

突发传输中 ZP-OFDM 的信道估计和跟踪

王文益 翁莹 杨树元

(中国科学院声学研究所 北京 100080)

(中国科学院研究生院 北京 100039)

摘要: 在缓变信道的突发传输模式中, 信道估计通常采用前导(preamble)的方法, 并假设在突发过程中信道不变。但是, 由于信道实际在不同的 OFDM 符号中是缓变的, 因此这种假设导致了系统性能的下降。在这里, 针对 ZP-OFDM 系统, 该文给出了一种低复杂度的信道估计和跟踪方法。它在突发传输的第 1 个 OFDM 符号中利用梳状导频的方法进行信道估计, 在随后的 OFDM 符号中利用在时域只插入 1 位训练位的方法来实现信道的跟踪。仿真结果表明, 该方法提高了系统的性能。

关键词: 正交频分复用; 突发传输; 信道估计

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)11-2620-04

Channel Estimation and Tracking for ZP-OFDM in Burst Mode

Wang Wen-yi Weng Ying Yang Shu-yuan

(Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

(Graduate School of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

Abstract: For burst mode in slowly time-varying channel, channel state information can be obtained mostly based on preamble and supposed maintain constant. In fact, for different OFDM symbol, channel change slowly, so the assumption degrades the system performance. A low-complexity technique is presented to estimate and track the channel for ZP-OFDM. Channel state information can be obtained in the first OFDM symbol based on comb-type pilots and tracked by insert a bit in time-domain for others OFDM symbols. Simulation results verify the improved performance of the proposed method.

Key words: OFDM; Burst mode; Channel estimation

1 引言

正交频分复用(OFDM), 由于它具有抵制频率选择性信道衰落的能力和高的频率利用率, 已经被诸多国际标准所采用, 如: 802.11, 802.16 等。通过加循环前缀(CP)的方法, 它将可以有效地克服由多径效应所引起的码间串扰(ISI)^[1]。但是当信道的传输函数在传输子载波中存在零值时, 循环前缀OFDM(CP-OFDM)系统的性能就会下降。由此, 提出了一种采用 Zero-Padding 技术的 OFDM 系统, 用来克服 CP-OFDM 的上述缺点^[2]。它是在每个 OFDM 符号的后面填充一定长度的零值序列来代替 CP-OFDM 中的循环前缀, 所以被称之为 ZP-OFDM。这样, 当信道的传输函数在传输子载波中存在零值时, ZP-OFDM 仍然可以有效地恢复符号, 从而提高了系统的性能。

由于无线信道的时变特性, 接收端为了能够实现相干检测, 必须对信道特性进行估计和跟踪。OFDM 系统中的信道估计和跟踪技术可以分为两类: 基于导频的估计方法^[3-5]和盲信道估计方法^[6]。前一种方法利用数据序列中的已知导频

得到导频位置处的信道响应, 然后利用有关内插算法(如维纳内插、高斯内插等)得到整个频域信道的响应, 这种方法实现简单, 运算量小^[7]。因此, 实际系统中, 多采用这种方法。对于缓变频率选择性信道而言, 在突发传输模式中, 一般首先利用前导(preamble)进行信道估计, 然后假设在整个突发过程中, 信道保持不变^[8,9], 或者基于假设整个突发中信道不变而采用接收数据一阶或二阶统计量的方法进行信道估计^[10]。这样, 简化了信道估计过程。然而, 在实际环境中, 信道仍然是时变的, 在每个 OFDM 符号中, 信道都发生了变化, 上述假设信道不变的方法因此降低了系统的性能。本文针对 ZP-OFDM, 提出了一种低复杂度的信道估计和跟踪方法, 从而增强系统的性能。该方法采用在第 1 个 OFDM 符号中利用梳状导频的方法进行信道估计, 在其它的 OFDM 符号中, 利用在时域只插入 1 位训练位的方法来近似估计不同 OFDM 符号中的信道响应, 从而实现信道的跟踪。这样, 只利用了非常少的资源, 达到了增强系统性能的目的。

本文按如下方式构成。第 2 节给出了系统模型; 第 3 节给出在第 1 个 OFDM 符号中利用梳状导频来估计信道的方法; 在其它的 OFDM 符号中, 利用 1 位时域训练位来跟踪信道的

方法在第4节中给出。第5节给出了信道均衡的方法;仿真结果在第6节中给出;最后是结束语。

2 系统模型

在信道缓变的ZP-OFDM系统中,本文假设在一个OFDM符号中,信道保持不变。取子载波数为 N ,零序列保护间隔的长度为 L_p ,信道响应长度为 L ,且 $L_p \geq L-1$ 。为简单起见,假设 $L_p = L-1$ 。所以,在接收端,基带接收信号为

$$y(m,n) = s(m,n) * h(l,n) + w(m,n), \quad 0 \leq m \leq N+L-1 \quad (1)$$

其中 $s(m,n)$ 为发射序列 $S(k,n)$ 的时域表示, $S(k,n)$ ($0 \leq k \leq N-1$)为第 n 个OFDM符号中第 k 个子载波上传送的数据, $h(l,n)$ ($0 \leq l \leq L-1$)为第 n 个OFDM符号中信道响应, $w(m,n)$ 为均值为零的白噪声,并与 $s(m,n)$ 不相关,*表示线性卷积。

在接收端,为了简化信道估计过程,将接收信号最后 $L-1$ 个信号加到开头的 $L-1$ 个信号之上,这样将线性卷积转化成了圆周卷积,使单抽头的频率均衡器能够采用^[2]。这时接收信号的频域表示有:

$$Y(k,n) = S(k,n)H(k,n) + W(k,n) \quad (2)$$

其中 $Y(k,n)$, $W(k,n)$ 和 $H(k,n)$ 分别为 $y(m,n)$ 重叠相加后, $w(m,n)$ 重叠相加后和 $h(l,n)$ 的 N 点离散傅里叶变换(DFT)。

3 信道估计

在突发传输模式中,通常在第1个OFDM符号中进行信道估计。在这里,对于第1个OFDM符号,本文采用导频的方式进行信道估计。基于导频的信道估计方法有频域和时域的方法。在这里采用时域的方法来进行信道估计^[11]。我们知道 $H(k,n)$ 为 $h(l,n)$ 的 N 点离散反傅里叶变换(IDFT),因此,也可以对 $h(l,n)$ 进行 L 点DFT,有:

$$\begin{aligned} h(l,n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} H(k,n) e^{j\frac{2\pi k l}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k'=1}^{L-1} H'(k',n) e^{j\frac{2\pi k' l}{L}} \end{aligned} \quad (3)$$

又

$$\begin{aligned} H'(k',n) &= \sum_{l=1}^{L-1} h(l,n) e^{j\frac{2\pi k' l}{L}} \\ &= \sum_{l=1}^{L-1} h(l,n) e^{j\frac{2\pi k' P l}{LP}} \\ &= \sum_{l=1}^{L-1} h(l,n) e^{j\frac{2\pi l(k'P)}{N}} \\ &= H(k'P,n) \end{aligned} \quad (4)$$

前面已经假设, $LP = N$, P 为整数。由此看出,只要得到子载波 $k'P$ 处的频率响应,就可以利用他们恢复出信道的时域响应。因此,只需要在子载波 $k'P$ 处插入导频。此

时,所需的导频数为 L 。通常小于在采用导频间隔小于相干带宽一半的方法时所需要的导频数^[4]。

导频处的信道频率响应可用LS方法来估计得到,为

$$\hat{H}(k'P,n) = \frac{Y(k'P,n)}{S(k'P,n)} \quad (5)$$

然后再按式(3)的方法进行 L 点IDFT就可以得到信道的时域响应。

当 N 为 L 的非整数倍时,可以选择 $L = L'$,其中 $L' = \min(2^l)$ ($2^l \geq N$, l 为整数)。这相当于对 $h(l,n)$ 进行补零后再进行 L' 点IDFT。此时,所需导频数为 L' ,结果是增加了导频数。一般来讲 L' 仍然小于或等于在采用导频间隔小于相干带宽一半的方法时所需要的导频数。有了信道的时域响应之后,在补零进行 N 点DFT就得到所有子载波处频率响应。

4 信道跟踪

在缓变信道响应的假设中,信道可模型化为^[9]

$$h(l,n+1) = J_0(2\pi f_d T)h(l,n) + v(l,n+1) \quad (6)$$

其中 $J_0(\cdot)$ 是零阶Bessel函数, f_d 是最大Doppler频移, T 是OFDM符号周期, $v(l,n)$ 是均值为零,方差为 δ_v^2 的白噪声。当 δ_v^2 很小时,可以近似得到 $h(l,n+1) = J_0(2\pi f_d T)h(l,n)$,为线性关系。因此,只要估计出 $h(0,n+1)$,然后利用此线性关系就可以得到其它相应的时域抽头值。

下面详细给出本文将采用的方法。

在除第1个OFDM符号外,在其它每个OFDM符号的时域序列之前加1位已知训练数据位。这样,得到OFDM符号的时域表示为

$$s'(n+1) = [p(n+1), s(n+1)]$$

其中 $s'(n+1)$ 表示加上训练数据位之后的第 $n+1$ 个OFDM时域符号, $s(n+1)$ 表示加训练位之前的第 $n+1$ 个OFDM时域符号,分别为 $(N+L)$ 位和 $(N+L-1)$ 位行向量, $p(n+1)$ 为一位训练序列的值。

这样,接收端得到的输出时域表示为

$$y(m',n+1) = s'(m',n+1) * h(l,n+1) + w(m',n+1) \quad (7)$$

其中 $s'(m',n+1)$ 表示插入时域训练位后的第 $n+1$ 个OFDM符号的时域发射序列。

容易看出,因为零保护间隔的作用,所以接收序列的首位就等于:

$$y(0,n+1) = h(0,n+1)p(n+1) + w(0,n+1) \quad (8)$$

此时,可以得出:

$$\hat{h}(0,n+1) = \frac{y(0,n+1)}{p(n+1)} \quad (9)$$

由此我们得到第 $n+1$ 个符号时信道响应的第1个时域抽头估计值,根据上面的线性近似关系,可以得到其它抽头值为

$$\hat{h}(l,n+1) = \frac{\hat{h}(0,n+1)}{\hat{h}(0,n)} \hat{h}(l,n) \quad (10)$$

$$\text{即, } J_0(2\pi f_d T) = \frac{\hat{h}(0, n+1)}{\hat{h}(0, n)}.$$

这样, 我们利用相邻两个 OFDM 符号之间信道的近似线性关系, 只利用插入的一位训练位, 实现了对信道的跟踪。

5 信道均衡

由于本文对于第 1 个 OFDM 符号和其它符号采用不同的处理方式, 所以信道均衡也略有差别。对于第 1 个 OFDM 符号而言, 由于知道了信道的时域响应, 而且在前面也己经将输出数据转化为输入数据与信道时域响应的圆周卷积。因此直接得到

$$\hat{S}(k, 1) = Y(k, 1) / \hat{H}(k, 1) \quad (11)$$

$$\text{其中 } \hat{H}(k, 1) = \sum_{l=1}^{L-1} \hat{h}(l, n) e^{j \frac{2\pi k l}{N}}.$$

对于除第 1 个 OFDM 符号外的其它 OFDM 符号, 由于在时域数据之前加了 1 位训练位, 所以在去掉保护间隔后, 还应该去掉训练序列位。同时我们也注意到, 此时即使将后面的 $L-1$ 位加到前面 $L-1$ 上, 接收数据也不能表示为圆周卷积的形式。但是, 可以知道相对于不加训练位的情况, 所加的数据位仅仅影响了前面 $L-1$ 位接收数据, 如将前面 $L-1$ 位中训练数据位的影响减去, 就可以按第 1 个 OFDM 符号的方法来进行均衡。而对于去除训练数据位影响的方法, 由式(7)可以直接得到:

$$\begin{cases} y'(m, n+1) = y(m+1, n+1) - h(m+1, n+1)p(n+1), \\ \qquad \qquad \qquad m = 0, \dots, L-1 \\ y'(m, n+1) = y(m+1, n+1), m = L, \dots, N-1 \end{cases} \quad (12)$$

此时, 对 $y'(m, n+1)$ 利用前面第 1 个 OFDM 符号均衡的方法就可以恢复出原发送数据。

6 仿真结果

为了将本文提出的方法和常规的假设突发传输过程中信道不变的方法比较, 进行了计算机仿真。仿真所采用的信道条件是子载波数 $N = 32$, 假设在每个突发传输过程中传输的 OFDM 数据符号数为 20, 信道响应长度为 $L = 4$ 。针对不同程度的最大多普勒频率信道条件, 进行了 3 种情况的仿真。在每种情况中, 分别给出了已知信道、运用本文提出的方法进行信道估计和跟踪与常规的假设在突发中信道不变的方法的性能曲线。在图 1 中, 假设不存在 Doppler 频移。在图 2 中, 假设最大归一化 Doppler 频移为 2%, 即: $f_d / \Delta f = 2\%$, 其中 Δf 为子载波间隔。图 3 中, 取最大归一化 Doppler 频移为 5%, 即: $f_d / \Delta f = 5\%$ 。进行了 500 次蒙特卡洛仿真, 并取平均。

从图 1 中可以看出, 当不存在 Doppler 频移时, 本文提出的方法与假设在突发中信道不变的方法, 所得系统性能几乎一样。因此, 即使不存在 Doppler 频移时, 提出的方法对系统的性能也没有损失。从图 2 和图 3 中可以看出, 所提出

的方法优于通常假设信道在突发中不变的方法, 其原因在于考虑了突发传输中信道的变化, 从而使每个 OFDM 符号中的信道估计结果更加精确。而且, 对比图 2 和图 3 得出, 当移动速度变大时, 即 Doppler 频移增大时, 所提出方法的优势更加明显。但是同时也看到, 当 Doppler 频移变大时, 所提出方法相对于已知信道情况的性能也有更大的损失, 这是由于此时对于文中式(6)的近似误差增大, 导致系统性能的损失。

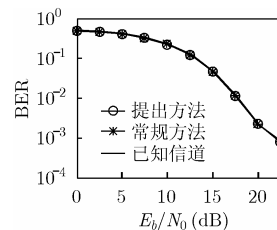


图1 不存在Doppler频移时系统性能曲线

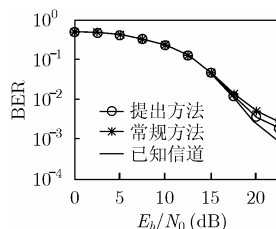


图2 归一化Doppler频移为 $f_d / \Delta f = 2\%$ 时的系统性能曲线

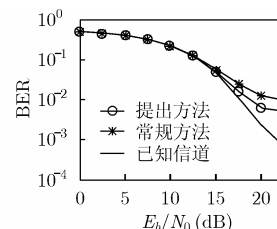


图3 归一化Doppler频移为 $f_d / \Delta f = 5\%$ 时的系统性能曲线

7 结束语

本文提出了一种低复杂度的用于缓变信道中突发传输的 ZP-OFDM 的信道估计和跟踪方法。该方法在每个突发传输的第 1 个 OFDM 符号中, 利用导频的方法进行信道估计, 而在其它的 OFDM 符号中, 利用在时域只插入 1 位时域训练位来实现信道跟踪。这样, 只利用极少的资源就实现了信道估计和跟踪。仿真结果证明本文提出的信道估计和跟踪方法性能优于常规的基于假设在突发传输中信道不变的信道估计方法。

参考文献

- [1] Wang Z and Giannakis G B. Wireless multicarrier communications: Where Fourier meets Shannon. *IEEE Signal Process. Magazine*, 2000, 17(3): 29-48.
- [2] Muquet B, Wang Z, and Giannakis G B, et al. Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions? *IEEE Trans. on Communications*, 2002, 50(12): 2136-2148.
- [3] Li Y, Cimini L J, and Scollenberger N R. Robust channel estimator for OFDM systems with rapid dispersive fading channels. *IEEE Trans. on Communications*, 1998, 46(7): 902-915.

- [4] Hsieh M H and Wei C H. Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 1998, 44(1): 217-225.
- [5] Zheng Y. A novel channel estimation and tracking method for wireless OFDM systems based on pilots and Kalman filtering. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 2003, 49(2): 275-283.
- [6] Cai X and Akansu A N. A subspace method for blind channel identification in OFDM systems. *IEEE International Conference on Communications*, New Orleans, USA, 2000: 929-933.
- [7] Lindbom L, Sternad M, and Ahlén A. Tracking of Time-varying Mobile Radio Channels, Part I: The Wiener LMS Algorithm. *IEEE Trans. on Communications*, 2001, 49(12): 2207-2217.
- [8] Kobayashi H. A novel coherent demodulation for MQAM OFDM signal operating in the burst mode. *IEEE 52th Vehicular Technology Conference*, Boston, USA, 2000: 1387-1391.
- [9] Ma Y, Yi N, and Tafazolli R. Channel estimation for PRP-OFDM in slowly time-varying channel: first-order or second-order statistics?. *IEEE Signal Processing Letters*, 2006, 13(3): 129-132.
- [10] Rinne J, Hazmi A, and Renfors M. Impulse burst position detection and channel estimation schemes for OFDM systems. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 2003, 49(3): 539-545.
- [11] Zhao Y, and Huang A. A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems and transform domain processing. *IEEE 47th Vehicular Technology Conference*, Phoenix, USA, 1997: 2089-2093.
- 王文益: 男, 1980年生, 博士生, 研究方向为无线通信中的多天线技术、多载波技术.
- 翁莹: 女, 1976年生, 博士后, 研究方向为多媒体无线通信.
- 杨树元: 男, 1942年生, 主任研究员, 博士生导师, 研究方向为数字信号处理、图像处理与识别、无线通信.