

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

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

H04J 13/00

H04B 1/707

H04L 27/34

# [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 94193946.4

[45] 授权公告日 2001 年 4 月 18 日

[11] 授权公告号 CN 1064800C

[22] 申请日 1994.11.1 [24] 颁证日 2000.12.22

[21] 申请号 94193946.4

[30] 优先权

[32] 1993.11.1 [33] US [31] 08/146,642

[86] 国际申请 PCT/US94/12540 1994.11.1

[87] 国际公布 WO95/12938 英 1995.5.11

[85] 进入国家阶段日期 1996.4.29

[73] 专利权人 夸尔柯姆股份有限公司

地址 美国加州圣地埃哥

[72] 发明人 伊弗雷姆·齐哈维

[56] 参考文献

FR 2681199 1992. 1. 9 H04B7/216

WO 9200639 1993. 3. 12 H04L27/30

审查员 秦力军

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所

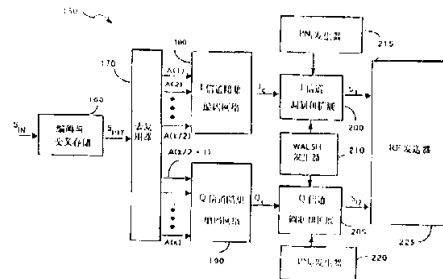
代理人 陈亮

权利要求书 6 页 说明书 26 页 附图页数 14 页

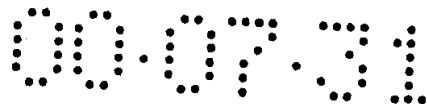
[54] 发明名称 使用陪集编码的扩展频谱通信系统内的可变速率信号传输方法和装置

[57] 摘要

本发明提供了在 CDMA 扩展频谱通信系统内以可变速率在同相和正交相通信信道上传递信息的改进的系统和方法。首先把信息信号分成第一和第二子信号,分别提供给第一和第二陪集编码网络。把第一子信号与第一陪集码组合,把第二子信号与正交于第一陪集码的第二陪集码组合。然后用正交函数信号调制复合陪集编码信号,以提供第一调制信号。分别用预定 PN 码的同相伪随机噪声和正交相伪随机噪声信号来扩展第一调制信号,以在 I 或 Q 通信信道上传输给接收机。



ISSN 1008-4274



## 权 利 要 求 书

1. 一种在扩展频谱通信系统内调制信息信号以便进行传输的发射机，其特征在于，包含：

把所述信息信号去复用成第一和第二子信号的装置；

把所述第一子信号与第一陪集码组合，以及把所述第二子信号和与所述第一陪集码正交的第二陪集码组合，以产生第一复合陪集编码信号的第一装置；

发生正交函数信号的装置；和

用所述正交函数信号调制所述第一复合陪集编码信号，以提供第一已调制信号的调制装置。

2. 如权利要求1所述的发射机，其特征在于，进一步包括：

发生预定的伪噪声码的伪随机噪声信号的装置；和

把所述第一已调制信号与所述预定的伪噪声码的伪随机噪声信号组合以提供第一输出信号的装置。

3. 如权利要求1所述的发射机，其特征在于，进一步包括：

把所述信息信号去复用成第三和第四子信号的装置；

把所述第三子信号与第三陪集码组合，以及把所述第四子信号与第四陪集码组合以产生第二复合陪集编码信号的第二装置，所述第一、第二、第三和第四陪集码相互正交，和

用所述正交函数信号调制所述第二复合陪集编码信号以提供第二已调制信号的装置。

4. 如权利要求3所述的发射机，其特征在于，进一步包括：

产生预定为噪声码的同相伪随机噪声和正交相伪随机噪声信号的装置，和

把所述同相伪随机噪声信号与所述第一已调制信号组合以提供同相输出信号，以及用所述第二已调制信号调制所述正交相伪

随机噪声信号以提供正交相输出信号的装置。

5. 权利要求 4 所述的发射机，其特征在于，所述发射机进一步包括分别用所述同相和正交相输出信号调制预定的相位关系的同相和正交相载波信号的装置。

6. 如权利要求 1 所述的发射机，其特征在于，所述第一组合装置包括：

把所述第一子信号复制成相同的第一和第二符号流的第一装置，

把每个所述符号流乘以所述第一陪集码的陪集码系数以提供第一和第二中间序列的第一装置，

把所述第一和第二中间序列组合到第一陪集编码信号中的第一复用器，

把所述第二子信号复制成相同的第三和第四符号流的第二装置，

把每个所述第三和第四符号流乘以所述第二陪集码的陪集码系数以提供第三和第四中间序列的第二装置，

把所述第三和第四中间序列组合到所述第一陪集编码信号中的第二复用器，和

把所述第一和第二陪集编码信号组合到所述第一复合编码信号中的装置。

7. 如权利要求 1 所述的发射机，其特征在于，组合所述第一和第二陪集编码信号的所述装置包括把所述第一和第二陪集编码信号转换成从包括+1 和-1 的一组整数中选出的整数值的装置。

8. 一种扩展频谱通信系统，用载波信号和与其相位正交的所述载波信号的复制品来调制同相和正交相传输的信息信号，其特征在于，所述系统包括一发射机，该发射机包含：

把所述信息信号去复用成第一和第二组子信号的装置；

把所述第一组子信号与所述第一组正交陪集码组合产生第一复合陪集编码信号、把所述第二组子信号与第二组正交陪集码组合以产生第二复合陪集编码信号的装置；

产生正交函数信号的装置；

产生预定的伪噪声码的同相伪随机噪声和正交相伪随机噪声信号的装置；

把所述同相伪随机噪声信号与所述第一复合陪集编码信号和所述正交函数信号组合以提供同相调制信号、把所述正交相伪随机噪声信号与所述第二复合陪集编码信号和所述正交函数信号组合以提供正交相调制信号的装置。

9. 如权利要求 8 所述的系统，其特征在于，进一步包括：

用所述同相调制信号分别调制所述载波信号，用所述正交相调制信号调制所述载波信号的所述复制品，以提供同相已调制和正交相已调制载波信号的装置，和

在所述同相和正交相通信信道上传输所述同相已调制和所述正交相已调制载波信号的装置。

10. 如权利要求 9 所述的系统，其特征在于，进一步包括一接收机，该接收机包含：

根据在所述同相和正交相通信信道上接收到的所述同相已调制和正交相已调制载波信号产生所述信息信号的估计值的装置。

11. 如权利要求 10 所述的通信系统，其特征在于，所述接收机进一步包括用所述正交函数信号的复制品解调所述接收到的载波信号来产生中间接收信号的装置。

12. 如权利要求 11 所述的通信系统，其特征在于，所述接收机进一步包括：

复制所述同相伪随机噪声信号来产生第一解扩展信号的装置，和

用所述第一解扩展信号使所述中间接收信号之间相互关联以提供第一组同相和正交相映射信号的第一装置。

13. 如权利要求 9 所述的通信系统，其特征在于，进一步包括：

把所述正交函数信号与导频信号组合以提供已调制导频信号的装置，

在导频信道上传输所述已调制导频信号的装置。

14. 如权利要求 12 所述的通信系统，其特征在于，所述接收机进一步包括：

解调在所述导频信道上传输的所述已调制导频信号的装置，

产生所述导频信道上传输的所述导频信号的估计值，

根据所述第一组的所述同相和正交相映射信号和所述导频载波信号的所述估计值产生所述第一信息信号的所述估计值的第一相位旋转装置。

15. 如权利要求 14 所述的通信系统，其特征在于，所述接收机进一步包括：

通过复制所述正交相伪随机噪声信号产生第二解扩展信号的装置，和

用所述第二解扩展信号使所述中间接收信号之间相互关联以提供第三组同相和正交相映射信号的第二装置。

16. 如权利要求 15 所述的通信系统，其特征在于，所述接收机进一步包括根据所述第二组同相和正交相映射信号和所述传输的导频载波信号的所述估计值产生所述第二信息信号的所述估计值的第二相位旋转装置。

17. 如权利要求 14 所述的通信系统, 其特征在于, 所述接收机进一步包括将所述第一组同相和正交相映射信号进行延时的装置。

18. 一种在扩展频谱通信系统中调制信息信号以进行传输的方法, 其特征在于, 包含下列步骤:

把所述信息信号去复用成第一和第二子信号;

把所述第一子信号与第一陪集码组合, 把所述第二子信号与正交于所述第一陪集码的第二陪集码组合, 以产生第一复合陪集编码信号;

产生正交函数信号; 和

用所述正交函数信号调制所述第一复合陪集编码信号, 以提供第一已调制信号。

19. 如权利要求 18 所述的方法, 其特征在于, 进一步包括下列步骤:

产生预定伪噪声码的伪随机噪声信号; 和

把所述第一已调制信号与预定伪噪声码的所述伪随机噪声信号组合, 以提供第一输出信号。

20. 如权利要求 19 所述的方法, 其特征在于, 进一步包括下列步骤:

把所述信息信号去复用成第三和第四子信号;

把所述第三子信号与第三陪集码组合, 把所述第四号信号与第四陪集码组合, 产生第二复合陪集编码信号, 所述第一、第二、第三和第四陪集码相互正交, 和

用所述正交函数信号调制所述第二复合陪集编码信号, 以提供第二已调制信号。

21. 如权利要求 20 所述的方法, 其特征在于, 进一步包括下

列步骤：

产生预定伪噪声码的同相伪随机噪声和正交相伪随机噪声信号，和

把所述同相伪噪声信号与所述第一已调制信号组合，提供同相输出信号，把所述正交相伪随机噪声信号与所述第二已调制信号组合，提供正交相输出信号。

# 说 明 书

---

## 使用陪集编码的扩展频谱通信系统内 的可变速率信号传输方法和装置

### 技术领域

本发明涉及一种使用扩展频谱信号的通信系统,尤其涉及一种新颖的、经改进的扩展频谱通信系统内信息通信的方法和装置。

### 背景技术

通信系统已经发展到能把信息信号从源处传输到物理性质不同的用户目的地。已经用模拟和数字的方法通过链接源处和用户目的地的信道来传输这种信息信号。数字方法相对模拟技术具有几项优点,例如,改善了抗信道噪声和干扰性、提高了容量以及用加密技术改善了通信的保密性。

在通过信道从源处传输信息信号时,首先要把信息信号转换成适合在信道上高效地传输的形式。信息信号的转换或者调制包括根据信息信号以使产生的调制载波频谱限制在信道带宽内的方法改变载波参数。在用户处,从信道传播中连续接收到的调制载波的形式来复制原始报文信号。这种复制通常用与源发射机使用的调制方法相逆的方法来完成。

调制还使多路复用技术,即在一个共用信道上同时传输几路信号变得容易。多路复用的通信系统一般包括多个需要期间较短的间隙服务而不是连续访问通信信道的远端用户单元。被设计成能在短暂的间隔内与一组用户单元进行通信的系统被称为多址访问通信系统。

一种特定类型的多址访问通信系统被称为扩展频谱系统。在这



些扩展频谱系统中,所用的调制技术导致在通信信道中把传输的信号扩展成了宽频带信号的结果。一种多址访问扩展频谱系统是码分多址访问(CDMA)调制系统。另一些诸如时分多址(TDMA)、频分多址(FDMA)等多址访问通信系统和诸如幅度压扩单边带的 AM 调制方法在已有技术中是公知的。然而,CDMA 扩展频谱调制技术比这些多址访问通信系统的调制技术具有显著的优点。在 1990 年 2 月 13 日公告的、名称为“使用卫星或地面中继站的扩展频谱多址访问通信系统”的美国专利 No. 4,901,307 中揭示了在多址访问通信系统中使用 CDMA 技术,该专利已转让给本发明的受让人。

在上述的美国专利 No. 4,901,307 中,揭示了一种多址访问技术,在这种技术中,大量的每个都有收发信机的移动电话系统用户通过使用 CDMA 扩展频谱通信信号的卫星中继或地面基站进行通信。在使用 CDMA 进行通信时,频谱能被多次利用,因此,可以增加系统用户容量。用 CDMA 可以得到比使用其它的多址技术能到达的更高的频谱利用率。

尤其是,在 CDMA 系统中,一对地方之间进行的通信是通过用唯一的用户扩展码来把每个传输的信号扩展成信道带宽信号来实现的。从通信信道内取出指定的传输信号,用与取出的传输信号相关的用户扩展码在通信信道内对复合信号能量进行解扩展。

在特殊的扩展频谱通信系统中,人们希望各种类型的用户信道(例如,语音、传真,或者高速数据)能以不同的数据速率进行工作。这些系统一般被设计成具有工作在标称数据速率下的信道,还具有数据速率降低的话务信道,以提供更多的话务数据容量。然而,通过使用数据速率降低的信道来增加容量延长了传输数据所需要的时间。而且,在某些扩展频谱通信系统中,还需要数据速率提高的信道,以比标称速率高的数据速率进行传输。

为了支持以可变速率进行数据传输,一般要求根据输入数据速

率改变编码、交叉存取(interleaving)和调制。这种速率的改变一般要求对信道编码和译码过程进行复杂的控制,因而增加了系统的成本和复杂程度。

因此,本发明的一个目的是提供一种扩展频谱通信系统,在这种系统中,通信信道适合于以比标称系统速率高和低的两种速率进行数据传输。

本发明的另一个目的是提供这样一种扩展频谱通信系统,在这种通信系统中,用同一种格式对待以可变速率进行传输的数据进行编码、交叉存取和调制。

本发明的再一个目的是提供一种能提高话务信道的容量而相应的数据速率没有降低的 CDMA 扩展频谱通信系统。

## 发明内容

在使用正交 PN 码序列的扩展频谱通信系统中实施 CDMA 技术减少了用户之间的相互干扰,因而,可以提高容量,达到更好的性能。本发明提供一种改进的在 CDMA 扩展通信系统中在同相(I)和正交相(Q)通信信道上进行信息通信的系统和方法。

在一个典型的实施例中,用直接序列扩展频谱通信信号在 I 或 Q 通信信道上传输输入的信息信号。首先把信息信号分成第一和第二子信号,把它们分别提供给第一和第二陪集编码网络。第一陪集编码网络组合第一子信号的第一陪集码,而第二陪集编码网络组合第二子信号和与第一陪集码正交的第二陪集码。这样,第一和第二陪集编码网络的运作分别产生第一和第二陪集编码信号。然后对根据第一和第二陪集编码信号形成的复合陪集信号用正交函数信号进行调制,以提供第一调制信号。

预定 PN 码的同相伪随机噪声( $PN_I$ )和正交相伪随机噪声( $PN_Q$ )信号分别在 I 或 Q 通信信道上扩展第一调制信号。例如,可以

把  $PN_1$  信号与第一调制信号进行组合,提供 I 信道调制信号,以通过 I 通信信道传输给接收机。

在一个典型的实施例中,接收机的运作根据在 I 或 Q 通信信道上接收到的调制载波信号产生输入信息信号的估计值。首先用正交函数信号解调接收到的信号。然后对解调后的信号用解扩展 PN 信号进行去相关,把得到的映射信号提供给相位旋转器(phase rotator)。相位旋转器的运作根据映射信号和接收到的导频信号产生复合陪集(coset)编码信号的估计值。第一和第二子信号的估计值是通过根据第一和第二陪集码的正交性进一步去相关来完成的。

根据本发明的上述目的,本发明提供的在扩展频谱通信系统内调制信息信号以便进行传输的发射机包含:

把所述信息信号去复用成第一和第二子信号的装置;

把所述第一子信号与第一陪集码组合,以及把所述第二子信号和与所述第一陪集码正交的第二陪集码组合,以产生第一复合陪集编码信号的第一装置;

发生正交函数信号的装置;和

用所述正交函数信号调制所述第一复合陪集编码信号,以提供第一已调制信号的调制装置。

根据本发明的上述目的,本发明还提供一种扩展频谱通信系统,用载波信号和与其相位正交的所述载波信号的复制品来调制同相和正交相传输的信息信号,所述系统包括一发射机,该发射机包含:

把所述信息信号去复用成第一和第二组子信号的装置;

把所述第一组子信号与所述第一组正交陪集码组合产生第一复合陪集编码信号、把所述第二组子信号与第二组正交陪集码组合以产生第二复合陪集编码信号的装置;

产生正交函数信号的装置;

产生预定的伪噪声码的同相伪随机噪声和正交相伪随机噪声信号的装置;

把所述同相伪随机噪声信号与所述第一复合陪集编码信号和所述正交函数信号组合以提供同相调制信号、把所述正交相伪随机噪声信号与所述第二复合陪集编码信号和所述正交函数信号组合以提供正交相调制信号的装置。

根据本发明的上述目的，本发明再提供一种在扩展频谱通信系统中调制信息信号以进行传输的方法，包含下列步骤：

把所述信息信号去复用成第一和第二子信号；

把所述第一子信号与第一陪集码组合，把所述第二子信号与正交于所述第一陪集码的第二陪集码组合，以产生第一复合陪集编码信号；

产生正交函数信号；和

用所述正交函数信号调制所述第一复合陪集编码信号，以提供第一已调制信号。

### 附图概述

从下面结合附图的详细描述和所附的权利要求书将使本发明的附加目的和特征变得更为明了，其中：

图 1 示出了传统的扩展频谱发射机的框图。

图 2 示出了传输 I 信道和 Q 信道信息信号的扩展频谱发射机的较佳实施例的框图。

图 3 示出了本发明的对信息信号进行编码的 I 信道陪集编码网络的方框示意图。

图 4 是适合于包含在图 3 的陪集编码网络中的一类速率为  $1/p$  的陪集编码器的方框示意图。

图 5 示出了本发明的较佳实施例中所用的一对 I 信道和 Q 信道陪集编码网络的方框示意图，它以四倍于标称数据速率的速率传输数据。

图 6 示出了本发明的较佳实施例中所用的一对 I 信道和 Q 信道  $1/4$  速率陪集编码网络的方框示意图，它以八倍于标称数据速率的速率传输数据。

图 7 示出了较佳实施例中所用的陪集编码网络的方框示意图，

它以标称速率的一半速率传输数据。

图 8 示出了较佳实施例中所用的陪集编码网络的方框示意图，它以标称速率的四分之一的速率传输数据。

图 9 图示了提供 I 和 Q 信道导频序列的导频产生网络。

图 10 示出了引入本发明的较佳实施例中的 RF 发射机的一种典型的具体例子。

图 11 是用于接收 RF 信号的典型的分集接收机的方框图。

图 12 是接收在 I 和 Q 通信信道上发射的 RF 信号能量的分集接收机的方框图。

图 13 是包括在设计成对在所选的传输通道上接收到的信号能量进行处理的图 12 的分集接收机内接收机指针的方框图。

图 14 提供了图 13 所示的所选的接收机指针更详细的图示。

### 本发明的实施方式

参见图 1，图 1 示出了诸如 1992 年公告的、名称为“在 CDMA 蜂窝式电话系统内产生信号波形的系统和方法”的美国专利 No. 5, 103, 459 中描述的扩展频谱发射机，该专利已转让给本发明的受让人，在此援引，以作参考。在图 1 的发射机中，把由例如用声码器转换成数据的语音组成的数据比特 100 提供给编码器 102，在编码器 102 内根据输入的数据速率用码符号复制对这些比特进行卷积编码。如果数据比特率低于编码器 102 处理的速率，码符号复制命令该编码器 102 复制输入数据比特 100，以产生比特率与编码器 102 的运作速率相匹配的重复的数据流。然后把已编码的数据提供给交叉存取器 104，进行卷积交叉存取。把交叉存取后的符号数据以典型的 19.2ksps 的速率从交叉存取器 104 输出至异或门 106 的输入端。

在图 1 的系统中，把交叉存取后的数据符号进行加密，以在信道上提供更为保密的传输。对于语音信道的信号的加密可以通过用指

派给打算接收的用户单元的 PN 码对交叉存取后的数据进行伪噪音 (PN) 编码来实现。PN 发生器 108 用合适的 PN 序列或加密方法可以提供这种 PN 加密。PN 发生器 108 一般包括长 PN 发生器, 以产生固定的 1.2288MHz 的 PN 片码率的唯一的 PN 码。然后根据提供的用户识别信息把这种 PN 码通过十取一器, 把得到的每秒 19.2 千个符号 (ksps) 的加密序列提供给异或门 106 的另一个输入端。然后把异或门 106 的输出提供给异或门 110 的一个输入端。

再参见图 1, 把异或门 110 的另一个输入端连接到 Walsh 波形发生器 112 上。Walsh 发生器 112 产生分配给要传输信息的数据信道的 Walsh 波形。从一组每个的长度为 64 个 Walsh 片码的 64 个 Walsh 波形来选择发生器 112 提供的 Walsh 波形。64 个正交波形对应于 64X64Hadamard 矩阵内的入口, 其中, 由矩阵的行和列来定义特定 Walsh 波形。由异或门 110 对加密后的符号数据和 Walsh 波形进行异或运算, 把得到的结果作为异或门 114 和 116 两个的输入。

异或门 114 还接收  $PN_I$  信号, 而异或门 116 的另一个输入端接收  $PN_Q$  信号。 $PN_I$  和  $PN_Q$  信号为伪随机噪声序列, 一般对应于 CDMA 系统所覆盖的一特定区域, 即蜂窝, 它们分别与同相 (I) 和正交相 (Q) 通信信道相关。把  $PN_I$  和  $PN_Q$  信号分别与异或门 110 的输出进行异或运算, 在进行传输之前进一步扩展用户数据。把得到的 I 信道码扩展序列 122 和 Q 信道码扩展序列 126 用于双相调制一对正交的正弦波。把调制后的正弦波相加、带通滤波、移到 RF 频率上, 并在通过天线发射以完成在通信信道上的传输之前再次进行滤波和放大。

传统的在图 1 的传输系统内提供可变数据速率的技术一般要求使用控制器, 根据输入数据速率来改变编码器 102、交叉存取器 104 和 Walsh 发生器 112 的工作速率。如此后所描述的, 本发明能用共用的编码、交叉存取和调制速率, 以高于标称速率进行信息信号的扩

展频谱传输,或者,以低于标称速率、进行多信息信号传输。

图 2 示出了本发明的用于传输数据速率为  $kR_b$  的输入信息信号  $S_{IN}$  的扩展频谱发射机 150 的较佳实施例的方框图,其中  $k$  为整数,  $R_b$  表示标称发射机数据(即比特)率。如此处所用的,把标称数据速率  $R_b$  定义为等于 PN 片码率与卷积编码速率的乘积除以 Walsh 波形的每个符号的 Walsh 片码数。在一个典型的实施例中,标称发射机数据速率  $R_b$  被设置为 9.6kbps,所用的一组调制参数为:把 PN 片码率选为 1.2288MHz,卷积码率为 1/2 码速率,Walsh 波形符号长度设置为 64。本发明的一个特征是发射机 150 可以用来发射数据速率高于或等于标称速率的信息信号,而不用调整前述的调制参数值。如此后所要描述的,本发明还提供一种发射多个数据速率比标称速率低的信息信号而不需要相应地调整调制参数的技术。

在一个特定的应用中,输入信息比特序列  $S_{IN}$  可以由例如由声码器转换成数据比特流的语音组成。如图 2 中所示,把输入数据流提供给编码和交叉存取网络 160。网络 160 对信息比特序列  $S_{IN}$  进行卷积编码,然后对编码后的数据进行交叉存取,并从网络 160 输出编码和交叉存取后的符号流  $S_{INT}$ 。假设卷积编码为 1/2 速率,则以  $2kR_b$  把符号流  $S_{INT}$  提供给去复用器。去复用器 170 通过把相继的符号  $S_{INT}$  定为子流  $\{A(1), A(2), \dots, A(k)\}$  中对应相继的一个把符号流  $S_{INT}$  变换成一组每个速率为  $2R_b$  的符号流  $\{A(1), A(2), \dots, A(k)\}$ 。把第一  $k/2$  个符号子流提供给 I 信道陪集编码网络 180,而把余下的  $k/2$  个符号流提供给 Q 信道陪集编码网络 190。如此后所描述的,在一个典型的陪集编码网络 180 和 190 的实施例子中,用长度为  $p$  的陪集码正交组对符号子流进行编码,其中  $p=k/2$ 。然后把分别网络 180 和 190 内的陪集编码符号流加到 I 信道和 Q 信道复合符号流  $I_c$  和  $Q_c$  中。虽然为了全面,图 2 中图示了 I 信道和 Q 信道陪集编码网络两者,但在特殊的实施例子中,可以把符号流划分成仅  $k/2$  个符号

子流,在 I 信道或 Q 信道上传输。

再参见图 2,由 Walsh 波形发生器 210 为 I 信道和 Q 信道调制和扩展网络 200 和 205 提供一对相同的 Walsh 波形。Walsh 波形在网络 200 和 205 内用于调制 I 信道和 Q 信道复合符号流  $I_c$  和  $Q_c$ 。另外,还由  $PN_I$  和  $PN_Q$  序列发生器 215 和 220 向调制和扩展网络 200 和 205 分别提供 PN 扩展信号。 $PN_I$  序列用于把复合符号流  $I_c$  扩展成 I 信道码扩展序列  $S_I$ 。同样,网络 205 用  $PN_Q$  序列把复合符号流  $Q_c$  扩展成 Q 信道码扩展序列  $S_Q$ 。得到的 I 信道和 Q 信道码扩展序列  $S_I$  和  $S_Q$  用于双相调制在 RF 发射器 225 内产生的一对正交正弦波。在通过天线在 I 和 Q 通信信道上发射之前,通常把调制后的正弦波相加、带通滤波,移到 RF 频率上,并进行放大。

图 3 示出了 I 信道陪集编码网络 180 的方框示意图,应当理解, Q 信道陪集编码网络可以基本上相同的方式来实现。编码网络 180 包括多个陪集编码器 250,去复用器 170 向它们提供  $k/2$  个符号流。编码器 250 的运作产生  $k/2$  序列  $\{a(1), a(2), \dots, a(k/2)\}$ , 其中:

$$a(1) = A(1) [\oplus] S_1,$$

$$a(2) = A(2) [\oplus] S_2,$$

$$a(k/2) = A(k/2) [\oplus] S_{k/2}$$

其中  $S_1, S_2, \dots, S_{k/2}$  形成一组  $k/2$  个长度为  $p$  的正交陪集码,运算  $[\oplus]$  的定义如下。设  $A = (Q_1, \dots, Q_r)$  为长度为“ $r$ ”的序列,  $B = (b_1, b_2, \dots, b_k)$  为长度为“ $k$ ”的序列,则  $A [\oplus] B$  表示序列  $(a_1 \oplus b_1, \dots, a_1 \oplus b_k, a_2 \oplus b_1, \dots, a_2 \oplus b_k, \dots, a_r \oplus b_k)$ , 其中  $\oplus$  表示异或运算。在产生序列  $\{a(1), a(2), \dots, a(k/2)\}$  时,符号子流  $\{A(1), A(2), \dots, A(k)\}$  重复“ $p$ ”次,把第“ $p$ ”次重复的符号与相应的陪集码的第  $p$  个系数异或。该技术领域的熟练人员把这一运算称为使用“ $1/p$  速率的重复陪集码”的编码。

图 4 是速率为  $1/p$  的陪集编码器 300 的方框示意图,它可用来



使用陪集码  $C$  把输入符号流  $R_s$  编码成输出陪集编码的符号流  $R_{s,enc}$ , 其中,  $C \in \{c_1, c_2, \dots, c_p\}$ 。陪集编码器包括去复用器 305, 向一组  $P$  个异或门 310 提供包括在符号流  $R_s$  内的每个符号  $r_i$ 。每个符号  $r_i$  与陪集码系数  $c_p$  进行异或, 并把结果提供给  $p:1$  复用器 315。然后, 复用器 315 产生陪集编码的符号流  $R_{s,enc}$ , 其中  $R_{s,enc} \in \{r_1 \oplus c_1, r_1 \oplus c_2, \dots, r_1 \oplus c_p, r_2 \oplus c_1, r_2 \oplus c_2, \dots, r_2 \oplus c_p, \dots, r_i \oplus c_p, \dots\}$ 。更一般地, 对于每个符号  $r_i$ , 速率为  $1/p$  的陪集编码器产生一个序列,

$$(r_i \oplus c_1, r_i \oplus c_2, \dots, r_i \oplus c_p) = r_i [(\oplus)C]$$

再参见图 3, 在较佳实施例中, 子流  $\{A(1), A(2), \dots, A(k)\}$  和陪集码  $S_1, S_2, \dots, S_{k/2}$  由逻辑值 0 和 1 组成, 如由陪集编码器 250 产生的序列  $\{a(1), a(2), \dots, a(k/2)\}$ 。一组二进制—整数转换电路 260 把序列  $\{a(1), a(2), \dots, a(k/2)\}$  按如下方式转换成整数, 即  $\pm 1$ :

$$0 \rightarrow +1$$

$$1 \rightarrow -1$$

如图 3 所示, 然后通过数字加法器 270 内把转换电路 260 的输出加在一起产生序列  $I_c$ 。

### 支持高速率数据速率的实施例

#### I. 4x 标称速率

图 5 示出了本发明的较佳实施例中所用的用于以四倍的标称速率发射数据的 I 信道和 Q 信道陪集编码网络对 350 和 360 的方框示意图。详细地说, 按序把符号赋予四个子流  $\{A(1), A(2), A(3), A(4)\}$  中的一个子流, 对标称速率 (例如, 9.6ksps) 八倍的速率 (例如, 76.8kxps) 的  $1/2$  速率编码和交叉存取的符号流去复用。其中,  $A(1) = \{A_{11}, A_{12}, \dots\}$ ,  $A(2) = \{A_{21}, A_{22}, \dots\}$ ,  $A(3) = \{A_{31}, A_{32}, \dots\}$ ,  $A(4) = \{A_{41}, A_{42}, \dots\}$ 。在图 5 的具体例子中, 从速率等于标称速率四倍的输入数据比特序列 (未图示) 中得到  $1/2$  速率编码和交叉存取的符号流。如图 5 所示的, 分别把子流  $A(1)$  和  $A(2)$  提供给 I 信道陪集编码

网络 350 内的 1/2 速率陪集编码器 370 和 372, 而把子流 A(3) 和 A(4) 分别输送到 Q 信道陪集编码网络 360 内的 1/2 速率陪集编码器 375 和 377 中。对于 1/2 速率的重复操作, 编码器 370 和 375 用陪集码 (0,0) 来对符号子流 A(1) 和 A(3) 进行编码, 而把陪集 (0,1) 提供给陪集编码器 372 和 377, 对符号子流 A(2) 和 A(4) 进行编码。由一对二进制-整数转换网络 380 把 I 信道陪集编码器 370 和 372 的编码子流变换成整数形式 ( $\pm 1$ ), 并在数字加法器 385 内把它们组合成实数序列  $I_{c,4}$ 。用相同的方法, 由二进制-整数转换网络 390 把 Q 信道陪集编码器 375 和 377 的子流变换成整数形式 ( $\pm 1$ ), 然后在数字加法器 395 内把它们相加, 形成实数序列  $Q_{c,4}$ 。

图 5 还示出了 I 信道和 Q 信道调制和扩展网络 200 和 205 的较佳的具体例子。I 信道网络 200 包括乘法器 400, 把序列  $I_{c,4}$  和  $Q_{c,4}$  与 Walsh 发生器 210 提供的 Walsh 函数  $W$  以整数 (即  $+/-1$  格式) 形式相乘, 其中一个典形的具体例子为  $W = (W_1, W_2, \dots, W_{32}, W_{33}, \dots, W_{64})$ 。这样, 陪集编码网络 350 和 360 与扩展网络 200 和 205 一起工作, 实际上把 Walsh 函数  $W$  赋予子流 A(1) 和 A(3), 把 Walsh 函数  $W^*$  赋予子流 A(2) 和 A(4), 其中,  $W^* = (W_1, W_2, \dots, W_{32}, -W_{33}, \dots, -W_{64})$ 。

把  $PN_I$  序列提供给乘法器, 把序列  $I_{c,4}$  扩展成由 I 信道网络 200 产生的 I 信道码扩展序列  $S_{I,4}$ 。同样, 乘法器 404 用  $PN_Q$  序列把序列  $Q_{c,4}$  扩展成由网络 205 产生的 Q 信道码扩展序列  $S_{Q,4}$ 。得到的 I 信道和 Q 信道码扩展序列  $S_{I,4}$  和  $S_{Q,4}$  用于双相调制在 RF 发射器内 (未图示) 产生的正交正弦波对。

## II. 8x 标称速率

图 6 示出了本发明的较佳较施例中所用的以标称速率八倍的速率发送数据的 I 信道和 Q 信道 1/4 速率陪集编码网络 450 和 460。把标称速率八倍的输入比特序列以 1/2 速率编码和交叉存取成速率

为标称速率(例如, 9.6ksp/s)的 16 倍(例如, 153.6ksp/s)的符号流, 并通过按序把符号分配给八个子流  $A(i)$  中的一个子流的方式来解多路复用, 其中  $i=1, \dots, 8, A(i) = \{A_{i1}, A_{i2}, \dots\}, i=1, \dots, 8$ 。

如图 5 所示, 分别把子流  $A(1) - A(4)$  提供给 I 信道陪集编码网络 450 内的 I 信道 1/4 速率陪集编码器 470, 472, 474 和 478, 而把子流  $A(5) - A(8)$  分别传送给 Q 信道陪集编码网络 460 内的 Q 信道 1/4 速率陪集编码器 480, 482, 484 和 488。编码器 470 和 480 用 1/4 速率陪集码  $S_1$  对符号子流  $A(1)$  和  $A(5)$  进行编码, 编码器 472 和 482 用陪集码  $S_2$  对符号子流  $A(2)$  和  $A(6)$  进行编码, 编码器 474 和 484 用陪集码  $S_3$  对符号子流  $A(3)$  和  $A(7)$  进行编码, 而编码器 478 和 488 用陪集码  $S_4$  对符号子流  $A(4)$  和  $A(8)$  进行编码。陪集码  $S_1$  到  $S_4$  的定义如下:

$$S_1 = (s_{11}, s_{12}, s_{13}, s_{14}) = (0, 0, 0, 0);$$

$$S_2 = (s_{21}, s_{22}, s_{23}, s_{24}) = (0, 1, 0, 1);$$

$$S_3 = (s_{31}, s_{32}, s_{33}, s_{34}) = (0, 0, 1, 1);$$

$$S_4 = (s_{41}, s_{42}, s_{43}, s_{44}) = (0, 1, 1, 0)$$

这样, 八个陪集编码器的运作产生速率等于标称速率八倍的(例如, 76.8ksp/s)一组八个编码符号流  $a(i)$ , 其中  $i=1, \dots, 8$ 。编码符号流  $a(i)$  是根据下式产生的:

$$a(i) = \begin{cases} A(i) [\oplus] S_i & 1 \leq i \leq 4 \\ A(i) [\oplus] S_{i-4} & 5 \leq i \leq 8 \end{cases}$$

为了简化标记而又不丧失一般性, 下面假设子流  $A(i)$  由单个符号  $A_i$  组成, 而不是序列  $A_{ij}$ , 其中  $j$  表示时间。例如, 用这种标记定义  $a(8)$ , 则有,

$$a(8) = A_8 [\oplus] S_4 = \{A_8 \oplus 0, A_8 \oplus 1, A_8 \oplus 0\}$$

然后由二进制-整数转换器 490 把序列  $a(i)$  ( $i=1, \dots, 8$ ) 转换成一组实数序列  $r(i)$  ( $i=1, \dots, 8$ ), 它由下式给出:

$$r(i) = (-1)^{a(i)} = ((-1)^{a_{i1}}, \dots, (-1)^{a_{ip}}) = (r_{i1}, \dots, r_{ip})$$

其中,  $a_{ij} = A_i S_{ij}$ ,  $S_{ij}$  表示包括在第  $i$  个陪集码  $S_i$  内的第  $j$  个符号。在数字加法器 494 内把序列  $r(i)$  ( $i=1, \dots, 4$ ) 组合成实数序列  $I_{c,8}$ 。以相同的方法, 在数字加法器 498 内把实数序列  $r(i)$  ( $i=5, \dots, 8$ ) 相加, 形成实数序列  $Q_{c,8}$ 。参见图 6, 设置有乘法器 502 和 504, 把序列  $I_{c,8}$  和  $Q_{c,8}$  与 Walsh 发生器 506 提供的 Walsh 函数  $W$  相乘, 在一个典型的具体例子中,  $W = (W_1, W_2, \dots, W_{32}, W_{33}, \dots, W_{64})$ 。这样, 实际上把 Walsh 函数  $W_0, W_1, W_2, W_3$  分别赋予符号子流  $A(i)$  ( $i=1, \dots, 4$ ), 和  $A(i)$  ( $i=5, \dots, 8$ ), 其中  $W^0, W^1, W^2, W^3$  定义为

$$W^0 = (W_a, W_b, W_c, W_d);$$

$$W^1 = (W_a, -W_b, W_c, -W_d);$$

$$W^2 = (W_a, W_b, -W_c, -W_d);$$

$$W^3 = (W_a, -W_b, -W_c, W_d)。$$

序列  $W_a, W_b, W_c, W_d$  可以根据 Walsh 波形来定义:

$$W_a = (W_1, \dots, W_{16});$$

$$W_b = (W_{17}, \dots, W_{32});$$

$$W_c = (W_{33}, \dots, W_{48});$$

$$W_d = (W_{49}, \dots, W_{64})。$$

把  $PN_I$  序列提供给乘法器 510, 把序列  $I_{c,8}$  扩展成 I 信道码扩展序列  $S_{I,8}$ 。同样, 乘法器 514 用  $PN_Q$  序列把实数序列  $Q_{c,8}$  扩展成 Q 信道码扩展序列  $S_{Q,8}$ 。得到的 I 信道和 Q 信道码扩展序列  $S_{I,8}$  和  $S_{Q,8}$  用于双相调制 RF 发射器(未图示)产生的正交正弦波对。

### 支持低数据速率的实施例

#### I. 1/2 数据速率

参见图 7, 把一对输入数据流  $A_{nom/2}$  和  $B_{nom/2}$  以等于标称速率一半的数据速率提供给编码和交叉存取网络 550 和 554。网络 550 和 554 把信号  $A_{nom/2}$  和  $B_{nom/2}$  卷积编码成已编码和交叉存取的符号流

$A_{1/2}(1)$ 和  $A_{1/2}(2)$ , 其中  $A_{1/2}(1) = \{A_{11}, A_{12}, \dots\}$ ,  $A_{1/2}(2) = \{A_{21}, A_{22}, \dots\}$ 。假设进行 1/2 速率的卷积编码, 把得到的交叉存取符号流  $A_{1/2}(1)$ 和  $A_{1/2}(2)$ 以标称速率提供给陪集编码器 558 和 560。编码器 558 用陪集码  $S_1$  ( $S_1 = (0, 0)$ ) 进行速率为 1/2 的复制, 把符号子流  $A_{1/2}(1)$  编码成编码子流  $a_{1/2}(1)$ 。以相同的方式, 把陪集码  $S_2$  ( $S_2 = (0, 1)$ ) 提供给陪集编码器 560, 进行速率为 1/2 的复制, 把符号子流  $a_{1/2}(2)$  编码成编码子流  $a_{1/2}(2)$ 。编码子流  $a_{1/2}(1)$ 和  $a_{1/2}(2)$ 的定义如下:

$$a_{1/2}(1) = A_{1/2}(1) [\oplus] S_1 = \{A_{11} \oplus 0, A_{11} \oplus 0, \dots\}; \text{ 以及}$$

$$a_{1/2}(2) = A_{1/2}(2) [\oplus] S_2 = \{A_{21} \oplus 0, A_{21} \oplus 1, \dots\}$$

把编码子流以标称速率二倍的速率从陪集编码器 558 和 560 输出, 并由二进制-整数转换网络 570 转换成整数格式 ( $\pm 1$ )。把得到的实数序列  $r_j(1)$ 和  $r_j(2)$ 在数字加法器 575 内组合成实数序列  $R_{1/2}$ , 以顺序传输到第  $j$  个接收区。把实数序列  $R_{1/2}$  提供给乘法器 580, 把它们乘以 Walsh 发生器 590 提供的 Walsh 函数, 在一个典型的具体例子中,  $W = (W_1, W_2, \dots, W_{32}, W_{33}, \dots, W_{64})$ 。这运算的结果是把 Walsh 函数  $(W, W)$  赋予符号流  $A_{1/2}(1)$ , 把 Walsh 函数  $W^*$  赋予符号流  $A_{1/2}(2)$ , 其中  $W^* = (W, -W)$ 。在乘了 Walsh 函数  $W$  之后, 一般用伪随机  $PN_I$  或  $PN_Q$  序列来扩展序列  $R_{1/2}$ , 以在相应的同相 (I) 或正交相 (Q) 通信信道上进行 RF 传输。

## II. 1/4 数据速率

参见图 8, 把一组四个输入数据流  $A_{nom1/4}, B_{nom1/4}, C_{nom1/4}$  和  $D_{nom1/4}$  以等于标称速率的四分之一的数据速率提供给编码和交叉存取网络 601, 602, 603 和 604。网络 601—604 把数据流  $A_{nom1/4}, B_{nom1/4}, C_{nom1/4}$  和  $D_{nom1/4}$  卷积编码成经编码和交叉存取的符号流  $A_{1/4}(1), A_{1/4}(2), A_{1/4}(3)$ , 和  $A_{1/4}(4)$ , 其中:

$$A_{1/4}(1) = \{A_{11}, A_{12}, \dots\};$$

$$A_{1/4}(2) = \{A_{21}, A_{22}, \dots\};$$

$$A_{1/4}(3) = \{A_{31}, A_{32}, \dots\};$$

$$A_{1/4}(4) = \{A_{41}, A_{42}, \dots\}.$$

假设进行 1/2 速率的卷积编码,把得到的交叉存取符号流  $A_{1/4}(1), A_{1/4}(2), A_{1/4}(3)$ , 和  $A_{1/4}(4)$  以标称速率一半的速率提供给陪集编码器 611, 612, 613 和 614。陪集编码器 611—614 分别用陪集码  $\{(0000), (0101), (0011), (0110)\}$  把符号流  $A_{1/4}(1), A_{1/4}(2), A_{1/4}(3)$ , 和  $A_{1/4}(4)$  编码成编码子流  $a_{1/4}(1), a_{1/4}(2), a_{1/4}(3)$ , 和  $a_{1/4}(4)$ 。子流  $a_{1/4}(1), a_{1/4}(2), a_{1/4}(3)$ , 和  $a_{1/4}(4)$  可以如下表示:

$$a_{1/4}(1) = \{A_{11} \oplus 0, A_{11} \oplus 0, A_{11} \oplus 0, A_{11} \oplus 0\},$$

$$a_{1/4}(2) = \{A_{21} \oplus 0, A_{21} \oplus 1, A_{21} \oplus 0, A_{21} \oplus 1\},$$

$$a_{1/4}(3) = \{A_{31} \oplus 0, A_{31} \oplus 0, A_{31} \oplus 1, A_{31} \oplus 1\},$$

$$a_{1/4}(4) = \{A_{41} \oplus 0, A_{41} \oplus 1, A_{41} \oplus 1, A_{41} \oplus 0\}.$$

使编码子流以二倍的标称速率从陪集编码器 611—614 输出,然后由二进制—整数转换网络 620 变换成整数格式( $\pm 1$ )。在数字加法器 575 内把传输给第  $j$  个接收器的一组实数  $r_j(i)$  序列( $i=1$  到 4)组合成实数序列  $R_{1/4}$ 。把实数序列  $R_{1/4}$  提供给乘法器,把它乘以与第  $j$  个接收器相关联的 Walsh 函数  $W_j$ 。序列  $W_j$  由 Walsh 发生器 630 提供,它被定义为  $W_j = (W_{j1}, W_{j2}, \dots, W_{j31}, W_{j33}, \dots, W_{j64})$ 。这种运算的结果是把 Walsh 函数  $W_0, W_1, W_2, W_3$  赋予符号流  $A_{1/4}(1), A_{1/4}(2), A_{1/4}(3)$ , 和  $A_{1/4}(4)$ , 其中,  $W_0, W_1, W_2, W_3$  由下式给出

$$W_0 = (W_j, W_j, W_j, W_j);$$

$$W_1 = (W_j, -W_j, W_j, -W_j);$$

$$W_2 = (W_j, W_j, -W_j, -W_j);$$

$$W_3 = (W_j, -W_j, -W_j, W_j).$$

因此显然,利用单个 Walsh 波形  $W_j$  与本发明设计的陪集编码技术能把 Walsh 波形  $W_0, W_1, W_2, W_3$  所分别标记的四个不同的信

息信号传输给第  $j$  个接收器。在乘了 Walsh 函数  $W_j$  之后, 一般用伪随机  $PN_I$  或  $PN_Q$  序列对序列  $R_{1/4}$  进行扩展, 以在相应的同相 (I) 或正交相 (Q) 通信信道上进行 RF 传输。

假设在 I 信道上传输给第  $j$  个用户, 可以如下公式表示传输的、根据序列  $r_j(i)$  合成的序列:

$$S_{Ij} = \left( \sum_{i=1}^p r_j(i) \right) \cdot W_j \cdot PN_I$$

其中, 在图 8 的例子中,  $p=4$ 。如果传输是在 Q 信道上进行的, 则传输的序列表示为:

$$S_{Qj} = \left( \sum_{j=p+1}^k r_j(i) \right) \cdot W_j \cdot PN_Q$$

下面的表 I 综合示出了支持以各种数据速率 ( $R_b$ ) 传输输入符号流所用到的典型的参数组。对于每种数据速率, 表 I 提供了相应的输入符号复制速率、复制陪集码速率以及 Walsh 波形长度和片码率。“去复用器”列内的每个入口指定了相关联的数据速率  $R_b$  的输入符号流 (X) 的数目和对输入符号流进行去复用以便陪集编码的符号子流 (Y) 的数目。

表 I

$R_b$ [kbs]	速率 输入 符号 复制	I/Q 信道	去复用	Rate 1/P 陪集码 复制	Walsh 长度	Walsh 码速率
9.6	1	I 或 Q	1-1	1	64	1.2288
4.8	1/2	I 或 Q	2-2	1/2	64	1.2288
2.4	1/4	I 或 Q	4-4	1/4	64	1.2288
1.2	1/8	I 或 Q	8-8	1/8	64	1.2288
19.2	1	I 和 Q	1-2	1	64	1.2288
38.4	1	I 和 Q	1-4	1/2	64	1.2288
76.8	1	I 和 Q	1-8	1/4	64	1.2288
19.2	1	I 或 Q	1-1	1	128	2.457
9.6	1/2	I 或 Q	2-2	1/2	128	2.457
4.8	1/4	I 或 Q	4-4	1/4	128	2.457
2.4	1/8	I 或 Q	8-8	1/8	128	2.457
1.2	1/16	I 或 Q	16-16	1/16	128	2.457
38.4	1	I 和 Q	1-2	1	128	2.457
76.8	1	I 和 Q	1-4	1/2	128	2.457
153.6	1	I 和 Q	1-8	1/4	128	2.457
39.4	1	I 或 Q	1-1	1	256	4.9
19.2	1/2	I 或 Q	2-2	1/2	256	4.9
9.6	1/4	I 或 Q	4-4	1/4	256	4.9
4.8	1/8	I 或 Q	8-8	1/8	256	4.9
2.4	1/16	I 或 Q	16-16	1/16	256	4.9
1.2	1/32	I 或 Q	32-32	1/32	256	4.9
38.4	1	I 和 Q	1-2	1	256	4.9
76.8	1	I 和 Q	1-4	1/2	256	4.9
153.6	1	I 和 Q	1-8	1/4	256	4.9

### 在 I 和 Q 信道上的陪集编码数据的传输

在较佳实施例中,把与 I 信道和 Q 信道扩展序列  $S_{ij}$  和  $S_{Qj}$  ( $j=1$  到  $N$ ) 一起的给定的蜂窝区或区域内的“N”个接收器与不含调制数据的导频信道进行传输。导频信道可以具有用来捕获和跟踪信号的未调制的扩展频谱信号的特性。在引入了根据本发明的多个发射机的系统中,为每个发射机设置的一组通信信道可以用唯一的导频信号来识别。然而,不用单独的导频信号 PN 发生器组,可以用在相同



的基本序列内移位来实现产生一组导频信号更有效的方法。使用这种技术,设计的接收单元顺序地搜索所有导频序列,调谐到产生最强相关性的偏置或偏移上。

因此,导频序列最好有足够的长度,以能通过基本的序列内进行移位来产生很多不同的序列,在系统内支持较多的导频信号。另外,分离度或偏移必须是足够大,以确保各导频信号内没有相互干扰。因此,在一个典型的实施例中,导频序列的长度选为  $2^{15}$ ,这可以在片码为 64 的基本序列内有 512 种不同的带有偏置的导频信号。

参见图 9,导频发生网络 630 包括 Walsh 发生器 640,向数字乘法器 644 和 646 提供由零组成的 Walsh“零” $W_0$  波形。在乘法器 644 和 646 内把 Walsh 波形  $W_0$  分别乘以  $PN_I$  和  $PN_Q$  提供的  $PN_I$  和  $PN_Q$  序列。由于波形  $W_0$  仅包括一种,所以得到的序列的信息内容仅与  $PN_I$  和  $PN_Q$  序列有关。乘法器 644 和 646 产生的序列作为输入提供给有限脉冲响应滤波型(FIR)滤波器 650 和 652。把 FIR 滤波器 650 和 652 输出的,分别对应于 I 信道和 Q 信道导频序列  $PI_0$  和  $PQ_0$  的导频序列提供给 RF 发射机 660(图 10)。

参见图 10,图中示出了 RF 发射机 660 的典型的具体例子。发射机 660 包括 I 信道加法器 670,把一组  $PN_I$  扩展数据信号  $SI(j=1$  到  $N)$  与 I 信道导频  $PI_0$  相加,以传输给指定的蜂窝或区域内的接收机。同样,Q 信道加法器 672 用于把一组  $PN_Q$  扩展数据信号  $SQ(j=1$  到  $N)$  与 Q 信道导频  $PQ_0$  结合。还设置有数模转换(D/A)器 674 和 676,把 I 信道和 Q 信道加法器 670 和 672 的数字信息分别转换成模拟形式。把 D/A 转换器 674 和 676 产生的模拟波形连同本地振荡器(LO)载波频率信号  $\text{Cos}(2\pi ft)$  和  $\text{Sin}(2\pi ft)$  分别提供给混合器 688 和 690,在混合器 688 和 690 内把它们混合,并提供给加法器 692。正交相位载波信号  $\text{Sin}(2\pi ft)$  和  $\text{Cos}(2\pi ft)$  由合适的频率源(未示出)提供。这些混合后的 IF 信号在加法器 692 中相加,然后提供给

混合器 694。

混合器 694 把相加后的信号与频率合成器 696 的 RF 频率信号相混合,以把频率上变频到 RF 频带上。RF 信号包括同相(I)和正交相(Q)分量,由带通滤波器 698 进行带通滤波,然后输出至 RF 放大器 699。放大器 699 根据发射功率控制电路(未图示)的输入增益控制信号放大频带受到限制的信号。应当理解,RF 发射机 630 不同的具体例子可以使用各种此处没有描述的信号相加、混合、滤波和放大技术,但这些是在该技术领域内所公知的。

图 11 是用于接收 RF 发射机 630 提供的 RF 信号的典型的分集接收机的方框图。在图 11 中,天线接收发射的 RF 信号,并把它提供给分集瑞克(RAKE)接收机,瑞克接收机由模拟接收器 712 和数字接收器 714 组成。天线接收到的并提供给模拟接收器 712 的信号可能包含相同导频信号的多路径传播来的信号和单个或多个用户接收机想要的信号。在一个典型的实施例中构成 QPSK 调制解调器的模拟接收器 712 把接收到的信号下变频和数字化成复合 I 和 Q 分量。把复合 I 和 Q 分量提供给数字接收机 714 进行解调。然后把解调后的数据提供给数字电路 716,进行组合、去交叉存取和译码。

模拟接收器 712 的每路 I 和 Q 输出可以包含相同导频的多路径传播信号和相应的信息信号。在数字接收器 714 中,在搜索接收器 715 及控制器 718 在选择时,由多个还被称为“指针”的数据接收器或解调器 720a—720c 中的不同的一个来处理某些发射信号的多路径传播的信号。虽然在图 11 中仅图示了 3 个数据解调指针(解调器 720a—720c),但应理解,可以使用更多或更少的指针。通过解扩展,每个指针从复合 I 和 Q 分量中取出导频的 I 和 Q 分量 RI 和 RQ 以及与特定的路径对应的数据信号。

可以认为每个指针的导频信号的 I 和 Q 分量可以形成导频矢量,I 信道和 Q 信道的 I 和 Q 分量可以形成一对数据矢量。根据本发

明,这些导频的 I 和 Q 分量和数据矢量从接收到的信号能量中取得,以产生 I 信道和 Q 信道的估计值。导频信号一般以强于数据信号的强度来传输,例如,导频信号的幅度大于接收到的数据信号。因此,能把导频信号矢量用作信号处理的正确的相位参考值。

在传输过程中,传输的导频和数据信号传播到接收器的路径是相同的。然而,由于信道噪声,接收到的信号一般与发射的相位角产生一偏移。此处揭示的导频信号矢量与 I 信道和 Q 信道数据信号矢量的点积,即标量公式可以用于从选出的接收指针接收到的信号得到 I 信道和 Q 信道数据。尤其是,通过把导频是映射到每个数据矢量上,用点积来寻找与导频矢量同相的数据的分量的幅度。下面参考图 8 来描述从所选出的接收器指针中取得导频信号的过程,这在 1992 年 11 月 24 日提出的美国专利申请 No. 07/981,034、名称为“导频载波点积电路”中也有描述,该专利申请已转让给本发明的受让人,将它引用在此,以用参考。

### 陪集编码符号子流的恢复

下面,详细描述从 I 信道发送的数据恢复一个陪集编码子流  $a(i)$ ,其中:

$$a(i) = A(i) \oplus S_i = (A_{i1} \oplus S_{i1}, \dots, A_{ip} \oplus S_{ip})$$

假设在 I 和 Q 信道上向“N”个接收器中的第 j 个接收器(图 8)传输之前,把子流转换成实数序列  $r(i)$ ,其中:

$$r(i) = (-1)^{a(i)} = ((-1)^{A_{i1} \oplus S_{i1}}, \dots, (-1)^{A_{ip} \oplus S_{ip}}) = r_{ii}$$

在用 Walsh 波形  $W_j$  序列  $PN_I$  和  $PN_Q$  扩展之后,可以如下来表示第 j 个接收器要接收的序列  $S_{Ij}$  和  $S_{Qj}$ :

$$S_{Ij} = \sum_{i=1}^P r(i) [W_j \cdot PN_I],$$

和

$$S_{Qj} = \sum_{i=P+1}^K r(i) [W_j \cdot PN_Q]$$

向特定区域内的“N”个接收器发送的复合信号由下式给出：

$$S(t) = \tilde{I}\cos(\omega_0 t) - \tilde{Q}\sin(\omega_0 t);$$

其中

$$\tilde{I} = \sum_{j=1}^N S_{Zj}; \quad \tilde{Q} = \sum_{j=1}^N S_{Qj}$$

为能清楚地描述，假设信号  $S(t)$  在第  $m$  条传输路径上向第  $j$  个接收器传播，信号  $R_j(t)$  可由下式表示：

$$R_j(t) = \tilde{I}\cos(\omega_0 t + \theta) - \tilde{Q}\sin(\omega_0 t + \theta) + n(t)$$

其中，信号  $R_j(t)$  相对于接收器的本地基准其随机相移为  $\theta$ ， $n(t)$  表示固有信号干扰噪声。

参见图 12 的方框示意图，可以看出第  $j$  个接收器包括一组“ $r$ ”个解调指针 720，用于处理在“ $r$ ”条传输路径上接收到的信号  $R_j(t)$ 。把在第  $m$  条路径上传输的信号  $R_j(t)$  通过传递函数为  $h(t)$  的带通滤波器，并在  $t = kT_w$  时进行取样，其中， $T_w$  表示赋给的 Walsh 波形  $W_j$  内相继的片码之间的间隔。这种运算产生提供给第  $m$  个解调指针 720 的  $I$  和  $Q$  的映射  $R_{Im,k}$  和  $R_{Qm,k}$ ，其中

$$R_{Im,k} = R_j(t)\cos(\omega_0 t) * h(t) |_{t=kT_w + \tau_m} = \tilde{I}\cos\theta - \tilde{Q}\sin\theta + N_i$$

$$R_{Qm,k} = -R_j(t)\sin(\omega_0 t) * h(t) |_{t=kT_w + \tau_m} = \tilde{I}\sin\theta + \tilde{Q}\cos\theta + N_q$$

其中， $\tau_m$  对应于与第  $m$  条传输路径关联的延时，噪声项  $N_i$  和  $N_q$  可以有零均值和方差  $\sigma^2$  的随机过程的特征。根据本发明，由第  $m$  个接收器指针 720 从取样的映射  $R_{Im,k}$  和  $R_{Qm,k}$  得到在第  $m$  条传输路径上传输的序列  $r(i)$  的估计值。

参见图 13，图中示出了处理取样的映射  $R_{Im,k}$  和  $R_{Qm,k}$  的第  $m$  个接收器指针 720 的方框图。接收器指针 720 包括解调/去扩展和相位旋转电路 740，以及相位估计和时间跟踪电路 744。根据本发明，电路 740 用赋予的 Walsh 波形和  $PN_1$  序列完成第一组部分相关，用赋予

的 Walsh 波形和  $PN_Q$  序列完成第二组部分相关来解调取样的映射  $R_{I_m,k}$  和  $R_{Q_m,k}$ 。在  $L/p$  Walsh 片码的间隔上进行每次部分相关, 其中  $L$  表示用于覆盖在序列  $SI_j$  和  $SQ_j$  内固有的“ $p$ ”个符号流的 Walsh 波形  $W_j$  的长度。然后把部分相关的结果在相位上进行旋转, 以产生第  $m$  个接收器指针 720 输出的判定变量  $I_{\hat{m}}$  和  $Q_{\hat{m}}$ 。这种相位旋转是根据传输的波形和本地产生的参考值之间估计的相移  $\hat{Q}$  来完成的。在一个较佳具体例子中, 相位估计和时间跟踪电路 744 包括锁相功能, 以产生相位估计  $\hat{\theta}$ 。

相位估计和时间跟踪 744 的工作根据在解调和去扩展取样映射  $R_{I_m,k}$  和  $R_{Q_m,k}$  期间电路 740 产生的中间信号在第  $m$  条路径上提供导频信号  $P_m$  的估计值。得到的导频信号用于在电路 740 内进行相位旋转, 以及在样本组合器 750 内(图 12)进行时间校准。与判定变量  $Q_{\hat{m}}$  一样, 在样本组合器 750 内, 对一组“ $r$ ”个接收器指针 720 产生的判定变量  $I_{\hat{l}}$  ( $l=1$  到  $r$ ) 进行时间校准和组合。

参见图 14, 可以看出第  $m$  个接收器指针 720 包括以 1.2288MHz 的 PN 扩展速率接收取样映射  $R_{I_m,k}$  和  $R_{Q_m,k}$  的乘法器 780 和 782。把 Walsh 发生器 786 连接到此两个乘法器 780 和 782 上, 把其输出 ( $W_j$ ) 与映射  $R_{I_m,k}$  和  $R_{Q_m,k}$  相乘。接收器指针 720 进一步包括 PN 发生器 790 和 792, 它们向乘法器 798 和 800 提供  $PN_I$  序列, 向乘法器 802 和 804 提供  $PN_Q$  序列。如图 14 所示, 把乘法器 780 的 Walsh 解调的映射  $R_{I_m,k}$  和  $R_{Q_m,k}$  在乘法器 798 上与  $PN_I$  序列相乘, 在乘法器 780 上与  $PN_Q$  序列相乘。同样, 把乘法器 782 的输出在乘法器 800 上与  $PN_I$  序列相乘, 在乘法器 804 上与  $PN_Q$  序列相乘。

乘法器 798 和 800 把 Walsh 解调映射  $R_{I_m,k}$  和  $R_{Q_m,k}$  与  $PN_I$  序列相关。由时间校准电路 810 来维持  $PN_I$  序列与序列  $R_{I_m,k}$  和  $R_{Q_m,k}$  之间适当的定时关系, 下面描述该操作。同样, 由乘法器 802 和 804 把

序列  $R_{I_m,k}$  和  $R_{Q_m,k}$  与  $PN_Q$  序列相关。然后把乘法器 798, 800, 802 和 804 的相关输出提供给相应的 I 信道累加器 814 和 816 以及 Q 信道累加器 818 和 820。累加器 814, 816, 818 和 820 把输入信息累加在  $L/p$  Walsh 片码上, 其中  $L$  表示 Walsh 波形  $W_j$  的长度。累加器 814, 816, 818 和 820 工作, 在发生在每个 Walsh 波形上的每个长度为  $L/p$  的 Walsh 片码的“ $p$ ”个部分相关期间产生部分相关  $A_{I_n}, A_{Q_n}, B_{I_n}$  和  $B_{Q_n}$ 。把部分相关  $A_{I_n}, A_{Q_n}, B_{I_n}$  和  $B_{Q_n}$  通过相应的开关 834, 836, 838 和 840 提供给延时元件 824, 826, 828 和 830。根据时间校准电路 810 提供的定时信号在每次部分相关期间结束时这些开关从正常的打开位置转为关闭。可以如下公式表示在第  $n$  次相关期间结束时 I 信道累加器 814 和 816 产生的部分相关  $A_{I_n}$  和  $A_{Q_n}$ :

$$A_{I_n} = \sum_{k=\frac{64}{p}n+1}^{\frac{64}{p}(n+1)} R_{I_k} W_k PN_{I_k} = \frac{64}{p} \sum_{j=1}^p r_{j_n} \cos \theta,$$

$$A_{Q_n} = \sum_{k=\frac{64}{p}n+1}^{\frac{64}{p}(n+1)} R_{Q_k} W_k PN_{I_k} = \frac{64}{p} \sum_{j=1}^p r_{j_n} \sin \theta, \quad n=1, \dots, p.$$

应当理解, 可以以基本相同的方式表示部分相关  $B_{I_n}$  和  $B_{Q_n}$ 。参见式 (12) 和 (13), 项  $r_{j_n}$  ( $j=1$  到  $p$ ) 共同表示包括在由等式 (5) 定义的实数序列  $r(i)$  内的“ $p$ ”个整数值的表述值和估计值。参见图 14, 相位估计和时间跟踪电路 744 包括导频取出电路 850, 产生用于维持接收器指针 720 内的时间校准的导频信号。导频取出电路 850 包括把乘法器 798 和 802 的输出提供给它的乘法器 854 以及把乘法器 800 和

804 的输出相乘的乘法器 856。电路 850 进一步包括 Walsh 发生器 862 和 864, 分别把 Walsh 波形  $W_i$  和  $W_o$  提供给乘法器 866。把乘法器 866 产生的经电路 810 提供给 Walsh 发生器 862 和 864 的定时信息进行过合适的时间校准解调波形  $W_i W_o$  提供给乘法器 868 和 870。由乘法器 868 把波形  $W_i W_o$  与乘法器 854 的输出相乘, 而乘法器 870 响应于波形和乘法器 856 提供的输出进行相同的运作。

在所选的时间间隔上由导频取出累加器 874 和 878 分别累加乘法器 868 和 870 的输出, 以保证产生与接收到的导频信号的相位无偏差的估计值。在一个典型的实施例中, 累加期间跨过  $2rL$  时间, 如上所述的,  $L$  对应于 Walsh 符号周期。该累加期间一般发生在要估计导频相位之前和之后立即发生的长度为“ $rL$ ”的时间期间。由延时元件 824、826、828 和 830 维持累加器 814、816、818 和 820 产生的输出与导频取出累加器 874 和 880 的输出之间的时间校准。把每个延时元件 824、826、828 和 830 产生的信号延时选择成等于“ $r$ ”个未来的 Walsh 符号跨越的期间。因此, 在产生对应于第  $n$  个部分相关  $A_{I_n}$  和  $A_{Q_n}$  的导频估计值时, 累加器 874 和 878 把一组数据样本  $D_j$  累加, 其中  $(L/p)(n-r)+1 \leq j \leq (L/P)(n+r)$ 。

导频取出累加器 882 和 886 产生的信号对应于在第  $m$  条路径上传输的导频 ( $P_m$ ) 信号的 I 信道和 Q 信道映射, 可以分别表示为:

$$P_m \cdot \cos(\hat{\theta}) = \sum_{(L/p)(n-r)+1}^{(L/p)(n+r)} \{R_{I_m} P N_I W_o + R_{Q_m} P N_Q W_o\} \quad (15)$$

$$P_m \cdot \sin(\hat{\theta}) = \sum_{(L/p)(n-r)+1}^{(L/p)(n+r)} \{-R_{I_m} P N_Q W_o + R_{Q_m} P N_I W_o\} \quad (16)$$

参见图 14,把每个导频信号的 I 信道和 Q 信道映射都提供给 I 信道相位旋转器 850 和 Q 信道相位旋转器 852。I 信道相位中器 850 产生对应于在第 m 条路径上传输的经导频信号 P<sub>m</sub> 加权的序列 r(t) 的估计值的输出数据值序列。I 信道相位旋转器 850 在第 n 个相关间隔结束时产生的判定项 I<sub>n</sub>(m) 可以表示为:

$$\hat{I}_n(m) = A_{I_n} \cdot P_m \cdot \cos(\hat{\theta}) + A_{Q_n} P_m \sin(\hat{\theta}) = \frac{64}{P} \sum_{j=1}^P r_{jn}$$

样本组合器 750(图 12)把在第 n 个相关间隔期间指针解调器 720 产生的 I 信道判定项  $\hat{I}_{n(i)}$  (i=1 到 r) 组合到复合判定项  $\hat{I}_{cn}$  中,把 Q 信道判定变量  $\hat{Q}_{n(i)}$  组合到复合判定项  $\hat{Q}_{cn}$  中。组合器 750 以如下序列串行输出复合判定项  $\hat{I}_{cn}$  和  $\hat{Q}_{cn}$ :

$$\hat{I}_c = (\hat{I}_1, \dots, \hat{I}_p), \text{ 和}$$

$$\hat{Q}_c = (\hat{Q}_1, \dots, \hat{Q}_p)$$

其中,下标与组合到实数序列 r(i) 中的“p”个符号子流一致。把复合判定序列  $\hat{I}_c$  和  $\hat{Q}_c$  提供给 I 信道和 Q 信道乘法器 870 和 874,它们分别产生并行输出

$$\hat{I}_c^T = (\hat{I}_1 \dots \hat{I}_p)^T, \text{ 和}$$

$$\hat{Q}_c^T = (\hat{Q}_1, \dots, \hat{Q}_p)^T.$$

根据本发明,根据序列 r(i) 内固有的陪集码使判定序列  $\hat{I}_c$  去相关,产生在 I 信道上传输的输入符号流 A<sub>I(i)</sub> 的一组估计值 A<sub>I(i)</sub>,其中 i=1 至 p。更具体地说,通过下面的计算 r(i) 与判定序列  $\hat{I}_{I(i)}$  的内积来得到第 i 条符号流 A<sub>I(i)</sub> 的估计值:



$$\hat{A}(i) = \sum_{n=1}^P \hat{I}_a(i) (-1)^{c_n} = 64 (-1)^{A(i)}$$

其中  $c_{i,n}$  表示用于对第  $i$  条符号流进行编码的陪集码  $c_i$  的第  $n$  项。公式(18)规定的计算依赖于用于对输入符号流进行编码的陪集码之间正交性。即：

$$\hat{A}(i) = \sum_{n=1}^P \hat{I}(i) (-1)^{c_n} = 0$$

对所有  $j \neq i$ 。对于  $p \geq 4$ ，公式(18)可以根据乘法器 870(图 12)提供的序列  $\hat{I}_a^T$  进行例如快速 Hadamard 变换(FHT)运算求解。然后把符号流的估计值去交叉存取，并进行译码，以估计传输的数据。

上面提供的对较佳实施例的描述能使本技术领域的人员制作或使用本发明。对于这些技术人员对这些实施例作出种种变化显然是容易的，此处所限定的一般原理可以应用于其它实施例而无需应用创造力。因此，本发明并不限于所示的实施例，而应给予与此处揭示的原理和新颖的特征一致的最宽的范围。

说明书附图

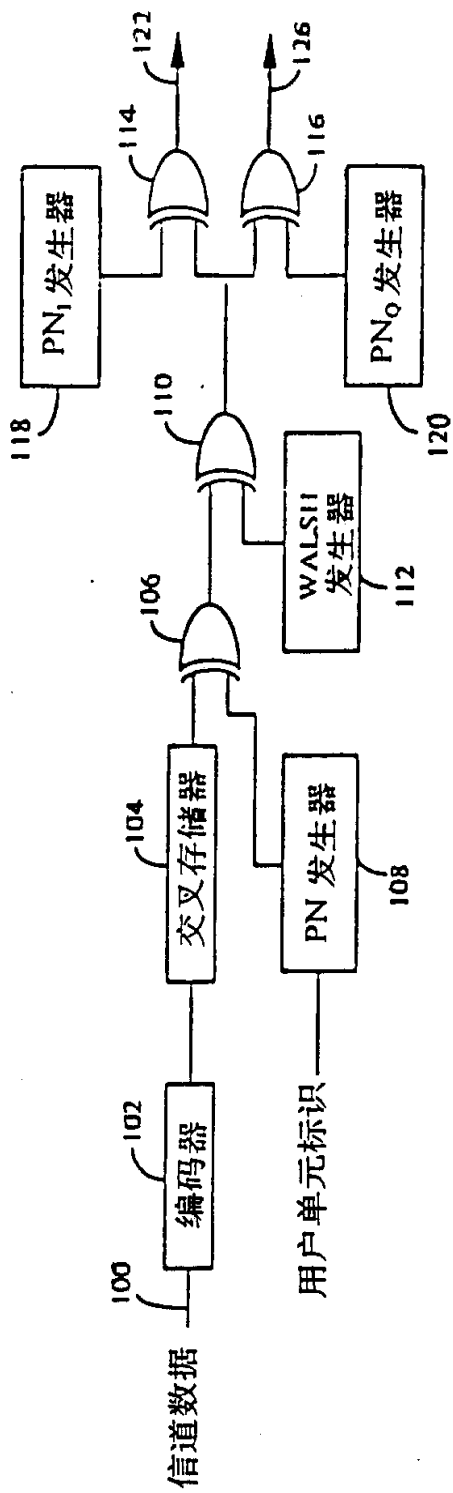


图 1

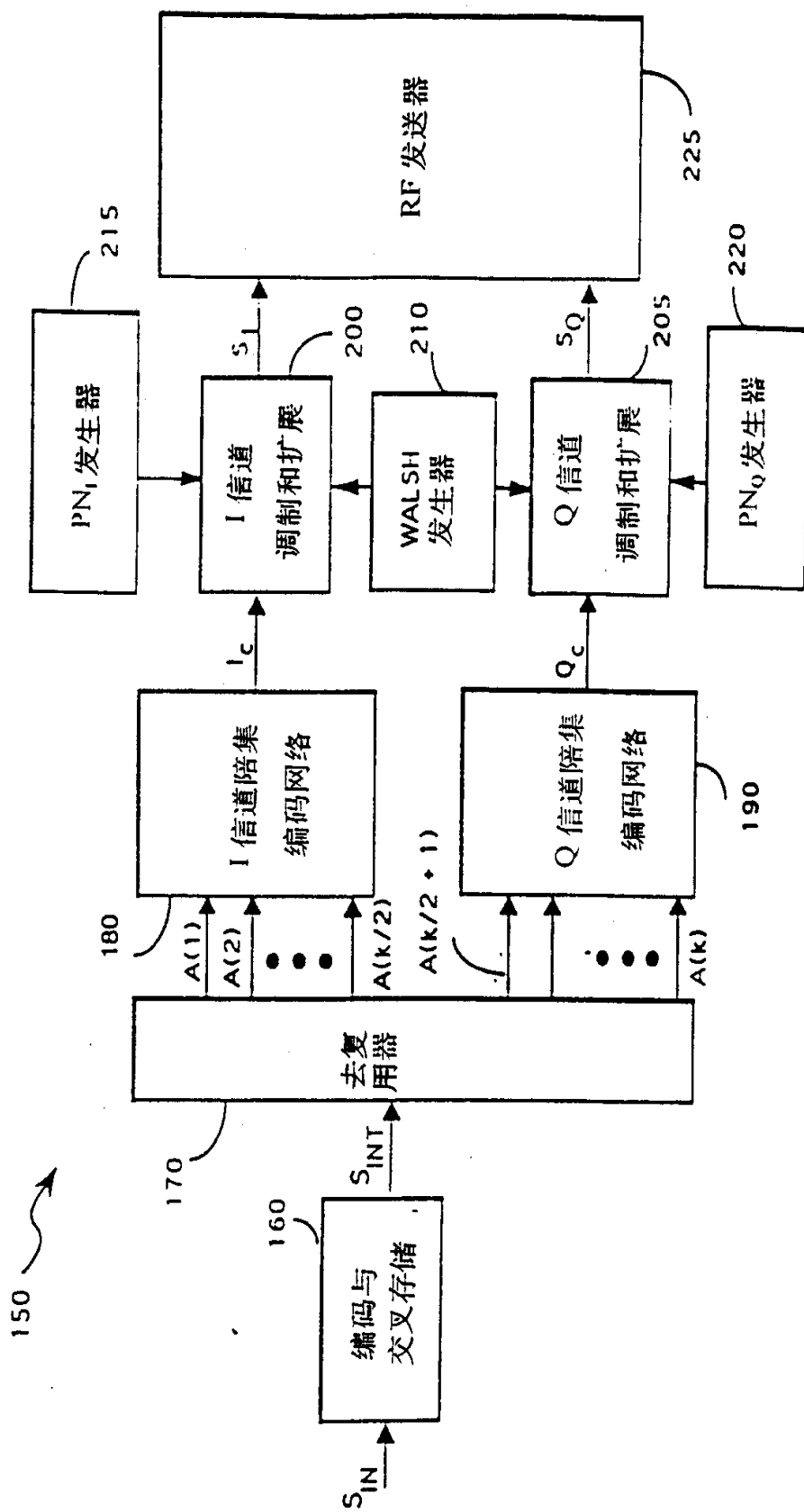


图 2

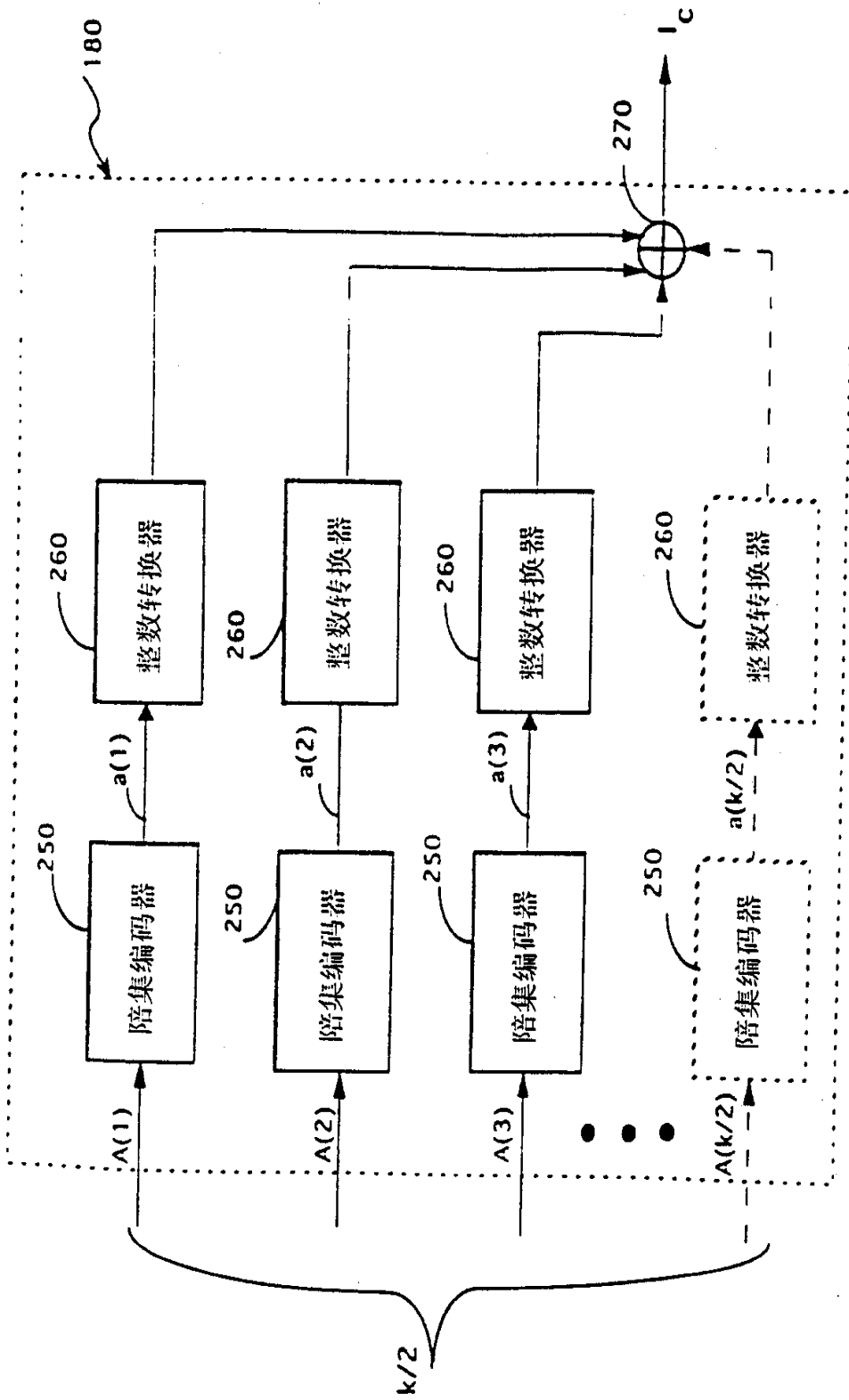


图 3

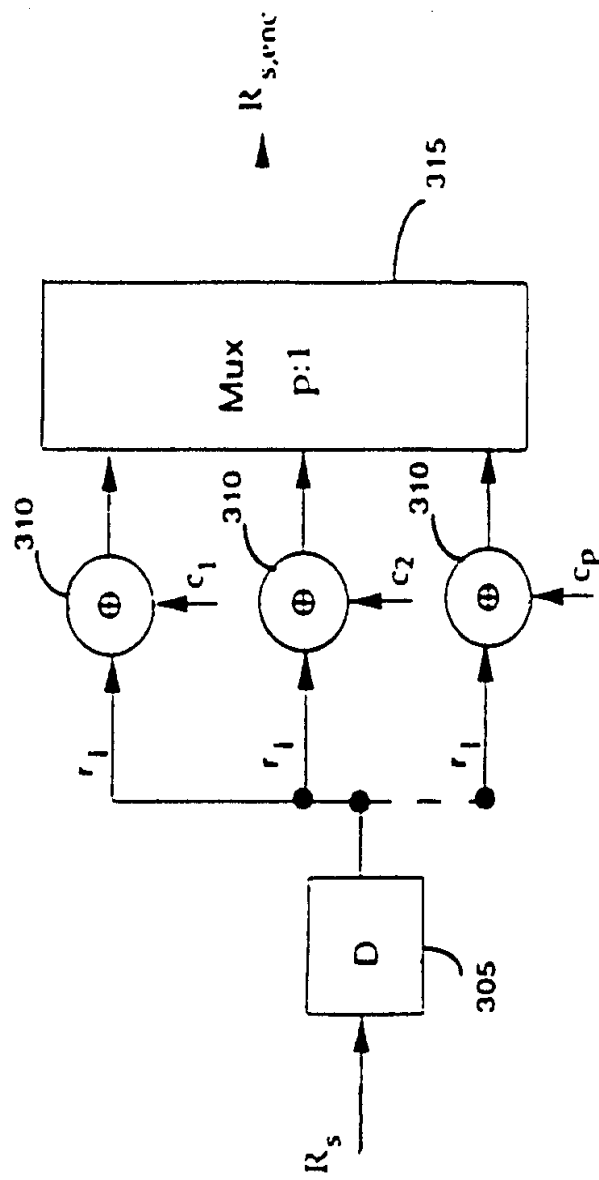


图 4

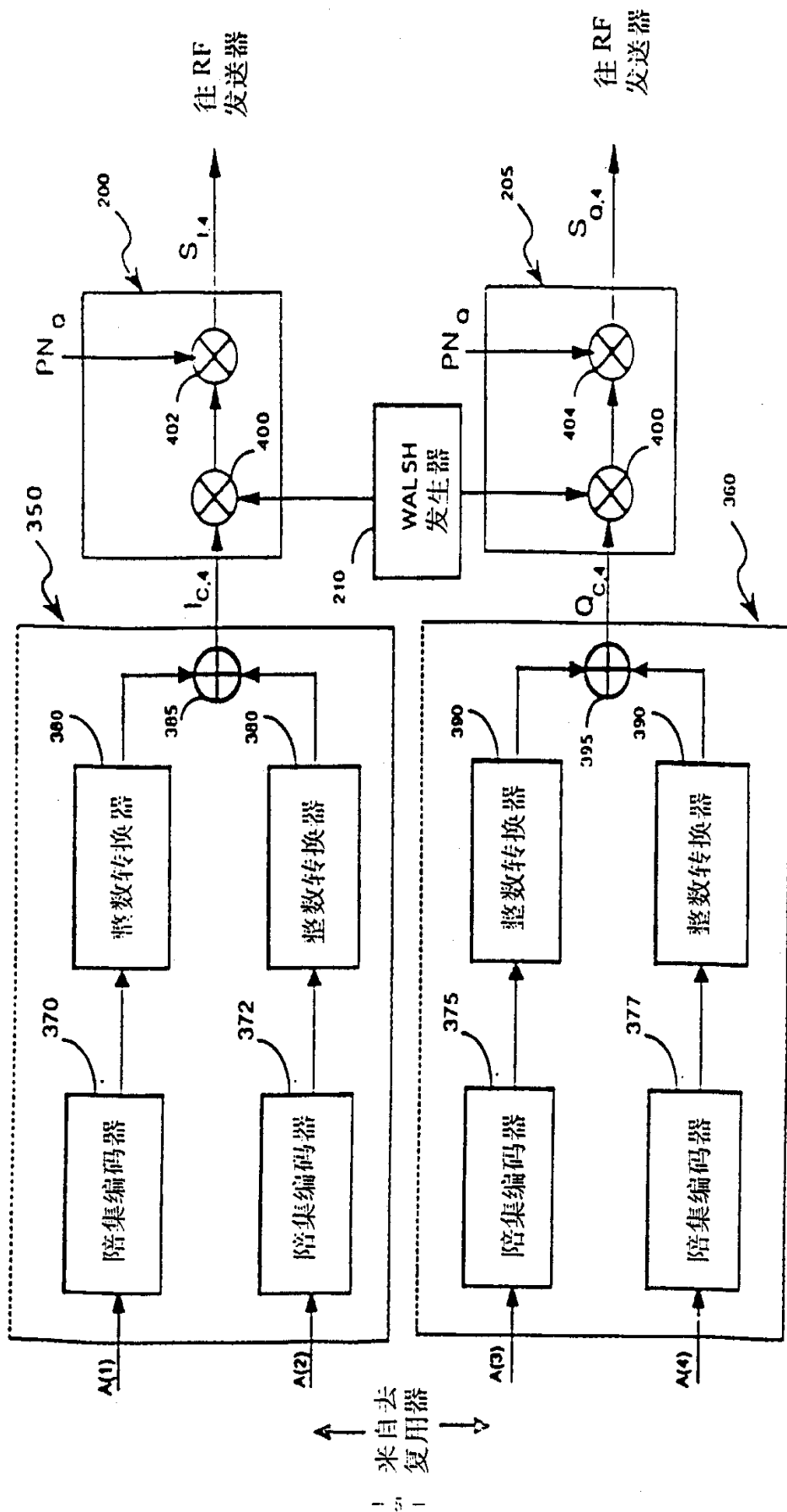


图 5

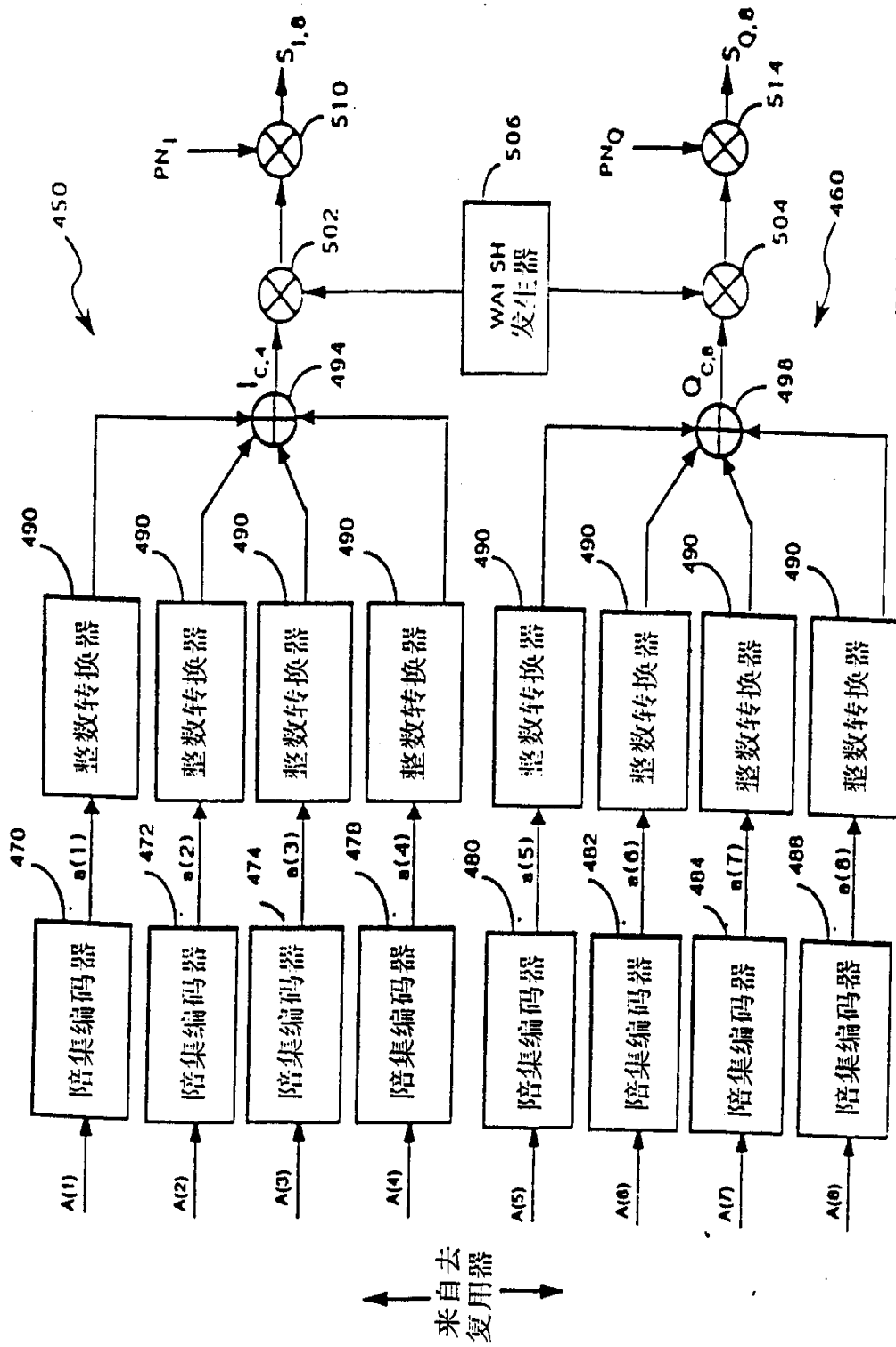


图 6

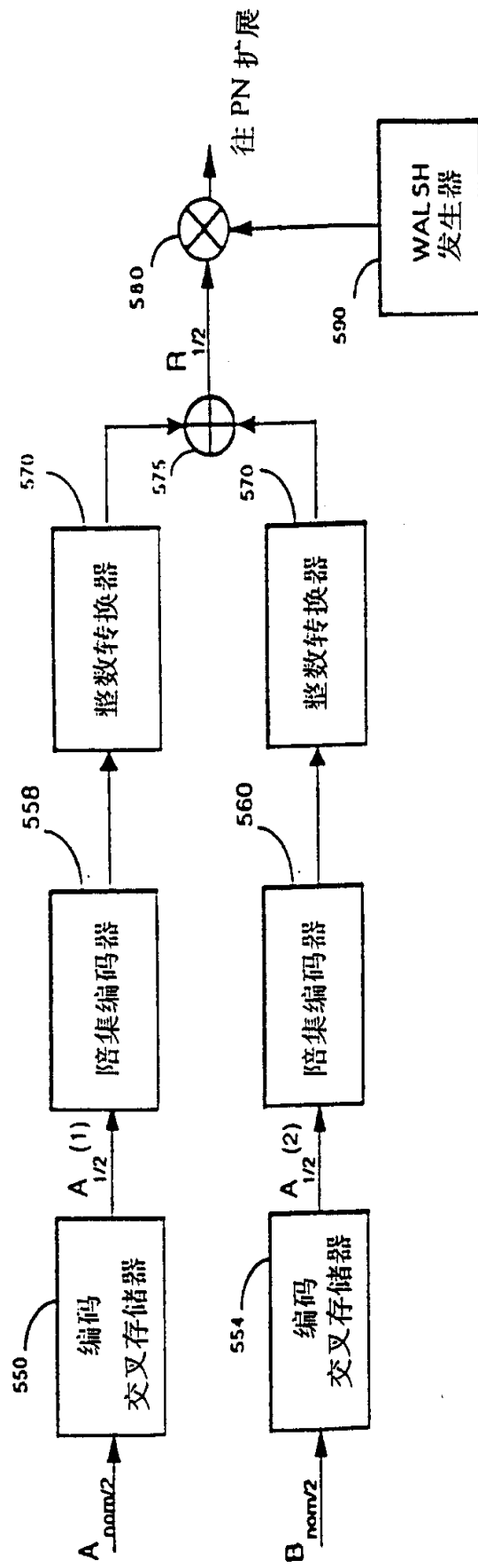


图 7



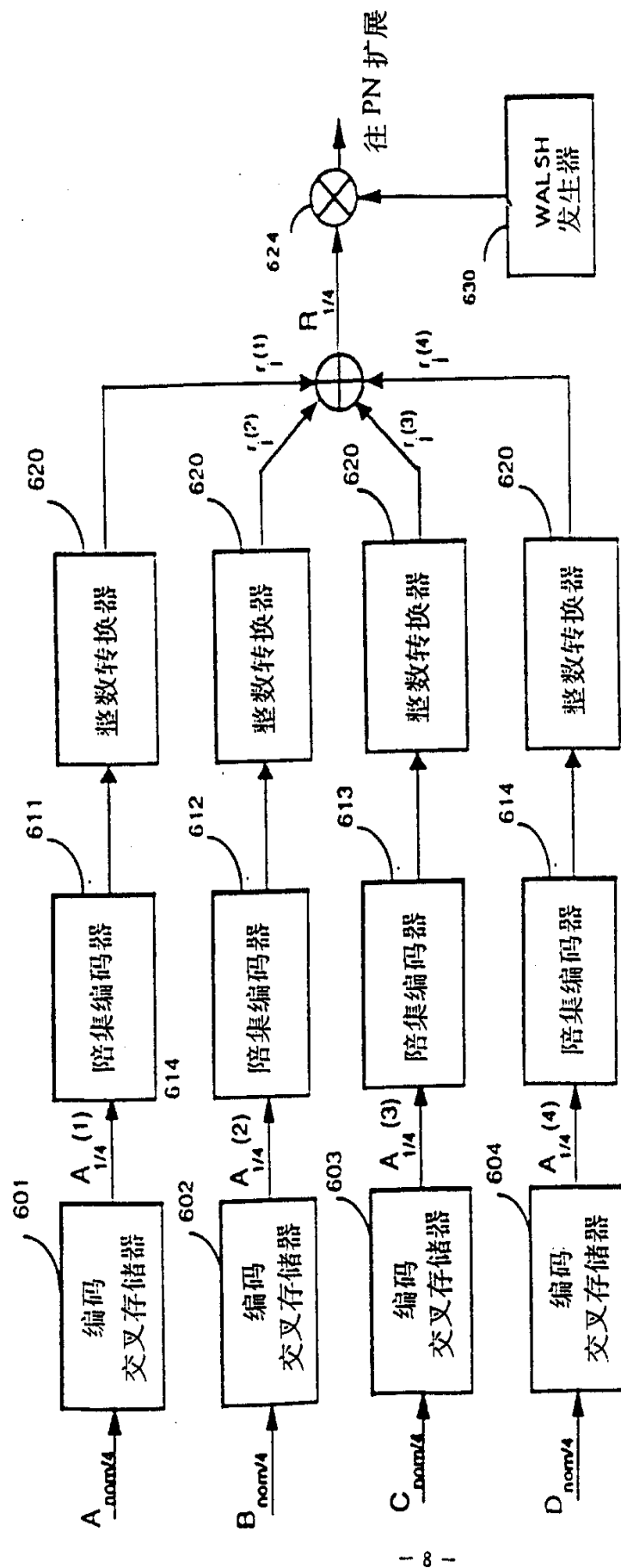


图 8

630

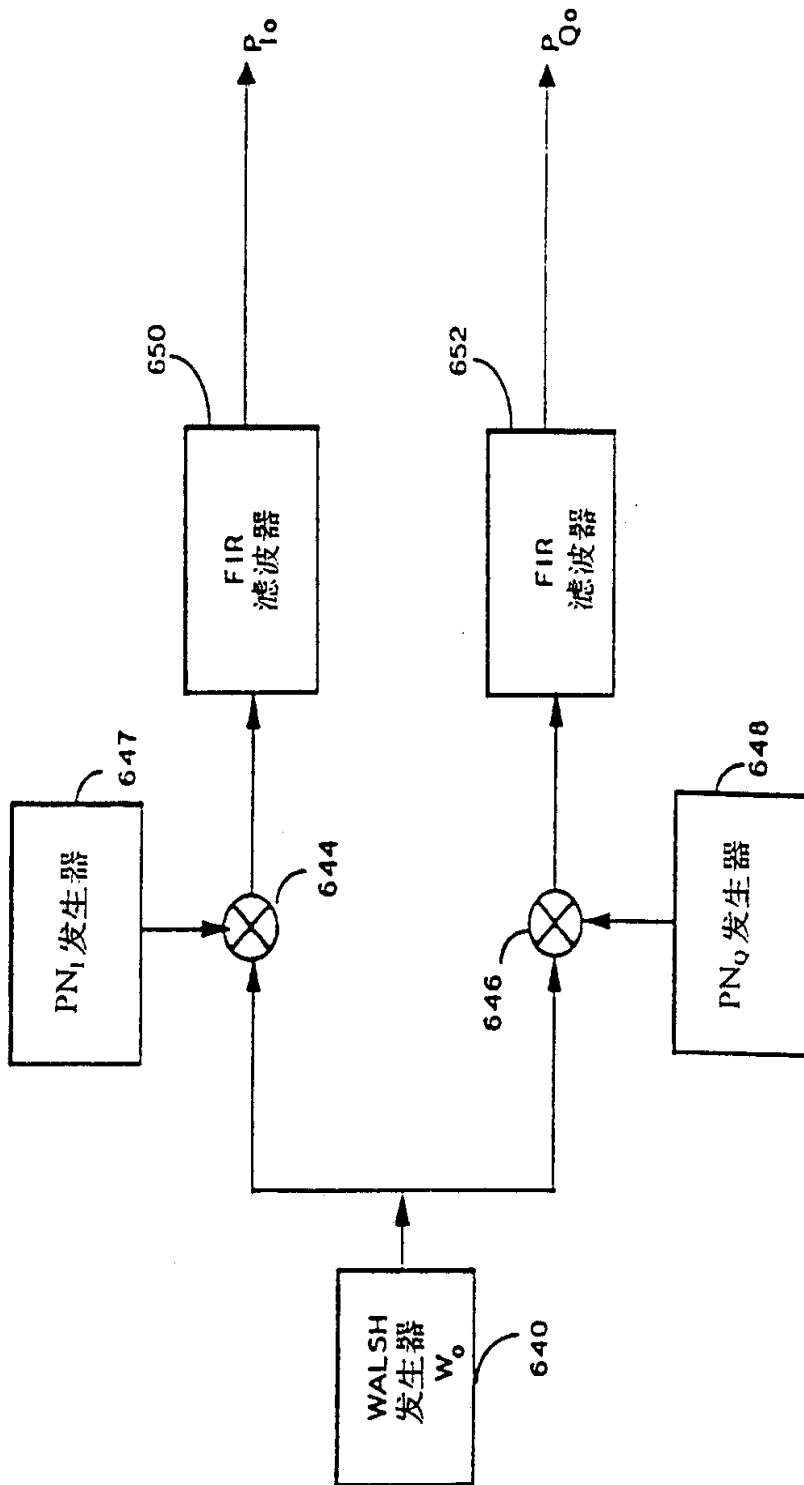


图 9

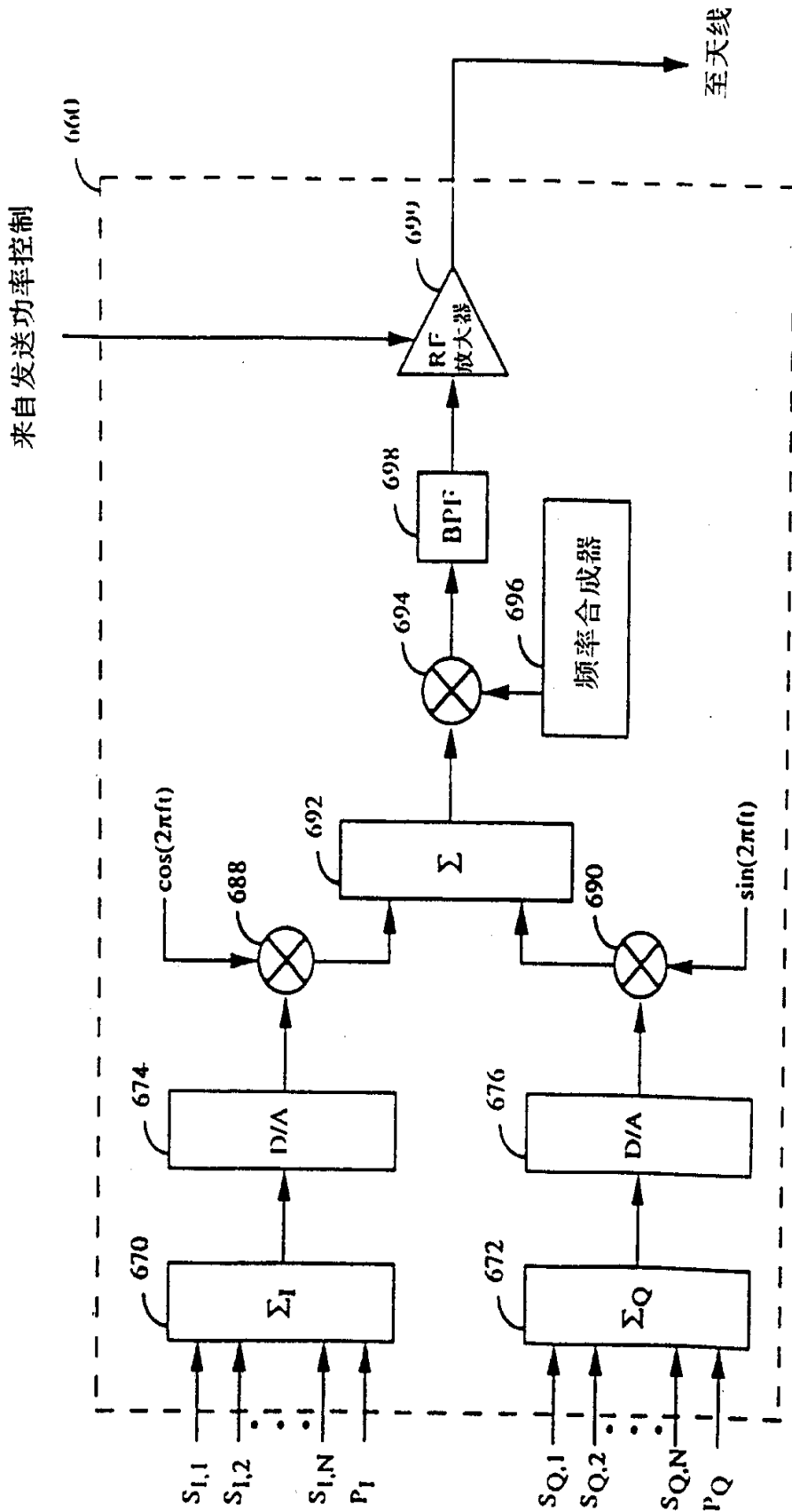


图 10

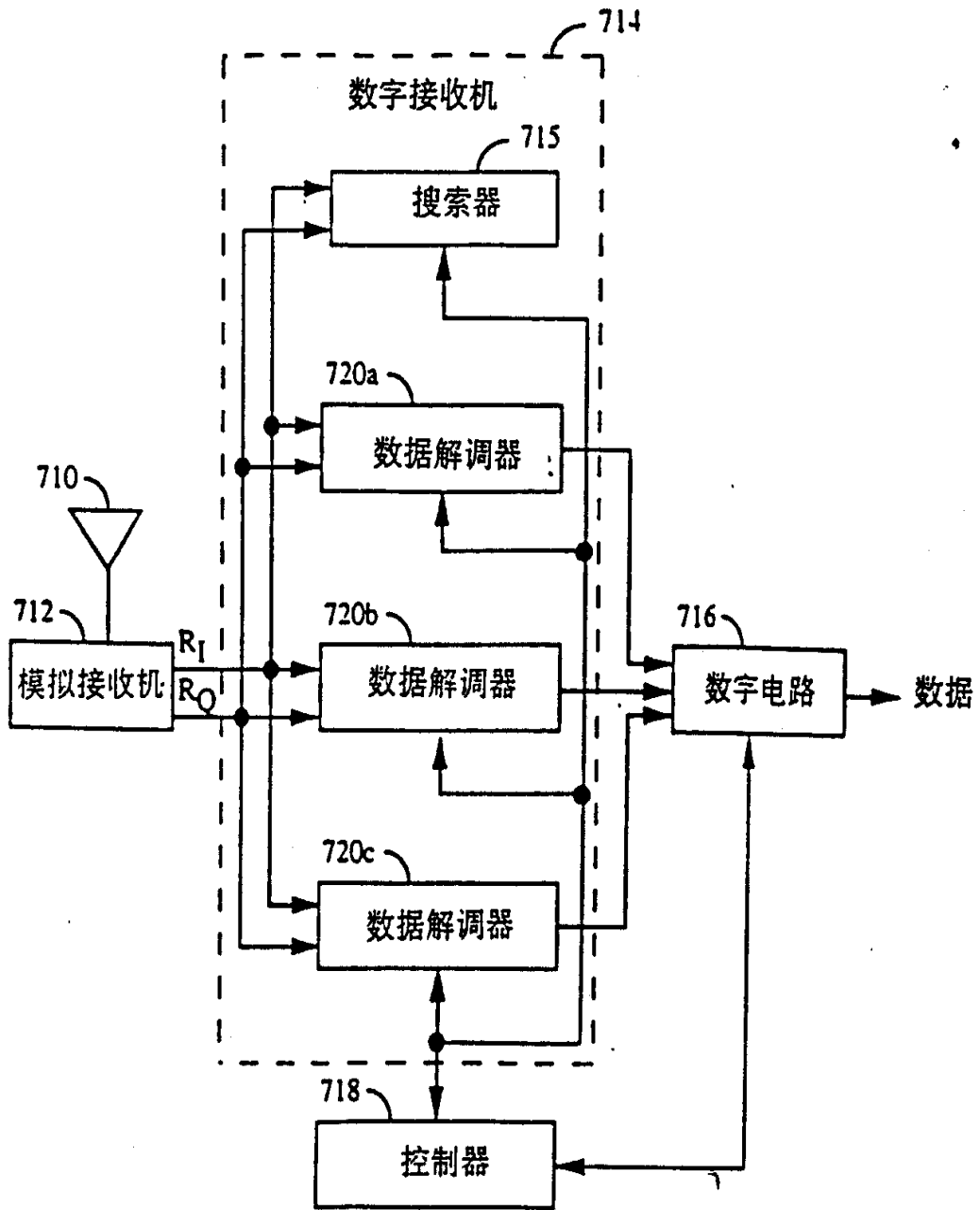
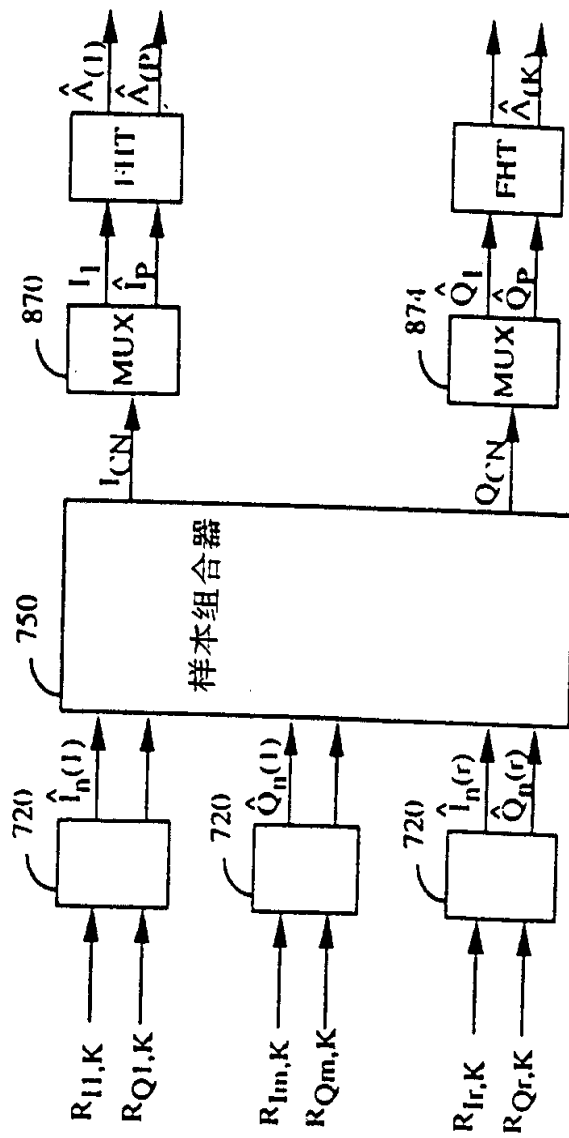


图 11



至去交叉  
存取器  
和译码器

图 12

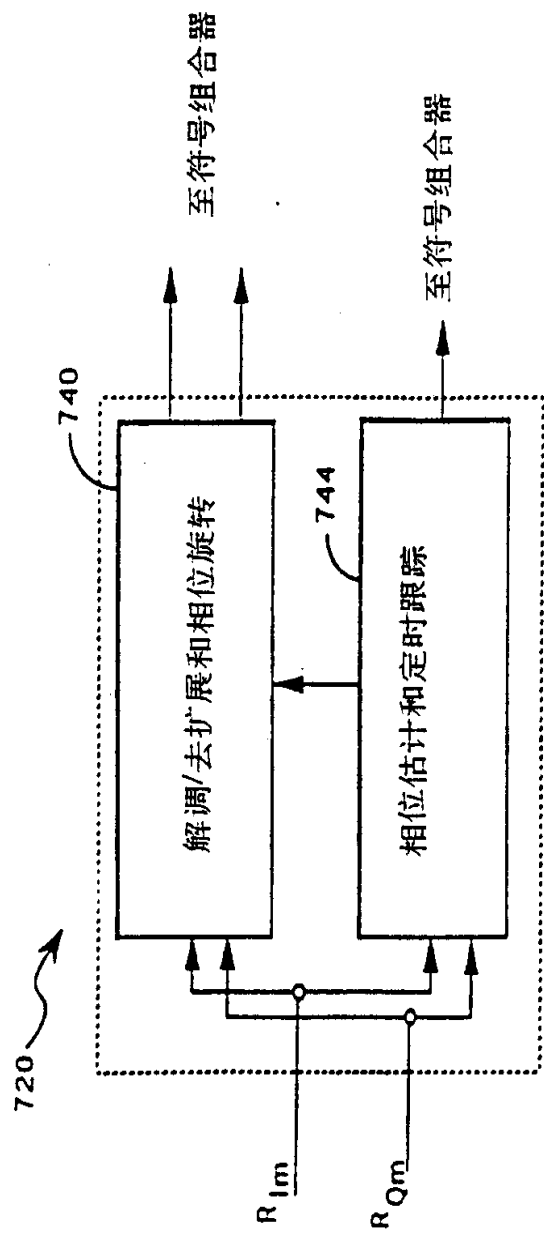


图 13

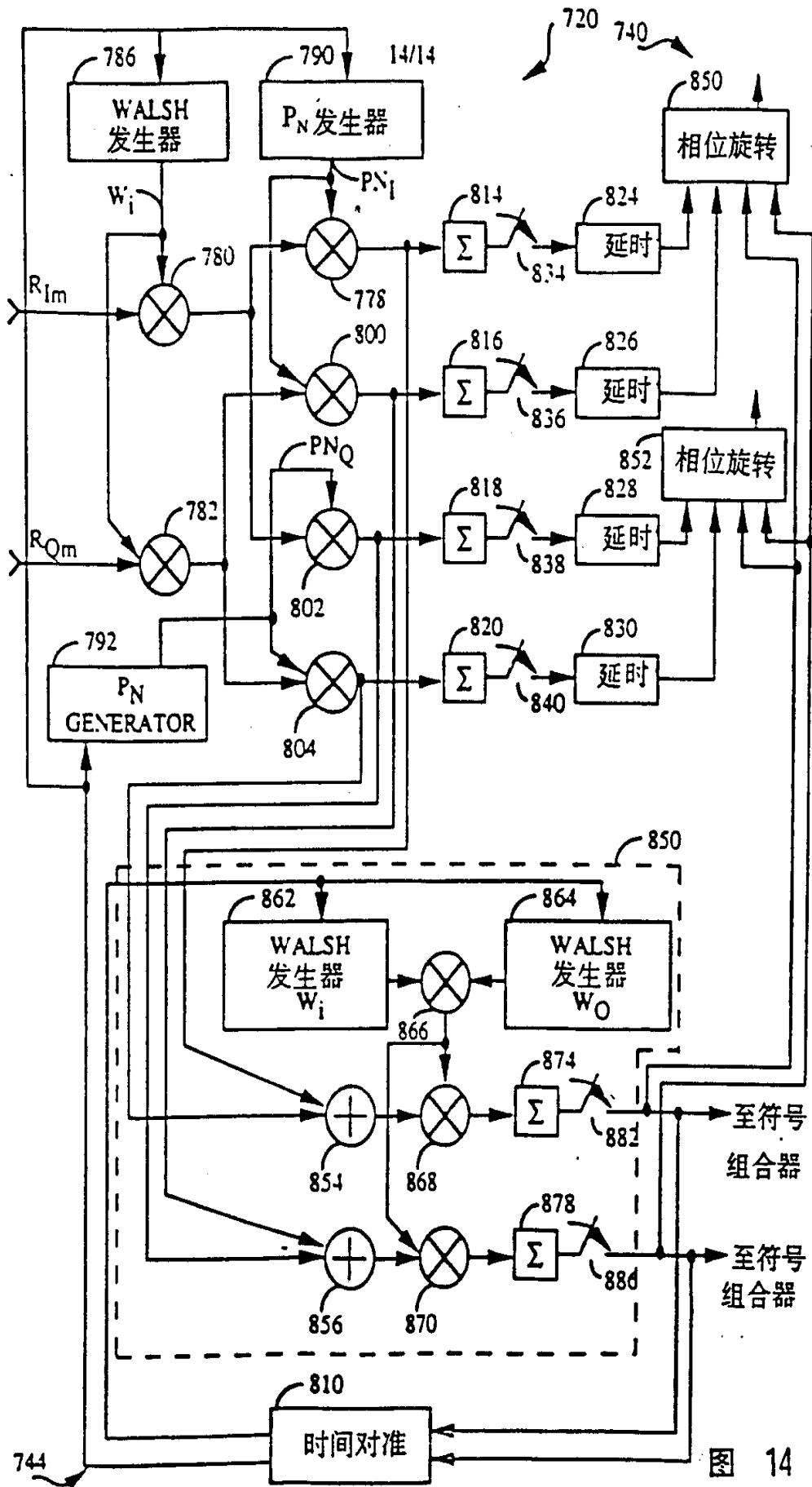


图 14