

Estratégias MIMO-OFDM para Sistemas de Comunicações Móveis

Walter C. Freitas Jr., Charles C. Cavalcante e F. Rodrigo. P. Cavalcanti

Resumo—Este tutorial se propõe a discorrer sobre técnicas de utilização de estruturas MIMO em sistemas com modulação OFDM para sistemas de comunicação móvel. Uma revisão dos principais conceitos em OFDM e estruturas MIMO é realizada para permitir ao público uma maior familiarização com o problema. Na seqüência, são descritas algumas estruturas híbridas que permitem tomar proveito de ambos os ganhos de multiplexação e diversidade nos canais MIMO. Finalmente, aspectos relacionados à fusão MIMO-OFDM são explorados para evidenciar suas vantagens. Aspectos relacionados ao impacto da camada física MIMO-OFDM nas camadas superiores são discutidos e alguns tópicos que são fundamentais para uma maior compreensão de tais sistemas, e que se apresentam como desafios são elaborados ao final.

Palavras-Chave— MIMO, OFDM, diversidade e multiplexação

I. INTRODUÇÃO

No contexto dos sistemas de comunicação móvel, experimenta-se uma demanda cada vez maior de serviços em altas taxas de transmissão. Taxas da ordem de Gigabits são requisitos para os futuros sistemas móveis, denominados 3G+ e 4G, tornando necessário a pesquisa em avançadas técnicas que permitam utilizar as taxas esperadas pelos usuários com qualidade de serviço (QoS) dentro das especificações que permitem confiabilidade na transmissão de dados.

O primeiro ponto crucial de um projeto que atenda estas questões concorrentes é que, para atingir altas taxas, uma faixa de frequência muito grande é necessária, o que inviabiliza, economicamente, tal implementação já que faixa de frequência é um recurso bastante escasso e caro.

Outro ponto, não menos importante, é que para altas taxas de transmissão, nas faixas de frequência disponíveis para os futuros sistemas de comunicação móvel, o meio de transmissão, no caso a interface aérea, torna-se um canal bastante seletivo, prejudicando consideravelmente a transmissão de informação através da inserção de interferência inter-simbólica e de múltiplo acesso.

Desta maneira, técnicas de processamento de sinais combinadas com estratégias de projeto de transceptores são utilizadas para combater os dois problemas.

Para atingir as taxas de transmissão demandadas, respeitando-se as limitações da limitação de faixa, utiliza-se sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO). Através da utilização de um conjunto de antenas transmissoras

e receptoras, a capacidade do canal é aumentada na ordem direta do aumento da ordem do número de antenas empregadas. Desta maneira, de acordo com a taxa almejada, uma configuração adequada da arquitetura do transceptor permite atingir os requisitos disponíveis do sistema.

Já a questão da influência do canal é tratada utilizando uma moderna técnica de multiplexação em frequências ortogonais (OFDM). Desta forma, aplicando-se o sinal em um conjunto de subportadoras ortogonais entre si, o receptor aproveita-se desta ortogonalidade para recuperar o sinal a partir de suas componentes sem interferência entre si. Com isso, o transmissor percebe, de forma equivalente, um conjunto de canais com desvanecimento plano, que são facilmente compensados por estratégias de detecção no receptor.

Por estes pontos, há um consenso nos atuais fóruns de discussão das características dos futuros sistemas de comunicação móvel que as novas gerações destes sistemas serão baseadas em técnicas de OFDM utilizando estruturas de transceptores MIMO.

Entretanto, alguns pontos, inerentes ao próprio projeto do receptor necessitam ser cuidadosamente observados para que a transmissão do sinal e sua conseqüente recepção aproveitem-se da estrutura do transceptor.

Com a utilização de múltiplas antenas no transmissor e no receptor, pode-se escolher a maximização do ganho de diversidade, fornecido pelo uso de códigos espaço-temporais, tomando-se vantagem do cancelamento da interferência inserida no canal ou ainda a maximização do ganho de multiplexação. O ganho de multiplexação tem como meta maximizar a capacidade do canal, utilizando a estrutura do transceptor para o envio de mais informações num mesmo intervalo de tempo. Estas tarefas são antagônicas, e fica bastante complexo solucionar de forma ótima o problema conjunto de maximização da capacidade e da minimização da interferência. Assim, um estudo importante é a viabilização de estruturas híbridas que permitam tomar-se proveito de ambos os ganhos.

Outra vertente ainda bastante explorada é a integração das estruturas MIMO com a técnica de modulação OFDM permitindo que ambas as dimensões, espacial da estrutura MIMO e frequencial da modulação sejam completamente aproveitadas.

Finalmente, uma implicação na cadeia do sistema de comunicação móvel como um todo é necessária para mensurar os benefícios não somente na camada física, mas também nas camadas superiores do sistema e seus impactos para o usuário.

Este tutorial está organizado da seguinte maneira. Na seção II descrevemos o sistema de transmissão OFDM. Na seção

III é feita uma introdução com relação ao uso de múltiplas antenas no transmissor e receptor. Na seção IV é feita uma análise da capacidade presente nos canais MIMO sem fio, enquanto que a seção V analisa os aspectos de diversidade. A seção VI trata da questão do compromisso entre diversidade e multiplexação. Na seção VII é apresentado os esquemas de transceptores MIMO convencionais. A seção VII apresenta os esquemas de transceptores MIMO híbridos que fornecem ao mesmo tempo ganhos de diversidade e multiplexação. A seção IX apresenta um algoritmo de cancelamento de interferência modificado, baseado nos esquemas híbridos de forma a se manter um desempenho satisfatório com baixa complexidade. Na seção X são apresentados alguns resultados comparativos dos transceptores MIMO. Na seção XI é feita uma discussão de modelos MIMO-OFDM e finalmente em XII são levantados alguns pontos para discussão.

II. SISTEMA DE TRANSMISSÃO OFDM

Historicamente, a utilização de portadoras ortogonais para comunicação de dados tem origem num pedido de patente por Chang no Bell Labs em 1966 [1]. Entretanto, a proposta original apresentava a limitação de requerimento de uma grande complexidade computacional. Apenas em 1971, no trabalho de Weinstein e Ebert [2], foi sedimentado a base da realizabilidade do OFDM pelo uso de técnicas da transformada discreta de Fourier (TDF) no transmissor e no receptor [3]. Desta maneira, OFDM é uma técnica de modulação por multiportadoras baseada em TDF que é também chamada de *discrete multitone* (DMT).

De uma forma simplificada, o objetivo principal do OFDM é de solucionar o problema de transmissão por um canal seletivo em frequência. Canais altamente seletivos em frequência, que conseqüentemente possuem uma forte dispersão temporal, exigem complexos esquemas de equalização temporal para equalização de toda a faixa de transmissão do sinal [3]. Técnicas de multiportadora, incluindo o OFDM, buscam gerar canais virtuais com reduzida faixa de frequência em cada uma das portadoras para que a equalização por portadora se torne apenas uma operação de multiplicação para recuperação da amplitude e fase originais do sinal [4].

Para tanto necessita-se garantir que as portadoras são *ortogonais* ou com correlações muito baixas de maneira que a superposição de tais subportadoras não insira nenhuma perturbação adicional ao sistema. A Figura 1 ilustra um símbolo OFDM sendo gerado por meio de 5 subportadoras. No caso de um sistema com N , cada subportadora “enxerga” um canal com faixa $1/N$ de tal forma que, para valores elevados de N , cada um dos subcanais (para cada subportadora) apresenta, aproximadamente, um desvanecimento plano.

De uma maneira geral, para se gerar uma símbolo OFDM a partir de uma seqüência de dados $\mathbf{s} = [s_0, s_1, \dots, s_{S-1}]$, tem-se a seguinte expressão:

$$s'(t) = \sum_{k=0}^{S-1} s_k \cdot \exp(j2\pi f_k t), \quad (1)$$

em que S é o número de subportadoras. Vale ressaltar que há a necessidade de um banco de osciladores para gerar a forma de onda dada na Equação (1).

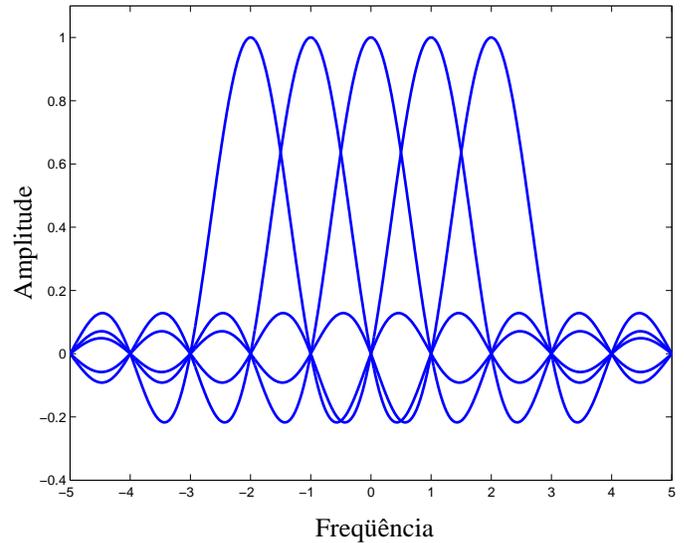


Fig. 1. Subportadoras de um sinal OFDM. Frequência normalizada em relação ao valor $1/T$.

A implementação deste tipo de transmissor pode ser realizada por meio do uso da IFFT que atua como um modulador, desta forma:

$$s'_n = \text{IFFT}_N\{\mathbf{s}\}. \quad (2)$$

Para mitigar os efeitos do *delay spread* do canal, um intervalo de guarda formado por um sufixo ou prefixo cíclico é inserido na seqüência de dados a ser transmitida [5]. No caso de ser um prefixo cíclico, a seqüência transmitida com intervalo de guarda é

$$s'_n{}^g = s'_{(n)_S}, \quad n = -G, \dots, -1, 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

em que G é o tamanho do intervalo de guarda em amostras e $(n)_S$ é o resíduo de n módulo S .

Uma vez que, idealmente, cada sinal é degradado apenas por um fator multiplicativo (possivelmente complexo), a tarefa de equalização no receptor é bastante simplificada. Desta forma, apenas a aplicação de um controle automático de ganho por subportadora é requerido para recuperação.

Esta é a principal motivação do emprego de sistemas OFDM uma vez que a distorção temporal, ou seletividade em frequência é um dos principais limitantes do desempenho de sistemas de transmissão digital. Particularmente, a interferência intersimbólica é bastante presente em sistemas móveis uma vez que o número de multipercursos é significativo em sistemas rádio-móveis.

Para a aplicação em sistemas práticos, várias etapas adicionais à geração de um símbolo OFDM são necessárias para garantir aspectos de sincronização e facilitar a recuperação da informação no transmissor. A Figura 2 ilustra um sistema OFDM básico.

De forma resumida, pode-se listar algumas características bastante atraentes dos sistemas OFDM para sistemas de comunicações móveis, dentre elas:

- alta eficiência espectral;
- grande tolerância a multipercursos;

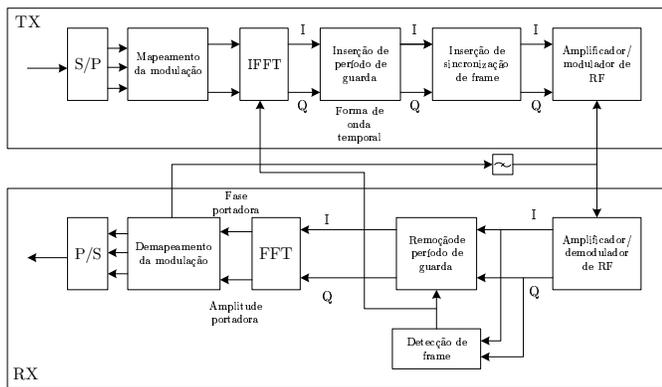


Fig. 2. Sistema OFDM básico.

- receptor com esquema de equalização simples;
- computacionalmente eficiente para sistemas de faixa larga;
- suporta vários esquemas de múltiplo acesso;
- suporte a vários tipos de esquemas de modulação;
- elegante *framework* para sistemas MIMO.

Na seqüência, uma descrição da abordagem de estruturas MIMO é realizada para ilustrar o potencial das técnicas para solução de aspectos relacionados a obtenção de altas taxas de transmissão, uma vez que as distorções do canal podem ser evitadas/tratadas por meio do emprego de técnicas de multiplexação, conforme visto.

III. ESQUEMAS DE TRANSCETORES MIMO

O uso de múltiplas antenas a fim de melhorar uma conexão sem fio é uma abordagem já bastante antiga. De fato, tal técnica foi usada por Marconi em 1901 para aumentar o alcance na transmissão de códigos Morse sobre o Atlântico. Marconi usou quatro antenas de 61 metros de altura em um arranjo circular em Poldhu, Inglaterra para transmitir o código Morse da letra “S”, à distância de 3425 Km para Signal Hill, St. John, Newfoundland (Canadá). Hoje, arranjo de antenas em comunicações sem fio são usados para melhorar o desempenho de diversas formas, não só para aumento do alcance.

Durante os últimos anos temos visto a utilização de múltiplas antenas como uma possível solução para o “gargalo” na capacidade e vazão presentes nos sistemas de comunicações móveis sem fio. O uso de múltiplas antenas em ambos os enlaces de um sistema de comunicação móvel sem fio (transmissor-receptor) cria um sistema linear com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), caracterizado por uma matriz de canal relacionando os sinais de entrada com os sinais de saída.

Em tal modelo de canal, a capacidade cresce com o número de antenas utilizado, e.g., aproximadamente o dobro da quantidade de informação pode ser transmitida usando-se duas antenas no transmissor e duas antenas no receptor, sem gasto adicional de tempo, largura de banda ou potência. Esse ganho de capacidade define-se como ganho de multiplexação espacial. Por outro lado, em um ambiente onde o desvanecimento se faz presente, como no caso dos sistemas de comunicações móveis sem fio, a qualidade do enlace pode



Fig. 3. Esquema MIMO genérico.

variar muito em circunstância do movimento do transmissor e do receptor e também devido aos fenômenos físicos do ambiente como a reflexão e o espalhamento. Em tal ambiente com o uso de múltiplas antenas se torna menos provável que o canal experimente desvanecimento profundo impedindo assim uma transmissão confiável entre o transmissor e o receptor. Isso se deve aos múltiplos enlaces criados entre o par transmissor-receptor quando múltiplas antenas são consideradas. O par transmissor-receptor tem agora múltiplas possibilidades de atingir uma transmissão confiável, e a esse número de possibilidades denotamos por diversidade. A seguir, comentamos em maiores detalhes os ganhos presentes em um canal MIMO.

IV. ANÁLISE DE CAPACIDADE DO CANAL MIMO

A definição de capacidade, dada duas variáveis aleatórias S e X , representando a entrada e saída de um canal de comunicação sem memória é dada por [6]

$$C = \max_{p(S)} I(S; X), \quad (4)$$

onde $I(S; X)$ representa a informação mútua entre S e X e $\max(\cdot)$ representa o valor máximo. A equação acima afirma que a informação mútua é maximizada sobre todas as possíveis distribuições estatísticas $p(S)$. A entropia $H(\cdot)$ é a medida da quantidade de informação que uma variável aleatória contém. Pode-se também relacioná-la como uma medida de incerteza de uma variável aleatória. Considerando-se a informação mútua $I(S; X)$, podemos escrevê-la em função da entropia de uma variável aleatória [6],

$$I(S; X) = H(X) - H(X|S), \quad (5)$$

onde $H(X|S)$ representa a entropia condicional entre as variáveis aleatórias S e X . Portanto, a informação mútua entre S e X depende das propriedades do canal (que relaciona S e X) e das propriedades de S (através da distribuição de probabilidade $p(S)$). A seguir, definimos o modelo do canal MIMO considerado.

Nesta seção deste texto tutorial é considerado um sistema de comunicação sem fio onde múltiplas antenas estão localizadas no transmissor e no receptor. Seja M o número de antenas transmissoras e N o número de antenas receptoras. Em um intervalo de sinalização qualquer, \mathbf{s} representa o vetor de símbolos transmitidos através do canal MIMO, produzindo no receptor o vetor de símbolos recebidos \mathbf{x} . O modelo de canal MIMO considerado exhibe as seguintes características:

- **Linearidade** - o vetor de símbolos recebidos \mathbf{x} é a soma das versões dos símbolos transmitidos por todas as antenas transmissoras multiplicadas pelo efeito do

desvanecimento (canal MIMO) e adicionado ao ruído gaussiano branco (AWGN, da sigla em inglês);

- **Quase-estático** - a resposta ao impulso do canal varia tão lentamente durante a duração de um bloco de comunicação que pode ser considerada invariante, apenas variando de um bloco para outro;
- **Desvanecimento plano** - o tempo de símbolo é considerado muito maior que o espalhamento do atraso do canal, portanto, não existe interferência intersimbólica entre os símbolos transmitidos em sucessivos intervalos de sinalização. Essa consideração é razoável para muitos canais de ambiente interno (*indoor*, do inglês) que exibem baixo espalhamento do atraso. Além disso, com o advento da técnica de modulação conhecida como OFDM [7], um canal seletivo em frequência é convertido em uma coleção de subcanais paralelos planos na frequência.

Considere o modelo de canal MIMO com M antenas transmissoras e N antenas receptoras com desvanecimento plano quase-estático [8], mostrado na Fig. 3. O modelo em banda base complexo, amostrado na taxa de símbolo, é dado por

$$\mathbf{x} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{v}, \quad (6)$$

onde \mathbf{H} representa a matriz de canal MIMO, \mathbf{s} o vetor de símbolos transmitidos e \mathbf{v} é o vetor de ruído consistindo de variáveis aleatórias gaussianas independentes, circulares simétricas de média zero e variância N_0 .

A matriz de canal MIMO \mathbf{H} de dimensão $N \times M$ é aleatória. É assumido neste tutorial que o receptor tem completo conhecimento da informação do estado do canal (CSI) já que a consideração de CSI imperfeita leva a uma degradação de apenas 0.3 dB comparada ao caso de CSI idealmente conhecido, ver [9]. Ainda em [9] é mostrado que se o número de antenas transmissoras é pequeno, a degradação devido aos erros de estimação da CSI é também pequeno. Entretanto, quando o número de antenas transmissoras aumenta a sensibilidade do sistema a erros de estimação da CSI aumenta [10]. Portanto, como neste trabalho nos limitamos a $M \leq 4$ pode-se desprezar o erro de estimação de canal e assumir o canal conhecido no receptor.

O elemento h_{nm} de \mathbf{H} denota o coeficiente entre n -ésima antena receptora e m -ésima antena transmissora. É considerado que as antenas estão dispostas espaçadas suficientemente de forma que os coeficientes h_{nm} são independentes [11]. Além disso, a consideração de desvanecimento seguindo uma variável aleatória Rayleigh é frequentemente feita, significando que cada h_{nm} é assumido ser uma variável aleatória gaussiana complexa circular simétrica e de média zero com variância unitária. Finalmente, a relação sinal ruído (SNR) é definida como sendo a relação entre a energia média do sinal recebido e a energia média do ruído.

$$SNR = \frac{E[\|\mathbf{H}\mathbf{s}\|^2]}{N \cdot N_0}, \quad (7)$$

onde $E[\cdot]$ representa o operador esperança.

Quando o canal MIMO é variante no tempo existem várias definições para a capacidade de canal. Estas definições dependem do conhecimento acerca do estado do canal,

sua distribuição no transmissor e/ou receptor, se a medida de capacidade é baseada na taxa média sobre todos os estados/distribuições ou se esta é baseada mantendo-se a taxa constante. Quando os ganhos instantâneos da matriz \mathbf{H} são conhecidos, chama-se conhecimento dos estados do canal (CSI, da sigla em inglês), no transmissor e no receptor, o transmissor pode utilizar uma política de transmissão adaptativa relativo ao estado do canal instantâneo. Neste caso a capacidade de Shannon (ergódica) [6] é a máxima informação mútua mediada sobre todos os estados do canal. A capacidade ergódica (média) de um canal MIMO aleatório dada uma restrição na potência de transmissão, P_T , é dada por [8], [12]

$$C = E \left\{ \max_{p(\mathbf{x}): tr(\Phi) \leq P_T} I(\mathbf{x}; \mathbf{s}) \right\}, \quad (8)$$

onde $\Phi = E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\}$ é a matriz de covariância do vetor de símbolos transmitidos \mathbf{s} , $tr(\cdot)$ denota o traço de uma matriz e $(\cdot)^H$ representa a operação de transposição e conjugação. A potência total é limitada a P_T , independente do número de antenas transmissoras.

Usando a relação entre a informação mútua e a entropia, podemos expandir (5) para uma dada matriz \mathbf{H} como

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{s}) = H(\mathbf{x}) - H(\mathbf{x}|\mathbf{s}), \quad (9)$$

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{s}) = H(\mathbf{x}) - H(\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{v}|\mathbf{s}), \quad (10)$$

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{s}) = H(\mathbf{x}) - H(\mathbf{v}|\mathbf{s}), \quad (11)$$

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{s}) = H(\mathbf{x}) - H(\mathbf{v}), \quad (12)$$

onde é assumido que o vetor de símbolos transmitidos \mathbf{s} e o vetor de ruído \mathbf{v} são independentes.

A Eq. (8) é maximizada quando \mathbf{x} é gaussiana, já que a distribuição gaussiana maximiza a entropia para uma dada variância [6]. Assumindo-se uma distribuição gaussiana para o vetor de símbolos transmitidos \mathbf{x} , a covariância do vetor de símbolos recebidos é dada por

$$E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} = E\{(\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{v})(\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{v})^H\}, \quad (13)$$

$$E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} = E\{\mathbf{H}\mathbf{s}\mathbf{s}^H\mathbf{H}^H\} + \underbrace{E\{\mathbf{v}\mathbf{v}^H\}}_{\Phi_v}, \quad (14)$$

$$E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} = \underbrace{\mathbf{H}\Phi\mathbf{H}^H}_{\Phi_s} + \Phi_v. \quad (15)$$

Um limite superior para a entropia de um vetor gaussiano complexo é $\log_2 \det(\pi e \Phi)$ onde a igualdade é atingida quando o vetor é circularmente complexo com covariância Φ . Portanto,

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{s}) = H(\mathbf{x}) - H(\mathbf{v}), \quad (16)$$

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{s}) = \log_2 [\det(\pi e (\Phi_s + \Phi_v))] - \log_2 [\det(\pi e (\Phi_v))] \quad (17)$$

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{s}) = \log_2 [\det((\Phi_s + \Phi_v)(\Phi_v)^{-1})], \quad (18)$$

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{s}) = \log_2 [\det(\Phi_s(\Phi_v)^{-1} + \mathbf{I}_N)], \quad (19)$$

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{s}) = \log_2 [\det(\mathbf{H}\Phi\mathbf{H}^H(\Phi_v)^{-1} + \mathbf{I}_N)]. \quad (20)$$

Quando o transmissor não tem conhecimento da matriz de canal, uma solução é se utilizar da distribuição de potência uniforme através das M antenas transmissoras. A matriz de covariância torna-se portanto, $\Phi = \frac{P_T}{M} \mathbf{I}_M$. É também comum assumir o ruído descorrelacionado em cada ramo de recepção

de forma que a matriz de covariância torna-se $\Phi_{\mathbf{v}} = \sigma^2 \mathbf{I}_N$, onde σ^2 é a variância de \mathbf{v} . A capacidade ergódica para o canal MIMO complexo pode então ser expressa como

$$C = E \left\{ \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{P_T}{\sigma^2 M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] \right\}, \quad (21)$$

podendo também ser escrita como

$$C = E \left\{ \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\rho}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] \right\}, \quad (22)$$

onde $\rho = \frac{P_T}{\sigma^2}$ é a relação sinal ruído (SNR, da sigla em inglês) em cada ramo de recepção [8]. Fazendo uma avaliação utilizando-se a lei dos grandes números [13], o termo $\frac{1}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \rightarrow \mathbf{I}_N$. Então a capacidade ergódica no limite torna-se

$$C = N \cdot E \{ \log_2 (1 + \rho) \}. \quad (23)$$

Por esta expressão vemos que o canal MIMO pode fornecer um ganho de capacidade que cresce linearmente com o número de antenas receptoras N . Por esta abordagem pode-se ver também que o canal MIMO pode ser interpretado como sendo composto de subcanais mono-antena espaciais paralelos, levando-se a uma capacidade total que é a soma das capacidades de cada um destes subcanais espaciais. Essa mesma análise pode ser obtida através da diagonalização do produto $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ ou pela decomposição dos autovalores ou decomposição dos valores singulares da matriz \mathbf{H} [9].

Uma outra estatística comumente usada como uma medida de capacidade é a capacidade de interrupção, (*outage capacity*). A análise de interrupção quantifica o nível de desempenho (neste caso a capacidade) que é garantida com um certo nível de confiabilidade. É definido $q\%$ de capacidade de interrupção $C_{out,q}$ como a taxa de informação que é garantida com $(100 - q)\%$ de realizações do canal. Portanto, matematicamente temos

$$Prob\{C \leq C_{out,q}\} = q, \quad (24)$$

onde $Prob(\cdot)$ representa a medida de probabilidade de um evento aleatório. A capacidade de interrupção é uma caracterização útil quando o canal é desconhecido no transmissor e a matriz \mathbf{H} é aleatória mas, permanece constante para cada uso do canal; definição de canal quase-estático. Neste caso, para qualquer taxa existe uma probabilidade não nula que uma dada realização do canal não suporte a taxa estipulada, resultando em um erro de detecção no receptor.

A seguir, apresentamos resultados que ilustram o ganho de capacidade do canal MIMO considerando-se os seguintes casos: $M = 1, 2, 4$ e $N = 1, 2, 4$. A Fig. 4 mostra a taxa atingida (bps/Hz) versus SNR para uma probabilidade de interrupção (*outage*) de 10% ($q = 0.1$). Podemos ver que cada vez que o número de antenas é dobrado, a taxa atingida é também aproximadamente dobrada. Esse resultado demonstra o aumento na capacidade com a utilização das múltiplas antenas.

Esse ganho na capacidade é conhecido também como ganho de multiplexação espacial, já que utilizamos os recursos disponíveis (as múltiplas antenas) para multiplexar símbolos diferentes, sem custo adicional de tempo, largura de banda ou potência. A seguir, apresentaremos em maiores detalhes o

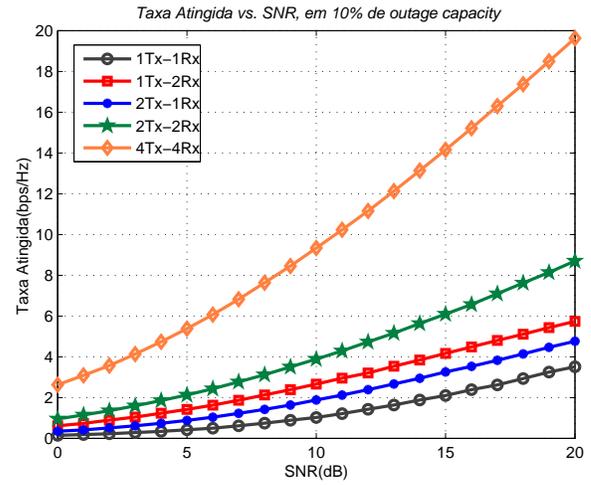


Fig. 4. Taxa atingida com o uso de múltiplas antenas para $q = 0.1$ (10% de *outage*).

ganho de diversidade presente em um canal de comunicação móvel MIMO sem fio.

V. ANÁLISE DE DIVERSIDADE DO CANAL MIMO

Além do ganho de capacidade comentado na seção anterior, o canal MIMO é também capaz de fornecer ganho de diversidade. Mais especificadamente, em um canal MIMO dispendo de M antenas transmissoras e N antenas receptoras (M Tx- N Rx), assumindo que todos os possíveis enlaces entre as antenas transmissoras e as antenas receptoras representam canais estatisticamente decorrelacionados, existem, potencialmente, MN enlaces independentes entre o transmissor e o receptor. Nesta situação é possível fornecer uma proteção MN vezes maior em comparação ao caso mono-antena $M = N = 1$ (SISO, da sigla em inglês) ao efeito do desvanecimento. Esta proteção contra o efeito do desvanecimento é definida como ganho de diversidade, e ao número de enlaces independentes damos o nome de ordem de diversidade.

A ordem de diversidade é a medida de quanto o transceptor MIMO explora os múltiplos enlaces a fim de fornecer robustez ao efeito do desvanecimento, sem considerar o uso de um codificador de canal convencional (e.g., código convolucional). Uma medida que quantifica a ordem de diversidade é a probabilidade de erros par-a-par (PEP, da sigla em inglês). A PEP é a probabilidade de que o decodificador seleccione como sua estimativa uma seqüência errônea $\tilde{\mathbf{s}} = (\tilde{s}_1, \tilde{s}_2, \dots, \tilde{s}_T)$ quando na verdade a seqüência transmitida tenha sido $\mathbf{s} = (s_1, s_2, \dots, s_T)$, onde T é o comprimento do quadro de símbolos em cada antena.

Tarokh em [14] apresentou um critério de desempenho caracterizando matematicamente a ordem de diversidade em um sistema MIMO (M Tx- N Rx). Neste trabalho é mostrado que a ordem de diversidade pode ser obtida através do critério do posto da matriz de distância das palavras código. Vamos definir a matriz diferença par-a-par de palavras código $\mathbf{B}(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}})$

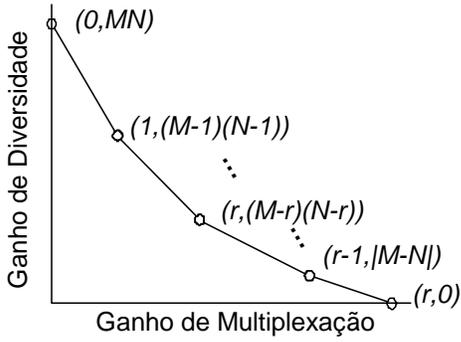


Fig. 5. Compromisso entre diversidade e multiplexação em um canal MIMO sem fio.

como

$$\mathbf{B}(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}}) = \mathbf{s} - \tilde{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} s_1^1 - \tilde{s}_1^1 & s_2^1 - \tilde{s}_2^1 & \dots & s_T^1 - \tilde{s}_T^1 \\ s_1^2 - \tilde{s}_1^2 & s_2^2 - \tilde{s}_2^2 & \dots & s_T^2 - \tilde{s}_T^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_1^M - \tilde{s}_1^M & s_2^M - \tilde{s}_2^M & \dots & s_T^M - \tilde{s}_T^M \end{bmatrix} \quad (25)$$

Podemos ainda construir uma matriz de distância par-a-par entre as palavras código $\mathbf{A}(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}})$ de dimensão $M \times M$, definida como

$$\mathbf{A}(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}}) = \mathbf{B}(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}}) \cdot \mathbf{B}^H(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}}). \quad (26)$$

Dada as definições anteriores, em [14], demonstra-se que a ordem de diversidade seja igual ao produto do número de antenas receptoras N , e o posto mínimo da matriz $\mathbf{B}(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}})$, ou seja,

$$\varrho(T, N, \mathbf{s}) = N \cdot \min_{\tilde{\mathbf{s}} \neq \mathbf{s} \in \mathcal{S}} \text{rank}(\mathbf{B}(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}})), \quad (27)$$

onde rank representa o posto de $\mathbf{B}(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}})$, \mathcal{S} é o alfabeto que contém todos os símbolos a serem transmitidos e $\min(\cdot)$ representa o valor mínimo. Dado que cada matriz $\mathbf{B}(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}})$, tem dimensão $M \times T$, e o posto é no máximo igual a $\min(M, T)$, então

$$\varrho(T, N, \mathbf{s}) \leq N \cdot \min(M, T). \quad (28)$$

A igualdade só é obtida quando $\mathbf{B}(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}})$ é de posto completo [15]. Em particular quando se obtém

$$\varrho(T, N, \mathbf{s}) = N \cdot M, \quad (29)$$

diz-se que o transceptor MIMO atinge a diversidade plena (FD, da sigla em inglês).

VI. COMPROMISSO ENTRE DIVERSIDADE E MULTIPLEXAÇÃO

A partir dos dois possíveis ganhos presentes em um canal MIMO, multiplexação espacial e diversidade, temos esquemas de transmissão e recepção MIMO que são projetados para atingi-los. O ganho de multiplexação espacial descreve o quanto a capacidade de canal pode ser aumentada usando os subcanais espaciais criados pelo canal MIMO paralelamente. Um exemplo de um esquema de multiplexação projetado com a finalidade de fornecer ganho de multiplexação espacial é o *Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time*

(V-BLAST) [16]. Por outro lado, esquemas que fornecem apenas diversidade, como os códigos espaço-temporais (STC) tais como os propostos em [17], [18], são projetados com foco para fornecer o ganho de diversidade, não se preocupando com a capacidade. Em outras palavras, o objetivo é aumentar a confiabilidade do enlace contra o efeito do desvanecimento.

A maioria dos esquemas MIMO são projetados tendo como objetivo atingir um desses dois possíveis ganhos. Trabalhos recentes [19], abordam o compromisso presente nos canais MIMO usando uma abordagem da Teoria da Informação. O compromisso entre diversidade e multiplexação proposto por Zheng e Tse em [19] essencialmente reflete como os recursos do canal são utilizados, isto é, como traduzir cada ganho de SNR em uma melhoria no desempenho, em termos da taxa de dados e confiabilidade. Desta forma Zheng e Tse relacionaram o ganho de diversidade, denotado por $d(r)$, em função do ganho de multiplexação, denotado por $r = 0, \dots, \min(M, N)$, e propuseram uma curva de compromisso ótimo, $d(r)$, apresentada como

$$d(r) = (M - r)(N - r), \quad (30)$$

que é linear por partes entre os valores inteiros de r conectando os pontos $(r_{\max}, d_{\max}(r))$, como mostrado na Fig. 5. Pela expressão vemos a dualidade entre o ganho de diversidade e o ganho de multiplexação. Ou seja, a medida que o ganho de multiplexação r aumenta, necessariamente o ganho de diversidade $d(r)$ diminui.

Como uma consequência da definição temos que, $d_{\max} = MN$ e $r_{\max} = \min(M, N)$ são os limites superiores atingíveis para os ganhos de diversidade e multiplexação, respectivamente. Sistemas atingindo d_{\max} como sua ordem de diversidade são denotados esquemas que atingem a diversidade plena (FD). Por outro lado, sistemas atingindo r_{\max} como seu ganho de multiplexação são denotados por esquemas que atingem a multiplexação plena (FR).

A curva de compromisso proposta em [19] é então um conceito mais amplo do que apenas considerar os dois ganhos máximos possíveis (pontos extremos na curva de compromisso ótimo). Na verdade, este resultado mostra que existe uma gama de pontos de operação ótimos entre os extremos tradicionalmente tratados na literatura, onde se obtém o máximo ganho de diversidade, às custas de nenhum ganho de multiplexação, ou vice-versa. Entretanto, não foi sugerida nenhuma estrutura prática capaz de atingir esses pontos de operação ótimos entre multiplexação e diversidade. Uma solução nesta direção foi proposta com uma modificação no esquema V-BLAST, chamado BLAST Diagonal [12] (D-BLAST), no qual os símbolos transmitidos são multiplexados em todas as antenas transmissoras disponíveis, mas em diferentes instantes de tempo. Infelizmente, esta solução traz um considerável atraso a fim de atingir o ganho de diversidade. Portanto, pensar em soluções que se apresentem como um meio termo entre os dois possíveis ganhos máximos e realizáveis na prática são de grande utilidade.

Os esquemas de transceptores MIMO híbridos (HMTS, da sigla em inglês), surgem como uma solução para se atingir conjuntamente multiplexação espacial e ganho de diversidade.

Com os HMTS é possível aumentar consideravelmente a taxa de dados enquanto se mantém uma satisfatória qualidade do enlace em termos da taxa de erro de bit (BER) e taxa de erro de bloco (BLER). De fato, HMTS aplicam esquemas de diversidade puros (e.g., STBC) juntamente com esquemas de multiplexação espacial (e.g., V-BLAST): parte dos dados são codificados no espaço e no tempo através de algumas antenas, e estas partes são combinadas em camadas, usando a técnica de transmissão do esquema V-BLAST. Como as camadas multiplexadas espacialmente vêem uma a outra como interferentes, técnicas de cancelamento de interferência (IC) similares aos empregados nos esquemas do tipo BLAST são necessários no receptor do HMTS.

VII. ESQUEMAS DE TRANSCETORES MIMO CONVENCIONAIS

Em geral, as arquiteturas MIMO podem ser classificadas em três grupos dependendo do tipo de ganho fornecido: Esquemas de Diversidade Puros, Esquemas de Multiplexação Puros e Esquemas MIMO Híbridos. Nós denotamos os Esquemas de Diversidade e os Esquemas de Multiplexação Puros como Esquemas de Transceptores MIMO Convencionais. Como dito pelos seus próprios nomes os esquemas convencionais fornecem ou ganho de multiplexação ou ganho de diversidade. Os esquemas MIMO híbridos constituem a principal contribuição deste Projeto de Tese e serão tratados na próxima seção. A seguir, são descritos os esquemas de transceptores MIMO convencionais.

A. Esquemas de Diversidade Puros

Através do uso de códigos espaço-temporais (STC) [14] sabe-se que se pode obter os ganhos de diversidade presentes em um canal MIMO sem fio. Códigos espaço-temporais usam técnicas simples de codificação de canal combinadas com o uso de múltiplas antenas, introduzindo correlação espacial e temporal nos sinais transmitidos pelas diferentes antenas, aumentando portanto a ordem de diversidade no receptor. Duas técnicas amplamente usadas como STC são: códigos de bloco espaço-temporais (STBC) e códigos em treliça espaço-temporais (STTC). Na última técnica, a complexidade de decodificação (medida como o número de estados da treliça no decodificador) aumenta exponencialmente em função da taxa de transmissão, o que torna esta técnica atualmente impraticável. A fim de tratar a questão da complexidade de decodificação, Alamouti [17] descobriu um esquema STBC excelente, denotado aqui como G2, para transmissão com duas antenas transmissoras em canais com desvanecimento plano e quase-estático. Devido a sua estrutura de codificação e decodificação bastante simples, o esquema do Alamouti está sendo considerado como padrão no *Universal Mobile Telecommunications System (UMTS)*[20].

A quantidade de redundância introduzida pelo STC é quantificada pela sua taxa, enquanto a sua capacidade de fornecer diversidade é quantificada pela sua ordem de diversidade. A taxa do STC é definida como o número de símbolos que são codificados por intervalo de sinalização.

Dado que K símbolos sejam transmitidos em T consecutivos intervalos de sinalização, a taxa é dada por

$$R = \frac{K}{T}. \quad (31)$$

Uma alta taxa R é desejável, já que isto representa que uma larga fração dos símbolos transmitidos são na verdade informação útil e não redundância. Suponha que os símbolos de entrada do STC sejam símbolos de um alfabeto mapeado através de uma modulação multinível \mathcal{M} -*Quadrature Amplitude Modulation* (\mathcal{M} -QAM) ou \mathcal{M} -*Phase Shift Keying* (\mathcal{M} -PSK), onde \mathcal{M} é a cardinalidade do esquema de modulação considerado. Então, cada símbolo carrega $\log_2(\mathcal{M})$ bits de informação. Assumindo-se uma formatação de pulso idealizada (sem excesso de largura de banda) a eficiência espectral levando-se em conta o esquema de modulação do STC é definida por $\eta = R \cdot \log_2(\mathcal{M})$ bps/Hz.

A ordem de diversidade de um STC é a medida de quanto o STC explora os múltiplos enlaces devido a diversidade de transmissão a fim de fornecer resistência ao efeito do desvanecimento, sem considerar o uso de um codificador de canal convencional (e.g., código convolucional).

O sucesso conseguido com o esquema G2 lançou a pesquisa para novos esquemas de diferentes taxas e para mais antenas transmissoras. Tarokh em [18] baseando-se na teoria dos “*Orthogonal Designs*” estendeu os esquemas STBC para mais do que duas antenas mantendo-se ainda a simplicidade de decodificação. De uma maneira geral, Tarokh nomeou seus esquemas projetados para $M > 2$ da seguinte forma:

- G para os esquema de taxa (R) igual a 1/2;
- H para os esquema de taxa (R) igual a 3/4;
- Seguindo as letras (G ou H) vem o número de antenas transmissoras do esquema em questão.

Por exemplo, H3 é um STBC com taxa $R = 3/4$ e projetado considerando-se três antenas transmissoras. Maiores detalhes a cerca dos STBC propostos pelo Tarokh, vide [18].

A seguir serão definidos alguns dos STBC mais conhecidos na literatura, onde é comentado também sobre a ordem de diversidade e a taxa atingida por cada um.

1) *Esquema STBC G2*: A fim de tratar o problema da complexidade de decodificação do STTC, Alamouti descobriu um notável esquema de STBC, denotado aqui como G2, para transmissão com duas antenas transmissoras em canais com desvanecimento plano. O esquema do Alamouti com duas antenas transmissoras e uma antena receptora (2Tx-1Rx) é um esquema de diversidade plena (FD) com um algoritmo simples de decodificação de máxima verossimilhança (ML). A seguir, é descrito em maiores detalhes o esquema do Alamouti.

Neste esquema, dois símbolos de dados s_1 e s_2 são transmitidos simultaneamente por antenas diferentes em um dado período de símbolo T , onde s_1 é o sinal transmitido pela antena 1 e s_2 é o sinal transmitido pela antena 2 no primeiro período de símbolo $T = 1$. No próximo período de símbolo $T = 2$, a antena 1 transmite $-s_2^*$ enquanto a antena 2 transmite s_1^* , $(\cdot)^*$ denota a conjugação complexa. Os sinais transmitidos podem ser organizados de uma forma matricial

espaço-temporal descrita por

$$\mathbf{S}_{G2[T=1, T=2]} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}, \quad (32)$$

onde as linhas em $\mathbf{S}_{G2[T=1, T=2]}$ denotam o incremento temporal em períodos de símbolo, enquanto as colunas denotam as antenas transmissoras. Ou seja, a primeira linha em $\mathbf{S}_{G2[T=1, T=2]}$ indica os símbolos transmitidos pelas antenas 1 e 2 no primeiro período de símbolo, enquanto a segunda linha indica os símbolos transmitidos no segundo período de símbolo.

Devido a ortogonalidade da matriz de transmissão espaço-temporal $\mathbf{S}_{G2[T=1, T=2]}$, uma simples operação linear no receptor pode ser usada para detectar os símbolos transmitidos s_1 e s_2 com máxima verossimilhança, assumindo-se que o canal é quase-estático entre dois consecutivos períodos de símbolo $T = 1, 2$.

Já que o esquema G2 multiplexa $K = 2$ símbolos de informação (s_1 e s_2) em $T = 2$ consecutivas realizações do canal, a eficiência espectral efetiva deste esquema é igual a $\eta = R \cdot \log_2(\mathcal{M}) = (K/T) \cdot \log_2(\mathcal{M}) = 1 \cdot \log_2(\mathcal{M})$ bps/Hz. Nota-se que o esquema do Alamouti além da sua simplicidade de decodificação é também um esquema de multiplexação plena (FR). De fato, o esquema do Alamouti (2Tx-1Rx) é na verdade de diversidade e multiplexação plenas (DFDR) já que temos a ordem de diversidade

$$\rho_{G2(2Tx-1Rx)} = N \cdot \min(M, T) = NM = 2. \quad (33)$$

2) *Esquema STBC H3*: No esquema H3, os símbolos transmitidos podem ser organizados em uma matriz espaço-temporal da seguinte forma [14]:

$$\mathbf{S}_{H3[T=1, T=2, T=3, T=4]} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \frac{s_3}{\sqrt{2}} \\ -s_2^* & s_1^* & \frac{s_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{-s_1 - s_1^* + s_2 - s_2^*}{2} \\ \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_2 + s_2^* + s_1 - s_1^*}{2} \end{bmatrix}. \quad (34)$$

Já que o esquema H3 multiplexa $K = 3$ símbolos de informação (s_1 , s_2 e s_3) em $T = 4$ consecutivas realizações do canal, a eficiência espectral efetiva deste esquema é igual a $\eta = R \cdot \log_2(\mathcal{M}) = (K/T) \cdot \log_2(\mathcal{M}) = (3/4) \cdot \log_2(\mathcal{M})$ bps/Hz. Dado que neste caso $R < 1$, vemos que este esquema tem uma perda de eficiência espectral já que a característica de FR não é atingida.

3) *Esquema STBC G3*: Neste esquema, os sinais transmitidos podem ser organizados em uma matriz espaço-temporal da seguinte forma [14]:

$$\mathbf{S}_{G3[T=1, T=2, T=3, T=4]} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 \\ -s_3 & s_4 & -s_1 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* \end{bmatrix}^T. \quad (35)$$

Já que o esquema G3 multiplexa $K = 4$ símbolos de informação (s_1 , s_2 , s_3 e s_4) em $T = 8$ consecutivas realizações

do canal a eficiência espectral efetiva deste esquema é igual a $\eta = R \cdot \log_2(\mathcal{M}) = (K/T) \cdot \log_2(\mathcal{M}) = (1/2) \cdot \log_2(\mathcal{M})$ bps/Hz. Assim como para os esquemas G2 e H3, uma simples operação linear no receptor pode ser usada para detectar todos os símbolos transmitidos [17].

B. Esquemas de Multiplexação Puros

Outra abordagem, considerando-se a transmissão em múltiplas antenas, é focar na maximização da eficiência espectral. A idéia envolvida nos esquemas de multiplexação puros é transmitir simultaneamente, na mesma banda de frequência, M símbolos de informação usando-se o conjunto das M antenas transmissoras. O receptor recebe todos os sinais transmitidos por cada uma das antenas, que estão agora interferindo uns com os outros devido a natureza do canal de propagação sem fio e usa as $N \geq M$ antenas receptoras para separar (cancelar a interferência) e detectar os M símbolos de informação transmitidos.

Nesta seção apresentamos os transceptores baseados nos esquemas de multiplexação puros e apresentamos os possíveis algoritmos de detecção e cancelamento da interferência no receptor.

1) *Esquemas BLAST*: Vários esquemas baseados nesta abordagem têm sido propostos a partir do esquema *Bell Laboratories Layered Space-Time* (BLAST) (e.g., *Vertically-BLAST* e *Diagonally-BLAST*) [16]. No esquema V-BLAST, todas as antenas são usadas para multiplexar símbolos diferentes em cada período de símbolo. Neste esquema cada símbolo diferente multiplexado é definido como uma camada. Por exemplo, no caso de termos três antenas transmissoras e receptoras, teremos três camadas. Consideremos esse caso exemplo com três antenas transmissoras em um dado intervalo de tempo $T = 1$, a matriz de transmissão espaço-temporal pode ser organizada como:

$$\mathbf{S}_{V-BLAST[T=1]} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \end{bmatrix}. \quad (36)$$

Já que o esquema V-BLAST multiplexa $K = \min(M, N)$ símbolos de informação em $T = 1$ consecutivas realizações do canal a eficiência espectral efetiva deste esquema é igual a $\eta = R \cdot \log_2(\mathcal{M}) = (K/T) \cdot \log_2(\mathcal{M}) = \min(M, N) \cdot \log_2(\mathcal{M})$ bps/Hz.

Já que os símbolos multiplexados através das múltiplas antenas causam interferência entre si, algum processamento de sinais no receptor é mandatário a fim de anular o efeito da interferência. A seguir, são apresentadas duas abordagens para cancelar o efeito da interferência: uma abordagem baseada em um processamento linear e outra não-linear.

2) *Detecção Linear*: A solução ótima para o cancelamento da interferência pode ser encontrada através da detecção de ML obtida através da maximização da função densidade probabilidade condicional, o que é equivalente a minimizar a função

$$\hat{s} = \min_S \left\{ (\mathbf{x} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H (\mathbf{x} - \mathbf{H}\mathbf{s}) \right\}, \quad (37)$$

onde S representa todo o alfabeto de símbolos transmitidos.

Dada a elevada complexidade da solução de ML, soluções sub-ótimas, mas implementáveis na prática, são consideradas a seguir¹.

Na detecção linear (LD), a detecção das camadas é realizada pela combinação linear ponderada (pesos do filtro espacial) dos sinais recebidos sujeito a algum critério, tais como *Zero Forcing* (ZF) ou *Minimum Mean Square Error* (MMSE).

- **Zero Forcing (ZF):** a detecção linear é realizada pela escolha da matriz de pesos do filtro espacial (\mathbf{W}_{ZF}) de forma que o seguinte critério seja observado

$$\mathbf{W}_{ZF}^H \mathbf{H} = \mathbf{I}_M. \quad (38)$$

Então a matriz de pesos do filtro espacial é dada por

$$\mathbf{W}_{ZF} = \{\mathbf{H}^H \mathbf{H}\}^{-1} \mathbf{H}^H. \quad (39)$$

Portanto o vetor $N \times 1$ de saída do detector MIMO-ZF é dada por:

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}_{ZF} \cdot \mathbf{x}. \quad (40)$$

- **Minimum Mean Square Error (MMSE):** um outro detector linear pode ser obtido se o critério utilizado é o do erro quadrático médio mínimo (MMSE) entre os símbolos transmitidos (símbolo desejado) e a saída do filtro espacial MMSE, portanto, o vetor de erro na saída do filtro espacial MIMO-MMSE é definido como

$$\mathbf{e} = \mathbf{W}_{MMSE} \mathbf{x} - \mathbf{s}_d, \quad (41)$$

onde \mathbf{s}_d é o sinal desejado.

A função custo MMSE pode ser escrita como

$$J_{MMSE} = E\{\|\mathbf{W}_{MMSE} \mathbf{x} - \mathbf{s}_d\|^2\}. \quad (42)$$

Os coeficientes são encontrados minimizando-se a função custo acima em relação à \mathbf{W}_{MMSE} . A solução é dada por

$$\mathbf{W}_{MMSE} = \mathbf{R}_{\mathbf{xx}}^{-1} \mathbf{R}_{\mathbf{s}_d \mathbf{x}}, \quad (43)$$

onde $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}} = E\{\mathbf{xx}^H\}$ e $\mathbf{R}_{\mathbf{s}_d \mathbf{x}} = E\{\mathbf{s}_d \mathbf{x}^H\}$ são as matrizes de covariância do sinal de entrada e a matriz de correlação cruzada, respectivamente.

3) *Detecção Não-Linear:* A operação de mitigar a interferência com processamento linear é normalmente referenciado como “anulamento” (*nulling*). Entretanto, um desempenho superior pode ser atingido quando um processamento não linear é considerado. Um detector comum não linear é baseado no cancelamento sucessivo da interferência (SIC): neste esquema o impacto dos símbolos detectados no sinal recebido é removido gradualmente em estágios sucessivos. Assumindo-se decisões corretas, o sinal resultante está livre da interferência dos símbolos previamente detectados, produzindo-se assim melhores estimativas para os símbolos restantes.

No SIC as camadas são detectadas sequencialmente. Inicialmente, o sinal recebido \mathbf{x} passa através de um detector linear, como um ZF ou MMSE, para a camada 1, cuja saída é usada para produzir a estimativa do símbolo daquela camada,

\hat{s}_1 . Fazendo-se isso, a contribuição da camada 1 no sinal recebido é estimada e cancelada, gerando o sinal \mathbf{x}_2 . Em geral, na i -ésima camada, o sinal \mathbf{x}_i , é esperado estar livre da interferência causada pelas camadas $j < i$. Então, baseado na estimativa do símbolo daquela camada, \hat{s}_i , a contribuição desta camada no sinal recebido é estimada e subtraída do sinal recebido \mathbf{x}_i . Este procedimento produz um sinal recebido modificado denotado por \mathbf{x}_{i+1} dado por

$$\mathbf{x}_{i+1} = \mathbf{x}_i - \hat{s}_i \mathbf{h}_i, \quad (44)$$

onde \mathbf{h}_i é a i -ésima coluna da matriz de canal \mathbf{H} correspondendo aos ganhos do canal associado a camada i , e $\hat{s}_i \mathbf{h}_i$ representa a interferência estimada da i -ésima camada. O resultado é que \mathbf{x}_{i+1} está livre da interferência que chega das camadas $1, \dots, i$. Este sinal é então alimentado para o filtro espacial para a $(i+1)$ -ésima camada. Esta técnica é também conhecida como algoritmo de “*Nulling and Cancelling*” [9].

No esquema de cancelamento de interferência sucessivo realiza-se sucessivamente o cancelamento, uma camada por vez, enquanto que nas estratégias de detecção linear todas as camadas são detectadas ao mesmo tempo. A vantagem da técnica linear é o baixo atraso já que a detecção é realizada de uma vez só. Uma das desvantagens do SIC é que o sinal associado a uma primeira camada a ser detectada pode exibir uma relação sinal ruído mais baixa do que as camadas subsequentes. Esse efeito pode aumentar a probabilidade de erros de detecção, o que pode ser propagado através do processo de detecção sequencial, levando-se a uma degradação do desempenho do receptor como um todo. Este problema pode ser mitigado com um ordenamento das camadas no processo de detecção e cancelamento sucessivo. Quando o ordenamento das camadas é assumido, a primeira camada a ser detectada é aquela com maior SNR. Nesta situação, o algoritmo SIC torna-se o OSIC (*Ordered SIC*) [9].

VIII. ESQUEMAS DE TRANSCETORES MIMO HÍBRIDOS

Essencialmente a pesquisa em esquemas práticos de transmissão MIMO, tem se dividido em dois principais ramos. Por um lado, estudos do ponto de vista da Teoria da Informação, no qual as antenas são vistas como fonte de múltiplos graus de liberdade (subcanais), sobre os quais diferentes símbolos podem ser multiplexados. Por outro lado, os projetistas de STC usam as múltiplas antenas para atingir ganho de diversidade, o que leva a uma menor probabilidade de erros no receptor. Existe, entretanto, um compromisso: o ganho de diversidade pode apenas ser aumentado se o ganho de multiplexação for sacrificado [19]. Portanto, um meio termo entre os dois desempenhos ótimos é muito bem vindo e é exatamente neste contexto que surgem os esquemas de transceptores MIMO híbridos (HMSTs).

Nesta seção, é apresentado o conceito da estrutura de transmissão MIMO híbrida, que faz uso simultâneo da multiplexação espacial e da diversidade de transmissão. Em geral, o processo da transmissão de um esquema híbrido pode ser dividido em camadas, estendendo a definição de camada do caso V-BLAST. No caso híbrido, uma camada consiste de um conjunto de símbolos na saída de um STBC, que são

¹Uma solução de ML com complexidade polinomial de ordem 3 e 4 baseado em *Lattices* é conhecida na literatura como *Sphere Decoding*.

enviados por um grupo de antenas; ou por um conjunto de símbolos não codificados, que é transmitido por uma única antena. Baseado neste conceito de camadas, HMTS combinam esquemas de diversidade puros (e.g., STBC) com esquemas de multiplexação puros (e.g., V-BLAST). Com esta idéia os HMTS atingem um compromisso entre multiplexação espacial e ganho de diversidade de transmissão.

No restante desta seção descreveremos a proposta de estruturas de transmissão MIMO híbridas a notação considerada é:

- as camadas STBC seguem a denominação do STBC utilizado pela camada (e.g., G2 ou G3);
- cada subcanal não codificado seguindo o esquema de transmissão V-BLAST é denotado no nome do HMTS como “+1”.

Por exemplo, o esquema designado para três antenas transmissoras consistindo de duas camadas, uma codificada no espaço e no tempo através do STBC G2 e uma outra camada não codificada seguindo o esquema V-BLAST, é denotado como G2+1.

A. Estrutura Híbrida para 3 Antenas Transmissoras

• G2+1

A Fig. 6(a) mostra o HMTS G2+1. Nesta estrutura, podemos caracterizar duas camadas: uma utilizando um STBC padrão G2 [17] e outra não codificada que opera seguindo a idéia do esquema V-BLAST. No esquema G2+1, os sinais transmitidos podem ser organizados na matriz de transmissão espaço-temporal como:

$$\mathbf{S}_{G2+1[T=1, T=2]} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2^* & s_1^* & s_4 \end{bmatrix}. \quad (45)$$

De (45), podemos notar que $K = 4$ símbolos de informação (s_1, s_2, s_3 e s_4) são multiplexados em $T = 2$ consecutivas realizações do canal. Portanto, a eficiência espectral efetiva deste esquema é igual a $\eta = (4/2) \cdot \log_2(\mathcal{M}) = 2 \cdot \log_2(\mathcal{M})$ bps/Hz. Comparado ao STBC G3 [18], este esquema híbrido oferece um aumento de 300% na taxa de transmissão, já que o sistema G3 só atinge uma eficiência espectral de $\eta = (1/2) \cdot \log_2(\mathcal{M})$ bps/Hz.

B. Estrutura Híbrida para 4 Antenas Transmissoras

• G2+G2

O esquema híbrido G2+G2 é mostrado na Fig. 6(b). Ele emprega um conjunto de quatro antenas com duas camadas de multiplexação. Duas camadas de STBC G2 dispostas paralelamente. Observe que as quatro antenas transmissoras são divididas em dois grupos de duas antenas as quais são codificadas através de um STBC G2. Os sinais transmitidos podem ser organizados na matriz de transmissão espaço-temporal como:

$$\mathbf{S}_{G2+G2[T=1, T=2]} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_3^* & s_4^* \end{bmatrix}. \quad (46)$$

De (46), pode ser visto que $K = 4$ símbolos de informação (s_1, s_2, s_3 e s_4) são multiplexados em

$T = 2$ consecutivas realizações do canal. Portanto, a eficiência espectral efetiva deste esquema é igual a $\eta = 2 \cdot \log_2(\mathcal{M})$ bps/Hz. Comparado ao STBC padrão G4, o esquema G2+G2 pode duplicar a taxa de transmissão.

• G3+1

A Figura 6(c) descreve o esquema híbrido G3+1. As quatro antenas transmissoras são agora divididas em duas camadas de multiplexação, onde a primeira camada agrupa três sinais que são codificados através do STBC G3 [18] e uma outra camada é não codificada e segue transmitindo seguindo a idéia V-BLAST. A matriz equivalente de transmissão espaço-temporal pode ser definida como:

$$\mathbf{S}_{G3+1[T=1, T=2, \dots, T=8]} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_5 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 & s_6 \\ -s_3 & s_4 & s_1 & s_7 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_8 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* & s_9 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_{10} \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* & s_{11} \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_{12} \end{bmatrix}. \quad (48)$$

De (48), observa-se que $K = 12$ símbolos de informação (quatro da camada um e oito da camada dois) são transmitidos em $T = 8$ consecutivas realizações do canal. Então, a eficiência espectral efetiva deste esquema é igual a $\eta = (1.5) \cdot \log_2(\mathcal{M})$ bps/Hz contra $\eta = (0.5) \cdot \log_2(\mathcal{M})$ do STBC G4 convencional. Comparado ao STBC padrão G4, este esquema pode triplicar a sua taxa.

• G2+1+1

O esquema chamado de G2+1+1 é mostrado na Fig. 6(d). Novamente, quatro antenas transmissoras são empregadas. Como mostra a figura, este esquema consiste em três camadas multiplexadas espacialmente, onde a primeira camada é codificada usando o STBC G2 e as outras duas camadas multiplexam símbolos não codificados seguindo a idéia V-BLAST. A matriz equivalente de transmissão espaço-temporal pode ser definida como:

$$\mathbf{S}_{G2+1+1[T=1, T=2]} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & s_5 & s_6 \end{bmatrix}. \quad (49)$$

No esquema G2+1+1, $K = 6$ símbolos de informação (dois da camada um, dois da camada dois e mais dois da camada três) são transmitidos em $T = 2$ consecutivas realizações do canal. Então, a efetiva eficiência espectral deste esquema é igual a $\eta = 3 \cdot \log_2(\mathcal{M})$ bps/Hz. Comparada ao STBC padrão G4, este esquema híbrido pode duplicar sua taxa de dados. Além do mais, o esquema G2+1+1 oferece um aumento de 50%

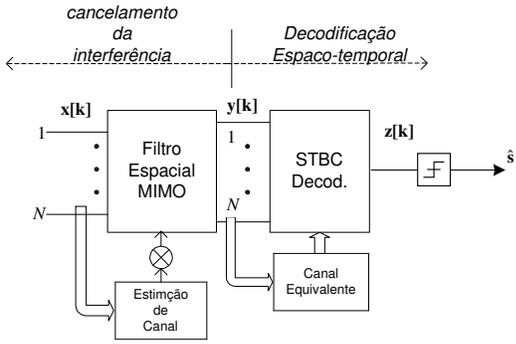


Fig. 7. Algoritmo de IC modificado para os HMTS.

na eficiência espectral quando comparado ao esquema híbrido G2+G2.

Nas Tabelas I e II resumimos as características dos sistemas MIMO considerados neste Projeto de Tese. Entre as características resumidas, apresentamos a eficiência espectral e a taxa de cada um dos esquemas.

A seguir, apresentamos um algoritmo de cancelamento de interferência (IC) modificado para os HMTS já que, assim como no caso BLAST, cada camada vê as outras como interferentes, portanto, o cancelamento de interferência é mandatário no receptor.

IX. ALGORITMO MODIFICADO PARA O CANCELAMENTO DE INTERFERÊNCIA NOS ESQUEMAS HÍBRIDOS

Todos os HMTS apresentam no mínimo duas camadas de multiplexação, das quais pelo menos uma é codificada no espaço e no tempo através de um código espaço-temporal. Além do mais, todos eles empregam STBC ortogonais, cuja detecção ótima envolve, na ausência de interferentes, apenas uma simples operação linear no receptor. Desta forma é proposto um receptor para os HMTS que combina a eficiência do detector SIC com a simplicidade de decodificação dos STBC ortogonais. De fato, é feita uma adaptação do algoritmo de IC de tal forma que a estrutura ortogonal do STBC é preservada o máximo possível no sinal de saída do filtro espacial. A estrutura geral do receptor é mostrada na Fig. 7. Consideraremos o esquema híbrido G2+1 para demonstrar o algoritmo. Entretanto, a extensão para os outros HMTS é direta.

Considere um modelo de sinal expandido de tal forma que o sinal recebido \mathbf{x} seja a soma do sinal desejado, o termo interferente e o ruído em um dado intervalo de sinalização. Em outras palavras, a matriz de canal MIMO geral é agora particionada em submatrizes MIMO e vetores mono-antena transmissora e multi-antena receptora (SIMO) que nos ajudam a entender como a interferência (devido a camada de multiplexação não codificada) é vista no receptor.

Vamos assumir sem perda de generalidade, que estamos interessados a detectar primeiramente a camada que é associada ao STBC G2, no caso do esquema HMTS G2+1. Então, o sinal recebido pode ser expandido em um sinal desejado e um ou mais sinais interferentes. Considerando-se

o esquema G2+1, podemos expandir (6) como a soma de um sinal MIMO desejado e um sinal interferente SIMO que segue

$$\mathbf{x}_{G2+1} = \mathbf{H}_d^{G2} \mathbf{s}^{(1)} + \mathbf{h}_I \mathbf{s}^{(2)} + \mathbf{v}. \quad (50)$$

Onde $\mathbf{s}^{(1)}$ é o sinal multiplexado associado a primeira camada STBC G2, enquanto que $\mathbf{s}^{(2)}$ é o sinal transmitido associado a camada não codificada interferente $\mathbf{s}^{(2)}$. A submatriz \mathbf{H}_d^{G2} é a matriz de canal MIMO de dimensão $N \times 2$, \mathbf{h}_I é o vetor de canal interferente de dimensão $N \times 1$ e \mathbf{v} é o vetor de ruído.

Neste caso, pode-se obter o vetor de erro na saída do filtro espacial MIMO-MMSE para a camada G2, \mathbf{W} , como

$$\mathbf{e} = \mathbf{W}\mathbf{x} - \mathbf{x}_d, \quad (51)$$

onde $\mathbf{x}_d = \mathbf{H}_d^{G2} \mathbf{s}^{(1)}$ é o sinal espaço-temporal associado a primeira camada. Ao contrário do filtro espacial MIMO-MMSE clássico, onde o sinal desejado é $\mathbf{s}^{(1)}$, aqui o sinal desejado consiste do sinal transmitido original modificado pela resposta do canal MIMO \mathbf{H}_d relativo à camada SBTC G2, que pode ser interpretado como o canal “virtual” entre o transmissor e a saída do filtro espacial.

A função custo MMSE pode ser escrita como

$$J_{MMSE} = E\{\|\mathbf{W}\mathbf{x} - \mathbf{x}_d\|^2\}. \quad (52)$$

Os coeficientes ótimos são encontrados minimizando-se a função custo acima em relação a \mathbf{W} . A solução é dada por

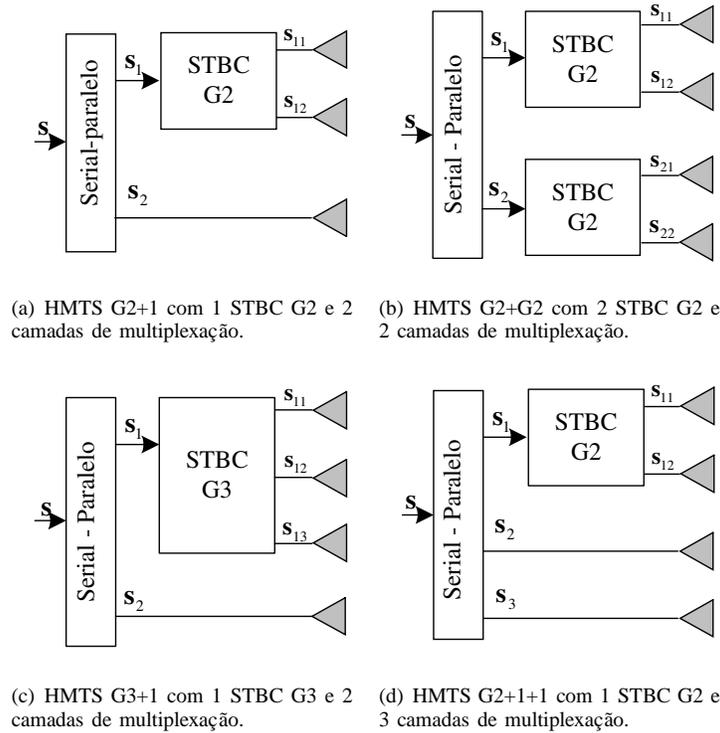
$$\mathbf{W} = \mathbf{R}_{\mathbf{xx}}^{-1} \mathbf{R}_{\mathbf{x}_d \mathbf{x}}, \quad (53)$$

onde $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}} = E\{\mathbf{xx}^H\}$ e $\mathbf{R}_{\mathbf{x}_d \mathbf{x}} = E\{\mathbf{x}_d \mathbf{x}^H\}$ são as matrizes de covariância do sinal de entrada e a matriz de correlação cruzada, respectivamente.

As Figs. 8 a 11 mostram a arquitetura dos receptores para todos os HMTS. As Figs. 8(a) a 11(a) mostram a arquitetura dos receptores utilizando o algoritmo de detecção linear (LD). Nestas figuras vemos que todas as camadas são processadas em paralelo e independentemente uma da outra, então nenhum cancelamento de interferência é realizado. As Figs. 8(b) a 11(b) mostram a arquitetura dos receptores SIC para todos os HMTS. Claramente, vemos nestas figuras que as camadas são processadas sucessivamente, em um processo de três passos:

- **Passo 1 (cancelamento da interferência):** o filtro espacial MIMO-MMSE cancela a interferência das camadas não codificadas, camadas V-BLAST;
- **Passo 2 (“anulamento” da interferência):** o sinal das camadas STBC são regenerados e seus impactos é cancelado no sinal recebido;
- **Passo 3 (detecção):** os símbolos das camadas V-BLAST são então detectados.

Trabalhos recentes apresentam um esquema de cancelamento de interferência baseado em reticulados (*lattices*), no qual a solução de máxima verossimilhança (ML) pode ser atingida com uma complexidade similar à dos esquemas SIC (polinomial de ordem 3 ou 4). Tal esquema de cancelamento é conhecido como Decodificador Esférico (*Sphere Decoder*).



(a) HMTS G2+1 com 1 STBC G2 e 2 camadas de multiplexação. (b) HMTS G2+G2 com 2 STBC G2 e 2 camadas de multiplexação.

(c) HMTS G3+1 com 1 STBC G3 e 2 camadas de multiplexação. (d) HMTS G2+1+1 com 1 STBC G2 e 3 camadas de multiplexação.

Fig. 6. Arquitetura dos transmissores dos HMTS.

TABELA I
CARACTERÍSTICAS DOS ESQUEMAS DE TRANSCETORES MIMO: 3TX

Esquema	Número de Símbolos (K)	Intervalos de Sinalização (T)	Taxa de Dados ($R = K/T$)	Eficiência Espectral η [bps/Hz]
H3	3	4	3/4	$(3/4) \cdot \log_2(\mathcal{M})$
G3	4	8	1/2	$(1/2) \cdot \log_2(\mathcal{M})$
G2+1	4	2	2	$(2) \cdot \log_2(\mathcal{M})$
V-BLAST	$\min(3, N)$	1	$\min(3, N)$	$(3) \cdot \log_2(\mathcal{M})$

† G2 representa o esquema STBC do Alamouti, enquanto “+1” denota uma camada de multiplexação seguindo o esquema VBLAST.

‡ Dada a necessidade de inversão da matriz de canal no processo de IC no esquema VBLAST, $N \geq M$, portanto $\min(M, N) = M$.

§ \mathcal{M} é cardinalidade do esquema de modulação QAM ou PSK considerado.

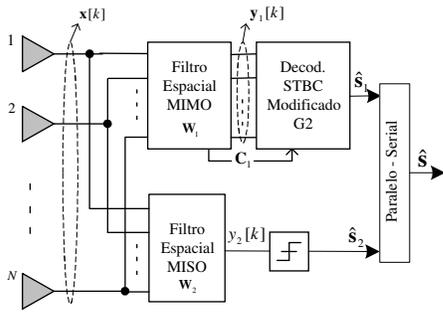
TABELA II
CARACTERÍSTICAS DOS ESQUEMAS DE TRANSCETORES MIMO: 4TX

Esquema	Número de Símbolos (K)	Intervalos de Sinalização (T)	Taxa de Dados ($R = K/T$)	Eficiência Espectral η [bps/Hz]
G4	4	8	1/2	$(1/2) \cdot \log_2(\mathcal{M})$
H4	3	4	3/4	$(3/4) \cdot \log_2(\mathcal{M})$
G2+G2	4	2	2	$(2) \cdot \log_2(\mathcal{M})$
G3+1	12	8	2	$(3/2) \cdot \log_2(\mathcal{M})$
G2+1+1	6	2	2	$(3) \cdot \log_2(\mathcal{M})$
VBLAST	$\min(4, N)$	1	$\min(4, N)$	$(4) \cdot \log_2(\mathcal{M})$

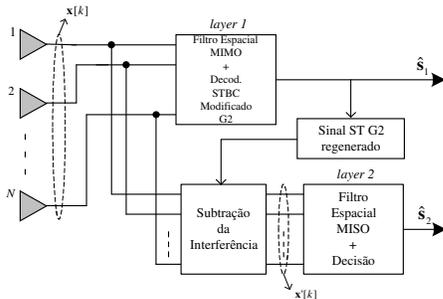
† G2 representa o esquema STBC do Alamouti, enquanto “+1” denota uma camada de multiplexação seguindo o esquema VBLAST.

‡ Dada a necessidade de inversão da matriz de canal no processo de IC no esquema VBLAST, $N \geq M$, portanto $\min(M, N) = M$.

§ \mathcal{M} é cardinalidade do esquema de modulação QAM ou PSK considerado.

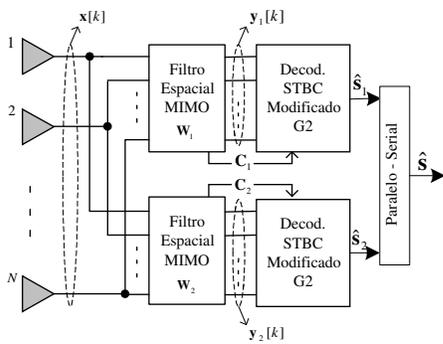


(a) HMTS-LD G2+1 receptor.

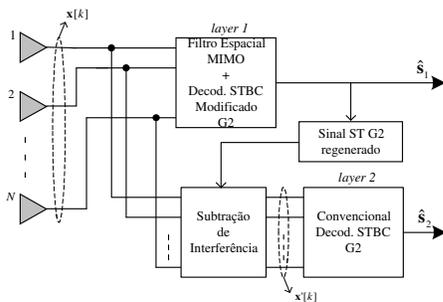


(b) HMTS-SIC G2+1 receptor.

Fig. 8. Arquitetura do receptor HMTS G2+1.



(a) HMTS-LD G2+G2 receptor.

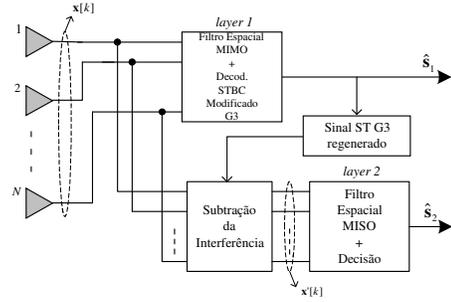


(b) HMTS-SIC G2+G2 receptor.

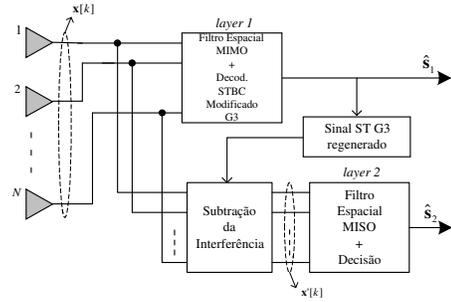
Fig. 9. Arquitetura do receptor HMTS G2+G2.

X. RESULTADOS

Neste seção estão reunidos alguns resultados de simulação acerca dos esquemas de transceptores MIMO. É feita uma comparação dos esquemas híbridos propostos com os esquemas MIMO convencionais.

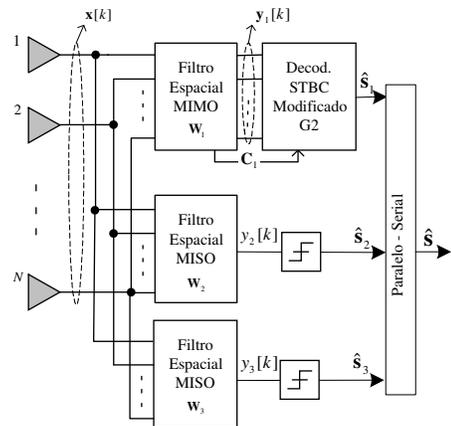


(a) HMTS-LD G3+1 receptor.

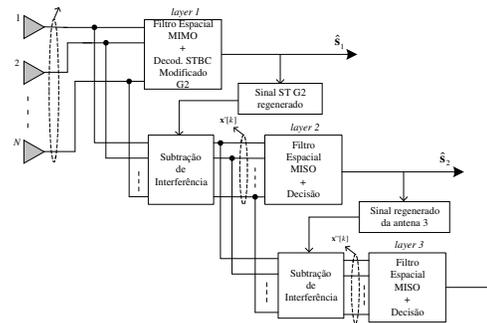


(b) HMTS-SIC G3+1 receptor.

Fig. 10. Arquitetura do receptor HMTS G3+1.



(a) HMTS-LD G2+1+1 receptor.



(b) HMTS-SIC G2+1+1 receptor.

Fig. 11. Arquitetura do receptor HMTS G2+1+1.

A. Comparação dos Algoritmos de Cancelamento da Interferência

Nesta seção é apresentado o efeito dos algoritmos de IC com ambas estratégias: anulamento e cancelamento da

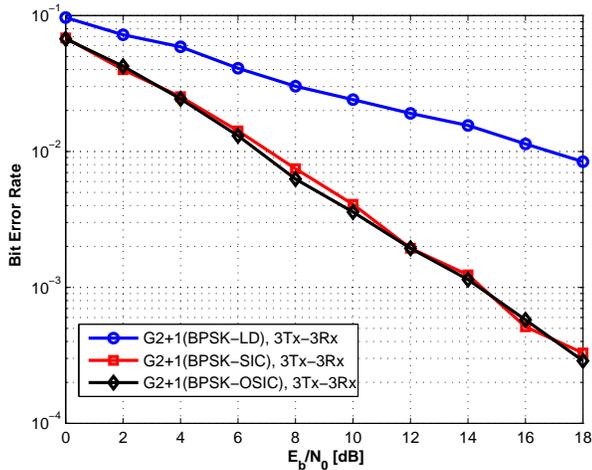


Fig. 12. Comparação dos algoritmos de cancelamento de interferência para o HMTS G2+1.

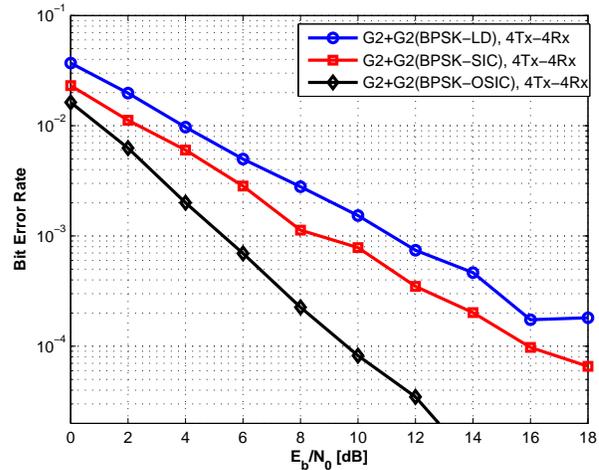


Fig. 14. Comparação dos algoritmos de cancelamento de interferência para o HMTS G2+G2.

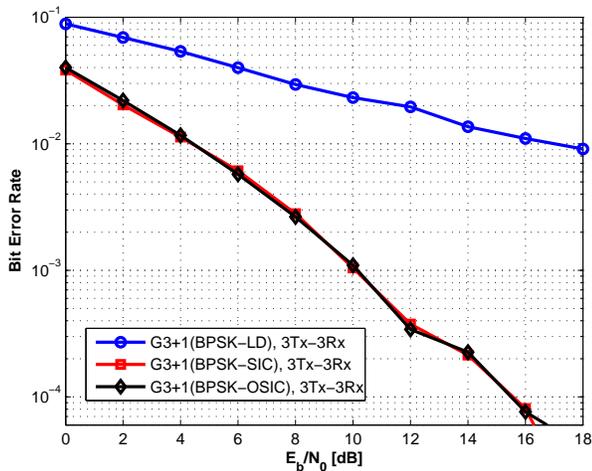


Fig. 13. Comparação dos algoritmos de cancelamento de interferência para o HMTS G3+1.

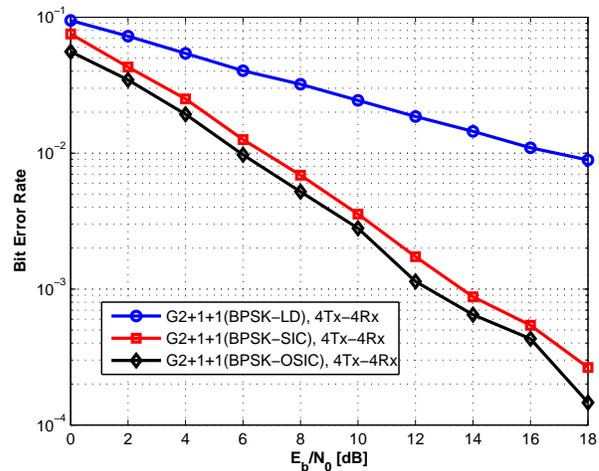


Fig. 15. Comparação dos algoritmos de cancelamento de interferência para o HMTS G2+1+1.

interferência. É assumido, cancelamento da interferência sucessivo ordenado e não ordenado para os HMTS; OSIC e SIC, respectivamente. Como um referencial de comparação, o detector convencional linear (LD) foi também considerado. Nós estamos interessados em mostrar o impacto dos algoritmos de IC na taxa de erro de bit (BER) dos transceptores HMTS propostos.

Nas Figs. 12 até 15, é mostrado o desempenho dos algoritmos OSIC, SIC e LD para diferentes HMTS. Como visto nestas figuras, o SIC fornece um desempenho melhor do que a referência, que neste caso é o LD (MMSE). Isso se explica devido a maior diversidade fornecida pelo SIC no seu algoritmo sucessivo, que combina cancelamento e “anulamento” da interferência, fornecendo assim uma diversidade maior às próximas camadas a serem detectadas. Isso se traduz em uma melhoria do desempenho da estrutura como um todo. Além disso, o OSIC pode ainda fornecer um ganho de codificação para alguns esquemas, já que o

erro de propagação que pode ocorrer no caso SIC é evitado. Isto é observado pelo melhor desempenho do OSIC quando comparado com o SIC nas Figs. 14 e 15.

Os resultados similares entre SIC e OSIC para alguns esquemas HMTS podem ser explicados pela abordagem considerada no caso do SIC. No SIC, a primeira camada a ser detectada é aquela codificada no espaço e no tempo através do STBC, já que esta camada é mais robusta ao desvanecimento do que as camadas não codificadas, que transmitem sem proteção alguma. Além disso, com uma grande probabilidade a camada com maior SNR será a camada codificada com o STBC, então OSIC e SIC provavelmente decodificarão na mesma ordem. Isto explica os resultados bastante similares entre os algoritmos SIC e o OSIC para os esquemas G2+1 e G3+1. Entretanto, nos casos G2+G2 e G2+1+1, a ordem de detecção já não é tão óbvia. No caso do esquema G2+G2, qual camada deve ser a primeira a ser detectada? E no caso G2+1+1, qual das camadas não codificadas deve ser detectada

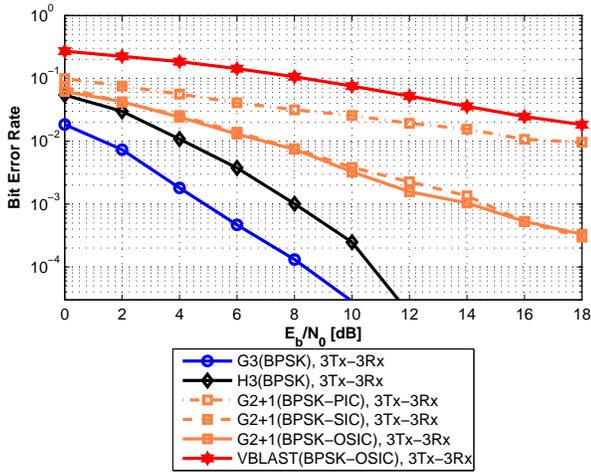


Fig. 16. Comparação dos esquemas de transmissão MIMO convencionais e o HMTS G2+1 com LD, SIC e OSIC como algoritmos de cancelamento de interferência.

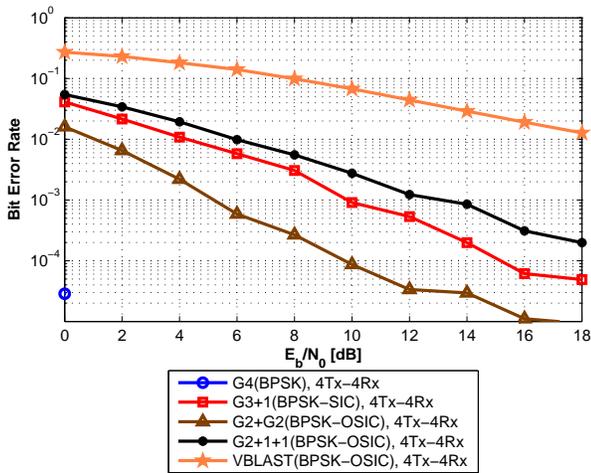


Fig. 17. Comparação dos esquemas de transmissão MIMO convencionais e os HMTS G2+G2, G3+1 e G2+1+1 com LD, SIC e OSIC como algoritmos de cancelamento de interferência.

primeiro? O algoritmo OSIC fornece uma resposta otimizada a estas duas questões, o que explica porque nestes casos o OSIC supera o SIC.

B. Desempenho da BER de Esquemas com Complexidade Similar

Nesta seção são comparados os HMTS propostos com os esquemas convencionais MIMO. A Fig. 16 mostra resultados de BER comparando o esquema G2+1 com os esquemas tradicionais MIMO para $M = N = 3$ (G3, H3 e V-BLAST), para os melhores algoritmos IC para cada transceptor MIMO. Nós observamos que a BER do esquema G2+1 está entre aquela do V-BLAST e do STBC. Por outro lado, o G2+1 atinge uma eficiência espectral de 2 símbolos por uso do canal (pcu, da sigla em inglês), ao contrário de 1/2 símbolo pcu para o G3 e 3/4 símbolo pcu do H3. Deste resultado concluímos que

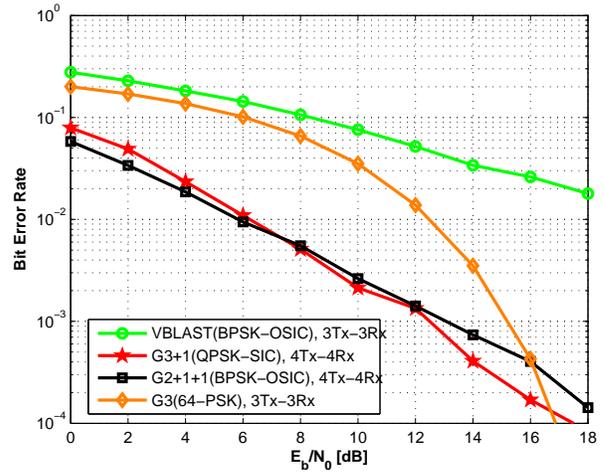


Fig. 18. Desempenho da BER com eficiência espectral fixa em 3bps/Hz.

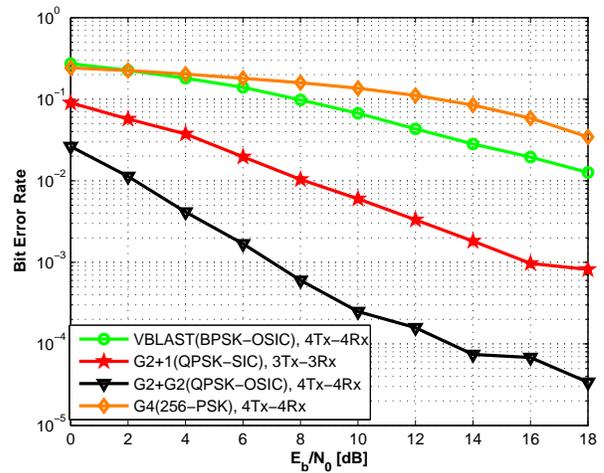


Fig. 19. Desempenho da BER com eficiência espectral fixa em 4bps/Hz.

o esquema híbrido G2+1 atinge seu objetivo, i.e., atingir uma maior eficiência espectral do que os esquemas puros STBC, enquanto se atinge também um melhor desempenho de BER do que o esquema BLAST puro.

Na Fig. 17, é avaliado o caso $M = N = 4$. São comparados os resultados da BER dos esquemas convencionais MIMO com os híbridos G3+1, G2+G2 e G2+1+1. Nestes resultados somente a curva com o melhor algoritmo de IC para cada caso é considerada. Pode-se ver que uma maior granularidade pode ser atingida no caso de quatro antenas transmissoras. O melhor desempenho é obtido pelo esquema STBC G4. Este excelente desempenho é devido a sua elevada ordem de diversidade no caso 4Tx-4Rx, dado que com apenas uma antena receptora se pode decodificar qualquer STBC ortogonal. Por outro lado, os três esquemas HMTS atingem o seus propósitos: ter um bom desempenho de BER enquanto oferecem 1.5 símbolos pcu no caso G3+1, 2 símbolos pcu no caso G2+G2 e 3 símbolos pcu no caso G2+1+1 (em oposição a 1/2 símbolo pcu para o esquema G4).

C. Desempenho da BER de Esquemas com Eficiência Espectral Fixa

Nesta seção utiliza-se a mesma eficiência espectral para todos os esquemas. Para atingir este alvo é escolhido diferentes esquemas de modulação para cada esquema de acordo com suas capacidades de taxa de símbolo pcu. As eficiências espectrais alvo são 3 bps/Hz para 3 Tx e 4 bps/Hz para 4Tx. A Tabela III sumariza nossas escolhas para os esquemas de modulação para cada esquema considerando 3 antenas transmissoras, enquanto a Tabela IV sumariza nossa escolha considerando 4 antenas transmissoras. O detector mais simples, SIC, foi escolhido se seu resultado de desempenho for próximo do OSIC.

Nas Figs. 18 e 19, é plotada a BER vs. E_b/N_0 . Pode-se ver que para uma eficiência espectral fixa os HMTS apresentam melhor resultado de BER para a faixa de E_b/N_0 simulada. Este resultado é uma importante consequência do eficiente compromisso entre diversidade espacial e multiplexação espacial atingido pelos HMTS. De fato, STBC, que são mais robustos aos efeitos do desvanecimento, transmitem menos símbolos pcu. Então, para atingir uma dada eficiência espectral eles necessitam usar modulações de alta ordem, o que degrada sua robustez.

XI. MODELOS MIMO-OFDM

Conforme visto, a utilização de estruturas com múltiplas antenas transmissoras e múltiplas antenas receptoras permite um número muito grande de combinações da estrutura do transceptor de maneira que algum critério de desempenho seja otimizado, ou seja, escolhermos entre diversidade, multiplexação ou uma combinação de ambos.

Entretanto, a construção de arquiteturas de transceptores leva em conta a estrutura do canal. Este conhecimento é aplicado na construção das matrizes de codificação espaço-temporais de forma que a influência do canal seja evitada quando utiliza-se a diversidade.

Um dos problemas da utilização de estruturas MIMO em sistemas que apresentam canais seletivos em frequência é a necessidade de complexos esquemas de codificação espaço-temporal para mitigar os efeitos da dispersão temporal do canal. Tais esquemas apresentam uma complexidade computacional bastante considerável quando comparados com esquemas projetados para canais com desvanecimento plano [21].

Desta forma, a inserção de um esquema de transmissão OFDM em arquiteturas de transceptores MIMO tem como meta transformar canais seletivos em frequência em um conjunto de canais paralelos com desvanecimento plano. Novamente, vale lembrar que o cancelamento da interferência em sistemas OFDM é particularmente simples se considerarmos que, por subportadora, apenas um ganho complexo é inserido no sinal.

Assim, um sistema MIMO-OFDM perfeitamente projetado tem o mesmo desempenho de um sistema MIMO operando em um ambiente com desvanecimento plano. Ou seja, os $M.N$ canais gerados no sistema MIMO (possivelmente seletivos em frequência), são transformados em S subcanais para cada

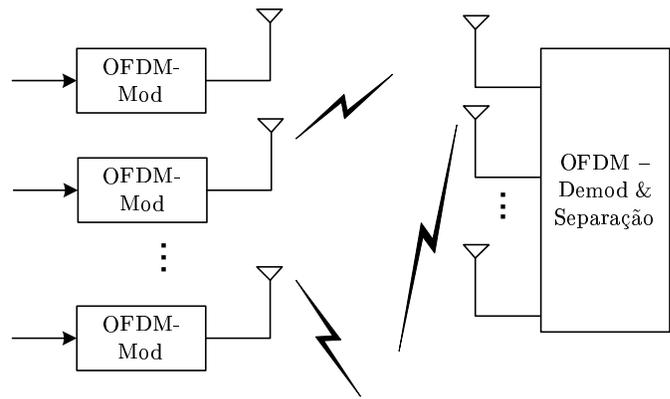


Fig. 20. Esquema de um sistema MIMO-OFDM

antena, os quais apresentam apenas desvanecimento plano. Nestas condições, o desempenho de sistemas MIMO-OFDM serão os mesmos dos sistemas MIMO apresentados na seção anterior.

O preço a ser pago pela redução na complexidade de projeto de códigos espaço-temporais mais elaborados é a necessidade de inserção de IFFT para cada antena transmissora e uma estrutura de recepção que leve em conta a demodulação de um sistema OFDM. A Figura 20 ilustra a estrutura de um sistema MIMO-OFDM.

Recentemente, uma nova vertente de trabalhos [3] tem dedicado-se a romper com a necessidade de emprego de um processamento desacoplado, ou seja, frequência por OFDM e espaço-tempo por MIMO e tentado construir códigos espaço-tempo-frequência para buscar uma forma unificada de sistemas MIMO tratem canais seletivos em frequência de maneira mais adequada. Entretanto, a complexidade de projeto de tais códigos ainda é bastante alta e sua aplicabilidade ainda restrita [21].

A seguir, alguns aspectos relacionados ao emprego de sistemas MIMO-OFDM em sistemas de comunicação móvel são discutidos.

XII. DISCUSSÃO

Embora os sistemas baseados em OFDM estejam em grande destaque atualmente, alguns importantes fatores devem ser destacados para tornar claro os desafios que necessitam ser vencidos para garantir que os futuros sistemas de comunicação móvel sejam baseados em OFDM.

- **Sincronização** - a inserção de uma nova dimensão ao problema também aumenta a complexidade dos esquemas de sincronização. Sincronização temporal, para encontrar o início do símbolo e sincronização em frequência para encontrar as posições das subportadoras. Aspectos de sincronização tornam-se mais complexos nos sistemas MIMO-OFDM em que para M antenas temos que realizar o sincronismo para cada uma delas.
- **Efeito de crista** - Sistemas OFDM geralmente apresentam o fator de crista (*crest*). Isto ocorre quando uma das portadoras apresenta uma potência muito maior que o valor máximo das amplitudes das outras portadoras. Tal efeito é bastante pernicioso para o sistema de uma

TABELA III
PARÂMETROS DE TRANSMISSÃO COM UMA EFICIÊNCIA ESPECTRAL ALVO: 3BPS/HZ

Esquema	Símbolos (pcu)	Esquema de Modulação	Cardinalidade (\mathcal{M})	Eficiência Espectral (bps/Hz)
V-BLAST (3Tx-3Rx)	$\min(M, N) \log_2(\mathcal{M})$	BPSK	2	3
G3+1 (4Tx-4Rx)	$1.5 \log_2(\mathcal{M})$	QPSK	4	3
G2+1+1 (4Tx-4Rx)	$3 \log_2(\mathcal{M})$	BPSK	2	3
G3 (3Tx-3Rx)	$0.5 \log_2(\mathcal{M})$	64-PSK	64	3

TABELA IV
PARÂMETROS DE TRANSMISSÃO COM UMA EFICIÊNCIA ESPECTRAL ALVO: 4BPS/HZ

Esquema	Símbolos (pcu)	Esquema de Modulação	Cardinalidade (\mathcal{M})	Eficiência Espectral (bps/Hz)
V-BLAST (4Tx-4Rx)	$\min(M, N) \log_2(\mathcal{M})$	BPSK	2	4
G2+1 (3Tx-3Rx)	$2 \log_2(\mathcal{M})$	QPSK	4	4
G2+G2 (4Tx-4Rx)	$2 \log_2(\mathcal{M})$	QPSK	2	4
G4 (4Tx-4Rx)	$0.5 \log_2(\mathcal{M})$	256-PSK	256	4

maneira geral pois reduz bastante a eficiência espectral. Amplificadores lineares deve ser então empregados para garantir uma potência de pico máxima para todas as portadoras.

- **Estimação de canal** - Com o aumento do número de canais devido ao emprego de técnicas MIMO e também com a dimensão frequencial sendo incluída a estimação de canal é uma das tarefas mais complexas dos modernos sistemas de comunicação MIMO-OFDM. Além disso, a necessidade de estimativas bastante precisas para permitir um projeto de códigos espaço-temporais é uma restrição bastante importante.
- **Intervalo de guarda** - Ao passo que o intervalo de guarda permite o projeto de seqüências que posteriormente serão utilizadas para remover a interferência do canal, ele reduz a capacidade do sistema bem como insere uma perda de potência uma vez que não se tem transmissão efetiva dos dados durante o intervalo de guarda.
- **Sensibilidade** - Sistemas OFDM são bastante robustos às variações do canal quando considera-se que o número de subportadoras é bastante grande comparado com a faixa do canal. Entretanto, uma forte sensibilidade ao *offset* de frequência e fase do ruído é notória, principalmente para altas frequências das portadoras.
- **Gerenciamento de recursos** - Um dos pontos mais delicados no uso de sistemas MIMO-OFDM é relacionado ao gerenciamento dos recursos pelas camadas superiores do sistema. Uma vez que a interferência espacial é caracterizada nas camadas superiores (sistêmicas) e seu impacto é medido e considerado na camada de enlace, o mapeamento do desempenho do sistema da camada de enlace para as camadas superiores fica bastante complexo. Alguns trabalhos tem iniciado investigações sobre estes aspectos visando uma melhor elaboração de critérios de

mapeamentos do uso de recursos [21].

REFERENCES

- [1] R. W. Chang, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing," U.S. Patent 3 488 455, issued January, 6th, 1970. filed November 14th, 1966.
- [2] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Transactions on Communications*, vol. COMM-19, pp. 628-634, 1971.
- [3] S. Müller-Weinfurter, *OFDM for Wireless Communications: Nyquist Windowing, Peak-Power Reduction and Synchronization*. Shaker Verlag, 2000.
- [4] E. L. P. e Cláudio Penedo de Albuquerque, "A Técnica de Transmissão OFDM," *Revista do INATEL - Telecomunicações*, vol. 5, no. 1, pp. 1-10, Junho 2002.
- [5] G. L. Stüber, J. R. Barry, S. W. McLaughlin, Y. G. Li, M. A. Ingram, and T. G. Pratt, "Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, no. 2, pp. 271-294, February 2004.
- [6] C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication," *Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379-423 and 623-656, July and October 1948.
- [7] P. J. S. Thomas Starr, John M. Cioffi, *Understanding Digital Subscriber Line Technology*. Prentice Hall PTR, 1998.
- [8] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *AT&T Bell Labs Tech. Memo.*, June 1995.
- [9] B. Vucetic and J. Yuan, *Space-Time Coding*. West Sussex, England ; Hoboken, NJ: Wiley, 2003, no. TK5102.92.V82.
- [10] N. S. V. Tarokh, A. Naguib and A. R. Calderbank, "Performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility and multiple paths," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 02, pp. 199-207, Feb 1999.
- [11] T. S. R. Joseph Liberti, *Smart Antennas for Wireless Communications: Is-95 and Third Generation Cdma Applications*. Prentice Hall PTR, 1999.
- [12] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Bell Labs Tech. J.*, no. 2, pp. pp.41-59., 1996.
- [13] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes (2nd Edition)*. McGraw Hill, 1984.
- [14] N. S. V. Tarokh and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 02, pp. 744-765, March 1998.
- [15] G. H. Golub and C. F. V. Loan, *Matrix computations (3rd ed.)*. Johns Hopkins University Press, 1996.

- [16] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 06, no. 03, pp. 311–335, 1998.
- [17] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, vol. 16, pp. 1451–1458, October 1998.
- [18] H. J. V. Tarokh and A. R. Calderbank, "Space-time block coding from orthogonal designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 05, pp. 1456–1467, July 1999.
- [19] L. Zheng and D. Tse, "Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple antenna channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, pp. 1073–96, May 2003.
- [20] G. T. 25.876, "Tr 25.876 multiple input multiple output (MIMO) antennas in UTRA," 3GPP, TR 25.876 v1.5.1, Tech. Rep., 2004-5. [Online]. Available: <http://www.3gpp.org>
- [21] H. Bölcskei, *Principles of MIMO-OFDM Wireless Systems*. CRC Press, 2005, pp. 12.1–12.22.