一种 TD-SCDMA 载波频偏与信道联合估计算法

石 璟 张朝阳 储 珊 来 萍 仇佩亮 (浙江大学信电系 杭州 310027)

摘要通过分析时分同步码分多址(TD-SCDMA)系统的载波频偏和信道特性,提出一种频偏与信道联合估计算法。该算法通过对训练序列部分相关,然后做差分将频偏和信道特性解耦,并通过逐次迭代最终精确估计出频偏和信道参数。仿真结果表明,算法频偏估计性能接近 Cramér-Rao 界,准确度较高;全链路仿真误码率性能优越,信道估计准确。算法复杂度不高,实用性强,同样适用于其它的 TDD 模式的 CDMA 系统。
 关键词时分同步码分多址(TD-SCDMA),载波频偏,信道估计中图分类号: TN914.5
 文献标识码: A
 文章编号: 1009-5896(2006)11-2099-04

A Channel and Carrier Frequency Offset Joint Estimation Algorithm for TD-SCDMA

Shi Jing Zhang Zhao-yang Chu Shan Lai Ping Qiu Pei-liang (Department of Information Science and Electronic Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract An algorithm of channel and carrier frequency offset joint estimation is proposed in this paper with analyzing the characteristic of carrier frequency offset and wireless channel in Time Division-Synchronous Code Division Multiple Access (TD-SCDMA) system. Frequency offset and channel parameters can be uncoupled by means of partly correlating the training sequence and calculating difference, then they are estimated accurately through iteration. Simulation results show that the proposed algorithm performs quite well in both frequency offset and channel estimation. The frequency offset estimation performance is closed to Cramér-Rao bound, and the link performance is good. The proposed method has low complexity and strong practicability. It can be used in other Time Division Duplex (TDD) CDMA systems. **Key words** Time Division-Synchronous Code Division Multiple Access (TD-SCDMA), Carrier frequency offset, Channel estimation

1 引言

CDMA 无线通信系统通常都会受到多径衰落和频率偏 移的影响。接收信号与本地载波振荡器的频率偏差会产生频 率偏移,多普勒效应则会引起频率扩展。频偏会严重影响 CDMA 信号的恢复,为了保证能正确地恢复信号,系统需 要采用一些可靠的频偏估计方法。当信道存在多径干扰的时候,信号中含有的频偏信息受信道多径影响很难被提取出 来,频偏估计不准确。而当信号受较大频偏影响的时候又很 难准确地估计出信道特性。因此,载波频偏和信道二者的估 计相互影响相互制约。

一些常规的做法是先消除频偏,再做信道估计。传统的 频偏估计方法主要是对主径进行操作,认为码是经过设计的 伪随机序列,自相关性很好,通过对主径进行相关(或部分 相关)提取频偏量进而利用锁相环路来进行频偏估计^[1]。近些 年又有人针对时分双工(TDD)的码分多址(CDMA)系统提出 利用训练序列受多径影响后的结构特性采用部分相关与矩 阵计算相结合的方法消除多径影响从而估计出频偏^[2]。前者

2005-02-28 收到, 2005-11-24 改回

国家"863"计划(2003AA1Z1010),国家自然科学基金(60472080)和浙江省重点自然科学基金(Z104252)资助课题

复杂度低但其忽略了多径的影响,估计的准确度有限;后者 由于计算复杂度高,在终端实现比较困难。本文针对时分同 步码分多址(TD-SCDMA)系统提出一种频偏与信道联合估 计的算法,能够快速有效地估计出载波频偏和信道多径响应 且易于实现。

2 信号模型

在TD-SCDMA系统中,同一个小区中的相同频段上的 同一时隙中有若干通过不同扩频码区分开的用户。时隙结构 如图1所示^[3]。每一时隙由保护间隔(GP)与相邻的时隙分离 开,两个数据块通过一个训练序列midamble码分隔开。由于 时隙长度比移动无线信道的相干时间小,可以认为在一个时 隙的时间长度内,信道特性不发生改变。

设同一小区的同一时隙中有 K 个用户,则第 k 个用户的 信道冲激响应的采样值(以码片速率采样)可以表示为

$\boldsymbol{h}^{(k)} = (h_1^{(k)}, h_2^{(k)})$	$(k_2^{(k)},\cdots,h_W^{(k)})^{\mathrm{T}}$, $k=1,\cdots$	·,K
Data 352chips	Midamble 144 chips	Data 352chps	GP 16chips
	675 μs	3	

(1)

图 1 TD-SCDMA 的时隙结构 Fig.1 Time slot architecture of TD-SCDMA 式中 W 是表示信道冲激响应的最大窗口长度,可以看作有 W 条可以分解的单径。

设系统中第 k 个用户的已知 midamble 序列为

$$r_n^k = e^{j(\Box \omega T_c(n-1) + \varphi)} \cdot b_n^k$$

$$= e^{j - \omega c_{k} (n-1)} \cdot b_{n}^{k}, \quad n = 1, 2, \dots, 144 + W - 1$$
(3a)
$$[\tilde{b}_{1}^{k}, \tilde{b}_{2}^{k}, \dots, \tilde{b}_{144+W-1}^{k}]^{\mathrm{T}} = [b_{1}^{k}, b_{2}^{k}, \dots, b_{144+W-1}^{k}]^{\mathrm{T}} \cdot e^{j\varphi}$$
$$= (e^{j\varphi} \cdot \boldsymbol{h}^{(k)}) * \boldsymbol{m}^{(k)}$$

$$=\boldsymbol{h}^{(k)} \ast \boldsymbol{m}^{(k)} \tag{3b}$$

在这个接收信号中包含了频偏□ ϕ ,信道冲击响应 $h^{(k)}$ 以及初始相位 ϕ 。 ϕ 的影响可以归入到信道冲击响应中,然 后通过信道估计计算出来。这样就只剩频偏和信道响应两个 变量,本文中提出的算法将采用统一的环路逐次估计出这两 个量,并以迭代的方式使结果达到最优。为了方便起见,下 面仍采用 $h^{(k)} = (h_1^{(k)}, h_2^{(k)}, \cdots, h_W^{(k)})^{\mathrm{T}}$ 来代替 $\tilde{h}^{(k)}$,表示包含了 初始相位影响的信道冲击响应。

3 载波频偏与信道联合估计

图 2 为本文提出的频偏估计算法结构图。假设系统已经 基本获得定时同步。如果要逐次将□∞和h^(k)这两个量估计 出来,首先必须通过适当的处理来对它们进行解耦。容易发 现,如果用 midamble 的接收序列与本地 midamble 序列做不 同时延的相关,则由于 midamble 良好的自相关特性,可使 获得的各相关值只受每条单径响应以及载波频偏所引起的 相位旋转这两个乘性因子的影响。因此,对各相关值进行基 于已知序列的信道估计可以得到包含该径响应以及载波相 位旋转的综合效应。为对付更大的频偏,采用部分相关。由 于所取的部分相关的窗口大小能够使得信道响应基本不变 且载波频偏对相关值的影响可以忽略,则估计出该径的信道 响应并将其从相关值中补偿后就实现了两个量的解耦,从而 可以方便计算出频偏,并进一步构成统一的环路。

Local Sliding partial correlation midamble (correlation length is Q) $\frac{1}{144}\sum_{i=1}^{144/Q} p_{Q,i}^{w}$ $\hat{h}_{w}^{(k)}=$ Phase rotato $\hat{h}_{w}^{(k)}$ Received midamble τ_W D $e^{j\Delta\omega T_{c'}}$ Phase Phase detector rotator $Z_m^{(k)}$ $z_{m}^{(k)} \cdot (z_{m}^{(k)})$ $Im(\cdot)$ Δω NCO Average Delay N*7图 2 载波频偏估计算法结构

图 2 中的虚线框内为滑动部分相关模块,其中 Tw 表示



第w径的时延(以码片周期计), D表示一个码片周期的延迟。协议规定midamble码长度为144个码片^[3], 部分相关长度为Q(144能被Q整除)。将本地midamble码与接收信号从 τ_w 时刻开始逐码片共轭相乘,这样得到144个数据。将此144个数据每Q个进行滑动相加,即从码片1到Q相加求和做为第1个部分相关值,第2个码片到第(Q+1)个码片之和作为第2个部分相关值,依此类推可以得到(144-Q+1)个部分相关值,记为

$$\boldsymbol{p}^{w} = \left\{ p_{1}^{w}, p_{2}^{w}, \cdots, p_{144-Q+1}^{w} \right\}$$
(4a)

$$p_m^w = h_w^{(k)} e^{j\Delta\omega T_c(m-1)} \sum_{i=0}^{Q-1} e^{j\Delta\omega T_c i}, \quad m = 1, \cdots, 144 - Q + 1 \quad (4b)$$

容易看出该序列从第 1 个元素开始相隔 Q 个的元素相加之 和为 midamble 序列的全相关结果。

由于并不知道信道的多径时延特性,所以在最大时延估 计窗口W内对接收序列进行上述不同时延的滑动部分相关, 可得到集合:

$$\boldsymbol{P} = \{ \boldsymbol{p}^{w} \mid w = 1, 2, \cdots, W \}$$
(5)

在没有频偏的情况下,可以通过本地 midamble 序列与 接收序列做全相关来准确分离多径并估计出第 w 径的响应, 即

$$\hat{h}_{w}^{(k)} = \frac{1}{144} \sum_{i=1}^{144/Q} p_{Q^{\cdot i}}^{w}$$
(6)

由式(5)所述集合中的每一项可分别求出估计窗内相应单径 的信道冲激响应:

 $\hat{h}^{(k)} = (\hat{h}_1^{(k)}, \hat{h}_2^{(k)}, \dots, \hat{h}_W^{(k)})^T$, $k = 1, \dots, K$ (7) 而当有载波频偏存在时,式(7)的估计结果中将包含由于载波 频偏所引起的相位旋转,使得信道估计的结果不准确,因此 必须设法用递归的方式予以消除。

下面具体介绍一下联合估计算法的工作过程。系统在完成定时同步后已经找到了主径的位置,这里假设第1径为功率最大的主径。如前所述,环路初始工作时输入序列受到较大频偏的影响,使得如果立刻进行信道估计结果将非常不准确。因此,环路初次循环不进行信道估计,即假设此时信道特性为理想特性:

$$\hat{h}_{w}^{(k)} = \begin{cases} 1, & w = 1, \\ 0, & w \neq 1, \end{cases} \quad w = 1, \cdots, W$$
(8)

经如图 2 中所示的最大比合并(MRC)和信道功率归一化后, 得到的统计量为

$$z_m^{(k)} = e^{j\Delta\omega T_c(m-1)} \sum_{i=0}^{Q-1} e^{j\Delta\omega T_c i}, \quad m = 1, \cdots, 144 - Q + 1$$
(9)

式中 $\sum_{i=0}^{Q-1} e^{j\Delta\omega T_c i}$ 项对于不同的m是常量,可以通过计算相隔N个点的信号差分 $z_m^{(k)} \cdot (z_{m-N}^{(k)})^*$ 来提取频偏量,得到的差分信号为

$$z_{m}^{(k)} \cdot (z_{m-N}^{(k)})^{*} = \left| z_{m}^{(k)} \cdot (z_{m-N}^{(k)})^{*} \right| \cdot e^{j\Delta\omega NT_{c}},$$

$$m = N + 1, \cdots, 144 - Q + 1$$
(10)



将 $z_m^{(k)} \cdot (z_{m-N}^{(k)})^*$ 累加后求平均,消除噪声干扰,从而得到一 个 $z_m^{(k)} \cdot (z_{m-N}^{(k)})^*$ 的均值,利用这个均值可以估计出频偏。由 于 $e^{j\Box\omega NT_c} = \cos(\Box\omega NT_c) + j\sin(\Box\omega NT_c)$,在频偏相对于码片 速率较小的时候可以近似认为 $\sin(\Box\omega NT_c) = \Box\omega NT_c$,所以载 波频偏为

$$\Delta \omega = \frac{\mathrm{Im}(z_m^{(k)} \cdot (z_{m-N}^{(k)})^*)}{|z_m^{(k)} \cdot (z_{m-N}^{(k)})^*| \cdot NT_c}$$
(11)

环路在第一次循环后,由于此前的信道估计是用初值直接设置的,并不准确,所以在进行 MRC 以及信道功率归一化时不能消除信道的影响,即式(11)所估计出的载波频偏仍然存在误差。此时,可用式(11)计算得到的频偏去补偿midamble 序列后再进行下次循环,即

(1) 计算 **P**, 滑动相加并利用式(6)求出每径的全相关结 果从而估计出信道响应, 此时的信道估计值由于减小了载波 频偏的影响故已经比较准确。

(2) 把估计出的信道多径影响通过最大比合并(MRC)消除,对得到序列进行差分然后利用式(11)求出剩余频偏,频 偏估计的准确度进一步提高。

(3) 用估计出的剩余频偏去补偿 midamble 序列。

重复利用当前时隙接收到的 midamble 序列将上述步骤 循环若干次之后(仿真表明进行4循环系统稳定),系统将稳 定在最佳状态,此时信道估计和频偏估计都达到较高的准确 度。

4 仿真结果

为了验证本文所提出的频偏与信道联合估计算法,针对 TD-SCDMA系统单用户链路进行了仿真。信道特性采用协 议中规定的Case3 情况,如表 1^[4]所示。链路的参数设置见 表 2^[5]。

设图 2 中的差分变量N=16。环路滤波器采用有源比例积分滤波器。根据协议^[6],发射端和接收端都采用滚降系数

表1 Case3 信道特性

Tab. 1 1 arameter of Cases channel			
Case 3 速度120(km/h)			
相对时延(ns)	相对平均功率(dB)		
0	0		
781	-3		
1563	-6		
2344	-9		

表 2 系统配置参数	
------------	--

Tab.2 System configuration parameters			
参数名称	参数设置		
载频(GHz)	2		
码片速率(Mchip/s)	1.28		
用户数据速率(kbit/s)	3.4		
编码方案	1/3 卷积编码		
译码方案	软判决维特比译码		
传输时间间隔	40ms		
扩频因子	16(OVSF 码)		
调制方式	QPSK		

为 0.22 的根升余弦滤波器。仿真中采用 4 倍采样率。本文 的方法在经过若干循环后会达到稳定,经过一些仿真,发现 在进行 4 次以上的循环时,频偏估计准确度不会再有更显著 的提高,所以仿真中都采用循环 4 次后的估计值作为最终的 频偏估计结果。

图 3 是当*E_b*/*N*₀=15dB时,在不同的频偏条件下平均频偏 估计曲线。图 3 中横轴代表归一化频偏*v*,纵轴是估计的频 偏*v*。可以看出该估计方法在 |*v*|≤0.018 时与理想曲线相重 合是无偏的。

图 4 是在不同 E_b/N_0 条件下的频偏估计均方差 (MSE) $E\{[\hat{v}-v]^2\}$ 。图 4 中的结果是在归一化频偏v=0.005 和v=0.01条件下分别仿真得出的。图 4 中的CRB曲线代表 频偏估计的Cramér-Rao Bound(CRB),表达式为

$$CRB = \frac{1}{2N} \frac{s^{H}s}{y^{H} (\boldsymbol{I}_{N} - \boldsymbol{B})y} (SNR)^{-1}$$
(12)

式中 *s* 代表接收到的训练序列, $y(n) = 2\pi n \cdot s(n)$, n = 0,1,..., 143, *B*表示由训练序列构成的矩阵,具体符号定义和详细 推导过程见参考文献[7],这里不再赘述。可以看出在 E_b/N_0 较 小的时候,估计结果的MSE距离CRB较远,说明此时载波频 偏估计受噪声影响很大;并且频偏越大,受噪声影响越明显, 估计越不准确。 E_b/N_0 较大的时候MSE曲线开始逼近CRB并 且两条曲线几乎重合,说明此时不同频偏的估计准确度相 近。



图 5 是在归一化频偏 v=0.005 和 v=0.01 的条件下,采用 本文提出的联合估计算法的RAKE 接收机在 Case3 信道条件 下的误码率性能曲线。可以看出两条曲线几乎重合,这说明 对于不同的频偏估计的准确度是相当的,从而消除了由频偏 不同对系统性能产生的不同影响。而且可以看到接收机有着 良好的误码率性能,说明系统的信道估计也很准确。



值得一提的是,虽然本文中的仿真是针对单用户的,但 对于小区中存在多个用户的情况该方法同样适用。因为 TD-SCDMA 系统中同一小区中的不同用户的 midamble 码 是通过一个基本的 midamble 码经过一定的移位构成的,每 个用户的 midamble 码之间的移位间隔将大于信道冲击相应 的最长延迟。同时 midamble 码是一个自相关性很好的伪随 机序列。所以在多个用户的情况下采用文中的方法进行频偏 估计,用户的 midamble 码之间干扰很小,在频偏估计过程 中进行部分相关时相互间的影响与单用户情况相似,不会带 来额外的干扰。

5 结束语

本文提出了一种适用于 TD-SCDMA 系统的频偏与信道 联合估计算法。该算法的主要思想是利用逐次迭代将频偏估 计和信道估计结果稳定在一个较高的准确度。通过仿真可以 看到文中提出的方法在|v|≤0.018 是无偏的。在无偏范围内频 偏估计和信道估计的准确度都比较高。文中提出的算法复杂 度适中,实用性强。该方法同样适用于其它的 TDD 模式的 CDMA 系统,如 3Gpp 的高码片速率(3.84MHz)的 TDD 模式。

参考文献

 Mauss Oliver C, Classen Ferdinand, Meyr Heinrich. Carrier frequency recovery for a fully digital direct-sequence spread-spectrum receiver: A Comparison[A]. Vehicular Technology Conference [C]. Meadowlands Hilton, Secaucus, NJ, USA: IEEE, 1993: 392–395.

- [2] Morelli Michele. Frequency estimation for the downlink of the UMTS-TDD component. [J], *IEEE Trans. on Wireless Comunications*. 2002, 1(4): 554–557.
- [3] 3Gpp TS 25.221 v4.7.0(2002-12), Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD) [S].
- [4] 3Gpp TS 25.945 v4.0.0 (2001-03), RF requirements for 1.28 Mcps UTRA TDD option [S].
- [5] 李小文,李贵勇,陈贤亮等. TD-SCDMA 第三代移动通信系统、信令及实现[M]. 北京:人民邮电出版社, 2003: 128–129.
- [6] 3GPP TS 25.102 V4.7.0 (2002-12) UE Radio Transmission and Reception (TDD)[S].
- [7] Morelli Michele, Mengali Umberto. Carrier-frequency estimation for transmissions over selective channels [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2000, 48(9): 1580–1589.
- 石 璟: 女, 1980年生,博士生,研究方向为 CDMA、3G 无线 通信、OFDM 技术、 MIMO 技术。
- 张朝阳: 男,1973年生,副教授,主要研究方向为宽带接入、无 线通信、无线网络.
- 储 珊: 女, 1981 年生, 硕士生, 研究方向为 CDMA、3G 无线 通信、STC 技术.
- 来 萍: 女, 1981 年生, 硕士生, 研究方向为 CDMA、3G 无线
 通信、AAS 技术.
- 仇佩亮: 男, 1944 年生,教授,博士生导师,主要研究方向为 信息论与编码、无线数字通信.