

变换域通信系统中的信道估计技术

王 军, 李少谦, 龚树平, 韩 川

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

【摘要】针对基于OFDM的变换域通信系统在低信噪比时由于噪声的影响很难获得准确的信道估计问题,采用时域和离散傅里叶逆变换(IDFT)域级联降噪的方法降低导频信号的噪声来提高信道估计的准确性。时域利用慢衰落信道环境下信道系数变换缓慢的特点,提出了时间滑动平均、时间遗忘、时间平均与时间遗忘结合等几种降噪方法;IDFT变换域利用多径时延集中在整个时隙的前一段的特点降低噪声。仿真结果表明,该方法在慢衰落信道环境下是有效的。

关键词 信道估计; OFDM; 变换域通信系统; 慢衰落信道
中图分类号 TN92 **文献标识码** A

Channel Estimation Applied to Transform Domain Communication System

WANG Jun, LI Shao-qian, GONG Shu-ping, and HAN Chuan

(National Key Laboratory of Communications, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract Aimed at the channel estimation of OFDM-based (orthogonal frequency division multiplex based) transform domain communication (TDCS) systems under low SNR scenarios, channel estimation techniques for suppressing noise in time domain and/or transform domain are proposed. In time domain, the noise is mitigated through three schemes: time-sliding average, time-forgetting average, and their combination as the channel is slowly time-varying. To further reduce the influence of noise, the time-domain-based channel estimation methods are also combined with IDFT transform domain technique. Simulation results show the proposed channel estimation methods can achieve nearly the same performance as that of perfect channel estimation.

Key words channel estimation; orthogonal frequency division multiplex; transform domain communication system; slow fading channel

认知无线电(cognitive radio, CR)^[1-3]是智能无线通信系统,能够感知无线通信环境,根据无线通信环境的统计特征动态改变系统参数(传输功率、工作频段、调制方式),在不干扰其他用户的情况下动态共享无线频谱资源。为了提高频谱资源的整体利用率,认知无线电技术目前受到广泛关注。

认知无线电应用的一个关键技术是根据可用频谱资源自适应设计发射波形。文献[4]提出将变换域通信系统(transform domain communication system, TDCS)作为认知无线电的发射方案。TDCS的基本思想是,通过在给定的频谱范围内动态改变发射信号频谱,避免来自授权用户的干扰和避免干扰这些用户。文献[5-6]提出基于OFDM的TDCS(OFDM-TDCS),并将其应用于基于认知无线电技术的IEEE 802.22无线区域网(wireless regional area network,

WRAN),该系统采用CCSK(cyclic code shift keying)调制^[7],可以在极低的信噪比下可靠地传输数据,并且使峰平比(peak-to-average power ratio, PAPR)性能明显好于传统的OFDM。但是,该系统只考虑了理想信道估计。事实上,为了获得基于OFDM-TDCS在低信噪比的良好性能,可靠的信道估计十分关键。这是因为,在低信噪比时,由于噪声的影响,导频信号包含的信道信息被淹没在噪声中很难获得。

为此,本文针对OFDM-TDCS在IEEE 802.22的应用提出了采用时域和离散傅里叶逆变换(inverse Discrete Fourier Transform, IDFT)域级联降噪的信道估计技术。

1 基于OFDM的TDCS

基于OFDM的TDCS的系统框图如图1所示。发

收稿日期:2007-08-28;修回日期:2007-12-21

基金项目:国家863计划(2007AA10Z209);国家自然科学基金(60496313,60702073);国家基础科研项目(A1420080150);国家973计划(2009CB320405)
作者简介:王 军(1974-),男,副教授,主要从事无线通信信号处理技术方面的研究。

送端的信源数据先进行频域CCSK调制^[7], CCSK基函数由发送端频谱检测器估计的频谱幅度与生成的随机相位相乘后经过适当的缩放得到。假设发送端和接收端检测的频谱幅度为理想的且一致, 然后通过传统的OFDM发射机发射数据。基于OFDM的TDCS的发射信号在频域可表示为^[5-6]:

$$x(n, k) = C \times A_k e^{j\frac{2\pi m_k}{M}} e^{-j\frac{2\pi S_n k}{M_{\text{ary}}}} \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

式中 n 为发射时刻; k 为第 k 个子载波; $x(n, k)$ 为 n 时刻第 k 个子载波的发射信号; N 为基函数的长度; A_k 为频谱幅度矢量的元素, 其取值为0或1; M 为使用 M -PSK 生成的随机相位矢量; m_k 是在

$0, 1, \dots, M-1$ 中的随机整数; M_{ary} 为使用 M_{ary} CCSK; S_n 是第 n 个发送的符号。发射信号经历衰落信道并被噪声干扰后达到接收端, 接收信号在频域可表示为:

$$y(n, k) = H(n, k) C \times A_k e^{j\frac{2\pi m_k}{M}} e^{-j\frac{2\pi S_n k}{M_{\text{ary}}}} + n(n, k) \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

式中 $y(n, k)$ 为 n 时刻第 k 个子载波的接收信号; $n(n, k)$ 为加性复高斯噪声, 其均值为0; N_0 为方差; $H(n, k)$ 为 n 时刻第 k 个子载波的信道频率响应。接收信号首先经过传统的OFDM接收机处理; 然后与本地生成的CCSK基函数的共轭相乘, 最后通过CCSK解调检测出发送信号。

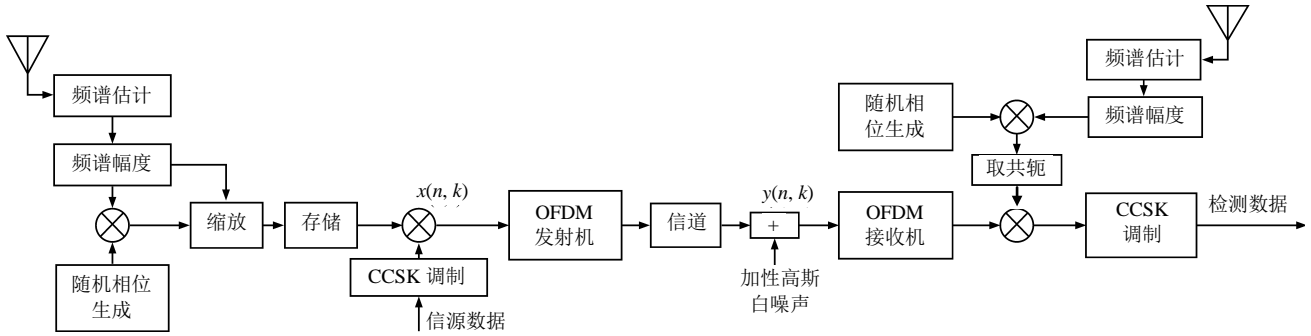


图1 基于OFDM的TDCS系统框图

2 基于降噪的信道估计

为分析方便, 本文采用基于块状(block-type)导频图案的导频辅助信道估计 (pilot symbol assisted modulation, PSAM), 即一个OFDM符号内的所有子载波上均插入导频, 然后再插入要发送的OFDM信号中。接收机首先采用最小二乘法估计导频位置的信道系数, 然后再通过时域和IDFT变换域级联降噪。

2.1 最小二乘估计

获得导频位置信道系数常用的方法是最小二乘估计, 即将接收的信号除以发送的导频符号:

$$\begin{aligned} \tilde{H}_p(n, k) &= \frac{Y_p(n, k)}{X_p(k)} = \\ &= \frac{H(n, k)X_p(k) + n(n, k)}{X_p(k)} = \\ &= H_p(n, k) + \frac{n(n, k)}{X_p(k)} \end{aligned} \quad (3)$$

式中 $\tilde{H}_p(n, k)$ 为最小二乘估计的信道系数; $X_p(k)$ 为发送的导频符号; $Y_p(n, k)$ 为对应导频位置的接收信号。从式(3)可看出, 最小二乘估计的信道系数的准确性决定于噪声大小, 当信噪比很低时, 信道系数淹没在噪声中, 最小二乘估计无法获得准确的信

道估计。因此在低信噪比时, 必须降低噪声的影响。

2.2 时域降噪方法

2.2.1 时间滑动平均降噪

在IEEE 802.22应用中, 信道系数变化缓慢^[8], 可以假设 N 个OFDM导频符号的信道系数不变, 即:

$$\begin{aligned} H_p(k) &= H_p(n, k) = \\ &= H_p(n+1, k) = \dots = H_p(n+N-1, k) \end{aligned} \quad (4)$$

对于这种慢变信道, 文献^[8]将 N 个OFDM导频符号对应子载波的最小二乘估计信道系数取平均, 称之为时间平均降噪, 即:

$$\begin{aligned} \hat{H}_p(n, k) &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \tilde{H}_p(n+m, k) = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} H_p(n+m, k) + \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} n(n+m, k) \end{aligned} \quad (5)$$

由于不同时刻的噪声相互独立, 易知此时的噪声方差只有最小二乘估计噪声方差的 $1/N$, 但此方法基于固定的求平均窗口, 不同位置的信道估计值具有不同的时延。为了使估计的信道系数具有相同的时延, 采用下述称为时间滑动的平均降噪方法:

用 $n - \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor, \dots, n, \dots, n + \left\lfloor \frac{N-1}{2} \right\rfloor$ 时刻对应导频子载波的最小二乘估计的平均值, 作为第 n 个导频

符号对应于载波信道系数的估计值, 其中 $\lfloor a \rfloor$ 表示不大于 a 的最大整数, 该方法可表示为:

$$\hat{H}_p(n, k) = \frac{1}{N} \sum_{m=n-\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^{n+\lfloor \frac{N-1}{2} \rfloor} \tilde{H}_p(n+m, k) \quad (2)$$

该方法与时间平均降噪方法具有同样的降噪作用, 估计的信道系数具有相同的时延。

2.1.2 时间遗忘降噪

前面提到的时间平均降噪和时间滑动平均降噪方法估计的信道系数都有时延, 为此, 可以采用时间遗忘降噪方法。该方法不要求缓存导频数据, 可以实时处理。

基于时间遗忘降噪方法的思想如下: 用前一时时刻估计的信道系数与当前时刻用最小二乘方法求得的信道系数按权相加, 作为当前时刻估计的信道系数, 即:

$$\hat{H}_p(n, k) = \begin{cases} (1-\alpha)\hat{H}_p(n-1, k) + \alpha\tilde{H}_p(n, k) & n > 0 \\ \tilde{H}_p(k, 0) & n = 0 \end{cases} \quad (7)$$

式中 $0 < \alpha \leq 1$ 。式(7)的含义是认为各个时刻的信道系数不相等, 因此不同时刻获得的最小二乘估计值应对当前估计的信道系数有不同的权值, 距离当前时刻越近的信道估计值与当前的时刻信道估计值相等的可能性越大, 因此应有更大的权值。由于不同时刻的噪声相互独立, n 时刻的信道估计与最小二乘估计的噪声方差比值为:

$$\frac{\text{Var}(\hat{H}_p(n, k))}{\text{Var}(\tilde{H}_p(n, k))} = \frac{\alpha}{2-\alpha} + \frac{2(1-\alpha)^{2n+1}}{2-\alpha} \quad (8)$$

由式(8)可知, 要等待接收一段导频符号后, 信道估计与最小二乘估计噪声方差的比值才能达到收敛值 $\alpha/(2-\alpha)$, 在开始一段时间内信道估计会不准确。为此, 可将时间平均和时间遗忘联合降噪在减小时延的同时提高信道估计的准确性。此时, 有两种实现方法: (1) 刚开始接收数据时采用时间平均降噪, 当信道估计值较准确时再采用时间遗忘降噪; (2) 每收到 M 个导频符号后, 采用时间平均计算均值, 再与前一段时刻的信道估计值用时间遗忘算法按权相加作为最后的信道估计值。

2.3 IDFT变换域降噪

前面提到的时间滑动平均和时间遗忘降噪方法

都是基于慢衰落信道在时间上的缓慢变化特性, 而IDFT变换域降噪方法是利用多径时延集中在整个时隙的前一段的特点^[9], 其基本实现过程是, 先将最小二乘估计值 $\tilde{H}_p(n, k)$ 或者前面提到的几种时域降噪方法处理后得到的估计值 $\hat{H}_p(n, k)$, 采用IDFT变换到时域。由于多径时延集中在整个时隙的前一段, 所以时域的信道系数集中在前一段时隙, 而噪声扩展到整个时隙, 因此可以通过简单的滤波, 前一段时隙通过, 后一段时隙置0, 减小噪声。

3 仿真结果

仿真参数如下:

- (1) 采用2K FFT, 循环前缀为512点;
- (2) 采用恒模导频序列, 功率为发送信号功率的两倍, 导频符号的间隔为50, 调制方式为OFDM-TDCS;
- (3) 信道模型为IEEE 802.22 WRAN系统信道模型C, 信道带宽为8 MHz^[10];
- (4) 时间平均、时间滑动平均的求平均窗口长度 $N=21$, 相应的噪声抑制比值为1/21; 时间遗忘算法的 $\alpha=0.05$, 相应的噪声抑制比值为1/39。

时间平均与时间遗忘结合方法(1)的开始一段求平均窗口长度 $N=21$; $\alpha=0.05$; 噪声抑制比值为1/39。时间平均与时间遗忘结合方法(2)的求平均窗口长度 $M=7$, $\alpha=0.2$, 噪声抑制比值为1/63。各种算法IDFT变换域降噪的截止时隙为300。仿真结果如图2所示。

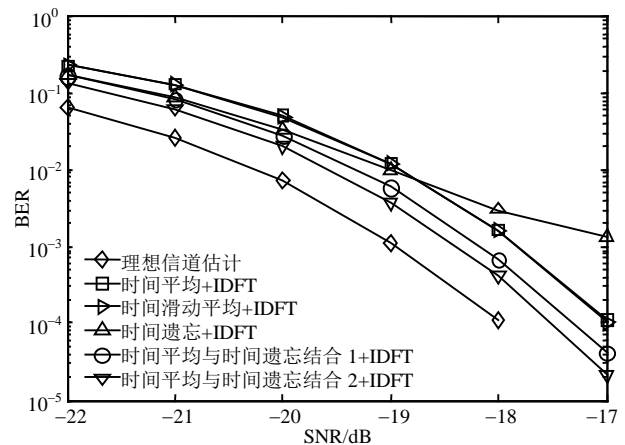


图2 信道估计性能曲线

(下转第96页)