

一种用于OFDM系统的信道冲激响应检测算法

刘光辉, 文武, 李宏亮, 朱维乐

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】提出了一种基于双滑动窗的检测算法,对信道冲激响应(CIR)进行检测。在采用相干解调的正交频分复用(OFDM)系统中,信道估计的精度对接收机性能有着重要影响。传统的OFDM时域CIR估计算法通常采用简单的门限检测,在检测小功率成分时,由于受噪声影响,容易发生误检或漏检,导致估计精度降低。该文在研究小功率CIR成分产生原因与分布特征的基础上,提出了一种改进的检测算法,并对检测性能进行了理论分析和仿真。仿真结果表明,该算法能够有效提高信道估计精度,改善系统误码性能。

关键词 信道估计; 数字电视地面广播国家标准; 正交频分复用; 信号检测

中图分类号 TN914

文献标志码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2013.02.006

Channel Impulse Response Detection Algorithm for OFDM System

LIU Guang-hui, WEN Wu, LI Hong-liang, and ZHU Wei-le

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract A detection algorithm based on dual-sliding-window is proposed for the detection of channel impulse response (CIR). In OFDM systems with coherent demodulation, the precision of channel estimation has a significant impact on the performance of receivers. However, traditional threshold detection algorithms adopted by time domain channel estimation of OFDM systems is sensitive to noise. In the presence of low-level CIR components, false detection and miss detection occur frequently if the traditional method is adopted, resulting in an inevitable precision loss. According to the cause and the characteristic of low-level CIR, an improved robust CIR detection algorithm is derived in this paper. The detection performance is investigated and simulated. Experimental results verified the theoretical analysis and the validity of the proposed scheme.

Key words channel estimation; DTMB; OFDM; signal detection

在无线通信系统中,信号传输质量通常受到因多径效应产生的符号间干扰的严重影响。多径效应是指无线电信号从发射天线经过多个路径抵达接收天线的传播现象。OFDM系统因为在多个子载波上并行地传输数据,与单载波相比符号周期更长,因此在对抗多径衰落上具有先天的优势。然而在相干解调OFDM系统中,要获得理想的接收性能必须精确地估计出信道信息,这对常规的时域信道估计方法提出了严峻的挑战。本文提出的双滑动窗检测算法显著提高了信道估计的精度与系统性能。

1 OFDM系统模型

由于传播无线电信号的电磁场的扰动或者接收终端的移动,无线多径信道的信道冲激响应是时变的,可以表示为:

$$h(\tau, t) = \sum_i h_i(t) \cdot \delta(\tau - \tau_i) \quad (1)$$

式中, τ_i 表示某条传播路径的延时; $h_i(t)$ 表示对应于这条路径的时变复数增益。发射端的复基带等效信号可描述为^[1]:

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{l=\infty} s_l(t) = \frac{1}{\sqrt{T_u}} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-K/2}^{K/2} a_{l,k} \varphi_{l,k}(t) \quad (2)$$

式中, $s_l(t)$ 表示第 l 个信号帧; $\varphi_{l,k}(t)$ 与 $a_{l,k}$ 分别表示子载波脉冲和发送的数据符号; T_u 为数据符号的时间长度。为对抗多径干扰, $s_l(t)$ 中除了数据符号,通常还填充了保护间隔。如果考虑对第 l 帧接收信号 $r_l(t)$ 的解调,经过多径信道传播之后,有:

$$r_l(t) = s_l(t) * h(\tau, t) + n(t) = \sum_i h_i(t) \cdot s_l(t - \tau_i) + n(t) \quad (3)$$

式中, “*” 表示卷积; $n(t)$ 为加性噪声。为了能够

收稿日期: 2011-05-17; 修回日期: 2011-07-20

基金项目: 四川省青年科技基金(2010JQ0003); 中央高校基本科研业务费(ZYGX2010X006); 国家自然科学基金(61101091)

作者简介: 刘光辉(1976-), 男, 博士, 主要从事宽带无线通信中的信号处理方面的研究。

使用FFT进行数据块的处理,通常假设在一个OFDM符号内信道的变化是可以忽略的,即 $h_i(t)$ 近似为 $h_i(l)$ 。如果发射端的OFDM调制使用 N 点的IFFT,对 $r_i(t)$ 以 $T = T_u / N$ 为采样间隔进行采样,并且去掉保护间隔,然后使用 N 点的FFT变换进行解调,便可以得到接收的数据符号^[1]为:

$$z_{l,k} = \sum_{n=0}^{N-1} r_i(n) e^{-j2\pi(n/N)k} = a_{l,k} H_{l,k} + n_{l,k} \quad (4)$$

式中, $H_{l,k}$ 是子载波频率 $f_k = k / T_u$ 处的信道传输函数,具体为:

$$H_{l,k} = \sum_i h_i(l) e^{-j2\pi k(\tau_i/T_u)} \quad (5)$$

可见,只要得到 $H_{l,k}$ 的估计量 $\hat{H}_{l,k}$,便可以均衡多径信道的影响,得到发送数据的估计 $\hat{a}_{l,k} = z_{l,k} / \hat{H}_{l,k}$ 。

2 OFDM系统的信道估计

数字电视地面广播国家标准(DTMB)采用时域同步正交频分复用(TDS-OFDM)技术,在保护间隔内填充伪随机(PN)序列^[2]。与传统的循环前缀填充保护间隔的正交频分复用(CP-OFDM)系统相比,TDS-OFDM具有更高的频谱利用率。通常CP-OFDM系统可以根据子载波中的导频符号进行信道估计,而TDS-OFDM的信道估计大多基于PN序列与接收信号的互相关。在信道估计过程中,不管采用何种技术,噪声干扰都无法避免;在长时延多径环境下,TDS-OFDM系统的信道估计还会受到符号间干扰(ISI)的严重影响。同时,非整数倍采样间隔的信道冲击响应(non-T-spaced pulse)会带来能量泄漏^[3],这在CIR的检测过程中会形成很大困难。

2.1 信道冲击响应中的能量泄漏

为分析能量泄漏现象,对式(5)做进一步处理。令 $\tau_i = n_i T + \varepsilon_i$,其中 n_i 为整数, $0 \leq \varepsilon_i < T$ 。对 $H_{l,k}$ 求 N 点的IFFT,便得到观测的信道冲激响应矢量 $\mathbf{h}_l = [h_{l,0} h_{l,1} \cdots h_{l,N-1}]^T$,令 $\phi_{i,n} = n - n_i - \varepsilon_i / T$,则:

$$h_{l,n} = \frac{1}{N} \sum_i h_i(l) e^{j\frac{\pi}{N}(N-1)\phi_{i,n}} \frac{\sin(\pi\phi_{i,n})}{\sin(\frac{\pi}{N}\phi_{i,n})} \quad (6)$$

式中, $0 \leq n \leq N-1$ 。可以看出,当 $\varepsilon_i = 0$,即第 i 条路径的延时为整数倍的采样周期时, $h_i(l)$ 的所有能量都映射到了 h_{l,n_i} ;否则,它的能量会泄漏到所有的 $h_{l,n}$ 上,导致 \mathbf{h}_l 中出现众多的小功率成分。值得一提的是,这些小功率CIR成分仍然集中地分布在主

径位置 $n = n_i$ 的两侧,这种特性对不同时延始终存在。

通常在信道估计所得到的CIR矢量 \mathbf{h}_l 中,还叠加有噪声干扰,为尽量滤除噪声,可以使用简单的门限判决法对CIR进行检测,即将 \mathbf{h}_l 中幅值高于门限的序列保留,低于门限的部分则直接置零^[4]。然而,该方法的门限如果设得过高,小功率CIR成分会被滤除,门限设置过低则会保留多余的噪声,显然这两种情况都会影响信道估计的精度。

2.2 信道估计算法分析

对于TDS-OFDM系统,接收机的同步完成之后,PN序列便是已知的,可以在本地产生PN序列与接收信号做相关,然后根据相关结果中的峰值检测出CIR^[5]。本地PN序列与信号互相关的结果:

$$\begin{aligned} C(n) &= r(n) \otimes \text{PN}_{lc}(n) = \\ & [h(n) * s_i(n) + n(n)] \otimes \text{PN}_{lc}(n) = \\ & [h(n) * (\text{PN}_i(n) + s(n)) + n(n)] \otimes \text{PN}_{lc}(n) \end{aligned} \quad (7)$$

式中,“ \otimes ”表示互相关; $\text{PN}_{lc}(n)$ 为本地PN序列; $s_i(n)$ 为发射信号; $\text{PN}_i(n)$ 与 $s(n)$ 分别表示发射信号的帧头和帧体; $n(n)$ 为噪声。根据PN序列的自相关性质,可得^[5]:

$$\begin{aligned} C_{pn}(n) &= \text{PN}_i(n) \otimes \text{PN}_{lc}(n) = \\ & G\delta(n) + I_{pn}(n) \end{aligned} \quad (8)$$

根据式(7)、式(8),有:

$$C(n) = Gh(n) + I'_{pn}(n) + I_s(n) + n'(n) \quad (9)$$

可见 $C(n)$ 中除了CIR成分,另外还有3种干扰,其中 $I'_{pn}(n) = h(n) * I_{pn}(n)$ 是由PN序列的非理想相关性引起, $I_s(n) = h(n) * s(n) \otimes \text{PN}_{lc}(n)$ 是ISI引入的帧体数据干扰, $n'(n)$ 对应噪声干扰项。

为消除干扰,文献[6]从多帧的帧头中提取数据,构建一个无帧体干扰的相关窗,该方法可有效避开ISI影响,但不适用于快衰落信道;文献[7]分段地估计信道冲激响应,最后合并各段的估计结果构建出CIR;此外还有采用迭代和判决反馈均衡的信道估计,如文献[5,8-9]。这些算法都能在某种程度上减少干扰,但是不可能完全消除。其中文献[5]使用迭代门限检测(ITD)方法,信道估计精度高,然而对于小功率CIR的检测却同样面临着2.1节所分析的两难问题,而且由于 $C(n)$ 中含有伪峰^[5],过低地设置门限,容易将伪峰误检为CIR,这时不但没能提高精度,反而会导致解调性能进一步恶化。

对于CP-OFDM,基于导频的信道估计通常包含导频频率上信道估计与插值两个阶段。插值算法较多,如一阶线性插值,线性滤波器插值及基于DFT

的插值等^[10]。在基于DFT的时域插值算法中, 同样可以对CIR进行检测以减少噪声干扰。

据此, 本文提出了基于双滑动窗功率比的检测算法, 其中有效地利用了小功率CIR成分会集中分布的特性。

3 双滑动窗检测算法

为便于描述, 本文以TDS-OFDM系统为应用背景, 对检测算法进行说明及计算机仿真, 信道估计采用图1所示的方法。

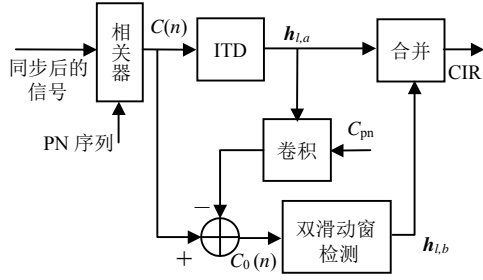


图1 用于TDS-OFDM系统的信道估计

图1整个过程可分为3步: 1) 使用ITD算法检测 $C(n)$, 得到ITD最低门限之上的CIR成分 $h_{l,a}$, 并计算ITD检测后剩余的相关结果:

$$C_0(n) = C(n) - h_{l,a}(n) * C_{pn}(n) \quad (10)$$

2) 使用双滑动窗检测算法检测 $C_0(n)$, 得到小功率CIR成分 $h_{l,b}$; 3) 合并 $h_{l,a}$ 与 $h_{l,b}$ 得到最终的CIR矢量, 即 $h_l = h_{l,a} + h_{l,b}$ 。该方法的核心是如何提取小功率CIR成分, 本文提出的检测算法如下。

3.1 基于双滑动窗的CIR检测算法

为避免误检, ITD算法通常设置较高的最低检测门限, 因此 $C_0(n)$ 中会残留较多的小功率CIR成分, 为检测出残余CIR, 使用两个相邻的滑动窗口, 分别记为窗口A与窗口B, 如图2所示。设A、B窗口内信号功率分别为 P_A 、 P_B , 它们的比值 P_B/P_A 记为 γ , 分别计算 P_A 、 P_B 与 γ 的估计量 \hat{P}_A 、 \hat{P}_B 和 $\hat{\gamma}$, 然后将 $\hat{\gamma}$ 作为检测统计量。

首先计算A、B窗口内信号能量如下:

$$\begin{cases} a_n = \sum_{i=0}^{M-1} C_0(n-i)C_0^*(n-i) = \sum_{i=0}^{M-1} |C_0(n-i)|^2 \\ b_n = \sum_{i=0}^{L-1} C_0(n+i)C_0^*(n+i) = \sum_{i=0}^{L-1} |C_0(n+i)|^2 \end{cases} \quad (11)$$

则信号功率 $\hat{P}_A = a_n/M$, $\hat{P}_B = b_n/L$, 为确定CIR的分布范围, 定义两个检测统计量为:

$$\begin{cases} \hat{\gamma}_1 = \hat{P}_B / \hat{P}_A = \frac{b_n/L}{a_n/M} \\ \hat{\gamma}_2 = \hat{P}_A / \hat{P}_B = \frac{a_n/M}{b_n/L} \end{cases} \quad (12)$$

如果 $C_0(n)$ 中含有CIR成分, 由于小功率CIR成分会集中分布在某段区间, $\hat{\gamma}_1$ 与 $\hat{\gamma}_2$ 将各自出现一个明显的峰, 如图2所示, 两峰之间的区间段即对应着CIR成分的分布范围。此时可以适当的设置一个门限, 对这段区间的端点位置进行判决, 然后将此区间内的数据全部当成有效的CIR成分。假设所检测到的CIR分布在区间 $[n_1, n_2]$, 根据式(9), 有:

$$h_{l,b} = \begin{cases} C_0(n)/G & n_1 \leq n \leq n_2 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (13)$$

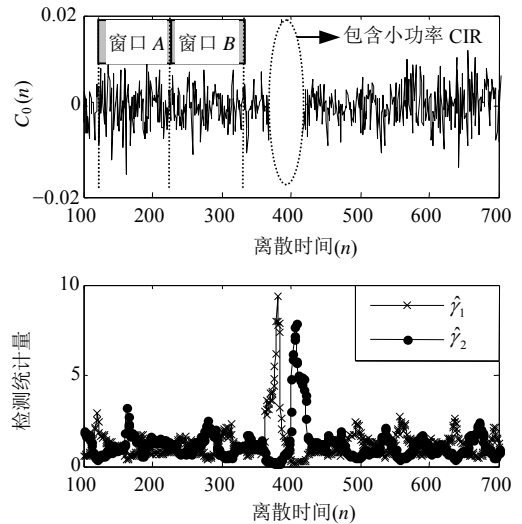


图2 双滑动窗检测示意图

3.2 算法分析

上述方法可以准确地从高斯噪声中检测出CIR成分的分布范围, 下面针对该情况进行分析。假设所检测的对象 $C_0(n)$ 为平稳随机信号, 并且分别记窗口B不包含CIR成分为 H_0 假设, 窗口B含有CIR成分为 H_1 假设。这样, 窗口B内的信号模型为:

$$\begin{cases} H_0: C_{0,B} = n_B \\ H_1: C_{0,B} = n_B + h_B \end{cases} \quad (14)$$

在检测CIR分布范围的左端点时, 进一步假定窗口A中只有噪声。此时, 在 H_0 假设下, 统计量 $\hat{\gamma}_1$ 的分子分母都变成了独立同分布的随机变量 $n_{B,i}$ 的平方和, 由于 $n_{B,i}$ 同服从高斯分布, 所以 $\hat{\gamma}_1$ 的分子分母分别服从自由度为 L 、 M 的 χ^2 分布, 于是 $\hat{\gamma}_1$ 服从自由度为 (L, M) 的 F 分布^[11], 其概率密度函数可记为 $f_F(x)$; 而在 H_1 假设下:

$$\hat{\gamma}_1 |_{H_1} = \frac{\sum_{i=0}^{L-1} (n_{B,i} + h_{B,i})^2 / L}{\sum_{i=0}^{M-1} n_{A,i}^2 / M} = \frac{\sum_i n_{B,i}^2 / L + (\sum_i h_{B,i}^2 + \sum_i 2h_{B,i}n_{A,i}) / L}{\sum_i n_{A,i}^2 / M + \sum_i n_{A,i}^2 / M} \quad (15)$$

记信号 h_B 的平均能量 $\sum h_{B,i}^2 / L$ 为 P_h , 噪声功率为 σ^2 , 比值 P_h / σ^2 记为 γ_m , 将式(15)等号右边的第一二项分别记为统计量 X, Y . 显然 X 同样服从自由度为 (L, M) 的 F 分布, 而 Y 的分子服从均值为 P_h 方差为 $4\sigma^2 P_h / L$ 的高斯分布.

为求出 $\hat{\gamma}_1$ 的概率密度函数进而求得检测概率, 这里将 Y 的分母近似为噪声功率 σ^2 , 于是 Y 依旧服从高斯分布: $Y \sim N(\gamma_m, 4\gamma_m / L)$, 其概率密度函数记为 $f_N(x)$. 将 X 与 Y 近似为两个统计独立的随机变量, 这样, $\hat{\gamma}_1$ 的概率密度函数为:

$$\begin{cases} p(\hat{\gamma}_1 | H_0) = f_F(x) \\ p(\hat{\gamma}_1 | H_1) = \int_0^\infty f_F(u) f_N(x-u) du \end{cases} \quad (16)$$

设判决门限为 η , 则检测概率与误检概率分别为:

$$P_D = P(H_1 | H_1) = \int_\eta^{+\infty} p(\hat{\gamma}_1 | H_1) dx \quad (17a)$$

$$P_F = P(H_1 | H_0) = \int_\eta^{+\infty} f_F(x) dx \quad (17b)$$

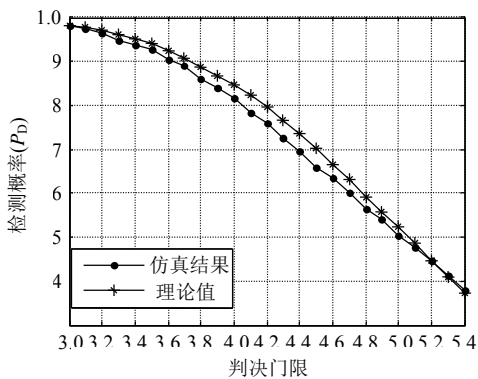


图3 不同门限下的检测概率

为了检验理论近似的合理性, 使用 Monte Carlo 法对不同判决门限下的检测概率 P_D 进行仿真. 信噪比 γ_m 取 6 dB, A, B 窗口的长度都取 20, 仿真结果如图 3 所示. 由于理论上的近似, P_D 的理论值与仿真结果出现了一点偏差, 但这对于门限的选择影响不大. 在本例中, 如果门限 η 选为 3.2, 检测概率与误检概率分别为 97% 和 0.62%, 说明在获得较大的检测概率的同时, 也能保证很小的误检概率. 在实际应

用时, 可以根据贝叶斯准则选择一个最佳门限, 使得 CIR 检测的平均风险最小^[12].

4 性能仿真

仿真过程采用长度为 420 的帧头模式, 星座为 64QAM, 信道估计方法如图 1 所示, 并且假设接收机获得理想同步. 多径信道模型选择 DVB-T F1^[13] 与 COST207 TU6^[14], 分别仿真静态信道下信道估计的均方误差 (MSE) 与基于硬判决的误比特率 (BER).

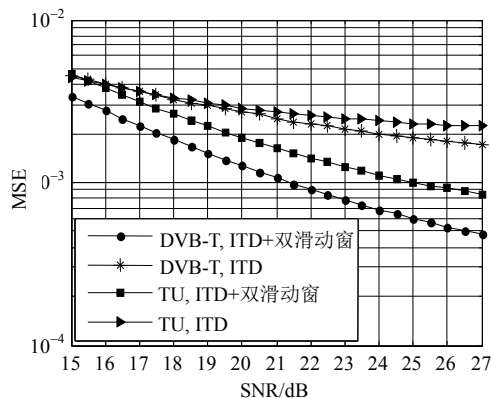


图4 信道估计的均方误差

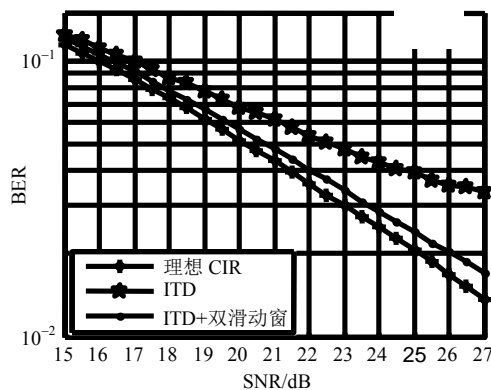


图5 DVB-T F1信道下的误码性能

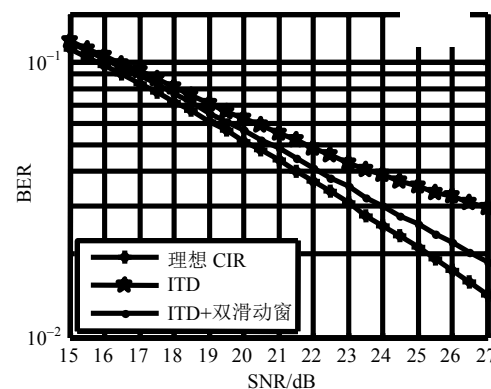


图6 COST207 TU6信道下的误码性能

不同信噪比 (SNR) 下信道估计的均方误差性能比较如图 4 所示; 图 5、图 6 分别为 DVB-T F1 信道与

TU信道下, 信道解码前的BER性能。可以看出, 在低信噪比下, 双滑动窗检测对系统性能改善不是非常明显, 因为此时的性能主要受噪声影响; 然而随着信噪比的提高, 性能改善愈加显著。为获得BER=0.03的误码性能, 本文提出的信道估计方法比单独的ITD算法所需的信噪比小3 dB。在DVB-T F1信道下, 当SNR=25 dB, 双滑动窗检测使得信道估计的均方误差从 2×10^{-3} 下降到了 6×10^{-4} 。

同时, 由于DVB-T信道的多径数比TU信道多, 在DVB-T信道下, 常规检测算法的漏检会更加严重, 因此双滑动窗检测算法对性能的改善相对更大。

5 结束语

本文提出了一种基于双滑动窗功率比的检测算法, 对CIR进行检测, 并且从理论上分析了其检测性能, 然后进行了仿真验证。仿真结果表明, 可以选择适当的门限, 获得良好的检测性能。在TDS-OFDM系统中的仿真, 也说明了该算法能够明显提高信道估计的精度。对于CP-OFDM, 时域插值算法中的CIR检测过程同样可以使用该算法。

参 考 文 献

- [1] SPETH M, FECHTEL S A, FOCK G, et al. Optimum receiver design for wireless broadband systems using OFDM—Part I[J]. IEEE Trans Commun, 1999, 47(11): 1668-1677.
- [2] 数字电视地面广播传输国家标准特别工作组. CB20600—2006数字电视地面传输系统帧结构、信道编码和调制技术规范[S]. 北京: 中国标准出版社, 2006.
Digital Television Ground Broadcast Transmission National Standards Special Work Team. CB20600-2006 digital television ground transmission system frame structure, channel coding and modulating technology standard[S]. Beijing: Chinese Standard Publishing house, 2006.
- [3] VAN D B J, EDFORS O, SANDELL M, et al. On channel estimation in OFDM systems[J]. IEEE Vehicular Technology Conference, 1995, 45(2): 815-819.
- [4] 杨知行, 王军, 潘长勇, 等. 地面数字电视广播的信道估计算法[J]. 电子学报, 2002, 9(11): 1298-1301.
YANG Zhi-xing, WANG Jun, PAN Chang-yong, et al. Channel estimation methods of digital terrestrial broadcasting[J]. Electronics, 2002, 9(11): 1298-1301.
- [5] LIU Guang-hui, ZHANG Jun-ling. ITD-DFE based channel estimation and equalization in TDS-OFDM receivers[J]. IEEE Trans on Consumer Electronics, 2007, 53(2): 304-309.
- [6] GUI Lin, LI Qi, LIU Bo, et al. Low complexity channel estimation method for TDS-OFDM based Chinese DTTB system[J]. IEEE Trans on Consumer Electronics, 2005, 51(3): 1148-1152.
- [7] SONG Bo-wei, GUI Lin, GUAN Yun-feng, 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.
- [8] YANG Fang, WANG Jin-tao, WANG Jun, et al. Novel channel estimation method based on PN sequence reconstruction for Chinese DTTB system[J]. IEEE Trans on Consumer Electronics, 2008, 54(4): 1583-1589.
- [9] LIU M, CRUSSIÈRE M, HELARD J F, et al. A combined time and frequency algorithm for improved channel estimation in TDS-OFDM[C]//IEEE ICC 2010. Cape Town: IEEE Press, 2010.
- [10] CUI Yue-hua, YE Shuang, WU Qiu-rui, et al. Channel estimation based on interpolation in OFDM system[J]. Key Engineering Materials, 2010(439-440): 794-798.
- [11] 盛骤, 谢式干, 潘承毅. 概率论与数理统计[M]. 3版. 北京: 高等教育出版社, 2002.
SHENG Zhou, XIE Shi-qian, PAN Cheng-yi. Probability and mathematical statistics[M]. 3rd ed. Beijing: Higher Education Press, 2002.
- [12] 向敬成, 王意青, 毛自灿, 等. 信号检测与估计[M]. 北京: 国防工业出版社, 1990.
XIANG Jing-cheng, WANG Yi-qing, MAO Zi-can, et al. Signal detection and estimation[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 1990.
- [13] ETSI Standard. EN30074—Digital video broadcasting (DVB): Frame structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television[S]. [S.l.]: European Telecommunications Standards Institute, 2001.
- [14] FAILLI M, COST 207 Management Committee. Cost 207: Digital land mobile radio communications[M]. Luxembourg: European Commission, 1989.

编辑 税 红