

## 采用频域导频的块传输

焦现军 张磊 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:** 该文设计了一种采用频域导频的块传输方案, 并提出了适用于该方案的复杂度较低的接收信号处理算法, 包括信道估计算法、均衡解调算法。与现有的 PN 导频方案构成的块传输方案相比, 该文的频域导频块传输方案在没有误码性能损失的前提下大大降低了计算复杂度。仿真验证了该方法的有效性。

**关键词:** 正交频分复用; 信道估计; 单载波频域均衡

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)11-2616-04

## A Block Transmission with Frequency Domain Pilots

Jiao Xian-jun Zhang Lei Xiang Hai-ge

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

**Abstract:** A block transmission scheme with frequency domain pilots is proposed. Algorithms with low complexity are proposed too, which include channel estimation and equalization algorithm. Compared with the existed block transmission scheme with PN pilots, it is proved by simulations that the block transmission scheme with frequency domain pilots achieves reducing complexity without loss of BER performance.

**Key words:** OFDM; Channel estimation; SC-FDE

### 1 引言

随着多媒体业务对数据传输速率要求的不断提高, 无线通信系统正由窄带系统向宽带系统迅速发展。宽带系统的带宽大于信道相干带宽, 令信道呈现频率选择性。这会造成传输信号的时延扩展, 导致 ISI(Inter Symbol Interference)的产生, 严重影响了系统的误码性能。正交频分复用(OFDM)和单载波频域均衡技术是近年来研究较多的用于频率选择性衰落信道的通信方式。OFDM 或单载波接收机在相干解调前均须知道信道信息。在实际的通信系统中, 发送导频信号和基于导频的信道估计是接收机获得信道信息的常用方法。本文研究块传输系统, 每个传输块均由导频信号后接数据块构成, 称之为“导频+数据块”形式, 其中数据块可以是 OFDM 或单载波形式。

在文献[1]中提出的 TDS-OFDM 其实也是块传输的一种, 它相当于“PN 导频+OFDM 数据”结构。在块传输的工作框架下, 该系统也可以扩展成“PN 导频+单载波数据”结构。但是, TDS-OFDM 中针对 PN 导频的信道估计方法需要比 PN 导频长数倍的 FFT 运算, 因而复杂度较高。

本文设计了一种采用频域导频的块传输方案, 并提出了适用于该方案的复杂度较低的接收信号处理算法, 包括信道估计算法、均衡解调算法。为了衡量新的导频结构为系统带来的好处, 本文分别构造了“频域导频+单载波数据”和“频域

导频+OFDM 数据”两种块传输系统。同时, 为了公平地与 TDS-OFDM 中的 PN 导频结构相比, 本文又用 PN 导频结构代替频域导频结构重新构成了“PN 导频+单载波数据”以及“PN 导频+OFDM 数据”块传输系统。仿真结果表明, 无论与单载波数据组合还是与 OFDM 数据组合, 与采用文献[1]中 PN 导频的块传输系统相比, 本文设计的频域导频的块传输系统均能在保证系统性能无损失的前提下降低系统复杂度。关于宽带无线通信中的各种导频/数据结构设计和性能研究可参见文献[2]。

本文安排如下: 第 2 节为信号模型; 第 3 节为接收信号处理算法; 第 4 节为计算复杂度分析; 第 5 节为仿真结果。

### 2 信号模型

图 1 给出的是块传输的收发信号示意图。频域导频块  $P^k$  通过 IFFT 变换成长度为  $N$  的时域导频块  $p^k$  (上标  $k$  表示信号属于第  $k$  帧)(实际应用中  $P^k$  可预先存储于接收机中)。  $P^k$  和长度为  $M$  数据块  $s^k$  按照图 1(a)所示的结构复接成第  $k$  段发送信号  $u^k$ 。定义导频块  $p^k$  经历的信道的冲激响应为  $h_p^k$ , 数据块  $s^k$  (OFDM 或单载波数据)经历的信道的冲激响应为  $h_s^k$ 。多径信道采用抽头延迟线模型, 信道冲激响应  $h_p^k$  和  $h_s^k$  均为  $(L+1) \times 1$  维向量, 导频长度大于  $L$ 。与  $u^k$  相对应的第  $k$  段接收信号为  $r^k$ , 如图 1(a)。与  $p^k$  相对应的接收导频信号为  $x^k$ , 与  $s^k$  相对应的接收导频信号为  $y^k$ , 如图 1(b)。受多径信道时延扩展的影响,  $p^k$  和  $s^k$  在经过信道之后都会产生拖尾, 以致它们互相干扰, 如图 1(a)中的阴影三

角所示。拖尾造成的干扰既降低了信道估计的精确度, 又影响了数据解调的准确度。

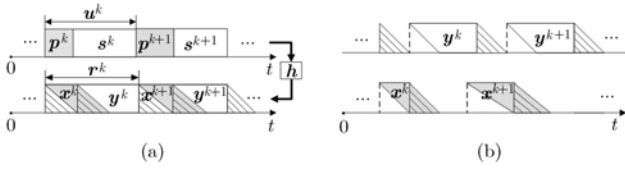


图 1 块传输收发信号示意图

### 3 接收信号处理算法

图 2 是本文采用的接收信号处理算法示意图。在接收端, 首先根据已知导频  $p^k$ ,  $p^{k+1}$  以及信道估计模块提供的预测值  $\tilde{h}_p^k$  和  $\tilde{h}_p^{k+1}$  (根据存储的历史信道估值  $h_p^{k-1}$ ,  $h_p^{k-2}$ ... 进行预测), 由数据抽取模块从接收信号  $r^k$  和  $r^{k+1}$  中消除导频干扰, 从而剥离出接收数据信号  $y^k$ , 如图 1(b)。其后, 由均衡和解调模块分别完成数据信号  $y^k$  的均衡和解调, 得到发送数据块  $s^k$  的判决值  $\hat{s}^k$ , 它可以是硬判决也可以是软判决。再根据  $\hat{s}^k$  以及信道估计模块提供的  $s^k$  处的预测值  $\tilde{h}_s^k$  (根据存储的历史信道估值  $h_p^{k-1}$ ,  $h_p^{k-2}$ , ... 进行预测), 由导频抽取模块从接收信号  $r^k$  中消除数据干扰, 从而分离出接收导频信号  $x^k$ , 如图 1(b)。最后信道估计模块根据接收导频信号完成信道估计, 用  $\tilde{h}_p^k$  和  $\tilde{h}_s^k$  代替相应的预测值。整个处理流程可以反复迭代进行, 直至停止迭代, 条件得到满足, 再将数据信号的软(硬)判决值送入其后的译码模块完成剩余的接收处理。

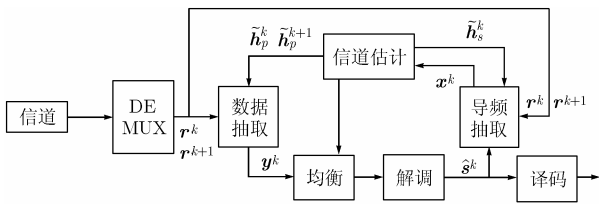


图 2 接收信号处理算法

需要再次强调的是, 这里的数据可以是OFDM或单载波数据。此外, 接收处理方案中具体采用的均衡、解调、干扰消除以及整体迭代方案有许多成熟技术和策略可供选择<sup>[1-4]</sup>。

本文的接收方案中既采用了干扰消除技术又可以迭代进行, 使得可以将信道估计和数据均衡解调分开考虑, 即信道估计方案只考虑对“干净”的接收导频信号  $x$  的处理, 而数据均衡解调则只考虑“干净”的接收数据信号  $y$ 。在高信噪比情况下上述考虑是合理的: 导频和数据之间的干扰随着迭代的进行几乎可完全消除。下面将阐述本文采用的信道估计算法和均衡解调算法。

### 3.1 信道估计算法

接收导频信号  $x^k$  可以表示成发送导频符号  $p^k$  和它所经历的信道的冲激响应  $h_p^k$  的卷积形式:

$$x^k = p^k * h_p^k + n_p^k \quad (1)$$

其中  $n_p^k$  为  $p^k$  经历的加性高斯白噪声,  $*$  表示卷积。为了便于基于频域导频做信道估计, 首先对接收导频信号  $x^k$  进行“剪切-相加”操作: 将信号  $x^k$  的拖尾剪切下来, 加到  $x^k$  的前端, 得到新信号  $x_{new}^k$ , 如图 3 所示。这种“剪切-相加”操作可以用如下矩阵形式表示:

$$x_{new}^k = \Phi_p x^k = \begin{pmatrix} I_L \\ I_N \\ 0 \end{pmatrix} x^k \quad (2)$$

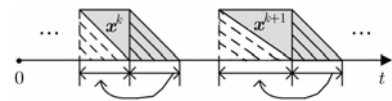


图 3 接收导频信号

其中矩阵  $\Phi_p$  代表施于  $x^k$  的“剪切-相加”操作,  $I_N$  和  $I_L$  分别为  $N \times N$  维和  $L \times L$  维单位矩阵, 虚线表示矩阵复接。信号  $x_{new}^k$  等价于  $p^k$  和  $h_p^k$  的循环卷积与噪声之和, 即

$$x_{new}^k = p^k \otimes h_p^k + \Phi_p n_p^k \quad (3)$$

这里符号  $\otimes$  表示循环卷积。分别对式(3)两边做  $N$  点归一化 FFT, 可得频域表达式:

$$\frac{1}{\sqrt{N}} \text{FFT}(x_{new}^k) = P^k \cdot \text{FFT}(h_p^k) + \frac{1}{\sqrt{N}} \text{FFT}(\Phi_p n_p^k) \quad (4)$$

其中  $(\cdot) \cdot (\cdot)$  表示两向量对应元素相乘。因此得到信道冲激响应估值  $\hat{h}_p^k$ :

$$\hat{h}_p^k = \frac{1}{\sqrt{N}} \text{IFFT} \left( \frac{\text{FFT}(x_{new}^k)}{P^k} \right) = h_p^k + \frac{1}{\sqrt{N}} \frac{\text{FFT}(\Phi_p n_p^k)}{P^k} \quad (5)$$

式(5)中, 除法运算定义为分子分母向量中的对应元素相除。

### 3.2 接收数据信号处理

对于单载波数据, 本文采用文献[3]的单载波频域 MMSE 均衡算法。接收数据信号  $y^k$  可以表示成发送时域数据信号  $s^k$  和它所经历的信道冲激响应  $h_s^k$  的卷积形式:

$$y^k = s^k * h_s^k + n_s^k \quad (6)$$

其中  $n_s^k$  为  $s^k$  经历的加性高斯白噪声。首先对  $y^k$  进行类似于信道估计中对导频信号  $x^k$  进行的“剪切-相加”操作, 如图 4 所示, 得到信号  $y_{new}^k$ 。这种操作可以用如下矩阵形式表示:

$$y_{new}^k = \Phi_s y^k = \begin{pmatrix} I_L \\ I_M \\ 0 \end{pmatrix} y^k \quad (7)$$

其中矩阵  $\Phi_s$  代表施于  $y^k$  的剪切相加操作。信号  $y_{new}^k$  等价于  $s^k$  和  $h_s^k$  的循环卷积与噪声之和, 即

$$y_{new}^k = s^k \otimes h_s^k + \Phi_s n_s^k \quad (8)$$

有了式(8), 就可以方便地将单载波频域 MMSE 均衡算法应用于信号  $y_{new}^k$ 。首先对信道冲激响应估值  $\hat{h}_s^k$  和信号

$\mathbf{y}_{\text{new}}^k$  进行 FFT 变换, 分别得到信道频响估值  $\widehat{\mathbf{H}}_s^k$  和  $\mathbf{Y}_{\text{new}}^k$  (即  $\text{FFT}(\mathbf{y}_{\text{new}}^k)$ ), 再对各频点上的接收信号进行 MMSE 均衡(频点  $i$  上的 MMSE 频域均衡操作: 接收信号乘以  $H_i^*/(|H_i|^2 + \sigma^2)$ ,  $H_i$  为该频点信道响应,  $\sigma^2$  为噪声方差), 最后将信号变回时域, 根据调制星座对各数据符号进行解调软(硬)判决, 从而得到发送数据块估值  $\hat{\mathbf{s}}^k$ 。

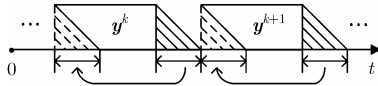


图 4 接收数据信号

本文对于 OFDM 数据的接收处理采用传统频域 MMSE 均衡解调算法<sup>[4]</sup>。与单载波频域均衡的差别是均衡后的频域信号先在频域完成解调、符号软(硬)判决, 再通过 IFFT 变换回时域得到发送 OFDM 数据块估值  $\hat{\mathbf{s}}^k$ 。

#### 4 计算复杂度分析

首先分析频域导频块传输系统与 PN 导频块传输系统的信道估计算法的计算复杂度。这里假设 PN 导频块传输系统采用由  $\pm 1$  构成的  $m$  序列作为导频, 为了公平比较, 频域导频块传输系统的导频为相同的  $m$  序列经 IFFT 变换得到。

根据式(5)给出的频域导频信道估计公式, 完成一次信道估计需要一次  $N$  点 FFT, 一次  $N$  点 IFFT 以及剪切相加所需的  $L$  次复数加法(由于频域数据采用  $\pm 1$  构成的  $m$  序列, 频域计算无需乘除法),  $N$  为 2 的方幂时共需要  $2N \log_2(N)$  次复乘和  $L$  次复数加法(可将  $m$  序列长度补为 2 的方幂, 得到  $M$  序列)。

根据 PN 频域导频信道估计算法, 当补零 PN 的频谱预先存储在接收机时, 完成一次信道估计需一次  $N_1$  点 FFT、一次  $N_1$  点 IFFT 以及  $N_1$  次频域复数相除,  $N_1$  为 2 的方幂时共需要  $2N_1 \log_2(N_1)$  次复数乘法和  $N_1$  次复数除法。

另一方面, 在两系统中相同的数据 MMSE 均衡解调算法大约需要一次  $M$  点 FFT,  $M$  点复乘和  $M$  点实数除法和一次  $M$  点 IFFT,  $M$  为 2 的方幂时大约需要  $2M \log_2(M) + M$  次复数乘法和  $M$  次实数除法。

表 1 中给出了  $M=2048$ ,  $N=511$ ,  $N_1=4096$ ,  $L=52$  的计算复杂度典型值, 其中  $L=52$  对应于基带采样率 7.56MHz

时的 COST207 典型城市(TU)信道长度, COST207 TU 信道如表 2 所示。由表 1, 频域导频系统的复乘次数约为 PN 导频系统的 1/3, 同时无需 PN 导频系统的复数除法。频域导频系统的复杂度明显低于 PN 导频系统。

#### 5 仿真结果

这里仿真“频域导频+单载波数据”, “频域导频+OFDM 数据”, “PN 导频+单载波数据”, “PN 导频+OFDM 数据”4 种系统的误码性能, 以下分别简称它们为“FDP1”, “FDP2”以及“PNF1”, “PNF2”系统。

具体仿真条件为: PN 导频采用长度为 511, 由  $\pm 1$  组成的  $m$  序列,  $N=511$ ,  $N_1=4096$ ; 频域导频由相同的  $m$  序列经 IFFT 变换得到; 每个时域数据块包含 2048 个时域数据调制符号, 即  $M=2048$ ; 频域数据采用 OFDM 数据符号, 每个数据块包含 2048 载波, 在时域由 2048 个基带采样点构成; 基带采样率为 7.56MHz; 信道采用 COST207 典型城市信道 (TU)<sup>[5]</sup>, 如表 2 所示, 信道冲激响应长度  $L+1=53$ ; 信道编码与调制分别采用 DVB-T 标准<sup>[6]</sup>中的 1/2 码率, 约束长度 7, [171 133] 卷积编码和 64QAM 调制, 编码和调制之间采用类似于 DVB-T 的内交织方案(bit 交织和符号交织参数针对本文仿真参数做适当修改)。

在仿真中, 由于采用的信道为缓变信道(载频 800MHz, 移动速度 40km/h, 多普勒频率约 30Hz), 为了简单起见信道冲激响应预测算法采用求平均法, 即  $k$  时刻导频经历的信道冲激响应的预测  $\tilde{\mathbf{h}}_p^k$  等于接收机存储的信道冲激响应估值  $\tilde{\mathbf{h}}_p^{k-1}$  和  $\tilde{\mathbf{h}}_p^{k-2}$  的平均, 而数据经历的信道冲激响应的估值  $\hat{\mathbf{h}}_s^k$  则由  $\tilde{\mathbf{h}}_p^k$  和  $\tilde{\mathbf{h}}_p^{k+1}$  平均得到; 干扰消除时采用的是硬判决数据块估值  $\hat{\mathbf{s}}^k$ ; 接收数据处理过程每次只迭代一次。另外需要说明的是, 频域导频所占带宽为整个系统带宽。特别在“FDP2”块传输系统中, 频域导频和 OFDM 数据符号在频域上占用同一段带宽, 即它们在频域内彼此混叠, 在时域内彼此分离。

图 5 分别给出的是“FDP1”与“PNF1”系统以及“FDP2”与“PNF2”系统的 BER 曲线。从图中可以看出无论是采用时域数据还是频域数据, 两系统的误码率性能曲线都几乎完全重合。

因此可以得到这样的结论: 与采用文献[1]中 PN 导频的块传输系统相比, 本文设计的频域导频块传输系统能在保证

表 1 计算复杂度对比

	信道估计			均衡		$M=2048, N=511,$ $N_1=4096, L=52$
	复乘	复除	复加	复乘	实际	
PN 导频块传输系统	$2N_1 \log_2(N_1)$	$N_1$		$2M \log_2(M) + M$	$M$	145408 次复乘; 4096 次复除, 2048 次实际
频域导频块传输系统	$2N \log_2(N)$		$L$	$2M \log_2(M) + M$	$M$	56320 次复乘; 52 次复加, 2048 次实际

表 2 COST207 典型城市(TU)信道

TU	Tap1	Tap2	Tap3	Tap4	Tap5	Tap6
Delay ( $\mu\text{s}$ )	0	0.2	0.5	1.6	2.3	5
Power (dB)	-3	0	-5	-6	-8	-10

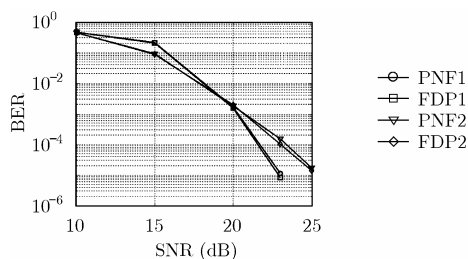


图 5 采用不同导频/数据形式时的误码性能仿真曲线

系统性能相同的前提下降低系统复杂度。此外, 从图 5 中还可以发现在低信噪比区域采用频域数据的块传输方案性能较好, 而在高信噪比区域采用时域数据的块传输方案性能较好。

## 6 结束语

本文设计了一种采用频域导频的块传输方案, 并提出了一种适用于该方案的复杂度较低接收信号处理算法, 包括信道估计算法、数据均衡解调算法。仿真证明, 与采用 PN 导频方案构成的块传输方案相比, 本文的频域导频块传输方案在没有误码性能损失的前提下降低了计算复杂度。

## 参考文献

[1] Wang Jun and Yang Zhi-Xing, *et al.* Iterative padding

subtraction of the PN sequence for the TDS-OFDM over Broadcast Channels [J]. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 2005, 51(4): 1148-1152.

[2] 焦现军. 导频辅助的块传输技术. [博士学位]. 北京: 北京大学, 2006.

[3] Falconer D, Ariyavisitakul S L, and Benyamin-Seeyar A, *et*

*al.* Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems[J]. *IEEE Commun Mag.*, 2002, 40(4): 58-66.

[4] Sari H, Karam G, and Jeanclaude I. Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting[J]. *IEEE Commun. Mag.*, 1995, 33(2): 100-109.

[5] Song Bowei, Gui Lin, and Guan Yunfeng, *et al.* On channel estimation and equalization in TDS-OFDM based terrestrial HDTV broadcasting system[J]. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 2005, 51(3): 790-797.

[6] ETSI. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television[S]. European Telecommunication Standard EN 300744, 2004.

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。

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。

项海格: 男, 1941 年生, 教授, 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)。