

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04Q 7/38 (2006.01)

H04B 7/26 (2006.01)



## [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200410064876.9

[45] 授权公告日 2008 年 9 月 3 日

[11] 授权公告号 CN 100417277C

[22] 申请日 2004.9.30

[21] 申请号 200410064876.9

[73] 专利权人 中兴通讯股份有限公司

地址 518057 深圳市南山区高新技术产业园科技南路中兴通讯大厦法律部

[72] 发明人 杨 奕

[56] 参考文献

CN1529435A 2004.9.15

CN1479470A 2004.3.3

WO2004/034614A1 2004.4.22

CN1263389A 2000.8.16

CN1373575A 2002.10.9

CN1362800A 2002.8.7

审查员 孙 洁

权利要求书 2 页 说明书 5 页 附图 3 页

[54] 发明名称

一种宽带码分多址系统上行链路的信干比测量方法

[57] 摘要

一种宽带码分多址系统上行链路的信干比测量方法，将一个时隙中上行专用物理控制信道的数据进行分离，用导频符号对导频信号进行相位搬移，得到相位一致的导频信号；用该信号得到接收信号符号功率和干扰信号符号功率的值，对后者进行无限冲击响应滤波；利用上一相邻时隙中专用物理控制信道的数据信号得到另一个接收信号符号功率；将两个接收信号符号功率合并，得到最终的接收信号符号功率；最终得到信干比值。因结合专用物理控制信道的数据信号进行接收信号符号功能的计算，大大提高了估计的精度，也就提高了信干比测量的精度。当信干比测量精度提高后，为达到相同的误块率，发射功率可以有显著的降低，整个系统容量就会变大。

第一步：把来自天线口的数据按照各径时延分别进行解调，得到各径的专用物理控制信道（DPCCH）和专用物理数据信道（DPDCH）分量。对专用物理控制信道的信号进行分离，将导频信号和非导频信号分开。

第二步：用一个时隙中的导频信号计算ISCP，并对得到的ISCP进行IIR滤波，得到比较精确的结果。

第三步：用一个时隙中的导频信号和得到的ISCP计算 $RSCP_{pilot}$

第四步：用上一相邻时隙中数据信号和得到的ISCP计算 $RSCP_{data}$

第五步：合并由导频信道得到的 $RSCP_{pilot}$ 和由数据得到的 $RSCP_{data}$ ，得到最终的RSCP。

第六步：根据得到的RSCP和ISCP，计算SIR

1、一种宽带码分多址系统上行链路的信干比测量方法，其特征在于，包括以下步骤：

1. 1 将一个时隙中上行专用物理控制信道的数据进行分离，用导频符号对导频信号进行相位搬移，得到相位一致的导频信号；

1. 2 用步骤 1. 1 中相位搬移后的导频信号计算干扰信号符号功率 ISCP 值，并对该值进行无限冲击响应滤波；

1. 3 用步骤 1. 1 中相位搬移后的导频信号计算得到一个接收信号符号功率  $RSCP_{pilot}$ ；

1. 4 用上一相邻时隙中专用物理控制信道的数据信号计算得到另一个接收信号符号功率  $RSCP_{data}$ ；

1. 5 步骤 1. 3 和步骤 1. 4 中的两个接收信号符号功率合并，得到最终的接收信号符号功率  $RSCP$ ，其中，合并两个接收信号符号功率的方法为：

$RSCP(m) = a * RSCP(m)_{pilot} + (1 - a) * RSCP(m)_{data}$ ， $a$  是一加权系数， $m$  是时隙编号；

1. 6 用步骤 1. 5 中最终的接收信号符号功率  $RSCP$  除以步骤 1. 2 中经过无限冲击响应滤波的干扰信号符号功率 ISCP，得到信干比值。

2、权利要求 1 所述的宽带码分多址系统上行链路的信干比测量方法，其特征在于，所述步骤 1. 2 中的计算干扰信号符号功率的方法为：

$$ISCP(m) = \frac{1}{2(N-1)L} \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{N-1} (y(m)_{i,l} x(m)_i - y(m)_{i+1,l} x(m)_{i+1})^2,$$

式中， $N$  是信号的个数， $L$  是多径个数， $m$  是时隙编号， $x_i$  是第  $i$  个导频信号对应的已知导频符号， $y_i$  是接收到的导频信号。

3、权利要求 1 所述的宽带码分多址系统上行链路的信干比测量方法，其特征在于，所述步骤 1. 3 中的用导频信号计算接收信号符号功率的方法为：

$$RSCP_{pilot}(m) = \left( \frac{1}{N_{pilot}} \sum_{l=1}^L \left| \sum_{i=1}^{N_{pilot}} y(m)_{i,l} x(m)_i \right|^2 - \frac{L}{N_{pilot}} ISCP(m) \right),$$

$N_{pilot}$  是导频信号的个数， $L$  是多径个数， $m$  是时隙编号， $x_i$  是第  $i$  个导频信号对应的已知导频符号， $y_i$  是接收到的导频信号。

4、权利要求 1 所述的宽带码分多址系统上行链路的信干比测量方法，其特征在于，所述步骤 1. 4 中的用数据信号计算接收信号符号功率的方法为：

$$RSCP_{data}(m) = \left( \frac{1}{N_{data}^2} \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{N_{data}} |y(m-1)_{i,l}|^2 - L * ISCP(m) \right) * Gain(delay\_step),$$

其中  $y(m-1)$  表示上一个时隙的数据信号， $delay\_step$  是功控命令产生到移动台按此功控命令调整发射功率之间相差的时隙个数， $Gain(delay\_step)$  是当前时隙之前  $delay\_step$  个时隙的功控调整增益。

5、权利要求 1 所述的宽带码分多址系统上行链路的信干比测量方法，其特征在于，所述步骤 1. 5 中，

$$\alpha = \frac{\left( SIR_{target} \frac{4}{N_{data}} + \frac{2}{N_{data}} \right) * Gain(delay\_step)^2}{\left( SIR_{target} \frac{4}{N_{data}} + \frac{2}{N_{data}} \right) * Gain(delay\_step)^2 + SIR_{target} \frac{4}{N_{pilot}} + \frac{2}{N_{pilot}^2}},$$

$SIR_{target}$  是由外环功控设定的 SIR 目标值， $N_{data}$  是数据信号的个数， $N_{pilot}$  是导频信号的个数， $delay\_step$  是功控命令产生到移动台按此功控命令调整发射功率之间相差的时隙个数， $Gain(delay\_step)$  是当前时隙之前  $delay\_step$  个时隙的功控调整增益。

## 一种宽带码分多址系统上行链路的信干比测量方法

### 技术领域：

本发明涉及无线移动通信领域中直接扩频码分多址系统中信干比（SIR）的测量方法，更具体而言是在宽带码分多址系统（WCDMA）中如何进行准确的上行链路 SIR 测量。

### 背景技术：

在第三代移动通讯系统中，无线信道足够宽，利用扩频和码分多址，多个用户可以使用相同的信道。WCDMA 系统是一个干扰受限系统，其优越性的实现很大程度上依赖于功率控制技术。功率控制技术从集中式功率控制到分布式功率控制，从等功率控制到基于业务质量的功率控制，无不是为了追求通信质量最佳化，系统容量最大化的目的。但这些都是假定能对信道特性，特别是衰落进行准确估计，对接收信号进行准确测量的前提下研究的功率控制策略。实际上，由于受到测量方法，可实现测量工具精度的限制，要做到对接收信号完全无误差的测量是不可能的，只能寻求性能更好的测量方法，提高信干比 SIR 测量的精度。

实际的功率控制分为内环功率控制和外环功率控制，外环功率根据业务质量要求和接收机的误块率设定目标 SIR 给内环功率控制。内环功率控制通过控制移动台的发射功率使内环实测的 SIR 保持在外环功控给出的目标 SIR 上，从而满足业务质量的要求。其中 SIR 测量是功率控制机制良好运转的基础，没有精确的 SIR 测量，内外环 SIR 的比较就没有太大的意义，也就不可能有好的功率控制性能。图 1 是上行链路功率控制的示意图，由基站来测量 SIR，然后和目标 SIR 相比较，决定移动台的发射功率大小。

目前在 WCDMA 系统中使用导频符号来进行 SIR 测量，基本的过程如下：从接收到的专用物理传输信道的码片信号中分离出导频信号。由于导频符号已知，使用导频符号对导频信号进行相位搬移，使得导频信号都在相同的相位。之后用相位相同的导频信号分别计算接收信号符号功率（Received Signal Code Power, RSCP）和干扰信号符号功率（Interference Signal Code Power, ISCP），然后得到 SIR 估计值  $SIR_{est}$ 。具体公式表示如下：

$$SIR_{est} = \frac{RSCP_s}{ISCP_s},$$

$$RSCP_s(m) = \frac{1}{N^2} \sum_{l=1}^L \left| \sum_{i=1}^N y_{i,l} x_i \right|^2 - \frac{L}{N} ISCP_s(m),$$

$$ISCP(m) = \frac{1}{2(N-1)L} \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{N-1} (y_{i,l} x_i - y_{i+1,l} x_{i+1})^2$$

$$ISCP_s(m) = ISCP_{lastframe},$$

其中 N 是信号的个数， L 是多径个数， m 是时隙编号，  $x_i$  是第 i 个导频信号对应的已知导频符号，  $y_i$  是接收到的导频信号。

但是由于专用物理控制信道发射功率的有限，同时一个时隙中的导频数目比较小，一般是 6 个导频符号。造成统计得到的 RSCP 值受噪声影响比较大，该统计量的方差比较大，严重影响 SIR 测量值的准确度。而 ISCP 由于进行了时隙间的 IIR 滤波，统计结果比较准确。但如果对 RSCP 也进行无限冲击响应（IIR）滤波，虽然测量值的方差会变小，但对发射功率的变化就没法快速的测量出来，造成很大的延时。我们可以利用非导频符号来提高 RSCP 的统计精度。图 2 是上行专用信道的帧结构，其一帧长度都是 10ms，15 个时隙组成一帧。上行链路的时隙，专用物理控制信道（Dedicated Physical Control Channel, DPCCH）和专用物理数据信道（Dedicated Physical Data Channel, DPDCH）是并行发送的。通过使用更多的信号进行 RSCP 检测，就可以得到准确的估计值。

### 发明内容：

本发明要解决的技术问题是，针对现有技术中因 RSCP 值噪声影响比较大，因而该统计量的方差比较大，影响信干比 SIR 测量值的准确度的问题。

本发明的技术方案为：

1. 1 将一个时隙中上行专用物理控制信道的数据进行分离，用导频符号对导频信号进行相位搬移，得到相位一致的导频信号；
1. 2 用步骤 1. 1 中相位搬移后的导频信号计算干扰信号符号功率 ISCP 值，并对该值进行无限冲击响应（IIR）滤波；
1. 3 用步骤 1. 1 中相位搬移后的导频信号计算得到一个接收信号符号功率  $RSCP_{pilot}$ ；
1. 4 用上一相邻时隙中专用物理控制信道的数据信号计算得到另一个接收信号符号功率  $RSCP_{data}$ ；
1. 5 步骤 1. 3 和步骤 1. 4 中的两个接收信号符号功率合并，得到最终的接收信号符号功率 RSCP；

1. 6 用步骤 1. 5 中最终的接收信号符号功率  $RSCP$  除以步骤 1. 2 中经过无限冲击响应滤波的干扰信号符号功率  $ISCP$ ，得到信干比值。

本发明因结合专用物理控制信道的数据信号进行  $RSCP$  计算，大大提高了  $RSCP$  估计的精度，也就提高了 SIR 测量的精度。当 SIR 测量精度提高后，为达到相同的误块率，发射功率可以有显著的降低，整个系统容量就会变大。

### 附图说明：

- 图 1 是功率控制的示意图；
- 图 2 是上行链路专用信道的帧结构示意图；
- 图 3 是本发明的流程图；
- 图 4 是经过 IIR 滤波后 ISCP 测量值的图；
- 图 5 是本发明中的 RSCP 估计值的方差图。

### 具体实施方式：

下面结合附图对技术方案的实施作进一步的详细描述。

图 1 是上行功率控制的示意图，外环功率根据业务质量要求和接收机的误块率设定目标 SIR 给内环功率控制。内环功率控制通过控制移动台的发射功率使内环实测的 SIR 保持在外环功控给出的目标 SIR 上，从而满足业务质量的要求。其中 SIR 测量是功率控制关键，它的性能好坏直接决定了功率控制的质量。

图 2 是上行专用信道的帧结构图，其中一个时隙共有十个信号， $N_{pilot}$  个导频信号， $N_{data}$  个数据信号。

图 3 是本发明的流程图。下面对本发明的具体步骤进行详细说明。

第一步：把来自天线口的数据按照各径时延分别进行解调，得到各径的专用物理控制信道（DPCCH）和专用物理数据信道（DPDCH）分量。对专用物理控制信道的信号进行分离，将导频信号和非导频信号分开。

第二步：用一个时隙中的导频信号计算  $ISCP$ ，计算公式如下所示：

$$ISCP(m) = \frac{1}{2(N-1)L} \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{N-1} (y(m)_{i,l} x(m)_i - y(m)_{i+1,l} x(m)_{i+1})^2,$$

并对得到的  $ISCP$  进行 IIR 滤波，得到比较精确的结果。图 4 就是经过 IIR 滤波后的  $ISCP$  测量值。

SIR 测量的瓶颈就在于  $RSCP$  的测量，由于  $RSCP$  随时间变化特别显著，如果也采用 IIR 滤波就会造成测量值没法迅速反映实际  $RSCP$  的变化。而由于噪声的影响，造成  $RSCP$  测量值波动很大，计算可得  $RSCP$  测量值的方差是：

$$\text{var}(RSCP_{pilot}) = \frac{4RSCP_{real}^2\sigma^2}{N_{pilot}} + \frac{2\sigma^4}{N_{pilot}^2},$$

其中  $RSCP_{real}$  表示实际的 RSCP 值， $\sigma^2$  是噪声方差。

在本发明中，我们结合专用物理控制信道的数据来计算 RSCP，用导频信号和得到的 ISCP 计算  $RSCP_{pilot}$ ，用数据信号和得到的 ISCP 计算  $RSCP_{data}$ ，将两者用一定的方式合并，得到最终的 RSCP。

第三步：用一个时隙中的导频信号和得到的 ISCP 计算  $RSCP_{pilot}$ ，计算公式如下所示：

$$RSCP_{pilot}(m) = \left( \frac{1}{N_{pilot}} \sum_{l=1}^L \left| \sum_{i=1}^{N_{pilot}} y(m)_{i,l} x(m)_i \right|^2 - \frac{L}{N_{pilot}} ISCP(m) \right)$$

如果使用当前时隙中的数据信号会造成功控时延的增大，这里我们采用上一个时隙中的数据信号，它们刚好和本时隙的导频信号相邻，可以很好的代表当前信号的功率。但是由于当前时隙是经过之前  $delay\_step$  个时隙的功控控制增益的作用，当前时隙的发射功率是上一个时隙的  $Gain(delay\_step)$  倍，因此在用上一个时隙的信号求得信号功率时需要乘以这个倍数。

第四步：用上一相邻时隙中的数据信号和得到的 ISCP 计算  $RSCP_{data}$ ，计算公式如下所示：

$$RSCP_{data}(m) = \left( \frac{1}{N_{data}} \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{N_{data}} |y(m-1)_{i,l}|^2 - L * ISCP(m) \right) * Gain(delay\_step)$$

其中  $y(m-1)$  表示上一个时隙的数据信号， $delay\_step$  是功控命令产生到移动台按此功控命令调整发射功率之间相差的时隙个数，实际系统一般存在 1~3 个时隙的延时， $Gain(delay\_step)$  是当前时隙之前  $delay\_step$  个时隙的功控调整增益。

其方差计算如下：

$$\text{var}(RSCP_{data}) = \left( \frac{4RSCP_{real}^2\sigma^2}{N_{data}} + \frac{2\sigma^4}{N_{data}^2} \right) * Gain(delay\_step)^2.$$

第五步：合并由导频信道得到的  $RSCP_{pilot}$  和由数据信号得到的  $RSCP_{data}$ ，得到最终的 RSCP：

$$RSCP(m) = a * RSCP(m)_{pilot} + (1-a) * RSCP(m)_{data}$$

当我们要结合  $RSCP_{data}$  和  $RSCP_{pilot}$  时，需要计算使用到的  $a$ 。

$$\text{var}(a * RSCP_{pilot} + (1-a) * RSCP_{data}) = E(a * RSCP_{pilot} + (1-a) * RSCP_{data} - RSCP_{real})^2$$

为求使上式最小的  $a$ ，对上式求导，并求使其为零的  $a$ ，就可以得到：

$$a = \frac{(SIR_{target} \frac{4}{N_{data}} + \frac{2}{N_{data}}) * Gain(delay\_step)^2}{(SIR_{target} \frac{4}{N_{data}} + \frac{2}{N_{data}}) * Gain(delay\_step)^2 + SIR_{target} \frac{4}{N_{pilot}} + \frac{2}{N_{pilot}^2}}$$

其中  $SIR_{target}$  是由外环功控设定的 SIR 目标值。

第六步：根据得到的  $RSCP$  和  $ISCP$ ，计算 SIR，公式如下：

$$SIR(m)_{est} = \frac{RSCP(m)}{ISCP(m)}.$$

这里为了说明算法的优越性，给出一种情况下的仿真结果。这里设定  $SIR_{target} = 3dB$ ，使用高斯信道，这样实际的接收信号的功率就是不变的。导频信号的个数是 6 个，数据信号的个数是 4 个。经过计算得到  $a = 0.6429$ 。

图 5 中给出了不同  $a$  值下 RSCP 测量值的方差大小，可以看出在  $a = 0.6429$  时，测量值的方差最小。

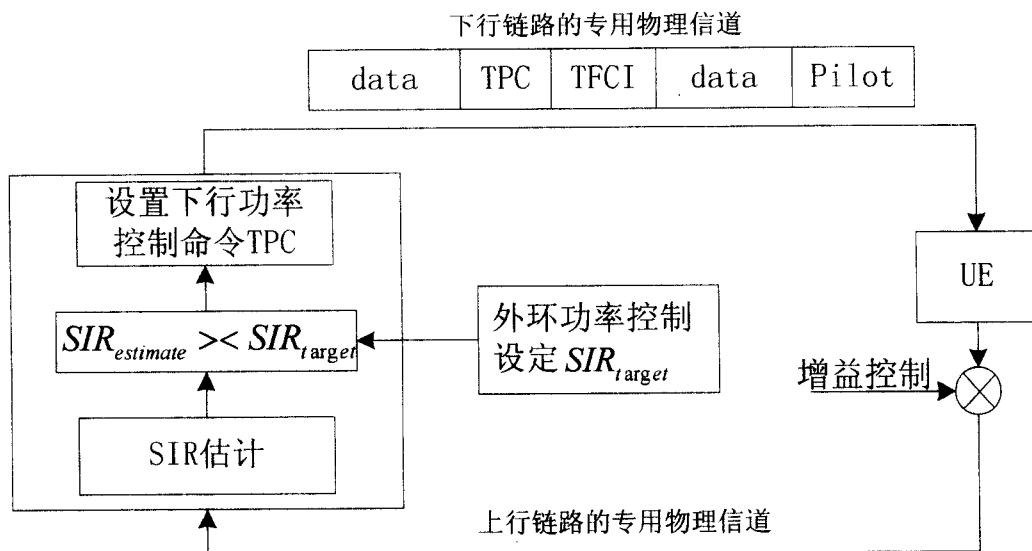


图 1

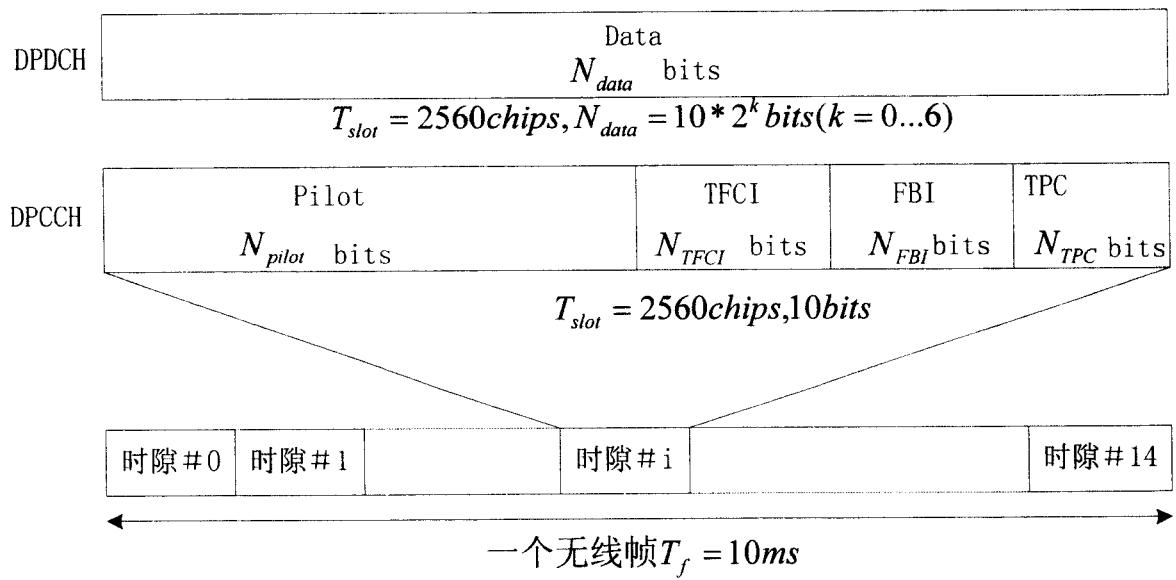


图 2

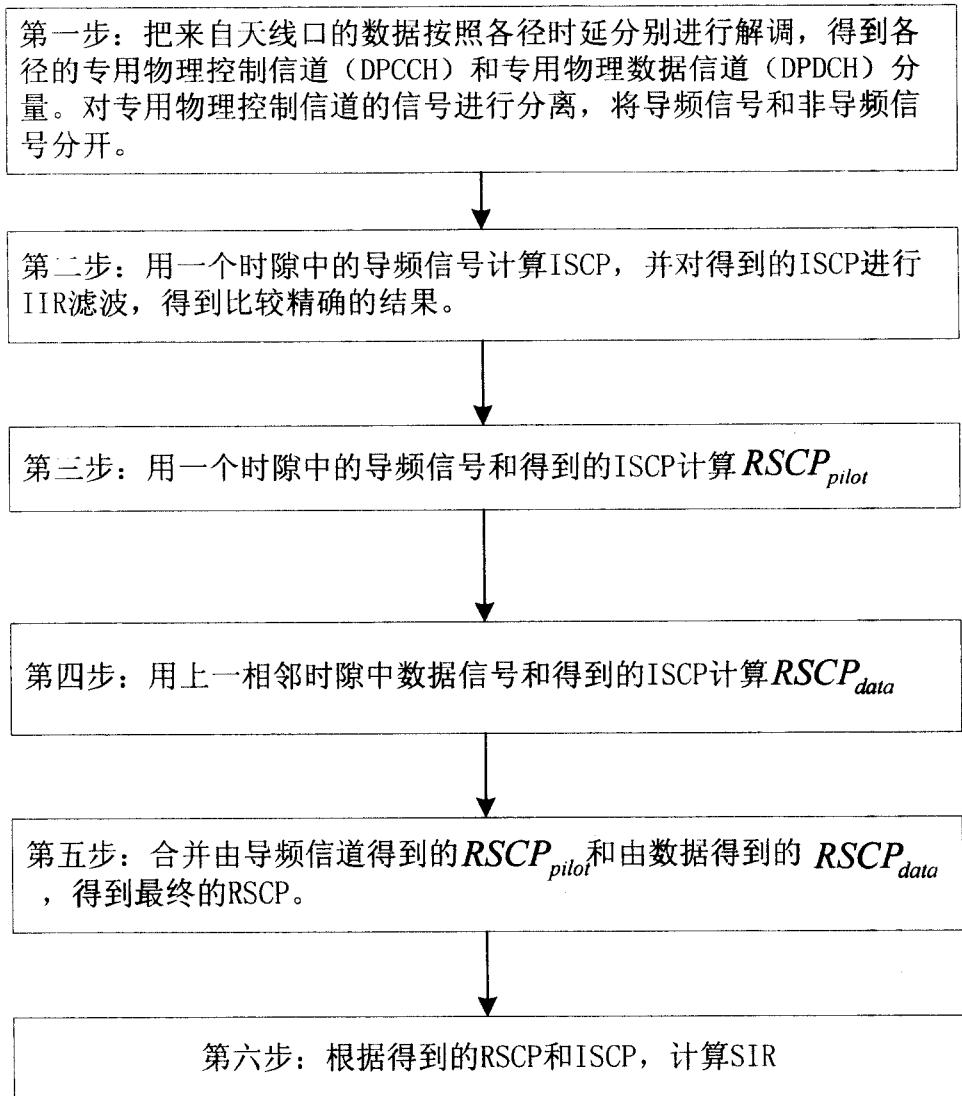


图 3

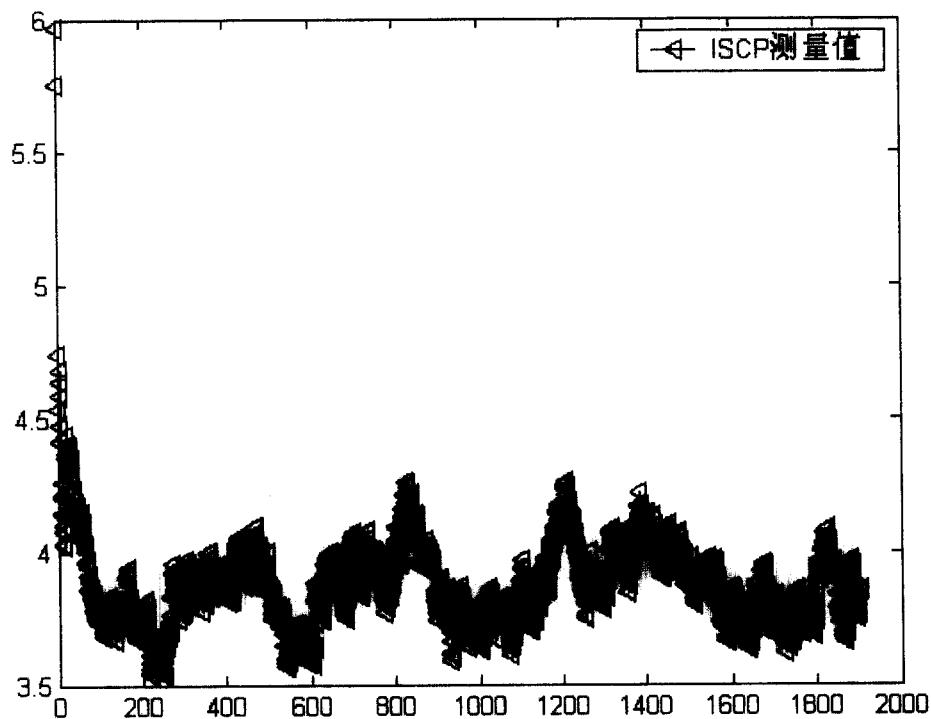


图 4

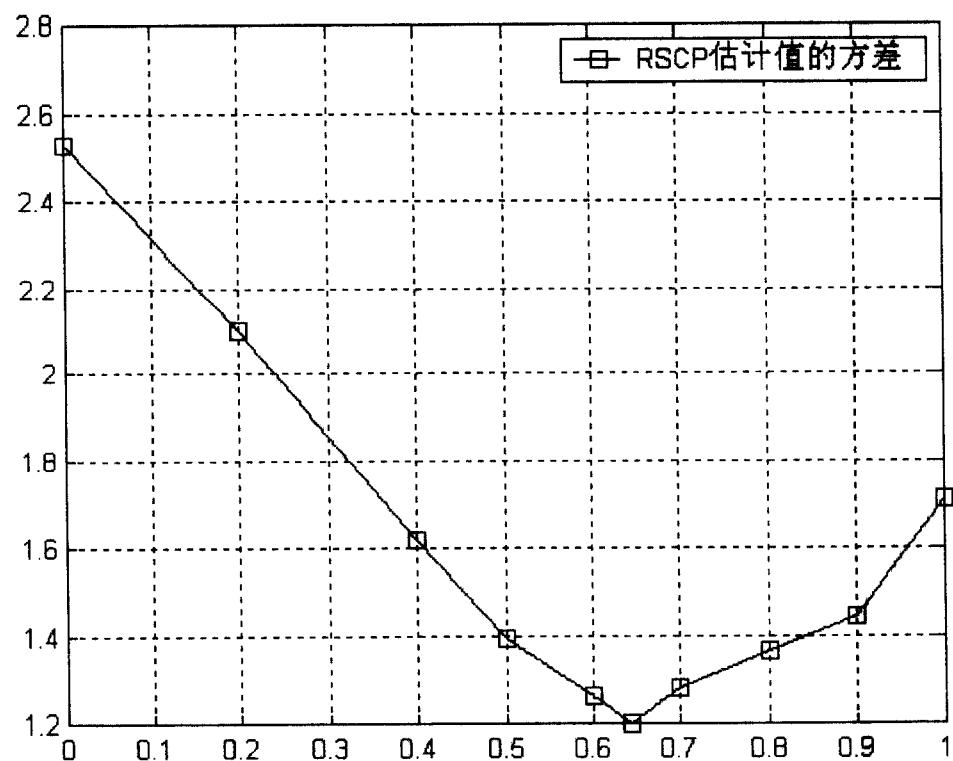


图 5