

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04B 1/707 (2006.01)

H04B 1/69 (2006.01)

H04J 13/02 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200610095892.3

[45] 授权公告日 2009年8月19日

[11] 授权公告号 CN 100530995C

[22] 申请日 1999.1.27

[21] 申请号 200610095892.3

分案原申请号 200310104541.0

[30] 优先权

[32] 1998.5.14 [33] US [31] 09/078,417

[73] 专利权人 交互数字技术公司

地址 美国特拉华州

[72] 发明人 费蒂·M·奥兹路特克

戴维·K·麦斯彻尔

亚历山大·M·杰克斯

[56] 参考文献

CN1127051A 1996.7.17

JP8111653 A 1996.4.30

CN1061311A 1992.5.20

审查员 贾杰

[74] 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限责
任公司

代理人 谷惠敏 钟强

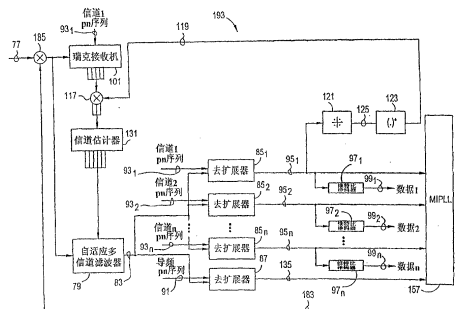
权利要求书2页 说明书11页 附图13页

[54] 发明名称

降低导频的移动用户接收机

[57] 摘要

一种利用导频辅助相干多径解调的数字扩展频谱通信系统实现了大大减少全局导频和指定导频的额外开销。系统和方法使用了一个 QPSK 调制数据信号，从而除去调制的数据，并且把恢复的载波用于信道幅度和相位估计。产生的信号(119)没有数据调制，并且被用作伪导频信号(119)。与伪导频信号结合，使用了一个多输入锁相环(157)进一步消除由于利用多个伪导频信号产生的载波偏移造成的误差。需要一个导频信号(135)解析绝对相位模糊度，但是在大大减小了的幅度。



1. 一种移动用户接收机，所述移动用户接收机包括接收机，所述接收机用于接收在通信信号中多个信道的至少一信道，所述接收机包括：

自适应匹配滤波器，所述自适应匹配滤波器用于接收通信信号，以使用加权信号而产生经滤波信号；

瑞克接收机，所述瑞克接收机用于接收所述通信信号与为经选择信道所产生的伪噪声信号，以及用于产生滤波器加权信号；

混合器，用于从所述瑞克接收机接收所述滤波器加权信号，并将所述滤波器加权信号与一校正信号混合，产生由所述自适应匹配滤波器所使用的加权信号；

信道解扩器，用于所述经选择信道，所述信道解扩器与所述自适应匹配滤波器的输出耦合，用于使用为所述经选择信道所产生的伪噪声信号而解扩所述经滤波信号，以产生所述经选择信道的解扩信道信号；

导频信道解扩器，用于导频信道，所述导频信道解扩器与所述自适应匹配滤波器的输出耦合，其使用所述导频信道的伪噪声信号产生器对所述经滤波信号进行解扩，以产生所述导频信道的解扩导频信号；

硬判决处理器，所述硬判决处理器与复共轭处理器相关联，用于接收所述经选择信道的解扩信道信号以及产生所述校正信号；以及

锁相环，其利用至少所述解扩导频信号以产生相位校正信号，所述相位校正信号产生经相位校正的信道信号。

2. 根据权利要求 1 所述的移动用户接收机，还包括多个信道解扩器，各信道解扩器与所述自适应匹配滤波器的输出耦合，各信道解扩器使用关联的伪噪声信号产生器以解扩所述经滤波信号，以产生多个解扩信道信号。

3. 根据权利要求 2 所述的移动用户接收机，其中所述信道解扩器

的数量为 3 个。

4. 根据权利要求 2 所述的移动用户接收机，其中所述锁相环相位校正信号为码片级。

5. 根据权利要求 2 所述的移动用户接收机，其中所述多个信道的各信道为由码元所组成的复数二相位调制信号，所述码元包括表示数据的同相以及正交分量，所述硬判决处理器将各解扩信道信号码元与四个可能的正交星座点中的一个星座点进行比较，并且将所述码元中的各个码元分派至一个最近的星座点，所述复共轭处理器通过决定所分派的点中各点的复共轭而消旋各个所述码元以产生所述校正信号。

6. 根据权利要求 2 所述的移动用户接收机，其中所述锁相环还包括与所述多个信道解扩器相应的多个输入。

降低导频的移动用户接收机

本申请是申请日为 1999 年 1 月 27 日，申请号为 200310104541.0，发明名称为“降低导频的多径码分多址接收机”的专利申请的分案申请。

技术领域

本发明一般涉及数字通信。更具体地讲，本发明涉及一种使用码分多址空中接口的系统和方法，它大大减小了的全局和指定导频所需信号功率，同时通过对一个特定信道使用四相移相键控（QPSK）业务信号以执行信道估计和载波恢复提高了操作性能。

背景技术

现在大多数先进的通信技术使用数字扩展频谱调制或码分多址（CDMA）。数字扩展频谱是一种通信技术，其中用通过利用伪噪声信号调制要发送的数据而扩宽的频带（扩展频谱）发送数据。CDMA 可以发送数据，而不受信号失真或传送路径中干扰频率的影响。

图 1 中示出了一个简化的 CDMA 通信系统，其包括一个给定带宽的单一通信信道，其由重复伪噪声（pn）序列发生器产生的预定模式的扩展码混合。用 pn 序列调制数据信号产生一个数字扩展频谱信号。然后，用数字扩展频谱信号调制载波信号，建立一个前向链路，并发送载波信号。接收机解调发送的载波信号，提取数字扩展频谱信号。在与匹配 pn 序列相关后再生发送的数据。重复进行相同的处理，以建立一个反向链路。

在地面通信过程中，发送的信号受到由于各种地形和环境条件以及人造障碍反射造成的扰动。这在接收机产生了具有不同时间延迟的

多个接收信号。这种效果一般称为多径传播。此外，每个路径到达接收机的延迟信号带有唯一的幅度和载波相位。

为了识别多径传播中的多个分量，必须确定相对延迟以及幅度和相位。可以用一个调制的数据信号执行这种确定，但一般在与一个未调制信号比较时可以获得更精确的再现。在大多数数字扩展频谱系统中，使用一个通过给导频信号指定一个单独的 pn 序列而从发射的调制数据离散出来的未调制导频信号是更为有效的。对于从一个基站向多个用户发送许多信号的系统，全局导频信号是最有价值的。

在一个发射许多信道的基站的情况下，全局导频信号由向该特定基站提供服务的多个用户提供相同的导频序列，并且被用于一个单独用户的最初捕获，和用于使用户获得用于相干接收的信道估计以及组合多径分量。但是，在所需的信号强度，全局导频信号可能使用多达百分之十的前向空中容量。

同样的多径失真影响到基站的用户反向链路传输。在每个单独的用户返回信号中插入一个指定导频可能消耗多达百分之二十的总反向信道空中容量。

在 EP0675606A1 中公开了一种典型的现有技术系统，这种系统把一个再调制信号与一个基带信号组合，以获得频率偏移分量。组合信号的这个频率偏移分量纠正信道信号的频率偏移。

没有相位和幅度估计，必须执行非相干或差分相干接收技术。因此，需要有一种减少全局导频和指定导频信号的空中容量同时保持了希望的空中接口性能的相干解调系统。

发明内容

本发明涉及一种数字扩展频谱通信系统，它利用导频辅助相干多

径解调大大减少了全局导频和指定导频额外开销。该系统和方法使用了一个 QPSK 调制数据信号，从而除去调制的数据，并且把恢复的载波用于信道幅度和相位估计。产生的信号没有数据调制，并且被用作伪导频信号。在本发明的一个实施例中，与伪导频信号结合，利用一个多输入锁相环进一步消除由于使用多个伪导频信号造成的载波偏移而产生的误差。仍然需要一个导频信号来解析绝对相位模糊度，但是在大大减小的幅度。

因此，本发明的一个目的是要提供一种码分多址通信系统，它减小了所需全局和指定导频信号强度。

本发明的另一个目的是减小全局和指定导频信号的发射电平，从而它们消耗空中接口中可忽略的额外开销，同时提供了相干解调所需的信息。

根据本发明的一个方面，本发明提供了一种移动用户接收机，所述移动用户接收机包括接收机，所述接收机用于接收在通信信号中多个信道的至少一信道，所述接收机包括：自适应匹配滤波器，所述自适应匹配滤波器用于接收通信信号，以使用加权信号而产生经滤波信号；瑞克接收机，所述瑞克接收机用于接收所述通信信号与为经选择信道所产生的伪噪声信号，以及用于产生滤波器加权信号；混合器，用于从所述瑞克接收机接收所述滤波器加权信号，并将所述滤波器加权信号与一校正信号混合，产生由所述自适应匹配滤波器所使用的加权信号；信道解扩器，用于所述经选择信道，所述信道解扩器与所述自适应匹配滤波器的输出耦合，用于使用为所述经选择信道所产生的伪噪声信号而解扩所述经滤波信号，以产生所述经选择信道的解扩信道信号；导频信道解扩器，用于导频信道，所述导频信道解扩器与所述自适应匹配滤波器的输出耦合，其使用所述导频信道的伪噪声信号产生器对所述经滤波信号进行解扩，以产生所述导频信道的解扩导频信号；硬判决处理器，所述硬判决处理器与复共轭处理器相关联，用

于接收所述经选择信道的解扩信道信号以及产生所述校正信号；以及锁相环，其利用至少所述解扩导频信号以产生相位校正信号，所述相位校正信号产生经相位校正的信道信号。

在阅读了优选实施例的详细说明之后，熟悉本领域的人员将会了解系统和方法的其它目的和优点。

附图说明

图 1 是现有技术的一个典型 CDMA 通信系统的简化方框图；

图 2 是一个 B-CDMA™通信系统的详细方框图；

图 3A 是一个同相比特流的曲线图；

图 3B 是一个正交比特流的曲线图；

图 3C 是一个伪噪声 (pn) 比特序列的曲线图；

图 4 是使用一个伪导频信号的本发明的详细方框图，具有在码片级执行的载波偏移纠正；

图 5 是一个瑞克接收机的方框图；

图 6 是在一个显示硬判决的 QPSK 星座上的一个接收码元 p0 的示意图；

图 7 对应于指定码元的纠正角度的示意图；

图 8 是在应用了对应于指定码元的纠正之后所得码元误差的示意图；

图 9 是一个惯用锁相环的方框图；

图 10 是使用了一个伪导频信号在码元级执行载波偏移纠正的本发明的详细方框图；

图 11 是使用了一个伪导频信号和 MIPLL 的在码片级执行载波偏移纠正的本发明的详细方框图；

图 12 是多输入锁相环 (MIPLL) 的方框图；

图 13 是使用了一个伪导频信号和 MIPLL 的在码元级执行载波偏移纠正的本发明的详细方框图。

具体实施方式

以下参考附图对优选实施例进行说明，在所有附图中相同的标号代表相同的元件。

如图2中所示的一个B-CDMA™通信系统包括一个发射机27和一个接收机29，它们可以存在于基站或移动用户接收机中。发射机27包括一个信号处理器31，它把话音或非话音信号33以不同的数据率，例如，8kbps，16kbps，32kbps，或64kbps的数据率，编码成数据。信号处理器31根据信号的类型选择一个数据率或响应一个设定数据率。

通过背景技术，在一个多址环境中的发送信号的产生中包括两个步骤。首先，利用前向纠错码(FEC)35给可以认为是一个二相调制信号的输入数据33编码。例如，如果用一个 $R=1/2$ 卷积码，单二的相调制数据信号成为双变量或两个二相调制信号。将一个信号分配给同相信道I 41a。把另一个信号分配给正交信道Q 41b。一个复数的形式为 $a+bj$ ，其中 a 和 b 是实数，并且 $j^2=-1$ 。二相调制I和Q信号通常称为四相移相键控(QPSK)。在本优选实施例中，用于 $K=7$ 的限制长度和 $R=1/2$ 的卷积码率的抽头发生器多项式是 $G_1=171_837$ 和 $G_2=133_839$ 。

在第二步骤中，用复伪噪声(pn)序列扩展两个二相调制数据或码元41a，41b。产生的I 45a和Q 45b扩展信号与其它具有不同扩展码的扩展信号(信道)混合53，乘以(混合)载波信号51，并发送55。发送55可以包括多个具有不同数据率的单独信道。

接收机29包括解调器57a，57b，它们把发送的宽带信号55下混合成一个中间载波频率59a，59b。第二下变换将信号降低到基带。然后，对QPSK信号进行滤波61，并与本地产生的复pn序列43a，43b混合，该复pn序列43a，43b与发送复数代码的共轭相匹配。只有在发射机27用相同代码扩展的原始波形被有效地去扩展。其它波形对接收

机 29 表现为噪声。然后将数据 65a, 65b 传送到信号处理器 67, 在信号处理器 67 进行对卷积编码数据的 FEC 译码。

如图 3A 和 3B 中所示, 一个 QPSK 码元是由来自同相 (I) 和正交 (Q) 信号每个的一个比特组成的。这些比特代表一个模拟抽样或数字数据的一个量化版本。可以看到码元的持续时间 t_s 等于比特的持续时间。

发送的码元通过把 QPSK 码元流乘以一个唯一的复 pn 序列扩展。I 和 Q pn 序列都是由一个以高得多的速率产生的比特流构成的, 该速率一般是码元率的 100 到 200 倍。图 3C 中示出了一个这样的 pn 序列。将复 pn 序列与复码元比特流混合, 产生数字扩展信号。扩展信号的分量称为码片, 码片具有小得多的持续时间 t_c 。

当信号被接收和解调时, 基带信号是在码片级。信号的 I 和 Q 分量都是用在扩展期间使用的 pn 序列的共轭去扩展的, 把信号返回到码元级。但是, 由于载波偏移, 由各个码片波形的失真表现出发送过程中遭到的相位恶化。如果在码片级进行载波偏移纠正, 可以看到由于码片级信号的固有解析度, 而使整体精度提高。也可以在码元级进行载波偏移纠正, 但整体精度小。但是, 由于码元率大大小于码片率, 因而在码元级进行纠正时, 只需要较小的整体处理速度。

以下是根据不需要大幅度的导频信号的本发明的系统和方法的接收机的系统构造。以下的系统代替了图 2 中的滤波, 去扩展和信号处理。系统具有在码片和码元级进行的载波偏移纠正。

如图 4 中所示, 示出了一个使用本发明的系统 75 和方法的接收机。输入了一个由同相和正交相分量构成的复基带数字扩展频谱信号 77, 并用自适应匹配滤波器 (AMF) 79 或其它自适应滤波装置滤波。AMF79 是一个横向滤波器 (有限脉冲响应滤波器), 它使用滤波器系数 81 使

接收信号 77 的延迟复制信号相互迭加，以提供具有增大的信噪比 (SNR) 的滤波信号 83。将 AMF79 的输出 83 耦合到多个信道去扩展器 $85_1, 85_2, 85_n$ 和一个导频去扩展器 87。在优选实施例中， $n=3$ 。在分配给各用其自身的 pn 序列 $93_1, 93_2, 93_n$ 去扩展 $85_1, 85_2, 85_n$ 的信道的发送数据 77 的同时，用一个独立的去扩展器 87 和 pn 序列 91 去扩展导频信号 89。在数据信道去扩展 $85_1, 85_2, 85_n$ 后，将数据比特流 $95_1, 95_2, 95_n$ 耦合到维特比 (Viterbi) 译码器，并输出 $99_1, 99_2, 99_n$ 。

在调节 AMF79 中使用的滤波器系数 81，或权数，是通过各个多径传播路径的解调获得的。这种操作是由一个瑞克接收机 101 执行的。用瑞克接收机 101 补偿多径失真对于熟悉通信技术的人员是熟知的。

如图 5 中所示，瑞克接收机 101 是由解调一个特定多径分量的多个路径解调器 (“手指”) $103_0, 103_1, 103_2, 103_n$ 的并联组合构成的。通过由 pn 序列 105 确定的给定路径的定时估计来初始化一个特定解调器的导频序列跟踪环。在现有技术中，将一个导频信号用于去扩展瑞克接收机的各个信号。在本发明的这个实施例中，pn 序列 105 可以属于通信系统的任何信道 93_1 。一般使用具有最大接收信号的信道。

每个路径解调器包括一个复数混合器 $107_0, 107_1, 107_2, 107_n$ ，以及加法器和锁存器 $109_0, 109_1, 109_2, 109_n$ 。对于每个瑞克元件，pn 序列 105 被延迟 τ $111_1, 111_2, 111_n$ 一个码片，并且与基带扩展频谱信号 113 混合 $107_1, 107_2, 107_n$ ，从而去扩展每个信号。把每个乘积输入到一个累加器 $109_0, 109_1, 109_2, 109_n$ ，在累加器中把它与以前的乘积相加，并且在下一个码元-时钟周期之后锁存。瑞克接收机 101 把相对路径值提供给每个多径分量。多个 n -维输出 $115_0, 115_1, 115_2, 115_n$ 提供了包含一个 $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ 或 270° 的相对相位误差的抽样信道脉冲响应的估计。

返回参考图 4，把来自瑞克接收机的多个输出耦合到一个 n -维复

数混合器 117。与每个瑞克接收机 101 输出 115 混合是一个纠正信号，以除去包含在瑞克接收机输出中的相对相位误差。

导频信号也是一个复 QPSK 信号，但是带有设定为零的正交分量。本发明的误差纠正信号 119 是通过首先执行对去扩展信号 95_1 的每个码元的硬判决 121 而从去扩展信道 95_1 导出的。一个硬判决处理器 121 确定最靠近去扩展码元值的 QPSK 星座位置。

如图 6 中所示，欧几里德距离处理器把接收的信道 1 的码元 p_0 与四个 QPSK 星座点 $x_{1,1}$, $x_{-1,1}$, $x_{-1,-1}$, $x_{1,-1}$ 比较。由于多径的或是射频传输 55 期间的噪声和失真破坏，需要检查每个接收码元 p_0 。硬判决处理器 121 计算从接收码元 p_0 到每个象限的四个距离 d_1 , d_2 , d_3 , d_4 ，和选择最短距离 d_2 并指定该码元位置 $x_{-1,1}$ 。放弃原始码元坐标 p_0 。

返回参考图 4，在经过每个硬码元判决 121 之后，确定了每个码元输出 125 的复共轭 123。一个复共轭是带有相同实部和仅是符号不同的虚部的一对复数中的一个。

如图 7 中所示，通过首先确定指定码元坐标 $x_{-1,1}$ 的复共轭解调或消旋一个码元，形成用于除去包含在瑞克接收机输出中的相对相位误差的纠正信号 119。因此，通过与硬判决有关的角度有效地使瑞克接收机输出消旋，消除了相对相位误差。这种操作有效地提供了一个由导频信号驱动的，但没有绝对相位参考的瑞克接收机。

返回参考图 4，把从复共轭 123 的输出 119 耦合到一个复数 n -维混合器 117，在这里把瑞克接收机 101 的每个输出与纠正信号 119 混合。所得的产物 127 是如图 8 中所示的信道脉冲响应 p_1 的噪声估计。图 8 中所示误差是用从同相轴开始的 $\pi/6$ 的弧度距离表示的。

返回参考图 4，把复数 n -维混合器 117 的输出 129 耦合到一个 n -

维信道估计器 131。信道估计器 131 是滤波每个多径分量的多个低通滤波器。把 n-维混合器 117 的输出耦合到 AMF79。这些信号起 AMF79 滤波加权数的作用。AMF79 滤波基带信号，以补偿由于多径传输导致的信道失真，而无需大幅度的导频信号。

瑞克接收机 101 与锁相环 (PLL) 133 电路结合使用，以除去载波偏移。载波偏移是作为发射机/接收机组件失配和其它 RF 失真的结果而产生的。本发明 75 要求通过用导频 pn 序列 91 去扩展 81 来自基带信号 77 的导频产生一个低电平导频信号 135。将导频信号耦合到一个单输入 PLL133。PLL133 测量导频信号 135 与一个 0 参考相位之间的相位差。去扩展导频信号 135 是耦合到 PLL133 的实际误差信号。

图 9 中示出了一个惯用 PLL133。PLL133 包括反正切分析器 136，复数滤波器 137，积分器 139，和相位-复数转换器 141。导频信号 135 是输入到 PLL133 的误差信号，并被耦合到复数滤波器 137。复数滤波器 137 包括两个增益阶段，积分器 145，和加法器 147。从复数滤波器的输出被耦合到积分器 139。频率的积分是输出 140 到转换器 141 的相位。相位输出 140 耦合到一个转换器 141，该转换器 141 将相位信号转换成一个用于与基带信号 77 混合 151 的复数信号。由于上游操作是可交换的，因此 PLL133 的输出 149 也反馈环流到系统 75。

通过执行数据调制的硬判决 121 和消旋 123，处理提供了信道估计，而没有使用大的导频信号。如果在硬判决处理期间发生错误并且没有正确地指定接收数据码元的象限，处理产生相位误差。但是，由于提高了业务信道的信噪比，减小了相位误差的可能性。在信道估计和载波恢复处理过程中滤除产生的误差。业务信道大约比去扩展导频信号强 6dB (2x)。

如前面所讲的，本发明也可以用在码元级的载波偏移纠正执行。图 10 中示出了一个在码元级实现的可选实施例 150。在组合惯用

PLL133 的输出的情况下产生码片和码元级处理之间的差别。在码元级，PLL 输出 140 不经受码片转换 141，并且在瑞克接收机 101 之后由另一个 n -维混合器 153 引入到 AMF97 加权。相位纠正信号 140 反馈也必须与信道去扩展器 $85_1, 85_2, 85_n$ 的多个输出 $95_1, 95_2, 95_n$ 中的每一个混合 $154_1, 154_2, 154_n$ ，并且与导频去扩展器 87 的输出 135 混合 156。

如图 11 中所示，另一个可选实施例 193 使用了前面实施例的一种变型，从而在去扩展之后对每个接收码元进行硬判决，并且用一个等于复共轭的弧度量消旋。如图 11 中所示，可选方法 193 使用多个信道去扩展器 $85_1, 85_2, 85_n$ 和导频去扩展器 87 作为对一个多输入锁相环 (MIPLL) 157 的输入。由于每个去扩展信道 $95_1, 95_2, 95_n$ 包含导频信号的一个模糊代表，因而需要一个小信号导频信号 135 作为绝对参考。把结合去扩展小信号导频信号的来自所有信道的去扩展码元输入到 MIPLL157。

参考图 12，将来自每个信道 $95_1, 95_2, 95_n$ 的输出耦合到一个硬判决/复共轭操作 $159_1, 159_2, 159_n$ 。然后，把消旋的伪导频信号 $161_1, 161_2, 161_n$ 与延迟的码元混合 $163_1, 163_2, 163_n$ ，产生复电压误差。将误差 $165_1, 165_2, 165_n$ 输入到转换器 $167_1, 167_2, 167_n, 167_{n+1}$ ，转换器把复数反正切转换成相位误差 $169_1, 169_2, 169_n, 169_{n+1}$ 。将每个相位误差 $169_1, 169_2, 169_n, 169_{n+1}$ 输入到一个把不同权数指定给多个输入的最大似然组合器 171，并产生一个和数输出。和数中也包括去扩展 135 和转换 167_{n+1} 的小信号导频信号 135 相位 169_{n+1} 。可以加重小导频信号的加权，因为它的相位是明确的。

组合器的输出 173 是载波偏移的估计，并且被耦合到一个复数滤波器 175，和耦合到一个积分器 177。所有信道给载波偏移频率的估计提供了由非模糊导频信号除去的绝对相位误差参考。积分器累计许多抽样上的相加信号的历史。在积分后，输出相位误差估计 179，转换成复数电压 183 并输出。

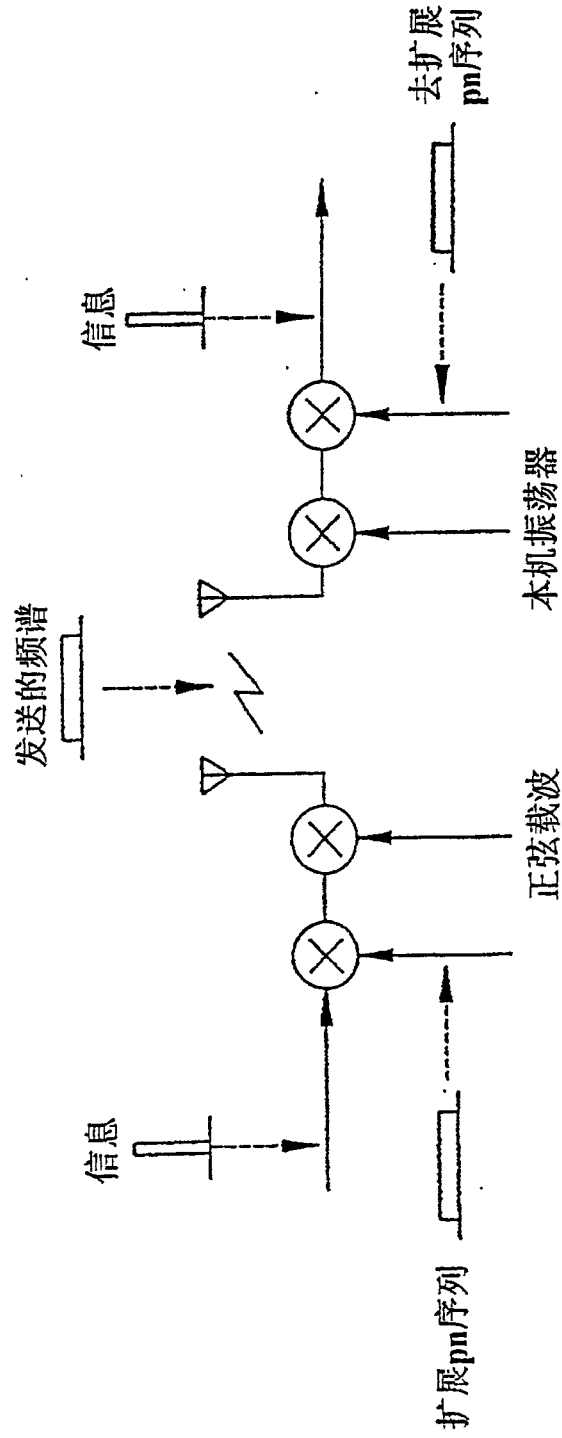
返回参考图 11，把 MIPLL157 的输出 183 耦合到瑞克接收机上游的复数混合器 185。这完成了 MIPLL157 的误差反馈。尽管本实施例需要额外的资源并增加了复杂性，但可以在一个数字信号处理器（DSP）中有效地实现和执行 MIPLL157 结构。

现在参考图 13 中所示可选实施例 195，这个实施例 195 在码元级混合 MIPLL157 的输出。MIPLL157 的输出与瑞克接收机 101 的输出混合 197。如上所述，瑞克接收机 101 的输出是在码元级。禁止 MIPLL157 结构中的码元-码片转换 181。由于 MIPLL157 的输出 183 与仅用于 AMF79 加权的瑞克接收机 101 的输出混合，必须把载波偏移的相位纠正加到处理业务数据的接收机部分。因此需要在每各信道去扩展器 85_1 ， 85_2 ， 85_n 下游的多个混合器 199_1 ， 199_2 ， 199_n 和导频去扩展器 87 下游的一个混合器 201 混合纠正了相位的输出 183（在码元级），作为对系统的反馈。

本发明把发送的导频信号保持在低电平，以提供绝对相位参考，同时减少干扰和提高了空中容量。最后的效果是有效地消除了导频额外开销。

尽管示出和说明了本发明的特定实施例，但熟悉本领域的人员可以进行许多修改的改变，而不脱离本发明的精神和范围。以上说明仅用作解释，而不限任何方式的特定形式。

图1 现有技术



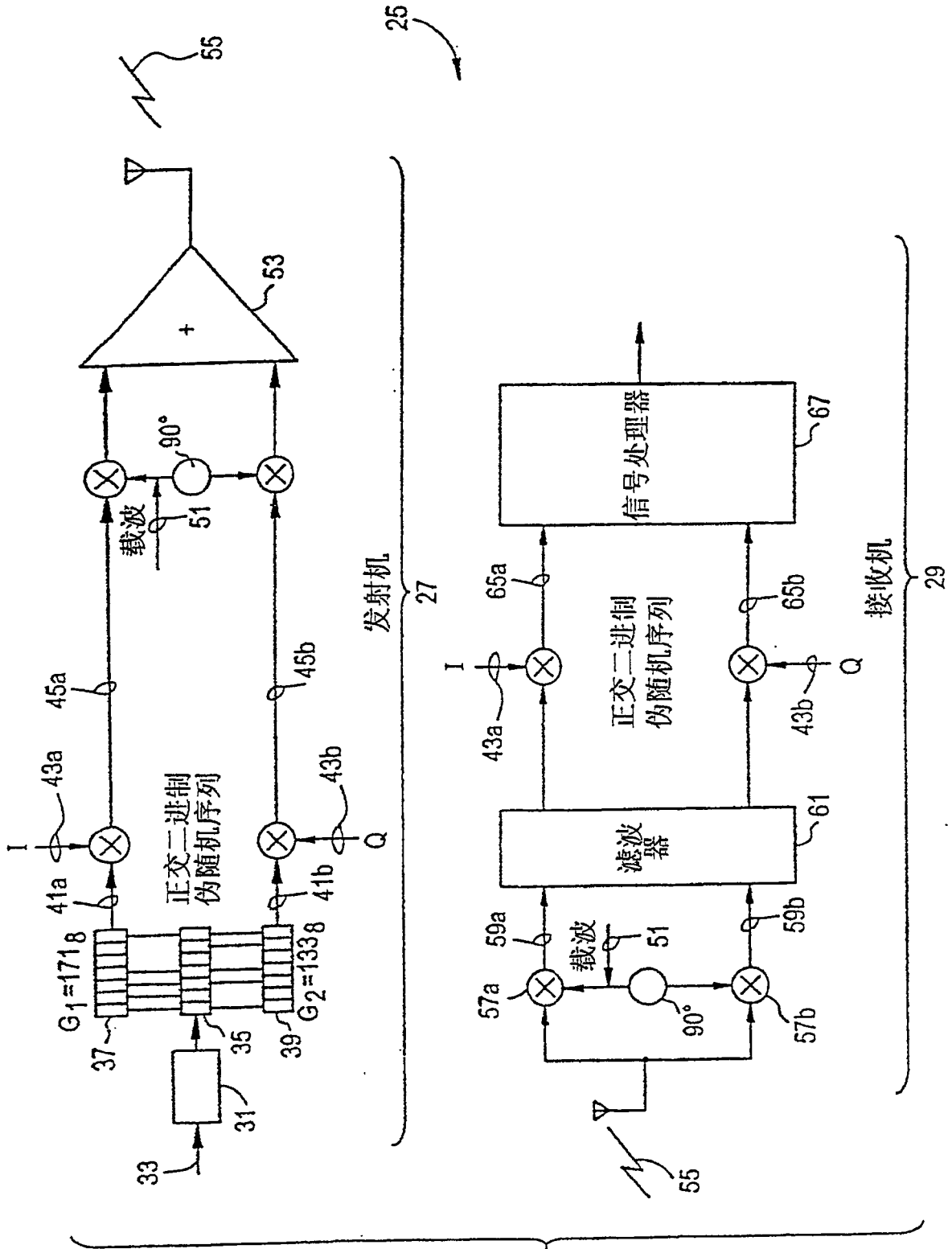


图2

图3A

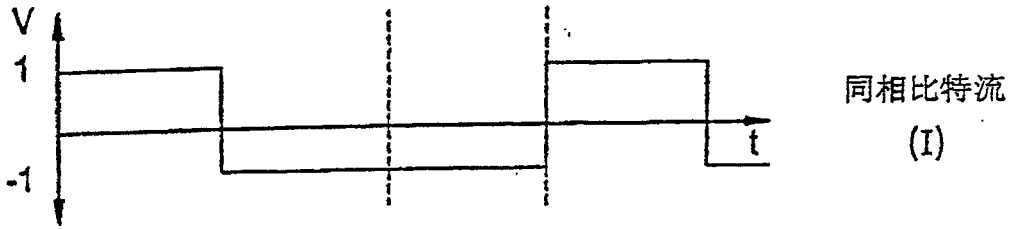


图3B

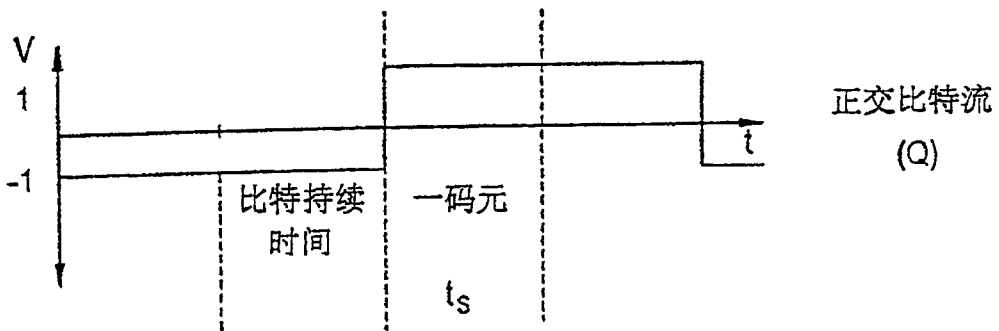
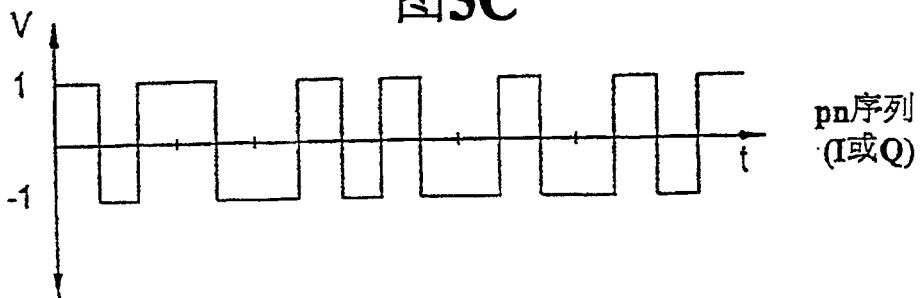


图3C



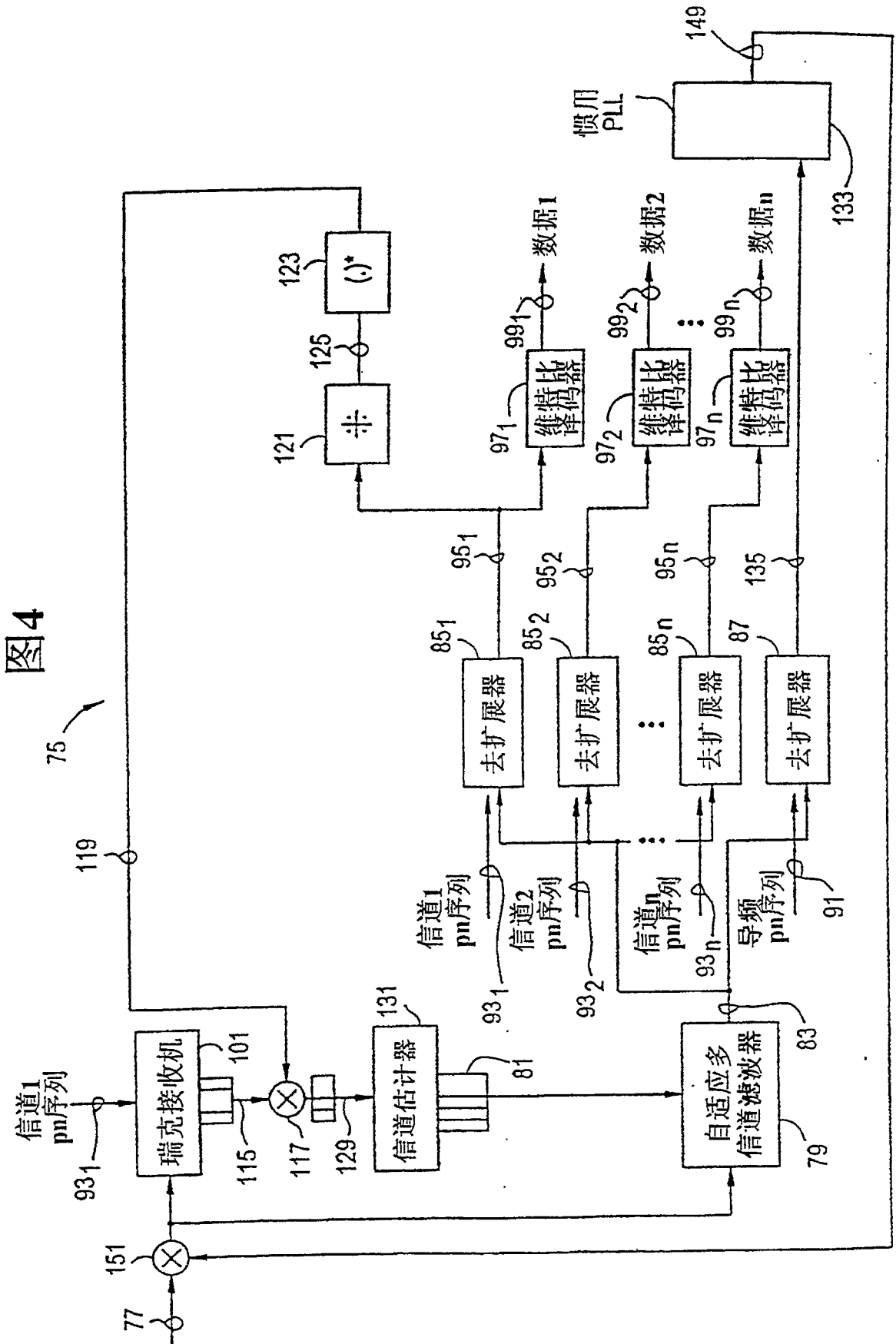


图4

图5

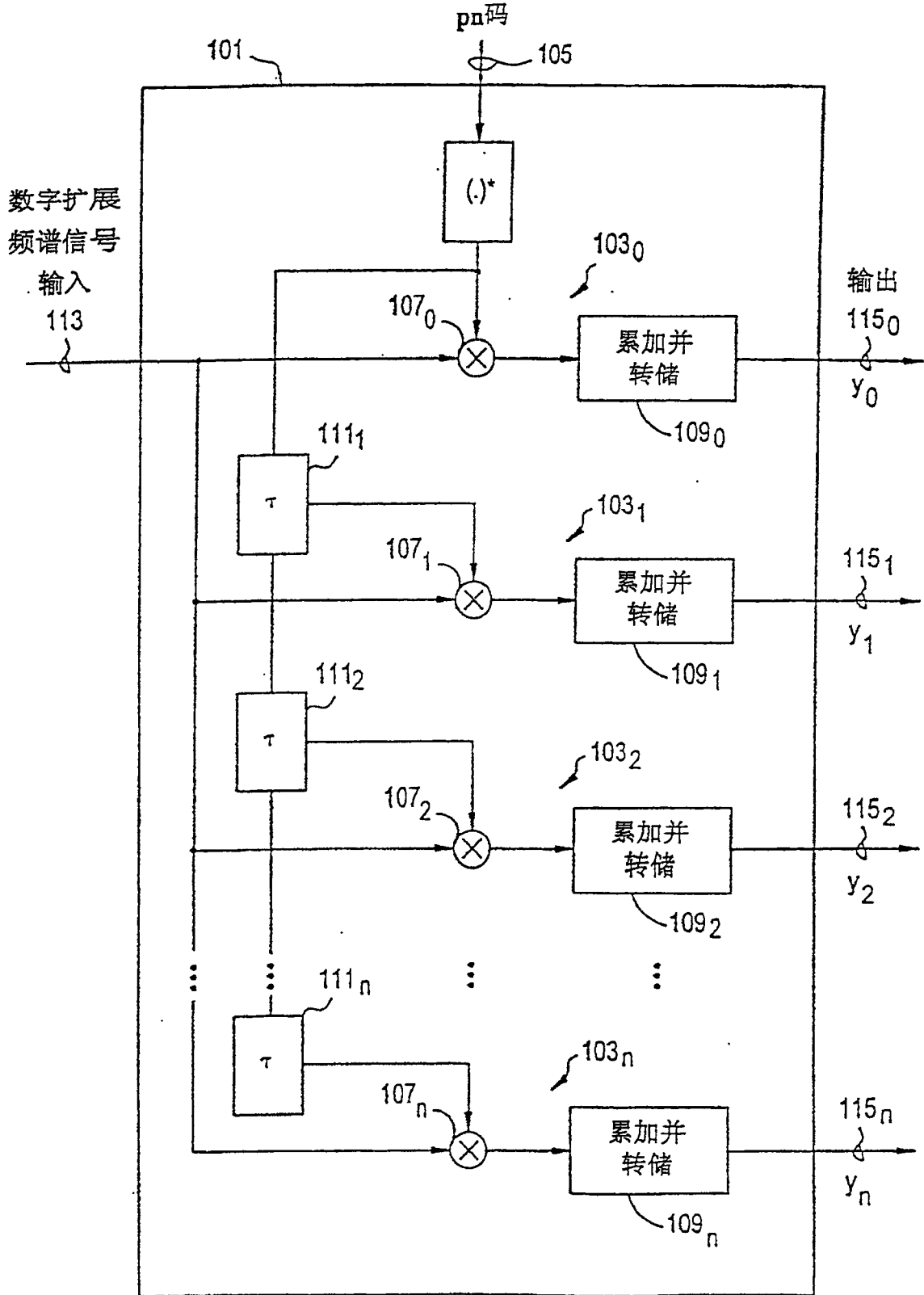


图6

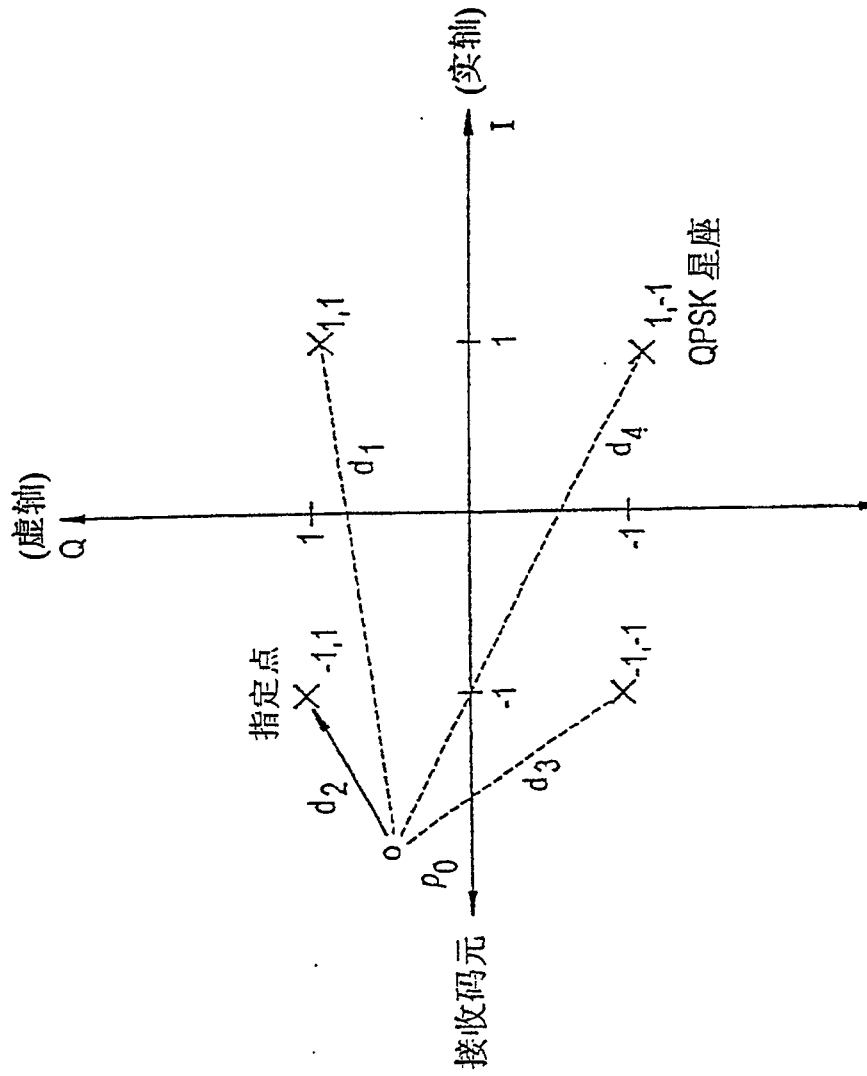


图7

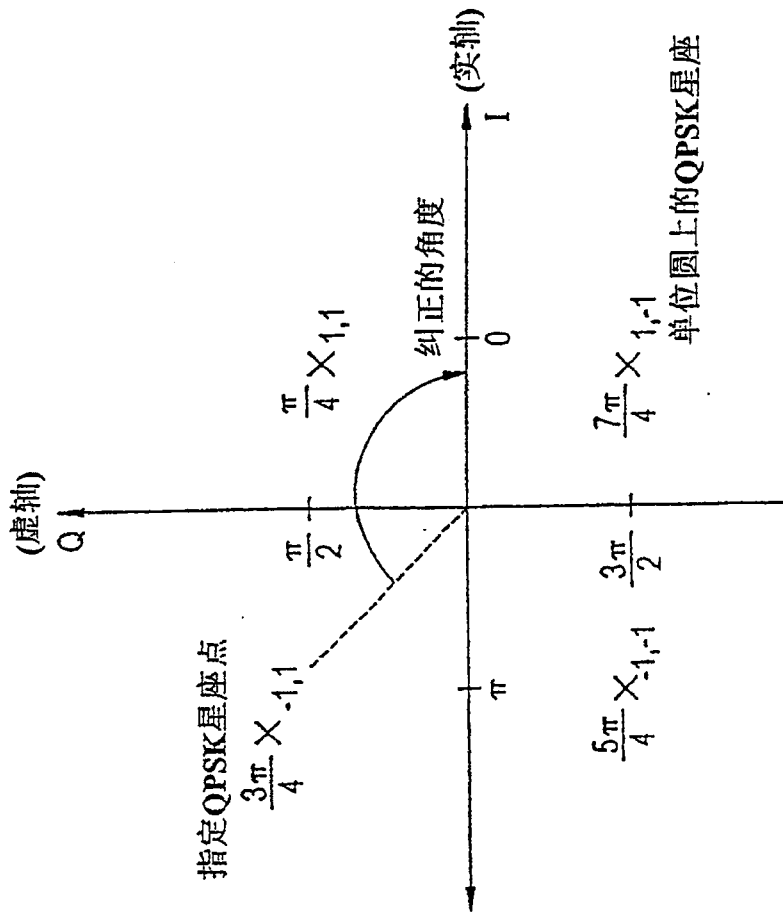


图8

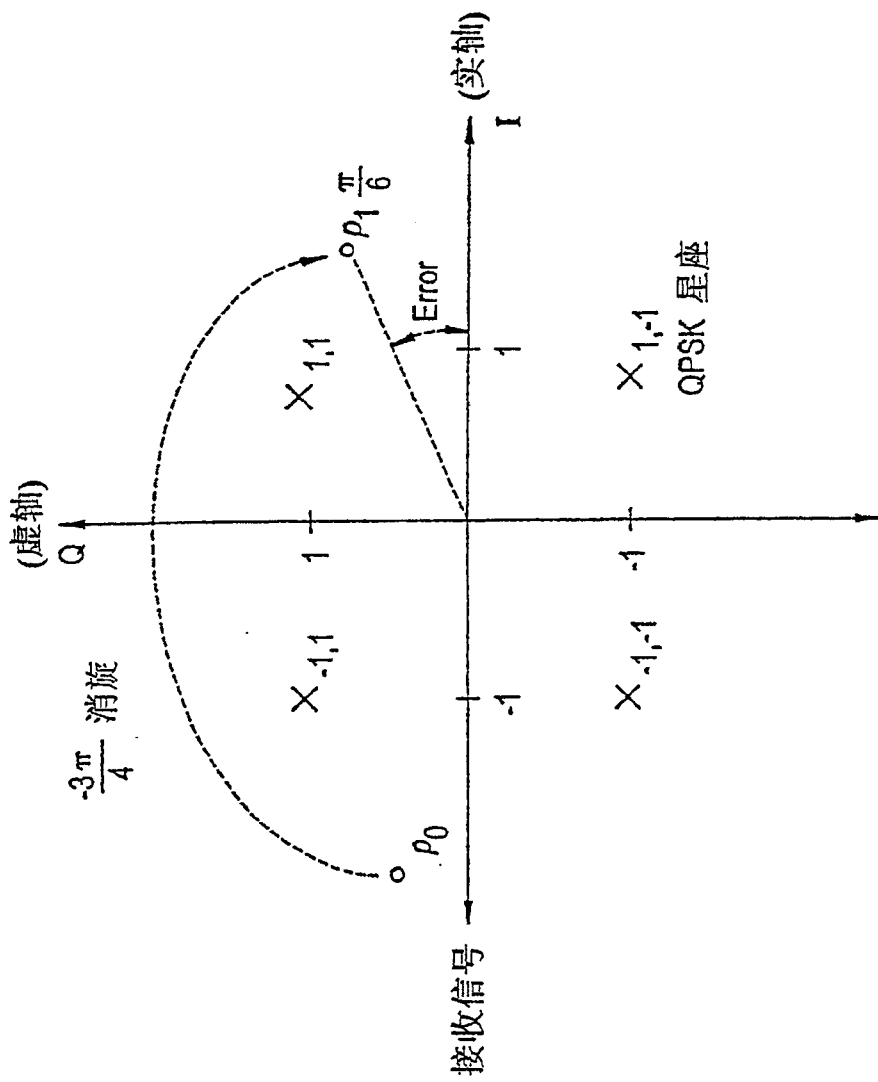


图9

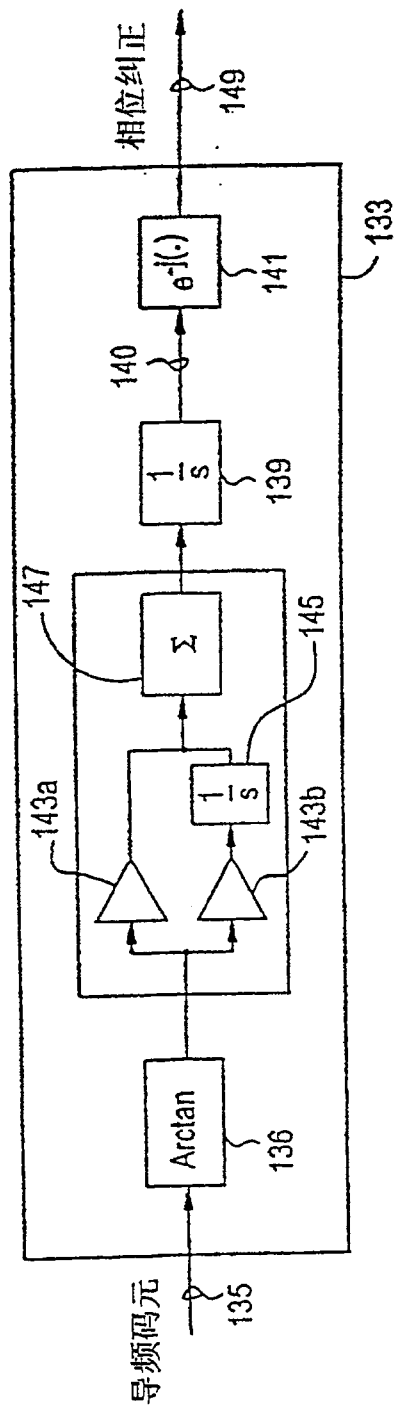


图10

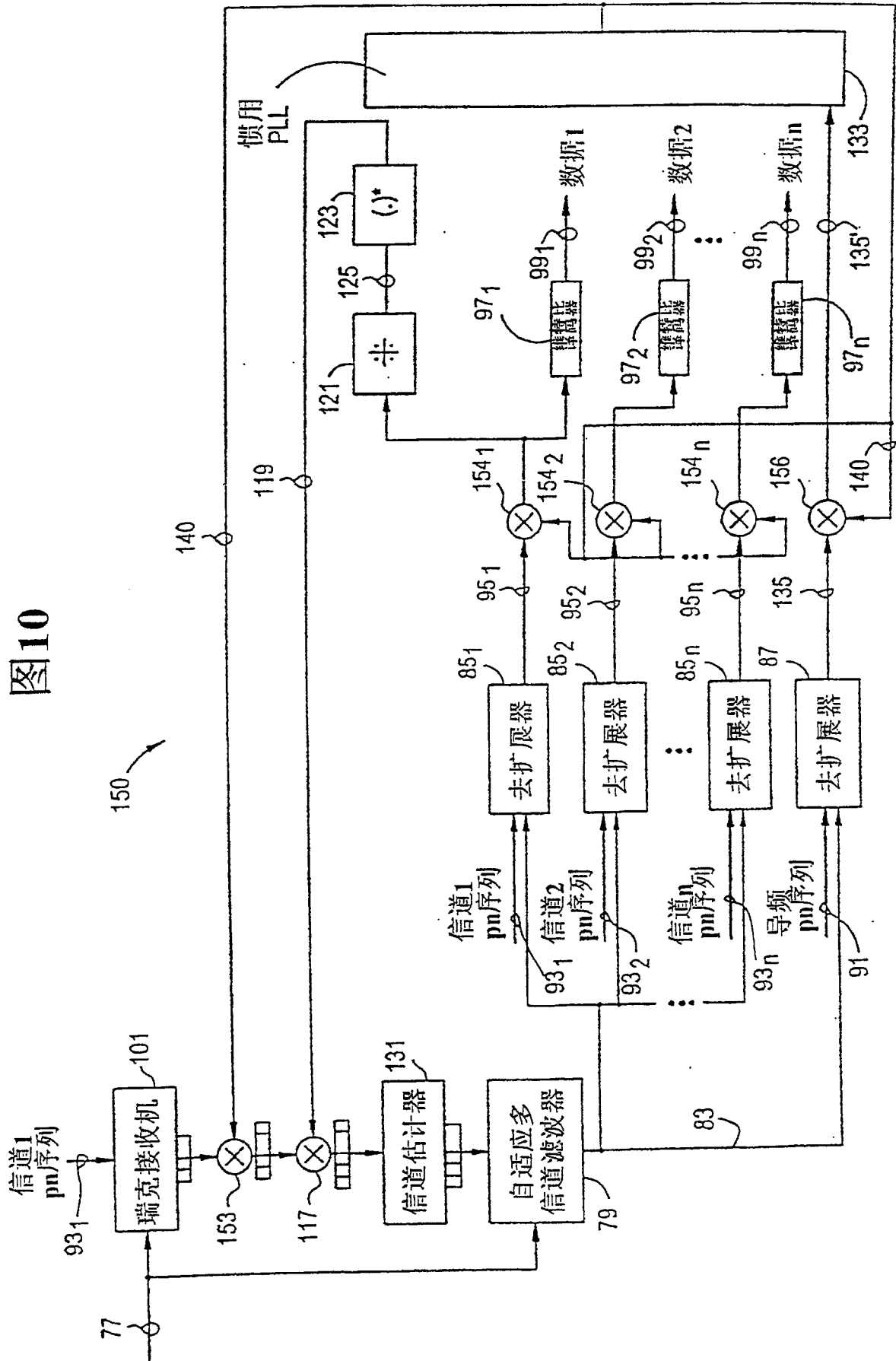


图11

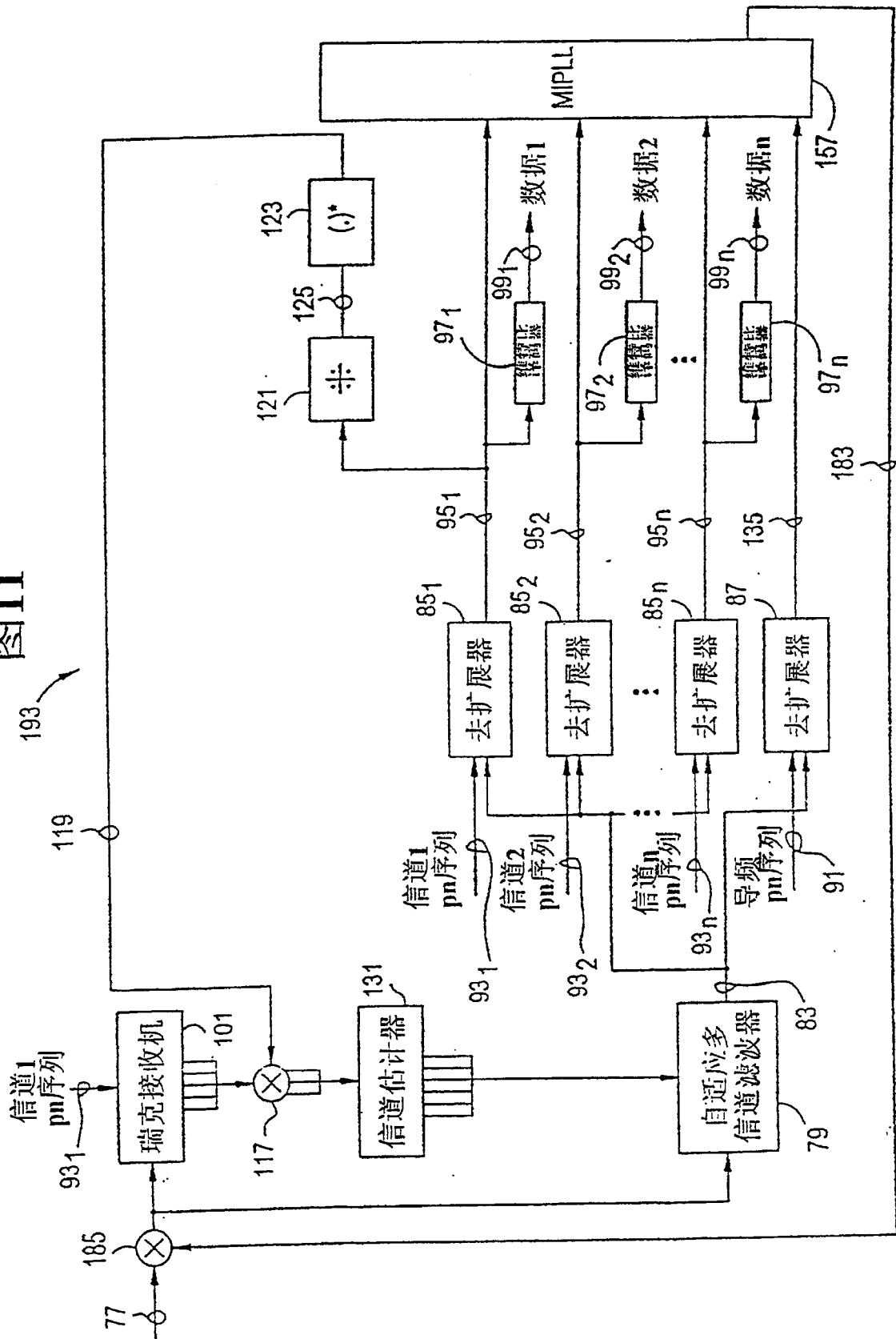


图12

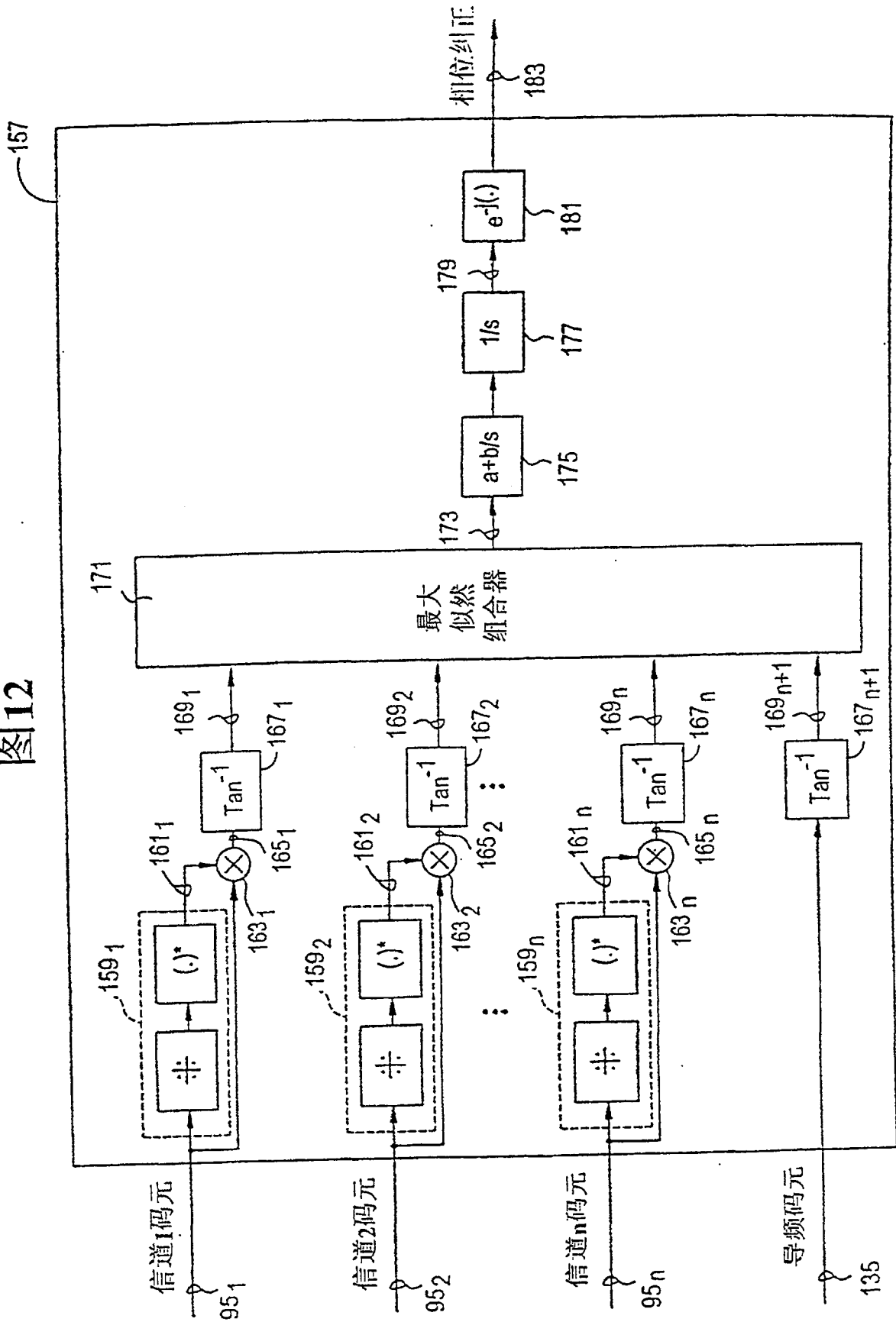


图13

