n^0 p\left(t - nT_b - \frac{\tau}{2}(1 - b_n^1)\right) \quad (12)$$

onde  $E_b$  é a energia transmitida por bit,  $p(t)$  é o pulso UWB,  $T_b$  denota o intervalo de bit, e  $b_n^0, b_n^1$  são relacionados aos bits de informação. Assim, para sinalização PPM binária,  $b_n^0$  é ajustado para “1”,  $b_n^1 \in \{-1, 1\}$ , e  $\tau$  é o deslocamento de tempo relativo à referência de tempo quando um “-1” é transmitido. Já para a sinalização PAM binária,  $b_n^1$  é ajustado para “1” e  $b_n^0 \in \{-1, 1\}$  carrega informação. Finalmente, para sinalização OOK,  $b_n^1 = 1$  e  $b_n^0 \in \{0, 1\}$  carrega informação.

Os três esquemas mencionados são ilustrados na Figura 7. Para sinalização PPM, o bit “1” é representado por um pulso sem qualquer atraso, e o bit “0” por um pulso com atraso relativo à referência de tempo. Tendo em vista melhorar o desempenho de sistemas UWB, geralmente utilizam-se esquemas de sinalização ortogonais para que cada pulso UWB seja ortogonal às suas versões deslocadas no tempo. Por outro lado, existe também um deslocamento temporal ótimo para um esquema PPM  $M$ -ário. Em ambos os esquemas, ótimo e ortogonal, o deslocamento de tempo depende da escolha do pulso UWB  $p(t)$ . Para sinalização PAM, os bits de informação modulam a polaridade do pulso. Para sinalização OOK, o bit de informação “1” é representado pela presença de um pulso, e a ausência de pulso representa o bit “0”.

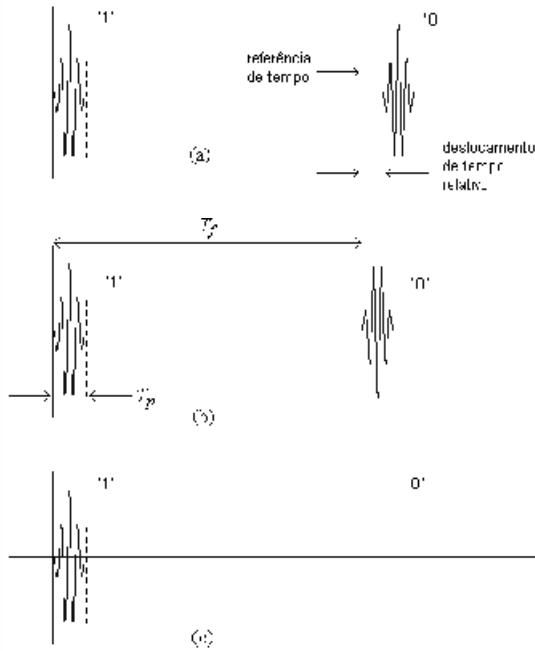


Fig. 7. Modulação binária em sistemas UWB a partir de (12): a) PPM, b) PAM, c) OOK.

Os esquemas PAM e PPM apresentam desempenhos semelhantes, porém superiores ao OOK. Já a complexidade do receptor OOK é menor, e pode-se usar um esquema de detecção de energia simples para compensar seu desempenho inferior. OOK e PPM possuem raias espectrais que podem causar

interferência em sistemas de banda estreita. Na modulação PAM, devido à característica aleatória de polarização dos pulsos UWB (compare a polarização dos pulsos para os três esquemas de modulação na Figura 7), a densidade espectral de potência média, tomada sobre um certo número de intervalos de símbolos, é suavizada.

Comparado aos esquemas de modulação OOK e PAM, os sinais PPM são mais imunes aos erros de detecção causados por ruído de canal [5]. Isto porque os pulsos que representam os bits de informação têm mesma amplitude e fase na modulação PPM (vide Figura 7); logo a probabilidade de detectar um bit de informação errado é menor em relação ao sinal OOK ou PAM. No entanto, o esquema PPM é sensível à sincronização de tempo, isto porque os bits de informação são recuperados exclusivamente através de suas posições temporais. Erros na sincronização resultam em aumento da MAI em canais de acesso múltiplo. Sendo assim, faz-se necessário conversores analógico/digital (ADC) muito rápidos para a detecção, podendo mesmo assim ocorrer distorções e sobreposições dos pulsos (*overlap*) devido aos multipercursos.

#### A. Esquemas de Acesso Múltiplo

Em um sistema de comunicação de acesso múltiplo típico, vários usuários transmitem informação simultânea e independentemente, em um canal compartilhado. Assim, o sinal recebido é uma sobreposição de todos os sinais dos usuários, com diferentes atrasos e fatores de atenuação e distorção causados pelo canal. O papel do receptor é extrair o sinal do usuário desejado do sinal recebido usando uma técnica de demodulação apropriada.

As técnicas normalmente aplicáveis em comunicações multiusuário são: saltos no tempo, TH (*time hopping*), salto em frequência, FH (*frequency hopping*) e sequência direta, DS (*Direct Sequence*). Os esquemas DS e TH foram analisados em [17] e [18], respectivamente, e o esquema FH-UWB (multiportadora) em [20].

Ressalte-se que as técnicas de acesso múltiplo estão relacionadas a duas categorias: I-UWB e MC-UWB. Os esquemas TH-UWB e DS-UWB estão relacionados ao conceito I-UWB, enquanto que MB-OFDM (*Multi Band - Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) e FH são esquemas associados ao conceito MC-UWB.

A seguir são descritos os vários esquemas de acesso múltiplo aplicáveis aos sistemas UWB.

1) *TH-UWB*: O sistema TH-UWB não utiliza uma portadora senoidal para transladar para banda-passante o sinal que contém a informação. Em vez disso, irradia sinais em banda base TH compostos por pulsos estreitos, como ilustrado na Figura 13. O sinal emitido pelo transmissor consiste em um grande número de formas de ondas monociclos deslocadas temporalmente seguindo um padrão de deslocamento pseudo-aleatório (PN). Este padrão de deslocamento PN evita colisões catastróficas em canais de acesso múltiplo, melhorando sensivelmente o desempenho (BER) final para os usuários.

De (12), o sinal TH transmitido do  $i$ -ésimo usuário pode ser escrito na forma geral como na equação (13) [16]:

$$\text{TH-UWB: } s_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_b} b_{i,n}^0 \sum_{j=0}^{N_s-1} p\left(t - nT_b - jT_f - h_{i,nN_s+j}T_c - \frac{\tau}{2}(1 - b_{i,n}^1)\right) \quad (13)$$

$$\text{DS-UWB: } s_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_b} b_{i,n}^0 \sum_{k=0}^{N_c-1} a_{i,k} p\left(t - nT_b - kT_c - \frac{\tau}{2}(1 - b_{i,n}^1)\right) \quad (14)$$

onde  $N_s$  é o número de pulsos usados para representar um bit,  $T_f$  é o intervalo de repetição do pulso nominal,  $T_c$  é a duração de *chip*, e  $\{h_{i,n}\}$  é a seqüência de salto PN do  $i$ -ésimo usuário. A seqüência de salto fornece um deslocamento de tempo adicional para cada pulso no trem de pulsos. O  $n$ -ésimo pulso é submetido a um deslocamento adicional de  $h_{i,nN_s+j}T_c$ . A duração de salto temporal deve ser menor que o tempo do quadro TH.

Nas Figuras 8 e 9 ilustram-se exemplos de modulação TH-PPM UWB e TH-PAM UWB, respectivamente, onde são transmitidos os bits 1 e 0. Para modulação TH-PPM UWB, cada bit é representado por três pulsos, já para modulação TH-PAM UWB, cada bit é representado por dois pulsos.

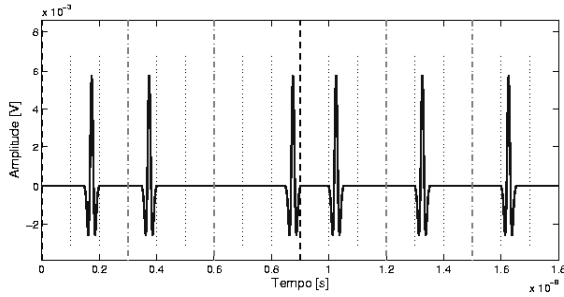


Fig. 8. Exemplo de modulação TH-PPM UWB.

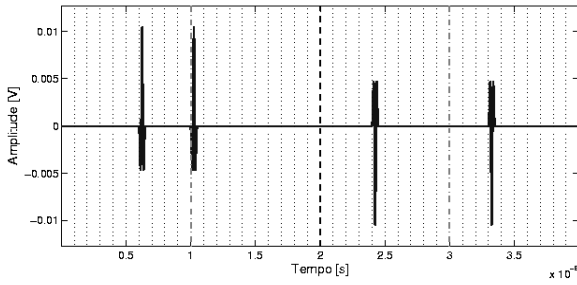


Fig. 9. Exemplo de modulação TH-PAM UWB.

Em [25], uma análise do TH-UWB considerando esquemas codificados e não-codificados foi realizada. Os autores empregaram modelos estatísticos para a MAI, evitando assim as imprecisões associadas à utilização da aproximação Gaussiana (GA - *Gaussian Approximation*). A suposição de que a MAI pode ser modelada com relativa precisão por uma distribuição Gaussiana só é verdadeira em condições bastante particulares<sup>12</sup>, não constituindo uma boa aproximação para a predição da BER em altas taxas de transmissão de dados especificamente para o caso de PPM binário. Já em [26], a

análise de [25] foi expandida para incluir a modulação  $M$ -ária PPM.

2) *DS-UWB*: No esquema DS, cada símbolo é representado por uma série de pulsos modulados por uma seqüência de *chips*, i.e., múltiplos pulsos por período de bit são transmitidos usando modulação bipolar para cada pulso baseado em um certo código de espalhamento [17]. O esquema DS-UWB multiplica um bit de entrada por um código de espalhamento e transmite a informação modulando-se o elemento do símbolo com um pulso. O sinal transmitido para o  $i$ -ésimo usuário pode ser escrito como na equação (14) [16].

Na equação (14),  $N_c$  é o número de *chips* usados para representar um símbolo,  $a_{i,k} \in \{-1, 1\}$  é o  $k$ -ésimo *chip* da  $i$ -ésima seqüência PN do usuário [7]. Esta seqüência PN,  $\{a_{k,0}, \dots, a_{k,(N_c-1)}\}$ , é usada para identificar o  $i$ -ésimo usuário. Deve-se assegurar que a duração do pulso  $T_p$  utilizado seja menor que a duração de *chip*, e que o produto  $N_c T_c$  seja menor do que o intervalo de símbolo.

Para fins de ilustração, a Figura 10 representa o esquema de modulação DS-PAM UWB. Em seguida, apresenta-se na Figura 11 um exemplo de modulação DS-PAM UWB, onde são transmitidos dois bits, 1 e 0. A seqüência temporal de espalhamento DS utilizada pelo usuário 1 tem comprimento  $N_c = 10$ , sendo constituída pelos chips  $a_1 = \{1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1\}$ .

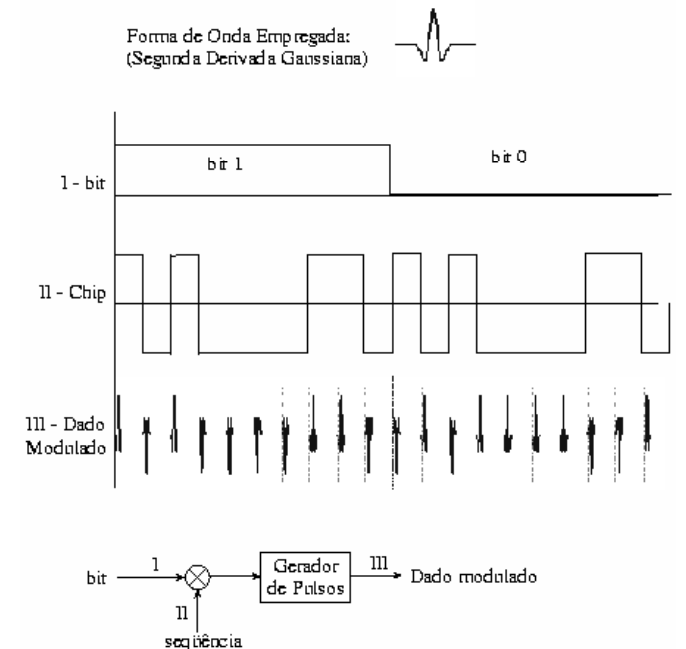


Fig. 10. Esquema de modulação DS-PAM UWB.

<sup>12</sup> Baixo  $E_b/N_0$  e grande quantidade de sinais interferentes.



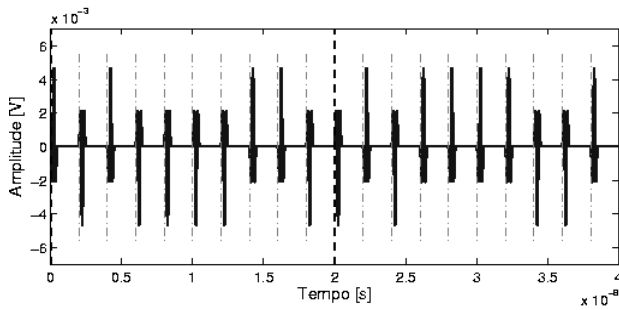


Fig. 11. Exemplo de modulação DS-PAM UWB.

O esquema DS-UWB apresenta uma inerente robustez contra a interferência de acesso múltiplo, sendo indicado em situações onde o canal UWB é compartilhado simultaneamente por outros usuários e/ou quando houver intensa interferência de banda estreita oriunda de outros sistemas de comunicação sobrepostos. Nestas condições, o esquema DS-UWB resultará em melhor compromisso desempenho *versus* complexidade de implementação se comparado aos demais esquemas, pois apresenta maior resistência aos desvanecimentos multipercurso e menor degradação de desempenho em relação a erros de sincronismo.

3) *MC-UWB*: Em sistemas multi-portadora, dados seriais são demultiplexados em conjuntos paralelos de taxa reduzida, onde cada conjunto modula uma frequência diferente (sub-portadora). Cada sub-portadora é modulada em uma taxa baixa o suficiente para minimizar a interferência intersimbólica (ISI). As sub-portadoras devem ser apropriadamente equiespaçadas para que elas não interfiram entre si, resultando em um conjunto de sinais modulados ortogonais no intervalo de símbolo.

Sistemas de comunicação de acesso múltiplo UWB baseado em multi-portadora (MC-UWB) utilizam trens de pulso ortogonais e subcanais múltiplos para realizar a transmissão de informação de altas taxas [24]. Algumas vantagens dos sistemas MC-UWB incluem: melhor resolução de tempo, que garante bom desempenho em canais com desvanecimento multipercurso; melhor utilização do espectro, que resulta em comunicações com altas taxas de bit; e redução na complexidade de implementação do transmissor com o uso da transformada rápida de Fourier (FFT - *fast Fourier transform*), implementável em DSP.

4) *FH-UWB*: O esquema FH-UWB é um esquema de acesso múltiplo capaz de dividir eficientemente um grande número de usuários em grupos com menos usuários. A interferência multi-usuário só afeta usuários dentro do mesmo grupo. Como o número de usuários dentro do mesmo grupo é uma pequena fração do número total de usuários suportado pelo sistema, algoritmos de detecção multi-usuário avançados podem ser empregados para se ter eficiência próxima a de usuário único, com complexidade ainda aceitável.

5) *MB-OFDM-UWB*: Neste esquema de acesso múltiplo, o espectro é dividido em diversas sub-bandas (MB - *multiband*) enquanto a informação é transmitida utilizando a técnica

OFDM em sub-portadoras de frequência diferentes de acordo com o código tempo-frequência específicos<sup>13</sup>. A Figura 12 ilustra este esquema de modulação, onde o código tempo-frequência é  $\{1, 3, 2, 1, 3, 2\}$ .

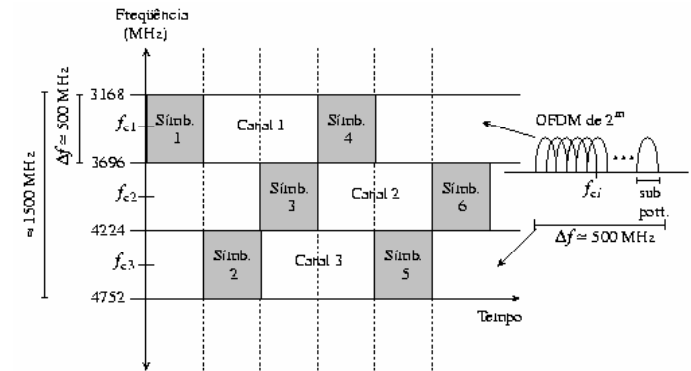


Fig. 12. Exemplo de codificação tempo-frequência para sistema MB-OFDM.

Características desejáveis para o sistema MB-OFDM incluem:

- energia multi-percurso eficientemente capturada;
- supressão da interferência de banda estreita, podendo assim coexistir com outros sistemas;
- incremento na eficiência espectral
- flexibilidade.

As técnicas de modulação empregadas no MB-OFDM-UWB são similares às dos sistemas de banda estreita, como PSK (*Phase Shift Keying*) e QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Um exemplo é o caso de um sistema MB-OFDM que utiliza modulação PSK quaternária (4-PSK-MB-OFDM-UWB) em cada subportadora.

O sinal transmitido MB-OFDM-UWB em banda-passante pode ser descrito por [20]:

$$s_{RF}(t) = Re \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} s_k(t - kT_s) \exp(j2\pi f_{(k \bmod 2G)} t) \right\} \quad (15)$$

onde  $Re\{\cdot\}$  representa a parte real de uma variável complexa,  $s_k(t)$  é o sinal em banda-base, possivelmente complexo, representando o  $k$ -ésimo símbolo OFDM ocupando um intervalo de símbolo de tamanho  $T_s$ ; e  $N$  é o número de símbolos OFDM transmitidos. A frequência da portadora, em que o  $k$ -ésimo símbolo OFDM é transmitido, é denotado como  $f_k$ . Os valores de  $f_k$  estão compreendidos em um grupo de  $G$  frequências designadas ao grupo de bandas (MB) em que o sistema está operando. Estas frequências estão organizadas em uma seqüência de tamanho  $2G$ , denominadas códigos tempo-frequência (TFCs - *time-frequency codes*). A exata estrutura do  $k$ -ésimo símbolo OFDM depende de sua localização dentro do quadro.

$$s_k(t) = \begin{cases} s_{pream,k}(t) & 0 \leq k < N_{pream} \\ s_{head,k-N_{pream}}(t) & N_{pream} \leq k < N_{head} \\ s_{data,k-N_{pream}}(t) & N_{head} \leq k < N_{data} \end{cases}$$

<sup>13</sup>Em um sistema OFDM, os espectros relativos às sub-portadoras podem ser sobrepostas em até 50% sem que haja interferência mútua, resultando em aumento da eficiência espectral.

onde  $N_{pream}$ ,  $N_{head}$  e  $N_{data}$  são, respectivamente, o número de símbolos OFDM de preâmbulo, de cabeçalho e de dados propriamente dito.

Uma desvantagem deste sistema é que o transmissor apresenta uma complexidade de implementação, apesar de factível, ainda elevada, uma vez que é necessário a realização da transformada de Fourier inversa (IFFT - *inverse* FFT) [6] [7].

### B. Formatação de pulso

Existem algumas possibilidades de formas de onda de pulso monociclos adequadas à geração de sinais UWB que satisfazem os requisitos da máscara espectral. As formas de onda mais comuns incluem pulsos Gaussianos [21], Laplacianos, Rayleigh e Hermitianos [22].

Os formatos do pulso UWB frequentemente analisados na literatura de comunicações I-UWB são os pulsos Gaussianos e suas derivadas, pois são facilmente descritos e gerados. Na formatação de pulso  $p(t)$ , destaca-se o pulso Gaussiano dado por (16), o pulso Gaussiano monociclo gerado pela primeira derivada do pulso Gaussiano, equação (17) e o pulso de Scholtz monociclo, obtido através da segunda derivada do pulso Gaussiano, equação (18). Tais pulsos são ilustrados na figura 13.

$$p(t) = -A \cdot e^{-2\pi\left(\frac{t}{T_p}\right)^2} \quad (16)$$

$$p(t) = \frac{A \cdot 4\pi \cdot t}{T_p^2} \cdot e^{-2\pi\left(\frac{t}{T_p}\right)^2} \quad (17)$$

$$p(t) = \frac{A \cdot 4\pi}{T_p^2} \cdot e^{-2\pi\left(\frac{t}{T_p}\right)^2} \cdot \left(1 - \frac{A \cdot 4\pi t^2}{T_p^2}\right) \quad (18)$$

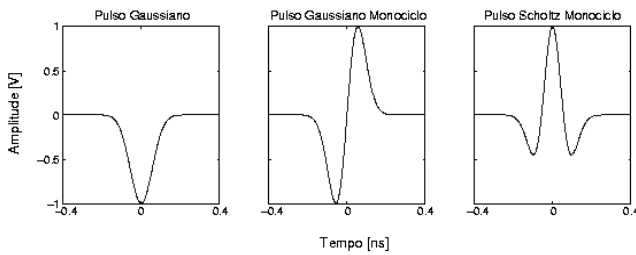


Fig. 13. Pulsos comumente utilizados em sistemas UWB.

A transmissão dos pulsos diretamente às antenas resulta em pulsos que são filtrados devido às propriedades das antenas. Esta operação de filtragem pode ser modelada como uma operação de derivação [23]. O mesmo efeito ocorre na antena receptora. A escolha de qual forma de onda Gaussiana usar é normalmente dirigida pelo projeto do sistema e sua aplicação. Uma característica importante é que todas as formas de onda adequadas devem resultar em um conteúdo espectral uniformemente distribuído sobre todo o espectro de frequência UWB, semelhantemente a um ruído de fundo. Os efeitos de se modificar a duração e a taxa de repetição do pulso são [21]:

- O aumento da taxa de pulso no domínio do tempo aumenta a magnitude no domínio de frequência, isto é, a taxa de pulso influi na magnitude do espectro.

- Quanto menor a duração de pulso no domínio de tempo, maior a largura espectral, isto é, a duração de pulso determina a largura espectral.
- Um intervalo de pulso-a-pulso aleatório produz um espectro de magnitude máxima muito menor do que um intervalo de pulso-a-pulso regular. Por isso, o intervalo de pulso-a-pulso controla a separação das componentes espectrais.

## VI. RESULTADOS DE DESEMPENHO ILUSTRATIVOS

Esta seção apresenta resultados ilustrativos de desempenho de sistemas UWB, considerando alguns esquemas de modulação e de formatação de pulso. Esta análise de desempenho é obtida considerando as mesmas condições de canal e sistema. Uma vez que o objetivo consiste apenas em indicar o potencial de utilização da tecnologia UWB, nesses resultados iniciais foram considerados apenas canais AWGN, ambiente com um único usuário UWB (*single-user*) e com diversos usuários UWB ocupando simultaneamente a mesma banda.

Adicionalmente, a análise de desempenho de sistemas UWB em canais AWGN representa um resultado intermediário importante na busca de soluções para casos mais gerais com modelos de propagação mais complexos, como por exemplo, operar em ambientes onde a largura de banda do sistema permite discernir algumas dezenas de componentes multi-percursos, lidar com o problema da interferência intersimbólica corrompida por ruído AWGN [27], entre outros.

Inicialmente, observe-se que a maioria dos trabalhos publicados na literatura aberta não discute a relação entre a formatação do pulso e o desempenho do sistema UWB. Referências como [1] e [6] mencionam que os pulsos da família Gaussiana são facilmente descritos matematicamente e apresentam boa aproximação com relação às medidas atualmente realizadas, porém não mencionam qual pulso da família Gaussiana é mais atrativo ou eficiente. Já em [21], é mencionada que a segunda derivada é muito utilizada por ser facilmente gerada, porém não determina a forma de onda que resulta em desempenho melhorado, mesmo se dependente do tipo de modulação e/ou da aplicação. Em [5], o autor apenas cita a primeira derivada como exemplo de pulso UWB. As referências [19] e [26] simplesmente utilizam a segunda derivada. A referência [23] também utiliza a segunda derivada justificando que se aproxima da forma de onda medida em um experimento particular. Em [28], o autor afirma que todos os pulsos Gaussianos – da primeira à quarta derivada – resultam em mesmo desempenho caso seja adotado idêntica taxa de amostragem no receptor e não haja erros de sincronismo. No entanto, pulsos Gaussianos com derivadas de mais alta ordem, os quais possuem lóbulos espectrais principais mais estreitos, são mais sensíveis a erros de sincronismo. Pode-se concluir que, até o presente, não há estudos sistemáticos relacionando desempenho de sistemas UWB com formatação de pulso e robustez a erros de sincronismo.

Os resultados preliminares, apresentados a seguir, indicam que há algum ganho de desempenho, mesmo que marginal quando se adota a 2a. derivada Gaussiana para a formatação de pulso UWB. Nas Figuras 14, 15 e 16 é analisado o efeito

da formação de pulso, considerando modulação TH-PPM-UWB, TH-PAM-UWB e DS-PAM-UWB, respectivamente, em canal AWGN com 8 usuários. Verifica-se que para TH-PPM-UWB em canal AWGN multiusuário, a formação de pulso mais adequada é a 2a. derivada Gaussiana entre os três pulsos mencionados anteriormente (Gaussiano, 1a. e 2a. derivada). Já para TH-PAM-UWB e DS-PAM-UWB, a 1a. e 2a. derivada têm desempenhos semelhantes, porém melhores do que o pulso Gaussiano; com valores maiores de  $E_b/N_0$ , este ganho de desempenho tende a ser maior. Na região de alto  $E_b/N_0$ , a 2a. derivada proporciona melhores desempenhos aos 3 sistemas considerados. Para efeito de comparação, foi incluído o limite de desempenho quando há um único usuário ativo (SuB - *single user bound*) com modulação BPSK.

Finalmente, a Figura 17 apresenta resultados de desempenho para os sistemas TH-PAM, TH-PPM e DS-PAM, considerando formação de pulso 2a. derivada Gaussiana e as regiões de baixo, médio e alto  $E_b/N_0$ . Os parâmetros utilizados para este resultado são listados na Tabela III. Observe-se que o efeito de BER irreduzível (BER *floor*) é evidenciado para a região  $E_b/N_0 \geq 16$  dB nos sistemas TH-PPM e TH-PAM, resultando em BER de  $9 \times 10^{-4}$  e  $3 \times 10^{-4}$ , respectivamente. O sistema DS-PAM UWB apresenta desempenho superior aos demais, com ganhos maiores que uma década na taxa de erro de bit quando  $E_b/N_0 \geq 16$  dB.

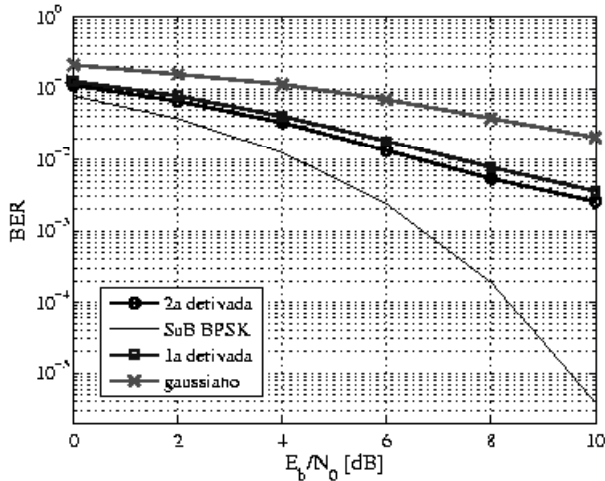


Fig. 14. Desempenho usando modulação TH-PPM-UWB para pulso Gaussiano, sua primeira derivada e sua segunda derivada.

## VII. CONCLUSÃO

Para receptores que não são da mesma tecnologia, os sinais UWB comportam-se como ruído de fundo de baixa PSD, por causa da sua baixa potência de transmissão da ordem de 50 microwatts (1/10.000 da potência normal de um telefone celular), e portanto permitem que sistemas UWB coexistam com as outras tecnologias (ou serviços) em um espectro compartilhado. Os pulsos estreitos utilizados no UWB permitem que o mesmo tenha robustez em relação à interferência de multi-percursos. Até mesmo em ambientes fechados (*indoor*), os atrasos mínimos de multi-percursos são apenas algumas

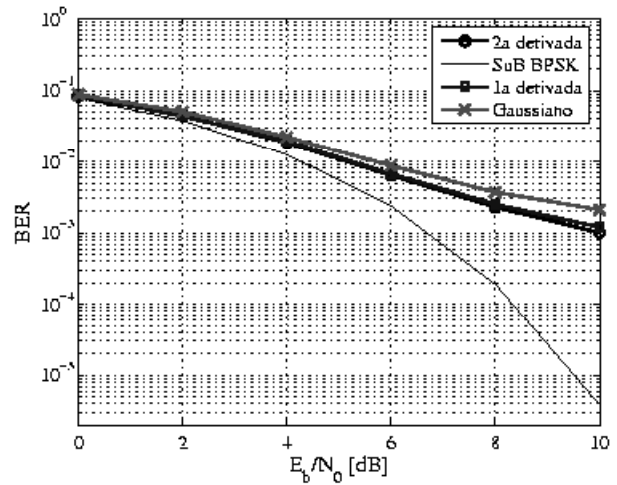


Fig. 15. Desempenho usando modulação TH-PAM-UWB para pulso Gaussiano, sua primeira derivada e sua segunda derivada.

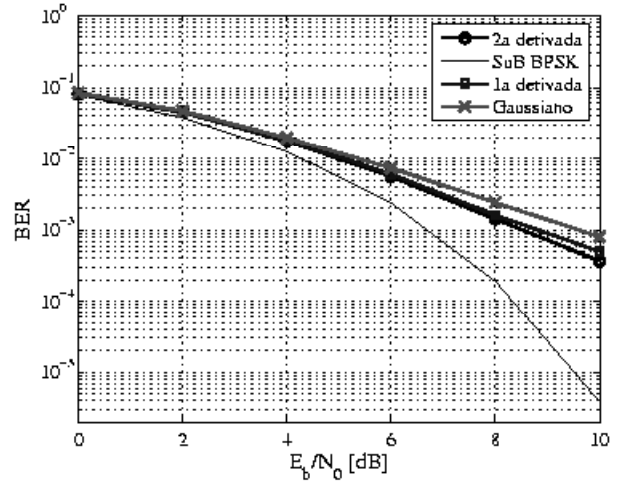


Fig. 16. Desempenho usando modulação DS-PAM-UWB para pulso Gaussiano, sua primeira derivada e sua segunda derivada.

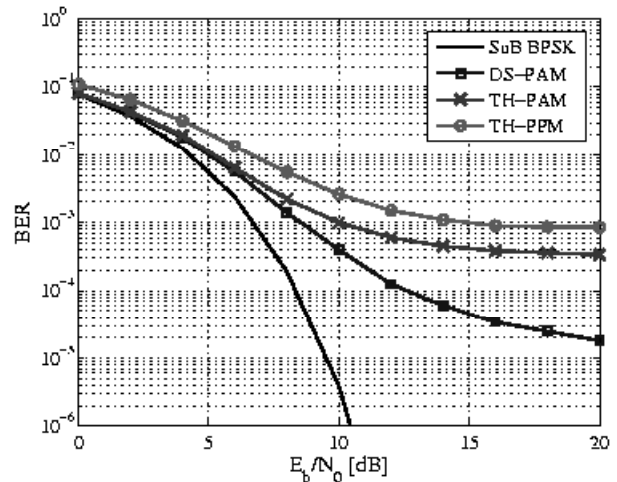


Fig. 17. Desempenho usando as modulações TH-PPM-UWB, TH-PAM-UWB e DS-PAM-UWB para segunda derivada do pulso Gaussiano.

TABELA III  
PARÂMETROS UTILIZADOS NOS SISTEMAS TH-UWB E DS-UWB.

Parâmetro	Valor
Tipo de pulso	Gaussiano, 2a. derivada
Fator de formatação de pulso	287,7 ps
Período de <i>frame</i>	14,4 ns @TH; 28,8 ns @DS
Duração de bit	28,8 ns
Espaçamento da modulação PPM	0,15 ns
Período de <i>chip</i>	0,9 ns
Número de usuários	8
Número de saltos por <i>frame</i>	16
Número pulsos/bit informação TH	2
Número de chips por bit	32

dezenas de nanosegundos, ainda assim muito maiores que a largura de pulso do UWB. Portanto, os sinais refletidos nunca interferem com o sinal principal e são inteiramente separáveis no dispositivo receptor de UWB.

As possíveis estruturas de receptor e transmissor mais simples tornam o UWB uma tecnologia para comunicações de grande potencial com baixa complexidade e baixo custo.

Desempenho em canais AWGN multiusuário dos sistemas UWB com modulação TH-PPM, TH-PAM e DS-PAM indicou a existência do efeito da taxa de erro de bit irreduzível nos três sistemas, porém mostrou a superioridade do sistema DS-PAM-UWB nas condições e configurações consideradas: em termos de BER, este desempenho tende a ser superior a uma década na região de alto  $E_b/N_0$ .

Na literatura técnica atual sobre UWB há pouca informação comparada sobre os tipos, vantagens e aplicabilidade dos diferentes formadores de pulso UWB. Nossos resultados preliminares considerando as modulações TH-PPM, TH-PAM e DS-PAM em canal AWGN multiusuário indicaram que o emprego da 2a. derivada do pulso Gaussiano resulta em um ganho de desempenho, mesmo que marginal, nos três sistemas.

Com o advento da tecnologia UWB, torna-se possível e factível o conceito de comunicações sem fio na faixa de gigabits por segundo (Gb/s). Na prática, a tecnologia UWB será capaz de atingir taxas de dados elevadíssimas, tornando-se uma alternativa viável para WPAN, comunicações de alta capacidade a curtas distâncias que requerem aplicações multimídia, permitindo redução de custos da rede, como por exemplo a substituição e/ou eliminação dos cabos.

#### REFERÊNCIAS

- [1] W. C. Chung, N. J. August, D. S. Ha; "Signaling and Multiple Access Techniques for Ultra Wideband 4G Wireless Communication Systems," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 12, no. 2, Apr. 2005, pp. 46-55.
- [2] P. Runkle, J. McCorkle, T. Miller, M. Welborn; "DS-CDMA: the modulation technology of choice for UWB communications," *IEEE Ultra Wideband Syst. Tech. Conf.*, Nov. 2003, pp. 364-368.
- [3] Federal Communications Commission (2002a), [http://www.fcc.gov/Bureaus/Engineering\\_Technology/News\\_Releases/2002/nret0203.html](http://www.fcc.gov/Bureaus/Engineering_Technology/News_Releases/2002/nret0203.html), FCC press release, Feb 2002.
- [4] Federal Communications Commission (2002b) "First Report and Order in the matter of revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultrawideband transmission systems," ET-Docket 98-153, FCC 02-48, released April 22, 2002.
- [5] Faranak Nekoogar; "Ultra-Wideband Communications: Fundamentals and Applications," Prentice Hall, 2005.
- [6] I. Oppermann, M. Hämäläinen, J. Iinatti; "UWB Theory and Applications," Wiley, 2004.
- [7] R.C. Qiu, H. Liu, X. Shen; "Ultra-wideband for multiple access communications" *IEEE Commun. Mag.*, vol. 43, no. 2, Feb. 2005, pp. 80-87.
- [8] A. Batra, J. Balakrishnan, G.R. Aiello, J.R. Foerster, A. Dabak; "Design of a Multiband OFDM System for Realistic UWB Channel Environments," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 9, Sept. 2004, pp. 2123-2138.
- [9] A. Saleh and R. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 5, pp. 128-137, Feb. 1987.
- [10] Athanasios Papoulis, "Probability, Random Variables and Stochastic Processes," Electrical Engineering. Communications and Signal Processing. McGraw-Hill, 3<sup>rd</sup> edition, pp. 290, 1991.
- [11] J. Foerster; "Channel Modeling Sub-committee Report Final," [http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/Mar03/02490r1P802-15\\_SG3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report-Final.zip](http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/Mar03/02490r1P802-15_SG3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report-Final.zip)
- [12] S. Ghassemzadeh and V. Tarokh; "The Ultra-wideband Indoor Path Loss Model," IEEE P802.15-02/277-SG3a and IEEE P802.15-02/278-SG3a.
- [13] G. Shor, et. al.; "A proposal for a selection of indoor UWB path loss model," IEEE P802.15-02/280-SG3a.
- [14] Kai Siwiak; "UWB Propagation Phenomena," [http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02301r2P802-15\\_SG3a-UWB-Propagation-Phenomena.ppt](http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02301r2P802-15_SG3a-UWB-Propagation-Phenomena.ppt)
- [15] Kai Siwiak; "Propagation notes to P802.15 SG3a from IEEE Tutorial," [http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02328r0P802-15\\_SG3a-Propagation-notes-to-SG3a-from-IEEE-Tutorial.ppt](http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02328r0P802-15_SG3a-Propagation-notes-to-SG3a-from-IEEE-Tutorial.ppt)
- [16] Xuemin Shen; Weihua Zhuang; Hai Jiang; Jun Cai; "Medium access control in ultra-wideband wireless networks," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 5, Sept. 2005, pp. 1663-1677.
- [17] J.R. Foerster; "The performance of a direct-sequence spread ultrawideband system in the presence of multipath, narrowband interference, and multiuser interference," *IEEE Conf. Ultra Wideband Systems and Technologies*, May 2002, pp. 87-91.
- [18] M.Z. Win, R.A. Scholtz; "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 4, April 2000, pp. 679-689.
- [19] F. Ramirez-Mireles; "On the performance of Ultra-Wide-Band Signals in Gaussian Noise and Dense Multipath," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, no. 1, Jan. 2001, pp. 244-249.
- [20] A. Batra, J. Balakrishnan, A. Dabak, R. Gharpurey; J. Lin; "Multi-Band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a," *IEEE P802.15-04/0493r0*, September 2004; <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2004/15-04-0493-00-003a-multi-band-ofdm-cfp-document-update.zip>
- [21] M. Ghavami, L. B. Michael, R. Kohno; "Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering," Wiley, 2004.
- [22] M. Ghavami, L. B. Michael, S. Haruyama, R. Kohno; "A novel UWB pulse shape modulation system," *Kluwer Wireless Personal Communications Journal*, vol. 23, no. 1, October 2002, pp. 105-120.
- [23] F. Ramirez-Mireles and R. A. Scholtz; "Multiple-access with time hopping and block waveform PPM modulation", *In The*

*ICC'98 - IEEE International Conference on Communications, 1998*, vol. 2, June 1998, pp. 775-779.

- [24] E. Saberinia and A. H. Tewfik; "Single and multicarrier UWB Communications," *Proc. 7th International Symposium on Signal Processing and its Applications*, vol. 2, pp. 343-346, July 2003.
- [25] A.R. Forouzan, M.N. Kenari, and J.A. Salehi; "Performance analysis of time-hopping spread-spectrum multiple-access systems: coded and uncoded schemes," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, 2002, vol. 1, no. 4, pp. 671-681.
- [26] R. Pasand, S. Khalesehoseini, J. Nielsen, A. Sesay; "Exact evaluation of M-ary TH-PPM UWB systems on AWGN channels for indoor multiple-access communications Communications," *IEE Proceedings*, vol. 153, Issue 1, Feb. 2006, pp. 83-92.
- [27] Bo Hu, N.C. Beaulieu; "Accurate performance evaluation of time-hopping and direct-sequence UWB systems in multi-user interference," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 6, June 2005, pp. 1053-1062.
- [28] P. Pirinen; "Outage evaluation of ultra wideband spread spectrum system with RAKE combining in lognormal fading multipath channels," *PIMRC 2004 - 15th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 4, Sept. 2004, pp. 2446-2450.

**Lisiane C. Heringer** nasceu em Itajubá, MG, em 31 de julho de 1981. Possui o título de Engenheira Eletricista, pelo Instituto Nacional de Telecomunicações, MG em 2003, atualmente cursando Mestrado em Engenharia Elétrica na Universidade Estadual de Londrina, PR. Áreas de interesse para pesquisa incluem: sistemas de comunicação UWB e sistemas de múltiplo acesso.

**Bruno Augusto Angélico** é graduado em Engenharia Elétrica, 2003, pela Universidade Estadual de Londrina (UEL), e mestre em Engenharia Elétrica, 2005, pela Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (EPUSP). Atualmente é aluno regular do programa de pós-graduação - doutorado pela EPUSP.

Áreas de interesse para pesquisa incluem: comunicações sem fio, sistemas OFDM, sistemas CDMA multiportadora, detecção multiusuário e sistemas UWB.

**Taufik Abrão** é graduado, mestre e doutor em Engenharia Elétrica em 1992, 1996 e 2001, respectivamente, pela Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Atualmente é professor adjunto do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina, PR. Co-autor de cerca de 38 trabalhos técnicos, apresentados em congressos e revistas especializadas, nacionais e internacionais.

Áreas de interesse para pesquisa incluem: comunicações sem fio, métodos de redução de interferência em sistemas de múltiplo acesso, detecção multiusuário, algoritmos heurísticos para detecção sub-ótima e técnicas de diversidade.

**Paul Jean Etienne Jeszensky** obteve os títulos de Engenheiro Eletricista, Mestre em Engenharia Elétrica, Doutor em Engenharia Elétrica-Sistemas Eletrônicos e Livre Docente na área de Telecomunicações, pela Escola Politécnica da USP em 1972, 1981, 1989 e 1992, respectivamente. Autor do livro *Sistemas Telefônicos* (Editora Manole, 2004) e de cerca de 70 trabalhos técnicos/científicos, apresentados em Simpósios/Congressos/revistas especializadas, nacionais e internacionais. Professor da EPUSP desde 1978, concursado em 1984, em dedicação exclusiva a partir de 1990, na área de Telecomunicações. General Co-Chairmen do ITS'98-SBT/IEEE International Telecommunications Symposium, realizado em SP de 9 a 13/8/1998. Foi professor visitante da UPC-Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona-Espanha em 1995 e da TUB-Technical University of Budapest, Hungria em 2001.

Suas áreas de interesse para pesquisa incluem: comunicações sem fio em geral, seqüências de códigos para uso em sistemas DS/CDMA, sistemas DS/CDMA quase síncronos e detecção multiusuário em DS/CDMA.



# Projeto, Simulação e Implementação em Hardware de um Sistema de Sincronismo para o MI-SBTVD

Marcelo A. C. Fernandes, Cristiano Panazio e Sandro A. Fasolo

**Abstract**—In 2005 the Brazilian government supported many research consortia in order to develop a Digital Television System employing advanced technologies for multimedia broadcasting. One of the proposals for the physical layer of this system was entitled Innovative Modulation for the Brazilian Digital TV System (MI-SBTVD). The MI-SBTVD Project includes high performance error-correcting codes, transmit spatial diversity and multi-carrier modulation. The objective of this article is to present the synchronization techniques that were used in the first proof-of-concept for the MI-SBTVD System. We present the simulated performance results for both the AWGN and multipath channels. Finally, we also comment on the implementation details of the synchronization scheme using Field Programmable Gate Array (FPGA) devices.

**Index Terms**— OFDM Synchronization, Digital Television, SBTVD.

**Resumo**—Em 2005 o governo brasileiro financiou um grupo de consórcios formado por vários pesquisadores para desenvolver um Sistema de Televisão Digital incorporando o estado da arte das tecnologias atuais. Uma das propostas para a camada física deste sistema foi chamada de Modulação Inovadora para o Sistema Brasileiro de TV Digital (MI-SBTVD). O projeto MI-SBTVD utiliza uma codificação de canal de alto desempenho, diversidade espacial e modulação com múltiplas portadoras. O objetivo deste artigo é apresentar a técnica de sincronização utilizada na primeira prova de conceito do protótipo do MI-SBTVD. O desempenho do receptor empregando a técnica de sincronização proposta é avaliada, tanto em canais AWGN como em canais com múltiplos percursos. Finalmente, são apresentados os detalhes da implementação do protótipo em FPGA - *Field Programmable Gate Array*.

**Palavras chave**— Sincronização, OFDM, SBTVD.

## I. INTRODUÇÃO

Desde os anos 80, a transição do sistema analógico de TV para o digital tem sido discutida e implementada em diferentes países. Basicamente, há três padrões que disputam o panorama

internacional: o americano ATSC [2], o europeu DVB-T [3], e o padrão japonês ISDB-T [4]. Estes três sistemas fazem uso da mesma tecnologia de compressão de vídeo, o MPEG-2. Por outro lado, eles diferem com respeito às técnicas de modulação e codificação de canal.

O padrão ATSC é baseado em uma única portadora com modulação 8-VSB (*Vestigial Side Band* com 8 níveis)[5], enquanto o DVB-T e ISDB-T são baseados na técnica de transmissão OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [6] com vários níveis de modulação QAM. No ano de 2005 o governo brasileiro contratou vinte consórcios, compostos por um grande número de pesquisadores, para dar início ao desenvolvimento do Sistema Brasileiro de Televisão Digital (SBTVD). O desenvolvimento deveria incorporar o estado da arte das técnicas de transmissão para sinais digitais, com o objetivo de prover melhorias consideráveis frente aos padrões mais antigos.

O Consórcio MI-SBTVD foi composto pelo Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), a Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), a Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), a Universidade Federal do Paraná (UTFPR) e a empresa Linear Equipamentos Eletrônicos. O MI-SBTVD utiliza código LDPC para codificação de canal e sistema OFDM combinado com técnicas de codificação espaço temporal (STC) [7] no processo de modulação. O sistema STC-OFDM [8] com diversidade espacial na transmissão é uma técnica muito eficiente para situações onde é necessária uma alta taxa de transmissão em canais móveis e em ambientes fortemente seletivos no tempo e na frequência.

Para garantir uma demodulação correta no receptor, o sistema precisa compensar os atrasos de propagação, o efeito Doppler e as variações na frequência do oscilador local. Estes objetivos só podem ser alcançados pelo uso de uma técnica de sincronização corretamente projetada, dado que o sincronismo representa um papel muito importante em sistemas OFDM [9] [10]. O início do tempo do símbolo OFDM e a frequência do oscilador local devem ser estimados pelo circuito de sincronização para que o processo de demodulação tenha sucesso. Pois somente após a sincronização é que o restante dos processos - FFT, estimação da resposta em frequência do canal, decodificações e detecção - pode ser efetivado. Os diagramas em blocos do transmissor e do receptor do sistema STC-OFDM proposto são mostrados nas Figuras 1 e 2,

Manuscrito recebido em 15 de maio de 2005; revisado em 18 de novembro de 2005.

Marcelo A. C. Fernandes é aluno de doutorado no Departamento de Comunicações da Universidade Estadual de Campinas - Unicamp, Campinas, SP (maugusto@decom.fee.unicamp.br). Cristiano Panazio é Professor Doutor da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo - USP, São Paulo (cpanazio@lcs.poli.usp.br). Sandro Adriano Fasolo é Professor Adjunto do Instituto Nacional de Telecomunicações - Inatel, Santa Rita do Sapucaí, MG (sandro.fasolo@inatel.br). Este trabalho foi financiado pela FINEP - Financiadora de Estudos e Projetos no âmbito do Sistema Brasileiro de TV Digital - SBTVD.

respectivamente. Um fato importante a enfatizar é que as técnicas de sincronização convencionais para sistema com uma única antena de transmissão não são aplicadas diretamente ao STC-OFDM. Características particulares da modulação STC-OFDM devem ser levadas em conta no projeto do sistema de sincronização.

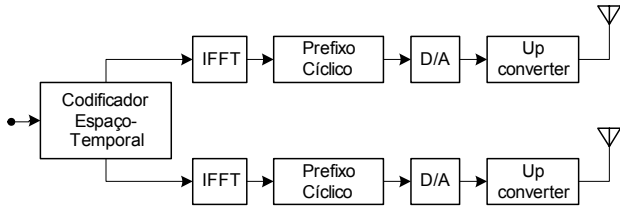


Fig. 1. Diagrama de blocos do Transmissor STC-OFDM.

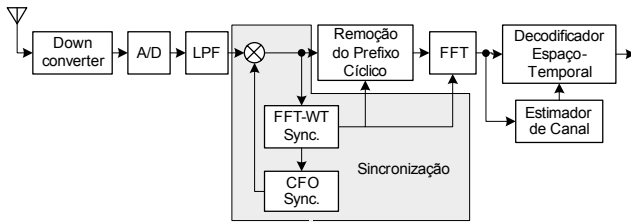


Fig. 2. Diagrama de blocos do Receptor STC-OFDM.

O principal objetivo deste artigo é apresentar os detalhes do esquema de sincronização proposto no receptor de TV digital para o sistema MI-SBTVD. Os aspectos teóricos e práticos de implementação em hardware, alguns resultados interessantes para canais AWGN e com múltiplos percursos também são apresentados e discutidos.

## II. SINCRONIZAÇÃO PARA RECEPTORES OFDM COM CÓDIGOS ESPAÇO-TEMPORAIS

O sincronismo é um das partes mais importantes de um receptor para OFDM. É um processo indispensável que é usado para compensar a presença de imperfeições de sistema, tais como *desvios* do oscilador local, efeito Doppler e atrasos na propagação do sinal.

Chamando de  $f_{erro}$  o *desvio* de frequência entre o transmissor e o receptor,  $\theta$  o *desvio* de fase e  $\tau_{erro}$  o *desvio* de tempo, pode-se então caracterizar o sinal recebido  $r(t)$  como:

$$r(t) = s(t - \tau) e^{j2\pi f_{erro} t + \theta} + n(t), \quad (1)$$

onde  $s(t)$  é o sinal transmitido e  $n(t)$  é um ruído branco gaussiano aditivo. Neste artigo não será levada em conta a sincronização de fase, dado que isto pode ser facilmente realizado pelo estimador de canal sem qualquer perda de desempenho. Então, daqui em diante não será considerada a fase  $\theta$  nas equações.

Como mostrado em [9] e [10], é possível observar que o

*desvio* de frequência entre a frequência do sinal recebido e do oscilador local no receptor pode destruir a ortogonalidade entre as subportadoras, causando ICI (*Inter-Carrier Interference*) no sinal recebido. Se o *desvio* de tempo não é compensado no caso em que é maior que o prefixo cíclico,  $T_{CP}$ , então ICI e ISI (*Interferência entre Símbolos OFDM*) aparecem juntas [9] [10].

As técnicas de sincronização podem ser divididas em duas categorias, quais sejam, as técnicas cegas, que não utilizam um sinal piloto, chamadas na literatura de *non-pilot aided* [11]-[13] e as técnicas supervisionadas. Nestas últimas o receptor tem um conhecimento *a priori* de algumas informações dos sinais pilotos, que podem ser multiplexadas no tempo ou em frequência [14]-[16]. No caso específico das técnicas cegas, alguns algoritmos exploram propriedades de correlação induzidas pela inserção de prefixo cíclico.

Como apresentado na Figura 1 e de acordo com [9] e [10], o processo de sincronismo pode ser dividido em duas partes, quais sejam, *Carrier Frequency Offset* (CFO), que corrige  $f_{erro}$ , e a FFT (*Fast Fourier Transform*) *Window Timing* (FFT-WT) que minimiza  $\tau_{erro}$  e obtém  $f_{erro}$ .

A sincronização de tempo e frequência pode ser feita em duas fases, uma chamada de sincronização grosseria e outra chamada de sincronização fina. Enquanto a sincronização grosseria é feita no domínio do tempo, a fina é realizada no domínio da frequência [10]. A sincronização fina permite obter uma estimação mais precisa, i.e., mais robusta aos efeitos do ruído. Contudo, neste trabalho não foram utilizadas as técnicas de sincronização fina, o que significa que os resultados aqui obtidos podem ser ainda melhores.

### A. Perdas Causadas pelos Erros de Sincronização

Valores elevados de  $f_{erro}$  aumentam a ICI e valores elevados de  $\tau_{erro}$  aumentam a ICI e ISI, resultando assim em uma degradação do desempenho. De acordo com [10] é possível descrever a degradação do desempenho em canais AWGN em termos da SNR (Relação Sinal/Ruído), como uma função de  $f_{erro}$  e  $\tau_{erro}$  que é determinada pelas seguintes equações:

$$SNR_m \approx \frac{E_S(m) \text{sinc}^2(f_{erro} T_S)}{N_0 + E_S(m) + \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq m}}^{N-1} \text{sinc}^2(n - m + f_{erro} T_S)} \quad (2)$$

$$SNR_m \approx \frac{\left(1 - \frac{\tau_{erro}}{T_S}\right)^2}{\frac{N_0}{E_S(m)} + \frac{\tau_{erro}^2}{T_S^2} + \frac{2\tau_{erro}^2}{T_S^2} + \sum_{n=0}^{N-1} \text{sinc}^2\left(\frac{(n-m)\tau_{erro}}{T_S}\right)} \quad (3)$$

A Equação (2) ilustra a degradação da SNR na  $m$ -ésima portadora causada pelo *desvio* de frequência e a Equação (3) apresenta a degradação da SNR na  $m$ -ésima portadora quando a ISI está presente na janela da FFT causada pelo *desvio* de tempo. Nestas equações,  $T_S$  representa o período de um símbolo OFDM,  $N$  representa o número total de portadoras,  $E_S(m)$  é a energia média da  $m$ -ésima portadora e  $N_0$  representa a densidade espectral de potência do ruído AWGN no canal. Como pode ser analisado a partir das Equações (2) e (3), as degradações causadas por  $f_{erro}$  e  $\tau_{erro}$  são consideráveis. O importante é ressaltar que quando  $|\tau_{erro}| \leq T_{CP}$ , o erro de tempo resulta apenas em uma distorção de fase que pode ser facilmente corrigida pelo estimador de canal.

### III. PARÂMETROS DO PROCESSO DE SINCRONIZAÇÃO PARA A IMPLEMENTAÇÃO

Para implementar a sincronização de tempo e correção do CFO, foi escolhida uma técnica de máxima verossimilhança apresentada em [13]. Esta técnica permite estimar de forma conjunta o desvio de tempo e de frequência por meio da propriedade de correlação do prefixo cíclico, como mostrado na Figura 3.

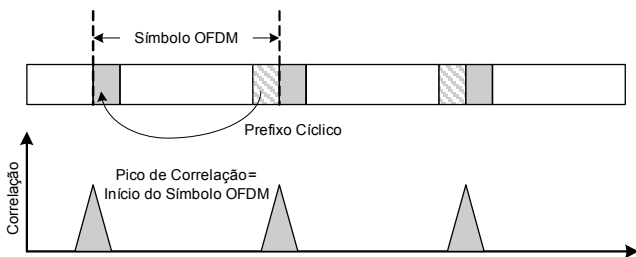


Fig 3. Técnica de Correlação do Prefixo Cíclico.

As técnicas clássicas de sincronização usam o critério de máxima verossimilhança para calcular  $f_{erro}$  e  $\tau_{erro}$ , como apresentado em [10] e [13]. Em [13], o *desvio* de frequência estimado,  $\hat{f}_{erro}$ , e o *desvio* de tempo estimado  $\hat{\tau}_{erro}$  são obtidos pelas seguintes equações:

$$\gamma(n) = \sum_{k=n}^{n+M-1} v(k)v^*(k+N), \quad (4)$$

$$\phi(n) = \sum_{k=n}^{n+M-1} |v(k)|^2 + |v(k+N)|^2, \quad (5)$$

$$\hat{f}_{erro} = -\frac{1}{2\pi} \angle \gamma(\hat{\tau}_{erro}), \quad (6)$$

$$\hat{\tau}_{erro} = \arg\left(\max\left\{|\gamma(\tau_{erro})|^2 - \rho\phi(\tau_{erro})\right\}\right), \quad (7)$$

onde  $\angle$  representa o argumento de um número complexo,  $\rho$  é uma constante que depende da SNR e representa a magnitude da correlação entre as amostras  $v(k)$  e  $v(k+N)$ ,  $N$  é a duração da FFT e  $M$  é o tamanho do prefixo cíclico.

A escolha da técnica de sincronização deste projeto tem como base um compromisso que envolve a complexidade de implementação, robustez e o desempenho do sistema. Tomando como base que o sistema proposto, o MI-SBTVTD, não transmite uma seqüência de treinamento, uma técnica cega é obrigatória para a sincronização de tempo e CFO. Os algoritmos implementados, com base nas Equações (4), (5), (6) e (7), são mostrados nas Figuras 4 e 5.

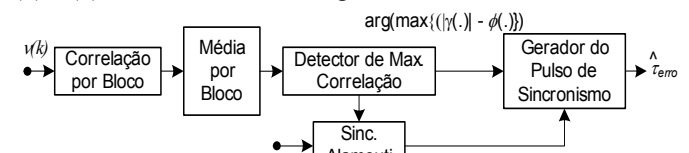


Fig. 4. Esquema de Sincronismo da FFT-WT.

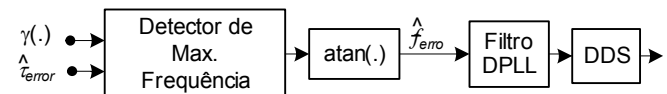


Fig. 5. Esquema de Sincronismo do CFO.

Em termos de complexidade, esta técnica tem um baixo custo computacional devido à utilização de somas móveis para a estimativa dos valores das correlações necessárias. Em canais com múltiplos percursos, a perda de desempenho parece ser desprezível. Em [13], para um canal com um perfil de decaimento exponencial com um comprimento de 15 amostras, a perda de desempenho situa-se ao redor de 1,2dB para uma SNR de 25dB.

Após a aquisição, quando os símbolos pilotos no domínio da frequência e a estimação de canal já estão disponíveis, pode-se então adotar técnicas supervisionadas (por exemplo, [17]) para refinar a sincronização de tempo e CFO. Porém, tal aproximação aumentaria a complexidade do sistema, dado que seriam incluídos mais algoritmos para a sincronização e novos circuitos para controle.

#### A. Detalhes da Implementação

Devido a algumas características de operação do sistema proposto, pode-se reduzir a complexidade da técnica apresentada em [13]. Em primeiro lugar, pode-se notar que o

coeficiente de correlação  $\rho$  é uma função da SNR. Conseqüentemente, para seu cálculo é necessário calcular a SNR e fazer uma divisão que não é uma tarefa computacional simples. Porém, o valor de  $\rho$  é quase igual a 1 para valores pequenos de SNR (por exemplo, para 12dB  $\rho = 0,94$ ). Assim, seu impacto no desempenho pode ser desprezível.

A segunda simplificação é feita no cálculo do  $\hat{\tau}_{erro}$ . Dado que o valor da correlação dado por  $\gamma(n)$  é um número complexo, então o uso de uma função de módulo como definido em (7) requereria uma função de raiz-quadrada. Assim, para reduzir a complexidade, esta operação foi aproximada pelo módulo da parte real mais o módulo da parte imaginária, como mostrada na Figura 6. No pior caso para tal aproximação, o erro relativo não é maior que  $\sqrt{2}$ . Contudo, ao se implementar a correção do CFO em malha fechada, temos  $\gamma(n)$  tende para um número real quando o CFO é corretamente estimado. Deste modo, a parte imaginária tende a zero, fazendo com que o erro resultante da aproximação tenda também a zero.

O valor de correlação dado por  $\gamma(n)$  é igual a uma amostra do símbolo de OFDM, que é igual a  $T = 63/512\mu s$ . Qualquer valor para o *desvio* de tempo menor que o período de uma amostra pode ser compensado pelo estimador de canal. O processo de correção no CFO é ilustrado na Figura 6.

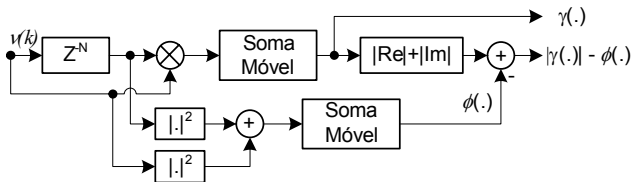


Fig. 6. Proposta da Técnica de Correlação.

Com o objetivo de melhorar a robustez do valor máximo estimado em (7), foi implementado um circuito de média por blocos em quatro sucessivos símbolos OFDM, como apresentado na Figura 4. Os resultados simulados para esta técnica são mostrados na Figura 8.

Neste projeto também foi desenvolvido um esquema de sincronização levando em consideração a atualização das palavras códigos do esquema STC de Alamouti. Isto deve ser feito porque a estimação de canal é executada a uma taxa especificada pelo esquema de Alamouti, e qualquer atualização dentro da palavra código do Alamouti implica em uma quebra de ortogonalidade do esquema de codificação.

A frequência estimada pelo CFO,  $\hat{f}_{erro}$ , é alimentada em um filtro, que é composto de um integrador digital escalonado. A saída é inserida então em um DDS (*Direct Digital Synthesizer*) que possui um funcionamento semelhante a um VCO (*Voltage Controlled Oscillator*). O DDS gera os sinais de co-seno e seno que são aplicados aos componentes em fase e quadratura do sinal recebido, corrigindo assim o CFO. A malha composta da estimação do CFO, filtro, DDS e Correção de CFO é chamada de *Digital Phase Locked Loop* (DPLL).

Nos tópicos seguintes serão apresentadas algumas curvas de desempenho do esquema de sincronização proposto. Os resultados foram obtidos para alguns dos canais usados nos testes para TV digital realizados no Brasil [1] (Tabela I).

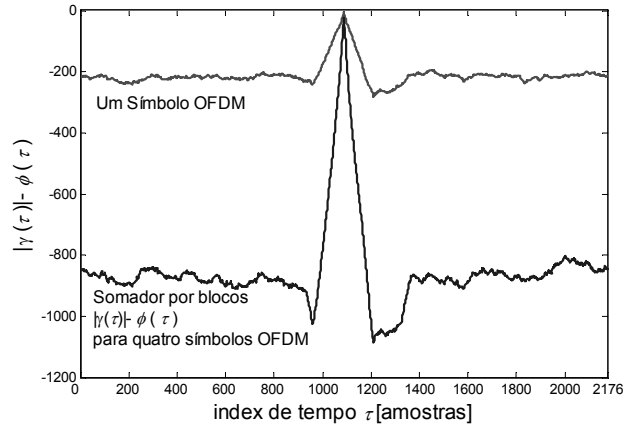


Fig. 7. Índice de tempo detectado para um símbolo OFDM, utilizando o somador de blocos com quatro símbolos OFDM.

TABELA I  
PERFIL DE POTÊNCIA DOS CANAIS SIMULADOS.

Nome	Desc.	P <sub>1</sub>	P <sub>2</sub>	P <sub>3</sub>	P <sub>4</sub>	P <sub>5</sub>	P <sub>6</sub>
Brasil	Atraso (μs)	0	0,15	2,22	3,05	5,86	5,93
A	Atenuação (dB)	0	13,8	16,2	14,9	13,6	16,4
Brasil	Atraso (μs)	0	0,3	3,5	4,4	9,5	12,7
B	Atenuação (dB)	0	12	4	7	15	22

#### IV. TESTES DE DESEMPENHO

Nas Figuras 8 e 9 são apresentadas as variâncias normalizadas do tempo e da frequência estimados em função da SNR. Foram feitas simulações para vários canais com múltiplos percursos. Foi utilizado um período da amostra,  $T$ , para a normalização da variância do tempo e utilizada a banda da sub-portadora (3968Hz) para a normalização da variância da frequência.

Os resultados mostram um pouco de degradação de desempenho para canais com grande dispersão temporais, em particular para o canal B que possui múltiplos percursos severos, apresentando o pior desempenho. Todavia, a variância do tempo estimado é menor que o período  $T$  e a variância da frequência é menor que a banda da sub-portadora. Assim, pode-se concluir que este resultado não deverá degradar consideravelmente a taxa de erro de bit.

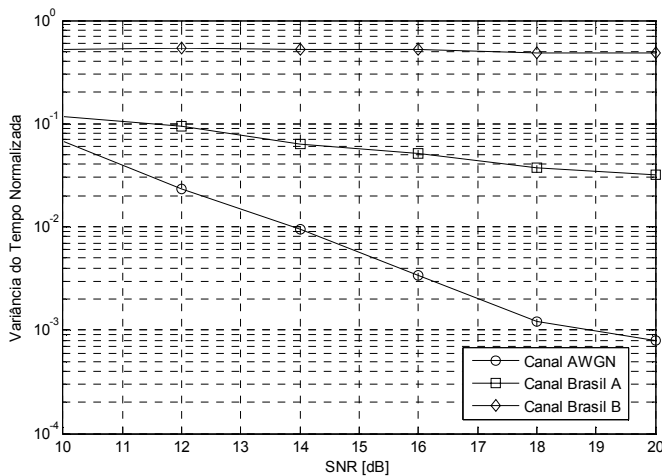


Fig. 8. Variância do tempo estimado.

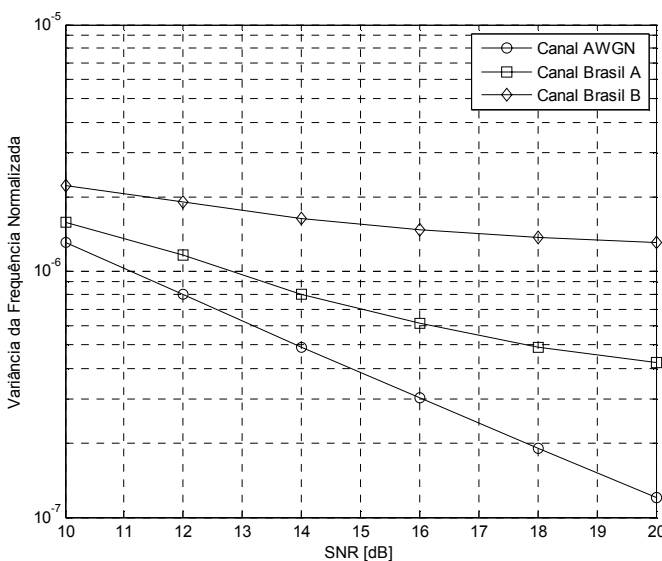


Fig. 9. Variância da frequência estimada.

V. ASPECTOS DA IMPLEMENTAÇÃO EM FPGA

O sistema proposto foi implementado em uma placa de desenvolvimento, Nallatech toolkit [18], que é composta de uma placa com dois conversores A/D e dois conversores D/A, várias interfaces digitais, e uma FPGA Xilinx Virtex 4 SX35 [19].

O protótipo desenvolvido é formado de um estágio de FI (Frequência Intermediária) com um *Digital Down-converter* (DDC), um estágio de sincronização de tempo e frequência, estimador de canal, um estágio de demodulação OFDM e um decodificador espaço temporal utilizando a técnica de Alamouti. Para uma prototipação rápida foi utilizada a ferramenta Xilinx de DSP *Design Flow* que auxilia no desenvolvimento de sistemas complexos através de Matlab/Simulink.

O resumo de percentuais de utilização do protótipo, em termos de hardware, é apresentado na Tabela II. A maioria dos dispositivos de BRAMs da FPGA, apresentadas na Tabela II (58 de 94 BRAMs), é usada pelos algoritmos de

sincronização, enquanto a maioria dos elementos de lógica (11.132 de 13.063 *slices*) é usada pelo restante do protótipo.

TABELA II  
RECURSOS DE FPGA UTILIZADOS PELO PROTÓTIPO DESENVOLVIDO.

	Usado	Disponível	Utilização
Número de <i>slices</i> ocupados	13063	15360	85%
Número de BRAMs	94	192	48%
Número de DSP48s	47	192	24%

O algoritmo de sincronização é responsável pela utilização de um grande número de BRAMs [18], devido aos algoritmos de correlação entre *N* amostras separadamente e a média por blocos feita a cada quatro símbolos OFDM. Esta estratégia de implementação de hardware foi bastante interessante devido ao grande número de BRAMs na FPGA utilizada. Se uma grande quantidade de BRAMs não estivesse disponível, um número grande de *slices* (medida de dispositivos lógicos para as FPGAs da Xilinx) seria consumido para executar funcionalidades de memória. Este tipo de abordagem não seria possível devido ao grande número de *slices* consumidos pelo protótipo, algo em torno de 73% do total da FPGA.

A primeira prova de conceito para o MI-SBTVD foi implementada em janeiro de 2006. Na transmissão um módulo de RF foi anexado ao *front-end* do transmissor utilizando misturadores, amplificadores de potência e osciladores para transmitir um sinal de DTV na portadora de 512,8137MHz. No caso da recepção, o módulo de RF, desenvolvido pela empresa Linear, foi anexado à parte de FI do protótipo. O sinal analógico da saída do módulo de RF, centrado em 8,126984MHz, é amostrado pelo *down-converter* do protótipo a uma taxa de amostragem quatro vezes superior. A referência de relógio externa para o protótipo foi de 65,015873MHz. Nesta primeira prova de conceito o esquema de sincronismo implementado teve um desempenho satisfatório.

VI. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou o esquema de sincronismo projetado, simulado e implementado para o MI-SBTVD. Foram mostrados os aspectos de projeto, resultados de simulação e detalhes de implementação em hardware usando FPGA. Melhorias adicionais estão sendo investigadas com o objetivo de refinar os parâmetros calculados e melhorar as condições de quantização das variáveis no FPGA. Além disso, outras técnicas estão sendo estudadas para melhorar a robustez do esquema de sincronização desenvolvido.

REFERÊNCIAS

[1] José M. C. Brito *et al.*, "Design, Simulation and Hardware Implementation of a Digital Television System: System Overview", The 9th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications - ISSSTA-2006, Manaus, Brazil, 2006.  
 [2] ATSC Standard A/53, ATSC Digital Television Standard.



- [3] European Broadcasting Union, "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television", ETSI EN 300 744 V1.4.1, 2001.
- [4] International Telecommunication Union, "Channel Coding, Frame Structure and Modulation Scheme for Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB-T)", ITU-R 205/11, 1999.
- [5] Fernando C. C. Castro, Maria C. F. Castro, Marcelo A. C. Fernandes and Dalton S. Arantes, "8-VSB Channel Coding Analysis for DTV Broadcast," in IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 46, 3, pp. 539-547, August, 2000.
- [6] K. Welling and M. Rice, "Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing for the Multipath Fading Channel," In Proceedings of the International Telemetering Conference, Las Vegas, NV, October 1999.
- [7] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", IEEE J. Select. Areas Comm., vol 16, no 8, pp. 1451-1458, 1998.
- [8] K. F. Lee and D. B. Williams, "A Space-Time Coded Transmit Diversity Technique for Frequency Selective Fading Channels," IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, pp. 149-152 Cambridge, MA, March 2000.
- [9] S. Hara and R. Prasad, Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications, Artech House, 2003.
- [10] K. Fazel and S. Kaiser, Multi-carrier and Spread Spectrum Systems, Wiley, 2003.
- [11] Daffara F. and Chouly A., "Maximum likelihood frequency detectors for orthogonal multi-carrier systems", in Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC'93), Geneva, Switzerland, pp. 766-771, May 1993.
- [12] Daffara F. and Adami O., "A new frequency detector for orthogonal multi-carrier transmission techniques," in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, Chicago, USA, pp. 804-809, July 1995.
- [13] J. J. van de Beek, M. Sandell, P. O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," in IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 45, 7, pp. 1800-1805, July, 1997.
- [14] Fazel K., Kaiser S. and Robertson P., "OFDM: A key component for terrestrial broadcasting and cellular mobile radio," in Proc. International Conference on Telecommunication (ICT'96), Istanbul, Turkey, pp. 576- 583, April 1996.
- [15] Fazel K., Kaiser S., Robertson P. and Ruf M.J., "A concept of digital terrestrial television broadcasting," Wireless Personal Communications, vol. 2, nos. 1 & 2, pp. 9-27, 1995.
- [16] Moose P.H., "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction", Transactions on Communications, vol. 42, pp. 2908-2914, Oct. 1994.
- [17] Baoguo Yang, K. B. Letaief, R. S. Cheng, Zhigang Cao, "Timing recovery for OFDM transmission," in IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 18, 11, pp. 2278-2291, Nov., 2000.
- [18] Nallatech, Inc., "Virtex-4, Dual 105MSPS ADC, Dual 160MSPS DAC DIME-II Module User Guide," Reference Manual, 2005.
- [19] Xilinx Inc., "Virtex-4 User Guide," Reference Manual, March, 2006.

interesses incluem filtragem adaptativa, recuperação de sincronismo, técnicas multiportadora e receptores espaço-temporais.

**Sandro Adriano Fasolo** graduou-se em Licenciatura em Física pela Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul (1989), graduou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (1993), obteve o mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas (1996) e o doutorado em Engenharia Elétrica também pela Unicamp (2001). Atualmente é Professor Adjunto da Fundação Instituto Nacional de Telecomunicações. Tem experiência em diversas áreas da Engenharia Elétrica, com ênfase em Telecomunicações. Seus principais temas de interesse são televisão digital, transmissão digital, equalização adaptativa, equalização cega, rede de frequência única e simulação de sistemas de comunicações.

**Marcelo Augusto C. Fernandes** graduou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Rio Grande do Norte, em 1997, e obteve o mestrado em Engenharia Elétrica também pela UFRN, em 1998. Atualmente é Professor do Centro Universitário Salesiano de São Paulo (Unisal) e Pesquisador do ComLab/UNICAMP, onde está em fase final de conclusão do doutorado no Departamento de Comunicações (DECOM) da Faculdade de Engenharia Elétrica da Unicamp (FEEC/UNICAMP). Tem experiência em diversas áreas da Engenharia Elétrica, com ênfase em Telecomunicações. Suas principais áreas de interesse são equalização adaptativa, antenas inteligentes, sincronização, TV-Digital, sistemas CDMA, sistemas 3G, desenvolvimento de sistemas em Matlab/Simulink e programação FPGA.

**Cristiano Panazio** é professor da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo desde 2006. Recebeu seus títulos de bacharelado e mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), em 1999 e 2001, respectivamente. Em 2005 obteve o título de doutor pelo Conservatoire National des Arts et Métiers (CNAM), Paris, França. Seus

# 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  $\lambda$  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 17 de setembro de 2006; revisado em 02 de novembro 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  $T_{\text{rms}}$  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,  $\alpha_k$  é a magnitude do  $k$ -ésimo percurso e  $\tau_k$  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.

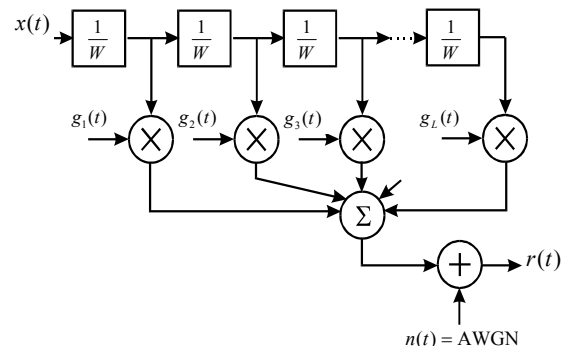


Fig. 1 - Modelo do canal seletivo em frequência (*tapped delay line*).

### 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 respostas 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 também do tempo de coerência do canal. 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.

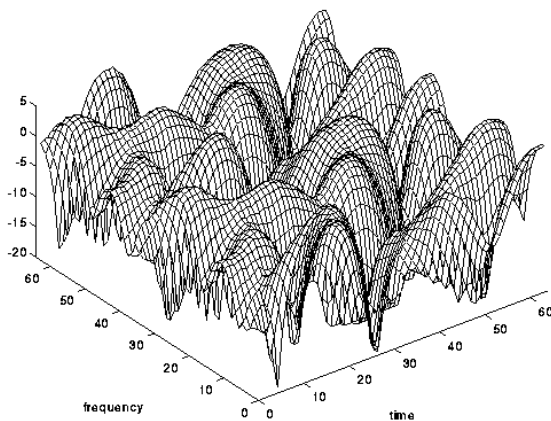


Fig. 2 - Seletividade temporal e em frequência do canal rádio-móvel.

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. Nesse modelo discreto, cada portadora modulada, em banda-base, 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 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.

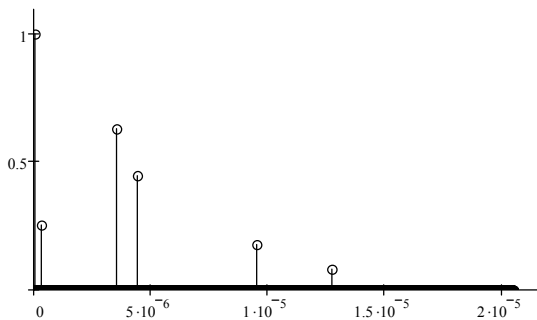


Fig. 3 - Perfil de multipercurso para o canal Brasil B. Espalhamento temporal rms,  $T_{rms} = 2,23E-6$  segundos

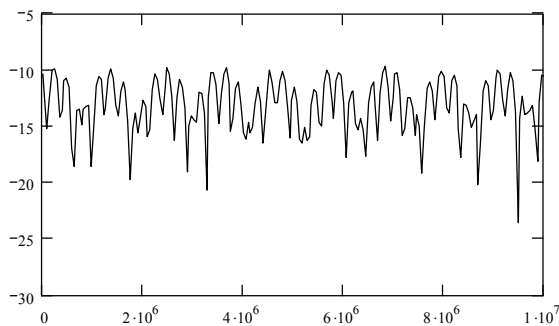


Fig. 4 - Magnitude da resposta em frequência para o canal Brasil B. Banda de coerência,  $B_c = 8,98E+3$  Hertz

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 (µs)	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 (µs)	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 (µs)	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 (µs)	0	-1.8	0.15	1.8	5.7	35
	Atten. (dB)	0	11	11	1	Var	9
	Phase	0°	125°	80°	45°	5Hz	90°
Brazil A	Delay (µs)	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 (µs)	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 (µs)	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 (µs)	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 (µs)	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 Yiyang 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 CRC<sup>1</sup>. Valores médios e desvios padrão, bem como os desvanecimentos de Rice<sup>2</sup> 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  $\tau_1$  são descorrelacionados da atenuação e do deslocamento de fase associados ao percurso de propagação localizado no instante  $\tau_2$ . 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 canal<sup>3</sup>. 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  $\sigma_{B_c}$  são a média estatística e do desvio padrão da banda de coerência, respectivamente.

TABELA V  
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	—	—

<sup>1</sup> 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.

<sup>2</sup> 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.

<sup>3</sup> 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.



	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 a apresentação dos resultados de testes de sistemas de TV Digital sujeitos à interferência por ruído impulsivo.

##### 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 duração<sup>4</sup>.

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.

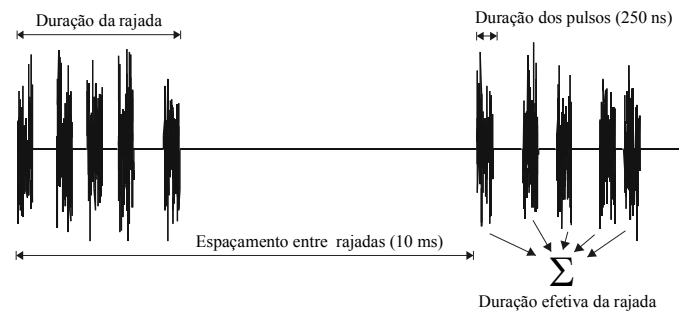


Fig. 5 - Modelo de geração de ruído impulsivo.

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.

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

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

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

<sup>4</sup> 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.

onde  $\mu$  é a fração *de cada* símbolo (útil) OFDM em que há ruído impulsivo e  $\sigma_i^2$  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  $\tau_E$  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  $\tau_E$  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  $\sigma_i^2$  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  $\sigma_\eta^2$ .

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  $3 \times 10^{-6}$ , medida a partir do *Transport Stream* (TS) recuperado. Esta taxa corresponde ao limiar de visibilidade (TOV - *Threshold of Visibility*)<sup>5</sup> [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*.

<sup>5</sup> 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.

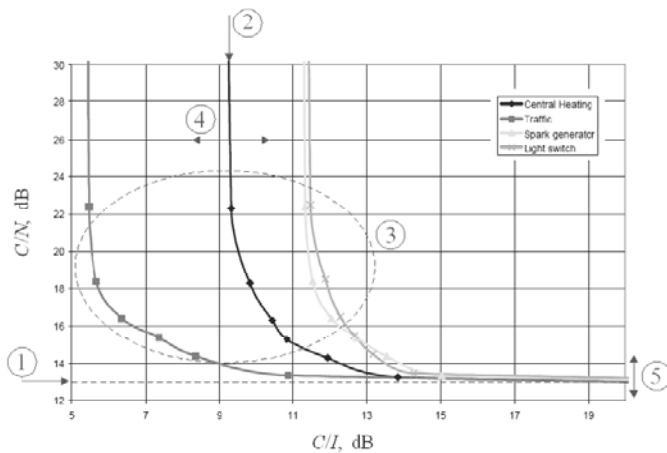


Fig. 6 - Curvas para avaliação de desempenho do MI-SBTVD sob ruído AWGN e ruído impulsivo.

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

① 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.

② 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.

③ Esta região intermediária das curvas revela o desempenho do sistema sob teste na presença de ruído AWGN e ruído impulsivo, simultaneamente.

④ 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  $C/N$ .

⑤ 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 neste volume.

### 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 apresentam os valores da banda de coerência definidas 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.

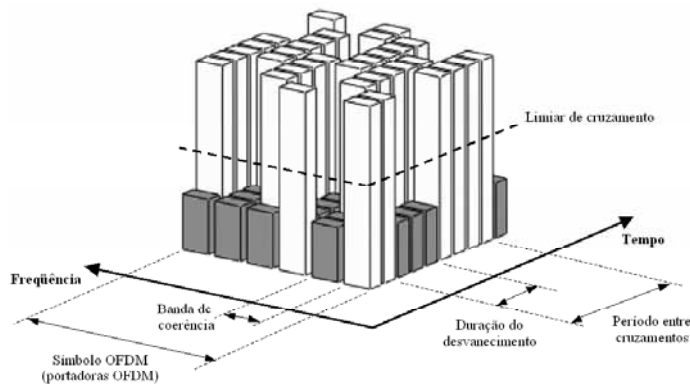


Fig. 7 - Simplificação do comportamento dinâmico do canal para análise da necessidade de entrelaçamento.

*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” zero bits errados 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 1. 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 µs
- 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 ENTRELÇAMENTO 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  $\mu$ 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  $\mu$ 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  $\mu$ 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*)<sup>6</sup> 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  $\tau_1$  são descorrelacionados da atenuação e do deslocamento de fase associados ao percurso de propagação localizado no instante  $\tau_2$ . 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  $f(x, n) = \cos(x)^n$ . 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 8.

De fato,  $\Delta\phi = 2a/b$ , onde  $\Delta\phi$  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  $\Delta\phi$  não se refere à abertura de feixe do diagrama

<sup>6</sup> 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 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  $\Delta\phi$  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].

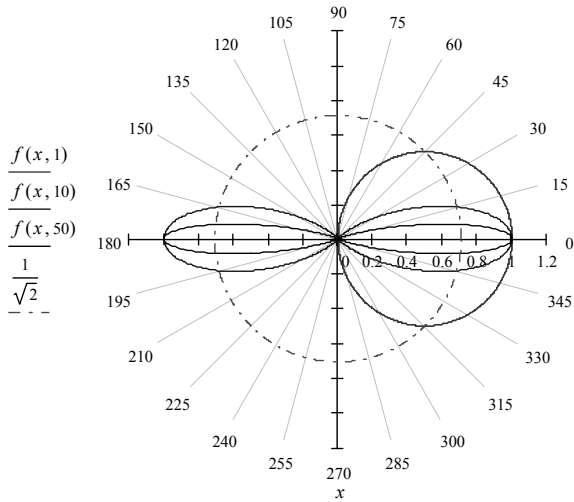


Fig. 8 - Ilustração do padrão de radiação das antenas na estação-base

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

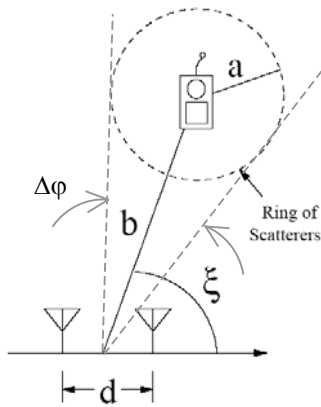


Fig. 9 - Ilustração do cenário de análise da diversidade espacial

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  $\lambda$  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,  $d/\lambda$ , 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,  $\xi$ .

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  $\Delta\phi$  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  $35\lambda$ .

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,  $\Delta\phi$  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  $10\lambda$ .

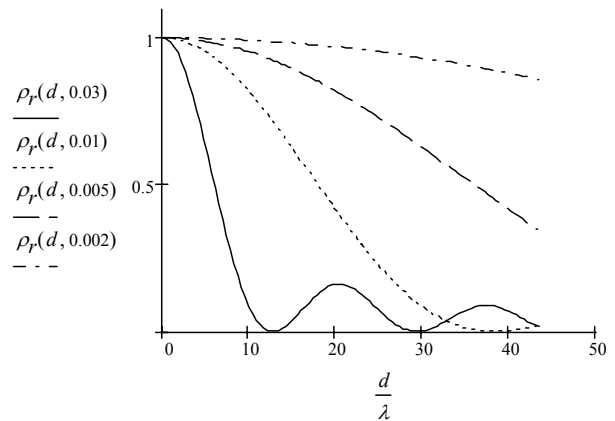


Fig. 10 - Coeficiente de correlação espacial em função de  $d/\lambda$  e de  $a/b$ .  $\xi = 90^\circ$ .

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.

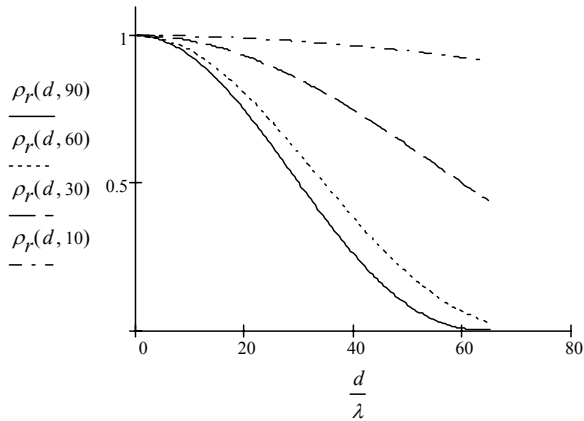


Fig. 11 - Coeficiente de correlação espacial em função de  $d/\lambda$  e de  $\xi$ .  $a/b = 0,006$ .

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  $\xi$  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 relatório, 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 médios 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", 3<sup>rd</sup> 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*. 2<sup>nd</sup> 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<sup>a</sup> de Operações em Telecomunicações e Eng<sup>a</sup> 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<sup>a</sup> 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.

# Projeto MI-SBTVD: STC-OFDM e Estimação de Canal

Gustavo C. Lima, Francisco J.A. de Aquino, Renato Machado, Bartolomeu F. Uchôa Filho, Mário de Noronha Neto, Richard Demo Souza e Luciano L. Mendes

**Abstract**—In 2005, the Brazilian government supported many research consortia for the development of an advanced digital television system for multimedia broadcasting employing the most recent technologies. One of the proposals for the physical layer of this system was entitled Innovative Modulation for the Brazilian Digital TV System (MI-SBTVD). The MI-SBTVD Project includes high performance error correcting codes; transmit spatial diversity and multi-carrier modulation. This paper aims to present the transmit diversity scheme, adopted in the MI-SBTVD, which combines Alamouti coding and OFDM modulation, and the motivation for its adoption. Information about the pilot subcarrier positioning scheme implemented in the proposed system, and two possible approaches to the channel estimation problem will also be presented. Computer simulation results, using typical Digital TV channels, show that the proposed scheme is able to perform close to the case of a perfectly known channel at the receiver.

**Index Terms**—Broadcasting, Digital TV, MIMO, STC-OFDM, Channel Estimation.

**Resumo**—Em 2005, o governo brasileiro financiou vários consórcios de pesquisa no intuito de desenvolver um sistema avançado de televisão digital que empregasse o estado da arte da tecnologia de radiodifusão. Uma das propostas para a camada física foi intitulada Modulação Inovadora para o Sistema Brasileiro de TV Digital (MI-SBTVD). O projeto MI-SBTVD incluiu códigos corretores de erro de alto desempenho, diversidade espacial na transmissão e modulação multiportadoras. Este artigo visa apresentar o esquema de diversidade na transmissão, proposto para o MI-SBTVD, que combina o código espaço-temporal de Alamouti com a modulação OFDM, e a motivação para sua escolha. Também serão apresentadas informações relativas ao esquema de inserção das subportadoras piloto implementado no sistema proposto e duas possíveis abordagens para o problema de estimação de canal. Resultados de simulação computacional usando modelos de canal de TV Digital mostram que o esquema proposto é capaz de chegar

a resultados próximos do caso onde há perfeito conhecimento de canal no receptor.

**Palavras chave**— Radiodifusão, TV Digital, MIMO, STC-OFDM, Estimação de Canal.

## I. INTRODUÇÃO

A transição da TV analógica para a digital vem sendo discutida desde a década de 80. Atualmente, três padrões ATSC [1], DVB-T [2], e ISDB-T [3], disputam sua adoção em países que ainda não se decidiram por um padrão em particular. Os sistemas existentes no mercado foram projetados utilizando tecnologias dos anos 90, portanto fazem uso de técnicas disponíveis naquela época.

Em 2005, o governo brasileiro financiou diversos consórcios de pesquisa com o objetivo de desenvolver um novo padrão de TV digital que empregasse as mais avançadas técnicas, recentemente propostas na literatura especializada. Um desses consórcios, que inclui quatro universidades (INATEL, UNICAMP, UFSC e UTFPR) e a companhia Linear Equipamentos Ltda, foi estabelecido em dezembro de 2004. O projeto associado com este consórcio foi batizado de Modulação Inovadora para o Sistema Brasileiro de TV Digital (MI-SBTVD) [4]. O objetivo do MI-SBTVD era o desenvolvimento de um novo sistema de transmissão para TV digital que incluísse códigos corretores de erro eficientes, modulação multiportadoras e diversidade espacial. Mais especificamente, o sistema proposto emprega a técnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* – Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais) [5] combinada com codificação espaço-temporal (STC - *Space-Time Coding*) [6] para duas antenas transmissoras.

A técnica OFDM consiste na transmissão paralela de dados em diversas subportadoras, de maneira que a vazão transmitida em cada subportadora seja apenas uma fração da vazão total do sistema. Em um sistema convencional de transmissão, com portadora singela, os símbolos são enviados seqüencialmente através do canal, de tal forma que todo o espectro destinado é ocupado durante um curto intervalo de tempo para transmitir um único símbolo. A complexidade dos esquemas de recepção para os sistemas que empregam portadora singela aumenta rapidamente com o comprimento da ISI (*Intersymbol Interference* – Interferência Intersimbólica) introduzida pelo canal [7]. Já em sistemas que empregam a técnica OFDM, o comprimento do símbolo e o tempo de guarda introduzido no sinal transmitido permitem que a recepção do sinal seja

Manuscrito recebido em 25 de setembro de 2006; revisado em 14 de novembro de 2006.

G.C. Lima, F.J.A. Aquino, R. Machado, B.F. Uchôa Filho são do Grupo de Pesquisa em Comunicações, Departamento de Eng. Elétrica, UFSC {guto, fcoalves\_aq, machado, uchoa}@eel.ufsc.br. L.L. Mendes (lucianol@inatel.br) é professor assistente do Departamento de Eletrônica e Eletrotécnica do INATEL. Mário de Noronha Neto (noronha@sj.cefetsc.edu.br) é professor no CEFET-São José-SC CEFET/SC, Unidade São José e Richard Demo Souza (richard@cpgei.cefetpr.br) é professor na UTFPR.

simples, mesmos nos casos onde a ISI é significativa [5].

Canais em que a dispersão temporal é elevada são típicos de vários sistemas de comunicações sem fio, tais como a televisão digital terrestre. Esta é uma das razões pelas quais sistemas multiportadoras têm se tornado cada vez mais comuns entre os novos padrões de comunicações, já que seu emprego reduz a complexidade computacional dos equipamentos e, conseqüentemente, resulta em menores custos. Pode-se citar como exemplos de sistemas que empregam o OFDM os padrões de redes sem fio WiFi [8] e WiMax [9], e os padrões de TV digital ISDB-T (*Integrated Services of Digital Broadcasting - Terrestrial* - Radiodifusão Digital de Serviços Integrados - Terrestre) e DVB-T (*Digital Video Broadcasting - Terrestrial* - Radiodifusão de Vídeo Digital - Terrestre).

Por sua vez, resultados obtidos recentemente na área de teoria da informação [10, 11] mostraram que a capacidade de sistemas sem fio pode ser aumentada através do uso de múltiplas antenas transmissoras e receptoras. Além de aumentar a capacidade, múltiplas antenas podem também aumentar a robustez frente a um canal de comunicação sem fio. Nessa linha, Tarokh *et al.* [12] propuseram os chamados STC's (*Space-Time Codes*). Nos STC's, a redundância é introduzida tanto no espaço (através das antenas transmissoras) quanto no tempo, levando a ganhos de diversidade e codificação. STC's para canais com desvanecimento plano foram amplamente analisados e podem ser classificados essencialmente em códigos espaço-temporais de treliça (STTC - *Space Time Trellis Code*) [12] e códigos espaço-temporais de bloco (STBC - *Space Time Block Codes*) [13]. Entretanto, o impacto da ISI em sistemas com múltiplas antenas transmissoras é ainda mais severo do que em sistemas com uma única antena, devido à sua maior complexidade na decodificação. Diferentes técnicas de equalização, que visam reduzir o impacto desta interferência, foram propostas e analisadas por vários pesquisadores. Estas técnicas podem ser classificadas quanto ao uso de portadora singela ou de multiportadoras. Devido à sua simplicidade de implementação, quando comparados com o caso de portadora singela, métodos de junção da codificação espaço-temporal com a técnica OFDM são de grande interesse, principalmente para esquemas práticos de comunicações sem fio a altas taxas de transmissão, que empregam STC's.

Devido a sua simplicidade inerente, o foco é na junção dos STBC's com a modulação OFDM. Um dos primeiros trabalhos a considerar esta junção foi publicado por Lee e Williams em [14], onde os autores introduzem o chamado esquema STC-OFDM, que é baseado no esquema de Alamouti [6] para obtenção de diversidade espacial. O esquema de Alamouti é computacionalmente simples em termos de codificação e decodificação, mas requer conhecimento do canal no receptor para perfeita detecção dos sinais transmitidos. Em outras palavras, o algoritmo de estimação de canal residente no receptor precisa ser capaz de identificar dois canais independentes, no caso de apenas uma antena receptora. Dessa forma, no caso STC-OFDM, é necessário o

uso de um esquema de sinalização de subportadoras pilotos que permita uma estimação robusta do canal, sem um acréscimo excessivo na complexidade computacional do receptor quando comparado com o caso de um sistema operando com apenas uma antena transmissora. Além do mais, é preciso atentar para o fato de que o consumo de energia e o custo do receptor devem ser os menores possíveis.

Este artigo apresenta a definição do esquema de transmissão proposto pelo consórcio supracitado, o qual faz uso do esquema STC-OFDM, e discute diferentes soluções para a implementação do método de estimação de canal. Simulações computacionais utilizando diferentes perfis de potência para canais de TV digital típicos do Brasil são apresentados. Com base nos resultados é possível visualizar os ganhos de desempenho proporcionados pela exploração da diversidade espacial na transmissão.

## II. OFDM

A técnica OFDM remonta a 1966, quando Chang apresentou sua proposta em [15]. Entretanto, somente na década de 1990, com o surgimento de processadores digitais de sinais com alta capacidade, é que este conceito se tornou popular. Atualmente, o OFDM é a interface aérea de diversos padrões de transmissão digital de banda larga como os padrões de áudio digital DAB (*Digital Audio Broadcasting*) [16], de televisão digital DVB-T (*Digital Video Broadcasting Terrestrial*) [2] e ISDB-T (*Integrated Service of Digital Broadcasting Terrestrial*) [3], além dos padrões Wi-Fi [8] e Wi-Max [9] de redes sem fio.

### A. Princípio da Técnica OFDM

Em um canal de comunicação é possível que réplicas atrasadas do sinal transmitido atinjam o receptor, vindas de percursos distintos, conforme ilustrado na Figura 1. Seja a resposta ao impulso do canal dada por:

$$h(t) = \sum_{k=0}^{K-1} h_k \delta(t - \tau_k) \quad (1)$$

onde  $h_k$  e  $\tau_k$  são, respectivamente, a atenuação e o atraso do multipercurso  $k$  e  $K$  é o número de percursos entre a antena transmissora e receptora. A resposta em frequência deste canal é dada pela transformada de Fourier de (1), ou seja:

$$H(j\omega) = \sum_{k=0}^{K-1} h_k \exp(j\omega\tau_k) \quad (2)$$

A Figura 2 apresenta um exemplo de resposta em frequência para um canal onde  $K = 2$ ,  $h_0 = h_1 = 1$ ,  $\tau_0 = 0$  e  $\tau_1 = 1s$ .

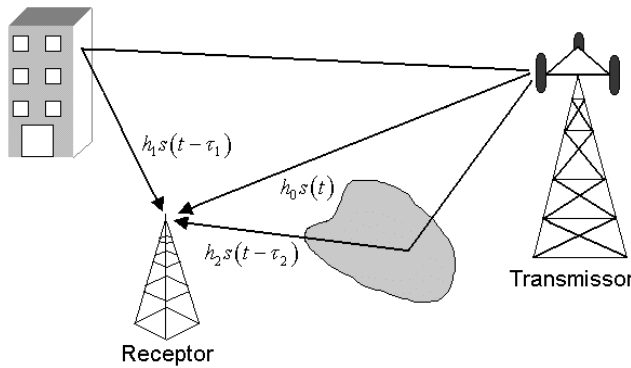


Fig. 1 - Canal de comunicação com múltiplos percursos

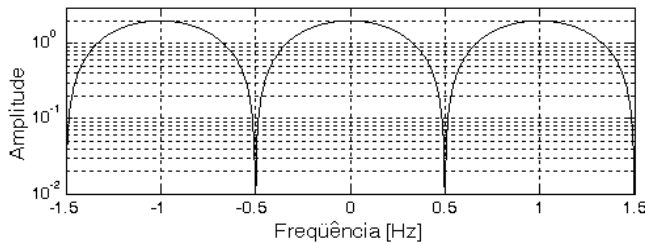


Fig. 2 - Resposta em frequência de um canal com múltiplos percursos.

Na Figura 2 é possível observar que, neste canal em particular, a versão atrasada do sinal transmitido, também chamada de ISI, introduz nulos no espectro do sinal. Ao se modelar um canal de comunicação radiomóvel é impraticável analisar a sua resposta em frequência para cada possível variação do mesmo, uma vez que este tipo de canal é aleatoriamente variante no tempo. Entretanto, existem parâmetros que permitem uma análise estatística do seu comportamento. Um destes parâmetros é a banda de coerência [17], que é calculada a partir do perfil de potências do canal. Este parâmetro permite uma estimativa da largura de faixa em que a resposta em frequência do canal é altamente correlacionada. A banda de coerência do canal é dada por:

$$BW_c = \frac{1}{2\pi\bar{\tau}} \quad (3)$$

onde  $\bar{\tau}$  é o espalhamento de atrasos médio do canal [17].

A distorção que o canal impõe ao sinal transmitido depende da relação entre a sua banda de coerência e a largura de banda do sinal transmitido. A largura de banda de um sinal em banda passante proveniente de uma modulação digital em fase e quadratura é dada por [18]:

$$BW_s = \frac{R_b}{\log_2(M)}(1+\alpha) = R_s(1+\alpha) \quad (4)$$

onde  $R_b$  é a taxa de bit do sistema,  $M$  é a ordem da modulação empregada,  $R_s$  é a taxa de símbolos na saída do modulador e  $\alpha$  é o fator de decaimento do filtro cosseno levantado empregado [19].

A equação (4) mostra que a única maneira de diminuir substancialmente a largura de banda do sinal é aumentando-se a ordem da modulação empregada. Em muitos casos esta medida não pode ser aplicada, pois o aumento da ordem da modulação pode requerer um aumento inviável na potência de transmissão requerida para a manutenção da taxa de erro de bit do sistema [19]. Assim, caso a banda de coerência do canal seja menor do que a largura de banda do sinal, este irá sofrer desvanecimento seletivo. Para minimizar o impacto da ISI, os receptores devem utilizar um dispositivo adaptativo capaz de identificar e corrigir as distorções causadas pelo canal [17]. Este dispositivo, chamado equalizador, pode se tornar complexo e caro quando o canal de comunicação apresenta condições severas de seletividade em frequência [20].

O princípio básico de uma transmissão multiplexada é dividir a taxa de dados de entrada, que opera a uma taxa de  $R_s$  símbolos por segundo, em  $N$  feixes paralelos operando cada um a uma taxa de  $R_s/N$  símbolos por segundo. Cada um destes feixes modula uma subportadora, e estas são multiplexadas no domínio da frequência. Em geral, estas subportadoras devem estar espaçadas de um valor maior do que a largura de banda de cada subportadora, ou seja:

$$\begin{aligned} \Delta f &> BW_{sp} \\ &> \frac{BW_s}{N} \\ &> R_m(1+\alpha) = \frac{R_s(1+\alpha)}{N} \end{aligned} \quad (5)$$

onde  $BW_{sp}$  é a largura de faixa ocupada por uma subportadora e  $R_m$  é a sua taxa de sinalização. Realizar o espaçamento entre as subportadoras apresentado em (5), resulta em uma largura de banda total muito maior do que a ocupada pelo sistema de portadora singela operando à mesma taxa de símbolos. Uma maneira de se evitar este problema é garantindo a ortogonalidade numérica entre as subportadoras, ou seja, sobrepor seus espectros de frequência sem introduzir ICI (*Inter-carrier Interference* – Interferência Interportadora). Para isso, as subportadoras devem atender aos seguintes requisitos:

$$\int_0^T \cos(\omega_i t) \cos(\omega_j t) dt = 0, \text{ para todo } i, j \text{ e } i \neq j \quad (6)$$

onde  $T=1/R_m$  é a taxa de símbolos de cada subportadora.

Existem diversos espaçamentos de frequência que garantem a ortogonalidade entre as subportadoras, porém o menor espaçamento possível é  $\Delta f = R_m$ . A Figura 3 apresenta o espectro do sinal OFDM. Note que o espectro do sinal de uma subportadora é nulo nas frequências das demais subportadoras. Além disso, o espaçamento  $\Delta f = R_m$  garante ao esquema OFDM uma largura de banda total igual à largura de banda ocupada por um sinal de portadora singela.

Quanto maior o número de subportadoras, menor será a largura de banda ocupada pelo sinal modulado em cada uma delas. Com esta redução, a influência do canal em cada

subportadora pode ser considerada como a de um canal plano. Neste caso, não existe a necessidade do emprego de equalizadores de alta complexidade na recepção, uma vez que o canal pode ser modelado por um ganho complexo. A Figura 4 ilustra o efeito do canal no sinal resultante de um sistema de portadora singela e em um sistema multiportadoras.

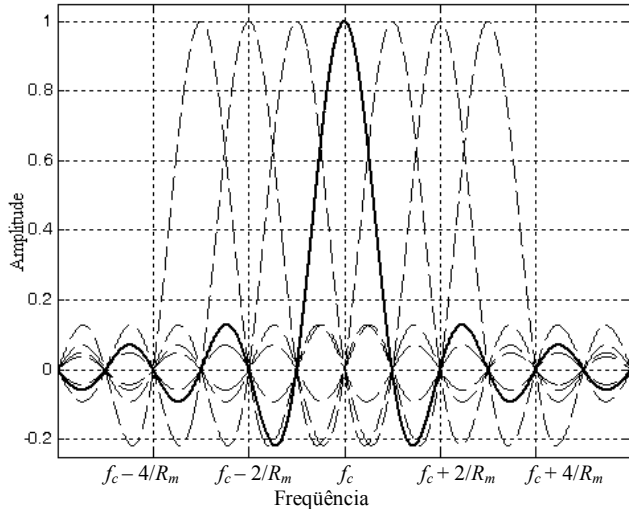


Fig. 3 - Espectro das subportadoras sobrepostas de um sinal OFDM.

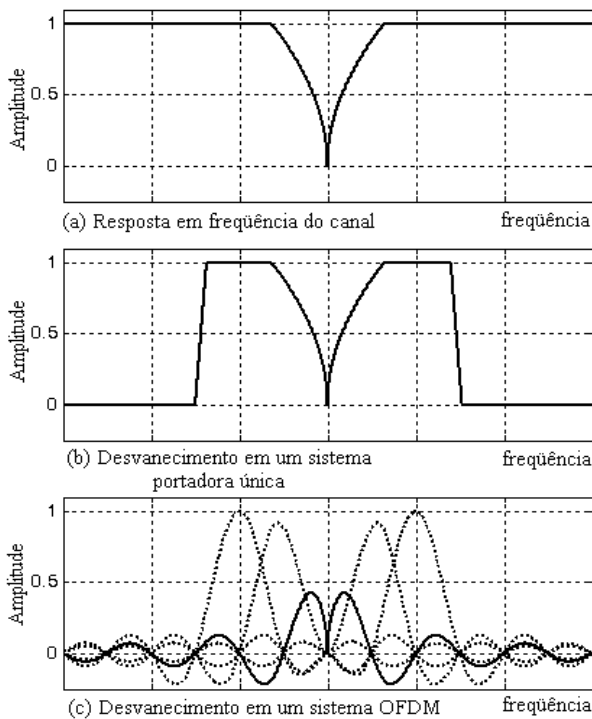


Fig. 4 - (a) Resposta em frequência do canal. (b) Efeito no sinal transmitido utilizando uma única portadora. (c) Efeito no sinal transmitido utilizando múltiplas portadoras.

### B. Geração e Recepção de Sinais OFDM

A primeira abordagem para geração de sinais OFDM consistia em utilizar um conversor serial-paralelo para separar a seqüência de entrada em  $N$  feixes de dados. Cada um destes feixes modula uma subportadora complexa, formada por um

seno e um cosseno na mesma frequência. A soma de todas as formas de onda moduladas resulta no sinal OFDM. O diagrama em blocos de um transmissor utilizando esta técnica é apresentado na Figura 5. A seqüência binária de dados  $m(t)$  é mapeada por um modulador digital em fase e quadratura em uma seqüência de símbolos complexos  $c_k = i_k + jq_k$ . A componente real do símbolo,  $i_k$ , que representa o sinal em fase, modula a cossenoide de frequência  $\omega_k$ , enquanto que a componente imaginária,  $q_k$ , que representa a componente em quadratura, modula a senoide também de frequência  $\omega_k$ . Desta forma, o símbolo OFDM pode ser expresso por:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{K-1} i_k \cos(\omega_k t) + q_k \sin(\omega_k t) \quad (7)$$

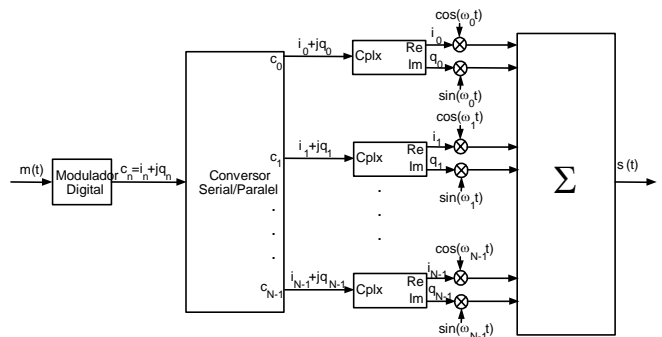


Fig. 5 - Diagrama em blocos de um transmissor OFDM.

Como as funções seno e cosseno são ortogonais entre si, e o espaçamento entre as frequências  $\omega_k$  é igual a  $2\pi R_m$ , de modo que a condição apresentada em (6) é satisfeita, então o sinal OFDM pode ser detectado utilizando um banco de  $2N$  correladores, tal como mostrado na Figura 6. Para que as subportadoras não interfiram entre si, é necessário que todos os osciladores apresentados no diagrama da Figura 5 estejam perfeitamente espaçados de  $\Delta\omega = 2\pi R_m$ . O mesmo é necessário no receptor e, além disto, o sincronismo de frequência com o transmissor deve ser preciso. No entanto, para que o OFDM apresente vantagens relevantes sobre o sistema de portadora singela, é necessário que o número de portadoras seja elevado. No padrão ISDB-T, por exemplo, é previsto o uso de 2048, 4096 ou 8192 subportadoras [3]. A implementação deste número de osciladores em sincronismo é inviável para fins comerciais. No entanto, é possível gerar o sinal OFDM de uma maneira mais simples, aplicando-se a teoria de processamento digital de sinais. Observando (6), é possível concluir que o sinal OFDM pode ser visto como uma série de Fourier truncada de  $N$  elementos, onde as componentes em fase e quadratura são os coeficientes desta série. A Equação (6) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$s(t) = \Re \left\{ \sum_{k=0}^{K-1} (i_k + jq_k) \exp(-j\omega_k t) \right\} \quad (8)$$

Assumindo que os valores de  $\omega_k$  sejam muito maiores que a largura de banda ocupada pelo sinal, podemos reescrever o

sinal  $s(t)$  da seguinte maneira:

$$s(t) = \Re \left\{ \sum_{k=0}^{K-1} (i_k + jq_k) \exp(-j2\pi R_m kt) \right\} \exp(-j\omega_0 t) \quad (9)$$

Analisando apenas o termo entre colchetes da equação (9), é possível perceber que este é um sinal complexo com espectro definido somente nas frequências positivas. Tal sinal pode ser amostrado a uma taxa igual a  $NR_m$ , resultando em:

$$s_m = \sum_{k=0}^{K-1} c_k \exp\left(\frac{-j2\pi k}{N} m\right) \quad (10)$$

onde  $m$  é o índice temporal das amostras do sinal OFDM. A Equação (8) mostra que o sinal OFDM amostrado pode ser obtido realizando a IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) dos símbolos  $c_k$ .

O tempo disponível para que o processador digital realize a IDFT na transmissão e a DFT na recepção é de  $T=1/R_m$ . Com o aumento do número de portadoras, o tempo disponível para realizar as operações envolvidas na IDFT e na DFT aumenta linearmente, porém, o tempo necessário para realizar estas operações aumenta exponencialmente [5]. Para um número elevado de portadoras, a taxa de processamento necessária pode inviabilizar a geração e a recepção do sinal OFDM. Uma maneira de minimizar o tempo de processamento é utilizar um algoritmo eficiente para o cálculo da IDFT/DFT. Este algoritmo é denominado de FFT (*Fast Fourier Transform*) e permite que o tempo de geração/detecção de sinais OFDM seja reduzido, desde que o número de portadoras empregado seja uma potência de 2 ( $N = 2^p$ ). A Figura 7 mostra o diagrama em blocos de um modulador OFDM, enquanto que a Figura 8 mostra o diagrama em blocos de um receptor OFDM.

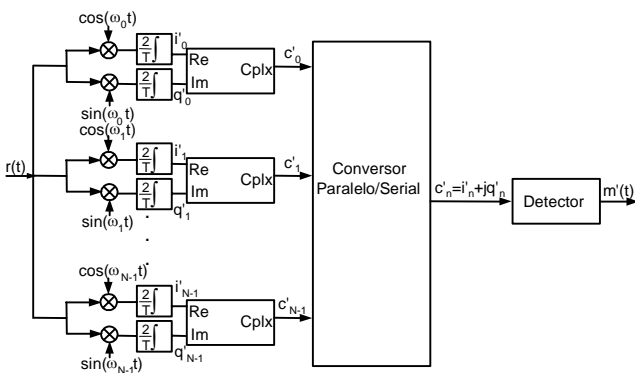


Fig. 6 - Detector OFDM.

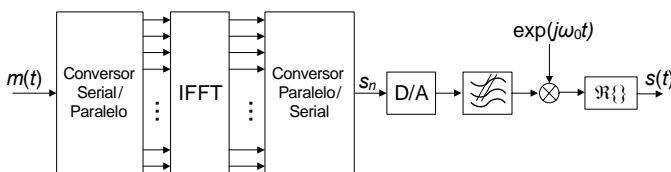


Fig. 7 - Diagrama em blocos do modulador OFDM utilizando a IFFT.

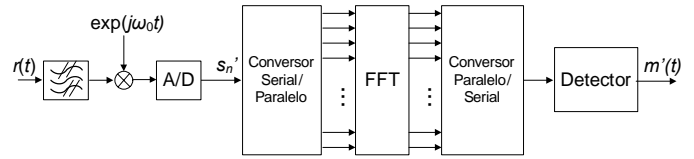


Fig. 8 - Diagrama em blocos do receptor OFDM.

### C. Tempo de Guarda

Como o símbolo recebido é composto de várias amostras, transmitidas de maneira serial, podemos separar a interferência intersimbólica (ISI) em duas partes. Uma pertencente a um símbolo OFDM previamente transmitido e outra pertencente a versões atrasadas do próprio símbolo e será denominada de ISI auto-interferente. Esta parte auto-interferente resulta numa seletividade em frequência dentro da banda total utilizada. Como a banda total foi subdividida em vários subcanais planos, estes podem ser equalizados com um único coeficiente multiplicativo no domínio da frequência para restaurar a fase e a amplitude. Já a ISI introduzida pelas amostras pertencentes ao símbolo anteriormente transmitido podem degradar significativamente a transmissão devido à quebra de ortogonalidade do sinal [21], o que resulta em ICI (*Intercarrier Interference*).

Para minimizar, ou até mesmo eliminar este problema, um tempo de guarda é agregado antes do símbolo resultante da IFFT. Em princípio, o tempo de guarda poderia ser um período sem sinalização. Entretanto, caso o tempo de guarda fosse um período sem sinalização, haveria uma quebra da ortogonalidade entre as subportadoras no caso de ISI. Pelo fato do símbolo OFDM ser formado por senos e cossenos com frequências ortogonais, o mesmo se torna periódico a cada  $T$  segundos. Isto significa que o valor da primeira amostra do símbolo OFDM é sempre igual ao valor da última amostra. Portanto, se o final do símbolo OFDM for copiado para o início do mesmo, é possível introduzir um tempo de guarda sem causar descontinuidade temporal, conforme mostra a Figura 9. Devido à característica de manutenção da periodicidade, este período de guarda é também chamado de prefixo cíclico (*Cyclic Prefix*).

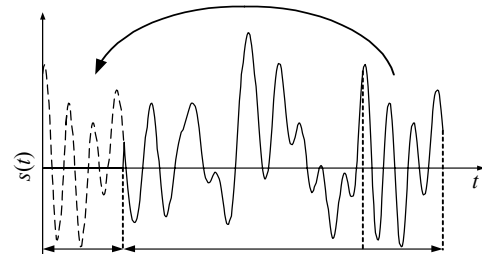


Fig. 9 - Prefixo cíclico para inserção de tempo de guarda.

### III. O ESQUEMA CLÁSSICO DA COMBINAÇÃO DE MÁXIMA RAZÃO NA RECEPÇÃO (MRRC)

O crescimento dos serviços de comunicações sem-fio nos últimos anos, bem como a demanda por conteúdo multimídia

como imagens e videoconferência, demandam o uso eficiente do espectro de frequências e requerem conexões sem-fio rápidas e confiáveis. São os chamados serviços de 4ª geração [22, 23]. Por outro lado, os terminais móveis estão se tornando cada vez menores e mais leves, o que impõe uma baixa potência de transmissão. É bastante conhecido que a utilização de múltiplas antenas não apenas aumenta a capacidade de canal do sistema de comunicações móveis [10, 11, 25], mas também dá origem a uma outra dimensão, a dimensão espacial, com a qual técnicas de codificação eficientes podem ser propostas. Faz-se agora a apresentação do MRRC (*Maximum Ratio Receiving Combining*), que será a base de comparação para outros esquemas. A representação em banda básica do modelo clássico da MRRC para dois ramos é dada na Figura 10. Considera-se que, em um certo instante de tempo, um único sinal  $s$ , pertencente a uma constelação de sinais  $\mathbf{S}$ , seja transmitido pela única antena transmissora. O ganho do canal entre a antena transmissora e a antena receptora 0 é denotada por  $h_0$ , e o ganho do canal entre a antena transmissora e a antena receptora 1 é denotado por  $h_1$ , onde:

$$h_i = \alpha_i \exp(j\theta_i) \quad (11)$$

onde  $i = 0, \dots, L-1$ . O sinal presente nas duas antenas é degradado por um ruído aditivo, resultando nos seguintes sinais recebidos em banda básica:

$$r_i = h_i s + n_i \quad (12)$$

onde  $n_i$  representa o ruído, modelado por variáveis aleatórias complexas, com distribuições gaussianas e estatisticamente independentes. O sinal  $r_i$  é entregue ao estimador de canal, responsável em obter os coeficientes  $h_i^*$ . Para a análise analítica do desempenho deste esquema, assume-se que o estimador de canal é ideal, ou seja,  $\hat{h}_i = h_i$ . Finalmente, o sinal  $\hat{s}$  dado por:

$$\hat{s} = \sum_{i=0}^{L-1} r_i h_i^* \quad (13)$$

é utilizado pelo detector para estimar a informação transmitida. Logo, tem-se que:

$$\begin{aligned} \hat{s} &= \sum_{i=0}^{L-1} (s \cdot h_i) h_i^* \\ \hat{s} &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \dots + \alpha_{L-1}^2) s + \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i \exp(-j\theta_i) n_i \end{aligned} \quad (14)$$

Uma vez que os ganhos dos canais  $h_i$  são considerados descorrelacionados, o resultado apresentado em (14) mostra como o esquema apresentado na Figura 10 garante ganho de diversidade. Observando o primeiro termo de (14) fica claro que a probabilidade de todos os coeficientes  $\alpha_i^2$  apresentarem um desvanecimento severo é pequena. É interessante aqui

ressaltar que a razão sinal-ruído é proporcional à somatória dos termos  $\alpha_i^2$ . Esta somatória pode ser modelada como uma variável aleatória qui-quadrática com  $2L$  graus de liberdade, e por essa razão oferece um grau de diversidade igual a  $L$ .

Caso o algoritmo de máxima verossimilhança seja empregado em um receptor com duas antenas receptoras, este decidirá pelo sinal  $s' \in \mathbf{S}$  se

$$\begin{aligned} d^2(r_0, h_0 s') + d^2(r_1, h_1 s') &\leq d^2(r_0, h_0 s'') + \dots \\ &\dots d^2(r_1, h_1 s''), \quad \forall s'' \in \mathbf{S}, s' \neq s'' \end{aligned} \quad (15)$$

onde  $d^2(x, y)$  é a distância Euclidiana quadrática entre os sinais  $x$  e  $y$ , que pode ser calculada pela expressão que se segue:

$$d^2(x, y) = (x - y)(x - y)^* \quad (16)$$

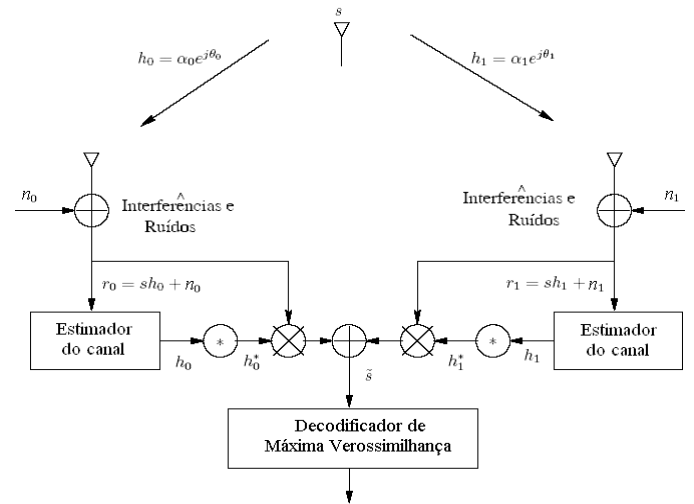


Fig. 10 - Esquema Clássico de Combinação de Máxima Razão na Recepção (MRRC)

O esquema de combinação dos sinais recebidos no receptor MRRC para o caso de dois ramos é dado por:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1^* r_1 \\ &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 \end{aligned} \quad (17)$$

Expandindo (15) e utilizando as equações (16) e (17), o receptor decidirá pelo sinal  $s' \in \mathbf{S}$  se:

$$\begin{aligned} (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s'|^2 - \tilde{s} s' &\leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s''|^2 - \tilde{s} s'', \\ \forall s'' \in \mathbf{S}, s' \neq s'' \end{aligned} \quad (18)$$

ou, equivalentemente, o receptor decidirá pelo sinal  $s' \in \mathbf{S}$  se

$$\begin{aligned} (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s'|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s') &\leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s''|^2 + \dots \\ &\dots d^2(\tilde{s}_0, s''), \quad \forall s'' \in \mathbf{S}, s' \neq s'' \end{aligned} \quad (19)$$



Para o caso de constelações PSK

$$|s|^2 = E_s, \quad \forall s \in \mathbf{S}, \quad (20)$$

onde  $E_s$  é a energia do sinal, a regra de decisão em (19) pode ser simplificada para:

$$d^2(\tilde{s}_0, s') \leq d^2(\tilde{s}_0, s''), \quad \forall s'' \in \mathbf{S}, s'' \neq s' \quad (21)$$

Fica claro então o significado da formação do sinal  $\tilde{s}$  pelo combinador MRRC, como mostrado na Figura 10. Vale ressaltar que a razão sinal-ruído é proporcional a  $(\alpha_0^2 + \alpha_1^2)$ , que é uma variável aleatória qui-quadrática com 4 graus de liberdade, e conseqüentemente oferece um grau de diversidade igual a 2. A probabilidade da atenuação da potência inserida no  $i$ -ésimo percurso estar abaixo de um limiar de recepção  $\gamma$  é dada por:

$$p[\alpha_i < \gamma] = \int_0^\gamma p(\alpha_i) d\alpha = p_{\gamma_i}. \quad (22)$$

Logo, a probabilidade de todos os percursos apresentarem uma atenuação abaixo do limiar de recepção é dada por:

$$p_{\gamma_T} = p_{\gamma_0} p_{\gamma_1} p_{\gamma_2} \dots p_{\gamma_{L-1}} = p_{\gamma_i}^{L-1}. \quad (23)$$

Para determinar o desempenho de um sistema de transmissão digital neste cenário, é necessário determinar a energia do sinal e a densidade espectral de ruído na saída do combinador. Como a densidade espectral de ruído de cada amostra  $n_i$  é  $N_0$ , tem-se que a densidade de potência total é dada por:

$$N_{0_T} = N_0 \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i^2. \quad (24)$$

Já a energia do sinal na saída do combinador é dada por:

$$\bar{\varepsilon}_T = \bar{\varepsilon}_s \sum_{i=0}^{L-1} (\alpha_i^2)^2 = \bar{\varepsilon}_s \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i^4, \quad (25)$$

onde  $\bar{\varepsilon}_s$  é a energia média dos símbolos da constelação empregada. Portanto, a razão sinal-ruído na saída do combinador é dada por:

$$SNR = \Gamma = \frac{\bar{\varepsilon}_s}{N_0} \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i^2. \quad (26)$$

Note que este resultado implica que a melhor razão sinal-ruído é obtida quando o ganho do  $i$ -ésimo braço é multiplicado pela atenuação apresentada no  $i$ -ésimo percurso. Isto significa que o percurso mais atenuado é o menos relevante na composição do sinal que será entregue ao detector. Outra observação importante é que, uma vez que a razão sinal-ruído do  $i$ -ésimo braço é dada por  $\alpha_i^2 \bar{\varepsilon}_s / N_0$ , então a razão sinal-ruído total pode ser vista como a soma das  $L$  razões sinal-ruído

individuais. Deste modo, a razão sinal-ruído total pode ser alta, mesmo quando a razão sinal-ruído de cada braço é baixa.

A probabilidade de erro em um canal com desvanecimento plano, modelado pela distribuição de Rayleigh, pode ser obtida se a função densidade de probabilidade da razão sinal-ruído na saída do combinador for conhecida. Segundo [17], a probabilidade de erro de símbolo para um esquema MRRC, que emprega modulação BPSK e com 2 antenas na recepção é dada por:

$$Pe = \left( \frac{1-\mu}{2} \right)^2 \sum_{k=0}^1 \binom{1+k}{k} \left( \frac{1+\mu}{2} \right)^k, \quad (27)$$

$$\text{onde} \quad \mu = \sqrt{\frac{\bar{\varepsilon}_s / N_0}{1 + \bar{\varepsilon}_s / N_0}}$$

#### IV. O ESQUEMA DE ALAMOUTI: DIVERSIDADE NA TRANSMISSÃO

Em 1998, Tarokh *et al.* [12] apresentaram uma proposta de codificação que ficou conhecida como codificação espaço-temporal em treliças (STTC – *Space-Time Trellis Code*). A idéia é acomodar a redundância no domínio temporal, através de transmissões sucessivas, e no domínio espacial, nas diferentes antenas, de modo a se conseguir ganhos de codificação. Tais ganhos resultam em uma economia em termos de energia de transmissão para uma mesma probabilidade de erro, e em um ganho de diversidade, pois são criados caminhos alternativos para a propagação da onda eletromagnética que transporta o sinal de informação. Se o sinal que percorre um dos caminhos é acometido por um desvanecimento profundo, há outras cópias do sinal que muito provavelmente não se encontram tão atenuadas, a partir das quais a informação poderá ser recuperada, produzindo assim o chamado “ganho de diversidade”. No entanto, a complexidade de decodificação para a STTC é elevada.

Uma técnica muito interessante que explora o uso de múltiplas antenas é conhecida como codificação espaço-temporal em bloco (STBC - *Space-Time Block Codes*), cuja proposta inicial, para duas antenas transmissoras, foi feita por Alamouti [6]. Esta técnica chamou a atenção dos pesquisadores por sua simplicidade, baixa complexidade de codificação e de decodificação e eficácia no que diz respeito a ganho de diversidade.

##### A. O Caso de Uma Antena Receptora

A Figura 11 mostra a representação em banda básica do esquema de Alamouti com diversidade na transmissão. O esquema usa duas antenas transmissoras e uma única antena receptora. Em um dado intervalo de modulação, dois sinais de informação são transmitidos simultaneamente a partir das duas antenas. O sinal transmitido pela antena zero é denotado por  $s_0$ , e aquele transmitido pela antena um é denotado por  $s_1$ . No período de símbolo seguinte, o sinal  $-s_1^*$  é transmitido através da antena zero, e o sinal  $s_0^*$  é transmitido pela antena um, onde

\* representa a operação de conjugação complexa. Essa estratégia de transmissão dos sinais de informação  $s_0$  e  $s_1$  é mostrada na Tabela I. Note que dois sinais de informação são transmitidos em dois intervalos de tempo, o que representa uma taxa de transmissão igual a 1 (símbolo/s/Hz). Note também que a redundância é acomodada no espaço (antenas) e no tempo (dois intervalos de modulação), daí o nome codificação espaço-temporal.

TABELA I

SEQÜÊNCIA DA TRANSMISSÃO DOS SINAIS  $s_0$  E  $s_1$  NO ESQUEMA DE DIVERSIDADE NA TRANSMISSÃO DE ALAMOUTI

Tempo	Antena 0	Antena 1
$kT$	$s_0$	$s_1$
$(k+1)T$	$-s_1^*$	$s_0^*$

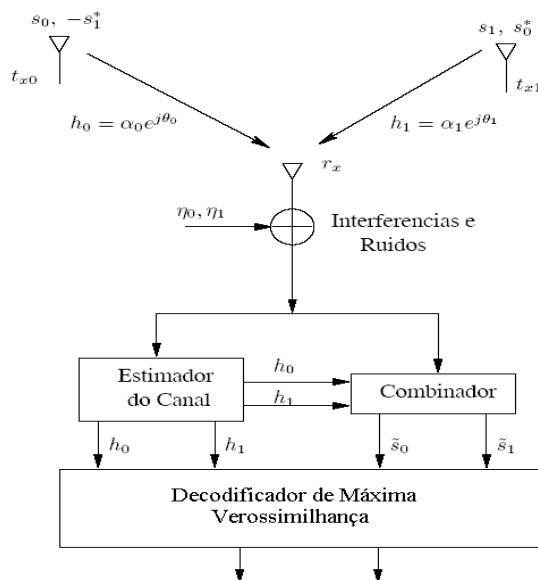


Fig. 11 - Esquema de Alamouti de Diversidade na Transmissão com Uma Antena Receptora

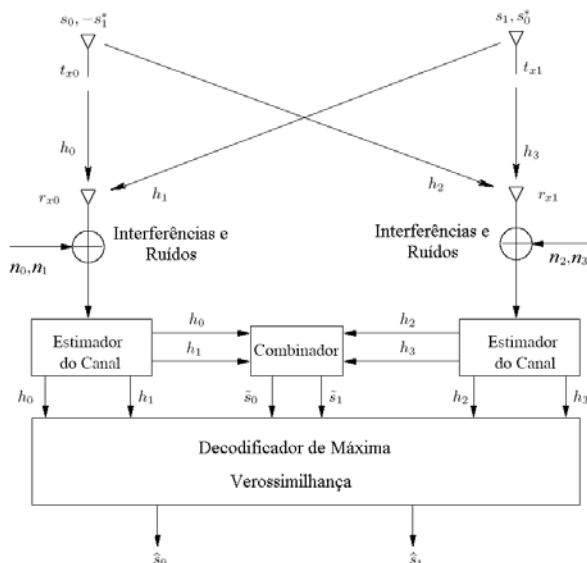


Fig. 12 - Esquema de Alamouti de Diversidade na Transmissão com Duas Antenas Receptoras

Considerando um canal cujas variações temporais sejam suficientemente lentas, os ganhos  $h_0(kT)$  e  $h_1(kT)$  podem ser escritos como:

$$\begin{aligned} h_0(kT) &= h_0((k+1)T) = h_0 = \alpha_0 \exp(j\theta_0) \\ h_1(kT) &= h_1((k+1)T) = h_1 = \alpha_1 \exp(j\theta_1) \end{aligned} \quad (28)$$

onde  $T$  é a duração de um símbolo. Os sinais recebidos nos instantes  $kT$  e  $(k+1)T$  são, respectivamente:

$$\begin{aligned} r_0 &= r(kT) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= r((k+1)T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \end{aligned} \quad (29)$$

onde  $n_0$  e  $n_1$  são variáveis aleatórias complexas gaussianas, estatisticamente independentes, representando o ruído no receptor. O combinador, mostrado na Figura 11, considerando uma estimação perfeita do canal, realiza o seguinte processamento linear:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 \end{aligned} \quad (30)$$

que dá origem aos sinais  $\tilde{s}_0$  e  $\tilde{s}_1$ , os quais são enviados ao detector de máxima verossimilhança. O detector emprega a regra de decisão de máxima verossimilhança para cada um dos sinais transmitidos  $s_0$  e  $s_1$ , através da regra de decisão expressa em (19), ou em (21) para sinais PSK. Os sinais combinados resultantes em (29) são equivalentes àquele obtido do modelo MRRC de dois caminhos em (17). A diferença é que a variância dos símbolos transmitidos  $s_0$  e  $s_1$  é metade da do caso MRRC, uma vez que agora, consideram-se duas antenas na transmissão. Essa redução é que permite uma comparação justa entre os esquemas de Alamouti com duas antenas transmissoras e esquema MRRC com duas antenas receptoras. Entretanto, a ordem de diversidade resultante tanto do esquema MMRC de dois caminhos, quanto do esquema de Alamouti com uma única antena receptora é igual a dois.

### B. O Caso de Duas ou Mais Antenas Receptoras

Suponha agora que seja viável a instalação de múltiplas antenas no receptor. É possível se obter uma diversidade da ordem de  $2L$  com duas antenas transmissoras e  $L$  antenas receptoras. Para efeito de ilustração será apresentado detalhadamente o caso de duas antenas transmissoras e duas antenas receptoras. A generalização para  $L$  antenas receptoras segue o mesmo raciocínio. A Figura 12 mostra a representação em banda básica do esquema de transmissão de Alamouti com duas antenas receptoras. A seqüência de transmissão dos símbolos de informação para essa configuração é idêntica ao caso de uma única antena receptora, como mostrado na Tabela I. A Tabela II define os ganhos dos canais entre as antenas transmissoras e as antenas receptoras, e a Tabela III define a notação adotada para os sinais recebidos pelas duas antenas receptoras, onde:

$$\begin{aligned}
r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\
r_1 &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \\
r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\
r_3 &= -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3
\end{aligned} \quad (31)$$

e  $n_0$ ,  $n_1$ ,  $n_2$  e  $n_3$  são variáveis aleatórias complexas que representam os ruídos no receptor. O combinador da Figura 12 produz dois sinais que são enviados ao detector de máxima verossimilhança:

$$\begin{aligned}
\tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1^* r_1 + h_2^* r_2 + h_3^* r_3 \\
\tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0^* r_1 + h_3^* r_2 - h_2^* r_3
\end{aligned} \quad (32)$$

Substituindo-se as equações apropriadas, tem-se:

$$\begin{aligned}
\tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_0 + h_0^* n_0 + \dots \\
&\quad \dots h_1^* n_1 + h_2^* n_2 + h_3^* n_3 \\
s_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_1 + h_1^* n_0 - \dots \\
&\quad \dots h_0^* n_1 + h_3^* n_2 - h_2^* n_3
\end{aligned} \quad (33)$$

Esses sinais combinados são enviados ao decodificador de máxima verossimilhança, que por sua vez detecta os sinais transmitidos  $s_0$  e  $s_1$  baseado no critério de decisão exposto em (15).

TABELA II

GANHOS DOS CANAIS ENTRE AS ANTENAS TRANSMISSORAS E RECEPTORAS

	$Rx_0$	$Rx_1$
$Tx_0$	$h_0$	$h_2$
$Tx_1$	$h_1$	$h_3$

TABELA III

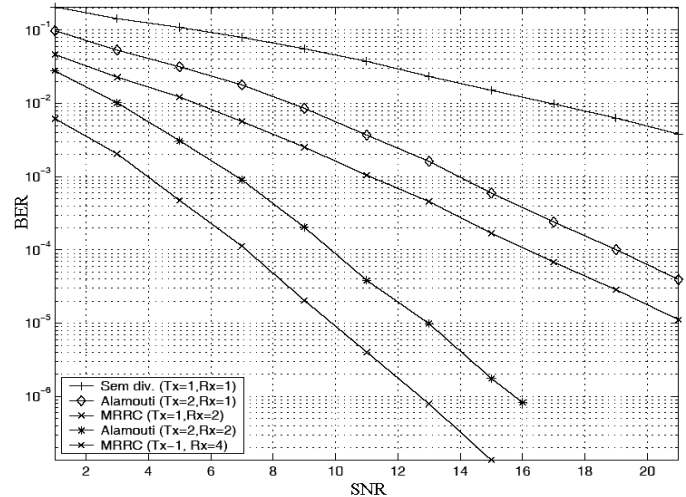
NOTAÇÃO PARA OS SINAIS RECEBIDOS NAS DUAS ANTENAS RECEPTORAS

Tempo	$Rx_0$	$Rx_1$
$kT$	$R_0$	$r_1$
$(K+1)T$	$R_2$	$r_3$

Os sinais combinados apresentados em (33) para o esquema de Alamouti com duas antenas transmissoras e duas antenas receptoras são equivalentes aos obtidos para o esquema MRRC de 4 antenas [6]. Portanto, a ordem de diversidade resultante para os dois esquemas de diversidade é igual a quatro. É importante observar que da mesma maneira que foi demonstrado que é possível se decodificar os sinais utilizando-se duas antenas receptoras, é possível demonstrar que, com um procedimento análogo, esta técnica pode ser aplicada para o caso de  $L$  antenas receptoras, obtendo-se uma diversidade de

ordem de  $2L$ , quando se tem duas antenas transmissoras.

A Figura 13 mostra as curvas de desempenho referentes ao esquema MRRC para duas e quatro antenas receptoras, e o esquema de Alamouti para uma e duas antenas receptoras e a curva para o caso em que não há diversidade alguma. Em todos os casos, foi considerado um canal plano, com desvanecimento quasi-estático (constante durante um bloco de símbolos) com distribuição Rayleigh. A modulação adotada foi a BPSK. Como dito anteriormente, a potência total transmitida é sempre a mesma, tanto para os dois casos do esquema MRRC quanto para os dois casos do esquema de Alamouti considerados na Figura 13. Assim, os esquemas podem ser comparados de maneira justa. Esta compensação resulta em uma perda de 3 dB do esquema de Alamouti em relação ao esquema MRRC. Isso ocorre tanto no caso de diversidade 2 quanto no caso de diversidade 4. Apesar disso, percebe-se que os dois esquemas apresentam o mesmo grau de diversidade, que é o resultado mais importante, sobretudo considerando-se que no esquema de Alamouti a diversidade, ou pelo menos parte dela, encontra-se no transmissor.

Fig. 13 - Comparação do desempenho de erro: MRRC  $\times$  Alamouti, em canais com desvanecimento Rayleigh.

## V. STC E SFC COMBINADOS COM OFDM

Um dos principais problemas relacionado ao esquema proposto por Alamouti é que o desempenho desta técnica em canais com desvanecimento seletivo em frequência tem uma forte degradação devido à quebra na correlação entre as partes da palavra-código recebida, a qual é uma condição necessária para o bom desempenho deste código. Entretanto, existem vários canais de interesses práticos que são seletivos em frequência e, com isso, a associação do código espaço-temporal de Alamouti com a transmissão OFDM vem sendo muito estudada. A seguir, serão brevemente apresentadas duas maneiras de se associar o esquema de Alamouti com a técnica de transmissão OFDM.

### A. STC-OFDM

O esquema OFDM de codificação espaço-temporal (STC-OFDM), proposto em [14], utiliza dois símbolos OFDM para

construir uma matriz de transmissão espaço-temporal. A Figura 14 apresenta o diagrama de blocos deste sistema.

De acordo com a Figura 14, pode-se observar que a transmissão do sinal codificado será da seguinte forma: no primeiro instante de tempo, a antena 0 transmite o sinal  $c_i$  enquanto a antena 1 transmite o sinal  $c_{i+1}$ , ambas pela  $k$ -ésima subportadora do  $n$ -ésimo símbolo OFDM. No instante de tempo seguinte, a antena 0 transmite o sinal  $-c_{i+1}^*$ , enquanto a antena 1 transmite o sinal  $c_i^*$ , ambas através da  $k$ -ésima subportadora do  $(n+1)$ -ésimo símbolo OFDM. Este esquema de transmissão é apresentado na Tabela IV.

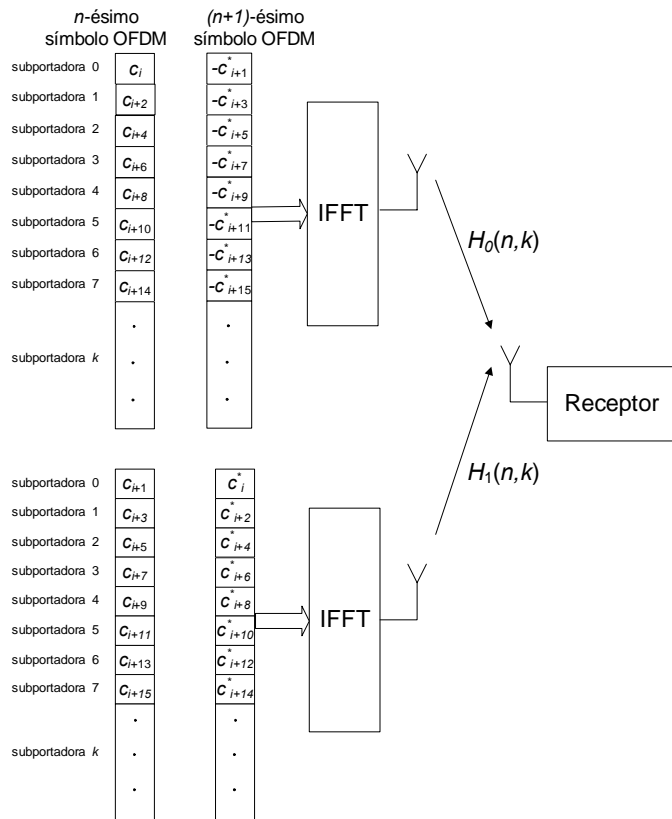


Fig. 14 - Diagrama de blocos de um sistema STC-OFDM.

TABELA IV

REGRA PARA A TRANSMISSÃO DE SINAIS UTILIZANDO O ESQUEMA STC-OFDM

	Antena 0	Antena 1
Subportadora $k$ do $n$ -ésimo símbolo OFDM	$c_i$	$c_{i+1}$
Subportadora $k$ do $(n+1)$ -ésimo símbolo OFDM	$-c_{i+1}^*$	$c_i^*$

Através desta matriz, nota-se que a equação (30) pode ser usada para se obter ganho de diversidade através dos sinais recebidos. Para se usar esta técnica de transmissão, é desejável que os ganhos do canal complexo entre dois símbolos OFDM consecutivos estejam altamente correlacionados, sendo essa correlação necessária para que não haja perda da ortogonalidade do esquema Alamouti. Isto significa que este

esquema é mais apropriado para canais que tenham um tempo de coerência da ordem de grandeza da duração de dois símbolos OFDM.

### B. SFC-OFDM

A segunda opção de associar as técnicas de STC com OFDM é utilizar duas subportadoras adjacentes para obter uma matriz de transmissão que resulta num esquema OFDM de codificação espaço-freqüencial (SFC-OFDM), proposto em [26]. O diagrama de bloco para este esquema pode ser visto na Figura 15.

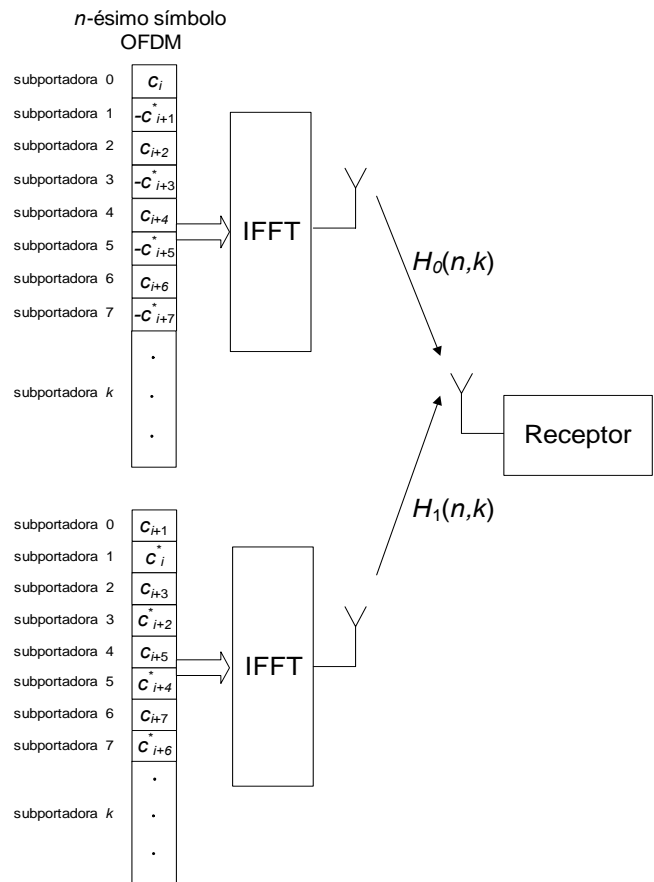


Fig. 15 - Diagrama de blocos de um sistema SFC-OFDM.

Segundo a Figura 15, a transmissão do sinal codificado pelo esquema SFC-OFDM acontece da seguinte maneira: em cada instante de tempo, a  $k$ -ésima subportadora do  $n$ -ésimo símbolo OFDM carrega os sinais  $c_i$  e  $c_{i+1}$ , transmitidos pelas antenas 0 e 1, respectivamente. No mesmo instante de tempo, a  $(k+1)$ -ésima subportadora do  $n$ -ésimo símbolo OFDM carrega os sinais  $-c_{i+1}^*$  e  $c_i^*$ , transmitidos pelas antenas 0 e 1, respectivamente. A matriz que representa este esquema de transmissão é apresentada na Tabela V.

Novamente pode-se observar que a equação (30) pode ser usada para se obter ganho de diversidade através de uma combinação dos sinais recebidos. No SFC-OFDM é desejável que os ganhos do canal complexo entre subportadoras adjacentes estejam altamente correlacionados, isto significa que à medida que a banda de coerência do canal diminui, o

desempenho de sistemas que utilizam esta técnica sofre uma degradação.

As técnicas STC-OFDM e SFC-OFDM descritas podem atingir ganhos de diversidade igual ao esquema de Alamouti para canais quase-estáticos e não seletivos em frequência, mantendo uma baixa complexidade no transmissor e no receptor. Pelo exposto acima, o cenário em que uma delas apresenta o melhor desempenho pode não ser o mais propício para a outra. A técnica STC-OFDM pode ser aplicada em canais muito seletivos em frequência, porém quando as características do canal variam rapidamente no tempo, seu desempenho é prejudicado. A técnica SFC-OFDM, por outro lado, é pouco sensível às variações temporais do canal, mas exige baixa seletividade em frequência. Sendo assim, optar por uma das técnicas apresentadas depende fortemente do canal utilizado. Na seção VII serão apresentados resultados de simulação para o caso dos canais que representam os ambientes encontrados na TV digital brasileira [4, 27], descritos nas tabelas VI e VII. Conforme será apresentado, estes canais apresentam desvios Doppler predominantemente baixos [4], enquanto que as seletividades em frequência são predominantemente moderadas ou altas, dependendo da situação. Portanto, o esquema adotado no padrão MI-SBTVD foi o STC-OFDM. O resultados de simulação corroboram na decisão pelo esquema adotado.

TABELA V

REGRA PARA A TRANSMISSÃO DE SINAIS UTILIZANDO O ESQUEMA SFC-OFDM

	Antena 0	Antena 1
Subportadora $k$ do $n$ -ésimo símbolo OFDM	$c_i$	$c_{i+1}$
Subportadora $(k+1)$ do $n$ -ésimo símbolo OFDM	$-c_{i+1}^*$	$c_i^*$

## VI. ESTIMAÇÃO DE CANAL

Como citado anteriormente, uma das grandes vantagens do esquema de codificação proposto por Alamouti é a simplicidade dos algoritmos de codificação/decodificação. Entretanto, em uma aplicação prática de comunicação sem-fio, várias suposições feitas até o momento não se mantêm ideais. Um exemplo é a suposição de ganho de canal constante durante o período de recepção de uma palavra código, cujas implicações no caso prático são a quebra da ortogonalidade do símbolo OFDM [21] e da palavra código Alamouti. Além desta, uma suposição irrealizável em aplicações práticas é a de perfeito conhecimento do canal no receptor. Portanto, na prática, estimativas dos ganhos de canal devem ser obtidas através de um algoritmo adequado. Existem vários esquemas de estimação de canal na literatura para o caso de uma transmissão OFDM SISO (*Single Input Single Output*). A seguir serão apresentados alguns destes esquemas, juntamente com uma breve análise das implicações da escolha de um deles para a aplicação em estudo. Será apresentado também um esquema de estimação de canal para o caso de uma transmissão em portadora singela utilizando codificação espaço-temporal de Alamouti em canal plano. Finalmente,

será apresentada uma proposta de adaptação dos esquemas de estimação de canal em transmissões OFDM para o caso STC-OFDM.

### A. Estimação de canal utilizando símbolos piloto

Da mesma maneira que é feita para o caso de transmissões em portadora singela, alguns esquemas utilizam símbolos OFDM no início de um pacote de transmissão para a obtenção da estimativa de canal, ajuste de sincronismo, etc [28]. Nesta classe de algoritmos, a frequência em que estes símbolos de treinamento são transmitidos deve respeitar o teorema da amostragem de Nyquist. Portanto, considerando um canal com máximo desvio Doppler igual à  $f_d$ , o intervalo de transmissão entre dois símbolos pilotos não deve ser superior a  $1/(2f_d)$ . No caso de um desvio Doppler igual a 90 Hz, que representa a pior situação segundo os requisitos técnicos de mobilidade do MI-SBTVD [4], onde um usuário se move com uma velocidade igual a 120 Km/h sintonizando o canal UHF 69 (portadora próxima de 800 MHz), o intervalo de retransmissão de piloto deveria ser menor que 5,56 ms. Considerando o sistema proposto, onde a duração mínima de um símbolo OFDM é igual a  $260 \mu s$  (2048 subportadoras e tempo de guarda igual a  $T/32$ ), um símbolo piloto deveria ser transmitido a cada 20 símbolos OFDM, aproximadamente. Para comparar diferentes esquemas, será utilizado o seguinte critério para a eficiência de transmissão:

$$\eta = 1 - \frac{n^\circ \text{ de Símbolos Piloto}}{n^\circ \text{ de Símbolos Transm. (Piloto + Dados)}} \quad (34)$$

Portanto, neste caso, a eficiência de transmissão seria de  $\eta=95\%$ . No pior caso, onde um símbolo OFDM tem duração igual a 1,26 ms (8192 subportadoras e tempo de guarda igual a  $T/4$ ), um símbolo piloto deveria ser transmitido a cada 4 símbolos OFDM, resultando numa eficiência de transmissão igual a  $\eta=75\%$ . Caso o problema de eficiência de transmissão fosse desconsiderado, e o período de amostragem do canal fosse maior que quatro símbolos, restaria ainda um problema relativo à implementação, pois quanto maior o período de amostragem do canal, maior seria o requisito de memória para possibilitar a utilização de interpolação temporal. Além disso, quanto maior for o período de amostragem, maior também será a decorrelação entre o ganho do canal e o seu valor estimado nos instantes entre dois instantes de amostragem. Isso é provável, uma vez que o filtro interpolador apresenta um compromisso entre complexidade e desempenho. Portanto, em realizações práticas, existem erros de interpolação na estimação que degradam o desempenho do sistema, especialmente no caso do decodificador Alamouti, em que os erros de estimação do canal resultam num desacoplamento imperfeito dos sinais transmitidos.

### B. Estimação de canal utilizando subportadoras piloto

Outra classe de algoritmos de estimação de canal para transmissões OFDM utiliza subportadoras piloto espalhadas no espectro irradiado. Entre os padrões que utilizam este

esquema podemos citar o 802.11a (Wi-Fi) [8], e o padrão DVB-T [2] no caso das subportadoras piloto contínuas. Assim como no esquema de interpolação temporal, esta amostragem da resposta em frequência do canal deve obedecer à frequência de Nyquist. Conforme (2) a resposta em frequência do canal pode ser representada por uma soma de exponenciais complexas, onde a frequência de cada componente é determinada por seu atraso  $\tau_L$ . Conseqüentemente, a máxima frequência deste sinal é  $\omega\tau_L$  onde  $\tau_L$  é o maior atraso imposto pelo canal com multipercursos. Considerando que o atraso  $\tau_L$  seja múltiplo do período de amostragem, tem-se uma máxima frequência normalizada da resposta do canal igual à  $\tau_L/(T_s N)$ , onde  $T_s$  é o período de amostragem, e  $N$  o número de subportadoras utilizadas. Portanto, o espaçamento mínimo entre subportadoras piloto deveria ser de  $T_s N/(2\tau_L)$ .

Considerando o pior caso que não resulta em interferência intersimbólica, ou seja, um  $\tau_L$  igual à maior duração possível para o prefixo cíclico (tempo de guarda igual a  $T/4$ ), tem-se um espaçamento mínimo igual a 2. Neste caso, para cada portadora de dados teríamos uma piloto, ou seja, uma eficiência de transmissão  $\eta=50\%$ . Caso se considere, no cálculo do espaçamento das subportadoras piloto, um atraso máximo  $\tau_L=12,7 \mu s$ , que é o maior atraso do canal Brazil B e também o maior entre os canais Brazil A-E [4, 27], um espaçamento mínimo entre as subportadoras piloto de 22 seria necessário. Este espaçamento resultaria em um  $\eta=95,5\%$ .

Embora o critério de Nyquist seja útil para se avaliar a questão da amostragem do canal, tanto no domínio temporal quanto no da frequência, deve-se considerar que este espaçamento mínimo não deve ser utilizado. Tal amostragem necessitaria de um filtro interpolador ideal para uma perfeita reconstrução do sinal. Na prática existe um compromisso entre a complexidade computacional do interpolador e seu desempenho. Um critério bastante adotado atesta que uma frequência de amostragem de  $2,5f_{m\acute{a}x}$  é realizável, e que uma amostragem de  $4f_{m\acute{a}x}$  é desejável [29]. Caso este último critério fosse adotado, o espaçamento entre pilotos necessário no caso do canal Brazil B, para uma FFT de 2048 pontos, seria de 11 subportadoras, o que resulta em uma eficiência  $\eta=90,9\%$ .

### C. Estimacão de canal utilizando subportadoras espalhadas

Além das abordagens de estimacão de canal apresentadas anteriormente, existe um outro esquema que pode ser implementado nos casos onde o tempo de coerência do canal  maior do que vários símbolos OFDM. Este tipo de estimacão de canal  empregado em vários padrões como, por exemplo, o ISDB-T [3], o 802.16 (WiMax) [9], e o DVB-T [2].

Neste esquema, as subportadoras piloto são dispostas no espectro, porém suas posies são deslocadas a cada símbolo transmitido. Assim, tem-se uma periodicidade temporal no posicionamento de uma subportadora piloto na posio  $k$  do espectro, ao mesmo tempo em que existe uma periodicidade no posicionamento das subportadoras piloto no espectro. A Figura 16 apresenta o esquema de posicionamento das subportadoras piloto utilizado no padrão ISDB-T, onde o

espaçamento entre as subportadoras piloto  de 12, resultando em uma eficiência  $\eta=91,7\%$ . A periodicidade temporal  igual a quatro símbolos OFDM.

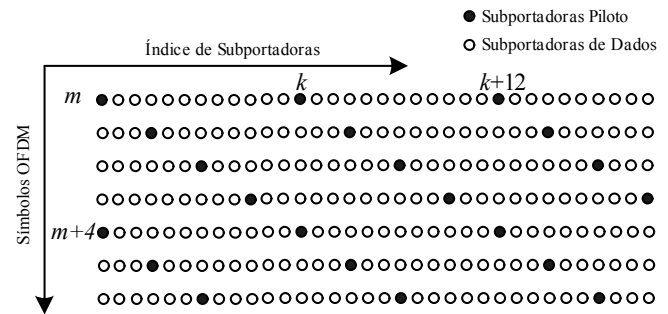


Fig. 16 - Posicionamento das subportadoras piloto no padrão ISDB-T.

Com este esquema de posicionamento das subportadoras piloto  possível um melhor aproveitamento das características de correlaco do canal. Considere, por exemplo, um canal cujo desvio Doppler seja tão baixo que possamos consider-lo invariante num período de quatro símbolos OFDM. Neste caso, a utilizao das últimas quatro estimativas de canal, nas suas respectivas posies piloto, poderia levar a um espaçamento entre subportadoras no espectro igual a três, sem que fosse necessário aumentar o número de subportadoras piloto. A conseqncia deste aumento virtual de subportadoras piloto  um aumento na resoluo da amostragem no domínio da frequência, permitindo então o emprego de um interpolador de menor complexidade. Outros possíveis benefícios podem ser obtidos a partir deste esquema de posicionamento das subportadoras piloto. Em [30] são apresentados alguns exemplos de algoritmos para a interpolao bidimensional.

### D. Estimacão de canal em sistemas MISO

No caso de uma transmissão que emprega a codificao espcio-temporal, o algoritmo empregado deve identificar os vários canais existentes entre o transmissor e o receptor. No caso de uma codificao Alamouti, onde são empregadas duas antenas na transmissão e uma na recepo, tem-se um sistema denominado MISO (*Multiple Input – Single Output*). Neste caso, o sinal recebido  igual  soma dos sinais transmitidos por cada antena, sendo necessário, portanto, o desacoplamento do efeito de cada um dos canais. Uma possibilidade para a estimacão de cada canal seria a alternância entre as antenas transmissoras, de modo que somente uma delas transmitisse a informao piloto em um dado instante de tempo.

Outra possibilidade  a utilizao da característica de ortogonalidade do código de Alamouti. Sejam  $r_0$  e  $r_1$ , dados por (29), e  $s_0$  e  $s_1$  as informaes a serem codificadas. Caso  $s_0 = s_1 = p$ , onde  $p$   um valor real, assumindo que os canais são planos, e que não há variao dos mesmos num intervalo correspondente ao período de sinalizao de uma palavra código, pode-se obter as estimativas  $\hat{h}_0$  e  $\hat{h}_1$  a partir das equaes (29). Logo:

$$\begin{aligned}\hat{h}_0 &= \frac{r_0 - r_1}{2p} \\ \hat{h}_1 &= \frac{r_0 + r_1}{2p}\end{aligned}\quad (35)$$

Substituindo  $r_0$  e  $r_1$  em (35) tem-se:

$$\begin{aligned}\hat{h}_0 &= \frac{h_0p + h_1p + n_0 + h_0p - h_1p - n_1}{2p} \\ \hat{h}_0 &= h_0 + \frac{n_0 - n_1}{2p}\end{aligned}\quad (36)$$

Fica visível nesta equação o efeito do ruído aditivo sobre a estimativa do canal. De maneira análoga é possível obter o valor de  $\hat{h}_1$ . Este erro de estimação de canal para o caso da informação piloto é uma das componentes do erro de estimação total que será discutido adiante.

#### E. Posicionamento das subportadoras piloto no sistema proposto MI-SBTVD

O esquema de estimação de canal apresentado anteriormente é adequado para o caso de um canal sem efeito multipercursos, que não é o caso de um sistema de TV Digital. Entretanto, como o esquema proposto STC-OFDM pode ser interpretado como a multiplexação em frequência de vários canais de transmissão planos que empregam a codificação Alamouti, podemos adaptar um dos esquemas de estimação OFDM-SISO para o caso MISO STC-OFDM. Devido às vantagens apresentadas pelo esquema de subportadoras piloto espalhadas, optou-se por esta no sistema proposto. Entretanto, a mudança na posição das subportadoras piloto só pode ser realizada a cada palavra código transmitida, ou seja, a cada par de símbolos OFDM transmitidos. A Figura 17 apresenta o arranjo das subportadoras piloto no plano espaço-frequência.

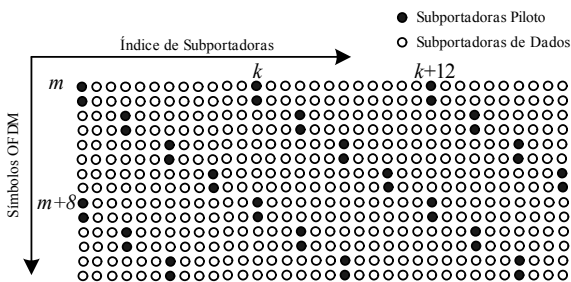


Fig. 17 – Posicionamento das subportadoras piloto no sistema proposto MI-SBTVD

O espaçamento entre subportadoras piloto é de 12, como no caso do padrão ISDB-T, resultando em uma eficiência de transmissão de 91,7%. Um deslocamento de três posições da subportadora piloto ocorre a cada par de símbolos OFDM transmitidos, portanto o período em que uma subportadora é novamente alocada para a transmissão de um símbolo piloto é de oito símbolos OFDM. Dessa forma, temos um esquema de estimação de canal MISO onde a resolução em frequência é

igual à do sistema ISDB-T, porém com metade de sua resolução temporal. A seguir é apresentado o algoritmo de interpolação linear, que será explorado em dois possíveis esquemas de estimação de canal.

#### F. Interpolação Linear

Seja um conjunto de pontos definidos em um plano  $(x,y)$ . O interpolador linear, como o seu próprio nome sugere, assume que este conjunto de pontos pode ser descrito por uma função linear  $(x,f(x))$ , onde  $f(x) = y = ax+b$ . Portanto, a partir de dois pontos conhecidos  $\{(x_1,y_1);(x_{1+\Delta},y_{1+\Delta})\}$ , é possível estimar os valores  $y_n$  através da seguinte equação:

$$y_n = \frac{(y_{1+\Delta} - y_1)}{(x_{1+\Delta} - x_1)}(x_n - x_1) + y_1. \quad (37)$$

No domínio discreto, é possível ainda representar a interpolação linear a partir de uma inserção de  $D-1$  zeros entre os dois valores conhecidos seguido de uma convolução com a função  $u(n)$ , definida por:

$$u(n) = \begin{cases} \frac{n}{D}, & \text{se } 0 < n \leq D \\ 2 - \frac{n}{D}, & \text{se } D < n \leq 2D-1 \end{cases} \quad (38)$$

onde  $D$  é o fator de interpolação. Esta representação é interessante, pois permite a interpretação da interpolação linear como uma operação de filtragem, comum em processamento de sinais digitais.

#### G. Esquemas de Interpolação Linear Unidimensional e Bidimensional

Existem duas principais fontes de erro no processo de estimação do canal. A primeira delas é causada pelo ruído, como apresentado em (36). Além deste, caso fosse possível uma perfeita estimação de canal nas subportadoras piloto, existiria ainda uma segunda fonte de ruído resultado da diferença entre a resposta em frequência do canal nas subportadoras de dados e aquela estimativa obtida pela interpolação [31]. Este erro é diretamente proporcional à distância entre as subportadoras piloto. Considerando o caso da interpolação linear isto é facilmente verificável, pois quanto maior a amostragem de uma função qualquer, mais próximos os valores entre amostras estarão de uma reta definida por estes pontos.

Neste artigo serão apresentados os resultados do sistema para dois esquemas de interpolação, sendo que ambos empregam o interpolador linear. No primeiro caso, denominado de interpolação linear unidimensional, o interpolador linear opera no domínio da frequência, e uma estimativa do canal é obtida a cada par de símbolos piloto transmitidos. Neste caso, o espaçamento entre subportadoras piloto é igual a 12, e os efeitos da variação do canal entre símbolos não afetam a interpolação diretamente.

No segundo caso, denominado de interpolação linear bidimensional em cascata, primeiro se aplica à operação de interpolação linear no domínio temporal nas estimativas obtidas a cada par de símbolos OFDM. Posteriormente aplica-se uma nova interpolação linear, agora no domínio da frequência onde agora ter-se-á um espaçamento de 3. A Figura 18 mostra este procedimento.

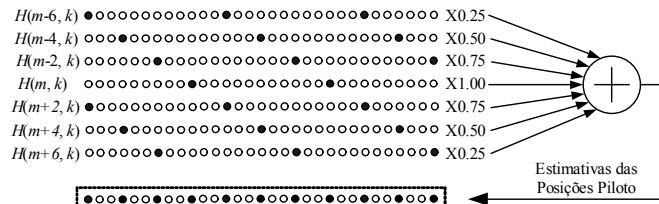


Fig. 18 – Interpolação bidimensional em cascata

Esta abordagem apresenta a vantagem de aumentar a resolução no domínio da frequência, a partir da interpolação no domínio temporal, resultando assim em um melhor desempenho do interpolador. Entretanto, a interpolação temporal só será efetivamente vantajosa caso o máximo desvio Doppler permita que as estimativas obtidas em cada par de símbolos OFDM sejam válidas para todos os demais símbolos que compõem o bloco envolvido no processo de interpolação. Uma desvantagem deste esquema é sua maior complexidade computacional e maior latência, que no caso da situação apresentada será de 7 símbolos OFDM. Os resultados de desempenho destes esquemas de interpolação, aplicados ao sistema proposto são apresentados na seção a seguir.

## VII. RESULTADOS E SIMULAÇÕES

Com o objetivo de avaliar o desempenho do sistema proposto, em diferentes situações de canal, utilizou-se os perfis de multipercurso dos canais Brazil A, Brazil B e Brazil E definidos em [27] e reproduzidos na

Tabela VII. A Tabela VI apresenta as bandas de coerência (BC) média dos canais da

Tabela VII. O perfil de multipercurso do canal Brazil A reflete as situações nas quais uma antena receptora externa é empregada, enquanto que o perfil de multipercurso do canal Brazil B considera o uso de uma antena receptora interna. No caso do perfil de multipercurso do canal Brazil E é considerada uma situação pouco provável, mas plausível de um receptor localizado em um ponto equidistante de três transmissores em uma rede SFN (*Single Frequency Network*). O canal Brazil A tem uma seletividade em frequência que pode ser considerada moderada, enquanto que o canal Brazil B tem um dos mais seletivos perfis de multipercursos entre aqueles definidos em [27]. Já o canal Brazil E apresenta a menor seletividade. Portanto, os canais Brazil A, Brazil B e Brazil E são bem representativos das situações de seletividade média, alta e baixa, respectivamente.

Nas simulações considerou-se a frequência da portadora em 800 MHz e espalhamentos Doppler de 12, 44 e 89 Hz, que correspondem a velocidades de 10 km/h, 60 km/h e 120 km/h,

respectivamente. Os demais parâmetros de simulação são: modulação QPSK, comprimento da FFT/IFFT de 2048 amostras para o símbolo OFDM, ciclo prefixo de 128 amostras e período de amostragem de 63/512  $\mu$ s. Considera-se, ainda, um canal do tipo WSSUS (*Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*), com o desvanecimento de cada multipercurso modelado por uma distribuição do tipo Rayleigh, obtida a partir do modelo de Jakes [32, 33].

TABELA VI

BANDA DE COERÊNCIA DOS CANAIS BRAZIL A-E

Canal Brazil	A	B	C	D	E
BC média (kHz)	20,68	10,05	20,67	9,808	31,9

TABELA VII

PERFIS DE MULTIPERCURSO DA ITU

Nome	Descrição	Path 1	Path 2	Path 3	Path 4	Path 5	Path 6
		6					
Canal A	Atraso ( $\mu$ s)	0	0,15	2,22	3,05	5,86	5,93
	Aten. (dB)	0	13,8	16,2	14,9	13,6	16,4
Canal B	Atraso ( $\mu$ s)	0	0,3	3,5	4,4	9,5	12,7
	Aten. (dB)	0	12	4	7	15	22
Canal C	Atraso ( $\mu$ s)	0	0,09	0,42	1,51	2,32	2,80
	Aten. (dB)	2,8	0	3,8	0,1	2,5	1,3
Canal D	Atraso ( $\mu$ s)	0,15	0,63	2,22	3,05	5,86	5,93
	Aten. (dB)	0,1	3,8	2,6	1,3	0	2,8
Canal E	Atraso ( $\mu$ s)	0	1	2	-	-	-
	Aten. (dB)	0	0	0	-	-	-

As figuras 19 e 20 apresentam os resultados de simulação mostrando a taxa de erro de símbolos (SER) por razão sinal-ruído (SNR – *Signal-to-Noise Ratio*), para uma comparação entre os resultados do esquema STC-OFDM em relação ao SFC-OFDM. Para uma avaliação comparativa, foram simulados os perfis de potência dos canais Brazil B e E. Assim, confirmam-se as afirmações feitas na seção V, que se referiam à sensibilidade do SFC-OFDM à seletividade em frequência, enquanto que o STC-OFDM é mais suscetível ao espalhamento Doppler. Como a situação referente ao canal B é predominante em relação à do canal E, ou seja, há uma maior probabilidade de haver mais usuários utilizando antena interna do que receptores equidistantes a três transmissores que operam em uma SFN, optou-se pela adoção do STC-OFDM para o MI-SBTVD. Embora a opção pelo SFC-OFDM também pudesse ser feita, uma vez que os esquemas apresentam desempenho similar em regiões de SNR mais próximas da real faixa de operação, que é inferior a 30 dB.

As figuras 21 e 22 mostram uma comparação do desempenho do sistema para os métodos de estimação de canal apresentados. Nota-se que tanto para o canal Brazil A, quanto para o canal Brazil B, o desempenho do estimador bidimensional linear em cascata é constante. Já para o caso do



estimador linear unidimensional, apesar de ambos os canais não permitirem uma adequada estimação por este algoritmo, o canal Brazil B é muito mais severo, o que torna este esquema de estimação de canal impróprio para a aplicação em estudo. Para o caso de um maior número de subportadoras (4096 e 8192) há uma tendência desta situação se inverter, uma vez que o espaçamento entre subportadoras diminui, e a resolução no domínio da frequência é favorecida, enquanto que a resolução temporal diminui com o aumento do período do símbolo OFDM. Entretanto, tais suposições carecem de novas investigações para sua comprovação.

Finalmente, a Figura 23 apresenta uma comparação do sistema para o caso de uma perfeita estimação de canal, comparada ao caso do estimador bidimensional linear em cascata, considerando o canal Brazil B. Ainda que este seja um canal de alta seletividade, nota-se que a perda de desempenho em relação à situação ideal de perfeito conhecimento do canal é de apenas 1 dB para o caso de um baixo espalhamento Doppler. Para o caso de recepção móvel esta perda tende a permanecer neste nível, uma vez que a faixa de operação SNR do sistema deve estar entre 20 e 30 dB.

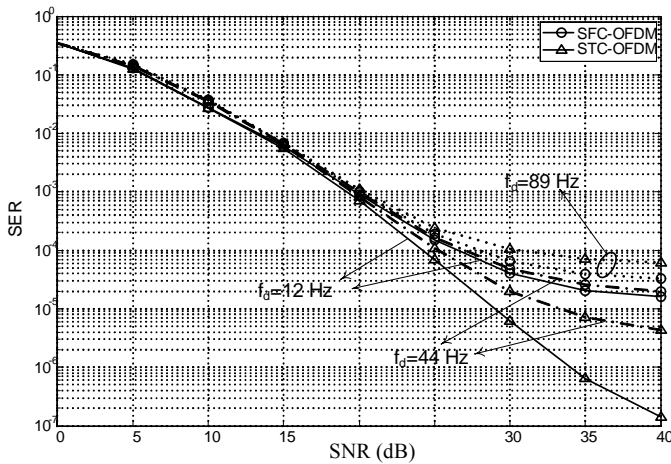


Fig. 19 – Gráfico comparativo entre STC-OFDM e STF-OFDM para canal Brazil B.

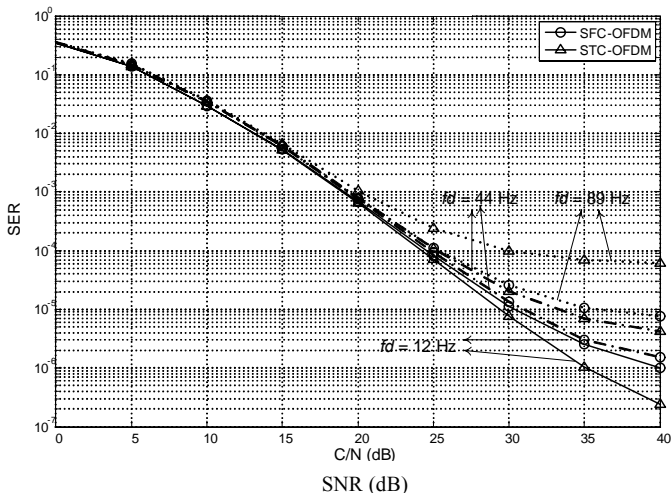


Fig. 20 – Gráfico comparativo entre STC-OFDM e STF-OFDM para canal Brazil E.

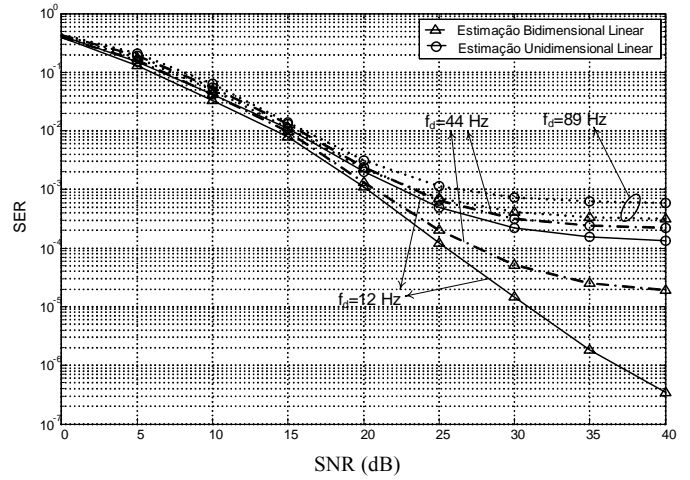


Fig. 21 – Gráfico comparativo entre a estimação unidimensional e a bidimensional para canal Brazil A.

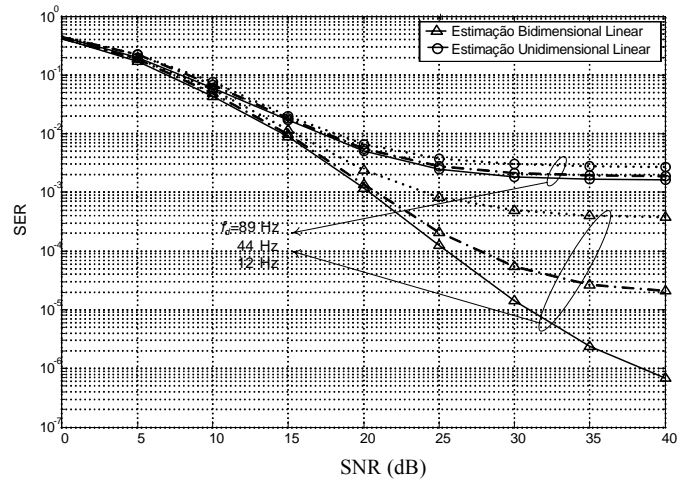


Fig. 22 – Gráfico comparativo entre a estimação unidimensional e a bidimensional para canal Brazil B.

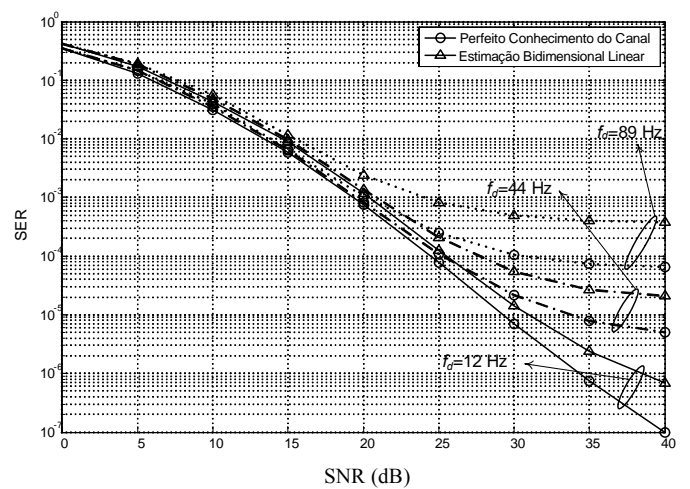


Fig. 23 – Gráfico comparativo entre a estimação bidimensional e a condição de canal perfeitamente conhecido para canal Brazil B.

## VIII. CONCLUSÕES

O objetivo deste artigo é a apresentação de informações referentes ao processo de desenvolvimento do padrão MI-SBTVD. Foram abordadas questões relativas ao esquema de diversidade, de posicionamento de subportadoras piloto e de estimação de canal. Neste contexto foi comprovada a eficácia do esquema STC-OFDM no intuito de garantir um ganho de diversidade comparável ao de um receptor que emprega o algoritmo MRRC. A vantagem do sistema STC-OFDM é que a diversidade é conseguida utilizando múltiplas antenas na transmissão, desonerando assim o custo do receptor. Além disso, foi comprovado que o esquema STC-OFDM é capaz de garantir o ganho de diversidade mesmo no caso de canais seletivos, sem que para isso sejam necessárias complexas técnicas de detecção de sinal. A simplicidade do esquema de Alamouti para o caso de um canal plano é mantida ao se associar a codificação Alamouti à técnica de transmissão OFDM.

Outro ponto importante é a comprovação da eficácia do esquema de posicionamento das subportadoras piloto. Os resultados de simulação comprovaram que é possível utilizar um esquema de estimação de canal simples, e ainda assim obter resultados aceitáveis. A utilização de esquemas mais robustos de estimação e interpolação de canal pode aproximar ainda mais o desempenho do sistema do seu desempenho ideal. Tais possibilidades, assim como o caso de outros modos de operação que empregam maior número de subportadoras (4096 e 8192) ainda carecem de comprovação, os quais serão objetos de futuros trabalhos.

## REFERÊNCIAS

- [1] ATSC Digital Television Standard, ATSC Standard A/53C with Amendment No. 1 and Corrigendum No. 1, Annex D, 2005.
  - [2] European Broadcasting Union, *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*, ETSI EN 300 744 V1.4.1, 2001.
  - [3] International Telecommunication Union, Channel Coding, Frame Structure and Modulation Scheme for Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB-T), ITU-R 205/11, 1999.
  - [4] José M. C. Brito, et al., "Design, Simulation and Hardware Implementation of a Digital Television System: System Overview", The 9<sup>th</sup> International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications - ISSSTA-2006, Manaus, Brazil, 2006.
  - [5] A. R. Bahai and B. R. Saltzberg, *Multi-Carrier Digital Communications - Theory and Applications of OFDM*, Kluwer Academic, 1999.
  - [6] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", *IEEE J. Select. Areas Comm.*, vol 16, no 8, pp. 1451-1458, 1998.
  - [7] T. S. Rappaport, *Wireless Communications - Principles and Practice*, N. J., USA, Prentice-Hall PTR, 1996.
  - [8] Amundsen, K., "IEEE 802.11 Wireless LAN - Draft Standard", 2<sup>nd</sup> IEEE Workshop on Wireless LANs, Oct. 1996.
  - [9] H. Córdova, P. Boets, L. Van Biesen, "Insight Analysis into WI-MAX Standard and its trends", WWAN2005, 2005.
  - [10] G.J. Foschini and M.J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, pp. 311-335, 1998.
  - [11] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *Tech. Report AT&T Bell Laboratories*, 1995.
  - [12] V. Tarokh, N. Seshadri and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criterion and code construction", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, No. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.
  - [13] V. Tarokh, H. Jafarkhani, A.R. Calderbank, A.R., "Space-time block codes from orthogonal designs", *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 45, pp:1456 - 1467, July 1999.
  - [14] K.F. Lee e D.B. Williams, "A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels", in *Proceedings of the 2000 IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, pp. 149-152. Mar. 2000.
  - [15] R. W. Chang, "Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission", *Bell Systems Technical Journal*, vol. 46, pp. 1775-1796, Dec., 1966.
  - [16] ETSI ETS 300 401: "Radio broadcasting systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers", v1.3.3, 2001-5.
  - [17] M. D. Yacoub, *Foundations of Mobile Radio Engineering*, CRC Press, 1993.
  - [18] B. Sklar, *Digital Communications - Fundamental and Applications*, Prentice Hall, 1988.
  - [19] S. Haykin, *Communication System*, 4<sup>th</sup> ed. John Wiley, 2001.
  - [20] A. Antoniov, *Digital Filters*, McGraw-Hill, 1993.
  - [21] L. Mendes, *Análise de Desempenho de Sistemas Multiportadoras em Canais com Ceifamento de Pico*, Master Thesis, INATEL, 2003.
  - [22] B. D. Evans and K. Baughan, "Visions of 4G," *IEEE Electronics and Communications Engineering Journal*, pp. 293-303, Dec. 2000.
  - [23] N. Al-Dhahir, C. Fragouli, A. Stamoulis, W. Younis and R. Calderbank, "Space-Time processing for broadband wireless access," *IEEE Communications Magazine*, September. 2002.
  - [24] J. G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, Third Edition, 1995.
  - [25] G.J.Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-elemente antennas," *Bell Labs Tech. J.*, pp. 41-59, Autumn. 1996.
  - [26] K.F. Lee e D.B. Williams, "A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM Systems", *IEEE Globecom 2000*, pp. 1473-1477. San Francisc, USA, Nov. 2000.
  - [27] ABERT/SET, "Brazilian Tests on Digital Television Systems - Final Report", May, 2000.
  - [28] P.H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, pp:2908-2914, Oct. 1994..
  - [29] J.H. Reed, "Software Radio: a Modern Approach to Radio Engineering", Prentice may, New Jersey, 2002.
  - [30] L Hanzo, M. Münster, B.J. Choi, and T. Keller, *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting*, John Wiley & Sons, West Sussex, England, 2003.
  - [31] J.K. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, pp. 686-693, Nov. 1991.
  - [32] P. Dent, G.E. Bottomley, T. Croft, "Jakes fading model revisited", *Electronics Letter*, vol. 29, pp.1162 - 1163, June 1993.
  - [33] Jiao Wang; Zhi Ni; Aifen Sui; Bin Zhang; Daoben Li; "Statistical properties analysis of improved Jakes' fading channel model", *IEEE Military Communications Conference, MILCOM 2003*, vol. 2, pp.1392-1396, Oct. 2003.
- Gustavo Correa Lima** nasceu em Lorena, SP, em 1978. Possui os títulos: Técnico em Eletrônica (CTIG-UNESP, 1995), Engenheiro Eletricista com ênfase em Telecomunicações (UNIFEI, 2001) e Mestre em Engenharia Elétrica (UFSC, 2004). Atualmente está em fase de doutoramento pela UFSC, no GPqCom (Grupo de Pesquisa em Comunicações). Suas principais áreas de atuação são: OFDM, Sistemas MIMO, TV Digital, Software Defined Radio, WiMax, FPGA e Comunicações Sem Fio.
- Francisco José Alves de Aquino** nasceu em Fortaleza, CE, em 1970. Possui os títulos: Técnico em Telecomunicações (ETFCE, 1988), Engenheiro Eletricista (UFC, 1992) e Mestre em Engenharia Elétrica (UFSC, 1998).

Atualmente está em fase de doutoramento pela UFSC, no GPqCom (Grupo de Pesquisa em Comunicações). Desde 1994 é professor do Centro Federal de Ensino Tecnológico do Ceará, atuando em curso de nível médio e superior. Suas principais áreas de atuação são: Comunicação Digital, Processamento Digital de Sinais e Sistemas de Transmissão Sem Fio.

**Renato Machado** nasceu em Jaú, SP, em 1979. Recebeu o título de Engenheiro Eletricista pela Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho" (FEIS-UNESP) em dezembro de 2001. Recebeu o título de Mestre em Engenharia Elétrica pelo Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) em março de 2004.

Desde abril de 2004 é aluno de doutorado pelo Grupo de Pesquisa em Comunicações (GPqCom) do Departamento de Engenharia Elétrica pela UFSC. Tem interesse nas áreas de Processamento Digital de Sinais, Comunicações móveis, Sistemas de Comunicação MIMO e Códigos Espaciotemporais de Bloco (STBCs).

**Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho** nasceu em Recife em 29 de outubro de 1965. Obteve o título de Bacharel em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Pernambuco, em 1989, de Mestre em Engenharia Elétrica pela UNICAMP, em 1992, e de Ph.D. em Engenharia Elétrica pela University of Notre Dame, U.S.A, em 1996. De 1997 a 1999 foi Pesquisador Visitante na UNICAMP.

Desde 2000 é Professor Adjunto do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina. Desde 2001 é bolsista de produtividade em pesquisa (nível 2) do CNPq.

De 2003 a 2004 foi Editor-Chefe da Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações. Suas áreas de interesse são teoria de informação e codificação e comunicações sem fio.

**Mário de Noronha Neto** nasceu em Jacarezinho, PR, em 23 de abril de 1977. Possui graduação em Engenharia Elétrica pela UFSC (2000), mestrado em Engenharia Elétrica pela UFSC (2002) e doutorado em Engenharia Elétrica também pela UFSC (2006).

Atualmente é Professor do CEFET/SC, Unidade de São José. Seus temas de interesse são: Sistemas MIMO, Codificação de Canal, Códigos Espaço-Temporais e Comunicações Móveis.

**Richard Demo Souza** nasceu em Florianópolis em 09 de março de 1978. Obteve os títulos de Bacharel e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina em 1999 e 2003, respectivamente. Em 2003 foi Pesquisador Visitante do Departamento de Engenharia Elétrica e da Computação da University of Delaware, Newark-DE, EUA.

Desde 2004 é Professor Adjunto do Departamento Acadêmico de Eletrônica e do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Suas áreas de interesse são teoria da codificação, comunicações sem fio e processamento digital de sinais.

**Luciano Leonel Mendes** nasceu em São José dos Campos, SP, em 29 de agosto de 1977. Possui os títulos: Técnico em Eletrônica (ETEP, 1994), Engenheiro Eletricista (Inatel, 2001) e Mestre em Engenharia Elétrica (INATEL, 2003). Atualmente está em fase de doutoramento pela UNICAMP.

Desde 2001 atua no Grupo de Pesquisa em Comunicações Sem Fio do INATEL, tendo como resultado diversos artigos publicados em congressos nacionais e internacionais. Atualmente participa dos projetos de TV Digital do INATEL e trabalha na equipe de definição do Sistema Brasileiro de Televisão Digital. Suas principais áreas de atuação são: Comunicação Digital, Codificação de Canal e Sistemas de Transmissão Sem Fio.