



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03808941.6

[43] 公开日 2005 年 7 月 27 日

[11] 公开号 CN 1647472A

[22] 申请日 2003.3.17 [21] 申请号 03808941.6
 [30] 优先权
 [32] 2002.3.21 [33] EP [31] 02425177.9
 [86] 国际申请 PCT/EP2003/002773 2003.3.17
 [87] 国际公布 WO2003/081862 英 2003.10.2
 [85] 进入国家阶段日期 2004.10.21
 [71] 申请人 意大利电信股份公司
 地址 意大利米兰
 [72] 发明人 多纳托·艾特利
 莫里泽奥·格拉泽亚诺
 布鲁诺·梅里斯
 安德里亚斯·费诺特洛
 阿尔弗雷德·拉斯托
 斯蒂芬诺·瓦勒 洛利纳·赛莫尼

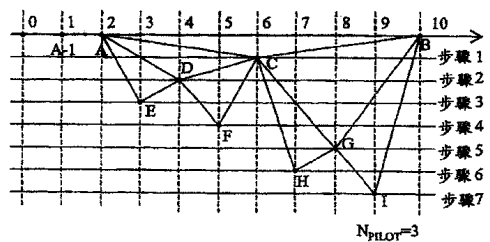
[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商
 标事务所
 代理人 付建军

权利要求书 6 页 说明书 21 页 附图 6 页

[54] 发明名称 信道估算中所用的插值

[57] 摘要

一种传递函数估算所用的方法，在 UMTS 类型的接收系统中，估算传输信道的传递函数，它设计了通过插值算法的重复迭代，计算若干导频符号对应的已知信道系数之间包括的多个信道系数，所述插值算法能够计算已确定区间上第一端点和第二端点之间的中间点 $(Z, f(Z))$ ，所述第一端点由至少两个已知点形成，所述第二端点由至少一个已知点形成，要计算的所述中间点，其横坐标 (Z) 的计算方法如下：把所述第一端点舍入到最接近的整数，取其定义所述区间中点的横坐标；其纵坐标 $(f(Z))$ 的计算方法如下：所述第二端点的所述已知点纵坐标与所述第一端点的所述两个已知点之间选出的一个点的纵坐标，取其算术平均值，选点的准则是与所述中间点的距离等于所述中间点和所述第二端点的所述已知点之间的距离。



1.估算电信网络所用的接收系统中至少一条传输信道的传递函数的方法，其估算利用了两组已知信道系数之间包含的多个信道系数的插值算法，每个信道系数都关联到时间轴上横坐标的一个整数值，其特征在于，通过重复地应用能够计算已定义区间上第一端点和第二端点之间中间点 $(Z, f(Z))$ 的插值算法，进行所述多个信道系数的计算，所述第一端点由两个已知点形成，所述第二端点由至少一个已知点形成，所述中间点，把舍入到与所述第一端点最接近的整数的、定义所述区间的点之间的中点的横坐标值作为其横坐标 (Z) ；把关于所述第二端点的所述已知点的纵坐标与从所述第一端点的所述两个已知点之间选出的一个点的纵坐标取算术平均值，作为其纵坐标 $(f(Z))$ ，在所述时间轴上使所选的点与所述中间点的距离等于所述中间点和所述第二端点的所述已知点之间的距离。

2. 根据权利要求 1 的方法，其中所述要计算的信道系数包含在与当前时隙 (L) 的最后一个导频符号对应的横坐标 A 的第一个已知信道系数和与所述当前时隙随后的时隙 $(L+1)$ 的第一个导频符号对应的横坐标 B 的第二个已知信道系数之间，在横坐标 A 的所述第一个信道系数的左侧，另外已知横坐标 $A-1$ 的第三个信道系数，而且通过以下步骤进行所述信道系数的计算：

a)通过进行计算(横坐标 C 的)第一个中间系数的第一迭代；以及通过在每次在左侧由横坐标 A 的所述已知信道系数、在右侧由前一次迭代中算出的中间系数定义的子区间中进行同一算法的后续迭代，在横坐标 A 和 B 的所述已知信道系数定义的区间中，以递归的方式重复地应用所述插值算法，直至达到和计算了横坐标点 $A+1$ ；

b)通过增大横坐标，在算出的最后一个中间系数的右侧，搜索仍然要计算的第一个点；把关于仍然要计算的所述点的左侧第一个已知点和右侧第一个已知点定义为所述插值算法的新应用区间的端点；并且通过在由前一次迭代中算出的中间系数不时地定义的子区间中进行

同一算法的后续迭代，进一步以递归方式把所述插值算法应用在所述新区间，直至达到和计算了紧邻所述新区间左端点的点；

c)重复步骤 b)直至计算了与横坐标 B-1 的数值相关联的信道系数。

3. 根据权利要求 2 的方法，其中每个时隙包含三个导频符号 (0、1、2)，横坐标 A 的所述第一个已知信道系数是系数 $C(2)=C_I(2)+C_Q(2)$ ，对应于当前时隙 (L) 的最后一个导频符号 (2)，横坐标 B 的所述第二个已知信道系数是系数 $C(10)=C_I(10)+C_Q(10)$ ，对应于随后时隙 (L+1) 的第一个导频符号 (10)，横坐标 A-1 的所述第三个已知信道系数是系数 $C(1)=C_I(1)+C_Q(1)$ ，对应于当前时隙 (L) 的倒数第二个导频符号 (1)，按照以下次序计算信道系数 $C(k)=C_I(k)+C_Q(k)$ ， $k=3\dots 9$ ：

$$C_I(6)=[C_I(2)+C_I(10)]/2; \quad C_Q(6)=[C_Q(2)+C_Q(10)]/2;$$

$$C_I(4)=[C_I(2)+C_I(6)]/2; \quad C_Q(4)=[C_Q(2)+C_Q(6)]/2;$$

$$C_I(3)=[C_I(2)+C_I(4)]/2; \quad C_Q(3)=[C_Q(2)+C_Q(4)]/2;$$

$$C_I(5)=[C_I(4)+C_I(6)]/2; \quad C_Q(5)=[C_Q(4)+C_Q(6)]/2;$$

$$C_I(8)=[C_I(6)+C_I(10)]/2; \quad C_Q(8)=[C_Q(6)+C_Q(10)]/2;$$

$$C_I(7)=[C_I(6)+C_I(8)]/2; \quad C_Q(7)=[C_Q(6)+C_Q(8)]/2;$$

$$C_I(9)=[C_I(8)+C_I(10)]/2; \quad C_Q(9)=[C_Q(8)+C_Q(10)]/2.$$

4. 根据权利要求 2 的方法，其中每个时隙包含四个导频符号 (0、1、2、3)，横坐标 A 的所述第一个已知信道系数是系数 $C(3)=C_I(3)+C_Q(3)$ ，对应于当前时隙 (L) 的最后一个导频符号 (3)，横坐标 B 的所述第二个已知信道系数是系数 $C(10)=C_I(10)+C_Q(10)$ ，对应于随后时隙 (L+1) 的第一个导频符号 (10)，横坐标 A-1 的所述第三个已知信道系数是系数 $C(2)=C_I(2)+C_Q(2)$ ，对应于当前时隙 (L) 的倒数第二个导频符号 (2)，按照以下次序计算信道系数 $C(k)=C_I(k)+C_Q(k)$ ， $k=4\dots 9$ ：

$$C_I(6)=[C_I(2)+C_I(10)]/2; \quad C_Q(6)=[C_Q(2)+C_Q(10)]/2;$$

$$C_I(4)=[C_I(2)+C_I(6)]/2; \quad C_Q(4)=[C_Q(2)+C_Q(6)]/2;$$

$$\begin{aligned} C_I(5) &= [C_I(4) + C_I(6)]/2; & C_Q(5) &= [C_Q(4) + C_Q(6)]/2; \\ C_I(8) &= [C_I(6) + C_I(10)]/2; & C_Q(8) &= [C_Q(6) + C_Q(10)]/2; \\ C_I(7) &= [C_I(6) + C_I(8)]/2; & C_Q(7) &= [C_Q(6) + C_Q(8)]/2; \\ C_I(9) &= [C_I(8) + C_I(10)]/2; & C_Q(9) &= [C_Q(8) + C_Q(10)]/2. \end{aligned}$$

5. 根据权利要求 2 的方法, 其中每个时隙包含五个导频符号 (0、1、2、3、4), 横坐标 A 的所述第一个已知信道系数是系数 $C(4) = C_I(4) + C_Q(4)$, 对应于当前时隙 (L) 的最后一个导频符号 (4), 横坐标 B 的所述第二个已知信道系数是系数 $C(10) = C_I(10) + C_Q(10)$, 对应于随后时隙 (L+1) 的第一个导频符号 (10), 横坐标 A-1 的所述第三个已知信道系数是系数 $C(3) = C_I(3) + C_Q(3)$, 对应于当前时隙 (L) 的倒数第二个导频符号 (3), 按照以下次序计算信道系数 $C(k) = C_I(k) + C_Q(k)$, $k=5 \dots 9$:

$$\begin{aligned} C_I(7) &= [C_I(4) + C_I(10)]/2; & C_Q(7) &= [C_Q(4) + C_Q(10)]/2; \\ C_I(5) &= [C_I(3) + C_I(7)]/2; & C_Q(5) &= [C_Q(3) + C_Q(7)]/2; \\ C_I(6) &= [C_I(5) + C_I(7)]/2; & C_Q(6) &= [C_Q(5) + C_Q(7)]/2; \\ C_I(8) &= [C_I(6) + C_I(10)]/2; & C_Q(8) &= [C_Q(6) + C_Q(10)]/2; \\ C_I(9) &= [C_I(8) + C_I(10)]/2; & C_Q(9) &= [C_Q(8) + C_Q(10)]/2. \end{aligned}$$

6. 根据权利要求 2 的方法, 其中每个时隙包含六个导频符号 (0、1、2、3、4、5), 横坐标 A 的所述第一个已知信道系数是系数 $C(5) = C_I(5) + C_Q(5)$, 对应于当前时隙 (L) 的最后一个导频符号 (5), 横坐标 B 的所述第二个已知信道系数是系数 $C(10) = C_I(10) + C_Q(10)$, 对应于随后时隙 (L+1) 的第一个导频符号 (10), 横坐标 A-1 的所述第三个已知信道系数是系数 $C(4) = C_I(4) + C_Q(4)$, 对应于当前时隙 (L) 的倒数第二个导频符号 (4), 按照以下次序计算信道系数 $C(k) = C_I(k) + C_Q(k)$, $k=6 \dots 9$:

$$\begin{aligned} C_I(7) &= [C_I(4) + C_I(10)]/2; & C_Q(7) &= [C_Q(4) + C_Q(10)]/2; \\ C_I(6) &= [C_I(5) + C_I(7)]/2; & C_Q(6) &= [C_Q(5) + C_Q(7)]/2; \\ C_I(8) &= [C_I(6) + C_I(10)]/2; & C_Q(8) &= [C_Q(6) + C_Q(10)]/2; \\ C_I(9) &= [C_I(8) + C_I(10)]/2; & C_Q(9) &= [C_Q(8) + C_Q(10)]/2. \end{aligned}$$

7. 根据权利要求 2 的方法, 其中每个时隙包含七个导频符号 (0、1、2、3、4、5、6), 横坐标 A 的所述第一个已知信道系数是系数 $C(6)=C_I(6)+C_Q(6)$, 对应于当前时隙 (L) 的最后一个导频符号 (6), 所述第二个已知信道系数是系数 $C(10)=C_I(10)+C_Q(10)$, 对应于随后时隙 (L+1) 的第一个导频符号 (10), 横坐标 A-1 的所述第三个已知信道系数是系数 $C(5)=C_I(5)+C_Q(5)$, 对应于当前时隙 (L) 的倒数第二个导频符号 (5), 按照以下次序计算信道系数 $C(k)=C_I(k)+C_Q(k)$, $k=7 \dots 9$:

$$C_I(8)=[C_I(6)+C_I(10)]/2; \quad C_Q(8)=[C_Q(6)+C_Q(10)]/2;$$

$$C_I(7)=[C_I(6)+C_I(8)]/2; \quad C_Q(7)=[C_Q(6)+C_Q(8)]/2;$$

$$C_I(9)=[C_I(8)+C_I(10)]/2; \quad C_Q(9)=[C_Q(8)+C_Q(10)]/2.$$

8. 根据权利要求 2 的方法, 其中每个时隙包含八个导频符号 (0、1、2、3、4、5、6、7), 横坐标 A 的所述第一个已知信道系数是系数 $C(7)=C_I(7)+C_Q(7)$, 对应于当前时隙 (L) 的最后一个导频符号 (7), 横坐标 B 的所述第二个已知信道系数是系数 $C(10)=C_I(10)+C_Q(10)$, 对应于随后时隙 (L+1) 的第一个导频符号 (10), 横坐标 A-1 的所述第三个已知信道系数是系数 $C(6)=C_I(6)+C_Q(6)$, 对应于当前时隙 (L) 的倒数第二个导频符号 (6), 按照以下次序计算信道系数 $C(k)=C_I(k)+C_Q(k)$, $k=8, 9$:

$$C_I(8)=[C_I(6)+C_I(10)]/2; \quad C_Q(8)=[C_Q(6)+C_Q(10)]/2;$$

$$C_I(9)=[C_I(8)+C_I(10)]/2; \quad C_Q(9)=[C_Q(8)+C_Q(10)]/2.$$

9. 根据权利要求 1 的方法, 其中所述要计算的信道系数包含在与当前时隙 (L) 的最后一个导频符号对应的横坐标 A 的第一个已知信道系数和与所述当前时隙随后的时隙 (L+1) 的第一个导频符号对应的横坐标 B 的第二个已知信道系数之间, 在横坐标 B 的所述第一个信道系数的右侧, 另外已知横坐标 B+1 的第三个信道系数, 而且通过以下步骤进行所述信道系数的计算:

a) 通过进行计算 (横坐标 C 的) 第一个中间系数的第一迭代; 以及通过在不时地在右侧由横坐标 B 的所述已知信道系数、在左侧由前

一次迭代中获得的中间系数定义的子区间中进行同一算法的后续迭代,在横坐标 A 和 B 的所述已知信道系数定义的区间中,以递归的方式重复地应用所述插值算法;直至达到和计算了横坐标点 B-1;

b)通过减小横坐标,在算出的最后一个中间系数的左侧搜索仍然要计算的第一个点;把关于仍然要计算的所述点的左侧第一个已知点和右侧第一个已知点定义为所述插值算法的新应用区间的端点;并且通过在由所述新区间的右侧端点和前一次迭代中获得的中间系数形成的左侧端点不时地定义的子区间中进行同一算法的后续迭代,进一步以递归方式把所述插值算法应用在所述新区间,直至达到和计算了紧邻所述新区间右端点的点;

c)重复步骤 b)直至计算了与横坐标 A+1 的数值相关联的信道系数。

10. 根据权利要求 1 的方法,其中所述要计算的信道系数包含在与当前时隙 (L) 的最后两个导频符号对应的两个左侧已知信道系数和与所述当前时隙随后的时隙 (L+1) 的前两个导频符号对应的两个右侧已知信道系数之间,而且通过以下步骤进行所述信道系数的计算:为了计算中间系数首次应用所述插值算法,由此把所述左侧已知信道系数和所述右侧已知信道系数之间包含的区间分为两个子区间,随后为了计算在每个所述子区间中包含的其余的信道系数,把所述插值算法并行地应用到所述子区间。

11. 根据权利要求 1 的方法,其中所述第一或第二端点中的至少一个已知点是已经通过已知信道系数的线性组合获得的点。

12. 根据以上权利要求中任何一项的方法,其中所述通信网络是 UMTS 类型的无线电移动通信网络。

13. 估算电信网络所用的接收系统中的传输信道的传递函数的设备,包括:

- 存储器 (100), 能够存储与当前时隙 (L) 对应的若干信道系数以及与所述当前时隙 (L) 随后的时隙 (L+1) 对应的至少一个信道系数;

- 插值装置(104、106、108、110)，能够从所述存储器(100)读取与已知信道系数对应的第一个和第二个操作数，并且能够把与所述第一个和第二个操作数之间的算术平均值对应的数值写入所述存储器(100)，所述数值对应于一个新的信道系数；

- 逻辑控制单元(102)，用于从事读写(R/W)所述存储器(100)以及控制所述插值装置(104、106)，以便通过各个插值运算，计算各个信道系数并存储在该存储器(100)中；

其特征在于，所述逻辑控制单元(102)按照权利要求1至12中任何一项介绍的方法，进行一系列插值运算。

14. 无线电基站，其类型为包含用于接收从移动终端发来的信号的瑞克接收机，配备了通过计算多个信道系数来估算传输信道的传递函数的设备，其特征在于，按照权利要求1至12中任何一项介绍的方法，进行传递函数的所述估算。

15. 移动终端，其类型为包含用于接收从无线电基站发来的信号的接收机，带有用于通过计算多个信道系数来估算传输信道的传递函数的设备，其特征在于，按照权利要求1至12中任何一项介绍的方法，进行传递函数的所述估算。

信道估算中所用的插值

技术领域

本发明涉及电信系统，尤其是涉及估算传输信道的传递函数所用的方法和设备。

背景技术

众所周知，由于与其他多址技术相比，W-CDMA（宽带码分多址）技术的频谱利用效率更高，所以它是移动无线电通信系统中最常用的技术之一。在所述技术之内，尤其是在FDD（频分多路）模式中，为了提高系统容量已经采用了若干种不同的解决方案。在所述解决方案中值得一提的是对无线电移动电台或者移动终端收到的信号进行相干跟踪。

由于用户在覆盖区域内移动而没有给出用户位移速度有关的任何细节，存在着衰减和多次反射，所以这种类型的信号跟踪需要对传输信道的传递函数有非常准确的估算结果，后来称为“信道估算结果”。

如同其他的系统功能，所述信道估算功能也可以分配给某些处理器件（例如DSP、微控制器等），在这样一种情况下是利用软件或者通过专用器件（例如FPGA、ASIC等）来实现的，所以实施形式主要是基于硬件的。在确定电信系统的架构之时，设计工程师必须找出不同任务在编程化器件和有线器件之间的最佳分配。

因此，必须按照DSP器件的计算负荷、数据传递专用总线上的数据量以及硬件和软件资源之间的所述最优分配，对可实现的不同架构进行分析。

利用实例来考察复杂系统，比如UMTS基站或者移动终端，显然所述DSP和所述硬件资源之间的通信总线成为所述系统的瓶颈。例如，正如对于无线电基站，随着用户的增加，所述总线的负载变得越

来越大, 此时所涉及的功能需要在 DSP 和硬件资源之间传递相当大量的数据。

信道估算是所述功能之一, 因为它必须对每个个别用户的任何手指 (子信道) 重复进行。

让我们考察最严重的情况, 在单元之内最大数目的用户 $N_u = 128$ 正在通信, 每个用户对每台瑞克 (Rake) 接收机 (在例如 UMTS 基站这是典型的接收机) 具有手指数目 $N_f = 8$ 。每个手指在延续时间为 $T_s = 666 \mu s$ 的一个时隙 (时间区间) 中要传递的数据量, 可以估算为等于位数 $N_b = 400$ 。因此, 在所述总线上将有相当大的数据流, 即:

$$N_b \cdot N_f \cdot N_u / T_s = 400 \cdot 8 \cdot 128 / 666 \cdot 10^{-6} = 615 \text{ Mb/s}$$

迄今为止, 已有多种能够进行所述信道估算的算法面世; 它们之中有例如专利 EP 0 912 019 中所介绍的算法, 其中使用了两种不同的插值方法, 一种是线性类型的, 另一种是通过 Kalman 滤波器; 专利 EP 1 032 168 中介绍的方法, 其中利用 Lagrange 多项式进行插值; 以及专利 US 5,886,911 中介绍的方法, 其中使用了平分方法。

不过, 以上专利中介绍的解决方案具有某些缺点, 不能直接应用于 UMTS 系统, 比如平分方法, 或者极为复杂, 难以由硬件实施。

考虑到事实因素, 在基站的所述总线上已经有相当大的数据流, 所以优选情况下不应当使此类总线进一步过载, 因为这样会在所述信道的所述估算之内需要复杂的插值运算, 比如由所述 Lagrange 多项式方法进行插值所需的运算。

所述设备能够完全通过硬件实施, 所以能够容易地整合到基站所用的瑞克接收机中, 从而与基于所述 DSP 处理器的软件解决方案保持相同的性能。由于不需要与所述 DSP 处理器传递数据, 所以就释放了所述通信总线, 使之能够承担其他任务。

本发明的主旨是估算传输信道的所述传递函数所用的方法和设备, 正如附带的权利要求书中的描述。

发明内容

本发明的方法和设备主旨利用低复杂度的算法估算传输信道的所述传递函数，既适于称为“上行线路”的至基站的传输路径，也适于称为“下行线路”的至移动终端的传输路径。

根据本发明的方法构想了多个信道系数的计算，包括若干导频符号所对应的已知信道系数，通过插值算法的反复迭代，能够计算确定的区间上第一端点和第二端点之间的中间点。所述第一端点由至少两个已知点形成，所述第二端点由至少一个已知点形成。

要计算的所述中间点，其横坐标的计算方法如下：把所述第一端点舍入到最接近的整数，取其定义区间中点的横坐标；其纵坐标的计算方法如下：所述第二端点的所述已知点纵坐标与所述第一端点的所述两个已知点之间选出的一个点的纵坐标，取其算术平均值，选点的准则是与所述中间点的距离等于所述中间点和所述第二端点的所述已知点之间的距离。

附图简要说明

从作为非限制性实例给出的本发明优选实施例的以下说明，以及从附图中，本发明的这个和其它特征将变得显而易见，其中：

图 1 是一幅示意图，描述了在传输路径朝向无线电移动电台的情况下，数据信道 DPDCH 和控制信道 DPCCH 的符号；

图 2 是一幅曲线图，展示了在两个已知信道系数之间通过线性插值获得多个信道系数；

图 3 是一幅流程图，展示了根据本发明实施的第一种插值算法；

图 4 是一幅示意图，展示了在 $N_{\text{PILOT}}=3$ 时，通过图 3 的所述算法计算所述信道系数所用的一系列运算；

图 5 是一幅示意图，展示了在 $N_{\text{PILOT}}=4$ 时，通过图 3 的所述算法计算所述信道系数所用的一系列运算；

图 6 是一幅示意图，展示了在 $N_{\text{PILOT}}=5$ 时，通过图 3 的所述算法计算所述信道系数所用的一系列运算；

图 7 是一幅示意图，展示了在 $N_{\text{PILOT}}=6$ 时，通过图 3 的所述算

法计算所述信道系数所用的一系列运算；

图 8 是一幅示意图，展示了在 $N_{\text{PILOT}}=7$ 时，通过图 3 的所述算法计算所述信道系数所用的一系列运算；

图 9 是一幅示意图，展示了在 $N_{\text{PILOT}}=8$ 时，通过图 3 的所述算法计算所述信道系数所用的一系列运算；

图 10 是一幅状态图，归纳了在图 4 至图 9 中描述的情况下，计算所述信道系数所需的运算；

图 11 是一幅示意图，展示了在 $N_{\text{PILOT}}=6$ 时，通过根据本发明实施的第二种算法计算所述信道系数所用的一系列运算；

图 12 是一幅框图，显示了根据本发明实施的执行插值算法的电路。

具体实施方式

现在将参考所述 UMTS (通用移动通信系统) 系统，详细介绍根据本发明的所述方法和所述设备，涉及所 FDD 模式中的所述上行线路路径。

在所述控制信道 DPCCH (专用物理控制信道) 中，通过使用时间多工的导频符号，可以获得对 UMTS 系统的所述无线电接口的所述相干跟踪。

在图 1 中示意性地描述了在称为“时隙”的时间区间中，所述数据信道 DPDCH (专用物理数据信道) 的所述符号和控制信道 DPCCH 的所述符号之间的所述时间关系。在所述附图展示的情况下，在所述时隙的起点有三个导频符号， $X_Q(0)$ 、 $X_Q(1)$ 和 $X_Q(2)$ ，接着是所述控制所用的其他符号，确切地说是四个符号的 TFCI (传输格式组合指示器)、两个 FBI (反馈信息) 符号和一个 TPC (传送功率控制) 符号。

所述接收机也知晓导频符号 $X_Q(k)$ ， $k=0,1,2,\dots,N_{\text{PILOT}}-1$ (式中 N_{PILOT} 是所述时隙中导频符号的数目)，它们连同所述收到的符号 $Z(k)$ 使用此类信息，以便对每个导频符号 $X_Q(k)$ 上的所述信道效果进行评价。

通过对所述收到的符号 $Z(k)$ 与所对应的导频符号 $X_Q(k)$ 进行复数乘，就获得了所述信道系数，确切地说所述乘积的同相和正交分量对应于所述信道系数 $C(k)=C_I(k)+jC_Q(k)$ 的分量 C_Q 和 C_I 。

所以显而易见，有可能仅仅由信道 DPCCH 上传送的所述导频符号来估算所述信道系数。不过，由于所述导频符号不是连续传送的，而是仅仅与时隙的初始部分重合，所以进行所述信道估算需要计算所述缺失的导频符号对应的信道系数，尽管只是某种形式的插值。

在单一时隙之内导频符号的数目可以从最小值 3 变化到最大值 8；所以必须通过插值来估算的信道系数的数目会在 7 和 2 之间变化，使控制信道 DPCCH 中一个时隙中出现的符号总数为 10。

在图 2 描绘的实例中，通过当前时隙的最后一个系数 $C_I(N_{PILOT-1})$ （对应于横坐标值 A 的数值）和随后时隙的第一个系数（图中指明为 $C_I(10)$ ，对应于横坐标 B 的数值）之间的插值，计算出了以引用号 2 一并指明的七个信道系数（图中仅仅表示了同相分量）。所述导频符号，因此也包括所述信道系数，总是由共同的假设对应于水平时间轴上的整数横坐标值（0、1、2、3...）。

现在及参考图 3 中的流程图，详细介绍根据本发明实施的插值方法和设备。图 3 所示的算法能够通过当前时隙 L 上横坐标 A 的最后一个信道系数和所述当前时隙之后的时隙 L+1 上横坐标 B 的第一个信道系数之间包括的多个点进行插值来计算。由于每个时隙中信道系数的最小数目等于 3，那么刚刚在每个时隙最后一个信道系数之前的横坐标 A-1 的系数就总是已知的，所以能够用于所述插值计算。

在图 3 的算法之内使用了某些变量 X、Y、Z、W，其意义如下：

X：所述插值区间的左侧已知点横坐标，其值最初对应于 A；

Y：所述插值所用的右侧已知点横坐标，其值最初对应于 B；

Z：X 和 Y 之间中间点的横坐标；

W：所述插值实际所用的左端点的横坐标，按情况对应于 X 点或 X-1 点；

$f(k)$ ：对应于一般横坐标 k 的纵坐标。

在图 3 中引用号 32 指出的初始化块中，把变量 X 和 Y 初始化为等于端点 A 和 B。

随后在此图的块 36 中，显然把 X 和 Y 之间所述中间点的横坐标 Z 计算为整数。横坐标 Z 的数值通过函数 FLOOR（在图中符号化地指明）舍入到小于它的整数。在同一块中也（通过应用公式 $W=2*Z-Y$ ）对左端点 W 的横坐标进行了计算，它将或者等于 X，或者等于 X-1，分别取决于 X+Y 的数值是奇数还是偶数。然后在已知的左端点 W 的纵坐标和右端点 Y 的纵坐标之间取算术平均值，就计算出了所述中间点 Z 的纵坐标 f(Z)。

然后，仍然在块 36 中，还要检验刚刚算出的横坐标 Z 上的点是否对应于横坐标点 X+1。如果这样一个条件不满足，就把数值 Z 赋予已知右侧点的横坐标 Y，并再次进行块 36 中包含的运算。实际上块 36 中的算法递归地应用于过去算出之点左侧的半区间，直至达到横坐标点 X+1。

随后就应当考虑参考号 38 作为整体指出的运算，从最后算出的点 X+1 开始，以递增的横坐标进行运算，搜索仍然要计算的第一个点。一旦找到了这样一个点，就进行块 40 中包含的运算，或者在已经达到所述插值区间的右端点 B，所有点都已经算出时，停止所述算法的运算。

不过，如果已经找到了仍然要计算的点，而且其横坐标等于变量 Z 所取的数值，下一步就是把表示左侧第一个已知点的数值 Z-1 赋予变量 X，并且由后续的努力来搜索 Z 右侧的第一个已知点，即赋予变量 Y 的数值。为了进行后一项运算，变量 Y 每次增加一个单位，直至达到对应的已知系数。这些运算在块 40 之内进行。

以 X 和 Y 的这些新数值，再次应用块 36 的递归算法，并且把块 38 之内包含的过程进行串联使用，以便搜索要计算的新点。如果所有点都已经计算过，所述算法停止；否则就确定一个新的 X-Y 区间，在其中再次应用递归算法 36。

图 3 所示的上述算法能够在左侧由（横坐标 A 和 A-1）两个已知

系数，右侧由（横坐标 **B**）一个已知系数定义的区间中，仅仅使用寄存器之间的求和、除以 2 以及比较运算来计算其中包含的任何数目的信道系数。

为了更好地理解以上介绍的通用插值算法，我们现在将考虑它在所述 UMTS 系统中典型的六种具体情况下的应用，从所述导频符号（ N_{PILOT} ）为三个而要计算的所述系数为七个的情况，直到所述导频符号为八个而要计算的所述信道系数仅有两个的情况。

图 4 中示意性地展示了第一种情况（ $N_{\text{PILOT}} = 3$ ）。在横坐标上分别绘制了当前时隙的三个导频符号对应的信道系数，即横坐标位置 0、1（A-1）和 2（A），以及随后时隙的第一个导频符号对应的信道系数，即横坐标位置 10（B）。所以要计算的信道系数是横坐标位置 3 至 9 对应的系数。

以下列步骤进行所述插值运算；步骤的数目直接取决于要计算之信道系数的数目。在图 4 的情况下，以七个步骤进行计算（步骤 1 至步骤 7）。

在步骤 1，通过分别把数值 A（它等于 2）和 B（它等于 10）赋予变量 X 和 Y，应用了图 3 的流程图中块 36 的所述算法：

$$X=A=2$$

$$Y=B=10$$

因此获得了以下结果：

$Z=\text{FLOOR}[(2+10)/2]=6$ ；要计算之所述中间点的横坐标（在图中以字母 C 标注）。

$$W=2 \cdot 6-10=2$$
；左端点的横坐标，在这种情况下对应于 X。

一旦所述左端点的横坐标 W、所述右端点的横坐标 Y 和要计算所述纵坐标之所述中间点的横坐标 Z 已知，下一步运算就是计算对应的系数 $C(6)=C_I(6)+jC_Q(6)$ 的数值，通过算术平均值规则计算所述分量 C_I 和 C_Q （图 4 中的 C 点）：

$$C_I(6)=[C_I(2)+C_I(10)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(6)=[C_Q(2)+C_Q(10)]/2$$

在检验出算出点的横坐标 Z（在这种情况下等于 6）仍然不对应

于所述点 $X+1=3$ 之后，就把数值 $Z=6$ 赋予变量 Y 并确定新的系数（D点，步骤2）：

$$X=2; Y=6$$

$$Z=\text{FLOOR}[(2+6)/2]=4$$

$$W=2 \cdot 4-6=2$$

$$C_I(4)=[C_I(2)+C_I(6)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(4)=[C_Q(2)+C_Q(6)]/2$$

在这种情况下同样没有满足从块 36 输出的条件，因为 $Z=4$ 不同于 $X+1=3$ ；因此下一步是计算新的系数（E点，步骤3）：

$$X=2; Y=Z=4$$

$$Z=\text{FLOOR}[(2+4)/2]=3$$

$$W=2 \cdot 3-4=2$$

$$C_I(3)=[C_I(2)+C_I(4)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(3)=[C_Q(2)+C_Q(4)]/2$$

这时已经核实了条件 $Z=X+1$ ，能够从块 36 进至块 38。

通过应用块 38 之内介绍的所述若干规则，就发现在横坐标 $Z=3$ 之点右侧还要计算的第一个点是横坐标点 5，那么就会理解所述点不对应于所述右端点 $B=10$ 并进至块 40，把数值 5 赋予所述变量 Z 。

在块 40 之内确定左侧的第一个已知点 $X=Z-1=4$ 和右侧的第一个已知点 $Y=6$ ，然后利用 X 和 Y 的这些值回到块 36 以计算新的系数（F点，步骤4）：

$$X=4; Y=6$$

$$Z=\text{FLOOR}[(4+6)/2]=5$$

$$W=2 \cdot 5-6=4$$

$$C_I(5)=[C_I(4)+C_I(6)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(5)=[C_Q(4)+C_Q(6)]/2$$

在这种情况下立即核实了所述条件 $Z=X+1$ ，并再次进至块 38，其中右侧还要计算的第一个点是横坐标点 $Z=7$ 。在块 40 之内，确定左侧的第一个已知点 $X=Z-1=6$ 和右侧的第一个已知点 $Y=10$ ，利用 X 和 Y 的这些值回到块 36，以计算新的系数（G点，步骤5）：

$$X=6; Y=10$$

$$Z=\text{FLOOR}[(6+10)/2]=8$$

$$W=2 \cdot 8-10=6$$

$$C_I(8)=[C_I(6)+C_I(10)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(8)=[C_Q(6)+C_Q(10)]/2$$

不能核实条件 $Z=X+1$; 因此保持在块 36 之内以计算新的系数 (H 点, 步骤 6) :

$$X=6; Y=Z=8$$

$$Z=\text{FLOOR}[(6+8)/2]=7$$

$$W=2 \cdot 7-8=6$$

$$C_I(7)=[C_I(6)+C_I(8)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(7)=[C_Q(6)+C_Q(8)]/2$$

到达了点 $Z=X+1=7$ 之后, 就进至块 38, 其中必须核实是否已经到达所述右端点, 其效果相当于确定要计算的下一个点的横坐标 $Z=9$ 。然后在块 40 之内将确定左侧的第一个已知点 $X=Z-1=8$ 和右侧的第一个已知点 $Y=10$, 利用 X 和 Y 的这些值回到块 36 以计算新的系数 (I 点, 步骤 7) :

$$X=8; Y=10$$

$$Z=\text{FLOOR}[(8+10)/2]=9$$

$$W=2 \cdot 9-10=8$$

$$C_I(9)=[C_I(8)+C_I(10)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(9)=[C_Q(8)+C_Q(10)]/2$$

现在已经核实了条件 $Z=X+1$; 所以进至块 38, 其中变量 X 增加至达到数值 $Z=10$, 因为它对应于右端点 B, 所以导致所述插值算法停止 (图 3 中的步骤“停止”)。

正如以上的方程所示, 计算全部信道系数时仅仅使用了求和以及除以 2, 即在硬件上易于直接进行的运算。

在以上介绍的情况下 ($N_{\text{PILOT}}=3$), 横坐标 A-1 的所述已知系数尚未使用, 因为 A 点和 B 点之间的距离是 2 的幂, 确切地说是 $2^3=8$ 。在 $N_{\text{PILOT}}=7$ 的情况下也有这种条件, 其中此类距离是 $2^2=4$ 。

不过, 在此类距离不是 2 的幂的情况下, 图 3 中描述的所述算法也能够计算全部中间系数, 正如在后续展示的其余情况下。

在图 5 中描述的情况下, 导频符号为四个 ($N_{\text{PILOT}}=4$), 要计算的所述系数为六个, 从 C(4)至 C(9)。图 5 中展示的插值方案使用所述

横坐标点 A-1 作为所述插值的左端点,从以下的详细解释将显而易见。纵然这种近似对所述系统的整体特征有轻微的影响,但是却极大地简化了所述插值系数的计算。

现在让我们看一看图 3 中的算法如何应用于当前的情况 ($N_{\text{PILOT}} = 4$)。

作为第一个步骤,通过分别把 A 的数值(它等于 3)和 B 的数值(它等于 10)赋予变量 X 和 Y,第一次使用了图 3 的流程图中块 36 的算法:

$$X=A (A=3)$$

$$Y=B (B=10)$$

因此:

$Z=\text{FLOOR}[(3+10)/2]=6$; 要计算之所述中间点的横坐标(在图中以字母 C 标注);

$W=2 \cdot 6-10=2$; 左端点的横坐标,在这种情况下它不对应于 X。

一旦所述左端点的横坐标 W、所述右端点的横坐标 Y 和要计算所述纵坐标之所述中间点的横坐标 Z 已知,就开始计算对应的系数 $C(6)=C_I(6)+jC_Q(6)$ 的数值,通过算术平均值规则计算所述分量 C_I 和 C_Q (图 5 中的 C 点):

$$C_I(6)=[C_I(2)+C_I(10)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(6)=[C_Q(2)+C_Q(10)]/2$$

在核实了算出点的横坐标 Z (在这种情况下等于 6) 仍然不对应于所述点 $X+1=4$ 之后,就把数值 $Z=6$ 赋予变量 Y,并计算新的系数(D 点,步骤 2):

$$X=3; Y=6$$

$$Z=\text{FLOOR}[(3+6)/2]=4$$

$$W=2 \cdot 4-6=2$$

$$C_I(4)=[C_I(2)+C_I(6)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(4)=[C_Q(2)+C_Q(6)]/2$$

在这种情况下核实了块 36 的输出条件,因为 $Z=4$ 等于 $X+1=4$; 因此进至块 38。

通过应用块 38 之内介绍的所述若干规则,就发现了在横坐标 $Z=4$

之点右侧还要计算的第一个点是横坐标点 5，核实了该点不对应于所述右端点 $B=10$ ，并进至块 40 把数值 5 赋予变量 Z 。

在块 40 之内将确定左侧的第一个已知点 $X=Z-1=4$ 和右侧的第一个已知点 $Y=6$ ，利用 X 和 Y 的这些值回到块 36 以计算新的系数（E 点，步骤 3）：

$$X=4; Y=6$$

$$Z=\text{FLOOR}[(4+6)/2]=5$$

$$W=2 \cdot 5-6=4$$

$$C_I(5)=[C_I(4)+C_I(6)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(5)=[C_Q(4)+C_Q(6)]/2$$

这时必然核实了所述条件 $Z=X+1$ ，所以能够从块 36 进至块 38。

通过应用块 38 之内介绍的所述若干规则，就发现了在横坐标 $Z=5$ 之点右侧还要计算的第一个点是横坐标点 7，核实了该点不对应于所述右端点 $B=10$ ，并进至块 40 把数值 7 赋予变量 Z 。

在块 40 之内确定左侧的第一个已知点 $X=Z-1=6$ 和右侧的第一个已知点 $Y=10$ ，利用 X 和 Y 的这些值回到块 36 以计算新的系数（F 点，步骤 4）：

$$X=6; Y=10$$

$$Z=\text{FLOOR}[(6+10)/2]=8$$

$$W=2 \cdot 8-10=6$$

$$C_I(8)=[C_I(6)+C_I(10)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(8)=[C_Q(6)+C_Q(10)]/2$$

不能核实条件 $Z=X+1$ ；所以保持在块 36 之内以计算新的系数（G 点，步骤 5）：

$$X=6; Y=Z=8$$

$$Z=\text{FLOOR}[(6+8)/2]=7$$

$$W=2 \cdot 7-8=6$$

$$C_I(7)=[C_I(6)+C_I(8)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(7)=[C_Q(6)+C_Q(8)]/2$$

在这种情况下立即核实了条件 $Z=X+1$ ，并返回到块 38，发现右侧还要计算的第一个点是横坐标点 $Z=9$ 。在块 40 之内确定左侧的第一个已知点 $X=Z-1=8$ 和右侧的第一个已知点 $Y=10$ ，利用 X 和 Y 的这些

值回到块 36，以计算新的系数（H点，步骤 6）：

$$X=8; Y=10$$

$$Z=\text{FLOOR}[(8+10)/2]=9$$

$$W=2 \cdot 9-10=8$$

$$C_I(9)=[C_I(8)+C_I(10)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(9)=[C_Q(8)+C_Q(10)]/2$$

现在核实了条件 $Z=X+1$ ；所以进至块 38，其中变量 Z 增加至达到数值 $Z=10$ ，因为它对应于右端点 Y，所以导致所述插值算法停止（图 3 中的步骤“停止”）。

图 6 展示的情况为每个时隙包含五个导频符号（ $N_{\text{PILOT}}=5$ ），要计算的所述信道系数为五个。进行这次运算时，既使用了最后一个导频符号对应的系数 $C(4)$ ，又使用了倒数第二个导频符号对应的系数 $C(3)$ 。在这种情况下所述近似也对所述系统的整体特征有轻微的影响，但是另一方面却极大地简化了所述插值系数的计算。

现在就简要介绍计算所述五个系数所需的五个步骤，给出所述变量所取的数值，因为对图 3 中算法的应用方法相当于对前面情况下所介绍的方法。

作为第一个步骤，计算系数 $C(7)$ （C点，步骤 1）：

$$X=4; Y=10$$

$$Z=\text{FLOOR}[(4+10)/2]=7$$

$$W=2 \cdot 7-10=4$$

$$C_I(7)=[C_I(4)+C_I(10)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(7)=[C_Q(4)+C_Q(10)]/2$$

在步骤 2 中，计算系数 $C(5)$ （D点，步骤 2）：

$$X=4; Y=7$$

$$Z=\text{FLOOR}[(4+7)/2]=5$$

$$W=2 \cdot 5-7=3$$

$$C_I(5)=[C_I(3)+C_I(7)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(5)=[C_Q(3)+C_Q(7)]/2$$

在步骤 3 中，计算系数 $C(6)$ （E点，步骤 3）：

$$X=5; Y=7$$

$$Z=\text{FLOOR}[(5+7)/2]=6$$

$$W=2 \cdot 6-7=5$$

$$C_I(6)=[C_I(5)+C_I(7)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(6)=[C_Q(5)+C_Q(7)]/2$$

在步骤 4 中，计算系数 $C(8)$ (F 点，步骤 4)：

$$X=7; Y=10$$

$$Z=\text{FLOOR}[(7+10)/2]=8$$

$$W=2 \cdot 8-10=6$$

$$C_I(8)=[C_I(6)+C_I(10)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(8)=[C_Q(6)+C_Q(10)]/2$$

在步骤 5 中，计算系数 $C(9)$ (G 点，步骤 4)：

$$X=8; Y=10$$

$$Z=\text{FLOOR}[(8+10)/2]=9$$

$$W=2 \cdot 9-10=8$$

$$C_I(9)=[C_I(8)+C_I(10)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(9)=[C_Q(8)+C_Q(10)]/2$$

在这种情况下，同样仅仅进行求和以及除以 2 就已经获得了所述五个系数 $C(5) \dots C(9)$ 。

在图 7 中展示的却是每个时隙包含六个导频符号 ($N_{\text{PILOT}} = 6$)，要计算的所述信道系数为四个。在这种情况下，同样既使用了最后一个导频符号对应的系数 $C(5)$ ，又使用了倒数第二个导频符号对应的系数 $C(4)$ 。

图 7 的插值方案基于四个连续的步骤，归纳如下：

作为第一个步骤，计算系数 $C(7)$ (C 点，步骤 1)：

$$X=5; Y=10$$

$$Z=\text{FLOOR}[(5+10)/2]=7$$

$$W=2 \cdot 7-10=4$$

$$C_I(7)=[C_I(4)+C_I(10)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(7)=[C_Q(4)+C_Q(10)]/2$$

在步骤 2 中，计算系数 $C(6)$ (D 点，步骤 2)：

$$X=5; Y=7$$

$$Z=\text{FLOOR}[(5+7)/2]=6$$

$$W=2 \cdot 6-7=5$$

$$C_I(6)=[C_I(5)+C_I(7)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(6)=[C_Q(5)+C_Q(7)]/2$$

在步骤 3 中，计算系数 $C(8)$ (E 点，步骤 3)：

$$X=7; Y=10$$

$$Z=\text{FLOOR}[(7+10)/2]=8$$

$$W=2 \cdot 8-10=6$$

$$C_I(8)=[C_I(6)+C_I(10)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(8)=[C_Q(6)+C_Q(10)]/2$$

在步骤 4 中，计算系数 $C(8)$ (F 点，步骤 4)：

$$X=8; Y=10$$

$$Z=\text{FLOOR}[(8+10)/2]=9$$

$$W=2 \cdot 9-10=8$$

$$C_I(9)=[C_I(8)+C_I(10)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(9)=[C_Q(8)+C_Q(10)]/2$$

还是在这种情况下，同样仅仅通过求和以及除以 2 就进行了所述运算。

在图 8 中展示的情况是所述时隙包含七个导频符号($N_{\text{PILOT}} = 7$)，要计算的所述信道系数为三个。以三个步骤来进行所述运算，使用了最后一个导频符号对应的系数 $C(6)$ 。

作为第一个步骤，计算系数 $C(8)$ (C 点，步骤 1)：

$$X=6; Y=10$$

$$Z=\text{FLOOR}[(6+10)/2]=8$$

$$W=2 \cdot 8-10=6$$

$$C_I(8)=[C_I(6)+C_I(10)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(8)=[C_Q(6)+C_Q(10)]/2$$

在步骤 2 中，计算系数 $C(7)$ (D 点，步骤 2)：

$$X=6; Y=8$$

$$Z=\text{FLOOR}[(6+8)/2]=7$$

$$W=2 \cdot 7-8=6$$

$$C_I(7)=[C_I(6)+C_I(8)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(7)=[C_Q(6)+C_Q(8)]/2$$

在步骤 3 中，计算系数 $C(9)$ (E 点，步骤 3)：

$$X=8; Y=10$$

$$Z=\text{FLOOR}[(8+10)/2]=9$$

$$W=2 \cdot 9-10=8$$

$$C_I(9)=[C_I(8)+C_I(10)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(9)=[C_Q(8)+C_Q(10)]/2$$

在图 9 中展示的却是最后一种情况，其中每个时隙包含八个导频符号 ($N_{\text{PILOT}} = 8$)，要计算的所述信道系数为两个。以两个步骤来进行所述运算，使用了系数 $C(6)$ ，在这种情况下它对应于倒数第二个导频符号。

作为第一个步骤，计算系数 $C(8)$ (C 点，步骤 1)：

$$X=6; Y=10$$

$$Z=\text{FLOOR}[(6+10)/2]=8$$

$$W=2 \cdot 8-10=6$$

$$C_I(8)=[C_I(6)+C_I(10)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(8)=[C_Q(6)+C_Q(10)]/2$$

在步骤 2 中，计算系数 $C(9)$ (D 点，步骤 2)：

$$X=8; Y=10$$

$$Z=\text{FLOOR}[(8+10)/2]=9$$

$$W=2 \cdot 9-10=8$$

$$C_I(9)=[C_I(8)+C_I(10)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(9)=[C_Q(8)+C_Q(10)]/2$$

在这种情况下，使用倒数第二个导频符号对应的信道系数也对所述整体系统特征有轻微的影响，但是却极大地简化了所述插值系数的计算。

前面参考图 4 至图 9 介绍和展示的六种情况可以图示为图 10 所示的状态图。图 10 中的状态图，其运算序列本质上取决于所述 N_{PILOT} 参数的数值，显示出如何能够利用简单状态机器、硬件或软件设备来实施，它是本发明之方法的实施例。在所述状态图中，仅仅显示了所述信道分量中的相位分量 $C_I(k)$ ，因为事实上对应的正交分量所用的计算公式是相当的。

在图 11 中显示的却是根据本发明实施的第二种插值方法应用的一个实例，针对 $N_{\text{PILOT}} = 6$ 的情况。在图 11 的实例中，对于计算横坐标位置 6 至 9 对应的多个信道系数，使用了当前时隙 L 中横坐标 A 处最后一个导频符号对应的已知信道系数，以及当前时隙随后的时隙 $L+1$ 中横坐标 B 和 $B+1$ 处前两个导频符号对应的信道系数。

为了实施这第二种插值方法，需要存储一个对于前面介绍的情况是另外的导频符号，即横坐标 $11(B+1)$ 处的导频符号，它对应于随后的时隙上第二个导频符号。

为了讲解图 11 的应用实例中展示的步骤序列，以及如何把相同的方法也能够应用于从 $N_{PILOT} = 3$ 至 $N_{PILOT} = 8$ 的剩余情况，现在将详细分析根据本发明实施的第二种插值方法。

这第二种方法能够利用插值来计算当前时隙 L 中横坐标 A 处最后一个信道系数和随后的时隙 $L+1$ 中横坐标 B 和 $B+1$ 处前两个信道系数之间包含的多个点。

例如，在这种算法之内将使用某些变量，它们与前面参考图 3 中算法所用的变量具有相同的意义：

X: 所述插值所用的左侧已知点横坐标，其值最初对应于 A ；

Y: 所述插值区间的右侧已知点横坐标，其值最初对应于 B ；

Z: X 和 Y 之间中间点的横坐标；

W: 所述插值实际所用的右端点的横坐标，随时间不同或者对应于 Y 点，或者对应于 $Y-1$ 点；

F(k): 对应于一般横坐标 k 的纵坐标。

在图 3 中引用号 32 指出的初始化块中，把变量 X 和 Y 初始设定为等于端点 A 和 B 。

随后计算 X 和 Y 之间所述中间点的横坐标 Z ，显然表示为整数。横坐标 Z 的数值通过函数 $CEIL[(X+Y)/2]$ 舍入到大于它的整数。然后通过应用公式 $W=2*Z-X$ ，对右端点 D 的横坐标进行计算，它等于 Y 或 $Y+1$ ，分别取决于 $X+Y$ 的数值是奇数还是偶数。然后在已知的右端点 W 的纵坐标和左端点 X 的纵坐标之间取算术平均值，对所述中间点 Z 的纵坐标 $f(Z)$ 进行计算。

然后，检验刚刚算出的横坐标 Z 上的点是否对应于横坐标点 $Y-1$ 。如果满足了这种条件，就把数值 Z 赋予已知左侧点的变量 X ，并再次进行前段的运算。实际上以上的运算递归地应用于过去算出之点右侧的每个半区间，直至达到横坐标点 $Y-1$ 。

随后应用的过程是从最后算出的点 Y-1 开始，以递减的横坐标搜索仍然要计算的第一个点。如果达到了所述区间的左端点 A，就停止所述算法，因为所有点都已经算出。

不过，如果已经找到了仍然要计算的点，而且其横坐标等于变量 Z 所取的数值，然后把表示右侧第一个已知点的数值 Z+1 赋予变量 Y，并且由后续的努力来搜索 Z 左侧的第一个已知点，赋予变量 X 的数值。为了进行后一项运算，变量 X 每次减少一个单位，直至达到对应的已知系数。

以 X 和 Y 的所述新数值，为了计算横坐标 Z 的中间点，再次使用所述递归算法，并且串联使用，以便搜索仍然要计算的新点。如果所有点都已经计算过，所述算法停止；否则就确定一个新的 X-Y 区间，在其中应用以上的递归算法。

现在让我们分析前面介绍的算法如何应用于图 11 的插值方案。

作为第一个步骤，计算系数 C(8) (C 点，步骤 1)：

$$X=A=5; Y=B=10$$

$$Z=CEIL[(5+10)/2]=8$$

$$W=2 \cdot 8-5=11$$

$$C_I(8)=[C_I(5)+C_I(11)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(8)=[C_Q(5)+C_Q(11)]/2$$

在步骤 2 中，计算系数 C(9) (D 点，步骤 2)：

$$X=8; Y=10$$

$$Z=CEIL[(8+10)/2]=9$$

$$W=2 \cdot 9-8=10$$

$$C_I(9)=[C_I(8)+C_I(10)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(9)=[C_Q(8)+C_Q(10)]/2$$

在步骤 3 中，计算系数 C(7) (E 点，步骤 3)：

$$X=5; Y=8$$

$$Z=CEIL[(5+8)/2]=7$$

$$W=2 \cdot 7-5=9$$

$$C_I(7)=[C_I(5)+C_I(9)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(7)=[C_Q(5)+C_Q(9)]/2$$

在步骤 4 中，计算系数 C(6) (F 点，步骤 4)：

$$X=5; Y=7$$

$$Z=\text{FLOOR}[(5+7)/2]=6$$

$$W=2 \cdot 6-5=7$$

$$C_I(6)=[C_I(5)+C_I(7)]/2 \quad \text{以及} \quad C_Q(6)=[C_Q(5)+C_Q(7)]/2$$

在第二种插值方法中介绍的算法可视为前面参考图3所介绍之算法的“镜像”版本。事实上，这种方法也能够仅仅通过寄存器之间的求和、除以2以及比较运算，来计算一个区间中包含的任何数目的信道系数，所述区间的左侧由（横坐标A的）已知系数定义，右侧由（横坐标B和B+1的）两个已知系数定义。

以上介绍的两种插值方法能够组合使用，以实施第三种方法，它可能执行速度更快。

如果在左侧有横坐标A-1和A两个信道系数作为所述插值的已知端点可用，而且在右侧也有横坐标B+1和B两个已知信道系数，就有可能分别在原始区间的左侧子区间和右侧子区间中，都“并行地”应用以上介绍的插值方法。事实上作为第一个步骤，只要计算所述区间的两个端点A和B之间的平均点C就足够了，需要时再把此点C的横坐标舍入到小于它的整数或者大于它的整数（无关紧要），以便定义所述横坐标点A-1、A和C之间包含的左侧子区间，以及所述横坐标点C和B、B+1之间包含的右侧子区间。这时就有可能通过更好地利用所涉及的硬件资源，并行地在所述左侧子区间应用所述第一种插值方法，在所述右侧子区间应用所述第二种插值方法，因此对所述区间中包含的全部所述系数进行并行的计算。

同样有可能预见根据本发明实施之所述方法的另一种变形；例如在所述已知信道系数刚刚在当前时隙的最后一个已知系数之前或者紧随在所述随后的时隙的第一个已知系数之后时，就有可能为了所述插值而从所述插值区间或者同一插值区间的线性组合应用更多其他的已知系数。

作为使用已知系数的线性组合的实例，对三个导频（ $N_{\text{PILOT}}=3$ ）的情况进行分析。首先对左侧组中三个已知导频进行线性组合。

$$CL_I = C_I(2)/2 + [C_I(0) + C_I(1)]/4$$

$$CL_Q = C_Q(2)/2 + [C_Q(0) + C_Q(1)]/4$$

把结果赋予系数 C(2):

$$C_I(2) = CL_I$$

$$C_Q(2) = CL_Q$$

同样把系数 C(1) 计算为相同导频的线性组合:

$$CL_I = C_I(1)/2 + [C_I(0) + C_I(2)]/4$$

$$CL_Q = C_Q(1)/2 + [C_Q(0) + C_Q(2)]/4$$

把结果赋予系数 C(1)。

$$C_I(1) = CL_I$$

$$C_Q(1) = CL_Q$$

根据所述随后时隙的所述导频, 可以计算类似的线性组合。

$$CL_I = C_I(10)/2 + [C_I(11) + C_I(12)]/4$$

$$CL_Q = C_Q(10)/2 + [C_Q(11) + C_Q(12)]/4$$

把结果赋予系数 C(10)

$$C_I(10) = CL_I$$

$$C_Q(10) = CL_Q$$

类似于已经展示的所述插值方法, 为了以求和以及移位的形式进行实施而选择线性组合。

所以, 在对于三个导频已经展示的以及图 4 所示的方案之后, 能够应用计算缺失的系数所用的所述插值算法。所述方法的这种变形可以应用于所述导频受到噪声影响的极为常见的情况: 表示所述已知信道系数加权平均值的线性组合虽然也受到噪声的影响, 但是为所述插值提供了所述已知点更可靠的估算结果。

图 12 中的框图显示了在传输路径朝向无线电基站以及所述信道 DPDCH 之扩散因子等于 256 的情况下, 根据本发明进行所述信道估算所用之设备可能的硬件实施方案。

图 12 中的所述设备——称为 CEU (信道估算单元)——能够通过实施前面介绍的所述插值方法之一, 把所述信道估算扩展到所述导

频符号之后的信道系数。

在利用信道 CPCCH 的代码进行所述“解码”、“解扩散”操作和整合之后，所述 CEU 单元在其输入端接收收到的所述信道符号。所述收到的提供给所述 CEU 单元的导频符号记为 $Z_i(k)$ ，下标“i”指明了所述信号分量（对于所述相位分量 $i=I$ ，对于所述正交分量 $i=Q$ ）。

所述 CEU 单元进行的第一项运算是把所述收到的导频符号乘以所述参考导频符号 $X_Q(k)$ 。事实上，所述接收机已知所述参考导频符号。随后需要反转所述相位分量的符号。通过乘以因子 M_1 使所述相位分量的符号反转生效，对于所述相位分量设定 $M_1=-1$ ，对于所述正交分量设定 $M_1=+1$ ，如图 12 中的框图所示。

一旦进行了上述运算，就除去了所述导频符号的序列效应，获得的所述复数值仅仅表示由所述信道引入的所述相位移。这些数值通过图 10 中记为 Input_port_2 的输入端存储在存储器 100 中。

如果所述当前时隙的所述全部导频符号和所述随后时隙的一个或两个初始导频符号——取决于所应用的方法——已经收到并存储在存储器 100 中，就在所述 CLU（CLU=控制逻辑单元）单元 102 的控制下开始所述插值过程。

所述逻辑控制单元 102 是有限状态机（FSM），它进行预定序列的操作，作为输入参数 N_{PILOT} （对应于所述当前时隙中存在的导频符号的数目）的函数。例如，在前面参考图 3 介绍之所述插值方法的情况下，所述逻辑控制单元 102 进行图 10 的状态图所示的序列操作。

由所述逻辑控制单元 102 实现的基本操作分为以下三个步骤：

- 从存储器 100 读取第一个操作数并把它加载到第一个寄存器 104 中；
- 从存储器 100 读取第二个操作数并把它加载到第二个寄存器 106 中；
- 通过存储器 100 的 Input_port_1，把所述两个操作数的算术平均值写入存储器 100。

计算所述两个操作数的算术平均值需要相加和除以 2；求和在加法器 108 中实现，除以 2 在块 110 中实现，它进行右移，实际上来自加法器 108 之数据结果的最低位（LSB）。

要进行的全部计算仅仅需要求和以及右移，即易于在硬件上实施的操作。

如果已经计算了全部信道系数 $C_i(k)$ ， k 的范围从 0 至 9，那么随后就把它们从所述存储器读出并供应给 CCU 单元（信道补偿单元），所述单元未在图 10 中显示，因为本领域的技术人员熟知其功能。

需要图 12 所示的相乘因子 M_2 ，以便转换所述正交分量的符号并把所述信道估算结果的复共轭提供给所述信道补偿单元（CCU）。对于所述相位分量 M_2 等于 +1，对于所述正交分量 M_2 等于 -1。

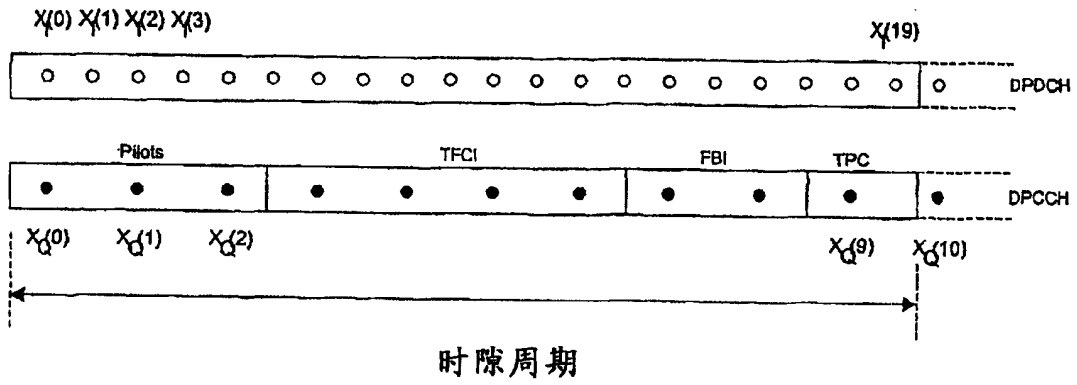


图1

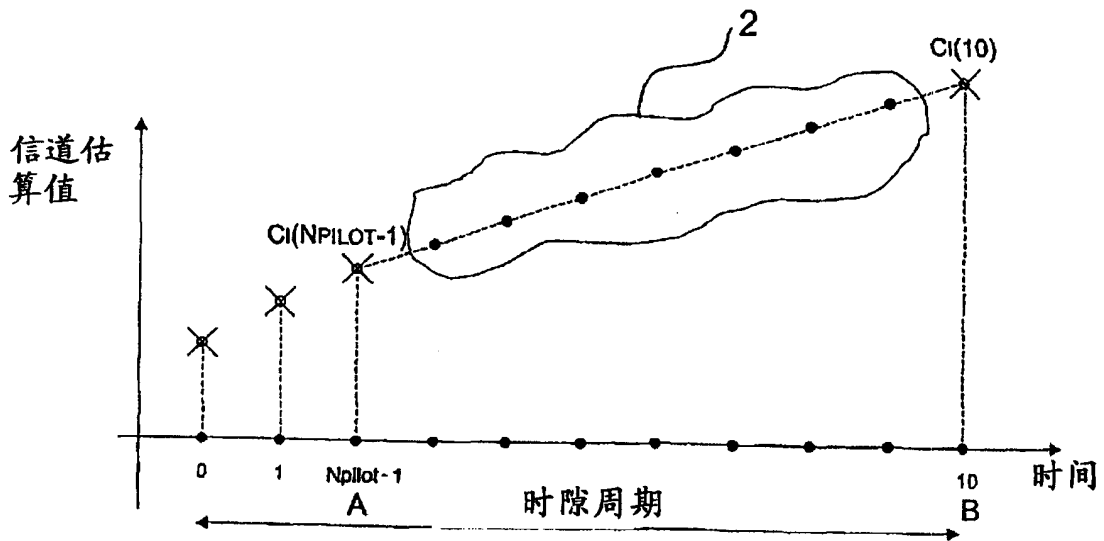


图2

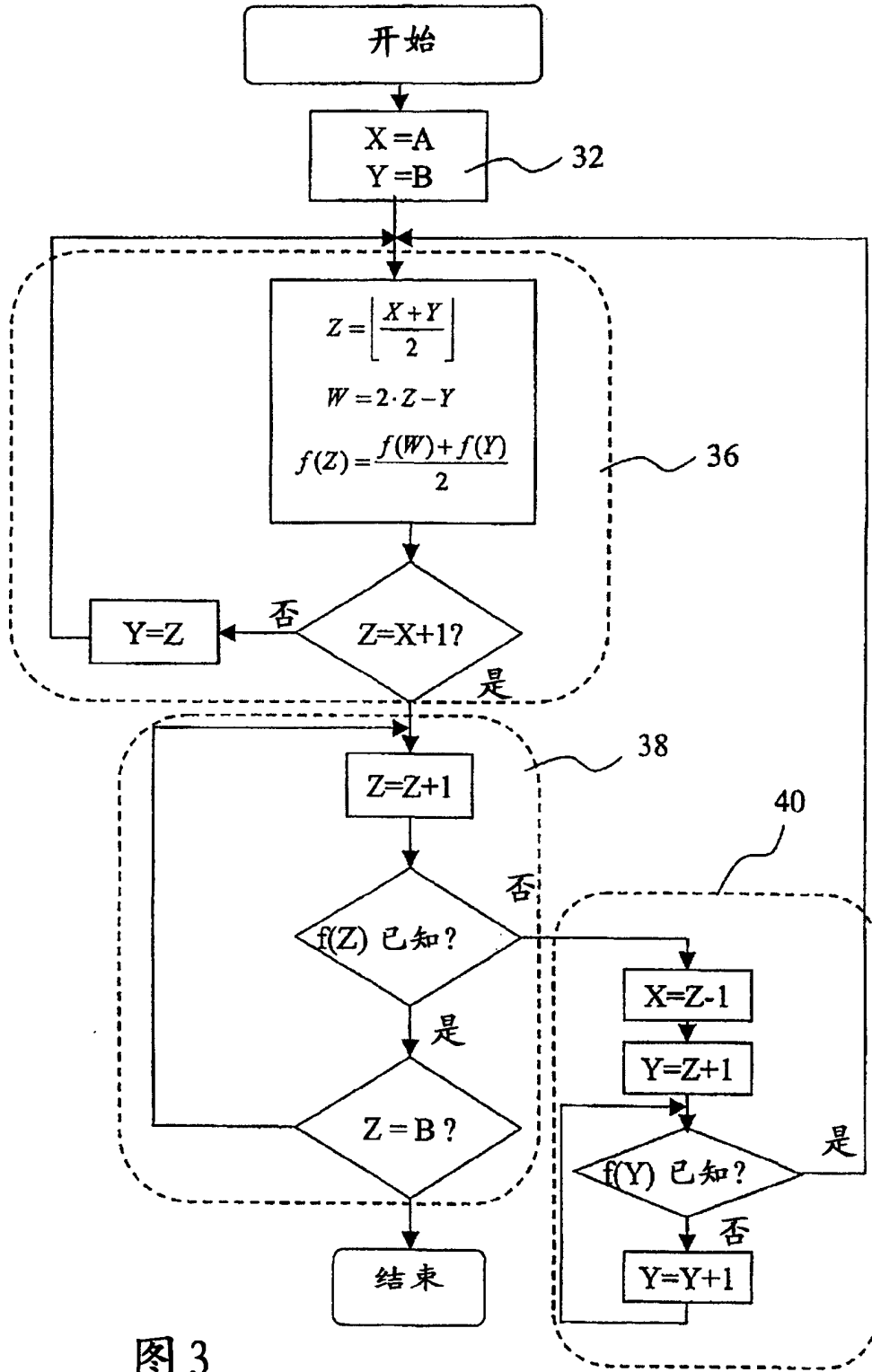
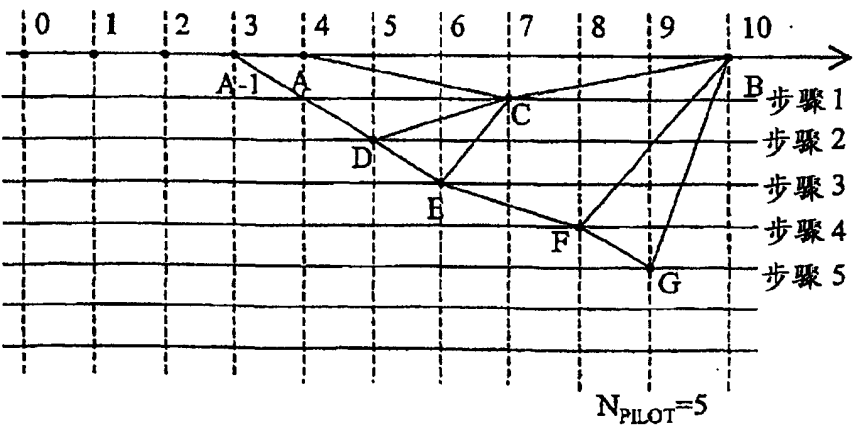
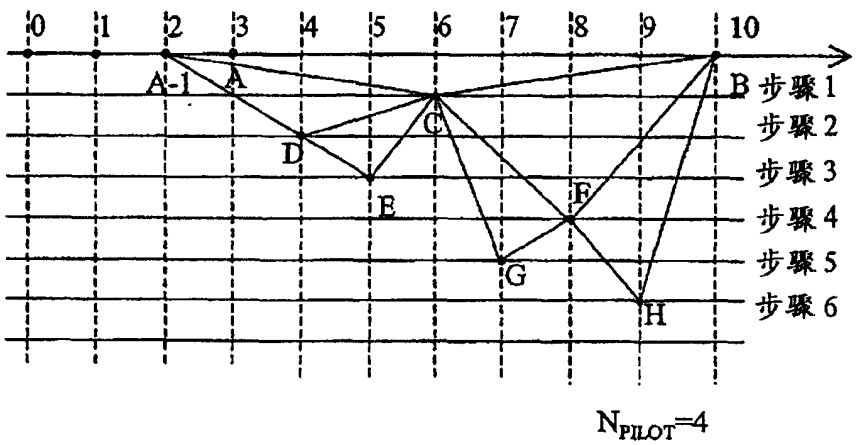
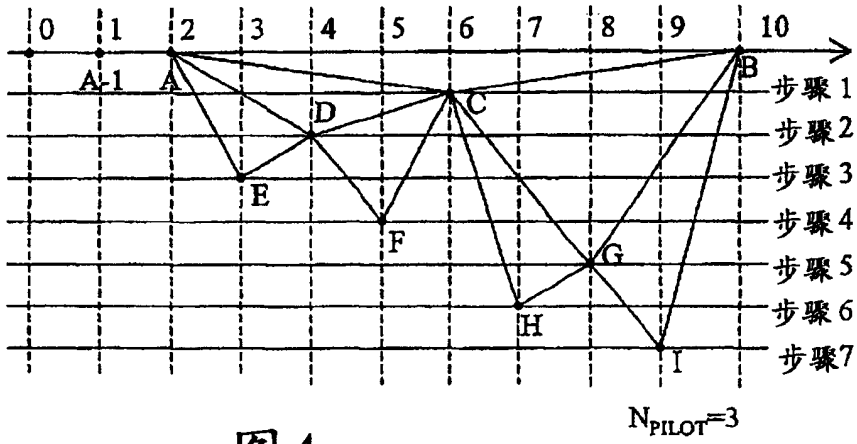


图 3



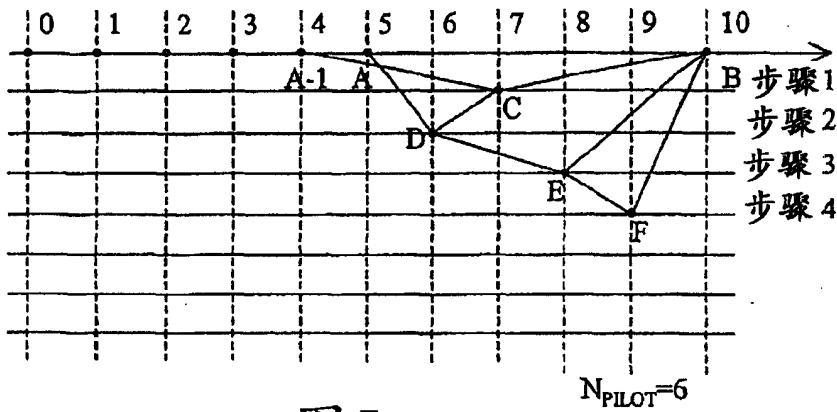


图 7

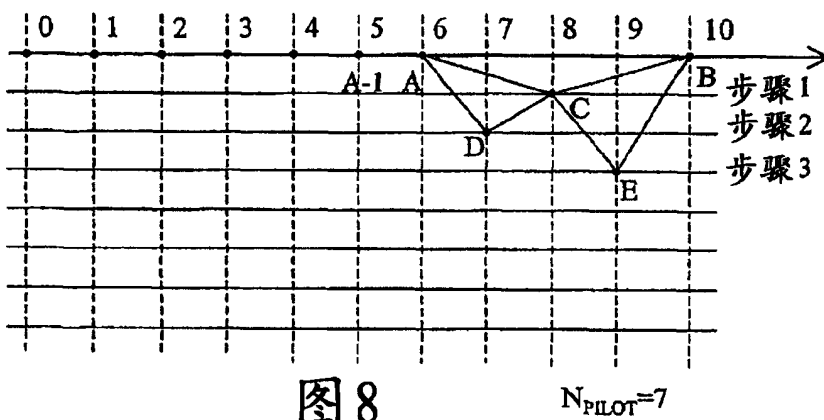


图 8

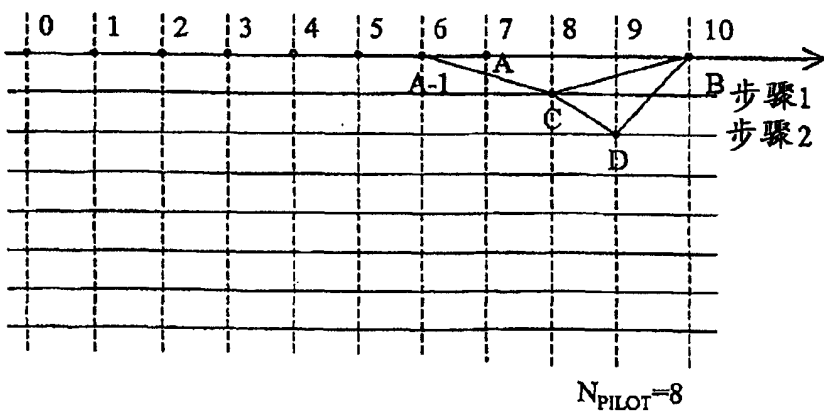


图 9

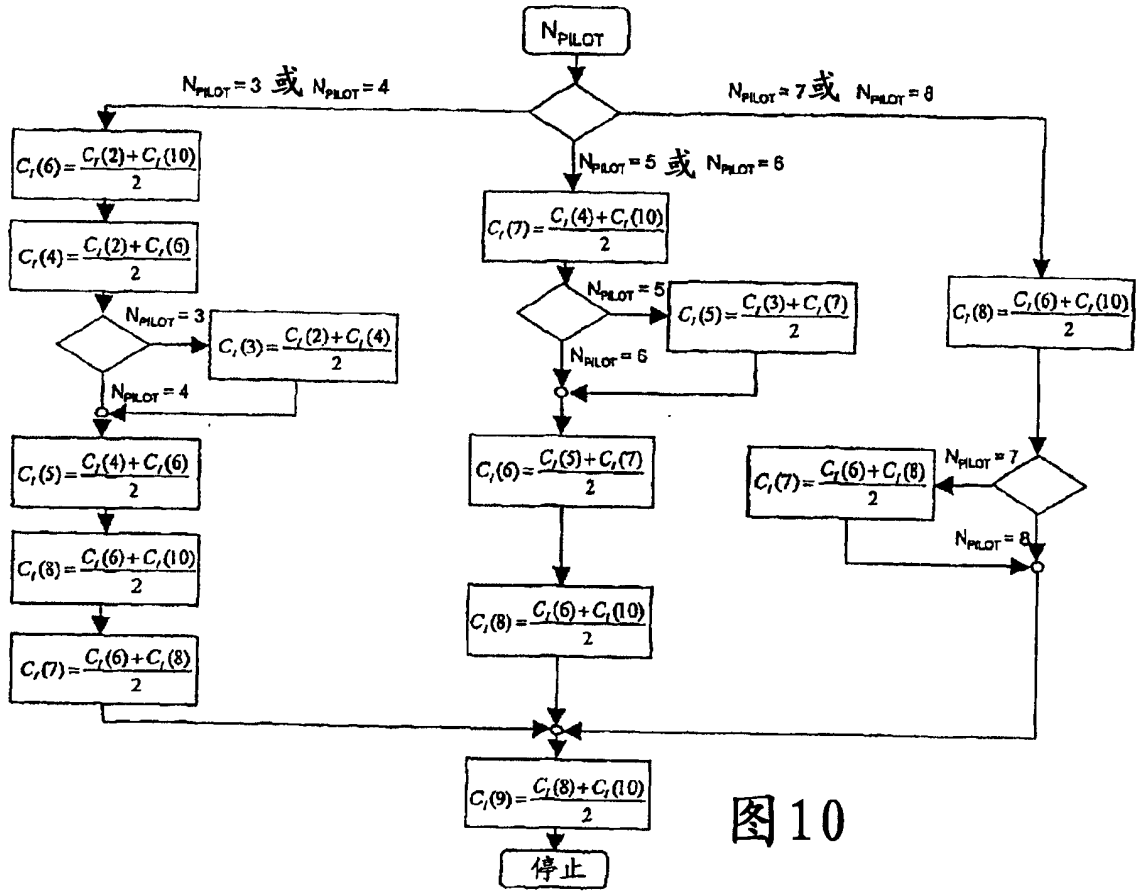


图 10

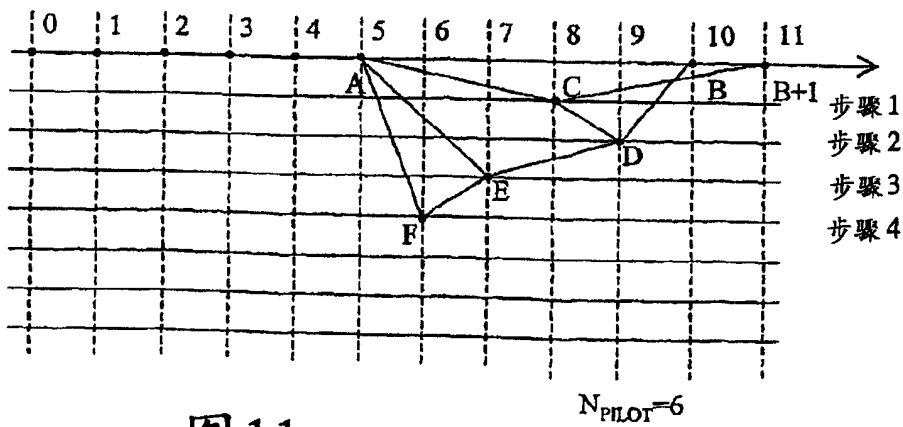


图 11

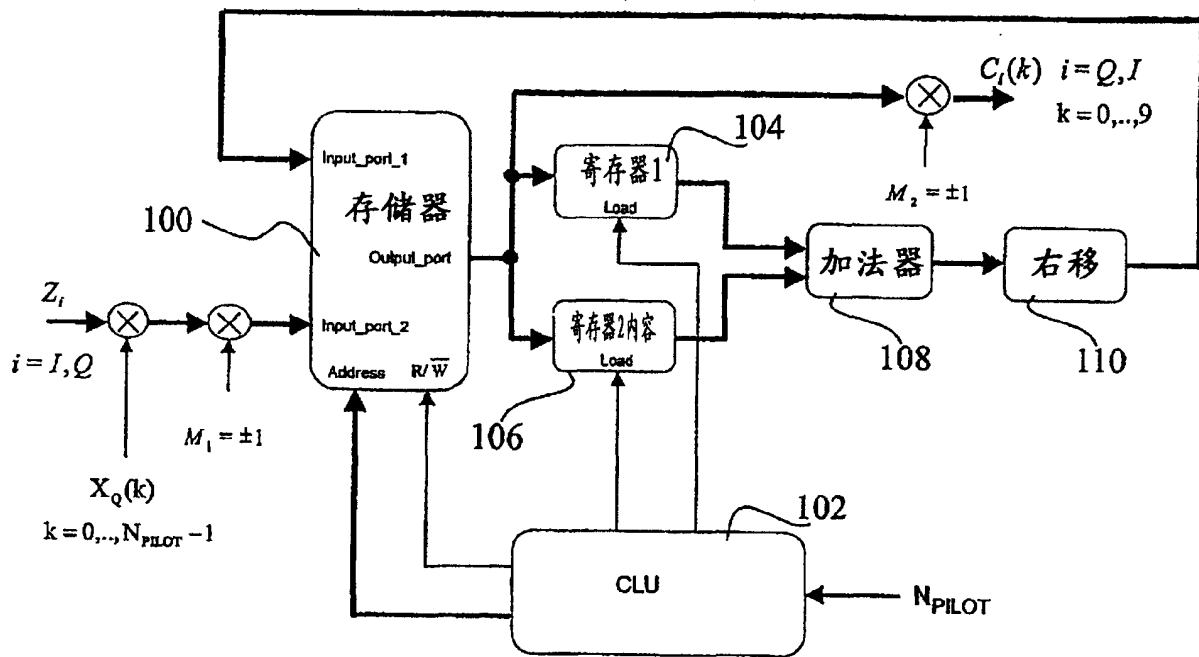


图 12