

## Desenvolvimento de um Modelo de Simulação baseado na Camada Física do protocolo ETSI BRAN HiperLAN/2

Homero Leal, Ricardo Pannuzzo, João Nuno Matos, Atílio Gameiro

**Resumo** - O presente trabalho apresenta uma implementação de um simulador da camada física do sistema ETSI BRAN HiperLAN/2. O software de simulação foi desenvolvido sobre a ferramenta CoCentric System Studio recorrendo a linguagem C.

### I. INTRODUÇÃO

Os sistemas de comunicação sem fios têm evidenciado um crescimento significativo no últimos anos, motivando a implementação de modelos de sistemas assistidos por computador de forma diminuir o tempo e os custos necessários para a implementação prática e lançamento de novos produtos no mercado.

Devido à grande diversidade destes sistemas, é fundamental identificar as vantagens e desvantagens de cada um de modo a permitir ao utilizador realizar uma escolha acertada e vocacionada às suas necessidades.

O objectivo das redes sem fios é proporcionar interligações entre PCs, computadores portáteis e outros equipamentos em ambientes públicos e privados. As WLANs (Wireless Local Area Network) proporcionam uma forma agradável e relativamente simples de interligar dispositivos sem a necessidade de empregar redes com fios.

Actualmente é possível separar os sistemas WLAN / WPAN (Wireless Personal Area Network) em duas grandes famílias, aqueles que pertencem à banda ISM - 2.4 GHz, nomeadamente, os protocolos Bluetooth, IEEE 802.11b, IEEE 802.11g; e aqueles que pertencem à banda U-NII - 5 GHz, nomeadamente, IEEE 802.11a e ETSI HiperLAN/2.

Dos cinco protocolos mencionados, o Bluetooth que se encaixa na categoria das redes pessoais, tem a mais baixa taxa de transmissão, o IEEE 802.11b é um protocolo com uma taxa de transmissão média e o IEEE 802.11g, o IEEE 802.11a e o ETSI HiperLAN/2 são protocolos com taxa de transmissão mais elevada; estes últimos têm capacidade de atingir taxas até 54 Mbps. É importante realçar que já se encontra praticamente pronta uma nova versão (v2.0) para o protocolo Bluetooth. A análise e comentários feitos ao protocolo IEEE 802.11g foram baseados em rascunhos publicados por entidades que colaboraram na execução e aprovação desta norma. As publicações oficiais por parte do IEEE não se encontravam disponíveis no momento da realização deste documento. Este artigo é baseado no Relatório final do projecto de fim de curso com o mesmo nome [1].

### II. MÓDULO DE TRANSMISSÃO EM BANDA BASE

Os módulos introduzidos no sistema são, no caso do transmissor, aqueles que estão mencionados nas definições do protocolo e estão representados na Figura 1.

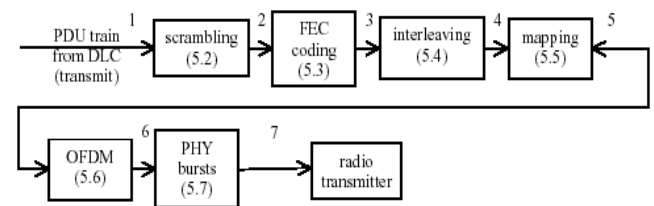


Figura 1: Estrutura Básica da Camada Física

#### Scrambler

O conteúdo de cada *Protocol Data Unit* (PDU) proveniente do *Data Link Control* (DLC) é somado a uma sequência pseudo-aleatória gerada por um *scrambler* de comprimento 127 que utiliza um gerador polinomial dado por:  $S(x) = X^7 + X^4 + 1$ , ilustrado na Figura 2.

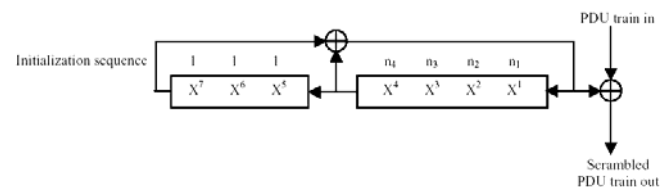


Figura 2: Módulo Scrambler

O mesmo *scrambler* deve ser utilizado na transmissão e recepção. O estado inicial do registo de deslocamento deve ser diferente de zero, sendo determinado pelo contador de tramas do *Broadcast CHannel* (BCH) no início da correspondente trama MAC. O contador de tramas contém os primeiros quatro bits representados por  $(n_4, n_3, n_2, n_1)_2$ , que vão compor o estado inicial juntando-se ao valor binário fixo  $(111)_2$ , formando assim a sequência  $(111n_4n_3n_2n_1)_2$  [2].

#### FEC Encoder

O PDU *aleatorizado* de comprimento  $N_{\text{BPDU}}$  bits, é codificado por uma unidade de codificação de canal tal como representado na Figura 3:

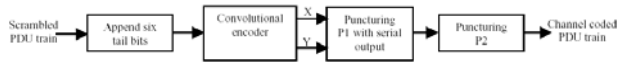


Figura 3: Arquitectura do FEC

A unidade de codificação consiste em quatro blocos operacionais consecutivos: codificação com terminação (adicionando bits de terminação e aplicando codificação convolucional), *perfuração* (“*puncturing*”) independente da taxa de transferência (P1) e *perfuração* dependente da taxa de transferência (P2). Esta sequência de operação representa as operações lógicas do processo de codificação e não a sua ordem específica.

A terminação de código, a codificação e a perfuração (P1) dependem do tipo de PDU, enquanto que a perfuração P2 é idêntica para todos os tipos de PDU [2].

**Interleaver**

Os bits de dados são entrelaçados num bloco com tamanho correspondente ao número de bits codificados por símbolo OFDM,  $N_{CBPS}$ . Este bloco é definido por uma permutação em dois passos. O primeiro passo garante que bits adjacentes codificados são mapeados em portadoras não adjacentes. O segundo garante que os bits adjacentes codificados são mapeados alternadamente nos bits mais significativos da constelação de forma a evitar grandes cadeias de bits de baixa fiabilidade [2].

**Mapping**

A camada física do HiperLAN/2 utiliza transmissão OFDM. As sub-portadoras devem ser moduladas utilizando BPSK, QPSK, 16QAM ou 64QAM dependendo do modo físico seleccionado para transmissão de dados. Os dados binários da entrada série são divididos em grupos de NBPSK (1, 2, 4 ou 6) bits e convertidos em símbolos utilizando o código de Gray construindo as respectivas constelações BPSK, QPSK, 16QAM ou 64QAM. As saídas devem ser multiplicadas por um factor de normalização que depende da modulação utilizada [2].

**Modulação OFDM**

A sequência de valores complexos correspondente aos símbolos modulados à saída do *mapper* é dividida em grupos de 48. Cada grupo de 48 valores complexos irá modular as  $N_{SD}=48$  sub-portadoras que devem ser transmitidas num símbolo OFDM. Existem  $N_{SD}=48$  sub-portadoras para dados e  $N_{SP}=4$  sub-portadoras piloto, desta forma, cada símbolo OFDM é constituído por um conjunto de  $N_{ST}=52$  portadoras e transmitido com uma duração  $T_S$ . O símbolo OFDM é constituído por duas partes, o símbolo efectivo de duração  $T_U$ , e um prefixo cíclico de duração  $T_{CP}$ . O prefixo cíclico é uma continuação do segmento útil, i.e. é uma cópia das últimas  $T_{CP}/T$  amostras do símbolo enviado imediatamente a seguir.

O seu comprimento é de 64 amostras e tem uma duração  $T_U=3.2 \mu s$ . Para o comprimento do prefixo cíclico existem dois valores possíveis, 800 ns (principal), e 400 ns (opcional).

A seguinte tabela apresenta os parâmetros numéricos mais importantes na transmissão em modulação OFDM.

Parâmetro	Valor
Frequência de Amostragem $f_s = 1 / T$	20 MHz
Duração do Símbolo Efectivo $T_U$	$64 \times T = 3.2 \mu s$
Duração do Prefixo Cíclico $T_{CP}$	$16 \times T = 0.8 \mu s$ (principal) $8 \times T = 0.4 \mu s$ (opcional)
Duração do Símbolo $T_S$	$80 \times T = 4 \mu s$ (principal) $72 \times T = 3.6 \mu s$ (opcional)
Número de sub-portadoras de dados $N_{SD}$	48
Número de sub-portadoras Piloto $N_{SP}$	4
Número total de sub-portadoras $N_{ST}$	$52 (N_{SD} + N_{SP})$
Espaçamento entre sub-portadoras $\Delta t$	$0.3125 \text{ MHz } (1 / T_U)$
Espaçamento entre as duas portadoras mais distantes	$16.25 \text{ MHz } (N_{ST} \times \Delta t)$

A disposição das sub-portadoras de dados e as sub-portadoras piloto são mostradas na Figura 4.

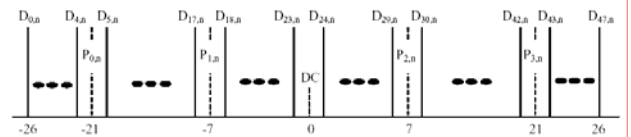


Figura 4: Posição relativa das sub-portadoras num símbolo OFDM

Apenas as sub-portadoras -21, -7, 0, 7 e 21 transportam informação de sincronismo, as restantes são dedicadas ao envio de dados [2].

**PHY Bursts**

O sistema cria e introduz 5 tipos de *bursts* definidos pela norma. Estes PHY *bursts* são definidos como:

- Broadcast burst
- Downlink burst
- Uplink burst with short preamble
- Uplink burst with long preamble
- Direct link burst (opcional)

Os *bursts* são constituídos por um *preambulo* que varia conforme o tipo de PDU *de treino* recebido, que combinado com os símbolos OFDM de dados (*payload*), são enviados para o canal rádio como representado na Figura 5.

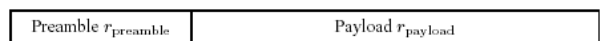


Figura 5: Estrutura Básica do PHY burst

Existem 3 tipos de secções diferentes para a constituição dos *preâmbulos*, as quais se podem observar na Figura 6.

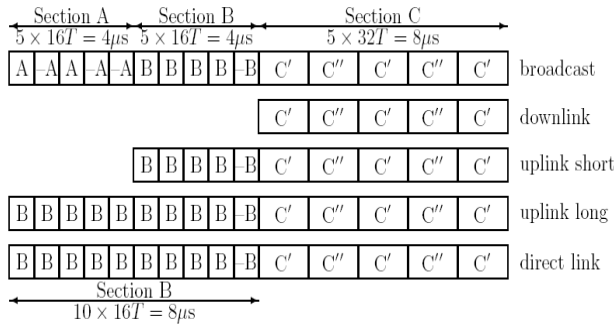


Figura 6: Tipos de PHY Bursts – (a) Broadcast burst; (b) Downlink burst; (c) Uplink burst with short Preamble; (d) Uplink burst with long preamble; (e) Direct link burst (opcional); [2].

### III. MÓDULO DE RECEPÇÃO EM BANDA BASE

Visto que a optimização do receptor depende da técnicas de recepção e/ou sincronismo utilizadas, existe uma liberdade bastante maior para a realização e implementação dos módulos necessários

#### PHY Burst Extract

Como o nome indica, este bloco implementa a extracção dos *bursts* em duas partes: *Preamble* e *Payload*, utilizando um demultiplexer controlado através de sinais de sincronismo gerados pelo módulo *SyncControl*.

#### Channel Estimation

É realizada uma estimação do canal executando a correlação da Secção C do *preamble* recebido, com uma sequência de Secção C gerada localmente, ambas no domínio da frequência. De forma a compensar a distorção do canal, os símbolos de dados são divididos pelos coeficientes de estimação resultantes da correlação. Como o canal é considerado estático para o resto do *burst*, estes valores são considerados igualmente válidos.

#### TimeFreqSync

Este bloco realiza uma autocorrelação de comprimento  $C$  ao sinal de *preamble* recebido de forma a determinar sequências semelhantes com uma periodicidade de  $L$ , e gera sinais de sincronização para cada secção de *preamble* [3].

Para realizar a autocorrelação é aplicada a seguinte equação:

$$M(d) = \frac{\sum_{m=0}^{C1-1} r_{d+m}^* r_{d+m+L} + \sum_{m=C1}^{C1+C2-1} r_{d+m}^* (-r_{d+m+L})}{\sum_{m=0}^{C-1} |r_{d+m+L}|^2}$$

Onde  $d$  é o índice do símbolo,  $r(t)$  é o sinal recebido e  $C$  o comprimento do bloco de autocorrelação.

Após o conhecimento do tempo óptimo de sincronismo, a sincronização na frequência pode ser efectuada como se o sistema não fosse afectado por falta de sincronismo no tempo. O valor de offset da frequência da subportadora pode ser estimado como indicado em [3] por:

$$\Delta \hat{f} = \frac{1}{2\pi LT} \arg \left( \sum_{m=0}^{L-1} \alpha r_{m-d_{opt}+L} \times r_{m+d_{opt}+L}^* \right)$$

sendo o  $d_{opt}$  o instante óptimo de sincronização no algoritmo anterior. De uma forma generalizada pode-se aplicar os algoritmos anteriores a todos os *preambles* tendo em conta os parâmetros na tabela seguinte:

Burst type	Preamble section	Symbol timing				Frequency offset		
		L	C <sub>1</sub>	C <sub>2</sub>	C	α	L	Δf <sub>max</sub>
Broadcast	A	32	32	0	32	-1	16	2F = 0.625 MHz
Downlink	C	64	96	0	96	1	64	F/2 = 0.156 MHz
Uplink short	B	32	32	0	32	1	16	2F = 0.625 MHz
Uplink long	B	80	64	16	80	1	16	2F = 0.625 MHz
Direct link	B	80	64	16	80	1	16	2F = 0.625 MHz

#### FrequencyCorrection

Este modelo aplica uma rotação no sentido dos ponteiros de relógio ou contra-relógio (através da entrada do parâmetro *flag* conjugado) dos símbolos recebidos com base no sinal estimado de *offset* de frequência da subportadora.

#### SyncControl

Este bloco controla o fluxo dos dados e dos *preambles* de forma a manter o sincronismo, seleccionando e ajustando o *sampling time* dependendo do PDUT type com base nos sinais extraídos do bloco *TimeFreqSync*.

#### OFDM demod

Para além da aplicação da FFT para retornar ao domínio da frequência, é realizada a extracção das portadoras de dados e pilotos e é realizada uma compensação pelas distorções introduzidas pelo canal.

#### DeMapping

O *DeMapping* é efectuado com base no modelo apresentado em [4]. Este bloco faz uso dos valores do *Channel Estimation* para o cálculo do Coeficiente do Canal e os símbolos OFDM para calcular Distância Euclidiana do bit correspondente.

#### DeInterleaver

O bloco de *DeInterleaver* é realizado com a aplicação das operações inversas de *Interleaving* introduzidas pela norma no bloco *Interleaver*.

FEC Decoder

Segundo o tipo de PHY *Burst* aplicado, e baseado na norma, é necessária a remoção dos *Puncturing P1* e *P2*. De seguida é realizada uma Descodificação *Soft Viterbi*.

DeScrambler

O *DeScrambler* é semelhante ao *Scrambler* utilizado no emissor.

IV. MÓDULOS DE FRONTEND ANALÓGICOS DE TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO

Os blocos de *FrontEnd-Receptor* e *FrontEnd-Transmissor* introduzidos no modelo têm como objectivo simular as imperfeições introduzidas pelos módulos que transformam os sinais originais em sinais capazes de serem transportados nas frequências definidas. Devido às semelhanças entre os sistemas rádio, podem geralmente descrever-se pelo diagrama de blocos da Figura 7.

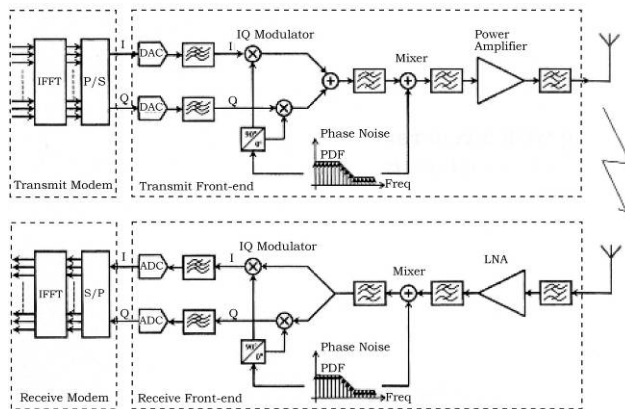


Figura 7: Estrutura Básica de um Sistema Analógico

Os efeitos introduzidos e observados no sistema implementado são Efeitos de Quantização e *Clipping*, Efeitos de Desequilíbrio de I/Q, Efeitos de Ruído de Fase, Efeitos de Incerteza do Controlo de Ganho no Receptor, *Jitter* do Relógio, Filtragem em Sistemas OFDM e Frequências de Fuga (*Leakage*) [5] [6].

V. CANAL

Uso de canais aditivos de Ruído Branco Gaussiano, assim como os canais definidos pelo ETSI para HiperLAN/2 (canais com multicaminho).

Canal	RMD delay speed	Característica
A	50 ms	Rayleigh
B	100 ms	Rayleigh
C	150 ms	Rayleigh
D	140 ms	Rice
E	250 ms	Rayleigh

Características Gerais dos Canais HiperLAN

V. CONCLUSÕES

O presente modelo da camada física foi escolhido como ponto de partida para um modelo mais completo e complexo, integrando todas as camadas do protocolo de comunicações HiperLAN/2.

A implementação deste modelo permite, de uma forma sucinta, a realização de testes comparativos de desempenho dos diversos protocolos equiparáveis. O caso mais evidente poderá ser o protocolo IEEE 802.11a, do qual já existem modelos desenvolvidos; sendo desta forma possível tirar conclusões pormenorizadas do desempenho, em condições semelhantes de utilização, sem ser necessária a sua implementação física evitando os custos associados.

Implementaram-se os módulos de banda base do emissor e do receptor, incluindo módulos analógicos, de forma a permitir a simulação de imperfeições típicas de sistemas reais. Validaram-se os modelos desenvolvidos através de simulações, e observaram-se os efeitos produzidos pelos fenómenos analógicos nos sistemas reais.

Relativamente ao desenvolvimento de sincronização e correcção, foi necessário realizar pesquisas mais exaustivas onde se encontra uma grande diversidade de teorias e técnicas, que por sua vez, levam ao aumento da complexidade do sistema.

Este modelo pode ser melhorado no receptor em termos de sincronismo, uma vez que este não está optimizado para o melhor desempenho possível. Alguns Blocos sugeridos são: AGC (*Automatic Gain Control*), Correcção de fase baseado nas sub-portadoras pilotos (*Phase tracking*) e um algoritmo de estimação de canal mais preciso. Outras modificações poderão ser necessárias de forma a possibilitar uma melhor comunicação e controlo com as camadas superiores, tornando o sistema mais completo.

REFERÊNCIAS

- [1] H. Leal, R. Pannuzzo, "Desenvolvimento de um Modelo de Simulação baseado na Camada Física do protocolo HiperLAN/2 ETSI BRAN", Projecto Final de Curso, Departamento de Electrónica da Universidade de Aveiro, 2003.
- [2] "HiperLAN type 2 Physical Layer" V1.1.1, ETSI BRAN 2000.
- [3] Berno, A. "Time and Frequency Synchronization Algorithm for HiperLAN/2", Università degli Studi di Padova, 2001.
- [4] Tosato, F. "Simplified Soft-Output Demapper for binary Interleaved COFDM with application to HiperLan/2", Hp Laboratories Bristol, 2001.
- [5] Engels M. "Wireless OFDM Systems – How to Make them Work?" Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [6] "Introduction to DSP - Frequency analysis: Frequency leakage" [http://www.bores.com/courses/intro/freq/3\\_leak.htm](http://www.bores.com/courses/intro/freq/3_leak.htm)