



# 权 利 要 求 书

1.一种在多个用户之间交流信息信号的数字通信系统，其特征在于，所述系统  
5 包括：

用于至少提供第一和第二电磁波束以接收所述用户发送的所述信息信号分量的装置；

用于分配所述第一电磁波束以接收通过第一传输路径传送的所述信息信号第一分量的装置，所述第一信息信号分量至少包括第一所述用户发出的第一信息信号的一部分；  
10

用于从所述第一接收信号中产生第一波束信号的装置；

用于通过对所述第一波束信号解调来产生第一波束跟踪信号的第一波束跟踪网；以及

用于根据所述第一波束跟踪信号分配所述第二电磁波束以接收所述第一信号分量并由此产生第二接收信号的波束切换装置。  
15

2.如权利要求1所述的系统，其特征在于，还包括用于从第二接收信号中产生第二波束信号的装置，用于产生所述第一和第二波束信号的所述装置包括用于为产生第一和第二抽样接收信号而对所述第一和第二接收信号进行采样的装置。

3.如权利要求2所述的系统，其特征在于，用于解调的所述装置包括根据所述  
20 所述第一波束跟踪信号至少对所述第一抽样接收信号的定时进行调节的装置。

4.如权利要求1所述的系统，其特征在于，所述波束跟踪网包括用于对所述信息信号的所述第一分量进行空间跟踪的装置，用于空间跟踪的所述装置包括一个通过累加所述波束跟踪信号来产生一累积误差信号的累加器。

5.如权利要求1所述的系统，其特征在于，用于提供所述第一和第二电磁波束的所述装置安装在所述数字通信系统的基站内，用于提供所述第一和第二波束的所述装置包括一个天线网。  
25

6.如权利要求1所述的系统，其特征在于，还包括用于提供第三和第四电磁波束以通过第二传输路径接收第二信息信号分量从而产生第三和第四接收信号的装置，所述第二信息信号分量包含所述第一信息信号的第二部分。  
30

7.如权利要求6所述的系统，其特征在于，还包括：

用于从所述第三和第四接收信号中产生第三和第四波束信号的装置；

用于为提供所述信息信号的第三和第四估计而对所述第三和第四波束信号进行解调的装置；以及

用于根据所述信息信号的所述第三和第四估计产生第二跟踪信号的第二跟踪网。  
35

8.如权利要求2所述的系统，其特征在于，还包括：

用于对所述第二波束信号进行解调的装置；

用于通过使所述第一波束信号与一组相应的信息符号序列相关联来产生一组符号估计信号的装置；

用于通过比较所述符号估计信号来选择一所述信息符号序列的装置。

5 9. 如权利要求 8 所述的系统，其特征在于，用于解调所述第一和第二波束信号的所述装置包括用于使所述被选中的一个所述信息符号序列与所述第二波束信号相关联的装置。

10. 一种在多个用户之间交流信息信号的数字通信系统，其特征在于，所述系统包括：

10 用于提供一组电磁波束以便接收多个用户发送的多个相应信息信号之多路径信号分量从而产生一组接收信号的装置；

用于根据所述接收信号组产生一组波束信号的装置；

用于在多个话务信道间分配所述波束信号的子集的切换装置，每个所述话务信道与所述多个用户中的一个相关；以及

15 用于从所述波束信号的第一子集中恢复第一所述信息信号的接收装置，所述波束信号的第一子集被分配予与第一所述用户相关的第一所述话务信道。

11. 如权利要求 10 所述的通信系统，其特征在于，所述第一接收装置包括用于处理所述第一信息信号之第一和第二多路径信号分量的第一和第二接收机指针。

20 12. 如权利要求 11 所述的通信系统，其特征在于，所述切换装置包括用于将所述波束信号的第一子集分配给所述第一接收机指针并将所述波束信号的第二子集分配给第二接收机指针的装置。

13. 如权利要求 10 所述的通信系统，其特征在于，所述第一接收机指针包括：

25 用于为提供所述第一信息信号相应的第一组估计而对所述第一组波束信号中包括的所述波束信号进行解调的第一解调器；以及

用于根据所述信息信号的所述第一组估计产生第一跟踪信号的第一跟踪网。

14. 如权利要求 13 所述的系统，其特征在于，所述第一解调器包括用扩频序列对包含在所述第一组波束信号内的所述波束信号去相关的装置。

30 15. 如权利要求 10 所述的系统，其特征在于，用于产生一组波束信号的装置包括：

用于对所述量化信号加权的装置；以及

用于对诸所述加权量化信号求和的装置。

35 16. 如权利要求 10 所述的系统，其特征在于，所述接收装置包括多个与所述切换装置耦合的接收机，每个所述接收机包括一个用于处理所述波束信号之一所述子集的接收机指针。

17. 一种在多个用户之间至少通过一个基站交流信息信号的数字通信系统，其

特征在于，所述系统包括：

一天线单元阵列，位于所述基站，用于提供第一组电磁波束以便接收所述多个用户发送的信息信号从而产生第一组接收信号；

5 第一波束形成矩阵，它与所述天线单元阵列耦合，用于根据所述接收信号组的抽样产生第一组波束信号，所述波束形成矩阵包括用于加权并组合所述接收信号中被选中抽样的装置；

切换装置，用于在多个话务信道之间分配所述波束信号子集，其中每个所述话务信道与所述多个用户中的一个相关；以及

10 一组接收机，它们与所述切换装置耦合，每个所述接收机包括用于从分配给一个所述话务信道的波束信号子集中抽取信息信号装置。

18. 如权利要求 17 所述的系统，其特征在于，还包括：

一远程天线单元阵列，它远离所述基站并与所述波束矩阵有效连接，用于提供第二组电磁波束以便接收所述多个用户发送的信息信号从而产生第二组接收信号；

15 第二波束形成矩阵，它与所述远程天线单元阵列耦合，用于根据所述接收信号组的抽样产生第二组波束信号，所述第二波束形成矩阵包括用于加权并组合包含在所述第二组接收信号内的所述信号中被选中抽样的装置，所述波束形成矩阵与所述切换装置内的一个切换矩阵有效连接。

20 19. 一种用于在数字通信系统内多个用户之间交流信息信号的方法，其特征在于，所述方法包括以下步骤：

提供第一和第二电磁波束，以便通过第一传输路径接收第一信息信号分量，从而产生第一和第二接收信号，所述第一信息信号分量至少包含第一所述用户发送的第一信息信号的一部分；

从所述第一和第二接收信号中产生第一和第二波束信号；

25 为了提供所述信息信号的第一和第二估计，对所述第一和第二波束信号解调；

根据所述信息信号的所述第一和第二估计产生第一跟踪信号。

30 20. 如权利要求 19 所述的方法，其特征在于，产生所述第一和第二波束信号的所述步骤包括为产生第一和第二抽样接收信号而对所述第一和第二接收信号进行采样的步骤。

21. 如权利要求 20 所述的方法，其特征在于，所述解调步骤包括根据所述第一跟踪信号对所述第一和第二抽样接收信号调节定时的步骤。

35 22. 如权利要求 19 所述的方法，其特征在于，所述跟踪步骤包括对所述信息信号的所述第一分量进行空间跟踪的步骤，所述空间跟踪的步骤包括通过累加所述跟踪信号来产生一累积误差信号的步骤。

23. 如权利要求 19 所述的方法，其特征在于，提供所述第一和第二电磁波束

的所述步骤是在所述数字通信系统的基站内进行的。

24. 如权利要求 19 所述的方法，其特征在于，还包括提供第三和第四电磁波束以便通过第二传输路径接收第二信息信号分量从而产生第三和第四接收信号的步骤，所述第二信息信号分量包含所述第一信息信号的第二部分。

5 25. 如权利要求 24 所述的方法，其特征在于，还包括以下步骤：

从所述第三和第四接收信号中产生第三和第四波束信号；

为了提供所述信息信号的第三和第四估计，对所述第三和第四波束信号解调；以及

根据所述信息信号的所述第三和第四估计产生第二跟踪信号。

10 26. 如权利要求 19 所述的方法，其特征在于，对所述第一和第二波束信号进行解调的所述步骤包括以下步骤：

通过使所述第一波束信号与一组相应的信息符号序列关联，产生一组符号估计信号；

通过比较所述符号估计信号，选择一个所述信息符号序列。

15 27. 如权利要求 26 所述的方法，其特征在于，对所述第一和第二波束信号进行解调的所述步骤包括使所述被选中的一个所述信息符号序列与所述第二波束信号关联的步骤。

28. 一种用于在数字通信系统内多个用户之间交流信息信号的方法，其特征在于，所述方法包括以下步骤：

20 提供一组电磁波束，以便接收多个用户发送的多个相应信息信号的多路径信号分量，从而产生一组接收信号；

根据所述接收信号组产生一组波束信号；

在多个话务信道之间分配所述波束信号的子集，每个所述话务信道与所述多个用户中的一个相关；并且

25 从波束信号的第一所述子集中恢复第一信息信号，其中第一所述子集被分配给与第一所述用户相关的第一所述话务信道。

29. 如权利要求 28 所述的方法，其特征在于，所述恢复步骤包括分别用第一接收机的第一和第二接收机指针处理所述第一信息信号之第一和第二多路径信号分量的步骤。

30 30. 如权利要求 29 所述的方法，其特征在于，所述分配步骤包括将波束信号的第一所述子集分配给所述第一接收机指针并将波束信号的第二所述子集分配给所述第二接收机指针的步骤。

31. 如权利要求 28 所述的方法，其特征在于，还包括以下步骤：

35 为了提供相应的所述第一信息信号的第一组估计，对包含在所述第一组波束信号中的所述波束信号解调；并且

根据所述信息信号的所述第一组估计，产生第一跟踪信号。

32. 如权利要求 31 所述的方法，其特征在于，所述解调步骤包括用扩频序列对包含在所述第一组波束信号内的所述波束信号去相关的步骤。

33. 如权利要求 28 所述的方法，其特征在于，产生一组波束信号的所述步骤包括以下步骤：

- 5 为了产生量化信号，对所述接收信号组进行采样；  
对所述量化信号加权；并且  
对诸所述加权量化信号求和。

# 说明书

5 扩频通信系统中的自适应扇区划分

## 技术领域

本发明涉及使用扩频信号的通信系统，尤其涉及一种扩频通信系统内新改进的自适应扇区划分的方法和装置。

## 背景技术

10 通信系统已经发展到可以从基地台单元向物理上不同的用户或者用户单元传输信息信号。模拟和数字方法都已用来在链接基地台和用户单元的通信信道上传输这种信息信号。数字方法相对于模拟技术有几种优点，包括例如改善对信道噪声和干扰的抗扰性、提高容量以及通过用户加密来改善通信的保密性。

在通信信道上以两种方向中的一种方向传信息信号时，信息信号首先转换成适于在信道上有效传输的形式。对信息信号的转换或者调制涉及到根据信息信号以这样的方式来改变载波的一项参数，即使得到的调制载波的频谱限制在信道带宽内。在接收单元，根据在信道上传播之后接收到的调制载波的型式(version)复制出原始的消息信号。这种复制通常是用消息传输期间所用的调制过程的逆过程来实现的。

20 调制还有助于多路传输，即在同一信道上同时传输几个信号。多路传输通信系统一般包括多个需要间歇服务而不是连续访问通信信道的远程用户单元。被设计得能与全部用户单元集中所选的子集进行通信的系统称为多址通信系统。

称为码分多址(CDMA)调制系统的特殊类型的多址通信系统可以根据扩频技术来实现。在扩频系统中，所用的调制技术使传输的信号扩展到通信信道内的宽频带上。其它的多址通信系统技术包括时分多址(TDMA)以及频分多址(FDMA)。然而，CDMA扩频调制技术在多址通信系统的这些调制技术上具有显著的优点。在1990年2月13日公告的、名称为“使用卫星或者地球中继站的扩频多址通信系统”的美国专利 No.4,901,307(已转让给本发明的受让人)揭示了在多址通信系统中使用CDMA技术。

30 在上面引用的美国专利 No.4,901,307 中，揭示的多址技术是大量移动系统用户各自具有收发信机，通过卫星中继站或者地球基站用CDMA扩频通信信号进行通信。在使用CDMA通信时，频谱可以多次使用，因此，可以增加系统用户的容量。使用CDMA的结果是得到的频谱效率比用其它多址技术得到的效率高

得多。

对于特殊的蜂窝式 CDMA 系统，基站与周围网孔区域内的用户单元之间的通信是通过按唯一的用户扩展码把每个传输的信号扩展到各个可用的信道带宽上来实现的。在这种 CDMA 系统中，扩展频谱的码序列由两种不同类型的序列来构成，每种类型具有不同的属性，以提供不同的功能。例如，所用的第一种类型序列是 I 和 Q 信道 PN 码，它被网孔或者扇形区内的所有信号共享。另外，每个用户则可用唯一的长 PN 码来识别，该码具有比 I 和 Q 信道 PN 码更长的周期。

参见图 1，图 1 示出了典型的 CDMA 通信网孔 10，在该网孔中设置有多个固定的和移动用户单元 12 和基站 14。用户单元 12 被分组成第一、第二和第三用户扇形区 16、18 和 20，每个扇形区支持相同数据的话务信道。基站 14 可以包括一组固定射束的天线(未图示)，专用于与各用户扇形区内的用户单元进行通信。另一方面，可以把一个三单元天线阵列用于把网孔分成具体的用户扇形区。

图 1 的系统的一个优点是基站 14 一般包括分集接收机，设置成单独接收各用户单元 12 传输的 PN 扩展波形的各多路径回波。多路径回波可能是由传播环境中目标对传输的用户信号的反射产生的。然后，各个多路径信号在专用于接收特定多路径信号的单独的接收“指针”内进行时间对齐，并进行组合，以改善信号噪比。当网孔 10 分割成几个扇形区(例如，6 个扇形区)时，则各扇形区分配到的波束较窄。这增加的扇形分区可能不利地阻碍了对各聚集的扇形波束外的那些多路径信号的接收，从而不希望地减小了信噪比。

因此，本发明的目的在于提供一种自适应分区技术，它在数字通信系统中，能单独地跟踪和接收从用户传输出的和传输给用户的直接和多路径信号。

#### 发明内容

本发明提供了一种自适应地对诸如蜂窝通信系统等数字通信系统内的信通资源进行分区的系统和方法。该系统包括天线装置，用于至少提供第一和第二电磁波束，以接收多用户中特定的一个用户传输的第一信息信号，从而产生第一和第二接收信号。然后根据第一和第二接收信号产生第一组波束形成信号。

设置解调接收机，用于至少解调包括在第一组波束形成信号内的第一和第二波束形成信号，从而产生第一和第二解调信号。系统还包括跟踪网络，基于与第一和第二解调信号的比较，跟踪从各种位置和入射角接收到的多路径信息信号。

#### 附图概述

本发明的其它目的和特征根据下面结合附图的详细描述和所附的权利要求将变得更明显，在附图中：

图 1 示出了典型的多址通信系统，在该通信系统中，设置有多个用户单元和



一个基站。

图 2 示出了根据本发明的扩频通信系统的较佳实施例，在该系统中接收直接传输的多路径信号。

图 3 示出了适用于本发明较佳实施例的扩频发射机的方框图。

5 图 4 是典型的 RF 发射机的方框图。

图 5A 提供了根据本发明构成能自适应分区的基站接收网络的方框图。

图 5B 示出了包括特定信道单元的基站接收网络的方框图。

图 5C 示出了包括以远程位置分开设置的天线阵列的基站接收网络的方框图。

10 图 5D 图示了设置成处理一组下变频的数字天线波束信号的自适应 RAKE 接收机。

图 6 示出了包括用以接收水平和垂直极化信号的天线单元的接收天线阵列。

15 图 7 示出了包括在开关矩阵内的为给定的输入波束信号与各输出话务信道之间精确地提供一个信号路径的开关装置。

图 8 是基站接收网络内的典型分集接收机的方框图。

图 9 提供了右/左波束处理器的详细表述。

图 10 示出了与典型分集接收机的第一接收机指针相关的波束跟踪存储器的方框图。

20 图 11 提供了圆形天线阵列的图示。

## 本发明的实施方式

### 1.引言

25 如下文所述，本发明关注在扩频通信系统内自适应地控制一个或多个天线阵列产生的波束图形。在较佳的实施方案中，一个或多个天线阵列在蜂窝式通信系统的网点基站上聚集成组。根据本发明，提供单独的波束组，以接收与各系统用户关联的用户单元来的直接和间接(即多路径)信号传输。新颖的跟踪网络可以单独在时间和空间上跟踪从给定的用户来的直接和多路径信号传输。如下所述，“时间跟踪”是通过调节相位起作用的，在该相位上接收到的信号根据解调接收到的信号的结果与 PN 扩展序列相关。

30 参见图 2，图 2 示出了本发明的扩频通信系统 20。在通信系统 20 内设置有多个固定的和移动用户单元 22、第一和第二基站 24 和 26 和控制站 30。每个基站 24 和 26 包括一接收用户单元 22 的信号的天线阵列(未图示)。在系统 20 中，分配给每个用户单元 22 一个唯一的伪随机(PN)码，因而，可以对在与用户单元

22 相关的多个“话务信道”上传输的用户信号之间进行辨别。即使所有系统话务信道可能在单个射频信道上传输，仍能进行这种辨别。

如图 2 所示的，用户单元 22a 发射的信息信号 S 入射到位置最近的第一目标 34(例如建筑物)。可以看出信号 S 由基站 24 和 26 直接接收，而信号 S 的第一多  
5 路径分量( $S_{m1}$ )由目标 34 反射到基站 26。根据本发明，由基站 24 和 26 在时间和空间上分别跟踪信号 S 和  $S_{m1}$ 。在基站 24 和 26 解调之后，把解调后的信号 S 和  $S_{m1}$  传输给控制站 30。在控制站 30 内，解调后的信号被按时间对齐，并组合到扩频分集接收机内。下面详细描述这种分集接收机的一种较佳实现方案。

根据本发明，各基站的天线阵列产生天线方向图，可以称为包括一组相邻电  
10 磁“波束”，它们在空间上可以部分重叠。第一和第二波束子集可以由基站 26 提供，以分别跟踪和接收信号 S 和  $S_{m1}$ 。在较佳实施例中，动态地分配不同的波束子集，响应于基站 26 上的入射角的变化跟踪和接收信号 S 和  $S_{m1}$ 。这些变化可能是由于例如用户单元 22a 的运动或者目标 34 之一的移动引起的。在例如基站 26 设置在轨道卫星上的实施例中，基站 26 的运动也可能引起相似的入射角变分。

15 在基站 26 内，设置成分集接收机，它包括专用于接收直接传输的信号 S 的“指针”和用于接收多路径信号  $S_{m1}$  的指针。在每个指针用与用户单元 22a 相关的 PN 码解调了接收到的信号之后，对解调后的信号进行按时间对齐，并进行组合。这样，组合信号得到的信息信号的信噪比相对于用仅在单个传输路径上接收到的信号获得的信噪比有所改善。

## 20 II. 详细描述

### A. 扩频信号传输

参见图 3，图 3 示出了适于引入用户单元 22(图 2A-B)内的扩频发射机的方框。在较佳实施例中，在用户单元到基站链路上，即在“反向”链路上采用诸如二进制、四进制或 C 进制信号的正交信令形式提供合适的信噪比。另外，C 进制  
25 正交信号技术被认为比例如科斯塔斯环(Costas loop)或相干相移键控(coherent PSK)技术更不受瑞利衰落或者相似衰落引起的信号恶化的影响。但应当理解，在例如基站设置在轨道卫星上的实施例中，其它的调制技术也可以改善信噪比。

在图 3 的发射机中，把由例如由声码器转换成数据的声音组成的数据位 100 提供给编码器 102，在编码器 102 内根据输入数据速率对这些位进行卷积编码。  
30 当数据比特率小于编码器 102 的处理比特率时，可以用代码符号的重复码，使编码器 102 重复输入数据位 100，以与编码器 102 的工作速率一致的比特率产生重复的数据流。在典型的实施例中，编码器 102 以 9.6 千比特/秒的正常速率( $R_b$ )接收数据位 100，并产生  $R_b/r$  个符号/秒，其中“r”表示编码器 102 的码率(例如

1/3)。然后把已编码的数据提供给交错器 104，进行块交错。

在 64 进制(即  $C=64$ )正交调制器 106 中，以  $(1/r)(R_b/\log_2 C)$  个符号/秒的速率把这些符号分组成包含  $\log_2 C$  个符号的字符，可能有  $C$  个字符。在较佳实施例中，把每个字符编码成长度为  $C$ (例如  $C = 64$ )的 Walsh 序列。即，每个 Walsh 序列包  
5 括 64 个二进制位或称为一个“片段(chips)”，有一组长度为 64 的 64 个 Walsh 码。64 个正交码对应于  $64 \times 64$  的 Hadamard 矩阵的 Walsh 码，其中，Walsh 码是矩阵的一行或一列。

可以看出调制器 106 产生的 Walsh 序列提供给异或组合器 108，然后在组合器内用特定用户单元 22 的 PN 码进行“覆盖”或与之相乘。这种“长”PN 码以  
10 速率  $R_c$  由 PN 长码发生器 110 根据用户 PN 长码表征码来产生。在一个典型的实施例中，长码发生器 110 以典型的  $1.2288\text{MHz}$ ( $R_c=1.2288\text{MHz}$ )的速率工作，以每个 Walsh 片段产生 4 个 PN 片段。

参见图 4，图 4 示出了 RF 发射器 150 的典型的具体例子。在码分多址(CDMA)扩频应用中， $PN_I$  发生器 152 和  $PN_Q$  发生器 154 向异或组合器 156 和 158 分别提供一对短的 PN 序列， $PN_I$  和  $PN_Q$ 。 $PN_I$  和  $PN_Q$  序列分别对应于同相(I)和正交相  
15 (Q)通信信道，其长度(32,768 个片段)一般比各用户长 PN 码的长度短得多。然后把得到的 I 信道码扩展序列 160 和 Q 信道码扩展序列 162 通过基带滤波器 164 和 166。滤波后的 Q 信道序列可以用  $1/2PN$  片段进行可选的延迟，以补偿 RF 放大器的非线性。

设置有数模(D/A)转换器 170 和 172，分别把数字 I 信道和 Q 信道信息转换成模拟形式。D/A 转换器 174 和 176 产生的模拟波形与本地振荡器(LO)载波频率信号  $\text{Cos}(2\pi ft)$  和  $\text{Sin}(2\pi ft)$  一起分别提供给混合器 188 和 190，在那里进行混合，并提供给加法器 192。正交相位载波信号  $\text{Sin}(2\pi ft)$  和  $\text{Cs}(2\pi ft)$  由合适的频率源(未图示)提供。这些混合后的 IF 信号在加法器 192 内相加，并提供给混合  
20 器 194。

混合器 194 把相加后的信号与频率合成器 196 的 RF 频率信号混合，以向 RF 频带提供上变频。RF 信号包括同相(I)和正交相(Q)分量，它们可以经带通滤波，并输出到 RF 放大器(未图示)。应当理解，RF 发射器 150 不同的实现方法可以使用此处没有描述的各种信号相加、混合滤波以及放大技术，这些技术是该技术领域是众所周知的。同样，其它已知的编码和调制形式也可以改善另一些实施例的性能。  
25

## B. 基站接收网络的概述

现在转到图 5A，图 5A 示出了根据本发明构成的基站接收网络 210 的方框

图。在图 5A 和图 5B 的典型实施例中，基站天线阵列分布在与接收网络 210 的信号处理部分相同的位置上。如下面参照图 5C 和 5D 所作的描述，天线阵列也可以分布在远程位置上，通过光纤通信链路等方法建立与接收网络的其余部件的通信。

5 参见图 5A，可以看出在一组 M 信号线 212 上设置有 M 个单元的天线阵列(未图示)。在典型的实施例中，天线阵列包含多个(M)全向天线单元，绕圆周均匀地分布，因而能接收不同方向入射的信号。在下面的 F 部分提供了对典型圆周阵列的详细描述。

10 如图 5A 所示，信号线 212 连接到 IF 下变频器 214 上，它的工作是把天线阵列来的信号下变频成一组 IF 信号 218。然后用单独的模数转换器(用模数(A/D)转换器 220 集中表示)对各 IF 信号 218 进行取样。A/D 转换器 220 以约等于 PN 扩展率 4 倍的速率产生一组 M 个复数值数字信号( $I_i, Q_i$ )，其中， $i = 1$  至 M。因此，在一典型的实施例中，取样速率等于  $4 \times 1.2288$ ，或者等于 4.912MHz。如果与 A/D 转换器 220 一起使用内插滤波器，则取样速率可以减小到接近奈奎斯特(Nyquist)速率。

15 把数字信号( $I_i, Q_i$ )提供给波束形成网络 224，它工作成产生一组 N 个数字波束信号  $B_z$ ，其中  $z = 1$  至 N， $N = (L)(M)$ 。N 个波束信号  $B_z$  以下面方式形成：

$$B_z = \sum_{i=1}^M (I_i + jQ_i) g_{iz} \quad (1)$$

20

其中，每个加权系数  $g_{iz}$  包含一个复数。如下所述，加权系数  $g_{iz}$  这样选择，即使每个波束信号  $B_z$  对应于 M 单元天线阵列产生的所要求的接收天线方向图。与各信号  $B_z$  相关联的天线波束的形状和方向可用自适应的方法，通过动态地改变加权系数  $g_{iz}$  的复数值来改变。另外，可以对参数 L 选择，应能使与所选信号组  $B_z$  相关联的天线波束之间重叠达到所要求的程度。例如，当 L 大于 1 时，与某些波束信号  $B_z$  组合相关联的天线波束在空间上必须重叠。

25

每个数字波束信号  $B_z(z=1$  至 N)均提供给多个信道单元，其中之一图示在图 5A 中。每个信道单元对移动用户终端与基站之间的单个通信链路(例如，电话)完成其余的信号处理和检测功能。响应于控制器 244 提供的波束选择信号，每个信道单元内的开关矩阵 228 选择波束信号  $B_z$  的一个子组，交信道单元进行处理。一个或多个搜索接收机 227 用于识别从与该通信信道相关联的移动用户单元接收到的最强的信号。即，搜索接收机 227 一般工作成测量移动用户单元传输的在传播相应的不同距离后在不同时刻到达基站的各种多路径分量的强度。在较佳实施

30

例中，开关矩阵 228 选择 J 个组，每组具有选择一个或多个波束，由 J 个一组的相关接收机 230 进行处理。这种选择基于搜索接收机 227 提供给控制器 244 的搜索结果。即，控制器 244 确定把波束信号  $B_z$  中的哪个波束信号提供给各相关接收机 230，对各移动用户单元的哪个多路径信号分量进行处理。控制器 244 还可以工作成调整波束形成网络 224 内的加权系数，它根据波束信号  $B_z$  改变波束方向图的形状和/或方向。天线波束方向图一般形成为在接收最集中的移动单元信号传输的那些方向上有最大增益。另一方面，在波束形成网络 224 内可以形成相当多的波束，以使与各信道单元相关联的波束方向图“定制成”与特定应用中要求的一样。

10 再参见图 5A，各相关接收机 230 产生的解调后的信号被提供给组合器模块 235。在组合器模块 235 内，对解调后的信号进行组合，并提供给去交错器和译码网络(未图示)。在典型的实施例中，根据 Viterbi 译码算法对去交错的信号进行译码，并随后提供给声码器或者其它功能单元。

15 现在参见图 5B，图 5B 示出了基站接收网络 210 的方框图，其中包括了特定信道单元。波束形成网络 224 以与上述参照图 5A 所述的基本相同的方式产生数字波束信号  $B_z(z=1$  至  $N)$ 。

再把数字波束信号  $B_z(z=1$  至  $N)$  提供给所选的信道单元的开关矩阵 228，它被设计成把各组波束信号  $B_z$  分配给分别包括在相关接收机 230 内的一组分集接收机 232a-232j。各开关矩阵 228 包含设计成把  $N = (L)(M)$  波束信号输入端连接到一组  $P = J*3K$  输出的单向电路。开关矩阵 28 的 P 输出被再分成一组与分集接收器 232a-232j 相关的话务信号，把 J 个用户中的每个用户分配给 J 个话务信道之一(即 J 个信道单元之一)。在一典型实施例中，各分集接收机 232 工作成处理在一组  $K - 1$  个传输路径上从特定用户接收到的信号，其中 K 表示各分集接收机 232 的接收机“指针”的数量。如下所述，各接收机 232 的接收指针之一一般专  
25 用于搜索从特定用户单元接收到的最强信号。

每个“指针”单元构成完整的解调接收器，它包括相位和时间跟踪电路，以解调由此接收到的时间上分散的多路径信号的所选时间分量。如美国专利 No.5,109,390、名称为 CDMA 蜂窝式电话系统内的分集接收机(该专利已转让给本发明的受让人，援引在此，以作参考)所描述的，分集 RAKE 接收机可以由一个或多个这样的接收指针组成。在本发明的一个典型实施例中，由分布在移动站内的三指针 RAKE 接收机和基站内的四指针 RAKE 接收机为各话务信道进行服务。注意，额外的“搜索机”PN 相关电路一般用于识别和测量，而不在时间和/或相位上跟踪在有源通信信道上交换的某些导频和控制信号。

在与各用户单元相关联的  $K-1$  个传输路径上传播的信号包含由分配给各用户单元的“话务信道”载运的信号。在较佳实施例中，把至多  $3K$  个波束信号  $B_z$  分配给各话务信道。即，三个相邻天线波束的子组用于接收给定接收机指针处理的多路径信号。如果分配给不同接收机指针的两个或两个以上个信号在空间上的位置相近，可以分配 3 波束子组来接收两个或两个以上个信号中的每一个。在这种情况下，把少于  $3K$  个波束信号分配给话务信道。

参见图 5B，用于接收各单元入射的信号三波束的配置能使波束跟踪网络 240a-240j 在空间上跟踪各接收到的信号。例如，假设已经把基站天线阵列产生的第  $j$  个波束识别成载运与给定接收指针相关联的三个天线波束中的最强信号。则可以如下面详细描述的一样，通过根据“右”“左”相邻天线波束(即波束  $j \pm 1$ ) 的能量差计算空间跟踪信号来实现空间跟踪。由相关的跟踪总线 242a-242j 把从各波束跟踪网络 240a-240j 得到的  $K$  个空间跟踪信号的每个传送给控制器 244。每条跟踪总线 242a-242j 由一组对应于各分集接收机 232a-232j 的  $K$  个指针的  $K$  条信号线组成。如果跟踪信号指出从“右”波束  $j+1$  接收到的信号明显强于从“左”波束  $j-1$  接收到的信号，则控制器 224 可改善接收，这可通过指令开关矩阵 228 把该组波束从给定的接收指针  $j$ ， $j \pm 1$  转换到  $j$ ， $j+1$ ， $j+2$  上。

在一较佳的实现方案中，把在给定指针的右和左波束上接收到的信号的解调定时偏移量到预定的量。即，把由右和左波束(即波束  $j \pm 1$ )载运的信号解调定时偏移成把波束  $j \pm 1$  之一指定成“前”波束，而把另一波束指定成“后”波束。各波束跟踪网络 240a-240j 根据在与各接收指针相关联的右和左波束上接收到的信号之间的能量差产生跟踪信号。例如，再假设基站天线阵列产生的波束  $j, j \pm 1$  对应于与给定接收机指针相关的三个天线波束。相关跟踪总线 242a-242j 提供给控制器 244 的跟踪信号根据从右和左波束(即，波束  $j \pm 1$ )获得的解调后的信号内的能量差进行计算。然后由控制器 244 调整相关的分集接收机 232a-232j 内的解调定时。

图 5C 示出了包括分布在远程位置上的基站接收网络 210' 的方框图。参见图 5C，可以看出  $M$  单元天线阵列(未图示)在信号线 212' 上提供了一组接收到的信号。在典型的实施例中，天线阵列包含多个( $M$  个)全向性天线单元，绕圆周均匀分布，从而能接收从任一方向入射的信号。

在另一实施例中， $M$  单元天线阵列可以用矩形格栅的  $M$  全向天线单元代替。然后选择与格栅内的各单元相关联的加权系数，以形成任意方向的波束。在通常情况下，通过使用适当的波束形成电路与加权系数的预计算表，可用任意的天线单元配置形成任意方向上的波束。

如图 5C 所示, 把天线阵列的信号线 212' 连接到工作成把接收到的信号下变频成一组 IF 信号 218' 的 IF 下变频器 214' 上。然后在模/数 (A/D) 转换器 220' 内对 IF 信号 218' 进行取样, 产生一组复数数字信号  $(I'_i, Q'_i)$ , 其中  $i=1$  至  $M$ 。在较佳实施例中, A/D 转换器 220' 的取样速率选择成接近 PN 扩展速率的 4 倍。因此, 在一典型实施例中, 取样速率等于  $4 \times 1.2288$  或者等于  $4.912\text{MHz}$ 。如果内插滤波器与 A/D 转换器 220' 一起使用, 则可以把取样速率减小到奈奎斯特(Nyquist) 速率。

由多路复用器 226 选择性地把数字信号  $(I'_i, Q'_i)$  ( $i=1$  至  $M$ ) 转换成串行信号流, 并提供给调制器/编码器 228'。在图 5C 的实施例中, 天线阵列、A/D 转换器 220'、多路复用器 226' 和调制/编码器 228' 所处位置远离开接收网络 210' 的信号处理单元。远程位置来的信息经通信链路 229' (例光纤) 提供给位于中央处理处的或者基站上的解调/译码网络 230'。调制/编码器 228' 工作成调制和编码来自远程位置的信息, 以确保在通信链路 229' 上进行可靠的传输。应当理解, 所用的具体调制和编码格式可以随通信链路 229' 的特征而不同。还应理解, 进行这种调制和编码只是为了提高远程数据传输的完整性。因此, 图 5C 中用虚线示出的这些部件表示了电路元件 226'-231' 是可选用的。

然后由去复用器 231' 把解调器/译码器 230' 产生的经解调和经译码的信号分配给一组  $J$  个波束形成网络 224a'-224j'。如上所述, 每个波束形成网络 224a'-224j' 产生一组  $Q$  波束信号, 由对应的分集接收机 232a'-232j' 进行处理。参数  $Q$  等于下面的乘积:

- (i) 各分集接收机 232a'-232j' 的“指针”数, 和
- (ii) 分配给各指针的波束数。

在较佳实施例中, 具有三个相邻天线波束的子组用于接收由指定接收机指针处理的多路径信号。如果分配给不同接收机指针的两个或两个以上个多路径信号在空间位置上接近, 则可以分配相同的 3 波束子组来接收两个或两个以上个信号中的每个信号。在这种情况下, 将把少于  $Q/3$  个波束信号分配给话务信道。波束的这种布置能使波束跟踪网络 240a'-240j' 在时间和空间上实现对各接收到的波束信号的跟踪。除了控制器 244' 单独向各波束形成网络 224a'-224j' 提供波束选择信息之外, 这种跟踪基本上如上所述进行。

现在参见图 5D, 图 5D 示出了自适应波束 RAKE 接收机的方框图, 它设置成处理诸如 A/D 转换器 220(图 5A) 输出的一组  $M$  个下变频的数字化天线波束信号。把  $M$  个天线信号分配给一组  $J$  个信道单元, 图 5D 示出了其中之一。各信道单元为移动用户终端和基站之间的单个通信链路(例如, 电话呼叫)进行其余的信

号处理并进行功能检测。响应于控制器 224'提供的波束选择信息,在各信道单元内的开关矩阵 233'选择 M 个接收到的阵列信号子组,由信道单元进行处理。一个或一个以上个搜索接收机 227'用于识别从与该信道单元相关联的移动用户单元接收到的最强信号。即,搜索接收机 227'一般工作成测量移动用户单元传输的在传播相应的不同距离后在不同时刻到达基站的各种多路径分量的强度。在较佳实施例中,各信道单元内的开关矩阵 233'选择一个或多个阵列信号的 J 个组,由在信道单元内的 J 个一组的相关接收机 230'进行处理。这种选择基于搜索接收机 227'提供给控制器 244'的搜索结果。即,控制器 244'确定把天线阵列产生的 M 个信号中的哪个波束信号提供给各相关接收机 230',对各移动用户单元的哪个多路径信号分量进行处理。

各信道单元的开关矩阵 233'选择出的天线阵列的数字化信号提供给该信道单元内的波束形成网络 224'。波束形成网络工作成产生一个或多个数字波束信号,由各相关接收机 230'进行处理,它把选出的阵列信号与一组加权系数线性组合,加权系数选择成使接收机 230'处理的最强接收多路径分量的信噪比最大。这一般将造成选择的加权系数使波束增益在由搜索接收机 227'所确定的接收到的最强多路径信号分量的方向上达到最大。可以把多于一个的波束提供给各相关接收机 230',这是由于各接收机 230'处理的一个或多个多路径信号分量一般从不同方向到达基站。控制器 244'可以以自适应的方式,动态地改变各加权系数的值来改变与各波束信号相关联的天线波束的形状和方向。同样可以控制其它信道单元(在图 5D 中未图示)选出的波束,使那些单元处理的信号的信噪比最大。

再参见图 5D,各信道单元的相关接收机 230'参与对移动用户终端与基站之间的单个通信链路完成其余的信号的处理功能。把各相关接收机 230'处理的经解调信号提供给组合器模块 235'。在组合器模块 235'内,把经解调的信号进行组合,并提供给去交错器和译码网络(未图示)。在一典型的实施例中,根据 Viterbi 译码算法对去交错的信号进行译码,并随后提供给声码器或者其它功能单元。图 5D 实施例主要优点是开关矩阵需要处理较少的波束信号。虽然或许需要提供额外的波束形成元件,但是这可能使得电路的实现成本上是最有效的。

在图 5A - 5D 中,分配给特定话务信道的天线波束宽度随相关用户单元与基站之间的距离而变化。预先把较宽的波束分配给与基站较近的用户单元,而把宽度较窄的波束分配给更远的用户单元。

### C. 波束形成网 ( Beam-Forming Network )

参照图 6,可用另一种方式实现接收天线阵列,使其包括的天线单元能接收水平和垂直极化的信号  $(I_i, Q_i)_h$  和  $(I_i, Q_i)_v$ 。在该实施例中,利用独立



的波束形成网 224a 和 224b 来提供与水平和垂直极化的波束图形分别对应的独立的波束形成信号组  $B_{z,h}$  和  $B_{z,v}$ 。波束形成网 224a 和 224b 按照以下表达式分别产生信号  $B_{z,h}$  和  $B_{z,v}$ ：

$$5 \quad B_{z,v} = \sum_{i=1}^M (I_i + jQ_i) v g_{iz} \quad (2)$$

$$B_{z,v} = \sum_{i=1}^M (I_i + jQ_i) v g_{iz} \quad (3)$$

其中，与方程（1）的情况相同， $z=1$  至  $z=(L)(M)$ 。

10 在图 6 的实施过程中，波束信号组  $B_{z,h}$  和  $B_{z,v}$  都可以用同一开关矩阵进行处理。另外，尽管一般不会将第  $i$  对波束信号  $B_{(z,h)i}$  和  $B_{(z,v)i}$  分配给接收机中与某一特定的话务信道相关的同一指针（finger），但是所给接收机的不同指针可以独立使用每个信号。例如，在上述援引的美国专利第 4,901,307 号中描述了实现如图 6 阵列所预期的有关选择性极化实施的其他详细情况。

#### 15 D. 开关矩阵

在以下对开关矩阵 228（图 5A）的描述中，假设与连续波束信号  $B_i$  和  $B_{i+1}$  相关的天线波束是空间相邻的。在一般情况下（ $L>1$ ），每对相邻的波束（即  $B_i$  和  $B_{i+1}$ ）将在空间中重叠。参照图 5A，用记号  $T_{j,k,m}$  可以识别开关矩阵 228 的  $P=J*3K$  输出端所支持的  $J$  话务信道。特别是，第一个下标  $j$  可以设为数值  $0, 1, \dots, J-1$ ，并且指定  $J$  个话务信道中的一个。第二个下标  $k$  用于识别话务信道中某一特定的传输路径（即，指针），并且设为数值  $0, 1, \dots, K-1$ 。第三个下标  $m$  为  $m=0, 1$  或  $2$ ，可识别三个相邻天线波束中分配给某一特定话务信道指针的天线波束。

25 在例举的实施例中，根据以下情况将输入波束信号  $B_i$  分配给开关矩阵话务信道输出端：

1) 对于每个话务信道  $T_j$ ，与其关联的  $3K$  个输出端中的每一个都与不同的输入波束  $B_i$  链接。另外，与某一给定话务信道相连的输入波束信号组  $B_i$  一般包含  $K$  群，每群包括三个空间相连的波束组。例如，如果  $K=3$ （即，3 个信道指针），那么波束组  $B_{i-1}, B_i, B_{i+1}, B_{j-1}, B_j, B_{j+1}, B_{k-1}, B_k$  和  $B_{k+1}$  与上述话务信道相连。

2) 每个输入波束信号  $B_i$  可以与一个或多个话务信道相连。但是，如果将一波束信号  $B_i$  提供给某一给定的话务信道，那么它将被提供给

分配于该信道的 一个且只有一个开关矩阵输出端。

3)输入波束信号  $B_i$  与话务信道输出端  $T_{j,k,m}$  之间的连接可用一个矩阵来描述, 该矩阵的  $M$  行与波束信号  $B_i$  ( $i=1, 2, \dots, M$ ) 对应, 其  $P=J*3K$  列与开关矩阵话务信道输出端对应。如果输入波束信号  $B_m$  将与指定的话务信道输出端  $T_{j,k,m}$  相连, 那么矩阵第  $m$  行第  $p$  列的输入设定为“1”。如果不存在这一连接, 则输入设为“0”。在以下表 I 中, 列出了一例连接矩阵, 其具有九个输入波束信号 ( $M=9$ ), 四个话务信道 ( $J=4$ ), 并且每个话务信道有一个指针 ( $K=1$ )。注意, 表 I 规定波束信号  $B_1, B_2$  和  $B_3$  将与话务信道“0”相连 (即,  $B_1$  连接  $T_{0,0,1}$ ,  $B_2$  连接  $T_{0,0,2}$ , 而  $B_3$  连接  $T_{0,0,0}$ ), 波束信号  $B_3, B_4$  和  $B_5$  将与话务信道“1”相连 (即,  $B_3$  连接  $T_{1,0,0}$ ,  $B_4$  连接  $T_{1,0,1}$ , 而  $B_5$  连接  $T_{1,0,2}$ ), 波束信号  $B_7, B_8$  和  $B_0$  将与话务信道“2”相连 (即,  $B_7$  连接  $T_{2,0,1}$ ,  $B_8$  连接  $T_{2,0,2}$ , 而  $B_0$  连接  $T_{2,0,0}$ ), 而波束信号  $B_5, B_6$  和  $B_7$  将与话务信道“3”相连 (即,  $B_5$  连接  $T_{3,0,2}$ ,  $B_6$  连接  $T_{3,0,0}$ , 而  $B_7$  连接  $T_{3,0,1}$ )。

表 I

	$T_{0,0,0}$	$T_{0,0,1}$	$T_{0,0,2}$	$T_{1,0,0}$	$T_{1,0,1}$	$T_{1,0,2}$	$T_{2,0,0}$	$T_{2,0,1}$	$T_{2,0,2}$	$T_{3,0,0}$	$T_{3,0,1}$	$T_{3,0,2}$
$B_0$	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
$B_1$	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$B_2$	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
$B_3$	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$B_4$	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
$B_5$	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
$B_6$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
$B_7$	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0
$B_8$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0

15

在开关矩阵 228 的较佳实施例中, 每个波束信号能与每个话务信道输出端  $T_{j,k,m}$  相连。参照图 7, 图中示出了开关 250 的树状布置, 该设计在波束信号  $B_i$  与每个话务信道之间只提供一条信号通路。每个开关 250 最好由一个一端输入二端输出的二进制开关构成, 能够在四个状态 (例如, 状态  $S_0 - S_3$ ) 之间转换。在  $S_0$  状态下, 开关输入端与两个输出端都隔离, 在  $S_1$  状态下, 输入端只与第一输出端相连, 在  $S_2$  状态下, 输出端只与第二输出端相连, 而在  $S_3$  状态下, 输出端与两个输出端均相连。

20

如上所述, 每个输入波束信号都将最多与  $3K$  条线路中的一条线路相连, 这  $3K$

条线路与每一话务信道有关。因此，图 7 的树状开关布置可使波束信号  $B_i$  接至八个话务信道组 T1 - T8 的任何组合。通过使一组具有 N 个开关的树阵列化，可以实现一个开关矩阵，该矩阵能够将 N 个输入波束信号接至一组话务信道 T'，其中 T' 表示每个开关树提供的输出端的数目。一般情况下，每个开关树将包括  
5 ( T'-1 ) 个二进制开关。

#### E. 分集式接收机

图 8 是分集式接收机 232a 的方框图，应该理解，分集式接收机 232b-232j 基本上是以相同的方式工作的。在该较佳实施例中，开关矩阵 228 为接收机 232a 提供 3K 个与某一特定话务信道相关的波束信号。与被接收话务信道 K 个传输路  
10 径相关的三个波束信号都要，经过 K 个接收机指针中的一个处理，其中接收机 232a 内的第 1 和第 K 个之类指针分别用标号 300 和 300' 来标识。尽管图 8 中仅详细示出了第一接收机指针 300，但是其余的 K-1 个接收机指针基本上都可认为是与之相同的。

如图 8 所示，开关矩阵 228 将右波束信号 (  $R_{1I}$ ,  $R_{1Q}$  )、左波束信号 (  $L_{1I}$ ,  $L_{1Q}$  ) 和中心波束信号 (  $C_{1I}$ ,  $C_{1Q}$  ) 的 I 和 Q 分量提供给第一接收机指针 300。  
15 开关矩阵 228 还将右波束信号、左波束信号以及正点 ( Punctual ) 波束信号的 I 和 Q 分量提供给其余 K-1 个接收机指针，如同提供给第 K 个接收机指针 300' 的右波束信号 (  $R_{KI}$ ,  $R_{KQ}$  )、左波束信号 (  $L_{KI}$ ,  $L_{KQ}$  ) 和中心波束信号 (  $C_{KI}$ ,  $C_{KQ}$  ) 所列举的那样。

20 参照图 8，将中心波束信号 (  $C_{1I}$ ,  $C_{1Q}$  ) 与本地产生的序列  $PN_1$  和  $PN_Q$  的复制品一同提供给偏置 OQPSK 解调器 304。在 I 信道和 Q 信道缓冲累加器 306 和 308 中累加由解调器 304 提供的 I 和 Q 信道去相关输出，其中每个缓冲累加器在等于四个 PN 片段持续长度的间隔上累加符号数据。快速哈马达变换 ( FHT ) 处理器 310 在每个累加间隔结束时锁存累加器 306 和 308 的输出结果。

25 如上所述，在 64 进制 Walsh 信号形成中，将发送的符号编码成 64 种不同二进制序列中的一种，称为 Walsh 函数。在一实施例中，用同一组长度为 64 的 64 种正交 Walsh 代码序列对来自每个用户装置 12 的信号进行调制。众所周知，由 FHT 处理器 310 执行的快速哈马达变换操作提供了一种能使被接收信号能量与 64 种有效 Walsh 序列中的每一种相关联的简便装置。

30 特别是，FHT 处理器 310 根据每个处理间隙期间进行的 64 种相互关系中的每一种的结果，进行操作，产生 64 个 I 信道“假设”  $I ( W1 )$ ,  $I ( W2 )$ , ...  $I ( W64 )$ ，以及 64 个 Q 信道“假设”  $Q ( W1 )$ ,  $Q ( W2 )$ , ...  $Q ( W64 )$ 。分集组合器 312 被安装用来接收 64 个并行 I 信道输出以及 64 个并行 Q 信道输出，

这些输出都是由每个接收机指针的 FHT 处理器在每个处理间隙期间产生的。在该实施例中，由给定指针内的 FHT 处理器产生的 I 和 Q 信道输出在分集组合器 312 中被加权，该加权正比于在与该指针有关的传输路径上接收到的平均信号能量。在此类实施例中，一般将在连续的间隔里监视每个指针的 FHT 处理器所产生的信号功率，其中每个间隔覆盖若干个被接收的符号周期（例如，一个处理片段，有六个符号周期）。然后，在每个被监视间隔结束时调节分集组合器 312 分配给每个指针的相对权重。

根据加权后的由每个接收机指针的 FHT 处理器产生的 I 和 Q 信道输出，分集组合器 312 将一组并行的 64 个 Walsh 能量信号提供给最大值检测装置 316。最大值检测装置 316 识别分集组合器 312 产生的 64 个 Walsh 序列中哪一个具有最大能量，即具有能量  $E_{max}$ 。可将能量  $E_{max}$  的数值提供给控制器 244，在下一个处理间隙期间控制器 244 将用其完成功率控制和锁定检测功能。最大值检测装置 312 还产生 Walsh 索引  $I_{max}$ ，其中  $I_{max} \in \{1, 2, \dots, 64\}$ ，与能量为  $E_{max}$  的被选中 Walsh 序列对应。如以下参照图 9 所描述的，Walsh 索引  $I_{max}$  确定了右/左波束处理器 320 将使用 64 个 Walsh 序列中的哪一个来对右波束信号  $R_{1I}$ ， $R_{1Q}$  和左波束信号  $L_{1I}$ ， $L_{1Q}$  解调。

图 9 提供了更详细的右/左波束处理器 320 表示。如图 9 所示，波束处理器 320 包括 I 信道多路复用器 340 和 342，还包括 Q 信道多路复用器 344 和 346。右波束信号 ( $R_{1I}$ ) 和左波束信号 ( $L_{1I}$ ) 的 I 信道抽样通过延迟单元 352 和 354 提供给 I 信道多路复用器 340 和 342。同样，右波束信号 ( $R_{1Q}$ ) 和左波束信号 ( $L_{1Q}$ ) 的 Q 信道抽样通过延迟单元 356 和 358 提供给 Q 信道多路复用器 344 和 346。延迟单元 352、354、356 和 358 能在识别 Walsh 索引  $I_{max}$  之前延迟左右波束信号的 I 和 Q 分量。在一较佳实施例中，延迟单元将逻辑高+1 和逻辑低-1 提供给多路复用器 340、342、344 和 346。

参照图 9，Walsh 符号发生器 364 将包含用索引  $I_{max}$  所标识的 Walsh 符号的 Walsh 序列提供给多路复用器 340、342、344 和 346。索引  $I_{max}$  标识的序列与右波束信号 ( $R_{1I}$ ) 和左波束信号 ( $L_{1I}$ ) 的 I 信道抽样多路复用，也与右波束信号 ( $R_{1Q}$ ) 和左波束信号 ( $L_{1Q}$ ) 的 Q 信道抽样多路复用。然后，分别将所得的多路复用器 340 和 342 的解调输出提供给 I 信道饱和累加器 370 和 372，并分别将多路复用器 344 和 346 的解调输出提供给 Q 信道饱和累加器 374 和 376。饱和累加器 370、372、374 和 376 对覆盖“q”个 Walsh 片段的期间累加输入信息。在一较佳实施例中，对 64 (q=64) 个 Walsh 片段 (即，对 Walsh 符号周期) 进行每次累加。将 q 位 I 信道的累加器输出提供给 I 信道平方电路 (squaring

circuit) 380 和 382, 并将  $q$  位 Q 信道的累加器输出提供给 Q 信道平方电路 384 和 386。

通过在加法器 392 中合并平方电路 380 和 384 的 I 和 Q 信道输出可以获得对正确波束能量的估计。同样, 通过在加法器 394 中合并平方电路 382 和 386 的 I 和 Q 信道输出可以估计出迟后波束能量。然后, 数字差分电路 (digital difference circuit) 396 根据加法器 394 和 392 分别产生的右和左波束能量之间的差产生一波束误差信号。波束误差信号的符号和数值依赖于成对多路复用器 342、346 以及 340、344 分别执行的左右波束 Walsh 解调的结果。例如, 如果这样设置 A/D 转换器的采样相位, 使迟后波束 Walsh 解调的数值超过正确波束 Walsh 解调的数值, 那么波束误差信号为正。类似地, 当正确波束 Walsh 解调的数值超过迟后波束 Walsh 解调的数值时, 波束误差信号为负。

由一给定接收机指针产生的跟踪信号便于对分配给该给定指针的波束组进行调节。如前所述, 开关矩阵 228 能将一组三个相邻波束 (即,  $B_{i-1}$ ,  $B_i$  和  $B_{i+1}$ , ) 分配给每个接收机指针。依照本发明, 与某个特定分集接收机 232 相关的波束跟踪网 240 (图 5A) 根据从接收机 232 每个指针接收到的跟踪信号将波束切换信号提供给控制器 244。由此, 控制器 244 便可周期性地命令开关矩阵 228 将一给定指针的波束方向移动一个波束宽度。例如, 原先已将波束  $B_{i-1}$ ,  $B_i$  和  $B_{i+1}$  分配给一给定的指针, 那么该指针可以响应于一具体的波束切换信号切换至波束  $B_i$ ,  $B_{i+1}$  和  $B_{i+2}$ 。用这种方式, 可使每个接收机指针对已分配给它的多路径输入信号进行空间跟踪。

再参照图 8, 波束跟踪网 240a 包括一组波束跟踪累加器  $240a_i$ ,  $i=1$  至  $K$ , 它们与分集接收机 232a 中  $K$  个接收机指针的每一个相关。每个波束跟踪累加器  $240a_i$  对与其相关的接收机指针内左/右波束处理器所产生的波束误差信号进行处理。如以下参照图 11 所描述的, 在某些条件下, 将用接收机 232a 中一特定指针内产生的波束误差信号对相应波束跟踪累加器  $240a_i$  内的累加寄存器增值/减值。当累加寄存器上溢/下溢时, 波束切换信号被提供给控制器 244, 并据此对开关矩阵 228 分配给接收机指针的波束组进行调节。

现在轮到图 10, 图中示出了与分集接收机 232a 的第一接收机指针 300 (图 8) 相关的波束跟踪累加器  $240a_1$  的方框示意图。波束跟踪累加器  $240a_1$  包括输入寄存器 402, 最大值检测装置 316 产生的 Walsh 符号假设索引  $I_{\max}$  以及来自左/右波束处理器 320 的波束误差信号被提供给该输入寄存器。这些值被存储在寄存器 402 中, 直至分集组合器 312 已经根据每个接收机指针产生的 Walsh 符号假设作出了关于所接收 Walsh 符号实际索引 ( $I_{\max}'$ ) 的最终“硬判决”。当可以从

分集组合器 312 中获得索引  $I_{\max}$ ' 时, 索引可用线 ( index available line )  $I_{av}$  使存储值  $I_{\max}$  能提供给数字比较器 406, 并由缓冲寄存器 408 接收存储的波束误差信号。

5 如果比较器 406 判定  $I_{\max}$  与  $I_{\max}$ ' 相等, 那么线路 407 上出现的输出允许信号将把存储在缓冲寄存器 408 内的误差信号加到累加寄存器 410 的内容上。当累加寄存器 410 的内容上溢超过上阈值或下溢低于下阈值时, 将适当极性的波束切换信号提供给控制器 244。当控制器 244 接收到波束切换信号时, 它发出一“复位”指令, 以清除累加器 410。当接收机未锁定被接收的符号数据时, 即当比较器 406 判定  $I_{\max}$  不等于  $I_{\max}$ ' 时, 也提供“复位”指令。

#### 10 F. 圆形天线阵列

参照图 11, 该图示出了圆形天线阵列 500。假设圆形阵列的半径为  $R$ , 并且在以下坐标位置处具有  $2N$  个均匀相间的天线单元  $E_i$ , 其中  $i=1$  至  $2N$ :

$$(x_i, y_i) = (R \cos(\pi \left( \frac{2i-1}{2N} \right)), R \sin(\pi \left( \frac{2i-1}{2N} \right))), i=1, \dots, 2N \quad (4)$$

15 圆形阵列 500 可以增益模式 ( gain pattern )  $G(\theta - \phi_i)$  来表征, 其中  $\theta$  表示输入电磁信号  $S$  抵达方向, 而  $\phi_i$  表示天线单元  $E_i$  的位置。如图 11 所见, 信号  $S$  将在不同的时间到达每个天线单元  $E_i$ 。输入信号  $S$  到达阵列 500 中心  $C$  与到达单元  $E_i$  之间的时间延迟可表示为:

$$20 \quad \tau_i = \frac{R}{c} \cos(\theta - \phi_i) \rightarrow \alpha_i = 2\pi f_c \tau_i = \frac{2\pi R}{\lambda} \cos(\theta - \phi_i), \phi_i = \pi \left( \frac{2i-1}{2N} \right), i=1, \dots, 2N \quad (5)$$

另外, 下式给出了当接收到输入信号  $S$  时单元  $E_i$  所产生的被接收信号的能量  $X_i(t)$ :

$$X_i(t) = S(t - \tau_i) \sqrt{G_i(\theta - \phi_i)} \exp(j(2\pi f_c t + \alpha_i)) \quad (6)$$

25 其中  $f_c$  是输入信号  $S$  的中心频率, 而  $\alpha_i$  表示因天线单元  $E_i$  与  $E_{i-1}$  间的空间间隔而产生的相移。如果假设每段延迟  $\tau_i$  都比 PN 片段的周期小得多, 那么量值  $S(t - \tau_i)$  将在  $1 \leq i \leq 2N$  范围内保持相对不变。在该较佳实施例中, 天线半径  $R$  约小于 30 米, 因此每段延迟  $\tau_i$  都将处于几分之一毫微秒数量级。所以,

$$30 \quad X_i(t) = S(t - \tau_i) \sqrt{G_i(\theta - \phi_i)} \exp(j(2\pi f_c t + \alpha_i)) \quad (7)$$

阵列产生的被接收信号组合结果  $Y(t)$  可表示成:

$$Y(t) = \sum_{i=0}^{2N-1} X_i(t) w_i \quad (8)$$

其中  $w_i$  是分配给阵列单元  $E_i$  产生的信号能量  $X_i(t)$  的权重。在阵列波束处理网(未示出)内, 对信号  $X_i(t)$  加权, 致使阵列接收到的能量的信噪比 ( S/N ) 最大。信噪比 S/N 正比于  $Y(t)/I_T(t)$ , 其中参数  $I_T(t)$  表示阵列内所有单元  $E_i$  接收到总干扰功率。参数  $I_T(t)$  的定义是:

5

$$I_T(t) = \sum_{i=0}^{2N-1} [I_i(t) + N_0] w_i \quad (9)$$

其中  $I_i(t)$  对应于第  $i$  个阵列单元  $E_i$  接收到的干扰功率。依照众所周知的阵列设计技术 ( 例如, 在 Springer-verlag 公司 1989 年出版, 由 S. Unnikrishna Pillai 著作的  
10 《阵列信号处理》第 16 - 17 页上有所描述 ) 可以完成被设计用来使被接收信号能量之 S/N 比最大的加权操作。

以上对较佳实施例的描述可使本领域的任何熟练技术人员实施或使用本发明。对这些实施例进行的各种变化对于本领域的熟练技术人员来说是显而易见的, 并且无需运用创造性才智便可将其中包含的本质原理应用到其他实施例中。  
15 因此, 本发明并不局限于这里所示的实施例, 而应符合与这里所揭示的原理以及新特征相一致的最宽范围。

# 说明书附图

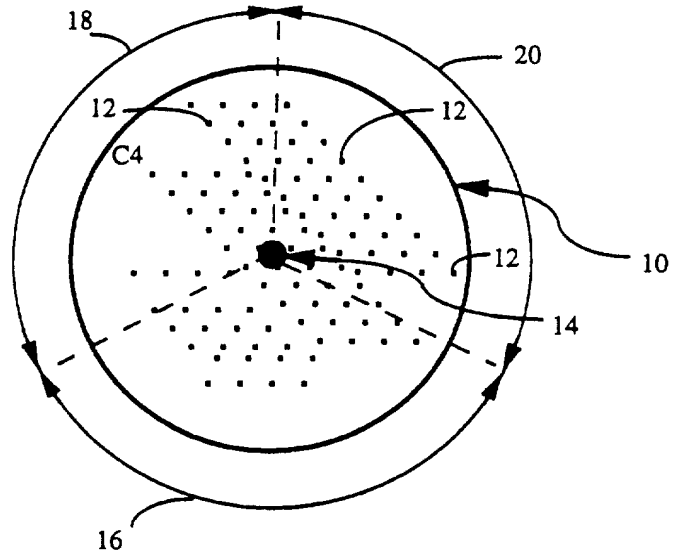


图 1

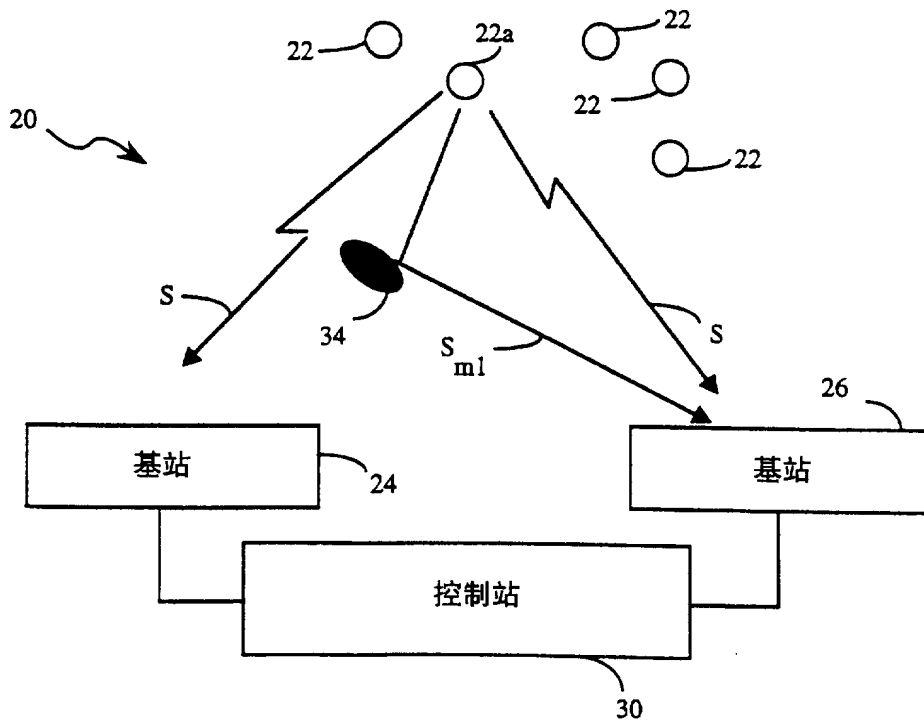


图 2



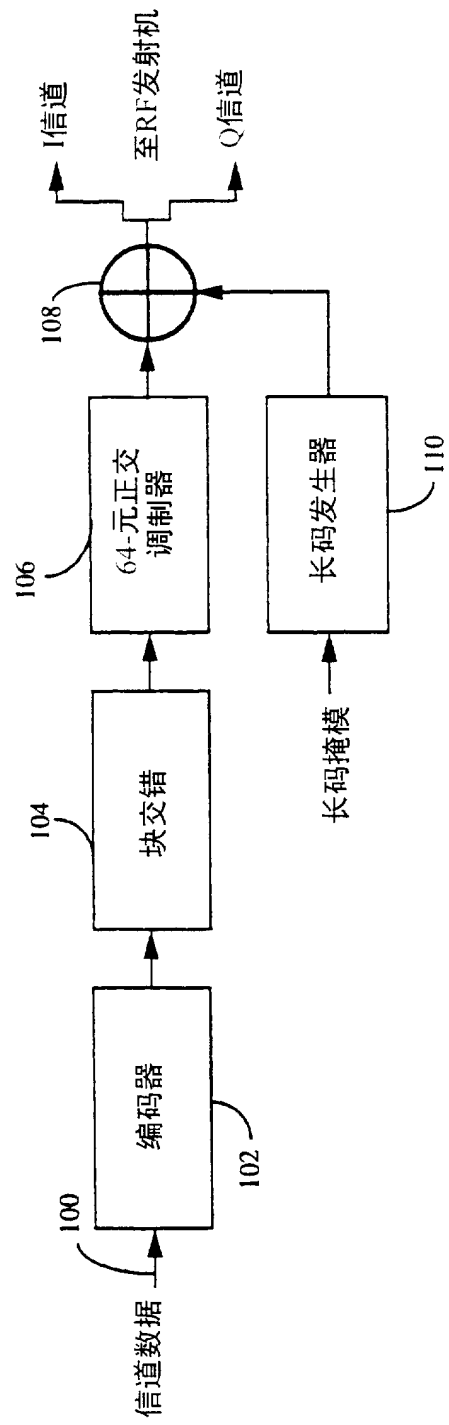


图 3

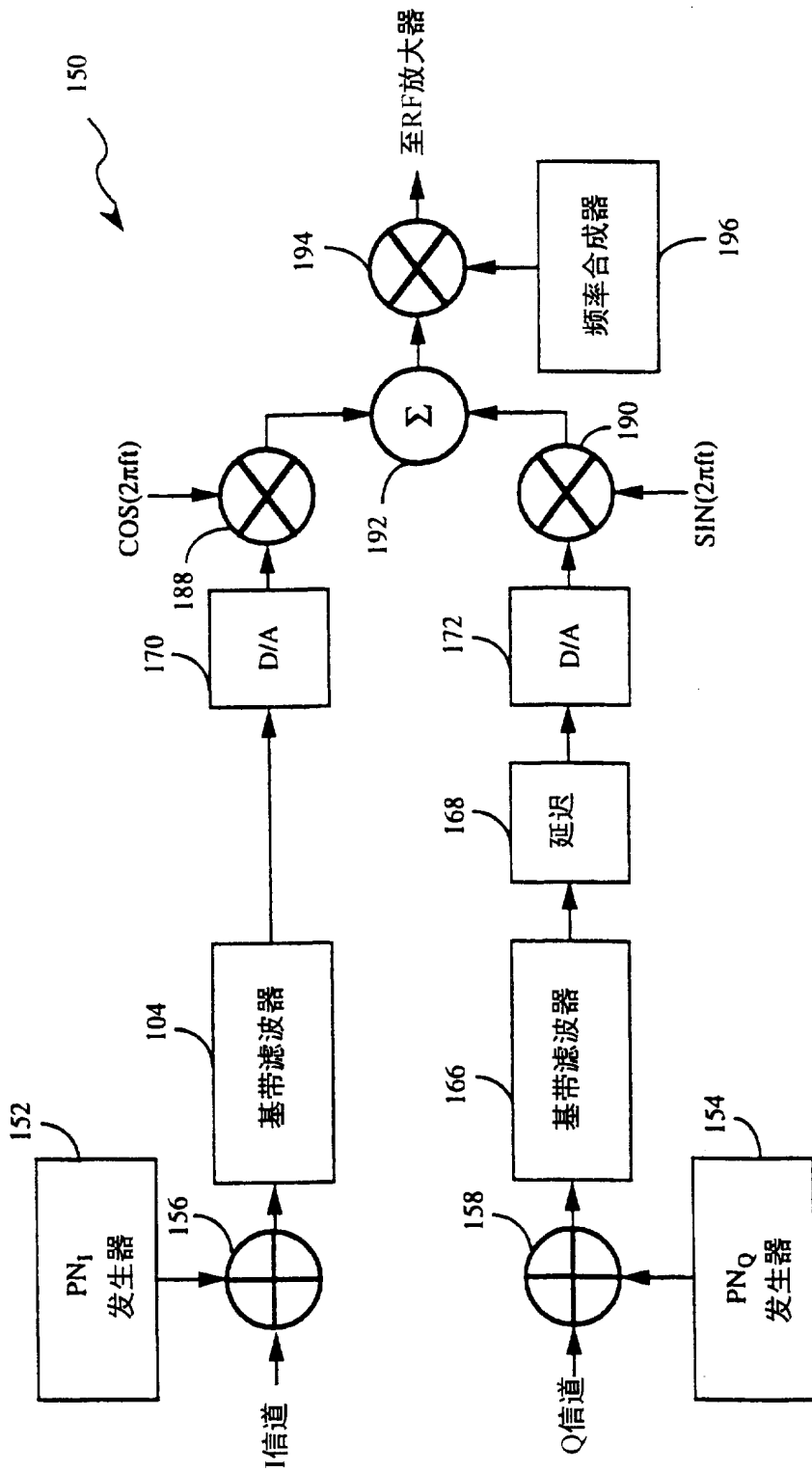


图 4

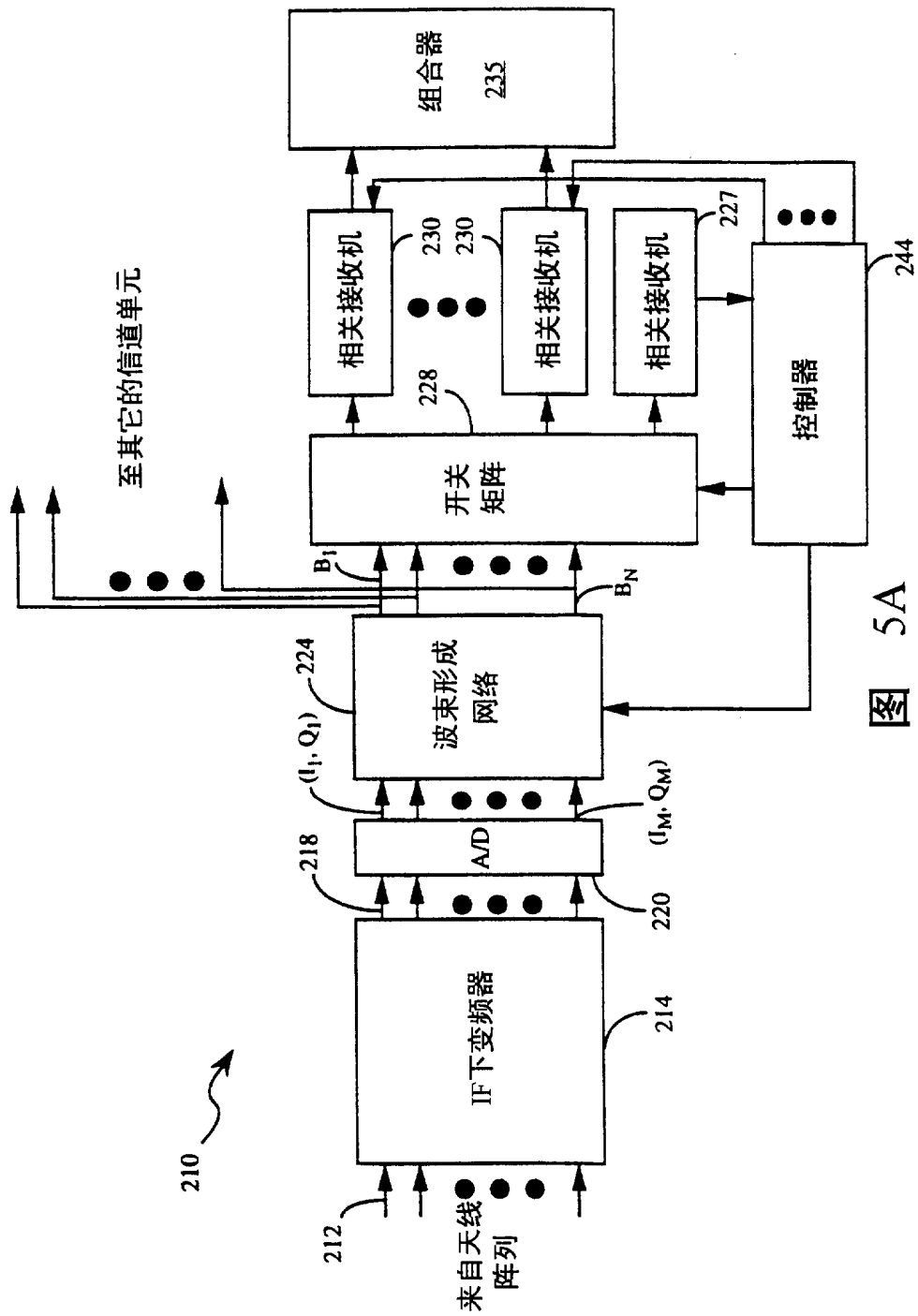


图 5A

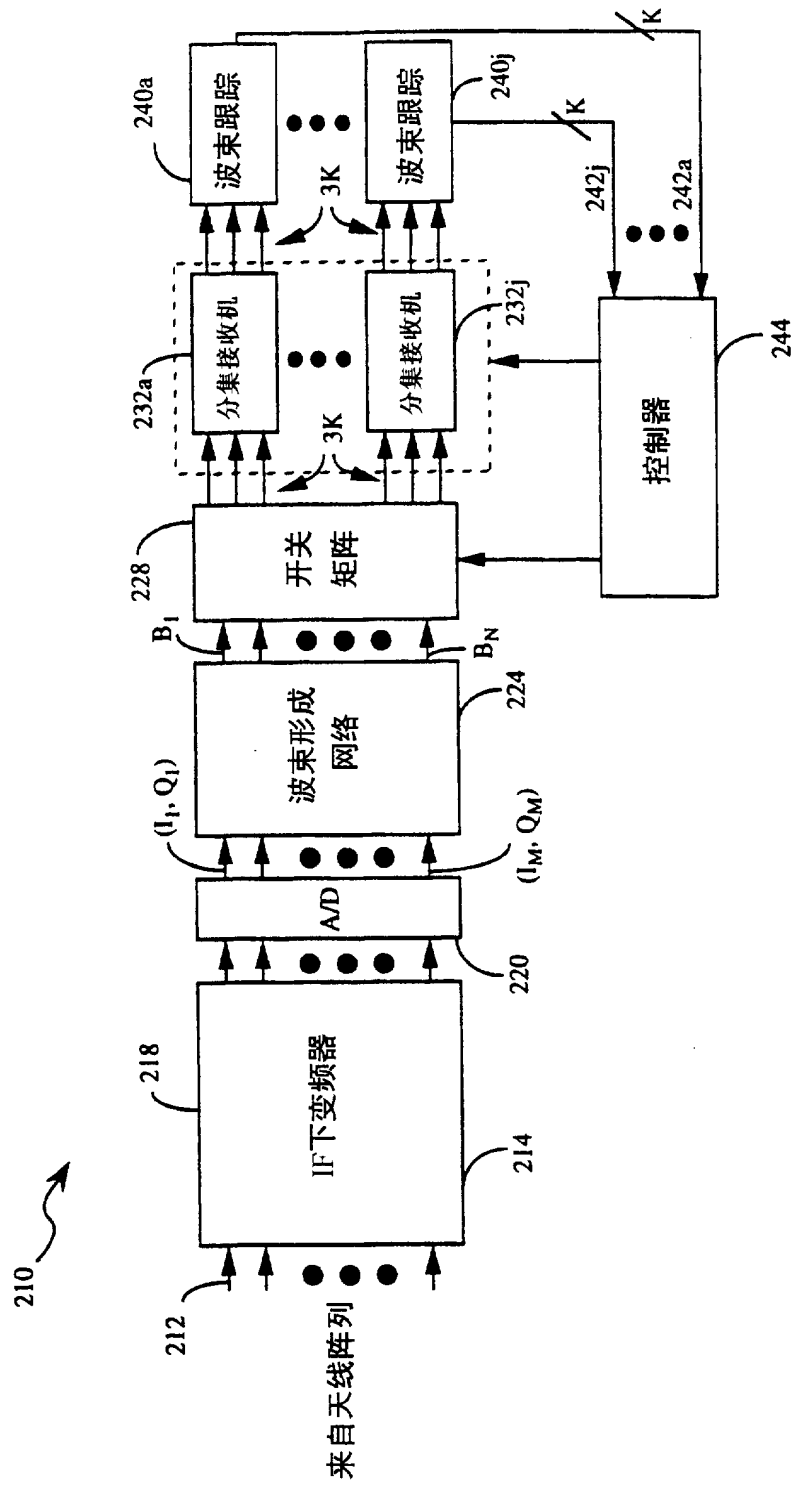


图 5B

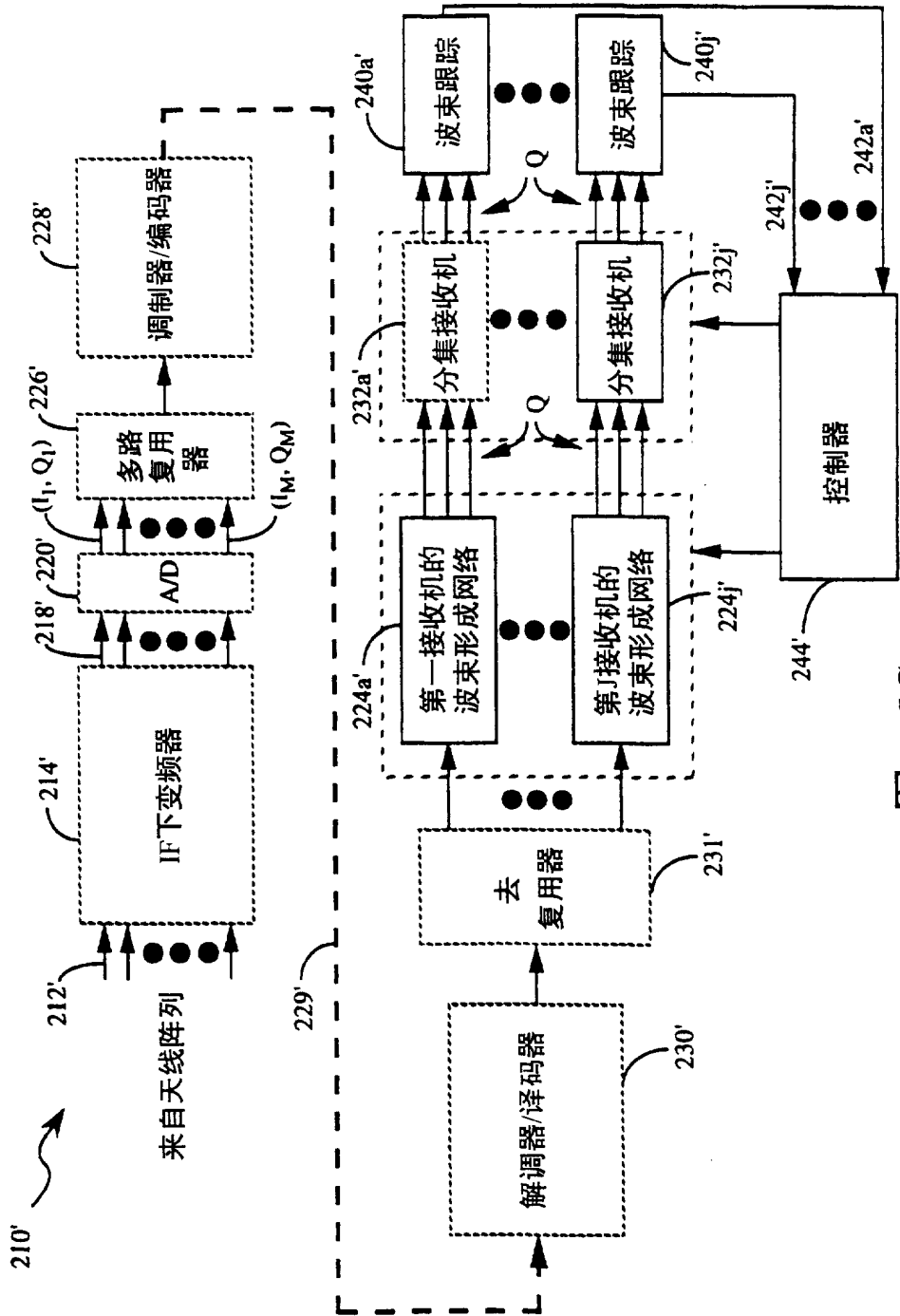


图 5C

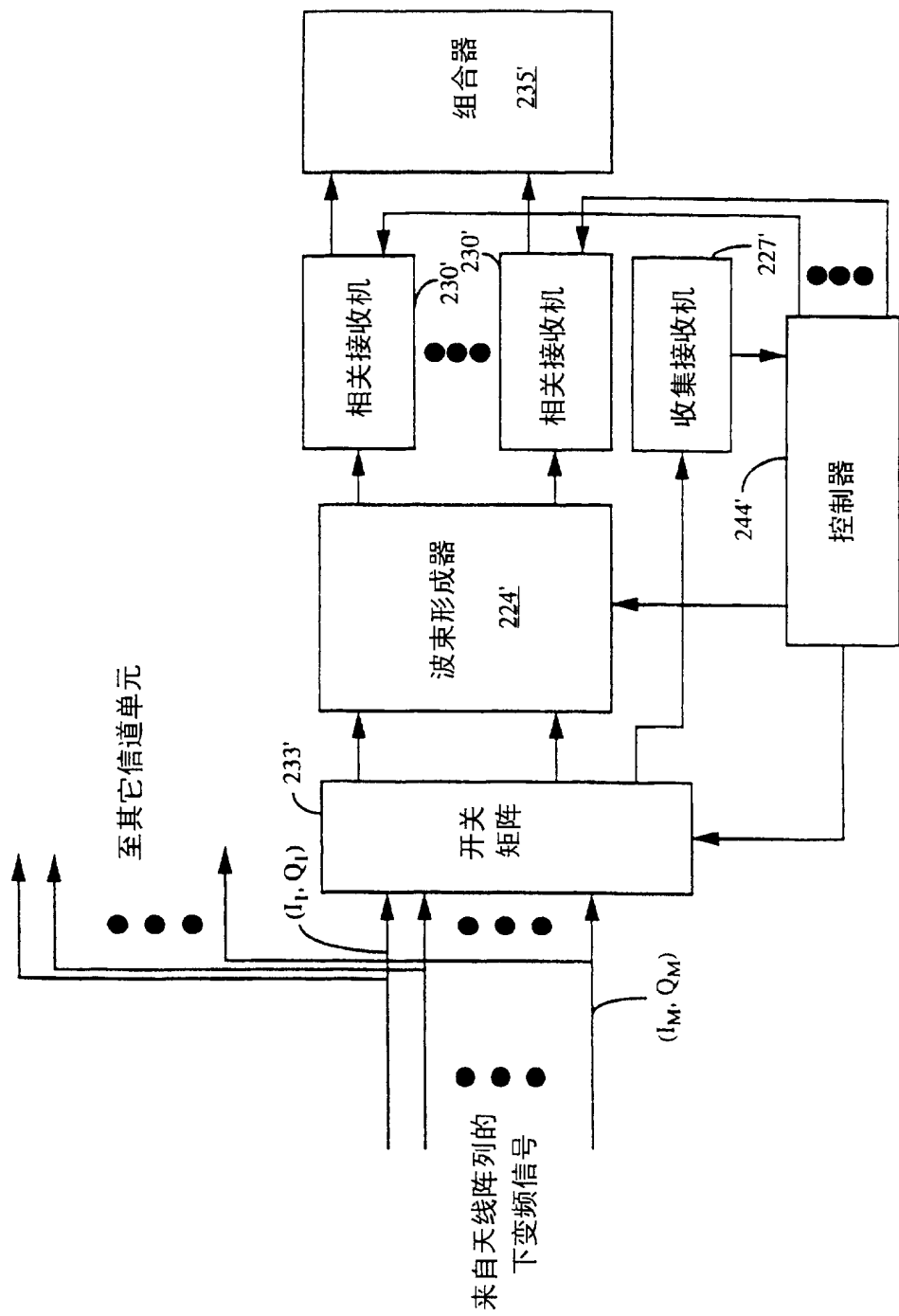


图 5D

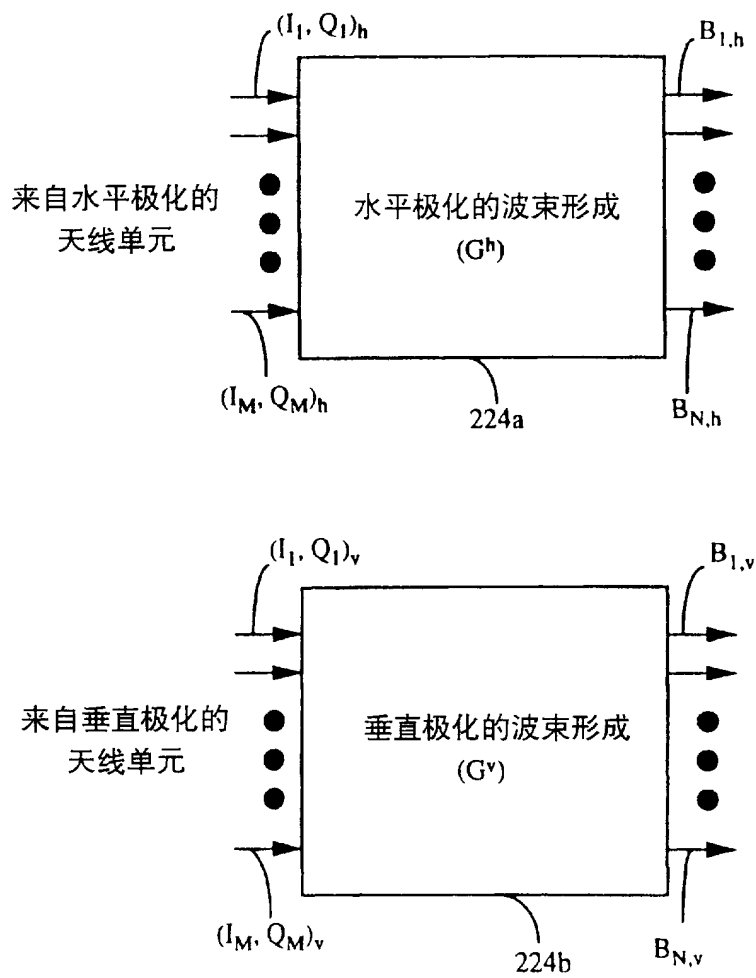


图 6

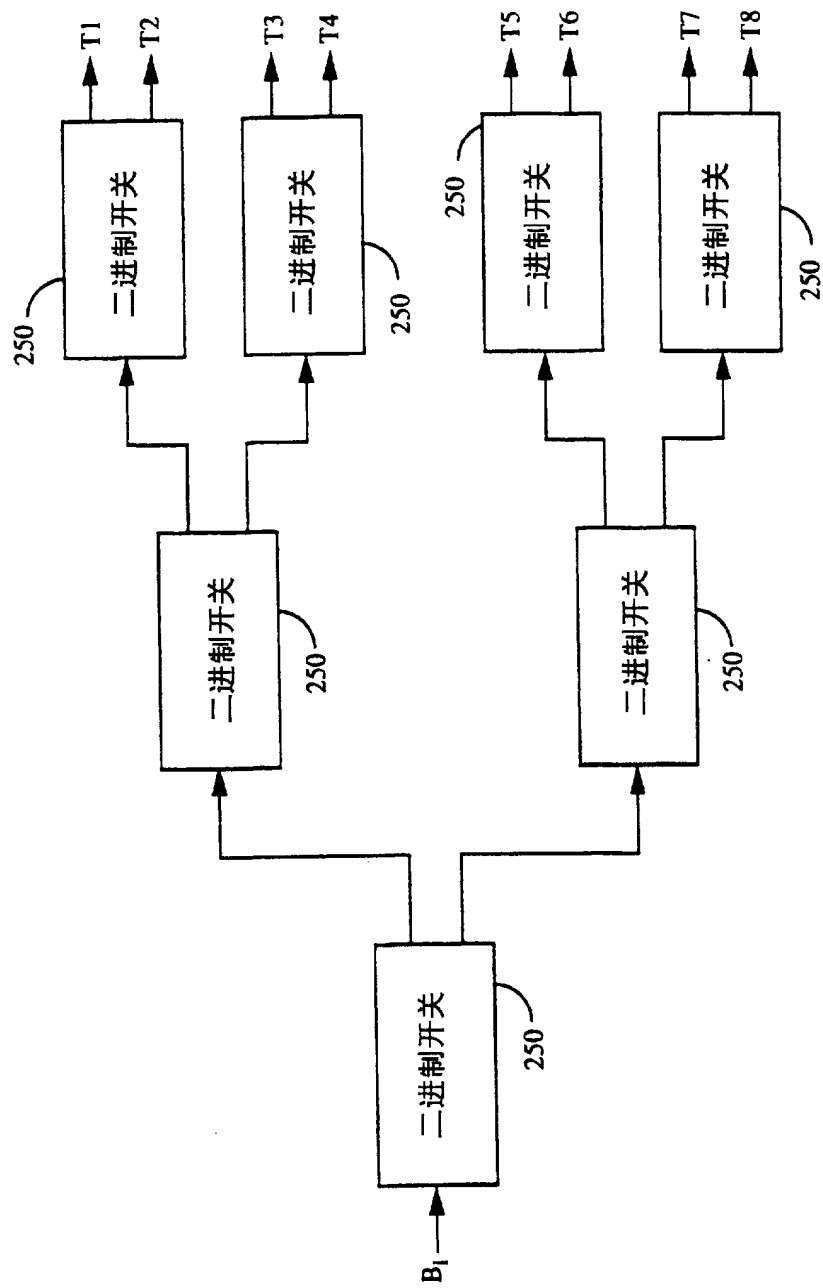


图 7



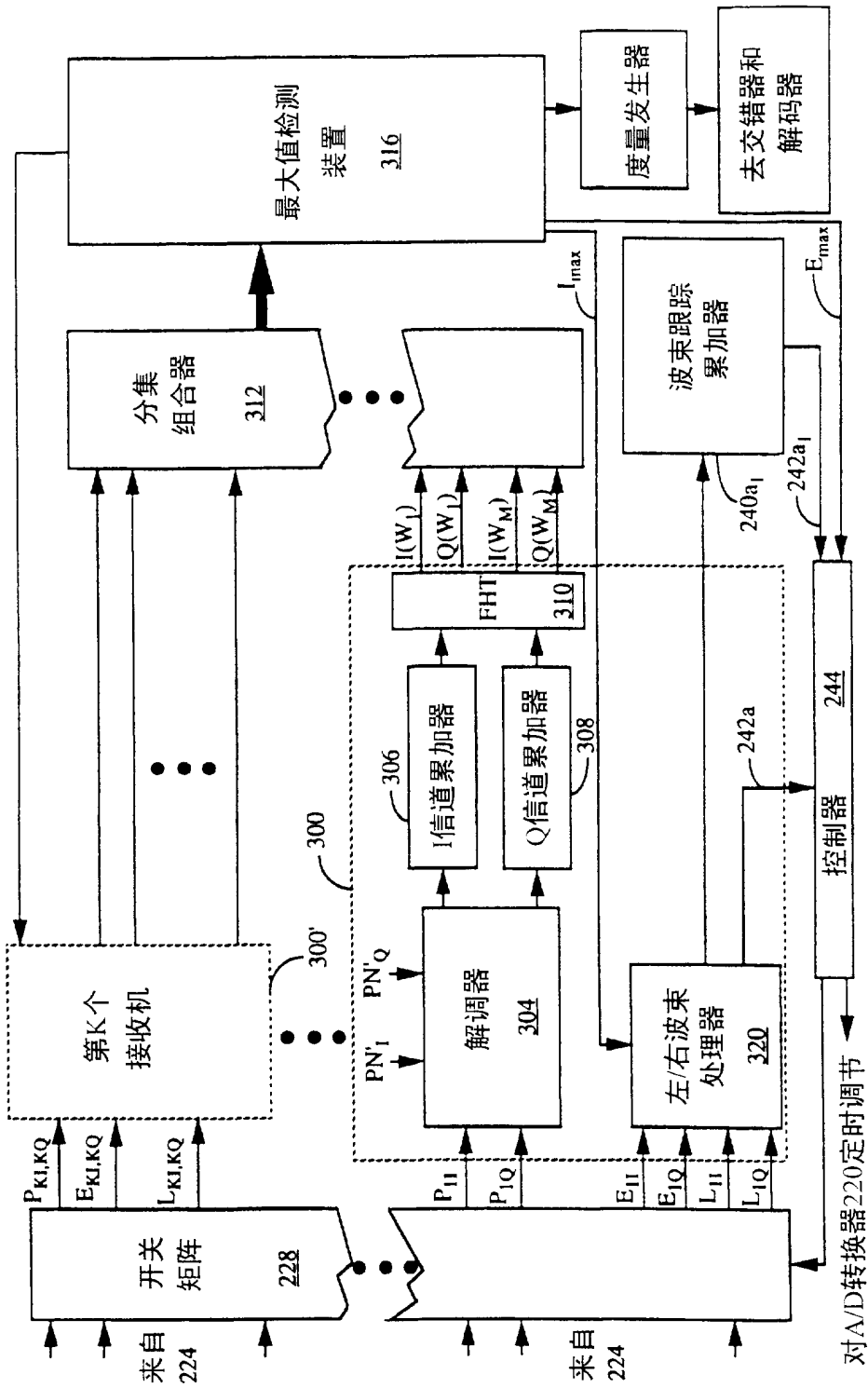


图 8



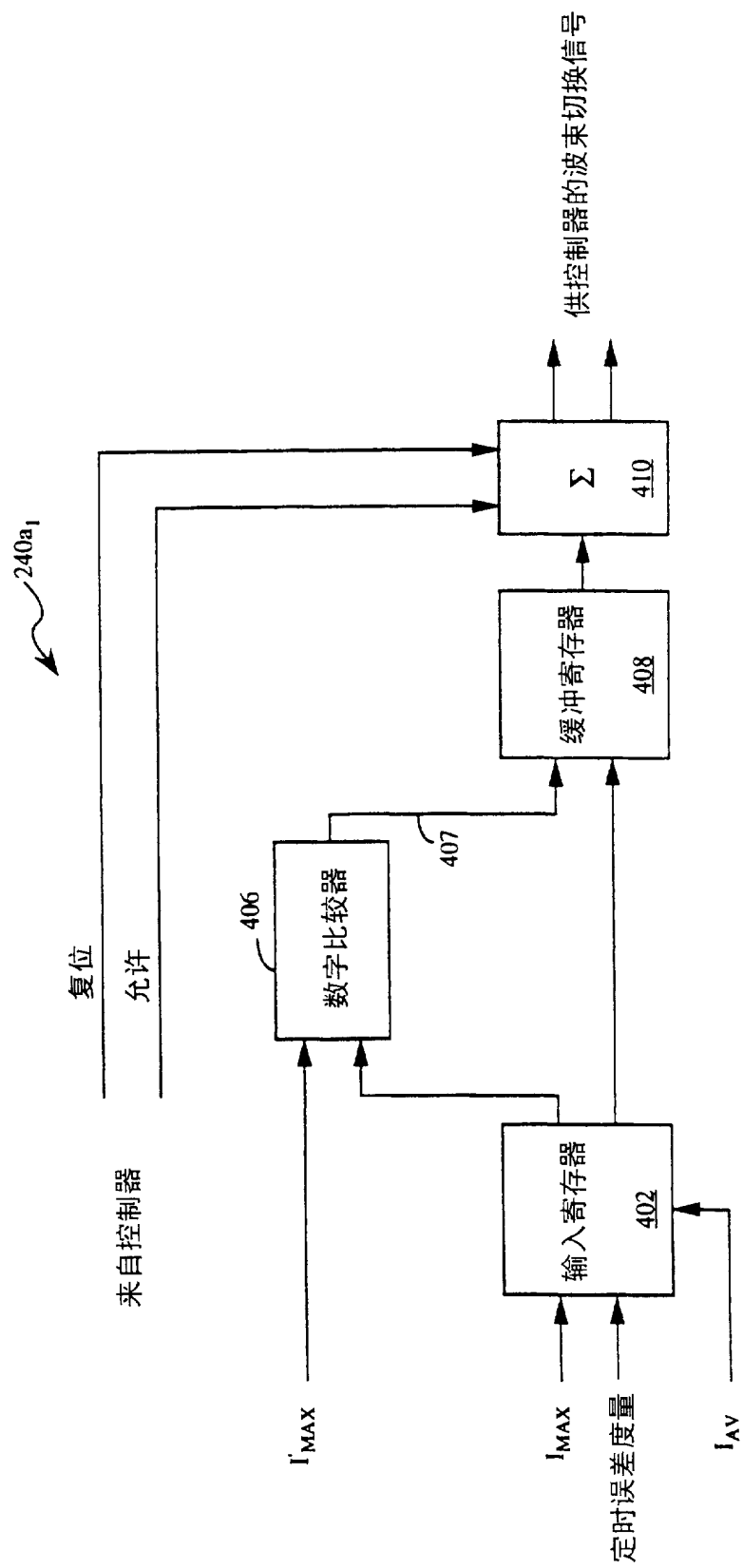


图 10

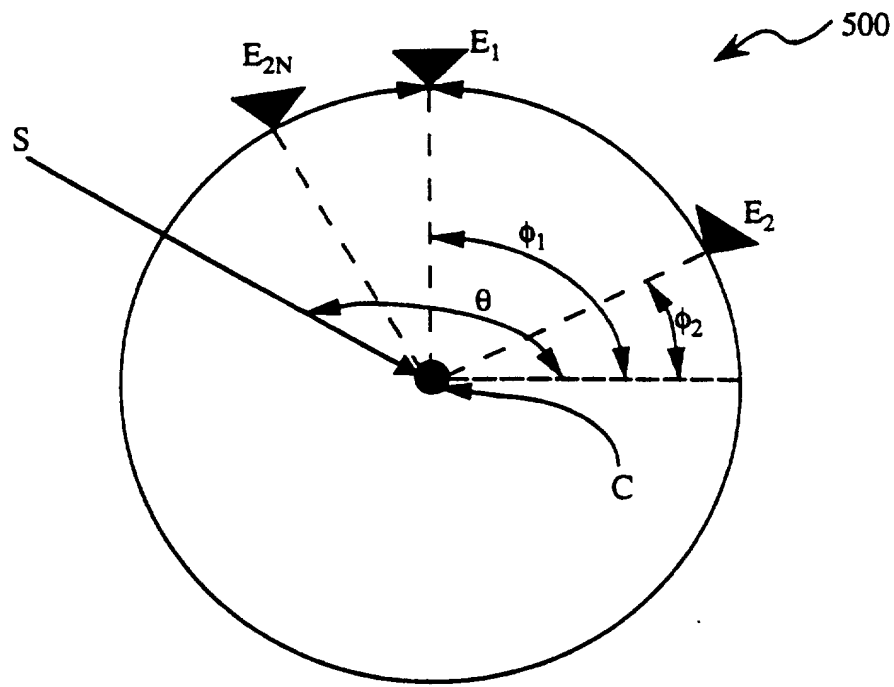


图 11