

Técnicas de Sincronismo para Sistemas de Comunicação Sem-Fio OFDM

Filipe Augusto Jesus Rodrigues



Universidade Federal do ABC

Título: Técnicas de Sincronismo para
Sistemas de Comunicação Sem-Fio OFDM

Autor: Filipe Augusto Jesus Rodrigues

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Suyama

Trabalho de Graduação apresentado à Universidade Federal do ABC como requisito para obtenção do título de Engenheiro de Informação.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Ricardo Suyama

Universidade Federal do ABC

Prof. Dr. Murilo Bellezoni Loiola

Universidade Federal do ABC

Prof. Dr. Ivan Roberto Santana Casella

Universidade Federal do ABC

Santo André, 27 de março de 2013.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais José Luiz e Marilene, pelo apoio e compreensão;

À minha amada namorada Jéssica pelo carinho, amor e paciência;

Aos meus poucos, mas verdadeiros amigos, Bruno Santana, Marcello Dantas, Leonardo de Castro, Washington Carlos, Ricardo Costa e Rafael Barbosa, por acreditarem em mim;

Ao meu orientador, professor Ricardo Suyama, pela constante ajuda e estímulo, indispensáveis para a realização deste trabalho;

Aos professores Murilo e Ivan pela participação na banca examinadora de qualificação.

A todos os demais que, direta ou indiretamente, contribuíram para a realização deste trabalho.

Este trabalho analisa técnicas de sincronismo para Sistemas de Comunicação Sem-Fio OFDM com base no padrão IEEE 802.16. O sincronismo é uma etapa fundamental em um sistema de comunicação OFDM, uma vez que para o receptor deve estimar e corrigir adequadamente o erro do instante de temporização dos símbolos (*Symbol Timing Offset-STO*) e o desvio de frequência das subportadoras (*Carrier Frequency Offset-CFO*) a fim de demodular corretamente os símbolos transmitidos através do processo de IFFT/FFT. Utiliza-se o software Matlab para avaliar as diferentes técnicas de sincronismo apresentadas neste trabalho para o STO e o CFO sob efeito de canais AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) e SUI (*Stanford University Interim*).

Palavras Chaves: Sincronismo, IEEE 802.16, STO, CFO, AWGN, SUI

This work examines techniques for synchronization of Communication Systems Wireless OFDM based on IEEE 802.16. Synchronization is a key step in an OFDM communication system, since for the receiver to properly estimate and correct the error the instant timing of symbols (Symbol Timing Offset-STO) and frequency shift of subcarriers (Carrier Frequency Offset-CFO) to demodulate correctly the symbols transmitted through the process of IFFT/FFT. We use the Matlab software to evaluate different timing techniques presented in this work for the STO and CFO under the influence of AWGN channels (Additive White Gaussian Noise) and SUI (Stanford University Interim).

Keywords: Synchronization, IEEE 802.16, STO, CFO, AWGN, SUI

Lista de Figuras	10
Lista de Tabelas	11
1 Introdução	12
1.1 Organização do Texto	13
2 Princípios da Modulação OFDM	14
2.1 Sistema OFDM: Arquitetura Básica	16
2.2 Implementação Digital	21
2.3 Prefixo Cíclico	25
3 Sincronismo de Sistemas OFDM	29
3.1 Efeito do STO	29
3.2 Efeito do CFO	33
3.2.1 Efeito da parte inteira do CFO (IFO).	35
3.2.2 Efeito da parte fracionária do CFO (FFO).	36
3.3 Técnicas de Estimação do STO	37
3.3.1 Algoritmo de Classen	37
3.3.2 Algoritmo de Van de Beek	39
3.3.3 Algoritmo de Schmidl e Cox	39
3.3.4 Algoritmo de Minn e Bhargava	41
3.4 Técnicas de Estimação do CFO	43
3.4.1 Estimação do CFO por CP	43
3.4.2 Algoritmo de Van de Beek	44
3.4.3 Algoritmo de Moose	45
3.4.4 Algoritmo de Schmidl e Cox	46

4	Simulação de Cenários	47
4.1	Padrão IEEE 802.16	47
4.1.1	Parâmetros da camada PHY	48
4.1.2	Estrutura do Frame OFDM	50
4.1.3	Esquema de Modulação	53
4.1.4	Estimação de canal no padrão IEEE 802.16	53
4.2	Modelos de canal SUI	55
4.2.1	Características dos modelos SUI	55
4.2.2	Implementação dos modelos de canal SUI em Matlab	59
4.3	Simulação e Resultados	59
4.3.1	Canal AWGN	60
4.3.2	Canal SUI-1	63
4.3.3	Canal SUI-2	63
4.3.4	Canal SUI-3	68
4.3.5	Canal SUI-4	68
4.3.6	Canal SUI-5	71
4.3.7	Canal SUI-6	74
5	Conclusão	78

2.1	Resposta em frequência de um sistema de transmissão OFDM(<i>ref.</i> [30]).	15
2.2	<i>Stream</i> serial de símbolos modulando uma portadora única banda larga.	17
2.3	<i>Stream</i> paralelo de símbolos modulando uma várias subportadoras banda estreita.	17
2.4	Esquema do transmissor OFDM.	18
2.5	Esquema do receptor OFDM.	19
2.6	Função retangular $\Pi(t)$	20
2.7	Esquema de um sistema OFDM baseado em IDFT/DFT.	22
2.8	Inserção do CP.	25
2.9	Convolução Circular com CP.	26
2.10	Esquema do transmissor OFDM com CP.	27
2.11	Esquema do receptor OFDM com CP.	28
3.1	Quatro diferentes casos do instante de amostragem sujeito a STO (<i>ref.</i> [30]).	30
3.2	Constelação do sinal 4-QAM sujeita a STO para os casos I e II.	32
3.3	Constelação do sinal 4-QAM sujeita a STO para os casos III e IV.	33
3.4	ICI produzida devido ao CFO.	35
3.5	Efeito do IFO no sinal recebido (<i>ref.</i> [30]).	36
3.6	Constelação recebida para diferentes valores de CFO.	37
3.7	Técnica de estimação do STO a partir de janelas deslizantes (<i>ref.</i> [30]).	38
3.8	Métrica de tempo do Algoritmo de Schmidl e Cox sob condições ideais.	40
3.9	Estrutura do símbolo de treinamento no método B do Algoritmo de Minn e Bhargava.	42
3.10	Métrica de tempo no método A do Algoritmo de Minn e Bhargava sob condições ideais.	43
3.11	Métrica de tempo no método B do Algoritmo de Minn e Bhargava sob condições ideais.	44

Lista de Figuras

4.1	Descrição dos parâmetros do sistema OFDM do padrão IEEE 802.16 no domínio da frequência.	48
4.2	Distribuição do espectro de frequências de um símbolo OFDM no sistema implementado.	50
4.3	Estrutura de um frame OFDM.	51
4.4	Estrutura dos preâmbulos curto e longo.	52
4.5	Constelações BPSK,QPSK,16-QAM e 64-QAM.	54
4.6	Gerador de PRBS para subportadoras piloto e sequências de inicialização.	55
4.7	Modelo de simulação em canal AWGN.	59
4.8	Modelo de simulação em canal SUI.	60
4.9	Estimativa do STO em canal AWGN.	61
4.10	BER sob efeito do STO em canal AWGN.	62
4.11	Estimativa do CFO em canal AWGN.	62
4.12	BER sob efeito do CFO em canal AWGN.	63
4.13	Estimativa do STO em canal SUI-1.	64
4.14	BER sob efeito do STO em canal SUI-1.	64
4.15	Estimativa do CFO em canal SUI-1.	65
4.16	BER sob efeito do CFO em canal SUI-1.	65
4.17	Estimativa do STO em canal SUI-2.	66
4.18	BER sob efeito do STO em canal SUI-2.	67
4.19	Estimativa do CFO em canal SUI-2.	67
4.20	BER sob efeito do CFO em canal SUI-2.	68
4.21	Estimativa do STO em canal SUI-3.	69
4.22	BER sob efeito do STO em canal SUI-3.	69
4.23	Estimativa do CFO em canal SUI-3.	70
4.24	BER sob efeito do CFO em canal SUI-3.	70
4.25	Estimativa do STO em canal SUI-4.	71
4.26	BER sob efeito do STO em canal SUI-4.	72
4.27	Estimativa do CFO em canal SUI-4.	72
4.28	BER sob efeito do CFO em canal SUI-4.	73
4.29	Estimativa do STO em canal SUI-5.	73
4.30	BER sob efeito do STO em canal SUI-5.	74
4.31	Estimativa do CFO em canal SUI-5.	75
4.32	BER sob efeito do CFO em canal SUI-5.	75
4.33	Estimativa do STO em canal SUI-6.	76

Lista de Figuras

4.34 BER sob efeito do STO em canal SUI-6.	76
4.35 Estimativa do CFO em canal SUI-6.	77
4.36 BER sob efeito do CFO em canal SUI-6.	77

3.1	Efeito do Deslocamento do Instante de Amostragem (STO) (<i>ref.</i> [30]). .	30
3.2	Frequência Doppler e CFO normalizado para sistemas móveis.(<i>ref.</i> [30]).	34
3.3	Efeito do Deslocamento da Frequência da Portadora (CFO) (<i>ref.</i> [30]).	34
4.1	Valores da BW padronizados pelo Forum WiMAX (<i>ref.</i> [31]).	49
4.2	Parâmetros da camada física para o sistema implementado.	50
4.3	Posições das subportadoras.	54
4.4	Tipos de terrenos relacionados com os canais SUI.	56
4.5	Características do modelo de canal SUI-1.	57
4.6	Características do modelo de canal SUI-2.	57
4.7	Características do modelo de canal SUI-3.	57
4.8	Características do modelo de canal SUI-4.	58
4.9	Características do modelo de canal SUI-5.	58
4.10	Características do modelo de canal SUI-6.	58

EMBORA os princípios da Multiplexação Ortogonal por Divisão em Frequência (OFDM) [1, 2] sejam conhecidos desde 1960, somente na última década esta técnica de modulação ganhou destaque no projeto de Sistemas de Comunicação de Alta Velocidade. A principal razão deste crescente interesse deve-se ao fato da modulação OFDM oferecer altas taxas de transmissão em canais dispersivos, além da simples implementação de um sistema multiportadora por meio das operações IDFT/DFT, as quais mapeiam uma operação de convolução circular em uma operação de multiplicação, permitindo o uso de equalizadores no domínio da frequência no receptor.

Assim, esse tipo de modulação vem sendo adotado por vários padrões de Sistemas de Comunicações atuais, tais como o Padrão Brasileiro de TV Digital ISDB-TB [3], além dos padrões de Redes de Comunicação Sem-Fio, como as redes IEEE 802.11 WLAN (*Wireless Local Area Network*) [4] e IEEE 802.16 WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) [5].

Apesar dos diversos aspectos positivos, o uso de sistemas OFDM com grande número de subportadoras apresenta algumas desvantagens. A maior delas, é a alta sensibilidade ao sincronismo imperfeito entre o transmissor e o receptor. Particularmente, uma sincronização incorreta no início da recuperação do símbolo OFDM provoca um Deslocamento do Instante de Amostragem dos símbolos OFDM (*Symbol Timing Offset - STO*), o qual pode ocasionar interferência entre símbolos sucessivos (*Intersymbol Interference - ISI*). Caso este tipo de interferência não seja corretamente compensada antes do processo de equalização, uma alta degradação na performance do Sistema de Comunicação será observada. Além disso, também pode ocorrer o Deslocamento da Frequência da Portadora (*Carrier Frequency Offset - CFO*) devido aos efeitos do canal. O CFO provoca redução na amplitude do sinal e causa interferência entre subportadoras adjacentes (*Inter Carrier Interference - ICI*).

Vários trabalhos foram desenvolvidos para a correta estimação do STO e do CFO em sistemas OFDM através de Técnicas Auxiliadas por Dados, as quais utilizam sinais piloto, ou não-auxiliadas por dados, conhecidas como Técnicas de Algoritmos

Cegos. No primeiro caso, o receptor busca uma sequência conhecida enviada pelo transmissor enquanto que os algoritmos de estimação cegos utilizam exclusivamente propriedades estatísticas do sinal transmitido. Por exemplo, alguns algoritmos de estimação aproveitam a redundância temporal introduzida pelo prefixo cíclico (CP), conforme explorado em [6], para obter um estimador de baixa complexidade. Seguindo esta linha de raciocínio, J.J. van de Beek [6] deduziu um estimador conjunto de Máxima Verossimilhança (MV) para STO e CFO, sob a suposição de um canal não dispersivo e pela modelagem de um sinal OFDM como um Vetor Aleatório Gaussiano Complexo Circular (*Complex-Circular Gaussian Random Vector* - C-CGRV) [7]. No caso de algoritmos auxiliados por sinais piloto, podemos citar o trabalho de Schmidl e Cox [8], onde é proposto um esquema de sincronização do STO e do CFO explorando a redundância associada com símbolos de treinamento compostos por duas metades idênticas.

1.1 Organização do Texto

Este trabalho está organizado da seguinte forma:

- O Capítulo 2 apresenta uma pequena introdução aos sistemas OFDM. Após uma breve discussão da origem da modulação multiportadora, este capítulo descreve as bases da modulação OFDM. Além disso, é explicada a necessidade de utilização do CP, a fim de evitar ISI em canais dispersivos.
- O Capítulo 3 analisa os efeitos do STO e do CFO na performance de um sistema OFDM. São apresentadas as principais técnicas de sincronismo propostas na literatura, além da análise dos resultados obtidos através do ambiente Matlab.
- O Capítulo 4 demonstra os resultados das simulações de um sistema de comunicação WiMAX em diferentes modelos de canal. São feitas comparações das técnicas mais adaptáveis para cada cenário.
- O Capítulo 5 discute os resultados do Trabalho de Graduação e suas possíveis aplicações, além de traçar possíveis trabalhos futuros nesse campo de pesquisa.

2 PRINCÍPIOS DA MODULAÇÃO OFDM

SISTEMAS OFDM têm sido alvo de crescente interesse em relação a outros tipos de esquemas de modulação [1, 2], uma vez que a modulação OFDM garante altas taxas de transmissão em canais dispersivos. Sabe-se que caso a resposta ao impulso de um canal for muito maior que a duração do símbolo transmitido, o sinal recebido será distorcido no tempo. Para modernas aplicações multimídia, as quais operam com taxas de transmissão cada vez mais altas, a largura de banda do sinal pode vir a ser maior do que a largura de banda de coerência do canal, de forma que os efeitos da distorção tornam-se cada vez mais severos, prejudicando a performance destas aplicações. Para conter tal distorção, comumente são utilizados circuitos de equalização, cuja estrutura corresponde a um aumento de complexidade do sistema, a medida que o espalhamento de atraso do canal e o período de símbolo aumentam.

O esquema de modulação OFDM oferece uma solução alternativa para tratar este problema. Esta técnica de modulação é uma aplicação particular da técnica mais geral de Multiplexação por Divisão de Frequência (FDM), também chamada de modulação multiportadora. Especificamente, em um sistema OFDM, um único feixe de bits de alta taxa é dividido em vários subfeixes transmitidos em subcanais ou subportadoras, a pequenas taxas. Se N é o número de subfeixes, a taxa em cada subcanal decresce conforme o número de subportadoras aumenta. Portanto, para um número suficientemente alto de N , cada subcanal pode apresentar uma largura de banda menor que a largura de banda de coerência do canal. Assim, o canal se comportará como um canal com desvanecimento plano [30], conforme indicado na Figura 2.1. Isto significa que o receptor pode utilizar um esquema de equalização no domínio da frequência, no qual é muito mais simples compensar, para cada subcanal, a atenuação e o desvio de fase introduzido pelas imperfeições do canal de comunicação.

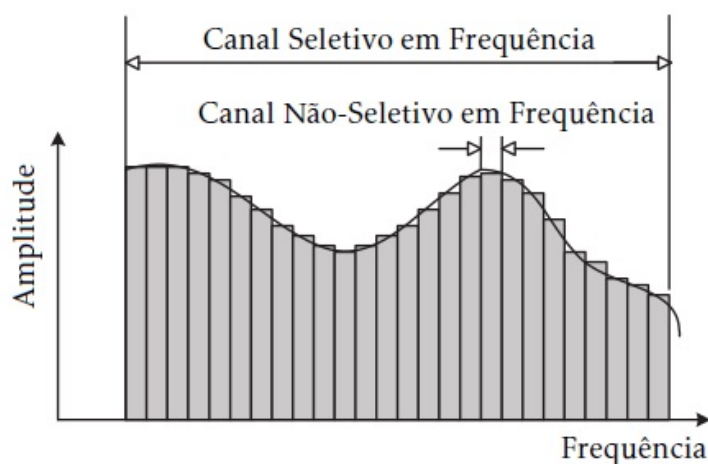


Figura 2.1: Resposta em frequência de um sistema de transmissão OFDM(ref. [30]).

A técnica de modulação multiportadora não é nova: de fato ela teve origem no final de 1950, quando modulação multiportadora foi usada no contexto militar para implementar sistemas de comunicação de alta velocidade, como os sistemas “Kineplex”, “Adeft” e “Kathryn” [9]. No entanto, naquela época, esses sistemas não obtiveram tanto sucesso devido a alta complexidade envolvida no uso de dispositivos analógicos necessários para implementação. Quase 10 anos mais tarde, em 1971, Weinstein e Ebert superaram esse problema, publicando o artigo pioneiro [10] sobre como implementar um sistema multiportadora utilizando as operações IDFT/DFT. Subsequentemente, o princípio da modulação multiportadora tornou-se fundamental na maioria dos padrões industriais correntes e com o advento da era das comunicações banda larga, dois esquemas de implementação foram consolidados:

- **DMT (*Discrete Multitone*)**: desenvolvido para aplicações banda larga cabeadas. Tem sido usado como técnica de modulação para *High-bit-rate Digital Subscriber Lines* (HDSL) [11], *Asynchronous Digital Subscriber Lines* (ADSL) [12] e mais recentemente, *Very-High-speed Digital Subscriber Lines* (VDSL) [13].
- **OFDM**: desenvolvido para aplicações banda larga sem-fio. Tem sido explorado pelo padrão europeu de difusão áudio/vídeo (DAB [14], DVB [15]), ISDB-TB [3], e foi escolhido para aplicações IEEE 802.11 WLAN [16]. Além disso, a modulação OFDM está sendo empregada nos sistemas de comunicação móveis de quarta geração e para transmissão de dados através da rede elétrica. Existe

um crescente número de novos usuários de técnicas multiportadora, incluindo serviços de banda larga sem fio fixos e móveis, rádios UWB, além de sistemas de múltiplo acesso OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*), os quais se associam a outras técnicas de modulação [1].

2.1 Sistema OFDM: Arquitetura Básica

A modulação OFDM combina conceitos de modulação com multiplexação. Multiplexação é a técnica de transmissão de sinais independentes, ou seja, sinais provenientes de diferentes fontes. Assim, a multiplexação trata dos desafios relacionados ao compartilhamento do espectro do canal de comunicação entre diferentes usuários. No sistema OFDM, o desafio não é aplicar o compartilhamento a diferentes usuários, mas a diferentes subcanais de um sinal principal. Desse modo, o sinal principal é primeiramente dividido em subcanais independentes, os quais são modulados por subportadoras associadas para posterior multiplexação desses subcanais em um símbolo OFDM. Para um grande número de subportadoras, a largura de banda de cada subcanal é suficientemente estreita de modo a ser menor que a largura de banda de coerência do canal de comunicação. Assim, cada subcanal estará sujeito a desvanecimento plano (*flat fading*). Portanto, o projeto do receptor será muito mais fácil de ser implementado a partir de um simples equalizador de frequência.

Em um sistema de comunicação tradicional de portadora única, um conjunto de símbolos é transmitido sequencialmente no tempo, de maneira serial, ocupando toda a banda disponível do canal, conforme indicado na Figura (2.2).

Já em um sistema OFDM, a informação é dividida em vários subcanais paralelos com menores taxas de transmissão, de maneira que cada subcanal tenha uma portadora diferente ocupando uma parte da banda disponível do canal, conforme indicado na Figura (2.3). No entanto, cabe ressaltar que os subcanais não são completamente independentes.

Considerando uma fonte de informação binária com taxa R_b igual a $1/T_b$, onde T_b é o período de bit, e tomando como referência o transmissor OFDM da Figura (2.4), indica-se o período de símbolo do sistema multiportadora considerado como T . O q -ésimo intervalo de símbolo OFDM em um buffer serial/paralelo armazena $B = R_b T$ bits, obtendo-se assim o vetor:

$$\mathbf{d}_q \triangleq [d_q^0, d_q^1, \dots, d_q^{B-1}]^T \quad (2.1)$$

2 Princípios da Modulação OFDM

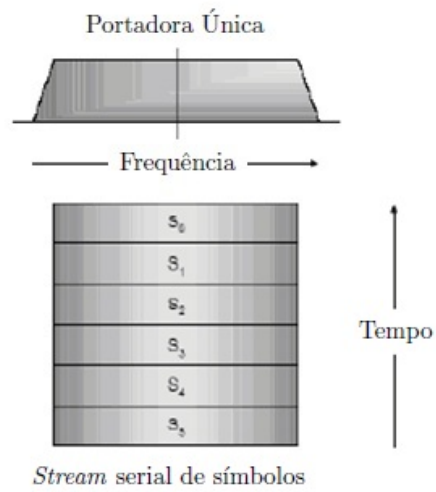


Figura 2.2: *Stream* serial de símbolos modulando uma portadora única banda larga.

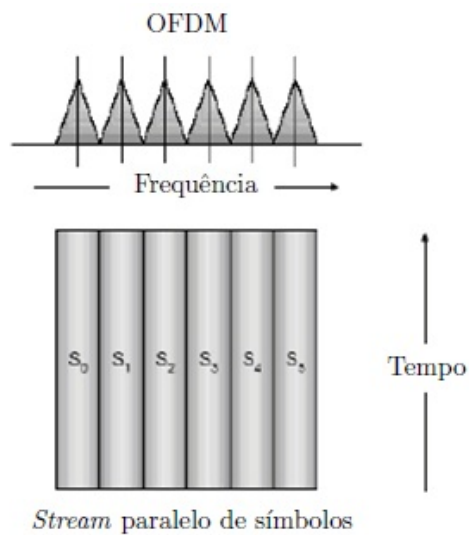


Figura 2.3: *Stream* paralelo de símbolos modulando uma várias subportadoras banda estreita.

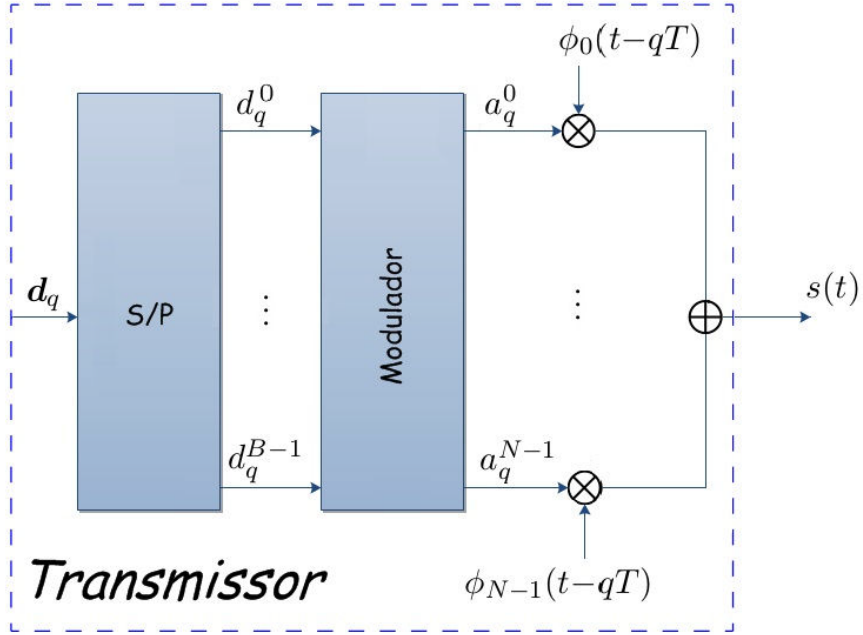


Figura 2.4: Esquema do transmissor OFDM.

O termo $d_q^i \triangleq d(i + qB)$ representa o i -ésimo bit transmitido no q -ésimo período de símbolo OFDM. Assim, o vetor de bit \mathbf{d}_q é mapeado em um novo vetor, o qual é dado por:

$$\mathbf{a}_q \triangleq [a_q^0, a_q^1, \dots, a_q^{N-1}]^T \quad (2.2)$$

O vetor \mathbf{a}_q é composto por N símbolos complexos modulando diferentes subportadoras, as quais formam o conjunto $\{\phi_i(t)\}_{i=0}^{N-1}$. O sinal transmitido em banda base no q -ésimo intervalo de símbolo $[qT, (q+1)T]$ é o resultado da soma dos sinais transmitidos pelos N subcanais paralelos, o qual é dado por:

$$f_q(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_q^i \phi_i(t - qT) \quad (2.3)$$

Assim, o sinal OFDM emitido em intervalos de símbolo consecutivos é dado por:

$$s(t) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} f_q(t) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} a_q^i \phi_i(t - qT) \quad (2.4)$$

Sob a hipótese de um canal não dispersivo e na ausência de ruído, considera-se o sinal recebido $r(t) = s(t)$. Para obter o i -ésimo símbolo transmitido no q -ésimo

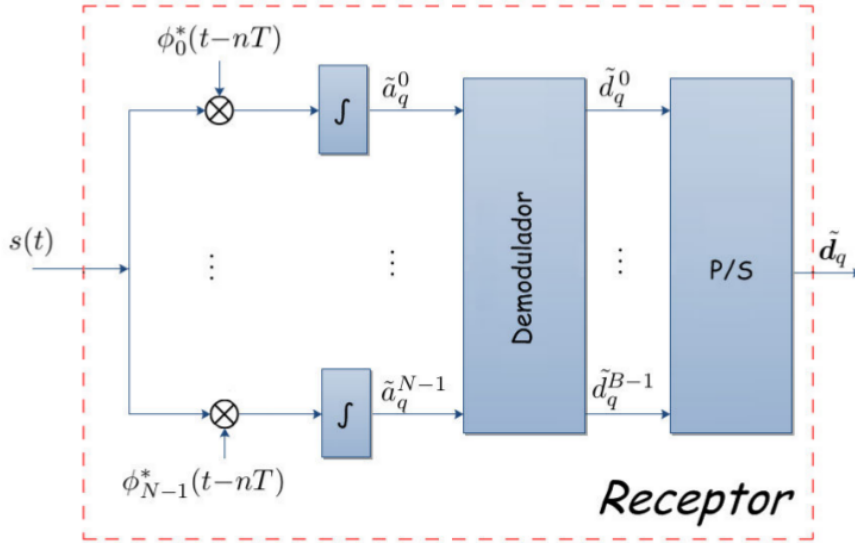


Figura 2.5: Esquema do receptor OFDM.

intervalo, é necessário considerar a correlação de $r(t)$ com o sinal $\phi_i^*(t - qT)$ no receptor. Assim:

$$\tilde{a}_q^i = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \phi_i^*(t - qT) dt = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} a_p^k \int_{-\infty}^{\infty} \phi_k(t - pT) \phi_i^*(t - qT) dt \quad (2.5)$$

Analisando a equação (2.5), percebe-se que o sinal \tilde{a}_q^i depende da contribuição dos símbolos a_p^k transmitidos no mesmo intervalo, mas que modulam diferentes subportadoras, o que acarreta *Inter Carrier Interference* (ICI), a qual é o resultado da perda de ortogonalidade entre as subportadoras. ICI ocorre quando o receptor OFDM ao tentar demodular uma subportadora por meio da FFT encontra alguma interferência da subportadora posterior. Isto ocorre pelo fato da diferença entre o número de ciclos das subportadoras adjacentes dentro do intervalo de aplicação da FFT não ser um número inteiro.

Além disso, na equação (2.5) também há a contribuição dos termos a_p^k transmitidos em diferentes intervalos de símbolo, o que ocasiona *Inter Symbol Interference* (ISI). ISI ocorre quando por algum determinado motivo, alguns símbolos transmitidos são espalhados para além dos limites do seu intervalo de tempo determinado. Assim, eles podem interferir com os símbolos anteriores ou posteriores no receptor, degradando a performance do sinal recebido.

A Figura (2.5) demonstra o esquema do receptor OFDM.

2 Princípios da Modulação OFDM

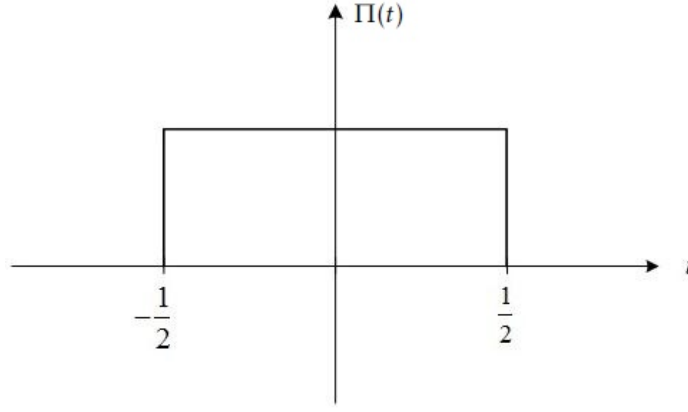


Figura 2.6: Função retangular $\Pi(t)$.

Para eliminar tanto a ICI quanto a ISI, faz-se necessário considerar um conjunto de funções $\{\phi_i(t)\}_{i=0}^{N-1}$ que apresentam a seguinte condição de biortogonalidade:

$$\langle \phi_k(t - qT) \phi_i^*(t - pT) \rangle = \delta[k - i] \delta[p - q] \quad (2.6)$$

O operador $\langle . \rangle$ indica o produto interno. Verifica-se que caso a equação (2.6) seja satisfeita, a equação (2.5) proporciona a igualdade $\tilde{a}_q^i = a_q^i$.

Deste modo, pelo menos em princípio, é possível recuperar perfeitamente o símbolo transmitido em um receptor OFDM. Para tanto, considera-se o seguinte conjunto de funções ortogonais:

$$\phi_i(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \Pi\left(\frac{t - T/2}{T}\right) e^{j2\pi f_i t} \triangleq R_T e^{j2\pi f_i t}, \text{ para } i = 0, \dots, N - 1. \quad (2.7)$$

A função $\Pi(t)$ representa a função retangular indicada na Figura (2.6).

Analisando as equações (2.6) e (2.7), pode-se observar que:

$$\begin{aligned} & \langle \phi_k(t - qT) \phi_i^*(t - pT) \rangle = \\ & = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(t - qT) R_T^*(t - pT) e^{j2\pi f_k(t - qT)} e^{-j2\pi f_i(t - pT)} dt = \\ & = \frac{1}{T} \int_{qT}^{(q+1)T} e^{j2\pi(f_k - f_i)(t - qT)} dt = \\ & = \frac{e^{j2\pi\Delta f T} - 1}{j2\pi\Delta f T}, \text{ para } \Delta f T \neq 0 \end{aligned} \quad (2.8)$$

Portanto,

$$\langle \phi_k(t - qT) \phi_i^*(t - pT) \rangle = \begin{cases} 0, & \text{se } p \neq q, \\ 1, & \text{se } p = q, \Delta f T = 0, \\ 0, & \text{se } p = q, \Delta f T = \alpha, \alpha \in \mathbb{Z} \end{cases} \quad (2.9)$$

Conforme demonstrado na equação (2.9), a escolha de um pulso retangular permite selecionar o correto símbolo recebido, anulando o efeito da ISI. Além disso, considerando-se o espaçamento Δf igual a um múltiplo de $1/T$, não há interferência entre as diferentes subportadoras, sendo constatada a condição de biortogonalidade da equação (2.6). Ademais, escolhendo-se o espaçamento mínimo entre as subportadoras $\Delta f = 1/T$, obtém-se a máxima eficiência espectral. Sendo assim, um único pulso (*one-shot*) do sistema OFDM, denotado por $\phi_i(t)$, com espaçamento Δf é dado por:

$$\phi_i(t) = R_T(t) e^{j \frac{2\pi}{T} i t}, \text{ para } i = 0, \dots, N - 1. \quad (2.10)$$

A partir da escolha de $\phi_i(t)$, pode-se expressar o sinal OFDM transmitido como:

$$s(t) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} a_q^i R_T(t - qT) e^{j \frac{2\pi}{T} i (t - qT)} = \sum_{q=-\infty}^{\infty} R_T(t - qT) \sum_{i=0}^{N-1} a_q^i e^{j \frac{2\pi}{T} i T} \quad (2.11)$$

2.2 Implementação Digital

A idéia de um sistema OFDM digital foi primeiramente introduzida pelo trabalho de Weinstein e Ebert [9]. Embora o sistema OFDM analógico não seja perfeitamente limitado em banda, para um número de subportadoras $N \gg 1$, assume-se que a largura de banda do sinal OFDM (W_{OFDM}) é aproximadamente igual a N/T . Logo, o sinal OFDM de tempo contínuo $s(t)$ pode ser reconstruído a partir de suas amostras $s[n]$, considerando um intervalo de amostragem $T_c = 1/W_{OFDM} = T/N$. Particularmente, considera-se o sinal banda base OFDM de tempo discreto

2 Princípios da Modulação OFDM

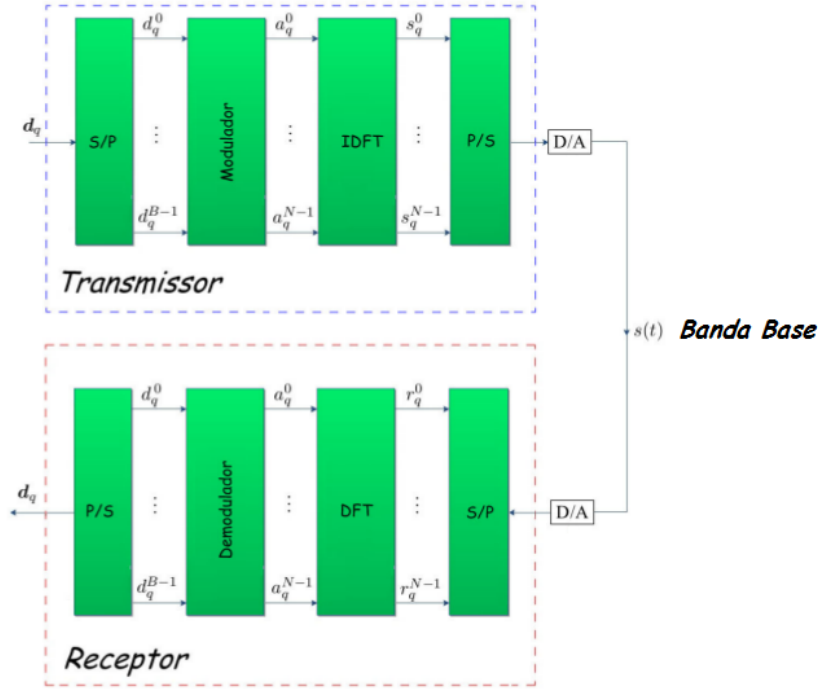


Figura 2.7: Esquema de um sistema OFDM baseado em IDFT/DFT.

transmitido no q -ésimo intervalo OFDM e amostrado com taxa $f_c = N/T$ igual a:

$$\begin{aligned} f(qT + kT_c) &= \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{i=0}^{N-1} a_q^i e^{j \frac{2\pi}{T} i (qT + k \frac{T}{N})} \\ &= \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{i=0}^{N-1} a_q^i e^{j \frac{2\pi}{N} i k} = \frac{N}{\sqrt{T}} s_q(k) \end{aligned} \quad (2.12)$$

onde

$$s_q(k) \triangleq \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} a_q^i e^{j \frac{2\pi}{N} i k}, \text{ para } k = 0, \dots, N-1. \quad (2.13)$$

é a IDFT de tamanho N da sequência \mathbf{a}_q . A partir da equação (2.12), segue que a IDFT da sequência \mathbf{a}_q é, a menos de uma sequência multiplicativa, uma versão amostrada do sinal analógico $f_q(t)$, transmitido no q -ésimo intervalo OFDM. Esta observação sugere uma maneira mais eficiente para implementar um sistema OFDM. A estrutura de um sistema OFDM baseado em IDFT/DFT é descrita na Figura (2.7).

2 Princípios da Modulação OFDM

Comparando este modelo com os modelos de tempo contínuo ilustrados nas Figuras (2.4) e (2.5), os esquema de modulação e demodulação por meio de bancos de osciladores são substituídos pelas IDFT e DFT. Particularmente, na transmissão, após um buffer serial/paralelo e um codificador, o esquema de tempo discreto pode implementar a IDFT através do eficiente algoritmo da IFFT. Deste modo, obtém-se a sequência amostrada \mathbf{s}_q transmitida no q -ésimo intervalo OFDM igual a:

$$\mathbf{s}_q = [s_q(0), \dots, s_q(N-1)]^T \quad (2.14)$$

Esta sequência é sucessivamente elaborada por um conversor digital-analógico (D/A) com frequência de amostragem f_c . Assim, considerando a transmissão de sucessivos frames, o sinal OFDM transmitido é dado por:

$$s(t) = \frac{N}{\sqrt{T}} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} s_q(k) h_{D/A}(t - qT - kT_c) \quad (2.15)$$

O termo $h_{D/A}$ é a resposta ao impulso do conversor D/A. Pode-se considerar uma expressão alternativa para a equação (2.15). Considera-se o sinal após a conversão serial-paralela igual a:

$$s(qN + k) = s_q(k), \text{ para } k = 0, \dots, N-1. \quad (2.16)$$

Neste caso, a saída conversor D/A é dada por:

$$\begin{aligned} s(t) &= \frac{N}{\sqrt{T}} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} s(qN + k) h_{D/A}(t - qT - kT_c) \\ &= \frac{N}{\sqrt{T}} \sum_{p=-\infty}^{\infty} s(p) h_{D/A}(t - pT_c) = \frac{N}{\sqrt{T}} s_{\delta}(t) * h_{D/A}(t) \end{aligned} \quad (2.17)$$

onde

$$s_{\delta}(t) \triangleq \sum_{p=-\infty}^{\infty} s(p) \delta(t - pT_c) \quad (2.18)$$

Na ausência de ruído e indicando $h_{A/D}(t)$ como a resposta ao impulso do conversor analógico-digital (A/D), o sinal recebido banda base no receptor é dado por:

$$r(t) = \frac{N}{\sqrt{T}} s_{\delta}(t) * h_{D/A}(t) * h_{A/D}(t) \quad (2.19)$$

2 Princípios da Modulação OFDM

Além do mais, assume-se que a resposta ao impulso dos conversores D/A e A/D são iguais a:

$$h_{D/A}(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T_c}\right) \quad (2.20)$$

e

$$h_{A/D}(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{sinc}\left(\frac{t}{T_c}\right) \quad (2.21)$$

A partir da equação (2.19), o sinal OFDM recebido pode ser considerado como:

$$r(t) = s_\delta(t) * \text{sinc}\left(\frac{t}{T_c}\right) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} s(p) \text{sinc}\left(\frac{t - pT_c}{T_c}\right) \quad (2.22)$$

O sinal recebido é amostrado com taxa $R_c = 1/T_c$ nos instantes de tempo $t_k = kT_c + qT$, com $k \in \tau 1$, resultando na sequência de tempo discreto:

$$\begin{aligned} r_q(k) &\triangleq r(kT_c + qT) \sum_{p=-\infty}^{\infty} s(p) \text{sinc}\left(\frac{kT_c + qT - pT_c}{T_c}\right) \\ &= \sum_{p=-\infty}^{\infty} s(p) \delta[k + qN - p] = s(qN + k) = s_q(k) \end{aligned} \quad (2.23)$$

Portanto, para o caso onde os filtros dados pelas equações (2.20) e (2.21) são adotados, não há interferência entre símbolos ou subportadoras sucessivas. Logo, é perfeitamente possível recuperar os diferentes subcanais.

$$\begin{aligned} \tilde{a}_q^i &= \text{DFT}\{[\mathbf{r}_q]\}_i \sum_{k=0}^{N-1} r_q(k) e^{-j\frac{2\pi}{N}ki} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{1}{N} \sum_{h=0}^{N-1} a_q^h e^{-j\frac{2\pi}{N}hk} \right] e^{-j\frac{2\pi}{N}ki} = a_q^i \end{aligned} \quad (2.24)$$

Deste modo, utilizando-se a DFT da sequência r_q é possível recuperar a sequência de bits transmitidos.

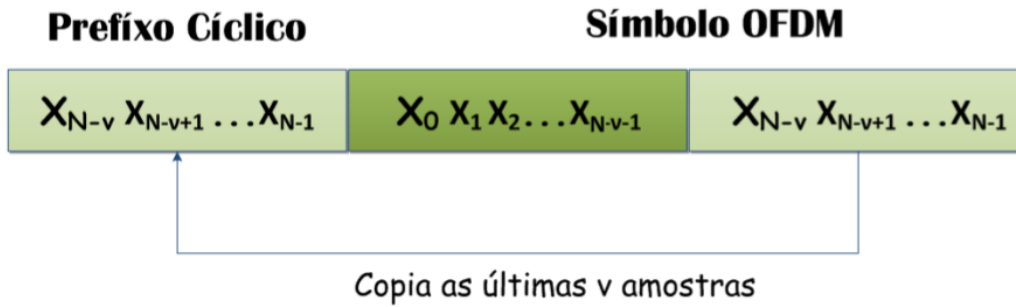


Figura 2.8: Inserção do CP.

2.3 Prefixo Cíclico

Duas dificuldades surgem quando o sinal OFDM é transmitido em um canal dispersivo. A primeira refere-se ao fato da dispersão do canal destruir a ortogonalidade entre as subportadoras, causando desta forma ICI. Além disso, um canal dispersivo causa ISI entre símbolos OFDM sucessivos. Inserindo-se um período de guarda de silêncio entre os símbolos OFDM sucessivos, evitaria-se a ISI em canais dispersivos. No entanto, esta ação não evitaria a perda de ortogonalidade entre as subportadoras. Peled e Ruiz em [11] solucionaram este problema com a introdução do Prefixo Cíclico (*Cyclic Prefix* - CP). Este CP preserva a ortogonalidade das subportadoras e previne a ISI entre sucessivos símbolos, além de transformar a convolução linear com o canal em uma convolução circular. Portanto, a equalização no receptor torna-se muito mais simples. A extensão cíclica é ilustrada na Figura (2.8).

Seja $x_{cp} = [x_{N-v} x_{N-v+1} \dots x_{N-1} x_0 x_1 \dots x_{N-1}]$ o sinal OFDM com CP a ser transmitido em um canal com resposta ao impulso $h[n]$. Conforme indicado na Figura (2.9), o sinal de saída $y[n]$ é dado por:

$$\begin{aligned}
 y_0 &= h_0 x_0 + h_1 x_{N-1} + \dots + h_v x_{n-v} \\
 y_1 &= h_0 x_1 + h_1 x_0 + \dots + h_v x_{n-v+1} \\
 &\vdots \\
 y_{N-1} &= h_0 x_{N-1} + h_1 x_{N-2} + \dots + h_v x_{n-v-1}
 \end{aligned}$$

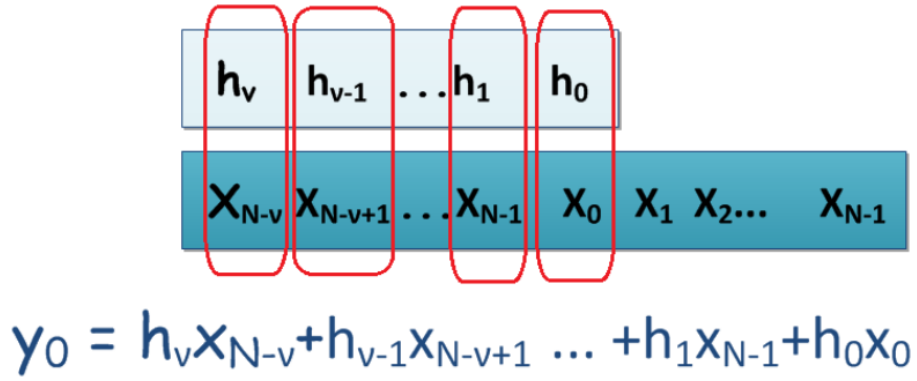


Figura 2.9: Convolução Circular com CP.

Este é exatamente o mesmo resultado da operação de convolução circular dada pela equação (2.25)

$$x[n] \otimes h[n] = \sum_{k=0}^{N-1} h[k] x[n-k]_N \quad (2.25)$$

O termo $x[n-k]_N$ indica $x[n]$ mod N . A DFT de uma convolução circular de dois sinais é o produto da DFT de destes sinais, ou seja:

$$\text{DFT}\{y[n]\} = \text{DFT}\{h[n] \otimes x[n]\} = \text{DFT}\{h[n]\} \otimes \text{DFT}\{x[n]\} \quad (2.26)$$

ou

$$Y[m] = H[m]X[m] \quad (2.27)$$

Logo, se a resposta em frequência do canal é conhecida, o sinal de entrada pode ser facilmente recuperado por

$$\hat{X}[m] = \frac{Y[m]}{H[m]} \quad (2.28)$$

O transmissor OFDM com CP é demonstrado na Figura (2.10)

2 Princípios da Modulação OFDM

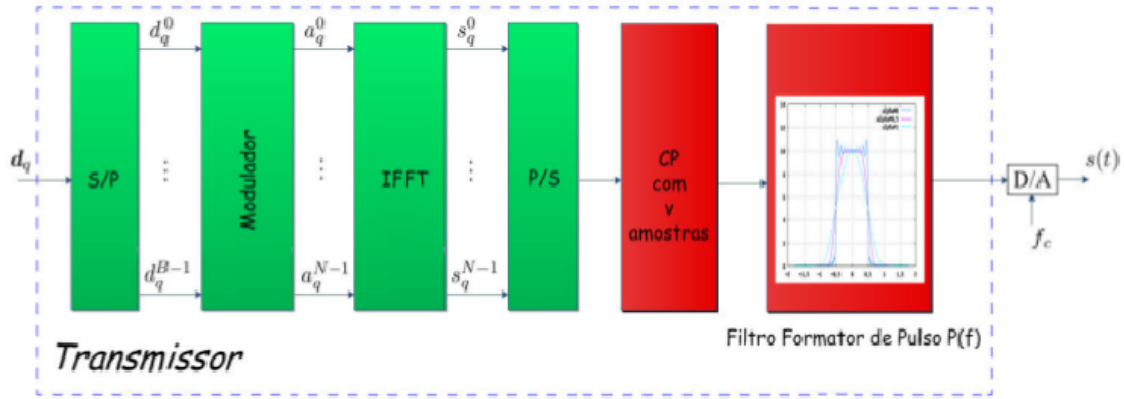


Figura 2.10: Esquema do transmissor OFDM com CP.

Utilizando a definição da IDFT, tem-se:

$$s_q^n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} a_q^i e^{j \frac{2\pi}{N} i n} \quad (2.29)$$

Indicando as amostras do CP como $[s_q^{-\nu} s_q^{-\nu+1} \dots s_q^{-1}]$, o sinal em banda base no q -ésimo intervalo é igual a:

$$\begin{aligned} s_q(t) &= \sum_{n=-\nu}^{N-1} s_q^n p(t - nT_c) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} a_q^i \sum_{n=-\nu}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} i n} p(t - nT_c) \end{aligned} \quad (2.30)$$

A saída $s(t)$ é dada por:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} a_q^i \sum_{n=-\nu}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} i n} p(t - nT_c - q(N + \nu)T_c) \quad (2.31)$$

Comparando as equações (2.30) e (2.3), pode-se inferir que:

$$\phi_i(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=-\nu}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} i n} p(t - nT_c) \quad (2.32)$$

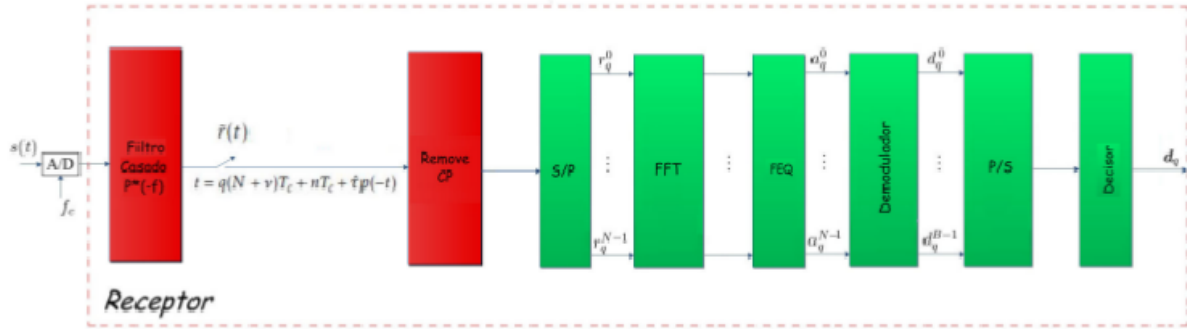


Figura 2.11: Esquema do receptor OFDM com CP.

Se o CP é ignorado, a equação (2.32) pode ser escrita como:

$$\phi_i(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} in} \delta(t - nT_c) * p(t) \quad (2.33)$$

O somatório da equação (2.33) é realizado nas amostras das exponenciais complexas limitadas no domínio do tempo definidas na equação (2.10) com taxa de amostragem $1/T_c$. As frequências de $\{\phi_i(t)\}_{i=0}^{N-1}$ estão entre 0 e $N-1/T = N-1/N T_c$. Logo, de acordo com a teoria básica de Processamento Digital de Sinais, se $P(f)$ é um filtro passa-baixa ideal, o qual atua no intervalo $[0, 1/T_c]$, então as exponenciais complexas definidas na equação (2.33) são perfeitamente reconstruídas na equação (2.32) a menos de uma constante multiplicativa. Assim, de acordo com a análise feita anteriormente, $\{\phi_i(t)\}_{i=0}^{N-1}$ são de fato ortogonais.

A estrutura de um receptor OFDM com CP é demonstrada na Figura (2.11).

O sinal recebido passa por um filtro casado com o filtro formador de pulso do transmissor. A saída do filtro casado é amostrada em instantes $nT_c + \hat{\tau}$ onde $\hat{\tau}$ é o atraso do instante de amostragem estimado. O CP é removido e o bloco de N amostras passa pelo bloco da FFT. O equalizador de frequência (FEQ) corrige cada amostra da saída da FFT, compensando os efeitos do canal, conforme indicado na equação (2.28).

3 SINCRONISMO DE SISTEMAS OFDM

CONFORME discutido no capítulo anterior, o sistema OFDM transmite dados através de subportadoras ortogonais paralelas, o que combate a distorção causada por um canal seletivo em frequência. No entanto, a vantagem deste esquema de modulação somente é útil quando a ortogonalidade entre as subportadoras é mantida. No caso de perda da ortogonalidade, a performance do sistema de comunicação é degradada devido a ISI e a ICI. Neste capítulo, é feita a análise dos efeitos da STO e da CFO. Para isso, definem-se ε e δ como a CFO e a STO normalizadas respectivamente. Seja $x_q[n]$ o q -ésimo símbolo OFDM transmitido em um canal de comunicação com resposta ao impulso $h[t]$. O q -ésimo símbolo recebido $y_q[n]$ sob a presença da CFO e da STO é dado por:

$$\begin{aligned} y_q[n] &= \text{IDFT} \{Y_q[k]\} = \text{IDFT} \{H_q[k]X_q[k] + Z_q[k]\} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_q[k]X_q[k]e^{j2\pi(k+\varepsilon)(n+\delta)/N} + z_q[n] \end{aligned} \quad (3.1)$$

onde $z_l[n] = \text{IDFT} \{Z_q[k]\}$ é o ruído AWGN.

3.1 Efeito do STO

As operações IFFT e FFT são as funções fundamentais necessárias para a modulação e demodulação nos transmissores e receptores dos sistemas OFDM. Para tomar os N pontos da FFT no receptor, é necessário conhecer exatamente a duração das amostras transmitidas do sinal OFDM. Em outras palavras, é necessário executar uma operação de sincronismo para detectar o ponto de início de cada símbolo OFDM, considerando-se a remoção do CP. A Tabela (3.1) mostra como a STO de δ amostras afeta os símbolos recebidos no domínio do tempo e no domínio da frequência. Para simplificar o modelo, os efeitos do ruído são desconsiderados.

Observa-se que a STO de δ no domínio do tempo produz um deslocamento de fase de $2\pi k\delta/N$ no domínio da frequência, o qual é proporcional à subportadora de

	Sinal Recebido	Efeito do STO (δ)
Domínio do Tempo	$y[n]$	$x[n + \delta]$
Domínio da Frequência	$Y[k]$	$e^{j2\pi k\delta/N} X[k]$

Tabela 3.1: Efeito do Deslocamento do Instante de Amostragem (STO) (ref. [30]).

índice k e a STO de δ . Dependendo da localização do ponto de início estimado do símbolo OFDM, o efeito da STO pode ser diferente. A Figura (3.1) ilustra quatro diferentes casos para o deslocamento do instante de amostragem, nos quais o ponto de amostragem é exato, um pouco adiantado, muito adiantado e atrasado em relação ao instante exato de amostragem. Nesta análise, os efeitos do ruído e do canal são ignorados.

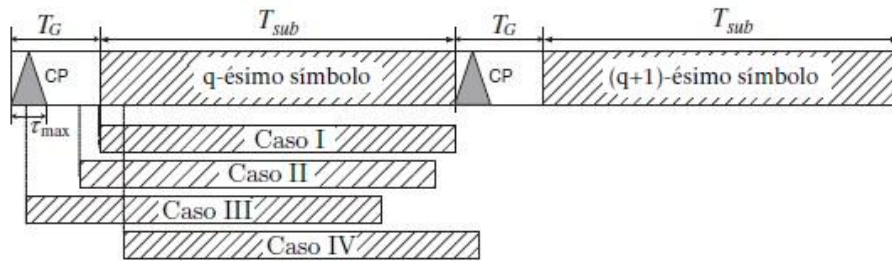


Figura 3.1: Quatro diferentes casos do instante de amostragem sujeito a STO (ref. [30]).

- **Caso I:** este é o caso observado quando o ponto de início do símbolo OFDM coincide exatamente com o instante de amostragem, preservando a ortogonalidade entre os subcanais. Neste caso, o símbolo OFDM pode ser perfeitamente recuperado sem a necessidade de qualquer artifício.
- **Caso II:** este é o caso observado quando o ponto de início do símbolo OFDM é anterior ao instante de amostragem, porém este ponto encontra-se dentro do intervalo do CP. Neste caso, o q -ésimo símbolo OFDM não se sobrepõe ao q -ésimo-1 símbolo OFDM, ou seja, não ocorre ISI com os símbolos adjacentes. Os efeitos da STO, considerando o sinal recebido no domínio da frequência

são dados por:

$$\begin{aligned}
 Y_q[k] &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_q[n + \delta] e^{-j2\pi nk/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{p=0}^{N-1} X_q[p] e^{j2\pi(n+\delta)p/N} \right\} e^{-j2\pi nk/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_q[p] e^{-j2\pi p\delta/N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi(p-k)n/N} \\
 &= X_q[k] e^{j2\pi k\delta/N}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

A última linha segue da seguinte identidade:

$$\begin{aligned}
 \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi(p-k)n/N} &= e^{j\pi(p-k)N-1/N} \cdot \frac{\text{sen}(\pi(k-p))}{\text{sen}(\pi(k-p)/N)} \\
 &= \begin{cases} N & \text{para } k = p \\ 0 & \text{para } k \neq p \end{cases}
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

A expressão da equação (3.2) demonstra que a ortogonalidade entre os subcanais pode ser preservada. No entanto, existe um desvio de fase que é proporcional a STO δ e ao índice da subportadora k , forçando a rotação da constelação ao redor da origem. A Figura (3.2) demonstra a constelação de um sinal 4-QAM simulada em Matlab para os casos I e II com 64 subportadoras.

- **Caso III:** este é o caso observado quando o ponto de início do símbolo OFDM estimado está dentro da resposta ao impulso do símbolo OFDM anterior. Neste caso não é possível evitar a ISI e a ICI.
- **Caso IV:** este é o caso observado quando o ponto de início do símbolo OFDM estimado está localizado após o ponto exato de amostragem. Neste caso o sinal no intervalo da FFT consiste do símbolo OFDM corrente $x_q[n]$ e de uma parte do próximo símbolo $x_{q+1}[n]$. Mais especificamente:

$$y_q(n) = \begin{cases} x_q[n + \delta], & \text{para } 0 \leq n \leq N - 1 - \delta \\ x_{q+1}[n + 2\delta - N_g], & \text{para } N - \delta \leq n \leq N - 1 \end{cases} \tag{3.4}$$

3 Sincronismo de Sistemas OFDM

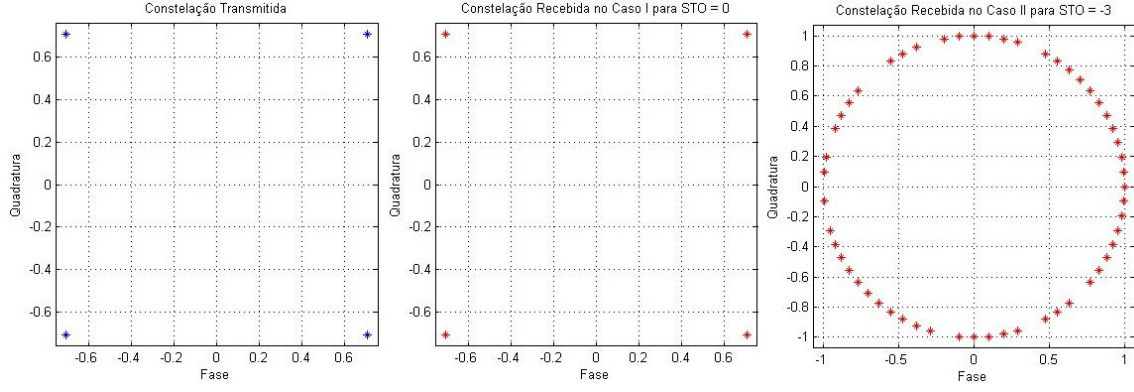


Figura 3.2: Constelação do sinal 4-QAM sujeita a STO para os casos I e II.

onde N_q é o comprimento do intervalo de guarda. Tomando a FFT do sinal composto $\{y_q[n]\}_{n=0}^{N-1}$ para demodulação, tem-se:

$$\begin{aligned}
 Y_q[k] &= \text{FFT}\{y_q[n]\} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1-\delta} x_q[n+\delta]e^{-j2\pi nk/N} + \sum_{n=N-\delta}^{N-1} x_{q+1}[n+2\delta-N_g]e^{-j2\pi nk/N} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1-\delta} \left(\frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_q[p]e^{j2\pi(n+\delta)p/N} \right) e^{-j2\pi nk/N} + \sum_{n=N-\delta}^{N-1} \left(\frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_{q+1}[p]e^{j2\pi(n+2\delta-N_g)p/N} \right) e^{-j2\pi nk/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_q[p]e^{j2\pi p\delta/N} \sum_{n=0}^{N-1-\delta} e^{j2\pi n(p-k)/N} + \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_{q+1}[p]e^{j2\pi p(2\delta-N_g)/N} \sum_{n=N-\delta}^{N-1} e^{j2\pi n(p-k)/N} \\
 &= \frac{N-\delta}{N} X_q[p]e^{j2\pi p\delta/N} + \sum_{p=0, p \neq k}^{N-1} X_q[p]e^{j2\pi p\delta/N} \sum_{n=0}^{N-1-\delta} e^{j2\pi n(p-k)/N} + \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_{q+1}[p]e^{j2\pi p(2\delta-N_g)/N} \sum_{n=N-\delta}^{N-1} e^{j2\pi n(p-k)/N}
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Considerando a seguinte igualdade:

$$\sum_{n=0}^{N-1-\delta} e^{j2\pi n(p-k)/N} = e^{j\pi(p-k)(N-1-\delta)/N} \cdot \left(\frac{\text{sen}[(N-\delta)\pi(k-p)/N]}{\text{sen}[\pi(k-p)/N]} \right) = \begin{cases} N-\delta, & \text{para } p=k \\ \text{Não nulo}, & \text{para } p \neq k \end{cases} \tag{3.6}$$

O segundo termo da última linha da equação (3.5) corresponde a ICI, a qual destrói a ortogonalidade entre os subcanais, e o terceiro termo corresponde a ISI entre os q -ésimo e q -ésimo+1 símbolos recebidos. A Figura (3.3) demonstra a constelação de um sinal 4-QAM simulada em Matlab para os casos III e IV com 64 subportadoras.

Observa-se que a distorção no caso IV é muito mais difícil de ser compensada.

3 Sincronismo de Sistemas OFDM

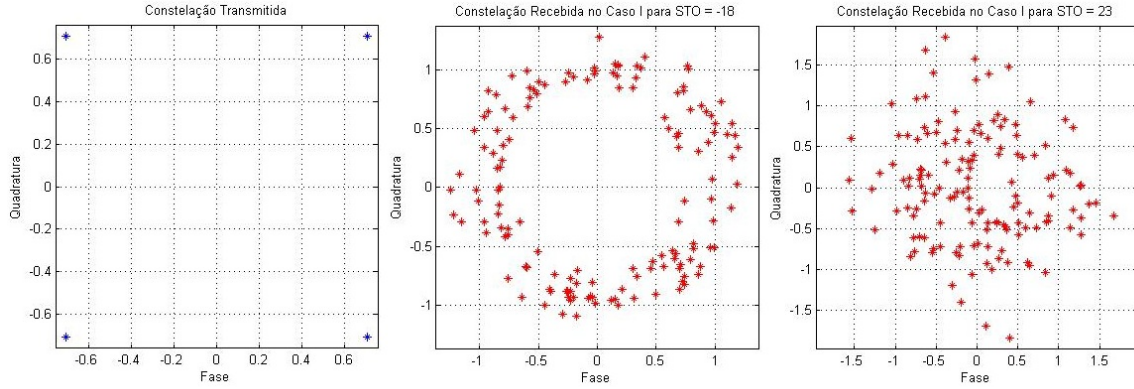


Figura 3.3: Constelação do sinal 4-QAM sujeita a STO para os casos III e IV.

Dessa forma, fica evidente que a estimação precisa da STO é essencial para o bom funcionamento do sistema OFDM.

3.2 Efeito do CFO

O sinal OFDM banda base transmitido é convertido para banda passante para posteriormente ser modulado por uma portadora. Na recepção, o sinal é reconvertido para banda base utilizando um sinal com uma portadora sintetizada localmente no receptor, a qual deveria estar exatamente na mesma frequência da portadora do transmissor. Em geral, existem dois tipos de distorção associadas com o sinal da portadora [18]. O primeiro deles é o ruído de fase, o qual é provocado pela instabilidade de geração da portadora usada tanto no transmissor, quanto no receptor. Este tipo de ruído pode ser modelado como um processo aleatório de média zero de Wiener [22, 23, 24] e não é analisado neste trabalho. O outro efeito é o Deslocamento da Frequência da Portadora (CFO) causada pela frequência de deslocamento Doppler f_d . Além do mais, mesmo se houvesse a possibilidade de geração da mesma frequência da portadora no transmissor e no receptor, ainda assim, existiria uma inevitável diferença entre as mesmas devido a natureza dos osciladores. Considerando f_c e f'_c as frequências das portadoras no transmissor e no receptor, respectivamente, define-se a sua diferença como sendo igual a $f_{offset} = f_c - f'_c$. A frequência Doppler f_d é determinada pela frequência da portadora f_c e a velocidade v do terminal receptor.

$$f_d = \frac{v \cdot f_c}{c} \quad (3.7)$$

3 Sincronismo de Sistemas OFDM

onde c é a velocidade da luz. Define-se a CFO normalizada, ε , como a razão entre a CFO e o espaçamento entre as subportadoras Δf , de acordo com a equação

$$\varepsilon = \frac{f_{\text{offset}}}{\Delta f} \quad (3.8)$$

Indicando ε_i e ε_f como as partes inteira e fracionárias de ε , tem-se $\varepsilon = \varepsilon_i + \varepsilon_f$. A Tabela (3.2) mostra os valores de frequência Doppler e CFO normalizado para sistemas móveis comerciais com velocidade de deslocamento de 120 km/h ([24]).

Sistema	Frequência de operação (f_c)	Espaçamento entre subportadoras (Δf)	Velocidade (v)	Frequência máxima Doppler (f_d)	CFO normalizado (ε)
DMB	375 MHz	1 kHz	120 km/h	41,67 Hz	0,042
3GPP	2 GHz	15 kHz	120 km/h	222,22 Hz	0,0148
WiMAX Móvel	2,3 GHz	9,765 kHz	120 km/h	255,55 Hz	0,0263

Tabela 3.2: Frequência Doppler e CFO normalizado para sistemas móveis.(ref. [30]).

Para um sinal $x[n]$ no domínio do tempo, um CFO de ε na frequência da portadora causa um deslocamento de fase de $2\pi n\varepsilon$, ou seja, esse deslocamento é proporcional ao CFO ε e ao índice n . Os efeitos da adição do CFO ε ao sinal transmitido $x[n]$ no sinal recebido $y[n]$ são mostrados na Tabela (3.3).

	Sinal Recebido	Efeito do CFO (ε)
Domínio da Frequência	$X[k]$	$X[k-\varepsilon]$
Domínio do Tempo	$y[n]$	$e^{j2\pi n\varepsilon/N} x[n]$

Tabela 3.3: Efeito do Deslocamento da Frequência da Portadora (CFO) (ref. [30]).

A Figura (3.4) mostra o deslocamento de $-\varepsilon$ no sinal do domínio da frequência $X(k)$ sujeito a um CFO de ε , o que produz ICI entre as subportadoras adjacentes. Devido ao fato da componente de uma subportadora interferir na subportadora subsequente, ocorre uma redução nas projeções do sinal recebido sobre as diferentes subportadoras devido ao deslocamento das funções *sinc*, ocasionando uma grande degradação na performance do sistema OFDM sujeito a ICI.

Considerando apenas o efeito da CFO entre o transmissor e o receptor, o sinal recebido no domínio do tempo é dado por

$$y_q[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H[k] X_q[k] e^{j2\pi(k+\varepsilon)n/N} + z_q[n] \quad (3.9)$$

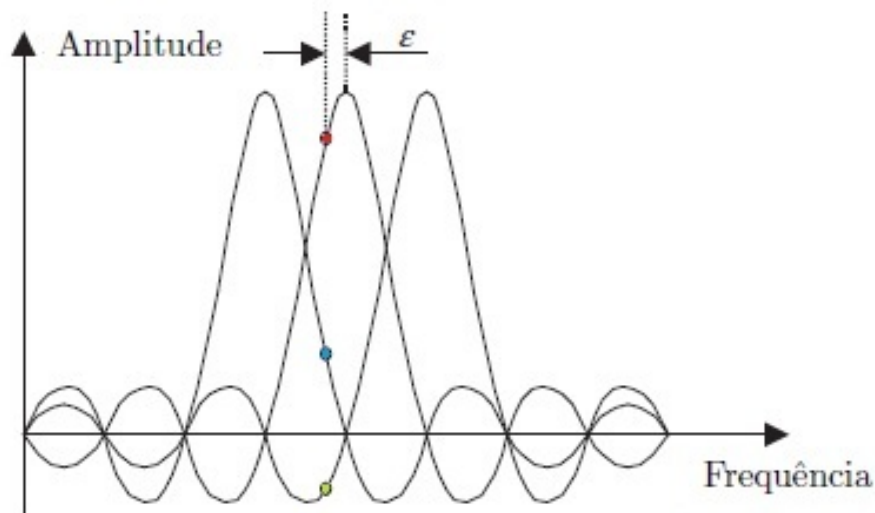


Figura 3.4: ICI produzida devido ao CFO.

3.2.1 Efeito da parte inteira do CFO (IFO).

A Figura (3.5) ilustra como as amostras transmitidas $\{x_l[n]\}_{n=0}^{N-1}$ respondem a um IFO de ε_i . Este tipo de deslocamento faz com que o sinal no receptor seja igual a $e^{j2\pi n\varepsilon_i/N} x[n]$. O sinal transmitido é deslocado ciclicamente no receptor, sendo igual a $X[k - \varepsilon_i]$ na k -ésima subportadora. Caso esse deslocamento cíclico não seja devidamente compensado, ocorrerá uma significativa degradação da BER. No entanto, observa-se que a ortogonalidade entre as subportadoras é mantida, logo não ocorre ICI.

3 Sincronismo de Sistemas OFDM

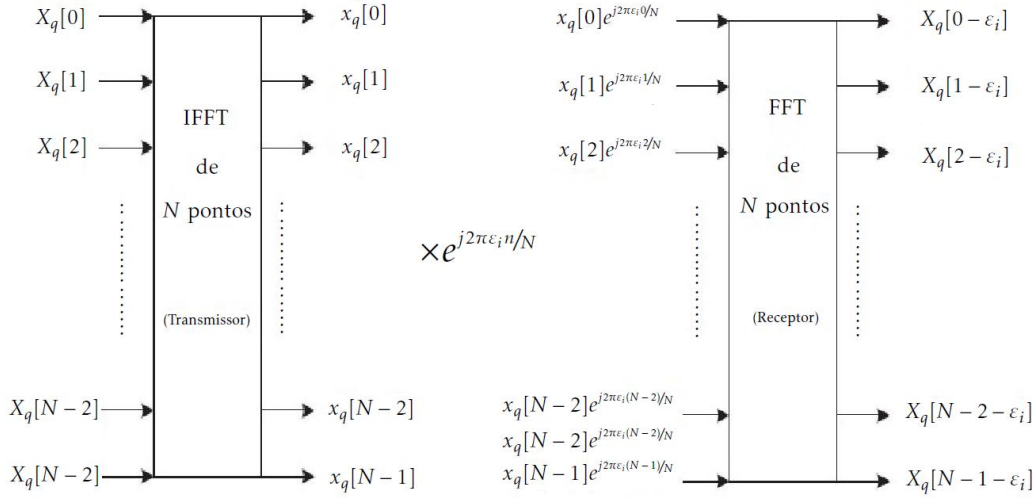


Figura 3.5: Efeito do IFO no sinal recebido (*ref.* [30]).

3.2.2 Efeito da parte fracionária do CFO (FFO).

Tomando a FFT de do sinal recebido $y[n]$ com FFO fracionário (ϵ_f), o sinal recebido no domínio da frequência [21] pode ser escrito como:

$$\begin{aligned}
 Y_q[k] &= \text{FFT}\{y_q[n]\} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} y_q[n] e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} H[m] X_q[m] e^{j2\pi n(m+\epsilon_f)/N} e^{-j2\pi kn/N} + \sum_{n=0}^{N-1} z_q[n] e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} H[m] X_q[m] \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(m-k+\epsilon_f)/N} + Z_q[k] \\
 &= \frac{1}{N} H[k] X_q[k] \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n\epsilon_f/N} + \frac{1}{N} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} H[m] X_q[m] \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(m-k+\epsilon_f)/N} + Z_q[k] \\
 &= \frac{1}{N} \left(\frac{1 - e^{j2\pi\epsilon_f}}{1 - e^{j2\pi\epsilon_f/N}} \right) H[k] X_q[k] + \frac{1}{N} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} H[m] X_q[m] \left(\frac{1 - e^{j2\pi(m-k+\epsilon_f)}}{1 - e^{j2\pi(m-k+\epsilon_f)/N}} \right) + Z_q[k] \\
 &= \frac{1}{N} \left(\frac{e^{j\pi\epsilon_f} (e^{-j\pi\epsilon_f} - e^{j\pi\epsilon_f})}{e^{j\pi\epsilon_f/N} (e^{-j\pi\epsilon_f/N} - e^{j\pi\epsilon_f/N})} \right) H[k] X_q[k] + \frac{1}{N} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} H[m] X_q[m] \left(\frac{e^{j\pi(m-k+\epsilon_f)} (e^{-j\pi(m-k+\epsilon_f)} - e^{j\pi(m-k+\epsilon_f)})}{e^{j2\pi(m-k+\epsilon_f)/N} (e^{-j2\pi(m-k+\epsilon_f)/N} - e^{j2\pi(m-k+\epsilon_f)/N})} \right) + Z_q[k] \\
 &= e^{j\pi\epsilon_f(N-1)/N} \left\{ \frac{\text{sen}(\pi\epsilon_f)}{N \text{sen}(\pi\epsilon_f/N)} \right\} H_q[k] X_q[k] + e^{j\pi\epsilon_f(N-1)/N} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \left\{ \frac{\text{sen}(\pi(m-k+\epsilon_f))}{N \text{sen}(\pi(m-k+\epsilon_f)/N)} \right\} H_q[m] X_q[m] e^{j\pi(m-k)(N-1)/N} + Z_q[k] \\
 &= \frac{\text{sen}(\pi\epsilon_f)}{N \text{sen}(\pi\epsilon_f/N)} e^{j\pi\epsilon_f(N-1)/N} H_q[k] X_q[k] + I_q[k] + Z_q[k]
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

onde

$$I_q[k] = e^{j\pi\epsilon_f(N-1)/N} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} \left\{ \frac{\text{sen}(\pi(m-k+\epsilon_f))}{N \text{sen}(\pi(m-k+\epsilon_f)/N)} \right\} H_q[m] X_q[m] e^{j\pi(m-k)(N-1)/N} \tag{3.11}$$

O primeiro termo da última linha da equação (3.10) representa a amplitude e a distorção de fase devido ao FFO da k -ésima subportadora. O termo $I_q[k]$ representa a ICI proveniente de outras subportadoras na k -ésima subportadora, o que resulta em perda de ortogonalidade entre os subcanais. A Figura (3.6) mostra os resultados obtidos da simulação de um sinal 4-QAM com 64 subportadoras sujeitas a diferentes valores de ε .

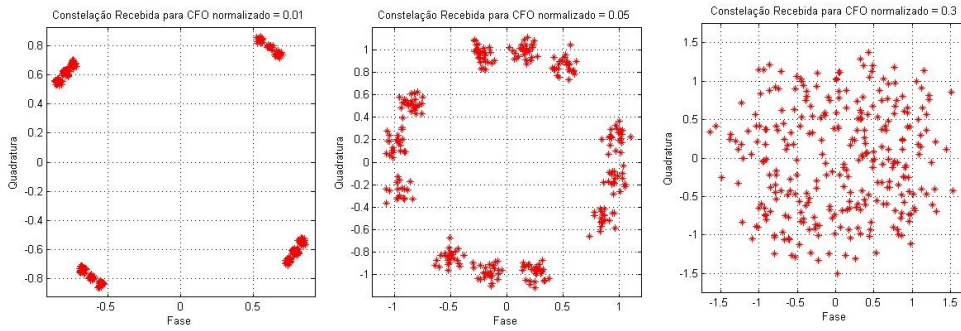


Figura 3.6: Constelação recebida para diferentes valores de CFO.

Observa-se a severidade da distorção causada para valores de ε iguais a 0.05 e 0.3.

3.3 Técnicas de Estimação do STO

Conforme apresentado na Seção 3.1, o STO causa não somente distorção na fase, a qual pode ser compensada por um equalizador, como também ISI em sistemas OFDM, a qual não pode ser corrigida. Assim, para garantir a performance de um sistema OFDM, o início do símbolo OFDM deve ser rigorosamente determinado pela estimação do STO a partir de técnicas de sincronismo no receptor. A seguir são apresentadas técnicas que estimam a STO tanto por algoritmos cegos como por algoritmos auxiliados por dados.

3.3.1 Algoritmo de Classen

Esta técnica utiliza o algoritmo de estimação cego descrito em [26]. Uma vez que o CP é uma réplica de parte do símbolo OFDM, os mesmos compartilham certas similaridades que podem ser usadas para estimar o STO. A Figura (3.6) indica o CP do q -ésimo símbolo OFDM com N_G amostras como B , enquanto a parte do símbolo que é copiada para formação do CP é indicada por B' . Os blocos B e B' são

3 Sincronismo de Sistemas OFDM

separados por N_{sub} amostras, assim como as duas janelas deslizantes W1 e W2. Estas janelas deslizam para encontrar a similaridade entre as amostras em W1 e W2. A similaridade entre dois blocos de N_G amostras em W1 e W2 é maximizada quando o CP de um símbolo OFDM está na primeira janela deslizante. Assim, o ponto onde ocorre a máxima similaridade pode ser usado para identificar o STO.

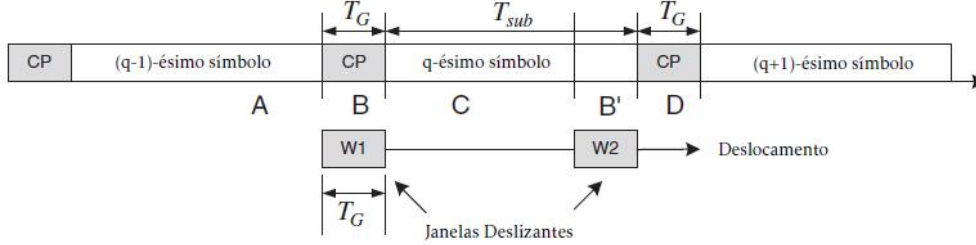


Figura 3.7: Técnica de estimação do STO a partir de janelas deslizantes (*ref.* [30]).

Como a similaridade entre W1 e W2 é maximizada quando a diferença entre eles é minimizada, o STO pode ser encontrado pela busca do ponto onde a diferença entre os blocos B e B' de N_G amostras dentro das janelas deslizantes é minimizada, ou seja

$$\hat{\delta} = \arg_{\delta} \min \left\{ \sum_{i=\delta}^{N_G-1+\delta} |y_q[n+i] - y_q[n+N+i]| \right\} \quad (3.12)$$

Apesar da simplicidade desta técnica, sua performance é comprometida na presença de CFO no sinal recebido. O algoritmo de Classen por Diferença para estimação do STO consegue bons resultados mesmo com CFO no sinal recebido. Este algoritmo minimiza o quadrado da diferença entre o bloco de N_G amostras da janela W1 e o conjugado de outro bloco de N_G amostras da janela W2, de modo que o STO estimado é dado por:

$$\hat{\delta} = \arg_{\delta} \max \left\{ \sum_{i=\delta}^{N_G-1+\delta} (|y_q[n+i]| - |y_q^*[n+N+i]|)^2 \right\} \quad (3.13)$$

O algoritmo de Classen por Correlação é outra técnica de estimação do STO, a qual considera a correlação entre os dois blocos W1 e W2. O STO estimado consiste na maximização da correlação entre o bloco de N_G amostras da janela W1 e o conjugado de outro bloco de N_G amostras da janela W2. Assim, o STO estimado desta técnica

de Máxima-Verossimilhança (MV) é dado pela seguinte equação:

$$\hat{\delta} = \arg_{\delta} \max \left\{ \sum_{i=\delta}^{N_G-1+\delta} |y_q[n+i]| |y_q^*[n+N+i]| \right\} \quad (3.14)$$

3.3.2 Algoritmo de Van de Beek

Esta técnica utiliza o algoritmo de estimação cego descrito em [6]. Esse algoritmo explora a redundância do CP e estima conjuntamente o STO e o CFO, através de um estimador de MV da correlação entre o CP e o final do símbolo OFDM. O STO estimado é dado pela equação:

$$\hat{\delta} = \arg_{\delta} \max \{ |\gamma[\delta] - \rho\phi[\delta]| \} \quad (3.15)$$

onde

$$\gamma[m] = \sum_{n=m}^{m+L-1} y_q[n] y_q^*[n+N]$$

e

$$\phi[m] = \frac{1}{2} \sum_{n=m}^{m+L+1} \{ |y_q[n]|^2 + |y_q[n+N]|^2 \} \quad (3.16)$$

3.3.3 Algoritmo de Schmidl e Cox

Esta técnica utiliza o algoritmo de estimação auxiliado por dados descrito em [8], o qual estima conjuntamente a STO e a CFO. A STO é estimada através de uma sequência de treinamento, na qual a primeira metade é igual a segunda metade no domínio do tempo. A idéia básica desta técnica consiste no fato de que erros no instante de amostragem tem pouco efeito no sinal desde que a estimativa da STO esteja no intervalo do CP.

As duas metades da sequência de treinamento são implementadas através da transmissão de uma sequência Pseudo-Aleatória (PN - *Pseudo-Noise*) nas subportadoras pares enquanto zeros são inseridos nas subportadoras ímpares. Seja N o número de amostras complexas em um símbolo OFDM. O algoritmo de Schmidl e Cox é

3 Sincronismo de Sistemas OFDM

dividido em três etapas baseadas nas seguintes equações:

$$P[n] = \sum_{k=0}^{(N/2-1)} (r[n+k]^* r[n+k+N/2]) \quad (3.17)$$

$$R[n] = \sum_{k=0}^{(N/2-1)} |r[n+k+N/2]|^2 \quad (3.18)$$

$$M[n] = \frac{|P[n]|^2}{|R[n]|^2} \quad (3.19)$$

Na equação (3.17), o algoritmo tem uma janela de comprimento N igual ao número de subportadoras. O ponto de início é o valor de n que maximiza a métrica de tempo $M[n]$. Na realidade, $P[n]$ expressa a correlação cruzada entre as duas metades da janela na equação (3.18), enquanto $R[n]$ representa a função de auto-correlação da segunda metade. Quando o ponto de início da janela busca o começo do símbolo de treinamento com CP, os valores de $P[n]$ e $R[n]$ devem ser iguais fornecendo o valor de $M[n]$ conforme a equação (3.19).

A Figura (3.8) mostra um exemplo da métrica de tempo $M[n]$ para um sistema OFDM com 512 subportadoras, CP igual a 128 e STO igual a 0 em condições ideais, ou seja sem efeito de canal ou de ruído.

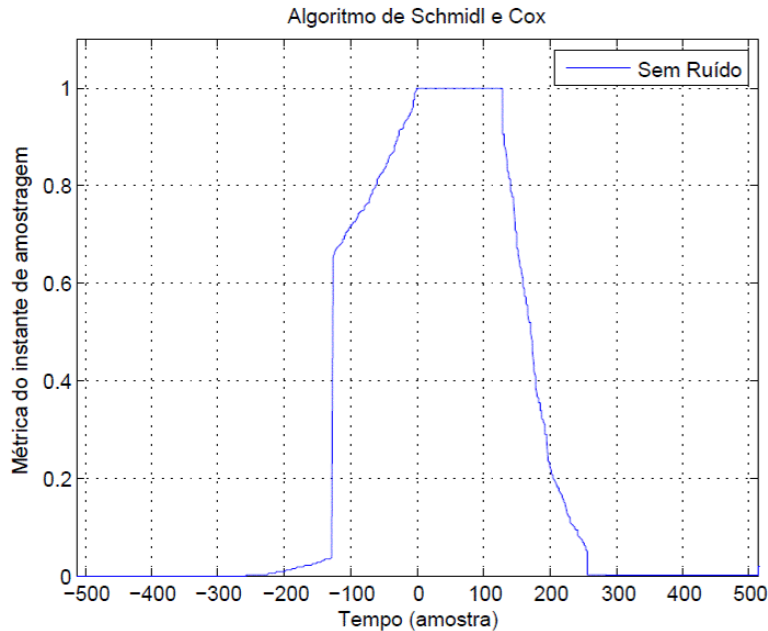


Figura 3.8: Métrica de tempo do Algoritmo de Schmidl e Cox sob condições ideais.

Sob condições ideais, quando não há efeito do canal e ruído, a métrica de tempo $M[n]$ resulta em um platô com comprimento igual ao tamanho do CP. Existem dois métodos para determinar a STO. O primeiro consiste em encontrar o ponto máximo da métrica. O segundo método busca o ponto máximo e os pontos à esquerda e à direita da métrica com 90 % do valor máximo, para calcular a média entre esses pontos e estimar a STO.

3.3.4 Algoritmo de Minn e Bhargava

Minn e Bhargava apresentaram em [27] uma melhoria ao algoritmo de Schmidl e Cox para reduzir a métrica do platô e melhorar a STO estimada através de dois métodos de implementação: o método A, implementado através de janelas deslizantes; e o método B, implementado pela modificação do símbolo de treinamento.

No método A, após calcular metade da energia de símbolo $R[d]$, todas as amostras sobre um período de símbolo (excluindo o CP) são usadas, ao invés de se utilizar a segunda metade do período de símbolo. O método A também propõe que ao invés de se calcular a média dos pontos com valores iguais a 90% do valor máximo de $M[n]$, o valor da métrica de tempo é simplesmente a média sobre uma janela de comprimento $N_g + 1$ amostras, a qual é dada por

$$M_1[n] = \frac{1}{N_g + 1} \sum_{k=-N_g}^0 M_f[n+k] \quad (3.20)$$

onde $M_f[n]$ é dado por

$$M_1[n] = \frac{|P[n]|^2}{R_f[n]^2} \quad (3.21)$$

e

$$R_f[n] = \frac{1}{2} \sum_{m=0}^{N-1} |r[n+m]|^2 \quad (3.22)$$

A expressão para $P[n]$ está indicada na equação (3.17).

Já no método B de implementação, Minn e Bhargava propuseram que o símbolo OFDM de treinamento tivesse a estrutura demonstrada na Figura (3.9)



Figura 3.9: Estrutura do símbolo de treinamento no método B do Algoritmo de Minn e Bhargava.

onde $s/4$ representa a IFFT de tamanho $L = N/4$ pontos de uma sequência PN.

A sequência de correlação cruzada entre os valores positivos e negativos das partes do símbolo de treinamento é dada por

$$P_2[n] = \sum_{k=0}^1 \sum_{m=0}^{L-1} r[n + 2Lk + m]^* r[n + 2Lk + m + L] \quad (3.23)$$

e a sequência de auto-correlação dos valores positivos e negativos da segunda parte do símbolo OFDM é dada por

$$R_2[n] = \sum_{k=0}^1 \sum_{m=0}^{L-1} |r[n + 2Lk + m + L]|^2 \quad (3.24)$$

Assim, a métrica de tempo M_2 deste algoritmo é dada por

$$M_2[n] = \frac{|P_2[n]|^2}{|R_2[n]|^2} \quad (3.25)$$

A equação (3.24) calcula metade da energia de símbolo usando $N/2$ amostras. Esta equação pode ser substituída por

$$R_{21}[n] = \frac{1}{2} \sum_{m=0}^{N-1} |r[n + m]|^2 \quad (3.26)$$

Em resumo, a idéia do Algoritmo de Minn e Bhargava é evitar o platô encontrado em [7] e mostrado na Figura (3.8). As Figuras (3.10) e (3.11) mostram as métricas de tempo dos métodos A e B para um sistema OFDM com 1024 subportadoras, CP igual a 256 e STO igual a 0 em condições ideais, ou seja sem efeito de canal ou de ruído.

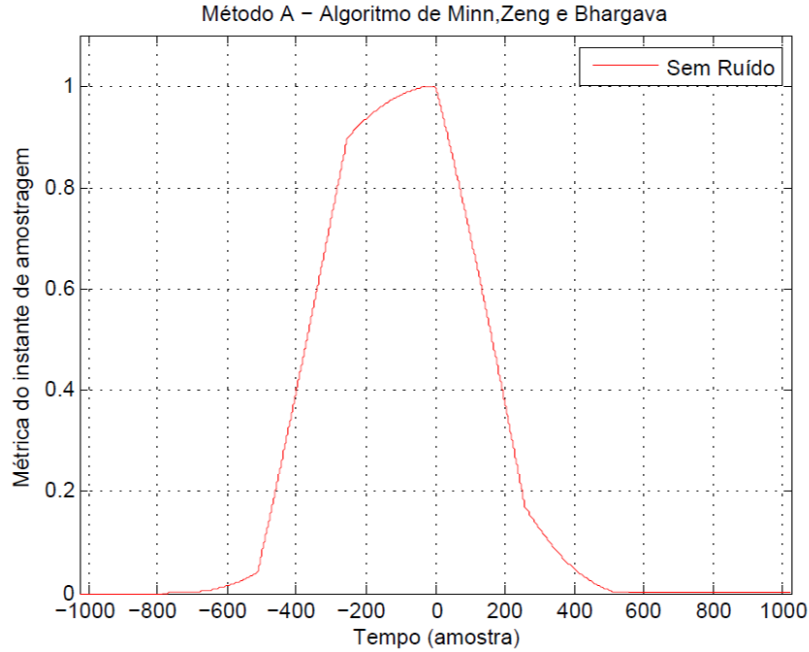


Figura 3.10: Métrica de tempo no método A do Algoritmo de Minn e Bhargava sob condições ideais.

3.4 Técnicas de Estimação do CFO

Assim como foram apresentados algoritmos para a estimação da STO na Seção (3.3), nesta Seção são apresentadas técnicas de estimação do CFO tanto por algoritmos cegos como por algoritmos auxiliados por dados.

3.4.1 Estimação do CFO por CP

A estimação do CFO por CP é uma técnica de algoritmo cego. Com sincronismo de símbolo perfeito, um CFO de ε resulta em uma rotação de fase de $2\pi n\varepsilon/N$ no sinal recebido, conforme foi indicado na Tabela (3.3). Assumindo que os efeitos do canal são desprezíveis, a diferença de fase entre o CP e a parte posterior de um símbolo OFDM, a qual está distante de N amostras, causada por um CFO ε é igual a $2\pi N\varepsilon/N = 2\pi\varepsilon$. Logo, o CFO pode ser estimado a partir do ângulo de fase do produto do CP e da parte posterior de um símbolo OFDM, de forma que, $\hat{\varepsilon} = (1/2\pi)\arg\{y_l^*[n]y_l[n+N]\}$, para $n = -1, -2, \dots, -N_G$. Para reduzir o efeito do ruído, a média desta estimativa

3 Sincronismo de Sistemas OFDM

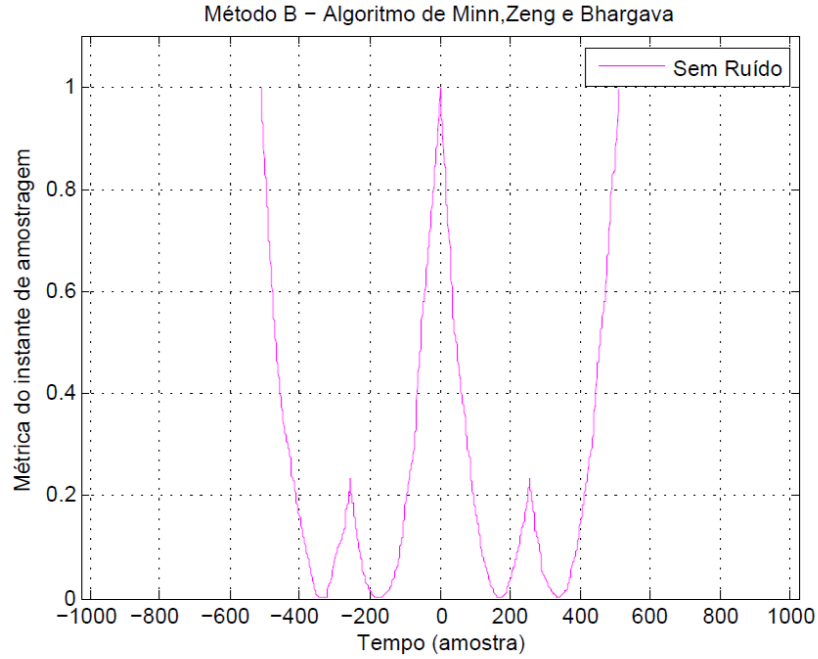


Figura 3.11: Métrica de tempo no método B do Algoritmo de Minn e Bhargava sob condições ideais.

deve ser tomada sobre as amostras no intervalo do CP, de modo a:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{n=-N_G}^{-1} y_l^*[n] y_l[n+N] \right\} \quad (3.27)$$

Como a operação $\arg(\cdot)$ é executada pelo uso de $\tan^{-1}(\cdot)$, a faixa de estimativa do CFO na equação (3.27) é igual a $[-\pi, +\pi)/2\pi = [-0.5, +0.5)$ de modo que $|\hat{\varepsilon}| < 0.5$. Logo, a CFO não pode ser estimada integralmente por esta técnica.

3.4.2 Algoritmo de Van de Beek

Trata-se da mesma técnica de algoritmo cego utilizada para estimar a STO descrita em 3.3.2. Esse algoritmo explora a redundância do CP e estima conjuntamente o STO e o CFO, através de um estimador de MV da correlação entre o CP e o final do símbolo OFDM. O CFO estimado é dado pela equação:

$$\hat{\varepsilon} = -\frac{1}{2\pi} \angle \gamma(\hat{\delta}) \quad (3.28)$$

onde $\gamma(\hat{\delta})$ é dado pelas equações 3.15 e 3.16.

3.4.3 Algoritmo de Moose

O algoritmo de Moose é uma técnica de algoritmo auxiliado por dados descrita em [28]. Caso dois símbolos de treinamento forem transmitidos em sequência, os sinais correspondentes com CFO de ε estarão relacionados uns com os outros de acordo com a seguinte equação:

$$y_2[n] = y_1[n]e^{j2\pi N\varepsilon/n} \leftrightarrow Y_2[k] = Y_1[k]e^{j2\pi\varepsilon} \quad (3.29)$$

Utilizando esta relação, o CFO estimado é dado por:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \text{Im}[Y_1^*[k]Y_2[k]]}{\sum_{k=0}^{N-1} \text{Re}[Y_1^*[k]Y_2[k]]} \right\} \quad (3.30)$$

A faixa de estimativa do CFO por esta equação é igual a

$$|\varepsilon| \leq \frac{\pi}{2\pi} = \frac{1}{2} \quad (3.31)$$

Essa faixa de estimativa pode ser aumentada por um fator D pelo uso de um símbolo de treinamento com padrão de repetição no domínio do tempo dado por

$$X_l[k] = \begin{cases} A_m, & \text{se } k = D \cdot i, \quad i = 0, 1, \dots, ((N/D) - 1) \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.32)$$

onde A_m representa um símbolo M-ário e N/D é um inteiro.

Neste caso, a equação (3.30) é aplicada a todas as subportadoras com valores não-nulos e toma-se a média das mesmas. Assim, a faixa de estimativa coberta pelo algoritmo de Moose torna-se igual a

$$|\varepsilon| \leq \frac{D}{2} \quad (3.33)$$

Observa-se que o número de amostras para o cálculo da correlação da equação (3.30) é reduzido de $1/D$, o que leva a degradação do Erro Quadrático Médio (*Mean Squared Error* - MSE). Ou seja, o aumento da faixa de estimativa do CFO é obtido a partir da deterioração da performance do MSE. Assim, essa técnica de estimação requer um período especial, usualmente conhecido como período de preâmbulo, no qual os símbolos de treinamento consecutivos são colocados no frame de dados para o cálculo da equação (3.30). Em outras palavras, os símbolos de treinamento somente são aplicados durante o período de preâmbulo, onde símbolos de dados

não são transmitidos.

3.4.4 Algoritmo de Schmidl e Cox

Trata-se da mesma técnica de algoritmo auxiliado por dados utilizada para estimar a STO descrita em 3.3.3. A diferença de fase entre as duas metades no primeiro símbolo de treinamento resulta na diferença de fase (ϕ) dada por

$$\phi = \pi T \Delta f \quad (3.34)$$

a qual pode ser estimada por

$$\hat{\phi} = \angle(P[n]) \quad (3.35)$$

onde $P[n]$ é dado pela equação (3.17). Caso $|\hat{\phi}| < \pi$, o CFO estimado por esta técnica é dado por:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{\hat{\phi}}{\pi T} \quad (3.36)$$

ESTE trabalho analisa a performance dos algoritmos de estimação do STO e do CFO em canal AWGN e modelos de canal SUI (*Stanford University Interim*) a partir da implementação em MatLab de um sistema de comunicação WiMAX, o qual é normatizado pelo padrão IEEE 802.16 [5].

4.1 Padrão IEEE 802.16

O padrão IEEE 802.16 é uma padronização do Acesso Banda Larga Sem-Fio (*Broadband Wireless Access - BWA*) e foi concebido para fornecer a tecnologia de acesso à “Última Milha” (*Last Mile*), proporcionando serviços de banda larga Sem-Fio a usuários móveis em uma área metropolitana [31]. A principal vantagem de um acesso BWA é seu baixo custo de instalação e manutenção, comparado aos acessos cabeados tanto por cabos metálicos quanto ópticos, especialmente em áreas remotas e com rede de dutos deficiente.

O padrão 802.16 original foi completado em dezembro de 2001 e tinha uma camada física (PHY - *Physical Layer*) simples baseada em modulação por portadora única e camada de acesso ao meio (MAC - *Media Access Control*) com Multiplexação por Divisão do Tempo (TDM - *Time Division Multiplexing*) de rajada. Em 2003, o grupo de desenvolvimento IEEE 802.16 produziu o padrão IEEE 802.16a, uma melhoria da primeira versão, baseada nas definições das camadas PHY e MAC na banda compreendida entre 2 e 11 GHz. Revisões posteriores conduziram à publicação de um novo padrão em 2004, chamado de IEEE 802.16-2004 (*Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access System*), também conhecido como IEEE 802.16d. Em dezembro de 2005, o grupo de desenvolvimento IEEE 802.16 completou e aprovou o padrão IEEE 802.16e-2005 (*Mobile Broadband Wireless Access System*), o qual adicionou suporte a mobilidade.

Atualmente, a versão corrente é a IEEE 802.16-2009 alterada para IEEE 802.16j-2009. Trata-se de uma revisão do padrão IEEE 802.16-2004 que consolida o material das versões anteriores com informações adicionais de manutenção e melhorias com

especificações sobre MIB (*Management Base Specifications*).

No padrão IEEE 802.16 definido em [5] são definidas várias camadas físicas, as quais diferenciam-se pela gama de frequências a se utilizar, a necessidade de licença das frequências e os esquemas de transmissão empregados. Neste trabalho utilizam-se as especificações da camada física WirelessMAN-OFDM.

4.1.1 Parâmetros da camada PHY

Os parâmetros da camada física do sistema implementado estão ilustrados na Figura (4.1).

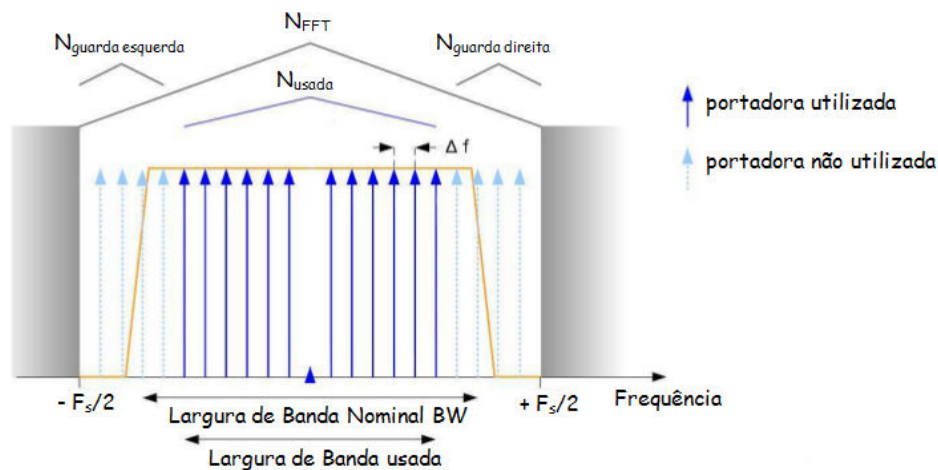


Figura 4.1: Descrição dos parâmetros do sistema OFDM do padrão IEEE 802.16 no domínio da frequência.

- **Largura de Banda Nominal (BW):** Largura de Banda do sistema a ser utilizada para sua operação, sendo relacionada com a frequência e com a taxa de amostragem através da expressão $BW = F_s/n$. Os valores a serem utilizados estão dispostos na Tabela (4.1)
- **Frequência de Amostragem (F_s):** Frequência de operação do sistema, na qual são geradas novas amostras no processo de conversão D/A. No padrão, F_s está relacionado com o fator de amostragem e com BW através da expressão

4 Simulação de Cenários

$F_s = n \cdot (BW/8000) \cdot 8000$. A frequência de amostragem é maior do que a Largura de Banda Nominal, podendo assumir diferentes valores dependendo da BW escolhida.

- **Fator de amostragem (n):** Está relacionado com a frequência de amostragem e com a largura de banda nominal através da expressão $n = F_s/BW$. O valor de n depende do valor de BW , sendo sempre maior do que 1 ($F_s > BW$).
- **Tamanho da IFFT/FFT (N_{FFT}):** É igual ao número de subportadoras utilizadas. Na camada física WirelessMAN-OFDM, este valor é igual a 256 [31].
- **Separação entre as subportadoras (Δf):** Este valor é dado pela expressão $\Delta f = F_s/N_{FFT}$. Na camada física WirelessMAN-OFDM, Δf é igual a 15.625 kHz [31].
- **Tempo de Símbolo OFDM útil (T_b):** Este valor é dado pela expressão $T_b = N_{FFT}/F_s = 1/\Delta f$. Na camada física WirelessMAN-OFDM, T_b é igual a 64 μs [31].
- **Relação do CP (G):** É a razão entre a duração do CP (T_g) e o T_b . Este valor é dado pela expressão $G = T_b/T_g$. Na camada física WirelessMAN-OFDM, T_b pode ser igual a 1/32, 1/16, 1/8 ou 1/4 [31].
- **Intervalo de Símbolo OFDM (T_s):** Este valor é dado pela expressão $T_s = T_b + T_g$.

Padrão	Banda de Frequência	Duplexação	BW do canal
WiMAX Fixo	3.4 - 3.6 GHz	TDD	3.5 MHz 7 MHz
		FDD	3.5 MHz 7 MHz
	5.725 - 5.850 GHz	TDD	10 MHz
	2.3 - 2.4 GHz		5.10 MHz (dual) 8.75 MHz
WiMAX Móvel	2.496 - 2.690 GHz	TDD	5.10 MHz (dual) 5 MHz
	3.4 - 3.6 GHz		7 MHz

Tabela 4.1: Valores da BW padronizados pelo Forum WiMAX (ref. [31]).

A Tabela (4.2) indica os parâmetros utilizados no sistema implementado neste trabalho.

4 Simulação de Cenários

Parâmetro	Valor
N_{FFT}	256
N_{util}	200
N_{piloto}	8
N_{guarda}	55
G	1/8
n	8/7
BW	3.5 MHz
Δf	15.625 kHz
T_b	64 μs
T_s	72 μs
Símbolos/frame	69
Intervalo do frame (T_F)	5 ms
Taxa de transmissão (sem codificação)	10.667 Mbps
Taxa de transmissão (com codificação 3/4)	8 Mbps

Tabela 4.2: Parâmetros da camada física para o sistema implementado.

Conforme descrito anteriormente, dentre as 256 portadoras utilizadas, 8 atuam como subportadoras piloto, 55 são utilizadas na banda de guarda e uma corresponde ao nível DC, o qual não é utilizado. As subportadoras piloto são utilizadas para estimação do canal e sincronização. Assim, 200 subportadoras são utilizadas efetivamente para transmissão de dados. A Figura (4.2) demonstra o espectro de frequências de um símbolo OFDM no sistema implementado neste trabalho.

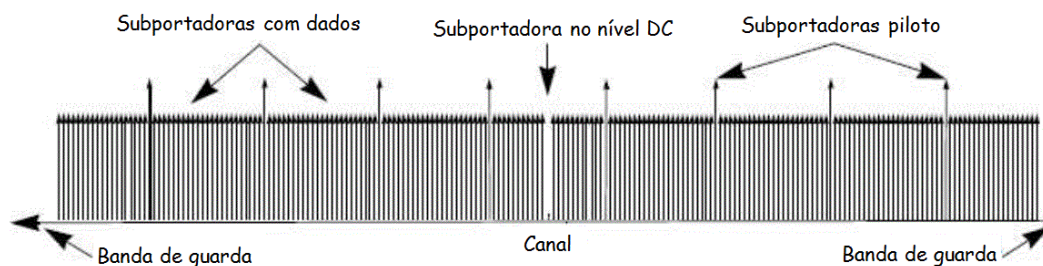


Figura 4.2: Distribuição do espectro de frequências de um símbolo OFDM no sistema implementado.

4.1.2 Estrutura do Frame OFDM

Na maior parte das aplicações baseadas no padrão IEEE 802.16 é utilizado o modo de Duplexação por Divisão do Tempo (*Time-Division Duplexing* - TDD). Neste caso,

4 Simulação de Cenários

o frame de dados na camada PHY divide-se em dois sub-frames, sendo o primeiro correspondente ao *Downlink* (DL) e o segundo ao *Uplink* (UL), conforme indicado na Figura (4.3).

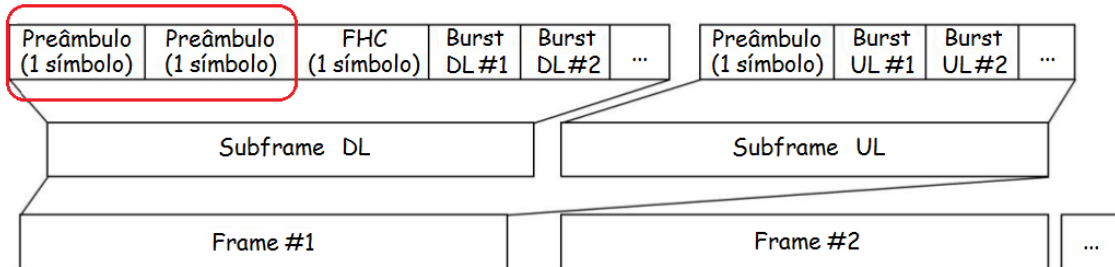


Figura 4.3: Estrutura de um frame OFDM.

Observa-se que no início de cada subframe existe um conjunto de dados conhecido como preâmbulo, o qual é conhecido tanto no transmissor quanto no receptor. O preâmbulo é utilizado para desempenhar funções como estimação de canal, sincronização do frame e identificação da Estação Rádio-Base (ERB). O preâmbulo do subframe DL é chamado preâmbulo longo, sendo composto por dois símbolos OFDM, enquanto que o preâmbulo do subframe UL é chamado preâmbulo curto, o qual é composto por um único símbolo OFDM.

No preâmbulo longo, no primeiro símbolo são OFDM utilizam-se apenas as subportadoras cujos índices são múltiplos de quatro, sendo as demais subportadoras igualadas a zero, incluindo àquelas pertencentes a banda de guarda e o nível DC. Isso faz com que este símbolo OFDM seja composto por 4 partes de 64 amostras. O segundo símbolo do preâmbulo, utilizam-se as subportadoras pares, resultando em um símbolo OFDM com 2 partes de 128 amostras. O preâmbulo curto apresenta a mesma estrutura que o segundo símbolo OFDM do preâmbulo longo. A Figura (4.4) apresenta a estrutura dos preâmbulos no domínio do tempo.

4 Simulação de Cenários

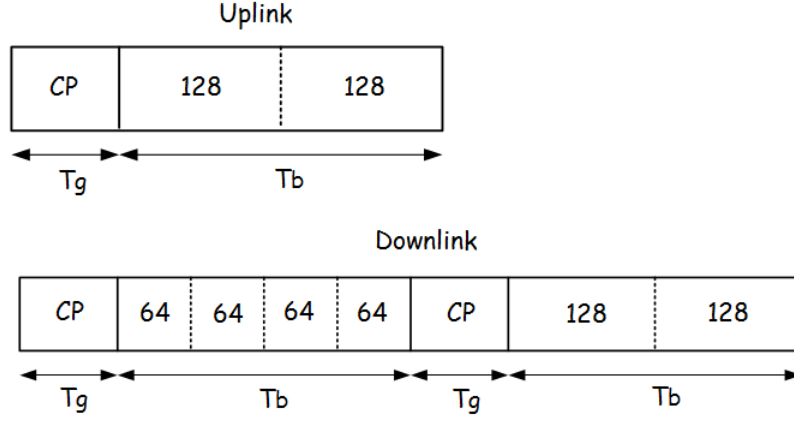


Figura 4.4: Estrutura dos preâmbulos curto e longo.

Os símbolos OFDM que formam os preâmbulos utilizam sequências de dados pré-definidas, as quais são dadas pela equação (4.1)

$$P_{ALL}(-100;100) = \left\{ \begin{array}{l} 1-j, 1-j, -1-j, 1+j, 1-j, 1-j, -1+j, 1-j, 1-j, \\ 1-j, 1+j, -1-j, 1+j, 1+j, -1-j, 1+j, -1-j, -1-j, \\ 1-j, -1+j, 1-j, 1-j, -1-j, 1+j, 1-j, 1-j, -1+j, \\ 1-j, 1-j, 1-j, 1+j, -1-j, 1+j, 1+j, -1-j, 1+j, \\ -1-j, -1-j, 1-j, -1+j, 1-j, 1-j, -1-j, 1+j, 1-j, \\ 1-j, -1+j, 1-j, 1-j, 1-j, 1+j, -1-j, 1+j, 1+j, \\ -1-j, 1+j, -1-j, -1-j, 1-j, -1+j, 1+j, 1+j, 1-j, \\ -1+j, 1+j, 1+j, -1-j, 1+j, 1+j, 1+j, -1+j, 1-j, \\ -1+j, -1+j, 1-j, -1+j, 1-j, 1-j, 1+j, -1-j, -1-j, \\ -1-j, -1+j, 1-j, -1-j, -1-j, 1+j, -1-j, -1-j, \\ -1-j, 1-j, -1+j, 1-j, 1-j, -1+j, 1-j, -1+j, -1+j, \\ -1-j, 1+j, 0, -1-j, 1+j, -1+j, -1+j, -1-j, 1+j, \\ 1+j, 1+j, -1-j, 1+j, 1-j, 1-j, 1-j, -1+j, -1+j, \\ -1+j, -1+j, 1-j, -1-j, -1-j, -1+j, 1-j, 1+j, \\ 1+j, -1+j, 1-j, 1-j, 1-j, -1+j, 1-j, -1-j, -1-j, \\ -1-j, 1+j, 1+j, 1+j, 1+j, -1-j, -1+j, -1+j, 1+j, \\ -1-j, 1-j, 1-j, 1+j, -1-j, -1-j, -1-j, 1+j, -1-j, \\ -1+j, -1+j, -1+j, 1-j, 1-j, 1-j, 1-j, -1+j, 1+j, \\ 1+j, -1-j, 1+j, -1+j, -1+j, -1-j, 1+j, 1+j, 1+j, \\ -1-j, 1+j, 1-j, 1-j, 1-j, -1+j, -1+j, -1+j, -1+j, \\ 1-j, -1-j, -1-j, 1-j, -1+j, -1-j, -1-j, 1-j, -1+j, \\ -1+j, -1+j, 1-j, -1+j, 1+j, 1+j, 1+j, -1-j, -1-j \\ -1-j, -1-j, 1+j, 1-j, 1-j \end{array} \right. \quad (4.1)$$

4 Simulação de Cenários

O primeiro símbolo OFDM do preâmbulo longo é preenchido com as entradas da sequência de dados de acordo com a equação (4.2)

$$P_{4x64}[k] = \begin{cases} \sqrt{2} \cdot \sqrt{2} \cdot P_{ALL}^*[k] & \text{para } k_{mod4} = 0 \\ 0 & \text{para } k_{mod4} \neq 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

O segundo símbolo OFDM é formado de acordo com a equação (4.3)

$$P_{2x128}[k] = \begin{cases} \sqrt{2} \cdot P_{ALL}[k] & \text{para } k_{mod2} = 0 \\ 0 & \text{para } k_{mod2} \neq 0 \end{cases} \quad (4.3)$$

Na equação (4.2), a primeira raiz quadrada iguala a potência RMS dos dados com a dos símbolos OFDM, enquanto que a segunda supõe uma amplificação de 3 dB para um ruído mais robusto que o ruído. Esta é a mesma idéia na raiz quadrada na equação (4.3). Portanto, os símbolos que são transmitidos no preâmbulo estão amplificados em 3 dB em relação aos símbolos OFDM do frame.

4.1.3 Esquema de Modulação

O processo de modulação consiste no mapeamento de um conjunto de k bits em cada um dos $M = 2^k$ símbolos de uma constelação característica de um modulador. O padrão IEEE 802.16 pode utilizar quatro esquemas de modulação: BPSK, QPSK, 16-QAM e 64-QAM. Qualquer que seja o esquema de modulação escolhido, o mapeamento dos bits é feito a partir da codificação de Gray, a qual permite minimizar a probabilidade de erro de símbolo. A Figura (4.5) apresenta os esquemas de modulação propostos no padrão IEEE 802.16. O fator “ c ” normaliza os símbolos, de forma que todas as constelações apresentem energia media igual a 1.

4.1.4 Estimação de canal no padrão IEEE 802.16

Subportadoras piloto são inseridas em determinadas posições para formar o símbolo OFDM. Os valores destas subportadoras são conhecidos tanto no transmissor quanto no receptor e são obtidos a partir de uma sequência binária pseudo-aleatória w_k , a qual é originada em um Gerador de Sequência Pseudo-Aleatória (PRBS), conforme indicado na Figura (4.6)

4 Simulação de Cenários

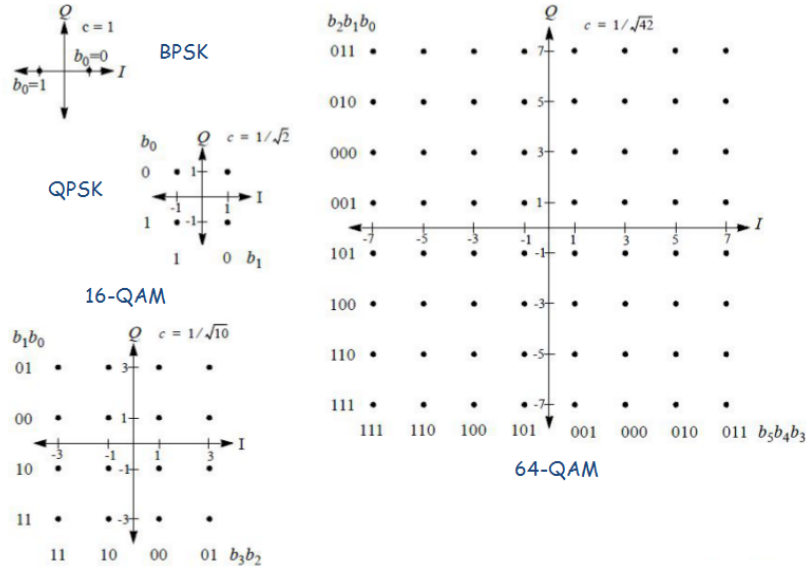


Figura 4.5: Constelações BPSK, QPSK, 16-QAM e 64-QAM.

As subportadoras piloto OFDM que são inseridas no símbolo OFDM de índice k são obtidas a partir do bit w_k utilizando uma modulação BPSK sem amplificação de acordo com a equação (4.4) e (4.5).

$$DL \begin{cases} c_{-88} = c_{-38} = c_{-88} = c_{63} = c_{88} = 1 - 2w_k \\ c_{-63} = c_{-13} = c_{13} = c_{63} = c_{38} = 1 - 2\bar{w}_k \end{cases} \quad (4.4)$$

$$UL \begin{cases} c_{-88} = c_{-38} c_{13} = c_{38} = c_{63} = c_{88} = 1 - 2w_k \\ c_{-63} = c_{-13} = 1 - 2\bar{w}_k \end{cases} \quad (4.5)$$

A Tabela (4.3) resume os índices das portadoras utilizadas como pilotos, subportadoras de guarda e subportadoras de dados.

Subportadoras de guarda	Subportadoras de dados	Subportadoras de piloto
-128:-101	-100:89, -87:-39,	-88, -63, -38, -13, 13, 38
101:127	-37:-14, -12:-1,	
	39:62, 64:87,	63, 88
	89:100	

Tabela 4.3: Posições das subportadoras.

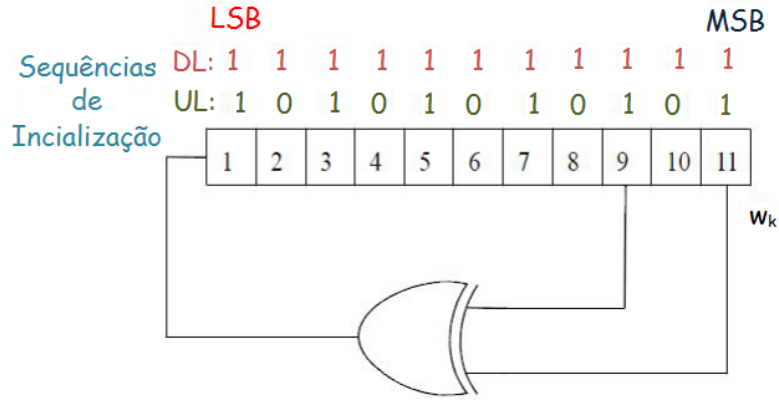


Figura 4.6: Gerador de PRBS para subportadoras piloto e seqüências de inicialização.

4.2 Modelos de canal SUI

Os modelos de canal SUI (*Stanford University Interim*) [32] são obtidos a partir de um canal multipercurso variante no tempo de três raios, o qual é definido pela seguinte equação:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^2 a_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad (4.6)$$

Cada caminho é um processo estocástico com distribuição Rayleigh ou Rice com fator k , potência média, atraso e deslocamento Doppler específicos em um determinado modelo de espectro Doppler. Este modelo de espectro é definido neste trabalho como espectro Doppler Arredondado, o qual é dado por:

$$S(f) \begin{cases} 1 - 1.72f_0^2 + 0.785f_0^4 & \text{para } |f_0| \leq 1 \\ 0 & \text{para } |f_0| > 1 \end{cases} \quad (4.7)$$

onde $f_0 = f/f_d$ e f_d é o desvio Doppler máximo.

4.2.1 Características dos modelos SUI

Um conjunto de 6 canais típicos de propagação caracterizam os modelos de canal SUI, os quais foram obtidos de modo experimental em função de três tipos de terreno, de acordo com a Tabela (4.4):

- Tipo A: Máxima perda de percurso em terreno montanhoso com densidade de

4 Simulação de Cenários

Tipo de Terreno	Canal SUI
C	SUI-1, SUI-2
B	SUI-3, SUI-4
A	SUI-5, SUI-6

Tabela 4.4: Tipos de terrenos relacionados com os canais SUI.

árvores moderada a densa;

- Tipo B: Condição intermediária de perda de percurso;
- Tipo C: Condição intermediária de mínima perda de percurso em terreno plano como pouca densidade de árvores.

Os seguintes parâmetros são utilizados para implementação real de um canal SUI:

- Tamanho de cada célula: 7 km;
- Altura da antena transmissora: 30 m;
- Altura da antena receptora: 6 m;
- Largura do feixe da antena transmissora: 120° ;
- Largura do feixe da antena receptor: omnidirecional (360°);
- Somente polarização vertical;
- 90% de cobertura em cada célula com confiabilidade de 99.9% na cobertura de um espaço.

Considerando os cenários com estas características, são modelados os seis tipos de canal SUI:

4 Simulação de Cenários

Canal SUI-1				
(Considerando uma antena omnidirecional)				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidade
Atraso	0	0.4	0.9	μs
Ganho	0	-15	-20	dB
Fator k	4	0	0	dB
Doppler	0.4	0.3	0.5	Hz
Fator de normalização: $F_{omni} = -0.1771$ dB				
Dispersão: $\tau_{RMS} = 0.111$ μs				
Tipo de terreno: C				

Tabela 4.5: Características do modelo de canal SUI-1.

Canal SUI-2				
(Considerando uma antena omnidirecional)				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidade
Atraso	0	0.4	1.1	μs
Ganho	0	-12	-15	dB
Fator k	2	0	0	dB
Doppler	0.2	0.15	0.25	Hz
Fator de normalização: $F_{omni} = -0.3930$ dB				
Dispersão: $\tau_{RMS} = 0.202$ μs				
Tipo de terreno: C				

Tabela 4.6: Características do modelo de canal SUI-2.

Canal SUI-3				
(Considerando uma antena omnidirecional)				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidade
Atraso	0	0.4	0.9	μs
Ganho	0	-5	-10	dB
Fator k	1	0	0	dB
Doppler	0.4	0.3	0.5	Hz
Fator de normalização: $F_{omni} = -1.5113$ dB				
Dispersão: $\tau_{RMS} = 0.264$ μs				
Tipo de terreno: B				

Tabela 4.7: Características do modelo de canal SUI-3.

4 Simulação de Cenários

Canal SUI-4				
(Considerando uma antena omnidirecional)				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidade
Atraso	0	1.5	4	μs
Ganho	0	-4	-8	dB
Fator k	0	0	0	dB
Doppler	0.2	0.15	0.25	Hz
Fator de normalização: $F_{omni} = -1.9218$ dB				
Dispersão: $\tau_{RMS} = 0.257$ μs				
Tipo de terreno: B				

Tabela 4.8: Características do modelo de canal SUI-4.

Canal SUI-5				
(Considerando uma antena omnidirecional)				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidade
Atraso	0	4	10	μs
Ganho	0	-5	-10	dB
Fator k	0	0	0	dB
Doppler	2	1.5	2.5	Hz
Fator de normalização: $F_{omni} = -1.5113$ dB				
Dispersão: $\tau_{RMS} = 0.842$ μs				
Tipo de terreno: A				

Tabela 4.9: Características do modelo de canal SUI-5.

Canal SUI-6				
(Considerando uma antena omnidirecional)				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidade
Atraso	0	14	20	μs
Ganho	0	-10	-14	dB
Fator k	0	0	0	dB
Doppler	0.4	0.3	0.5	Hz
Fator de normalização: $F_{omni} = -0.5683$ dB				
Dispersão: $\tau_{RMS} = 5.240$ μs				
Tipo de terreno: A				

Tabela 4.10: Características do modelo de canal SUI-6.

4 Simulação de Cenários

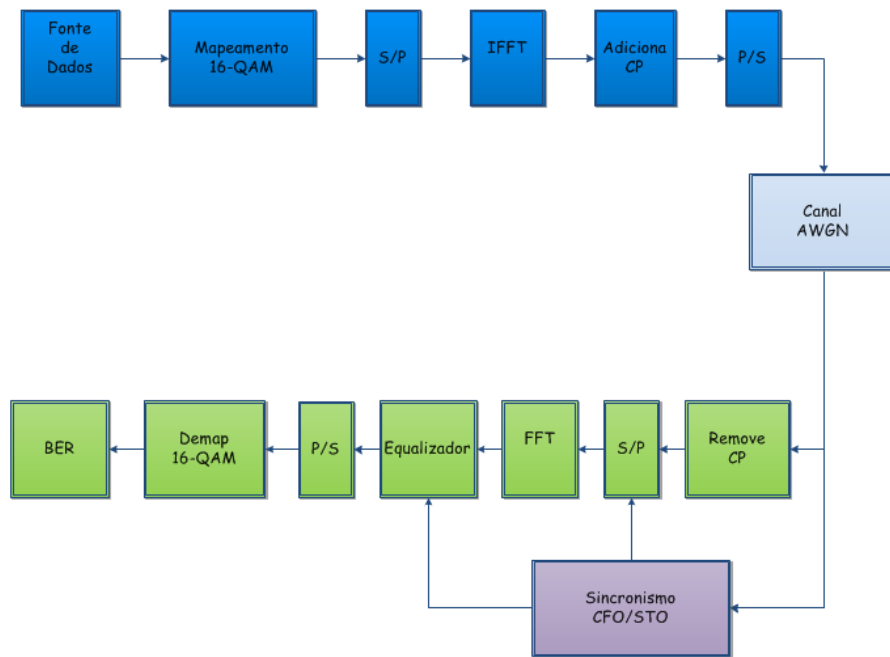


Figura 4.7: Modelo de simulação em canal AWGN.

4.2.2 Implementação dos modelos de canal SUI em Matlab

Foi implementada a função `parametrosSUI.m` em Matlab, a qual permite setar os parâmetros de cada um dos 6 modelos de canal SUI. Neste trabalho, foi utilizado o objeto de canal definido na função `ricianchan`, a qual permite gerar os coeficientes do canal seguindo uma distribuição Rice ou Rayleigh, além de oferecer a possibilidade de definir outros parâmetros do canal multipercurso tais como, atraso, máxima frequência Doppler e modelo do espectro.

4.3 Simulação e Resultados

Foi realizada a simulação de um sistema OFDM baseado no padrão IEEE 802.16 sob efeito de canal AWGN e dos modelos de canal SUI, conforme indicado na Figuras (4.7) e (4.8).

Os parâmetros do sistema baseado no padrão IEEE 802.16 utilizados na simulação estão listados a seguir.

- Número de subportadoras (N_{FFT}) = 256;

4 Simulação de Cenários

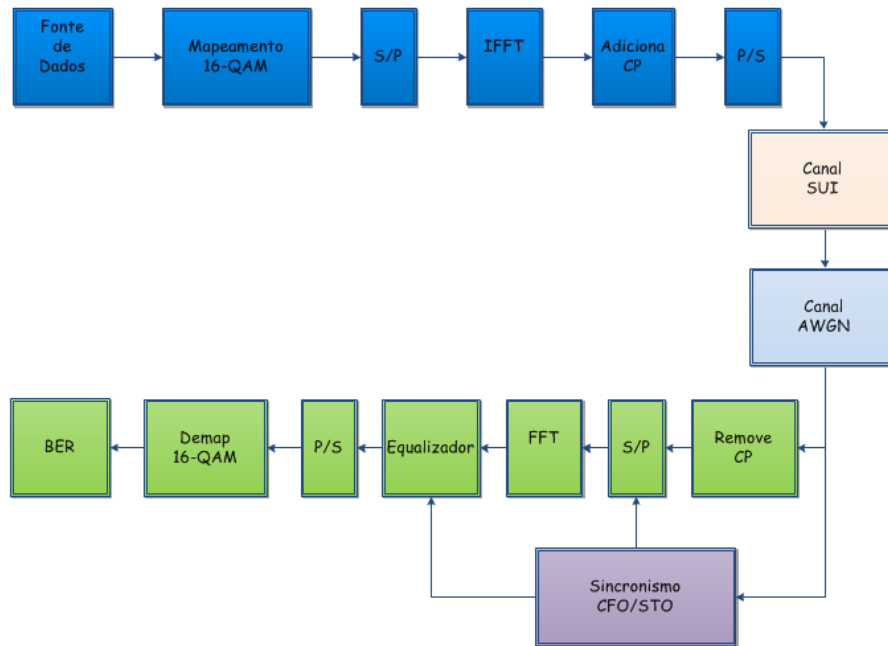


Figura 4.8: Modelo de simulação em canal SUI.

- Número de subportadoras com dados (N_{util}) = 200;
- Número de subportadoras piloto (N_{piloto}) = 8;
- Número de subportadoras na banda de guarda (N_{guarda}) = 55;
- Relação do CP (G) = 1/8;
- Número de símbolos por frame (N_{simb}) = 69;
- Modulação = 16-QAM.

4.3.1 Canal AWGN

Foram adicionados valores de STO igual a 10 e CFO igual a 0.0263, conforme especificado na Tabela (3.2), a fim de testar a performance dos algoritmos descritos no capítulo 3. Os resultados da simulação para canal AWGN encontram-se nas Figuras (4.9), (4.10), (4.11) e (4.12).

Constata-se que o algoritmo Schmidl e Cox apresenta melhor performance na correção do STO. Na correção do CFO, os algoritmos Schmidl e Cox, CP e Van de Beek apresentam performance similar. O algoritmo de Moose apresenta erro maior que 0.05, o que faz com que a correção por este algoritmo apresente desempenho

4 Simulação de Cenários

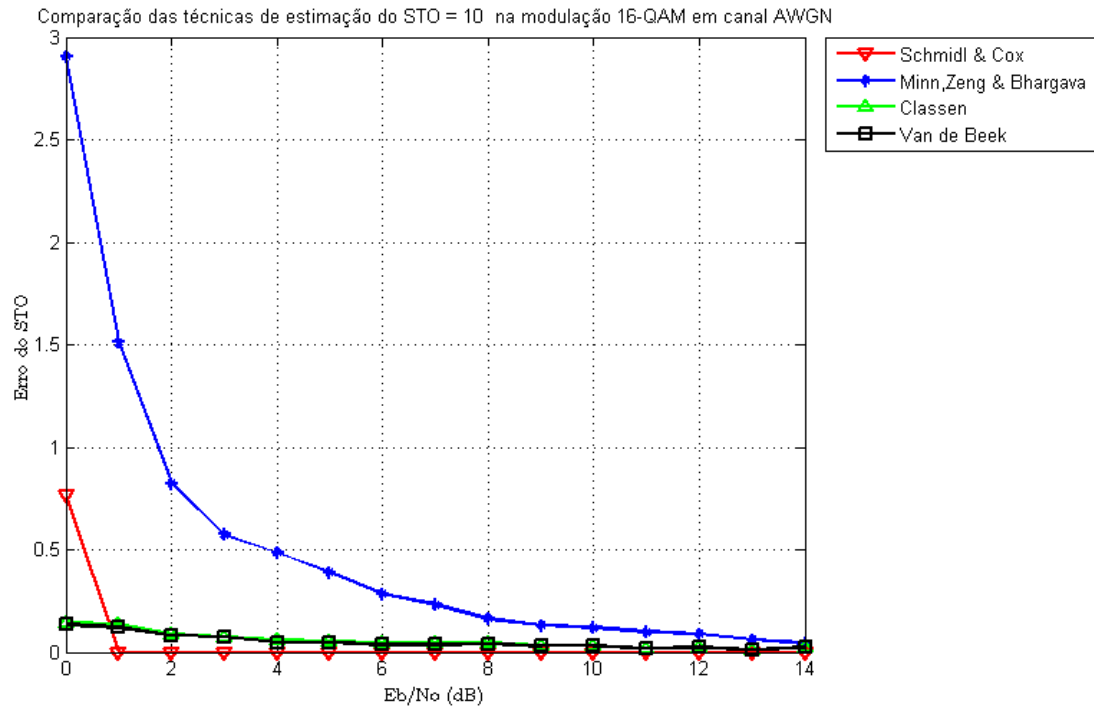


Figura 4.9: Estimativa do STO em canal AWGN.

pior do que o sistema sem sincronismo. A diferença de 1.5 dB entre a curva teórica e os algoritmos óptimos de sincronismo deve-se a utilização da banda de guarda no símbolo OFDM.

4 Simulação de Cenários

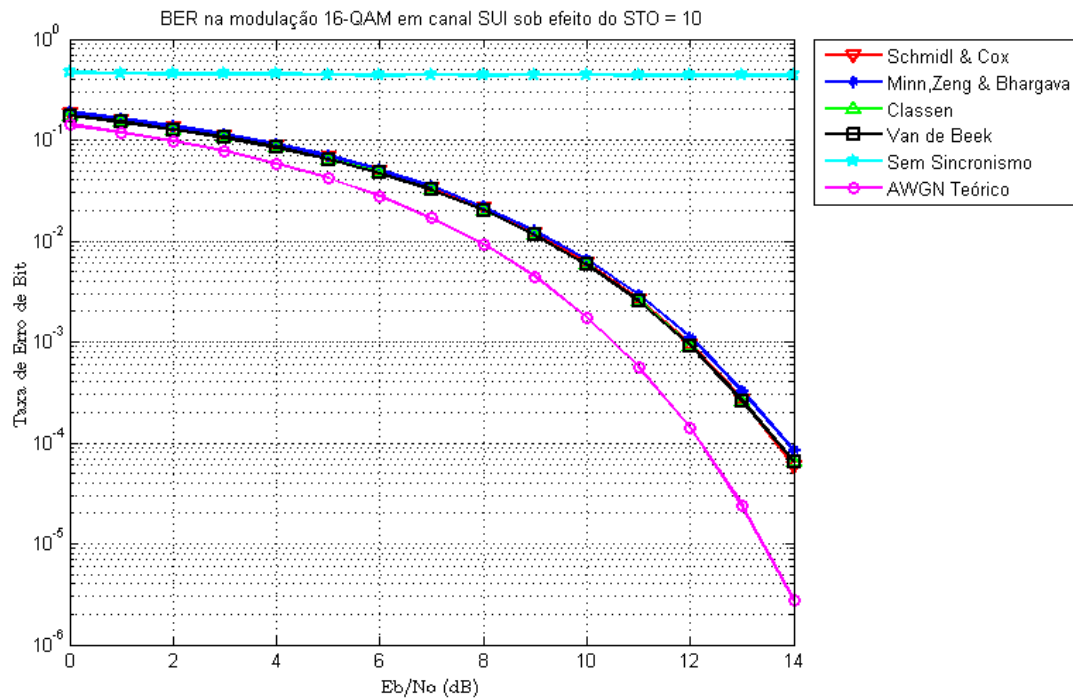


Figura 4.10: BER sob efeito do STO em canal AWGN.

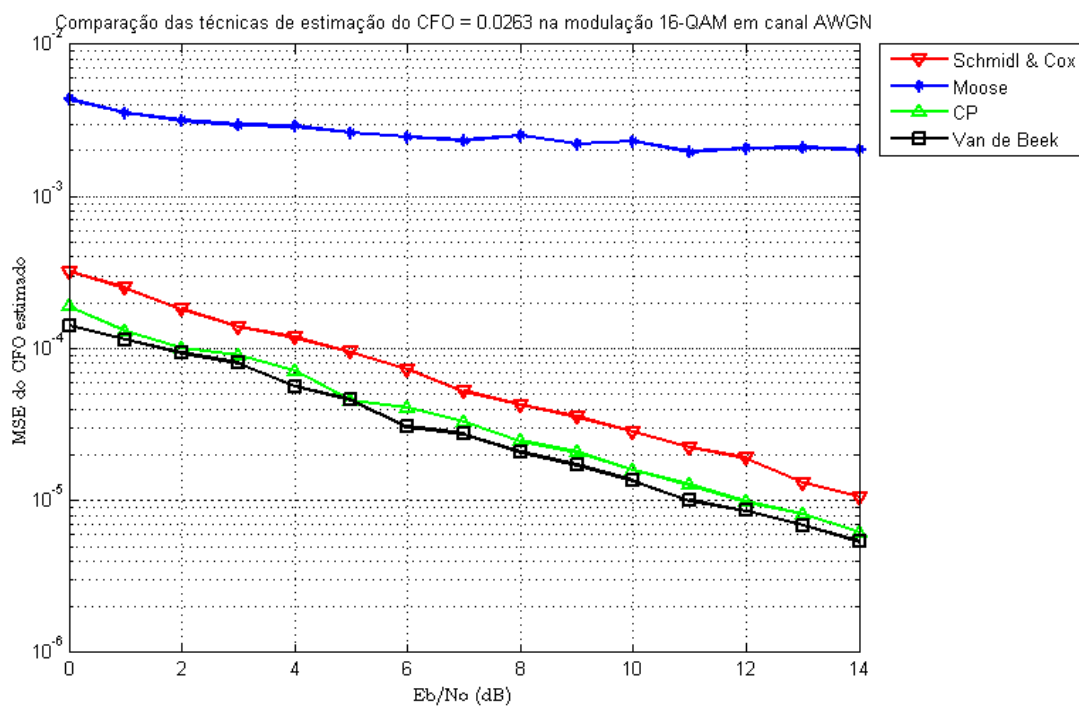


Figura 4.11: Estimativa do CFO em canal AWGN.

4 Simulação de Cenários

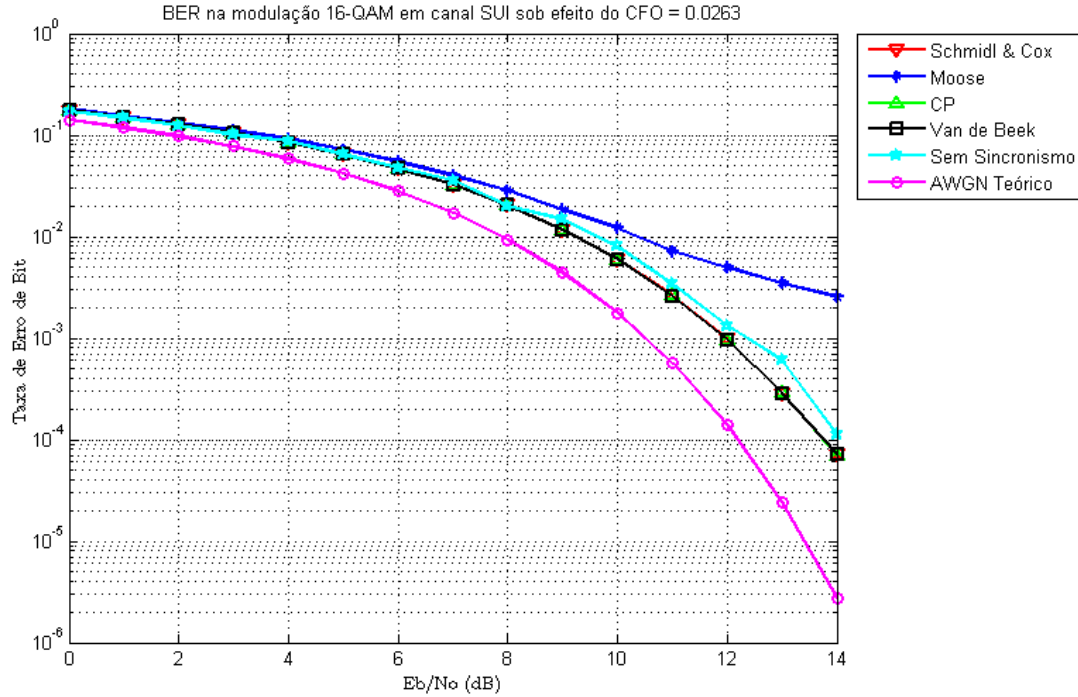


Figura 4.12: BER sob efeito do CFO em canal AWGN.

4.3.2 Canal SUI-1

Os valores do STO e CFO introduzidos por este modelo de canal foram estimados com base nos algoritmos descritos no capítulo 3. Os resultados da simulação para canal SUI-1 encontram-se nas Figuras (4.13), (4.14), (4.15) e (4.16).

Constata-se que os algoritmos Schmidl e Cox, CP e Van de Beek apresentam performance ligeiramente superior na correção do STO em relação ao algoritmo Minn, Zeng e Bhargava, com valor do STO igual a aproximadamente 4. Na correção do CFO, os algoritmos de Schmidl e Cox, CP e Van de Beek apresentam performance similar, a qual é superior ao algoritmo de Moose. Pode-se inferir que o valor do CFO está entre 0.001 e 0.0001.

4.3.3 Canal SUI-2

Os valores do STO e CFO introduzidos por este modelo de canal foram estimados com base nos algoritmos descritos no capítulo 3. Os resultados da simulação para canal SUI-2 encontram-se nas Figuras (4.17), (4.18), (4.19) e (4.20).

4 Simulação de Cenários

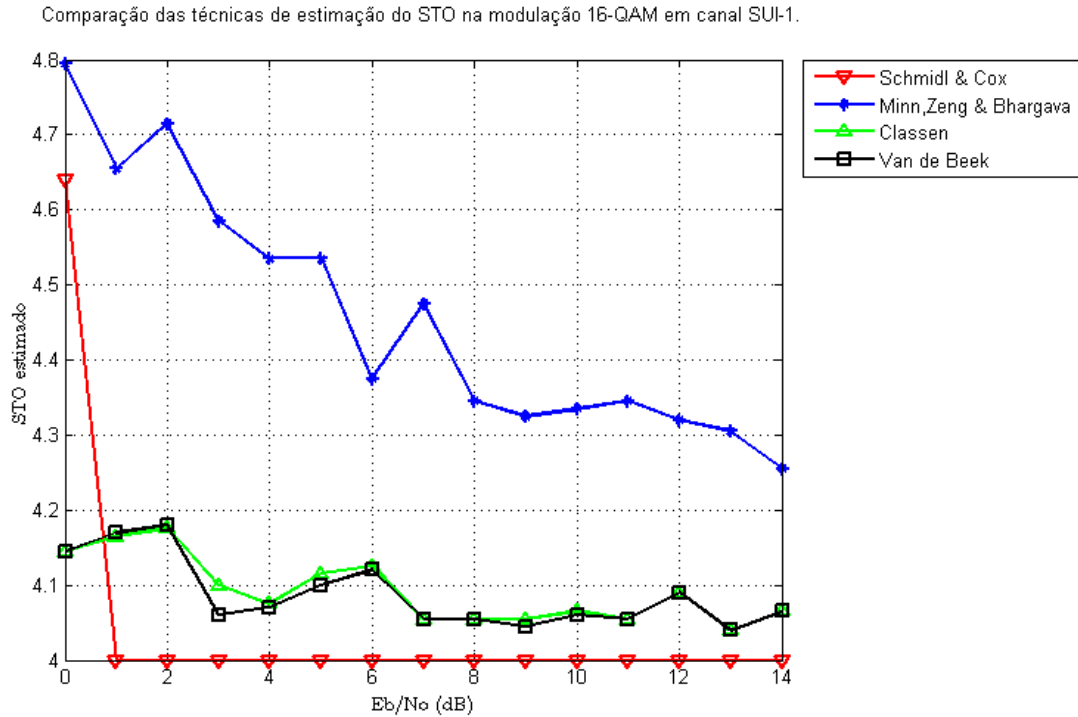


Figura 4.13: Estimativa do STO em canal SUI-1.

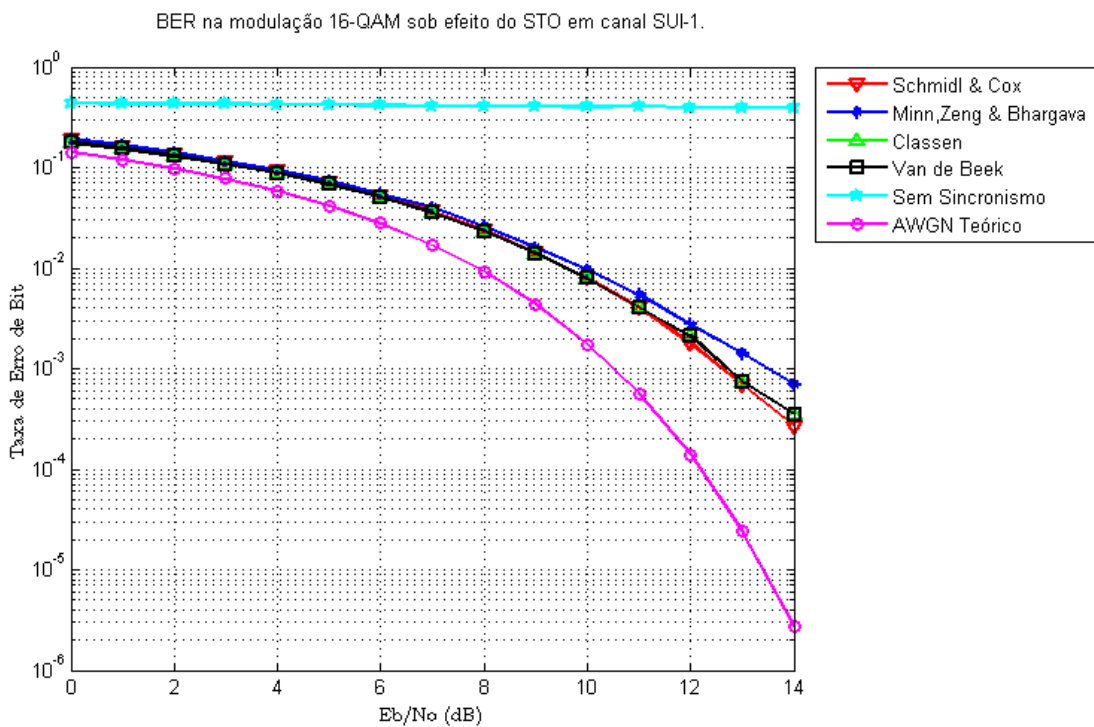


Figura 4.14: BER sob efeito do STO em canal SUI-1.

4 Simulação de Cenários

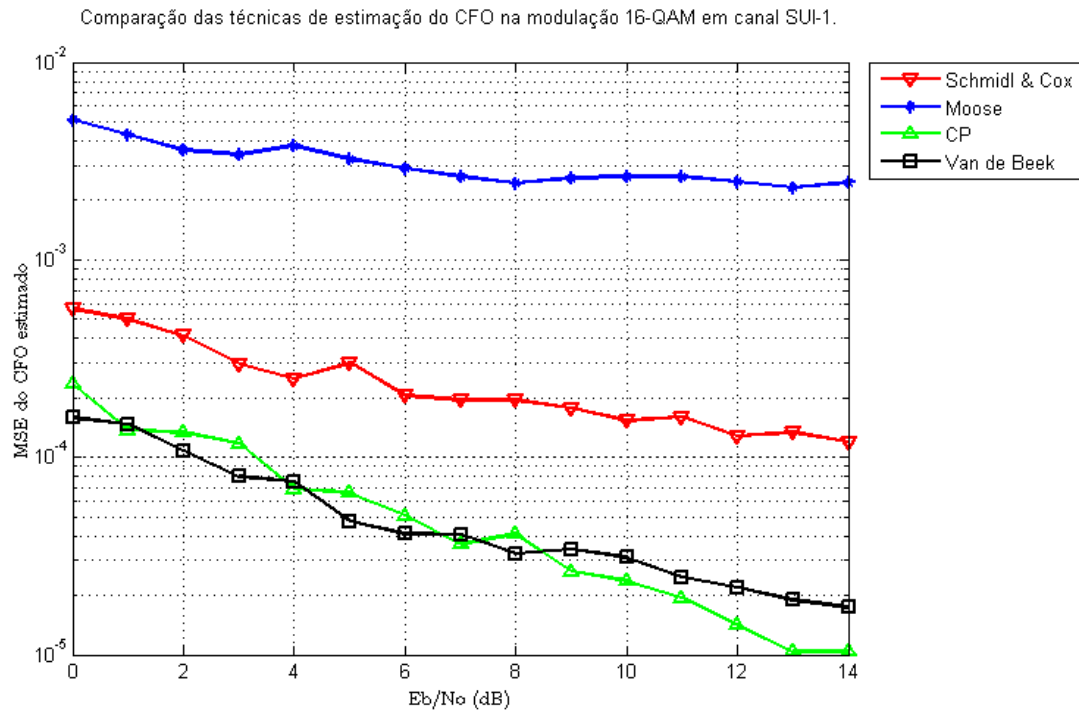


Figura 4.15: Estimativa do CFO em canal SUI-1.

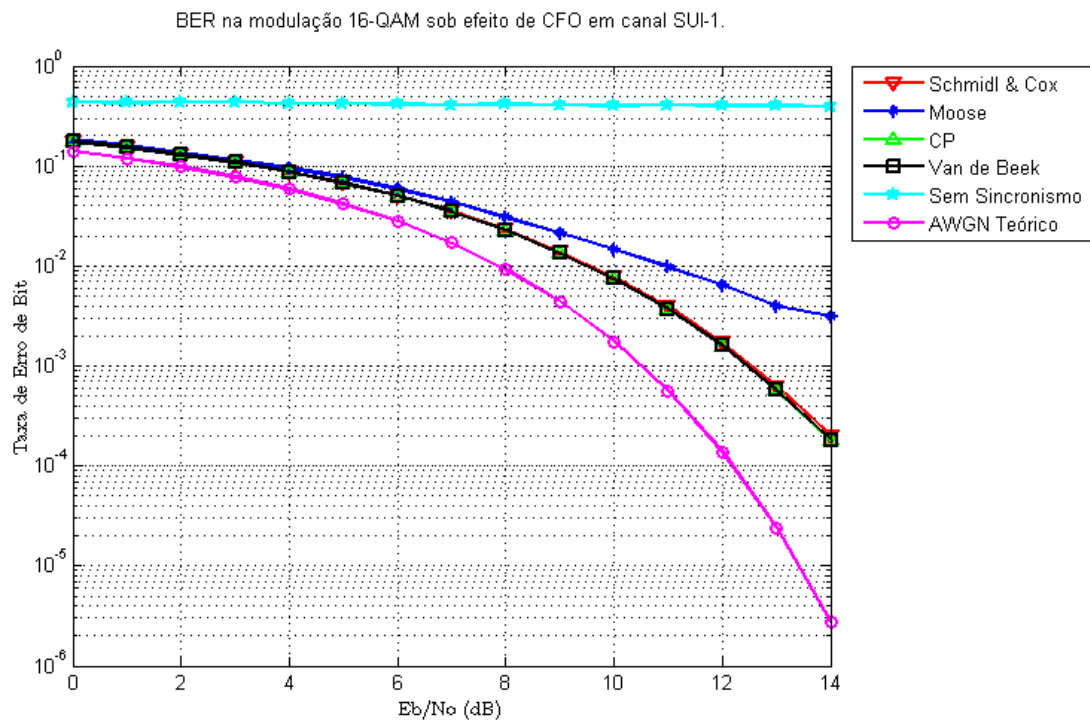


Figura 4.16: BER sob efeito do CFO em canal SUI-1.

4 Simulação de Cenários

Comparação das técnicas de estimação do STO na modulação 16-QAM em canal SUI-2.

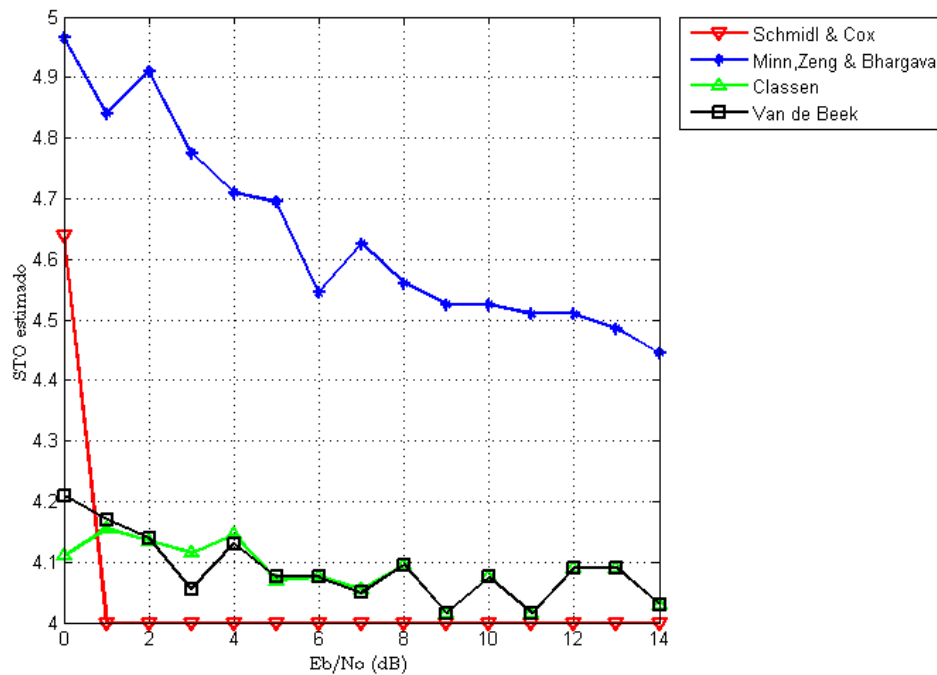


Figura 4.17: Estimativa do STO em canal SUI-2.

Constata-se que os resultados da simulação deste canal são similares ao canal SUI-1. Os algoritmos Schmidl e Cox, CP e Van de Beek apresentam performance ligeiramente superior na correção do STO em relação ao algoritmo Minn, Zeng e Bhargava, com valor do STO igual a aproximadamente 4. Na correção do CFO, os algoritmos de Schmidl e Cox, CP e Van de Beek também apresentam performance similar, a qual é superior ao algoritmo de Moose. Pode-se inferir que o valor do CFO está entre 0.001 e 0.0001.

4 Simulação de Cenários

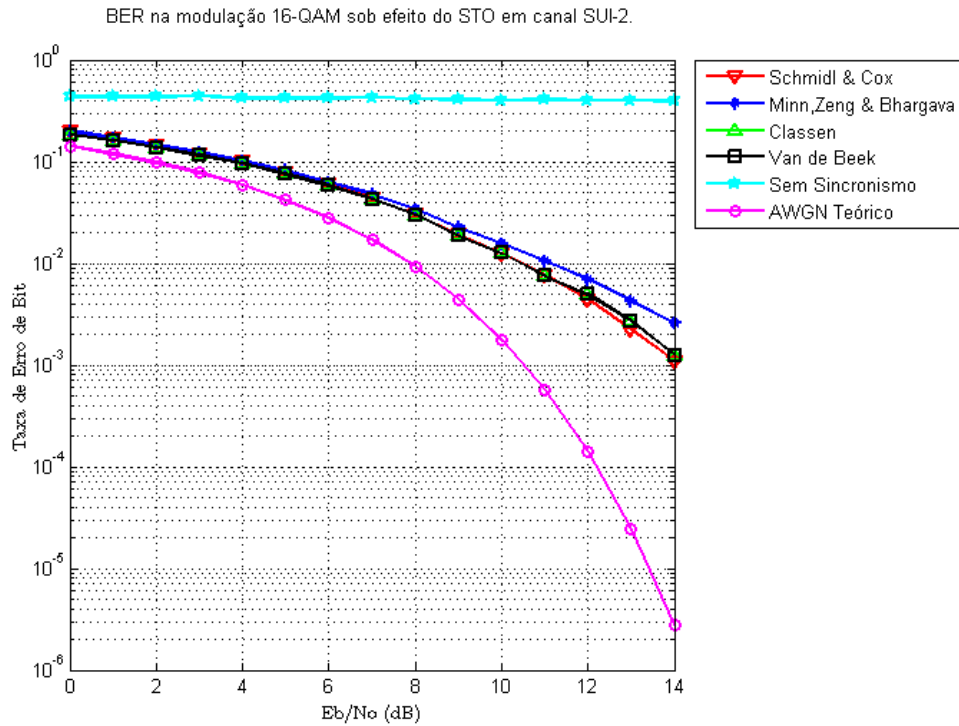


Figura 4.18: BER sob efeito do STO em canal SUI-2.

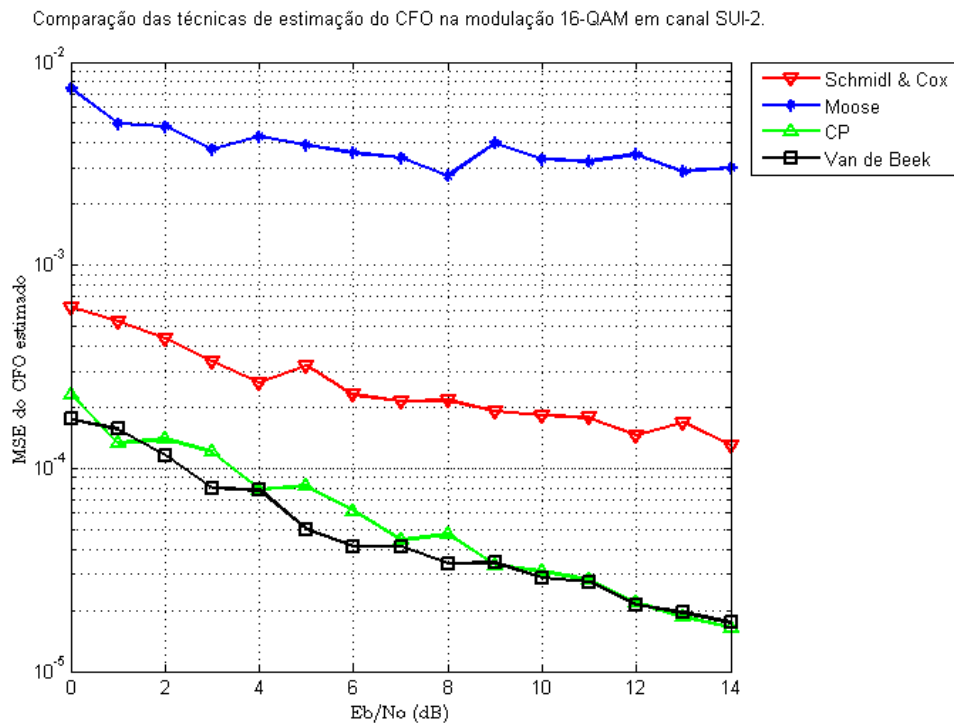


Figura 4.19: Estimativa do CFO em canal SUI-2.

4 Simulação de Cenários

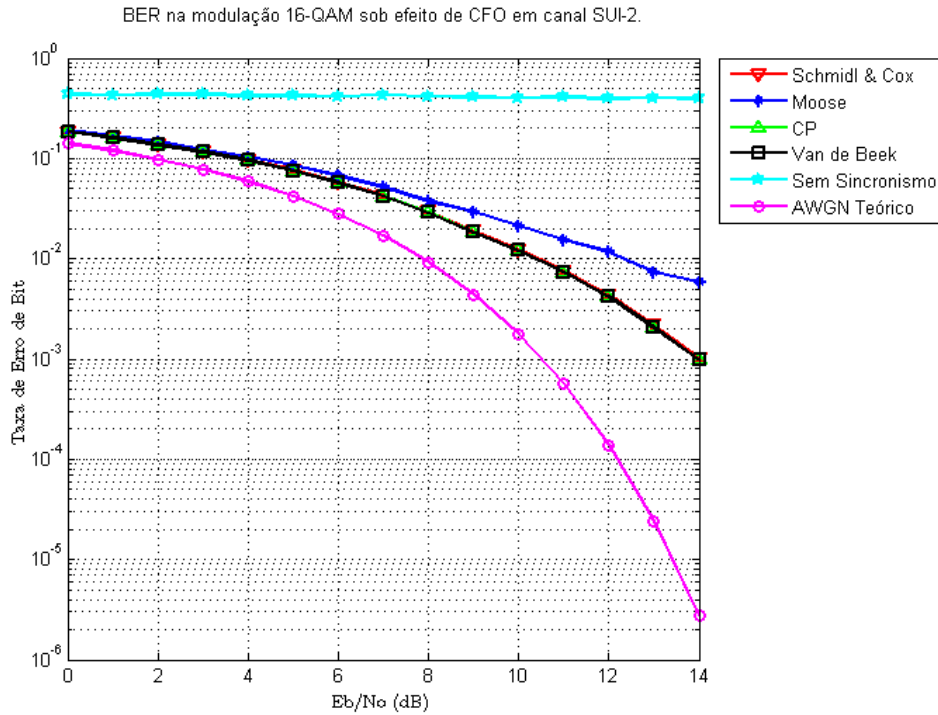


Figura 4.20: BER sob efeito do CFO em canal SUI-2.

4.3.4 Canal SUI-3

Os valores do STO e CFO introduzidos por este modelo de canal foram estimados com base nos algoritmos descritos no capítulo 3. Os resultados da simulação para canal SUI-3 encontram-se nas Figuras (4.21), (4.22), (4.23) e (4.24).

Constata-se que os algoritmos Minn, Zeng e Bhargava, CP e Van de Beek apresentam performance superior na correção do STO em relação ao algoritmo Schmidl e Cox, com valor do STO igual a aproximadamente 6. Na correção do CFO, os algoritmos de Schmidl e Cox, CP e Van de Beek apresentam performance similar, a qual é superior ao algoritmo de Moose. Pode-se inferir que o valor do CFO está entre 0.001 e 0.0001.

4.3.5 Canal SUI-4

Os valores do STO e CFO introduzidos por este modelo de canal foram estimados com base nos algoritmos descritos no capítulo 3. Os resultados da simulação para canal SUI-4 encontram-se nas Figuras (4.25), (4.26), (4.27) e (4.28).

4 Simulação de Cenários

Comparação das técnicas de estimação do STO na modulação 16-QAM em canal SUI-3.

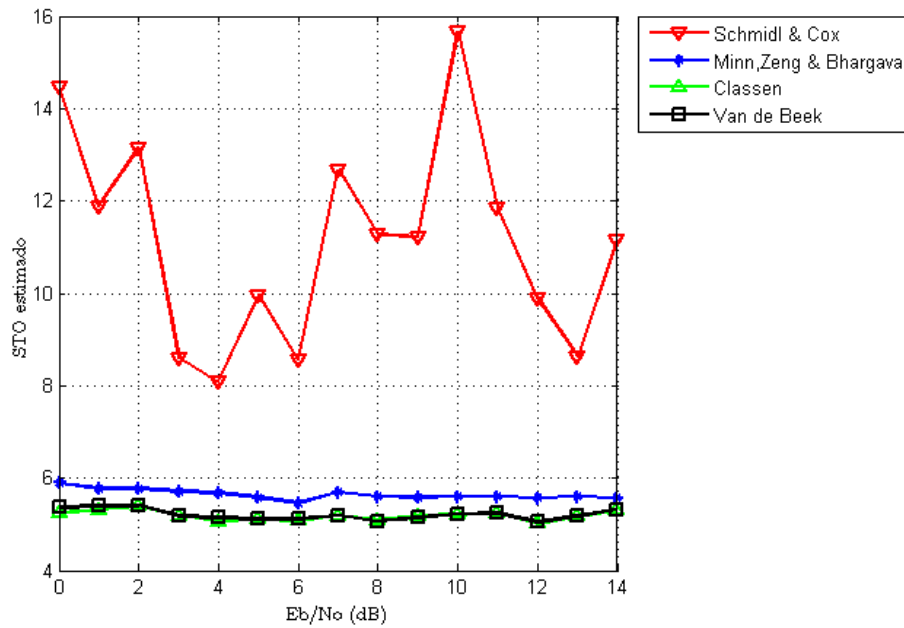


Figura 4.21: Estimativa do STO em canal SUI-3.

BER na modulação 16-QAM sob efeito do STO em canal SUI-3.

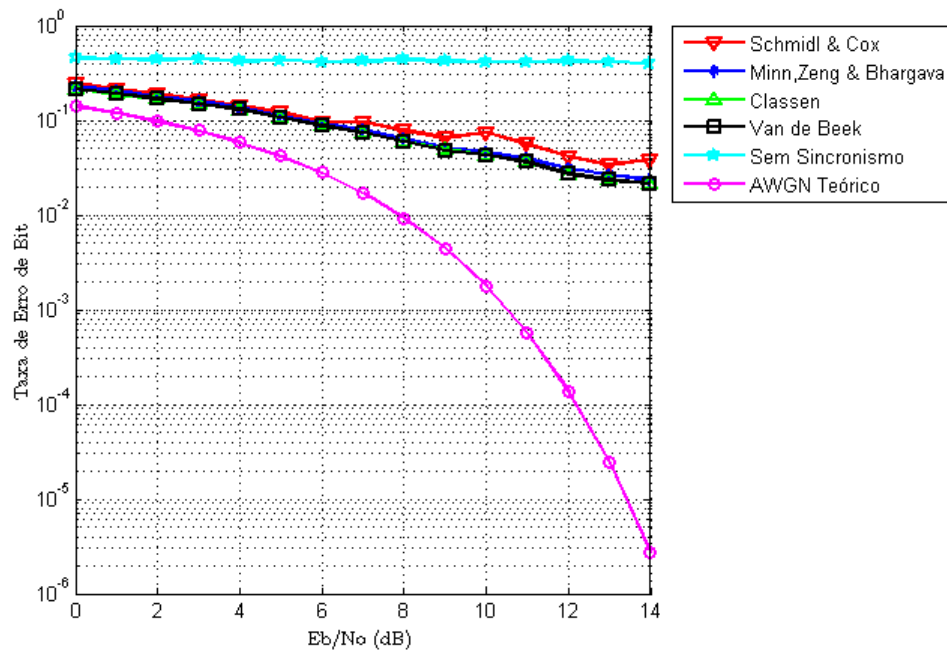


Figura 4.22: BER sob efeito do STO em canal SUI-3.

4 Simulação de Cenários

Comparação das técnicas de estimação do CFO na modulação 16-QAM em canal SUI-3.

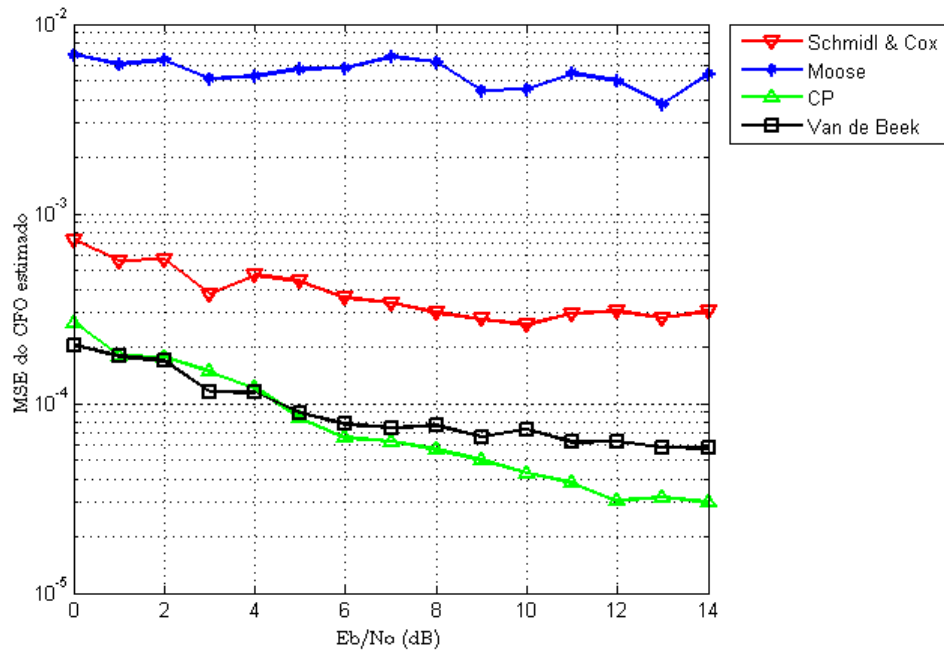


Figura 4.23: Estimativa do CFO em canal SUI-3.

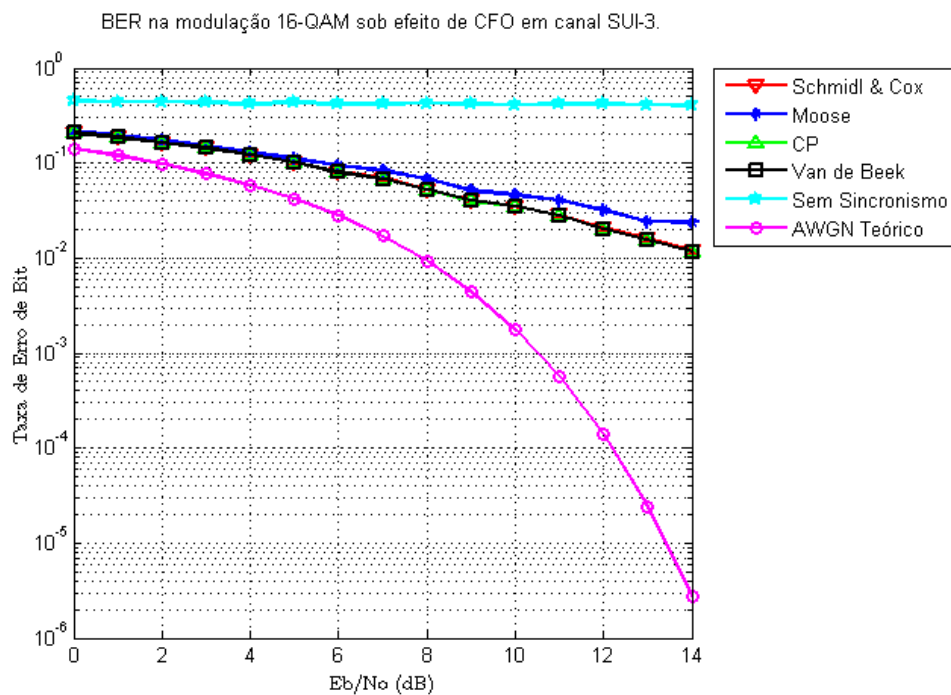


Figura 4.24: BER sob efeito do CFO em canal SUI-3.

4 Simulação de Cenários

Comparação das técnicas de estimação do STO na modulação 16-QAM em canal SUI-4.

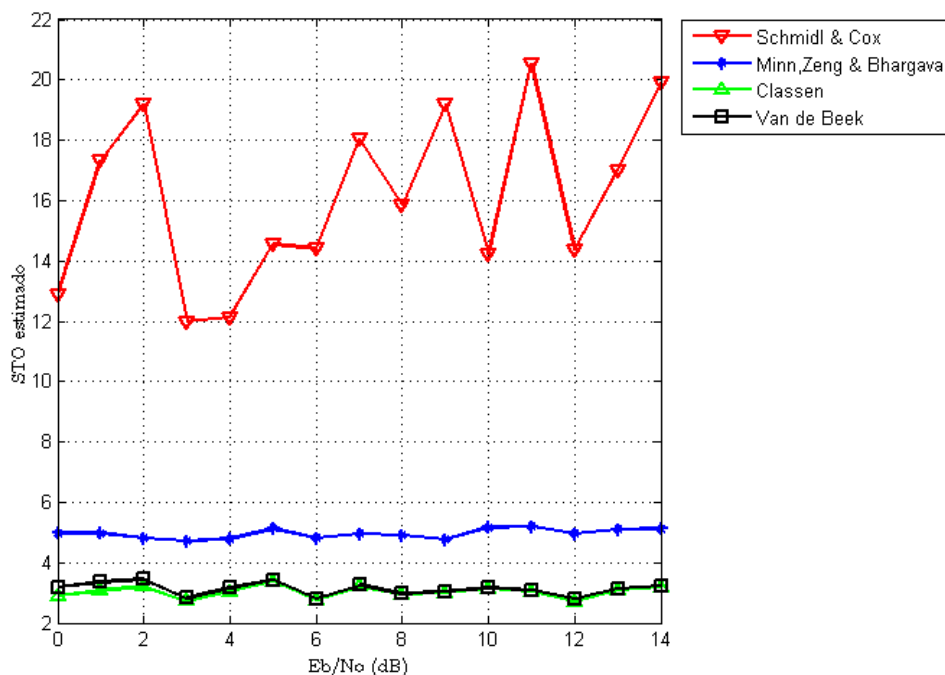


Figura 4.25: Estimativa do STO em canal SUI-4.

Constata-se que os algoritmos CP e Van de Beek apresentam performance superior na correção do STO em relação aos algoritmos Minn, Zeng e Bhargava e Schmidl e Cox, com valor do STO igual a aproximadamente 3. Na correção do CFO, os algoritmos de CP e Van de Beek apresentam performance similar, a qual é superior ao algoritmo de Moose e Schmidl e Cox. Pode-se inferir que o valor do CFO está entre 0.001 e 0.0001.

4.3.6 Canal SUI-5

Os valores do STO e CFO introduzidos por este modelo de canal foram estimados com base nos algoritmos descritos no capítulo 3. Os resultados da simulação para canal SUI-5 encontram-se nas Figuras (4.29), (4.30), (4.31) e (4.32).

Constata-se que os algoritmos CP e Van de Beek apresentam performance superior na correção do STO em relação aos algoritmos Minn, Zeng e Bhargava e Schmidl e Cox, com valor do STO igual a aproximadamente 6. Na correção do CFO, todos os algoritmos apresentam performance similar. Pode-se inferir que o valor do CFO está entre 0.01 e 0.001.

4 Simulação de Cenários

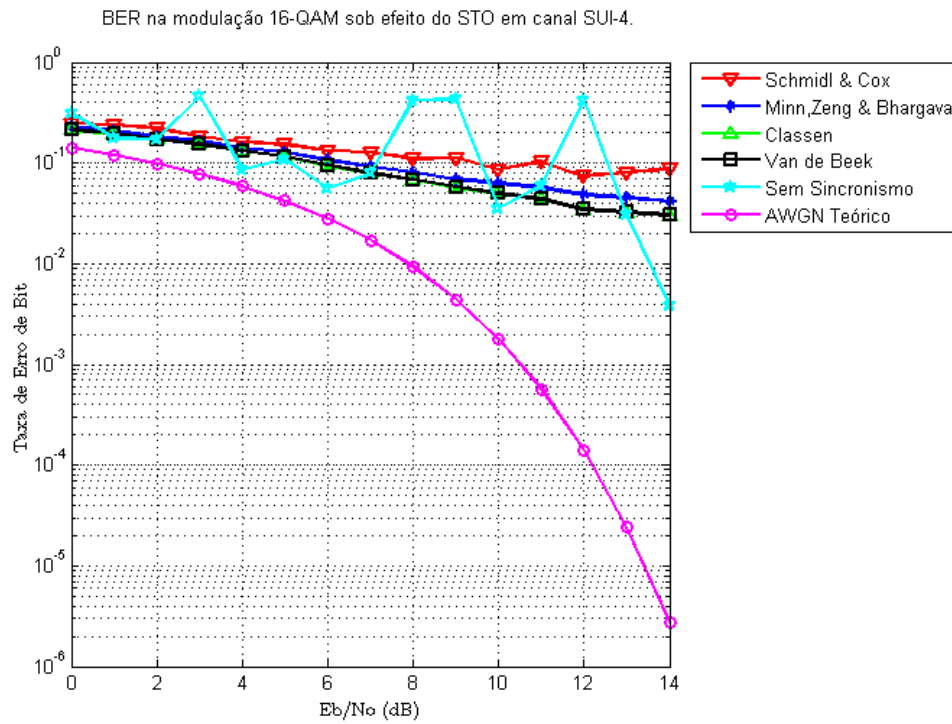


Figura 4.26: BER sob efeito do STO em canal SUI-4.

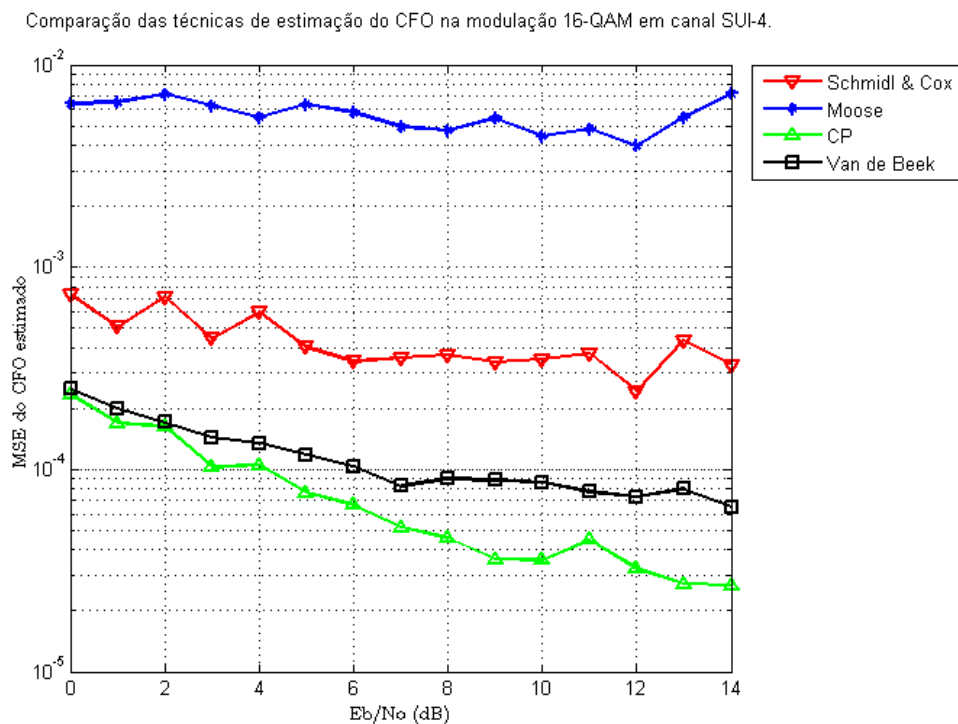


Figura 4.27: Estimativa do CFO em canal SUI-4.

4 Simulação de Cenários

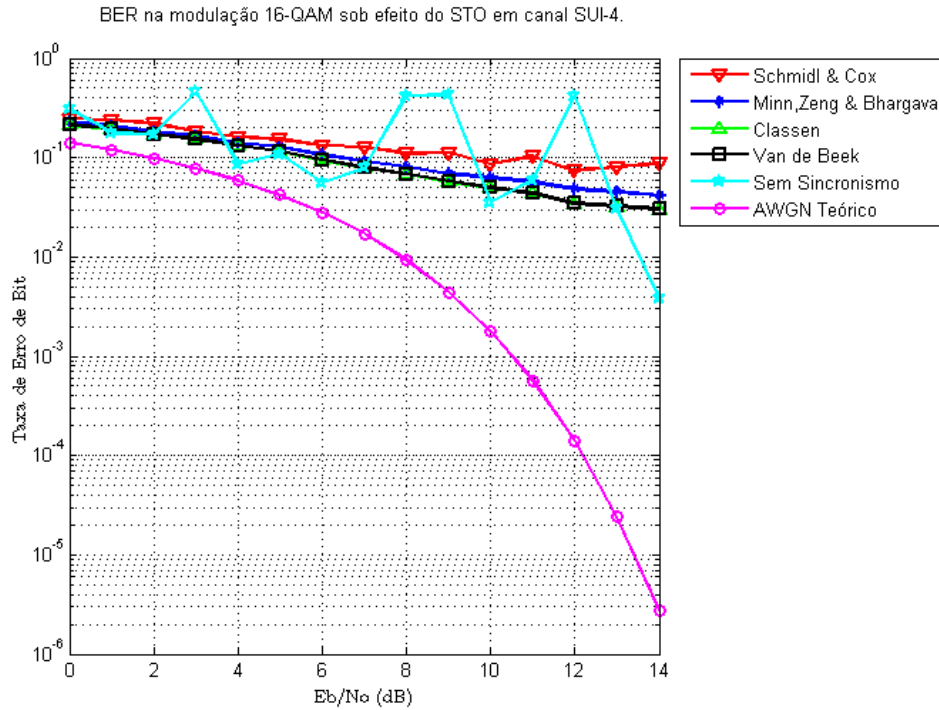


Figura 4.28: BER sob efeito do CFO em canal SUI-4.

Comparação das técnicas de estimação do STO na modulação 16-QAM em canal SUI-5.

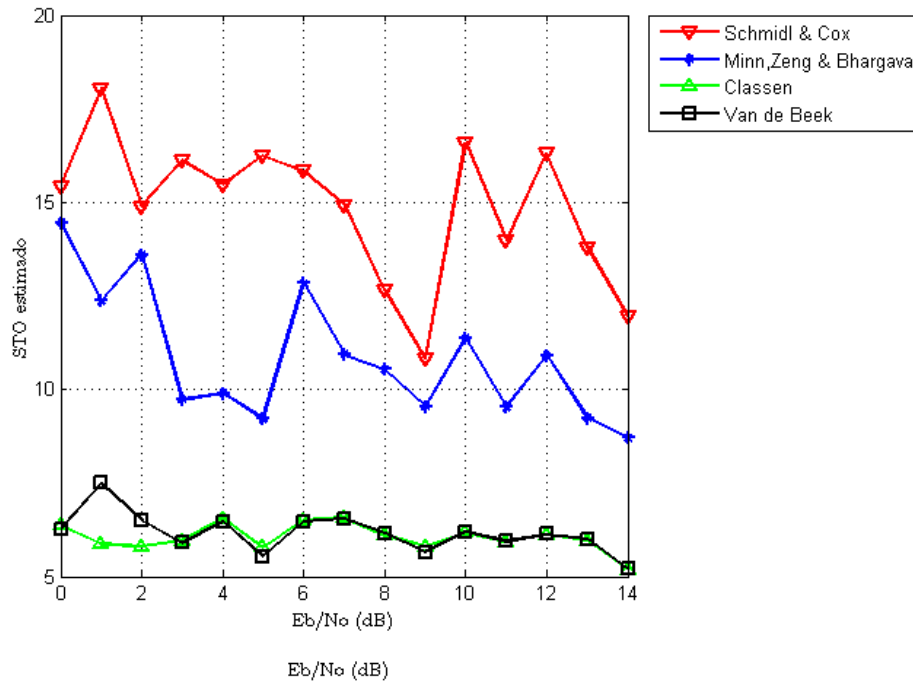


Figura 4.29: Estimativa do STO em canal SUI-5.

4 Simulação de Cenários

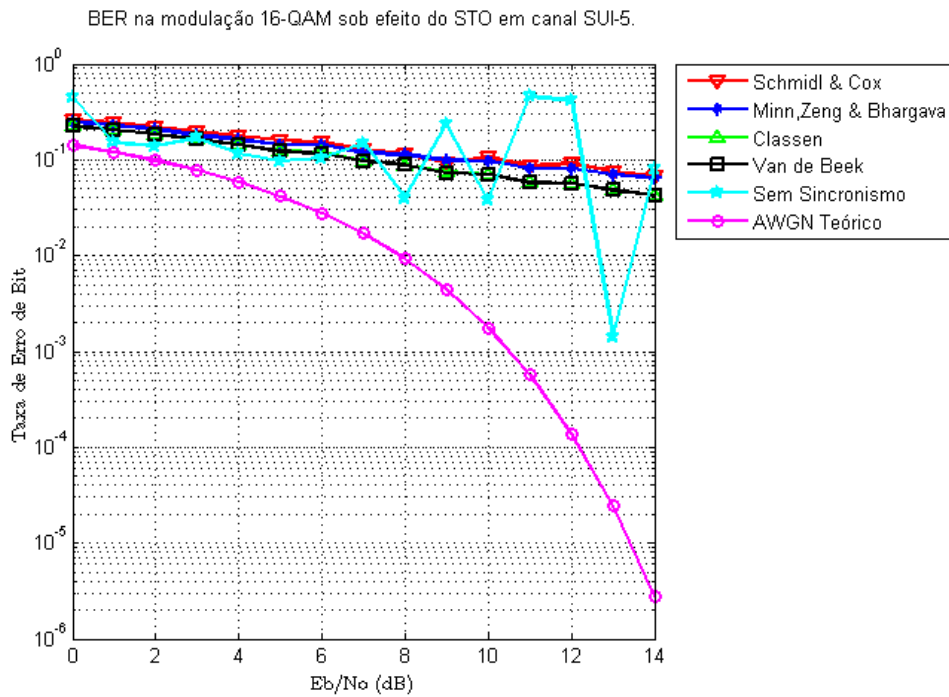


Figura 4.30: BER sob efeito do STO em canal SUI-5.

4.3.7 Canal SUI-6

Os valores do STO e CFO introduzidos por este modelo de canal foram estimados com base nos algoritmos descritos no capítulo 3. Os resultados da simulação para canal SUI-6 encontram-se nas Figuras (4.33), (4.34), (4.35) e (4.36).

Constata-se que todos os algoritmos CP e Van de Beek apresentam baixa performance na correção do STO, o qual é estimado em torno de 7, devido a natureza dispersiva deste tipo de canal. Similarmente, na correção do CFO, todos os algoritmos também apresentam baixa performance. Pode-se inferir que o valor do CFO está entre 0.01 e 0.001.

4 Simulação de Cenários

Comparação das técnicas de estimação do CFO na modulação 16-QAM em canal SUI-5.

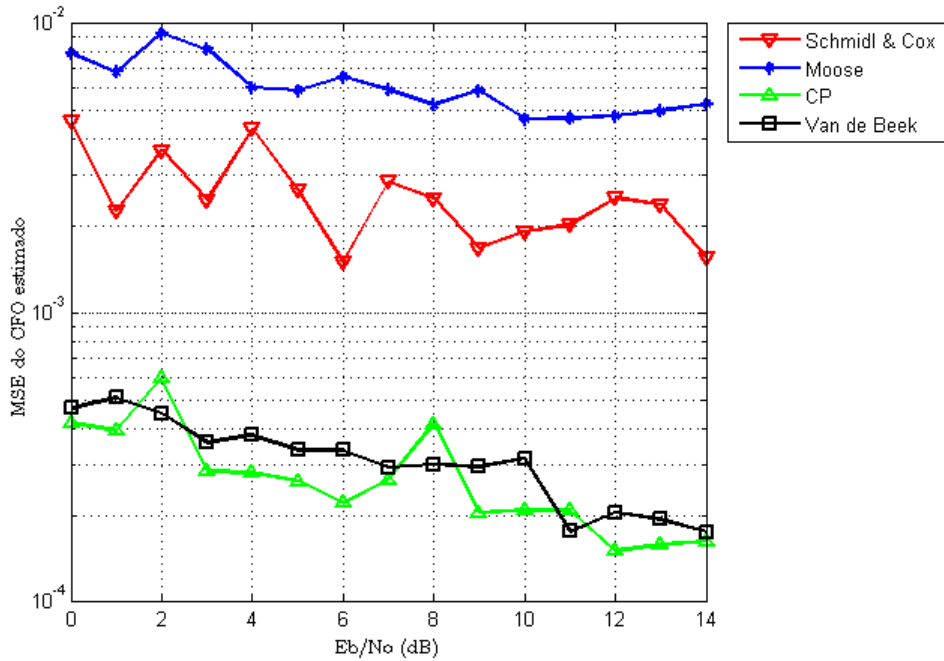


Figura 4.31: Estimativa do CFO em canal SUI-5.

BER na modulação 16-QAM sob efeito de CFO em canal SUI-5.

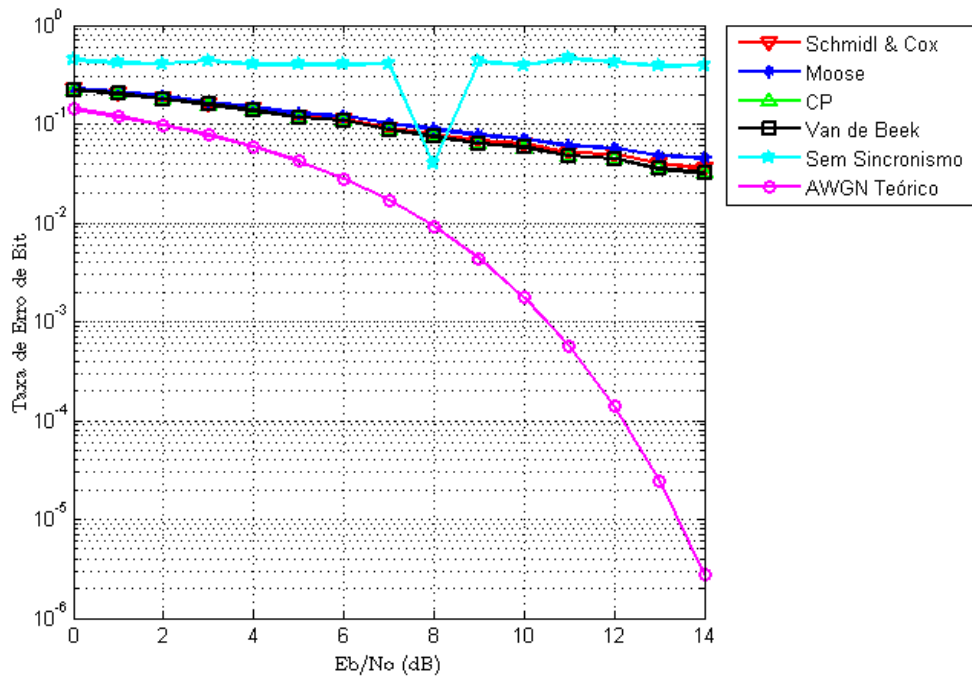


Figura 4.32: BER sob efeito do CFO em canal SUI-5.

4 Simulação de Cenários

Comparação das técnicas de estimação do STO na modulação 16-QAM em canal SUI-6.

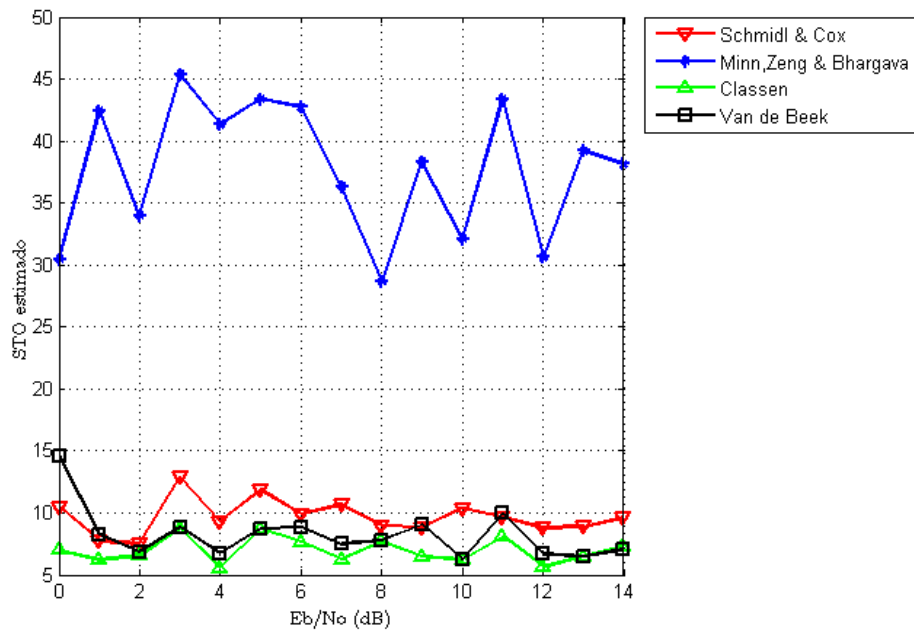


Figura 4.33: Estimativa do STO em canal SUI-6.

BER na modulação 16-QAM sob efeito do STO em canal SUI-6.

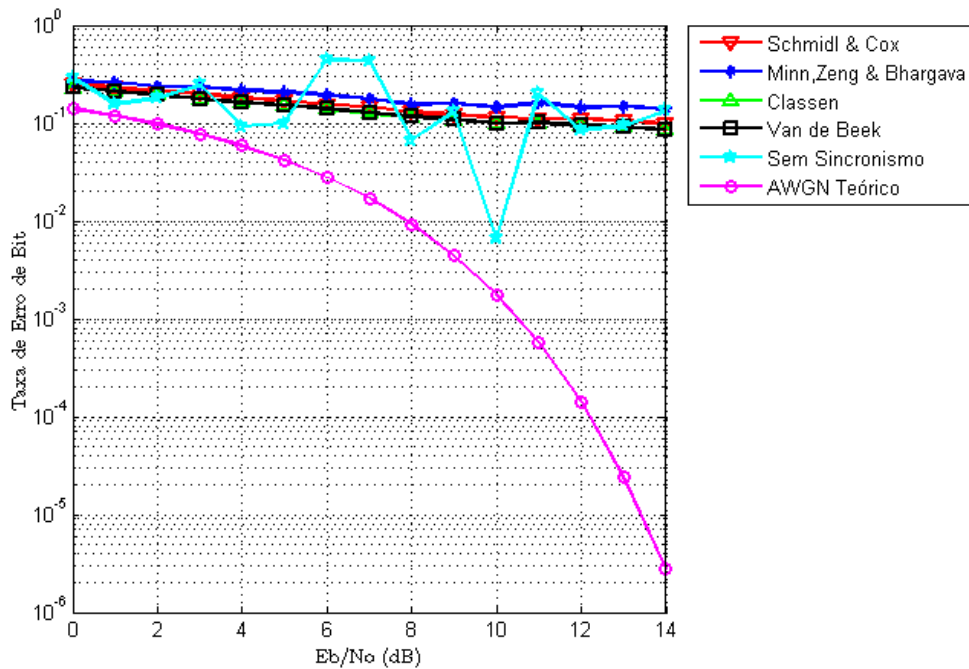


Figura 4.34: BER sob efeito do STO em canal SUI-6.

4 Simulação de Cenários

Comparação das técnicas de estimação do CFO na modulação 16-QAM em canal SUI-6.

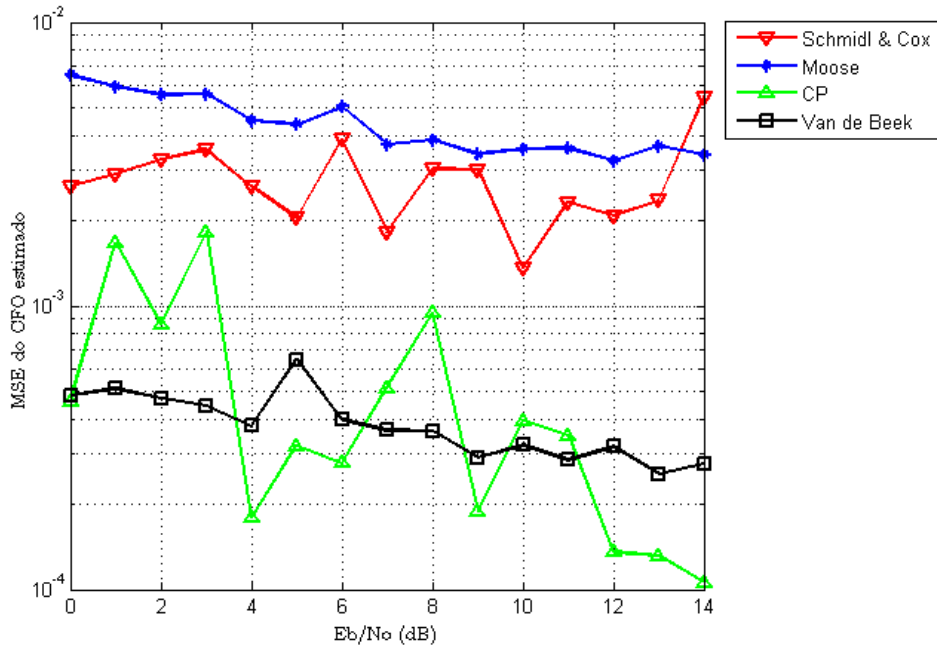


Figura 4.35: Estimativa do CFO em canal SUI-6.

BER na modulação 16-QAM sob efeito de CFO em canal SUI-6.

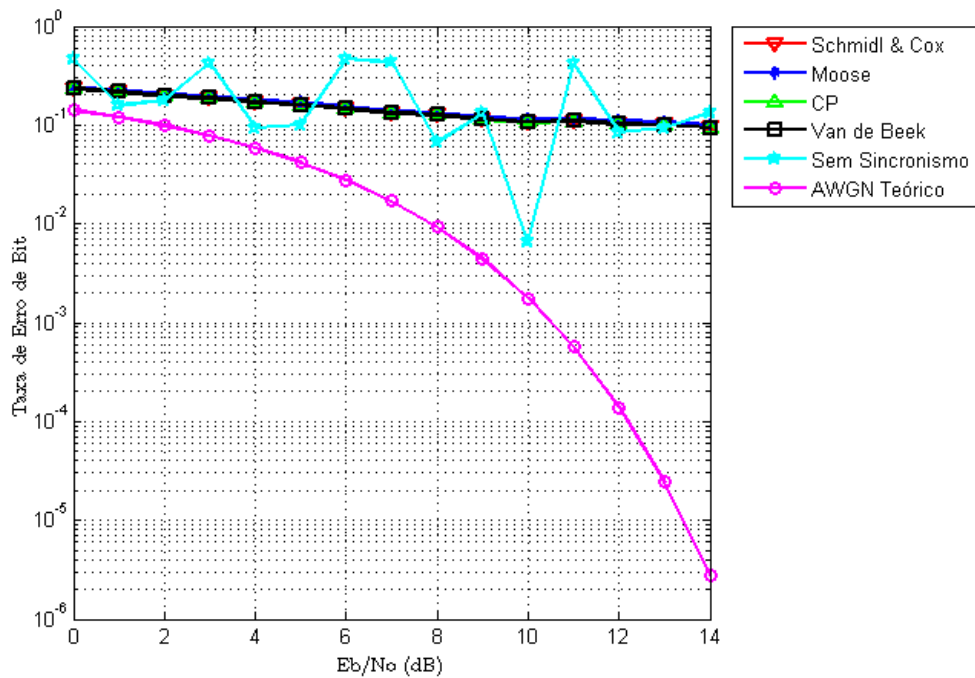


Figura 4.36: BER sob efeito do CFO em canal SUI-6.

A técnica de modulação OFDM é a tecnologia chave para implementar sistemas de comunicação Sem-Fio como aqueles baseados no padrão IEEE 802.16, uma vez que ela simplifica o processo de equalização no receptor sujeito a desvanecimento seletivo em frequência, aumentando a robustez do sistema a interferências de banda estreita, oferecendo ao mesmo tempo alta eficiência espectral.

O maior desafio na implementação de um sistema OFDM é a alta sensibilidade aos erros ocasionados pelo STO e CFO, além do ruído de fase das subportadoras, o qual não é discutido neste trabalho. Através dos algoritmos discutidos no capítulo 3 e dos resultados obtidos no capítulo 4, verifica-se que a performance destes algoritmos são equivalentes sob efeito de canal AWGN. No entanto, a performance dos algoritmos de estimação do STO e CFO varia quando são considerados os efeitos dos diferentes modelos de canal SUI. A partir dos resultados das simulações do capítulo 4 constata-se que o método de Van de Beek se sobressai tanto na correção do STO quanto do CFO perante as outras técnicas consideradas nos diferentes modelos de canal.

Futuros estudos podem ser desenvolvidos com base neste trabalho, focando aspectos que não foram abordados tais como Modulação Adaptativa, Codificação de Canal e técnicas de transmissão MIMO (*Multiple-Input and Multiple-Output*), bem como a implementação de outros padrões de comunicação tais como o LTE (*Long Term Evolution*).

- [1] PRASAD, R.; VAN NEE, R.; *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Boston, MA : Artech House, 2000.
- [2] BAHAI, A. R. S.; SALTZBERG, B. R.; *Multi-Carrier Digital Communications. Theory and Applications of OFDM*, Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [3] ABNT NBR 15601:2007; *Televisão digital terrestre - Sistema de Transmissão*, ABNT, Abr 2008.
- [4] IEEE Std 802.11a-1999. ; *Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*, IEEE Std 802.11a, 1999.
- [5] IEEE Std 802.16-2009 Local and metropolitan area networks. ; *Part 16: Air Interface for Broadband Wireless Access Systems*, IEEE Std 802.16-2009, 2009.
- [6] VAN DE BEEK, J. J.; SANDELL, M.; BORJESSON, P. O.; *ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems*, IEEE Trans. Signal Processing, vol. 45, pp. 1800-1805, Jul 1997.
- [7] PICINBONO, B.; *On Circularity*, IEEE Trans. Signal Processing, vol. 42, pp. 3473-3482, Dez 1994.
- [8] SCHMIDL, T. M.; COX, D. C.; *Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM*, IEEE Trans. Commun., vol. 45, pp. 1613-1621, Dez 1997.
- [9] FUSCO, T.; *Synchronization techniques for OFDM systems*, PhD thesis, Universita di Napoli Federico II, 2005.
- [10] WEINSTEIN, S. B.; EBERT, P. M.; *Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete fourier transform*, IEEE Trans. Commun., vol. COM 19, pp. 628-634, Dez 1971.
- [11] CHOW, J. S.; TU, J. C.; CIOFF, J. M.; *A discrete multitone transceiver system for HDSL applications*, IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 9, pp. 895-908, Ago 1991.

Referências Bibliográficas

- [12] RUIZ, A.; CIOFF, J. M.; KASTURIA, S.; *Discrete multiple tone modulation with coset coding for the spectrally shaped channel*, IEEE Trans. Commun., vol. 40, pp. 101-1029, Jun 1992.
- [13] CIOFF, J. M.; *Very high-speed digital subscriber lines (VDSL)*, Proc. of ISCAS, vol. 40, pp. 590-594, Mai/Jun 1998.
- [14] TAURA, K.; TSUJISHITA, M.; TAKEDA, M.; KATO, H.; ISHIDA, M.; *Digital Audio Broadcasting (DAB) receiver*, IEEE Trans. Cons. Electronics, vol. 42, pp. 45-66, Mar 1996.
- [15] RUSSEL, M.; STUBER, G. L.; *Terrestrial digital video broadcasting for mobile reception using OFDM*, Wireless Personal Commun., vol. 2, pp. 45-66, Mar 1995.
- [16] HEISKALA, J.; TERRY, J.; *OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide*, Sams Publishing, 2001.
- [17] PELED, A.; RUIZ, A.; *Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms*, Proc. of ISCASSP, pp. 964-967, Abr 1980.
- [18] POLLET, T.; VAN BLADEL, M.; MOENECLAHEY, M.; *BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise*, IEEE Trans. Commun., vol. 43, pp. 191-193, Fev/Mar/Abr 1995.
- [19] STEENDAM, H.; MOENECLAHEY, M.; *Sensitivity of Orthogonal Frequency-Division Multiplexed Systems to Carrier and Clock Synchronisation Errors*, Signal Processing, Vol. 80, No. 7, pp. 1217-1229, Jul 2000.
- [20] AI, B.; YANG, Z.; PAN, J. Ge; WANG, Y.; Lu, Z.; *On the synchronization techniques for wireless OFDM systems*, IEEE Trans. Broadcasting, Vol. 52, No. 2, pp. 1217-1229, Jun 2006.
- [21] ZHOU, H.; MALIPATI, A. V.; HAUNG, Y. G.; *Synchronization Issues in OFDM Systems*, ISBN 1-4244-0387-1/06, 2006.
- [22] MUSCHALLIK, C.; *Influence of RF oscillator on an OFDM signal*, IEEE Trans. Consumer Elect., Vol. 41, pp. 592-603, 1995.
- [23] POLLET, T.; MOENECLAHEY, M.; *Synchronizability of OFDM signals*, IEEE GLOBECOM, pp. 2054-2058, Nov 1995.

Referências Bibliográficas

- [24] TOMBA, L.; *On the effect of Wiener phase noise in OFDM systems*, IEEE Trans. Commun., pp. 580-583, 1998.
- [25] CHO, Y. S.; KIM, J.; YANG, W. Y.; KANG, C. G.; *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*, ISBN 978-0-470-82561-7, Out 2010.
- [26] SPETH, M.; CLASSEN, F.; MEYR, H.; *Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channels*, IEEE VTC' 97, pp. 1807-1811, Mai 1997.
- [27] MINN, H.; BHARGAVA, V. K.; *A simple and efficient timing offset estimation for OFDM systems*, IEEE 51^o Vehicular Technology Conference Proceedings, vol. 1, pp. 51-55, Mai 2000.
- [28] MOOSE, P. H.; *A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction*, IEEE Trans. Commun., 42, pp. 2908-2914, Out 1994.
- [29] CLASSEN, F.; MEYR, H.; *Frequency Synchronization Algorithm for OFDM Systems Suitable for Communication over Frequency Selective Fading Channels*, IEEE VTC' 94, pp. 1655-1659, Jun 1994.
- [30] CHO, Y.; KIM, J.; YANG, W.; KANG, C. *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*, John Wiley Sons Ltd., 2010.
- [31] ANDREWS, J. G.; GOSH, A.; MUHAMED, R. *Fundamentals of WiMAX*, Prentice-Hall, 2007.
- [32] IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group; *Channel Models for Fixed Wireless Applications*,