

UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE
TELEINFORMÁTICA

Receptores MIMO Baseados em Algoritmo de Decomposição PARAFAC

RAUL LIBERATO DE LACERDA NETO

Orientador: Prof. Dr. João César Moura Mota (UFC-BR)

Co-orientador: Prof. Dr. Gérard Favier (UNSA-FR)

Agosto 2005



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE
TELEINFORMÁTICA

Dissertação de Mestrado

Receptores MIMO Baseados em Algoritmo de Decomposição PARAFAC

Autor:

Raul Liberato de Lacerda Neto

Orientador:

Prof. Dr. João César Moura Mota
Universidade Federal do Ceará (UFC) - Brasil

Co-orientador:

Prof. Dr. Gérard Favier
Université de Nice - Sophia Antipolis (UNSA) - França

Dissertação apresentada à Coordenação do Curso de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática da Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos exigidos para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia de Teleinformática**.

Fortaleza - Ceará
Agosto - 2005

Sumário

Sumário	v
Resumo	ix
Abstract	xi
Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas	xv
Lista de Abreviações	xvii
Símbolos e Notações	xix
1 Introdução e Motivação	1
1.1 Estrutura Tensorial	4
1.1.1 Definição	6
1.1.2 Posto do Tensor	8
1.1.3 Forma Desdobrada (<i>Unfolded</i>)	9
1.2 Resumo dos Capítulos Subsequentes	10
1.3 Contribuições do Trabalho	12
2 Decomposição por Fatores Paralelos	13
2.1 Decomposição PARAFAC de Ordem Três	14
2.2 Propriedade de Unicidade	16
2.3 Algoritmo ALS	18
2.3.1 Características do Algoritmo ALS	20
3 Canal e Modelos para Sistemas de Comunicação Sem Fio	23
3.1 Canal Sem Fio	24
3.1.1 Características Físicas	24
3.1.2 Modelo de Entrada/Saída do Canal	28

3.2	Sistemas MIMO	29
3.2.1	Canal MIMO	31
3.2.2	Compromisso entre Ganho de Diversidade e Ganho de Multiplexagem: Estruturas Híbridas	32
3.2.3	Estruturas de Recepção MIMO	36
3.2.4	Características dos Sistemas MIMO	38
3.3	Princípios Básicos para o CDMA	39
3.3.1	Princípio do Espalhamento de Espectro	40
3.3.2	Técnicas de Espalhamento	41
3.3.3	Características do CDMA	43
4	Receptor PARAFAC para um Sistema de Comunicação MIMO-CDMA	45
4.1	Modelo de Sinal MIMO-CDMA	47
4.2	Propriedade de Unicidade	49
4.3	Receptores PARAFAC	52
4.3.1	Inicialização e Critério de Convergência	52
4.3.2	Receptor PARAFAC Cego	53
4.3.3	Receptor PARAFAC com Conhecimento dos Códigos	54
4.3.4	Receptor PARAFAC Supervisionado	55
5	Resultados de Simulação de Sistemas MIMO-CDMA com Receptores PARAFAC	57
5.1	Receptor PARAFAC MIMO-CDMA com Conhecimento de Código	58
5.1.1	Convergência	58
5.1.2	Taxa de Erro de Bit (BER)	61
5.2	Receptor PARAFAC MIMO-CDMA Supervisionado	64
5.2.1	Convergência	64
5.2.2	Taxa de Erro de Bit (BER)	64
6	Conclusões e Perspectivas	69
6.1	Perspectivas e Trabalhos Futuros	71
A	Produtos de Matrizes	73
A.1	Produto de Kronecker	73
A.1.1	Propriedades	74
A.2	Produto de Hadamard	74
A.2.1	Propriedades	74
A.3	Produto de Khatri-Rao	75
A.3.1	Propriedades	75

B K-Posto das Matrizes de Código	77
B.1 Matriz de Código de Hadamard-Walsh	77
B.2 Matriz de Código de Hadamard-Walsh Truncado	78
Referências Bibliográficas	83

Resumo

Este trabalho tem como objetivo a aplicação da análise tensorial para o tratamento de sinais no domínio de comunicações sem fio. Utilizando a decomposição tensorial conhecida como PARAFAC (decomposição por fatores paralelos), um receptor é modelado para um sistema de comunicação sem fio que utiliza uma estrutura MIMO na qual cada antena transmissora possui um código de espalhamento particular, baseado na técnica de múltiplo acesso por divisão de código (CDMA). Nesse trabalho são analisadas duas estruturas receptoras baseadas na decomposição PARAFAC. A primeira é baseada no conhecimento da matriz de códigos de espalhamento e a segunda é baseada no conhecimento da matriz de seqüência de treinamento. Duas famílias de códigos são consideradas: códigos de Hadamard-Walsh e códigos de Hadamard-Walsh truncados. Como resultado, foi observado que os receptores propostos apresentaram rápida convergência e foram capazes de eliminar todas as ambigüidades, inclusive aquelas que são intrínsecas à decomposição PARAFAC, que foram observadas em outros trabalhos. Resultados de simulação são apresentados para comparar o desempenho das duas estruturas receptoras em diversas configurações do sistema de comunicação, revelando o impacto dos parâmetros do sistema (número de antenas transmissoras, número de antenas receptoras, tamanho do código e relação sinal-ruído).

Palavras-chave: Comunicação sem fio, MIMO, esquema híbrido, multiplexação, diversidade, CDMA, decomposição tensorial, PARAFAC.

Abstract

This work deals with the application of multi-way analysis to the context of signal processing for wireless communications. A tensor decomposition known as PARAFAC (PARAllel FACtors) is considered in the design of multiple-input multiple-output (MIMO) receiver for a wireless communication system with Spread Spectrum codes. We propose two supervised PARAFAC-based receiver structures for joint symbol and channel estimation. The first one is based on the knowledge of the spreading codes and the second on the knowledge of a training sequence per transmit antenna. Two code structures are considered, which are Hadamard-Wash (HW) and Truncated Hadamard-Walsh (THW). The main advantages of the proposed PARAFAC receivers is on the fact that they exhibit fast convergence and eliminate all ambiguities inherent to the PARAFAC model. Simulation results are provided to compare the performances of the two receivers for several systems configurations, revealing the impact of the number of transmit antennas, number of receiver antennas, code length and signal to noise ratio in their performances.

Keywords: Wireless communication, MIMO, Hybrid Structures, multiplex gain, diversity gain, CDMA, tensorial decomposition tensorial, PARAFAC.

Lista de Figuras

1.1	Cubo de informação em um espaço com diversidade.	5
1.2	Representação de um tensor de ordem três e de suas dimensões. .	7
1.3	Subconjuntos do tensor de informação.	8
1.4	Exemplo da forma desdobrada de um tensor baseada nas matrizes frontais.	10
3.1	Potência do sinal recebido em função do tempo.	25
3.2	Desvanecimento temporal dos multipercursos.	27
3.3	Estrutura MIMO.	30
3.4	Conceito da estratégia MIMO híbrida.	34
3.5	Representação alternativa da estrutura MIMO híbrida.	35
3.6	Estrutura MIMO genérica.	36
3.7	Esquemas de acesso ao meio.	40
3.8	Espalhamento DSSS.	41
3.9	Códigos de Hadamard-Walsh.	42
4.1	Sistema MIMO-CDMA.	47
5.1	Convergência ALS para o sistema com 2 AntRX, 3 AntTX e SNR de 5dB.	59
5.2	Convergência ALS para o sistema com 2 AntRX, 5 AntTX e SNR de 5dB.	60
5.3	Convergência ALS para o sistema com 4 AntRX, 10 AntTX e SNR de 5dB.	60
5.4	Comparação de desempenho da estrutura RX1 com 10 AntTX, após a 5ª iteração ALS.	61

5.5	Comparação de desempenho da estrutura RX1 com 10 AntTX, 4 AntRX, após a 5 ^a iteração ALS.	62
5.6	Comparação de desempenho da estrutura RX1 com 4 AntRX, após a 5 ^a iteração ALS.	63
5.7	Convergência do algoritmo ALS para um sistema constituído por 4 AntRX, 10 AntTx e SNR de 5dB.	65
5.8	Comparação de desempenho para um sistema com SymbTR de 10, 10 AntTX, após a 1 ^a iteração ALS.	66
5.9	Comparação de desempenho para um sistema com SymbTR de 10, 10 AntTX, 4 AntRX, após a 1 ^a iteração ALS.	67
5.10	Comparação de desempenho para um sistema com SymbTR de 64, 4 AntRX, após a 1 ^a iteração ALS.	68

Lista de Tabelas

5.1	Parâmetros do Sistema.	58
-----	--------------------------------	----

Lista de Abreviações

A

ALS	<i>Alternating Least Square</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>

B

BER	<i>Bit Error Rate</i>
BLAST	<i>Bell Laboratories Layered Space-Time</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>

C

CANDECOMP	<i>Canonical Decomposition</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>

D

dB	<i>decibels</i>
DSSS	<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>

F

FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
------	---

H

HW	<i>Códigos de Hadamard-Walsh</i>
----	----------------------------------

I

IC	<i>Interference Cancellation</i>
----	----------------------------------

ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
M	
MAI	<i>Multiple Access Interference</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
ML	<i>Maximum Likelihood</i>
MMSE	<i>Minimum Mean Squared Error</i>
O	
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
P	
PARAFAC	<i>Parallel Factor Decomposition</i>
PCA	<i>Principal Component Analysis</i>
PIC	<i>Parallel Interference Cancellation</i>
S	
SDMA	<i>Space Division Multiple Access</i>
SIC	<i>Successive Interference Cancellation</i>
SNR	<i>Signal Noise Ratio</i>
SS	<i>Spread Spectrum</i>
STBC	<i>Space Time Block Codes</i>
STC	<i>Space Time Codes</i>
T	
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
THW	<i>Códigos de Hadamard-Walsh truncados</i>
V	
V-BLAST	<i>Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time</i>
Z	
ZF	<i>Zero Forcing</i>

Símbolos e Notações

x	escalar x (<i>letras minúsculas</i>)
\mathbf{x}	vetor \mathbf{x} (<i>letras minúsculas em negrito</i>)
\mathbf{X}	matriz \mathbf{X} (<i>letras maiúsculas em negrito</i>)
$\underline{\mathbf{X}}$	tensor $\underline{\mathbf{X}}$ (<i>letras maiúsculas sublinhadas em negrito</i>)
$\ \cdot\ _F$	(<i>norma de Frobenius</i>)
\mathbf{X}^T	(<i>transposta de \mathbf{X}</i>)
\mathbf{X}^{-1}	(<i>inversa de \mathbf{X}</i>)
\mathbf{X}^+	(<i>hermitiana de \mathbf{X}</i>)
$k(X)$	(<i>k-posto de \mathbf{X}</i>)
$D_i[\cdot]$	(<i>operador diagonal</i>)
$\cdot \otimes \cdot$	(<i>produto de Kronecker</i>)
$\cdot \diamond \cdot$	(<i>produto de Khatri-Rao</i>)
$\cdot \circ \cdot$	(<i>produto de Hadamard</i>)

Capítulo 1

Introdução e Motivação

As comunicações mono e multiusuário têm sido objeto de novas abordagens, baseadas em processamento avançado de sinais, que permite a melhoria do desempenho global dos sistemas de comunicação. Os avanços obtidos são fundamentados na compreensão e uso de diversos domínios de informação existentes e contidos nos sinais recebidos e disponíveis no receptor, que permitem a recuperação da informação útil para uma comunicação segura e confiável.

Neste sentido, estratégias de processamento de sinais têm contribuído nestes últimos dez anos para o aumento da capacidade e dos serviços dos sistemas de comunicação, fazendo apelo ao uso integrado e ampliado dos espaços escalares, vetoriais e matriciais, na organização e tratamento das informações no domínio temporal, freqüencial e espacial, tanto de forma individual como de forma conjunta. Dentre várias estratégias em domínios conjuntos, pode-se citar aqueles duplos, tais como:

Domínio espaço-tempo: domínio explorado por Alamouti em seu trabalho que introduz o conceito de códigos espaço-tempo [1], denominado STC (do inglês, *Space Time Coding*). Este trabalho baseia-se na transmissão da informação de forma redundante, tanto no domínio

espacial (transmissão da mesma informação por antenas diferentes) como no domínio temporal (transmissão da mesma informação em momentos diferentes), introduzindo o tratamento conjunto do espaço-tempo por pacote, denominado STBC (do inglês, *Space Time Block Coding*).

Domínio espaço-código: domínio que vem sendo amplamente explorado para o melhoramento das atuais redes de comunicação baseadas em múltiplo acesso por divisão de código, denominado CDMA (do inglês, *Code Division Multiple Access*). Como explicitado em [2], um ganho de capacidade dos sistemas pode ocorrer ao explorar de forma conjunta algoritmos de domínio espacial (uso de técnicas de múltiplo acesso por divisão de espaço, denominado SDMA (do inglês, *Space Division Multiple Access*) e de domínio de código (CDMA).

Domínio tempo-freqüência: esse domínio vem sendo explorado com o uso da técnica de modulação por subportadoras múltiplas, conhecida como OFDM (do inglês, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Proposta por Weinstein e Ebert [3], a modulação OFDM é baseada na transmissão de dados diferentes em portadoras ortogonais na freqüência, a partir da transformação discreta de Fourier, a qual necessita de um processamento no domínio conjunto do tempo e da freqüência.

Domínio espaço-freqüência: a partir das vantagens oferecidas pelos sistemas que utilizam múltiplas antenas nas estruturas transmissoras e receptoras, conhecidas como sistemas MIMO (do inglês, *Multiple-Input Multiple-Output*), técnicas baseadas na associação de tecnologias MIMO-OFDM oferecem um domínio espaço-freqüência para ser explorado por suas arquiteturas de transmissões [4].

Algumas estratégias de processamento em domínios conjuntos e de característica híbrida procuram integrar os benefícios e limitações das técnicas de processamento em cada estratégia, de forma a expandir o alcance dos desempenhos individuais, procurando garantir uma atuação, com uma faixa maior das potencialidades nos sistemas de comunicação. Este é o caso de algumas estratégias híbridas de processamento espaço-código a

serem estudadas nesta dissertação, as quais incorporam outros conjuntos de diversidade e de multiplexação em uma estratégia única.

Estas estratégias em domínios conjuntos duplos promovem avanços importantes nos sistemas de comunicação, permitindo estabelecer novos paradigmas na busca da obtenção de uma comunicação em qualquer lugar, em qualquer momento e em qualquer formato.

Entretanto, apesar de melhoria causada pelo tratamento de informação em domínios conjuntos duplos, limitações importantes e inerentes à utilização conjunta de apurar dois domínios impedem o cumprimento preciso das metas estabelecidas para a recuperação confiável da informação transmitida nos receptores, dos quais podemos citar:

- não-unicidade na estimação de canais e de seqüências de dados transmitidos;
- necessidade de uso das dimensões completas dos domínios onde a informação desejada está presente.

Com o propósito de favorecer o cumprimento das metas de desempenho dos sistemas de comunicação, rompendo com as limitações mencionadas acima, tem-se adicionado mais um domínio no processamento da informação, com o intuito do uso de técnicas que possuem uma abordagem multidimensional.

Diante do exposto, o objetivo principal desse trabalho é discutir a utilização da análise multidomínio ou multidimensional aplicada ao processamento de sinais nos sistemas de comunicação sem fio. Conhecido também como *análise tensorial*, este tipo de processamento é baseado na organização da informação em uma estrutura que possui múltiplos domínios, ou múltiplas dimensões, e que, a partir dessa estrutura, é feito um tratamento de ordem superior. Devido a algumas propriedades vantajosas em relação à clássica abordagem matricial, a análise tensorial oferece soluções precisas de forma sintética, abordando vários domínios.

Motivada pelo sucesso da decomposição multidimensional na análise de dados das áreas de química e de psicomетria [5–10], alguns trabalhos foram propostos no sentido de aplicar a abordagem tensorial no tratamento de informação dos sistemas de comunicação sem fio [11–21]. Caracterizados por uma natureza multidimensional (frequência, tempo, redundância, etc), os sinais nos sistemas de comunicação sem fio podem ser facilmente representados ou modelados por estruturas tensoriais. Por este motivo, a decomposição tensorial torna-se uma possível e interessante solução para o processamento de sinais no domínio das comunicações sem fio, oferecendo uma nova abordagem para seu tratamento.

É importante frisar que esta dissertação ficará apenas em uma das diversas técnicas de decomposição tensorial, chamada de análise por fatores paralelos ou PARAFAC (do inglês, *Parallel Factor*). Conhecida como a mais simples das decomposição tensoriais, o algoritmo PARAFAC é uma decomposição de fácil interpretação que será aplicada a um sistema de comunicação sem fio monousuário, na qual tanto o transmissor como o receptor possuem múltiplas antenas (sistemas MIMO). Para facilitar a separação dos sinais transmitidos por diferentes antenas e permitir uma abordagem tensorial, cada antena utiliza um código particular de redundância, provocando um espalhamento espectral, o mesmo conceito é usado no múltiplo acesso por divisão de código (CDMA).

Neste capítulo, será apresentada uma pequena introdução conceitual sobre as estruturas tensoriais, com o intuito de explicitar algumas de suas importantes características. O capítulo é finalizado com uma breve menção a capítulos subseqüentes, onde se disserta sobre as aplicações das estruturas tensoriais nos sistemas de comunicação sem fio.

1.1 Estrutura Tensorial

Na análise e processamento de dados, toda informação é organizada em uma estrutura de forma a facilitar o seu entendimento. Por esse motivo, diversas

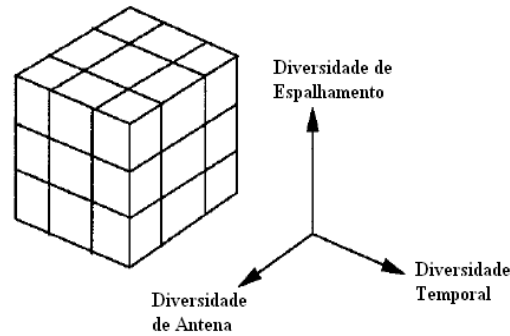


Figura 1.1. Cubo de informação em um espaço com diversidade.

estruturas existem para representar/organizar grupos de dados. Dentre elas, a estrutura mais comum de organização é a matriz, a qual organiza o conjunto de informações em uma estrutura de duas dimensões, também conhecida como tabela. Entretanto, uma grande variedade de informações não podem ser organizadas em uma forma bidimensional sem ocorrer uma perda de interpretação de seu conteúdo. Para esse tipo de informação, é necessário o uso de estruturas mais apropriadas, na qual as estruturas tensoriais podem vir a ser as estruturas que satisfazem essas condições.

Como exemplo de um sistema que incorpora uma variedade de informações, pode ser citado o caso de um sistema de comunicação sem fio que utiliza múltiplas antenas no transmissor e no receptor, na qual cada antena transmissora faz uso de um código de redundância/espalhamento diferente. Para esse tipo de sistema, a melhor forma de organizar a informação no receptor é a partir de uma estrutura de três dimensões, representadas pela diversidade temporal (seqüência de dados), pela diversidade de recepção/diversidade espacial e pela diversidade de espalhamento (código de redundância/espalhamento). Este tipo de estrutura é conhecida na literatura como *diversity datacube*¹, como ilustrado na Figura 1.1.

¹ Essa estrutura não é necessariamente um cubo, pois o tamanho de cada uma de suas dimensões depende da diversidade da informação, i.e., cada dimensão pode possuir um comprimento diferente, essa nomenclatura é utilizada.

Apesar de sua natureza multidimensional, diversos sistemas de comunicações atuais podem ser representados pelo sistema acima citado, mas o tratamento de dados neles utilizados ainda se baseia em uma abordagem matricial que apresenta problemas em relação à natureza dos dados. Como pode ser observado, a informação com natureza multidimensional está presente no nosso cotidiano, mas nem sempre ela é identificada, talvez pela falta de atenção na execução de sua modelagem.

A estrutura tensorial é uma organização natural da informação para o caso em que a informação possui características multivariáveis, i.e., características multidimensionais. Apesar da razão intuitiva da organização tensorial, tal estrutura oferece outras vantagens:

- Algumas estruturas tensoriais são únicas, implicando na não necessidade de imposições de constantes e/ou restrições ao modelo. Tal propriedade, denominada de unicidade, será posteriormente detalhada.
- Considerando o fato de que o modelo é apropriado para a organização dos dados, o uso da estrutura tensorial implica em uma organização parcimoniosa [22]. Essa organização apresenta uma riqueza de informação com relação aos efeitos multivariáveis, facilitando o tratamento e a interpretação dos dados, além de fornecer maiores possibilidades de explorá-los.

1.1.1 Definição

A definição de uma estrutura tensorial é bastante simples. Baseada no número de dimensões da estrutura, a informação deve ser organizada pela alocação de cada elemento em uma posição do tensor. Por exemplo, considerando um tensor de ordem três, cada elemento do tensor pode ser representado como

$$x_{i,j,k} \quad i = 1, 2, \dots, I, \quad j = 1, 2, \dots, J, \quad k = 1, 2, \dots, K$$

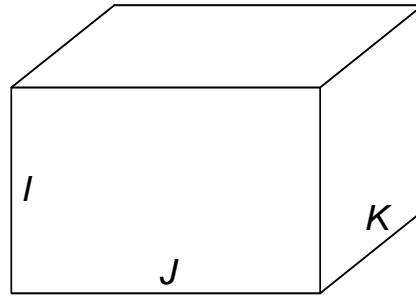


Figura 1.2. Representação de um tensor de ordem três e de suas dimensões.

na qual i , j e k são os índices que identificam a posição do elemento no tensor e I , J e K representam os respectivos comprimentos de cada uma das dimensões.

É importante notar que vetores e matrizes são estruturas tensoriais particulares. Vetores são tensores de ordem um, enquanto matrizes são tensores de ordem dois.

Neste documento, o estudo é limitado aos modelos de terceira ordem. As representações dos escalares serão feitas pelo uso de letras minúsculas em itálico, (a, b, c, \dots) , os vetores serão representados por letras minúsculas em negrito, $(\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c}, \dots)$, as matrizes por letras maiúsculas em negrito, $(\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \dots)$, e os tensores por letras maiúsculas em negrito sublinhadas, i.e., $(\underline{\mathbf{A}}, \underline{\mathbf{B}}, \underline{\mathbf{C}}, \dots)$. As letras I , J e K são reservadas para a determinação das dimensões das estruturas.

Tensor de Ordem Três

Para uma estrutura tensorial de ordem três, a informação é organizada em uma estrutura “em forma de paralelepípedo”, conforme apresentada na Figura 1.2. Para especificar alguns subconjuntos de informações, são utilizadas estruturas de ordem inferior ao tensor, tais como vetores e matrizes. Para as representações vetoriais, é feito o uso de três notações: linhas (vetores horizontais), colunas (vetores verticais) e tubos (vetores de profundidade).

Para as representações matriciais, também chamadas de *slices* (fatias), tem-se três grupos: matrizes horizontais, matrizes verticais e matrizes frontais. Estas representações são mostradas na Figura 1.3.

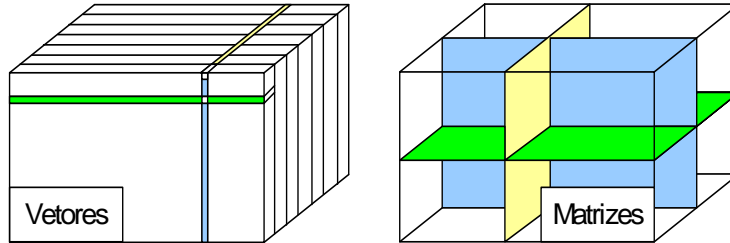


Figura 1.3. Subconjuntos do tensor de informação.

1.1.2 Posto do Tensor

Diferente do caso particular do tensor de ordem dois (matriz), o posto de um tensor de ordem três ou superior ainda não é conhecido [23–28]. Apesar da existência de algumas definições acerca desse tópico, pouco se sabe a respeito, e esse tópico continua a ser objeto de estudo de muitos pesquisadores, que continuam a buscar conhecer e identificar de forma mais precisa as características de um tensor.

Para o caso particular da matriz, seu posto é definido como sendo o número mínimo de matrizes de posto unitário² ou *dyads* os quais são necessárias para construir a matriz em estudo. Isto é, uma matriz pode ser decomposta em uma combinação linear de matrizes com posto igual a 1. Para o caso de um tensor de ordem três, a estrutura equivalente a um *dyad* é um *triad*, e pela definição clássica, o posto de um tensor de ordem três é o número mínimo de *triads* necessários para construir o tensor. Esse cálculo não é trivial, e para tensores de ordem superior a dois, o cálculo do posto se torna impraticável. Por esse motivo, a definição clássica de posto não pode ser aplicável aos tensores, e uma definição mais elaborada se faz necessário.

² Uma matriz de posto unitário é definido como sendo uma matriz ou *dyad* que pode ser reescrita como um produto de dois vetores, que resulta numa matriz cujo posto é igual a um.

Toda essa busca pela definição do posto de um tensor de ordem igual ou maior que três, ocorre pelo fato que seu conhecimento é fundamental para o entendimento de algumas características do tensor, principalmente de algumas de suas propriedades, como a propriedade de unicidade, que representa uma das mais importantes vantagens do espaço tensorial em relação ao espaço vetorial e/ou matricial.

1.1.3 Forma Desdobrada (*Unfolded*)

Como comentado anteriormente, o tensor é uma forma conveniente de representar um conjunto de dados com características multivariáveis. Apesar disso, às vezes se faz necessário uma reorganização do conjunto de dados para facilitar o tratamento matemático. A forma desdobrada é uma organização matricial dos dados contidos em um tensor, na qual é baseada na concatenação dos seus *slices*, como ilustrado na Figura 1.4. Devido à natureza dos *slices*, existem algumas representações do tensor de acordo com a sua ordem. Para um tensor de ordem três, existem três matrizes *Unfolded* diferentes: a horizontal, a vertical e a frontal. O procedimento para a geração dessas matrizes é bem simples, como apresentado no exemplo, onde a partir da concatenação dos *slices* de mesma natureza se cria matriz *Unfolded*. No exemplo, é apresentada a matriz *Unfolded* frontal a partir da concatenação dos *slices* frontais.

O motivo para se fazer uso dessa organização desdobrada da estrutura tensorial ocorre por razões matemáticas e computacionais, já que o processamento de dados matricial encontra-se bem estabelecido tanto a nível de maturidade matemática como a nível de otimização computacional em diversos softwares/hardwares. Dessa forma, os dados são organizados em estruturas matriciais sem nenhuma perda de informação, favorecendo às operações computacionais dos tratamentos tensoriais nos problemas de recuperação de informação em sistemas de comunicação.

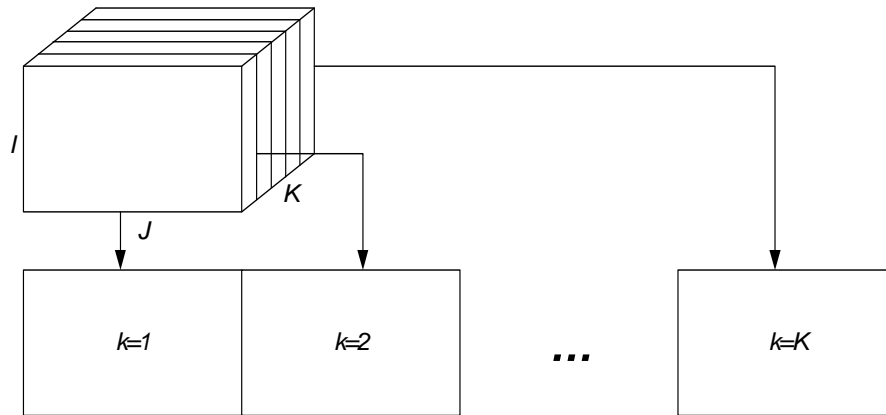


Figura 1.4. Exemplo da forma desdobrada de um tensor baseada nas matrizes frontais.

1.2 Resumo dos Capítulos Subsequentes

O foco principal desse trabalho é a aplicação da decomposição tensorial em sistemas de comunicação sem fio. Mais especificamente, tem-se como objetivo utilizar a técnica de decomposição PARAFAC em um sistema que utiliza diversidade de transmissão e de recepção (MIMO), cujo código de redundância utilizado são associados ao espalhamento do sinal transmitido em frequência. Os próximos capítulos são apresentados a seguir.

Capítulo 2: Decomposição por Fatores Paralelos (PARAFAC)

Neste capítulo é descrito a técnica de decomposição PARAFAC. O modelo tensorial é apresentado e as características da decomposição são detalhadas. Após isso, o algoritmo iterativo usado para estimar as matrizes de decomposição, denominado ALS (do inglês, *Alternating Least Squares*), é apresentado.

Capítulo 3: Canal e Modelos para Sistemas de Comunicação Sem Fio

Neste capítulo, um breve resumo sobre as características dos sistemas

de comunicação sem fio é apresentado. Primeiramente, as características e particularidades do canal sem fio são detalhados. Em seguida, os princípios da comunicação multi-antena são apresentados, sendo mostrado suas vantagens e limitações. Ainda neste capítulo, são apresentadas as estratégias híbridas de transmissão e recepção nos sistemas de comunicação, as quais permitem estabelecer um vínculo conceitual com a abordagem tensorial. Ao fim, os princípios da técnica do múltiplo acesso por divisão de código é detalhado.

Capítulo 4: Receptor PARAFAC para um Sistema MIMO-CDMA

É apresentado neste capítulo o uso da decomposição PARAFAC para o processamento de sinal aplicado a sistemas sem fio. Considerando um sistema MIMO-CDMA, o sinal sem fio recebido é modelado como um tensor de ordem três, e suas características são explicitadas. Três estruturas receptoras para um sistema MIMO-CDMA são apresentadas, sendo duas propostas a partir de considerações dos sistemas CDMA reais.

Capítulo 5: Resultados de Simulações dos Receptores PARAFAC

A análise de desempenho das estruturas propostas para o sistema de comunicação sem fio MIMO-CDMA são apresentadas nesse capítulo. Ambas estruturas, supervisionada e com conhecimento de código, são analisadas em termos da convergência e da taxa de erro de bit BER (do inglês, *Bit Error Rate*).

Capítulo 6: Conclusões e Perspectivas

As conclusões desse trabalho e perspectivas de sua continuação são apresentadas nesse capítulo.

1.3 Contribuições do Trabalho

Neste trabalho foram feitas as seguintes contribuições:

- Proposição de dois receptores MIMO-CDMA baseados na decomposição PARAFAC, a partir de considerações práticas de conhecimento a priori de umas das matrizes que decompõem o tensor (matriz de código ou matriz de símbolo).
- Mostrou-se que o uso da projeção sobre o alfabeto finito dos elementos de algumas das matrizes de decomposição (matriz de símbolo e matriz de código) não aceleram o processo de convergência do algoritmo de estimação iterativa, ALS.
- Análise do impacto do uso de duas famílias de códigos (Hadamard-Walsh e Hadamard-Walsh truncado) no desempenho dos receptores propostos.
- Apresentação das condições necessárias para satisfazer a propriedade de unicidade de um sistema MIMO-CDMA.
- Demonstração da consideração de que as matrizes de código utilizadas nesse trabalho são k -posto completo.
- Associação entre os receptores dos sistemas MIMO híbridos e os receptores baseados em técnicas de decomposição tensorial, especificamente com o uso da decomposição PARAFAC.

Capítulo 2

Decomposição por Fatores Paralelos

A decomposição por fatores paralelos (PARAFAC) é um procedimento ou método de decomposição tensorial bastante simples que vem ganhando bastante atenção nos últimos anos. Originado na análise e tratamento de dados na área de psicometria¹, atualmente está sendo largamente utilizado na área de química e afins [5–10, 29]. Como qualquer tipo de decomposição tensorial, a decomposição PARAFAC possui algumas vantagens em relação ao tratamento matricial clássico [30, 31].

Diversos métodos de decomposição tensorial foram propostos na literatura [32–35], dentre os quais o método PARAFAC pode ser visto como o método mais simples e restritivo. Proposto independentemente por Harshman (1970) [32] e por Carroll & Chang (1970) [33], a decomposição PARAFAC, também conhecida como CANDECOMP (do inglês, *Canonical Decomposition*), é uma decomposição proposta inicialmente para o caso tridimensional, na qual cada elemento do tensor pode ser representado/decomposto por uma composição de vetores. Sem entrar em detalhes nas demais técnicas de decomposição tensorial, Kiers (1991) [36] demonstrou que o modelo PARAFAC pode ser considerado uma versão particular da decomposição Tucker3 [34] e

¹ A psicometria (Grego: psykhé, alma; metron, medida) é a ciência que mede os aspectos “psicológicos” de um indivíduo, tal como seu conhecimento, suas habilidades ou sua personalidade.

da PCA bilinear [35] (do inglês, *Principal Component Analysis*). Ele provou que qualquer conjunto de informações que podem ser modeladas por uma decomposição PARAFAC, podem também ser modeladas por uma decomposição Tucker3 ou PCA bilinear, apesar do PARAFAC apresentar os menores graus de liberdade. Isso implica que a decomposição PCA bilinear se adequa melhor à estrutura tensorial que a Tucker3, que por sua vez se adequa melhor que a PARAFAC, com exceção de casos particulares na qual todas apresentam uma modelagem perfeita da estrutura de dados. Nestes casos, tomando como referência o princípio da parcimônia [22], ou navalha de Occam, os diversos graus de liberdade oferecidos pelas demais técnicas de decomposição introduzem uma complexidade e flexibilidade desnecessária ao modelo, quando a decomposição PARAFAC representa o modelo de forma simples e adequada.

Neste capítulo, é apresentado o algoritmo de decomposição PARAFAC. Na Seção 2.1 o modelo PARAFAC de terceira ordem é descrito. A propriedade de unicidade do modelo PARAFAC é detalhada na Seção 2.2. Na última seção desse capítulo, Seção 2.3, o algoritmo iterativo de estimação das matrizes de decomposição PARAFAC do tensor, denominado *Alternating Least Square* (ALS) é apresentado.

2.1 Decomposição PARAFAC de Ordem Três

A decomposição PARAFAC [32, 33] de ordem três decompõe a informação contida no tensor em componentes trilineares $x_{i,j,k}$ como mostrado em (2.1). A partir dessa decomposição, são geradas três matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} com respectivos elementos $a_{i,r}$, $b_{j,r}$ e $c_{k,r}$, para um tensor $\underline{\mathbf{X}}$ que possui dimensões $(I \times J \times K)$ e elementos definidos por

$$x_{i,j,k} = \sum_{r=1}^R a_{i,r} b_{j,r} c_{k,r}. \quad (2.1)$$

O tensor pode ainda ser representado por uma forma vetorial \mathbf{x} através do uso do produto de Kronecker², como sendo

$$\mathbf{x} = \sum_{r=1}^R \mathbf{a}_r \otimes \mathbf{b}_r \otimes \mathbf{c}_r, \quad (2.2)$$

na qual \mathbf{a}_r , \mathbf{b}_r e \mathbf{c}_r são as r -ésimas colunas das matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} respectivamente, e os elementos tensoriais $x_{i,j,k}$ são representados pelos elementos do vetor $\mathbf{x}(k + (K - 1) \cdot (j + (J - 1) \cdot i))$.

Para simplificar a análise matemática da decomposição PARAFAC, algumas representações do modelo tensorial foram utilizadas. Nesse estudo, será adotada a forma desdobrada para representar o tensor, como foi descrito na Seção 1.1.3. Baseada na reorganização dos elementos do tensor em uma forma matricial, ela é construída a partir da concatenação dos diversos *slices* do tensor de forma a gerar matrizes que contenham toda a informação do tensor. Para o caso de um tensor tridimensional, i.e., de terceira ordem, existem três representações da forma desdobrada ($\mathbf{X}_{i..}$, $\mathbf{X}_{.j.}$ e $\mathbf{X}_{..k}$). As equações seguintes apresentam a definição matemática para calcular as matrizes *Unfolded* [37]:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{i..} &= \mathbf{B}D_i[\mathbf{A}]\mathbf{C}^T \quad i = 1, \dots, I, \\ \mathbf{X}_{.j.} &= \mathbf{C}D_j[\mathbf{B}]\mathbf{A}^T \quad j = 1, \dots, J, \\ \mathbf{X}_{..k} &= \mathbf{A}D_k[\mathbf{C}]\mathbf{B}^T \quad k = 1, \dots, K, \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1 &= (\mathbf{A} \diamond \mathbf{B})\mathbf{C}^T, \\ \mathbf{X}_2 &= (\mathbf{B} \diamond \mathbf{C})\mathbf{A}^T, \\ \mathbf{X}_3 &= (\mathbf{C} \diamond \mathbf{A})\mathbf{B}^T, \end{aligned} \quad (2.4)$$

² Detalhado no Apêndice A.1.

na qual $D_i[\mathbf{A}]$ representa o operador diagonal, que é responsável pela geração de uma matriz diagonal a partir da i -ésima linha da matriz \mathbf{A} , e \diamond representa o produto de Khatri-Rao³. Os *slices* $\mathbf{X}_{i..}$, $\mathbf{X}_{.j.}$ e $\mathbf{X}_{..k}$ tem respectivamente dimensões $(J \times K)$, $(K \times I)$ e $(I \times J)$, e as matrizes *Unfolded* (\mathbf{X}_1 , \mathbf{X}_2 e \mathbf{X}_3) possuem dimensões $(JI \times K)$, $(KJ \times I)$ e $(IK \times J)$ respectivamente, para um tensor $\underline{\mathbf{X}}$ cujas dimensões são $(I \times J \times K)$.

2.2 Propriedade de Unicidade

Uma das mais importantes propriedades da decomposição PARAFAC é a propriedade de unicidade. Diferente do caso matricial (tensor de ordem dois), na qual o modelo sofre com problemas de ambigüidade de rotação⁴, o tensor de ordem três ou de ordem superior pode possuir uma decomposição única.

As condições necessárias para satisfazer a propriedade de unicidade não foram totalmente definidas, principalmente porque não se conhece muito acerca do posto de um tensor de ordem superior a dois. Apesar disso, diversos pesquisadores já propuseram condições para tensores com o intuito de que respeitem a propriedade de unicidade, embora muitas delas sejam extremamente restritivas. De todas as condições encontradas na literatura, a menos restritiva foi proposta por Kruskal [25], que é baseada na análise do k -posto (*Kruskal-rank*) das matrizes de decomposição do tensor. O k -posto de uma matriz é definido como mostrado abaixo:

Definição: Dado uma matriz \mathbf{A} , com dimensões $(I \times R)$, $k_A = k$ -posto $(\mathbf{A}) = k$ se todo subconjunto de k colunas são linearmente independentes e

³ Detalhado no Apêndice A.3. ⁴ A ambigüidade de rotação é um problema gerado por um efeito rotacional imposto às matrizes de decomposição, que acaba por gerar um número infinito de soluções para a decomposição do tensor. Geralmente intitulado ambigüidade de rotação do PCA, este efeito é observado nos tensores de ordem dois. Considerando um modelo bilinear definido por

$$\mathbf{X} = \sum_{r=1}^R a_{i,r} b_{j,r} = \mathbf{A}\mathbf{B}^T$$

a ambigüidade de rotação é gerada pelo fato de que qualquer matriz \mathbf{P} não-singular de dimensão $R \times R$ pode rotacionar o modelo de forma que a decomposição da matriz \mathbf{X} irá possuir infinitas soluções como apresentada abaixo

$$\mathbf{A}\mathbf{B}^T = \mathbf{A}\mathbf{P}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{B}^T.$$

que, para todo conjunto formado por $k + 1$ colunas de \mathbf{A} , existe pelo menos um subconjunto que é linearmente dependente.

A partir do k -posto das matrizes de decomposição do tensor, Kruskal provou que se o tensor $\underline{\mathbf{X}}$ é composto por matrizes reais \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} , a propriedade de unicidade é satisfeita quando

$$k_A + k_B + k_C \geq 2R + 2 \quad (2.5)$$

na qual R é o índice de soma da decomposição PARAFAC, i.e., o número de colunas das matrizes de decomposição do tensor, e k_A , k_B e k_C são respectivamente o k -posto das matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} . Sidiropoulos *et al* [13] estenderam a prova de Kruskal em 2000, e mostraram que a condição proposta por Kruskal era válida também para o tensor constituído por matrizes complexas. É sabido que a condição proposta por Kruskal não cobre todas as situações que satisfazem a condição de unicidade, mas oferece condição suficiente para garantir esta propriedade.

A propriedade de unicidade pode ser definida a partir do seguinte teorema:

Teorema: Considere um tensor $\underline{\mathbf{X}}$ construído a partir de três matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} como descrito em (2.1). Se (2.5) é satisfeita, então \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} são únicas, apesar de sofrerem o efeito de ambigüidade de permutação e de escala, i.e., não existe nenhum outro trio de matrizes $\bar{\mathbf{A}}$, $\bar{\mathbf{B}}$ e $\bar{\mathbf{C}}$ que reconstrua a informação $\underline{\mathbf{X}}$ que não seja relacionado a \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} , como mostrado abaixo:

$$\bar{\mathbf{A}} = \mathbf{A}\Pi\Delta_1, \quad \bar{\mathbf{B}} = \mathbf{B}\Pi\Delta_2, \quad \bar{\mathbf{C}} = \mathbf{C}\Pi\Delta_3 \quad (2.6)$$

na qual Π é a matriz de permutação, e $\Delta_{1,2,3}$ são as matrizes diagonais de escala, que satisfazem

$$\Delta_1\Delta_2\Delta_3 = \mathbf{I}. \quad (2.7)$$

Como mostrado em [29], o significado da propriedade de unicidade representa que a decomposição do tensor é única, implicando que as matrizes de decomposição estimadas a partir do método de decomposição PARAFAC não podem sofrer de ambigüidades de rotação sem introduzir deformações ao tensor, i.e., não existe nenhum outro conjunto de matrizes que sejam capazes de reconstruir o tensor. Esta característica não existe para o caso matricial, já que os vetores de decomposição podem sofrer de uma rotação sem afetar a estrutura. Além disso, a propriedade de unicidade do PARAFAC implica que não há necessidade da adições de constantes e/ou restrições (ortogonalidade, módulo constante, alfabeto finito, etc.) para realizar a decomposição, já que as matrizes de decomposição irão sofrer apenas os efeitos da ambigüidade de permutação e do fator de escala.

2.3 Algoritmo ALS

O Algoritmo ALS é uma técnica de estimação iterativa baseado no algoritmo LS (do inglês, *Least Squares*) publicado por Legendre (1805) e por Gauss (1809). Ele é usado para estimar as matrizes de decomposição do método de decomposição PARAFAC. Baseada no princípio de agrupar uma quantidade de informação em subconjuntos, o ALS consiste em uma estimação iterativa e alternada dos diversos subconjuntos de informação no sentido de minimizar a distância quadrática da informação estimada até alcançar a convergência, i.e., quando os parâmetros estimados não variarem com o aumento do número de iterações.

De uma forma genérica, para um tensor $\underline{\mathbf{X}}$ construído a partir de uma função de N matrizes ($f(\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_N)$), os passos do ALS são os seguintes:

1. $N - 1$ matrizes são inicializadas, por exemplo, as matrizes $\mathbf{X}_2, \mathbf{X}_3, \dots, \mathbf{X}_N$ são inicializadas;
2. \mathbf{X}_1 é estimada a partir da solução da seguinte equação:

$$\mathbf{argmin}_{\mathbf{X}_1} \|\underline{\mathbf{X}} - f(\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_N)\|_F^2;$$

3. \mathbf{X}_2 é estimada pela solução da equação:

$$\mathbf{argmin}_{\mathbf{X}_2} \|\underline{\mathbf{X}} - f(\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_N)\|_F^2;$$
4. As outras matrizes são atualizadas/estimadas de forma similar;
5. As matrizes são atualizadas alternadamente ate atingir a convergência;

em que $\|\cdot\|_F$ é a norma de Frobenius.

Apesar da simplicidade atrativa do algoritmo ALS, a convergência ótima global não pode ser garantida, podendo ficar limitada a um mínimo local do critério. Esta característica depende da informação contida pelos elementos do tensor, do método e das condições iniciais do algoritmo.

Para o caso tridimensional do método de decomposição PARAFAC, a função de custo do algoritmo ALS é dada por

$$\mathbf{min}_{\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}} \|\underline{\mathbf{X}} - f(\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C})\|^2. \quad (2.8)$$

Com o uso da forma desdobrada (2.4), a função de custo pode ser expressa por

$$\begin{aligned} \mathbf{min}_{\mathbf{C}} \|\mathbf{X}_1 - (\mathbf{Z}_1)\mathbf{C}^T\|^2, \\ \mathbf{min}_{\mathbf{A}} \|\mathbf{X}_2 - (\mathbf{Z}_2)\mathbf{A}^T\|^2, \\ \mathbf{min}_{\mathbf{B}} \|\mathbf{X}_3 - (\mathbf{Z}_3)\mathbf{B}^T\|^2, \end{aligned} \quad (2.9)$$

que representa a estimação de uma das matrizes a partir do conhecimento a priori das duas outras, na qual \mathbf{Z}_1 , \mathbf{Z}_2 e \mathbf{Z}_3 são respectivamente $(\mathbf{A} \diamond \mathbf{B})$, $(\mathbf{B} \diamond \mathbf{C})$ e $(\mathbf{C} \diamond \mathbf{A})$. A estimação de \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} pode ser obtida por

$$\begin{aligned}
\mathbf{C} &= (\mathbf{Z}_1^+ \mathbf{X}_1)^T = ((\mathbf{Z}_1^T \mathbf{Z}_1)^{-1} \mathbf{Z}_1^T \mathbf{X}_1)^T = \mathbf{X}_1^T \mathbf{Z}_1 (\mathbf{Z}_1^T \mathbf{Z}_1)^{-1}, \\
\mathbf{A} &= (\mathbf{Z}_2^+ \mathbf{X}_2)^T = ((\mathbf{Z}_2^T \mathbf{Z}_2)^{-1} \mathbf{Z}_2^T \mathbf{X}_2)^T = \mathbf{X}_2^T \mathbf{Z}_2 (\mathbf{Z}_2^T \mathbf{Z}_2)^{-1}, \\
\mathbf{B} &= (\mathbf{Z}_3^+ \mathbf{X}_3)^T = ((\mathbf{Z}_3^T \mathbf{Z}_3)^{-1} \mathbf{Z}_3^T \mathbf{X}_3)^T = \mathbf{X}_3^T \mathbf{Z}_3 (\mathbf{Z}_3^T \mathbf{Z}_3)^{-1}.
\end{aligned} \tag{2.10}$$

Simplificando o cálculo de $\mathbf{X}_i^T \mathbf{Z}_i$ e $\mathbf{Z}_i^T \mathbf{Z}_i$, Harshman [32] mostrou que é possível realizar o cálculo diretamente a partir das matrizes “conhecidas”, com o uso do operador diagonal e do produto de Hadamard⁵ (\circ) por

$$\begin{aligned}
\mathbf{X}_1^T \mathbf{Z}_1 &= \mathbf{X}_{1(1)}^T \mathbf{B} D_1(\mathbf{A}) + \mathbf{X}_{1(2)}^T \mathbf{B} D_2(\mathbf{A}) + \dots + \mathbf{X}_{1(I)}^T \mathbf{B} D_I(\mathbf{A}), \\
\mathbf{X}_2^T \mathbf{Z}_2 &= \mathbf{X}_{2(1)}^T \mathbf{C} D_1(\mathbf{B}) + \mathbf{X}_{2(2)}^T \mathbf{C} D_2(\mathbf{B}) + \dots + \mathbf{X}_{2(J)}^T \mathbf{C} D_J(\mathbf{B}), \\
\mathbf{X}_3^T \mathbf{Z}_3 &= \mathbf{X}_{3(1)}^T \mathbf{A} D_1(\mathbf{C}) + \mathbf{X}_{3(2)}^T \mathbf{A} D_2(\mathbf{C}) + \dots + \mathbf{X}_{3(K)}^T \mathbf{A} D_K(\mathbf{C}),
\end{aligned} \tag{2.11}$$

e

$$\begin{aligned}
\mathbf{Z}_1^T \mathbf{Z}_1 &= (\mathbf{B}^T \mathbf{B}) \circ (\mathbf{A}^T \mathbf{A}), \\
\mathbf{Z}_2^T \mathbf{Z}_2 &= (\mathbf{C}^T \mathbf{C}) \circ (\mathbf{B}^T \mathbf{B}), \\
\mathbf{Z}_3^T \mathbf{Z}_3 &= (\mathbf{A}^T \mathbf{A}) \circ (\mathbf{C}^T \mathbf{C}),
\end{aligned} \tag{2.12}$$

em que $\mathbf{X}_{1(i)}^T$, $\mathbf{X}_{2(i)}^T$ e $\mathbf{X}_{3(i)}^T$ são respectivamente a i -ésima coluna das matrizes \mathbf{X}_1^T , \mathbf{X}_2^T e \mathbf{X}_3^T .

2.3.1 Características do Algoritmo ALS

Em suma, o ALS é um algoritmo baseado numa idéia simples que divide o processo de simulação em passos que garantem a convergência a partir

⁵ Detalhado no Apêndice A.2.

da teoria geral da regressão por minimização quadrática. Existem duas desvantagens nesse algoritmo, a primeira está associada ao problema da convergência global que não pode ser garantida, e a outra é o problema da velocidade de convergência, na qual normalmente depende do algoritmo de inicialização.

O processo de inicialização é extremamente importante e influente para a convergência do algoritmo ALS. Motivado pela falta de conhecimento *a priori* das matrizes de decomposição do tensor, uma inicialização aleatória é normalmente a solução viável para resolver o problema de inicialização do algoritmo ALS [38]. Baseado na propriedade de unicidade da decomposição PARAFAC, uma inicialização aleatória garante que o método seja inicializado por matrizes que são k -posto completo, eliminando a redundância que poderia existir nas matrizes de inicialização, tornando viável a convergência do algoritmo. Entretanto, em uma inicialização aleatória, a velocidade de convergência pode variar bastante e o ALS pode convergir de forma bastante lenta. Muitas técnicas têm sido propostas na literatura para otimizar a velocidade de convergência, mas o problema de convergência em um mínimo local surge como fator limitante na otimização desse algoritmo [39].

Para melhorar a velocidade e a estabilidade do algoritmo ALS para os modelos PARAFAC, algumas técnicas, tais como regressões regulares e compressões, têm sido utilizadas [29, 32, 39, 40]. Neste trabalho, é analisado o número de iterações ALS necessárias para garantir a convergência do algoritmo, a partir da consideração de um patamar mínimo de erro admitido, de forma a caracterizar a convergência.

Uma vez discutido os principais elementos da decomposição PARAFAC, cujas matrizes *Unfolded* são formadas pelas dimensões e componentes oriundos do sistema focado, será apresentado no capítulo seguinte o ambiente de comunicações de interesse neste trabalho. Além disso, será apresentado ainda uma estratégia de recepção para sistemas que oferecem ganhos conjuntos de multiplexagem e diversidade baseados em domínios múltiplos, o qual fornece os domínios cujos elementos são associados àqueles da decomposição PARAFAC.

Capítulo 3

Canal e Modelos para Sistemas de Comunicação Sem Fio

A comunicação sem fio é um campo que surgiu a décadas atrás, mas que tem se desenvolvido com bastante velocidade nas duas últimas décadas. A base desse tipo de comunicação ocorre pelo envio de sinais eletromagnéticos pelo ar, e por sua detecção, captura e recomposição na estrutura receptora. Devido à natureza do meio sem fio, o sinal é contaminado por efeitos distorcivos indesejáveis (atenuações, difrações, refrações e reflexões), que atrapalham a identificação da informação transmitida. Além desses problemas, que são intrínsecos ao meio sem fio, o uso do espectro do canal é limitado, sendo necessário o seu compartilhamento por muitos usuários e muitos sistemas, gerando problemas de interferências entre usuários. Por esses motivos, a comunicação sem fio requer um intenso processamento no sentido de aumentar a eficiência espectral dos sistemas, minimizando os efeitos distorcivos do canal e das interferências entre usuários e entre sistemas.

Neste capítulo, uma breve introdução sobre os canais sem fio, o uso de múltiplas antenas no transmissor e no receptor, e o uso de códigos de espalhamento para o múltiplo acesso são apresentados. Na primeira parte, são explicadas algumas propriedades do canal sem fio, importantes

para a modelagem do meio. Após isso, são detalhadas as características dos sistemas que usam múltiplas antenas nas estruturas transmissoras e receptoras, conhecidas como técnica MIMO. Conhecidas por serem capazes de fornecer ganhos de diversidade e de multiplexagem, apresentaremos um detalhamento sucinto acerca das estruturas MIMO híbridas. Na última seção, são discutidos os fundamentos do uso de códigos espalhadores para o múltiplo acesso, técnica conhecida como CDMA, na qual será utilizada como base para a codificação do sinal transmitido por diferentes antenas como será apresentado nos capítulos seguintes.

3.1 Canal Sem Fio

O canal sem fio representa a chave para o entendimento dos sistemas de comunicação sem fio. Caracterizado pelas variações no domínio da frequência e do tempo, o entendimento e a modelagem dos canais sem fio não é uma tarefa fácil, sendo um desafio nas comunicações sem fio.

Para o bom entendimento da modelagem de canal, serão apresentadas as características do canal sem fio, explicitando os efeitos de desvanecimento que são intrínsecos à sua natureza distorsiva. Em seguida será derivado um modelo de entrada/saída do canal e apresentado definições importantes para os parâmetros físicos do modelo.

3.1.1 Características Físicas

O canal sem fio é definido como o sendo o meio pelo qual o sinal transmitido, modelado a partir da propagação de campo eletromagnético, irá atravessar para ir da estrutura transmissora à estrutura receptora. Caracterizado pela existência de obstáculos e refletores, como a superfície da Terra, as construções e os veículos, o sinal transmitido é atenuado, difratado, refletido e refratado. Por causa da existência das obstruções e satisfazendo as condições adequadas

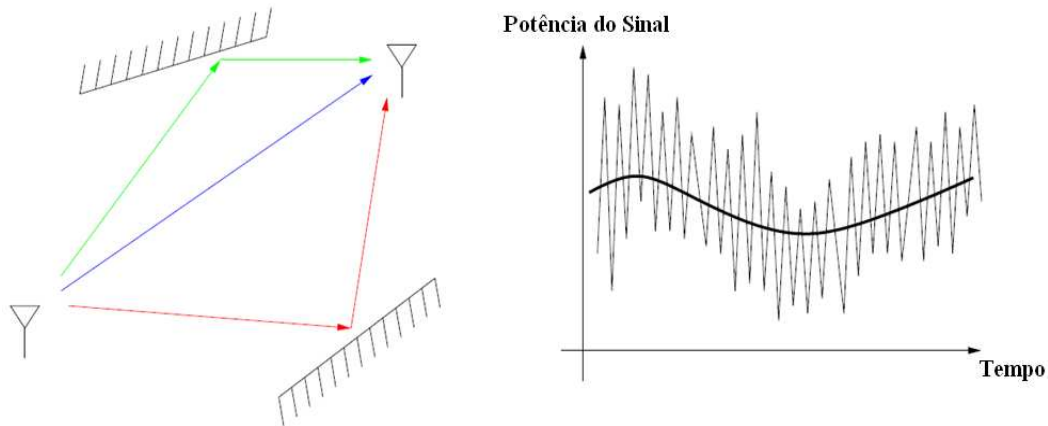


Figura 3.1. Potência do sinal recebido em função do tempo.

para o uso da ótica geométrica, o sinal transmitido chega no receptor por intermédio de vários percursos advindos de diversas direções, na qual cada percurso sofre atenuações e atrasos independentes e imprevisíveis, como mostrado na Figura 3.1. Este fenômeno é conhecido como multipercurso. Para tornar mais fácil o entendimento das características do canal, as variações no sinal provocados pelo canal serão classificadas em dois grupos diferentes [41], [42]:

Desvanecimento em Larga Escala efeito causado pela atenuação sofrida pelo sinal transmitido em função da distância e do sombreamento, na qual é gerado pela presença de grandes obstáculos como montanhas e/ou edifícios. Este desvanecimento é tipicamente independente da frequência.

Desvanecimento em Pequena Escala efeito causado pela interferência do sinal transmitido advindo de múltiplos percursos que chegam no receptor em momentos diferentes. Este desvanecimento é conhecido como desvanecimento espacial, e ele é da ordem do comprimento de onda, sendo diretamente dependente da frequência do sinal.

O desvanecimento de larga escala é responsável pela atenuação sofrida pelo sinal transmitido em função da distância de propagação (r). Quando uma onda eletromagnética se propaga por um canal sem fio, a dispersão e a absorção gerada pelo meio diminui a potência do sinal, atenuando-o. Como um exemplo, para um ambiente no espaço livre, a partir do uso de uma antena transmissora omnidirecional, i.e, uma antena que irradia o sinal em todas as direções, é observado que a potência do sinal diminui em função do inverso do quadrado da distância de propagação, i.e., a atenuação é proporcional à r^{-2} (dispersão esférica). Para meios reais, caracterizado pela existência de obstáculos entre o transmissor e o receptor, o canal absorve parte da energia do sinal e espalha o resto, sendo esperado que a potência do sinal diminua mais rápido do que a proporção r^{-2} .

O desvanecimento de pequena escala é gerado pelos multipercursos e é responsável pela flutuação espacial, temporal e freqüencial do canal. Baseada na natureza dispersiva do canal sem fio, constituído por obstáculos que podem ter natureza móvel, este tipo de desvanecimento é associado a dois problemas, como descrito abaixo:

Efeito Multipercurso (*Multipath fading*) Gerado pela soma construtiva e destrutiva dos multipercursos do sinal no receptor, este fenômeno é responsável pela flutuação temporal e espacial do canal, como mostrado na Figura 3.2.

Efeito de Espalhamento de Atrasos Gerado pelos diversos percursos existentes entre o transmissor e o receptor, o mesmo sinal chega no receptor por diferentes percursos, com diferentes atrasos, resultando em uma interferência entre símbolos, conhecida como ISI (do inglês, *Intersymbol Interference*), em que o receptor não pode identificar a informação transmitida com precisão. Este efeito é responsável pela flutuação freqüencial do canal.

As variações temporais inerentes aos canais sem fio dificultam a sua modelagem. Cada trajeto percorrido pelo sinal no ambiente multipercurso

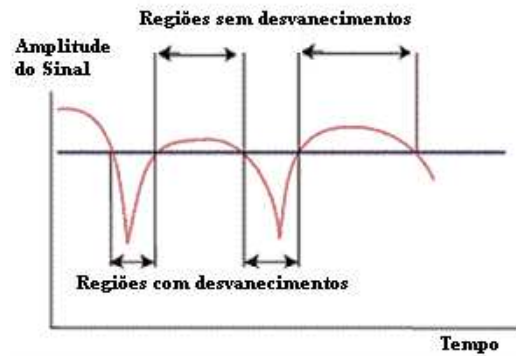


Figura 3.2. Desvanecimento temporal dos multipercursos.

sofre uma atenuação e um atraso específico variantes no tempo. Tais características podem ser avaliadas a partir de dois conceitos: tempo de coerência e banda de coerência. Estes importantes parâmetros de canais variantes no tempo, tempo de coerência e banda de coerência, caracterizam, respectivamente, a duração temporal e freqüencial na qual o canal possui alta correlação, i.e., quantifica a velocidade de variação do canal, no tempo e na freqüência. Para as variações no domínio do tempo, existem três classificações dadas ao canal: canal estático, caracterizado por ser invariante no tempo; canal quasi-estático, caracterizado por uma invariabilidade dentro de um intervalo de tempo, normalmente considerado estático para a transmissão de um pacote de símbolos mas varia entre a transmissão de pacotes diferentes; e canal variante, em que o canal varia constantemente, mesmo para a transmissão de símbolos adjacentes. Para as variações no domínio da freqüência, existem duas classificações: canal seletivo em freqüência, caracterizado por atenuações diferentes sofrida pelo sinal para freqüências diferentes dentro da banda do sinal transmitido, i.e., a banda do sinal transmitido é maior do que a banda de coerência do canal; e canal plano em freqüência, na qual a atenuação sofrida pelo sinal independe da banda de freqüência do sinal, i.e., a banda do sinal transmitido é menor do que a banda de coerência do canal.

3.1.2 Modelo de Entrada/Saída do Canal

Baseado nos pontos descritos na seção anterior, na qual é definido que o canal é constituído por um grupo de percursos independentes que sofrem de atenuações e atrasos particulares, o canal pode ser modelado, como será apresentado, a partir de um sistema linear variante no tempo, cuja representação em banda básica do sistema será obtida a partir de um modelo discreto no tempo, que é formulado pela amostragem de um modelo contínuo.

Considere um sinal de entrada arbitrário $s(t)$ com banda de frequência diferente de zero. O sinal recebido pode ser escrito como sendo $\sum_i a_i(f, t)s(t - \tau_i(f, t))$, em que $a_i(f, t)$ e $\tau_i(f, t)$ são respectivamente a atenuação e o atraso de propagação no instante t entre o transmissor e o receptor no trajeto i e na frequência f . A atenuação é constituída do produto dos diversos fatores de atenuação, incluindo os padrões das antenas de transmissão e recepção, a natureza dos refletores, bem como dos fatores referentes à distância entre a antena transmissora e os refletores e dos refletores à antena receptora.

Todo o estudo é referenciado para uma frequência particular f . Considerando que os $a_i(f, t)$'s e os $\tau_i(f, t)$'s não dependam da frequência f , então o princípio da superposição pode ser usado para generalizar a equação de entrada/saída como sendo:

$$x(t) = \sum_i a_i(t)s(t - \tau_i(t)). \quad (3.1)$$

Desde que o canal seja linear, ele pode ser descrito por uma resposta $h(\tau, t)$ no intervalo t para um impulso transmitido no tempo $t - \tau$. Em termos de $h(\tau, t)$, a relação de entrada/saída é dada por

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t)s(t - \tau)d\tau. \quad (3.2)$$

Comparando as duas relações de entrada/saída, pode-se ser percebido que

a resposta ao impulso para um canal multipercurso com desvanecimento é

$$h(\tau, t) = \sum_i a_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)). \quad (3.3)$$

Esta expressão implica que o efeito dos usuários móveis, refletores e absorvedores que se movem de formas arbitrárias, e todas as complexas soluções das equações de Maxwell podem ser reduzidas a uma relação de entrada/saída entre a antena transmissora e receptora que é representada por um filtro linear variante no tempo.

Como um último passo, é incluído no modelo de entrada/saída um ruído aditivo. Gerado por fontes naturais, como vibrações térmicas dos átomos nas antenas, radiações de corpos negros da terra e de outros corpos celestes, este tipo de ruído está presente em todos os tipos de sistemas de comunicação sem fio. Neste modelo, será considerado que $w(t)$ é um ruído AWGN (do inglês, *Additive White Gaussian Noise*) com média zero e variância conhecida, sendo que a variância é relacionada à potência do ruído. O modelo final de entrada/saída é dado por

$$x(t) = \sum_i a_i(t) s(t - \tau_i(t)) + w(t). \quad (3.4)$$

Este modelo considera que o ruído é independente dos multipercursos na qual o sinal está sendo recebido. Esta é uma consideração aceitável para quase todas as situações de comunicações [41].

3.2 Sistemas MIMO

Os sistemas de comunicação MIMO, i.e., sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas, são sistemas constituídos por estruturas que utilizam várias antenas, tanto no transmissor como no receptor, como mostrado na Figura 3.3.

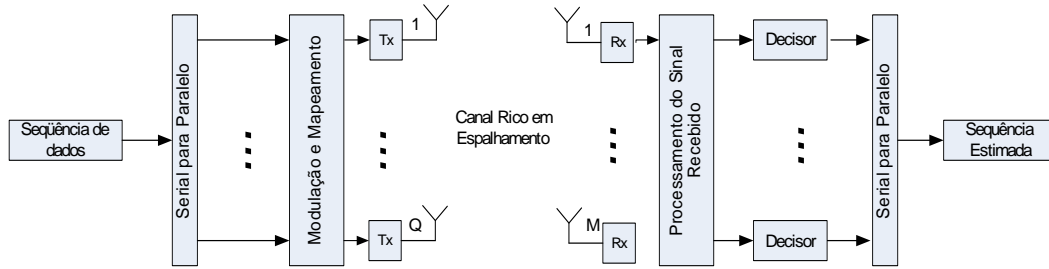


Figura 3.3. Estrutura MIMO.

Sistemas MIMO, conhecidos hoje como um esquema de transmissão promissor, estão sendo largamente explorados para prover soluções para as atuais e futuras gerações de comunicações móveis sem fio, principalmente por ser capaz de fornecer ganhos de diversidade e/ou multiplexagem. Apesar de suas vantajosas características para as comunicações sem fio, as particularidades variantes do canal, bem como sua natureza multipercurso e ruidosa, impõe às estruturas MIMO um desafio para o seu desenvolvimento e/ou sua otimização. Por esse motivo, diversos estudos focam na minimização do efeito distorsivo dos canais sem fio.

Idealizada com o intuito de introduzir um aumento na vazão de dados (antenas transmissoras) e de aumentar a redundância da informação recebida pelo sistema (antenas receptoras), a estrutura MIMO é capaz de maximizar a capacidade do sistema e propor ganhos conjuntos de diversidade e de multiplexagem, de acordo com a necessidade do sistema e da característica distorsiva do canal. Pelo fato de utilizar múltiplas antenas, por motivos de maximização da diversidade de transmissão e de recepção, é considerado que as antenas são espaçadas de uma distância mínima suficiente de forma a garantir uma decorrelação entre as condições do canal vista por antenas diferentes, i.e., que o desvanecimento sofrido por sinais diferentes sejam independentes.

Considerando a estrutura que usa múltiplas antenas em ambos os lados do sistema de comunicação, e supondo que sejam utilizadas Q antenas transmissoras e M antenas receptoras, existirá $Q \cdot M$ canais decorrelacionados entre o transmissor e o receptor. Nesta situação, se for transmitida a mesma

informação em todos os canais, é possível prover uma proteção de ordem $Q \cdot M$ contra situações de atenuações elevadas, i.e., existe uma diversidade na ordem de $Q \cdot M$ para resolver problemas de atenuações elevadas. Esta proteção é conhecida como ganho de diversidade, e o número de links independentes será considerado como sendo a ordem do ganho de diversidade.

Por outro lado, essa redundância de transmissão representa uma perda na eficiência espectral do sistema, já que esse mesmo número de canais poderia ser utilizado para multiplexar¹ seqüências de dados diferentes, i.e., uma seqüência para cada antena transmissora. O ganho de multiplexação de dados MIMO, também conhecido como ganho espacial de multiplexagem, é responsável por uma maximização da eficiência espectral do sistema, e está diretamente relacionado ao número de antenas transmissoras. Fica claro que sistemas MIMO oferecem um compromisso entre ganhos de diversidade e ganhos de multiplexagem, como será discutido a seguir.

3.2.1 Canal MIMO

O canal MIMO, como todo canal sem fio, sofre de problemas referentes à desvanecimentos de larga escala, multipercursos e de espalhamento de atrasos, tal como descrito na Seção 3.1.

Para formular um modelo de canal MIMO, é considerado um sistema equipado com Q antenas transmissoras e M antenas receptoras, na qual cada sinal transmitido é assumido sofrer desvanecimentos independentes dos demais, de forma que o sinal recebido por cada antena receptora é uma superposição de versões dos sinais transmitidos. Os canais são assumidos serem canais plano em frequência. Além da atenuação gerada pelo canal, é considerado um ruído aditivo gaussiano branco. Para finalizar as considerações do modelo, é admitido que a potência máxima de transmissão é fixa (normalizada para 1) e igualmente dividida entre as antenas transmissoras, e o desvanecimento sofrido pelo canal é admitido ser quasi-estático, i.e., durante

¹ Multiplexar significa transmitir simultaneamente, através do uso do mesmo meio, uma ou mais informações distintas.

a transmissão de cada pacote, o canal é considerado estático e que para a transmissão de pacotes diferentes, o canal sofre modificações. Além disso, é considerado um sistema perfeitamente sincronizado. Dessa forma, tem-se que o modelo MIMO para qualquer instante k de um pacote p é dado pela seguinte equação

$$\mathbf{x}(k, p) = \mathbf{H}(p)\mathbf{s}(k, p) + \mathbf{n}(k, p), \quad (3.5)$$

em que $\mathbf{s}(k, p)$ e $\mathbf{x}(k, p)$ representam, respectivamente, o vetor de dados transmitidos pelas antenas transmissoras e o vetor de dados recebidos pelas antenas receptoras no instante k , cujas respectivas dimensões são $(Q \times 1)$ e $(M \times 1)$, e a matriz de canal

$$\mathbf{H}(p) = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1Q} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2Q} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MQ} \end{bmatrix}$$

representa a matriz de canal MIMO, cuja dimensão é $(M \times Q)$, e $\mathbf{n}(k, p)$ representa o ruído gaussiano branco aditivo. O elemento h_{mq} , com $1 \leq m \leq M$ e $1 \leq q \leq Q$ são valores escalares complexos do canal formado entre a q -ésima antena transmissora e a m -ésima antena receptora. A amplitude de h_{mq} segue uma distribuição Rayleigh, caracterizando ser uma transmissão sem visada direta.

3.2.2 Compromisso entre Ganho de Diversidade e Ganho de Multiplexagem: Estruturas Híbridas

Atualmente, o uso de estruturas MIMO é um forte tópico de estudo devido à sua capacidade de prover altas taxas de dados, necessária às futuras redes de comunicação. Comparado aos sistemas tradicionais, em que um

conjunto de antenas é utilizado ou na estrutura transmissora ou na estrutura receptora, a capacidade de canal dos sistemas que usam múltiplas antenas em ambos os lados de um sistema de comunicação é extremamente maior. Isso ocorre especialmente quando o ambiente é rico no espalhamento dos sinais transmitidos, resultando em um aumento linear da capacidade de Shannon com o aumento do número de antenas [43]. Além disso, os sistemas MIMO possuem uma grande capacidade para prover ganhos de diversidade, principalmente através de técnicas baseadas na adição de códigos que espalham a informação tanto no domínio do tempo (transmissão em momentos diferentes) como no domínio do espaço (transmissão em antenas diferentes), conhecida como codificação espaço-temporal (STC).

Até recentemente, a maioria dos esquemas propostos baseados em MIMO foram desenvolvidos com o intuito de oferecer apenas um dos ganhos acima mencionados, i.e., ganho de multiplexagem ou ganho de diversidade. Observa-se, que o foco em um dos ganhos implica no sacrifício do outro, fato esse que não é interessante do ponto de vista de otimização de desempenho dos sistemas. Por exemplo, para um ganho puro de multiplexagem, foi proposto pelo Bell Labs o esquema V-BLAST (do inglês, *Vertical Bell Labs Layered Space-Time*) [44], que oferece uma forma simples de alcançar altas taxas, sem a preocupação de explorar ganhos de diversidade. Por outro lado, técnicas baseada em STC, principalmente a codificação STBC proposta por Alamouti [1], explora os ganhos de diversidade sem buscar qualquer ganho de multiplexagem.

Com o intuito de desenvolver estruturas MIMO que sejam capazes de fornecer ganhos conjuntos relativos aos ganhos de diversidade e de multiplexagem, foram propostos estratégias com arquiteturas e algoritmos híbridos em [45] [46] [47]. Com a idéia de combinar as estruturas que oferecem ganhos puros, foi possível encontrar um compromisso entre as duas naturezas de ganho, i.e., criar uma estratégia que possibilita um aumento da vazão de dados ao mesmo tempo em que se introduz um ganho de diversidade que resultará em uma melhora na qualidade da transmissão em termos de taxa de erro de bit ou de bloco. A estrutura híbrida é apresentada na Figura 3.4, e

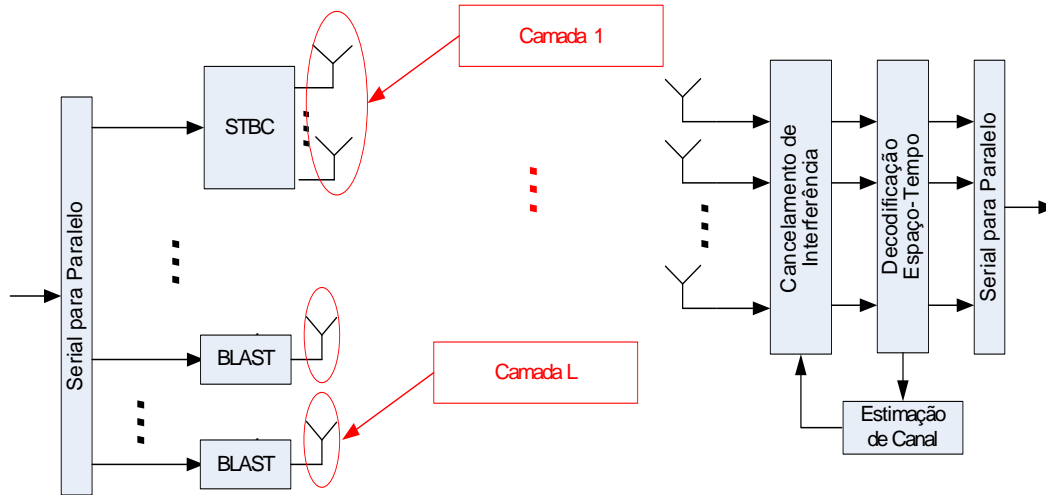


Figura 3.4. Conceito da estratégia MIMO híbrida.

análises de seu desempenho estão detalhadas no Anexo 1.

Apesar dos resultados interessantes obtidos a partir do uso dessas estruturas híbridas, como ganhos conjuntos de multiplexagem e diversidade, uma nova dificuldade foi encontrada. Com o uso de técnicas diferentes de transmissão, a complexidade para o tratamento da informação no receptor aumentou, sendo necessário o uso de estruturas desacopladas para fazer uma melhor estimação do sinal transmitido. Além disso, à existência de limites acerca das dimensões dos domínios limitam a exploração dos ganhos possíveis de serem alcançados pelos sistemas de comunicação. Como exemplo dessas limitações, pode ser citado o limite do número máximo de antenas transmissoras de acordo com o número de antenas receptoras, que limita o ganho de multiplexagem de acordo com a diversidade de recepção do sistema. Por esses motivos, novas formas de transmissão foram idealizadas para facilitar o processamento no receptor e aumentar as possibilidades na exploração de ganhos conjuntos, como será apresentado nessa dissertação.

Tendo como referência as estruturas híbridas apresentadas nos papers em anexo, é possível representar as mesmas através do uso de estruturas de codificação. Com o uso de uma simples estrutura de codificação, pode ser feito

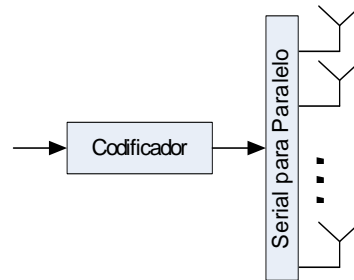


Figura 3.5. Representação alternativa da estrutura MIMO híbrida.

a distribuição da informação às antenas transmissoras de acordo com o grau de redundância desejado no sistema, antes mesmo de multiplexar a informação, como representada na Figura 3.5. A partir dessa representação, vislumbrou-se um modelo mais genérico, na qual o uso de redundância não seria feito apenas na distribuição espacial, i.e., em antenas diferentes, como também de maneira temporal em cada antena transmissora. Analisando-se essa estrutura genérica, apresentada na Figura 3.6, pôde ser percebido o uso conjunto de técnicas e algoritmos usados em camadas diferentes, e pôde ser identificado o que hoje é tratado na literatura como modelagem “*cross-layer*”². Observa-se nessa estrutura a existência de duas camadas distintas: uma, denominada camada lógica, que é responsável pela codificação lógica da informação através de códigos de embaralhamento, entrelaçamento e de adição de redundância; outra, denominada camada física ou camada PHY, que é responsável pelas estruturas de multiplexagem e codificação a nível de antena, que prepara a informação para ser transmitida pelo meio sem fio.

Focando-se nos ganhos de diversidade e de multiplexagem, conclui-se que um compromisso entre esses ganhos pode ser encontrado a partir de uma arquitetura que utiliza somente as estruturas que constituem a camada física. Com o uso de códigos por antena, observa-se que o ganho de diversidade está

² A modelagem “*cross-layer*” representa o uso conjunto de técnicas de camadas diferentes para maximizar o desempenho do sistema como um todo. Foi concluído que se o sistema for separado em camadas separadas e independentes, a otimização no desempenho de cada uma das camadas não representa necessariamente a otimização do sistema completo. Por esse motivo, a modelagem “*cross-layer*” surgiu para tratar o sistema como um todo e não através do uso de segmentações.

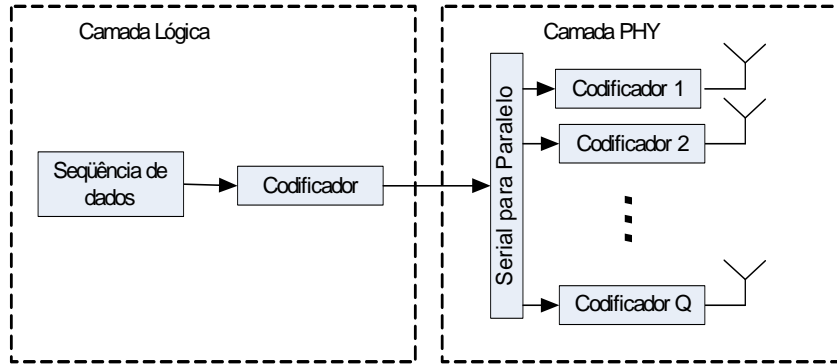


Figura 3.6. Estrutura MIMO genérica.

diretamente ligado ao tamanho da seqüência de código utilizado, enquanto o ganho de diversidade está diretamente ligado à relação entre o número de antenas transmissoras e o tamanho da seqüência de código utilizado. Apesar dessa estratégia sacrificar o ganho de diversidade de transmissão, já que a codificação agora é feita a nível de antena, observou-se também que essa estratégia descorrelacionou os dois domínios de ganhos (diversidade e multiplexagem) e permitiu que o problema seja tratado a partir de uma abordagem tensorial, que é uma abordagem que apresenta algumas vantagens em relação ao clássico tratamento escalar, vetorial e/ou matricial.

3.2.3 Estruturas de Recepção MIMO

No processo de recuperar a informação transmitida, os receptores dos sistemas MIMO são normalmente constituídos por diversas estruturas de processamento, que são responsáveis pela supressão de interferência oriundas das antenas transmissoras e conseqüente recuperação da informação transmitida.

Para a estrutura MIMO baseado no algoritmo BLAST, a solução de recepção considerada na literatura utiliza o algoritmo de forçagem a zero (ZF, *Zero Forcing*) ou o algoritmo de minimização do erro quadrático médio

(MMSE, *Minimum Mean Square Error*) como algoritmos responsáveis pelo processo de detecção. Por outro lado, para a estrutura MIMO baseada no algoritmo proposto por Alamouti, um simples processamento linear de máxima verossimilhança é suficiente. Para estruturas MIMO híbridas, foi proposto inicialmente estruturas desacopladas, como apresentada no Anexo 2. De forma geral, o princípio das estruturas receptoras MIMO é o uso de algoritmos de cancelamento de interferência com as seguintes características:

- Estimar a matriz de canal MIMO (\mathbf{H});
- Cancelar a interferência multi-antena a partir da estimação de canal;
- Decodificar a informação codificada no espaço e no tempo após o processo de cancelamento de interferência.

A estimação da matriz de canal MIMO normalmente é feita a partir do uso de equalizadores, de forma a preservar as características dos códigos de espalhamento espaço-temporal. Esse processamento ainda é largamente estudado, pois pequenos erros de estimação implicam em erros de supressão de interferência, que é responsável por um aumento da taxa de erro sofrida pelo sistema.

O cancelamento de interferência multi-antena, que também é conhecido como interferência de acesso múltiplo (MAI, *Multiple Access Interference*), pode ser feito de forma serial (SIC, *Serial Interference Cancellation*) ou paralela (PIC, *Parallel Interference Cancellation*). A partir da matriz de canal MIMO estimado, o processamento é realizado de forma a reconstruir a informação transmitida. Os algoritmos de supressão paralela eliminam a MAI de forma conjunta para todos os sinais transmitidos, sendo necessário um único processamento, enquanto a interferência por supressão sucessiva (SIC), realiza seu processamento em etapas, e os sinais transmitidos são detectados individualmente de forma sucessiva, cujas contribuições de interferência são suprimidas no momento da detecção dos sinais analisados em subsequência.

Caso os domínios acerca do sinal recebido sejam de natureza decorrelacionada, é possível realizar a recuperação da informação transmitida por intermédio de técnicas de decomposição tensorial. Apesar dessa técnica ter sido pouco utilizada no tratamento de sinal em sistemas de comunicação, ela pode oferecer ganhos tanto a nível de complexidade das estruturas receptoras, como a nível de desempenho. Esses algoritmos de decomposição tensorial são capazes de realizar de forma conjunta todo o processamento necessário no receptor, podendo estimar a matriz de canal, a seqüência de dados e a seqüência de códigos de forma única, sem a necessidade de qualquer informação *à priori*, a não ser das dimensões dos domínios. Nos capítulos 4 e 5 dessa dissertação, são apresentadas e detalhadas estruturas receptoras baseadas em técnicas de decomposição tensorial.

3.2.4 Características dos Sistemas MIMO

Após uma visão geral da operação dos sistemas MIMO, algumas características podem ser enfatizados:

- Ganho de multiplexagem: esses sistemas possuem uma capacidade de vazão de dados superior aos convencionais sistemas que utilizam um conjunto de antenas na recepção ou na transmissão, possibilitando um ganho de taxa de vazão de dados nas redes de comunicação sem fio.
- Ganho de diversidade: o aumento do número de antenas, tanto na transmissão como na recepção, aumenta o grau de liberdade para ser utilizado na adição de redundância oferecida pelo sistema, sendo possível a oferta de ganhos muito maiores do que nos sistemas tradicionais de transmissão.
- Sensibilidade a erros de estimação: os sistemas MIMO são sensíveis a erros de estimação da matriz de canal, pois pequenos erros de estimação prejudicam o processo de cancelamento de interferência, diminuindo o desempenho do sistema.

- Complexidade dos receptores: devido à natureza do sinal recebido, que sofre da interferência causada pelas diferentes antenas transmissoras e dos problemas ofertados pelos canais sem fio, os receptores normalmente precisam de um alto grau de processamento para reconstruir a informação transmitida, aumentando a complexidade do sistema.

3.3 Princípios Básicos para o CDMA

O CDMA (do inglês, *Code Division Multiple Access*) é uma técnica de modulação e de múltiplo acesso baseada na técnica de comunicação por espalhamento de espectro (SS, *Spread Spectrum*). Utilizando códigos particulares (códigos de espalhamento de espectro), os sinais são transmitidos pelo canal ao mesmo tempo através da mesma banda de frequência no espectro eletromagnético. Na literatura existem outros esquemas de múltiplo acesso baseados na organização dos sinais no domínio da frequência e no domínio do tempo, denominados respectivamente como múltiplo acesso por divisão da frequência (FDMA, *Frequency Division Multiple Access*) e múltiplo acesso por divisão do tempo (TDMA, *Time Division Multiple Access*), como apresentado na Figura 3.7. O FDMA organiza os diversos sinais a serem transmitidos em bandas de frequência diferentes, i.e., divide o espectro do canal em diversos sub-canais. O TDMA organiza a transmissão dos sinais distintos em janelas temporais, na qual cada sinal é transmitido em um período particular alocado especificamente para aquele sinal.

O CDMA é uma técnica originada nas comunicações militares e policiais americanas, em que se objetivava uma transmissão de difícil detecção, e mesmo quando detectada, sua decodificação era inviável sem o conhecimento *a priori* dos códigos espalhadores. A partir do interesse em atender as demandas crescentes em comunicações da sociedade em geral, as possibilidades de uso dessa tecnologia para a elaboração de um esquema de múltiplo acesso tornou-se factível para ser utilizada nas comunicações sem fio, consagrando-se hoje uma das técnicas mais importantes para as atuais e as futuras comunicações de

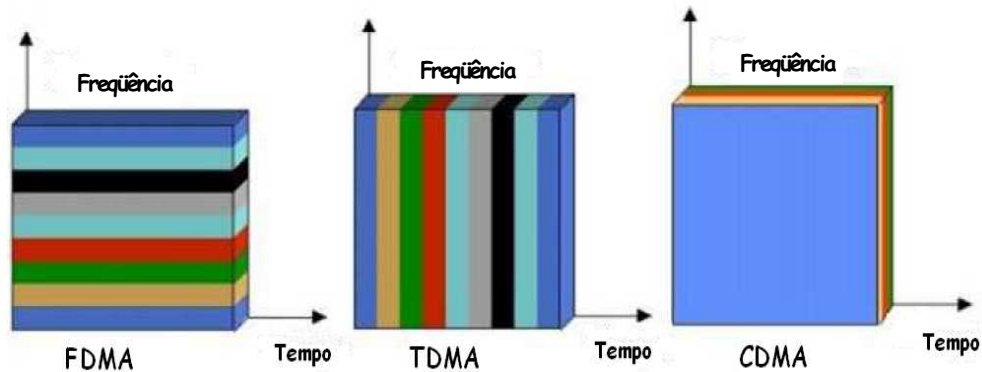


Figura 3.7. Esquemas de acesso ao meio.

alto desempenho e capacidade.

3.3.1 Princípio do Espalhamento de Espectro

O princípio do espalhamento do espectro é deslocar a informação do sinal em banda básica em uma banda mais larga. Como resultado, o sinal espalhado possui algumas características que assemelham-se a de um ruído de faixa larga, dificultando a sua detecção, interceptação e/ou demodulação. Além disso, os sinais espalhados possuem a propriedade de serem mais difíceis de serem identificados do que os sinais de banda estreita. Assim sendo, com uma baixa probabilidade de interceptação e com características de anti-deteção, os sinais assim espalhados tiveram larga utilização nos meios militares por muitos anos. Os sinais espalhados são intencionalmente produzidos para terem uma banda de frequência muito mais larga que a da informação transmitida, espalhando a sua potência de forma equiparável à distribuição de potência de ruído com faixa larga.

Existem algumas formas de espalhar uma seqüência de dados, mas, por simplicidade, será apresentado apenas o espalhamento de espectro por seqüência direta (DSSS, *Direct Sequence Spread Spectrum*). Em essência, o

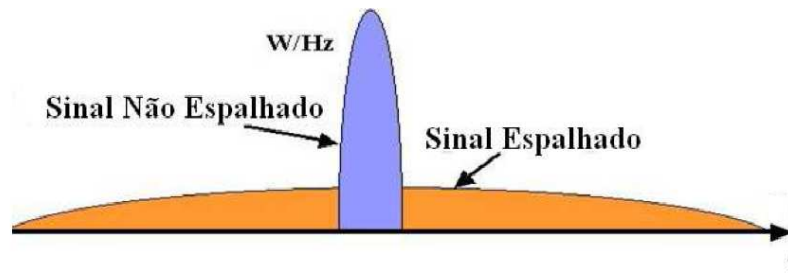


Figura 3.8. Espalhamento DSSS.

sinal contendo a informação é multiplicado por um sinal chamado de código de espalhamento ou seqüência de código de chips. O sinal produzido a partir dessa multiplicação possui uma taxa de dados muito maior que o sinal de informação, tendo como resultado o espalhamento do sinal em uma banda maior do que o sinal original (não espalhado), como mostrado na Figura 3.8 em termos das densidades espectrais de potência.

Para decodificar o sinal e recuperar a informação original, o sinal espalhado é multiplicado pela seqüência de código para reconstruir a informação transmitida. Quando esse processo é realizado, apenas o sinal que havia sido espalhado com o mesmo código é recuperado, e todos os demais sinais, mesmo os que foram gerados por códigos espalhadores diferentes, são ignorados.

Para aumentar a robustez do processo de DSSS, o uso de códigos com propriedades pseudo-ruídos são desejados. A razão para o uso desses tipos de códigos é que tais códigos espalham o sinal e dá a eles uma característica de ruído, fazendo com que o sinal espalhado possua baixa probabilidade de interceptação.

3.3.2 Técnicas de Espalhamento

Com o objetivo de se transmitir um sinal espalhado com características de proteção de informação, é necessário o uso de códigos espalhadores.

Considerando apenas aqueles códigos que possuem propriedades de ruído, observa-se que todos eles possuem duração muito maior do que os códigos clássicos utilizados na transmissão de dados, mesmo porque o objetivo desse tipo de código é espalhar a banda do sinal.

Os códigos nos sistemas SS são usados para:

- Proteção contra interferência: o código age em prol de um compromisso entre ganho de processamento e interferência entre sinais, onde o ganho de processamento é a razão entre a duração de um símbolo e a duração de um chip.
- Redução do efeito ruído: o código age de forma a atenuar os efeitos do ruído presente não desejados.

Para este trabalho, será considerado duas famílias de códigos de espalhamento:

Códigos de Hadamard-Walsh (HW) Gerado a partir de uma seqüência de $N = 2^n$ códigos de tamanho $N = 2^n$. O algoritmo de geração é apresentado na Figura 3.9.

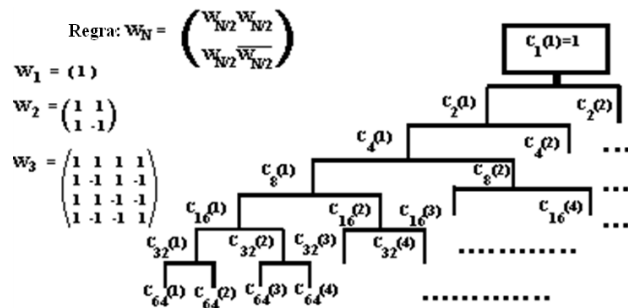


Figura 3.9. Códigos de Hadamard-Walsh.

Como pode ser visto, a partir dessa regra de geração, todas as colunas da matriz W , são mutuamente ortogonais³, fazendo deste, o tipo de código mais utilizado em sistemas CDMA.

Códigos de Hadamard-Walsh truncado (THW) Gerado pelo truncamento da matriz de código de Hadamard-Walsh, este código não possui a ortogonalidade entre os diferentes códigos, mas possui independência entre diferentes códigos, como mostrado no Apêndice B.2. O truncamento é feito pela redução do código para um tamanho L igual ou maior que o número de usuários Q ($L \geq Q$).

3.3.3 Características do CDMA

Após uma visão geral sobre os sistemas CDMA, algumas características podem ser detectadas nos sistemas baseados no espalhamento espectral:

- Robustez contra o ruído: durante o processamento dos dados do sinal recebido, o sistema baseado na técnica de espalhamento espectral é imune à interferência e ao ruído. Além disso, esta técnica reduz drasticamente o consumo de energia dos aparelhos eletrônicos, já que é possível suprimir o ruído eletrostático, que são comuns nos sistemas de comunicação analógica.
- Robustez contra desvanecimento multipercurso: por causa de sua propriedade inerente de diversidade em frequência, o sistema de espalhamento de espectro é muito menos suscetível ao desvanecimento multipercurso.
- Segurança inerente: em um sistema de espalhamento espectral, devido à natureza pseudo-aleatória da sequência de código, o sinal é transmitido após ter sido “randomizado”. Apenas o receptor que possui exatamente

³ Todas as colunas são mutuamente ortogonais:

$$\sum_{i=0}^{N-1} w_{ia} \cdot w_{ib} = 0 \quad \forall a \neq b$$

Em um sistema CDMA sincronizado, esta propriedade garante que não existe interferência entre sinais de usuários diferentes.

a seqüência de código de espalhamento e o tempo de sincronismo do sistema é capaz de recuperar o sinal original. Conseqüentemente, os sistemas baseados no espalhamento espectral provêm uma segurança que não existe nos demais sistemas de comunicação sem fio.

- Co-existência: o sistema de espalhamento espectral é menos suscetível a interferência que outros sistemas. Dessa forma, com a perfeita adequação das seqüências de códigos, múltiplos sistemas de espalhamento espectral podem co-existir sem criar uma interferência severa entre os diferentes sistemas. Essa característica aumenta a capacidade dos sistemas.
- Longa distância de operação: os sistemas que usam a técnica de espalhamento espectral podem usar potências de transmissão maiores por causa de sua natureza não interferente. Por esse motivo, o alcance das transmissões podem ser significativamente maiores do que as transmissões analógicas tradicionais.
- Difícil de ser detectada: sinais espalhados na freqüência possuem uma banda de transmissão maior do que os sinais convencionais. Como a banda de comunicação é espalhada, o sinal pode ser transmitido com potência baixa sem ser destruído pelo ruído existente no meio, i.e., o processo de desespalhamento reconstrói o sinal e espalha os demais sinais existentes no meio. Sem o conhecimento *a priori* do código de espalhamento, é impossível decifrar a transmissão.

Neste capítulo foi discutido e apresentado algumas características das estruturas dos sistemas de comunicação sem fio. Utilizando os conceitos descritos aqui, será discutido no próximo capítulo a aplicação da decomposição PARAFAC no contexto MIMO-CDMA.

Capítulo 4

Receptor PARAFAC para um Sistema de Comunicação MIMO-CDMA

Durante os últimos anos, alguns algoritmos foram propostos baseados na decomposição por fatores paralelos (PARAFAC) aplicada ao processamento de sinais no contexto de sistemas de comunicações sem fio. Após ter sido desenvolvido e usado nas áreas de química e psicometria, motivado por sua propriedade de unicidade, o PARAFAC surgiu como uma atrativa ferramenta para a modelagem de sistemas, formatação de feixes cegos, estimação e equalização de canais multi-usuários e separação de sinais.

Na literatura, a decomposição PARAFAC para o sistema multiusuário CDMA com diversidade de recepção já foi proposto e analisado [48] [13]. O problema das estruturas propostas é que elas só consideram o caso cego e os sinais recuperados sofrem de ambigüidades de permutação e de escala, que são inerentes aos processos cegos. Por esse motivo, em [49] são analisadas as características práticas dos sistemas multiusuário CDMA para propor estruturas receptoras que usam a decomposição PARAFAC com a consideração de conhecimento *a priori* de alguma das matrizes de decomposição, permitindo uma análise de desempenho sem a adição de estruturas de análise de correlação cruzada e/ou adição de constantes para

eliminar as ambiguidades.

Nesse trabalho, é analisado o desempenho de receptores MIMO baseado na decomposição PARAFAC na qual cada antena utiliza um código de espalhamento, garantindo assim um compromisso entre os ganhos de multiplexagem e de diversidade de acordo com o tamanho do código utilizado. Por motivo do uso dos códigos anteriormente considerados, não iremos alcançar ganhos de multiplexagem, já que a natureza dos códigos considerados se dá pela definição de seu tamanho ser maior ou igual ao número de antenas transmissoras. Apesar desse detalhe, outras famílias de códigos, que venham a satisfazer as condições que serão apresentadas, podem ser considerados, e assim, ganhos de multiplexagem podem vir a ser obtidos.

Neste capítulo, um estudo analítico da decomposição PARAFAC aplicada ao sistema MIMO com códigos espalhadores é apresentado. Na Seção 4.1, o modelo de sinal MIMO-CDMA é detalhado. Em seguida, é estudada a propriedade de unicidade do modelo PARAFAC. Ao final do capítulo, na Seção 4.3, as estruturas receptoras para um sistema MIMO-CDMA são propostas.

Por simplicidade, são feitas algumas considerações como:

- o sistema é baseado em pacote, no qual o processamento de decomposição tensorial é feito após a recepção do pacote, de maneira *off-line*;
- o canal sem fio é considerado quase estático e plano em frequência¹;
- o sinal recebido em antenas diferentes são considerados descorrelacionados²;
- cada antena receptora possui um dispositivo de controle automático de ganho que é responsável pela normalização do sinal recebido.

¹ A consideração do canal ser plano em frequência pode ser facilmente justificada pela adição de chips de guarda ou com o uso de técnicas como (OFDM). ² A descorrelação é válida a partir da consideração do afastamento entre as antenas, tanto transmissoras como receptoras, ser maior do que a metade do comprimento de onda do sinal transmitido.

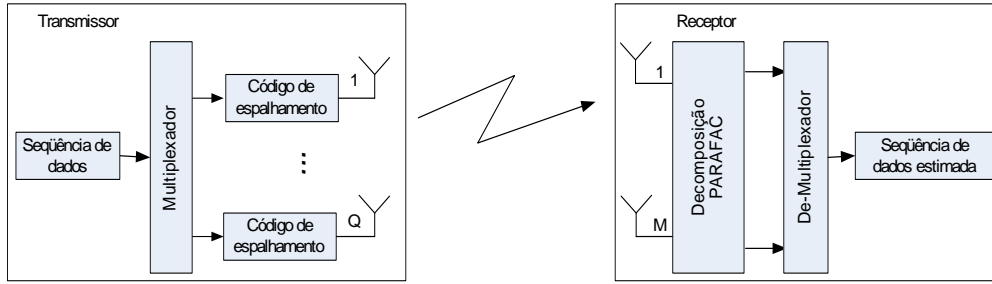


Figura 4.1. Sistema MIMO-CDMA.

4.1 Modelo de Sinal MIMO-CDMA

O sistema MIMO-CDMA considerado nesse trabalho é um sistema sem fio simples que gera um sinal multidimensional que pode ser modelado como um tensor e decomposto a partir do algoritmo PARAFAC.

Considerando o sistema MIMO-CDMA sincronizado e baseado em pacote (Figura 4.1), com Q antenas transmissoras, M antenas receptoras e código de tamanho L em um canal quase estático plano em frequência $\mathbf{H}(p)$, em que cada elemento $h_{m,q}(p)$ da matriz de canal se refere ao canal entre a q -ésima antena transmissora e a m -ésima antena receptora durante a transmissão do p -ésimo pacote. Na ausência de ruído, a representação em banda básica do sinal discreto recebido pela m -ésima antena do n -ésimo símbolo no l -ésimo chip é dado por

$$x_m(n, l, p) = \sum_{q=1}^Q h_{m,q}(p) s_q(n, p) c_q(l), \quad (4.1)$$

na qual $s_q(n, p)$ e $c_q(l)$ denota respectivamente o n -ésimo símbolo do p -ésimo pacote e o l -ésimo chip do q -ésima antena transmissora. Usando a notação da decomposição PARAFAC, Equação (2.1), a Equação (4.1) pode ser reescrita como

$$x_{m,n,l}(p) = \sum_{q=1}^Q h_{m,q}(p) s_{n,q}(p) c_{l,q}, \quad (4.2)$$

e pode-se definir as três matrizes de decomposição $\mathbf{H}(p)$, $\mathbf{S}(p)$ e \mathbf{C} do modelo PARAFAC como as matrizes constituídas respectivamente pelos elementos $h_{m,q}(p)$, $s_{n,q}(p)$ e $c_{l,q}$. A matriz $\mathbf{H}(p)$ tem dimensões $(M \times Q)$ e cada componente indica um canal plano em frequência entre uma antena transmissora e uma antena receptora durante a transmissão de um pacote. A matriz $\mathbf{S}(p)$ é a matriz de símbolo com dimensões $(N \times Q)$, em que cada coluna q é a seqüência de dados transmitida pela q -ésima antena transmissora. A matriz \mathbf{C} é a matriz de código com dimensões $(L \times Q)$, em que cada coluna q representa o código da q -ésima antena transmissora.

Na verdade, da forma que o sinal é recebido, sua organização não é tensorial, e sim matricial, i.e., cada antena receptora recebe uma seqüência de dados. Escrevendo o sinal recebido por cada antena receptora como sendo a soma dos diversos sinais transmitidos por antenas diferentes, temos que

$$\mathbf{x}_m(p) = \sum_{q=1}^Q h_{m,q}(p) (\mathbf{s}_q(p) \otimes \mathbf{c}_q), \quad (4.3)$$

em que $\mathbf{x}_m(p)$ é a seqüência de dados recebidas pela m -ésima antena receptora durante a transmissão do p -ésimo pacote, $\mathbf{s}_q(p)$ representa a q -ésima coluna da matriz $\mathbf{S}(p)$ e \mathbf{c}_q é a q -ésima coluna da matriz \mathbf{C} . Reescrevendo as seqüências recebidas em uma matriz de dimensão $(LN \times M)$, na qual a m -ésima coluna representa a seqüência de dados recebida pela m -ésima antena receptora, obtém-se com essa matriz uma das formas desdobradas da decomposição PARAFAC como mostrado em (2.4). Esta matriz do sinal MIMO-CDMA recebido pode ser gerada a partir de

$$\mathbf{X}_2(p) = (\mathbf{S}(p) \diamond \mathbf{C}) \mathbf{H}^T(p). \quad (4.4)$$

No receptor, com o conhecimento de uma das matrizes “*Unfolded*” (\mathbf{X}_2), é possível reconstruir o tensor $\underline{\mathbf{X}}$ para estimar as demais matrizes “*Unfolded*” (Seção 1.1.3) e usá-las no algoritmo ALS (Seção 2.3) para estimar as matrizes de decomposição.

Para o processo de decomposição, quando aplicado o algoritmo ALS, duas estruturas são consideradas. Baseadas no conhecimento de algumas características das matrizes de decomposição, são utilizadas as seguintes estruturas:

1. A primeira estrutura (RX1), é a mais simples e se baseia apenas na normalização da matriz de canal. Explorando tal conhecimento, o canal é normalizado a cada iteração ALS e o fator de escala é eliminado da matriz de canal. Após atingir a convergência, a matriz de símbolos/códigos³ é projetada no alfabeto finito de seus elementos.
2. A segunda estrutura (RX2) é baseada não apenas na normalização da matriz de canal, mas também na projeção sobre um alfabeto finito dos elementos das matrizes de símbolos e códigos a cada iteração ALS.

4.2 Propriedade de Unicidade

A propriedade de unicidade do modelo PARAFAC é uma das maiores motivações para esse estudo. Como descrito na Seção 2.2, esta propriedade significa que o processo de decomposição é único, e que se pode estimar exatamente as matrizes de decomposição do tensor multi-dimensional.

Considerando o modelo do sistema MIMO-CDMA como descrito na seção anterior (Seção 4.1), a condição de Kruskal (Equação 2.5) que respeita a propriedade de unicidade é dada por

³ A projeção da matrix de código é feita apenas quando um código com alfabeto finito é utilizado. Quando um código com alfabeto não finito é utilizado, uma normalização é feita para eliminar o fator de escala.

$$k_{H(p)} + k_{S(p)} + k_C \geq 2(Q + 1), \quad (4.5)$$

na qual $k_{H(p)}$, $k_{S(p)}$ e k_C representam respectivamente o k -posto das matrizes $\mathbf{H}(p)$, $\mathbf{S}(p)$ e \mathbf{C} , e Q é o número de antenas transmissoras.

Analizando as matrizes de decomposição e considerando as características do sistema, pode-se concluir que:

- O canal entre cada antena transmissora e receptora sofre de um desvanecimento independente, implicando que todas as colunas da matriz de canal sejam independentes e descorrelacionadas, e que $\mathbf{H}(p)$ seja k -posto completo ⁴.
- A matriz de código \mathbf{C} é gerada de forma que cada antena transmissora utilize diferentes códigos das demais antenas. Como todo o processamento é feito pela mesma estrutura de transmissão, é considerado que a escolha dos códigos por antena é feito de forma aleatória, mas que nunca duas antenas diferentes irão usar ao mesmo tempo o mesmo código. Observando a estrutura dos códigos, são consideradas duas famílias de códigos: códigos de Hadamard-Walsh e códigos de Hadamard-Walsh truncados. Para o caso da família Hadamard-Walsh, os códigos possuem comprimentos iguais a uma potência de dois e maior ou iguais ao número de antenas transmissoras ($L \geq Q$). Para o caso da família de códigos de Hadamard-Walsh truncados, a única imposição é que possua comprimento maior ou igual ao número de antenas transmissoras ($L \geq Q$). Nessas condições, a matriz \mathbf{C} é sempre k -posto completo, como apresentado no Apêndice B.
- A seqüência de dados transmitida por cada antena é descorrelacionada em relação às demais seqüências de dados transmitidos pelas outras antenas. Considerando que o número de símbolos por pacote seja muito

⁴ As matrizes cujas colunas sejam independentes e que cujos valores de cada elemento possuam uma distribuição absolutamente contínua e descorrelacionados dos demais é k -posto completo com probabilidade unitária [25].

maior do que o número de antenas transmissoras ($N \gg Q$), a matriz $\mathbf{S}(p)$ é k -posto completo. Para pequenos valores de N , a presença do ruído garante que a matriz $\mathbf{S}(p)$ seja k -posto completo, pelo mesmo motivo pelo qual a matriz de canal o é. Para o caso supervisionado, que será considerado adiante, a seqüência de treinamento é modelada de forma que a matriz de símbolo seja k -posto completo, mesmo que N seja muito pequeno.

Nessas condições, pode-se reescrever a equação (4.5) como

$$\min(M, Q) + \min(N, Q) + \min(L, Q) \geq 2Q + 2 \quad (4.6)$$

que implica nos seguintes colorários [13]:

1. Se $N \geq Q$ e $L \geq Q$, que é o típico caso dos sistemas CDMA, então $M \geq 2$ antenas são necessárias para garantir a propriedade de unicidade; dessa forma, o sistema é capaz de operar com mais sinais transmitidos que sensores de recepção.
2. Se $M \geq Q$ e $L \geq Q$, então apenas $N \geq 2$ símbolos são necessários para garantir a propriedade de unicidade; dessa forma, o sistema é capaz de operar em canais de severos desvanecimentos.
3. Se $M \geq Q$ e $N \geq Q$, então apenas $L \geq 2$ chips são suficientes para garantir a propriedade de unicidade; dessa forma, não é necessário o uso de seqüências de espalhamento ortogonais ou pseudo-ortogonais. Nestas condições, o sistema opera de forma supersaturada, na qual o número de sinais transmitidos é muito maior do que o tamanho do código.
4. Se $M < Q$, $N < Q$ e/ou $L < Q$ mas a condição de Kruskal é satisfeita (4.5), o modelo é ainda identificável. Esta propriedade é extremamente interessante e uma das maiores motivações para o uso do modelo PARAFAC para o caso CDMA

A propriedade de unicidade é satisfeita para o sistema considerado, e o sinal recebido possui única decomposição a partir das considerações feitas.

4.3 Receptores PARAFAC

Nesta seção, são apresentados três receptores PARAFAC para o sistema sem fio MIMO-CDMA. Neste contexto, são inicialmente detalhados o processo de inicialização e o critério de convergência para o algoritmo ALS usado na decomposição PARAFAC, utilizados em todos os receptores. Em seguida é estudado o receptor cego proposto por Sidiropoulos *et al* [13]. Na seqüência, duas outras estruturas receptoras são propostas originalmente, os quais são baseadas no conhecimento *a priori* de uma das matrizes de decomposição do tensor em estudo. Sendo assim, torna-se possível eliminar as ambigüidades de permutação e escala presentes na recepção cega.

4.3.1 Inicialização e Critério de Convergência

Para utilizar as estruturas receptoras, uma inicialização é necessária para que o algoritmo ALS comece a operar. Para o caso em estudo, a inicialização de duas das três matrizes de decomposição é necessária, como descrito na Seção 2.3. Para a inicialização, a matriz de canal é sempre gerada aleatoriamente, enquanto que a segunda matriz que será inicializada dependerá do conhecimento *a priori* de alguma informação acerca das demais matrizes. Dependendo do conhecimento *a priori* das estruturas das matrizes, as matrizes são inicializadas, seja por elementos conhecidos ou por uma inicialização a partir de uma matriz gerada com elementos escolhidos de forma aleatória. Após o processo de inicialização, o algoritmo ALS entra em ação até alcançar sua convergência, na qual são determinadas as três matrizes de decomposição.

O critério de convergência é definido pela determinação de um erro mínimo de estimação de (10^{-6}) a partir da análise da diferença das marizes

de decomposição estimadas entre iterações consecutivas do algoritmo ALS. Isto é, para um tensor cujas matrizes de decomposição são \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} com representações das estimações das matrizes de decomposição como sendo $\hat{\mathbf{A}}_{(i)}$, $\hat{\mathbf{B}}_{(i)}$ e $\hat{\mathbf{C}}_{(i)}$ para a i -ésima iteração do algoritmo ALS, a convergência é atingida quando

$$\|\hat{\mathbf{A}}_{(i)} - \hat{\mathbf{A}}_{(i-1)}\|_F + \|\hat{\mathbf{B}}_{(i)} - \hat{\mathbf{B}}_{(i-1)}\|_F + \|\hat{\mathbf{C}}_{(i)} - \hat{\mathbf{C}}_{(i-1)}\|_F \leq 10^{-6}. \quad (4.7)$$

Para o caso da análise da matriz de código, é considerado que para cada sistema, o conjunto de códigos é fixo, na qual implica dizer que uma vez estimada a matriz de código, essa matriz permanece constante para todas as futuras transmissões.

4.3.2 Receptor PARAFAC Cego

Este receptor é caracterizado pela falta de conhecimento *a priori* de qualquer informação acerca dos elementos que constituem as matrizes de decomposição. Devido a isso, após todo o processo de decomposição do tensor a partir do uso do algoritmo ALS, as matrizes estimadas podem sofrer das ambigüidades sofridas por qualquer técnica cega, que são caracterizadas por uma ambigüidade de permutação e de escala. Por este motivo, é necessário o uso de técnicas adicionais que eliminem estas ambigüidades, fazendo com que o receptor utilize técnicas que aumentam sua complexidade.

Características do Receptor

Este receptor possui as seguintes características:

- Apesar da falta de conhecimento acerca das matrizes de decomposição (problema de natureza cega), esse receptor permite a obtenção da

estimação confiável dos parâmetros de interesse no sistema, que sofrem apenas de efeitos de ambigüidade de permutação e de fator de escala.

- A necessidade de um processamento adicional é um fator limitante, pois aumenta a complexidade da estrutura receptora e não é possível garantir a ótima solução do problema;
- O número de iterações ALS requerida até atingir a convergência sofre de uma grande flutuação (alta variância) pois ela está diretamente relacionada à inicialização do sistema. Devido ao não conhecimento *a priori* de qualquer informação acerca dos elementos das matrizes de decomposição, uma inicialização aleatória se faz necessária, podendo acarretar a mencionada flutuação.

4.3.3 Receptor PARAFAC com Conhecimento dos Códigos

Este receptor é baseado no sistema CDMA clássico, no qual os códigos são conhecidos pelas estruturas de recepção. A partir dessa consideração, cada pacote é analisado de forma independente, e o algoritmo ALS é utilizado para estimar as duas outras matrizes: matriz de canal e matriz de dados.

Para o uso do algoritmo ALS, é utilizado as duas estruturas propostas (RX1 e RX2) que foram detalhadas na Seção 4.1.

Características do Receptor

Nesta estrutura de recepção, as seguintes características podem ser expressas:

- Esta estrutura de recepção pode ser vista como um caso com restrições da estrutura cega;
- Além do fato de se conhecer a matriz de código ser algo natural e largamente utilizado nos sistemas atuais, o conhecimento de uma

das matrizes de decomposição elimina a ambigüidade de permutação, eliminando assim a necessidade de processamento adicional;

- A convergência do algoritmo ALS é esperada ser mais rápida com o conhecimento a priori de uma das matrizes de decomposição.

4.3.4 Receptor PARAFAC Supervisionado

Esta estrutura receptora é baseada nos sistemas CDMA supervisionados, na qual é utilizada uma seqüência de treinamento no início de cada transmissão de pacote, de forma a introduzir um conhecimento *a priori* de uma das matrizes de decomposição. Neste caso, o processo de estimação é dividido em duas etapas: a primeira é caracterizada pela estimação da matriz de canal e da organização da matriz de código a partir do conhecimento da matriz de seqüência de treinamento; a segunda etapa é feita para estimar a seqüência de dados transmitida a partir da matriz de código e da matriz de canal estimada na primeira etapa.

Considerando o conhecimento das palavras de código usadas pelo sistema e da seqüência de treinamento, apenas a estrutura RX2 do algoritmo ALS será considerada, a qual será baseada na projeção das palavras de código estimadas sobre o alfabeto de palavras código do sistema.

Para construir a seqüência de treinamento, como é desejado uma seqüência pequena, será utilizado uma matriz de Hadamard-Walsh truncada. Essa estrutura foi escolhida pois é uma estrutura que satisfaz a condição de ser k -posto completo e que pode ser composta por poucos elementos ($L = Q$).

Características do Receptor

Nesta estrutura receptora, as seguintes características podem ser observadas:

- Esta estrutura de recepção pode ser vista como um caso de restrições da estrutura cega e da estrutura com conhecimento do código;
- Além da consideração de utilizar uma seqüência de treinamento no período de aquisição, reduzindo a complexidade, apesar de diminuir a eficiência espectral do sistema, o conhecimento desta matriz elimina a ambiguidade de permutação e diminui a complexidade do algoritmo ALS, pois diminui drasticamente a dimensão do tensor na dimensão de número de símbolos.
- A convergência do algoritmo ALS é esperada ser mais rápida com o conhecimento *a priori* da matriz de treinamento e do alfabeto de palavras código.

Este capítulo apresentou as estratégias e estruturas propostas para receptores PARAFAC em sistemas MIMO-CDMA, apontando suas vantagens e limitações técnicas. A seguir, resultados dos receptores que contém informações *a priori* de alguma das matrizes de decomposição serão enfocados via simulação computacional.

Capítulo 5

Resultados de Simulação de Sistemas MIMO-CDMA com Receptores PARAFAC

Neste capítulo algumas simulações computacionais são apresentadas para ilustrar o desempenho das duas estruturas receptoras propostas. Baseadas no conhecimento de uma das matrizes de decomposição (conhecimento da matriz de código ou uso de uma seqüência de treinamento), as estruturas são analisadas em termos de convergência e taxa de erro de bit (BER).

Para a análise de desempenho das duas estruturas propostas, é considerado o uso de uma modulação BPSK e de duas famílias de códigos (códigos de Hadamard-Walsh e códigos de Hadamard-Walsh truncado). Cada simulação representa a transmissão de um pacote constituído de 1000 símbolos. O canal é considerado quasi-estático plano em frequência, i.e., durante a transmissão de um pacote de símbolos o canal é considerado constante mas ele varia de forma decorrelacionada para diferentes pacotes. São usadas 2 ou 4 antenas no receptor. Os resultados são analisados em termos do número de antenas transmissoras, número de antenas receptoras, tamanho do código e tamanho da seqüência de treinamento (para o caso supervisionado). Todas as

Tabela 5.1. Parâmetros do Sistema.

Modulação	BPSK
Número de símbolos por pacote (N)	1000
Número de antenas receptoras ($AntRX$)	2 e 4
Número de realizações de Monte Carlo	100

simulações são baseadas na técnica de simulação de Monte Carlo constituída de 100 realizações. Na Tabela 5.1, é mostrado um resumo dos parâmetros de simulação.

5.1 Receptor PARAFAC MIMO-CDMA com Conhecimento de Código

5.1.1 Convergência

A convergência desse receptor foi mais rápida do que esperado. Analisado a partir da convergência do algoritmo ALS em termos de BER, o estudo considerou diferentes valores de SNR (do inglês, *Signal to Noise Ratio*) em diferentes configurações sistêmicas (números de antenas transmissoras, número de antenas receptoras, tamanho do código e número de símbolos contidos em um pacote). Para exemplificar alguns dos resultados, são apresentadas nas Figuras 5.1, 5.2 e 5.3 a convergência do receptor em algumas situações sistêmicas. As figuras apresentada são geradas a partir de um sistema cuja SNR é de 5dB e a convergência é analisada para as duas estruturas ALS (RX1 e RX2) com diferentes números de antenas transmissoras, diferentes números de antenas receptoras e diferentes tamanhos/famílias de código.

Na Figura 5.1, é analisado o caso com 3 antenas transmissoras ($AntTX$) e 2 antenas receptoras ($AntRX$). Com o uso de duas famílias de códigos diferentes, o código de Hadamard-Walsh truncado (THW) e o de Hadamard-Walsh (HW)

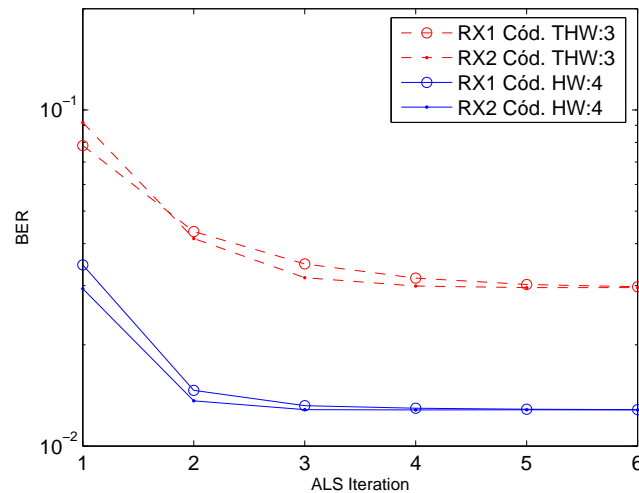


Figura 5.1. Convergência ALS para o sistema com 2 AntRX, 3 AntTX e SNR de 5dB.

com tamanhos respectivos de 3 e 4 chips, os resultados apresentam que as duas estruturas ALS não apresentam nenhuma diferença de desempenho, e a convergência é alcançada após a quinta iteração.

Na Figura 5.2 e Figura 5.3, é analisada a convergência do algoritmo ALS para um sistema com respectivamente 5 AntTX - 2 AntRX, 10 AntTX - 4 AntRX. Como no caso anterior, a convergência pode ser observada que é atingida aproximadamente na mesma iteração, i.e., após a quinta iteração o ALS alcança a convergência. O uso da projeção sobre o alfabeto finito da estrutura RX2 não apresenta nenhuma vantagem em relação à estrutura RX1, apesar de aumentar a complexidade computacional da estrutura receptora. Em relação aos códigos, é observado que o desempenho da família de códigos ortogonais (HW) apresenta melhores resultados, como esperado. Isso pode ser justificado pelo fato de que as palavras códigos possuem uma perfeita decorrelação com as demais palavras códigos.

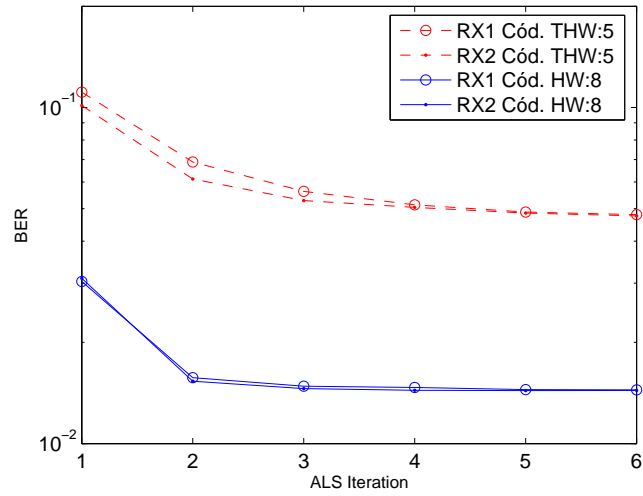


Figura 5.2. Convergência ALS para o sistema com 2 AntRX, 5 AntTX e SNR de 5dB.

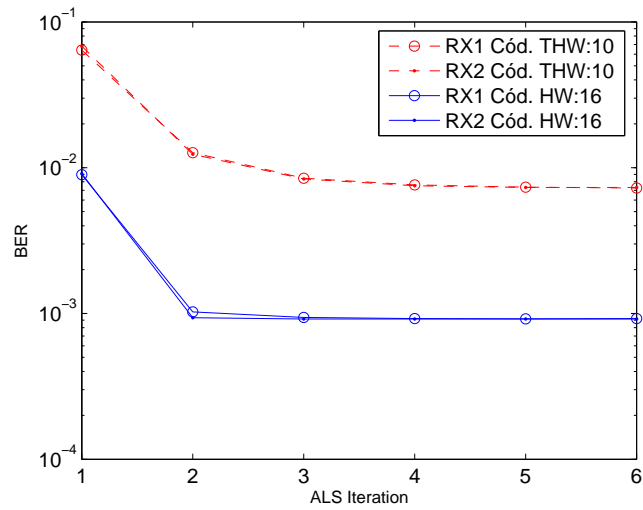


Figura 5.3. Convergência ALS para o sistema com 4 AntRX, 10 AntTX e SNR de 5dB.

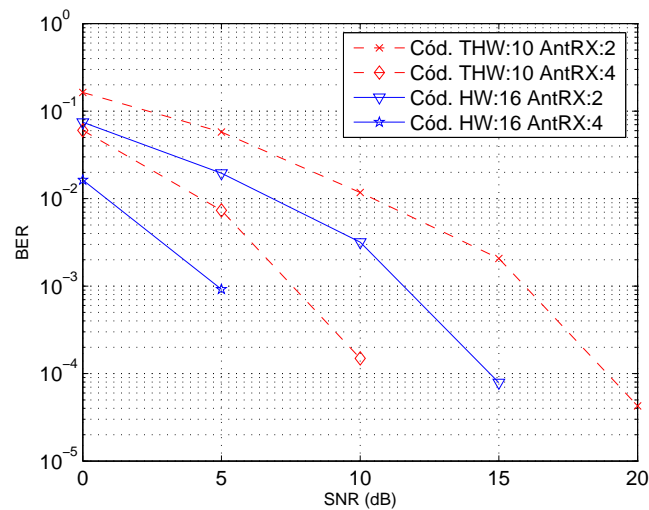


Figura 5.4. Comparação de desempenho da estrutura RX1 com 10 AntTX, após a 5ª iteração ALS.

5.1.2 Taxa de Erro de Bit (BER)

Para a análise do desempenho através da BER, é considerado apenas a estrutura RX1 para o uso do algoritmo ALS, pois como apresentado na seção anterior, a estrutura RX2 é computacionalmente mais complexo e o desempenho/convergência é a mesma da estrutura RX1.

Na Figura 5.4, é comparado o desempenho de um sistema composto por 10 AntTX e analisado o impacto do uso de diferentes códigos (código THW com 10 chips e código HW com 16 chips) e do uso de diferente número de antenas receptoras (2 e 4 AntRX). Como pode ser visto na figura, o aumento da redundância fornecida ao sistema (tamanho do código e diversidade de recepção) aumenta o desempenho da estrutura receptora. Como um exemplo, para uma BER objetivo de 10^{-3} , um ganho de 9dB em termos de SNR (o que pode ser traduzido como um decréscimo de potência de transmissão) é ofertado quando o número de antenas receptoras aumentam de 2 pra 4 quando o código THW é utilizado, e um ganho de 7dB em termos de SNR é oferecido quando é utilizado o código HW.

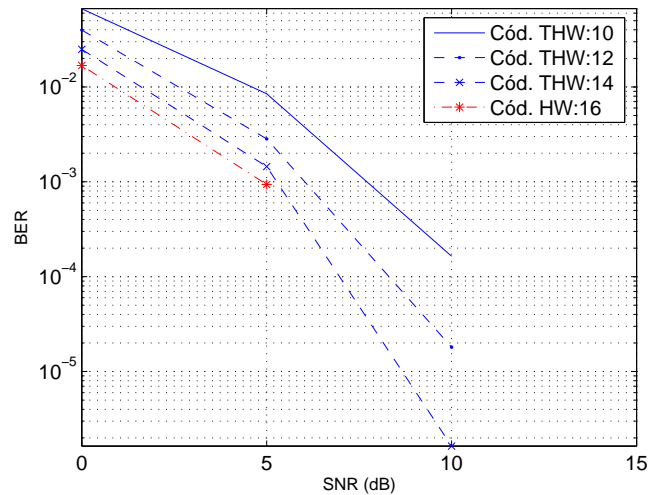


Figura 5.5. Comparação de desempenho da estrutura RX1 com 10 AntTX, 4 AntRX, após a 5ª iteração ALS.

Para comparar o impacto da estrutura de código no desempenho da estrutura receptora, são comparados os resultados dos receptores quando utilizados códigos da família THW e HW, a partir de simulações de sistemas com um número fixo de antenas. De acordo com a Figura 5.5, é simulado um sistema com 10 AntTX e 4 AntRX, e observa-se que o aumento do comprimento do código melhora o desempenho da estrutura receptora. O melhor resultado é obtido com o uso do código HW composto por 16 chips. Para uma BER objetivo de 10^{-3} , o sistema que utiliza o código HW oferece um ganho de 2.5dB em termos de SNR em relação ao código THW com 10 chips, um ganho de 1dB em relação ao código THW de 12 chips e um ganho de 0.2dB em relação ao código THW de 14 chips. Pode-se concluir que o código não precisa ser ortogonal para apresentar um bom desempenho, apesar da propriedade de ortogonalidade ser responsável pelo código de melhor desempenho.

Para analisar o impacto do número de antenas transmissoras, é apresentado na Figura 5.6 o desempenho do sistema que utiliza diferentes números de antenas transmissoras (35, 40 e 50 AntTX) com as duas famílias de códigos

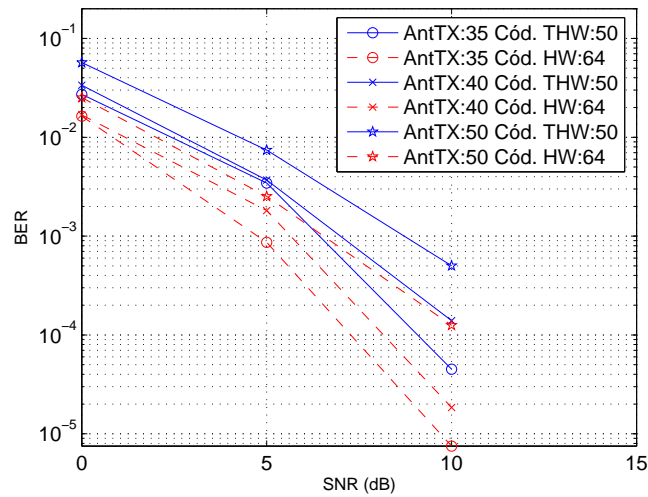


Figura 5.6. Comparação de desempenho da estrutura RX1 com 4 AntRX, após a 5ª iteração ALS.

(código THW com 50 chips e código HW com 64 chips). Como era esperado, em todos os casos a separação dos sinais advindo de diferentes usuários foi capaz de ser separado, mesmo quando o número de antenas transmissoras aumenta significativamente, como observado para altos valores de SNR. Para baixos valores de SNR, o ruído destrói a estrutura do sinal recebido, misturando a informação transmitida por diferentes antenas e piorando o desempenho das estruturas de recepção. Para uma BER objetivo de 10^{-3} , um ganho de 3.7dB em termos de SNR é oferecida quando o número de antenas transmissoras decresce de 50 para 35 com o uso de códigos da família THW, e um ganho de 2 dB é oferecido com o uso de códigos da família HW.

5.2 Receptor PARAFAC MIMO-CDMA Supervisionado

5.2.1 Convergência

Os resultados de convergência dessa estrutura receptora foram surpreendentes. Justificado pelo conhecimento *a priori* da matriz de símbolos de treinamento e do conjunto de palavras códigos possíveis de serem utilizadas, a convergência desse receptor é atingida após a primeira iteração do algoritmo ALS RX2. Todos resultados de simulação apresentaram a mesma característica de convergência, como apresentado na Figura 5.7. O sistema simulado é caracterizado por uma SNR de 5dB e constituído por 10 antenas transmissoras e 4 antenas receptoras. Na figura em questão, pode ser observado que após a primeira iteração ALS a convergência é atingida. Além disso, pode-se perceber que o desempenho do sistema que utiliza diferentes comprimentos de códigos (códigos THW e HW) apresentam-se diferentes. Por outro lado, o uso de seqüências de treinamento (SymbTR) de tamanhos diferentes apresentam praticamente o mesmo desempenho. É importante atentar que nos resultados de simulação uma pequena flutuação de desempenho foi percebida quando o tamanho da seqüência de treinamento é alterado, apesar de não ser uma flutuação significativa. Esta flutuação pode ser justificada pelo fato de que a correlação entre a seqüência de treinamento de antenas diferentes podem influenciar o processamento de decomposição tensorial.

5.2.2 Taxa de Erro de Bit (BER)

Para análise do desempenho em termos de BER, é considerado o resultado obtido após a primeira iteração ALS. Alterando os parâmetros do sistema, como será mostrado adiante, foi encontrado resultados interessantes.

Na Figura 5.8, é comparado o desempenho de um sistema com 10 antenas

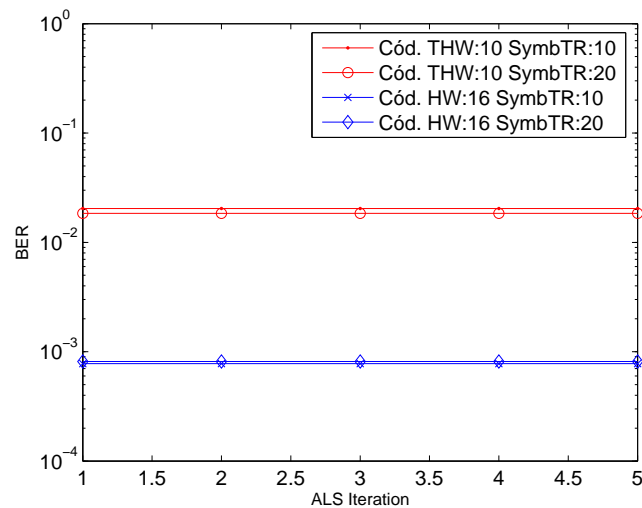


Figura 5.7. Convergência do algoritmo ALS para um sistema constituído por 4 AntRX, 10 AntTx e SNR de 5dB.

transmissoras e com seqüência de treinamento (SymbTR) constituída por 10 símbolos para diferente número de antenas receptoras e tipos de código (2 e 4 AntRX e código THW com 10 chips e código HW com 16 chips). Como esperado, o aumento do número de antenas receptoras e/ou do número de chips por código melhoram o desempenho da estrutura receptora. Um interessante resultado observado nessa figura é que o sistema que utiliza o código THW constituído por 10 chips e 4 antenas receptoras tem quase o mesmo desempenho do sistema que utiliza o código HW com 16 chips e 2 antenas receptoras, indicando um compromisso entre a redundância oferecida pelo código e/ou pela diversidade de recepção. Para uma BER objetivo de 10^{-3} , um ganho de 15dB é oferecido em termos de SNR quando o número de antenas receptoras aumenta de 2 para 4 para o caso que é utilizado o código THW constituído de 10 chips, enquanto apenas um ganho de 7dB é oferecido para o caso que o código HW constituído de 16 chips.

Com o objetivo de analisar o impacto das estruturas de código, é comparado o desempenho dos sistemas implementados com códigos da família HW e THW, fixando o número de antenas do sistema. De acordo com a

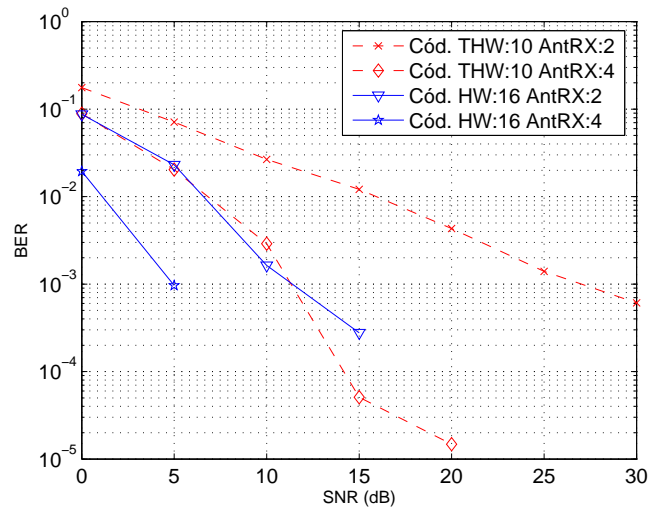


Figura 5.8. Comparação de desempenho para um sistema com SymbTR de 10, 10 AntTX, após a 1ª iteração ALS.

Figura 5.9, um sistema constituído por 10 antenas transmissoras e 4 antenas receptoras, para uma BER objetivo de 10^{-3} apresenta para o receptor que utiliza um código HW de 16 chips o melhor desempenho, oferecendo um ganho de 7dB em termos de SNR para o caso que utiliza o código THW com 10 chips, um ganho de 3dB para o caso que utiliza o código THW com 12 chips e um ganho de 1.2dB para o caso que utiliza o código THW com 14 chips. Pode-se concluir que o impacto do tamanho do código é menos significativo que o caso da estrutura receptora com conhecimento da matriz de código.

Para analisar o impacto do número de usuários, é apresentado na Figura 5.10 o desempenho dos sistemas constituídos com 35, 40 e 50 antenas transmissoras, utilizando dois tipos de códigos: o THW com 50 chips e o HW com 64 chips. Como no caso do receptor com conhecimento da matriz de código, todos os casos simulados apresentaram uma perfeita separação dos sinais recebidos pelo receptor, para altos valores de SNR. Para baixos valores de SNR, o ruído limita o desempenho das estruturas receptoras, apresentando nesse receptor uma maior sensibilidade ao ruído com o aumento do número de antenas transmissoras. Para uma BER objetivo de 10^{-3} , um ganho de 3dB

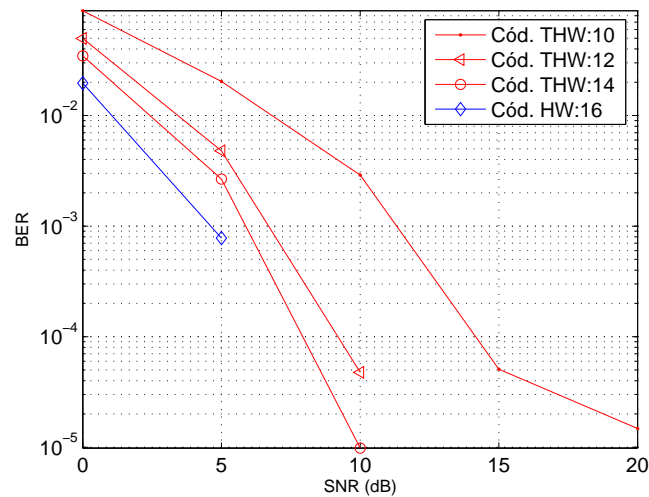


Figura 5.9. Comparação de desempenho para um sistema com SymbTR de 10, 10 AntTX, 4 AntRX, após a 1ª iteração ALS.

em termos de SNR é oferecido quando o número de antenas transmissoras cai de 50 para 35 para o caso em que o código THW com 50 chips é usado, e um ganho de 2dB para o caso que o código HW de 64 chips é usado. Praticamente o mesmo impacto é verificado para a estrutura receptora com conhecimento da matriz de código.

Neste capítulo foram obtidos resultados promissores sobre o uso do PARAFAC em estruturas de receptores propostos para sistemas MIMO-CDMA. Convergências algorítmicas em uma iteração e ganhos de 9dB na SNR são indicadores dos benefícios gerados pelo ganho conjunto de multiplexagem e de diversidade no contexto dos receptores PARAFAC MIMO-CDMA. As curvas de desempenho não foram comparadas com outros sistemas devido à dificuldade de encontrar condições justas de comparação, já que todo o processamento (estimação de canal e da seqüência de dados) é feito de forma conjunta, que é completamente diferente dos demais algoritmos propostos na literatura.

No próximo capítulo são apresentados resumo dos resultados dessa

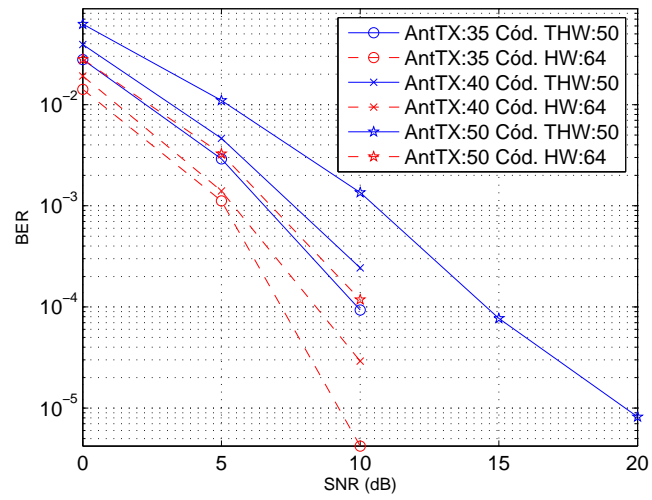


Figura 5.10. Comparação de desempenho para um sistema com SymbTR de 64, 4 AntRX, após a 1ª iteração ALS.

dissertação e as suas perspectivas de avanços.

Capítulo 6

Conclusões e Perspectivas

Nesta dissertação, foi discutida e estudada a aplicação da abordagem PARAFAC aplicada ao sistema MIMO-CDMA. Explorando a natureza multidimensional do sinal dos sistemas de comunicação sem fio, a modelagem tensorial chega como um método interessante para o processamento de dados no domínio das comunicações sem fio. O modelo tensorial PARAFAC, conhecido como uma das técnicas tensoriais mais simples, foi utilizado para separar os sinais advindos de diferentes usuários e para estimar todas as informações referente aos canais de propagação. A partir da exploração da propriedade de unicidade do modelo PARAFAC, foi possível utilizar o algoritmo ALS, o qual foi responsável pelo cálculo/estimação das matrizes de decomposição do modelo tensorial. A decomposição PARAFAC do sinal recebido foi detalhado e algumas considerações de sistemas reais foram feitas para o desenvolvimento das estruturas receptoras, de forma a respeitar a propriedade de unicidade do modelo multidimensional. Três estruturas receptoras foram descritas, na qual uma delas já havia sido proposta na literatura e sofria de problemas de ambigüidades. Foi então proposto duas novas estruturas receptoras (uma baseada no conhecimento do código e outra supervisionada), que foram detalhadas e analisadas, com o objetivo de impor limites de convergência ao algoritmo ALS, bem como eliminar as ambigüidades sofridas pelo processo de decomposição.

Também foi apresentado nesta dissertação a estratégia de receptores para sistemas MIMO híbridos, na qual perspectiva a obtenção de um ganho conjunto parsimonioso entre o ganho de multiplexagem na transmissão e ganho de diversidade no receptor. É mostrado ainda uma discussão original sobre os limites destes receptores e a melhoria causada no desempenho do sistema pelo desacoplamento dos domínios espaço-código (espaço-tempo), indicando um caminho e êxito para a abordagem multidomínio via álgebra tensorial.

Como resultado, foi mostrado que a decomposição PARAFAC introduz uma nova abordagem para o processamento de sistemas sem fio MIMO-CDMA. O sinal de diferentes antenas são separados e os respectivos canais são estimados de forma conjunta, a partir do mesmo algoritmo. A abordagem PARAFAC introduz alguns graus de liberdade em relação às técnicas clássicas de equalização, i.e., diferente do processamento de sinais clássico, a decomposição PARAFAC pode operar de forma a transformar o processo de estimação dos símbolos, do código e do canal em um único processo, mesmo que as condições clássicas não sejam satisfeitas (número de antenas transmissoras maior do que o número de antenas receptoras e/ou número de chips por código). Para quantificar o desempenho das estruturas receptoras, foi apresentado resultados de simulações computacionais, na qual mostraram o desempenho dos receptores para diferentes configurações dos sistemas, sempre respeitando a condição de unicidade, que foi mostrada depender apenas das dimensões das matrizes de decomposição. Além disso, foi mostrado que as projeções sobre o alfabeto finito de algumas das matrizes não aceleraram o processo de convergência do algoritmo ALS, apesar de introduzir uma maior complexidade. Por fim, foram apresentados resultados baseados em duas famílias de códigos, na qual uma delas foi proposta durante o estudo das características das matrizes de decomposição e que, apesar da matriz cujos códigos são ortogonais ter apresentado melhor desempenho (código de Hadamard-Walsh), a família de códigos Hadamard-Walsh introduziram um interessante compromisso entre desempenho e eficiência espectral.

6.1 Perspectivas e Trabalhos Futuros

A lista seguinte apresenta algumas das perspectivas para trabalhos sobre receptores PARAFAC para sistemas MIMO:

1. Neste trabalho, foi apresentado o modelo PARAFAC para um sistema cujo canal é quasi-estático plano em frequência. Seria interessante modelar um canal seletivo em frequência utilizando a decomposição PARAFAC, e analisar o impacto da variância temporal em seu desempenho.
2. Nas simulações, foi utilizado apenas a modulação BPSK. Como perspectiva desse trabalho, é previsto analisar o impacto do uso de diferentes tipos de modulação.
3. Nesta pesquisa, foi analisado apenas o caso cujos códigos possuem tamanho igual ou maior que o número de antenas transmissoras. Um estudo promissor seria utilizar códigos de alfabeto não finito, na qual possibilitaria uma maior eficiência espectral e introduziria um novo grau de liberdade pra as estruturas de comunicações. Como exemplo de código de alfabeto não finito, um código com energia constante cujos elementos são gerados a partir de uma variável aleatória com distribuição uniforme.

Apêndice A

Produtos de Matrizes

Esta seção é dedicada para a definição dos produtos entre matrizes utilizados nessa dissertação. Três produtos entre matrizes são descritos: Produto de Kronecker, Produto de Hadamard e Produto de Khatri-Rao.

A.1 Produto de Kronecker

Definição: Suponha duas matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B} com respectivas dimensões $(I \times J)$ e $(M \times N)$, e respectivamente constituídas por elementos a_{ij} e b_{mn} . O resultado do produto de Kronecker entre as matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B} ($\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$) é a matriz \mathbf{C} com dimensão $(MI \times NJ)$ e calculada como descrito abaixo:

$$\mathbf{C} = \mathbf{A} \otimes \mathbf{B} = \begin{bmatrix} a_{11}B & a_{12}B & \dots & a_{1J}B \\ a_{21}B & a_{22}B & \dots & a_{2J}B \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{I1}B & a_{I2}B & \dots & a_{IJ}B \end{bmatrix}.$$

A.1.1 Propriedades

Considerando três matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} e um escalar λ , na qual \mathbf{B} e \mathbf{C} possuem as mesmas dimensões, tem-se as seguintes propriedades:

- $(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})^T = \mathbf{A}^T \otimes \mathbf{B}^T$
- $(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})^{-1} = \mathbf{A}^{-1} \otimes \mathbf{B}^{-1}$
- $\mathbf{A} \otimes (\mathbf{B} + \mathbf{C}) = (\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}) + (\mathbf{A} \otimes \mathbf{C})$
- $(\mathbf{B} + \mathbf{C}) \otimes \mathbf{A} = (\mathbf{B} \otimes \mathbf{A}) + (\mathbf{C} \otimes \mathbf{A})$
- $\lambda(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}) = (\lambda\mathbf{A}) \otimes \mathbf{B} = \mathbf{A} \otimes (\lambda\mathbf{B})$

A.2 Produto de Hadamard

Definição: Suponha duas matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B} , ambas com dimensões $(I \times J)$ e constituída respectivamente por elementos a_{ij} e b_{ij} . O produto de Hadamard entre elas $(\mathbf{A} \circ \mathbf{B})$ resulta na matriz \mathbf{C} com dimensão $(I \times J)$ e constituída por elementos c_{ij} iguais a $a_{ij} \cdot b_{ij}$, ou seja,

$$\mathbf{C} = \mathbf{A} \circ \mathbf{B} = \begin{bmatrix} a_{11}b_{11} & a_{12}b_{12} & \dots & a_{1J}b_{1J} \\ a_{21}b_{21} & a_{22}b_{22} & \dots & a_{2J}b_{2J} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{I1}b_{I1} & a_{I2}b_{I2} & \dots & a_{IJ}b_{IJ} \end{bmatrix}.$$

A.2.1 Propriedades

Considerando três matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} com dimensões $(I \times J)$ e um escalar λ , tem-se as seguintes propriedades:

- $\mathbf{A} \circ \mathbf{B} = \mathbf{B} \circ \mathbf{A}$
- $(\mathbf{A} \circ \mathbf{B})^T = \mathbf{A}^T \circ \mathbf{B}^T$
- $\mathbf{A} \circ (\mathbf{B} + \mathbf{C}) = (\mathbf{A} \circ \mathbf{B}) + (\mathbf{A} \circ \mathbf{C})$
- $\mathbf{A} \circ (\mathbf{B} \circ \mathbf{C}) = (\mathbf{A} \circ \mathbf{B}) \circ \mathbf{C}$
- $\mathbf{A} \circ (\lambda \mathbf{B}) = \lambda(\mathbf{A} \circ \mathbf{B})$

A.3 Produto de Khatri-Rao

Definição: Suponha duas matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B} com respectivas dimensões $(I \times J)$ e $(M \times J)$, e respectivos vetores colunas \mathbf{a}_j e \mathbf{b}_j . O produto de Khatri-Rao entre as matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B} ($\mathbf{A} \diamond \mathbf{B}$) é a matriz \mathbf{C} com dimensões $(MI \times J)$ e respectivo vetor coluna \mathbf{c}_j igual à $\mathbf{a}_j \otimes \mathbf{b}_j$, assim,

$$\mathbf{C} = \mathbf{A} \diamond \mathbf{B} = [\mathbf{a}_1 \otimes \mathbf{b}_1 \ : \ \mathbf{a}_2 \otimes \mathbf{b}_2 \ : \ \dots \ : \ \mathbf{a}_J \otimes \mathbf{b}_J].$$

A.3.1 Propriedades

Considerando três matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} com o mesmo número de colunas, na qual \mathbf{B} e \mathbf{C} possuem as mesmas dimensões, tem-se as seguintes propriedades:

- $\mathbf{A} \diamond (\mathbf{B} + \mathbf{C}) = (\mathbf{A} \diamond \mathbf{B}) + (\mathbf{A} \diamond \mathbf{C})$
- $(\mathbf{A} \diamond \mathbf{B}) \diamond \mathbf{C} = \mathbf{A} \diamond (\mathbf{B} \diamond \mathbf{C}) = \mathbf{A} \diamond \mathbf{B} \diamond \mathbf{C}$

Apêndice B

K-Posto das Matrizes de Código

O k -posto de uma matriz é extremamente importante para a propriedade de unicidade da decomposição PARAFAC. Nesta seção, são apresentadas as matrizes de código utilizadas neste trabalho, e é mostrado que elas são matrizes de k -posto completo.

A partir de sua definição, o k -posto de uma matriz não é fácil de ser calculado. Baseado na combinação das colunas de uma matriz, o k -posto é definido como sendo o número mínimo de colunas desta tal que uma combinação entre elas gerará uma outra coluna desta matriz.

B.1 Matriz de Código de Hadamard-Walsh

A matriz de código de Hadamard-Walsh é uma família de códigos que possui uma estrutura particular, cujos códigos são todos ortogonais (Seção 3.3.2). Como definido anteriormente, a correlação cruzada entre dois códigos de Hadamard-Walsh de uma mesma matriz é zero, implicando que as colunas da matriz de código são mutuamente ortogonais. Por causa dessa propriedade, as matrizes de Hadamard-Walsh são sempre k -posto completo.

Para diferentes palavras códigos (\mathbf{c}_p e \mathbf{c}_q) com tamanho N , geradas a partir da mesma matriz de Hadamard-Walsh, tem-se que

$$\mathbf{c}_p^t \cdot \mathbf{c}_q = \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{c}_p(i) \cdot \mathbf{c}_q(i) = 0, \quad \forall p \neq q.$$

Exemplificando a característica de ortogonalidade entre os códigos de Hadamard-Walsh, é considerado que uma matriz de Hadamard-Walsh constituída por 8 códigos de tamanho 8 (as matrizes de Hadamard-Walsh são sempre matrizes quadradas de tamanho 2^n), como mostrada abaixo:

$$\mathbf{C}^{(8)} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

Para todas as colunas da matriz acima, tem-se que elas são mutuamente ortogonais, i.e., não existe qualquer combinação entre algumas colunas desta matriz que seja capaz de gerar uma outra coluna da mesma, comprovando que as matrizes de Hadamard-Walsh são k -posto completo.

B.2 Matriz de Código de Hadamard-Walsh Truncado

A matriz de código de Hadamard-Walsh é construída a partir da estrutura de uma matriz de Hadamard-Walsh. Diferente dos códigos de Hadamard-Walsh, a matriz truncada não impõe nenhuma restrição quanto ao tamanho do código

(os códigos de Hadamard-Walsh possuem tamanhos de $N = 2^n$). Por este motivo, os códigos de Hadamard-Walsh não satisfazem a propriedade de ortogonalidade entre diferentes palavras código. Apesar dessa desvantagem, é possível provar que os códigos construídos a partir de uma matriz de Hadamard-Walsh truncado é k -posto completo quando o tamanho do código é maior que um valor que depende do número de antenas transmissoras (usuários), i.e., para Q antenas transmissoras, é definido um valor n tal que ($2^{n-1} < Q \leq 2^n$) e cujo tamanho de código L tem que ser maior que (2^{n-1}).

Considerando uma matriz de Hadamard-Walsh de dimensões 4×4 ,

$$\mathbf{C}^{(4)} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix},$$

na qual cada coluna representa uma palavra código. Considera-se então as quatro palavras códigos como sendo respectivamente $\mathbf{c}_1^{(4)}$, $\mathbf{c}_2^{(4)}$, $\mathbf{c}_3^{(4)}$ e $\mathbf{c}_4^{(4)}$.

Agora, considerando uma matriz de Hadamard-Walsh truncada, cujas dimensões são 5×5 , tem-se:

$$\mathbf{C}^{(5)} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

Reescrevendo a matriz em termos de colunas (palavras códigos) da matriz $\mathbf{C}^{(4)}$, tem-se que

$$\mathbf{C}^{(5)} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1^{(4)} & \mathbf{c}_2^{(4)} & \mathbf{c}_3^{(4)} & \mathbf{c}_4^{(4)} & \mathbf{c}_1^{(4)} \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

Assumindo que as palavras código da matriz $\mathbf{C}^{(5)}$ são linearmente dependentes, pode-se escrever a seguinte equação

$$\alpha \begin{vmatrix} \mathbf{c}_1^{(4)} \\ 1 \end{vmatrix} + \beta \begin{vmatrix} \mathbf{c}_2^{(4)} \\ 1 \end{vmatrix} + \gamma \begin{vmatrix} \mathbf{c}_3^{(4)} \\ 1 \end{vmatrix} + \xi \begin{vmatrix} \mathbf{c}_4^{(4)} \\ 1 \end{vmatrix} + \zeta \begin{vmatrix} \mathbf{c}_1^{(4)} \\ -1 \end{vmatrix} = 0,$$

ou

$$(\alpha + \zeta)\mathbf{c}_1^{(4)} = -\beta\mathbf{c}_2^{(4)} - \gamma\mathbf{c}_3^{(4)} - \xi\mathbf{c}_4^{(4)}, \quad (\text{B.1})$$

$$\alpha + \beta + \gamma + \xi - \zeta = 0. \quad (\text{B.2})$$

Por definição, a partir da propriedade de ortogonalidade das matrizes de hadamard-Walsh, não existe qualquer combinação entre $\mathbf{c}_2^{(4)}$, $\mathbf{c}_3^{(4)}$ e $\mathbf{c}_4^{(4)}$ que irá resultar em $\mathbf{c}_1^{(4)}$. Isso implica que a única solução de (B.1) é a solução trivial, na qual β , γ , ξ e $(\alpha + \zeta)$ são iguais a zero. Com este resultado, o problema fica restrito a mostrar que as colunas construídas a partir das mesmas palavras de código das matrizes de Hadamard-Walsh, i.e., $\mathbf{c}_1^{(5)}$ e $\mathbf{c}_5^{(5)}$ no caso em questão, são independentes, pois as colunas construídas a partir de códigos de Hadamard-Walsh diferentes são sempre independentes.

Considerando um caso genérico, tem-se que para uma matriz de hadamard-Walsh truncada \mathbf{C} cujas dimensões são $(L \times Q)$, na qual o número de antenas transmissoras e o tamanho do código respeitam respectivamente a condição $(2^{n-1} < Q \leq 2^n)$ e $L > n - 1$ para um inteiro n . Sabe-se que essa matriz é construída a partir da matriz de Hadamard-Walsh $\mathbf{C}^{(2^{n-1})}$. Considerando uma submatriz $\mathbf{C}^{(s)}$ da matriz de Hadamard-Walsh truncada \mathbf{C} , na qual $\mathbf{C}^{(s)}$ possui dimensões $((2^{n-1} + 1) \times Q)$, tem-se que:

$$\mathbf{C}^{(s)} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}^{(2^{n-1})} & \mathbf{c}_1^{(2^{n-1})} & \dots & \mathbf{c}_{Q-2^{n-1}}^{(2^{n-1})} \\ \mathbf{r}^T & -1 & \dots & -1 \end{bmatrix},$$

na qual $\mathbf{c}_i^{(2^{n-1})}$ é a i -ésima coluna da matriz $\mathbf{C}^{(2^{n-1})}$ e \mathbf{r} é o vetor coluna de dimensão $(2^{n-1} \times 1)$. Por definição, todas as palavras códigos $\mathbf{c}_i^{(2^{n-1})}$ são mutuamente ortogonais.

Como no Exemplo dado acima, todas as colunas que começam com diferentes vetores $\mathbf{c}_i^{(2^{n-1})}$ são linearmente independente de qualquer combinação de outras colunas que começam com outros vetores $\mathbf{c}_k^{(2^{n-1})}$, $\forall k \neq i$. Observando a matriz $\mathbf{C}^{(s)}$, observa-se que existe no máximo duas colunas que começam com o mesmo vetor $\mathbf{c}_i^{(2^{n-1})}$. Apesar dessa similaridade, como nas equações B.1 e B.2, o último elemento dessas colunas possui sempre elementos diferentes, garantindo a independência entre elas e a satisfazendo a condição da matriz ser k -posto completo para toda matriz de código constituída por Q antenas transmissoras, e L chips com $(2^{n-1} < Q \leq 2^n)$ e $(L \geq 2^{n-1})$.

Referências Bibliográficas

- [1] S. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, 16:1451–1458, Outubro 1998.
- [2] W. Li and T. A. Gulliver. A new CDMA/SDMA cellular system with transmit diversity. *Proceedings on IEEE International Symposium on Advances in Wireless Commun.*, pages 179–180, 2002.
- [3] S. B. Weinstein and P. M. Ebert. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform. *IEEE Transactions Communications Technology*, COM-19:628–634, Outubro 1971.
- [4] Y. Li, J. H. Winter, and N. R. Sollenberger. MIMO-OFDM for wireless communications: signal detection with enhanced channel estimation. *IEEE Transaction Communications*, 50(9):1471–1477, Setembro 2002.
- [5] N. M. Faber and B. R. Kowalski. Improved prediction error estimates for multivariate calibration by correcting for the measurement error in the reference values. *Applied Spectroscopy*, 51:660–665, 1997.
- [6] P. D. Wentzell, D. T. Andrews, and B. R. Kowalski. Maximum likelihood multivariate calibration. *Analytical Chemistry*, 69:2299–2311, 1997.
- [7] R. Sundberg. Multivariate calibration - direct and indirect regression methodology. *Scandinavian Journal of Statistics*, 26:161–207, 1999.

- [8] R. A. Harshman and S. Hong. 'stretch' vs 'slice' methods for representing three-way structure via matrix notation. *Journal of Chemometrics*, 16:198–205, 2002.
- [9] N. M. Faber, R. Bro, and P. K. Hopke. Recent developments in CANDECOMP/PARAFAC algorithms: A critical review. *Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems*, 65:119–137, 2003.
- [10] J. W. B. Braga and R. J. Poppi. Figures of merit for the determination of the polymorphic purity of carbamazepine by infrared spectroscopy and multivariate calibration. *Journal of Pharmaceutical Sciences*, pages 2124–2134, 2004.
- [11] R. Bro, R. N. D. Sidiropoulos, and G. B. Giannakis. Optimal joint azimuth-elevation and signal-array response estimation using parallel factor analysis. *Proc. 32nd Asilomar Conf. Signals, Syst. and Comput.*, Novembro 1998.
- [12] N. D. Sidiropoulos and X. Liu. Parafac methods for blind beamforming: multilinear ALS performance and CRB. *Proc. Int. Conf. Acoust., Speech, and Signal Processing*, 5:3128–3131, Junho 2000.
- [13] N. D. Sidiropoulos, R. Bro, and G. B. Giannakis. Blind PARAFAC receivers for DS-CDMA systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 48(3):810–823, Março 2000.
- [14] N. Sidiropoulos, R. Bro, and G. Giannakis. Parallel factor analysis in sensor array processing. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 48:2377–2388, Agosto 2000.
- [15] N. D. Sidiropoulos, X. Liu, and A. Swami. Blind separation of fhss signals using parafac analysis and quadrilinear least squares. *Proc. IEEE Military Communication Conference*, Outubro 2001.
- [16] N. D. Sidiropoulos and X. Liu. Identifiability results for blind beamforming in incoherent multipath with small delay spread. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 49:228–236, Janeiro 2001.

- [17] N. D. Sidiropoulos and G. Z. Dimic. Blind multiuser detection in WCDMA systems with large delay spread. *IEEE Signal Processing Letters*, 8(3):87–89, Março 2001.
- [18] N. D. Sidiropoulos, X. Liu, and A. Swami. Blind high resolution localization and tracking of multiple frequency hopped signals. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 50(4):891–901, Abril 2002.
- [19] N. D. Sidiropoulos and X. Liu. Parafac techniques for high-resolution array processing. *High Resolution and Robust Signal Processing*, pages 111–150, 2000.
- [20] A. Baynast and L. De Lathauwer. Détection autodidacte pour des systèmes à accès multiple basée sur l’analyse PARAFAC. In *Proceedings of XIX GRETSI Symposium on Signal and Image Processing*, Paris, Setembro 2003.
- [21] A. de Baynast, D. Declercq, L. De Lathauwer, and Aazhang. B. Bayesian blind parafac receivers for DS-CDMA systems. In *Statistical Signal Processing Workshop*, October 2003.
- [22] M. B. Seasholz and B.R. Kowalski. The parsimony principle applied to multivariate calibration. *Chemometrics in Analytical Chemistry Conference 277*, pages 165–177, Julho 1992.
- [23] R. A. Harshman. Determination and proof of minimum uniqueness conditions for PARAFAC1. *UCLA Working Papers in phonetics*, 22:1–111, 1972.
- [24] J. B. Kruskal. More factors than subjects, tests and treatments: An indeterminacy theorem for canonical decomposition and individual differences scaling. *Psychometrika*, 41:95–281, 1976.
- [25] J. B. Kruskal. Three-way arrays: Rank and uniqueness of trilinear decomposition, with applications to characterization of probability distributions. *Linear Algebra Application*, 18:95–138, 1977.

- [26] J.M.F. ten Berge, H.A.L. Kiers, and J. de Leeuw. Explicit CANDECOMP/PARAFAC solution for a contrived $2 \times 2 \times 2$ array of rank three. *Psychometrika*, 53:579, 1988.
- [27] J. B. Kruskal. *Rank, decomposition and uniqueness for 3-way and N-way arrays*. Elsevier Science Pub, North-Holland, 1989.
- [28] J.M.F. ten Berge. Kruskal's polynomial for $2 \times 2 \times 2$ arrays and a generalization to $2 \times n \times n$ arrays. *Psychometrika*, 56:631, 1991.
- [29] R. Bro. PARAFAC: Tutorial and applications. *Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems*, 38:149–171, 1997.
- [30] P. Geladi. Analysis of multi-way (multi-mode) data. *Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems*, 7:11, 1989.
- [31] A. K. Smilde. Three-way analyses. problems and prospects. *Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems*, 5:143, 1992.
- [32] R. A. Harshman. Foundations of the PARAFAC procedure: Model and conditions for an “explanatory” multi-mode factor analysis. *UCLA Working Papers in Phonetics*, 16:1–84, 1970.
- [33] J. Carroll and J. Chang. Analysis of individual differences in multidimensional scaling via an n-way generalization of “eckart-young” decomposition. *Psychometrika*, 35:283–319, 1970.
- [34] P. M. Kroonenburg. *Three-mode principal component analysis*. DSWO Press, Leiden, 1983.
- [35] S. Wold, P. Geladi, K. Esbensen, and J. Öhman. Multi-way principal components and PLS-analysis. *Journal of Chemometrics*, 1:41–56, 1987.
- [36] H. A. L. Kiers. Hierarchical relations among three-way methods. *Psychometrika*, 56:449–470, 1991.
- [37] D. S. Burdick. An introduction to tensor products with applications to multiway data analysis. *Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems*, 28:200–229, 1995.

- [38] R. A. Harshman and M. E. Lundy. *The PARAFAC model for three-way factor analysis and multidimensional scaling*. Praeger, New York, 1984.
- [39] H. A. L. Kiers and W. P. Krijnen. An efficient algorithm for PARAFAC of three-way data with large numbers of observation units. *Psychometrika*, 56:147, 1991.
- [40] R. A. Harshman and M. E. Lundy. PARAFAC: Parallel factor analysis. *Computational Statistics and Data Analysis*, 18:39–72, 1994.
- [41] D. Tse and P. Viswanath. *Fundamentals of wireless communication*. Cambridge University Press, Cambridge, 2005.
- [42] T. S. Rappaport. *Wireless Communications*. Prentice Hall PTR, New Jersey, 1996.
- [43] G. J. Foschini and M. J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 6(3):311–335, 1998.
- [44] G. J. Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element array. *Bell Labs Tech. J.*, 1(2):41–59, 1996.
- [45] A.L.F. de Almeida, W.C Freitas Jr, J.C.M. Mota, F.R.P. Cavalcanti, and R. L. de Lacerda Neto. A two-stage receiver for co-channel interference cancellation in space-time block-coded systems over frequency selective channels. *XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Outubro 2003.
- [46] A.L.F. de Almeida, W.C Freitas Jr, J.C.M. Mota, F.R.P. Cavalcanti, and R. L. de Lacerda Neto. Performance of MIMO systems with a hybrid of transmit diversity and spatial multiplexing. *XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Outubro 2003.
- [47] W.C Freitas Jr, A.L.F. de Almeida, J.C.M. Mota, F.R.P. Cavalcanti, and R. L. de Lacerda Neto. Performance of MIMO antenna systems with hybrids of transmit diversity and spatial multiplexing using soft-output decoding. *Lecture Notes in Computer Science*, pages 28–37, 2004.

- [48] A. L. F. de Almeida, G. Favier, and J. C. M. Mota. PARAFAC models for wireless communications systems. *Physics in Signal and Image Processing*, 4, Fevereiro 2005.
- [49] R. L. de Lacerda Neto. *Supervised PARAFAC-based receivers for wireless communication systems*. SiCom Master Report, Nice, França, Junho 2005.

Anexo 1

Artigo publicado no XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, em outubro de 2003.

Título: *“Performance of MIMO Systems with a Hybrid of Transmit Diversity and Spatial Multiplexing”*.

Autores: A. L. F. de Almeida, W. C. Freitas Jr, J. C. M. Mota, F. R. P. Cavalcanti e R. L. de Lacerda Neto.

Performance of MIMO Systems with a Hybrid of Transmit Diversity and Spatial Multiplexing

A. L. F. de Almeida, W. C. Freitas Jr., J. C. M. Mota, F. R. P. Cavalcanti and R. L. de Lacerda Neto.

GTEL-UFC: Grupo de Pesquisas em Telecomunicações Sem-Fio, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Brazil

URL: www.gtcl.ufc.br

Abstract—Spatial multiplexing or BLAST (Bell Labs Layered Space-Time) and space-time block-coding (STBC) are promise approaches that exploits the MIMO channel to provide higher data rates and diversity gains with no sacrifice in bandwidth. In this work we evaluate the performance of a MIMO system that combines transmit diversity and spatial multiplexing schemes. We also propose two effective receiver structures for this hybrid transmission scheme. Our simulation results show that the performance of the hybrid scheme along with the proposed receivers is excellent, outperforming pure BLAST-based systems and with higher data rates than a pure STBC system.

Keywords—Downlink, MIMO, transmit diversity and spatial multiplexing.

I. INTRODUCTION

Multiple-input multiple-output (MIMO) wireless channels are known to offer better link and/or capacity gains, which can be exploited by employing antenna arrays at both ends of the link [1]. An efficient way of exploiting the MIMO channel is the use of spatial multiplexing or V-BLAST (Vertical Bell Labs Layered Space-Time) [2], [3] that aims at providing higher data rates with no sacrifice in bandwidth. Another approach that benefits from exploiting the MIMO channel is the use of transmit diversity by means of space-time block-coding (STBC) [4], [5] where the idea is to obtain diversity gains at the receiver, with simplified receiver processing. In [4] a remarkable STBC scheme was proposed for transmission with two antennas over flat-fading channels. Due to its very simple structure, this scheme is being considered in UMTS standards as an attractive solution to provide diversity gain on downlink path, i.e., at the mobile terminal. In [5], Tarokh proposed new STBC schemes with more than two transmit antennas. The STBC schemes developed in these works are valid under the assumption of a flat-fading channel only.

However, in high-data rate wireless communications systems, the channel is frequency-selective and the orthogonality between the transmitted symbols that is needed for this schemes to work does not hold. In [6], Lindskog and Paulraj generalized the STBC for channels with inter-symbol interference (ISI), where the transmitted signals are coded on a block-by-block basis instead of a symbol-by-symbol basis. This scheme has been called Time-Reversal STBC (TR-STBC). In [7], the TR-STBC was evaluated under

the physical layer of the Enhanced Data Rates for Global Evolution (EDGE) [8]. All these schemes provide important diversity gains, but none of them were designed to increase the data rates over the wireless channel. On the other hand, spatial multiplexing transmission schemes such as BLAST [2] attempt to maximize the data rate sacrificing the diversity gains.

In this work we evaluate the performance of a MIMO system that combines transmit diversity and spatial multiplexing schemes. Here, transmit diversity is achieved by means of STBC while spatial multiplexing is achieved with BLAST transmission. We also propose two effective receiver structures for this hybrid scheme. The first hybrid receiver structure (HR-1) is designed to operate on flat-fading channels while the second hybrid one (HR-2) is designed for ISI channels. The performance of the hybrid transmission scheme is compared to that of pure transmit diversity and pure spatial multiplexing schemes in terms of bit-error-rate (BER). Our simulation results show that the performance of the hybrid scheme along with the proposed receivers is excellent, outperforming pure BLAST-based systems in terms of BER and providing higher data rates than a pure STBC system. Thus, the hybrid transmission system will be called BLAST-STBC.

The remainder of this paper is organized as follows. In section II we describe the channel and system model of the hybrid transmission scheme. In section III, the two proposed hybrid receivers are described. Section IV is dedicated to simulation results. The paper finishes in section V with some conclusions.

II. SYSTEM MODEL

A high-level block diagram of the BLAST-STBC system is shown in Fig. 1 for the case of e.g, $M=4$ transmit antennas and $N=4$ receive antennas. A serial data stream is split into 2 parallel sub-streams. The 4 antennas are grouped into groups of 2 and within each group STBC is applied. The first and second groups of antennas operate independently by spatially multiplexing the 2 sub-streams of data. All 4 antennas operate in a co-channel way at the same symbol rate with synchronized symbol timing. For the general M by N case, each of the M transmitted signals undergo independent fading so that the signal at each of the N receive antennas is a superposition of M faded (and possibly delayed) versions of the two transmitted signals plus white Gaussian noise. We assume that

A. L. F. de Almeida, W. C. Freitas Jr., J. C. M. Mota, F. R. P. Cavalcanti, R. L. de Lacerda Neto; Departamento de Engenharia de Teleinformática, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Brasil, E-mails: {andre, walter, mota, rod, raul}@gtcl.ufc.br.

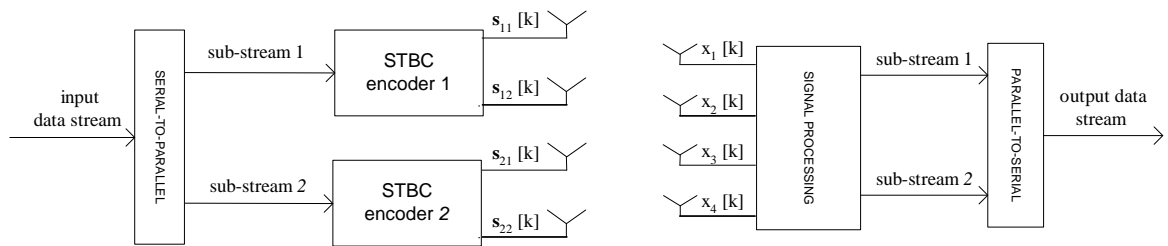


Fig. 1. Overview of MIMO transmission with the hybrid BLAST-STBC system.

the total transmitted power is fixed and normalized to 1. Ideal symbol timing is assumed at the receiver. We assume that the fading is quasi-static over every stream of data. We consider the possibility that the multipath channel is frequency-selective with impulse response of length L . At any time-instant k , the received signal vector can be expressed as

$$\mathbf{x}[k] = \sum_{m=1}^{M/2} \mathbf{G}_m \cdot \mathbf{S}_m[k] + \mathbf{n}[k] \quad (1)$$

$\mathbf{G}_m = [\mathbf{H}_m^{(1)} \quad \mathbf{H}_m^{(2)}]$ and $\mathbf{S}_m[k] = [s_{m1}^T[k] \quad s_{m2}^T[k]]^T$ have length $N \times 2L$ and $2L \times 1$, respectively. The matrices $\mathbf{H}_m^{(1)}$ and $\mathbf{H}_m^{(2)}$ represent the space-time coded channel for the first and second transmit antennas of each group. The same can be said for the symbol vectors $s_{m1}^T[k]$ and $s_{m2}^T[k]$. The summation in 1 is over all the $M/2$ groups of antennas. The $N \times 1$ vector $\mathbf{n}[k]$ denotes the temporally and spatially additive white Gaussian noise (AWGN).

III. HYBRID RECEIVER STRUCTURES

We propose two receiver configurations for the BLAST-STBC scheme. The main purpose of these receivers is to cancel multiple access interference (MAI), defined here as the self interference between data streams of different groups of transmit antennas as well as to maximize the diversity gains of the space-time code. The HR-1 receiver is designed to operate on flat-fading channels only while HR-2 one is designed also for ISI channels. Both receivers are based on minimum mean square error (MMSE) spatial filtering for MAI cancellation plus modified space-time decoders for diversity extraction. In order to explain the principles of the proposed receivers, we first recall the example of a 4 transmit (Tx) and 4 receive (Rx) antennas of the previous section. In this example, the first group of 2 Tx antennas (Tx1 and Tx2) consider the second group (Tx3 and Tx4) as multiple access interferer and vice-versa. This occurs since the groups (Tx1, Tx2) and (Tx3, Tx4) are spatially multiplexing different sub-streams at the same frequency band. The idea of the proposed receivers is to apply:

- (i) A MIMO-MMSE spatial filter on the first (second) group to cancel interference from the second (first) group;
- (ii) A space-time block code (STBC) decoder on both groups to obtain diversity gains from the spatially multiplexed sub-streams.

After steps (i) and (ii), the 2 sub-streams are re-ordered and converted to the serial unique stream that constitutes the estimated transmitted data. Note that, for a pure STBC system with 2 transmit antennas (e.g. Alamouti's STBC) the total time needed to transmit the same amount of information as BLAST would increase by a factor of 2. On the other hand, for a pure BLAST system with the same 2 transmit antennas, the number of receive antennas necessary to provide the same diversity benefit of STBC would increase by the same factor of 2. Thus, it is reasonable to state that a hybrid combination of BLAST and STBC could achieve a trade-off between data-rate and diversity, respectively. The two receivers proposed in this work are designed to achieve this objective.

The key feature of HR-1 and HR-2 is that MIMO-MMSE spatial filtering is introduced to cancel MAI prior to space-time decoding, such that the orthogonality of the code is preserved. At any time-instant k , the output signal vector of the MIMO-MMSE spatial filter for the m th detection group can be expressed as

$$\mathbf{y}_m[k] = \mathbf{W}_m^H \cdot \mathbf{x}[k] \quad (2)$$

where $\mathbf{W}_m = [\mathbf{w}_{m1}, \mathbf{w}_{m2}, \dots, \mathbf{w}_{mN}]$ is an $N \times N$ matrix for the coefficients of the MIMO-MMSE filter associated to the m th detection group and Assuming the detection of the m th group of transmitted signals, we obtain the error vector at the output of the m th MIMO-MMSE filter as

$$\mathbf{e}_m[k] = \mathbf{W}_m^H \cdot \mathbf{x}[k] - \mathbf{G}_m \cdot \mathbf{S}_m[k] = \mathbf{W}_m^H \cdot \mathbf{x}[k] - \mathbf{d}_m[k] \quad (3)$$

where $\mathbf{d}_m[k] = \mathbf{G}_m \cdot \mathbf{S}_m[k]$ is the target signal for the m th detection group, $1 \leq m \leq M/2$, consisting of the desired transmitted sequence at instant k convolved with the desired space-time coded channel impulse response. The MMSE cost function is expressed as follows

$$J_m = E\{\|\mathbf{W}_m^H \mathbf{x}[k] - \mathbf{d}_m[k]\|^2\} \quad (4)$$

The optimal coefficients are found by minimizing the above cost function, individually for each group m , $1 \leq m \leq M/2$. The solution is given by

$$\mathbf{W}_m = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{R}_{xd_m} \quad (5)$$

where $\mathbf{R}_{xx} = E\{\mathbf{x}[k]\mathbf{x}^H[k]\}$ is the input covariance matrix while $\mathbf{R}_{xd_m} = E\{\mathbf{x}[k]\mathbf{d}_m^H[k]\}$ is a cross-correlation matrix where the desired signal is represented by $\mathbf{d}_m[k]$. The coefficients of the MIMO-MMSE spatial filter can be computed adaptively by using classical adaptive algorithms

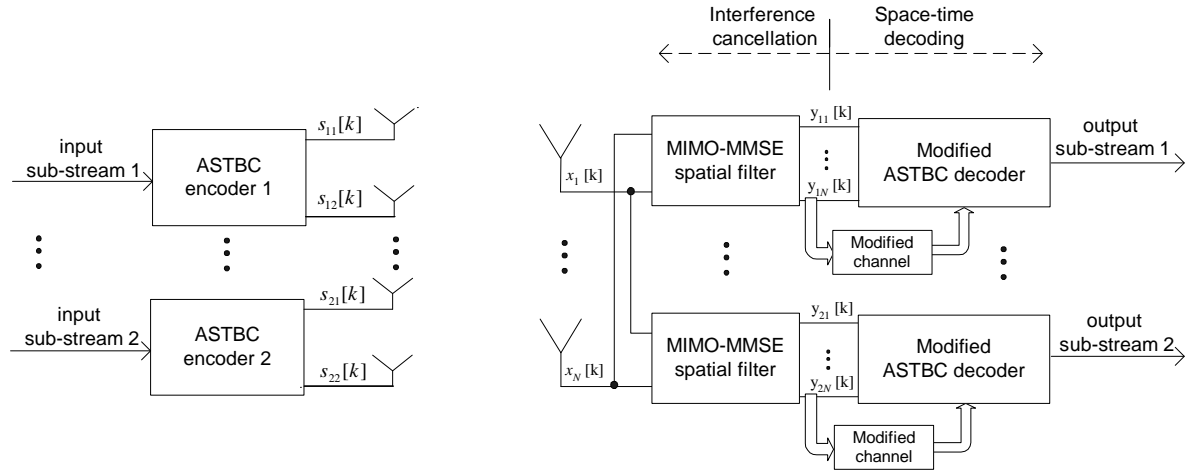


Fig. 2. Structure of the Hybrid Receiver 1 (HR-1) for flat-fading channels.

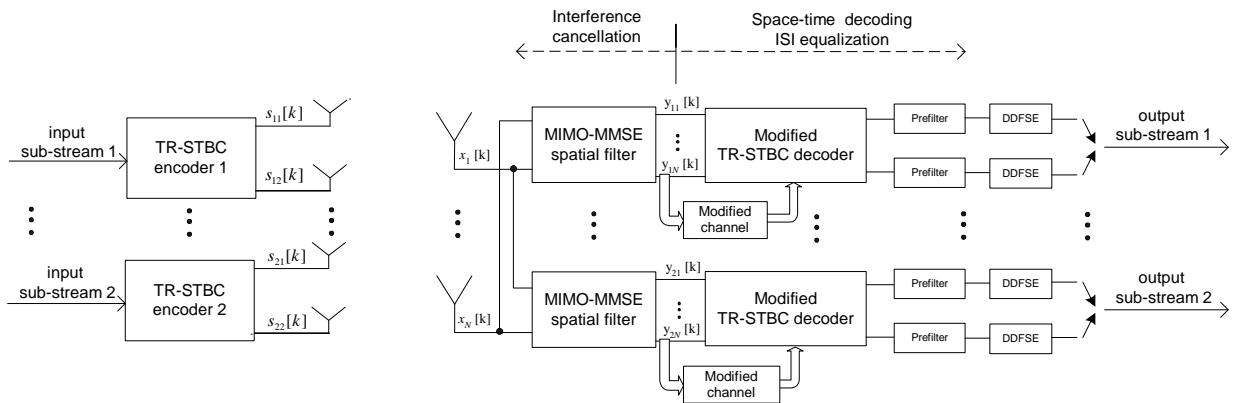


Fig. 3. Structure of the Hybrid Receiver 2 (HR-2) for frequency-selective channels.

such as the recursive least squares (RLS) [10]. In this work we assume perfect channel state information at the receiver.

Assuming residual MAI at the output of the m th MIMO-MMSE filter is negligible, the output signal can be written as

$$\mathbf{y}_m[k] = \mathbf{G}'_m \cdot \mathbf{S}_m[k] + \mathbf{n}'[k] \quad (6)$$

where $\mathbf{G}'_m = \mathbf{W}_m^H \cdot \mathbf{G}_m$ is the modified channel matrix consisting of the original space-time coded channel combined by the coefficients of the MIMO-MMSE filter. This modified channel represents the effective channel that is handled by the space-time decoder and can be interpreted as a *virtual* channel from the 2 transmit antennas of group m to the M outputs of its respective MIMO-MMSE filter. The term $\mathbf{n}'(k)$ is a spatially-colored noise vector containing filtered Gaussian noise and residual MAI.

Figure 2 shows the structure of the HR-1 receiver, designed for flat-fading channels. The HR-2 receiver, designed for frequency-selective channels is shown in Fig. 3. The main difference between these receivers are:

- The ASTBC scheme is replaced by the TR-STBC one in HR-2. This STBC scheme is suitable to provide transmit diversity on ISI channels.

- A DDFSE equalizer is used for ISI equalization. We also employ a prefilter to shorten the channel impulse response and to provide a minimum-phase equivalent of the channel to the DDFSE.

In this work we employ the optimum solution of an MMSE decision-feedback equalizer (DFE) to find the coefficients of the prefilter and those of the feedback filter of the DDFSE. It can be observed in Fig. 3 that we employ 2 independent equalization branches within each detection group, assuming that the orthogonality of the modified channel matrix \mathbf{G}'_m still holds. This assumption is valid if residual MAI at the output of each MIMO-MMSE filter is negligible.

IV. SIMULATION RESULTS

The performance of the hybrid BLAST-STBC scheme along with the proposed receiver is shown in this section by means of computer simulations. We employ binary-phase-shift-keying (BPSK) modulated symbols and each run represents a transmitted time-slot of 140 payload symbols. We employ $M=4$ transmit antennas (i.e., 2 groups of 2 antennas) at the base station. The results are evaluated for different number of receive antennas at the mobile terminal, considering both

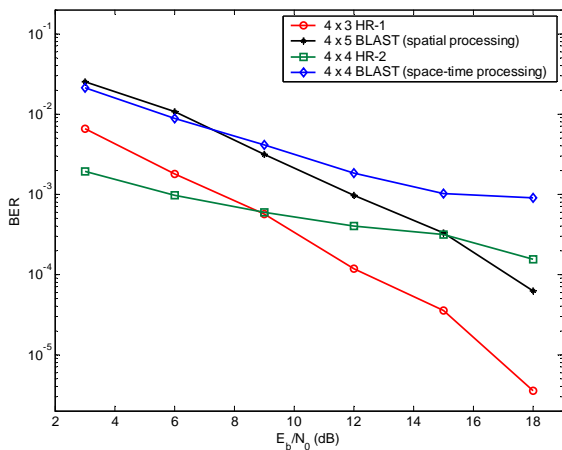


Fig. 4. Performances of the 4×3 HR-1 and 4×5 HR-2 compared to those of the 4×5 and 4×4 pure BLAST receiver, respectively.

flat and frequency-selective fading channels. The bit-error-rate (BER) is plotted according to the signal-to-noise-ratio per bit (E_b/N_0). We use the notation $M \times N$ to denote a scheme with M Tx and N Rx antennas.

The results for the HR-1 receiver are for a flat-fading channel and the results for the HR-2 are for a frequency-selective channel always. In the case of HR-2, the frequency-selective channel follows a two-ray Rayleigh fading model with uncorrelated and equal-power paths. The time-delay of the second path is one symbol period. In the following results, the pure BLAST and pure STBC systems are also evaluated as reference systems for comparisons. In the case of the pure BLAST system we employ linear space-time filters at the receiver for joint MAI cancellation and ISI equalization. For the pure STBC system we employ the ASTBC scheme in simulations where a flat-fading channel is assumed. For simulations with ISI, the TR-STBC scheme is used. For the HR-2 receiver, the ML trellis of the DDFSE has memory equal to 1 and the feedback filter employs 1 feedback tap.

When different transmissions schemes are considered, it is convenient to define some criterion to correctly choose the number of Tx and Rx antennas as well as to compare the receivers. In simulations where the hybrid receivers HR-1 or HR-2 are compared to a pure BLAST receiver, the criterion used to select the number of Tx and Rx antennas is the number of degrees of freedom available at the receiver for MAI cancellation. On the other hand, when comparing HR-1 and HR-2 with ASTBC and TR-STBC, respectively, the criterion used to select the number of Tx and Rx is the number of degrees of freedom available to provide a prescribed diversity gain.

In Fig. 4, the BER performance of the 4×3 HR-1 receiver is plotted against that of a 4×5 pure BLAST system with spatial processing, considering a flat-fading channel. We also compare the performance of the 4×4 HR-2 receiver to that of the 4×4 pure BLAST one, under a frequency-selective channel with $L = 2$. In this case the BLAST receiver employs

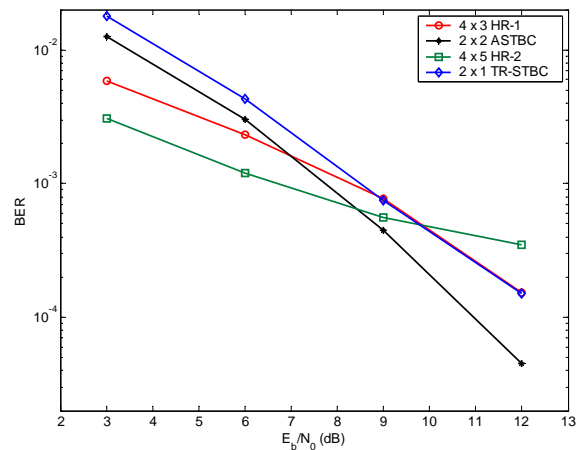


Fig. 5. Performances of the 4×3 HR-1 and 4×4 HR-2 compared to those of the 2×2 ASTBC and 4×4 TR-STBC, respectively.

a space-time filter with 5 taps per antenna. It can be seen that the performance of the HR-1 receiver is much better than that of the pure BLAST receiver. The same can be said regarding the HR-2 receiver and the BLAST one with linear space-time processing. In this case, some BER saturation is observed for both receivers, due to some unequalized ISI residual.

Now we compare the HR-1 and HR-2, considering the pure STBC and TR-STBC systems as a reference, respectively. The 4×3 HR-1 is compared to the 2×2 ASTBC under flat-fading and the 4×5 HR-2 is compared to the 2×1 TR-STBC under a frequency-selective channel with $L = 2$. The design of the number of Rx antennas for the HR-1 and HR2 are such that they can obtain the same diversity gain as the pure STBC receivers, assuming MAI is completely cancelled by the MIMO-MMSE filters. Figure 5 shows the performance of the considered schemes. Here we note that the ASTBC outperforms HR-1 as E_b/N_0 increases, where MAI dominant perturbation. The HR-2 receiver performs best at low E_b/N_0 levels, exhibiting some BER saturation as E_b/N_0 increases. Such saturation could be minimized by if more sophisticated prefilters are used. Thus, more investigation is needed to optimize the performance of this receiver. Despite some improved performance of pure STBC receivers over the hybrid ones as E_b/N_0 increases, the first ones only provide diversity gains, while the proposed ones provides both diversity and multiplexing gains with twice the data-rate of the first. However, the main limitation of the hybrid scheme is the increased number of receive antennas necessary at the mobile terminal.

V. CONCLUSION AND PERSPECTIVES

In this work, we have evaluated the performance of a MIMO antenna system that is a hybrid of transmit diversity and spatial multiplexing. We proposed two receiver structures for this hybrid BLAST-STBC transmission scheme. Both receivers are based on MIMO-MMSE spatial filters for MAI cancellation plus a modified space-time decoder for diversity extraction.

The optimization criterion and the derivation of optimum receiver settings were presented. Our simulation results show that the performances of HR-1 and HR-2 receivers are superior to those of a pure BLAST receiver under both flat- and frequency-selective channels. Compared to pure STBC systems, the hybrid receivers showed satisfactory performance with some degradation as E_b/N_0 increases. It should be noted that the interesting trade-off between data rate and diversity achieved with hybrid schemes at downlink path, comes at the cost of an increased number of antennas at the mobile terminal. However, we point out that the proposed receivers can cope future wireless systems, where higher data rates and a more reliable downlink performance are simultaneously required.

REFERENCES

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment When Using Multiple Antennas", *Wireless Personal Communications*, v. 6, n. 3, March 1998, pp. 311-335.
- [2] G. J. Foschini, "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communications in a Fading Environment when using Multiple Antennas", *Bell Labs Tech. J.*, v.1, n.2, 1996, pp.41-59.
- [3] G. D. Golden, G.J. Foschini, R.A. Valenzuela, P.W. Wolniansky, "Detection Algorithm and Initial Laboratory Results using the V-BLAST Space-Time Communications Architecture", *Electronics Letters*, v.35, n.7, Jan., 1999, pp. 14-15.
- [4] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [5] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 5, pp. 1456-1467, July 1999.
- [6] E. Lindskog and A. Paulraj, "A transmit diversity scheme for channels with intersymbol interference," in *Proc. Int. Conf. Communications, New Orleans, LA*, (pp. 307 - 311), June 2002.
- [7] D. H. K. Zangi and J. F. Cheng, "Physical-layer issues for deploying transmit diversity in GPRS/EGPRS networks," in *IEEE VTC Fall 2001*, (Atlantic City, NJ, USA.).
- [8] ETSI TS 100 573, "Digital Cellular Telecommunications system (Phase 2+); Physical layer on the radio path; General description."
- [9] A. Duel-Hallen, C. Heegard, "Delayed Decision-Feedback Sequence Estimation", *IEEE Trans. Comm.*, pp. 428-436, May, 1989.
- [10] S. Haykin, "Adaptive Filter Theory", 3rd Ed., Prentice Hall, 1996.

Anexo 2

Artigo publicado no XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, em outubro de 2003.

Título: *“A Two-Stage Receiver for Co-channel Interference Cancellation in Space-Time Block-Coded Systems over Frequency Selective Channels”.*

Autores: A. L. F. de Almeida, W. C. Freitas Jr, J. C. M. Mota, F. R. P. Cavalcanti e R. L. de Lacerda Neto.

A Two-Stage Receiver for Co-channel Interference Cancellation in Space-Time Block-Coded Systems over Frequency Selective Channels

A. L. F. de Almeida, W. C. Freitas Jr., F. R. P. Cavalcanti, J. C. M. Mota and R. L. de Lacerda Neto
GTEL-UFC: Grupo de Pesquisas em Telecomunicações Sem-Fio, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Brazil
URL: www.gtel.ufc.br

Abstract—In this work we propose a new receiver structure for space-time block-coded systems that decouples the tasks of CCI cancellation and space-time decoding in two processing stages. The two-stage receiver consists of a multiple-input multiple-output (MIMO) minimum mean square error (MMSE) spatial filter for CCI cancellation connected to a modified time-reversal space-time decoder that is matched to the combined response of the channel of the desired user plus the MIMO-MMSE filter. A prefiltered MLSE detector is used for equalization. The two-stage receiver is compared to the one proposed in [10] for flat-fading channels. We show via computer simulation that the two-stage receiver effectively cancels CCI signals and still provides transmit diversity gain under frequency-selective fading.

Keywords—STBC, CCI, ISI, wireless communications

I. INTRODUCTION

Multiple-input multiple-output (MIMO) wireless channels are known to offer better link and/or capacity gains, which can be exploited by employing antenna arrays at both ends of the link [1]. An efficient way of exploiting the MIMO channel is the use of spatial multiplexing or V-BLAST (Vertical Bell Labs Layered Space-Time) that aims at providing higher data rates with no sacrifice in bandwidth [2]. Another approach that benefits from exploiting the MIMO channel is the use transmit diversity by means of space-time block-coding [3]–[5] where the idea is to obtain diversity and coding gains at the receiver with simplified processing. In mobile communication systems, STBC is being considered as an attractive solution to provide diversity gain on downlink path, i.e., at the mobile terminal.

In [3], a very simple STBC scheme was proposed, denoted here by Alamouti's STBC or simply ASTBC, for transmission with two antennas over flat fading channels. In [4], Tarokh proposed new STBC schemes for more than two transmit antennas. The STBC schemes developed in these works are valid under the assumption of a flat-fading channel only. However, in high-data rate wireless communications systems the channel is likely to be frequency-selective and the orthogonality between the transmitted symbols that is needed for this schemes to work does not hold. In [6], Lindskog and Paulraj generalized the ASTBC for channels with inter-symbol

interference (ISI), where the transmitted signals are coded on a block-by-block basis instead of a symbol-by-symbol basis. This scheme has been called time-reversal STBC (TR-STBC). In [7], the TR-STBC was evaluated under the physical layer of the Enhanced Data Rates for Global Evolution (EDGE).

It is known that one of the limiting factors in mobile communication links is co-channel interference (CCI). The use of spatial processing at the receiver is the classical solution to combat CCI signals and obtain diversity gains, thus increasing system capacity [8]. In [9], an STBC scheme with interference suppression was proposed. More recently, an adaptive CCI cancellation strategy employing the ASTBC scheme was proposed in [10]. However, all of these works have assumed flat-Rayleigh fading channels in the design of the receivers. It is known that receiver design for upcoming mobile communications systems such as EDGE should take into account the presence of both ISI and CCI. In [11] and [12] we proposed a decoupled space-time receiver strategy for CCI and ISI suppression in the reverse link of EDGE for a single transmit antenna.

Here, we propose a new receiver structure for space-time block-coded systems that decouples the tasks of CCI cancellation and space-time decoding in two processing stages. The two-stage receiver consists of a multiple-input multiple-output (MIMO) minimum mean square error (MMSE) spatial filter for CCI cancellation connected to a modified TR-STBC decoder that is matched to the combined response of the channel of the desired user plus the MIMO-MMSE filter. A prefiltered MLSE equalizer is used for signal detection. This receiver is a refinement of those presented in [10]–[12] to a TR-STBC system with ISI and CCI. We show via computer simulation that the two-stage receiver effectively cancels CCI signals and still provides transmit diversity gain under frequency-selective fading.

The remainder of this paper is organized as follows. Section II describes the system model. In Section III, we formulate the two-stage receiver. In Section IV, the performance of the two-stage receiver is shown via computer simulation results. In Section V, we evaluate the performance of the new receiver under the EDGE system context. The conclusions are presented in Section VI.

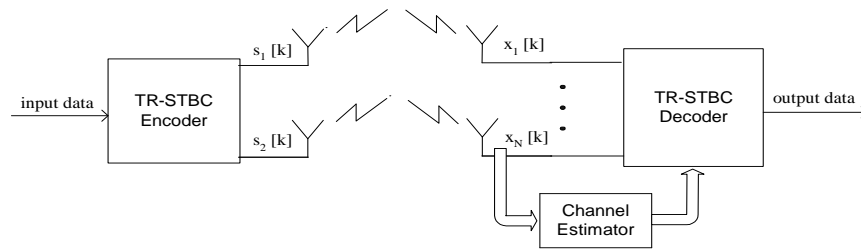


Fig. 1. System model for space-time coding employing the TR-STBC scheme, suitable for frequency-selective channels.

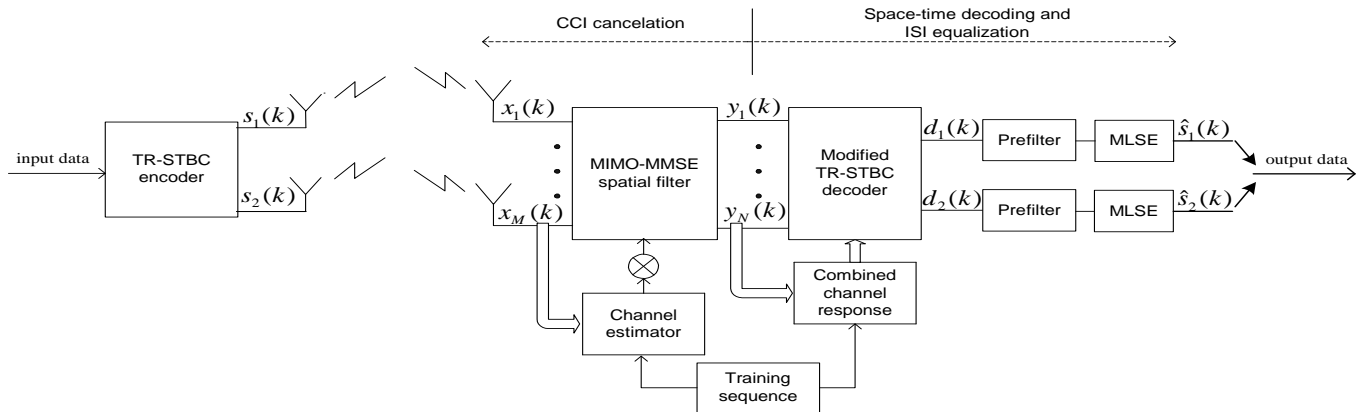


Fig. 2. Structure of the Two-Stage receiver with CCI cancellation, TR-STBC decoding and ISI equalization over frequency-selective channels.

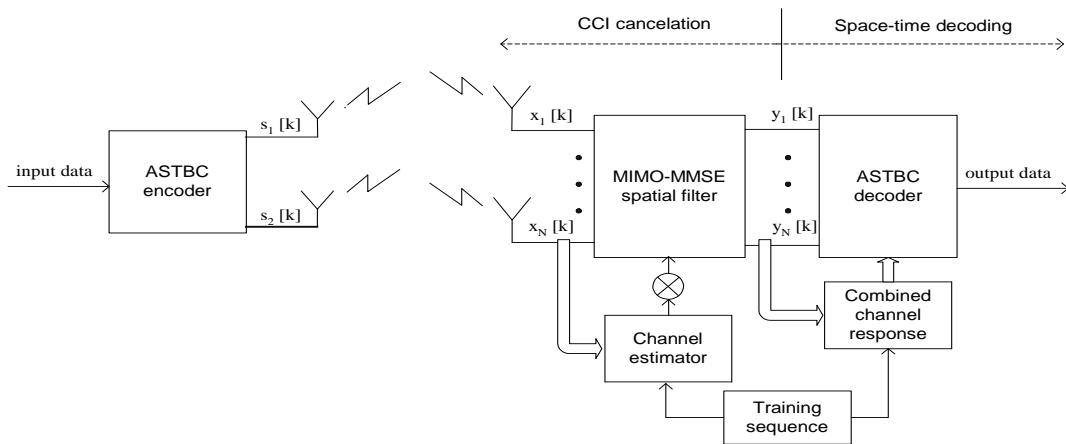


Fig. 3. Structure of the STBC receiver proposed in [10] for CCI cancellation over flat fading channels.

II. SYSTEM MODEL

A high-level block diagram of a space-time coding system with 2 transmit antennas and M receive antennas is shown in Fig. 1, where TR-STBC is employed. The transmission data is split into two sub-streams and encoded by the TR-STBC encoder. Each code symbol is transmitted, simultaneously, from a different antenna. These code symbols are designed to maximize the diversity gain at the receiver under the assumption of a flat or frequency-selective channel. The received signals undergo independent fading so that the signal at each of the M receive antennas is a superposition of

delayed and faded versions of the two transmitted signals plus noise. We assume that the total transmitted power is fixed and normalized to 1. Ideal symbol timing is assumed. We also consider that the channel impulse response has length L and that the fading is quasi-static. For the sake of simplicity we consider a single space-time coded co-channel interferer. At any time-instant k , the received signal can be expressed as

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{H}\mathbf{s}(k) + \mathbf{G}\mathbf{z}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (1)$$

where $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 \ \mathbf{H}_2]$ and $\mathbf{s}(k) = [\mathbf{s}_1^T(k) \ \mathbf{s}_2^T(k)]^T$ have length $M \times 2L$ and $2L \times 1$, representing the space-time

coded matrix channel and the space-time coded symbol vector, respectively. The matrix \mathbf{G} and the vector $\mathbf{z}(k)$ are similarly defined for the co-channel interferer. The $M \times 1$ vector $\mathbf{n}(k)$ is an additive white Gaussian noise (AWGN).

III. TWO-STAGE RECEIVER

The two-stage receiver is shown in Fig. 2. It consists of a multiple-input multiple-output (MIMO) minimum mean square error (MMSE) spatial filter connected to a modified TR-STBC decoder and a prefiltered MLSE equalizer. The MIMO-MMSE filter should employ all its degrees of freedom to cancel CCI signals, preserving the space-time structure of the space-time block-code at its output signal. After the MIMO-MMSE filter, the modified TR-STBC decoder employs a modified channel impulse response to extract transmit diversity from the received signal. The modified TR-STBC decoder has this denomination because it is matched to the original space-time channel of the desired user modified by the coefficients of the MIMO-MMSE spatial filter. At the output of the decoder, prefilters are used to reshape the channel impulse response to a desired number of taps such that the complexity of the MLSE equalizer is reduced. Assuming that CCI is sufficiently minimized by the MIMO-MMSE filter, the orthogonality of the space-time code still holds and independent MLSE equalizers can be used to individually detect the transmitted sequences.

The proposed receiver is compared here to the one presented in [10] (Fig. 3), designed for flat-fading channels. Both receivers follow the same optimization criterion for CCI cancellation. The main difference is that the proposed one is designed to perform CCI cancellation under the assumption of a frequency-selective channel, thus offering the possibility of exploiting the channel impulse response to provide path diversity in addition to space diversity. At any time-instant k , the m th output signal of the MIMO-MMSE spatial filter is given by

$$y_m(k) = \mathbf{w}_m^H \mathbf{x}(k), \quad 1 \leq m \leq M \quad (2)$$

where the vector $\mathbf{W}_m = [w_{m,1} w_{m,2} \dots w_{m,M}]^T$ denotes the coefficients of the m th spatial filter. An error vector is formed from the difference between the output of the MIMO-MMSE filter and a target signal as

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{W}^H \mathbf{x}(k) - \mathbf{H}\mathbf{s}(k) = \mathbf{W}^H \mathbf{x}(k) - \mathbf{x}_d(k) \quad (3)$$

where $\mathbf{x}_d(k) = \mathbf{H}\mathbf{s}(k)$ represents the desired transmitted sequence at instant k convolved with the desired channel impulse response and $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1 \mathbf{w}_2 \dots \mathbf{w}_M]$. Thus, the MMSE cost function is expressed as follows

$$J = E\{\|\mathbf{W}^H \mathbf{x}(k) - \mathbf{x}_d(k)\|^2\}. \quad (4)$$

The optimal coefficients are found by minimizing the above cost function. The solution is given by

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}^{-1} \mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}_d} \quad (5)$$

where $\mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}} = E\{\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)\}$ is the input covariance matrix while $\mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}_d} = E\{\mathbf{x}(k)\mathbf{x}_d^H(k)\}$ is a cross-correlation matrix where the desired signal is represented by $\mathbf{x}_d(k)$. The coefficients of the MIMO-MMSE spatial filter can be

computed adaptively using classical adaptive algorithms such as the recursive least squares (RLS) [10]. In this work we focus on the optimized performance of the considered receivers, assuming perfect channel knowledge at the receiver.

Assuming residual CCI signal is negligible, the output signal of the MIMO-MMSE spatial filter can be written as

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{H}_d \mathbf{s}(k) + \mathbf{n}'(k) \quad (6)$$

where $\mathbf{H}_d = \mathbf{W}^H \mathbf{H}$ is the modified channel matrix consisting of the original space-time coded channel combined by the coefficients of the MIMO-MMSE filter. This modified channel represents the effective channel that is handled by the TR-STBC decoder and can be interpreted as a *virtual* channel from the 2 transmit antennas to the M outputs of the MIMO-MMSE filter. The term $\mathbf{n}'(k)$ is a spatially-colored noise vector containing filtered Gaussian noise and residual CCI, and its covariance matrix is $\mathbf{R}_{\mathbf{n}'\mathbf{n}'} = \sigma_n^2 \mathbf{W}^H \mathbf{W}$. Since the modified TR-STBC decoder is matched to \mathbf{H}_d , its coefficients are given by $\tilde{\mathbf{H}}_d^*$, i.e., a time-reversed complex-conjugated version of the desired space-time coded channel matrix \mathbf{H}_d . Each output signal of the TR-STBC decoder $d_1(k)$ and $d_2(k)$ should contain the ISI structure associated to the transmitted substreams $\mathbf{s}_1(k)$ and $\mathbf{s}_2(k)$ that are estimated by the MLSE equalizers, respectively.

The operations of prefiltering and MLSE equalization are based on the orthogonality of the modified channel matrix \mathbf{H}_d , assumption that holds if residual CCI at the output of the MIMO-MMSE filter is negligible. The prefilter is optimized to provide a shortened channel impulse response to the MLSE equalizer. In this work we employ the feedforward filter of an MMSE decision-feedback equalizer (DFE) as a simple prefilter. More sophisticated solutions for the prefilter can be found in [14].

From Figs. 2 and 3, we observe that the two-stage receiver can be interpreted as combination of the conventional TR-STBC system of Fig. 1 and the STBC receiver with CCI cancellation of Fig. 3 and proposed in [10], with the addition of the prefilters to reduce complexity of the MLSE equalizer. We will employ these receivers as references for comparisons in the next section.

IV. SIMULATION RESULTS

The performance of the two-stage receiver is illustrated in this section by means of Monte Carlo simulations. We employ binary phase-shift keying (BPSK) modulated symbols and each run represents a transmitted time-slot of 140 payload symbols. The frequency-selective channel follows a two-ray Rayleigh fading model with uncorrelated and equal-power paths. The time-delay of the second path is one symbol period. For simplicity, we assume a single space-time coded flat-fading co-channel interferer signal in the system. For the TR-STBC and the two-stage receivers, we employ a prefilter with 2 taps prior to the MLSE to shorten the channel impulse response towards $L = 1$, reducing equalization complexity.

Figure 4 shows the bit-error-rate (BER) performance of the two-stage receiver. We also plotted the performance of conventional Alamouti's STBC (ASTBC) for a flat-fading

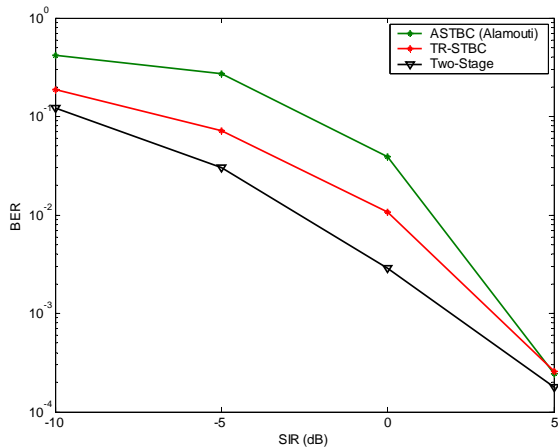


Fig. 4. Performance of the Two-Stage receiver (ISI, $L=2$) compared to those of the conventional ASTBC (flat-fading, $L=1$) and TR-STBC (ISI, $L=2$) in the absence of AWGN. The BER is plotted as a function of the SIR.

channel ($L = 1$) as well as the performance of conventional TR-STBC with ISI ($L = 2$). The BER results are plotted according to average the signal-to-interference-ratio (SIR) in the absence of AWGN. The number of receive antennas for all three systems is $M = 2$. The worst performance is observed for ASTBC over flat-fading since it does not perform CCI cancellation and there is not path diversity to be exploited. Improved performance is offered by the TR-STBC receiver since it exploits ISI to provide diversity gains. However, the diversity gain of TR-STBC are not maximized because CCI compromises the orthogonality of the space-time code. The two-stage receiver outperforms both ASTBC and TR-STBC since it attempts to cancel CCI previously to space-time decoding, maximizing the diversity gain of the space-time code.

In Fig. 5 the performance of the two-stage receiver with CCI and ISI is compared to that of the STBC receiver with CCI cancellation (Fig. 3) with no ISI ($L = 1$). Here we employ $M = 3$ receive antennas. The SIR is fixed at 0dB and the BER is plotted as a function of the average input E_b/N_0 . The best performance is obtained with the two-stage receiver, indicating that it successfully cancels CCI and exploits ISI structure to maximize the diversity gain of the space-time code. For higher E_b/N_0 values, where ISI is the dominant perturbation, we observe that the performance of both receivers approximates. This is caused by some temporal coloring that is present at the input signal of the MLSE, due to sub-optimum design of the prefilter.

V. PERFORMANCE EVALUATION UNDER THE EDGE SYSTEM CONTEXT

The packet service of the EDGE system is called Enhanced General Packet Radio System (EGPRS), employing nine modulation and coding schemes (MCS) composed of two types of modulation: the GMSK (common to the GSM) and the new 8-PSK scheme. To reach the advantages introduced by this new modulation scheme, a link quality control

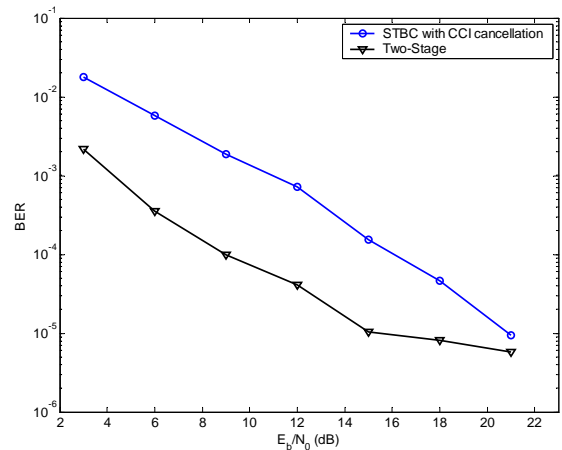


Fig. 5. Performance of the Two-Stage receiver with CCI and ISI compared to that of the STBC receiver of [10] with no ISI.

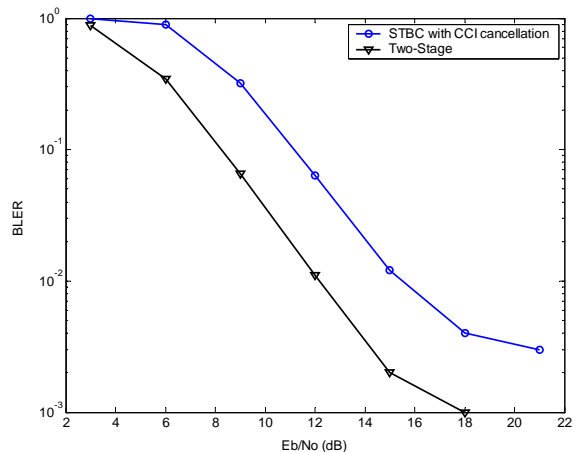


Fig. 6. BLER performance of the Two-Stage receiver for MCS-5 (8-PSK) under the TU channel and SIR=0dB.

(LQC) is necessary, since that the GMSK outperforms 8-PSK scheme in the bit error rate (BER). In the physical layer of EGPRS nine MCS are defined, say MCS-1, MCS-2, ..., MCS-9. Four of them employ GMSK modulation (MCS-1 up to MCS-4) and five employ 8-PSK modulation (MCS-5 up to MCS-9). The performance of conventional ASTBC under the EDGE context was assessed in [15] by assuming a flat-Rayleigh fading channel with CCI. In the following results we evaluate the performance of the two-stage receiver over a frequency-selective channel, focusing on MCS-5.

The results are averaged over 2000 RLC radio blocks with ideal frequency hopping. A single co-channel interferer with SIR=0 dB is assumed. The typical urban (TU) channel model [16] is considered for both the desired user and the co-channel interferer signals, where $L = 5$. In order to reduce equalization complexity we employ a DDFSE equalizer [13] instead of an MLSE. We assume $M=4$ receive antennas. 6 shows the performance of the STBC receiver with CCI cancellation in the absence of ISI against the two-stage receiver with ISI. It

can be seen that the new receiver presents the best results, providing an E_b/N_0 gain of 3dB at 1% target block error rate (BLER). Note that the superior performance of the two-stage receiver can be translated into a higher throughput for the user, since the throughput is related with BLER by $Throughput = (1 - BLER)R_{max}$, where R_{max} is the user data rate for a given MCS.

VI. CONCLUSIONS

We have proposed a two-stage receiver for space-time block-coded systems that decouples the tasks of CCI cancellation and space-time decoding in two processing stages. The receiver is designed for either flat or frequency-selective fading channels and consists of a MIMO-MMSE spatial filter for CCI cancellation and a modified TR-STBC decoder connected to a prefiltered MLSE equalizer for ISI equalization. We have showed via computer simulations that the two-stage receiver effectively cancels CCI and maximize the diversity gain of the space-time code. The two-stage receiver outperformed both ASTBC and TR-STBC receivers, as well as another STBC receiver proposed in [10]. The proposed receiver was also evaluated at the link-level of EDGE on the TU channel with CCI, showing excellent results in terms of BLER.

REFERENCES

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311–335, March 1998.
- [2] G. D. Golden, G. Foschini, R. Valenzuela, and P. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using the V-BLAST space-time communications architecture," *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 14–15, Jan. 1999.
- [3] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, vol. 16, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [4] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 5, pp. 1456–1467, July 1999.
- [5] A. F. Naguib, V. Tarokh, N. Seshadri, and A. Calderbank, "A space-time coding modem for high-data-rate wireless," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, pp. 1459–1478, Oct. 1998.
- [6] E. Lindskog and A. Paulraj, "A transmit diversity scheme for channels with intersymbol interference," in *Proc. Int. Conf. Communications, New Orleans, LA*, (pp. 307 - 311), June 2002.
- [7] D. H. K. Zangi and J. F. Cheng, "Physical-layer issues for deploying transmit diversity in GPRS/EGPRS networks," in *IEEE VTC Fall 2001*, (Atlantic City, NJ, USA.).
- [8] J. Winters, "Optimum combining in digital mobile radio with co-channel interference," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 2, pp. 528–539, July 1984.
- [9] A. F. naguib, N. Seshadri, and A. R. calderbank, "Applications of space-time block codes and interference supression for high capacity and high data rate wireless systems," *Signals, Systems and Computers*, vol. 2, pp. 1803–1810, Nov. 1998.
- [10] J. Lu, K. B. Letaief, and Z. Cao, "Adaptive cochannel interference cnacellation in space-time coded communication systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, pp. 1580–1583, Oct. 2002.
- [11] A.L.F. de Almeida, C.M. Panazio and C. Frenandes, "Space-time processing with a decoupled delayed decision-feedback sequence estimator," in *Proc. of 55th IEEE Veh. Technol. Conf.*, vol. 3, (Atlantic City, NJ, USA.), pp. 1269–1273, 2002.
- [12] A. L. F. de Almeida, C. M. Panazio, F. R. P. Cavalcanti, and C. E. R. Fernandes, "Space-time processing with a decoupled delayed decision-feddback sequence estimator," in *IEEE Vehicular Technology Conference VTC Spring'02*, 2002.
- [13] A. Duel-Hallen and C. Heegard, "Delayed decision-feedback sequence estimation," *IEEE Transactions on Communications*, pp. 428–436, May 1989.
- [14] W. Younis and N. Al-Dhahir, "Joint prefiltering and MLSE equalization of space-time coded transmissions over frequency-selective channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, pp. 144–154, Jan 2002.
- [15] W. C. Freitas Jr, F. R. P. Cavalcanti, C. C. Cavalcante, D. Z. Filho, and A. L. F. de Almeida, "Link performance evaluation for EDGE\EGPRS with multiples antennas techniques," in *The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'02)*, (Lisbon, Portugal.), Sep. 2002.
- [16] 3GPP, "Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); radio transmission and reception," tech. rep., 3GPP, TS 45.005 v.jul 2001.

Anexo 3

Artigo publicado na *Lecture Notes in Computer Science*, em setembro de 2004.

Título: “*Performance of MIMO Antenna Systems with Hybrids of Transmit Diversity and Spatial Multiplexing using Soft-Output Decoding*”.

Autores: W. C. Freitas Jr, A. L. F. de Almeida, J. C. M. Mota, F. R. P. Cavalcanti e R. L. de Lacerda Neto.

Performance of MIMO Antenna Systems with Hybrids of Transmit Diversity and Spatial Multiplexing using Soft-Output Decoding

W. C. Freitas Jr., A. L. F. de Almeida, J. C. M. Mota,
F. R. P. Cavalcanti and R. L. de Lacerda Neto

Wireless Telecom Research Group, Federal University of Ceará, Fortaleza, Brazil
PHONE/FAX:+55-85-2889470
{walter, andre, mota, rod, raul}@gtel.ufc.br
<http://www.gtel.ufc.br>

Abstract. In this work we present some MIMO transmission schemes that combine transmit diversity and spatial multiplexing using four transmit antennas. Then, we show that the Bit-Error-Rate (BER) performance of these schemes can be considerably improved with the joint use of channel coding (at the transmitter) and soft-output detection (at the receiver). The SOVA approach is used to enhance performance of some detection layers that are not space-time coded. Both parallel and successive detection strategies are considered.

1 Introduction

Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) wireless channels are known to offer unprecedented spectral efficiency and diversity gains, which can be exploited by employing antenna arrays at both ends of the wireless link [1]. Two well-known applications of MIMO channels are the use of spatial multiplexing, e.g., V-BLAST (Vertical Bell Labs Layered Space-Time) [2, 3], and Space-Time Block Coding (STBC) [4, 5]. The V-BLAST scheme tries to maximize spectral efficiency of the overall system as much as possible by transmitting multiple co-channel signals that are distinguished at the receiver with array processing. On the other hand, STBC schemes improve signal quality at the receiver (bit error performance at low signal-to-noise ratio) with simple linear processing, allowing even a single-element receiver to distinguish between the signals on different paths.

With the objective of providing the two gains that can be perceived in a MIMO channel, i.e. diversity and spatial-multiplexing gains, some hybrid MIMO receivers have been recently proposed [6]. Instead of their remarkable performance in terms of Bit-Error-Rate (BER) and spectral efficiency, in some of these schemes the BER performance can be further improved as long as some channel coding strategy is applied at the transmitter in order to protect the layers that are not space-time coded. Moreover, if soft-output decoding (e.g.

soft-output Viterbi algorithm) is used for such layers at the receiver side, better results are expected.

In this work we focus on the performance enhancement of some hybrid MIMO receivers due to the joint use of channel coding and Soft-Output Viterbi Algorithm (SOVA). The considered hybrid schemes employ four transmit antennas. In these schemes, some layers are space-time coded across two, three or four antennas. For the non-space-time coded layers, convolutional encoders are employed to protect data prior to transmission. At the receiver side, the SOVA detection technique is used to improve detection performance of such non-space-time coded layers. During the detection process, both parallel and successive detection strategies are considered.

The remainder of this paper is organized as follows. In Section II, we briefly describe the multiplexing-diversity trade-off. Section III is dedicated to the channel model. In Section IV, we present the Coded Hybrid MIMO Structures with Successive Interference Cancellation (CHS-SIC). Section V describes our interference cancellation algorithm. Section VI is dedicated to an overview of SOVA metrics that are considered in the decoding algorithm, while Section VII contains our simulation results. Finally, in section VIII we conclude this paper and draw some perspectives.

2 Diversity and Multiplexing Trade-off

Currently, it has been shown that an important approach to increase the data rate over wireless channels is the use of multiple antennas at both ends of the wireless link. When MIMO antenna systems are used, it can be possible to create multiple parallel channels for transmission of independent information or to add diversity by transmitting/receiving the same information in different antennas. Provided that the antennas are sufficiently spaced at both transmitter and receiver, the transmitted signals experiment independent fading, which implies in a low probability of simultaneous deep fading in all channels. Compared to traditional antenna systems, where antenna arrays are employed either at the transmitter or at the receiver, the capacity due to the use of antenna arrays at both link-ends is enormously incremented.

Up to the present moment, most of MIMO antenna schemes are designed to achieve just one of the two aforementioned gains, i.e. multiplexing gain *or* diversity gain, and is well-known that the focus in a particular gain implies a sacrifice of the other one. Therefore, hybrid MIMO transmission schemes arises as a solution to jointly achieve spatial multiplexing and transmit diversity gains. In other words, with hybrid MIMO schemes it can be possible to considerably increase the data rate while keeping a satisfactory link quality in terms of BER.

3 Channel Model

In order to formulate the channel and received signal model, let the receiver be equipped with an N -element antenna array. The transmitted signals are

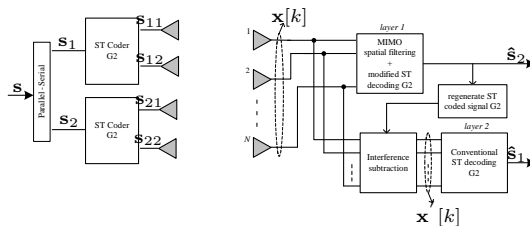


Fig. 1. G2+G2(SIC) transmitter-receiver structure

assumed to undergo independent fading such that the signal at the output of each element of the receive antenna array is a superposition of flat-faded versions of the transmitted signals plus white Gaussian noise. Fading is also assumed quasi-static over every sub-sequence and independent between two consecutive sub-sequences. For all the MIMO transmission schemes, we assume that the total transmission power is fixed (normalized to 1) and equally divided across the transmit antennas. Ideal symbol timing is assumed at the receiver. At any time-instant k , the received signal vector can be expressed in a general form as

$$\mathbf{x}[k] = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s}[k] + \mathbf{n}[k], \quad (1)$$

where

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_{n1} \ \mathbf{h}_{n2} \ \mathbf{h}_{n3} \ \mathbf{h}_{n4}], \quad (2)$$

denotes the MIMO channel matrix of dimension $N \times 4$. The column vector \mathbf{h}_{nm} , with $1 \leq n \leq N$ and $1 \leq m \leq 4$ is the complex vector channel that links the n th receive antenna and the m th transmit antenna. The envelope of each element in the vector \mathbf{h}_{nm} follows a Rayleigh distribution. The 4×1 vector $\mathbf{s}[k]$ contains the symbols transmitted from all antennas at time-instant k . The composition of vector $\mathbf{s}[k]$ depends on the specific hybrid scheme considered. The $N \times 1$ vector $\mathbf{n}[k]$ denotes the temporally and spatially Additive White Gaussian Noise (AWGN).

4 Coded Hybrid MIMO Structure (CHS)

In this section we present the hybrid MIMO transmission schemes. Figures 1 up to 3 show the architecture of the Coded Hybrid Structures with Successive Interference Cancellation (CHS-SIC) and four transmit antennas. The search for hybrid schemes that are limited to four antenna-elements is motivated by the practical feasibility of utilizing this number of antenna elements in nowadays base station-to-mobile transmissions.

4.1 G2+G2 Scheme

The first hybrid scheme, called G2+G2, is shown in Fig. 1. It employs a four-element transmit antenna array with two vertically-layered G2 space-time

coding schemes. The input sequence \mathbf{s} is split into two parallel sub-sequences \mathbf{s}_1 and \mathbf{s}_2 . For every two consecutive time-instants k and $k+1$, the first multiplexed sub-sequence \mathbf{s}_1 , constituted by symbols $s_1[k]$ and $s_1[k+1]$, enters in a parallel form in the first ST coder G2. Similarly, the second multiplexed sub-sequence \mathbf{s}_2 enters the second ST coder G2. At each ST coders, the sub-sequences are space-time coded using the standard G2 (Alamouti's) code [4]. The transmitted signals can be organized in a equivalent space-time coding matrix as described below

$$\mathbf{\Omega}_{G2+G2} = \begin{bmatrix} s_1[k] & s_1[k+1] & s_2[k] & s_2[k+1] \\ -s_1[k+1]^* & s_1[k]^* & -s_2[k+1]^* & s_2[k]^* \end{bmatrix}. \quad (3)$$

As all transmit antennas are co-channel, i.e. they share the same frequency band, the sub-sequence associated to a given ST coder G2 appears as an interferer to that sub-sequence associated to other ST coder G2. This type of co-channel interference is defined here as Multiple Access Interference (MAI). Considering the G2+G2 scheme, we can expand the general received signal vector (1) as the sum of a MIMO desired signal and a MIMO interferer signal as follows

$$\mathbf{x}_{G2+G2}[k] = \mathbf{H}_d^{G2} \mathbf{s}_1[k] + \mathbf{H}_I^{G2} \mathbf{s}_2[k] + \mathbf{n}[k], \quad (4)$$

where \mathbf{H}_d^{G2} and \mathbf{H}_I^{G2} are MIMO channel matrices of dimension $N \times 2$ and $\mathbf{s}_1[k]$ and $\mathbf{s}_2[k]$ are multiplexing sub-sequences.

Due to the presence of MAI at the receiver, a MIMO-MMSE spatial filter of the first (second) multiplexing layer is optimized to cancel interference from the second (first) multiplexing layer. Following the spatial filters, modified STBC decoders extract the diversity gains from each spatially multiplexed sub-stream and perform signal detection. Then, the two detected sub-sequences $\hat{\mathbf{s}}_1[k]$ and $\hat{\mathbf{s}}_2[k]$ are re-ordered and converted to the serial unique stream that constitutes the estimation of the overall transmitted data. When Successive Interference Cancellation (SIC) detection is used and assuming perfect interference subtraction, a diversity order of $2(N-2)$ is achieved at the first detection layer while the second one achieves a diversity order of $(N-1)$. In the G2+G2 scheme, neither channel coding nor SOVA are used, since the two spatial multiplexing layers are space-time coded. This scheme is considered in this work as a reference system for comparison with the next ones.

4.2 G3+1 Scheme

In the G3+1 hybrid scheme, two spatial multiplexing layers are present, see Fig. 2. A ST coder G3 is used at the first layer, while the other layer are non-space-time-coded, see [5]. A convolutional encoder is thus employed at the non-space-time-coded layer with the objective of provide some reliability for the data transmitted in this layer. In the traditional G3+1 hybrid scheme, the data of the non-space-time coded layer is transmitted with no protection. The transmitted signals can be organized in a equivalent space-time coding matrix

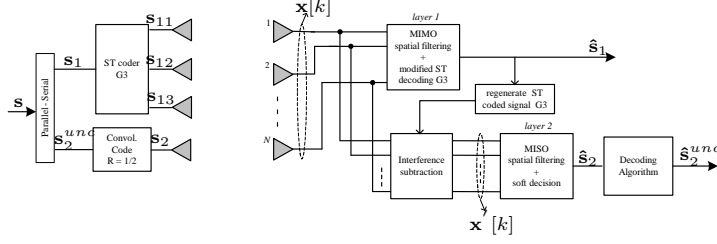


Fig. 2. G3+1(SIC) transmitter-receiver structure

as described below

$$\mathbf{\Omega}_{G3+1} = \begin{bmatrix} s_1[k] & s_1[k+1] & s_1[k+2] & s_2[k] \\ -s_1[k+1] & s_1[k] & -s_1[k+3] & s_2[k+1] \\ -s_1[k+2] & s_1[k+3] & s_1[k] & s_2[k+2] \\ -s_1[k+3] & -s_1[k+2] & s_1[k+1] & s_2[k+3] \\ s_1[k]^* & s_1[k+1]^* & s_1[k+2]^* & s_2[k+4] \\ -s_1[k+1]^* & s_1[k]^* & -s_1[k+3]^* & s_2[k+5] \\ -s_1[k+2]^* & s_1[k+3]^* & s_1[k]^* & s_2[k+6] \\ -s_1[k+3]^* & -s_1[k+2]^* & s_1[k+1]^* & s_2[k+7] \end{bmatrix}. \quad (5)$$

In (5) the sub-sequence \mathbf{s}_2 represents the output of the rate-1/2 convolutional code, which means that \mathbf{s}_2 already is coded, thus redundancy is now present.

For this scheme, we can expand (1) to represent the received signal for the scheme G3+1 as a MIMO desired signal and a SIMO interferer signal followed by a sample noise vector

$$\mathbf{x}_{G3+1}[k] = \mathbf{H}_d^{G3} \mathbf{s}_1[k] + \mathbf{h}_I \mathbf{s}_2[k] + \mathbf{n}[k], \quad (6)$$

where \mathbf{H}_d^{G3} and \mathbf{h}_I are MIMO and SIMO channel matrices of dimension $N \times 3$ and $N \times 1$, respectively. In this case $\mathbf{s}_1[k]$ and $\mathbf{s}_2[k]$ are multiplexing sub-sequences.

At the receiver, since MIMO and SIMO multiplexed signals should be detected, we make use of the MIMO and MISO spatial filters at the first and second detection layers, respectively, for MAI mitigation. The MISO spatial filter provides soft-output decision to make possible the SOVA to treat the received data. Here, the diversity gain is $3(N-1)$ for the first layer and N for the second one.

4.3 G2+1+1 Scheme

The G2+1+1 hybrid scheme with channel coding is drawn in Fig. 3. Again, four transmit antennas are employed. As can be seen from the figure, this scheme consists of three spatial-multiplexing layers, where the first layer is space-time coded using ST coder G2. For the other two layers a rate-1/2 convolutional code is employed at each one. The equivalent space-time coding matrix is described as follows

$$\mathbf{\Omega}_{G2+1+1} = \begin{bmatrix} s_1[k] & s_1[k+1] & s_2[k] & s_3[k] \\ -s_1[k+1]^* & s_1[k]^* & s_2[k+1] & s_3[k+1] \end{bmatrix}. \quad (7)$$

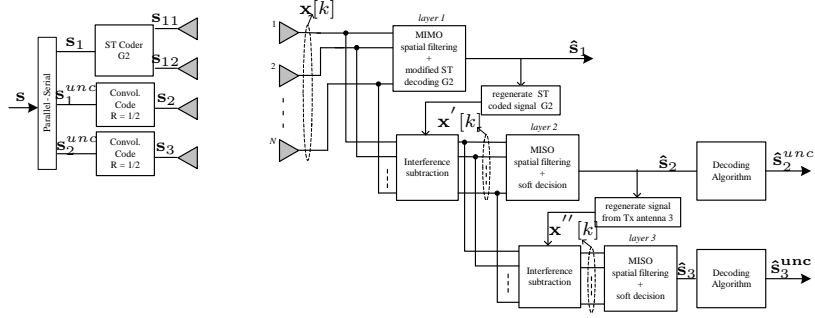


Fig. 3. G2+1+1(SIC) transmitter-receiver structure

For this scheme, the received signal $\mathbf{x}[k]$ can be expressed as the sum of a MIMO desired signal and two SIMO interference signals

$$\mathbf{x}_{G2+1+1}[k] = \mathbf{H}_d^{G2} \mathbf{s}_1[k] + \mathbf{h}_{I1} \mathbf{s}_2[k] + \mathbf{h}_{I2} \mathbf{s}_3[k] + \mathbf{n}[k], \quad (8)$$

where \mathbf{h}_{I1} and \mathbf{h}_{I2} are $N \times 1$ interferer channel vectors.

For the CHS-SIC receiver architecture to cope with this hybrid scheme, a MIMO-MMSE spatial filter is employed at the first detection layer, where a space-time coded signal $\mathbf{s}_1[k]$ should be detected. At the second and third layers standard array processing is employed for MAI cancellation and detection of $\mathbf{s}_2[k]$ and $\mathbf{s}_3[k]$, respectively.

Compared to the standard ST coder G2, the traditional (non-channel coded) G2+1+1 hybrid scheme aims at achieving three times its data rate. With the use of the rate-1/2 convolutional code, the data rate of this hybrid scheme is reduced by a factor of two due to redundancy that now is added by the channel coder. Here, the diversity order of the first layer is $2(N-2)$, while the second and third layers have a diversity order of $2(N-1)$. Comparing the coded G2+1+1 scheme with the traditional G2+G2 scheme, the first offers the same spectral efficiency as the latter.

5 Interference Cancellation Algorithm

Following the signal-plus-interference models described in the previous section for the schemes, G2+G2, G3+2 and G2+1+1, we can state that signal processing algorithm at the receiver to detect a MIMO desired signal should perform the following tasks:

1. estimate the overall MIMO channel matrix \mathbf{H} ;
2. cancel multiple access interference from channel estimation;
3. perform space-time decoding after interference cancellation.

In this section an interference cancellation algorithm is proposed to accomplish the detection of MIMO (space-time coded) signals in the presence

of multiple access (co-channel) interference. According to the developed signal-plus-interference models of (4), (6) and (8), this algorithm will be applied at the two detection layers of the G2+G2 scheme as well as at the first detection layer of the G2+1+1 and G3+1 schemes, i.e., where the signal(s) of interest is(are) space-time coded.

The proposed algorithm optimizes the coefficients of a Minimum Mean Square Error (MMSE) spatial filter in such a way that the orthogonality of the space-time code is preserved as much as possible in its output signal. Stated in a different way, the spatial filter combines the received signal such that interference signals add destructively at its output signal while the MIMO structure of the desired signal are preserved as much as possible to add constructively during the subsequent processing stage, consisting of space-time decoding. For this reason, we call this interference cancellation algorithm as a two-stage algorithm, see [7].

At any time-instant k , the output signal vector of the $N \times N$ MIMO-MMSE spatial filter is given by

$$\mathbf{y}[k] = \mathbf{W}\mathbf{x}[k], \quad (9)$$

where

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & \dots & w_{1N} \\ w_{21} & w_{22} & \dots & w_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N1} & w_{N2} & \dots & w_{NN} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

We obtain the error vector at the output of the MIMO-MMSE spatial filter as

$$\mathbf{e}[k] = \mathbf{W}\mathbf{x}[k] - \mathbf{H}_d\mathbf{s}_1[k] = \mathbf{W}\mathbf{x}[k] - \mathbf{x}_d[k], \quad (11)$$

where $\mathbf{x}_d[k] = \mathbf{H}_d\mathbf{s}_1[k]$ is the desired space-time coded signal associated to the first multiplexing layer of a particular hybrid transmission scheme. Contrarily to the classical MIMO-MMSE spatial filter (where the desired signal is $\mathbf{s}_1[k]$), here the desired signal consists of the original transmitted signal modified by desired MIMO channel impulse response \mathbf{H}_d .

The MMSE cost function be formalized as follows

$$J_{MMSE} = E\{\|\mathbf{W}\mathbf{x}[k] - \mathbf{x}_d[k]\|^2\}. \quad (12)$$

Solving this unconstraint optimization problem, the obtained solution with respect to \mathbf{W} is given by

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}_{\mathbf{x}_d\mathbf{x}} \cdot (\mathbf{R}_{\mathbf{xx}})^{-1}, \quad (13)$$

where $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}} = E\{\mathbf{x}[k]\mathbf{x}^H[k]\}$ and $\mathbf{R}_{\mathbf{x}_d\mathbf{x}} = E\{\mathbf{x}_d[k]\mathbf{x}^H[k]\}$ are the input covariance matrix and a cross-correlation matrix, respectively. The superscript H denotes conjugate transpose.

The coefficients of the MIMO-MMSE spatial filter can be computed after direct Least Square (LS) estimate of the MIMO channel impulse response, more details about this section could be found in [7].

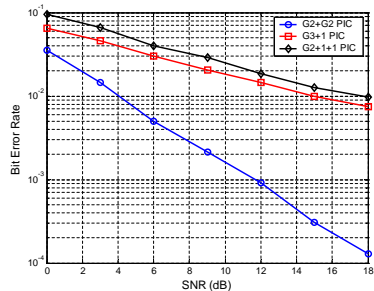


Fig. 4. Performance of uncoded hybrid schemes with parallel interference cancellation (PIC) and $N=4$.

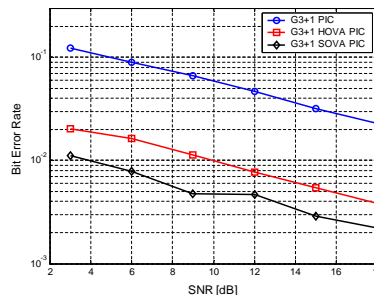


Fig. 5. Influence of the SOVA on the performance of the second layer for $G3+1$ PIC and $N=4$.

6 Simulation Results

As channel code we consider the rate-1/2 memory-2 Recursive Systematic Convolutional (RSC) code that is defined by the generator $(1,5/7)$ in octal form [8]. In the SOVA procedure, the trellis computations are done in two directions: a forward and a backward one. The first part of the algorithm, trellis is run in the forward direction and SOVA behaves like a traditional Viterbi Algorithm (VA). In the second part, the trellis is visited in the backward direction. In this part, the metric for each state are stored by the algorithm and soft-output information of bits is computed as a Likelihood Ratio (LLR) in the form described below

$$\Lambda(u_i) \triangleq \log \left(\frac{P\{u_i = 1|\mathbf{r}\}}{P\{u_i = 0|\mathbf{r}\}} \right). \quad (14)$$

where u_i is the transmitted codeword and \mathbf{r} is the received sequence.

The BER performance of CHS receivers are evaluated here by means of numerical results from Monte-Carlo simulations with Parallel and Successive Interference Cancellation (PIC) and (SIC), respectively. Perfect channel estimation is assumed. The transmitted symbols are modulated with Binary-Phase Shift-Keying (BPSK). The BER curves are plotted according to the average SNR per receive antenna. Whenever notation $M \times N$ is used it refers to a MIMO scheme with M transmit and N receive antennas.

Figure 4 first shows the BER results for traditional $G2+G2$, $G3+1$ and $G2+1+1$ hybrid schemes without channel coding and SOVA detection. The PIC are employed. We consider $N = 4$ receive antennas for all schemes. In terms of BER performance, the $G2+G2$ scheme achieves the best results. This is expected since all spatial multiplexing layers are space-time coded, resulting in a higher diversity gain at the receiver.

Figure 5 shows the results for the coded hybrid scheme $G3+1$ with PIC detection and $N = 4$ receive antennas. As the decoding algorithm we consider two approaches: Hard Output Viterbi Algorithm (HOVA) and SOVA. We

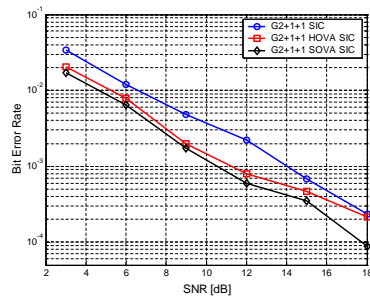


Fig. 6. Influence of the SOVA on the performance of the second layer for G2+1+1 SIC and $N=4$.

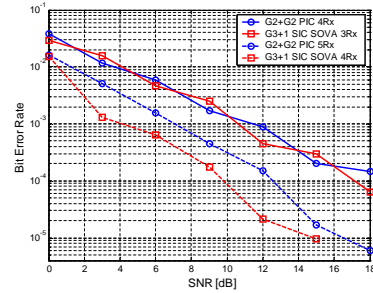


Fig. 7. Comparison of the influence of the number of receive antennas and the decoding algorithms for the hybrid MIMO receivers.

can see that the use of a channel code in the non-space-time coded layer of G3+1 results in a huge increase in performance when compared with the scheme with no channel coding. On the other hand, in the channel coded case redundancy is introduced and therefore the effective spectral efficiency decrease from 1.5 symbols/s/Hz to 1.0 symbol/s/Hz. Its worthnoting that SOVA offers an increase in performance of about 3dB over the HOVA as expected and already demonstrated in the theory of channel coding.

In Fig. 6, the effect of the channel coding is now evaluated for the G2+1+1 scheme. Here, we employ the SIC technique at the receiver with the assumption of perfect interference subtraction. Again, $N = 4$ receive antennas are used. We observe that the gain achieved by the use of channel code and SOVA is not as evident as the gain perceived for the PIC case. When the SIC technique is used at the receiver, the spatial diversity gain due to interference subtraction plays a more important role in BER performance than the time diversity gain provided by the channel code and the use of SOVA. This observation explains the smaller improvement in performance as compared to the PIC case.

In Figure 7, we compare the receiver performance of two hybrid schemes. The first is the PIC G2+G2 with no channel coding and no SOVA. The second is the proposed coded SIC G3+1 scheme with SOVA detection. The results are shown for different number of receive antennas. It can be seen that similar performance in terms of BER achieved with the traditional PIC G2+G2 scheme and $N = 4$ is also achieved with the coded SIC G3+1 with SOVA and $N = 3$. On the other hand, the coded SIC G3+1 with SOVA and $N = 4$ outperforms the traditional PIC G2+G2 scheme and $N = 5$. These results indicate that the joint use of channel coding and SOVA in hybrid schemes could cope with a receiver with less receive antennas.

It is important to note that the performance gains in terms of BER provided by the use of channel coding at the transmitter and SOVA at the receiver come at the cost of some complexity increase while the same spectral efficiency is

maintained comparing the schemes G2+G2 and G3+1. On the other hand, they can represent an attractive solution in scenarios with spatially correlated channels, where the lack of spatial diversity could be compensated by an increase in the time diversity offered by the channel coding.

7 Conclusion and Perspectives

In this work we have proposed some hybrid MIMO transmission schemes that arise as a solution for the inherent diversity-multiplexing trade-off of MIMO channels. Receiver structures based on a two-stage interference cancellation algorithm the SIC detection strategy were presented. Then, we have evaluated the performance of two hybrid MIMO receivers with to the joint the use of channel coding and soft-output detection in layers that are not space-time coded. Simulation results have shown that channel code and SOVA improve performance of G3+1 and G2+1+1 schemes, mainly when no SIC is used.

The perspectives of this work include the implementation of other MIMO hybrid schemes (considering space-frequency coding and OFDM transmissions) as well as the adaptation of the interference cancellation architectures to the multiuser MIMO context.

References

1. G. J. Foschini and M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment When Using Multiple Antennas", *Wireless Personal Communications*, v. 6, n. 3, Mar 1998, pp. 311-335.
2. G. J. Foschini, "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communications in a Fading Environment when using Multiple Antennas", *Bell Labs Tech. J.*, v.1, n.2, 1996, pp.41-59.
3. G. D. Golden, G.J. Foschini, R.A. Valenzuela, P.W. Wolniansky, "Detection Algorithm and Initial Laboratory Results using the V-BLAST Space-Time Communications Architecture", *Electronics Letters*, v.35, n.7, Jan, 1999, pp. 14-15.
4. S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, vol. 16, pp. 1451-1458, Oct 1998.
5. V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 5, pp. 1456-1467, Jul 1999.
6. A. L. F. de Almeida, W. C. Freitas Jr., F. R. P. Cavalcanti, J. C. M. Mota, and R. L. de Lacerda Neto, "Performance of a MIMO Systems with a Hybrid of Transmit Diversity and Spatial Multiplexing," *XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT)*, 2003, Rio de Janeiro-RJ, Brasil.
7. A. L. F. de Almeida, W. C. Freitas Jr., F. R. P. Cavalcanti, J. C. M. Mota, and R. L. de Lacerda Neto, "A Two-Stage Receiver for Co-Channel Interference Cancellation in Space-Time Block-Coded Systems over Frequency Selective Channels," *XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT)*, 2003, Rio de Janeiro-RJ, Brasil.
8. Robert H. Morelos- Zaragosa, "The Art of Error Correcting Coding," *John Wiley and Sons, Inc.*, New York, NY, USA.

Anexo 4

Artigo submetido ao 14th IFAC Symposium on System Identification, em março de 2006.

Título: “*Performance evaluation of Supervised PARAFAC Receivers for SIMO-CDMA Systems*”.

Autores: R. L. de Lacerda Neto, A. L. F. de Almeida, G. Favier e J. C. M. Mota.

PERFORMANCE EVALUATION OF
SUPERVISED PARAFAC RECEIVERS FOR
SIMO-CDMA SYSTEMS

R. L. de Lacerda Neto ^{*,1} A. L. F. de Almeida ^{*}
G. Favier ^{*} J. C. M. Mota ^{**}

^{*} *Laboratoire I3S/UNSA/CNRS, Sophia Antipolis, France*

^{**} *Laboratorio GTEL/DETI/UFC, Fortaleza, Brazil*

Abstract: This paper evaluates the performance of two PARAFAC-based receiver structures for multiuser single-input-multiple-output (SIMO) wireless communication systems based on code division multiple access (CDMA). Motivated by the multidimensional nature of the wireless signal, the parallel factor (PARAFAC) tensor decomposition is an interesting approach to mitigate multiuser interferences and to rebuild the transmitted signal of each user at the base station receiver. Furthermore, the PARAFAC decomposition is a simple and elegant multidimensional decomposition that offers easy interpretable signal models for the considered systems. The two supervised receiver structures differ on the type of spreading code sequence employed at the transmitter, which can be either a conventional Hadamard-Walsh sequence or a truncated Hadamard-Walsh sequence. Performance evaluation of the two proposed receivers is made from the analysis of the bit error rate (BER) and the convergence speed.

Keywords: Decomposition methods, communications systems, array processors, identification, equalization.

1. INTRODUCTION

During the last years, some algorithms have been proposed to use the parallel factor (PARAFAC) decomposition for signal processing in the context of wireless communications systems. Mainly developed and used in chemometrics and psychometrics, PARAFAC is a multi-way decomposition that merged as an attractive tool for system modeling, blind beamforming, multiuser channel estimation/equalization and signal separation for wireless communications (Sidiropoulos, 2004).

In the CDMA context, PARAFAC has been used to operate in a blind way with the objective to separate co-channel user signals and to reliably esti-

mate their channel responses (Sidiropoulos *et al.*, 2000), (de Baynast and De Lathauwer, 2003). The PARAFAC decomposition has also been used recently as a unified modeling tool for some wireless communication systems such as CDMA, OFDM and oversampled wireless systems, (de Almeida *et al.*, 2005b), (de Almeida *et al.*, 2005a). It has also been applied to the problem of blind multiuser equalization in (de Almeida *et al.*, 2005c). Blind PARAFAC receivers exhibit an inherent scaling and permutation ambiguity problem, like most of blind techniques. To overcome this ambiguity problem, constraints linked to the specifics of the considered wireless communication systems can be imposed on the signal model.

The objective of this paper is to evaluate the performance of the two proposed PARAFAC re-

¹ Supported by the ALBAN Program.

ceivers for SIMO-CDMA wireless systems with practical system considerations are presented. The first one is based on the knowledge of the spreading code matrix and the second one is based on the use of a known training sequence.

The rest of the paper is organized as follows. In Section 2, the PARAFAC model is introduced. The data model is presented in Section 3. The system considerations are discussed in Section 4. Section 5 presents the proposed CDMA receivers. The simulation results and the conclusions are presented respectively in Section 6 and Section 7.

2. PARAFAC MODEL

Given a three-way array $\underline{\mathbf{X}}$ of dimension $\mathbf{I} \times \mathbf{J} \times \mathbf{K}$, the standard three-way PARAFAC model decomposes each element $x_{i,j,k}$ into trilinear components as shown in Equation 1. Let us define the loading matrices \mathbf{A} , \mathbf{B} and \mathbf{C} with respective elements $a_{i,r}$, $b_{j,r}$ and $c_{k,r}$. The scalar $x_{i,j,k}$ is expressed as

$$x_{i,j,k} = \sum_{r=1}^R a_{i,r} b_{j,r} c_{k,r} \quad (1)$$

To simplify the mathematical analysis of the PARAFAC decomposition, some matrix representations can be used. The one that we will consider is called the *unfolded* form. Based on a matrix arrangement, the tensor is decomposed in matrix slices that are concatenated to construct the unfolded matrices. For a 3D tensor, the following equations define the unfolded matrices:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1 &= (\mathbf{A} \diamond \mathbf{B}) \mathbf{C}^T \\ \mathbf{X}_2 &= (\mathbf{B} \diamond \mathbf{C}) \mathbf{A}^T \\ \mathbf{X}_3 &= (\mathbf{C} \diamond \mathbf{A}) \mathbf{B}^T \end{aligned} \quad (2)$$

where \diamond denotes the Khatri-Rao (column-wise Kronecker) product. The unfolded matrices (\mathbf{X}_1 , \mathbf{X}_2 and \mathbf{X}_3) have dimensions $(JI \times K)$, $(KJ \times I)$ and $(IK \times J)$ and are defined as the concatenation of the respective matrix slices. For example, $\mathbf{X}_1 = [\mathbf{X}_{1..}^T \cdots \mathbf{X}_{J..}^T]^T$ is the first unfolded matrix. Similarly, $\mathbf{X}_2 = [\mathbf{X}_{.1}^T \cdots \mathbf{X}_{.J}^T]^T$ and $\mathbf{X}_3 = [\mathbf{X}_{..1}^T \cdots \mathbf{X}_{..K}^T]^T$.

2.1 Uniqueness Property

One of the major advantages of the PARAFAC decomposition is its uniqueness property. Different from the two-dimensional (2D) models that suffer from the rotational ambiguity problem, the trilinear model has a unique decomposition when used with the right number of components (Kruskal, 1977).

It is not an easy task to define all the conditions for the uniqueness property. Several conditions have been proposed, but the unknown characteristic of the tensor rank makes hard the definition of necessary and sufficient conditions for uniqueness of this decomposition. The least restrictive condition was proposed by Kruskal (Kruskal, 1977) by means of the k -rank (*Kruskal-rank*) of each loading matrix. Introduced by Harshman & Lundy (Harshman and Lundy, 1984), the k -rank of a matrix \mathbf{A} is the maximum r such that *every* r columns of \mathbf{A} are linearly independent and this does not hold for $r + 1$ columns. According to Kruskal a multi-way array $\underline{\mathbf{X}}$, decomposed as a function of matrices \mathbf{A} , \mathbf{B} and \mathbf{C} , is unique if

$$k_A + k_B + k_C \geq 2R + 2 \quad (3)$$

where R is the number of factors of the PARAFAC decomposition and k_A , k_B and k_C are respectively the k -rank of the matrices \mathbf{A} , \mathbf{B} and \mathbf{C} . Sidiropoulos et al (Sidiropoulos *et al.*, 2000) extended the Kruskal proof and showed that the Kruskal condition is valid for complex tensors. Necessary and sufficient conditions or uniqueness have been recently proposed in (Jiang and Sidiropoulos, 2004). It is known that the Kruskal condition does not cover all situations where uniqueness can be expected, but it gives sufficient conditions for uniqueness.

The meaning of the uniqueness property is that any matrices $\overline{\mathbf{A}}$, $\overline{\mathbf{B}}$ and $\overline{\mathbf{C}}$ satisfying the model $\mathbf{X}_{i..}$, $i = 1, \dots, I$, are linked to \mathbf{A} , \mathbf{B} and \mathbf{C} by

$$\overline{\mathbf{A}} = \mathbf{A} \Pi \Delta_1, \quad \overline{\mathbf{B}} = \mathbf{B} \Pi \Delta_2, \quad \overline{\mathbf{C}} = \mathbf{C} \Pi \Delta_3, \quad (4)$$

where Π is a permutation matrix and $\Delta_{i=1,2,3}$ are diagonal matrices, with $\Delta_1 \Delta_2 \Delta_3 = \mathbf{I}$.

2.2 Alternating Least Square Algorithm (ALS)

The ALS is an iterative estimation technique that can be used to find the loading matrices of the PARAFAC model. Based on the principle of grouping the parameters into several sets, the ALS consists in an iterative estimation in a least square sense of each set of parameters until convergence (no changes occur in the estimated parameters).

Besides the attractive simplicity of the ALS, the convergence to the global optimum can seldom be guaranteed because the algorithm can stop in a local minimum of the criterium. This characteristic depends on the data and the initialization model.

For the three-way PARAFAC model, the three ALS loss functions are shown in (5) for estimating the a given loading matrix based on the previous estimation of the two other ones, i.e.,

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{C}} & \|\mathbf{X}_1 - (\mathbf{Z}_1)\mathbf{C}^T\|^2 \\ \min_{\mathbf{A}} & \|\mathbf{X}_2 - (\mathbf{Z}_2)\mathbf{A}^T\|^2 \\ \min_{\mathbf{B}} & \|\mathbf{X}_3 - (\mathbf{Z}_3)\mathbf{B}^T\|^2 \end{aligned} \quad (5)$$

where \mathbf{Z}_1 , \mathbf{Z}_2 and \mathbf{Z}_3 are respectively defined as $(\hat{\mathbf{A}} \diamond \hat{\mathbf{B}})$, $(\hat{\mathbf{B}} \diamond \hat{\mathbf{C}})$ and $(\hat{\mathbf{C}} \diamond \hat{\mathbf{A}})$, where $\hat{\mathbf{A}}$, $\hat{\mathbf{B}}$ and $\hat{\mathbf{C}}$ are previously estimated matrices.

3. DATA MODEL

The multiuser SIMO-CDMA system considered in this work is a simple wireless system where the multidimensional received signal is modeled as a multi-way array and decomposed as a PARAFAC model. Let us consider a multiuser SIMO-CDMA system with Q synchronized users, M receiver antennas and L chips per symbol in a quasi-static flat fading channel \mathbf{H} , where each element $h_{m,q}$ of the channel matrix is referent to the q -th user and the m -th receiver antenna during the transmission of the p -th frame. In absence of noise, the discrete-time base-band representation of the received signal at the m -th receiver antenna of the n -th symbol in the l -th chip sampling is given by

$$x_{m,n,l} = \sum_{q=1}^Q h_{m,q} s_{n,q} c_{l,q}, \quad (6)$$

where $s_{n,q}$ and $c_{l,q}$ denotes respectively the n -th transmitted symbol of the q -th user and the l -th chip code of the q -th user. Using the PARAFAC model notation of (1), we can define the three loading matrices \mathbf{H} , \mathbf{S} and \mathbf{C} of the PARAFAC model as the matrices respectively constituted by the elements $h_{m,q}$, $s_{n,q}$ and $c_{l,q}$. The matrix \mathbf{H} is of dimension $(M \times Q)$ and each component $h_{m,q}$ corresponds to the flat-fading channel between the q -th user and the m -th receiver antenna. The matrix \mathbf{S} is a symbol matrix with dimension $(N \times Q)$, where each column q is the data sequence of the q -th user. The matrix \mathbf{C} is a code matrix with dimension $(L \times Q)$, where each column q is the code of the q -th user.

For the decomposition process, when applying the ALS algorithm, the two proposed receiver structures are based on the knowledge of some properties of the loading matrices:

- The first receiver structure assumes that the spreading codes of all users are known. We propose two variants for this structure. In the first one (RX1), the channel and symbol matrices are estimated. After the convergence, hard decision is performed to decide for the estimated symbols. In the second variant (RX2), at each ALS step the entries of the symbol matrix are projected onto the finite modulation alphabet of the transmitted symbols. Note that since the code matrix is

known, permutation ambiguity is eliminated in the first structure. Scaling ambiguity is eliminated by normalization of the channel matrix to unity norm.

- In the second structure, the users spreading codes are not known, but a training sequence is employed in order to estimate the channel and the code matrices. In this case, each entry of the code matrix is projected onto the finite-alphabet of the codewords during the ALS algorithm. Similarly to the first receiver, permutation and scaling ambiguities are eliminated.

4. SYSTEM CONSIDERATIONS

For simplicity, we make some assumptions:

- The system is frame-based, which means that receiver signal processing is done after the reception of each data packet;
- The wireless channel is a quasi-static flat fading channel. The flat fading assumption can be easily achieved by the insertion of guard chips or by the integration of techniques like orthogonal frequency division multiplexing (OFDM);
- The signals received at different antennas of the array are uncorrelated. This assumption is valid for an antenna array that has an antenna separation bigger than half of the wavelength of the wireless signal;
- Each receiver antenna employs an automatic gain controller that normalizes the received signal. This normalization is important for the channel normalization used in the receiver structures RX1 and RX2.

4.1 Uniqueness

The uniqueness property of the PARAFAC model, as described in Section 2.1, means that the decomposition process is unique, and we can estimate the exact loading matrices of the multi-way array. Let us consider the signal model of the multiuser SIMO-CDMA system as described in 6. The Kruskal condition that respects the uniqueness property is done by

$$k_H + k_S + k_C \geq 2(Q + 1), \quad (7)$$

where k_H , k_S and k_C are respectively the k -rank of the matrices \mathbf{H} , \mathbf{S} and \mathbf{C} , and Q is the number of users.

Analyzing the loading matrices and considering the system characteristics, we can conclude that:

- The channel between each user and each receiver antenna is independent fading, implying that \mathbf{H} is full k -rank².
- The data sequence generated by each user is uncorrelated from the data sequence of the other users. Assuming that the number of symbols per frame is much bigger than the number of users ($N \gg Q$), the matrix \mathbf{S} is full k -rank. For small N , the noise presence will render the matrix \mathbf{S} full k -rank, like the channel matrix.
- The code matrix \mathbf{C} is generated so that each user has different codes, based on the considered code ensemble. Two different kinds of code are considered: Hadamard-Walsh (HW) and truncated Hadamard-Walsh (THW) codes. For HW codes, the matrix \mathbf{C} has always full k -rank. For THW codes, the matrix \mathbf{C} has full k -rank when $L \geq Q$.

Under these assumptions, we can rewrite (7) as

$$\min(M, Q) + \min(N, Q) + \min(L, Q) \geq 2(Q + 1),$$

showing the parameters conditions to have a unique decomposition for the received signal.

5. PARAFAC CDMA RECEIVERS

To evaluate the performance of the PARAFAC receiver structures, two CDMA systems are considered. Different from the blind approach of other works, the CDMA receivers considered in this paper always have the information of one of the loading matrices, causing the elimination of the intrinsic permutation ambiguity. The scale ambiguity is eliminated by the knowledge of the alphabet used in the symbol matrix and code matrix.

5.1 Receiver with Code Knowledge

Based on the conventional CDMA system, this receiver exploits the knowledge of the code matrix. Under this assumption, each frame is analyzed independently from the others, and each frame evaluation generates two estimated matrices: the channel matrix and the symbol matrix. This receiver is analyzed in terms of code length, number of users and number of receiver antennas. The two proposed structures for PARAFAC (RX1 and RX2) are considered for performance evaluation.

² The matrix whose columns are drawn independently from an absolutely continuous distribution has full k -rank with probability one, because any combination of columns can be thought of as another random matrix with columns drawn independently from an absolutely continuous distribution.

5.2 Supervised PARAFAC receiver

This receiver uses a training sequence at the beginning of each packet transmission. In this case, the channel matrix is estimated by using the training sequence. After that, unknown symbols are transmitted and the channel matrix and the code matrix are considered static.

This receiver is analyzed in terms of training sequence length, code length, number of users and number of receiver antennas. For simplicity, the receiver knows the ensemble of codewords. In this case, only the second proposed structure (RX2) is considered. This structure projects the estimated code matrix on the finite alphabet of codewords.

6. SIMULATIONS

The performance of the proposed receiver schemes is shown in this section by means of computer simulations. We employ binary-phase-shift-keying (BPSK) modulated symbols and each run represents a transmitted frame of 1000 symbols. The ALS initialization is done by the use of the knowledge of one of the loading matrices and the two other matrices are randomly initialized. The results are evaluated for different numbers of receiver antennas, different code lengths, different numbers of users, under the assumption of a flat fading channel. For the supervised case, the training sequence is generated with a length equal to the number of users. Performance evaluation is done by the analysis of the Bit-Error-Rate (BER) and the convergence speed. All the simulations are based on the Monte Carlo technique with 100 experiments. The performance results shown in the figures are the average performance over all users. A brief resume of the simulation parameters is given in Table 1.

Table 1. Simulation Parameters.

Symbol modulation	BPSK
# users (Q)	10
# symbols per packet (N)	1000
# receiver antennas (M)	2 and 4
# chips per code (L)	\geq # users
# training symbols (Symbtr)	= # users
# Monte Carlo experiments	100

6.1 CDMA Receiver with Code Knowledge

In Fig. 1, the ALS convergence is evaluated for a SNR of 5dB for the two structures (RX1 and RX2) with two different codes (code THW with 10 chips and code HW with 16 chips) in a conventional CDMA system. It can be seen that the ALS convergence is very fast, convergence being achieved after five iterations, and the two structures do not show any performance difference.

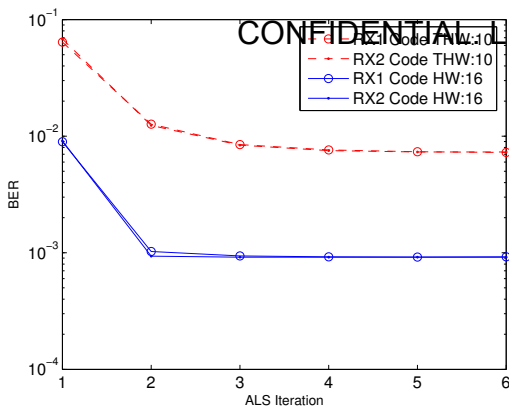


Fig. 1. Algorithm convergence for 4 antennas, 10 users and SNR of 5db.

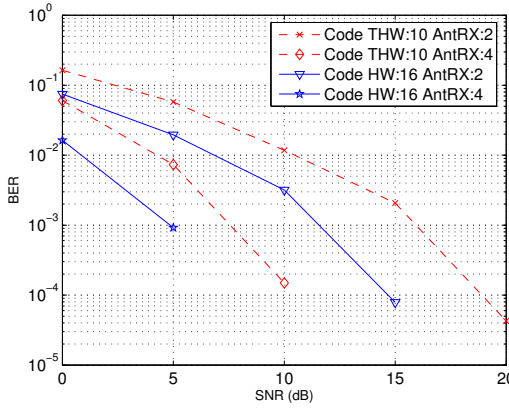


Fig. 2. Performance comparison for a RX1 structure with 10 users.

For performance evaluation, we only consider the structure RX1 because it gives the same performance as the RX2 structure with less complexity. Figure 2 compares the performance for two numbers of receiver antennas ($M = 2$ and $M = 4$) and as a function of two different code structures, which are Hadamard-Walsh (HW) and Truncated Hadamard-Walsh (THW). It can be seen that a satisfactory BER performance is achieved. The receiver performance improves as a function of the number of receiver antennas. These results were expected because multiple antennas at the receiver provide spatial diversity, adding more redundancy to the received signal.

Regarding the influence of the code length, all the figures show a better performance when the code length increases. In Fig. 3, it can be seen that the system efficiency increases with the code length. In other words, when we increase the code length, we increase the symbol redundancy, which in turn increases the system performance. It is important to note that the HW code is orthogonal, and it represents the best code with length $L = 16$.

In order to evaluate the impact of the number of users, we present in Fig. 4 the performance

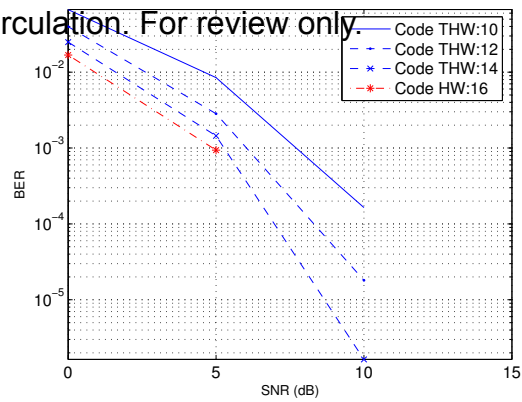


Fig. 3. Performance comparison for a RX1 structure with 10 users, 4 antennas.

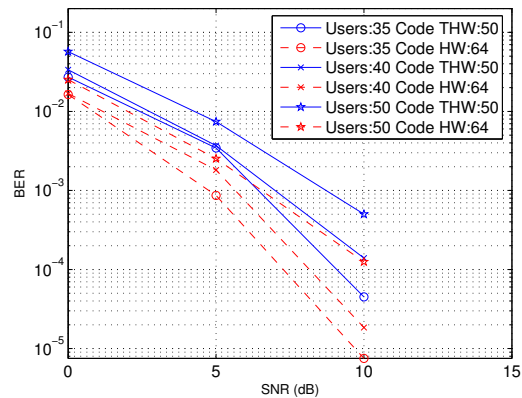


Fig. 4. Performance comparison with 4 antennas.

of the system that employs 35, 40 and 50 users with different codes. As we expected, the increase of the number of users degrades the receiver performance, but the system continues to be able to separate/recover the transmitted signals.

6.2 Supervised CDMA Receiver

For the supervised CDMA receiver, the ALS convergence is achieved after the first iteration. As was observed in all the simulations, this convergence can be justified by the knowledge of the training symbol matrix and the codewords ensemble at the receiver, i.e., after the first iteration, the symbol matrix is exactly known and the estimated code matrix columns are projected on the alphabet of possible codewords. For the performance evaluation, in Fig. 5, we compare the performance as a function of the number of receiver antennas ($M = 2$ and $M = 4$) and as a function of the code type (THW with 10 chips and HW with 16 chips). Like in the PARAFAC receiver with code knowledge, the figure shows that when we increase the number of receiver antennas, the receiver performance is improved. In Fig. 6, it can be seen that an increased code length results in an increased receiver efficiency.

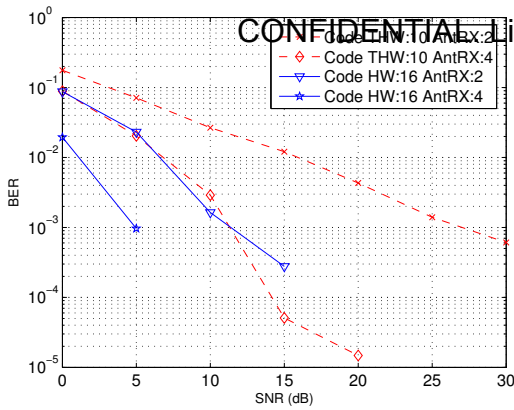


Fig. 5. Performance comparison with a training sequence of 10 symbols, with 10 users.

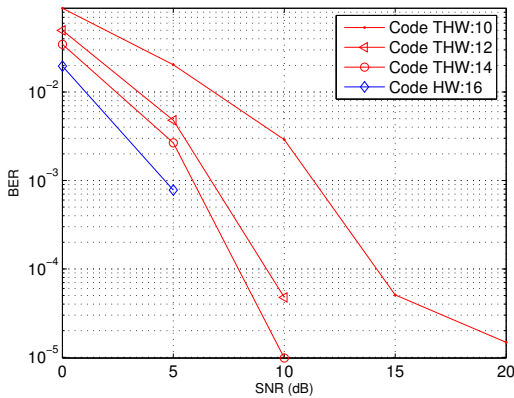


Fig. 6. Performance comparison with a training sequence of 10 symbols, 10 users, 4 antennas.

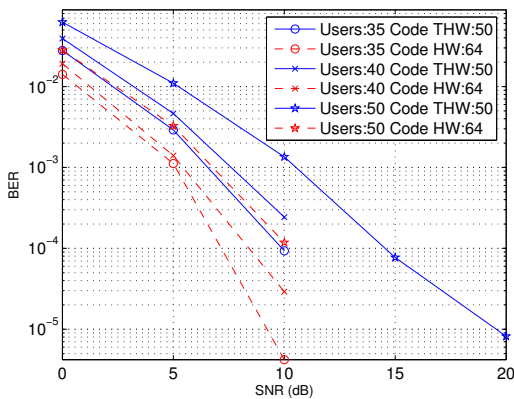


Fig. 7. Performance comparison with a training sequence of 64 symbols, 4 antennas.

In order to evaluate the impact of the number of users, we present in Fig. 7 the performance of the system that employs 35, 40 and 50 users with different codes. We observe that for high SNR the signal separation/recovery is perfect, and for low SNR values, the increase of the number of user degrades the receiver performance.

7. CONCLUSION AND PERSPECTIVES

In this paper, we have presented two PARAFAC-based receivers for a multiuser SIMO CDMA system. The receivers exhibit satisfactory BER performance for two different system configurations (code knowledge or training sequence) and remarkable convergence speed, showing reasonable performance with low complexity.

A perspective of this work includes the use non-finite-alphabet codes to minimize the code length and maximize the spectral efficiency. It is also expected to take the dispersion and time-varying channel into account for performance evaluation.

REFERENCES

- de Almeida, A. L. F., G. Favier and J. C. M. Mota (2005a). A PARAFAC approach for unified tensor modeling of wireless communication systems with application to blind multiuser equalization. *Special Issue of Signal Processing, Elsevier, on Tensor Signal Processing, submitted*.
- de Almeida, A. L. F., G. Favier and J. C. M. Mota (2005b). PARAFAC models for wireless communications systems. In: *Physics in Signal and Image Processing*. Toulouse.
- de Almeida, A. L. F., G. Favier and J. C. M. Mota (2005c). PARAFAC receiver for blind multiuser equalization in wireless communication systems with temporal oversampling. In: *European Signal Processing Conference*. Antalya, Turkey.
- de Baynast, A. and L. De Lathauwer (2003). Détection autodidacte pour des systèmes à accès multiple basée sur l'analyse PARAFAC. In: *Proceedings of XIX GRETSI symposium on signal and image processing*. Paris.
- Harshman, R. A. and M. E. Lundy (1984). *The PARAFAC model for three-way factor analysis and multidimensional scaling*. New York.
- Jiang, T. and N. D. Sidiropoulos (2004). Kruskal's permutation lemma and the identification of CANDECOMP/PARAFAC and bilinear models with constant modulus constraints. *IEEE Transactions on Signal Processing* **52**(9), 2665–2636.
- Kruskal, J. B. (1977). Three-way arrays: rank and uniqueness of trilinear decomposition, with applications to characterization of probability distributions. *Linear Algebra Application* **18**, 95–138.
- Sidiropoulos, N. D. (2004). Low-rank decomposition of multi-way arrays: A signal processing perspective. In: *SAM*. Barcelone.
- Sidiropoulos, N. D., R. Bro and G. B. Giannakis (2000). Blind PARAFAC receivers for DS-SS-CDMA systems. *IEEE Transactions on Signal Processing* **48**(3), 810–823.