

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04Q 7/20

H04J 3/06 H04B 1/00

H04B 17/00



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02160500.9

[43] 公开日 2004 年 7 月 14 日

[11] 公开号 CN 1512796A

[22] 申请日 2002. 12. 27 [21] 申请号 02160500. 9

[71] 申请人 大唐移动通信设备有限公司

地址 100083 北京市海淀区学院路 40 号

[72] 发明人 王映民

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所

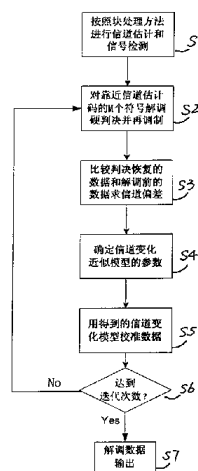
代理人 陈 亮

权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 1 页

[54] 发明名称 用于分时隙移动通信系统的时变信道校准方法

[57] 摘要

本发明公开了一种用于分时隙移动通信系统的时变信道校准方法，该方法包括按照时不变块的处理方法对一个时隙或突发的接收信号进行信道估计和信号检测，在时变信道下对时隙 CDMA 或类似的块处理系统的联合检测或匹配滤波结果进行迭代校准。本发明在保留块处理方式基本特点的情况下，使其能够适应信道响应在一个时隙内一定程度的变化。通过本发明所述方法的实施，达到放宽时隙 CDMA 或类似的块处理系统的应用条件范围限制，改善系统在较大频率偏差和漂移情况以及终端高速移动情况下的性能。



I S S N 1 0 0 8 - 4 2 7 4

1、一种用于分时隙移动通信系统的时变信道校准方法，所述方法包括按照时不变块的处理方法对一个时隙或突发的接收信号进行信道估计和信号检测，其特征在于，在时变信道下对时隙 CDMA 或类似的块处理系统的联合检测或匹配滤波结果进行迭代校准。

2、根据权利要求 1 所述的用于分时隙移动通信系统的时变信道校准方法，其特征在于，所述方法还进一步包括以下步骤：

1) 所述检测结果中，对靠近信道估计码部分的 M 个符号进行解调、硬判决和重新调制，利用判决后重新调制的结果与解调前的检测结果进行比较，估计信道的偏差；

2) 利用估计的偏差按照一定的近似模型修改信道估计；

3) 判断如果没有达到迭代次数，则增大 M 的取值，转入步骤 1) 进一步校准；

4) 解调出所有的数据。

3、根据权利要求 2 所述的用于分时隙移动通信系统的时变信道校准方法，其特征在于，所述 M 的取值取决于相应的调制方式所允许的最大相位和幅度变化。

4、根据权利要求 2 或 3 所述的用于分时隙移动通信系统的时变信道校准方法，其特征在于，在步骤 1) 估计信道的相位偏差时，可以采用差分方法，所述差分方法的步骤包括，利用差分运算的软结果和其差分解调硬判决的结果比较，得到相位偏差的估计值。

5、根据权利要求 2 或 3 所述的用于分时隙移动通信系统的时变信道校准方法，其特征在于，对于多码道用户，所述步骤 1) 得到信道偏差的估计值后，可以对属于同一用户的不同码道的估计值再进行一次统计平均。

6、根据权利要求 2 或 3 所述的用于分时隙移动通信系统的时变信道校准方法，其特征在于，所述近似模型为线性近似模型。

7、根据权利要求 2 或 3 所述的用于分时隙移动通信系统的时变信道校准方法，其特征在于，所述近似模型为阶梯近似模型。

用于分时隙移动通信系统的时变信道校准方法

(1) 技术领域

本发明的方法属于移动通信技术领域，尤其涉及一种用于分时隙移动通信系统的时变信道校准方法。

(2) 技术背景

无线移动通信中最显著的特点就是其信道的复杂性和时变性。在相干接收方案中，需要在接收端对信道进行估计和测量，然后利用得到的信道响应对信号进行相干检测。由于信道响应是由发送设备、射频载波在无线信道的传播和接收设备的特性决定的，设备的频率偏差和漂移等特性、无线传播信道的变化、终端移动引起的多普勒频移和衰落变化等，都将带来信道响应的时变并最终影响系统的性能。在接收端，信道估计和测量必须能够跟踪信道的变化，才能够保证数据接收解调的性能。

在时隙 CDMA 或类似的块处理的系统中，通常假设在一个块（时隙或突发）内的信道响应是时不变的。这种假设和条件限制，为系统设计和有关的处理带来了很大的方便。同时，这种块内信道响应时不变的假设也限制了系统实际应用适用条件范围，对频率偏差和漂移，对终端的移动速度都有严格的限制条件。

下面以 TD-SCDMA（即 3GPP 1.28Mcps TDD）系统的业务时隙的突发信号结构为例，见图 1，突发信号中部的中间码（midamble）是用来进行信道估计的（也可称为信道估计码），两边的数据块用来传送业务数据。TD-SCDMA 系统的参数为：时隙长为 $T_{TS} = 0.675ms = 675us$ ；符号（扩频增益为 16）长为： $T_s = 12.5us$ ；码片长为： $T_c = 0.781us = 781ns$ 。每个时隙有两个数据块，每个数据块含有 22 个符号（扩频增益为 16），中间码的共有 144（128+16）个码片。

如果信道响应在一个时隙内是时不变的，利用中间码可以得到对应各个用户在本时隙的信道响应的估计结果，利用这个固定的信道响应分别对两个数据块的信号进行联合检测（或匹配滤波）和解调就可以在接收端恢复发送的数据。块处理的方式为系统设计和接收端的信道估计和信号检测带来了方便，使得诸如多用户信道联合估计和信号联合检测等技术可以得到实际应用。

但是，这种块处理的方法限制了系统实际应用适用条件范围，当信道响应在一个时隙内有变化时，系统的性能就会下降甚至严重恶化。信道变化引起的相位变化会使含有相位调制的信号（如相移键控 PSK、正交幅度调制 QAM）的解调性能恶化，幅度的变化会使含有幅度调制的信号（如 QAM）的解调性能恶化。信道响应变化的原因主要有：发送和接收频率有偏差，终端移动引起的多普勒频移和快衰落等。比如，在 2GHz 载频上，当终端移动速度为 250km/h 时，对应的最大多普勒频移为 463Hz，TD-SCDMA 时隙两端相对于时隙中央的相位变化可以达到 $1.25\pi/4$ ，已经不能够正常解调 QPSK 信号了（对于 8PSK 和 16QAM，会有更严格的限制）。

通过以上的例子我们可以看到，在基于块处理的系统中，如果信道有较快的变化，系统性能将会恶化。信道响应在一个时隙内块不变的要求使得系统的应用条件范围受到了严格的限制，主要是频率偏差和漂移，终端的移动速度等。

因此，在时隙 CDMA 或类似的块处理的系统中，扩展系统的实际应用条件范围限制，改善系统在信道快速变化情况下的性能具有非常重要的意义。但是，对采用块处理的系统在块内的信道变化进行校准存在两大困难：

其一是处理的复杂性，如果破坏了块处理的特点，系统的处理复杂度会急剧增加，给实际应用带来困难；

其二是信道变化的获取，如果在一个时隙内只给出信道估计的一个结果，而且一个用户相邻两个时隙的信号在时间上不能保证连续（例如，3GPP TDD），我们就无法从信道估计的结果中进行插值和预测来得到信道的变化规律。

（3）发明内容

本发明的目的是提供一种简单有效的信道校准方法，在保留块处理方式基本特点的情况下，使其能够适应信道响应在一个时隙内一定程度的变化。通过本发明所述方法的实施，达到放宽时隙 CDMA 或类似的块处理系统的应用条件范围限制，改善系统在较大频率偏差和漂移情况以及终端高速移动情况下的性能。

为了实现上述目的，本发明提供以下技术方案，一种用于分时隙移动通信系统的时变信道校准方法，所述方法包括按照时不变块的处理方法对一个时隙或突发的接收信号进行信道估计和信号检测，其特征在于，在时变信道下对时隙 CDMA 或类似的块处理系统的联合检测或匹配滤波结果进行迭代校准。

本发明的主要特点是，利用按照块内时不变信道估计和检测算法得到的结果进行处理，根据靠近信道估计码的部分数据对信道变化进行估计，利用估计的偏差进行迭代校准运算处理，最终得到恢复的发送数据和精确的偏差估计。

(4) 附图说明

下面，参照附图，对于熟悉本技术领域的人员而言，从对本发明方法的详细描述中，本发明的上述和其他目的、特征和优点将显而易见。

图 1 是 TD-SCDMA 业务时隙突发结构示意图；

图 2 是本发明一较佳实施例的流程图。

(5) 具体实施方式

请参见图 2，该实施例是以 TD-SCDMA 系统业务时隙的结构为例进行介绍。TD-SCDMA 的一个业务时隙有两个数据块，对于只有一个数据块或多个数据块的实现过程也类似。

通常考虑到算法的开销，以及仿真和实际试验的结果来确定迭代次数以及 M 的取值。在下述实施例中，设定迭代次数为 2 次。

步骤 S1，首先利用信道响应块内时不变的处理方法进行信道估计和信号检测。信号检测算法可以采用联合检测，如迫零块均衡 (ZF-BLE)、最小均方误差块均衡 (MMSE-BLE) 和干扰抵消 (IC) 等，也可以采用相关匹配滤波检测 (MF) 或瑞克 (RAKE) 接收机。本发明的迭代校准运算都是以块处理的检测输出结果作为输入信号进行处理的。

块处理检测输出的结果是解扩频后的数据符号，可以表示为：

$$\mathbf{d}_1^{(k)} = (d_{1,1}^{(k)}, d_{1,2}^{(k)}, \dots, d_{1,n}^{(k)}, \dots, d_{1,N}^{(k)}) \quad (1-1)$$

$$\mathbf{d}_2^{(k)} = (d_{2,1}^{(k)}, d_{2,2}^{(k)}, \dots, d_{2,n}^{(k)}, \dots, d_{2,N}^{(k)}) \quad (1-2)$$

其中， $k=1,2,\dots,K$ 代表一个时隙内不同的码道；

$n=1,2,\dots,N$ 代表一个码道内不同的数据符号。

在 TD-SCDMA 的业务时隙中，扩频因子为 16 时， $N=22$ 。

方程式 (1-1) 是第一个数据块的检测结果，方程式 (1-2) 是第二个数据块的检测结果。

步骤 S2，对靠近信道估计码的部分检测结果进行解调、硬判决，并再调制恢复为数据符号。假设选择每个数据块靠近信道估计码的 M ($M \leq N$) 个符号，可得：

$$\mathbf{d}'_{1,M} = (d'_{1,N-M+1}{}^{(k)}, \dots, d'_{1,m}{}^{(k)}, \dots, d'_{1,N-1}{}^{(k)}, d'_{1,N}{}^{(k)}) \quad (2-1)$$

$$\mathbf{d}'_{2,M} = (d'_{2,1}{}^{(k)}, d'_{2,2}{}^{(k)}, \dots, d'_{2,m}{}^{(k)}, \dots, d'_{2,M}{}^{(k)}) \quad (2-2)$$

在迭代运算中，第一次迭代取参数 $M=8$ ，第二次迭代取参数 $M=15$ 。

步骤 S3，利用这 $2M$ 个判决并恢复的数据符号与原来的接收数据进行比较估计信道的偏差：

$$x_{1,i}^{(k)} = A_{1,i}^{(k)} \exp(j\varphi_{1,i}^{(k)}) = \frac{d_{1,i}^{(k)}}{d'_{1,i}{}^{(k)}}, \quad i = N-M+1, \dots, N-1, N \quad (3-1)$$

$$x_{2,i}^{(k)} = A_{2,i}^{(k)} \exp(j\varphi_{2,i}^{(k)}) = \frac{d_{2,i}^{(k)}}{d'_{2,i}{}^{(k)}}, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (3-2)$$

其中， $A_{1,i}^{(k)}$ ， $A_{2,i}^{(k)}$ 是相应的幅度偏差值（比值）；

$\varphi_{1,i}^{(k)}$ ， $\varphi_{2,i}^{(k)}$ 是相应的相位偏差值（差值）；

对于四相相移键控（QPSK）信号，可以不求幅度偏差，只求相位偏差。

M 的取值由相应的调制方式所允许的最大相位和幅度变化来决定。比如，对于四相相移键控（QPSK）来说，星座的最小相位差为 $\pi/2$ ，没有噪声干扰时

允许相位估计误差的最大值为 $\pi/4$ ，考虑到信号对噪声的干扰容限，这个相位误差的要求还要进一步提高，比如取 $0.5\pi/4$ 。对于八相相移键控 (8PSK) 来说，星座的最小相位差为 $\pi/4$ ，没有噪声干扰时允许相位估计误差的最大值为 $\pi/8$ ，考虑到信号对噪声的干扰容限，这个相位误差的要求还要进一步提高，比如取 $0.5\pi/8$ 。本实施例的迭代运算中，第一次迭代取参数 $M=8$ ，第二次迭代取参数 $M=15$ 。

需要补充一点的是，对于多码道工作的用户，在步骤 S3 得到信道偏差的估计值后，可以对属于同一用户的不同码道的估计值再做一次平均，用统计平均值代替原来的估计值。具体运算如下：设某一用户有 K_c 个码道，原始的信道偏差估计值（相位或幅度）为 $y'^{(k)}$ ， $k=1,2,\dots,K_c$ ，统计平均后的值 $y^{(k)}$ 应为：

$$y^{(k)} = \frac{1}{K_c} \sum_{k=1}^{K_c} y'^{(k)} \quad (3-3)$$

步骤 S4，采用一个信道变化的近似模型，并利用这 $2M$ 个符号给出的偏差，确定这个近似模型的参数。

通常可以采用的模型有两类：一类是线性近似模型，整个时隙的变化用一条固定斜率的直线近似；一类是阶梯近似模型，在两个数据块分别用一个折算到其中心的固定值来表示。

在本实施例中，信道变化采用线性近似模型：

$$y_n^{(k)} = a^{(k)} t_n \quad (4-1)$$

其中， t_n 是数据符号的时间位置， $y_n^{(k)}$ 是第 k 个码道对应时间位置上的偏差值。设 $t_n=0$ 对应时隙的中点，所以 $y_0^{(k)}=0$ ；

需要确定的参数就是 $a^{(k)}$ 。利用上一步骤求出的信道偏差及其在时隙中的对应位置，对应每一个符号用 (4-1) 可以求出一个 $a^{(k)}$ 值，记为 $a_n^{(k)}$ 。最后得到 $a^{(k)}$ 值：

$$a^{(k)} = \frac{1}{2N} \sum_n a_n^{(k)} \quad (4-2)$$

由此得到了每一个码道的信道响应变化近似模型表示。

步骤 S5, 利用上一步所得到的信道响应变化模型可以计算出对应各个码道各个符号的偏差值, 用得到的偏差值去校准方程式 (1-1)、方程式 (1-2) 中的检测数据 $\mathbf{d}_1^{(k)}$ 和 $\mathbf{d}_2^{(k)}$, 得到校准后的数据 $\mathbf{d}_1^{n(k)}$ 和 $\mathbf{d}_2^{n(k)}$ 。

步骤 S6, 判断是否达到迭代次数, 若没有达到迭代次数, 仍需进行进一步校准, 即令 $\mathbf{d}_1^{(k)} = \mathbf{d}_1^{n(k)}$ 和 $\mathbf{d}_2^{(k)} = \mathbf{d}_2^{n(k)}$, 转入步骤 S2 继续进行迭代; 若达到迭代次数, 则转入步骤 S7, 将校准后的数据解调得到输出。

前面提供了对较佳实施例的描述, 以使本领域内的任何技术人员可使用或利用本发明。对这些实施例的各种修改对本领域内的技术人员是显而易见的, 可把这里所述的总的原理应用到其他实施例而不使用创造性。因而, 本发明将不限于这里所示的实施例, 而应依据符合这里所揭示的原理和新特征的最宽范围。

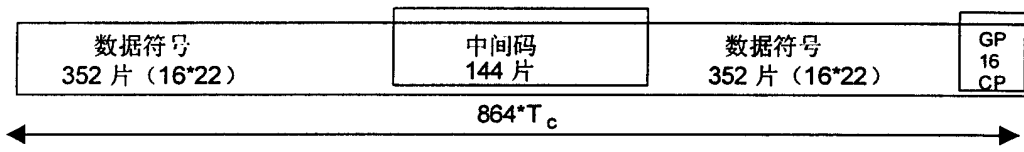


图 1

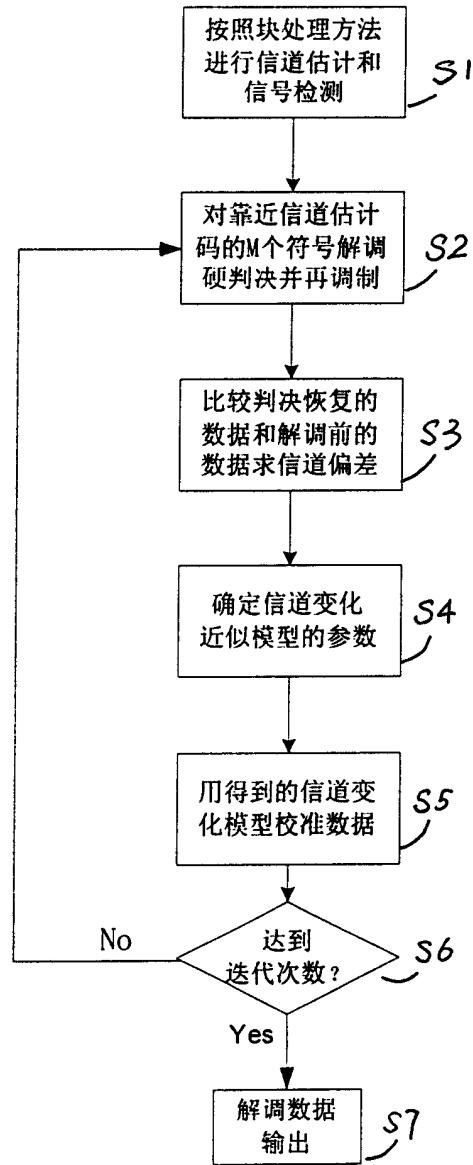


图 2