

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

ANDRÉ MICHIELIN CÂMARA

PROJETO DE DIPLOMAÇÃO

SINCRONIZAÇÃO DE REDES DE PACOTES OFDM

Porto Alegre

2010

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL

ESCOLA DE ENGENHARIA

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

SINCRONIZAÇÃO DE REDES DE PACOTES OFDM

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

ORIENTADOR: Roger Pierre Fabris Hoefel

Porto Alegre

2010

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

ANDRÉ MICHIELIN CÂMARA

SINCRONIZAÇÃO DE REDES DE PACOTES OFDM.

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

Orientador: _____

Prof. Dr. Roger Pierre Fabris Hoefel

Doutor em Engenharia Elétrica, UNICAMP – Campinas, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Roger Pierre Fabris Hoefel

Doutor em Engenharia Elétrica, UNICAMP – Campinas, Brasil

Prof. Dr. Álvaro Augusto Almeida de Salles

Doutor em Ciências, London University – Londres, Inglaterra

Eng. Evandro Bender

Mestre em Ciência da Computação, UFRGS – Porto Alegre, Brasil

Porto Alegre, Julho de 2010.

RESUMO

Este documento apresenta os resultados de estudos e simulações a respeito da sincronização de redes de pacotes OFDM. A sincronização é uma tarefa essencial para a correta recepção de pacotes, sendo assim necessário verificar a influência de diferentes algoritmos sobre o desempenho do sistema, bem como avaliar o comportamento em diferentes tipos de canais. Também é premente avaliar o efeito da sincronização sobre a compatibilidade legada entre os padrões IEEE 802.11a e IEEE 802.11n, usados como base deste estudo. Para isto, utiliza-se um simulador desenvolvido em Matlab, que permite a simulação de dois algoritmos de sincronização: algoritmo de autocorrelação e algoritmo de correlação cruzada. Os resultados obtidos foram validados por meio de equações analíticas e comparação com resultados já disponíveis na literatura. Verificou-se que o uso de diferentes tipos de algoritmos modifica enormemente o desempenho do sistema, principalmente quando o número de antenas é aumentado.

Palavras-chaves: sincronização; OFDM; correlação cruzada; autocorrelação; 802.11a; 802.11n

ABSTRACT

This document presents the results of a study about synchronization in OFDM packet networks. The synchronization is an essential task performed during the packet reception, being necessary to evaluate the influence of different algorithms over the system performance, as well to verify the effect over different channels. It is also essential to verify the system behavior regarding the legacy compatibility between IEEE 802.11a and IEEE 802.11n WLANs standards, which were used in this study. To achieve the proposed objectives, it is used a Matlab simulator which can simulate two synchronization algorithms: auto-correlation scheme and cross-correlation scheme. The results were validated using analytical equations and comparison with results shown in the literature. The presented results show that synchronization has a big influence over the system performance, mainly with the increase in antennas number.

Keywords: synchronization; OFDM; cross-correlation scheme; auto-correlation scheme; 802.11a; 802.11n.

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Parâmetros do padrão IEEE 802.11a.....	28
Tabela 2.2: Tabela de codificação da modulação BPSK.....	42
Tabela 2.3 - Avanço cíclico para diferentes números de antenas.....	46
Tabela 4.1 - Funções auxiliares do simulador.....	84
Tabela 4.2 - Funções do transmissor.....	85
Tabela 4.3 - Funções do canal.....	85
Tabela 4.4 - Funções do receptor.....	86
Tabela 4.5 - Tabela comparativa para o canal AWGN considerando uma taxa de erro no campo SIG de 1%.....	91
Tabela 4.6 - Tabela comparativa de desempenho em um canal com desvanecimento suave para uma taxa de erro de referência de 1%.....	94
Tabela 4.7 - Tabela comparativa dos resultados em canal com desvanecimento exponencial para uma taxa de erro de 1% no campo L-SIG.....	98
Tabela 4.8 - Estatísticas obtidas nas simulações para cada modelo de canal TGn.....	100
Tabela 4.9 - Tabela comparativa dos resultados em canal TGn B para uma taxa de erro de 1% no campo L-SIG.....	105
Tabela 4.10 - Tabela comparativa dos resultados em canal TGn C para uma taxa de erro de 1% no campo L-SIG.....	107
Tabela 4.11 - Tabela comparativa dos resultados em canal TGn D para uma taxa de erro de 1% no campo L-SIG.....	110
Tabela 4.12 - Tabela comparativa dos resultados em canal TGn E para uma taxa de erro de 1%	

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 - Fluxo de símbolos em um sistema tradicional e em um sistema OFDM.....	22
Figura 2.2 - Transformada de Fourier de dado pela Equação (2.1).....	23
Figura 2.3 - Princípio de um sistema OFDM: multiplexação na frequência utilizando portadoras ortogonais.	24
Figura 2.4 - Criação do prefixo cíclico.....	25
Figura 2.5 - Distribuição das subportadoras considerando o algoritmo de FFT.....	28
Figura 2.6 - Estrutura padrão de um pacote IEEE 802.11a.....	29
Figura 2.7 - Diagrama de blocos de um transmissor do padrão 802.11a.....	30
Figura 2.8 - Codificador convolucional.....	31
Figura 2.9 - Diagrama de blocos do receptor 802.11a.....	32
Figura 2.10 - Estrutura do preâmbulo.....	34
Figura 2.11 - Módulo do sinal temporal do STF, compreendendo 4 símbolos curtos.....	36
Figura 2.12 - Módulo do sinal do STF completo, compreendendo 10 símbolos curtos.....	36
Figura 2.13 - Módulo de um símbolo longo gerado através da IFFT.....	39
Figura 2.14 - Módulo do sinal temporal do LTF.....	40
Figura 2.15 - Módulo do sinal temporal do preâmbulo.....	41
Figura 2.16- Bits que compõem o Signal Field.....	41
Figura 2.17 - Estrutura de pacote do padrão IEEE 802.11n em modo de compatibilidade.....	44
Figura 2.18 - Sinal do L-LTF para três antenas, com um mesmo ponto do símbolo destacado em cada um, mostrando o deslocamento temporal inserido.....	47

Figura 3.1 - Sinal do detector para um pacote com τ em um canal AWGN com $RSR = 10$ dB, utilizando τ e	52
Figura 3.2 - Perda de pacote para diversos valores de disparo em um canal AWGN.....	53
Figura 3.3 - Desempenho de disparos que consideram vários pontos de saída em relação ao disparo simples em um canal AWGN.....	55
Figura 3.4 - Desalinhamento da janela de DFT.....	57
Figura 3.5:	57
Figura 3.6 - Interferência entre subportadoras.....	58
Figura 3.7 - Posições possíveis para a janela da DFT.....	58
Figura 3.8 - Diagrama representando a correlação cruzada do sinal recebido com um símbolo curto armazenado.....	62
Figura 3.9 - Diagrama de blocos representando o algoritmo de correlação cruzada.....	63
Figura 3.10 - Correlação cruzada do sinal recebido com um símbolo curto ($L=16$) armazenado em um canal AWGN com $RSR=10$ dB e	64
Figura 3.11 - Correlação cruzada do sinal recebido com um símbolo curto ($L=16$) em um canal com desvanecimento exponencial negativo com α , $RSR=10$ dB e	65
Figura 3.12 - Diagrama representando a correlação cruzada do sinal recebido com um símbolo longo armazenado.....	66
Figura 3.13 - Correlação cruzada do sinal recebido com um símbolo longo ($L=64$) armazenado em um canal AWGN com $RSR=10$ dB e	67
Figura 3.14 - Correlação cruzada do sinal recebido com um símbolo longo ($L=64$) em um canal com desvanecimento exponencial negativo com α , $RSR=10$ dB e	68
Figura 3.15 - Diagrama representando a autocorrelação com τ e	69

Figura 3.16 - Diagrama representando a autocorrelação com ϵ e τ	70
Figura 3.17 - Resultado da autocorrelação para um canal AWGN com relação sinal-ruído de 10 dB e atraso temporal de 300 amostras no pacote, utilizando ϵ e τ	71
Figura 3.18 - Diagrama representando a autocorrelação com ϵ e τ	72
Figura 3.19: Resultado da autocorrelação para um canal AWGN com relação sinal-ruído de 10 dB e atraso temporal de 300 amostras no pacote, utilizando ϵ e τ	72
Figura 3.20 - Diagrama de blocos da métrica de autocorrelação.....	74
Figura 3.21 - Resultado da métrica MNC para um canal AWGN com relação sinal-ruído de 10 dB e atraso temporal do pacote de 300 amostras.....	74
Figura 4.1 - Estrutura geral do simulador.....	84
Figura 4.2 - Taxa de erro de bits para os bits codificados.....	88
Figura 4.3 - Taxa de erro no Signal Field em um canal AWGN com e sem equalização de canal.	89
Figura 4.4 - Taxa de erro no campo L-SIG para um canal AWGN.....	90
Figura 4.5 - Taxa de erro um canal com desvanecimento suave e sincronização por autocorrelação.	92
Figura 4.6 - Taxa de erro um canal com desvanecimento suave e sincronização por correlação cruzada.	93
Figura 4.7 - Comparação entre o resultado do esquema de autocorrelação e correlação cruzada em um canal com desvanecimento plano.....	93
Figura 4.8 - Resultado para desvanecimento seletivo com ϵ e τ	96
Figura 4.9 - Resultado para desvanecimento seletivo com ϵ e τ	97
Figura 4.10 - Resultado da autocorrelação para o modelo de canal TGn B.....	102

Figura 4.11 - Resultado do esquema de correlação cruzada para o modelo de canal TGn B.	102
Figura 4.12 - Comparação entre o resultado do esquema de autocorrelação e correlação cruzada em um canal TGn B.....	103
Figura 4.13 - Resultados obtidos por Aoki e Takeda para um canal TGn B [4].....	104
Figura 4.14 - Resultado para o esquema de autocorrelação em um canal C.....	106
Figura 4.15 - Resultado para o esquema de correlação cruzada em um canal C.....	106
Figura 4.16 - Resultado para o esquema de autocorrelação em um canal D.....	108
Figura 4.17 - Resultado para o esquema de correlação cruzada em um canal D.....	108
Figura 4.18 - Comparação entre o resultado do esquema de autocorrelação e correlação cruzada em um canal TGn D.....	109
Figura 4.19 - Resultado do esquema de autocorrelação para o modelo de canal TGn E.....	111
Figura 4.20 - Resultado do esquema de correlação cruzada para o modelo de canal TGn E..	111
Figura 4.21 - Comparação entre o resultado do esquema de autocorrelação e correlação cruzada em um canal TGn E.....	112

LISTA DE ABREVIATURAS

AC: *Auto-Correlation*

AS: *Angular Spread*

AWGN: *Additive White Gaussian Noise*

BER: *Bit Error Rate*

BPSK: *Binary Phase-Shift Keying*

CC: *Cross-Correlation*

CP: *Cyclic Prefix*

CS: *Cyclic Shift*

CSD: *Cyclic Shift Diversity*

DC: *Direct Current*

DFT: *Discrete Fourier Transform*

FFT: *Fast Fourier Transform*

HT: *High Throughput*

ICI: *Inter-Carrier Interference*

IEEE: *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

IFFT: *Inverse Fast Fourier Transform*

IG: *Intervalo de Guarda*

ISI: *Inter-Symbol Interference*

L-LTF: *Legacy-Long Training Field*

L-SIG: *Legacy-Signal Field*

L-STF: *Legacy-Short Training Field*

LOS: *Line-of-Sight*

LTF: *Long Training Field*

MC: *Maximum Correlation*

MIMO: *Multiple-Input Multiple-Output*

ML: *Maximum Likelihood*

MMSE: *Minimum Mean Squared Error*

MNC: *Maximum Normalized Correlation*

NLOS: *Non-Line-of-Sight*

OFDM: *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*

OSI: *Open Systems Interconnection*

PAS: *Power Angular Spectrum*

QAM: *Quadrature Amplitude Modulation*

QPSK: *Quadrature Phase-Shift Keying*

RMS: *Root Mean Square*

RSR: *Relação Sinal Ruído*

SDM: *Spatial Division Multiplexing*

SIG: *Signal Field*

SISO: *Single-Input Single-Output*

SOHO: *Small Office/Home Office*

STF: *Short Training Field*

TG_n: *Task Group n*

ZF: *Zero-Forcing*

LISTA DE SÍMBOLOS

$s_k(t)$: Sinal transmitido na banda básica na k-ésima subportadora.

S_k : Sinal em frequência da k-ésima subportadora.

f_k : Frequência da k-ésima subportadora.

T_s : Duração do símbolo OFDM.

N_c : Número total de subportadoras.

Δf : Espaçamento de frequência entre subportadoras.

W : Largura de banda do canal.

T_a : Período de amostragem.

N_{FFT} : Número de subportadoras do canal / número de subportadoras utilizadas na IFFT.

N_{dados} : Número de subportadoras de dados.

$N_{pilotos}$: Número de subportadoras pilotos.

Δ_F : Espaçamento entre subportadoras.

T_s : Período do símbolo OFDM.

N : Número de amostras temporais contidas em um símbolo.

$r_{pacote}(t)$: Sinal temporal do pacote OFDM.

$r_{preâmbulo}(t)$: Sinal temporal do preâmbulo.

$r_{SIG}(t)$: Sinal temporal do campo SIG.

$r_{dados}(t)$: Sinal temporal do campo de dados.

$r_{STF}(t)$: Sinal temporal do STF.

$r_{LTF}(t)$: Sinal temporal do LTF.

t_{SIG} : Posição temporal do campo SIG no pacote OFDM.

t_{dados} : Posição temporal do campo de dados no pacote OFDM.

t_{LTF} : Posição temporal do LTF dentro do pacote.

P : Potência do sinal.

$s_{CS}(t)$: Símbolo com deslocamento temporal cíclico.

$T_{CS}^{i_{TX}}$: Deslocamento temporal cíclico aplicado ao sinal da antena i_{TX} .

N_{TX} : Número de antenas do transmissor.

N_{L-STF}^{Tone} : Número de subportadoras ativas no campo L-STF.

N_{L-LTF}^{Tone} : Número de subportadoras ativas no campo L-LTF.

c_n : Resultado no domínio do tempo discreto da autocorrelação.

d_n : Resultado no domínio do tempo discreto da correlação cruzada.

N_{per} : Parâmetro da autocorrelação; igual ou múltiplo da periodicidade do sinal.

N_{jan} : Parâmetro da autocorrelação.

E_n : Energia do sinal discreto.

D_n : Sinal do detector.

M : Número de amostras utilizadas na detecção do sinal.

t_i : Tempo inicial do pacote.

θ : Tempo inicial do pacote em amostras.

$\hat{\theta}$: Estimativa do início do pacote (ponto de sincronismo).

$\Delta\theta$: Erro de sincronização.

τ_{MAX} : Espalhamento temporal máximo do canal.

N_{MAX} : Espalhamento temporal máximo do canal em amostras.

Δp : Distância entre subportadoras utilizadas na estimativa de fase.

m_n^{CC} : Métrica de correlação cruzada.

m_n^{MC} : Métrica de autocorrelação MC.

m_n^{MNC} : Métrica de autocorrelação MNC.

f_c : Frequência do oscilador.

f_{Δ} : Desvio de frequência.

\hat{H}_k : Estimativa do canal na k-ésima subportadora.

$R_{l,k}$: Sinal na k-ésima subportadora do l-ésimo símbolo longo recebido.

$W_{l,k}$: Ruído AWGN na k-ésima subportadora do l-ésimo símbolo longo recebido.

\tilde{H}_k : Estimativa do canal suavizada na k-ésima subportadora.

E_s : Energia de símbolo.

E_b : Energia de bit.

N_0 : Densidade espectral de ruído.

P_b : Probabilidade de erro de bit.

T_{RMS} : Espalhamento temporal RMS.

$\bar{\tau}$: Espalhamento temporal médio.

R_H : Matriz de correlação do canal.

R_{tx} : Matriz de correlação do transmissor.

R_{rx} : Matriz de correlação do receptor.

$R_{H, Kron}$: Matriz de correlação do canal de Kronecker.

r_h^{MSE} : Erro quadrático médio da matriz de correlação.

$N(\mu, \sigma^2)$: Variável aleatória gaussiana de média μ e variância σ^2 .

SUMÁRIO

1	Introdução.....	19
2	Sistemas OFDM – IEEE 802.11a e IEEE 802.11n.....	21
2.1	Modulação OFDM.....	21
2.2	Padrão IEEE 802.11a.....	26
2.2.1	Estrutura de um transmissor 802.11a.....	29
2.2.2	Estrutura de um receptor 802.11a.....	32
2.2.3	Preâmbulo	33
2.2.4	Signal Field (SIG).....	41
2.3	Padrão IEEE 802.11n em Modo de Compatibilidade.....	43
3	Recepção do Pacote.....	49
3.1	Detecção do Pacote.....	49
3.2	Sincronização Temporal.....	55
3.2.1	Algoritmo de Sincronização por Correlação Cruzada	61
3.2.2	Algoritmo de Sincronização por Autocorrelação.....	68
3.3	Sincronização em Frequência.....	75
3.4	Estimativa e Equalização do Canal.....	77
3.5	Decodificação.....	81
4	Análise de Desempenho.....	83
4.1	Sincronização em Canal AWGN.....	87
4.2	Sincronização em Canal com Desvanecimento Plano do Tipo Rayleigh (Flat Fading).....	91

4.3 Sincronização em Canal com Desvanecimento Seletivo Exponencial.....	94
4.4 Sincronização em Canal MIMO TGn.....	98
4.4.1 Resultados para Canal TGn B.....	101
4.4.2 Resultados para Canal TGn C.....	105
4.4.3 Resultados para Canal TGn D.....	107
4.4.4 Resultados para Canal TGn E.....	110
5 Conclusão.....	114
Referências.....	115
Apêndice A - Modelos de Canais.....	116
A.1 Canal AWGN.....	116
A.2 Desvanecimento Plano do Tipo Rayleigh (Flat Fading).....	117
A.3 Desvanecimento Seletivo Exponencial Negativo (Exponencial Fading).....	118
A.4 Modelos de Canais TGn (TGn Channels Models).....	122

1 Introdução

A sincronização é uma das etapas mais importantes na recepção de pacotes OFDM. Devido a alta complexidade destes sistemas o receptor só possui um pequeno intervalo de tempo durante cada pacote para realizar a sincronização. Caso não seja obtida, o pacote tem de ser reenviado, diminuindo assim a taxa de transmissão de todos os usuários, além de aumentar o consumo de potência. Portanto, é necessário avaliar o desempenho de algoritmos de sincronização existentes, verificando a sua performance sob diferentes condições.

De forma a não estender por demais este projeto, além de para também trazer um exemplo real de sincronização em sistemas OFDM, optou-se por estudar a sincronização nos padrões de redes locais sem fio do IEEE 802.11. Este conjunto de padrões de redes locais sem fio é atualmente muito difundido, estando presente em todo mundo em diversos tipos de dispositivos. Com a divulgação da versão final do padrão IEEE 802.11n, capaz de atingir taxas de transmissão de até 600 Mbps e que utiliza a banda já ocupada pelos padrões anteriores 802.11a (5 GHz) e 802.11g (2,4 GHz), surgiu a necessidade de avaliar a compatibilidade entre estas diferentes versões. Para evitar que equipamentos antigos interferissem na transmissão quando dispositivos do novo padrão estivessem ocupando o canal, um modo de compatibilidade foi criado, chamado de modo de compatibilidade legada. Este modo de compatibilidade é implementado na camada física e para isto o dispositivo 802.11n envia um preâmbulo que pode ser decodificado por equipamentos 802.11a/g. Caso a decodificação ocorra de forma correta, o dispositivo legado permanece fora do canal por tempo suficiente para o pacote ser transmitido.

A maior dificuldade no desenvolvimento deste modo de compatibilidade reside no uso de utiliza múltiplas antenas pelos novos dispositivos, uma vez que os padrões antigos estão preparados para receber apenas um fluxo espacial de informação. Se apenas uma das antenas

fosse utilizada, haveria uma grande redução na potência transmitida. Caso múltiplas antenas fossem utilizadas para transmitir o mesmo sinal, haveria o surgimento de lóbulos no padrão irradiação do transmissor, resultando em regiões de sombra, efeito chamado de *beamforming*. A solução para mitigar este problema foi utilizar um esquema de diversidade por avanço cíclico (*cyclic shift diversity* - CSD), que é uma meio de descorrelacionar o sinal das múltiplas antenas. Isto acaba por criar uma dificuldade na sincronização, uma vez que o sinal enviado por múltiplas antenas utilizando CSD aparenta ao receptor ser um sinal resultante de um canal com multipercurso, o que acaba por degradar a performance.

Assim, este projeto se propõe a avaliar os principais algoritmos de sincronização existentes em dispositivos 802.11a, considerando diferentes condições de recepção. Para isto, são utilizados diversos modelos de canais. Também busca-se avaliar a eficácia da compatibilidade legada para cada algoritmo aqui estudado, de forma a verificar se os dispositivos legados estão aptos a detectar a presença de pacotes 802.11n independentemente do algoritmo de sincronização utilizado.

De forma a verificar o desempenho da sincronização sob diferentes aspectos, inicialmente será apresentada uma introdução a sistemas OFDM no Capítulo 2. Neste mesmo capítulo serão apresentados os padrões 802.11a e 802.11n, detalhando a estrutura do pacote de cada padrão. No Capítulo 3 são descritos os algoritmos de sincronização, além das etapas essenciais na recepção do pacote, de forma que possa ser compreendido o funcionamento por completo do receptor. A partir destes conhecimentos, o Capítulo 4 apresenta uma análise de desempenho da sincronização, obtida através equações analíticas e simulações. Por fim, são apresentadas as conclusões obtidas.

2 Sistemas OFDM – IEEE 802.11a e IEEE 802.11n

Este capítulo busca introduzir os conceitos utilizados neste projeto. Na Seção 2.1 é apresentada a modulação OFDM, base dos padrões estudados neste trabalho. A Seção 2.2 descreve a estrutura do pacote 802.11a, detalhando o campo de preâmbulo e de SIG. A Seção 2.3 apresenta a estrutura do pacote 802.11n, descrevendo a forma como é realizada a compatibilidade legada.

2.1 Modulação OFDM

O padrão de redes sem fio IEEE 802.11a implementa na camada física do modelo OSI a tecnologia OFDM, onde a informação é multiplexada em frequência. O funcionamento do OFDM pode ser exemplificado através da Figura 2.1. Num sistema tradicional de comunicação, representado na Figura 2.1(a), um conjunto de símbolos é transmitido a uma alta taxa e em sequência no tempo, de forma serial, modulado em uma portadora e ocupando toda a banda disponível do canal. Já num sistema OFDM, apresentado na Figura 2.1(b), a informação é dividida em vários fluxos paralelos com taxas menores de transmissão, cada um deste fluxos modulado em uma portadora diferente.

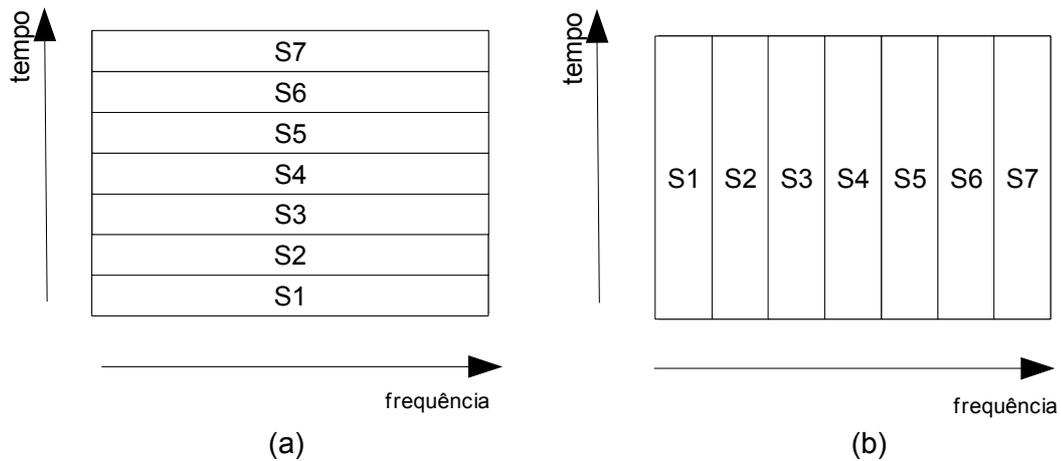


Figura 2.1 - Fluxo de símbolos em um sistema tradicional e em um sistema OFDM.

O princípio de funcionamento do OFDM permite que se obtenham altas taxas de dados com símbolos mais longos, o que reduz a interferência intersimbólica em canais com multipercurso e reduz a complexidade dos equalizadores utilizados.

O símbolo de informação transmitido na k -ésima subportadora na banda básica é definido por

$$s_k(t) = S_k e^{j2\pi f_k t} \Pi(t/T_s), \quad (2.1)$$

onde f_k é a frequência da k -ésima subportadora; S_k é a amplitude complexa do sinal na k -ésima subportadora; T_s é a duração temporal do símbolo. $\Pi(t/T_s)$ representa a função pulso, definida por

$$\Pi(t/T_s) = \begin{cases} 1 & |t| \leq T_s/2 \\ 0 & |t| \geq T_s/2 \end{cases}. \quad (2.2)$$

A Transformada de Fourier do sinal transmitido na k -ésima subportadora é dada por

$$\mathcal{F}\{s_k(t)\} = S_k T_s \text{sinc}(T(f - f_k)), \quad (2.3)$$

onde $\text{sinc}(T_s(f - f_k))$ representa a função sinc. A função sinc é definida por

$$\text{sinc}(x) = \text{sen}(\pi x)/\pi x. \quad (2.4)$$

Na Figura 2.2 pode-se observar o módulo da resposta em frequência resultante da Transformada de Fourier de $s_k(t)$, utilizando-se $S_k T_s = 1$ e $f_k = f_c$.

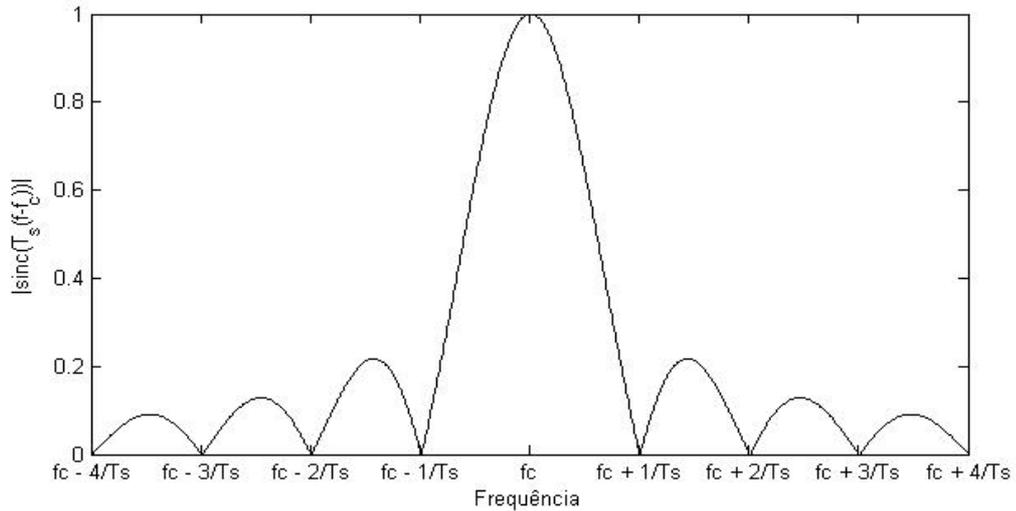


Figura 2.2 - Transformada de Fourier de $s_k(t)$ dado pela Equação (2.1).

O princípio básico do OFDM se utiliza desta resposta em frequência afim de dividir a informação em subportadoras ortogonais entre si. Isto é realizado posicionando-se o pico de cada subportadora no ponto onde as outras subportadoras cruzam por zero, conforme observado na Figura 2.3. Portanto, o símbolo OFDM é definido por

$$s(t) = \sum_{k=1}^{N_c} s_k(t) = \sum_{k=1}^{N_c} S_k e^{j2\pi f_k t} \quad 0 \leq t < T_s. \quad (2.5)$$

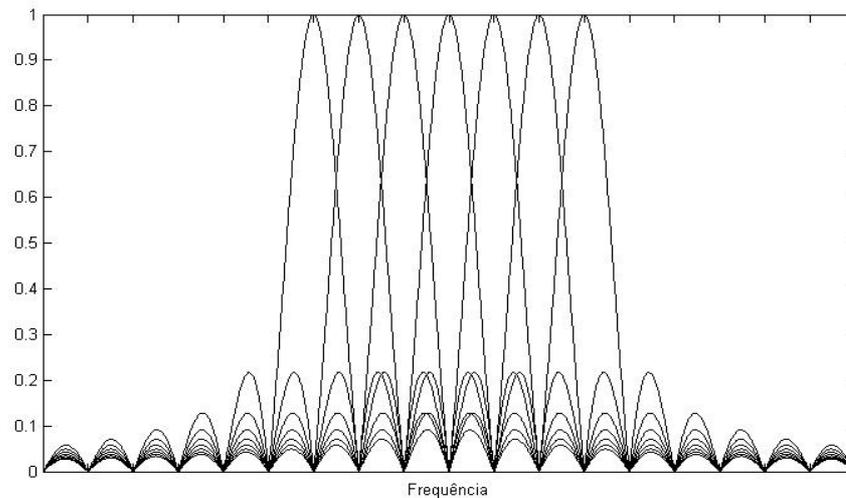


Figura 2.3 - Princípio de um sistema OFDM: multiplexação na frequência utilizando portadoras ortogonais.

Com base na Figura 2.2 observa-se que os pontos onde a subportadora cruza por zero são espaçados pela frequência de $1/T_s$, onde T_s é a duração do símbolo. Assim, a condição para que as subportadoras sejam ortogonais é que a distância entre cada subportadora deve ser igual ao inverso da duração do símbolo, condição dada pela Equação 2.6, sendo que Δ_F é a diferença de frequência entre cada subportadora.

$$\Delta_F = \frac{1}{T_s}. \quad (2.6)$$

Assim, o espaçamento entre cada subportadora é inversamente proporcional a duração temporal do símbolo. Como vários fluxos de informação estão sendo transmitidos em paralelo, pode-se aumentar o tempo de duração do símbolo, reduzindo assim a interferência intersimbólica. Contudo, isto acaba reduzindo o espaçamento entre as subportadoras, o que torna o sistema bastante sensível a desvios de frequência que possam destruir a ortogonalidade entre as subportadoras, aumentando assim os requisitos sobre a sincronização em frequência. Estes deslocamentos de frequência resultam das discrepâncias entre a frequência dos osciladores do transmissor e receptor, e também devido ao efeito Doppler. Este

assunto será abordado com profundidade na Seção 3.3.

De forma a diminuir ainda mais a interferência intersimbólica, utiliza-se um intervalo de guarda entre cada símbolo OFDM. Este intervalo de guarda é construído a partir de uma extensão cíclica do símbolo OFDM, chamado de prefixo cíclico. Para gerar o prefixo cíclico um trecho final do símbolo é repetido na parte anterior do mesmo, conforme a Figura 2.4.

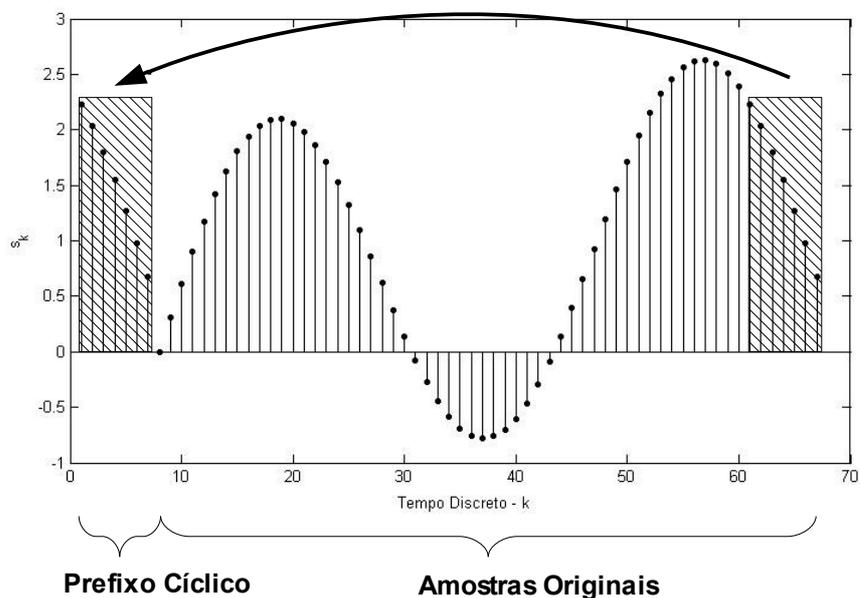


Figura 2.4 - Criação do prefixo cíclico.

Uma das vantagens do OFDM é a possibilidade de utilizar a transformada de Fourier discreta (DFT - *Discrete Fourier Transform*) para obtenção do sinal em frequência dos símbolos. A DFT é útil para sinais amostrados e de duração finita, podendo ser implementada de forma eficiente através de um algoritmo de FFT (*Fast Fourier Transform*). Da mesma forma é possível utilizar a transformada inversa de Fourier discreta (IDFT) para obter o sinal no domínio do tempo discreto, sendo o algoritmo IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) uma forma eficiente de implementação.

A DFT de um sinal discreto, x_n , formado por N amostras complexas, é dada por

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j2\pi kn/N} \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (2.7)$$

A IDFT é definida por

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn/N} \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (2.8)$$

Deve-se atentar ao fato de que o algoritmo de IFFT não possui índice negativo como entrada, isto é, apenas suportadoras positivas são mapeadas. Considerando a propriedade da periodicidade da DFT, dada na Equação (2.9), as portadoras negativas podem ser mapeadas para após as portadoras positivas, obtendo o mesmo resultado. Isto irá ficar claro na Seção 2.2, onde é apresentada a estrutura do padrão IEEE 802.11a e a forma que o sinal é obtido utilizando algoritmos de FFT e IFFT.

$$X_{k+N} = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j2\pi(k+N)n/N} = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j2\pi kn/N} e^{-j2\pi n} = X_k. \quad (2.9)$$

2.2 Padrão IEEE 802.11a

O padrão IEEE 802.11a, base para esta pesquisa, opera na frequência de 5 GHz. São utilizadas 64 subportadoras espaçadas entre si por 312,5 kHz [1]. Desta forma, cada canal deste padrão possui uma largura de 20 MHz, já que, considerando-se o espaçamento e o número de subportadoras, obtém-se $64 \cdot 312,5 \text{ kHz} = 20 \text{ MHz}$. Das 64 subportadoras existentes em cada canal, apenas 52 carregam informação. Isto porque 11 subportadoras são mantidas nulas, como separação entre cada canal adjacente, de forma a reduzir a interferência co-canal. O nível DC também é mantido nulo, resultando assim nas 52 subportadoras disponíveis. Considerando estas 52 subportadoras, 4 são utilizadas como subportadoras

pilotos, para servirem de estimativa de canal e de fase no receptor.

Sabendo da condição para que as subportadoras sejam ortogonais, dada na Equação 2.6, a duração padrão de um símbolo IEEE 802.11a deve ser de $3,2 \mu s$ de forma a satisfazer o espaçamento de 312,5 kHz entre cada subportadora. Esta duração é chamada de tempo útil do símbolo OFDM [2].

Considerando a taxa de amostragem de Nyquist, deve-se amostrar o sinal a uma taxa de pelo menos duas vezes a maior frequência existente no sinal. Como na banda passante o sinal possui uma largura de banda de 20 MHz, então na banda básica a maior frequência é de 10 MHz. Isto leva a uma taxa mínima de amostragem de 20 MHz para que seja possível identificar a informação contida em cada subportadora. Assim, o período de amostragem será de $50 ns$ ($1/20 MHz$), resultando em um símbolo com 64 amostras discretas, já que

$$\frac{3,2 \mu s}{50 ns} = 64 .$$

Na Tabela 2.1 é apresentado os principais parâmetros do padrão IEEE 802.11a utilizados ao longo deste projeto.

Tabela 2.1: Parâmetros do padrão IEEE 802.11a.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Largura de Banda	W	20 MHz
Período de Amostragem	T_a	50 ns
Subportadoras no Canal / Número de Pontos da FFT	N_{FFT}	64
Subportadoras de Dados	N_{dados}	48
Subportadoras de Pilotos	$N_{pilotos}$	4
Distância Entre Subportadoras	$\Delta_F = W / N_{FFT}$	312,5 kHz
Período do Símbolo	$T_s = 1 / \Delta_F$	3,2 μs
Número de Amostras do Símbolo	$N = T_s / T_a$	64

A Figura 2.5 apresenta a distribuição das subportadoras conforme utilizado nos algoritmos de FFT e IFFT. Como exposto na Seção 2.1, por não existir índice negativo nestes algoritmos as subportadoras negativas são mapeadas para após as positivas, resultando que as subportadoras de guarda entre cada canal estão nas posições 27 a 37. Está destacada na figura a posição das subportadoras pilotos, onde é indicada também a sua posição original.

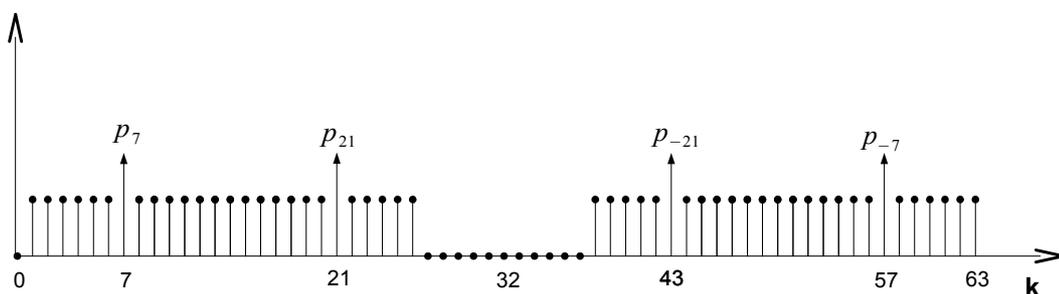


Figura 2.5 - Distribuição das subportadoras considerando o algoritmo de FFT.

A estrutura de um pacote do padrão IEEE 802.11a no domínio do tempo é formada por um conjunto de campos transmitidos em sequência, cada um com uma função específica. Na Figura 2.6 observa-se que o primeiro trecho do sinal é o campo de preâmbulo, formado pelo

Short Training Field (STF) e pelo *Long Training Field* (LTF). A seguir vem o *Signal Field* (SIG) e o bloco de dados. Cada um destes campos serão descrito em detalhes nas Subseções 2.2.3 e 2.2.4.

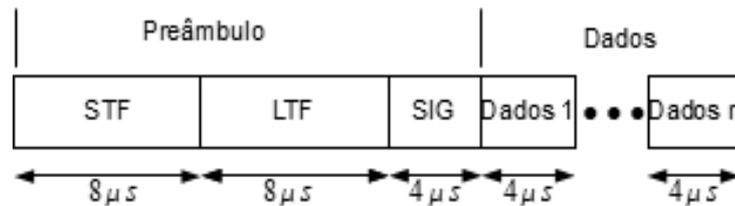


Figura 2.6 - Estrutura padrão de um pacote IEEE 802.11a.

Pode-se observar na Figura 2.6 que a duração de cada bloco de dados é de $4 \mu s$, maior que a duração de um símbolo, que é de $3,2 \mu s$. Esta diferença se deve a existência do prefixo cíclico, já explicado na Seção 2.1.

O sinal temporal do pacote, destacando-se o sinal de cada bloco, é definido conforme

$$r_{pacote}(t) = r_{preâmbulo}(t) + r_{SIG}(t - t_{SIG}) + r_{dados}(t - t_{dados}), \quad (2.10)$$

onde o atraso t_{SIG} é igual a $16 \mu s$ e t_{dados} é igual a $20 \mu s$.

Nas Subseções 2.2.3 e 2.2.4 são descritos os sinais $r_{preâmbulo}$ e r_{SIG} , respectivamente. Como o foco deste projeto é a sincronização, a parte de dados do pacote dada por r_{dados} não será descrita neste trabalho.

2.2.1 Estrutura de um transmissor 802.11a

De forma a entender o funcionamento de um transmissor do padrão 802.11a, o diagrama de blocos da Figura 2.7 apresenta a estrutura básica de codificação dos símbolos de dados.

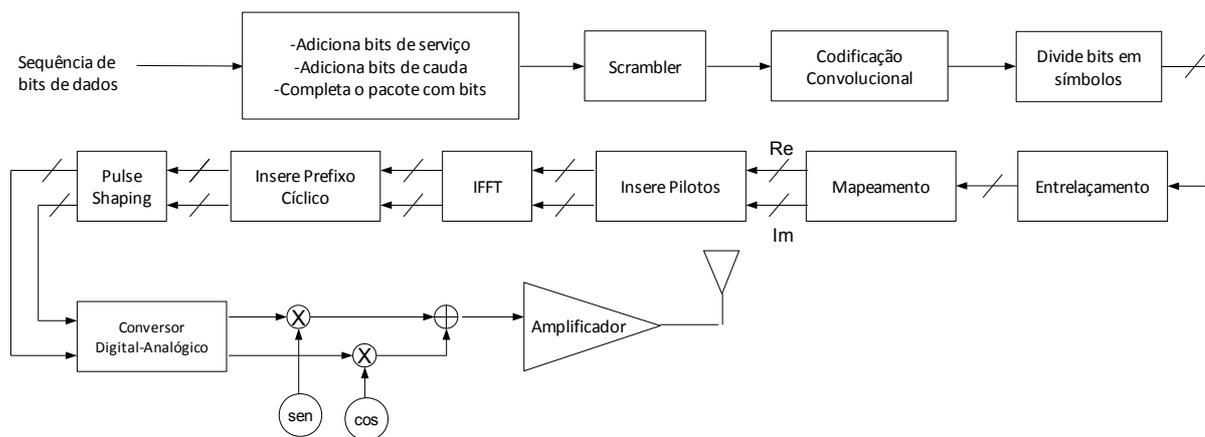


Figura 2.7 - Diagrama de blocos de um transmissor do padrão 802.11a.

Considerando como entrada a sequência de bits de dados a serem transmitidos, inicialmente são adicionados 16 bits de serviço ao início da sequência, de forma a sincronizar o scrambler no receptor. Ao final da sequência são adicionados 6 bits de cauda, para zerar o decodificador no receptor. Caso isto não resulte num número de bits que seja múltiplo inteiro dos bits contidos em cada símbolo, são adicionados bits suficientes para que um número inteiro de símbolos sejam transmitidos.

A sequência de bits passa então por um *scrambler*, cuja função é eliminar longas sequências de bits de mesmo valor, convertendo o sinal em uma sequência pseudo-aleatória de bits. O scrambler implementa o polinômio gerador dado por

$$S(x) = x^7 + x^4 + 1. \quad (2.11)$$

O resultado então é codificado utilizando um código convolucional de taxa 1/2, conforme o codificador apresentado na Figura 2.8, onde está indicado os polinômios geradores, g_0 e g_1 .

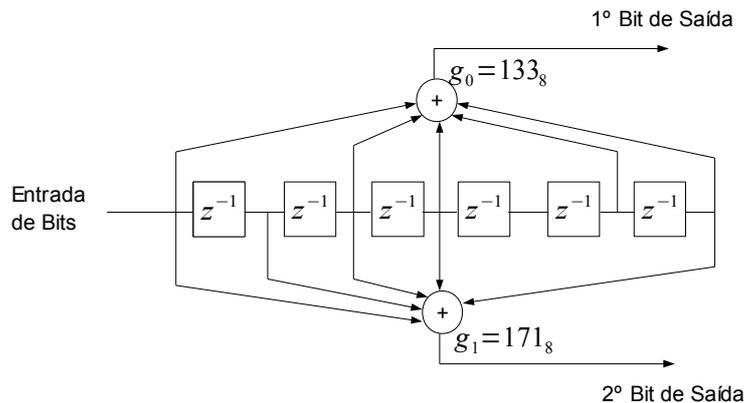


Figura 2.8 - Codificador convolucional.

A taxa do código é alterada conforme a taxa de transmissão escolhida, podendo resultar em uma taxa $2/3$ ou $3/4$ para o código convolucional. Para isto é utilizada a técnica de bit *puncturing*, onde alguns bits já codificados são apagados conforme um padrão de apagamento, aumentando a taxa do código. No receptor são inseridos zeros no lugar dos bits apagados, para que o sinal possa ser decodificado.

Os bits já codificados são divididos em blocos de tamanho do símbolo. Os bits que formam cada bloco são então entrelaçados, que é o procedimento de permutar a posição dos bits de forma que no receptor, ao ser realizada a operação inversa, possíveis erros causados pelo canal em subportadoras específicas estejam distribuídos aleatoriamente ao longo dos bits codificados. Este procedimento é efetuado tendo em vista que o código convolucional é eficiente em corrigir erros distribuídos.

A seguir os bits de cada bloco de dados são mapeados para valores complexos, conforme a constelação da modulação utilizada, que pode ser BPSK, QPSK, 16-QAM ou 64-QAM, dependendo da taxa de dados utilizada.

São então inseridos os 4 pilotos, resultando no sinal de um símbolo no domínio da frequência. A seguir é realizada uma IFFT sobre o sinal, de forma a obter o sinal no domínio

do tempo discreto. Este sinal é utilizado para gerar o prefixo cíclico, inserido antes do início do símbolo. É aplicado ainda um filtro de *pulse shaping*, para tornar mais suave a transição entre cada símbolo, reduzindo assim os lóbulos espectrais laterais do sinal em frequência.

O sinal passa então por um conversor digital-analógico, resultado em um sinal analógico. Este sinal é convertido para a banda passante e então amplificado, sendo a seguir transmitido pela antena.

2.2.2 Estrutura de um receptor 802.11a

A estrutura de um receptor 802.11a é representada pela diagrama de blocos da Figura 2.9.

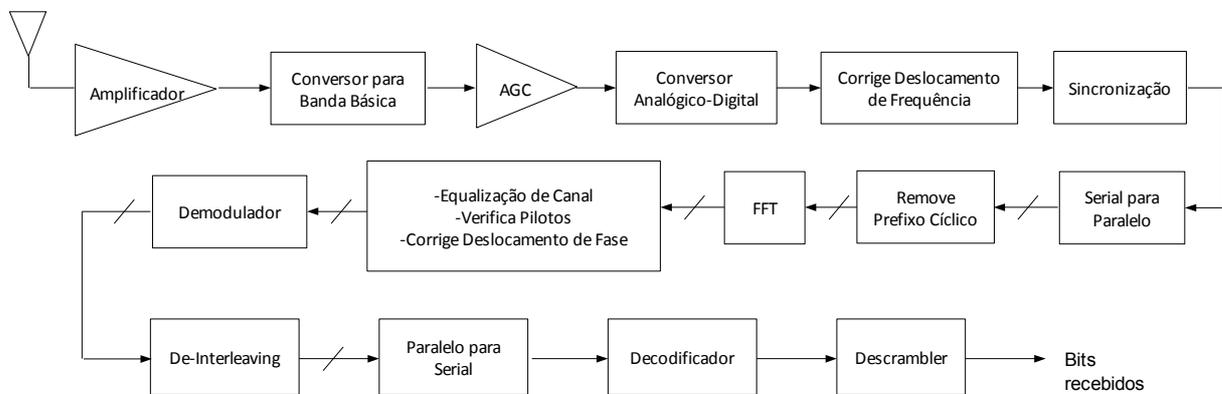


Figura 2.9 - Diagrama de blocos do receptor 802.11a.

Conforme o diagrama da Figura 2.9, o sinal recebido passa por um amplificador de baixo ruído, sendo então convertido para a banda básica. A seguir é realizado o ajuste automático de ganho, com base na potência do sinal recebido. O sinal é então amostrado, resultando no sinal num discreto no tempo.

O primeiro passo na recepção é a detecção do pacote. Após ser detectado, é realizada a sincronização temporal e sincronização em frequência, descritos em detalhes no Capítulo 3. A

estimativa de deslocamento de frequência e do deslocamento temporal são utilizados para corrigir o sinal.

A seguir as amostras temporais do sinal são divididas em blocos, cada bloco contendo as amostras que formam um símbolo completo mais o prefixo cíclico. É então removido o prefixo cíclico, restando apenas as amostras que formam o símbolo.

As amostras que formam um símbolo OFDM são utilizadas para realizar uma FFT, obtendo-se o sinal no domínio da frequência. Este sinal então é corrigido, conforme estimativa do canal, sendo então os pilotos do sinal utilizados na estimativa de fase residual, que deve ser corrigida se necessário.

O próximo passo é a demodulação, resultando então em uma sequência binária. Estes bits passam pelo *de-interleaving*, reordenando os bits para remover o entrelaçamento utilizado no transmissor. Por fim, estes bits alimentam de forma serial o decodificador de Viterbi, sendo a seguir removido o efeito do *scrambler*. O resultado é a sequência de bits enviados pelos transmissor.

2.2.3 Preâmbulo

O preâmbulo é a primeira parte do pacote, conforme mostrado na Figura 2.6, sendo utilizado para a realização de tarefas básicas da recepção como controle automático de ganho (AGC – *Automatic Gain Control*), sincronização, estimativa do desvio de frequência, estimativa do canal e estimativa da relação sinal-ruído (RSR). Em suma, é utilizado para que o receptor possa iniciar a recepção da informação contida no pacote.

O sinal de preâmbulo é formado por dois campos,

$$r_{pre\u00e2mbulo}(t) = r_{STF}(t) + r_{LTF}(t - t_{LTF}), \quad (2.12)$$

onde t_{LTF} é o tempo de início do LTF dentro do pacote, igual a $8 \mu s$.

Na Figura 2.10 é apresentada a estrutura dos dois campos que formam o pre\u00e2mbulo. Est\u00e3o destacados cada s\u00edmbolo contido no STF e no LTF, al\u00e9m do prefixo c\u00edclico inserido antes do LTF.

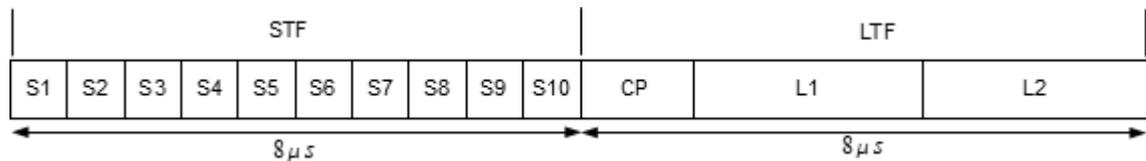


Figura 2.10 - Estrutura do pre\u00e2mbulo.

O STF \u00e9 o primeiro campo do pre\u00e2mbulo, sendo assim denominado por ser formado por 10 s\u00edmbolos curtos que s\u00e3o utilizados em tarefas da recep\u00e7\u00e3o, da\u00ed a denomina\u00e7\u00e3o de campo de treinamento. Cada um destes s\u00edmbolos possui dura\u00e7\u00e3o de $0,8 \mu s$, resultando numa dura\u00e7\u00e3o total de $8 \mu s$, ou 160 amostras a uma taxa de amostragem de 20 MHz. O STF \u00e9 definido no dom\u00ednio da frequ\u00eancia, conforme a Equa\u00e7\u00e3o (2.13), onde s\u00e3o apresentadas as 53 subportadoras que o formam. O n\u00edvel DC est\u00e1 destacado em negrito e \u00e9 mantido nulo.

$$S_{-26,26} = \sqrt{13/6} \cdot \{0,0,1+j,0,0,0, -1-j,0,0,0,1+j,0,0,0, -1-j,0,0,0, \\ -1-j,0,0,0,1+j,0,0,0, \mathbf{0},0,0,0, -1-j,0,0,0, -1-j,0,0,0,1+j,0,0,0, . \\ 1+j,0,0,0,1+j,0,0,0,1+j,0,0,0\} \quad (2.13)$$

O STF utiliza 12 das 52 subportadoras dispon\u00edveis, sendo assim definido para resultar em um sinal com boas propriedades de correla\u00e7\u00e3o e uma baixa rela\u00e7\u00e3o entre o pico e a m\u00e9dia da pot\u00eancia (*peak-to-average power ratio*). Estas caracter\u00edsticas s\u00e3o fundamentais para a detec\u00e7\u00e3o, sincroniza\u00e7\u00e3o e controle autom\u00e1tico de ganho no receptor.

O sinal temporal na banda b\u00e1sica \u00e9 gerado atrav\u00e9s de uma transformada inversa de Fourier, conforme a Equa\u00e7\u00e3o (2.14):

símbolos curtos cuja duração total é de $8 \mu s$.

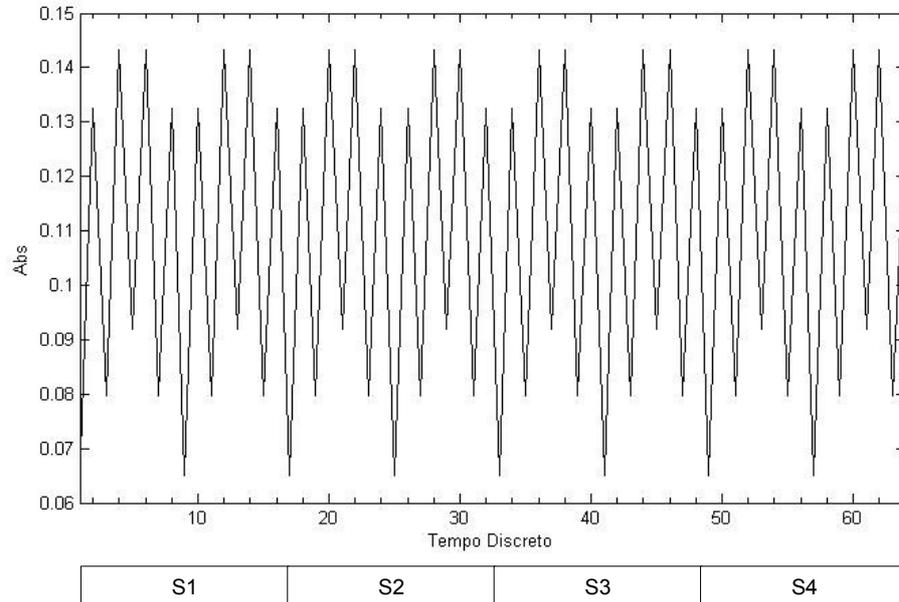


Figura 2.11 - Módulo do sinal temporal do STF, compreendendo 4 símbolos curtos.

O STF completo pode ser observado na Figura 2.12, onde o sinal gerado pela IFFT já foi repetido de forma a se obter um sinal com 10 símbolos e $8 \mu s$ de duração, sendo os símbolos indicados por S1 até S10.

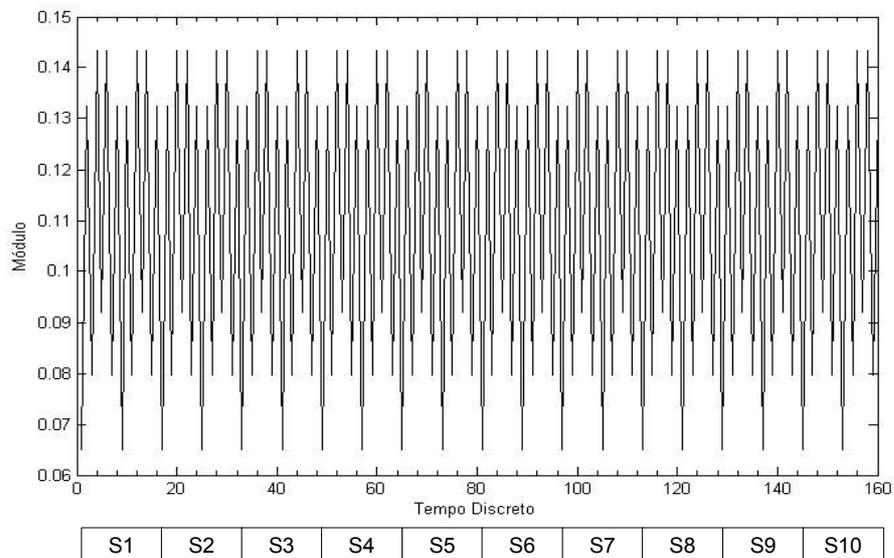


Figura 2.12 - Módulo do sinal do STF completo, compreendendo 10 símbolos curtos.

A potência do sinal gerado pode ser calculada tanto no domínio da frequência quanto no tempo. No domínio do tempo a potência média de um sinal discreto numa janela de N amostras, é definida por

$$P = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x_n|^2 . \quad (2.17)$$

Para calcular a potência média a partir do sinal no domínio da frequência, pode-se utilizar o Teorema de Parseval, dado por

$$\sum_{n=0}^{N-1} |x_n|^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X_k|^2 . \quad (2.18)$$

A potência do STF, calculada conforme a Equação (2.17), é de 12,7 mW. Deve-se ressaltar que esta é a potência do sinal na banda básica, antes de ser convertido para a banda passante.

O próximo campo que forma o pacote é o LTF, que é formado por dois símbolos longos acrescidos de um prefixo cíclico. São utilizados dois símbolos para que o receptor possa realizar uma boa estimativa de canal, além de ser útil para a estimativa do desvio de frequência. O LTF está definido no domínio da frequência na Equação (2.19), onde novamente a componente DC está destacada em negrito.

$$L_{-26,26} = \{1,1, -1,-1,1,1, -1,1, -1,1,1,1,1,1,1, -1,-1,1,1, -1,1, -1,1,1,1, 1,1, \mathbf{0},1, -1,-1,1,1, -1,1, -1,1, -1,-1,-1,-1,-1,-1,1,1, -1,-1,1, -1,1, -1,1, -1,1, -1,1,1,1\} \quad (2.19)$$

Todas as 52 subportadoras disponíveis são utilizadas no LTF, como se pode observar na Equação (2.19). Para gerar o sinal no domínio do tempo, deve-se realizar uma Transformada Inversa de Fourier, de forma análoga ao sinal do STF. A transformada que gera um símbolo longo é definida por

$$r_{LTF}(t) = \sum_{k=-26}^{26} L_k \exp(j 2\pi k \Delta_f t) \quad 0 \leq t < T_s, \quad (2.20)$$

onde L_k é o LTF no domínio da frequência, dado pela Equação (2.19).

Novamente utiliza-se uma IFFT de 64 pontos para gerar o sinal temporal. Assim, os passos descritos anteriormente para o STF também se aplicam. O primeiro procedimento, como mostrado para o STF, deve ser completar com as subportadoras de guarda de forma que o sinal possua 64 subportadoras. O segundo passo é deslocar a parte negativa do espectro para após a parte positiva. Estas duas operações resultam no sinal da Equação (2.21).

$$L_{0,63} = \{0, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1\} \quad (2.21)$$

Desta forma, o sinal no tempo discreto é dado por

$$r_n^{LTF} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} L_k e^{j2\pi k n / N_{FFT}} \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (2.22)$$

O resultado da IFFT de 64 pontos, realizada sobre o sinal da Equação (2.21), é um símbolo longo, cujo módulo está plotado na Figura 2.13, onde novamente se utiliza uma taxa de amostragem de 20 MHz.

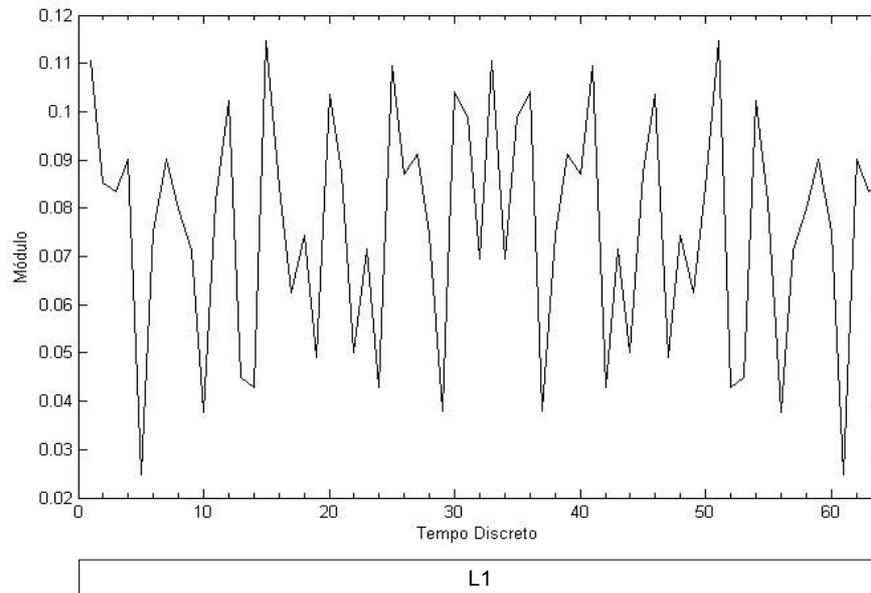


Figura 2.13 - Módulo de um símbolo longo gerado através da IFFT.

Para criar o LTF completo deve-se repetir este símbolo, além de ser acrescentado o prefixo cíclico, cujo conceito foi apresentado na Seção 2.1. Assim, o procedimento para criar o LTF consiste em gerar um símbolo sem o prefixo cíclico, como o mostrado na Figura 2.13, e então repetir este símbolo, de forma a obter os dois símbolos completos. A seguir deve-se criar o prefixo cíclico, que é inserido no começo do LTF com $1,6 \mu s$ de duração (metade de um símbolo), sendo formado pelas últimas 32 amostras do símbolo original. O LTF completo se encontra na Figura 2.14, onde entre as amostras 0 e 32 encontra-se o prefixo cíclico, seguido pelos dois símbolos longos, chamados de L1 e L2.

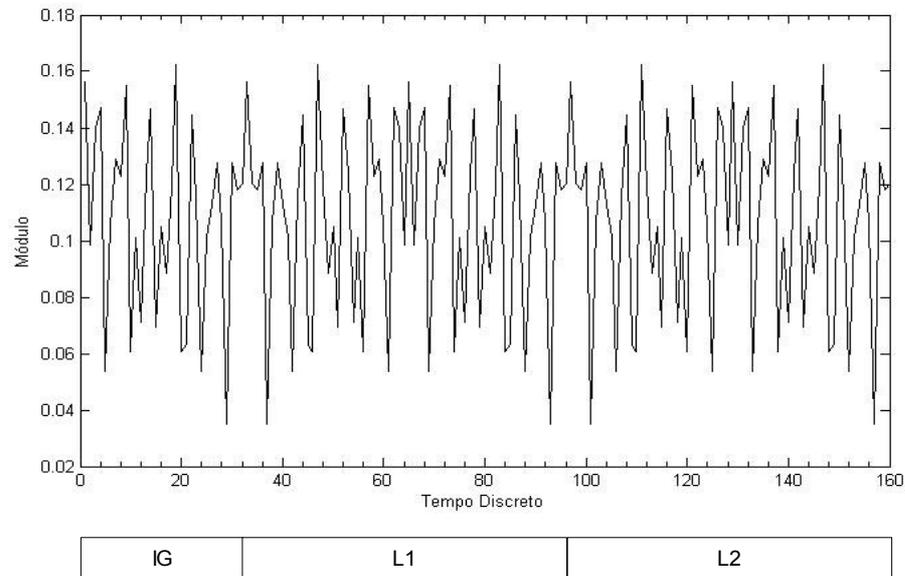


Figura 2.14 - Módulo do sinal temporal do LTF.

Calculando a potência do LTF obtém-se o valor de 12,7 mW, igual a potência do STF. Ao longo do pacote busca-se manter a potência constante e próxima a este valor, de forma que não haja saturação nos amplificadores uma vez definido o ganho no receptor.

Finalmente, na Figura 2.15 é apresentado o preâmbulo completo. Estão destacados os símbolos curtos que formam o STF e símbolos longos que formam o LTF, além do prefixo cíclico, indicado por IG (intervalo de guarda).

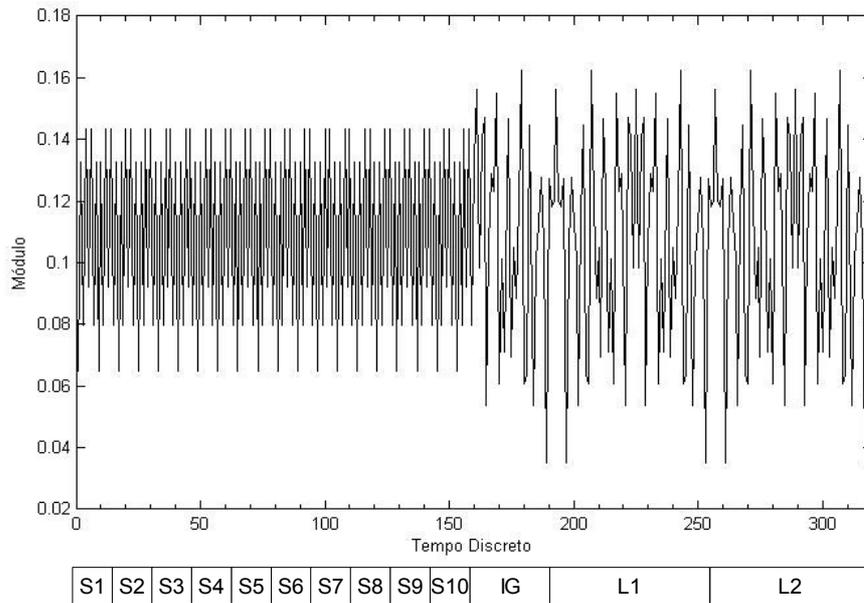


Figura 2.15 - Módulo do sinal temporal do preâmbulo.

2.2.4 Signal Field (SIG)

O Signal Field é o campo que contém informações a respeito do pacote. Os bits que o formam são mostrados na Figura 2.16.



Figura 2.16- Bits que compõem o Signal Field.

Os quatro primeiros bits, 0 a 3, informam a taxa de transmissão do pacote, conforme um código tabelado na norma IEEE 802.11a [1]. O bit número 4 é mantido nulo. Os bits 5 até

16 são utilizados para informar o comprimento do pacote em octetos (bytes). O bit 17 é usado como bit de paridade. Os últimos seis bits são mantidos sempre nulos, de forma a zerar o decodificador de Viterbi utilizado no receptor, para que este possa iniciar a decodificação dos dados a partir de um estado conhecido.

Para criar o único símbolo OFDM que forma o campo SIG é necessário codificar a informação. Este símbolo utiliza uma taxa 6 Mbit/s , a menor taxa disponível no padrão e a mais robusta. A codificação é realizada de acordo com o diagrama de blocos do transmissor apresentado na Subseção 2.2.1. O procedimento é descrito de forma resumida a seguir:

- a) Codificação Convolutacional: o primeiro passo é codificar os 24 bits de informação que formam o SIG através de um código convolutacional de taxa $\frac{1}{2}$, resultando em 48 bits.
- b) Entrelaçamento: a partir dos bits codificados é realizado o entrelaçamento dos bits,
- c) Mapeamento em Subportadoras: o último passo da codificação é mapear os 48 bits codificados em subportadoras, utilizando para isto uma modulação BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), conforme a constelação da modulação, apresentada na Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Tabela de codificação da modulação BPSK.

b_0	I	Q
0	-1	0
1	1	0

A partir do valor das 48 subportadoras de dados, obtidos através da tabela de codificação, é gerado o sinal no tempo a ser transmitido. Para isto são inseridos 4 pilotos, que são subportadoras que servem de referência no receptor para estimativa do canal de rádio móvel.

O procedimento para obter o sinal temporal do SIG é semelhante ao descrito para o LTF. As 52 subportadoras obtidas são preenchidas com 11 subportadoras nulas, além do nível DC, resultando em 64 subportadoras. Este será o sinal no domínio da frequência. O sinal do símbolo no domínio do tempo é gerado através de uma IDFT, conforme Equação (2.23).

$$r_n^{SIG} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} L_k e^{j2\pi k n / N_{FFT}} \quad n = 0, 1, \dots, N \quad (2.23)$$

A seguir é inserido o prefixo cíclico, que tem duração de $0,8 \mu s$ ou 16 amostras. Ao contrário do LTF, apenas um símbolo é transmitido no campo SIG, resultando assim numa duração total de $4 \mu s$ ($3,2 \mu s + 0,8 \mu s$). Após o SIG são transmitidos os símbolos de dados, cujo procedimento de codificação é idêntico ao descrito aqui para o SIG, respeitando a diferença na taxa de transmissão, que modifica a constelação da modulação utilizada e o código convolucional.

2.3 Padrão IEEE 802.11n em Modo de Compatibilidade

O padrão IEEE 802.11n teve sua versão final divulgada em Setembro de 2009 [3], e contém modificações para atingir altas taxas de transmissão, de até 600 Mbit/s, sendo por isso denominado de *High Throughput* (HT). A sua principal característica é a utilização de múltiplas antenas, sistema conhecido como *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO), que permite a transmissão de múltiplos fluxos de dados simultâneos, chamado de *Spatial Division Multiplexing* (SDM). Também é possível a utilização de canais de largura de banda de 20 MHz ou 40 MHz. A frequência de operação pode ser na faixa de 5 GHz ou 2,4 GHz, ambas já utilizadas pelos padrões anteriores 802.11a e 802.11g, respectivamente. Visando combater a interferência que ocorre quando sistemas de padrões diferentes estão operando em ambientes próximos, foi criado um modo de compatibilidade no novo padrão, de forma a permitir que

sistemas antigos reconheçam que o canal está ocupado e não realizem transmissões naquele momento.

Este modo de compatibilidade é conhecido como *Legacy Mode* ou Modo Legado. A Figura 2.17 detalha a estrutura de um pacote neste modo. O começo do pacote é formado por campos que permitem aos sistemas 802.11a/g identificarem a existência do pacote, sendo gerado de forma semelhante ao preâmbulo do padrão de um pacote 802.11a. Logo, é denominado de *Legacy Preamble*, doravante citado como preâmbulo legado.

O campo de preâmbulo HT é transmitido após o preâmbulo legado e é utilizado pelos dispositivos do padrão IEEE 802.11n para realização de tarefas básicas da recepção. O primeiro campo é o HT-SIG, que contém informações de sinalização. O HT-STF é utilizado para atualizar o controle automático de ganho. Por último, o HT-LTF é utilizado na estimativa do canal MIMO.

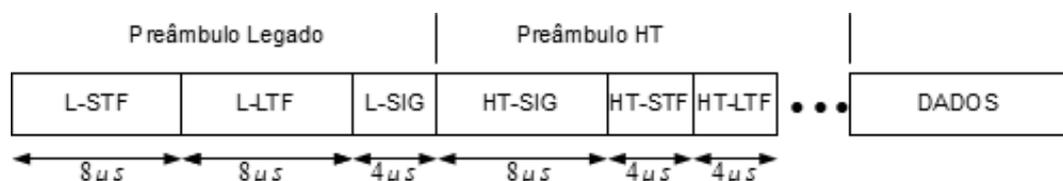


Figura 2.17 - Estrutura de pacote do padrão IEEE 802.11n em modo de compatibilidade.

A grande dificuldade na compatibilidade legada entre ambas as tecnologias é que a mais antiga foi desenvolvida com capacidade de receber apenas um fluxo de dados por vez. Já o novo padrão utiliza múltiplas antenas, podendo enviar até quatro fluxos de dados simultâneos. De forma a compatibilizar os dois padrões, uma das possibilidades seria utilizar apenas uma das antenas, de maneira que receptores 802.11a/g não teriam problema em identificar o sinal. Contudo, isto tem um efeito negativo de redução na potência transmitida, já que se está utilizando apenas uma das antenas disponíveis. Caso o mesmo sinal fosse enviado por todas as antenas disponíveis, então pode haver efeito de *beamforming*, que é o surgimento

de lóbulos no padrão de irradiação do sinal, de forma que surgiriam regiões de sombra. A fim de utilizar todas as antenas disponíveis e diminuir os efeitos de *beamforming*, foi utilizado um artifício matemático para descorrelacionar o sinal das diferentes antenas. Este artifício consiste em inserir diferentes deslocamentos temporais nos símbolos transmitidos em diferentes antenas [4]. Este deslocamento é conhecido como *cyclic shift*, doravante chamado de avanço cíclico.

Considerando-se um símbolo OFDM, $s(t)$, aplica-se um deslocamento conforme a seguinte equação:

$$s_{SC}(t) = \begin{cases} s(t - T_{CS}) & 0 \leq t < T_s + T_{CS} \\ s(t - T_{CS} - T_s) & T_s + T_{CS} \leq t \leq T_s \end{cases}, \quad (2.24)$$

onde T_s é a duração total do símbolo. O parâmetro T_{CS} é o avanço temporal aplicado ao símbolo, definido como um valor negativo. Desta forma pode-se observar que ocorre um deslocamento de um trecho inicial do símbolo para o final do mesmo, cujo tamanho do trecho deslocado depende de T_{CS} . A duração do símbolo é mantida constante.

No domínio da frequência o deslocamento pode ser descrito como uma fase inserida ao sinal, conforme a Equação 2.25.

$$S_{SC}(f) = S(f) e^{-j2\pi f T_{CS}}. \quad (2.25)$$

Na criação do padrão diversos valores de T_{CS} foram testados. Para um receptor 802.11a, o sinal que foi transmitido por diversas antenas utilizando o avanço cíclico aparenta ser um sinal que passou por um canal com multipercurso. Portanto, quanto maior for o avanço temporal aplicado a cada antena, mais degradado aparentará ser o sinal recebido em um receptor preparado para apenas um fluxo de dados. Assim, definiu-se um valor limite de 200 ns para T_{CS} [5]. Na Tabela 2.3 está definido os diferentes avanços aplicados ao sinal em cada antena do transmissor.

Tabela 2.3 - Avanço cíclico para diferentes números de antenas.

Número de Antenas	Cyclic shift antena 1	Cyclic shift antena 2	Cyclic shift antena 3	Cyclic shift antena 4
1	0 ns	-	-	-
2	0 ns	-200 ns	-	-
3	0 ns	-100 ns	-200 ns	-
4	0 ns	-50 ns	-100 ns	-150 ns

A Figura 2.18 mostra o sinal do L-LTF (*Legacy - Long Training Field*), campo equivalente ao LTF do padrão 802.11a, transmitido em um sistema com três antenas. Está destacado o sinal de cada uma das antenas em um mesmo ponto do símbolo, de forma a mostrar claramente o deslocamento existente entre o sinal de cada antena. Como pode ser observado, o sinal da segunda antena está adiantado em relação ao da primeira. Nota-se que o mesmo ocorre com o sinal da terceira antena em relação a segunda, o mesmo sendo verdadeiro quando comparado o sinal da segunda com a terceira antena. Na primeira antena, o pico se encontra na amostra 193 do pacote; na segunda antena está na posição 191; e na terceira está em 189. Como o período de amostragem é de 50 ns, o deslocamento de 2 amostras entre cada antena resulta numa diferença de 100 ns, como indica a Tabela 2.3.

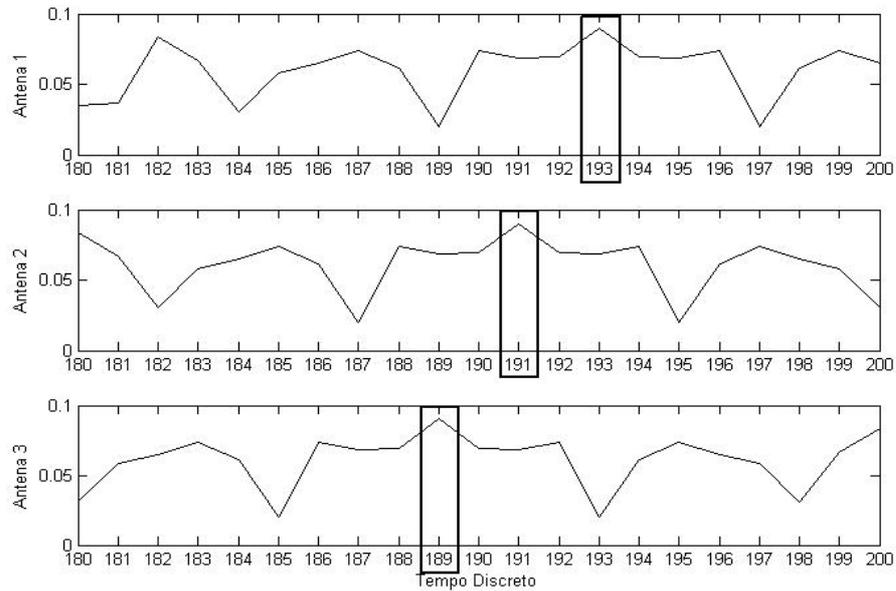


Figura 2.18 - Sinal do L-LTF para três antenas, com um mesmo ponto do símbolo destacado em cada um, mostrando o deslocamento temporal inserido.

O L-STF no domínio da frequência é definido de forma idêntica ao do padrão 802.11a, isto considerando-se um canal de 20 MHz. A diferença se encontra no valor de escala que multiplica o L-STF. No padrão anterior este valor era de $\sqrt{13/6}$, conforme a Equação 2.13, de forma a igualar a potência do STF ao do LTF. No L-STF este valor é de $\sqrt{1/2}$, que é o fator utilizado para normalizar a potência de cada símbolo do novo padrão. Assim, o L-STF fica definido na Equação 2.26.

$$S_{-26,26} = \sqrt{1/2} \cdot \{0,0,1+j,0,0,0,-1-j,0,0,0,1+j,0,0,0,-1-j,0,0,0, \\ -1-j,0,0,0,1+j,0,0,0,0,0,0,0,-1-j,0,0,0,-1-j,0,0,0,1+j,0,0, \\ 0,1+j,0,0,0,1+j,0,0,0,1+j,0,0\} \quad (2.26)$$

A potência transmitida deve ser dividida igualmente entre todas antenas. Desta forma, o L-STF no domínio do tempo transmitido pela antena i_{TX} é definido conforme a seguinte equação:

$$r_{L-STF}^{(i_{TX})}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_{TX} \cdot N_{L-STF}^{Tone}}} \sum_{k=-26}^{26} S_k \exp(j2\pi k \Delta_F (t - T_{CS}^{i_{TX}})) \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad (2.27)$$

onde N_{TX} é o número de antenas do transmissor; N_{L-STF}^{Tone} é o número de subportadoras ativas (12 neste caso); $T_{CS}^{i_{TX}}$ é o aplicado a cada antena, dado na tabela anterior; Δ_F é o espaçamento em frequência entre cada suportadora (312,5 kHz); S_k é o L-STF no domínio da frequência.

O L-LTF no domínio da frequência é idêntico ao do padrão 802.11a, dado pela Equação 2.19. A única diferença é a aplicação do avanço cíclico. Assim, o símbolo transmitido por cada antena é dado pela Equação 2.28.

$$r_{L-LTF}^{(i_{TX})}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_{TX} \cdot N_{L-LTF}^{Tone}}} \sum_{k=-26}^{26} L_k \exp(j2\pi k \Delta_F (t - T_{CS}^{i_{TX}})) \quad 0 \leq t < T_s, \quad (2.28)$$

onde N_{L-LTF}^{Tone} é o número de subportadoras ativas no LTF (52).

O procedimento para criar o L-LTF a partir do símbolo obtido é semelhante ao do LTF, sendo repetido o sinal deste símbolo e então inserido o prefixo cíclico, conforme procedimento descrito na Subseção 2.2.3.

O campo L-SIG é criado de forma idêntica ao padrão anterior. A diferença reside na informação que ele carrega. A taxa indicada no campo é fixa em 6 Mbps, e o comprimento do pacote é informado de maneira que receptores do padrão 802.11a possam manter o canal livre por tempo suficiente para que o pacote HT seja transmitido. Da mesma forma que o L-STF e o L-LTF, o L-SIG recebe o avanço cíclico de acordo com o número de antenas.

3 Recepção do Pacote

Este capítulo apresenta as etapas da recepção do pacote, detalhando os algoritmos utilizados, de forma que seja possível entender em detalhes o procedimento empregado na recepção. Na Seção 3.1 é apresentada a detecção do pacote, primeira etapa da recepção. A seguir a Seção 3.2 detalha a sincronização temporal, foco deste projeto. A Seção 3.3 apresenta a sincronização em frequência. Já a Seção 3.4 apresenta a equalização de canal. Por fim é apresentado o procedimento de decodificação na Seção 3.5.

A recepção do pacote é dividida em várias etapas, realizadas em sequência, sendo que o sucesso da etapa seguinte depende da etapa precedente. Desde a detecção até a obtenção dos dados contidos no pacote, diversos algoritmos matemáticos são utilizados. A primeira etapa é a detecção do pacote, seguida da sincronização temporal. Estas são as etapas fundamentais da recepção, sendo que a correta recepção do pacote está diretamente ligada ao sucesso destes algoritmos. A seguir é realizada a sincronização em frequência, corrigindo possíveis desvios de frequência. Por fim, é realizada a equalização do canal, para então decodificar o sinal recebido. Estes procedimentos serão aprofundados nas próximas seções.

3.1 Detecção do Pacote

A detecção é a primeira etapa da recepção, cujo objetivo é detectar a presença de pacotes. Normalmente o algoritmo de detecção é escolhido de forma a não requerer muito processamento, uma vez que estará ativado em tempo integral. Assim, devido a sua baixa complexidade, é possível apenas obter uma estimativa do início do pacote. Na escolha do algoritmo de detecção, além da simplicidade, é levado em conta também a probabilidade de

perda de pacote e a probabilidade de falso alarme.

Por ser a primeira etapa da recepção utiliza-se para detecção o primeiro campo recebido, que é o STF, vide Figura 2.6. Assim, busca-se um algoritmo capaz de detectar a presença deste campo. Um dos algoritmos possíveis de ser utilizado se baseia na detecção da energia do sinal recebido, conforme descrito em [6], mas por ser muito simples seu desempenho não é satisfatório. Outro algoritmo, um pouco mais elaborado, utiliza uma autocorrelação do sinal recebido para detectar a presença de pacotes. Como os símbolos curtos tem uma periodicidade de 16 amostras, então se for realizada uma autocorrelação do sinal com ele mesmo deslocado de 16 amostras será obtido um sinal que indica a presença do STF.

A autocorrelação é definida matematicamente pela Equação (3.1):

$$c_n = \sum_{k=0}^{N_{jan}-1} r_{n+k} \cdot r_{n+k-N_{per}}^* \quad (3.1)$$

onde r_n é o sinal recebido; N_{per} é igual ou múltiplo do período do sinal; N_{jan} é o comprimento da janela de autocorrelação, igual ou múltiplo de N_{per} .

Como pode ser observado na Equação (3.1), a autocorrelação realiza a multiplicação ponto a ponto entre sinal recebido e o seu complexo conjugado atrasado de N_{per} amostras. Para detectar a presença do STF o parâmetro N_{per} é igual a 16 (periodicidade dos símbolos curtos em número de amostras). O tempo de atraso na resposta e o número de amostras de entrada que precisam ser armazenadas dependem diretamente do parâmetro N_{jan} , uma vez que este define o tamanho da janela de autocorrelação. Assim, este valor é escolhido o menor possível ou próximo a este, de forma a tornar o detector simples. O menor valor é dado por $N_{jan} = N_{per} = 16$. Neste projeto optou-se por utilizar $N_{jan} = 32$ de forma a reduzir a interferência do algoritmo de detecção sobre o desempenho do sistema.

Uma das grandes vantagens da autocorrelação é que este algoritmo pode ser implementado utilizando uma equação recursiva, o que reduz o processamento requerido. Na Equação (3.2) está definida a fórmula recursiva, que requer duas multiplicações, uma soma e uma subtração para cada novo valor de saída do detector.

$$c_{n+1} = c_n + r_{n+L} \cdot r_{n+L+N}^* - r_n \cdot r_{n+N}. \quad (3.2)$$

O resultado da autocorrelação é normalizado pela energia do sinal envolvido na janela de autocorrelação, de forma a tornar o resultado independente da potência recebida. A energia envolvida na autocorrelação é calculada através da Equação (3.3).

$$E_n = \sum_{k=0}^{N_{per}-1} r_n \cdot r_n^*. \quad (3.3)$$

O resultado da autocorrelação é normalizado conforme a Equação (3.4):

$$c_n^{norm} = \frac{|c_n|^2}{E_n^2}. \quad (3.4)$$

O sinal de saída do detector está plotado na Figura 3.1. Para este caso foi utilizado um pacote com deslocamento temporal de $\theta = 300$ amostras em um canal AWGN com relação sinal-ruído de 10 dB. A descrição deste canal pode ser encontrada no Apêndice A.1. É possível observar na Figura 3.1 a presença de um degrau entre as amostras 300 e 444, indicando a presença do STF. Devido ao ruído a saída não atinge o valor máximo (igual a 1).

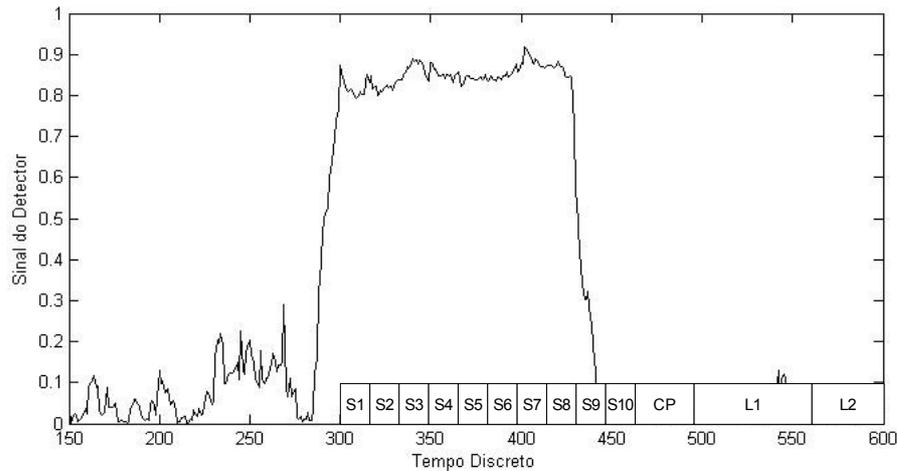


Figura 3.1 - Sinal do detector para um pacote com $\theta = 300$ em um canal AWGN com $RSR = 10$ dB, utilizando $N_{jan} = 16$ e $N_{per} = 32$.

A Figura 3.1 apresenta o sinal que deve ser identificado pelo receptor. Uma implementação simples é considerar um valor de disparo a partir do qual se assume a presença de um pacote. Assim, se $c_n^{norm} \geq d$, onde d é o valor de disparo, é considerado que um pacote está presente e os próximos algoritmos da recepção serão acionados.

A grande dificuldade na utilização de um disparo simples reside no fato de que o ruído pode ocasionalmente produzir picos na saída, acionando assim o receptor. Considerando-se a probabilidade de o receptor detectar um pacote, busca-se maximizar este valor sem aumentar demasiadamente a probabilidade de falso alarme. Uma maior probabilidade de ocorrer falso alarme pode levar a um maior consumo de energia no dispositivo, além de poder ocasionar perda de pacotes que possam estar sendo transmitidos enquanto o receptor identifica que ocorreu um falso alarme. Caso seja escolhido um valor muito alto de disparo, então a sensibilidade do detector será reduzida, ocasionado uma queda no desempenho sob baixa RSR.

Na Figura 3.2 está plotada a probabilidade de perda de pacote em função da relação sinal-ruído para diversos valores de disparo em um canal AWGN. Neste caso, a taxa de perda

de pacote é dada pelos pacotes não detectados somados àqueles que foram perdidos porque o detector disparou em um momento errado, devido a um falso alarme. Para poder simular este feito, o pacote possui um tempo aleatório de início onde são inseridas amostras de ruído, de forma que se houve disparo neste intervalo considera-se que houve um falso alarme.

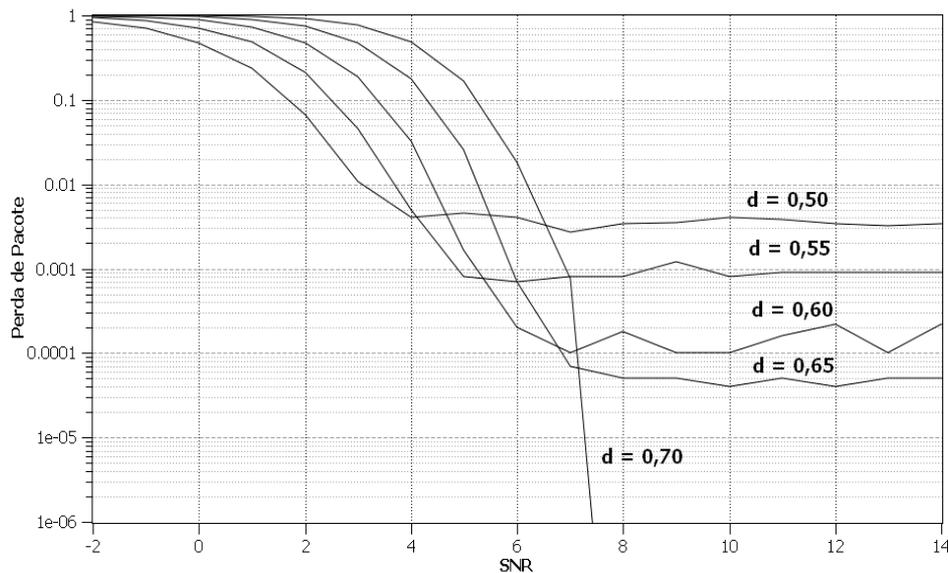


Figura 3.2 - Perda de pacote para diversos valores de disparo em um canal AWGN.

Pode-se observar que quanto menor o valor de disparo, melhor o desempenho com baixa RSR. Observa-se que a partir de um ponto não existe melhora na taxa de perda de pacote com o aumento da RSR. Este efeito é causado pelo falso alarme. Para um valor de disparo $d = 0,7$ não é observada a existência de falso alarme significativo que limite o desempenho. Para estas simulações foram utilizados 20 mil pacotes para cada relação sinal ruído, sendo adicionadas antes do pacote entre 300 e 500 amostras de ruído.

A partir dos resultados da Figura 3.2 pode-se concluir que um disparo simples não é a melhor opção. Uma proposta para melhorar o desempenho é levar em consideração vários pontos em sequência da saída do detector, de forma que se possa eliminar disparos causados por picos criados pelo ruído. A implementação escolhida foi realizar a soma de um certo

número de pontos da saída, conforme Equação (3.5).

$$D_n = \sum_{n=0}^M c_n^{norm} . \quad (3.5)$$

onde M é o número de amostras da saída a serem somadas.

Neste caso, o disparo com 5 pontos realiza a soma de 5 valores da saída do detector e considera que houve disparo após esta soma ultrapassar um valor de disparo. Já para o disparo de 10 pontos, realiza-se a soma de 10 pontos. Os melhores resultados obtidos ocorreram para um valor de disparo de 3,2 para $M=5$ e 5,5 para $M=10$. Estes valores foram obtidos por meio de simulações, testando diversas combinações dos parâmetros M e D_n , de forma minimizar a possibilidade de falso alarme e obter um desempenho satisfatório.

Na Figura 3.3 são apresentados os resultados obtidos considerando um canal AWGN. Em relação a um disparo simples, com $d = 0,70$, é obtido um ganho de desempenho de aproximadamente 2 dB quando o disparo utilizado considera 10 pontos da saída. Isto justifica a implementação deste disparo, tendo em vista que reduz a possibilidade de falso alarme já que não estará sendo considerado apenas um valor da saída, eliminando a chance de ocorrer disparos com picos espúrios.

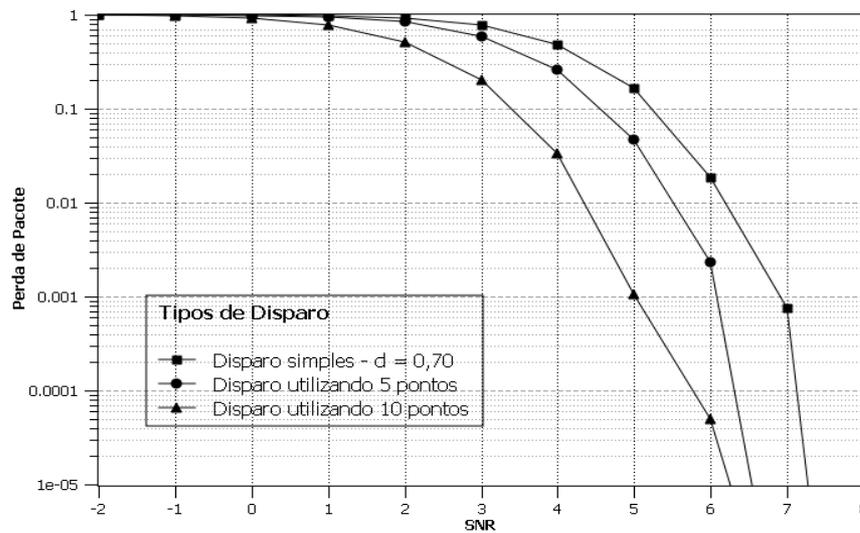


Figura 3.3 - Desempenho de disparos que consideram vários pontos de saída em relação ao disparo simples em um canal AWGN.

3.2 Sincronização Temporal

Basicamente, o objetivo da sincronização temporal é obter a posição de cada símbolo de informação contido no pacote, isto é, identificar o tempo de início de cada símbolo recebido. Esta etapa é realizada após a detecção do pacote e é crucial na recepção, já que a correta decodificação das informações contidas no pacote depende diretamente de uma correta sincronização do início do símbolo OFDM.

Em sistemas 802.11a, onde a informação é enviada em pacotes, o receptor possui apenas uma chance de realizar a sincronização durante um curto intervalo de tempo. Caso a sincronização não seja obtida o pacote será inteiramente perdido e a informação terá de ser reenviada. Isto difere de sistemas do tipo *broadcasting*, onde o receptor pode depreender um tempo maior até encontrar a correta sincronização. Assim, os algoritmos de sincronização

para sistemas de transmissão em pacotes necessitam de uma elevada taxa de acerto, além de não poderem ser complexos a ponto de exigir um processamento dispendioso. Como veremos, estas duas características estão intimamente ligadas, de forma que algoritmos com melhores taxas de acerto normalmente requerem um maior processamento, sendo necessário encontrar um equilíbrio entre ambas as características.

A sincronização temporal é a operação de identificar a posição de cada símbolo OFDM dentro do pacote recebido. Considerando-se que o pacote possui um tempo de início aleatório t_i em relação a referência $t = 0$, o deslocamento temporal do pacote em amostras é dado pela Equação (3.6):

$$\theta = \frac{t_i}{T_a}, \quad (3.6)$$

onde T_a é o período de amostragem (50 ns).

Desta forma, o objetivo da sincronização é identificar θ . Uma vez identificado com confiança o início do pacote não é necessário realizar novas sincronizações, uma vez que a posição do campo de SIG e dos símbolos OFDM dentro do pacote são fixas. Isto se deve ao fato dos símbolos apresentarem comprimento fixo. A partir da informação de quantos símbolos OFDM estão no pacote, obtida através do campo SIG, a posição dos símbolos contidos pode ser estimada com relação ao início do pacote.

Neste projeto apenas valores inteiros de θ serão considerados. Esta simplificação pode ser feita porque erros menores do que uma amostra não são críticos, como será apresentado a seguir.

Sendo $\hat{\theta}$ a estimativa do ponto de sincronismo, então a diferença entre o valor estimado e o verdadeiro é dado por

$$\Delta\theta = \hat{\theta} - \theta. \quad (3.7)$$

O conhecimento da posição de cada símbolo OFDM no pacote é necessário para a correta decodificação da informação contida no mesmo. No receptor é realizada uma DFT sobre o sinal do símbolo recebido, conforme Equação (2.7), de forma a obter o sinal no domínio da frequência.

Um erro de sincronização pode gerar dois efeitos principais: interferência intersimbólica (ISI – *Inter-Symbol Interference*) e interferência entre subportadoras (*Intercarrier Interference* – ICI). A interferência intersimbólica se deve a utilização de amostras do símbolo anterior ou posterior na DFT para obtenção do sinal no domínio da frequência. Já a interferência entre subportadoras é devido ao desalinhamento entre a janela da DFT e o sinal do símbolo recebido. Isto pode ser compreendido através da Figura 3.4, onde é apresentado o sinal temporal de três subportadoras. Caso a janela da DFT esteja desalinhada, isto é, posicionada de forma incorreta, não utilizando todas as amostras do símbolo OFDM, as frequências de cada subportadora deixarão de ser definidas, uma vez que na DFT não serão utilizados trechos completos de cada subportadora que formam o símbolo.

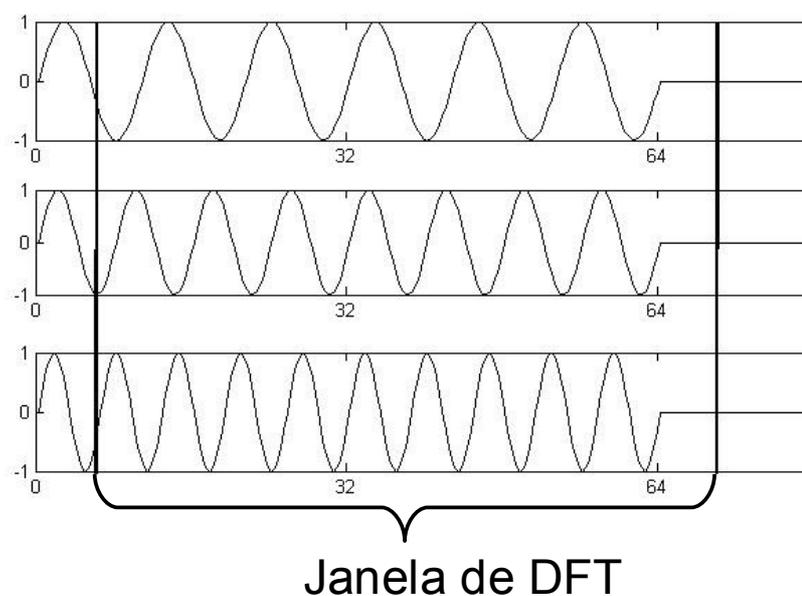


Figura 3.4 - Desalinhamento da janela de DFT.

O resultado da transformada discreta de Fourier de um símbolo desalinhado com a janela está plotado na Figura 3.6. Observa-se que os picos de cada subportadora não mais coincidem com os pontos nulos das portadoras adjacentes, resultando em interferência. Apesar de os picos da resposta em frequência ainda estarem posicionados nos lugares corretos, a largura da função sinc que forma a resposta em frequência de cada subportadora é diferente do original. Isto fica claro ao comparar este resultado com a Figura 2.3, onde os picos coincidem com os pontos nulos das subportadoras adjacentes.

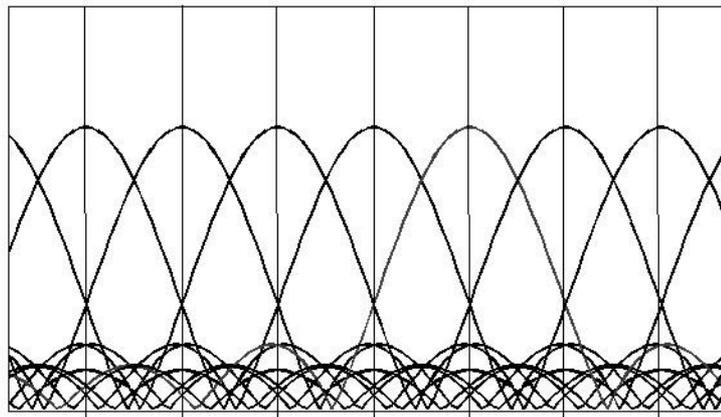


Figura 3.6 - Interferência entre subportadoras.

Considerando três símbolos OFDM recebidos em sequência, a Figura 3.7 apresenta as possíveis posições da janela de DFT para o segundo símbolo recebido.

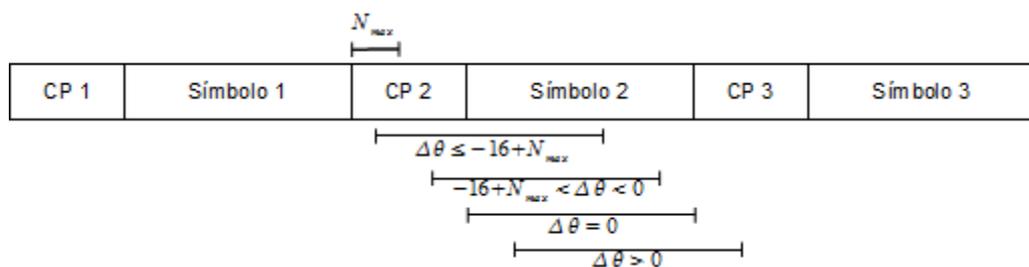


Figura 3.7 - Posições possíveis para a janela da DFT.

Considerando um canal com multipercurso onde cópias do sinal transmitido chegam

em instantes de tempos diferentes no receptor, então uma parte do sinal contido no prefixo cíclico irá conter amostras do símbolo anterior. O número de amostras do prefixo cíclico consumidas, isto é, que contém sinais do símbolo anterior, é dado por

$$N_{max} = \frac{\tau_{max}}{T_a} \quad (3.8)$$

onde τ_{max} é o espalhamento temporal máximo do canal.

Considerando a Figura 3.7, a posição da janela de DFT pode ser dividida em quatro possibilidades, apresentadas a seguir:

1. $\Delta\theta = 0$: Neste caso a estimativa do ponto de sincronismo é perfeita e a posição da janela da DFT será a ideal.
2. $-16 + N_{max} < \Delta\theta < 0$: Serão utilizadas amostras do prefixo cíclico na DFT.
3. $\Delta\theta \leq -16 + N_{max}$: Amostras do símbolo anterior serão utilizadas na DFT, devido ao multipercurso, resultando em interferência intersimbólica e interferência entre subportadoras.
4. $\Delta\theta > 0$: Neste caso amostras do símbolo seguinte serão utilizadas, resultando em ISI e ICI.

Considerando que a estimativa do ponto de sincronismo satisfaz o caso número 3, onde amostras do prefixo cíclico são utilizadas na DFT, então o resultado da DFT para um símbolo recebido s_n é dado por

$$DFT\{s_{n-\Delta\theta}\} = S_k e^{-j2\pi k \Delta\theta / N_{FFT}} \quad (3.9)$$

Tendo em vista que neste caso não há ICI e ISI, a Equação (3.9) mostra que o uso de amostras do prefixo cíclico na DFT insere uma fase linear nas subportadoras, dada por

$$\varphi = -\frac{2\pi k}{N_{FFT}}\theta. \quad (3.10)$$

Esta fase pode ser estimada através da estimativa do canal, que utiliza os símbolos longos e é apresentada na Seção 3.4, ou ainda utilizando as subportadoras piloto. Considerando-se que a variação máxima de fase entre as subportadoras utilizadas na estimativa não pode exceder 2π , já que neste caso existiria uma ambiguidade de fase, então o máximo erro no ponto de sincronismo permitido é dado por

$$|\theta| \leq \frac{N_{FFT}}{2\Delta p}, \quad (3.11)$$

onde Δp é distância entre as subportadoras utilizadas para estimar a fase. Se forem utilizados os pilotos, onde $\Delta p = 14$, então $|\theta| \leq 2,28$. Assim, para avaliar o desempenho de algoritmos de sincronização, em alguns trabalhos é utilizado o valor de $|\theta| \leq 2$ como máximo erro permitido. Caso sejam utilizados os símbolos longos para estimar a fase, este limite é alterado para $|\theta| \leq 32$, valor maior inclusive que o prefixo cíclico. Desta forma, o valor máximo $|\theta| \leq 2$ serve apenas como uma regra prática para comparação de desempenho dos algoritmos de sincronização, uma vez que um erro maior não necessariamente implica em perda de desempenho, considerando-se que os símbolos longos são utilizados para estimar o desvio de fase.

Como se pode observar das possíveis posições da janela da DFT, caso a estimativa do ponto de sincronismo esteja além do correto, ocorrerá ISI e ICI. Normalmente utiliza-se um valor menor que o obtido para o ponto de sincronismo de forma a reduzir a chance de utilizar amostras do próximo símbolo, utilizando amostras do prefixo cíclico na DFT. Conforme Equação (3.9), isto gera uma fase que pode ser facilmente corrigida. Neste trabalho o ponto de sincronismo utilizado é reduzido de três amostras. Isto diminui o espalhamento temporal máximo que o canal pode ter, mas é vantajoso, já que dificilmente todo o prefixo cíclico é

consumido.

Na literatura é possível encontrar diversos algoritmos de sincronização. Dentre os algoritmos de sincronização existentes, o de correlação cruzada e de autocorrelação se destacam e são largamente empregados em dispositivos 802.11a, padrão utilizado com base para este estudo. Como características básicas estes algoritmos utilizam sinais no tempo discreto, sendo, portanto, digitais. É também utilizado o sinal na banda básica.

Além da correlação cruzada e da autocorrelação, existem algoritmos mais complexos, que podem em teoria apresentar uma melhor performance. Mas estes algoritmos não são implementados em dispositivos reais, uma vez que, devido a limitação de potência e do curto espaço de tempo para obter a sincronização, algoritmos complexos que demandem maiores recursos computacionais não atendem a estes requisitos. Nas seções seguintes são apresentados os algoritmos de autocorrelação e correlação cruzada.

3.2.1 Algoritmo de Sincronização por Correlação Cruzada

No algoritmo de correlação cruzada, o sinal recebido é correlacionado com uma amostra armazenada na memória do receptor. Como o sinal transmitido no preâmbulo é conhecido, então não existe dificuldade em gerar um sinal idêntico no receptor. A correlação cruzada é definida por

$$d_n = \sum_{k=0}^{L-1} r_{n+k} \cdot t_k^* \quad (3.12)$$

onde t_k^* é o complexo conjugado do sinal armazenado no receptor; r_{n+k} o sinal recebido; L é comprimento da janela de correlação, igual ao comprimento do símbolo armazenado.

Pode-se observar que a Equação (3.12) utiliza amostras futuras do sinal recebido. Na

implementação do algoritmo de correlação o resultado c_n tem um atraso de $L-1$ amostras, de forma que seja causal.

O diagrama apresentado na Figura 3.8 representa de forma gráfica a correlação cruzada entre o sinal recebido e um símbolo curto armazenado. Na parte superior está o sinal recebido, formado por símbolos curtos que se deslocam para a esquerda ao longo do tempo. Na parte inferior está indicado o trecho do sinal utilizado em determinado instante de tempo para realizar a correlação cruzada.

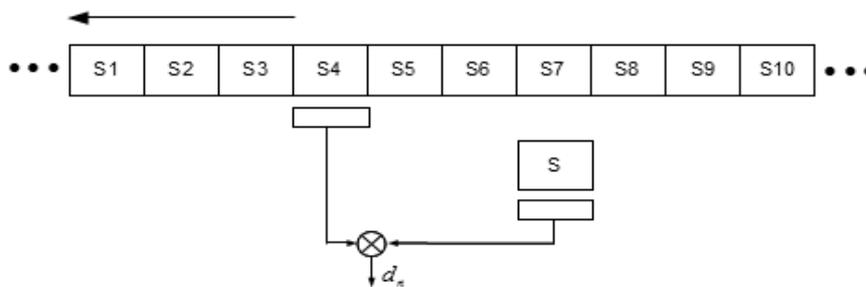


Figura 3.8 - Diagrama representando a correlação cruzada do sinal recebido com um símbolo curto armazenado.

O resultado da correlação cruzada é normalizado utilizando a energia do sinal recebido e a do símbolo armazenado, de forma que o resultado independa da potência recebida. Assim, a métrica final da correlação cruzada é dada por

$$m_n^{CC} = \frac{|d_n|^2}{E_s \cdot E_n}, \quad (3.13)$$

onde E_s é a energia do símbolo armazenado na memória e E_n a energia do sinal recebido utilizado na correlação cruzada, calculada através da Equação (3.3).

O diagrama de blocos apresentado na Figura 3.9 representa de forma simples o cálculo da métrica do algoritmo de correlação cruzada.

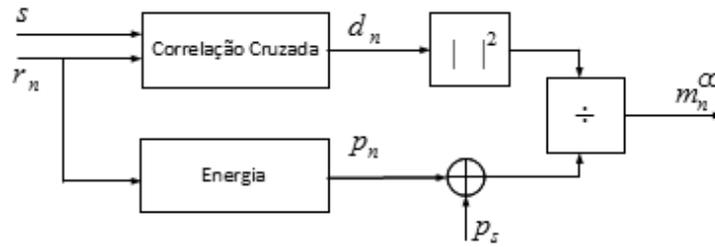


Figura 3.9 - Diagrama de blocos representando o algoritmo de correlação cruzada.

A estimativa do ponto de sincronismo é obtida encontrando o argumento máximo da Equação (3.13), resultando assim em

$$\hat{\theta} = \arg \max_n (m_n^{CC}). \quad (3.14)$$

Normalmente t_k é constituído por um símbolo completo, podendo ser um símbolo curto dos que formam o STF, ou um símbolo longo dos que formam o LTF. A desvantagem principal deste algoritmo é que o cálculo não pode ser realizado recursivamente, o que aumenta a carga computacional requerida. Para cada valor de saída é necessário a realização de L multiplicações complexas. Assim, para poupar recursos os algoritmos computacionais de correlação cruzada somente são acionados após a presença do pacote ter sido detectada.

Este esquema de sincronização é dividido em duas etapas. A primeira parte da sincronização em um esquema de correlação cruzada é realizada utilizando os símbolos curtos. Para isto, realiza-se a correlação cruzada entre um símbolo curto armazenado na memória do receptor e o sinal recebido. A saída será máxima quando o símbolo armazenado estiver exatamente alinhado com um símbolo recebido. Desta forma o resultado da correlação cruzada de um símbolo curto com o STF apresentará picos nas posições exatas dos símbolos recebidos, como mostra a Figura 3.10. Esta figura apresenta a correlação cruzada entre o sinal recebido e um símbolo curto ($L=16$), considerando um canal AWGN de $RSR = 10$ dB e um pacote com deslocamento temporal de $\theta = 300$ amostras. Além disto, é apresentada a

posição dos símbolos curtos recebidos e dos símbolos do LTF.

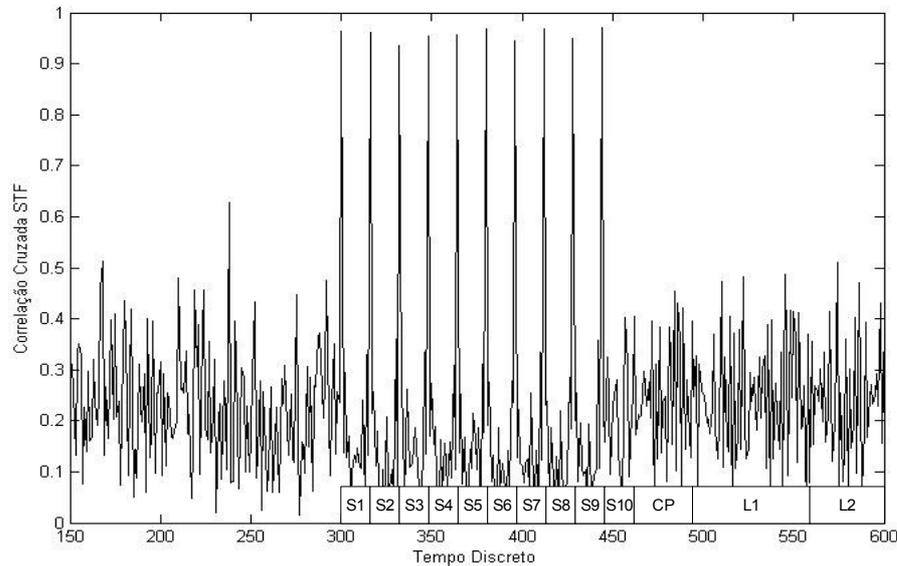


Figura 3.10 - Correlação cruzada do sinal recebido com um símbolo curto ($L=16$) armazenado em um canal AWGN com $RSR=10$ dB e $\theta = 300$.

Conforme mostra a Figura 3.10, serão obtidos dez picos na resposta da correlação cruzada, indicando a posição de início de cada símbolo curto. Para detectar estes picos diversas abordagens são possíveis. Neste projeto optou-se por dividir o resultado da correlação cruzada em trechos de 16 amostras, valor da periodicidade dos picos, e determinar o valor máximo dentro de cada trecho. Para evitar a escolha de falsos picos deve-se estipular um valor a partir do qual este é considerado verdadeiro. Como o símbolo curto possui apenas 16 amostras, este pode ser facilmente distorcido devido a ruído.

A escolha do valor mínimo foi feita a partir de simulações, buscando equilibrar a sensibilidade sem aumentar demasiadamente a probabilidade de o receptor escolher picos falsos. O valor utilizado foi $m_n^{CC} > 0,4$.

A posição de cada pico servirá como uma estimativa do ponto de sincronismo, uma vez que a posição de cada símbolo curto dentro do pacote é conhecida. Mas este valor serve

apenas como uma primeira estimativa, sendo assim chamada de estimativa grossa.

A vantagem da correlação cruzada é que o símbolo armazenado é puro, sem distorção inserida por ruído. Assim, seu desempenho teoricamente é superior em canais AWGN, onde existe apenas ruído. Mas este método possui uma grande desvantagem, que é a dificuldade de identificar os picos em canais com multipercurso. Na Figura 3.11 é apresentado o resultado da correlação cruzada com o símbolo curto para um pacote transmitido em canal com multipercurso, modelado utilizando um canal com desvanecimento seletivo exponencial negativo, cuja descrição se encontra no Apêndice A. Utilizou-se uma relação sinal-ruído de 10 dB e espalhamento temporal RMS de 100 ns.

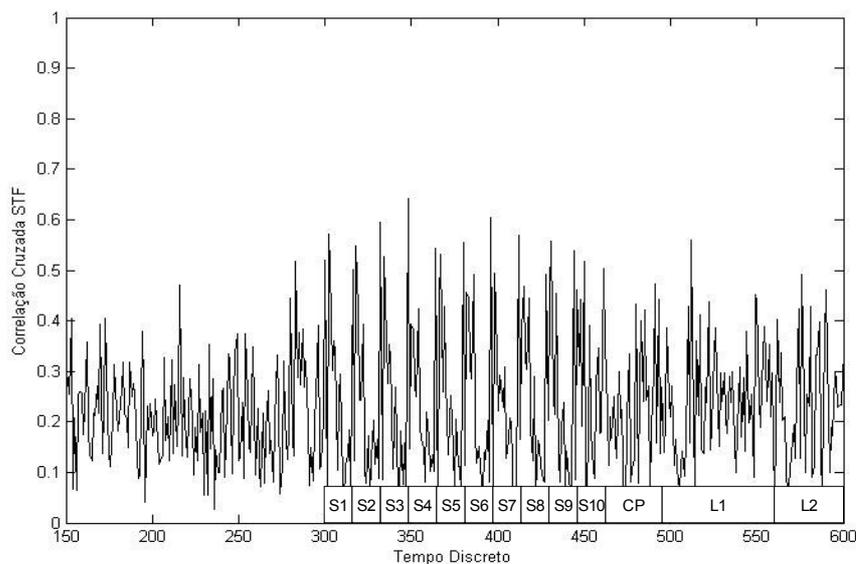


Figura 3.11 - Correlação cruzada do sinal recebido com um símbolo curto ($L=16$) em um canal com desvanecimento exponencial negativo com $T_{RMS}=100\text{ ns}$, $RSR=10\text{ dB}$ e $\theta = 300$.

Como se observa, os picos perdem amplitude e surgem cópias atrasadas que indicam os vários percursos do sinal. Caso seja possível identificar os picos com clareza, então pode-se escolher o sinal do primeiro caminho como referência de sincronização, escolhendo a posição ótima para a janela de DFT. Isto reduziria a exigência sobre os algoritmos posteriores.

Contudo, este processo é de difícil implementação, já que é necessário utilizar uma baixa carga computacional para identificar os picos rapidamente, sob pena de atrasar as próximas etapas da recepção e perder o pacote.

Num detector por correlação cruzada, o próximo passo na sincronização é realizar a correlação cruzada do sinal recebido com o símbolo longo. Conforme mostrado na Figura 2.15 são transmitidos dois símbolos longos, além de um prefixo cíclico, formando o LTF completo. Isto posto, é realizada outra correlação cruzada, conforme a Equação (3.12), onde agora t_k^* é um símbolo longo armazenado ($L=64$). Esta correlação cruzada é representada pelo diagrama da Figura 3.12.

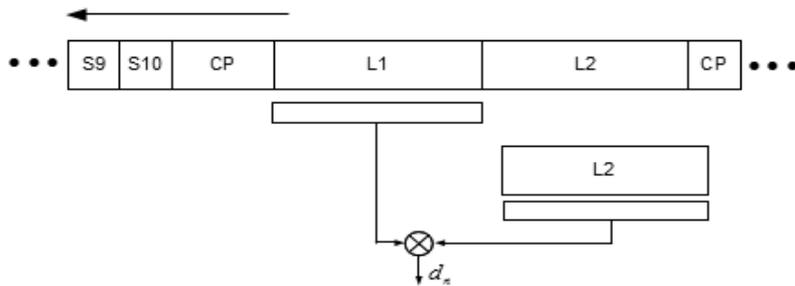


Figura 3.12 - Diagrama representando a correlação cruzada do sinal recebido com um símbolo longo armazenado.

O resultado são dois picos indicando a posição de cada símbolo longo, além de um pico menor que surge ao final do STF, conforme mostrado na Figura 3.13.

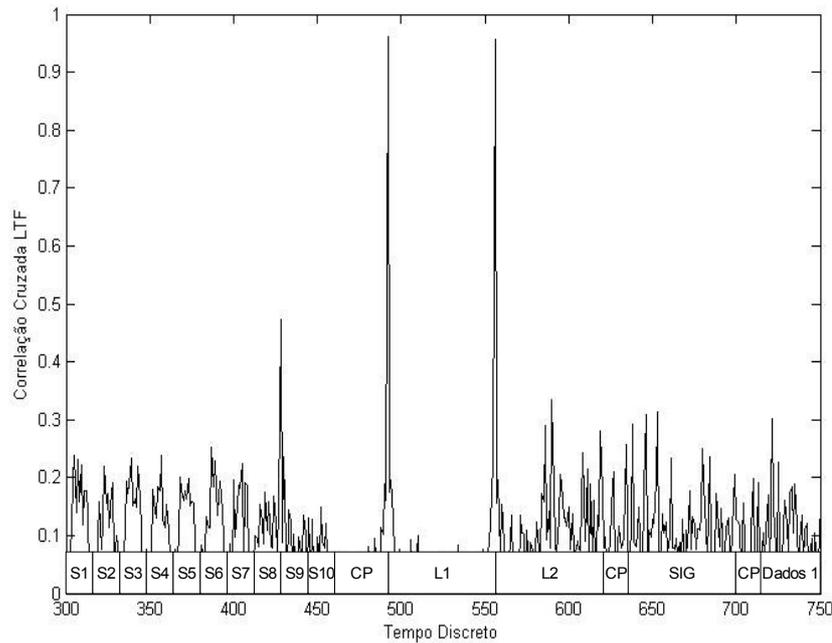


Figura 3.13 - Correlação cruzada do sinal recebido com um símbolo longo ($L=64$) armazenado em um canal AWGN com $RSR=10$ dB e $\theta = 300$.

Devido ao símbolo longo ser formado por 64 amostras, o resultado da correlação é muito menos suscetível a distorção por ruído. Com isto o LTF é mais eficiente para indicar o ponto de sincronismo do que o STF, além de resultar em apenas dois picos que precisam ser encontrados, o que facilita a identificação dos mesmos. Para a identificação dos picos foi utilizado o valor mínimo de $m_n^{CC} > 0,4$.

Assim como na correlação cruzada do STF, ocorre um brusca redução nos picos em canais com multipercurso, conforme mostrado na Figura 3.14, onde o sinal passou por um canal com desvanecimento seletivo exponencial negativo, com $T_{RMS}=100$ ns.

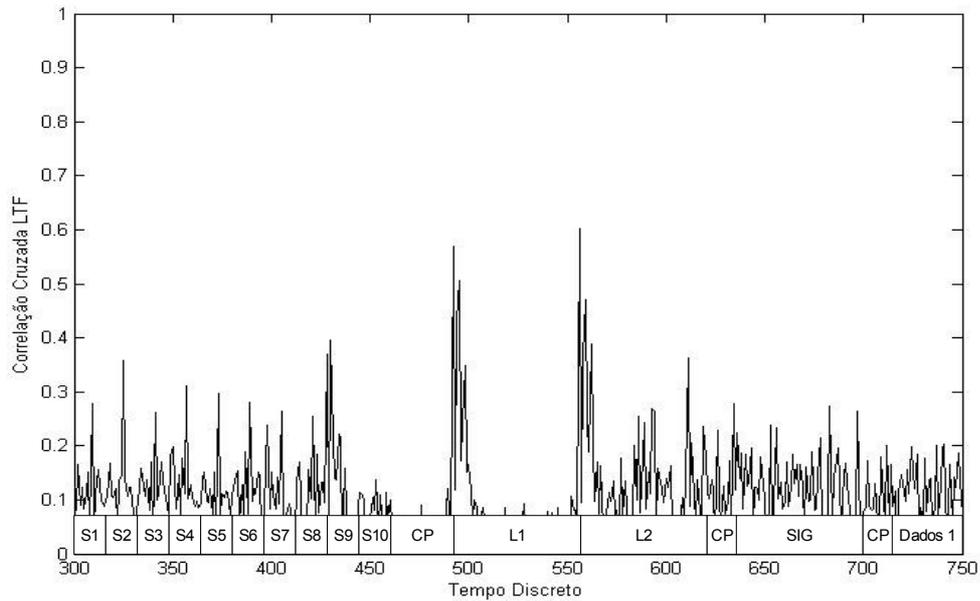


Figura 3.14 - Correlação cruzada do sinal recebido com um símbolo longo ($L=64$) em um canal com desvanecimento exponencial negativo com $T_{RMS}=100\text{ ns}$, $RSR=10\text{ dB}$ e $\theta = 300$.

3.2.2 Algoritmo de Sincronização por Autocorrelação

Os algoritmos de sincronização por autocorrelação realizam a correlação do sinal com um trecho dele mesmo deslocado. Matematicamente a autocorrelação é definida por

$$c_n = \sum_{k=0}^{N_{jan}-1} r_{n+k} \cdot r_{n+k+N_{per}}^* \quad (3.15)$$

em que o parâmetro N_{per} é igual ou múltiplo da periodicidade do sinal a ser detectado; N_{jan} é o comprimento da janela de autocorrelação, normalmente igual ao fator de periodicidade ou um múltiplo inteiro do mesmo. Observa-se que a Equação (3.15) utiliza $N_{per} + N_{jan}$ amostras futuras do sinal. Desta forma, a saída apresenta um atraso de $N_{per} + N_{jan}$ quando

De forma a facilitar a identificação do ponto de sincronismo, pode-se escolher parâmetros de tal forma que o valor máximo de saída da autocorrelação ocorra apenas uma vez durante a recepção do pacote. Isto irá gerar um sinal do tipo triângulo, com um único pico indicando o ponto de sincronismo. Considerando-se o comprimento do STF, de 160 amostras, e a sua periodicidade de 16, uma possibilidade é utilizar $N_{per} = 80$ e $N_{jan} = 80$. Assim, em somente um instante de tempo a janela de autocorrelação estaria totalmente preenchida. Isto pode ser observado na Figura 3.16, onde observa-se que a janela de autocorrelação tem exatamente o tamanho do STF.

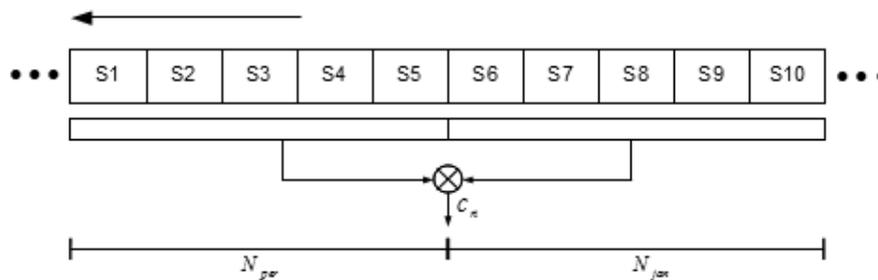


Figura 3.16 - Diagrama representando a autocorrelação com $N_{per} = 80$ e $N_{jan} = 80$.

O resultado deste sinal, considerando-se um canal AWGN com RSR de 10 dB e um pacote com deslocamento temporal de 300 é apresentado na Figura 3.17.

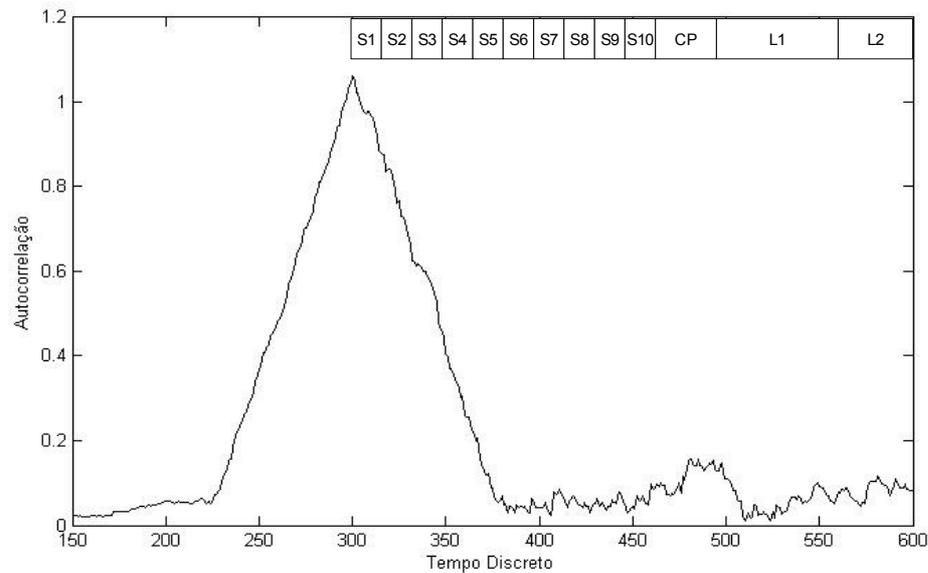


Figura 3.17 - Resultado da autocorrelação para um canal AWGN com relação sinal-ruído de 10 dB e atraso temporal de 300 amostras no pacote, utilizando $N_{per} = 80$ e $N_{jan} = 80$.

A desvantagem destes parâmetros é que o resultado da autocorrelação não pode ser utilizado para estimar o desvio de frequência, já que para estimar o desvio de frequência é necessário realizar uma correlação entre dois símbolos recebidos em sequência, como será apresentado na Seção 3.3.

De forma a possibilitar que o sinal de saída da autocorrelação também possa ser utilizado como estimativa do desvio de frequência, são propostos os seguintes parâmetros: $N_{per} = 16$ e $N_{jan} = 144$ [7]. Isto também irá resultar em um sinal do tipo triângulo, já que em somente em um instante de tempo a janela de autocorrelação estará totalmente preenchida. A vantagem neste caso é que a saída pode ser utilizada para estimar o desvio de frequência. Na Figura 3.18 é possível observar que os dois trechos de sinal utilizados na autocorrelação estão defasado de 16.

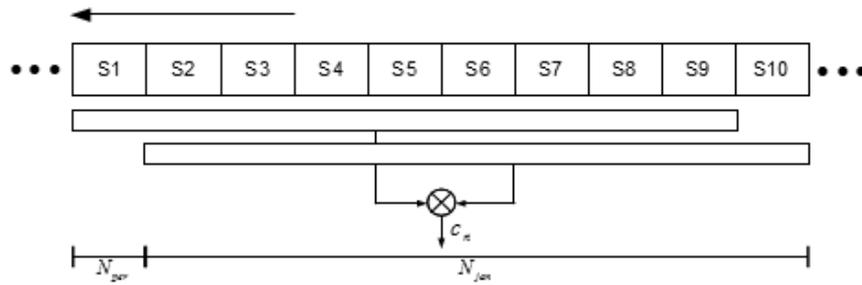


Figura 3.18 - Diagrama representando a autocorrelação com $N_{per} = 16$ e $N_{jan} = 144$.

A Figura 3.19 apresenta o resultado da autocorrelação utilizando $N_{per} = 16$ e $N_{jan} = 144$ em um canal AWGN com RSR = 10 dB. O pico obtido indica a posição de início do STF.

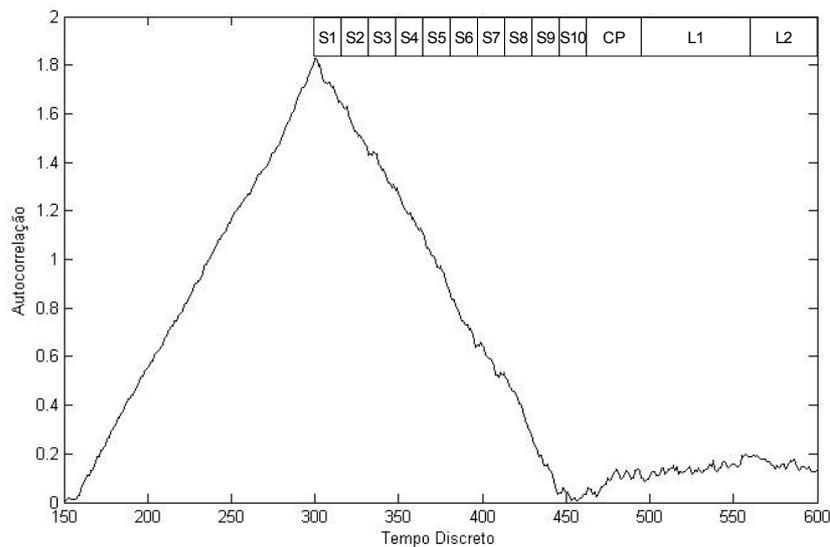


Figura 3.19: Resultado da autocorrelação para um canal AWGN com relação sinal-ruído de 10

dB e atraso temporal de 300 amostras no pacote, utilizando $N_{per} = 16$ e $N_{jan} = 144$.

A partir do resultado da autocorrelação é possível utilizar diferentes critérios de otimização. O mais simples é utilizar diretamente o sinal da autocorrelação para encontrar o ponto de sincronismo, isto é, o pico do triângulo. Este tipo de métrica é chamada de *Maximum Correlation* (MC), tendo em vista que utiliza-se o módulo do resultado da

autocorrelação, conforme:

$$m_n^{MC} = |c_n|. \quad (3.17)$$

A estimativa do ponto de sincronismo é obtida encontrando o argumento máximo do módulo do resultado da autocorrelação, conforme Equação (3.18).

$$\hat{\theta} = \underset{n}{\arg \max} (m_n^{MC}) = \underset{n}{\arg \max} (|c_n|). \quad (3.18)$$

A desvantagem deste critério é que pode ocorrer uma grande variação no valor de pico em função da potência do sinal recebido.

A fim de eliminar a dependência do valor de saída com a potência do sinal recebido, normalizar o resultado pela energia do sinal utilizado na autocorrelação. Esta métrica é chamada de *Maximum Normalized Correlation* (MNC). Isto simplifica a detecção do pico, criando uma métrica que independe da potência do sinal de entrada. Contudo, aumenta a carga computacional envolvida, já que é necessário calcular a potencia do sinal para cada valor de saída da autocorrelação. A energia de um sinal discreto no tempo, dentro de uma janela de N_{jan} amostras, é calculada conforme a Equação (3.3). Neste caso, como os sinais utilizados na autocorrelação possuem $128 (N_{jan} - N_{per})$ elementos em comum, pode-se calcular apenas a energia de um dos sinais e assumi-la igual para ambos. Assim, o ponto de sincronismo é obtido através da Equação (3.19).

$$\hat{\theta} = \underset{n}{\arg \max} (m_n^{MNC}) = \underset{n}{\arg \max} \frac{|c_n|^2}{(E_{n-N_{per}})^2}. \quad (3.19)$$

A Figura 3.20 apresenta o algoritmo de autocorrelação através de um diagrama de blocos cuja saída é a métrica de autocorrelação.

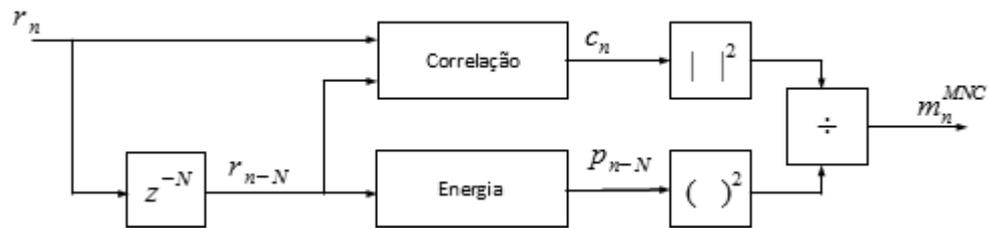


Figura 3.20 - Diagrama de blocos da métrica de autocorrelação.

O resultado da métrica MNC é apresentado na Figura 3.21, onde foi utilizado um canal AWGN com RSR = 10 dB. Comparando-se este resultado com o da métrica MC, apresentado na Figura 3.19, observa-se um sinal mais limpo, principalmente após a amostra 450, onde o critério de MNC apresenta saída praticamente nula.

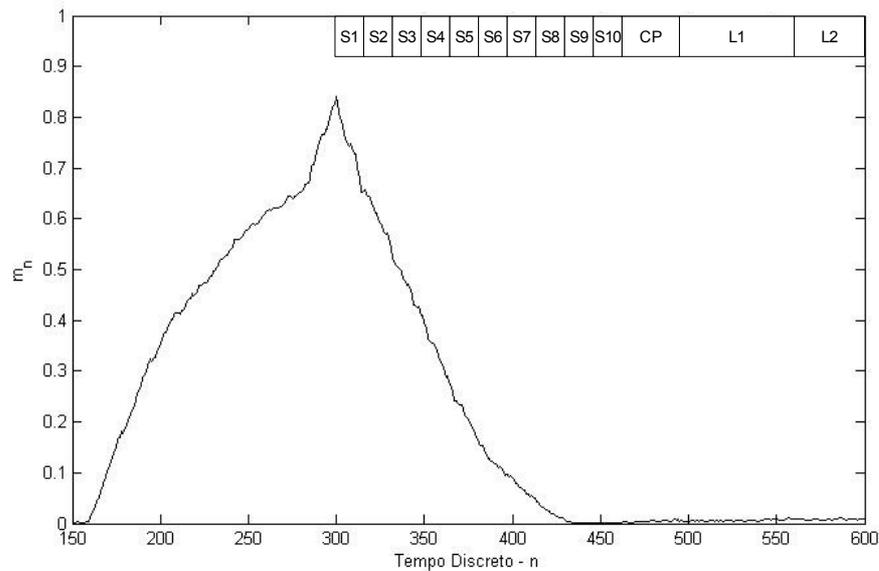


Figura 3.21 - Resultado da métrica MNC para um canal AWGN com relação sinal-ruído de 10 dB e atraso temporal do pacote de 300 amostras.

Existem ainda outras métricas possíveis, conforme descrito em [7]. O critério *Minimum Mean Squared Error* (MMSE) não é indicado para sistemas em pacote, porque este algoritmo apresenta um valor de saída grande quando não existe sinal, aumentando a probabilidade de falso alarme, sendo indicado para sistemas do tipo *broadcasting*. Já a métrica *Maximum Likelihood* (ML) exige bastante processamento, sem apresentar um

resultado muito superior ao critério de *Maximum Correlation*. Desta forma, nas simulações realizadas nesta pesquisa utiliza-se o critério MNC quando for usado o algoritmo de autocorrelação para sincronização.

3.3 Sincronização em Frequência

O desvio de frequência é causado pela diferença existente entre a frequência do oscilador do transmissor e do receptor, bem como pelo efeito Doppler. Esta diferença na frequência pode destruir a ortogonalidade entre as subportadoras e causar interferência entre subportadoras (ICI). A sincronização em frequência tem como objetivo encontrar este desvio de frequência e corrigi-lo.

Seja s_n o sinal transmitido na banda básica, o sinal complexo na banda passante é dado por

$$y_n = s_n e^{j2\pi f_{c1} n T_a}, \quad (3.20)$$

onde f_{c1} é a frequência da portadora.

No receptor o sinal é convertido para a banda básica, conforme Equação (3.21):

$$\begin{aligned} r_n &= s_n e^{j2\pi f_{c1} n T_a} e^{-j2\pi f_{c2} n T_a} \\ &= s_n e^{j2\pi f_{\Delta} n T_a}, \end{aligned} \quad (3.21)$$

onde f_{c2} é frequência do oscilador do receptor e $f_{\Delta} = f_{c1} - f_{c2}$ representa o desvio de frequência.

Para estimar o desvio de frequência é necessário a utilização de dois símbolos idênticos transmitidos em sequência, podendo esta estimativa ser realizada tanto na frequência quanto no tempo. Como pode ser observado, tanto o STF quanto o LTF satisfazem esta condição, vide Figura 2.15, sendo ambos normalmente utilizados na estimativa do desvio de

frequência.

Considerando a existência de dois símbolos idênticos recebidos em sequência e de comprimento D , o desvio de frequência pode ser estimado realizando uma multiplicação ponto a ponto entre os dois símbolos, que pode também ser vista como uma correlação entre estes dois símbolos, conforme mostra a Equação (3.22).

$$z = \sum_{n=0}^{D-1} r_n \cdot r_{n+D}^* \quad (3.22)$$

Substituindo a Equação (3.21) em (3.22), resulta em

$$\begin{aligned} z &= \sum_{n=0}^{D-1} s_n e^{j2\pi f_\Delta n T_a} \left(s_{n+D} e^{j2\pi f_\Delta (n+D) T_a} \right)^* \\ &= e^{-j2\pi f_\Delta D T_a} \sum_{n=0}^{D-1} s_n \cdot s_{n+D}^* \\ &= e^{-j2\pi f_\Delta D T_a} \sum_{n=0}^{D-1} |s_n|^2 \end{aligned} \quad (3.23)$$

Assim, para estimar o desvio de frequência é necessário obter a fase do resultado da Equação (3.23). O desvio de frequência é dado por:

$$\hat{f}_\Delta = -\frac{\arg\{z\}}{2\pi D T_a}, \quad (3.24)$$

onde $\arg\{z\}$ denota o ângulo de z , obtido através da Equação (3.25).

$$\arg\{z\} = \arctg\left(\frac{\text{Im}\{z\}}{\text{Re}\{z\}}\right). \quad (3.25)$$

Para não haver ambiguidade, o ângulo de z deve estar entre $-\pi$ e π . Desta forma, o valor máximo do desvio de frequência que pode ser detectado é dado por

$$|f_\Delta| \leq \frac{\pi}{2\pi D T_a} = \frac{1}{2D T_a}. \quad (3.26)$$

Se forem utilizados os símbolos curtos na estimativa do desvio de frequência, cujo período é $D = 16$, então o desvio máximo identificável é de 625 kHz , ou duas vezes o

espaçamento entre cada subportadora. Se forem utilizados os símbolos longos, onde $D = 64$, então o desvio máximo é de $156,25 \text{ kHz}$, ou metade do espaçamento entre as subportadoras.

Para se corrigir o desvio de frequência é empregada a Equação (3.27). O sinal é multiplicado por uma exponencial complexa, com mesma frequência do desvio de frequência estimado, mas com fase oposta. Como esta exponencial depende do valor de n , é necessário escolher um ponto de referência no pacote, como por exemplo o início do pacote ou o começo do LTF. Neste ponto assume-se $n = 0$ e realiza-se a correção do desvio conforme a Equação (3.27). Existirá ainda um erro de frequência residual, causado pela escolha do ponto para inicial de correção. Como este valor é pequeno, pode-se utilizar os pilotos de cada símbolo OFDM para estimar o erro residual e corrigir quando necessário.

$$y_n = r_n \cdot e^{-j2\pi\hat{f}_\Delta n T_s}. \quad (3.27)$$

3.4 Estimativa e Equalização do Canal

Canais com desvanecimento distorcem as subportadoras, sendo necessário no receptor eliminar esta distorção. Portanto, antes de ser utilizado na decodificação o sinal deve ser corrigido utilizando uma estimativa do canal. A estimativa do canal é uma aproximação da resposta em frequência do canal.

A estimativa do canal é realizada encontrando a distorção inserida pelo canal no sinal recebido. Sendo $X(f)$ o sinal transmitido no domínio da frequência e $Y(f)$ o sinal recebido, a estimativa do canal é dada por

$$\hat{H}(f) = \frac{Y(f)}{X(f)}, \quad (3.28)$$

Para realizar a estimativa é necessário utilizar um sinal que seja conhecido pelo

receptor. Uma das formas de estimar o canal no padrão IEEE 802.11a é utilizar os símbolos longos, como é sugerido pela norma. A estimativa utilizada neste trabalho é realizada no domínio da frequência, sendo também possível utilizar métodos de estimação no domínio do tempo. O canal é considerado quasi-estacionário, isto é, sua resposta é constante durante cada pacote. Assim, é necessário estimar o canal apenas uma vez durante a recepção do pacote.

No domínio do tempo o sinal recebido é dado por

$$r_n = h_n * s_n + z_n, \quad (3.29)$$

onde h_n denota a resposta impulsiva do canal, s_n o símbolo transmitido e z_n o ruído gaussiano branco adicionado ao sinal. Como a estimativa do canal será realizada no domínio da frequência, deve-se aplicar a DFT sobre o sinal do símbolo recebido. Realizando-se a DFT sobre cada um dos símbolos longos, obtêm-se, respectivamente, $R_{1,k}$ e $R_{2,k}$:

$$R_{l,k} = H_k L_k + W_{l,k}, \quad k = -26, -25, \dots, 26, \quad (3.30)$$

onde H_k é a resposta do canal para a k -ésima subportadora; L_k é sinal do LTF transmitido na k -ésima subportadora (vide Equação (2.19)); $W_{l,k}$ é o ruído AWGN para subportadora k e para o l -ésimo símbolo.

Na estimativa de canal é realizada uma média entre os dois símbolos longos, de forma a minimizar o efeito do ruído sobre a estimativa. Como o sinal transmitido no LTF é conhecido pelo receptor, então divide-se a média dos símbolos longos pelo sinal transmitido, resultando em

$$\hat{H}_k = \frac{1}{2} \left(\frac{R_{1,k} + R_{2,k}}{L_k} \right). \quad (3.31)$$

A estimativa de canal apresentada na Equação (3.31) pode ser melhorada considerando-se que a resposta do canal para subportadoras adjacentes é altamente correlacionada, até mesmo em canais com desvanecimento seletivo em frequência.

Considerando-se que a banda de coerência de um sinal pode ser aproximada pela Equação (3.32), onde τ_{max} é o atraso temporal máximo devido ao multipercurso, então pode-se calcular até que valor de espalhamento é válido assumir que as subportadoras adjacentes são altamente correlacionadas [8].

$$f_0 \approx \frac{1}{\tau_{max}}. \quad (3.32)$$

Considerando-se que o espalhamento máximo é de $0,8 \mu s$, tamanho do prefixo cíclico, a banda de coerência será de 1,25 MHz. Como o espaçamento entre cada subportadora é de 312,5 kHz, pode-se considerar que no caso limite pelo menos quatro subportadoras vizinhas são correlacionadas ($\frac{1,25 \text{ MHz}}{312,5 \text{ kHz}} = 4$) Assim, de forma a reduzir a influência do ruído na estimativa, pode-se utilizar um algoritmo de suavização. O algoritmo sugerido em [5] uma média móvel entre as subportadoras adjacentes, sendo dado por:

$$\tilde{H}_k = \frac{a \hat{H}_{k-1} + b \hat{H}_k + a \hat{H}_{k+1}}{2a + b}. \quad (3.33)$$

Algumas simulações foram realizadas para determinar quais parâmetros na Equação (3.33) geravam um melhor desempenho, resultando em $a = 1$ e $b = 2$. Isto equilibra o peso dado a subportadora original com relação às adjacentes. Esta é a estimativa utilizada pelo algoritmo de correção do canal neste projeto.

Ainda em relação a Equação (3.31), pode-se expandi-la de forma a encontrar a influência do ruído sobre a estimativa do canal. Substituindo na Equação (3.31) os símbolos recebidos, obtém-se:

$$\begin{aligned}\hat{H}_k &= \left(\frac{2 \cdot H_k L_k + W_{1,k} + W_{2,k}}{2 \cdot L_k} \right) \\ &= H_k + \frac{1}{2 \cdot L_k} (W_{1,k} + W_{2,k})\end{aligned}\quad (3.34)$$

Observando-se que L_k é formado apenas por números reais de amplitude unitária, conforme Equação (2.19), pode-se concluir que $\frac{1}{L_k}$ é exatamente igual L_k . Assim, a estimativa de canal final é dada por:

$$\hat{H}_k = H_k + \frac{L_k}{2} (W_{1,k} + W_{2,k}). \quad (3.35)$$

A estimativa do canal resultante possui uma distorção inserida pelo ruído, como pode ser observado na Equação (3.35). Como o ruído é totalmente decorrelacionado, a variância da soma das amostras de ruído é igual a original, sendo por fim dividida por dois, devido a média entre os dois símbolos longos, reduzindo a influência do ruído por 3 dB.

Por fim é realizada a correção do canal, sendo que o método aqui empregado é conhecido como *Zero-Forcing* (ZF). Neste método, divide-se cada subportadora do símbolo recebido pela estimativa do canal naquela mesma subportadora, conforme mostra a Equação (3.36).

$$\hat{R}_k = \frac{R_k}{\tilde{H}_k}. \quad (3.36)$$

A Equação (3.36) pode também ser desenvolvida de forma a se avaliar a influência de ruído sobre a correção do canal. Considerando que será corrigido um símbolo qualquer S_k , o sinal recebido pode ser substituído, resultando em

$$\hat{R}_k = \frac{H_k S_k + W_k}{\tilde{H}_k}. \quad (3.37)$$

Se a estimativa do canal for perfeita, ou seja, $\tilde{H}_k = H_k$, o símbolo corrigido ainda assim irá conter erro inserido pelo ruído. O resultado para este caso é dado pela Equação (3.38), onde observa-se que é inserido uma maior distorção nas subportadoras que foram muito reduzidas, já que o ruído W_k será dividido por um valor pequeno.

$$\hat{R}_k = S_k + \frac{W_k}{\tilde{H}_k}. \quad (3.38)$$

Mesmo com a distorção inserida pelo ruído o algoritmo funciona satisfatoriamente bem, sendo essencial em canais com desvanecimento. Observa-se que o receptor não funciona adequadamente neste tipo de canal sem uma equalização de canal. É possível implementar algoritmos mais complexos, mas foge do escopo deste trabalho aprofundar na estimativa do canal.

3.5 Decodificação

Após a sincronização temporal, sincronização em frequência e estimativa do canal, é realizada a decodificação da informação contida no pacote. O primeiro símbolo decodificado é o do *Signal Field*, que contém a informação de quantos bytes estão sendo transmitidos e qual a taxa de transmissão do pacote. Desta forma é possível calcular quantos símbolos o pacote contém e a partir da estimativa do ponto de sincronismo inferir a posição de cada símbolo e a duração do pacote.

Para realizar a decodificação da informação do símbolo é realizada uma DFT sobre o sinal, conforme Equação (2.7), obtendo o sinal em frequência. Este sinal é então corrigido através da estimativa de canal, como mostrado na Seção 3.4, para então ser decodificado utilizando-se o algoritmo de Viterbi. Na decodificação é possível utilizar tanto *hard decision* ou *soft decision*. Neste trabalho optou-se por utilizar *hard decision*, onde a partir do sinal em

frequência das subportadoras recebidas é feita a demodulação utilizando-se a constelação da modulação, de forma a se obter os bits. Estes bits são então decodificados utilizando um decodificador de Viterbi. Para a decodificação do tipo *soft* o sinal em frequência é utilizado diretamente no decodificador de Viterbi, sendo possível para o decodificador avaliar a certeza de cada bit codificado recebido, melhorando o desempenho.

4 Análise de Desempenho

Este capítulo apresenta os resultados de simulações considerando os dois esquemas de sincronização apresentados: correlação cruzada e autocorrelação. O objetivo é avaliar o desempenho dos algoritmos sob diferentes tipos de canais. Também busca-se avaliar o comportamento do sistema considerando pacotes do padrão IEEE 802.11n em modo de compatibilidade, cujo desempenho, neste caso, ainda não foi avaliado por completo na literatura. Para isto, a Seção 4.1 apresenta os resultados para canal AWGN; a Seção 4.2 trás os resultados para canal com desvanecimento plano do tipo Rayleigh; na Seção 4.3 são mostrados os resultados para canal com desvanecimento seletivo do tipo exponencial negativo; por fim, na Seção 4.4 são apresentados os resultados para os modelos de canais TGn.

Para comparar o desempenho de ambos os algoritmos será utilizado a taxa de erro no campo *Signal Field*, que contém informações essenciais para a recepção do pacote. Neste caso, se existir um bit errado nos 24 bits que formam o campo SIG, será considerado que houve erro na transmissão do pacote. Optou-se por utilizar a taxa de erro SIG como referência, ao invés do acerto na sincronização, por diversos motivos. O primeiro é por ser um indicador confiável do desempenho do algoritmo, uma vez que a correta decodificação do SIG depende diretamente da sincronização. Segundo, se fosse utilizado o acerto no sincronismo, seria necessário apresentar a variância em todos os resultados uma vez que erros de pequena magnitude podem ser corrigidos, como apresentado na Seção 3.2.

O simulador utilizado neste projeto foi desenvolvido em Matlab com o auxílio do Professor Roger Pierre Fabris Hoefel, como atividade principal do estágio supervisionado realizado no segundo semestre de 2009 pelo autor deste projeto.

Uma visão geral do funcionamento do simulador é dado pelo digrama da Figura 4.1. O simulador é dividido em funções, cada uma com uma tarefa específica. Estas funções são, por sua vez, agrupadas em blocos maiores, representados na Figura 4.1.

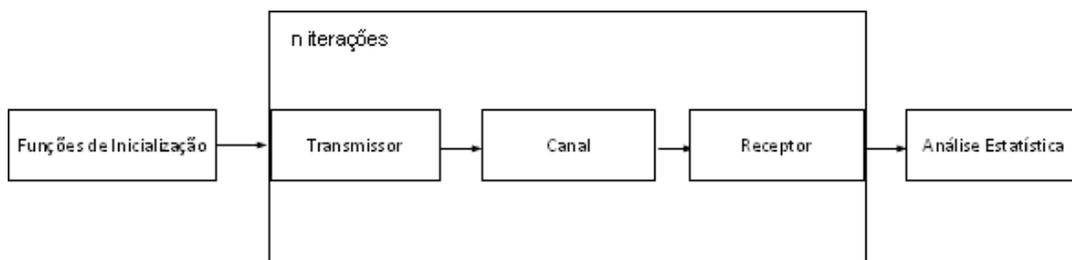


Figura 4.1 - Estrutura geral do simulador.

O primeiro bloco, “Funções de Inicialização”, é formado por funções destinadas a inicializar o simulador, criando vetores que contém as constantes e parâmetros da simulação, além de organizar o funcionamento do simulador como um todo. As principais funções deste bloco são descritas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Funções auxiliares do simulador.

Função	Descrição
gerar_sim_var	Armazena os parâmetros da simulação. Ao ser acionada cria uma estrutura com estes parâmetros para ser consultada por outras funções.
gerar_sim_cte	Armazena as constantes da simulação, como constelação de modulações e treliça de decodificação, criando uma estrutura ao ser acionada.
principal	Organiza o funcionamento do simulador, acionando as funções na ordem correta.

Após a inicialização é acionado o transmissor, cujas funções são detalhadas na Tabela 4.2. O objetivo é criar o pacote a ser transmitido, conforme os parâmetros selecionados pelo usuário na variável `sim_var`, descrita anteriormente. As funções que formam o transmissor foram criadas seguindo estritamente as normas do IEEE para os padrões 802.11a [1] e 802.11n [3].

Tabela 4.2 - Funções do transmissor.

Função	Descrição
gerador_preamble	Cria o preâmbulo do pacote.
signal_field	Gera o campo SIG (<i>Signal Field</i>), com informações a respeito do pacote.
gerador_pacote	Gera os símbolos de dados contidos no pacote.
modulador	Realiza a modulação do sinal a partir dos bits e da taxa de transmissão.
interl_rx	Realiza o <i>interleaving</i> (entrelaçamento) dos bits a serem transmitidos.
imperfeicoes	Insere imperfeições, como deslocamento de frequência.

Uma vez obtido o pacote a ser transmitido, o sinal é enviado para o bloco que representa o canal de rádio móvel. São funções específicas para simular diversos modelos de canais, conforme descrito na Tabela 4.3. As funções destes modelos foram desenvolvidas a partir da literatura, conforme apresentado no Apêndice A, que contém uma descrição dos modelos de canais utilizados.

Tabela 4.3 - Funções do canal.

Função	Descrição
fading	Simula o fading (desvanecimento) sobre o sinal. Pode gerar canais com desvanecimento plano ou desvanecimento exponencial negativo.
tgn_model	Cria os parâmetros do modelo de canal MIMO TGn.
tgn_canal	Simula o canal MIMO TGn.
canal_awgn	Insere ruído gaussiano branco ao sinal.

A seguir, este sinal passa por um bloco que representa o receptor. Neste caso, as funções seguem os algoritmos expostos anteriormente nesta seção, que foram obtidos a partir das informações disponíveis na literatura considerando dispositivos reais. Na Tabela 4.4 é

dada a descrição das funções mais relevantes.

Tabela 4.4 - Funções do receptor.

Função	Descrição
detector_cc	Função para realiza a sincronização por correlação cruzada.
detector_autocorrel	Sinronização utilizando o algoritmo de autocorrelação.
sincro_freq	Realiza a sincronização em frequência.
est_canal	Realiza a estimativa do canal.
decod_demod	Demodula e decodifica os dados recebidos.
interl_rx	Desfaz o entrelaçamento dos bits.
decod_sigfield	Decodifica a informação contida no campo SIG, verificando se estão corretos.
correc_freq	Realiza a correção do deslocamento de frequência.

O último bloco realiza uma análise estatística sobre os resultados obtidos, armazenado-os em um arquivo TXT e uma tabela XLS.

Em sua versão atual é possível simular a transmissão de pacotes completos do padrão IEEE 802.11a, além de pacotes 802.11n até o trecho onde são transmitidos os campos legados. Diversos modelos de canais podem ser selecionados, além de no receptor ser possível escolher diferentes algoritmos de sincronização, sendo os dados armazenados para análise estatística. No total são mais de 30 funções e 3000 linhas de código.

A validação do simulador é essencial para se garantir que os resultados obtidos são coerentes com a realidade. Para isto, cada modelo de canal é validado, sendo os procedimentos apresentados a seguir na seção referente a cada modelo de canal.

Em relação ao exposto no Capítulo 3, o decodificador de Viterbi escolhido utiliza *hard decision*. Já a estimativa e equalização de canal é realizada conforme apresentado na Seção 3.4, sendo assim considerada imperfeita. Para cada valor de RSR são utilizados 20 mil pacotes.

4.1 Sincronização em Canal AWGN

A descrição do canal AWGN é apresentada no Apêndice A.1. Este é o modelo de canal mais simples, sendo utilizado para modelar o efeito do ruído sobre o desempenho do sistema. Na literatura é possível encontrar equações analíticas que descrevem a taxa de erro de bit para diversas modulações. Considerando a modulação BPSK, utilizada para os bits do Signal Field, a probabilidade de erro de bit é dada por

$$P_b = Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{N_0}}\right), \quad (4.1)$$

onde a função $Q(x)$ é definida na Equação (4.2); E_b/N_0 é a razão da energia de bit pela densidade espectral de potência do ruído, i.e., relação sinal-ruído de bit (RSR de bit).

$$Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^{\infty} \exp(-u^2/2) du. \quad (4.2)$$

A razão entre a energia de símbolo e a densidade espectral de potência de ruído é obtida através da relação sinal-ruído E_s/N_0 . Considerando os bits recebidos antes de serem corrigidos pelo código corretor de erro, então a RSR de bit pode ser obtida considerando-se que apenas 52 das 64 subportadoras carregam informações. Assim, o sinal está espalhado ao longo de 64 subportadoras, mas apenas 52 contém bits, resultando na Equação (4.3).

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{E_s}{N_0} \frac{N_{FFT}}{N_{dados} + N_{pilotos}}. \quad (4.3)$$

A relação em decibéis é dado por

$$\left.\frac{E_b}{N_0}\right|_{dB} = \left.\frac{E_s}{N_0}\right|_{dB} + 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{N_{FFT}}{N_{dados} + N_{pilotos}}\right). \quad (4.4)$$

Considerando a RSR dos bits já corrigidos, a Equação (4.4) deve ser modificada levando-se em conta a taxa do código (redundância inserida), resultando em

$$\left. \frac{E_b}{N_0} \right|_{dB} = \left. \frac{E_s}{N_0} \right|_{dB} + 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{N_{FFT}}{N_{dados} + N_{pilotos}} \right) + 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{R} \right), \quad (4.5)$$

onde R é taxa do código convolucional, que é de 1/2 para os bits que formam o Signal Field.

Na Figura 4.2 está plotada a taxa de erro de bit para os bits antes de serem corrigidos pelo código corretor de erro, também denominada *Raw BER (Bit Error Rate)*. É possível observar que os resultados obtidos estão de acordo com os valores teóricos, ambos gerados considerando-se sincronização perfeita. Assim, pode-se afirmar que considerando o modelo de canal AWGN o simulador é válido.

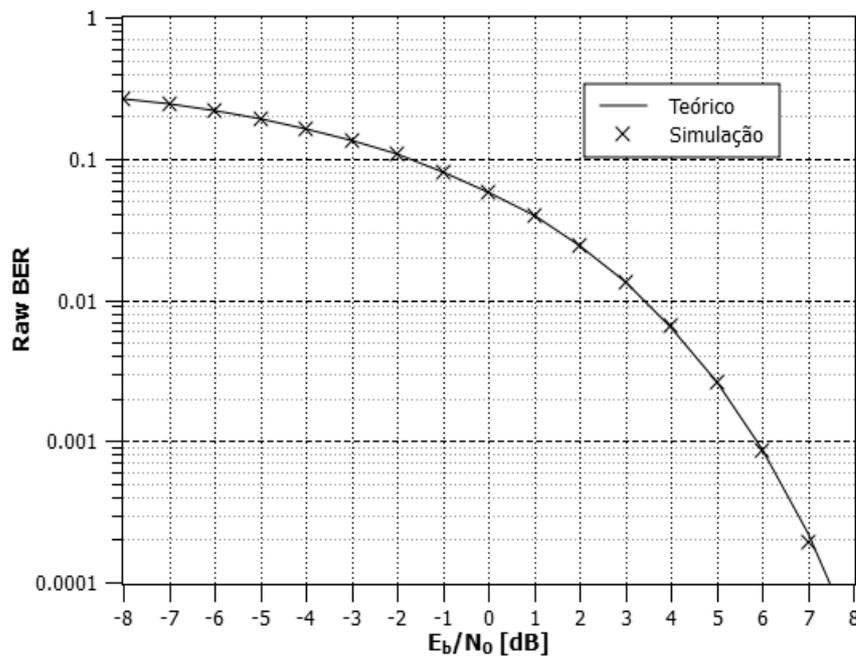


Figura 4.2 - Taxa de erro de bits para os bits codificados.

Na Figura 4.3 é apresentado a taxa de erro do SIG para um canal AWGN com sincronização perfeita e duas situações: com equalização de canal *zero forcing* e sem equalização. É possível observar que o uso da equalização de canal para $N_{TX} = 1$ insere uma pequena queda no desempenho, já que em um canal AWGN a equalização do canal não é necessária. Também é possível observar que o uso do avanço cíclico insere uma interferência

que torna necessário a equalização de canal. Neste caso, para cada antena é inserido um deslocamento cíclico, como apresentado na Seção 2.3, que em frequência equivale a inserção de uma fase linear nas componentes de frequência do sinal. Como em canal AWGN o sinal de todas as antenas são somados diretamente no receptor, sem desvanecimento ou inserção de fase pelo canal, esta interferência acaba por degradar o sinal. Observa-se que o desempenho para $N_{TX} = 3$ e $N_{TX} = 4$ são muito próximos após a correção do canal. Isto se deve ao fato de que para $N_{TX} = 4$ o avanço máximo inserido é menor do que para $N_{TX} = 3$, como pode ser observado na Tabela 2.3. Assim, apesar de o número de antenas aumentar, o nível de interferência inserido pelo avanço cíclico é menor, resultando num desempenho similar. A partir disto, verificando que o sistema não funciona corretamente sem a equalização de canal, mesmo em um canal AWGN, a equalização de canal estará ativada para todas as simulações.

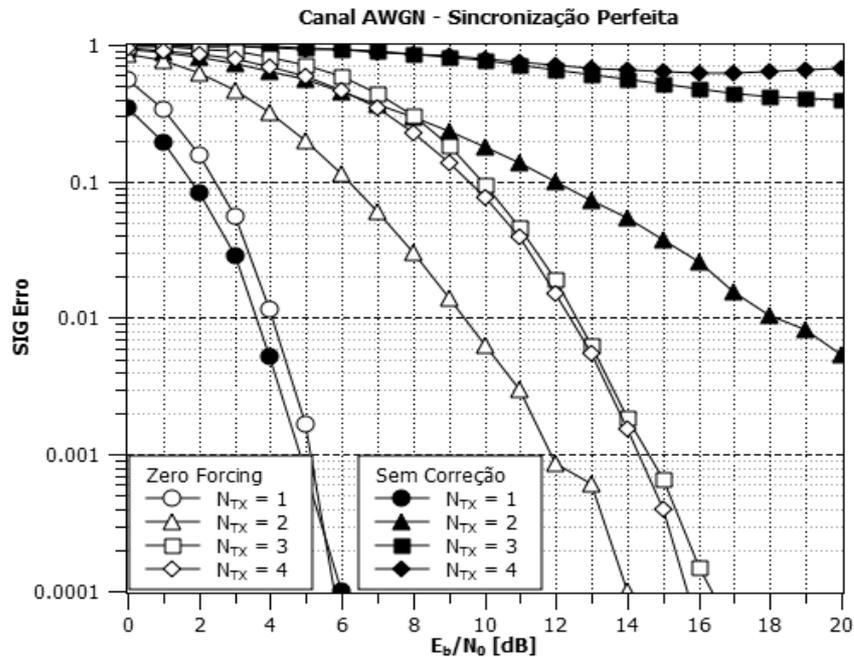


Figura 4.3 - Taxa de erro no Signal Field em um canal AWGN com e sem equalização de canal.

Considerando ambos os esquemas de sincronização, a Figura 4.4 apresenta os resultados obtidos para o canal AWGN com o número de antenas variando de um a quatro. A

curva teórica para uma antena é o limite superior considerando os bits já decodificados, utilizando um decodificador de Viterbi por *hard decision*, cuja descrição para obtenção desta curva se encontra no Apêndice A. Pode-se observar que o resultado para a sincronização perfeita está de acordo com o limite teórico. É possível observar que o desempenho para $N_{TX} = 1$ é próximo da sincronização perfeita, mostrando que ambos os algoritmos funcionam bem em canal AWGN. Conforme o número de antenas aumenta, ocorre uma piora significativa no desempenho, devido a utilização do avanço cíclico que insere uma autointerferência no sinal recebido. Considerando o algoritmo de autocorrelação com $N_{TX} = 3$ e $N_{TX} = 4$, os resultados são aproximadamente iguais.

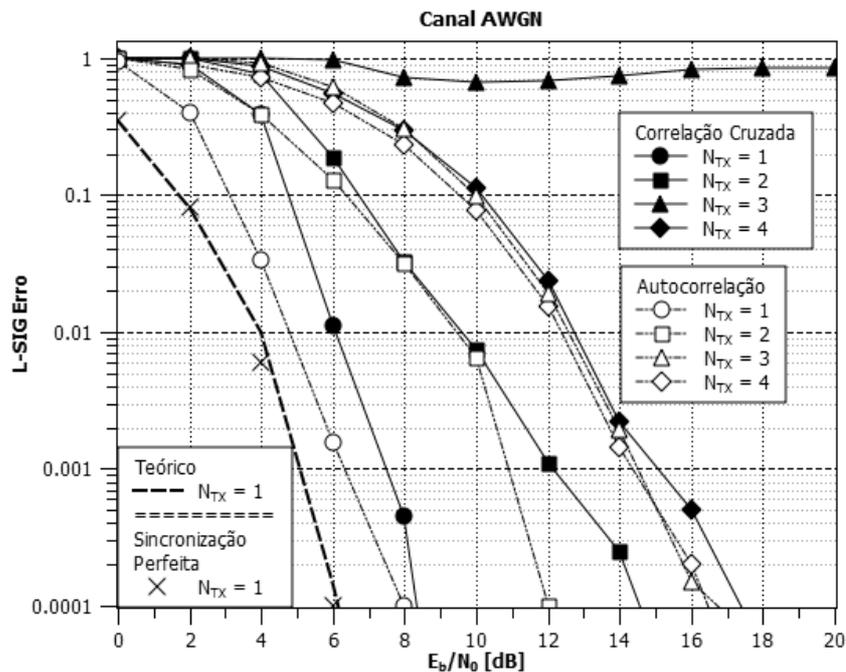


Figura 4.4 - Taxa de erro no campo L-SIG para um canal AWGN.

Pode ser observado também na Figura 4.4 que o desempenho do algoritmo de correlação cruzada com $N_{TX}=3$ sofre uma grave degradação. Isto se deve ao fato de que o sinal das múltiplas antenas com o avanço cíclico equivale no receptor a um canal com multipercurso. No caso de $N_{TX}=3$, a energia da correlação cruzada é dividida em três picos,

cada um um indicando o sinal de uma antena, cujo valor não é suficiente para o receptor diferenciar do ruído.

A Tabela 4.5 apresenta uma comparação dos resultados de ambos os algoritmos para uma taxa de erro no campo L-SIG de 1%. Ambos os algoritmos apresentam resultados semelhantes, com exceção do esquema de correlação cruzada para $N_{TX}=3$, cujos pacotes não são corretamente recebidos para nenhuma relação sinal-ruído.

Tabela 4.5 - Tabela comparativa para o canal AWGN considerando uma taxa de erro no campo SIG de 1%.

Número de Antenas	Algoritmo de Autocorrelação	Algoritmo de Correlação Cruzada
$N_{TX}=1$	5 dB	6 dB
$N_{TX}=2$	9,5 dB	9,5 dB
$N_{TX}=3$	12,5 dB	-
$N_{TX}=4$	12,5 dB	13 dB

4.2 Sincronização em Canal com Desvanecimento Plano do Tipo Rayleigh (*Flat Fading*)

Neste modelo de canal o desvanecimento é constante para toda a banda do sinal, sendo considerando não-seletivo. A descrição em detalhes deste canal se encontra no Apêndice A.2

Os resultados para o esquema de sincronização por autocorrelação se encontram na Figura 4.5. Para $N_{TX}=1$ e $N_{TX}=2$ é possível calcular o limite superior teórico considerando sincronização perfeita. É possível observar que os resultados obtidos estão de acordo com os limites teóricos, mesmo considerando a sincronização não ideal. Conforme o número de

antenas aumenta existe uma melhora no desempenho causada pelo efeito de diversidade espacial, onde caso o sinal de uma das antenas tenha sido muito degradado, então existe uma grande probabilidade de o sinal de outra antena não ter sido fortemente atenuado.

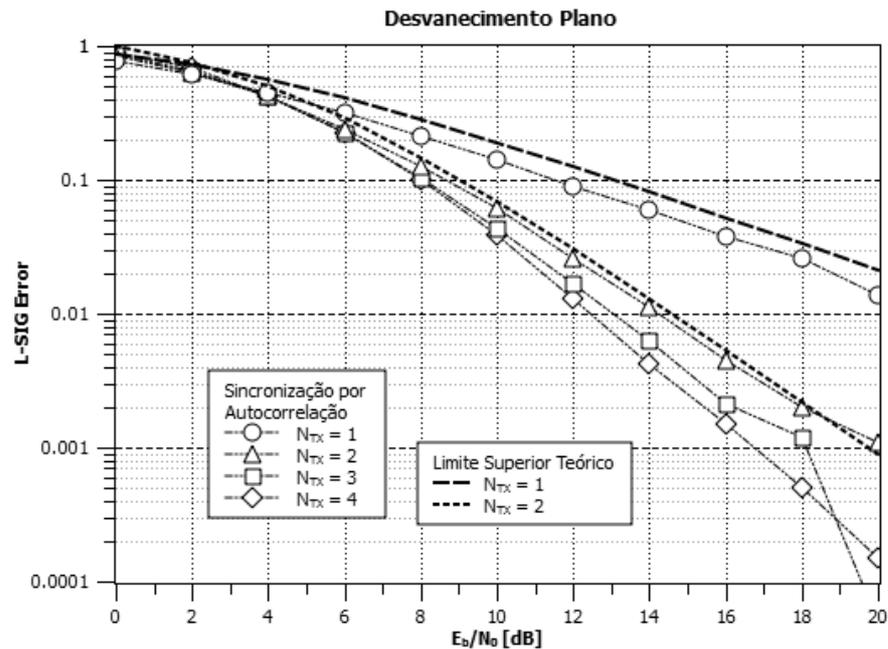


Figura 4.5 - Taxa de erro um canal com desvanecimento suave e sincronização por autocorrelação.

Na Figura 4.6 é possível observar que o efeito de diversidade espacial também se repete para o algoritmo de correlação cruzada. Neste caso, os limites superiores teóricos para $N_{TX}=1$ e $N_{TX}=2$ são ligeiramente excedidos, mas os resultados obtidos seguem a tendência do limite. Isto se deve a estes limites considerarem sincronização perfeita. Pode-se observar uma ligeira degradação para $N_{TX}=4$ a partir de $14dB$.

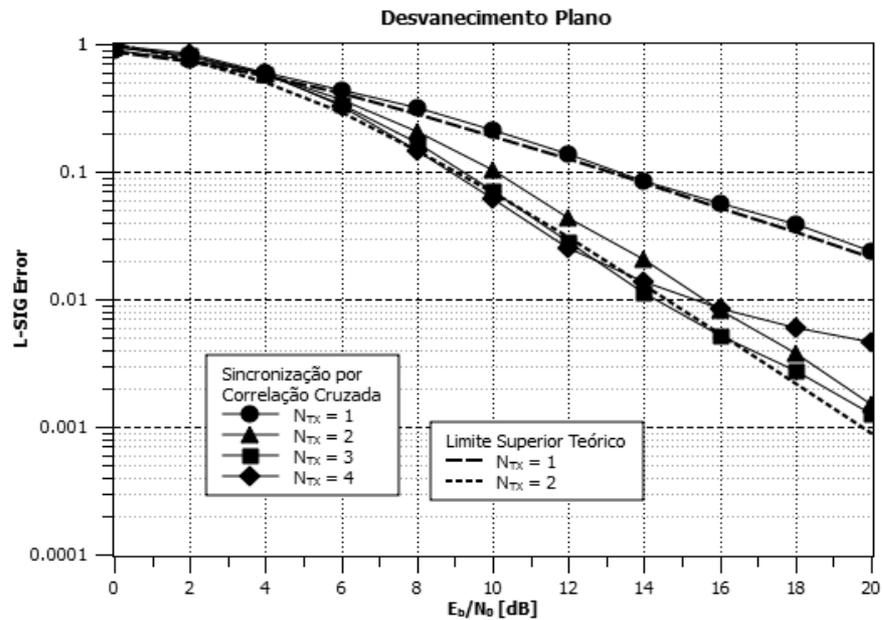


Figura 4.6 - Taxa de erro um canal com desvanecimento suave e sincronização por correlação cruzada.

A Figura 4.7 apresenta uma comparação entre os resultados obtidos para ambos os esquemas de sincronização. Observa-se que o desempenho do algoritmo de correlação cruzada é inferior, principalmente para $N_{TX}=3$ e $N_{TX}=4$.

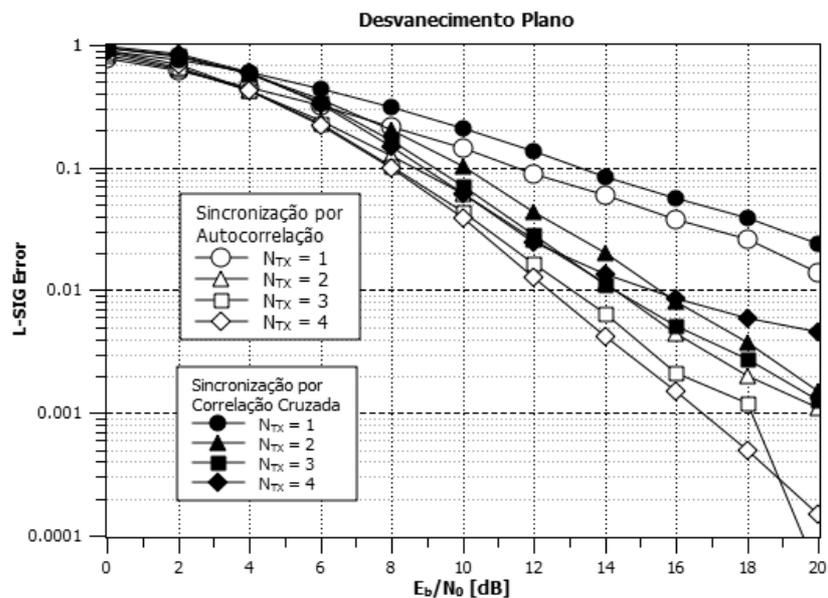


Figura 4.7 - Comparação entre o resultado do esquema de autocorrelação e correlação cruzada em um canal com desvanecimento plano.

Ainda considerando ambos os algoritmos, a Tabela 4.6 apresenta uma comparação para uma taxa de erro de 1%. Observa-se que ambos os algoritmos apresentam um desempenho semelhante, com pequena vantagem para a autocorrelação. O aumento no número de antenas gera uma melhora significativa no desempenho. Como citado, isto se deve ao efeito de diversidade.

Tabela 4.6 - Tabela comparativa de desempenho em um canal com desvanecimento suave para uma taxa de erro de referência de 1%.

Número de Antenas	Algoritmo de Autocorrelação	Algoritmo de Correlação Cruzada
$N_{TX}=1$	22 dB	23 dB
$N_{TX}=2$	14 dB	15,5 dB
$N_{TX}=3$	13 dB	14 dB
$N_{TX}=4$	12,5 dB	15 dB

4.3 Sincronização em Canal com Desvanecimento Seletivo Exponencial

Este modelo de canal é descrito no Apêndice A.3, tendo sido criado durante o desenvolvimento do padrão IEEE 802.11a, sendo, portanto, um modelo SISO (*Single-Input Single-Output*). É também chamado de modelo Naftali, nome de seu criador.

Utiliza-se o seguinte procedimento para garantir que a simulação é coerente com o modelo teórico do canal: obtém-se dado estatístico durante a simulação sobre o espalhamento temporal RMS; compara-se o valor obtido com o valor teórico; verifica-se se ocorreu alteração na potência média do sinal recebido.

O valor do espalhamento temporal RMS é definido como a raiz quadrada do segundo

momento dos atrasos do perfil de potência, obtido através da Equação (4.6):

$$T_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^{\infty} (k - \bar{\tau})^2 h_k \cdot h_k^*}{\sum_{k=0}^{\infty} h_k \cdot h_k^*}}, \quad (4.6)$$

onde $\bar{\tau}$ é o espalhamento temporal médio, dado por

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{k=0}^{\infty} k \cdot h_k \cdot h_k^*}{\sum_{k=0}^{\infty} h_k \cdot h_k^*}. \quad (4.7)$$

A Equação (4.6) apresenta o valor do espalhamento no tempo discreto. Para obter este valor em segundos deve-se multiplicar pelo intervalo entre cada amostra, T_a , conforme a Equação (4.8):

$$T_{RMS}|_{segundos} = T_{RMS} T_a. \quad (4.8)$$

A Figura 4.8 apresenta os resultados para o modelo exponencial, utilizando $T_{RMS} = 100 ns$. O valor médio obtido nas simulações foi de $98,64 ns$, ou seja, consistente com o valor teórico. Nesta figura optou-se por apresentar os resultados de ambos os algoritmos no mesmo gráfico para mostrar que o desempenho neste canal é similar para ambos os esquemas até por volta de 12 dB. A partir deste valor o esquema de correlação cruzada sofre uma degradação, ocorrendo inclusive um patamar de erro para $N_{TX}=2$ e $N_{TX}=3$.

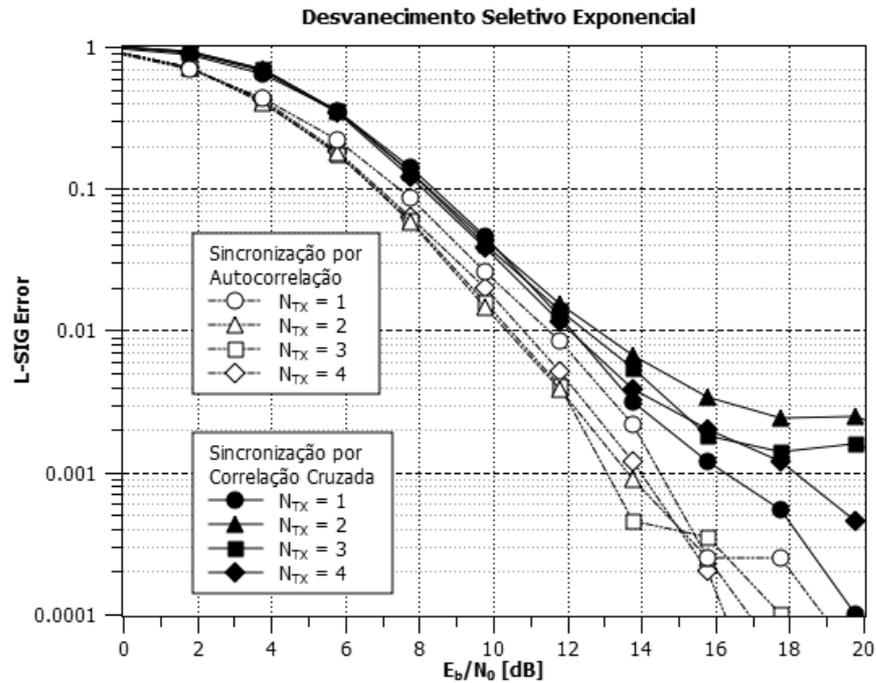


Figura 4.8 - Resultado para desvanecimento seletivo com $T_{RMS} = 100 ns$.

Já a Figura 4.9 apresenta os resultados para o modelo exponencial com $T_{RMS} = 200 ns$. Pode-se observar que o desempenho do algoritmo de autocorrelação permanece praticamente constante com relação a Figura 4.8, obtendo desempenho similar independente do número de antenas. Já para a correlação cruzada, como exposto na Seção 3.2.1, seu desempenho não é satisfatório em canais com desvanecimento severo. O desempenho apresenta uma grande degradação em relação ao esquema de autocorrelação, além de apresentar uma piora com o aumento no número de antenas.

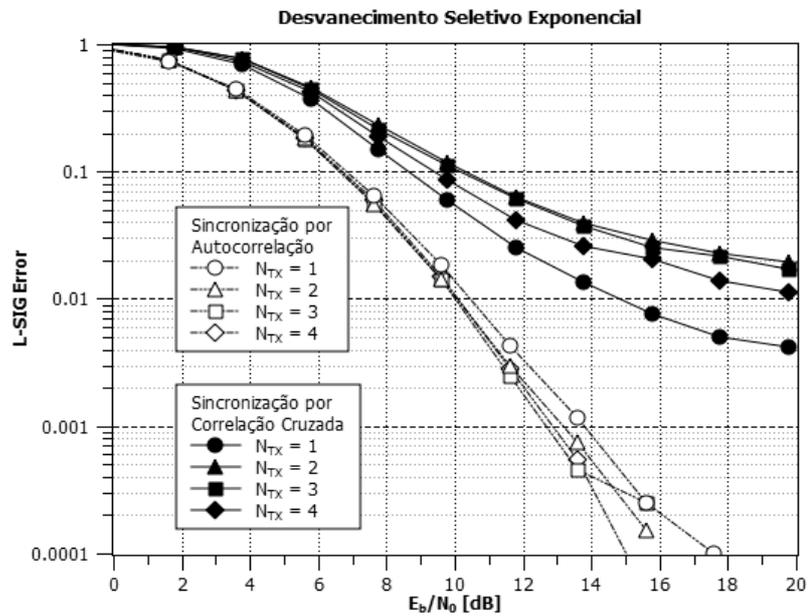


Figura 4.9 - Resultado para desvanecimento seletivo com $T_{RMS} = 200 \text{ ns}$.

A Tabela 4.7 apresenta uma comparação entre os resultados obtidos para os dois algoritmos considerando-se uma taxa de erro de 1% no campo L-SIG. Observa-se que a autocorrelação apresenta um resultado praticamente idêntico, independente do número de antenas e do espalhamento, considerando o modelo de canal exponencial negativo. O algoritmo de correlação cruzada apresenta uma grave degradação com aumento do espalhamento temporal do canal. O aumento no número de antenas também degrada a performance considerando $T_{RMS} = 200 \text{ ns}$.

Tabela 4.7 - Tabela comparativa dos resultados em canal com desvanecimento exponencial para uma taxa de erro de 1% no campo L-SIG.

Número de Antenas	Algoritmo de Autocorrelação		Algoritmo de Correlação Cruzada	
	$T_{RMS} = 100 \text{ ns}$	$T_{RMS} = 200 \text{ ns}$	$T_{RMS} = 100 \text{ ns}$	$T_{RMS} = 200 \text{ ns}$
$N_{TX}=1$	11,5 dB	10,5 dB	12 dB	15 dB
$N_{TX}=2$	10,5 dB	10 dB	13 dB	20 dB
$N_{TX}=3$	10,5 dB	10 dB	12,5 dB	24 dB
$N_{TX}=4$	11 dB	10 dB	12 dB	22 dB

Comparando-se os dois algoritmos conclui-se que para este tipo de canal o algoritmo de autocorrelação é muito superior. A compatibilidade legada é atingida para quase todos os casos, com exceção do algoritmo de correlação cruzada num canal com $T_{RMS} = 200 \text{ ns}$, onde ocorre uma grave degradação com o aumento no número de antenas.

4.4 Sincronização em Canal MIMO TGn

Os modelos de canais MIMO TGn (Task Group n) são utilizados para modelar sistemas com múltiplas antenas, cuja descrição se encontra no Apêndice A.4. Estes modelos foram desenvolvidos durante a criação do padrão 802.11n, de forma a servir como base de comparação das diferentes propostas de sistemas, sendo baseados em medidas de diversos tipos de ambientes. Por serem modelos MIMO, diferentes dos apresentados anteriormente, é considerado o efeito da correlação entre as antenas do sistema.

De forma a verificar se o modelo está sendo gerado de acordo com a teoria, utiliza-se a matriz de correlação do canal obtida via simulação, que é descrita a seguir, em comparação com a matriz de correlação teórica. Também é calculado o espalhamento temporal RMS, de

forma a verificar se está coerente com o esperado.

Considerando um sistema MIMO $M \times N$, cujo transmissor possui M antenas e o receptor N antenas, a matriz complexa H é a a resposta impulsiva do canal na banda básica para um determinado instante de tempo discreto, chamado de tap. A dimensão da matriz H é $N \times M$. A matriz de correlação do canal para este mesmo tap, R_H , possui dimensão $MN \times MN$ e caracteriza de forma completa a estrutura espacial do canal. Esta matriz pode ser obtida através de

$$R_H = E \left\{ \text{vec}(H) \text{vec}^H(H) \right\}, \quad (4.9)$$

onde $E\{\cdot\}$ é o operador esperança; o operador $\text{vec}(\cdot)$ transforma uma matriz $N \times M$ em um vetor coluna, de dimensão $NM \times 1$, empilhando as colunas da matriz original; $(\cdot)^H$ é o operador Hermitiano, que realiza a transposição da matriz e converte cada elemento no seu complexo conjugado.

O modelo de Kronecker [9], base dos modelos TGn, aproxima R_H através de

$$R_H \approx R_{H, \text{Kron}} = R_{tx} \otimes R_{rx}, \quad (4.10)$$

onde \otimes representa a multiplicação de Kronecker; R_{tx} e R_{rx} denotam a matriz de correlação do transmissor e a matriz de correlação do receptor, respectivamente, que indicam a correlação entre as antenas.

Comparando a matriz da Equação (4.10), obtida através das matrizes de correlação, com a matriz da Equação (4.9), que é obtida a partir da resposta impulsiva simulada, pode-se verificar se o modelo está coerente. Para isto, é calculado o erro quadrático médio.

Considerando que a resposta impulsiva é formada por D taps, primeiro é calculada a diferença entre as matrizes de correlação para cada tap, dada na Equação (4.11).

$$\Delta R_H = R_{H, \text{Kron}} - R_H. \quad (4.11)$$

Assim, para cada tap d será obtida uma matriz ΔR_H de dimensão $NM \times NM$. Considerando $\Delta r_h(m, n, d)$ o elemento resultante da Equação (4.11) para a linha m , coluna n e tap d , o erro quadrático médio (MSE – *Mean Square Error*) é dado na Equação (4.12).

$$r_h^{MSE} = \frac{1}{NM \cdot NM \cdot D} \sum_{m=1}^{NM} \sum_{n=1}^{NM} \sum_{d=1}^D \Delta r_h(m, n, d) \Delta r_h^*(m, n, d). \quad (4.12)$$

Também é calculado o espalhamento temporal RMS, para ser comparado com o valor teórico. Os resultados obtidos nas simulações estão na Tabela 4.8, onde é possível verificar um erro muito pequeno na matriz de correlação do canal, além do valor do espalhamento ser praticamente igual ao teórico.

Tabela 4.8 - Estatísticas obtidas nas simulações para cada modelo de canal TGn.

Canal	Espalhamento Teórico (ns)	Espalhamento Obtido (ns)	r_h^{MSE}
B	15	14,9	5×10^{-5}
C	30	32,4	7×10^{-5}
D	50	49,3	7×10^{-5}
E	100	98,4	5×10^{-4}

O espaçamento padrão entre cada amostra da resposta impulsiva é de 10 ns para os modelos TGn. Como o sinal possui tempo de amostragem de 50 ns , é necessário interpolar este sinal de forma a ser possível realizar a convolução do sinal com a resposta impulsiva do canal. No simulador o sinal tem sua taxa de amostragem aumentada por um fator de 5 vezes, tendo o cuidado de manter sua potência constante. Após, é realizada a convolução com a resposta impulsiva do canal, conforme Apêndice A.4. Por fim, o sinal é retornado a taxa original, sendo utilizado um filtro *antialiasing* antes da diminuição da taxa de amostragem. Este filtro é implementado através de uma função específica do Matlab, utilizando um filtro

FIR passa-baixa com uma janela do tipo Kaiser.

Nas simulações realizadas considerou-se transmissão sem linha de visada (NLOS – *Non-Line-of-Sight*). As próximas subseções apresentam os resultados para cada modelo de canal TGn.

4.4.1 Resultados para Canal TGn B

O modelo de canal TGn B possui espalhamento temporal RMS de 15 ns, servindo para modelar ambientes residenciais. A Figura 4.10 apresenta os resultados para o esquema de autocorrelação. Como pode ser observado, o aumento no número de antenas gera uma melhora no desempenho, resultado similar ao obtido para o desvanecimento plano (Seção 4.2). Isto ocorre pelo fato de o espalhamento temporal RMS ser muito pequeno para este modelo, resultando em um desempenho similar ao do sinal em um canal com desvanecimento plano.

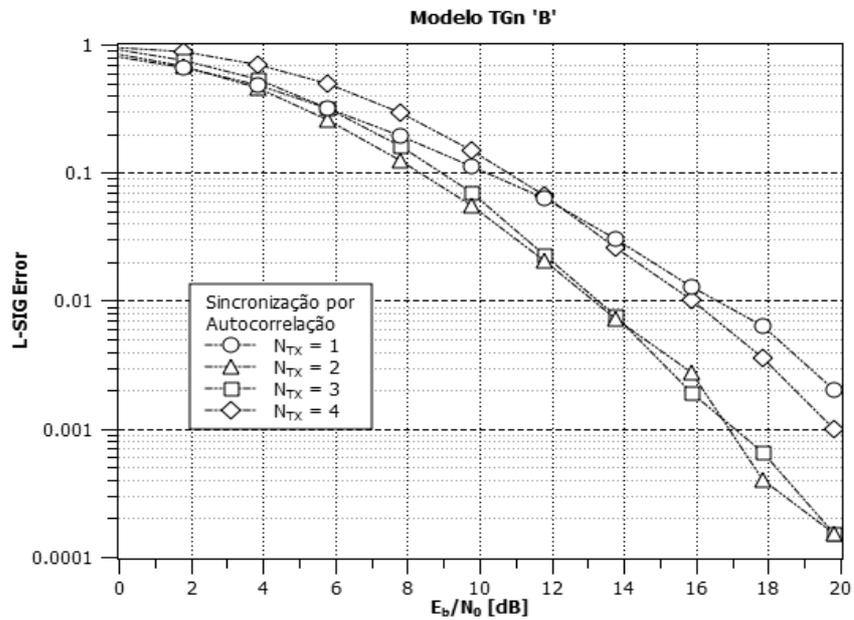


Figura 4.10 - Resultado da autocorrelação para o modelo de canal TGn B.

A Figura 4.11 apresenta os resultados do esquema de correlação cruzada para o modelo de canal TGn B. Novamente o aumento no número de antenas melhora a performance, de forma semelhante ao canal com desvanecimento plano.

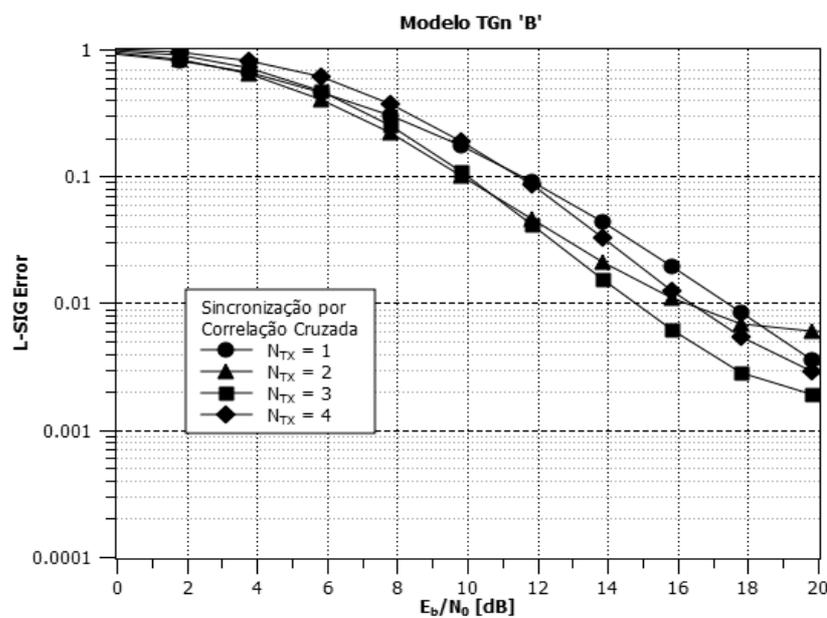


Figura 4.11 - Resultado do esquema de correlação cruzada para o modelo de canal TGn B.

Uma comparação entre o desempenho de ambos os algoritmos é apresentada na Figura 4.12, mostrando que os resultados são similares, com uma pequena vantagem para o algoritmo de autocorrelação. As curvas de ambos os algoritmos seguem uma mesma tendência até por volta de 16 dB, onde o algoritmo de correlação cruzada passa a apresentar um limite de performance.

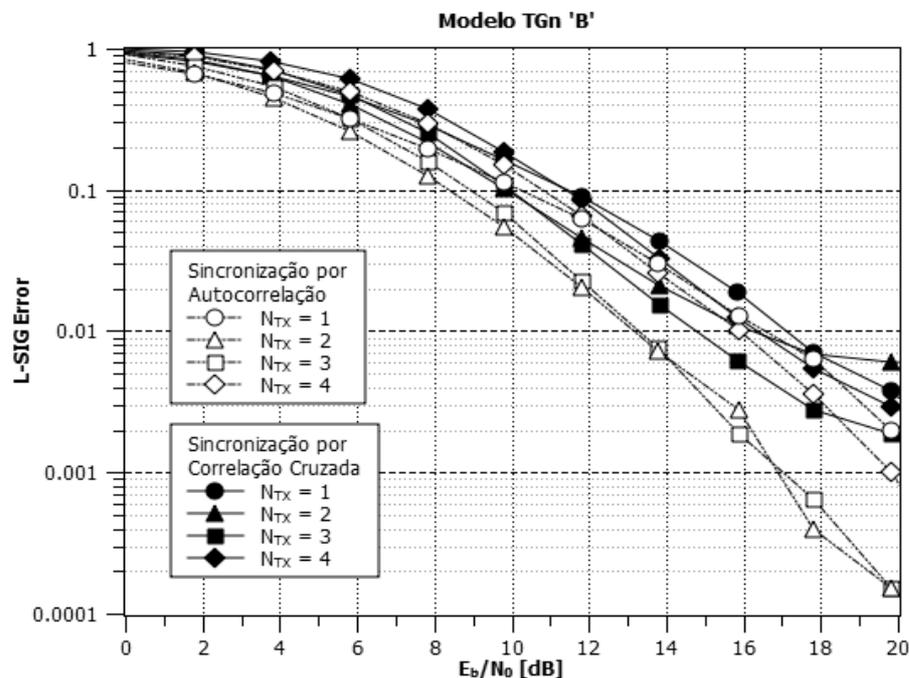


Figura 4.12 - Comparação entre o resultado do esquema de autocorrelação e correlação cruzada em um canal TGn B.

Em [4], Aoki e Takeda apresentaram resultados para um canal modelo TGn B considerando $N_{TX}=1$ e $N_{TX}=2$, utilizando um algoritmo de autocorrelação e correlação cruzada. Estes resultados são apresentados na Figura 4.13, de forma que possam ser comparados com os resultados obtidos neste projeto. São apresentados os resultados para dois valores diferentes de deslocamento cíclico aplicados ao sinal da segunda antena: 100 ns e 400 ns . Os resultados apresentados serviram como base para a escolha do valor final de 200 ns , definido na norma IEEE 802.11n e utilizado neste projeto.

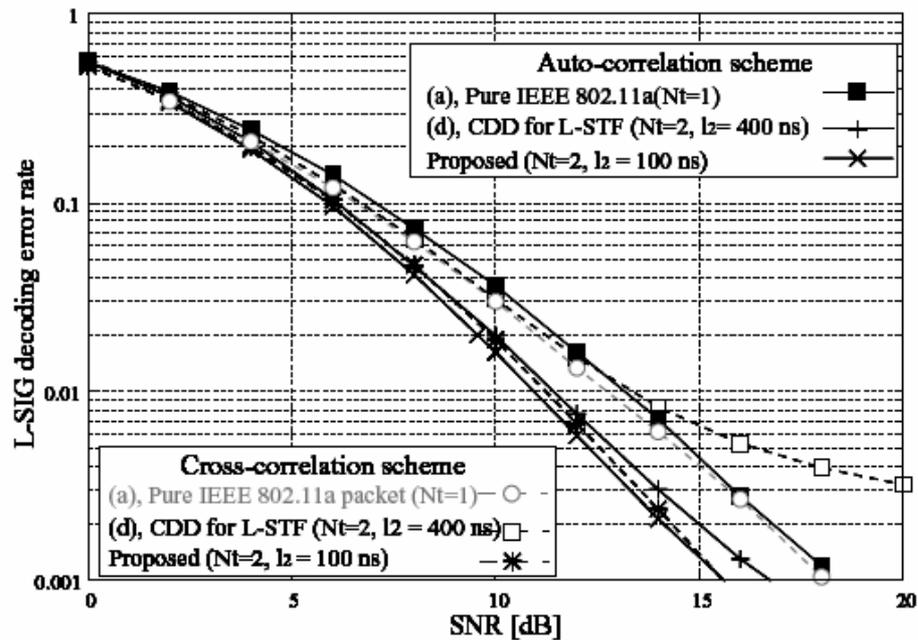


Figura 4.13 - Resultados obtidos por Aoki e Takeda para um canal TGn B [4].

Pode-se observar que para a correlação cruzada a utilização de um CS de 100 ns melhora o desempenho. Já para 400 ns o desempenho sofre uma degradação. Considerando que os resultados apresentados neste projeto, na Figura 4.11, utilizam um CS de 200 ns , valor intermediário, os resultados são coerentes, uma vez que existe uma pequena melhora no desempenho, semelhante ao caso de 100 ns , mas que por fim apresenta uma degradação próximo a 15 dB , como para a situação de 400 ns . Já para a autocorrelação existe uma melhora no desempenho, independente do CS aplicado, confirmando os resultados obtidos

Considerando uma taxa de referência de erro de 1% , os resultados apresentados na Tabela 4.9 mostram a diferença no desempenho dos algoritmos, com uma pior performance para a correlação cruzada, independente do número de antenas.

Tabela 4.9 - Tabela comparativa dos resultados em canal TGn B para uma taxa de erro de 1% no campo L-SIG.

Número de Antenas	Algoritmo de Autocorrelação	Algoritmo de Correlação Cruzada
$N_{TX}=1$	16,5 dB	17,5 dB
$N_{TX}=2$	13 dB	16 dB
$N_{TX}=3$	13 dB	15 dB
$N_{TX}=4$	16 dB	16,5 dB

4.4.2 Resultados para Canal TGn C

Neste modelo de canal o espalhamento temporal RMS é de 30 ns , servindo para modelar pequenos escritórios e ambientes residenciais. Este valor de espalhamento é menor que a taxa de amostragem do sinal no receptor (50 ns), sendo considerando assim um desvanecimento não severo.

A Figura 4.14 mostra o desempenho do algoritmo de autocorrelação para o canal C. Neste caso, os resultados mostram que apesar de ainda existir um ganho de diversidade, este efeito não é tão pronunciado.

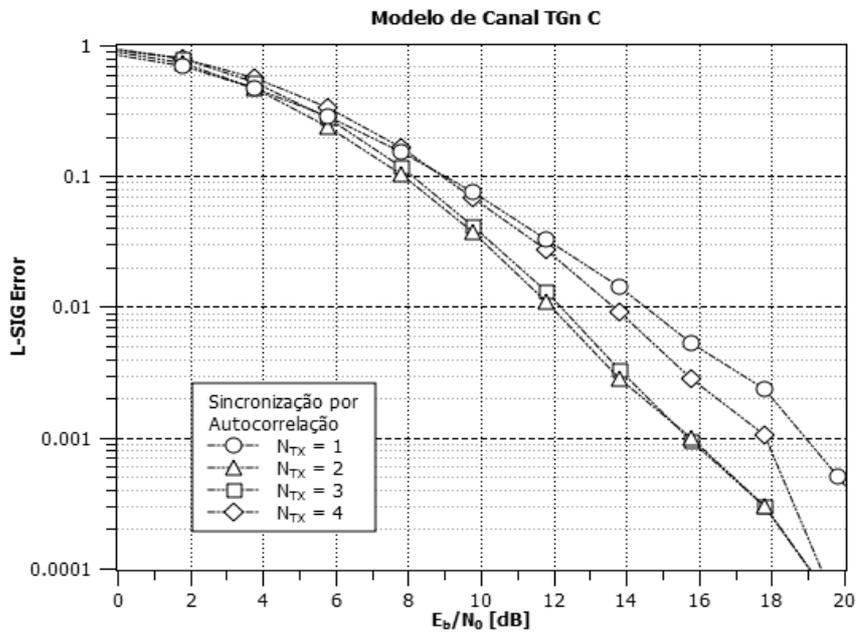


Figura 4.14 - Resultado para o esquema de autocorrelação em um canal C.

Para o algoritmo de correlação cruzada, cujo resultados são apresentados na Figura 4.15, o efeito de diversidade também não é tão pronunciado. Neste caso, os resultados para $N_{TX}=2$ e $N_{TX}=4$ apresentam patamares de erro após 16 dB.

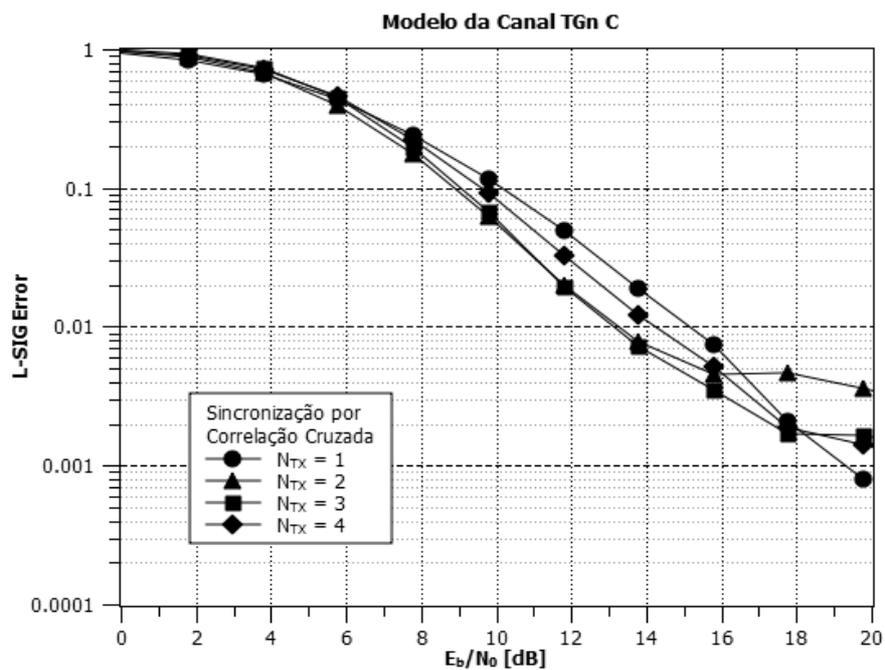


Figura 4.15 - Resultado para o esquema de correlação cruzada em um canal C.

Na Tabela 4.10 observa-se uma comparação entre os dois algoritmos para uma taxa de erro de 1%. O desempenho é bastante similar para ambos os algoritmos, com uma pequena vantagem para a autocorrelação. Verifica-se também que mesmo com um aumento no número de antenas o desempenho se mantém aproximadamente constante.

Tabela 4.10 - Tabela comparativa dos resultados em canal TGn C para uma taxa de erro de 1% no campo L-SIG.

Número de Antenas	Algoritmo de Autocorrelação	Algoritmo de Correlação Cruzada
$N_{TX}=1$	14,5 dB	15 dB
$N_{TX}=2$	12 dB	13 dB
$N_{TX}=3$	12 dB	13 dB
$N_{TX}=4$	13,5 dB	14 dB

4.4.3 Resultados para Canal TGn D

O modelo de canal D apresenta um espalhamento temporal RMS de 50 ns, sendo adequado para simular ambientes como escritórios de médio porte. Nas Figuras 4.16 e 4.17 são mostrados, respectivamente, o desempenho do algoritmo de autocorrelação e de correlação cruzada. Como o espalhamento temporal é de 50 ns, este é um caso intermediário, onde um aumento no número de antenas pode tanto melhorar o desempenho, como observado para a autocorrelação, considerando $N_{TX}=2$, quanto piorar, situação que ocorre para $N_{TX}=4$.

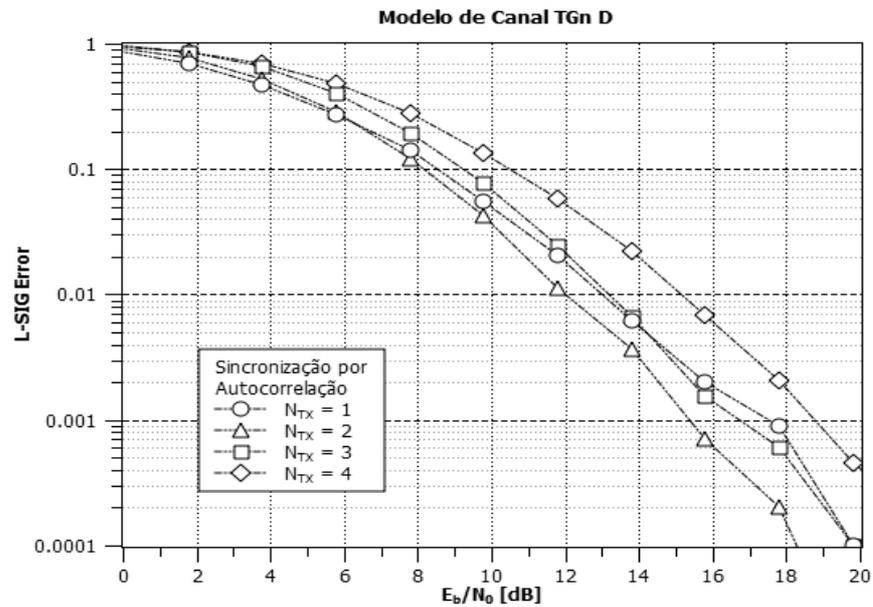


Figura 4.16 - Resultado para o esquema de autocorrelação em um canal D.

Para a correlação cruzada, cujos resultados estão na Figura 4.17, o melhor desempenho é obtido para $N_{TX}=1$. De forma similar a autocorrelação, existe um aumento na taxa de erro para $N_{TX}=4$.

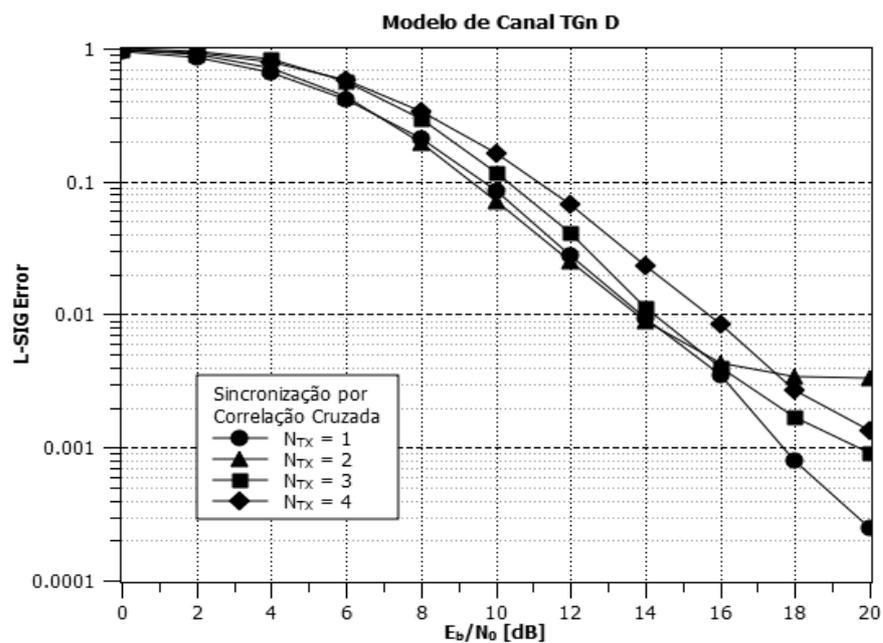


Figura 4.17 - Resultado para o esquema de correlação cruzada em um canal D.

Comparando os dois algoritmos através da Figura 4.18, que apresenta o resultado de ambos os algoritmos em um mesmo gráfico, percebe-se que os resultados são bastante similares. Isto se confirma através da Tabela 4.11, que apresenta a relação sinal-ruído para uma taxa de erro de 1%. O desempenho para ambos os algoritmos é constante, mesmo com o aumento no número de antenas. Apenas para $N_{TX}=4$ é observada uma pequena degradação quando considerada a taxa de erro de referência de 1% no campo L-SIG.

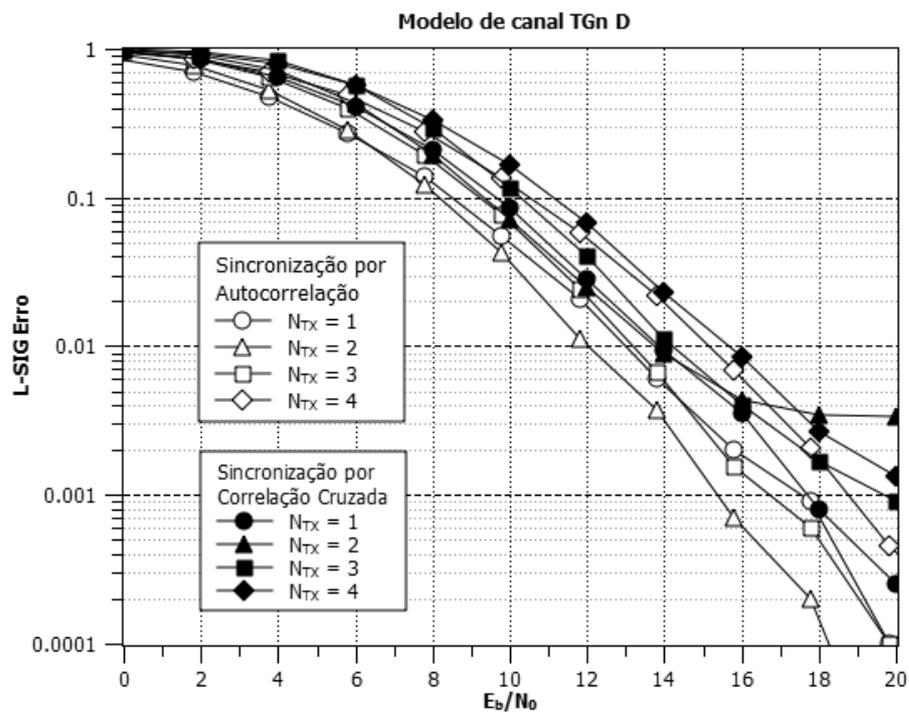


Figura 4.18 - Comparação entre o resultado do esquema de autocorrelação e correlação cruzada em um canal TGn D.

Tabela 4.11 - Tabela comparativa dos resultados em canal TGn D para uma taxa de erro de 1% no campo L-SIG.

Número de Antenas	Algoritmo de Autocorrelação	Algoritmo de Correlação Cruzada
$N_{TX}=1$	13 dB	14 dB
$N_{TX}=2$	12 dB	14 dB
$N_{TX}=3$	13 dB	14 dB
$N_{TX}=4$	15 dB	15,5 dB

4.4.4 Resultados para Canal TGn E

A seguir são apresentados os resultados para o modelo de canal E, cujo espalhamento temporal RMS é de 100 ns . Na Figura 4.19, onde é apresentado o desempenho do algoritmo de autocorrelação, pode-se observar que o aumento no número de antenas provoca uma queda de desempenho, principalmente para $N_{TX}=4$. Para os outros casos a queda no desempenho é praticamente desprezível quando comparados ao resultado de $N_{TX}=1$.

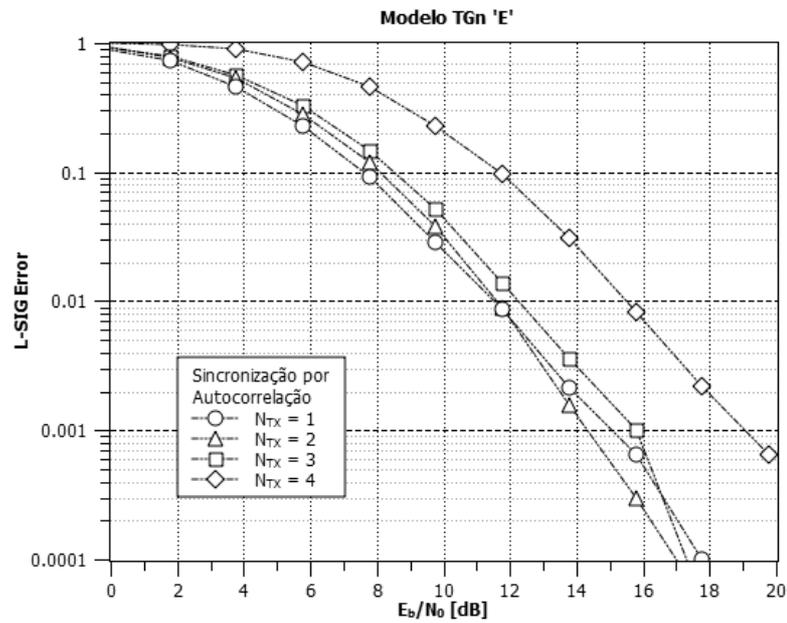


Figura 4.19 - Resultado do esquema de autocorrelação para o modelo de canal TGn E.

A Figura 4.20 apresenta os resultados da correlação cruzada. Neste caso, a queda de desempenho com o aumento no número de antenas é mais acentuada, novamente sendo maior para $N_{TX}=4$. O desempenho para $N_{TX}=2$ e $N_{TX}=3$ são praticamente idênticos até por volta de 14 dB.

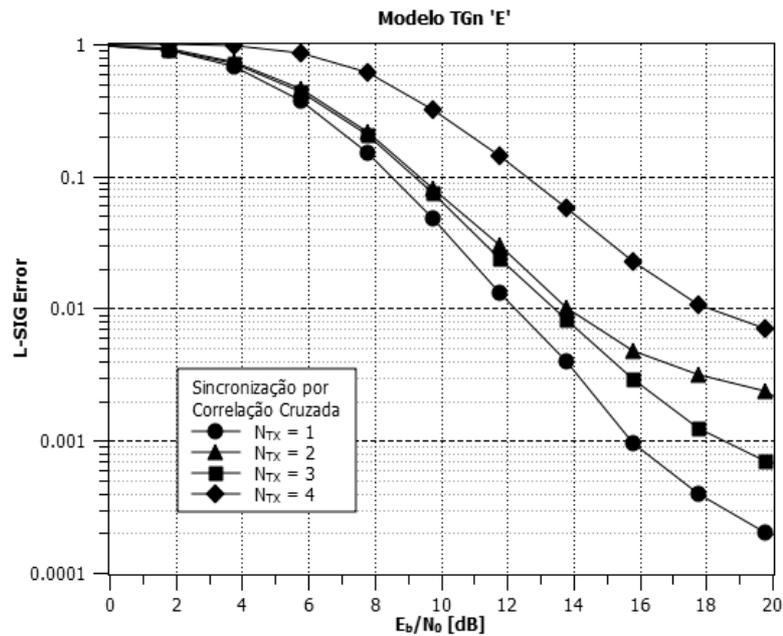


Figura 4.20 - Resultado do esquema de correlação cruzada para o modelo de canal TGn E.

Considerando uma comparação entre ambos os algoritmos de sincronização, a Figura 4.21 apresenta o resultado dos algoritmos em um mesmo gráfico. Como pode ser observado, o desempenho da correlação cruzada apresenta uma degradação após 16 dB, cujo comportamento não existe no algoritmo de autocorrelação.

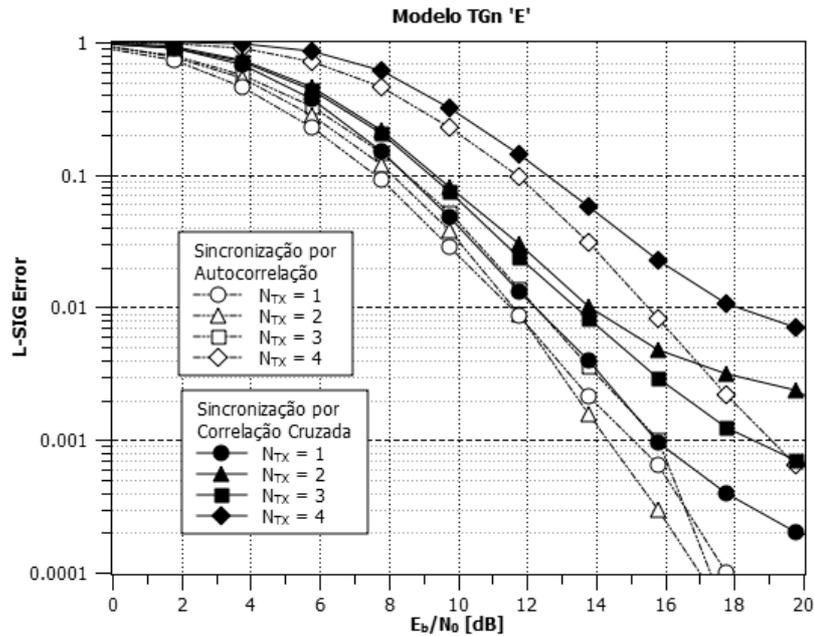


Figura 4.21 - Comparação entre o resultado do esquema de autocorrelação e correlação cruzada em um canal TGn E.

Considerando uma taxa de referência de erro de 1%, a Tabela 4.12 apresenta a relação sinal-ruído necessário para obtenção desta taxa. Como pode-se observar, o algoritmo de correlação cruzada se mostra inferior, principalmente com o aumento no número de antenas. Para a autocorrelação ocorre uma degradação apenas quando utiliza-se $N_{TX} = 4$.

Tabela 4.12 - Tabela comparativa dos resultados em canal TGn E para uma taxa de erro de 1% no campo L-SIG.

Número de Antenas	Algoritmo de Autocorrelação	Algoritmo de Correlação Cruzada
$N_{TX}=1$	11,5 dB	12 dB
$N_{TX}=2$	11,5 dB	14 dB
$N_{TX}=3$	12,5 dB	13,5 dB
$N_{TX}=4$	15 dB	18 dB

5 Conclusão

Este projeto buscou desenvolver um estudo sobre a sincronização de sistemas de pacotes OFDM, utilizando como base o padrão IEEE 802.11a. Verificou-se o desempenho de dois algoritmos de sincronização: algoritmo de autocorrelação e algoritmo de correlação cruzada, utilizando diferentes modelos de canais de forma a mensurar o efeito dos mais diversos ambientes sobre a sincronização. Também buscou-se verificar a compatibilidade com o padrão IEEE 802.11n e seu efeito sobre a sincronização. Para isto foi desenvolvido um simulador em Matlab, capaz de simular os padrões utilizados e as diferentes condições de transmissão. Os resultados foram validados por meio de equações analíticas e comparação com resultados de medidas e simulações existentes na literatura.

Os resultados obtidos mostram que o algoritmo de autocorrelação, além de requerer menor carga computacional, apresenta melhores resultados para todos os modelos de canais. Considerando canais cujo espalhamento temporal é pequeno ou mesmo inexistente, como canal com desvanecimento suave e modelo TGn B, o desempenho é semelhante, com leve vantagem para o algoritmo de autocorrelação. Já em canais com desvanecimento severo, onde o espalhamento temporal do canal é maior, o algoritmo de correlação cruzada apresenta uma grave queda no desempenho, principalmente quando utiliza-se múltiplas antenas. Desta forma, a compatibilidade legada se mostra eficiente quando o receptor utiliza um algoritmo de sincronização por autocorrelação. Para um receptor utilizando um algoritmo de correlação cruzada, o desempenho apresenta uma degradação para canais cujo desvanecimento é severo, não sendo atingida a compatibilidade em algumas situações específicas. Por fim, deve-se ressaltar que os resultados aqui obtidos não estavam disponíveis na literatura até então.

Referências

- [1] IEEE 802.11a, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Phy Layer (PHY) Specification - Amendment 1: High-speed Physical Layer in the 5 GHz band, 1999
- [2] COX, D. C.; SCHIMIDL, T. M., "Low Overhead, Low-Complexity [Burst] Synchronization for OFDM", In: IEEE International Conference on Communications, vol. 5, p.2777-2782, 1998
- [3] IEEE 802.11n, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Phy Layer (PHY) Specification - Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput, 2009
- [4] AOKI, T.; EGASHIRA, Y.; TAKEDA, D., "Preamble Structure for MIMO-OFDM Wlan Systems Based on IEEE 802.11a", In: IEEE 15th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, 2006
- [5] PERAHIA, E.; STACEY R., Next Generation Wireless LANS, New York, USA: Cambridge University Press, 2008
- [6] HEISKALA, J.; TERRY, J., OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide, Indianapolis, USA: Sams Publishing, 2002
- [7] SPITSCHKA, R., Synchronization Algorithms for OFDM Systems: Using the Example of WLAN, Saarbrücken, Germany: VDM Verlag, 2008
- [8] SKALAR, B., Digital Communications Fundamentals and Applications, USA: Prentice Hall, 2001
- [9] COSTA, N.; HAYKIN, S., A Correlation-Based Wideband MIMO Channel Model, In: International Union of Radio Science XXIX General Assembly, 2008

A Modelos de Canais

Neste apêndice é apresentada a descrição dos modelos de canais utilizados neste projeto.

A.1 Canal AWGN

O canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise* – Ruído Gaussiano Branco Aditivo) é muito utilizado em estudo teóricos, servindo como base para análise de desempenho de algoritmos e modulações. Neste tipo de canal é simulado o efeito de ruído térmico sobre o sinal, representado através de um processo aleatório gaussiano estacionário de média zero. A principal característica do ruído AWGN é que a densidade espectral de energia, $G_n(f)$, é constante para todas as frequências, conforme mostra a Equação (A.1):

$$G_n(f) = \frac{N_0}{2}, \quad (\text{A.1})$$

onde N_0 é a densidade espectral do ruído em *Watts/Hertz*.

A função de autocorrelação de um processo é dada pela transformada inversa de Fourier da densidade espectral de energia:

$$R_n(\tau) = \mathcal{F}^{-1} \{ G_n(f) \} = \frac{N_0}{2} \delta(\tau). \quad (\text{A.2})$$

onde $\delta(t)$ é a função impulso, também chamada de delta de Dirac.

A função de autocorrelação do ruído branco é um impulso centrado na origem e de amplitude $N_0/2$. Isto indica que o ruído branco é totalmente descorrelacionado, isto é, as amostras do ruído são descorrelacionadas, não importando o quão próximas estejam. Um canal AWGN é, por definição, um canal sem memória.

Nas simulações o ruído branco é criado através de uma variável aleatória Gaussiana complexa, de acordo com a Equação (A.3):

$$z_n = \frac{1}{\sqrt{2}}(N(0,1) + jN(0,1)), \quad (\text{A.3})$$

onde $N(\mu, \sigma^2)$ representa uma variável aleatória gaussiana de média μ e variância σ^2 ; z_n

são as amostras de ruído a serem adicionadas ao sinal. O termo $\frac{1}{\sqrt{2}}$ garante que a potência do ruído seja unitária. Assim, para variar a relação sinal ruído pode-se modificar a potência do sinal, ou ainda variar a potência do ruído. Desta forma, o sinal no receptor, considerando o ruído com potência unitária, é dado por

$$r_n = \sqrt{\frac{10^{SNR/10}}{P_s}} s_n + z_n, \quad (\text{A.4})$$

onde P_s é a potência do sinal transmitido; SNR é a relação sinal ruído desejada em dB e s_n é o sinal transmitido.

A.2 Desvanecimento Plano do Tipo Rayleigh (*Flat Fading*)

Neste tipo de canal o desvanecimento é constante para toda a banda do sinal. A atenuação é gerada através de uma variável aleatória complexa Gaussiana, de média zero e variância unitária. Desta forma, a resposta do canal no domínio da frequência é dada pela Equação (A.5):

$$H(f) = N(0, \frac{1}{2}) + jN(0, \frac{1}{2}). \quad (\text{A.5})$$

O sinal após o efeito de desvanecimento é obtido através da Equação (A.6).

$$Y(f) = H(f) \cdot S(f). \quad (\text{A.6})$$

O ruído é adicionado sobre este sinal conforme apresentado na Seção A.1 do Apêndice A.

A.3 Desvanecimento Seletivo Exponencial Negativo (*Exponential Fading*)

Este tipo de canal é utilizado para simular ambientes onde existe multipercurso com espalhamento temporal maior que o inverso da largura de banda do sinal, i.e., $\tau_{max} > 1/W$. Este canal é seletivo em frequência, uma vez que o desvanecimento não é constante para toda a banda do sinal. O modelo aqui utilizado é conhecido como modelo de Naftali, tendo sido criado por este engenheiro durante o desenvolvimento do padrão IEEE 802.11a, para ser utilizado em simulações de desempenho do padrão. A principal característica deste modelo é que o perfil potência-atraso (*power delay profile*) é uma exponencial decrescente.

A resposta impulsiva do canal é formada por amostras complexas, com magnitude do tipo Rayleigh e fase uniformemente distribuída entre $(0, 2\pi)$. A resposta impulsiva do canal em cada realização do experimento é obtida através da seguinte equação:

$$h_k = N(0, \frac{1}{2}\sigma_k^2) + j N(0, \frac{1}{2}\sigma_k^2) \quad k=0,1,2,\dots,k_f-1. \quad (\text{A.7})$$

O fator σ_k^2 da variância é obtido através das Equações (A.8) e (A.9):

$$\sigma_k^2 = \sigma_0^2 e^{-kT_s/T_{RMS}}, \quad (\text{A.8})$$

onde T_s é o tempo de amostragem do sinal; T_{RMS} é *root-mean-square delay spread*, ou espalhamento temporal RMS. O valor σ_0^2 garante que o valor médio da potência do sinal não

é alterada e é dado pela Equação (A.9).

$$\sigma_0^2 = 1 - e^{-T_s/T_{RMS}}. \quad (\text{A.9})$$

A Equação (A.9) pode ser deduzida considerando-se que a resposta impulsiva do canal deve satisfazer a condição de possuir potência média unitária. Assim, a resposta impulsiva do canal deve satisfazer a condição dada por

$$E \left\{ \sum_k |h_k|^2 \right\} = 1. \quad (\text{A.10})$$

Substituindo h_k no somatório, obtém-se

$$\begin{aligned} E \left\{ \sum_k |h_k|^2 \right\} &= \sum_k \sigma_k^2 \\ &= \sigma_0^2 \sum_k e^{-kT_s/T_{RMS}} \\ &= \sigma_0^2 \frac{1}{1 - e^{-T_s/T_{RMS}}} \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

Quando igualada a 1, a Equação (A.11) resulta na definição do fator σ_0^2 , dada em (A.9).

A resposta impulsiva do canal é truncada em $k_f = 10 \cdot T_{RMS}/T_s$, já que neste instante o valor da resposta impulsiva será muito pequeno. Isto pode ser observado ao se calcular a variância σ_k^2 neste ponto, resultando em

$$\sigma_{k_f}^2 = \sigma_0^2 \cdot 4,5 \cdot 10^{-5}. \quad (\text{A.12})$$

Na Figura A.1 está plotado o perfil potência-atraso deste modelo de canal, obtido através da variância σ_k^2 . Pode-se observar que este perfil segue uma exponencial negativa.

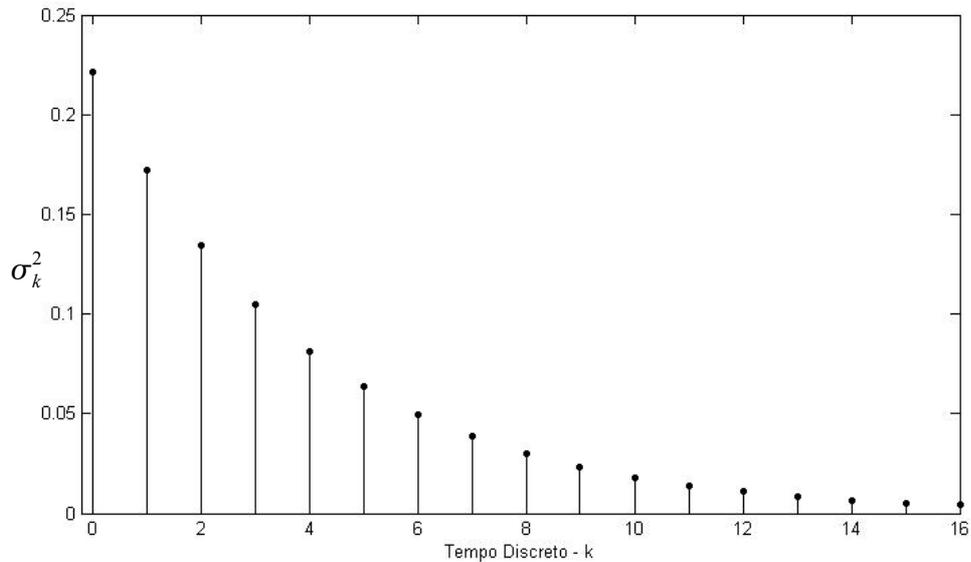


Figura A.1 - Perfil de potência-atraso do modelo exponencial negativo para $T_s = 50 \text{ ns}$ e

$$T_{RMS} = 200 \text{ ns} .$$

Os valores típicos de T_{RMS} ficam entre 20-50 ns para ambientes residenciais e pequenos escritórios, chamados de SOHO (*small office / home office*), 50-100 ns para prédios grandes e 100-200 ns para fábricas.

Deve-se destacar que existe um problema quando o valor T_{RMS} é muito menor do que o tempo de amostragem. Neste caso, devido a baixa resolução, ocorrem distorções no valor real do espalhamento temporal RMS. Para mitigar este efeito deve-se interpolar o sinal, aumentando a taxa de amostragem do mesmo. Considerando os valores de T_{RMS} utilizados neste trabalho não é necessário aumentar a taxa de amostragem do sinal.

A Figura A.2 representa uma realização do processo, para um canal com $T_{RMS} = 100 \text{ ns}$.

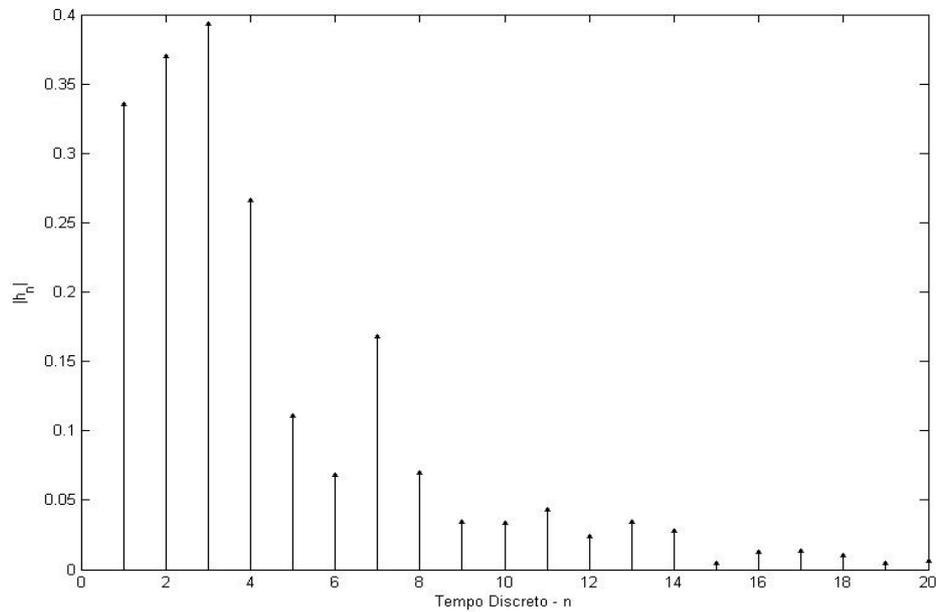


Figura A.2 - Perfil de potência-atraso para uma realização do canal considerando $T_s = 50 \text{ ns}$ e

$$T_{RMS} = 100 \text{ ns} .$$

Deve-se destacar que a energia do processo foi normalizada, e não a energia do sinal de cada realização. Assim, surgem variações em cada realização, mas na média a potência é unitária. Em cada realização a resposta impulsiva do canal é convolvida com o sinal, sendo que o após passar pelo canal o sinal é dado pela Equação (A.13).

$$Y(f) = H(f) \cdot S(f) . \quad (\text{A.13})$$

No domínio do tempo discreto o sinal é dado pela Equação(A.14):

$$y_n = \sum_{k=0}^{k_f-1} h_k \cdot s_{n-k} . \quad (\text{A.14})$$

Ao sinal recebido é adicionado amostras de ruído branco, conforme a Seção A.1. O sinal resultante, no domínio do tempo, é dado por

$$r_n = \sum_{k=0}^{k_f-1} h_k \cdot s_{n-k} + z_n. \quad (\text{A.15})$$

A.4 Modelos de Canais TGn (*TGn Channels Models*)

Os modelos de canais TGn (*High Throughput Task Group*) foram desenvolvidos especificamente para sistemas MIMO, durante a criação do padrão IEEE 802.11n. A maioria destes modelos são uma extensão de modelos SISO, aplicando-se principalmente a ambientes fechados (*indoor*) e baseados em medidas.

Na Tabela A.1 é apresentado os modelos e suas características principais, como o espalhamento temporal RMS e o ambiente modelado.

Tabela A.1 - Características de cada modelo de canal TGn.

Modelo	Espalhamento (ns)	Ambiente
A	0	-
B	15	Residencial
C	30	Residencial / Escritório Pequeno
D	50	Escritório
E	100	Escritório Grande
F	150	Grandes Ambientes

Os modelos TGn são baseados nos modelos de clusters desenvolvido por Saleh e Valenzuela. Neste tipo de modelo o perfil de potência da resposta impulsiva do canal é formado por clusters. Estes clusters podem ser observados nas Figuras A.3, A.4, A.5 e A.6, que apresentam, respectivamente, o perfil potência-atraso para os canais B, C, D e E. Um cluster é um conjunto de elementos da resposta impulsiva que possuem o mesmo ângulo e

potência linearmente decrescente em escala logarítmica. Assim, para a Figura A.4, por exemplo, é possível observar dois clusters. Cada elemento (impulso) da resposta impulsiva é chamado de tap, sendo espaçamento entre estes taps de 10 ns.

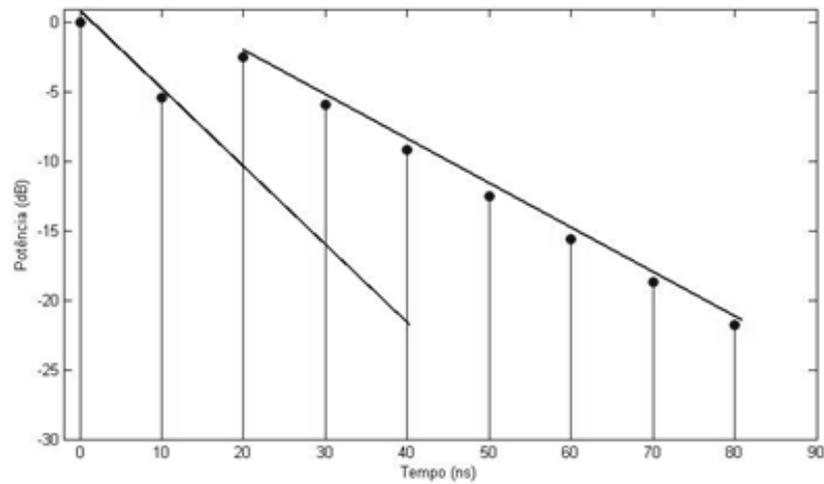


Figura A.3 - Perfil de potência-atraso para o modelo de canal TGn B.

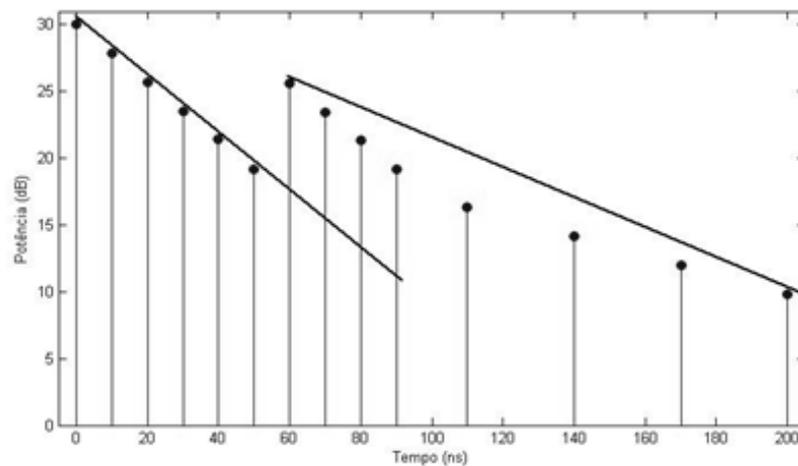


Figura A.4 - Perfil de potência-atraso para o modelo de canal TGn C.

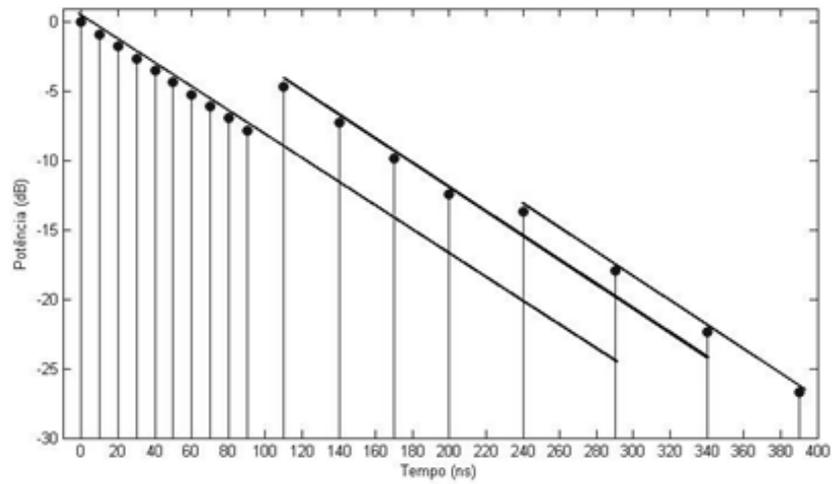


Figura A.5 - Perfil de potência-atraso para o modelo de canal TGn D.

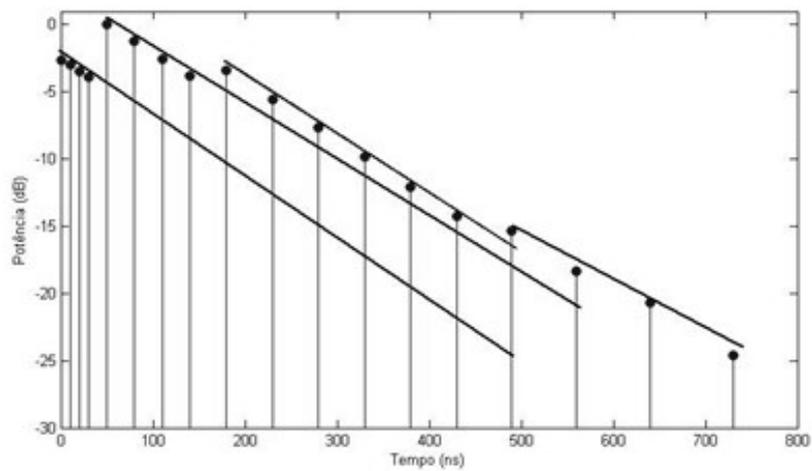


Figura A.6 - Perfil de potência-atraso para o modelo de canal TGn E.

Seja um sistema MIMO $M \times N$, isto é, cujo transmissor possui M antenas e o receptor N antenas, o sinal em cada antena do receptor em um determinado instante de tempo, isto é, para cada tap, é dado na Equação (A.16),

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_N \end{bmatrix}, \quad (\text{A.16})$$

onde y_N é o sinal da N -ésima antena do receptor; x_M é o sinal transmitido pela M -ésima antena do receptor; h_{NM} é a resposta impulsiva do canal para o sinal transmitido pela antena M e recebido pela antena N e z_N é o ruído adicionado ao sinal recebido pela N -ésima antena.

No modelo TGn a resposta impulsiva do canal é dividida em dois termos, o primeiro representando a componente em linha de visada (*LOS – Line of Sight*), e o segundo representando a componente sem linha de visada (*NLOS*).

A resposta impulsiva do canal é dada na Equação (A.17):

$$[H] = \sqrt{P} \left(\sqrt{\frac{K}{K+1}} [H_f] + \sqrt{\frac{1}{K+1}} [X] \right) = \sqrt{P} \left(\sqrt{\frac{K}{K+1}} \begin{bmatrix} e^{j\phi_{11}} & e^{j\phi_{12}} & \dots & e^{j\phi_{1M}} \\ e^{j\phi_{21}} & e^{j\phi_{22}} & \dots & e^{j\phi_{2M}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\phi_{N1}} & e^{j\phi_{N2}} & \dots & e^{j\phi_{NM}} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} & \dots & X_{1M} \\ X_{21} & X_{22} & \dots & X_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{N1} & X_{N2} & \dots & X_{NM} \end{bmatrix} \right), \quad (\text{A.17})$$

onde H_f é a matriz de linha de visada; X é a resposta do canal NLOS; o fator K é dado pela Tabela A.2 e garante que a componente LOS só exista para o primeiro tap.

Tabela A.2 – Valores de K para diferentes canais.

Canal	LOS		NLOS	
	K – 1° tap	K - próximos taps	K – 1° tap	K – próximos taps
A	1	0	0	0
B	1	0	0	0
C	1	0	0	0
D	2	0	0	0
E	4	0	0	0
F	4	0	0	0

A matriz X é uma realização do canal NLOS, sendo obtida a partir da Equação

(A.18):

$$[X] = [R_{rx}]^{1/2} [H_{iid}] ([R_{tx}]^{1/2})^T, \quad (\text{A.18})$$

onde H_{iid} é uma matriz de variáveis aleatórias gaussianas complexas de média zero e variância unitária, cuja dimensão é $N \times M$; R_{rx} é matriz de correlação do receptor, de dimensão $N \times N$ e R_{tx} é matriz de correlação do transmissor, de dimensão $M \times M$.

As matrizes de correlação devem calculadas para cada tap da resposta impulsiva. A matriz de correlação do transmissor e do receptor são dadas, respectivamente, pelas Equações (A.19) e (A.20):

$$R_{tx} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{tx12} & \cdots & \rho_{tx1M} \\ \rho_{tx21} & \rho_{tx22} & \cdots & \rho_{tx2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{txM1} & \rho_{txM2} & \cdots & \rho_{txMM} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.19})$$

$$R_{rx} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{rx12} & \cdots & \rho_{rx1N} \\ \rho_{rx21} & \rho_{rx22} & \cdots & \rho_{rx2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{rxN1} & \rho_{rxN2} & \cdots & \rho_{rxNN} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.20})$$

onde ρ_{txij} representa o coeficiente de correlação complexo entre as antenas i e j do transmissor e ρ_{rxij} o coeficiente de correlação complexo entre as antenas i e j do receptor.

Para um arranjo linear de antenas, o coeficiente complexo de correlação entre duas antenas afastadas de uma distância d , é dado pela Equação (A.21):

$$\rho = R_{XX}(D) + j R_{XY}(D), \quad (\text{A.21})$$

onde $D = 2\pi d / \lambda$; R_{XX} é a função de correlação entre a parte reais (ou imaginárias) do desvanecimento e R_{XY} é a correlação entre as partes reais e imaginárias, definidas nas Equações (A.22) e (A.23):

$$R_{XX} = \int_{-\pi}^{\pi} \cos(D\lambda \text{sen}(\phi)) PAS(\phi) d\phi, \quad (\text{A.22})$$

$$R_{XY} = \int_{-\pi}^{\pi} \text{sen}(D\lambda \text{sen}(\phi)) PAS(\phi) d\phi, \quad (\text{A.23})$$

onde $PAS(\phi)$ é o *power angular spectrum* (PAS) e descreve a distribuição espacial da potência esperada em relação ao ângulo azimutal, ϕ .

A partir das Equações (A.22) e (A.23) é possível observar que os coeficientes de correlação ρ_{txij} e ρ_{txji} são iguais a 1 para $i = j$. Também pode ser deduzido que $\rho_{txij} = \rho_{txji}^*$ e $\rho_{rxij} = \rho_{rxji}^*$ para $i < j$. Ou seja, as matrizes R_{tx} e R_{rx} são matrizes hermitianas e podem ser reescritas conforme as Equações (A.24) e (A.25), reduzindo os coeficientes de correlação que necessitam serem calculadas.

$$R_{tx} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{tx21}^* & \dots & \rho_{txM1}^* \\ \rho_{tx21} & 1 & \dots & \rho_{txM2}^* \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{txM1} & \rho_{txM2} & \dots & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.24})$$

$$R_{rx} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{rx21}^* & \dots & \rho_{rxN1}^* \\ \rho_{rx21} & 1 & \dots & \rho_{rxN2}^* \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{rxN1} & \rho_{rxN2} & \dots & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.25})$$

O PAS, utilizado para calcular os coeficientes de correlação, é obtido através da Equação (A.26), considerando que cada impulso da resposta impulsiva pode ser formado por taps de N_c clusters que se sobrepõem.

$$PAS(\phi) = \frac{1}{A} \sum_{k=1}^{N_c} \frac{p_k}{\sigma_k} \exp\left[\frac{-\sqrt{2}|\phi - \psi_k|}{\sigma_k}\right], \quad (\text{A.26})$$

onde N_c o número total de clusters; p_k é a potência do cluster k no tap de interesse; σ_k é o espalhamento angular (*angular spread* – AS); ψ_k o ângulo de incidência e A é uma constante

de normalização. Como o PAS é uma função densidade de probabilidade, a condição dada pela Equação (A.27) deve ser satisfeita.

$$\int_{-\pi}^{\pi} PAS(\phi) d\phi = 1. \quad (\text{A.27})$$

Assim, a constante A é dada pela Equação (A.28):

$$A = \int_{-\pi}^{\pi} \sum_{k=1}^{N_c} \frac{p_k}{\sigma_k} \exp\left[\frac{\sqrt{2}|\phi - \psi_k|}{\sigma_k}\right]. \quad (\text{A.28})$$