

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 97199287.8

[43]公开日 1999年11月17日

[11]公开号 CN 1235720A

[22]申请日 97.8.12 [21]申请号 97199287.8

[30]优先权

[32]96.9.4 [33]US [31]08/706,493

[86]国际申请 PCT/US97/14085 97.8.12

[87]国际公布 WO98/10537 英 98.3.12

[85]进入国家阶段日期 99.4.29

[71]申请人 艾利森公司

地址 美国北卡罗莱纳州

[72]发明人 P·登特

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

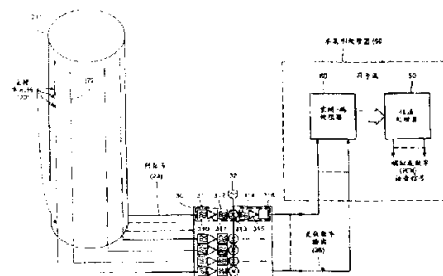
代理人 邹光新 王岳

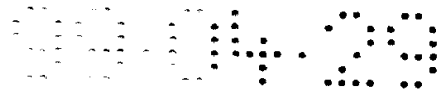
权利要求书 7 页 说明书 20 页 附图页数 5 页

[54]发明名称 在蜂窝码分多址通信系统中的组合相减干扰消除及空间分集信号处理

[57]摘要

公布了一种通信系统,该通信系统包括许多移动台及改进的基站,该改进的基站用于接收来自上述移动台的信号和译码来自上述移动台所发送的信息承载信号。布置于支持结构周围的包括天线单元的天线接收来自许多个移动台所发送的信号以及产生来自每个天线单元的输出信号。转换器对来自每个天线单元的信号进行放大、滤波、以及转换成为许多对应的转换信号以便处理。存储器装置暂时地存储转换信号的许多个采样值。处理器迭代地进行处理以及连续地重新处理已存储的采样值以便依次地译码来自每个移动台的信息。由该处理器所提供的处理从已存储的采样值之中识别由移动台之一所发送的信息符号,藉此译码信息承载信号,以及由该处理器所提供的处理也减去依赖于来自已存储采样值的已识别的信息符号值,藉此减少了在刚刚译码的信号与随后迭代即将译码信号之间的干扰。





权 利 要 求 书

1. 一种包括多个移动台及改进基站的通信系统，上述改进基站用于接收来自上述移动台的信号及译码上述移动台所发送的信息承载信号，上述通信系统包括：

包括布置于支持结构周围的天线单元的天线装置，该天线装置用于接收来自上述多个移动台所发送的信号以及从每个天线单元产生输出信号；

转换装置，该转换装置用于对来自每个上述天线单元的信号进行放大、滤波、以及转换为对应数量的转换信号以便处理；

存储器装置，该存储器装置用于暂时地存储许多上述转换信号的采样值；以及

处理装置，该处理装置用于迭代地处理及连续地重新处理上述已存储的采样值以便依次地译码来自每个上述移动台的上述信息，其中由上述处理装置所提供的处理从上述存储采样值中识别由上述移动台之一发送的信息符号，藉此译码上述信息承载信号从存储采样值之中减去依赖于上述已识别信息符号的值，藉此减少了在刚刚译码的信号与在随后迭代时即将译码的信号之间的干扰。

2. 根据权利要求 1 的通信系统，其特征在于，其中至少某些上述的移动台同时地使用同样的无线频率信道发送上述信息。

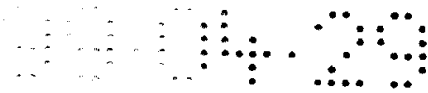
3. 根据权利要求 1 的通信系统，其特征在于，其中至少某些上述的移动台发送码分多址（CDMA）信号。

4. 根据权利要求 1 的通信系统，其特征在于，其中上述处理装置进一步地包括：

用于合并从各个天线单元所转换的几个对应的上述存储采样值以便增强从某个方向所收到信号的装置，其中上述移动台的特定之一位于上述某个方向之内。

5. 根据权利要求 1 的通信系统，其特征在于，其中按照收到信号强度递减的顺序选择上述连续已译码的信号。

6. 根据权利要求 4 的通信系统，其特征在于，其中用于合并的上述装置计算一个合并值的加权和，用作一组复数波束成形系数的加权。



7. 根据权利要求 6 的通信系统，其特征在于，其中在每次迭代时修改上述波束成形系数以便增强在该次迭代时的译码信号。

8. 根据权利要求 1 的通信系统，其特征在于，其中上述处理装置包括：

5 波束成形装置，该波束成形装置用于合并多组上述包括由上述转换装置从每个天线同样时刻所转换的信号样值的存储样值以便产生对于从多个到达方向所对应的时刻收到信号的波束样值。

9. 根据权利要求 8 的通信系统，其特征在于，进一步地包括：

10 CDMA 解扩装置，该解扩装置用于处理从上述多个到达方向的同样之一中在连续时刻所收到的上述波束样值以便从上述移动台之一所发送的以及从上述到达方向中在上述改进基站处所收到的上述已识别符号。

10. 根据权利要求 9 的通信系统，其特征在于，其中上述 CDMA 解扩装置包括计算 Walsh-哈达码变换以便得到多个 Walsh 频谱成分，每个上述频谱成分对应于信息符号的允许字母表之一。

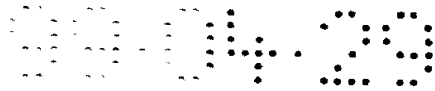
15 11. 根据权利要求 10 的通信系统，其特征在于，其中通过决定上述沃尔什频谱成分的及据此从符号的上述允许字母表之中对应符号的最大者识别到上述已识别符号。

12. 根据权利要求 11 的通信系统，其特征在于，其中在决定最大者之后，设置上述最大的沃尔什频谱成分为零。

20 13. 根据权利要求 12 的通信系统，其特征在于，其中在设置了上述最大的成分为零之后逆变换上述沃尔什频谱以便得到修改的波束样值。

25 14. 根据权利要求 13 的通信系统，其特征在于，其中使用逆波束成形装置合并上述修改的波束样值以便得到修改的存储样值，上述修改的存储样值在执行随后的迭代以便译码来自不同移动台发射机的符号之前替代上述存储样值的原始之一。

30 15. 一种包括多个移动台及改进基站的通信系统，上述改进基站用于接收上述移动台借助于指配的接入码子所发送的信号以及译码属于在上述发送之内编码符号的允许字母表的信息符号，上述通信系统包括：



包括布置于支持结构周围的天线单元的 天线装置，该天线装置用于接收来自上述多个移动台所发送的信号以及从每个天线单元产生输出信号；

5 转换装置，该转换装置用于对来自每个上述天线单元的信号进行放大、滤波、以及转换为对应数量的转换信号以便处理；

存储器装置，该存储器装置用于暂时地存储从每个上述天线单元依次转换的上述信号的许多采样值；以及

10 二维数值变换装置，该二维数值变换装置用于处理上述使用指配给第一个上述移动台的接入码子之一的存储样值以便产生变换样值的二维数组，位于沿着上述二维数组之一维的上述变换样值对应于由上述第一个移动台所发送信号到达基站时的不同可能到达方向，位于沿着上述二维数组之另一维的上述变换样值对应于在符号的允许字母表之内与上述信息符号的不同之一的相关

15 16. 根据权利要求 15 的通信系统，其特征在于，其中选择所使用的接入码子是指配该在上述基站处收到具有最大信号强度的移动台的此种接入码子。

20 17. 根据权利要求 15 的通信系统，其特征在于，其中上述信息符号之一的上述译码包括决定上述变换样值之最大者以及藉此识别一个属于符号的上述允许字母表及还有该信号的达到方向的符号，其中上述信号符号被译码。

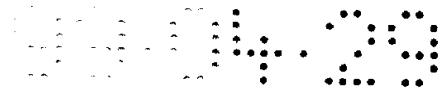
18. 根据权利要求 15 的通信系统，其特征在于，其中上述信息符号之一的上述译码包括使用一组合并系数合并邻近于沿着到达方向维的上述变换样值以便产生一个对于在上述变换样值的两维数组的另一维之内的每个位置的合并值。

25 19. 根据权利要求 18 的通信系统，其特征在于，进一步地包括：决定上述合并值的最大者以及藉此识别上述已译码的信息符号。

20. 根据权利要求 17 的通信系统，其特征在于，其中在识别了上述符号之后，设置上述变换样值的最大者为零。

30 21. 根据权利要求 20 的通信系统，其特征在于，进一步地包括：逆二维变换装置，该逆二维变换装置用于变换含有一个设置为零的上述变换样值以便得到存储于上述存储器装置之内的修改存储样值。

22. 根据权利要求 21 的通信系统，其特征在于，进一步地包括：



使用具有指配给第二个移动台的接入码子的上述二维变换装置处理上述修改的存储样值以及藉此识别一个由上述第二个移动台所发送符号的装置。

5 23. 根据权利要求 22 的通信系统，其特征在于，其中在识别了由上述第二个移动台所发送的符号之后，设置对应的变换成分为零以及执行完成上述逆二维变换以便产生另一个修改的存储样值。

10 24. 根据权利要求 23 的通信系统，其特征在于，其中使用连续地选择的接入码子迭代地处理上述另一个修改样值以便连续地识别从指配上述接入码子的移动台所发送的符号以及在识别了每个符号之后通过设置变换值为零以及执行逆变换来进一步地修改上述存储样值。

25. 根据权利要求 24 的通信系统，其特征在于，其中按照连续递降的信号强度顺序，指配上述连续选择的接入码子给在上述基站处接收的移动台。

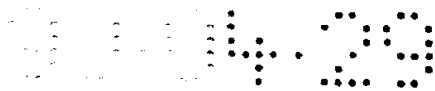
15 26. 一种包括多个移动台及改进基站的通信系统，上述改进基站用于接收上述移动台借助于指配的接入码子所发送的信号以及译码属于在上述发送之内编码符号的允许字母表的信息符号，上述通信系统包括：

20 包括布置于支持结构周围的天线单元的天线装置，该天线装置用于接收来自上述多个移动台所发送的信号以及从每个天线单元产生输出信号；

转换装置，该转换装置用于对来自每个上述天线单元的信号进行放大、滤波、以及转换成为对应数量的转换信号以便处理；

存储器装置，该存储器装置用于暂时地存储从每个上述天线单元连续时刻所转换的上述信号的许多采样值；以及

25 二维数值变换装置，该二维数值变换装置用于处理上述使用指配给第一个上述移动台的接入码子之一的存储样值以便产生变换样值的二维数组，位于沿着上述二维数组之一维的上述变换样值对应于在上述基站处由上述第一个移动台所发送信号的不同可能的到达方向，位于沿着上述二维数组之另一维的上述变换样值对应于使用在相关的样值与上述信息符号之间规定时间偏移在符号的允许字母表之内把多个样值与在上述
30 信息符号的不同之一进行相关；以及



用于对许多个上述对应于来自对应于由在传播路径之内的物体所反射信号所引起的上述信号的延时回波的上述第一个移动台的信号延时接收的时间偏移重复上述二维变换的装置。

27. 根据权利要求 26 的通信系统, 其特征在于, 进一步地包括:

5 预测到达方向及每个上述极大强度的回波的对应到达时间以及修改上述回波到由上述二维数值变换装置以及上述用于相关的规定时间偏移所假定的上述可能不同达到方向的装置。

28. 根据权利要求 27 的通信系统, 其特征在于, 进一步地包括:

10 合并装置, 该合并装置使用一组加权系数合并对应于上述预测的方向及到达时间的变换成分以便得到一组对应于与在符号的上述允许字母表之内每个符号相关的合并值。

29. 根据权利要求 28 的通信系统, 其特征在于, 其中决定具有最大幅度的上述合并值之一以及藉此识别一个由上述第一个移动台所发送的符号。

15 30. 根据权利要求 29 的通信系统, 其特征在于, 进一步地包括:

用于设置对应于上述已识别的符号和对应于上述预测方向的二维变换成分为两个零以及在设置上述符号、时间以及方向对应的成分为零后逆变换上述变换成分以便得到修改的存储样值的装置。

31. 根据权利要求 30 的通信系统, 其特征在于, 进一步地包括:

20 用于使用连续选择的接入码子迭代地重新处理上述修改的存储样值以便依次地识别一个由指配了选择接入码子的移动台所发送的符号以及在每次迭代之后在下一次迭代之中产生用于处理的另一个修改的存储样值的装置。

32. 根据权利要求 31 的通信系统, 其特征在于, 其中按照指配接

25 入码子给对应移动台的收到信号强度的第降顺序选择上述接入码子。

33. 一种用于在通信系统之内接收从许多个移动台所发送信号的方法, 上述通信系统包括上述移动台及改进基站, 每个改进基站用于接收来自上述移动台的信号及译码属于在上述发送之内编码的符号的允许字母表的信息符号, 该方法包括的步骤:

30 在具有布置于支持结构周围的天线单元的天线装置处接收来自上述多个移动台所发送的信号以及从每个天线单元产生输出信号;



对于来自每个上述天线单元的信号进行放大、滤波、以及转换成为对应数量的转换信号以便处理；

暂时地存储从每个上述的天线单元依次所转换的上述信号的许多采样值；

5 处理上述使用指配给第一个上述移动台的接入码子之一的存储样值以便产生变换样值的二维数组，位于沿着上述二维数组之一维的上述变换样值对应于在上述基站处由上述第一个移动台所发送信号的不同可能的到达方向，位于沿着上述二维数组之另一维的上述变换样值对应于使用在相关的样值与上述信息符号之间规定时间偏移在符号的允许字母表之内把多个样值与在上述信息符号的不同之一进行相关；以及

10 对许多上述对应于来自对应于由在传播路径之内的物体所反射的信号所引起的上述信号的延时回波的上述第一个移动台的信号延时接收的时间偏移重复上述二维变换。

34. 根据权利要求 33 的方法，其特征在于，进一步地包括步骤：

15 预测每个极大强度的上述回波的到达方向及对应的到达时间以及修改上述回波到由上述二维数值变换装置及上述用于相关的规定时间偏移所假定的上述可能不同的到达方向。

35. 根据权利要求 34 的方法，其特征在于，进一步地包括步骤：

20 使用一组加权系数合并对应于上述预测方向及到达时间的已变换成分以便得到一组对应于与在符号的上述允许字母表之内每个符号相关的合并值。

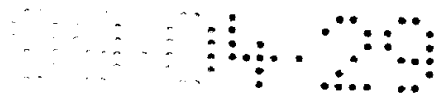
36. 根据权利要求 35 的方法，其特征在于，其中决定具有最大幅度的上述合并值之一以及藉此识别一个由上述第一个移动台所发送的符号。

25 37. 根据权利要求 36 的方法，其特征在于，进一步地包括步骤：

设置对应于上述已识别的符号和对应于上述预测方向的二维变换成分分为两个零以及在设置上述符号、时间以及方向对应的成分为零后逆变换上述变换成分以便得到修改的存储样值。

38. 根据权利要求 37 的方法，其特征在于，进一步地包括步骤：

30 使用连续选择的接入码子迭代地重新处理上述修改的存储样值以便依次地识别一个由指配了选择接入码子的移动台所发送的符号以及在每次迭代之后在下一次迭代之中产生用于处理的另一个修改的存储样值



39. 根据权利要求 38 的方法，其特征在于，其中按照指配接入码子给对应移动台所收到信号强度的递降顺序选择上述接入码子。



说明书

在蜂窝码分多址通信系统中的 组合相减干扰消除及空间分集信号处理

5 发明领域

本发明涉及一种通信系统以及提供了在蜂窝无线电系统之内的改进容量，其中上述蜂窝无线电系统把码分多址方法与采用了天线阵列的基站接收系统一起应用。

发明背景

10 在美国及整个世界的其它部分之内，蜂窝电话产业在商业运营方面已经取得了极大的进步。在大都市区域之内，其增长已经远远地超过了预期期望以及大大地超过了系统容量的增长速度。如果此种趋势继续，那么快速增长的结果不久将甚至达致最小的市场。需要创新的解决方法以便满足日益增长的容量需求又保持高质量的服务以及避免成本的增
15 加。

当前，使用频分多址(FDMA)、时分多址(TDMA)以及码分多址(CDMA)方法实现信道接入。对于FDMA或者TDMA系统或者混合FDMA/TDMA系统而言，该目标是确保两个潜在的干扰信号不同时地占用同样的频率。反之，CDMA允许信号能够在时间和频率上均相互交叠。因此，全部的CDMA
20 信号共享同样的频谱。在无论频率域还是时间域之内，多址信号看起来将叠加于彼此之上。在原理上，即将发送的信息数据流嵌入于由伪随机码发生器所产生的更高比特速率的数据流之上。通过把两个比特流一起相乘合并信息数据流及高比特速率数据流。此种更高比特速率信号与较低比特数据流的合并称作编码或者扩频信息数据流信号。给每个信息数
25 据流或者信道分配了一个独特的扩频码。许多个已编码的信息信号在无线频率载波之上发送以及联合地接收作为接收机处的混合信号。每个已编码的信号与全部的其它已编码的信号还有噪声相关的信号在频率及时间上叠加于一起。通过把混合信号与唯一的码子之一进行相关，分离及译码对应的信息信号。

30 CDMA通信技术相应有许多优势。预计基于CDMA蜂窝系统的容量极限是高达现存模拟技术容量极限的二十倍，这是由于宽带CDMA系统的特性所导致的结果，该特性诸如改进的编码增益调制密度、语音激活门

控、在每个小区之内同样频谱的扇区化及复用。CDMA 实际上可以避免多径干扰,消除衰落和天电干扰以增加城区之内的性能。由高比特速率译码器的话音 CDMA 传输确保了优质逼真的话音质量。CDMA 也提供了可变数据速率以便允许能够提供许多不同等级的话音质量。CDMA 的已加扰信号格式完全消除了串话以及使得窃听或者跟踪呼叫变得很困难和较高的代价,这确保了呼叫者更大的保密性以及更大的避免空中时间的盗用。

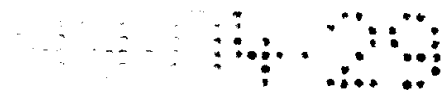
5 授予申请人并共同转让的及据此引用作为参考的 U.S. 专利 No. 5, 151, 919 描述了码分多址系统,在上述码分多址系统之内的接收系统处收到使用不同接入码子的交叠已编码信号以及按照信号强度第降的顺序译码上述交叠已编码信号,藉此在译码上述信号之后及在尝试译码较弱信号之前减去较强的信号。该专利公布了一种相减的优选实施方法,该方法包括把已收到的信号变换为符号-空间域以便识别到最可能发送的符号,随后在符号-空间域之内设置已识别到符号值为零,藉此剔除该信号。一个逆变换通过执行一个到即将译码的下一个信号的符号空间变换而把冗余值返回到迭代处理的初始域,以及如此等等。

10 授予 Dent 等人并共同转让的 U.S. 专利 No. 5, 353, 352 公布了如何形成适合于区别在同样频率之上的不同移动台发送,该接入码子适合于与相减解调一起使用。此文中据此也引用 U.S. 专利 No. 5, 353, 352 整体作为参考。

20 此文中据此也引用授予申请人并共同转让的 U.S. 专利 No. 5, 218, 619 整体作为参照,该专利描述了一种相减解调的改进方法,其中在减去其它干扰信号之后执行前次被减去信号的另一相减以便从由原始存在的干扰信号所引起的第一次减去之中消除遗留的冗余误差。

25 两个上面引用的专利都没有公布执行从天线-空间/时间域到符号-空间/到达方向域的二维变换。上面引用的专利用以提供关于已编码信号的相减解调以及通过在变换域之内进行抵消用于执行信号相减的背景技术。

30 U.S. 专利申请序列号 No. 08/179, 953 此文中据此也引用其全文作为参照,它公布了各种采用用于接收来自使用同样频率带宽的不同方向的多个信号的天线阵列的各种新颖的方法。公布了涉及矩阵运算的数学变换,藉此不但可以区别从给定方向所收到的信号而且同时抵消了从其



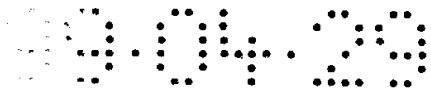
它方向所收到的干扰信号。因此，几个信号的发送可以共享同样的频率带宽，只要发射机的方向相对于接收天线具有足够大的差异。当两个发射机的方向几乎相同时，矩阵解决方法变得不可确定以及不能区别上述发射机。对于此种情况公布了一种可选方法，藉此不是通过矩阵合并来自天线单元的信号来试图分离信号，而是假设从每个发射机收到了一个符号以及使用到达方向的估计计算在每个天线单元处的预期对应收到信号。在每个天线单元处所预期信号之和与在每个天线单元处的实际值及用于构成一个表示符号假设是正确概率的测度之均方差相比较。最大似然处理器随后识别具有正确的最高概率的假设。此种最大似然处理器的复杂度正比例于二的N次幂，其中N是交叠的信号数。

U. S. 专利申请序列号 No. 08/393, 809 此文中据此也引用其全文作为参照，它公布了使用一个天线单元阵列以便从许多使用具有串行地沿着空间维工作的最大似然处理器同样频率的发射机之中接收信号，空间维是沿着天线单元空间隔离的维数，最大似然处理器的复杂度比正比例于 2^N 要低得多，其复杂度取而代之地是正比例于 2^M ，其中M是只与收到来自同样发射机的极大信号强度的天线单元的子集一样大。因此，不是把天线单元信号转换成为对应于不同发射机方向的方向接收信号而是把完全不同的发射机信号转换成为预期的天线单元信号。

上面引用的专利用以提供使用天线阵列用于使用同样频率信道的多个信号的改进接收的现有背景技术。

下面将要描述的发明是基于把已编码信号的相减解调同时地与天线阵列一起使用以便提供方向性的鉴别的上面对现有技术的改进。新发明不同于使用现有技术的天线阵列以便提供方向性波束并且随后使用相减解调处理来自的方向性波束的信号。在上面援引参考的文献中也考虑了这样一种组合。在新发明中，当译码及减去一个信号时，从全部的天线单元信号之中减去该信号，以及因此消去了不仅有收到的方向性波束而且还有全部的使用同样天线单元所构成的其它波束，甚至此时这些其它波束与该信号波束产生了实质的空间交叠。因此，本发明提供了使用现有技术装置的组合所找不到的优势，这些优势转换成为更大的通信容量或质量。

发明综述



移动电话发送已编码信号到至少一个基站。基站装备有一个用于接收来自多个位于不同方向的移动台信号的阵列，由移动台所发送的信号包括从正交字母表之中选择的信息符号，进而使用接入码子加扰上述信号。

5 放大、下变换、滤波以及数字化来自天线阵列单元的信号以便形成数字样值的对应流，其中上述信号包括由不同移动台所发送的信号的加权和，上述数字样值对应流馈送到一个包括用于存储数字样值的装置及用于对存储的样值执行算术运算装置的处理器的处理器。该处理器安排来自不同天线单元时间上串行地接收的样值于二维数组之内，其中一维对应于不同的天线单元，另一维对应于时间，即接收的顺序，此后称作空间/时间域。

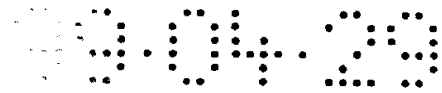
10 使用第一个移动台发射机的接入码子去扰数字样值，以及该处理器随后计算二维去扰样值数组的二维变换以便产生一个二维结果盒的数组，其中沿着一维的结果盒对应于字母表之内的符号而另一维之内的结果盒对应于经由不同天线单元所收到样值的组合，藉此提供了在不同方向上的方向性接收波束，结果盒此后称作编码/空间域。

15 该处理器识别包含最大值的结果盒以及藉此识别一个从第一个移动台和接收方向所收到的符号。随后设置结果盒之值为零以及执行一个逆二维变换以便反变换冗余结果盒的值回到空间/时间域，上述结果盒已经减去了刚刚识别到的信号。随后使用第一个移动台的接入码子重新加扰上述样值。

20 程序随后重复使用第二个移动台接入码子开始去扰以及如此等等，直到已经译码了一个来自全部移动台发射机的符号为止。整个过程随后在序列符号的周期内重复以便构造一个从每个移动台发射机所收到符号的序列。

25 第一个移动台、第二个移动台以及等等的接入码子最好属于按照递降信号强度的次序所选择的移动台以便在译码较弱的移动信号之前译码及减去最强的移动台信号，藉此提供了由既有接入码子又有到达方向所交叠信号的改进识别，以及据此允许更多数个发送能够共享同样的频率带宽。

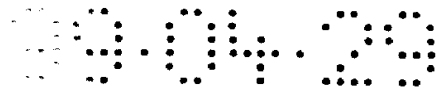
30 根据本发明的一个实施方案，公布了一个通信系统，该通信系统包括许多个移动台及改进的基站，其中改进的基站用于接收来自上述移动



台的信号以及译码来自上述移动台所发送的信息承载信号。包括布置于支持结构周围天线单元的天线装置接收从上述许多移动台所发送的信号以及产生来自每个天线单元的输出信号。变换装置放大、滤波以及变换来自每个上述天线单元的信号成为对应数量的变换信号以便处理。存储器装置暂时地存储许多个上述已变换信号的样值。处理装置迭代地处理以及连续地重新处理上述存储样值以便依次地译码来自每个上述移动台的上述信息。由上述处理装置所提供的处理把由上述移动台之一所发送的信息符号与上述存储样值相区别，藉此译码上述信息承载信号，以及由上述处理装置所提供的处理还从上述存储的样值之中减去依赖于上述已识别的信息符号值，藉此减少了在刚刚译码的信号与随后迭代时要译码的信号之间的干扰。

根据本发明的另一个实施方案，公布了一个通信系统，该通信系统包括许多个移动台及改进的基站，其中改进的基站用于借助于指配的接入码子接收来自每个上述移动台的信号以及译码属于在上述发送之内所编码符号的允许字母表的信息符号。包括布置于支持结构周围的天线单元的天线装置接收从上述许多移动台所发送的信号以及产生来自每个天线单元的输出信号。变换装置放大、滤波以及变换来自每个上述天线单元的信号成为对应数量的变换信号以便处理。存储器装置暂时地存储许多从在时间上连续的时刻的每个上述天线单元所变换的上述信号样值。二维数值变换装置处理上述使用指配给第一个上述移动台的接入码子之一的存储样值以便产生一个二维变换样值的数组，上述变换样值位于沿着上述二维数组的一维，该维对应于在上述基站处由上述第一个移动台所发送信号的不同可能到达方向；变换样值位于沿着上述二维数组的另一维，该维对应于在允许的符号字母表之内与上述信息符号不同之一的相关性。

根据本发明的另一个实施方案，公布了一个通信系统，该通信系统包括许多个移动台及改进的基站，其中改进的基站用于借助于指配的接入码子接收来自每个上述移动台的信号以及译码属于在上述发送之内所编码符号的允许字母表的信息符号。包括布置于支持结构周围的天线单元的天线装置接收从上述许多移动台所发送的信号以及产生来自每个天线单元的输出信号。变换装置放大、滤波以及变换来自每个上述天线单元的信号成为对应数量的变换信号以便处理。存储器装置暂时地存储许



多从在时间上连续的时刻的每个上述天线单元所变换的上述信号的样值。二维数值变换装置处理上述使用指配给第一个上述移动台的接入码子之一的存储样值以便产生一个二维变换样值的数组，上述变换样值位于沿着上述二维数组的一维，该维对应于在上述基站处由上述第一个移动台所发送信号的不同可能到达方向；变换样值位于沿着上述二维数组的另一维，该维对应于在允许的符号字母表之内使用在相关样值与上述信息符号之间的规定时间偏移把上述信息符号不同样值与样值进行相关。装置对于许多个上述时间偏移重复上述二维变换，其中上述时间偏移对应于来自上述第一个移动台之信号的延时接收，上述延时接收对应于由在传播路径之内物体的反射信号所引起上述信号的延时回波。

附图简述

根据下列的书面描述以及结合使用附图，对于本技术领域的技术人员而言，本发明的这些及其它优点将是显而易见的，其中：

图 1 图示说明了与本发明一起使用的现有技术的发射机；

15 图 2 图示说明了一个与本发明一起使用的阵列天线；

图 3 图示说明了根据本发明的一个实施方案的空间/编码处理器；

图 4 图示说明了根据本发明的一个实施方案用于到达时间及到达方向组合的路径处理；

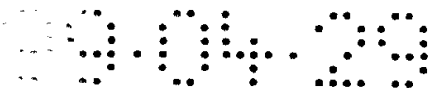
20 图 5 图示说明了根据本发明的一个实施方案的波束成形的 Bulter 矩阵/Fourier 变换的构成。

实施方案详述

图 1 说明了本发明设计译码的此类移动发射机的简化方框图。发射机是在引用文献之内所公布的同样形式的现有技术的发射机。

25 数字化来自麦克风 10 的语音信号以及使用在语音编码器 11 之内的语音编码算法压缩上述来自麦克风 10 的语音信号以便产生代表语音信号的数字比特流。现有的数字蜂窝系统已经分别把语音信号压缩到 13KB/s (GSM) 和 7KB/s (IS54) 的比特速率，以及在现有的技术状态下甚至采用把比特速率减少到 3.6KB/s 的语音编码器也能够保持可接受的语音质量。

30 通过使用纠错编码可以再次地提高来自语音编码器的比特速率。添加大部分冗余以便不但保护最敏感重要比特而且同时可以根本不编码最不敏感重要比特。无论如何，可以认为此种编码是图 1 之内的方框 11



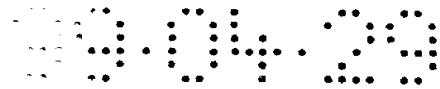
的一部分。把来自方框 11 的最终已编码数字语音形成多比特的符号以便在方框图 13 之内进行扩频编码。例如，可以形成 7 比特的块，由 128 个正交沃尔什-哈达玛 (Walsh-Hadamard) 码子之一表示 128 个可能的 7 比特模式的每个模式，因此，扩频比特速率的系数增加为 128/7。

5 当采用此种块正交扩频符号编码时，在语音编码器 11 之内的优选纠错编码的形式是里德-所罗门 (Reed-Solomon) 编码，该编码适合于编码多比特符号。可以采用各种方法完成里德-所罗门 (Reed-Solomon) 编码和沃尔什-哈达玛 (Walsh-Hadamard) 编码的组合以便对于最敏感及最不敏感的有效比特产生非平衡的编码。例如，在 $GF(2^7)$ 之内所构造的里德-所罗门 (Reed-Solomon) 编码能够编码一个 7 比特重要符号的块以便产生包括更多数量符号的 RS-编码块。“伽罗华 (Galois) 域或者 GF”是全部的从 0 到在某个求模组合运算之下闭集的某个最大值的整数集合。 $GF(2^7)$ (2 的 7 次幂或者 $GF(2^7)$) 意味着全部的从 0 到 127 的整数，即全部的 7 比特的二进制码子。如果通过在集合结果之内 7 比特宽度异或 (XOR-模 2 加) 另一个 7 比特值来结合这些上述码子集合中的两者，那么因此该集合在组合运算“XOR”之下是“封闭的”。能够把余下的最不重要符号形成为 7 比特块而不是 RS 编码的。随后从编码器 11 输出 RS 编码及非 RS 编码 7 比特符号到沃尔什-哈达玛 (Walsh-Hadamard) 编码器 13，在此种情况下，已经在编码器 11 之内完成了比特到符号的变换 12，至少对于 RS 编码的符号情况如此。

25 一种可选择的非平衡编码方法是把重要比特形成为例如 5 比特的符号，随后在 $GF(2^5)$ 之内 RS 编码上述 5 比特的符号以便形成更大 RS 编码的 5 比特符号块。随后添加两个最不重要的比特到每个 5 比特的 RS 符号以便得到 7 比特的符号，随后提交上述 7 比特的符号到沃尔什-哈达玛 (Walsh-Hadamard) 编码器 13 以便得到 128 比特的码子。

为了对各自的对话提供保密性，加密能够或者添加到方框图 11 之内或者添加到方框图 12 之内，正如此文中上面引用作为参照的 U.S. 专利 No. 5, 353, 352 中所描述的。

30 不同的移动台根据属于同样的 128 个码子集合的符号编码器 13 产生沃尔什-哈达玛 (Walsh-Hadamard) 码子，藉此有助于在不同移动台之间的区别，在方框图 14 处接入码子是按比特方式与码子相结合的模 2 运算，正如 U.S. 专利 No. 5, 353, 352 中所描述的。最好这样选择接入



码子，即一个移动台发射机的编码接入码子最大地不同于由任何其它移动台发射机所产生的全部 128 个可能的编码接入码子。

为了简化的目的，从图 1 之中省略了对于本应用不重要的细节，诸如信令信息添加到语音信息、加密键的来源、以及没有示出控制处理器对于发射机的全部控制。

接入编码器 14 产生了 128 个比特的输出，该 128 个比特如果必要，那么由串行器 15 转换为串行流以便调制无线载波频率。比特流加至调制器 16 以便产生已调制的 RF 信号，随后在功率放大器 17 之内放大上述已调制的 RF 信号到发射功率电平以便使用天线 18 发送。为了简化的目的，没有示出同样天线用于接收的对应移动台接收机电路。

图 2 说明了圆柱形天线阵列 21 的连接到本发明所发明处理器 60，诸如 U.S. 专利 No. 08/179, 953 中所描述的，该专利在此文中上面引用作为参照。

按照直排列 20 布置天线单元 22，以及布置该直排列 20 在蜂窝基站位置处的天线桅杆之上的圆柱 21 周围。如此地连接列单元以便形成列信号 23，以及每个此种直排列显示了在垂直仰视平面之内的方向性而且在水平（方位角）平面之内具有宽的波束宽度。由构成了一个信道库 30 的接收信道 31 处理每个列信号。每个信道 31 包括例如第一个 RF 滤波器 310、低噪声放大器 311、第二个 RF 滤波器 312、使用公共本地晶振 32 的下变换器 313、中频滤波器 314、IF 放大器 315 及产生表示来自每个直排列单元的 RF 信号的复数数值样值流的复数 A/D 转换器 316。

A/D 转换器能够包括使用 I, Q 混频器及 I, Q 的 A/D 转换器的正交下变换器或者可选择地采用对数极坐标数字化技术，该对数极坐标数字化技术在此文中据此引用作为参照的 U.S. 专利 No. 08/179, 953 中有所描述。

复数数字输出 36 随后馈送到包括空间/码子处理器 40 的处理器 60 以便区别及输出从每个移动台发射机（图 1）所收到的单独符号流，以及一个各自业务信道处理器单元的库 50 处理每个业务信道的符号流以便再生语音信号、信令及控制信息或者用户数据，诸如传真或者计算机数据信号。

图 3 说明了包括二维数值变换的空间/码子处理器 40 的一部分。同时（t1）从天线列的集合中收到的信号把一行输入信号形成为对于 t1



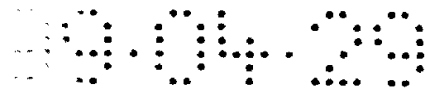
的波束成形矩阵。在连续时刻 t_2, t_3, \dots, t_{128} 所收到天线信号的集合馈送到对应数量的相同波束成形矩阵 70。将可以理解的是由二维变换所处理的全部信号是复数数值，该复数数值包括实部和虚部，每个表示为定点或者浮点二进制值。一般而言，定点表示较优越，因为所要求处理定点数值的硬件不是很昂贵。

波束成形矩阵计算一组输出信号，每个输出信号对应于方位角之内的特定方向内已经形成的方向性波束。对于每个采样时刻 $t(i)$ 所计算的波束数量一般等于天线列的数量，因此，波束成形矩阵对应于一行输入值乘以一个复数波束成形系数的方阵。对此，在 U.S. 专利序号 No. 08/568, 664，题为“用于天线阵列的同时实施调制及数字波束成形的高效装置”之中描述了数值波束成形及高效的方法，该专利在此文中据此全文引用作为参照。

通过波束成形矩阵，对应于波束方向的从特定方向到达的信号相对于从其它方向到达的信号得到了增强。波束成形器计算包括全体方向的波束以及因此增强了在一个或者另一个波束之内的全部信号。正如下面将要讨论的，然而，波束成形器不必要对同时出现的全部信号计算波束，因为它最佳地对每个移动台信号进行更精细的方向调整。

对于连续时刻 t_1, t_2, \dots, t_{128} 所计算波束方向 1 的波束信号把 128 个复数值输入矢量形成波束 1 的快速哈达玛变换 (FWT) 处理器 71，以及同样地对于连续时刻 t_1, \dots, t_{128} 所计算波束方向 128 个波束信号之集合把输入矢量形成波束 N 的 FWT 处理器 71。对于全部的其它波束也执行 FWT 处理器，藉此产生了一个 $128 \times N$ 的二维变换结果的数组，变换的第一维是天线-单元/波束-空间以及第二维是时间/码子-空间。每个 FWT 处理器把 128 个输入值变换为 128 个输出值以及使用完全并行的逻辑构造每个 FWT 以便极为快速地运算，正如授予申请人的 U.S. 专利 No. 5, 357, 454 所描述的，此专利在此文中据此全部引用作为参照。

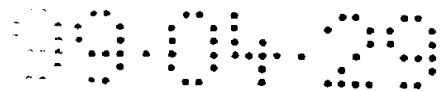
在图 3 中，为了简化的目的，假定使用指配给特定移动台信号的接入码子去扰 128 个输入值之集合的运算包括作为在 FWT 处理器 71 之内的第一个步骤。该步骤分解了由图 1 的对应加扰器 14 所执行步骤。首先选择接入码子以便该码子指配给先前使用在基站处收到的最强信号所识别到的移动台发射机。由该发射机所发送的符号将导致从最大输出的 N 个波束相关的 FWT 处理器 71 之一中 128 个 FWT 处理器输出的对应之



一。在讨论之中的波束在一个符号（符号时间一般是毫秒（ms）分之一）与另一个符号之间应该不会迅速地变化，因为移动台发射机不会按照如此巨大的角速度环绕天线阵列。因此，根据先前的结果可以预测即将用于识别已发送符号的波束，以及在已发送的符号识别之后，能够检查在其它波束之内的同样符号盒之内的值以便决定该信号是否在另一个方向盒之内增长；在某些方面，如果移动台发射机正在移动，那么在另一个波束/方向盒之内的信号将变得更大，以及因此将会改变译码该移动台的波束。在某个中间阶段，当移动台横跨两个波束以及据此产生来自 128 个输出的两个邻近组的类似结果时，128 个输出的两个组的加权和可以用于译码该符号。

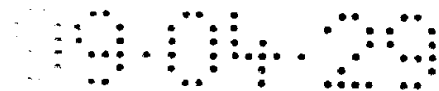
译码一个符号包括识别上面提到和的 128 个值的最大值的系数或者单个波束的 128 个 FWT 处理器输出的最大值系数。使用完全并行的逻辑可以极为快速地完成这一点，正如在 U.S. 专利 No. 5, 187, 675 中所描述的，该专利在此文中据此全文引用作为参照。在识别到最大值的系数之后，在用于译码该波束（或者多个波束，如果求和不止一个波束）的 128 个值数组之内设置该值为零。因此，从由空间/码子处理器所计算的 128×8 个空间/码子域值中输出数值，设置一个值（可能两个值）为零。随后使用图 3 相反的顺序逆变换余下的值，即对于列的值执行逆 FWT，使用同样的接入码子重新加扰它们，以及随后由波束成形矩阵的矩阵逆乘以行的值以便在空间/时间域再次地得到 $128 \times N$ 个值。

因为预先已经预测了先前根据波束译码信号的该波束，所以将会意识到的是波束成形矩阵 70 不需要计算对于全部波束的波束信号，而只是对于预测收到最强及可能的位于两侧之一的波束计算波束信号，以便对由于发射机移动所串绕到邻近波束的信号进行监视。因此，不必要对于不计算的波束信号执行 FWT 处理器 71。然而，为了能够逆转波束成形处理 70，所计算输出值的数量必须等于输入值的数量，即波束成形矩阵必须是方阵以及因此信息不会丢失。然而，可能的是通过使用包含于对应于未计算波束行之内的许多个零的矩阵简化矩阵乘法，只要矩阵逆依然存在以及对应于所必需的波束行包括正确的波束成形系数。由于对于每个信号方向随后将要求预先计算及存储完全不同的矩阵及其逆，所以最好是使用单个矩阵以及在计算不需要的波束时不关注浪费的效率。如果不需要对应的波束译码一个信号，那么依然节省了不需要的 FWT。



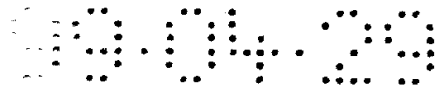
现在，从不同移动台发射机所收到的信号不必要使其 128 个采样符号周期准确地对准。此外，在 A/D 转换器 316 之内所执行的信号采样不必要与每个符号的中心或者最佳采样点同步。确实，由于众所周知的多径传播现象导致可能收到来自任何特定移动台发射机的信号具有了时间干扰，此处收到了来自高大建筑物、山坡以及诸如此类物体的具有可能许多个样值周期延时的不同时延的信号反射，该信号的每个延时形式称为“径”。采样定时的失准也产生了径的分离，其中由于采样定时的失准导致了采样出现于两个码片之间，由于径的分离导致了对于两个码片偏移所观察到的相关性横跨正确的采样点之间。前述的参考文献解释了如何通过计算在时间上偏移 128 个样值矢量的 FWT 以便解决某个回波的时延来处理这些效应。把每个偏移的 FWT 矢量与解决相位偏移及每个路径衰落的复数加权相加来得到合并的信号以便译码。使合用复数加权加法选择码片偏移用于合并称作“瑞克 (RAKE) 抽头”，以及该系数称作“瑞克 (RAKE) 系数”。通过限制瑞克 (RAKE) 系数包括 2 的逆次幂的实部及虚部可以简化具有复数加权的 FWT 之合并，该合并与使用准确的复数加权值相比包括了可接受的损耗。由 2 的逆次幂的乘法易于实施时间延时的比特串行所提供的二进制值，正如授予申请人的 U.S. 专利 No. 5, 305, 349 题为“具有量化系数的瑞克 (Rake) 接收机”中所描述的，该专利在此文中据此全文引用作为参照。

图 4 说明了用于对不同芯片移位 (瑞克 (RAKE) 抽头) 以及还有如何省略不需要的 FWT 所实施二维变换的装置。输入缓冲区 72 接收来自每个天线信道 31 的 A/D 转换样值流以及按照时钟把样值移入每个信道的 $128+L$ 个存储器单元。额外的“L”单元对应于在最近收到的沃尔什 (Walsh) 码子的 128 个码片的定时基准与最早者之间所预期扩频时间的数量，它表示为码片周期，扩频或者位于离基站不同距离的两个不同移动台发射机之间或者位于经由不同长度的路径已经传播的两个不同的径之间。对应于来自 N 个天线信道的 $128+L$ 个缓存样值之一连接到一个 N 输入/N 输出的波束成形矩阵以及转换其产生 N 个波束值。来自某个信号的某个路径所预期的位于波束之内的 $128+L$ 个值输出随后有待于一个对应于 128 个码片 Walsh 码子的某个定时基准的上述 128 个的选择。由信道跟踪器 73 实施波束以及某个路径定时的预测，信道跟踪器 73 跟踪在标称到达方向的任意侧之上波束方向的最大相关还有与在任意侧之上



时间偏移相关性的值，即标称预期到达时间的一个超前码片及一个滞后码片。信道跟踪器 73 也跟踪从一个沃尔什-哈达玛 (Walsh-Hadamard) 符号周期到另一个周期所平均的最大相关的平均复数值，这产生了用于合并不同路径的瑞克 (RAKE) 系数加权。采用由信道跟踪器 73 所产生预期值的复数共轭对于某个信号的一个路径加权来自每个 FWT 的 128 点沃尔什 (Walsh) 频谱输出，以及把上述频谱输出与对于同样信号的全部其它路径的 128 点加权矢量相加。每个路径具有自身的定时以及位于与同样信号的其它路径所不同的波束之内。因此，瑞克 (RAKE) 合并能够把一组从南面所收到直达路径的沃尔什 (Walsh) 相关值与从北面例如来自较大建筑物或者山坡所反射的信号进行合并。信道跟踪器决定哪一个到达时间与哪一个包含最多能量的到达方向相合并以及信道跟踪器使用例如前面提到的含有量化系数的发明瑞克 (RAKE) 合并器合并上述这些信号。由于复数共轭加权，合并的信号应该把其最终值旋转成为实数平面以及据此由最大搜索电路 74 决定 128 个结果实部的最大值。在图 4 中，方框图 74 也包括对使用由信道跟踪器 73 所提供加权系数的全部路径的 128 个沃尔什 (Walsh) 谱的累加和。当已经找到了最大值时，把其值返回到信道跟踪器以便及时地更新下一个符号周期的系数。信道跟踪器将也决定下一次是将使用该路径还是另一个路径是否已经变成为更大。不言而喻地，图 4 的电路也对达到时间及现在没有意义的达到方向计算 FWT，以及因此它不对加权和作出贡献而是计算上述到达时间及到达方向以便决定它们之一何时或者是否变得比前一次对上述和的贡献更大，此时较大者将取代较小者。

图 4 说明了用于选择瑞克 (RAKE) 抽头或者由缓冲样值 $L+1$ 到 $128+L$ 所表示的到达时间 (即最近可能的到达时间) 的连接关系。示出了全部的 $128+L$ 个到达时间连接到波束成形矩阵，尽管有可能对于未使用的达到时间 (即样值 1 到 L) 省略了波束成形矩阵。只有来自波束成形器 $L+1$ 到 $128+L$ 的输出将进行 FWT。在此种情况下，预期从方向 “k” 收到了到达时间的路径 $L+1$ ，因此只有来自波束成形器 $L+1$ 到 $128+L$ 的输出连接到 128 个输入 FWT 71 以便产生一个 128 点的沃尔什 (Walsh) 频谱输出。使用来自信道跟踪器 73 的加权系数在方框图 74 内具有沃尔什 (Walsh) 频谱的 128 个盒之内对于全部的其它有意义路径累加上述频谱输出。当已经处理了全部路径时，方框图 74 决定最大的累加值以及



输出其系数作为已译码的符号，并且把该值返回到信道跟踪器。随后重复对应于每个路径的二维变换序列以便再生过去累加的 FWT 值，以及在再生了每个 FWT 之后，设置对应于已译码符号系数的值为零，并且对余下的值执行逆 FWT。随后对波束成形矩阵求逆以便再次地把修改值返回到输入缓冲区 72。在从对于全部有意义路径（每个由到达方向及到达时间所定义的）的缓冲值之中已经清除了刚刚已译码的信号之后，该信号已经从此情况中清除以及因此不会干扰随后已译码的信号。

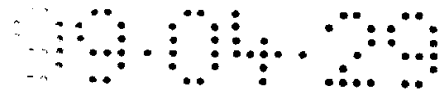
在引用的参考文献中，公布的从对应于特定到达时间的输入缓冲区 72 之中所选择的优选方法是使用桶形移位器。桶形移位器是一种在 10 128+L 组可用抽头选择之间上或下移位一组 128 个抽头的有效方法。在 0 到 L 之间所需要的移位“j”表示为二进制的整数：

$$j_0+2 \cdot j_1+4 \cdot j_2+8 \cdot j_3$$

作为一个实例，此处最大值 L 是 15。

第一级圆柱形移位器根据二进制数字 j_3 之值是 0 还是 1 选择 135 个抽头以便包括或者样值 1 到 135 或者样值 9 到 143。135 个已选择值随后经受另一次 131 个值的选择，即根据 j_2 值是 0 还是 1 或者前次选择值 1 到 131 或者 5 到 135。随后这 131 个值经由再一次 129 个值的选择，即根据 j_1 或者前次选择值 1 到 129 或者 3 到 131。最后， j_0 决定了前次选择值的数值是选择了 1 到 128 还是 2 到 129。该方法的优点是对于 L=128 而言与 128L 次相比，其倒换位置的总数近似为 $2 \cdot 128 \log_2(L)$ ，即 L 个极点的倒换，例如，对于 L=15 其复杂度减少近似 2: 1，以及对于更大值 L 得到更多的节省。

因此，已经描述了如何译码及减去第一个信号。在每次迭代之后，对于特定的移动台译码一个符号以及随后改变接入码子为下一个最强的移动台信号的接入码子，并且执行新的迭代。在译码了每个信号之后，保存表示该符号的最大值。其复数值是该信号的相位及幅度的测量，在正如引用的参考文献所描述的信道跟踪器之内平均复数值以便决定信号相位位于哪个平面，以及因此能够实施信号的相关检测。已跟踪值的幅度也能够用来预测下次 128 个样值符号间隔之内的信号强度顺序，以及因此实施处理顺序的重新排列以便解决不同信号的不同衰落，这样保持了译码按照第降的信号强度顺序。



在合并了全部的瑞克 (RAKE) 抽头之后所识别的最大 FWT 成分的指数提供了在信号相减循环之内设置为零的 FWT 成分的指数。因此，图 3 和 4 的机器最好包括至少两个独立阶段：

5 检测阶段：根据包含极大能量的过去历史，对于由信道跟踪器所预测路径的到达时间及到达方向计算 FWT，通过使用信道跟踪器所提供的加权系数累加在 128 个盒之内的 FWT，随后决定最大累加值的指数。

10 相减阶段：按照路径强度的降低顺序，正如上述重新计算同样的 FWT，以及在逆二维变换余下的信号之前设置每个具有上述指数的成分为零以便得到用于对下一个最低路径强度之路径执行下次二维变换的修改值。

此外，可以称作“搜索阶段”的第三个阶段包括：

搜索阶段：对于至少另一个没有用于检测及相减阶段的达到时间或者到达方向执行二维变换以便检测未来用于检测及相减的突出增长的路径。

15 在所引用的参考文献中，也教导了称作“重新正交化”的第四个阶段可能是所需要的，其中在经由检测、相减及搜索阶段处理了其它信号之后，重新使用前次信号的接入码子以及使用一个已经确定的指数对于前次信号执行新的相减阶段。换而言之，省略了检测阶段，因为已经知道了当前阶段的指数。重新正交化阶段的目的是减少从前次信号相减阶段所遗留的冗余误差，该误差是由于其它信号存在所导致相减数量之上的误差。这些误差正比例于其它信号的强度，但是与第一个信号相关。
20 在清除了引起误差以及据此原始形成的其它信号之后，通过使用 FWT 执行新的相关能够检测到误差。新的相减阶段随后清除误差。

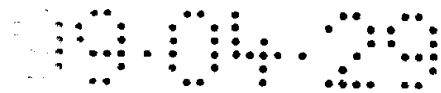
现在描述波束成形运算的优选公式。入射到射线强度阵列之上的信

25

$$\underline{v} = \begin{bmatrix} s \cdot a_1 \\ s \cdot a_2 \\ \dots \\ s \cdot a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_n \end{bmatrix} \bullet s = \underline{A} \bullet s$$

号将导致天线列信号 23 的矢量 V:

此处 \underline{A} 是复数值 $a(i)$ 的列矢量。



列信号的数量取决于 s 以及对天线信道增益系数 $a(i)$ 贡献的大小而有点是任意的，因为其原理变得十分清楚，如此地选择以便归一化 $a_1, \dots, a(n)$ 的值：

$$|a_1|^2 + |a_2|^2 \dots + |a(n)|^2 = 1$$

5 为了产生一个最佳地合并来自每个单元的能量以便产生面向信号源 S 的最大方向性的波束，合并加权系数应该等于 $a(i)$ 的复数共轭，即合并的信号应该是：

$$[a_1^*, a_2^*, a_3^* \dots a(n)^*] \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ a(n) \end{bmatrix} \cdot s = \underline{A}^{\#} \cdot \underline{A} \cdot s$$

此处 * 表示复数共轭以及 # 表示共轭转置。而该式：

10 $\underline{A}^{\#} \cdot \underline{A} = |a_1|^2 + |a_2|^2 \dots + |a(n)|^2$

上面已经设置其等于“1”。因此，结果简化为 s ，它表示 s 能够等于由阵列所截获的全部信号能量。

因此，波束成形矩阵 B 必须包含一个等于 $A^{\#}$ 的行以便用于所需要接收 S 的波束。然而，另一行 B 没有定义，但是在施加了下列额外的要求之后将变成为如此，即在设置了在 S 波束之内的成分为零以及乘以 B 的逆之后，信号 S 将从全部的天线单元值之中消失。

15

因此，把收到信号的矢量 V 与波束成形矩阵 B 相乘产生：

$$B \cdot \underline{V} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \cdot \\ s \\ \cdot \end{bmatrix}$$

此处“ s ”是所需要的信号路径以及 s_1, s_2 对应于其它的信号或者其它信号之混合信号。

20

把对应于 S 的输出设置为零与从结果中减去该矢量是一样的：

$$\underline{S} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ s \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix}$$

在乘以 B 的逆之后，随后得到：

$$B^{-1} \cdot ((B \cdot \underline{V}) - \underline{S}) = \underline{V} - B^{-1} \cdot \underline{S}$$

它应该等于零，只要 $B^{-1} \cdot \underline{S}$ 在全部的单元处消除了成分 S。因此，

$$5 \quad B^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ s \\ \cdot \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a(i) \\ \cdot \\ a(n) \end{bmatrix} \cdot s$$

或者

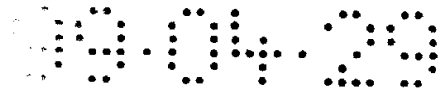
$$B^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ 1 \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ a(n) \end{bmatrix}$$

上面说明了对应于信号 S 的波束之列 B^{-1} 等于系数矢量 $a(i)$ 。

10 因为 $B \cdot B^{-1} = I$ ，是由逆定义的 $N \times N$ 的单位矩阵，这是与行 $B = (a_1^*, a_2^*, \dots, a(n)^*)$ 乘以等于 $|a_1|^2 + |a_2|^2 + \dots + |a(n)|^2 = 1$ 的列 B 相一致的，给出在对角线上为“1”，而 B 的其它行乘以逆的同样列一定得到零，因为单位矩阵 I 的非对角线元素为零。因此，B 的全部其它行一定正交于由 $a(i)$ 值所构成了 B^{-1} 的列。由 $(r_1, r_2, \dots, r(n))$ 表示 B 的任何其它行，因此必须具有：

$$15 \quad r_1 \cdot a_1 + r_2 \cdot a_2 + r_3 \cdot a_3 + \dots + r(n) \cdot a(n) = 0$$

也能够任意地要求 $r_1^2 + r_2^2 + \dots + r(n)^2 = 1$ 。



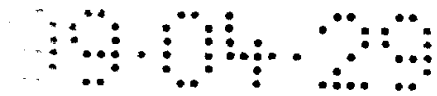
采用一个等于给定矢量的行构造了此种矩阵，全部的其它行正交于该行以及任何等于单位值的模值平方和称作正交矩阵，以及它可以由已知的格雷姆-施密特 (Gram-Schmidt) 正交化方法实施构造。在指配值给其它行时，有一些自由度，以及如果需要如上面所说明的，那么按照
5 此种方式以便最大化在矩阵之内零的总数可以实施这一点。

因此，已经说明了通过设置一行等于在 N 天线单元列处的收到信号增益及相位的共轭能够构造波束成形矩阵，由格雷姆-施密特 (Gram-Schmidt) 正交化构造其它的 $N-1$ 行。

使用布尔特 (Butler) 矩阵或者其数值对应法 (即离散傅立叶
10 (Fourier) 变换) 可以得到波束成形器的另一个公式。一组按照等边形式布置于圆柱 21 周围的来自 N 单元天线单元 20 的信号连接到布尔特 (Butler) 矩阵 80。布尔特 (Butler) 矩阵 80 产生 N 个变换信号的输出，该输出涉及由具有正交特性的 $N \times N$ 离散傅立叶 (Fourier) 变换矩阵产生的 N 个输入信号。当信号从正在缓慢变化的方向角入射到 THETA
15 的阵列之上时，在单元处所收到的信号形式缓慢地围绕阵列移动，该模式与由一个单元超前只有移位 $2\pi/N$ 值的形式相同。布尔特 (Butler) 矩阵变换值在幅度上变得等于在超前值 THETA 处的值， $THETA-2\pi/N$ 也是同样，尽管变换值的相移变化了多个 $2\pi/N$ 。实际上，对于全部的 THETA 值变换值的幅度几乎非常地相同，尽管相位只变化了多个 THETA。因此，
20 通过把不同的增益或者衰减系数 $c_1, c_2, \dots, c(n)$ 加到幅度整形单元 81 之内执行恒定幅度整形能够极为准确地提供单元信号的所需加权，如果对于转换成分 1 到 N 是必要的，那么幅度整形单元 81 也可以插入固定相位的变化，尽管相位单元 82 把每个变换及幅度整形值的相位改变了多个到达方向角 THETA。

25 最后，如果选择相位单元 82 给 N 个同时间隔多个 $2\pi/N$ 的波束提供了所必需的相位，那么相位单元 82 是逆布尔特 (Butler) 矩阵 (或者在数值域之内的逆傅立叶变换)。

在图 5 中，说明了把输入缓冲区已经转移到布尔特 (Butler) 矩阵单元 80 及幅度整形器 81 的输出。这是可能的，因为由布尔特 (Butler)
30 矩阵单元 80 及幅度整形器 81 所执行的功能既不与到达方向相关又不与到达时间相关，以及可以在每个样值的基础之上执行该功能，并且结果保存于缓冲区 72 之内。正如上面描述的桶形移位器 (未示出) 随后选



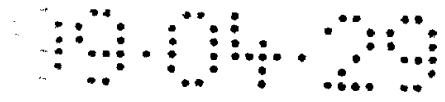
择每 N 个缓冲区的 $128+L$ 个单元的 128 个以便形成 N 个到 128 个相位单元 82 的输入，上述相位单元 82 对于具有特定到达时间和到达方向的路径完成波束成形。在信号检测及相减之后，就输入缓冲区 72 而言只需要逆变换余下的信号以及不需要把上述冗余信号反变换到既经由幅度整形单元 81 又经由布尔特 (Butler) 矩阵 80。

在进入到图 4 所示的输入缓冲区之前执行布尔特 (Butler) 矩阵 80 及幅度整形 81 的固定变换的优点是波束成形单元 70 简单地变成在合并它们及没有加权幅度之前只改变信号之相位的相位单元 82。此外，使用快速傅立叶变换 (FFT) 可以有效地实施相位单元 82。FFT 产生具有从起始角度 θ 所间隔 $2\pi/N$ 的波束，其中通过把固定相位斜率加到由下列系数所给定的输入实施上述波束：

$$1, \quad \exp(\theta), \quad \exp(2\theta), \quad \exp(3\theta), \quad \dots$$

此处 θ 是在 0 到 π/N 之间，或者在 $-\pi/N$ 与 $+\pi/N$ 之间。在此情况下， θ 表示精度小于 $2\pi/N$ 的更精确的到达方向分辨率，尽管 FFT 按照 $2\pi/N$ 的步阶分辨波束。

图 4 与图 5 组合显示了一个工作于二维阵列数之一维的 FFT 处理器与工作于另一维的 FWT 处理器的级联。FWT 及 FFT 均是属于 Walsh 傅立叶变换的系列，它们不同只在于其应用的步阶，即众所周知的作为“旋转因子”。快速沃尔什-傅立叶 (Walsh-Fourier) 变换包括用于称作“蝶形”的梳状对值的级，上述级计算分布于各级的和值及差值以便旋转复数的和值及差值相位一个固定量，该固定量称作“旋转因子”。纯粹的傅立叶变换在每两个连续的蝶形级之间具有旋转因子，然而，纯粹的快速 Walsh-傅立叶变换没有任何旋转因子级。混合沃尔什-傅立叶变换具有一些旋转因子级；二维傅立叶变换是一个实例以及省略了一个旋转因子级。对三维数组构成的傅立叶变换与对安置于一个大矢量之内的全部数值进行运算的一维傅立叶变换是相同的，但是省略了两个旋转因子级，如此等等，在执行 M 维傅立叶变换时省略 $M-1$ 个旋转因子级。对于图 5 的相位单元 82 及图 4 的 FWT 处理器 71，通过使用全部的 $128 \times N$ 个数值安排于单一的矢量之内的一个较大一维变换可以十分有效地执行联合变换，只是省略了六个对应于 128 点 FWT 部分的旋转因子级，这相当于在每维之内含有两个数值的七维傅立叶变换，并且省略了对应于 FFT 与 FWT 部分的二维级联的另一个旋转因子级。



列举一个实例将使上述更加清楚：当全部的数组包括许多等于二的幂次的值时，可以最为有效地构造快速沃尔什-傅立叶变换。因此，如果选择波束的数量 N 是二的幂次，例如为 $N=32$ ，由于 FWT 部分的大小 $N=128$ 已经是二的幂次，所以数值的总数量将是 32×128 或者是 4096 ，这是 2^{12} 。

一个 2^{12} 的 FFT 将通常包括具有在 12 个蝶形级之间的 11 个旋转因子级的 12 个蝶形级。然而，在本发明的应用中，所要求的变换是一个下列大小的 8 维数组数值的 8 维变换，即总共 $32 \times 2 \times 2 \times 2 \times 2 \times 2 \times 2 \times 2 = 4096$ 个值。

因此，旋转因子级的数量减少为 $8-1=7$ ，剩下能够提供 4096 点 FWT 的只有十一个中的四个。余下的四个对应于位于前五个蝶形级的 32 点 FFT 部分之间的这些部分。

因此，上面已经说明了使用编程的一般化单维快速沃尔什-傅立叶变换可以执行在一个数据平面之内 FFT 波束成形器 82 与在另一个数据平面之内 FWT 译码器 71 的级联以便消除适当的旋转因子级。如果充分、有效以及经济地构造此种装置，那么省略未用 FWT 或者波束的计算可以变得毫无意义以及计算每个路径的全部集合变得更加简单。

另一个变化是注意到对于每个路径的准确波束方向只是与得到准确的信号相减有关系，由对每个路径独立地规定在图 5 中的 THETA 值形成了上述准确波束方向。通过只计算使用 THETA=0 的多组波束能够执行在检测阶段之内的准确信号检测，在此种情况下，碰巧具有在两个波束之间的到达方向中途的某个信号将在这两个邻近的波束之内出现，这看作两个路径。然而，只要信道跟踪器 73 提供了两个邻近波束的合适系数，那么将得到正确检测的结果。然而，相减阶段最好使用 THETA 的正确值以便使该信号出现于所计算波束之唯一之内，从其中可以消除它。由信道跟踪器根据用于检测的两个邻近波束的瑞克 (RAKE) 系数可以决定所要求 THETA 值。

还有其它的变化包括不是设置变换成分为零而是在更新刚刚检测到的符号值的信道跟踪器以便预测下一个值之后，从在执行逆变换之前的变换成分之中减去已更新的预测值。

提供对于一种变化或者另一种变化的正反两面全部的详细分析已经超出了本应用的范围，上述两种变化的选择依赖于某个实施的准确参

数，例如天线列数、沃尔什-哈达玛码子的大小、信号带宽、业务容量以及计算的实施是借助可编程信号处理器、硬件逻辑以及还是专用集成电路（ASIC）方法，由于在硅集成技术方面的快速进展，它们的能力正在日渐提高。

- 5 所有由本技术领域的技术人员引用在既有信号（或者码子）空间又有空间维（或者天线波束空间）之内相减解调信号的发明原理实施的此种变化可以认为均属于正如下列权利要求所描述的本发明范畴及精神之内。

说明书附图

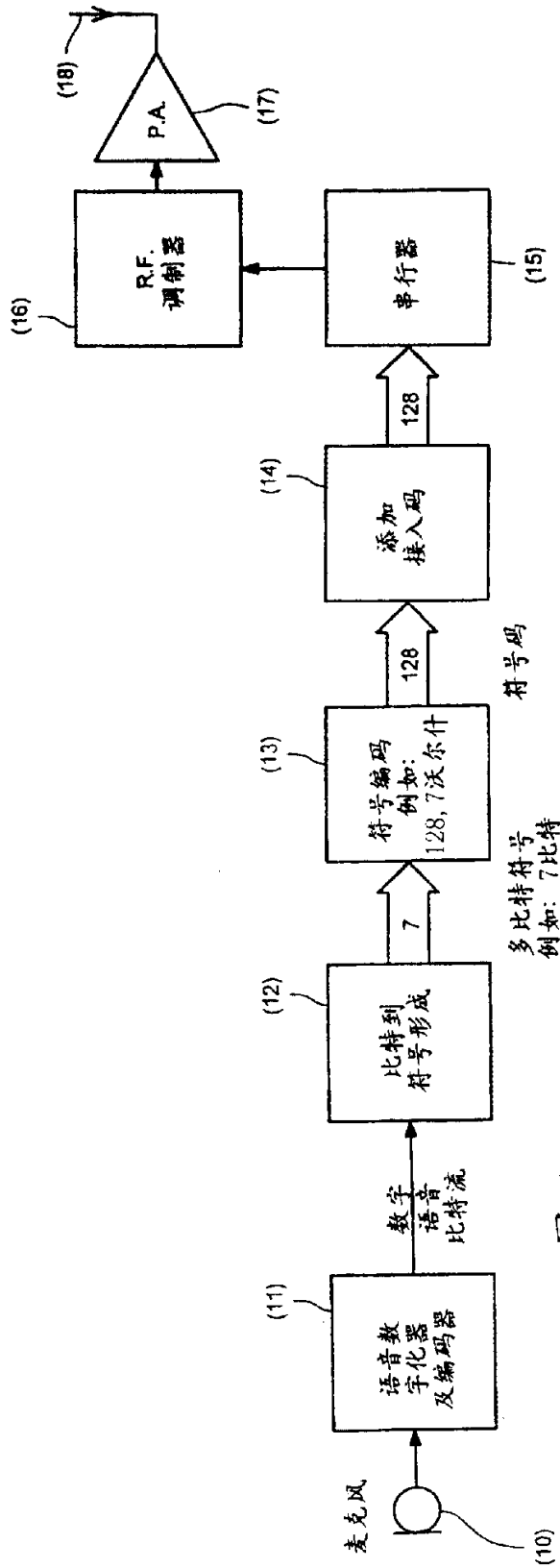


图 1
现有技术

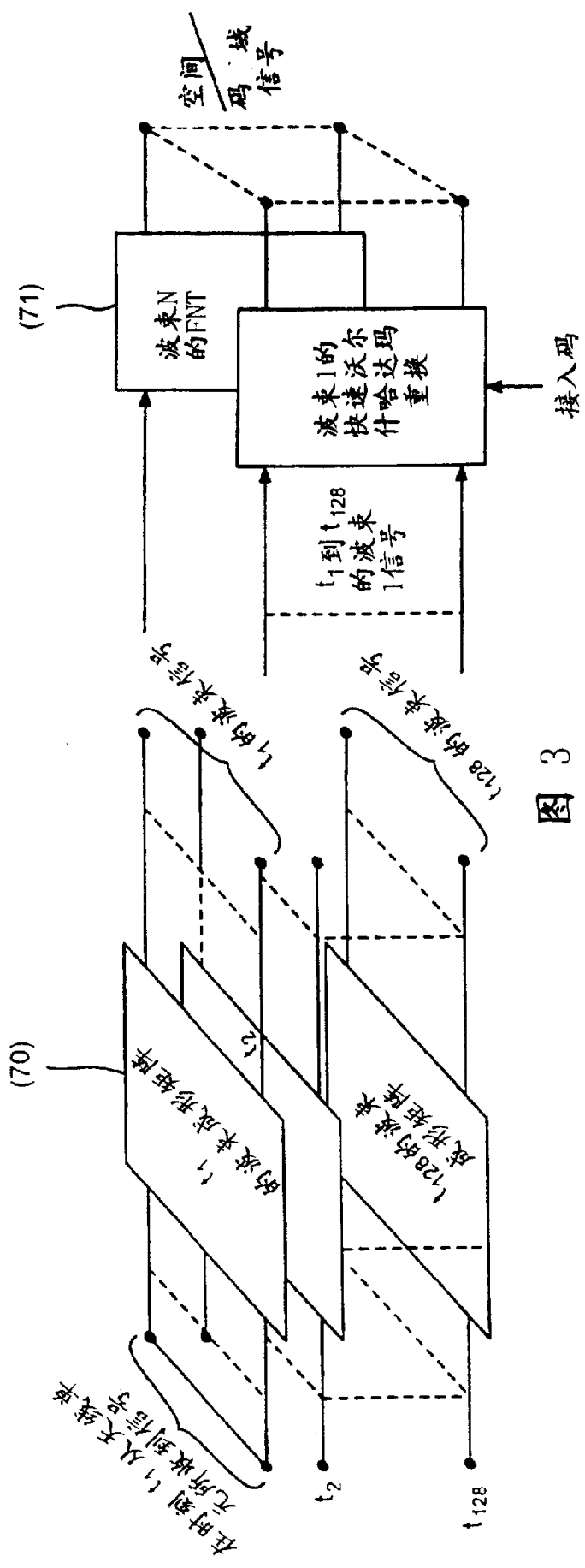


图 3

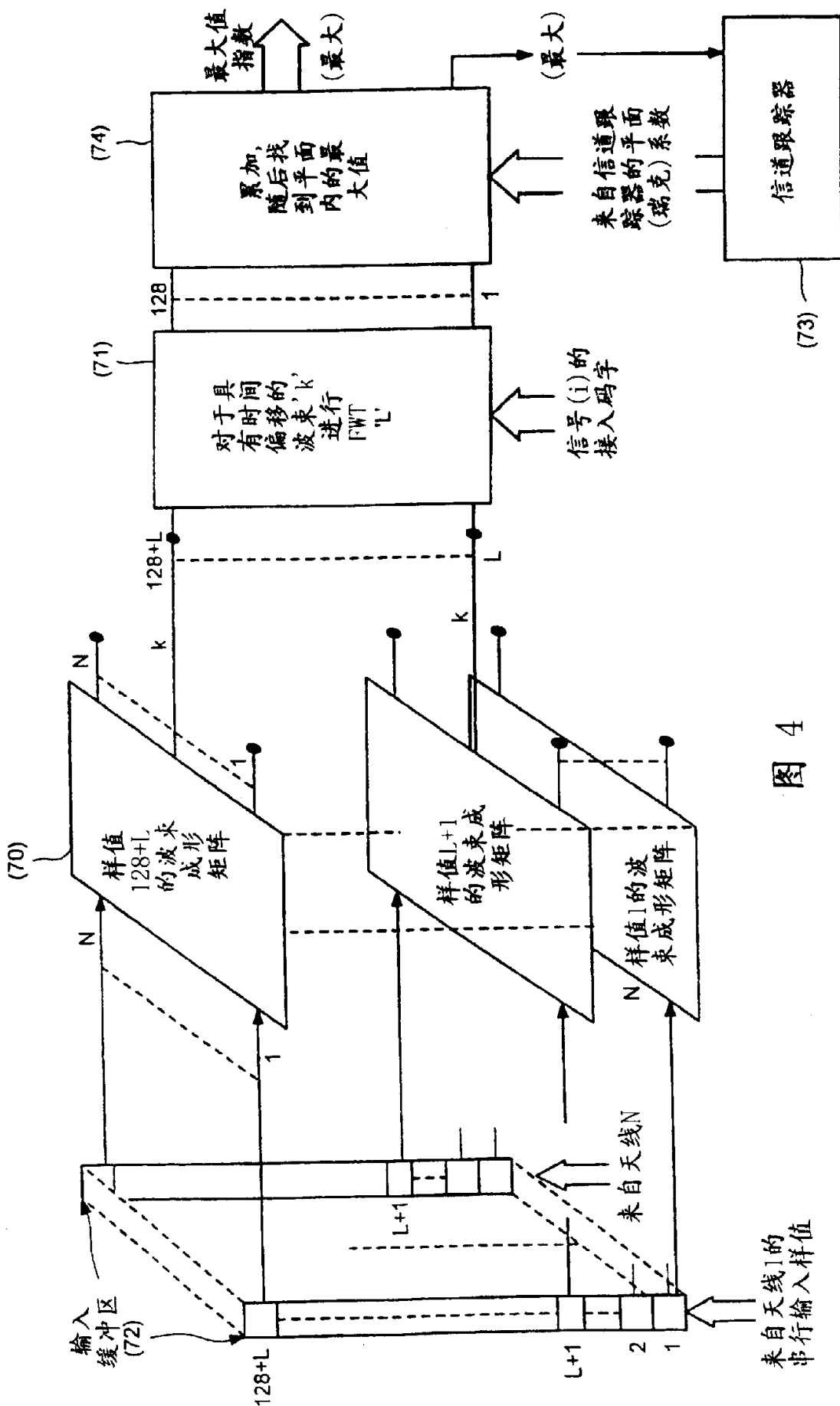


图 4

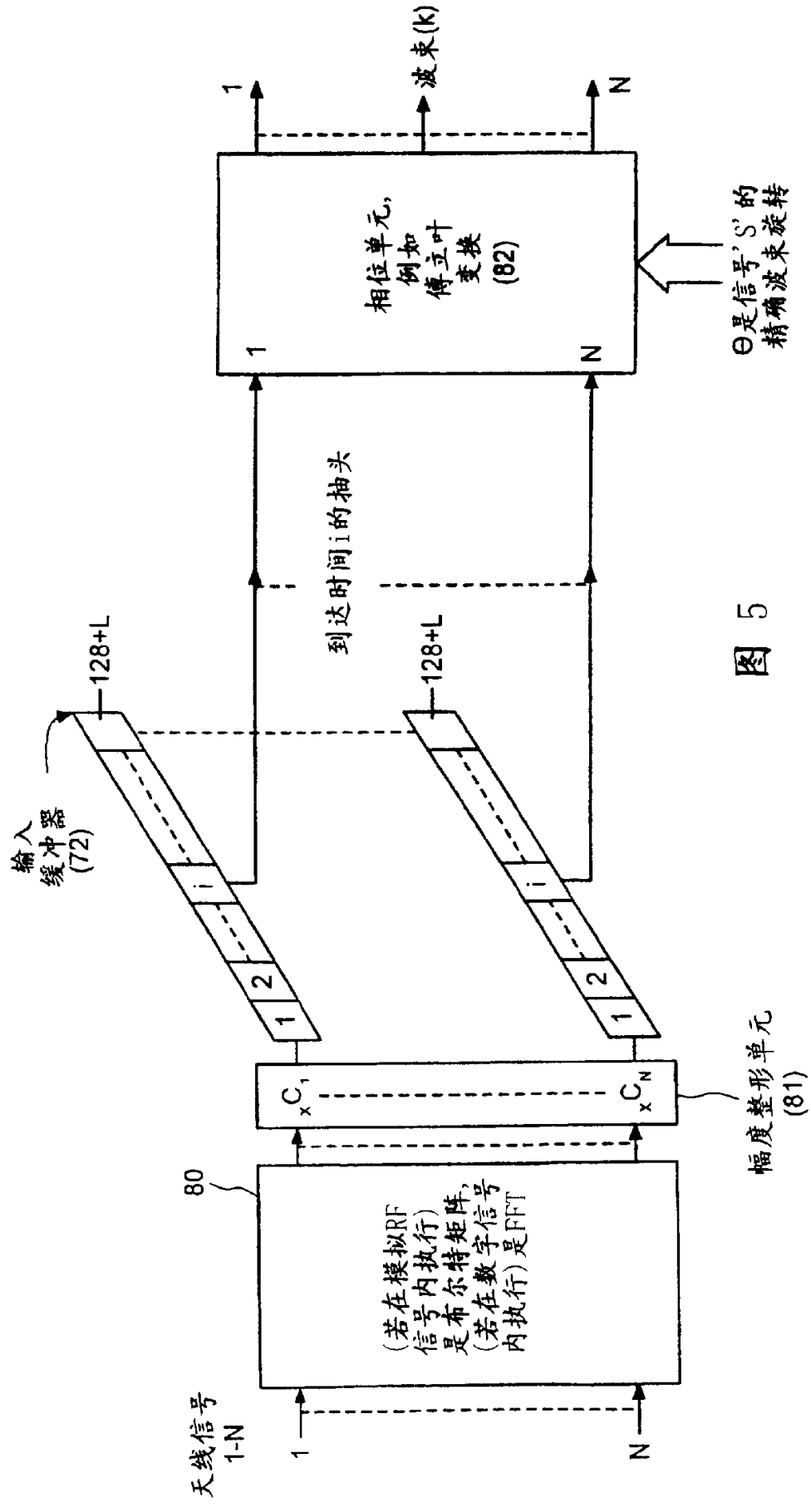


图 5