

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl<sup>7</sup>

H04Q 7/32

H04L 27/38

H04B 7/26



# [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 01125240.5

[45] 授权公告日 2005 年 6 月 29 日

[11] 授权公告号 CN 1208983C

[22] 申请日 2001.8.31 [21] 申请号 01125240.5

[30] 优先权

[32] 2000.8.31 [33] FR [31] 0011118

[71] 专利权人 阿尔卡塔尔公司

地址 法国巴黎

[72] 发明人 阿勒克桑德里·D·乐查

迈克尔·贵鲍德

审查员 张琳

[74] 专利代理机构 北京市中咨律师事务所

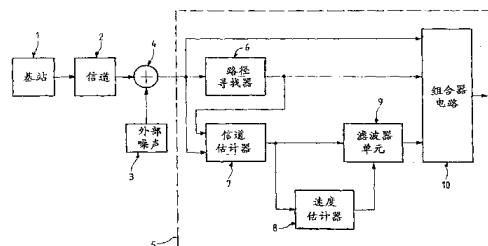
代理人 杨晓光 于静

权利要求书 2 页 说明书 11 页 附图 4 页

[54] 发明名称 用于采用速度估计器的移动无线电通信单元的接收机装置

[57] 摘要

通过传播信道与基站通信的移动无线电通信单元使用的一种接收机装置，包括一路径寻找器，用于确定与多径信号有关的时间延迟，一信道估计器，把对传播信道的估计提供给滤波器单元，该滤波器单元可以由 Wiener 滤波器库组成，和一速度估计器，用于优化对传播信道的估计，该速度估计器把估计的移动无线电通信单元的速度提供给滤波器单元，以便选择与该速度估计对应的适合的滤波器。



ISSN 1008-4274

1. 一种接收机装置, 用于通过传播信道与基站通信的移动无线电通信单元, 该接收机装置包括一路径寻找器, 用于确定加在其输入上与多径信号有关的时间延迟, 所述多径信号也加在一组合器电路的第一输入和一信道估计器的第一输入上, 所述路径寻找器的输出与所述组合器电路的第二输入和所述信道估计器的第二输入连接, 该信道估计器把所述传播信道的估计提供给一滤波器单元的第一输入, 该滤波器单元适宜于向所述组合器电路的第三输入, 提供随移动无线电通信单元速度而变的所述传播信道的优化估计, 其中, 所述滤波器单元由多个 Wiener 滤波器构成, 所述滤波器单元的各 Wiener 滤波器与所述移动无线电通信单元的不同范围的速度相匹配, 所述接收机装置还包括一速度估计器, 用于估计所述移动无线电通信单元的速度, 速度估计器的输入与所述信道估计器的输出连接, 而速度估计器的输出与所述滤波器单元的第二输入连接, 由此向滤波器单元提供所述移动无线电通信单元的速度估计, 以便选择与估计的速度对应的合适的 Wiener 滤波器。

2. 按照权利要求 1 的装置, 其中所述的不同范围的速度是邻接的。

3. 在权利要求 1 的接收机装置中一种估计移动无线电通信单元速度的方法, 该方法包括用测量来自信道估计器的两个信道系数间的相位差来估计所述速度, 信道系数是信道估计器按下面的方程式获得的:

$$V_{n,p} = c \cdot (\phi_{n+p} - \phi_n) / 2 \pi \cdot f_c \cdot T_s$$

其中:

$V_{n,p}$  是在时间  $n$  时的速度, 用所考虑的两个信道系数的两个相位之间的差值  $p$  计算,

$c$  是光速;

$f_c$  是载波频率,

$T_s$  是信道系数的抽样周期,

$\phi_n$  是信道系数在时间  $n$  时的相位, 和

$\phi_{n+p}$  是信道系数在时间  $n+p$  时的相位。

4. 按照权利要求 3 的方法, 包括如下步骤:

- a) 自适应地测量作为多径信号功率分布的函数的所述速度;
- b) 估计相位的变化, 并使待测量的两个相位之间的差值作为所述移动无线电通信单元所述速度函数, 以此减小所述信道系数的平均估计误差;
- c) 计算瞬时速度;
- d) 用滤波器对所述瞬时速度求平均; 和
- e) 通过改变步骤 d) 中使用的作为时间函数的滤波器时间常数来改善速度估计的收敛时间。

5. 按照权利要求 4 的方法, 其中的步骤 b) 是用该差值除平均估计误差, 以减小平均估计误差。

6. 按照权利要求 4 的方法, 其中的步骤 d) 是用低通滤波器。

## 用于采用速度估计器的移动无线电通信单元的接收机装置

### 技术领域

本发明涉及供采用速度估计器的移动无线电通信单元使用的一种接收机装置。

更具体说，本发明涉及电信领域，并专门涉及无线电通信终端的领域。

### 背景技术

在无线电通信终端中，移动接收机单元的接收机所接收的信号，由于传播信道的改变而降质。传播信道的改变主要与移动接收机单元的速度有关。信道改变导致信道估计误差。它之所以不受欢迎，是比特差错率在对接收信号解码时显著降质。为了计及移动接收机单元的速度导致接收机天线接收信号的振幅改变，也可以在无线电通信终端的接收机内设置传播信道估计器。

但是，传播信道估计器不足以用良好的精度确定信道的脉冲响应。当移动接收机单元的速度增加时，传播信道改变得太快，传播信道估计器不能以足够的精度来估计频率和相位的改变。

在专利文献 GB 2 276 064 中提出另一种方案，它主要是在接收机中使用 Wiener 滤波。Wiener 滤波器是一种有有限脉冲响应的数字滤波器。Wiener 滤波器输出信号的振幅与输入信号的振幅紧密相关。换句话说，Wiener 滤波器是这样的滤波器，它的给定时间的输出信号只依赖于该时间的输入信号。

为了缓解传播信道改变从而导致接收机信号降质的问题，前面举出的专利公开了使用多个 Wiener 滤波器的办法，每一个设定在移动接收机装置的邻接的某一速度范围。选择器装置随移动接收机单元速度而选择合适的 Wiener 滤波器，以保持最大可能的无线电链接。选择是根据对最高输出功率的 Wiener 滤波器的检测。按照前面举出的专利的教导，必需并行地使用接收机的所有 Wiener 滤波器，然后只选择有最高输出功率的滤

波器。因此，接收机的所有 Wiener 滤波器必须同时工作，以便选择恰当的滤波器。

这样就使前面举出的专利文献建议的办法变得非常复杂。

同样，本发明的目的，是提出一种接收机装置来消除现有技术的缺点，该接收机装置的复杂性大大降低，同时改进传播信道的估计而无需考虑移动接收机单元的速度。

事实上，任何无线电通信系统，了解移动接收机单元的速度，对改善服务质量是十分重要的。移动接收机单元的速度引起传播信道的改变，传播信道的改变直接冲击信道估计从而比特差错率。

为了实现上述目的，本发明提出供移动无线电通信单元使用的一种接收机装置，它一方面包括一 Wiener 滤波器库，每一 Wiener 滤波器设定在某一特定速度范围，另一方面包括一移动接收机单元的速度估计器，于是能够随移动接收机单元速度的变化，自动地并动态地配置合适的 Wiener 滤波器。该速度估计器向 Wiener 滤波器库提供速度指示，从而能选出适合该移动接收机单元速度的 Wiener 滤波器。因此，在某一时刻只有一个 Wiener 滤波器工作。

### 发明内容

本发明提供一种接收机装置，用于通过传播信道与基站通信的移动无线电通信单元，该接收机装置包括一路径寻找器，用于确定与加在其输入上的多径的信号有关的时间延迟，该多径信号也同时加在组合器电路的第一输入和信道估计器的第一输入上，路径寻找器的输出与组合器电路的第二输入和信道估计器的第二输入连接，信道估计器向滤波器单元提供传播信道的估计，滤波器单元适宜于随该移动无线电通信单元速度的变化，向组合器电路第三输入提供优化的传播信道估计，该接收机装置还包括一速度估计器，用于估计移动无线电通信单元的速度，速度估计器的输入与信道估计器的输出连接，速度估计器的输出又与滤波器单元的第二输入连接，从而向滤波器单元提供估计的移动无线电通信单元速度，以便选择与估计的速度对应的合适的 Wiener 滤波器。

本发明还提供一种估计速度的方法，用于在接收机装置中估计通过传

播信道与基站通信的移动无线电通信单元的速度，该方法主要是用测量来自信道估计器的两个信道系数间的相位差来估计速度，信道系数是信道估计器按下面的方程式获得的：

$$V_{n,p} = c \cdot (\phi_{n+p} - \phi_n) / 2\pi \cdot f_c \cdot T_s$$

其中：

$V_{n,p}$  是在时间  $n$  时的速度，用所考虑的两个信道系数的两个相位之间的差值  $p$  计算，

$c$  是光速，

$f_c$  是载波频率，

$T_s$  是信道系数的抽样周期，

$\phi_n$  是信道系数在时间  $n$  时的相位，和

$\phi_{n+p}$  是信道系数在时间  $n+p$  时的相位。

阅读下面对一个特定实施例的描述后，本发明的其他性能和优点将变得更为明显，该描述是参照附图给出的。

#### 附图说明

图 1 是瑞克接收机的图解式表示，用于本发明实施例的移动无线电通信系统中。

图 2 是每一路径的示意图，把接收信号的功率振幅，表示为时间延迟的函数。

图 3 按照本发明一个优选实施例，画出指派 Wiener 滤波器的机制。

图 4 画出比特差错率方面的性能，表示为信噪比的函数。

图 5 画出被测量的两个相位之间的差值的变化，表示为移动接收机单元速度的函数。

图 6 画出本发明方法中使用的低通滤波器时间常数的变化，表示为时间的函数。

#### 具体实施方式

图 1 图解式地画出本发明的一个实施例，其中的移动通信系统使用瑞克接收机。

基站 1 在所有方向上向其覆盖地区内的所有无线电通信终端发送信

号。无线电波通过传播信道 2 发送。通信信道 2 相当于在无线电波的发射点和无线电波的接收点之间追随无线电波的路径。发射的信号受 Gauss 加性白色噪声 3 的影响。传播信道 2 的脉冲响应的振幅和时间延迟值，随特定的环境而变，即随涉及的地球地区而变。外部噪声 3 的处理是用加法器 4 模仿，来自传播信道 2 的信号与外部噪声 3 在加法器上相加。按该方式模仿的信号到达接收机装置 5。

按该方式模仿的信号包括需要的信号并考虑到外部噪声。把该信号加在路径寻找器电路 6 的单个输入、信道估计器 7 的第一输入、和组合器电路 10 的第一输入上。路径寻找器电路 6 有一输出与速度估计器 7 的第二输入和组合器电路 10 的第二输入连接。

信道估计器 7 一方面有一输出与滤波器单元 9 的第一输入连接，在一个优选的实施例中，该滤波器单元由多个 Wiener 滤波器组成，就是说，构成 Wiener 滤波器库，另一方面还与移动接收机单元速度估计器 8 的单个输入连接。速度估计器 8 有一输出与包括多个 Wiener 滤波器的滤波器单元 9 的第二输入连接。

滤波器单元 9 有一输出与组合器电路 10 的第三输入连接。

路径寻找器电路 6 协同信道估计器 7，确定传输信道在时间延迟、相位和振幅方面的分布。

事实上，按照本发明的装置，是采用多径传播的无线电通信系统的一部分。因此，无线电信号沿一个或多个路径传播，其中之一是连接发送点即基站 1 与接收点即接收机 5 的最短路径，而其他则由于到达接收机 5 前波的反跳而受阻，与走最短路径的波有不同的相位。反射波传播的距离不同于直达波，从而它们的相位相对于直达波相位滞后。

更有甚者，时间延迟到达的波走过更长的路径，因而被更大地衰减，这意味着它们的振幅不同。

因此，该信号到达移动接收机单元时有相位和振幅的失真。

于是，路径寻找器电路 6 的功能，是估计由于本文上面所述多径现象导致传输信号的时间延迟。为此，电路 6 从各路径的功率估计中导出各时间延迟。如图 2 所示，路径寻找器电路 6 在其输入接收多径信号，用

各种算法以本领域熟知的方式处理之后，把某段时间上信号的功率分布，在路径寻找器电路 6 的输出上送出。电路 6 在特定装置中对移动接收机单元的导频序列与接收的信号执行相关操作。

图 2 是每一路径的示意图，把接收信号的功率振幅表示为时间延迟的函数。时间延迟画在横坐标上，而与各时间延迟值 $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4, \tau_5 \dots \tau_i$ 相应的功率振幅画在纵坐标上。画出的各信号传递同一信息，并简单地以不同的时间、相位、和振幅到达接收机。通常，对给定的路径，时间延迟越大，接收机接收的信号的功率振幅衰减也越大。例如，相对于第一路径有累积的时间延迟 $\tau_i$ 的路径，收到的信号功率有较低的振幅，这意味着波  $i$  在到达移动接收机单元之前，走过长的路径和/或因环境而遭受衰减。本文此后不再考虑这些路径。事实上，用别的算法，是采取某个判定来固定某个特定阈值，从而只保留功率电平大于噪声的路径，即必须用来维持基站 1 与接收机 5 之间通信的那些路径。

一旦经路径寻找器电路 6 处理，已经确定各个时间延迟，轮到信道估计器 7 提供传播信道脉冲响应的第一估计。换句话说，信道估计器 7 的功能，是确定各路径的振幅和相位。为完成这一目的，信道估计器 7 的输入必须接收多径信号和路径寻找器电路 6 计算的时间延迟。因此，如图 2 讨论的各路径的时间延迟值 $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4, \tau_5 \dots \tau_i$ ，必须由路径寻找器电路 6 向信道估计器 7 提供。事实上，信道估计器 7 必须了解各路径的时间延迟值 $\tau$ ，才能对各路径确定信号的振幅和相位。

根据上述数据，信道估计器 7 知道在 $\tau_1, \tau_2, \dots \tau_i$ 存在路径。然后，信道估计器 7 计算在时间 $\tau_1, \tau_2, \dots \tau_i$ 的多径信号的振幅和相位。然后，以系数表示各路径的振幅和相位。

然后，各振幅和相位系数被送至速度估计器 8。速度估计器 8 利用信道估计器 7 计算的路径系数，估计移动接收机单元的速度。在一个不同的实施例，速度估计器能利用有最大功率的路径来估计移动单元的速度，而不是利用所有路径。

各振幅和相位系数有一相位作为移动接收机单元速度的 Doppler 效应的函数而变化。因此，速度估计器 8 测量与移动接收机单元的速度紧密



相关的这一相位变化。速度估计器的运算，专门在下面参照图 5 和 6 详细描述。

然后，速度估计器 8 把对移动接收机单元速度的估计送至单元 9，在本实施例中，单元 9 包括多个 Wiener 滤波器。最合适的 Wiener 滤波器系数从该速度估计中导出。事实上，每一速度对应一个滤波器。Wiener 滤波的目的是过滤信道系数。

存在各种随速度而变的指派滤波器的办法。理论上，每一速度都要求一合适的 Wiener 滤波器。但是，为找到与速度准确匹配的滤波器，该种解决办法必须进行冗长的计算，从而在处理时间上是费时的。

于是使用 Wiener 滤波器库，其中每个滤波器与邻接的不同范围的速度匹配。当移动接收机单元的速度落在某个预定速度范围之内时，用某个特定的滤波器。

图 3 按照本发明一个优选实施例，画出指派 Wiener 滤波器的机制。图 3 画出的速度标度，代表不同的预定接收机单元速度： $V_1, V_2, V_3 \dots V_n, V_{n+1}$ 。相应地，如果移动台的速度落在  $V_1$  和  $V_2$  之间独有的速度范围  $[V_1, V_2]$  内，合适的 Wiener 滤波器要用滤波器 FW1；如果移动台的速度落在  $V_2$  和  $V_3$  之间独有的速度范围  $[V_2, V_3]$  内，合适的 Wiener 滤波器要用滤波器 FW2；如此类推，于是，如果移动台的速度落在  $V_n$  和  $V_{n+1}$  之间独有的速度范围  $[V_n, V_{n+1}]$  内，合适的 Wiener 滤波器要用滤波器 FWn。

于是，得益于速度估计器 8，是它把移动接收机单元的速度估计提供给包含 Wiener 滤波器库的单元 9，使自动地并动态地配置适合于该速度的 Wiener 滤波器成为可能。因此，使用的 Wiener 滤波器参数由速度估计器设定。

于是，速度估计器 8 以此方式选择的 Wiener 滤波器，对来自信道估计器 7 的信道系数进行滤波，使之适合于该速度。该滤波操作给出过滤了的信道系数且据此改正信道系数估计的误差。

之后，一旦滤波操作已经减小信道估计的误差，组合器电路 10 按相干方式把所有前面的路径组合成单一的路径，即改正各相位误差和各时

间延迟。组合器电路 10 把首先到达的信号延迟，以便处理那些随后延迟到达的信号，按它们改正的相位把它们全部在同一时间组合起来。

因此，组合器电路 10 的输入必须接收多径信号、路径寻找器电路 6 计算的时间延迟、和来自信道估计器 7 的信道估计，这些信道估计已经在滤波单元 9 经过 Wiener 滤波。

在组合器电路 10 输出上获得的信号，是经过与最大功率相干地组合的信号，因而没有相位误差。于是可以开始解调以恢复数据比特。

按照本发明的接收机装置，使用由速度估计器设定参数的 Wiener 滤波器，比现有技术的接收机装置极大地改善了接收。关于这一点将参照图 4 加以说明，该图是在移动接收机单元以每小时 37.5 公里运动的情形下，画出比特差错率 (BER) 方面的性能，表示为移动接收机单元接收天线上的信噪比 (能量/噪声)  $E_b/N_0$  的函数。差错率代表移动接收机单元接收的数字信号中误差的百分比。

图 4 中，当按照本发明，即移动接收机装置使用的 Wiener 滤波器的参数由速度估计器设定时，第一曲线 S1 对应于此情形下 BER 方面的性能，表示为  $E_b/N_0$  比值的函数。当移动接收机装置使用与每小时 37.5 公里的速度准确匹配的理想滤波器时，第二曲线 S2 对应于此情形下的 BER 方面的性能，表示为  $E_b/N_0$  比值的函数。曲线 S1 与曲线 S2 是一样的。最后，第三曲线 S3 对应于不用 Wiener 滤波器时 BER 方面的性能，表示为  $E_b/N_0$  比值的函数。

举例说，考虑  $10^{-3}$  的 BER。 $10^{-3}$  的 BER 意味着要求的服务质量是每一千比特中有一个错误的比特。

对  $10^{-3}$  的 BER，曲线 S1 的信噪比  $E_b/N_0$  代表的情形是，所用的已经由速度估计器设定的 Wiener 滤波器参数，是 7.2 分贝。对代表理想滤波器的曲线 S2，比值  $E_b/N_0$  在 BER 为  $10^{-3}$  时也是 7.2 分贝。因此，用由速度估计器设定参数的 Wiener 滤波器，与用理想滤波器获得同样的性能。

与之对照，曲线 S3 代表的情形是不用 Wiener 滤波器，比值  $E_b/N_0$  是 7.7 分贝，即比曲线 S1 坏 0.5 分贝。因此，在此情形下，要获得相同

的服务质量，必须提供更高的基站和移动台的发射功率。

在移动接收机单元中，使用由速度估计器设定参数的 Wiener 滤波器，即按照本发明，在每小时 37.5 公里时，获得的功率节省 0.5 分贝，因而能使基站以较低的功率发射。这一现象在通用移动通信系统（UMTS）标准中特别重要，按该标准，一个基站的用户数量与发射功率紧密相关。因此，同一基站的发射功率越低，用户数量越多。

下面，特别参照图 5 和 6，更详细地说明速度估计器。速度是用适合于任何种类传播信道的简单处理估计的。

为改善服务质量，了解移动接收机单元的速度是十分重要的。事实上，移动接收机单元的速度导致信道改变，同时，该种改变对信道估计从而对比特差错率 BER 有直接冲击。为改善接收质量，采用信道估计，接着对传播信道的脉冲响应进行 Wiener 滤波。但是，如果要获得高处理性能，使用的 Wiener 滤波器必须与移动接收机单元的速度匹配。这就是为什么在本发明中，在接收机装置中用速度估计器来设定使用的 Wiener 滤波器的参数。

按照本发明的方法，是根据 Doppler 频率的原理，众所周知，Doppler 频率与移动接收机单元的速度有关。移动接收机单元的速度与传播信道的改变有关，该改变引起信号失真，特别是相位的改变。

因此，估计速度的方法主要是用计算两个信道系数的相位差来测量 Doppler 频率。按照本发明的方法，用来自信道估计器的信道脉冲响应，测量两个信道脉冲响应的相位差。下面的方程式 1 说明信道估计的相位差与移动接收机单元的速度之间的关系：

$$V_{n,p} = c \cdot (\phi_{n+p} - \phi_n) / 2\pi \cdot f_c \cdot T_s \quad \text{方程式 1}$$

其中：

$V_{n,p}$  是在时间  $n$  时的瞬时速度，用所考虑的两个信道估计的相位的相位差值  $p$  计算；

$c$  是光速，

$f_c$  是载波频率，在 UMTS 系统中约 2 GHz 的量级；

$T_s$  是信道系数的抽样周期，在本例中代表 666 微秒；

$\phi_n$ 是信道系数在时间  $n$  时的相位; 和

$\phi_{n+p}$ 是信道系数在时间  $n+p$  时的相位。

照此来估计速度, 首先必须存储来自信道估计器的信道系数。

按照本发明的速度估计方法的第一步, 主要是自适应地测量作为多径信号功率分布的函数的速度, 如图 2 所示。实际上, 当信噪比  $E_b/N_0$  太低时, 信号不能与噪声区分。所以该速度测量没有代表性, 并且可能全部是错误的。

为估计移动接收机单元有代表性的速度, 要测量各路径  $i$  的速度, 如图 2 所示。对各路径速度的测量按方程式 1 进行。可以把所有路径都考虑在内, 也可以是少数几条路径。

然后, 把对各路径估计的速度作为功率的函数进行加权, 获得最后的速度估计。于是, 按照下面的方程式, 把各种速度作为多径信号的功率分布的函数而组合起来:

$$\hat{V}_{n,p} = \frac{\sum_{i=1}^N \hat{V}_{n,p,i} \alpha_i}{\sum_{i=1}^N \alpha_i}$$

其中:

- $\hat{V}_{n,p}$  是借助于速度  $\hat{V}_{n,p,i}$  获得的瞬时速度估计, 速度  $\hat{V}_{n,p,i}$  是从各路径  $i$  完成的测量中抽取的, 和
- $\alpha_i$  是在 0 和 1 之间的系数, 作为各路径  $i$  的功率振幅的函数而计算。

为计算各系数  $\alpha_i$ , 可以用第一顺序滤波器对各路径测量平均功率。于是, 每一系数  $\alpha_i$  都作为路径  $i$  的平均功率  $P_{i,avg}$  和瞬时功率  $P_{i,inst}$  的函数来计算。如果瞬时功率相对于平均功率在某个阈值以下, 相应的估计速度则不予考虑。

在该第一步中, 速度的估计因而考虑了多径信号的功率分布。

对各路径速度的估计必须进行若干运算。

因此, 第二步主要是估计相位变化和把  $p$  作为该移动台速度的函数。 $p$  值对应于两个待测量的相位之间以抽样数表示的差值, 该两个相位的测量是为了计算它们的相位差。一个是在时间  $n$  取的, 而另一个是在时间  $n+p$

取的。改变作为移动台速度函数的  $p$ ，可以使所有情况下的相位变化都能计算，无需计及 Doppler 频率的变化。

图 5 画出作为速度  $V$  的函数  $p$  的变化。 $p$  值在  $p_{\min}$  和  $p_{\max}$  之间，与速度的值有关。如果速度  $V$  低， $p$  则大且等于  $p_{\max}$ ；之后，随着速度的增加， $p$  减小至  $p_{\min}$  值。

$p$  值可以用  $p=A.V_{n,p} + B$  型线性函数计算，其中  $A$  和  $B$  是常数而  $p$  是整数。 $p$  和速度之间的这种关系必须看作是举例，因而绝不是对本发明的限制。可以设想用任何其他方程式建立作为速度函数的  $p$  的变化。

因此，用两个相隔抽样数等于  $p$  的信道系数来测量速度，能减小因 Gauss 加性噪声加在信道系数上的平均估计误差，这里  $p$  要与速度匹配。下面的方程式表明平均误差的减小：

$$\hat{V}_{n,p} = V_{n,p} + K \cdot (\varepsilon + n) / p$$

其中：

-  $\varepsilon$  是与速度有关的平均估计误差；

-  $n$  是 Gauss 噪声；

-  $K = c / (2\pi \cdot f_c \cdot T_s)$ ；和

-  $\hat{V}_{n,p}$  是在时间  $n$  的速度估计而  $V_{n,p}$  是真正速度。因此，速度估计等于真正速度加上一定的误差。

注意  $p$  是平均误差的除数。用  $p$  来除减小了平均误差。

第三步主要是按上面的方程式 1 计算瞬时速度。

第四步主要是用滤波器对瞬时速度的估计求平均，以限制噪声  $n$ 。在本发明的一个优选的实施例中，该滤波操作能用时间常数为  $\delta$  的低通滤波器施行。

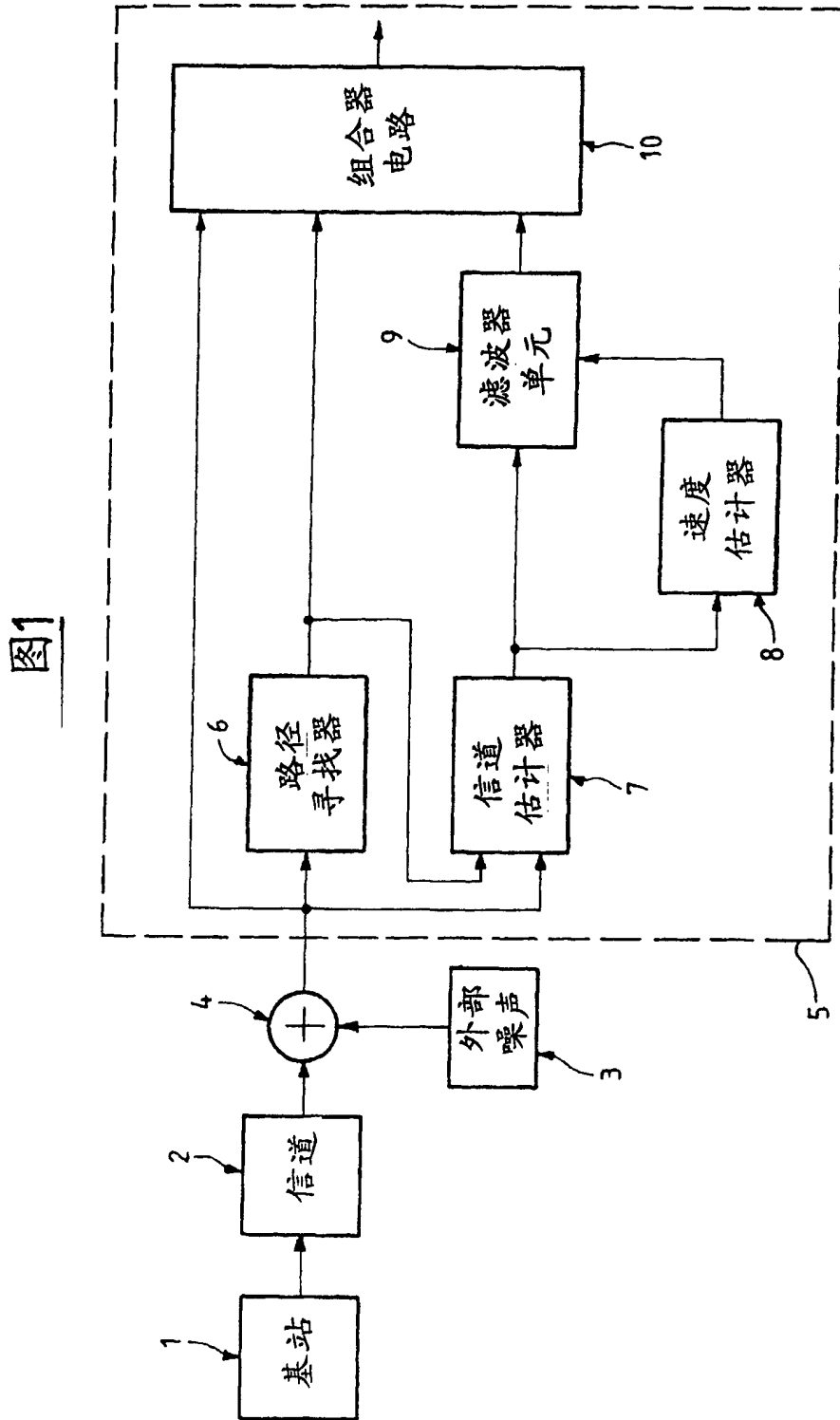
最后，第五步是当算法开始后，改善算法的收敛性。

图 6 画出该第五步。图 6 画出前一步使用的低通滤波器的时间常数  $\delta$  作为时间函数，或更准确地说，作为时间分片的函数随时间的变化。事实上，在前面已经解释，来自信道估计器的信道系数是离散的，因而按增量  $T_s$  抽样。

因此，时间常数  $\delta$  在  $\delta_{\min}$  和  $\delta_{\max}$  之间变化。开始时，时间常数

$\delta_{\min}$  是低的，相当于快速收敛，能相当快地获得平均速度步骤的值。之后，作为时间分片函数的  $\delta$  值增加至值  $\delta_{\max}$ ，从而减小因噪声产生的涨落。

瞬时速度滤波器时间常数的动态管理，在有許多时间分片的情形中改善了算法的收敛性。



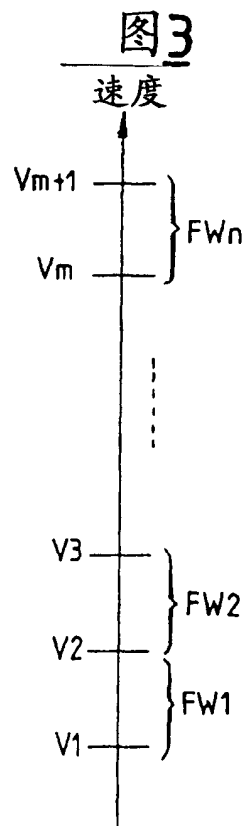
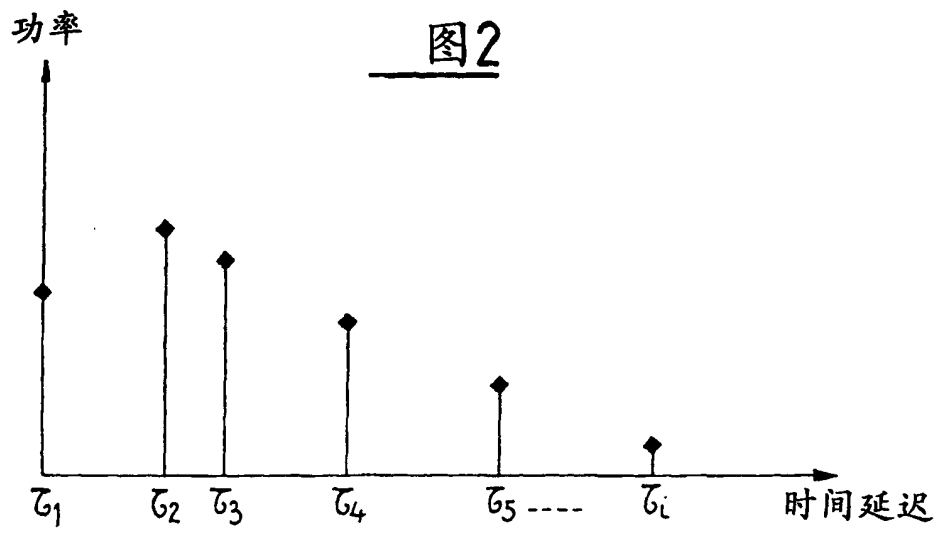




图4

