

UFABC
CENTRO DE ENGENHARIA, MODELAGEM E CIÊNCIAS SOCIAIS
APLICADAS
CURSO DE ENGENHARIA DE INFORMAÇÃO
TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**Análise de Técnicas de Codificação Temporal,
Espaço-Temporal e Espaço-Frequência para
Sistemas OFDM e SC-FDE**

Victor Hugo de Carvalho Olmo

Santo André – São Paulo

2019

VICTOR HUGO DE CARVALHO OLMO

**Análise de Técnicas de Codificação Temporal,
Espaço-Temporal e Espaço-Frequência para
Sistemas OFDM e SC-FDE**

Trabalho apresentado como requisito parcial para a conclusão do Curso de Bacharelado em Engenharia de Informação do Centro de Engenharia, Modelagem e Ciências Sociais Aplicadas da Universidade Federal do ABC.

Orientador: Prof. Dr. Ivan Roberto Santana Casella

Santo André – SP
2019

Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal do ABC

Elaborada pelo Sistema de Geração de Ficha Catalográfica da UFABC com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Carvalho Olmo, Victor Hugo de
Análise de Técnicas de Codificação Temporal, Espaço-
Temporal e Espaço-Frequência para Sistemas OFDM e SC-FDE /
Victor Hugo de Carvalho Olmo. – 2019.

89 fls. : il.

Orientador: Ivan Roberto Santana Casella

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade Federal
do ABC, Bacharelado em Engenharia de Informação, Santo
André, 2019.

1. OFDM. 2. SC-FDE. 3. FEC. 4. STBC. 5. SFBC. I.
Santana Casella, Ivan Roberto. II. Bacharelado em
Engenharia de Informação, 2019. III. Título.

VICTOR HUGO DE CARVALHO OLMO

**Análise de Técnicas de Codificação Temporal,
Espaço-Temporal e Espaço-Frequência para
Sistemas OFDM e SC-FDE**

Trabalho apresentado como requisito parcial para a conclusão do Curso de Bacharelado em Engenharia de Informação do Centro de Engenharia, Modelagem e Ciências Sociais Aplicadas da Universidade Federal do ABC.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Ivan Roberto de Santana Casella
Orientador
Universidade Federal do ABC

Prof. Dr. Carlos Eduardo Capovilla
Universidade Federal do ABC

Prof. Dr. Ricardo Suyama
Universidade Federal do ABC

Santo André, 16 de Abril de 2019

AGRADECIMENTOS

Agradeço à Universidade Federal do ABC pela oportunidade de cursar a graduação em Engenharia de Informação.

Ao Prof. Dr. Ivan Casella pela orientação e ajuda nos meus estudos e elaboração do meu trabalho.

RESUMO

Sistemas celulares de Quarta Geração (4G) como o *Long Term Evolution* (LTE), utilizam diversas técnicas de codificação para reduzir os efeitos do canal que degradam o sinal recebido e causam Interferência Intersimbólica (ISI). Dentre as técnicas de codificação para *Forward Error Correction* (FEC) utilizadas pelo LTE destaca-se a Codificação Turbo (TC), esse codificador é conhecido por ser o primeiro codificador prático a chegar próximo a capacidade do canal. No *downlink* o LTE emprega a técnica *Orthogonal Frequency-Division Multiple Access* (OFDMA) para reduzir a ISI e tornar os efeitos do canal seletivo em um canal plano em frequência através de subportadoras de largura de banda estreita. Devido ao uso de múltiplas portadoras o OFDMA possui elevada *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR), por conta disso o LTE faz uso do *Single Carrier Frequency-Division Multiple Access* (SCFDMA) no *uplink*. O LTE utiliza múltiplas antenas para aproveitar a diversidade dos canais de comunicação com a técnica *Space-Frequency Block Coding* (SFBC) que codifica a informação para ser transmitida em antenas e frequências distintas. O trabalho apresentado descreve essas técnicas de codificação e realiza a análise do desempenho através de simulações utilizando o Matlab. Os resultados demonstraram a grande eficiência da TC conseguindo corrigir grande parte dos erros ocorridos mesmo em cenários de baixa Relação Sinal-Ruído (SNR). Por simplicidade, foram estudados os aspectos de transmissão das técnicas de múltiplo acesso de usuários por meio das técnicas *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing* (OFDM) e *Single-Carrier Frequency-Domain Equalization* (SC-FDE), tornando possível a equalização no domínio da frequência. O SFBC juntamente com as técnicas de modulação OFDM/SC-FDE obteve resultados próximos aos canais sem desvanecimento. Seu resultado foi comparado com outra técnica de codificação para múltiplas antenas que faz uso da diversidade espacial dos canais, o *Space-Time Block Coding* (STBC) apresentando resultados similares. A limitação de banda e necessidade de taxas de dados cada vez mais altas para os sistemas modernos tornam imprescindível o uso dessas técnicas.

Palavras-chave: OFDM; SC-FDE; FEC; STBC; SFBC.

ABSTRACT

In Fourth-Generation (4G) of cellular communication systems such as the Long Term Evolution (LTE), different coding techniques are used to reduce the channel effects that degrade the received signal and cause Intersymbol Interference (ISI). Among the coding techniques for Forward Error Correction (FEC) used by LTE it stands out the Turbo Coding (TC), this encoder is known to be the first practical encoder to approach the channel capacity. In the downlink, the LTE employs the Orthogonal Frequency-Division Multiple Access (OFDMA) to reduce ISI and transform the effects of frequency selective fading channel into flat fading through narrowband subcarriers. Due to the use of multiple carriers, the OFDMA has high Peak-to-Average Power Ratio (PAPR), because of this the LTE makes use of Single Carrier Frequency-Division Multiple Access (SCFDMA) in the uplink. It uses multiple antennas to take advantage of the diversity of communication channels with the Space-Frequency Block Coding (SFBC) technique that encodes the information to be transmitted at different antennas and frequencies. This undergraduate final work describes these coding techniques and analyses the system's performance through simulations using Matlab. The results demonstrated the great efficiency of the TC, being able to correct most of the errors occurred even in scenarios of low Signal-to-Noise Ratio (SNR). For simplicity, transmission aspects of multiple user access techniques were studied through the Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM) and Single-Carrier Frequency-Domain Equalization (SC-FDE) techniques, making frequency domain equalization possible. The SFBC along with the OFDM/SC-FDE modulation techniques had results close to the channels without fading. SFBC results were compared to another coding technique for multiple antennas that makes use of channel space diversity, the Space-Time Block Coding (STBC). The two techniques presented similar results. Bandwidth limitation and the need for higher data rates in modern systems make the use of these techniques indispensable.

Key Words: OFDM; SC-FDE; FEC; STBC; SFBC.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Sistema de comunicação	2
Figura 2 – Conceito de sistema celular [10]	8
Figura 3 – Evolução dos padrões de tecnologia de rede celular	9
Figura 4 – Esquemas de modulação utilizados no LTE <i>Release</i> 12 [15]	14
Figura 5 – Esquemas de codificação utilizados no LTE [17]	15
Figura 6 – Esquema de codificação e decodificação	17
Figura 7 – Exemplo de codificador convolucional	19
Figura 8 – Exemplo algoritmo de CC e diagrama de estados	20
Figura 9 – Exemplo algoritmo de decodificação de <i>Viterbi</i>	21
Figura 10 – Estrutura codificador turbo	23
Figura 11 – Estrutura decodificador turbo	24
Figura 12 – Estrutura mensagem da codificação RS [25]	25
Figura 13 – Matriz de verificação de paridade.....	32
Figura 14 – Grafo de <i>Tanner</i> para a matriz H.....	32
Figura 15 – Grafo de <i>Tanner</i> para o exemplo de decodificação <i>belief propagation</i> ..	34
Figura 16 – <i>Interleaver</i> convolucional com $M = 1$ e $T = 3$	37
Figura 17 – Blocos de um sistema OFDM.....	46
Figura 18 – Blocos de um sistema SC-FDE	48
Figura 19 – Codificador STBC.....	51
Figura 20 – Codificador SFBC.....	51
Figura 21 – Diagrama STBC com OFDM/SC-FDE.....	52
Figura 22 – Diagrama SFBC com OFDM/SC-FDE.....	52
Figura 23 – Manifestações de desvanecimento	54
Figura 24 – Esquema do fluxo do sinal pelo sistema simulado	60
Figura 25 – Canal AWGN – QPSK usando OFDM.....	62
Figura 26 – Canal AWGN – QPSK usando SC-FDE.....	63
Figura 27 – Canal Rayleigh – QPSK usando OFDM.....	64
Figura 28 – Canal Rayleigh – QPSK usando SC-FDE	65
Figura 29 – Canal Rayleigh – comparação OFDM x SC-FDE.....	65
Figura 30 – Canal Rayleigh – QPSK usando MIMO-OFDM STBC	67
Figura 31 – Canal Rayleigh – QPSK usando MIMO-SC-FDE STBC.....	68
Figura 32 – Canal Rayleigh – STBC comparação OFDM x SC-FDE	68
Figura 33 – Canal Rayleigh – QPSK usando MIMO-OFDM SFBC	69
Figura 34 – Canal Rayleigh – QPSK usando MIMO-SC-FDE SFBC.....	70
Figura 35 – Canal Rayleigh – SFBC comparação OFDM x SC-FDE	70
Figura 36 – Canal Rayleigh – OFDM comparação STBC x SFBC.....	71

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3GPP	- <i>3rd Generation Partnership Project</i>
1G	- Primeira Geração
2G	- Segunda Geração
3G	- Terceira Geração
4G	- Quarta Geração
5G	- Quinta Geração
AMPS	- <i>Advanced Mobile Phone System</i>
APP	- Probabilidade a Posteriori
AWGN	- <i>Additive White Gaussian Noise</i>
BASK	- <i>Binary Amplitude Shift Keying</i>
BER	- Taxa de Erro de Bits
BFSK	- <i>Binary Frequency-Shift Keying</i>
BPSK	- <i>Binary Phase-Shift Keying</i>
CC	- Codificação Convolutiva
CDMA	- <i>Code Division Multiple Access</i>
eIRA	- <i>Extended Irregular Repeat-Accumulate</i>
EPC	- <i>Evolved Packet Core</i>
EPS	- <i>Evolved Packet System</i>
ERB	- Estação Rádio Base
E-UTRAN	- <i>Evolved UMTS Terrestrial Radio Access Network</i>
FCC	- <i>Federal Communications Commission</i>
FEC	- <i>Forward Error Correction</i>
FFT	- <i>Fast Fourier Transform</i>
FM	- Modulação em Frequência
HSDPA	- <i>High-Speed Downlink Packet Access</i>
IFFT	- <i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IMT	- <i>International Mobile Telecommunications</i>
IP	- <i>Internet Protocol</i>
ISI	- Interferência Intersimbólica
ITU	- União Internacional de Telecomunicações
ITU-R	- <i>ITU Radiocommunication Sector</i>

LDPC	- <i>Low-Density Parity-Check</i>
LLR	- <i>Log Likelihood Ratio</i>
LTE	- <i>Long Term Evolution</i>
MAP	- <i>Maximum a Posteriori</i>
MCS	- <i>Modulation and Coding Scheme</i>
MIMO	- <i>Multiple-Input and Multiple-Output</i>
MMSE	- <i>Minimum Mean-Square Error</i>
OFDM	- <i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>
OFDMA	- <i>Orthogonal Frequency-Division Multiple Access</i>
PAPR	- <i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PSK	- <i>Phase-Shift Keying</i>
QAM	- <i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	- <i>Quadrature Phase-Shift Keying</i>
RF	- <i>Radiofrequência</i>
RS	- <i>Reed-Solomon</i>
RSC	- <i>Convolucionais Sistemáticos Recursivos</i>
SAE	- <i>System Architecture Evolution</i>
SC-FDE	- <i>Single-Carrier Frequency-Domain Equalization</i>
SCFDMA	- <i>Single Carrier Frequency-Division Multiple Access</i>
SFBC	- <i>Space-Frequency Block Coding</i>
SISO	- <i>Single-Input and Single-Output</i>
SNR	- <i>Relação Sinal-Ruído</i>
STBC	- <i>Space-Time Block Coding</i>
TC	- <i>Codificação Turbo</i>
TDL	- <i>Tapped-Delay Line</i>
TDMA	- <i>Time Division Multiple Access</i>
UMTS	- <i>Universal Mobile Telecommunication System</i>
UTRAN	- <i>UMTS Terrestrial Radio Access Network</i>
WCDMA	- <i>Wideband Code-Division Multiple Access</i>
ZF	- <i>Zero Forcing</i>

SUMÁRIO

1	Introdução.....	2
1.1	Sistemas Modernos de Comunicação.....	2
1.2	Trabalhos Correlatos e Motivação.....	3
1.3	Objetivos e Metas.....	4
1.4	Organização do Texto.....	5
2	Comunicações Móveis.....	6
2.1	Redes Celulares.....	6
2.2	Evolução das Redes Móveis.....	8
2.3	<i>Long Term Evolution</i>	9
3	Técnicas Modernas de Codificação, Modulação e Diversidade.....	16
3.1	Fundamentos.....	16
3.2	Principais Esquemas de Codificação para Correção de Erro.....	17
3.2.1	Família de Códigos Convolucionais.....	18
3.2.1.1	Codificação Convolutcional.....	18
3.2.1.2	Codificação Turbo.....	23
3.2.2	Família de Códigos de Bloco.....	25
3.2.2.1	Codificação <i>Reed-Solomon</i>	25
3.2.2.2	Codificação <i>Low-Density Parity-Check</i>	30
3.2.3	Interleaving.....	36
3.3	Principais Esquemas de Modulação Digital.....	38
3.3.1	<i>Binary Amplitude Shift Keying</i>	38
3.3.2	<i>Binary Phase-Shift Keying</i>	39
3.3.3	<i>Binary Frequency-Shift Keying</i>	40
3.3.4	<i>Quadrature Phase-Shift Keying</i>	40
3.3.5	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>	41
3.3.6	OFDM.....	41
3.3.7	SC-FDE.....	47
3.3.8	MIMO, STBC e SFBC.....	48
3.4	Modelo de Canal com Desvanecimento.....	52
3.5	Equalização de Canal.....	56
3.5.1	<i>Zero Forcing</i>	56
3.5.2	<i>Minimum Mean-Square Error</i>	57
4.	Análise do Sistema por Simulação Computacional.....	58
4.1	Modelos de Simulação.....	58
4.2	Análise e Resultados – SISO OFDM e SC-FDE.....	62
4.3	Análise e Resultados – STBC OFDM e SC-FDE.....	66
4.4	Análise e Resultados – SFBC OFDM e SC-FDE.....	69
5.	Conclusões.....	72
	Bibliografia.....	74

1 Introdução

1.1 Sistemas Modernos de Comunicação

Comunicação é definida como a transferência de informação entre dois pontos diferentes no tempo ou espaço. Na comunicação digital a informação a ser transferida é representada de forma digital, comumente representada de forma binária. A maioria dos sistemas de comunicação modernos é digital ou foi convertida de analógico para digital ao longo de sua evolução, como é o caso da telefonia celular que teve início como um sistema de Modulação em Frequência (FM) [1].

Um sistema de comunicação pode ser representado simplificadaamente através da Figura 1. A fonte de informação digital origina a informação a ser transmitida que é codificada a fim de prover a capacidade de detecção e correção de erros no receptor, a informação codificada é modificada pelo modulador para um formato mais eficiente por meio da modulação para que a mensagem seja enviada através do canal de transmissão que é o meio por onde a informação é transmitida. O receptor deve desfazer as operações realizadas pelo transmissor para disponibilizar a informação em seu formato original.

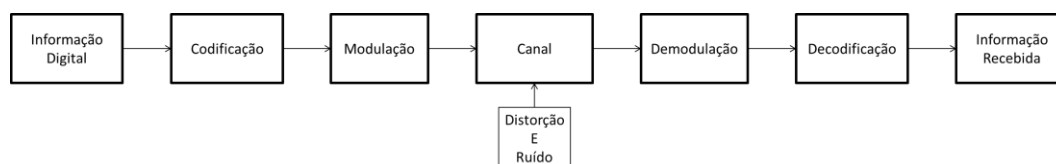


Figura 1 – Sistema de comunicação

O sinal transmitido sofre distorções que variam de acordo com o tipo de canal e também é contaminado por sinais aleatórios indesejados denominados como ruído. O ruído pode ser gerado por sinais interferentes em canais próximos, equipamentos elétricos ou mesmo por fenômenos naturais como tempestade. Há também ruído causado internamente pelo movimento dos elétrons nos materiais condutores e radiação emitida pelos próprios dispositivos eletrônicos [2].

Um dos parâmetros para se analisar e comparar os sistemas de comunicação é a Relação Sinal-Ruído (SNR). Os sinais analógicos são por sua

natureza mais suscetíveis aos efeitos da distorção e ruído do canal de transmissão. Já os sistemas digitais, por usarem conjuntos finitos de símbolos para a comunicação, possuem maior imunidade aos efeitos do canal uma vez que o receptor deve realizar a reconstrução do sinal e a decisão de qual símbolo foi transmitido dentro de um conjunto finito predeterminado [2].

Mesmo tendo maior robustez frente aos efeitos do canal, os sistemas de comunicação digital podem ter seu desempenho melhorado consideravelmente ao codificar as mensagens antes de transmiti-las. O processo de codificação para detecção e correção de erros adiciona redundância à informação transmitida, diminuindo a taxa útil de transmissão, porém com o ganho de permitir que o receptor identifique e corrija um número limitado de erros ocorridos no processo de transmissão. Assim o processo de codificação de canal é utilizado para aumentar o desempenho do sistema frente às adversidades do canal, permitindo que o sistema opere adequadamente mesmo em condições de baixa SNR.

1.2 Trabalhos Correlatos e Motivação

A Quarta Geração (4G) de telefonia móvel através do padrão de comunicação *Long Term Evolution* (LTE) apresenta diversos desafios e requisitos tecnológicos para atender à crescente demanda por transferência de dados em alta velocidade e maior capacidade do sistema. O LTE utiliza diversas técnicas modernas de modulação, codificação de canal, diversidade de transmissão com múltiplas antenas entre outras que possibilitam alcançar esses objetivos e são de grande importância e interesse de estudo de diversos autores.

O trabalho realizado por *Yang* e *Souryal* [3] apresenta uma análise da camada física do LTE de acordo com o especificado pela organização *3rd Generation Partnership Project* (3GPP) utilizando simulações no Matlab, o trabalho foca na descrição do uso do *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing* (OFDM) e multiplexação espacial como as técnicas utilizadas para aumento de taxa de dados e capacidade do sistema. A análise e comparação das técnicas de múltiplo acesso *Orthogonal Frequency-Division Multiple Access* (OFDMA) e *Single Carrier Frequency-Division Multiple Access* (SCFDMA) foi

realizada em [4], justificando o uso do SCFDMA para o uplink dos terminais móveis devido ao valor elevado da *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR) ao utilizar técnica de múltiplas portadoras OFDM.

Em [5] foram estudadas diferentes técnicas de codificação de canal como forma de manter a confiabilidade e eficiência nas comunicações. O estudo apresentado em [6] mostra o desempenho da Codificação Turbo (TC) utilizando decodificação conjunta em sistemas *Multiple-Input and Multiple-Output* (MIMO) empregando a técnica de multiplexação OFDM.

Os benefícios como maior taxa de transmissão e aumento da capacidade do sistema com o uso do MIMO e também a técnica *Space-Time Block Coding* (STBC) são abordados em [7]. O artigo [8] apresenta os desafios atrelados a estimação e equalização de canal ao utilizar técnicas de diversidade espaço-frequência como a *Space-Frequency Block Coding* (SFBC).

Tendo em vista a necessidade do uso de técnicas de codificação em sistemas LTE e outros sistemas modernos de comunicação sem fio tornam-se importante a compreensão e análise dessas técnicas.

1.3 Objetivos e Metas

Este trabalho visa o estudo e análise de técnicas de codificação temporal, espaço-temporal e espaço-frequência para sistemas OFDM e SC-FDE, como é o caso do padrão LTE, realizando simulações dos sistemas com o uso do *software* MATLAB, programa computacional desenvolvido para solução de problemas numéricos, que possibilita a realização de simulações de sistemas de comunicação.

O estudo abrange a análise e comparação de diferentes tipos codificação de canal para correção de erros na transmissão sendo elas Codificação Convolutacional (CC), codificação *Reed-Solomon* (RS), TC e codificação *Low-Density Parity-Check* (LDPC). Em conjunto com a codificação de canal foram estudados os aspectos de transmissão das técnicas de multiplexação de usuários OFDMA e SCFDMA por meio da análise do OFDM e do *Single-Carrier Frequency-Domain Equalization* (SC-FDE). Foi realizada também a simulação de sistemas MIMO e o estudo de técnicas de diversidade espaço-temporal e espaço-frequência utilizando STBC e SFBC para aumentar

a robustez do sistema contra os efeitos do canal por meio da diversidade de transmissão em canais com múltiplos-percursos.

1.4 Organização do Texto

O segundo capítulo apresenta os conceitos das redes de telefonia celular e um resumo dos sistemas de comunicação móveis até a 4G, sendo o LTE o padrão atualmente implantado comercialmente por diversas operadoras no mundo e exemplo de sistema que utiliza as técnicas OFDM e SC-FDE.

No capítulo 3 são apresentados os fundamentos dos sistemas de comunicação digital, mostrando os parâmetros e ferramentas utilizadas para comparar técnicas e sistemas distintos. Na seção 3.2 é realizado o estudo teórico das técnicas de CC, TC, codificação RS e codificação LDPC, assim como a técnica de *interleaving* comumente utilizada com a codificação de canal. Na seção 3.3 alguns dos principais esquemas de modulação digital serão estudados juntamente com as técnicas OFDM e SC-FDE. Ainda nessa seção são apresentadas as técnicas de codificação espacial STBC e SFBC para aumento da SNR por meio da diversidade de transmissão em sistemas MIMO. Nas seções 3.4 e 3.5 são apresentados o modelo de canal utilizado nas simulações e as técnicas de equalização de canal.

O capítulo 4 apresenta o modelo do sistema estudado, os resultados e a análise do desempenho das diversas técnicas de codificação utilizadas no trabalho por meio de simulações para canais com ruído e canais com desvanecimento seletivo em frequência.

O capítulo 5 encerra o texto com as conclusões sobre as características das tecnologias estudadas no trabalho e os resultados obtidos por meio das simulações.

2 Comunicações Móveis

A recente popularidade dos dispositivos móveis juntamente com a alta demanda por serviços multimídias trouxe a necessidade de desenvolver sistemas móveis que possibilitem transferência de informação em altas taxas dentro de uma faixa limitada de frequência.

As redes de comunicação móveis têm evoluído nas últimas décadas com o intuito atender essa demanda por alta velocidade e eficiência espectral. O padrão LTE atualmente utilizado para a 4G foi desenvolvido para permitir uma melhor experiência aos usuários de telefonia móvel, atingindo altas taxa de transmissão de dados por meio de técnicas que garantem um desempenho melhor que os sistemas anteriores.

Essa seção apresenta uma visão geral das redes celulares, breve histórico dos sistemas de telefônica móvel e a descrição do sistema LTE, exemplo de sistema que utiliza as técnicas OFDM e SC-FDE na multiplexação de usuários no *downlink* e *uplink* respectivamente.

2.1 Redes Celulares

As redes de comunicação de radiodifusão, como rádio e televisão, têm como característica o uso de frequências fixas para cada transmissor, antenas em locais altos e potências elevadas para que seja possível abranger a maior distância e o maior número de usuários.

Os primeiros sistemas de comunicações móveis tinham como base essa mesma premissa, sendo seu marco inicial a comunicação sem fio da polícia de Detroit em 1921, os veículos operavam um sistema de rádio com frequência de portadora próxima a 2 MHz com modulação em amplitude para se comunicar com a central, em pouco mais de uma década o sistema foi expandido para outros municípios e outros 58 estados [9].

Foi apenas em 1946 que surgiu o primeiro sistema de comunicação móvel de grande porte para aplicação civil nos EUA, o sistema contava com apenas 6 canais de FM com largura de 120 KHz cada para uma área de cobertura com raio de aproximadamente 50 km, as chamadas eram realizadas por telefonistas e a alocação dos canais era feita manualmente, além do alto custo que impossibilitava seu acesso para muitas pessoas [9].

Mesmo com o preço elevado, a demanda por serviços de comunicação móvel só crescia. Porém a banda disponível para novas aplicações já era muito limitada devido a sua alocação para diversas outras aplicações. A *Federal Communications Commission* (FCC) órgão regulador das comunicações nos Estados Unidos decidiu disponibilizar a faixa de frequência de 824MHz à 894MHz para as comunicações móveis, todavia com a condição de que o novo sistema adotado utilizasse o espectro disponibilizado de uma maneira mais eficiente atingindo maior capacidade de usuários para o sistema.

Com a necessidade de resolver o problema relativo ao congestionamento do espectro, o conceito de comunicação celular foi apresentado pela empresa *AT&T Bell Laboratories* à FCC em 1968 nos EUA. O conceito consiste em dividir uma área em pequenas regiões de cobertura ou células. No centro de cada célula situa-se uma Estação Rádio Base (ERB) e a cada célula é atribuído uma fração do espectro total disponível para o serviço. Como a energia transmitida cai com a distância, as células com distância suficiente entre si podem utilizar o mesmo espectro de frequência, possibilitando assim reutilizar o espectro após certa distância. Além disso, como a área de cobertura de cada célula é muito menor do que o sistema todo, transmissores de baixa potência em cada ERB são suficientes para cobrir toda a área da célula [10].

A Figura 2 apresenta como é feita a divisão de uma região de cobertura em células menores. A região que abrange todo o espectro de frequência, no caso do exemplo da Figura 2 representada pelo conjunto de células distintas numeradas de 1 a 7 com a mesma tonalidade é chamada de *cluster*. As células de mesmo índice utilizam o mesmo espectro de frequência e são chamadas de células cocanais.

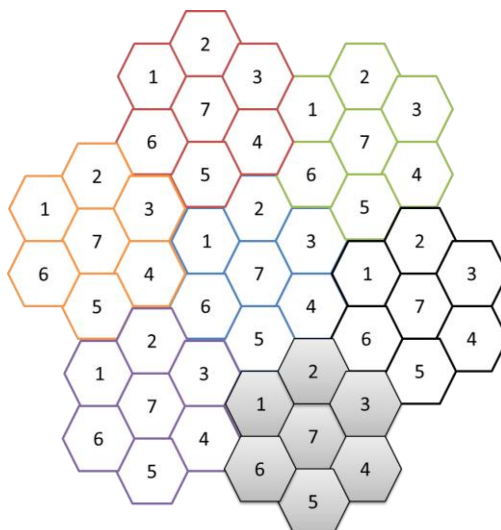


Figura 2 – Conceito de sistema celular [10]

O formato das células omnidirecionais na realidade não é hexagonal, porém a análise matemática do problema criaria regiões sobrepostas entre as células vizinhas. Para que o problema de sobreposição não ocorra e nem regiões sem atendimento utiliza-se o formato da sobreposição das células circulares. O formato hexagonal utilizado possibilita que as células se encaixem cobrindo toda a região sem que ocorra sobreposição entre as células vizinhas.

2.2 Evolução das Redes Móveis

A Primeira Geração (1G) comercial de sistemas de comunicações móveis utilizava esquema de modulação analógica FM e multiplexação em frequência. Nos Estados Unidos o sistema adotado foi o *Advanced Mobile Phone System* (AMPS), operando em uma banda de 40 MHz na faixa de frequência entre 800 e 900 MHz [11].

Os sistemas de Segunda Geração (2G) utilizavam esquemas de modulação digital e possibilitavam o uso de serviço de tráfego de dados em baixa taxa, criptografia e técnicas de codificação digital de voz. O sistema utilizava técnicas digitais de múltiplo acesso, como o *Time Division Multiple Access* (TDMA) e o *Code Division Multiple Access* (CDMA) [11].

A Terceira Geração (3G) de telefonia móvel empregava esquemas de modulação digital focados no aumento das taxas de transmissão e maior imunidade a interferências. No Brasil foi adotado o sistema *Universal Mobile Telecommunication System* (UMTS) como evolução dos sistemas de 2G, o

sistema utilizava o *Wideband Code-Division Multiple Access* (WCDMA) como técnica de múltiplo acesso e possuía taxa de transmissão que variavam de 144 kbps a 2 Mbps [11].

A Figura 3 mostra a evolução das gerações dos padrões de tecnologia de rede celular, da 1G até a 4G que será apresentada na próxima seção.



Figura 3 – Evolução dos padrões de tecnologia de rede celular

2.3 Long Term Evolution

A União Internacional de Telecomunicações (ITU) definiu na *International Mobile Telecommunications-Advanced* (IMT-Advanced) quais os requisitos que um sistema 4G deve cumprir, entre eles pode-se citar acesso à *Internet* de banda larga com alta velocidade por meio de diferentes dispositivos em baixa e alta mobilidade, voz sobre *Internet Protocol* (IP), serviços de jogos e transmissões multimídias. O LTE foi uma das propostas apresentadas como padrão para a 4G e foi amplamente implantado pelas operadoras em todo o mundo. O LTE foi projetado pela colaboração entre organizações nacionais e regionais de padrões de telecomunicações chamada de 3GPP e o por isso o padrão é conhecido na íntegra como 3GPP *Long Term Evolution*. O LTE consiste na evolução do sistema de 3G UMTS, também projetado pela 3GPP.

Um dos motivos para a elaboração da 4G foi o drástico crescimento do uso de dados móveis desde 2010 com uso dos *smartphones*, congestionando as redes de 2G e de 3G. Outro fator que impulsionou a mudança para o LTE foi a necessidade das redes de 2G e de 3G manterem dois domínios de rede, o de comutação de circuitos para chamadas e o outro de comutação de pacotes para dados. Considerando que a rede não esteja muito congestionada, é possível realizar chamadas de voz via rede comutada por pacotes usando técnicas de voz sobre IP. Através dessa tecnologia, as operadoras podem mover toda infraestrutura para o domínio de comutação de dados, reduzindo despesas operacionais. O problema associado a isso nas redes de 3G está nos

atrasos na ordem de 100 ms para as aplicações de dados. Esse atraso é pouco aceitável para voz e causa grande dificuldade para aplicações mais exigentes, como jogos interativos em tempo real [12].

Outro problema é que as especificações para o UMTS e o GSM tornaram-se cada vez mais complexas ao longo dos anos devido à necessidade de adicionar novas funcionalidades ao sistema sem que os dispositivos anteriores deixassem de funcionar em sua rede. Um novo começo auxilia a tarefa dos projetistas, permitindo que eles melhorem o desempenho do sistema sem a necessidade de suportar dispositivos legados [12].

Em 2004, a 3GPP iniciou o estudo sobre o LTE. O objetivo foi manter os sistemas de comunicação 3GPP competitivos ao longo de ao menos 10 anos, fornecendo altas taxas de dados e baixa latência. Na nova arquitetura, o *Evolved Packet Core* (EPC) é um substituto direto para o domínio de comutação de pacotes do UMTS e do GSM. Não existe um equivalente ao domínio de comutação de circuitos, no LTE todos os serviços são fornecidos pelo EPC. O *Evolved UMTS Terrestrial Radio Access Network* (E-UTRAN) controla toda comunicação de rádio entre o EPC e os dispositivos móveis, portanto é um substituto direto para o *UMTS Terrestrial Radio Access Network* (UTRAN). A nova arquitetura foi desenvolvida como parte de dois itens 3GPP, nomeado de *System Architecture Evolution* (SAE) que cobriu o núcleo da rede e o LTE o qual cobriu o estudo da rede de acesso via rádio, a interface aérea e o dispositivo móvel. Oficialmente o sistema completo é conhecido como *Evolved Packet System* (EPS) enquanto que o LTE se refere apenas à interface aérea. Apesar do uso oficial, LTE tornou-se um termo coloquial para todo o sistema, e é geralmente utilizado dessa maneira pela 3GPP [12].

A discussão dos principais requisitos para o novo sistema LTE levou à criação de um item de estudo formal no 3GPP com o objetivo específico de evoluir a tecnologia de acesso por rádio e garantir a competitividade ao longo de um período de dez anos. Com base nesses itens de estudo os requisitos para o LTE *Release 8* foram refinados, sendo finalizados em junho de 2005 e podem ser resumidos por [13]:

- Reduzir o atraso do estabelecimento de conexão e transmissão;
- Aumentar a taxa de dados dos usuários;

- Aumentar a taxa de dados nas bordas das células para a uniformidade da prestação de serviços;
- Reduzir os custos na transmissão de informação;
- Maior flexibilidade do uso do espectro, tanto nas bandas já existentes quanto nas novas bandas utilizadas;
- Arquitetura de rede simplificada;
- Mobilidade contínua, incluindo mobilidade entre diferentes tecnologias de acesso por rádio;
- Consumo de energia razoável para o terminal móvel.

O cumprimento da extensa gama de requisitos só é possível graças aos avanços na tecnologia de rádio móvel. Podem-se citar três tecnologias fundamentais para o design da interface de rádio LTE: múltiplas portadoras, múltiplas antenas, e a aplicação de comutação de pacotes para a interface de rádio [13].

Adotar uma abordagem de múltiplas portadoras para o múltiplo acesso de usuários no LTE foi a primeira grande decisão, sendo o OFDMA escolhido para o *downlink* e o SCFDMA para o *uplink*. Ambos os esquemas abrem o domínio da frequência como uma nova dimensão de flexibilidade no sistema. O OFDM subdivide a largura de banda disponível para transmissão do sinal em múltiplas subportadoras de banda estreita, dispostas para serem mutuamente ortogonais, o que individualmente ou em grupos podem transportar fluxos de informação independentes. No OFDMA, esta subdivisão da largura de banda disponível é explorada ao compartilhar as subportadoras entre múltiplos usuários.

O uso de múltiplas portadoras no sistema OFDM, porém, faz com que a PAPR seja elevada resultando na necessidade de um amplificador de potência de Radiofrequência (RF) altamente linear e de custo elevado. Essa limitação não é inconsistente com o uso do OFDM para transmissão no *downlink*, já que a implementação de baixo custo não é um grande problema para a ERB. No entanto, no *uplink*, a alta PAPR do OFDM é um problema para o transmissor do terminal móvel, uma vez que é necessário um compromisso entre a potência de saída necessária para uma boa cobertura, o consumo de energia e o custo do amplificador de potência. O SCFDMA fornece uma tecnologia de acesso

múltiplo que tem muito em comum com o OFDMA, em particular a flexibilidade no domínio da frequência e a incorporação de um intervalo de guarda no início de cada símbolo transmitido para facilitar a equalização de baixa complexidade no domínio da frequência no receptor. Ao mesmo tempo, o SCFDMA tem uma PAPR significativamente menor [13].

Já o uso de múltiplas antenas permite a exploração do domínio espacial como outra nova dimensão. Isso se torna essencial na busca de maiores eficiências espectrais. O sistema MIMO pode ser usado de maneiras distintas, principalmente com base em três princípios fundamentais [13], [14]:

- Ganho de diversidade que provem das características distintas dos múltiplos canais independentes entre o transmissor e receptor. No LTE o ganho consiste na aplicação de um esquema de SFBC de acordo com o número de antenas da ERB. Existe apenas uma palavra de código e o número de *layers* é igual ao número de antenas de transmissão.
- O ganho de *array* associado à combinação coerente da energia de cada antena para ter-se ganho sobre o sinal de ruído de cada antena, que é descorrelacionado. Com o ganho de *array* mesmo que os canais sejam correlacionados o sistema tem um ganho que aumenta linearmente com o número de antenas do receptor. É a solução de transmissão em *closed-loop* adotada para o *downlink* do LTE baseada em pré-codificação por *codebook*.
- No ganho de multiplexação espacial é empregada uma abordagem *single user* MIMO com duas palavras código e pré-codificação baseada em *codebooks*. Além disso, o *cyclic delay diversity* é aplicado a fim de fornecer diversidade de atrasos. Ou seja, uma vez que a pré-codificação é realizada, um deslocamento cíclico diferente é aplicado ao sinal transmitido para cada antena.

Outra tecnologia que teve avanços no LTE foi a interface de rádio comutada por pacote. Conforme falado anteriormente, um dos principais aspectos associados à comutação por pacote está em manter um nível de atraso aceitável para aplicações como serviço de voz sobre IP. O sistema *High-Speed*

Downlink Packet Access (HSDPA) já havia desenvolvido avanços que envolvem o acoplamento entre as duas camadas inferiores da pilha de protocolos do sistema de 3G reduzindo a latência do sistema para 2 ms. O LTE vai além, reduzindo a latência para apenas 1ms. Isso devido ao uso do domínio do espaço e frequência que possibilita o uso de técnicas entre as camadas da pilha de protocolo como: agendamento adaptativo na frequência e espaço, adaptação da configuração para MIMO incluindo o número de *layers* e vários modos de relatório do estado do canal com desvanecimento rápido [13].

As variações de canal no domínio do tempo e frequência são exploradas através da adaptação do link de comunicação. Diferentes esquemas de modulação foram escolhidos para o LTE, como o *Quadrature Phase-Shift Keying* (QPSK) e o *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM) variando também a ordem de modulação utilizada entre 4 e até 256 símbolos para o *downlink*. A Figura 4 demonstra quais os esquemas de modulação utilizados pelo LTE no canal de dados para o *downlink* de acordo com o especificado na 3GPP *Release 12* [15]. O índice *Modulation and Coding Scheme* (MCS) é quem determina a ordem de modulação utilizada. Modulações de ordens mais altas possibilitam alcançar taxas de dados mais elevadas à custa de diminuir a robustez. A técnica de modulação adaptativa destina-se a melhorar a taxa de transferência de dados, mantendo-se a taxa de erro de bit abaixo de um valor predefinido. Para conseguir isso, o sinal transmitido é modificado de acordo com a qualidade instantânea do canal [16].

MCS	Modulação	MCS	Modulação
0	QPSK	14	64-QAM
1	QPSK	15	64-QAM
2	QPSK	16	64-QAM
3	QPSK	17	64-QAM
4	QPSK	18	64-QAM
5	16-QAM	19	64-QAM
6	16-QAM	20	256-QAM
7	16-QAM	21	256-QAM
8	16-QAM	22	256-QAM
9	16-QAM	23	256-QAM
10	16-QAM	24	256-QAM
11	64-QAM	25	256-QAM
12	64-QAM	26	256-QAM
13	64-QAM	27	256-QAM

Figura 4 – Esquemas de modulação utilizados no LTE Release 12 [15]

Além disso, o esquema de codificação pode ser dinamicamente modificado para corresponder às condições instantâneas do canal para cada usuário. Neste caso, ambos os esquemas de modulação e codificação são alterados em conjunto pelo transmissor para adaptar o sinal transmitido às condições de canal variáveis nos domínios do tempo e frequência. O esquema de codificação estabelece a quantidade de redundância que é adicionada aos dados transmitidos para aumentar a confiabilidade da transmissão. A sequência de bits final obtida como resultado dos processos de codificação é referida como um bloco codificado. Entre as técnicas de codificação de canal utilizadas no LTE pode-se citar a CC *tail biting* para canais de controle e TC para canais de dados [16]. A Figura 5 apresenta as técnicas de codificação de canal utilizadas para os canais da camada de transporte do LTE [17].

Canal de Transporte	Esquema de Codificação	Taxa de Código
<i>Uplink-Shared Channel</i>	Codificação Turbo	1/3
<i>Downlink-Shared Channel</i>		
<i>Paging Channel</i>		
<i>Multicast Channel</i>		
<i>Broadcast Channel</i>	<i>CC tail biting</i>	1/3

Figura 5 – Esquemas de codificação utilizados no LTE [17]

O capítulo 3 descreve mais detalhadamente as técnicas modernas de codificação, modulação, múltiplas portadoras e múltiplas antenas utilizadas pelo LTE para atingir os seus requisitos.

3 Técnicas Modernas de Codificação, Modulação e Diversidade

3.1 Fundamentos

Sistemas de comunicação estão propensos a sofrerem interferências de sinais indesejados chamados de ruído. O ruído térmico é um sinal de natureza aleatória, causado pelo movimento dos elétrons nos materiais condutores e radiação emitida pelos próprios dispositivos eletrônicos. Um dos principais modelos para esse tipo de sinal é o *Additive White Gaussian Noise* (AWGN) que possui densidade espectral de potência constante e distribuição Gaussiana de amplitude, cuja função densidade de probabilidade é dada pela equação (1) [18].

$$f(x | \mu, \sigma^2) = \frac{1}{\sqrt{2\sigma^2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (1)$$

Onde μ é a média da distribuição, σ é o desvio padrão e σ^2 é a variância. No caso no AWGN tem-se $\mu = 0$ e $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$, sendo N_0 a densidade espectral de potência do ruído.

Os dois principais parâmetros do sistema de comunicação dos quais os projetistas devem se atentar são a potência do sinal transmitido e a banda do canal ocupado. Estes dois parâmetros, junto à densidade espectral de potência do ruído no receptor estabelecem a razão entre a energia de bit e a densidade espectral do ruído $\frac{E_b}{N_0}$ que é uma forma normalizada de cálculo para a SNR utilizada para uma comparação mais justa entre diferentes sistemas de comunicação digital [19].

As condições práticas de potência das transmissões costumam colocar um limite à relação $\frac{E_b}{N_0}$. De acordo com isso, na prática, chega-se com frequência a um esquema de modulação e se descobre que não é possível proporcionar uma qualidade de transmissão aceitável (ou seja, uma taxa de erros suficientemente baixa). Para uma $\frac{E_b}{N_0}$ fixa, a única opção prática disponível para alterar a qualidade de transmissão para aceitável consiste em utilizar a codificação para *Forward Error Correction* (FEC). Outra motivação prática para o emprego da codificação reside em reduzir a razão $\frac{E_b}{N_0}$ requerida para uma

Taxa de Erro de Bits (BER) fixa. A BER é um valor que serve para indicar o número de bits errados em relação ao número total de bits transmitidos na comunicação digital. Esta redução de $\frac{E_b}{N_0}$ pode, por sua vez, ser aproveitada para diminuir a potência de transmissão necessária [19].

A Figura 6 apresenta o modelo de um sistema de comunicação digital, o transmissor gera informação em forma binária, o codificador de canal no transmissor recebe a mensagem em forma de bits e adiciona redundância de acordo com uma regra estabelecida, que é então embaralhada pelo *interleaver*. A mensagem recebida depois de desembaralhada no *de-interleaver* é enviada para o decodificador de canal, nele o receptor explora a redundância para decidir qual mensagem binária foi realmente transmitida. A adição de redundância nas mensagens codificadas implica na necessidade de diminuir a taxa de transmissão para manter a largura de banda do sinal ou então aumentar a largura de banda da transmissão para manter a taxa de dados.

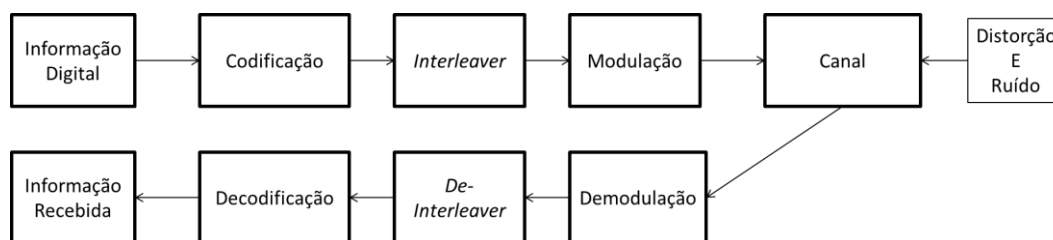


Figura 6 – Esquema de codificação e decodificação

Na seção 3.2 serão apresentados os detalhes das técnicas utilizadas para o processo de FEC e *interleaving* e na seção 3.3 serão detalhados os processos de modulação utilizados. A definição do modelo de canal utilizado e do processo de equalização será apresentada nas seções 3.4 e 3.5.

3.2 Principais Esquemas de Codificação para Correção de Erro

Há diferentes tipos de códigos de correção de erro, estes foram então divididos em duas famílias com características distintas, a família de códigos convolucionais e a família de códigos de bloco. Na família de códigos convolucionais a mensagem é codificada em forma de fluxo, já na família de códigos de bloco a mensagem codificada é obtida através da combinação

linear de duas palavras de código, sendo que a mensagem a ser codificada deve ser dividida em blocos para a codificação.

Nesse trabalho foram estudados dois tipos de codificação da família de códigos convolucionais (CC e TC) e dois tipos de codificação da família de códigos de bloco (codificação RS e codificação LDPC). Abaixo são apresentados mais detalhes sobre cada tipo de codificação.

3.2.1 Família de Códigos Convolucionais

3.2.1.1 Codificação Convolucional

A CC tem o objetivo de mudar artificialmente a característica de “falta de memória” do canal aditivo gaussiano, gerando uma dependência do conteúdo do dado enviado com o conteúdo dos seus dados sucessores e antecessores. O cumprimento desta tarefa é feito passando-se os dados a serem enviados por uma máquina de estados finitos e com um número finito de possíveis transições entre os estados. Ao se decodificar os dados enviados pelo transmissor é possível detectar a ocorrência de transições não previstas no projeto do codificador, indicando assim a ocorrência de erros na sequência de dados recebida [20].

Como qualquer código binário, a CC protege a informação adicionando bits redundantes. Um codificador de taxa k/n processa entradas de sequências de k -bits de símbolos de informação através de um ou mais registradores binários de deslocamento. O codificador convolucional calcula cada símbolo de n -bits ($n > k$) da sequência de saída das operações lineares realizadas sobre o símbolo atual na entrada e os conteúdos dos registradores de deslocamento. Assim um codificador convolucional com taxa de k/n processa uma entrada de símbolos com k -bits e calcula um símbolo de saída com n -bits com cada registrador de deslocamento atualizado [21].

A Figura 7 ilustra um codificador convolucional com $k = 1$ e $n = 2$. A sequência de entrada escolhida foi $U = (11101)$, a estrutura do código possui dois registradores e somadores que geram duas saídas $V_1 = (1010011)$ e $V_2 = (1101001)$. A palavra código V na saída do codificador é definida combinando as saídas V_1 e V_2 a cada novo bit da entrada, sendo que o comprimento da

saída será duas vezes maior que o comprimento da entrada. Portanto para o exemplo, a palavra código será $V = (11\ 01\ 10\ 01\ 00\ 10\ 11)$.

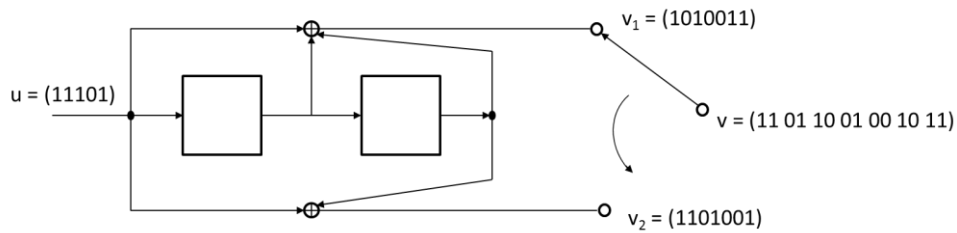


Figura 7 – Exemplo de codificador convolucional

Em muitas situações o codificador convolucional é representado por n polinômios geradores, sendo cada polinômio a representação das conexões de um dos m operadores lógicos da máquina de estados com as posições do registrador de deslocamento. Cada polinômio será de um grau $K - 1$ ou menor. Os coeficientes de cada um dos termos do polinômio de ordem $K - 1$ serão 1 quando o termo corresponder à uma posição em que haja conexão entre a memória e o operador lógico, ou 0 quando não houver conexão [20]. A equação (2) apresenta os polinômios geradores para o codificador convolucional.

$$\begin{aligned}
 g^{(1)} &= [g_0^{(1)}, g_1^{(1)}, g_2^{(1)}, \dots, g_m^{(1)}] \\
 g^{(2)} &= [g_0^{(2)}, g_1^{(2)}, g_2^{(2)}, \dots, g_m^{(2)}] \\
 g^{(3)} &= [g_0^{(3)}, g_1^{(3)}, g_2^{(3)}, \dots, g_m^{(3)}] \\
 &(\dots) \\
 g^{(n)} &= [g_0^{(n)}, g_1^{(n)}, g_2^{(n)}, \dots, g_m^{(n)}]
 \end{aligned} \tag{2}$$

E as n saídas do codificador são representadas pelas equações abaixo:

$$\begin{aligned}
 V^{(1)} &= U * g^{(1)} \\
 V^{(2)} &= U * g^{(2)} \\
 V^{(3)} &= U * g^{(3)} \\
 &(\dots) \\
 V^{(n)} &= U * g^{(n)}
 \end{aligned} \tag{3}$$

Existem três principais famílias de algoritmos para decodificação da CC: *sequential*, *Viterbi* e *Maximum a Posteriori* (MAP). O método *Viterbi*, estudado neste trabalho foi originalmente descrito em 1967 em um artigo publicado por *Andrew J. Viterbi*, com o título “*Error Bounds for Convolutional Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algorithm*”.

O decodificador de *Viterbi* é a forma mais utilizada na decodificação convolucional aplicada em sistemas de comunicações digitais, e muito provavelmente em todas as formas de “troca” de informações digitais binárias sujeitas à degradação imposta por qualquer tipo de canal aditivo gaussiano e/ou impulsivo que venham a necessitar de um mecanismo de correção de erros que utilize CC. A decodificação convolucional de *Viterbi* baseia-se na técnica de decodificação por máxima verossimilhança, também usada para decodificação de dados codificados em blocos [20].

O algoritmo de decodificação de *Viterbi* utiliza um conceito chamado de diagrama de treliças, usado para definir todas as possíveis transições ao longo do tempo para os estados definidos no codificador convolucional. O algoritmo calcula as distâncias acumuladas (chamada de *path metrics*) da sequência recebida para determinar a possível sequência transmitida.

O método de decodificação será explicado por meio de um exemplo para decodificar a saída do codificador convolucional apresentado no exemplo da Figura 8, que além do algoritmo apresenta o diagrama de estados para esse codificador. No diagrama, cada estado é uma representação dos valores dos registradores de deslocamento, ele exibe também quais os próximos estados e as saídas para os bits de entrada.

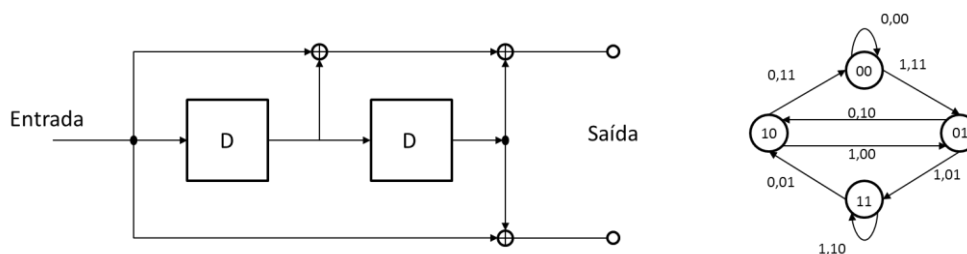


Figura 8 – Exemplo algoritmo de CC e diagrama de estados

A Figura 9 ilustra os passos para a decodificação da sequência recebida 01 01 10. Começando pela coluna mais à esquerda, o único estado ativo é 00, o círculo representando esse estado possui valor da métrica de caminho igual à

zero, indicando que até o momento a sequência recebida difere em nenhum bit das sequências de saída.

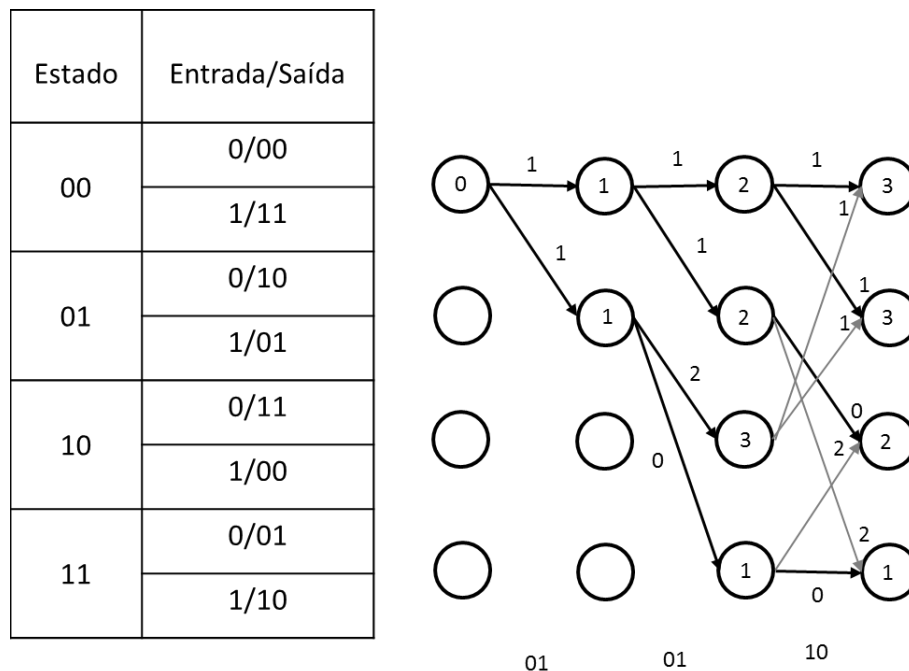


Figura 9 – Exemplo algoritmo de decodificação de *Viterbi*

Os dois ramos saindo da primeira coluna estão indo para os estados ativos na segunda coluna da treliça. Acima de cada ramo é indicada a distância de *Hamming* entre o símbolo recebido e o símbolo na saída do codificador.

Os dois símbolos que poderiam ter sido transmitidos são 00 para o ramo de cima e 11 para o ramo de baixo. Como ambos diferem exatamente em uma posição de bit em relação ao símbolo recebido 01, ambos os ramos são sinalizados como 1. O valor de distância acumulada para cada estado de destino é a soma do valor do ramo incidente mais o valor da métrica de caminho na raiz do ramo incidente. Na segunda coluna, ambas as métricas de caminho têm valor 1, já que a raiz é zero. Esses dois caminhos iguais indicam que não há caminho favorito no momento.

Entre a segunda e terceira coluna, apenas um ramo alcança cada estado da terceira coluna, somando novamente o valor do ramo com o valor da métrica de caminho da raiz é gerado a nova métrica de caminho. Seguindo para a quarta coluna, dois ramos incidem em cada estado da coluna quatro. Apenas o caminho com menor métrica de caminho precisa sobreviver. Por exemplo, o estado 00 no topo da quarta coluna possui um caminho que vem do

estado 00 da terceira coluna com métrica de caminho de $2 + 1 = 3$. Ele também possui um caminho que vem do estado 10 da terceira coluna com métrica de caminho de $3 + 1 = 4$. Apenas o caminho com menor métrica de caminho precisa sobreviver, ou seja, o caminho que vem do estado 00. Os caminhos sobreviventes são destacados em negrito na figura.

Depois que todos os símbolos forem processados, o último passo para a decodificação é examinar a última coluna e verificar qual o estado tem o menor valor para a métrica de caminho, no caso o estado 11 (último estado). Seguindo o caminho dos ramos sobreviventes para o estado de menor métrica de caminho é possível identificar o caminho de treliças da sequência de maior probabilidade. Verifica-se que a trajetória mais provável é $00 \rightarrow 01 \rightarrow 11 \rightarrow 11$. Esta trajetória de estados produz a sequência de saída 11 01 10, que difere exatamente de 1 posição de bit da sequência recebida, como mostra a métrica de caminho. A informação decodificada, ou seja, a sequência de entrada que gera essa saída é 1 1 1.

3.2.1.2 Codificação Turbo

Com o intuito de aumentar o desempenho dos codificadores, tem se estudado o uso de códigos concatenados para diminuir a taxa de erro de bits. Uma nova classe de códigos foi proposta em 1993 por *Berrou, Glavieux e Thitimajshima* onde os codificadores Convolucionais Sistemáticos Recursivos (RSC) são concatenados de forma paralela, trabalhando de forma independente entre si. Um *interleaver* é empregado entre os dois codificadores, modificando a sequência de entrada do segundo codificador. Essa nova classe de codificação é chamada de TC. O trabalho que deu origem a essa classe de codificação utilizou dois códigos RSC, conforme mostra a Figura 10 [22]. Códigos concatenados de forma paralela foram amplamente estudados antes do trabalho apresentado em [22], porém, houve uma melhoria dramática no desempenho com o uso da TC devido ao uso do *interleaver*, que serve para fazer com que as duas sequências codificadas sejam aproximadamente independentes entre si [23].

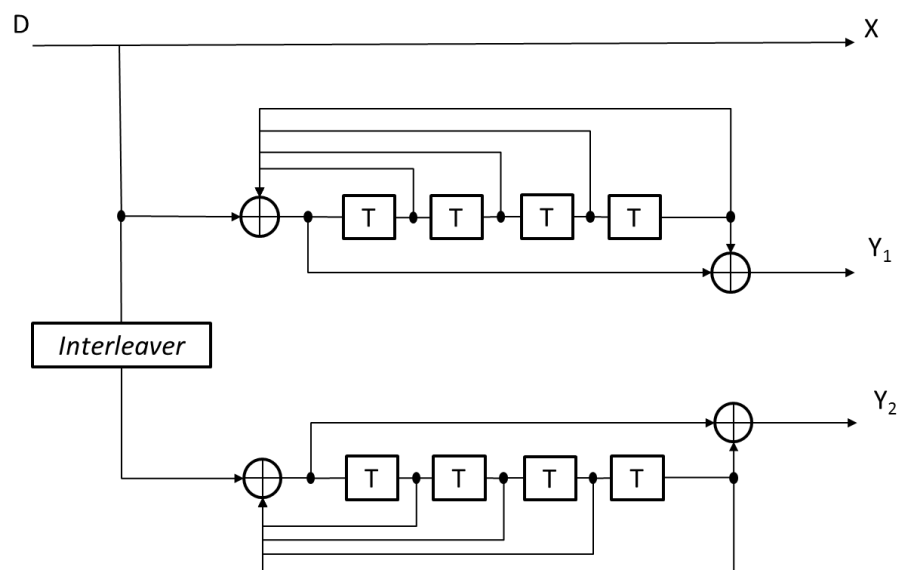


Figura 10 – Estrutura codificador turbo

Para uma sequência de entrada de tamanho L são gerados L bits sistemáticos, L bits codificados pelo primeiro codificador e mais L bits codificados pelo segundo codificador. Sendo assim o codificador apresentado no exemplo da Figura 10 possui taxa de codificação de $\frac{1}{3}$.

O decodificador turbo funciona de forma iterativa e é formado por decodificadores ligados em série, sendo um para cada codificador. Cada decodificador recebe três entradas: o bit sistemático, o bit de paridade transmitido pelo codificador associado a ele e a informação do outro decodificador sobre o valor provável do bit em questão. Esta informação que vem do outro decodificador é referida como informação a priori. Os decodificadores devem fornecer o que é conhecido como saídas suaves para os bits decodificados, isso significa que, além de fornecer a sequência de bits de saída decodificada, os decodificadores devem também fornecer a Probabilidade a Posteriori (APP) de cada bit. As saídas suaves dos decodificadores são tipicamente representadas em termos de *Log Likelihood Ratio* (LLR). A APP é então utilizada pelo outro decodificador como informação a priori para melhorar sua estimativa [23], [24]. A Figura 11 mostra a estrutura do decodificador.

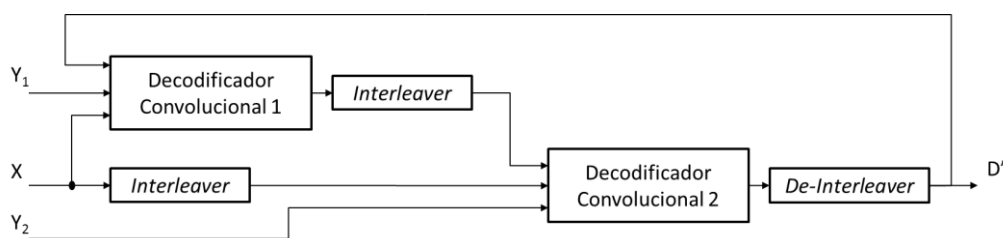


Figura 11 – Estrutura decodificador turbo

Na primeira iteração, o primeiro decodificador leva em consideração somente os valores do bit sistemático e de seu codificador associado para produzir uma saída suave como sua estimativa dos bits de dados. A saída suave do primeiro codificador é então usada como informação adicional para o segundo decodificador, que usa esta informação junto com o bit sistemático e o bit de paridade de seu codificador associado para calcular sua estimativa dos bits de dados. Na segunda iteração, o primeiro decodificador decodifica as mesmas entradas novamente, mas agora com informações adicionais sobre o valor do bit de entrada fornecido pela saída do segundo decodificador na primeira iteração. Esta informação adicional permite que o primeiro decodificador obtenha um conjunto mais preciso de saídas suaves, que são então utilizadas pelo segundo decodificador como informação a priori. Esse ciclo é repetido e, a cada iteração, a BER dos bits decodificados tende a cair.

No entanto, a melhoria no desempenho obtida com números crescentes de iterações diminui à medida que o número de iterações aumenta [23].

3.2.2 Família de Códigos de Bloco

3.2.2.1 Codificação Reed-Solomon

Em 1960, *Irving Reed* e *Gus Solomon* publicaram um artigo no *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics*, onde eles descreveram uma nova classe de codificação para correção de erros, conhecida como codificação RS [25].

A codificação RS emprega códigos de bloco sistemáticos. São considerados de bloco, pois a mensagem original é dividida em blocos de tamanho fixo e cada bloco é dividido em símbolos de m bits e sistemático por que a informação transmitida contém a informação original com bits extras de paridade anexados. Esses códigos são especificados como RS (n, k) , com símbolos de m bits. Isso significa que o codificador utiliza k símbolos de dados de m bits cada, anexa $n - k$ símbolos de paridade e produz uma palavra código de n símbolos (cada um com m bits) [26]. A Figura 12 mostra a estrutura da mensagem de codificação RS.

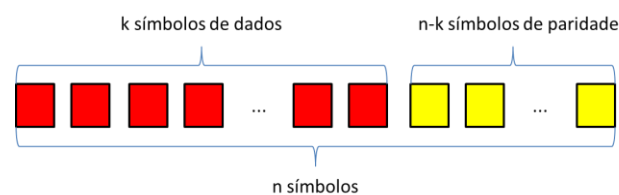


Figura 12 – Estrutura mensagem da codificação RS [26]

O codificador é essencialmente um registrador de deslocamento com $2t$ taps onde cada registrador tem m bits de tamanho. A variável t corresponde ao número máximo de erros que o algoritmo pode corrigir e é calculado pela equação (4).

$$t = \frac{n - k}{2} \quad (4)$$

Os coeficientes de multiplicação são os coeficientes do gerador polinomial da codificação RS. Os coeficientes produzidos serão símbolos tais que o gerador polinomial irá dividir exatamente o polinômio de dados/paridade. O gerador polinomial é definido pela equação (5) [26].

$$g(x) = \prod_{i=0}^{n-k} (x + \alpha^i) = \prod_{i=0}^{n-k} g_i x^i \quad (5)$$

Onde $\alpha^0, \alpha^1, \alpha^2, \dots, \alpha^{n-k}$ são raízes de $g(x)$, RS faz uso dos campos de Galois de forma $GF(2^m)$. Se a codificação RS é projetada para corrigir t erros, $2t$ raízes são necessárias. Sejam os dados a serem transmitidos $(d_{k-1}, d_{k-2}, \dots, d_1, d_0)$, então o polinômio de códigos de informação será:

$$d(x) = d_{k-1}x^{k-1} + d_{k-2}x^{k-2} + \dots + d_1x + d_0 \quad (6)$$

O processo para determinação da codificação RS segue os seguintes passos [26]:

O termo $x^{n-k}d(x)$ irá dividir o polinômio $g(x)$, o cociente $q(x)$ e o resto da divisão $p(x)$ são obtidos da equação (7).

$$x^{n-k}d(x) = q(x)g(x) + p(x) \quad (7)$$

O polinômio de verificação é:

$$p(x) = x^{n-k}d(x) \bmod [g(x)] = p_{n-k-1}x^{n-k-1} + \dots + p_1x + p_0 \quad (8)$$

O polinômio da palavra código é dado por (9).

$$c(x) = q(x)g(x) = x^{n-k}d(x) + p(x) = \quad (9)$$

$$c_{n-1}x^{n-1} + c_{n-2}x^{n-2} + \dots + c_1x + c_0$$

Portanto, os coeficientes do polinômio da palavra código são os códigos RS:

$$c_{n-1}, c_{n-2}, \dots, c_{n-k} = d_{k-1}, d_{k-2}, \dots, d_0 \quad (10)$$

$$c_{n-k-1}, c_{n-k-2}, \dots, c_0 = p_{n-k-1}, p_{n-k-2}, \dots, p_0 \quad (11)$$

Os coeficientes c_{n-1} a c_{n-k} são os códigos da mensagem original, já os coeficientes de c_{n-k-1} a c_0 são os códigos de verificação.

Na decodificação, o polinômio recebido $r(x)$ pode ser decomposto como:

$$r(x) = c(x) + e(x) \quad (12)$$

Onde $c(x)$ é a palavra código e $e(x)$ é o polinômio de erro, que pode ser expandido como:

$$e(x) = e_0 + e_1x + \dots + e_{n-1}x^{n-1} \quad (13)$$

Assume-se que ocorreram até s erros durante a transmissão, então no máximo s coeficientes de e_i são não nulos. Sem perda de generalidade, admite-se que há exatamente s coeficientes não nulos. Seja j_1, j_2, \dots, j_s as posições dos erros. Cada j_i é um inteiro distinto entre 0 e $n - 1$. A localização do erro pode ser definida por meio da expressão (14).

$$x_i = \alpha^{j_i} \quad (14)$$

Uma vez que α é gerado por $GF(p^r)$, dado qualquer x_i é possível determinar um único valor de j_i tal que $x_i = \alpha^{j_i}$ tomando o logaritmo discreto de x_i usando a base α . Portanto os locais dos erros x_1, x_2, \dots, x_s são somente outra maneira de representar os índices dos quais os erros ocorreram. O método abaixo mostra uma forma de decodificação para o código RS utilizando o algoritmo *Chien-type* [27], [28].

Seja n o tamanho do bloco de mensagem do código RS, d a distância mínima do código, onde $d = P - 1$. Então $n = P + I$, onde P é o número de símbolos de paridade e I é o número de símbolos de informação. Os 5 vetores abaixo correspondentes aos coeficientes dos polinômios são definidos para o processo de decodificação:

$$\begin{aligned} c &= (c_0, c_1, \dots, c_{n-1}), \text{ vetor código} \\ r &= (r_0, r_1, \dots, r_{n-1}), \text{ vetor recebido} \\ u &= (u_0, u_1, \dots, u_{n-1}), \text{ vetor erasure} \\ e &= (e_0, e_1, \dots, e_{n-1}), \text{ vetor de erro} \\ \tilde{u} &= (\tilde{u}_0, \tilde{u}_1, \dots, \tilde{u}_{n-1}), \text{ novo vetor erasure} \end{aligned}$$

Esses vetores são relacionados pelas equações (15) e (16).

$$r = c + u + e \quad (15)$$

$$\tilde{u} = e + u \quad (16)$$

Suponha que t erros e s *erasures* ocorrem no vetor r recebido e que $s + 2t \leq d - 1$. O primeiro passo é calcular as síndromes do vetor recebido por meio da equação (17).

$$S_k = r(\alpha^k) = \sum_{i=0}^{n-1} r_i \alpha^{ki} \quad \text{para } 1 \leq k \leq d - 1 \quad (17)$$

Se $S_k = 0$ para $1 \leq k \leq d - 1$ então r é a palavra código e nenhuma decodificação é necessária. Caso contrário o segundo passo é calcular τ_j para $j = 0, 1, 2, \dots, s$ do polinômio de localização de *erasure* de acordo com (18).

$$\tau(x) = \prod_{j=1}^s (x - z_j) = \prod_{j=1}^s (-1)^j \tau_j x^{s-j} \quad (18)$$

Onde s é o número de *erasures* no vetor recebido, z_j ($1 \leq j \leq s$) são as localizações das *erasures* conhecidas. Então são calculadas as síndromes de Forney T_i para $1 \leq i \leq d - 1 - s$, usando a equação (19).

$$T_i = \sum_{j=0}^s (-1)^j \tau_j S_{i+s-j} \quad \text{para } 1 \leq i \leq d - 1 - s \quad (19)$$

Onde τ_j ($1 \leq j \leq s$) e S_j ($1 \leq j \leq d - 1$) são conhecidos. No terceiro passo se $0 \leq s < d - 1$, então é possível utilizar frações continuadas para determinar o polinômio de localização de erro $\sigma(x)$ dos valores já conhecidos T_i ($1 \leq i \leq d - 1 - s$). Para o caso especial onde $s = d - 1$, foi mostrado que é impossível para qualquer decodificador dizer se há algum erro adicional, portanto a política é não decodificar a mensagem [29].

O passo seguinte é utilizar a busca *Chien-type* para encontrar as t raízes do polinômio localizador de erro. Se t raízes distintas não puderem ser encontradas, então uma falha na decodificação ocorreu, caso contrário deve-se seguir para o próximo passo.

O quinto passo consiste em computar o polinômio localizador combinado de *erasure* e erro através da equação:

$$\tilde{\tau}(x) = \sigma(x)\tau(x) = \sum_{k=0}^{s+t} (-1)^k \tilde{\tau}_k x^{s+t-k} \quad (20)$$

Onde $\sigma(x)$ e $\tau(x)$ já são conhecidos. Então é calculado o resto da transformada do vetor de *erasure* e erro usando a equação (21).

$$S_l = \sum_{k=1}^{s+t} (-1)^k \tilde{\tau}_k S_{l-k} \quad \text{para } l > d - 1 \quad (21)$$

A sexta etapa é inverter a transformada de \tilde{u} , nos pontos correspondentes as localizações conhecidas dos erros e *erasures* para obter as amplitudes de \tilde{u} . Ou seja:

$$\tilde{u}(Z_j) = e_i + u_i = \sum_{k=0}^{n-1} S_k z_j^k \quad \text{para } j = 1, 2, \dots, s + t \quad (22)$$

Onde z_j são as localizações conhecidas dos erros e *erasures* de \tilde{u} . Por fim, é subtraído da palavra recebida o vetor de erro e *erasure* para obter a palavra código correta.

3.2.2.2 Codificação *Low-Density Parity-Check*

A codificação LDPC foi inventada por *Robert Gallager* em sua tese de doutorado. Logo após sua invenção, ela foi esquecida e reinventada várias vezes durante os 30 anos seguintes. Seu retorno foi devido a duas comunidades distintas que reinventaram codificações similares à original, porém por razões completamente distintas [30]

A codificação LDPC emprega o uso de código de bloco linear definido em uma matriz de verificação de paridade H_{LDPC} muito esparsa com baixa densidade de bits 1 e dimensões $m \times n$. Ela não se refere exatamente à codificação de símbolos, ao invés disso a codificação LDPC tem a ver com a representação de um código. As linhas da matriz de verificação de paridade representam as equações de verificação de paridade que devem ser satisfeitas por todas as palavras código.

Um código comum para a codificação LDPC é um código do qual a matriz de verificação de paridade possui exatamente w_c bits 1 em cada coluna e exatamente w_r bits 1 em cada linha, seguindo a relação apresentada em (23) com $w_c \ll m$.

$$w_r = w_c \frac{n}{m} \quad (23)$$

A taxa de código R está relacionada a esses parâmetros por meio da expressão (24).

$$R = 1 - \frac{W_c}{W_r} \quad (24)$$

Se a matriz de verificação de paridade é de baixa densidade, mas o número de bits 1 em cada coluna ou linha não é constante, então o código em questão é chamado de irregular [31].

Seja c o vetor palavra código, um vetor coluna de n posições. Assim, a palavra código terá n bits. Seja também x um vetor coluna, de k bits, que representa a mensagem binária a ser codificada e seja p o vetor paridade com $(n - k)$ posições. Para um código irregular, o grau de um dado nó será representado pelo índice i . Definindo λ_i como a fração dos ramos conectados a nós variáveis de grau i , a distribuição de graus para nós variáveis é definida por (25).

$$\lambda(y) = \sum_{i=2}^{dv} \lambda_i \cdot y^{i-1} \quad (25)$$

De forma análoga, para os ramos conectados aos nós de verificação (número de bits 1 das linhas da matriz de verificação de paridade) usa-se a variável p_i para representar a fração dos ramos ligados aos nós de verificação de grau i , tal que:

$$p(y) = \sum_{i=2}^{dc} p_i \cdot y^{i-1} \quad (26)$$

Onde y é uma variável espectral, dv representa o maior grau de nós variável e dc é o maior grau de nós de verificação [32].

Uma representação gráfica do processo de codificação LDPC foi criada por *Tanner*, similarmente ao diagrama de treliças da CC, o grafo de *Tanner* fornece uma representação completa do código e de como decodificá-lo. Há dois tipos de nós no grafo, nós variáveis e nós de verificação, sendo que cada nó de verificação j é conectado a um nó variável i sempre que o elemento h_{ji} na matriz de verificação de paridade for igual a 1. Sendo assim, as m linhas da matriz de verificação de paridade especificam o número de nós de verificação e

o número n de colunas da matriz de verificação de paridade especifica o número de nós variáveis [33].

Um exemplo de matriz de verificação de paridade para um código de dimensão (10,5) e $w_c = 2$ e $w_r = 4$ é apresentada na Figura 13 e seu grafo correspondente na Figura 14.

$$H_{LDPC} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Figura 13 – Matriz de verificação de paridade

Observa-se que os nós variáveis, $c_0, c_1, c_2, e c_3$ estão conectados ao nó de verificação f_0 de acordo com o fato de que na linha 0 de H, $h_{00} = h_{01} = h_{02} = h_{03} = 1$ e zero para outros valores. Analogamente, o mesmo ocorre para os nós de verificação f_1, f_2, f_3 e f_4 que correspondem às linhas 1, 2, 3 e 4 da matriz de verificação de paridade.

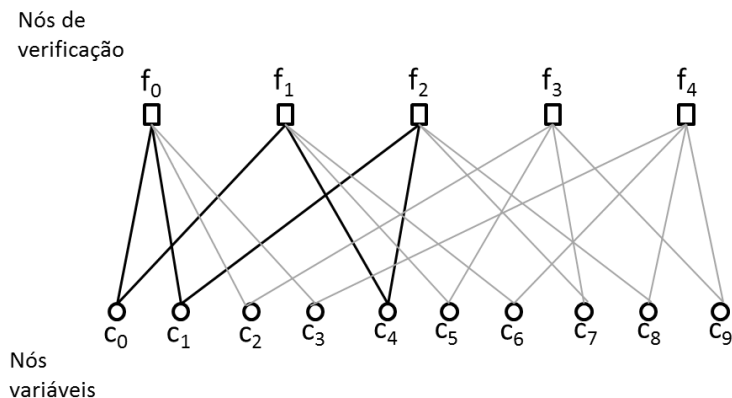


Figura 14 – Grafo de *Tanner* para a matriz H

Para a determinação da matriz de verificação de paridade, será utilizado o método *Extended Irregular Repeat-Accumulate* (eIRA). Códigos eIRA são um subconjunto muito utilizado na codificação LDPC proposto por *Yang* [34].

A matriz de verificação de paridade pode ser obtida dividindo-se o problema em duas matrizes:

$$H_{LDPC} = [H_1 H_2] \quad (27)$$

Sendo a matriz H_2 uma matriz de dimensão $(n-k) \times (n-k)$ dado por:

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (28)$$

A matriz H_1 é gerada aleatoriamente, atendendo a distribuição necessária de graus e de dimensão $(n-k) \times k$. O código eIRA consiste em otimizar o grau de distribuições λ e p para, a partir desses valores, gerar a matriz H_1 . A otimização é feita empregando a evolução de densidade com aproximação semi-Gaussiana, segundo o seguinte algoritmo:

$$\begin{aligned} & \text{Maximizar: } \sum_{i=2}^{d_1} \frac{\lambda_i}{i} \\ & \lambda_i \geq 0 \\ & \sum_{i=1}^{d_1} \lambda_i = 1 \\ \text{Sujeito a: } & \lambda_1 = \frac{1}{(n-1)} \cdot \sum_{i=2}^{d_1} \frac{\lambda_i}{i} \\ & \lambda_2 = \frac{2(n-k-1)}{(k+1)} \cdot \sum_{i \neq 2}^{d_1} \frac{\lambda_i}{i} \\ & \sum_{i=2}^{d_1} \lambda_i \cdot g_i(p_{in}) < p_{in} \quad \forall p_{in} \in (0, p_0] \end{aligned}$$

Os parâmetros de entrada para algoritmo são o modelo do sinal, o nível de ruído, o tamanho da palavra código n , d_1 e $p(y) = y^{d_r-1}$. O processo de otimização é repetido e o nível de ruído é variado até que a taxa de código seja igual à taxa requerida [35].

O primeiro passo para a construção da matriz H_1 de dimensão $(n-k) \times k$, é criar uma matriz A com dimensões $a \times b$, m vezes menor que H_1 , sendo m o número de ramos que podem ser processados em paralelo pelo decodificador. A matriz A é construída respeitando as distribuições de grau λ e p calculadas anteriormente e minimizando os ciclos curtos no grafo de *Tanner*. Isso pode ser feito com o algoritmo progressivo de crescimento de borda [36].

Em seguida, trocando cada "0" em A por uma matriz quadrada nula de ordem m e cada "1" por permutações da matriz identidade I de ordem m e

então uma matriz B é construída com as mesmas dimensões de H_1 . A matriz H_1 é obtida fazendo permutações nas linhas da matriz B [35].

Uma das classes mais gerais de algoritmos de decodificação são os algoritmos de passagem de mensagem, que são algoritmos iterativos. A razão para seu nome é que a cada nova iteração mensagens são passadas dos nós variáveis aos nós de verificação. As mensagens são computadas com base no valor observado do nó variável e algumas das mensagens passadas a partir dos nós de verificação vizinhos para os nós variáveis. Um aspecto importante do algoritmo é que a mensagem que é enviada do nó variável ao nó de verificação não deve levar em conta a mensagem enviada na iteração anterior. O mesmo é válido para as mensagens passadas dos nós de verificação aos nós variáveis [30].

Um dos algoritmos mais utilizados pertencente à classe dos algoritmos de passagem de mensagem é o algoritmo *sum-product*, que para a codificação LDPC é conhecido como *belief propagation*. Para grafos não cíclicos o algoritmo é finito e exato, porém ele também é empregado em grafos cíclicos, pois ele pode ser utilizado iterativamente gerando resultados aproximados. Existem basicamente dois esquemas para o algoritmo *belief propagation*, o *hard-decision decoder* e o *soft-decision decoder*. Abaixo será apresentado um exemplo explicativo do funcionamento do algoritmo *belief propagation*. A Figura 15 mostra o grafo de *Tanner* para o exemplo apresentado [37].

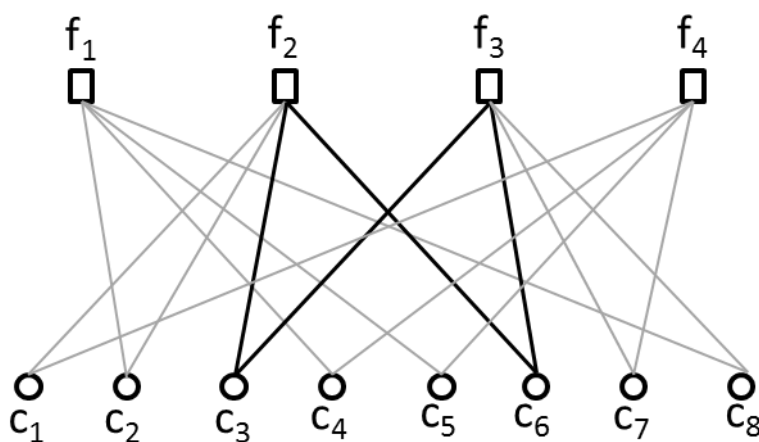


Figura 15 – Grafo de *Tanner* para o exemplo de decodificação *belief propagation*

Admitindo que uma palavra código $c = [1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1]^T$ foi gerada a partir da matriz de verificação de paridade que originou o grafo, suponha que o código $r = [1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1]^T$ foi recebido após o envio do código c , ou seja, o bit c_2 foi invertido.

1. No primeiro passo, todos os nós variáveis enviam mensagens para seus nós de verificação conectados. Neste caso, a mensagem é o bit que os nós acreditam estar correto para eles. Por exemplo, o nó variável c_2 recebe um bit 1 ($r_2 = 1$), então ele envia uma mensagem contendo bit 1 para os nós de verificação f_1 e f_2 .
2. No segundo passo, cada nó de verificação calcula uma resposta para seus nós variáveis utilizando as mensagens que eles receberam do passo 1. A resposta neste caso é um valor binário que o nó de verificação acredita que o nó variável possui baseado na informação dos outros nós variáveis conectados a este nó de verificação. Esta resposta é calculada usando as equações de verificação de paridade que forçam todos os nós variáveis conectados a um nó de verificação particular possuírem soma 0.

Por exemplo, o nó f_1 recebe 1 do nó c_4 , 0 de c_5 , 1 de c_8 , portanto ele acredita que c_4 possua 0 ($c_2 + c_4 + c_5 + c_8 = 0 \rightarrow c_2 + 1 + 0 + 1 + 0 = 0 \rightarrow c_2 = 0$), e então ele envia essa informação à c_2 . Neste ponto, se todas as equações de verificação em todos os nós de verificação estiverem satisfeitas, ou seja, os valores calculados pelos nós de verificação coincidirem com os valores que eles receberam, então o algoritmo termina. Caso contrário o algoritmo passa para o passo 3.

3. Os nós variáveis utilizam as respostas que eles receberam dos nós de verificação para decidir se o bit em suas posições é 0 ou 1 utilizando como regra a maioria bits de um mesmo tipo. O nó variável envia então sua decisão (*hard-decision*) aos nós de verificação conectados a ele. Por exemplo, o nó c_2 recebe 2 bits 0 como resposta dos nós f_1 e f_2 . Juntamente com o valor que ele possui $r_2 = 1$, ele decide que seu valor

verdadeiro é na verdade 0. Ele então envia essa informação de volta para os nós de verificação f_1 e f_2 .

4. O último passo consiste em repetir o passo 2 até que ocorra a finalização do algoritmo no segundo passo ou até que um certo número de iterações tenha passado.

O esquema de decodificação *soft-decision* funciona exatamente com o mesmo princípio que o *hard-decision*, com a diferença que as mensagens enviadas são a probabilidade condicional de que tenham recebido um bit 1 ou 0 dado o vetor recebido r .

3.2.3 Interleaving

Interleaving ou embaralhamento é uma técnica padrão no processamento de sinais, usada em uma variedade de sistemas de comunicação. Um dispositivo *interleaver* recebe símbolos de um alfabeto fixo e produz os mesmos símbolos na saída em uma ordem temporal diferente. O uso clássico dos *interleavers* é para dispersar sequências de bits em um fluxo de bits para minimizar os efeitos causados por erros em rajadas. Codificação para correção de erros pode corrigir erros corretamente até que não ocorra uma grande quantidade de erros em sequência na mesma palavra código. No entanto, algumas vezes os erros podem se concentrar em uma mesma região, de forma que um código de correção típico não possa lidar com essa situação [38].

Os erros em rajadas podem ser definidos como um grupo de erros consecutivos em uma dimensão ou erros conectados em esquemas multidimensionais, como em uma imagem. A ideia principal é embaralhar os símbolos de diferentes palavras código a fim de que quando o sinal for desembaralhado no receptor os erros em rajadas sejam espalhados entre múltiplas palavras código. Consequentemente o número de erros encontrado em uma mesma palavra código poderá ser pequeno o bastante para ser corrigido usando um algoritmo de FEC.

Os *interleavers* podem ser definidos em dois grupos principais, os de bloco e os convolucionais. Nos *interleavers* de bloco, os dados são ordenados sequencialmente linha a linha em uma matriz e então lidos coluna a coluna.

Outra forma de implementar o *interleaver* de bloco é fazer a escrita na matriz em ordem sequencial e ler de forma pseudo-aleatória [39]. No *interleaver* convolucional, os dados são multiplexados para dentro e para fora de registradores de deslocamento [40].

Para o caso de uma dimensão ao ocorrer uma rajada de erros na transmissão estes ficam concentrados em uma mesma região da matriz, que ao ser desembaralhado no receptor se espalhará por diversas palavras código, convertendo um grupo de erros em sequência em erros aleatoriamente distribuídos [41].

Um interleaver convolucional consiste em T linhas paralelas, com diferentes atrasos em cada linha que representam o período do *interleaver*. Em geral, cada linha sucessiva possui um atraso de M símbolos de duração maior que a linha anterior. De maneira similar as treliças, a inserção de certa quantidade de números 0 no fim do bloco de dados pode isolar o bloco de dados embaralhado. Isso garante um bloco de dados de tamanho específico e também blocos independentes [42].

A estrutura para um *interleaver* convolucional com $M = 1$ e $T = 3$ é mostrada na Figura 16. Para um dado X de tamanho $L = 6$, a saída para o interleaver do exemplo seria $X_1 0 0 X_4 X_2 0 0 X_5 X_3 0 0 X_6$.

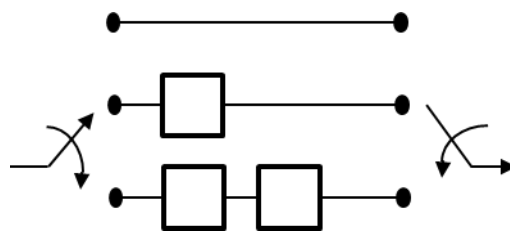


Figura 16 – *Interleaver* convolucional com $M = 1$ e $T = 3$

3.3 Principais Esquemas de Modulação Digital

A modulação é o processo no qual os bits codificados na saída do *interleaver* são modificados para uma forma de onda mais adequada para a transmissão pelo canal de comunicação. Na modulação uma ou mais características da onda portadora é modificada de acordo com a informação do sinal modulante, que contém a informação a ser transmitida. O sinal resultante é chamado de sinal modulado.

A modulação permite deslocar o espectro de frequência de um sinal modulante para dentro da banda de operação de um sistema de comunicação. Através da modulação, é possível também, a transmissão simultânea de sinais de usuários distintos por meio de técnicas de acesso múltiplo. Outra vantagem do uso da modulação é transformar o sinal modulante em um formato mais adequado para a transmissão pelo canal de comunicação [9].

Os sistemas de comunicação digital utilizam símbolos para realizar a comunicação, sendo 2 símbolos o mínimo possível (comunicação binária). Sistemas M-ários utilizam M símbolos distintos, onde o número de bits transmitidos por símbolo é dado por $\log_2(M)$. Em um sistema quaternário (M=4), por exemplo, tem-se 4 símbolos distintos, cada um transmitindo a informação de 2 bits. Isso significa que é possível aumentar a taxa de informação transmitida ao custo de ter um aumento na potência de transmissão para manter a mesma BER [2].

A seguir serão apresentadas algumas das principais técnicas de modulação utilizadas em sistemas de comunicação digitais [43].

3.3.1 Binary Amplitude Shift Keying

Na modulação em amplitude *Binary Amplitude Shift Keying* (BASK), a amplitude da portadora varia em proporção com o sinal modulante. A equação (29) mostra o sinal modulante para o BASK.

$$m(t) = \sum a_k p(t - kT_b) \quad (29)$$

Onde a_k é o símbolo transmitido no instante k , $p(t)$ é um sinal de pulso e T_b é a duração de cada bit. Para um sistema binário pode-se utilizar os símbolos $a_k = 0, 1$.

O sinal modulado com esse esquema é representado pela equação (30).

$$\varphi_{BASK}(t) = m(t)\cos(\omega_c t) \quad (30)$$

A variável ω_c representa a frequência central da portadora. A probabilidade de erro de bit para o BASK é:

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (31)$$

Onde $Q(x)$ é chamada de função Q e diz qual a probabilidade da variável aleatória gaussiana normalizada X de média nula e variância unitária ser maior que x . A função pode ser definida por meio da equação (32).

$$P(X > x) = Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\lambda^2/2} d\lambda \quad (32)$$

3.3.2 Binary Phase-Shift Keying

Quando a fase da portadora é variada de acordo com o sinal modulante então o esquema de modulação resultante é denominado *Binary Phase-Shift Keying* (BPSK). O sinal modulante para o BPSK é o mesmo apresentado na equação (29) para o BASK, com a diferença que para o BPSK os símbolos são $a_k = 1, -1$, fazendo com que os sinais modulados para os bits 0 e 1 sejam deslocados em fase por π . A equação (33) representa o sinal modulado BPSK.

$$\varphi_{BPSK}(t) = m(t)\cos(\omega_c t) \quad (33)$$

A probabilidade de erro de bit para o BPSK é mostrado em (34).

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (34)$$

3.3.3 Binary Frequency-Shift Keying

Quando a fase da portadora varia proporcionalmente com o sinal modulante o esquema de modulação é chamado de *Binary Frequency-Shift Keying* (BFSK). O sinal modulado BFSK pode ser visto como a soma de dois sinais BASK entrelaçados, um com frequência de portadora ω_{c0} e outro com frequência ω_{c1} e $a_k = 0, 1$. O sinal modulante é apresentado em (35).

$$\begin{aligned} \varphi_{BFSK}(t) = & \sum a_k p(t - kT_b) \cos(\omega_{c1}t) \\ & + \sum (1 - a_k) p(t - kT_b) \cos(\omega_{c0}t) \end{aligned} \quad (35)$$

A equação (36) mostra a probabilidade de erro de bit para o BFSK,

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (36)$$

3.3.4 Quadrature Phase-Shift Keying

A equação (33) para BPSK pode ser modificada para representar sistemas *Phase-Shift Keying* (PSK) M-ários de forma genérica como mostra a equação (37).

$$\varphi_{PSK}(t) = a_m \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(\omega_c t) + b_m \sqrt{\frac{2}{T_b}} \sin(\omega_c t) \quad 0 \leq t < T_b \quad (37)$$

Onde $a_m = A \cos \theta_m$, $b_m = -A \sin \theta_m$ e A o modulo do sinal modulado. Na prática os ângulos dos sinais são escolhidos de forma que os símbolos sejam igualmente espaçados para obter maior imunidade ao ruído por meio da equação abaixo:

$$\theta_m = \theta_0 + \frac{2\pi}{M}(m - 1) \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (38)$$

O sistema QPSK é um caso especial do M-PSK quando $M=4$. Esse sinal é a soma de dois sinais BPSK de mesma frequência, um com portadora $\cos(\omega_c t)$ (em fase) e outro com portadora $\sin(\omega_c t)$ (em quadratura). Por meio dos esquemas de modulação em quadratura é possível dobrar a taxa de

transmissão já que dois sinais ortogonais são transmitidos ao mesmo tempo. A probabilidade de erro de bit para o QPSK é mostrada na equação (39).

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (39)$$

3.3.5 Quadrature Amplitude Modulation

A modulação digital *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM) pode ser vista como uma forma mais flexível e geral do PSK M-ário, pois, não apresenta a exigência de que o sinal modulado tenha módulo constante A . O sinal QAM M-ário é apresentado em (40).

$$p_i(t) = a_i p(t) \cos(\omega_c t) + b_i p(t) \sin(\omega_c t) \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (40)$$

Em que $p(t)$ é um pulso em banda base adequadamente formatado. O módulo e fase de um sistema QAM podem ser expressos por:

$$r_i = \sqrt{a_i^2 + b_i^2} \text{ e } \theta_i = \tan^{-1} \frac{b_i}{a_i} \quad (41)$$

O QAM tem probabilidade de erro de bit definido como:

$$P_b = \frac{4(\sqrt{M} - 1)}{n_b \sqrt{M}} Q\left(\sqrt{\frac{3n_b E_b}{(M - 1) N_0}}\right) \quad (42)$$

Onde n_b é a eficiência espectral do sinal.

3.3.6 OFDM

É um esquema de modulação que utiliza técnica de transmissão por múltiplas portadoras, nele o espectro disponível é dividido em várias subportadoras, cada uma sendo modulada em uma baixa taxa de transmissão de dados. O espaçamento entre as portadoras é pequeno e as portadoras são ortogonais entre si prevenindo interferências entre as portadoras próximas. Uma vez que o OFDM pode ser pensado como uma combinação de técnicas de modulação e multiplexação, cada subportadora no sinal OFDM tem uma largura de banda muito estreita então a taxa de símbolo resultante em cada

subportadora é baixa, o que significa que o sinal tem alta tolerância ao atraso por espalhamento de multipercurso reduzindo a possibilidade de Interferência Intersimbólica (ISI) [44].

A ideia principal por trás das transmissões OFDM é transformar a operação de convolução que ocorre ao transmitir o sinal pelo canal em uma operação de multiplicação a fim de simplificar a tarefa de equalização. Nesse sentido os sistemas OFDM adicionam redundância conhecida como prefixo cíclico de maneira a transformar o efeito do canal em uma convolução circular. Baseado no fato que a convolução circular pode ser diagonalizada usando a *Fast Fourier Transform* (FFT), o canal de múltiplos percursos com desvanecimento seletivo em frequência é transformado em um conjunto paralelo de canais com desvanecimento plano em frequência [44].

Cada componente espectral diferente presente no sinal irá experimentar diferentes características de desvanecimento, o desvanecimento seletivo em frequência deve ser caracterizado usando técnicas apropriadas para alcançar taxas de erro aceitáveis na detecção ou na saída. A abordagem básica é particionar o sinal em bandas de frequência, cada uma sendo estreita comparada com a largura de banda do canal e em seguida cada componente do sinal é então modulada em uma subportadora diferente. As componentes do sinal são enviadas em paralelo através do canal, assim, cada componente experimentará agora desvanecimento não seletivo em frequência por que a sequência de dados seriais de alta taxa é convertida em um número de sequências em paralelo de baixa taxa [45]. A seguir será demonstrado o modelo analítico do transmissor e do receptor OFDM [46].

Cada símbolo OFDM contém N subportadoras e duração de T_μ segundos do qual deve ser um número inteiro de períodos para cada subportadoras. Definindo espaçamento da subportadoras como Δ_ω , a duração mais curta que cumpre esse requisito pode ser escrito como:

$$T_\mu = \frac{2\pi}{\Delta_\omega} \leftrightarrow \Delta_\omega = 2\pi\Delta_f \quad (43)$$

Usando essa relação, o espectro da serie de Fourier do s -ésimo símbolo OFDM pode ser escrito como:

$$X_s(\omega) = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_s[k] \delta_c(\omega - k\Delta_\omega) \quad (44)$$

Com intuito de obter o símbolo OFDM no domínio do tempo, a *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT) é aplicada na equação anterior e limitada no intervalo de tempo T_μ . O sinal do domínio do tempo é expresso pela equação (45).

$$\begin{aligned} \tilde{X}_s(t) &= \mathcal{F}\{X_s(\omega)\} \mathcal{E}_{T_\mu}(t) \\ &= \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_\mu}} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_s[k] e^{j\Delta_\omega k t} & 0 \leq t \leq T_\mu \\ 0 & \text{qualquer outro} \end{cases} \quad (45) \end{aligned}$$

Onde \mathcal{E}_{T_μ} é um pulso retangular unitário com duração T_μ .

Seguindo a conversão do domínio da frequência para o tempo o sinal é estendido, e o prefixo cíclico adicionado como mostra a equação (46).

$$\tilde{X}'_s(t) = \begin{cases} \tilde{X}_s(t + T_\mu - T_g) & 0 \leq t < T_g \\ \tilde{X}_s(t - T_g) & T_g < t < T_s \\ 0 & \text{qualquer outro} \end{cases} \quad (46)$$

Sendo T_g a duração do prefixo cíclico e $T_s = T_\mu + T_g$ a duração total do símbolo OFDM. Nota-se que \tilde{X}'_s possui a propriedade da periodicidade no intervalo $[0, T_g]$:

$$\tilde{X}'_s(t) = \tilde{X}'_s(t + T_\mu) \leftrightarrow 0 \leq t < T_g \quad (47)$$

O sinal complexo transmitido em banda base é formado pela concatenação de todos os símbolos OFDM no domínio do tempo como mostra a equação (48).

$$\tilde{s}(t) = \sum_{s=0}^{S-1} \tilde{X}'_s(t + sT_s) \quad (48)$$

O sinal recebido consiste em múltiplas cópias do sinal transmitido assim como a adição do ruído térmico e interferência. A equação (49) mostra o sinal recebido pelo receptor.

$$r(t) = \Re \left\{ \left(\tilde{s}(t) * \tilde{h}_s(t) \right) e^{j2\pi f_c [s]t} \right\} + v(t) \quad sT_s \leq t < (s+1)T_s \quad (49)$$

Onde $\tilde{h}_s(t)$ é a resposta ao impulso do canal e $v(t)$ é o ruído aditivo. Convertendo para banda base:

$$\tilde{r}(t) = \left(\tilde{s}(t') * \tilde{h}_s(t) \right) e^{j\delta\omega t} + \tilde{v}(t') \quad sT_s \leq t < (s+1)T_s \quad (50)$$

A escala de tempo deslocada no receptor é denotada como $t' = t - \delta t$ e a diferença de frequência no receptor é $\delta\omega = 2\pi\delta f$. O sinal é então dividido em blocos cada um com duração T_s , o s -ésimo símbolo OFDM é definido por (51).

$$\tilde{y}_s'(t) = \tilde{r}(t' - sT_s) \quad 0 \leq t < T_s \quad (51)$$

O bloco de sinal correspondente a \tilde{x}_s é obtido removendo o prefixo cíclico CP de cada \tilde{y}_s' , como mostra (52).

$$\tilde{y}_s = \tilde{y}_s'(t + T_g) \quad 0 \leq t < T_s - T_g \quad (52)$$

Que pode ser reescrito como:

$$\tilde{y}_s = \left(\tilde{x}_s(t') * \tilde{h}_s(t) \right) e^{j\delta\omega t} + \tilde{v}_s(t') \quad 0 \leq t < T_\mu \quad (53)$$

Sendo $\tilde{v}_s(t)$ o sinal de ruído de duração T_μ correspondendo ao s-ésimo símbolo OFDM. A fim de recriar as subportadoras transmitidas, N correlatores são usados, cada um correlacionando o sinal recebido com a k-ésima frequência de subportadoras dentro da duração de um símbolo OFDM:

$$Y_s[k] = \frac{1}{\sqrt{T_\mu}} \int_0^{T_\mu} \tilde{y}_s(t') e^{j\Delta\omega kt} dt \quad (54)$$

Para determinar a saída dos correlatores, a equação (54) pode ser vista como a FFT da equação (53) multiplicado pelo pulso retangular $\mathcal{E}_{T_\mu}(t)$ e avaliando a frequência da subportadoras tem-se a equação (55).

$$\begin{aligned} Y_s(\omega) &= \mathcal{F}\{\tilde{y}_s(t)\mathcal{E}_{T_\mu}(t)\} \\ &= \mathcal{F}\left\{\left(\tilde{x}_s(t') * \tilde{h}_s(t)\right) e^{j\delta\omega t} + \tilde{v}_s(t')\right\} * T_\mu e^{j\pi\frac{\omega}{\Delta\omega}} \text{sinc}\left(\frac{\omega}{\Delta\omega}\right) \\ &= e^{-j\omega(\delta t + \frac{\pi}{\Delta\omega})} \sum_{k'=\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_S[k'] H_S(k'\Delta\omega) \text{sinc}\left(\frac{\omega - k'\Delta\omega - \delta\omega}{\Delta\omega}\right) + N_S(\omega) \end{aligned} \quad (55)$$

Onde $N_S(\omega)$ é a transformada de Fourier da contribuição do sinal AWGN:

$$N_S(\omega) = \mathcal{F}\{\tilde{v}_s(t')\} * T_\mu e^{j\pi\frac{\omega}{\Delta\omega}} \text{sinc}\left(\frac{\omega}{\Delta\omega}\right) \quad (56)$$

A equação (57) mostra a saída do k-ésimo correlator é:

$$\begin{aligned}
 Y_s[k] &= Y_s(k\Delta\omega) \\
 &= e^{-jk\Delta\omega(\delta t + \frac{\pi}{\Delta\omega})} \sum_{k'=\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_S[k'] H_S(k'\Delta\omega) \operatorname{sinc}\left(\frac{k\Delta\omega - k'\Delta\omega - \delta\omega}{\Delta\omega}\right) \\
 &\quad + N_S(k\Delta\omega)
 \end{aligned} \tag{57}$$

Considerando que o erro de frequência no receptor é 0, tem-se:

$$Y_s[k] = e^{-jk\Delta\omega(\delta t + \frac{\pi}{\Delta\omega})} X_S[k] H_S[k] + N_S[k] \quad \delta\omega = 0 \tag{58}$$

Onde:

$$N_S[k] = N_S(k\Delta\omega) \text{ e } H_S[k] = H_S(k\Delta\omega) \tag{59}$$

A implementação de um sistema prático OFDM em banda base é apresentado na Figura 17, o fluxo de bits é transformado em símbolos pelo modulador, em seguida esses símbolos são convertidos de serial para paralelo produzindo blocos de N símbolos, a IFFT é aplicada para cada símbolo, é adicionado um prefixo cíclico como forma de intervalo de guarda. Esses blocos de dados são convertidos de paralelo para serial novamente para então serem transmitidos pelo canal.

No receptor, o sinal é convertido de serial para paralelo, o prefixo cíclico é removido resultando em blocos de N símbolos, a FFT é aplicada e então ocorre a equalização no domínio da frequência, o bloco de dados é convertido para serial novamente, por fim os símbolos são mapeados novamente em bits.

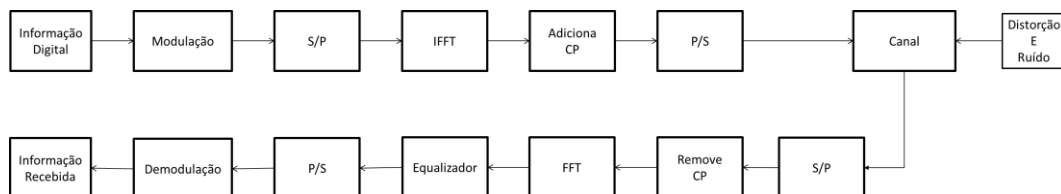


Figura 17 – Blocos de um sistema OFDM

3.3.7 SC-FDE

O sinal OFDM é um vetor da soma das subportadoras com diferentes fases. Em alguns instantes de tempo, esse vetor pode ser muito grande e, em outros, pode ser pequeno. Como resultado o valor de pico do sinal vai ser consideravelmente maior que o valor médio [47].

A alta flutuação de amplitude do sinal pode resultar na distorção do sinal que pode levar ao crescimento espectral fora da banda do sistema. Para acomodar a alta PAPR do sinal, a faixa linear do amplificador de alta potência deve ser aumentada. O que por sua vez pode aumentar a complexidade e custo dos amplificadores [47]. Essa característica torna seu uso inviável para o uplink de sistemas móveis visto que os transmissores dos dispositivos móveis devem ser simples e de baixo custo [48].

A principal razão para a alta taxa PAPR no sistema OFDM é a sua estrutura de múltiplas portadoras. Então a conversão do sinal de múltiplas portadoras OFDM em um sinal de única portadora pode efetivamente reduzir a PAPR do sinal. O uso de uma única portadora no transmissor e a realização das operações de DFT e IDFT no receptor pode converter o sinal OFDM em um sinal de única portadora com equalização na frequência, o SC-FDE. O sistema SC-FDE pode superar o problema da PAPR e muitas outras limitações do OFDM como sensibilidade ao *offset* de frequência da portadora, nulos no espectro e também pode reduzir a complexidade do transmissor [47].

O processamento do sistema SC-FDE é similar ao OFDM, com a diferença que tanto a FFT quanto a IFFT são realizadas no receptor. A Figura 18 apresenta os blocos de um sistema SC-FDE. No transmissor o fluxo de bits é transformado em símbolos pelo modulador, em seguida esses símbolos são convertidos de serial para paralelo produzindo blocos de N símbolos. Para cada símbolo SC-FDE é adicionado um prefixo cíclico como forma de intervalo de guarda. Esses blocos de dados são convertidos de paralelo para serial novamente para então serem transmitidos pelo canal.

No receptor, o sinal é convertido de serial para paralelo, o prefixo cíclico é removido resultando em blocos de N símbolos, a FFT é aplicada e então ocorre a equalização no domínio da frequência, na sequência a IFFT é aplicada

ao bloco de dados que é convertido para serial novamente, por fim os símbolos são mapeados novamente em bits.

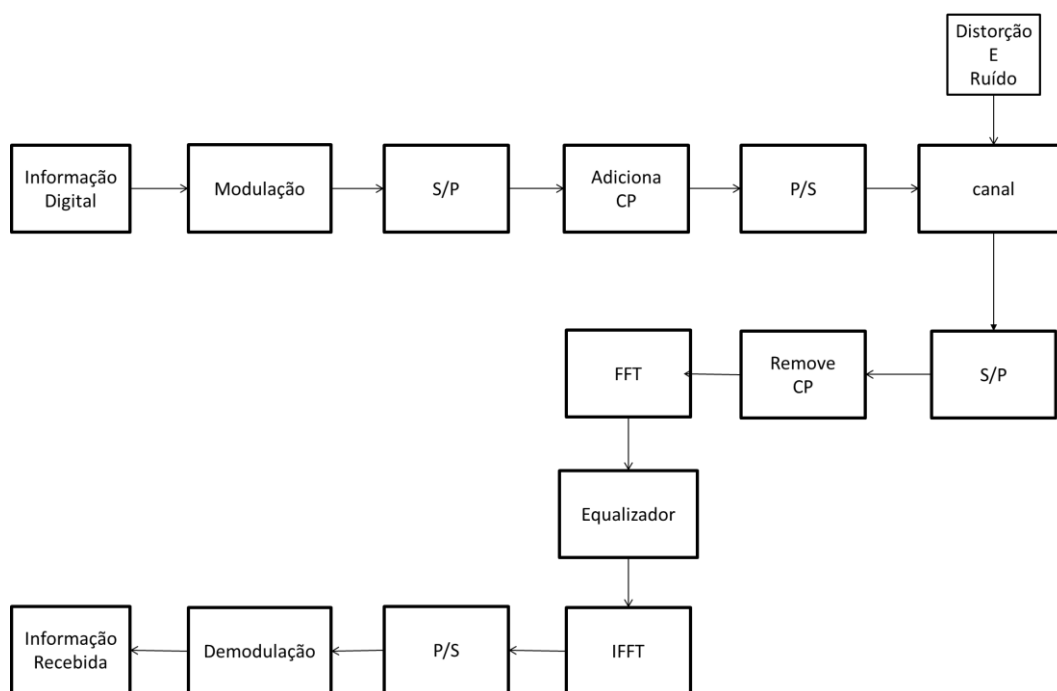


Figura 18 – Blocos de um sistema SC-FDE

3.3.8 MIMO, STBC e SFBC

O principal desafio a ser enfrentado pelos sistemas de comunicação atuais é fornecer acesso sem fio à altas taxas de dados e com alta qualidade de serviço. Combinado com o fato de que o espectro é um recurso limitado e o canal é hostil devido ao desvanecimento (causado pela adição destrutiva dos componentes multipercurso) e interferências de outros usuários, estes requisitos pedem pelo aumento radical na eficiência espectral e na confiabilidade dos *links* de comunicação. A tecnologia MIMO parece atender estas demandas oferecendo aumento na eficiência especial através do ganho por multiplexação espacial e melhora a confiabilidade do *link* devido ao ganho de diversidade nas antenas [49]. Essa tecnologia permite que para sistemas onde não seja possível alterar a potência e nem a largura de banda, seja possível realizar o aumento da capacidade do canal [9].

Tradicionalmente, múltiplas antenas (em um dos lados do *link*) têm sido usadas para fazer o cancelamento de interferência e realizar ganho de

diversidade e *array* através de combinação coerente. O uso de múltiplas antenas nos dois lados do *link* permite um ganho adicional, o ganho de multiplexação espacial, o qual resulta no aumento da eficiência espectral [50].

A multiplexação espacial resulta em um aumento linear da capacidade comparado com uma única antena em um ou ambos os lados do link, sem adição de potência ou uso de largura de banda. O ganho correspondente estará disponível se o canal de propagação possuir espalhamento rico e pode ser realizado por meio da transmissão simultânea de fluxos de dados na mesma banda de frequência. O receptor explora as diferenças nas assinaturas espaciais induzidas pelo canal MIMO no fluxo de dados multiplexado para separar os diferentes sinais, e então realizar o ganho de capacidade [50].

O ganho por *array* pode ser realizado tanto no transmissor quanto no receptor. Isso requer um conhecimento do canal para a combinação coerente e resulta em um aumento na média da relação sinal ruído SNR recebida e, portanto, aumento na cobertura.

Os efeitos causados pelo canal de propagação devido ao desvanecimento por multipercurso torna o sinal transmitido de difícil identificação durante o processo de recepção.

Baseado nessa peculiaridade inerente dos canais sem fio foi pensado uma forma de aproveitar a diversidade do canal de forma a beneficiar o próprio sistema. Podem-se transmitir várias réplicas do mesmo sinal simultaneamente por um canal com desvanecimento, de forma que existe então uma grande probabilidade de que ao menos uma das réplicas do sinal chegue sem grandes degradações no receptor. Três tipos de diversidade são geralmente estudados: diversidade na frequência, tempo e espaço [9].

Na diversidade temporal, a codificação de canal é empregada em conjunto com o processo de *inteleaving* no tempo. Portanto réplicas do sinal transmitido são fornecidas ao receptor como forma de redundância no domínio do tempo. Na diversidade em frequência, o fato de que as ondas transmitidas em diferentes frequências induzem diferentes estruturas de multipercurso é explorado, de forma que réplicas do sinal transmitido são fornecidas ao receptor como forma de redundância no domínio da frequência. Por fim, na diversidade espacial, antenas espacialmente separadas ou polarizadas de

maneira diferente fornecem ao receptor redundância dos sinais transmitidos no domínio espacial [51].

Diferentes técnicas de diversidade de transmissão foram introduzidas, *Tarokh* propôs uma codificação de treliça espaço-temporal juntando codificação de canal, modulação, diversidade de transmissão e opcionalmente diversidade de recepção. A codificação proposta mostrou um desempenho muito bom com o custo de alta complexidade. Com o intuito de resolver o problema da complexidade de decodificação, *Alamouti* descobriu um esquema para transmissões usando duas antenas para transmissão. Um algoritmo simples de decodificação foi apresentado, o qual pode ser generalizado para um número arbitrário de antenas receptoras. Esse esquema é significativamente menos complexo que a codificação por treliças espaço-temporal usando duas antenas de transmissão, porém há uma perda de desempenho. Apesar da perda de desempenho associada, o esquema de *Alamouti* é atraente em termos de simplicidade e desempenho. Esta proposta motivou *Tarokh* a generalizar o esquema para um número arbitrário de antenas de transmissão, levando ao conceito de códigos de bloco espaço-temporal. STBCs foram projetados para alcançar a ordem máxima de diversidade de $N_t \times N_r$ para N_t antenas de transmissão e N_r antenas de recepção [52].

O primeiro esquema STBC foi proposto por *Alamouti* em 1998, o codificador ou matriz de transmissão é apresentado na equação (60). A matriz C satisfaz a condição ortogonal complexa apresenta na equação (61) [53]. Onde C^H é a matriz Hermitiana de C , $I_{N_t \times N_r}$ é uma matriz identidade.

$$C = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (60)$$

$$C^H C = (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_k|^2) I_{N_t \times N_r} \quad (61)$$

No STBC, o par de símbolos S_1 e S_2 são codificados em quatro variantes $S_1, S_2, -S_2^*$ e S_1^* . O símbolo S_1 é transmitido na primeira antena e o símbolo S_2 é transmitido na segunda antena. No instante de tempo seguinte, o símbolo $-S_2^*$ é transmitido na primeira antena e o símbolo S_1^* na segunda antena [54]. A Figura 19 ilustra o mapeamento das antenas para a técnica STBC.

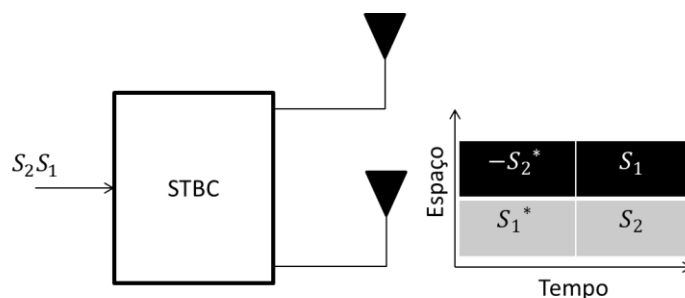


Figura 19 – Codificador STBC

O SFBC também codifica um par de símbolos S_1 e S_2 nas mesmas quatro variantes (S_1 , S_2 , $-S_2^*$ e S_1^*). No SFBC os símbolos S_1 e S_2 são mapeados para as subportadoras 1 e 2 na primeira antena. Já os símbolos $-S_2^*$ e S_1^* são transmitidos na segunda antena utilizando as subportadoras 1 e 2, criando assim diversidade no espaço e frequência [54]. A Figura 20 ilustra o mapeamento das antenas para a técnica SFBC.

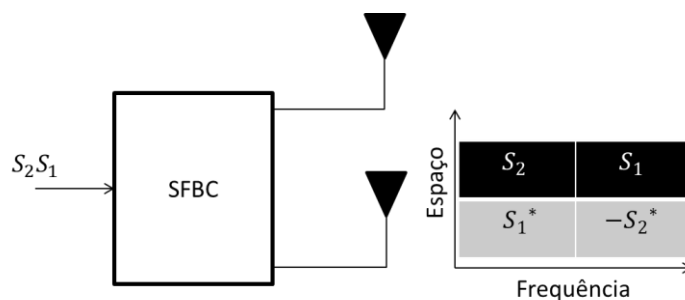


Figura 20 – Codificador SFBC

A Figura 21 o diagrama de blocos para um sistema utilizando STBC juntamente com OFDM/SC-FDE. A sequência de símbolos modulada é convertida de serial para paralelo para que seja aplicada a codificação STBC nos símbolos OFDM/SC-FDE para tirar proveito da diversidade espaço-temporal do canal. Cada símbolo segue então o processamento OFDM/SC-FDE explicado anteriormente e é transmitido por uma antena diferente. No receptor os sinais das duas antenas são combinados de acordo com o mapeamento realizado no transmissor a fim de melhorar a qualidade do sinal recebido com relação ao sistema Single-Input and Single-Output (SISO) [55].

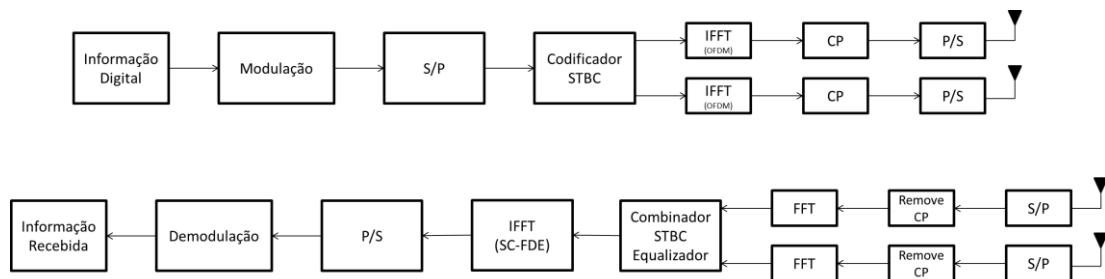


Figura 21 – Diagrama STBC com OFDM/SC-FDE

Já na codificação utilizando SFBC a sequência de símbolos é separada em dois e a codificação ocorre nos pares de símbolos mapeados (informação de cada subportadora) para tirar proveito da diversidade espaço-frequência. Na sequência ocorre o processamento OFDM/SC-FDE para cada antena. No receptor os sinais das duas antenas são combinados de acordo com o mapeamento realizado no transmissor. O sistema SFBC juntamente com OFDM/SC-FDE é mostrado na Figura 22 [56].

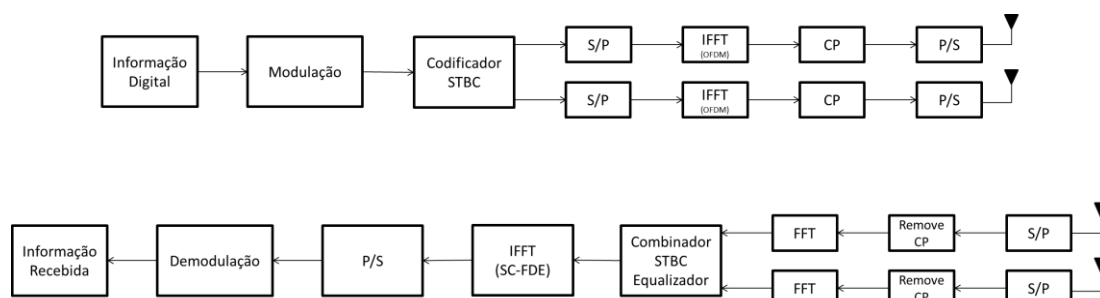


Figura 22 – Diagrama SFBC com OFDM/SC-FDE

3.4 Modelo de Canal com Desvanecimento

Os sistemas de comunicação sem fio estão sujeitos aos efeitos da propagação dos sinais por múltiplos percursos, de forma que o receptor vai observar diversas cópias do sinal transmitido com variações da amplitude, fase e ângulo devido à difração, reflexão e refração do sinal transmitido. Esse efeito é conhecido como desvanecimento por múltiplos percursos e está comumente presente em canais LTE. O desvanecimento por múltiplos percursos pode ser caracterizado em dois tipos principais de manifestações [57]:

Manifestações de larga escala que levam em consideração a perda de potência pelo percurso do sinal transmitido (*path loss*) que trafega sobre grandes áreas onde objetos grandes como colinas, florestas e prédios causam o desvanecimento do sinal. O *path loss* é caracterizado pela perda média que

leva em consideração a distância entre transmissor e receptor e as características do meio de transmissão assim como a variação em torno dessa média.

Manifestações de pequena escala que caracterizam os efeitos decorrentes de pequenas mudanças no ambiente entre o transmissor e receptor. Essas mudanças podem ser causadas pela mobilidade dos transmissores, receptores ou mesmo objetos intermediários no percurso do sinal. Mudanças de pequena escala resultam em variações consideráveis na amplitude e fase do sinal.

As manifestações de pequena escala podem ainda ser classificadas em dois subgrupos quanto ao tipo de dispersão do sinal e a variação temporal do canal conforme mostra a Figura 23.

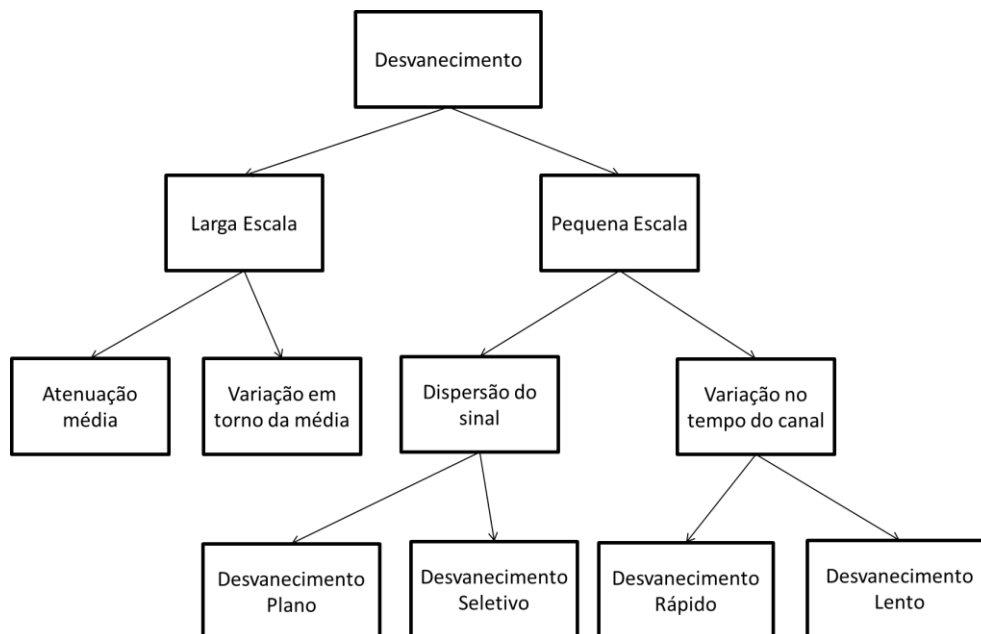


Figura 23 – Manifestações de desvanecimento

A distinção entre desvanecimento lento e rápido é categorizada pela taxa na qual a magnitude e fase do sinal são alteradas pelo canal. O desvanecimento é caracterizado como lento quando a duração do símbolo T_s é menor que o tempo de coerência do canal T_c , ou seja, $T_s < T_c$. Quando a duração do símbolo T_s é maior que o tempo de coerência do canal T_c então o desvanecimento é chamado de rápido [58].

A dispersão do sinal é classificada quanto a como as componentes de frequência do sinal são afetadas. Se todas as componentes de frequência sofrerem a mesma mudança de magnitude e fase o desvanecimento é chamado de plano em frequência. Desvanecimento plano em frequência ocorre quando a banda de coerência do canal B_c é maior que a largura de banda do sinal B_s ($B_s < B_c$). Já se as componentes de frequência do sinal forem afetadas por diferentes ganhos de amplitude e mudanças de fase o desvanecimento é chamado de seletivo em frequência, onde a largura de banda do sinal é maior que banda de coerência do canal ($B_s > B_c$) [58].

O desvanecimento de pequena escala é também conhecido como desvanecimento *Rayleigh* já que a flutuação do envelope do sinal segue uma distribuição *Rayleigh* quando não há uma linha de visada entre o transmissor e o receptor [59]. A distribuição *Rayleigh* segue a função densidade de probabilidade apresentada na equação (62).

$$p_r(r) = \frac{r}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad r \geq 0 \quad (62)$$

A escolha apropriada do modelo de canal para a simulação de um sistema comunicação é uma grande preocupação já que a escolha de modelos realistas acarreta em uma alta sobrecarga computacional. Nesse sentido o LTE estabelece o uso de modelos simples de desvanecimento com múltiplos percursos com base nas recomendações da *ITU Radiocommunication Sector* (ITU-R) M.1225 e especificação contida na 3GPP TS 05.05. Os modelos sugeridos por essas organizações são definidos por meio de modelos *Tapped-Delay Line* (TDL), onde cada *tap* corresponde a um sinal de múltiplo percurso caracterizado por um atraso fixo, potência média relativa e espectro *Doppler* [60]. A resposta ao impulso desse modelo de canal pode ser expressa por:

$$h(\tau) = \sum_{k=1}^K a_k \delta(\tau - \tau_k) \quad (63)$$

Onde K é o número de *taps*, τ_k é o atraso do *tap* k referente ao primeiro *tap*, e a_k é amplitude complexa com distribuição Rayleigh do *tap* k , que segue o modelo clássico de *Jakes* para o espectro Doppler conforme equação (64).

$$S(f) \propto \sqrt{\frac{1}{1 - (f - f_D)^2}} \quad \text{para } f \in [-f_D, f_D] \quad (64)$$

Sendo f_D o efeito Doppler máximo.

Por se tratar de um modelo simples e amplamente utilizado em simulações de sistemas celulares este foi o modelo escolhido para as o canal das simulações desse projeto.

3.5 Equalização de Canal

A equalização de canal é o processo para reduzir as distorções de amplitude, frequência e fase causadas pelo canal com o intuito de melhorar o desempenho da transmissão. A operação básica da equalização de canal é a inversão do efeito do canal [61].

Sistemas OFDM transmitem símbolos através de um grande número de subportadoras ortogonais estreitamente espaçadas, o que significa o uso de vários sinais de banda estreita e baixa modulação ao invés de um único sinal de banda larga com alta taxa de modulação. Portanto, ele transforma um canal com severo desvanecimento seletivo em frequência em um conjunto de canais com desvanecimento plano em cada subportadora. Como resultado a equalização de canal é simplificada em uma operação de inversão de canal em cada subportadora. No caso do SC-FDE, o sistema evita a alta taxa PAPR enquanto que conserva a vantagem de realizar a equalização no domínio da frequência com baixa complexidade [62].

A seguir serão apresentados os dois equalizadores lineares utilizados no trabalho, *Zero Forcing* (ZF) e *Minimum Mean-Square Error* (MMSE) que podem ser utilizados no domínio da frequência junto aos sistemas OFDM e SC-FDE.

3.5.1 Zero Forcing

Nos equalizadores lineares, o sinal recebido y é multiplicado por uma matriz G , seguido por uma decisão paralela em todas as camadas. ZF significa a perfeita supressão da interferência mutua em todas as camadas. Isso é realizado por meio da matriz pseudo-inversa de *Moore-Penrose* (denotado por $(.)^+$) da matriz do canal H , conforme mostra a equação (65) [63].

$$G_{ZF} = H^+ = (H^H H)^{-1} H^H \quad (65)$$

Sendo o sinal estimado:

$$\tilde{s}_{ZF} = G_{ZF} y = s + (H^H H)^{-1} H^H n \quad (66)$$

A etapa de decisão consiste em mapear cada elemento da saída do equalizador com os possíveis símbolos utilizando cálculo da distância mínima. A estimativa de erro das diferentes camadas corresponde aos elementos da diagonal principal da matriz de covariância de erro no qual é igual à matriz de covariância do ruído no receptor como mostra a equação (67).

$$\Phi_{ZF} = E\{(\tilde{s}_{ZF} - s)(\tilde{s}_{ZF} - s)^H\} = \sigma_n^2(H^H H)^{-1} \quad (67)$$

Observa-se que ao utilizar o equalizador ZF o ruído é amplificado de maneira inversamente proporcional aos autovalores da matriz $H^H H$.

3.5.2 Minimum Mean-Square Error

O problema da amplificação do ruído no uso do ZF é tratado no equalizador MMSE. Um desempenho melhor pode ser obtido ao incluir um termo relacionado ao ruído térmico na construção da matriz G do filtro linear. A minimização do erro quadrático médio entre os símbolos transmitidos e a saída do equalizador linear leva a matriz de equalização da equação (68).

$$G_{MMSE} = (H^H H + \sigma_n^2 I_{n_T})^{-1} H^H \quad (68)$$

A saída do filtro é apresentada na equação (69).

$$\tilde{s}_{MMSE} = G_{MMSE} y = (H^H H + \sigma_n^2 I_{n_T})^{-1} H^H s \quad (69)$$

A matriz de covariância de erro pode ser calculada com a equação (70).

$$\Phi_{MMSE} = \sigma_n^2 (H^H H + \sigma_n^2 I_{n_T})^{-1} \quad (70)$$

4. Análise do Sistema por Simulação Computacional

O MATLAB é um ambiente com linguagem de programação de alto nível, utilizado para análise de dados, desenvolvimento de modelos e aplicações para diversas áreas como processamento de sinais, comunicações, processamento de áudio e vídeo, sistemas de controle entre muitas outras. O ambiente inclui diversas ferramentas e bibliotecas matemáticas que permitem o desenvolvimento de soluções muito mais ágil do que outras linguagens. Essas características levaram a escolha da ferramenta para a realização das simulações das diferentes técnicas.

Modelos computacionais permitem que sistemas sejam testados para seus diversos parâmetros sem a necessidade de gastos com protótipos antes da definição do projeto.

4.1 Modelos de Simulação

O sistema simulado compreende as etapas de transmissão e recepção de um sinal em banda base. Iniciando na fonte de informação digital, os bits são gerados de forma pseudoaleatória através da função *randi*, que gera inteiros com distribuição uniforme. Os dados são codificados com as técnicas de FEC CC, TC, codificação RS e codificação LDPC. A simulação das técnicas foi feita com o auxílio dos algoritmos da caixa de ferramentas “*Communications System*” do Matlab. O sistema sem codificação foi também simulado a fim de se analisar o ganho de codificação de forma visual nos gráficos. O ganho de codificação pode ser definido como a relação entre a SNR do sinal não codificado pela SNR do sinal codificado, para uma dada taxa de erro. Permitindo assim a comparação entre diferentes técnicas de codificação.

A sequência codificada é então embaralhada no *interleaver* por meio da função *randperm* que permuta a sequência de entrada. A informação agora codificada é mapeada para símbolos QPSK usando o objeto *modem.pskmod*. A escolha do uso do QPSK nas simulações justifica-se por ser comumente utilizado no LTE juntamente com a técnica MIMO-SFBC quando a SNR é baixa.

Para o caso do OFDM, a sequência de símbolos é então convertida de serial para paralelo com o intuito de modular cada subportadora do sinal

OFDM. A função *IFFT* é aplicada em cada símbolo OFDM para transformar o sinal para o domínio do tempo, o prefixo cíclico é adicionado para cada símbolo OFDM que é então convertido de paralelo para serial. No caso do SC-FDE, após a conversão de serial para paralelo é aplicada adicionalmente a função FFT para transformar o bloco de símbolos para o domínio da frequência.

Foi simulado também o sistema MIMO utilizando 2 antenas no transmissor e 2 antenas no receptor, configuração comumente encontrada em equipamentos LTE. No caso do STBC a sequência de símbolos QPSK é dividida em dois para que seja aplicada a codificação nos símbolos OFDM/SC-FDE para tirar proveito da diversidade espaço-temporal do canal. Já na codificação utilizando SFBC a sequência de símbolos é separada em dois e a codificação ocorre nos pares de símbolos QPSK para tirar proveito da diversidade espaço-frequência.

O sinal codificado e modulado passa então pelo canal de comunicação. Foram simulados canais AWGN e com desvanecimento seletivo em frequência simulados utilizando o modelo TDL.

No processo de recepção o sinal é demodulado e decodificado de acordo com as técnicas utilizadas na transmissão. A equalização do canal é realizada no domínio da frequência empregando o equalizador MMSE após aplicar a FFT para as técnicas OFDM e SC-FDE.

No caso de sistemas MIMO STBC/SFBC os sinais das duas antenas são combinados de acordo com o mapeamento realizado no transmissor a fim de melhorar a qualidade do sinal recebido com relação ao sistema *Single-Input and Single-Output* (SISO). Os bits estimados são então comparados com os bits gerados para o cálculo da BER de acordo com a relação E_b/N_0 estipulada. A Figura 24 apresenta o diagrama do sistema simulado.

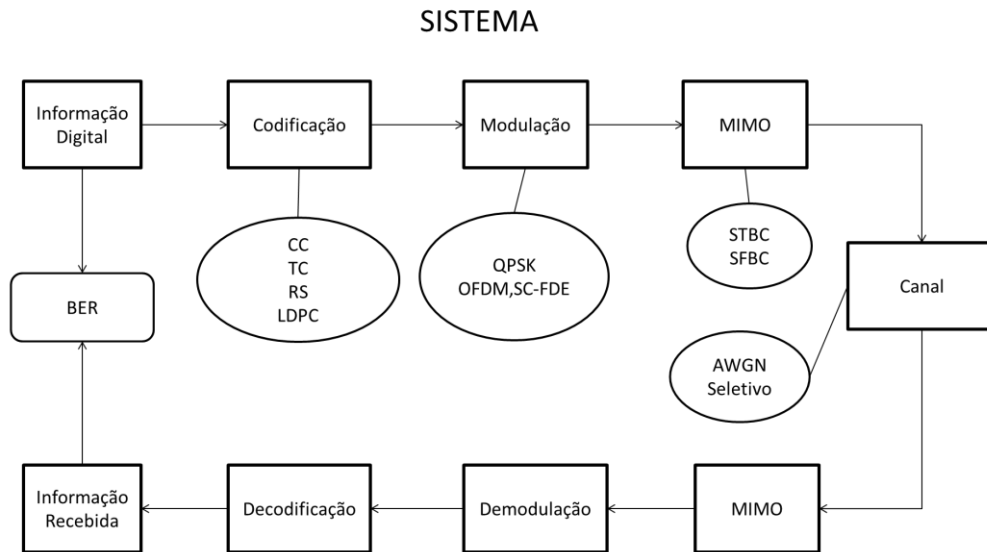


Figura 24 – Esquema do fluxo do sinal pelo sistema simulado

Abaixo é apresentada uma lista com os parâmetros utilizados para cada codificação.

Mensagem:

- Tamanho do frame: 10^5 bits.
- Quantidade de frames: 100.
- Canal invariante no período de cada frame.

CC:

- Taxa de código = $1/2$
- *ConstraintLength* = 7
- Polinômio gerador = [171 133]
- *TraceBackLength* = 32

TC:

- Taxa de código = $1/3$
- Número de iterações = 4
- Polinômio gerador = [13 15]

Codificação RS:

- Taxa de código = $1/2$
- *CodewordLength* = 32
- *MessageLength* = 16

Codificação LDPC:

- Taxa de código = $1/2$
- Matriz de paridade = A mesma utilizada na codificação do LDPC padrão DVB-S.2 (dvbs2ldpc(1/2))

Os parâmetros utilizados para o OFDM e SC-FDE foram:

- Número de subportadoras = 1024
- Intervalo de guarda = 256

4.2 Análise e Resultados – SISO OFDM e SC-FDE

O primeiro sistema simulado consistiu na comparação entre as técnicas de FEC para CC, TC, codificação RS e codificação LDPC utilizando modulação QPSK e OFDM para canais AWGN em um sistema SISO. A Figura 25 mostra o resultado, as codificações TC e LDPC possuem desempenho muito superior aos outros, porém com maior complexidade. Com a TC foi possível obter uma BER menor que 10^{-4} para uma relação E_b/N_0 menor que 1 dB. Já a CC e codificação RS demonstram ter efeito a partir de valores de E_b/N_0 maiores que 5 e 6 dB para uma BER menor que 10^{-3} , além de terem desempenho similares.

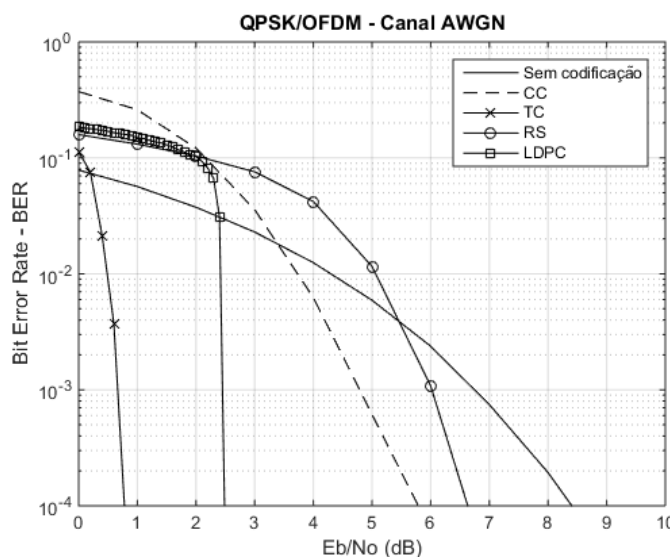


Figura 25 – Canal AWGN – QPSK usando OFDM

Em seguida foi simulada a técnica SC-FDE para canal AWGN utilizando as mesmas técnicas de FEC (CC, TC, codificação RS e codificação LDPC). O resultado foi similar ao obtido com o OFDM conforme mostra a Figura 26. As técnicas TC e codificação LDPC atingiram a BER de 10^{-4} com E_b/N_0 menores que 1 e 3 dB enquanto que a CC e codificação RS atingiram taxa de erros menores que 10^{-3} apenas para E_b/N_0 maiores que 5 e 6 dB respectivamente. Ou seja, para canais sem desvanecimento o desempenho para as técnicas OFDM e SC-FDE não possui diferença significativa.

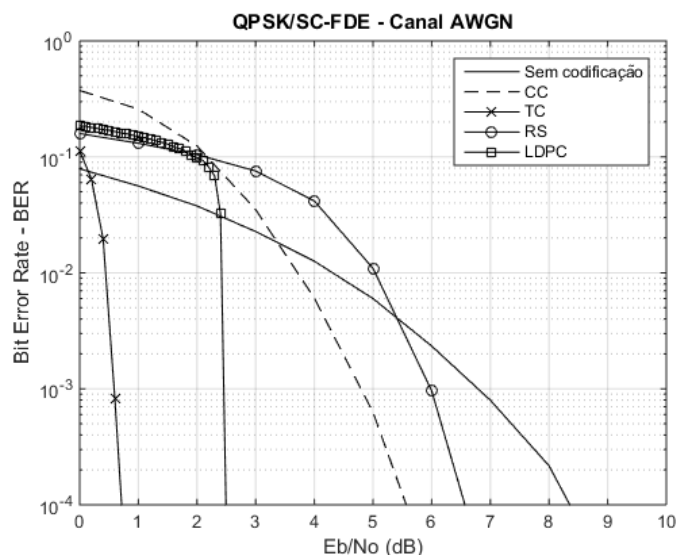


Figura 26 – Canal AWGN – QPSK usando SC-FDE

Os sistemas OFDM e SC-FDE foram simulados para canais com desvanecimento em frequência utilizando distribuição Rayleigh com 3 *taps* e sem efeito *Doppler* considerando um cenário estático conforme os parâmetros:

- *PathDelays*: [0 1.0000e-06 3.0000e-06]
- *AvgPathGaindB*: [0 -1.5000 -3]
- *MaxDopplerShift*: 0

A equalização foi realizada no domínio da frequência com o uso do equalizador MMSE.

Os resultados da simulação para OFDM são apresentados na Figura 27, nota-se que a codificação LDPC e TC possuem desempenho similar até um nível de BER de 10^{-2} onde a relação E_b/N_0 é de 6 dB. Para valores de E_b/N_0 maiores que 6 dB a técnica de codificação LDPC foi capaz de corrigir todos os erros ocorridos, já o TC teve desempenho próximo ao CC quando utilizado canal com desvanecimento seletivo. A codificação RS teve pior desempenho entre as técnicas de FEC, chegando a uma BER de 10^{-3} somente com uma relação E_b/N_0 de 15 dB.

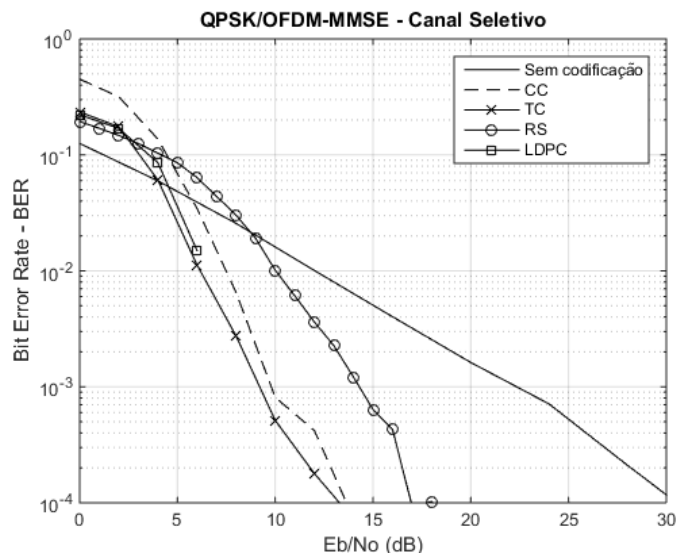


Figura 27 – Canal Rayleigh – QPSK usando OFDM

A simulação para o sistema SC-FDE é apresentada na Figura 28. O sistema SC-FDE possui desempenho superior ao OFDM quando utilizado em conjunto com o equalizador MMSE, principalmente quando não é aplicada nenhuma técnica para FEC, no SC-FDE foi possível obter uma BER de 10^{-4} com a relação E_b/N_0 em 15 dB, já para o OFDM foi necessário 30 dB para chegar nesse mesmo número de erros. A codificação LDPC obteve mesmo resultado que no sistema OFDM, corrigindo todos os erros para um nível de E_b/N_0 maior que 6 dB. Já a TC teve melhor desempenho em conjunto com o SC-FDE, obtendo nível de BER menor que 10^{-4} para E_b/N_0 maior que 6 dB. A CC obteve uma BER de 10^{-3} com aproximadamente 2 dB a menos de E_b/N_0 quando comparado com o sistema OFDM. No caso da codificação RS a BER de 10^{-3} foi obtida com nível de E_b/N_0 maior que 10 dB, enquanto que para o OFDM foi necessário 15 dB de E_b/N_0 para a mesma taxa de erros.

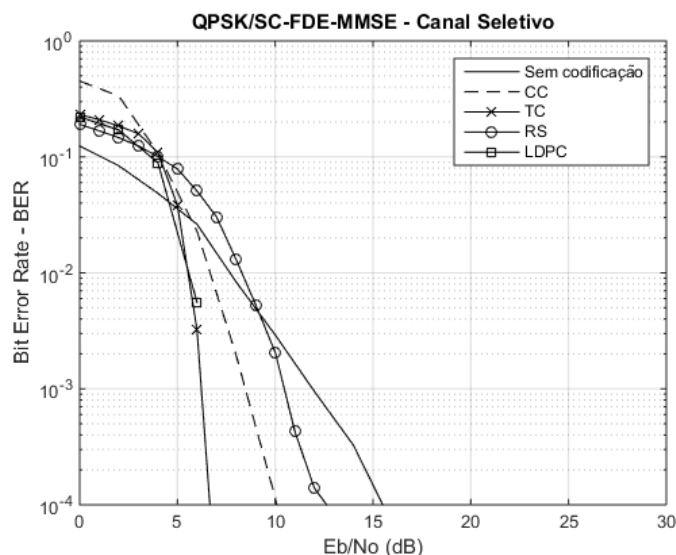


Figura 28 – Canal Rayleigh – QPSK usando SC-FDE

Na Figura 29 a diferença entre o OFDM e SC-FDE é evidenciada por meio da comparação das curvas para o sistema sem codificação e utilizando a TC. Essa diferença ocorre devido à maior sensibilidade aos nulos espectrais no sistema OFDM que faz com que o ruído seja amplificado durante a equalização. Essa diferença é reduzida com o uso das técnicas de FEC uma vez que ela corrige parte dos erros causados na equalização, como apresentado para a TC.

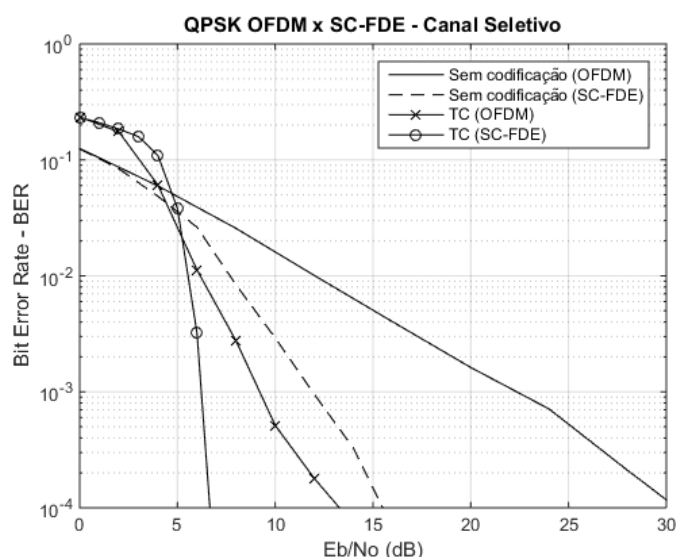


Figura 29 – Canal Rayleigh – comparação OFDM x SC-FDE

4.3 Análise e Resultados – STBC OFDM e SC-FDE

Nessa seção foi analisado o sistema MIMO STBC utilizando esquema Alamauti, onde um mesmo símbolo OFDM/SC-FDE é codificado e transmitido em antenas diferentes espaçadas entre si e em instantes diferentes de tempo. O receptor explora o fato de que os sinais transmitidos podem ser afetados de maneiras distintas pelo canal multipercurso, combinando as diferentes cópias do sinal recebido a fim de melhorar a qualidade do sinal em comparação com um sistema SISO. Foi utilizado um canal com desvanecimento seletivo em frequência com 4 *taps* e com as seguintes características:

- *PathDelays*: [0 5.0000e-06 1.0000e-05 2.0000e-05]
- *AvgPathGain*dB: [0 -1 -2 -3]
- *MaxDopplerShift*: 0

Novamente serão analisados os resultados para as técnicas de CC, TC, codificação RS e codificação LDPC com modulação QPSK juntamente com uso do OFDM e SC-FDE em canais com desvanecimento em frequência.

Conforme mostram os resultados para OFDM na Figura 30, o uso de sistemas MIMO com diversidade espaço-temporal na transmissão permitiu resultados próximos ao simulado para canais sem desvanecimento em sistemas SISO, a codificação LDPC e TC chegaram a uma BER de 10^{-4} em E_b/N_0 menor que 2 dB, já a CC e codificação RS chegam à essa taxa com uma E_b/N_0 menor que 6 dB.

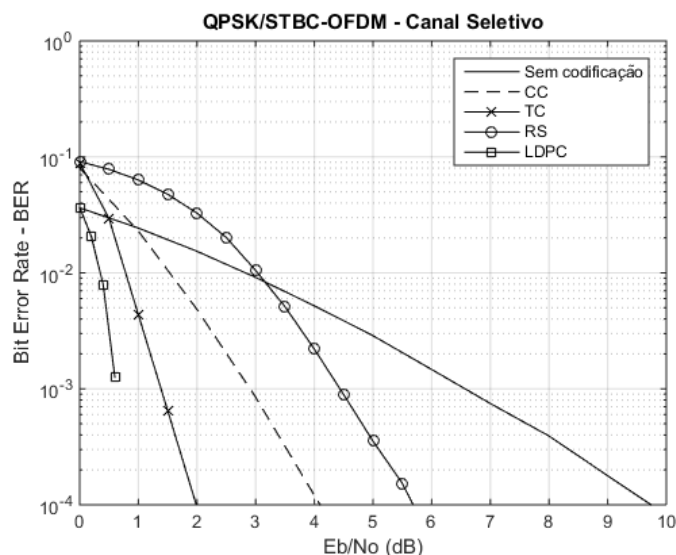


Figura 30 – Canal Rayleigh – QPSK usando MIMO-OFDM STBC

A Figura 31 mostra o resultado obtido para o sistema SC-FDE. O principal ganho de desempenho para os sistemas SC-FDE frente ao uso do OFDM com relação à taxa de erros de bit ocorreu para as simulações onde nenhuma técnica FEC foi utilizado, tendo diminuído em 3 dB a E_b/N_0 necessária para a BER de 10^{-4} . As técnicas de codificação LDPC e TC tiveram desempenho um pouco menor quando em comparação ao obtido com o OFDM, sendo necessário pouco mais que 1 dB para a codificação LDPC corrigir todos os erros e pouco mais que 3 dB de E_b/N_0 para que a TC atingisse a BER de 10^{-4} . O desempenho da CC foi similar ao OFDM atingindo a BER de 10^{-4} em 4 dB, assim como a codificação RS que atingiu a BER 10^{-4} entre 5 e 6 dB de E_b/N_0 tanto para o OFDM quanto para o SC-FDE.

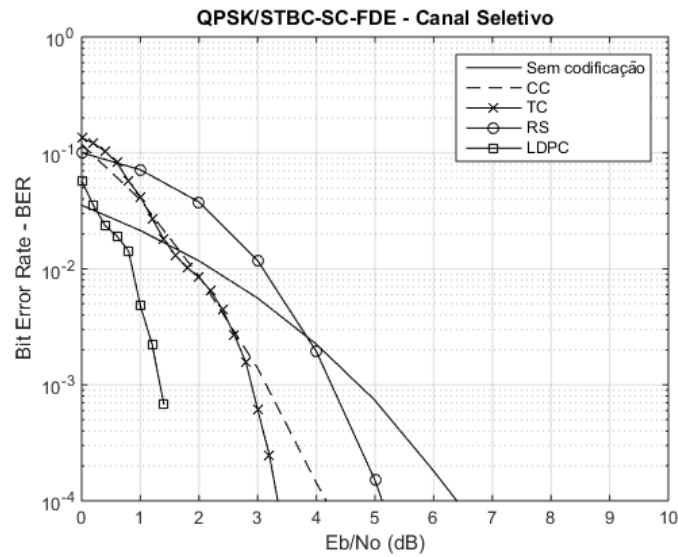


Figura 31 – Canal Rayleigh – QPSK usando MIMO-SC-FDE STBC

A diferença entre os sistemas OFDM e SC-FDE com STBC é apresentada na Figura 32. Assim como no sistema SISO, o sistema SC-FDE tem melhor desempenho no sistema sem codificação devido à equalização no OFDM que pode amplificar mais o ruído. Já a TC juntamente com STBC diminui a diferença entre os dois sistemas, sendo que o OFDM apresentou desempenho ligeiramente melhor com codificação.

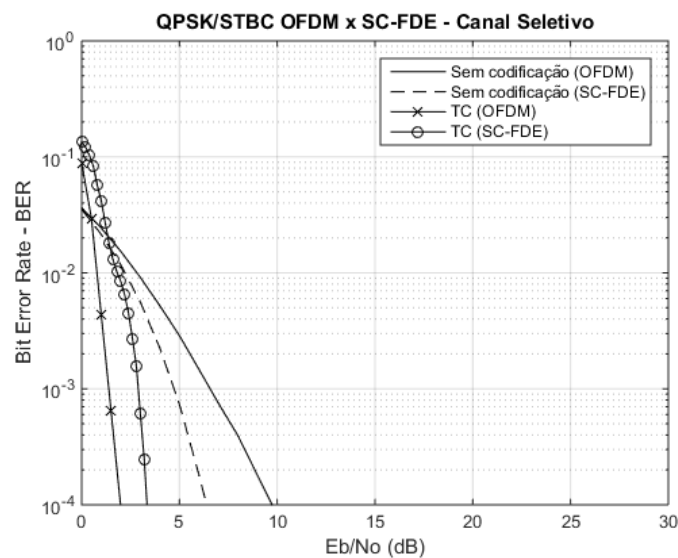


Figura 32 – Canal Rayleigh – STBC comparação OFDM x SC-FDE

4.4 Análise e Resultados – SFBC OFDM e SC-FDE

Por último, foram analisados os sistemas com códigos de bloco SFBC, técnica de diversidade que codifica cada símbolo em antenas e frequências diferentes, assim o mesmo símbolo poderá sofrer desvanecimento menos severo dependendo da frequência e o percurso onde ele é transmitido.

A Figura 33 mostra as curvas para o sistema MIMO-OFDM, o resultado obtido foi próximo às curvas simuladas para o STBC, as técnicas de TC e codificação LDPC chegaram a uma BER de 10^{-4} em 2 dB de E_b/N_0 , já a CC e codificação RS chegam nessa taxa com uma relação E_b/N_0 menor que 6 dB.

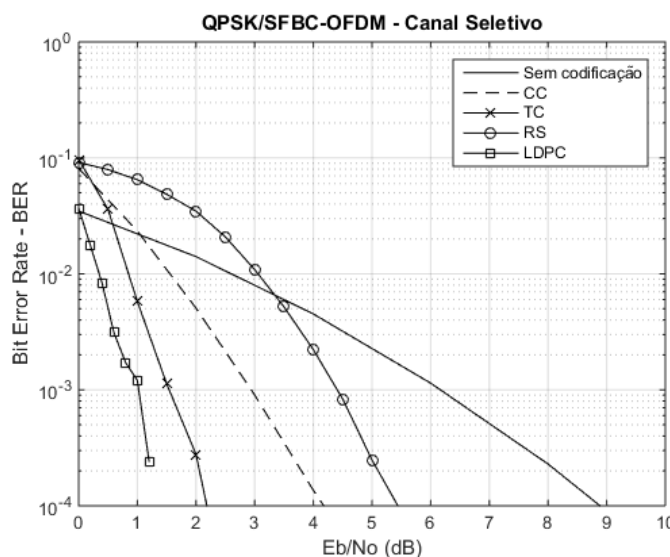


Figura 33 – Canal Rayleigh – QPSK usando MIMO-OFDM SFBC

Os resultados obtidos para o sistema MIMO-SC-FDE são apresentados na Figura 34. Assim como no STBC, o uso do SFBC apresentou grande ganho de desempenho para sistema sem FEC, para atingir a BER de 10^{-4} foi necessária uma relação E_b/N_0 menor que 7 dB. A pequena queda de desempenho para as técnicas de codificação LDPC e TC ao utilizar o SC-FDE quando comparado com o OFDM também ocorreu para a técnica SFBC, sendo a BER de 10^{-4} alcançada com aproximadamente 1 dB de E_b/N_0 para a codificação LDPC e aproximadamente 3 dB para a TC. A CC precisou de aproximadamente 0.5 dB a mais de E_b/N_0 para atingir a BER de 10^{-4} quando comparado com o sistema SFBC OFDM e os sistemas STBC OFDM e STBC SC-FDE. Já com a codificação RS foi possível obter a BER de 10^{-4} com a relação E_b/N_0 em 5 dB, valor similar ao obtido com o sistema STBC SC-FDE.

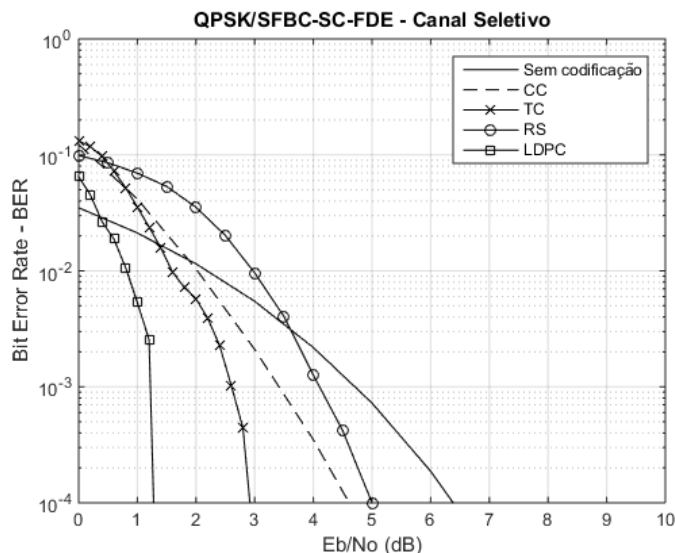


Figura 34 – Canal Rayleigh – QPSK usando MIMO-SC-FDE SFBC

A comparação de algumas das curvas para os sistemas OFDM e SC-FDE é apresentada na Figura 35. De maneira similar ao STBC, a diferença entre OFDM e SC-FDE ainda é grande para sistemas sem codificação e chega a ser mínima para sistemas codificados como é o caso da TC.

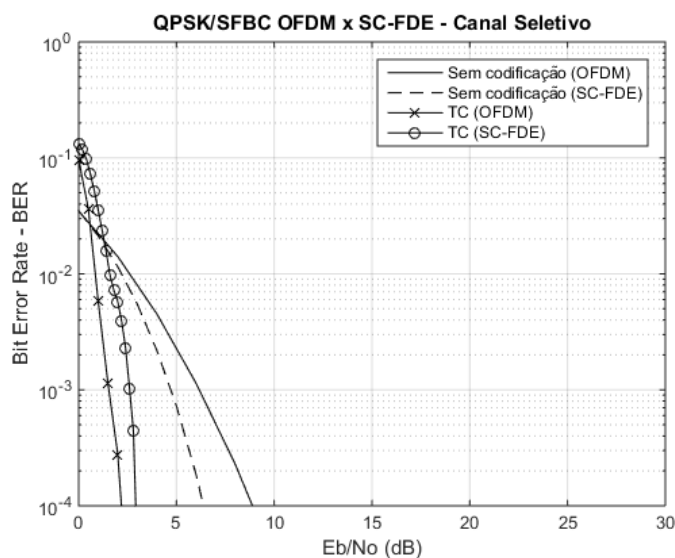


Figura 35 – Canal Rayleigh – SFBC comparação OFDM x SC-FDE

Na Figura 36 é apresentada de maneira mais clara a comparação entre os sistemas STBC e SFBC utilizando OFDM. Os resultados mostram que os dois sistemas possuem desempenhos similares, tendo diferença mínima nos resultados ao utilizar codificação de canal, como mostra o exemplo para a TC.

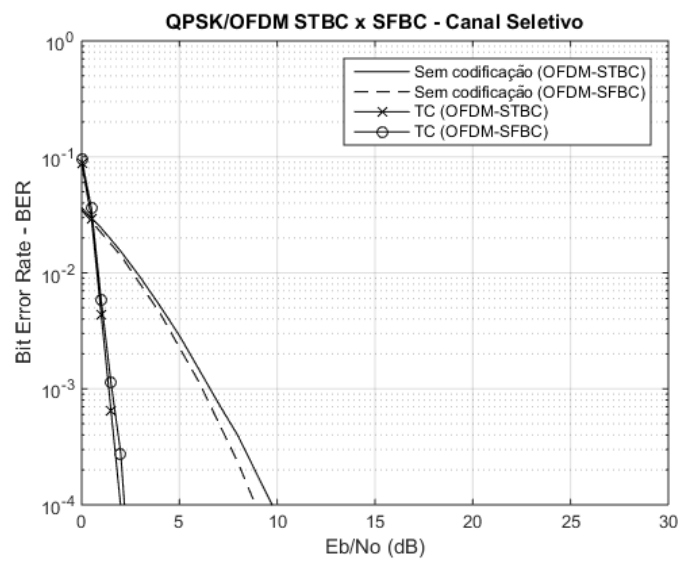


Figura 36 – Canal Rayleigh – OFDM comparação STBC x SFBC

5. Conclusões

Técnicas modernas de codificação são fundamentais para garantir o bom desempenho e eficiência dos sistemas de comunicação atuais como o caso do padrão de telefonia celular de 4G, o LTE. O uso de técnicas para FEC juntamente com o *interleaving* permite corrigir parte dos erros ocorridos no processo de transmissão digital. Com as técnicas de CC e codificação RS é possível atingir um nível de BER de 10^{-4} com valor de 5 dB para a E_b/N_0 . O uso de técnicas de FEC mais complexas como a TC e a codificação LDPC permitem que os sistemas móveis tenham baixas taxas de erros mesmo em condições em que o nível de ruído é próximo ao nível do sinal recebido com uma relação de E_b/N_0 de 1 dB.

A informação codificada é modulada com as técnicas OFDM e SC-FDE que garantem a eficiência espectral do sistema. Com elas foi possível equalizar o canal de forma mais simples no domínio da frequência mesmo em canais com desvanecimento seletivo em frequência. O uso do SC-FDE, além de possuir menor PAPR, mostrou ter melhor desempenho que o OFDM para todas as técnicas de FEC em sistemas SISO e também em sistemas MIMO quando nenhuma técnica de FEC é empregada. Já para os sistemas MIMO com técnicas de diversidade o OFDM teve desempenho um pouco melhor que o SC-FDE para as técnicas de TC e codificação LDPC, atingindo a mesma BER com aproximadamente 1 dB a menos. Já para as técnicas de CC e codificação RS em sistemas MIMO o desempenho foi similar para os dois.

O uso de múltiplas antenas juntamente com técnicas de diversidade espaço-temporal e espaço-frequência utilizam-se do fato de que os efeitos do canal com desvanecimento têm pouca probabilidade de serem os mesmos para cada percurso do canal e variam com o tempo e frequência, transmitindo as informações de maneira redundante e combinando-as no receptor, aumentando assim a eficiência e robustez dos sistemas sem fio. Mesmo para canais com desvanecimento seletivo em frequência, os códigos STBC e SFBC mostraram ser possível atingir desempenhos próximos aos canais sem desvanecimento para sistemas SISO. Para o sistema SC-FDE SISO, por exemplo, a BER de 10^{-4} foi obtida com 6 dB para a TC e codificação LDPC, 10 dB para a CC, 13 para a codificação RS e 15 sem FEC. Já para o SC-FDE

MIMO-STBC, a mesma taxa de erros foi obtida com os valores próximos de 1 dB para a codificação LDPC, 3 dB para a TC, 4 dB para a CC, 5 dB para a codificação RS e 6 sem FEC. As duas técnicas de diversidade para MIMO apresentaram resultados similares tanto ao utilizar o OFDM quanto ao utilizar o SC-FDE, com a vantagem que o SFBC é realizado através do par de subportadoras dentro de um símbolo OFDM enquanto que o STBC é aplicado através do par de símbolos OFDM no domínio do tempo, o que nem sempre é possível já que o número de símbolos OFDM em um *sub-frame* do LTE muitas vezes é ímpar.

As técnicas e sistemas apresentados nesse trabalho não se limitam ao padrão LTE, elas são utilizadas em sistemas modernos atuais como é o caso do padrão de quinta geração (5G) de comunicação móvel o *New Radio*, atualmente em especificação e implementação inicial em alguns países. As especificações iniciais definiram o uso do OFDM com prefixo cíclico para o *downlink* e *uplink* para cenários de alta taxa de dados, enquanto que o SC-FDE será utilizado no *uplink* para cenários onde existe limitação de energia nos terminais. A codificação LDPC foi escolhida para o canal de dados enquanto que os códigos Polares foram especificados para os canais de controle, o que poderia ser tema de trabalhos futuros nessa linha de pesquisa.

Bibliografia

- [1] U. Madhow, "Fundamentals of Digital Communication", First Edition, Cambridge University Press, 2008.
- [2] B. P. Lathi, "Modern Digital and Analog Communication Systems", Third Edition, Oxford University Press, 1998.
- [3] W. Yang "LTE Physical Layer Performance Analysis", National Institute of Standards and Technology, vol. 3, pp. 6-10, June. 2013.
- [4] M. Jamal, B. Horia, K. Maria, I. Alexandru, "Study of multiple access schemes in 3GPP LTE OFDMA vs. SC-FDMA," in Applied Electronics.2011 Int.Conf, pp. 1-4.
- [5] Y. G. Debessu, "New Coding/Decoding Techniques for Wireless Communication Systems", LSU Doctoral Dissertations, 2012.
- [6] I. Shubhi, Y. Sanada, "Performance of turbo codes in overloaded MIMO-OFDM systems using joint decoding", Proc. IEEE Conf. Pers. Indoor Mobile Radio Commun., pp. 775-780, Aug. 2014
- [7] N. S. Kothari, V. S. Patil, "Performance of Space-Time Block Coded MIMO Systems for Cell Edge Users in Rayleigh Fading Channel", 2014 International Conference on Electronic Systems, Signal Processing and Computing Technologies, Nagpur, 2014, pp. 465-467.
- [8] A. V. Iordache, and I. Marghescu, "Transmit Diversity in LTE Network", 21st Telecommunications forum TELFOR, Serbia, Belgrade, November 26-28, 2013.
- [9] S. Haykin, M. Moher, "Sistemas modernos de comunicações wireless", Porto Alegre, RS: Bookman, 2008, ISBN 9788560031993.
- [10] N. Chandran, M. C. Valenti, "Three generations of cellular wireless systems", IEEE Potentials, 2001.
- [11] M. A. F. R. Almeida, "Introdução ao LTE – Long Term Evolution", Pós-Graduação em Sistemas de Telecomunicações da Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais PUC-MG, 2013.

- [12] C. Cox, "Introduction to LTE: LTE, LTE-Advanced, SAE and 4G Mobile Communications", 2nd Edition, Hoboken, NJ: Wiley, 2012.
- [13] S. Sesia, M. Baker, I. Toufik, "LTE, the UMTS long term evolution: from theory to practice", Chichester U.K., Wiley, 2009.
- [14] A. Ghosh, J. Zhang, J. G. Andrews, R. Muhamed, "Fundamentals of LTE," Prentice Hall, 2010, ISBN: 0137033117.
- [15] Rohde & Schwarz, "LTE-Advanced (3GPP Rel.12) Technology Introduction", White Paper 1MA252, June 2014.
- [16] B. Furht, S. Ahson, "Long Term Evolution: 3GPP LTE Radio And Cellular Technology", CRC Press, 2009, ISBN 978-1-4200-7210-5.
- [17] 3GPP, "TS 36.212 Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding (Release 10)", 2011.
- [18] J. G. Proakis, "Digital Communications," 4th Edition, McGraw-Hill, New York, 2001.
- [19] S. Haykin, "Communication Systems", Fourth Edition, Wiley, 2001.
- [20] D. V. Loss, "Decodificador Convolutacional De Viterbi Com Soft-Decision e Bit Interleaver", Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Pontifca Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2008.
- [21] R. D. Wesel, "Convolutional Codes", Encyclopedia of Telecommunications, 2003.
- [22] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes.", Proceedings of the IEEE International Conference of Communications ICC 93, IEEE, Geneva, 23-26 May 1993, pp. 1064-1070.
- [23] L. Hanzo, T.H. Liew, "Turbo Coding, Turbo Equalisation and Space-Time Coding for Transmission over Fading Channels", 2002.
- [24] H. R. Sadjadpour, "Maximum a posteriori decoding algorithms for turbo codes", Proc. SPIE 4045, Digital Wireless Communication II, 73 (July 26, 2000).

- [25] I. S. Reed, G. Solomon, "Polynomial Codes Over Certain Finite Fields", *SIAM Journal of Applied Math.*, vol. 8, 1960, pp. 300-304.
- [26] L. Yongmei, G. Yong, Z. Jie, W. Guohui, Z. Yan, "Reed-Solomon Codes for Satellite Communications", 2009 IITA International Conference on Control Automation and Systems Engineering, 2009.
- [27] R. L. Miller, T. K. Truong, B. Benjauthrit, and I. S. Reed, "A Reed-Solomon Decoding Program for Correcting both Errors and Erasures", 1979.
- [28] I. S. Reed, T. K. Truong, "A simplified algorithm for correcting both errors and erasures of RS codes", *Deep Space Network Progress Report 42-48*, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California, September 1978.
- [29] E. R. Berlekamp, J. L. Ramsey, "Readable erasures improve the performance of Reed-Solomon codes", *IEEE Transactions on Information Theory* 24(5): 632-633 (1978).
- [30] A. Shokrollahi, "LDPC codes: An introduction", Digital Fountain, Inc., Tech. Rep, p. 2, 2003.
- [31] W. E. Ryan, "An introduction to LDPC codes", in *CRC Handbook for Coding and Signal Processing for Recoding Systems* (B. Vasic, ed.), CRC Press, 2004.
- [32] F. Lumertz, F. A. C. M. Cardos, D. S. Arantes, "Implementação de um Codificador LDPC para um Sistema de Televisão Digital", XXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Recife, 2007.
- [33] R. M. Tanner, "A recursive approach to low complexity codes", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-27, pp. 533-547, Sept. 1981.
- [34] M. Yang, W. E. Ryan, and Y. Li, "Design of efficiently encodable moderate-length high-rate irregular LDPC codes", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, no. 4, pp. 564-571, Apr. 2004.
- [35] T.F. Pegoraro, "Design, Simulation and Hardware Implementation of a Digital Television System: LDPC channel coding", *Spread Spectrum Techniques and Applications*, 2006 IEEE Ninth International Symposium on, Aug. 2006.

- [36] X. Y. Hu, E. Eleftheriou, and D. Arnold, "Regular and irregular progressive edge-growth Tanner graphs", *IEEE Trans. Communications*, vol. 52, pp. 386–398, Feb. 2005.
- [37] T. Ta, "A Tutorial on Low Density Parity-Check Codes", The University of Texas at Austin.
- [38] K. S. Andrews, C. Heegard, and D. Kozen. "A theory of interleavers", Technical Report TR97-1634, Department of Computer Science, June 1997.
- [39] I. Richer, "A simple interleaver for use with Viterbi decoding", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 26, no. 3, pp. 338-345, Mar. 1978.
- [40] J. L. Ramsey, "Realization of Optimum Interleavers", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-16, no. 3, pp. 338–345, May 1970.
- [41] Y. Q. Shi, X. M. Zhang, Z. C. Ni, and N. Ansari, "Interleaving for Combating Bursts of Errors", *IEEE Circuits and System magazine*, first quarter, pp. 29-42, 2004.
- [42] S. Vafi, T. Wysocki, I. Burnett, "Convolutional Interleaver for Unequal Error Protection of Turbo Codes", 2003.
- [43] B. P. Lathi, Z. Ding, "Sistemas de Comunicações Analógicas e Digitais Modernos", 4^a ed. Rio de Janeiro, Editora LTC, 2012.
- [44] M. Debbah, "Short introduction to OFDM", White Paper, Mobile Communications Group, Institut Eurecom, 2004.
- [45] C. Cox, "An Introduction to LTE: LTE, LTE-Advanced, SAE and 4G Mobile Communications", Chichester UK, John Wiley & Sons, Ltd, 2012. ISBN 9781119970385.
- [46] N. Marchetti, M. Rahman, S. Kumar, R. Prasad, "OFDM: Principles and Challenges", In: Tarokh V. (eds) *New Directions in Wireless Communications Research*, Springer, Boston, MA.

- [47] P. Thomas, M. Mathurakani, "SC-FDMA -AN EFFICIENT TECHNIQUE FOR PAPR REDUCTION IN UPLINK COMMUNICATION SYSTEMS -A SURVEY", IJRET, Vol. 3, No. 1, Pp. 53-59, March 2014.
- [48] F. Pancaldi, G. M. Vitetta, R. Kalbasi, N. Al-Dhahir, M. Uysal, H. Mheidat, "Single-carrier frequency domain equalization", in IEEE Signal Processing Magazine, vol. 25, no. 5, pp. 37-56, September 2008.
- [49] A. Paulraj, R. Nabar, D. Gore, "Introduction to Space-Time Wireless Communications".
- [50] H. Bolckei, E. Zurich, "MIMO-OFDM Wireless systems Basics, Perspectives and Challenges", IEEE Wireless Communications, August 2006.
- [51] V. Tarokh, N. Seshadri, A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 44, No. 2, pp. 744–765, March 1998.
- [52] M. Benaissa, A. Bassou, M. Beladgham, A. Lakhdar, "Performance Study of the Association TCM-UGM/STBC to Reduce Transmission Errors of JPEG Images", Int'l J. of Communications, Network and System Sciences, Vol. 4 No. 6, 2011, pp. 388-394.
- [53] K. Assaleh, K. Farrell, R. J. Mammone, "A new method of modulation classification for digitally modulated signals", Proc. IEEE MILCOM'92, San Diego, CA, Vol.2, pp.712-716, Dec., 1992.
- [54] H. Yang, D. Li, X. Zhu, et. all, "Switched STBC and SFBC", Project by IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group, 2008.
- [55] S. R. Chaudhary, A. J. Patil, A. V. Yadao, "WLAN-IEEE 802.11ac: Simulation and performance evaluation with MIMO-OFDM", Proc. IEEE Conf. Adv. Signal Process. (CASP), pp. 440-445, Jun. 2016.
- [56] E. Konguvel, J. Raja, and M. Kannan, "A Low Power VLSI Implementation of 2X2 MIMO OFDM Transceiver with ICI-SC Scheme", International Journal of Computer Applications, vol. 77, no. 5, pp. 9-15, Sep. 2013.

- [57] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part I: Characterization", IEEE Communications Magazine, Vol. 35, Issue 7, July 1997, pp. 90-100.
- [58] M.G. Saduque et al., "Modeling and Characterization of Different Types of Fading Channel", International Journal of Science Engineering and Technology Research, vol. 4, no. 5, May 2015.
- [59] J. Aráuz, "Discrete Rayleigh Fading Channel Modeling", Department of Information Sciences and Telecom, University of Pittsburgh, 135 N. Belle field.
- [60] D. Peral-Rosado, A. José, J. A. López-Salcedo, G. Seco-Granados, F. Zanier, M. Crisci, "Evaluation of the LTE positioning capabilities under typical multipath channels", Advanced Satellite Multimedia Systems Conference (ASMS) and 12th Signal Processing for Space Communications Workshop (SPSC) 2012 6th, pp. 139-146, 2012, September.
- [61] T. Sanjana, M. N. Suma, "Comparison of Channel Estimation and Equalization Techniques for OFDM Systems", Circuits and Systems: An International Journal (CSIJ), Vol. 1, No. 1, pp 1-10, January 2014.
- [62] H. Liu, "Frequency-Domain Equalization of Single Carrier Transmissions Over Doubly Selective Channels", Dissertation, Graduate School of The Ohio State University, 2007.
- [63] R. Böhnke, D. Wübben, V. Kühn, K. D. Kammeyer, "Reduced complexity MMSE detection for BLAST architecture", Proc. IEEE Global Telecommun. Conf. (GLOBECOM), pp. 2258-2262, 2003-Dec.