

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
INSTITUTO DE INFORMÁTICA  
ENGENHARIA DE COMPUTAÇÃO

JOÃO PHELLIP DE MELLO BONES DA ROCHA

**Especificação e simulação de um subsistema  
de transmissão OFDM na norma LTE**

Trabalho de Graduação apresentado como  
requisito parcial para a obtenção do grau de  
Engenheiro de Computação

Prof. Dr. Eric Ericson Fabris  
Orientador

Porto Alegre, Novembro de 2013

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL

Reitor: Prof. Carlos Alexandre Netto

Vice-Reitor: Prof. Rui Vicente Oppermann

Pró-Reitora de Graduação: Prof. Valquíria Linck Bassani

Diretor do Instituto de Informática: Prof. Luís da Cunha Lamb

Coordenador do curso: Prof. Marcelo Goetz

Bibliotecário-Chefe do Instituto de Informática: Alexander Borges Ribeiro

*"Dieu, ce sont les hommes  
et un jour, ils le sauront"*  
— JACQUES BREL

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente a meus pais pelo apoio incondicional durante todos os anos de graduação e pelos valores dos quais herdei. Agradeço a meus irmãos pelo companherismo e em especial minha irmã Sabrina por sempre ter acreditado no meu potencial. Agradecimento especial é destinado a minha namorada Suellen pelo incentivo e pelo apoio importantíssimos em cada desafio superado.

Agradeço ao meu orientador Eric pelos valiosos conselhos durante o andamento do projeto e por dividir um pouco da sua vasta experiência na área. Agradeço também a todos aqueles que, de alguma forma, contribuíram para que esse trabalho pudesse ser realizado.

# SUMÁRIO

<b>LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS</b> . . . . .	7
<b>LISTA DE SÍMBOLOS</b> . . . . .	8
<b>LISTA DE FIGURAS</b> . . . . .	9
<b>LISTA DE TABELAS</b> . . . . .	10
<b>RESUMO</b> . . . . .	11
<b>ABSTRACT</b> . . . . .	12
<b>1 INTRODUÇÃO</b> . . . . .	13
<b>2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS</b> . . . . .	16
<b>2.1 Modelo de propagação multicaminho</b> . . . . .	16
2.1.1 Introdução . . . . .	16
2.1.2 Resposta impulsiva do canal . . . . .	17
2.1.3 Modelo multicaminho em banda larga . . . . .	18
2.1.4 Modelo a tempo discreto: tapped delay-line . . . . .	18
<b>2.2 Multiplexação por divisão ortogonal de frequência</b> . . . . .	20
2.2.1 Introdução . . . . .	20
2.2.2 Intervalo de Guarda e Prefixo Cíclico . . . . .	23
2.2.3 Parâmetros OFDM na norma LTE . . . . .	24
2.2.4 Distorções devido a erros de sincronização . . . . .	25
<b>2.3 Sincronização em comunicação digital</b> . . . . .	26
2.3.1 Introdução . . . . .	26
2.3.2 Critério de máxima verossimilhança . . . . .	28
2.3.3 Algoritmos de sincronização para sistemas OFDM . . . . .	29
<b>3 IMPLEMENTAÇÃO EM SYSTEMVUE</b> . . . . .	31
<b>3.1 Considerações iniciais</b> . . . . .	31
<b>3.2 Cenários de teste</b> . . . . .	33
3.2.1 Cenário 1: canal AWGN . . . . .	33
3.2.2 Cenário 2: FFT de ponto fixo . . . . .	35
3.2.3 Cenário 3: canal multicaminho . . . . .	37
3.2.4 Cenário 4: offset na frequência portadora . . . . .	39
<b>3.3 Especificação do LTE e considerações finais</b> . . . . .	42
3.3.1 Introdução . . . . .	42

3.3.2	Condições de propagação para terminais móveis . . . . .	42
3.3.3	Considerações finais . . . . .	44
<b>4</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>46</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>47</b>
	<b>ANEXO : TRABALHO DE GRADUAÇÃO I . . . . .</b>	<b>49</b>

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
DA	<i>Data-aided</i>
DD	<i>Decision-directed</i>
DSP	Densidade espectral de potência
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FIR	<i>Finite impulse response</i>
IP3	<i>Third-order intercept point</i>
ISI	<i>Intersymbol interference</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
LTE	<i>Long term evolution</i>
MAP	<i>Maximum a posteriori</i>
ML	<i>Maximum likelihood</i>
MIMO	<i>Multiple-input multiple-output</i>
NDA	<i>Non-data aided</i>
OFDM	<i>Orthogonal frequency-division multiplexing</i>
PSK	<i>Phase shift keying</i>
QAM	<i>Quadrature amplitude modulation</i>
RB	<i>Resource Block</i>
RE	<i>Resource Element</i>
SC-FDMA	<i>Single-carrier frequency-division multiple access</i>
SISO	<i>Single-input single-output</i>
SNR	<i>Signal-to-noise ratio</i>
TFD	Transformada de Fourier discreta

## LISTA DE SÍMBOLOS

$a(t) * b(t)$	Convolução do sinal $a(t)$ pelo sinal $b(t)$
$\Pi_T$	Função porta de largura $T$
$p(x y)$	Distribuição de probabilidade da variável aleatória $X$ condicionada a $Y$
$E_b N_0$	<i>Energy per bit to noise power spectral density ratio</i>

## LISTA DE FIGURAS

1.1	Blocos de processamento do sinal em comunicação sem fio . . . . .	14
1.2	Processamento de um canal físico LTE . . . . .	14
2.1	Atenuação do sinal em função da distância . . . . .	17
2.2	Modelo de linha de atraso para canal multicaminho . . . . .	19
2.3	Transmissão monoportadora com modulação linear . . . . .	20
2.4	Banda passante do sinal vs banda de coerência do canal . . . . .	22
2.5	Espectro do sinal $x(t)$ dividido em sub-bandas . . . . .	22
2.6	Superposição do espectro OFDM . . . . .	23
2.7	Diagrama de blocos do sistema OFDM com prefixo cíclico . . . . .	24
2.8	Transmissão monoportadora com parâmetros desconhecidos . . . . .	26
2.9	Exemplo de fluxo do sinal no subcircuito de sincronização . . . . .	28
3.1	Diagrama de blocos do modelo em SystemVue . . . . .	32
3.2	Espectro do sinal OFDM . . . . .	33
3.3	BER em função de $E_b/N_0$ para canal AWGN . . . . .	34
3.4	Diagrama de blocos da FFT de ponto fixo em recepção . . . . .	36
3.5	Resposta em frequência do canal . . . . .	37
3.6	Diagrama de blocos em presença de canal multicaminho . . . . .	38
3.7	Diagrama de blocos do demodulador OFDM para canal multicaminho . . . . .	38
3.8	BER em função de $E_b/N_0$ para canal multi-caminho . . . . .	40
3.9	Diagrama de bloco do estimador de Sandell . . . . .	41
3.10	Saída do bloco de estimação de frequência . . . . .	41
3.11	Função de autocorrelação do estimador de início de quadro OFDM . . . . .	41
3.12	Trajetória do <i>shift</i> Doppler . . . . .	44

## LISTA DE TABELAS

2.1	Parâmetros da linha de atraso para ambiente de teste <i>indoor office</i> . . .	19
2.2	Parâmetros OFDM - LTE Versão 8 . . . . .	25
2.3	Comparação entre algoritmos de sincronização em OFDM . . . . .	30
3.1	Parâmetros físicos de uma transmissão Downlink LTE . . . . .	32
3.2	Parâmetros de simulação para canal AWGN . . . . .	35
3.3	Bit Error Rate para diferentes configurações em ponto fixo . . . . .	36
3.4	Parâmetros de simulação para canal multicaminho . . . . .	39
3.5	Parâmetros de simulação para desvio em frequência . . . . .	39
3.6	Perfis de atraso de modelos de canal no LTE . . . . .	43
3.7	<i>Modelo Extended Vehicular A (EVA)</i> . . . . .	43
3.8	Combinação entre modelos de propagação e espectro Doppler . . . . .	43

## RESUMO

O presente trabalho de Graduação aborda a especificação de um subsistema de comunicação baseado em OFDM seguido da sua simulação utilizando um software de design eletrônico em nível sistema. A partir do estudo da camada física do padrão LTE, sintetizado no trabalho de Graduação 1, observou-se a vasta utilização da técnica de multiplexação por divisão ortogonal de frequência (OFDM) em diversos sistemas atuais de comunicação digital. Em ambientes de propagação urbano e *indoor*, um canal seletivo em frequência aparece frequentemente na prática tendo em vista o aumento sistemático da banda ocupada pelo sinal de transmissão. Uma das vantagens de se utilizar OFDM como técnica de multiplexação reside na sua boa robustez às interferências intersimbólicas introduzidas pelo canal, se comparada a um sistema monoportadora. Por outro lado, demoduladores OFDM são muito sensíveis a erros de sincronização devidos à uma série de imperfeições como a detecção errada do início de um quadro OFDM, a dessincronização entre frequências de amostragem e a variação na frequência portadora devido ao efeito Doppler. Consequentemente, um receptor baseado em OFDM necessita de um subsistema de sincronização robusto de modo a compensar esses efeitos. Uma revisão de algoritmos de sincronização adaptados ao OFDM é realizada neste trabalho. A etapa de simulação, realizada no software SystemVue, permite observar o comportamento de um receptor OFDM em diferentes cenários de teste. Por fim, o desempenho do modelo em nível sistema é comparado aos requisitos estabelecidos pelo padrão LTE e futuras modificações são sugeridas.

**Palavras-chave:** Canal seletivo em frequência, LTE, Sincronização, Sistema OFDM.

## Specification and simulation of an OFDM transmission system for LTE

### ABSTRACT

The present Graduation Work covers the specification of a transmission subsystem based on OFDM, followed by its simulation using an electronic system-level design software. From the study of the LTE physical layer, synthesized in the Graduation Work 1, it was observed the widespread use of orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) technique in several modern digital communication systems. In urban and indoor environments, frequency-selective channels appear frequently in practice due to the systematic increase in the occupied bandwidth of the transmitted signal. One of the advantages in using OFDM as multiplexing technique lies in its good robustness to inter-symbol interferences introduced by the channel, if compared to a single-carrier system. On the other hand, OFDM demodulators are very sensitive to synchronization errors due to some imperfections, such as the erroneous detection of the start of an OFDM symbol, the desynchronization between sampling frequencies and the variation in the carrier frequency due to Doppler effect. Consequently, a receiver based in OFDM needs a reliable synchronization subsystem in order to compensate these effects. A review of synchronization algorithms suited to OFDM is presented in this work. The simulation, carried out with the software SystemVue, allows to observe the behaviour of an OFDM subsystem under different test scenarios. Finally, the performance of the system-level model is compared to the requirements established by the LTE standard and future modification are suggested.

**Keywords:** Frequency-selective channel, LTE, Synchronization, OFDM system.

# 1 INTRODUÇÃO

Dentro do universo das Tecnologias da Informação e Comunicação (TIC), as redes de computadores possuem o papel de permitir que máquinas heterogêneas se comuniquem através de um, ou mais, meios de comunicação. Neste contexto, um modelo abstrato é necessário para permitir que múltiplas tecnologias coexistam. O modelo de referência OSI fornece uma divisão abstrata de um sistema de comunicação em camadas, de modo que cada uma delas ofereça uma interface padronizada e seja responsável por um conjunto de funções. Entende-se por nível físico do modelo OSI a camada que comporta os equipamentos de comunicação de dados (modems) e que define as especificações elétricas e físicas dos dispositivos responsáveis por interação com o meio de transmissão. O sistema de comunicação, do ponto de vista da camada física, abrange, finalmente, dois elementos básicos: o transmissor e o receptor. A construção de cada um deles depende do meio físico por onde se deseja transmitir a informação.

O escopo deste trabalho são os sistemas digitais de comunicação sem fio, em especial o estudo do processamento de sinal presente na camada física de tais sistemas. Graças à capacidade das ondas eletromagnéticas em serem irradiadas no espaço, a transmissão pode ser realizada sem a necessidade de uma estrutura física portadora do sinal (como um cabo óptico ou elétrico, por exemplo). As antenas são os dispositivos responsáveis, dentro do contexto de comunicação sem fio, por converter o sinal elétrico contido nos circuitos de transmissão em ondas eletromagnéticas e, reciprocamente, por converter as ondas em sinal elétrico a ser tratado pelo circuito de recepção.

Tendo em vista a natureza analógica da transmissão e a utilização massiva de circuitos digitais no processamento do sinal, conversores, tanto analógico-digital (AD) quanto digital-analógico (DA), são utilizados. Assim, parte do processamento é realizada no domínio digital (*digital baseband*) e parte é realizada no domínio analógico (*front-end RF*). Em recepção, o processamento realizado pelo circuito analógico garante que o sinal digital possua um SNR mínimo na saída do conversor AD, possibilitando assim a recuperação da informação pelos algoritmos da parte digital. Já em transmissão, o front-end RF garante que o sinal transmitido possua tanto a potência quanto a forma desejadas.

Um sistema de comunicação digital moderno contém alguns blocos-chave de processamento do sinal. A figura 1.1 mostra um fluxo típico do sinal através do transmissor, no caso de uma comunicação sem fio. A sequência de bits  $\{b_n\}$  é primeiramente codificada pelo bloco de codificação de canal no intuito de diminuir a taxa de erros na recepção. O codificador de canal tem por principal função adaptar a informação binária ao meio de propagação de forma que o decodificador de canal possa recuperar a informação enviada. Em seguida, a sequência de bits  $\{c_k\}$  resultantes da operação de codificação é associada a símbolos complexos pertencentes a uma constelação I/Q (*In-phase/Quadrature*). Os símbolos resultantes  $\{a_m\}$  passam por um filtro de formatação de pulso cujo objetivo é

limitar a banda do sinal enviado. A operação de formatação de pulso pode ser implementada digitalmente via um filtro FIR, por exemplo.

Ainda na figura 1.1, seja  $s(t)$  o sinal na saída do filtro de formatação de pulso. Ele é deslocado em frequência, passando assim de banda base à banda portadora, de frequência central igual a  $\omega$ . A parte real do sinal resultante  $s_\omega(t)$  contém a informação das componentes em fase e quadratura, I e Q respectivamente, na forma:

$$s_\omega(t) = \Re\{s(t)\}e^{i2\pi f_0 t} = \Re\{s(t)\}\cos(2\pi f_0 t) - \Im\{s(t)\}\sin(2\pi f_0 t) \quad (1.1)$$

Ademais, o sinal  $s_\omega(t)$  pode ser gerado digitalmente ou no domínio analógico. No primeiro caso, as amostras  $s_\omega(kT_s)$  alimentam o conversor digital-analógico que é a interface entre os blocos de tratamento digital e *front-end* RF. Após atravessar um canal de comunicação, o sinal analógico é tratado pelo *front-end* RF do receptor e amostras do sinal analógico são obtidas na saída do conversor analógico-digital. Finalmente, o receptor digital tem como objetivo recuperar a sequência de bits  $\{b_n\}$  a partir das amostras obtidas na saída do conversor.

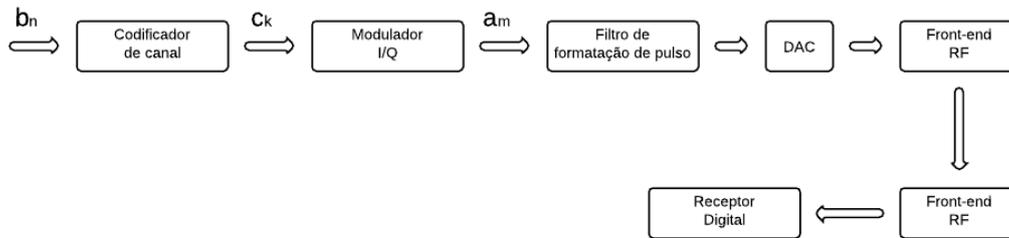


Figura 1.1: Blocos de processamento do sinal em comunicação sem fio

O trabalho de Graduação 1 foi dedicado ao estudo do processamento digital realizado na camada física do padrão LTE. A partir das normas técnicas que compõe o conjunto de documentos normativos, as especificações dos blocos de um transmissor digital LTE foram extraídas. A figura 1.2 apresenta os blocos responsáveis pelo processamento dos bits codificados (*codewords*) em um transmissor LTE. Ao comparar-se o processamento do sinal previsto no LTE com o modelo exposto na figura 1.1, percebe-se que existem diferenças importantes. A primeira delas é o fato do LTE utilizar um sistema a múltiplas antenas em transmissão e recepção (MIMO). Em seguida, o LTE prevê a multiplexação por divisão de frequência (OFDM) como técnica de geração do sinal transmitido. Juntas, MIMO e OFDM são as tecnologias-chave que representam a maior diferença em relação aos sistemas móveis de terceira geração baseados em CDMA.

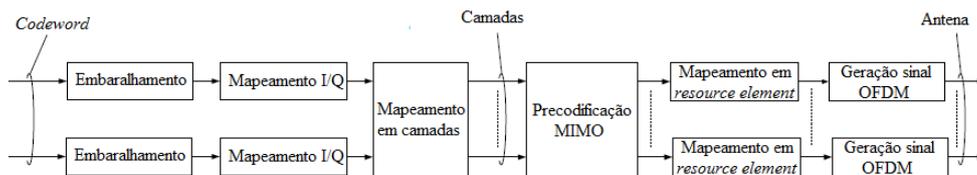


Figura 1.2: Processamento de um canal físico LTE (ETSI, 2010)

A segunda etapa do trabalho de Graduação teve como objetivo a simulação de um modelo em nível sistema contendo um subconjunto dos blocos de processamento de sinal

definidos pela norma LTE. Neste contexto, o subsistema de geração de sinal OFDM e demodulação foi escolhido. Entretanto, acredita-se que a metodologia adotada sirva para a especificação de outros blocos de processamento digital como os subsistemas de codificação MIMO e de codificação de canal. Antes de entrar na implementação do modelo utilizando o software SystemVue, uma fundamentação teórica, focada na modelagem de um canal de comunicação multi-caminho, nos fundamentos de um sistema OFDM e na sincronização de parâmetros em recepção, mostrou-se necessária. Portanto, o capítulo 2 ilustra o estudo realizado. Em seguida, o capítulo 3 é dedicado à implementação do modelo criado e à análise dos resultados obtidos.

## 2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

O objetivo deste capítulo é definir os fundamentos teóricos necessários para a especificação de um sistema OFDM. Inicialmente, as principais características de um canal de propagação sem fio em ambientes urbano e *indoor* são apresentadas. Alguns dos parâmetros estatísticos mencionados na seção 2.1 são encontrados na descrição dos cenários de teste do LTE e, portanto, uma atenção especial será dada a compreensão dos mesmos. Em seguida, a seção 2.2 apresenta o modelo de sistema OFDM considerado, abordando os blocos de processamento de sinal necessários. A seção 2.3 é dedicada a uma introdução dos principais elementos da teoria de estimadores aplicada na sincronização de parâmetros desconhecidos do receptor. A junção desses elementos fornece o embasamento teórico necessário para a simulação de demodulador OFDM utilizando a ferramenta SystemVue, etapa descrita no capítulo subsequente.

### 2.1 Modelo de propagação multicaminho

#### 2.1.1 Introdução

O LTE é uma norma prevista para as redes celulares de quarta geração. Do interesse em simular a camada física da norma, surgiu a necessidade de estudar os modelos de canal de propagação em ambientes típicos de uma aplicação celular. Neste caso, em ambientes urbanos e *indoor*, o sinal transmitido da estação base encontra múltiplos objetos no seu caminho até o receptor. Esses objetos produzirão efeitos de reflexão, difração e dispersão sobre o sinal enviado. Assim, o sinal transmitido é dividido em componentes *multipath*, ou multicaminho, que são atenuadas, atrasadas e tem a sua fase/frequência desviadas conforme as condições físicas do canal.

Modelos de canais determinísticos são raramente disponíveis na prática, levando a uma caracterização estatística dos canais multicaminho. Em (GOLDSMITH, 2005), um canal multicaminho é caracterizado por uma resposta impulsiva aleatória e variante no tempo. Se um impulso é transmitido através do canal, o receptor receberá um trem de impulsos correspondendo a diferentes componentes do sinal que chegam ao receptor com atrasos variados. Adicionalmente, a resposta impulsiva varia no tempo devido a deslocamentos entre transmissor e receptor ou mesmo a mudanças na configuração do ambiente.

A resposta impulsiva do canal caracteriza as rápidas variações do sinal em função da distância. Esses efeitos de propagação são ditos de pequena escala. Já as variações que ocorrem em relativamente grandes distâncias são ditas de larga escala. Um modelo completo de propagação leva em conta esses dois perfis de variação. Uma distinção normalmente feita é de que existam três efeitos típicos: uma atenuação média devido ao percurso do sinal (*mean path loss*), variações lentas em torno dessa média (*shadowing*) e

variações rápidas devido ao multicaminho. A figura 2.1 mostra a variação da atenuação em função da distância entre transmissor e receptor.

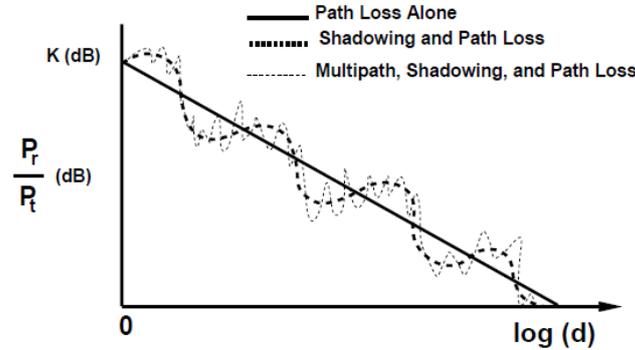


Figura 2.1: Atenuação do sinal em função da distância (GOLDSMITH, 2005)

Limitamo-nos aqui ao estudo do sistema OFDM em canais multicaminho e, portanto, os efeitos de atenuação e de variação lenta do sinal fogem do escopo deste trabalho.

### 2.1.2 Resposta impulsiva do canal

O sinal  $r(t)$  que chega no receptor, em função do sinal enviado  $s_\omega(t)$  definido na equação 1.1, é dado por:

$$r(t) = \Re\left\{\sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)) e^{j(2\pi f_0(t - \tau_n(t)) + \phi D_n)}\right\} \quad (2.1)$$

Na equação 2.1, cada uma das  $N(t)$  componentes multicaminho do sinal possui um atraso  $\tau_n(t)$ , um desvio na fase devido ao efeito Doppler  $\phi D_n$  e uma amplitude  $\alpha_n(t)$  correspondentes. O índice temporal indica que os parâmetros variam no tempo devido a eventuais deslocamentos entre transmissor e receptor.

A quantidade  $N(t)$  representa o número de componentes observadas em recepção. Se a diferença entre dois atrasos consecutivos  $\tau_1$  e  $\tau_2$  for suficientemente grande, as componentes são distinguíveis no receptor. Se os atrasos não atingirem esse critério, as componentes não são distinguíveis dado que  $s(t - \tau_1) \approx s(t - \tau_2)$ . A condição estabelecida para a distinção entre duas componentes é de que  $|\tau_1 - \tau_2| \gg B_s^{-1}$ , onde  $B_s$  é a largura de banda do sinal  $s(t)$  (GOLDSMITH, 2005). O tempo transcorrido entre a recepção da primeira e da última componente distinguível do sinal é definido como *delay spread*.

O sinal em recepção  $r(t)$  equivale ao resultado de uma convolução entre o sinal  $s_\omega(t)$  e um filtro complexo de resposta impulsiva aleatória variante no tempo, representando o canal. Para facilitar a notação, seja  $\phi_n(t) = 2\pi f_0(t - \tau_n(t)) + \phi D_n$ . A resposta impulsiva do canal é, portanto, dada por:

$$c(\tau, t) = \sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) e^{j\phi_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (2.2)$$

Se dentro de uma janela temporal de observação, o canal for invariante no tempo,  $c(\tau, t)$  torna-se  $c(\tau)$  dado por:

$$c(\tau) = \sum_{n=0}^N \alpha_n e^{j\phi_n} \delta(t - \tau_n) \quad (2.3)$$

No caso de um canal invariante no tempo, o impacto dos múltiplos caminhos no sinal recebido dependerá basicamente do delay spread do canal. Se o delay spread é grande, então as componentes multi-caminho são tipicamente distinguíveis levando a um modelo de desvanecimento em banda larga (*wideband fading*) (GOLDSMITH, 2005). Neste trabalho, esse tipo de modelo é de interesse e será abordado a seguir.

### 2.1.3 Modelo multicaminho em banda larga

No domínio temporal, o modelo *wideband fading* é descrito pelo perfil de atraso de potência  $A_c(\tau)$ , que representa a potência média associada a cada atraso  $\tau$ . O perfil de atraso de potência serve para caracterizar o valor médio  $\mu$  e valor rms  $\sigma$  do atraso presente no canal. Observa-se que o canal é, portanto, caracterizado não somente pelo atraso introduzido pelo canal, mas levando em conta também a potência associada a cada componente  $\tau$ . No caso de um canal discreto,  $\mu$  e  $\sigma$  são dados por:

$$\mu = \frac{\sum_n \tau_n A_c(\tau_n)}{\sum_n A_c(\tau_n)} \quad \text{e} \quad \sigma = \sqrt{\frac{\sum_n (\tau_n - \mu)^2 A_c(\tau_n)}{\sum_n A_c(\tau_n)}} \quad (2.4)$$

No domínio frequência, o canal multicaminho é caracterizado pela banda de coerência  $B_c$ , definida como a banda dentro da qual a transformada de Fourier do atraso de potência  $A_c(\Delta f)$  é diferente de zero. Seja  $B_s$  a banda do sinal transmitido. Em regra geral, se  $B_s \ll B_c$  o desvanecimento é aproximadamente o mesmo dentro da banda do sinal, resultando num desvanecimento plano (*flat fading*). Por outro lado, se  $B_s \gg B_c$  a amplitude do canal varia ao longo da banda do sinal. Neste caso, o canal é do tipo seletivo em frequência (*frequency selective*). As distorções causadas no sinal em canais seletivos em frequência serão abordadas na seção 2.2.

A terceira caracterização é relativa ao desvio de frequência introduzido pelo deslocamento entre transmissor e receptor. Esse efeito é caracterizado no domínio frequencial pelo espectro de potência Doppler do canal, definido por (GOLDSMITH, 2005):

$$S_c(\rho) = \int_{-\infty}^{\infty} A_c(\Delta t) e^{-j2\pi\rho\Delta t} d\Delta t \quad (2.5)$$

Na equação 2.5,  $A_c(\Delta t)$  é definida como a função de autocorrelação de  $A_c(\Delta f)$ . Portanto, o espectro Doppler é a transformada de Fourier de uma função de autocorrelação, ou seja, equivalente a uma densidade espectral de potência (DSP) do sinal recebido em função da frequência Doppler  $\rho$ . O máximo valor de  $\rho$  para o qual  $|S_c(\rho)|$  é maior que zero é chamado de *Doppler spread* do canal, denotado por  $f_D$ , e mede o maior desvio possível devido ao efeito Doppler.

### 2.1.4 Modelo a tempo discreto: tapped delay-line

A equação 2.3 pode ser reescrita na forma seguinte:

$$c(\tau) = \sum_{n=0}^N c_n \delta(t - \tau_n) \quad \text{com} \quad c_n = \alpha_n e^{j\phi_n} \quad (2.6)$$

Uma das representações de  $c(\tau)$  se dá através de um modelo de linha de atraso, também conhecido como *tapped delay-line*. Neste modelo, linhas de atraso são introduzidas de forma a retardar o sinal que atravessa o filtro. Um exemplo de linha de atraso é mostrado na figura 2.2.

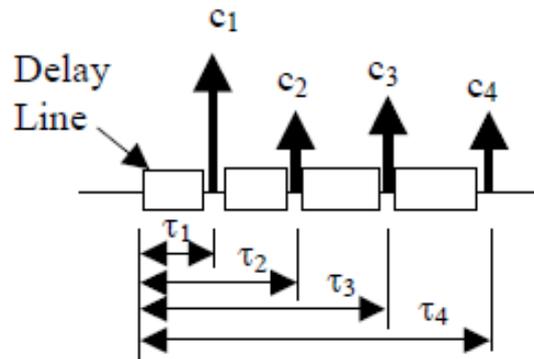


Figura 2.2: Modelo de linha de atraso para canal multicaminho (JAIN, 2007)

A saída do canal é a soma de  $n$  componentes do sinal de entrada sujeitas a diferentes atrasos e diferentes ganhos. O ganho  $c_n$  de cada atraso é especificado em função do perfil de potência  $A_c(\tau)$ . Segundo (BIGLIERI; PROAKIS; S., 1998), os valores de  $c_n$  podem ser modelados como processos estacionários no sentido amplo e mutuamente decorrelacionados. Além disso, considera-se que a DSP de cada processo segue o espectro de potência Doppler definido na equação 2.5.

As linhas de atraso são comumente utilizadas para especificar modelos de propagação utilizados na prática. A recomendação M.1225 da ITU (*International Telecommunication Union*) especifica alguns ambientes de teste em função dos efeitos de atenuação, variação lenta e variação rápida do sinal. As variações rápidas, caracterizadas pela resposta impulsiva do canal, são baseadas em *tapped delay-lines* (ITU-R, 1997). Um exemplo de ambiente definido é mostrados na tabela 2.1.

Tabela 2.1: Parâmetros da linha de atraso para ambiente de teste *indoor office*

Tap	Channel A		Channel B		Doppler spectrum
	Relative delay (ns)	Average power (dB)	Relative delay (ns)	Average power (dB)	
1	0	0	0	0	Flat
2	50	-3.0	100	-3.6	Flat
3	110	-10.0	200	-7.2	Flat
4	170	-18.0	300	-10.8	Flat
5	290	-26.0	500	-18.0	Flat
6	310	-32.0	700	-25.2	Flat

Fonte: ITU, 1997. p. 28.

Na tabela 2.1, um ambiente *Indoor Office* é modelado tanto com um baixo *spread* (canal tipo A) quanto com um médio *spread* (canal tipo B). O parâmetro *relative delay* representa o atraso introduzido por cada *tap*, ao passo que o *average power* é a diferença entre a potência do sinal e a potência de cada componente do canal (em decibéis).

Uma versão simplificada de linha de atraso será descrita no capítulo referente à implementação do sistema OFDM modelado em SystemVue. A seção a seguir trata dos fundamentos básicos de um sistema OFDM.

## 2.2 Multiplexação por divisão ortogonal de frequência

### 2.2.1 Introdução

A abordagem utilizada neste capítulo constitui-se em observar o sistema OFDM como uma alternativa ao problema de interferência intersimbólica (ISI) em canais multicami-nho. A discussão a seguir serve, neste contexto, como embasamento teórico e como ponto de partida para uma análise prática do sistema OFDM. Duas ótimas referências sobre o tema são encontradas em (DU; SIGNELL, 2007) e (NEE; PRASAD, 1999), que serviram de alicerce para uma maior compreensão da técnica.

A representação em diagrama de blocos de uma transmissão monoportadora com mo-dulação linear é mostrada na figura 2.3. A sequência de símbolos  $s_k$  é formatada pelo filtro  $g_a(t)$  dando origem ao sinal  $x_a(t)$  em banda base. Em seguida, a operação de trans-lação em frequência resulta em um sinal cuja parte real  $m_a(t)$  é enviada através do canal de propagação. O canal possui resposta impulsiva  $c_a(t)$  em presença de um ruído aditivo gaussiano  $b(t)$ . Em recepção, o sinal  $r_a(t)$  é transladado à banda base dando origem ao sinal  $y_a(t)$ :

$$y_a(t) = \sum_{k \in Z} s_k (c_a * g_a)(t - kT_s) + b_a(t) \quad (2.7)$$

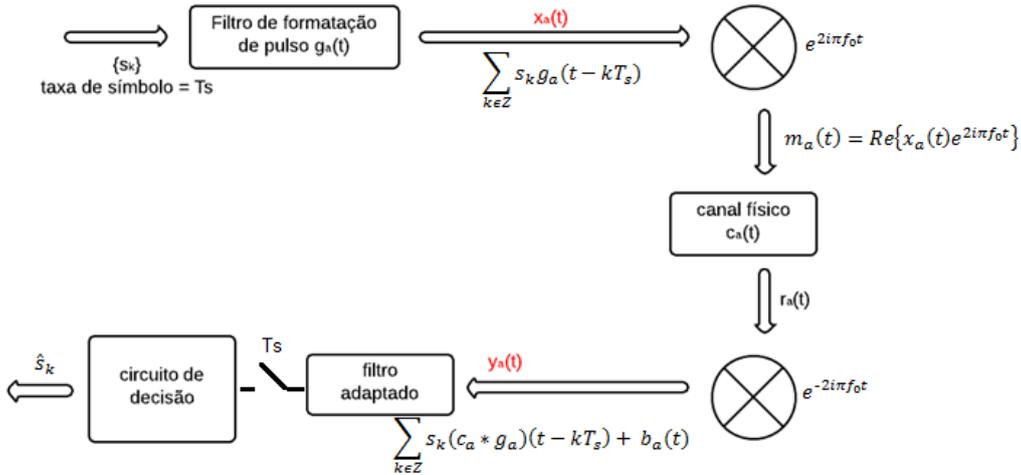


Figura 2.3: Transmissão monoportadora com modulação linear

A convolução de  $c_a(t)$  com  $g_a(t)$  dá origem ao filtro resultante  $(c_a * g_a)(t)$ , observado em recepção. Na construção do sistema, deve-se respeitar o critério de Nyquist onde o filtro global  $\tilde{h}_a(t)$  é definido como a convolução entre os filtros de transmissão, recepção e a resposta impulsiva do canal, verificando:

$$\tilde{h}_a(t) = h_a(t) * \bar{h}_a(-t) \quad (2.8)$$

Neste caso, o sinal  $z_a(t)$  é o resultado da convolução de  $y_a(t)$  com o filtro adaptado em recepção de resposta impulsiva igual a  $\bar{h}_a(-t)$ . O sinal  $z_a(t)$  é finalmente amostrado a uma taxa  $T_s$ . Inicialmente, considera-se que não existe nenhum efeito de *offset* entre o tempo de símbolo e a taxa de amostragem em recepção e que, adicionalmente, o valor de  $T_s$  é conhecido do receptor. Portanto, o receptor digital tem a disposição as amostras de  $z_a(t)$  para efetuar a detecção dos símbolos  $s_k$ :

$$z_a(nT_s) = \sum_{k=0}^L \tilde{h}_a(t) s_{n-k} + b(n) \quad (2.9)$$

Na equação 2.9, supõe-se que o filtro global discretizado possui uma resposta impulsiva finita de  $L+1$  termos. Sabe-se com base no critério de Nyquist que, no caso particular de  $c_a(t) = \delta(t)$ , a interferência intersimbólica (ISI) é (idealmente) anulada nos momentos ideais de amostragem, que são os instantes múltiplos de  $T_s$ . Na prática, nem mesmo em um canal ideal, o efeito de ISI pode ser completamente anulado devido a falta de uma sincronização perfeita do tempo de amostragem em recepção. Já no caso  $c_a(t) \neq \delta(t)$ , a interferência intersimbólica é não negligenciável em recepção e, conseqüentemente, uma etapa de equalização é necessária. A equalização tem como objetivo estimar os símbolos precedentes de maneira a compensá-los e permitir que o efeito de ISI seja minimizado no momento da detecção dos símbolos. Na prática, a equalização é um processo de alta complexidade computacional e que depende normalmente do desempenho do estimador de canal. Neste contexto, o OFDM surge como uma técnica capaz de minimizar o efeito de ISI sem a necessidade de um circuito de equalização tão complexo quanto no caso monoportadora.

Seja  $B$  a banda do sinal  $x_a(t)$  e  $B_c$  a banda de coerência do canal. A figura 2.4 explora dois cenários possíveis. No caso 1, onde o sinal  $x(t)$  encontra-se dentro da banda de coerência, a resposta em frequência do canal é *quasi-constante* em torno de  $f_0$ . Neste caso de desvanecimento plano, a ISI é minimizada. No caso 2, onde a banda do sinal  $x(t)$  é muito maior que  $B_c$ , o espectro de  $c_a(t)$  não pode ser considerado constante (caso de um canal seletivo em frequência) e, conseqüentemente, uma interferência intersimbólica é introduzida pelo canal físico  $c_a(t)$ . A partir dessas observações, percebe-se que uma estratégia possível de minimização da ISI é garantir que a banda do sinal  $x_a(t)$  seja inferior à banda de coerência  $B_c$ .

O princípio da multiplexação por divisão de frequência consiste em justamente dividir a banda  $B$  em  $N$  sub-bandas  $\{B_n\}_{n=0, \dots, N-1}$  de modo que para cada uma delas o IES seja minimizado segundo o seguinte critério:

$$B_n < B_c \quad \forall n \in 0, \dots, N-1 \quad (2.10)$$

A figura 2.5 mostra uma representação ideal do espectro de  $x_a(t)$ .

A repartição no domínio frequência da banda  $B$  pode ser obtida agrupando-se uma seqüência de  $N$  símbolos  $s_k$  e associando cada símbolo desse bloco a uma subportadora  $f_n$  diferente. O sinal resultante é escrito formalmente como:

$$x_a(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k \in Z} s_k^{(n)} g_a(t - kT) e^{2i\pi f_n t} \quad (2.11)$$

Na equação 2.11,  $T = NT_s$ ,  $s_k^{(n)} = s_{kN+n}$  e  $\sum_{n=0}^{N-1} s_k^{(n)} e^{2i\pi f_n t}$  representa um símbolo OFDM. Um símbolo OFDM é constituído da soma de  $N$  símbolos separados em frequência. A ortogonalidade entre os sinais contidos em cada subportadora surge em dois cenários possíveis. Num primeiro caso, a separação entre as frequências  $f_n$  é suficientemente grande de modo que dois sinais  $X_n(f)$  consecutivos não se superponham. Portanto, não há (idealmente) problema de interferência entre as subportadoras, mas tendo como consequência "buracos" no espectro. Num segundo caso, há sobreposição entre os espectros de  $X_n(f)$  e a ortogonalidade dependerá da resposta em frequência do filtro

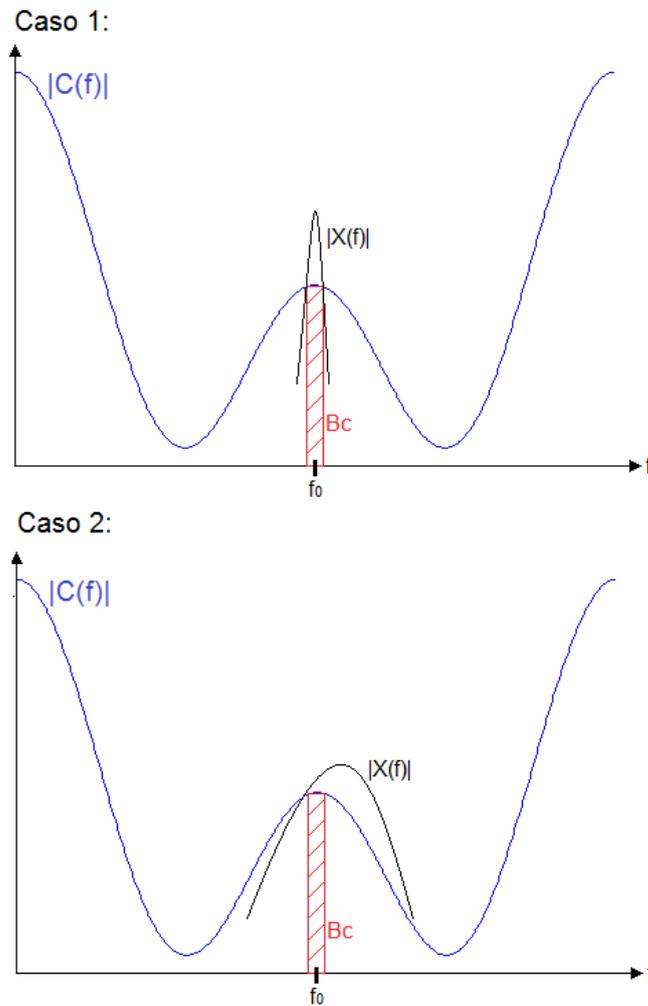


Figura 2.4: Banda passante do sinal vs banda de coerência do canal

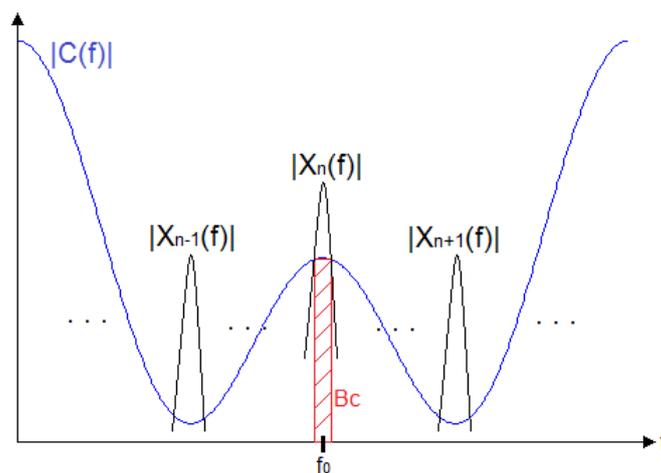


Figura 2.5: Espectro do sinal  $x(t)$  dividido em sub-bandas

$g_a(t)$ . No caso de  $g_a(t) = \Pi_T$  e  $f_n = n\Delta f$ , a ortogonalidade é garantida se e somente se  $\Delta f = 1/T$ . A figura 2.6 mostra um exemplo de espectro OFDM no caso particular de  $n = 5$  e  $g_a(t) = \Pi$ .

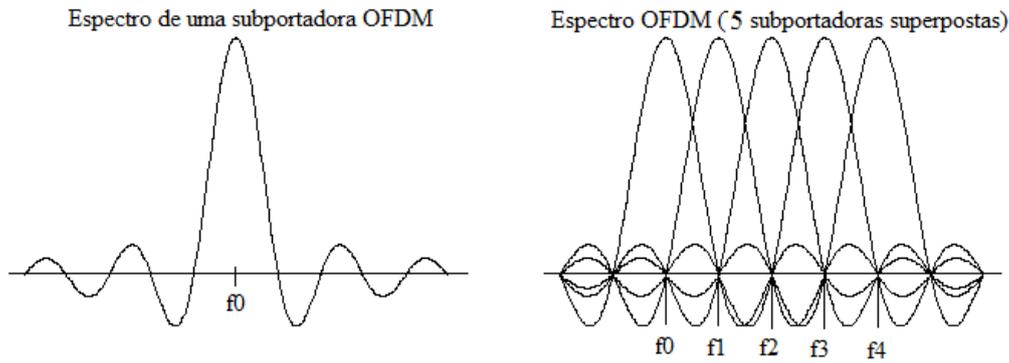


Figura 2.6: Superposição do espectro OFDM

A implementação da equação 2.11 pode ser realizada de forma completamente digital. Seja  $x_k^{(m)}$  a  $k$ -ésima seqüência contendo  $N$  amostras de  $x_a(t)$ . Dado um tempo de amostragem  $T_e$  igual a  $T_s$ , tem-se:

$$x_k^{(m)} = x_a(kT - mT_s) = \sum_{n=0}^{N-1} s_k^{(n)} e^{2i\pi nm/N} \quad (2.12)$$

O termo mais a direita na equação 2.12 é proporcional à transformada de Fourier inversa de tempo discreto ( $TFD^{-1}$ ) da seqüência  $s_k^{(n)}$ . Portanto, o transmissor OFDM realiza uma transformada de Fourier inversa sobre uma seqüência de  $N$  símbolos seguido de uma operação de *scaling*:

$$\sum_{n=0}^{N-1} s_k^{(n)} e^{2i\pi f_n t} = N \times TFD^{-1}\{s_k^{(n)}\} \quad (2.13)$$

Para  $N$  grande, o algoritmo de *Fast Fourier Transform* inversa ( $FFT^{-1}$ ) pode ser implementado para realizar essa operação. A operação de  $FFT$  é realizada sobre o sinal em recepção de modo a recuperar as seqüências de símbolos  $s_k^{(n)}$ .

### 2.2.2 Intervalor de Guarda e Prefixo Cíclico

O espalhamento no sinal  $x_a(t)$  causado pelo canal multicaminho (cf. seção 2.1) obriga que haja um intervalo de guarda entre dois símbolos OFDM consecutivos. Considerando que o canal espalhe o sinal de um tempo  $LT_s$  (*delay spread* do canal) cada bloco OFDM conterá  $N + L$  símbolos da forma:

$$\{\tilde{x}_k^{(0)}, \dots, \tilde{x}_k^{(L-1)}, x_k^{(0)}, \dots, x_k^{(N-1)}\} \quad (2.14)$$

Em recepção, o sinal  $y_k^{(n)}$  (desconsiderando a presença do ruído aditivo) se escreve como:

$$\begin{cases} y_k^{(N-1)} = c_0 x_k^{(N-1)} + c_1 x_k^{(N-2)} + \dots + c_L x_k^{(N-1-L)} \\ \vdots \\ y_k^{(0)} = c_0 x_k^{(0)} + c_1 \tilde{x}_k^{(L-1)} + \dots + c_L \tilde{x}_k^{(0)} \end{cases} \quad (2.15)$$

Após uma manipulação algébrica, a equação 2.15 pode ser reescrita na seguinte forma matricial:

$$Y(k) = [y_k^{(N-1)}, \dots, y_k^{(0)}]^T = \mathbf{T}_1 X(k) + \mathbf{T}_2 \tilde{X}(k) \quad (2.16)$$

Na equação acima,  $\mathbf{T}_1$  e  $\mathbf{T}_2$  têm a propriedade de possuírem as diagonais constantes. Em álgebra linear, uma matriz com diagonais constantes é conhecida como matriz de Toeplitz. No caso de  $\tilde{X}(k) = [x_k^{(N-1)}, \dots, x_k^{(N-L)}]^T$ , o intervalo de guarda é preenchido pela cópia das últimas  $L$  amostras do símbolo OFDM. Neste caso, um prefixo cíclico é adicionado ao símbolo OFDM e a equação 2.16 pode ser reescrita da forma:

$$Y(k) = \mathbf{C}X(k) \quad (2.17)$$

Pode-se mostrar que a matriz  $\mathbf{C}$  é circulante. Em álgebra linear uma matriz circulante é um tipo especial de matriz de Toeplitz.  $\mathbf{C}$  tem a propriedade de ser diagonalizável:

$$\mathbf{C} = \mathcal{F}^{-1} \mathbf{D} \mathcal{F} \text{ com } \mathbf{D} = \text{diag}(c(1), \dots, c(e^{2i\pi \frac{N-1}{N}}))$$

A matriz  $\mathcal{F}$  é uma matriz contendo os coeficientes da transformada de Fourier discreta (*DFT Matrix*). No caso de um sistema OFDM, as amostras  $z_a^{(n)}$  (equação 2.9) são obtidas ao aplicar-se a transformada de Fourier sobre o sinal  $y_a^{(n)}$ . A partir relação definida em 2.18,  $Z(k)$  resulta em:

$$Z(k) = \mathcal{F}Y(k) = \mathcal{F}\mathcal{F}^{-1} \mathbf{D} \mathcal{F} X(k) = \mathbf{D} \mathcal{F} X(k) = \mathbf{D} \mathcal{S}(k) \quad (2.18)$$

A conclusão imediata da equação 2.18 é de que  $z_k^{(n)} = c(e^{2i\pi n/N}) s_k^{(n)}$  para todo  $n$ , dada a estrutura diagonal de  $\mathbf{D}$ . Graças ao prefixo cíclico, a equalização no receptor se torna simples: uma vez estimada a resposta em frequência do canal,  $\hat{c}(e^{2i\pi n/N})$  para  $n \in \{0, \dots, N-1\}$ , uma equalização do tipo *Zero Forcing* é, em teoria, suficiente para recuperar os símbolos:

$$\hat{s}_k^{(n)} = \frac{z_k^{(n)}}{\hat{c}(e^{2i\pi n/N})} \quad (2.19)$$

A figura 2.7 mostra o diagrama de blocos do sistema OFDM na presença do prefixo cíclico.

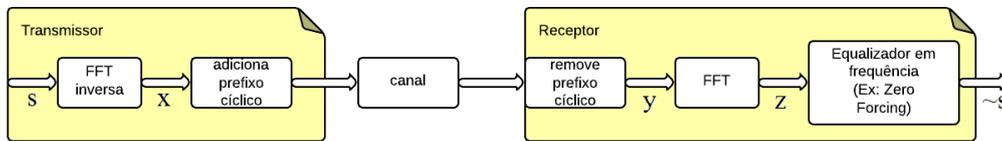


Figura 2.7: Diagrama de blocos do sistema OFDM com prefixo cíclico

### 2.2.3 Parâmetros OFDM na norma LTE

Os parâmetros da camada física do LTE, relativos a multiplexação e modulação, estão contidos em (ETSI, 2010). A unidade básica de tempo do sistema é dada por  $T_s = 1/30720000$  s. Um *frame* possui 10 ms (logo,  $T_{frame} = 307200T_s$ ). Cada *frame* é dividido em 10 sub-frames de 1 ms cada, que consistem, por sua vez, em dois *slots* de 0,5 ms. Cada *slot* contém um número de símbolos OFDM que pode ser igual a sete (configuração normal de prefixo cíclico) ou seis (configuração de prefixo cíclico estendida).

No LTE, a utilização do OFDM é prevista para o enlace de *downlink*. Neste caso, cada usuário possui um conjunto de portadoras a disposição durante um dado intervalo de tempo. Um *Resource Element* (RE) é definido como a menor unidade disponível no sistema, equivalente a uma subportadora OFDM durante um tempo de símbolo. O escalonamento é feito em unidades maiores, chamadas de *Resource Blocks* (RB). Cada RB consiste em 12 subportadoras consecutivas alocadas durante um *slot* de 0,5 ms. Seja  $N_{RB}^{DL}$  o número de RB disponíveis em *downlink* e  $N_{sc}^{RB}$  o número de subportadoras contidas em um RB. O sinal OFDM em banda base  $s_l^{(p)}(t)$  é da forma:

$$s_l^{(p)}(t) = \sum_{k=-\lfloor N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB} / 2 \rfloor}^{-1} a_{k^{(-)}}^{(p)} e^{j2\pi\Delta f(t - N_{CP,l} T_s)} + \sum_{k=-1}^{\lfloor N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB} / 2 \rfloor} a_{k^{(+)}}^{(p)} e^{j2\pi\Delta f(t - N_{CP,l} T_s)} \quad (2.20)$$

Na equação 2.20,  $0 \leq t < (N_{CP,l} + N)T_s$ ,  $k^{(-)} = k + \lfloor N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB} / 2 \rfloor$  e  $k^{(+)} = k + \lfloor N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB} / 2 \rfloor - 1$ . O espaçamento  $\Delta f$  entre as subportadoras é configurável e a quantidade de subportadoras  $N$  varia com  $\Delta f$ . O tamanho do 1-ésimo prefixo cíclico  $N_{CP,l}$  é variável segundo os modos de operação normal e estendido. A tabela 2.2 reúne os parâmetros OFDM encontrados no padrão LTE.

Tabela 2.2: Parâmetros OFDM - LTE Versão 8

Configuração	Espaçamento	$N$	$N_{CP,l}$
Normal	15 kHz	2048	160 para $l = 0$ 144 para $l = 1, \dots, 6$
Estendida	15 kHz	2048	512 para $l = 0, \dots, 5$
Estendida	7,5 kHz	4096	1024 para $l = 0, 1, 2$

Fonte: ETSI, 2010. p. 76.

Finalmente, para  $\Delta f = 15 \text{ kHz}$  e  $N_{CP,l} = 144$ , por exemplo, a duração útil  $T_u$  do símbolo OFDM e a duração do prefixo cíclico são calculadas na equação 2.21. Percebe-se que a duração do prefixo cíclico representa, neste caso, pouco mais de 7% do tempo útil.

$$\begin{aligned} T_u &= 2048 T_s \approx 66,7 \mu\text{s} \\ T_{CP} &= 144 T_s \approx 4,7 \mu\text{s} \end{aligned} \quad (2.21)$$

#### 2.2.4 Distorções devido a erros de sincronização

Os resultados obtidos até o momento consideram uma comunicação perfeitamente síncrona entre transmissor e receptor. Na prática, erros de sincronização podem afetar consideravelmente o desempenho de um sistema OFDM se não forem corrigidos em recepção. Diversas fontes de dessincronização são descritas na literatura, como por exemplo: detecção errada do início de um quadro OFDM, dessincronização entre as frequências de amostragem de transmissão e recepção e presença de uma frequência residual em banda base devido ao efeito Doppler e/ou ao descasamento entre os osciladores locais do transmissor e receptor.

Num canal seletivo em frequência, (POLLET; SPRUYT; MOENECLAHEY, 1994) mostra que a dessincronização no início do quadro OFDM introduz interferência intersimbólica e interferência entre portadoras. No caso de uma variação entre as frequências de amostragem, o sinal útil (em cada portadora) sofre rotação e atenuação adicionais, além de um fator referente à interferência entre portadoras ser introduzido (MOSTOFI; COX, 2006). Ademais, uma frequência residual em banda base introduz termos referentes à interferência entre portadoras (TAYEBI; BOUZIANI, 2013).

Em resumo, a técnica OFDM é uma boa alternativa aos desafios impostos por um canal multicaminho, principalmente por diminuir consideravelmente os efeitos de ISI em recepção. Além disso, cada símbolo  $s_k^{(n)}$  pode ser associado a uma modulação digital diferente permitindo assim uma alocação dinâmica dos recursos. Entretanto, o desempenho do sistema depende muito da capacidade de sincronização do receptor visto que diversos problemas de sincronização surgem na prática. A próxima seção é destinada a uma abordagem mais detalhada do problema de sincronização em receptores digitais e alguns algoritmos específicos para OFDM serão apresentados.

## 2.3 Sincronização em comunicação digital

### 2.3.1 Introdução

No caso de uma transmissão monoportadora, a figura 2.3 representa o cenário ideal onde todos os parâmetros são conhecidos do receptor. A figura 2.8 mostra um caso mais realista, onde alguns parâmetros são desconhecidos a priori.

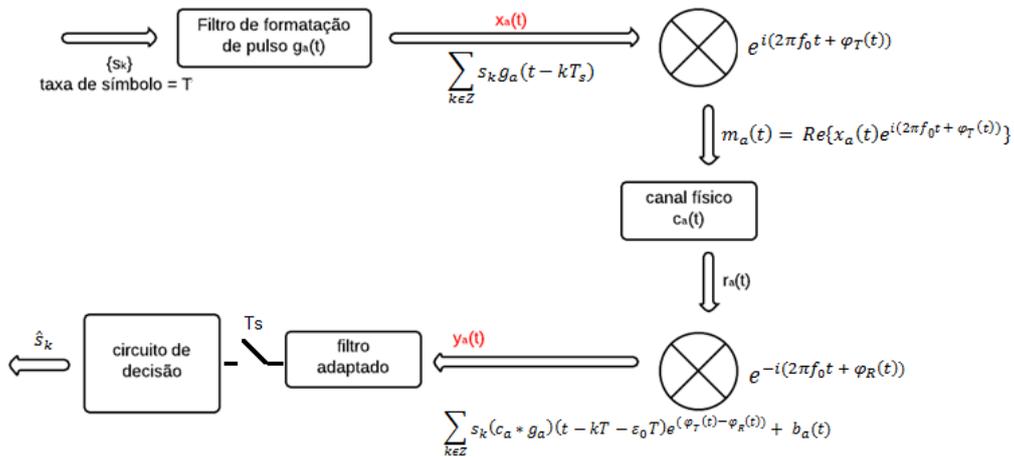


Figura 2.8: Transmissão monoportadora com parâmetros desconhecidos

Comparando os dois esquemas de transmissão monoportadora, observa-se que algumas não idealidades foram introduzidas no modelo. Os parâmetros  $\varphi_T(t)$  e  $\varphi_R(t)$  representam distorções de fase introduzidas pelos osciladores locais de transmissão e de recepção, respectivamente. Ademais, um atraso representado por  $\epsilon_0$  é observado em recepção. Finalmente, o receptor não possui conhecimento do tempo de símbolo  $T$  e, portanto, a sua taxa de amostragem  $T_s$  não tem necessariamente uma relação direta com  $T$ . Levando em conta esses parâmetros, o sinal  $y_a(t)$  é escrito como:

$$\begin{aligned}
y_a(t) &= \sum_{k \in \mathbb{Z}} s_k(c_a * g_a)(t - kT - \epsilon_0 T) e^{\varphi_T(t) - \varphi_R(t)} + b_a(t) \\
&= \sum_{k \in \mathbb{Z}} s_k(c_a * g_a)(t - kT - \epsilon_0 T) e^{\varphi_0(t)} + b_a(t)
\end{aligned} \tag{2.22}$$

Do esquemático apresentado na figura 2.8, nota-se que o receptor necessita calcular as amostras, na saída do filtro adaptado, nos instantes  $(nT + \hat{\epsilon}_0 T)$ . O objetivo no receptor é mapear esse argumento como função de  $T_s$  visto que não há, a priori, conhecimento de  $T$ . Pode-se escrever esses instantes como sendo:

$$nT + \hat{\epsilon}_0 T = T_s \left[ n \frac{T}{T_s} + \hat{\epsilon}_0 \frac{T}{T_s} \right] \tag{2.23}$$

O termo entre chaves pode ser escrito como:

$$\begin{aligned}
\left[ n \frac{T}{T_s} + \hat{\epsilon}_0 \frac{T}{T_s} \right] &= L_{int} \left( n \frac{T}{T_s} + \hat{\epsilon}_0 \frac{T}{T_s} \right) + \mu_n \\
&= m_n + \mu_n
\end{aligned} \tag{2.24}$$

Na equação 2.24,  $m_n = L_{int}$  é o maior inteiro menor que o argumento e  $\mu_n$  [e um número racional. Os valores  $\{\mu_n, m_n\}$  são calculados diretamente da equação 2.24. A partir das amostras  $\{z(kT_s)\}$ , o receptor calcula  $\{z(mT_s + \mu_n T_s)\}$ . Essa nova sequência pode ser obtida em duas partes: o sinal  $\{z(kT_s)\}$  é inicialmente interpolado pelo fator  $\mu_n$  e, em seguida, o sinal resultante é subamostrado a uma taxa  $m_n T_s$  dando origem as amostras nos instantes ideais de tempo.

Na equação 2.22, o conjunto  $\{\epsilon_0, \varphi_0(t)\}$  contém os elementos desconhecidos do receptor e que necessitam ser estimados e compensados. O modelo pode ser ainda mais completo se as variações em frequência forem consideradas. No caso do receptor estar em movimento relativo em relação ao transmissor, uma translação em frequência  $\delta f_a$  é observada em recepção devido ao efeito Doppler:

$$\delta f_a = f_0 \frac{v}{c} \tag{2.25}$$

Como consequência, a variação  $\delta f_a$  resulta em uma frequência residual em banda base. Analogamente, o desvio existente entre as frequências dos osciladores locais de transmissão e recepção, devido a diferença de precisão dos mesmos, contribui com a frequência residual  $\delta f_a$ . Nestas condições, o sinal  $y_a(t)$  é dado por:

$$y_a(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} s_k(c_a * g_a)(t - kT - \epsilon_0 T) e^{2i\pi \delta f_a t + \varphi_0(t)} + b_a(t) \tag{2.26}$$

Finalmente, o conjunto  $\{\epsilon_0, \varphi_0(t), \delta f_a\}$  contém os três parâmetros que necessita ser estimados no caso de uma comunicação monoportadora. Um possível fluxo do sinal em recepção é mostrado na figura 2.9.

Inicialmente, a frequência  $\hat{\delta f}_a$  é estimada e utilizada na etapa de translação. Em seguida, o atraso  $\hat{\epsilon}_0$  é estimado e utilizado para o cálculo dos valores  $\mu_n$  e  $n_n$ . A última etapa de sincronização consiste em estimar  $\hat{\varphi}_0(t)$  e compensar com uma rotação de fase. A etapa de estimação em frequência é normalmente independente da estimação dos outros dois parâmetros, visto que é possível construir um estimador sem viés (*unbiased*) de  $\delta f_a$ . Finalmente, a ordem das estimativas de  $\epsilon_0$  e  $\varphi_0$  não é fixa e depende do algoritmo utilizado.

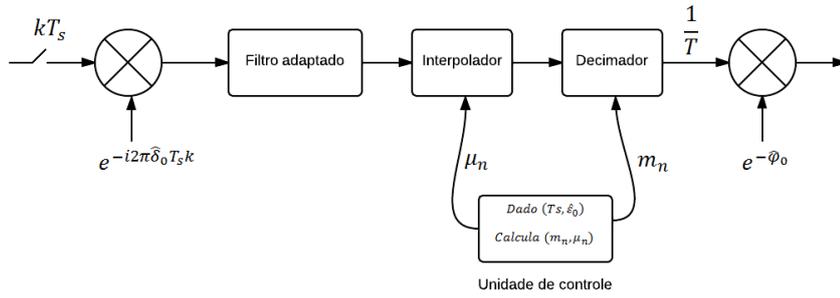


Figura 2.9: Exemplo de fluxo do sinal no subcircuito de sincronização

### 2.3.2 Critério de máxima verossimilhança

O objetivo desta subseção é descrever a construção de um estimador baseado no critério da máxima verossimilhança. A abordagem utilizada é a mesma desenvolvida por (MEYR; MOENECLAËY; FECHTEL, 1997), na qual um receptor pode ser visto, de um ponto de vista matemático, como o resultado de um problema de otimização.

Seja  $s_k^{(n)}$  a  $k$ -ésima sequência  $N$  símbolos transmitidos. O objetivo do receptor é detectar  $s_k^{(n)}$  na presença de um ruído aditivo e com a menor probabilidade de erro possível. Sabe-se que o critério que minimiza a probabilidade de erro é o mesmo que maximiza a probabilidade a posteriori para todas as sequências  $s_k^{(n)}$  possíveis:

$$\{\hat{s}_k\}_{MAP} = \arg \max_s p(s_k^{(n)} | z_a(nT_s)) \quad (2.27)$$

Na equação 2.27,  $z_a(nT_s)$  é o sinal amostrado na saída do filtro adaptado (cf. equação 2.9). A equação acima afirma que a melhor estimativa para os símbolos enviados é aquela que maximiza, dentre todas as combinações possíveis, a probabilidade de  $s_k^{(n)}$  condicionada à observação da sequência  $\{z_a\}$ . No intuito de facilitar a notação,  $s_k^{(n)}$  será referenciado como  $s_k$  e  $z_a(nT_s)$  como  $z_a$ . A probabilidade a posteriori  $p(s_k | z_a)$  pode ser reescrita segundo o teorema de Bayes:

$$p(s_k | z_a) = \frac{p(z_a | s_k)P(s_k)}{p(z_a)} \quad (2.28)$$

A equação 2.28 apresenta detalhes importantes. A primeira observação feita é de que o detector MAP (*Maximum a Posteriori detector*) definido em 2.27 necessita conhecer, a priori,  $P(s_k)$  e a distribuição de  $z_a$  condicionada a  $s_k$ . Visto que  $p(z_a)$  não depende de  $s_k$ , ela não influencia no problema de maximização e pode ser desconsiderada. Portanto, a maximização de  $p(s_k | z_a)$  é equivalente à maximização de  $p(z_a | s_k)P(s_k)$ . No caso de  $P(s_k)$  obedecer uma lei uniforme, o detector MAP e o detector que maximiza  $p(z_a | s_k)$  fornecem o mesmo resultado. Esse último é conhecido como detector ML (*Maximum Likelihood detector*).

A vantagem em se utilizar uma abordagem ML reside no fato de que a distribuição  $p(z_a | s_k)$  pode ser especificada em função da lei de probabilidade do ruído aditivo. Entretanto, o sinal amostrado  $z_a$  possui parâmetros que são desconhecidos do receptor. Consequentemente, a maximização de  $p(z_a | s_k)$  em função de  $s_k$  necessita da estimação de  $\{\epsilon_0, \varphi_0, \delta f_a\}$ .

Um estimador é uma estatística (função) utilizada para estimar, a partir de um número finito de amostras, um parâmetro desconhecido. A partir do critério de máxima verossimilhança (ML), um estimador de  $\varphi_0$  é aquele que maximiza  $p(z_a|\varphi_0)$ . É possível obter  $p(z_a|\varphi_0)$  a partir da marginalização da função  $p(z_a|\epsilon, \varphi_0)$ . A marginalização de uma função de verossimilhança consiste em integrar a função densidade de probabilidade  $p$  sobre o parâmetro não desejado. Em outros termos, a marginalização permite calcular a lei de uma das componentes de um vetor aleatório (lei marginal) a partir da lei conjunta. Portanto, a função  $p(z_a|\varphi_0)$  é dada por:

$$p(z_a|\varphi_0) = \int \left[ \sum_{s_k \in C^N} P(s_k) p(z_a|s_k, \epsilon, \varphi_0) p(\epsilon) \right] \quad (2.29)$$

A mesma lógica se aplica na dedução da função de verossimilhança do estimador de  $\epsilon_0$ . O parâmetro  $\delta f_0$  não aparece na equação 2.29 pois considera-se que ele já tenha sido estimado anteriormente (cf figura 2.9). A estimativa ML de  $\varphi_0$  é dada por:

$$\{\hat{\varphi}_0\}_{ML} = \arg \max_{\varphi} p(z_a|\varphi_0) \quad (2.30)$$

É possível deduzir o critério ML para o estimador conjunto de  $\{\epsilon_0, \varphi\}$  utilizando o mesmo princípio:

$$p(z_a|\varphi_0, \epsilon_0) = \sum_{s_k \in C^N} P(s_k) p(z_a|s_k, \epsilon_0, \varphi_0)$$

$$\{\hat{\varphi}_0, \hat{\epsilon}_0\}_{ML} = \arg \max_{\varphi, \epsilon} p(z_a|\varphi_0, \epsilon_0) \quad (2.31)$$

A partir da discussão acima, conclui-se que os algoritmos de sincronização baseados no critério ML têm como objetivo encontrar, de modo direto ou indireto, o argumento que maximize a função de verossimilhança. (MEYR; MOENECLAHEY; FECHTEL, 1997) classifica os algoritmos de sincronização em função do conhecimento ou não da sequência  $s_k$ : no caso de  $s_k$  conhecida do receptor, através do envio de símbolos-piloto por exemplo, a estimativa é dita *data-aided* (DA); no caso do algoritmo utilizar símbolos previamente decodificados, a estimativa é do tipo *decision-directed* (DD); finalmente, um estimador que não possui nenhum conhecimento prévio de  $s_k$  nem da sequência  $\hat{s}_k$  demodulada é do tipo *non-data-aided* (NDA). Utilizando os pontos levantados na seção 2.2 sobre as fontes de dessincronização em OFDM, alguns algoritmos específicos serão observados na sequência.

### 2.3.3 Algoritmos de sincronização para sistemas OFDM

No caso de uma transmissão multiportadora OFDM, a abordagem é normalmente equivalente ao caso da transmissão monoportadora: inicialmente define-se o critério do estimador (ML, por exemplo) e em seguida deduz-se as funções custo a serem maximizadas. Baseado nas discussões sobre os principais erros aos quais um sistema OFDM é mais sensível (cf. subseção 2.2.4), a tabela 2.3 compara alguns algoritmos encontrados na literatura.

O estimador de Moose é sem viés e consistente (MOOSE, 1994). Um estimador consistente tende ao verdadeiro valor do parâmetro a medida que o número de amostras aumenta:  $\hat{x} \xrightarrow{n \rightarrow \infty} x$ . Já um estimador sem viés é aquele cuja esperança  $E[\hat{x}]$  coincide com o verdadeiro valor  $x$ . Com base no envio de símbolos repetidos, o algoritmo de

Tabela 2.3: Comparação entre algoritmos de sincronização em OFDM

Autor	Data-aided	Início do quadro	Frequência residual	Critério do estimador	Frequência máxima estimável
Moose [1994]	DA	Não	Sim	ML	$0,5\Delta f$
Schmidl [1997]	DA	Sim	Sim	Comparação entre dois símbolos consecutivos	$> 2\Delta f$
Sandell [1995]	NDA	Sim	Sim	ML	-

Moose deduz o estimador de verossimilhança sobre a sequência de símbolos recebidas. A condição necessária para a utilização desse algoritmo é de que a resposta impulsiva do canal seja constante durante dois símbolos consecutivos.

O algoritmo de Schmidl estima tanto o início do quadro OFDM quanto a frequência residual em banda base (SCHIMIDL; COX, 1997). A partir de uma sequência de treinamento (*training sequence*) de dois símbolos pilotos, o detector é capaz de fornecer uma estimativa precisa dos parâmetros. Ademais, a frequência máxima estimável é superior àquela definida no estimador de Moose. O detector de Schmidl é uma boa alternativa para sistemas OFDM onde sequências de treinamento são enviadas periodicamente no intuito de facilitar a sincronização do receptor.

O último estimador apresentado é o de Sandell, que não necessita de sequência de treinamento para efetuar a detecção do início do quadro OFDM e da frequência residual (SANDELL; BEEK; BÖRJESSON, 1995). Entretanto, o estimador necessita do conhecimento do SNR em recepção e, logo, o seu desempenho depende da precisão ao estimar-se o SNR. Em sistemas OFDM onde o receptor não possui o conhecimento dos símbolos enviados ou onde não haja sequências de treinamento, o detector de Sandell é uma alternativa para a etapa de sincronização.

### 3 IMPLEMENTAÇÃO EM SYSTEMVUE

A etapa de implementação consiste em criar um modelo de comunicação, baseado nos elementos levantados na parte teórica, utilizando o software SystemVue. O SystemVue é um software de design eletrônico de nível sistema onde o modelo é descrito através de um diagrama de blocos, que será responsável pelo processamento do sinal. Neste ponto, o software se aproxima de outro como Simulink e GNURadio.

O SystemVue possui bibliotecas disponíveis que ajudam no design de alguns padrões de comunicação sem fios. Além disso, o software possibilita que simulações de circuitos RF sejam feitas. Neste caso, simulações mais realistas podem ser realizadas utilizando uma modelagem em nível sistema aliada a bloco RF contendo métricas como IP3 e figura de ruído.

No simulador à nível sistema, o SystemVue possui uma linguagem própria chamada MathLang e que é compatível com Matlab. Assim, blocos de processamento de dados escritos em Matlab podem ser importados. As seções a seguir mostram os modelos em nível sistema que foram criados e simulados utilizando o software.

#### 3.1 Considerações iniciais

A equação 2.20 mostra o sinal gerado em uma transmissão *downlink* do padrão LTE. Os parâmetros de sistema para uma transmissão desse tipo são resumidos na tabela 3.1, em função da banda disponível  $BW$ . O período  $T_u$  de um símbolo OFDM (desconsiderando o prefixo cíclico) é de  $66,7 \mu s$  para um espaçamento  $\Delta f$  de 15 kHz. Para que  $T_u$  permaneça constante para todos valores de  $BW$ , o tamanho da  $FFT$  e do prefixo cíclico são ajustados de forma que:

$$\frac{\text{FFT size}}{\text{Sampling frequency}} = 1024T_s \approx 66,7\mu s \text{ para } BW \in \{1,5 \text{ MHz} \dots 20 \text{ MHz}\} \quad (3.1)$$

O modelo definido no SystemVue é um caso particular do sistema LTE completo, onde a banda é fixada em 5 MHz. Neste cenário, o tamanho da FFT é igual a 512 e o número de subportadoras ocupadas se resume a 301, onde uma delas é nula (subportadora DC). As 300 subportadoras não nulas são equivalentes a 25 RB de 12 subportadoras cada (cf. subseção 2.2.3). Assim, em transmissão, a sequência  $\bar{s}_k$  na entrada da FFT inversa é composta de 300 símbolos  $s_k$ , lidos do bloco de mapeamento I/Q, e de 212 valores nulos, como segue:

$$\bar{s}_k = \{0, s_0, \dots, s_{150}, 0, \dots, 0, s_{151}, \dots, s_{300}\} \quad (3.2)$$

Tabela 3.1: Parâmetros físicos de uma transmissão Downlink LTE

Transmission BW	1.2 MHz	2.5 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20MHz
Sub-frame duration	0,5 ms					
Sub-carrier spacing	15 kHz					
Sampling frequency	1.92 MHz	3.84 MHz	7.68 MHz	15.36 MHz	23.04 MHz	30.72 MHz
FFT size	128	256	512	1024	1536	2048
Number of occupied sub-carriers	76	151	301	601	901	1201
Number of OFDM symbols per sub frame (Short/Long CP)	7/6					
CP length ( $\mu$ s/samples)	Short (4.69/9)x6, (5.21/10)x1,	(4.69/18)x6, (5.21/20)x1,	(4.69/36)x6, (5.21/40)x1,	(4.69/72)x6, (5.21/80)x1,	(4.69/108)x6, (5.12/120)x1,	(4.69/144)x6, (5.21/160)x1,
	Long (16.67)/32	(16.67)/64	(16.67)/128	(16.67)/256	(16.67)/384	(16.67)/512

Fonte: ETSI, 2006. p. 20.

O bloco  $FFT^{-1}$  calcula, portanto, a transformada discreta de Fourier inversa da sequência  $\bar{s}_k$  resultando em uma nova sequência  $x_k$ . Em seguida, as últimas 36 amostras de  $x_k$  são copiadas no início do bloco OFDM formando o prefixo cíclico. Em recepção, as 36 primeiras amostras são descartadas e as 512 amostras restantes são processadas pelo bloco da  $FFT$ .

A figura 3.1 mostra o diagrama de blocos do sistema OFDM implementado em SystemVue.

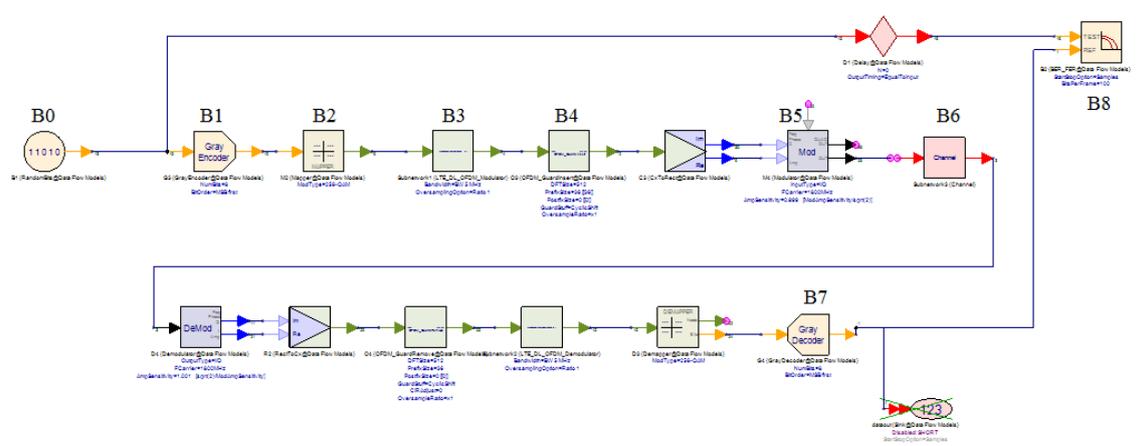


Figura 3.1: Diagrama de blocos do modelo em SystemVue

O bloco B1 associa os bits provenientes de B0 a um código Gray. O tamanho do código em bits depende do tipo de modulação escolhida no bloco B2 (N-PSK ou N-QAM). Os valores complexos na saída de B2 servem de entrada para o bloco de geração do símbolo OFDM (B3). O bloco B3 mapeia os símbolos à sequência  $\bar{s}_k$  conforme a equação 3.2 e calcula a  $FFT^{-1}$  do sinal resultante. Na sequência, o bloco B4 adiciona um prefixo cíclico de 36 amostras. Os parâmetros de simulação do sistema foram ajustados de forma que a frequência de amostragem na saída do bloco B4 fosse igual a 7,68 MHz (conforme tabela 3.1). A banda ocupada pelo sinal é de aproximadamente 4,6 MHz, dentro do limite de 5 MHz. A figura 3.2 mostra o espectro do sinal OFDM (banda-base) na saída de B4. O bloco B5 modula o sinal complexo a uma frequência portadora igual a 1800 MHz. A saída do bloco B5 é do tipo envelope complexo e passa pelo bloco B6, que representa um modelo de canal. Em recepção, as operações de demodulação, remoção de

prefixo cíclico, demodulação OFDM e demapeamento I/Q são realizadas de modo que na saída do bloco B7 os bits de informação são recuperados. Por fim, o bloco B8 calcula o BER da comunicação.

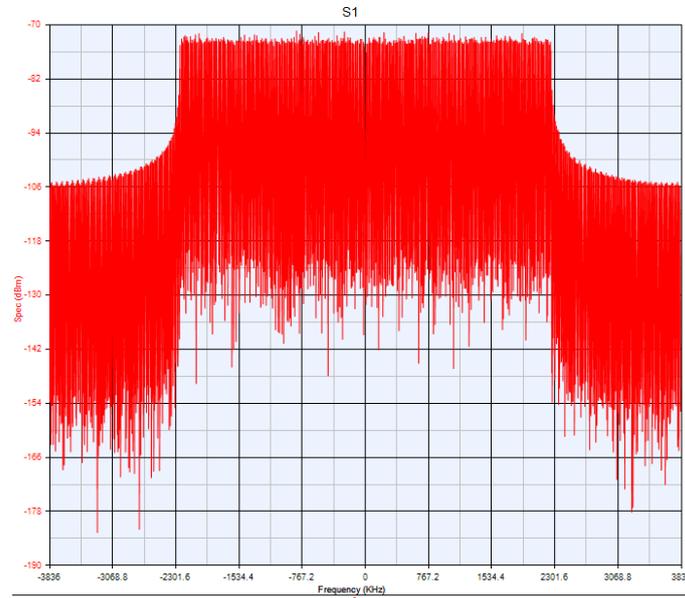


Figura 3.2: Espectro do sinal OFDM

O diagrama de blocos mostrado na figura 3.1 foi simulado em diversos cenários: no cenário 1, o desempenho do sistema é observado na presença de um canal gaussiano AWGN; no cenário 2, o impacto causado pela utilização de uma FFT de ponto fixo é observado; no cenário 3, um canal multi-caminho simulado via uma *tapped delay-line* é considerado; finalmente, no cenário, 4 uma variação na frequência portadora é introduzida e o desempenho de um algoritmo de estimação é observado. A seção a seguir é dedicada à descrição dos cenários de simulação e à análise dos resultados obtidos.

## 3.2 Cenários de teste

Diversos cenários de teste foram criados com o objetivo de observar as modificações necessárias no receptor, à medida que modelos mais complexos de interferências são levados em conta. O primeiro cenário é o mais simples, onde apenas o efeito de um ruído gaussiano aditivo branco é observado. A medida que os cenários de teste mudam, modificações são necessárias no receptor, tornando o subsistema de recepção mais complexo.

### 3.2.1 Cenário 1: canal AWGN

O primeiro ambiente de simulação leva em conta somente a presença de um ruído gaussiano aditivo branco de densidade espectral de potência  $N_0$ . A tabela 3.2 mostra os parâmetros utilizados na simulação.

A variação do BER em função de  $E_b N_0$  é apresentada na figura 3.3. As curvas foram geradas a partir de uma única simulação para cada ordem de modulação QAM. Os dados foram gerados no SystemVue e a curva foi plotada utilizando o Matlab.

O comportamento do modelo é o esperado em termos da taxa de erro: para um valor fixo de  $E_b N_0$ , a menor taxa de erro ocorre na modulação 16-QAM ao passo que a maior taxa é presente na modulação 256-QAM. Imagine um sistema hipotético cuja probabi-

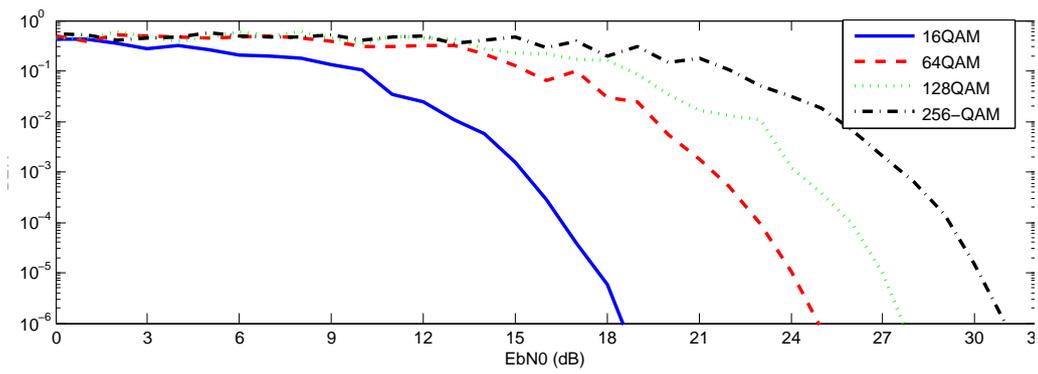


Figura 3.3: BER em função de  $E_b/N_0$  para canal AWGN

Tabela 3.2: Parâmetros de simulação para canal AWGN

Parâmetro	Valor de referência
Quantidade de bits	16777216
Modulação I/Q	{16,32,64,128,256}-QAM
Tamanho FFT	512
Tamanho prefixo cíclico	36
Frequência de modulação	1800 MHz
Tipo de canal	AWGN
$E_b N_0$	de 0 dB a 32 dB com passos de 1dB

lidade máxima de erros tolerada seja de  $10^{-4}$ . Neste caso, o  $E_b N_0$  mínimo para que o subsistema OFDM simulado estivesse condizendo com a norma seria em torno de 17 dB. Portanto, somente uma modulação 16-QAM poderia ser utilizada. À medida que o valor de  $E_b N_0$  aumenta, melhor é o enlace em termos de relação sinal a ruído e, portanto, outras ordens de modulação podem ser utilizadas. Por fim, a adição de uma codificação de canal, não considerada aqui, faz com que a restrição em termos de  $E_b N_0$  mínimo diminua visto que erros são passíveis de correção no receptor.

### 3.2.2 Cenário 2: FFT de ponto fixo

No cenário 1, o bloco de cálculo da FFT utiliza aritmética de ponto flutuante. O segundo cenário de teste explora os erros introduzidos pela utilização de uma FFT de ponto fixo. Neste caso, os operandos são representados como uma palavra de tamanho fixo, em bits. No final, o BER é observado em função do tamanho alocado à parte inteira e à parte fracionária.

A arquitetura do bloco FFT de ponto fixo, presente na biblioteca *Hardware Design* do SystemVue, é baseada no algoritmo de Cooley-Tukey. O objetivo é calcular, de forma eficiente, a seguinte sérier complexa:

$$X(j) = \sum_{k=0}^{N-1} A(k)W^{jk} \text{ para } j = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.3)$$

Os coeficientes  $A(k)$ , no contexto de uma transmissão OFDM, representam tanto os símbolos de uma modulação digital (FFT inversa) quanto as amostra do símbolo OFDM em recepção (FFT inversa). O termo  $W$  é conhecido como "twiddle factor":

$$W = e^{2i\pi/N} \quad (3.4)$$

Segundo (COOLEY; TURKEY, 1965), é possível expressar uma TFD de tamanho  $N = N_1 N_2$  como uma composição de duas TFDs menores de tamanho  $N_1$  e  $N_2$  a partir da manipulação algébrica da equação 3.3. Esse processo se repete recursivamente de forma que uma TFD de tamanho  $N = 2^m$  é repartida em  $m$  TFDs de dois elementos cada. Neste contexto, o termo *butterfly* é seguidamente utilizado para se referir à etapa de combinação dos resultados de TFDs menores em TFDs maiores.

Dado que uma FFT é composta basicamente por operações de adição e multiplicação, a utilização de operadores em ponto fixo introduz erros de *overflow*. Em (KABAL; SAYAR, 1985), o escalonamento dos dados de entrada é adotado como estratégia para prevenção de overflow. Em regra geral,  $|X(j)| < 1$  se  $|A(k)| < 1/N$ . Entretanto, o escalonamento introduz problemas de precisão e de *underflow*, que se traduzem numa redução do SNR

devido ao bloco de FFT. No caso dos dados de entrada serem divididos por um fator  $N$  antes do bloco FFT (*pre-scaling*), o SNR em saída decresce de  $\log_2 N$ . No caso do escalonamento ser realizado na saída de cada *butterfly* (*internal scaling*), o SNR decresce de um fator  $\log_2 \sqrt{N}$  (COOLEY; TURKEY, 1965). Neste último caso,  $|X(j)| < 1$  se  $|A(k)| < 1$ .

O bloco de FFT em SystemVue não faz o escalonamento internamente, ou seja, na saída de cada *butterfly*. Portanto, se o módulo do dado de entrada for maior que  $1/N$ , um erro é introduzido. O impacto desse erro dependerá do tamanho da palavra e do tamanho alocado à parte inteira. O requisito imposto neste cenário, de maneira arbitrária, é de que o tamanho da palavra fosse fixo em 16 bits em representação de complemento de dois. Essa restrição se aplica aos dados de entrada, aos *twiddle factors*, aos dados na saída dos *butterflies* e, finalmente, às amostras na saída do bloco FFT. Para uma parte fracionária de 15 bits, por exemplo, a faixa de valores representáveis é dada por:

$$\left[-1, \sum_{n=1}^{15} 2^{-n}\right] = [-1, 1 - (0,5)^{15}] \quad (3.5)$$

A simulação feita consiste em variar o tamanho da parte inteira e observar o BER da comunicação, para diferentes esquemas de modulação. O ambiente de teste é similar ao definido na tabela 3.2, exceto pela ausência de um ruído gaussiano aditivo. Neste caso, a única fonte de erro é devido à precisão finita dos operandos. O bloco FFT de ponto fixo é utilizado, em recepção, no lugar do bloco FFT de ponto flutuante. A figura 3.4 mostra os blocos introduzidos no modelo. Os blocos B1 e B2 convertem a parte real e imaginária do sinal OFDM em ponto fixo. O tamanho da palavra é fixado em 16 bits com um bit adicional de sinal. O bloco B3 opera a FFT em ponto fixo a mesma configuração de palavra. Em seguida, as partes reais e imaginárias são convertidas de volta a ponto flutuante.

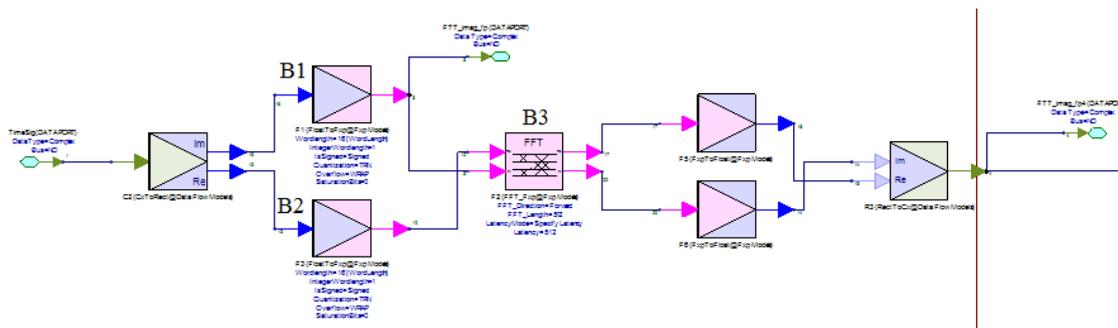


Figura 3.4: Diagrama de blocos da FFT de ponto fixo em recepção

A tabela 3.3 mostra a variação do BER para diferentes tamanhos da parte inteira  $M$ . Em todos os casos, o tamanho da palavra  $L$  é fixado em 16 bits.

Tabela 3.3: Bit Error Rate para diferentes configurações em ponto fixo

(L/M)	QPSK	16QAM	32QAM	64QAM	128QAM	256QAM
(16 bits/1 bit)	0.116	0.068	0.057	0.048	0.042	0.037
(16 bits/2 bit)	0	0	0	0	0	0
(16 bits/3 bit)	0	0	0	0	0	0

Para  $M = 1$ , valores maiores que 1 em módulo (internos da FFT) sofrem truncamento. Neste caso, os erros introduzidos pelo processamento em ponto fixo distorcem o sinal em recepção e o BER da comunicação é alto. Uma possível solução seria introduzir um bloco escalonador antes da FFT, com o ônus de introduzir um ruído que cresce em função de  $N$ . Alternativamente, outro modelo de FFT pode ser criado onde o escalonamento é feito internamente. Nesse cenário de teste em particular, uma parte inteira de dois bits mostrou-se suficiente de modo que nenhum erro fosse introduzido e, portanto, nenhuma modificação adicional é necessária.

Na prática, a escolha do conversor analógico-digital define o número de bits da palavra e o *range* do sinal de entrada da FFT. No modelo simulado, o sinal na entrada FFT em recepção é, em módulo, menor que 1, pois não há escalonamento adicional. Um trabalho futuro pode consistir na cosimulação RF/Digital onde os parâmetros do ADC são especificados de forma a encontrar a configuração de palavra que minimize os erros de *overflow* e de precisão.

### 3.2.3 Cenário 3: canal multicaminho

No terceiro ambiente de simulação considerado, um canal multicaminho é modelado e incluído no sistema. As amostras em recepção são dadas por:

$$y_k = x_k * h_l + b_k = \sum_{l=1}^L h_l x(k-l) + b_k \quad (3.6)$$

O canal multi-trajeto é modelado através de uma *tapped delay-line* de tamanho  $L$  (cf. seção 2.1). A implementação do modelo em SystemVue é realizada via um filtro complexo de resposta finita (FIR). A primeira simplificação feita é de que o espectro Doppler característico dos *taps* não foi considerado. O termo  $b_k$  representa o ruído gaussiano branco de densidade espectral de potência  $N_0$ . O intervalo entre cada tap coincide com o período de amostragem ( $1/7,68 \text{ MHz}$ ) e, logo, a resposta em frequência do canal é obtida a partir da transformada de Fourier dos coeficientes  $h_l$  (cf. seção 2.1). O canal é considerado constante ao longo do tempo de simulação. A figura 3.5 mostra o perfil cíclico de  $H(f)$  para um caso particular com  $L = 6$ .

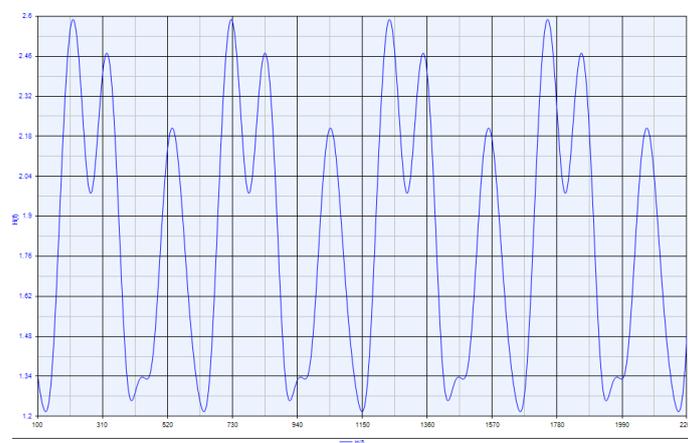


Figura 3.5: Resposta em frequência do canal

A segunda simplificação do modelo é a assunção de que o receptor tem perfeito conhecimento dos coeficientes do canal. Na figura 3.6, o bloco B1 implementa o filtro FIR de coeficientes dados por:

$$h_l = \{0.77 + 0.83j, 0.70 - 0.77j, 0.31 + 0.94j, 0.22 + 0.17j, 0.1 - 0.2j, -0.32 + 0.45j\} \quad (3.7)$$

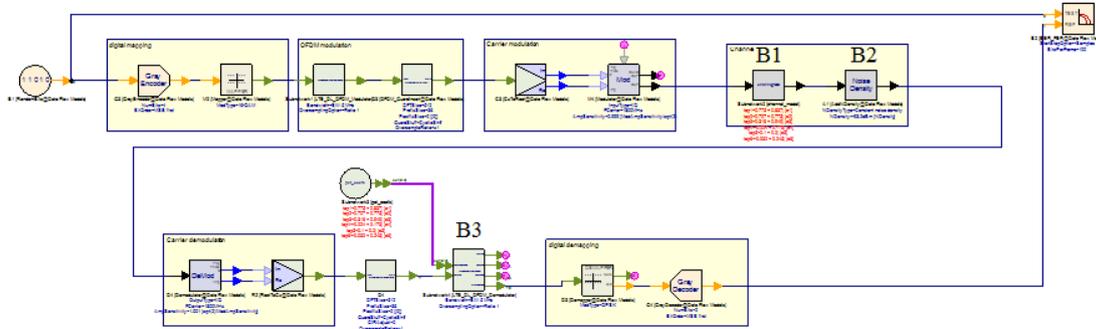


Figura 3.6: Diagrama de blocos em presença de canal multicaminho

Em seguida, o ruído gaussiano branco é adicionado pelo bloco B2. A etapa de demodulação OFDM é realizada pelo bloco B3, onde a equalização *Zero Forcing* é realizada no domínio frequencial. Neste caso, um primeiro bloco FFT é responsável pela transformada de Fourier do sinal recebido ao passo que um segundo bloco de FFT calcula a resposta em frequência do canal. Um bloco adicional opera a divisão sobre cada amostra (cf. equação 2.19). O diagrama de blocos do demodulador OFDM é mostrado na figura 3.7 e os parâmetros utilizados na simulação são resumidos na tabela 3.4.

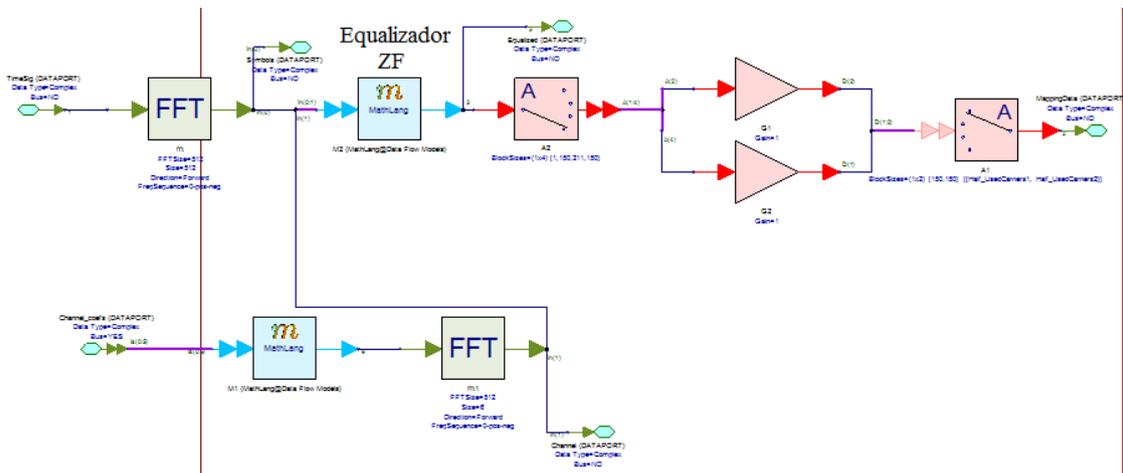


Figura 3.7: Diagrama de blocos do demodulador OFDM para canal multicaminho

A métrica observada é a mesma do cenário 1, onde o BER é avaliado em função de  $E_b N_0$ . A figura 3.8 sintetiza o comportamento do modelo. Analisando as curvas, conclui-se que o desempenho do sistema na presença de um canal multi-caminho está dentro do esperado. Percebe-se que a técnica OFDM possui um desempenho comparável ao caso AWGN devido justamente à robustez em relação aos efeitos de ISI. A última observação feita é de que em um caso real de comunicação sem fio, o canal é desconhecido do receptor e necessita ser estimado. Visto que a estimação do canal introduz um erro inerente ao processo de estimação, a curva de BER tende a ser ligeiramente transladada.

Tabela 3.4: Parâmetros de simulação para canal multicaminho

Parâmetro	Valor de referência
Quantidade de bits	16777216
Modulação I/Q	{16,32,64}-QAM
Tamanho FFT	512
Tamanho prefixo cíclico	36
Frequência de modulação	1800 MHz
Tipo de canal	Multi-path + AWGN
$E_b N_0$	de 0 dB a 25 dB com passo de 1dB

### 3.2.4 Cenário 4: offset na frequência portadora

O último ambiente de simulação leva em conta a presença de uma frequência residual em banda-base. O descasamento entre as frequências dos osciladores locais é modelado com uma diferença entre as frequências dos blocos de modulação e demodulação. No modelo criado, o offset foi fixado em 5 kHz. Dentro os algoritmos adaptados à sistemas OFDM e citados na tabela 2.3, o estimador de Sandell foi implementado em SystemVue. O diagrama de blocos do sistema é mostrado na figura 3.9.

A algoritmo implementado permite estimar o início de um quadro OFDM e a frequência residual em banda-base. Os parâmetros utilizados na simulação são resumidos na tabela 3.5. Neste cenário, os efeitos de um canal multicaminho e de um ruído aditivo são desconsiderados.

Tabela 3.5: Parâmetros de simulação para desvio em frequência

Parâmetro	Valor de referência
Quantidade de bits	16777216
Modulação I/Q	16-QAM
Tamanho FFT	512
Tamanho prefixo cíclico	36
Frequência de modulação (TX)	1800,005 MHz
Frequência de modulação (RX)	1800 MHz

As figuras 3.10 e 3.11 apresentam as saídas do bloco de simulação. A figura 3.11 mostra a função de correlação entre dois símbolos OFDM consecutivos. De acordo com (SANDELL; BEEK; BÖRJESSON, 1995), os índices para os quais a correlação é máxima indicam o início de um quadro OFDM. Percebe-se que a detecção é realizada de maneira correta, visto que não houve atraso introduzido no modelo. A figura 3.10 mostra a saída do circuito de estimação de frequência. A correta estimativa da frequência ocorre nos momentos cuja função de correlação é máxima. No exemplo acima, a saída do circuito nos momentos múltiplos de 548 (tamanho de um quadro OFDM completo) é igual a 0,333. Visto que a frequência estimada é normalizada em relação ao espaçamento entre as subportadoras, a frequência real estimada é dada por:

$$\delta f = 15 \text{ kHz} * 0,333 \approx 5 \text{ kHz} \quad (3.8)$$

O valor de  $\delta f$  condiz com o desvio em frequência introduzido na simulação. O modelo completo do receptor OFDM leva em conta o subcircuito de estimação e um subcircuito

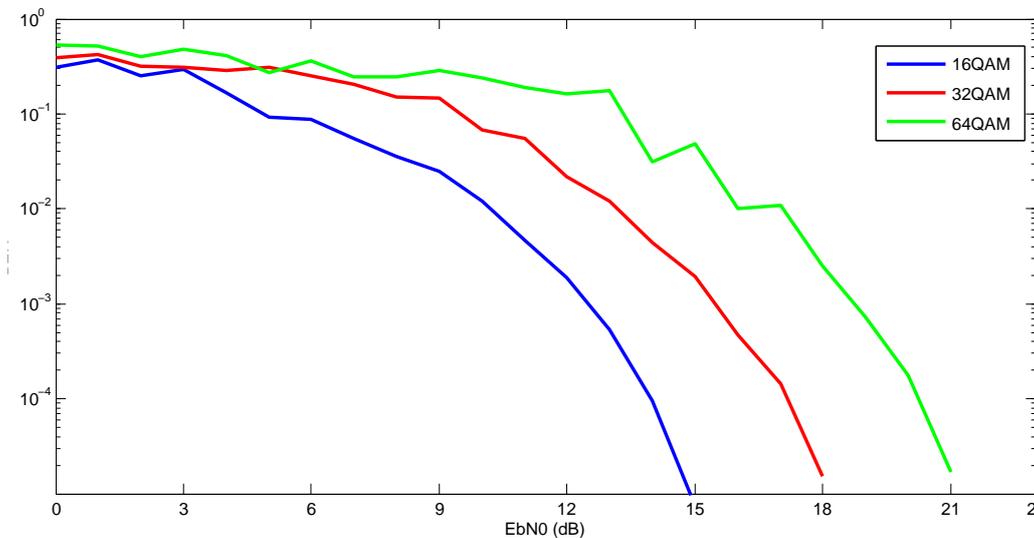


Figura 3.8: BER em função de  $E_b/N_0$  para canal multi-caminho

adicional responsável pela translação em frequência do sinal. Esse último bloco não foi considerado no trabalho, mas é necessário para que a correção das amostras em banda-base seja realizada.

Uma das questões levantadas, tendo como base os resultados observados em simulação, é em relação a quais modificações devem ser realizadas para que esse modelo de simulador OFDM sirva como base para a análise de uma transmissão *downlink* segundo o padrão LTE. Na próxima seção, algumas especificações do LTE, no que tange a medição de desempenho, são observadas e comparadas com os modelos construídos.

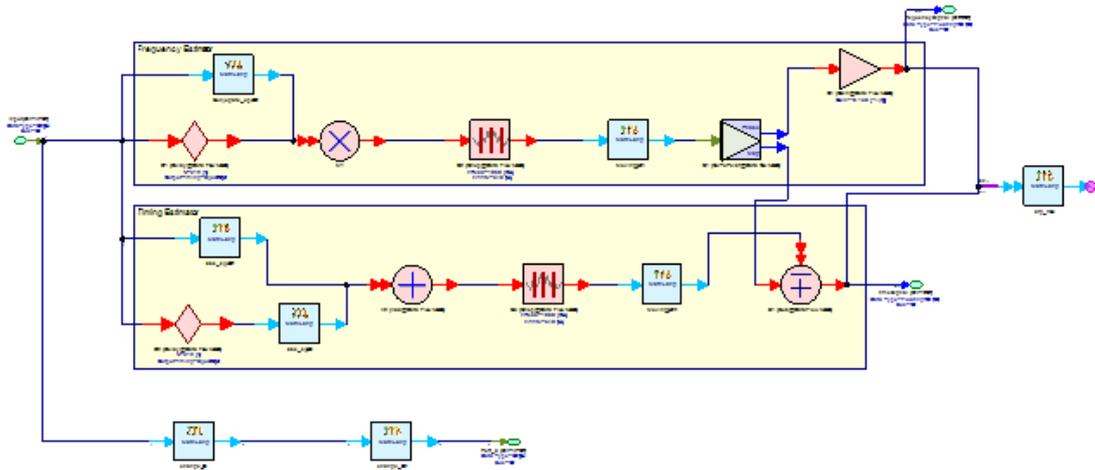


Figura 3.9: Diagrama de bloco do estimador de Sandell

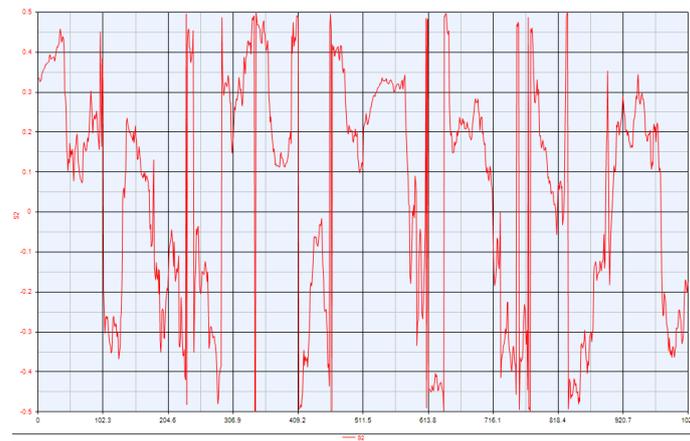


Figura 3.10: Saída do bloco de estimação de frequência



Figura 3.11: Função de autocorrelação do estimador de início de quadro OFDM

### 3.3 Especificação do LTE e considerações finais

#### 3.3.1 Introdução

As exigências de desempenho variam entre uma estação base e um terminal móvel (*user equipment*) no LTE. Um exemplo está na utilização de múltiplas antenas: a versão 8 do LTE, sobre a qual o trabalho foi baseado, prevê uma transmissão MIMO somente em *downlink*. Portanto, as exigências de desempenho para dispositivos móveis e estações base são distintas nesse ponto. Modificações também surgem devido a diferentes esquemas de multiplexagem: OFDM em *downlink* e SC-FDMA em *uplink*. Neste contexto, o subsistema de transmissão OFDM simulado em SystemVue faz referência ao fluxo digital previsto num enlace *downlink* do LTE. A discussão que segue tem como objetivo observar quais critérios são contemplados nos cenários simulados e quais modificações são necessárias para que a plena conformidade com a norma seja alcançada.

O desempenho de um sistema LTE é especificado em termos das condições de propagação definidas na norma e para um conjunto de canais (lógicos) pré-especificados. As condições de propagação descritas em (ETSI, 2013) devem ser utilizadas na avaliação do desempenho de um terminal móvel LTE, tanto numa transmissão *uplink* quanto numa transmissão *downlink*. Sobre essas condições, uma série de canais são transmitidos e o desempenho é observado. As condições de propagação previstas são detalhadas a seguir.

#### 3.3.2 Condições de propagação para terminais móveis

No LTE, três condições de propagação são especificadas para a avaliação de terminais móveis. O primeiro ambiente de propagação prevê somente condições estáticas de propagação, sem efeitos multicaminho. O segundo ambiente prevê um canal multicaminho especificado em termos de *tapped delay-lines*. O terceiro ambiente descreve um enlace entre a estação base e um trem em alta velocidade, onde somente o efeito Doppler é considerado. Todos os cenários acima levam em conta uma comunicação a múltiplas antenas. Visto que o modelo simulado não prevê um esquema de codificação espaço-temporal, a análise dos cenários não leva em conta as particularidades de um sistema MIMO. Um trabalho futuro consiste em adicionar um codificador/decodificador espaço-temporal no modelo atual, com o objetivo de verificar a conformidade total com a norma.

O primeiro ambiente de propagação consiste em um ambiente estático onde somente um ruído aditivo gaussiano branco é presente. Neste caso, nenhum efeito de desvanecimento ou multicaminho é previsto e o modelo se reduz ao caso de um canal AWGN.

O segundo ambiente de propagação leva em conta um canal multicaminho. No caso de um sistema a múltiplas antenas, um conjunto de matrizes de correlação (entre as antenas do dispositivo móvel e as antenas da estação base) é definido. Para sistemas SISO (*single-input single-output*), o ambiente é descrito somente como a combinação entre um perfil de atraso de potência e um espectro de potência Doppler (cf. subseção 2.1.3). A seleção dos perfis de atraso é dividida em três casos distintos: ambientes com baixo, médio e alto *delay spread*. A tabela abaixo mostra os modelos de canais previstos na norma LTE. Os modelos descritos no LTE são uma extensão de modelos já utilizados anteriormente. O modelo EVA, por exemplo, é uma extensão do modelo *Vehicular A* introduzido pela ITU na recomendação M.1225.

Cada modelo da tabela 3.6 contém um perfil de atraso descrito em função da atenuação relativa de cada *tap*. A tabela 3.7 mostra o perfil de atraso de potência para o modelo EVA.

Finalmente, cada perfil de atraso é associado a uma frequência máxima Doppler  $f_D$ . No LTE, cada *tap* possui um espectro Doppler definido como:

Tabela 3.6: Perfis de atraso de modelos de canal no LTE

Model	Number of channel taps	Delay spread r.m.s	Maximum excess tap delay (span)
Extended Pedestrian A (EPA)	7	45 ns	410 ns
Extended Vehicular A model (EVA)	9	357 ns	2510 ns
Extended Typical Urban model (ETU)	9	991 ns	5000 ns

Fonte: ETSI, 2013. p. 159.

Tabela 3.7: Modelo Extended Vehicular A (EVA)

Excess tap delay [ns]	Relative power [dB]
0	0.0
30	-1.5
150	-1.4
310	-3.6
370	-0.6
710	-9.1
1090	-7.0
1730	-12.0
2510	-16.9

Fonte: ETSI, 2013. p. 160.

$$S(f) \propto \frac{1}{\sqrt{(1 - \frac{f^2}{f_D^2})}} \text{ para } f \in -f_D, f_D \quad (3.9)$$

Sob a hipótese um espalhamento isotrópico (*isotropic scattering*) em modelos de Rayleigh ou Rician, pode-se mostra que o cálculo do espectro de potência Doppler  $S_c(\rho)$  (definida na equação 2.5) resulta na expressão acima. Neste caso,  $S(f)$  possui um espectro em formato de  $U$ . A combinação dos dois fatores, perfil de atraso e espectro Doppler, é mostrada na tabela 3.8.

Tabela 3.8: Combinação entre modelos de propagação e espectro Doppler

Model	Maximum Doppler frequency
EPA 5 Hz	5 Hz
EVA 5 Hz	5 Hz
EVA 70 Hz	70 Hz
ETU 70 Hz	70 Hz
ETU 300 Hz	300 Hz

Fonte: ETSI, 2013. p. 160.

A partir da análise dessas tabelas, percebe-se que o *delay* máximo introduzido pelo canal é de  $5 \mu s$  em um ambiente urbano típico. Neste caso, o prefixo cíclico normal, de duração igual a  $4,7 \mu s$ , não é suficiente para cobrir os  $5 \mu s$  de atraso introduzidos

pelo canal. Uma configuração de prefixo cíclico estendida é, portanto, necessária neste cenário. Observa-se, por fim, que a máxima frequência Doppler é de 300 Hz para um ambiente urbano típico (ETU). Neste caso, ela representa somente 2% do espaçamento entre as subportadoras OFDM.

O terceiro cenário modela um enlace entre uma estação base e um trem de alta velocidade. Neste caso, o canal não é multicaminho e contém apenas um *tap*. O *shift* Doppler  $f_s(t)$  é descrito em função da frequência máxima Doppler  $f_d$ :

$$f_s(t) = f_d \cos\theta(t) \quad (3.10)$$

Na equação 3.10, o ângulo  $\theta(t)$  varia em função do tempo, da distância inicial  $D_s$  do trem em relação à estação base e da distância mínima  $D_{min}$  entre a estação base e os trilhos. A frequência máxima Doppler varia conforme a banda LTE utilizada. A banda 7 do LTE, por exemplo, utiliza a faixa de frequência de 2620 MHz a 2690 MHz pra *downlink* e de 2500 MHz a 2570 MHz para *uplink*. Para um trem viajando a velocidade de 300 Km/h, o maior valor de  $f_d$  é dado por:

$$f_d = 2690 \frac{300}{1080} \approx 750 Hz \quad (3.11)$$

A figura 3.12 mostra a variação temporal do *shift* Doppler para  $D_s = 300$  m e  $D_{min} = 2$  m.

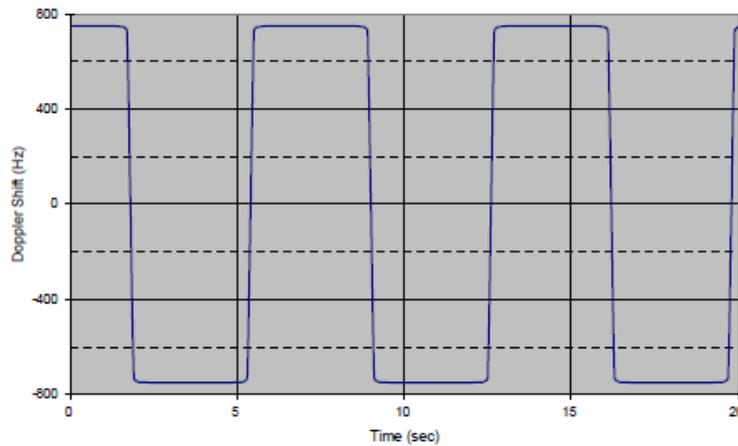


Figura 3.12: Trajetória do *shift* Doppler (ETSI, 2013)

### 3.3.3 Considerações finais

Com base nos cenários previstos na comunicação *downlink* do LTE, percebe-se que algumas adaptações são necessárias no modelo simulado. Na simulação do sistema em um canal AWGN, o cenário 1 se mostra totalmente adequado a esse propósito, onde um ruído gaussiano é adicionado ao sinal enviado.

Em (KOMNINAKIS; KIRSHMAN, 2004), aspectos envolvendo a implementação de um simulador de canal Rayleigh com espectro Doppler é abordada. Utilizando esse trabalho como ponto de partida, pode-se introduzir algumas modificações no modelo de canal multicaminho. Primeiramente, um conjunto de filtros Doppler pode ser adicionado ao modelo de forma que cada *tap* possua um espectro dado pela equação 3.9. Adicionalmente, o intervalo entre cada *tap* deve ser modificado de forma a representar os atrasos de cada

modelo. Neste caso, a utilização de um filtro FIR introduz uma resolução igual ao período de amostragem ( $1/7, 68 \text{ MHz}$ ). Outra opção seria aumentar a taxa de amostragem do sinal de entrada do canal. Assim, a resolução do filtro FIR aumenta proporcionalmente ao fator de *upsampling*. Finalmente, o modelo deve ser modificado para levar em conta a estimação da resposta em frequência do canal  $H(f)$ , que será utilizada na etapa de equalização. Observa-se que a inserção de um perfil Doppler e a variação entre os tempos de atraso são duas modificações que podem ser feitas de forma independente. O algoritmo de estimação de canal, por outro lado, irá variar em função do modelo de canal considerado.

Em relação à estimação de frequência, um estimador de Sandell aparenta ser suficiente para a maioria dos casos envolvendo um *shift* Doppler. Uma análise mais detalhada é necessária levando em conta o descasamento entre osciladores locais reais. Neste caso, a frequência residual total pode crescer significativamente. Por fim, estimadores adaptados ao LTE podem ser estudados em maiores detalhes levando em consideração as sequências de treinamento previstas pela norma.

Outra limitação do modelo simulado é a consideração de uma única banda de 5 MHz. Neste caso, modificações devem ser feitas, com base nas discussões levantadas e nos parâmetros estabelecidos na tabela 3.1, para que o subsistema OFDM contemple toda as larguras de banda previstas no LTE. Esta etapa inclui um bloco FFT de tamanho variável conforme a banda disponível.

Com base na discussão levantada sobre a utilização de FFTs de ponto fixo, é possível descrever cada bloco de processamento do sinal em aritmética de ponto fixo. Neste caso, o modelo em SystemVue pode ser utilizado para gerar uma descrição em linguagem de Hardware do transmissor e do receptor. Esta etapa é importante na passagem do modelo em nível sistema para uma implementação em hardware.

Por fim, a última limitação do subsistema de transmissão OFDM é em relação à ausência da etapa de codificação/decodificação espaço-temporal e de canal. Os canais lógicos pré-determinados para a análise de desempenho em LTE preveem a utilização de codificadores de canal em um sistema a múltiplas antenas. Portanto, um modelo completo de simulação da camada física do LTE engloba um subsistema de codificação/decodificação espaço-temporal e um subsistema de codificação/decodificação de canal. O estudo realizado no TCC 1 serve, neste contexto, como ponto de partida para a análise de tais blocos. Entretanto, imagina-se que as modificações apontadas acima serão suficientes para que o subsistema de transmissão OFDM esteja em conformidade com a norma.

## 4 CONCLUSÃO

O interesse pela norma LTE tende a crescer nos próximos anos em razão do advento das redes móveis de quarta geração. Neste contexto, o estudo do processamento digital contido na camada física é o ponto de partida para a implementação, a título acadêmico ou mesmo comercial, de circuitos digitais em conformidade com a norma. O entendimento das tecnologias presente no LTE também é necessário para acompanhar o avanço tecnológico na área visto que a evolução do LTE, conhecida como LTE-Advanced, prevê taxas de transmissão ainda maiores. Neste caso, o LTE-Advanced se baseia nos mesmos princípios do LTE e um maior bit rate é possível graças à utilização de mais antenas no modo MIMO.

No objetivo de contemplar as principais particularidades do padrão LTE, a metodologia utilizada baseou-se na recuperação dos documentos normativos, na absorção das técnicas utilizadas e, posteriormente, num estudo mais aprofundado de cada ponto, tendo como base artigos do IEEE e livros que são hoje referências em matéria de comunicação digital de dados.

A possibilidade de por todos esses conhecimentos em prática, dentro de um simulador a nível sistema, foi um aspecto primordial do trabalho. Graças ao tempo investido nessa tarefa, foi possível observar as limitações desse tipo de simulador e, principalmente, pode-se notar que esta etapa de simulação é fundamental na prática. Uma primeira análise sistêmica é seguidamente utilizada em projetos que envolvem a concepção de circuitos digitais voltados à comunicação de dados. Neste contexto, é importante conhecer tais ferramentas visto que elas permitirão uma primeira validação do sistema como um todo. Conclui-se que o conhecimento do fluxo de concepção de circuito digitais aliado a um entendimento global dos mecanismos de processamento de sinal em comunicação de dados é cada vez necessário no projeto de circuitos complexos.

Finalmente, dada a alta complexidade do padrão LTE, não foi possível contemplar todos os cenários de teste previstos pela norma. Entretanto, as modificações sugeridas neste trabalho permitirão o aperfeiçoamento do modelo com o objetivo final de atender o conjunto completo de especificações. Este trabalho pode ser, neste contexto, utilizado como ponto de partida para uma pesquisa mais aprofundada tanto em nível de graduação quanto em nível de mestrado.

## REFERÊNCIAS

- BIGLIERI, E.; PROAKIS, J.; S., S. Fading Channels: information-theoretic and communications aspects. In: INFORMATION THEORY, IEEE TRANSACTIONS ON. **Proceedings...** [S.l.: s.n.], 1998. v.44, n.6.
- COOLEY, J. W.; TURKEY, J. W. An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series. **Mathematics of Computation**, [S.l.], v.19, n.90, p.297–301, 1965.
- DU, J.; SIGNELL, S. **Classis OFDM Systems and Pulse Shaping OFDM/OQAM Systems**. Estocolmo, Suécia: KTH Rolay Institute of Technology, 2007.
- ETSI. **Physical channel and modulation. TS 36.211 version 8.9.0 Release 8**. [S.l.]: 3GPP LTE, 2010.
- ETSI. **User Equipment (UE) radio transmission and reception. TS 36.101 version 8.21.0 Release 8**. [S.l.]: 3GPP LTE, 2013.
- GOLDSMITH, A. **Wireless Communications**. [S.l.]: Cambridge University Press, 2005.
- ITU-R. **Guidelines For Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000**. M.1225.ed. [S.l.]: International Telecommunication Union, 1997.
- JAIN, R. **Channel Models A Tutorial**.
- KABAL, P.; SAYAR, B. **Rouding and Scaling in Fixed-Point FFT Implementations**. Montreal, Canadá: INRS-Télécommunications, 1985.
- KOMNINAKIS, C.; KIRSHMAN, J. F. **Fast Rayleigh fading simulation with an IIR filter and polyphase interpolation**.
- MEYR, H.; MOENECLAEY, M.; FECHTEL, S. A. **Digital Communication Receivers, Synchroniation, Channel Estimation, and Signal Processing**. 2nd.ed. USA: Addison-Wesley Publishing Company, 1997.
- MOOSE, P. H. A technique for Orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. In: COMMUNICATIONS, IEEE TRANSACTIONS ON. **Proceedings...** [S.l.: s.n.], 1994. v.42, n.10.
- MOSTOFI, Y.; COX, D. Mathematical analysis of the impact of timing synchronization errors on the performance of an OFDM system. **IEEE Transactions on Communications**, [S.l.], v.54, n.2, p.226–230, 2006.

NEE, R. v.; PRASAD, R. **OFDM for wireless multimedia communications**. [S.l.]: Artech House Publishers, 1999.

POLLET, T.; SPRUYT, P.; MOENECLAEY, M. The BER performance of OFDM systems using non-synchronized sampling. In: GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE, São Francisco, USA. **Proceedings...** [S.l.: s.n.], 1994.

SANDELL, M.; BEEK, J. v. d.; BÖRJESSON, P. O. Timing and Frequency Synchronization in OFDM Systems Using the Cyclic Prefix. In: INT. SYMP. ON SYNCHRONIZATION, Essen, Alemanha. **Proceedings...** [S.l.: s.n.], 1995. p.16–19.

SCHIMIDL, T. M.; COX, D. C. Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM. In: COMMUNICATIONS, IEEE TRANSACTIONS ON. **Proceedings...** [S.l.: s.n.], 1997. v.45, n.12.

TAYEBI, M.; BOUZIANI, M. Performance analysis of OFDM systems in the presence of Doppler-effect. **IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering**, [S.l.], v.4, n.3, p.24–27, 2013.

## **ANEXO : TRABALHO DE GRADUAÇÃO I**

# Camada física do padrão LTE com enfoque em demodulares OFDM

João Phellip de M. B. da Rocha<sup>1</sup>, Éric Ericson Fabris<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Instituto de Informática – Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS)  
Caixa Postal 15.064 – 91.501-970 – Porto Alegre – RS – Brazil

<sup>2</sup>Departamento de Engenharia Elétrica – Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS)

jpmbrocha@inf.ufrgs.br, eric.fabris@ufrgs.br

**Abstract.** *Thanks to the progress of signal processing techniques used in the physical layer of communication systems, wireless systems have been able to provide higher bit rates and more reliable links. In this context, the present Graduation Work covers firstly the study of LTE/4G physical layer, discussing some important techniques, such as channel coding, MIMO coding and OFDM modulation. Secondly, the implementation of an OFDM demodulator will be studied using a commercial tool for system level simulation. It follows that the Graduation Work 1 serves as a theoretical framework for the second phase focused upon the implementation.*

**Resumo.** *Graças ao avanço das técnicas de processamento de sinais utilizadas na camada física dos sistemas de comunicação, os sistemas sem fio vêm oferecendo taxas de transmissão cada vez maiores bem como um enlace cada vez mais confiável. Neste contexto, o presente Trabalho de Graduação aborda primeiramente o estudo da camada física do padrão LTE/4G debatendo algumas técnicas importantes como codificação de canal, codificação MIMO e modulação OFDM. Em seguida, a implementação de um demodulador OFDM será estudada utilizando uma ferramenta comercial para a simulação e análise a nível sistema. Segue que o Trabalho de Graduação 1 serve como fundamentação teórica para a segunda etapa do projeto focada na implementação.*

## 1. Introdução

O LTE (acrônimo para *Long Term Evolution*) é o padrão de comunicação móvel utilizado em redes celulares de quarta geração, conhecidas comercialmente por 4G. Desde a introdução da norma GSM (*Global System for Mobile Communication*) no início dos anos 90, os padrões de comunicação móvel destinados a redes celulares vêm evoluindo com o objetivo de oferecer taxas de transmissão de dados cada vez maiores. Podemos citar entre essas evoluções os padrões EDGE (*Enhanced Data GSM Environment*), extensão do GSM adaptada ao tráfego de dados, UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*), entre outros. Salienta-se que as redes celulares se

diferenciam das redes móveis locais, como o Wi-Fi, por oferecerem aos usuários uma zona de cobertura maior e por garantirem uma mobilidade geográfica importante através de mecanismos como o de handover [Stojmenovic 2002]. Neste contexto, o LTE é considerado o padrão mais atual em comercialização, além de reunir diversas técnicas de comunicações digitais desenvolvidas ao longo das últimas décadas.

Padrões de comunicação sem fio abrangem normalmente as duas primeiras camadas do modelo de referência OSI, ou seja, preveem as técnicas utilizadas para a transmissão e recepção do sinal, camada física, bem como o controle e o particionamento dos recursos entre os usuários, camada de enlace. Este trabalho é destinado exclusivamente ao estudo da camada física do LTE, mas os mecanismos de controle de enlace serão referenciados a medida do necessário com o objetivo de facilitar o entendimento das técnicas utilizadas e de explicitar a iteração entre as camadas.

Este trabalho está organizado da seguinte forma: o capítulo 2 apresenta o tratamento do sinal realizado na camada física, extraído da documentação do LTE. O acesso aos documentos é livre e pode ser feito na própria página ([3gpp.org](http://3gpp.org)) do grupo responsável pela redação da norma, o 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*). Ainda dentro do capítulo 2, uma atenção especial será dada à multiplexação OFDM. O capítulo 3 é destinado a uma breve introdução da ferramenta SystemVue que será utilizada na segunda etapa do trabalho. Finalmente, os capítulos 4, 5 e 6 têm por objetivo descrever como o Trabalho de Graduação 2 será organizado e quais são os objetivos a serem alcançados.

## 2. 3GPP 36 Series

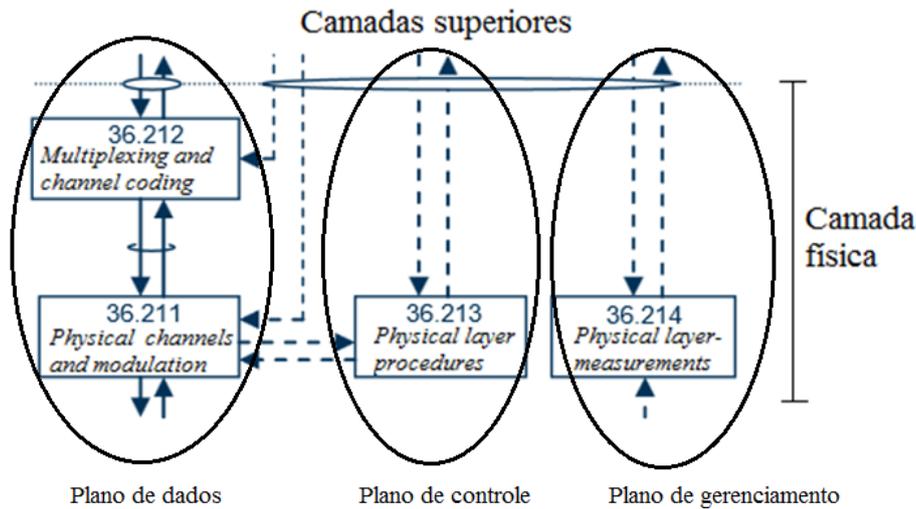
A camada física dos dispositivos móveis, também chamados de *user equipments* (UE), é descrita em diversos documentos compondo a série 36. O *release 8* da norma data de 2009, sendo que uma extensão, conhecida como LTE-Advanced, é descrita dos *releases* 9 a 11. A fim de evitar maiores confusões no que diz respeito à nomenclatura, o trabalho utilizará como base unicamente o conjunto de documentos que compõe o *release 8*.

Três documentos serão brevemente descritos ao longo do texto: *physical layer general description, multiplexing and channel coding* e *physical channels and modulation*. O primeiro explicita as funções da camada física enquanto os dois últimos detalham as etapas do processamento do sinal apresentando um conjunto das técnicas utilizadas. Além deles, a camada física conta ainda com mais duas especificações que não serão abordadas no trabalho: *physical layer procedures* e *physical layer measurements*. O conjunto desses documentos descreve o comportamento completo da camada física do LTE. A figura 1 mostra a iteração que ocorre na camada física entre os diferentes blocos descritos em cada documento.

### 2.1. Physical layer general description

Esse documento tem por objetivo listar os serviços que a camada física oferece às camadas superiores. É função da camada física a realização das seguintes funções a fim de oferecer o serviço de transporte de dado: detecção de erros; codificação e decodificação de canal; *hybrid* ARQ com combinação do tipo *soft*; adaptação de taxa de código; mapeamento dos canais de transporte em canais físicos; controle da potência emitida nos canais físicos; modulação e demodulação dos canais físicos; sincronização

em tempo e em frequência; medição das características rádio; processamento MIMO (*Multiple-input and multiple-output*); diversidade em transmissão; beamforming e, finalmente, processamento em radiofrequência (RF). Os procedimentos de controle de potência, monitoramento e medição de características rádio, beamforming e processamento RF fogem do escopo do trabalho e não serão analisados. A etapa de sincronização será abordada em mais detalhes durante o Trabalho de Graduação 2.



**Figura 1. Documentos que descrevem a camada física do LTE**

Numa rede celular, a transmissão de dados pode ser feita em dois sentidos: da estação de base ao UE (*downlink*) ou vice-versa (*uplink*). No LTE, um fluxo de informação na camada física é chamado de canal físico, onde mensagens de dado e de sinalização são carregadas. Em uma transmissão *downlink*, seis canais físicos diferentes são previstos: *physical broadcast channel*, *physical control format indicator channel*, *physical downlink control channel*, *physical hybrid ARQ indicator channel*, *physical multicast channel* e *physical downlink shared channel*. Já no modo *uplink*, três canais físicos são utilizados: *physical uplink shared channel*, *physical uplink control channel* e *physical random access channel*. Ademais, o acesso múltiplo em *downlink* é do tipo OFDMA (*Orthogonal frequency-division multiple access*) ao passo que, em *uplink*, ele é do tipo SC-FDMA (*Single-carrier frequency-division multiple access*). Como consequência, o UE deve ser capaz de sincronizar e demodular um sinal do tipo OFDM enviado pela estação base (BS).

O LTE prevê métodos de duplexagem tanto em frequência (*Frequency-division duplexing* ou FDD) quanto em tempo (*Time-division duplexing* ou TDD). A duplexagem em frequência implica que a transmissão *downlink* ocorre numa faixa de frequência diferente da transmissão *uplink*. No caso de uma duplexagem em tempo, a mesma faixa de frequência é compartilhada entre *downlink* e *uplink* ao passo que intervalos de tempo são alternadamente alocados para transmissão e recepção.

O processamento do sinal proveniente da camada MAC pode ser dividido nas seguintes etapas: codificação de canal, mapeamento I/Q, codificação MIMO e modulação banda base dos canais físicos. As seções a seguir abordarão tais etapas e, à

medida que cada uma dela é detalhada, alguns dos desafios encontrados no tratamento do sinal em recepção serão apresentados.

## 2.2. Multiplexing and channel coding

O objetivo desse documento é explicitar as técnicas de codificação de canal utilizadas pelos canais físicos do LTE. Os dados de entrada desta etapa são as tramas de bits enviadas pela camada de enlace. Os dados resultantes também são do tipo binário e servem como *inputs* para a etapa de modulação digital. Assim, o documento descreve alguns procedimentos gerais de codificação, *rate matching* e embaralhamento de bits (*scrambling*). Na prática, nem todos os blocos contidos nesta etapa são utilizados em todos os canais físicos LTE, ou seja, há configurações mais simples e mais complexas dependendo do tipo de informação a ser veiculada. Consequentemente, um enfoque será dado aos procedimentos gerais sem entrar no detalhe de cada configuração.

**Codificação de canal.** Nesta etapa, os bits de informação são codificados no intuito de diminuir a taxa de erros na recepção. Ao publicar “*A mathematical theory of communication*” na década de 40, Claude Shannon definiu as bases do que é hoje conhecido por teoria da informação. Shannon estabelece que seja possível transmitir a informação a uma taxa  $B$  através do canal com uma frequência de erros tão pequena quanto se queira, na condição de se utilizar uma codificação adequada. Esta afirmação é válida somente para uma taxa  $B$  menor que o limite fundamental definido como capacidade do canal [Shannon 1948]. Visto que a capacidade do canal é definida em termos da entropia, no sentido estatístico, entre receptor e transmissor, a capacidade teórica do canal pode ser deduzida em termos das figuras de mérito de cada modelo de canal utilizado (canal binário simétrico, canal aditivo gaussiano, canal MIMO, etc.) como, por exemplo, banda disponível (BW) e relação sinal ruído (SNR). Neste contexto, o codificador de canal tem por função adaptar a informação binária ao canal de propagação de forma que o decodificador de canal possa recuperar a informação enviada.

Na prática, a codificação de  $m$  bits de informação resulta em uma palavra de código de  $n$  bits, onde a razão  $m/n$  é a taxa de código. Bits de redundância são acrescentados à sequência de bits originais com o intuito de permitir a recuperação de alguns dos bits de informação errados na recepção e, portanto, a taxa de bits é um número menor do que a unidade. Quanto ao processo de correção de erros, a norma LTE define dois tipos de códigos corretores de erros que apresentam bons desempenhos nos canais de propagação de rádio encontrados na prática. São eles: códigos convolucionais e códigos turbo.

Primeiramente, os códigos convolucionais são códigos no qual o codificador mapeia um fluxo de bits em outro fluxo de bits através de um banco de registradores de deslocamento que funcionam como um filtro linear [Richardson and Urbanke 2007]. Códigos convolucionais foram inicialmente previstos na década de 50 por Peter Elias, entretanto a alta capacidade computacional necessária para a etapa de decodificação tornava o seu uso inviável. Somente na década de 90 o seu estudo foi retomado devido à considerável evolução da capacidade computacional embarcada em dispositivos de comunicação permitindo, assim, que houvesse uma aplicação prática ao código. Dentro

do padrão LTE, os códigos convolucionais são previstos somente para os canais que veiculam informações de controle.

Já os códigos do tipo turbo são construídos a partir da concatenação de códigos convolucionais. Eles surgiram na década de 90 como uma evolução dos códigos convolucionais dado seu desempenho superior. Eles são famosos por serem considerados os primeiros códigos práticos que se aproximam da capacidade de canal definida por Shannon [Berrou, Glavieux and Thitimajshima 1993]. Dentro do padrão LTE, os códigos turbo são previstos para os canais de transporte de dados. A norma especifica a taxa de código, as condições iniciais dos registradores bem como a arquitetura do codificador para ambos os códigos.

Finalmente, fica a critério dos projetistas do receptor LTE definir os algoritmos que os decodificadores de canal utilizarão na recepção. Genericamente, decodificadores de canal podem ser divididos em duas classes: decodificadores *hard-decision* e decodificadores *soft-decision*. Decodificadores do tipo *soft* possuem um desempenho superior se comparados aos do tipo *hard*, mas em contrapartida necessitam de uma capacidade de processamento muito mais significativa. Isto se deve ao fato que entrada de um decodificador *soft* é a própria amostragem do sinal ao passo que os decodificadores *hard* utilizam como entrada a quantização desses valores amostrados (valores binários). Como consequência, uma parcela da informação referente ao posicionamento do sinal amostrado dentro da constelação I/Q é perdida na decodificação *hard*, devido ao truncamento.

**Rate matching.** *Rate matching* é a etapa na qual a taxa de código pode ser adaptada seja ao adicionar bits extras ou ao remover bits de paridade. Em redes celulares, é comum a utilização de uma adaptação de enlace no intuito de variar o sinal enviado a um *user equipment* levando em conta às variações no canal de comunicação. O método de adaptação do enlace utilizado em redes LTE é o AMC (*Adaptation Modulation and Coding*), onde a ordem da modulação e a taxa de código variam para cada usuário da célula. Neste contexto, um codificador (no caso do LTE ela é de 1/3) associado a um circuito de *rate matching* permite uma codificação adaptável às condições do canal [Motorola 2000].

**Entrelaçamento de bits.** O entrelaçamento é utilizado no intuito de deixar a codificação de canal mais robusta com respeito às erros em rajada (*burst errors*). Em ambientes indoor e ambientes do tipo NLOS (*Non-line-of-sight*), onde não há visão direta entre transmissor e receptor, o desvanecimento de Rayleigh é o modelo estatístico que melhor descreve os efeitos de degradação do sinal. Uma característica desse modelo é que, durante uma determinada janela temporal, o enlace de comunicação pode vir a ser muito ruim. Em outras palavras, a combinação linear das múltiplas trajetórias do sinal pode acarretar num sinal útil muito fraco na recepção, misturando-se facilmente ao ruído aditivo e dificultando a recuperação de símbolos. Logo, durante esta janela, o decodificador de canal pouco pode fazer para recuperar os erros dentro de um bloco transmitido por tal canal.

Uma alternativa a esse problema é entrelaçar diversos blocos decodificados antes de transmiti-los: desta forma o efeito de um canal de má qualidade é repartido entre cada bloco. Como o decodificador de canal atua sobre um determinado bloco, após desentrelaçar-se os blocos em recepção, ele enxergará alguns blocos contendo posições

enviadas durante a janela, logo que se confundem ao ruído, mas observará outras posições que não sofreram com a propagação do canal e, portanto, a tarefa de decodificar a mensagem torna-se mais eficiente.

No LTE, o entrelaçamento de códigos turbo é feito dentro do próprio bloco de codificação através de um entrelaçador QPP (*Quadratic permutation polynomial interleaver*). Para alguns canais físicos que implementam a codificação convolucional, um entrelaçador externo é utilizado após a etapa de *rate matching*.

### 2.3. Physical channels and modulation

Como visto anteriormente, o sinal em banda base representando um canal físico de *downlink* e o sinal banda base representando um canal físico de *uplink* são diferentes decorrente do fato do sinal ser modulado utilizando as técnicas OFDM (*downlink*) ou SC-FDM (*uplink*).

O sinal do tipo OFDM apresenta um alto PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) o que necessita de amplificadores de potência com um índice alto de linearidade (baixa intermodulação). A fim de reduzir a complexidade do amplificador de potência de transmissão, escolheu-se o SC-FDM como sendo a técnica de modulação do sinal em banda base utilizado nos dispositivos móveis, ao passo que o OFDM é utilizado na transmissão realizada pelas estações de base, onde o consumo de potência pode ser maior, assim como um circuito de correção de linearidade normalmente pode ser empregado [Myung, Lim and Goodman, 2006].

O sinal representando um canal físico é gerado com base nas seguintes etapas de processamento: embaralhamento dos bits codificados; modulação digital gerando símbolos pertencentes a uma constelação complexa; mapeamento dos símbolos em camadas de transmissão; codificação MIMO dos símbolos mapeados; mapeamento em recurso físico e geração do sinal OFDM/SC-FDM em cada porta. A figura 2 mostra o fluxo do sinal estabelecido pela norma. A seguir descrevem-se brevemente cada uma das etapas acima.

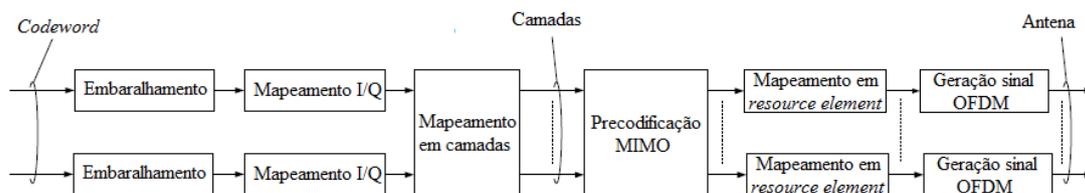


Figura 2. Processamento de um canal físico LTE

**Embaralhamento e modulação digital.** Após a etapa de codificação, a norma LTE prevê uma etapa de embaralhamento dos bits. Na prática, esta etapa tem por função evitar longas sequências de zeros e uns. Dado que a codificação de linha é realizada após este processo, a utilização do embaralhador permite que algumas tarefas sejam facilitadas na recepção, como a recuperação de relógio, controle automático de ganho, entre outras envolvendo circuitos sensíveis a longas sequências de zeros e uns. Os bits resultantes deste processo são associados aos símbolos pertencentes à constelação I/Q segundo os esquemas de modulação previstos para cada canal físico. A norma prevê os seguintes mecanismos de modulação: BPSK (*Binary phase shift keying*), QPSK (*Quadrature*

*phase shift keying*), 16QAM (*Quadrature amplitude modulation*) e 64QAM, onde 1, 2, 4 e 8 são a quantidade de bits associados a cada símbolo, respectivamente. Novamente, a utilização de um determinado grau de modulação dependerá da qualidade do enlace, segundo a técnica AMC.

**Mapeamento em camadas e codificação MIMO.** Os símbolos resultantes são, por sua vez, mapeados em uma ou mais camadas lógicas, onde a quantidade de camadas depende do número de antenas utilizado em transmissão. O número de antenas em transmissão varia entre 1, 2 e 4 no release 8 do LTE. Além do mais, a norma prevê tanto multiplexagem espacial quanto diversidade em transmissão. A multiplexagem espacial utiliza códigos espaço-temporal que permitem aumentar o bitrate da comunicação, enquanto a diversidade em transmissão utiliza códigos espaço-temporal que permitem aumentar o ganho em diversidade do sistema, ou seja, diminuir a probabilidade de erro na recepção [Bliss Forsythe and Chan 2005].

No caso de uma configuração MIMO contendo duas antenas em transmissão, o LTE prevê um código do tipo VBLAST (*Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time*) para multiplexagem espacial e um código do tipo Alamouti para diversidade temporal. Considere o exemplo de um terminal móvel contendo duas antenas em recepção e que se encontra distante da estação base. Neste cenário, um baixo SNR força o receptor a utilizar uma QAM com baixa ordem de modulação (número de elementos na constelação I/Q) no intuito de minimizar os erros na etapa de demodulação. Uma maneira de aumentar o bitrate da comunicação é utilizar uma codificação MIMO 2x2 (duas antenas em transmissão e duas em recepção) com código VBLAST. Este código é voltado exclusivamente a multiplexagem espacial, portanto não havendo diversidade em transmissão e com ganho total resumido à quantidade de antenas em recepção (portanto ganho de diversidade igual a 2). Na prática, isto implica que a probabilidade de erro decai duas vezes mais rápida (em um escala logarítmica) em função do SNR, quando comparada ao caso SISO (uma antena em transmissão e uma antena em recepção).

O LTE utiliza um alfabeto de códigos com o objetivo de diminuir o *feedback* presente no esquema MIMO de loop fechado [Wang, Wu and Zheng 2010]. Assim, o transmissor escolhe dentro do livro qual o código a ser utilizado, o que permite uma flexibilidade na escolha da pré-codificação MIMO. Além dos códigos descritos acima, o LTE prevê outros códigos para esquemas MIMO de quatro antenas em transmissão. Finalmente, um esquema de diversidade de atraso cíclico (CDD), adaptado a sistemas OFDM, é previsto. Ele transforma a diversidade espacial em diversidade frequencial, o que possibilita ganho em diversidade mesmo em sistemas SISO [Jing and Xu 2008].

Os decodificadores espaço-temporal ótimos implementam a decodificação por máxima verossimilhança, onde a estimação dos símbolos enviados é aquela que maximiza a probabilidade de tais símbolos serem enviados condicionada ao conhecimento dos símbolos observados na recepção. Neste grupo estão inclusos os algoritmos de decodificação por esferas (SD) e o algoritmo de Schnorr-Euchner (SE). A complexidade de tais algoritmos depende do tamanho da constelação I/Q e do SNR, onde [Rekaya and Belfiore 2003] mostra que as complexidades deles são muito próximas, com uma pequena vantagem para o decodificador SE. Alternativamente, decodificações subótimas utilizando combinações de detectores do tipo ZF (*zero forcing*) e MMSE (*minimum mean square error*) também podem ser utilizados e suas performances dependem do tipo

de código utilizado. No caso de uma codificação Alamouti, a decodificação por máxima verossimilhança se resume a um detector do tipo ZF o que representa uma complexidade baixa no circuito de recepção [Proakis 2008]. Finalmente, os algoritmos implementados no receptor podem ser combinados com os algoritmos de codificação de canal com o objetivo de minimizar a complexidade do sistema guardando um desempenho mínimo desejado.

Na prática, a complexidade de decodificação pode ser repartida entre os decodificadores MIMO (diversidade espacial) e os decodificadores de canal visando um desempenho global satisfatório, uma vez que a codificação MIMO permite melhorar o desempenho em termos de probabilidade de erro.

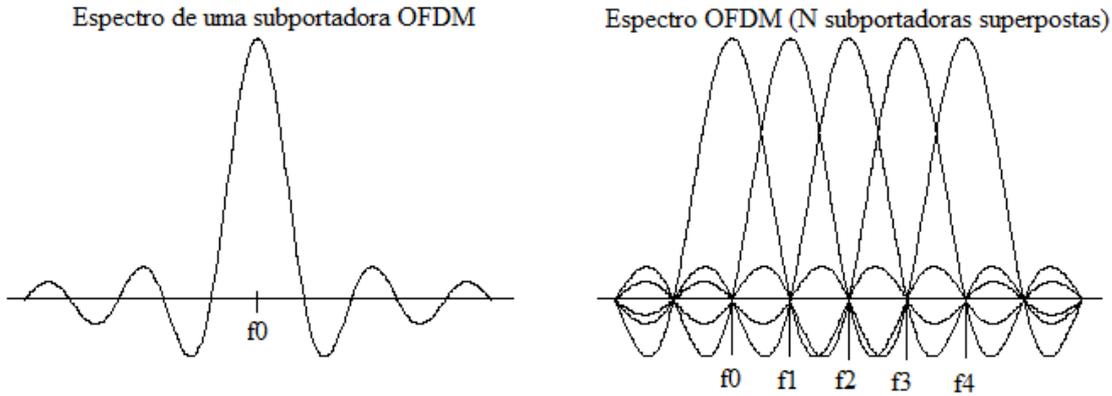
**Mapeamento em recursos físicos e geração do sinal OFDM.** Os símbolos de saída do codificador espaço-temporal são mapeados em recursos físicos. Isto significa que eles são associados a uma determinada subportadora OFDM e a um determinado *slot* temporal. A seguir, a motivação do porque empregar uma modulação OFDM será abordada.

Em canais do tipo gaussiano, o critério de Nyquist estabelece como os filtros de formatação do pulso de transmissão (*pulse-shaping*) devem ser construídos para que o problema de interferência intersimbólica (IIS) não exista nos momentos ideais de amostragem e, desta forma, a utilização de um simples detector de limiar na recepção permite a estimação ótima dos símbolos enviados. O sinal em recepção é composto pela combinação no tempo de diversos símbolos formatados em sequência e a interferência intersimbólica ocorre quando os símbolos misturem-se de forma que a decisão sobre um símbolo é afetada pelos símbolos anteriores.

No caso de ambientes de propagação NLOS, o modelo de Rayleigh é normalmente utilizado para descrever a variação na amplitude do sinal que se propaga nesses canais. As performances reais de um detector de limiar nestas condições podem ser drasticamente reduzidas até mesmo tornando o detector inutilizável. Isto se dá ao fato de que, em canais a múltiplos caminhos, os efeitos de *fading* são traduzidos em IIS e um tratamento de equalização se torna necessário em recepção. A equalização tem como função estimar os símbolos precedentes de maneira a compensá-los e permitir que o efeito de IIS seja minimizado no momento da detecção dos símbolos. Na prática, a equalização é um processo de alta complexidade computacional e que depende normalmente do desempenho do estimador de canal. Como exemplo, podemos citar o equalizador MMSE (*Minimum Mean Square Error*) que depende justamente da estimação prévia do canal de propagação [Junqiang Shen 2000]. Neste contexto, a modulação OFDM foi introduzida como uma alternativa ao processo de equalização.

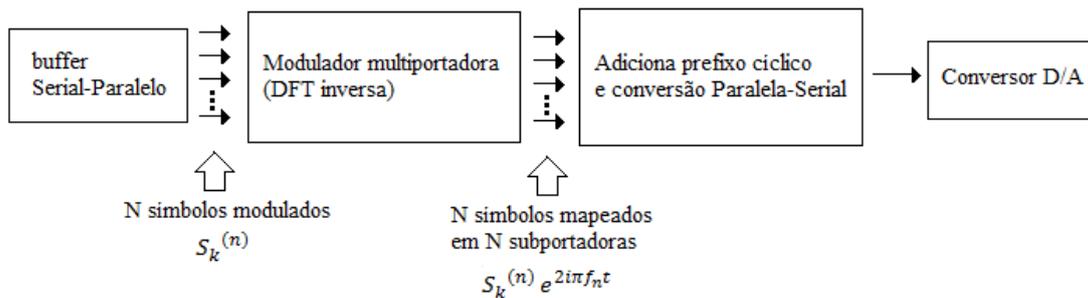
O efeito de *fading* está relacionado à seletividade em frequência do canal de propagação, ou seja, à variação da amplitude do canal em função da frequência. A ideia por trás do OFDM é justamente dividir o sinal enviado em diversos sinais cada um ocupando uma banda pequena, dentro da qual a resposta em frequência do canal possa ser considerada como constante. Assim, o sinal é composto de diversas subportadoras dentro das quais o problema de IIS é minimizado e a etapa de equalização não é mais necessária. Para que não haja interferência entre as subportadoras, é necessário que elas sejam ortogonais tanto em tempo quanto em frequência. O espaçamento entre cada subportadora bem como o intervalo de guarda entre dois símbolos OFDM consecutivos

devem ser escolhidos de forma que essas ortogonalidades sejam respeitadas. O intervalo de guarda é conhecido como prefixo cíclico do OFDM dentro do qual os símbolos enviados são uma repetição dos símbolos enviados anteriormente de forma que não haja superposição entre dois símbolos OFDM consecutivos. A figura 3 mostra o espectro OFDM composto de cinco subportadoras superpostas.



**Figura 3. Espectro OFDM composto de N subportadoras**

A soma dos N sinais em cada subportadoras forma um símbolo OFDM. Na prática, um buffer é utilizado para reagrupar os símbolos modulados e, em seguida, tais símbolos são modulados utilizando uma decomposição frequencial equivalente ao processo de Transformada de Fourier Discreta inversa. No final, o prefixo cíclico é acrescentado formando o sinal OFDM em banda base. O 3GPP propõe os seguintes parâmetros OFDM para o LTE: prefixo cíclico entre 144 e 1024 símbolos, espaçamento entre as subportadoras de 15 ou 7,5 MHz para um N igual a 2048 ou 4096, respectivamente. A figura 4 mostra o processo de geração do sinal OFDM.



**Figura 4. Modulação do sinal OFDM**

Em comparação ao OFDM, o SC-FDM apresenta uma estrutura similar de modulação e demodulação a exceção de um bloco DFT presente antes do mapeamento das subportadoras [Myung, Lim and Goodman 2006]. A modulação SC-FDM apresenta desempenho e complexidade similar ao OFDM, entretanto a principal vantagem é o baixo PAPR do sinal transmitido o que justifica sua utilização nos terminais móveis LTE.

A segunda etapa do trabalho de graduação focará essencialmente no problema de demodulação e sincronização em OFDM. Visto que a utilização do OFDM repousa sobre a ortogonalidade em tempo e em frequência, existem dois fatores que afetam

consideravelmente o desempenho do sistema: o *offset* entre as frequências de amostragem (SFO) e o *offset* de frequência portadora (CFO). O SFO refere-se à diferença entre as frequências de amostragem do transmissor e do receptor, o que leva à perda de ortogonalidade entre as subportadoras. O CFO, por sua vez, refere-se à presença de uma componente frequencial em banda base devido à soma de dois efeitos: o efeito Doppler e a diferença de precisão entre os osciladores locais do transmissor e do receptor. Portanto, uma etapa de sincronização é necessária com o intuito de estimar e compensar estes efeitos.

Dentro da ideia de dividir o sinal a ser enviado em N componentes independentes, a multiplexação baseada em OFDM é imediata: cada usuário possui um conjunto de subportadoras alocadas para a comunicação com a estação base. Caso o usuário requirite um bit rate maior, a estação base alocará um número maior de subportadoras e o bitrate global será conseqüentemente maior. Além disso, o canal de propagação varia de acordo com a subportadora e logo o OFDM permite que diferentes ordens de modulação sejam utilizadas em cada subportadora permitindo uma melhor adaptação às condições de propagação.

A etapa de *upconversion* é a última no tratamento digital do sinal dentro da qual o sinal OFDM é separado nas componentes em fase e quadratura que serão transpostas de banda base à banda portadora e que será posteriormente encaminhada ao bloco modulador. O sinal está assim pronto para ser convertido no domínio analógico e ser tratado pelo *front-end* RF.

O próximo capítulo é destinado à introdução da ferramenta SystemVue, que permite a modelagem de um sistema de comunicação digital a partir de bibliotecas pré-definidas ou da descrição de novos blocos utilizando uma linguagem própria de tratamento de sinal.

### **3. Introdução ao SystemVue**

O SystemVue é um software de *design* eletrônico em nível sistêmico (*Electronic System Level design software*) que pode ser usado na modelagem de inúmeros sistemas, dentre eles os de comunicação de dados. Os sistemas são descritos através de um diagrama de blocos responsáveis pelo processamento de sinais. Outros softwares podem ser utilizados para esse fim, como as ferramentas Matlab/Simulink e GNURadio. Uma das vantagens do SystemVue reside no fato de que existem bibliotecas disponíveis para o design e a simulação de diversos padrões de comunicação de dados sem fio em diferentes ambientes de propagação. Além disso, o SystemVue possibilita que transmissores e receptores RF sejam modelados utilizando algumas figuras de mérito, como ponto de interceptação de terceira ordem (IIP3), figura de ruído, entre outros. Portanto, simulações mais realistas podem ser realizadas utilizando uma modelagem em nível sistema (banda base) aliada a blocos RF que degradam o sinal recebido.

Assim como o Simulink utiliza a linguagem Matlab para descrição de seus blocos, o SystemVue possui uma linguagem própria chamada MathLang. Através dela, blocos de processamento de sinal mais complexos podem ser construídos. Na etapa 2 do trabalho de Graduação, o objetivo principal é a modelagem em banda base de um demodulador OFDM. Neste contexto, o SystemVue será utilizado para a descrição do demodulador e para a definição de cenários de teste. O SystemVue fornece a biblioteca *3GPP LTE*

*Baseband Verification Library* como base para o design de sistemas LTE e, portanto, os modelos descritos nesta biblioteca servirão de base para a comparação de desempenho dos algoritmos de sincronização CFO e SFO.

#### **4. Objetivo e organização do trabalho**

A partir deste trabalho de pesquisa e do estudo bibliográfico efetuado durante a Etapa 1 do Trabalho de Graduação, construiu-se o arcabouço de conhecimento para, na segunda fase, analisar detalhadamente as técnicas empregadas na sincronização e demodulação do sinal OFDM na etapa de recepção. Neste contexto, o design de uma arquitetura robusta aos efeitos de CFO e SFO é imprescindível para o bom funcionamento de um receptor baseado em OFDM.

A meta estabelecida é desenvolver, utilizando o SystemVue, um bloco de sincronização e demodulação OFDM em nível sistema visando futuros projetos de receptores digitais baseados em OFDM. De maneira concreta, se por um lado o entendimento das técnicas ajudará na compreensão dos problemas recorrentes a sincronização, por outro lado a validação de um bloco OFDM permite que outros sistemas além do LTE possam ser projetados. Como exemplo, o padrão de televisão digital DAB, o Wi-Fi e mesmo o Wimax são baseados em OFDM.

#### **5. Metodologia**

No objetivo de alcançar a meta estabelecida, a seguinte metodologia será utilizada.

- 1. Estudo:** etapa destina à análise teórica dos principais algoritmos encontrados na literatura. O objetivo é de compreender o mecanismo de sincronização e de ser capaz de aplicar um filtro de sincronização em um sistema baseado em OFDM.
- 2. Análise:** etapa onde os algoritmos serão simulados dentro de determinados cenários de teste padronizados. O objetivo é descrever precisamente o desempenho de cada algoritmo em função de métricas como a figura de ruído do receptor RF por exemplo. Nesta etapa, a utilização da ferramenta SystemVue é prevista.
- 3. Avaliação dos resultados:** etapa destina a uma análise crítica dos resultados gerados na etapa de simulação em comparação com o desempenho teórico anunciado e normatizado. Nesta etapa, os prós e contras de cada uma das arquiteturas implementadas deverão ser analisadas e comparadas.

No momento, a etapa 1 está em desenvolvimento de acordo com o cronograma estipulado abaixo.

#### **6. Cronograma**

Visando o bom andamento do trabalho durante o segundo semestre, o cronograma a seguir foi estabelecido:

**Tabela 1. Cronograma do TG2**

<b>Etapas</b>	<b>Setembro</b>	<b>Outubro</b>	<b>Novembro</b>	<b>Dezembro</b>
1	X	X		
2		X	X	
3				X

## **7. Considerações finais**

A redação deste trabalho foi uma forma de sistematizar os principais conceitos presentes na área de comunicação digital sem fio e também de verificar como essas competências estão interligadas na formulação de uma norma. O aprendizado da ferramenta SystemVue foi igualmente proveitoso na medida em que a experiência permitiu aproximar conceitos teóricos de um ambiente de simulação utilizado na prática por construtores e fabricantes de equipamentos telecomunicações. Portanto, as expectativas para a continuação do trabalho não poderiam ser maiores devido aos desafios propostos e as metas traçadas.

## **Referências**

- Berrou, C., Glavieux, A., & Thitimajshima, P. (1993). Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. *IEE International Conference on Communications* .
- Bliss, D. W., Forsythe, K. W., & Chan, A. M. (2005). MIMO Wireless Communication. *Lincoln Laboratory Journal* .
- Cheng, J.-F., Nimbalkar, A., Blankenship, Y., Classon, B., & Blankenship, T. K. (2008). Analysis of circular buffer rate matching for LTE Turbo Code. *Vehicular Technology Conference* .
- ETSI. (2009). *3GPP TS 36.201 Long Term Evolution (LTE) physical layer general description*. Biarritz: 3GPP.
- ETSI. (2009). *3GPP TS 36.211 Physical channel and modulation*. Sanya: 3GPP.
- ETSI. (2009). *3GPP TS 36.212 Multiplexing and channel coding*. Sanya: 3GPP.
- ETSI. (2009). *3GPP TS 36.213 Physical layer procedures*. 3GPP.
- ETSI. (2009). *3GPP TS 36.214 Physical layer measurements*. 3GPP.
- ETSI. (2009). *Long Term Evolution (LTE) physical layer general description*. Biarritz: 3GPP.
- Jaldén, J., & Ottersten, B. (2005). On the Complexity of Sphere Decoding in Digital Communications. *IEE Transactions on Signal Processing* .

- Jing, J., & Xu, J. (2008). The Scheme of MIMO-OFDM Linear Precoding Based on CDD. *International conference on wireless communication, networking and mobile computing*. Dalian.
- Junqiang Shen, Z. D. (2000). Direct Blind MMSE Channel Equalization Based on Second Order Statistics. *IEEE Transaction on Signal Processing* .
- Motorola. (2000). *Adaptative Modulation and Coding*. Estocolmo: TSG Radio Access Network Group.
- Myung, H., Lim, J., & Goodman, D. (2006). Single Carrier FDMA for uplink wireless transmission. *Vehicular Technology Magazine* .
- (2008). In: J. G. Proakis, *Digital Communication Fifth Edition* (pp. 1007-1010). McGraw-Hill.
- Rekaya, G., & Belfiore, J.-C. (2003). On the complexity of ML lattice decoders for decoding linear full rate space-time codes. *IEEE International Symposium on Information Theory* .
- (2007). In: T. Richardson, & R. Urbanke, *Modern Coding Theory* (pp. 335-339).
- Shannon, C. E. (1948). A Mathematical Theory of Communication. *The Bell System Technical Journal* .
- Stojmenovic, I. (2002). *Handbook of Wireless Networks and Mobile Computing*. WILEY.
- Wang, J., Wu, M., & Zheng, F. (2010). The Codebook Design for MIMO Precoding Systems in LTE and LTE-A. IEEE.