

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

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

H04J 13/02

H04B 7/26

# [12] 发明专利说明书

H04B 7/005 H04Q 7/22

[21] ZL 专利号 95192795.7

[45] 授权公告日 2002 年 2 月 6 日

[11] 授权公告号 CN 1078987C

[22] 申请日 1995.4.25 [24] 颁证日 2002.2.6

[21] 申请号 95192795.7

[30] 优先权

[32] 1994.4.29 [33] US [31] 08/235,527

[86] 国际申请 PCT/SE95/00456 1995.4.25

[87] 国际公布 WO95/30289 英 1995.11.9

[85] 进入国家阶段日期 1996.10.28

[73] 专利权人 艾利森电话股份有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

[72] 发明人 P·M·泰德 L·-M·艾弗布林

L·G·布里斯马克

[56] 参考文献

US 5136612 1992.8.4 H04K1/00

审查员 秦力军

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

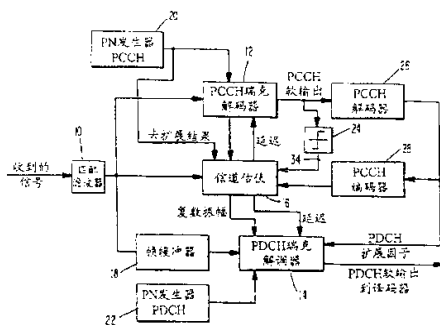
代理人 邹光新 傅康

权利要求书 2 页 说明书 9 页 附图页数 4 页

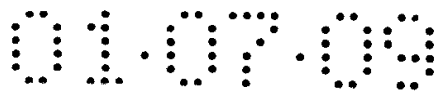
[54] 发明名称 直接序列 CDMA 相干上行线路检测器

[57] 摘要

一种用以在多速率 CDMA 系统中相干解调上行线路信号的系统和方法。通过先解调控制信号中与收到的信号数据信道一个帧中数据段的数据率有关的信息可以求出相位信号,从而产生供相干解调用的基准。



ISSN 1008-4274



## 权 利 要 求 书

1. 一种接收机, 包括:

5 信号接收装置, 有一个数据信道和一个控制信道, 数据信道有一个可变传输速率数据段, 控制信道与所述数据信道相连, 且含有表示所述可变传输率数据段的传输率的信息;

解调装置, 用以解调所述控制信道并由该信道产生信道信息; 和  
相干解调装置, 用以用所述解调所述控制信道的装置产生的信道信息相干解调所述数据信道。

10 2. 如权利要求 1 所述的接收机, 它还包括:

信道估值确定装置, 用以根据从所述解调所述控制信道的装置输入的信道信息确定信道估值; 和

15 信道估值参数提供装置, 用以给所述供相干解调所述数据信道的装置提供信道估值参数, 其中所述供解调所述数据信道的装置用所述信道估值参数相干解调所述数据信道。

3. 如权利要求 1 所述的接收机, 其特征在于, 所述信道信息含有所述控制信道下列三项的至少其中之一: 去扩展结果、系数和调制比特。

20 4. 如权利要求 2 所述的接收机, 其特征在于, 所述信道信息含有所述控制信道下列三项的至少其中之一: 去扩展结果、系数和调制比特。

5. 如权利要求 4 所述的接收机, 其特征在于, 所述供确定信道估值的装置还包括:

25 延迟估计装置, 用以根据所述收到的信号和所述系数估值所述收到的信号中各射线的延迟。

6. 如权利要求 5 所述的接收机, 其特征在于, 所述供确定信道估值的装置还包括:

估值装置, 用以根据所述控制信道的所述去扩展结果和所述调制比特估值所述收到的上行线路信号中各射线复数振幅。

30 7. 如权利要求 6 所述的接收机, 其特征在于, 所述供估值复数振幅的装置采用固定估值窗口。

8. 如权利要求 6 所述的接收机, 其特征在于, 所述供估值复数振

幅的装置采用可变估值窗口。

9. 一种相干解调所收到的 CDMA 信号的方法, 包括下列步骤:

提供一个含有表示数据在所述收到的 CDMA 信号的数据信道中的  
传输速率的信息的控制信道;

5 解调所述收到的 CDMA 信号的所述控制信道;

用来自所述解调步骤的信息产生基准信号; 和

用所述基准信号相干解调所述收到的 CDMA 信号的所述数据信  
道。

10. 如权利要求 9 所述的方法, 它还包括下列步骤:

10 用所述解调所述控制信道产生的信息求出信道估值; 和

用所述信道估值产生所述基准信号。

11. 如权利要求 9 所述的方法, 其特征在于, 所述产生基准信号的  
步骤还包括下列步骤:

估值各射线在所述控制信道中的延迟时间;

15 估值所述射线在所述控制信道中的复数振幅。

12. 如权利要求 11 所述的方法, 其特征在于, 所述估值复数振幅  
的步骤还包括下列步骤:

采用一组可变的滤波系数。

13. 如权利要求 11 所述的方法, 其特征在于, 所述估值复数振幅  
的步骤还包括下列步骤:

采用一组固定的滤波系数。

14. 如权利要求 9 所述的方法, 还包括如下步骤:

将接收到的 CDMA 信号各帧向一个相干的数据信道的解调器的分  
配延迟到相应的基准信号已产生时为止。

25

# 说明书

## 直接序列 CDMA 相干上行线路检测器

### 5 背景

本发明总的说来涉及无线电通信方法和无线电通信系统，更具体地说，涉及码分多址(CDMA)信号的处理。

无线电电信的迅速增长要求不断提高无线电通信系统的容量、灵活性和质量。可以看到，在这方面的进展已从模拟技术转移到数字技术，从频分多址(FDMA)转移到时分多址联接(TDMA)。码分多址(CDMA)比起目前的 TDMA 标准具有某些特殊的特点，完全有理由可选作未来第三代的系统。不同技术之间的转移确是提高了系统的容量，但另一方面为满足消费户对提高容量幅度的要求，还需要提高系统各组成部分的效率。因此，例如，对无线电通信的发射机和接收机就不断提高了它们的效率。

在接收机中，数据的检测的可靠性，取决于接收机分辨所收到信号的模糊性的能力。检测性能优异的接收机减缓通信系统其它部分的限制，从而体现为系统能力的提高、体积的缩小、成本的降低或某些其它优点。举例说，接收能力提高的基地台可以降低其流动台的发射率，从而即时节约其蓄电池的电能。不然也可以利用信号检测的改善提高例如链路的质量。

相干检测是通过与基准信号的相关来消除无线电信道在收到的无线电信号引起的相位变化，非相干检测则是根据两个正交估值所寻找的信号，因此比起相干检测来，其损耗达 3 分贝之多，所以对接收机来说相干检测比非相干检测更可取。因此，一般说来，优先选择的对象是相干检测而不是非相干检测。相干和非相干检测技术都是从所周知的，但使用哪一个技术则取决于有无基准信号，如果有基准信号，

则一般选用相干检测，否则必须使用非相干检测。基准信号可以是专用的导频信号或仅仅是接收机所熟知的与数据信号混杂在一起的导频信号。

5 按时分多址联接(TDMA)工作的系统往往含有与数据符号混杂在一起的导频或基准符号。对一个链路上的信息进行解码时，一个个单独地考虑各个时隙，包括基准信息在内。此基准信息可以在时隙的一部分集中在一起，也可以分散开来。无论在哪种情况下，基准信息是与用户数据时分多路传输的。在时隙没有基准取样的时刻估值无线电信道有各种可采用的方案。

10 在直接序列码分多址(CDMA)系统中，数据传输是连续的，即和 TDMA 系统一样，用户是通过不同的代码而不是通过不同的载频组合和时序加以区别的。在最近公布的美国 CDMA 标准 IS-95 中，相干检测是在系统的下行路线(即从固定的基地台下行至流动台的路线)中进行的。由于基地台不难共享资源，因而一个网孔中的所有流动台共用  
15 给相干检测提供相位基准的一个导频信号。传送这种导频信号所需的功率往往比传送各基底各/流动态链路特有的信号大。这样就确定了无线电信道的可靠基准。

然而，IS-95 中并还建议在上行路线中采用相干检测，因为任何基准信号在上行路线中并不支持相干检测。在上行路线中，来自流动  
20 台的信号通过专用的无线电信道进行传输，因而没有公用的导频资源。此外，上行路线调制法是发送 M 列正交信号，这不难用平方律检波器以非相干检测法检测出来。虽然可以对 M 列正交信号本身进行相干检测，但这种检测只会使系统更为复杂。

相干检测还可以用 P. Hoehner 在 1993 年 6 月《赛车流动电信工场》  
25 杂志中发表的题为“信道编码和 DS(直接序列)-CDMA 传播的比较研究”一文中所述导频符号辅助检测法在 DS-CDMA 中进行。然而，这种方法也有问题，因为由于信号变化快，需要将各导频符号分配在整个帧中。在比特率和扩展因数都变化的 CDMA 系统中，引入与数据序

列交织在一起的导频符号使事情复杂化。目前还没有在上行路线中进行相干检测的方法，因而需要使用非相干检测，容许系统在性能上的下降。因此，总希望能提供在例如 CDMA 系统的上行路线中进行相干检测而不用另外引用导频符号或信号的系统和方法。

5

### 简介

按照本发明的一些实施例，在上行线路进行相干检测采用了在多速率 CDMA 系统已提供的信息作为基准。例如，可以在控制信道中提供与用以传输每帧的数据中段的信息的数据速率有关的信息，将其与数据信道并行传送，并在解调数据区之前加以解调，以提供供相干检测的相位和振幅信息。

10

DS-CDMA 的一个好处是能逐帧改变信息率。预期未来需要多种传输率的系统会需要这种能力。为了能妥善检索数据，该数据帧的数据段和为含标识符的数据段设在控制信道中。这个标识符可从一定数目的字母提取并以高冗余度发送出去。控制信道的比特率可加以固定，然后被接收机中知晓。

15

解码过程的第一步是解调标识符。由于没有导频信号，因而采用差分相干检测。那里配备的编码能力相当强，因而标识符无论如何能可靠地检测出来。标识符一经知道，就可以通过将标识符码元再编码成取样信号估值无线电信道。求出各信道通路的复数振幅，即其振幅和相位，由此提供可用以相干解调数据段的信道的相位信息。

20

传送标识符时的固定比特率可与所寻求数据段的比特率不同，因而估值结果可能与待检测的数据段不一致。但这可以通过例如利用已知的标识符段比特率和数据段比特率在根据出现在标识符段比特率的重建信道作出的估值之间进行简单的内插处理加以补偿。这样，可以估值出数据段速率下的无线电信道，即再现各链路特有的导频信号。

25

这样，本发明提供在例如 DS-CDMA 系统的上行线路进行相干检测的一种方法和系统，具体作法是按在时间上与传送数据所使用的

PN(伪噪声)序列同步的独立 PN 序列发送控制信号。这个控制信号不可以传送数据帧中使用的信息比特。本发明的效果是使解码性能优异, 从而可利用来例如节省蓄电池的电能和/或提高链路的质量。

## 5 附图说明

结合附图阅读下面的详细说明可以更容易理解本发明的上述和其它目的、特点和优点。附图中:

图 1 示出了本发明基地台接收机的一个实例;

图 2 示出了 PCCH 瑞克解调器的一个实例;

10 图 3 示出了图 2 解调器抽头的一个实例;

图 4 是延迟估值方案实例的方框图;

图 5 是本发明实施例振幅估值的方框图;

图 6 示出了 PDCH 瑞克解调器的一个实例;

图 7 示出了图 6 解调器抽头的实例。

15

## 详细说明

本发明实施例的 DS-CDMA 系统能通过在帧中提供指定该帧的瞬时数据符号率的控制信息来支持比特率变化的各种业务, 例如讲话。为在有规律的时间间隔内从事上述业务, 可以用等长帧来组成物理信道。各帧带有整数个的帧片和整数个信息比特。

20

采用该帧结构, 可以通过在单独的实际(物理)信道上传送比特率控制信息, 给每一个 CDMA 帧提供比特率控制信息。载有数据的实际信道和载有控制信息的实际信道可分别用实际数据信道(PDCH)和实际控制信道(PCCH)表示。PCCH 的扩展码、符号率或等扩展因数预先让接收机知道。

25

可变码率传输潜在的好处很多。例如, 由于帧片率保持不变, 因而可以减少系统的各种用户的干扰, 由于比特率较低, 因而可以提高扩展因数, 从而降低发射功率。本技术领域的行家们不难理解, 可以

有利地利用这个改变 CDMA 系统中信息率的能力来改变其它参数。

本发明的一些实施例列举了在这种可变码率传输方案中在上行线路(即在基地台)相干检测 DS-CDMA 信号的系统和方法。上面说过, 为有效地对可变码率传输进行解调, 接收机采用与传送数据段时所使用的速率有关的信息。实现此目的的一个方法是在 PCCH 中提供表示各帧传输数据段的数据率的信息。但熟悉本技术领域的人们都知道, PCCH 还可以传送关于 PDCH 中相应帧的其它许多参数, 例如, 功率控制指令。

图 1 示出了基地台接收机一个实例的结构。收到的复合基带信号先用脉冲波形匹配滤波器 10 滤波, 再在例如以每帧片两个样值的联样率取样。然后将信号分别分配到控制信道和数据信道的瑞克解调器 12 和 14, 以及信道估值单元 16 上。解调器 12 和 14 还由 PN(伪噪声)序列发生器 20 和 22 提供 PCCH 和 PDCH 的相应 PN 序列。上面说过, PCCH 帧含有关于被同时传输的 PCCH 的结构的信息, 因此 PCCH 信息应在 PDCH 可加以解调之前加以解码。于是, 由 PDCH 瑞克解调器 14 前面的帧缓冲器 18 延迟经滤波信号往 PDCH 瑞克解调器 14 的输入。信道估值过程在连续传道的 PCCH 进行。PDCH 是否存在取决于其数据率, 这个数据率在例如讲话或数据通信暂停期间可以为零。若 PDCH 存在, 来自该信道的输入也可用来形成信道估值结果。两个来自 PCCH 瑞克解调器 12 的两个判定反馈通路(一条通路包括量化器 24, 另一条通路包括 PCCH 解码器 26 和 PCCH 编码器 28)是为获取信道估值单元的输入信号而设的, 下面将更详细地加以说明。

由于 PCCH 是在解调 PDCH 之前解码的, 因而 PDCH 和 PCCH 上采用不同的检测方案。PDCH 以相干方式解调, 而在 PDCH 上, 数据则是差分编码的, 以便可以进行差分相干解调。差分相干解调是采用先前检测出的符号作为无线信道基准的一种方案, 这里由于不知道复数振幅方面的信息, 因而采用了无线信道基准。相干解调时, 接收机利用关于准备在解调器中使用的射线的延迟和复数振幅的信息。



所述延迟值在例如 10 微秒内可在二分之一帧片时间间隔  $T_c/2$  上下变化(其中, 例如, 在 5 兆帧片/秒信息率下,  $T_c = 200$  毫微)。因此, 对延迟的估值可以非常准确。

5 另一方面, 要精确估值射线的复数振幅更加困难, 因为振幅的变化速率比所述延迟变化速率更快。采用先前检测出的二进制位作为基准的复数振幅估值单元, 其有效窗口长度应小于信道最短的相干时间, 即两倍最高多普勒频率  $f_{D,MAX}$  的倒数, 这样信道噪声才不致过度影响振幅估值结果。因此, 例如, 小于 2 微秒的窗口长度适用于 250 赫的最高多普勒频率。将这个可取的特点连同 PCCH 上信道编码码元的周期(此周期可以是例如 250 微秒)考虑在一起, 可以采用差分编码数据的调制方案。在这种调制方案中, 复数振幅的估值是在单一的位周期中隐蔽进行的。

15 现在就图 2 和图 3 说明 PCCH 瑞克解调器的一个实例。图 2 中, 收到的信号发送到各多个瑞克抽头 210, 各瑞克抽头 210 上都提供有不同的时延和 PN 序列。各瑞克抽头 210 输出去扩展结果和解调值, 去扩展结果发送给信道估值单元 16, 解调值在部件 215 加起来, 以便给控制信道提供软输出。图 3 较为详细地示出瑞克抽头 210。收到的信号先在 210 按该抽头的适当延迟时间加以延迟。经过延迟之后, 复合信号与 PN 序列的同相和正交分量相乘, 并在方框 315 和 318 处部分积分, 然后在加法器 320 处复合。加法器 320 的输出视为该抽头最终在方框 340 积分之前的去扩展结果。去扩散结果可以在控制信道比特或小部分比特持续时间的部分相互关系上进行积分。信道在一个位周期期间显著变化时需要部分相互关系。由于没有控制信道的复数振幅方面的信息, 因而采用方框 350 处收到信号的延迟值差分解调结果

20 值。接着, 经解调的输出发送给加法器 315, 与其它抽头 210 的输出加起来。

25 PCCH 经过差分相干解调和软判定解码之后, 可以把 PCCH 看成有效的导频信道。PCCH 上的解码错误不可避免地使 PDCH 帧损坏,

因为 PDCH 解码需要 PCCH 上传送的信息, 例如, 正确的扩展因数。这样, PCCH 上的信息受到强大编码体制的保护, 以便最大限度地减少这类差错。经解码和再编码的 PCCH 由于是有效的导频信道因而可用来估值射线的复振幅。窗口的有效估值长度由下面更详细说明的滤波系数确定。现在可将该窗口长度扩大一倍, 因为不仅以往的各信号部分和在差分相干解调的方案一样用在估值处理中。而且未来的各信号部分也可以在特定时间用来估值射线的振幅。扩大窗口宽度不仅可提高接收机的性能, 使对复数振幅的估值达到足够的粗确度, 而且还使 PDCH 的相干解码得以进行。

5

10

综上所述, 本发明实施例的信道估值过程可以分为两个通用步骤: 估值延迟和估值复数振幅。

延迟是逐帧估值的。长期功率频谱(DPS)是利用 PCCH 的一个帧估值的。在下一个帧对 PCCH 和 PDCH 中进行的解调过程中使用所选取的取强射线的延迟。这里不估值长期 DPS 而经滑窗估计短期 DPS, 于是可用同时最强的射线进行解调。

15

图 4 是本发明延迟估值单元实施例的方框图。收到的信号输入时变匹配滤波器 30 以估计 DPS 中特定延迟 32 的功率。不然为减少硬件的复杂性也可用一组相关器(图中未示出)代替匹配滤波器 30, 这些相关器只使用所收到的能量供这种用途用的部分。

20

在线路 34 上输入的滤波系数取自发生器 20 提供的 PCCN PN 序列, 该序列和在发射机中一样用差分编码的二进制位调制。由于这些经差分编码的二进制位本来就是未知的, 因而通过量化器 24 从 PCCH 瑞克解调器 12 反馈。为满足硬件在时间控制上的要求, 各二进制位在解码之前从 PCCH 解调器提取, 即从图 1 有量化器 24 的反馈通路提取。不然, 若对时间控制的限制要求不严, 这些二进制位也可以从方框 28 提取。收到的信号在方框 32 信道估计单元的输入端延迟一段时间直到调制器的输出端 35 有相应的滤波系数为止。在匹配滤波器 30 的输出端产生信道脉冲响应矢量  $\underline{h}$  每次测定的时间间隔估计值  $\hat{h}$ 。

25

在测定时间期间，令时变匹配滤波器 30 的滤波系数保持不变。时间的长短确定估值脉冲响应矢量的长度。因此，这个时段可按尽可能长的脉冲响应选取。匹配滤波器 30 中滤波系数的数目确定相关长度或处理增益  $C_L$ 。另一方面，增益  $C_L$  应 K 得足以使脉冲响应提高到噪声最小值以上，另一方面，相关时间(或增益  $C_L$ )应比信道的相关时间(即两倍最高多普勒频率  $f_{D,MAX}$  的倒数)小。例如，相关长度可取 500 微秒。

第一短期 DPS 估值  $\hat{\phi}_0$  是通过取绝对值在方框 36 平方起来从脉冲响应矢量  $\hat{h}$  获得的。由于处理增益可能不足以进行良好的估值，因而求出其后若干(即  $N_{\hat{\phi}}$  个)估值  $\hat{\phi}_0$  的平均值，以便在方框 38 提供最终的估值  $\hat{\phi}$ 。接着，找出延迟功率频谱  $\hat{\phi}$  以确定最强射线。这些射线相应的延迟足以在下一个帧中使 PCCH 和 PDCH 瑞克解调器 12 和 14 工作。

为使 PDCH 瑞克解调器 14 相干工作，需要关于按每一个经解调的射线连续改变各射线复数振幅的信息。此信息是通过在信道估计单元 16 处理相应 PCCH 瑞克解调射线的去扩展结果获得的，图 5 示出了这部分的信道估计单元 16。

去扩展结果可视为用 PCCH 比特调的制时变复数振幅的高噪声的样品。可以完好地去除调制，因为在解码器 26 对 PCCH 解码之后，通过在编码器 28 对各信息位象它们原先在发射机中编码那样重新编码不难获取调制比特。这个过程将 PCCH 转换成供 PDCH 解调用的导频信道。

在方框 39 消除调制效果之后，去扩展结果由时变滤波器 40 滤波以减少噪声。滤波器 40 的滤波系数确定估计窗口长度。按照图 5 的实施例，这些系数根据预期的最高多普勒频率确定下来。然而，这些系数在处理过程中会变从而形成滑动估值窗口长补偿多普勒频谱中的变化。当然，估值窗口变化会在无线信道中引起相应的变化，从而若滤波器 40 采用变化的系数，则需要某种重复过程或判定方案来妥善补偿这种变化。

偿这种变化。

5 高计算效率的滤波方法是对整个 PCCH 帧的解调的去扩展结果在前后方向上滑行一个递归指数窗口并组合结果。性能上的损失比起最佳时变，维纳滤波器来几乎可以忽略不计，维纳滤波器也利用通常未知但在计算上更为复杂的多普勒频谱。若 PCCH 和 PDCH 的比特率不同，则在使用对平滑复数振幅的估值进行 PDCH 解调之前，可以用速率适应单元 42 来调整估值。

10 接着，收自信道估值单元 16 的复数振幅和延迟值发送给 PDCH 瑞克解调器 14 以便相干检测该信道。图 6 更详细地示出了 PDCH 瑞克解调器的一个实例。在所述 PDCH 瑞克解调器中，收到的信号分派给 1 至 L 的各多个瑞克抽头 1(为使图面简明起见，图 2 和图 6 中只示出了 1、2 和 L 三个抽头)。各瑞克抽头 610 中既使用了控制信道的各扩展因数也使用复数振幅信息和延迟信息，如图 7 中更详细示出的那样。收到的信号再次延迟方框 710 信道估值单元所确定的延迟值，并  
15 与 PN 序列同相和正交分量相乘以便在方框 715 和 718 进行部分积分。结果值在 720 加起来并用已知的相应射线的复数振幅解调。抽头的输出接着在 620 加起来以提供数据信道的软输出。

20 上述的所有实施例无论在哪一方面都是举例而已。完全没有限制本发明的意思。因此，熟悉本技术领域的人们可以在从本发明书详细说明进行的具体实践中对本发明进行种种修改。所有这些更改和修改均视为属于本发明在下面的权利要求书中所述的范围和精神实质。

# 说明书附图

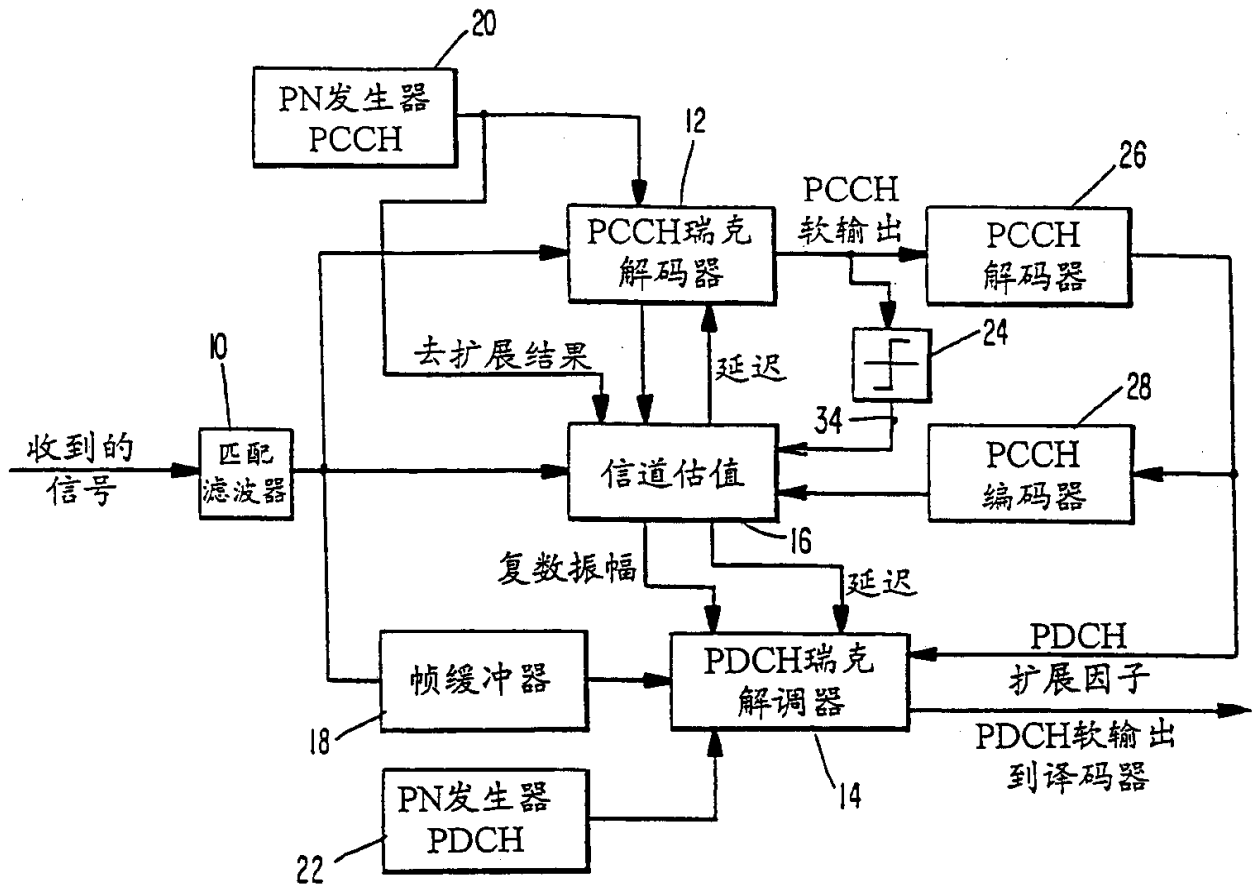


图 1

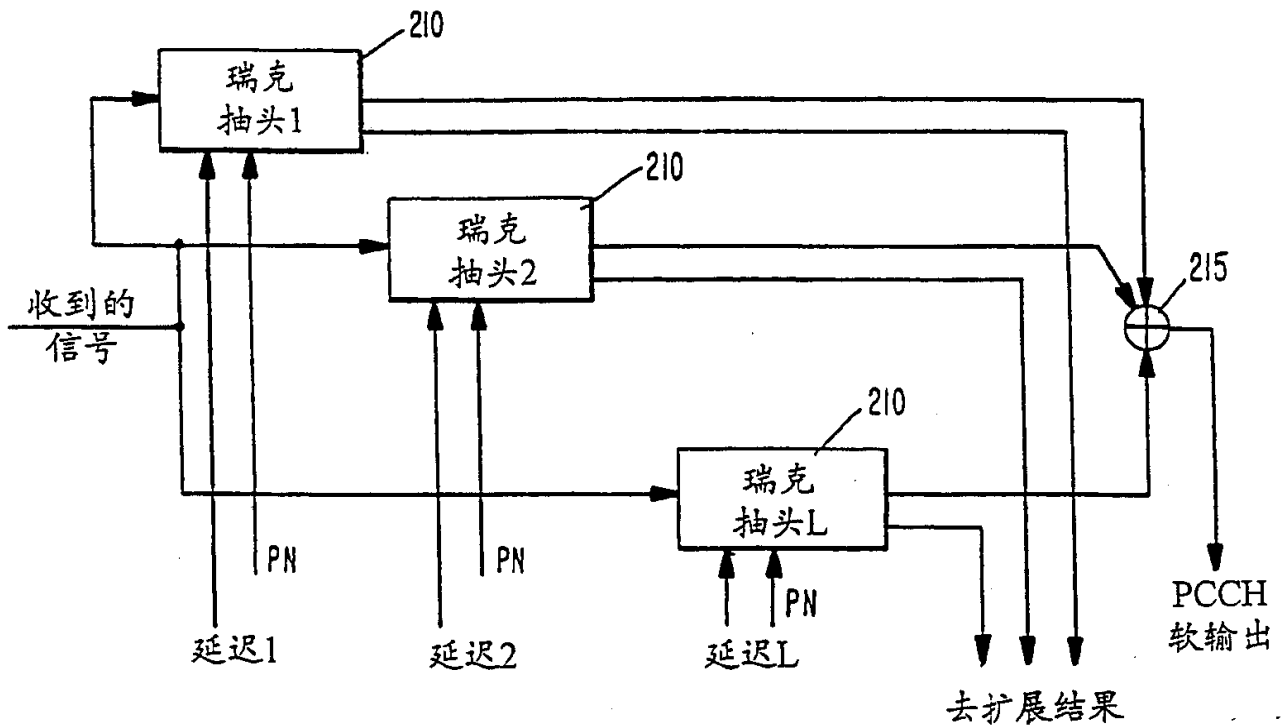


图 2  
1

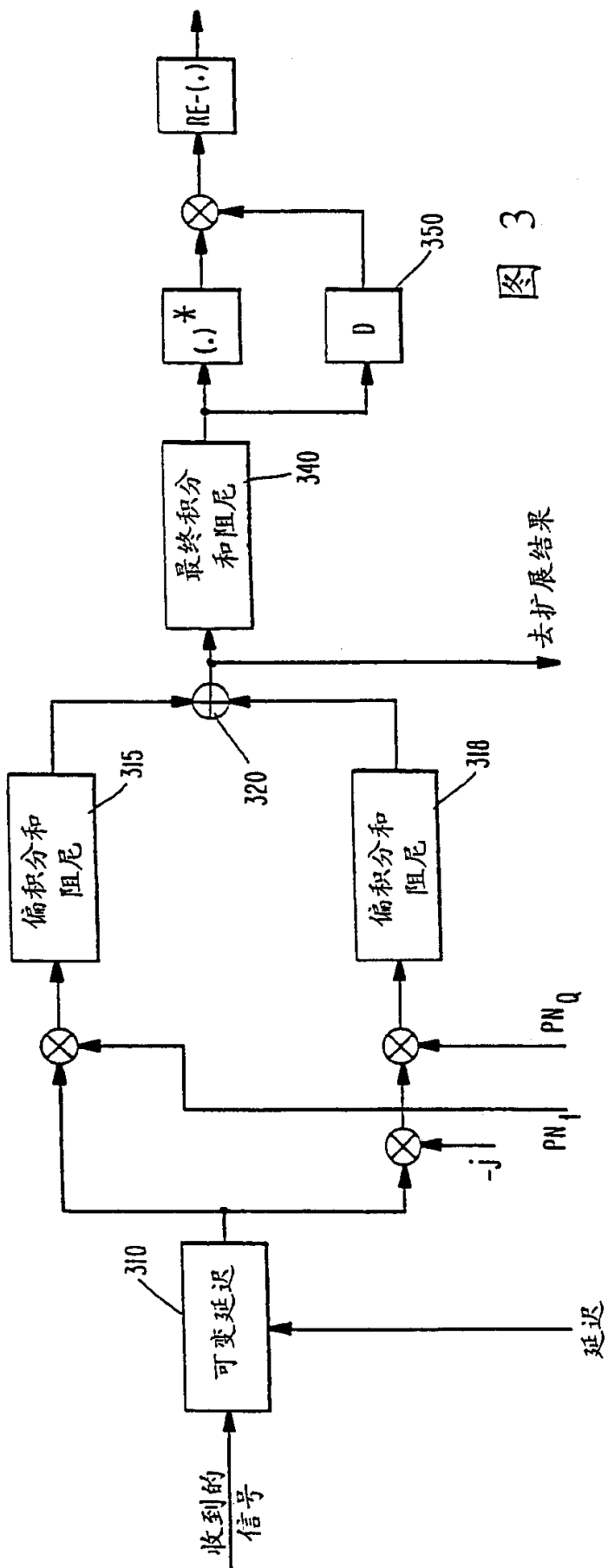


图 3

去扩展结果

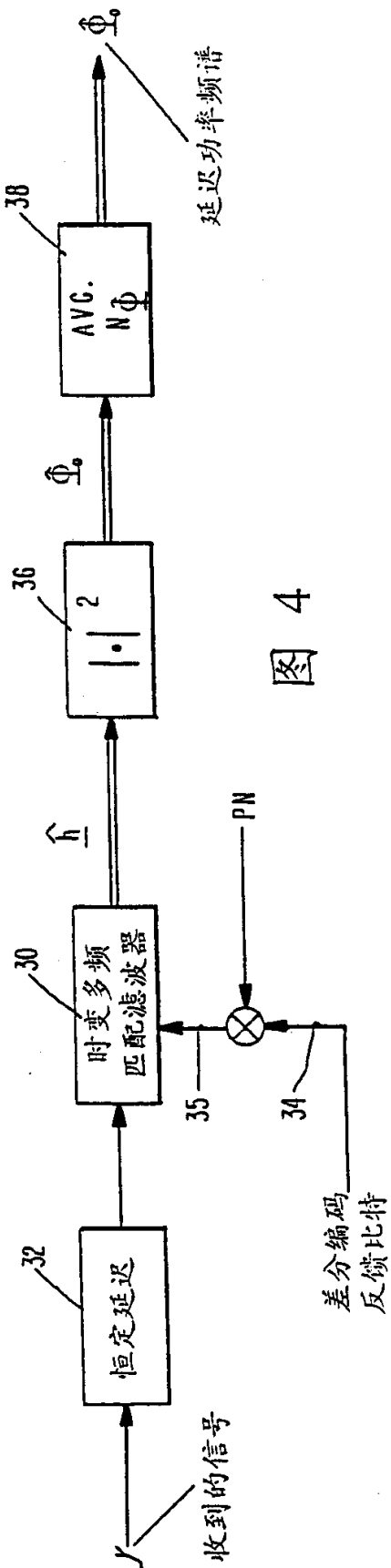


图 4

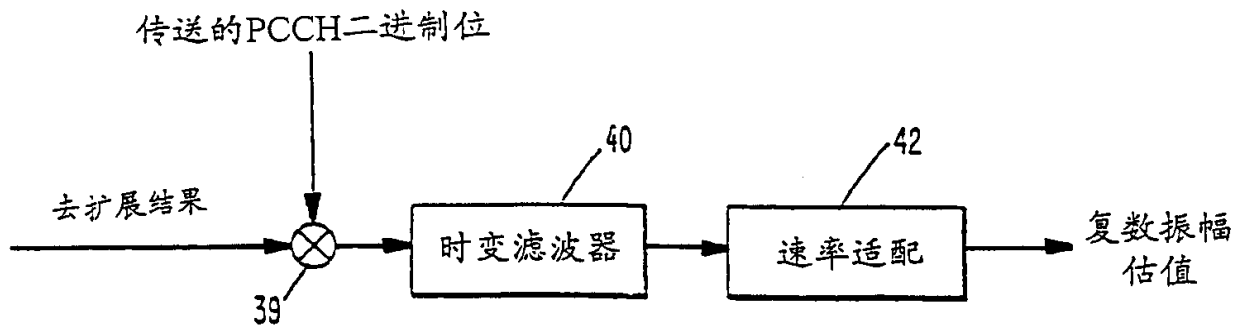


图 5

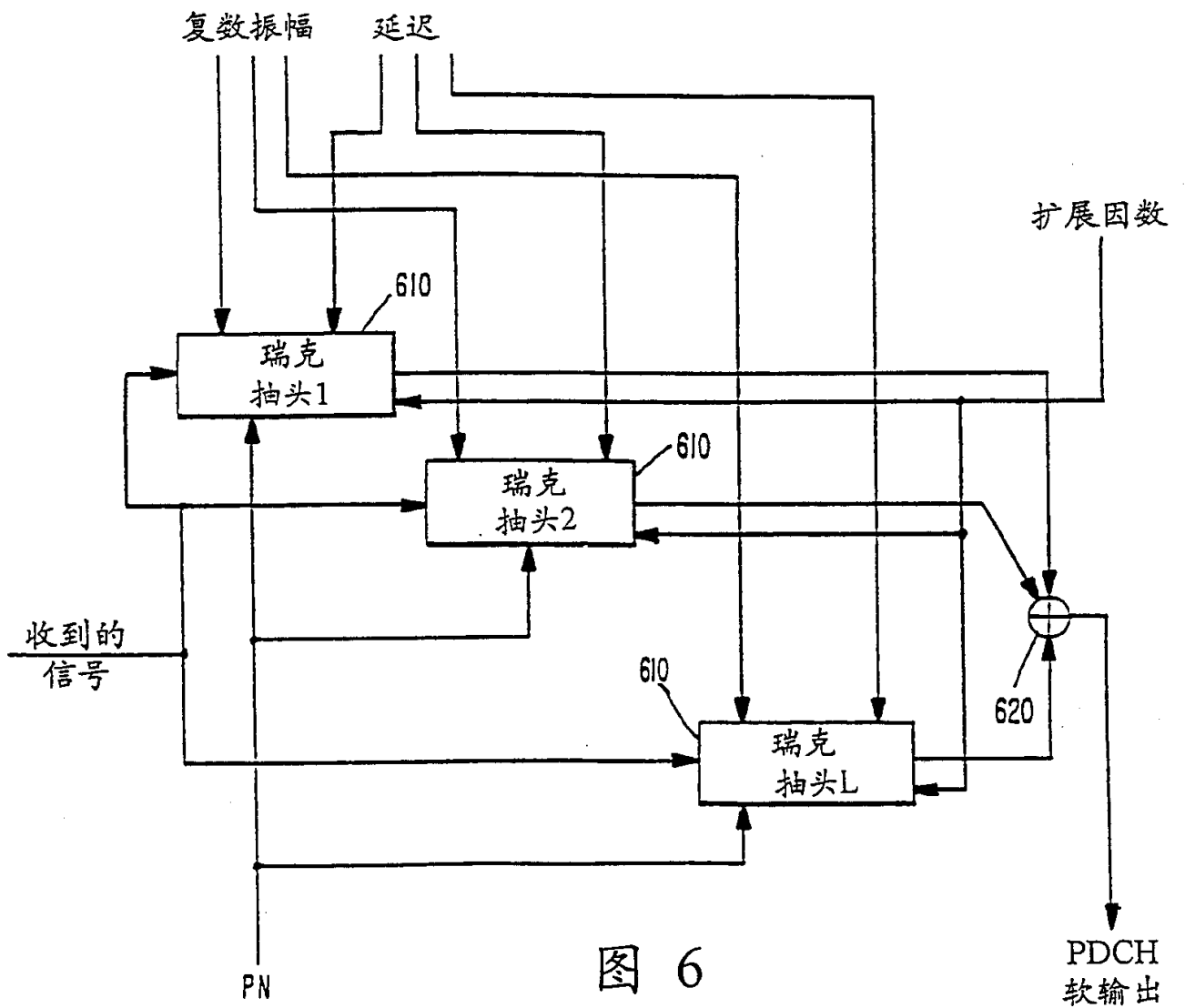


图 6

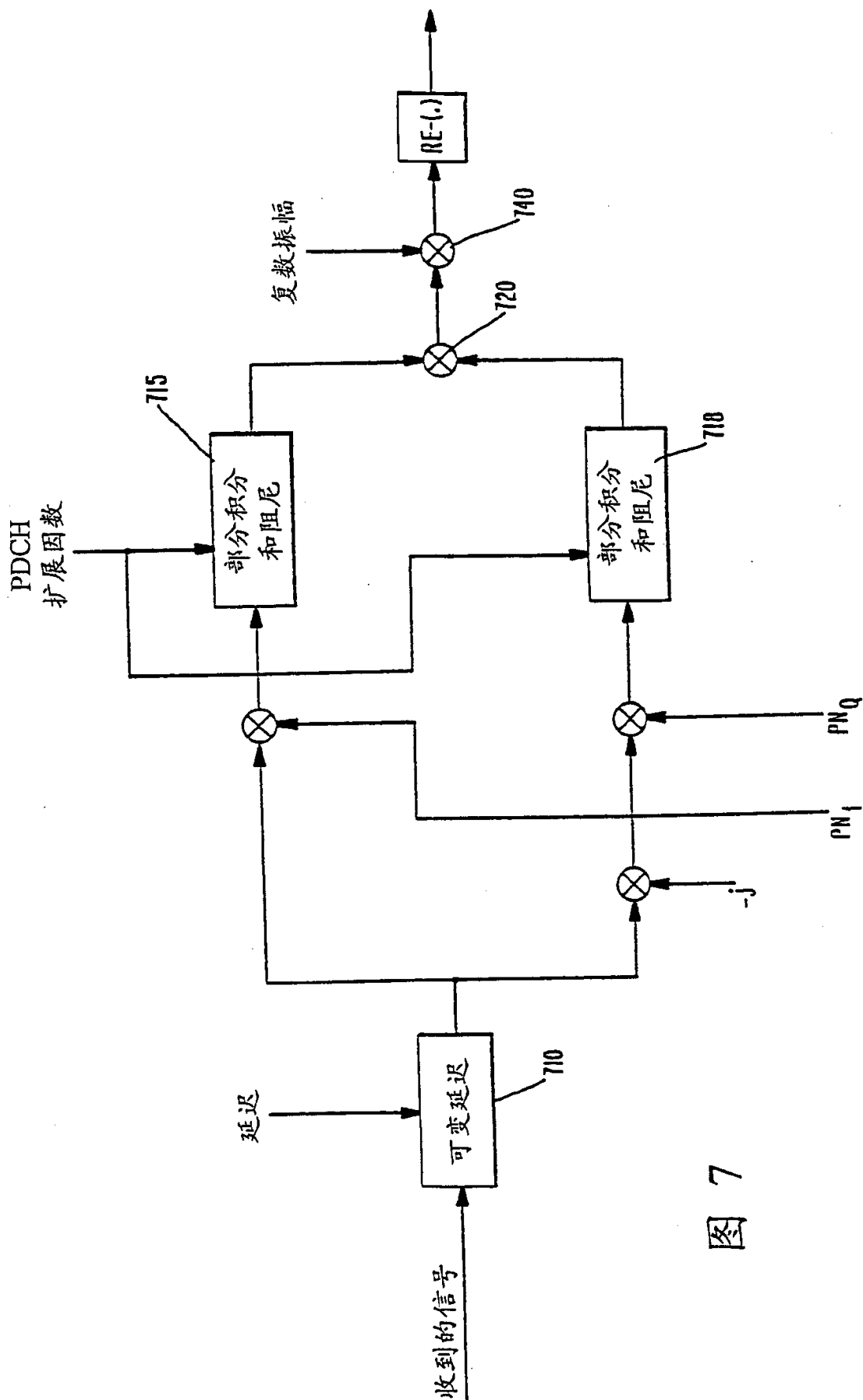


图 7