

WRAN 系统中基于自适应内插的信道估计算法

顾庆水 陈 伟 伍瑞卿 王福到

(电子科技大学电子工程学院, 成都 610054)

摘 要: 提出了一种基于自适应复系数内插的信道估计算法, 改善了无线区域网络(WRAN)系统对抗动态多径时延的能力。WRAN 是第一个采用认知无线电技术改善频谱效率的宽带接入标准, 系统在下行链路中采用了正交频分复用(OFDM)调制技术, 而信道估计技术对于采用相干解调的 OFDM 系统十分重要。传统的 OFDM 信道频域响应(CFR)估计算法通常采用实系数频域内插的方式, 在对抗 WRAN 系统长多径时延信道时, 不能有效地工作。该文在研究实系数 FIR 内插变换域响应的基础上, 提出了一种复系数内插算法。为了同时适用于短时延信道, 提出了一种低复杂度、自适应匹配信道最大多径时延的算法。通过仿真, 验证了该算法能够对抗更大的多径时延, 提高信道估计的精度, 改善系统误码性能。

关键词: 复系数; 内插算法; 无线区域网络; 正交频分复用; 信道估计

中图分类号: TN914.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2015)07-0777-07

Adaptive Interpolation Based Channel Estimation for WRAN System

GU Qing-shui CHEN Wei WU Rui-qing WANG Fu-dao

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

Abstract: A channel estimation algorithm based on adaptive complex coefficient interpolation is proposed for improving the ability to combat multipath delay of wireless regional area network (WRAN) system greatly. WRAN is the first broadband access standard to improve the spectrum efficiency by making use of cognitive radio technology. Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is used in the downlink of the WRAN system in which channel estimation is very important for the coherent demodulation of OFDM system. However, traditional channel frequency response estimation algorithms, which adopt real-coefficient are sensitive to long-delay echoes in multipath channels. According to transform domain response of real coefficient finite impulse response (FIR) interpolation, a complex coefficient interpolation algorithm is derived in this paper. In order to apply to short delay channel simultaneously, a low-complexity algorithm adaptively matching channel maximum multipath delay is proposed. Then the estimation performance is investigated and simulated. Experimental results verified the theoretical analysis and the validity of the proposed scheme.

Key words: complex coefficient; interpolation algorithm; wireless regional area network (WRAN); orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); channel estimation

1 引言

随着无线通信的迅猛发展,无线频谱资源变得越来越紧缺。然而占据了甚高频和特高频频段大量资源的广播电视等授权用户却没有能够有效地利用该段频谱。于是,IEEE 于 2011 年提出了无线区域网络(WRAN)系统^[1],旨在利用认知无线电(CR)技术提高该段频谱利用效率。

在无线通信系统中,无线信道的传输环境十分复杂。信号从发射端经过信道到达接收端的过程中,通常会经历多条路径,这就是无线信道的多径效应。多径效应会造成频率选择性衰落。因此,在相干解调的 WRAN 系统中,要获得理想的接收性能需要进行精确地信道估计。尤其是 WRAN 系统多径时延相对较长,这对传统的信道估计方法提出了严峻的挑战。本文提出的基于自适应复系数内插

的信道估计方法不仅大大提升了 WRAN 系统对抗多径时延的能力,而且还可以自适应匹配信道最大多径时延,提高短时延信道下信道估计的精度。

2 WRAN 系统介绍

WRAN 系统的导频模式就是按照图 1 所示的结构,在时频二维进行重复排列的。根据导频模式,WRAN 系统的信道估计可以采用导频内插的方式。

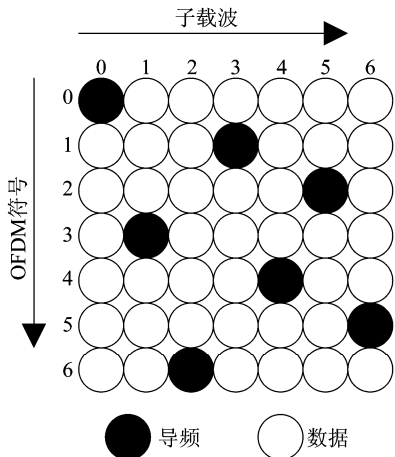


图1 WRAN 系统的导频模式

Fig. 1 Pilot arrangement of WRAN system

WRAN 系统提供了 A、B、C、D 四种信道模型^[2],这四种信道模型的多普勒频移均较小,最大仅为 2.5 Hz,说明 WRAN 系统信道变化比较缓慢。特别地,D 信道第六径的时延和相对功率都是可变的,其相对时延最大可以达到 62 μs 。而 WRAN 系统理论上能对抗的最大多径时延就是在 6 MHz 信道带宽、1/4CP(循环前缀)模式下 CP 的长度,此时也仅为 74.5 μs 。也就是说,D 信道的最大多径时延可以达到 WRAN 系统理论能对抗的最大多径时延的 83.2%。因此 WRAN 系统需要设计一种可以对抗长多径时延的信道估计方法。

3 一维实系数频域内插法

基于导频序列的信道估计方法通常先利用导频处信道估计方法得到导频处信道频率响应(CFR),然后再通过插值方法恢复数据子载波处的 CFR。

导频处信道估计方法通常包括最小二乘(LS)算法^[3-4],最小均分误差(MMSE)算法^[5-7],奇异值分解(SVD)算法^[8-10]等。导频插值方法通常包括一维

插值和二维插值,一维插值又分为一维频率方向插值(FDI)和一维时间方向插值(TDI)。一维 FDI 是利用同一个 OFDM 符号中与之相邻的若干个导频处 CFR,一维 TDI 则是利用同一个子载波位置处不同 OFDM 符号中的导频处 CFR。其中,插值方法的选择直接影响整个信道估计器的性能,如系统对抗多径时延的能力。

FDI 方法通常包括多项式插值方法^[11-12]和 FIR 实系数滤波插值方法。其中,多项式插值通常包括线性内插,高斯内插,拉格朗日内插^[13]等。多项式插值可统一用式(1)的 FIR 多相形式实现。

$$\hat{H}[k] = \sum_{j=-M_1}^{M_2} \lambda_j(\mu) \tilde{H}[p-j] \quad (1)$$

其中, $\mu=i/D$, $i=k-pD=0,1,\dots,D-1$, $p=\lfloor k/D \rfloor$, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整, D 为频域导频的间隔。

一维 FDI 的实现过程可由式(2)得到

$$\hat{H}[k] = \sum_{n=-Q}^Q b[n] \tilde{H}[k-n] \quad (2)$$

其中, $\tilde{H}[k]$ 为 FIR 滤波器的输入, $b[n]$ 为 FIR 滤波器的系数,其长度为 $2Q+1$ 。内插方法设计的目的就是根据 $\tilde{H}[k]$ 使系数 $b[n]$ 达到最优。由于在 $\tilde{H}[k]$ 序列中,每两个导频处 CFR 之间包含有 $D-1$ 个零,因此对 $\tilde{H}[k]$ 进行 IFFT 变换之后,可以得到信道冲击响应(CIR)及其按照周期 T_u/D 重复的镜像分量,如图 2 中子图(a)所示。其中, T_u 为 OFDM 符号的长度。一维频域插值的目的是要滤掉除 T_u 整数倍之外所有的镜像分量。

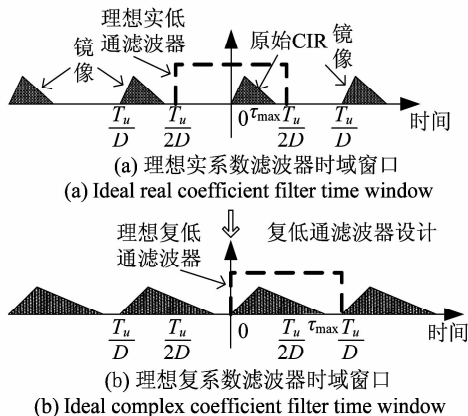


图2 理想实系数滤波器时域窗口比较图

Fig. 2 Time window comparison of ideal real and complex coefficient filter

从图 2 中子图(a)可以看出,理想实系数 FIR 内插器需要满足式(3)要求

$$\tau_{\max} < T_u / (2D) \quad (3)$$

因此,对于短时延信道,仅进行一维 FDI 即可恢复信道信息,而对于长时延信道,单纯的 FDI 就无法满足要求。如对于 WRAN 系统,其导频间隔 $D=7$, OFDM 符号周期 T_u 最大为 $298 \mu\text{s}$,因此 $\tau_{\max} < 21.2 \mu\text{s}$,而 WRAN 系统的最大多径时延可达到 $62 \mu\text{s}$ 。为此需要采用二维插值方法实现信道估计。

通常,时变多径信道转移函数可以表示为

$$H(t, f) = \sum_k \nu_k(t) e^{-j2\pi f \tau_k} \quad (4)$$

当信道近似为广义平稳非相关散射信道时, $H(t, f)$ 同时关于 t 和 f 自相关函数为

$$\begin{aligned} R_H(\Delta t, \Delta f) &= E[H(t + \Delta t, f + \Delta f) \cdot H^*(t, f)] = \\ &= \sum_k E[\nu_k(t + \Delta t) \nu_k^*(t)] e^{-j2\pi \Delta f \tau_k} = \\ &= \sigma_H^2 R_i(\Delta t) \sum_k \frac{\sigma_k^2}{\sigma_H^2} e^{-j2\pi \Delta f \tau_k} = \sigma_H^2 R_i(\Delta t) R_f(\Delta f) \quad (5) \end{aligned}$$

其中, $\sigma_H^2 = \sum_k \sigma_k^2$,不失一般性,令 $\sigma_H^2 = 1$ 。则式(5)可以改写为

$$R_H(\Delta t, \Delta f) = R_i(\Delta t) R_f(\Delta f) \quad (6)$$

由式(6)可知,二维插值方法可以近似为一维 TDI 插值和一维 FDI 插值的级联。该方法相当于最优的二维维纳滤波插值,引入的误差可以忽略不计^[14]。

进行 TDI 时,由于 WRAN 系统的最大多径时延接近 $T_u/4$,为了满足式(3)的要求,所以 $D \leq 2$ 。另外,WRAN 的下行子帧中包含的 OFDM 符号数为 14~29 个,OFDM 符号中某一子载波包含的导频数为 2~4 个,因此 TDI 采用线性内插方法即可。

进行 FDI 时,由于实际实系数 FIR 内插器的变换域响应达不到理想效果,所以系统对抗多径时延的能力不是很理想。由图 2 中子图(a)可知,原始 CIR 仅落在了 0 和 τ_{\max} 之间,而实系数 FIR 内插器的时域窗却是关于时间点 0 对称的,负半轴对应的滤波器资源被浪费了。然而原始 CIR 及其镜像不会发生混叠效应的前提条件是只要 $\tau_{\max} < T_u/D$,而实系数 FIR 内插器却要求满足式(3)要求,这大大降低了系统对抗多径时延的能力。

4 自适应复系数内插的信道估计方法

为了提升系统对抗多径时延的能力,本文将理想实系数低通滤波器时域窗向右移位半个窗的宽度。由于时域窗的移位可以等效为频域系数 $b[n]$ 的相位旋转,此时系数 $b[n]$ 就由实系数转化为复系数。如图 2 所示,对于理想复系数低通滤波器,原始 CIR 的最大多径时延 τ_{\max} 即使达到了 T_u/D ,系统也不会发生混叠效应。

在 WRAN 系统中,当信道带宽 $B_c=6 \text{ MHz}$, $D=3$ 时, $\tau_{\max} < T_u/D \approx 99.6 \mu\text{s}$,而 WRAN 系统的最大多径时延为 $62 \mu\text{s}$,因此即使考虑上非理想复系数低通滤波器时域窗的过渡带,复系数低通内插器也可以工作。

对于复系数内插器的设计,最大多径时延 τ_{\max} 决定了时域窗的宽度。在实际应用中, τ_{\max} 对于接收端来说,通常是未知的。一种处理方法是在系统的最大多径时延不超过 CP 的长度时,将 τ_{\max} 设为 CP 的长度。在本文中,这种方法被称为最宽窗方法。

最宽窗方法对于长时延单频网(SFN)信道来说是很有效的,然而对于最大多径时延远小于 CP 长度时,最宽窗方法所设计的内插器不是最优的内插器。图 3 给出了最宽窗和最优匹配窗对比图。仿真信道为 SFN 信道,多径时延为 $5 \mu\text{s}$,SNR 为 10 dB。从图 3 中可以看出最宽窗方法相对于最优匹配窗来说,有很多噪声无法滤除,造成了信噪比损失。

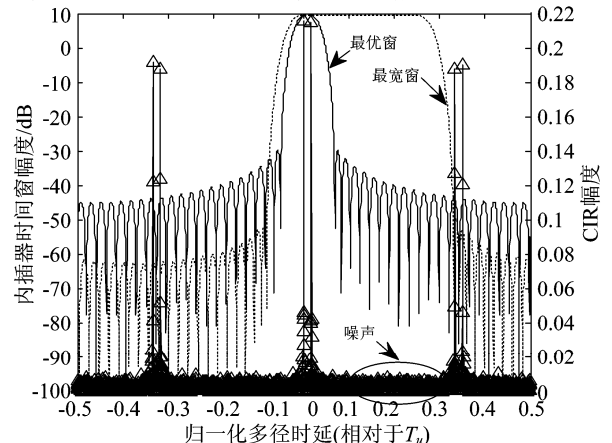


图 3 最宽窗与最优匹配窗对比图

Fig. 3 Comparison between the widest and the optimal matching window

图3中,最优匹配窗方法指的是已知信道最大多径时延设计出的复系数内插器。在实际应用中,信道的最大多径时延对于接收端来说通常是未知的。文献[15]提出了一种通过自相关的方法来得到信道最大多径时延,但是这种算法需要信道的统计特性,这在接收端也是未知的;文献[16]提出了一种通过分析时域 CIR 分布得到信道最大多径时延的方法,但是它需要 IFFT 运算,增加了计算复杂度和存储开销。因此,需要一种高效低复杂度的信道最大多径时延获取方法。

本文提出了一种自适应复系数内插的信道估计方法,将复系数内插器和一个信道最大多径时延获取器结合在一起。该方法本质上就是去搜索最优时间窗来匹配信道的真实最大多径时延。该搜索过程是在频域进行,从而避免 IFFT 操作引起的额外开销,包括计算复杂度和存储消耗等。为了估计 τ_{\max} ,定义一维频域内插输出结果的平均信道能量为

$$E[\tau_i] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |\hat{H}^{(\tau_i)}[k]|^2 \quad (7)$$

其中, N 为有效子载波的个数, $\hat{H}^{(\tau_i)}[k]$ 通过式(2)计算得到,并且内插系数 $b[n]$ 是将 τ_i 作为最大多径时延,再利用前面所述的复系数内插器设计方法得到的。为了区分不同 τ_i 下的内插系数 $b[n]$,将 τ_i 对应的 $b[n]$ 改写为 $b^{(\tau_i)}[n]$ 。

假设 τ_i 取自集合 $\Psi = \{\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_{J-1}\}$, 其中 $\tau_0 > \tau_1 > \dots > \tau_{J-1} > 0$, 并且 $\tau_i, 0 \leq i \leq J-1$ 都是整数。最大值 $\tau_0 = N_g, N_g$ 表示循环前缀包含的子载波个数。由帕塞瓦尔定理可知, τ_i 越小,对应的 $E[\tau_i]$ 也越小,因此最宽窗方法可以得到最大的能量值,即为 $E[\tau_0]$ 。如图3所示, $E[\tau_0]$ 包含了很多噪声成分。当我们逐渐减小 τ_i , 并且保证 $\tau_i > \tau_{\max}$ 时,噪声分量就会逐渐从 $b^{(\tau_i)}[n]$ 对应的时域窗中被滤除,因此 $E[\tau_i]$ 变得越来越小。为了找到合适的 τ_i 去近似 τ_{\max} , 需要使 τ_i 对应的能量 $E[\tau_i]$ 尽可能小,同时保证 $b^{(\tau_i)}[n]$ 对应的时域窗中包含需要的 CIR 分量。

本文提出的获取信道最大多径时延的估计方法可以通过以下步骤实现。

(1) 初始化 $i=1$, 通过上述复系数内插器的设计方法求出 $b^{(\tau_0)}[n]$, 然后利用式(2)求出 $\hat{H}^{(\tau_0)}[k]$, 再结合式(7)求出 $E[\tau_0]$ 。

(2) 用与步骤(1)相似的方法求出 $b^{(\tau_i)}[n]$, $\hat{H}^{(\tau_i)}[k], E[\tau_i]$ 。

(3) 如果 $E[\tau_i]/E[\tau_0] > T_h$, 则 $i=i+1$, 并且返回步骤(2), 否则输出信道最大多径时延估计值 $\hat{\tau} = \tau_{i-1}$ 。

接下来, $\hat{\tau}$ 对应的复插值系数被用来结合式(2)进行信道估计。在步骤(3)中, T_h 为能量比门限, 由功率时延谱, SNR 等信道参数决定。在实际应用中, T_h 可以通过大量的仿真试验得到, 通常, T_h 取值略小于1。对于时变信道而言, 要实时监测能量比 $E[\hat{\tau}]/E[\tau_0]$, 只要 $E[\hat{\tau}]/E[\tau_0] \leq T_h$, 上述获取信道最大多径时延的方法就被重新执行, 同样信道估计就会利用新得到的信道最大多径时延对应的复系数进行内插。

在实际应用中, 一方面, 当 $\hat{\tau} > \tau_{\max}$ 时, 复系数内插器对信道最大多径时延估计的精度要求不高, 因此仅需通过几次迭代就可以得到 τ_{\max} 的粗估计值; 另一方面, 集合 Ψ 中的元素可以选定为常数, 这样对应的复内插系数 $b^{(\tau_i)}[n]$ 可以事先计算出来, 因此, 复系数内插的自适应信道估计方法的复杂度和一维内插方法的复杂度近似。

图4给出了采用自适应复系数内插的信道估计方法的 WRAN 系统物理层模型。其中, 虚线框内的模块即为本节提出的信道估计方法。

自适应复插值信道估计算法的伪码如表1所示。

表1 自适应复插值信道估计算法

Tab.1 Adaptive interpolation algorithm for channel estimation

自适应复插值信道估计算法

输入: 导频处信道估计 $\tilde{H}[k]$

输出: 完整的信道频域响应 $\hat{H}[k]$

开始:

构造整数集合 $\Psi = \{\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_{J-1}\}$

计算最宽窗对应的基准能量 $E[\tau_0]$

for $i=1$ to $J-1$

利用复系数内插器的设计方法计算 τ_i 对应的复系数 $b^{(\tau_i)}[n]$

求出插值系数 $b^{(\tau_i)}[n]$ 内插出的信道估计结果 $\hat{H}^{(\tau_i)}[k]$

计算 τ_i 对应的平均信道能量 $E[\tau_i]$

if $E[\tau_i]/E[\tau_0] > T_h$ then

$i=i+1$ continue

else

返回 $\hat{\tau} = \tau_{i-1}$ break

end

end

计算 $\hat{\tau}$ 对应的 $b^{(\hat{\tau})}[n]$

利用复插值系数 $b^{(\hat{\tau})}[n]$ 进行信道估计

结束

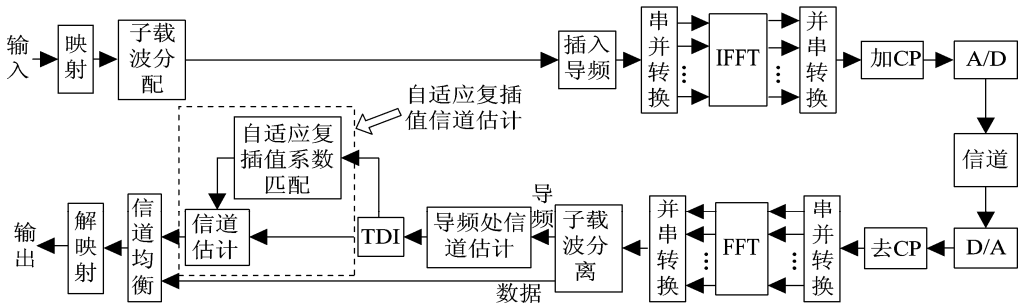


图 4 采用自适应复插值信道估计的 WRAN 系统

Fig. 4 WRAN system with channel estimation using adaptive interpolation

5 性能仿真

本小节将基于导频序列的信道估计方法在 WRAN 系统仿真平台中进行了仿真验证,仿真环境:调制模式都采用 WRAN 系统最高阶的调制 64QAM, CP 模式采用 1/4,系统信道采用 6 MHz 的带宽,导频处信道估计采用 LS 算法。

图 5 给出了不同插值方法对应的变换域响应。在该图中,横轴为相对于 OFDM 符号周期 T_u 的归一化多径时延,左纵轴为不同插值方法的变换域响应,单位为 dB,右纵轴为 CIR 的幅度;信道采用的是多径时延为 $60 \mu\text{s}$ 的 SFN 信道;CIR 是通过 TDI 之后的导频处 CFR 进行 IFFT 得到的, $D=2$,升余弦指的是滚降系数为 0.6,阶数为 25 的升余弦 FIR 内插方法。

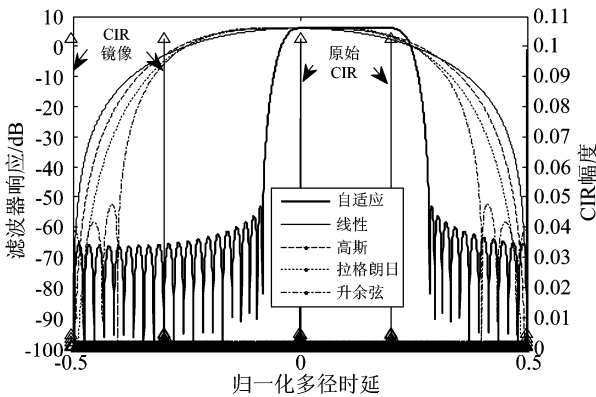


图 5 不同插值方法对应的变换域响应及 CIR 关系

Fig. 5 The CIR and its transform-domain response for different interpolation methods

图 6 给出了不同插值算法对抗多径时延的能力,其中,SNR 为 30 dB,并且采用了码率为 5/6 的咬尾卷积码。从图 6 可以看出自适应复插值方法能

对抗的多径时延要远远大于前四种插值方法。例如,当 BER 为 2×10^{-4} 时,多项式插值能对抗的多径时延要小于 $23 \mu\text{s}$,升余弦 FIR 内插提升了系统能对抗的多径时延,使之达到了 $40 \mu\text{s}$,而自适应复插值方法能对抗的多径时延可以达到 $70 \mu\text{s}$,十分接近 CP 的长度,远远高于前四种插值方法。

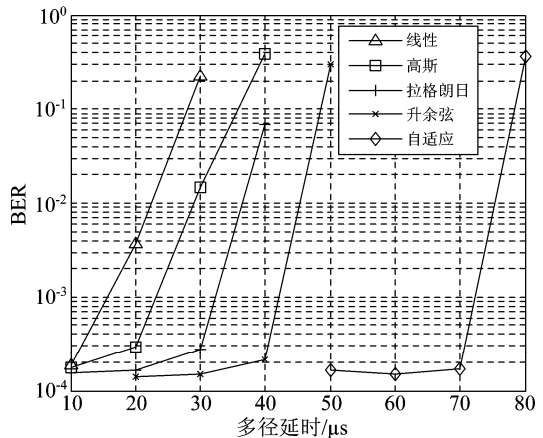


图 6 不同插值方法对抗多径时延图

Fig. 6 BER versus multipath delay for the interpolation methods

图 7 给出了 WRAN 系统基于导频的信道估计方法在 B 信道下的误码性能。从图 7 可以看出,几种实系数内插方法和仅进行 TDI 的方法的误码性能相差较小,基本是重合的。自适应复插值方法的性能最好,在信噪比条件较好时可以带来接近 1 dB 的性能增益,如图 7 中小图所示。

图 8 给出了 WRAN 系统基于导频的信道估计方法在多径时延为 $60 \mu\text{s}$ 的长时延 SFN 信道下的误码性能。从图 8 可以看出,实系数 FIR 内插在长时延 SFN 信道下的误码性能很差,基本上降不下去。仅仅进行 TDI 的方法由于没有进行一维 FDI,所以对多径时延不敏感,因此在长时延 SFN 信道下依然可

以获得比较好的性能。自适应复插值方法的误码性能最好,在信噪比条件较好时可以带来约 0.7 dB 的性能增益,如图 8 中的小图所示。

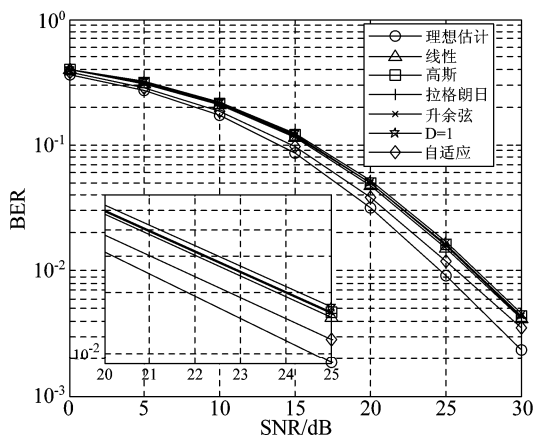


图7 WRAN系统在B信道下的误码性能

Fig. 7 BER performance of the WRAN system over channel model B

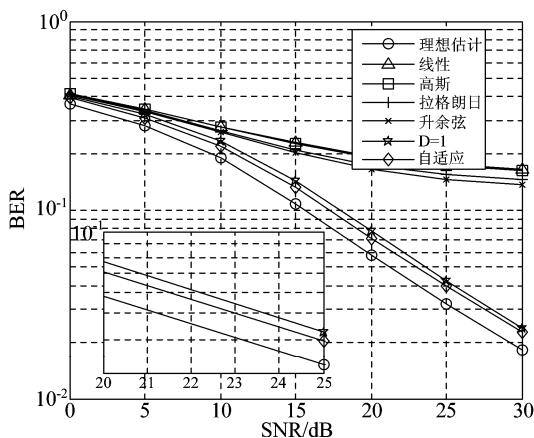


图8 WRAN系统长时延SFN信道下基于导频的误码性能

Fig. 8 BER performance of the WRAN system over the SFN channel

6 结论

本文对WRAN系统中基于导频序列的信道估计方法进行了研究。首先介绍了WRAN系统的导频模式,并针对该结构研究了导频频域内插的方法,重点研究了实系数FIR滤波插值的方法。然后在研究了实系数FIR滤波内插在对抗长多径时延存在不足的基础上,提出了一种改进的自适应复系数内插的信道估计方法。仿真结果表明,相对于实系数FIR滤波插值,自适应复系数内插的信道估计方法将实系数内插通过相位旋转转化为复系数内插,

大大提升了WRAN系统对抗多径时延的能力,并且可以通过自适应的方法去灵活地匹配信道的真实最大多径时延,在WRAN系统A、B、C、D信道下都能够有效地工作。

参考文献

- [1] IEEE. IEEE Std 802.22-2011. IEEE Standard for Wireless Regional Area Networks-Part 22: Cognitive Wireless RAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Policies and procedures for operation in the TV Bands[S]. USA:2011.
- [2] Eli S, Gerald C. WRAN channel modeling[EB/OL]. http://www.ieee802.org/22/Meeting_documents/2005_July/22-05-0055-01-0000_WRAN_Channel_Modeling-ES-GC.doc, 2005-7-11/ 2014-9-28.
- [3] 赵旺兴,万群,陈章鑫. 基于OFDM循环前缀LS信道估计的构造方法[J]. 通信学报,2013,34(3):175-182. Zhao W X, Wan Q, Chen Z X. Novel restructuring method for CP-based LS channel estimation in OFDM system [J]. Journal on Communications, 2013, 34 (3): 175-182. (in Chinese)
- [4] Khan L U, Khan N, Khattak M I, et al. LS estimator: Performance analysis for block-type and comb-type channel estimation in OFDM system[C]//International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST 2014), 2014:420-424.
- [5] Liu C H, Vaidyanathan P P. Co-pilots in channel estimation[C]//IEEE Digital Signal Processing and Signal Processing Education Meeting (DSP/SPE),2013:74-79.
- [6] Xiong X, Jiang B, Gao X Q. DFT-Based Channel Estimator for OFDM Systems with Leakage Estimation[J]. IEEE Communications Letters, 2013,17(8): 1592-1595.
- [7] Kang S G, Ha Y M, Joo E K. A comparative investigation on channel estimation algorithms for OFDM in mobile communications[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2003, 49(2): 142-149.
- [8] Yang B G, Letaief K B, Cheng R S, et al. Channel estimation for OFDM transmission in multipath fading channels based on parametric channel modeling[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(3): 467-479.
- [9] Kim K J, Fan Y J, Llits R A, et al. A reduced feedback precoder for MIMO-OFDM cooperative diversity systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(2):584-596.

- [10] Ahmed M A, Jimaa S A, Abualhaol I Y. Enhanced channel estimation technique in MIMO-OFDM system [C] // IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob 2012), 2012;545-549.
- [11] 刘俊琳,朱近康,邱玲. 基于多项式模型的时域二维 OFDM 信道估计算法[J]. 信号处理,2007,23(2): 278-282.
Liu J L, Zhu J K, Qiu L. A simple time-frequency channel estimation method for OFDM systems based on polynomial model [J]. Signal Processing, 2007, 23 (2): 278-282. (in Chinese)
- [12] Hu D, Wang X D, He L H. A new sparse channel estimation and tracking method for time-varying OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(9):4648-4653.
- [13] Zheng C, Mark J W. Channel estimation by modulated Lagrange interpolation[J]. Signal Processing, 2010, 90 (9):2749-2759.
- [14] Hoeher P, Kaiser S, Robertson P. Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering [C] // International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Mu-nich, 1997, 3: 1845-1848.
- [15] Wang X B, Wu H C, Chang S Y, et al. Efficient non-pilot-aided channel length estimation for digital broadcasting receivers[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2009, 55(3): 633-641.
- [16] Baek J S, Seo J S. Improved CIR-based receiver design for DVB-T2 system in large delay spread channels: Syn-

chronization and equalization[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2011, 57(1): 103-113.

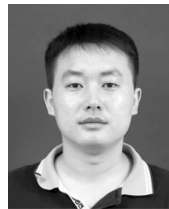
作者简介



顾庆水 男,1977年生,安徽人。电子科技大学,讲师,研究方向为宽带无线传输技术。
E-mail:guqs@uestc.edu.cn



陈伟 男,1976年生,四川人,电子科技大学,高级工程师,研究方向为OFDM技术及其应用。
E-mail:wes-chen@163.com



伍瑞卿 男,1977年生,四川人,电子科技大学,副教授,研究方向为传感器网络、多媒体通信。
E-mail:reeching@163.com



王福到 男,1989年生,安徽人,电子科技大学,研究生,研究方向为宽带无线传输中信道估计方法。
E-mail:361995174@qq.com