[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int.Cl[7]
H04B 7/26
H04B 7/02

# [12]发明专利申请公开说明书

[21]申请号 00106754.0

[43]公开日 2000年10月25日

[11]公开号 CN 1271219A

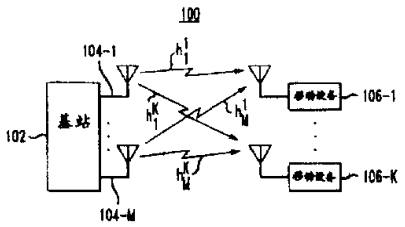
[22]申请日 2000.4.18 [21]申请号 00106754.0
[30]优先权
[32]1999.4.19 [33]US [31]09/294,661
[71]申请人 朗迅科技公司
地址 美国新泽西州
[72]发明人 R·米歇尔·比勒 罗伯特·A·索尼
蔡建安
[74]专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事务所
代理人 蒋世迅

权利要求书5页 说明书24页 附图页数20页

[54]发明名称 码分多址中利用沃尔什码的下行链路分集的方法和设备

[57]摘要

利用沃尔什码结合服务于K个移动设备的公共基站中M个发射天线，提供一个CDMA系统中的下行链路分集，其中M可以等于或不等于K。本发明提供CDMA系统中改进的下行链路分集的方法和设备。每个发射天线发射一个信号，它代表K个移动设备中每个移动设备的数据信号调制沃尔什码的结果，此处假设有属于特定移动设备的数据。沃尔什码的分配是根据传输矩阵T完成的。该传输矩阵把用户数据符号变换到每个天线的沃尔什码上，传输矩阵最好设计成这样，它的列代表发射天线且是互相正交的。




ISSN1008-4274

# 权 利 要 求 书

1. 一种用于 CDMA 系统的基站中提供改进的下行链路分集的方法，该系统包含与该基站有关的 K 个移动设备，该方法包括以下步骤:

利用分别与 K 个移动设备中至少部分移动设备有关的数据信号调制沃尔什码以产生发射信号，在与该基站有关的 M 个发射天线上分别传输，其中 M 大于或等于 2，与给定移动设备有关的数据信号在产生每个发射信号中调制不同的沃尔什码，从包含 $2^{[\log_2(K)]}$ 个不同沃尔什码的集合中选取该沃尔什码，该数据信号到每个天线沃尔什码上的变换是按照传输矩阵确定的；和

在 M 个天线上发射各个发射信号给 K 个移动设备中至少部分移动设备接收，其中该发射信号是利用 M 个沃尔什码进行相关和利用已知的传输矩阵进行线性组合以得到数据估算。

2. 按照权利要求 1 的方法，其中传输矩阵包含代表沃尔什码的行和代表发射天线的列，且其中各列是互相正交的。

3. 按照权利要求 1 的方法，其中发射天线的数目小于或等于该集合中不同沃尔什码的数目。

4. 按照权利要求 1 的方法，其中发射天线的数目小于移动设备的数目。

5. 按照权利要求 1 的方法，还包括步骤: 分配 M 个不同的沃尔什码作为 M 个天线上每个天线的导频信道，用于给定移动设备得到与基站和该移动设备之间发射信道有关的信道估算，分配的沃尔什码不同于调制步骤中的沃尔什码。

6. 按照权利要求 1 的方法，还包括步骤: 在每个发射天线上同步发射 $2^{[\log_2(K)]}$ 个沃尔什码中每个沃尔什码的数据符号训练序列，用于给定移动设备得到与基站和该移动设备之间发射信道有关的信道估算。

7. 一种用于 CDMA 系统的移动设备中提供改进的下行链路分

集的方法，该系统包含 K 个移动设备和与其有关的一个基站，该方法包括以下步骤:

接收与该基站有关的 M 个发射天线上分别发射的并且利用与 K 个移动设备中至少部分移动设备有关的数据信号分别调制沃尔什码在该基站产生的 M 个发射信号，其中 M 大于或等于 2，在产生每个发射信号中，与给定移动设备有关的数据信号调制不同的沃尔什码，这些沃尔什码是从包含 $2^{[\log_2(K)]}$ 个不同沃尔什码的集合中选取的，该数据信号到每个天线上沃尔什码的变换是按照传输矩阵确定的；和

利用 M 个沃尔什码与 M 个发射信号进行相关和利用已知的传输矩阵进行线性组合以得到数据估算。

8. 按照权利要求 7 的方法，其中传输矩阵包含代表沃尔什码的行和代表发射天线的列，且其中各列是互相正交的。

9. 按照权利要求 7 的方法，其中发射天线的数目小于或等于该集合中不同沃尔什码的数目。

10. 按照权利要求 7 的方法，其中发射天线的数目小于移动设备的数目。

11. 按照权利要求 7 的方法，还包括步骤：基于分配 M 个不同的沃尔什码作为 M 个发射天线上每个天线的导频信道，得到与基站和移动设备之间发射信道有关的信道估算，其中分配的沃尔什码不同于调制时所用的沃尔什码。

12. 按照权利要求 7 的方法，还包括步骤：响应于接收到每个发射天线上同步发射的 $2^{[\log_2(K)]}$ 个沃尔什码中每个沃尔什码的数据符号训练序列，得到与基站与移动设备之间发射信道有关的信道估算。

13. 一种用于 CDMA 系统中提供改进的下行链路分集的设备，该设备包括:

一个基站，它包括 M 个发射天线，且与 K 个移动设备有关，其配置是利用与 CDMA 系统的 K 个移动设备中至少部分移动设备有关的数据信号分别调制沃尔什码，以产生 M 个发射天线上分别传输的发射信号，其中 M 大于或等于 2，与给定移动设备有关的数据信号

调制不同的沃尔什码以产生每个发射信号，从包含$2^{[\log_2(K)]}$个不同沃尔什码的集合中选取这些沃尔什码，该数据信号到每个天线上沃尔什码的变换是按照传输矩阵确定的，该基站的配置还可以在 M 个天线上发射各个发射信号，由 K 个移动设备中至少部分移动设备接收，其中发射信号是利用 M 个沃尔什码进行相关和利用已知的传输矩阵进行线性组合以得到数据估算。

14. 一种用于 CDMA 系统的移动设备中提供改进的下行链路分集的设备，该设备包括:

一个移动设备，它与有 K 个移动设备的基站有关，该移动设备的配置可以接收 M 个发射信号，这些信号是由与该基站有关的 M 个发射天线分别发射的，且由该基站利用与 K 个移动设备中至少部分移动设备有关的数据信号分别调制沃尔什码产生的，其中 M 大于或等于 2，与给定移动设备有关的数据信号调制不同的沃尔什码以产生每个发射信号，这些沃尔什码是从包含$2^{[\log_2(K)]}$个不同沃尔什码的集合中选取的，该数据信号到每个天线上沃尔什码的变换是按照传输矩阵确定的，该移动设备的配置还可以利用 M 个沃尔什码与 M 个发射信号进行相关和利用已知的传输矩阵进行线性组合以得到数据估算。

15. 一种用于 CDMA 系统的基站中提供改进的下行链路分集的方法，该方法包括以下步骤:

把与基站中第一个发射天线和第二个发射天线有关的各个输入数据序列分成各个偶数据流和奇数据流，这两个数据流包括同相位部分和正交相位部分;

利用沃尔什码扩展与第一个发射天线有关的偶数据流和奇数据流中的一个，和利用该沃尔什码的补扩展与第一个发射天线有关的偶数据流和奇数据流中的另一个;

利用该沃尔什码的补扩展与第二个发射天线有关的偶数据流和奇数据流中的一个，和利用该沃尔什码扩展与第二个发射天线有关的偶数据流和奇数据流中的另一个;

把与第一个发射天线有关的调制偶数据流和调制奇数据流中同相

位部分进行组合，和把与第一个发射天线有关的调制偶数据流和调制奇数据流中正交相位部分进行组合，由第一个发射天线传输给移动设备；和

把与第二个发射天线有关的调制偶数据流和调制奇数据流中同相位部分进行组合，和把与第二个发射天线有关的调制偶数据流和调制奇数据流中正交相位部分进行组合，由第二个发射天线传输给移动设备。

16. 按照权利要求 15 的方法，其中移动设备至少接收基站的一个发射信号，并利用沃尔什码和它的补分别与接收到的信号进行相关，沃尔什码是由该基站分配给这个移动设备的。

17. 一种用于 CDMA 系统的基站中提供改进的下行链路分集的方法，它包含与该基站有关的 K 个移动设备，该方法包括以下步骤:

利用与 K 个移动设备中至少部分移动设备有关的 D 个数据流调制 $W_{tot}$ 个沃尔什码以产生与基站有关的 M 个发射天线中每个天线上高达 F 个频带的发射信号，其中每个移动设备与 W 个沃尔什码有关，沃尔什码的分配 M 是根据传输矩阵，该传输矩阵把每个用户的数据流变换到沃尔什码-频带/天线对；和

至少发射部分的发射信号。

18. 按照权利要求 17 的方法，其中在传输矩阵 T 和每个发射天线与特定移动设备之间信道系数的给定情况下，该移动设备的解码过程包括线性组合 W 个沃尔什相关器的输出。

19. 按照权利要求 17 的方法，其中传输矩阵包含 F•W 行和 M 列，且其中各列是互相正交的。

20. 按照权利要求 17 的方法，其中每个频带所利用的沃尔什码数目等于 2 的幂。

21. 按照权利要求 18 的方法，其中移动设备的信道系数是基站确定的，该基站在每个频带每个天线上发射保留沃尔什码的导频信号，保留的沃尔什码不被另一个天线或特定频带中的数据流所利用。

22. 按照权利要求 18 的方法，其中移动设备的信道系数是由基

站确定的，该基站在每个沃尔什码上发射同步的导频符号。

23. 一种用于 CDMA 系统中提供改进的下行链路分集的设备，该设备包括：

一个基站，其结构可以把与该基站中第一个发射天线和第二个发射天线有关的各个输入数据序列分成各个偶数据流和奇数据流，这些数据流包含同相位部分和正交相位部分；利用沃尔什码扩展与第一个发射天线有关的偶数据流和奇数据流中的一个，和利用该沃尔什码的补扩展与第一个发射天线有关的偶数据流和奇数据流中的另一个；利用该沃尔什码的补扩展与第二个发射天线有关的偶数据流和奇数据流中的一个，和利用该沃尔什码扩展与第二个发射天线有关的偶数据流和奇数据流中的另一个；组合与第一个发射天线有关的调制偶数据流和调制奇数据流中的同相位部分，和组合与第一个发射天线有关的调制偶数据流和调制奇数据流中的正交相位部分，由第一个发射天线传输给移动设备；以及组合与第二个发射天线有关的调制偶数据流和调制奇数据流中的同相位部分，和组合与第二个发射天线有关的调制偶数据流和调制奇数据流中的正交相位部分，由第二个发射天线传输给移动设备。

24. 一种用于 CDMA 系统中提供改进的下行链路分集的设备，它包含 K 个移动设备，该设备包括：

一个基站，其配置是可以利用与 K 个移动设备中至少部分移动设备有关的 D 个数据流调制 $W_{tot}$ 个沃尔什码，以产生与该基站有关的 M 个发射天线中每个天线上高达 F 个频带的发射信号，以及至少发射部分的发射信号，其中每个移动设备与 W 个沃尔什码有关，这些沃尔什码的分配 M 是根据传输矩阵 T，该传输矩阵把每个用户的数据流变换到沃尔什码-频带/天线对。

# 说　　明　　书

## 码分多址中利用沃尔什码的下行链路分集的方法和设备

本发明涉及码分多址通信系统，具体涉及在利用沃尔什码的系统中提供下行链路分集的方法和设备。

考虑一个码分多址（CDMA）系统，它利用正交沃尔什函数和基站特有的覆盖码区分开下行链路上的各个用户。众所周知，“下行链路”是指从基站到移动终端或移动台（以下称之为“移动设备(mobile)”）的通信路径，与此对比，“上行链路”是从移动设备到基站的通信路经。对于具有从公共基站接收信号的 K 个移动设备的系统，单个天线上的发射信号可以表示成:

$$x(t)=\left(\sum_{i=1}^{K}\sqrt{P_i}s_i(t)w_i(t)+\sqrt{P_p}w_0(t)\right)p(t) \qquad (1)$$

其中 $P_i$ 是发射给第 i 个移动设备的功率，$s_i$（t）和 $w_i$（t）分别是第 i 个移动设备的数据信号和第 i 个移动设备特有的沃尔什函数，$P_p$ 是利用沃尔什函数 0 的导频信号功率，和 p（t）是该基站的覆盖码。此外，沃尔什函数是正交的，且每隔一个符号时间 $T_s$ 重复，即:

$$\int_0^{T_s} w_i(t)w_j(t)dt=\begin{cases}1 & i=j\\ 0 & i\neq j\end{cases} \qquad (2)$$

在该移动设备中，以下的信号是在单个天线上接收到的:

$$y(t)=h(t)x(t)+n(t) \qquad (3)$$

其中 h（t）是无线信道引起的复数相乘畸变和 n（t）是热噪声。在去覆盖后，移动设备 i 在第 k 个符号期间利用第 i 个沃尔什函数与接收到的信号进行相关以获得判定统计 $z_I[k]$:

$$z_i[k]=\int_{(k-1)T_s}^{kT_s} y(t)p^*(t)w_i(t)dt$$

$$=\sqrt{P_i}\,h[k]s_i[k]+n[k] \qquad (4)$$

其中 h[k]代表信道 h（t）在第 k 个符号期间的累积效应，和 $s_i[k]$ 是给第 i 个移动设备的第 k 个发射符号。

利用从导频信道得到的信道估算 $\hat{h}[k]$，可以恢复发射的符号，即:

$$\hat{s}_i[k] = f(z_i[k]\hat{h}^*[k]) \quad (5)$$

其中 $f$（●）是合适的判定函数。假设一个平坦的瑞利衰落信道，在没有快速的准确功率控制下，由于缺少分集，形成的链路性能相当差。所以，要求接收机中有第二个天线允许进行分集接收，从而大大改进其性能。然而，移动手机并不是容易地可以添加第二个天线。因此，已有人建议在发射机中获得分集性能的若干个方法。

获得分集性能的一个方法是在多个天线上发射相同的信号。然而，这样做是浪费移动通信中不能浪费的资源，即，带宽。第二个较为合理的方法是延迟分集。这个方法是从基站发射两次信号，其中第二次传输在时间上延迟几个芯片且发生在分开的天线上，故意地造成多路径。把功率分成两次传输并不增大发射的功率，但提供了时间分集，它可以容易地被移动设备的瑞克接收机采用而不需要作任何变化。然而，这个方案最终受到故意造成多路径产生自干扰的限制。由于所有用户的信号是同步地发射的，这种多路径干扰可能相当地大，特别是对于中度负载至重度负载的系统。

还提出过其他的方法，试图在时空编码的区域中改进分集。例如，Siavash M. Alamouti 描述的简单二分支传输分集方法，“A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications”，IEEE Journal On Select Areas In Communications，Vol. 16，No. 8，October 1998，把该文合并在此供参考。此外，Vahid Tarokh 等人描述的利用多个发射天线用于改进衰落信道上通信的数据速率和可靠性的信道码使用，“Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction”，IEEE Transactions On Information Theory，Vol. 44，No. 2，March 1998，把该文合并在此供参考。还有，美国临时申请序列号 No.60/114,621 中描述的下行链路上传输的编码消息方法，为的是利用多个发射天线改进衰落环境下的接收，1999 年 1 月 4 日申请，标题为“Space-Time Spreading Method of CDMA Wireless Communication”，它是 1999 年 4 月 1 日申请的相同标题下美国非临

时申请的基础。

本发明提出在 CDMA 系统中改进下行链路分集的方法和设备。这是利用沃尔什码（也称之为沃尔什函数）结合 M 个发射天线在服务于 K 个移动设备的公共基站中很方便地获得的，其中 M 可以等于或不等于 K。应当知道，这种形式的下行链路分集此处称之为沃尔什分集或时空码分集。

在任何情况下，每个发射天线发射的信号代表 K 个移动设备中每个移动设备的数据信号调制沃尔什码的结果，此处假设有属于特定移动设备的数据。例如，第一个发射天线发射的信号可能包括：与第一个移动设备有关的数据信号调制第一个沃尔什码结果的分量；与第二个移动设备有关的数据信号调制第二个沃尔什码结果的分量；直到包括与第 K 个移动设备有关的数据信号调制第 K 个沃尔什码结果的分量。然后，第二个发射天线发射的信号可能包括：与第一个移动设备有关的数据信号调制第 K 个沃尔什码结果的分量；与第二个移动设备有关的数据信号调制第（K-1）个沃尔什码结果的分量；直到包括与第 K 个移动设备有关的数据信号调制第一个沃尔什码结果的分量。显而易见，在这个例子中，与第二个天线结合使用的沃尔什码数目与第一个天线结合使用的沃尔什码数目相同，只是重新分布分别调制沃尔什码的数据信号。用户的序数词的分配是任意的，即，任何用户可以规定为用户 K。然而，沃尔什码的相对分配是根据传输矩阵 T 完成的。该传输矩阵把用户的数据符号变换到每个天线的沃尔什码上，最好把传输矩阵设计成这样，它的列代表发射天线且互相是正交的。该传输矩阵的行代表正交信道，例如，沃尔什码和频带。类似的重新分布发生在 M 个发射天线的每个天线上，与给定移动设备数据信号有关的 M 个发射信号中每个信号的分量调制唯一的沃尔什码。因此，在给定的移动设备中，该移动设备只需要与 M 个不同的沃尔什码进行相关，因为每个接收到的发射信号包含这样一个分量，它是与特定移动设备有关的数据信号调制 M 个不同沃尔什码的结果。然而，应当注意，在具体的实施例中，可以利用少于 M 个不同的沃尔什码。还应当知道，在

基站中的 M 个天线最好是独立的或互相之间不相关。

如以下要给以说明的，选取的沃尔什码集合中包含 $2^{[\log_2(K)]}$ 个沃尔什码。然而，对于任何给定的移动设备，不同的沃尔什码数目只需要与服务于特定移动设备的发射天线数目相同。把 M 个相关的结果给以组合，并利用得到的信道估算，接收机估算属于那个特定移动设备的具体数据，所以，就可以把它提供给该用户。应当知道，K 可以小于与该基站能够建立通信的移动设备总数。此外，本发明提供各种方法，用于估算 M 个发射天线与移动设备之间的各个信道。所以，本发明按照如下的方式利用沃尔什码提供改进的下行链路分集：（1）在移动设备中不需要附加的接收天线；（2）不浪费带宽；和（3）不造成自干扰。

应当理解，本发明的下行链路分集方法可以应用于 IS-95C 物理层建议草案中建议的物理层。这种形式的分集方便地扩充了该建议草案中的正交发射分集（OTD）选择方案，并提供真正的分集增益，而该选择方案只获得最小的编码增益。本发明给出各种 IS-95C 直接扩

展和多载波的实施例。然而，应当明白，本发明的方法更广泛地适用于任何的 CDMA 系统及类似的系统。

图 1 是方框图，表示按照本发明实现下行链路分集的 CDMA 系统；

图 2 是流程图，说明按照本发明提供下行链路分集的方法；

图 3 是方框图，表示 IS-95C CDMA 发射机的沃尔什扩展部分；

图 4 是方框图，表示按照本发明一个典型实施例 CDMA 发射机的沃尔什扩展部分；

图 5 是方框图，表示按照本发明一个典型实施例的 CDMA 接收机；

图 6 是曲线图，说明各种形式分集的 BER 性能比较，其中包括本发明的下行链路分集；

图 7 表示 IS-95C 多载波实施方案中的传输频率；

图 8 是一个表格，说明按照本发明一个典型实施例利用多载波的单个用户传输特性；

图 9A，9B 和 9C 是方框图，表示按照本发明第一个典型 IS-95C 直接扩展实施例的 CDMA 发射机部分；

图 10A，10B 和 10C 是方框图，表示按照本发明第二个典型 IS-95C 直接扩展实施例的 CDMA 发射机部分；

图 11A，11B 和 11C 是方框图，表示按照本发明第一个典型 IS-95C 多载波实施例的 CDMA 发射机部分；

图 12A，12B 和 12C 是方框图，表示按照本发明第二个典型 IS-95C 多载波实施例的 CDMA 发射机部分；

图 13 是方框图，表示按照本发明第一个典型 IS-95C 多载波实施例的 CDMA 接收机部分；和

图 14 是方框图，表示按照本发明第二个典型 IS-95C 多载波实施例的 CDMA 接收机部分。

如在以下要详细地说明的，本发明提供 CDMA 系统中基站与移动设备之间下行链路路径上实现改进型分集的方法和设备。这是通过在公共的基站中利用多个发射天线和根据传输矩阵 T（以下说明）包含 $2^{[\log_2(K)]}$ 个沃尔什码的一个集合实现的，其中有与该基站有关的 K 个移动设备。按照这种方法，在不要求移动设备有附加的接收天线，不浪费带宽，和不造成自干扰的条件下，方便地实现下行链路分集。

考虑以上公式（1）至（5）描述的系统，但是，现在我们考虑两个发射天线，为了简单，只有两个用户。暂时，我们忽略导频。在第一个天线上我们发射：

$$x_1(t)=\left(\sqrt{\frac{P_1}{2}}s_1(t)w_1(t)-\sqrt{\frac{P_2}{2}}s_2^*(t)w_2(t)\right)p(t) \qquad (6)$$

在第二个天线上我们发射：

$$x_2(t)=\left(\sqrt{\frac{P_1}{2}}s_1(t)^*w_2(t)+\sqrt{\frac{P_2}{2}}s_2(t)w_1(t)\right)p(t) \qquad (7)$$

应当知道，$s_1(t)$ 代表与第一个用户有关的数据信号，$s_2(t)$ 代表与第二个用户有关的数据信号。此外，$s_1(t)^*$ 代表与第一个用户有关的数据信号的复共轭，$s_2(t)^*$ 代表与第二个用户有关的数据信号的复共轭。应该明白，使用星号（*）与一个变量或函数结合表示该变量或函数的复共轭。

在接收机中，我们去覆盖（uncover）和与两个沃尔什码进行相关。

在这两个沃尔什相关的输出中，我们得到（省略与符号间隔的关系）:

$$z_1 = \sqrt{\frac{P_1}{2}} h_1 s_1 + \sqrt{\frac{P_2}{2}} h_2 s_2 + n_1 \qquad (8)$$

$$z_2 = \sqrt{\frac{P_1}{2}} h_2 s_1^* - \sqrt{\frac{P_2}{2}} h_1 s_2^* + n_2 \qquad (9)$$

在判定统计中引入干扰项。然而，假设我们已估算了信道失真$\hat{h}_1$和$\hat{h}_2$，我们就可以得到第一个移动设备的信号估算如下:

$$\begin{aligned}\hat{s}_1 &= f\{\hat{h}_1^* z_1 + \hat{h}_2 z_2^*\} \\ &= f\{\hat{h}_1^* (\sqrt{\frac{P_1}{2}} h_1^* s_1 + \sqrt{\frac{P_2}{2}} h_2 s_2 + n_1) + \hat{h}_2 (\sqrt{\frac{P_1}{2}} h_2 s_1^* - \sqrt{\frac{P_2}{2}} h_1 s_2^* + n_2)^*\} \\ &= \{(\sqrt{\frac{P_1}{2}} |h_1|^2 + \sqrt{\frac{P_1}{2}} |h_2|^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^*\}\end{aligned}$$

（10）

其中我们假设信道估算是准确的，即，$\hat{h}_1 = h_1$ 和 $\hat{h}_2 = h_2$。类似地，我们可以估算第二个移动设备的数据如下:

$$\begin{aligned}\hat{s}_2 &= f\{\hat{h}_2^* z_1 - \hat{h}_1 z_2^*\} \\ &= f\{(\sqrt{\frac{P_2}{2}} |h_1|^2 + \sqrt{\frac{P_2}{2}} |h_2|^2) s_2 + h_2^* n_1 - h_1 n_2^*\}\end{aligned}$$

（11）

应当理解，这与双天线分集接收的判定统计完全相同（没有 3 dB 的孔径增益）。因此，在不要求接收机利用附加的天线，不需要附加的带宽，和不造成自干扰的条件下，我们方便地获得了分集增益。应当知道，“分集增益”指的是由于移动设备中信噪比统计分布的改进而获得改进的接收。

本发明的方法也可推广到任意数目的天线。本发明的一些重要特征可以在传输矩阵 T 中加以说明。若我们令，该传输矩阵的行代表沃尔什码，列代表基站的发射天线，则双天线双用户的方法可以表示成:

$$T = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}$$

（12）

为了在接收机中得到没有干扰的所需信号，T 的各列必须是正交

的。例如，在以上公式中:

$$t_2{}^t t_1 = -s_2 s_1 + s_1 s_2$$

$$=0$$

（13）

其中$t_i$是 T 的第 i 列，（）$^t$代表转置共轭。

为了增大用户的数目，我们只要增大矩阵，其中各列是正交的。另一个要求是该矩阵有 $2^n$ 行，n 是某个整数。换句话说，对于 K 个用户，我们要求有$2^{[\log_2(K)]}$个码，其中[•]是指数（ceiling）算符。即，$n=[\log_2(K)]$。然而，天线的数目 M 是任意的，只要 M≤n。很可能的情况是 M<K，例如，M=2 或 4。作为另一个例子，若我们假设有四个用户和两个天线的 BPSK（二进制移相键控）调制，则我们可以利用如下的传输矩阵:

$$T=\begin{bmatrix} s_1 & -s_4 \\ s_2 & -s_3 \\ s_3 & s_2 \\ s_4 & s_1 \end{bmatrix}$$

（14）

这个传输矩阵对于解码接收的信号是很重要的。我们可以把沃尔什输出的矢量 z 表示成:

$$z=Th+n$$

（15）

其中 h 是信道系数矢量。如上所述，我们设计的传输矩阵是正交的，即，$T^t T=nI$，其中 n 是沃尔什码的数目。然而，我们可以把 z 改写成如下:

$$z=Hs+n$$

（16）

其中 H 是信道矩阵，它把发射的符号转换到沃尔什码，用合适的信道系数加上权重。换句话说，Th=Hs。可以证明，因为 T 设计成正交的，所以 H 也是正交的。因此，为了解码，我们只要已知 T 和 h 的估算，就可以建立 H 的估算。因此，在接收机中解码得到如下的公式:

$$\hat{s} = H^t z$$
$$= \alpha s + H^t n$$

（17）

其中 $\alpha = |h_0|^2 + |h_1|^2 + \cdots + |h_M|^2$，若所有的信道是独立的，则给出 M 重分集。

此处描述的沃尔什分集取决于信道系数的估算以得到分集性能和去掉来自其他用户的干扰项。以下说明采用沃尔什分集的 CDMA 系统中完成信道估算过程的几个较好的方法。

在一个实施例中，获得所要求信道系数的信道估算过程是分配单个沃尔什码作为每个天线上的导频信道。那个沃尔什码只用于那个天线，因此，我们需要利用 M 个沃尔什码用于信道估算，其中 M 是发射天线的数目。

作为一个例子，我们考虑有两个天线（天线 0 和天线 1）和两个用户（移动设备）的系统。我们保留沃尔什码 0 给与天线 0 有关的导频和保留沃尔什码 1 给与天线 1 有关的导频。因此，在接收机中，在 RF 滤波，降频变换，和去覆盖（即，去除覆盖码）以后，我们得到：

$$r(t) = \sqrt{P_p} w_0(t) h_0 + \sqrt{P_p} w_1(t) h_1 + \sqrt{\frac{P_1}{2}} s_1 w_2(t) h_0 + \sqrt{\frac{P_1}{2}} s_1^* w_3(t) h_1$$
$$+ \sqrt{\frac{P_2}{2}} s_2 w_2(t) h_1 - \sqrt{\frac{P_2}{2}} s_2^* w_3(t) h_0 + n(t) \qquad （18）$$

其中 $P_p$ 是与任一个导频有关的功率，$P_i$ 和 $s_i$ 是与移动设备 i 有关的功率和数据信号，$h_1$ 是该移动设备从天线 i 看到的信道。现在，在移动设备 1 和 2 的接收机中沃尔什相关器输出端（采用沃尔什码 2 和 3），我们有：

$$z_2 = \sqrt{\frac{P_1}{2}} h_0 s_1 + \sqrt{\frac{P_2}{2}} h_1 s_2 + n_1 \qquad （19）$$

$$z_3 = \sqrt{\frac{P_1}{2}} h_1 s_1^* - \sqrt{\frac{P_2}{2}} h_0 s_2^* + n_2 \qquad （20）$$

为了得到 $s_1$ 和 $s_2$ 的估算值，我们首先需要估算 $h_0$ 和 $h_1$。这只是通过直接的方法与沃尔什码 0 和沃尔什码 1 进行相关完成的。因此，我们估算 $\hat{h}_0$ 如下：

$$\hat{h}_0 = \int_0^T r(t)w_0(t)dt$$
$$= \sqrt{P_p}h_0 + n_0 \quad (21)$$

类似地，我们估算$\hat{h}_1$如下：

$$\hat{h}_1 = \int_0^T r(t)w_1(t)dt$$
$$= \sqrt{P_p}h_1 + n_1$$

（22）

很清楚，对于 M 个发射天线，我们只是保留 M 个沃尔什码，给 M 个导频信道中的每个导频信道一个沃尔什码。

在不利用导频信道而利用导频符号的系统中，我们也可以用直接的方法得到信道估算。我们只是在$2^{[\log_2(K)]}$个沃尔什码的每个沃尔什码上同步地发射 N 个已知的数据符号。这在以下的例子给以说明。考虑一个有两个发射天线和四个用户的系统。接收到降频后的信号为：

$$r(t) = \sqrt{\frac{P_1}{2}}s_1w_1(t)h_0 + \sqrt{\frac{P_2}{2}}s_2w_2(t)h_0 + \sqrt{\frac{P_3}{2}}s_3w_3(t)h_0 + \sqrt{\frac{P_4}{4}}s_4w_4(t)h_0 \cdots$$
$$-\sqrt{\frac{P_4}{2}}s_4w_1(t)h_1 - \sqrt{\frac{P_3}{2}}s_3w_2(t)h_1 + \sqrt{\frac{P_2}{2}}s_2w_3(t)h_1 + \sqrt{\frac{P_1}{2}}s_1w_4(t)h_1 + n(t)$$

（23）

其中我们假设的是实符号。在该接收机中四个沃尔什相关器的输出端，我们得到：

$$z_1 = s_1h_0 - s_4h_1 + n_1$$
$$z_2 = s_2h_0 - s_3h_1 + n_2$$
$$z_3 = s_3h_0 + s_2h_1 + n_3$$
$$z_4 = s_4h_0 + s_1h_1 + n_4$$

（24）

其中 $n_I$是相关器输出端 i 的 AWGN（可加白高斯噪声）分量。若所有的训练符号是 1，即，$s_I$=1，则我们直接得到：

$$\hat{h}_0 = \frac{z_1 + z_2 + z_3 + z_4}{4}$$
$$= \alpha h_0 + \frac{\beta}{4}(n_1 + n_2 + n_3 + n_4) \quad (25)$$

其中$\alpha = \sqrt{\frac{P_1}{2}} + \sqrt{\frac{P_2}{2}} + \sqrt{\frac{P_3}{2}} + \sqrt{\frac{P_4}{2}}$，和$\beta = \sqrt{\frac{P_1}{2}} + \sqrt{\frac{P_2}{2}} - \sqrt{\frac{P_3}{2}} - \sqrt{\frac{P_4}{2}}$，和

$$\hat{h}_1 = \frac{-z_1 - z_2 + z_3 + z_4}{4} = \alpha h_1 - \frac{\beta}{4}(-n_1 - n_2 + n_3 + n_4) \quad (26)$$

若所有的训练符号并不等于 1 而是已知的，我们仍然可以得到信道系数。一般来说，沃尔什相关器的输出 z 可以表示成:

$$z=Hs+n \quad (27)$$

其中 H 是信道矩阵，描述发射符号到沃尔什相关器的变换，n 是噪声样本矢量。如上所述，本发明的系统设计成这样，$H^t H=\alpha I$，其中 $(\ )^t$ 代表共轭转置，$\alpha = |h_0|^2 + |h_1|^2 + \cdots |h_M|^2$。因此，把必须估算的信道矩阵共轭转置，再左乘矢量 z 完成解码。然而，可以证明，公式（27）可以表示成:

$$z=Hs+n = Th+n \quad (28)$$

其中 T 是传输矩阵，h 是信道矢量。现在，可以证明，T 也是正交的，即，$T^t T=m I$，其中 m 是沃尔什码的数目。因此，为了得到信道系数，我们只要给所有的用户同时发射一个训练序列，所以 T 是已知的。因此，在每个训练符号间隔，我们可以估算该信道为:

$$\hat{h} = \frac{1}{m} T^t z = h + \frac{1}{m} T^t n \quad (29)$$

训练符号的数目和频率是由信道估算中所要求的 SNR（信噪比）和信道的速率确定的。往往必须插入足够的训练符号以跟踪变化的信道，但是尽可能地少，这样就可以不浪费数据容量。而且，通过增大训练序列的长度 N，就可以改进信道估算的 SNR，因为我们能够平均掉每个单独样本的噪声效应，但是这样做浪费了数据容量。因此，训练序列的长度和频率是一个设计参量。

现在参照图 1 和图 2，这是说明 CDMA 系统 100 的总体方框图和

实现按照本发明下行链路分集方法 200 的流程图。CDMA 系统 100 中的基站 102 配置 M 个发射天线 104-1 至 104-M。按照本发明，M 个发射天线分别发射 M 个数据信号给 K 个移动设备 106-1 至 106-K（图 2 中的步骤 202）。应该理解，类似于以上的公式（6）和（7），M 个数据信号中每个数据信号包含属于 K 个移动设备中每个移动设备的数据信号部分。给定 K 个移动设备，按照本发明，每个发射信号需要 $2^{[\log_2(K)]}$ 个沃尔什码。如上所述，按照传输矩阵 T 完成沃尔什码的相对分配。然而，每个移动设备只需要 M 个沃尔什码。

每个移动设备包含单个天线，接收 M 个基站天线发射分别的数据信号。如图 1 所示，基站发射天线与移动设备之间的每个数据信道具有与其有关的某些特有信道特性（例如，信号失真）。如上所述，正确估算各个信道对于估算接收机中的数据信号是很重要的。因此，发射天线 104-1 与移动设备 106-1 之间形成的信道估算是用 $\mathbf{h}_1^1$ 表示，而发射天线 104-M 与移动设备 106-1 之间形成的信道估算是用 $\mathbf{h}_M^1$ 表示。这种符号标记推广到 M 个发射天线与移动设备 106-M 之间的数据信道。

其次，以下的步骤是在每个移动设备中实施的，然而，这些步骤的解释一般是相对于第 K 个移动设备而言的。在步骤 204，例如，按照上述多种方法之一，该移动设备得到信道估算 $\mathbf{h}_1^K$ 至 $\mathbf{h}_M^K$。然后，在步骤 206，该移动设备去覆盖和利用 M 个沃尔什码与接收的数据信号进行相关。这个步骤相当于计算以上双天线/双用户方案中的公式（8）和（9）。最后，在步骤 208，得到给第 K 个移动设备的数据估算 $s_K(t)$。而且，这相当于以上的公式（10）或（17）。

IS-95C 直接扩展实施例

当前，IS-95C 物理层建议草案支持的称之为正交发射分集（OTD）的发射分集形式作为一种选择。这在 J.Losh“TR45 Mobile Station-Base Station Compatibility Standard For Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Systems（Physical Layer）”一文中描述，IS95C Draft Proposal（Revision 7），February 16，1999，把该文合并在此供参考。

在任选的 OTD 模式中，给用户分配两个沃尔什码。把数据分成偶数据流和奇数据流，并独立地给以编码。这两个码是紧密联系的。例如，若给用户 j 分配正常模式下长度为 N 的沃尔什码$w_j^N(t)$，则给该用户 j 分配由选取的 OTD 模式下$w_j^N(t)$形成的两个码。这两个码是按照如下形成的：

$$w_j^{2N}(t)=\left[w_j^N(t) \quad w_j^N(t)\right]$$

$$w_{j+N}^{2N}(t)=\left[w_j^N(t) \quad -w_j^N(t)\right]$$

（30）

其中码的长度已增大到 2N（反映在上标）以及现在有 2N 个可能的码（反映在上标）。此外，第二个码$w_{j+N}^{2N}(t)$往往称之为$w_j^{2N}(t)$的补码，即，$w_{j+N}^{2N}(t)=\overline{w}_{j+N}^{2N}(t)$。

此外，每个天线有分开的导频信道。当前，OTD 模式只支持两个天线，但是，它很容易扩充到四个天线。支持两个天线 OTD 的物理层在上述 IS-95C 物理层建议草案（J.Losh，pg.3-27）中描述。图 3 表示物理层中相应的沃尔什扩展部分。

如图 3 所示，输入序列在四个输入 $Y_{I1}$，$Y_{Q1}$，$Y_{I2}$和 $Y_{Q2}$中多路复用。从输入序列 s（n）开始，该输入可以表示成：$Y_{I1}$={s（0），s（4），s（8），…}；$Y_{Q1}$={s（2），s（6），s（10），…}；$Y_{I2}$={s（1），s（5），s（9），…}；和 $Y_{Q2}$={s（3），s（7），s（11），…}。然后，这些输入分别在符号重复单元 302 至 308 中保持两个符号间隔，并乘以单元 302 至 308 中方框内所指出的正负号。在乘法器 310 和 312 中，预先分配的沃尔什函数乘以准正交函数（QOF，如 IS-95C 标准中所描述的）。然后，乘法器 310 的输出在乘法器 314 和 316 中分别与符号重复单元 302 和 304 的输出相乘，而乘法器 312 的输出在乘法器 318 和 320 中分别与符号重复单元 306 和 308 的输出相乘。这是一个扩展操作。信号的同相位部分和正交相位部分分别用 $I_{in}$ 和 $Q_{in}$ 标记。然后，这些输出与天线 0 和天线 1 中各个天线的载波分量混合并发射。

利用 IS-95C 建议的 OTD 方案中分配的数据流结构（framework），在对该建议作少许变化后，可以容易地实现按照本发明的时空码或沃

尔什分集形式。由于给每个用户分配两个沃尔什码和该数据被分成两个数据流，此处研制的分集方案可以应用于这两个分配流，似乎他们是两个不同的用户。在第一个天线上，我们发射:

$$x_1(t)=\sqrt{\frac{P}{2}}[s_e(t)w(t)-s_o(t)^*\overline{w}(t)]p(t)$$

（31）

其中 P 代表总的发射功率，$s_e$（t）是偶符号流，和 $s_0$（t）是奇符号流。沃尔什码 $w(t)$ 及其补 $\overline{w}(t)$ 是用于扩展该信号。在第一个天线上，我们发射:

$$x_2(t)=\sqrt{\frac{P}{2}}[s_e^*(t)\overline{w}(t)+s_o(t)w(t)]p(t)$$

（32）

为了支持按照本发明的沃尔什分集而对图 3 所作的变化表示在图 4 中。如图 4 所示，对每个信号流（偶和奇）增加另一个扩展器。此外，为了简单，只画出发射机中有关的沃尔什扩展部分。输入序列 s(n) 在如上的四个输入 $Y_{I1}$，$Y_{Q1}$，$Y_{I2}$ 和 $Y_{Q2}$ 中多路复用：$Y_{I1}$={s(0)，s(4)，s(8)，…}；$Y_{Q1}$={s(2)，s(6)，s(10)，…}；$Y_{I2}$={s(1)，s(5)，s(9)，…}；和 $Y_{Q2}$={s(3)，s(7)，s(I1)，…}。这些输入分别在符号重复单元 402 至 416 中保持两个符号间隔，并乘以所标明的正负号。如图 4 所示，接收输入的符号重复单元中的正负符号对于天线 1 和天线 2 是不同的。例如，输入符号 $Y_{I1}$ 对于天线 1 乘以（++）符号，而对于天线 2 乘以（+-）符号。这些正负符号把沃尔什分集所需符号运算的共轭和变化给以合并。类似地，输入序列其他符号所用到的正负号对于这两个天线也是不同的。

在乘法器 418 至 424 中，预先分配的沃尔什函数乘以准正交函数（QOF，如 IS-95C 标准中所描述的）。然后，乘法器 418 的输出在乘法器 426 和 428 中分别与符号重复单元 402 和 404 的输出相乘，而乘法器 420 的输出在乘法器 430 和 432 中分别与符号重复单元 406 和 408 的输出相乘。此外，乘法器 422 的输出在乘法器 434 和 436 中分别与符号重复单元 410 和 412 的输出相乘，而乘法器 424 的输出在乘法器

438 和 440 中分别与符号重复单元 414 和 416 的输出相乘。而且，这也是一个扩展操作。信号的同相位部分和正交相位部分分别用 $I_{in}$ 和 $Q_{in}$ 标记。与天线 1 有关的同相位部分 $I_{in(00)}$ 和与天线 1 有关的同相位部分 $I_{in(10)}$ 在加法器 442 中相加，而与天线 1 有关的正交相位部分 $Q_{in(01)}$ 和与天线 1 有关的正交相位部分 $Q_{in(11)}$ 在加法器 444 中相加。然后，加法器 442 和 444 的输出与天线 1 的载波分量混合并发射。类似地，与天线 2 有关的同相位部分 $I_{in(00)}$ 和与天线 2 有关的同相位部分 $I_{in(10)}$ 在加法器 446 中相加，而与天线 2 有关的正交相位部分 $Q_{in(01)}$ 和与天线 1 有关的正交相位部分 $Q_{in(11)}$ 在加法器 448 中相加。然后，加法器 446 和 448 的输出与天线 2 的载波分量混合并发射。

为了解码这个数据，通过把多用户的检测问题转换成偶/奇数据流的检测问题，就可以利用接收机中的时空码结构。IS-95C 标准对于如何最佳地检测 OTD 模式下编码的信号没有任何建议。利用此处描述的本发明时空方法，按照本发明可以用 MRC 类型的瑞克组合器解码该信号。这种瑞克接收机的例子在图 5 中表示，应当明白，这个图只代表瑞克接收机的一个指状元件。其他的指状元件是类似的，为了简单，所以不在这个图中画出。如图所示，解调的接收信号由沃尔什函数 $w(t)$ 和 QOF 的组合去扩展。首先，在乘法器 502 中让 $w(t)$ 与 QOF 相乘；然后，在相关器 504 中让解调的接收信号与乘法器 502 的输出进行相关（即，相乘和积分），完成去扩展。相关器 504 的输出用 $z_1$ 表示。去覆盖后接收到的数据也由沃尔什函数 $w(t)$ 的补（用 $\overline{w}(t)$ 表示）和 QOF 作去扩展。首先，在乘法器 506 中让 $\overline{w}(t)$ 与 QOF 相乘；然后，在相关器 508 中让解调的接收信号与乘法器 506 的输出进行相关，完成去扩展。然后，相关器 508 的输出经共轭操作（用（）$^*$ 表示）产生 $z_2^*$。其次，乘法器 510 和 512 以及加法器 518 实施以上公式（10）中计算的操作，而乘法器 514 和 516 以及加法器 520 实施以上公式（11）中计算的操作。就是说，如同公式（10）和（11）中所描述的，对去扩展输出进行组合，形成偶数据流和奇数据流的估算。然后，多路分解器 522 根据接收机的偶数据和奇数据的估算产生单个数据流。

利用这个瑞克接收机，我们得到以下偶数据流的判定统计（其中我们假设对信道$h_1$和$h_2$完全已知）：

$$\hat{s}_e(t) = f\{\sqrt{\frac{P}{2}}(|h_1|^2 + |h_2|^2)s_e(t) + h_1^* n_1 + h_2 n_2^*\} \quad (33)$$

对于奇数据流，我们得到如下公式：

$$\hat{s}_o(t) = f\{\sqrt{\frac{P}{2}}|h_1|^2 + |h_2|^2)s_o(t) + h_2^* n_1 + h_1 n_2^*\} \quad (34)$$

其中 $n_1$ 代表采用$w(t)$的沃尔什相关器输出端的热噪声，$n_2$ 代表与$\overline{w}(t)$的相关器有关的噪声过程。

执行某些模拟用于比较本发明的时空码和其他形式的双分支分集。这些其他形式包括：具有延迟分集形式的两个天线广播，用户进入越区切换时引入的固有分集，和利用两个独立的衰落瑞利过程与两个独立的噪声过程组合得到的理论最佳性能。在延迟分集形式和时空码分集形式中，我们利用这样一个信道模型，其中假设天线单元之间的间隔为 10λ，且有 180 度的角分离扩展。

在所讨论的各种分集情况下，展示在 153.6 kbps 下接收的单个高数据速率用户的 BER（误码率）性能；在图 6 中还展示无分集形式的用户性能。该信道在 60 Hz 多普勒下展现平坦的瑞利衰落。利用简单的线性最小二乘方回归方法估算该信道。

在 1%误码率下双分支分集的理论改进约为 5 至 7 dB。延迟分集和越区切换分集接近于理论上分集的最佳改进，但是约差 1 dB。延迟分集中的自干扰效应和越区切换支持情况下的互干扰效应导致与双分支分集的最佳性能相差 1 dB。然而，本发明的时空码不受自干扰效应或互干扰效应的影响，在接收机可以接收到的区域内接近于最佳性能。在较大负载条件下，这个 1 dB 的差别是很大的，因为与延迟分集有关的自干扰随负载而增大，而此处描述的本发明沃尔什分集方法并不产生自干扰（完全的信道估算）。

IS-95C 多载波实施例

如在以上参考的 IS-95C 物理层建议草案（J.Losh）中所描述的，多载波传输是在 IS-95C 标准内提供 3X 带宽（~5MHz）的一种选择，

而余下的与当前的 1X 系统兼容。重要的是，取代增大 3 倍的芯片速率，而只是把数据分成三个数据流并调制在三个单独的载波上。此外，这三个载波送到两个天线上，如图 7 所示，其中两个非相邻频带送到第一个天线（天线 1）上，第三个（中间的）频带送到第二个天线（天线 2）上。因此，在解调和去覆盖以后，在频率 $f_1$ 的接收机中我们接收到：

$$r_1(t)=\sum_{i=0}^{K}\sqrt{P_{i,1}}h_{1,1}s_{i,1}w_i+n_1(t) \qquad (35)$$

其中 $P_{I,1}$ 是与信号 i（$s_{I,1}$）数据流 1 有关的功率，$h_{n,m}$ 是接收机在频带 m 上从天线 n 看到的信道。类似地，在频率 $f_2$ 和 $f_3$ 上，我们接收到：

$$r_2(t)=\sum_{i=0}^{K}\sqrt{P_{i,2}}h_{2,2}s_{i,2}w_i+n_2(t)$$

（36）

和

$$r_3(t)=\sum_{i=0}^{K}\sqrt{P_{i,3}}h_{1,3}s_{i,2}w_i+n_3(t)$$

（37）

因此，尽管利用多个载波和多个天线，在未编码的符号上没有得到分集。然而，由于该数据插入到所有的三个载波上，在解码过程中获得分集增益，尤其是在插入到一个载波上是不充分的低速情况下。

假设从相邻频带看到的衰落包络之间有低的相关（例如，小于 0.7）（这个假设在中度至高度延迟扩展的信道中是成立的），我们可以有六个能够发送信号的独立信道。由于有三个数据流要发送，至少可以获得二重分集接收。此外，若我们希望利用附加的沃尔什码，则可以获得四重分集。为了证明这一点，我们现在假设，对于一个给定的用户，信号是在所有的三个频带上发送到所有的三个天线。所以其他的用户按照以前发射。巧妙地把信号分配到各个频带和天线上，我们接收到频率为 $f_1$ 的如下信号：

$$r_1(t)=\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}h_{1,1}s_{1,1}w_1-\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}h_{2,1}s_{1,2}{}^{*}w_1+\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}h_{1,1}s_{1,2}w_2+\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}h_{2,1}s_{1,1}{}^{*}w_2$$
$$+\sum_{i=3}^{K}\sqrt{P_{i,1}}h_{1,1}s_{i,1}w_i+n_1(t)$$

（38）

而在频率 $f_2$ 和 $f_3$ 上，我们接收到：

$$r_2(t)=\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}h_{1,2}s_{1,2}w_1-\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}h_{2,2}s_{1,3}{}^{*}w_1+\sqrt{\frac{P_{1,3}}{4}}h_{1,2}s_{1,3}w_2+\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}h_{2,2}s_{1,2}{}^{*}w_2$$
$$+\sum_{i=3}^{K}P_{i,2}h_{2,2}s_{i,2}w_i+n_2(t)$$

（39）

和

$$r_3(t)=\sqrt{\frac{P_{1,3}}{4}}h_{1,3}s_{1,3}w_1+\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}h_{2,3}s_{1,1}{}^{*}w_1+\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}h_{1,3}s_{1,1}w_2-\sqrt{\frac{P_{1,3}}{4}}h_{2,3}s_{1,3}{}^{*}w_2$$
$$+\sum_{i=3}^{K}\sqrt{P_{i,3}}h_{1,3}s_{i,2}w_i+n_3(t)$$

（40）

现在，在频带 j 的沃尔什相关器 A 和 B 输出端，我们得到统计的 $W_A^j$ 和 $W_B^j$：

$$\begin{aligned}
W_A^1&=\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}h_{1,1}\,s_{1,1}-\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}h_{2,1}\,s_{1,2}{}^{*}+n_{1,1}\\
W_B^1&=\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}h_{1,1}\,s_{1,2}+\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}h_{2,1}\,s_{1,1}{}^{*}+n_{2,1}\\
W_A^2&=\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}h_{1,2}\,s_{1,2}-\sqrt{\frac{P_{1,3}}{4}}h_{2,2}\,s_{1,3}{}^{*}+n_{1,2}\\
W_B^2&=\sqrt{\frac{P_{1,3}}{4}}h_{1,2}\,s_{1,3}+\sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}}h_{2,2}\,s_{1,2}{}^{*}+n_{2,2}\\
W_A^3&=\sqrt{\frac{P_{1,3}}{4}}h_{1,3}\,s_{1,3}+\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}h_{2,3}\,s_{1,1}{}^{*}+n_{1,3}\\
W_B^3&=\sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}}h_{1,3}\,s_{1,1}-\sqrt{\frac{P_{1,3}}{4}}h_{2,3}\,s_{1,3}{}^{*}+n_{2,3}
\end{aligned}\qquad(41)$$

我们形成与第一个移动设备有关的数据流判定统计如下:

$$
\begin{aligned}
Z_{1,1} &= W_A^1 \hat{h}_{1,1}{}^* + (W_B^1)^* \hat{h}_{2,1} + W_B^3 \hat{h}_{1,3}{}^* + (W_A^3)^* \hat{h}_{2,3} \\
&= |h_{1,1}|^2 \sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}} s_{1,1} - h_{1,1}{}^* h_{2,1} \sqrt{\frac{P_{1,2}}{4}} s_{1,2}{}^* + h_{1,1}{}^* h_{2,1} s_{1,2}{}^* \\
&+ |h_{2,1}|^2 \sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}} s_{1,1} + |h_{1,3}|^2 \sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}} s_{1,1} - h_{2,3}{}^* h_{1,3} \sqrt{\frac{P_{1,3}}{4}} s_{1,3}{}^* + h_{1,3}{}^* h_{2,3} \sqrt{\frac{P_{1,3}}{4}} s_{1,3}{}^* \\
&+ |h_{2,3}|^2 \sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}} s_{1,1} + h_{1,1}{}^* n_{1,1} + h_{2,1} n_{1,2}{}^* + h_{1,3}{}^* n_{2,3} + h_{2,3} n_{1,3}{}^* \\
&= \left\{ \sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}} |h_{1,1}|^2 + \sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}} |h_{2,1}|^2 + \sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}} |h_{1,3}|^2 + \sqrt{\frac{P_{1,1}}{4}} |h_{2,3}|^2 \right\} s_{1,1} \\
&+ h_{1,1}{}^* n_{1,1} + h_{2,1} n_{1,2}{}^* + h_{1,3}{}^* n_{2,3} + h_{2,3} n_{1,3}{}^*
\end{aligned}
\tag{42}
$$

若信道估算是理想的，即，$\hat{h}_{i,j}=h_{i,j}$，和所有的频带是独立的，则它有四重分集。可以类似地形成 $s_{1,2}$ 和 $s_{1,3}$ 的判定统计。因此，通过分配与其他用户不会造成互干扰的附加沃尔什码，我们可以大大地改进特定用户（移动设备）的性能，与信道估算的精确性无关。

若牺牲附加的沃尔什码是不可能的，我们仍能得到多载波系统中的分集。在以上的公式中，我们注意到，每个符号发送四次（四重分集）。若我们不希望牺牲附加的沃尔什码，则我们可以建立两个沃尔什码，其重复速率是公式（30）中原先的一半。于是，把每个数据流 $s_i$ 分成两个数据流 $s_i^e$ 和 $s_i^o$（偶和奇）。取代发射每个信号四次，我们发射每个信号两次。因此，现在我们按照图 8 所示的表发射。

按照类似于上述多载波实施例的方法进行组合（不同的是只有两个沃尔什输出用于每个判定统计），若信道是理想的，则我们可以得到二重分集。

支持按照本发明多载波格式沃尔什分集对 IS-95C 发射机物理层所要求的变化在图 9A 至 9C 和图 10A 至 10C 中表示。我们称它为配置 A 的这个实施例要求每个用户利用两个沃尔什码，即，沃尔什码 A 和沃尔什码 B。图 9A 至 9C 描述对天线 1 沃尔什码 A 和 B 的扩展和调

制操作。图 10A 至 10C 描述对天线 2 沃尔什码 A 和 B 的扩展和调制操作。对于每个天线，输入序列被分成三个数据流，$s_1$，$s_2$ 和 $s_3$，然后，变换到如图 9A 至 9C 和图 10A 至 10C 中所示的各个 I（同相位）和 Q（正交相位）信道。每个输入流再划分或变换成偶样本和奇样本进入各个 I 信道和 Q 信道。因此，对于天线 1，图 9A 代表包含 $Y_{I1}$，$Q_{I1}$，$Y_{I2}$ 和 $Y_{Q2}$ 的变换第一流，图 9B 代表包含 $Y_{I3}$，$Q_{I3}$，$Y_{I4}$ 和 $Y_{Q4}$ 的变换第二流，和图 9C 代表包含 $Y_{I5}$，$Q_{I5}$，$Y_{I6}$ 和 $Y_{Q6}$ 的变换第三流。应当理解，对于与天线 2 有关的输入序列完成相同的变换。

以下描述对诸变换流中一个流的处理，具体是描述与天线 1 有关的变换第一流（图 9A）。应当理解，类似的过程发生在与天线 1 有关的其他变换流中。因此，图 9A，9B 和 9C 中各个元件是类似的，所以，用相同的参考数字表示；但是，用该参考数字之后的破折号编号（-1，-2 和-3）具体表示不同的变换流。这种表示同样适用于图 10A 至 10C 中与天线 2 有关的变换流，然而，在这些图中的参考数字都增大 100 以区分天线 1 和天线 2。

所以，参照图 9A 的例子，在变换以后，偶数据流和奇数据流都被扩展。对于偶数据流，沃尔什码 A 在乘法器 900-1 中与 QOF 相乘，此结果在乘法器 902-1 和 904-1 中分别与偶数据流的 I 部分和 Q 部分相乘。对于奇数据流，利用沃尔什码 B 以及乘法器 906-1，908-1 和 910-1 完成相同的操作。然后，I 部分（乘法器 902-1 和 908-1 的输出）在加法器 912-1 中组合，而 Q 部分（乘法器 904-1 和 910-1 的输出）在加法器 914-1 中组合。如在 IS-95C 建议（J.Losh 的文章）中所规定的，这两个加法器的输出可以在旋转器 916-1 中任选地旋转 90 度。然后，旋转过的信号在复数乘法器 918-1 至 924-1 中分别由基站标识符序列 $PN_I$ 和 $PN_Q$ 作复扩展。复数乘法器 918-1 和 922-1 的输出在加法器 926-1 中相减，而复数乘法器 920-1 和 924-1 的输出在加法器 928-1 中相加。加法器 926-1 输出的同相位信号在滤波器 930-1 中作基带率波，然后，在混频器 934-1 中调制三个载波信号中第一个的余弦分量 $\cos(2\pi f_{C1}t)$。类似地，加法器 928-1 输出的正交相位信号在滤波器 932-1 中

作基带率波，然后，在混频器 936-1 中调制相同载波信号的正弦分量 sin（$2\pi f_{C1}t$）。然后，这两个调制的信号在加法器 938-1 中组合并作为 $s_1$（t）由天线 1 发射。如上所述，天线 1 中的 $s_2$（t）和 $s_3$（t）以及天线 2 中的 $s_1$（t），$s_2$（t）和 $s_3$（t）是按照类似的方法形成的。

现在，参照图 11A 至 11C 和图 12A 至 12C，支持按照本发明多载波格式沃尔什分集在 IS-95C 物理层中的变化表示在这些图中。我们称它为配置 B 的这个实施例不要求附加的沃尔什码，但是，扩充类似于 OTD 模式下的单个沃尔什码。图 11A 至 11C 描述天线 1 的扩展和调制操作，而图 12A 至 12C 描述天线 2 的扩展和调制操作。而且，对于每个天线，输入序列被分成三个数据流，$s_1$，$s_2$ 和 $s_3$。这些数据流然后再分成偶数据流和奇数据流，$s_i^e$ 和 $s_i^o$。应当理解，数据流 $s_1$，$s_2$ 和 $s_3$ 按照图 8 中的表变换到各个 I 信道和 Q 信道上。然后，如同配置 A 中一样，每个输入流再划分或变换成偶样本和奇样本进入各个 I（同相位）信道和 Q（正交相位）信道。

以下描述对诸变换流中一个流的处理，具体是与天线 1 有关的变换第一流（图 11A）。应当理解，类似的过程发生在与天线 1 有关的其他变换流中。因此，图 11A，11B 和 11C 中各个元件是类似的，所以，用相同的参考数字表示；但是，利用该参考数字之后的破折号编号（-1，-2 和-3）具体表示不同的变换流。这种表示同样适用于图 12A 至 12C 中与天线 2 有关的变换流，然而，在这些图中的参考数字都增大 100 以区分天线 1 和天线 2。

所以，参照图 11A 的例子，在变换以后，偶数据流的 I 部分和 Q 部分分别在符号重复单元 1102-1 和 1104 中保持两个符号间隔，并乘以方框内标明的正负号。这个操作完成共轭操作和所需的乘以各个正负号的操作。然后，该数据被沃尔什函数和 QOF 扩展。这是在乘法器 1106-1 中乘以沃尔什函数和 QOF，然后把此结果在乘法器 1108-1 和 1110-1 中分别与每个符号重复单元 1102-1 和 1104-1 的输出相乘，完成扩展操作。利用符号重复单元 1112-1 和 1114-1 以及乘法器 1116-1，1118-1 和 1120-1，对奇数据流的 I 部分和 Q 部分完成相同的操作。然

后，I 部分（乘法器 1108-1 和 1118-1 的输出）在加法器 1122-1 中组合，而 Q 部分（乘法器 1110-1 和 1120-1 的输出）在加法器 1124-1 中组合。如在 IS-95C 建议（J.Losh 的文章）中所规定的，这两个加法器的输出可以在旋转器 1126-1 中任选地旋转 90 度。然后，旋转过的信号在复数乘法器 1128-1 至 1134-1 中分别由基站标识符序列 $PN_I$ 和 $PN_Q$ 作复扩展。复数乘法器 1128-1 和 1132-1 的输出在加法器 1136-1 中相减，而复数乘法器 1130-1 和 1134-1 的输出在加法器 1138-1 中相加。加法器 1136-1 输出的同相位信号在滤波器 1140-1 中作基带率波，然后，在混频器 1144-1 中调制三个载波信号中第一个的余弦分量 $\cos(2\pi f_{C1}t)$。类似地，加法器 1138-1 输出的正交相位信号在滤波器 1142-1 中作基带率波，然后，在混频器 1146-1 中调制相同载波信号的正弦分量 $\sin(2\pi f_{C1}t)$。这两个调制的信号在加法器 1148-1 中组合并作为 $s_1(t)$ 由天线 1 发射。如上所述，天线 1 中的 $s_2(t)$ 和 $s_3(t)$ 以及天线 2 中的 $s_1(t)$，$s_2(t)$ 和 $s_3(t)$ 是按照类似的方法形成的。

现在，参照图 13，它表示配置 A 中多载波实施例的接收机结构。如上所述，这个实施例利用每个用户两个沃尔什码，可以允许四重分集。在去覆盖后来自载波 1，2 和 3 的降频变换信号分别用 $r_1(t)$，$r_2(t)$ 和 $r_3(t)$ 表示。然后，每个接收到的信号分别与用户所需信号有关的扩展码 $w_A(t)$ 和 $w_B(t)$ 进行相关。这是在相关器 1302 至 1312 中完成的。然后，每个相关器的输出与六个信道估算 $\hat{h}_{n,m}$ 之一相乘，其中 n 表示发射天线和 m 表示频带。这是在乘法器 1314 至 1336 中完成的。由于存在两个发射天线和三个频带，所以，总共有六个所要求的信道估算。请注意，某些相关器是在这个乘法之前取共轭。这种操作用（●）$^*$表示。类似地，某些信道估算也必须在乘法之前取共轭。然后，形成的 12 个积进行组合以建立三个符号统计，其中每个积只被利用一次。这是利用加法器 1340 至 1344 完成的。然后，形成的三个符号统计分别送到判定单元 1346 至 1350 中，以建立维特比译码器的位量度。然后，这些位量度在分解器 1352 中多路分解，并送到软判定维特比译码器（未画出）。请注意，由于每个符号统计是根据四个理想的

独立衰落信道输出建立的，形成的符号判定可获得四重分集。

现在，参照图 14，它表示配置 B 中多载波实施例的接收机结构。如上所述，这个实施例采用每个用户单个沃尔什码，但把该沃尔什码扩充成 OTD 模式，所以可获得二重分集。接收机的操作类似于在配置 A 中所描述的，不同的是，这两个扩展码是扩充的原始沃尔什码$w(t)$及其补码$\overline{w}(t)$。因此，利用相关器 1402 至 1412 使沃尔什码与降频变换和去覆盖的接收信号进行相关。此外，现在的六个符号量度是把两个信道补偿相关器的输出相加形成的，而不是配置 A 中四个相关器的输出。这是由乘法器 1414 至 1436 和加法器 1438 至 1448 完成的。而且，六个统计分别送到判定单元 1450 至 1460 中，把复符号统计变换成位量度。然后，这些位量度在分解器 1462 中多路分解，并送到维特比译码器（未画出）。

为了把上述的多载波方法推广到配置 A 和 B 以及 M 个天线和 F 个频带，定义以下的各个变量：F 代表频带；M 代表基站发射天线；W 代表每个用户的沃尔什码；$W_{tot}$ 代表总的沃尔什码数目；D 代表每个用户的数据流；和 B 代表每个天线所用的频带。因此，利用这些术语，应当知道，我们有：F●M 个独立的物理信道，F●W 个正交信道，F●W●M 个传输信道，和 D 个数据流，每个数据流占用每个频带一个沃尔什码。因此，按照这个方法，可以获得 F●M 重分集。令 x 是基站送出 K●D 个数据流的信道数目，且有 $1 \leqslant K \bullet x \leqslant F \bullet W_{tot} \bullet M \bullet B$。应当理解，$x = F \bullet W \bullet M \bullet B$。因此，对于 $1 \leqslant \frac{x}{D} \leqslant F \bullet M$，可以获得$\frac{x}{D}$分集。对于$\frac{x}{D} \geqslant F \bullet M$，可以获得 F●M 重分集。此外，应当注意，信道效率定义为$\frac{D}{F \bullet M}$。因此，只要数据流是分配到独立信道，当$\frac{x}{D}$增大时，信道效率减小和分集增多。独立信道定义为不同频带和/或天线上的信道。

此外，我们要求沃尔什码的数目是 $2^n$ 以得到正确的解码过程，其中 n 是某些整数。就是说，若 ν 等于所需要的分集数目，则$\frac{D \bullet K \bullet \nu}{F} = 2^n$。因此，传输矩阵 T 必须有 $F \bullet 2^n$ 行。所以，虽然我们增大了信道的利

用，但我们获得增多的分集，改进了现有的信道性能。为了获得最多的分集，我们分配每个数据流 M 个沃尔什码（F● M 重分集）。若 $\frac{D \bullet \nu}{F}=2^n$，其中 n 为任意的整数，则不需要分享沃尔什码。此外，信道效率为 $\frac{D}{F \bullet M}$，它等于 $\frac{1}{F \bullet M}$。因此，传输矩阵 T 有 F● W 行和 M 列。而且，这些列设计成互相正交的。

以下是一个例子，说明与现有 IS-95C 方法和配置 A 和 B 中本发明方法有关的信道效率和分集结果。

例 1（现有的 IS-95C 方法）

给出 W=1，M=2，F=3，D=3，B=1/2

$\frac{x}{D}=\frac{3 \bullet 1 \bullet 2 \bullet \frac{1}{2}}{3}=1$，即 1 重分集，它相当于没有分集、

$\eta=\frac{3}{3}=1$。

例 2（本发明的配置 A）

给出 W=2，M=2，F=3，D=3，B=1

$$T=\begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & -s_3^* \\ s_3 & s_1^* \\ s_2 & s_1^* \\ s_3 & s_2^* \\ s_1 & -s_3^* \end{bmatrix}$$

$\frac{x}{D}=\frac{3 \bullet 2 \bullet 2 \bullet 1}{3}=4$，即，四重分集

$\eta=\frac{3}{3 \bullet 2}=\frac{1}{2}$

例 2（本发明的配置 B）

给出 W=1，M=2，F=3，D=3，B=1

$$T=\begin{bmatrix} s_1^e & -s_2^{e*} \\ s_2^o & -s_3^{e*} \\ s_3^o & s_1^{o*} \\ s_2^e & s_1^{e*} \\ s_3^e & s_2^{o*} \\ s_1^o & -s_3^{o*} \end{bmatrix}$$

$\frac{x}{D}=\frac{3\bullet 1\bullet 2\bullet 1}{3}=2$，即，二重分集

$\eta=\frac{3}{3\bullet 1}=1$

因此，如上所述，现有的 IS-95C 方法不提供分集，而本发明的配置 A 和 B 提供四重分集和二重分集。而且，配置 B 不出现信道效率损耗。

应当理解，此处描述的本发明方法可以通过移动设备和基站中各种硬件分量实现，诸如，功能电路（例如，乘法器，滤波器，加法器，等等）和/或分别与其有关的一个或多个处理器。术语“处理器”可以包括任何的处理装置，如 CPU（中央处理器），或微处理器，及有关的存储器。此处所用到的术语“存储器”可以包括与处理器或 CPU 有关的存储器，如 RAM，ROM，固定的海量存储器装置或可移动设备的存储器装置。所以，与实现本发明方法有关的软件指令或代码可以存储在有关的存储器中，在准备使用时，由合适的 CPU 检索和执行。此外，术语“移动设备”一般是指能够与基站通信的任何装置。就是说，虽然此处用了术语“移动设备”，但是，它可以包括固定的用户终端或用户台，以及实际上能够运动的用户终端或用户台。

虽然，描述本发明各个实施例是参照所附的图，但是应当明白，本发明不受这些具体实施例的限制；在不偏离本发明范围或精神的条件下，专业人员可以对其中的内容作各种变化和改动。

# 说 明 书 附 图

图 1

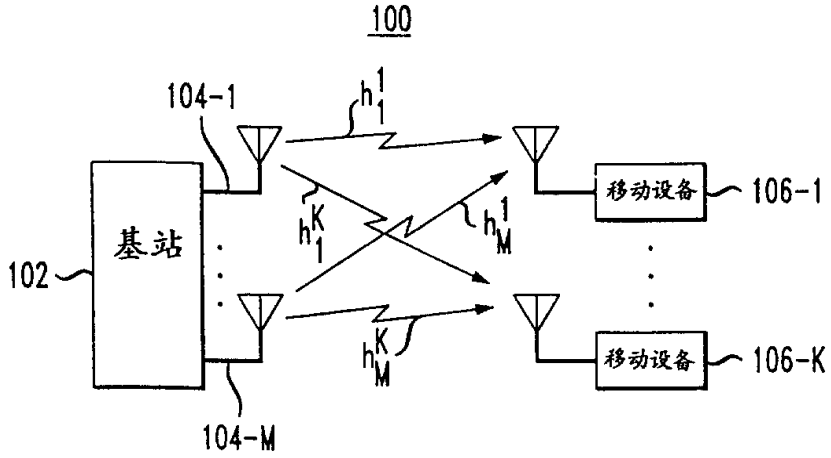

100
104-1
$h_1^1$
基站
102
$h_1^K$
$h_M^1$
移动设备
106-1
移动设备
106-K
$h_M^K$
104-M

图 2

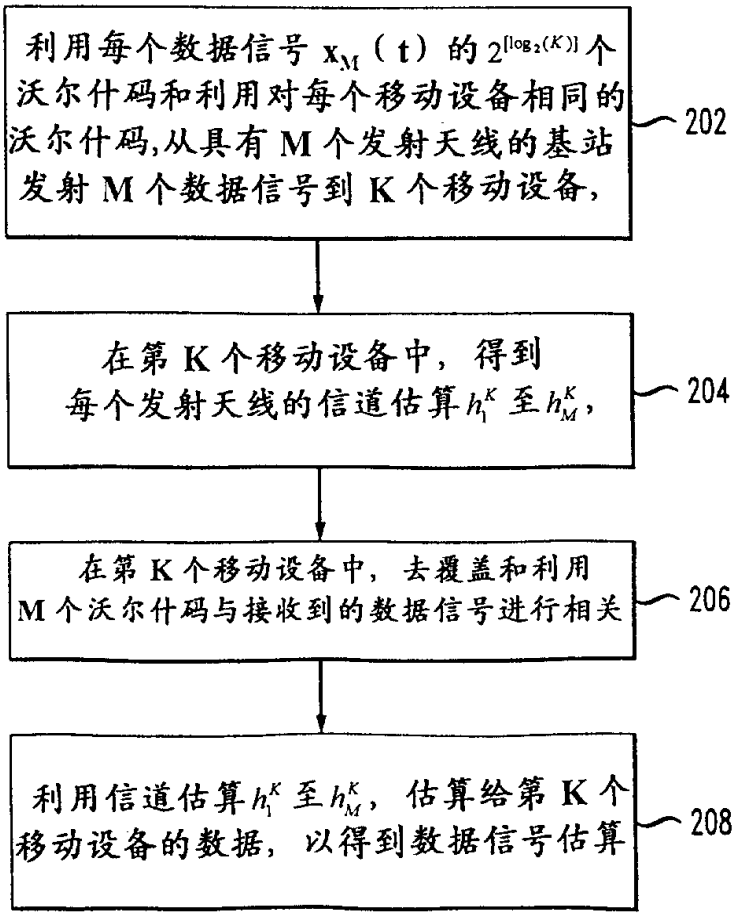

利用每个数据信号 $x_M(t)$ 的 $2^{[\log_2(K)]}$ 个沃尔什码和利用对每个移动设备相同的沃尔什码,从具有 M 个发射天线的基站发射 M 个数据信号到 K 个移动设备,
202
在第 K 个移动设备中，得到每个发射天线的信道估算 $h_1^K$ 至 $h_M^K$,
204
在第 K 个移动设备中，去覆盖和利用 M 个沃尔什码与接收到的数据信号进行相关
206
利用信道估算 $h_1^K$ 至 $h_M^K$，估算给第 K 个移动设备的数据，以得到数据信号估算
208

图 3

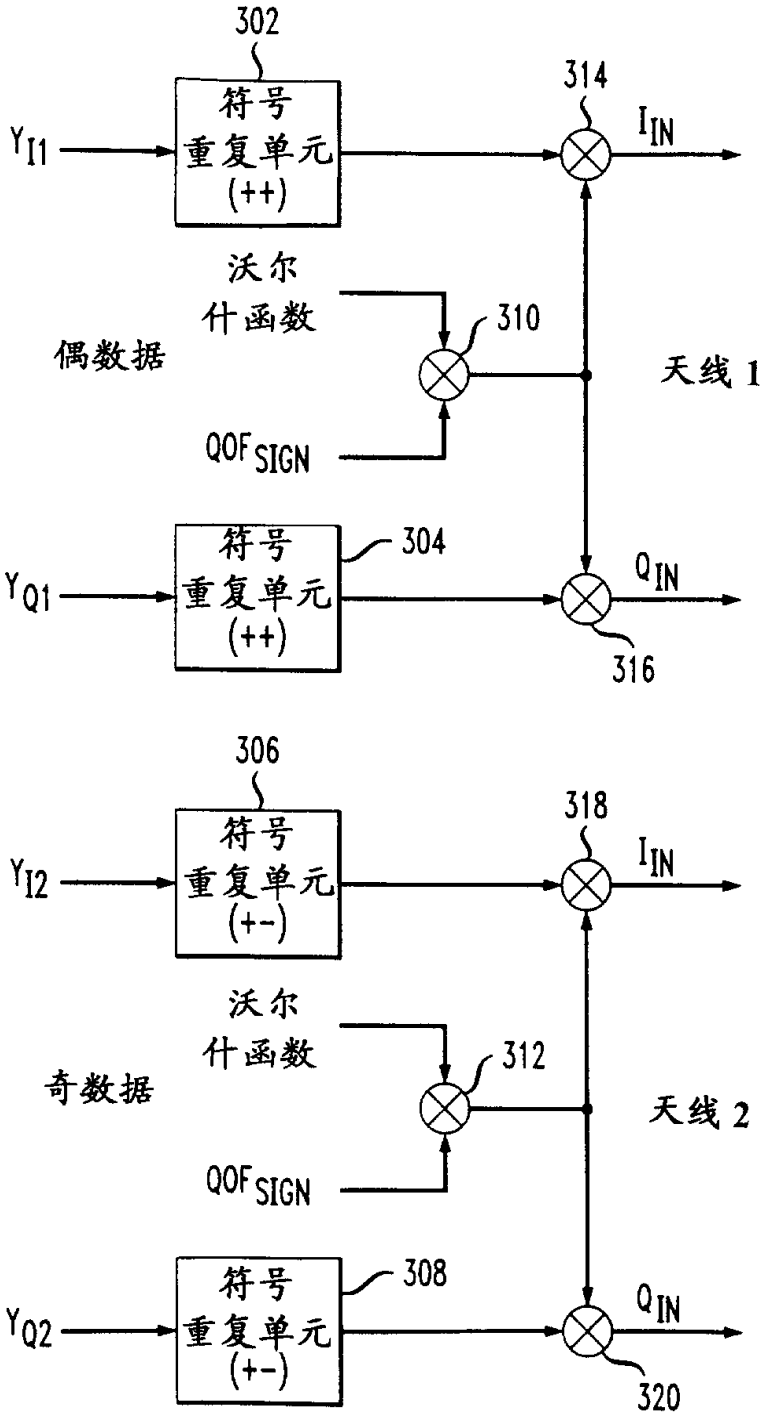

302
符号
重复单元
(++)
$Y_{I1}$
314
$I_{IN}$
沃尔
什函数
偶数据
310
天线 1
$QOF_{SIGN}$
符号
重复单元
(++)
$Y_{Q1}$
304
$Q_{IN}$
316
306
符号
重复单元
(+-)
$Y_{I2}$
318
$I_{IN}$
沃尔
什函数
奇数据
312
天线 2
$QOF_{SIGN}$
符号
重复单元
(+-)
$Y_{Q2}$
308
$Q_{IN}$
320

图 4

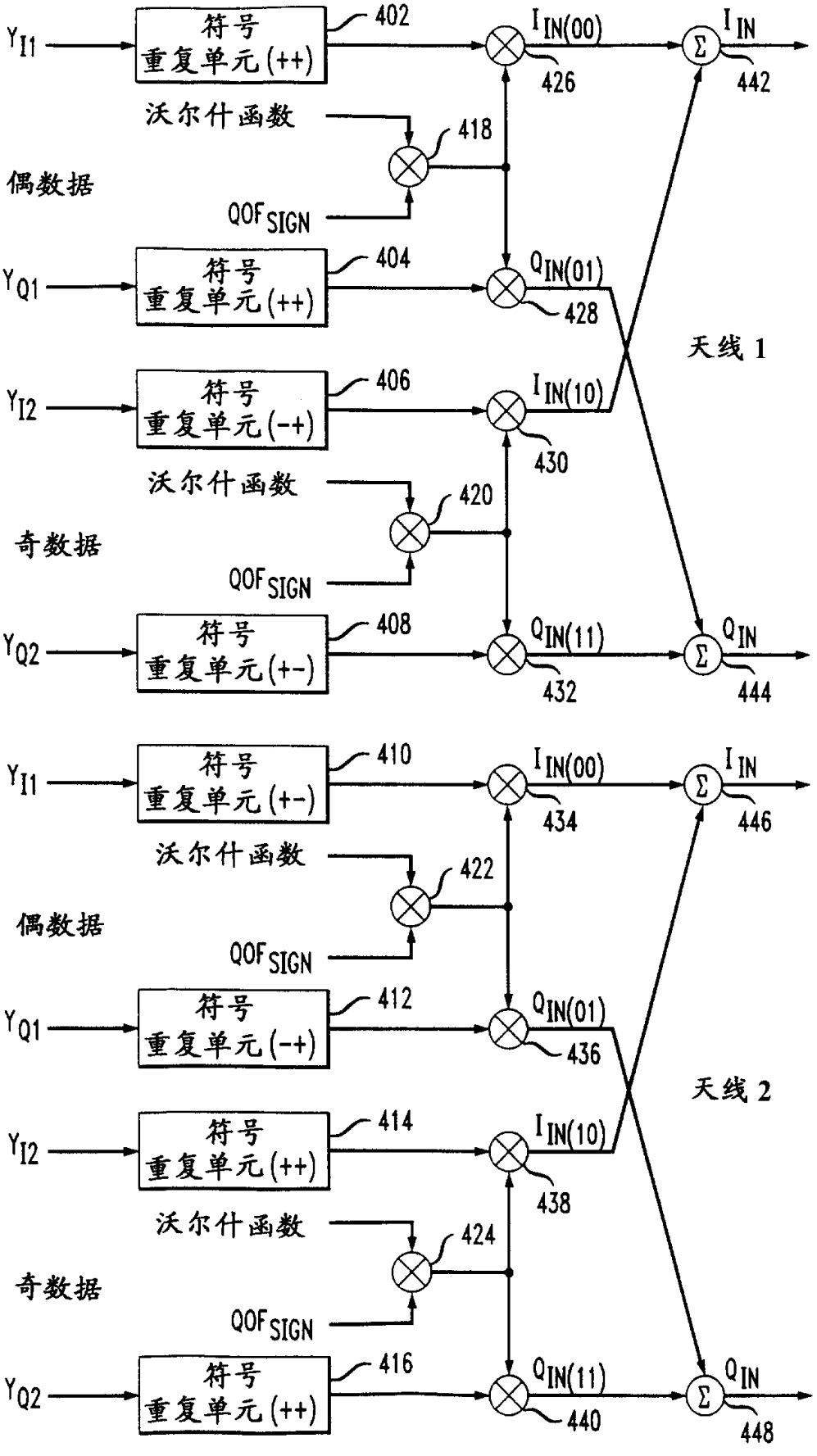

$Y_{I1}$
符号重复单元(++)
402
$I_{IN(00)}$
426
$I_{IN}$
442
沃尔什函数
418
偶数据
$QOF_{SIGN}$
$Y_{Q1}$
符号重复单元(++)
404
$Q_{IN(01)}$
428
天线 1
$Y_{I2}$
符号重复单元(-+)
406
$I_{IN(10)}$
430
沃尔什函数
420
奇数据
$QOF_{SIGN}$
$Y_{Q2}$
符号重复单元(+-)
408
$Q_{IN(11)}$
432
$Q_{IN}$
444
$Y_{I1}$
符号重复单元(+-)
410
$I_{IN(00)}$
434
$I_{IN}$
446
沃尔什函数
422
偶数据
$QOF_{SIGN}$
$Y_{Q1}$
符号重复单元(-+)
412
$Q_{IN(01)}$
436
天线 2
$Y_{I2}$
符号重复单元(++)
414
$I_{IN(10)}$
438
沃尔什函数
424
奇数据
$QOF_{SIGN}$
$Y_{Q2}$
符号重复单元(++)
416
$Q_{IN(11)}$
440
$Q_{IN}$
448

图 5

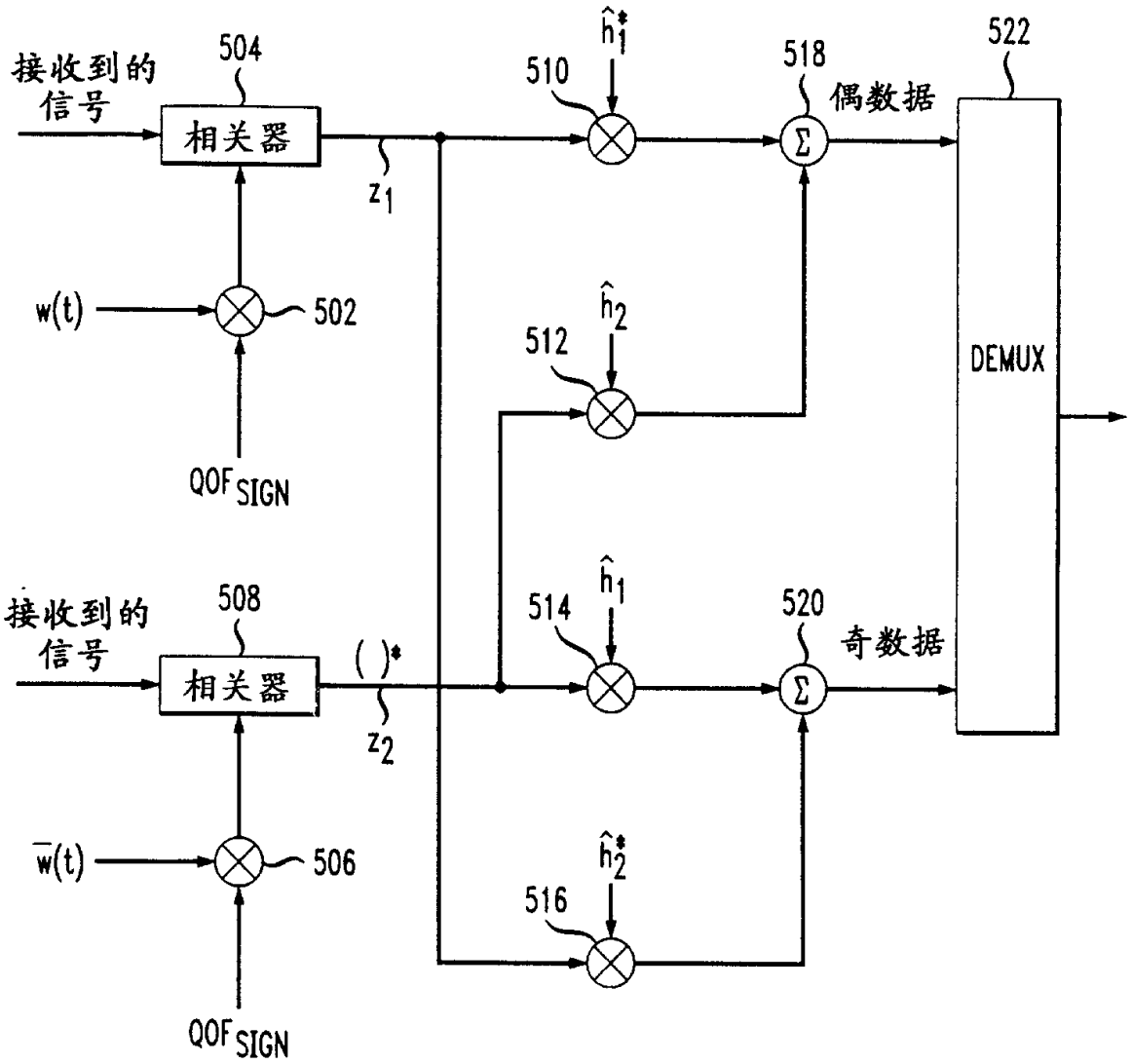

接收到的信号
504
相关器
$z_1$
w(t)
502
QOF SIGN
510
$\hat{h}_1^*$
518
Σ
偶数据
522
DEMUX
512
$\hat{h}_2$
接收到的信号
508
相关器
( )*
$z_2$
$\bar{w}(t)$
506
QOF SIGN
514
$\hat{h}_1$
520
Σ
奇数据
516
$\hat{h}_2^*$

图 6

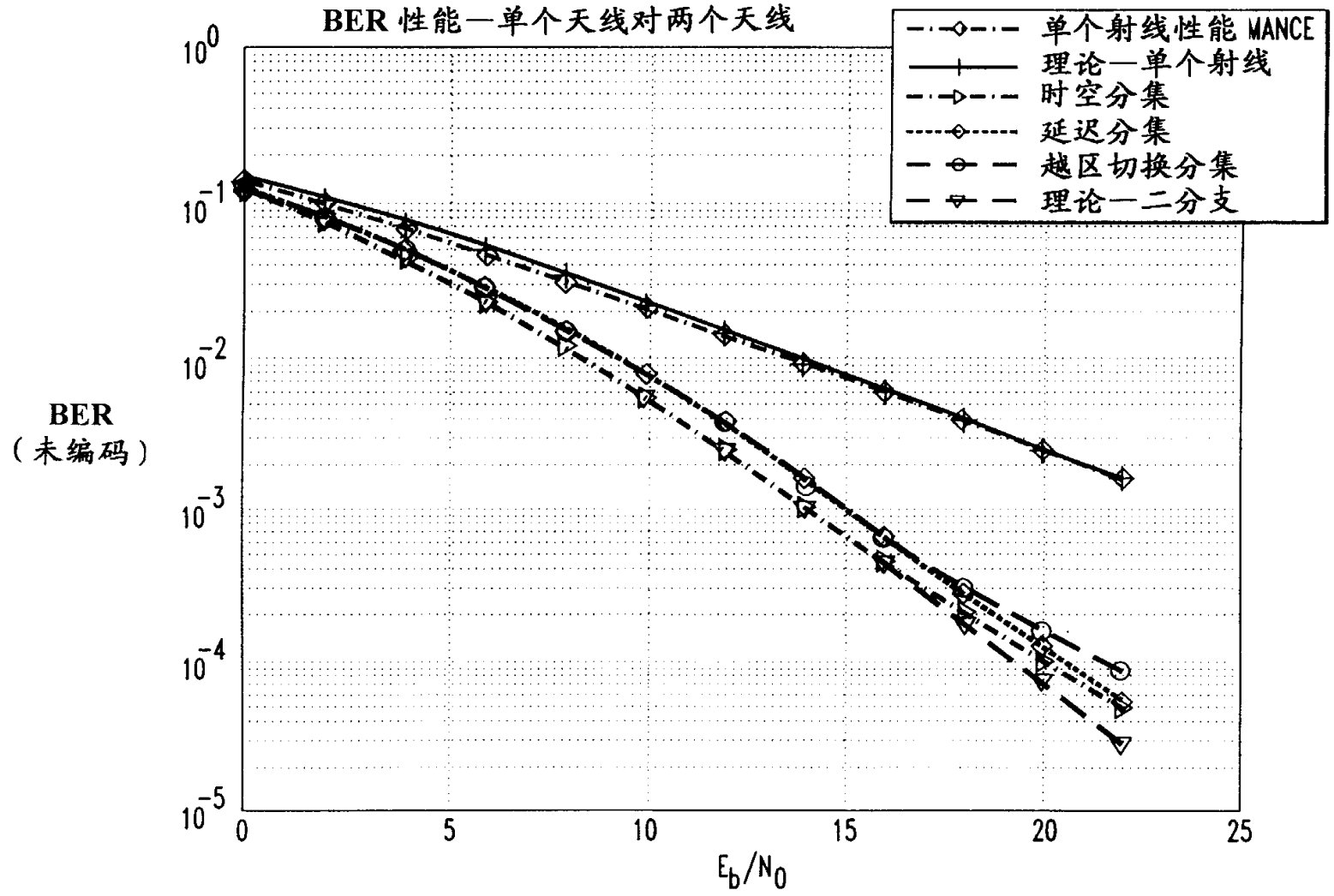

BER 性能—单个天线对两个天线
单个射线性能 MANCE
理论—单个射线
时空分集
延迟分集
越区切换分集
理论—二分支
BER
（未编码）
$10^{0}$
$10^{-1}$
$10^{-2}$
$10^{-3}$
$10^{-4}$
$10^{-5}$
0
5
10
15
20
25
$E_b/N_0$

图 7

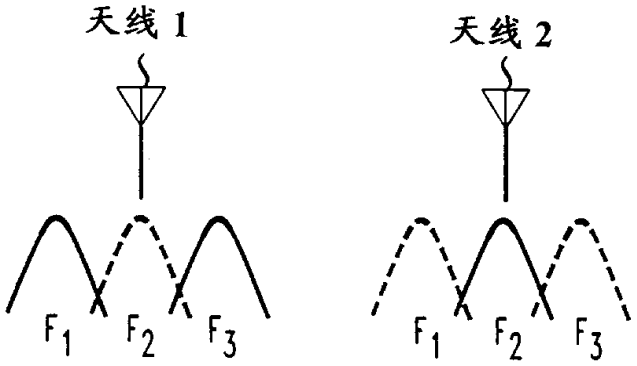



图 8

| 天线 | 频带 | $w_1'$ | $\overline{w}_1'$ |
|---|---|---|---|
| 1 | $f_1$ | $s_1^e$ | $s_2^e$ |
| 1 | $f_2$ | $s_2^o$ | $s_3^e$ |
| 1 | $f_3$ | $s_3^o$ | $s_1^o$ |
| 2 | $f_1$ | $(-s_2^e)^*$ | $(s_1^e)^*$ |
| 2 | $f_2$ | $(-s_3^e)^*$ | $(s_2^o)^*$ |
| 2 | $f_3$ | $(s_1^o)^*$ | $(-s_3^o)^*$ |

图 9A

P/O 天线 1

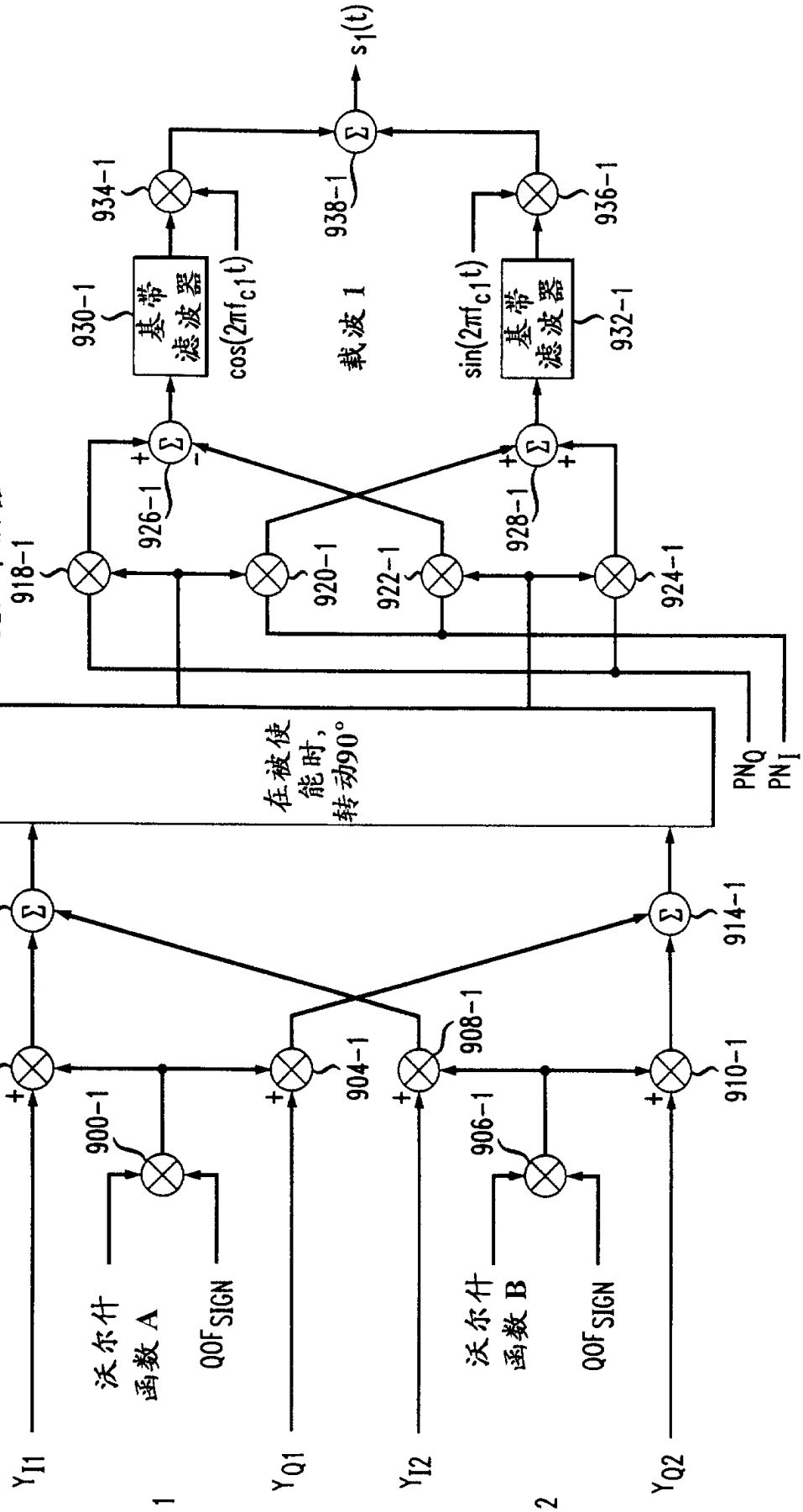

$Y_{I1}$
$Y_{Q1}$
$Y_{I2}$
$Y_{Q2}$
s1
s2
沃尔什函数 A
QOF SIGN
沃尔什函数 B
QOF SIGN
900-1
902-1
904-1
906-1
908-1
910-1
912-1
914-1
916-1
在被使能时，转动90°
$PN_Q$
$PN_I$
复数乘法器
918-1
920-1
922-1
924-1
926-1
928-1
930-1
基带滤波器
$\cos(2\pi f_{c1}t)$
载波 1
$\sin(2\pi f_{c1}t)$
932-1
934-1
936-1
938-1
$s_1(t)$

图 9B

P/O 天线 1

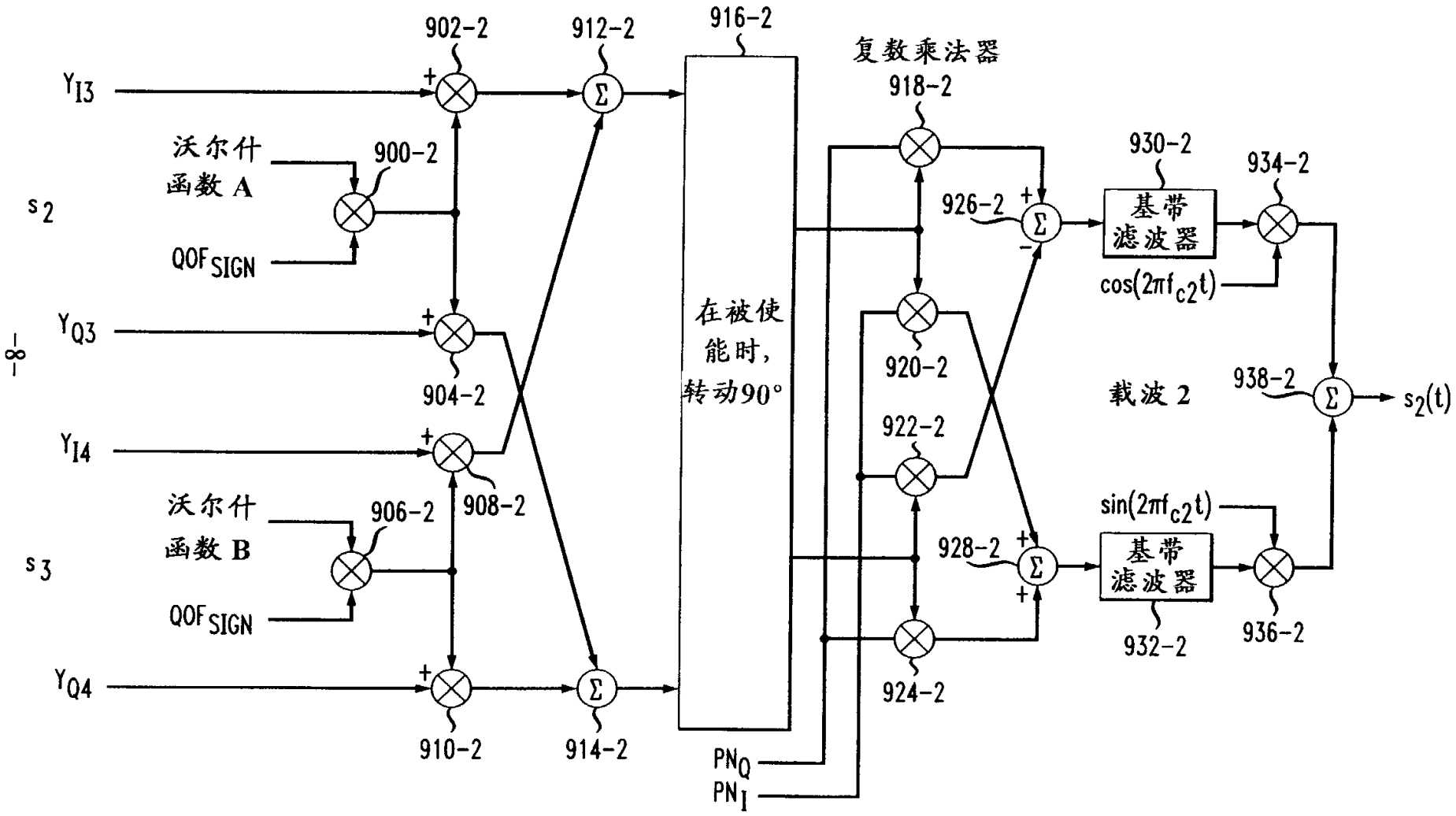

902-2
912-2
916-2
复数乘法器
918-2
$Y_{I3}$
沃尔什
函数 A
900-2
$s_2$
$QOF_{SIGN}$
930-2
934-2
926-2
基带
滤波器
$\cos(2\pi f_{c2}t)$
$Y_{Q3}$
904-2
在被使
能时，
转动90°
920-2
938-2
载波 2
$s_2(t)$
$Y_{I4}$
922-2
沃尔什
函数 B
906-2
908-2
$s_3$
$\sin(2\pi f_{c2}t)$
928-2
基带
滤波器
$QOF_{SIGN}$
932-2
936-2
$Y_{Q4}$
924-2
910-2
914-2
$PN_Q$
$PN_I$

图 9C

P/O 天线 1

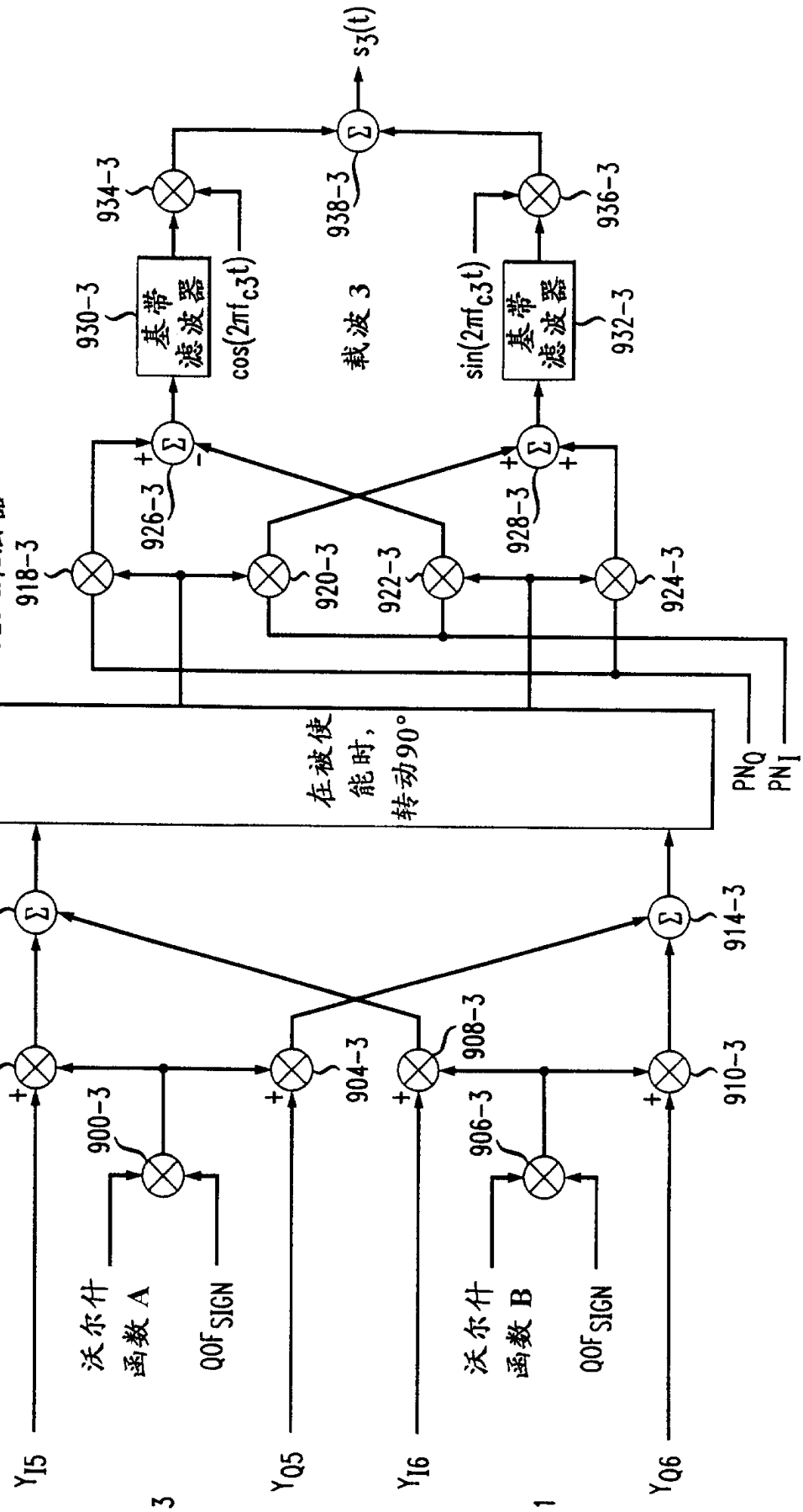

$Y_{I5}$
$Y_{Q5}$
$Y_{I6}$
$Y_{Q6}$
s3
s1
沃尔什函数 A
$QOF_{SIGN}$
沃尔什函数 B
$QOF_{SIGN}$
900-3
902-3
904-3
906-3
908-3
910-3
912-3
914-3
916-3
在被使能时，转动90°
$PN_Q$
$PN_I$
复数乘法器
918-3
920-3
922-3
924-3
926-3
928-3
930-3
基带滤波器
$\cos(2\pi f_{c3}t)$
载波 3
$\sin(2\pi f_{c3}t)$
932-3
934-3
936-3
938-3
$s_3(t)$

图 10A

P/O 天线 2

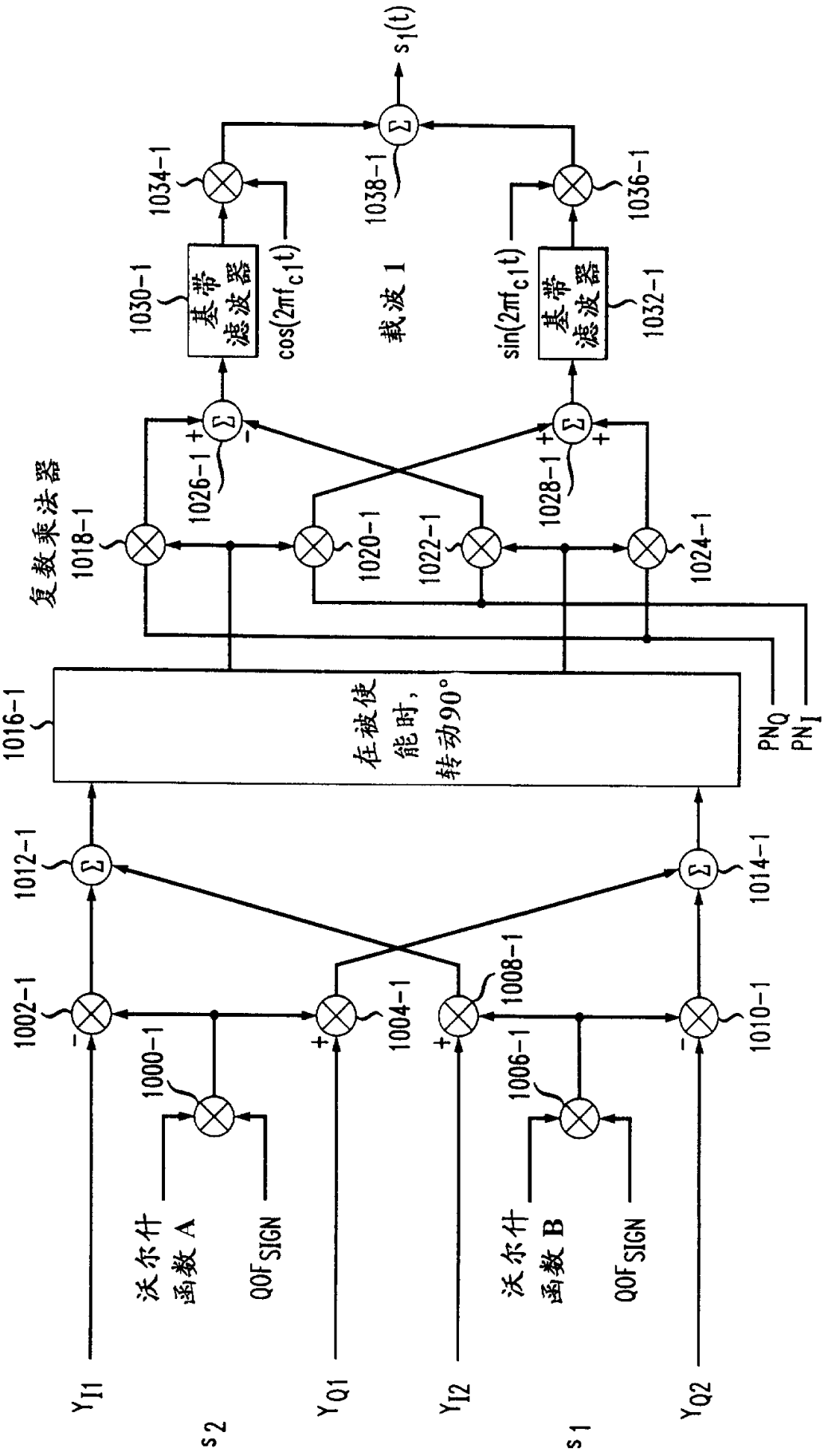

$Y_{I1}$
$Y_{Q1}$
$Y_{I2}$
$Y_{Q2}$
s 2
s 1
沃尔什函数 A
QOF SIGN
沃尔什函数 B
QOF SIGN
1000-1
1002-1
1004-1
1006-1
1008-1
1010-1
1012-1
1014-1
1016-1
在被使能时，转动90°
$PN_Q$
$PN_I$
复数乘法器
1018-1
1020-1
1022-1
1024-1
1026-1
1028-1
1030-1
基带滤波器
$\cos(2\pi f_{c1}t)$
$\sin(2\pi f_{c1}t)$
1032-1
1034-1
1036-1
1038-1
载波 1
$s_1(t)$

图 10B

P/O 天线 2

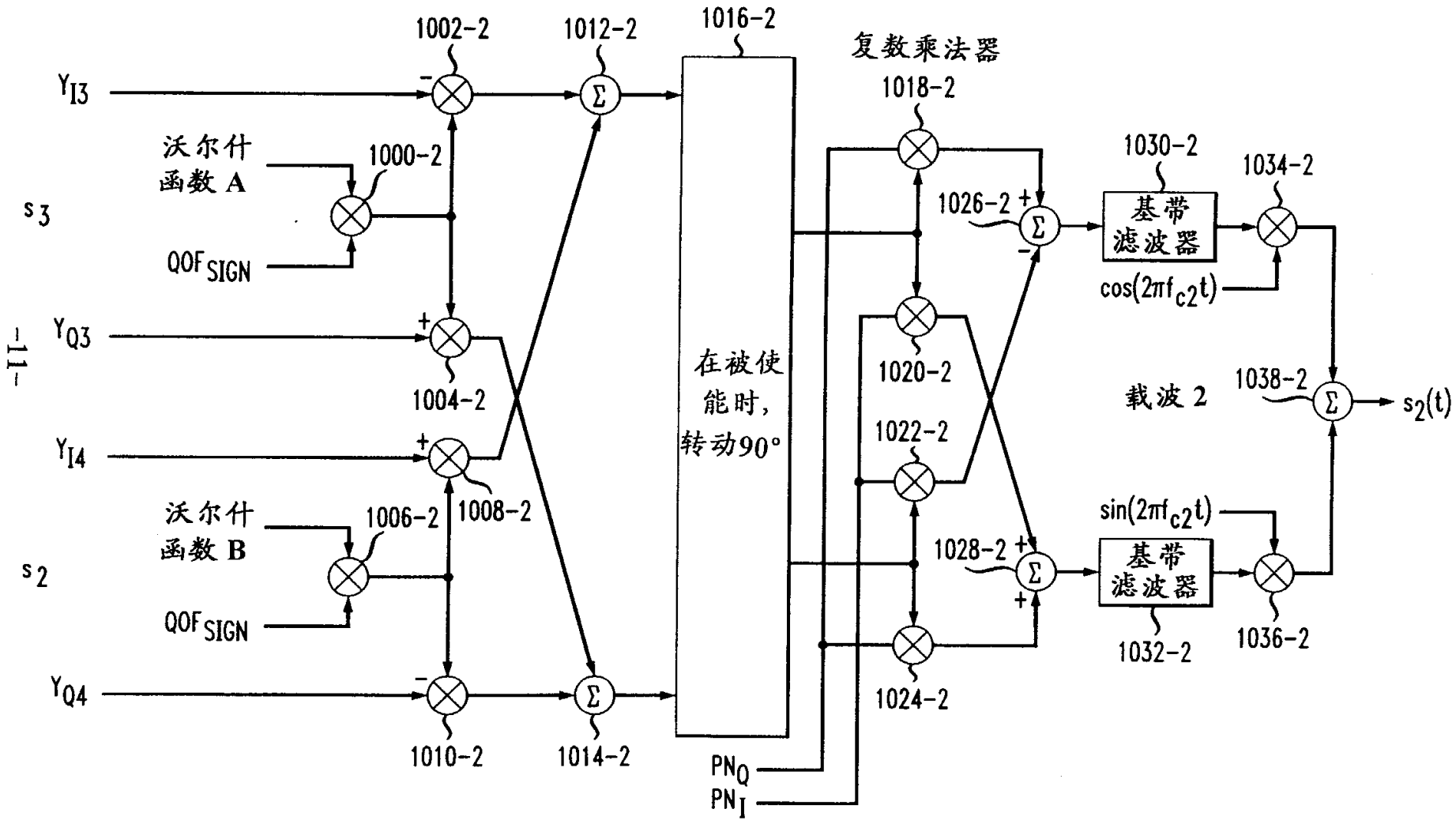

1002-2
1012-2
1016-2
复数乘法器
1018-2
$Y_{I3}$
沃尔什
函数 A
1000-2
$s_3$
$QOF_{SIGN}$
1030-2
1034-2
1026-2
基带
滤波器
$\cos(2\pi f_{c2}t)$
$Y_{Q3}$
1004-2
在被使
能时，
转动90°
1020-2
1038-2
载波 2
$s_2(t)$
1022-2
$Y_{I4}$
1008-2
沃尔什
函数 B
1006-2
$s_2$
$QOF_{SIGN}$
$\sin(2\pi f_{c2}t)$
1028-2
基带
滤波器
1032-2
1036-2
$Y_{Q4}$
1024-2
1010-2
1014-2
$PN_Q$
$PN_I$

图 10C

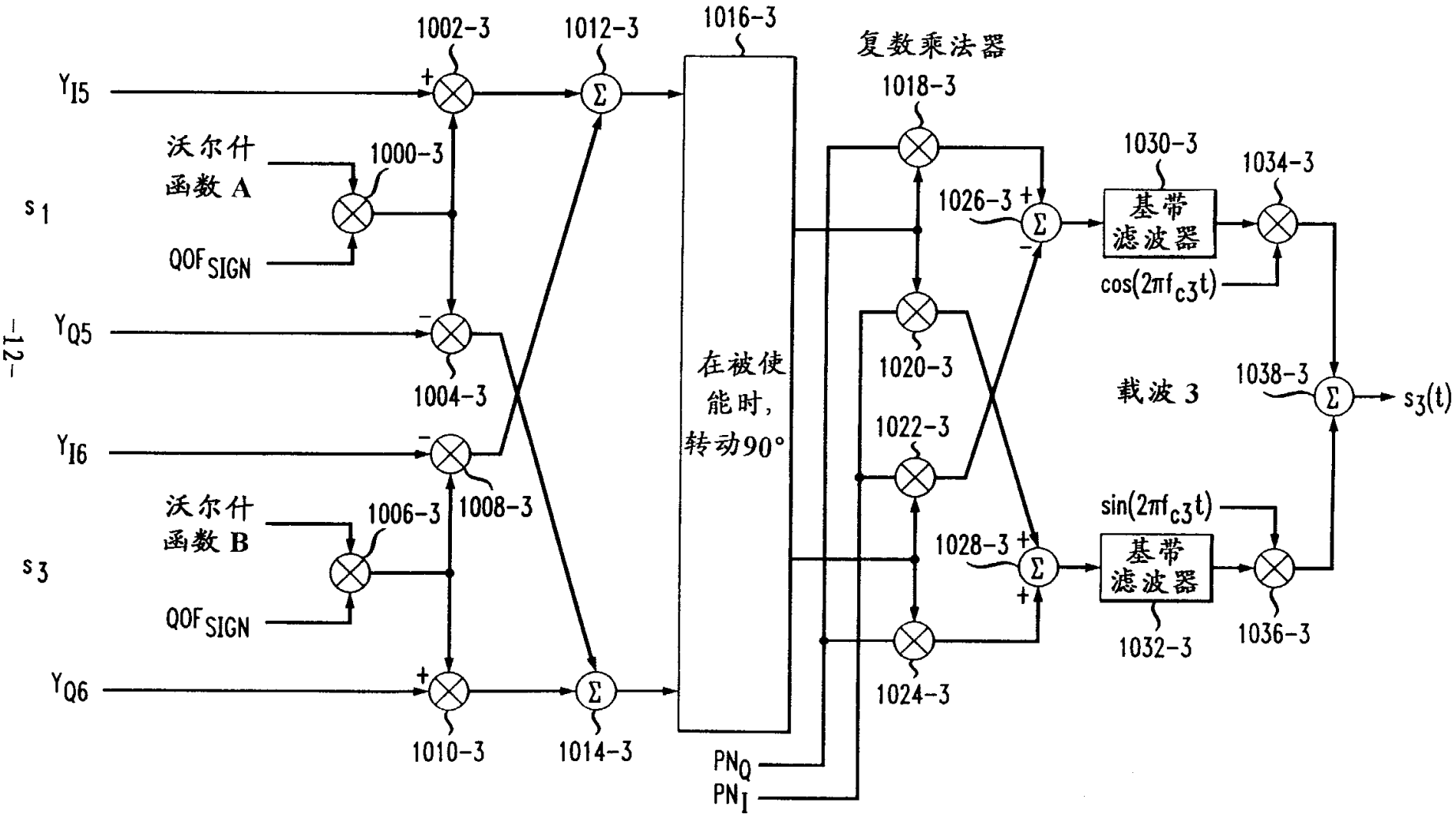

P/O 天线 2
1002-3
1012-3
1016-3
复数乘法器
1018-3
$Y_{I5}$
沃尔什
函数 A
1000-3
$s_1$
$QOF_{SIGN}$
1030-3
1034-3
1026-3
基带
滤波器
$\cos(2\pi f_{c3}t)$
$Y_{Q5}$
1004-3
在被使
能时，
转动90°
1020-3
1038-3
载波 3
$s_3(t)$
$Y_{I6}$
1022-3
沃尔什
函数 B
1006-3
1008-3
$\sin(2\pi f_{c3}t)$
$s_3$
1028-3
基带
滤波器
$QOF_{SIGN}$
1036-3
1032-3
$Y_{Q6}$
1024-3
1010-3
1014-3
$PN_Q$
$PN_I$

图 11A

P/O 天线 1

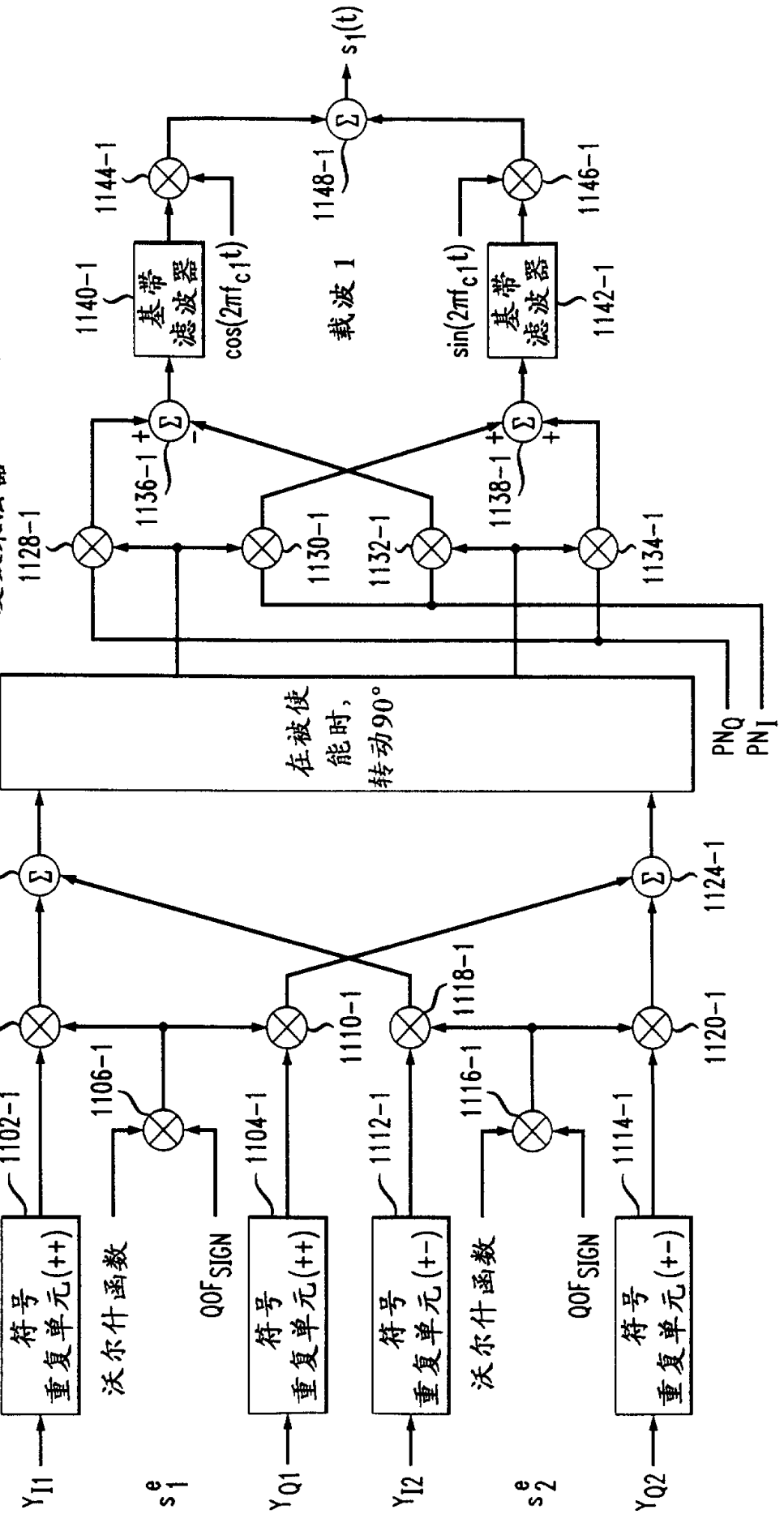

符号重复单元(++)
符号重复单元(+-)
沃尔什函数
QOF SIGN
在被使能时，转动90°
复数乘法器
基带滤波器
载波 1
$\cos(2\pi f_{c1}t)$
$\sin(2\pi f_{c1}t)$
$s_1(t)$
$PN_Q$
$PN_I$
$Y_{I1}$
$Y_{Q1}$
$Y_{I2}$
$Y_{Q2}$
$s_1^e$
$s_2^e$
1102-1
1104-1
1106-1
1108-1
1110-1
1112-1
1114-1
1116-1
1118-1
1120-1
1122-1
1124-1
1126-1
1128-1
1130-1
1132-1
1134-1
1136-1
1138-1
1140-1
1142-1
1144-1
1146-1
1148-1

图 11B
P/O 天线 1

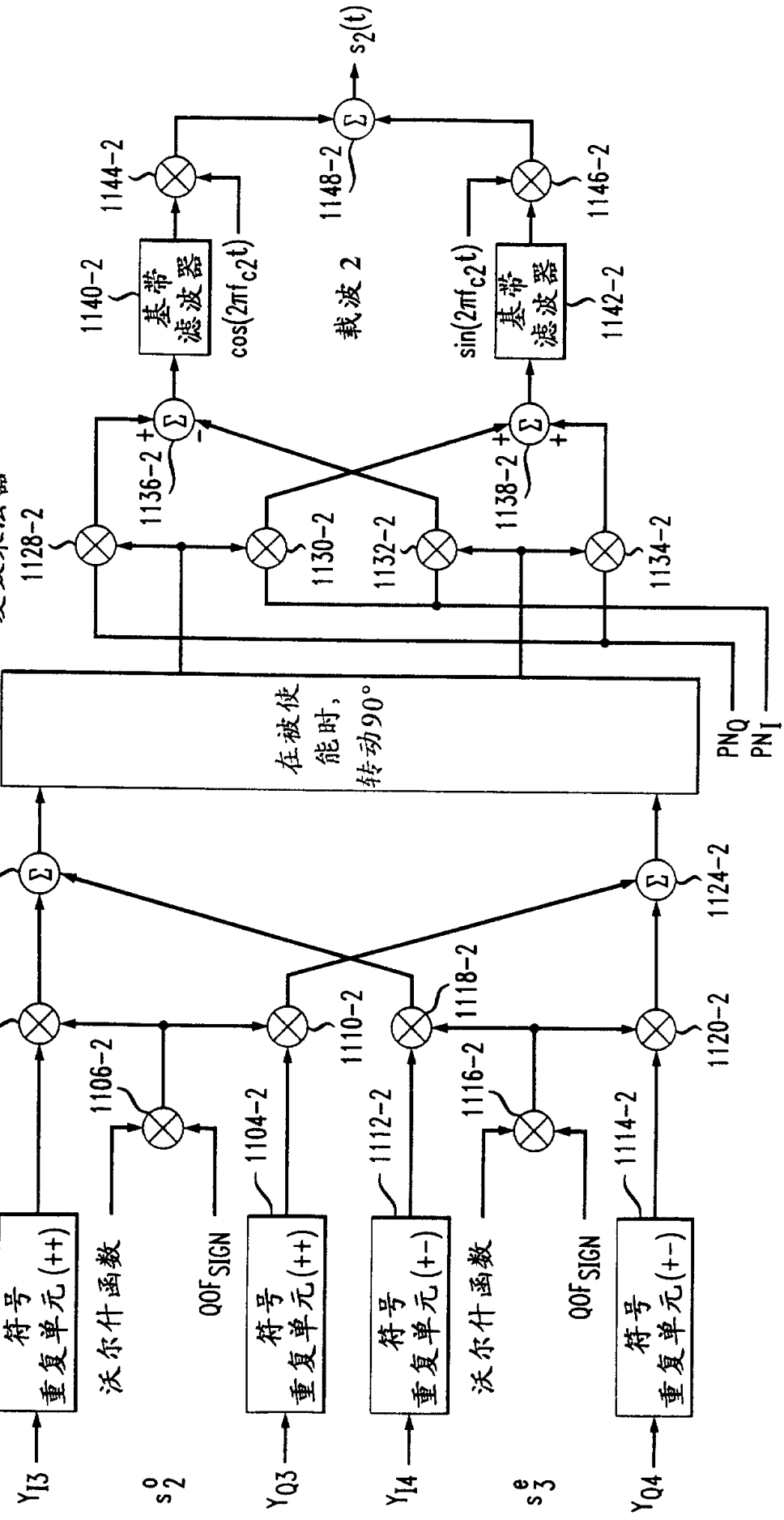

1102-2
符号重复单元(++)
沃尔什函数
QOF SIGN
1104-2
符号重复单元(++)
1112-2
符号重复单元(+-)
1116-2
沃尔什函数
QOF SIGN
1114-2
符号重复单元(+-)
$Y_{I3}$
$s_2^o$
$Y_{Q3}$
$Y_{I4}$
$s_3^e$
$Y_{Q4}$
1106-2
1108-2
1110-2
1118-2
1120-2
1122-2
1124-2
1126-2
在被使能时，转动90°
$PN_Q$
$PN_I$
复数乘法器
1128-2
1130-2
1132-2
1134-2
1136-2
1138-2
1140-2
基带滤波器
$\cos(2\pi f_{c2}t)$
载波 2
$\sin(2\pi f_{c2}t)$
基带滤波器
1142-2
1144-2
1146-2
1148-2
$s_2(t)$

图 11C

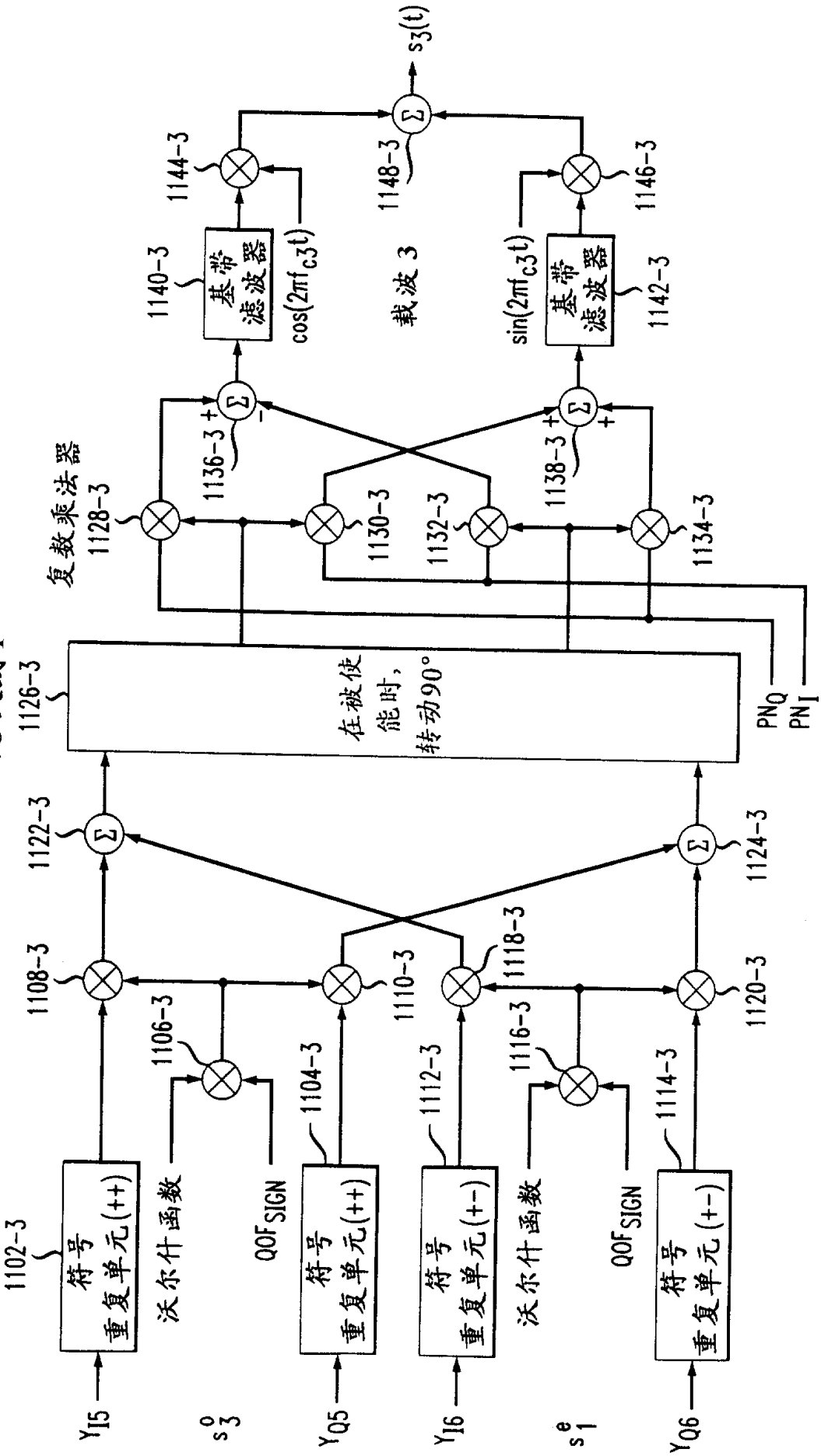
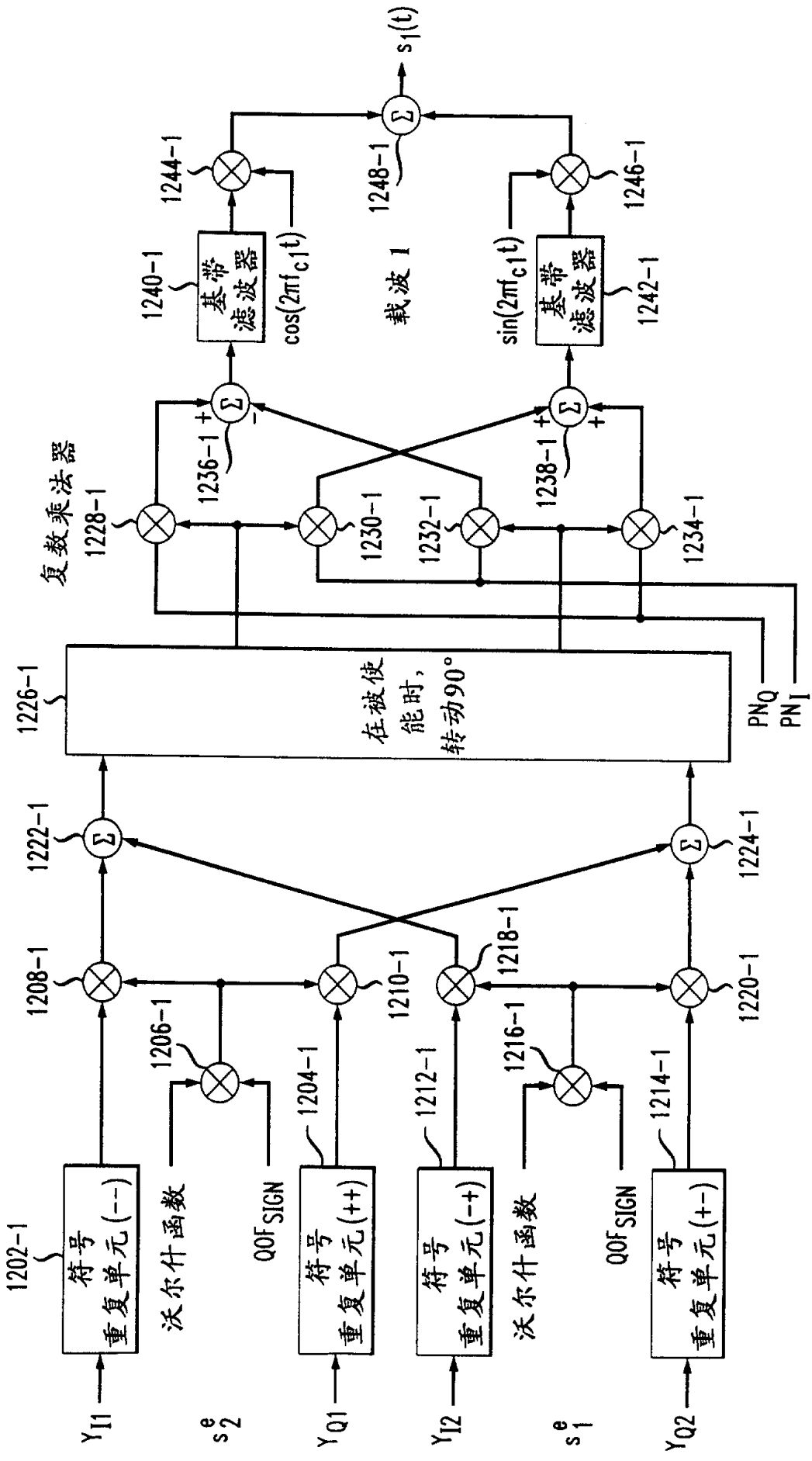

P/O 天线 1
1102-3
符号重复单元(++)
沃尔什函数
QOF SIGN
1104-3
符号重复单元(++)
1112-3
符号重复单元(+-)
沃尔什函数
QOF SIGN
1114-3
符号重复单元(+-)
$Y_{I5}$
$s_3^o$
$Y_{Q5}$
$Y_{I6}$
$s_1^e$
$Y_{Q6}$
1106-3
1108-3
1110-3
1116-3
1118-3
1120-3
1122-3
1124-3
1126-3
在被使能时，转动90°
$PN_Q$
$PN_I$
复数乘法器
1128-3
1130-3
1132-3
1134-3
1136-3
1138-3
1140-3
基带滤波器
$\cos(2\pi f_{c3}t)$
$\sin(2\pi f_{c3}t)$
1142-3
基带滤波器
载波 3
1144-3
1146-3
1148-3
$s_3(t)$

图 12A
P/O 天线 2


1202-1
符号重复单元(--)
1204-1
符号重复单元(++)
1212-1
符号重复单元(-+)
1214-1
符号重复单元(+-)
沃尔什函数
QOF SIGN
沃尔什函数
QOF SIGN
$Y_{I1}$
$Y_{Q1}$
$Y_{I2}$
$Y_{Q2}$
$s_2^e$
$s_1^e$
1206-1
1216-1
1208-1
1210-1
1218-1
1220-1
1222-1
1224-1
1226-1
在被使能时，转动90°
$PN_Q$
$PN_I$
复数乘法器
1228-1
1230-1
1232-1
1234-1
1236-1
1238-1
1240-1
基带滤波器
$\cos(2\pi f_{c1}t)$
$\sin(2\pi f_{c1}t)$
1242-1
1244-1
1246-1
1248-1
$s_1(t)$
载波 1

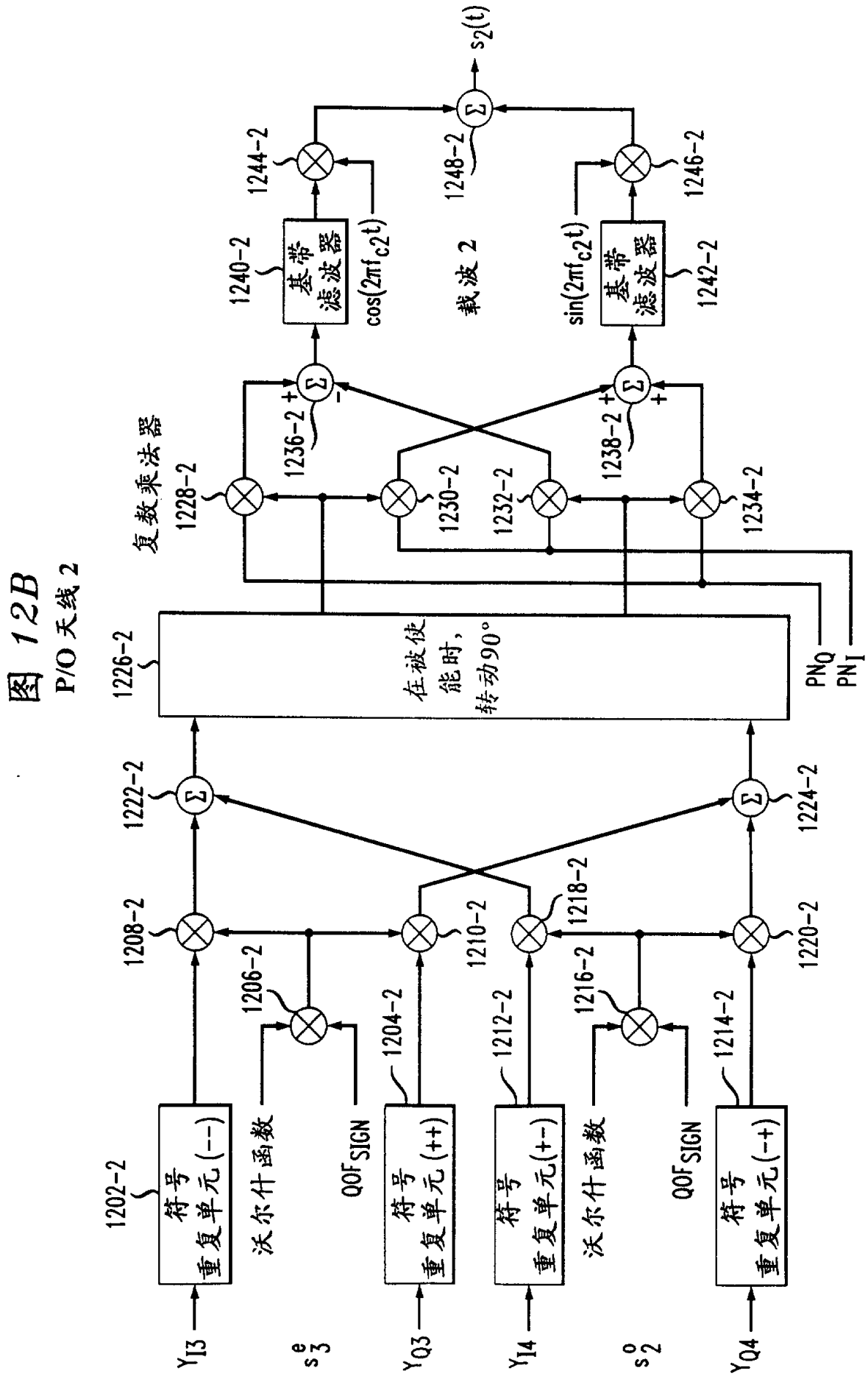
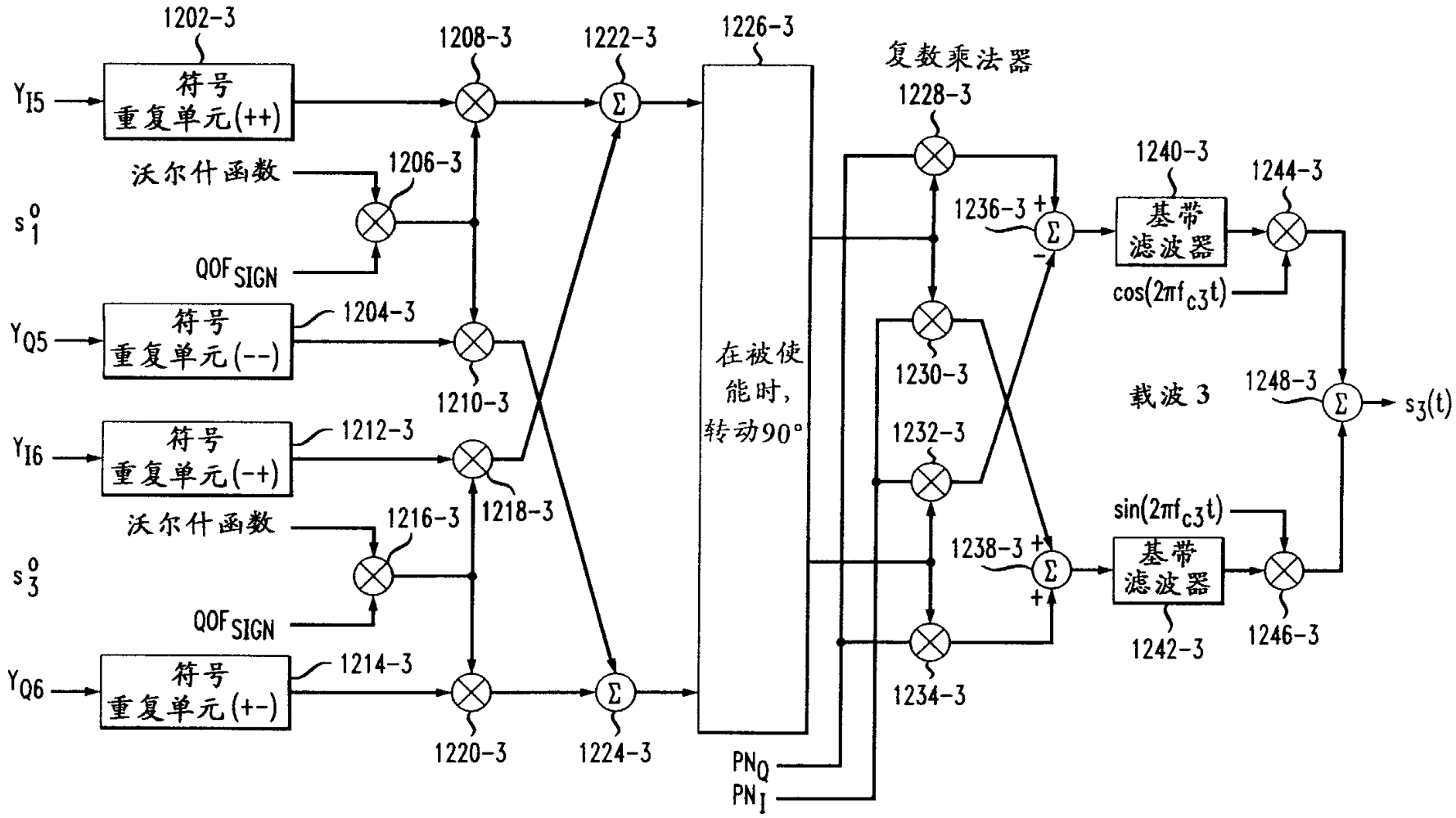


图 12B
P/O 天线 2
1202-2
符号
重复单元(--)
沃尔什函数
QOF SIGN
1204-2
符号
重复单元(++)
1206-2
1208-2
1210-2
1212-2
符号
重复单元(+-)
1214-2
符号
重复单元(-+)
1216-2
沃尔什函数
QOF SIGN
1218-2
1220-2
1222-2
1224-2
1226-2
在被使能时，转动90°
PNQ
PNI
复数乘法器
1228-2
1230-2
1232-2
1234-2
1236-2
1238-2
1240-2
基带滤波器
cos(2πfc2t)
1242-2
基带滤波器
sin(2πfc2t)
1244-2
1246-2
1248-2
载波 2
s2(t)
YI3
YQ3
YI4
YQ4
s3e
s2o

图 12C

P/O 天线 2



1202-3
符号
重复单元(++)
$Y_{I5}$
沃尔什函数
1206-3
$s_1^0$
$QOF_{SIGN}$
$Y_{Q5}$
符号
重复单元(--)
1204-3
$Y_{I6}$
符号
重复单元(-+)
1212-3
沃尔什函数
1216-3
$s_3^0$
$QOF_{SIGN}$
$Y_{Q6}$
符号
重复单元(+-)
1214-3
1208-3
1210-3
1218-3
1220-3
1222-3
1224-3
1226-3
在被使能时，转动90°
$PN_Q$
$PN_I$
复数乘法器
1228-3
1230-3
1232-3
1234-3
1236-3
1238-3
1240-3
基带滤波器
1242-3
$\cos(2\pi f_{c3}t)$
$\sin(2\pi f_{c3}t)$
1244-3
1246-3
1248-3
载波 3
$s_3(t)$

图 13

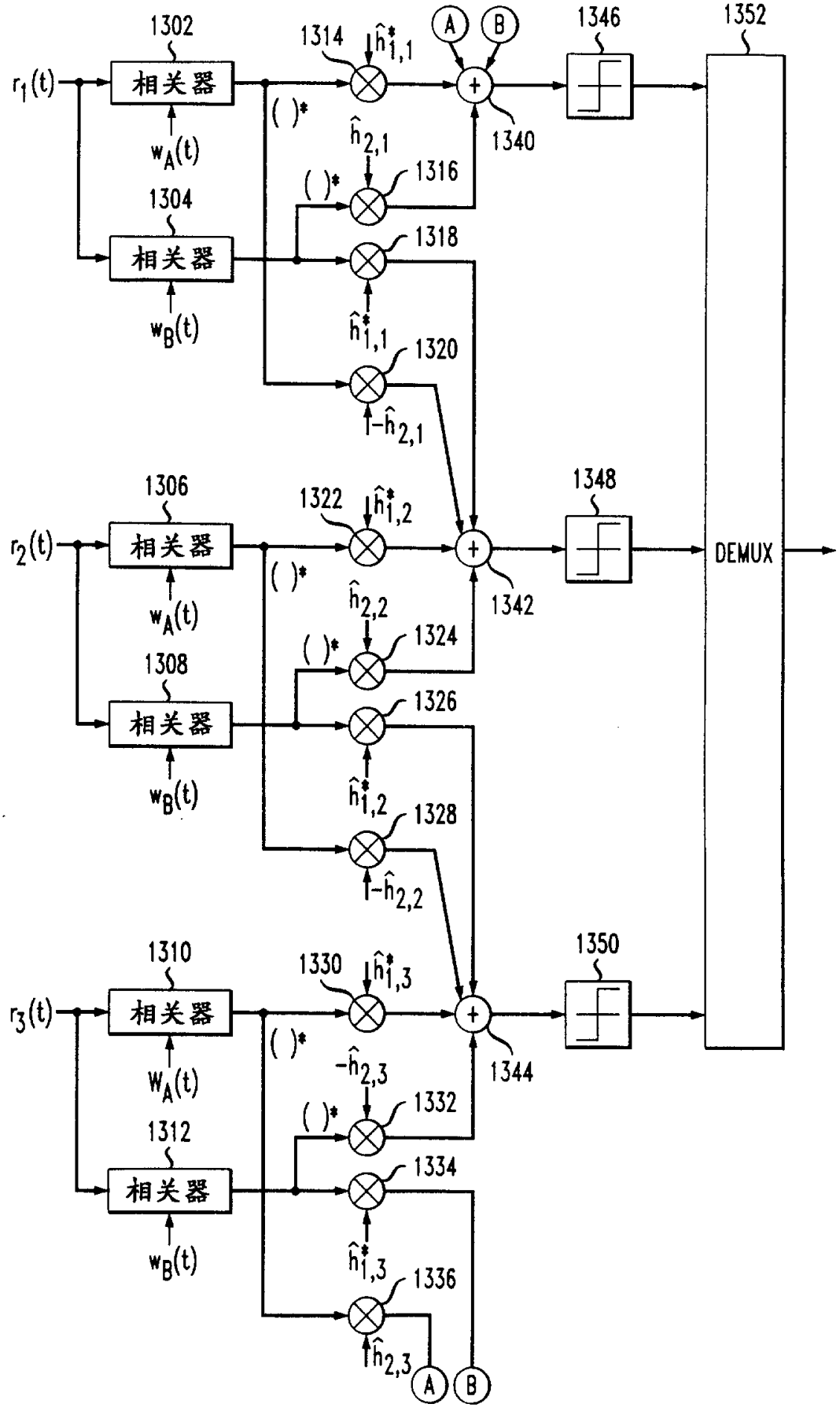
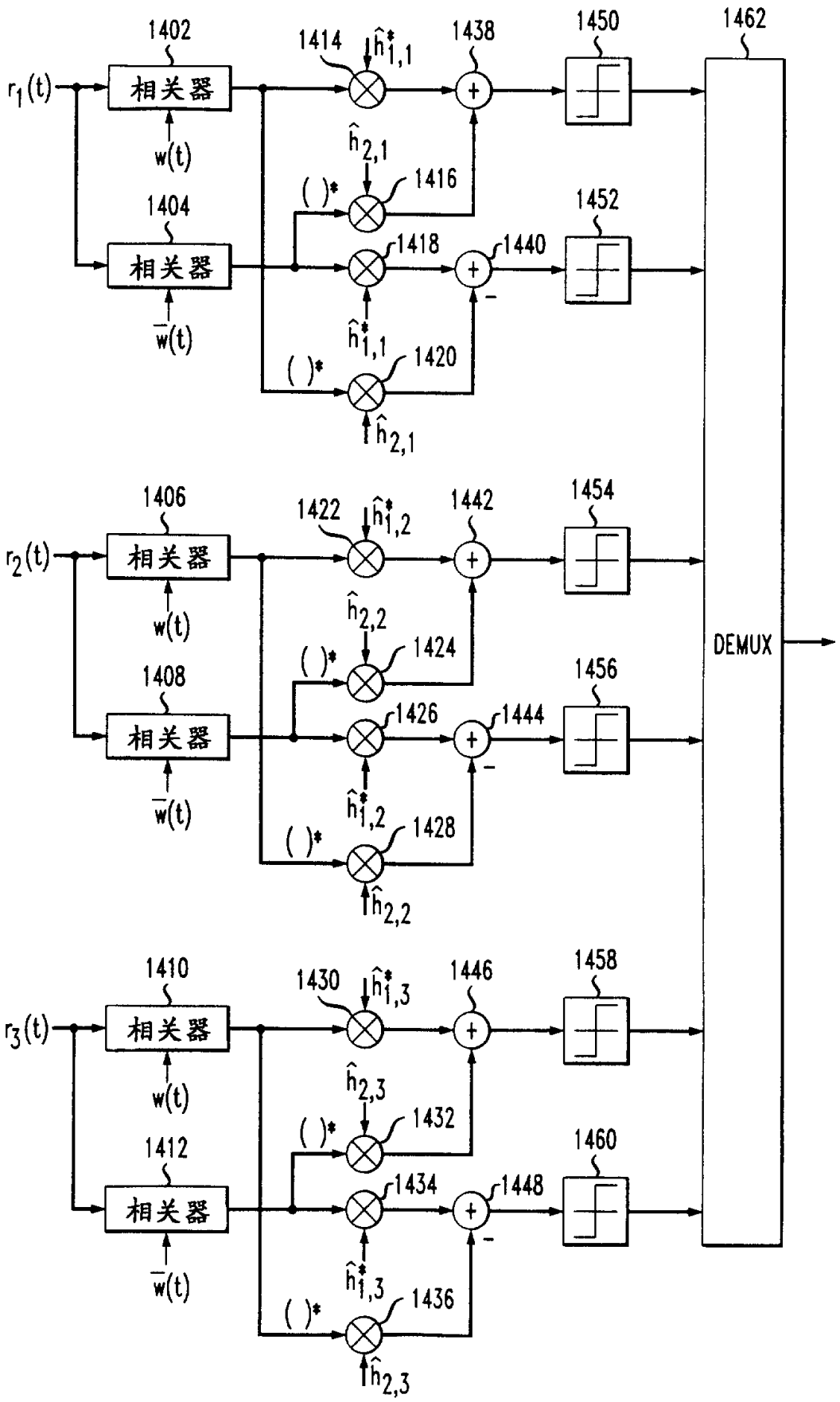

1302
相关器
$r_1(t)$
$w_A(t)$
1304
相关器
$w_B(t)$
1314
$\hat{h}^*_{1,1}$
( )*
$\hat{h}_{2,1}$
1316
1318
$\hat{h}^*_{1,1}$
1320
$-\hat{h}_{2,1}$
A
B
1340
1346
1352
1306
相关器
$r_2(t)$
$w_A(t)$
1308
相关器
$w_B(t)$
1322
$\hat{h}^*_{1,2}$
( )*
$\hat{h}_{2,2}$
1324
1326
$\hat{h}^*_{1,2}$
1328
$-\hat{h}_{2,2}$
1342
1348
DEMUX
1310
相关器
$r_3(t)$
$W_A(t)$
1312
相关器
$w_B(t)$
1330
$\hat{h}^*_{1,3}$
( )*
$-\hat{h}_{2,3}$
1332
1334
$\hat{h}^*_{1,3}$
1336
$\hat{h}_{2,3}$
1344
1350

图 14


1402
1414
1438
1450
1462
$r_1(t)$
相关器
$w(t)$
$\hat{h}^*_{1,1}$
$\hat{h}_{2,1}$
1416
( )*
1404
1452
1418
1440
相关器
$\bar{w}(t)$
$\hat{h}^*_{1,1}$
1420
( )*
$\hat{h}_{2,1}$
1406
1422
1442
1454
$r_2(t)$
相关器
$w(t)$
$\hat{h}^*_{1,2}$
$\hat{h}_{2,2}$
1424
( )*
1408
1456
1426
1444
DEMUX
相关器
$\bar{w}(t)$
$\hat{h}^*_{1,2}$
1428
( )*
$\hat{h}_{2,2}$
1410
1430
1446
1458
$r_3(t)$
相关器
$w(t)$
$\hat{h}^*_{1,3}$
$\hat{h}_{2,3}$
1432
( )*
1412
1460
1434
1448
相关器
$\bar{w}(t)$
$\hat{h}^*_{1,3}$
1436
( )*
$\hat{h}_{2,3}$