

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 Freqüências 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 τ_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 $\tau_1 = 1s$.

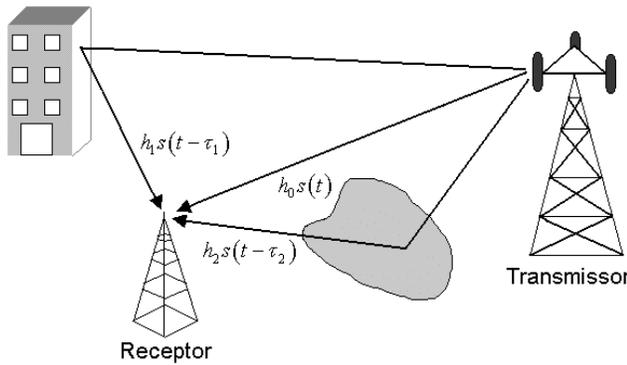


Fig. 1 - Canal de comunicação com múltiplos percursos

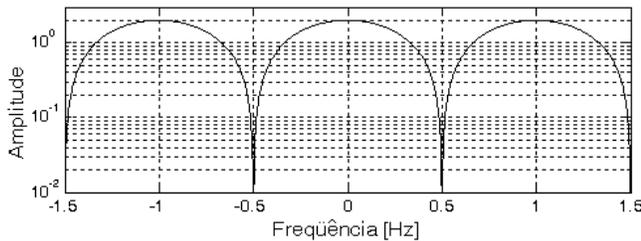


Fig. 2 - Resposta em frequência de um canal com múltiplos percursos.

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 α 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.

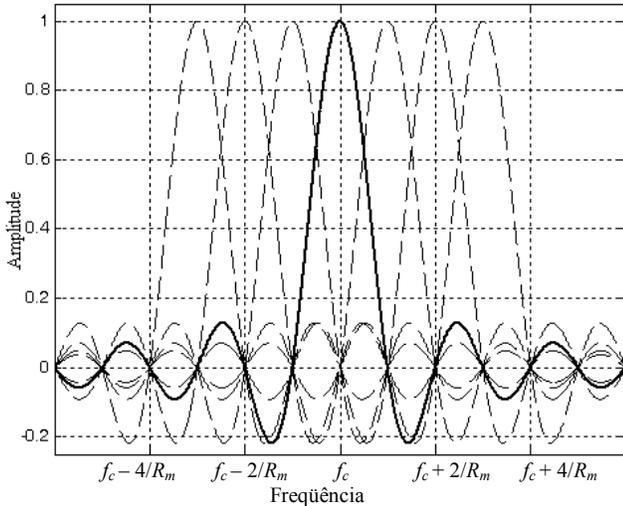


Fig. 3 - Espectro das subportadoras sobrepostas de um sinal OFDM.

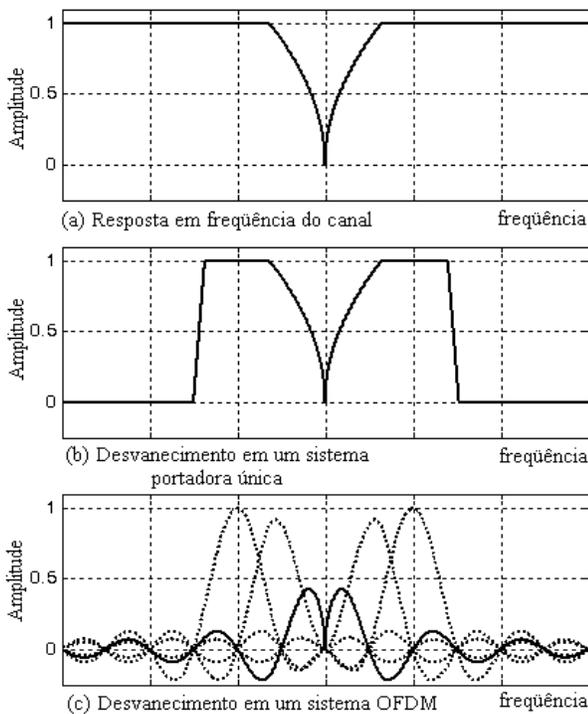


Fig. 4 - (a) Resposta em frequência do canal. (b) Efeito no sinal transmitido utilizando uma única portadora. (c) Efeito no sinal transmitido utilizando múltiplas portadoras.

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 ω_k , enquanto que a componente imaginária, q_k , que representa a componente em quadratura, modula a senoide também de frequência ω_k . Desta forma, o símbolo OFDM pode ser expresso por:

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

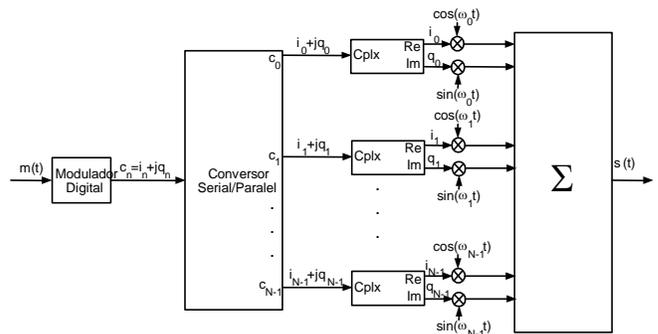


Fig. 5 - Diagrama em blocos de um transmissor OFDM.

Como as funções seno e cosseno são ortogonais entre si, e o espaçamento entre as frequências ω_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 ω_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.

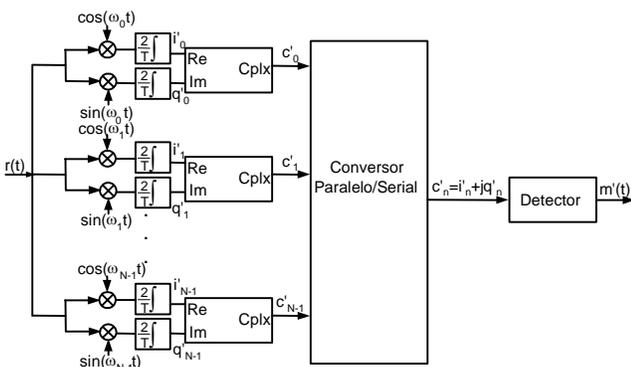


Fig. 6 - Detector OFDM.

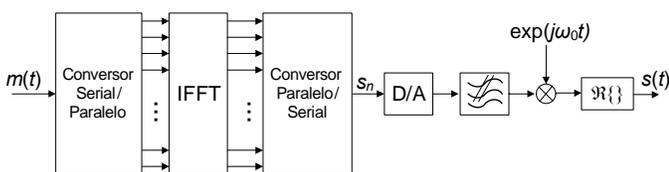


Fig. 7 - Diagrama em blocos do modulador OFDM utilizando a IFFT.

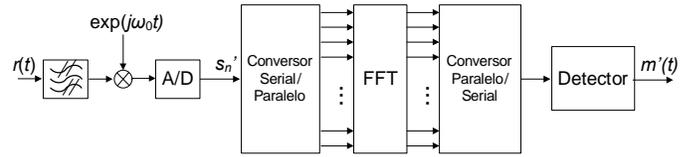


Fig. 8 - Diagrama em blocos do receptor OFDM.

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*).

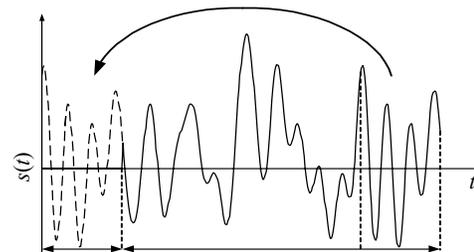


Fig. 9 - Prefixo cíclico para inserção de tempo de guarda.

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 α_i^2 apresentarem um desvanecimento severo é pequena. É interessante aqui

ressaltar que a razão sinal-ruído é proporcional à somatória dos termos α_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:

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

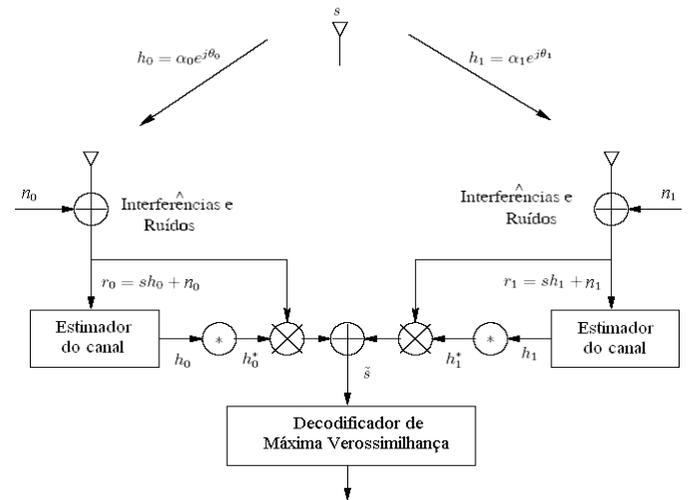


Fig. 10 - Esquema Clássico de Combinação de Máxima Razão na Recepção (MRRC)

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 γ 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

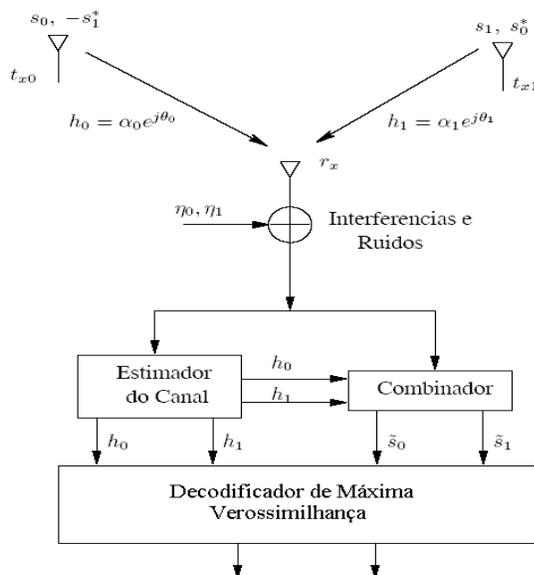


Fig. 11 - Esquema de Alamouti de Diversidade na Transmissão com Uma Antena Receptora

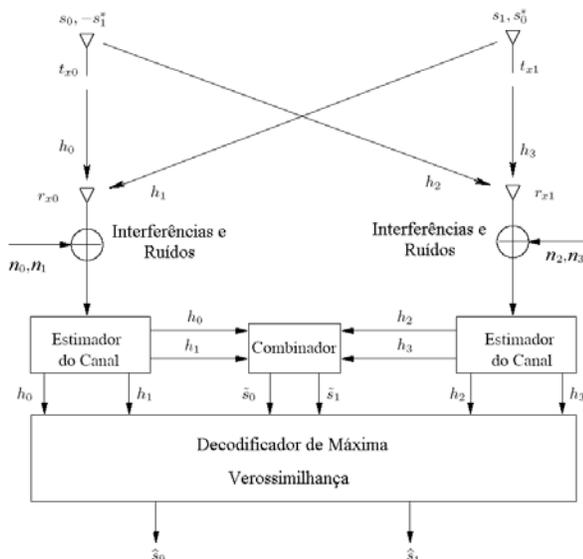


Fig. 12 - Esquema de Alamouti de Diversidade na Transmissão com Duas Antenas Receptoras

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:

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

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:

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

Substituindo-se as equações apropriadas, tem-se:

$$\begin{aligned}
\tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_0 + h_0^* n_0 + \dots \\
&\quad \dots h_1 n_1^* + h_2^* n_2 + h_3 n_3^* \\
\tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_1 + h_1^* n_0 - \dots \\
&\quad \dots h_0 n_1^* + h_3^* n_2 - h_2 n_3^*
\end{aligned} \tag{33}$$

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

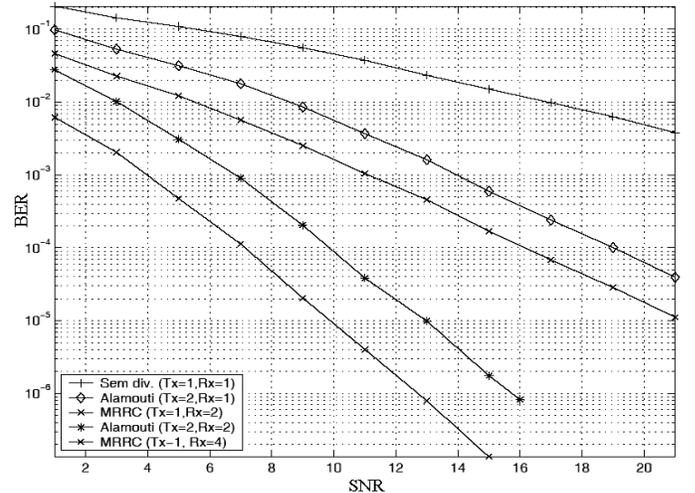
NOTAÇÃO PARA OS SINAIS RECEBIDOS NAS DUAS ANTENAS RECEPTORAS

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.

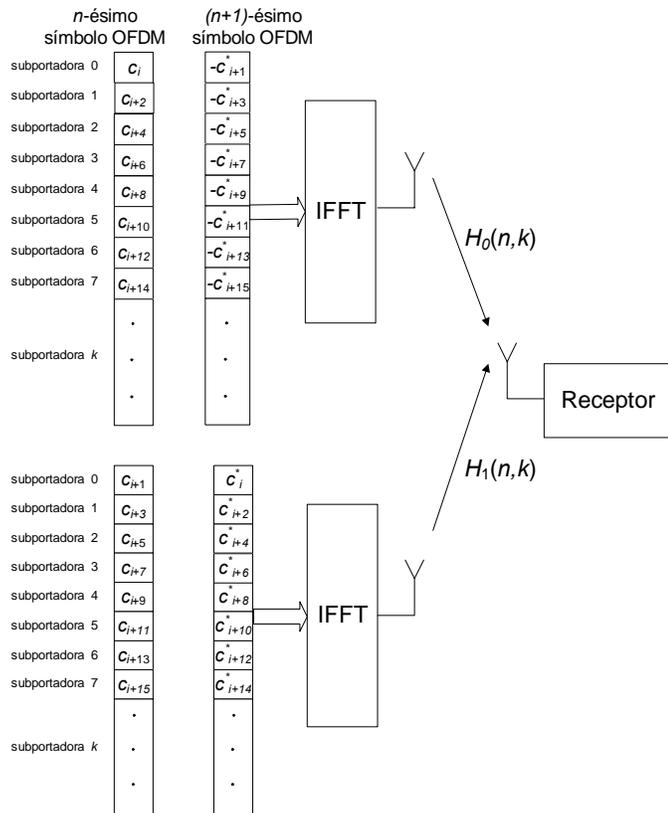


Fig. 14 - Diagrama de blocos de um sistema STC-OFDM.

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.

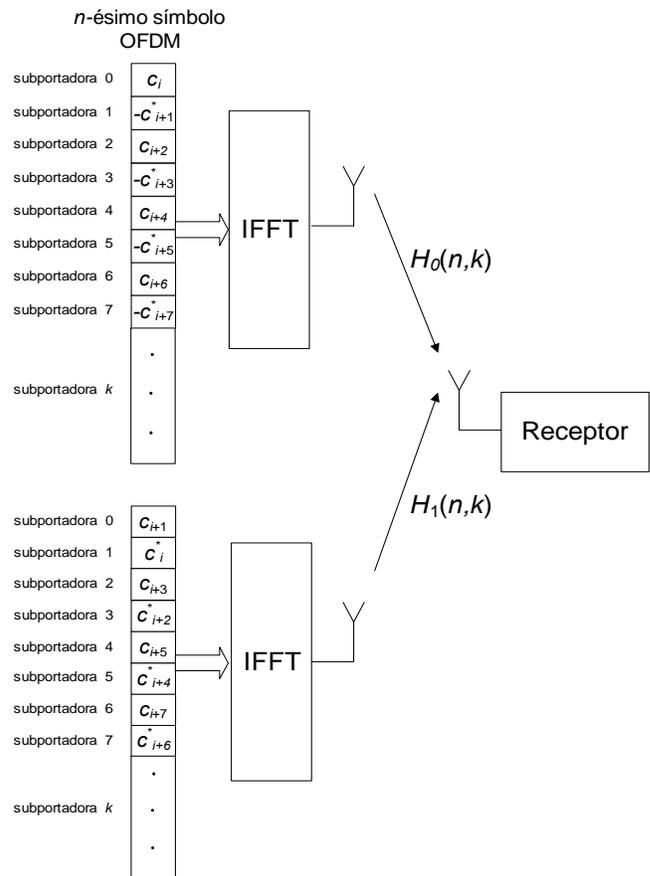


Fig. 15 - Diagrama de blocos de um sistema SFC-OFDM.

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 τ_L . Conseqüentemente, a máxima frequência deste sinal é $\omega\tau_L$ onde τ_L é o maior atraso imposto pelo canal com multipercursos. Considerando que o atraso τ_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 τ_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 posices são deslocadas a cada símbolo transmitido. Assim, tem-se uma periodicidade temporal no posicionamento de uma subportadora piloto na posicão 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.

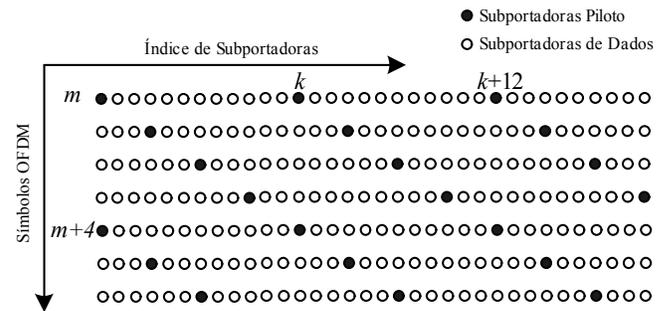


Fig. 16 - Posicionamento das subportadoras piloto no padrão ISDB-T.

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 posic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:

$$\hat{h}_0 = \frac{r_0 - r_1}{2p} \quad (35)$$

$$\hat{h}_1 = \frac{r_0 + r_1}{2p}$$

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

$$\hat{h}_0 = \frac{h_0 p + h_1 p + n_0 + h_0 p - h_1 p - n_1}{2p} \quad (36)$$

$$\hat{h}_0 = h_0 + \frac{n_0 - n_1}{2p}$$

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.

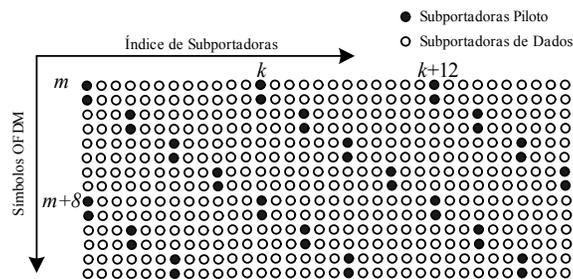


Fig. 17 – Posicionamento das subportadoras piloto no sistema proposto MI-SBTVD

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.

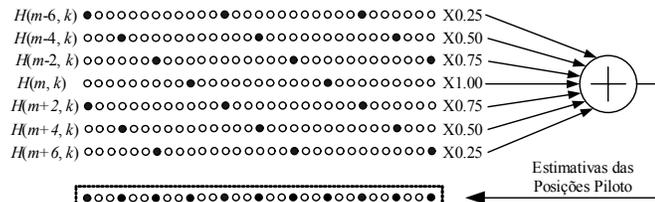


Fig. 18 – Interpolação bidimensional em cascata

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 μ 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 (μ 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 (μ s)	0	0,3	3,5	4,4	9,5	12,7
	Aten. (dB)	0	12	4	7	15	22
Canal C	Atraso (μ 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 (μ 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 (μ 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.

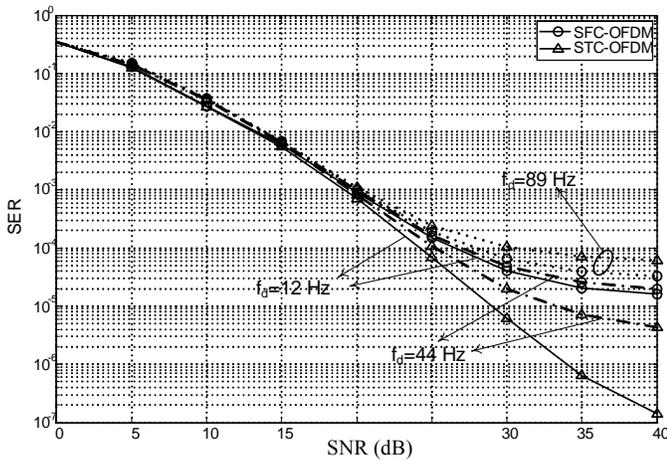


Fig. 19 – Gráfico comparativo entre STC-OFDM e STF-OFDM para canal Brazil B.

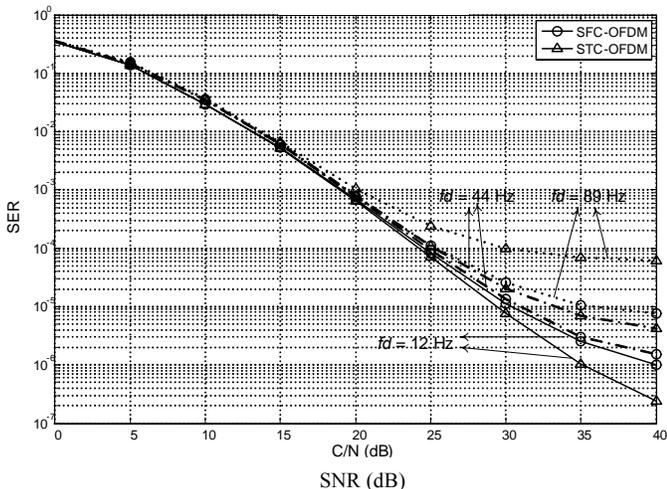


Fig. 20 – Gráfico comparativo entre STC-OFDM e STF-OFDM para canal Brazil E.

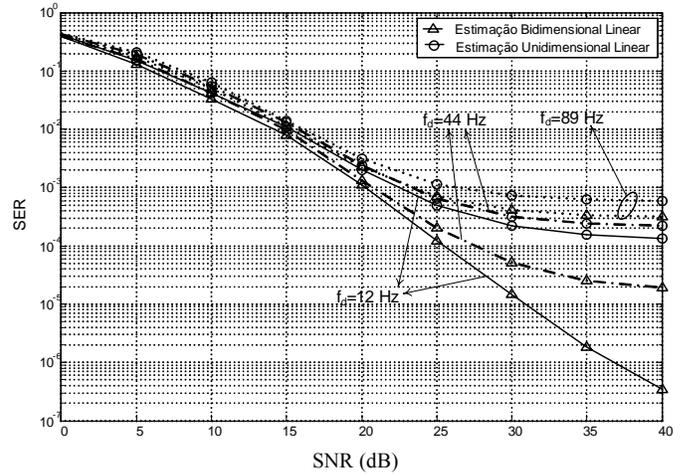


Fig. 21 – Gráfico comparativo entre a estimação unidimensional e a bidimensional para canal Brazil A.

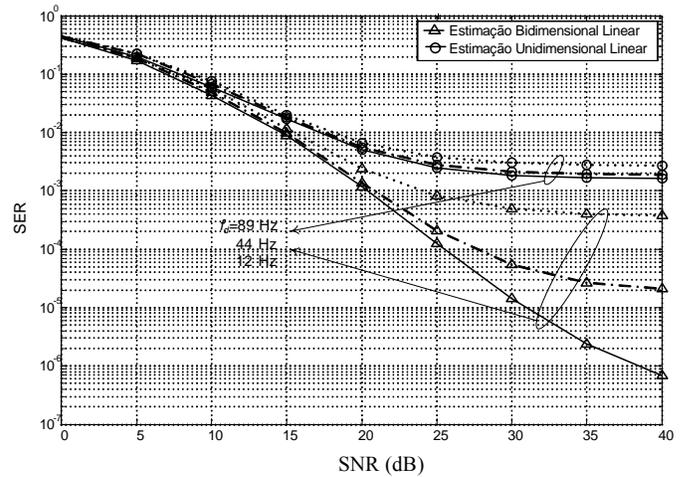


Fig. 22 – Gráfico comparativo entre a estimação unidimensional e a bidimensional para canal Brazil B.

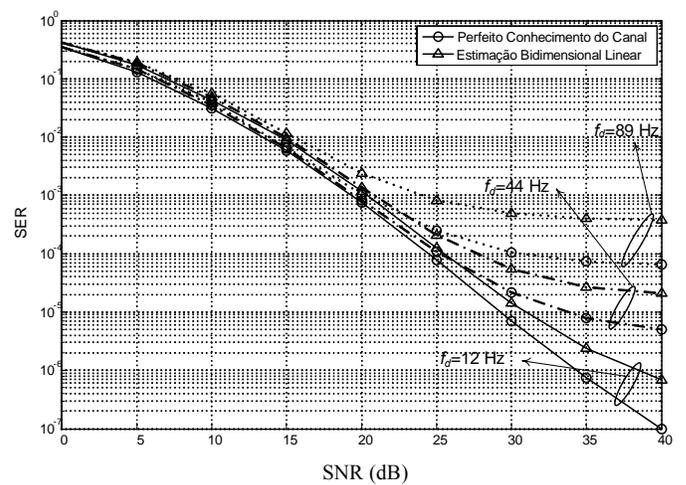


Fig. 23 – Gráfico comparativo entre a estimação bidimensional e a condição de canal perfeitamente conhecido para canal Brazil B.

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 9th 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", 2nd 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*, 4th 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 "Julio 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.