

## 基于分段混合调制的导频辅助块传输技术研究

张磊 焦现军 陈江 项海格

(北京大学信息科学技术学院卫星与无线通信实验室 北京 100871)

**摘要:** 在导频与数据时分复接的块传输系统中,无保护间隔系统具有最佳的数据传输效率,但工作在多径信道下时,该系统接收信号中导频和数据边缘混叠,接收机需要额外的干扰消除操作以精确分离二者。实际干扰消除算法都会存在一定误差,这种误差会降低信道估计算法的精度,进一步影响整个数据块的解调及解码,最后导致系统误码性能下降。该文提出一种分段混合调制方式:数据块中,可能与导频发生混叠的前后两端数据符号采用低阶调制;而中部依然采用高阶调制。仿真结果表明,在典型大延时多径信道下,分段混合调制系统误码性能明显优于传统无保护间隔的时分导频辅助块传输系统。

**关键词:** 无线通信; 导频辅助块传输系统; 分段混合调制

**中图分类号:** TN92

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2008)04-0792-05

## A Novel Hybrid Modulation Scheme for Pilot-assisted Block Transmission Technology

Zhang Lei Jiao Xian-jun Chen Jiang Xiang Hai-ge

(Satellite and Wireless Communication Lab, EECS, Peking University, Beijing 100871, China)

**Abstract:** When PABT (Pilot-Assisted Block Transmission) signal is transmitted over severe multipath channels, consecutive pilot block and data block may partially overlap each other. If no guard interval is inserted between them, a process to cancel the mutual interference is usually adopted in the receiver. But this process, as well as channel equalization, may suffer severe performance degradation when channel estimation is not so reliable. A hybrid modulation scheme is proposed in this paper, in which the overlapped part in data block is modulated using lower order constellation, while the other part keeps using higher order constellation. Its advantage in BER performance and robustness over conventional PABT schemes is demonstrated with simulation in some multipath channels with large delay spread.

**Key words:** Wireless communication; Pilot-assisted block transmission; Hybrid modulation

### 1 前言

导频辅助传输(Pilot-Assisted Transmission, PAT)是一种将已知导频符号和承载信息的数据符号复接在一起的传输方式<sup>[1]</sup>。接收端已知导频符号和具体的复接方案,并且可以利用它们完成信道估计、自适应接收以及最佳解码<sup>[1, 2]</sup>。PAT被普遍应用于各种现代通信系统中,例如 GSM<sup>[3]</sup>, WCDMA<sup>[4]</sup>以及 CDMA-2000<sup>[5]</sup>等。

导频辅助块传输(Pilot-Assisted Block Transmission, PABT)是PAT的一种。PABT将数据符号分组构成数据块,再以各种可选方式将导频块与数据块相间放置,一个数据块和一个导频块组成一个信号块。PABT适合时变以及多径的传输环境,接收端可以根据每个信号块中的导频块完成对信道的实时估计,并据此完成信号块中数据符号检测。它在无线广播系统(如: DVB-T系统<sup>[6]</sup>和 DMB-T系统<sup>[7]</sup>)、无线局域网系统(如 IEEE802.11系列<sup>[8,9]</sup>和 HiperLAN/2<sup>[10]</sup>)、无线

城域网系统(IEEE802.16系列<sup>[11]</sup>)等现代宽带通信系统中得到广泛的应用。文献[12]将PABT系统分为两类:导频数据时分复接、导频数据频分复接。本文所指PABT系统均为导频数据时分PABT系统。

导频数据时分PABT系统中,间隔放置的导频块和数据块之间可以插入保护间隔也可以无保护间隔而紧密相接。当传输环境为多径信道时,在保护间隔长度大于信道时延扩展的前提下,保护间隔可以很好地保证数据和导频在接收端不发生任何混叠。保护间隔可以采用CP(Cyclic Prefix)或ZP(Zero Padding)。CP是指在保护间隔内放置循环前缀。PABT系统采用CP的好处是接收机复杂度较低<sup>[13]</sup>。ZP是指在保护间隔内放置全零,即保护间隔内不发送任何信号。带有ZP的系统具有最佳误码性能<sup>[14]</sup>。与有保护间隔系统相比,无保护间隔的PABT系统具有最佳的数据传输效率。但该系统的接收信号中导频和数据边缘混叠,接收机需要额外的干扰消除操作以精确分离二者。实际干扰消除算法都会存在一定误差,这种误差会降低信道估计算法的精度,进一步影响整个数据块的解调以及解码,最后导致系统误码性能下

降。据文献[12]中的结果,在多径信道扩散较严重的系统中采用高阶调制时,这种恶化尤为显著;而同样信道下,低阶调制系统的抗混叠能力则明显好于高阶调制。

据此,本文提出一种应用于 PABT 系统的针对时域数据的调制方式——分段混合调制:在数据块中可能与导频块发生混叠的前后两端数据符号采用较低阶调制;而中部的依然采用高阶调制。在典型的时延扩展较大的多径信道下,这种分段混合调制可以很好地改善系统误码性能。

下文主要分为 3 部分阐述,第 2 节介绍系统模型包括系统信号模型和接收机结构,第 3 节为仿真实验,第 4 节为本文结论。

## 2 系统模型

### 2.1 系统信号模型

图 1 给出的是无保护间隔 PABT 系统(以下简称 NG 系统)以及本文提出的分段混合调制 TYPE I 系统、TYPE II 系统(以下简称 TYPE I 系统和 TYPE II 系统)的发送信号模型。图中白色方块代表导频块,灰色方块代表高阶调制数据块,网格灰色方块代表低阶调制数据。三系统的每个信号块均由一个导频块和一个数据块组成,其中 NG 系统的数据符号采用高阶调制,TYPE I 系统仅数据块前端采用低阶调制其余采用高阶调制,TYPE II 系统则是与导频相接的前后两端均为低阶调制数据符号。

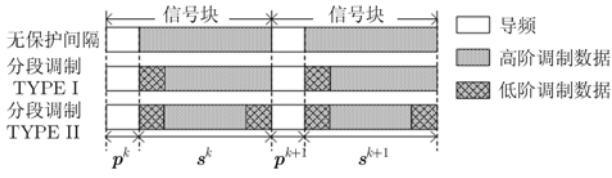


图 1 系统发送信号模型

定义第  $k$  个发送导频块为  $\mathbf{p}^k$ , 长度为  $N$ 。定义第  $k$  个发送数据块为  $\mathbf{s}^k$ , 长度为  $M$ 。多径信道采用抽头延迟线模型, 定义由  $\mathbf{p}^k$  和  $\mathbf{s}^k$  组成的第  $k$  个信号块经历的信道冲激响应为  $\mathbf{h}^k$ ,  $\mathbf{h}^k$  为  $(L+1) \times 1$  维向量 ( $L \leq N$ ), 假设  $\mathbf{h}^k$  在第  $k$  个信号块持续时间内不发生变化。

定义第  $k$  个接收信号块为  $\mathbf{r}^k$  ( $\mathbf{r}^k$  长度为  $M+N$ ), 与  $\mathbf{p}^k$  对应的接收导频信号为  $\mathbf{x}^k$ , 与  $\mathbf{s}^k$  对应的接收数据信号为  $\mathbf{y}^k$ , 则有

$$\mathbf{x}^k = \mathbf{p}^k * \mathbf{h}^k + \mathbf{n}_p^k \quad (1a)$$

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{s}^k * \mathbf{h}^k + \mathbf{n}_s^k \quad (1b)$$

其中  $*$  表示卷积,  $\mathbf{n}_p^k$  和  $\mathbf{n}_s^k$  分别为  $\mathbf{p}^k$  和  $\mathbf{s}^k$  遭受的加性高斯白噪声, 方差均为  $\sigma_n^2$ 。由于无保护间隔, 信号  $\mathbf{x}^k$  和  $\mathbf{y}^k$  在接收端发生混叠(故式(1)中的噪声序列  $\mathbf{n}_p^k$  的后  $L$  个噪声符号和  $\mathbf{n}_s^k$  的前  $L$  个噪声符号是同一段噪声), 因此需要干扰消除操作分离彼此, 以便完成其后的信道估计和数据检测。

### 2.2 接收机结构

上文所述的 3 种信号的系统接收机结构如图 2 所示。具体流程如下:

(1)“预处理”模块根据第  $k-1$  个发送数据块硬判决值  $\hat{\mathbf{s}}^{k-1}$  和信道冲激响应估值  $\hat{\mathbf{h}}^{k-1}$ , 去掉第  $k-1$  个接收信号块  $\mathbf{r}^{k-1}$  的拖尾对  $\mathbf{r}^k$  的影响, 即从  $\mathbf{r}^k$  的前  $L$  个符号中减掉  $\hat{\mathbf{s}}^{k-1} * \hat{\mathbf{h}}^{k-1}$  的后  $L$  个符号, 得到  $\tilde{\mathbf{r}}^k$ ;

(2)“信道估计”模块根据  $\hat{\mathbf{h}}^{k-1}, \hat{\mathbf{h}}^{k-2}, \dots$  计算  $\mathbf{h}^k$  的预测值  $\tilde{\mathbf{h}}^k$ ;

(3)根据已知导频  $\mathbf{p}^k, \mathbf{p}^{k+1}$  以及  $\tilde{\mathbf{h}}^k$ , 由“消除导频干扰”模块分别从  $\tilde{\mathbf{r}}^k$  和  $\mathbf{r}^{k+1}$  的前  $N+L$  个符号中减掉  $\mathbf{p}^k * \tilde{\mathbf{h}}^k$ ,  $\mathbf{p}^{k+1} * \tilde{\mathbf{h}}^k$ , 得到接收数据信号估值  $\hat{\mathbf{y}}^k$ ;

(4)依次完成  $\hat{\mathbf{y}}^k$  的均衡和解调, 得到发送数据块  $\mathbf{s}^k$  的硬判决值  $\hat{\mathbf{s}}^k$ ;

(5)根据  $\hat{\mathbf{s}}^k, \tilde{\mathbf{h}}^k$ , 由“消除数据干扰”模块从  $\tilde{\mathbf{r}}^k$  的后  $M+L$  个符号中减掉  $\hat{\mathbf{s}}^k * \tilde{\mathbf{h}}^k$ , 得到接收导频信号估值  $\hat{\mathbf{x}}^k$ ;

(6)根据  $\hat{\mathbf{x}}^k, \mathbf{p}^k$  完成对  $\mathbf{h}^k$  的估计, 得到信道冲激响应估值  $\hat{\mathbf{h}}^k$ ;

(7)若接收处理迭代次数小于最大迭代次数, 则返回步骤(3), 用  $\hat{\mathbf{h}}^k$  代替步骤(3)~步骤(6)中的预测值  $\tilde{\mathbf{h}}^k$ , 否则进入步骤(8);

(8)将  $\hat{\mathbf{s}}^k$  送入“解交织、解码”模块, 得到接收信息比特。

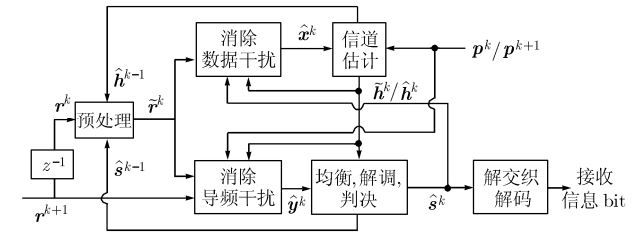


图 2 分段混合调制 PABT 系统接收结构

接收机应用于上文所述的 3 种信号时, 差别仅在于解调时选择各自相应的星座图。下面具体阐述本文采用的信道估计算法和接收数据均衡算法。

**2.2.1 信道估计算法** 时分 PABT 系统可以采用时域导频<sup>[15, 16]</sup>也可以采用频域导频<sup>[17, 18]</sup>, 适用于时域导频的信道估计算法有 PN 滑动相关信道估计算法<sup>[15]</sup>以及 PN 循环相关信道估计算法<sup>[15]</sup>等。本文采用频域导频, 假设第  $k$  个时域发送导频块  $\mathbf{p}^k$  由相应的频域导频块  $\mathbf{P}^k$  经 IFFT 变换得到, 即  $\mathbf{p}^k = \text{IFFT}(\mathbf{P}^k)$ , 同时采用文献[17]中的频域导频信道估计算法。首先需要接收导频信号  $\mathbf{x}^k$  进行“剪切-相加”操作: 将信号  $\mathbf{x}^k$  的拖尾剪切下来, 加到  $\mathbf{x}^k$  的前端, 得到新信号  $\mathbf{x}_{\text{new}}^k$ 。该操作可以用如下矩阵形式表示:

$$\mathbf{x}_{\text{new}}^k = \Phi_p \mathbf{x}^k = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_L \\ \mathbf{I}_N \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{x}^k \quad (2)$$

其中矩阵  $\Phi_p$  代表施于  $\mathbf{x}^k$  的“剪切-相加”操作,  $\mathbf{I}_N$  和  $\mathbf{I}_L$  分别为  $N$  维和  $L$  维单位矩阵。将式(1a)代入式(2)中, 有

$$\mathbf{x}_{\text{new}}^k = \mathbf{p}^k \otimes \mathbf{h}^k + \Phi_p \mathbf{n}_p^k \quad (3)$$

这里符号  $\otimes$  表示循环卷积。分别对式(3)等号两侧做  $N$  点 FFT, 可得频域表达式:

$$\text{FFT}(\mathbf{x}_{\text{new}}^k) = \mathbf{P}^k \cdot \text{FFT}(\mathbf{h}^k) + \text{FFT}(\Phi_p \mathbf{n}_p^k) \quad (4)$$

其中  $(\cdot)(\cdot)$  表示操作向量对应元素相乘。整理式(4), 利用 IFFT 变换, 得

$$\mathbf{h}^k = \text{IFFT} \left( \frac{\text{FFT}(\mathbf{x}_{\text{new}}^k)}{\mathbf{P}^k} \right) - \text{IFFT} \left( \frac{\text{FFT}(\Phi_p \mathbf{n}_p^k)}{\mathbf{P}^k} \right) \quad (5)$$

上式中  $(\cdot)/(\cdot)$  定义为操作向量中的对应元素相除。以式(5)中的第一项作为信道冲激响应估值  $\hat{\mathbf{h}}^k$ , 即

$$\hat{\mathbf{h}}^k = \text{IFFT} \left( \frac{\text{FFT}(\mathbf{x}_{\text{new}}^k)}{\mathbf{P}^k} \right) \quad (6)$$

为了进一步提高信道估计精度, 本文在信道估计算法之后还采用了文献[12]中的信道估计后处理算法对信道冲激响应估值做筛选。筛选准则是将信道冲激响应估值按幅度降序排列后只保留前 10% 个较大的样点, 其余样点置零。

此外, 信道估计模块还可以通过现有信道预测算法(例如: 线性插值、求平均法等等)利用多个历史信道冲激响应估值  $\hat{\mathbf{h}}^{k-1}, \hat{\mathbf{h}}^{k-2}, \dots$  得到  $\mathbf{h}^k$  的预测值  $\tilde{\mathbf{h}}^k$ 。本文采用求平均法, 即信道冲激响应的预测值通过计算两个历史信道估值的滑动平均得到。

**2.2.2 接收数据均衡算法** PABT 系统中接收数据均衡算法可以采用时域均衡也可以采用频域均衡<sup>[12]</sup>。本文采用文献[17]中的 MMSE 频域均衡算法作为接收数据均衡处理算法。首先对  $\mathbf{y}^k$  进行类似于信道估计中对  $\mathbf{x}^k$  进行的“剪切-相加”操作, 得到信号  $\mathbf{y}_{\text{new}}^k$ 。矩阵形式表示为

$$\mathbf{y}_{\text{new}}^k = \Phi_s \mathbf{y}^k = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_L \\ \mathbf{I}_M \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \mathbf{y}^k \quad (7)$$

其中矩阵  $\Phi_s$  代表施于  $\mathbf{y}^k$  的剪切相加操作。将式(1b)代入式(7), 信号  $\mathbf{y}_{\text{new}}^k$  等价于  $\mathbf{s}^k$  和  $\mathbf{h}^k$  的循环卷积与噪声之和, 即

$$\mathbf{y}_{\text{new}}^k = \mathbf{s}^k \otimes \mathbf{h}^k + \Phi_s \mathbf{n}_s^k \quad (8)$$

定义  $\hat{\mathbf{H}}^k = \text{FFT}(\hat{\mathbf{h}}^k)$ , 则

$$\tilde{\mathbf{s}}^k = \text{IFFT} \left( \frac{\text{FFT}(\mathbf{y}_{\text{new}}^k) \cdot \hat{\mathbf{H}}^k}{|\hat{\mathbf{H}}^k|^2 + \sigma^2} \right) \quad (9)$$

最后再根据调制星座对  $\tilde{\mathbf{s}}^k$  进行硬判决得到发送符号估计值  $\hat{\mathbf{s}}^k$ 。式(9)中,  $\sigma^2$  为噪声  $\Phi_s \mathbf{n}_s^k$  的方差。由于  $\Phi_s \mathbf{n}_s^k$  不再是白噪声, 故  $\sigma^2$  的精确计算复杂度较大, 因此本文以  $M\sigma_n^2/(M+L)$  作为  $\sigma^2$  的近似<sup>[12]</sup>。

### 3 仿真实现

本文仿真分析了分段混合调制系统误码性能, 并与 NG 系统对比。具体仿真参数是: 每数据块含 3780 个数据调制

符号; 长度 511 的 m 序列经过 IFFT 变换作为导频; 信道编码为 DVB-T 标准<sup>[6]</sup>中的 1/2 码率, 约束长度 7 的(171, 133)卷积编码; 调制方式为 DVB-T 标准<sup>[6]</sup>中的 64QAM 调制, 16QAM 调制和 QPSK 调制; 采用随机交织器<sup>[19]</sup>; 基带采样率为 7.56MHz; 接收迭代次数为 3; 分段混合调制系统的低阶调制块前后各为 511 个采样周期。本文分别在信道 1(数字电视广播系统单频网(SFN)静态信道<sup>[16]</sup>, 见表 1)和信道 2(仅保留信道 1 的前两径)下进行仿真。下文采用如下的简称: 64 表示 64QAM 调制, 16 表示 16QAM 调制, 4 表示 QPSK 调制, 例“64-NG”表示采用 64QAM 调制的 NG 系统; “16/64-TYPE I”表示低阶调制采用 16QAM 调制、高阶调制采用 64QAM 调制的 TYPE I 系统, 以此类推。

表 1

路径	1	2	3
时延(ms)	0	19	52
路径强度(dB)	0	-5	-1

仿真结果如图 3 所示, 图中除 4 种分段混合调制系统和 64-NG 系统误码性能曲线外, 本文还以已知信道冲激响应的 64-NG 系统接收机的误码性能作为参考。从图 3(a)中可以看出, 在本文仿真  $E_b/N_0$  范围内, 工作于信道 1 下的 64-NG 系统无法获得较低误码率, 此时 4 种分段混合调制系统均有较好的误码性能, 其中 4/64-TYPE II 系统在  $E_b/N_0$  为  $10^{-4}$  处仅与信道已知的 64-NG 系统相差约 1.6dB。

图 3(b)中给出的是信道 2 下各系统的误码性能曲线。此时, 64-NG 系统在  $E_b/N_0$  约为 19.8dB 处达到误码率  $10^{-4}$ , 而在  $10^{-4}$  处 16/64-TYPE I, 16/64-TYPE II, 4/64-TYPE I 以及 4/64-TYPE II 系统则分别比 64-NG 系统好大约 4dB, 4.2dB, 5.7dB 和 5.8dB, 其中 4/64-TYPE II 系统仅与信道已知的 64-NG 系统相差约 0.5dB。与图 3(a)相比, 信道 2 下的 4 种分段混合调制系统较信道 1 下性能均有所提高, 在  $10^{-4}$  处它们分别得到了大约 6.2dB, 4.2dB, 5.1dB 以及 3.6dB 好处, 由此可以看出 TYPE II 系统的鲁棒性好于 TYPE I 系统(也更优于传统的 64-NG 系统), 但在信道利用率上的亏损也会有略多一点。

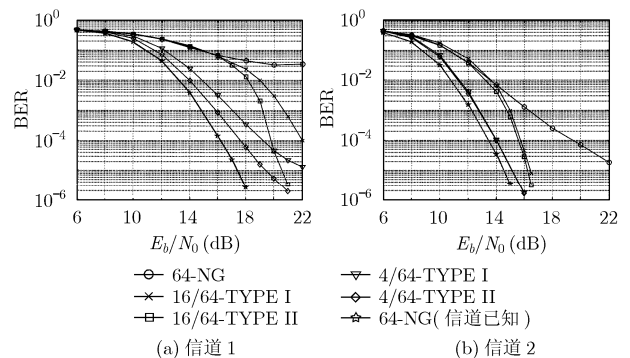


图 3 误码性能曲线

值得注意的是, 从图 3(a)可以看到低阶采用 16QAM 的分段混合系统在较高的  $E_b/N_0$  时误码性能会比低阶采用 QPSK 的系统更好, 在图 3(b)中也有类似的趋势。这是因为高信噪比条件下, 信道解码前误码主要来源于 64QAM 调制部分, 而采用低阶调制的部分 (无论是 QPSK 还是 16QAM) 已经几乎没有误码, 此时二系统信道估计误差相仿。因此低阶采用 16QAM 的系统中将会有更多较为可靠的解调符号, 这在解交织后, 将使信道译码过程获益, 从而减少 64QAM 调制数据部分的误比特数量。为了证实上述论证, 本文在信道 1 下仿真了信道已知(即模拟信道估计误差相仿)时 16/64-TYPE II 系统和 4/64-TYPE I, 4/64-TYPE II 系统的误码性能曲线, 如图 4 所示。至于在较低信噪比条件下, 根据仿真过程中的跟踪观察, 低阶采用 16QAM 的系统与低阶采用 QPSK 的系统相比, 信道估计误差偏大, 导致干扰抵消和均衡都不太理想, 因此误码性能较差。

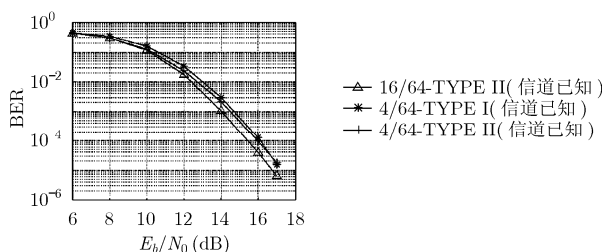


图 4 信道 1 下误码性能曲线

本文仿真结果表明, 在典型时延扩展较大的多径信道下, 分段混合调制系统能够有效地改善系统误码性能, 当  $E_b/N_0$  较低时宜采用低阶调制阶数较低的分段混合调制系统, 当  $E_b/N_0$  较高时宜采用低阶调制阶数较高的分段混合调制系统。此外 TYPE II 系统的鲁棒性好于 TYPE I 系统。

#### 4 结束语

本文提出一种新的分段混合调制方式: 在数据块中可能与导频块发生混叠的前、后两端数据符号采用较低阶调制; 而中部的依然采用高阶调制, 并针对该调制方式阐述了相应的接收机结构和信道估计、接收数据处理算法。仿真结果表明, 当多径信道时延扩展较大时, 分段混合调制系统误码性能和鲁棒性有可能明显好于传统无保护间隔系统。

#### 参考文献

- [1] Tong Lang, Sadler B M, and Dong Min. Pilot-assisted wireless transmissions: general model, design criteria, and signal processing. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2004, 21(11): 12-25.
- [2] Cavers J K. An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels. *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 1991, 40(4): 686-693.
- [3] Group Speciale Mobile (GSM) Recommendations, GSM

- Series 01-12, 1990.
- [4] Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD), WCDMA, 2001.
- [5] Physical Layer Standard for CDMA2000 Spread Spectrum Systems, CDMA2000, 2001.
- [6] ETSI. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. European Telecommunication Standard EN300744, 2004.
- [7] Zheng Z W, Yang Z X, Pan C Y, and Zhu Y S. Novel synchronization for TDS-OFDM-based digital television terrestrial broadcast systems. *IEEE Trans. on Broadcast*, 2004, 50(2): 148-153.
- [8] IEEE. Part11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High Speed Physical Layer in the GHz Band. Std 802.11a/D7.0-1999.
- [9] IEEE. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band. IEEE Std 802.11g-2003.
- [10] ETSI. Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN type 2 technical specification; Physical (PHY) layer. V 1.3.1, <ETSI TS 101475>, 2001.
- [11] IEEE. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. IEEE Std 802.16a-2004.
- [12] 焦现军. 导频辅助的块传输技术. [博士学位论文], 北京大学, 2006. Jiao Xianjun. Pilot assisted block transmission. [Dissertation], Peking University, 2006.
- [13] Wang Z and Giannakis G B. Wireless multicarrier communications: where fourier meets Shannon. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2000, 17(3): 29-48.
- [14] Muquet B and Zhengdao W, et al. Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions. *IEEE Trans. on Communications*, 2002, 50(12): 2136-2148.
- [15] 焦现军, 张磊, 项海格. 采用 PN 导频的但在频域均衡系统. 北京大学学报, 2007, 43(1): 103-108. Jiao Xianjun, Zhang Lei, and Xiang Haige. PN based channel estimation in SC-FDE system. *Acta Scientiarum Naturalium Universitatis Pekinensis*, 2007, 43(1): 103-108.
- [16] Song Bowei, Gui Lin, and Guan Yunfeng, et al. On channel estimation and equalization in TDS-OFDM based terrestrial HDTV broadcasting system. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 2005, 51(3): 790-797.
- [17] 焦现军, 张磊, 项海格. 采用频域导频的块传输. 电子与信息学报, 2007, 29(11): 2616-2619. Jiao Xianjun, Zhang Lei, and Xiang Haige. A block transmission with frequency domain pilots. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(11): 2616-2619.

- [18] Wang Jun and Yang Zhixing, *et al.*. Iterative padding subtraction of the PN sequence for the TDS-OFDM over broadcast channels. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 2005, 51(4): 1148-1152.
- [19] Chen Rongrong, Koetter R, Madhow U, and Agrawal D. Joint noncoherent demodulation and decoding for the block fading channel: A practical framework for approaching shannon capacity. *IEEE Trans. on Communication*, 2003, 51(10): 1676-1689.
- 张 磊: 女, 1979 年生, 博士生, 研究方向为无线通信中 Turbo 接收机技术、信道编码等.
- 焦现军: 男, 1979 年生, 博士, 研究方向为无线通信中的信号设计、信道估计和均衡、卫星通信等.
- 陈 江: 男, 1974 年生, 讲师, 研究方向为信号处理、无线和卫星通信网等.
- 项海格: 男, 1941 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为数字通信、信号处理、无线和卫星通信网、软件无线电以及基于芯片的通信系统(SOC).