

低复杂度的时域同步 OFDM 信号检测算法

郭永正, 安建平, 夏彩杰

(北京理工大学信息科学技术学院电子工程系, 北京 100081)

摘要: 构造一种在所有正交频分复用(OFDM)符号中使用同一 PN 序列作为保护间隔的时域同步 OFDM 信号格式, 提出一种基于快速傅里叶变换的 PN 码干扰消除和信号检测算法, 该算法不使用 FIR 均衡技术, 复杂度低, 仅与常规 CP-OFDM 信号检测算法的复杂度相当, 但由于引入了部分保护间隔内的噪声, 因此 BER 性能不如 CP-OFDM 系统。仿真结果表明, 在典型的双径短波信道中, 两者的 BER 性能差距小于 0.1 dB, 在信道时域扩展较大的四径短波信道中, 两者的 BER 性能差距小于 1 dB。

关键词: 信号检测; 时域同步正交频分复用; 基于循环前缀的 OFDM

Low-complexity Signal Detection Algorithm for TDS-OFDM

GUO Yong-zheng, AN Jian-ping, XIA Cai-jie

(Department of Electronic Engineering, School of Information Science and Technology, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081)

【Abstract】 A new Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) signal structure is constructed by using the same PN sequence as guard interval for Time Domain Synchronous Orthogonal Frequency Division Multiplexing(TDS-OFDM) system. A low-complexity PN subtraction and signal detection algorithm is proposed based on FFT. The complexity of the algorithm is similar to that of the regular Cyclic Prefix OFDM(CP-OFDM) without complex FIR equalizer. Because some noises in guard interval are introduced to the signal detection, the BER performance of the algorithm degrades compared with that of CP-OFDM. Simulation results show that their BER performance difference is less than 0.1 dB in typical 2-path HF channel, while the performance difference is less than 1 dB in 4-path HF channel whose time spread is relatively large.

【Key words】 signal detection; Time Domain Synchronous Orthogonal Frequency Division Multiplexing(TDS-OFDM); Cyclic Prefix OFDM(CP-OFDM)

1 概述

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)作为一种多载波调制技术, 具有频谱利用率高、抗频率选择性衰落等优点, 并成功应用于数字音频广播(DAB)、数字视频广播(DVB)和无线局域网(WLAN)等。短波波段利用 OFDM 技术实现数字声音广播的标准也已经被提出^[1]。在基于循环前缀的正交频分复用(Cyclic Prefix OFDM, CP-OFDM)系统中, 信号在发射端通过串并转换分为一系列的 OFDM 符号, 经 IFFT 变换后插入循环前缀(CP)发送到信道中, 接收机接收到信号后, 通过丢弃循环前缀来避免符号间干扰(ISI), 将频率选择性信道变为并行的平衰落信道, 利用信道估计去除各个载波的平衰落, 解调出发送的信息。在大部分 CP-OFDM 系统中, 信道估计是通过在发射端插入导频实现的^[2], 但是插入导频必然会降低 CP-OFDM 的频谱效率。与 CP-OFDM 相比, 用 PN 序列替换循环前缀作为保护间隔的时域同步正交频分复用(Time Domain Synchronous Orthogonal Frequency Division Multiplexing, TDS-OFDM)系统^[3], 不使用插入导频而是利用 PN 序列进行信道估计^[4], 可以在性能不降低的前提下将频谱效率提高 5%~15%^[5]。在 TDS-OFDM 系统中, 由于插入的 PN 序列使得信道矩阵不再是循环矩阵, 不能通过傅里叶变换矩阵对角化, 因此信号检测不能利用快速傅里叶变换实现, 而是通过去除 PN 序列的干扰, 将 TDS-OFDM 变为补零正交频分复用(ZP-OFDM)系统, 再采用复杂的 FIR 均衡来进行信号检测, 因此复杂度较高。

本文构造了一种利用同一个 PN 序列作为所有 OFDM 符

号的保护间隔的结构, 将一个 OFDM 符号与下一个 OFDM 的前缀 PN 序列结合起来, 得到一种能够利用快速傅里叶变换简化接收的低复杂度的信号检测算法, 算法保留了 TDS-OFDM 频谱效率高的优点, 但是复杂度仅与常规的 CP-OFDM 相当。

2 TDS-OFDM 系统模型

图 1 为 TDS-OFDM 系统的低通等效框图。

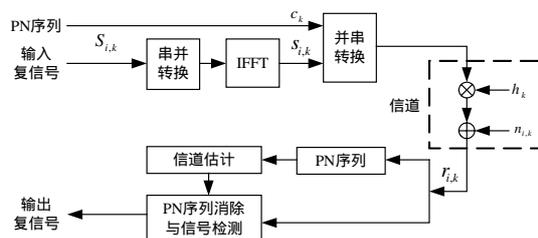


图 1 TDS-OFDM 系统离散基带框图

需要传输的复信号通过串并转换被分成一个个 OFDM 数据块, 第 i 个数据块 $S_N(i) = \{S_{i,k}\}_{k=0}^{N-1}$ 先经过 N 点 IFFT 变换到时域:

$$s_{i,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S_{i,n} \exp\left\{j \frac{2\pi nk}{N}\right\} \quad 0 \leq k < N \quad (1)$$

作者简介: 郭永正(1976-), 男, 博士研究生, 主研方向: 数字通信, 数字声音广播; 安建平, 教授、博士生导师; 夏彩杰, 博士

收稿日期: 2007-08-30 **E-mail:** guo_yongzheng@tom.com

使用 F_N 表示 N 点傅里叶变换矩阵, 其元素为 $\frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left\{j \frac{2\pi nk}{N}\right\}$, $0 \leq k, n < N$ 。则傅里叶逆变换矩阵可以表示为 $F_N^{-1} = F_N^H$, 采用矩阵方式改写式(1)为

$$s_N(i) = F_N^H S_N(i) \quad (2)$$

然后在每个 IFFT 输出的数据块 $s_N(i) = \{s_{i,k}\}_{k=0}^{N-1}$ 前面插入长度为 M 的 PN 序列 $\{c_k\}_{k=0}^{M-1}$, 作为保护间隔组成一个传输块, 这里假定所有的 PN 序列均相同, 简称为 $c = \{c_k\}_{k=0}^{M-1}$ 。信号的时域组成如图 2 所示。

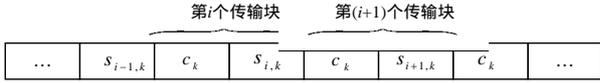


图2 传输块结构

插入保护间隔后的传输块经串并转换送入多径衰落信道。这里假定信道是静态的, 并且采用长度为 L 的 FIR 滤波器来表示信道的时域冲激响应(CIR): $h = \{h_k\}_{k=0}^{L-1}$ 。在实际系统设计时, TDS-OFDM 中使用的 PN 序列的长度大于信道的记忆长度, 即 $M > L$ 。信道的噪声为加性白高斯噪声(AWGN), 第 i 个传输块的噪声向量记为 $n_{N+M}(i) = \{n_{i,k}\}_{k=0}^{N+M-1}$, 包括数据块的噪声和保护间隔内的噪声 2 部分。

在接收端, 首先分离出 PN 序列, 利用 PN 序列进行信道估计^[4], 得到信道的估计值后, 将包含 PN 序列和有效数据的数据流送入信号检测器进行信号检测。

3 算法描述

在接收端, 将接收到的数据流分成互相重叠的长度为 $P = N + 2M$ 的接收块, 第 i 个接收块包含第 i 个传输块和第 $(i+1)$ 个传输块的保护间隔。如图 3 所示。

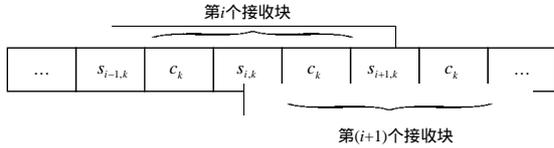


图3 接收块结构

第 i 个接收块可以表示为

$$x_P(i) = H \begin{bmatrix} c \\ F_N^H S_N(i) \\ c \end{bmatrix} + H_{\text{IBI}} F_N^H S_N(i-1) + n_P(i) \quad (3)$$

其中, H 是 $P \times P$ 的下三角 Toeplitz 信道矩阵, 其首列元素为 $[h_0, h_1, \dots, h_{L-1}, 0, \dots, 0]^T$; H_{IBI} 是 $P \times P$ 上三角 Toeplitz 信道矩阵, 其首行为 $[0, \dots, 0, h_{L-1}, h_{L-2}, \dots, h_1]$; $H_{\text{IBI}} F_N^H S_N(i-1)$ 是第 $(i-1)$ 个数据块对第 i 个接收块的块间干扰; $n_P(i) = [n_{i,0}, n_{i,1}, \dots, n_{i,N+M-1}, n_{i+1,0}, n_{i+1,1}, \dots, n_{i+1,M-1}]$, 表示 AWGN 噪声向量。

由于保护间隔的长度大于信道的记忆长度, 因此去掉第 i 个传输块的保护间隔可以去除块间干扰, 因为第 i 个传输块和第 $(i+1)$ 个传输块所用的保护间隔内的 PN 码相同, 所以余下的第 i 个数据块和第 $(i+1)$ 个传输块的保护间隔可表示为

$$x_{N+M}(i) = C_{N+M} \begin{bmatrix} F_N^H S_N(i) \\ c \end{bmatrix} + n_{N+M}(i) \quad (4)$$

其中, $n_{N+M}(i) = [n_{i,M}, n_{i,M+1}, \dots, n_{i,N+M-1}, n_{i+1,0}, n_{i+1,1}, \dots, n_{i+1,M-1}]$;

C_{N+M} 是 $((N+M) \times (N+M))$ 的循环矩阵, 其首行元素为 $[h_0, 0, \dots, 0, h_{L-1}, \dots, h_1]$ 。对 $x_{N+M}(i)$ 作 $(N+M)$ 点傅里叶变换, 将其转换到频域:

$$F_{N+M} x_{N+M}(i) = F_{N+M} C_{N+M} \begin{bmatrix} F_N^H S_N(i) \\ c \end{bmatrix} + F_{N+M} n_{N+M}(i) = F_{N+M} C_{N+M} F_{N+M}^H F_{N+M} \begin{bmatrix} F_N^H S_N(i) \\ c \end{bmatrix} + F_{N+M} n_{N+M}(i) \quad (5)$$

其中, F_{N+M} 是 $(N+M)$ 点傅里叶变换矩阵; C_{N+M} 是循环矩阵, 在其左右分别乘上 FFT 和 IFFT 矩阵可以将其对角化, 这是循环矩阵的固有性质, 因此, $F_{N+M} C_{N+M} F_{N+M}^H$ 是对角阵, 记为 D_{N+M} , 其对角元素 $[H_0, H_1, \dots, H_{N+M-1}] = \sqrt{N+M} F_{N+M} h$ 是信道的频域响应。将 F_{N+M} 分解为 2 部分: 前 N 列为 $F_{N+M,N}$, 后 M 列为 $F_{N+M,M}$, 则式(5)可以化简为

$$F_{N+M} x_{N+M}(i) = D_{N+M} \begin{bmatrix} F_{N+M,N} & F_{N+M,M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_N^H S_N(i) \\ c \end{bmatrix} + F_{N+M} n_{N+M}(i) = D_{N+M} \begin{bmatrix} F_{N+M,N} F_N^H S_N(i) + F_{N+M,M} c \end{bmatrix} + F_{N+M} n_{N+M}(i) \quad (6)$$

由(6)式可以分 2 步得到发送数据 $S_N(i)$ 的估计值 $\hat{S}_N(i)$ 。首先得到 $y_{N+M} \triangleq [F_{N+M,N} F_N^H S_N(i) + F_{N+M,M} c]$ 的估计值:

$$\hat{y}_{N+M} = (D_{N+M})^+ F_{N+M} x_{N+M}(i) \quad (7)$$

其中, $(\cdot)^+$ 表示矩阵的伪逆。

然后由 \hat{y}_{N+M} 得到 $S_N(i)$ 的估计值 $\hat{S}_N(i)$:

$$\hat{S}_N(i) = (F_{N+M,N} F_N^H)^+ (\hat{y}_{N+M} - F_{N+M,M} c) = (F_{N+M,N} F_N^H)^+ ((D_{N+M})^+ F_{N+M} x_{N+M}(i) - F_{N+M,M} c) \quad (8)$$

其中, $F_{N+M,M} c$ 与信道无关, 可以预先计算并保存结果。对角阵 D_{N+M} 的伪逆计算非常简单, 而

$$(F_{N+M,N} F_N^H)^+ = (F_{N+M,N} F_N^H)^H = F_N F_{N+M,N}^H$$

可以利用傅里叶变换代替矩阵的乘积来简化运算。因此, 式(8)是一种低复杂度的信号检测算法。

由式(8)可以得到信号检测算法的噪声性能:

$$\hat{S}_N(i) = S_N(i) + (F_{N+M,N} F_N^H)^+ (D_{N+M})^+ F_{N+M} n_{N+M}(i) \quad (9)$$

由式(9)的噪声项可以看出, 第 i 个数据块的估计误差中除了本身的噪声外, 还包含了第 $(i+1)$ 个传输块中保护间隔内的噪声。由于算法采用了与 CP-OFDM 相似的对角化信道矩阵的策略, 因此具有与 CP-OFDM 相似的弱点, 即当信道的频域响应存在零点时, 检测的误差趋向于无限大。

4 算法性能仿真

在短波信道中仿真上述信号检测算法的性能, 仿真系统采用短波数字广播 DRM 标准中 9 kHz 中的 B 模式^[1], 仿真参数如下:

FFT 点数	子载波间隔/Hz	PN 序列长度/bit	调制方式	信道编码
256	$\frac{7}{46 \frac{7}{8}}$	64	QPSK, 16QAM	无

信道采用 2 种典型的短波信道, 信道 1 是双径信道, 信道 2 是 4 径信道, 如表 1 所示。在仿真中, 信道估计采用理想的信道估计, 每次仿真 10 000 个 OFDM 符号, 图 4 和图 5 分别表示了信道 1 和信道 2 条件下算法的误比特性能以及对应的 CP-OFDM 误码率性能。

表 1 信道参数

信道 1			信道 2		
多径	时延/ms	增益	多径	时延/ms	增益
1	0	1.0	1	0.0	1.00
2	1	0.5	2	0.7	0.70
			3	1.5	0.50
			4	2.2	0.25

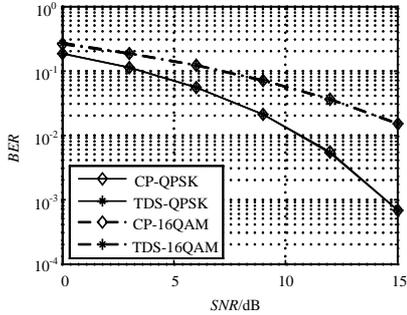


图 4 信道 1 中未编码 BER 性能

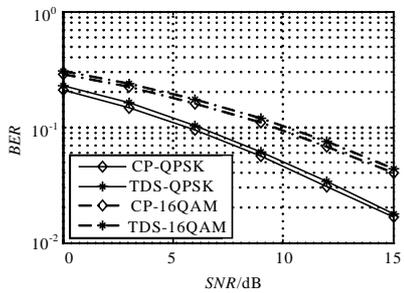


图 5 信道 2 中未编码 BER 性能

从图 4、图 5 中可以看出，在信道 1 条件下，算法的误

(上接第 19 页)

进行质量评估的结果。表 2 为对图 6 压缩后的结果。

表 1 融合前后图像的质量评估

	信息熵	标准差	平均梯度
图 5(a)	4.126 1	34.552 7	2.184 0
图 5(b)	4.849 4	21.36 5	3.245 9
图 6	5.437 6	39.541 4	4.633 7

表 2 对图 6 压缩后的结果

压缩率	PSNR/dB
1.000	42.685 2
0.500	36.747 9
0.250	34.965 4
0.125	29.215 0

从以上实验结果可以看出，本文算法得到的结果与主观评价结果相一致，取得了较好的融合和压缩效果。

目前还有以下问题有待解决：(1)课题组的实验是建立在图像已经配准的基础上的，并没有深入考虑图像配准的问题，实际上图像的配准问题本身就是一个值得研究的领域。(2)本文采用的是像素级图像融合算法，与特征级和决策级融合算法相比，像素级融合算法的信息损失量较少，但由于 ITS 的实时性要求较高，计算量大，因此如何提高系统的处理效率是需要解决的问题。(3)随着图像压缩技术的不断发展，研究出一个效率更高、效果更好的图像压缩新算法，是具有挑战性的工作。

5 结束语

本文将图像融合和压缩技术应用于智能交通系统，实验表明：融合后的图像清晰、完整，整体视觉效果较好，比单

比特性能与 CP-OFDM 没有明显的区别，而在信道 2 条件下，算法的性能略低于 CP-OFDM。在误码率为 10^{-1} 时，两者所需的 SNR 相差约 0.6 dB。由于包含了部分保护间隔内的噪声，因此本文的算法与 CP-OFDM 算法之间存在性能损失，这也可以从式(9)中看出。随着信道时间扩散的增大，噪声引起的性能损失也增大。

5 结束语

本文提出的基于 FFT 的信号检测算法在保持 TDS-OFDM 优点的前提下，算法复杂度仅与常规的 CP-OFDM 相当。在理想信道估计的条件下，其未编码的 BER 性能比 CP-OFDM 略有下降。但由于本算法采用了对角化信道矩阵的方法，因此具有 CP-OFDM 的缺点，即当频域信道响应存在零点时，信号检测的噪声会被严重放大。

参考文献

- [1] European Telecommunication Standard Institute. ES 201 980 V2.2.1 Digital Radio Mondiale(DRM): System Specification[S]. 2005.
- [2] Morelli M, Mengali U. A Comparison of Pilot-aided Channel Estimation Methods for OFDM Systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(12): 3065-3073.
- [3] 清华大学. 地面数字多媒体/电视广播系统: 中国, 00123597[P]. 2001-04.
- [4] Yeh Cheshen, Lin Yinyi, Wu Yiyuan. OFDM System Channel Estimation Using Time-domain Training Sequence for Mobile Reception of Digitalterrestrial Broadcasting[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 46(3): 215-220.
- [5] Yang Zhiyu, Tong Lang, Yang Lin. Outage Probability Comparison of CP-OFDM and TDS-OFDM for Broadcast Channels[C]//Proc. of GLOBECOM'02. [S. l.]: IEEE Press, 2002.

一的可见光图像或红外图像包含更丰富的细节信息，因此提高了交通信息的准确性和可靠性；将融合图像用零树编码的小波图像压缩方法进行压缩，不仅具有良好的压缩效果，而且由于对小波系数只需作一次零树编码，大大节约了编码时间，提高了智能交通系统的效率。因此，采用本文算法的智能交通系统，具有信息的完整性、统一性和容错性等优点，较大幅度地改善了智能交通系统的服务质量。

参考文献

- [1] 王利平, 陈 钱, 顾国华. 基于小波变换的红外图像压缩编码研究[J]. 激光与红外, 2004, 34(4): 312-314.
- [2] 覃 征. 数字图像融合[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2004.
- [3] Hall D L. An Introduction to Multi-Sensor Data Fusion[J]. Proc. of the IEEE, 1997, 85(1): 6-23.
- [4] Mallat S G. A Wavelet Tour of Signal Processing[M]. [S. l.]: San Diego Academic Press, 1998: 302-310.
- [5] Daubechies I. The Wavelet Transform, Time-frequency Localization and Signal Analysis[J]. IEEE Trans. on IT, 1990, 36(5): 961-1006.
- [6] 郑 勇, 周正华, 朱维乐. 一种快速零树编码的小波图像压缩算法[J]. 电子科技大学学报, 2001, 30(4): 331-334.
- [7] 阳方林, 郭红阳. 像素级图像融合效果的评价方法研究[J]. 测试技术学报, 2002, 16(4): 226-229.
- [8] 王 珂, 欧阳宁. 图像融合技术及评价方法[J]. 电视技术, 2007, 31(1): 20-23.