

一种适用于高数据速率和高速移动环境的新型信道估计方法——双正交通道信道估计方法

李永会¹, 张其善¹, 李道本²

(1. 北京航空航天大学电子工程系, 北京 100083; 2. 北京邮电大学信息系, 北京 100876)

摘要: 本文给出了一种适用于高数据速率和高速移动环境下的新型有效的信道估计方法-双正交通道信道估计方法(CETOC, Channel Estimation by using Two Orthogonal Channels), 这种信道估计方法通过采用两个独立通道的联合估计, 可以有效的克服快衰落的影响, 从而使得在快衰落信道下应用多维状态调制成为可能。

关键词: 高速移动环境; 双正交通道信道估计; 相位偏移; 多维状态调制

中图分类号: TN919.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 04-0467-04

A Novel Channel Estimation Method Applied to High Data Rate and High Speed Mobile Communications ——Channel Estimation by Using Two Orthogonal Channels

LI Yong-hui¹, ZHANG Qi-shan¹, LI Dao-ben²

(1. Dept of Electronic Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;

2. Dept of Information, Beijing University of Post Telecommunication, Beijing 100876, China)

Abstract: Channel estimation is a key technique in the field of mobile communications. Especially, with the demand of next generation mobile communications, the channel estimation theory in the high data rate and high speed mobile environment will become a dominant technique in mobile communications. This paper presents a novel method named Channel Estimation by using Two Orthogonal Channels (CETOC) method applied to high data rate and high speed mobile communications. This method can effectively overcome influence resulted from fast fading by using the joint estimation of two independent orthogonal channels, so it is possible to use high-dimensional modulation in fast fading channel.

Key words: high speed mobile environment; channel estimation by using two orthogonal channels; phase shift; multi-dimension modulation

1 引言

众所周知,在高速移动环境中,多径与较大的多普勒频移会造成信号幅度的快衰落和信号相位的迅速变化,如果不采取有效的措施,会极大地恶化系统的性能,这也是限制高维调制方式在高速移动通信中应用的主要因素^[1,2]。针对这些问题,国内外的很多学者进行了大量的信道估计理论的研究^[3~6]。Wee. Ser 给出了一种在最恶劣环境下采用最大似然算法的信道估计方法^[3], P. Stoica^[4]给出在衰落环境中,采用最大似然算法时估计的下界——Cramer-Rao 界,这也是应用最大似然估计时的最高精度。在现有的 3G(第三代移动通信系统)系统中采用的信道估计方法是导频辅助的信道估计或连续导频信道估计^[5,6]。在上面所述的这些信道估计方法中,文[3,4]的算法过于复杂,很难在现有的移动系统中应用,文[5,

6]虽然在现有的系统中已经广泛采用,但也存在着一个弱点,即是通过占用系统的信息资源来完成信道估计的,而且在高速移动环境中,导频辅助的信道估计方法将严重失效,因为此时信道的相关时间缩小,导频符号的信道参数与后继的业务符号的相关性也随之减小,此时利用导频符号估计的信道参数对业务符号的补偿将不再精确。在下一代移动通信系统中,要求移动台最大能适应 500Hz 多普勒频移的深衰落环境,这对现有的信道估计理论是一个极大的挑战。本文介绍了一种在高速移动环境下有效的信道估计方式,这种信道估计方法通过利用经历相同衰落的两个独立通道的联合估计来给出衰落信道下的参数估计值。从下面的介绍中将会看到,这种估计方式不需要导频信号,而且受快衰落的影响较小,能够有效的克服深衰落的影响,而且可以应用更高维的调制方式。从后面

收稿日期:2000-11-01;修回日期:2001-03-05

基金项目:国家自然科学基金(No. 69972002)

的仿真结果中,将会看到这种信道估计方法在高速移动环境下的性能与低速环境下的导频辅助系统的性能相当。

本文在第二部分给出这种估计方法的理论分析,从理论推导中,会对这种信道估计的性能有更明确的了解.在第三部分,给出 16PSK,以及 32PSK 系统在超高速移动环境中,采用这种信道估计方法时的仿真结果,并和导频辅助的信道估计方法进行了比较.在最后第四部分给出结果分析和结论.

2 CETOC 信道估计方法

下面给出 CETOC 算法的实现过程,从推导过程中可以很容易的理解 CETOC 方法进行信道估计的原理,并且从最后得出的估计结果中,可以看出 CETOC 信道估计方法的性能. CETOC 方法的系统原理图见图 1~2.

下面,给出 CETOC 算法的详细理论推导.设发射的双通道信号为:

$$f_1(t) = \sqrt{2E_0} \sum_k C_1(t-kT) (I_k \cos(\phi_k + \theta_0) - Q_k \sin(\phi_k + \theta_0))$$

$$f_2(t) = \sqrt{2E_0} \sum_k C_2(t-kT) (I_k \cos(\phi_k + \theta_0) + Q_k \sin(\phi_k + \theta_0))$$

式中: I_k, Q_k 为调制信息 $I_k = a_k \cos(\phi_k), Q_k = a_k \sin(\phi_k), a_k, \phi_k$ 分别为信号星座图中的信号点的幅度和相位; E_0 为发送信号能量; θ_0 为初始相位,为便于下面的推导,假设 $\theta_0 = 0$; $C_1(t), C_2(t), t \in [0, T]$ 是码长为 M 的一组互相正交的扩频码组; T 是数据符号的宽度, $T = MT_c, T_c$ 为扩频符号的宽度, M 为扩频增益.

此时,则有:

$$f_1(t) = \sqrt{2E_0} \sum_k a_k C_1(t-kT) (\cos(\phi_k) \cos(\phi_k + \theta_0) - \sin(\phi_k) \sin(\phi_k + \theta_0))$$

$$= \sqrt{2E_0} \sum_k a_k C_1(t-kT) \cos(\phi_k + \theta_0)$$

$$f_2(t) = \sqrt{2E_0} \sum_k a_k C_2(t-kT) (\cos(\phi_k) \cos(\phi_k + \theta_0) + \sin(\phi_k) \sin(\phi_k + \theta_0))$$

$$= \sqrt{2E_0} \sum_k a_k C_2(t-kT) \cos(\phi_k - \theta_0)$$

发射信号经过衰落信道后,接收信号为:

$$r_1(t) = \sqrt{2E_0} \sum_{i=1}^L \sum_k a_k C_1(t-iT_c-kT) h_{ki} \cos(\phi_k + \theta_{ki}) + n_r(t)$$

$$r_2(t) = \sqrt{2E_0} \sum_{i=1}^L \sum_k a_k C_2(t-iT_c-kT) h_{ki} \cos(\phi_k - \theta_{ki}) + n_r(t)$$

式中: h_{ki}, θ_{ki} 为衰落信道对信号幅度和相位的影响; $n_r(t)$ 为 AWGN 噪声; $L T_c$ 为最大的多径展宽, T_c 为扩频码片的宽度; $T = M T_c, M$ 为扩频增益, $L T_c < T$.

在接收端,用两路本地产生的正交信号对这两个通道的

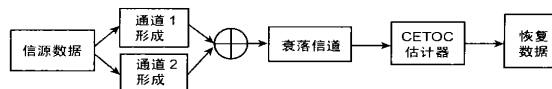


图1 系统原理图

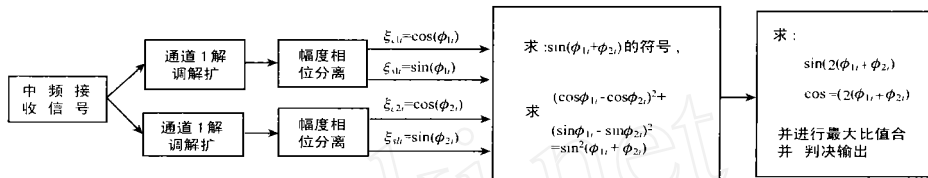


图2 CETOC 估计器的原理图

信号进行解调(两个通道通过相同的衰落信道,受到相同的加性高斯白噪声干扰)。

本地产生的两路正交信号为:

$$C_l(t-kT-iT_c) \cos(\phi_l - \theta_{li}),$$

$$C_l(t-kT-iT_c) \sin(\phi_l - \theta_{li}),$$

$l = 1, 2, \dots, L, i = 1, 2$

解调时,假定码特性理想,即它们的自、互相关函数的旁瓣都为零(虽然根据 Walsh 界定理,这种假设在实际中不存在,但是存在自互相关函数具有零窗口的正交码(LAS-CDMA 系统中用到的 LAS 码),保证在多径展宽范围内,码字的自、互相关函数的旁瓣都为零,所以这种假设成立),则此时经过低通滤波器后的表示式为:

$$r_{1ci}(t) = \sqrt{2E_0} \sum_{k=1}^L a_k h_{ki} \cos(\phi_k + \theta_{ki}) + \tilde{n}_{1ci}(t)$$

$$r_{1si}(t) = -\sqrt{2E_0} \sum_{k=1}^L a_k h_{ki} \sin(\phi_k + \theta_{ki}) + \tilde{n}_{1si}(t)$$

$$r_{2ci}(t) = \sqrt{2E_0} \sum_{k=1}^L a_k h_{ki} \cos(\phi_k - \theta_{ki}) + \tilde{n}_{2ci}(t)$$

$$r_{2si}(t) = -\sqrt{2E_0} \sum_{k=1}^L a_k h_{ki} \sin(\phi_k - \theta_{ki}) + \tilde{n}_{2si}(t)$$

式中: $\tilde{n}_{1ci}(t), \tilde{n}_{1si}(t), \tilde{n}_{2ci}(t), \tilde{n}_{2si}(t)$ 为两个信道的接收信号经过正交解调解扩和低通滤波后的噪声项; $r_{1ci}(t), r_{2ci}(t)$ 为两个通道经过解扩和正交解调后的信号表示式; $r_{1si}(t), r_{2si}(t)$ 则为经过解扩和同相解调后的信号表示式。

从上式中,解出每一个信号的幅度和相位。

$$c_{1i}(t) = \sum_{k=1}^L \cos(\phi_k + \theta_{ki}) + n_{1i}(t) \tag{1}$$

$$s_{1i}(t) = \sum_{k=1}^L \sin(\phi_k + \theta_{ki}) + n_{2i}(t) \tag{2}$$

$$c_{2i}(t) = \sum_{k=1}^L \cos(\phi_k - \theta_{ki}) + n_{1i}(t) \tag{3}$$

$$s_{2i}(t) = \sum_{k=1}^L \sin(\phi_k - \theta_{ki}) + n_{2i}(t) \tag{4}$$

$$A(i) = \sqrt{r_{1i}^2(t) + r_{2i}^2(t)}, \quad i = 1, 2, \dots, L$$

式中: n_{ki} 为噪声 n_{ki} 对影响后的数值; i 表示第 i 路分集信号, $i = 1, 2, \dots, L$.

为消去 n_{ki} , 进行运算 (1) * (3) - (2) * (4), 得到:

$$\cos(2\hat{\phi}_{ki}) = \cos(2\phi_k) + n_{1i}(t) \cos(\phi_k - \theta_{ki})$$

$$\begin{aligned}
 &+ n_{1i}(t) \cos(\phi_k + \phi_{ki}) - n_{2i}(t) \sin(\phi_k - \phi_{ki}) \\
 &- n_{2i}(t) \sin(\phi_k + \phi_{ki}) + n_{1i}(t) * n_{1i}(t) \\
 &- n_{2i}(t) * n_{2i}(t) \quad (5)
 \end{aligned}$$

式(2) * (3) + (1) * (4), 得:

$$\begin{aligned}
 \sin(2\hat{\phi}_{ki}) = &\sin(2\phi_k) + n_{1i}(t) \sin(\phi_k + \phi_{ki}) \\
 &+ n_{1i}(t) \sin(\phi_k - \phi_{ki}) + n_{2i}(t) \cos(\phi_k - \phi_{ki}) \\
 &+ n_{2i}(t) \cos(\phi_k + \phi_{ki}) + n_{1i}(t) * n_{1i}(t) \\
 &+ n_{1i}(t) * n_{2i}(t) \quad (6)
 \end{aligned}$$

从式(5)、(6)中,可以看出,此时可以获得 $\cos(2\phi_k)$, $\sin(2\phi_k)$ 的粗略估计值,因为式(5)、(6)中,除了第一项以外的其余各项,均为噪声项,因而还含有很大的噪声干扰.因此此时若按照此种方式估计,不难想到,只有在较高信噪比时,才会有较好的性能.因此,需要在此基础上,进行改进.

现在需要去掉噪声项的影响,为此,进行如下的运算:

式(1) - (3), 有:

$$\begin{aligned}
 \cos(\phi_k + \phi_{ki}) - \cos(\phi_k - \phi_{ki}) + n_1(t) \\
 = -2\sin(\phi_{ki}) \sin(\phi_k) + n_1(t) \quad (7)
 \end{aligned}$$

式(2) - (4), 有:

$$\begin{aligned}
 \sin(\phi_k + \phi_{ki}) - \sin(\phi_k - \phi_{ki}) + n_2(t) \\
 = 2\cos(\phi_{ki}) \sin(\phi_k) + n_2(t) \quad (8)
 \end{aligned}$$

式(7)的平方加上式(8)的平方,得到 $\sin^2(\phi_k)$ 的一个估计,从而利用

$$\cos(2\hat{\phi}_{ik}) = 1 - 2\sin^2(\hat{\phi}_{ik}) \quad (9)$$

$$\sin(2\hat{\phi}_{ik}) = \sqrt{1 - \cos^2(2\hat{\phi}_{ik})}, \quad i = 1, 2, \dots, L \quad (10)$$

这时,还可以得到 $\cos(2\phi_{ik})$, 以及 $\sin(2\phi_{ik})$ 的估计幅值,但是极性不能确定.

从(7)、(8)两式中,可以看出用这种方式的估计要比用式(5)、(6)中的估计结果精确,因为此时噪声项要比(5)、(6)两式中的噪声项小得多.但是还有一个重要的问题, $\sin(2\phi_{ik})$ 的极性没有解决.这时可以利用式(10)的幅值,再利用式(6)中结果的极性,从而得到较为精确的估计结果.

最后,将估计结果采用最大比值进行合并,

$$\begin{aligned}
 A_k^2(t) \cos(2\hat{\phi}_k) = &\sum_{k=1}^L A^2(i) \cos(2\hat{\phi}_{ik}) \\
 A_k^2(t) \sin(2\hat{\phi}_k) = &\sum_{k=1}^L A^2(i) \sin(2\hat{\phi}_{ik}) \quad (11)
 \end{aligned}$$

从上面的结果中,可以得到进行最大比值合并之后的 $\cos(2\hat{\phi}_k)$, $\sin(2\hat{\phi}_k)$, 由于这种信道估计方式的估计结果是 $2\phi_k$, 而非 ϕ_k , 所以为保证 $2\phi_k$ 在解调时的唯一性,在发射端,必须将原有的 16PSK, 32PSK 的信号星座图压缩一半.

3 仿真结果

上面给出了 CETOC 的信道估计算法,并进行了理论上的推导,同时从上面的推导过程之中,可以看出,此时系统的信道估计不再需要导频信号,而且由于是靠两个通道进行联合估计,所以,受各种深衰落的影响较小(从前面的推导中可以看出,因为两个通道经历相同的衰落,信号的提取只与信噪比有关而受信道的衰落影响很小),而且由于估计的相位精度很

高,所以可以利用高阶的 PSK 调制方式.在下面给出的仿真结果中,将会看到这一点.

图 3 和图 4 是采用 CETOC 信道估计方法时的性能仿真曲线,以及与其它信道估计方法的性能比较.

图 3 的曲线给出了采用 CETOC 信道估计方法,在 700Hz 多谱勒频移时的 16PSK, 及 32PSK 系统在超高速移动环境中的仿真结果,以及它与在 200Hz, 150Hz 多谱勒频移时的判决反馈系统和线性插值系统的结果比较.

图 4 的曲线给出了采用 CETOC 信道估计方法, 200Hz, 360Hz 多谱勒频移时,对 16QAM(2 幅 8 相)信号星座图的性能仿真曲线,以及它与 700Hz 多谱勒频移时的 16PSK, 32PSK 信号星座图时的性能比较.

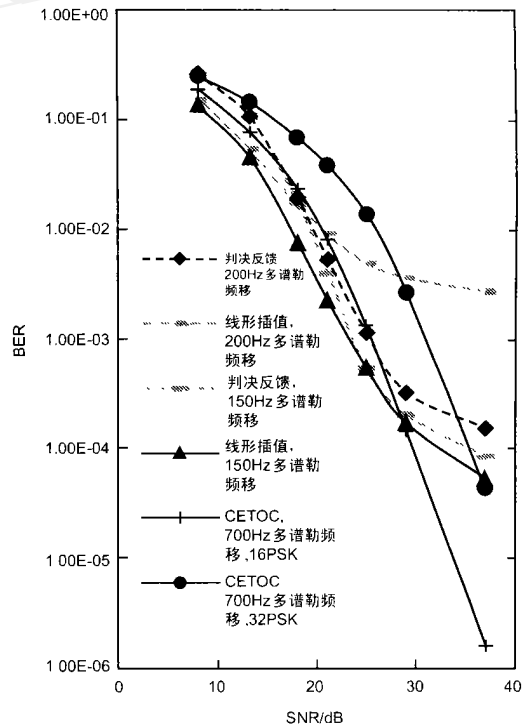


图 3 700Hz 多谱勒频移时,采用 CETOC 信道估计方法时的性能曲线以及与 200Hz 多谱勒频移时的判决反馈系统和线性插值系统的性能比较

从上面的仿真结果中可以看出, CETOC 信道估计方法在高速移动的环境中对系统性能的改变是极为有效的,并且对于深衰落造成的幅度衰落和相位偏移的影响也很小,也就是说利用此种信道估计方法,系统的性能不再受移动台移动速度快慢的制约.因此这是一种适用于高数据速率(可以应用 32PSK), 高速移动环境的一种极为有效的信道估计方式.

同时从图 3 中可以看出,应用这种信道估计方式时,用 16PSK 的性能要比利用幅度-相位联合分布的 16QAM 的性能要好,并且 16QAM 系统在超高速环境下的性能要急剧恶化,这是由于高速移动造成的幅度深衰落不能正确估计的结果.所以从 CETOC 信道估计方式的原理中也可以看出,在高速移动环境下,应用高维的 PSK 方式比用高维的 QAM 方式更容易应用信道估计方式,因为对幅度相位联合分布的高维 QAM 系

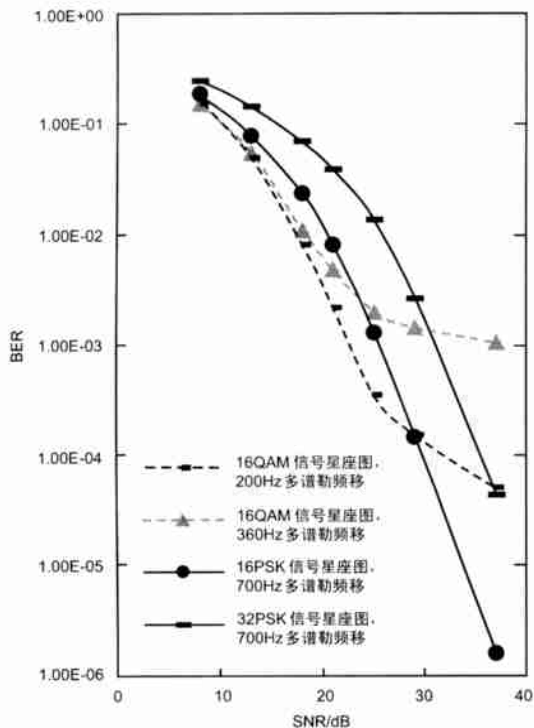


图4 采用 CETOC 信道估计方法时,700Hz 多普勒频移时 2 幅 8 相的 16QAM 的性能曲线以及与 200Hz 多普勒频移时的 16PSK,32PSK 的性能比较

统来说,高速移动形成的相位畸变也许采用适当的方式可以克服,但是幅度上的深衰落却很难校正(通常可以通过理想的快速功率控制来解决,但在实际高速移动环境中,功控的频率跟不上信道的变化,所以在高速环境中,幅度的深衰落很难校正;并且幅度深衰落时的瞬时信噪比很低,所以会引发一连串的误码),所以采用 CETOC 或某些其他信道估计方法时,在高速移动环境下,应用高维 PSK 的性能要远优于高维 QAM 系统的性能,这与慢衰落环境下的结论恰好相反。

这种信道估计方式虽然具有如此大的优点,但是必须有一个重要的前提,那就是需要两个独立的传输通道。因为 CETOC 信道估计算法需要两个独立的信道来分别传送两个发送信号,而且要求这两个信号要经历相同的信道衰落和加性噪声干扰,所以传统的频分方式,时分方式都很难应用这种信道估计方式,只能应用现有的码分方式,众所周知,在 IS-95,和 IS-2000 中,对每一个用户而言, I 、 Q 两路分别用两个 PN 码去扩频,因而只需简单的改变一下传送信号的形式,即在这两路正交通道中,不再只是传送 I_k 、 Q_k 信息,而是传送如前面所述的 I_k 、 Q_k 的组合信息,即双通道信号形式,在接收端通过这两个双通道的联合解调可以有效的克服深衰落的影响,恢复发送的信号。

4 结论

从前面的推导中可以看出,文中给出的方法有两个主要的优点。一是这种方式不需要导频信号,这是因为在接收端,对每一个符号都可以从双通道中提取出信号信息,这与连续

导频的思想有些相似,但是不需要浪费一个地址码,可以有效的提高系统的容量,而且由于有较为精确的信道估计,可以应用更高维的调制方式,从而提高系统的传信率。第二个优点与连续导频相同,即系统的性能受移动台的移动速度影响较小,即受深衰落的影响较小,而只与信噪比有关,这与有些只适用于低速慢衰落而不适用于高速快衰落的信道估计方法相比有很大的优越性,原因在于很多信道估计方法都是利用信道的相关特性对信道进行补偿,即利用训练序列(导频符号)的估计值获得信道的参数,来对后面的信息序列进行补偿,当衰落变快时信道的相关性变差时,这些信道估计方法将对此无能为力。这种方法的另一个优点是丝毫没有增加系统的复杂度,很多信道估计方法都是采用较为复杂的算法,以增加系统的复杂度为代价的,因而将大大的增加接收机的复杂度,在实际应用中有很大的局限性,但是采用 CETOC 方法时,有很大的应用价值。不难看出这种信道估计方式,是一种适用于高速移动环境和高速数据速率传输的有效信道估计方法。

参考文献:

- [1] Theodore S Rappaport. Wireless Communications Principles and Practice [M]. New York: Prentice Hall, 1996.
- [2] Steele, R. Mobile Radio Communications [M]. IEEE Press, 1992.
- [3] Wee Ser, Kah-Chye Tan, Kwork-Chiang Ho. A new method for determining "Unknown" worst-case channels for maximum-likelihood sequence estimation [J]. IEEE Trans on Communications, 1999, 46(2): 164 - 168.
- [4] P Stoica, A Nehorai. MUSIC, maximum likelihood, and cramer-rao bound: Further results and comparisons [J]. IEEE Trans Acoust, Speech, Signal Processing, 1990, 38(12): 2140 - 2150.
- [5] Physical Layer Standard WCDMA 3GPP TS25.211 [S].
- [6] Physical Layer Standard for ANSI/TIA/EIA. 95-B [S].

作者简介:



李永会 男,1975 年出生于黑龙江省逊克县,1997 年毕业于吉林大学电子工程系,同年免试进入北京航空航天大学电子工程系攻读硕士学位,1999 年免试攻读博士学位,现从事第三代 CDMA 系统中 LSCDMA 关键技术理论的研究,主要研究方向包括 CDMA 系统中信道估计理论,自适应调制与编码理论,混合 ARQ 编码理论,以及发送分集技术等方面。在 CDMA 技术领域现已申请 4 项专利技术。



张其善 男,教授,博士生导师,中国有突出贡献专家,IEEE 高级会员,已在国内外发表学术论文 60 余篇,专著 5 本,主要研究方向:信息传输与处理,移动通信,GPS 技术等。