

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 96193645.2

[45] 授权公告日 2001 年 11 月 21 日

[11] 授权公告号 CN 1075283C

[22] 申请日 1996. 3. 1
 [21] 申请号 96193645. 2
 [30] 优先权
 [32] 1995. 3. 9 [33] US [31] 08/401, 127
 [86] 国际申请 PCT/US96/02983 1996. 3. 1
 [87] 国际公布 WO96/28885 英 1996. 9. 19
 [85] 进入国家阶段日期 1997. 10. 31
 [73] 专利权人 艾利森公司
 地址 美国北卡罗莱纳州
 [72] 发明人 B·林奎斯特 P·W·登特
 [56] 参考文献
 EP 0305604 1989. 3. 8 H03D7/16
 US 5303412 1994. 4. 12 H03D7/16
 审查员 段成云

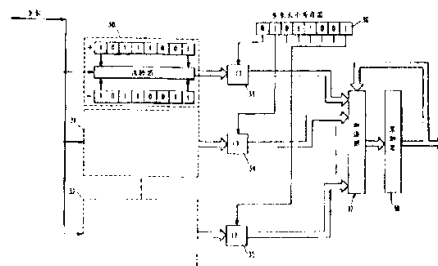
[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
 代理人 李亚非 王岳

权利要求书 2 页 说明书 11 页 附图页数 4 页

[54] 发明名称 零中频接收机中的斜率漂移和偏移补偿

[57] 摘要

处理调制了信息符号的信号以解决加性偏移和倾斜的方法。首先,初步的估计 偏移和倾斜,然后对有一或多个信息符号的序列的所有可能值作假设。对每个假设作进一步的改善估计,并用于计算期望的信号以及调制信号抽样与期望值 间的失配值。这些假设然后顺序延伸一个符号,斜率和偏移被更新,累计失配 值成为每个延伸后的假设的路径量度值,用维特比顺序最大似然序列估计在假 设间进行判决,产生基本没有受加性斜率和偏移损伤的最可能假设。



ISSN 1008-4274

权 利 要 求 书

1. 一种用于把信号直接变频为基带信号来处理的改进型无线接收装置包括:

5 直接变频装置 (10), 于把无线输入信号变频为具有一个实波形和一个虚波形的复基带信号; 以及

斜率和偏移补偿装置 (19-38), 于估计所述的实和虚波形中的偏移和系统性漂移, 并且对所说的漂移和偏移补偿, 以使对调制在所述的无线输入信号上的信息的解码基本上不受损伤, 所述的倾斜和偏移补偿装置包括:

10 积分电容器 (19, 20), 它藉来自充电泵的充电或放电电流脉冲而被驱动, 随输入的和虚波形的变化而变化;

比较器 (21, 22) 装置, 用于将实和虚波形与所述的积分电容器上的电压相比较, 以产生正/负指示; 以及

15 处理装置 (25, 30-32), 用于为所述的实和虚波形判定校正值, 其中所述的校正值用于选择加到所述的充电泵上的电流幅度大小, 所述的电流幅度大小存储在寄存器对 (30-32) 中, 并且所说的每个寄存器对的所说的电流大小对于正、负步长是独立的, 并且其中选择器门 (33-35) 是根据步长寄存器 (36) 被激活的, 所述选择器门 (33-35) 选择性地将所述电流幅度从所述寄存器对发送到一个加法器
20 (37), 加法器将所述发送的电流幅度相加并将所述和发送给累加器 (38)。

2. 按照权利要求 1 的接收机, 其特征在于, 进一步包括装置, 用于进一步处理所说的校正的复数, 以对信息解调及解码。

25 3. 按照权利要求 2 的接收机, 其特征在于, 所述的信息是数字信息。

4. 按照权利要求 3 的接收机, 其特征在于, 所述的数字信息表示数字化的语音信号。

5. 按照权利要求 2 的接收机, 其特征在于, 所述的进一步处理是对模拟调制语音信号进行解调。

30 6. 按照权利要求 5 的接收机, 其特征在于, 所述的模拟语音调制是频率调制。

7. 按照权利要求 3 的接收机, 其特征在于, 所述的数字信息是被

曼彻斯特码频率调制在所述的无线输入信号上的。

8. 按照权利要求 3 的接收机, 其特征在于, 所述的数字信息是藉使用高斯最小位移键控被调制在所述的无线输入信号上的。

5 9. 按照权利要求 3 的接收机, 其特征在于, 所述的数字信息是藉使用 DQPSK 或 $\pi/4$ -DQPSK 被调制在所述的无线输入信号上的。

10. 一种用于对调制了信息符号的信号进行处理以解决所述的信号中的加性偏移和斜率的方法, 包括:

对所述的调制的信息符号中的偏移和斜率误差作出初步的估计;

10 对预先规定的时间段内的一个或多个信息符号的序列的可能值作假设;

对每个所述的假设, 用与所述的假设相关的一个数据符号序列作偏移和斜率的改善的估计, 并对应于每个所述的假设, 把偏流和斜率的改善估计值进行存储;

15 对每个假设, 藉使用所述的偏移和斜率估计的改善值来计算期望的信号值, 并且计算所述的调制信号的抽样与所述的期望值间的失配值;

顺序地加一个符号到所述的假设, 更新所述的斜率和偏流估计, 累计上述失配值, 以为每个延伸的假设生成路径量度值; 以及

20 基于所述的路径量度值, 藉使用维特比顺序最大似然序列估计过程, 在这些所述的假设间作选择, 以产生经调制信息符号的最可能假设, 没受所述的加性斜率和偏移的损伤。

11. 按照权利要求 10 的方法, 其特征在于, 所述的数字信息是被曼彻斯特码频率调制在所述的无线输入信号上的。

25 12. 按照权利要求 10 的方法, 其特征在于, 所述的数字信息藉使用高斯最小位移键控被调制在所述的无线输入信号上的。

13. 按照权利要求 10 的方法, 其特征在于, 所述的数字信息藉使用 DQPSK 或 $\pi/4$ -DQPSK 被调制在所述的无线输入信号上的。

30 14. 按照权利要求 10 的方法, 其特征在于, 所述的信息是数字信息。

15. 按照权利要求 14 的方法, 其特征在于, 所述的数字信息表示数字化的语音信号。



说明书

零中频接收机中的斜率漂移和偏移补偿

发明公开的领域

5 本发明涉及无线电接收机，更具体地是涉及到作为超外差式接收机的一个特例的，中频为零的无线电接收机中的补偿。

发明公开的背景

10 在无线电接收机的领域，已经做了很大的努力去减少接收机中使用的调谐电路的数量。减少调谐电路的数量，接收机的大部分可以集成化，这样接收机就变小了。这些紧凑的接收机可以用在许多领域，如蜂窝电话。设计这种接收机的一个主要进步在于一项叫做“零中频”的技术。

理论上来说，一部 IQ 无线电接收机可以按照图 1 做出来，其中无线信号 S 来自天线 1，直接加到两个平衡、正交混频器 2a、2b（数
15 学乘法器），在这里信号分别被乘以由本地振荡器 3 产生的，信号 S 的载波频率的正弦波和余弦波。以这种方式，产生 I 信道或同相信号及 Q 信道或正交信号。乘法器的输出既包括在 $2f$ 左右的和频率分量，又包括在 0 左右的差分量频率。直流或低通滤波器 4a、4b 消去了前者而留下了后者。零频率分量可以被低频放大级 5a、5b，而不用高频
20 放大器，放大到任何方便的电平。本质上说，零中频放大器通过把来的信号一次性直接转换成基带信号从而去掉了到某中间频率的临时性转换。

实际上，这种所谓的零中频还受到一系列实际问题的困扰，其中一项是平衡混频器与理想数学乘法器相比的非理想性。非理想性的最
25 烦人之处是产生直流偏移或比所期望的信号大几个数量级的持续电压。接收混频器输出的低频放大器，在想要的信号远未被足够放大之前，被太大的直流偏移强迫进入饱和状态。

为避免过早的饱和，射频放大器可以加在混频器的前面，提高想要的信号电压的电平。不幸的是，与偏流相同来源的信号从本地正弦
30 振荡器漏回到天线，产生相干干扰。结果，射频放大器不是满意的解决方法，因为想要的信号和相干干扰被同样放大了。

使用在通常的超外差无线接收机中的另一种建议的方法，是对原



5 始的天线频率的输入信号部分地放大。被部分放大的信号在被加到平衡正交混频器前，被转换成方便的中间频率 IF，以作进一步放大。在这种情况下，本地产生的正弦和余弦波的频率等于中频，而不是等于天线频率，因此不会漏回到天线。然而，由于加上了中频调谐电路，零中频接收机的简单化及小体积就失去了。另一种克服来自 IQ 混频器直流偏移的方法可能使用一种技术，它有各种叫法，如交流耦合，隔直流、高通滤波或微分，以去掉持续或直流以偏移电压。用这种方法的折衷结果则为直流和低频分量丢失或严重失真。在使用 QPSK（正交相移键控）或 MSK（最小位移键控）的调制技术的数字传输系统中，
10 这种折衷是不可接受的。这些调制技术产生低频分量，而它们是必须保留的。

15 美国专利 5,241,702 公开了一种方法补偿低频偏移，而不会使想要的信号的直流或低频分量丢失或失真。开始，对接收到的信号微分，滤去直流偏移。该信号被放大到合适的电平，然后积分，以重新获得原先的直流和低频信号分量。通过采用有限大小的积分任意常数积分基本上把在放大后的信号中滤波后的分量恢复到它们原来的值，以产生恢复信号。使用各种技术对预定的信号模式和所想要信号的内在信号特性进行研究，然后把直流偏移估计值从恢复后的信号中减掉，使放大的接收信号基本上没有失真。现在将描述采用对 I 和 Q
20 波形的时间导数数字化而去掉不想要的直流偏移的优选方法。在对导数数字化后，数字值在 I 和 Q 累加器中重新积分以恢复 I、Q 值。重新积分过程把积分任意常数引入到 I 和 Q 值，其大小相对于想要的信号是可比的，可以按照前述的专利进行估计并去掉。数字化过程中的误差会额外地导致重新积分后 I 和 Q 值产生系统性的增加或降低，这
25 不想要的斜率在藉助于对常数和斜率进行估计以及从 I 和 Q 波形中分别减掉这些系统性误差而去掉不想要的重新积分常数的同时被去掉。这些 I 和 Q 波形然后通过数字信号处理算法被处理以便进行解调和把信息解码。

30 由 B. Lunelguist 等于 1993 年 5 月 18 日在美国 N. J 的 Seeaucus 举行的第 43 次 IEEE 移动车辆技术会议上发表的“TDMA 直接变频接收机中估计直流偏移的一种新方法”中，公开了一种籍对信号微分，数字化及重积分来克服直接变频接收机中的直流偏移问题。



然而，即使以上所认定的方法仍然有问题。直流偏移变化速率或信号斜率仍然会产生问题。因此，需要提供一种用于补偿变化速率或信号斜率，以使调制在无线输入信号上的信息在解码后基本上不受损坏的方法。

5 发明公开概述

本发明的目的是提供一种方法用来补偿信号变化的速率或信号斜率，以使调制在无线输入信号的信息在解码后基本上不受损伤。根据本发明的一种实现方案的无线接收机通过一付天线接收信号并藉使用本地参考振荡器，把它下变频为复基带信号。该复基带信号包括一个实部（I 波形）和一个虚部（Q 波形），它们由于混频器的非理想化或在天线处接收到的被作为相干干扰的参考振荡器泄漏辐射导致的直流偏移而劣化。

根据本发明的一个实现方案，前面估计的误差被反馈到数字化过程中以降低对 I、Q 信号的导数进行数字化中的误差。优选的数字化技术是使用可变步长的高比特率增量调制。可变的步长是通过在不同电流值的正、负电流源间切换以便对主积分电容器充电来获得的。当正、负电流源对不能产生相等的电流大小时，会产生斜率误差。根据本发明的一个实现方案，通过使用加到重新积分 I、Q 累加器的相应的不等数字增量/减量值来补偿不相等的电流源值，该增量/减量值由校准过程来设置或通过从估计的斜率误差计算出的反馈来更新。

根据本发明的一个实现方案，公开了一种把信号直接变频为基带信号来处理的改进型无线接收装置。该无线接收装置包括把无线输入信号变频为具有一个实波形和一个虚波形的复基带信号的直接变频装置。斜率和偏移补偿装置用于估计实波形和虚波形中的偏移和系统性漂移，并且补偿漂移和偏移，这样对调制在无线输入信号上信息的解码基本上不受损害。

根据本发明的另一种实现方案，公开了一种改进的模数转换装置。比较器装置比较输入信号电压和反馈电压，并且以由时钟脉冲串决定的规则重复速度产生高/低指示。主积分器装置将受控制的电流进行积分以产生反馈电压。充电泵装置产生大小由步长控制器控制的所说的受控电流，并根据高/低指示产生电流方向或符号。步长控制器装置根据以前的高/低指示值控制所说的电流大小，并产生一个数



字步长值，表示由充电泵分别产生的正方向电流和负方向电流的大小。累加器装置加或减数字步长值，以产生一系列累加数字值表示输入信号电压波形。

5 根据本发明的一种实施方案，公开了一种用于对调制了信息符号的信号进行处理以考虑加性偏移和斜率的方法。首先，作出对偏移和斜率的初始估计，然后对具有一个或多个信息符号的序列的所有可能值作出假设。对每个所说的假设，相关的数据符号序列被用来对偏移和斜率作出改善的估计，并且把对偏移和斜率的改善估计对应于每个假设进行存储。对每个假设，改善的偏移和斜率估计被用来计算期望的信号值，并且计算调制信号的抽样和期望的信号值的失配值。然后假设被顺序延伸一个符号，斜率和偏移估计被更新，累加失配值，得到对每个延伸后的假设的路径量度值，藉使用维特比顺序最大似然顺序估计过程，基于所说的路径量度值在所说的假设间判定，以得到基本上未受到所说的加性斜率和偏移损害的所说的调制信号符号的最可能假设。

10

15

附图简述

从下面的书面描述加上附图，本发明的这些和其它特点及优点对本领域普通技术人员来说也会很明显，其中：

图 1 说明了表示现有的使用零中频技术接收机简单的方块图。

20 图 2 说明了现有技术的零拍接收机；

图 3 说明了根据本发明的一种实施方案，模数转换器中的斜率误差补偿；以及

图 4 说明了在 I 和 Q 波形的模数转换后的斜率补偿。

发明公开的详细描述

25 图 2 是根据美国专利号 5, 241, 702 的原理说明了直接变频接收机 10，此处整体引用作为参考。天线 11 接收到无线信号，在滤波器 12 中滤波除掉强的带外干扰。滤波后的信号然后在低噪声放大器 13 中放大，在正交混频器 14 和 15 中相对于本地参考振荡器 16 进行下变频，振荡器额定地调谐到要被接收的信道频率的中心。来自混频器 14 和 15 的复基带信号在信道滤波器 17 和 18 中低通滤波。对复基带信号进行滤波的具有截止频率 F_c 的低通滤波器等价于具有滤波带宽为 $2F_c$ 的滤波无线信号的带通滤波器。用直接变频接收机得到的一个

30



好处是这种低通滤波器比高 Q 带通滤波器易于设计。零拍接收机的问题在于没有信号时混频器 14 和 17 并不输出零电平，而是混频器输出几十毫伏量级的静态直流电平。如果放大器 13 试图提供大幅度的放大以便把无线接收信号的毫伏电平级的期望信号提高到为淹没直流偏移所需要的，几百微伏的电平，则其它信道中的较强的信号，因为在通过滤波器 17 和 18 之前没有被除去，将被放大到更大的电平，将使放大器 13 和混频器 14 和 15 饱和，因为它们只具有由给定的电池供电电压决定的有限的电压摆动能力。而且，当由于来自振荡器 16 的泄漏被天线 11 作为相干干扰被接收，导致混频器输出偏流时，提高放大器 13 的放大倍数不起作用，因为这仅仅提高直流偏流及所期望的信号值而不改善它们的比值。

根据美国专利 5, 241, 702 的原理，来自混频器 17 和 18 的直流偏流可以从小得多的信号分量中区分出来，因为直接偏流相对来说是静态的，而信号成分由于信息调制是变化的。因此，要采用一种方法把滤波后的混频器输出信号的变化或时间导数数字化。

因此，I 和 Q 信道信号最好是在微分后再数字化，以去除静态直流偏移分量，这通过增量调制转换器来完成。每信道的增量调制转换器包括主积分电容器 19 和 20，它们由来自充电泵 26 的充电和放电电流脉冲驱动以跟随输入 I 和 Q 信号的变化。比较器 21 和 22 把 I 和 Q 信号与各自电容器上的电压比较，产生高/低的指示，并以规则的时钟速率寄存在锁存器 23 和 24 中，然后在步长电流控制逻辑单元 25 中处理，提供上升/下降命令给充电泵 26。比较器 21 和 22 甚至可以感应到加在一个输入端的主积分电容器上的电压和加在其它比较器输入端上的 I 和 Q 信号间微伏量级的小误差。因此，大部分的接收机增益可以说在比较器 21 和 22 中得到，它们与通常的非零中频的超外差接收机中用的硬限制中频放大器链有相似的技术要求。

为给接收机提供高的动态范围，即处理所需的信号电平的能力从噪声电平到大约比噪声电平强 100dB，增量调制技术可以引用可变长步长大小和压扩，藉此根据主积分电容器跟随大信号摆动和小信号摆动变化的需要，步长控制逻辑单元 25 可以使充电泵有不同电流幅度。典型的压扩原则是如果比较器 21 或 22 指示三次连续“上升”或三次连续“下降”，表明电容上的电压难以跟上信号变化，则决定增加步



长和充电泵的电流。决定增加步长会导致对逻辑单元 25 中的步长寄存器有一个增量，而决定不增加步长会导致采用减量使步长寄存器减小。虽然不同的增量和减量给出不同的压扩率是众所周知的且对本发明的基本原理也不重要，但是通过共同的步长寄存器同时对 I 和 Q 信道调制器加以压扩以便在两信道中保持增量相等是重要的。

暂时寄存在步长寄存器中的值可被用来决定来自充电泵 26 的相应的电流脉冲值，以二进制比率 $1, 1/2, 1/4, 1/8 \dots$ 的电流幅度组成一系列的充电泵，且每个按照步长寄存器中的相应的二进制比特起动。因此，如果步长寄存器包含值 100000，仅仅具有 1 单位最大电流值的电流源起动，而如果寄存器包括 01010000，则可获得电流值 $1/2 + 1/8 = 0.625$ 单位。电流的正负符号对 I 信道来说由锁存器 23 中的比较值符号决定，对 Q 信道来说由锁存器 24 中的比较符号决定，并且使连接到正电源的 P 型电流源起动，把相应的电容器充电到较高的电压，或使连接到负电源的 N 型电流源起动，使该电容器放电到较低电压。然而，充电或放电电流强度是由步长控制寄存器中的比特内容决定的。

因此电容器 20 和 21 分别随 I 和 Q 波形变化，它包括较大的直流偏流和基流，在它上面叠加了较小的信号变化。然而增量调制器步长和上升/下降序列表示的是信号变化，而不是要被去掉的直流偏移。累加器 27 和 28 接收步长寄存器值和由两信道压扩的增量调制器为 I、Q 信道产生的上升/下降符号序列，并根据相关的 I 和 Q 符号把数字步长值加到每个累加器中或从每个累加器中减去。在某个便利的点如在 TDMA 无线信号突发的开始点，累加器可能会复位为 0，其后将随 I、Q 信号波形变化，其中 I、Q 信号波形中的混频器直流偏流已被去掉。如果当一个累加器复位后，相应的接收信号的 I 和 Q 部分在那个时刻不是 0，因此将引入误差，它代表直流漂移或 I 和 Q 波形的偏流，但是无论如何现在不会比信号电平本身大，因此不会造成从累加器 27 和 28 来的数字值在最小或最大时饱和。代表重新积分的任意常数的该剩余偏移可通过使用先前知道的期望信号类型及估计误差而被去掉。估计误差在进一步处理之前从累加器输出值中被减掉。

对来自累加器 27 和 28 的输出信号执行操作的一种优选的方法是在某些合适的信号段上如 TDMA 突发信号采集所有的值，存入存储器

中，然后回过头来处理它们。去掉重新积分的任意常数的一个方法可以是，例如对整个信号段计算 I 抽样和 Q 抽样的平均值，使它等于 0，然后从已存储的 I 和 Q 值中减掉平均值。对数字调制信息进行解调处理的更复杂的方法可以涉及到维特比均衡器以补偿传播路径或无线信道中的回波或符号间干扰，并且通过在信号流中周期性插入某一训练模式的已知符号来估计延迟回波的幅度和相位。然后可以推断出足够长以致于包括最长的回波延迟的数据符号序列，并且藉使用回波估计，可以计算出相应的 I、Q 值。对相互兼容的连续数据序列推断，累计在接收的 I、Q 值和期望的 I、Q 值间的误差，具有最低累计误差（路径量度）的序列被选择作为输出。

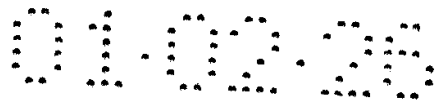
在该过程中，也可以使用已知的训练模式来估计积分的常数以及回波，积分的估计常数只是简单地加到使用回波估计和数据序列推算所预测的 I、Q 值，来预测应该接收的 I、Q 值，它还包括所说的恒定偏移。因此，重新积分的恒偏移就不会对维特比均衡器累计性路径量度有贡献，因此不会导致在决定最可能的数据符号序列过程中的误差。

在图 2 所说明的接收机中，来自 I、Q 累加器 27 和 28 的数字输出值对应于电容器 19 和 20 上的电压值，它们随 I、Q 信号变化。电容器执行给定步长大小的连续上升/下降电流脉冲的模拟积分，而累加器执行由控制逻辑单元 25 的步长寄存器给出的相同步长大小的数字积分。然而，实际上不可能达到在充电泵 26 产生的电流和步长寄存器值间的精确的对应。在 P 型和 N 型场效应晶体管的物理特性间，在 NPN 和 PNP 双极性晶体管间有已知的差异，因此要获得与相关的正电流源大小精确相等的负电流源是困难的。因此，当一个正电流源启动和对应的步长寄存器值 V 加到累加器上，接着一个负电流源被启动，值 V 从累加器中减掉时，累加器将准确地回到原来的值，而由于充电，放电电流间大小的差距，对应的电容器电压将不是这样的值。因此，在一系列的上升/下降命令后，电容电压和累加器电压将会产生差异。增量调制过程中固有的负反馈会使电容器随输入信号变化，但累加器的值对于每个上升/下降对将偏移一个增量，从而产生斜率误差，这可能最后导致溢出。累加器值和真正的 I、Q 值间的偏差问题是由本发明解决的。



本发明的一个实施方案包括增量调制模数转换过程中，更具体的是数字重新积分过程中的斜率误差补偿。图 3 说明了根据本发明的一个补偿斜率误差的方法。一些选择器门 30、31、32……，被连接来根据由增量调制器比较器决定的上升/下降步长的符号，是正（上升）还是负（下降）而在第一个值（认为是正值）和第二个值（认为是负值）间进行选择。每对正、负值存在相应的寄存器对或存储器单元对。本领域技术人员是将会意识到寄存器和选择器 30、31、……32 的方案可以用小的随机访问存储器或电子可擦除可编程只读存储器（E2PROM）以合适的寻址方案在一块集成电路中方便地实现。

5 每个寄存器和相应的选择器对应于步长寄存器中一个特定的比特位。在现有技术中，步长寄存器中的一个比特位根据它的有效位表明当前的大小，这些比特位相互之间比较而言，是序列 1， $1/2$ ， $1/4$ ， $1/8$ ，……中的一个。电流的正负符号由步长符号比特表示，所以，由某个特定步长比特表示的大小是相同的而不管符号如何。实际的正、负电流源不可能完全匹配，因此会导致斜率误差。在图 3 说明的方案中，存储在寄存器对中的是大小，而不管正、负符号。而且，与不同的步长寄存器比特相关的值并不限制于相互间是 2 的幂的关系。而是每个寄存器可能以代表实际正、负电流源的一个值而编码，而正、负电流源是以步长寄存器的某个特定比特来启动的。因此，当
15 某个电流源或电流源组合被启动以增加或降低主积分电容器上的充电量时，累加器 38 增加或降低一个精确的对应值。这通过在步长大小寄存器 36 中等于二进制“1”的每个比特来实现以使相应的门 33、34、35……让来自选择器 30、31、32……的一个选择的寄存器值通过而送到加法器 37。因此，被选择来在加法器 37 中进行相加然后送到
20 累加器 38 的数字值对应于一个模拟电流源值，它由步长寄存器 36 和步长符号比特启动来在主充电电容器中求和。因此，累加器将更精确地随主积分电容器上的电压变化而变化，而主积分电容器依次又随需要的信号分量而变化。精确性是通过把数值编程到寄存器/选择器电路 30、31、32 中来优化的，它们精确地表示正、负电流源的相对电
25 流值。这可能，例如在生产阶段通过校准程序来完成，在校准过程中，每个电流源依次启动，它们的电流值被测量，相应的数字值存在存储器中。非易变存储器如 E2PROM 是和设备的主控制微处理器一起提供
30



的以存储这些工厂测量值。存储的值可以以后再调用（例如接电时）并且被下载到寄存器 30, 31, 32 中。

也可能在操作时知道寄存器 30, 31, 32 的正确内容。在对一个信号段解码并判定它的信息内容后，接收到的信号波形与相对于那个信息内容所期望的信号波形的偏差可以在数字信号处理器的内部决定。该偏差可以分别表示为 I 和 Q 波形的信号段上的平均斜率或漂移。如果另外每个电流源被启动而产生正电流次数和产生负电流的次数由引用图 3 的本发明方案的逻辑单元 25 来决定则将是有帮助的。把每个电流源 I_i 被启动的次数记作 N_i ，则下列方程应该成立：

10
$$N_1 I_1 + N_2 I_2 + \dots + N_m I_m = \text{突发信号的开始与结束间的信号电压差}$$
只处理一个信号段可能不能求解得出 I_i 的值，但在处理了约 m 个信号段之后，会有足够的方程可以解出。实际上，卡尔曼顺序最小平方过程是更新 I_i 值的量度的较好方法。卡尔曼过程是从最小方差的意义上来求解到目前为止搜集到的所有方程的方法，但就有效性来说，它以最新得到的方程系数来表达不同于前面的最优解的改变。因此， I_i 值的校准可以在处理了每个信号段后由卡尔曼过程来更新。

可能不必经常执行卡尔曼过程，因为与硬件相关的系数的校准不会改变得很快。可能会把一些上述方程积累到具有类似的 N_i 值的组，仅仅然后为了处理的省电偶尔处理积累的组。例如，如果所有的 N_1 作为最大系数的方程，累加成组 1 则 N_1 个系数的和将不断增加，最终超过其它的总和。同样地，如果所有的 N_2 作为最大系数的方程累加成组 2，则 N_2 系数的和将超过其它。同样，以这种方式，把方程累加成为 m 组，会给出一个累加方程集合，它更趋向于具有对角线系数的矩阵，这是直接求解或通过顺序卡尔曼技术求解的最好条件。

25 用于斜率补偿的另一种技术在图 4 作了说明。图 4 说明了 3 对 I 和 Q 波形，它们在数字化处理后由一个复数抽样序列表示。一开始，假设在承载信号样本的信息被接收前 I 和 Q 累加器被置为 0。因为不能知道接收的信号加噪声在复位时是否确实为 0，因此引入了被称为是重新积分任意常数的误差，然而其大小不大于所需信号的变化。图 4 说明了具有这个恒定偏移和系数斜率的 I、Q 波形。偏移和斜率对 I 和 Q 波形来说是独立的，必须分别判定。一个简单方法是简单地把最直的线贴近形成为 $Y = aX + b$ 的数字值序列。曲线贴近法是一种熟知的

技术。在最小方差意义上把一条直线贴近 I 和 Q 序列的结果是对 I 波形的斜率产生值 a_1 , 对 I 波形的恒定偏移产生值 b_I , 并对 Q 波形产生相应的值。因此, 在进一步处理之前, 从 I 和 Q 波形中减掉斜率和偏差。这种简单过程可以满足信号段相对较长以致于在该段上信息调制平均为 0 的情况, 不会在决定斜率和偏移时导致严重不准确性。在不是如此的情况中, 当信息波形已知道时, 在对可能表示数字化语音信号的数字信息进行解码期间偏移和斜率的初始估计可被细化, 并可以从斜率和偏移的判定中被减掉。对于通过维特比均衡器对数字化信息的解码, 可以在处理每个 I、Q 抽样后连续地执行细化, 这最好由叫做“每维特比状态卡尔曼”的技术来解决, 这在用于更新频率误差估计的美国专利第 5, 136, 616 号中, 在用于信道估计美国专利 5, 204, 878 中和在标题为“快速自助增益控制”关于信道增益估计的美国专利申请 08/305, 651 中已作了描述。这些专利和应用在此列出作为参考。

15 在“每状态卡尔曼”技术中, 用于解码数据序列的维特比顺序最大似然序列估计过程保持了一些至今还未解出的数据序列假设。伴随着每个更新的数据序列假设, 可以对 I、Q 波形的斜率和偏移作估计, 效果是假设的数据序列被去掉。对每个状态, 根据已知的维特比技术计算路径量度, 并且表示相关的数据序列假设的似然性是正确的。这些与每个数据序列假设相关的参数叫做“状态存储器”。存储在特定状态的偏移和斜率用于预测下一个 I、Q 值, 它首先假设下个数据比特是 0, 然后假设它是二进制 1。计算预测的和实际的 I、Q 值间的不匹配量, 然后加到累加路径量度上, 以获得新的路径量度。这样, 首先把状态数加倍, 但是然后可藉助于选择来只保留在除它们最老的比特之外全部比特方面一致的最

20 好的状态对而被减半。重新获得的状态包括已经延伸了一个数据符号的数据序列假设, 每个状态中的斜率和偏移的估计, 可根据假设新符号已经被加到每个延伸后的数据序列是真实的而被更新。最后, 具有最低路径量度的状态被选择作为最可能为真的解码后的数据序列, 因为数据序列已被专门进行了处理, 相关的 I、Q 斜率和偏移量最好的估计。然后, 斜率误差可例如藉助于图 3 所示的方法, 或藉助于更简单的方法例如通过反馈一个控制信号来调整正和负电流源的相对值来校正模拟 - 数字转换过程。本领域的技术

30

人员应该明白，数字信息可以使用多种技术被调制到无线输入信号上。例如，数字信息可以藉使用曼彻斯特码频率调制，高斯最小位移键控 DQPSK 和 $\pi/4$ -DQPSK 来被调制。

5 对上述的和包括对 I、Q 波形偏流和斜率补偿都校准的零中频接收机的改进不是意味着限制而是举例说明，本领域的技术人员将能建议其它实现斜率补偿的方法，然而这些被认为是属于下面的权利要求中列出的本发明的精神的。本发明的范围是由附加的权利要求指出的，而不是上述的描述指出的，以及在本发明的意义和范围内的所有改变是要包括在其中的。

说明书附图

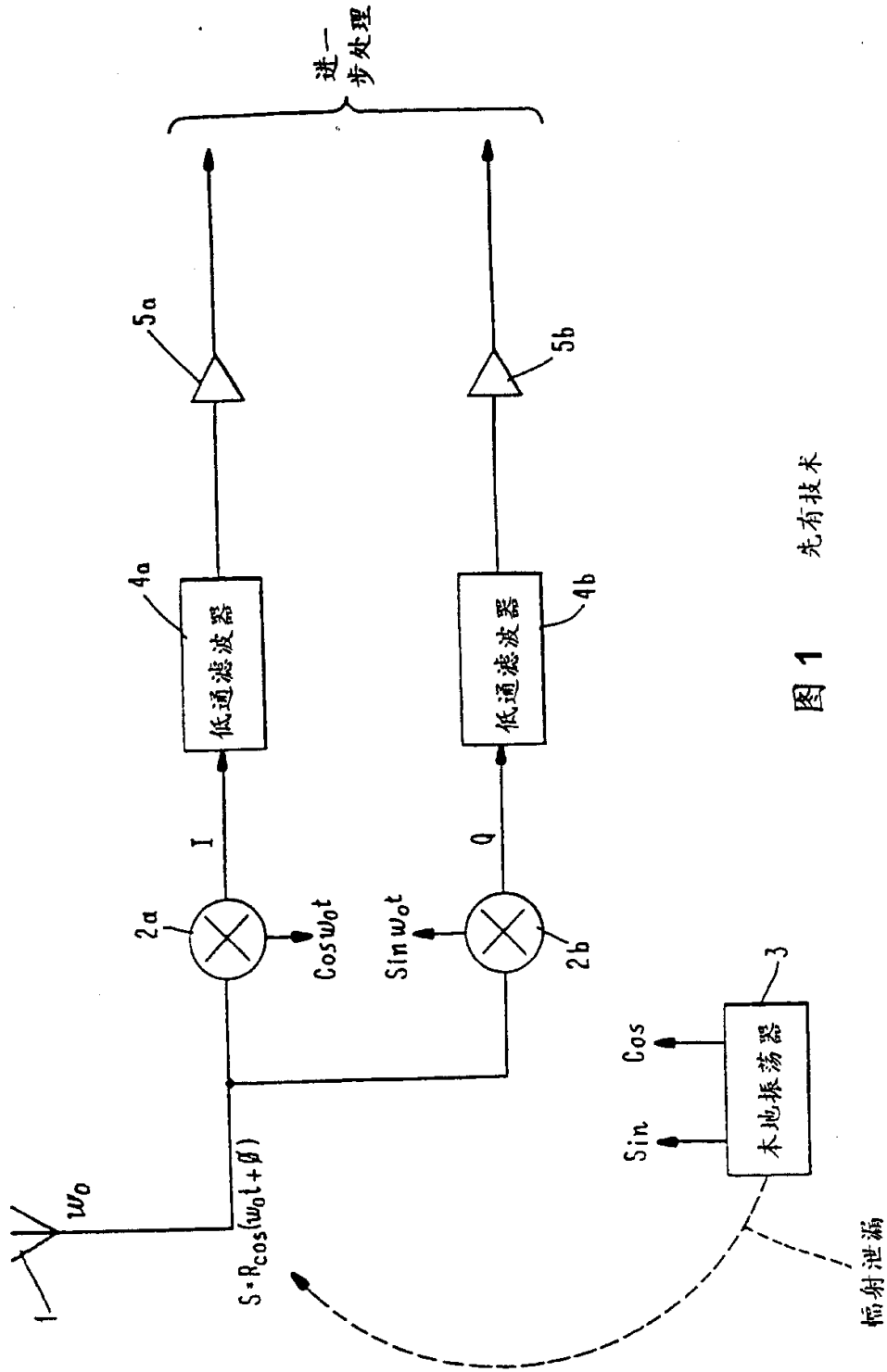


图 1 现有技术

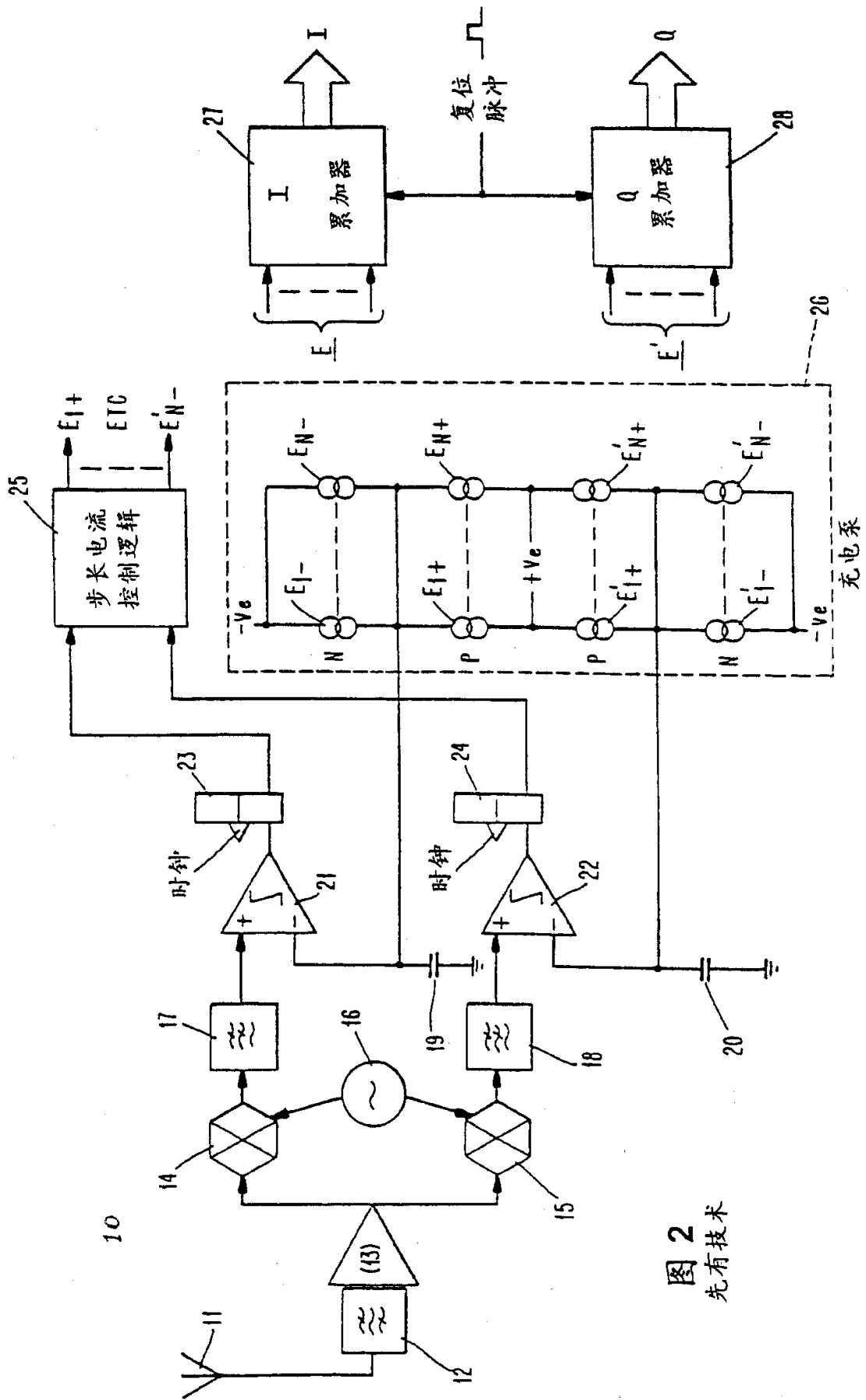


图 2
先有技术

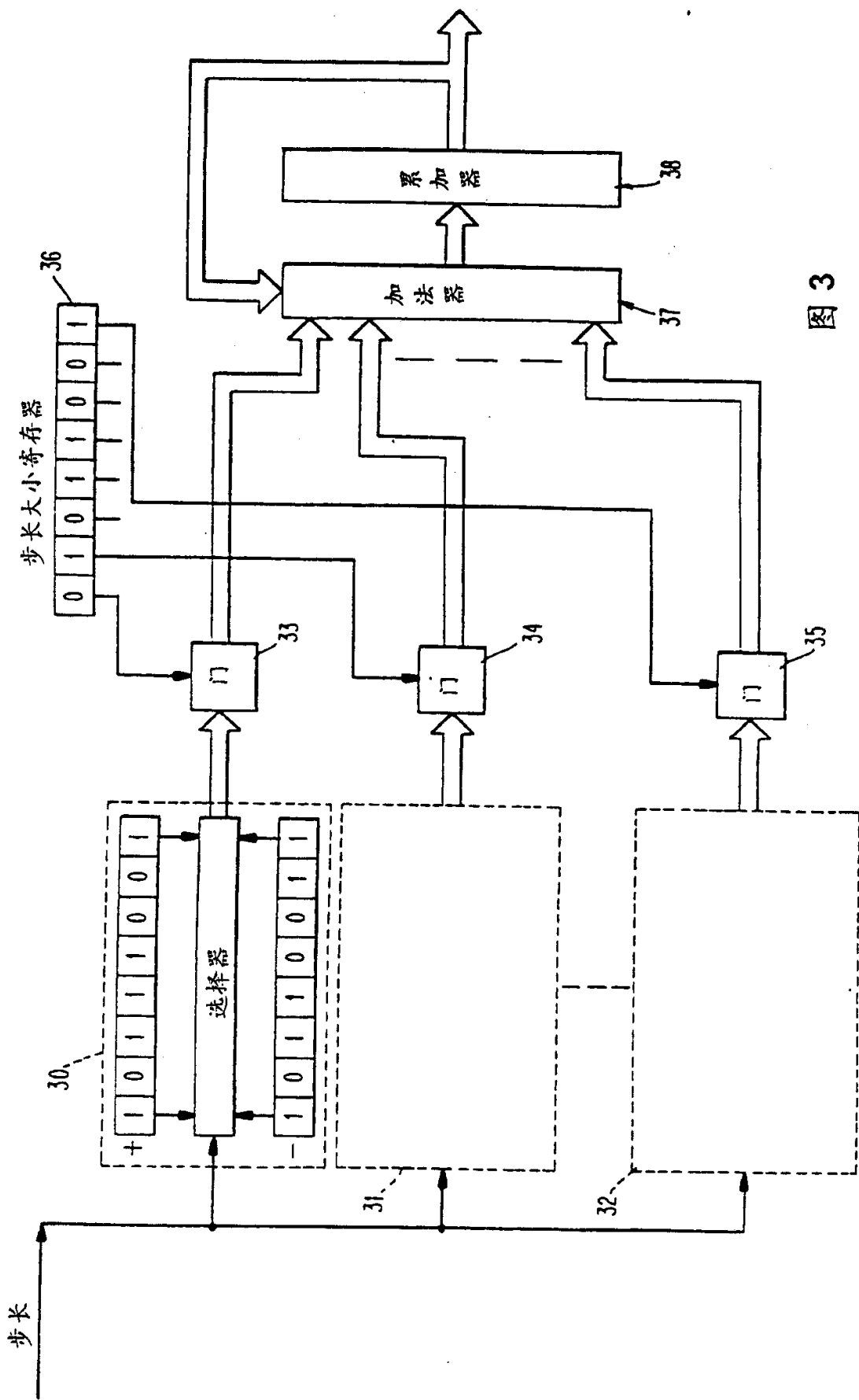


图 3

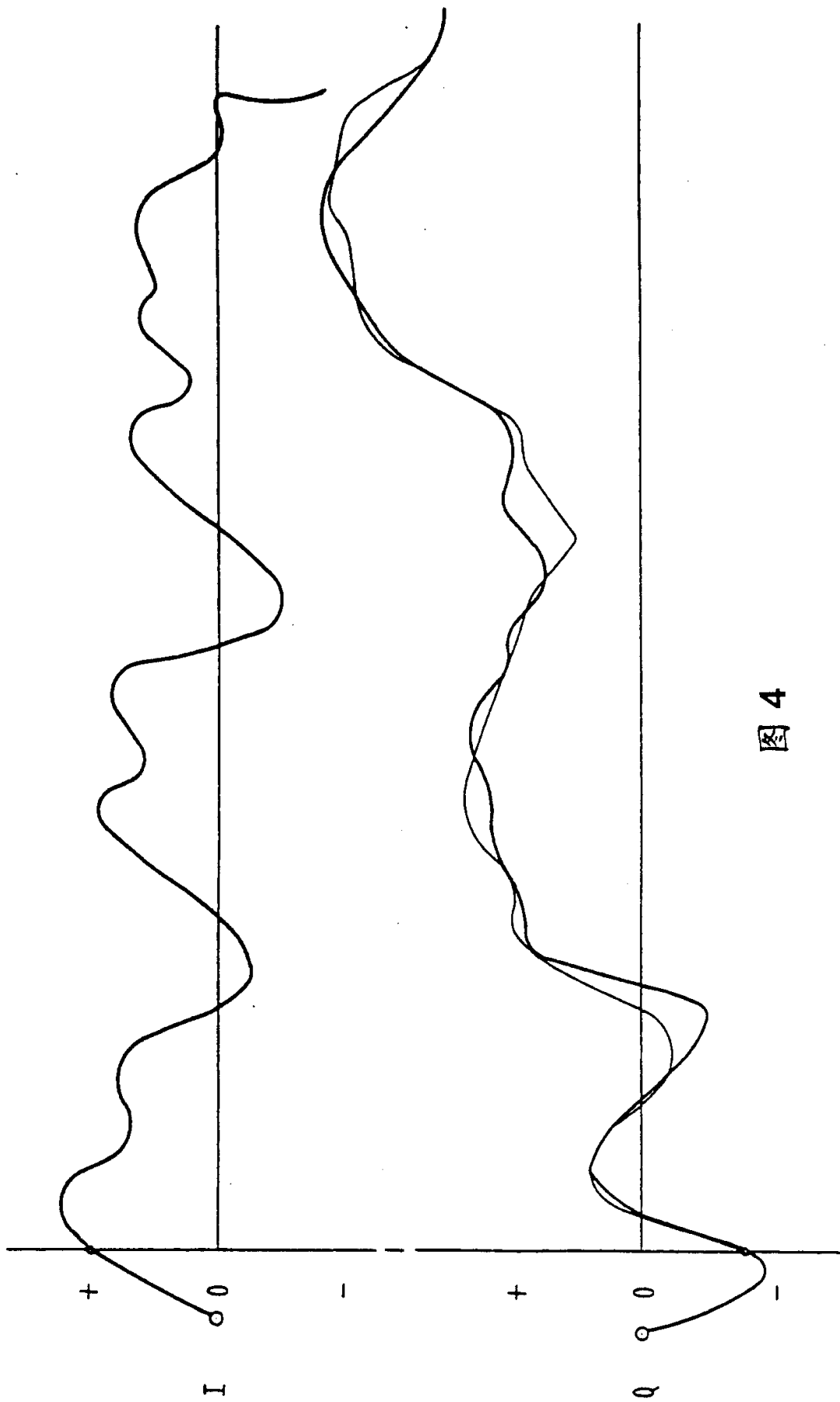


图 4