

Sistemas de Comunicações Móveis de Próxima Geração Multiantenas e Multiportadoras

Francisco Rodrigo Porto Cavalcanti, Walter da Cruz Freitas Jr. & Charles Casimiro Cavalcante

Abstract—This tutorial is devoted to the subjects of multiantenna and multicarrier systems for next generation wireless networks. We show the aspects of multiple input multiple output (MIMO) systems and its benefits for wireless communications as well as the trade-off among different configurations that can be used. We also discuss the usage of frequency domain as an strategy for multiple access and the main techniques for resource allocation in such systems. Further, we explore the possibilities of the joint usage of MIMO technology and orthogonal frequency division multiplex (OFDM) in order to perform link adaptation and explore the wireless channel for an adequate usage of it. Finally, aspects of cross-layer optimization are discussed as a way to improve the system performance whenever we have MIMO and OFDM technologies. Illustrative results are used to show the potential of the methods discussed in the text.

Index Terms—Multiantenna systems, multicarrier systems, wireless communications.

Resumo—Este tutorial é dedicado aos temas de sistemas multiantenas e multiportadoras de sistemas de comunicação móvel de próxima geração. Nós mostramos os aspectos de sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO, do inglês *multiple input multiple output*) e seus benefícios para os sistemas de comunicações sem fios, bem como o compromisso entre as diferentes configurações que podem ser utilizadas. Discutimos também, o uso do domínio da frequência como uma estratégia de múltiplo acesso e as principais técnicas para a alocação de recursos nesses sistemas. Além disso, exploramos as possibilidades de utilização conjunta das tecnologias MIMO e de multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM, do inglês *orthogonal frequency division multiplex*), a fim de realizar a adaptação de enlace e explorar o canal sem fio para um uso adequado do mesmo. Finalmente, os aspectos de otimização *cross-layer* são discutidos como uma forma de melhorar o desempenho geral do sistema sempre que temos tecnologias MIMO e OFDM. Resultados de simulação são utilizados para mostrar o potencial dos métodos discutidos neste trabalho.

Palavras chave—Sistemas de múltiplas antenas, sistemas multiportadora, comunicações sem fio.

I. SISTEMAS MULTIANTENAS: MODELOS, CAPACIDADE, DIVERSIDADE E LIMITES

O uso de múltiplas antenas para beneficiar o enlace de um sistema de comunicação sem fio remonta ao início do século XX com Marconi na transmissão transatlântica entre Poldhu e Newfoundland. Mesmo depois de mais de um século, tal

técnica ainda é utilizada atualmente como meio de fornecer diversidade (robustez) ao enlace de sistemas de comunicações sem fio, como realizado por Marconi em 1901. Entretanto, nos últimos anos a pesquisa e a constante evolução dos sistemas de comunicações móveis sem fio vislumbraram, além da diversidade, outros possíveis ganhos com a utilização de múltiplas antenas.

Para atingir as taxas de transmissão demandadas pelos sistemas de comunicações móveis de próxima geração, respeitando-se as limitações na faixa de frequência e potência de transmissão, tem se previsto a utilização sistemas de múltiplas antenas (MIMO) [1]. Através da utilização de um conjunto de antenas transmissoras e receptoras, a capacidade do canal é aumentada na ordem direta do aumento do número de antenas empregadas. Desta maneira, de acordo com a taxa almejada, uma configuração adequada da arquitetura do transceptor permite atingir os requisitos requeridos pelos sistemas.

A. Modelos de canais MIMO

Os limites que se pode atingir por meio de múltiplas antenas em sistemas de comunicações móveis sem fio são ditados pelo canal de propagação de rádio. Portanto, modelos de canal MIMO apurados são importantes pré-requisitos para projetos, análises, simulações e implementações de sistemas sem fio utilizando-se múltiplas antenas. Os modelos físicos têm como objetivo modelar a posição dos espalhadores ou o conjunto deles definindo alguns parâmetros de propagação como o ângulo de chegada (AoA), ângulo de partida (AoD) e os atrasos associados a todos os componentes multipercursos. Já os modelos analíticos ignoram as propriedades físicas dos objetos espalhadores e diretamente tentam modelar as propriedades de correlação dos coeficientes do canal MIMO espacial \mathbf{H} composto de M antenas transmissoras e N antenas receptoras. Modelos de canal MIMO analíticos são bem populares entre os quais destaca-se o modelo Kronecker, o modelo de representação por canal virtual e o modelo de matriz aleatória [2].

O modelo Kronecker tem sido o mais popular e mais intensamente utilizado modelo de canal MIMO analítico. Vários trabalhos que consideraram medidas de canais reais mostraram uma boa representação entre o modelo e as medidas reais obtidas em cenários com um pequeno número de antenas. O modelo Kronecker fatoriza a matriz de correlação do canal em um produto de matrizes de covariâncias em cada um dos enlaces, separando as propriedades espaciais em ambos os

F. R. P. Cavalcanti (rodrigo@gtel.ufc.br), W. C. Freitas Jr. (walter@gtel.ufc.br) e C. C. Cavalcante (charles@gtel.ufc.br) pertencem ao Grupo de Pesquisa em Telecomunicações Sem Fio (GTEL), Departamento de Engenharia de Teleinformática (DETI), Universidade Federal do Ceará (UFC), Campus do Pici, Bloco 722, C.P. 6005, Fortaleza - CE, Brasil - CEP 60.455-900.

enlaces independentemente como mostrado abaixo

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_{\text{Tx}}^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_{\text{Rx}}^{1/2}, \quad (1)$$

em que \mathbf{R}_{Tx} é a matriz de covariância no transmissor, \mathbf{R}_{Rx} é a matriz de covariância no receptor e \mathbf{H}_w é a matriz de canal MIMO do tipo Rayleigh. Os elementos de \mathbf{H}_w são variáveis aleatórias complexas gaussianas independentes circularmente simétricas e de média zero¹. A razão da popularidade do modelo Kronecker é que com tal modelo se obtém uma boa representação do modelo físico do canal de propagação de rádio e que ainda facilita o tratamento analítico.

A matriz de canal \mathbf{H}_w assume o cenário de propagação no qual os elementos da matriz de canal \mathbf{H} são totalmente descorrelacionados, o que corresponde a um cenário de posto completo para a matriz de canal. Este cenário se traduz em um ambiente rico em espalhadores (ambiente *indoor*). Tal cenário é também conhecido como modelo dos dois anéis (*two-rings model*). Neste cenário se pode caracterizar espalhadores locais nas vizinhanças tanto no transmissor quanto no receptor. Além de múltiplos espalhadores no enlace entre os elementos transmissor e receptor.

B. Definições de capacidade do canal MIMO

Como o canal MIMO é representado por meio de modelos analíticos que representam os coeficientes do canal como variáveis aleatórias, pode-se ter diversas definições para a capacidade de canal MIMO. Essas 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 na manutenção da taxa constante.

A capacidade ergódica representa a taxa de dados possível no longo prazo por meio da média sobre a distribuição do desvanecimento mantendo o canal fixo durante a transmissão de uma palavra código. A capacidade ergódica é uma taxa da dados limite do canal de forma que assintoticamente quando a dimensão da palavra código é infinita a probabilidade de erro tende a zero. A capacidade ergódica no canal MIMO, portanto, vai de encontro com a definição da capacidade de Shannon da Teoria da Informação.

A capacidade de Shannon (ergódica) é a máxima informação mútua sobre todos os estados do canal. A capacidade ergódica (média) de um canal MIMO aleatório com entrada \mathbf{s} e saída \mathbf{x} dada uma restrição na potência de transmissão, P_T , é dada por [3], [4]

$$C = E \left\{ \max_{p(\mathbf{s}): \text{Tr}(\mathbf{R}_{\text{ss}}) \leq P_T} I(\mathbf{x}; \mathbf{s}) \right\}, \quad (2)$$

em que Tr representa o traço de uma matriz, $\mathbf{R}_{\text{ss}} = E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\}$ é a matriz de covariância do vetor de símbolos de entrada (transmitidos) \mathbf{s} , $I(\mathbf{s}; \mathbf{x})$ representa a informação mútua entre \mathbf{s} e \mathbf{x} , e $\max(\cdot)$ representa o valor máximo. A potência total é limitada a P_T , independente do número de antenas transmissoras.

¹A matriz de canal MIMO do tipo Rayleigh é também conhecido como o modelo de canal independente e identicamente distribuído (i.i.d.). Deste ponto em diante sem perda de generalidade será usado indistintamente \mathbf{H} e \mathbf{H}_w .

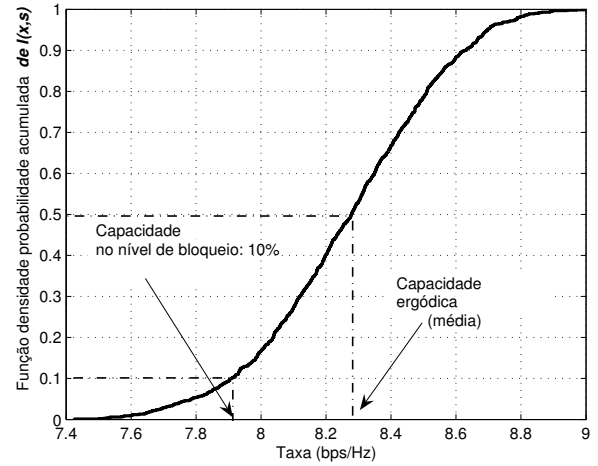


Fig. 1. Função densidade probabilidade acumulada e as definições de capacidade.

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

$$\Pr\{C \leq C_{out,q}\} = q. \quad (3)$$

A capacidade de bloqueio 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, que é a definição de canal quase-estático. Nesse caso, para uma dada taxa R_{alvo} existe uma probabilidade não nula de que uma dada realização do canal não suporte a taxa estipulada, resultando em um erro de detecção no receptor, ou bloqueio.

A Figura 1 representa graficamente as duas definições de capacidade: a ergódica e a de bloqueio.

C. Limite da capacidade de canal MIMO

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 \mathbf{H} relacionando os sinais de entrada e os sinais de saída.

Usando a definição da capacidade dada duas variáveis aleatórias \mathbf{s} e \mathbf{x} , representando a entrada e saída de um canal de comunicação sem memória dada por Shannon como

$$C = \max_{p(\mathbf{s})} I(\mathbf{x}; \mathbf{s}). \quad (4)$$

A equação acima afirma que a informação mútua é maximizada sobre todas as possíveis distribuições estatísticas $p(\mathbf{s})$.

A entropia diferencial $H(\cdot)$ 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 a informação mútua $I(\mathbf{s}; \mathbf{x})$, pode-se escrevê-la em função da entropia de uma variável aleatória ,

$$I(\mathbf{s}; \mathbf{x}) = H(\mathbf{x}) - H(\mathbf{x}|\mathbf{s}), \quad (5)$$

em que $H(\mathbf{x}|\mathbf{s})$ representa a entropia condicional entre as variáveis aleatórias \mathbf{s} e \mathbf{x} . Portanto, a informação mútua entre \mathbf{s} e \mathbf{x} depende das propriedades do canal (que relaciona \mathbf{s} e \mathbf{x}) e das propriedades de \mathbf{s} (através da distribuição de probabilidade $p(\mathbf{s})$).

Usando o fato que os vetores \mathbf{s} e \mathbf{v} são independentes e que a entropia diferencial $H(\cdot)$ é maximizada para uma distribuição gaussiana complexa circularmente simétrica de média zero, logo, $I(\mathbf{s}; \mathbf{x})$ em (5) pode ser escrita como

$$I(\mathbf{s}; \mathbf{x}) = \log_2 \left[\det(\mathbf{I}_N + \frac{P_T}{\sigma^2 M} \mathbf{H} \mathbf{R}_{\mathbf{s}\mathbf{s}} \mathbf{H}^H) \right], \quad (6)$$

em que σ^2 é a variância do ruído.

Então, a capacidade do canal MIMO pode ser expressa como

$$C = \max_{\mathbf{R}_{\mathbf{s}\mathbf{s}}} \log_2 \left[\det(\mathbf{I}_N + \frac{P_T}{\sigma^2 M} \mathbf{H} \mathbf{R}_{\mathbf{s}\mathbf{s}} \mathbf{H}^H) \right]. \quad (7)$$

Se a matriz de canal é desconhecida no transmissor a matriz de covariância do sinal transmitido $\mathbf{R}_{\mathbf{s}\mathbf{s}}$ pode ser escolhida estatisticamente não preferencial à qualquer subcanal, i.e. $\mathbf{R}_{\mathbf{s}\mathbf{s}} = \mathbf{I}_M$, implicando que os sinais transmitidos são independentes com alocação de potência uniforme nas antenas transmissoras. A capacidade do canal MIMO na ausência do conhecimento do canal no transmissor é, então, dada por

$$C = \log_2 \left[\det(\mathbf{I}_N + \frac{P_T}{\sigma^2 M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H) \right]. \quad (8)$$

Podendo também ser escrita como

$$C = \log_2 \left[\det(\mathbf{I}_N + \frac{\rho}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H) \right], \quad (9)$$

em que $\rho = \frac{P_T}{\sigma^2}$ é a relação sinal ruído (SNR) em cada ramo de recepção [3]. Fazendo uma avaliação utilizando-se a lei dos grandes números, o termo $\frac{1}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \rightarrow \mathbf{I}_N$. Então, a capacidade no limite torna-se

$$C = \min(M, N) \cdot \log_2(1 + \rho). \quad (10)$$

Por esta expressão se pode ver que o canal MIMO pode fornecer um ganho de capacidade que cresce linearmente com o menor número de antenas. Uma outra interpretação para este resultado é ver o canal MIMO 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 individuais.

Como ilustração do importante resultado apresentado anteriormente a Figura 2 mostra a taxa atingida (bps/Hz) versus a SNR para uma probabilidade de interrupção (*outage*) de 10% ($q = 0.1$), se avaliou as seguintes configurações de antenas: $M = 1, 2, 4$ e $N = 1, 2, 4$. Pode-se notar que cada vez que o número de antenas é dobrado, a taxa atingida é também aproximadamente dobrada demonstrando o aumento na capacidade, quase que linear, com a utilização das múltiplas antenas.

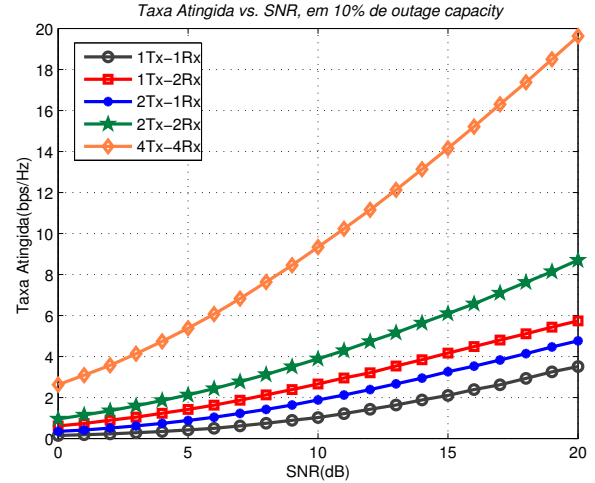


Fig. 2. Taxa atingida com o uso de múltiplas antenas para $q = 0.1$ (10% de *outage*).

Esse ganho na capacidade é conhecido também como ganho de multiplexação espacial, já que utiliza-se os recursos disponíveis (as múltiplas antenas) para multiplexar símbolos diferentes, sem custo adicional de tempo, largura de banda ou potência.

D. Impacto do conhecimento da informação dos estados do canal

Técnicas de processamento de precodificação (*precoding*) exploram o conhecimento da informação dos estados de canal (CSI) no transmissor operando no sinal antes da transmissão pelo canal. Devido a variação do canal móvel sem fio sobre tempo, frequência e espaço, a obtenção da informação dos estados de canal no transmissor é uma atividade difícil e que demanda alta sinalização e controle. Existem basicamente dois princípios para se obter a CSI no transmissor: reciprocidade e via canal de retorno (*feedback*).

No princípio da reciprocidade o transmissor adquire a informação do canal direto (*downlink*), indiretamente, usando a informação do canal reverso (*uplink*) estimada no receptor por sinais pilotos (ou seqüência de treinamento) inseridos no sinal transmitido para estimação do canal. A precisão das estimativas da CSI no transmissor dependerão do atraso entre a obtenção da CSI no receptor e utilização de tal informação no transmissor via reciprocidade. A reciprocidade é indicada para sistemas que se utilizam de multiplexação por divisão no tempo (TDD), já que em tais sistemas os canais direto e reverso têm freqüentemente idênticas bandas de frequência, existindo apenas um *lag* temporal entre os canais e tal *lag* deve ser menor que o tempo de coerência de canal para a reciprocidade ser aplicada. Em sistemas com multiplexação por divisão na frequência (FDD) tem-se reciprocidade nas dimensões temporal e espacial, mas o *lag* na frequência é muito maior que a banda de coerência do canal tornando impraticável a utilização da reciprocidade em sistemas FDD.

Um outro princípio para se obter a CSI é por meio de um canal de retorno. A CSI é estimada no enlace direto no

receptor e então, enviada ao transmissor no enlace reverso via canal de retorno. A obtenção da CSI via canal de retorno é indicada para sistemas FDD e não necessita dos requisitos de reciprocidade entre os enlaces reverso e direto, contudo, informação de controle adicional precisa ser enviada usando os recursos de transmissão disponíveis. Além disso, assim como no caso da reciprocidade a obtenção da CSI via canal de retorno também é passível às variações do canal devido ao atraso e espalhamento Doppler. Técnicas de redução da quantidade de (*feedback*) é tema de intensa pesquisa nos dias atuais.

Com o conhecimento da informação dos estados do canal em ambos transmissor e receptor um aumento na capacidade de canal pode ser obtido com uma alocação de potência não igualitária entre as antenas transmissoras. Diferentemente do caso anterior no qual o transmissor desconhecia os estados do canal, se agora o transmissor conhece os estados do canal a matriz de covariância ótima, $\mathbf{R}_{\text{ss}}^{\text{opt}}$, é dada por

$$\mathbf{R}_{\text{ss}}^{\text{opt}} = \text{diag}\{\gamma_1^{\text{opt}}, \gamma_2^{\text{opt}}, \dots, \gamma_r^{\text{opt}}\}, \quad (11)$$

em que $\mathbf{R}_{\text{ss}}^{\text{opt}}$ é uma matriz diagonal de dimensão $k \times k$, k sendo o posto da matriz de canal \mathbf{H} .

Os k termos $\gamma_1^{\text{opt}}, \gamma_2^{\text{opt}}, \dots, \gamma_k^{\text{opt}}$ são encontrados a partir da solução do problema de otimização

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{R}_{\text{ss}}^{\text{opt}}} \quad & C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{1}{\sigma^2 M} \mathbf{H} \mathbf{R}_{\text{ss}}^{\text{opt}} \mathbf{H}^H \right) \right] \\ \text{sujeito à} \quad & \\ \text{Tr}(\mathbf{R}_{\text{ss}}) = \sum_{i=1}^k E[s_i^2] \leq P_T. \end{aligned} \quad (12)$$

Ou de uma outra forma

$$\begin{aligned} \max_{\gamma_i} \quad & C = \sum_{i=1}^k \log_2 \left(1 + \frac{E_s \gamma_i}{\sigma^2 M} \lambda_i \right) \\ \text{sujeito à} \quad & \\ \sum_{i=1}^k \gamma_i = M, \end{aligned} \quad (13)$$

em que λ_i são os autovalores positivos da matriz $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ e E_s é a energia de símbolo.

Este é um problema de otimização não-linear e pode ser resolvido por meio do método dos multiplicadores de Lagrange. A política de alocação de potência ótima, γ_i^{opt} , é dada por

$$\gamma_i^{\text{opt}} = \left(\mu - \frac{M \sigma^2}{E_s \lambda_i} \right)^+, \quad i = 1, \dots, r, \quad (14)$$

em que μ é uma constante definido como nível d'água e x^+ implica x se $x \geq 0$ e zero, caso contrário. Essa alocação de potência ótima de forma iterativa é conhecida na literatura como algoritmo *water-filling* ou *water-pouring* [5], e é ilustrado na Figura 3 comparando a taxa atingida com o conhecimento da CSI no receptor somente (CSI Rx) e em ambos (CSI Tx/Rx).

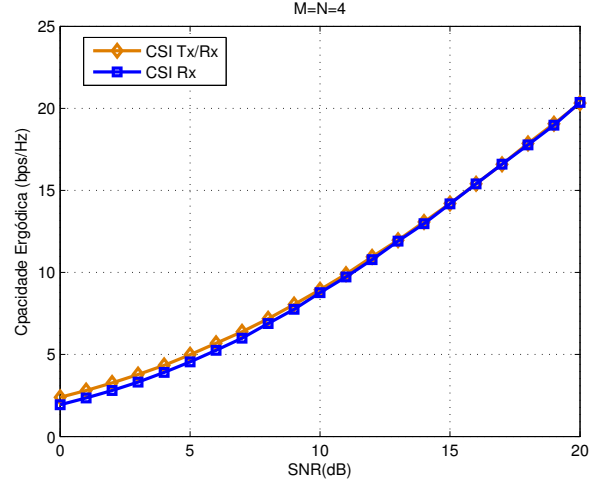


Fig. 3. Impacto do conhecimento da informação dos estados do canal na capacidade ergódica.

E. Limite de diversidade de canal MIMO

Além do ganho de capacidade comentado na seção anterior, o canal MIMO é também capaz de fornecer ganho de diversidade. Em maiores detalhes, em um canal MIMO dispo de M antenas transmissoras e N antenas receptoras (MT_x-NR_x), 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 confiabilidade (robustez) à transmissão de informação MN vezes maior em comparação ao caso mono-antena $M = N = 1$ (SISO) 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). A PEP é a probabilidade de que o decodificador selecione como sua estimativa uma seqüência errônea $\tilde{s} = (\tilde{s}_1, \tilde{s}_2, \dots, \tilde{s}_T)$ quando na verdade a seqüência transmitida tenha sido $s = (s_1, s_2, \dots, s_T)$, em que T é o comprimento do quadro de símbolos em cada antena.

Tarokh em [6] apresentou um critério de desempenho caracterizando matematicamente a ordem de diversidade em um sistema MIMO (MT_x-NR_x). Definida a matriz diferença

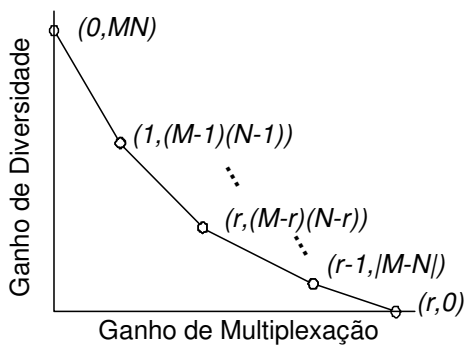


Fig. 4. Compromisso entre diversidade e multiplexação em um canal MIMO sem fio.

par-a-par de palavras código $\mathbf{B}(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}})$ como

$$\mathbf{B}(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}}) = \mathbf{s} - \tilde{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} s_1^1 - \tilde{s}_1^1 & s_2^1 - \tilde{s}_2^1 & \dots & s_T^1 - \tilde{s}_T^1 \\ s_1^2 - \tilde{s}_1^2 & s_2^2 - \tilde{s}_2^2 & \dots & s_T^2 - \tilde{s}_T^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_1^M - \tilde{s}_1^M & s_2^M - \tilde{s}_2^M & \dots & s_T^M - \tilde{s}_T^M \end{bmatrix}. \quad (15)$$

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

$$\mathbf{A}(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}}) = \mathbf{B}(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}}) \cdot \mathbf{B}^H(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}}). \quad (16)$$

A ordem de diversidade é igual ao produto do número de antenas receptoras N , e o posto mínimo da matriz $\mathbf{B}(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}})$, ou seja,

$$\varrho(T, N, \mathbf{s}) = N \cdot \min_{\tilde{\mathbf{s}} \neq \mathbf{s} \in \mathcal{S}} \text{Pt}(\mathbf{B}(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}})), \quad (17)$$

em que Pt 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 tem-se um limitante superior para a ordem de diversidade dado por

$$\varrho(T, N, \mathbf{s}) \leq N \cdot \min(M, T). \quad (18)$$

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

$$\varrho(T, N, \mathbf{s}) = N \cdot M, \quad (19)$$

e em tal situação diz-se que o transceptor MIMO atinge a diversidade plena (FD).

F. Compromisso entre Diversidade e Multiplexação

A partir dos dois principais 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) [7]. Por outro lado, esquemas que fornecem

apenas diversidade, como os códigos espaço-temporais (STC) tais como os propostos em [8], [9], são projetados com foco em fornecer 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 [10], 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 [10] 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

$$d(r) = (M - r)(N - r), \quad (20)$$

que é linear por partes entre os valores inteiros de r conectando os pontos $(r_{\max}, d_{\max}(r))$, como mostrado na Fig. 4. 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 [10] 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 intermediários. Uma solução nesta direção foi proposta com uma modificação no esquema V-BLAST, chamado BLAST Diagonal [4] (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 se atingir o ganho de diversidade tornando a impraticável. 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) [11], 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, os 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 dos HMTS.

G. Transceptores MIMO

Através do uso de códigos espaço-temporais (STC) [6] 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 [8] descobriu um esquema STBC ortogonal, 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 simplificada, o esquema do Alamouti está sendo considerado no padrão nos mais diversos sistemas de quarta geração (4G), e.g. 3GPP LTE e LTE-Advanced [12].

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

$$R = \frac{K}{T}. \quad (21)$$

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.

1) *STBC do Alamouti*: 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

$$\mathbf{S}_{G2[T=1,T=2]} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}, \quad (22)$$

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 (FDFR) já que temos a ordem de diversidade

$$\varrho_{G2(2Tx-1Rx)} = N \cdot \min(M, T) = NM = 2. \quad (23)$$

O sucesso conseguido com o esquema G2 lançou a pesquisa para novos esquemas de diferentes taxas e para mais antenas transmissoras. Tarokh em [9] 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. 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.

2) *STBC H3*: No esquema H3, os símbolos transmitidos podem ser organizados em uma matriz espaço-temporal da seguinte forma [6]:

$$\mathbf{S}_{H3[T=1,T=2,T=3,T=4]} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \frac{s_3}{\sqrt{2}} \\ -s_2^* & s_1^* & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{-s_1 - s_1^* + s_2 - s_2^*}{2} \\ \frac{s_3}{\sqrt{2}} & -\frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_2 + s_2^* + s_1 - s_1^*}{2} \end{bmatrix}. \quad (24)$$

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) *STBC G3*: Neste esquema, os sinais transmitidos podem ser organizados em uma matriz espaço-temporal da seguinte forma [6]:

$$\mathbf{S}_{G3[T=1,T=2,T=3,T=4]} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 \\ -s_3 & s_4 & -s_1 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* \end{bmatrix}. \quad (25)$$

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 [8].

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 e intervalo de sinalização, 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.

4) *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*) [7]. 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:

$$\mathbf{S}_{V-BLAST[T=1]} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \end{bmatrix}. \quad (26)$$

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. Portanto, com tal transceptor se pode atingir o máximo do ganho de multiplexação espacial igual a $\min(M, N)$.

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.

5) *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

$$\hat{s} = \min_{\mathcal{S}} \left\{ (\mathbf{x} - \mathbf{H}\mathbf{s})^H (\mathbf{x} - \mathbf{H}\mathbf{s}) \right\}, \quad (27)$$

onde \mathcal{S} representa todo o alfabeto de símbolos transmitidos.

Dada a elevada complexidade da solução de ML, soluções subótimas, mas implementáveis na prática, são consideradas a seguir ².

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 matriz de pesos do filtro espacial ZF é dada por

$$\mathbf{W}_{ZF} = \mathbf{H}^\dagger, \quad (28)$$

em que \dagger representa a matriz pseudo-inversa de Monroe-Penrose [14].

- **Minimum Mean Square Error (MMSE)**: o critério utilizado é o de minimização do do erro quadrático médio (MMSE) entre os símbolos transmitidos (símbolo desejado) e a saída do filtro espacial MMSE, portanto, a matriz de pesos do filtro espacial MMSE é dada por

$$\mathbf{W}_{MMSE} = \left(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{M}{\rho} \mathbf{I}_M \right)^{-1} \mathbf{H}^H. \quad (29)$$

Comparando-se o desempenho entre os dois detectores lineares, pode-se concluir que o detector ZF sofre do problema de valorização de ruído (*noise enhancement*) dado que na sua formulação não é levado em conta a variância do ruído, ao

²Uma solução de ML com complexidade polinomial de ordem 3 e 4 baseado em *Lattices* é conhecida na literatura como *Sphere Decoding* [13].

contrário, quando se considera o detector MMSE. Logo, o detector MMSE apresenta um melhor desempenho em BER vs. SNR.

6) *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 detector 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 isso, a contribuição da camada 1 no sinal recebido é estimada e cancelada, gerando o sinal recebido modificado \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

$$\mathbf{x}_{i+1} = \mathbf{x}_i - \hat{s}_i \mathbf{h}_i, \quad (30)$$

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*”.

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*).

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 [10]. Portanto, um meio termo entre os dois desempenhos ótimos é muito bem vindo e é exatamente neste contexto que se inserem os esquemas de transceptores MIMO híbridos (HMTS).

Em geral, o processo da transmissão de um esquema híbrido pode ser dividido em camadas, ampliando 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 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, os 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 seguindo a notação:

- 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.

H. HMTS para $M = 3$

- **G2+1**

Nesta estrutura, pode-se caracterizar duas camadas: uma utilizando um STBC padrão G2 [8] e outra não codificada que opera segundo a idéia do esquema V-BLAST. No esquema G2+1, os sinais transmitidos podem ser organizados na matriz de transmissão espaço-temporal como:

$$\mathbf{S}_{G2+1[T=1, T=2]} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2^* & s_1^* & s_4 \end{bmatrix}. \quad (31)$$

De (31), nota-se 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 [9], 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.

I. HMTS para $M = 4$

- **G2+G2**

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:

$$\mathbf{S}_{G2+G2[T=1,T=2]} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_3^* & s_4^* \end{bmatrix}. \quad (32)$$

De (32), 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

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 [9] 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:

$$\mathbf{S}_{G3+1[T=1,T=2,\dots,T=8]} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_5 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 & s_6 \\ -s_3 & s_4 & s_1 & s_7 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_8 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* & s_9 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_{10} \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* & s_{11} \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_{12} \end{bmatrix}. \quad (33)$$

De (33), 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

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:

$$\mathbf{S}_{G2+1+1[T=1,T=2]} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & s_5 & s_6 \end{bmatrix}. \quad (34)$$

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

Uma outra tecnologia que tem sido considerada na interface aérea em sistemas de comunicações móveis de próxima geração é a tecnologia OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) descrita em maiores detalhes na seção a seguir.

II. MÚLTIPLO ACESSO OFDMA

Redes sem fio são caracterizadas por uma banda de frequência limitada que deve ser compartilhada pelos usuários do sistema. As chamadas redes 4G (*Fourth Generation*), como LTE (*Long Term Evolution*), precisam atender requerimentos de QoS (*Quality of Service*), tais como taxa de dados e atraso de pacotes, ainda mais exigentes que os atuais. Para tanto, taxas de dados cada vez maiores devem trafegar pelo canal e com o aumento da taxa do canal a seletividade em frequência do canal surge como um fator limitante [15]. A seletividade em frequência do canal é gerada pelos fenômenos de propagação gerando componentes multipercursos. Isso cria a necessidade de equalizadores complexos para compensar esse efeito do canal. Devido a capacidade de funcionar bem mesmo em canais altamente seletivos em frequência o OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) tem sido considerado na maioria dos sistemas 4G.

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 [16]. 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 [17].

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.

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;
- receptor com esquema de equalização simples;
- computacionalmente eficiente para sistemas de faixa larga;
- suporte vários esquemas de múltiplo acesso;

- suporte a vários tipos de esquemas de modulação;
- elegante *framework* para sistemas MIMO.

Outra possibilidade interessante com a técnica OFDM é a sua utilização como tecnologia de múltiplo acesso, o OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*). Como o desvanecimento rápido tem efeitos diferentes nas diferentes subportadoras de cada usuário, existe a possibilidade de que subportadoras com alto desvanecimento para um usuário estejam com boas condições de canal para outro. Isso é conhecido como diversidade multiusuário e é um dos pontos fortes da alocação dinâmica de recursos no OFDMA. E ainda mais, como no OFDMA as subportadoras são canais independentes se pode otimizar independentemente taxa de codificação de canal, modulação, potência de transmissão, etc de cada uma das subportadoras de maneira independente. Essa característica fornece grande flexibilidade para a alocação de recursos em OFDM.

A. Alocação de recursos em sistemas OFDMA

Considere que a banda de frequência disponível para o enlace foi dividida em N subportadoras OFDM que estão presentes no conjunto $\mathcal{S} = \{1, \dots, N\}$. Cada subportadora possui um ganho de canal que se mantém constante ao longo do intervalo de transmissão, $h_n[k]$, em que n representa o índice da subportadora e k o número do intervalo de transmissão. Cada subportadora n tem alocada uma potência $p_n[k]$ no k -ésimo intervalo de transmissão e experimenta um ruído térmico igual a σ^2 . O vetor de potência $\mathbf{p}[k]$ representa as potências alocadas em todas subportadoras e é formado pelos elementos $p_n[k]$.

Em caso do emprego de adaptação de enlace, o enlace terá disponível M possíveis MCS (*Modulation and Coding Schemes*) contidas no conjunto $\mathcal{M} = \{1, \dots, M\}$. A função $F(\cdot)$ é responsável por mapear a SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) em taxa alocável em cada subportadora. Note que no caso de sistemas práticos, em que somente um número finito de MCS estão disponíveis, essa função será descontínua. Por fim, consideramos que o enlace tem uma potência máxima disponível, p_{max} .

A alocação de recursos em sistemas baseados em múltiplo acesso OFDMA pode ser classificada em três distintos cenários:

- Ponto ponto;
- Ponto multiponto;
- Ponto multiponto com interferência.

O cenário ponto-ponto pode ser caracterizado por meio da utilização da técnica de múltiplo acesso por divisão no tempo (TDMA), no qual em cada intervalo de transmissão (TTI, *burst slot, frame* e etc.) apenas um usuário tem acesso aos recursos totais do sistema e os demais usuários esperam chegar sua vez de ter acesso aos recursos.

Considere o modelo anterior introduzido como base. No cenário ponto multiponto, J terminais estão presentes na célula formando o conjunto \mathcal{D} e como cada usuário j experimenta uma atenuação diferente para cada subportadora n , uma descrição apropriada do canal é agora dada pela matriz de atenuação $\mathbf{H}[k]$, onde cada elemento $h_{j,n}[k]$ representa a

atenuação que o usuário j experimenta na subportadora n no tempo k .

Neste cenário, diferentes subportadoras são assinaladas a diferentes terminais. Denotamos esse assinalamento pela matriz binária $\mathbf{X}[k]$ formada por $x_{j,n}[k]$, que assume o valor 1 caso a subportadora n esteja assinalada ao usuário j no tempo k , e 0 caso contrário. O vetor $\mathbf{p}[k]$ é composto pelos elementos $p_n[k]$ que representam a potência de transmissão na subportadora n . No restante desta seção o índice de tempo k será omitido por simplicidade.

Em cenários ponto ponto, existem alguns possíveis objetivos a serem buscados em alocação de recursos dinâmicos. A escolha desses objetivos deve ser feita pelos desenvolvedores dos sistemas. Um possível objetivo que pode ser buscado é o de maximização de taxa de dados. Neste tipo de problema de otimização, o objetivo é maximizar o somatório das taxas em todas as subportadoras sujeito a uma restrição de potência disponível para o enlace [15]. A equação (35) apresenta esse problema.

$$\max_{\mathbf{p}} \sum_n F\left(\frac{p_n \cdot h_n}{\sigma^2}\right) \quad \text{sujeito a} \quad (35)$$

$$\sum_n p_n \leq p_{max}.$$

Note que nesse problema, é assumido que a adaptação de enlace assegura que uma probabilidade de erro de bit máxima não seja violada em cada subportadora. Este problema vai ao encontro da capacidade do canal definido na teoria da informação [18].

1) *Maximização de Taxa*: Um objetivo bastante direto para a otimização do sistema é o de maximizar a taxa agregada da célula a cada intervalo de transmissão. Este problema é apresentado na equação (36)

$$\max_{\mathbf{p}, \mathbf{X}} \sum_j \sum_n F\left(\frac{p_n \cdot h_n}{\sigma^2}\right) \cdot x_{j,n} \quad \text{sujeito a} \quad (36)$$

$$\sum_n p_n \leq p_{max} \text{ e } \sum_j x_{j,n} \leq 1 \forall n.$$

Existem duas restrições para esse problema. A primeira limita a potência total de transmissão como no problema (35), mas a segunda restrição é específica para o caso multiusuário. Ela representa que cada subportadora pode estar associada a apenas um usuário por vez. Resultados anteriores [19] demonstram que essa restrição leva a uma melhoria no desempenho.

O problema (36) é de fácil solução. Primeiro aloca-se cada subportadora ao usuário com menor atenuação nela. Depois faz-se a alocação de potência usando *water-filling*. Embora essa abordagem seja computacionalmente simples, ela não é apropriada uma vez que ela tende a alocar recursos apenas aos usuários em bons situações de canal favoráveis (particularmente os próximos aos transmissores). Desta forma essa abordagem gera problemas de justiça, duas outras abordagens foram propostas na literatura: a RA (*Rate Adaptive*) e a MA (*Marginal Adaptive*) [20].

2) *Margin Adaptive*: Neste caso, o objetivo é minimizar a potência de transmissão da estação base respeitando os requerimentos de taxa de cada usuário. O fato de que uma subportadora não poder estar associada simultaneamente a mais de um usuário no mesmo intervalo de transmissão também é incluído como restrição do problema. A formulação do problema é apresentada na equação (37).

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{p}, \mathbf{X}} \sum_j \sum_n p_n \cdot x_{j,n} \quad \text{sujeito a} \\ \sum_j x_{j,n} \leq 1, \forall n \text{ e } \sum_n F\left(\frac{p_n \cdot h_{j,n}}{\sigma^2}\right) \cdot x_{j,n} \geq r_j, \forall j. \end{aligned} \quad (37)$$

Este é um problema de programação combinacional que é geralmente de difícil solução. No entanto, os ganhos obtidos da solução deste problema são interessantes quando comparados com sistemas OFDM/FDMA estáticos. Para resolver este problema um tempo de processamento considerável é necessário na estação base. Na literatura [21], [22] algumas propostas para resolver este problema por algoritmos subótimos podem ser encontradas.

Kivanc *et al.* [22], utilizaram uma estratégia diferente para resolver o problema MA. Eles dividiram o problema em três partes: alocação de recursos, associação de subportadoras e alocação de potência. Na alocação de recursos, é definido o número total de subportadoras para cada usuário. Já na associação de subportadoras, os resultados do estágio anterior são usados para fazer a associação das subportadoras para os usuários. Finalmente, um algoritmo de alocação de potência é usado para cada usuário. O estágio de alocação de recursos é feito pelo algoritmo BABS (*Bandwidth Assignment Based on SNR*) e o passo de associação de subportadoras é executado pelo algoritmo ACG (*Amplitude Craving Greedy*).

Considere que \mathcal{S}_j é o conjunto das subportadoras assinaladas ao usuário j , $\mathcal{D} = \{1, \dots, J\}$ é o conjunto dos usuários, $\mathcal{S} = \{1, \dots, N\}$ é o conjunto das subportadoras, $|\mathcal{S}_j|$ é o número de elementos do conjunto \mathcal{S}_j e $\lceil n \rceil$ representa o primeiro inteiro maior ou igual a n .

Primeiramente, o algoritmo BABS estima o número de subportadoras, n_j , necessário para atingir os requerimentos de taxa de cada usuário j . Essa estimativa é baseada no requerimento de taxa, r_j , de cada usuário j e a máxima taxa possível em uma subportadora R_{max} por meio das curvas de adaptação de enlace. Note que essa estimativa é otimista já que assume-se que todas as subportadoras utilizariam a MCS de maior nível. Se o número de subportadora estimado para todos os usuários ultrapassar o número de subportadoras disponíveis no sistema N , os usuários com o menor número de subportadoras são bloqueados e o número de subportadoras alocadas para eles é nulo.

Se, caso contrário, restarem subportadoras não utilizadas, elas são alocadas, uma a uma, para o usuário que terá sua potência de transmissão mais reduzida pelo acréscimo de uma nova subportadora. Veja que, em geral, o usuário com o menor ganho de canal médio \bar{h}_j , tende a obter uma redução da potência de transmissão Δp_j maior quando comparado com usuários com boa condição de canal. Essa

abordagem é interessante porque usuários com ganhos de canal menores tendem a requerer mais potência para alcançar seu requerimentos de taxa e alocar subportadoras para esses usuários resulta em economia de potência.

Uma vez que o número de subportadoras para cada usuário foi determinado, o algoritmo ACG é usado para executar a associação das subportadoras aos usuários. Esse algoritmo associa uma subportadora ao usuário com ganho de canal $h_{j,n}$ mais alto nela com duas restrições. Primeiramente, uma vez que um dado usuário já obteve o número de subportadoras alocado pelo algoritmo BABS, ele deixa de obter subportadoras. Em segundo lugar, os ganhos de canais da subportadoras são normalizados pelo ganho médio de canal de cada usuário resultando no ganho normalizado $h_{j,n}^N$. Esse procedimento é usado para introduzir justiça na associação das subportadoras.

3) *Rate Adaptive*: Na abordagem RA, o objetivo é maximizar a taxa de dados do usuário com a taxa de dados menor enquanto obedece uma restrição de potência de transmissão máxima. A formulação do problema é apresentada na equação (38).

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{p}, \mathbf{X}} \epsilon \quad \text{sujeito a} \\ \sum_j x_{j,n} \leq 1 \quad \forall n \text{ e } \sum_n p_n \leq p_{max} \\ \sum_n F\left(\frac{p_n \cdot h_{j,n}}{\sigma^2}\right) \cdot x_{j,n} \geq \epsilon \quad \forall j. \end{aligned} \quad (38)$$

Similar ao problema MA, o problema RA pertence ao grupo de problemas de programação combinacional. Os mesmos problemas de tempo de processamento persistem. Na literatura [23], [24], algumas estratégias para resolver esse problema de maneira subótima podem ser encontradas.

Rhee *et al.* propuseram uma solução subótima em afirmando que a taxa agregada do sistema é próxima da sua capacidade máxima quando potência igual é alocada para todas as subportadoras contanto que as subportadoras sejam alocadas para usuário com bons ganhos de canal. A potência é atribuída igualmente em todas as subportadoras e um algoritmo heurístico vai alocar as subportadoras com o ganho de canal mais alto a cada usuário. Depois disso, o algoritmo busca o usuário j com a menor taxa alocada atual e aloca a subportadora disponível n com o maior ganho de canal $h_{j,n}$. Esse processo é repetido até que todas as subportadoras sejam alocadas. O algoritmo de alocação e associação combinados de subportadoras de Rhee assume que τ_j representa a taxa já alocada ao usuário j .

Na Figura 5, é apresentado um resultado ilustrativo do desempenho dos algoritmos BABS-ACG, do algoritmo de RA de Rhee *et al.*, e o algoritmo de maximização de taxa. Nesse resultado, foram simulados 6 usuários em um sistema com 30 subportadoras. A realização de canal utilizada foi a mesma para os três algoritmos de forma a manter uma comparação coerente. Devido a característica de minimização de potência do algoritmo BABS-ACG, esse algoritmo foi simulado primeiro, e o a potência total resultante do algoritmo BABS-ACG foi considerada como a máxima potência para os demais algoritmos.

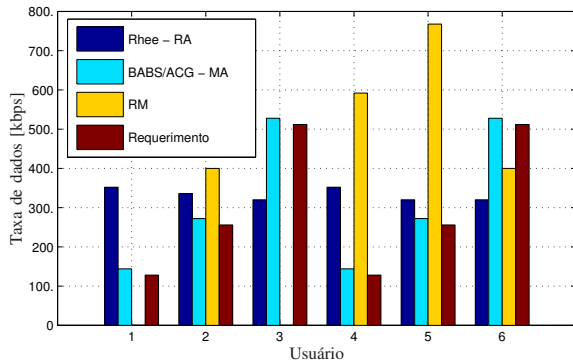


Fig. 5. Desempenho ilustrativo dos algoritmos de alocação de recursos.

Como pode ser visualizado na Figura 5, o algoritmo BABS-ACG alcança os requerimentos dos usuários. Essa é uma característica do problema MA que busca satisfazer os requisitos de taxas dos usuários com uma potência total mínima. O algoritmo de Rhee *et al.*, com a mesma potência utilizada por BABS-ACG, realizou um balanceamento das taxas alcançadas pelos usuários. Isso é devido ao caráter max-min do problema RA. Por fim, o algoritmo de maximização de taxa forneceu a maior taxa agregada para o sistema. Entretanto, os terminais 1 e 3 não tiveram taxas alocadas por experimentarem um estado de canal ruim, evidenciando o caráter injusto desse algoritmo.

B. Métricas de desempenho: capacidade vs. justiça

Como visto anteriormente, nos problemas de alocação de recursos de rádio existem vários critérios a serem considerados como objetivo quando formulando os problemas de otimização. Um possível objetivo é considerar a maximização da taxa agregada na célula (*sum-rate capacity*) que resulta na alocação de recursos para os usuários com melhores indicadores de qualidade do canal (CQI), e.g. SNR ou SINR, capturando assim a diversidade multiusuário presente no sistema maximizando a *sum-rate capacity*. Entretanto, tal solução não é justa, já que usuários distantes da estação rádio base sofrerão de escassez de recursos já que não terão boas métricas de CQI em suas subportadoras.

Portanto, outro critério tem que ser considerado para capturar o efeito da justiça de alguma forma. Algoritmos de escalonamento que levam em conta justiça, e.g. *round-robin*, fornecem a situação de não escassez não dando prioridade a nenhum usuário, entretanto, tal solução falha em atingir garantias de qualidade de serviço (QoS). Então, outro critério que satisfaça ambos: justiça e requerimentos de QoS deve ser desenvolvido.

Nesse sentido, um novo critério que considera justiça ainda garantindo os requerimentos de QoS é o critério de satisfação do usuário. Por exemplo, considerando serviços de tempo não-real, e.g. sessões WWW, usuários atingindo uma taxa média de dados acima ou igual ao seu requerimento de QoS são considerados satisfeitos e justiça é garantida assumindo-se um máximo percentual de usuários insatisfeitos, valores de satisfação típicos variam entre 90% e 95%.

III. ESQUEMAS MIMO-OFDM: ADAPTAÇÃO DE ENLACE

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 [25].

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 $M \cdot N$ canais gerados no sistema MIMO (possivelmente seletivos em frequência), são transformados em S subcanais para cada 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 6 ilustra a estrutura de um sistema MIMO-OFDM.

Recentemente, uma nova vertente de trabalhos [16] 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 [25].

Um aspecto buscado então é relativo à questão de adequação do enlace para as estratégias MIMO-OFDM disponíveis. Desta forma, é de nosso interesse gerar modos de transmissão que tomem proveito das potencialidades dos sistemas MIMO para aumento de taxa (multiplexação) e ganho de diversidade.

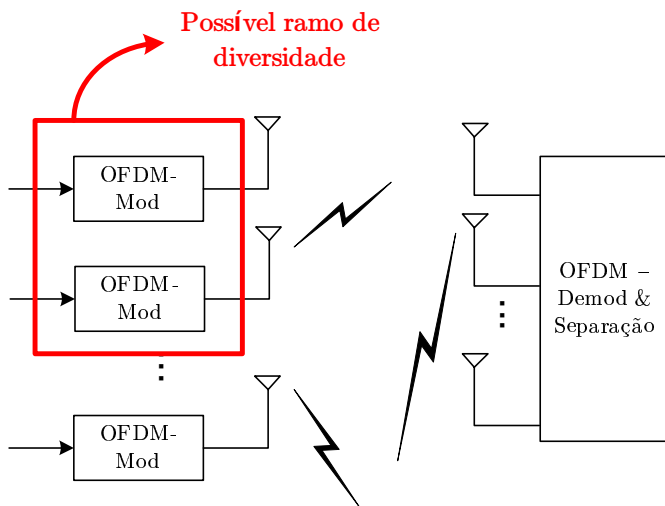


Fig. 6. Esquema de um sistema MIMO-OFDM

Entretanto, temos uma questão prática bastante importante a ser considerada neste momento. Como estimar o canal MIMO-OFDM de tal forma a projetar sistemas que levam em consideração o estado do canal? Este é o aspecto discutido a seguir.

A. Técnicas de estimação de canal MIMO-OFDM

Duas estratégias são utilizadas no contexto de adaptação de enlace, segundo o estudo de [26]. A primeira, que denotada como estimação “block-type channel estimation”(BTCE), foi proposta em [27] e utiliza todas as subportadoras para transmitir informação em todas as antenas ao mesmo tempo. A informação conhecida corresponde à seqüências de treinamento especiais que promovem uma maneira de estimar o canal no domínio temporal com uma baixa complexidade computacional.

A segunda, denotada aqui por “pilot-assisted channel estimation”(PACE), foi proposta em [28], e transmite informações pilot em subportadoras uniformemente espaçadas em uma antena enquanto transmite uma zeros nas mesmas subportadoras e dados nas demais portadoras restante.

A estimação BTCE é especialmente adequada para o caso de canais altamente seletivos em frequência com cenários de baixa mobilidade. Uma vez que utiliza todas as subportadoras para transmitir informação conhecida, erros de interpolação são evitados. Entretanto, em cenários de alta mobilidade, a estimação do canal necessita ser realizada com maior frequência o que torna a eficiência do método baixa nestes casos.

Por outro lado, estimação PACE é adequada para casos de canais com baixa seletividade em frequência e com alta mobilidade. Como não usa todas as portadoras, a estimação pode ser executada à cada símbolo OFDM (ou pelo menos numa taxa maior que o método BTCE) para rastrear o canal.

Estas duas técnicas de estimação de canal são ilustradas na Figura 7 para o caso de duas antenas de transmissão.

Na Figura 8 é mostrada a taxa de erros de bloco para o esquema V-BLAST com quatro antenas receptoras e uma

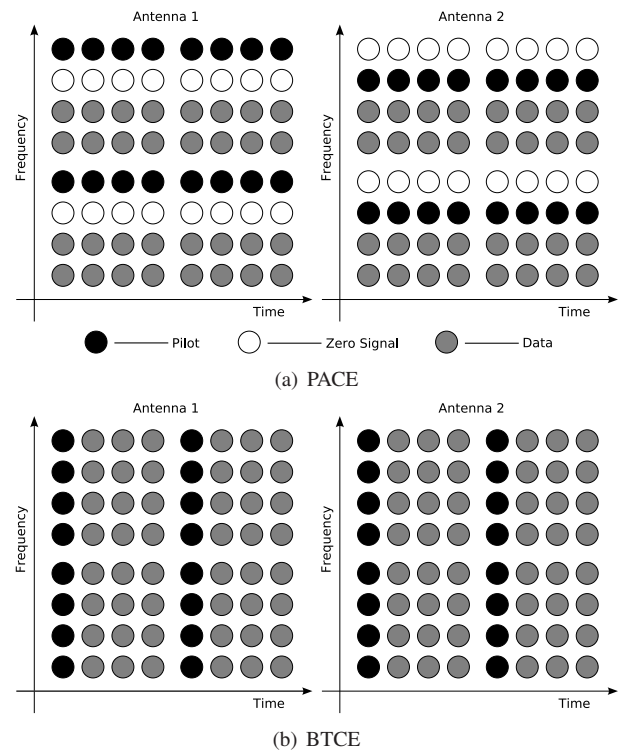


Fig. 7. Block Type Channel Estimation x Pilot Assisted Channel Estimation.

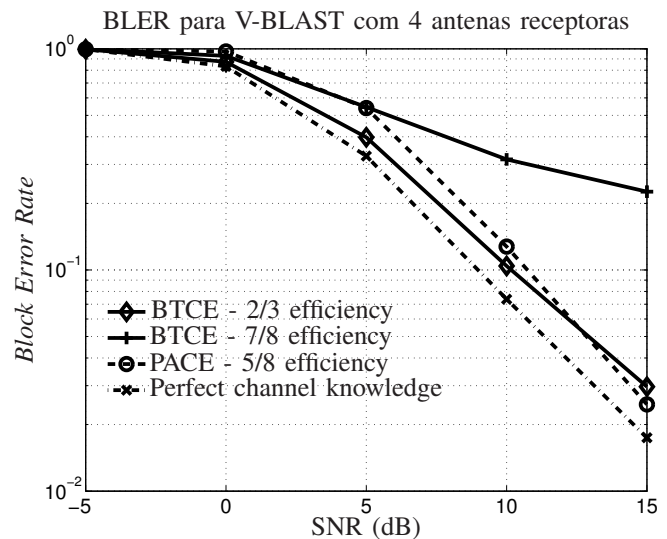


Fig. 8. Comparação de estratégias de estimação de canal.

frequência Doppler de 100 Hz. é possível ver que para valores de baixa SNR, o BTCE é comparável ao PACE mesmo quando introduzida menor redundância (7/8 de eficiência versus 5/8 de eficiência) e melhor quando introduz-se aproximadamente a mesma redundância (2/3 de eficiência versus 5/8 de eficiência). Entretanto, devido à variação do canal, o BTCE tem um limite de erro (floor) em altos valores de SNR. Para maiores detalhes, os leitores são indicados para [26] e suas referências internas.

B. Adaptação de enlace

A adaptação de enlace permite ao sistema adaptar-se ao estado do canal móvel ao invés de ser projetado para a

condição de pior caso, o que promove um uso mais eficiente dos recursos disponíveis. Isto é particularmente verdade para o caso de um sistema MIMO-OFDM o qual é bastante flexível e há um grande número de parâmetros que podem ser adaptados, como os típicos esquemas de modulação e codificação para um determinado transceptor MIMO, seleção de antenas e mesmo a técnica de estimação usada.

Em [11], uma interface aérea adaptada para sistemas MIMO é proposta, na qual um grupo de parâmetros de transmissão, chamados de “*Modulation, Coding and Antenna schemes*” (MCAS), é escolhido de acordo com a condição do canal visando maximizar o desempenho em termos de *goodput* (GP). Entretanto, tal estudo foi realizado no caso de canal com desvanecimento plano com perfeito conhecimento da condição do canal.

Em um cenário mais realista, erros de estimação do canal podem degradar o desempenho do sistema e o ganho da adaptação de enlace. Assim, dependendo do cenário (mobilidade, seletividade em frequência, etc), estimação BTCE ou PACE pode introduzir uma quantidade diferente de redundância que afeta a estimativa do canal e, conseqüentemente, o *goodput* atingido.

O *goodput* normalizado é definido como [26]:

$$GP = GP_{\max} \cdot (1 - BLER), \quad (39)$$

em que o *goodput* máximo GP_{\max} , corresponde ao número de bits de dados enviados por uso do canal. Ou seja, para um sistema MIMO-OFDM com N_{FFT} subportadoras, um prefixo cíclico de N_{CP} amostras e um CRC de 8 bits para cada 120 bits de dados, o *goodput* normalizado máximo é dado por:

$$GP_{\max} = \frac{120}{128} \cdot \frac{N_{\text{FFT}}}{N_{\text{FFT}}} + N_{\text{CP}} \cdot S \cdot C_E \quad (40)$$

em que S é o produto do número de símbolos por uso do canal de cada estrutura MIMO e o número de bits por cada ponto da constelação da modulação, e C_E é a eficiência da técnica de estimação do canal.

As simulações que ilustram o desempenho de estruturas MIMO-OFDM foram executadas considerando-se um sistema com 1024 subportadoras e um prefixo cíclico com 20 amostras. A carga de transmissão foi escolhida como 128 bits (120 bits de dados + 8 bits para detecção de erros usando CRC). Tal escolha é motivada pela proximidade com valores de sistemas reais (144 bits para o EDGE) e é um número inteiro de cargas para cada símbolo OFDM. O número de subportadoras piloto na estimação PACE é 128, o que corresponde a 1/8 das subportadoras disponíveis. Entretanto, quando uma antena envia tons piloto em uma subportadora para estimar o canal, todas as outras antenas devem enviar um sinal nulo (ver a Figura 7). Ou seja, o método PACE tem uma eficiência de 5/8 no caso de 3 antenas transmissoras.

Devido a este fato, modifica-se o intervalo entre símbolos OFDM pilot no método BTCE, de tal maneira que a redundância inserida por ambas as técnicas seja bastante similar (uma símbolo OFDM para estimação para cada grupo de três símbolos OFDM de dados resultando em uma eficiência de 3/4).

A Tabela I mostra os valores do *goodput* normalizado máximo para cada esquema MIMO sem levar em conta o *overhead* causado pela estimação de canal, enquanto a Tabela II e III mostra os valores do *goodput* normalizado máximo para os casos de estimação BTCE e PACE, respectivamente.

TABELA I

Goodput NORMALIZADO MÁXIMO PARA CADA ESQUEMA MIMO SEM *overhead* DE ESTIMAÇÃO DE CANAL

	MIMO Esquema	Max normalizado <i>Goodput</i> GP_{\max} (Bits/ T_{syimb})
4-PSK	G3	0.91954
2-PSK	G2+1	1.8391
2-PSK	V-BLAST	2.7586
4-PSK	G2+1	3.6782

TABELA II

Goodput NORMALIZADO MÁXIMO PARA CADA ESQUEMA MIMO COM BTCE

	MIMO Esquema	Max normalizado <i>Goodput</i> GP_{\max} (Bits/ T_{syimb})
4-PSK	G3	0.6897
2-PSK	G2+1	1.3793
2-PSK	V-BLAST	2.06897
4-PSK	G2+1	2.7586

TABELA III

Goodput NORMALIZADO MÁXIMO PARA CADA ESQUEMA MIMO COM PACE

	MIMO Esquema	Max normalizado <i>Goodput</i> GP_{\max} (Bits/ T_{syimb})
4-PSK	G3	0.5747
2-PSK	G2+1	1.1494
2-PSK	V-BLAST	1.7241
4-PSK	G2+1	2.2989

O canal utilizado é o modelo COST259 com frequências Doppler de 100 Hz (45 km/h quando a frequência da portadora é 2.4 GHz) e 222.22Hz (100 km/h quando a frequência da portadora é 2.4 GHz).

Nas Figuras 9-15 é possível ver que para baixos valores de SNR, a estimação BTCE atinge uma menor taxa de erro de bloco em relação ao método PACE (exceto para o esquema G3 com uma frequência Doppler de 222.22Hz). Entretanto, variações do canal introduzem um patamar de erro no BTCE e o PACE atinge melhores valores de BLER para altos valores de SNR, devido à sua melhor capacidade de rastreamento do canal. Este comportamento pode ser visto em curvas de BLER para três ou quatro antenas.

Mas, quando a redundância é também considerada, ou seja, utiliza-se a métrica de *goodput*, pode ser verificado que o BTCE tem um desempenho melhor que o PACE para os casos de frequência Doppler de 100 Hz, para todos os valores de SNR simulados. Por outro lado, para uma frequência Doppler de 222.22 Hz há um cruzamento entre as técnicas de estimação de canal em termos de *goodput*. Isto reforça a idéia que o *goodput* é uma métrica melhor para a estratégia de estimação de canal ao invés de apenas usar a BLER.

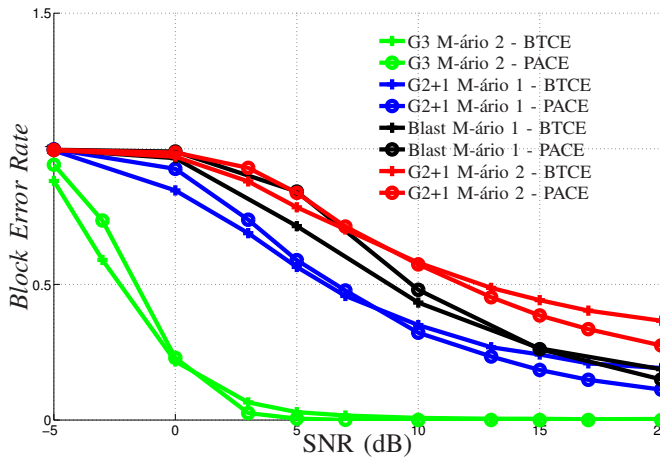


Fig. 9. Taxa de erro de bloco (BLER) para 3 antenas - Frequência Doppler de 100 Hz

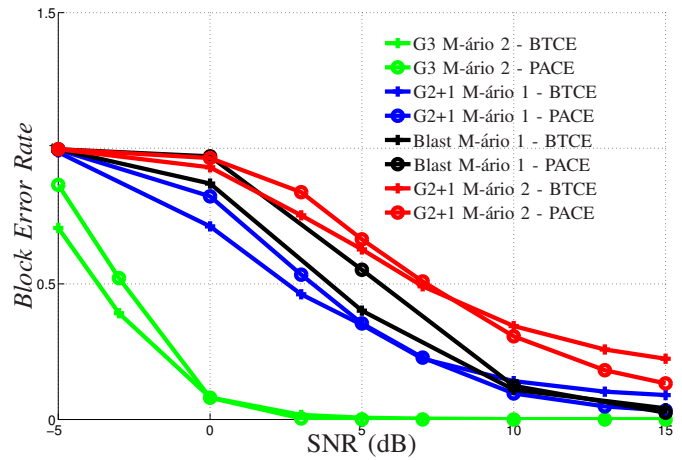


Fig. 11. Taxa de erro de bloco (BLER) para 4 antenas - Frequência Doppler de 100 Hz

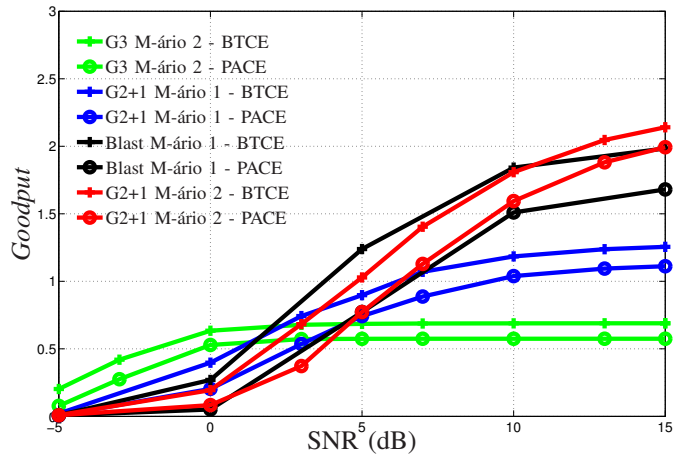


Fig. 12. *Goodput* para 4 antenas - Frequência Doppler de 100 Hz

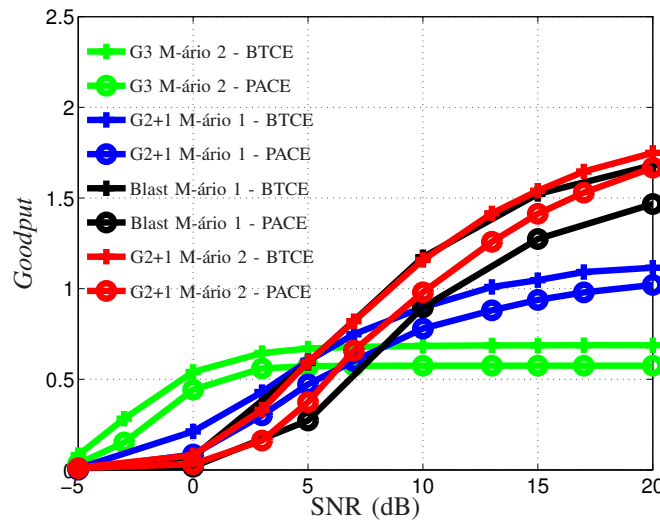


Fig. 10. *Goodput* para 3 antenas - Frequência Doppler de 100 Hz

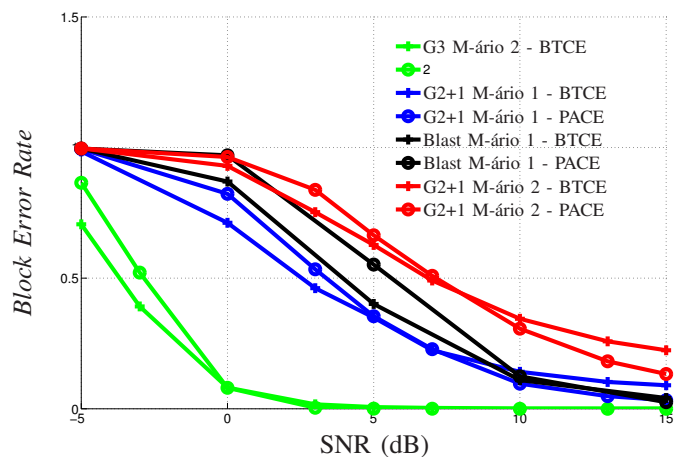


Fig. 13. Taxa de erro de bloco (BLER) para 3 antenas - Frequência Doppler de 222.22 Hz

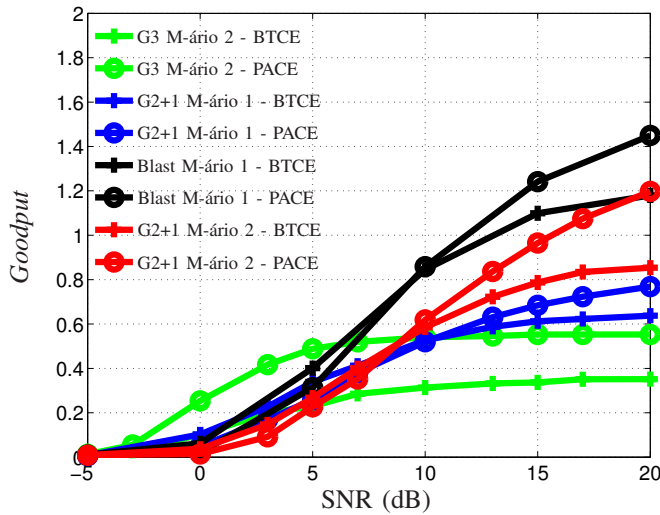


Fig. 14. Goodput para 3 antenas - Frequência Doppler de 222.22 Hz

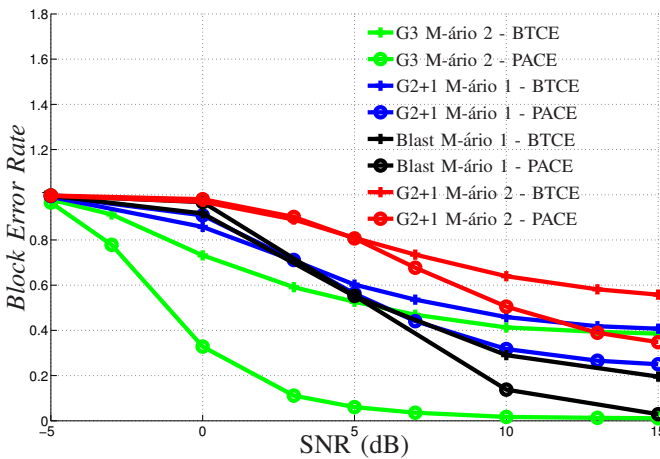


Fig. 15. Taxa de erro de bloco (BLER) para 4 antenas - Frequência Doppler de 222.22 Hz

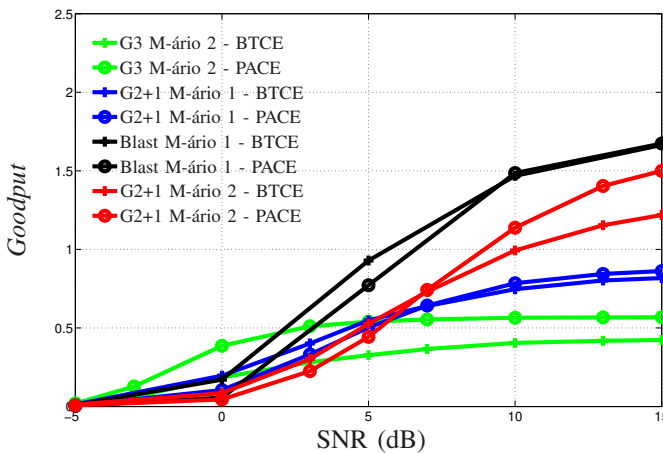


Fig. 16. Goodput para 4 antenas - Frequência Doppler de 222.22 Hz

IV. OTIMIZAÇÃO *cross-layer*: O QUE SIGNIFICA?

Algumas estruturas foram criadas visando estabelecer comunicação entre diferentes redes e reutilizar componentes

das mesmas. A mais popular destas estruturas é o modelo OSI. Tal modelo é composto de sete camadas independentes: física, enlace, rede, transporte, sessão, apresentação e aplicação [29]. Estas camadas foram planejadas para executar suas funções inerentes sem a interação/ajuda das demais camadas, exceto a sinalização envolvida. Desta forma, cada camada é responsável por um conjunto bem definido subconjunto de funções de operação do sistema. Para envio das informações, a camada deve adicionar ou remover (dependendo da direção da informação) seu cabeçalho aos dados recebidos e passá-los para a camada adjacente. Com esta abordagem, cada camada evoluiu com consideráveis esforços de pesquisa para melhorar a eficiência de seu protocolo independentemente das demais camadas [30], [31].

Melhorias em cada camada são bastante simples de serem executadas devido ao fato que as outras camadas são consideradas “caixas pretas”. Assim, cada camada pode otimizar seus parâmetros visando atingir um melhor desempenho e adapta-los para as novas funcionalidades. O grande ponto é exatamente este processo de otimização, um ponto de operação ótimo para uma camada específica pode utilizar uma considerável quantidade de recursos da rede ou de processamento, e além disso, tal ponto ótimo pode não necessariamente trazer ganhos de desempenho expressivos para o sistema como um todo. Parece então claro que as melhorias no desempenho do sistema poderiam ser atingidos com alguma comunicação entre diferentes camadas se o sistema permite alguma interação “inteligente” entre elas. Esta perspectiva tem levado a um novo paradigma: otimização *cross-layer* [31].

Embora o projeto *cross-layer* não é exclusivo de sistemas *wireless*, este termo é mais comum neste sistemas e vários trabalhos têm investigado os benefícios de políticas *cross-layer* [32], [33], [30], [31], [34], [35]. Este aspecto é particularmente importante para sistemas *wireless* nos quais distorções introduzidas pelo canal estão sempre presentes e, teoricamente, uma nova otimização deveria ser realizada quando qualquer característica física muda. Logo, a dinâmica do canal é a principal razão pela qual o sistema OSI não se adequa perfeitamente aos sistemas *wireless* como se adequa aos sistemas com fio. De fato, a camada diretamente afetada pela dinâmica do canal, a camada PHY, é tão importante que é possível dividir o projeto *cross-layer* em dois tipos: qualquer camada interagindo com camada PHY [30], [31], [36], [34], [35] e interações com camadas superiores [37], [38].

Otimização *cross-layer* pode ser realizada em um grande número de maneiras e a escolha das camadas e métricas são aspectos chave neste processo. Isto é geralmente relacionado com um aumento na quantidade de informação de *feedback* que é necessária para realizara a otimização *cross-layer*. No nosso caso, estamos interessados apenas nas interações entre as camadas PHY e de acesso (MAC), o que faz com que a informação de *feedback* seja usada para alocação de recursos e adaptação de enlace³. Em sistemas em que não se pode assumir canais similares para o *downlink* e *uplink* a informação

³No nosso caso, a adaptação de enlace corresponde à escolha da modulação e o esquema MIMO a ser usado

de *feedback* deve ser reportada para o transmissor usando um canal de retorno (*feedback channel*). Isto impõe uma restrição na quantidade de *feedback* uma vez que tal canal geralmente tem uma largura de faixa e taxa bastante limitadas.

A. Abordagens cross-layer

Como mencionado anteriormente, as interações *cross-layer* podem ser feitas de várias maneiras e a melhor escolha depende da aplicação. Entretanto, algumas questões devem ser consideradas no projeto *cross-layer* para qualquer que seja a aplicação [31]:

- O compromisso entre o *feedback* associado com a interação *cross-layer* e a melhoria da eficiência deve ser analisado;
- Qual o *feedback* adicional necessário para extrair parâmetros relevantes para uma camada que seriam úteis para outra(s) camada(s)?;
- Um canal de *feedback* deve ser identificado e reservado para transferência de informação entre as entidades das camadas.

É então possível classificar as abordagens *cross-layer* com vários critérios. Em relação às possíveis estruturas nós podemos dividi-las em duas categorias principais:

- Cada camada é modificada de acordo com a interação com outras camadas, ou seja, alguns parâmetros internos de cada camada devem ser modificados tendo em conta alguma informação sobre o estado das outras camadas. Por exemplo, a estrutura da camada MAC deve ser modificada quando é conhecido que um desvanecimento profundo está presente no canal;
- Uma entidade externa gerencia as interações *cross-layer* e define as interfaces correspondentes com cada camada. Este método esconde a maior parte da complexidade das interações *cross-layer* em uma entidade única.

B. Compromisso entre eficiência cross-layer e feedback

A idéia de que interações entre diferentes camadas pode resultar em melhoria no desempenho do sistema é intuitiva. Todavia, quando visamos interações *cross-layer*, um número de bits de *feedback* adicional surge. Por exemplo, o uso de informações da camada PHY em camadas superiores requer um certo *overhead* para transportar a informação da camada PHY bem como seqüências de treinamento que podem ser necessárias para a estimação da informação do estado do canal (CSI, do inglês *Channel State Information*). Além disso, quando interação *cross-layer* é realizada entre nós remotos, é necessário utilizar canais de retorno específicos e analisar cuidadosamente os compromissos de ganhos de desempenho em relação ao *feedback* necessário. Com isso, as seguintes questões devem ser observadas [31]:

- Número de entidades e camadas envolvidas nas trocas de informação entre as camadas;
- Definição de CSI útil ou corretos valores de informação para adaptação *cross-layer*;
- O aumento na carga de *feedback* associado com a extração e transmissão dos parâmetros desejados;

- O grau de robustez à erros do canal. Este ponto é bastante crucial em cenários de alta mobilidade;
- Restrições de sincronismo e atrasos em relação às capacidades de processamento das entidades envolvidas;
- Os benefícios resultantes em termos de desempenho do sistema.

Levando em conta este compromisso, é possível distinguir três categorias de projeto *cross-layer* descritos abaixo [31].

- 1) A primeira categoria não envolve transmissão de nenhuma informação adicional entre camadas. A interação entre as camadas consiste de um esforço por uma camada de protocolo para deduzir o estado de outras camadas de protocolo através de uma efetiva observação nos cabeçalhos internos aos pacotes ou por decisões inteligentes do padrão de tráfego. Um exemplo desta categoria poderia ser a priorização dos pacotes de *acknowledgment* da camada de transporte pela camada de enlace, o que é mostrado em [39] melhorar o desempenho de sistemas *wireless* pela redução do número de *time-outs* na camada de transporte. Entretanto, esta abordagem tem algumas restrições com o uso de protocolos seguros, o que implica que os cabeçalhos de pacotes de outras camadas sejam encriptados.
- 2) A segunda categoria envolve a transmissão de informação adicional de uma camada para outra sem troca da interface atual de protocolo. Ou seja, apenas informação extra e processamento são adicionados nos pacotes primitivos (abordagem inicial) de todos os protocolos na pilha de protocolo.
- 3) A terceira categoria visa modificar os protocolos e suas interfaces tal que a informação mais útil é transmitida através das camadas. Esta categoria é destinada a metas de longo prazo e inclui o conceito clássico de *cross-layer* como ele tem sido geralmente entendido.

C. Definição do controle de informação para cross-layer

Com o objetivo de minimizar o *feedback* associado à abordagem *cross-layer*, mencionado anteriormente, os parâmetros relevantes a serem trocados entre as camadas vão depender das funcionalidades consideradas para as interações entre as camadas e das interfaces aéreas específicas e conceitos sistêmicos. Baseados no tipo de informação trocada entre as camadas pode-se classificar as interações entre camadas na seguintes categorias [31]:

- 1) Baseada na CSI: a informação trocada entre as camadas incluem as estimativas na resposta impulsiva do canal, localização da informação, velocidade do móvel, potência do sinal, nível de interferência, etc. Uma vez que a camada PHY associada com a CSI é a camada mais variante, este o caso com a maior quantidade de *feedback*.
- 2) Baseada em parâmetros de QoS: a informação trocada entre camadas inclui atraso, vazão, taxa de erro de bit (BER, do inglês *Bit Error Rate*), medidas de taxa de erro de pacote (PER, do inglês *Packet Error Rate*), etc.

- 3) Baseada em recursos disponíveis: a informação trocada entre camadas inclui os recursos disponíveis no nó correspondente, tais como capacidade de recepção multiusuário, nível de bateria restante, número e tipo de antenas, entre outros.
- 4) Baseada no padrão de tráfego: a informação trocada entre as camadas incluem dados de tráfego, conhecimento da taxa de dados, tamanho de pacotes, informação sobre tamanho da fila, etc.

D. Classificação das interações cross-layer

Existe um enorme número de possibilidades de interações *cross-layer*, as quais impactam nos tipos de informação que necessitam ser trocadas entre as camadas e, conseqüentemente, no canal usado para transmitir estas informações. Em relação às entidades que realizam a abordagem *cross-layer*, podemos dividir as interações em duas categorias [31]:

- *Cross-layer* em um único nó: há comunicação entre diferentes camadas da pilha de protocolo de um único nó, mas nenhuma informação é trocada entre camadas de diferentes nós. Desta forma, há apenas um processamento extra associado ao uso da abordagem *cross-layer*.
- *Cross-layer* entre nós remotos: há comunicação entre diferentes camadas da pilha de protocolo dos nós remotos. Neste caso, um nó pode adaptar suas camadas baseado nas medidas ou estimativas feitas em um nó remoto. Por exemplo, a camada MAC de uma estação rádio-base pode dar prioridade para o usuário com a melhor CSI enviada à estação rádio-base através do canal de retorno.

Em relação ao número de camadas realizando a tarefa de *cross-layer*, a abordagem mais simple envolve apenas duas camadas que se comunicam entre si visando otimizar a transmissão e é onde a maior parte das pesquisas concentram seus esforços. À princípio, a interação *cross-layer* pode tomar em conta quaisquer camadas do modelo OSI e todas as possibilidades apresentam benefícios potenciais. Entretanto, uma vez que a camada PHY é a entidade com maior variância temporal em um sistema de comunicações *wireless*, as interações *cross-layer* podem ser classificadas, em relação aos tipos de camadas envolvidas, em dois tipos principais [31]:

- Qualquer interação com a camada PHY: a camada interagindo com a PHY pode ser adaptada para a CSI visando melhoria da eficiência do sistema.
- Interação de camadas superiores: a variabilidade das camadas envolvidas devem provavelmente aparecer como uma conseqüência de uma influência indireta com outros parâmetros ou situações como congestionamento, falhas de aplicações de hardware, etc.

Para maiores detalhes na caracterização de aplicação de métodos de *cross-layer* com redução de *feedback* sugere-se ao leitor o trabalho [40] e suas referências.

V. 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 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.
- **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.

Os ganhos possíveis com sistemas MIMO já estão bem estabelecidos no contexto monousuário, entretanto, ainda existem alguns desafios no contexto multiusuários como por exemplo:

- **Escalonamento, técnicas de precodificação e feedback:** - procedimento de seleção do grupo de usuários que serão servidos simultaneamente. Escalonamento ótimo envolve uma busca exaustiva cuja complexidade é exponencial com o tamanho do grupo e depende da técnica de precodificação, decodificação e informação dos estados no canal no transmissor;
- **Sistemas de antenas distribuídas e cooperação:** - em que as funcionalidades de rádio frequência (RF) e o processamento em banda-básica são separadas e múltiplas antenas remotas são distribuídas sobre uma ampla área de cobertura e estão conectadas à uma unidade central por meio de um enlace rápido. Sistemas de antenas distribuídas fornece flexibilidade para a configuração da rede permitindo baixos dispêndios de capital de implementação (CAPEX) e de operação (OPEX).

O cenário multiusuário abordado no contexto OFDMA desconsiderou a interferência co-canal. De maneira geral, esse tipo de interferência surge quando parte do espectro de frequência é reutilizado no mesmo sistema, o que é comum

em sistemas multi-celulares. Portanto, a decisão de alocar uma dada subportadora a um terminal qualquer em uma célula deve levar em consideração o nível de interferência presente nesta subportadora e o impacto que essa alocação terá nos outros enlaces co-canal. Além disso, o impacto do uso de algoritmos que utilizem a potência de forma inteligente podem trazer ganhos interessantes no sentido de diminuir a interferência nas células vizinhas.

Ainda em sistemas multi-celulares, é uma questão de pesquisa a melhor localização dos nós ou entidades em que serão implementados os algoritmos de alocação de subportadoras, potência e bit. Isso está fortemente ligado com a arquitetura utilizada no sistema. Os algoritmos de alocação de recursos podem ser organizados de forma centralizada, distribuída ou de forma híbrida.

Enquanto na forma centralizada existiria um nó central com as informações de todos os enlaces do sistema, na forma distribuída, cada estação base é responsável somente pela alocação dos recursos dos terminais conectados a ela. Embora na forma centralizada as possibilidades de otimizar o uso do canal sejam maiores devido a quantidade de informação disponíveis, a sinalização necessária pode tornar a implementação prática proibitiva. No caso distribuído, embora a sinalização seja bem menor, a falta de informação gera soluções subótimas. Neste caso, uma arquitetura híbrida pode tentar buscar os ganhos de performance próximos ao da centralizada com uma sinalização bem inferior. Um nó central poderia ser responsável apenas por uma gerência de interferência, trabalhando portanto numa frequência bastante inferior à do algoritmo de escalonamento que atuaria nas estações base, tomando suas decisões seguindo restrições impostas pelo centralizador.

Por fim, como foi mostrado no exemplo de serviços NRT, o requerimento considerado pelos usuários, é somente a taxa a ser alocada. No entanto, essa abordagem pode não ser adequada quando serviços de requerimento de tempo real forem utilizados. Nesses serviços, a satisfação dos usuários está intrinsecamente acoplada ao atraso de pacotes. Além disso, a convivência de usuários utilizando serviços de tempo real com outros utilizando serviços de tempo não-real possui um grande potencial de pesquisa.

REFERÊNCIAS

- [1] Tech. Rep.
- [2] W. Weichselberger, "Spatial structure of multiple antenna radio channels: A signal processing viewpoint," *Dissertation, Technischen Universität Wien*, December 2003.
- [3] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *AT&T Bell Labs Tech. Memo.*, Jun 1995.
- [4] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, 1996.
- [5] D. P. Palomar and J. R. Fonollosa, "Practical algorithms for a family of waterfilling solutions," vol. 53, no. 2, pp. 687–695, Feb 2005.
- [6] V. Tarokh, N. Seshadri, 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, Mar 1998.
- [7] 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.
- [8] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, vol. 16, pp. 1451–1458, Oct 1998.
- [9] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block coding from orthogonal designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 05, pp. 1456–1467, Jul 1999.
- [10] 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.
- [11] W. C. Freitas, Jr., F. R. P. Cavalcanti, and R. R. Lopes, "Hybrid transceiver schemes for spatial multiplexing and diversity in mimo systems," *Journal of Communication and Information Systems (JCIS)*, vol. 20, no. 03, pp. 63–76, December 2005.
- [12] S. Parkvall, E. Dahlman, A. Furuskär, Y. Jading, M. Olsson, S. Wänstedt, and K. Zang, "LTE-Advanced - Evolving LTE towards IMT-Advanced," Sept. 2008, pp. 1–5.
- [13] E. Agrell, T. Eriksson, A. Vardy, and K. Zeger, "Closest point search in lattices," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, no. 08, pp. 2201–2214, Aug 2002.
- [14] G. H. Golub and C. F. V. Loan, *Matrix computations (3rd ed.)*. Johns Hopkins University Press, 1996.
- [15] J. Gross and M. Bohge, "Dynamic Mechanisms in OFDM Wireless Systems: A Survey on Mathematical and System Engineering Contributions," Technical University Berlin, Germany, Tech. Rep., may 2000, telecommunication Networks Group (TKN) Technical Report TKN-06-001.
- [16] S. Müller-Weinfurter, *OFDM for Wireless Communications: Nyquist Windowing, Peak-Power Reduction and Synchronization*. Shaker Verlag, 2000.
- [17] 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.
- [18] T. C. e J. Thomas, *Elements of Information Theory*. J. Wiley & Sons Inc., 1991.
- [19] J. J. e K. Lee, "Transmit power adaptation for multiuser OFDM systems," *IEEE journal on Selected Areas on Communications*, vol. 21, pp. 171–178, 2003.
- [20] S. Sadr, A. Anpalagan, and K. Raahemifar, "Radio resource allocation algorithms for the downlink of multiuser ofdm communication systems," *IEEE Communications Surveys Tutorials Third Quarter*, vol. 11, no. 03, pp. 92–106, Aug 2009.
- [21] C. Y. Wong, R. S. Cheng, K. B. Letaief, and R. D. Murch, "Multiuser OFDM with Adaptive Subcarrier, Bit, and Power Allocation," *IEEE Journal on Selected Areas of Communications*, vol. 1, no. 10, pp. 1747–1758, October 1999.
- [22] D. Kivanc and H. Liu, "Subcarrier Allocation and Power Control for OFDMA," *Proc. Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, no. 10, pp. 147–151, October 2000.
- [23] H. Yin and H. Liu, "An efficient multiuser loading algorithm for OFDM-based broadband wireless systems," *Global Telecommunications Conference*, vol. 1, pp. 103–107, November 2000.
- [24] W. Rhee and J. Ciof, "Increase in capacity of multiuser OFDM system using dynamic subchannel allocation," *Proc. vehicular technology Conference (VTC)*, pp. 1085–1089, October 2000.
- [25] H. Bölcskei, *Principles of MIMO-OFDM Wireless Systems*. CRC Press, 2005, pp. 12.1–12.22.
- [26] D. C. Moreira, "Estratégias de Estimação de Canal para Adaptação de Enlace em Sistemas MIMO-OFDM," Master's thesis, Departamento de Engenharia de Teleinformática, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, Setembro 2006.
- [27] Y. Li, "Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 1, no. 1, pp. 67 – 75, January 2002.
- [28] Y. Qiao, S. Yu, P. Su, and L. Zhang, "Research on an iterative algorithm of LS channel estimation in MIMO OFDM systems," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 51, no. 1, pp. 149 – 153, March 2005.
- [29] A. Tanabaum, *Computer Networks*. Prentice Hall, 2003.
- [30] H. Rohling and R. Grünheid, "Cross Layer Considerations for an Adaptive OFDM-Based Wireless Communication System," in *Wireless Personal Communications, Springer Netherlands*, vol. 32, January 2005, pp. 43–57.
- [31] L. Alonso and R. Augustí, "Optimization of wireless communications systems using cross-layer information," *Signal Processing*, vol. 86, no. 8, pp. 1755–1772, August 2006.
- [32] J. Wang, L. Li, S. H. Low, and J. C. Doyle, "Cross-layer Optimization in TCP/IP Networks," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 13, no. 3, pp. 582–595, June 2005.

- [33] D. G. Sachs, S. V. Adve, and D. L. Jones, "Cross-Layer Adaptive Video Coding to Reduce Energy on General-Purpose Processors," in *Proceedings of International Conference in Image Processing (ICIP2003)*, vol. 3, September 2003, pp. 109–112.
- [34] G. Song and Y. G. Li, "Cross-Layer Optimization for OFDM Wireless Networks - Part I: Theoretical Framework," *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 4, no. 2, pp. 614–624, March 2005.
- [35] —, "Cross-Layer Optimization for OFDM Wireless Networks - Part II: Algorithm Development," *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 4, no. 2, pp. 625–634, March 2005.
- [36] B. Zerlin, M. T. Ivrlac, J. A. Nossek, and A. Klein, "On Cross-Layer Assisted Resource Allocation in HSDPA," *12th International Conference on Telecommunication*, vol. 12, May 2005.
- [37] M. Tesanovic, D. R. Bull, and A. Doufexi, "Enhanced Error-Resilient Video Transport Over MIMO Systems Using Multiple Descriptions," in *Proc. of IEEE 64th Vehicular Technology Conference, (VTC-2006 Fall)*, September 2006, pp. 1–5.
- [38] C. Ru, L. Yin, J. Lu, and C. W. Chen, "A new UEP scheme based on adaptive modulation for robust video transmission in MIMO system," in *IEEE Multimedia Communications*, 2006.
- [39] E. Yeh, "Delay-Optimal Rate Allocation in Multiaccess Communications: A Cross-Layer View," in *Proc. of IEEE Workshop on Multimedia Signal Processing*, vol. 1, December 2002, pp. 404–407.
- [40] C. A. de Araújo, "Reduction of Required Feedback in Wireless Communication Systems Using a Cross-Layer Approach," Master's thesis, Departamento de Engenharia de Teleinformática, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza - CE, Maio 2008.

Francisco Rodrigo Porto Cavalcanti é Doutor em Engenharia de Telecomunicações pela Universidade Estadual de Campinas (Unicamp, 1999). Professor adjunto da Universidade Federal do Ceará (UFC) desde 2002, é responsável pelas disciplinas da área de comunicações móveis nos cursos de Graduação e Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática da UFC. Em 2000 fundou e desde então dirige o GTEL - Grupo de Pesquisa em Telecomunicações Sem Fio, instituto voltado para desenvolvimento de tecnologias de telefonia móvel. Também a partir de 2000 dirige um programa de projetos de pesquisa em comunicações sem fio apoiado pela Ericsson do Brasil, tendo resultado na formação de vários mestres e doutores, e a geração de softwares, patentes, modelos e soluções para sistemas de telefonia móvel de 3a e 4a gerações. Publicou mais de 100 artigos em conferências e revistas científicas em temas como controle de potência; gerência de recursos de rádio; soluções específicas para tecnologias de acesso GSM, GPRS, EDGE, WCDMA, HSDPA, LTE e Wi-fi; antenas inteligentes e MIMO; qualidade de serviço; controle de congestionamento; dentre outros. Foi pesquisador do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e

Tecnológico (2003-2007). É também certificado em "Liderança e Gestão" pelo Massachusetts Institute of Technology (MIT, 2008).

Walter da Cruz Freitas Júnior possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (2000), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (2002) e doutorado em Engenharia de Teleinformática pela Universidade Federal do Ceará (2006) com intercâmbio no Departamento de Comunicações (DECOM) da Universidade Estadual de Campinas (Unicamp) durante o ano de 2004 no Laboratório de Processamento de Sinais para Comunicações (DSPCom). Foi Pesquisador do Instituto Nokia de Tecnologia (INdT) e atualmente é Pesquisador do Grupo de Pesquisa em Telecomunicações Sem Fio (GTEL) trabalhando em alocação de recursos em sistemas MIMO-OFDMA, desde de Janeiro de 2009 é Professor Adjunto I do Departamento de Engenharia de Teleinformática (DETI) da Universidade Federal do Ceará (UFC) ministrando as disciplinas de Introdução a Teoria da Informação e Sistemas de Comunicações Móveis I e II. Revisor do jornal IEE Proceedings - Communications do Institution of Electrical Engineers e importantes conferências da área, membro da Sociedade Brasileira de Telecomunicações e Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., bolsista da Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico (FUNCAP) do Estado do Ceará. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Sistemas de Telecomunicações, atuando principalmente nos seguintes temas: Codificação espaço-temporal, sistemas MIMO, sistemas OFDM, sistemas MIMO-OFDM, alocação de recursos no contexto MIMO-OFDM e adaptação de enlace.

Charles Casimiro Cavalcante nasceu em Iguatu, Ceará, em 22 de abril de 1976. Obteve o título de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (UFC) em 1999 e 2001, respectivamente, e em 2004 obteve o Doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP). Atuou como pesquisador CNPq/DCR nível 2A vinculado ao Departamento de Engenharia de Teleinformática (DETI) da UFC no período de Maio de 2004 a Abril de 2007. De Maio de 2007 à Novembro de 2008 foi Professor Visitante nível Adjunto III do DETI-UFC. Desde de Dezembro de 2008 é Professor Adjunto do Departamento de Engenharia de Teleinformática da UFC. É membro e pesquisador do Grupo de Pesquisa em Telecomunicações Sem Fio (GTEL) do DETI-UFC, onde lidera e desenvolve pesquisas relacionadas à aplicação de processamento de sinais em comunicações e otimização da camada física de sistemas de comunicação sem fio. Suas áreas de interesse são: processamento de sinais, equalização, separação de fontes, comunicações móveis, geometria da informação, codificação espaço-temporal e processamento estatístico de sinais. É membro do Institut of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), da Sociedade Brasileira de Telecomunicações (SBrT) e pesquisador de produtividade nível 2 do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).