

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

CASSIO BORTOLOSSO

PROJETO DE DIPLOMAÇÃO

SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA MIMO

Porto Alegre

2010

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA MIMO

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para Graduação em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Tiarajú Vasconcellos Wagner

Porto Alegre

2010

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

CASSIO BORTOLOSSO

SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA MIMO

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação”, do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. MSc. Tiarajú Vasconcellos Wagner, UFRGS

Mestre pela UFRGS – Porto Alegre, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. MSc. Tiarajú Vasconcellos Wagner, UFRGS

Mestre em Engenharia Elétrica pela UFRGS – Porto Alegre, Brasil

Engenheiro Marcos Tschoepke, Digitel S.A

Engenheiro Eletricista pela UFRGS – Porto Alegre, Brasil

Profa. Dra.Liane Ludwig Loder, UFRGS

Doutora pela UFRGS – Porto Alegre, Brasil

Porto Alegre, dezembro de 2010

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais e a minha família, por sempre terem me apoiado no seguimento do curso na UFRGS e por sempre estarem ao meu lado durante toda a minha vida; sem eles, eu não teria escrito este trabalho de conclusão.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer de um modo geral todos que participaram de minha trajetória acadêmica sob todos os aspectos, tanto do pessoal quanto do profissional, sempre agregando conhecimento e experiência de vida.

Agradeço aos meus pais, familiares, amigos, colegas de trabalho e faculdade, à empresa Digitel S.A. onde foi possível desenvolver este trabalho de conclusão.

RESUMO

A idéia fundamental deste trabalho consiste em desenvolver um simulador modular no software Scilab de modo a implementar diversas funções para DSP aplicáveis à área de comunicações digitais wireless. Este simulador será útil na elaboração de uma plataforma de testes que permitirá realizar uma análise de desempenho dinâmica.

O objetivo final deste trabalho é realizar a simulação de um sistema que implementa o estado da arte da tecnologia MIMO, visando à transmissão com esquemas de diversidade de antenas. Além de ser construída toda a cadeia de transmissão/recepção de um sistema de comunicação sem fio tradicional, serão aplicadas técnicas avançadas de Processamento Digital de Sinais (DSP), como o esquema de codificação espaço-temporal (*STC Encoding*), a fim de viabilizar a transmissão com diversidade de espaço-tempo. O simulador proposto pode ser usado tanto na realização de testes em sistemas SISO, de modo a configurar parâmetros das funções de DSP desenvolvidas; quanto na análise de um sistema MIMO, permitindo avaliar o desempenho dos códigos em espaço-tempo frente a diversos canais do IEEE com características de atenuação distintas.

Palavras-chaves: MIMO, Diversidade de Antenas, STBC, Multipercurso, Análise de Desempenho, DSP

ABSTRACT

The main idea about this work is to develop a modular simulator on Scilab software so that it can implement several DSP functions that are applicable to wireless digital communications field. This simulator will be useful to develop a test bed that will work to make a dynamic performance analysis.

The final aim of this work is to make a simulation of a system that implements the state-of-the-art MIMO technology, aiming antenna diversity schemes on transmission. Besides of being built all the transmission/reception chain of a traditional wireless communication system, it will be applied advanced DSP techniques such as Space-Time Coding (*STC Encoding*) in order to provide transmission with space-time diversity. The proposed simulator can be used on execution of SISO systems tests, by setting the parameters of developed DSP functions; as well as analyzing a MIMO system, allowing evaluating the performance of space-time codes front of several IEEE channels with different fading features.

Keywords: MIMO, Antenna Diversity, STBC, Multipath, Performance Analysis, DSP

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	14
1.1 COMUNICAÇÃO DE DADOS VIA <i>WIRELESS</i>	14
1.2 NOÇÕES GERAIS.....	14
1.2.1 PROCESSAMENTO DIGITAL - DSP	15
1.2.2 ESTUDO DE TÉCNICAS DE PROCESSAMENTO	16
2. MOTIVAÇÃO E CONTEXTO DO PROJETO.....	18
2.1 MOTIVAÇÃO	18
2.2 CONTEXTO.....	18
3. A TECNOLOGIA MIMO	20
3.1 A MOTIVAÇÃO PARA O USO DE MIMO	20
3.2 AS CLASSES DE MIMO	21
3.2.1 TRANSMISSÃO POR DIVERSIDADE DE ESPAÇO-TEMPO (STTD)	22
3.2.2 MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL (SM).....	23
3.2.3 <i>UPLINK COLLABORATIVE MIMO LINK</i>	24
3.3 ESQUEMAS COM DIVERSIDADE DE ESPAÇO –TEMPO	24
3.3.1 INTRODUÇÃO E VANTAGENS	25
3.3.2 ANÁLISE DE UM STBC PARA O CASO DE 2 TX E 1 RX.....	27
3.4 CONSIDERAÇÕES SOBRE CANAL	35
3.4.1 INTRODUÇÃO	35
3.4.2 OS MODELOS DE CANAIS COM MULTIPERCURSO – <i>IEEE SUI CHANNELS</i>	36
4. BLOCOS DO SIMULADOR	39
4.1 DESCRIÇÃO	39
4.2 A ESTRUTURA DE DSP EM COMUNICAÇÃO DIGITAL.....	41
4.2.1 <i>SCRAMBLING</i> (RANDOMIZAÇÃO).....	42
4.2.2 MAPEAMENTO DOS SÍMBOLOS (<i>SYMBOL MAPPING</i>)	43
4.2.3 INTERPOLAÇÃO	45
4.2.4 MODULAÇÃO EM QUADRATURA.....	47
4.2.5 SIMULADOR DE CANAL	48
4.2.6 DEMODULAÇÃO EM QUADRATURA	50
4.2.7 DIZIMAÇÃO.....	51

4.2.8 EQUALIZAÇÃO ADAPTATIVA	52
4.2.9 DE-MAPEAMENTO DOS SÍMBOLOS.....	54
4.2.10 <i>DESCRAMBLING</i> (DE-RANDOMIZAÇÃO)	54
4.3 FUNÇÕES AUXILIARES.....	55
4.3.1 DIAGRAMAS DE CONSTELAÇÃO	56
4.3.2 PADRÃO OLHO (<i>EYE DIAGRAM</i>)	56
4.3.3 ESPECTRO DE FREQUÊNCIAS.....	57
4.3.4 EVM (<i>ERROR-VECTOR MAGNITUDE</i>).....	58
4.3.5 BER (<i>BIT ERROR RATE</i>)	59
4.3.6 OUTRAS FUNÇÕES	59
4.4 MIMO (<i>SPACE-TIME CODING SCHEME</i>)	60
4.4.1 <i>STC ENCODING</i>	61
4.4.2 <i>STC DECODING</i>	62
5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	66
5.1 SIMULAÇÃO SISO – ESTIMAÇÃO DO CANAL	67
5.2 SIMULAÇÃO MIMO – DIVERSIDADE ESPACIAL.....	69
6. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	78
6.1 O SIMULADOR.....	78
6.2 SISTEMAS MIMO	79
REFERÊNCIAS	80
ANEXO A.....	81
ANEXO B.....	89
ANEXO C.....	90
ANEXO D.....	91

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 - Diagrama em blocos do sistema de comunicação - Transmissão.....	15
Figura 1.2 - Fenômeno de multipercurso	16
Figura 3.1 - Esquema com múltiplas entradas e saídas fazendo uso de M antenas transmissoras e N antenas receptoras	21
Figura 3.2 - “ <i>Space-Time Block Code</i> ” com diversidade de espaço - tempo	22
Figura 3.3 – Multiplexação Espacial	23
Figura 3.4 – <i>Space-Time Encoder</i> para o caso de 2 TX e 1RX.....	26
Figura 3.5 – Visão geral dos blocos de processamento (<i>Spatial Diversity</i>)	27
Figura 3.6 – <i>Esquema de Alamouti</i>	28
Figura 3.7 – <i>Space-Time Block Code</i>	29
Figura 3.8 – <i>STC Encoding</i> na Matriz S.....	34
Figura 3.9 – Modelamento dos canais com multipercurso.....	38
Figura 4.1 – Diagrama esquemático do simulador.....	40
Figura 4.2 – Transmissão - SISO	42
Figura 4.3 – Recepção - SISO	42
Figura 4.4 – Diagrama de um <i>scrambler</i> com 23 taps	43
Figura 4.5 – <i>Código Gray</i> para a constelação QPSK	44
Figura 4.6 – <i>Código Gray</i> para a constelação 16-QAM.....	44
Figura 4.7 – <i>Código Gray</i> para a constelação 64-QAM.....	45
Figura 4.8 – Diagrama de blocos de um filtro FIR.....	46
Figura 4.9 – Interpolação (análise em tempo e frequência)	47
Figura 4.10 – Modulação em Quadratura.....	48
Figura 4.11 – Demodulador em Quadratura.....	50
Figura 4.12 – Equalização Adaptativa com algoritmo LMS.....	53
Figura 4.13 – Diagrama de um <i>descrambler</i> de 23 taps.....	55
Figura 4.14 – Constelações na recepção: QPSK(a), 16-QAM(b) e 64-QAM(c).....	56
Figura 4.15 – Padrão olho para QPSK(a), 16-QAM(b) e 64-QAM(c).....	57
Figura 4.16 – Espectro de um sinal em FI na presença de AWGN e <i>multipath</i>	58
Figura 4.17 – <i>Space-Time Coded System</i> - Transmissão.....	61
Figura 4.18 - <i>Space-Time Coded System</i> - Recepção	61
Figura 4.19 – <i>STC Encoding</i>	62
Figura 4.20 – Constelação antes do <i>STC Decoder</i> alterada pelo STBC na transmissão	64
Figura 4.21– Padrão olho na recepção antes do <i>STC Decoder</i>	64
Figura 4.22 – Constelação na recepção após o <i>STC Decoder</i>	65
Figura 5.1 – Equalização Adaptativa do Canal SUI-3.....	67
Figura 5.2 – Equalização Adaptativa do Canal SUI-4.....	68
Figura 5.3 – Equalização Adaptativa do Canal SUI-5.....	68
Figura 5.4 – Resposta impulsiva dos canais SUI-1,2 e 3.....	70
Figura 5.5 – Resposta impulsiva dos canais SUI-4,5 e 6.....	70
Figura 5.6 – Comparação de espectros (Canal SUI-4 em teste).....	72
Figura 5.7 – Comparação de espectros (Canal SUI-5 em teste).....	72
Figura 5.8 – Comparação de espectros (Canal SUI-6 em teste).....	73
Figura 5.9 – Constelações na recepção (Canais 1 e 4 em teste).....	74
Figura 5.10 – Constelações na recepção (Canais 1 e 5 em teste).....	75
Figura 5.11 – Constelações na recepção (Canais 1 e 6 em teste).....	75

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Sequência de Transmissão no <i>Esquema de Alamouti</i>	30
Tabela 3.2 – Categorias de terreno padronizadas.....	37
Tabela 3.3 – Classificação dos canais para <i>fator-K</i> alto.....	37
Tabela 3.4 - Classificação dos canais para <i>fator-K</i> baixo.....	37
Tabela 3.5 – Parâmetros dos <i>SUI Channels Models</i>	38
Tabela 4.1 – Lista de Funções.....	41
Tabela 5.1 – Combinações entre os canais SUI.....	71
Tabela 5.2 – Resultados da análise para o canal SUI-1.....	76
Tabela 5.3 – Resultados da análise para o canal SUI-2.....	76
Tabela 5.4 – Resultados da análise para o canal SUI-3.....	77

LISTA DE ABREVIATURAS

AWGN – Additive White Gaussian Noise

BER – Bit Error Rate

DAC – Digital Analogic Converter

DSP – Digital Signal Processing

ERB – Estação Rádio Base

EVM – Error Vector Magnitude

FFT – Fast Fourier Transform

FI – Frequência Intermediária

FIR – Finite Impulse Response

IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers

LMS – Least Mean Square

LTE – Long Term Evolution

MAC – Multiplica e Acumula

ML – Maximum Likelihood

MIMO – Multiple Input Multiple Output

MISO – Multiple Input Single Output

MRRC - Maximal-Ratio Recieve Combinig

PHY – Physical (Camada física)

QAM- Quadrature Amplitude Modulation

QPSK- Quadrature Phase Shift Keying

RF – Rádio Frequência

SISO – Single Input Single Output

SM – Spatial Multiplexing

SNR – Signal to Noise Ratio

STBC – Space Time Block Code

STC – Space Time Code

STTD – Space Time Transmit Diversity

SUI - Stanford University Interim

TDL – Tap Delay Matrix

VHDL – Hardware Description Language

1. INTRODUÇÃO

1.1 COMUNICAÇÃO DE DADOS VIA *WIRELESS*

O uso de tecnologias wireless vem apresentando um contínuo crescimento no que se refere ao mercado que abrange equipamentos voltados à comunicação de dados e voz.

A necessidade que os consumidores tem em obter informação de maneira rápida e dinâmica em qualquer lugar e a todo tempo tem estimulado muito esse mercado. Isso porque a informação instantânea requer o uso de tecnologias que sejam capazes de fabricar aparelhos de acesso à informação portáteis ou não, de modo a propiciar ao consumidor um acesso facilitado. É nesse contexto que a transmissão de dados sem fio se torna fundamental e imprescindível.

No entanto, existe uma preocupação, por parte de quem desenvolve tais equipamentos, em encontrar soluções que venham a aperfeiçoar o processo de transmissão e recepção wireless, seja de modo a aumentar a confiabilidade dos dados ou agindo de modo a torná-lo cada vez mais rápido e satisfazendo, assim, o consumidor moderno.

Por tais razões, torna-se bastante conveniente o estudo de como viabilizar esse resultado. É necessário analisar as técnicas disponíveis e combiná-las para que se alcance uma maior taxa de dados com a menor taxa de erros possível. Nesse contexto, ganha destaque o estudo referente a técnicas de processamento digital de sinais a serem combinadas a fim de alcançar esse objetivo.

1.2 NOÇÕES GERAIS

Para se ter uma visão geral do assunto e área a qual se refere este trabalho, serão apresentados alguns tópicos-chave para introduzir o leitor no contexto da área de

telecomunicações. Será abordada uma visão resumida e bem sintetizada sob a óptica da transmissão do sinal.

A idéia fundamental que norteia um sistema de comunicação wireless envolve uma série de etapas descritas abaixo e ilustradas conforme é possível ver no diagrama de blocos mostrado pela Figura 1.1

- Interface de dados - Conversão do sinal de entrada em uma sequência de bits
- Processamento Digital (DSP)
- Obtenção do sinal analógico correspondente (DAC)
- Transmissão através de canal de Rádio-Frequência (RF)

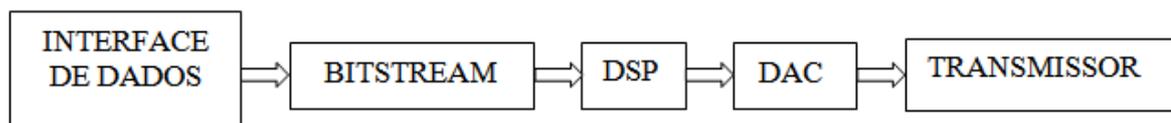


Figura 1.1 - Diagrama em blocos do sistema de comunicação - Transmissão

1.2.1 PROCESSAMENTO DIGITAL - DSP

A etapa de processamento digital, também conhecida como DSP (*Digital Signal Processing*), envolve a manipulação dos bits de entrada. A entrada é vista como sinal amostrado a ser trabalhado de modo a transformar esta sequência de bits em outras sequências mais adequadas e prontas para passarem por novas codificações específicas, responsáveis pela geração de um sinal em banda básica.

O sinal em banda básica é fundamental nesse contexto visto que, além de ter a informação binária que queremos transmitir, tem a propriedade de ser modulado e transladado para frequências superiores, como as de um canal de RF, tornando possível a concepção de um sistema wireless.

1.2.2 ESTUDO DE TÉCNICAS DE PROCESSAMENTO

A idéia de melhorar a qualidade do sinal transmitido está diretamente relacionada às diversas etapas descritas anteriormente. No entanto, a tecnologia de processamento de sinais empregada no processo ganha um destaque nesse contexto devido ao fato de permitir um controle direto e configurável sob vários aspectos, como a facilidade de substituição dos *cores*.

A existência de vários possíveis caminhos, pelo qual o sinal trafega em um canal de RF, produz efeitos indesejados de desvanecimento variável, ocasionados justamente por este multipercurso – “*multipath fading*”. Isso acaba limitando a qualidade e o desempenho do sistema, tanto do ponto de vista da taxa de transmissão quanto do máximo alcance. A Figura 1.2 mostra a ocorrência de múltiplas reflexões associadas ao fenômeno de multipercurso, presente em vários ambientes urbanos.

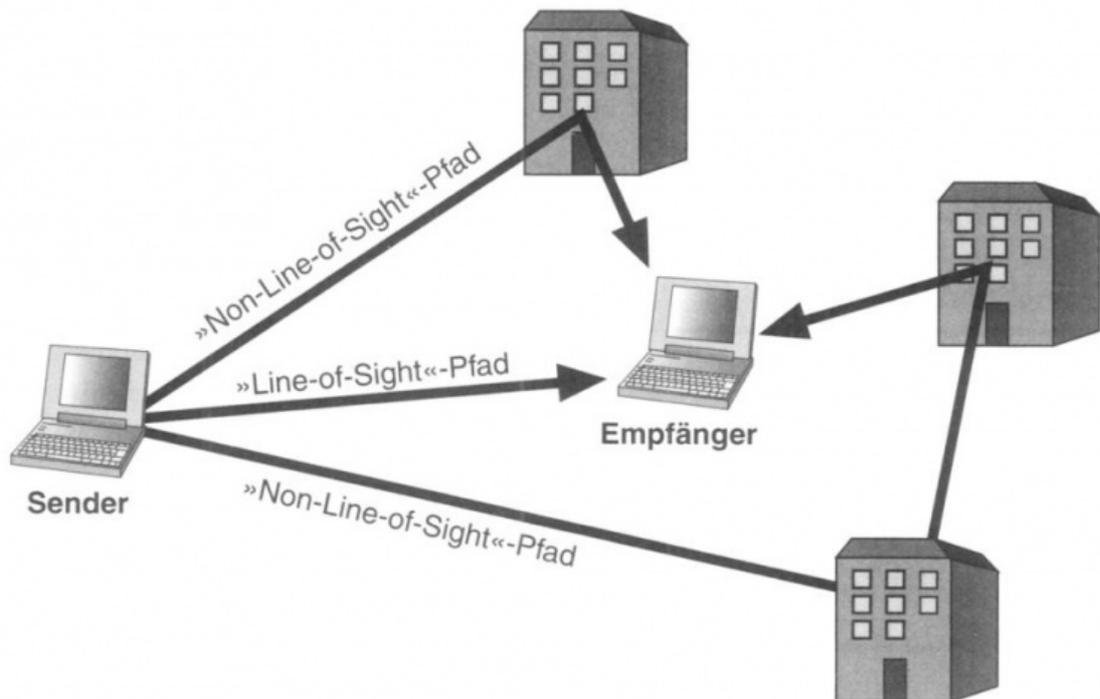


Figura 1.2 - Fenômeno de multipercurso

A busca por uma maior taxa de dados associada a melhorias na confiabilidade do sistema de telecomunicações tem motivado o uso de avançadas técnicas de transmissão e recepção de dados digitais. Entre estas técnicas, ganha espaço o estudo da utilização de múltiplas antenas, tanto na transmissão quanto na recepção. A utilização de transmissores múltiplos abre espaço para o que é conhecido como “*diversidade de antenas*”, elemento fundamental da tecnologia MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), a ser explorada no decorrer do trabalho.

Entretanto a colocação de mais de uma antena transmissora deve ser cuidadosamente analisada para que se consiga um aumento efetivo na qualidade do sistema. Como a idéia da diversidade de antenas não é apenas transmitir o sinal com o mesmo processamento, é necessário que as antenas consigam distinguir qual o sinal a ser enviado em cada instante de tempo.

Portanto, o foco da diversidade concentra-se em prover às antenas um novo esquema de codificação e processamento, além daquele eventualmente utilizado. Esse novo esquema de processamento constitui objeto de estudo principal deste trabalho e será detalhado nas etapas subsequentes.

2. MOTIVAÇÃO E CONTEXTO DO PROJETO

2.1 MOTIVAÇÃO

No desenvolvimento de equipamentos voltados à área de telecomunicações, torna-se algo de muita importância o conhecimento de como o sistema se comportaria frente à variação das inúmeras variáveis intrínsecas do sistema como um todo. Tais variáveis devem ser analisadas e premeditadas antes mesmo da etapa de implementação em hardware e abrangem questões que levam em consideração desde os recursos, maneiras e técnicas disponíveis para a implementação final, até os fatores climáticos, de natureza aleatória.

No entanto, o desenvolvimento de um equipamento de telecomunicações é uma tarefa trabalhosa, pois passa por várias etapas que manipulam hardware e software bastante complexos em sua natureza.

Por essas razões, torna-se conveniente fazer uma análise detalhada das etapas de desenvolvimento sem, contudo, ter que implementá-las em hardware. Esta será a função do simulador proposto neste trabalho.

Será utilizado para o seu desenvolvimento o Scilab, um software em linguagem de alto nível adequado para a implementação de funções de DSP.

2.2 CONTEXTO

O uso das tecnologias, implementações e resultados já obtidos com projetos anteriores ou correntes é uma tendência atual e bastante conveniente no desenvolvimento de novos projetos em engenharia elétrica. Essa prática propicia uma economia de tempo e de recursos e torna-se essencial na concepção de projetos em paralelo.

Seguindo esta tendência, pode-se dizer que o simulador proposto neste trabalho será pensado de modo a torná-lo o mais modular possível. Dessa forma, os “*Blocos - DSP*”

desenvolvidos devem contar com uma interface que permita utilizá-los em outros sistemas mais avançados como na análise no que diz respeito à transmissão fazendo uso de diversidade de antenas voltado à tecnologia MIMO. Este sistema será analisado no decorrer do trabalho de modo a complementar o uso do simulador.

Além disso, a arquitetura modular possibilitará a realização de uma análise de desempenho dinâmica. O eventual sistema a ser simulado estará contido em um único arquivo (*main*) que vai chamar outros arquivos externos com a característica de serem facilmente substituídos. Nestes arquivos serão implementadas várias funções de processamento digital de sinais, constituindo a base para o desenvolvimento do trabalho. O simulador está dentro de um contexto maior.

3. A TECNOLOGIA MIMO

O objetivo deste capítulo é formalizar os conceitos fundamentais que circundam o estado da arte da tecnologia MIMO e suas variadas formas. Será dada uma ênfase nos esquemas com diversidade de antenas que visam a um aumento na confiabilidade dos dados (*Space-Time Diversity*).

3.1 A MOTIVAÇÃO PARA O USO DE MIMO

Com o crescimento desenfreado do número de dispositivos de comunicação portáteis foi possível observar um elevado nível de congestionamento do canal wireless. As redes passaram a apresentar falhas de comunicação devido às múltiplas interferências entre as redes que fazem uso do canal sem fio. Esta tendência está em ritmo crescente e necessita de esquemas que venham a otimizar de comunicação a fim de minimizar esse efeito indesejado. A tecnologia MIMO tem se tornado um método conveniente e de grande relevância nesse aspecto, principalmente no que se refere ao aumento do alcance do sinal e de sua robustez.

Entre as causas responsáveis pela degradação da qualidade do sinal está o fato de que o sinal que chega a um determinado receptor constitui de uma soma de vários outros sinais oriundos de sucessivas reflexões causadas principalmente pelo fenômeno de multipercurso, algo intrínseco do canal wireless devido a presença de edificações e outros obstáculos.

A utilização de diversidade de antenas é uma prática que surge como minimização deste fator limitante do sistema. Porém, sua implementação requer novos esquemas de processamento a fim de que possa se tornar algo que realmente traga benefícios ao processo de comunicação sem fio. É exatamente essa a idéia na qual se encaixa o esquema de codificação MIMO, conforme [1]. Um esquema de uso de diversidade está mostrado na Figura 3.1.

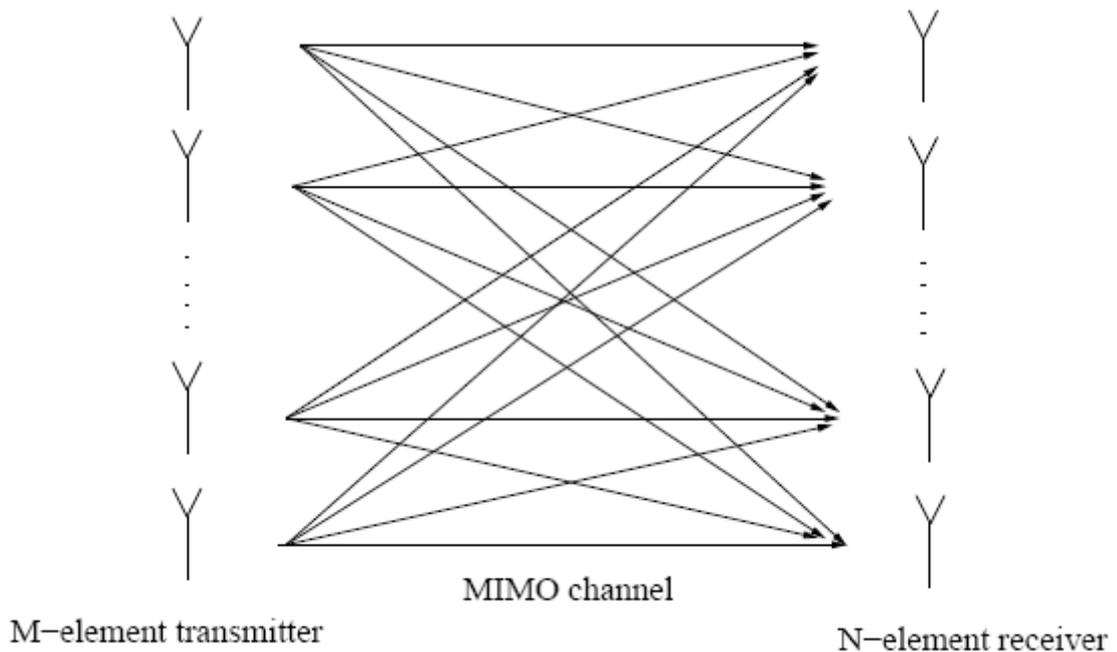


Figura 3.1 - Esquema com múltiplas entradas e saídas fazendo uso de M antenas transmissoras e N antenas receptoras

3.2 AS CLASSES DE MIMO

A tecnologia MIMO apresenta variações que se distinguem pelo objetivo para o qual são destinadas. O uso de diversidade de antenas pode ser feito de variadas formas e seguindo os vários respectivos métodos. Há a possibilidade de implementar também formas mescladas, ou seja, que combinem mais de um esquema de processamento, sendo possível agir e implementar as funções conforme a necessidade.

Pode-se classificar a implementação de um sistema MIMO segundo as seguintes subdivisões: Transmissão por Diversidade de Espaço-Tempo, Multiplexação Espacial e *Uplink Collaborative MIMO Link*. Estas subdivisões encontram-se explicadas nos itens a seguir.

3.2.1 TRANSMISSÃO POR DIVERSIDADE DE ESPAÇO-TEMPO (STTD)

Neste esquema os sinais são enviados por diferentes antenas a fim de passarem por canais distintos. Dessa forma, surge a possibilidade de se receber um sinal que tenha sofrido uma degradação menos acentuada do que o outro. Isso permite dizer que os sinais transmitidos devem conter a mesma informação, estabelecendo redundância, porém eles devem apresentar codificações distintas para cada canal.

O foco do uso da diversidade de espaço-tempo é, portanto, um aumento de confiabilidade dos dados. Sendo assim, permite obter uma maior robustez utilizando esta técnica.

A Figura 3.2 exemplifica de maneira sucinta o esquema de processamento na transmissão por diversidade de espaço-tempo.

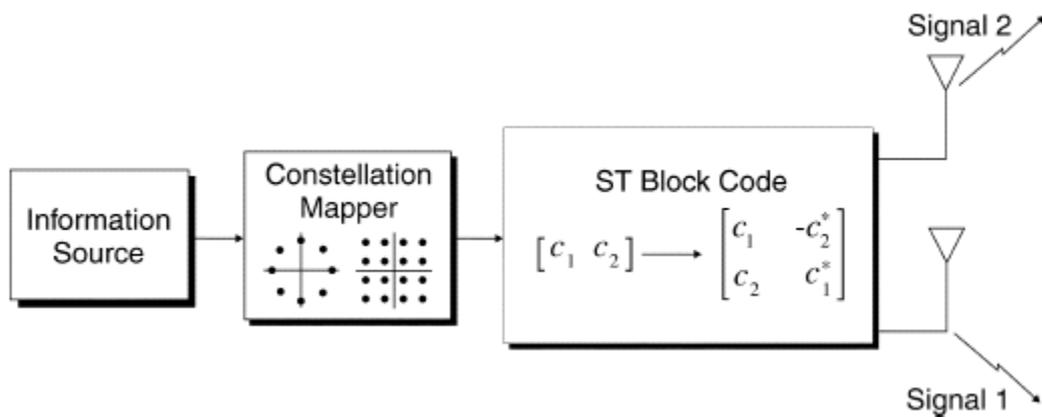


Figura 3.2 - “Space-Time Block Code” com diversidade de espaço - tempo

3.2.2 MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL (SM)

O esquema de multiplexação espacial tem como foco aumentar a taxa de dados do sistema através da separação dos bits de informação em um número determinado de *sub-streams*.

Os bits de entrada são distribuídos em novos arranjos de bits, constituindo parcelas da informação original. Estes novos grupos binários são distribuídos por um número de antenas igual ao número de novos arranjos de bits criados, fazendo o uso da diversidade desta forma.

A Figura 3.3 mostra este esquema.

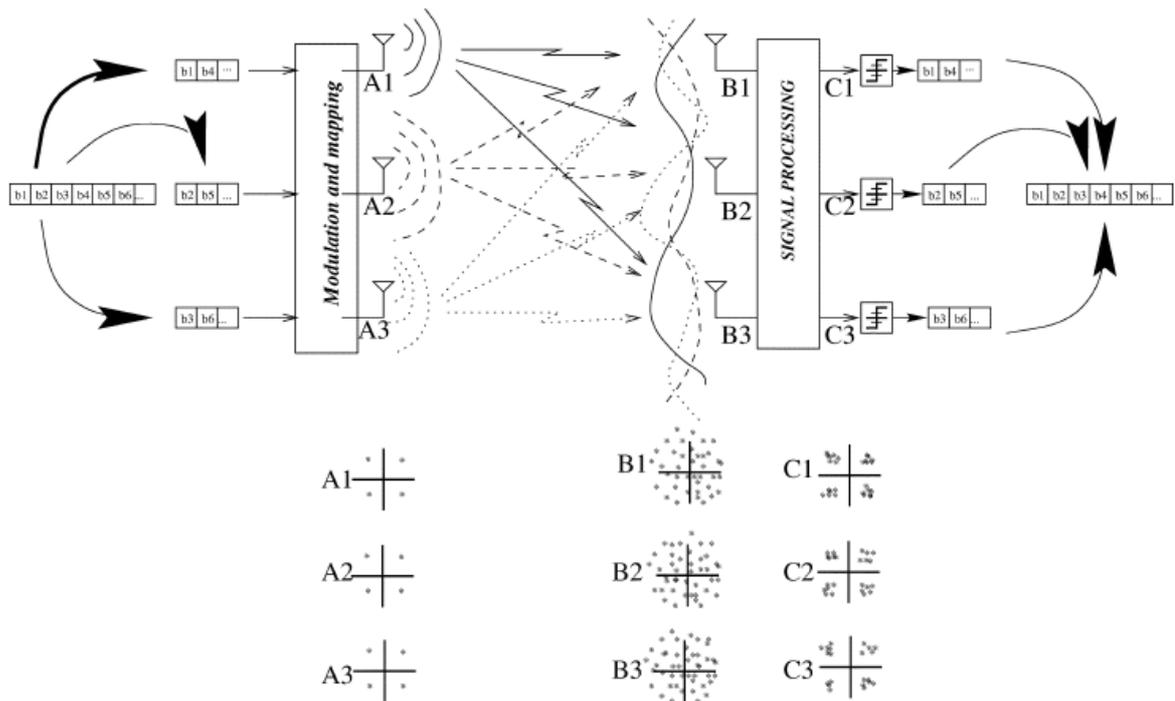


Figura 3.3 – Multiplexação Espacial

Um aspecto importante a ser lembrado consiste no fato de não se poder escapar da relação inversa que existe entre taxa de dados e alcance. Ou seja, um sistema no qual o aumento da taxa de dados é tido como objetivo principal, deve abrir mão da idéia de se

alcançar distâncias máximas de alcance relativamente longas, embora estudos recentes tem tentado buscar ambas melhorias através de arquiteturas híbridas, conforme [5] .

3.2.3 UPLINK COLLABORATIVE MIMO LINK

Nesse modelo a rede instruirá dois aparelhos móveis diferentes a transmitirem seus sinais simultaneamente, porém utilizando caminhos independentes entre si. A transmissão desses sinais é feita na mesma frequência. No entanto, uma estação receptora MIMO será capaz de capturar os sinais isoladamente, desde que o maior fluxo de energia de cada sinal atinja a base por direções diferentes. Esse efeito cria um canal MIMO constituído não apenas por sensores de uma mesma base transmissora, mas formado por mais de um aparelho emissor. Assim, o canal de transmissão é ampliado, como em [1]. Não será abordado este item no decorrer do trabalho.

3.3 ESQUEMAS COM DIVERSIDADE DE ESPAÇO –TEMPO

Nos itens anteriores foram expostas diferentes formas de se implementar um sistema MIMO. Porém, a idéia deste trabalho concentra-se em analisar o desempenho de um sistema frente à condições que venham influenciar o canal de comunicação estabelecendo distorções nesse meio. Logo, convém analisar técnicas de processamento de sinais visando o aumento na confiabilidade dos dados recebidos.

O uso da diversidade de espaço-tempo está diretamente ligada aos STBCs (*Space-Time Block Codes*). Estes blocos oferecem codificações que levam em consideração diferentes antenas (codificação de espaço) e diferentes instantes de tempo (codificação temporal) conforme [2].

Nesse contexto, surgem variados esquemas para a implementação de um bloco de codificação espaço-temporal. Como a idéia do trabalho é propor um sistema que faça uso de um destes blocos, será apresentada uma análise detalhada sobre o “*Esquema de Alamouti*”, a ser explicado nos itens subseqüentes.

3.3.1 INTRODUÇÃO E VANTAGENS

Como já mencionado anteriormente, o esquema proposto por *Alamouti*, se enquadra no contexto do esquemas MIMO que fazem alusão ao uso dos blocos de códigos espaços-temporais, também conhecidos como STBCs.

Estudos recentes tem tentado buscar uma solução para melhorar a transmissão e recepção via canal wireless tendo conhecimento do fato de que melhorias na qualidade do sinal e redução da taxa de erro de bit (BER) são extremamente difíceis levando em consideração a presença inevitável da atenuação causada pelo multipercurso em canais com ruído branco, ou AWGN (*Additive White Gaussian Noise*).

Uma solução para isso, tem sido elevar a relação sinal-ruído. No entanto, a próxima geração dos sistemas de comunicação não tem como preferência o fato da solução se efetuar as custas de um aumento de potência transmitida, pois busca sempre obter um consumo reduzido, conforme [3].

Por tais razões o uso de diversidade de antenas torna-se uma solução alternativa aos métodos expostos anteriormente e que segue uma tendência moderna e futurística frente ao desafio de minimizar os efeitos propiciados pelo canal. Diversos esquemas podem ser propostos, dentre os quais podemos citar:

- 1 TX e 2 RX
- 1 TX e 4 RX
- 2 TX e 1RX
- 2TX e 2RX

O uso de apenas um transmissor leva ao uso de técnicas de combinação de máxima razão no receptor, ou MRRC (*Maximal-Ratio Recieve Combinig*). Enquanto que o uso de 2 transmissores possibilita a implementação do Esquema proposto por *Alamouti* e que, em teoria, pretende alcançar um desempenho semelhante ao uso de MRRC com 1 transmissor.

No entanto, o *Esquema de Alamouti* usando 2TX e 1RX acaba sendo mais viável economicamente, pois torna-se menos oneroso ter duas cadeias de transmissão operando em uma ERB (Estação Rádio Base) apenas do que duas ou mais cadeias de recepção operando em cada terminal móvel disponível [4]. A Figura 3.4 mostra um esquema com 2 transmissores e 1 receptor.

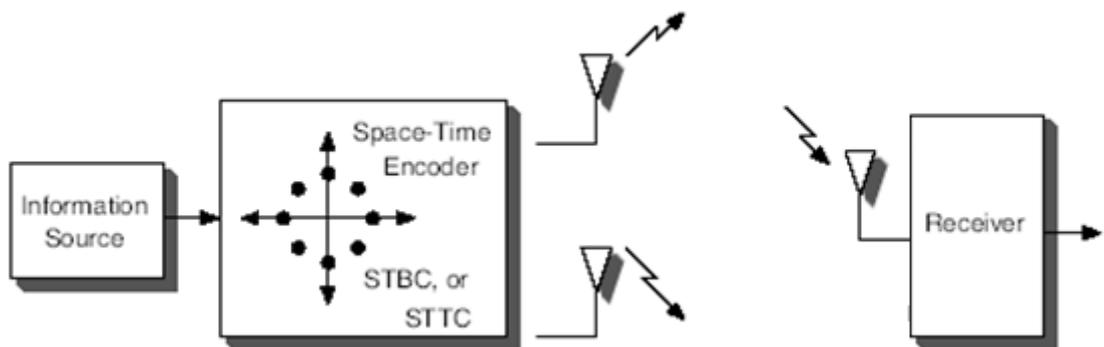


Figura 3.4 – *Space-Time Encoder* para o caso de 2 TX e 1RX

3.3.2 ANÁLISE DE UM STBC PARA O CASO DE 2 TX E 1 RX

Para descrever e formalizar os processos de codificação e decodificação, segundo o esquema proposto por *Alamouti*, torna-se conveniente dividir a descrição nas 3 partes citadas a seguir:

- Codificação a nível de símbolo no transmissor (*Space-Time Encoding*)
- Esquema de combinação no receptor (*Combining Scheme*)
- Detector de máxima probabilidade (*ML Detector*)

A Figura 3.5 situa o local desses diferentes blocos de processamento na cadeia de transmissão/recepção.

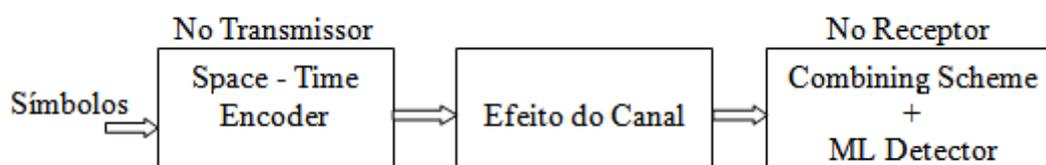


Figura 3.5 – Visão geral dos blocos de processamento (*Spatial Diversity*)

As diferentes etapas de processamento citadas anteriormente serão implementadas no simulador através de funções de DSP desenvolvidas no software Scilab 5.2.2, cujas descrições detalhadas encontrar-se-ão expostas no Capítulo 4.

Conforme já mencionado nos itens acima, o *STC Encoder* desempenha a função de codificar uma sequência de pulsos, fazendo isso para diferentes canais e antenas (codificação de espaço) e em diferentes intervalos de tempo (codificação de tempo).

A sequência de pulsos gerada para a entrada do STBC é proveniente de um mapa conhecido como diagrama de constelação. Estes mapas constituem em um plano complexo

onde o eixo x constitui o eixo dos pulsos em fase (ou I , *In-Phase*) e o eixo y os pulsos em quadratura (ou Q , *Quadrature*). Há diversos tipos de mapas, cada um com um número específico de pulsos em fase e em quadratura. A representação complexa, na forma $I + jQ$, denota os símbolos complexos, cuja representação é dada por “ s ”. Dentre os diferentes diagramas de constelação podemos citar QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) e as variações de QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*).

O Esquema de Alamouti

A Figura 3.6 mostra de uma maneira geral o *Esquema de Alamouti* para um sistema MISO (2TX e 1RX).

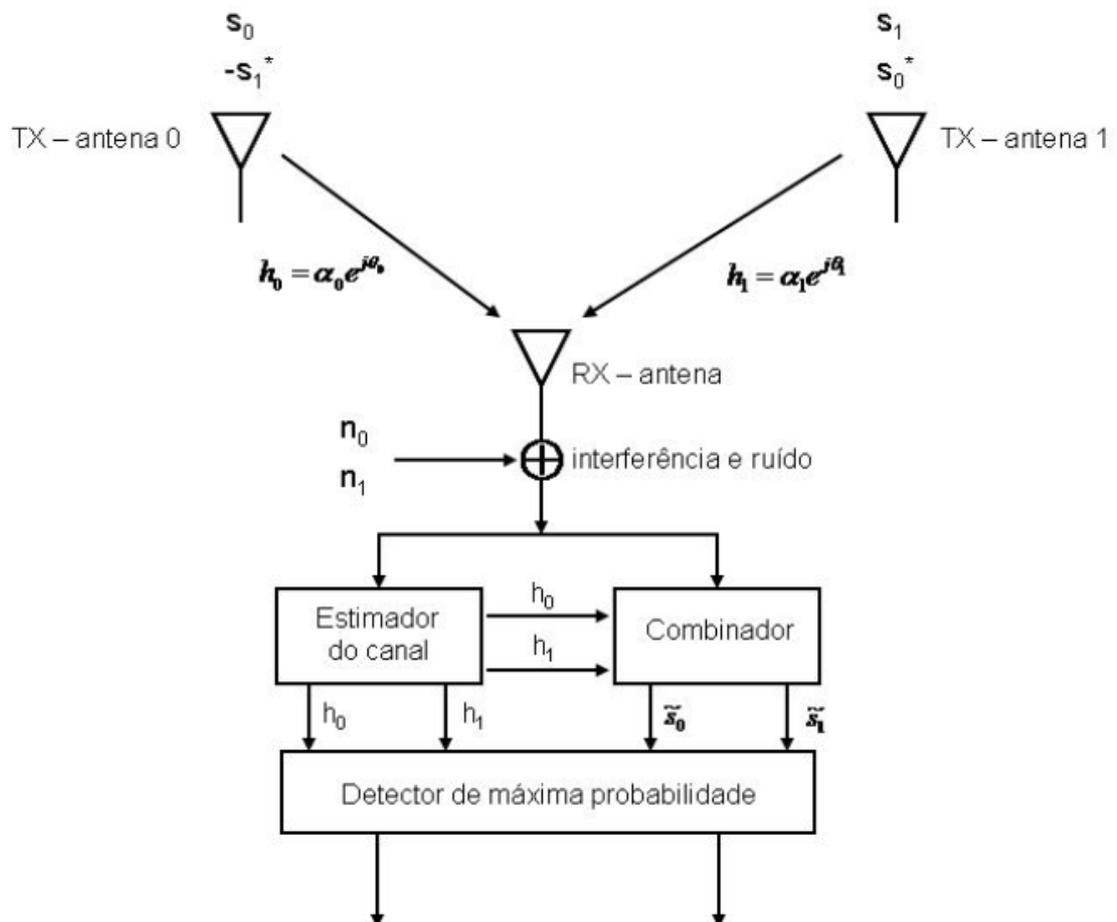


Figura 3.6 – *Esquema de Alamouti*

1) Codificação e sequência de transmissão – STBC

Partindo dos pontos da constelação, é possível fazer uma manipulação de símbolos visando a criação de 2 caminhos de transmissão usando duas antenas (2Tx), função desempenhada pelo STBC conforme mostra a Figura 3.7.

O processamento efetuado sobre os símbolos fundamenta-se na geração de uma outra sequência de símbolos ortogonal àquela vinda do mapeador de constelação. Isso fica explicitado no fato de o produto interno complexo (Produto Hermitiano) dos sinais transmitidos pelas duas antenas ser nulo, o que mostra a ortogonalidade presente nos *space-time codes*.

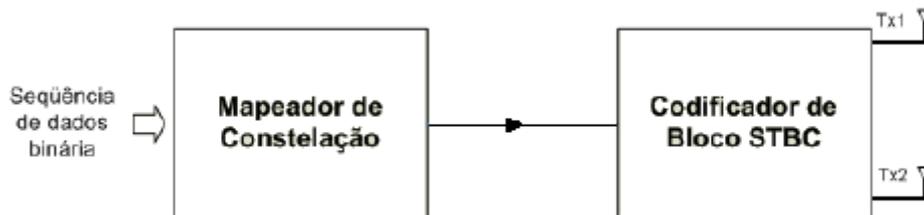


Figura 3.7 – *Space-Time Block Code*

Vamos denotar por s_0 o sinal transmitido na antena 0 e por s_1 o sinal transmitido na antena 1 no primeiro período de símbolos, tempo t . No próximo período de símbolos, tempo $t+T$, o sinal $-s_1^*$ é transmitido pela antena 0 e s_0^* pela antena 1; $[T]$ é a duração do símbolo e $[*]$ denota a operação complexo conjugado. É importante ressaltar que ambos os sinais são transmitidos simultaneamente através das duas antenas, conforme [2]. A Tabela 3.1 ilustra esse processo.

	Antena 0	Antena 1
Tempo t	s_0	s_1
Tempo $t+T$	$-s_1$	s_0

Tabela 3.1 – Sequência de Transmissão no *Esquema de Alamouti*

Seguindo esse esquema de transmissão, os sinais “s” referenciados devem passar por duas cadeias de transmissão independentes responsáveis por gerar ondas eletromagnéticas passíveis de serem enviadas por antenas.

Como os caminhos de transmissão da informação codificada não são os mesmos, se faz necessária a representação de um modelo de distorção que os canais apresentam. Definindo h_0 como a representação do canal 0 e h_1 para o canal 1 temos a representação mostrada pela Equação 3.1.

$$\begin{aligned}
 h_0(t) = h_0(t + T) = h_0 &= \alpha_0 e^{j\theta_0} \\
 h_1(t) = h_1(t + T) = h_1 &= \alpha_1 e^{j\theta_1}
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

A Equação 4.1 pressupõem que os canais 0 e 1 permanecem constantes entre dois períodos consecutivos de símbolos.

Considerando a influência do canal e levando em consideração o esquema explicado acima, podemos representar os sinais que chegam ao receptor conforme a Equação 3.2. Onde n_0 e n_1 representam ruído aditivo branco com variância unitária e média zero.

$$\begin{aligned}
 r_0 = r(t) &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\
 r_1 = r(t + T) &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1
 \end{aligned}
 \tag{3.2}$$

2) O Esquema de Combinação

Na recepção, os sinais r_0 e r_1 deverão passar por um processo de combinação de modo a juntar a informação transmitida pelas antenas 0 e 1 com redundância. A Equação 3.3 mostra o Esquema de Combinação que deve ocorrer no receptor [3].

$$\begin{aligned} s_0^{\sim} &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \\ s_1^{\sim} &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* \end{aligned} \quad (3.3)$$

Utilizando as Equações 3.1; 3.2 e 3.3, os sinais s_0^{\sim} e s_1^{\sim} podem ser reescritos conforme a Equação 3.4.

$$\begin{aligned} s_0^{\sim} &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \\ s_1^{\sim} &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 \end{aligned} \quad (3.4)$$

3) O Detector de Máxima Probabilidade

Depois de calculados, os sinais s_0^{\sim} e s_1^{\sim} estão prontos para entrar no Detector de Máxima Probabilidade (*Maximum Likelihood Detector*).

A presença de ruído, representado por n_0 e n_1 , e o efeito de multipercurso no canal são responsáveis pela ocorrência de um espalhamento dos pontos da constelação na recepção, tanto sob o ponto de vista de s_0 quanto de s_1 .

Sendo assim, a função do Detector de Máxima Probabilidade é escolher o par de sinais s_0 e s_1 tal que a distância euclidiana subsequente em cada caso seja minimizada. Por questões

de conveniência vamos adotar a Equação 3.5 para calcular a distância entre dois pontos (x,y) no plano Euclidiano.

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*) \quad (3.5)$$

Utilizando as Equações 3.3 e 3.5 e formalizando a função do Detector de Máxima Probabilidade, é possível definir a seguinte regra de decisão para a detecção de s_0 :

Escolher s_i se:

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(s_0, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(s_0, s_k), \quad \forall i \neq k$$

Ou, de modo equivalente:

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2)|s_i|^2 - s_0^* s_i^* - s_0 s_i \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2)|s_k|^2 - s_0^* s_k^* - s_0 s_k, \quad \forall i \neq k$$

Para o caso de constelações com pontos de igual energia, como PSK ou QPSK, podemos simplificar a regra de decisão, visto que $|s_i|^2 = |s_k|^2 = E_s$ é uma identidade válida para estas modulações digitais. Onde E_s é a energia do símbolo.

A regra de decisão se resume, então, a:

$$d^2(s_0, s_i) \leq d^2(s_0, s_k), \quad \forall i \neq k$$

Deduzindo de maneira análoga, para s_1 , obtemos:

Escolher s_i se:

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(s_1, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(s_1, s_k), \quad \forall i \neq k$$

Ou, de modo equivalente:

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2)|s_i|^2 - s_1^* s_i^* - s_1 s_i \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2)|s_k|^2 - s_1^* s_k^* - s_1 s_k, \quad \forall i \neq k$$

Para constelações com igual energia temos:

$$d^2(s_1, s_i) \leq d^2(s_1, s_k), \quad \forall i \neq k$$

Ganho de Diversidade

O uso dos *space-time codes*, segundo o *Esquema de Alamouti*, assumindo a presença de algoritmos de estimação do canal na recepção, permite obter um “ganho de diversidade” de ordem 2 para o caso de 2 transmissores e 1 receptor [5], com possível ampliação da capacidade do canal [9]. O ganho de diversidade pode ser visto também como uma proteção contra o efeito de desvanecimento, cujo valor depende do número de enlaces independentes assumindo canais estatisticamente descorrelacionados [10].

A representação matricial do *Esquema de Alamouti*

Considerando que as equações apresentadas anteriormente tratam dos sinais das duas antenas de modo paralelo, é conveniente representá-las na forma matricial de modo a simplificar a notação.

Vamos definir as seguintes matrizes:

$$\left\{ \begin{array}{l} R = \text{Sinais recebidos} \\ H = \text{Matriz de Canal} \\ S = \text{Matriz Geradora} \\ N = \text{Ruído gaussiano (AWGN)} \end{array} \right.$$

Dessa forma, o sistema pode ser representado por:

$$R = HS + N$$

A Matriz Geradora S

A Matriz Geradora (S) trata do esquema de codificação espaço-temporal na qual os símbolos da constelação são submetidos (*STC Encoding*). Ou seja, evidencia a forma com que a separação dos símbolos é efetuada pelo codificador.

$$S = \begin{bmatrix} s_0 & s_1 \\ -s_1^* & s_0^* \end{bmatrix}$$

Na Matriz S podemos também observar a função desempenhada pelo STBC. Os dois grupos de símbolos s_0 e s_1 são codificados em espaço (linhas) e em tempo (colunas) conforme ilustrado na Figura 3.8.

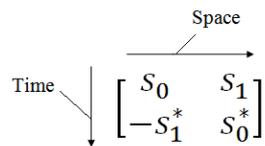


Figura 3.8 – *STC Encoding* na Matriz S

A Matriz de Canal H

A Matriz de Canal se refere exclusivamente aos parâmetros intrínsecos do canal, através do qual, a sequência de símbolos gerada pelo STBC é transmitida. Os elementos de H fazem alusão às duas antenas utilizadas na transmissão bem como seus respectivos canais.

$$H = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ h_0 & h_1 \end{bmatrix}$$

De forma complementar, podemos explicitar as matrizes R e V conforme mostrado a seguir:

$$R = [r_0 \quad r_1]^T$$

$$N = [n_0 \quad n_1]^T$$

Onde n_0 e n_1 representam ruído gaussiano branco com média zero e com uma dada variância [5], responsável por estabelecer uma determinada densidade espectral de potência relativa ao ruído.

Em suma, a representação matricial do sistema MISO fica expressa na forma dada pela Equação 3.6:

$$[r_0 \quad r_1]^T = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ h_0 & h_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_0 & s_1 \\ -s_1^* & s_0^* \end{bmatrix} + [n_0 \quad n_1]^T \quad (3.6)$$

3.4 CONSIDERAÇÕES SOBRE CANAL

Este item reúne algumas informações importantes condizentes aos canais de comunicação wireless estabelecidos pelas antenas do sistema. Serão expostas idéias tanto do ponto de vista da tecnologia MIMO, como idéias relativas ao modelamento do canal.

3.4.1 INTRODUÇÃO

Além do uso dos STBCs na etapa referente ao processamento, a tecnologia MIMO faz importantes considerações no que diz respeito ao canal de transmissão.

Um dos fatores que fazem desta tecnologia uma idéia promissora reside no fato de que sistemas MIMO aproveitam os fenômenos naturais de multipercorso intrínsecos ao canal de maneira inteligente.

Para que se consiga um ganho de diversidade relevante com o uso de STBCs é fundamental que os canais referentes ao duplo transmissor, neste caso, estejam espalhados. Dessa forma, os diferentes códigos de saída gerados pelo STBC (para os mesmos bits de informação) trafegam por canais cujas características de atenuação (*fading*) e espalhamento de atraso (*delay spread*) tem grande chance de serem distintas.

Em consideração a todos esses processos, aos quais os sinais são submetidos, alguns algoritmos são necessários e fundamentais na recepção a fim de que se consiga aproveitar o efeito de multipercurso de maneira positiva, tendo em vista a constelação. Esta função é desempenhada pelo *STC Decoder*.

3.4.2 OS MODELOS DE CANAIS COM MULTIPERCURSO – *IEEE SUI CHANNELS*

Para a simulação de um sistema MIMO as considerações feitas no item 3.4.1 devem ser seguidas, de modo a implementar em software o modelo de um canal cujas características encontram-se padronizadas pelo IEEE.

Para isso, foi seguida a convenção estipulada pelo documento do IEEE que trata justamente desses modelos voltados a aplicações sem fio, conforme [6].

Modified Stanford University Interim (SUI) Channel Models

Os canais SUI foram criados de modo a simular um determinado cenário, cujas características foram aproximadas de acordo com um certo terreno. Um conjunto de 6 canais típicos foram criados de modo que suas particularidades encontram-se mostradas nas Tabelas 3.2, 3.3 e 3.4 a seguir:

Terrain Type	SUI Channels
C	SUI-1, SUI-2
B	SUI-3, SUI-4
A	SUI-5, SUI-6

Tabela 3.2 – Categorias de terreno padronizadas

Os tipos de terreno mostrados pela Tabela 3.2 fazem alusão às seguintes descrições de terreno:

- Categoria A: de máxima perda de percurso em terreno montanhoso com densidade de árvores moderada a densa.
- Categoria B: condição intermediária de perda de percurso.
- Categoria C: de mínima perda de percurso em terreno plano com pouca densidade de árvores.

K-Factor: Low

Doppler	Low delay spread	Moderate delay spread	High delay spread
Low	SUI-3		SUI-5
High		SUI-4	SUI-6

Tabela 3.3 – Classificação dos canais para *fator-K* alto

K-Factor: High

Doppler	Low delay spread	Moderate delay spread	High delay spread
Low	SUI-1,2		
High			

Tabela 3.4 - Classificação dos canais para *fator-K* baixo

Nas Tabelas 3.3 e 3.4, K denota o fator referente a Distribuição *Ricean e/ou Rayleigh* conforme [6].

A Figura 3.9 mostra o diagrama de blocos que sintetiza a idéia a ser utilizada no modelamento dos canais, baseada um número de atrasos de multipercurso igual a 3 (*Three-Tap Delay Matrix*).

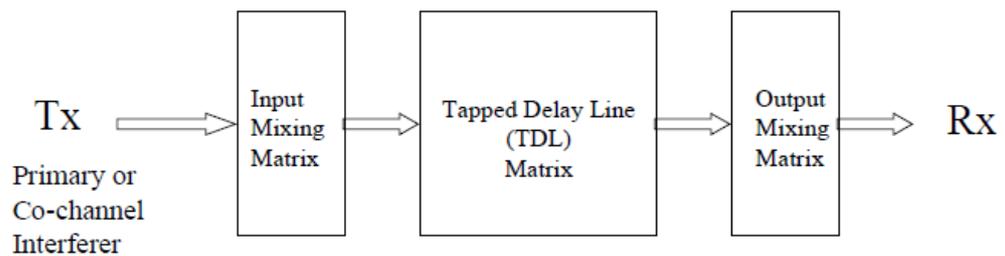


Figura 3.9 – Modelamento dos canais com multipercurso

A Tabela 3.5 mostra os parâmetros referentes a cada uma dos 6 modelos de canais descritos nos *SUI channels*.

Model	Delay	L (Num of Taps) = 3			Delay spread (τ_{rms})
	Gain	Tap1	Tap2	Tap3	
SUI 1	$0\mu s$	$0.4\mu s$	$0.9\mu s$	$0.111\mu s$	
	$0dB$	$-15dB$	$-20dB$		
SUI 2	$0\mu s$	$0.4\mu s$	$1.1\mu s$	$0.202\mu s$	
	$0dB$	$-12dB$	$-15dB$		
SUI 3	$0\mu s$	$0.4\mu s$	$0.9\mu s$	$0.264\mu s$	
	$0dB$	$-5dB$	$-10dB$		
SUI 4	$0\mu s$	$1.5\mu s$	$4\mu s$	$1.257\mu s$	
	$0dB$	$-4dB$	$-8dB$		
SUI 5	$0\mu s$	$4\mu s$	$10\mu s$	$2.842\mu s$	
	$0dB$	$-5dB$	$-10dB$		
SUI 6	$0\mu s$	$14\mu s$	$20\mu s$	$5.240\mu s$	
	$0dB$	$-10dB$	$-14dB$		

Tabela 3.5 – Parâmetros dos *SUI Channels Models*

4. BLOCOS DO SIMULADOR

Neste capítulo serão apresentados todos os blocos do simulador proposto. Cada um destes blocos é responsável por implementar uma determinada função de DSP necessária e fundamental a fim de prover um sistema de comunicação digital wireless. Além disso, serão descritos os blocos voltados aos modelos de canal, às ferramentas de análise e à codificação MIMO para a transmissão com diversidade de espaço-tempo.

4.1 DESCRIÇÃO

As funções serão desenvolvidas no software Scilab versão 5.2.2, cujas características e funcionalidades vão ao encontro das necessidades de um simulador de processamento digital de sinais.

A análise de vários algoritmos matemáticos desenvolvidos de forma paralela fica facilitada pois cada um do arquivos no formato .sci será responsável por implementar uma única função de DSP dando ao simulador uma característica modular, cujos módulos poderão ser facilmente substituídos por meio de um arquivo principal, denominado “*main*” (formato .sce).

Além das funções de DSP propriamente ditas, serão desenvolvidas funções que irão permitir a visualização de pontos-chave do sistema, como gráficos de diagramas de constelação utilizados em modulação digital e de padrão olho (*Eye Diagram*), além de serem úteis para analisar o desempenho posteriormente.

A fim de efetuar as simulações em um determinado cenário, serão desenvolvidas funções voltadas ao modelamento do canal wireless segundo o padrão internacional do IEEE (*SUI channels*).

De maneira complementar, serão desenvolvidas funções destinadas à obtenção de parâmetros numéricos tradicionais do sistema como cálculo de BER (*Bit Error Rate*) e de EVM (*Error Vector Magnitude*). A Figura 4.1 mostra o diagrama esquemático do simulador desenvolvido.

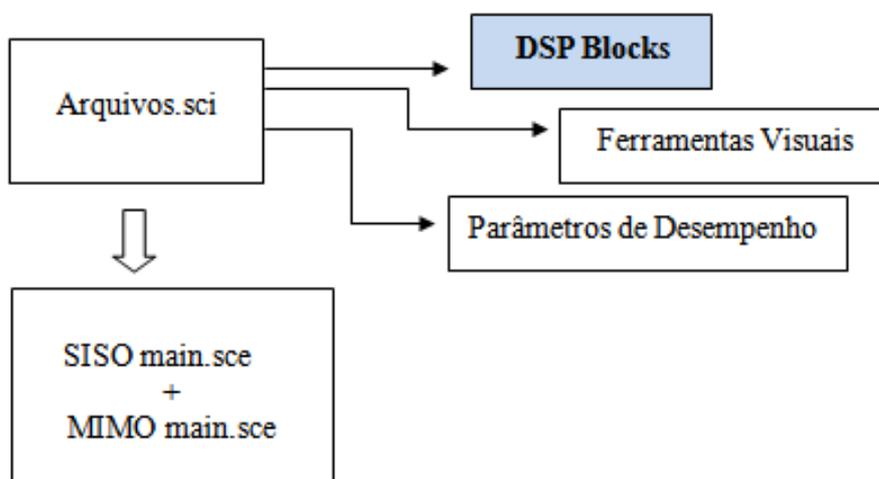


Figura 4.1 – Diagrama esquemático do simulador

Com a finalidade de estudar o sistema MIMO de forma paralela ao caso tradicional SISO, serão criados dois arquivos principais, são eles:

- *SISO main.sce*
- *MIMO main.sce*

Dessa maneira poderão ser efetuadas várias análises apenas executando um desses arquivos na console do Scilab e armazenando os resultados de simulação para posterior quadro comparativo. O arquivo *MIMO main.sce* encontra-se no Anexo A. A Tabela 4.1 mostra a lista de funções criadas (extensão de arquivo .sci).

FUNÇÕES (Arquivos SCI)			
DSP Blocks	Visualização	Desempenho	Complementares
scrambler	constellation	evm	SUI-1 a 6
qpsk mapper	eye	ber estimator	awgn
16qam mapper	visual_espectro		potencia do sinal
64qam mapper	fir response		distance
stc encoder	janelas graficas SISO		lowpass
interpolator	janelas graficas MIMO		modulo e fase
modulador em quadratura			medidor de correlacao
demodulador em quadratura			xor.sci
dizimador			
equalizador			
stc decoder			
qpsk demapper			
16qam demapper			
64qam demapper			
descrambler			

Tabela 4.1 – Lista de Funções

Os itens a seguir contém a informação detalhada de cada um dos arquivos mains citados anteriormente. É importante lembrar que grande parte das funções desenvolvidas para o caso SISO servirá diretamente para o caso MIMO, pois ambas as estruturas de comunicação digital são muito afins, exceto pelo número de transmissores e a pela codificação. Porém, no caso MIMO, temos a função que é o objeto de estudo deste trabalho, responsável por implementar o *Esquema de Alamouti*, formalizado no capítulo 3. Isso estabelece um grau de complexidade mais elevado para o arquivo referente a MIMO.

4.2 A ESTRUTURA DE DSP EM COMUNICAÇÃO DIGITAL

Neste item serão detalhadas todas as etapas referentes aos blocos constituintes do simulador que formam a cadeia de transmissão/recepção de um sistema de comunicação digital SISO.

Estes módulos serão usados posteriormente para a realização de simulações em um sistema mais complexo que abordará o estado da arte da tecnologia MIMO.

Os diagramas em blocos mostrados pela Figuras 4.2 e 4.3 sintetizam a transmissão e a recepção respectivamente.

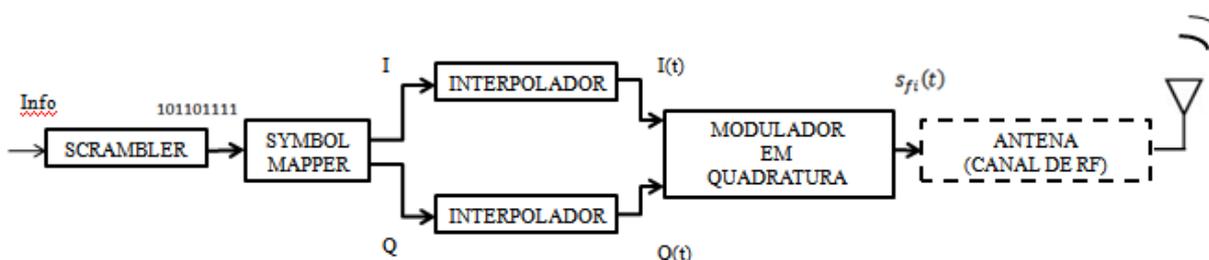


Figura 4.2 – Transmissão - SISO

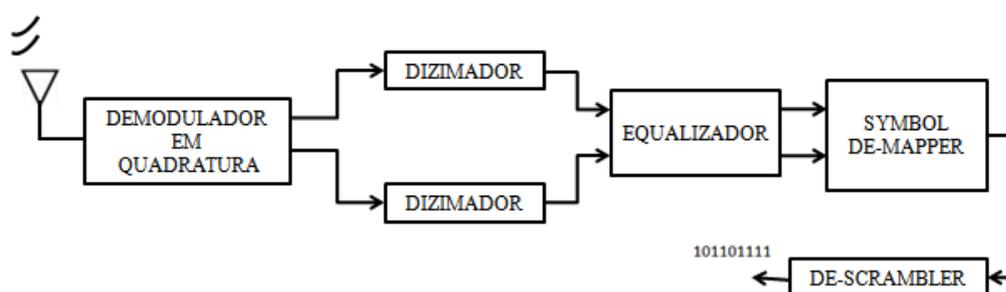


Figura 4.3 – Recepção - SISO

4.2.1 SCRAMBLING (RANDOMIZAÇÃO)

Função: “*scrambler.sci*”

Primeiramente os dados a serem transmitidos, bitstream referente ao payload de um usuário arbitrário, deve passar por um processo de aleatorização através de uma função denominada *scrambler (randomizer)*, ou gerador pseudo-randômico de bits.

O processo de embaralhamento, como também é conhecido, garante a formação de uma sequência binária sem tendências oscilatórias, tornando viável a transmissão do sinal em frequência intermediária a ser feito posteriormente.

Isso é feito a partir de um processo que faz uso de portas “ou-exclusivo” (XOR), em uma cadeia de realimentação. Sendo assim, torna-se necessária a presença de um vetor de inicialização, que no caso desta função implementada corresponde a uma sequência de 23 bits iguais a 0, para uma entrada binária constante de 1s.

A Figura 4.4 faz referência ao processo de embaralhamento referente a um *scrambler* tendo como polinômio gerador $P(x)$ mostrado pela Equação 4.1.

$$P(x) = 1 + x^{18} + x^{23} \quad (4.1)$$

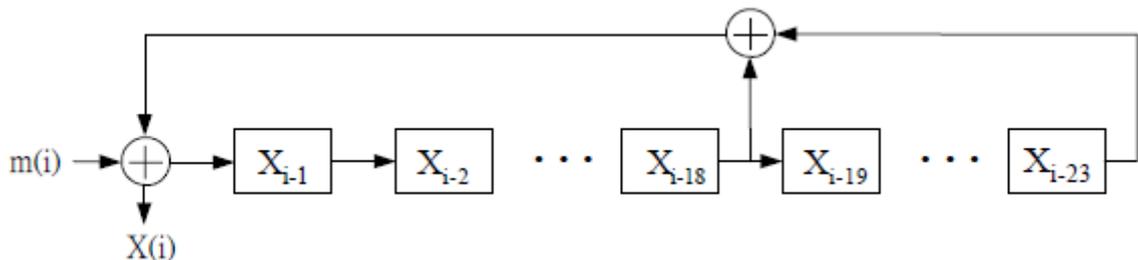


Figura 4.4 – Diagrama de um *scrambler* com 23 taps

4.2.2 MAPEAMENTO DOS SÍMBOLOS (*SYMBOL MAPPING*)

Funções: “*qpsk mapper.sci*” ; “*16qam mapper.sci*” e “*64qam mapper.sci*”

Após passarem pelo gerador pseudo-aleatório, os bits estão prontos para entrar na etapa de codificação em símbolos, que lhes conferem uma determinada modulação digital. Para esta finalidade são utilizados os diagramas de constelação (*constellation diagrams*).

Nesta etapa, são utilizados vários mapas com um número diferente de pontos cada um. Os bits são associados a um determinado ponto no plano complexo, com suas componentes reais (*In-Phase*) e imaginárias (*Quadrature*). Dentre os mapas utilizados podemos citar o *Código Gray* das constelações QPSK, 16-QAM e 64-QAM, mostrados nas Figuras 4.5, 4.6 e 4.7, respectivamente. Onde no eixo I encontram-se os bits mais significativos e no eixo Q os menos significativos [7].

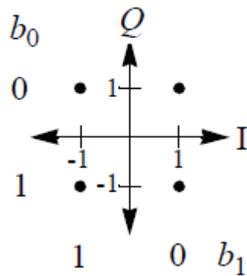


Figura 4.5 – *Código Gray* para a constelação QPSK

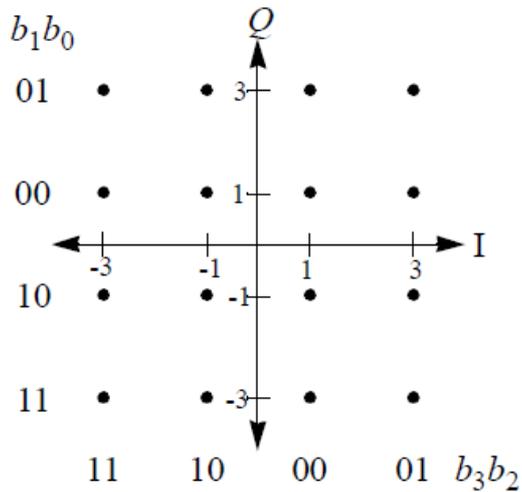


Figura 4.6 – *Código Gray* para a constelação 16-QAM

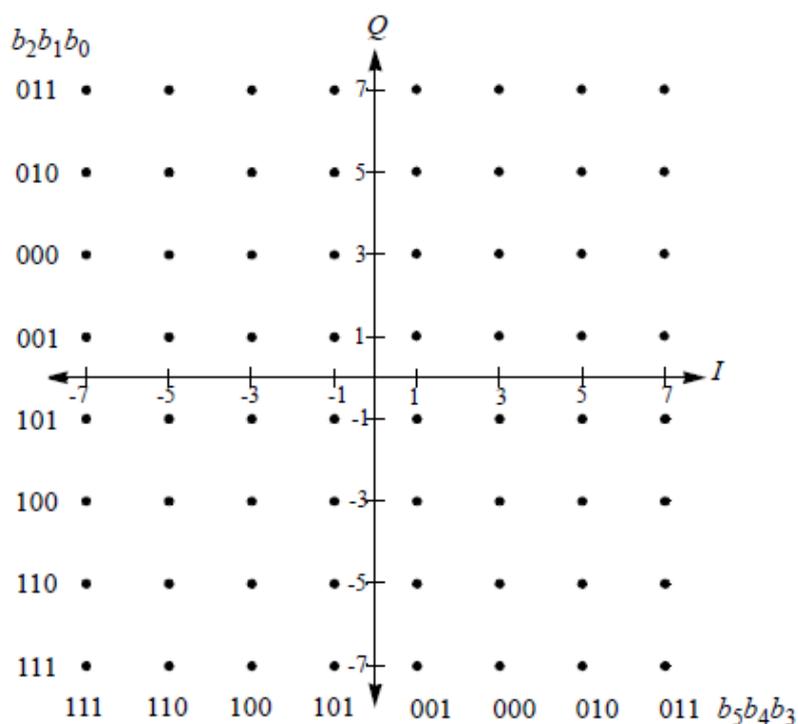


Figura 4.7 – Código Gray para a constelação 64-QAM

4.2.3 INTERPOLAÇÃO

Função: “*interpolator.sci*”

A etapa de modulação digital, descrita anteriormente, gera uma sequência de impulsos (I e Q) que é ilimitada em frequência. Isso torna inviável a transmissão do sinal.

Por isso, após o mapeamento, os símbolos I e Q devem ser interpolados de modo a gerar amostras intermediárias a serem moduladas. O processo acaba por limitar o espectro dos sinais I e Q, gerando um sinal $s(t)$ dado pela Equação 4.2. Nesta etapa é utilizado um filtro FIR (filtro interpolador) para gerar o sinal em banda base $s(t)$ passível de transmissão.

$$s(t) = I(t) + jQ(t) \quad (4.2)$$

O uso de filtros FIR (*Finite Impulse Response*) é fundamental, pois faz uso de amostras passadas, colocando-as em uma linha de retardo configurável e usando-as para calcular os valores a serem interpolados entre duas amostras através dos filtros polifásicos [8]. Os coeficientes do filtro são carregados a partir de um arquivo externo (*DAT-file*), cujo gráfico no tempo e resposta em frequência encontram-se no Anexo B. A Figura 4.8 mostra o diagrama de blocos de um filtro FIR típico, onde $x(n)$ representa a entrada e $y(n)$ a saída.

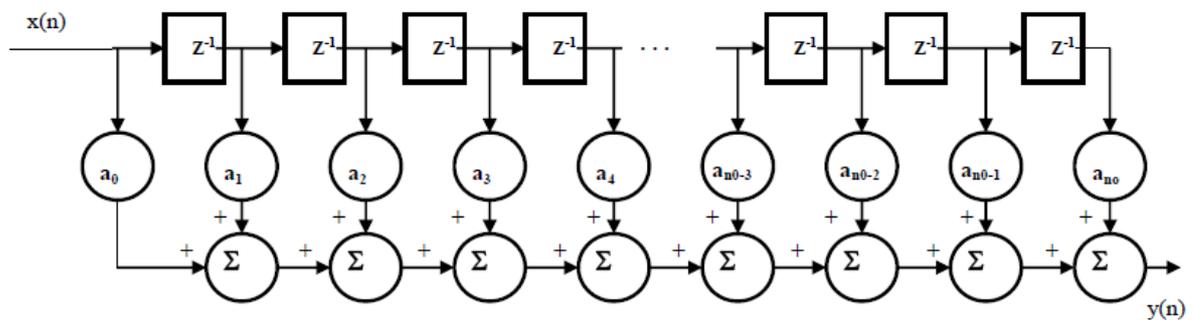


Figura 4.8 – Diagrama de blocos de um filtro FIR

A interpolação acaba por aumentar a frequência de amostragem por um fator inteiro, permitindo estabelecer um determinado número de amostras por símbolo, definido pelo fator de interpolação. A Figura 4.9 mostra um exemplo do que acontece com o sinal no tempo e em frequência de um sinal arbitrário $x(n)$ ao ser interpolado.

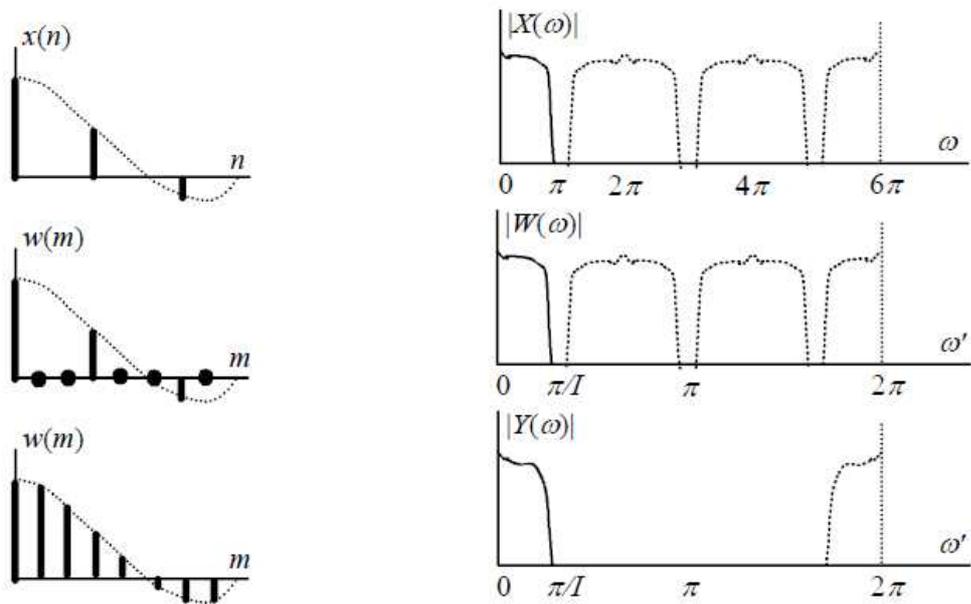


Figura 4.9 – Interpolação (análise em tempo e frequência)

4.2.4 MODULAÇÃO EM QUADRATURA

Função: “*modulador em quadratura.sci*”

Após a ação do filtro interpolador, o sinal está pronto para ser transladado para uma determinada frequência intermediária visando à posterior transmissão através de um canal de RF. Isso é feito multiplicando o sinal em banda base gerado, amostra a amostra, por uma exponencial complexa da forma $e^{j\omega_c t}$. Lembrando a identidade de *Euler* dada pela Equação 4.3.

$$e^{j\omega_c t} = \cos(\omega_c t) + j\text{sen}(\omega_c t) \quad (4.3)$$

A modulação em quadratura, conforme Figura 4.10, é feita multiplicando o sinal complexo interpolado, dado pela Equação 4.2, pela Equação 4.3. Lembrando que o sinal

transmitido é real, temos que o a forma de onda do sinal resultante é dado pela Equação (4.4), onde $\omega_c = 2\pi f_c$, sendo f_c o centro de frequência intermediária:

$$s_{fi}(t) = \text{Re}\{ \{I(t) + jQ(t)\} \cdot \{\cos(\omega_c t) + j\text{sen}(\omega_c t)\} \} =$$

$$\text{Re}\{ I(t) \cdot \cos(\omega_c t) + jI(t) \cdot \text{sen}(\omega_c t) + jQ(t) \cdot \cos(\omega_c t) - Q(t) \cdot \text{sen}(\omega_c t) \} =$$

$$s_{fi}(t) = I(t) \cdot \cos(\omega_c t) - Q(t) \cdot \text{sen}(\omega_c t) \quad (4.4)$$

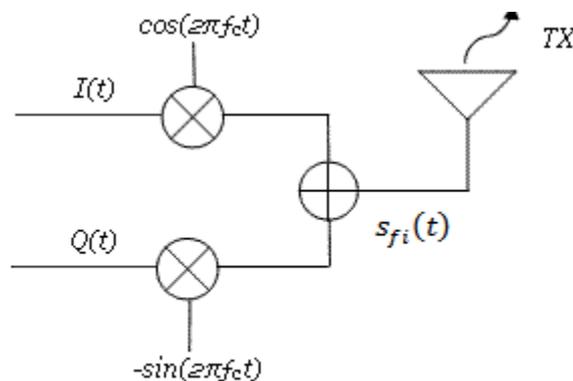


Figura 4.10 – Modulação em Quadratura

4.2.5 SIMULADOR DE CANAL

Conforme descrito no item 3.5, a etapa referente ao modelamento do canal passa por sub-etapas que levam em consideração os fenômenos que envolvem multipercurso e presença de ruído AWGN.

Sendo assim foram desenvolvidas funções que não fazem parte do transceptor, mas que são voltadas à simulação desses fenômenos que se encaixam no final do transmissor e que precedem o receptor. Duas funções foram criadas: uma para simular um multipercurso configurável de acordo com os modelos propostos em 3.5 e outra voltada a gerar ruído gaussiano branco.

Função: “SUI-x.sci” ; onde x=1,2,3,4,5 ou 6 (total de 6 canais)

A função relativa aos canais SUI (*SUI Channels*) usa como entrada o sinal em FI de uma antena arbitrária de modo a criar sucessivas reflexões da onda em propagação, simulando o multipercurso. As funções SUI são, em sua essência, filtros FIR denominados “*Filtros Multipath*”, cujas equações de diferenças tem a forma mostrada pela Equação 4.5, formalizando o modelo de *3-Tap Delay* citado no item 3.4.2.

$$y(n) = h_0x(n) + h_1x(n - \tau_1) + h_2x(n - \tau_2) \quad (4.5)$$

Na Equação 4.5, h_0 , h_1 e h_2 representam os coeficientes de *fading* (atenuações); enquanto τ_1 e τ_2 representam os atrasos referentes a cada multipercurso criado (*delay*).

Cada um dos modelos de canal propostos no item 3.5 conta com um conjunto de parâmetros específicos relativos a cada um dos 6 modelos padronizados. Dessa forma temos uma configuração diferente dos parâmetros referentes às atenuações e atrasos para cada raio refletido em cada uma das 6 funções criadas. Assim, basta executar uma destas funções para simular um terreno arbitrário constituindo o canal.

Função: “AWGN.sci”

A função AWGN gera um sinal aleatório segundo uma distribuição normal, ou gaussiana. É possível fazer ajustes na entrada que representa um desvio padrão configurável de modo a controlar o nível de ruído gerado a ser somado ao sinal de saída do *Filtro Multipath*.

4.2.6 DEMODULAÇÃO EM QUADRATURA

Função: “*demodulador em quadratura.sci*”

A demodulação em quadratura é a primeira etapa do simulador que faz parte do receptor. Nesse processo, o sinal recebido em frequência intermediária é usado como entrada para duas cadeias de recepção independentes, com o objetivo de trazer os sinais I e Q de volta à banda base. Esse processamento acaba gerando componentes de alta frequência no espectro de ambos os sinais, cuja presença será eliminada posteriormente.

A presença do canal de comunicação é responsável por vários fenômenos associados a multipercurso (*multipath fading*) que geram efeitos consideráveis no sinal transmitido inicialmente (atraso de fase). Dessa forma se faz necessário o ajuste da fases das portadoras utilizadas na cadeias de recepção I e Q, isto é permitido através de uma das entradas da função. A Figura 4.11 mostra o esquema de demodulação em quadratura.

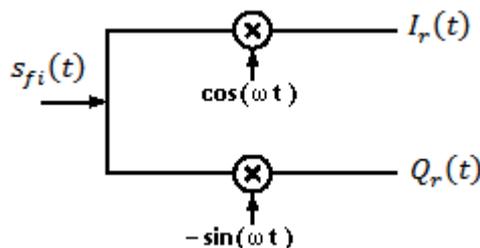


Figura 4.11 – Demodulador em Quadratura

Para gerar os sinais I e Q na recepção, é preciso multiplicar o sinal recebido em FI por portadoras senoidais na mesma frequência utilizada na transmissão, conforme podemos ver na Figura 4.11. Denotando $I_r(t)$ e $Q_r(t)$ os sinais demodulados no domínio do tempo, temos que:

$$\begin{aligned}
I_r(t) &= s_{fi}(t) \cdot \cos(\omega_c t) = \\
&\{ I(t) \cdot \cos(\omega_c t) - Q(t) \cdot \text{sen}(\omega_c t) \} \cdot \cos(\omega_c t) = \\
&I(t) \cdot [\cos(\omega_c t)]^2 - Q(t) \cdot \text{sen}(\omega_c t) \cdot \cos(\omega_c t) = \\
I_r(t) &= I(t) \cdot \left\{ \frac{1 + \cos(2\omega_c t)}{2} \right\} - Q(t) \cdot \frac{1}{2} \text{sen}(2\omega_c t) \quad (4.6)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Q_r(t) &= s_{fi}(t) \cdot -\text{sen}(\omega_c t) = \\
&\{ I(t) \cdot \cos(\omega_c t) - Q(t) \cdot \text{sen}(\omega_c t) \} \cdot -\text{sen}(\omega_c t) = \\
&-I(t) \cdot \cos(\omega_c t) \cdot \text{sen}(\omega_c t) + Q(t) \cdot [\text{sen}(\omega_c t)]^2 = \\
Q_r(t) &= Q(t) \cdot \left\{ \frac{1 - \cos(2\omega_c t)}{2} \right\} - I(t) \cdot \frac{1}{2} \text{sen}(2\omega_c t) \quad (4.7)
\end{aligned}$$

Observe que ambas as Equações 4.6 e 4.7, apresentam depois da igualdade um termo independente em banda base. Este termo será selecionado através da ação de um filtro passa-baixas responsável por eliminar os demais termos de alta frequência, isto será feito posteriormente.

4.2.7 DIZIMAÇÃO

Função: “*dizimador.sci*”

O processo de dizimação tem a função de selecionar algumas amostras do sinal proveniente do demodulador em quadratura a fim de obter uma estimativa dos símbolos na transmissão. Temos, portanto, uma redução da frequência de amostragem do sistema.

Como a saída do demodulador em quadratura tem componentes de alta frequência no espectro, é fundamental a sua filtragem através de filtros digitais passa-baixas (*lowpass*) do

tipo FIR. Dessa forma, o sinal fica retido apenas nas proximidades da frequência zero, ou seja, em banda base.

Como a idéia é reter apenas algumas amostras do sinal, a ação do filtro é seletiva. Isto significa que o a convolução dos coeficientes do filtro com as amostras contidas na linha de retardo ocorre periodicamente, com indexação definida pelo fator de decimação (*decimation factor* = df). Dessa forma, as 1^ªs amostras que passam pelo filtro FIR são as de índice df , $2*df$, $3*df$ e assim subsequentemente. Isso acaba reduzindo por um fator “ df ” o tempo utilizado no processamento se comparado ao caso do shift de uma amostra apenas em cada cálculo.

Portanto, a função “*dizimador.sci*” tem duas funcionalidades: filtro passa-baixas e decimador.

4.2.8 EQUALIZAÇÃO ADAPTATIVA

Função: “*equalizador.sci*”

O uso de equalizadores na recepção tem como objetivo promover um aperfeiçoamento do sistema a partir dos pontos recebidos na dizimação. Nesta etapa temos a correção das distorções provocadas pelo efeito do canal através de filtragem adaptativa.

Para isso, foi utilizado o algoritmo LMS (*Least Mean Square*) com o uso de filtros FIR adaptativos de modo a se obter uma saída equalizada [12]. Isto faz com que o sinal de saída siga uma referência conhecida (sistema de controle), conforme Figura 4.12.

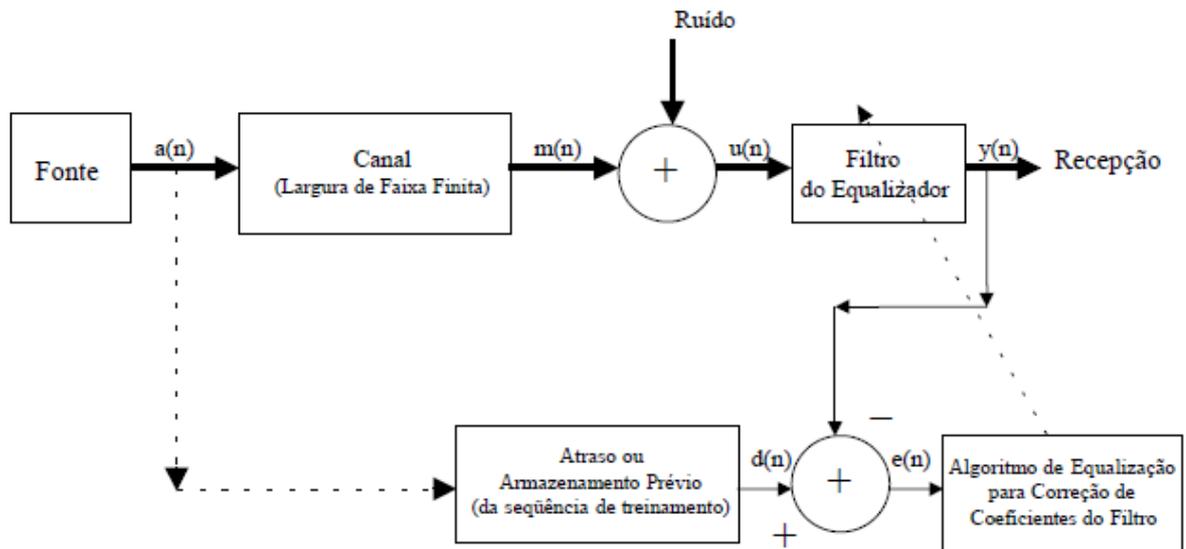


Figura 4.12 – Equalização Adaptativa com algoritmo LMS

Os coeficientes do filtro vão sendo atualizados à medida que as iterações vão sendo efetuadas de modo que o erro tenda a se estabilizar na situação de regime permanente, gerando uma saída corrigida (equalizada). É possível configurar o número de coeficientes FIR e o valor do passo de adaptação “ α ”, determinando a velocidade de convergência do processo.

Até que ocorra a estabilidade do sistema, temos uma saída com bastante erro em relação à referência, de modo que esta saída inicial deve ser desprezada durante a transmissão da sequência de treinamento. Dessa forma, os coeficientes do filtro FIR, em regime, correspondem à resposta inversa do canal. Esta etapa garante a recepção de uma constelação com pontos bastante definidos, sendo fundamental em aplicações práticas.

4.2.9 DE-MAPEAMENTO DOS SÍMBOLOS

Funções: “*qpsk demapper.sci*”, “*16qam demapper.sci*” e “*64qam demapper.sci*”

Após passarem pelo equalizador, os sinais I e Q estão prontos para passarem pelo processo de decodificação de símbolos. Para isso, a função associa a um determinado ponto no plano complexo recebido, uma sequência de bits definida pelos diagramas de constelação utilizados na transmissão.

Mesmo na presença do filtro equalizador e devido a todo o processo ao qual o sinal é submetido, temos uma alteração nos pontos (espalhamento) o que requer a presença de uma regra de decisão na recepção (*decision rule*) para se obter o bitstream corretamente decodificado.

4.2.10 *DESCRAMBLING* (DE-RANDOMIZAÇÃO)

Função “*descrambler.sci*”

Depois de serem decodificados, os bits devem passar pelo processo de desembaralhamento, visto que houve uma randomização na etapa de transmissão.

O *descrambler* utiliza uma linha de retardo de tamanho igual ao usado na transmissão, embora não há realimentação nesse processo. É nesta etapa que recuperamos a sequência inicialmente transmitida, ou a informação útil (*payload*). A Figura 4.13 mostra o diagrama de blocos de um *descrambler* de 23 *taps*.

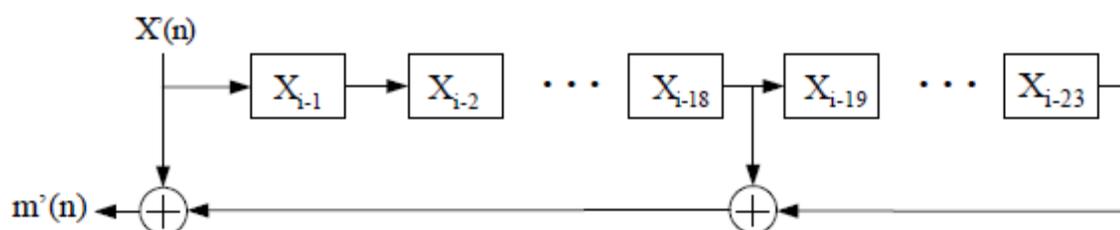


Figura 4.13 – Diagrama de um *descrambler* de 23 *taps*

4.3 FUNÇÕES AUXILIARES

No capítulo 4.2 estão mostradas as funções de DSP presentes na estrutura de comunicação wireless, tanto do ponto de vista da transmissão quanto da recepção. Lembrando que o simulador de canal serve apenas para fazer o papel de um canal wireless cujas características e comportamento reais foram aproximados, não sendo uma etapa de processamento propriamente dita.

Entretanto, torna-se bastante conveniente o desenvolvimento de funções voltadas à realização de uma determinada análise do sistema em pontos estratégicos da cadeia de processamento.

Para poder visualizar os sinais de interesse na forma de gráfico, foram desenvolvidas funções que fazem o papel de ferramentas visuais do sistema. Estas funções permitem a visualização da constelação utilizada na modulação digital empregada, do formato do padrão olho (*eye diagram*) e do espectro de frequências de um sinal qualquer.

Junto a estas ferramentas visuais encontram-se funções relativas à análise de desempenho do sistema, como métodos para o cálculo de EVM e BER. Os itens a seguir fornecem algumas informações referentes às funções auxiliares desenvolvidas e alguns resultados obtidos com elas.

4.3.1 DIAGRAMAS DE CONSTELAÇÃO

Função: “*constellation.sci*”

A função de visualização da constelação usa como entrada os sinais de saída provenientes dos blocos descritos nos itens 4.2.2 e 4.2.7.

Com isso, é possível obter um esboço 2D (*x versus y*) dos sinais *In-Phase & Quadrature*, tanto na transmissão quanto na recepção. A função permite ajustar os limites dos eixos x e y através de uma de suas entradas.

A Figura 4.14 mostra as constelações QPSK, 16-QAM e 64-QAM, respectivamente, na recepção, sob efeito introduzido pelo canal e os demais blocos de processamento.

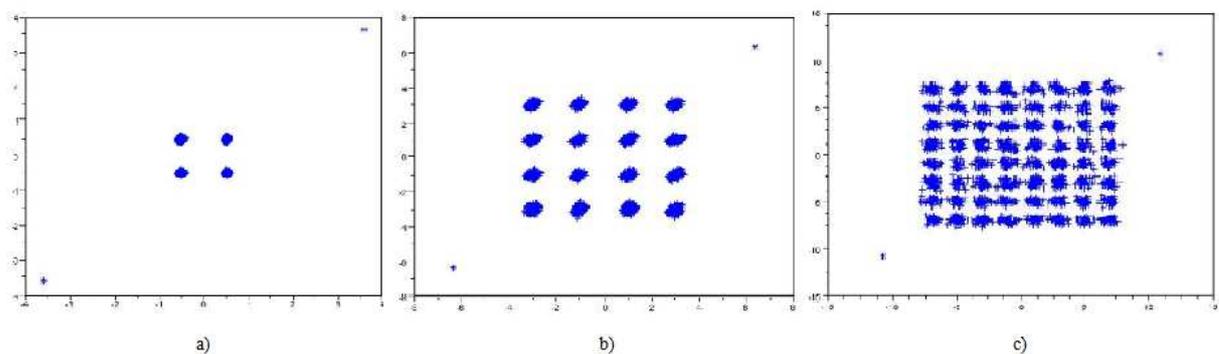


Figura 4.14 – Constelações na recepção: QPSK(a), 16-QAM(b) e 64-QAM(c)

4.3.2 PADRÃO OLHO (*EYE DIAGRAM*)

Função: “*eye.sci*”

O padrão olho é uma figura que corresponde ao resultado de uma plotagem de 2 símbolos adjacentes em uma mesma janela gráfica, feita em um número configurável de vezes segundo à função. A função Mostra o “envelope de tensões” de um determinado conjunto de

símbolos interpolados. Serve para analisar o nível de ruído intrínseco do sistema bem como para testes de sincronismo.

A Figura 4.15 mostra o padrão olho (na recepção) com os níveis de tensão referentes a cada uma das modulações digitais citadas e simuladas no item 4.3.1.

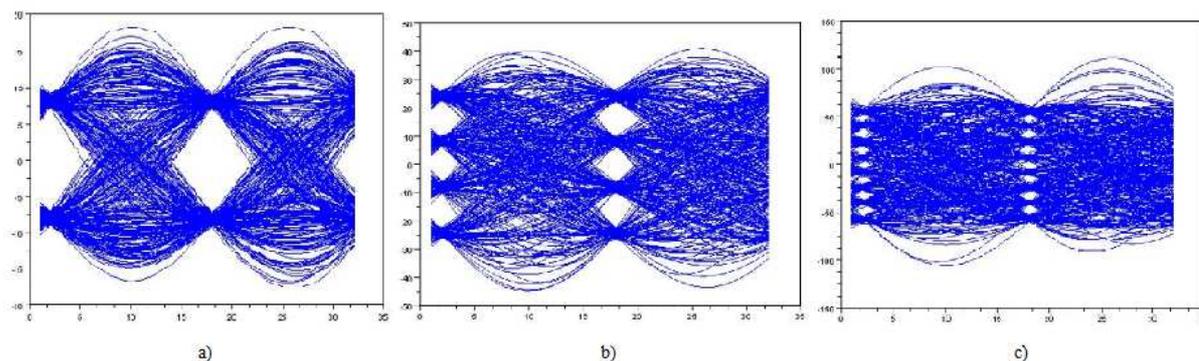


Figura 4.15 – Padrão olho para QPSK(a), 16-QAM(b) e 64-QAM(c)

4.3.3 ESPECTRO DE FREQUÊNCIAS

Funções: “*visual_spectro.sci*” e “*fir_response.sci*”

A função de visualização do espectro é fundamental na análise dos sinais gerados pelo simulador, visto que é inviável e inconclusivo a análise no domínio do tempo na maioria das situações.

Dessa forma, a função faz uso extensivo da Transformada Discreta de Fourier sobre as amostras de um determinado sinal, cujo espectro se queira analisar. Para isso são utilizados os algoritmos voltados ao cálculo da Transformada Rápida de Fourier (FFT) do próprio Scilab, fornecendo resultados passíveis de serem plotados em escala logarítmica em uma dada janela gráfica. A função conta com uma entrada que permite ajustar o eixo de frequências de modo a apresentar a escala em termos de frequência normalizada, por exemplo.

A Figura 4.16 mostra o espectro de um sinal transladado para uma frequência intermediária, em um canal com leve multipercurso na presença de AWGN.

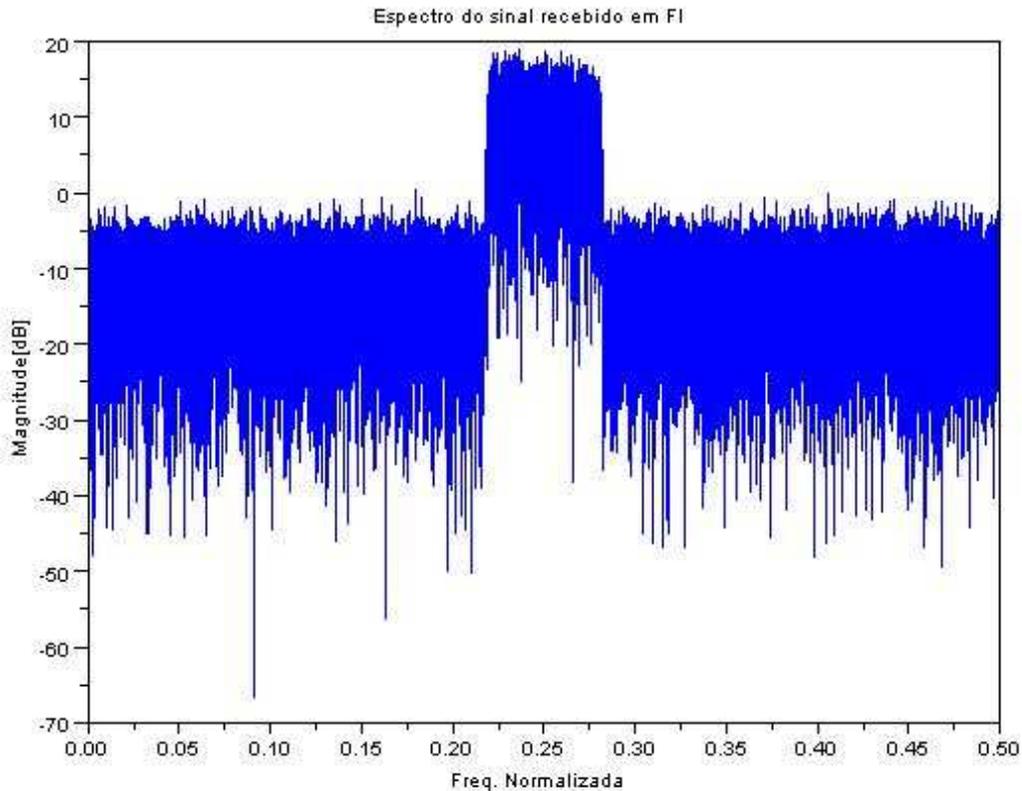


Figura 4.16 – Espectro de um sinal em FI na presença de AWGN e *multipath*

4.3.4 EVM (ERROR-VECTOR MAGNITUDE)

Função: “*evm.sci*”

Um parâmetro usual na medida de análise de desempenho do sistema pode ser extraído diretamente a partir dos pontos do plano complexo mostrados pelos diagramas de constelação.

Tendo em vista que cada constelação determina pontos bem conhecidos do plano complexo (definidos na transmissão), é possível medir o erro presente para um determinado

ponto recebido nas proximidades de uma referência conhecida a priori. Para isso basta determinarmos a distância euclidiana, entre esses pontos a fim de calcular o módulo do erro do sistema, conforme Equação 3.5.

A função permite calcular o EVM quando for usada a modulação QPSK. Uma determinada magnitude de erro é calculada para cada ponto recebido gerando um vetor de erro, cujos elementos são usados para cálculos posteriores como variância do erro e relação sinal-ruído, ou SNR (*Signal to Noise Ratio*).

4.3.5 BER (*BIT ERROR RATE*)

Função: “*ber_estimator.sci*”

Outro procedimento relativo à análise de desempenho consiste no levantamento da taxa de erro de bit.

A função faz uma comparação entre o bitstream a ser transmitido com aquele que chega no ponto final da recepção. A partir disso, é possível contar o número de bits diferentes, ou “errados”, e dividir esse número pelo tamanho do bitstream original.

4.3.6 OUTRAS FUNÇÕES

Há funções que agem de modo a complementar o simulador, seja por viabilizar outras funções principais ou para o cálculo de parâmetros auxiliares que possam facilitar as simulações, mas que não tratam de aspectos fundamentais.

Para poder viabilizar o funcionamento do *scrambler* e do *descrambler*, foi desenvolvida uma função que faz o papel da porta lógica “ou-exclusivo” (*xor.sci*), usando os Teoremas de De Morgan. Do mesmo modo, foi desenvolvida uma função voltada ao cálculo

da distância entre dois pontos complexos no plano euclidiano (*distance.sci*) usada posteriormente no cálculo do EVM.

Além disso, existem funções que permitem obter uma medida do coeficiente de correlação entre duas variáveis, expressão de módulo e fase para números na forma $a+jb$, geração de variáveis randômicas segundo distribuição normal (*awgn.sci*) e a potência de um sinal discreto dada em *dBm*.

4.4 MIMO (*SPACE-TIME CODING SCHEME*)

No item 4.1, foram descritos todos os blocos de DSP fundamentais para a transmissão e recepção de um sistema SISO, utilizando uma antena em TX e uma em RX.

No entanto, a idéia proposta por este trabalho consiste na simulação de um sistema fazendo uso de diversidade de antenas e usando-as de maneira a transmitir uma sequência obtida através de um novo esquema de processamento, fazendo o uso de STBCs.

Sendo assim, teremos de expandir a cadeia de transmissão por um fator de 2 e manter uma única cadeia de recepção evidenciando a aplicação de um STBC, segundo o *Esquema de Alamouti*, para um sistema MISO.

Os diagramas mostrados pelas Figuras 4.17 e 4.18 mostram, respectivamente, a transmissão e a recepção de um sistema MISO usando diversidade de espaço-tempo (*Space-Time Diversity Scheme*).

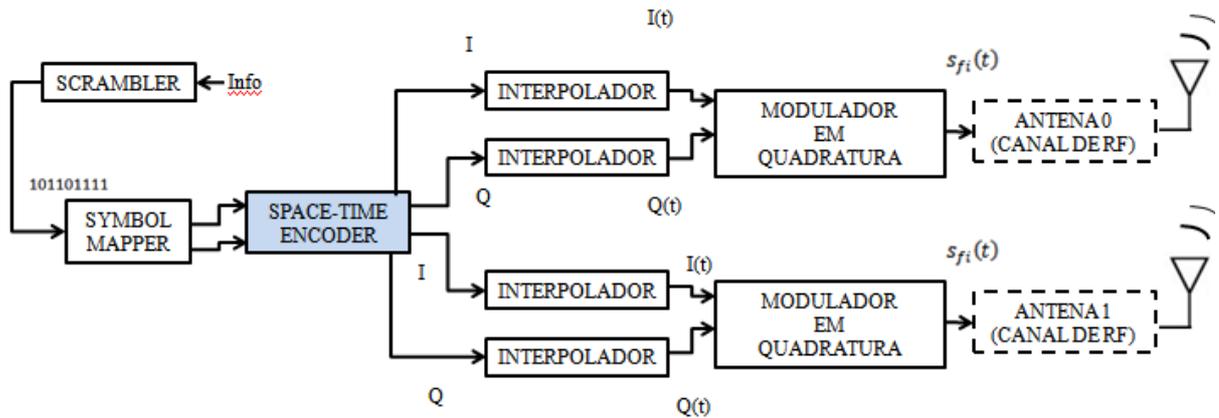


Figura 4.17 – *Space-Time Coded System* - Transmissão

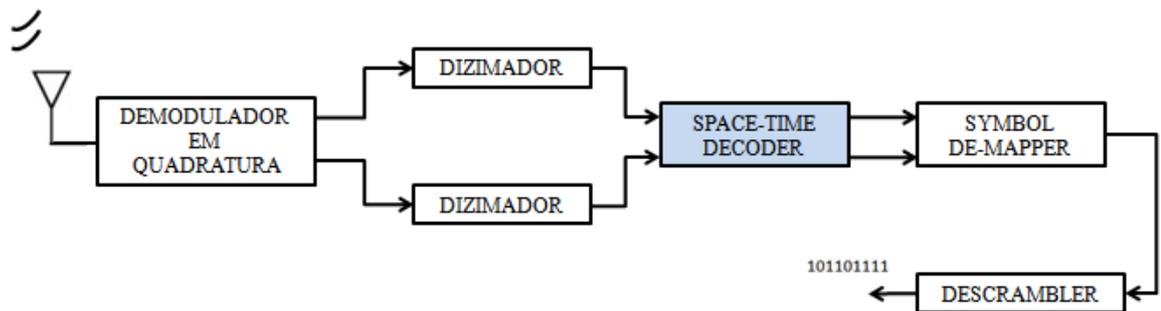


Figura 4.18 - *Space-Time Coded System* - Recepção

4.4.1 STC ENCODING

Função: “*stc_encoder.sci*”

Esta função é responsável por codificar a saída do bloco descrito em 4.2.2 segundo o *Esquema de Alamouti*, formalizado com maiores detalhes no capítulo 3.

Trata-se de um DSP a nível de símbolo que age de maneira a criar duas sequências de símbolos distintas, porém com a mesma informação - redundância. Cada sequência gerada será enviada para 2 caminhos de transmissão independentes visando à transmissão múltipla,

característica de um sistema com uso de diversidade de espaço-tempo. O diagrama de blocos mostrado pela Figura 4.19 fornece a idéia contida em *STC Encoding*.

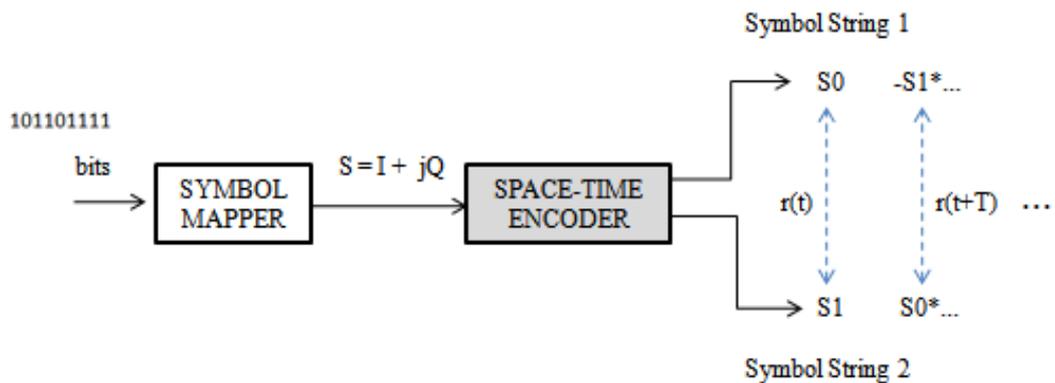


Figura 4.19 – *STC Encoding*

4.4.2 *STC DECODING*

Função: “*stc_decoder.sci*”

Esta função faz a decodificação de uma sequência de símbolos que chegam através de um único caminho de recepção, sendo aplicável em sistemas com 2TX e 1RX.

Devido a todo o processo ao qual o sinal é submetido até chegar ao receptor, temos um nível de complexidade maior no que se refere à etapa de decodificação se comparado ao processo que ocorre na transmissão.

Assim podemos definir as seguintes sub-funções presentes no *Space-Time Decoder*, cujas funcionalidades fazem alusão a questões de:

- 1) Separação de período de símbolos (sincronismo)
- 2) Combinação
- 3) Detecção de Máxima Probabilidade

A transmissão de diversidade propiciada pelo STBC faz com que a informação chegue com redundância no 2º período de símbolos. Por isso é necessário que o receptor consiga interpretar a sequência recebida de modo que seja possível distinguir a informação originalmente transmitida (1º período) daquela com redundância (2º período). Este processo ocorre sempre a cada 2 símbolos adjacentes; ou seja: (s_0 e s_1), (s_2 e s_3), (s_4 e s_5) e assim subsequentemente.

Após serem separados, os símbolos com codificação diferenciada devem ser respectivamente combinados de modo que ao final do processo seja possível obter uma constelação com os pontos definidos na transmissão (QPSK p.ex.) – um dos processamentos para obtenção do ganho de diversidade referenciado na decodificação MIMO em espaço-tempo.

Após a combinação os sinais resultantes encontram-se distorcidos pelos canais independentes. Sendo assim, é necessário um certo conhecimento dos canais na recepção, no entanto, isto não está implementado nesta função. Para isto devem ser utilizados sistemas adaptativos mais avançados [11].

A transmissão com QPSK, conforme o diagrama mostrado pela Figura 4.19, gera uma constelação diferenciada na recepção, mais precisamente na saída do dizimador, que se caracteriza por apresentar 3 níveis de tensão. As Figuras 4.20 e 4.21 mostram, respectivamente, a constelação e o padrão olho antes dos símbolos entrarem no *Space-Time Decoder*.

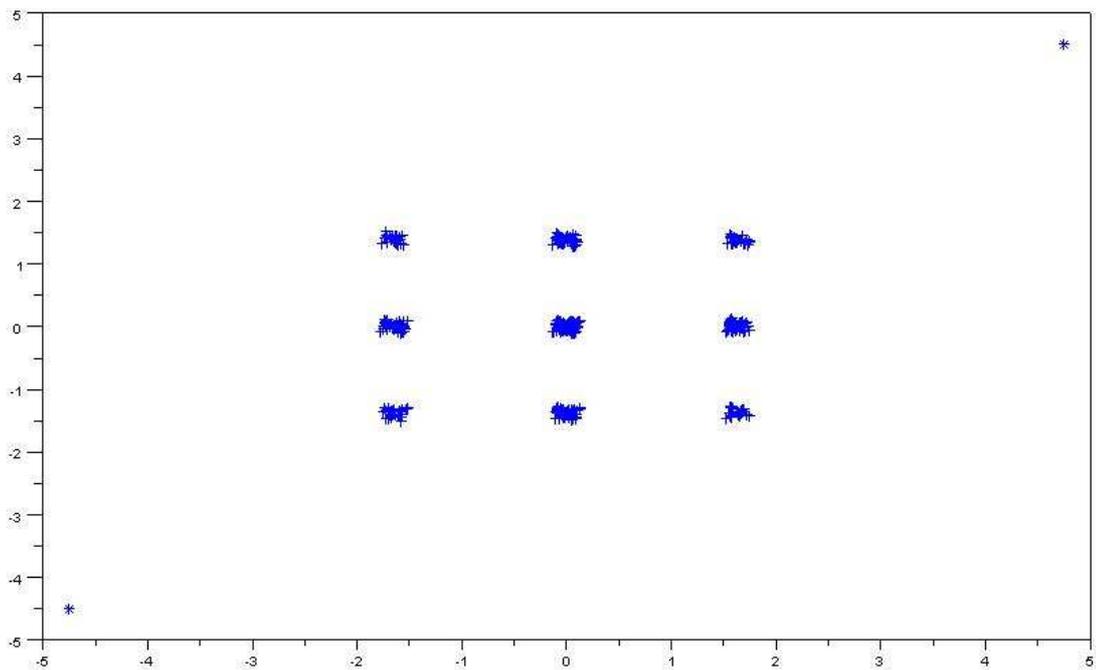


Figura 4.20 – Constelação antes do *STC Decoder* alterada pelo STBC na transmissão

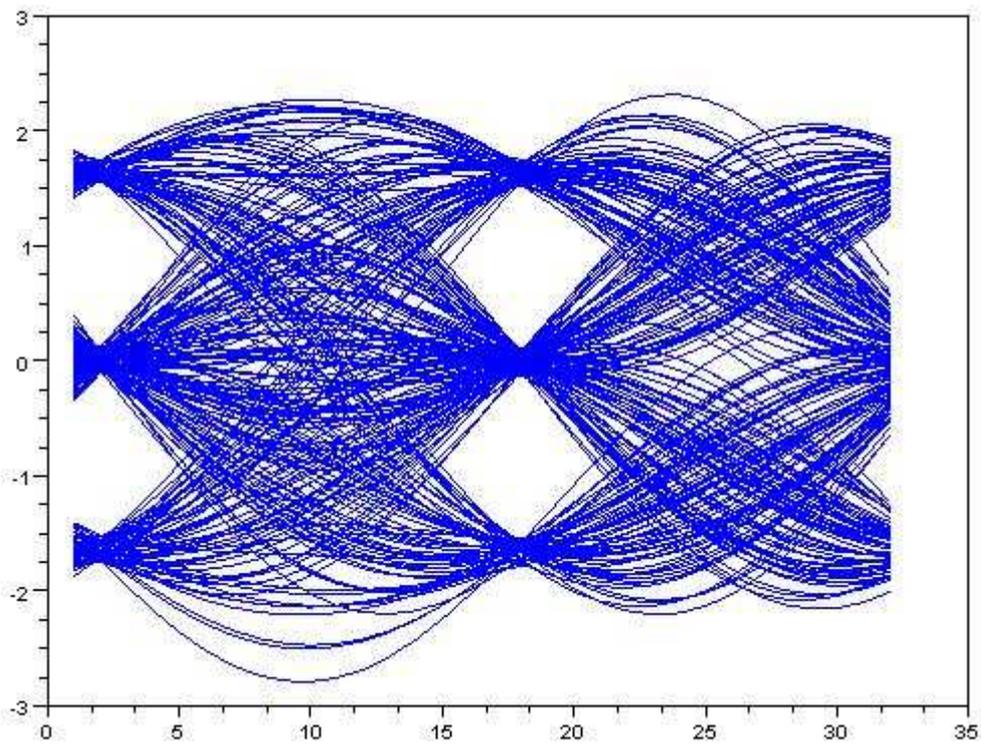


Figura 4.21– Padrão olho na recepção antes do *STC Decoder*

A função do *STC Decoder* é fazer um processamento a nível de símbolo de modo a recuperar o formato típico da constelação utilizada na transmissão de modo a obter uma decodificação coerente por parte dos *demappers* citados no item 4.2.9.

Utilizando os métodos desenvolvidos na função que tratam dos algoritmos referentes ao *STC Decoder*, é possível obter uma constelação mais definida, conforme mostra a Figura 4.22.

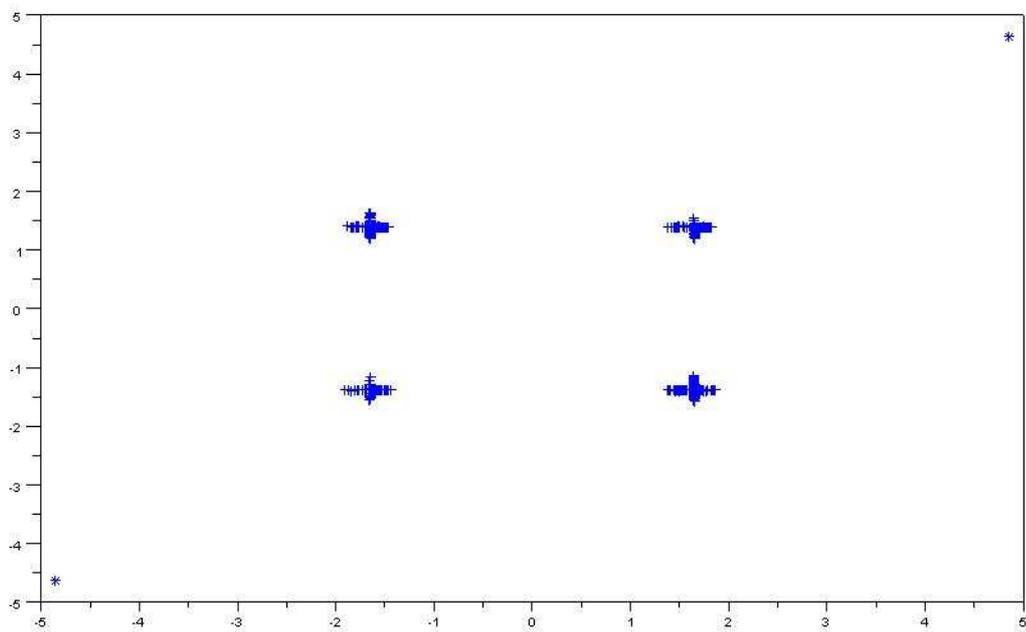


Figura 4.22 – Constelação na recepção após o *STC Decoder*

5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo encontram-se expostos alguns resultados obtidos em simulações utilizando os arquivos desenvolvidos a chamar as funções desenvolvidas e descritas no decorrer do Capítulo 5.

O simulador permite realizar uma plataforma de testes em um sistema tradicional. Como exemplo, pode-se facilmente efetuar: troca dos filtros digitais usados e modulação digital empregada (*symbol mapping*), alteração do fator de interpolação, ajuste de potência de sinal e ruído, centro de FI, entre outros. Será feita uma simulação visando a estimação do canal em sistemas SISO, cujos resultados poderão possivelmente serem usados na análise de sistemas MIMO futuramente.

Como a idéia do trabalho é analisar um sistema com uso de *space-time codes*, serão expostos resultados referentes a um sistema MIMO de modo a testar e analisar o seu desempenho frente às diferentes condições de propagação dos canais de comunicação estabelecidos. Isso permitirá avaliar o sistema no que se refere ao uso dos STBCs desenvolvidos. Será possível comparar alguns resultados com o caso SISO.

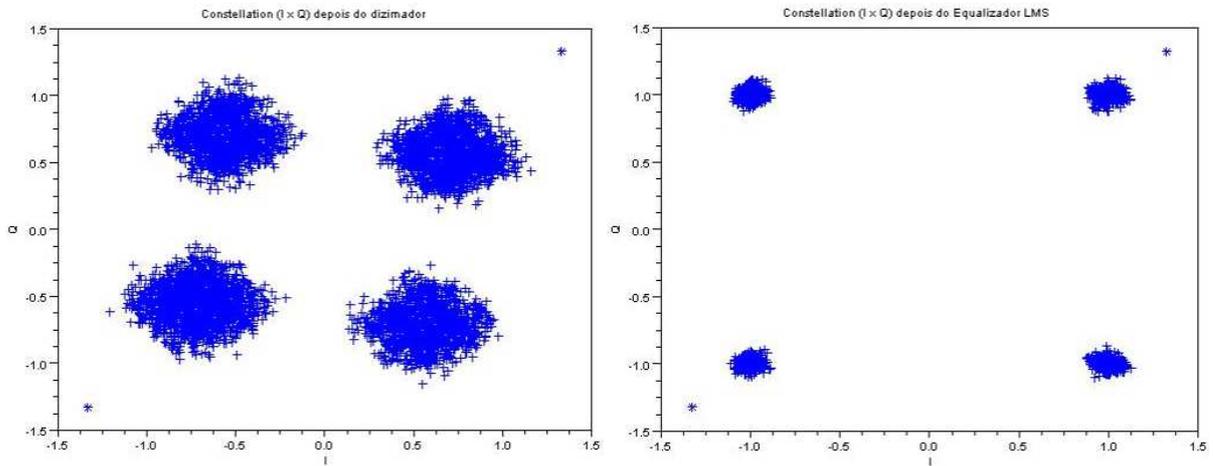
É importante ressaltar que a simulação concentra-se em analisar exclusivamente o processamento envolvido no sistema e seus efeitos nas constelações recebidas, sendo que simulações para frequências correspondentes a parte alta de RF devem ser feitas com um número muito maior de amostras, além de terem que considerar outros fenômenos que não estão no escopo deste trabalho.

5.1 SIMULAÇÃO SISO – ESTIMAÇÃO DO CANAL

Tendo em vista a importância do conhecimento do canal em sistemas com ou sem diversidade de antenas, será feita uma simulação com objetivo de validar os algoritmos referentes à estimação do canal desenvolvidos no decorrer deste trabalho.

A simulação a seguir mostra a eficiência do algoritmo LMS na equalização adaptativa usada na recepção em um sistema SISO, desde os canais mais brandos até os canais com condições de propagação bastante adversas; alto espalhamento de atraso e grande perda de percurso. Foram simulados 6.000 símbolos QPSK.

As Figuras 5.1; 5.2 e 5.3 mostram as constelações recebidas antes e depois do Equalizador LMS em sistemas SISO submetidos aos canais SUI-3, SUI-4 e SUI-5 respectivamente. Será utilizado um filtro FIR adaptativo com 32 coeficientes; é possível configurar o passo de adaptação, ou fator de aprendizagem “ α ” em cada caso.



a) Antes

b) Depois: $\alpha = 0,002$

Figura 5.1 – Equalização Adaptativa do Canal SUI-3

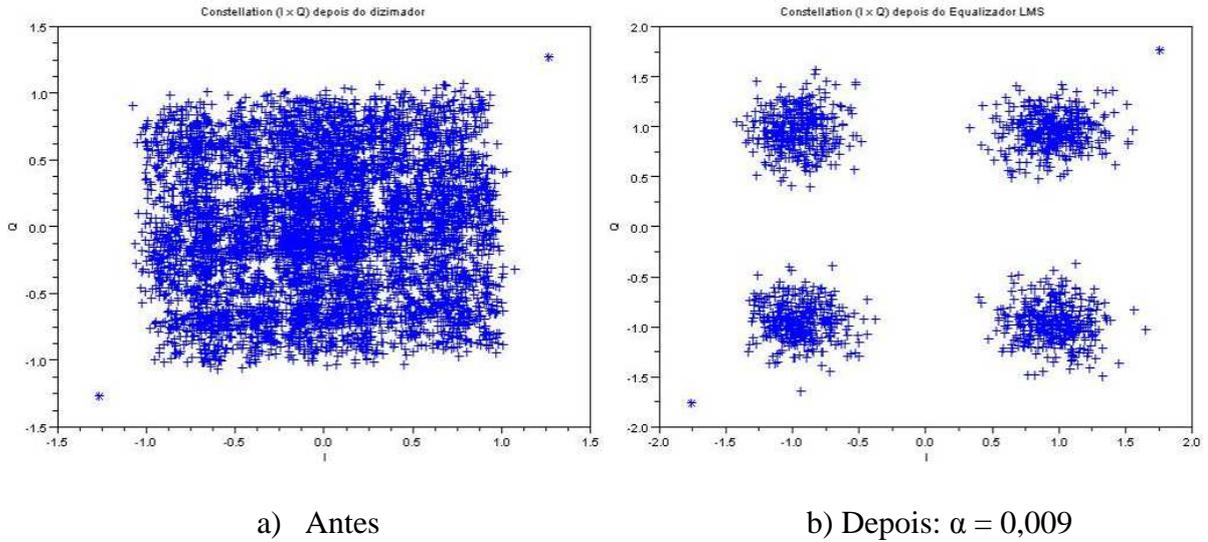


Figura 5.2 – Equalização Adaptativa do Canal SUI-4

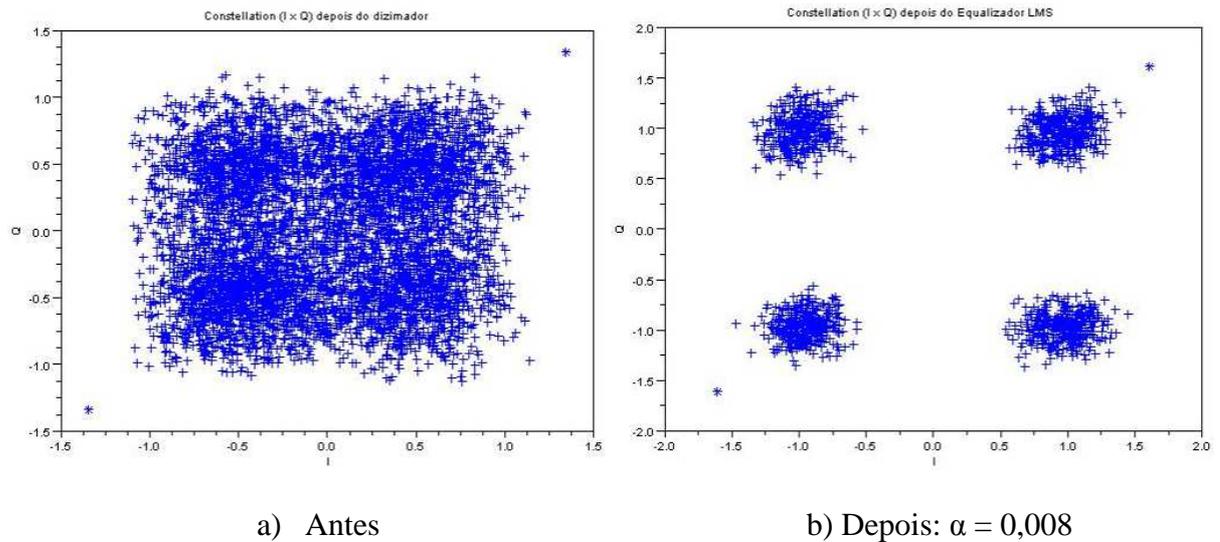


Figura 5.3 – Equalização Adaptativa do Canal SUI-5

A utilização do algoritmo LMS mostra uma melhora bastante significativa no que diz respeito à definição dos pontos na constelação QPSK utilizada, permitindo obter um ajuste dos símbolos com a aplicação do equalizador implementado na função descrita no item 4.2.8.

Até mesmo nas constelações mais degradadas pela ação dos canais mais severos, é possível obter $BER = 0$, conforme mostrado pelas Figuras 5.2 e 5.3. Isso faz do equalizador uma ferramenta extremamente eficaz no que diz respeito à estimação e correção das

distorções provocadas pelo canal. Os coeficientes FIR em regime permanente para caso estão mostrados no Anexo C.

5.2 SIMULAÇÃO MIMO – DIVERSIDADE ESPACIAL

Para organizar os aspectos a serem analisados, a simulação será dividida em duas partes. Na primeira serão analisadas questões referentes ao espectro de frequências, enquanto na segunda, a análise será estendida até a observação da constelação recebida ao final do *Space-Time Decoder*.

1) Espectro de Frequências

No capítulo 3, a Tabela 3.5 mostra as características de *fading* dos canais SUI na ordem crescente de espalhamento de atraso (*delay spread*).

As Figuras 5.4 e 5.5 mostram a resposta dos canais SUI-1,2,3 e SUI-4,5,6; respectivamente, a um impulso aplicado em $n=50$. A Resposta em frequência de cada um dos 6 canais utilizados encontra-se no Anexo D.

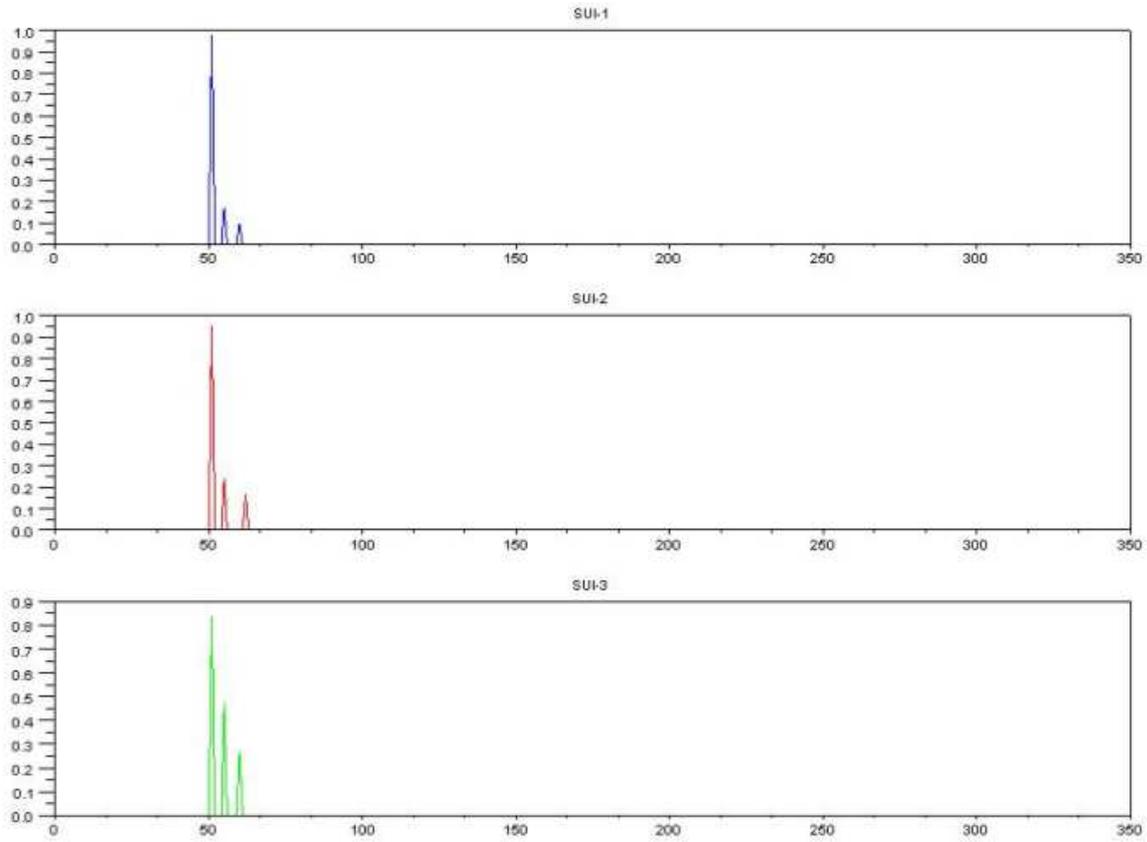


Figura 5.4 – Resposta impulsiva dos canais SUI-1,2 e 3

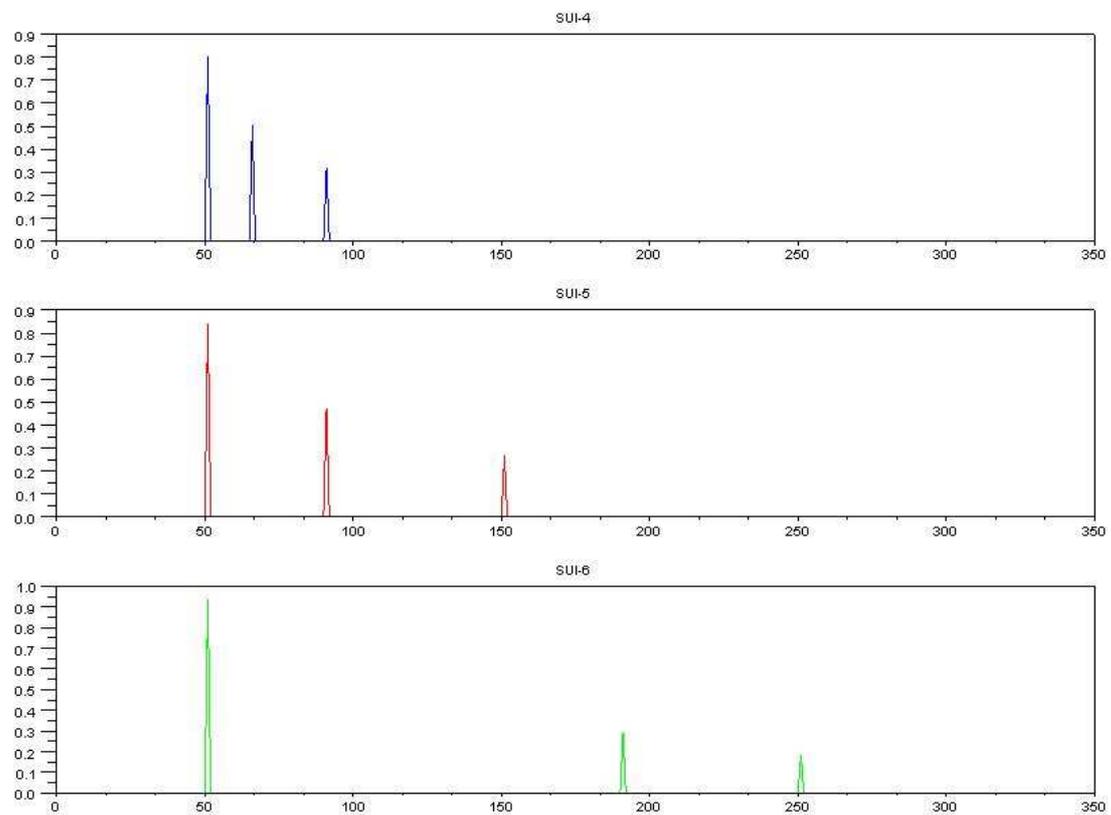


Figura 5.5 - Resposta impulsiva dos canais SUI-4,5 e 6

Os testes dos 6 canais da Tabela 3.5 em um sistema tradicional tipo SISO levaram a concluir que a os canais SUI de 1 a 3 não causam danos na comunicação quando a modulação QPSK é utilizada, em oposição aos canais SUI de 4 a 6. Sendo assim, foi possível classificar os canais SUI em um “grupo bom” (1 a 3) com baixo espalhamento de atraso e um “grupo ruim” (4 a 6) com alto espalhamento de atraso.

Como a idéia do sistema MIMO é utilizar transmissão múltipla admitindo que os sinais se propaguem por canais com características supostamente distintas (diversidade espacial), vamos combinar os canais do grupo bom com aqueles do grupo ruim de modo a criar uma situação onde seja possível notar as disparidades mencionadas. A Tabela 5.1 mostra as 9 possíveis combinações entre os 6 canais SUI para este caso.

Teste com SUI-1	Teste com SUI-2	Teste com SUI-3
1 e 4	2 e 4	3 e 4
1 e 5	2 e 5	3 e 5
1 e 6	2 e 6	3 e 6

Tabela 5.1 – Combinações entre os canais SUI

A análise de espectro a seguir se refere a situação exposta na 1ª coluna da Tabela 5.1. Ou seja, o canal 1 é o mais brando e será mantido na antena I enquanto serão variados os canais na antena II, cujas severidades são maiores. A simulação corresponde à análise de 12.000 bits (6.000 símbolos QPSK).

As Figuras 5.6, 5.7 e 5.8 formam um quadro comparativo entre os espectros em FI para o caso SISO (gráfico da esquerda) e para o caso MIMO (gráfico da direita). As Figuras tratam da análise de desempenho para cada canal de alta severidade separadamente na ordem: SUI-4,5,6.

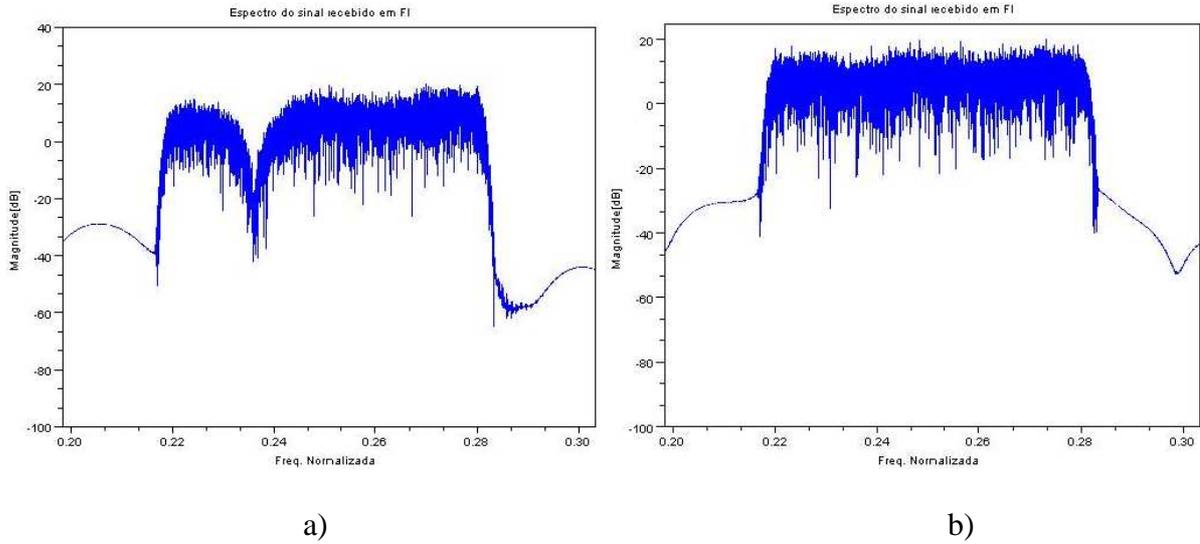


Figura 5.6 – Comparação de espectros (Canal SUI-4 em teste)

(a) – Canal SUI-4 (SISO)

(b) – Canal SUI-1 na antena I e Canal SUI-4 na antena II (MIMO)

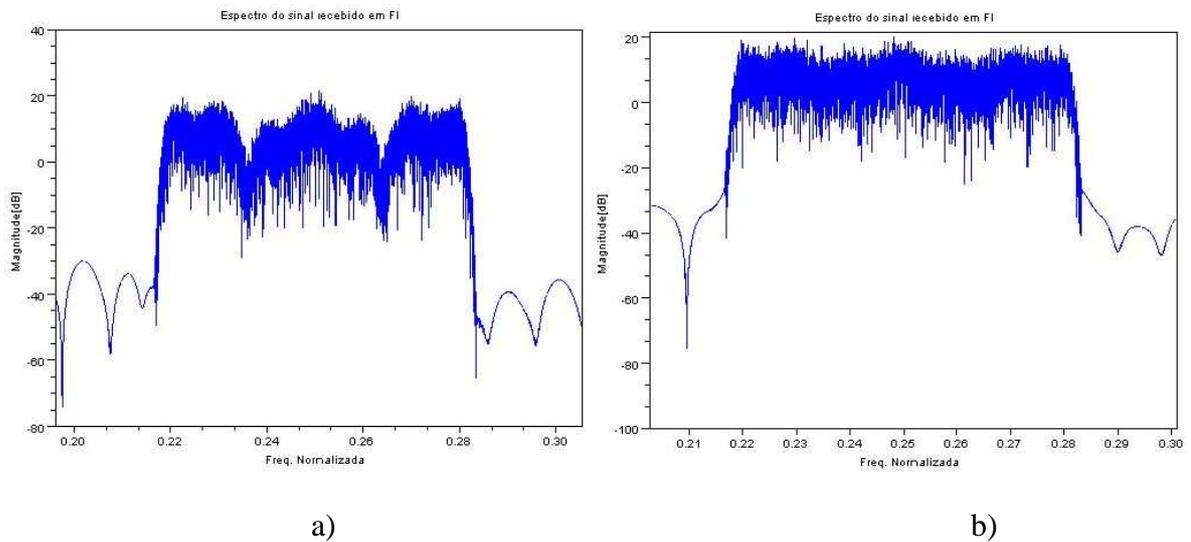


Figura 5.7 - Comparação de espectros (Canal SUI-5 em teste)

(a) – Canal SUI-5 (SISO)

(b) – Canal SUI-1 na antena I e Canal SUI-5 na antena II (MIMO)

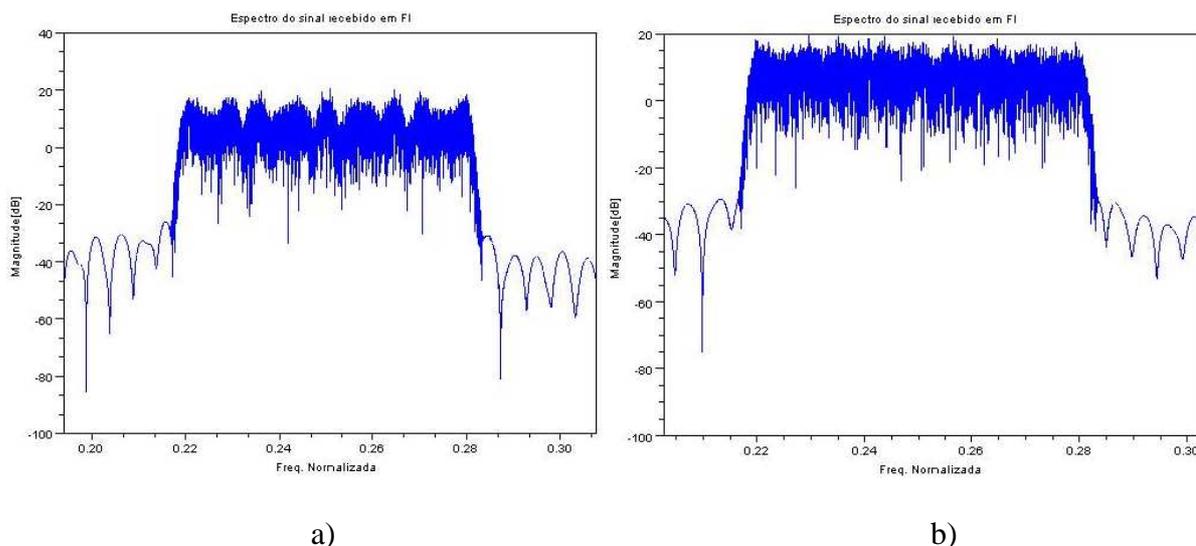


Figura 5.8 - Comparação de espectros (Canal SUI-6 em teste)

(a) – Canal SUI-6 (SISO)

(b) – Canal SUI-1 na antena I e Canal SUI-6 na antena II (MIMO)

Como podemos ver nas Figuras 5.6-(a); 5.7-(a) e 5.8-(a), observamos um espectro bastante prejudicado pelo fading seletivo em canais com multipercurso, provocando grande perda de informação devido a este fenômeno.

A utilização dos *space-time codes* utilizados na codificação MIMO oferece certa resistência ao efeito destruidor do fading seletivo, promovendo uma correção no espectro por meio do multipercurso presente no outro canal (antena); tornando a transmissão mais robusta. Isso pode ser visto nos espectros mais uniformes propiciados pelo esquema de transmissão com MIMO, conforme as Figuras 5.6-(b); 5.7-(b) e 5.8-(b).

O uso de diversidade espacial pode se tornar uma boa alternativa, principalmente em ambientes ricos em multipercurso. Ora, se um canal encontra-se em situação de grande perda de percurso, a presença de outra antena faz com que este outro canal criado tenha grande chance de oferecer uma melhora ao sistema, reduzindo a chance de recepção de um espectro fortemente distorcido.

2) Constelações

Partindo do sinal recebido em FI e aplicando as outras etapas de DSP envolvidas no processo, pode-se chegar às constelações a serem analisadas.

As Figuras 5.9, 5.10 e 5.11 formam um quadro comparativo entre as constelações QPSK recebidas para o caso SISO na presença de um único canal e para o caso MIMO com 2 canais, após passarem pelo *STC Decoder*.

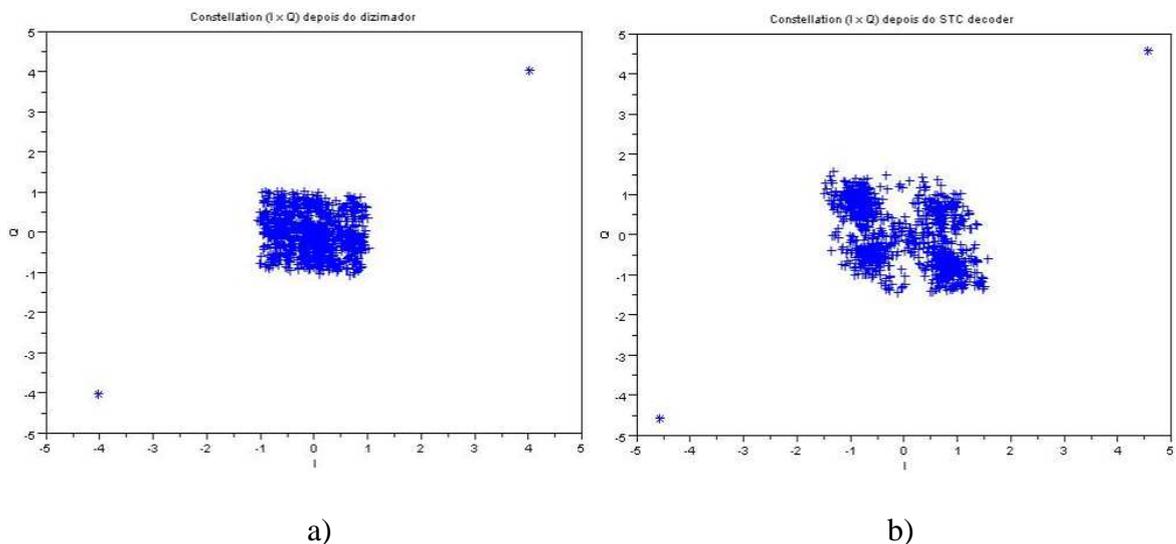


Figura 5.9 – Constelações na recepção (Canais 1 e 4 em teste)

- a) SISO – Canal SUI-4
- b) MIMO – Canais SUI-1 e SUI-4

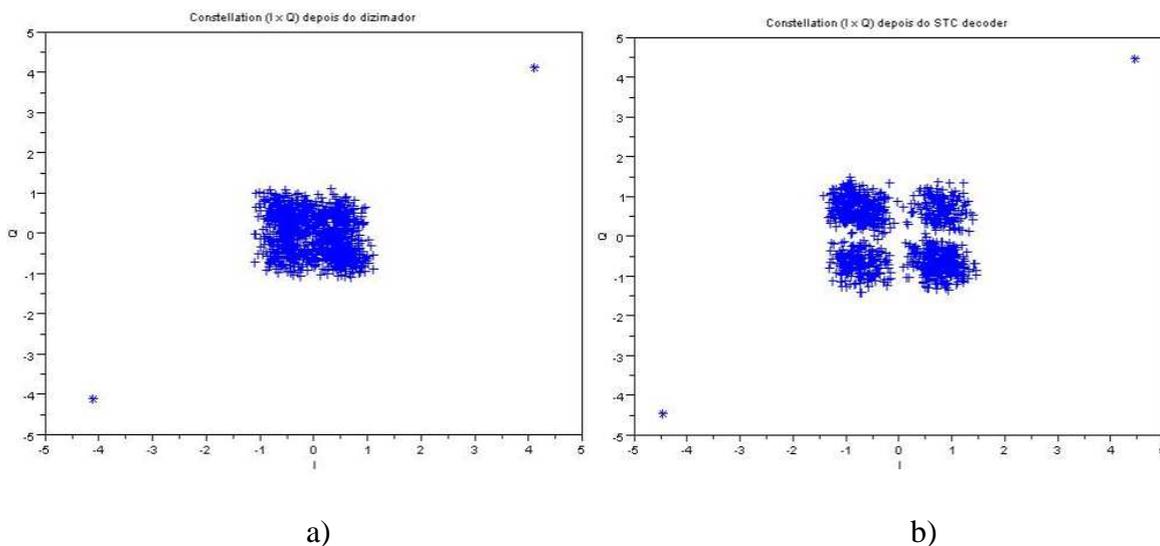


Figura 5.10 – Constelações na recepção (Canais 1 e 5 em teste)

- a) SISO – Canal SUI-5
 b) MIMO – Canais SUI -1 e SUI-5

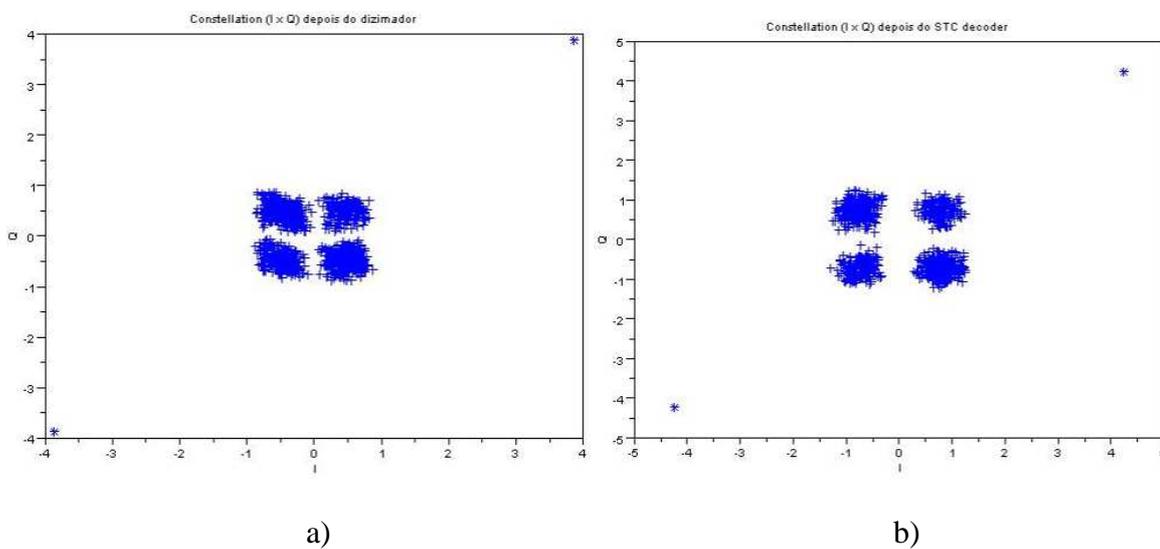


Figura 5.11 – Constelações na recepção (Canais 1 e 6 em teste)

- a) SISO – Canal SUI-6
 b) MIMO – Canais SUI-1 e SUI-6

A partir das Figuras 5.9; 5.10 e 5.11, observamos a melhora propiciada pela presença de um segundo canal na transmissão (diversidade).

Além disso, as Figuras 5.9-(b), 5.10-(b) e 5.11-(b) mostram que a constelação fica cada vez mais definida, à medida que os canais usados no caso MIMO vão se tornando cada vez mais distintos, sobretudo no que se refere ao espalhamento de atraso, ver Tabela 3.5.

➤ **Estendendo a simulação MIMO para os outros canais do grupo bom**

Utilizando a função para o cálculo do EVM e de outros parâmetros numéricos de interesse é possível mostrar alguns resultados numéricos que podem ser usados como figura de mérito na análise de desempenho para os casos de simulação mostrados pela Tabela 5.1.

Da mesma forma que a simulação anterior, a simulação foi feita para os canais SUI-2 e SUI-3, sendo possível extrair os parâmetros das 3 simulações do grupo bom através da função “*evm.sci*”, descrita no item 4.3.4.

As Tabelas 5.2, 5.3 e 5.4 mostram a média do vetor de erro na constelação QPSK recebida (EVM), a variância do erro (nível de espalhamento) e a relação sinal-ruído (SNR) considerando apenas o efeito de multipercurso sem adição de AWGN, para cada uma das 3 simulações mencionadas na Tabela 5.1.

	Antena I: SUI-1		
Antena II:	EVM	Variância	SNR [dB]
SUI-4	0,4009591	0,0488303	13,209523
SUI-5	0,3616493	0,0283484	15,57114
SUI-6	0,2508927	0,0147471	18,409357

Tabela 5.2 – Resultados da análise para o canal SUI-1

	Antena I: SUI-2		
Antena II:	EVM	Variância	SNR [dB]
SUI-4	0,428269	0,0482701	13,259636
SUI-5	0,3888889	0,0333135	14,870221
SUI-6	0,2832192	0,0180261	17,537395

Tabela 5.3 – Resultados da análise para o canal SUI-2

	Antena I: SUI-3		
Antena II:	EVM	Variância	SNR [dB]
SUI-4	0,4503988	0,0569113	12,544435
SUI-5	0,428686	0,0427006	13,79208
SUI-6	0,345687	0,0292891	15,429366

Tabela 5.4 – Resultados da análise para o canal SUI-3

Para cada canal simulado na antena I, observamos uma melhora no desempenho do sistema à medida que os canais da antena II vão sendo variados. Os canais da primeira coluna referente às Tabelas 5.2, 5.3 e 5.4 estão em ordem crescente de severidade (de atraso). Observamos que os valores de EVM e variância do erro decrescem, propiciando uma maior relação sinal ruído em cada caso.

No entanto, utilizando a função *ber_estimator.sci* descrita em 4.3.5, percebe-se que a constelação mostrada na Figura 5.11 é a única que apresenta $BER = 0$. Portanto a recepção sem taxa de erro para todos os casos só é possível mediante algoritmos de estimação do canal na recepção e, em caso de *STC Encoding/Decoding*, pode-se obter um ganho de diversidade de ordem 2 para este sistema [5] .

6. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

A idéia deste capítulo é expor algumas conclusões a respeito do trabalho desenvolvido sob dois aspectos: o simulador em si e questões referentes a sistemas MIMO. Serão feitos comentários de modo a salientar as vantagens, melhorias, limitações e possibilidade de trabalhos futuros.

6.1 O SIMULADOR

A utilização do simulador como uma plataforma de testes mostrou ser algo bastante útil na análise prévia dos algoritmos de DSP desenvolvidos sem a necessidade de partir diretamente para uma implementação em hardware do sistema, principalmente na análise de sistemas que usam tecnologias mais avançadas, como sistemas MIMO, cuja aplicabilidade está voltada à última geração *wireless* (4G) e LTE (*Long Term Evolution*).

O software Scilab utilizado apresentou um bom desempenho nesse aspecto, no que se refere a tempo de execução dos códigos e rapidez no tempo de implementação das funções desenvolvidas. De fato, o desenvolvimento de módulos independentes abre caminho à análise de muitos outros sistemas modernos e inovadores que podem ser propostos além de MIMO, embora ainda existam mais questões a serem exploradas com respeito a este tema.

Quanto às questões que tratam das limitações do simulador, podemos citar o fato de não estarem sendo consideradas as limitações que o hardware tipicamente impõem ao DSP, como questões referentes a: não-linearidades, ruído eletromagnético, velocidade de processamento, recursos de memória, entre outros.

Quanto às vantagens propiciadas, podemos citar o alto grau de semelhança entre a linguagem de programação utilizada pelo Scilab e aquela usada pelo Matlab. Dessa forma, o código fonte não necessita passar por grandes modificações na sintaxe de modo a adequá-lo

ao Matlab, além de existirem aplicativos voltados a conversão de linguagem. O Matlab foi citado, pois dispõem de um conjunto bastante rico de ferramentas voltadas a exportar o código com operações MAC para linguagens tradicionais nas aplicações em hardware, como C/C++ e VHDL.

6.2 SISTEMAS MIMO

A análise dos sistemas MIMO com diversidade espacial realizada neste trabalho permitiu obter uma visão mais concreta de como os STBCs se encaixam um em sistema digital *wireless*. O uso do simulador modular deixou permitiu fazer uma simulação completa do processo; desde o processo de *scrambling* dos bits de informação, passando pelos 2 canais até a sequência de bits inicial chegar decodificada ao final do receptor.

Foi possível também observar o aumento que se pode obter na robustez do sistema com a utilização de diversidade, sob o ponto de vista de espectro.

Os aspectos referentes ao ganho de diversidade relativo a sistemas MIMO, mencionado no item 3.3.2, ainda necessitam de maiores estudos que fazem alusão a estimação do canal. Dessa forma, um possível trabalho futuro estaria focado exatamente neste ponto, cuja implementação não foi feita neste trabalho, constituindo uma limitação.

A tarefa de estimação do canal MIMO encontra-se em um nível de complexidade superior, justamente devida a dificuldade em se achar um modelo que represente o sistema adequadamente. É neste contexto que o Detector de Máxima Probabilidade (citado em 3.3.2) se encaixa. Deste modo a função do detector consiste em fazer uma série de testes usando vários modelos de canais e escolher qual é o modelo que melhor corresponde ao canal real [11]. O desempenho obtido com o uso de equalização adaptativa aplicada à estimação de canal em sistemas SISO foi bastante satisfatório, porém a sua extensão para o caso da transmissão com dois canais (MIMO) ainda requer maiores estudos.

REFERÊNCIAS

- [1] Disponível em:
< http://www.gta.ufrj.br/ensino/eel879/trabalhos_vf_2008_2/joao_luiz/index.html >.
Acessado em agosto de 2010.
- [2] Alamouti, Siavash M.; Tarokh, Vahid e Poon, Patrick. **“Trellis Coded Modulation and Transmit Diversity: Design Criteria and Performance Evaluation”**.
- [3] Alamouti, Siavash M. **“A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications”**. IEEE Journal on Select Areas in Communications, Vol. 16, Nº8, Outubro de 1998.
- [4] Doniak, Marcio Henrique. **“Estudo da Transformada de Walsh-Hadamard Aplicada à Transmissão OFDM”**. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica pela UFSC, Florianópolis, Setembro de 2006.
- [5] Gesbert, David; Shafi, Mansoor; Shiu, Da-shan; Smith, Peter J. e Naguib, Ayman, Membros do IEEE. **“From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems”**. IEEE Journal on Select Areas in Communications, Vol. 21, Nº3, Abril de 2003. Tutorial Paper.
- [6] IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group; **“Channel Models for Fixed Wireless Applications”**. IEEE 802163-00/13. Julho de 2001. Disponível em:
< <http://www.ieee802.org/16/> >
- [7] IEEE Computer Society and IEEE microwave Theory and Techniques Society. **“IEEE Std 802.16 – 2004 (Revision of IEEE Std 802.16 – 2001)”**. Standard of IEEE, Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. Outubro de 2004.
- [8] Disponível em: < <http://www.dspguru.com/dsp/faqs/multirate> >. Acessado em Agosto de 2010.
- [9] CPqD – Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações. Da Silveira, Adonias Costa. **“SISTEMA BRASILEIRO DE TELEVISÃO DIGITAL”, Subsistema de Modulação Inovadora**. 26/04/2005.
- [10] Freitas Jr., Walter C.; Cavalcante, Charles C. e P. Cavalcanti, F. Rodrigo. **“Estratégias MIMO-OFDM para Sistemas de Comunicações Móveis”**. XXII SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES - SBRT’05, 04-08 DE SETEMBRO DE 2005, CAMPINAS, SP.
- [11] Zhu, Wejun e P. Fitz, Michael. **“Adaptive Channel Estimation for Trained MIMO-OFDM”**. UnWiReD Laboratory, Department of Electrical Engineering. University of California, Los Angeles, CA 90066.
- [12] Widrow, Bernard. **“Adaptive Signal Processing”**. Upper Saddle River, N.J. : Prentice Hall PTR, c1985. Xviii.

ANEXO A

```
//----- LISTA DE FUNCOES (DSP BLOCKS) -----
-----
// PROCESSAMENTO DIGITAL:
exec('scrambler.sci')
exec('qpsk mapper.sci') ; modfact = 2 // modfact = modulation factor
//exec('16qam mapper.sci') ; modfact = 4
//exec('64qam mapper.sci') ; modfact = 6
exec('stc encoder.sci') // ----> MIMO encoding ( Space-Time Diversity)
exec('interpolator.sci')
exec('modulador em quadratura.sci')
exec('demodulador em quadratura.sci')
exec('dizimador.sci')
exec('equalizador.sci')
exec('stc decoder.sci')
exec('qpsk demapper.sci')
//exec('16qam demapper.sci')
//exec('64qam demapper.sci')
exec('descrambler.sci')

// FERRAMENTAS VISUAIS :
// resposta em frequencia
exec('visual_espectro.sci')
exec('fir response.sci')
// ajuste e sincronismo
exec('eye.sci')
exec('constellation.sci')
// exec('todas janelas graficas MIMO++rapido.sci')
// exec('janelas graficas MIMO++rapido.sci')

// DESEMPENHO:
exec('evm.sci') // para calculo do vetor de erro
exec('ber estimator.sci') // " " da taxa de erro de bit

//
*****
*****
// ----- TRANSMISSAO ----- Tx -----
-----**
//*****
*****

// -----
--
```

```

// RANDOMIZER (SCRAMBLING)

// scrambler: n ---> [bits]
n=12000
bits=scrambler(n); // gera n bits pseudo-aleatorios

// -----
--

// mapping: [bits] ---> [I,Q]

[I,Q]=mapping(bits);

// -----
--

// SPACE-TIME ENCODER - STC encoding

// stc: [I,Q] ---> [ant0, ant1]

[ant0, ant1] = stc(I,Q);
//---> ant0 (simbolos na "Antena 0": s0,-s1*,s2,-s3*,s4,-s5*...)
//---> ant1 (simbolos na "Antena 1": s1, s0*,s3, s2*,s5,s4*...)
// ant0 = sequencia de simbolos complexos para a Antena 0
// ant1 = " " " " para a Antena 1

// I signals :
Iant0=real(ant0);
Iant1=real(ant1);

// Q signals :
Qant0=imag(ant0);
Qant1=imag(ant1);

// -----
--

// INTERPOLACAO DA SAIDA DO STC ENCODER ---> 2 sinais complexos (ant0 e ant1)

// interpolator: [I] ---> [It] e [Q] ---> [Qt]

x=read('filtro_interpolador16x.dat',1,992); // carrega os coeficientes
// resp=response(x); // plota a resposta do filtro

// Interpolacao para "antena/canal 0"

intfact0 = 16 // fator de interpolacao, canal 0
Iant0t=interpolator(Iant0,intfact0,x); // sinal I interpolado para a "Antena 0"
Qant0t=interpolator(Qant0,intfact0,x); // sinal Q " " "Antena 0"

```

```

// Interpolacao para "antena/canal 1"

intfact1 = 16 // fator de interpolacao, canal 1
Iant1t=interpolator(Iant1,intfact1,x); // sinal I interpolado para a "Antena 1"
Qant1t=interpolator(Qant1,intfact1,x); // sinal Q " " "Antena 1"

// Visualizacao do Espectro dos I e Q apos a interpolacao
//[spI,dBI]=espectro(Iant0t,16); // argumentos da funcao --> ( sinal(t) e fs ), onde fs =
frequencia de amostragem
// xset("window",1)
//[spQ, dBQ]=espectro(Qt,16);

// -----
--

// MODULADOR EM QUADRATURA

// ***** FI Antena 0
*****

// Parametros do modulador:
fo = 4 // define o centro de FI para os 2 canais
fs = 16 // frequencia de amostragem apos a interpolacao

g0 = 1/sqrt(2)
ant0fi = g0*mod(Iant0t, Qant0t, fo,fs); // sinal transmitido na " Antena/canal 0 "
//sfi=It.*cos(wt) - Qt.*sin(wt);

// [spfi, dBfi]=espectro(ant0fi,16); // plota o espectro em FI

// ***** FI Antena 1
*****

g1 = 1/sqrt(2)
ant1fi = g1*mod(Iant1t, Qant1t, fo,fs); // sinal transmitido na " Antena/canal 1 "
//sfi=It.*cos(wt) - Qt.*sin(wt);

// [spfi, dBfi]=espectro(ant1fi,16);

// -----
--

//*****
*****

//**----- CANAL WIRELESS -----
-----**

//*****
*****

//exec('MIMO H channel.sci')
//H = distortion(1,0,1,0) // H = [ch0 ch1; ch0 ch1 ], onde ch0 e ch1 = alfa*exp(j.*teta)

```

```

//ch0 =H(1,1) // gera complexo
//ch1= H(1,2)
ch0=1 // ch0 sem distorcao
ch1=1 // ch1 " "

ant0fi_ch0 = ant0fi*ch0; // sinal em Rx vindo da antena 0
ant1fi_ch1 = ant1fi*ch1; // sinal em Rx vindo da antena 1

// Modified Stanford University Interim (SUI) Channel Models ----- referencia do IEEE -----
-----

// Filtro Multipath:
// Escolher o canal ---> SUI-(1 a 6)
exec('SUI-1.sci')
canal0 = multipath(ant0fi_ch0); // multipercurso em canal 0
exec('SUI-5.sci')
canal1 = multipath(ant1fi_ch1); // mutilpercurso em canal 1
// ajuste de tamanho de vetor
sizedif=length(canal0)-length(canal1);
vet=[];
if sizedif>0
    sizedif=sizedif;
    vet=zeros(1,sizedif);
    canal1= [canal1, vet];
else sizedif<0
    sizedif=-sizedif;
    vet=zeros(1,sizedif);
    canal0 = [canal0, vet];
end

exec('potencia do sinal.sci')
// AWGN:
exec('AWGN normal.sci')
n = length(canal0);
// param. de ruido do canal
Amp0=1
var0=0.6 // ajuste de nivel de ruido

noise = awgn(Amp0,var0,n);

//Calculo das potencias
Potrx=pot(canal0+canal1) // ja leva em consideacao o multipath fading
Potnoise=pot(noise)

//*****
*****
//***_----- RECEPCAO ----- RX -----
-----**
//*****
*****

```

```
// OPCAO 1:
//rxsignal = ant0fi_ch0 + ant1fi_ch1; // permite teste sem multipercurso e sem ruido
//rxsignal = canal0 + canal1; // " " com multipercurso e sem ruido
//rxsignal = canal0 + canal1 + noise; // " " com multipercurso e com ruido
```

```
// OPCAO 2:
// Com ou sem Multipercurso
//incsignal=ant0fi_ch0 + ant1fi_ch1; // sinal incidente sem multipercurso
incsignal=canal0 + canal1; // sinal incidente com multipercurso
```

```
// Com ou sem Ruido AWGN
rxsignal = incsignal; // sem ruido
//rxsignal = incsignal + noise // com ruido
```

```
// -----
---
```

```
// DEMODULADOR EM QUADRATURA
```

```
//
//
// ---> rxsignal(t) | QUADRATURE DEMODULATOR | ---> rxI(t)
//
// ---> rxQ(t)
```

```
// Parametros do demodulador :
fo=4 // centro de FI
fs=16 // freq de amostragem
degI=0 // fase da portadora cos(wt) em graus
degQ=0 // fase da portadora sin(wt) em graus
```

```
[rxI,rxQ]=demod(rxsignal,fo,fs, degI, degQ); // demodulador
```

```
// rxI = sinal I demodulado no tempo
// rxQ = sinal Q demodulado no tempo
```

```
//[sprxI, dBrxI]=espectro(rxI,16); // espectro de I de volta a banda base
//xset("window",1)
//[sprxQ, dBrxQ]=espectro(rxQ,16); // espectro de Q de volta a banda base
```

```
// -----
---
```

```
// DECIMACAO COM FILTRO PASSA-BAIXAS FIR ---> estimativa dos simbolos
transmitidos
```

```
// Parametros do dizimador: (aluste e sincronismo)
// x = filtro FIR ja carregado
gain =1/16
diz=gain*x; // diz = filtro dizimador
```

```

start_I = 2 // melhor resultado com start = 2 no dizimador(pto de sincronismo)
start_Q = 2
df = 16 // fator de decimacao

```

```

Iap= dec(diz,rxI, df,start_I); // dec(filtro, rxI(t), df, start )
Qap= dec(diz,rxQ, df,start_Q);

```

```

rsimbs=Iap+%i*Qap; // simbolos recebidos(forma complexa)

```

```

//***** CONSTELACAO
*****

```

```

limite=3
clf()
//constellation(I, Q,limite); // em Tx
xset("window",1)
clf()
constellation(Iap, Qap,limite); // em Rx

```

```

// -----
----

```

```

// STBC Alamouti Decoder ( Rx for STC encoding ) - Symbol level DSP

```

```

[r0,r1, Ialam,Qalam] = stcdecoder(ch0,ch1,Iap, Qap);
// Ialam e Qalam = simbolos depois do STC decoder

```

```

rsimbs=Ialam+%i*Qalam; // simbolos recebidos(forma complexa)

```

```

//***** CONSTELACAO
*****

```

```

limite=3
clf()
constellation(Ialam, Qalam,limite); // em Rx

```

```

// -----
---

```

```

// CONSTELLATION DECODING

```

```

rxbits = demapping(Ialam, Qalam);

```

```

// -----
---

```

```

// DESCRAMBLING

```

```

info=descrambler(rxbits,modfact);

```

```

// -----
----

// ----- FIM DO PROCESSO -----
-----
//-----
---

// ----- MEDIDAS DE DESEMPENHO -----
-----

// BER estimator
txmsg=ones(1,length(info)); // definido internamente no scrambler
BER = ber(txmsg,info)

// EVM para QPSK ---> parametro numerico de desempenho
// ajuste da referencia:
refx=0.715
refy=0.715
// calculos de EMV:
[errors,media,spread,perquad]= evm(Ialam,Qalam,refx,refy);
media // media dos erros
spread // espalhamento dos erros
perquad // pontos por quadrante

// SNR considerations:
//varsig=(stdev(rxsignal))^2
//SNRdecimal=varsig/varerror
SNR=10*log10((refx^2 + refy^2)/spread) // em dB
param =[media spread SNR] // param(1a6) =[media spread SNR]

// -----
----

// Visualizacao geral do sistema: plots de interesse
clf(0)
xset("window",0)
xtitle( 'Espectro do sinal recebido e demodulado em quadratura (rxI)', 'Freq. Normalizada',
'Magnitude[dB]',boxed =0 );
espectro( rxI,16,4);
clf(1)
limite=3
xset("window",1)
xtitle( 'Constellation (I x Q) depois do dizimador', 'I', 'Q',boxed =0 );
constellation(Iap, Qap,limite);
clf(2)
limite=3
xset("window",2)
xtitle( 'Constellation (I x Q) depois do STC decoder', 'I', 'Q',boxed =0 );
constellation(Ialam, Qalam,limite);

```

```

// plots(Iant0t,Qant0t,ant0fi,ant1fi,rxI,Iap,Qap, Ialam, Qalam) // --> usar com: exec('todas
janelas graficas MIMO++rapido.sci')
//plots(rxI,Iap,Qap, Ialam, Qalam) // usar com: exec('janelas graficas MIMO++rapido.sci')

//-----
-----

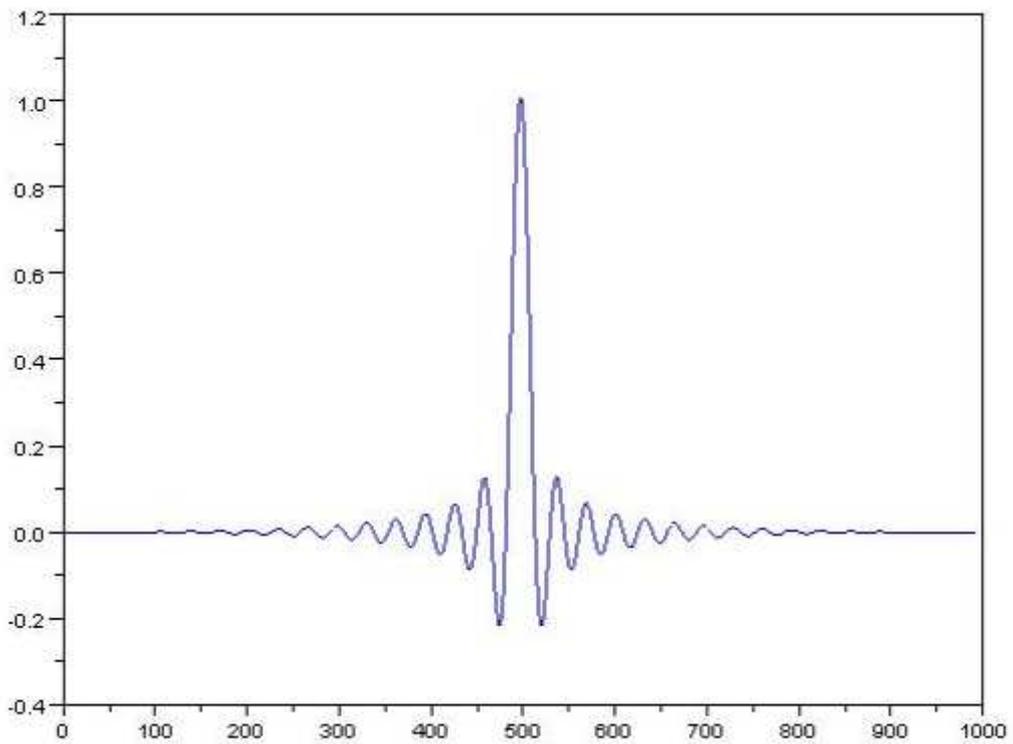
//----- FERRAMENTAS DE AJUSTE E SINCRONISMO -----
-----

//***** CONSTELACAO *****
limite=3
clf()
constellation(I, Q,limite); // em Tx
xset("window",1)
clf()
constellation(Iap, Qap,limite); // em Rx

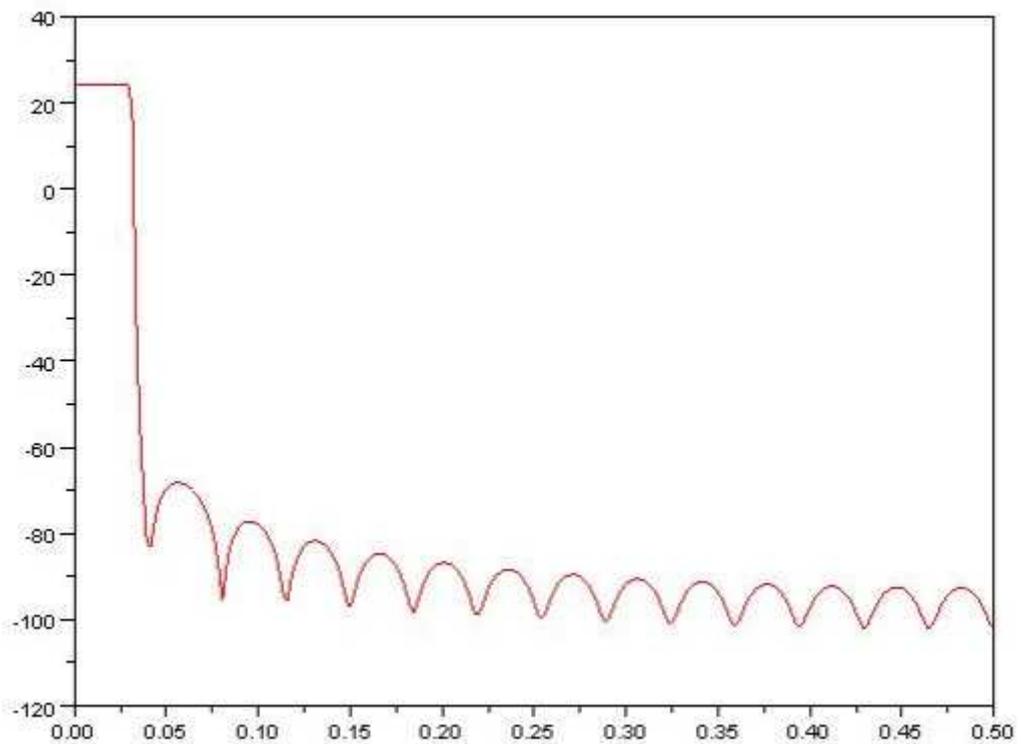
// ***** PADRAO OLHO ( eye diagram ) - Transmissao ***** em TX
*****
nplots = 512
olho(Iant0t, 16, nplots) // for I
xset("window",1)
olho(Iant1t, 16,nplots) // for Q

```

ANEXO B

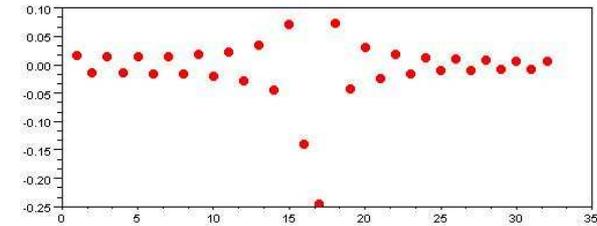
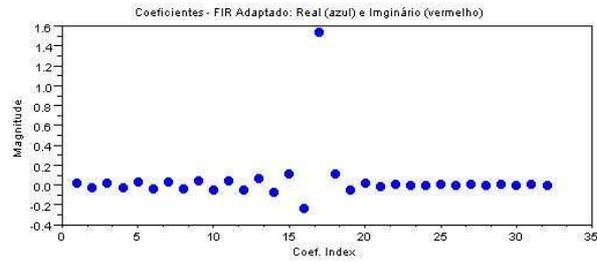


Coefficientes do filtro FIR (domínio do tempo) utilizado na interpolação e na dizimação

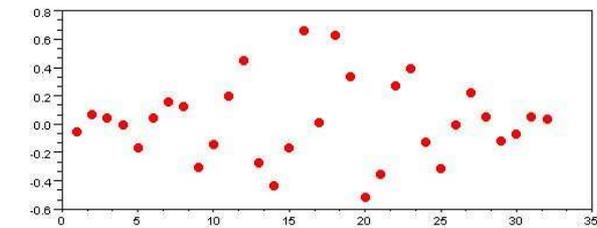
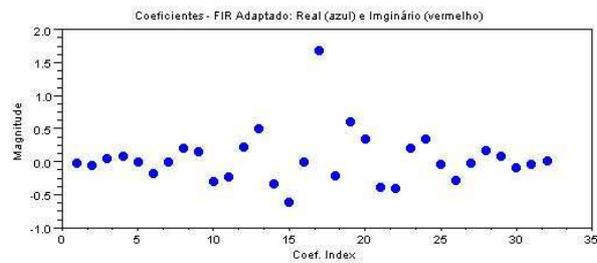


Resposta em frequência dos filtros FIR interpolador e dizimador

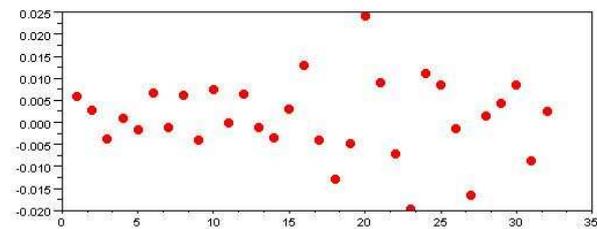
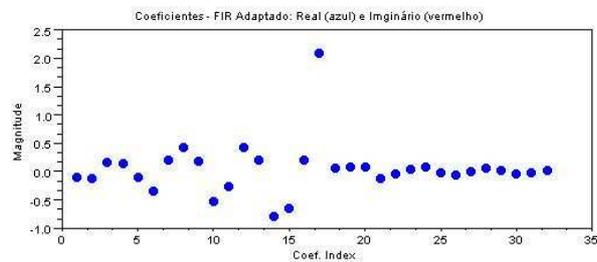
ANEXO C



Coeficientes adaptados ($\alpha = 0,002$): Canal SUI-3

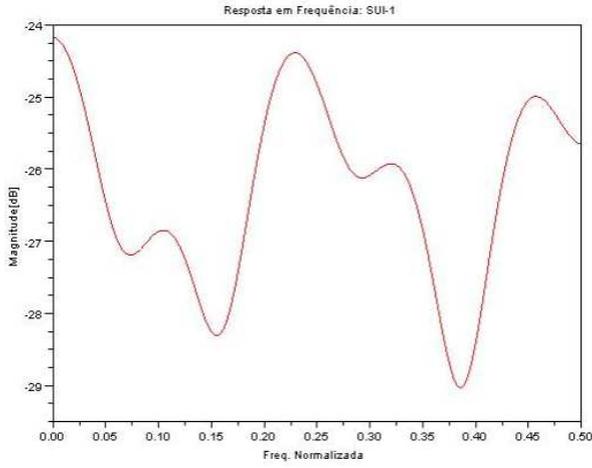


Coeficientes adaptados ($\alpha = 0,009$): Canal SUI-4

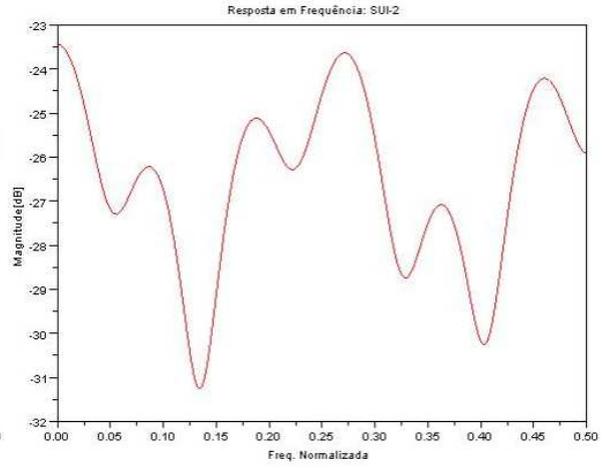


Coeficientes adaptados ($\alpha = 0,008$): Canal SUI-5

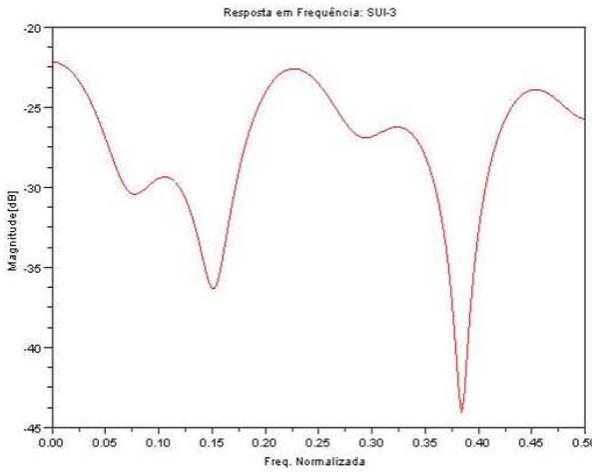
ANEXO D



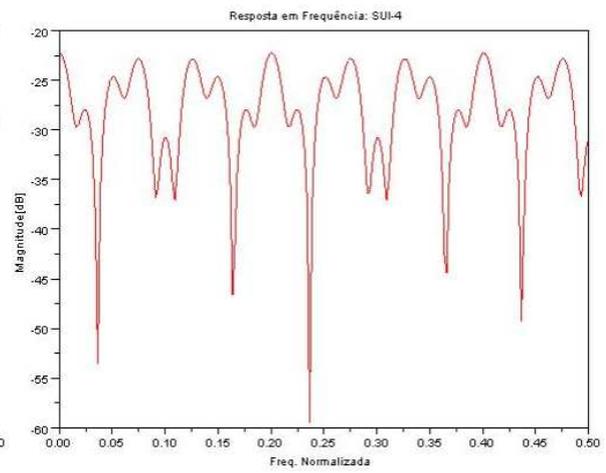
a) SUI-1



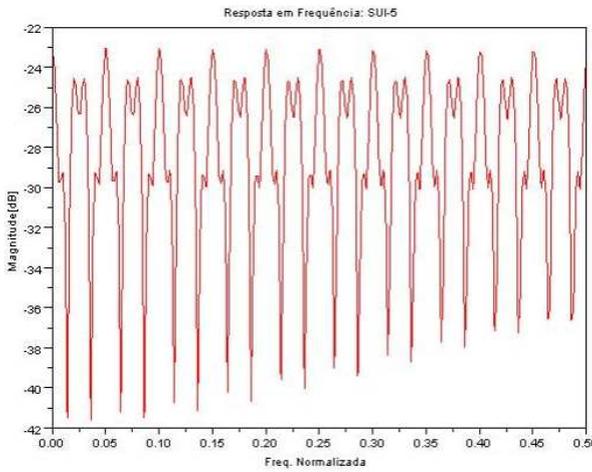
b) SUI-2



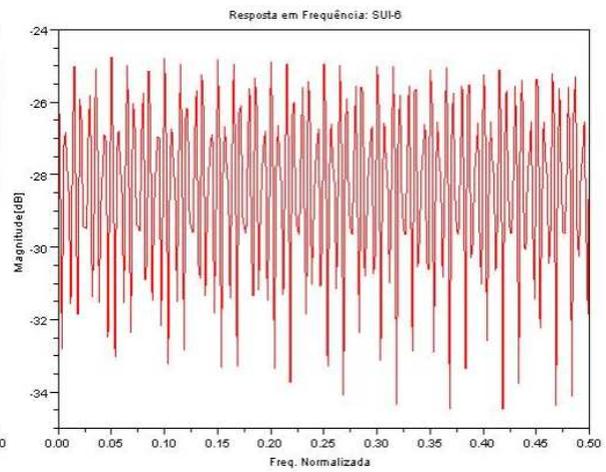
c) SUI-3



d) SUI-4



e) SUI-5



f) SUI-6