

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Eduardo Berthold Kapp

**ANÁLISE DE TÉCNICAS DE EQUALIZAÇÃO DE CANAL PARA  
SC-FDMA**

Santa Maria, RS  
2019

**Eduardo Berthold Kapp**

**ANÁLISE DE TÉCNICAS DE EQUALIZAÇÃO DE CANAL PARA SC-FDMA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica**.

ORIENTADORA: Prof.<sup>a</sup> Candice Müller

Santa Maria, RS  
2019

**Eduardo Berthold Kapp**

**ANÁLISE DE TÉCNICAS DE EQUALIZAÇÃO DE CANAL PARA SC-FDMA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica**.

**Aprovado em 12 de julho de 2019:**

---

**Candice Müller, Dr<sup>a</sup>. (UFSM)**  
(Orientadora)

---

**Natanael Rodrigues Gomes, Dr. (UFSM)**

---

**Samuel Tumelero Valduga, Dr. (UFSM)**

## DEDICATÓRIA

*Aos meus avós Daisy Marla Emmel Berthold e Arnaldo Berthold.*

## AGRADECIMENTOS

*Primeiro, agradeço pela oportunidade de ter estudado em uma universidade pública de qualidade como a UFSM. Nesse sentido, reconheço que, se por meio da graduação pude me desenvolver enquanto pessoa e profissional, isso só foi possível graças a população que financia com muito suor o sistema público de ensino brasileiro. Agradeço também pelo suporte, apoio em todas as decisões e nas horas difíceis por parte da minha família. Quando menciono minha família, preciso explicar que se trata de minha mãe, meu padrasto, meu pai, minha madrasta, meus irmãos Thiago e Ane e minhas gatas Felícia e Luna. Sempre serei grato pelo apoio de vocês.*

*Agradeço principalmente a Alice, que poderia facilmente apresentar este trabalho por mim, visto que me ouviu falar sobre esta pesquisa quase que diariamente, do início ao fim. Além disso, é claro, agradeço a ela pelo carinho, amor, e principalmente pelo incentivo que sempre me deu. Devo muito do meu crescimento ao que aprendi com ela nos últimos tempos.*

*Sou grato pela parceria, amizade, descobertas, experimentos e apoio nas horas mais difíceis por parte dos meus amigos. Desde o GM ou o pessoal do Colégio Militar, em que alguns me acompanham faz mais de dez anos, até o pessoal que conheci na Elétrica. Especificamente, agradeço aos meus colegas que me acompanharam de perto nessa legítima luta dos últimos anos: Alexandre, Guilherme, Mateus Giuliani, Pedro, Gilson, Matheus, Renan, Igor e tantos outros. Vocês foram essenciais para a minha conclusão deste curso.*

*Ainda, registro aqui meu respeito e carinho imensos por minha orientadora, Professora Candice. Comecei este trabalho em circunstâncias adversas e ela foi a pessoa certa na hora certa para me orientar. Com ela aprendi muito, seja na forma como ela é extremamente dedicada em seu trabalho como na forma em que ela trata seus colegas e alunos. Sem sua paciência, orientação e conselhos, este trabalho não teria sido nem metade do que é. Por isso, sou extremamente grato.*

*Você tem sorte se tiver tempo de espirrar  
nesse maldito mundo fenomenal.*

*(J.D. Salinger em "Franny and Zooey")*

## RESUMO

### ANÁLISE DE TÉCNICAS DE EQUALIZAÇÃO DE CANAL PARA SC-FDMA

AUTOR: Eduardo Berthold Kapp

ORIENTADORA: Candice Müller

Dos principais problemas encontrados em sistemas de comunicação digital sem fio, destaca-se o fenômeno do multipercurso, visto que este pode causar severa distorção no sinal transmitido, podendo comprometer o funcionamento de todo o sistema. Este trabalho apresenta o estudo e a implementação das principais técnicas de equalização de canal existentes em literatura, como forma de compensar os efeitos do multipercurso, aplicadas ao sistema SC-FDMA (*Single Carrier - Frequency Division Multiple Access*). O padrão SC-FDMA especificado para o *Uplink* do sistema de 4ª Geração LTE (*Long Term Evolution*) foi implementado, assim como três técnicas de estimação e equalização de canal. A primeira técnica, estimação de canal por Interpolação Linear, utiliza os símbolos de referência para o processo de interpolação, sendo a técnica clássica utilizada em sistemas SC-FDMA. As demais técnicas implementadas, CMA (*Constant Modulus Algorithm*) e CMA-DD Concorrente (*Constant Modulus Algorithm - Direct Decision*), são técnicas cegas de equalização de canal, propostas para sistemas de portadora única.

As técnicas implementadas foram avaliadas para diferentes cenários de operação, com baixa, média e alta dispersão, considerando o usuário se movendo a diferentes velocidades que representam, respectivamente: um usuário caminhando em baixa velocidade, usuário em um veículo em média velocidade e em um veículo em alta velocidade, definidos pela 3GPP (*Third Generation Partnership Project*), através dos canais de comunicação EPA, EVA e ETU. A comparação de desempenho das técnicas de Interpolação Linear, CMA e Concorrente foi analisada através dos resultados da SER (*Symbol Error Rate*). O tempo de convergência do algoritmo e o erro residual foram avaliados para as técnicas adaptativas, através do MSE (*Mean Squared Error*). O equalizador Concorrente obteve desempenho superior em relação aos demais equalizadores para todos os casos avaliados em termos de SER, apresentando valores de até duas ordens de grandeza inferiores em relação aos demais equalizadores, mesmo em situações de operação críticas (canais EVA e ETU). Além disso, a técnica clássica de Interpolação Linear apresentou desempenho significativamente inferior às demais técnicas para todos os casos analisados.

**Palavras-chave:** LTE. Equalização de Canal. SC-FDMA.

## ABSTRACT

### ANALYSIS ON CHANNEL EQUALIZATION TECHNIQUES FOR SC-FDMA

AUTHOR: Eduardo Berthold Kapp

ADVISOR: Candice Müller

As for the main problems found in wireless digital communication systems, the multipath phenomenon stands out, as it could cause severe distortion on the transmitted signal, possibly compromising the system's whole functioning. This paper presents the study and implementation of the main channel equalization schemes existent in literature, as a way to compensate multipath effects, applied to SC-FDMA (Single Carrier - Frequency Division Multiple Access). The SC-FDMA standard specified for the Uplink of the 4<sup>th</sup> Generation LTE (Long Term Evolution) was implemented, as also three channel estimation and channel equalization techniques. The first one, channel estimation by Linear Interpolation, uses the reference symbols for the interpolation process, being the classic technique used for SC-FDMA systems. The rest of the implemented techniques, CMA (Constant Modulus Algorithm) and CMA-DD Concurrent (Constant Modulus Algorithm - Direct Decision), are blind channel equalization techniques, proposed for single carrier systems.

The implemented techniques were evaluated for different operation scenarios, with low, medium and high dispersion, considering the user moving at different speeds: a low speed pedestrian, a medium speed vehicle and a high speed vehicle, all defined by the 3GPP (3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project), through the EPA, EVA and ETU channels. The performance comparison of the Linear Interpolation, CMA e Concurrent techniques were analyzed through the SER (Symbol Error Rate) results. The algorithm's convergence time and residual error were evaluated for the adaptive techniques, using the MSE (Mean Squared Error). The Concurrent equalizer had superior performance compared to the other techniques for all the cases considered in terms of SER, presenting values up to two orders inferior when compared to the other equalizers, even when in a critical operation scenario (EVA and ETU channels). Besides, the classic Linear Interpolation technique showed a significantly inferior performance compared to the other techniques for all scenarios considered.

**Keywords:** Channel Equalization. SC-FDMA. LTE.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Propagação Multipercurso .....	15
Figura 2.2 – Representação de Atenuação Seletiva .....	18
Figura 3.1 – Comparação entre OFDM (Multiportadora) e SC-FDE (Portadora Única) ...	20
Figura 3.2 – Esquema Geral do Sistema SC-FDMA .....	21
Figura 3.3 – Esquema de Mapeamento da Etapa de Transmissão SC-FDMA .....	22
Figura 3.4 – Padrão para Quadros de Rádio no LTE. Nota-se o período $T = 0,5ms$ para cada <i>Slot</i> e $T = 10ms$ para um Quadro completo. ....	24
Figura 3.5 – Grade de Recursos SC-FDMA para uma Taxa de Amostragem de 7,68MHz	25
Figura 3.6 – Prefixo Cíclico .....	26
Figura 4.1 – Filtro Transversal .....	32
Figura 4.2 – Inserção dos Símbolos de Referência para SC-FDMA, dada uma Largura de Banda de 5MHz .....	33
Figura 4.3 – Estimação de Canal utilizando Interpolação Linear .....	34
Figura 4.4 – Esquema do Filtro LMS .....	36
Figura 4.5 – Modelo de Adaptação para Técnica de Equalização CMA .....	38
Figura 4.6 – Modelo de Adaptação para Técnica de Equalização DD .....	40
Figura 4.7 – Modelo de Adaptação para Técnica de Equalização Combinada LMS-DD ..	42
Figura 4.8 – Modelo de Adaptação para Técnica de Equalização Combinada CMA-DD ..	43
Figura 4.9 – Esquema para Equalizador utilizando Sobre-Amostragem com fator $\frac{K}{T}$ .....	44
Figura 4.10 – Modelo de Adaptação para Técnica de Equalização Combinada Concorrente	45
Figura 5.1 – Resposta ao Impulso do EPA .....	51
Figura 5.2 – Resposta ao Impulso do EVA .....	53
Figura 5.3 – Resposta ao Impulso do ETU .....	54
Figura 6.1 – Equalização SC-FDMA .....	55
Figura 6.2 – Esquema de equalização utilizado .....	56
Figura 6.3 – Esquema de equalização CMA para SC-FDMA .....	57
Figura 6.4 – Esquema de equalização DD para SC-FDMA .....	59
Figura 6.5 – Esquema de equalização Concorrente para SC-FDMA .....	61
Figura 7.1 – Comparação dos valores SER obtidos pelos Equalizadores para Canal EPA 5Hz .....	66
Figura 7.2 – Erro Médio Quadrático para Canal EPA 5Hz .....	67
Figura 7.3 – Comparação dos valores SER obtidos pelos Equalizadores para Canal EVA 5Hz .....	68
Figura 7.4 – Erro Médio Quadrático para Canal EVA 5Hz .....	69
Figura 7.5 – Comparação dos valores SER obtidos pelos Equalizadores para Canal EVA 70Hz .....	70
Figura 7.6 – Erro Médio Quadrático para Canal EVA 70Hz .....	71
Figura 7.7 – Comparação dos valores SER obtidos pelos Equalizadores para Canal ETU 70Hz .....	72
Figura 7.8 – Erro Médio Quadrático para Canal ETU 70Hz .....	73
Figura 7.9 – Comparação dos valores SER obtidos pelos Equalizadores para Canal ETU 300Hz .....	74
Figura 7.10 – Erro Médio Quadrático para Canal ETU 300Hz .....	75

## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Parâmetros SC-FDMA para algumas Frequências de Amostragem .....	26
Tabela 3.2 – Parâmetros para Bloco de Recursos .....	26
Tabela 3.3 – Comprimentos Possíveis para Diferentes Configurações de CP .....	27
Tabela 3.4 – Mapeamento QPSK. Valor $KMOD = \frac{1}{\sqrt{2}}$ .....	27
Tabela 3.5 – Mapeamento 16-QAM. Valor $KMOD = \frac{1}{\sqrt{10}}$ .....	28
Tabela 3.6 – Mapeamento 64-QAM. Valor $KMOD = \frac{1}{\sqrt{42}}$ .....	28
Tabela 4.1 – Algoritmo LMS .....	37
Tabela 4.2 – Valores usuais para $\gamma$ .....	39
Tabela 4.3 – Algoritmo CMA .....	39
Tabela 4.4 – Valores usuais para $MSE$ .....	41
Tabela 4.5 – Algoritmo DD .....	41
Tabela 4.6 – Sumário de Etapas para Algoritmo Concorrente .....	47
Tabela 5.1 – PDF (exemplo) .....	48
Tabela 5.2 – Cenário para Interior de um Escritório .....	49
Tabela 5.3 – Cenário para Pedestre em Movimento .....	50
Tabela 5.4 – Cenário para Interior de um Veículo em Movimento .....	50
Tabela 5.5 – Cenário para Pedestre em Movimento .....	51
Tabela 5.6 – Cenário para Veículo em Movimento .....	52
Tabela 5.7 – Cenário Urbano Típico .....	54
Tabela 6.1 – Algoritmo CMA aplicado a SC-FDMA .....	58
Tabela 6.2 – Algoritmo DD aplicado a SC-FDMA .....	60
Tabela 6.3 – Algoritmo Concorrente aplicado a SC-FDMA .....	63
Tabela 7.1 – Parâmetros Utilizados na Simulação .....	65

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<b>3GPP</b>	<i>Third Generation Partnership Project</i>
<b>4G</b>	<i>4<sup>th</sup> Generation</i>
<b>ASK</b>	<i>Amplitude Shift Keying</i>
<b>AWGN</b>	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
<b>BER</b>	<i>Bit Error Rate</i>
<b>CMA</b>	<i>Constant Modulus Algorithm</i>
<b>CP</b>	<i>Cyclic Prefix</i>
<b>DD</b>	<i>Direct Decision</i>
<b>DFT</b>	<i>Discrete Fourier Transform</i>
<b>EPA</b>	<i>Extended Pedestrian A</i>
<b>EVA</b>	<i>Extended Vehicular A</i>
<b>ETU</b>	<i>Extended Typical Urban</i>
<b>IDFT</b>	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
<b>ISI</b>	<i>Intersymbolic Interference</i>
<b>LMS</b>	<i>Least Mean Squares</i>
<b>LTE</b>	<i>Long Term Evolution</i>
<b>MCMA</b>	<i>Modified Constant Modulus Algorithm</i>
<b>NMCMA</b>	<i>New Modified Constant Modulus Algorithm</i>
<b>NMCMA – SDD</b>	<i>New Modified Constant Modulus Algorithm with Soft Direct Decision</i>
<b>OFDM</b>	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
<b>OFDMA</b>	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
<b>PAPR</b>	<i>Peak to Average Power Ratio</i>
<b>PDF</b>	<i>Power Delay Profile</i>
<b>PSK</b>	<i>Phase Shift Keying</i>
<b>QAM</b>	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
<b>QPSK</b>	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
<b>RB</b>	<i>Resource Block</i>
<b>SC – FDE</b>	<i>Single Carrier Frequency Domain Equalization</i>
<b>SC – FDMA</b>	<i>Single Carrier Frequency Division Multiple Access</i>
<b>SER</b>	<i>Symbol Error Rate</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\sphericalangle A$	Ângulo de A
$*$	Convolução
$==$	Comparação Lógica
$\wedge$	"E"
$E\{\}$	Expectativa Estatística
$\ $	Módulo
$\delta$	Operador Gradiente
$\#$	Operador Cardinalidade
$\forall$	"Para Qualquer"
$Q\{\}$	Quantização
$\in$	"Que Pertence a"
$A^T$	Transposta de A
$ $	Tal Que
$\hat{A}$	Vetor "A"

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>12</b>
1.1	O PROBLEMA .....	12
1.2	OBJETIVOS .....	13
<b>1.2.1</b>	<b>Organização do Trabalho</b> .....	<b>13</b>
<b>2</b>	<b>O CANAL DE RÁDIO</b> .....	<b>14</b>
2.1	PROPAGAÇÃO MULTIPERCURSO .....	15
<b>2.1.1</b>	<b>Interferência Inter Simbólica (ISI)</b> .....	<b>15</b>
<b>2.1.2</b>	<b>Caracterização de Canal</b> .....	<b>16</b>
2.2	<i>SLOW FADING</i> , EFEITO DOPPLER E <i>FAST FADING</i> .....	17
2.3	AWGN .....	18
<b>3</b>	<b><i>SINGLE CARRIER - FREQUENCY DIVISION MULTIPLE ACCESS</i></b> .....	<b>19</b>
3.1	FUNCIONAMENTO DO SISTEMA .....	21
3.2	APLICAÇÃO DO SC-FDMA NO LTE .....	23
<b>3.2.1</b>	<b>Estrutura de Sinais de Referência no <i>Uplink</i></b> .....	<b>29</b>
<b>4</b>	<b>TÉCNICAS DE EQUALIZAÇÃO</b> .....	<b>31</b>
4.1	INTERPOLAÇÃO LINEAR .....	32
4.2	<i>LEAST MEAN SQUARES</i> .....	35
4.3	<i>CONSTANT MODULUS ALGORITHM</i> .....	37
4.4	<i>DIRECT DECISION</i> .....	40
4.5	COMBINAÇÃO DE EQUALIZADORES LMS-DD .....	42
4.6	COMBINAÇÃO DE EQUALIZADORES CMA-DD .....	43
4.7	EQUALIZADOR CONCORRENTE CMA-DD .....	44
<b>5</b>	<b>MODELOS DE CANAL</b> .....	<b>48</b>
5.1	MODELOS DE CANAL ITU .....	49
5.2	MODELOS DE CANAL ITU ESTENDIDOS .....	50
<b>5.2.1</b>	<b>EPA 5Hz</b> .....	<b>51</b>
<b>5.2.2</b>	<b>EVA 5Hz e EVA 70Hz</b> .....	<b>52</b>
<b>5.2.3</b>	<b>ETU 70Hz e ETU 300Hz</b> .....	<b>53</b>
<b>6</b>	<b>ADEQUAÇÃO DOS EQUALIZADORES PARA O SC-FDMA</b> .....	<b>55</b>
6.1	CMA .....	56
6.2	DD .....	58
6.3	CONCORRENTE .....	60
<b>7</b>	<b>SIMULAÇÃO E RESULTADOS</b> .....	<b>64</b>
7.1	PARÂMETROS UTILIZADOS .....	65
7.2	RESULTADOS .....	65
<b>7.2.1</b>	<b>EPA 5Hz</b> .....	<b>65</b>
<b>7.2.2</b>	<b>EVA 5Hz</b> .....	<b>67</b>
<b>7.2.3</b>	<b>EVA 70Hz</b> .....	<b>69</b>
<b>7.2.4</b>	<b>ETU 70Hz</b> .....	<b>71</b>
<b>7.2.5</b>	<b>ETU 300Hz</b> .....	<b>73</b>
<b>8</b>	<b>CONCLUSÃO</b> .....	<b>76</b>
8.1	TRABALHOS FUTUROS .....	77
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	<b>78</b>

# 1 INTRODUÇÃO

O desenvolvimento tecnológico na área das telecomunicações acarretou na mudança radical do modo como as pessoas e comunidades utilizam e percebem a comunicação sem fio. Se nos anos 90 o telefone celular era um luxo e um tanto limitado, hoje é quase indispensável e relativamente acessível a população, possibilitando muito além de uma mera chamada telefônica, o conhecimento, a cultura e melhora na qualidade de vida. Se por um lado é crescente a demanda por altas taxas transmissão de dados, por outro lado mais usuários compartilham do mesmo meio de comunicação, o que exige constante desenvolvimento tecnológico.

Um dos graves problemas de sistemas de comunicação sem fio é o multipercurso. Nas últimas décadas, boa parte dos esforços científicos nesta área foram no sentido de implementar técnicas de equalização de canal visando reduzir os efeitos do multipercurso e a seletividade na frequência em sistemas sem fio (TREICHLER; AGEE, 1983)(LOPES; CARDOSO; ARANTES, 2010)(BACCALA; ROY, 1994)(CASTRO, 2001)(NORONHA, 2012)(NGUYEN; CHRISTIAN; KUCHENBECKER, 2000)(MAYER; CASTRO; CASTRO, 2018). No entanto, ainda há muito que se ampliar nesta área, sendo o principal objeto de estudo deste trabalho as técnicas de equalização para canais dispersivos, colocando o multipercurso como o centro deste tópico.

## 1.1 O PROBLEMA

Em comunicações sem fio, o meio de comunicação é o espaço livre. A medida que a onda eletromagnética transmitida se propaga pelo meio ela encontra obstáculos, ou regiões de fronteira. A cada mudança de meio, parte da onda eletromagnética é transmitida ao meio seguinte e parte é refletida, de acordo com as características dos dois meios. Os múltiplos obstáculos e as consequentes múltiplas reflexões da onda eletromagnética entre transmissor e receptor faz com que o sinal recebido seja composto pelo somatório das múltiplas frentes de onda que chegam ao receptor com diferentes amplitudes e atrasos, dados pela distância percorrida no respectivo percurso.

As múltiplas frentes de onda podem se somar construtiva ou destrutivamente, causando distorção no sinal recebido, o que pode comprometer o funcionamento do sistema, gerando elevada taxa de erro de bit (BER). Embora existam diversas soluções para o problema do multipercurso propostas em literatura, pesquisas no tema continuam sendo desenvolvidas e novas técnicas continuam sendo propostas, visando atingir desempenho superior, especialmente em cenários de operação críticos.

Cabe salientar que, diferentemente do problema do ruído branco aditivo, o multipercurso não pode ser minimizado com o aumento de potência do transmissor, exigindo que seu

tratamento seja realizado no receptor.

## 1.2 OBJETIVOS

Neste contexto, este trabalho propõe o estudo, a implementação e a comparação de desempenho de técnicas de equalização de canal aplicadas a sistemas SC-FDMA (*Single Carrier - Frequency-Division Multiple Access*). Especificamente, o sistema em estudo é o *Uplink* do LTE (*Long Term Evolution*), sistema de comunicação celular de 4ª geração, que utiliza SC-FDMA por razões que serão descritas mais adiante neste trabalho. As principais técnicas existentes em literatura serão implementadas e avaliadas com vistas ao desenvolvimento de novas soluções. Para atingir o objetivo geral deste trabalho, é necessário o desenvolvimento dos seguintes objetivos específicos:

1. Implementar um sistema SC-FDMA com características especificadas pela 3GPP, incluindo o processo de estimação de canal.
2. Identificar os principais algoritmos de estimação/equalização de canal existentes em literatura.
3. Implementar os algoritmos de equalização no sistema SC-FDMA desenvolvido.
4. Simular o sistema SC-FDMA utilizando as técnicas de equalização implementadas, considerando diversos cenários de operação.
5. Comparar os resultados das técnicas implementadas através da análise de desempenho.

### 1.2.1 Organização do Trabalho

Este trabalho é organizado de forma a, inicialmente, fornecer uma base teórica dos principais conceitos relacionados a SC-FDMA, incluindo o canal de comunicação, o processo de modulação e o processo de demodulação. Nesse sentido, o Capítulo 2 apresenta os principais problemas inerentes de um Canal de Rádio, enquanto o Capítulo 3 apresenta o funcionamento e contexto de implementação do SC-FDMA. A partir deste entendimento, o Capítulo 4 discorre acerca do funcionamento das técnicas de equalização usadas neste trabalho.

Dado o embasamento sobre o canal de comunicação, o funcionamento do sistema SC-FDMA e as técnicas de equalização, o Capítulo 5 apresenta os modelos de canais utilizados neste trabalho, enquanto que o Capítulo 6 descreve como algumas técnicas de equalização de canal foram adaptadas para o sistema SC-FDMA. O Capítulo 7 apresenta os resultados obtidos e as considerações finais são apresentadas no Capítulo 8.

## 2 O CANAL DE RÁDIO

Essencialmente, um canal de comunicação é definido como qualquer meio físico capaz de "conduzir" informação (seja este o vácuo, o ar, um par de fios condutores ou uma fibra óptica). Um canal de comunicação não necessariamente conduz informação entre um par de pontos, podendo conduzir a informação para múltiplos receptores. Dependendo do contexto e das características desejáveis para dada aplicação, a comunicação pode ser com ou sem fio, analógica ou digital. Existem dois grandes grupos de sistemas de comunicação: as redes que utilizam cabo (como a fibra ótica, par trançado ou cabo coaxial) e as redes sem fio (como a radiodifusão, enlaces de rádio, microondas ou infravermelho). Neste Capítulo, serão abordadas as principais características de canais de rádio.

A comunicação via ondas de rádio se dá pela emissão a partir de um transmissor de ondas eletromagnéticas em determinadas frequências por meio do espaço livre, sendo finalmente decodificada por um receptor designado. A comunicação acontece em contextos variados, desde a chamada "visada direta", onde antena transmissora e receptora se "enxergam" ou entre uma estação rádio base em meio urbano e um telefone celular, onde não existe linha de visada. Neste último caso, o telefone celular pode ou não estar em movimento. São muitas as variáveis que alteram o contexto do canal e conseqüentemente as implicam na transmissão de um determinado sinal. O receptor, além de possivelmente estar em movimento, pode estar parcialmente obstruído por obstáculos físicos como edificações ou alta vegetação, o que causa a atenuação do sinal recebido. Por outro lado, o sinal transmitido pode chegar ao receptor por vários caminhos diferentes devido a reflexão sofrida pela onda eletromagnética a medida que ela se propaga no espaço entre transmissor e receptor. As frentes de onda, que percorreram diferentes distâncias, chegam ao receptor com diferentes atrasos e se somam construtiva ou destrutivamente, causando interferência intersimbólica. Este fenômeno é chamado de multipercurso, que será descrito na Seção 2.1, e é o foco principal deste trabalho. Embora seja possível definir as variáveis que afetam as ondas de rádio em um meio conhecido, este processo é demasiadamente complexo para fins comerciais. Por conta disso, é dada maior atenção aos principais efeitos que são comuns a qualquer meio de transmissão pela atmosfera e que afetam de forma relevante qualquer sinal transmitido.

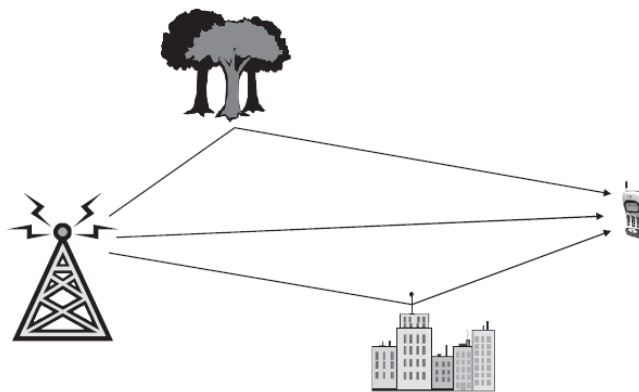
Para que se possa compreender o propósito de técnicas que utilizam alguma compensação para os fenômenos que a comunicação sem fio enfrenta, é necessário analisar o comportamento fundamental do canal de rádio. Afinal, o meio por onde os sinais da comunicação sem fio se propagam, como (FAZEL; KAISER, 2008) sugere, enfrenta algumas dificuldades como a propagação multipercurso, Shadowing, o Ruído Branco (AWGN) e o efeito Doppler. Estes fenômenos serão detalhados nas Seções a seguir.



## 2.1 PROPAGAÇÃO MULTIPERCURSO

Dado um sinal que é enviado pelo meio livre, o fenômeno do multipercurso pode ser compreendido como a divisão do sinal original em várias componentes com amplitude e fase distintas, como define (MYUNG; GOODMAN, 2008). Isto acontece devido a, principalmente, reflexão e refração da onda eletromagnética em objetos e edificações construídas por seres humanos, como se observa na Figura 2.1. Quando o sinal enviado passa por um cenário de multipercurso, acontece uma disparidade entre o sinal enviado e o que chega ao receptor, já que as componentes atrasadas alteram a informação original. As ondas eletromagnéticas experimentam uma alteração de fase e módulo dependentes da distância percorrida pela onda, fazendo com que as várias componentes que chegam ao receptor se somem construtiva ou destrutivamente. Este fenômeno não acontece de forma regular, já que as componentes de onda são refletidas em pontos diversos e chegam no receptor com atrasos não necessariamente iguais entre si. A degradação do sinal recebido devido ao multipercurso pode comprometer o funcionamento do sistema. Nesse sentido o desenvolvimento de técnicas que possam compensar esta distorção é crucial para o funcionamento correto e eficiente dos sistemas de telecomunicação. Estas técnicas são as chamadas técnicas de equalização de canal e serão abordadas a partir do Capítulo 4.

Figura 2.1 – Propagação Multipercurso



Fonte: (MYUNG; GOODMAN, 2008)

### 2.1.1 Interferência Inter Simbólica (ISI)

Dependendo do modelo de multipercurso e do funcionamento adotado para um dado sistema, é possível que ocorra interferência entre os símbolos de um sinal. Este fenômeno acontece devido a sobreposição entre símbolos no tempo, considerando que parte dos símbolos chegam atrasados no receptor. Este efeito é observado principalmente em aplicações de sistemas

de portadora única que possuam curta duração de símbolo. Em (FAZEL; KAISER, 2008), a Equação 2.1 descreve a ISI.

$$N_{ISI, \text{portadora única}} = \left\lceil \frac{\tau_{max}}{T_d} \right\rceil \quad (2.1)$$

onde  $T_d$  é a duração do símbolo e  $\tau_{max}$  é o máximo atraso causado pelo multipercorso. Esse efeito geralmente é neutralizado usando um estágio de equalização (em frequência ou no tempo) no receptor (MYUNG; GOODMAN, 2008). A ISI é a principal adversidade para o sistema SC-FDMA.

### 2.1.2 Caracterização de Canal

O efeito do multipercorso em um canal pode ser descrito por meio de uma função de transferência, um modelo matemático representando as componentes resultantes do sinal passando pelo canal. Geralmente a primeira componente do sinal a chegar ao receptor é a componente de visada direta, que percorre a menor distância possível. Depois disso, chegam as demais componentes atrasadas e atenuadas em razão da reflexão, refração e demais efeitos anteriormente mencionados (GOLDSMITH, 2005).

Para definir esta função de transferência é necessário conhecer o perfil de atraso do canal. Este perfil pode ser mapeado resolvendo as Equações de Maxwell para o cenário previsto. No entanto, isso pode ser demasiado complexo, além de geralmente os parâmetros necessários para tanto não serem conhecidos. Por isso, se utilizam ferramentas simplificadas para prever a intensidade do efeito Multipercorso do canal, sejam modelos estatísticos ou indicadores da intensidade da atenuação e atraso, como o *Power Delay Profile* (PDF). O PDF é utilizado para calcular o *Delay Spread*, definido em (GOLDSMITH, 2005), dado por 2.2:

$$\sigma_{T_m} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \mu_{T_m})^2 A_c(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} A_c(\tau) d\tau}} \quad (2.2)$$

sendo  $\sigma_{T_m}$  e  $\mu_{T_m}$  o valor médio e o valor RMS do *Delay Spread* respectivamente,  $A_c(\tau)$  o PDF, e  $\tau$  representa uma componente específica dentre os diferentes percursos possíveis. Nessa aproximação, um símbolo transmitido com período muito menor que  $\sigma_{T_m}$  sofre elevada interferência inter simbólica.

Por ser complexa a obtenção de parâmetros de um canal, existem modelos regulamentados por instituições de pesquisa para que seja possível simular e implementar sistemas com um algum grau de padronização. Quando se pretende analisar os efeitos do multipercorso em um canal específico, se utiliza seu modelo de PDF definido por alguma destas instituições de normas técnicas. O PDF é definido convencionalmente como é descrito na Equação 2.3.

$$PDF = \begin{cases} A = (a_1, a_2, \dots, a_{n-1}, a_n) \\ B = (b_1, b_2, \dots, b_{n-1}, b_n) \end{cases} \quad (2.3)$$

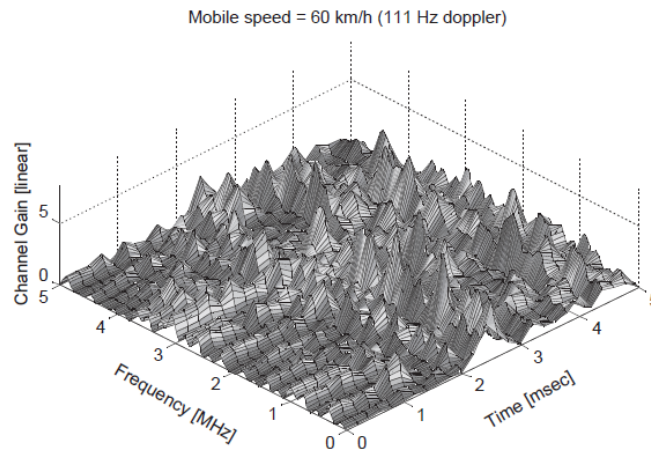
Em que A é o conjunto de  $n$  atenuações em decibéis relacionadas ao conjunto B de  $n$  atrasos em segundos. No Capítulo 5, serão apresentados alguns desses modelos de canal previstos pelas normas, bem como o procedimento detalhado para implementar estes modelos em simulação.

## 2.2 SLOW FADING, EFEITO DOPPLER E FAST FADING

*Slow Fading*, ou *Shadowing*, é o fenômeno de atenuação do sinal eletromagnético quando este percorre distâncias maiores, passando por montanhas, edificações ou vegetação. A intensidade do efeito depende da distância percorrida e do perfil do percurso, como mostra (FAZEL; KAISER, 2008).

Em canais não dispersivos, o efeito Doppler pode ser visto como uma alteração na frequência do sinal transmitido percebida pelo receptor (sendo que tanto o transmissor quanto o receptor podem estar em movimento). Em (FAZEL; KAISER, 2008) é possível concluir que em canais dispersivos (com multipercurso), este efeito faz com que a função de transferência do canal seja variante no tempo, já que o movimento relativo entre transmissão e recepção geralmente é na ordem do comprimento da onda transmitida. Este processo é conhecido como *Fast Fading*, ou numa tradução livre, o Desvio de Atenuação Seletivo. O *Fast Fading* corresponde ao processo estocástico gerado pela relação entre a banda do sinal transmitido e a resposta em frequência do multipercurso (MYUNG; GOODMAN, 2008), que causam atenuação em todo o espectro ou apenas em algumas faixas de frequência. Quanto mais longo o atraso devido ao perfil do percurso, maior será a intensidade e seletividade deste efeito. A atenuação seletiva pode ser observada na Figura 2.2.

Figura 2.2 – Representação de Atenuação Seletiva



Fonte: (MYUNG; GOODMAN, 2008)

A Figura 2.2 mostra que o ganho ou atenuação do sinal varia tanto no tempo como na frequência. Este efeito é mais ou menos intenso conforme a frequência, daí a expressão "Atenuação Seletiva".

### 2.3 AWGN

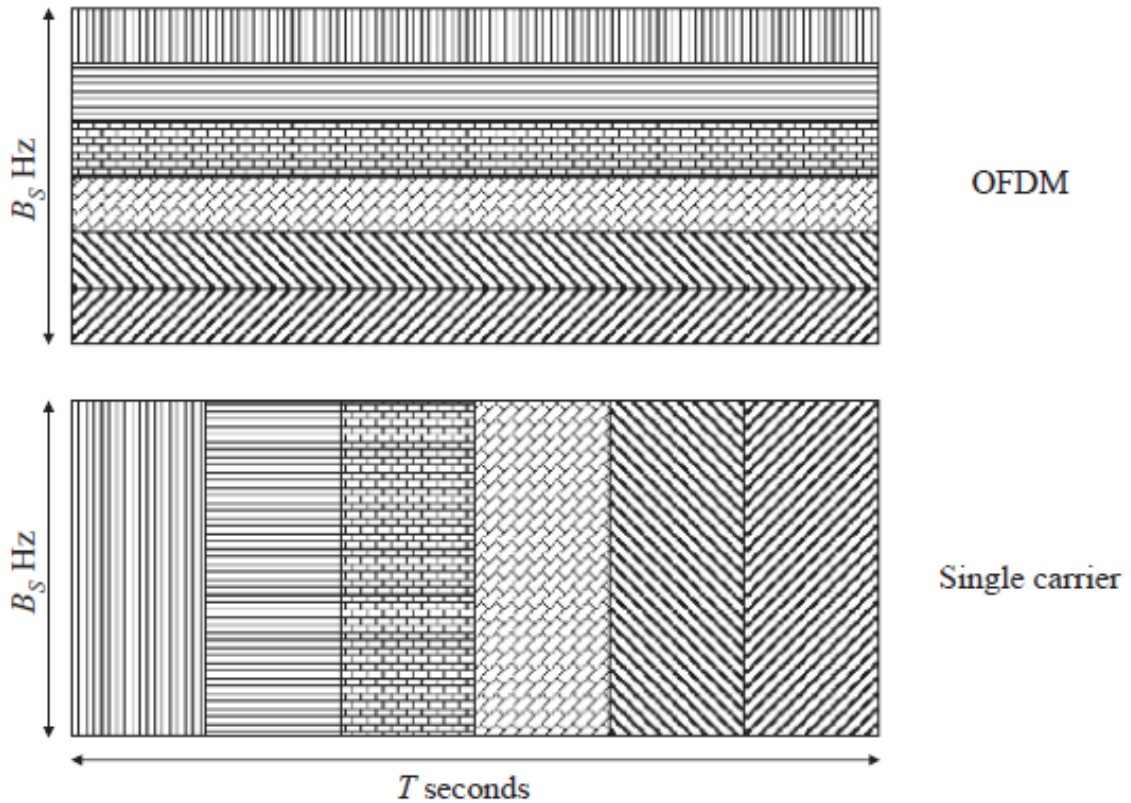
AWGN, ou *Additive White Gaussian Noise* (Ruído Branco Aditivo Gaussiano) é um fenômeno que causa certa distorção, associado principalmente ao ruído térmico presente no receptor. A sigla que dá nome ao fenômeno surge de uma combinação de conceitos. De acordo com (FAZEL; KAISER, 2008), o AWGN é, essencialmente, uma forma de representar a soma de várias fontes de ruído presentes naturalmente em qualquer processo (por isso "*Additive*"), além de sugerir que estes ruídos aditivos se dispõem sobre todo o espectro de frequência de forma uniforme e estatisticamente independente, enquanto no tempo este tipo de ruído possui uma distribuição Gaussiana, daí o uso dos termos "*White Gaussian*". Por isso, este fenômeno de ruído, junto com o multipercurso, compõe parte da distorção de um sinal enviado no espaço livre. Este efeito pode ser mais ou menos intenso dependendo das características do canal e dos equipamentos utilizados para transmissão e recepção.

### 3 SINGLE CARRIER - FREQUENCY DIVISION MULTIPLE ACCESS

O SC-FDMA foi desenvolvido como a aposta de técnica a ser utilizada na então ainda teórica quarta geração da telefonia móvel (4G). A sigla utilizada significa *Single Carrier-Frequency-Division Multiple Access*, ou "Portadora Única de Acesso Múltiplo com Divisão na Frequência", numa tradução livre. Este sistema é uma variação do OFDMA *Orthogonal Frequency Division Multiple Access*. O sistema OFDMA consiste em enviar dados por meio de múltiplas portadoras ortogonais de forma paralela, aumentando a duração de símbolo, consequentemente, reduzindo a ISI. O funcionamento do SC-FDMA é semelhante ao funcionamento do OFDMA, com a diferença de que os dados são enviados numa única portadora de forma sequencial, ao invés de serem enviados paralelamente. É por esta razão que, embora o sistema SC-FDMA seja uma técnica de acesso múltiplo, não é um sistema multi-portadora. No entanto, embora o SC-FDMA utilize uma única portadora, esta é dividida em múltiplas subportadoras, que são intercaladas de forma sequencial para transmitir símbolos provenientes de múltiplos terminais (ou clientes). A razão de enviar os dados de forma sequencial e não paralela é para que se reduza a potência necessária para enviar um sinal modulado. Este conceito será melhor abordado nas próximas Seções. Além disso, uma vantagem de enviar os dados de forma sequencial é que o sistema fica mais robusto aos efeitos de *Slow* e *Fast Fading*, descritos na Seção 2.2. De acordo com (MYUNG; GOODMAN, 2008), o sistema fica mais robusto pois cada símbolo é "espalhado" por todo o espectro da frequência, possuindo uma duração pequena e ocupando toda a banda disponível.

Se por um lado transmitir símbolos sequencialmente reduz o período de símbolo (e por sua vez aumenta a ISI, como observado na Subseção 2.1.1), esta medida torna possível a equalização na frequência do espectro inteiro, ao contrário de equalizar para cada subportadora em específico, como no OFDMA, onde as subportadoras ocupam uma faixa de frequência específica. Na Figura 3.1 é observada uma representação gráfica da diferença entre a transmissão sequencial e paralela de símbolos, tomando como referência os sistemas SC-FDE (*Single Carrier - Frequency Domain Equalization*) e OFDM.  $B_s Hz$  representa a banda de frequência disponível e cada textura é um bloco de dados único. É importante notar que o SC-FDMA é a versão de acesso múltiplo da técnica SC-FDE, assim como o OFDMA é a versão de acesso múltiplo do OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), como observado por (MYUNG; GOODMAN, 2008). Assim, pode-se dizer que o SC-FDMA é uma combinação entre o SC-FDE e o OFDMA, já que combina a ortogonalização entre subportadoras com a transmissão sequencial e equalização no domínio da frequência.

Figura 3.1 – Comparação entre OFDM (Multiportadora) e SC-FDE (Portadora Única)



Fonte: (MYUNG; GOODMAN, 2008)

Por meio da multiplexação na frequência, sinais de diferentes clientes (múltiplo acesso) são transmitidos sequencialmente por meio de conjuntos de subportadoras ortogonais dentro de uma única portadora. Além disso, existe a presença de um Prefixo Cíclico (CP), como no OFDMA. O CP possibilita redução da IBI (*Inter-Block Interference*).

O SC-FDMA é utilizado em conjunto com o OFDMA no sistema LTE, que é um dos modelos de comunicação sem fio utilizados atualmente na 4G. Para o *Uplink* (sinal enviado entre um aparelho móvel e uma estação rádio base), é usado SC-FDMA. No *Downlink* (sinal enviado da estação rádio base para um aparelho móvel) é usado OFDMA. De acordo com (MYUNG; GOODMAN, 2008), a principal vantagem de se utilizar SC-FDMA é o baixo PAPR (*Peak to Average Power Ratio*, ou Taxa entre Potência Média e Potência de Pico) em relação ao OFDMA. PAPR é definido na Equação 3.1.

$$PAPR = \left( \frac{|x_{Pico}|}{x_{RMS}} \right)^2 \quad (3.1)$$

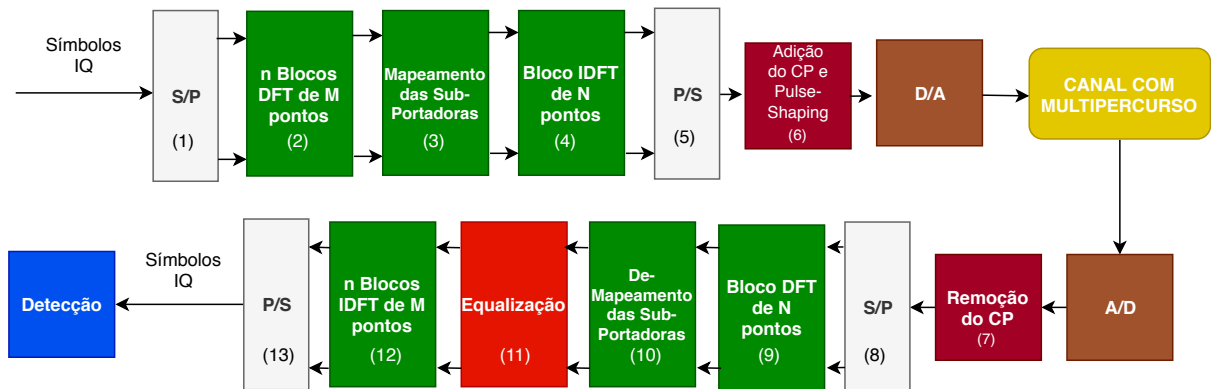
Em que  $x$  é um dado sinal,  $x_{pico}$  é seu valor máximo e  $x_{RMS}$  é seu valor RMS. Esta vantagem é explicada por conta de que, como no OFDMA a informação é modulada por múltiplas

portadoras ortogonais transmitidas de forma paralela, as portadoras podem estar em fase num dado instante de tempo e, por isso, provocar picos de amplitude. Assim, o OFDMA possui uma PAPR mais elevada em relação ao SC-FDMA. Esta é uma das principais razões que tornam interessante o emprego do SC-FDMA no *Uplink*, reduzindo a potência necessária aos radiotransmissores (MYUNG; GOODMAN, 2008). No entanto, não é viável utilizar SC-FDMA no *Downlink*, pois como o sistema possui altíssima frequência de sinalização em comparação ao OFDMA, os equipamentos necessários para decodificar o sinal são mais complexos, e tornariam mais caros os aparelhos móveis. Utilizando este modelo apenas no *uplink*, a complexidade é limitada às estações radio-base e demais torres de comunicação.

### 3.1 FUNCIONAMENTO DO SISTEMA

O diagrama em blocos simplificado do SC-FDMA é apresentado na Figura 3.2. O sistema recebe símbolos *IQ* (In-Phase Quadrature) em sua entrada, na forma *IQ*, que representam os possíveis símbolos de constelações PSK (*Phase Shift keying*), ASK (*Amplitude Shift keying*) ou QAM (*Quadrature Amplitude Shift keying*), dependendo das características desejáveis a aplicação. Estes símbolos são paralelizados e multiplexados na frequência para então serem transmitidos serialmente. Na recepção, é feito o processo inverso.

Figura 3.2 – Esquema Geral do Sistema SC-FDMA

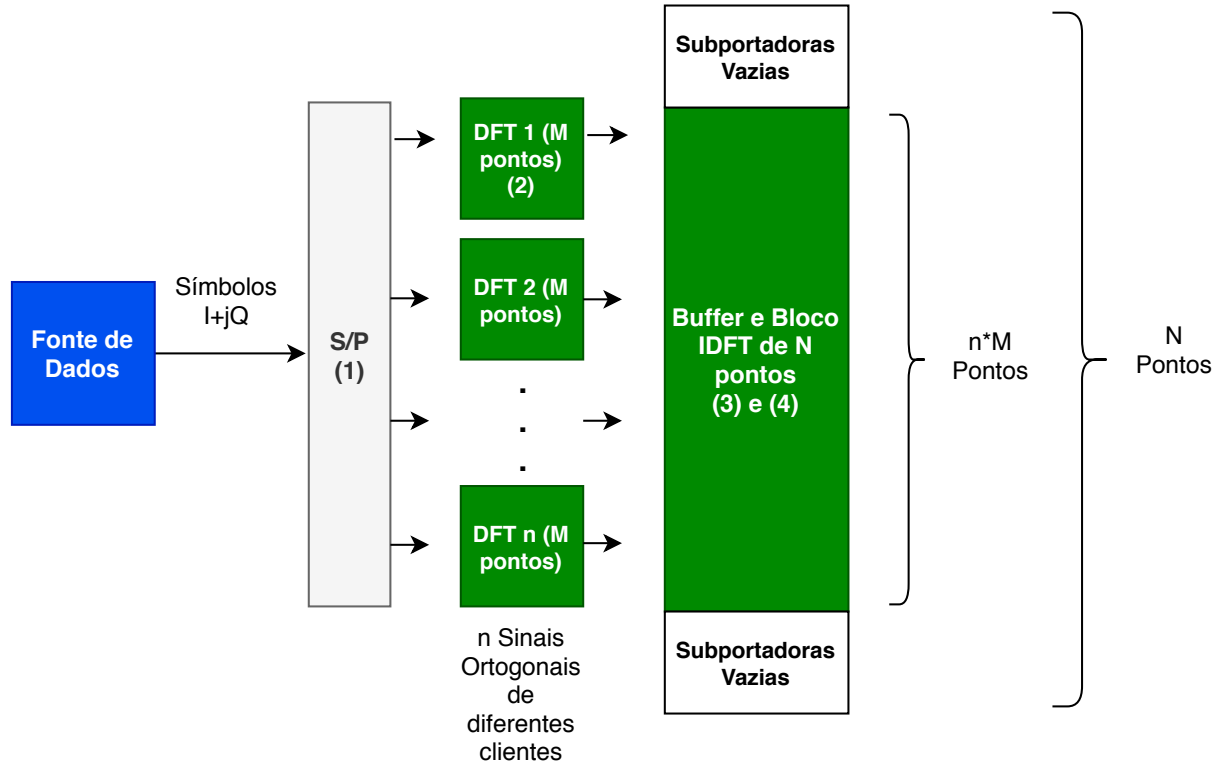


Fonte: Próprio Autor.

O sistema apresentado na Figura 3.2 representa o envio de um bloco de informação com *M* símbolos *IQ*. As primeiras quatro etapas do processo realizado no transmissor são melhor detalhadas no diagrama representado na Figura 3.3. Os dados *IQ* são paralelizados em (1), quando então *n* conjuntos de *M* símbolos *IQ* passam por *n* blocos DFT de *M* pontos (2), totalizando *n.M* pontos. Os *n.M* valores obtidos das *n* DFTs são armazenados em um *buffer* de tamanho *N* (3), em que  $N > M$ . Estes dados então aplicados ao bloco IDFT de *N* pontos (4).

Depois disso a informação é serializada novamente (5), quando recebe um prefixo cíclico (6) e é filtrada para então ser transmitida.

Figura 3.3 – Esquema de Mapeamento da Etapa de Transmissão SC-FDMA



Fonte: Próprio Autor

Como foi observado no início do Capítulo 3, um dos principais conceitos por trás do SC-FDMA é o espalhamento dos símbolos por todo o espectro de frequência disponível, para que seja possível reduzir a PAPR. É essa a função do *Buffer* (Mapeador) de  $N$  pontos (3), que recebe os símbolos na frequência do bloco DFT (2) e os processa pelo bloco IDFT de  $N$  pontos (4), como visto na Figura 3.2 e detalhado na Figura 3.3. O espalhamento na frequência é contido na banda  $W_{\text{Canal}}$ , e pode ser representado pela Equação 3.2.

$$W_{\text{Canal}} = N \cdot f_o \quad (3.2)$$

$N$  é o tamanho do bloco IDFT e  $f_o$  é o espaçamento na frequência entre as subportadoras. Além disso, é possível definir o fator de espalhamento do sinal na frequência por  $Q$ , que representa quantas fontes de dados diferentes o sistema pode possuir. Na prática, isso define quanta informação é enviada em um único símbolo SC-FDMA. A Equação 3.3 define  $Q$ .

$$Q = \frac{R_{\text{Channel}}}{R_{\text{Source}}} = \frac{N}{M} \quad (3.3)$$



Assim como no OFDMA, o SC-FDMA utiliza prefixo cíclico (CP). A razão de se utilizar um prefixo cíclico é para que se evite a interferência entre subportadoras adjacentes, além de possibilitar um intervalo de guarda para facilitar a recepção da sequência de bits. Antes da transmissão, o sinal é filtrado utilizando um *Shaping-Filter* para que se limite a energia necessária para transmissão à faixa de frequência utilizada. Geralmente isso é feito com uma função do tipo *Raised Cosine*, esta sendo semelhante a uma função *Sinc*, utilizada para eliminar ruídos presentes fora da largura de banda do sinal enviado, como visto em (MYUNG; GOODMAN, 2008). Esta função é representada nas Equações 3.4 e 3.5, na frequência ( $P(f)$ ) e no tempo ( $p(t)$ ), respectivamente, onde  $\alpha$  é o fator de *roll-off* e  $T$  é o período de um símbolo:

$$P(f) = \begin{cases} T, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T}, \\ \frac{T}{2} \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi T}{\alpha} \left( |f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right) \right], & \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T}, \\ 0, & |f| \geq \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases} \quad (3.4)$$

$$p(t) = \frac{\frac{\text{sen}\left(\frac{\pi T}{T}\right)}{\pi T} \cdot \frac{\cos(\pi \alpha t/T)}{1 - 4\alpha^2 t^2/T^2}}{T} \quad (3.5)$$

Na etapa de recepção do sinal, é feito o processo inverso. Retomando a Figura 3.2, é possível observar que, após o intervalo de guarda ser removido (7), o sinal é novamente paralelizado (8), passa por uma DFT de  $N$  pontos (9), é demapeado (10) e então passa por  $n$  IDFTs de  $M$  pontos (12). A principal diferença é a etapa de equalização (11), onde é feito um processo que consiste em anular os efeitos da distorção gerada pelo canal, em especial os efeitos causados pelo multipercurso. Esta etapa será melhor discutida na Capítulo 4.

Os símbolos  $IQ$  podem ser mapeados de forma localizada ou distribuída. Na forma localizada, as sequências são mapeadas de forma a posicionar os elementos um após o outro, ou seja, em subportadoras consecutivas. Já na forma distribuída, se intercalam os elementos da sequência com subportadoras nulas. As duas formas possibilitam diversidade espectral, garantindo que os conjuntos de subportadoras ocupados pelos sinais sejam mutuamente excludentes. É importante ressaltar que, de um ponto de vista de alocação de recursos, tudo que foi apresentado até agora é em relação a um único símbolo SC-FDMA, que é definido pelo sinal na saída do bloco IDFT, adicionado do prefixo cíclico.

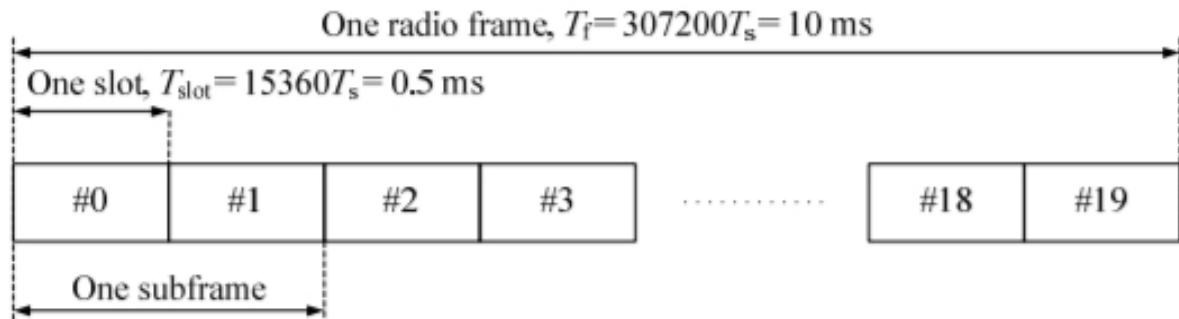
### 3.2 APLICAÇÃO DO SC-FDMA NO LTE

O sistema LTE é definido pela 3<sup>rd</sup> *Generation Partnership Project* (3GPP), que nada mais é do que uma organização internacional que padroniza modelos, protocolos e *Frameworks*

em Telecomunicações. O LTE é um padrão de comunicação sem fio adotado para a Quarta Geração de telefonia sem fio. Nesse contexto, o SC-FDMA é utilizado no *Uplink* do LTE, enquanto o OFDMA é utilizado no *Downlink*. Na série de especificações TS 36-201 E-UTRA até TS 36-214 E-UTRA, a 3GPP define as especificações e funcionamento de todo o LTE. No entanto, nesta Seção pretende-se apresentar uma visão geral apenas das especificações do SC-FDMA dentro do LTE.

A estrutura de dados do LTE é baseada em Quadros de Rádio, ou *Radio Frames*. Cada Quadro de Rádio é formado por um grupo de *Slots*, conforme ilustra a Figura 3.4.

Figura 3.4 – Padrão para Quadros de Rádio no LTE. Nota-se o período  $T = 0,5ms$  para cada *Slot* e  $T = 10ms$  para um Quadro completo.



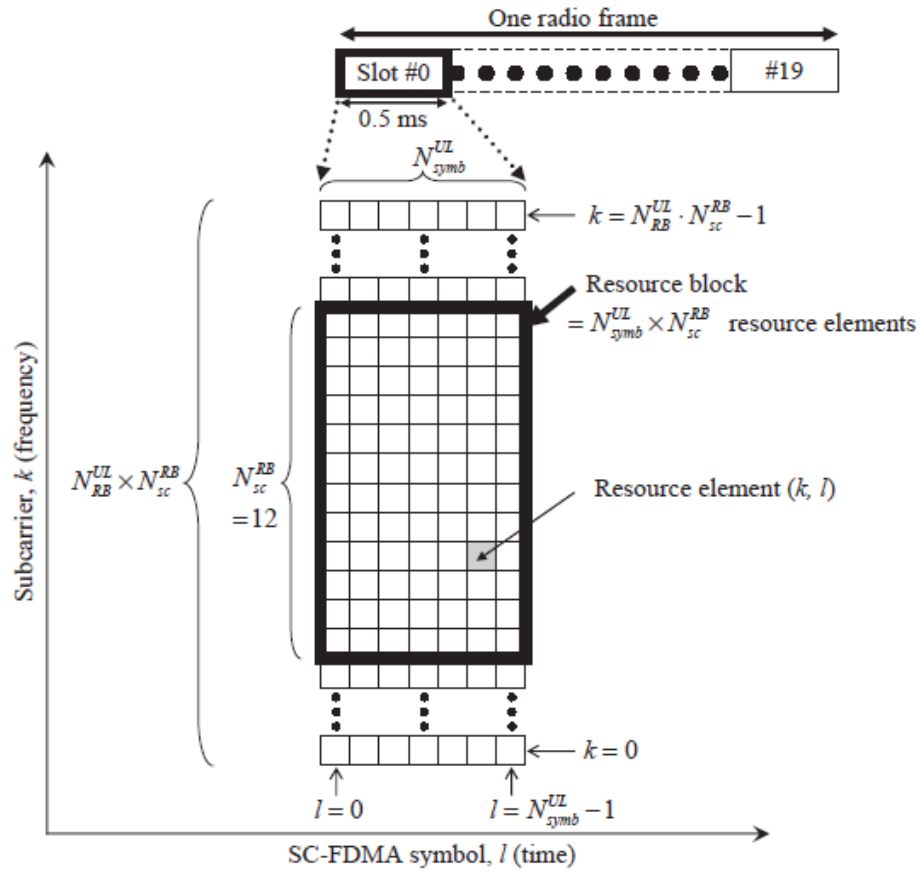
Fonte: (3GPP, 2011)

Por sua vez, cada *Slot* consiste em uma matriz com  $k$  linhas e  $l$  colunas, sendo  $k$  o número de subportadoras total ( $N$ ) e  $l$  o número de símbolos SC-FDMA presentes em um *slot*. Além disso, existe uma divisão em frequência denominada Bloco de Recurso (ou *Resource Block*) (RB). A Figura 3.5 apresenta a estrutura de um RB. O RB recebe os símbolos  $IQ$  no domínio da frequência durante a etapa de mapeamento das subportadoras, como apresentado na Seção 3.1. Um Bloco de Recurso consiste de  $N_{\text{symp}}^{UL} \times N_{\text{sc}}^{RB}$ , sendo  $N_{\text{symp}}^{UL}$  a quantidade de símbolos SC-FDMA e  $N_{\text{sc}}^{RB}$  o número de subportadoras por RB. A quantidade de RBs depende da especificação de funcionamento do sistema (frequência de geração de símbolos, mapeamento utilizado, taxa de amostragem) (MYUNG; GOODMAN, 2008). Além disso, a quantidade de RBs é limitada pela 3GPP (3GPP, 2011) por

$$N_{RB}^{\min, UL} \leq N_{RB}^{UL} \leq N_{RB}^{\max, UL} \quad (3.6)$$

sendo  $N_{RB}^{\min, UL} = 6$  e  $N_{RB}^{\max, UL} = 110$  os valores mínimo e máximo suportados pela especificação atual do sistema.

Figura 3.5 – Grade de Recursos SC-FDMA para uma Taxa de Amostragem de 7,68MHz



Fonte: (3GPP, 2011)

É importante ressaltar que os parâmetros do sistema variam em função da frequência de amostragem, tendo fixos apenas as durações dos quadros e *slots*. Esta variação é descrita pela Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Parâmetros SC-FDMA para algumas Frequências de Amostragem

Largura de Banda	$N_{RB}^{UL}$	Número de subportadoras ocupadas	$M$	Taxa de amostragem	Amostras por <i>slot</i>
1,4MHz	6	72	128	1,92MHz	960
3MHz	15	180	256	3,84MHz	1920
5MHz	25	300	512	7,68MHz	3840
10MHz	50	600	1024	15,36MHz	7680
15MHz	75	900	1536	23,04MHz	11520
20MHz	100	1200	2048	30,72MHz	15360

Fonte: (NORONHA, 2012)

Ainda, o número de símbolos SC-FDMA num *slot* varia de acordo com o modelo adotado de prefixo cíclico, conforme definido na Tabela 3.2.

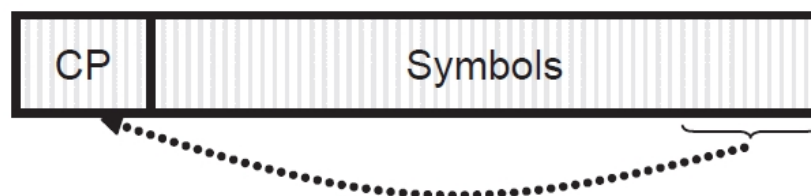
Tabela 3.2 – Parâmetros para Bloco de Recursos

Configuração	$N_{sc}^{RB}$	$N_{symp}^{UL}$
Prefixo Cíclico Normal	12	7
Prefixo Cíclico estendido	12	6

Fonte: (3GPP, 2011)

O Prefixo Cíclico é uma réplica de dada porção de um símbolo SC-FDMA enviado, como caracterizado visualmente pela Figura 3.6.

Figura 3.6 – Prefixo Cíclico



Fonte: (MYUNG; GOODMAN, 2008)

O tamanho da porção, ou seja, o número de elementos nela contidos é definido pela 3GPP pela Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Comprimentos Possíveis para Diferentes Configurações de CP

Configuração	Comprimento do CP
CP	160 para $l=0$
Normal	144 para $l=1,2,\dots,6$
CP Estendido	512 para $l=0,1,\dots,5$

Fonte: (3GPP, 2011)

A 3GPP define ainda que, para o *Uplink* do LTE, podem ser usados os seguintes esquemas de modulação:

1. QPSK
2. 16-QAM
3. 64-QAM

Os esquemas de modulação definem a forma como são mapeados os símbolos  $IQ$  na entrada do sistema SC-FDMA. Para cada sequência de tamanho pré-definido de bits, existe um símbolo  $I + j.Q$  resultante. De forma sumarizada, o mapeamento de bits para símbolo  $IQ$  dos esquemas de modulação possíveis de serem utilizados no SC-FDMA é apresentado pela Tabelas 3.4, 3.5 e 3.6, sendo Valor KMOD o fator que multiplica todos os I e Q.

Tabela 3.4 – Mapeamento QPSK. Valor  $KMOD = \frac{1}{\sqrt{2}}$

b(i),b(i+1)	I	Q
00	1	1
01	1	-1
10	-1	1
11	-1	-1

Fonte: Próprio Autor

Tabela 3.5 – Mapeamento 16-QAM. Valor  $KMOD = \frac{1}{\sqrt{10}}$

b(0),b(1),b(2),b(3)	I	Q	b(0),b(1),b(2),b(3)	I	Q
0000	1	1	1000	-1	1
0001	1	3	1001	-1	3
0010	3	1	1010	-3	1
0011	3	3	1011	-3	3
0100	1	-1	1100	-1	-1
0101	1	-3	1101	-1	-3
0110	3	-1	1110	-3	-1
0111	3	-3	1111	-3	-3

Fonte: Próprio Autor

Tabela 3.6 – Mapeamento 64-QAM. Valor  $KMOD = \frac{1}{\sqrt{42}}$

b(5),b(4),b(3)	I	b(2),b(1),b(0)	Q
011	7	011	7
010	5	010	5
000	3	000	3
001	1	001	1
101	-1	101	-1
100	-3	100	-3
110	-5	110	-5
111	-7	111	-7

Fonte: Próprio Autor

### 3.2.1 Estrutura de Sinais de Referência no Uplink

A 3GPP também define a estrutura de símbolos de referência utilizada no SC-FDMA, com a finalidade de estimar o canal e auxiliar na demodulação realizada pelo receptor. Um símbolo de referência típico é uma sequência com baixa autocorrelação, do tipo Zadoff-Chu, como especificado em (3GPP, 2008). Uma dada sequência  $r_{u,v}^{(\alpha)}$  é definida por um deslocamento cíclico  $\alpha$  de uma sequência base  $r_{u,v}$ , de acordo com a Equação 3.7, apresentada a seguir.

$$r_{u,v}^{(\alpha)} = r_{u,v} e^{j\alpha n} \quad (3.7)$$

Sendo  $0 < n < M_{sc}^{RS}$  e  $M_{sc}^{RS} = m * N_{sc}^{RB}$  ou seja, é definida uma sequência para cada Bloco de Recurso, visto que  $1 \leq m \leq N_{RB}^{max,UL}$ . Além disso, múltiplas sequências de referências podem ser definidas para diferentes valores de  $\alpha$ , sendo  $u$  um grupo de sequências para determinado  $\alpha$  e  $v$  uma sequência dentro de um determinado grupo. A sequência base  $r_{u,v}$  é definida dependendo do número alocado de subportadoras  $N_{sc}^{RB}$  para um Bloco de Recurso. Nesse sentido, a 3GPP define dois casos: sequências base para  $N_{sc}^{RB} \geq 3$  ou  $N_{sc}^{RB} < 3$ .

Neste trabalho, o segundo caso é utilizado, tendo a sequência base definida na Equação 3.8.

$$r_{u,v}(n) = e^{j\phi(n)\frac{\pi}{4}} \quad (3.8)$$

Para  $0 \leq n \leq M_{sc}^{RS} - 1$  e com o valor de  $\phi(n)$  para  $M_{sc}^{RB} = N_{sc}^{RB}$  e  $M_{sc}^{RB} = 2N_{sc}^{RB}$  definido nas Tabelas 3.1 e 3.2, respectivamente. As sequências de referência são inseridas em determinada posição de um *slot*, conforme os parâmetros adotados para o Sistema. O uso destes sinais de referência para a demodulação do sinal de dados transmitido será melhor descrito na Seção 4. Nas simulações, o sinal de referência foi gerado utilizando a Tabela 3.1 para determinar  $\phi(n)$ , bem como a Equação 3.8 e os valores para modulação QPSK, descritos na Tabela 3.4.

Quadro 3.1 – Valores de  $\phi(n)$  para  $M_{sc}^{RB} = N_{sc}^{RB}$

$u$	$\phi(0), \dots, \phi(11)$												
0	-1	1	3	-3	3	3	1	1	3	1	-3	3	
1	1	1	3	3	3	-1	1	-3	-3	1	-3	3	
2	1	1	-3	-3	-3	-1	-3	-3	1	-3	1	-1	
3	-1	1	1	1	1	-1	-3	-3	1	-3	3	-1	
4	-1	3	1	-1	1	-1	-3	-1	1	-1	1	3	
5	1	-3	3	-1	-1	1	1	-1	-1	3	-3	1	
6	-1	3	-3	-3	-3	3	1	-1	3	3	-3	1	
7	-3	-1	-1	-1	1	-3	3	-1	1	-3	3	1	
8	1	-3	3	1	-1	-1	-1	1	1	3	-1	1	
9	1	-3	-1	3	3	-1	-3	1	1	1	1	1	
10	-1	3	-1	1	1	-3	-3	-1	-3	-3	3	-1	
11	3	1	-1	-1	3	3	-3	1	3	1	3	3	
12	1	-3	1	1	-3	1	1	1	-3	-3	-3	1	
13	3	3	-3	3	-3	1	1	3	-1	-3	3	3	
14	-3	1	-1	-3	-1	3	1	3	3	3	-1	1	
15	3	-1	1	-3	-1	-1	1	1	3	1	-1	-3	
16	1	3	1	-1	1	3	3	3	-1	-1	3	-1	
17	-3	1	1	3	-3	3	-3	-3	3	1	3	-1	
18	-3	3	1	1	-3	1	-3	-3	-1	-1	1	-3	
19	-1	3	1	3	1	-1	-1	3	-3	-1	-3	-1	
20	-1	-3	1	1	1	1	3	1	-1	1	-3	-1	
21	-1	3	-1	1	-3	-3	-3	-3	-3	1	-1	-3	
22	1	1	-3	-3	-3	-3	-1	3	-3	1	-3	3	
23	1	1	-1	-3	-1	-3	1	-1	1	3	-1	1	
24	1	1	3	1	3	3	-1	1	-1	-3	-3	1	
25	1	-3	3	3	1	3	3	1	-3	-1	-1	3	
26	1	3	-3	-3	3	-3	1	-1	-1	3	-1	-3	
27	-3	-1	-3	-1	-3	3	1	-1	1	3	-3	-3	
28	-1	3	-3	3	-1	3	3	-3	3	3	-1	-1	
29	3	-3	-3	-1	-1	-3	-1	3	-3	3	1	-1	

Fonte: (3GPP, 2011)

Quadro 3.2 – Valores de  $\phi(n)$  para  $M_{sc}^{RB} = 2N_{sc}^{RB}$

$u$	$\phi(0), \dots, \phi(23)$																							
0	-1	3	1	-3	3	-1	1	3	-3	3	1	3	-3	3	1	1	-1	1	3	-3	3	-3	-1	-3
1	-3	3	-3	-3	-3	1	-3	-3	3	-1	1	1	1	3	1	-1	3	-3	-3	1	3	1	1	-3
2	3	-1	3	3	1	1	-3	3	3	3	3	1	-1	3	-1	1	1	-1	-3	-1	-1	1	3	3
3	-1	-3	1	1	3	-3	1	1	-3	-1	-1	1	3	1	3	1	-1	3	1	-3	1	-3	-1	-3
4	-1	-1	-1	-3	-3	-1	1	1	3	3	-1	3	-1	1	-1	-3	1	-1	-3	-3	1	-3	-1	-1
5	-3	1	1	3	-1	1	3	1	-3	1	-3	1	1	-1	-1	3	-1	-3	3	-3	-3	-3	1	1
6	1	1	-1	-1	3	-3	-3	3	-3	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-3	-1	1	-1	3	-1	-3
7	-3	3	3	-1	-1	-3	-1	3	1	3	1	3	1	1	-1	3	1	-1	3	1	-1	3	-1	1
8	-3	1	3	-3	1	-1	-3	3	-3	3	-1	-1	-1	-1	1	-3	-3	-3	1	-3	-3	-3	1	-3
9	1	1	-3	3	3	-1	-3	-1	3	-3	3	3	3	-1	1	1	-3	1	-1	1	1	-3	1	1
10	-1	1	-3	-3	3	-1	3	-1	-1	-3	-3	-3	-1	-3	-3	1	-1	1	3	3	-1	1	-1	3
11	1	3	3	-3	-3	1	3	1	-1	-3	-3	3	3	-3	3	3	-1	-3	3	-1	-3	3	-1	1
12	1	3	3	1	1	1	-1	-1	1	-3	3	-1	1	1	-3	3	3	-1	-3	3	-3	-1	-3	-1
13	3	-1	-1	-1	-1	-3	-1	3	3	1	-1	1	3	3	3	-1	1	1	-3	1	3	-1	-3	3
14	-3	-3	3	1	3	1	-3	3	1	3	1	1	3	3	-1	-1	-3	1	-3	-1	3	1	1	3
15	-1	-1	1	-3	1	3	-3	1	-1	-3	-1	3	1	3	1	-1	-3	-3	-1	-1	-3	-3	-3	-1
16	-1	-3	3	-1	-1	-1	-1	1	1	-3	3	1	3	3	1	-1	1	-3	1	-3	1	1	-3	-1
17	1	3	-1	3	3	-1	-3	1	-1	-3	3	3	3	-1	1	1	3	-1	-3	-1	3	-1	-1	-1
18	1	1	1	1	1	-1	3	-1	-3	1	1	3	-3	1	-3	-1	1	1	-3	-3	3	1	1	-3
19	1	3	3	1	-1	-3	3	-1	3	3	3	-3	1	-1	1	-1	-3	-1	1	3	-1	3	-3	-3
20	-1	-3	3	-3	-3	-1	-1	-3	-1	-3	3	1	3	-3	-1	3	-1	1	-1	3	-3	1	-1	-1
21	-3	-3	1	1	-1	1	-1	1	-1	3	1	-3	-1	1	-1	1	-1	1	-1	3	3	-3	-1	-3
22	-3	-1	-3	3	1	-1	-3	-1	-3	-3	3	-3	3	-3	-1	1	3	1	-3	1	3	3	-1	-3
23	-1	-1	-1	-1	3	3	3	1	3	3	-3	1	3	-1	3	-1	3	3	-3	3	1	-1	3	3
24	1	-1	3	3	-1	-3	3	-3	-1	-1	3	-1	3	-1	-1	1	1	1	-1	-1	-3	-1	3	
25	1	-1	1	-1	3	-1	3	1	1	-1	-3	1	1	-3	1	1	-3	1	3	-3	1	-3	-3	-1
26	-3	-1	1	3	1	1	-3	-1	-1	-3	3	-3	3	1	-3	3	-3	1	-1	1	-3	1	1	1
27	-1	-3	3	3	1	1	3	-1	-3	-1	-1	-1	3	1	-3	-3	-1	3	-3	-1	-3	-1	-3	-1
28	-1	-3	-1	-1	1	-3	-1	-1	1	-1	-3	1	1	-3	1	-3	-3	3	1	1	-1	3	-1	-1
29	1	1	-1	-1	-3	-1	3	-1	3	1	1	3	1	-1	3	1	3	-3	-3	1	-1	-1	1	3

Fonte: (3GPP, 2011)



## 4 TÉCNICAS DE EQUALIZAÇÃO

As técnicas de equalização de canal têm como objetivo mitigar os fenômenos de distorção descritos na Capítulo 2 (MYUNG; GOODMAN, 2008). De forma geral, as técnicas consistem em formas de atuar em dados recebidos tendo como base algum método matemático de redução dos níveis de erro do sinal (em relação ao sinal enviado), podendo fazer isso por meio de um simples filtro ou um algoritmo mais sofisticado. Usualmente, como o nome indica, as técnicas de equalização buscam compensar a resposta em frequência do canal por onde o sinal passa, fazendo com que, idealmente, a resposta seja unitária para todas as frequências. Desta forma, qualquer dado transmitido chegará sem quaisquer distorções no receptor.

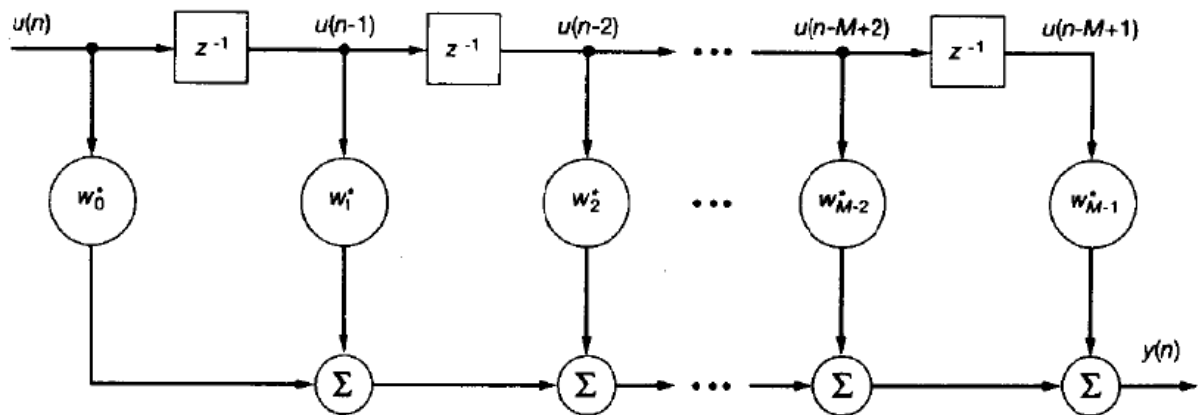
No contexto de SC-FDMA, a principal abordagem é equalizar no domínio da frequência, utilizando os símbolos de referência descritos na Subseção 3.2.1. Se justifica equalizar no domínio da frequência pois a resposta ao impulso do canal é demasiadamente longa no domínio do tempo, aumentando assim a complexidade da estrutura de equalização. No entanto, de acordo com (MYUNG; GOODMAN, 2008), este problema não existe no domínio da frequência, visto que a DFT necessária para transformar o sinal do tempo para a frequência não cresce de forma linear com o aumento da duração da resposta ao impulso do canal. Por outro lado, é possível utilizar uma abordagem combinada entre o tempo e a frequência, executando um algoritmo equalizador que utiliza dados dos dois domínios. Esta abordagem "combinada" será melhor compreendida nas próximas subseções.

De forma geral, tendo em vista a interferência inter simbólica causada pelo multipercurso, o sinal recebido pelo receptor pode ser considerado como descrito na Equação 4.1.

$$\hat{r}(n) = \hat{t}(n) * \hat{h}(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)s(n-k) \quad (4.1)$$

Em que  $\hat{r}(n)$  é o sinal recebido,  $\hat{t}(n)$  o sinal transmitido e  $\hat{h}(n)$  a função que representa a resposta ao impulso do canal com multipercurso. A equalização consiste em encontrar uma função  $x(n)$  que possa desfazer os efeitos do multipercurso. De acordo com (HAYKIN, 1991), esta função é chamada de Filtro Transversal. Este tipo de filtro consiste em uma soma linear de constantes atrasadas no tempo, como é possível observar na Figura 4.1.

Figura 4.1 – Filtro Transversal



Fonte: (HAYKIN, 1991)

Se, para um dado sistema, for possível obter um filtro transversal capaz de desfazer os efeitos do multipercurso, o resultado ideal seria:

$$\hat{t}(n) = \hat{r}(n) * x(n) \quad (4.2)$$

Em que  $\hat{t}(n)$  é o sinal transmitido,  $\hat{r}(n)$  o sinal recebido e  $x(n)$  a resposta ao impulso do filtro transversal, cuja função de transferência é dada exatamente pelo inverso da função de transferência que representa o canal e seus respectivos fenômenos de distorção. No entanto, para que se possa projetar um filtro ideal seria necessário conhecer o sinal enviado e o sinal recebido a todos os instantes de tempo, o que tornaria o processo de transmissão de qualquer sinal sem propósito. Além disso, é necessário se considerar que um canal não apresenta um comportamento estático, podendo variar sua resposta ao impulso conforme a posição do transmissor ou do receptor.

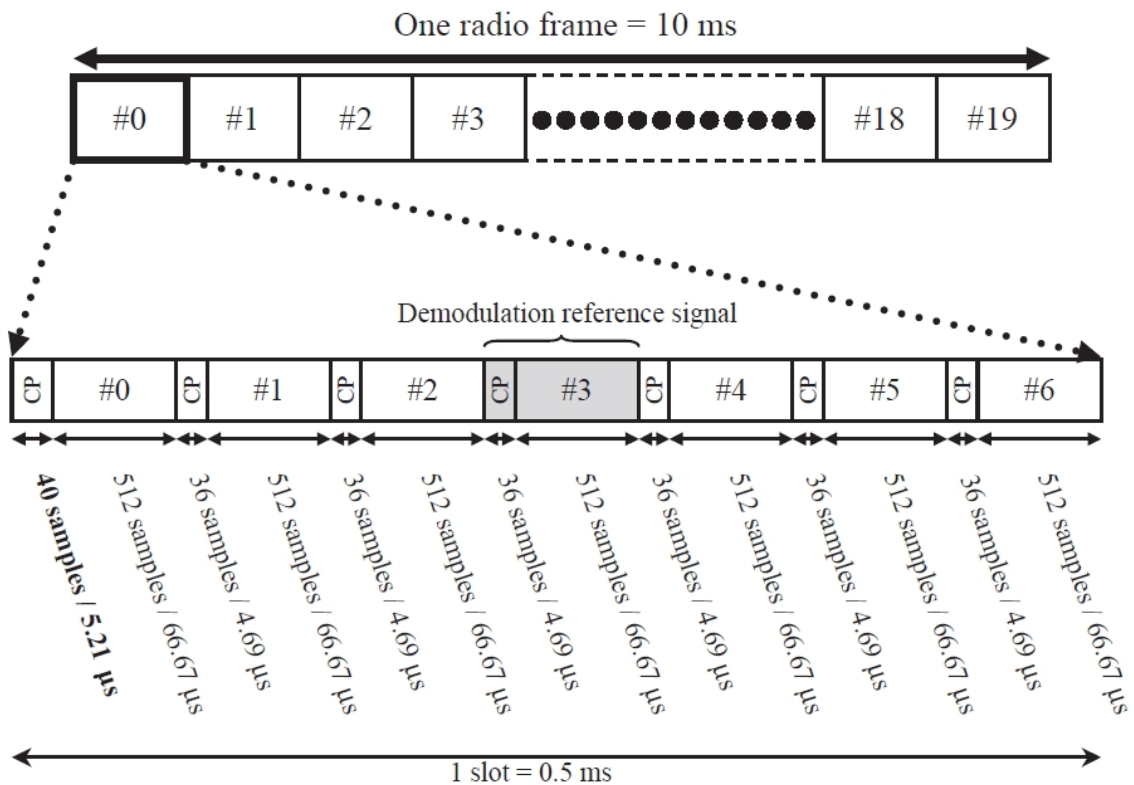
Nas seções a seguir, são apresentadas algumas formas de contornar estes problemas, ou seja, técnicas que permitem adaptar os coeficientes do filtro de forma dinâmica, para que não exista a necessidade de conhecer a sequência enviada em todos os instantes de tempo.

#### 4.1 INTERPOLAÇÃO LINEAR

Interpolação Linear ou Equalização no Domínio da Frequência (*Frequency Domain Equalization*) são as expressões mais usadas para definir uma das principais técnicas utilizadas no LTE (MYUNG; GOODMAN, 2008), tanto no SC-FDMA quanto no OFDM. Esta técnica de equalização consiste em, por meio dos símbolos de referência (definidos anteriormente na Subseção 3.2.1), estimar as características do canal, assim possibilitando desfazer a distorção

do sinal enviado. No SC-FDMA isto é possível enviando um símbolo de referência a cada *slot* e utilizando interpolação linear entre símbolos de referência consecutivos para estimar a resposta do canal nos símbolos contendo dados. Este processo funciona visto que as seqüências de referência são conhecidas e, por isso, os efeitos do canal nestas seqüências são facilmente obtidos por meio da Equação 4.1. Os sinais de referência são inseridos após o mapeamento das subportadoras, compondo o quarto símbolo de cada *slot*, conforme a Figura 4.2.

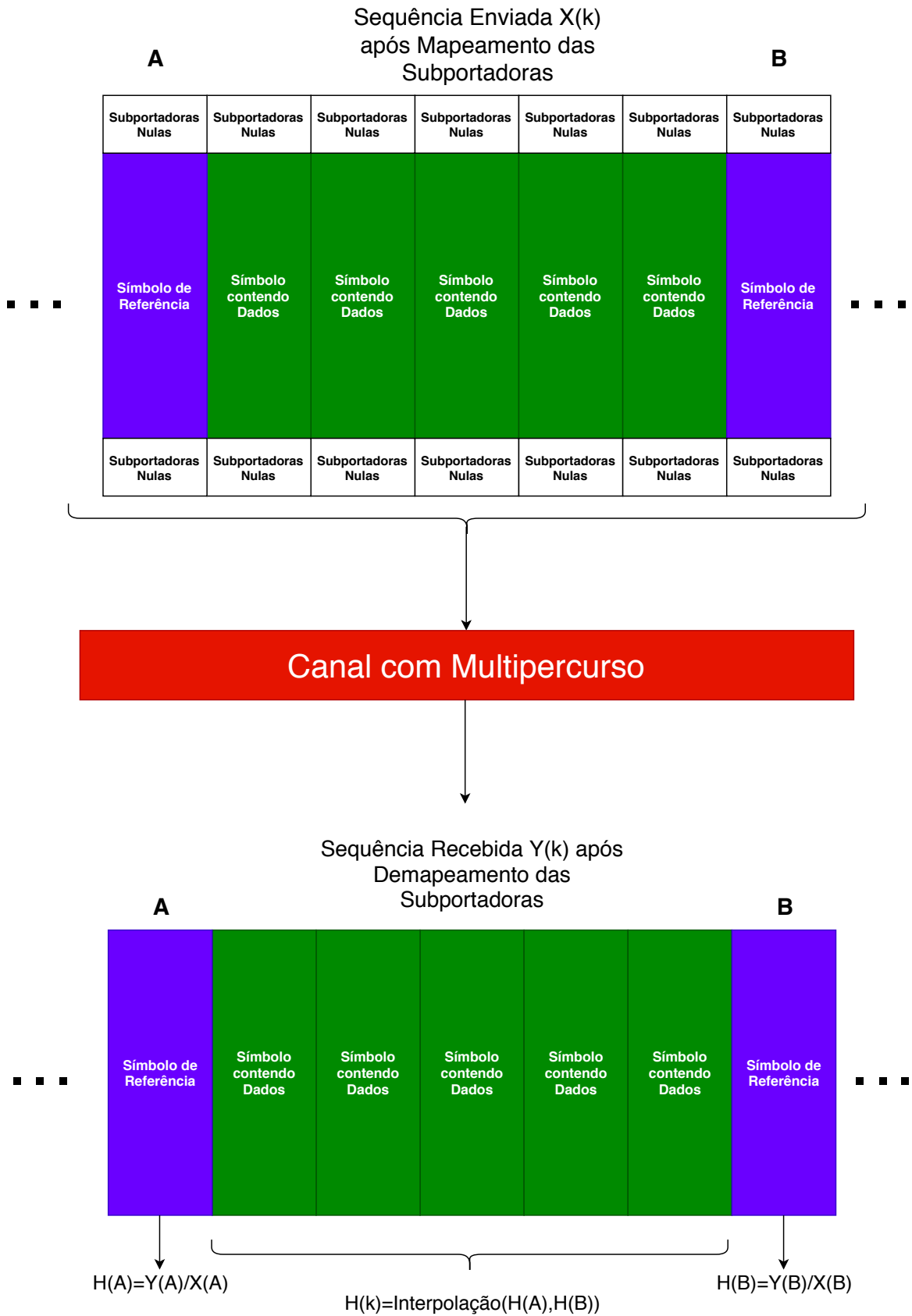
Figura 4.2 – Inserção dos Símbolos de Referência para SC-FDMA, dada uma Largura de Banda de 5MHz



Fonte: (MYUNG; GOODMAN, 2008)

A principal noção para estimação do canal utilizando esta técnica é representada visualmente na Figura 4.3.

Figura 4.3 – Estimação de Canal utilizando Interpolação Linear



Na Figura 4.3, dois símbolos de referência iguais, um localizado em  $k = A$  e outro em  $k = B$ , são transmitidos por um canal  $H$  com multipercurso. O canal  $H$  é estimado nos pontos  $A$  e  $B$  dividindo o símbolo recebido pelo enviado, visto que os símbolos estão no domínio da frequência. A estimação do canal nos símbolos contendo dados (estes desconhecidos pelo receptor) é estimada interpolando a função de transferência canal obtida em  $A$  e  $B$ , assim obtendo  $H(k)$  entre dois símbolos de referência consecutivos.

## 4.2 LEAST MEAN SQUARES

Um das primeiras alternativas a um simples filtro transversal foi desenvolvida a partir da técnica apresentada nos anos 60 por (WIDROW; HOFF, 1960). Eles sugerem um filtro que utiliza um método iterativo do tipo gradiente estocástico. O filtro LMS, ou, *Least Mean Squares*, é do tipo supervisionado, pois necessita de uma etapa inicial de aprendizado, onde o sinal enviado é conhecido e comparado com uma referência (HAYKIN, 1991). Assim, é possível adaptar os coeficientes do filtro de forma a acompanhar variações no canal, assim compensando o ruído por ele inserido. O filtro é representado por um vetor de pesos  $\omega = (b_0, b_1, b_2, \dots, b_n - 1)$ , que é atualizado a cada iteração  $n$ , por meio de uma função de custo (também chamada de função de perda)  $J$ , definida na Equação 4.3.

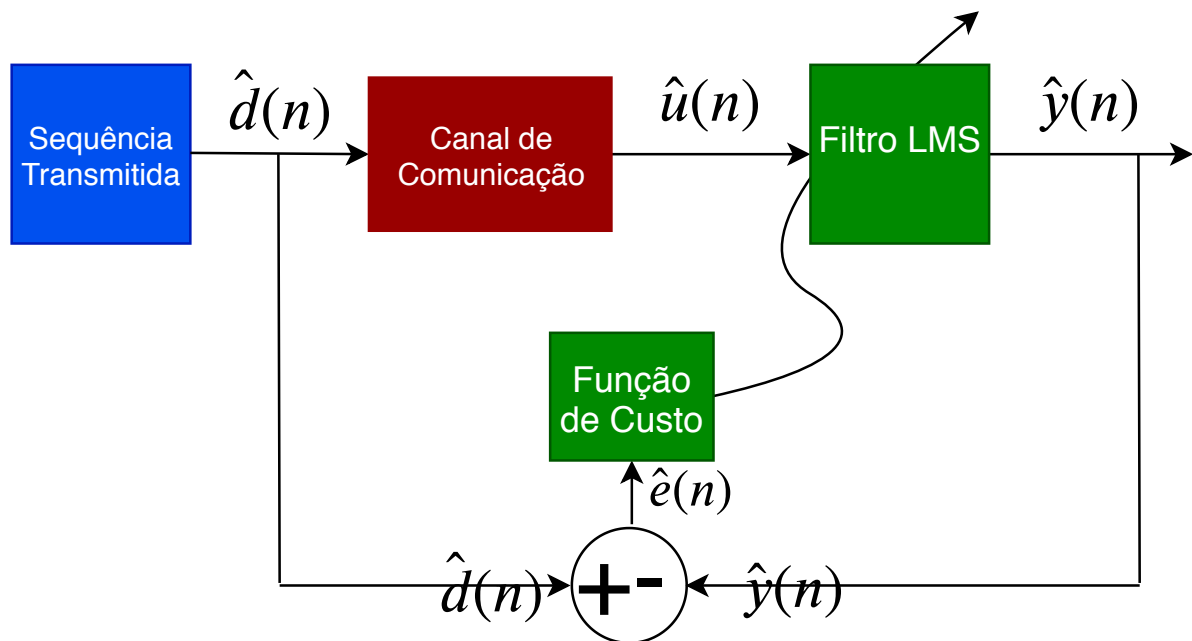
$$J = \frac{1}{2} E\{|\hat{d}(n) - \hat{y}(n)|^2\} \quad (4.3)$$

Em que  $\hat{d}(n)$  é uma sequência conhecida e  $\hat{y}(n)$  é a saída do filtro LMS. Assim, a atualização dos pesos do filtro é introduzida pela Equação 4.4.

$$\hat{\omega}(n+1) = \hat{\omega}(n) + \mu r(n)^* [\hat{d}(n) - \hat{\omega}^H(n)\hat{r}(n)] \quad (4.4)$$

Na Equação 4.4,  $\mu$  é o valor do passo de adaptação do método estocástico,  $\hat{r}(n)$  é o vetor regressor, contendo uma porção da sequência recebida  $x(n)$ . O símbolo \* representa o conjugado complexo. A estrutura do filtro e seu algoritmo podem ser melhor visualizados na Figura 4.4.

Figura 4.4 – Esquema do Filtro LMS



Fonte: Próprio Autor

É importante ressaltar que o seu uso é justificado por possuir uma etapa de treino e uma etapa estática. Na etapa de treino, o seu comportamento é exatamente como apresentado na Figura 4.4, onde o erro  $\hat{e}(n)$  é utilizado para atualizar o vetor de pesos. Já na etapa estática, o filtro funciona como um filtro transversal comum, não possuindo características adaptativas, como apontam (WIDROW; HOFF, 1960). Além disso, é importante notar que a etapa de aprendizado pode ser realizada múltiplas vezes ao longo de um dado processo de transmissão de dados, dependendo das necessidades do sistema. Assim, é possível adaptar satisfatoriamente o filtro LMS, mesmo que ao custo de largura de banda. O algoritmo para esta técnica de equalização é visto na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Algoritmo LMS

Etapa	Processo
1	Inicializar o Vetor de Pesos $\hat{\omega}$ L dimensional
2	Inicializar o Indexador de Iteração
3	Obter o vetor que define o n-ésimo regressor do canal, $\hat{r}(n)$ $\hat{r}(n) = u(L-1-k+n)$ , $k=0,1,2,..,L-1$ em que "u" é a sequência de entrada
4	Obter a saída no instante n $\hat{y}(n) = \hat{\omega}^T(n)\hat{r}(n)$
5	Calcular erro: $\hat{e}(n) = \hat{d}(n) - \hat{y}(n)$
6	Atualizar o Vetor de Pesos $\omega$ : $\hat{\omega}(n+1) = \hat{\omega}(n) + \mu r(n) * [\hat{d}(n) - \hat{\omega}^H(n)\hat{r}(n)]$ $n = n + 1$

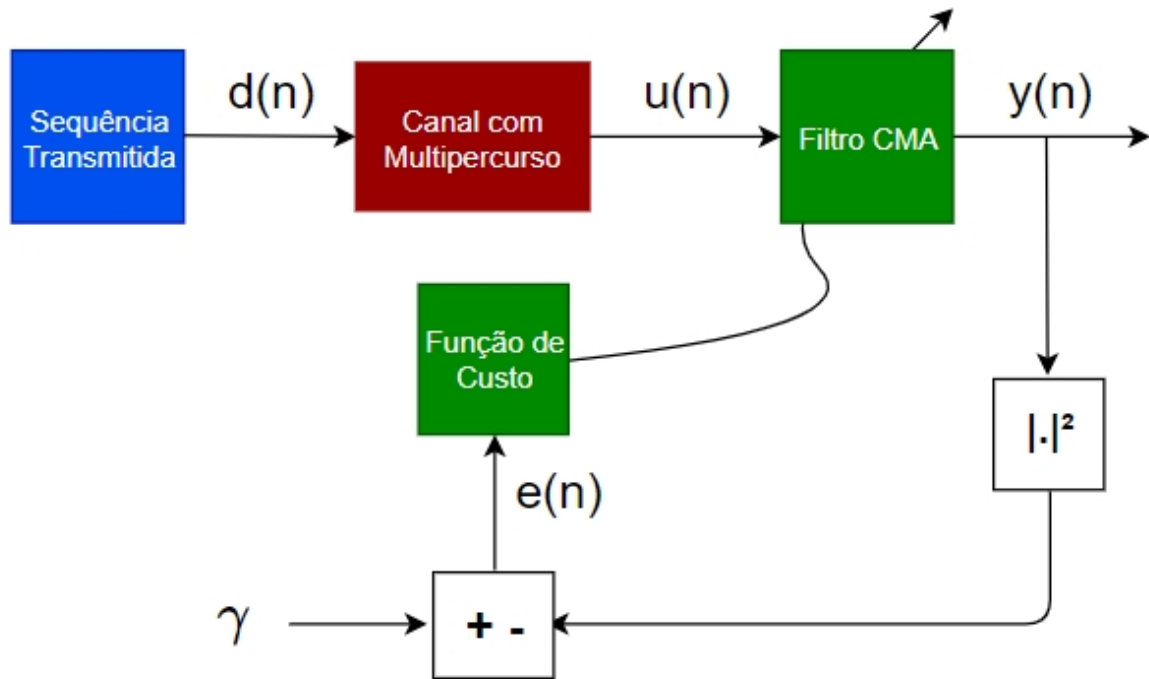
Fonte: (CASTRO, 2001)

### 4.3 CONSTANT MODULUS ALGORITHM

Inicialmente proposto por (GODARD, 1980), o CMA, ou *Constant Modulus Algorithm*, é uma técnica de equalização do tipo "Cega", ou Não-Supervisionada, pois não possui uma etapa de aprendizado como no caso da técnica LMS. A principal vantagem das técnicas não supervisionadas é a possibilidade de economizar largura de banda, visto que não é necessário treinar o equalizador ou inserir sequências tendo como única finalidade ser referência para o processo de adaptação. A banda ocupada por sinais de referência pode então ser ocupada por mais sinais de dados, assim possibilitando envio de mais informação em menos tempo.

De acordo com (TREICHLER; AGEE, 1983), o objetivo do CMA é fazer com que a saída do filtro  $\hat{y}(n) = \hat{r}(n)\hat{\omega}^H(n)$  tenha módulo aproximadamente constante, pois assim o erro tende a ser nulo. Este objetivo é baseado na premissa de que a ISI distorce a fase e o módulo dos símbolos *IQ* transmitidos, logo se não existisse ISI, o módulo permaneceria inalterado (constante). O esquema clássico da equalização CMA é visto na Figura 4.5.

Figura 4.5 – Modelo de Adaptação para Técnica de Equalização CMA



Fonte: Próprio Autor

Na Figura 4.5 nota-se que, sendo um método não supervisionado, o CMA não tem "acesso" a sequência transmitida, utilizando apenas a saída  $\hat{y}(n)$  para atualizar o vetor de pesos. Esta atualização é feita utilizando uma função de custo em conjunto com um processo de Gradiente Estocástico, de forma muito semelhante ao LMS.

De acordo com (GODARD, 1980), baseada na função de custo (representada na Equação 4.5), a equação de atualização do vetor de pesos é definida na Equação 4.7.

$$J = \frac{1}{4} E[|\hat{y}(n)|^2 - \gamma]^2 \quad (4.5)$$

Em que  $J$  é a função de custo,  $E$  é a expectativa estatística e  $\hat{y}(n)$  é a saída do filtro.  $\gamma$  é definido na Equação 4.6. A função de custo é uma função estatística dispersiva de ordem  $p = 2$ , como (GODARD, 1980) define.

$$\gamma = \frac{E\{|A|\}^4}{E\{|A|\}^2} \quad (4.6)$$

Em que  $A$  é o conjunto  $s_k$  de símbolos da constelação M-QAM. O valor de  $\gamma$  depende então do tipo de modulação em quadratura utilizado. Os valores de  $\gamma$  para cada tipo de modulação podem ser vistos na Tabela 4.2.



Tabela 4.2 – Valores usuais para  $\gamma$ 

Tipo de Modulação QAM	Valor de $\gamma$
BPSK	1,00
QPSK	2,00
8-QAM	8,67
16-QAM	13,20
32-QAM	26,20
64-QAM	58,00

Fonte: (CASTRO, 2001)

A partir das Equações 4.5 e 4.6, a equação de atualização do vetor de pesos na técnica CMA é dada por

$$\hat{\omega}(n+1) = \hat{\omega}(n) + \mu r(n) * \hat{e}_{CMA} \quad (4.7)$$

em que  $\hat{e}_{CMA}$  representa o erro ou fator de correção para o CMA, dado por  $[|\hat{y}(n)|^2 - \gamma]\hat{y}(n)$ . As demais variáveis são as mesmas utilizadas no algoritmo LMS. A Tabela 4.3 representa detalhadamente o algoritmo para esta técnica de equalização.

Tabela 4.3 – Algoritmo CMA

Etapa	Processo
1	Inicializar o Vetor de Pesos $\hat{\omega}$ L dimensional
2	Inicializar o Indexador de Iteração
3	Obter o vetor que define o n-ésimo regressor do canal, $\hat{r}(n)$ $\hat{r}(n) = u(L-1-k+n)$ , $k=0,1,2,..,L-1$ em que "u" é a sequência de entrada
4	Obter a saída no instante n $\hat{y}(n) = \hat{\omega}^T(n)\hat{r}(n)$
5	Calcular Fator de Correção: $\hat{e}_{CMA} = [ \hat{y}(n) ^2 - \gamma]\hat{y}(n)$
6	Atualizar o Vetor de Pesos $\hat{\omega}(n+1) = \hat{\omega}(n) + \mu r(n) * \hat{e}_{CMA}$ $n = n + 1$

Fonte: (GODARD, 1980)

#### 4.4 DIRECT DECISION

O método de equalização *Direct Decision* (DD) é de certa forma uma evolução em relação ao CMA e o LMS, considerando que não desperdiça banda útil como o LMS e possui erro em regime permanente menor que a técnica CMA (MACCHI; EWEDA, 1984). A função de custo para esta técnica é definida na Equação 4.8 (CASTRO, 2001).

$$J = \frac{1}{2} [|Q\{\hat{y}(n)\} - \hat{y}(n)|^2] \quad (4.8)$$

A Equação 4.9 define a atualização do vetor de pesos para a técnica DD.

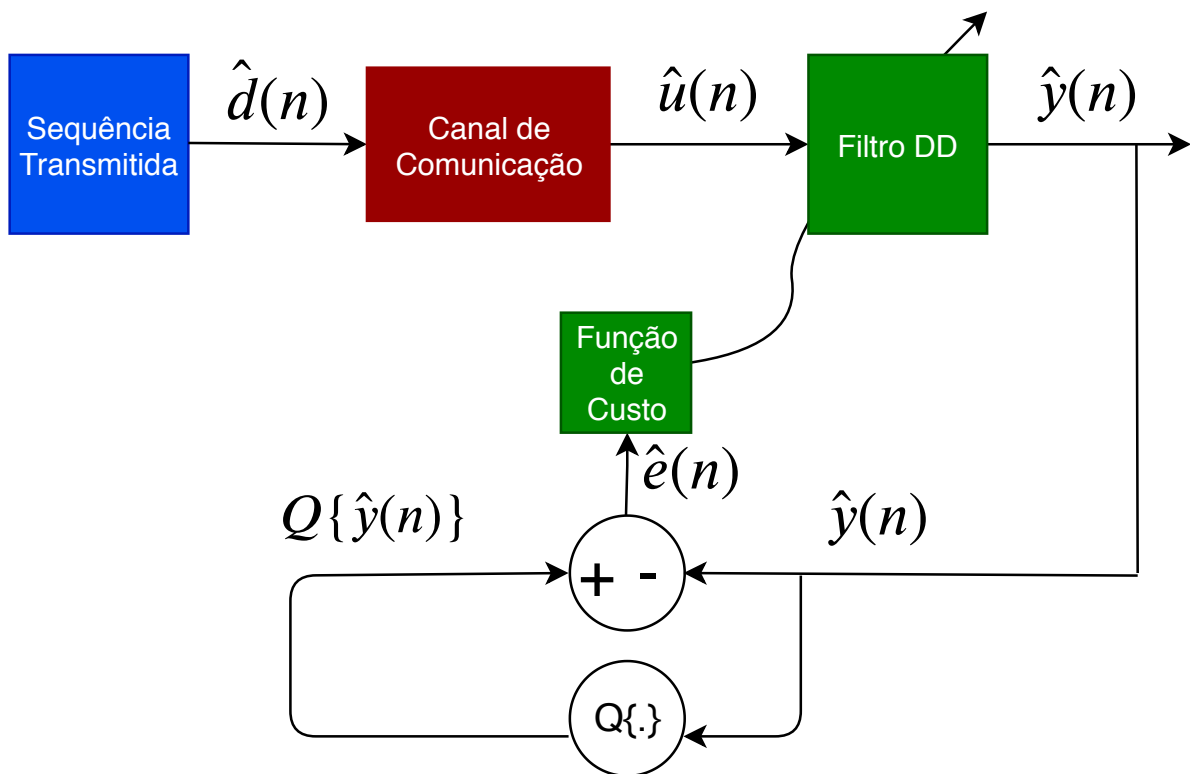
$$\hat{\omega}(n+1) = \hat{\omega}(n) + \mu r(n) * \hat{e}_{DD} \quad (4.9)$$

em que  $\hat{e}_{DD}$  é definido na Equação 4.10 e os demais termos são os mesmo definidos anteriormente neste trabalho.

$$\hat{e}_{DD} = Q\{\hat{y}(n)\} - \hat{y}(n) \quad (4.10)$$

$Q$  define o operador quantizador complexo utilizado no DD, que retorna a menor distância euclidiana entre um símbolo  $IQ$  de referência e o argumento. Na Figura 4.6 é possível observar o diagrama de funcionamento de um equalizador do tipo DD.

Figura 4.6 – Modelo de Adaptação para Técnica de Equalização DD



Na Figura 4.6, percebe-se que a estrutura do DD é bastante semelhante ao do CMA, tendo como principal diferença o operador quantizador para cálculo da estimativa de erro no instante  $n$ . Além disso, o DD difere das outras técnicas pois a atuação do filtro que utiliza o vetor de pesos só acontece quando o erro médio quadrático (*Mean Squared Error*) alcança um limiar em específico. Este valor varia conforme a modulação M-QAM utilizada. Na Tabela 4.4 são apresentados os valores de erro médio quadrático para diferentes tipos de modulação em quadratura.

Tabela 4.4 – Valores usuais para  $MSE$

Tipo de Modulação QAM	Valor do MSE
16-QAM	0,076
64-QAM	0,0182
256-QAM	0,0045
1024-QAM	0,0011

Fonte: (CASTRO, 2001)

As Etapas para o Algoritmo DD são apresentadas na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 – Algoritmo DD

Etapa	Processo
1	Inicializar o Vetor de Pesos $\hat{\omega}$ L dimensional
2	Inicializar o Indexador de Iteração
3	Obter o vetor que define o n-ésimo regressor do canal, $\hat{r}(n)$ $\hat{r}(n) = u(L-1-k+n)$ , $k=0,1,2,..,L-1$ em que "u" é a sequência de entrada
4	Obter a saída no instante n $\hat{y}(n) = \hat{\omega}^T(n)\hat{r}(n)$
5	Calcular Fator de Correção: $\hat{e}_{DD} = Q\{\hat{y}(n)\} - \hat{y}(n)$
6	Atualizar o Vetor de Pesos $\hat{\omega}(n+1) = \hat{\omega}(n) + \mu r(n) * \hat{e}_{CMA}$ $n = n + 1$

Fonte: (CASTRO, 2001)

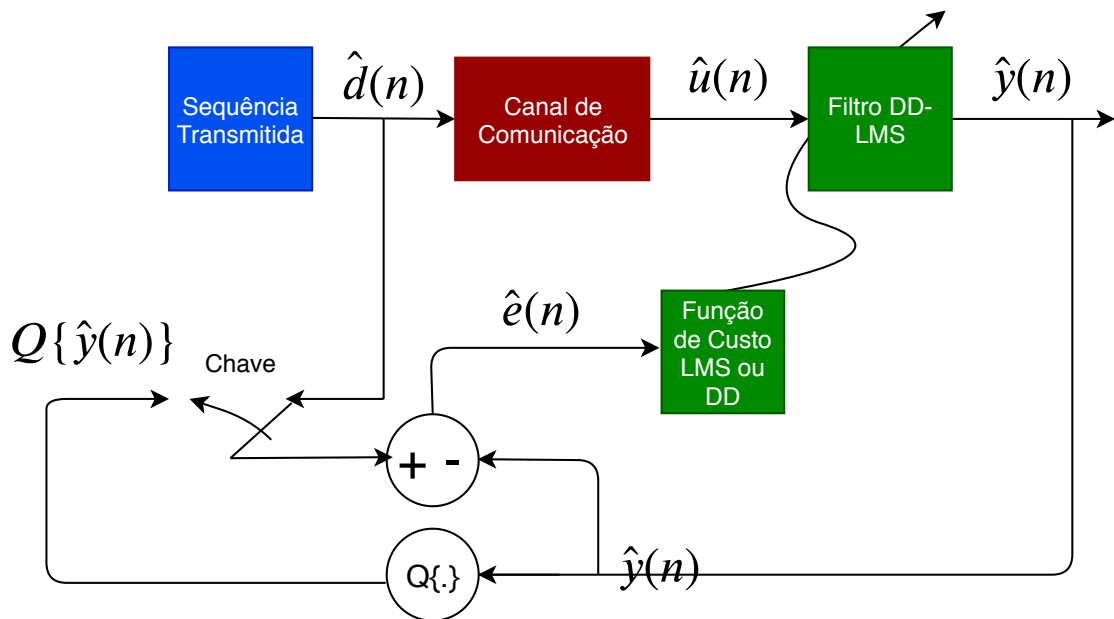
#### 4.5 COMBINAÇÃO DE EQUALIZADORES LMS-DD

Considerando que cada uma das técnicas descritas até aqui possui vantagens e desvantagens, é possível propor algumas combinações entre elas para obter o melhor de suas características em determinado contexto. Nesta seção, é apresentada a combinação dos equalizadores LMS e DD.

A principal desvantagem do LMS é a necessidade de uma etapa de treino, consumindo recursos valiosos do sistema de comunicação. No entanto, se combinado com um equalizador DD (que por sua vez só pode operar abaixo de certo MSE), a etapa de treino pode ser reduzida, além de possibilitar pequenos ajustes no equalizador quando a etapa de treino estiver concluída. Ou seja, o LMS possibilita uma situação passível de operar para o DD, enquanto o DD atua na "lacuna", ou ponto fraco do LMS, sendo este a impossibilidade de se atualizar sem uma etapa de treino e o maior erro residual em regime permanente.

O funcionamento desta técnica se dá por meio de um chaveamento dos dois equalizadores, conforme ilustra a Figura 4.7.

Figura 4.7 – Modelo de Adaptação para Técnica de Equalização Combinada LMS-DD



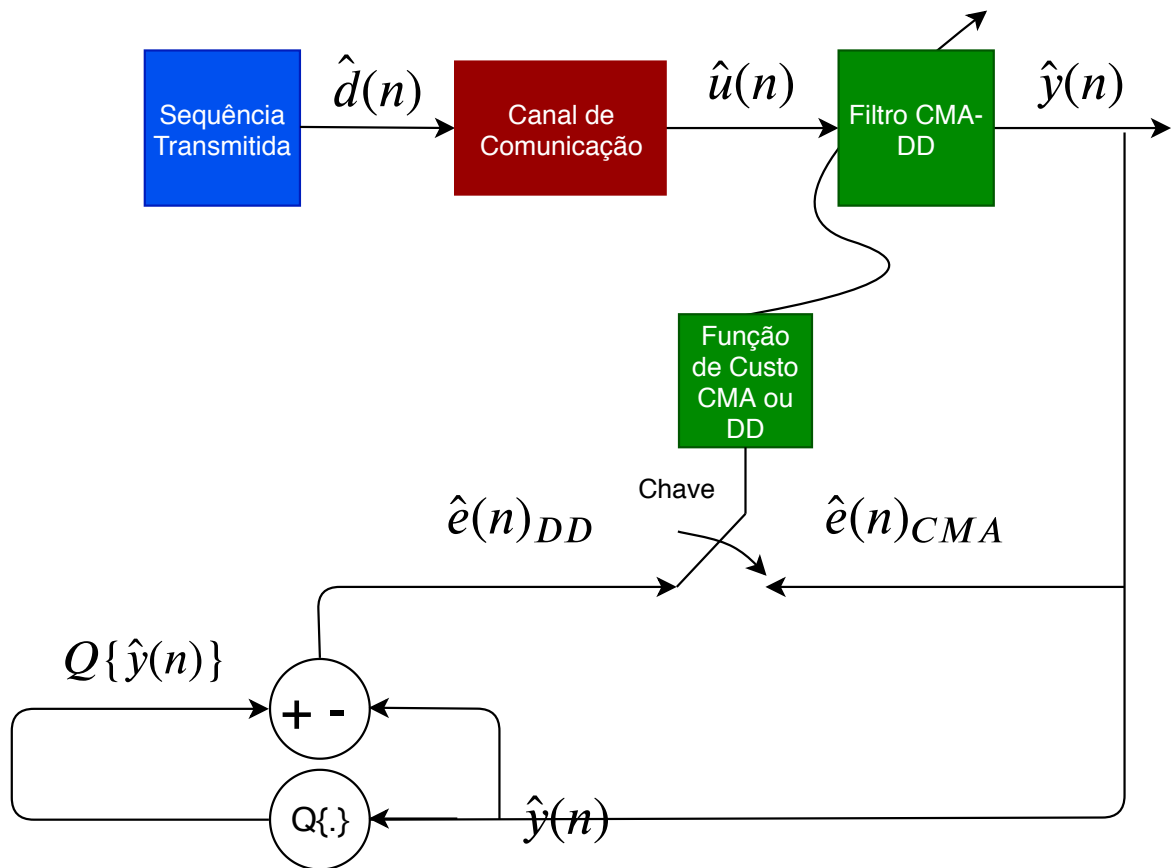
Fonte: Próprio Autor

Na Figura 4.7, é possível observar o importante papel da chave comutadora nesse processo. Ela é acionada quando o equalizador LMS atinge um MSE que possibilite o funcionamento do DD, ou quando o equalizador DD não pode mais atuar e o LMS deve ser treinado novamente. É importante ressaltar que este equalizador só pode ser utilizado caso exista uma sequência de símbolos de referência para o treino do LMS.

#### 4.6 COMBINAÇÃO DE EQUALIZADORES CMA-DD

Partindo do princípio do LMS-DD, é possível substituir o equalizador LMS pelo CMA, a fim de mitigar os problemas inerentes do LMS, que demanda recursos do sistema de comunicação para possibilitar a etapa de treino. Utilizando então um equalizador CMA em conjunto com um DD empregando o mesmo esquema de chaveamento apresentado anteriormente, obtém-se uma combinação não-supervisionada de qualidade superior. Isso é devido ao fato da técnica CMA ser não supervisionada e ter desempenho igual ou superior a LMS. Na Figura 4.8 um equalizador construído a partir da combinação CMA-DD pode ser visualizado.

Figura 4.8 – Modelo de Adaptação para Técnica de Equalização Combinada CMA-DD



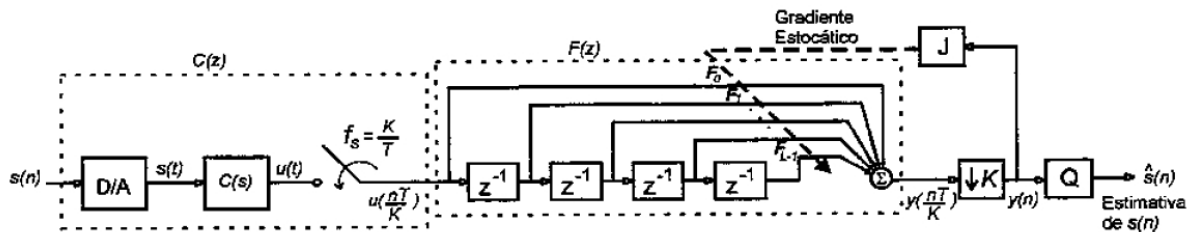
Fonte: Próprio Autor

É importante ressaltar que do ponto de vista computacional não há diferença no cálculo do erro (tanto para o DD quanto para o CMA), sendo utilizado apenas o chaveamento sob dadas condições como novo recurso. No caso do CMA-DD, inicia-se utilizando CMA até que o MSE alcance um nível em que o DD possa atuar. Se o erro aumentar, é possível utilizar o CMA novamente, repetindo o ciclo, como sugere (CASTRO, 2001).

#### 4.7 EQUALIZADOR CONCORRENTE CMA-DD

Desenvolvido inicialmente por (CASTRO, 2001), o Equalizador Concorrente baseia-se na noção de empregar um elo-não linear no equalizador CMA-DD, utilizando o DD não apenas quando o MSE está abaixo de determinado limiar como também em situações convenientes definidas por este elo entre o CMA e DD. Além disso, trata-se de um Equalizador Fracionário, ou Super-amostrado. Esta classe de equalizadores utiliza a sobre-amostragem (do inglês, *Upsampling*) do sinal enviado para que se possa contornar eventuais limitações por sincronização, como (UNGERBÖCK, 1976) mostra em seu trabalho. Essencialmente, a sobre-amostragem para equalizadores abre a possibilidade de se considerar o canal um processo ciclo-estacionário, ou seja, sua função de densidade de probabilidade (e por sua vez sua função de custo associada), não varia no tempo de forma cíclica, e, em decorrência disso, requer apenas uma quantidade finita de amostras conhecidas, como apontam (LOPES; CARDOSO; ARANTES, 2010), (BACCALA; ROY, 1994) e (GARDNER, 1991). Um Equalizador Fracionário é utilizado convencionalmente como apresenta o esquema da Figura 4.9.

Figura 4.9 – Esquema para Equalizador utilizando Sobre-Amostragem com fator  $\frac{K}{T}$



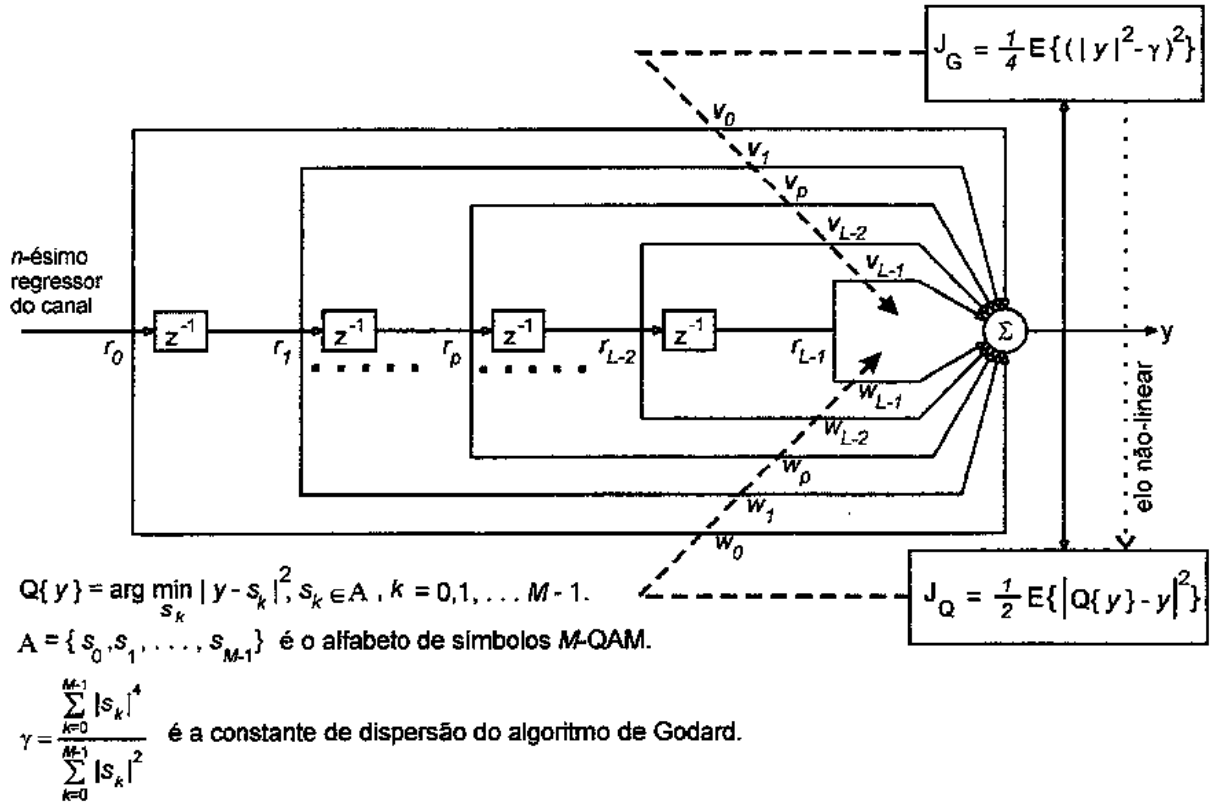
Fonte: (CASTRO, 2001)

Na Figura 4.9 é possível observar um padrão convencional para equalizador, definido por  $F(z)$  como um filtro transversal e sendo  $C(z)$  a etapa que condiciona o sinal recebido e o super-amostra com o fator  $\frac{K}{T}$ . Em geral, um fator de *upsampling* igual a 2 é suficiente para se obter a convergência desejada.

O Equalizador Concorrente é proposto como uma possível solução para a sensibilidade do equalizador CMA para mínimos locais em sua função de custo, como (CASTRO, 2001) elucida em seu trabalho. A sensibilidade a mínimos locais nada mais é do que a tendência do algoritmo a não convergir quando o gradiente fica apenas em um mínimo local e não global. Em decorrência disso, uma fraqueza do CMA é a dependência da inicialização adequada dos seus coeficientes e do ajuste do passo de adaptação  $\mu$ .

O esquema do Equalizador Concorrente é apresentado na Figura 4.10.

Figura 4.10 – Modelo de Adaptação para Técnica de Equalização Combinada Concorrente



Fonte: (CASTRO, 2001)

Na Figura 4.10 percebe-se que o equalizador possui uma característica que o diferencia dos equalizadores apresentados anteriormente. O Equalizador concorrente é formado por dois filtros transversais  $\hat{v}$  e  $\hat{w}$ , com atualização dos pesos  $\{w_0, w_1, \dots, w_p, \dots, w_{L-1}, w_L\}$  e  $\{v_0, v_1, \dots, v_p, \dots, v_{L-1}, v_L\}$  definida por uma Função de Custo  $J$ . Nesse caso, as funções de custo  $J_G$  (CMA) e  $J_Q$  (DD) interagem por meio de um elo não linear, representando assim a função  $J$ . O objetivo do elo não-linear é garantir que a atualização das funções de custo aconteça de forma cooperativa entre o CMA e o DD, atualizando o DD antes da total convergência do CMA apenas em casos onde esta atualização contribua para tal convergência. A Equação 4.11 descreve o princípio deste comportamento.

$$\Delta J_{DD} < 0 \Rightarrow \Delta J_{CMA} < 0 \quad (4.11)$$

Ou seja, a função de custo relativa ao DD é minimizada quando o erro do CMA é minimizado, mas o inverso não é necessariamente verdade (NORONHA, 2012). Nesse sentido, (CASTRO, 2001) define  $\frac{\Delta Q\{\hat{y}(n)\}}{\Delta \hat{y}(n)}$  como a sensibilidade do quantizador a uma variação na saída em um momento  $n$  qualquer. Assim, o elo não linear é compreendido como  $\hat{d}_q(n)$ , expresso na Equação 4.12.

$$\hat{d}_q(n) = \begin{cases} 0 & , \frac{\Delta Q\{y(\tilde{n})\}}{\Delta \hat{y}(n)} = \frac{\Delta Q\{y(\tilde{n})\}}{\Delta y(\tilde{n})} \\ 1 & , \frac{\Delta Q\{y(\tilde{n})\}}{\Delta \hat{y}(n)} \neq \frac{\Delta Q\{y(\tilde{n})\}}{\Delta y(\tilde{n})} \end{cases} \quad (4.12)$$

Em que  $\hat{y}(n)$  representa a saída do equalizador em um instante  $n$  e  $y(\tilde{n})$  a saída do equalizador após a atualização do vetor de pesos. A ideia é utilizar o DD apenas quando, após uma iteração do CMA, a quantização da saída permanecer igual. Ou seja, assume-se que o CMA está convergindo. Por fim, a Equação 4.13 (em que com exceção de  $\hat{d}_q(n)$ , todos os símbolos utilizados são os mesmos da Equação 4.9) define a atualização do vetor de pesos do Equalizador DD quando operando com o elo não-linear.

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \mu_w [1 - \hat{d}_q(n)] \hat{r}(n)^* \hat{e}_{DD} \quad (4.13)$$

A Equação de atualização do vetor de pesos do CMA é a própria Equação 4.7. Além disso, verifica-se que, para o Equalizador Concorrente, a saída  $\hat{y}(n)$  é a combinação linear dos vetores de pesos  $V$  e  $W$ , associados ao CMA e ao DD, respectivamente. O algoritmo para o equalizador concorrente é visualizado na Tabela 4.6.



Tabela 4.6 – Sumário de Etapas para Algoritmo Concorrente

Etapa	Processo
	Inicializar o Vetor de Pesos $\hat{w}$ e $\hat{v}$ $L$ dimensional sendo $\hat{w} = 0 + j0$ e
1	$\hat{v} = 0 + j0$ , a não ser em uma única posição $0 < \phi < L$ , em que vale $\hat{v}_\phi = 1 + j0$ sendo $j = \sqrt{-1}$
2	Inicializar o Indexador de Iteração $n$
	Obter o vetor que define o $n$ -ésimo regressor do canal, $\hat{r}(n)$
3	$\hat{r}(n) = u(L-1-k+n)$ , $k=0,1,2,..,L-1$ em que "u" é a sequência de entrada
4	Obter a saída no instante $n$ $\hat{y}(n) = \hat{w}^T(n)\hat{r}(n) + \hat{v}^T(n)\hat{r}(n)$
	Calcular Fatores de Correção:
5	$\hat{e}_{DD} = Q\{\hat{y}(n)\} - \hat{y}(n)$ $\hat{e}_{CMA} = [ \hat{y}(n) ^2 - \gamma]\hat{y}(n)$
	Atualizar Vetores de Peso
6	$\hat{v}(n+1) = \hat{v}(n) + \mu r(n) * \hat{e}_{CMA}$ $\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \mu_w [1 - \hat{d}_q(n)] r(n) * \hat{e}_{DD}$ $n = n + 1$

Fonte: (CASTRO, 2001)

Na Tabela 4.6 fica evidente o comportamento do Equalizador Concorrente, se assemelhando a um CMA-DD convencional, porém com característica não-linear que possibilita o esforço conjunto entre os equalizadores CMA e DD. Esta noção é compreendida pela Etapa 6, em que  $\hat{d}_Q(n)$  define se o vetor de pesos associado ao DD será ou não atualizado.

## 5 MODELOS DE CANAL

Neste Capítulo, são apresentados os modelos de canal utilizados nas simulações apresentadas neste trabalho, assim como o método empregado para implementar estes modelos. Como observado na Seção 2.1.2, os canais podem ser descritos por modelos de PDF (*Power Delay Profile*). O PDF é convertido para uma função de transferência discreta no domínio Z. A Tabela 5.1 apresenta um exemplo de PDF.

Tabela 5.1 – PDF (exemplo)

Conjunto de Atenuações em dB	Conjunto de Atrasos em Segundos
0	5E-6
-1,2	10E-6
-1,8	15E-6
-3	18E-6

Fonte: Próprio Autor

Os valores de atenuação são convertidos de escala logarítmica para linear e os valores de atraso são convertidos de segundos para atraso em amostras. Supondo que a frequência de amostragem nesse caso seja de 10MHz, se utilizam as Equações 5.1 para definir os valores lineares  $G(n)$  e 5.2 para os valores dos atrasos em amostras  $Am(n)$ .

$$G(n) = 10^{\left(\frac{a_n}{20}\right)} \quad (5.1)$$

$$Am(n) = \lfloor b_n.Fs \rfloor \quad (5.2)$$

Sendo " $\lfloor \cdot \rfloor$ " o operador "Piso",  $a_n$  e  $b_n$  correspondem aos valores de atenuação e atraso, respectivamente, definidos pelo PDF e  $n$  representa uma componente única do sinal recebido após passar pelo canal. Por fim, o canal pode ser representado por uma função discreta  $H(z)$  descrita pela Equação 5.3.

$$H(z) = G_1.z^{-Am_1} + G_2.z^{-Am_2} + \dots + G_{n-1}.z^{-Am_{n-1}} + G_n.z^{-Am_n} \quad (5.3)$$

sendo  $G = [1, 0.87, 0.81, 0.70]$  e  $Am = [0, 100, 150, 180]$ .

Neste trabalho foi adotada a convenção de se utilizar a soma das componentes para o caso de duas ou mais componentes chegarem ao receptor em uma mesma amostra, visto que este representa o pior caso possível.

O efeito Doppler foi modelado de forma a inserir a frequência Doppler na primeira componente recebida. A modelagem foi baseada em (JAKES, 1974), considerando a Equação

5.4.

$$E_z(\omega, t) = E_o \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M C_{nm} \cos(\omega t + \omega_n t - \omega T_{nm}) \quad (5.4)$$

Em que  $E_z$  é um sinal de frequência angular  $\omega$  transmitido no tempo,  $C_{nm}$  representa os coeficientes de amplitude do canal,  $\omega t_{nm}$  representa os atrasos do modelo de canal e  $\omega_n$  é definido como o máximo *Doppler Shift*. Ou seja, de forma genérica, um sinal recebido pode ser representado matematicamente como a soma das componentes de onda horizontais e verticais, considerando a variação em amplitude e frequência proveniente dos efeitos inseridos pelo canal. Este trabalho considera então o efeito Doppler como uma variação na frequência das amostras que chegam durante a primeira componente do multipercurso.

### 5.1 MODELOS DE CANAL ITU

Os modelos de canal utilizados neste trabalho são definidos pela ITU em (ITU, 1997), visando a realização de testes padronizados de sistemas de comunicação sem fio. Estes modelos buscam prever situações corriqueiras de utilização do sistema por um cliente. Os modelos correspondem às seguintes situações:

- Pessoas no interior de um escritório
- Pedestres em movimento
- Usuário dentro de veículo automotor em movimento

Cada um destes cenários é apresentado nas Tabelas 5.2, 5.3 e 5.4.

Tabela 5.2 – Cenário para Interior de um Escritório

Tap	Canal A		Canal B	
	Atraso (ns)	Atenuação (dB)	Atraso (ns)	Atenuação (dB)
1	0	0	0	0
2	50	-3	100	-3,6
3	110	-10	200	-7,2
4	170	-18	300	-10,8
5	290	-26	500	-18
6	310	-32	700	-25,2

Fonte: (ITU, 1997)

Tabela 5.3 – Cenário para Pedestre em Movimento

Tap	Canal A		Canal B	
	Atraso (ns)	Atenuação (dB)	Atraso (ns)	Atenuação (dB)
1	0	0	0	0
2	110	-9,7	200	-0,9
3	190	-19,2	800	-4,9
4	410	-22,8	1200	-8
5	-	-	2300	-7,8
6	-	-	3700	-23,9

Fonte: (ITU, 1997)

Tabela 5.4 – Cenário para Interior de um Veículo em Movimento

Tap	Canal A		Canal B	
	Atraso (ns)	Atenuação (dB)	Atraso (ns)	Atenuação (dB)
1	0	0	0	-2,5
2	310	-1	300	0
3	710	-9	8900	-12,8
4	1090	-10	12900	-10
5	1730	-15	17100	-25,2
6	2510	-20	20000	-16

Fonte: (ITU, 1997)

## 5.2 MODELOS DE CANAL ITU ESTENDIDOS

Os modelos de canal definidos pela ITU - criados nos anos 90 - partiam das premissas da época sobre o funcionamento da comunicação sem fio. Uma vez que estas premissas se tornaram defasadas em relação às novas tecnologias (por exemplo, não previam o aumento significativo da largura de banda), a 3GPP atualizou estes modelos para as características da Quarta Geração de telefonia sem fio. Os modelos atualizados foram chamados ITU estendidos. Este trabalho utiliza então estes cenários para testar os algoritmos aqui desenvolvidos.

Na presente subseção são apresentados os modelos EPA 5Hz, EVA 5Hz, EVA 70Hz, ETU 70Hz e ETU 300Hz, de acordo com (3GPP, 2008). Os canais foram apresentados considerando Frequência de Amostragem  $F_s = 7,68MHz$ .

### 5.2.1 EPA 5Hz

O *Extended Pedestrian A* (Modelo estendido para Pedestres A) representa a versão com maior largura de banda do modelo definido pela Tabela 5.3. Este modelo supõe um pedestre caminhando com uma velocidade de 3km/h, assim possuindo uma frequência Doppler de aproximadamente 5Hz. O canal é definido em sua forma estática pela Tabela 5.5.

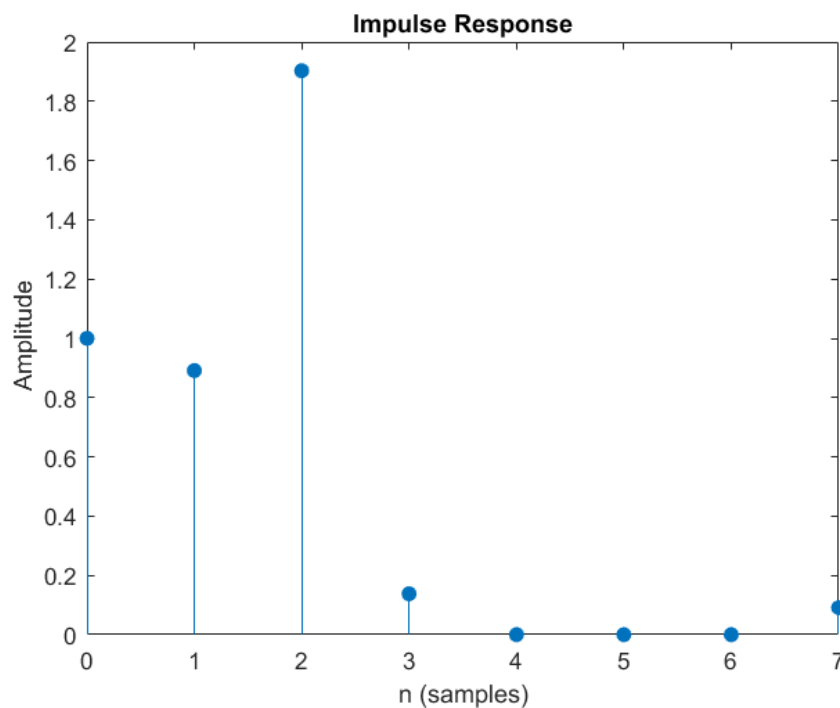
Tabela 5.5 – Cenário para Pedestre em Movimento

Tap	EPA	
	Atraso (ns)	Atenuação (dB)
1	0	0
2	30	-1
3	70	-2
4	80	-3
5	110	-8
6	190	-17,2
7	410	-20,8

Fonte: (3GPP, 2008)

A Figura 5.1 apresenta a resposta ao impulso do canal.

Figura 5.1 – Resposta ao Impulso do EPA



Fonte: Próprio Autor

### 5.2.2 EVA 5Hz e EVA 70Hz

O *Extended Vehicular A* (Modelo estendido Veicular A) apresenta um cenário com atraso e atenuação relativamente mais elevados quando comparados ao EPA. Este modelo é testado com frequência Doppler de 5Hz e 70Hz. A Tabela 5.6 apresenta o PDF deste canal na forma estática.

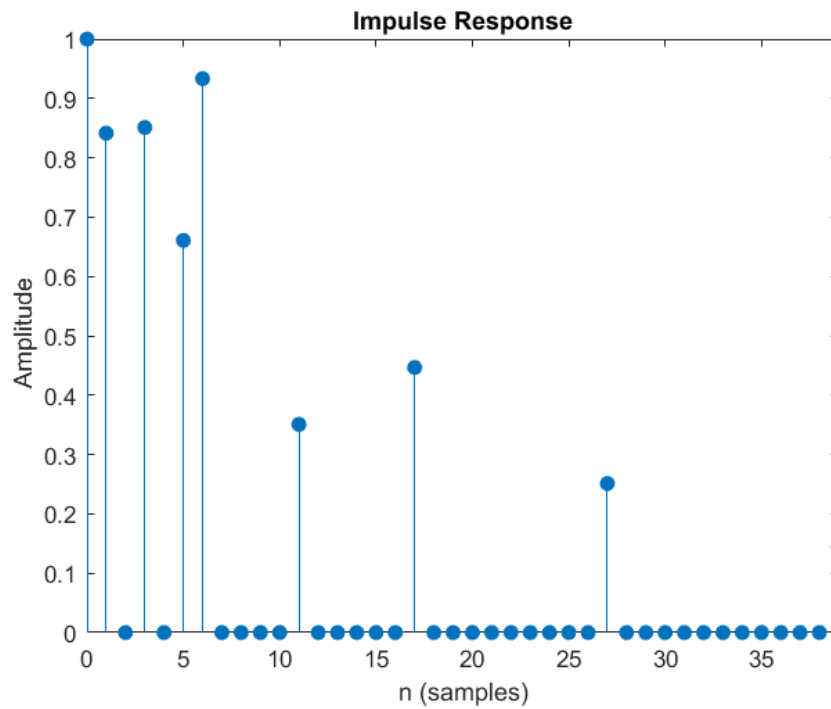
Tabela 5.6 – Cenário para Veículo em Movimento

Tap	EVA	
	Atraso (ns)	Atenuação (dB)
1	0	0
2	30	-1,5
3	150	-1,4
4	310	-3,6
5	370	-0,6
6	710	-9,1
7	1090	-7
8	1730	-12
9	2510	-16,9

Fonte: (3GPP, 2008)

A Figura 5.2 apresenta a resposta ao impulso do canal.

Figura 5.2 – Resposta ao Impulso do EVA



Fonte: Próprio Autor

### 5.2.3 ETU 70Hz e ETU 300Hz

O *Extended Typical Urban A* (Modelo Estendido Urbano Típico A) apresenta um caso extremo para o multipercurso, com atrasos bastante elevados. Embora não seja muito comum, é um caso interessante para avaliação, possibilitando prever o comportamento de um sistema em situações críticas de operação. Este modelo é testado com frequência Doppler de 70Hz e 300Hz. A Tabela 5.7 apresenta o PDF deste canal na forma estática.

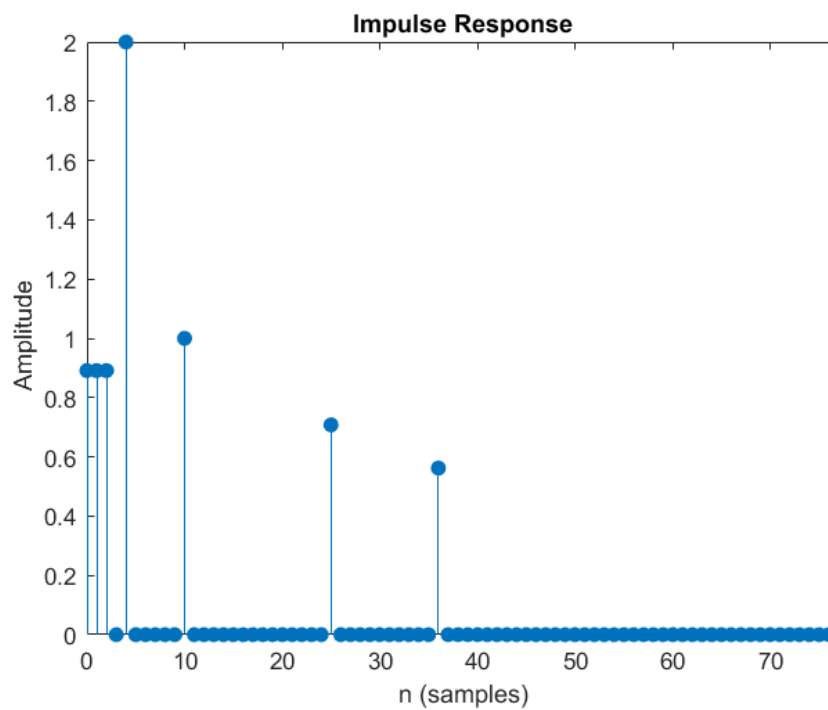
Tabela 5.7 – Cenário Urbano Típico

Tap	ETU	
	Atraso (ns)	Atenuação (dB)
1	0	-1
2	50	-1
3	120	-1
4	200	0
5	230	0
6	500	0
7	1600	-3
8	2300	-5
9	5000	-7

Fonte: (3GPP, 2008)

A Figura 5.3 apresenta a resposta ao impulso do canal.

Figura 5.3 – Resposta ao Impulso do ETU



Fonte: Próprio Autor



## 6 ADEQUAÇÃO DOS EQUALIZADORES PARA O SC-FDMA

Como apresentado no Capítulo 3.1, a Equalização no SC-FDMA é realizada durante a demodulação do sinal. A Figura 6.1 apresenta o diagrama em blocos simplificado do receptor, salientando o processo de equalização.

Figura 6.1 – Equalização SC-FDMA

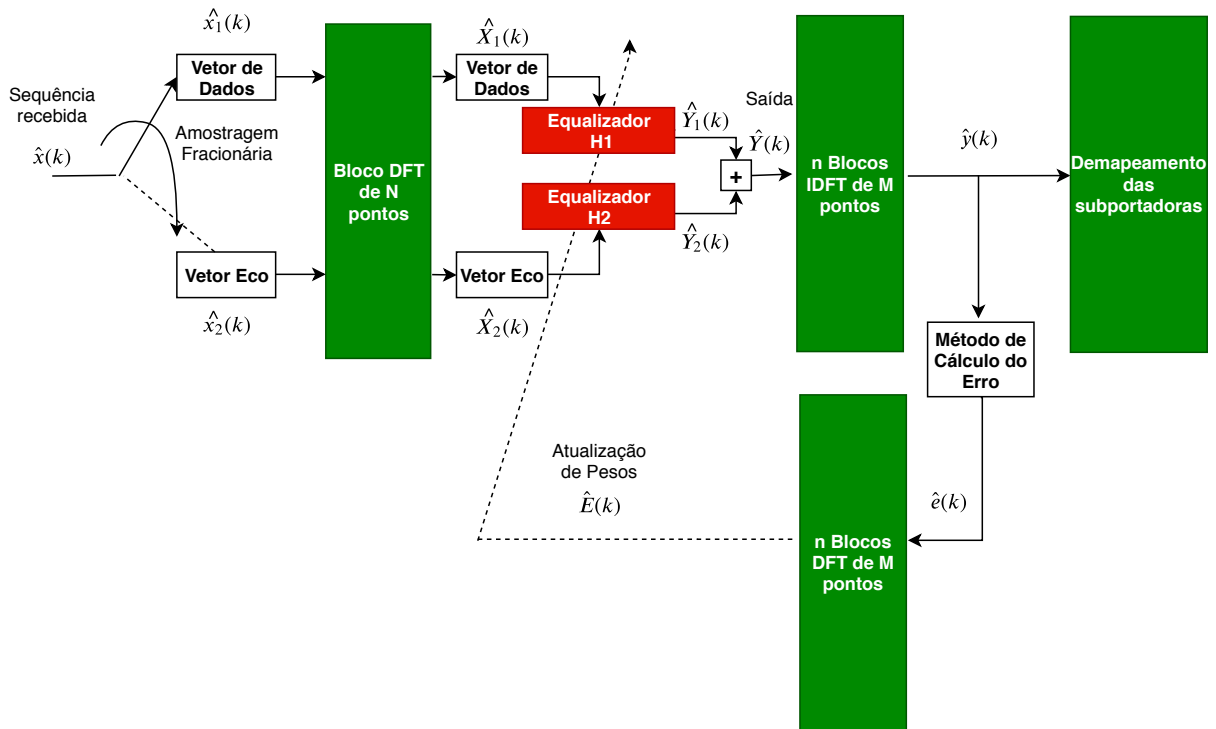


Fonte: Próprio Autor

Como descrito na Seção 4.1, o padrão de equalização utilizado para estimação de canal no SC-FDMA é a Interpolação Linear. Este método é implementado no domínio da frequência, utilizando os símbolos de referência. No entanto, as demais técnicas de equalização apresentadas (CMA, DD e Concorrente) foram originalmente propostas para equalização de canal de sistemas de portadora única, sendo implementadas no domínio do tempo, tendo como base a constelação de referência do esquema de modulação adotado (M-QAM, ASK, etc.) no cálculo do erro de equalização, utilizado na atualização dos coeficientes dos equalizadores. Dessa forma, para que seja possível implementar tais técnicas no SC-FDMA, é necessário adaptar o modelo de equalização dos algoritmos. Especificamente, o erro precisa ser calculado no domínio do tempo e convertido para o domínio da frequência para o ajuste dos coeficientes do equalizador. Tal alteração foi proposta por (NORONHA, 2012). Assim, este trabalho utiliza o modelo por ele proposto para todas as técnicas apresentadas neste Capítulo. Além disso, nota-se que, os vetores representados por letra minúscula estão no domínio do tempo e, aqueles representados com letra maiúscula no domínio da frequência. A lista de símbolos pode ser observada para demais esclarecimentos quanto ao que é apresentado no capítulo.

Visto que o algoritmo Concorrente utiliza amostragem fracionária, optou-se por utilizar esta técnica em todas os equalizadores analisados neste trabalho. Considerando que a sequência enviada teve fator de sobreamostragem (*Upsampling*) igual a 2, as amostras pares recebidas foram armazenadas em um "Vetor de Dados" e as amostras ímpares em um "Vetor Eco", como é possível observar na Figura 6.2. Dessa forma, obtém-se mais uma ordem de tamanho dos equalizadores. Por fim, a Figura 6.2 apresenta o formato genérico utilizado neste estudo para a equalização de canal.

Figura 6.2 – Esquema de equalização utilizado



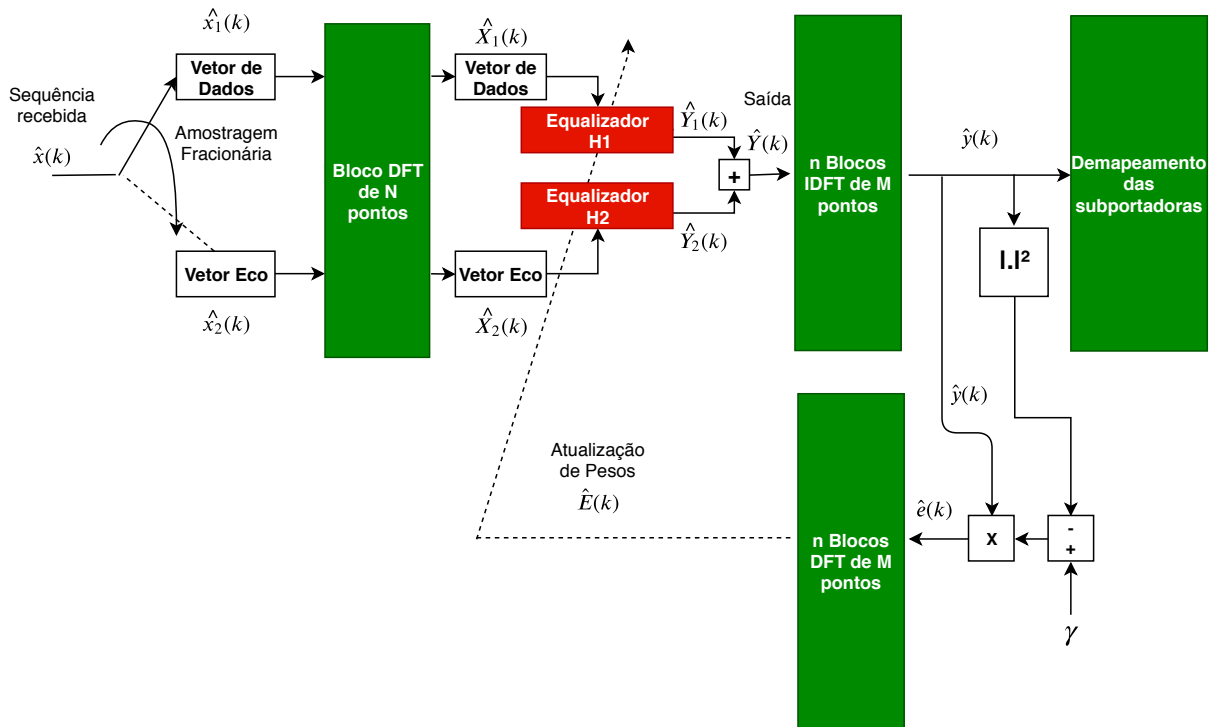
Fonte: Próprio Autor

Observe, na Figura 6.2, que é utilizado um bloco extra DFT, para converter o erro  $e(k)$  calculado domínio do para o domínio da frequência, onde é realizada a atualização dos coeficientes dos filtros  $H1$  e  $H2$ .

## 6.1 CMA

Partindo da estrutura apresentada na Figura 6.2, a implementação da técnica de equalização *Constant Modulus Algorithm* é representada na Figura 6.3.

Figura 6.3 – Esquema de equalização CMA para SC-FDMA



Fonte: Próprio Autor

Note, na Figura 6.3, a aplicação do que foi descrito na Seção 4.3, utilizando uma constante  $\gamma$  (definida pelo tipo de constelação utilizado) e o módulo da saída  $\hat{Y}(k)$  para o cálculo do erro  $e(k)$  a cada símbolo  $k$  SC-FDMA. Observe ainda o fato de que, como o erro é calculado através do módulo de um valor complexo, a informação de fase é perdida. Para compensar este problema, é necessário aplicar uma correção de fase, utilizando os símbolos de referência, definidos na Subseção 3.2.1. A correção de fase é ativada a cada símbolo de referência recebido, sendo descrita pela Equação 6.1.

$$\angle H_i(k+1) = \angle H_i(k) + (\angle \text{Simbolo}_{Ref} - \angle \hat{Y}(k)) \quad (6.1)$$

A Tabela 6.1 descreve o algoritmo CMA adaptado para o SC-FDMA.

Tabela 6.1 – Algoritmo CMA aplicado a SC-FDMA

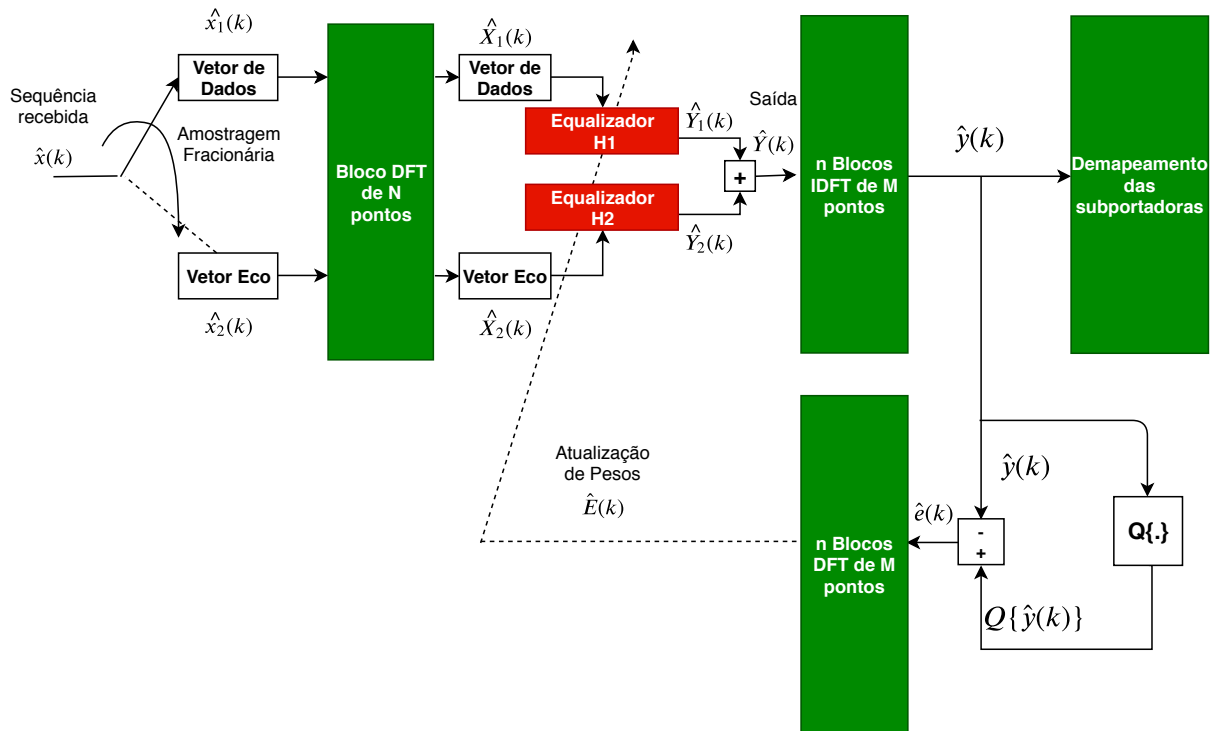
Etapa	Processo
1	Inicializar os Vetores de Pesos $\hat{H}_1$ e $\hat{H}_2$ de tamanho $(1 \times N)$ com $0,5 + j0$ sendo $N$ definido pela $F_s$
2	Inicializar o Indexador de Iteração $k$ com $k = 0, 1, 2, \dots, N_{\text{simbolos}}^{SC-FDMA} - 1$ e $N_{\text{simbolos}}^{SC-FDMA}$ sendo o número de símbolos SC-FDMA enviados
3	Se $\text{Resto}(N_{\text{simbolos}}^{SC-FDMA} - 1, k)$ for igual a 4, aplicar Correção de Fase e seguir para etapa 11 senão, seguir para etapa 4
4	Obter os vetores que definem o n-ésimo símbolo SC-FDMA, $r_1$ e $r_2$ , de mesmo tamanho que $\hat{H}_1$ e $\hat{H}_2$ sendo $r_1 = \hat{X}_1(k)$ e $r_2 = \hat{X}_2(k)$ em que " $\hat{X}_1$ " é a sequência recebida de dados e " $\hat{X}_2$ " a de eco
5	Obter a saída no instante $n$ $\hat{Y}_1(k) = \hat{H}_1^T(k)r_1$ $\hat{Y}_2(k) = \hat{H}_2^T(k)r_1$ $\hat{Y}(k) = \hat{Y}_1(k) + \hat{Y}_2(k)$
6	Calcular erro: $E(k) = IDFT\{\gamma -  DFT\{\hat{Y}(k)\} ^2\}$
7	Atualizar o Vetores de Pesos $\hat{H}_1$ e $\hat{H}_2$ : $\hat{H}_1(k+1) = \hat{H}_1(k) + \mu r_1^* E(k)$ $\hat{H}_2(k+1) = \hat{H}_2(k) + \mu r_2^* E(k)$
8	Atualizar o Indexador de Iteração $k = k + 1$

Fonte: Próprio Autor

## 6.2 DD

A estrutura utilizada para o Equalizador *Direct-Decision* é apresentada pela Figura 6.4.

Figura 6.4 – Esquema de equalização DD para SC-FDMA



Fonte: Próprio Autor

Na Figura 6.4, note novamente a característica de equalização não supervisionada do algoritmo, sendo necessário apenas a saída  $\hat{Y}(k)$  para calcular o erro. A Tabela 6.2 descreve o algoritmo detalhadamente.

Tabela 6.2 – Algoritmo DD aplicado a SC-FDMA

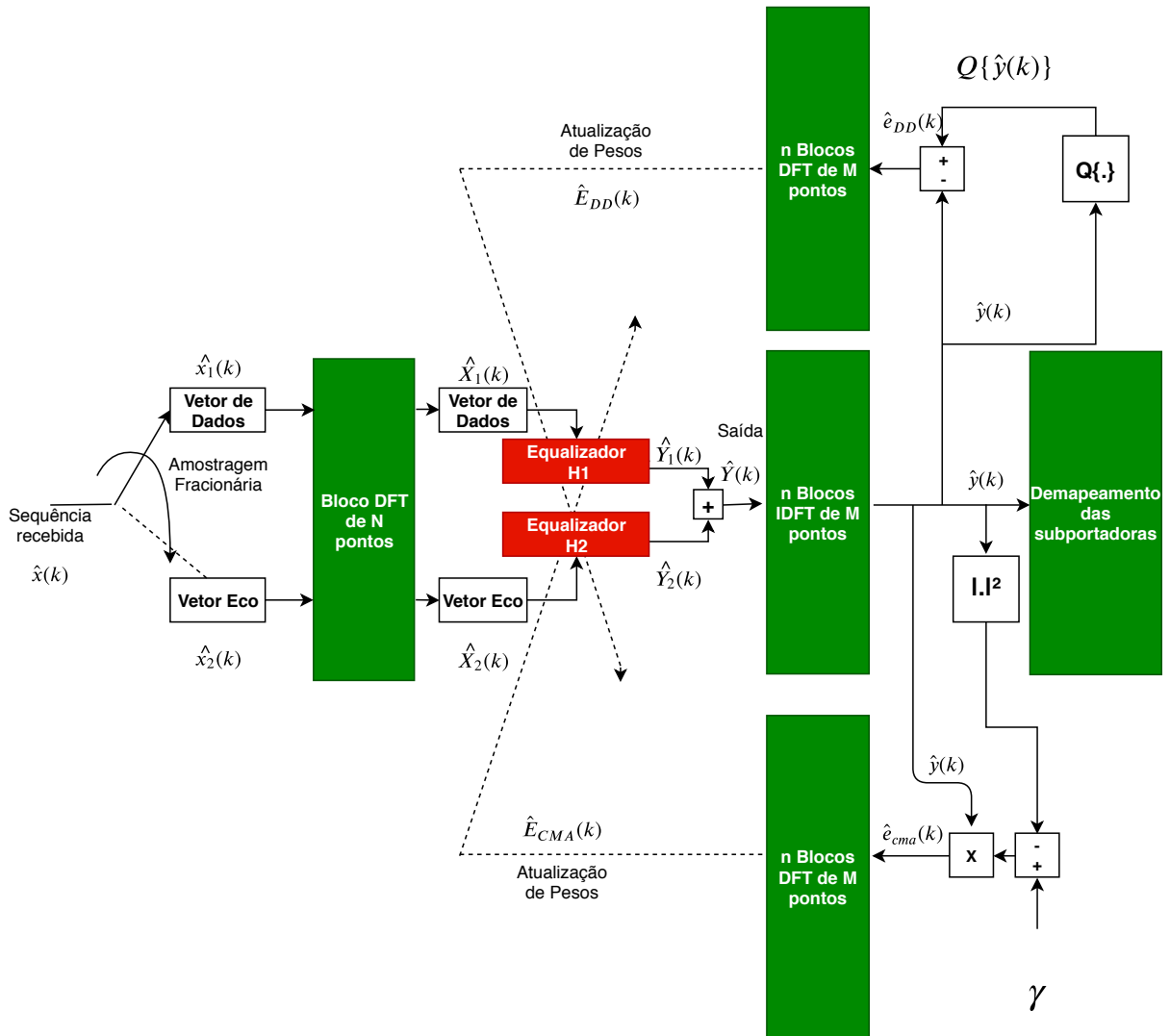
Etapa	Processo
1	Inicializar os Vetores de Pesos $\hat{H}_1$ e $\hat{H}_2$ de tamanho $(1 \times N)$ com $0,5 + j0$ sendo $N$ definido pela $F_s$
2	Inicializar o Indexador de Iteração $n$ com $k = 0, 1, 2, \dots, N_{\text{simbolos}}^{SC-FDMA} - 1$ e $N_{\text{simbolos}}^{SC-FDMA}$ sendo o número de símbolos SC-FDMA enviados
3	Obter os vetores que definem o $n$ -ésimo símbolo SC-FDMA, $r_1$ e $r_2$ , de mesmo tamanho que $\hat{H}_1$ e $\hat{H}_2$ sendo $r_1 = \hat{X}_1(k)$ e $r_2 = \hat{X}_2(k)$ em que " $\hat{X}_1$ " é a sequência recebida de dados e " $\hat{X}_2$ " a de eco
4	Obter a saída no instante $n$ $\hat{Y}_1(k) = \hat{H}_1^T(k)r_1$ $\hat{Y}_2(k) = \hat{H}_2^T(k)r_1$ $\hat{Y}(k) = \hat{Y}_1(k) + \hat{Y}_2(k)$
5	Calcular erro: $E(k) = IDFT\{DFT\{Q\{\hat{Y}(k)\} - \hat{Y}(k)\}\}$
6	Atualizar o Vetores de Pesos $\hat{H}_1$ e $\hat{H}_2$ : $\hat{H}_1(k+1) = \hat{H}_1(k) + \mu r_1^* E(k)$ $\hat{H}_2(k+1) = \hat{H}_2(k) + \mu r_2^* E(k)$ $k = k + 1$

Fonte: Próprio Autor

### 6.3 CONCORRENTE

A implementação do Equalizador Concorrente utiliza uma estrutura combinada CMA-DD. Sua principal característica é a função de ativação  $\phi$  (baseada na Equação 4.12), que define quando o DD será ativado, possibilitando assim a redução de erro residual do CMA, possivelmente melhorando sua convergência. O diagrama que representa o Equalizador Concorrente é apresentado na Figura 6.5.

Figura 6.5 – Esquema de equalização Concorrente para SC-FDMA



Fonte: Próprio Autor

Como especificado na Seção 4.7, o elo não linear (ou a função de ativação) é calculado pela quantidade de símbolos  $IQ$  que mudam de região de decisão a cada iteração. Na implementação, o Elo não linear  $\phi$  é calculado assim que o CMA tem seus coeficientes atualizados. A saída  $\hat{Y}(k)$  é quantizada e então comparada elemento a elemento com a saída anterior (também quantizada). Assim, obtém-se a quantidade de elementos  $IQ$  que permaneceram na mesma região de decisão e se divide este valor pela quantidade total de elementos em  $\hat{Y}(k)$ . Se este valor estiver acima do limiar definido para a função de ativação, o equalizador DD é ativado. A Equação 6.2 descreve esta operação matematicamente.

$$\xi = \frac{\#\{\tilde{Y}_i | \forall \tilde{Y}_i \in Y(k) \wedge \forall \tilde{Y}'_i \in Y'(k) \wedge Q\{\tilde{Y}_i\} == Q\{\tilde{Y}'_i\}\}}{\#Y(k)} \quad (6.2)$$

em que  $\#$  é o operador cardinalidade, retornando a quantidade de elementos,  $\tilde{Y}_i$  é o conjunto

contendo a comparação lógica entre  $Y(\tilde{k})$  (a saída do equalizador antes da atualização dos coeficientes do CMA na atual iteração) e  $Y'(\tilde{k})$  (a saída após a atualização do CMA),  $Q\{\}$  é o operador Quantizador e  $==$  é a operação comparação lógica. Ou seja,  $\xi(k)$  é a quantidade de elementos (quantizados) iguais entre a saída antes da atualização e a saída depois da atualização do vetor de pesos; dividido pelo número de elementos. A função de ativação  $\phi$  é então descrita pela Equação 6.3, considerando  $\tau$  um valor limiar definido arbitrariamente.

$$\phi(k) = \begin{cases} 1, & \xi \geq \tau, \\ 0 & \xi < \tau, \end{cases} \quad (6.3)$$

É importante ressaltar que a correção de fase especificada na Seção 6.1 também é aplicada nesta estrutura. As etapas envolvidas no algoritmo são apresentadas na Tabela 6.3.



Tabela 6.3 – Algoritmo Concorrente aplicado a SC-FDMA

Etapa	Processo
1	Inicializar os Vetores de Pesos $\hat{H}_1$ e $\hat{H}_2$ de tamanho $(1 \times N)$ com $0,5 + j0$ sendo $N$ definido pela $F_s$
2	Inicializar o Indexador de Iteração $n$ com $k = 0, 1, 2, \dots, N_{\text{simbolos}}^{SC-FDMA} - 1$ e $N_{\text{simbolos}}^{SC-FDMA}$ sendo o número de símbolos SC-FDMA enviados
3	Se $\text{Resto}(N_{\text{simbolos}}^{SC-FDMA} - 1, k)$ for igual a 4, aplicar Correção de Fase e seguir para etapa 11 senão, seguir para etapa 4
4	Obter os vetores que definem o $n$ -ésimo símbolo SC-FDMA, $r_1$ e $r_2$ , de mesmo tamanho que $\hat{H}_1$ e $\hat{H}_2$ sendo $r_1 = \hat{X}_1(k)$ e $r_2 = \hat{X}_2(k)$ em que "X1" é a sequência recebida de dados e "X2" a de eco
5	Obter a saída no instante $n$ $\hat{Y}_1(k) = \hat{H}_1^T(k)r_1$ $\hat{Y}_2(k) = \hat{H}_2^T(k)r_1$ $\hat{Y}(k) = \hat{Y}_1(k) + \hat{Y}_2(k)$
6	Calcular erro: $E_{CMA}(k) = IDFT\{\gamma -  DFT\{\hat{Y}(k)\} ^2\}$
7	Atualizar os Vetores de Pesos $\hat{H}_1$ e $\hat{H}_2$ : $\hat{H}_1(k+1) = \hat{H}_1(k) + \mu r_1^* E_{CMA}(k)$ $\hat{H}_2(k+1) = \hat{H}_2(k) + \mu r_2^* E_{CMA}(k)$
8	Calcular $\xi$ para Função de Ativação: $\xi(k) = \frac{\#\{\tilde{Y}_i   \forall \tilde{Y}_i \in \hat{\mathcal{M}} \wedge \forall \tilde{Y}'_i \in Y'(k) \wedge Q\{\tilde{Y}_i\} == Q\{\tilde{Y}'_i\}\}}{\#\tilde{Y}}$ <p>Se <math>\tau(\xi) = 1</math>, ir para etapa 9  senão, ir para etapa 11</p>
9	Calcular erro: $E_{DD}(k) = IDFT\{DFT\{Q\{Y'(k)\} - Y'(k)\}\}$
10	Atualizar os Vetores de Pesos $\hat{H}_1$ e $\hat{H}_2$ : $\hat{H}_1(k+1) = \hat{H}_1(k) + \mu r_1^* E_{DD}(k)$ $\hat{H}_2(k+1) = \hat{H}_2(k) + \mu r_2^* E_{DD}(k)$
11	Atualizar Indexador $k$ $k = k + 1$

## 7 SIMULAÇÃO E RESULTADOS

Os resultados apresentados neste Capítulo visam uma análise comparativa de desempenho das principais técnicas de equalização descritas neste trabalho, em um sistema SC-FDMA. Para tal, foi implementado em MATLAB o sistema SC-FDMA representado na Figura 3.2, assim como as técnicas de equalização por interpolação linear, CMA e Concorrente. As técnicas foram avaliadas sob os efeitos de mutipercurso, considerando os canais descritos no Capítulo 5 (EPA 5Hz, EVA 5Hz, EVA 70Hz, ETU 70Hz e ETU 300Hz). Os resultados foram avaliados através da SER (Taxa de Erro de Símbolo, ou *Symbol Error Rate*), pela qual é possível comparar o desempenho de cada técnica implementada, e através do MSE (Erro Médio Quadrático ou *Mean Square Error*), que possibilita avaliar a velocidade de convergência de cada algoritmo, assim como o erro residual.

Para tanto, uma sequência de símbolos *IQ* pseudo-aleatória é gerada e utilizada como entrada de dados do sistema SC-FDMA descrito em MATLAB. A quantidade de dados gerada é definida pelo número de *Frames* utilizado. Nas simulações, foram gerados 50 *Frames*, totalizando 1,8 milhões de símbolos *IQ*. O sinal SC-FDMA obtido na saída do transmissor é aplicado a cada modelo de canal dispersivo, sendo adicionado, na sequência, ruído branco gaussiano (AWGN). No receptor, cada uma das técnicas de equalização (interpolação linear, CMA e Concorrente) é utilizada para desfazer estes efeitos inseridos pelo canal dispersivo, e a eficiência de cada algoritmo é avaliada por meio do cálculo da SER. Os símbolos de referência são gerados de acordo com a Tabela 3.2, sendo inseridos na posição #4 dos 7 símbolos SC-FDMA que formam um *slot*. Por fim, são obtidos os valores de erro médio quadrático (MSE) para os algoritmos CMA e Concorrente, a fim de analisar o tempo de convergência das duas técnicas, assim como o erro residual.

Considerando-se uma sequência  $\hat{x}(n)$  de  $N$  símbolos *IQ* enviada e uma sequência  $\hat{y}(n)$  recebida, o cálculo da SER é definido pelas Equações 7.1 e 7.2.

$$SER = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \kappa(n) \quad (7.1)$$

$$\kappa(n) \begin{cases} 1, & Q\{\hat{x}(n)\} \neq Q\{\hat{y}(n)\}, \\ 0 & Q\{\hat{x}(n)\} = Q\{\hat{y}(n)\}, \end{cases} \quad (7.2)$$

em que  $Q\{\cdot\}$  é o operador Quantizador, retornando o símbolo *IQ* de referência mais próximo ao símbolo *IQ* argumento do operador. A Equação 7.3 define o MSE, dada a mesma situação.

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |(\hat{y}(n) - \hat{x}(n))|^2 \quad (7.3)$$

## 7.1 PARÂMETROS UTILIZADOS

Os parâmetros utilizados nas simulações são apresentados na Tabela 7.1.

Tabela 7.1 – Parâmetros Utilizados na Simulação

	<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
1	Modulação	QPSK
2	$F_s$	7,68MHz
3	Frames Enviados	50
4	Símbolos IQ Enviados	1,8 Milhões
5	Número Total de Subportadoras	512
6	Número de Subportadoras de Dados	300
7	Prefixo Cíclico	Estendido (128 amostras por Símbolo)
8	Limiar para Ativação do DD	$\tau = 50\%$
9	Passos de Adaptação	$\mu_{CMA} = 5.10^{-5}$ e $\mu_{DD} = 5.10^{-4}$

Fonte: Próprio Autor.

## 7.2 RESULTADOS

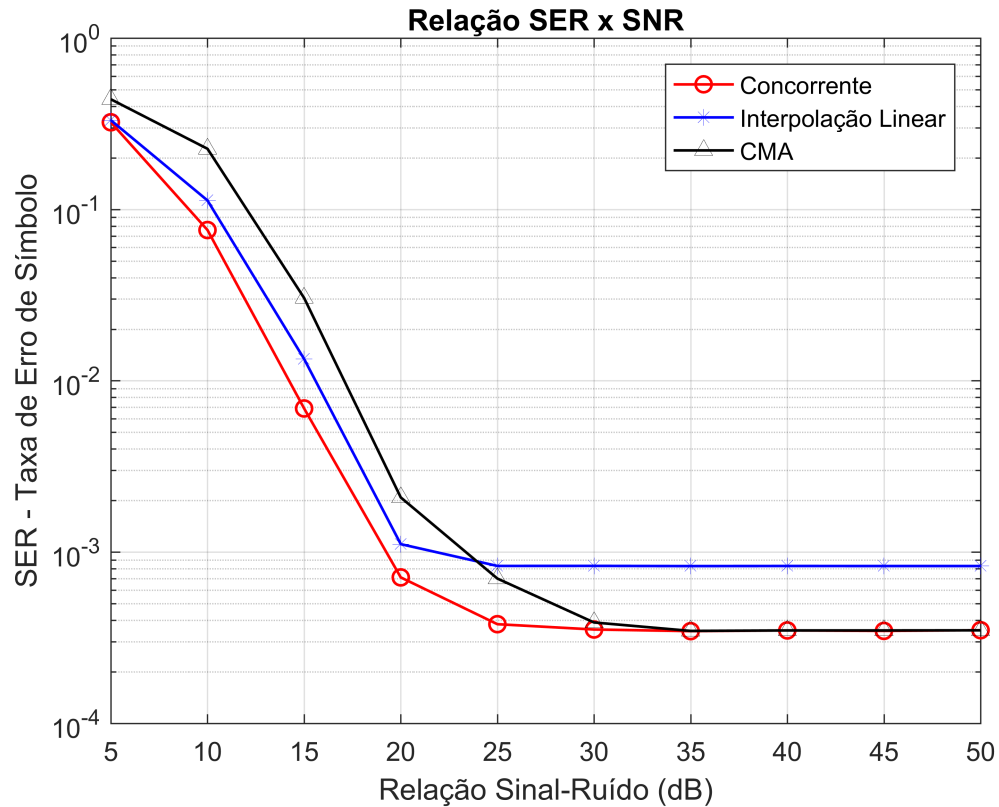
Esta seção apresenta os resultados comparativos da SER obtidos pelas técnicas de Interpolação Linear, CMA e Concorrente, para os modelos de canal EPA 5Hz, EVA 5Hz, EVA 70Hz, ETU 70Hz e ETU 300Hz. Além disso, para cada canal, é apresentada a evolução do MSE obtido para uma SNR de 50dB.

### 7.2.1 EPA 5Hz

A Figura 7.1 apresenta o resultado comparativo da SER das técnicas avaliadas para o canal EPA com  $f_{Doppler} = 5Hz$ . Para esta situação operacional, o modelo de canal representa um pedestre em área suburbana em baixa velocidade. Note a superioridade de desempenho do algoritmo Concorrente em relação aos demais, principalmente para SNRs abaixo de 30dB. A partir de uma relação sinal interferência de aproximadamente  $SNR = 30dB$ , nenhuma das três técnicas avaliadas obteve melhora significativa no desempenho da SER. Note ainda que o equalizador CMA obtém desempenho semelhante ao Concorrente para  $SNR \geq 35dB$ , enquanto que a Interpolação Linear apresenta desempenho de aproximadamente meia ordem de grandeza

inferior ao Concorrente para toda a faixa de SNRs avaliada. É importante ressaltar que o desempenho superior do Concorrente em relação ao CMA é justificado pela atuação do DD, o que possibilita ao equalizador acompanhar melhor a dinâmica do canal.

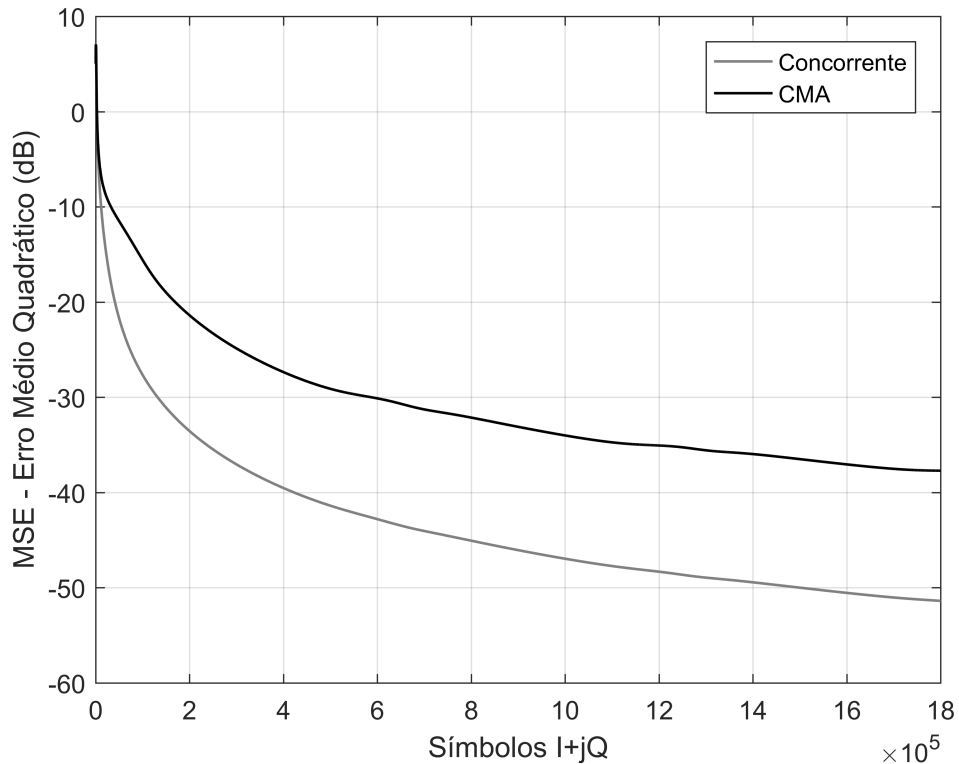
Figura 7.1 – Comparação dos valores SER obtidos pelos Equalizadores para Canal EPA 5Hz



Fonte: Próprio Autor

A Figura 7.2 apresenta o *Mean Squared Error* (MSE) dos algoritmos CMA e Concorrente para o canal EPA 5Hz. Note que o algoritmo Concorrente converge mais rapidamente que o CMA, decaindo bastante nos primeiros  $4 \times 10^5$  símbolos *IQ*, além de atingir erro residual significativamente inferior, também em relação ao CMA.

Figura 7.2 – Erro Médio Quadrático para Canal EPA 5Hz



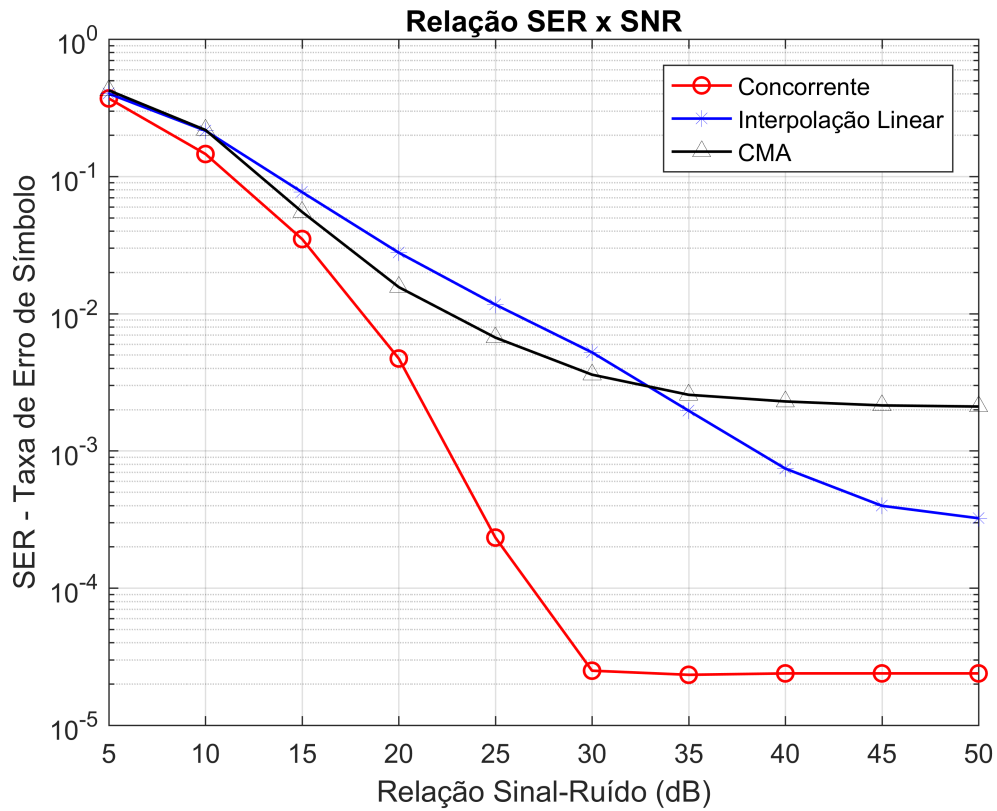
Fonte: Próprio Autor

### 7.2.2 EVA 5Hz

Para o canal EVA com  $f_{Doppler} = 5Hz$ , o algoritmo Concorrente obteve resultados superiores em relação aos algoritmos de Interpolação Linear e CMA em toda a faixa de valores de SNR observada, como mostra a Figura 7.3. Observe que, para valores de SNR superiores a  $20dB$ , o algoritmo CMA apresenta desempenho significativamente superior, com melhora de até duas ordens de grandeza com relação ao CMA e uma ordem de grandeza com relação a interpolação linear.

O resultado significativamente superior do algoritmo Concorrente para este cenário é um resultado relevante visto que o canal EVA corresponde ao cenário para um usuário dentro de um veículo em movimento, sendo esta uma situação operacional crítica e que ocorre frequentemente.

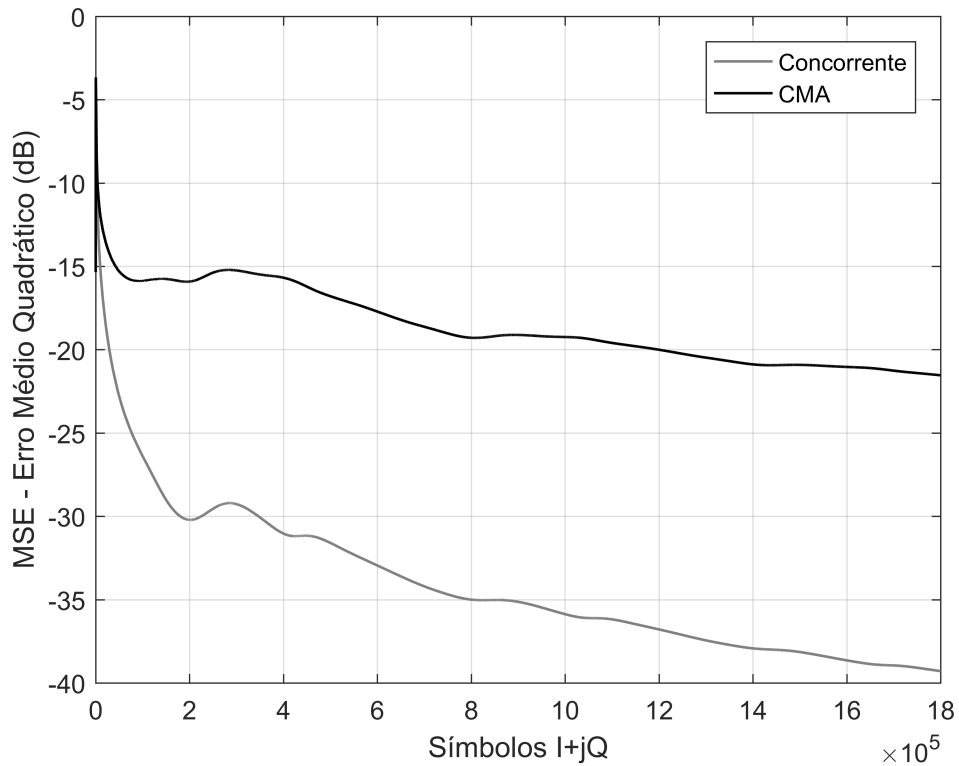
Figura 7.3 – Comparação dos valores SER obtidos pelos Equalizadores para Canal EVA 5Hz



Fonte: Próprio Autor

A Figura 7.4 apresenta o *Mean Squared Error* (MSE) dos algoritmos CMA e Concorrente para o EVA 5Hz. Nesse caso, nota-se uma superioridade ainda maior do Concorrente em relação ao CMA nos primeiros  $8 \times 10^5$  símbolos *IQ*. Além disso, percebe-se que enquanto o algoritmo CMA aparenta estabilizar o MSE em aproximadamente  $-22dB$ , o Concorrente segue diminuindo o MSE, estando abaixo de  $-38dB$  ao fim da sequência apresentada.

Figura 7.4 – Erro Médio Quadrático para Canal EVA 5Hz

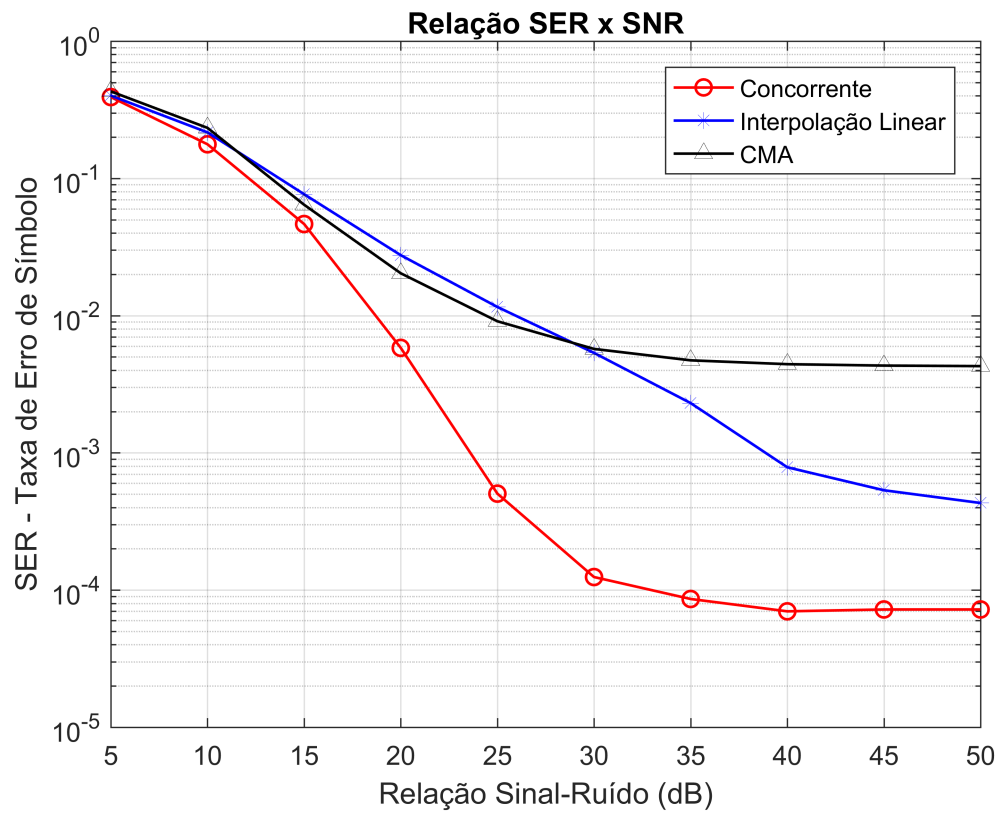


Fonte: Próprio Autor

### 7.2.3 EVA 70Hz

Os resultados apresentados na Figura 7.5 para o modelo de canal EVA com  $f_{Doppler} = 70\text{Hz}$  são semelhantes aos resultados obtidos para o canal EVA 5Hz, em termos comparativo de desempenho dos equalizadores. O equalizador Concorrente obtém valores de SER com até uma ordem e meia de grandeza abaixo daqueles obtidos pelo CMA e pela Interpolação Linear. O canal EVA 70Hz representa um cenário onde o usuário se encontra em veículo com velocidade mais elevada, o que acarreta em uma  $f_{Doppler}$  maior. O valor de  $f_{Doppler}$  mais elevado resulta em um ligeiro aumento da SER quando comparado ao resultado obtido com o canal EVA 5Hz.

Figura 7.5 – Comparação dos valores SER obtidos pelos Equalizadores para Canal EVA 70Hz

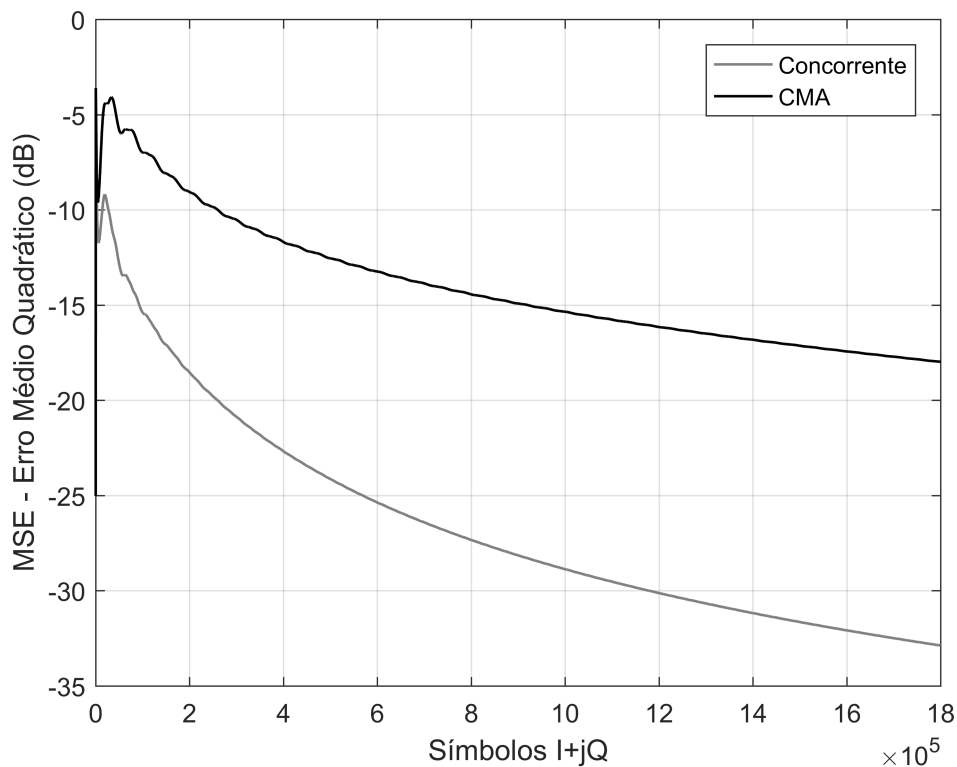


Fonte: Próprio Autor

A Figura 7.6 apresenta o MSE dos algoritmos CMA e Concorrente para o canal EVA 70Hz. Para este caso, nota-se um aumento no tempo de convergência de ambos os equalizadores. Após a convergência, o algoritmo Concorrente apresenta desempenho significativamente superior em relação ao CMA, apresentando MSE de aproximadamente  $-33dB$  ao final da sequência.



Figura 7.6 – Erro Médio Quadrático para Canal EVA 70Hz

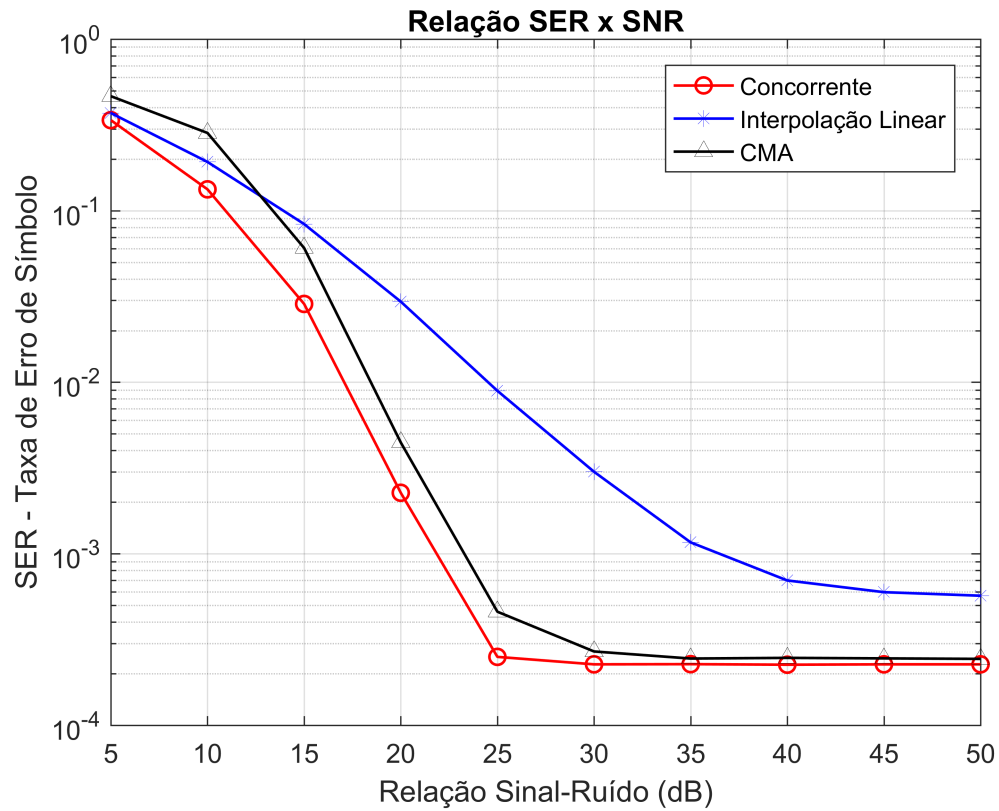


Fonte: Próprio Autor

#### 7.2.4 ETU 70Hz

A Figura 7.7 apresenta os resultados para o modelo de canal ETU com  $f_{Doppler} = 70Hz$ . Os modelos de canal ETU representam cenários de operação mais críticos, onde o sinal é recebido com elevado nível de distorção pelo multipercurso, devido ao elevado grau de urbanização do meio. Para o canal ETU 70Hz, a técnica Concorrente apresenta desempenho ligeiramente superior ao apresentado pela técnica CMA (1/3 de ordem de grandeza). Além disso, é interessante observar que, neste caso, a técnica de Interpolação Linear apresenta um resultado significativamente inferior em relação às demais técnicas, principalmente para  $SNRs$  entre 15 e 35dB, apresentando valores de SER até aproximadamente duas ordens de grandeza acima daqueles obtidos pelo Concorrente.

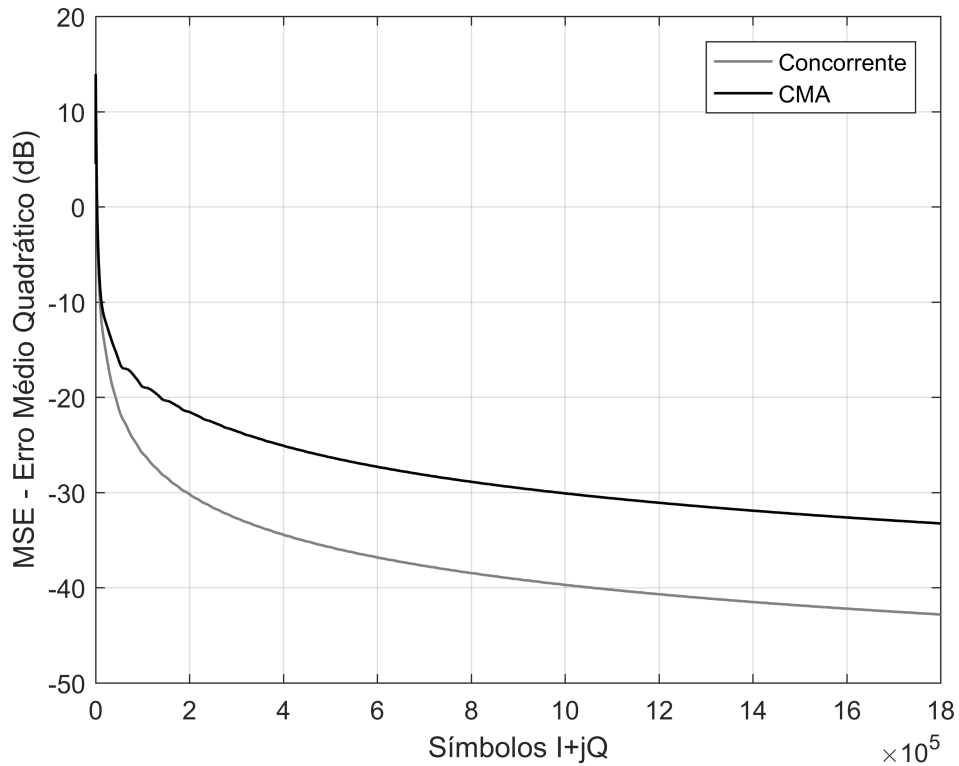
Figura 7.7 – Comparação dos valores SER obtidos pelos Equalizadores para Canal ETU 70Hz



Fonte: Próprio Autor

A Figura 7.8 apresenta o MSE dos algoritmos CMA e Concorrente para o ETU 70Hz. Novamente o Concorrente apresenta erro residual significativamente inferior ao CMA, sendo a diferença entre os dois de aproximadamente  $10dB$ .

Figura 7.8 – Erro Médio Quadrático para Canal ETU 70Hz

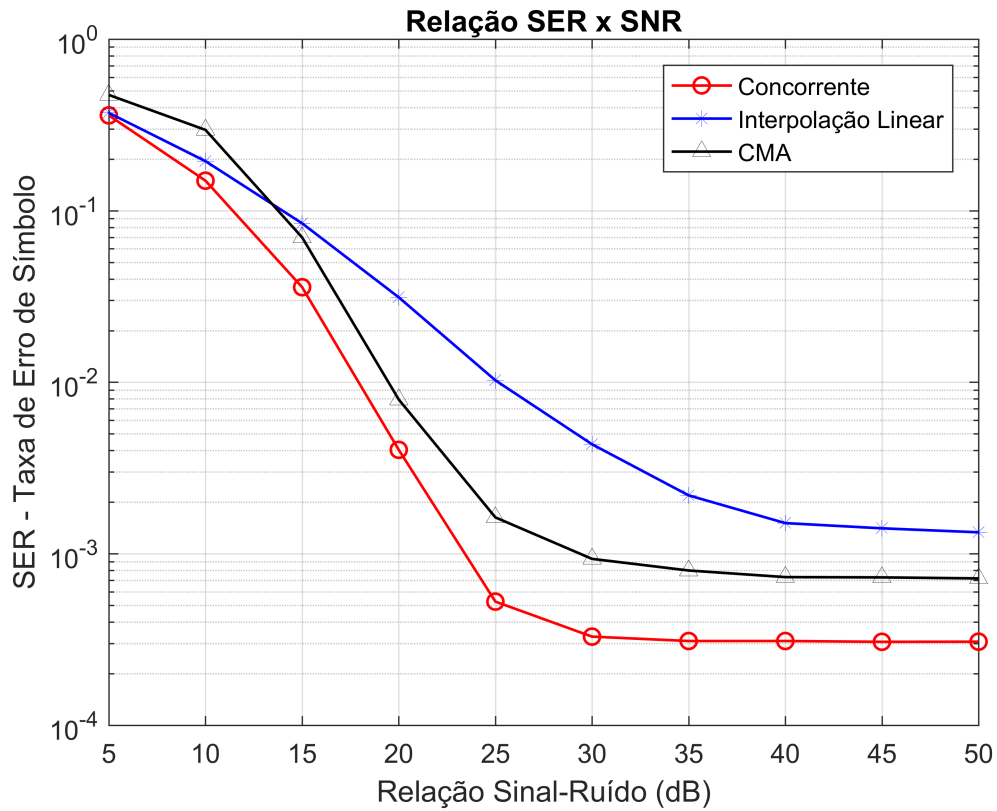


Fonte: Próprio Autor

### 7.2.5 ETU 300Hz

A Figura 7.9 apresenta os resultados para o modelo de canal ETU com  $f_{Doppler} = 300Hz$ . Nesse caso, o equalizador Concorrente obteve desempenho ligeiramente inferior ao apresentado com o canal ETU 70Hz, enquanto que as técnicas de Interpolação Linear e CMA apresentaram maior queda no desempenho com relação ao obtido com o canal ETU 70Hz. Esta redução na performance de todas as técnicas se dá em função do aumento da  $f_{Doppler}$ . Note que o equalizador Concorrente obteve desempenho significativamente superior as demais técnicas neste cenário crítico de operação, apresentando valores de SER de até meia ordem de grandeza abaixo dos valores obtidos pelo CMA e aproximadamente uma ordem e meia de grandeza com relação a Interpolação Linear.

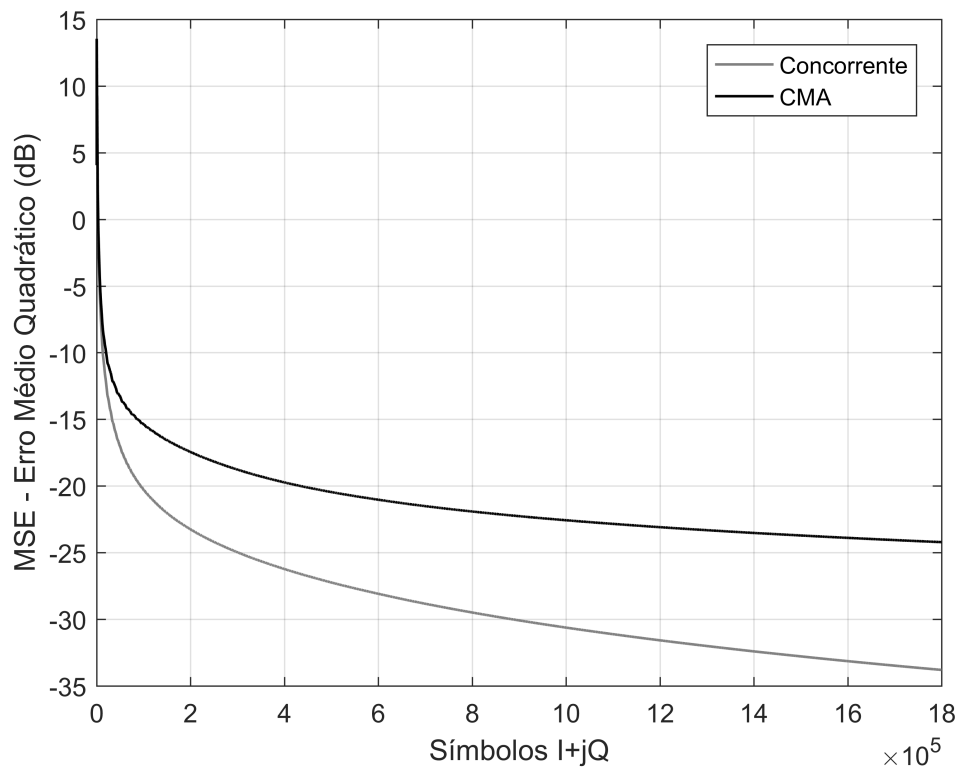
Figura 7.9 – Comparação dos valores SER obtidos pelos Equalizadores para Canal ETU 300Hz



Fonte: Próprio Autor

A Figura 7.8 apresenta o MSE dos algoritmos CMA e Concorrente para canal o ETU 300Hz. Neste cenário, o equalizador CMA não alcança valor de MSE inferior a  $-25dB$ , enquanto o Concorrente apresenta MSE de aproximadamente  $-35dB$  ao fim da sequência de símbolos IQ analisada. Dessa forma, nota-se que o erro residual no algoritmo Concorrente é inferior ao do CMA, com uma diferença de aproximadamente  $10dB$ .

Figura 7.10 – Erro Médio Quadrático para Canal ETU 300Hz



Fonte: Próprio Autor

## 8 CONCLUSÃO

O multipercurso é um dos principais obstáculos para a comunicação em canais sem fio, inserindo elevada distorção no sinal que se propaga pelo canal dispersivo. Diferentemente do ruído branco Gaussiano, o multipercurso não pode ser tratado com o aumento de potência no transmissor, sendo necessário o uso de técnicas de equalização ou estimação de canal, implementadas no receptor, que compensem os efeitos inseridos pelo canal.

Neste contexto, este trabalho apresenta o estudo de técnicas de equalização e estimação de canal aplicadas ao sistema SC-FDMA. Sistemas SC-FDMA utilizam, por padrão, a técnica de interpolação linear, a qual utiliza símbolos de referência, no domínio da frequência, para a estimação do canal. Além da tradicional interpolação, este trabalho apresenta o uso das técnicas cegas CMA e Concorrente (CMA-DD), normalmente utilizadas em sistemas de portadora única no domínio do tempo, como alternativas a solução do multipercurso em sistemas SC-FDMA.

O sistema SC-FDMA, assim como os algoritmos de interpolação, CMA e Concorrente, foram implementados utilizando ferramenta de simulação MATLAB, de acordo com o padrão LTE. Para a implementação dos algoritmos CMA e Concorrente, foi utilizada a modificação parcial do esquema típico de equalização, proposta em literatura, de modo a ajustar os coeficientes do equalizador no domínio da frequência e calcular o erro no domínio do tempo. Essa alteração é necessária devido ao cálculo do erro das técnicas cegas empregadas ser baseado no esquema de modulação, ou seja, na constelação adotada.

As técnicas implementadas foram avaliadas considerando os canais dispersivos definidos pela 3GPP: EPA 5Hz, EVA 5Hz, EVA 70Hz, ETU 70 Hz e ETU 300Hz. Os canais EPA, EVA e ETU, representam, respectivamente, três cenários distintos de atraso de propagação. O primeiro (EPA), considera baixo atraso de propagação, para o caso de um usuário em área suburbana. Já o EVA e o ETU apresentam perfis de atraso de propagação mais elevados, sendo o EVA um cenário intermediário e o ETU um cenário crítico, com o mais elevado tempo de atraso de propagação. Além disso, os canais EVA e ETU são avaliados para diferentes frequências Doppler, representando variações na velocidade de movimentação do usuário. O desempenho das técnicas foi avaliado através da comparação da SER. Para os algoritmos CMA e Concorrente, foram avaliados ainda o tempo de convergência dos algoritmos e o erro residual, por meio do MSE.

Os resultados das simulações mostram a superioridade do equalizador Concorrente em todos os casos avaliados, devido a sua capacidade de reduzir o erro residual e, consequentemente, a SER.

Para o cenário com baixo atraso de propagação, canal EPA 5Hz, o equalizador Concorrente apresentou desempenho superior em relação as demais técnicas para  $SNRs$  mais baixas, na faixa entre 5 e 35dB. Neste cenário, a técnica de Interpolação Linear apresentou desempenho inferior às demais técnicas para toda a faixa de  $SNR$  analisada.

Para o cenário que representa perfil de atraso de propagação intermediário utilizou-se o canal EVA para as frequências Doppler de 5Hz e 70Hz. Neste cenário, o equalizador Concorrente apresentou desempenho significativamente superior em relação às demais técnicas utilizadas, obtendo valores de SER inferiores em no mínimo uma ordem de grandeza para toda a faixa de *SNR* avaliada.

O modelo de canal com atraso de propagação mais crítico, ETU, foi avaliado para frequências Doppler de 70Hz e 300Hz. Neste cenário, o equalizador Concorrente apresentou desempenho significativamente superior às demais técnicas. Para o cenário mais crítico, ETU 300Hz, o equalizador Concorrente atingiu resultados de SER de meia ordem de grandeza superiores com relação ao CMA e quase duas ordens de grandeza com relação a Interpolação Linear. Note a relevância deste resultado visto o cenário crítico de operação em termos de dispersão e frequência Doppler.

Para todos os cenários avaliados o equalizador Concorrente apresentou maior velocidade de convergência e menor erro residual quando comparado ao CMA.

Os resultados obtidos neste trabalho demonstram que técnicas cegas de equalização, como a CMA e a Concorrente, quando aplicadas a sistemas SC-FDMA, viabilizam a melhora da performance do sistema, especialmente em cenários críticos de operação, com elevado nível de dispersão e elevada frequência Doppler, podendo substituir a técnica padrão, o que justifica a continuidade de novas pesquisas sobre o tema.

## 8.1 TRABALHOS FUTUROS

Existem diversas outras técnicas de equalização cegas aplicadas a sistemas de portadora única, baseadas nos algoritmos CMA e Concorrente, tais como o MCMA (Kil Nam Oh; Yong Ohk Chin, 1995), o NMCMA (WANG, 2010) (RAO et al., 2011) e o NMCMA-SDD de estrutura concorrente (MAYER; CASTRO; CASTRO, 2018), que apresentam resultado significativamente superior quando aplicadas em sistemas de portadora única. Como continuidade deste trabalho, pretende-se avaliar tais técnicas aplicadas ao SC-FDMA, buscando atingir resultados superiores em termos de performance da SER, assim como eliminar a necessidade do uso dos símbolos de referência para a correção do erro de fase inerente ao CMA, visto que o cálculo do erro utiliza o módulo dos símbolos *IQ*, eliminando deste modo a informação de fase.

Além das técnicas de equalização lineares, é possível dar continuidade a este trabalho através do uso de técnicas não lineares de equalização, como por exemplo técnicas baseadas em redes neurais. Esta abordagem já foi proposta em literatura para sistemas OFDM, tendo apresentado bom desempenho (CHARALABOPOULOS; STAVROULAKIS; AGHVAMI, 2003) (MOUSTAFA; EL-RAMLY, 2009). Além disso, pode-se avaliar as técnicas já implementadas considerando um modelo diferente de equalização, como visto em (SOSTHÈNE, 2009). Por fim, este trabalho pode ser continuado através do estudo das técnicas avaliadas considerando o SC-FDMA aplicado a sistemas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*).

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

3GPP. 3GPP TS 36.104. *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA)*, v. 8.2.0, n. Release 8, 2008.

3GPP. TS 136.211 Physical Channels and Modulation. *E-UTRA*, v. 0, n. v10, p. 0–121, 2011.

BACCALA, L. A.; ROY, S. A New Blind Time-Domain Channel Identification Method Based on Cyclostationarity. **IEEE Signal Processing Letters**, v. 1, n. 6, p. 89–91, 1994. ISSN 15582361.

CASTRO, F. D. **Desconvolução Autodidata Concorrente para Equalização de Canais de Comunicações**. 2001. 219 p. Tese (Doutorado) — UNICAMP, 2001.

CHARALABOPOULOS, G.; STAVROULAKIS, P.; AGHVAMI, A. A Frequency-Domain Neural Network Equalizer for OFDM. **GLOBECOM**, n. 3, p. 571–575, 2003.

FAZEL, K.; KAISER, S. **Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems: From OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX: Second Edition**. [S.l.: s.n.], 2008. 1–360 p. ISBN 9780470998212.

GARDNER, W. A. A New Method of Channel Identification. **IEEE Transactions on Communications**, v. 39, n. 6, p. 813–817, 1991. ISSN 00029394.

GODARD, D. N. Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems. **IEEE Transactions on Communications**, COM-28, n. 11, p. 1867–1875, 1980.

GOLDSMITH, A. **Wireless Communications**. 1st. ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2005. v. 129. 561 p.

HAYKIN, S. **Adaptive Filter Theory**. 3rd. ed. [S.l.: s.n.], 1991. ISBN 0130055131.

ITU. **Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologie for IMT-2000**. [S.l.], 1997. 1–60 p.

JAKES, W. C. **Microwave Mobile Communications**. New York City: IEEE Press, 1974. ISBN 0780310691.

Kil Nam Oh; Yong Ohk Chin. Modified constant modulus algorithm: blind equalization and carrier phase recovery algorithm. **Proceedings IEEE International Conference on Communications ICC '95**, v. 1, p. 498–502, 1995.

LOPES, E. M.; CARDOSO, F. A.; ARANTES, D. S. Análise de Desempenho de Equalizadores Pré-FFT Fracionários e Simbólicos em Sistemas OFDM. **International Institute of Informatics and Systemics, IIS**, p. 0–5, 2010.

MACCHI, O.; EWEDA, E. Convergence Analysis of Self-Adaptive Equalizers. **IEEE Transactions on Information Theory**, IT-30, n. 2, p. 161–176, 1984.

MAYER, K. S.; CASTRO, M. C. F. de; CASTRO, F. C. C. **NMCMA-SDD CONCURRENT EQUALIZER**. 2018. Tese (Dissertação de Mestrado) — PUC-RS, 2018.

MOUSTAFA, M. M.; EL-RAMLAY, S. H. Channel estimation and equalization using backpropagation neural networks in OFDM systems. **2009 IFIP International Conference on Wireless and Optical Communications Networks, WOCN 2009**, IEEE, p. 1–4, 2009.

MYUNG, H. G.; GOODMAN, D. J. **Single Carrier FDMA: A New Air Interface for Long Term Evolution**. 1st. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, Ltd., 2008. 199 p. ISBN 978-0-470-72449-1.



NGUYEN, V. D.; CHRISTIAN, H.; KUCHENBECKER, H.-P. Performance of channel estimation using pilot symbols for a coherent OFDM system. **International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications WPMC'00**, v. 2, n. November, p. 12–15, 2000.

NORONHA, T. B. **Equalização Concorrente de Canal para Sistemas Monoportadora com Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência**. 2012. 101 p. Tese (Dissertação de Mestrado) — PUC-RS, 2012.

RAO, W. et al. New modified constant modulus algorithm for underwater acoustic communications. **Proceedings - 2011 International Conference on Internet Computing and Information Services, ICICIS 2011**, IEEE, n. 1, p. 563–566, 2011.

SOSTHÈNE, Y. Blind Time Domain Equalization of SCFDMA Signal. **Signal Communication et Electronique embarquee SUPELEC/IETR**, p. 4, 2009.

TREICHLER, J. R.; AGEE, B. G. A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals. **IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing**, v. 31, n. 2, p. 459–472, 1983. ISSN 00963518.

UNGERBÖCK, G. Fractional Tap-Spacing Equalizer and Consequences for Clock Recovery in Data Modems. **IEEE Transactions on Communications**, v. 24, n. 8, p. 856–864, 1976. ISSN 0090-6778.

WANG, D. A nonlinear modified constant modulus algorithm for blind equalization. **Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering**, IEEE, p. 1–4, 2010. ISSN 08407789.

WIDROW, B.; HOFF, T. Adaptive switching circuits. **n Proc. IRE WESCON Conf. Rec.**, n. 4, p. 96–104, 1960.