

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

DIEGO OSMARIN BASSO

IEEE 802.11p: ANÁLISE DE DESEMPENHO DE REDES SEM FIO VEICULARES

Porto Alegre

2013

DIEGO OSMARIN BASSO

IEEE 802.11p: ANÁLISE DE DESEMPENHO DE REDES SEM FIO VEICULARES

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

Orientador: Prof. Dr. Roger Pierre Fabris Hoefel

Porto Alegre

2013

DIEGO OSMARIN BASSO

IEEE 802.11p: ANÁLISE DE DESEMPENHO DE REDES SEM FIO VEICULARES

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

Prof. Dr. Roger Pierre Fabris Hoefel

Aprovado em ____/____/____

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Roger Pierre Fabris Hoefel, UFRGS

Doutor pela UNICAMP, SP, BRASIL

Dr. Ivan Müller, UFRGS

Doutor pela UFRGS, RS, BRASIL

Eng. Luiz Gustavo Hahn Kehl

Engenheiro pela UFRGS, RS, BRASIL

RESUMO

A norma de comunicação sem fio para ambientes veiculares IEEE 802.11p foi desenvolvida baseada na norma IEEE 802.11a, projetada para ambientes *indoor*. Porém, como os ambientes veiculares são mais complexos e degradam mais a qualidade do sinal, a quantidade de bits por pacote que pode ser transmitida se torna muito menor para a norma IEEE 802.11p. Este projeto realiza um estudo da quantidade de bits por pacote que se consegue transmitir em ambientes veiculares, para uma dada taxa de perdas, utilizando diferentes técnicas de estimativa do canal. Primeiramente este trabalho apresenta a descrição dos transmissor e receptor utilizados pelas normas IEEE 802.11a e IEEE 802.11p. Em seguida são mostrados modelos de canais veiculares e suas peculiaridades são discutidas. Na sequência são abordadas técnicas para a estimativa dinâmica do canal, visando melhorar a qualidade da transmissão. Finalmente o simulador utilizado é descrito e os resultados gerados são discutidos.

Palavras-chave: IEEE 802.11a. IEEE 802.11p. Modelos de canais veiculares. Estimativa dinâmica do canal.

ABSTRACT

The wireless communications for vehicular networks IEEE 802.11p standard was developed based on the indoor IEEE 802.11a standard. However, vehicular environments are more complex and affect more the transmitted signal, implying in a lower quantity of bits per packet. This work studies the quantity of bit per packet which is transmissible for a given a packet error rate and for some channel estimates schemes. First, this work describes the transmitter and the receptor used in IEEE 802.11a and IEEE 802.11p standards. Second, it presents some vehicular channel models and discusses their proprieties. Then dynamic channel estimate schemes are used to improve the transmission capacity. Finally, the simulator is described and the generated results are discussed.

Keywords: IEEE 802.11a. IEEE 802.11p. Vehicular channel models. Dynamic channel estimate.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | |
|--|----|
| Figura 1 – Alocação de frequência DSRC e canais nos Estados Unidos..... | 13 |
| Figura 2 – Estrutura de um pacote IEEE 802.11a..... | 16 |
| Figura 3 – Alocação de frequência das subportadoras..... | 17 |
| Figura 4 – Diagrama de blocos do transmissor..... | 18 |
| Figura 5 – Diagrama de blocos do <i>Scrambler</i> | 19 |
| Figura 6 – Diagrama de blocos do codificador convolucional..... | 20 |
| Figura 7 – Constelações BPSK, QPSK, 16QAM e 64QAM..... | 23 |
| Figura 8 – Alocação das subportadoras em um símbolo OFDM..... | 24 |
| Figura 9 – Formato de um pacote PPDU..... | 26 |
| Figura 10 – Sequências de treinamento curto t_1 a t_{10} | 28 |
| Figura 11 – Intervalo de guarda GI2 e sequências de treinamento longo T_1 e T_2 | 28 |
| Figura 12 – Diagrama de blocos do transmissor..... | 30 |
| Figura 13 – Implementação do modelo de Jakes..... | 39 |
| Figura 14 – Exemplo do modelo de canal do tipo Jakes..... | 41 |
| Figura 15 – Diferenças entre o modelo de Jakes e o modelo baseado em raios | 42 |
| Figura 16 – Exemplo de alocação de ângulos para o método de raios de potência uniforme..... | 43 |
| Figura 17 – Ângulos de offset para o método de raios de potência uniforme..... | 44 |
| Figura 18 – Perfis de atraso em potência..... | 45 |
| Figura 19 – Exemplo de resposta impulsiva do primeiro caminho do modelo Veicular A..... | 46 |
| Figura 20 – Exemplo de resposta impulsiva do último caminho do modelo Veicular A..... | 47 |
| Figura 21 – Comparação de três esquemas de interpolação..... | 53 |
| Figura 22 – Janela de parâmetros do simulador..... | 55 |
| Figura 23 – Exemplo de resposta impulsiva de um canal de desvanecimento exponencial negativo..... | 58 |
| Figura 24 – Exemplo de resposta impulsiva do modelo de Jakes com 3 caminhos..... | 59 |
| Figura 25 – Comparação entre o modelo de Jakes do simulador desenvolvido com a simulação de (LIN, 2010) | 63 |

| | |
|--|----|
| Figura 26 – Estimativas de canal para o modelo de canal Veicular A do simulador desenvolvido, pacotes de 100 símbolos OFDM e $Speed = 36\text{ km/h}$.. | 65 |
| Figura 27 – Estimativas de canal aplicadas a medições realizadas em uma autoestrada..... | 65 |
| Figura 28 – Estimativas de canal para o modelo de canal Veicular B do simulador desenvolvido, pacotes de 100 símbolos OFDM e $Speed = 36\text{ km/h}$.. | 66 |
| Figura 29 – Estimativas de canal aplicadas a medições realizadas em zona rural..... | 66 |
| Figura 30 – BER das estimativas LS, CPI, CCPI e STA, para o modelo de canal de Jakes com $Speed = 30\text{ km/h}$ | 68 |
| Figura 31 – BER das estimativas LS, CPI, CCPI e STA, para o modelo de canal de Jakes com $Speed = 100\text{ km/h}$ | 68 |
| Figura 32 – PER das estimativas LS, CCPI e STA, tamanhos de pacote de 50 e 100 <i>bytes</i> , modelo de canal de Jakes..... | 69 |
| Figura 33 – PER das estimativas LS, CCPI e STA, tamanhos de pacote de 200 e 400 <i>bytes</i> , modelo de canal de Jakes..... | 70 |
| Figura 34 – PER das estimativas LS, CCPI e STA, para $Speed = 30\text{ km/h}$ e 60 km/h , modelo de canal de Jakes..... | 71 |
| Figura 35 – PER das estimativas LS, CCPI e STA, para $Speed = 100\text{ km/h}$ e 200 km/h , modelo de canal de Jakes..... | 71 |
| Figura 36 – PER das estimativas LS, CCPI e STA, tamanhos de pacote de 200 e 400 <i>bytes</i> , modelo de canal Veicular A..... | 73 |
| Figura 37 – PER das estimativas LS, CCPI e STA, para $Speed = 100\text{ km/h}$ e 200 km/h , modelo de canal Veicular A..... | 73 |
| Figura 38 – PER das estimativas LS, CCPI e STA, tamanhos de pacote de 200 e 400 <i>bytes</i> , modelo de canal Veicular B..... | 74 |
| Figura 39 – PER das estimativas LS, CCPI e STA, para $Speed = 100\text{ km/h}$ e 200 km/h , modelo de canal Veicular B..... | 74 |
| Figura 40 – PER das estimativas LS e STA, para os modelos de canal Jakes, Veicular A e Veicular B..... | 75 |
| Figura 41 – BER das estimativas LS e STA, para os modelos de canal Jakes, Veicular A e Veicular B..... | 76 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|----|
| Tabela 1 – Comparação das camadas físicas das normas IEEE 802.11a e 802.11p..... | 17 |
| Tabela 2 – Parâmetros dependentes da modulação..... | 21 |
| Tabela 3 – Fator de normalização dependente da modulação K_{MOD} | 22 |
| Tabela 4 – Parâmetros do simulador..... | 56 |
| Tabela 5 – Parâmetros utilizados na simulação das estimativas dinâmicas do canal..... | 61 |
| Tabela 6 – Valores de PER das estimativas LS e STA para as Figuras 26 a 29. | 64 |

LISTA DE SIGLAS

| | |
|-------|--|
| 16QAM | <i>16 Quadrature Amplitude Modulation</i> |
| 64QAM | <i>4 Quadrature Amplitude Modulation</i> |
| AoA | <i>Angle of Arrival</i> |
| AS | <i>Angular Spread</i> |
| AWGN | <i>Additive White Gaussian Noise</i> |
| BER | <i>Bit Error Rate</i> |
| BPSK | <i>Binary Phase-Shift Keying</i> |
| BS | <i>Base Station</i> |
| CADE | <i>Constellation-Aware Data Equalization</i> |
| CCPI | <i>Comb Co-Pilot Interpolation</i> |
| CPI | <i>Comb Pilot Interpolation</i> |
| DC | <i>Direct Current</i> |
| DFT | <i>Discrete Fourier Transform</i> |
| DSRC | <i>Dedicated Short Range Communications</i> |
| FFT | <i>Fast Fourier Transform</i> |
| GI | <i>Guard Interval</i> |
| GI2 | <i>Guard Interval 2</i> |
| IEEE | <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> |
| IFFT | <i>Inverse Fast Fourier Transform</i> |
| ISI | <i>Intersymbol Interference</i> |
| LS | <i>Least Squares</i> |
| MAC | <i>Medium Access Control</i> |
| MS | <i>Mobile Station</i> |
| OFDM | <i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i> |
| PARP | <i>Peak-to-Average Power Ratio</i> |
| PAS | <i>Power Azimuth Spectrum</i> |
| PDP | <i>Power Delay Profile</i> |
| PER | <i>Packet Error Rate</i> |
| PLCP | <i>Physical Layer Convergence Protocol</i> |
| PMD | <i>Physical Medium Dependent</i> |
| PPDU | <i>PLCP Protocol Data Unit</i> |

| | |
|------|---|
| PSDU | <i>PLCP Service Data Unit</i> |
| QPSK | <i>Quadrature Phase-Shift Keying</i> |
| SCM | <i>Spatial Channel Model</i> |
| SNR | <i>Signal-to-Noise Ratio</i> |
| STA | <i>Spectral Temporal Averaging</i> |
| S/P | <i>Series-to-Parallel</i> |
| WAVE | <i>Wireless Access in Vehicular Environment</i> |

SUMÁRIO

| | | |
|------------|---|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO..... | 13 |
| 2 | DESCRIÇÃO DA CAMADA FÍSICA DA NORMA IEEE 802.11p..... | 15 |
| 2.1 | Comparação entre as Camadas Físicas IEEE 802.11a e IEEE 802.11p..... | 15 |
| 2.2 | Transmissor..... | 18 |
| 2.2.1 | FONTE..... | 18 |
| 2.2.2 | SCRAMBLER..... | 18 |
| 2.2.3 | CODIFICADOR CONVOLUCIONAL..... | 19 |
| 2.2.4 | INTERLEAVER..... | 20 |
| 2.2.5 | MODULADOR..... | 22 |
| 2.2.6 | ASSEMBLER..... | 24 |
| 2.2.7 | IFFT (<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>)..... | 25 |
| 2.2.8 | ESTRUTURA DO PACOTE..... | 26 |
| 2.3 | Propriedades de um Canal IEEE 802.11p..... | 29 |
| 2.4 | Receptor..... | 30 |
| 2.4.1 | FFT (<i>Fast Fourier Transform</i>)..... | 30 |
| 2.4.2 | ESTIMATIVA DO CANAL..... | 31 |
| 2.4.3 | EQUALIZADOR..... | 32 |
| 2.4.4 | DEMAPPER..... | 32 |
| 2.4.5 | DEINTERLEAVER..... | 32 |
| 2.4.6 | DECODIFICADOR E DESCRAMBLER..... | 33 |
| 3 | MODELOS DE CANAIS IEEE 802.11p..... | 34 |
| 3.1 | Canal AWGN..... | 34 |
| 3.2 | Canal de Desvanecimento..... | 35 |
| 3.3 | Canais Variantes no Tempo..... | 37 |
| 3.3.1 | MODELO DE JAKES..... | 39 |
| 3.3.2 | MODELO BASEADO EM RAIOS (<i>RAY-BASED MODEL</i>)..... | 42 |
| 3.3.2.1 | Método de Raios de Potência Uniforme..... | 43 |
| 4 | TÉCNICAS DE ESTIMATIVA DINÂMICA DO CANAL..... | 47 |
| 4.1 | Estimativa <i>Least Squares</i>..... | 47 |
| 4.2 | Estimativa <i>Comb Pilot Interpolation</i>..... | 49 |

| | | |
|-----|--|----|
| 4.3 | Estimativa <i>Comb Co-Pilot Interpolation</i> | 50 |
| 4.4 | Estimativa <i>Spectral Temporal Averaging</i> | 53 |
| 5 | DESCRIÇÃO DO SIMULADOR IEEE 802.11p | 55 |
| 5.1 | Simulação do Transmissor | 56 |
| 5.2 | Simulação dos Modelos AWGN e de Desvanecimento Exponencial Negativo | 57 |
| 5.3 | Simulação do Modelo de Jakes | 58 |
| 5.4 | Simulação do Modelo Baseado em Raios | 60 |
| 5.5 | Simulação do Receptor | 60 |
| 5.6 | Simulação das Estimativas Dinâmicas de Canal | 61 |
| 5.7 | Relação Sinal-Ruído | 62 |
| 6 | RESULTADOS | 63 |
| 6.1 | Validação do Simulador | 63 |
| 6.2 | Simulações do Modelo de Jakes | 67 |
| 6.3 | Simulações dos Modelos Veicular A e Veicular B | 72 |
| 6.4 | Comparação Entre os Modelos de Canal | 75 |
| 7 | CONCLUSÃO | 77 |
| | REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 79 |

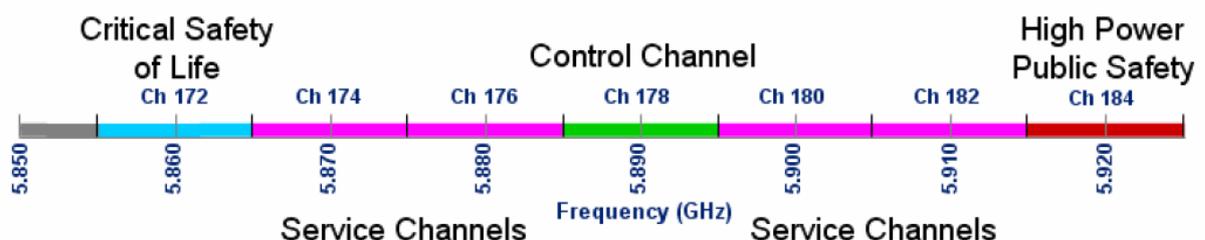
1 INTRODUÇÃO

Nestes últimos anos tem-se observado um esforço da comunidade internacional em regulamentar a comunicação veicular. Apesar de utilizar grande parte da tecnologia existente, os ambientes veiculares impõem novas condições aos sistemas de comunicação sem fio atualmente em operação. As aplicações de segurança não podem ser submetidas a longos atrasos devidos ao estabelecimento de uma comunicação ou múltiplos reenvios de pacotes. Similarmente, as aplicações de serviço também exigem uma conexão eficiente, devido ao curto período em que um veículo permanece em uma área onde há conexão. Além do limite temporal de comunicação, as rápidas velocidades que os veículos podem atingir e o complexo ambiente físico de uma rodovia resultam em desafios a serem superados pela camada física do sistema de comunicação.

Em 1999 os Estados Unidos reservaram 75 MHz do espectro de frequência de comunicação dedicada a curta distância (*DSRC – Dedicated Short Range Communications*), exclusivamente para comunicações veículo-veículo e veículo-infraestrutura. No ano de 2004 o grupo IEEE 802.11 (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) começou a desenvolver a norma IEEE 802.11p, também conhecida como WAVE (*Wireless Access in Vehicular Environment*), com a intenção de produzir um padrão aceito internacionalmente (JIANG, 2008).

Os 75 MHz, alocados em torno da frequência de 5,9 GHz, foram divididos em 7 canais de comunicação de 10 MHz, sendo 1 canal de controle de uso restrito para comunicações de segurança, 2 canais nas extremidades do espectro reservados para salvamento de vidas e segurança pública e 4 canais de prestação de serviços públicos ou privados, conforme mostrado na Figura 1.

Figura 1: Alocação de frequência DSRC e canais nos Estados Unidos.



(JIANG, 2008)

As aplicações encontradas na comunicação veicular são muitas e compõem áreas como segurança, serviços, conforto e otimização de tráfego. Na área de segurança destacam-se aviso anti-colisão, auxílio para mudança de faixa, aviso de veículo ultrapassando, aviso em intersecções, aviso de contramão e aviso de colisão ao serviço de resgate. Os serviços podem ser disponibilizados pela rodovia como download de mapas, condições do trânsito, coleta de pedágio e vagas de estacionamento. O conforto provavelmente deverá ser contratado pelo usuário e inclui telefone, internet, rádio, televisão, filmes, etc. E, finalmente, a otimização do tráfego, onde dado um bom conhecimento do destino dos usuários e das condições das rodovias um sistema poderia gerir o tráfego de modo otimizado.

Este trabalho realiza a simulação da comunicação sem fio através da camada física da norma IEEE 802.11p. No capítulo 2 apresenta-se uma descrição da camada física da norma IEEE 802.11p, que é baseada na camada física da norma 802.11a, com foco nas operações realizadas pelos transmissor e receptor. O capítulo 3 apresenta uma revisão teórica dos modelos de canais utilizados nas simulações, onde são estudados dois modelos de canais variantes no tempo, devido as grandes variações temporais que ocorrem em um canal 802.11p. Em seguida, o capítulo 4 apresenta técnicas de estimativa dinâmica do canal. Após, o capítulo 5 fornece uma descrição do funcionamento do simulador desenvolvido. E, por fim, o capítulo 6 apresenta e discute os resultados obtidos.

2 DESCRIÇÃO DA CAMADA FÍSICA DA NORMA IEEE 802.11p

A camada física da norma IEEE 802.11p é baseada na camada física da norma IEEE 802.11a. De fato, a norma IEEE 802.11p, que transmite na banda de 5,9 GHz, foi concebida para, caso necessário, se comunicar com a norma IEEE 802.11a, que opera na faixa de frequência de 5,0 GHz, necessitando, neste caso, de dispositivos que possam operar nas duas frequências (JIANG, 2008).

Este capítulo inicialmente fará uma comparação destas duas normas. Em seguida, versará sobre as operações realizadas pelo transmissor sobre o sinal binário com a finalidade de transmiti-lo através um canal de comunicação sem fio. Na sequência, abordará as especificidades do canal e da camada física da norma IEEE 802.11p. Finalmente, discursará sobre as operações realizadas no receptor de modo a recuperar a informação transmitida sem a ocorrência de erros.

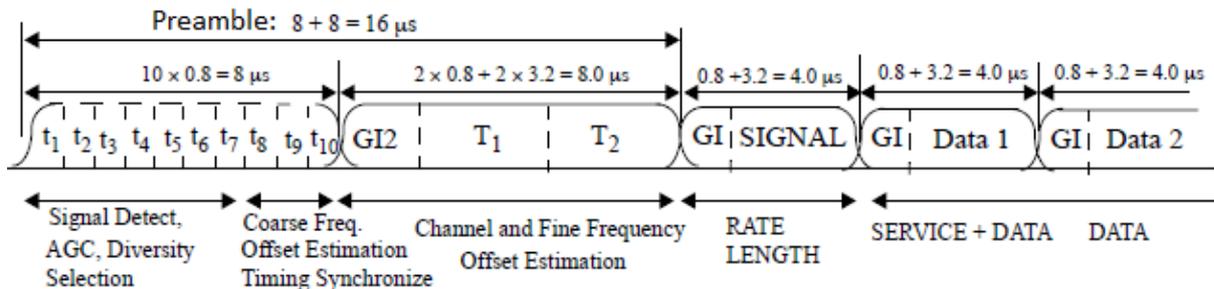
2.1 Comparação entre as Camadas Físicas IEEE 802.11a e IEEE 802.11p

As camadas físicas das normas IEEE 802.11a e IEEE 802.11p se diferenciam basicamente pela largura de banda do canal, sendo de 20 MHz e 10MHz respectivamente. Porém, além da largura do canal, mais modificações se fazem necessárias para os dispositivos que pretendem se comunicar pela norma IEEE 802.11p, pois a norma IEEE 802.11a foi projetada para nenhum ou pouco movimento relativo entre os terminais, enquanto que a norma IEEE 802.11p pretende comunicar dois terminais com alta velocidade relativa. A seguir serão abordadas as principais diferenças e semelhanças das camadas físicas destas duas normas.

As duas normas contêm as subcamadas PMD (*Physical Medium Dependent*) e PLCP (*Physical Layer Convergence Protocol*). Os parâmetros da subcamada PMD dependem dos tipos de modulação e de codificação do canal escolhidos. Já a subcamada PLCP é encarregada de entregar à camada superior MAC (*Medium Access Control*) pacotes sempre no mesmo formato, independentemente dos parâmetros utilizados pela subcamada PMD. A subcamada PLCP também converte o pacote a ser transmitido através de um protocolo que insere preâmbulo

(PREAMBLE) e cabeçalho (SIGNAL). A Figura 2 apresenta a estrutura de um pacote IEEE 802.11a.

Figura 2: Estrutura de um pacote IEEE 802.11a.

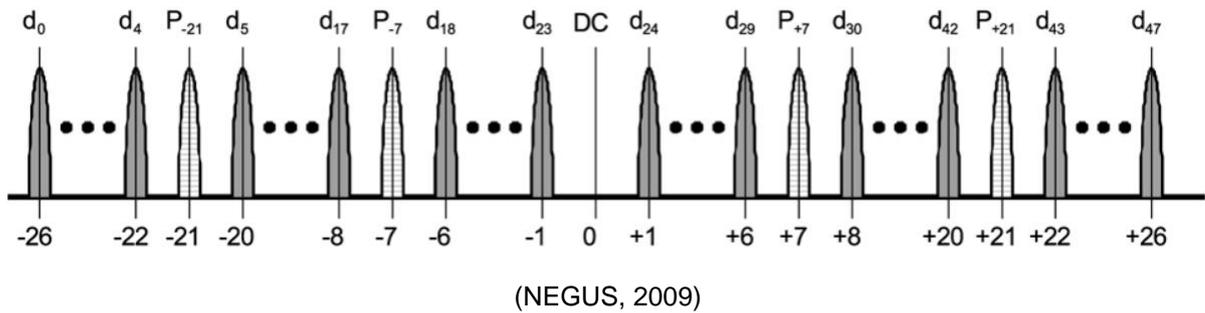


(IEEE, 2012)

O preâmbulo contém dez repetições da sequência de treinamento curta, t_1 a t_{10} , utilizadas para a detecção do sinal, controle automático de ganho, seleção de diversidade de antenas, estimativa grosseira do *offset* de frequência e sincronização temporal. Ainda no preâmbulo encontram-se duas repetições da sequência de treinamento longa, T_1 e T_2 , utilizadas para se obter a estimativa do canal e a estimativa fina do *offset* de frequência. As sequências de treinamento longas são precedidas pelo intervalo de guarda GI2 (do inglês *Guard Interval 2*), que é duas vezes maior que os intervalos de guarda GI justamente por precederem o dobro de amostras. O campo SIGNAL contém as informações da taxa de transmissão, número de bytes a serem transmitidos e bits de paridade. Finalmente os campos de dados (*Data 1*, *Data 2*, ...), transportam os bits de informação modulados e codificados.

Para a transmissão é usada a técnica de multiplexação OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) com 64 subportadoras. Das 64 subportadoras apenas as 52 portadoras centrais da banda base são utilizadas, excluindo-se a subportadora DC (*Direct Current*) que é zerada, conforme mostra a Figura 3. Destas 52 subportadoras, 48 subportadoras, d_0 a d_{47} , são utilizadas para se transmitir informação. As outras 4 subportadoras, P_{-21} , P_{-7} , P_7 e P_{21} , são chamadas de subportadoras piloto e transmitem um padrão fixo que é usado para se obter a defasagem de frequência e a fase no lado do receptor.

Figura 3: Alocação de frequência das subportadoras.



Os bits de informação são codificados utilizando-se códigos convolucionais com taxas $1/2$, $2/3$ ou $3/4$. As 48 subportadoras de dados podem ser moduladas por BPSK (*Binary Phase-Shift Keying*), QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*), 16QAM (*16 Quadrature Amplitude Modulation*) ou 64QAM (*64 Quadrature Amplitude Modulation*). A mudança da largura de banda do canal de 20 MHz no padrão IEEE 802.11a para 10 MHz no padrão 802.11p, implica em diferentes valores físicos nos domínios da frequência e do tempo para cada norma, conforme mostra a Tabela 1.

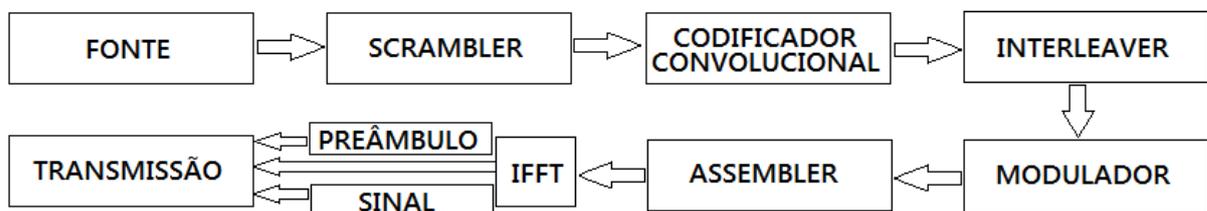
Tabela 1: Comparação das camadas físicas das normas IEEE 802.11a e 802.11p

| Parâmetro | IEEE 802.11a | IEEE 802.11p | Mudança |
|---------------------------------|------------------------------|------------------------------|---------|
| Taxa de Bits (Mb/s) | 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 | 3, 4,5, 6, 9, 12, 18, 24, 27 | Metade |
| Modulação | BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM | BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM | Não |
| Taxa de codificação | $1/2$, $2/3$, $3/4$ | $1/2$, $2/3$, $3/4$ | Não |
| Nº de subportadoras | 52 | 52 | Não |
| Duração do símbolo | $4,0\ \mu\text{s}$ | $8,0\ \mu\text{s}$ | Dobro |
| Intervalo de Guarda | $0,8\ \mu\text{s}$ | $1,6\ \mu\text{s}$ | Dobro |
| Período da FFT | $3,2\ \mu\text{s}$ | $6,4\ \mu\text{s}$ | Dobro |
| Preâmbulo | $16\ \mu\text{s}$ | $32\ \mu\text{s}$ | Dobro |
| Espaçamento entre subportadoras | $0,3125\text{ MHz}$ | $0,15625\text{ MHz}$ | Metade |

2.2 Transmissor

O modelo de transmissor é comum às normas IEEE 802.11a e IEEE 802.1p e seu diagrama de blocos é mostrado na Figura 4. Dada uma sequência de bits que se deseja transmitir, o transmissor é o responsável por gerar a forma de onda a ser transmitida pelo canal sem fio de modo que a mesma sequência de bits possa ser recuperada pelo receptor.

Figura 4: Diagrama de blocos do transmissor.



2.2.1 FONTE

A fonte gera uma sequência binária a ser transmitida. O número N_b de bits por pacote é dado por:

$$N_b = N_{DS} N_{sym} N_{BPSC} R, \quad (1)$$

onde:

N_{DS} : número de subportadoras de dados (*data subcarriers*), igual a 48 conforme definido pelas normas IEEE 802.11a/p;

N_{sym} : número de símbolos (*symbols*) OFDM por pacote a ser transmitido;

N_{BPSC} : número de bits transportados por subportadora (*bits per subcarrier*) correspondente a um ponto na constelação;

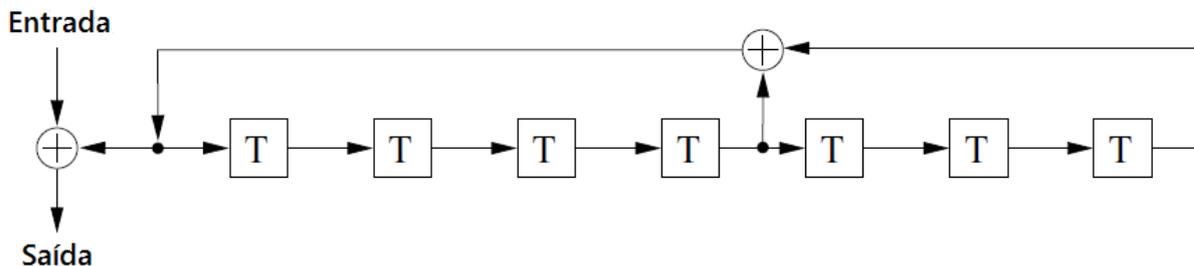
R : taxa de codificação (*coding rate*).

2.2.2 SCRAMBLER

Os bits a serem transmitidos devem ser modificados com o intuito de tornar aleatório o padrão de dados, pois os bits de informação podem conter inicialmente longas sequências de 1 ou 0. Assim facilita-se o trabalho do circuito receptor e diminui a dependência do espectro de potência do sinal em relação aos dados que estão sendo transmitidos. Isto implica em uma menor relação pico para potência

média (*PARP* – *Peak-to-Average Power Ratio*). O *scrambler* utiliza o gerador polinomial $S(x) = x^7 + x^4 + 1$. O *scrambler* é implementado através de um registrador de deslocamentos (*shift register*) que contém sete atrasos e dois somadores módulo 2, conforme mostra a Figura 5. O *scrambler* gera repetidamente uma sequência de 127 bits a partir do estado inicial 1011101. A saída do *scrambler* é a soma módulo 2 desta sequência e dos dados a serem transmitidos.

Figura 5: Diagrama de blocos do *Scrambler*.



(IEEE, 2012)

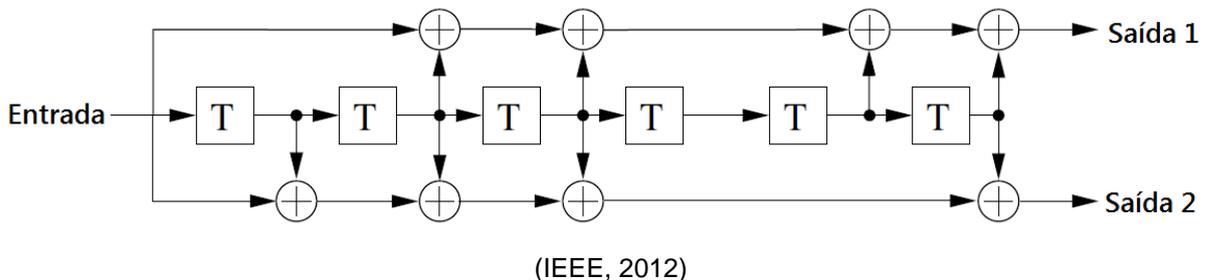
2.2.3 CODIFICADOR CONVOLUCIONAL

Os dados que saem do *scrambler* devem ser processados pelo codificador convolucional, que introduz, de maneira controlada, redundância no fluxo de bits. Esta redundância é usada na correção de erros e permite ao receptor combater os efeitos indesejáveis do canal alcançando uma comunicação confiável. A norma especifica a taxa de codificação $R = 1/2$, significando que a cada índice de tempo o codificador toma um bit de informação u_k (*uncoded*) na sua entrada e produz dois bits c_k codificados (*coded*) em sua saída.

O codificador convolucional introduz bits de redundância no fluxo de dados através do uso de registradores de deslocamento. A conexão dos registradores com os somadores módulo 2 é representada pelos geradores polinomiais $g_0 = 133_8 = [001011011]_2$ e $g_1 = 171_8 = [001111001]_2$. Um 1 na descrição binária do gerador polinomial denota conexão com um somador módulo 2, enquanto que um 0 não denota conexão, conforme mostra a Figura 6. Como a decodificação é realizada por um decodificador de Viterbi e a complexidade do mesmo cresce exponencialmente com o número de registradores as normas utilizam apenas seis registradores para alcançarem as taxas de codificação requeridas. Nota-se que os bits de saída não

dependem somente do bit de entrada, mas também dos bits atuais dos registradores.

Figura 6: Diagrama de blocos do codificador convolucional.



Além da taxa de codificação R de $1/2$, as normas IEEE 802.11a e 802.11p também definem as taxas $2/3$ e $3/4$, que são obtidas através de apagamento de bits redundantes (*puncturing*). O apagamento de bits ocorre periodicamente de acordo com os chamados vetores de apagamento. Um vetor de apagamento é um padrão de 0 e 1, onde 0 indica os bits a serem apagados e 1 indica os bits que permanecem. As normas definem o vetor $p_0 = [11110]$ para a taxa de $2/3$, e o vetor $p_1 = [1111001]$ para a taxa de $3/4$.

2.2.4 INTERLEAVER

O *interleaver* literalmente intercala os bits de modo a lidar com os efeitos correlacionados do canal, como erros devido a *burst* ou desvanecimento. O *interleaver* rearranja os bits de modo que bits consecutivos sejam espalhados em diferentes pontos da constelação e em subportadoras não consecutivas. No receptor estes bits serão arranjados de volta para a configuração original pelo *deinterleaver*. Como resultado, ruídos correlacionados introduzidos na transmissão ou no canal parecem ser estatisticamente independentes no receptor, sendo assim possível ao decodificador do receptor realizar uma melhor correção dos erros.

O entrelaçamento de bits geralmente é realizado dentro de cada símbolo OFDM e não há entrelaçamento entre símbolos. Para as camadas físicas das normas IEEE 802.11a e IEEE 802.11p o entrelaçamento é definido por duas permutações. A primeira permutação assegura que bits adjacentes sejam modulados em subportadoras não adjacentes e a segunda permutação assegura que bits adjacentes sejam mapeados alternativamente nos bits menos e mais

significantes da constelação. O tamanho do símbolo OFDM para as normas citadas é igual ao número de bits codificados por símbolo OFDM, N_{CBPS} , que depende da modulação escolhida, conforme mostra a Tabela 2.

Tabela 2: Parâmetros dependentes da modulação.

| Modulação | Taxa de codificação R | Nº de bits por subportadora N_{BPSC} | Nº de bits codificados por símbolo N_{CBPS} | Nº de bits de dados por símbolo N_{DBPS} | Taxa de dados 802.11a Mb/s | Taxa de dados 802.11p Mb/s |
|------------------|---|--|---|--|--|--|
| BPSK | 1/2 | 1 | 48 | 24 | 6 | 3 |
| BPSK | 3/4 | 1 | 48 | 36 | 9 | 4,5 |
| QPSK | 1/2 | 2 | 96 | 48 | 12 | 6 |
| QPSK | 3/4 | 2 | 96 | 72 | 18 | 9 |
| 16QAM | 1/2 | 4 | 192 | 96 | 24 | 12 |
| 16QAM | 3/4 | 4 | 192 | 144 | 36 | 18 |
| 64QAM | 2/3 | 6 | 288 | 192 | 48 | 24 |
| 64QAM | 3/4 | 6 | 288 | 216 | 54 | 27 |

Nota-se na Tabela 2 que, para os mesmos parâmetros de modulação e taxa de codificação, a camada física da norma IEEE 802.11a atinge uma taxa de dados duas vezes maior que a camada física da norma IEEE 802.11p, conforme também mostrado na Tabela 1.

Seja k o índice do bit antes da primeira permutação, i o índice após a primeira permutação e j o índice após a segunda permutação. Isto posto, a primeira permutação é definida por:

$$i = \left(\frac{N_{CBPS}}{16} k \right) \text{mod}(16) + \text{floor} \left(\frac{k}{16} \right), \quad k = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1. \quad (2)$$

Onde $\text{mod}()$ retorna o resto da divisão do valor multiplicado à sua esquerda pelo seu argumento e $\text{floor}()$ retorna o maior inteiro menor que seu argumento. Um estudo detalhado da primeira permutação mostra que a mesma define uma matriz de 16 colunas e um número variável de linhas dependendo da modulação escolhida. Os bits são escritos linha por linha e lidos coluna por coluna.

A segunda permutação ocorre intra-colunas, depende do tamanho do bloco e é dada por

$$j = s \text{ floor} \left(\frac{i}{s} \right) + \left(i + N_{CBPS} - \text{floor} \left(\frac{16i}{N_{CBPS}} \right) \right) \text{ mod}(s), \quad i = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1, \quad (3)$$

onde s é um parâmetro que depende do número de bits por subportadora N_{BPSC} , dado na Tabela 2. O parâmetro s é dado por:

$$s = \max \left(1, \frac{N_{BPSC}}{2} \right). \quad (4)$$

2.2.5 MODULADOR

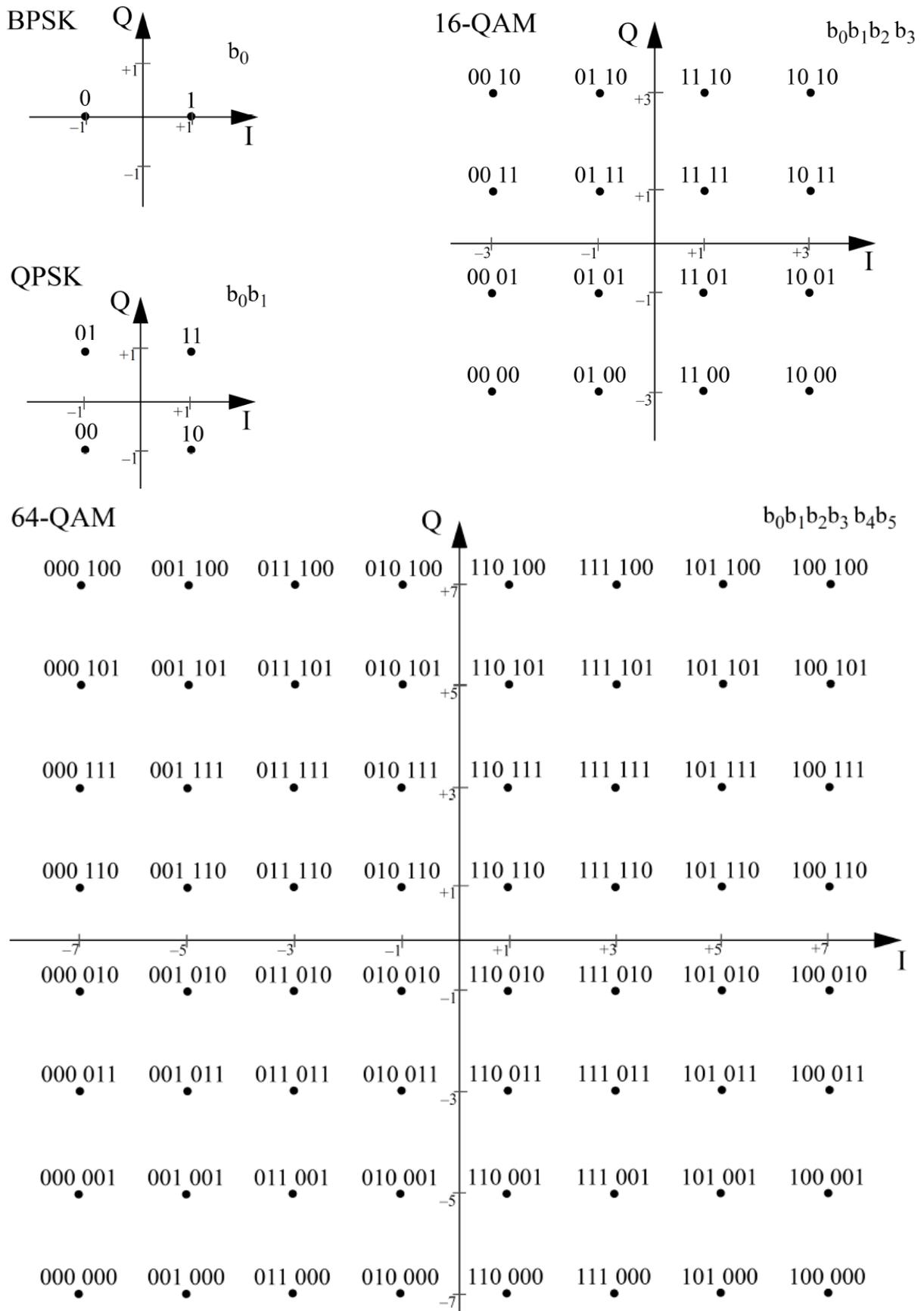
A forma de onda do sinal transmitido deve ser escolhida de acordo com a limitação da largura de banda do canal, o que limita a taxa de símbolos R_s que pode ser transmitida nesse canal. A taxa de bits R_b pode ser aumentada conforme o número de bits alocado para cada ponto da constelação que será transmitido por uma subportadora, assim temos $R_b = N_{BPSC} R_s$. Cada modulação possui sua própria constelação, e o objetivo da geometria de cada constelação é reduzir a potência média do sinal sem reduzir a distância mínima entre os símbolos da constelação e assegurar que erros de símbolo resultem no menor número possível de erros de bit. Quando um símbolo é detectado erroneamente a maior probabilidade é de ter sido detectado um símbolo de sua vizinhança, isto motiva a utilizar a codificação de Gray, onde os símbolos vizinhos diferem de apenas um bit e, assim, um erro de símbolo típico implica num erro de apenas um bit.

As camadas físicas das normas IEEE 802.11a e 802.11p definem quatro constelações de sinal: BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM. A conversão destas constelações codificadas pelo método de Gray em sinais complexos é apresentada pela Figura 7. Para se obter potências médias de símbolo normalizadas, as constelações devem ser multiplicadas pelo fator K_{MOD} , conforme mostra a Tabela 3.

Tabela 3: Fator de normalização dependente da modulação K_{MOD} .

| Modulação | K_{MOD} |
|------------------|-----------------------------|
| BPSK | 1 |
| QPSK | $1/\sqrt{2}$ |
| 16QAM | $1/\sqrt{10}$ |
| 64QAM | $1/\sqrt{42}$ |

Figura 7: Constelações BPSK, QPSK, 16QAM e 64QAM.

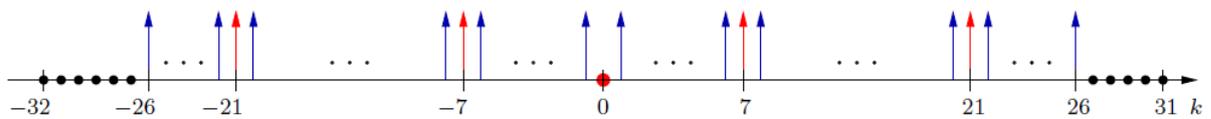


(SHIVALDOVA, 2010)

2.2.6 ASSEMBLER

Conforme já mencionado anteriormente a camada física das normas em estudo utiliza 64 subportadoras OFDM para a transmissão do sinal. O bloco *assembler* monta os símbolos OFDM inserindo 4 subportadoras piloto e 12 subportadoras nulas entre os 48 valores complexos obtidos pelas constelações do modulador, conforme mostrado na Figura 8.

Figura 8: Alocação das subportadoras em um símbolo OFDM.



(SHIVALDOVA, 2010)

Para compor um símbolo OFDM a saída complexa do modulador é primeiramente dividida em grupos de $N_{DS} = 48$ correspondendo ao número de subportadoras de dados (*Number of Data Subcarriers*), com numeração lógica de 0 a 47. Estas subportadoras lógicas são então mapeadas em índice de deslocamento de frequência de -26 a 26 , pulando os índices -21 , -7 , 0 , 7 e 21 . Em seguida o bloco *assembler* insere as 4 subportadoras piloto nas posições -21 , -7 , 7 e 21 , e a subportadora correspondente ao nível DC na posição 0 . A subportadora DC não é utilizada, pois ela pode causar problemas nos conversores digital-analógicos, e seu valor é nulo. As posições -32 a -27 e 27 a 31 são também zeradas e desempenham o papel de banda de guarda que reduz consideravelmente a potência fora da banda do símbolo.

As subportadoras piloto contêm valores conhecidos pelo receptor. Estes valores são utilizados pelo receptor para realizar uma detecção coerente robusta em relação aos deslocamentos de magnitude e fase introduzidos pelo canal, bem como para assegurar precisas sincronizações no tempo e na frequência, que são necessárias para manter a ortogonalidade das subportadoras.

As subportadoras piloto dos símbolos OFDM são construídas pelos valores $\{1, 1, 1, -1\}$ multiplicados a partir do segundo elemento da sequência p_n que controla a polaridade das mesmas. O primeiro elemento da sequência p_n é utilizado para multiplicar as subportadoras piloto do cabeçalho, introduzido na seção 2.1. A sequência p_n pode ser gerada pelo *Scrambler* visto na Figura 5, sendo seu estado

inicial composto somente de 1s e substituindo os 1s da saída por -1 e os 0s da saída por 1.

2.2.7 IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*)

Os dados complexos representando símbolos de uma constelação devem ser transformados em um sinal analógico $s(t)$ adequado para a transmissão através de um canal sem fio. Este procedimento é realizado pelo bloco IFFT. Um sistema OFDM trata os símbolos que contêm os dados a serem transmitidos como se eles estivessem no domínio da frequência, assim esses símbolos devem sofrer uma transformada de Fourier inversa de modo a convertê-los ao domínio do tempo. O bloco IFFT converte $N = 64$ símbolos, número total de subportadoras, por vez. Cada um desses símbolos tem um período de $T_a = 50 \text{ ns}$ para a norma IEEE 802.11a e $T_p = 100 \text{ ns}$ para a norma IEEE 802.11p. Relembrando que as funções básicas de uma IFFT são N senóides ortogonais, cada uma dessas senóides terá uma frequência diferente e a menor frequência será o sinal DC, assim cada símbolo atua como um ponderamento complexo para a sua senóide correspondente.

Para se realizar corretamente a IFFT em simulação é necessário primeiramente reorganizar os índices de frequência em índices positivos. Assim os índices 0 a 31 permanecem intactos e os índices -32 a -1 são mapeados nos índices 32 a 63 respectivamente. Como os símbolos são complexos, cada símbolo acaba determinando a amplitude e fase da senóide da sua subportadora. A saída do bloco IFFT é a soma das $N = 64$ senóides correspondente a um símbolo OFDM. Para se obter a mesma potência de sinal antes e após a transformada a saída do bloco IFFT é multiplicada por $1/\sqrt{N}$, o mesmo ocorre na saída do bloco FFT que será visto no receptor.

Após a transformação para o domínio do tempo estar completa, cada símbolo OFDM é precedido por uma extensão periódica dele mesmo, formando assim o prefixo cíclico. A duração do prefixo cíclico é dada por

$$T_{CP} = \frac{T_{FFT}}{4}, \quad (5)$$

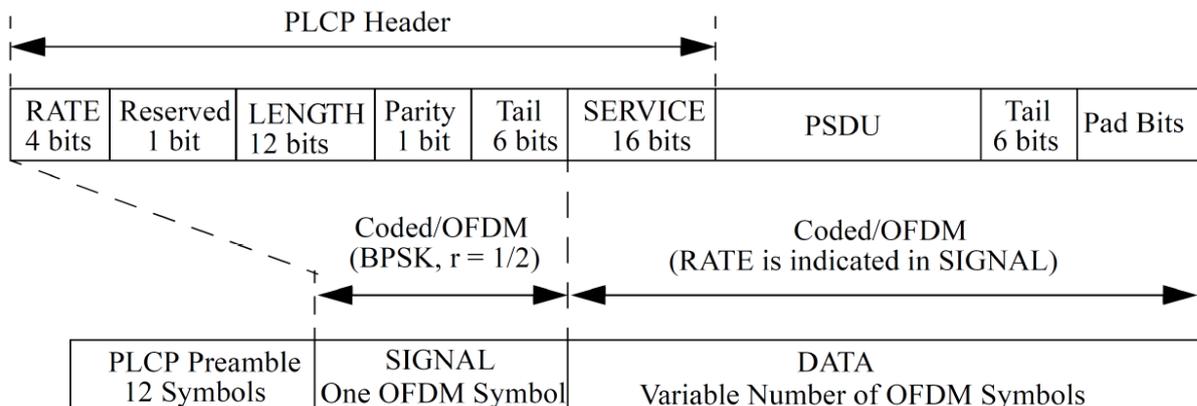
onde T_{FFT} é o período da transformação IFFT/FFT e vale $3,2 \mu\text{s}$ para a norma IEEE 802.11a e $6,4 \mu\text{s}$ para a norma IEEE 802.11p. O prefixo cíclico é apenas uma cópia

da forma de onda da transformada de Fourier correspondendo às 16 últimas amostras do símbolo OFDM e assim o período de um símbolo OFDM é dado por $T_{sym} = T_{FFT} + T_{CP}$ e resulta em $4,0 \mu s$ para a norma IEEE 802.11a e em $8,0 \mu s$ para a norma IEEE 802.11a, conforme já visto na Tabela 1.

2.2.8 ESTRUTURA DO PACOTE

Durante a transmissão, o PSDU (*PLCP Service Data Unit*) deve ser encapsulado com um preâmbulo PLCP (*PLCP Preamble*) e um cabeçalho (*SIGNAL*) a fim de criar um pacote PPDU (*PLCP Protocol Data Unit*), conforme mostrado na Figura 9.

Figura 9: Formato de um pacote PPDU.



(IEEE, 2012)

O campo do preâmbulo PLCP consiste de dez símbolos de treinamento curtos e dois símbolos de treinamento longos e é usado para sincronização e estimativa do canal. A sequência de treinamento curto é dada por:

$$S = \sqrt{\frac{13}{6}} \{0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 1 + j; 0; 0; 0; -1 - j; 0; 0; 0; 1 + j; 0; 0; 0; -1 - j; 0; 0; 0; 1 + j; 0; 0; 0; -1 - j; 0; 0; 0; 1 + j; 0; 0; 0; 1 + j; 0; 0; 0; 1 + j; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0\}. \quad (6)$$

O fator $\sqrt{13/6}$ serve para normalizar a potência média da sequência de treinamento curta em 52, mesmo valor de potência média encontrado para a

sequência de treinamento longa e para os símbolos OFDM. A sequência de treinamento curta S , composta por 64 subportadoras, é modulada conforme seções anteriores e após transformada para o domínio do tempo. Em seguida ela é estendida periodicamente até completar 160 amostras o que resulta em 10 pequenos símbolos de treinamento curtos iguais, cada um com 16 amostras. Estes símbolos podem ser usados pelo receptor para detecção do sinal, seleção de diversidade de antenas, estimativa grosseira de *offset* de frequência e sincronização temporal. Nota-se que os símbolos de treinamento curtos não são precedidos de prefixo cíclico.

Os dois símbolos de treinamento longos podem ser usados para estimativa do canal e para estimativa fina do *offset* da frequência e são dados pela sequência:

$$L = \{0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; +1; +1; -1; -1; +1; +1; -1; +1; -1; +1; +1; +1; +1; +1; +1; -1; -1; +1; +1; -1; +1; -1; +1; +1; +1; +1; 0; +1; -1; -1; +1; +1; -1; +1; -1; +1; -1; -1; -1; -1; +1; +1; -1; -1; +1; -1; +1; -1; +1; +1; +1; +1; 0; 0; 0; 0; 0\}. \quad (7)$$

A sequência de treinamento L , também composta de 64 subportadoras, é modulada conforme seções anteriores e após transformada para o domínio do tempo. Em seguida ela é estendida periodicamente até completar 160 amostras, o que resulta em dois símbolos de treinamento longos, cada um com 64 amostras, precedidos por um prefixo cíclico de um quarto, correspondendo a 32 amostras. Note que a norma IEEE 802.11a define um *time slot* de 50 ns, portanto, o campo preâmbulo tem duração $(160 + 160) * 50 \text{ ns} = 16 \mu\text{s}$. Para a norma IEEE 802.11p o *time slot* definido é de 100 ns e, conseqüentemente, o campo preâmbulo tem duração $(160 + 160) * 100 \text{ ns} = 32 \mu\text{s}$, o que está de acordo com a Tabela 1. As Figuras 10 e 11 mostram o preâmbulo no domínio do tempo. Na Figura 10 são mostrados os dez símbolos de treinamento curto e na Figura 11 são mostrados o intervalo de guarda GI2 e os dois símbolos de treinamento longo.

Figura 10: Sequências de treinamento curto t_1 a t_{10} , discriminadas em preto e azul para melhor visualização. As sequências possuem 16 amostras cada e são exatamente iguais.

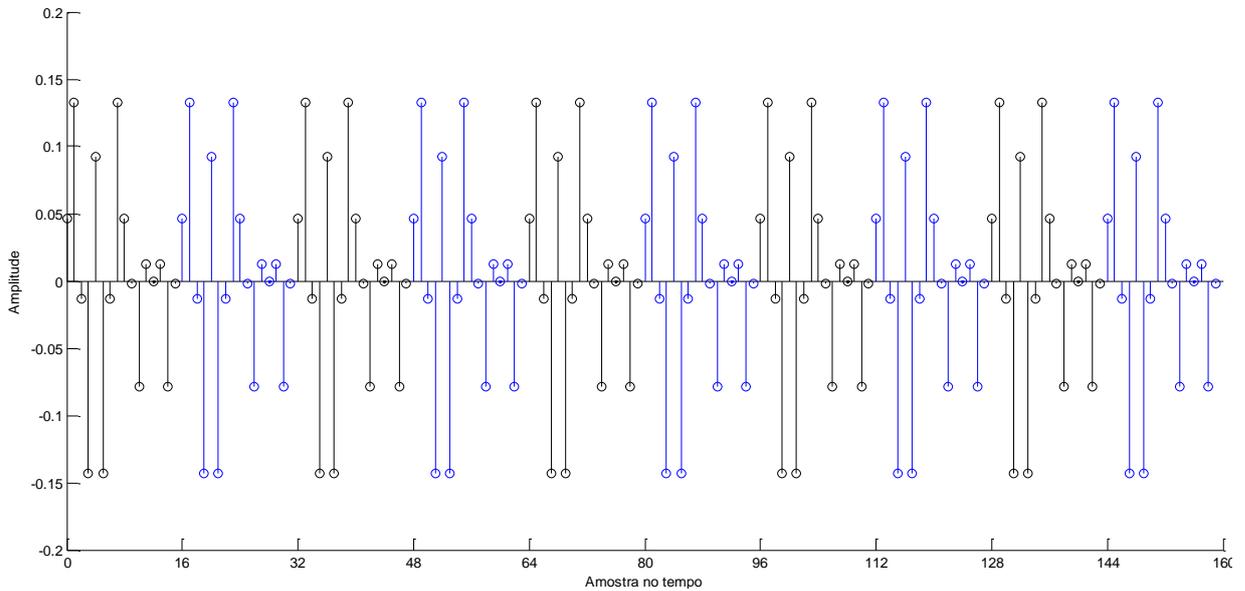
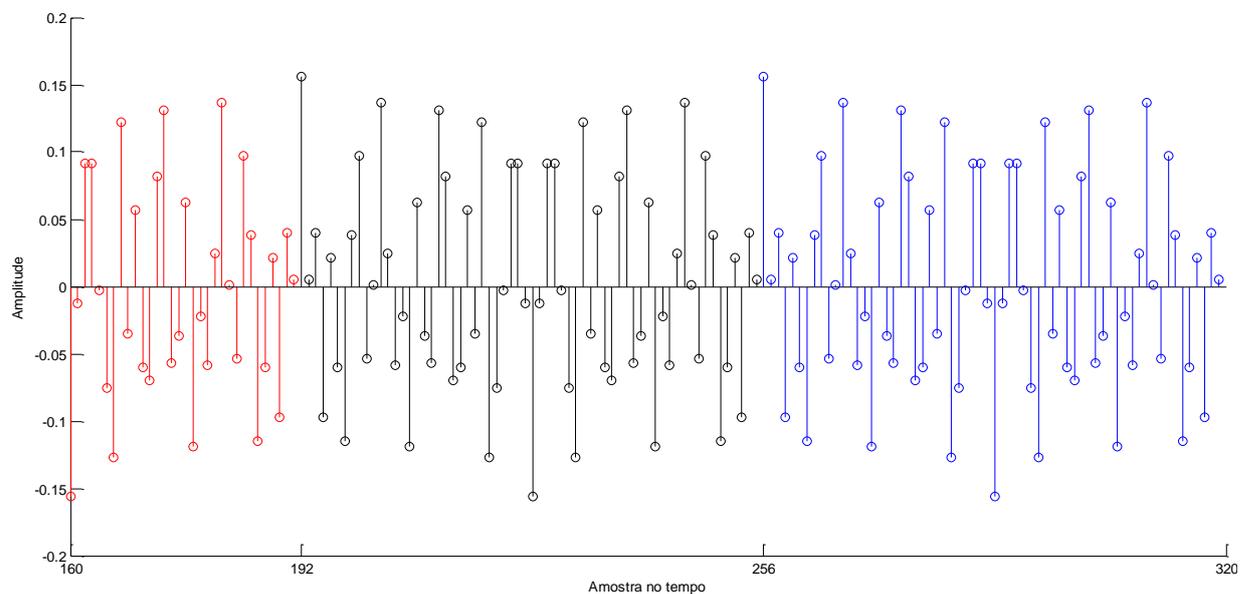


Figura 11: Intervalo de guarda GI2 em vermelho com 32 amostras e sequências de treinamento longo T_1 , em preto, e T_2 , em azul, com 64 amostras cada.



O preâmbulo é seguido pelo cabeçalho que contém os campos sinal (*SIGNAL*) e serviço (*SERVICE*). As informações sobre a taxa de codificação e modulação utilizadas, fornecidas no campo *RATE*, junto com a informação sobre o tamanho do pacote, contida no campo *LENGTH*, são necessárias para o receptor decodificar os bits de dados deste pacote. O cabeçalho ainda é composto pelo bit de paridade (*Parity*) utilizado na detecção de erros e pelo campo *Tail* composto por seis

bits zero. O campo *SERVICE* é composto de sete 0s utilizados para sincronizar o *descrambler*, mais nove 0s reservados para uso futuro.

Após a transmissão dos bits de informação no campo PSDU, concatena-se outro campo *Tail*, composto de seis bits 0s utilizados para zerar o codificador convolucional, e o campo *Pad Bits*, que é utilizado para tornar o número de bits transmitidos múltiplo do número de bits codificados por símbolo OFDM e também é composto de 0s.

A codificação do campo sinal do cabeçalho é realizada utilizando o codificador convolucional e o *interleaver* definidos nas seções anteriores. Para a transmissão o campo sinal é mapeado pela constelação mais robusta BPSK com taxa de codificação $R = 1/2$, transformado pelo bloco IFFT e ciclicamente estendido resultando na mesma duração de um símbolo OFDM.

Finalmente um pacote PPDU é construído anexando o preâmbulo PLCP, o campo sinal e os símbolos OFDM de dados consecutivamente, conforme mostra a Figura 9.

2.3 Propriedades de um Canal IEEE 802.11p

O caso mais rigoroso de canal em que a norma IEEE 802.11p pode ser aplicada é a comunicação entre dois veículos. Este é conhecido por ter um comportamento severo dado principalmente por dois motivos. Primeiro, devido ao movimento relativo entre transmissor e receptor, observa-se componentes de espalhamento variáveis no tempo e percebe-se um deslocamento de frequência no receptor, implicando em um canal com um tempo de coerência pequeno. Segundo, as componentes de espalhamento que percorreram grandes distâncias geram perfis de múltiplos caminhos longos, implicando em um canal com banda de coerência estreita (FERNANDEZ, 2012).

Estes fatores tornam a equalização do canal árdua, principalmente se o tempo de coerência do canal for menor que o tempo de um símbolo OFDM. Porém mesmo que o tempo de coerência do canal seja superior a um símbolo OFDM, se não forem adicionados outros meios de estimativa do canal, o número de símbolos OFDM transmissíveis por pacote de informação fica limitado ao tempo de coerência.

As diferentes componentes de espalhamento possuem atenuações, atrasos e fases diferentes e são chamadas componentes de caminhos múltiplos. Todos esses efeitos na propagação de um sinal podem ser agrupados para formar a resposta impulsiva de um canal, ou seja, o canal pode ser interpretado como uma superposição das contribuições de cada caminho. Como há movimento relativo entre transmissor, receptor e as próprias componentes de espalhamento, a resposta impulsiva do canal é variante no tempo. Descrições de modelos de canais são realizadas no capítulo 3.

2.4 Receptor

Na seção 2.2 descreveram-se as etapas essenciais que são realizadas no transmissor com o intuito de produzir uma forma de onda robusta em relação aos efeitos introduzidos pelo canal de comunicação sem fio. Assim os bits de dados foram transformados num sinal temporal com uma estrutura específica, conhecida por pacote. Cada pacote contém um preâmbulo, que é utilizado pelo receptor para estimar os coeficientes do canal antes de reverter os processos efetuados no transmissor. O diagrama de blocos do receptor pode ser visto na Figura 12.

Figura 12: Diagrama de blocos do transmissor.



2.4.1 FFT (*Fast Fourier Transform*)

O sinal recebido é formado por sucessivos pacotes PPDU, cada pacote é processado pelo bloco série-paralelo S/P (*series-to-parallel*) que divide o sinal em blocos de 80 amostras, sendo os dois primeiros blocos correspondentes aos dez símbolos de treinamento curtos, os terceiro e quarto blocos aos dois símbolos de treinamento longos, o quinto bloco o campo sinal e do sexto bloco em diante é formado por símbolos OFDM que carregam dados.

Cada símbolo OFDM é decodificado separadamente. Primeiramente removem-se as 16 primeiras amostras de cada bloco correspondentes ao prefixo cíclico, em seguida realiza-se a FFT das 64 amostras resultantes e a saída da FFT é multiplicada por $1/\sqrt{N}$ conforme explicado na seção 2.2.7. Deve-se então rearranjar as amostras que foram mapeadas em índices positivos na seção 2.2.7 IFFT para os índices originais. Assim os índices 32 a 63 da saída da FFT são mapeados para os índices -32 a -1 .

2.4.2 ESTIMATIVA DO CANAL

Sistemas OFDM são capazes de mitigar a interferência entre símbolos (*ISI – Intersymbol Interference*) introduzida pelo canal caso a duração de seu prefixo cíclico for maior que a duração da resposta impulsiva do canal. Além disto, o intervalo de guarda (extensão cíclica do símbolo) transforma a convolução linear entre o sinal e o canal em uma convolução circular. O resultado é que o canal seletivo em frequência passa a se comportar como vários canais planos (*flat fading*) em paralelo.

Com as considerações anteriores satisfeitas é possível realizar a estimativa do canal simplesmente comparando os símbolos recebidos com os símbolos originais de treinamento, conhecidos pelo receptor. Como os símbolos de treinamento curto possuem muitas portadoras nulas, Equação (6), então os símbolos de treinamento longo, por possuírem mais subportadoras com símbolos de informação, Equação (7), são os escolhidos para se realizar a estimativa do canal. Assim, a estimativa do canal, $\hat{\mathbf{H}}(k)$, é dada pela média aritmética dos dois símbolos de treinamento longos recebidos, $\mathbf{Y}_1(k)$ e $\mathbf{Y}_2(k)$, dividida pelos valores transmitidos destes símbolos, $\mathbf{X}(k)$, que são conhecidos no receptor, Equação (8). Para o caso das condições acima não serem satisfeitas a estimativa do canal será inicialmente boa, porém empobrecerá com o tempo limitando o número de símbolos que possam ser transmitidos por pacote.

$$\hat{\mathbf{H}}(k) = \frac{\mathbf{Y}_1(k) + \mathbf{Y}_2(k)}{2\mathbf{X}(k)}, \quad (8)$$

2.4.3 EQUALIZADOR

Como será descrito no capítulo 3, um canal de comunicação sem fio sofre de atraso de dispersão, onde várias cópias do sinal transmitido chegam por caminhos diferentes, com amplitudes e fases diferentes e em tempos diferentes, o que pode levar a interferência entre símbolos. Para reduzir ou eliminar a interferência o receptor utiliza um equalizador que tenta reverter as distorções do canal. Os métodos de estimativa dinâmica do canal serão descritos no capítulo 4.

2.4.4 DEMAPPER

As amostras na saída do equalizador são pontos complexos que devem ser convertidos em bits por comparação com a constelação da modulação escolhida para a transmissão.

A escolha de qual ponto da constelação será escolhido para representar a amostra processada pelo equalizador pode ser feita por *hard demapping* ou por *soft demapping*. O método de *hard demapping* simplesmente seleciona o ponto na constelação que estiver mais próximo ao ponto provindo do equalizador. Já o método de *soft demapping* é baseado na probabilidade de determinado bit ser 0 ou 1 e sua utilização diminui a probabilidade de erros em comparação ao *hard demapping*.

2.4.5 DEINTERLEAVER

Os bits produzidos pelo *demapper* são alimentados no bloco *deinterleaver*, que rearranja os dados embaralhados de volta para a sequência original. Como resultado deste procedimento, interferências e ruídos correlacionados introduzidos no canal parecem ser estatisticamente independentes no receptor, permitindo assim uma melhor correção dos erros. O mapeamento inverso ao realizado no *interleaver* também é definido por duas permutações.

Seja j o índice do bit recebido da saída do *demapper*, antes da primeira permutação, e i o índice depois da primeira permutação. A primeira permutação é definida como:

$$i = s \text{ floor} \left(\frac{j}{s} \right) + j + \left(\text{floor} \left(\frac{16j}{N_{CBPS}} \right) \right) \text{mod}(s), \quad j = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1, \quad (9)$$

onde s é o parâmetro definido pela Equação (4). A segunda permutação é dada por:

$$k = 16i - (N_{CBPS} - 1)\text{floor}\left(\frac{16i}{N_{CBPS}}\right), \quad i = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1, \quad (10)$$

sendo k o índice do bit após a segunda permutação representando a saída do bloco *deinterleaver* e a entrada do bloco decodificador.

2.4.6 DECODIFICADOR E *DESCRAMBLER*

Se houve apagamento de bits no transmissor, com o intuito de elevar a taxa de codificação, o receptor deve compensar este processo antes de decodificar o sinal recebido. Como os valores foram apagados e as únicas informações que o receptor tem sobre eles são suas posições na sequência binária, o receptor insere o valor zero nessas posições. Os zeros inseridos não influenciam nas operações do decodificador de Viterbi.

A norma IEEE 802.11 (IEEE, 2012) recomenda o uso do algoritmo de Viterbi para decodificação. O objetivo do algoritmo é encontrar a sequência transmitida s com a maior verossimilhança possível a partir da sequência recebida r . O algoritmo é baseado na representação do diagrama de Trellis truncado e é aplicado a todos os símbolos recebidos.

A decodificação de Viterbi pode ser aplicada aos bits que sofreram tanto *hard demapping* quanto *soft demapping*, porém o desempenho do algoritmo melhora consideravelmente se utilizada a segunda opção, pois os bits que estavam localizados próximos aos limites de decisão por *soft demapping* têm menor impacto na sequência final escolhida. Finalmente os bits decodificados passam novamente pelo processo de *scrambler* (seção 2.2.2), que os reorganiza para a configuração original.

3 MODELOS DE CANAIS IEEE 802.11p

Em um sistema de comunicação sem fio o meio de transmissão entre o transmissor e o receptor é conhecido como canal de rádio móvel. Dependendo das características do canal, o mesmo sinal emitido pelo transmissor pode chegar ao receptor por diferentes caminhos, em diferentes instantes de tempo, com diferentes fases, amplitudes e até mesmo deslocados de sua frequência original. Isto ocorre, pois o sinal emitido sofre reflexão, espalhamento e difração pelos diferentes objetos que constituem o canal. Como dificilmente todos os componentes de um canal rádio móvel permanecem estáticos, dificilmente este canal será estático. Ademais, dependendo da velocidade relativa entre os dois terminais, a variação do ganho temporal do canal passa a ser governada pelo espectro de Doppler, que determina a correlação temporal do ganho do canal.

Para simular corretamente o canal de comunicação sem fio, um modelo realístico do canal se faz necessário. Este capítulo descreverá os mecanismos básicos que governam a propagação de sinais pelos diversos tipos de canal. Os modelos de canal e os programas que geram as respostas impulsivas de cada modelo foram extraídos do capítulo 2 de (CHO, 2010).

Primeiramente será estudado um modelo de canal que apenas adiciona ruído branco gaussiano, AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), ao sinal. Porém este modelo de canal não considera a existência de caminhos múltiplos, assim em seguida será estudado o chamado canal de desvanecimento seletivo em frequência. No entanto além do problema de caminhos múltiplos, a propagação de sinais em redes veiculares também sofre degradação devido ao deslocamento de Doppler (*Doppler Shift*), resultado da velocidade relativa dos terminais. Assim dois modelos de canais de tempo variável abordarão as questões relativas ao domínio do tempo.

3.1 Canal AWGN

O modelo de canal AWGN é razoavelmente preciso para muitos canais práticos. Isto pode ser explicado pelo teorema do limite central, que afirma que sob certas condições, a superposição de n variáveis aleatórias independentes gera uma

variável aleatória gaussiana conforme $n \rightarrow \infty$. O canal AWGN adiciona ruído gaussiano ao sinal transmitido.

O ruído gaussiano na banda base é um processo aleatório estacionário, de média zero e circularmente simétrico com partes real e imaginária estatisticamente independentes com variâncias idênticas. Assim, para que o sinal transmitido possa ser corretamente decodificado no receptor, é preciso garantir que a intensidade do sinal que chega ao receptor $s[n]$ se sobressaia à do ruído $z[n]$, como é mostrado na Equação (11):

$$r[n] = s[n] + z[n], \quad (11)$$

onde $r[n]$ é o sinal recebido.

3.2 Canal de Desvanecimento

A presença de múltiplas reflexões e espalhamentos ao longo da propagação do sinal provoca múltiplas cópias do sinal transmitido que chegam em tempos diferentes. Essas cópias com diferentes amplitudes e fases se somam no receptor gerando interferência construtiva ou destrutiva. Como o sinal total recebido é espalhado no tempo o canal é considerado dispersivo no tempo. Esta dispersão temporal pode levar a um canal seletivo em frequência se a banda de coerência do canal for menor que a banda de frequências do sinal transmitido.

Um canal seletivo na frequência não pode ser descrito por uma simples soma como no caso da Equação (11) para o canal AWGN. Assim, se descreve o canal através de uma função de transferência. Assumindo que o transmissor, o receptor e todos os objetos do canal estão estáticos, então o canal é invariante no tempo e pode ser descrito por sua resposta ao impulso $h(t)$. Neste caso a teoria de sistemas lineares e invariantes no tempo pode ser aplicada e o canal físico pode ser interpretado como um filtro de relação linear entre a entrada e a saída

$$r(t) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i s(t - \tau_i), \quad (12)$$

onde L é o número de caminhos determináveis, τ_i é o atraso do i -ésimo caminho e h_i é a resposta do canal ao impulso transmitido em $(t - \tau_i)$.

Contudo, se há movimento do transmissor, receptor ou dos objetos do canal, os caminhos múltiplos mudam com o tempo e assim a resposta ao impulso do canal $h(t, \tau)$ também varia com o tempo. Por isso a teoria de sistemas lineares variantes no tempo deve ser usada, a qual impõe a seguinte relação entre entrada e saída:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i(t) s(t - \tau_i(t)). \quad (13)$$

O canal de transmissão sem fio é limitado em banda de frequência e sua resposta ao impulso na banda base para o tempo t pode ser representada por um somatório finito das respostas ao impulso de cada caminho múltiplo:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{L-1} c_i(t) \delta(t - \tau_i). \quad (14)$$

O termo L representa o número de caminhos múltiplos, $c_i(t)$ são os coeficientes de amplitude complexos dependentes do tempo e τ_i é o atraso em excesso do i -ésimo caminho normalmente medido em ns (nanossegundos). Os caminhos normalmente são considerados uniformemente espaçados, tal que $\tau_i = i \cdot \Delta\tau$, onde $\Delta\tau$ deve satisfazer o teorema de Nyquist e pode ser escolhido a fim de se obter determinada resposta impulsiva do canal.

O perfil de atraso de potência (PDP – *Power Delay Profile*) de um sinal recebido é uma função determinada pela potência média associada a cada caminho. O parâmetro mais importante derivado do perfil de atraso de potência é o espalhamento de atraso rms que é uma função das diferenças temporais entre a chegada dos diferentes caminhos. O espalhamento de atraso rms é assim chamado, pois ele é a raiz quadrada do segundo momento central do perfil de atraso de potência (RAPPAPORT, 2009), sendo definido como

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2}, \quad (15)$$

onde $\bar{\tau}$ é a média dos atrasos em excesso τ_i e $\overline{\tau^2}$ a média dos atrasos em excesso ao quadrado, definidos por

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_i a_i^2 \tau_i}{\sum_i a_i^2} \quad (16)$$

e

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_i a_i^2 \tau_i^2}{\sum_i a_i^2}. \quad (17)$$

Sendo a_i a amplitude da componente de potência que chega com atraso τ_i . Os atrasos são medidos com relação ao primeiro sinal detectável que por definição chega em τ_0 .

Um maior espalhamento de atraso rms implica em um aumento na seletividade em frequência e em uma menor largura de banda de coerência. Em outras palavras, se há componentes de atraso do canal maiores que o comprimento do prefixo cíclico, a relação entre entrada e saída vista na Equação (12) não é mais verdadeira, uma vez que as componentes de atraso de um símbolo irão se somar às do próximo.

3.3 Canais Variantes no Tempo

A suposição de que os coeficientes da resposta impulsiva do canal permanecem constantes dentro de um pacote OFDM raramente corresponde à prática nos canais veiculares, pois com o movimento relativo entre os terminais, a resposta impulsiva temporal do canal varia durante a transmissão de cada pacote. Assim o modelo desenvolvido para um canal variante no tempo deve introduzir componentes de seletividade temporal em complemento aos componentes de seletividade na frequência introduzidos na seção anterior.

A variação de um canal de comunicação sem fio durante a transmissão de um bloco de dados, por exemplo, um pacote OFDM, é originada por várias frentes de ondas, cada uma com seu próprio deslocamento de frequência. O deslocamento de frequência percebido no receptor é chamado de deslocamento de Doppler e ocorre quando o transmissor, o receptor ou os objetos presentes no canal encontram-se em movimento relativo. Assim, se o receptor se movimenta na direção oposta à do transmissor com velocidade v o sinal recebido pode ser descrito por:

$$E(t) = E_0 \cos\left(2\pi t \left[f_c - \frac{v}{\lambda_c}\right]\right), \quad (18)$$

onde E_0 denota a amplitude de pico do sinal transmitido e λ_c denota o comprimento de onda da portadora. Observa-se que a frequência de oscilação da portadora f_c é diminuída do deslocamento Doppler, f_d , que é definido por

$$f_d = -\frac{v}{\lambda_c} = -f_c \frac{v}{c_0}, \quad (19)$$

sendo c_0 a velocidade da luz, adotada como $3 \times 10^8 \text{ m/s}$. Para o máximo deslocamento Doppler assumiu-se na Equação (19) que a direção do movimento está alinhada com a direção da propagação de onda. Se este não for o caso, o deslocamento de Doppler é determinado levando-se em conta apenas o deslocamento na direção da propagação de onda:

$$f_d = -\frac{v}{\lambda} \cos(\theta) = -f_c \frac{v}{c_0} \cos(\theta) = -f_{max} \cos(\theta), \quad (20)$$

sendo θ o ângulo de chegada do sinal em relação ao movimento do receptor e $f_{max} = f_c v / c_0$ o máximo deslocamento Doppler.

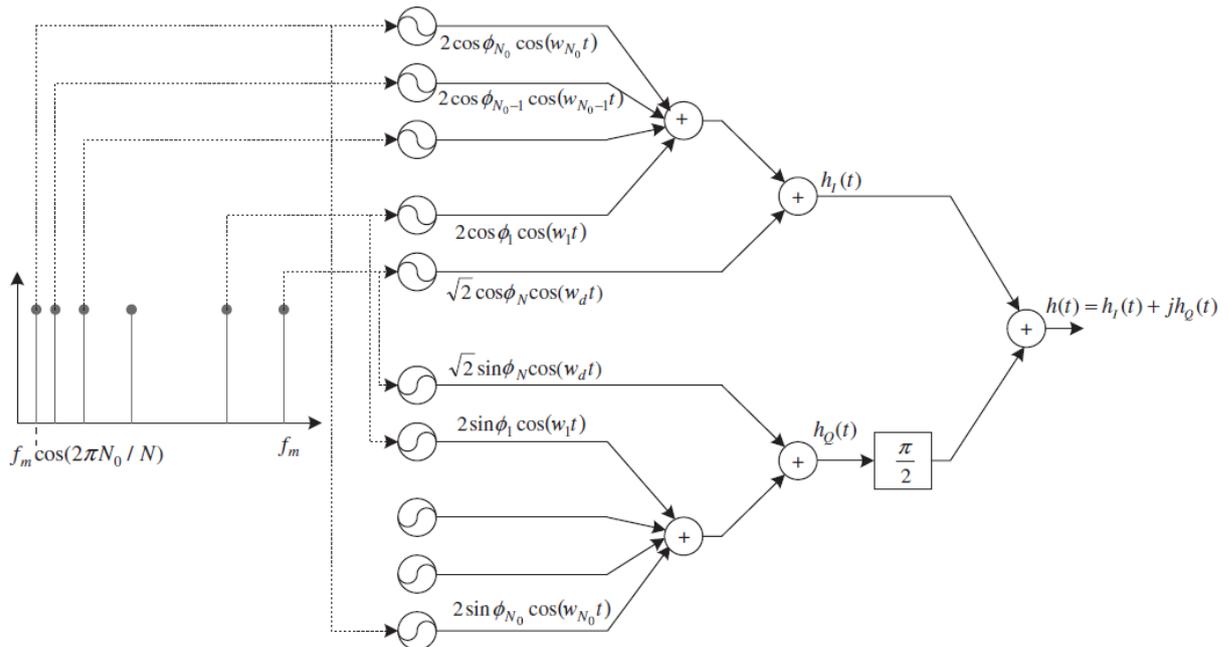
Como o movimento relativo v é muito pequeno quando comparado à velocidade da luz c_0 , conclui-se que o deslocamento de Doppler é tipicamente da ordem de 1 Hz a 1 kHz . Observa-se que, devido às características de variação temporal, diferentes componentes de caminho múltiplos têm diferentes deslocamentos de Doppler, introduzindo seletividade no tempo (dispersão da frequência) em adição a seletividade na frequência (dispersão no tempo). A seguir serão vistos dois métodos de modelagem de canal variante no tempo.

3.3.1 MODELO DE JAKES

Um modelo de canal do tipo Rayleigh sujeito a um deslocamento Doppler é facilmente gerado através de senóides complexas (CHO, 2010). O número de senóides a serem adicionadas deve ser suficientemente grande para aproximar a amplitude de Rayleigh e cada gerador de senóides deve ser ponderado de modo a formar o espectro de Doppler desejado. Este procedimento gera o modelo de Jakes e sua implementação pode ser vista na Figura 13. Assume-se que as componentes

de espalhamento chegam uniformemente de todas as direções e são aproximadas por N ondas planares. Impõe-se $N_0 = (N/2 - 1) / 2$, onde $N/2$ é limitado a um número ímpar e tem-se que o ângulo de chegada da n -ésima onda planar é modelado por $\theta_n = 2\pi n/N$, sendo $n = 1, 2, \dots, N_0$.

Figura 13: Implementação do modelo de Jakes.



(CHO, 2010)

Conforme mostra a Figura 13, a soma da saída dos N_0 osciladores complexos com frequências $w_n = w_d \cos(\theta_n)$, cada $n = 1, 2, \dots, N_0$ correspondendo a um deslocamento Doppler diferente, é adicionada a saída do oscilador complexo com frequência $w_d = 2\pi f_d$, para formar a componente em fase do modelo de Jakes, sendo f_d a frequência máxima desejada do deslocamento de Doppler. Semelhantemente somam-se as componentes da parte inferior do diagrama de blocos da Figura 13, para formar a componente em quadratura do modelo de Jakes.

As partes real $h_I(t)$ e imaginária $h_Q(t)$ na soma final dos osciladores complexos podem ser representadas por

$$h_I(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} (\cos \phi_n \cos w_n t) + \sqrt{2} \cos \phi_N \cos w_d t \quad (21)$$

e

$$h_Q(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} (\sin \phi_n \cos w_n t) + \sqrt{2} \sin \phi_N \cos w_d t, \quad (22)$$

onde ϕ_n é a fase inicial da n -ésima senóide de deslocamento de Doppler e ϕ_N a fase inicial da máxima frequência de Doppler f_d .

No modelo de Jakes as fases iniciais são ajustadas para compor uma distribuição uniforme de fase no canal. Por exemplo,

$$\phi_N = 0; \quad \phi_n = \pi n / (N_0 + 1), \quad n = 1, 2, \dots, N_0. \quad (23)$$

A saída complexa do modelo de Jakes pode ser escrita como

$$h(t) = \frac{E_0}{\sqrt{2N_0 + 1}} \{h_I(t) + jh_Q(t)\}, \quad (24)$$

onde E_0 corresponde à amplitude média do canal de desvanecimento.

O número de senóides de deslocamento de Doppler, N_0 , deve ser suficientemente grande para se aproximar da amplitude do canal de desvanecimento com uma distribuição de Rayleigh. Sabe-se que $N_0 = 8$ é satisfatoriamente grande (CHO, 2010). Das Equações 21 e 22 pode-se mostrar:

$$E \left\{ \left(\frac{E_0 h_I(t)}{\sqrt{2N_0 + 1}} \right)^2 \right\} = E \left\{ \left(\frac{E_0 h_Q(t)}{\sqrt{2N_0 + 1}} \right)^2 \right\} = \frac{E_0^2}{2}, \quad (25)$$

$$E \{h_I(t)h_Q(t)\} = 0, \quad (26)$$

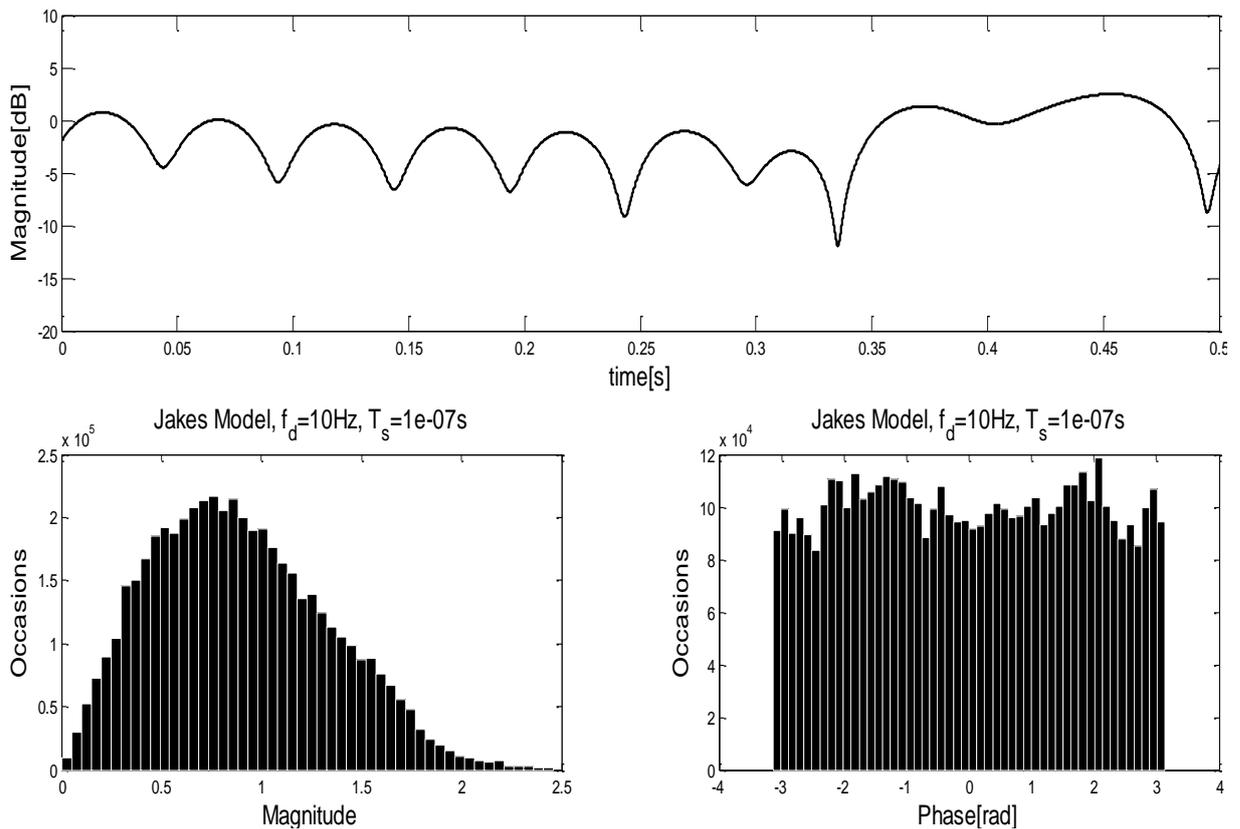
$$E \{h^2(t)\} = E_0^2, \quad (27)$$

$$E \{h(t)\} = E_0. \quad (28)$$

As Equações 27 e 28 confirmam que o modelo de Jakes gera o sinal de desvanecimento com média E_0 e potência média E_0^2 . Ainda, as Equações 25 e 26 mostram que as partes real e imaginária do canal são estatisticamente independentes e com potência média $E_0^2/2$. No modelo de Jakes, a resposta impulsiva do canal varia no tempo obedecendo a uma distribuição Rayleigh na magnitude, conforme mostra a Figura 14. Porém, note que, devido às componentes de espalhamento chegarem uniformemente de todas as direções, compondo uma

fase uniformemente distribuída, a variação temporal é a mesma para todos os caminhos. Tanto para a Figura 14 quanto para o simulador desenvolvido se utilizou potência normalizada para cada caminho com $E_0^2 = 1$.

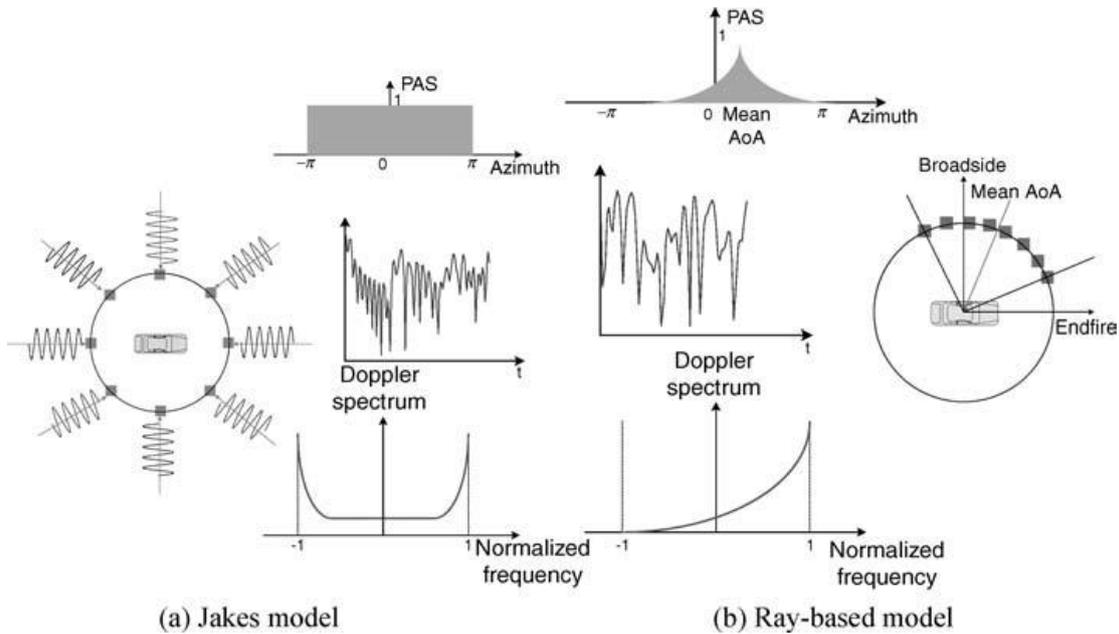
Figura 14: Exemplo do modelo de canal do tipo Jakes, para a norma 802.11p com período de símbolo $T_s = 100 \text{ ns}$ e frequência máxima de Doppler $f_d = 10 \text{ Hz}$.



3.3.2 MODELO BASEADO EM RAIOS (RAY-BASED MODEL)

Como ocorre no modelo de Jakes o modelo baseado em raios também é formado pela soma de ondas planares que chegam ao receptor. Porém, ao contrário do modelo de Jakes, que considera que as ondas planares chegam uniformemente em todas as direções, o modelo baseado em raios lida com ambientes de espalhamento não uniformes. O resultado é um espectro azimutal de potência (PAS – *Power Azimuth Spectrum*) não uniforme e o espectro de Doppler em vários formatos, diferentemente do espectro em U observado no modelo de Jakes, conforme mostra a Figura 15.

Figura 15: Diferenças entre o modelo de Jakes e o modelo baseado em raios.



(CHO, 2010)

Para o modelo baseado em raios, observa-se na Figura 15 que devido às ondas planares chegarem por um arco de direções preferenciais, a oscilação no comportamento temporal do canal é menor quando comparado ao modelo de Jakes. Observa-se também que o espectro de Doppler apresenta apenas os deslocamentos de frequência correspondentes ao arco de direções preferenciais. A resposta ao impulso do modelo do canal baseado em raios é dada pela Equação (29).

$$h_n(t) = \sqrt{\frac{P_n}{M}} \sum_{m=1}^M \left(\exp(j\Phi_{n,m}) \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} \|v\| \cos(\theta_{m,n,AoA} - \theta_v) t\right) \right), \quad (29)$$

sendo: P_n a potência do n -ésimo caminho (obtida de tabelas, como por exemplo a da Figura 18, discutida mais adiante); M o número de raios por caminho; $\Phi_{n,m}$ a fase aleatória do m -ésimo raio do n -ésimo caminho; λ o comprimento de onda da portadora; $\|v\|$ a magnitude da velocidade do terminal móvel em m/s ; $\theta_{m,n,AoA}$ o ângulo de chegada (*Angle of Arrival – AoA*) do m -ésimo raio do n -ésimo caminho; e θ_v o ângulo do terminal móvel.

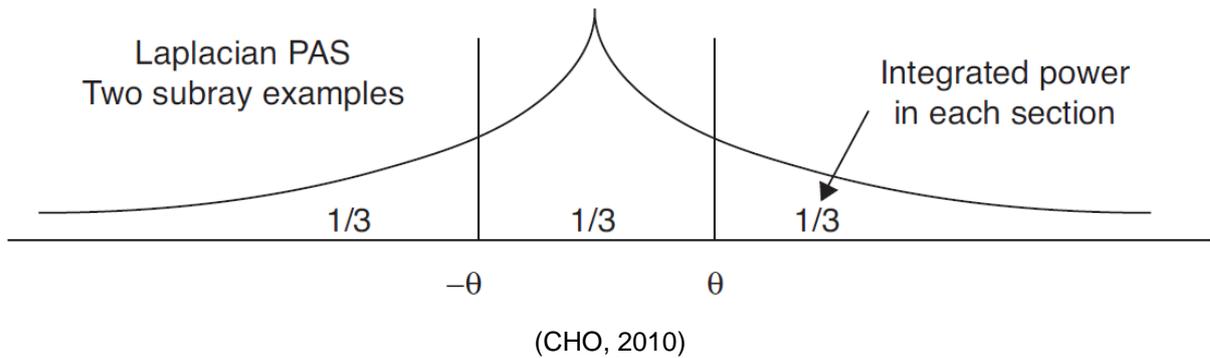
No modelo baseado em raios, o canal pode ser modelado distribuindo os ângulos e potências em cada raio de acordo com o seu espectro azimutal de

potência. O método de modelagem utilizado no simulador desenvolvido é o método de raios com potência uniforme, que utiliza a Equação (29), descrito na subseção a seguir.

3.3.2.1 Método de Raios de Potência Uniforme

Este método atribui a mesma potência para cada raio enquanto atribui seus ângulos de maneira não uniforme. Para M raios, cada ângulo é determinado de modo que a área de cada seção entre raios seja igualmente dividida no espectro azimutal de potência PAS. A Figura 16 exemplifica para o caso de dois raios, $M = 2$, onde o PAS fica dividido em três áreas iguais.

Figura 16: Exemplo de alocação de ângulos para o método de raios de potência uniforme.



Considere um PAS laplaciano dado por $P(\theta, \sigma)$ com um ângulo de chegada médio (AoA) de 0° , um espalhamento angular rms de σ , e θ_1 e θ_2 dois ângulos de raios adjacentes. Para manter as áreas de todas as seções iguais, a área da seção delimitada por θ_1 e θ_2 deve ser igual a:

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} P(\theta, \sigma) d\theta = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{\sqrt{2}\sigma} e^{-\frac{\sqrt{2}|\theta|}{\sigma}} d\theta = -\frac{1}{2} \left(e^{-\frac{\sqrt{2}|\theta_2|}{\sigma}} - e^{-\frac{\sqrt{2}|\theta_1|}{\sigma}} \right) = \frac{1}{a(M+1)}, \quad (30)$$

onde a é o fator de normalização. Para M ímpar, $a = 1$ e o menor valor absoluto de ângulo na Equação (30) é 0° . Para M par, $a = 2$ apenas para os dois menores ângulos simétricos e $a = 1$ para todos os outros.

Dado um σ deriva-se a Equação (31) da Equação (30) para se calcular os valores dos ângulos.

$$\theta_{m+1} = -\frac{\sigma}{\sqrt{2}} \ln \left(e^{\frac{-\sqrt{2}\theta_m}{\sigma}} - \frac{2}{a(M+1)} \right), \quad (31)$$

para

$$m = 0, 1, \dots, \left\lfloor \frac{M}{2} \right\rfloor - 1 \quad e \quad \theta_0 = 0^\circ. \quad (32)$$

Se M for par θ_1 é encontrado com $\theta_0 = 0^\circ$, mas nenhum raio é alocado na posição de θ_0 . A Equação (31) foi definida para ângulos positivos, os ângulos negativos são simplesmente simétricos aos ângulos positivos devido à natureza par do PAS. A Figura 17 mostra os ângulos calculados para diferentes espalhamentos angulares σ , em um modelo de canal espacial (*Spatial Channel Model – SCM*), para $M = 20$.

Figura 17: Ângulos de offset para o método de raios de potência uniforme.

| Sub-path # (m) | Offset for a 2 deg AS at BS (Macrocell) (degrees) | Offset for a 5 deg AS at BS (Microcell) (degrees) | Offset for a 35 deg AS at MS (degrees) |
|----------------|---|---|--|
| 1, 2 | ±0.0894 | ± 0.2236 | ±1.5649 |
| 3, 4 | ±0.2826 | ± 0.7064 | ±4.9447 |
| 5, 6 | ±0.4984 | ±1.2461 | ±8.7224 |
| 7, 8 | ±0.7431 | ±1.8578 | ±13.0045 |
| 9, 10 | ±1.0257 | ± 2.5642 | ±17.9492 |
| 11, 12 | ±1.3594 | ± 3.3986 | ± 23.7899 |
| 13, 14 | ±1.7688 | ± 4.4220 | ± 30.9538 |
| 15, 16 | ±2.2961 | ±5.7403 | ±40.1824 |
| 17, 18 | ±3.0389 | ±7.5974 | ±53.1816 |
| 19, 20 | ±4.3101 | ±10.7753 | ±75.4274 |

(3GPP, 2007)

A Figura 17 apresenta valores para três casos em que o modelo baseado em raios é utilizado. Na primeira coluna numeram-se os caminhos percorridos por cada raio. Nas segunda, terceira e quarta colunas apresentam-se os valores dos *offsets* angulares para cada caminho. Note que AS (*Angular Spread*) é o σ utilizado nas equações acima e que o significado de BS e MS é estação base e estação móvel respectivamente. O perfil de atraso de potência a ser utilizado pelo modelo baseado em raios pode ser obtido da Figura 18 conforme o caso em estudo.

Figura 18: Perfis de atraso em potência.

| Tab | Pedestrian A | | Pedestrian B | | Vehicular A | | Vehicular B | | Doppler spectrum |
|-----|---------------------|--------------------|---------------------|--------------------|---------------------|--------------------|---------------------|--------------------|------------------|
| | Relative delay [ns] | Average power [dB] | |
| 1 | 0 | 0.0 | 0. | 0.0 | 0 | 0.0 | 0 | -2.5 | Classic |
| 2 | 110 | -9.7 | 200 | -0.9 | 310 | -1.0 | 300 | 0.0 | Classic |
| 3 | 190 | -19.2 | 800 | -4.9 | 710 | -9.0 | 8900 | -12.8 | Classic |
| 4 | 410 | -22.8 | 1200 | -8.0 | 1090 | -10.0 | 12 900 | -10.0 | Classic |
| 5 | | | 2300 | -7.8 | 1730 | -15.0 | 17 100 | -25.2 | Classic |
| 6 | | | 3700 | -23.9 | 2510 | -20.0 | 20 000 | -16.0 | Classic |

(ITU-R, 1997)

Diferentemente do modelo de Jakes, as componentes de espalhamento são não uniformes, e cada caminho sofre uma variação temporal diferente, conforme pode ser visto nas Figuras 19 e 20, que contêm exemplos de respostas impulsivas dos primeiro, $h_1(t)$ e último, $h_6(t)$, caminhos do modo Veicular A (*Vehicular A*). As Figuras 19 e 20 foram geradas utilizando-se a Equação (29) com: $P_1 = 0 \text{ dB} = 1 \text{ W}$, $P_6 = -20 \text{ dB} = 0,01 \text{ W}$; $M = 20$; $\Phi_{n,m}$ variável aleatória uniformemente distribuída entre 0 e 2π ; $\lambda = 0,051 \text{ m}$; $\|v\| = 10 \text{ m/s}$; e finalmente, conforme indicado em (3GPP, 2007) para estações móveis, $\theta_{m,n,AoA} = 67,5^\circ$ com espalhamento angular de $\sigma = 35^\circ$ e $\theta_v = 22,5^\circ$. Nota-se que o comportamento do canal é diferente para cada caminho e que a distribuição da fase não é uniforme.

Os gráficos das Figuras 19 e 20 foram gerados para uma frequência máxima de Doppler $f_d = 10 \text{ Hz}$, com um período de amostragem da resposta impulsiva temporal do canal de $T_s = 100 \text{ ns}$.

Figura 19: Exemplo de resposta impulsiva do primeiro caminho do modo Veicular A.

Ray Channel Model, $f_d=10\text{Hz}$, $T_s=1e-07\text{s}$

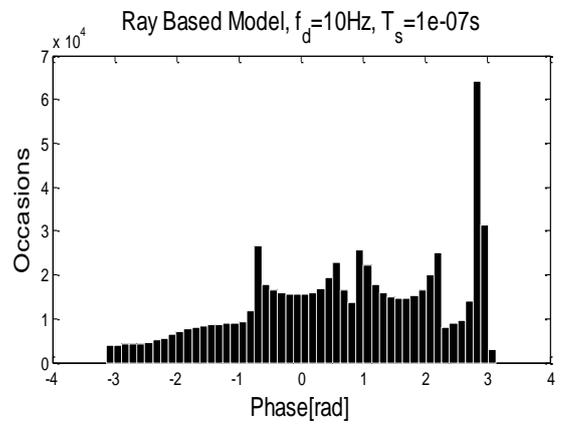
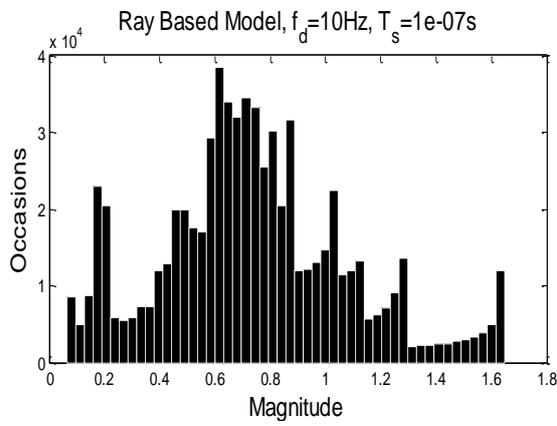
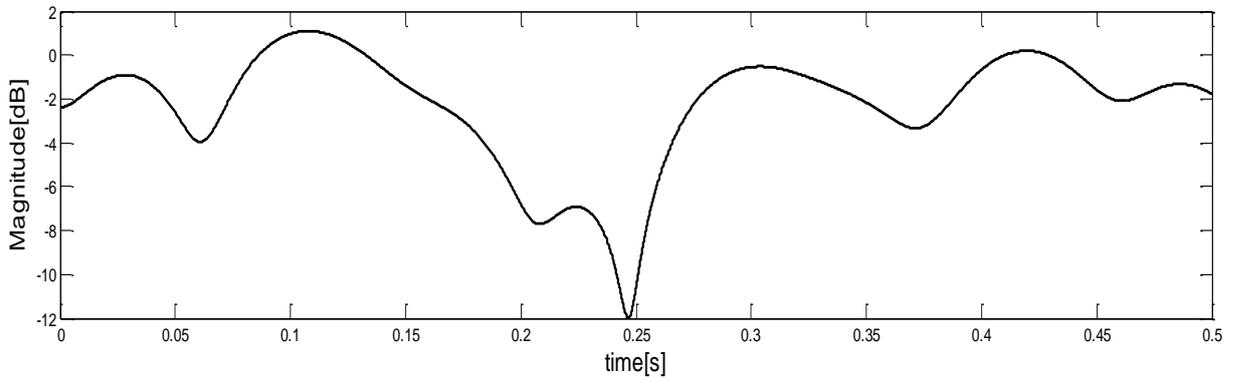
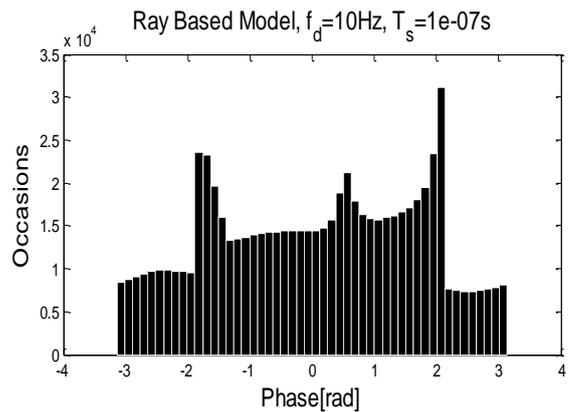
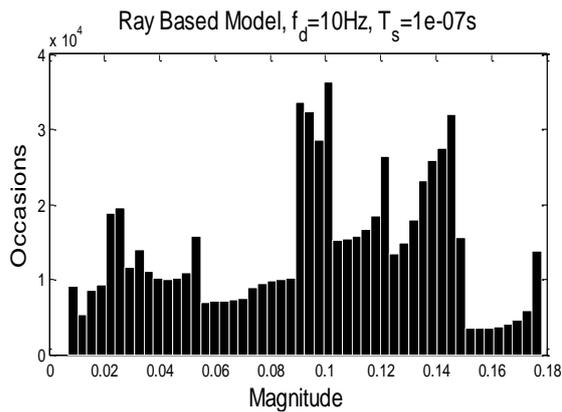
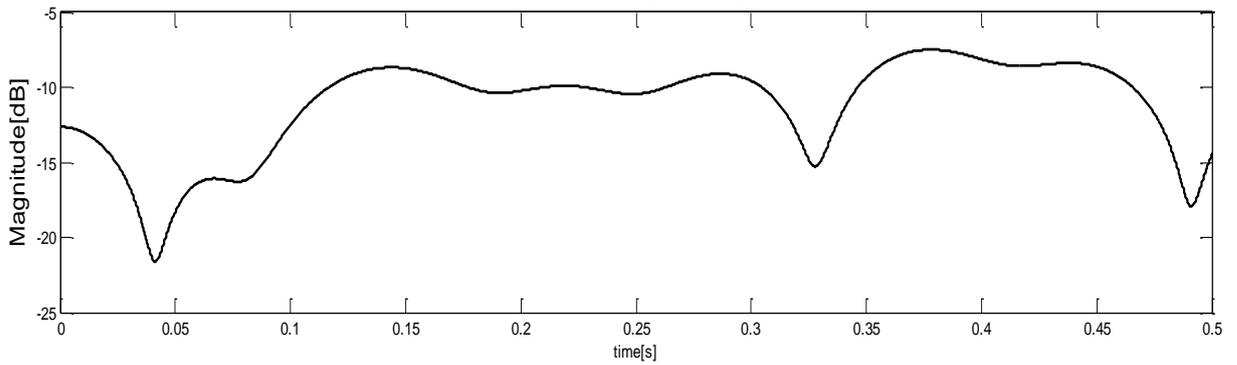


Figura 20: Exemplo de resposta impulsiva do último caminho do modo Veicular A.

Ray Channel Model, $f_d=10\text{Hz}$, $T_s=1e-07\text{s}$



4 TÉCNICAS DE ESTIMATIVA DINÂMICA DO CANAL

Devido ao padrão IEEE 802.11a ter sido projetado para canais *indoor*, onde a estimativa dinâmica do canal não se faz necessária, as estimativas dinâmicas desenvolvidas neste capítulo estão voltadas para a norma IEEE 802.11p. Porém, devido a grande similaridade entre as duas normas, todas as técnicas de estimativa dinâmica do canal aqui desenvolvidas podem ser aplicadas à norma IEEE 802.11a.

Na norma IEEE 802.11p, a estimativa do canal é realizada através de dois símbolos de treinamento longos que são enviados no início do pacote. Porém um canal veicular varia consideravelmente durante um pacote, tornando assim a estimativa inicial do canal obsoleta. A norma IEEE 802.11p também exige quatro subportadoras piloto igualmente espaçadas que são utilizadas para ajustar o *offset* de frequência que existe entre o transmissor e o receptor. No entanto, estas subportadoras piloto são incapazes de amostrar adequadamente a variação dinâmica de canais veiculares.

Para se evitar transmitir pacotes muito pequenos, uma estimativa dinâmica do canal é necessária. Neste capítulo serão desenvolvidas as estimativas de canal LS (*Least Squares*), CPI (*Comb Pilot Interpolation*), CCPI (*Comb Co-Pilot Interpolation*) e STA (*Spectral Temporal Averaging*), fundamentadas em (FERNANDEZ, 2010).

4.1 Estimativa *Least Squares*

A estimativa *Least Squares* (LS) não é dinâmica, porém é utilizada nos métodos de estimativa dinâmica e serve de referência neste estudo. A estimativa LS utiliza apenas o preâmbulo do início do pacote para estimar o canal e equalizar todos os símbolos do pacote. Algoritmos de correção de fase utilizam as subportadoras piloto para corrigir frequências residuais de *offset*, devido a não-perfeita estimativa de *offset* de frequência obtida dos símbolos de treinamento do preâmbulo.

Para a estimativa LS primeiramente se extraem no tempo os símbolos de treinamento longo $T_1[n]$ e $T_2[n]$, mostrados na Figura 2. Suas Transformadas

Discretas de Fourier (DFT – *Discrete Fourier Transform*) de tamanho N são então calculadas conforme especificado nas Equações 33 e 34.

$$Y_1(k) = \sum_{n=0}^{N-1} T_1[n] e^{-\frac{2\pi j}{N}kn} \quad (33)$$

e

$$Y_2(k) = \sum_{n=0}^{N-1} T_2[n] e^{-\frac{2\pi j}{N}kn}, \quad (34)$$

onde k representa o índice da subportadora utilizada para transmitir os símbolos OFDM. Como os símbolos transmitidos das duas sequências de treinamento, $x_1[n]$ e $x_2[n]$, são iguais, suas DFTs de tamanho N , $X_1(k)$ e $X_2(k)$, também são iguais. Assim obtém-se $X_1(k) = X_2(k) = X(k)$ e a estimativa LS para a resposta $H(k)$ do canal é dada por:

$$H(k) = \frac{Y_1(k) + Y_2(k)}{2X(k)}. \quad (35)$$

Os dados contidos no pacote são então equalizados utilizando esta estimativa do canal. Para um símbolo $s_R[n]$ recebido, o símbolo é primeiramente demodulado pela DFT:

$$S_R(k) = \sum_n^{N-1} s_R[n] e^{-\frac{2\pi j}{N}kn}. \quad (36)$$

As componentes da DFT, $S_R(k)$, são então equalizadas, através do método *zero-forcing*, utilizando a estimativa do canal, $H(k)$, obtida na Equação (35). Assim, a estimativa do dado transmitido na k -ésima subportadora é dada por

$$\hat{S}_T(k) = \frac{S_R(k)}{H(k)}. \quad (37)$$

Nota-se que esta estimativa é um simples equalizador de apenas um *tap* para cada subportadora no domínio frequência. Este procedimento, Equação (37), é repetido para todos os símbolos do pacote. Percebe-se que, se o canal variar significativamente durante o período de um pacote, a estimativa $H(k)$ não mais

representará o canal com precisão, podendo até distorcer o sinal recebido ao invés de corrigi-lo. Assim, um método mais preciso de estimativa de canal se faz necessário para estimar canais veiculares.

4.2 Estimativa *Comb Pilot Interpolation*

A norma IEEE 802.11p utiliza subportadoras numeradas de -26 a 26 . A subportadora na frequência zero (DC) não é utilizada. A norma IEEE 802.11p distribui nas posições -21 , -7 , 7 e 21 quatro subportadoras piloto, que foram concebidas com o intuito de rastrear o *offset* de frequência. As 48 subportadoras restantes são utilizadas para a transmissão de dados, e as subportadoras das posições -32 à -27 e 27 a 31 são utilizadas como banda de guarda.

Em sistemas OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*), subportadoras piloto, espaçadas no tempo e na frequência, permitem ao estimador do canal obter uma realimentação do canal e assim equalizar o sinal. Contudo para capturar a variação do canal no tempo e na frequência, as subportadoras piloto devem ser suficientemente espaçadas para cumprir o critério de Nyquist de amostragem do canal. Na norma IEEE 802.11p, as subportadoras piloto são espaçadas de 14 subportadoras ($2,1875\text{ MHz}$) no domínio frequência, o que é inadequado para a estimativa do canal, pois os canais veiculares têm 90% da banda de coerência menor que 410 kHz (FERNANDEZ, 2010). No entanto, alguma informação sobre o canal é melhor do que nenhuma. Neste caso, é preferível atualizar a estimativa do canal com realimentação limitada do que depender apenas da estimativa inicial.

Na estimativa CPI (*Comb Pilot Interpolation*) cada símbolo OFDM recebido é mapeado para o domínio da frequência conforme a Equação (36). Então, os valores recebidos de cada subportadora piloto no domínio frequência são extraídos. Estes valores são designados pelo vetor de 4 elementos Y_p . Os valores da DFT destas subportadoras piloto são especificados na norma e conhecidos pelo receptor e são dados designados pelo vetor de 4 elementos X_p . Assim a estimativa CPI de cada subportadora piloto é dada por

$$H_p(k) = \frac{Y_p(k)}{X_p(k)}. \quad (38)$$

Onde H_p é um vetor de 4 elementos que representam estimativas igualmente espaçadas do canal. Para interpolar estas estimativas, a sua média, m_{H_p} , é adicionada no início e no fim do vetor, obtendo-se

$$H'_p = \left[m_{H_p} \quad H_p^T \quad m_{H_p} \right]^T. \quad (39)$$

A utilização da média é preferível à extrapolação das subportadoras -21 e 21 , por simplicidades e por não ser possível determinar a verdadeira resposta do canal nas frequências da borda. Foi observado através de experimentação que este método obtém resultados de interpolação mais razoáveis do que a extrapolação das bordas (FERNANDEZ, 2010).

Em seguida, H'_p é passado por um circuito que realiza a interpolação colocando $L-1$ zeros entre amostras sucessivas de H'_p , e passa o sinal resultante por um filtro passa-baixas com frequência de corte de π/L . Aqui sendo $L = 14$. A saída da operação de interpolação é truncada em ambos lados para resultar numa estimativa de canal para as 53 subportadoras designadas por H_{update} .

Após o canal ter sido estimado para um dado símbolo, a estimativa global do canal é devidamente atualizada para rastrear as mudanças do canal. A nova estimativa para o tempo t é dada por

$$H_t = \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right) H_{t-1} + \frac{1}{\alpha} H_{update}. \quad (40)$$

Onde α é o parâmetro de memória. Sendo que maior o valor de α maior a memória. A estimativa inicial do canal H_0 é dada pela Equação (35). Com o canal estimado para o tempo t , as subportadoras correspondentes ao símbolo OFDM recebido no tempo t são equalizadas conforme

$$\hat{S}_{T,t}(k) = \frac{S_{R,t}(k)}{H_t(k)}. \quad (41)$$

Este procedimento continua até que todos os símbolos do pacote tenham sido equalizados.

4.3 Estimativa *Comb Co-Pilot Interpolation*

Para atualizar a estimativa do canal das subportadoras que se encontram entre as subportadoras piloto, a estimativa CPI utilizou apenas as subportadoras piloto e o resultado de sua interpolação. No entanto, o espaçamento entre subportadoras piloto não tem resolução suficiente para amostrar o canal em frequência, pois a banda de coerência do canal é geralmente mais estreita do que este espaçamento. Conseqüentemente, a estimativa de canal para as subportadoras que existem entre as subportadoras piloto não é precisa.

Uma alternativa é utilizar a decisão dos dados como realimentação. Estimar o canal utilizando este método é, por natureza, menos confiável, pois tal estimativa assume que os dados foram demodulados corretamente. Entretanto, pode-se projetar no receptor vários métodos para combater esta falta de confiabilidade, como redundância e média, e taxa de atualização conservativa.

Na estimativa CCPI (*Comb Co-Pilot Interpolation*) algumas subportadoras “copiloto” são formadas por informações das subportadoras de dados. Estas subportadoras copiloto estão igualmente espaçadas com as subportadoras piloto, de modo que uma interpolação ainda seja possível. Antes de formar estas subportadoras copilotos, um símbolo em t deve ser equalizado com a estimativa anterior do canal, resultando em

$$\hat{S}_{T,t}(k) = \frac{S_{R,t}(k)}{H_{t-1}(k)}. \quad (42)$$

Assim, a estimativa do canal para a subportadora k pode ser formada através da decisão de bit para esta subportadora, ou seja,

$$H(k) = \frac{S_{R,t}(k)}{X(k)}, \quad (43)$$

onde $H(k)$ é a estimativa do canal para a subportadora k e $X(k)$ é o valor de símbolo decidido, isto é, o valor complexo da constelação correspondente ao símbolo decidido.

Em geral, a estimativa de canal de uma subportadora copiloto é formada por uma combinação linear das estimativas de canal obtidas das subportadoras da sua

vizinhança. Assim, a estimativa de uma subportadora copiloto λ do canal é formada por

$$H_{cp}(\lambda) = \sum_{k=-\beta}^{\beta} w_k H(\lambda + k), \quad (44)$$

onde w_k representa o ponderamento de cada estimativa de subportadora, e $\sum_{k=-\beta}^{+\beta} w_k = 1$. Os pesos w_k variam dependendo da situação:

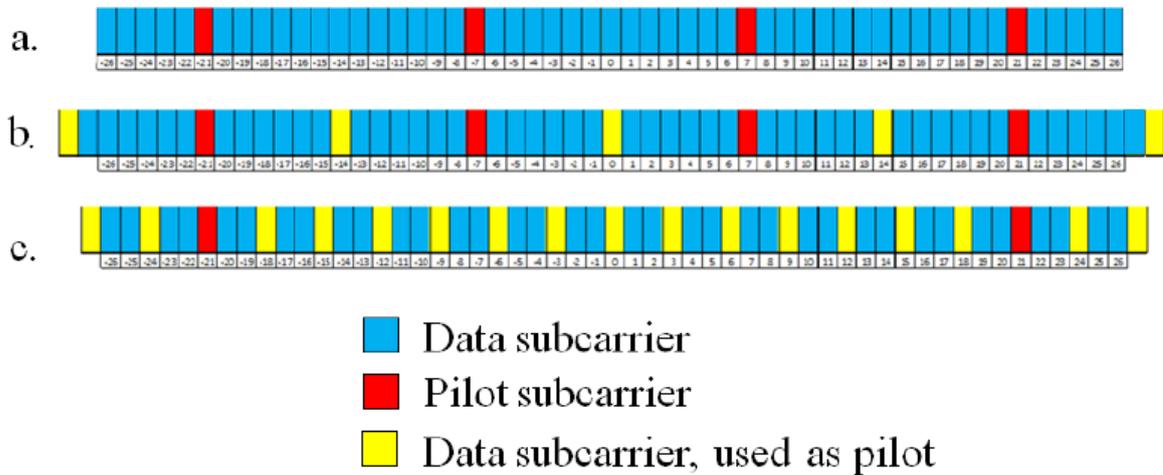
- Se $H(\lambda + b)$ para $|b| < |\beta|$ é uma subportadora piloto, seu peso deve ser aumentado em relação aos demais da Equação (44);
- Se $H(\lambda + b)$ não existir (bordas do canal) ele é excluído do ponderamento ($w_{\lambda+b} = 0$) e os demais pesos são ajustados;
- Se um copiloto precisar ser formado fora da faixa de subportadoras (necessário para manter distâncias iguais entre pilotos e copilotos para se realizar a interpolação), o valor do copiloto em -26 ou em 26 é utilizado no seu lugar;
- Finalmente, se um copiloto necessitar ser formado na frequência zero, as subportadoras de -1 e 1 são utilizadas conforme:

$$H_{cp}(0) = 0,5H(-1) + 0,5H(1). \quad (45)$$

Em seguida, o vetor $H_{p/cp}$ é formado pelas subportadoras copiloto e piloto igualmente espaçadas. O vetor $H_{p/cp}$ é então passado por um circuito interpolador como discutido na seção anterior. A Figura 21 ilustra três possíveis esquemas de interpolação. Aqui, o esquema de interpolação de subportadoras piloto (a) é comparado com dois esquemas de interpolação que utilizam copilotos: um com $L = 7$ (b) e um com $L = 3$ (c).

Note que para o caso (c) com $L = 3$, as subportadoras piloto das posições -7 e 7 não são diretamente usadas. Em seus lugares são utilizadas as subportadoras copiloto -6 e 6 com o intuito de manter o espaçamento entre subportadoras piloto e copiloto igual. Neste caso, um ponderamento maior foi utilizado para as subportadoras piloto -7 e 7 ao se calcular $H_{cp}(-6)$ e $H_{cp}(6)$.

Figura 21: Comparação de três esquemas de interpolação: (a) interpolação de subportadoras piloto; (b) interpolação de subportadoras copiloto com $L = 7$; e (c) interpolação de subportadoras copiloto com $L = 3$.



(FERNANDEZ, 2010)

Após a demodulação dos símbolos, formação das subportadoras copiloto e sua interpolação, a estimativa H_{update} é formada. Como na estimativa CPI a estimativa CCPI é então atualizada conforme a Equação (43). Porém, ao contrário da estimativa CPI, a estimativa CCPI primeiramente é utilizada na equalização do próximo símbolo OFDM e após é atualizada.

4.4 Estimativa *Spectral Temporal Averaging*

A estimativa STA (*Spectral Temporal Averaging*) é um caso especial da estimativa CADE (*Constellation-Aware Data Equalization*), conforme detalhado em (FERNANDEZ, 2010). Enquanto a estimativa CADE utiliza apenas as subportadoras com alta probabilidade de estarem corretas, a estimativa STA assume que todas as subportadoras foram demoduladas corretamente e as utiliza para estimar o canal.

Para a estimativa STA, a estimativa inicial do canal é obtida dos símbolos de treinamento longo do preâmbulo, conforme Equação (35). Esta estimativa inicial é então aplicada ao primeiro símbolo OFDM do pacote. Uma vez que o símbolo for demodulado, uma nova estimativa do canal é formada:

$$H_i(k) = \frac{S_{R,i}(k)}{X_i(k)}, \quad (46)$$

onde $X_i(k)$ é a constelação decidida para a k -ésima subportadora do i -ésimo símbolo OFDM, $S_{R,i}(k)$ contém o valor da k -ésima subportadora demoduladas para o i -ésimo símbolo OFDM, e $H_i(k)$ é a estimativa do correspondente.

Esta estimativa é então ponderada na frequência. O ponderamento é realizado com uma simples média móvel, de modo que a estimativa da subportadora λ é formada por

$$H_{update}(\lambda) = \sum_{k=-\beta}^{\beta} w_k H_i(\lambda + k), \quad (47)$$

onde β é um parâmetro inteiro que pode ser modificado para incluir mais ou menos termos na média. Novamente, subportadoras não existentes são excluídas da média, ou seja, $w_{k < -26} = 0$ e $w_{k > 26} = 0$, e nestes casos ajustam-se os demais w_k para satisfazer $\sum_{k=-\beta}^{+\beta} w_k = 1$. Finalmente $H_i(0)$ é dado pela Equação (45).

Em seguida, a estimativa do canal é atualizada conforme

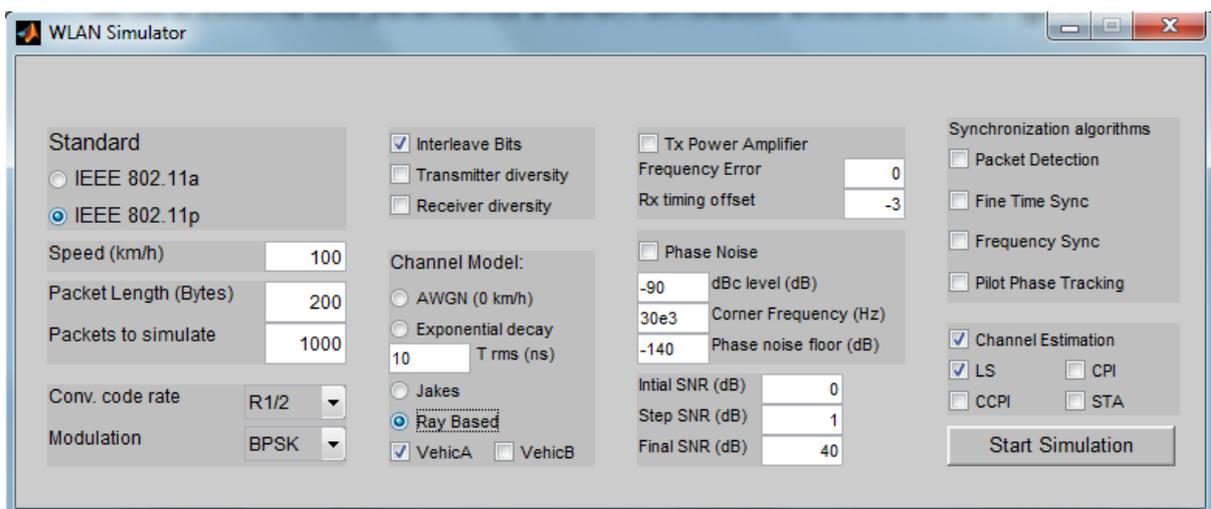
$$H_{STA,t} = \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right) H_{STA,t-1} + \frac{1}{\alpha} H_{update}, \quad (48)$$

sendo α o parâmetro da memória temporal. A estimativa inicial do canal, $H_{STA,0}$, é a obtida do preâmbulo e a estimativa obtida na Equação (48) é aplicada na equalização do próximo símbolo, e o processo se repete até a completa demodulação do pacote.

5 DESCRIÇÃO DO SIMULADOR IEEE 802.11p

O simulador IEEE 802.11p utilizado foi desenvolvido em MATLAB baseado no livro (TERRY, 2001). Este livro apresenta métodos de simulação para a comunicação sem fio conforme dado na norma IEEE 802.11a. Observa-se que esta simulação foi detalhadamente documentada em (DELLAGOSTIN, 2009). Para tornar o simulador também um simulador da norma IEEE 802.11p várias modificações foram realizadas, entre as principais destacam-se a inclusão da velocidade relativa entre os terminais (*Speed*), dos modelos de canais variantes no tempo *Jakes* e *Ray-Based*, e das estimativas dinâmicas de canal CPI, CCPI e STA. A janela na qual se dá a escolha dos parâmetros de simulação encontra-se na Figura 22. As constantes de simulação e os parâmetros de múltipla escolha encontram-se na Tabela 4.

Figura 22: Janela de parâmetros do simulador.



Como o objetivo deste estudo era avaliar o comportamento da transmissão em canais variantes no tempo e das estimativas dinâmicas de canal, nenhum item do campo algoritmo de sincronização (*Synchronization algorithms*) da Figura 22 foi utilizado nas simulações. Todas as simulações apresentadas neste trabalho foram realizadas apenas com os campos estimativa do canal (*Channel Estimation*) e *Interleave Bits* marcados.

Tabela 4: Parâmetros do simulador.

| Parâmetro | IEEE 802.11a | IEEE 802.11p |
|---------------------------------------|----------------------------------|----------------------------------|
| Frequência da Portadora | 5,0 GHz | 5,9 GHz |
| Largura de Banda do Sinal Transmitido | 20 MHz | 10 MHz |
| Modulação | BPSK, QPSK 16QAM, 64QAM | BPSK, QPSK 16QAM, 64QAM |
| Taxa de Codificação | 1/2, 2/3, 3/4 | 1/2, 2/3, 3/4 |
| Tipo de Equalização | Zero Forcing | Zero Forcing |
| Estimativa do Canal | LS, CPI, CCPI, STA | LS, CPI, CCPI, STA |
| Decodificador | Soft-Decision Viterbi Decoder | Soft-Decision Viterbi Decoder |

5.1 Simulação do Transmissor

O simulador inicialmente transforma o número de bytes inserido M , em $N = 8M$ bits e gera N bits aleatórios para transmitir. Em seguida o simulador calcula o número de símbolos OFDM a serem transmitidos, N_{sym} , através da Equação (1). A sequência de N bits passa por todos os blocos do transmissor descritos na seção 2.2, até se obter N_{sym} símbolos OFDM que são concatenados após o preâmbulo, compondo um pacote a ser simulado. Repare que os campos SIGNAL, SERVICE e Tail, conforme mostra a Figura 9, não são simulados, pois o objetivo da simulação é apenas estudar o comportamento da camada física das normas. No entanto é necessário o campo Pad Bits, pois sempre se simula um número inteiro de símbolos OFDM. Uma descrição detalhada do funcionamento dos blocos do transmissor encontra-se em (DELLAGOSTIN, 2009).

De posse do pacote a ser transmitido deve-se incluir o efeito do canal. Para o simulador da Figura 22 existem cinco modelos de canais que podem ser simulados: AWGN, Desvanecimento Exponencial Negativo, Jakes e Baseado em Raios que é dividido nos modos Veicular A e Veicular B.

5.2 Simulação dos Modelos AWGN e de Desvanecimento Exponencial Negativo

O primeiro e mais simples é o modelo AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) que possui a resposta impulsiva do canal $h(t) = \delta(t)$ e apenas adiciona ruído branco gaussiano ao pacote a ser transmitido. Logo, este modelo não inclui a influência da velocidade relativa entre os terminais. Note que para cada modelo de canal a seguir é adicionado ruído branco gaussiano após a convolução do pacote de dados com a resposta impulsiva do canal.

O segundo é modelo de canal de desvanecimento exponencial negativo (*Exponential Decay*) que de posse do valor do espalhamento de atraso rms, σ_τ , inserido pelo usuário em nanosegundos, são obtidos o tamanho discreto do canal, k_{max} , o fator de normalização da potência da resposta impulsiva do canal, var , o envelope exponencial da resposta impulsiva do canal, env_k , e cada componente da resposta impulsiva do canal, h_k , respectivamente por (TERRY, 2001):

$$k_{max} = \text{ceil}(10\sigma_\tau f_s), \quad (49)$$

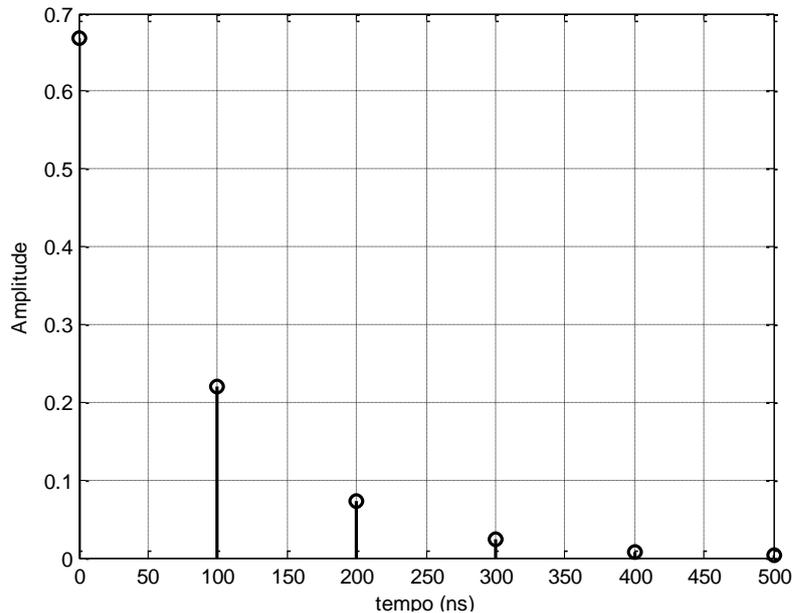
$$var = \frac{1 - e^{-\left(\frac{1}{\sigma_\tau f_s}\right)}}{1 - e^{-\left(k_{max}+1\right)\left(\frac{f_s}{\sigma_\tau}\right)}}, \quad (50)$$

$$env_k = var \cdot e^{-\frac{k}{\sigma_\tau f_s}}, \quad k = 0, 1, \dots, k_{max}, \quad (51)$$

$$h_k = \sqrt{\frac{env_k}{2}} e^{j\phi_k} \quad (52)$$

onde a função $\text{ceil}(\)$ retorna o próximo valor inteiro superior ao seu argumento; f_s é a frequência de amostragem de cada norma, sendo igual a 10 MHz e 20 MHz; e ϕ_k é a fase aleatória uniformemente distribuída entre 0 e 2π . A resposta impulsiva do canal é dada pelos h_k espaçados de 50 ns e 100 ns para as normas IEEE 802.11a e IEEE 802.11p respectivamente. A Figura 23 mostra um exemplo de resposta impulsiva do canal de desvanecimento exponencial negativo.

Figura 23: Exemplo de resposta impulsiva de um canal de desvanecimento exponencial negativo com $f_s = 10 \text{ MHz}$ e $\sigma_t = 45 \text{ ns rms}$.



5.3 Simulação do Modelo de Jakes

Ao contrário dos dois casos anteriores em que a resposta impulsiva do canal não varia durante a transmissão do pacote, o modelo de Jakes inclui este fenômeno que é principalmente observado quando os terminais encontram-se em movimento relativo entre si.

O modelo de Jakes gera uma resposta impulsiva do canal a cada símbolo OFDM transmitido, correspondendo a $4 \mu\text{s}$ e $8 \mu\text{s}$ respectivamente para as normas IEEE 802.11a e IEEE 802.11p. A variação da resposta impulsiva do canal de um símbolo para outro no modelo de Jakes depende da frequência máxima de Doppler, f_d , obtida por:

$$f_d = f_c \frac{v \cdot \cos(\phi)}{3,6 \cdot c_0} \quad (53)$$

onde f_c é a faixa de frequências de operação em torno de $5,0 \text{ GHz}$ para a norma IEEE 802.11a e em torno de $5,9 \text{ GHz}$ para a norma IEEE 802.11p, v é a velocidade relativa entre os terminais escolhida pelo usuário em km/h (mapeada para m/s através da divisão por 3,6), ϕ é o ângulo de chegada do sinal em relação ao movimento do receptor e c_0 a velocidade da luz.

A resposta impulsiva do modelo de Jakes é dada pela Equação (24), que utiliza as Equações 21, 22 e 23, repetidas a seguir:

$$h_I(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} (\cos \phi_n \cos w_n t) + \sqrt{2} \cos \phi_N \cos w_d t, \quad (21)$$

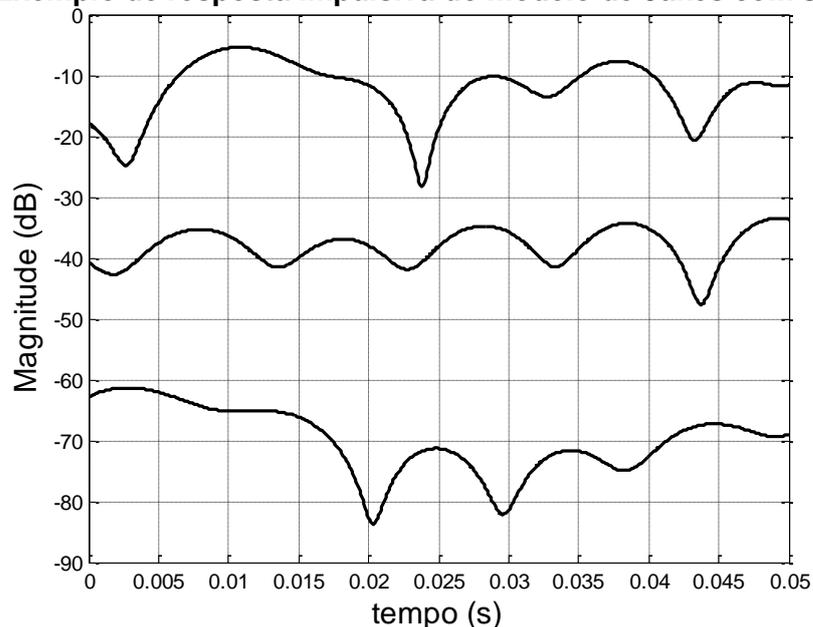
$$h_Q(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} (\sin \phi_n \cos w_n t) + \sqrt{2} \sin \phi_N \cos w_d t, \quad (22)$$

$$\phi_N = 0; \quad \phi_n = \pi n / (N_0 + 1), \quad n = 1, 2, \dots, N_0. \quad (23)$$

$$h(t) = \frac{E_0}{\sqrt{2N_0 + 1}} \{h_I(t) + jh_Q(t)\}, \quad (24)$$

A resposta numérica é obtida fazendo $E_0 = 1$, pois o simulador trabalha com potência normalizada; $N_0 = 8$, conforme seção 3.3.1; $w_d = 2\pi f_d$; e por fim t que deve começar de um valor aleatório e aumentar de $4 \mu s$ ou $8 \mu s$ para cada símbolo conforme a norma em uso. O perfil de atraso de potência é dado pelo modelo de canal de desvanecimento exponencial gerado conforme a seção 5.2, sendo que para cada caminho é gerado um modelo de Jakes. A Figura 24 mostra um exemplo de resposta impulsiva temporal para o modelo de Jakes com 3 caminhos.

Figura 24: Exemplo de resposta impulsiva do modelo de Jakes com 3 caminhos.



5.4 Simulação do Modelo Baseado em Raios

O modelo baseado em raios além de levar em conta a variação da resposta impulsiva do canal devido à velocidade relativa entre os terminais, também leva em conta que os ângulos de chegada dos raios não são uniformes.

Para o modelo baseado em raios a resposta impulsiva numérica do canal é dada pela Equação (29), repetida abaixo:

$$h_n(t) = \sqrt{\frac{P_n}{M}} \sum_{m=1}^M \left(\exp(j\Phi_{n,m}) \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} \|v\| \cos(\theta_{m,n,AoA} - \theta_v) t\right) \right), \quad (29)$$

com: $M = 20$ e $\theta_v = 22,5^\circ$, (3GPP, 2007); $\theta_{m,n,AoA}$ valores de *offset* angular da quarta coluna da Figura 17, pois este simulador simula a comunicação entre estações móveis; P_n valores da potência em Watts conforme o perfil de atraso de potência da coluna *Vehicular A* ou da coluna *Vehicular B*, mostradas na Figura 18, de escolha do usuário; $\|v\|$, em m/s , a magnitude da velocidade relativa entre os terminais inserida pelo usuário; e $\lambda_c = c_0/f_c$ o comprimento de onda da portadora.

Nas simulações, as componentes de caminho múltiplo da Figura 18 foram arredondas para o múltiplo mais próximo da resolução temporal do canal, sendo 50 ns para a norma IEEE 802.11a e 100 ns para a norma IEEE 802.11p.

5.5 Simulação do Receptor

Conforme visto na seção 2.4 o receptor utiliza o preâmbulo, concatenado no início de cada pacote, para estimar o canal. Como os símbolos transmitidos no preâmbulo são conhecidos do receptor a estimativa do canal LS (*Least Squares*) é obtida no domínio da frequência pela razão dos valores do sinal recebido com os valores conhecidos. Esta estimativa inicial do canal é utilizada no receptor para demodular todos os símbolos OFDM de um pacote. Uma descrição detalhada do funcionamento dos blocos do receptor encontra-se em (DELLAGOSTIN, 2009).

No entanto, conforme visto anteriormente, para canais de comunicação veiculares a alta variação da resposta impulsiva do canal torna a estimativa inicial do canal obtida do preâmbulo rapidamente obsoleta. Isto implica em um tamanho de

pacote pequeno, muito menor que o tamanho dos pacotes transmitidos *indoor*, onde a variação da resposta impulsiva do canal é muito mais lenta.

Com o intuito de se poder transmitir pacotes OFDM maiores em canais veiculares, para uma determinada taxa de erros de pacotes (*PER - Packet Error Rate*), pode-se realizar a estimativa dinâmica do canal. Conforme o capítulo 4, neste trabalho foram implementados três métodos de estimativa dinâmica do canal: CPI (*Comb Pilot Interpolation*), CCPI (*Comb Co-Pilot Interpolation*), e STA (*Spectral Temporal Averaging*).

5.6 Simulação das Estimativas Dinâmicas de Canal

Os parâmetros utilizados na simulação das estimativas dinâmicas do canal encontram-se na Tabela 5, onde o termo *NA* significa “Não Aplicável”.

Tabela 5: Parâmetros utilizados na simulação das estimativas dinâmicas do canal.

| Estimativa | α | β | L | Pesos w_k^* |
|-------------------|----------|---------|-----|---|
| CPI | 12 | NA | NA | NA |
| CCPI | 4 | 1 | 3 | $w_{-1,1} = 0,25$ $w_0 = 0,5$ |
| STA | 2 | 2 | NA | $w_{-2,2} = 0,1$ $w_{-1,1} = 0,2$ $w_0 = 0,4$ |

*Exceções descritas abaixo.

Conforme descrito no Capítulo 4 os pesos w_k devem ser ajustados segundo a portadora utilizada. Para a estimativa CCPI com $L = 3$, não se realizou o ponderamento de w_k quando a subportadora utilizada era uma subportadora piloto; e utilizou-se metade do valor de uma subportadora quando ela era vizinha de uma subportadora piloto, sendo a outra metade devida a subportadora piloto. Em ambas as estimativas CCPI e STA, normalizou-se os ponderamentos das subportadoras restantes quando houve subportadoras não utilizadas.

5.7 Relação Sinal-Ruído

Os gráficos apresentados no próximo capítulo contêm valores das taxas de erro de bit ou de pacote pela relação sinal-ruído (SNR). Porém, algumas referências utilizam a relação sinal-ruído de bit E_b/N_0 que é relacionada com a SNR pela Equação (30), deduzida em (CÂMARA, 2011):

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} \left(\frac{N_{data} + N_{pilot}}{N_{FFT}} \right) (N_{BPSC}R), \quad (30)$$

sendo E_b a energia por bit transmitido, N_0 a densidade espectral de ruído unilateral, pois o simulador implementa um modelo discreto na bandabase, N_{data} o número de subportadoras de dados, N_{pilot} o número de subportadoras piloto, N_{FFT} o tamanho da FFT (*Fast Fourier Transform*), N_{BPSC} o número de bits por subportadora e R a taxa de codificação.

No entanto o simulador utiliza a SNR na unidade logarítmica dB (decibel) para o eixo das abcissas. Assim, quando necessário os valores de $SNR(dB)$ serão apresentados em $E_b/N_0(dB)$ conforme dado na Equação (31), facilmente derivada da Equação (30).

$$\frac{E_b}{N_0} (dB) = SNR(dB) + 10 \log_{10} \left(\left(\frac{N_{FFT}}{N_{data} + N_{pilot}} \right) \frac{1}{N_{BPSC}R} \right), \quad (31)$$

6 RESULTADOS

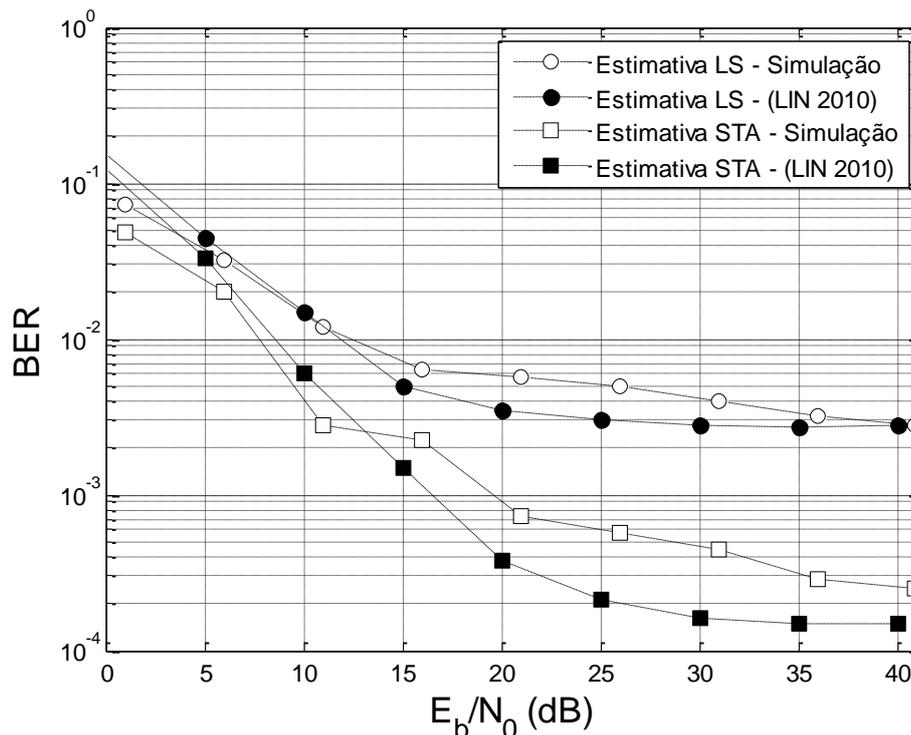
Este capítulo inicialmente apresenta comparações dos resultados obtidos com simulações extraídas de dois artigos para se realizar a validação do simulador. Em seguida, estuda as performances das estimativas de canal para os modelos de canal desenvolvidos. E, por fim, realiza a comparação dos modelos de canal.

6.1 Validação do Simulador

Para realizar a validação do simulador utilizaram-se os artigos (LIN, 2010) e (FERNANDEZ, 2010). O primeiro artigo apresenta resultados de simulações para diversos modelos de estimativa do canal aplicados em canais implementados através do modelo de Jakes. O segundo artigo apresenta o resultado de simulações para as estimativas LS, CPI, CCPI e STA aplicadas em resultados medidos por (CHENG, 2007) em dois ambientes veiculares: auto-estrada (*highway*) e rural (*rural*).

A Figura 25 apresenta os resultados obtidos pelo simulador para o modelo de canal de Jakes e os resultados obtidos por simulação para o mesmo modelo de canal (LIN 2010, Fig. 4. 120 km/h, I2V-Urban Canyon).

Figura 25: Comparação entre o modelo de Jakes do simulador desenvolvido com a simulação de (LIN, 2010) para o mesmo modelo de canal. Parâmetros: modulação QPSK, $R = 1/2$, pacotes de 10 símbolos OFDM e $Speed = 120\text{ km/h}$ e PDP conforme (LIN 2010, Table II).



Como os dados medidos por (CHENG, 2007) foram obtidos em situações veiculares reais, os parâmetros como velocidade relativa entre terminais, tamanho dos pacotes, quantidade e atrasos de caminhos múltiplos não foram constantes. Deste modo as curvas observadas nas Figuras 27 e 29 apresentam dados medidos com parâmetros variáveis. Assim, para gerar as Figuras 26 e 28 com o intuito de compará-las às Figuras 27 e 29 utilizaram-se os parâmetros médios inferidos de (CHENG, 2007): velocidade relativa entre terminais de 10 m/s que implica no parâmetro $Speed = 36\text{ km/h}$; e tamanho do pacote 262 bytes , que para a modulação BPSK com taxa de codificação $R = 1/2$ implica em 100 símbolos OFDM transmitidos por pacote.

A Tabela 6 apresenta algumas taxas de erro de pacote (PER – *Packet Error Rate*) vistas nas Figuras 26, 27, 28 e 29, onde *NI* significa “Não Informado”. Os valores de (FERNADEZ, 2010) foram inferidos das Figuras 27 e 29, pois não são discriminados no artigo. Por simplicidade a Tabela 6 contém apenas os valores de PER devido às estimativas LS e STA, excluindo-se as estimativas CPI e CCPI.

Tabela 6: Valores de PER das estimativas LS e STA para as Figuras 26 a 29.

| SNR [dB] | PER Figura 37 | | PER Figura 38 | | PER Figura 39 | | PER Figura 40 | |
|-------------|---------------|--------------|---------------|-------------|---------------|--------------|---------------|-------------|
| | LS | STA | LS | STA | LS | STA | LS | STA |
| 0 | 0,742 | 0,571 | 1,0 | 0,9 | 0,562 | 0,465 | <i>NI</i> | <i>NI</i> |
| 5 | 0,297 | 0,179 | 1,0 | 0,7 | 0,285 | 0,180 | 0,9 | 0,6 |
| 10 | 0,182 | 0,047 | 0,8 | 0,3 | 0,144 | 0,072 | 0,7 | 0,3 |
| 15 | 0,132 | 0,016 | 0,4 | 0,1 | 0,116 | 0,047 | 0,3 | 0,1 |
| 20 | 0,082 | 0,011 | 0,1 | 0,05 | 0,073 | 0,025 | 0,2 | 0,03 |
| 25 | 0,057 | 0,010 | 0,05 | 0,03 | 0,055 | 0,023 | 0,09 | 0,01 |

A Figura 26 apresenta os resultados obtidos pelo simulador desenvolvido para o modelo de canal de Veicular A. A estimativa CPI não foi simulada por não apresentar resultados satisfatórios, conforme será visto na próxima seção. A Figura 27 apresenta os resultados das estimativas do canal apresentados em (FERNADEZ, 2010) calculadas através dos dados obtidos em medições realizadas em uma autoestrada norte-americana por (CHENG, 2007).

Figura 26: Estimativas de canal para o modelo de canal Veicular A do simulador desenvolvido, pacotes de 100 símbolos OFDM e $Speed = 36 \text{ km/h}$.

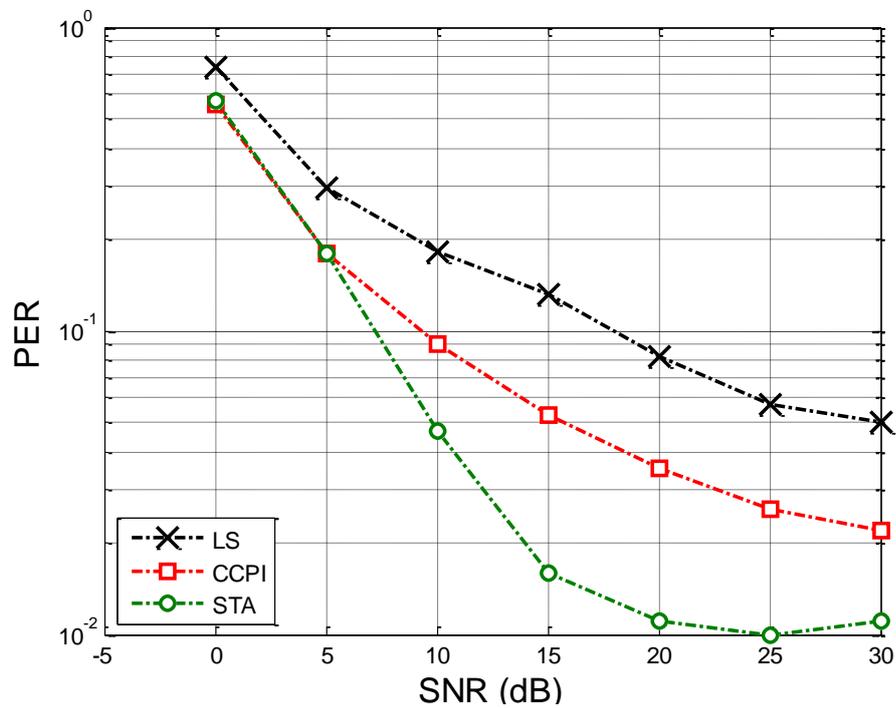
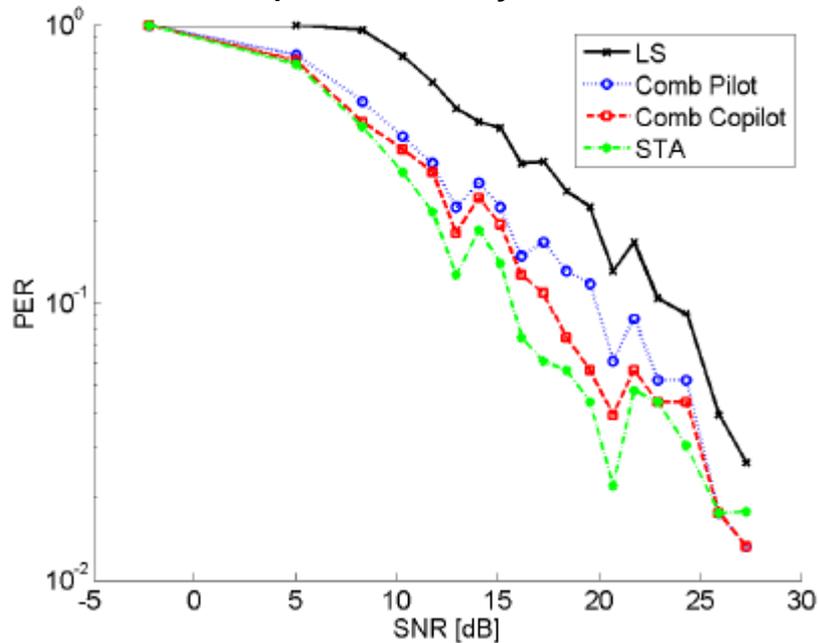


Figura 27: Estimativas de canal aplicadas a medições realizadas em uma autoestrada.



(FERNANDEZ, 2010, Fig. 8. SNR vs. PER for highway case.)

A Figura 28 apresenta os resultados obtidos pelo simulador para o modelo de canal de Veicular B e a Figura 29 apresenta os resultados de estimativas do canal apresentados em (FERNANDEZ, 2010) calculadas através dos dados obtidos em medições realizadas em zona rural norte-americana por (CHENG, 2007).

Figura 28: Estimativas de canal para o modelo de canal Veicular B do simulador desenvolvido, pacotes de 100 símbolos OFDM e $Speed = 36\text{ km/h}$.

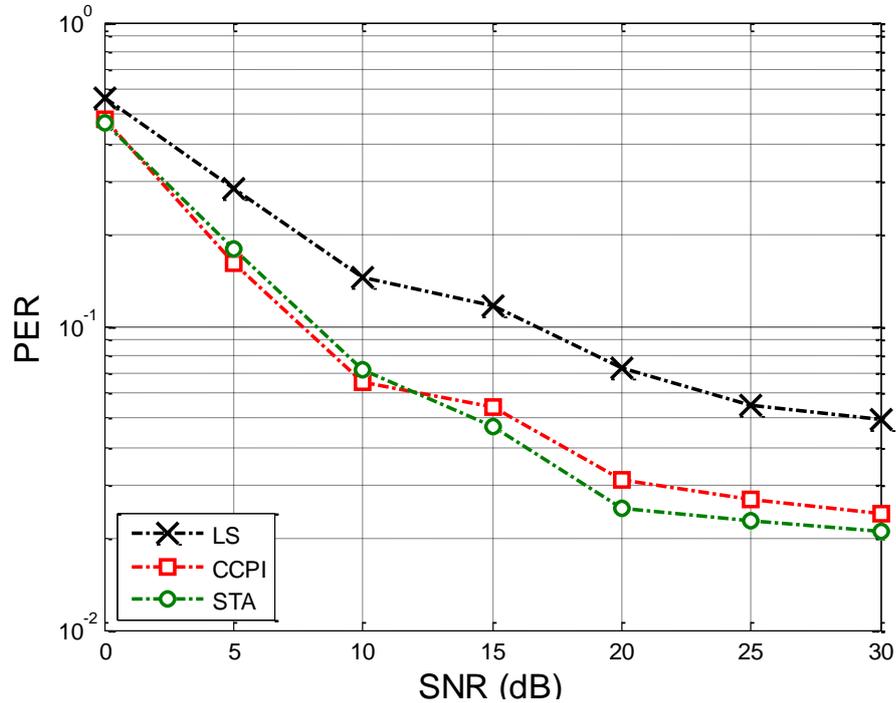
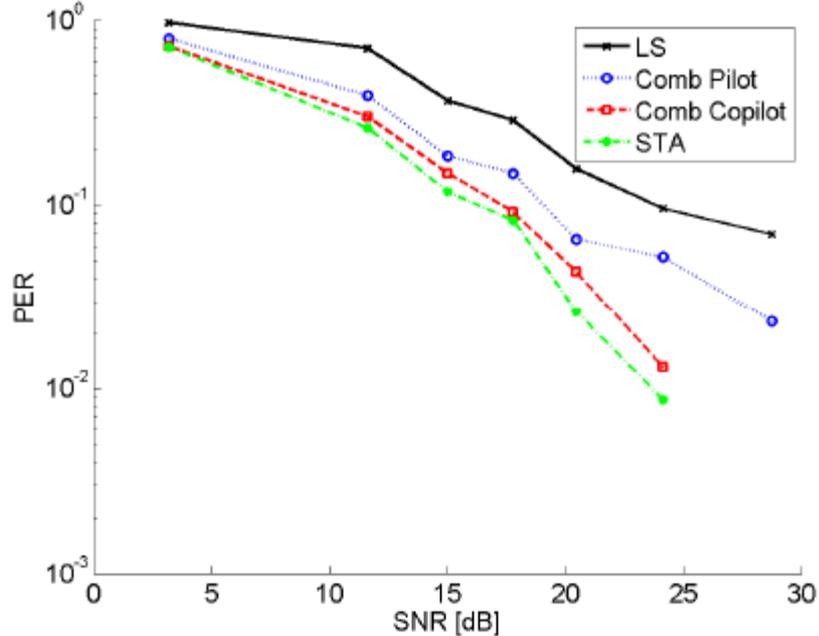


Figura 29: Estimativas de canal aplicadas a medições realizadas em zona rural.



(FERNANDEZ, 2010, Fig. 9. SNR vs. PER for rural case.)

Canais de comunicação sem fio são muito complexos e sofrem variações a todo o momento. Por utilizarem altas frequências para se comunicar os canais utilizados nas normas IEEE 802.11, sofrem influência de praticamente qualquer objeto do canal e de pequenas variações espaciais. Canais veiculares ainda sofrem

grande variação temporal devido à velocidade relativa entre seus terminais. Assim, apesar de não existirem equações exatas que descrevam o comportamento destes canais, os modelos desenvolvidos levam em conta os valores médios e, muitas vezes, fazem uso de tabelas para descrever o comportamento do canal.

Deste modo, das figuras acima se conclui que os resultados obtidos pelo simulador desenvolvido neste trabalho são satisfatórios, pois apesar de haver diferenças nos valores obtidos, principalmente para relações sinal-ruído baixas, as curvas simuladas e de referência seguem o mesmo comportamento. O principal motivo das simulações dos canais Veicular A e Veicular B diferirem dos dados medidos, conforme comentado acima, se deve ao fato das medições práticas serem altamente variáveis para canais veiculares.

Assim, pode-se considerar que o simulador desenvolvido representa bem as situações encontradas na prática, podendo ser utilizado para se efetuar testes de codificação e decodificação de sinais transmitidos em canais veiculares antes de se realizar os testes práticos.

6.2 Simulações do Modelo de Jakes

Devido à grande complexidade e quantidade de fatores envolvidos, realizar a simulação de sistemas de comunicação sem fio pode ter um elevado custo computacional. Assim, com o intuito de otimizar tempo e recursos computacionais, inicialmente será realizado um estudo de quais estimativas de canal devem ser utilizadas nas simulações mais demoradas.

As Figuras 30 e 31 apresentam a taxa de erros de bit (BER – *Bit Error Rate*) pela relação sinal-ruído (SNR – *Signal-to-Noise Ratio*) para as quatro estimativas de canal discutidas no capítulo 4. Quando não for informado o contrário, as simulações mostradas neste capítulo são de 1000 pacotes para cada valor de SNR, da norma IEEE 802.11p com modulação BPSK e taxa de codificação $R = 1/2$.

Analisando-se as Figuras 30 e 31 percebe-se que a estimativa CPI apresenta apenas uma pequena melhora em relação à estimativa de base LS para velocidades altas. Porém, em velocidades mais baixas, onde a variação da resposta impulsiva do canal é mais lenta, a estimativa CPI piora a qualidade da estimativa do canal.

Figura 30: BER das estimativas LS, CPI, CCPI e STA, para o modelo de canal Jakes com $Speed = 30 \text{ km/h}$, $\sigma_\tau = 15 \text{ ns rms}$ e tamanho de pacote de 200 bytes.

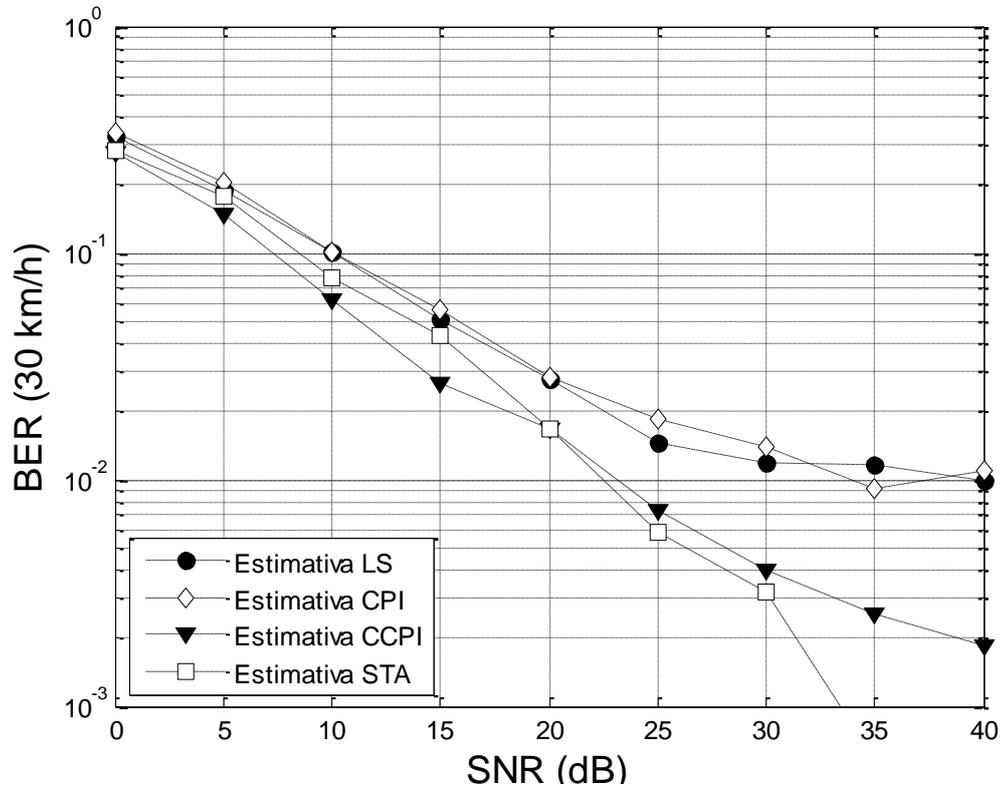
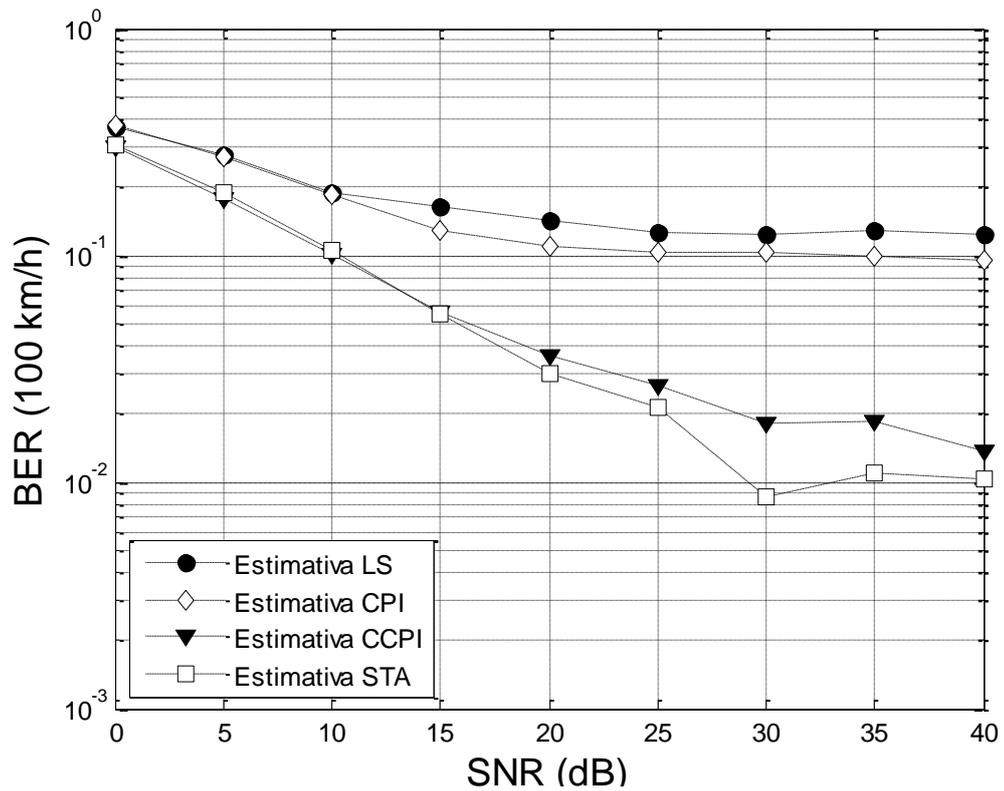


Figura 31: BER das estimativas LS, CPI, CCPI e STA, para o modelo de canal Jakes com $Speed = 100 \text{ km/h}$, $\sigma_\tau = 15 \text{ ns rms}$ e tamanho de pacote de 200 bytes.



Assim, como se deseja robustez, serão apenas simuladas as estimativas LS, para efeito de comparação, CCPI e STA para as próximas figuras.

Para um sistema de comunicação um único bit errado pode invalidar toda a informação contida num pacote. Assim, as simulações que seguem serão avaliadas conforme a quantidade de pacotes decodificados corretamente pelo receptor. Em termos práticos é aceitável que a PER fiquem no máximo em torno de 10% dos pacotes transmitidos conforme (ACOSTA-MAURUM, 2007).

Examinando-se as Figuras 32 e 33 percebe-se que a estimativa LS fica acima do limiar de 10% de pacotes decodificados errados para pacotes com mais de 100 bytes. Observa-se também que, para as estimativas dinâmicas simuladas (CCPI e STA), existe um limiar em torno de 30 dB para o qual não há mais melhoria perceptível na decodificação dos pacotes. Este limiar é devido aos caminhos múltiplos que ocorrem no canal, pois as estimativas dinâmicas são capazes apenas de estimar a variação temporal do canal e não tomam conhecimento da existência dos caminhos múltiplos.

Figura 32: PER das estimativas LS, CCPI e STA, para $Speed = 100 km/h$, modelo de canal de Jakes com $\sigma_\tau = 15 ns rms$ e tamanhos de pacote de 50 e 100 bytes.

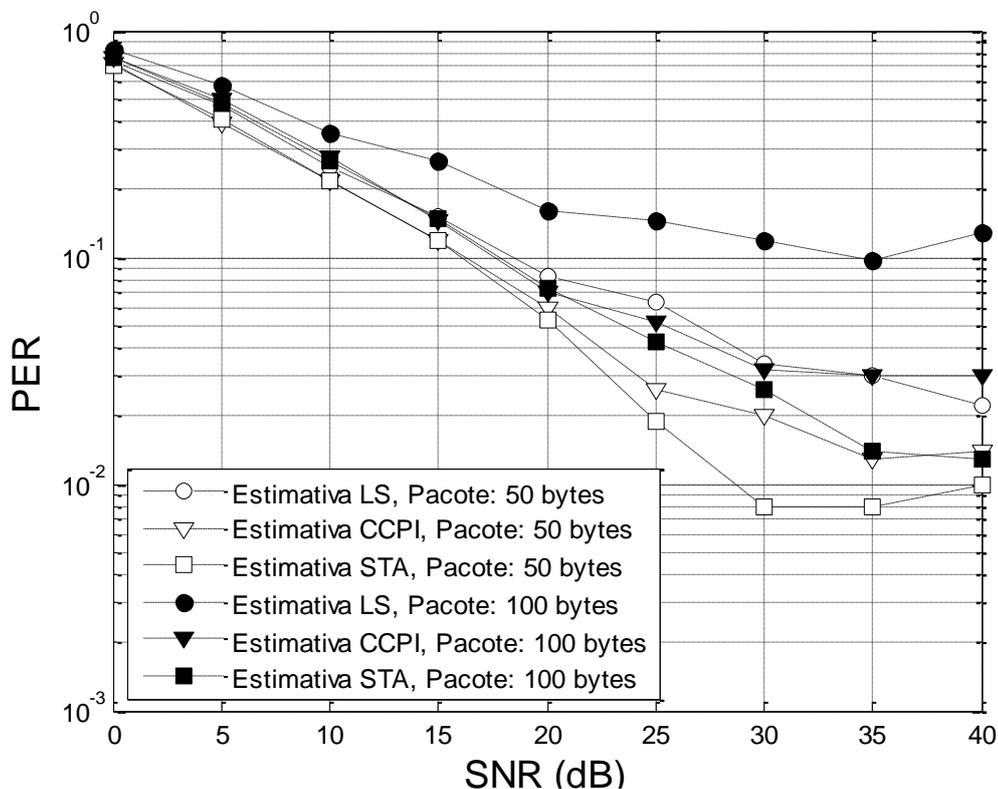
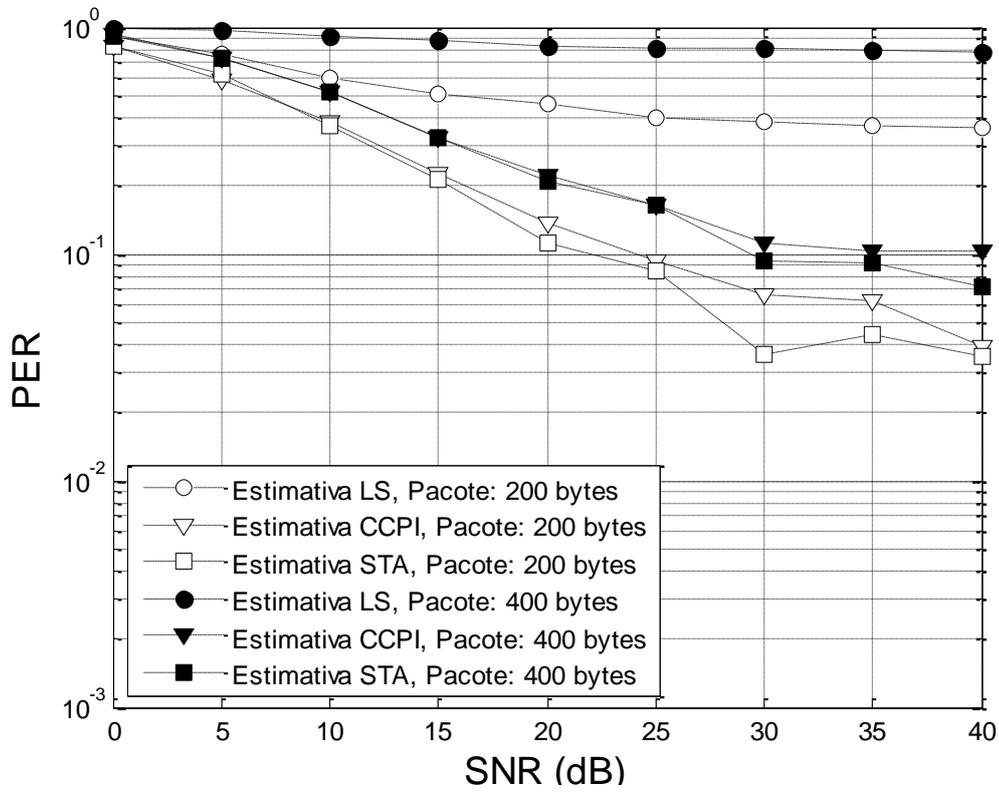


Figura 33: PER das estimativas LS, CCPI e STA, para $Speed = 100 \text{ km/h}$, modelo de canal de Jakes com $\sigma_\tau = 15 \text{ ns rms}$ e tamanhos de pacote de 200 e 400 bytes.



Porém, além do tamanho do pacote, a velocidade relativa entre os terminais (campo *Speed* do simulador mostrado na Figura 22) também influencia na qualidade da transmissão. Verificando-se as Figuras 34 e 35 percebe-se que a estimativa LS encontra-se acima da taxa de 10% de pacotes decodificados erroneamente para velocidades relativas maiores de 100 km/h . Novamente é visível um limiar na PER das estimativas dinâmicas a partir de 30 dB da relação sinal-ruído. Assim, as Figuras 34 e 35 mostram as taxas de erro de pacote para o modelo de canal Jakes para diferentes velocidades relativas.

Figura 34: PER das estimativas LS, CCPI e STA, para $Speed = 30\text{ km/h}$ e 60 km/h , modelo de canal de Jakes com $\sigma_\tau = 15\text{ ns rms}$ e tamanho de pacote de 100 bytes .

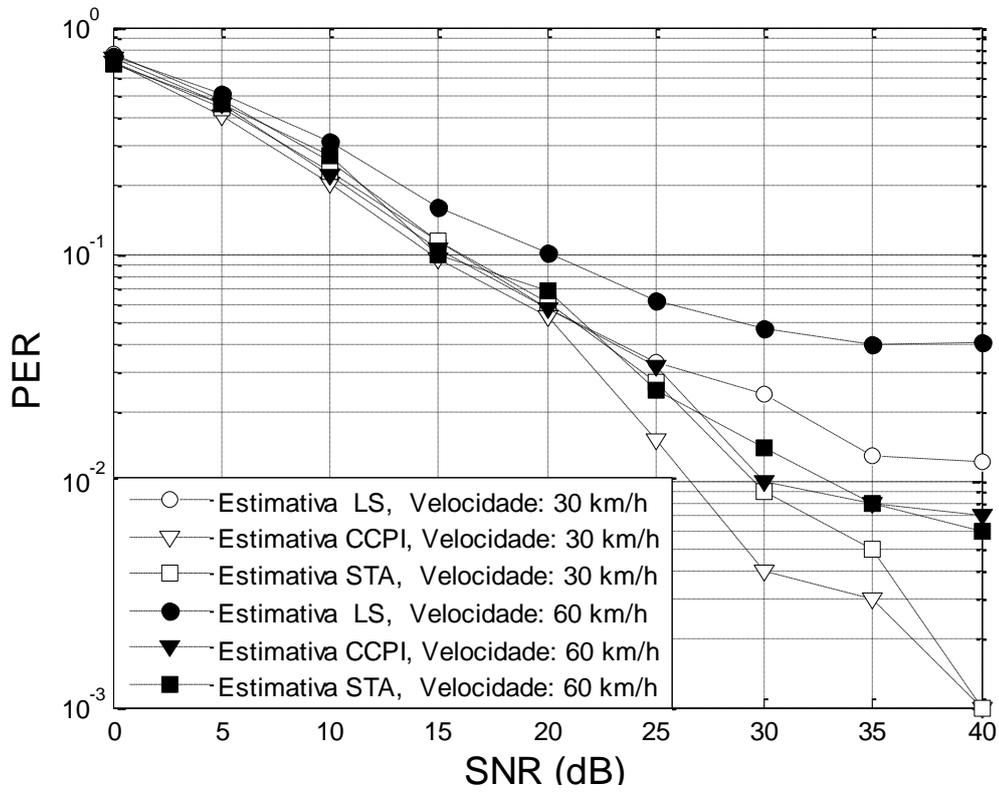
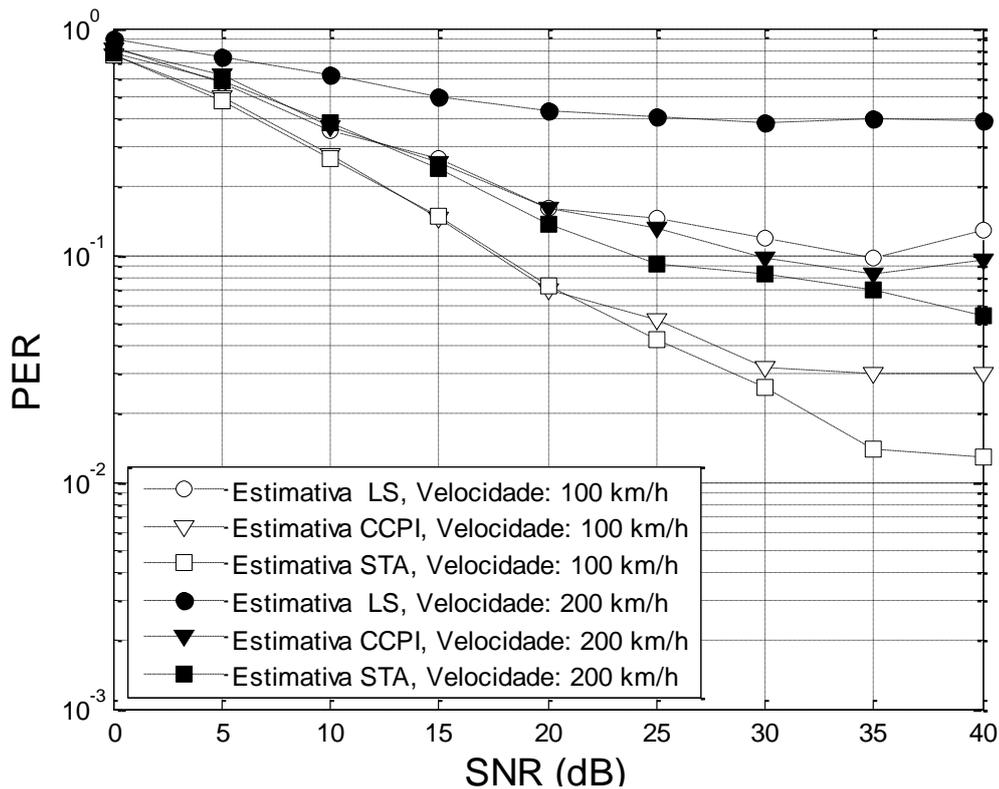


Figura 35: PER das estimativas LS, CCPI e STA, para $Speed = 100\text{ km/h}$ e 200 km/h , modelo de canal de Jakes com $\sigma_\tau = 15\text{ ns rms}$ e tamanho de pacote de 100 bytes .



Nota-se nas simulações acima, Figuras 32 a 35, que pequenos tamanhos de pacote, 50 *bytes* e 100 *bytes*, e baixas velocidades relativas entre os terminais, 30 *km/h* e 60 *km/h*, apresentam pequenas taxas de erro de pacote. Como se deseja estudar os limites de transmissão do canal, notadamente a comunicação é considerada aceitável para PER em torno de 10%, a seguir serão apenas apresentadas simulações com tamanhos de pacote maiores ou iguais a 100 *bytes*, e velocidades relativas entre os terminais maiores ou iguais a 100 *km/h*.

6.3 Simulações dos Modelos Veicular A e Veicular B

Conforme visto no capítulo 3, os modelos de canais baseados em raios nos modos Veiculares A e B possuem componentes de caminhos múltiplos com atraso maior que o tamanho de um símbolo OFDM. Para a norma 802.11p, um símbolo OFDM dura 8,0 μs , porém com apenas 1,6 μs de intervalo de guarda. Assim canais que contenham componentes de caminhos múltiplos superiores ao intervalo de guarda causam interferência intersimbólica no pacote transmitido.

Os modelos de canais Veicular A e Veicular B possuem componentes de caminhos múltiplos máximos de 2,5 μs e 20 μs respectivamente, implicando em interferência intersimbólica. Assim observa-se que o limiar onde não há mais melhoria perceptível na decodificação dos pacotes para o modelo Veicular A encontra-se em torno de 20 *dB* de relação sinal-ruído. Para o modelo de canal Veicular B, em que as componentes de caminho múltiplo de um símbolo chegam a afetar os dois próximos símbolos, o limiar encontra-se em torno de 15 *dB* da relação sinal-ruído.

As Figuras 36, 37, 38 e 39 a seguir apresentam resultados de simulações para os dois modelos de canais veiculares propostos por (ITU-R, 1997), Veicular A e Veicular B. Nota-se que para nenhum caso a estimativa LS consegue uma PER abaixo de 10%. Para os casos mais extremos do modelo Veicular A apenas a estimativa STA se aproxima da PER 10%. O modelo Veicular B degrada consideravelmente o canal de modo que somente se aproxima da PER de 10%, para o caso mais simples simulado com *Speed* = 100*km/h* e pacotes de 200 *bytes*.

Figura 36: PER das estimativas LS, CCPI e STA, para $Speed = 100\text{ km/h}$, modelo de canal Veicular A e tamanhos de pacote de 200 e 400 bytes.

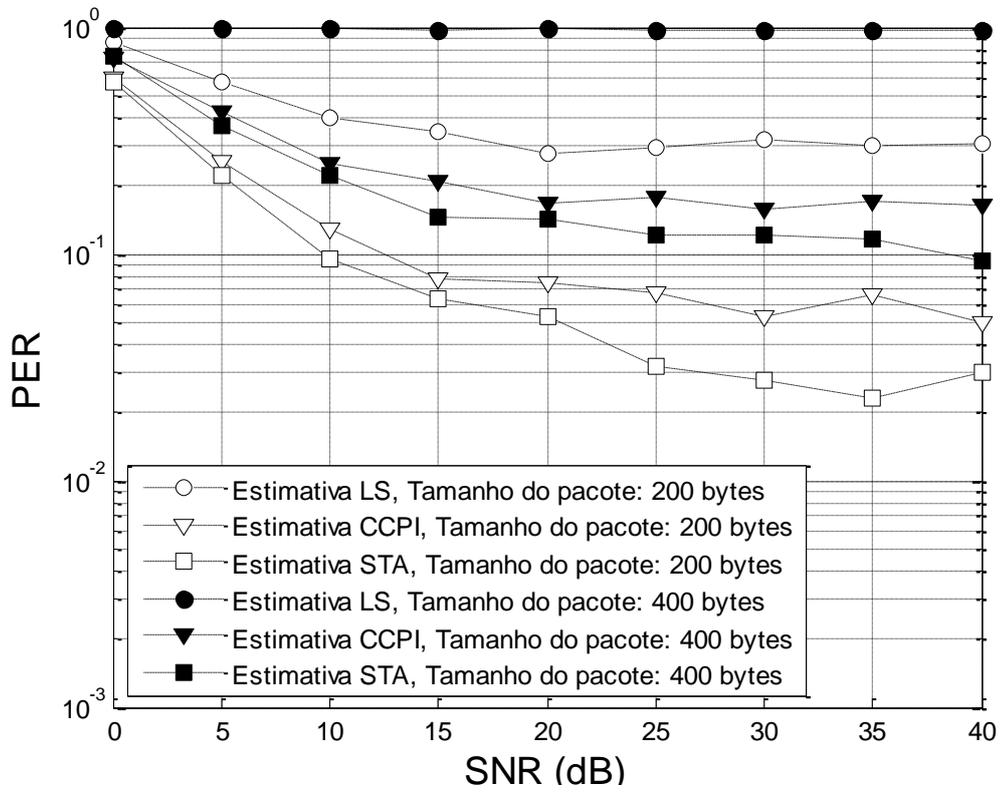


Figura 37: PER das estimativas LS, CCPI e STA, para $Speed = 100\text{ km/h}$ e 200 km/h , modelo de canal Veicular A e tamanho de pacote de 200 bytes.

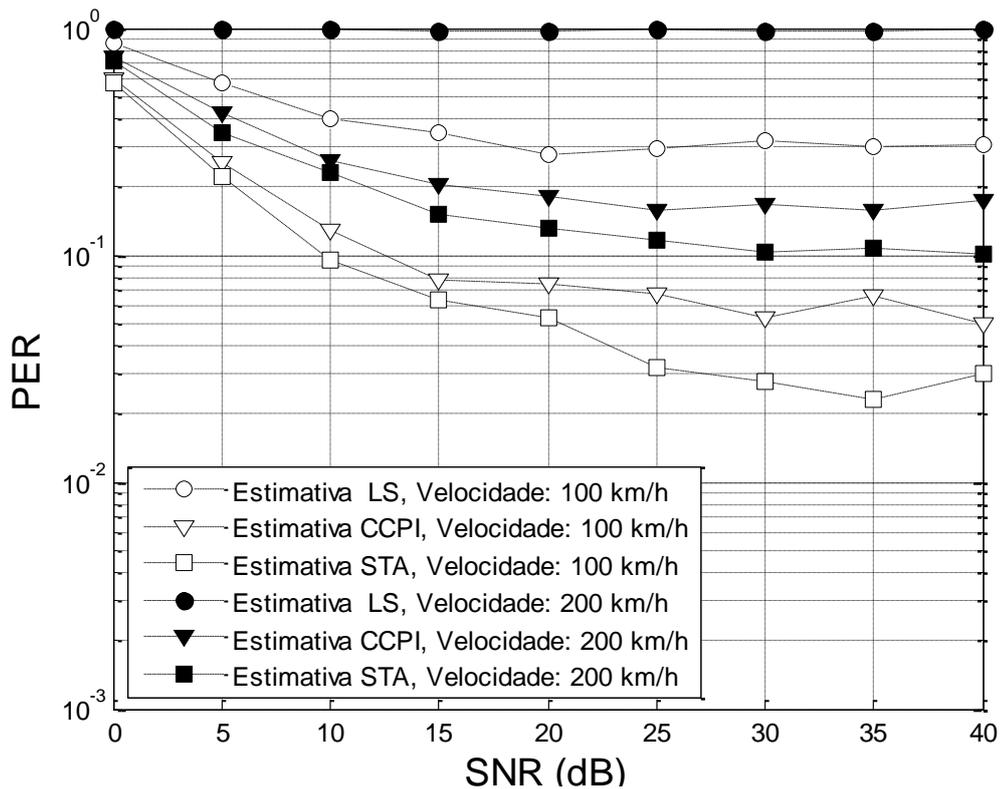


Figura 38: PER das estimativas LS, CCPI e STA, para $Speed = 100\text{ km/h}$, modelo de canal Veicular B e tamanhos de pacote 200 e 400 bytes.

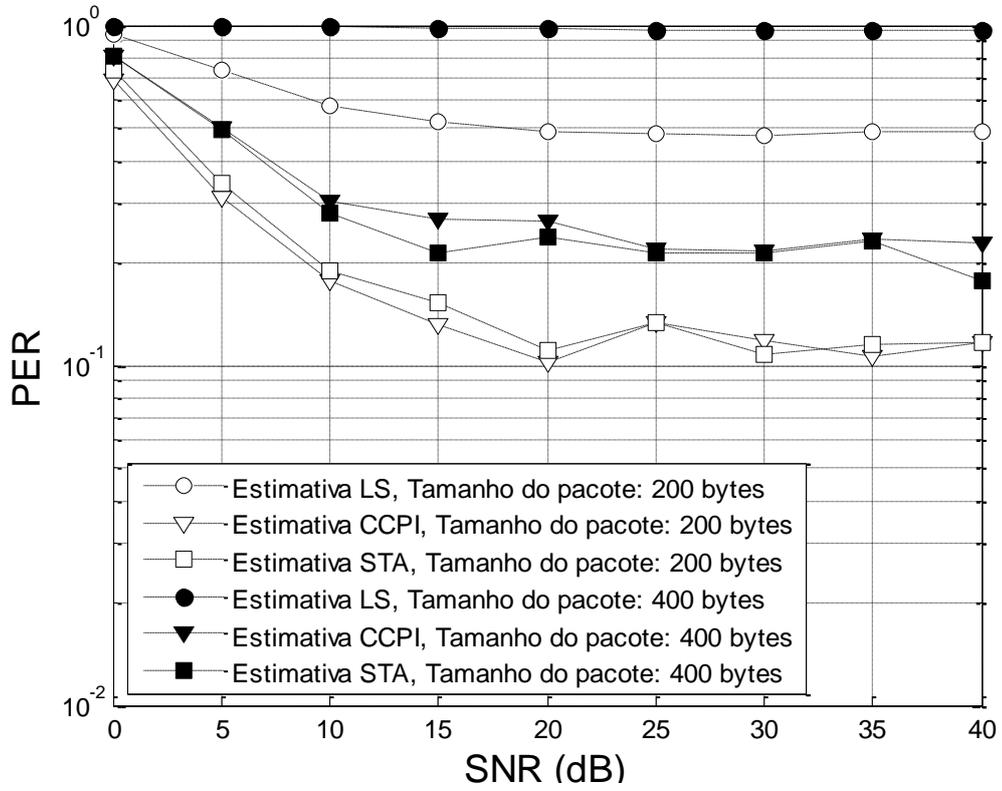
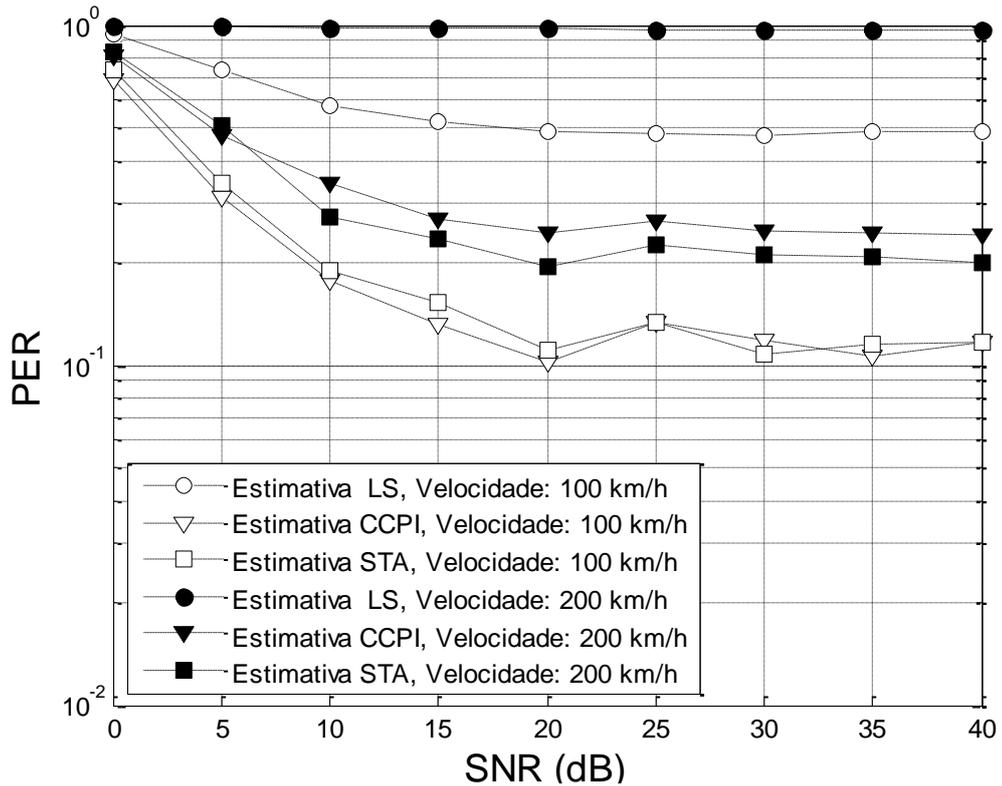


Figura 39: PER das estimativas LS, CCPI e STA, para $Speed = 100\text{ km/h}$ e 200 km/h , modelo de canal Veicular B e tamanho de pacote de 200 bytes.



6.4 Comparação Entre os Modelos de Canal

As Figuras 40 e 41 mostram que os modelos de canais Jakes e Veicular B possuem taxas de erro parecidas, porém, conforme visto no capítulo 3, as taxas encontradas não são devidas ao mesmo fenômeno. O modelo de Jakes possui uma variação da resposta impulsiva temporal do canal maior que o modelo Veicular B. Enquanto que o modelo Veicular B possui atrasos de caminhos múltiplos muito maiores que os do modelo de Jakes. As Figuras 40 e 41 mostram ainda que o modelo de canal Veicular A é o que afeta com menor intensidade a qualidade do sinal transmitido. O modelo Veicular A possui uma baixa variação temporal da resposta impulsiva do canal quando comparado ao modelo de Jakes, e pequenos atrasos de caminhos múltiplos quando comparado ao modelo Veicular B.

As Figuras 40 e 41 a seguir apresentam as BER e PER encontradas nas simulações dos três tipos de canais veiculares apresentados.

Figura 40: BER das estimativas LS e STA, para os modelos de canal Jakes, Veicular A e Veicular B, com $Speed = 100\text{ km/h}$ e tamanho de pacote de 200 bytes .

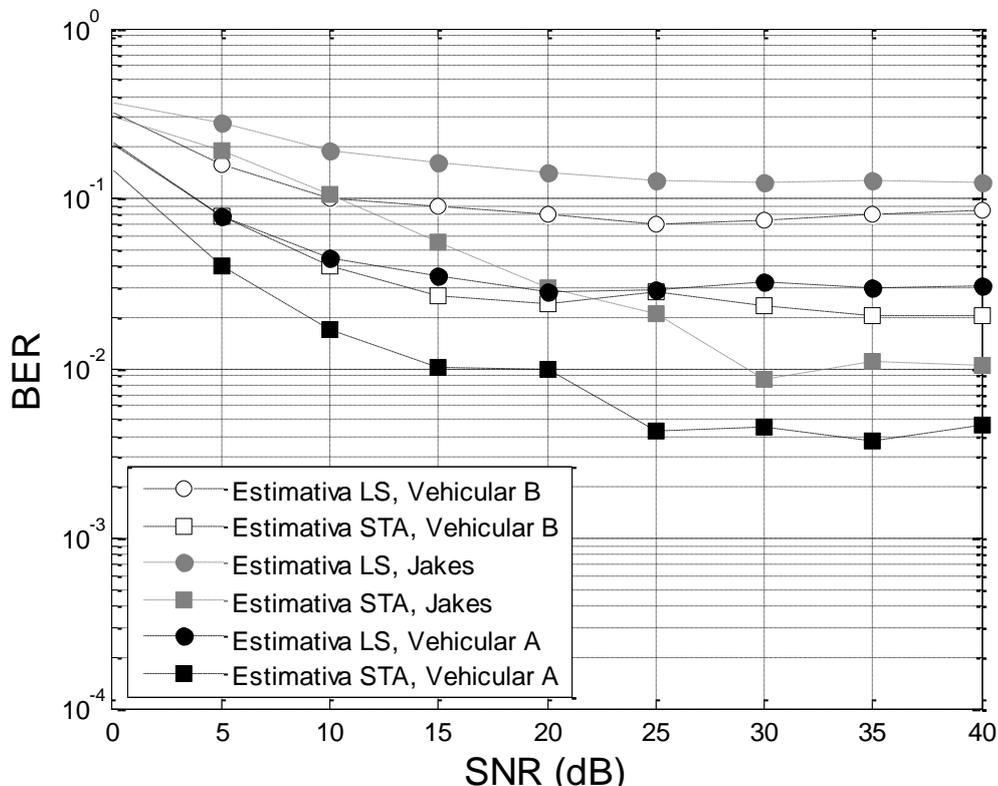
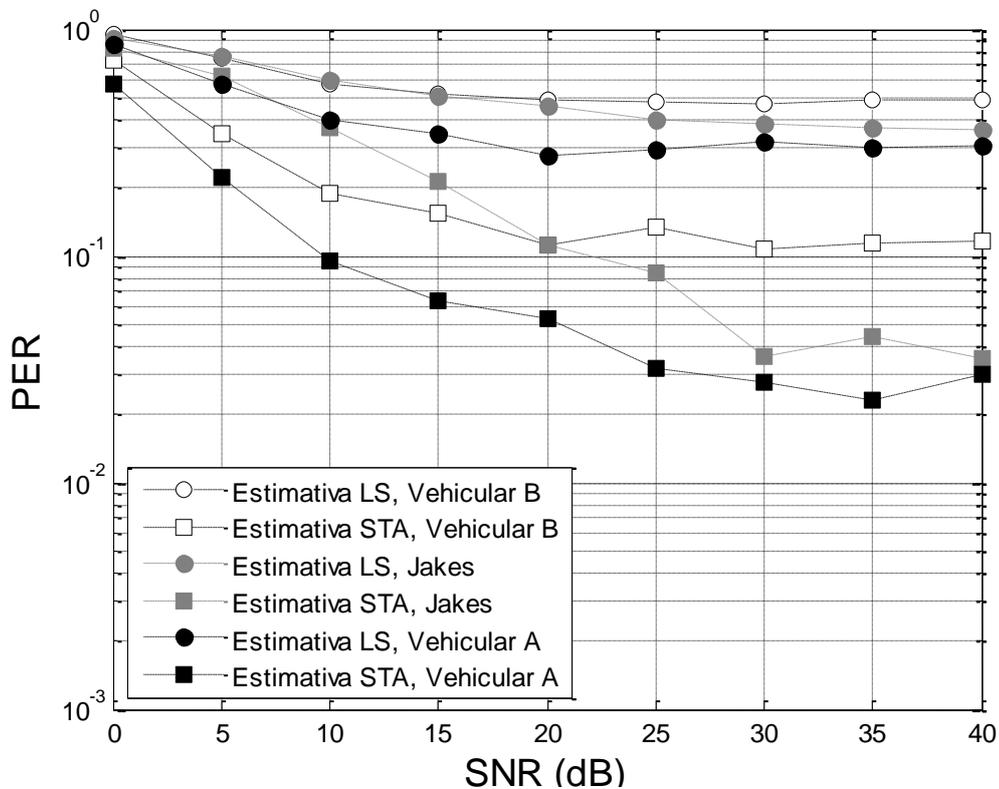


Figura 41: PER das estimativas LS e STA, para os modelos de canal Jakes, Veicular A e Veicular B, com $Speed = 100 \text{ km/h}$ e tamanho de pacote de 200 bytes .



Das propriedades dos modelos de canais discutidas no capítulo 3, pode-se atribuir o modelo de Jakes a canais densamente urbanos (*Urban Canyons*), onde há grande variação da resposta impulsiva temporal do canal e componentes de atraso pequenas. O modelo de canal Veicular A, pode ser utilizado para ambientes suburbanos e auto-estradas (*Suburban Streets* e *Expressways*), pois possui baixa variação temporal da resposta impulsiva do canal e componentes de atraso levemente maiores que o intervalo de guarda. Finalmente, o modelo de canal Veicular B retrata um canal tipicamente rural (*Rural*) onde a variação temporal da resposta impulsiva do canal é lenta e reflexões do sinal em objetos distantes causam componentes de caminhos múltiplos com grandes atrasos.

Nota-se que o limiar de 30 dB observado no modelo de canal de Jakes permanece em torno de 15 dB maior que os limiares dos modelos dos canais Veicular A e B, pois o decaimento da amplitude dos caminhos múltiplos para o modelo de Jakes é exponencial, enquanto que os modelos Veicular A e B possuem seus decaimentos menos acentuado e atrasos de caminhos múltiplos mais longos.

7 CONCLUSÃO

Um importante meio de se testar novos métodos de codificação e decodificação para a comunicação sem fio é a simulação, pois através dela poupa-se o esforço de realizar medições práticas. Assim vários estudos podem ser realizados através de simulações e apenas os que gerarem resultados satisfatórios são implementados e as medições então são realizadas a fim de se obter a performance real do novo método.

Em canais veiculares a abordagem necessária para se realizar as medições práticas é complexa e custosa. Por exemplo, em ambientes densamente urbanos, é difícil manter uma velocidade constante entre os terminais e os dados adquiridos podem variar muito entre uma medição e outra devido a grande variação da resposta impulsiva do canal. Assim, um simulador que represente bem as diversas características de diferentes canais veiculares é de grande utilidade para se desenvolver estudos na área.

Muitos artigos e publicações recentes têm tratado da comunicação sem fio em ambientes veiculares, de modo que há vários resultados de simulações e medições disponíveis para consulta. No entanto, apesar de apresentarem curvas de PER por SNR com comportamentos parecidos, ainda há uma diferença considerável entre as grandezas obtidas. Assim, para realizar a validação deste simulador, do modo mais geral possível, utilizou valores simulados (LIN, 2010) e medidos (FERNANDEZ, 2010).

Conforme comentado neste trabalho, as curvas obtidas pelo simulador desenvolvido têm o mesmo comportamento das apresentadas em publicações recentes, porém apresentam ordens de grandeza de PER diferentes. Notadamente para baixas relações sinal-ruído, as diferenças encontradas são maiores e para altas relações sinal-ruído as diferenças são menores. Deste modo considera-se o simulador desenvolvido uma boa ferramenta para se realizar simulações de comunicação sem fio em canais veiculares.

Neste trabalho utilizou-se a norma IEEE 802.11p para simular situações de comunicação entre veículos ou entre veículo e infraestrutura. Assim, três modelos de canais veiculares foram estudados, com o intuito de abranger diferentes tipos de canais veiculares práticos. O comportamento dos dados obtidos em cada canal foi o mesmo, sendo a única mudança os valores das grandezas.

Percebe-se que a estimativa LS, mais simples e muito utilizada em ambientes *indoor*, torna-se rapidamente obsoleta para canais veiculares. Sendo assim necessário o desenvolvimento de novos tipos de estimativa do canal. Para se mitigar o principal problema de canais veiculares, a variação temporal de suas respostas impulsivas, utilizou-se técnicas de estimativa dinâmica do canal. As duas técnicas desenvolvidas apresentaram resultados muito parecidos. No entanto, a estimativa STA se mostrou ligeiramente melhor que a estimativa CCPI.

As estimativas CCPI e STA se mostraram satisfatórias, ou seja, obtiveram taxas de erro de pacote menores que 10% para os casos com velocidade relativa entre os terminais de até 100 *km/h* e tamanhos de pacote de até 200 *bytes*. Porém ficaram ligeiramente acima de 10% nos casos mais extremos, como velocidade relativa entre os terminais de 200 *km/h* e tamanho de pacote de 400 *bytes*. Assim, a sugestão de para trabalhos futuros é de implementar melhores estimadores de canais veiculares, a fim de tornar mais robusta a comunicação sem fio entre terminais móveis.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

3GPP TR 25.996 v7.0.0. **Spatial channel model for multiple input multiple output (MIMO) simulations (release 7)**. Technical Specification Group Radio Access Network, 2007.

ACOSTA-MAURUM, Guillermo; INGRAM, Mary Ann. **Six Time- and Frequency-Selective Empirical Channel Models for Vehicular Wireless LANs**. Vehicular Technology Magazine, IEEE, Vol.2, Issue: 4, 2007.

CÂMARA, André Michelin; HOEFEL, Roger Pierre Fabris. **On the Performance of IEEE 802.11n: Analytical and Simulations Results**. XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Curitiba, PR, 02-05 de outubro de 2011.

CHENG, Lin et al. **Mobile Vehicle-to-Vehicle Narrow-Band Channel Measurement and Characterization of the 5.9 GHz Dedicated Short Range Communication (DSRC) Frequency Band**. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 25, No. 8, 2007.

CHO, Yong Soo; KIM, Jaekwon; YANG, Won Young; KANG, Chung G. **MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB**. IEEE Press, Ed: Academic Press, 2010.

DELLAGOSTIN, Jonatan. **Algoritmos para estimação do canal de rádio móvel em sistemas de comunicação digital baseados em OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing)**. Projeto de diplomação do curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2009. Disponível em <http://hdl.handle.net/10183/24309>. Acesso em 27 de maio de 2013.

FERNANDEZ, Joseph A. et al. **Dynamic Channel Equalization for IEEE 802.11p Waveforms in the Vehicle-to-Vehicle Channel**. Forty-Eighth Annual Allerton Conference, Allerton House, Illinois, USA, IEEE, 2010.

FERNANDEZ, Joseph A. et al. **Performance of the 802.11p Physical Layer in Vehicle-to-Vehicle Environments**. IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY VOL. 61, NO. 1, 2012.

IEEE STANDARDS ASSOCIATION, **Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications**. IEEE Computer Society, 2012.

ITU-R M.1225. **Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000**. International Telecommunication Union-Radiocommunication, 1997.

JIANG, D.; DELGROSSI, L. **IEEE 802.11p: Towards an International Standard for Wireless Access in Vehicular Environments**. Mercedes-Benz Research & Development North America, Inc. IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, 2008.

LIN, Chi-Sheng; LIN, Jia-Chin. **Improved Time-Domain Channel Estimation Techniques in IEEE 802.11p Environments**. Communication Systems Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP), 7th International Symposium, 2010.

NEGUS, K. J.; PETRICK A. **History of wireless local area networks (WLANs) in the unlicensed bands**. Emerald Group Publishing Limited, Vol. 11, 2009.

RAPPAPORT, Theodore S. **Comunicação sem fio - Princípios e práticas**. 2th ed., Ed: Pearson Prentice Hall, 2009.

SHIVALDOVA V.; GÜRTEL, L. **Implementation of IEEE 802.11p Physical Layer Model in SIMULINK**. Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Wien, 2010.

TERRY, John.; HEISKALA, Juha. **OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide Book**. Sams Publishing, Indianapolis, 2001.