



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA

**Plataforma de Avaliação de Sistemas de
Comunicação Sem Fio com Múltiplas Antenas em
Ambiente Multi-celular**

Igor Moáco Guerreiro

FORTALEZA – CEARÁ
NOVEMBRO 2007



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA

Plataforma de Avaliação de Sistemas de Comunicação Sem Fio com Múltiplas Antenas em Ambiente Multi-celular

Autor

Igor Moáco Guerreiro

Orientador

Prof. Dr. Charles Casimiro Cavalcante

*Projeto Final de Curso apresentado à coordenação do curso de graduação em Engenharia de Teleinformática da Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de **Graduado em Engenharia de Teleinformática.***

FORTALEZA – CEARÁ
NOVEMBRO 2007

Lista de Siglas

QoS	Qualidade-de-Serviço
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
SNR	Relação Sinal-Ruído
SIR	Relação Sinal-Interferência
BLER	Taxa de Erro de Bloco
BER	Taxa de Erro de Bit
UFC	Universidade Federal do Ceará
GTEL	Grupo de Pesquisas em Telecomunicações sem Fio
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
3G	Terceira Geração
4G	Quarta Geração
PIC	<i>Parallel Interference Cancellation</i>
SIC	<i>Successive Interference Cancellation</i>
OSIC	<i>Ordered Successive Interference Cancellation</i>
MMSE	<i>Minimum-Mean Square Error</i>
ZF	<i>Zero-Forcing</i>
STBC	<i>Space Time Block Code</i>
BLAST	<i>Bell Labs Layered Space-Time</i>
V-BLAST	<i>Vertical Bell Labs Layered Space-Time</i>
HMTS	<i>Hybrid MIMO Transceiver Scheme</i>
FFT	Transformada Rápida de Fourier
IFFT	Transformada Rápida de Fourier Inversa
ICI	<i>Intercarrier Interference</i>
CCI	<i>Co-channel Interference</i>

PSK	<i>Phase-Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i>

Introdução

1.1 Motivação e Objetivos

Os principais requerimentos dos sistemas de comunicações móveis de quarta geração (4G) são suportar altas taxas de transferência de dados e QoS (Qualidade-de-Serviço). Entretanto, as unidades móveis devem ser cada vez menores e com baixa complexidade, a fim de satisfazer a demanda dos usuários, além de estarem aptas a operar em diferentes ambientes de rádio, tais como: macro, micro e picocelular; *indoor* e *outdoor*. Atualmente, a forma de utilização do espectro de rádio é ineficiente e ineficaz, o que o torna limitado nesse aspecto. Dessa forma, altas taxas de dados podem ser obtidas somente aplicando técnicas inteligentes e eficazes de transmissão e recepção. Nesse sentido, a próxima geração de sistemas supostamente terá melhor qualidade e cobertura, sendo mais eficiente em termos potência de transmissão e utilização de largura de banda. No contexto multicelular, o crescente número de usuários implica em uma expansão inevitável da infra-estrutura do sistema como um todo, aumentando a incidência de informações indesejadas em um terminal de interesse e exigindo uma solução para esta inerente CCI (Interferência co-canal).

Comunicação sem fio se torna extremamente difícil em um ambiente com múltiplos percursos porque o sinal transmitido pode ser severamente atenuado, degradando o desempenho do enlace. Em contrapartida, a comunicação em um canal sem fio pode ser melhorada utilizando transceptores com múltiplas antenas, mas comumente conhecidos como sistemas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*). A tecnologia MIMO explora as componentes espaciais do canal sem fio para fornecer um significativo ganho de capacidade e/ou um incremento na qualidade do enlace. Além do MIMO, outra técnica complementa a arquitetura transceptora: OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), que trabalha na dimensão freqüencial, permitindo obter ganhos adicionais relativamente aos obtidos pela utilização do MIMO, formando o esquema conjunto MIMO-OFDM (*Multiple Input Multiple Output - Orthogonal Frequency Division Multiplexing*).

Algumas técnicas de diversidade são amplamente usadas junto com sistemas MIMO de forma a reduzir os efeitos do desvanecimento causado pelos múltiplos percursos e aumentar a confiabilidade da transmissão sem nenhum acréscimo de potência de transmissão ou sacrifício da largura de banda. A codificação espaço-temporal é uma técnica inteligente de transmissão que extrai diversidade sem nenhuma informação do canal no transmissor e é um dos esquemas amplamente adotados nos sistemas 3G. Sistemas MIMO também podem ser usados para multiplexar espacialmente os dados a serem transmitidos de forma a aumentar a eficiência espectral do sistema. Este ganho através de canais sem fio é conhecido

ganho de multiplexação espacial, que cresce quase linearmente com o número de antenas transmissoras.

É bem conhecido que existe um importante *trade-off* entre os ganhos de diversidade e multiplexação no qual explora a capacidade de ambas as estruturas. Com base nisso, um novo esquema MIMO nomeado HMTS (*Hybrid MIMO Transceiver Scheme*) explora tanto diversidade quanto multiplexação, obtendo os dois ganhos, e se situando no meio termo entre as técnicas abordadas acima.

A utilização do OFDM faz com que os dados a serem transmitidos sejam enviados de forma paralelo em diversas subportadoras ortogonais e taxas de transmissão por subportadora tão baixas quanto maior for o número destas empregadas, o que combate diretamente o efeito degradante da seletividade freqüencial do canal sem fio, mais precisamente devido à ISI (Interferência intersimbólica), causado pela existência de múltiplos percursos. A arquitetura MIMO-OFDM é praticamente já considerada como um pré-requisito para o bom funcionamento dos atuais e futuros sistemas de comunicações sem fio.

No cenário multicelular, o grande fator limitante do desempenho é tipicamente o reuso de freqüências, o que inevitavelmente causa a CCI. Dessa forma, a arquitetura transceptora deve incluir o tratamento do sinal a fim de cancelar o efeito dessa sobreposição de sinais indesejados ao de interesse. Uma técnica bem conhecida é aquela que trata o sinal na unidade receptora, evitando o conhecimento do canal no transmissor, o que vai de acordo com as características dos sistemas MIMO aqui abordados. Assim, com um não-complexo processamento de sinal no receptor, resolve-se o problema da interferência.

Dependendo do serviço demandado pelo usuário, o sistema deve optar por algum sistema MIMO, se este exige altas taxas, robustês ou até mesmo o meio termo. Já o OFDM e o cancelamento de CCI sempre deve estar em pleno funcionamento, pois são eles a base para se driblar as adversidades do enlace sem fio.

1.2 Metodologia

O núcleo deste trabalho refere-se a avaliação da escolha da técnica de transmissão MIMO em sistemas com OFDM e cancelamento de CCI no receptor. Escolheu-se avaliar o desempenho para o caso de três estruturas de transmissão com três antenas transmissoras e um número variado de antenas receptoras: uma estrutura com apenas ganho de diversidade, uma estrutura com apenas ganho de multiplexação e uma estrutura contendo ambos os ganhos. Uma técnica de cancelamento da CCI foi considerada assim como três técnicas de cancelamento de camadas para detecção dos dados transmitidos, uma linear e outras não-lineares.

No entanto, devido a complexidade de um sistema MIMO-OFDM, especialmente para o caso em que o canal possui memória, não existe uma fórmula matemática que se possa utilizar diretamente para o cálculo das taxas de erro de bit (BER) ou de bloco (BLER) do sistema. Nesse contexto, a simulação computacional do sistema surge como uma ferramenta viável que pode ser utilizada na avaliação das técnicas de estimação de canal em um sistema MIMO-OFDM. com a geração de curvas que relacionam BER (ou BLER) *versus* SNR (Relação Sinal-Ruído). Através destas curvas, pode-se identificar valores de desempenhos para cada esquema de transmissão do sistema.

1.3 Contexto de Desenvolvimento da Dissertação

Este projeto foi desenvolvida junto ao GTEL (Grupo de Pesquisas em Telecomunicações sem Fio) do Departamento de Engenharia de Teleinformática da UFC. Este grupo vem trabalhando

na consolidação de pesquisa aplicada e desenvolvimento na área de telecomunicações na UFC através de projetos com parceiros acadêmicos e do setor industrial.

O trabalho aqui apresentado está em consonância com o projeto desenvolvido pelo GTEL: “UFC19 - *MIMO-OFDM Link Management and Optimization: Cross-layer Issues*”, que teve junho de 2006.

1.4 Produção Científica e Contribuições

Inclui-se também como produção desse trabalho a apresentação de um *paper* em congresso nacional na área de telecomunicações [1].

1.5 Estrutura deste Projeto de Dissertação

Os próximos capítulos desse trabalho estão organizados como se segue:

Capítulo 2 – neste capítulo é feita uma revisão dos conceitos básicos de um sistema de comunicação sem fio focando-se especialmente nos efeitos que o canal causa no sinal transmitido. São apresentados também os modelos utilizados para sistemas MIMO-OFDM, assim como as técnicas de cancelamento de CCI e camadas.

Capítulo 3 – neste capítulo é apresentada as características e detalhes das funcionalidades do simulador desenvolvido para analisar o sistema de interesse.

Capítulo 4 – neste capítulo é apresentado os cenários de simulação e resultados obtidos, assim como comentários pertinentes à ocasião.

Capítulo 5 – neste capítulo é feito um resumo das contribuições e conclusões obtidas dos estudos e análises efetuados para este projeto.

Modelo do Sistema de Comunicação

2.1 Modelos do Canal

Em sistemas de comunicação sem fio, a informação é transmitida na camada física através do ar, aqui chamado de *canal de comunicação sem fio*, fazendo o fundamental papel de enlaçar o transmissor ao receptor, e vice-versa. Um esquema simples que demonstra essa cadeia de comunicação é mostrado na figura 2.1. Tal entidade é tão importante que o projeto de um sistema de comunicação é feito baseado em suas características e comportamento temporal, freqüencial e espacial. Assim, a estimação de tal comportamento é um tópico importante para o bom funcionamento do sistema.

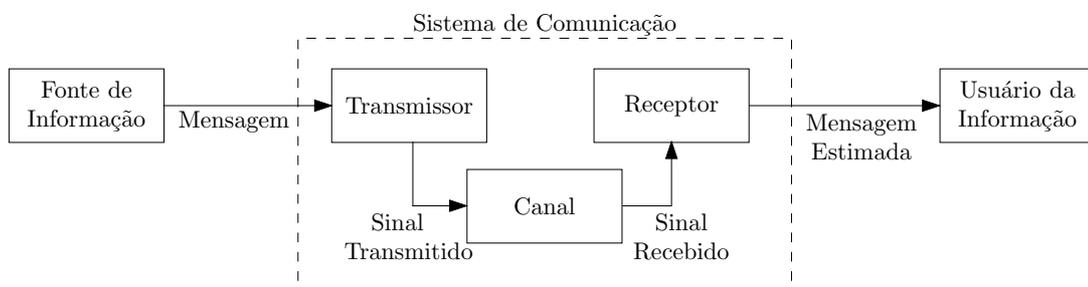


Figura 2.1: Elementos básicos de um sistema de comunicação.

De fato, para uma boa análise do sistema em um ambiente multicelular e macrocelular, é necessário considerar modelos de canal com características bem distintas, buscando simular o pior e o melhor caso no contexto de enlace não-adaptativo. Para avaliar as várias possíveis configurações de um sistema MIMO-OFDM, os modelos de canal sem fio simples com desvanecimento *Rayleigh* e COST259 foram considerados.

2.1.1 Modelo simples com desvanecimento *Rayleigh*

Este modelo de canal se caracteriza por ser linear, quase-estático no domínio do tempo, seletivo em freqüência e com desvanecimento que segue a distribuição estatística de *Rayleigh*. O sinal com os símbolos de informação é convolvido com a resposta ao impulso do canal, na qual possui vários *taps* que representam os instantes de chegada das réplicas atrasadas do sinal enviado. A figura 2.2 mostra o perfil contínuo de potência no domínio do atraso.

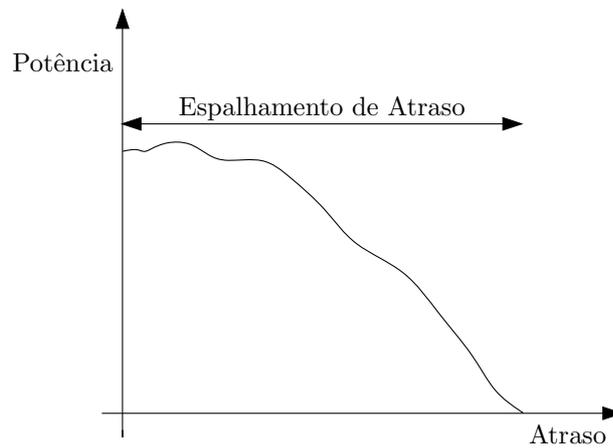


Figura 2.2: Espalhamento de Atraso.

2.1.2 Modelo COST259

Este modelo de canal se caracteriza por reproduzir as variações de pequena e larga escala e de perda de percurso. Possui vários parâmetros de entrada sendo bem mais complexo e realista quando comparado ao modelo simples descrito acima. Leva em consideração a frequência da portadora, velocidade da unidade móvel, tipo de cenário e de célula e altura das antenas. Alguns cenários de transmissão são modelados tanto para ambientes macro quanto para microcelular, tais como

► Macrocelular

- TU: típico urbano
- BU: urbano denso
- HT: terreno montanhoso
- RA: área rural

► Microcelular

- SC: estradas em cânion
- OP: ambientes abertos
- SN: estradas em cânion, sem linha de visada
- SX: cruzamentos de rua

Cada cenário terá seu perfil de potência na dimensão temporal e frequencial de forma a tornar o mais realista possível a simulação.

2.2 Sistemas MIMO-OFDM

Apesar do canal oferecer vários tipos de degradação ao sinal, ele também apresenta várias fontes de diversidade que podem ser exploradas de forma a obter um enlace confiável. Com a utilização do OFDM, o problema da seletividade na frequência praticamente é anulado. As técnicas de cancelamento de interferência também tornam a comunicação possível. Ou seja, mesmo com tanta adversidade, consegue-se obter uma boa proteção aos dados transmitidos com os sistemas MIMO-OFDM, de acordo com as exigências dos sistemas de 4G.

2.2.1 Multiplexação Espacial - BLAST (*Bell Labs Layered Space-Time*)

Multiplexação espacial é geralmente utilizada para aumentar a capacidade de um enlace MIMO através da transmissão de informações independentes no mesmo quadro de tempo e na mesma banda de frequências através das diferentes antenas transmissoras como indicado na Figura 2.3. Cada diferente símbolo multiplexado em uma antena é definido por camada.

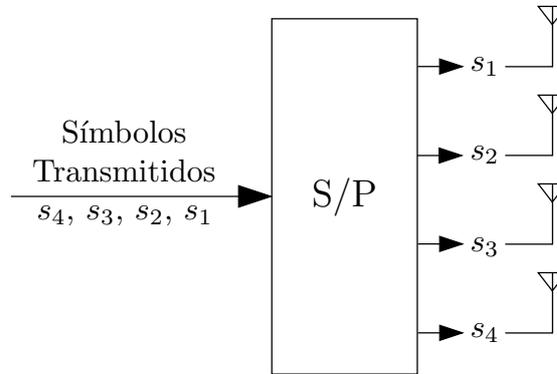


Figura 2.3: Multiplexação.

Os sinais transmitidos em um quadro de tempo k pode ser organizado em um vetor de código

$$\mathbf{S}_{V\text{-BLAST}}[k] = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

onde cada elemento representa uma camada. Como os símbolos espacialmente multiplexados causam interferência entre si, é mandatório no receptor um processamento de sinal para cancelar a interferência das diferentes camadas utilizando-se informação sobre o canal.

Um dos métodos mais utilizados para este cancelamento de interferência e separação no receptor das informações de cada camada é chamado de V-BLAST (*Vertical Bell Labs Layered Space-Time*). Conceitualmente, a informação transmitida por cada antena transmissora é considerada, uma de cada vez, como sendo o sinal desejado enquanto que as demais antenas são consideradas interferentes. O ganho de multiplexação nesse método é diretamente proporcional ao número de antenas transmissoras. Dessa forma, métodos lineares para cancelamento de interferência são efetuados através de uma filtragem para satisfazer algum critério de desempenho. Dois exemplos clássicos de métodos lineares são *Zero-Forcing* (ZF) e *Minimum-Mean Square Error* (MMSE). No caso do *Zero-forcing*, o cancelamento de interferência é feito paralelamente (PIC (*Parallel Interference Cancelation*)) através da pseudo-inversa da matriz de canal, como segue

$$\mathbf{W}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H, \quad (2.2)$$

onde \mathbf{H} representa a matriz de canal. A idéia por trás é justamente inverter a contribuição da matriz \mathbf{H} ; entretanto, como ele é não-quadrada, faz-se necessário aplicar a pseudo-inversa, ao invés da inversa tradicional.

Dessa forma, a estatística de decisão referente ao sinal transmitido é

$$\hat{s}[k] = \mathbf{s}[k] + \mathbf{W}_{ZF} \mathbf{n}[k]. \quad (2.3)$$

Já no caso do método MMSE, a idéia por traz do algoritmo é minimizar o erro médio quadrático entre o sinal desejado e a saída \mathbf{x} do filtro espacial, onde

$$\mathbf{x}[k] = \mathbf{W}_{\text{MMSE}}\mathbf{r}[k] \quad (2.4)$$

e o erro e é definido por

$$e[k] = \mathbf{W}_{\text{MMSE}}\mathbf{r}[k] - \mathbf{s}[k]. \quad (2.5)$$

Com isso, a função custo J_{MMSE} a ser minimizada é definida por

$$J_{\text{MMSE}} = E\{\|\mathbf{W}_{\text{VBLAST}}\mathbf{r}[k] - \mathbf{s}[k]\|^2\}. \quad (2.6)$$

A partir da minimização de J_{MMSE} , tem-se os coeficientes do filtro espacial \mathbf{W}_{MMSE} dado por

$$\mathbf{W}_{\text{VBLAST}} = \mathbf{R}_{\text{sr}}\mathbf{R}_{\text{rr}}^{-1}, \quad (2.7)$$

onde $\mathbf{R}_{\text{sr}} = E\{\mathbf{s}[k]\mathbf{r}^H[k]\}$ e $\mathbf{R}_{\text{rr}} = E\{\mathbf{r}[k]\mathbf{r}^H[k]\}$. Considerando a equivalência do canal MIMO, representado por \mathbf{H}' , tem-se outra maneira de calcular os coeficientes do filtro, como segue

$$\mathbf{W}_{\text{VBLAST}} = \mathbf{H}'^H (\mathbf{H}'\mathbf{H}'^H + \mathbf{R}_{n'n'})^{-1}. \quad (2.8)$$

Essa abordagem linear para cancelamento de interferência é viável, mas é possível obter um desempenho superior se técnicas não-lineares forem utilizadas. Uma alternativa bastante atrativa, porém mais complexa computacionalmente, é usar cancelamento de símbolos sucessivos SIC (*Successive Interference Cancellation*) após a detecção seqüencial das camadas pelo método linear discutido a pouco. O sinal r recebido pelo filtro MMSE é processado de tal forma que a primeira camada é detectada e estimada. Então, essa estimativa é multiplicada pela estimativa do canal a fim de se subtrair do sinal r e cancelar a contribuição dessa camada para a detecção das outras. A segunda camada é então detectada e esse processo é repetido sucessivamente até todas as camadas serem detectadas. Para o SIC, a ordem de detecção das camadas não é levada em consideração, o que pode gerar uma série de erros de estimação, pois uma vez que a primeira camada é detectada erroneamente, as camadas inferiores possivelmente sofrerão erros de detecção.

Para solucionar o problema do método SIC, a ordem na qual as camadas serão detectadas agora será considerada. Ordena-se as camadas de forma decrescente com a SNR, ou seja, camadas com SNR maior (canal mais favorável) são detectadas primeiro. Esse método é conhecido como SIC ordenado (OSIC (*Ordered Successive Interference Cancellation*)). É importante dizer que em ambos os métodos não lineares aqui abordados, o cancelamento dos símbolos resulta em um ganho na ordem de diversidade do receptor, que cresce a cada passo de cancelamento.

2.2.2 Diversidade Espacial

Em contraste com a multiplexação espacial, a diversidade espacial tem como propósito aumentar a ordem de diversidade de um enlace MIMO de forma a diminuir o desvanecimento do canal. Códigos de bloco espaço-temporais usam técnicas de codificação do canal combinada com múltiplas antenas transmissoras introduzindo correlações temporais e espaciais no sinal transmitido pelas diferentes antenas. Dessa forma, diversas cópias do sinal chegam no receptor sendo possível combiná-las de maneira construtiva para obter um ganho de diversidade.

Um esquema de codificação espaço-temporal clássico foi apresentado por Alamouti [2] (ilustrado na Figura 2.4) no qual duas antenas transmissoras são utilizadas para transmitir dois símbolos em dois quadros de tempo, o que resulta em uma taxa de codificação unitária. A codificação é feita no espaço e no tempo e pode ser representado pela matriz de código

$$\mathbf{S}_{G2}[k, k+1] = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

onde as colunas correspondem à dimensão temporal e as linhas à dimensão espacial.

Esse código de Alamouti resulta em uma matriz ortogonal, o que torna a decodificação simples. É possível também efetuar a codificação no espaço e na frequência utilizando duas subbandas de frequência adjacentes ao invés de dois períodos de símbolo adjacentes (desde que o canal seja o mesmo nas duas bandas de frequência).

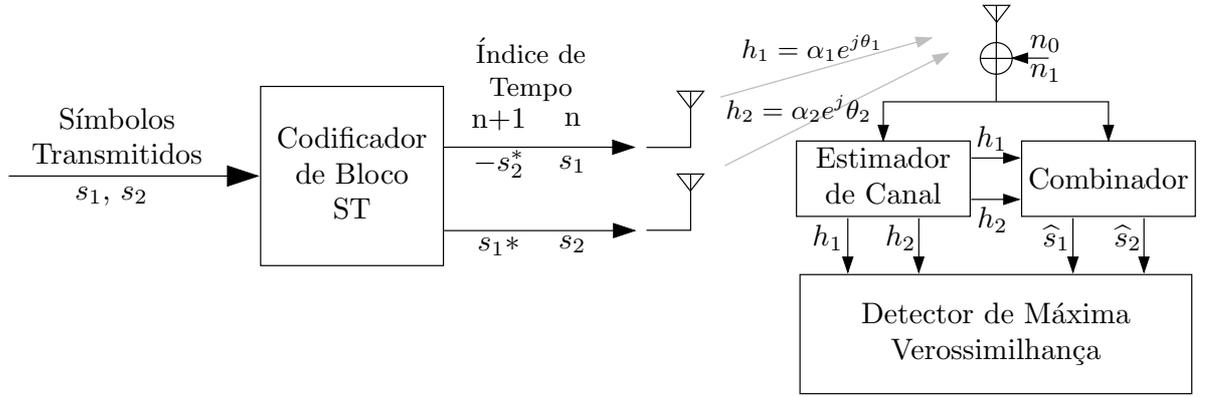


Figura 2.4: Diversidade com duas antenas transmissoras utilizando codificação Espaço-Temporal.

O sinal é recebido em dois instantes de símbolo adjacentes

$$\begin{aligned} r_1 &= r[k] = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_0 \\ r_2 &= r[k+1] = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_1, \end{aligned}$$

e a decodificação é feita a partir de uma combinação linear dos símbolos recebidos

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \\ \hat{s}_2 &= h_2^* r_1 + h_1 r_2^* \\ \hat{s}_1 &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_1 + h_1^* n_0 + h_2 n_1^* \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\hat{s}_2 = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_2 - h_1 n_1^* + h_2^* n_0. \quad (2.11)$$

no qual n_0 e n_1 representam ruído complexo e interferência em diferentes instantes e α_1 e α_2 representam os ganhos de canal.

O ganho de diversidade é bem evidente, pois os símbolos s_1 e s_2 são afetados por todos os ganhos de canal. Com isso, mesmo que o canal de uma das antenas esteja ruim, o símbolo será corretamente recebido se o canal da outra antena estiver favorável. Uma das grandes vantagens do código de Alamouti, além da ortogonalidade do código com ganho de codificação unitária, é que apenas com múltiplas antenas no transmissor tem-se um ótimo desempenho.

Esquemas com três e quatro antenas transmissoras são apresentados em [3]. No entanto, não é possível obter-se um código de bloco espaço-temporal ortogonal com taxa

de codificação unitária para um número de antenas transmissoras maior que dois quando símbolos complexos são utilizados [4], mas ainda é possível conseguir ganho máximo de diversidade.

Dois esquemas com três esquemas transmissoras são representados pelas suas matrizes de codificação como segue abaixo:

- Esquema *H3* com ganho de codificação igual a $\frac{3}{4}$:

$$\mathbf{S}_{H3}[k, \dots, k+3] = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} \\ s_2 & s_1^* & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{-s_1 - s_1^* + s_2 - s_2^*}{2} & \frac{s_2 + s_2^* + s_1 - s_1^*}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

- Esquema *G3* com ganho de codificação igual a $\frac{1}{2}$:

$$\mathbf{S}_{G3}[k, \dots, k+7] = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & s_1^* & -s_2^* & -s_3^* & -s_4^* \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 & s_2^* & s_1^* & s_4^* & -s_3^* \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 & s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \end{bmatrix}, \quad (2.13)$$

A decodificação no receptor é feita de maneira análoga ou esquema de Alamouti, com uma combinação linear dos símbolos recebidos. É importante lembrar que todos os esquemas *Space Time Block Code* (STBC) aqui descritos consideram estaticidade do canal durante os quadros de tempos que formam o período de transmissão do código, o que pode ser um problema em ambiente com alta variabilidade do canal.

2.2.3 Estrutura MIMO com Diversidade e Multiplexação

Como visto nas duas seções anteriores, sistemas MIMO podem fornecer tanto ganho de diversidade, quando esquemas STBC são usado, como ganho de multiplexação, quando esquemas V-BLAST são usados. Nota-se então um compromisso entre os dois ganhos, pois o de diversidade pode ser aumentado apenas quando o de multiplexação é sacrificado. Para explorar esse compromisso, arquiteturas híbridas (HMTS) combinam esquemas puramente de diversidade com esquemas puramente de multiplexação. Em sistemas híbridos, algumas camadas são codificadas com códigos espaço-temporais e, para as camadas restantes, a abordagem V-BLAST é usada. Com essa idéia, esquemas HMTS conseguem um compromisso entre multiplexação espacial e ganho de diversidade espacial.

Um possível esquema HMTS, para três antenas transmissoras, é apresentado por Freitas [5] e representado pela matriz de código

$$\mathbf{S}_{G2+1}[k, k+1] = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \\ s_3 & s_4 \end{bmatrix}. \quad (2.14)$$

A figura 2.5 mostra o esquema de transmissão. São transmitidos quatro símbolos em dois quadros de tempo com duas camadas de dados, o que resulta em um ganho de codificação igual a dois. A primeira camada é empregado o esquema STBC de Alamouti e na segunda camada é empregado um V-BLAST. Dessa forma, percebe-se que houve um ganho de multiplexação, mas ainda inferior ao ganho do esquema V-BLAST. Por outro lado, perde-se

em ganho de diversidade quando comparado ao esquema STBC.

Como há duas camadas, torna-se necessário usar algum esquema de cancelamento de interferência a fim de decodificar cada uma. Métodos lineares (PIC) e não-lineares (SIC e OSIC) já abordados na seção 2.2.1 podem ser utilizados para este fim. Após o processo de cancelamento, a decodificação dos símbolos em cada camada é feita de forma análoga em suas versões orginais (STBC e V-BLAST), já que após a filtragem, teremos camadas puramente de diversidade e de multiplexação. No entanto, para a camada de diversidade, ao invés de utilizar o canal (entre as antenas transmissoras e receptora(s) correspondentes a esta camada) diretamente na decodificação como foi feito na seção 2.2.2, deve-se utilizar uma versão modificada do canal (denominada “Canal Equivalente”) resultante do processo de filtragem no cancelamento de interferência.

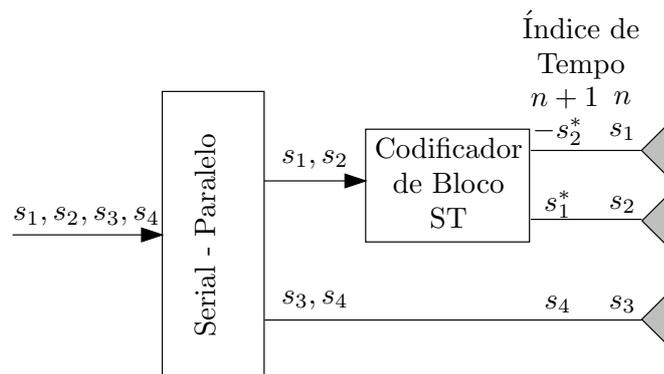


Figura 2.5: Esquema Híbrido com ganhos de Multiplexação e Diversidade (3 antenas transmissoras)

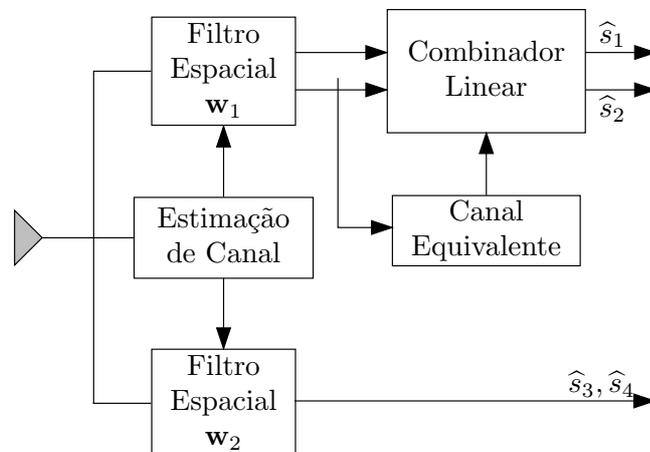


Figura 2.6: Receptor para o Esquema Híbrido com ganhos de Multiplexação e Diversidade (3 antenas transmissoras)

2.3 Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM

Sabe-se que o sinal que chega no receptor é composto por um grande número de ondas de rádio com atrasos de propagação diferentes. Essas ondas atrasadas interferem com a onda direta causando uma *interferência intersimbólica* que equivale a uma distorção no espectro em frequência do sinal. Dessa forma, os múltiplos percursos de propagação ocasionam uma degradação significativa no desempenho do sistema.

Uma maneira de combater essa distorção consiste em utilizar técnicas de equalização adaptativa no receptor para restaurar o espectro em frequência do sinal transmitido. Contudo,

efetuar essa equalização na prática com taxas de transmissão de vários megabits por segundo utilizando *hardware* compacto e de baixo custo não é uma tarefa fácil [6].

Outra maneira de combater a degradação causada pelos múltiplos percursos de propagação consiste em transmitir os dados paralelamente através de diversos subcanais (utilizando portadoras diferentes, geralmente chamadas de subportadoras) cada um com uma largura de banda menor que a banda de coerência do canal. Dessa forma os sinais transmitidos em cada subcanal estarão sujeitos apenas a uma atenuação complexa que pode ser facilmente compensada no receptor, desde que este conheça o canal, eliminando assim a distorção causada pela existência de diversos percursos de propagação.

Um esquema de transmissão com múltiplas portadoras amplamente empregado nos últimos anos é a técnica de transmissão OFDM. Nesse esquema de transmissão o espaçamento entre as subportadoras é cuidadosamente selecionado de forma que cada portadora seja locada em pontos de cruzamento de zero do espectro das demais, conforme ilustrado na Figura 2.7 [7].

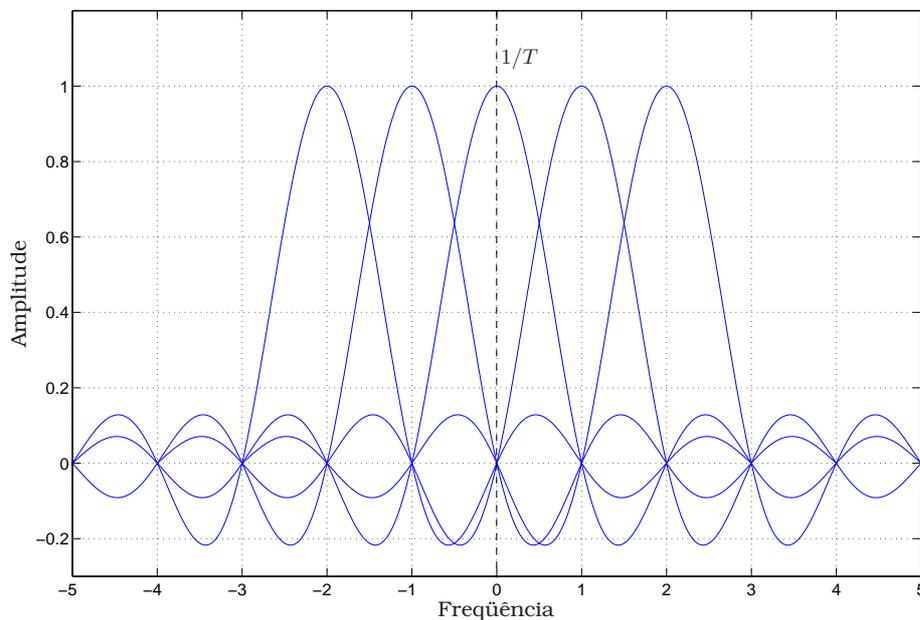


Figura 2.7: Subportadora de um sinal OFDM com freqüência normalizada em relação ao valor $1/T$.

Em sua concepção inicial, a técnica de transmissão OFDM empregava um conjunto de osciladores coerentes, mas com o advento dos algoritmos de transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* - FFT) e transformada rápida de Fourier inversa (*Inverse Fast Fourier Transform* - IFFT), os processos de modulação e demodulação OFDM passaram a ser executados de forma mais simples utilizando, respectivamente, os algoritmos IFFT e FFT [7]. As Figuras 2.8(a) e 2.8(b) ilustram, respectivamente, o transmissor e o receptor de um sistema OFDM ¹.

¹O termo *Subsímbolo* nas figuras 2.8(a) e 2.8(b) corresponde ao símbolos mapeados a partir dos bits da fonte de dados e é utilizado para diferenciar de um *símbolo OFDM*.

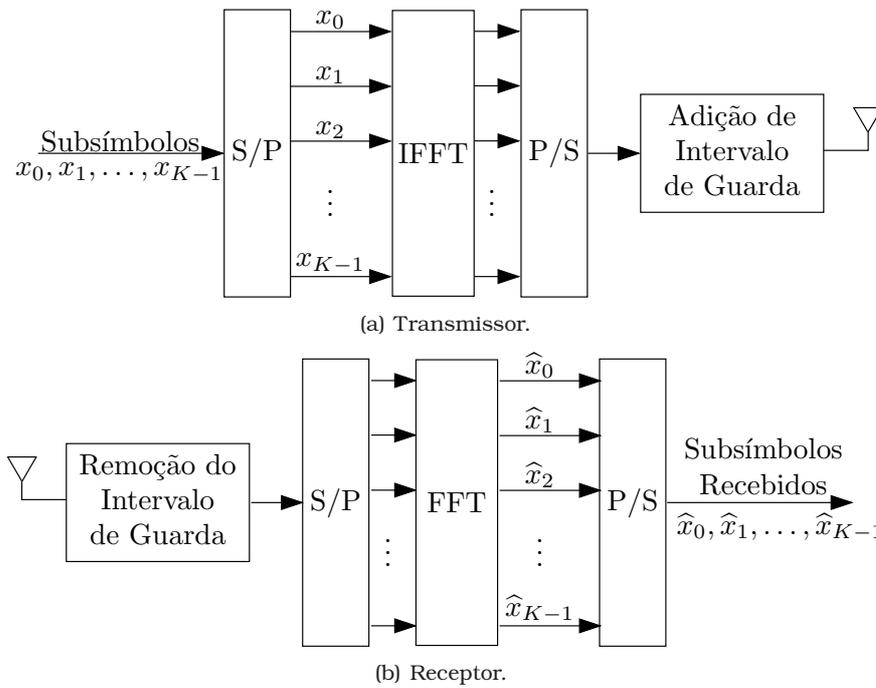


Figura 2.8: Sistema OFDM

2.3.1 Modelo de um Sistema OFDM

Seja \mathbf{x}_n um vetor contendo os K subsímbolos, $x[n, 0], x[n, 1], \dots, x[n, K-1]$, que “modulam” o n -ésimo símbolo OFDM, \mathbf{h}_n um vetor $K \times 1$ formado pelo canal de comprimento K_0 visualizado pelo n -ésimo símbolo OFDM, considerando que não há variação do canal durante a transmissão de um símbolo OFDM, com elementos $h[n, 0], h[n, 1], \dots, h[n, K_0-1]$ concatenados com zeros para obter o comprimento K , e $\mathbf{z}_n = \text{FFT}(\tilde{\mathbf{z}}_n)$ o termo que representa ruído gaussiano decorrelacionado, então o sinal OFDM recebido é matematicamente descrito por

$$\begin{aligned} \mathbf{s}[n] &= \text{FFT}(\text{IFFT}(\mathbf{x}_n) \circledast \mathbf{h}_n + \tilde{\mathbf{z}}_n) \\ \mathbf{s}[n] &= \text{FFT}(\text{IFFT}(\mathbf{x}_n) \circledast \mathbf{h}_n) + \mathbf{z}_n, \end{aligned} \quad (2.15)$$

em que \circledast corresponde a operação de convolução cíclica e $\mathbf{s}[n]$ é um vetor com dimensão $K \times 1$ que representa o n -ésimo símbolo OFDM. Como a transformada de Fourier discreta de dois sinais convolvidos ciclicamente equivale ao produto de suas transformadas de Fourier individuais, então

$$\mathbf{s}[n] = \mathbf{x}_n \cdot \text{FFT}(\mathbf{h}_n) + \mathbf{z}_n = \mathbf{x}_n \cdot \mathbf{H}_n + \mathbf{z}_n \quad (2.16)$$

em que o operador “ \cdot ” corresponde a uma multiplicação elemento-a-elemento e $\mathbf{H}_n = [H[n, 0], H[n, 1], \dots, H[n, K-1]]^T$ é um vetor formado pela resposta em frequência do canal para o n -ésimo símbolo OFDM nas K portadoras.

Como pode ser visto na equação 2.16, cada elemento do vetor $\mathbf{s}[n]$ depende de apenas um elemento do vetor \mathbf{x}_n , o que caracteriza a ausência de interferência entre as portadoras.

2.3.2 Prefixo Cíclico

A conversão Serial/Paralela dos dados de entrada tem como consequência um aumento na duração de cada símbolo transmitido (T_s) por um fator K , o que faz também com que a relação entre o espalhamento de atraso e o tempo de símbolo seja reduzida pelo mesmo fator.

Para a eliminação da interferência entre símbolos OFDM introduz-se em cada um dos símbolos um intervalo de guarda de forma que as componentes multipercurso de um símbolo

não interfiram na recepção do símbolo OFDM subsequente [6, 7]. Porém, a criação de um intervalo de guarda através da simples ausência de sinal acarreta em uma perda de desempenho do sistema devido a quebra da ortogonalidade entre as subportadoras, pois a diferença entre o número de ciclos das subportadoras no cálculo da FFT no receptor não será um número inteiro. Para que a interferência entre portadoras (ICI (*Intercarrier Interference*)) seja eliminada, utiliza-se como intervalo de guarda um trecho obtido a partir do final do símbolo OFDM. Um intervalo de guarda construído dessa forma é usualmente chamado de prefixo cíclico (CP (*Cyclic Prefix*)) e evita a interferência intersimbólica sem quebrar a ortogonalidade entre as subportadoras. Caso não seja utilizado um prefixo cíclico como intervalo de guarda, a convolução na equação 2.15 será uma convolução linear e, dessa forma, cada elemento do vetor $s[n]$ dependerá de mais de um elemento do vetor x_n , caracterizando assim uma interferência entre portadoras.

Um pequeno preço a se pagar, no entanto, corresponde a uma perda de SNR devido a utilização de energia para transmissão do CP que será descartado no receptor. Essa perda de SNR é dada por [7]

$$\text{SNR}_{\text{loss}} = -10 \log_{10} \left(1 - \frac{T_{CP}}{T_s} \right), \quad (2.17)$$

em que T_s é a duração de um símbolo OFDM (incluindo o prefixo cíclico) e T_{CP} é a duração do prefixo cíclico.

2.3.3 Sistemas MIMO-OFDM

Como foi apresentado nas seções 2.2.1, 2.2.2 e 2.2.3, a maioria das investigações sobre sistemas MIMO foca-se no caso de canal com desvanecimento plano. Uma abordagem que tem ganhado um interesse cada vez maior nos últimos anos para utilizar MIMO em canais seletivos em frequência consiste em combinar as técnicas MIMO e OFDM. Dessa forma, o processo de modulação e demodulação OFDM torna o canal plano por subportadora, para que o sistema MIMO possa ser utilizado combinando assim a resistência a seletividade em frequência fornecida pelo OFDM e os ganhos de diversidade e/ou multiplexação fornecidos pelo MIMO.

A Figura 2.9 ilustra a utilização da técnica OFDM junto com a estrutura MIMO híbrida apresentada na Figura 2.5.

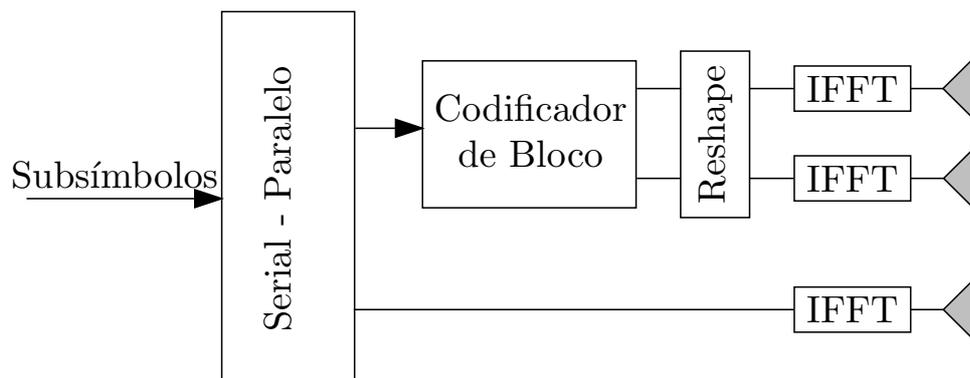


Figura 2.9: Transmissor de um sistema MIMO-OFDM utilizando a estrutura MIMO híbrida apresentada na Figura 2.5.

O funcionamento do bloco “Codificador de Bloco” na Figura 2.9 equivale ao funcionamento do bloco “Codificador de Bloco ST” na Figura 2.5. No entanto, dependendo do funcionamento do bloco “Reshape” na Figura 2.9, a diversidade ocorre no espaço e no tempo (Codificação Espaço-Temporal utilizando dois símbolos OFDM seguidos, sendo necessário que o canal

seja aproximadamente constante durante dois símbolos OFDM, ou seja, K vezes mais tempo que no caso da utilização do MIMO puro.), no espaço e na frequência (codificação Espaço-Frequencial utilizando duas portadoras vizinhas no mesmo símbolo) ou até mesmo no espaço, na frequência e no tempo.

2.3.4 Cancelamento de CCI

Em um ambiente multicelular, o sinal $r[k]$ que chega no receptor em um quadro de tempo é a superposição de um sinal interferente de um co-canal com diferentes níveis de potência e um sinal desejado. Por esse motivo, é necessário projetar um filtro espacial que processe esse sinal recebido e deixe passar apenas uma estimativa do sinal desejado. Com isso, novamente existem métodos lineares (PIC) e não-lineares (SIC e OSIC) para cancelar essa interferência que é conhecida como CCI.

O projeto do filtro espacial baseado na minimização do erro médio quadrático MMSE tem como objetivo minimizar a função custo J_{MMSE} expressa por

$$J_{\text{MMSE}} = E\{\|\mathbf{W}_{\text{IC}}^H \mathbf{r}[k] - r_d[k]\|^2\} \quad (2.18)$$

onde $\mathbf{W}_{\text{IC}}^H \mathbf{r}[k]$ é a saída do filtro espacial e $r_d[k]$ é o sinal desejado. Com a minimização de J_{MMSE} , encontra-se a solução ótima

$$\mathbf{W}_{\text{IC}} = \mathbf{R}_{\text{rr}}^{-1} \mathbf{R}_{\text{rr}_d}, \quad (2.19)$$

onde $\mathbf{R}_{\text{rr}} = E\{\mathbf{r}[k]\mathbf{r}^H[k]\}$ e $\mathbf{R}_{\text{rr}_d} = E\{\mathbf{r}[k]r_d^H[k]\}$ são a matriz de covariância de entrada e a matriz de correlação cruzada, respectivamente. Pode-se escrever esta solução ótima de outra maneira, considerando o conhecimento do canal desejado e interferente, como segue

$$\mathbf{W}_{\text{IC}} = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + P_i \mathbf{G}\mathbf{G}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_N)^{-1} (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_N). \quad (2.20)$$

Após o cancelamento da CCI, o sinal resultante do filtro MMSE pode ser escrito como

$$\mathbf{x}[k] = \mathbf{H}' s[k] + \mathbf{n}'[k] \quad (2.21)$$

onde $\mathbf{H}' = \mathbf{W}^H \hat{\mathbf{H}}$ é uma versão equivalente da matriz de canal degradador do sinal que é recebido pelo filtro modificado pelos coeficientes do filtro MMSE. O termo $\mathbf{n}'[k]$ é um vetor ruído espacialmente colorido contendo o ruído AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) filtrado e a interferência residual, no qual a covariância é dada por $\mathbf{R}_{\mathbf{n}'\mathbf{n}'} = \sigma_n^2 \mathbf{W}_{\text{IC}}^H \mathbf{W}_{\text{IC}}$.

2.4 Modelo do sistema

O sistema de comunicação considerado nesse projeto tem uma infra-estrutura multicelular, na qual cada célula possui uma BTS (Estação-Base Transmissora) com três antenas transmissoras utilizando um determinado esquema MIMO-OFDM, sendo o enlace direto (*downlink*) levado em consideração, como mostra a figura 2.10. A unidade remota possui N antenas receptoras, além de um sistema baseado em técnicas lineares para cancelamento da CCI.

A modelagem do sinal recebido nada mais é que um sistema linear, no qual o modelo discreto no tempo é descrito como segue:

$$\mathbf{r}[k] = \mathbf{H} \otimes s[k] + \sqrt{P_i} \mathbf{G} \otimes z[k] + \mathbf{n}[k], \quad (2.22)$$

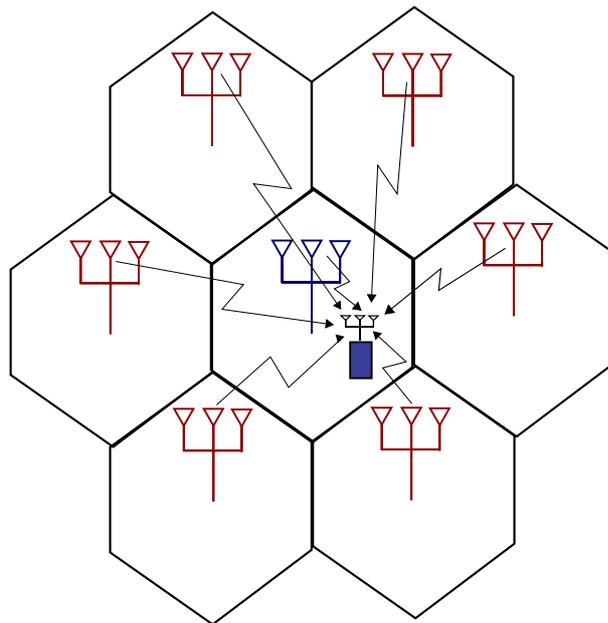


Figura 2.10: Estrutura do cenário de transmissão.

onde H denota a matriz de canal MIMO linear, variante no tempo e seletivo em frequência, o vetor coluna $s[k]$ denota cada linha da matriz de código dos símbolos complexos transmitidos $S_{3 \times T}$ e o operador \otimes representa a convolução circular no tempo. A matriz de código é constante sobre um período de sinalização, definido como a quantidade de quadros de tempo necessária para transmitir o bloco codificado e representado por T . A matriz G e o vetor $z[k]$ são similarmente definidos como sinal interferente co-canal, ponderados por um fator P_i que depende da SIR (Relação Sinal-Interferência) de entrada no receptor. O vetor n contém as amostras de ruído que são temporalmente e espacialmente brancas exibindo média nula, variância unitária com distribuição gaussiana.

O modelo geral do sistema é mostrado na figura 2.11. As BTS transmissoras podem optar por usarem um esquema STBC, V-BLAST ou HMTS para codificar seus símbolos. Considera-se um filtro espacial baseado no MMSE para cancelamento da CCI na estrutura do receptor antes do decodificador. Após essa filtragem, o sinal representa uma estimativa do

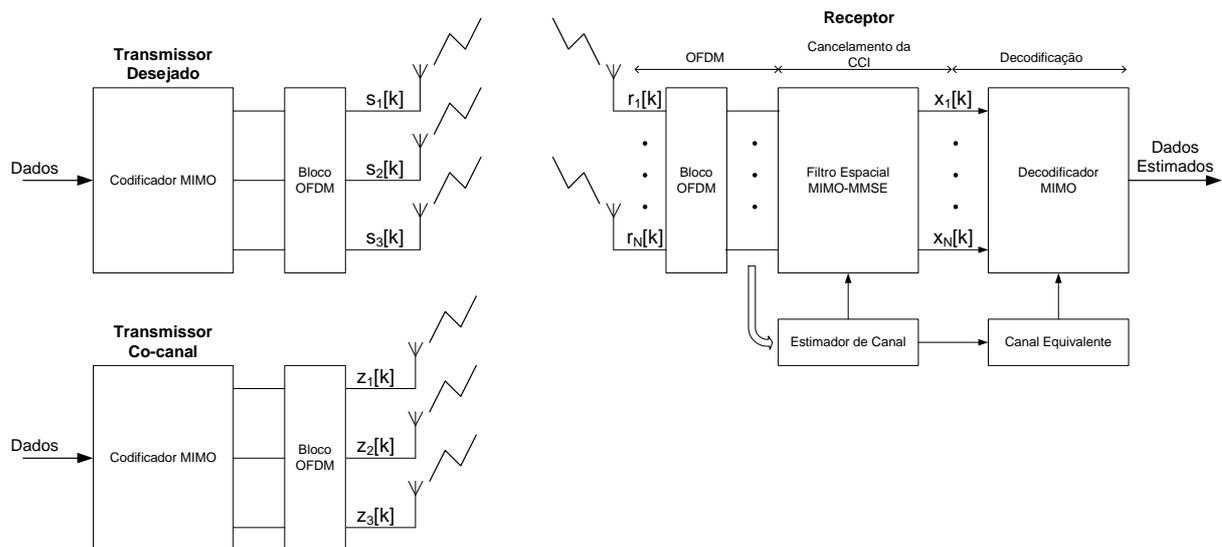


Figura 2.11: Estrutura geral do modelo do sistema.

sinal desejado, já pronto para se decodificado como segue:

- ▶ usando um decodificador STBC, se o transmissor usa um esquema STBC;
- ▶ usando um linear ou não-linear esquema de detecção, se o transmissor usa um esquema V-BLAST;
- ▶ usando um esquema acoplado, se o transmissor usa um esquema híbrido.

Deve-se notar também que o conhecimento do estado do canal no receptor é importante para possibilitar a decodificação do sinal tanto para uso de multiplexação (para separar a informação dos diferentes canais espaciais) quanto para uso de diversidade (para decodificar a codificação utilizada). Contudo, o conhecimento do estado do canal no transmissor não é necessário mas, se existente, pode melhorar o desempenho do sistema ao permitir que o mesmo se adapte as condições do meio. Por motivos de simplificação, será assumido conhecimento perfeito do canal no receptor, tanto do usuário desejado quanto do interferente.

Simulador MIMO-OFDM

3.1 Visão Geral

A pesquisa sobre sistemas MIMO-OFDM merece uma análise computacional a fim de se obter resultados numéricos para confirmar o que a teoria relata. Nesse sentido, foi desenvolvido um simulador *link level* implementado em linguagem de programação C++, utilizando a biblioteca IT++ que possui classes e métodos específicos para comunicações, operações matemáticas avançadas, processamento de sinais e de voz. Assim, o simulador tem como objetivo implementar as estruturas MIMO agregando o bloco de processamento OFDM em um ambiente multicelular com canais seletivos no tempo e na frequência, além de analisar o desempenho do cancelamento da CCI no lado do receptor. Desde que outras estruturas MIMO e outras técnicas de cancelamento de CCI não foram implementadas, além da análise em outros cenários mais realistas, o simulador aqui demonstrado ainda está na versão beta.

Na seqüência, será descrito o algoritmo, as características e suas funcionalidades.

3.2 O algoritmo do simulador

O algoritmo foi desenvolvido em ambiente linux e implementado utilizando a biblioteca IT++ agregada à linguagem C++. A função principal segue basicamente a cadeia de comunicação da figura 2.1. O blocos mostrados no diagrama temporal do algoritmo (fig. 3.1), que podem ser entendidos como as principais classes do código, naturalmente se confundem com os elementos básicos de comunicação sem fio.

3.3 Características e Funcionalidades

O simulador possui vários parâmetros de configuração, resultando em muitas possibilidades de simulação, além de ser possível trabalhar em ambiente gráfico GUI (*Graphical User Interface*) ou por linha de comando CLI (*Command Line Interface*). Os parâmetros são divididos em quatro categorias:

- i. Esquema MIMO
- ii. OFDM
- iii. Modelo de canal
- iv. Geral

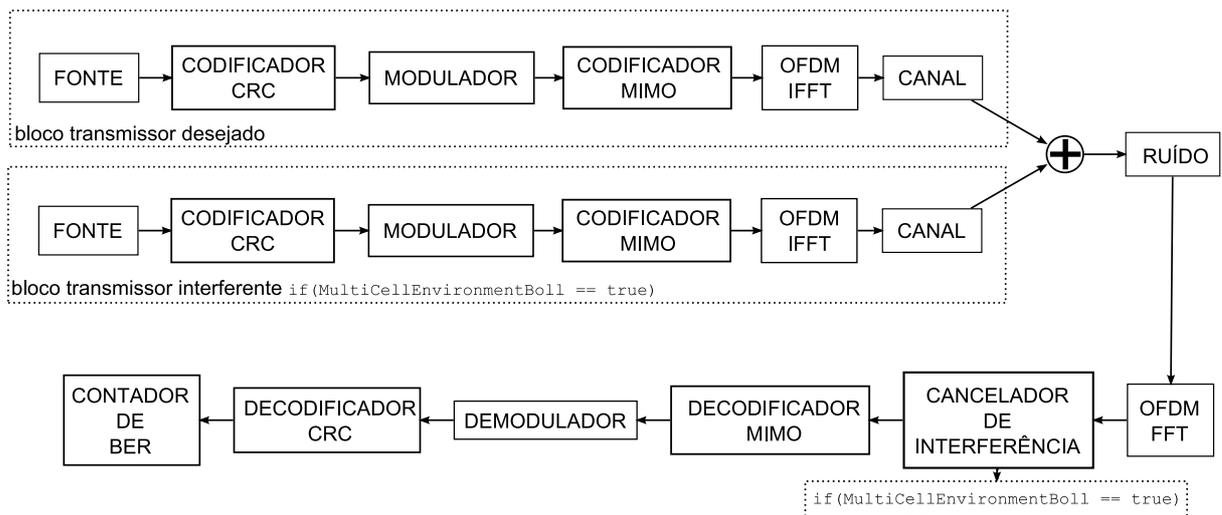


Figura 3.1: Diagrama temporal do simulador.

3.3.1 Configuração do esquema MIMO

Foram implementados os esquemas para três antenas transmissoras:

- ▶ STBC G3
- ▶ VBLAST
- ▶ HMTS G2+1

É possível escolher o número de antenas receptoras NR_x , além da técnica de recepção linear ou não linear para decodificação dos símbolos transmitidos, como:

- ▶ PIC - *para todos os esquemas*
- ▶ SIC - *para V-BLAST e HMTS*
- ▶ OSIC - *somente para V-BLAST*

A integração com o bloco OFDM é plena para aqueles esquemas que utilizam diversidade, ou seja, os códigos espaço-temporais são transmitidos usando a mesma portadora sobre símbolos OFDM subjacentes.

3.3.2 Configuração OFDM

O bloco OFDM se caracteriza pelos parâmetros:

- ▶ FFT SIZE: é o tamanho da transformada de Fourier, diretamente ligado ao número de sub-portadoras. O valor será necessariamente uma potência de dois (i.e. 2, 4, 8, 16,...)
- ▶ CP SIZE: é o tamanho do prefixo cíclico (em amostras)
- ▶ OFDM Symbols: é o número de símbolos OFDM transmitidos em cada repetição. Deverá estar de acordo com o número de períodos de sinalização que o esquema MIMO trabalha

3.3.3 Configuração do modelo de canal

O canal usado deve ser CANAL SIMPLES ou COST259.

- ▶ SIMPLE CHANNEL: modela um canal seletivo em frequência, sendo necessário configurar o número de TAPS

- ▶ COST259: modela um canal mais realista, sendo necessário configurar:
 - Channel Profile: pode ser *Typical Urban* (TU), *Rural Area* (RA) ou *Hilly Terrain* (HT)
 - Velocity: é a velocidade da unidade móvel
 - Frequency: é a frequência central do símbolo OFDM, tendo influência direta no tempo de coerência do canal
 - Doppler Frequency: é a máxima frequência Doppler, que depende da velocidade da unidade móvel

3.3.4 Configurações gerais

As configurações gerais de simulação complementam a lista de parâmetros.

- ▶ Environment: Pode ser *single-cell* ou *multi-cell*. Habilita o parâmetro SIR caso seja selecionado *multi-cell*
- ▶ SNR: é o valor da SNR em cada repetição
- ▶ SIR: é o valor da SIR em cada simulação
- ▶ Simulations: é o número de repetições para um dado conjunto de configuração
- ▶ Modulation: é o tipo de modulação. Foram implementadas as modulações PSK (*Phase-Shift Keying*) e QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*)
- ▶ M-ary: é a cardinalidade da modulação. Se a modulação escolhida for QAM, a cardinalidade assumirá apenas valores pares

3.4 Interação com o usuário

É possível escolher entre duas maneiras de interação:

- ▶ Ambiente gráfico GUI
- ▶ Linha de comando CLI

Todos os parâmetros podem ser configurados em ambos os modos de interface. Entretanto, a GUI é indicada para simulações isoladas quando não se exige valores números para plotagem de curvas. A figura 3.4 mostra o ambiente gráfico do simulador.

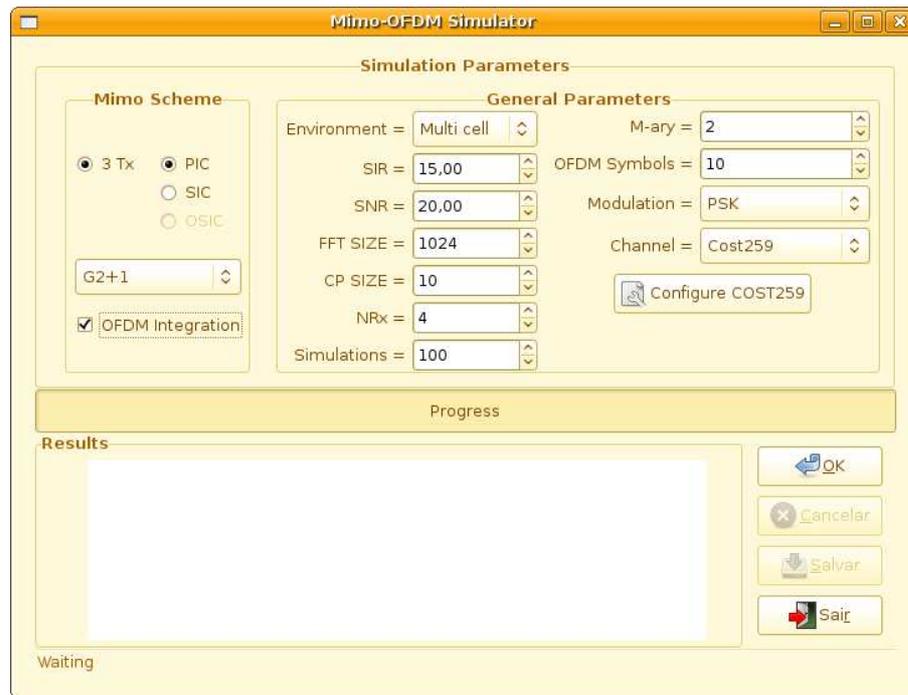
Para executar o simulador com ambiente gráfico:

```
user@machine:~/simulator$ ./executavel --gui
```

Após o término de uma simulação na GUI, o painel inferior da janela (fig. 3.4) exibe as informações pertinentes como BER (Taxa de Erro de Bit) total, BER por camada, BLER (Taxa de Erro de Bloco), tempo decorrido e o número de bits computados.

Já a CLI é mais versátil e completa, pois é possível por linha de comando passar vários valores de SNR e de repetições de modo a obter um vetor de valores para geração de curvas de desempenho. De fato, no modo CLI usa-se o kernel do Linux para executar um shell script que disparará várias simulações seqüenciais, apenas sendo necessário configurar os valores através dos parâmetros de linha de comando, como segue abaixo:

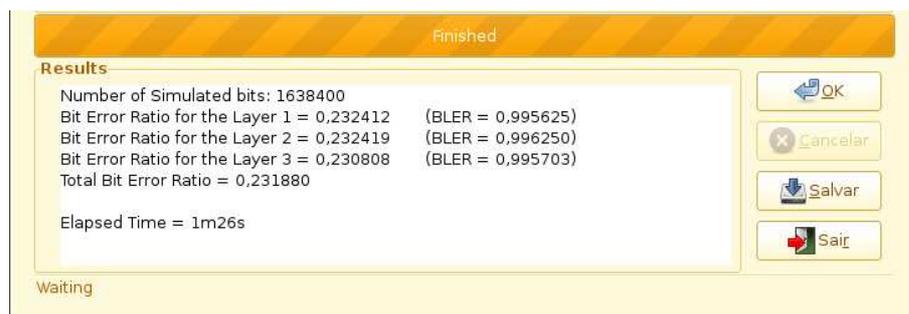
- ▶ `-fftsize` [Tamanho da FFT]
- ▶ `-nsyms` [número de símbolos OFDM]



(a) Janela principal



(b) Janela de configuração do COST259

Figura 3.2: Ambiente gráfico do simulador.**Figura 3.3:** Tela de informações sobre a simulação

- ▶ -M-ary [Cardinalidade da modulação]
- ▶ -cp [Tamanho do prefixo cíclico]
- ▶ -nrx [Número de antenas receptoras]
- ▶ -scheme [Esquema MIMO - 1, 2, 3, 4, 5 ou 6 para g3, g2+1pic, g2+1sic, blast3pic, blast3sic or blast3osic, respectivamente]
- ▶ -taps [Número de TAPS do canal]

- ▶ `-repmax` [Número de repetições]
- ▶ `-SNR` [Relação Sinal Ruído]
- ▶ `-SIR` [Relação Sinal Interferência]
- ▶ `-cost` [Perfil do canal COST259 - 1, 2 ou 3 para TU, RA ou HT, respectivamente]
- ▶ `-modulation` [Tipo da modulação - "PSK" ou "QAM"]
- ▶ `-normdoppler` [Valor da frequência Doppler normalizada]
- ▶ `-filename` [Nome do arquivo para salvar os resultados]
- ▶ `-verbose` [Imprimir as informações da simulação na saída padrão]
- ▶ `-gui` [Habilita a interface gráfica]
- ▶ `-help` [Mostra a tela de ajuda]

O modo CLI salva os resultados em um arquivo do tipo `.it`, um formato típico da biblioteca IT++ de leitura e escrita que facilmente exporta seu conteúdo para o *workspace* do MATLAB, sendo possível dessa forma plotar curvas para análise de desempenho. Um exemplo de como iniciar uma simulação por linha de comando em kernel linux:

```
user@machine:~/simulator$ ./executavel --fftsize 1024 --nsyms 8 --mary 2
--cp 10 --nrx 4 --scheme 2 --repmax 500 --repmax 1000 --snr 20 --snr 22
--cost 1 --modulation psk --filename g2l_pic_mc_cost
```

Para fins de simulação exaustiva, como por exemplo submissão da simulação em *cluster* de alto desempenho computacional, é necessário compilar de forma otimizada (inserção no compilador de flags correspondentes) o código para que o tempo e o consumo de memória não extrapole a quantidade disponível de recursos computacionais que geralmente são compartilhados com outras simulações. Além disso, é interessante habilitar o modo de compilação estático para tornar o arquivo binário independente de bibliotecas locais (e.g. IT++).

Resultados de Simulação

O projeto apresentou o desempenho em termos de BER em função da SNR em dB através de resultados numéricos de simulações Monte-Carlo. Todos os esquemas empregaram modulação PSK e assumimos o modelo de sistema descrito na seção 2.4, com BTS interferentes ponderadas por um fator de potência interferente. Foram considerados métodos lineares e não-lineares para cancelamento de CCI, como MMSE- PIC, MMSE- SIC e MMSE- OSIC. Além disso, foram consideradas 1024 sub-portadoras com prefixo-cíclico de tamanho de 10 amostras temporais. Para o canal COST259, a unidade remota se movia com velocidade igual a 3km/h e transmitindo a uma frequência central de 2,4GHz.

A figura 4.1 mostra o desempenho para o esquema STBC G3 considerando com diferentes níveis de potência interferente. Esse esquema obteve um ótimo desempenho em situações adversas de enlace, regime baixo de SNR e alto nível de CCI.

No próximo gráfico, figura 4.2, é apresentado o desempenho do esquema V-BLAST considerando diferentes níveis de interferência, tal como SIR=10dB, para diferentes números de antenas receptoras. Nota-se que quando se usa 4 antenas receptoras, o receptor fica sobrecarregado, pois há mais interferência que antenas para anular de forma eficaz a CCI, utilizando tanto PIC e SIC. Considerando SIC, há um ganho de diversidade quando comparado ao PIC devido justamente ao cancelamento de camadas interferentes para a detecção. Com 5 antenas receptoras, ainda se observa uma situação de sobrecarga de interferência. Entretanto, para 6 antenas, o esquema consegue anular de forma razoavelmente eficaz a interferência existente adicionando diversidade ao sistema. A figura 4.3 mostra o desempenho considerando a SIR=15dB. É um cenário menos restritivo e quando comparado ao caso com SIR=10dB, nota-se uma menor BER.

A figura 4.4 mostra o desempenho do esquema HMTS G2+1 com a SIR=15dB. Comparado com a figura 4.3, nota-se que sua BER é menor para um mesmo nível de SNR. Esse comportamento é devido ao fato de que com o esquema G2+1 há duas camadas e uma delas é STBC pura G2. Então, usando o método SIC, por exemplo, depois da detecção da primeira camada, todas as antenas receptoras podem ser usadas para fornecer um ganho de diversidade aumentando o desempenho do receptor como um todo. Assim, o número de camadas nesse cenário multicelular terá bastante influência no desempenho.

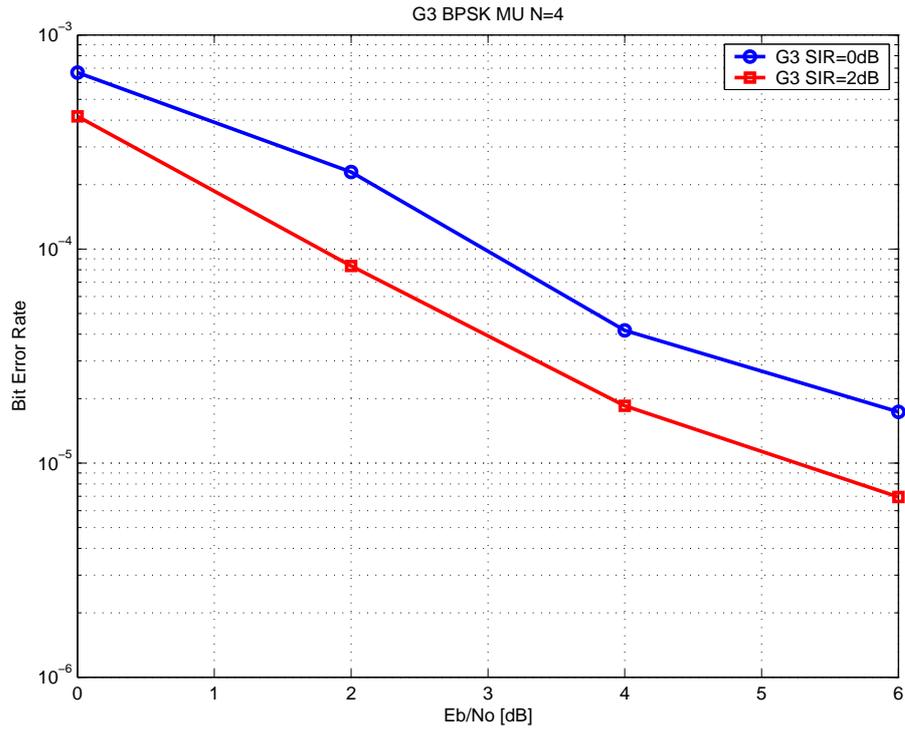


Figure 4.1: Bit Error Rate versus SNR for G3 Scheme for SIR=0db and SIR=2dB.

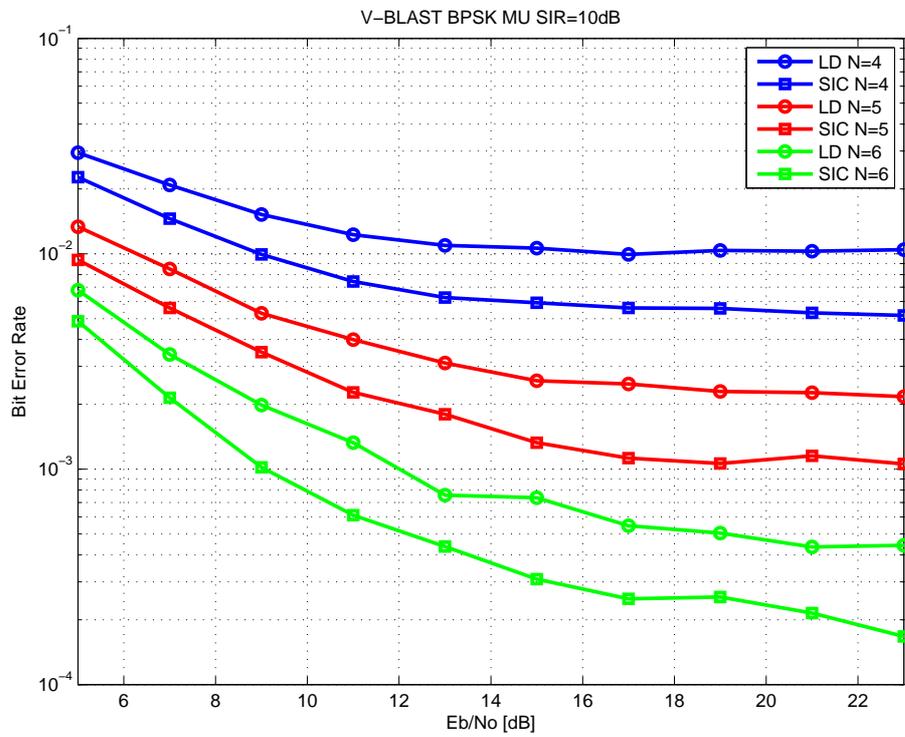


Figure 4.2: Bit Error Rate versus SNR for V-BLAST Scheme and SIR=10dB.

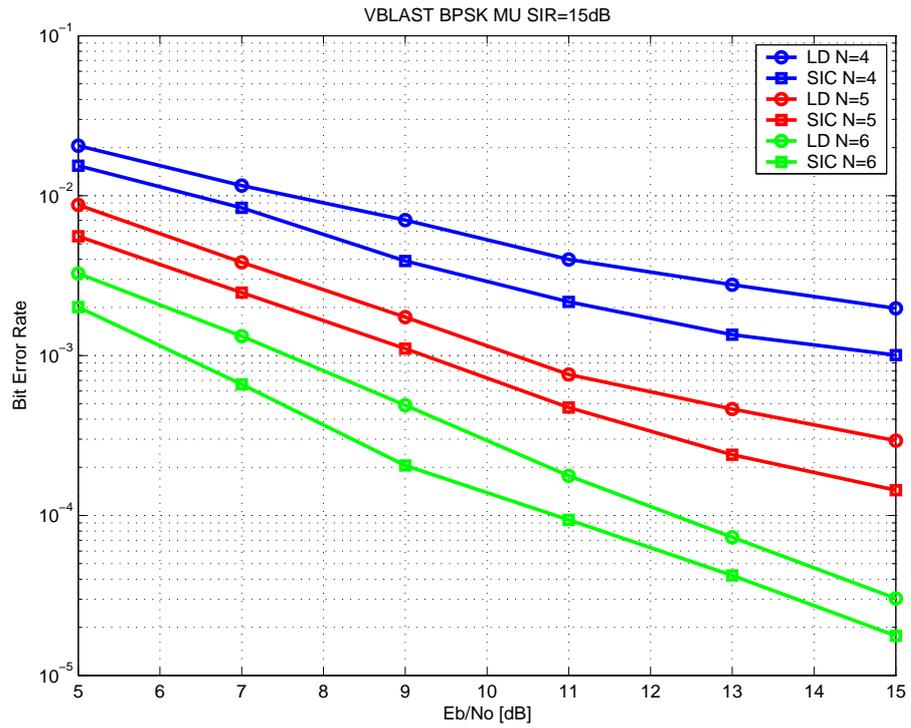


Figure 4.3: Bit Error Rate versus SNR for V-BLAST Scheme and SIR=15dB.

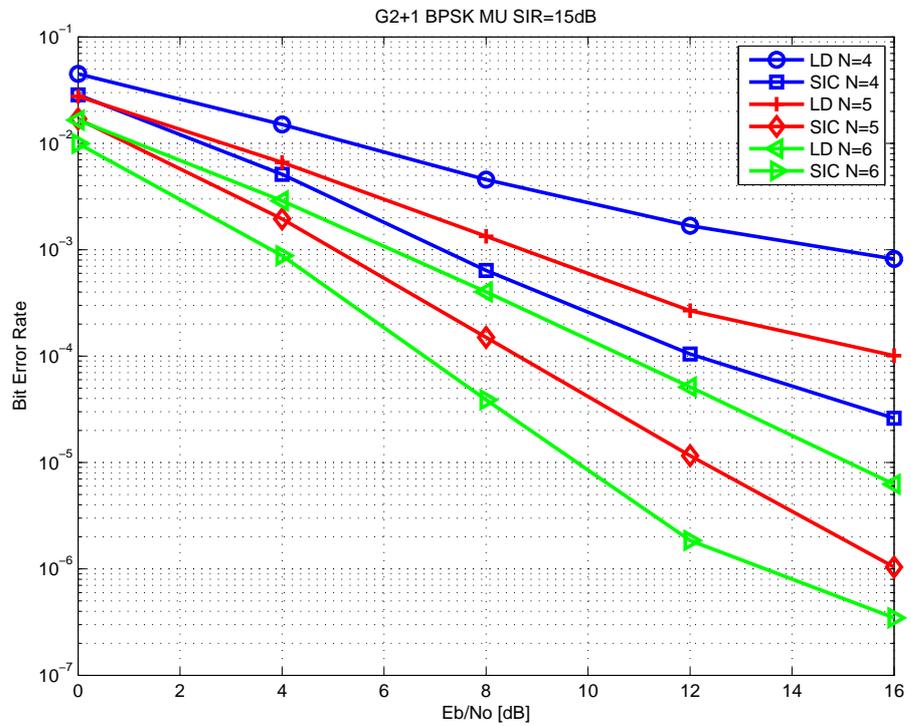


Figure 4.4: Bit Error Rate versus SNR for G2+1 Scheme and SIR=15dB.

Capítulo 5

Conclusões e Comentários

Neste trabalho, foram avaliadas várias arquiteturas MIMO-OFDM em um ambiente multicelular com a presença inerente da CCI com diferentes níveis de potência. Neste cenário, o desempenho do sistema depende do número de antenas receptoras, assim como também do tipo de esquema MIMO. O número de subportadoras é escolhido de forma a combater de forma eficaz a interferência intersimbólica. Com os resultados obtidos, notou-se que o esquema G2+1 teve um desempenho superior ao V-BLAST, já que ele tem menos camadas e isto aumenta a ordem de diversidade para a detecção de sua última camada.

O filtro espacial MMSE teve um ótimo desempenho quando empregado para cancelar a CCI até mesmo quando se utiliza esquemas como V-BLAST e HMTS.

Referências Bibliográficas

- [1] I. M. Guerreiro, I. L. G. da Silva, W. da Cruz Freitas Junior e C. C. Cavalcante, “Transceiver architectures in multiuser mimo environments with different power allocations,” *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT)*, no. 17, Setembro 2007.
- [2] S. M. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451 – 1458, October 1998.
- [3] V. Tarokh, H. Jafarkhani e A. R. Calderbank, “Space-time block codes from orthogonal designs,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456 – 1467, July 1999.
- [4] S. G. Glisic, *Advanced Wireless Communications*. Wiley, 2004.
- [5] W. C. Freitas Jr., A. L. F. de Almeida, F. R. P. Cavalcanti e J. C. M. Mota, “Performance of MIMO antenna systems with hybrids of transmit diversity and spatial multiplexing using soft-output decoding,” in *Lecture Notes in Computer Science, Springer-Verlag Heidelberg*, vol. 3124, August 2004, pp. 28–37.
- [6] H. Harada e R. Prasad, *Simulation and Software Radio for Mobile Communications*, ser. The Artech House universal personal communications series, R. Prasad, Ed. Artech House, 2002.
- [7] E. L. Pinto e C. P. de Albuquerque, “A técnica de transmissão ofdm,” *Revista Científica Periódica - Telecomunicações*, vol. 05, no. 01, Junho 2002.
- [8] Correia L.M., “Wireless flexible personalised communications - cost 259 final report,” European Co-operation in Mobile Radio Resource, Relatório técnico, 2002.