

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04Q 7/32 (2006.01)

H04B 7/26 (2006.01)

H01Q 21/00 (2006.01)



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 02147380.3

[45] 授权公告日 2006 年 8 月 2 日

[11] 授权公告号 CN 1268151C

[22] 申请日 2002.10.23 [21] 申请号 02147380.3  
 [30] 优先权  
 [32] 2001.10.25 [33] JP [31] 2001-328280  
 [71] 专利权人 京瓷株式会社  
 地址 日本京都府  
 [72] 发明人 童方伟 加藤正则  
 审查员 张琳

[74] 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司  
 代理人 戎志敏

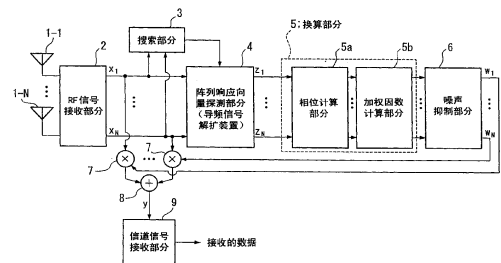
权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 3 页

## [54] 发明名称

移动通信终端和阵列天线方向图控制方法

## [57] 摘要

一种移动通信终端，根据 CDMA 通信系统，由包含多个天线单元(1-1 到 1-N)的阵列天线来接收包含导频信号的无线信号，以执行无线通信，及根据预定的解扩代码对在每个天线单元(1-1 到 1-N)接收的信号  $x_1$  和  $x_N$  进行解扩处理过程。由阵列响应向量探测部分为每个天线单元(1-1 到 1-N)提取、组成导频信号的阵列响应向量表示无线信号的到达方向。为形成包含天线单元(1-1 到 1-N)的阵列天线的方向图，根据阵列响应向量执行加权操作。通过这样做，就有可能稳定控制阵列天线方向图，以根据 CDMA 通信系统接收无线信号，执行无线通信。



1. 一种移动通信终端，根据码分多址通信系统，通过接收包含导频信号  
5 的无线信号以进行无线通信，其中包括：

具有多个天线单元的阵列天线；

导频信号解扩装置，根据预定的解扩代码，用于对天线单元接收的信号进行解扩处理并为每个天线单元提取该导频信号；

方向图控制装置，根据基于由天线单元的导频信号解扩装置为每  
10 个天线单元提取的导频信号的加权因数，执行加权操作，以形成具有多个天线单元的阵列天线的方向图。

2. 根据权利要求1所述的移动通信终端，其特征在于其中的方向图控制装置包括：

确定导频信号相位角的相位计算装置；

15 加权因数计算装置，通过使用相位计算装置确定的相位角来确定用于形成阵列天线方向图的一组加权因数。

3. 根据权利要求1所述的移动通信终端，其特征在于其中的方向图控制装置包括用于形成阵列天线方向图的加权因数计算装置，其中

导频信号直接用做加权因数；或者

20 通过将导频信号与一个常数相乘，确定加权因数。

4. 根据权利要求2或3所述的移动通信终端，其特征在于其中的方向图控制装置通过将接收信号与加权因数的共轭相乘，控制阵列天线的接收方向图。

5. 根据权利要求2或3所述的移动通信终端，其特征在于其中的方向图控制装置根据发射频率校正加权因数，并通过将发射信号与校正的  
25 加权因数的共轭相乘，控制阵列天线的发射方向图。

6. 一种用于具有包含多个天线单元的阵列天线的移动通信终端中阵列天线方向图的控制方法，根据码分多址通信系统由阵列天线接收包含导频信号的无线信号，以进行无线通信，其中包括步骤：

根据预定的解扩代码，在天线单元对接收的信号进行解扩处理，并为每个天线单元提取导频信号；

5 根据基于为每个天线单元提取的导频信号的加权因数，为加权天线单元接收的信号而进行方向图控制处理，以形成包含多个天线单元的阵列天线方向图。

7. 根据权利要求6所述的阵列天线方向图控制方法，其特征在于方向图的控制过程包括步骤：

计算每个天线单元导频信号的相位角；

使用相位角，计算一组用于形成阵列天线方向图的加权因数。

10 8. 根据权利要求6所述的阵列天线方向图控制方法，其特征在于方向图的控制过程包括步骤：

导频信号直接用做加权因数；或者

通过将导频信号与常数相乘，确定加权因数。

15

## 移动通信终端和阵列天线方向图控制方法

5

### 发明领域

本发明涉及一种移动通信终端，根据码分多址（以下称为 CDMA）通信系统，通过使用包含多个天线单元的阵列天线来接收无线信号，以执行无线通信。本发明也涉及一种用于阵列天线的方向图控制方法。

10

### 背景技术

在移动通信系统中，常规上，基站具有包含多个天线单元的阵列天线。这种基站形成用于发送和接收信号的方向图，并跟踪移动通信终端的位置。同样，在移动通信系统中，从通信质量的观点来看，如基站的  
15 可移动电话这种移动通信终端的跟踪性能变得越来越重要（无线通信与基站连接的保持性）。因此，有人提议提供给移动通信终端包含多个天线单元的阵列天线，以形成用于发射和接收信号的方向图。

用于阵列天线方向图的常规控制方法，例如，根据最小均方误差（以下称为 MMSE）使用一种自适应算法，如最小递归平方算法（以下  
20 称为 RLS 算法），采样矩阵逆算法（以下称为 SMI 算法），和最小均方算法（以下称为 LMS 算法）。在这种控制方法中，根据自适应算法确定一组用来形成包含多个天线单元的阵列天线方向图的加权因数，以最小化从基站接收的信号和本地产生的基准信号之间的均方误差。

然而，当用于阵列天线的常规方向图控制方法应用到移动通信终端，  
25 以根据 CDMA 通信系统接收无线信号来执行无线通信时，会产生下列问题。用于阵列天线的常规方向图控制方法需要基准信号，以供自己使用。在常规方向图控制方法中，确定一组加权因数，以使接收信号和基准信号之间的均方误差最小化。当对接收的信号执行解扩处理时，所需的信号放大为扩频增益的量；因此，方向图中由噪音和干扰信号引起  
30 的影响变的更小。同样，移动站环境下的干扰要比基站环境下的干扰

少，而且干扰电平通常比所需信号的干扰电平小。因此，有可能用于确定一组形成阵列天线方向图加权因数的自适应算法的收敛性能降低。此外，由于用来确定加权因数的回归计算的发散性，而有可能不能确定加权因数。因此，阵列天线的方向图控制操作变得不稳定。

5 图 4 示出一系列的阵列天线方向图的视图，当根据 CDMA 通信系统在可移动站（下行链路）接收无线信号时，在解扩之后通过应用常规阵列天线方向图控制方法（此后用做 LMS），控制阵列天线方向图以形成一系列的阵列天线方向图。在图 4，示出四单元  $\lambda/2$  间隔的线性阵列天线的重复更新的方向图。如图 4 所示，使用 LMS 算法的常规控制方法没有形成指向信号入射方向的主波束的稳定的方向图。这是出于上述提到的原因由于 LMS 算法的收敛性能的降低引起的。

如上述解释，当应用常规阵列天线方向图控制方法控制阵列天线的方向图时，在向 CDMA 移动通信终端解扩之后，方向图控制操作变得不稳定。因此，很难提高对基站的方向图的跟踪性能。

15 同样，当使用高速阵列天线方向图控制方法如 RLS 或 SMI 时，用来确定加权因数以最小化均方误差的计算量很大，因此，电力消耗增加。结果是，存在移动通信终端的电池使用寿命很短的问题。

## 发明内容

20 本发明考虑了上述情况。本发明的目的是提供一种移动通信终端和其控制方法，当根据 CDMA 通信系统通过接收无线信号进行无线通信时，使用包含多个天线单元的阵列天线的这种移动通信终端可以控制阵列天线的方向图。

而且，本发明的另一个目的是提供一种移动通信终端和其控制方法，其中移动通信终端可以减少用来确定一组加权因数以形成阵列天线方向图的处理过程的操作量。

为解决上述问题，本发明第一方面的特征在于，根据码分多址协议，通过接收包含导频信号的无线信号以执行无线通信的移动通信终端包括：

30 具有多个天线单元的阵列天线；

导频信号解扩装置，根据预定的解扩代码，对天线单元接收的信号进行解扩处理并为每个天线单元提取该导频信号；

方向图控制装置，根据基于由天线单元的导频信号解扩装置为每个天线单元提取的导频信号的加权因数，执行加权操作，以形成具有多个  
5 天线单元的阵列天线的方向图。

本发明的第二方面特征在于，移动通信终端中的方向图控制装置包括：

确定导频信号相位角的相位计算装置；

加权因数计算装置，通过使用相位计算装置确定的相位角来确定用  
10 于形成阵列天线方向图的一组加权因数。

本发明第三方面的特征在于，移动通信终端中的方向图控制装置包括形成阵列天线方向图的加权因数计算装置，其中导频信号用做加权因数，或者通过将导频信号与一个常数相乘，确定加权因数。

本发明第四方面的特征在于，方向图控制装置通过将接收信号与加  
15 权因数相乘，控制阵列天线的接收方向图。

本发明第五方面的特征在于，方向图控制装置根据发射频率补偿加权因数，并通过将发射信号与补偿的加权因数相乘，控制阵列天线的发射方向图。

本发明第六方面的特征在于，用于具有包含多个天线单元的阵列天  
20 线的移动通信终端中阵列天线定向模块的控制方法，根据码分多址协议由阵列天线接收包含导频信号的无线信号，执行无线通信，其中包括步骤：

根据预定的解扩代码，在天线单元对接收的信号进行解扩处理，并为每个天线单元提取导频信号；

25 根据基于每个天线单元的导频信号的加权因数，进行方向图控制处理，以形成包含多个天线单元的阵列天线的方向图。

本发明第七方面的特征在于，在阵列天线方向图的控制方法中，方向图的控制过程包括步骤：

计算每个天线单元导频信号的相位角；和

使用每个天线单元导频信号的相位角，确定一组用于形成阵列天线方向图的加权因数。

本发明第八方面的特征在于，阵列天线方向图的控制方法包括方向图控制过程，其中：

- 5       导频信号用做加权因数；或者  
      通过将导频信号与常数相乘，确定加权因数。

如上述解释，根据本发明，每个天线接收的信号根据预定的解扩代码解扩，以给每个阵列天线单元提取预定的导频信号。导频信号包括与信号到达方向相关的相位信息。可以将提取的导频信号看做表示无线信号入射方向的阵列响应向量。本发明中，有可能从每个天线单元导频信号的相位信息计算出阵列加权因数，以直接形成包含多个天线单元的阵列天线方向图。因此，不是必须使用需要基准信号的自适应算法。同样，没有产生由自适应算法的收敛性能诸如递归计算的发散性之类引起的问题。

15       通过这么做，就可能控制阵列天线方向图，以使方向图的主波束稳定地指向无线信号的入射方向，即使移动通信终端改变了位置。这样的结果是，提供移动通信终端的有利之处在于可以实现比常规装置更优质的通信质量。

20       根据本发明的第二或第七方面，首先确定导频信号的相位角，然后使用该相位角确定用于形成阵列天线方向图的加权因数。因此，不用进行递归计算而可以确定加权因数。所以，可以减少确定形成阵列天线方向图的加权因数的计算过程。因此，可以降低对电的消耗。

25       根据本发明的第三或第八方面，提取的导频信号，或乘以一个常数的导频信号用做形成阵列天线方向图的加权因数。因此，不用进行递归计算而可以确定阵列加权因数。这样的结果是，可以减少确定形成阵列天线方向图的加权因数的计算过程。因此，可以降低对电的消耗。

如上述解释，本发明可以降低电力的消耗，并可以降低移动通信终端的电池的电能消耗。结果是，产生可以降低电池充电频率的效果，致使实现移动电话使用寿命长和便于携带。

## 附图说明

图 1 是根据本发明实施例的移动通信终端中的接收功能的方框图。

图 2 是根据本实施例如图 1 所示的移动电话单元的发射功能部分的方框图。

5 图 3 是根据本实施例，显示根据阵列天线方向图控制方法控制天线方向图形成的天线方向图的视图。

图 4 是根据常规阵列天线方向图控制方法显示由控制天线方向图形成的天线方向图的视图。

## 10 具体实施方式

本发明的实施例参考附图说明如下。本实施例中的移动电话解释为移动通信终端的一个例子。图 1 是根据本发明实施例的移动通信终端（移动电话单元）中的信号接收功能的方框图。图 1 所示的移动电话根据 CDMA 通信系统，使用包含多个天线单元的阵列天线来接收无线信号，以执行无线通信。图 1 示出一个仅用于信号接收功能的方块。然而，其它功能块的功能和常规移动电话的功能相同，因此，这里省略对其解释。

首先，对阵列天线方向图控制方法的本实施例作出如下的综合描述。移动电话根据 CDMA 通信系统从基站接收无线信号。该无线信号包括预定的导频信号（例如，CDMA 美国标准“TIA.EIA-95B,§7.1.3.2”），该信号用来识别基站和检测扩频码（PN 代码）片同步时隙（finger）及从多个基站发射的信号强度，因此通过 CDMA 移动电话可以选出具有最强强度的信号（可以由搜索装置实现）。该导频信号可以看作算术中的“ $1+j$ ”，并分别在它的实部和虚部上由扩频码扩频，且从基站中发射该导频信号。

另一方面，在移动电话中，预先设置可以提取导频信号的解扩代码。在阵列天线方向图控制方法中的本实施例中，根据解扩代码（PN 代码），对包含在阵列天线的每个天线单元中接收的信号执行解扩处理，提取包含在每个天线单元中接收的信号的导频信号。

为每个天线单元提取的导频信号包括表示无线信号入射方向的相位信息。可以将相位信息看做表示无线信号入射方向的阵列响应向量。本发明中，计算出阵列加权因数，因此，从每个天线单元提取的信号的相位信息中，可以直接形成包含多个天线单元的阵列天线方向图，其中相位信息组成接收的无线信号的阵列响应向量。因此，不是必须使用需要产生复杂的基准信号的自适应算法。同样，没有由递归自适应算法的收敛性能诸如递归计算的发散性之类引起的问题；所以，本发明可以稳定地控制阵列天线方向图。

参考图 1，解释根据本发明使用阵列天线方向图控制方法的移动电话如下。图 1 中，参考数字 1 和 1-N (N 是整数，是 2 或更大的数) 表示包含在天线单元中的 N 个天线单元。参考数字 2 表示射频 (RF) 接收部分，用来通过天线单元 1 到 1-N 同时接收 N 个 CDMA 无线信号，并对应天线单元 1 到 1-N 输出接收的信号  $x_1$  到  $x_N$ 。RF 接收部分 2 包括无线信号接收电路，下行转换器，和模拟-数字转换器，并通过数字化 N 个接收的无线信号，该 RF 接收部分产生接收信号  $x_1$  到  $x_N$ 。

参考数字 3 表示搜索部分 (搜索装置)，用来执行 PN 码片同步时隙 (finger)，以及使用接收信号  $x_1$  到  $x_N$  中的任意一个进行最强信号选择探测，并输出选出的所需码片同步时隙 (finger)。

参考数字 4 表示阵列响应向量探测部分，用来根据解扩代码 (PN 代码) 对接收信号  $x_1$  到  $x_N$  执行解扩处理，并为每个天线单元提取包含在接收信号  $x_1$  到  $x_N$  中的导频信号  $Z_1$  到  $Z_N$  作为输出。阵列响应向量探测部分 4 根据由搜索部分 3 探测的码片同步时隙 (finger) 对接收信号  $x_1$  到  $x_N$  执行解扩处理。以这种方式提取的导频信号  $Z_1$  到  $Z_N$  包括表示信号入射方向的阵列响应向量 [ $Z_1$  到  $Z_N$ ]。

参考数字 5 表示换算部分，包括由参考数字 5a 表示的相位计算部分和由参考数字 5b 表示的加权因数计算部分。换算部分调整由阵列响应向量探测部分 4 提取的导频信号的振幅。相位计算部分 5a 计算导频信号  $Z_1$  到  $Z_N$  的相位角  $\theta_1$  到  $\theta_N$  以输出。此外，加权因数计算部分 5b 使用相位角  $\theta_1$  到  $\theta_N$  为天线单元 1 到 1-N 计算加权因数  $W_1$  到  $W_N$ 。

参考数字 6 表示噪声抑制部分，如用来抑制包括在加权因数  $W_1$  到  $W_N$  中的噪音部分的低通滤波器。对于噪声抑制部分 6 来说，可以使用移动平均低通滤波器。当噪音引起的影响很小时，噪声抑制部分 6 不是必需的。

5 参考数字 7 表示乘法器。提供有  $N$  个乘法器。参考数字 8 表示加法器。 $N$  个乘法器与接收信号  $x_1$  到  $x_N$  和分别从噪声抑制部分 6 输出的共轭加权因数  $W_1$  到  $W_N$  相乘。上述提到的乘法的总和由加法器 8 计算。加法器 8 输出的信号  $y$  成为具有由加权因数  $W_1$  到  $W_N$  形成的接收方向图的阵列天线的输出信号。

10 参考数字 9 表示从阵列天线输出信号  $y$  探测信道信号（同步，分页，通信量，等等）的信道信号接收部分。

下一步，将会解释通过从接收信号  $x_1$  到  $x_N$  中提取导频信号  $Z_1$  到  $Z_N$ ，由阵列响应向量探测部分 4 进行阵列响应向量探测操作。第一步，对应于天线单元 1- $i$  ( $i$  是从 1 到  $N$  的整数) 的接收信号  $x_i$  由公式 F1 表示。

15

$$\begin{aligned} x_i &= A_i [P_I(t) + jP_Q(t) + s(t)P_I(t) + js(t)P_Q(t)] e^{j\theta_i} \\ &= A_i e^{jPN(t)} e^{j\theta_i} + A_i s(t) [P_I(t) + jP_Q(t)] e^{j\theta_i} \end{aligned} \quad \text{F1}$$

20

这里， $A_i$  表示天线单元 1- $i$  的接收信号的振幅。 $P_I(t)$  和  $P_Q(t)$  表示解扩代码（PN 代码）的实部和虚部（“I”和“Q”分别表示实部和虚部）。

$e^{jPN(t)} = P_I(t) + jP_Q(t)$  和  $e^{j\theta_i}$  是由无线信号的入射角产生的相位分量。

25  $A_i e^{jPN(t)} e^{j\theta_i}$  表示导频信道信号。 $S(t)$  表示如同步，分页，或通信量等等不同于导频信道的信道信号。

根据 CDMA 通信系统，由公式 F1 中的  $s(t)$  表示的不同于导频信道的信道信号与导频信道信号正交。因此，不同于导频信道的信道信号在进行用于提取导频信号的解扩过程之后，变成 0（零）。这里为了便

于解释，设  $x_i$  只包含一个导频信道信号。根据假设， $x_i$  由下列公式 F2 表示。

$$x_i = A_i e^{jPN(t)} e^{j\theta_i} \quad \text{F2}$$

5

根据从搜索部分 3 的码片同步时隙 (finger) 的输出，并根据预定的代码 (PN 代码)，阵列响应向量探测部分 4 对公式 F1 中表示的  $x_i$  进行解扩，以提取导频信号  $Z_i$ 。导频信号  $Z_i$  可以由下列公式 F3 表示。

$$Z_i = \int_T x_i e^{-jPN(t)} e^{j\alpha} dt \quad \text{F3}$$

10

这里，T 表示解扩计算的范围。 $e^{-jPN(t)}$  表示预定的解扩代码。 $e^{j\alpha}$  表示诸如用于码片同步时隙 (finger) 探测的天线单元的固定相位误差引起的固定未知相位分量。当公式 F2 中  $x_i$  的带入公式 F3 时， $Z_i$  可以由下列公式 F4 表示。

15

$$\begin{aligned} Z_i &= \int_T A_i e^{jPN(t)} e^{j\theta_i} e^{-jPN(t)} e^{j\alpha} dt \\ &= A_i T e^{j\theta_i} e^{j\alpha} \end{aligned} \quad \text{F4}$$

20

阵列响应向量探测部分 4 对天线单元 1-1 到 1-N 执行上述处理过程以确定  $Z_1$  到  $Z_N$ 。这些  $Z_1$  到  $Z_N$  [ $Z_1$  到  $Z_N$ ] = [ $A_1 e^{j\theta_1}$  到  $A_N e^{j\theta_N}$ ]  $T e^{j\alpha}$  组成阵列响应向量的向量。每个  $Z_i$  ( $i$  是从 1 到 N 的整数) 表示阵列响应向量的成分。公式 F3 中的  $e^{j\alpha}$  不影响阵列响应向量；因此，设  $\alpha = 0$  和  $e^{j\alpha} = 1$ 。

如本实施例所示，当接收的信号  $x_i$  是数字化的离散信号时，接收的信号  $x_i$  由下列公式 F5 表示。

25

$$x_i = A_i e^{jPN(nT_s)} e^{j\theta_i} \quad \text{F5}$$

这里， $T_s$  表示采样周期。N 表示采样数。并且，提取的是阵列响应向量成分的导频信号  $Z_i$  可以由下列公式 F6 表示。

30

$$\begin{aligned}
 Z_i &= \sum_{n=0}^{M-1} x_i e^{-jPN(nT_s)} e^{j\alpha} \\
 &= \sum_{n=0}^{M-1} A_i e^{jPN(nT_s)} e^{j\theta_i} e^{-jPN(nT_s)} e^{j\alpha} \\
 &= A_i M e^{j\theta_i} e^{j\alpha}
 \end{aligned}
 \tag{F6}$$

5

这里，M 表示解扩计算的范围。

下一步，将解释换算部分 5 调整  $Z_1$  到  $Z_N$  的振幅的换算过程。从阵列响应向量探测部分 4 输出的阵列响应向量  $[Z_1, Z_2$  到  $Z_N]$  的单元  $Z_1, Z_2$  到  $Z_N$  的振幅和接收的信号  $x_1, x_2$  到  $x_N$  的振幅成比例。当接收的信号的波动范围较大时，需要将阵列响应向量的单元的范围限制在一定范围内。换算部分 5 就是为此目的而配置的。

第一步，由下列公式 F7，相位计算部分 5a 计算导频信号  $Z_i$  的相位角  $\theta_i$ 。这里，设  $\alpha = 0$ 。

$$\theta_i = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}(Z_i)}{\text{Re}(Z_i)} \right)
 \tag{F7}$$

15

这里， $\text{Re}(Z_i)$  表示  $Z_i$  的实部， $\text{Im}(Z_i)$  表示  $Z_i$  的虚部。

因此，根据下列公式 F8，加权因数计算部分 5b 通过使用公式 F7 中计算出的相位角  $\theta_i$  为天线单元 1-i 计算加权因数  $W_i$ 。通过这样做，加权因数  $W_i$  的振幅为常数，而不管接收的信号的振幅为何值。

20

$$W_i = e^{j\theta_i}
 \tag{F8}$$

这里，换算部分 5 仅调整阵列响应向量成分的振幅；因此，可以接收的换算如下。

25

$$W_i = Z_i Z_0
 \tag{F9}$$

$$W_i = Z_i C_i
 \tag{F10}$$

这里， $Z_0$  是除了 0（零）之外的任意常量（复数或实数）。而且， $C_i$  是除了 0（零）之外的实数。

例如，当在天线单元中接收的信号强度没有很大的变化时，可接受的是将由阵列响应向量探测部分 4 提取的  $Z_i$  在如  $Z_0=1$  的条件下直接用做  $W_i$ 。而且，可接受的是可以设置  $Z_0$  为另一个固定的值。且，可接受的是  $Z_0$  可以根据下列公式 11 计算。

$$Z_0 = \frac{1}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |x_i|^2} \quad \text{F11}$$

此外， $Z_0$  可以根据使用由移动通信终端探测到的接收信号强度标志（RSSI 值）的公式 F12 计算，

$$Z_0 = \frac{1}{RSSI} \quad \text{F12}$$

此外， $C_i$  可以根据下列公式 F13 和 F14 来计算。

$$C_i = k|x_i|^2, i=1,2,\dots,N \quad \text{F13}$$

$$k = \frac{1}{\sum_{i=1}^N |x_i|^2} \quad \text{F14}$$

还有确定  $Z_0$  或  $C_i$  的其它方法。仅要求确定  $Z_0$  或  $C_i$ ，以使阵列响应向量成分的振幅在一特定范围内。

当根据公式 F9 和 F10 确定加权因数  $W_i$  时，从阵列响应向量探测部分 4 输出的导频信号  $Z_1$  到  $Z_N$  输入到加权因数计算部分 5b。因此，不需要在此提供相位探测部分 5a。

上述方法中计算的加权因数  $W_1$  到  $W_N$  中的噪音分量由噪声抑制部分 6 进行抑制。接收的信号  $x_1$  到  $x_N$  在由噪声抑制部分 6 进行抑制之后，在  $N$  个乘法器 7 中与加权因数  $W_1$  到  $W_N$  的共轭相乘。根据由导频信号  $Z_1$  到

$Z_N$  组成的阵列响应向量 $[Z_1$  到  $Z_N]$ ， $N$  个乘法器 7 的输出信号是每个接收的信号  $x_1$  到  $x_N$  的加权信号。

下一步，由加法器 8 计算由  $N$  个乘法器 7 进行上述乘法的总和。从加法器 8 输出的信号  $y$  变成具有由加权因数  $W_1$  到  $W_N$  形成的接收方向图的阵列天线的输出信号。通过这样做，就可能稳定地控制阵列天线的接收方向图。

图 2 所示的是移动电话发射功能部分的上述实施例的方框图。图 2 中，下文同样的参考数字适用于图 1 所示的对应数字，所以这里省略重复性的描述。如图 2 所示，包含在加权因数  $W_1$  到  $W_N$  中的噪音部分由噪声抑制部分 6 进行抑制，其中加权因数  $W_1$  到  $W_N$  由加权因数计算部分 5b 计算。此外，相差/频差校正部分 11 为天线单元之间的固定初始相位差补偿噪音抑制加权因数  $W_1$  到  $W_N$ ，如果需要的话，也可为发射和接收频率之间的频差补偿噪音抑制加权因数  $W_1$  到  $W_N$ 。

下一步，从相差/频差校正部分 11 输出的加权因数  $W_1$  到  $W_N$  的共轭由  $N$  个乘法器 7 和发射信号相乘。来自这些乘法器 7 的输出信号通过 RF 发射和接收部分 21 从天线单元 1-1 到 1-N 中发射。来自乘法器 7 的输出信号是具有由加权因数  $W_1$  到  $W_N$  形成的发射方向图的阵列天线的发射信号。通过这样做，就有可能稳定地控制阵列天线的发射方向图。

这里，可接受的是阵列天线的发射/接收方向图可由上述图 1 和图 2 的实施例综合而成。

图 3 是显示本发明当前实施例中通过控制阵列天线方向图形成的天线方向图的视图。图 3 中，示出四单元  $\lambda/2$  间隔的线性阵列天线的重复更新的方向图。如图 3 所示，可以看出方向图的主波束指向信号的入射方向，并且可以稳定地控制阵列天线方向图。

如上所述，根据本发明，不需要使用需要基准信号的自适应算法。而且，也不存在自适应算法如递归计算的收敛性这样的问题。因此，有可能稳定地控制阵列天线方向图。通过这样做，即使移动通信终端改变其位置，也可能稳定地控制阵列天线方向图，所以可以指向无线信号的入射角。

在本发明中，为每个天线单元计算相位角，以及使用该相位角计算对应于天线单元的权重因素。因此，有可能确定权重因素而不需要进行递归计算。通过这样做，有可能减少为形成阵列天线方向图进行确定权重因素的处理过程。因此，有可能降低对电的消耗。

5 本发明的移动通信终端包括诸如个人数字助理（下面称为 PDA）和普通移动电话之类的移动终端。这里假设 PDA 包括无线通信装置。

该移动通信终端也包括无线通信装置，如提供给移动部件如汽车和火车的车辆电话。

10 如上所述，参考附图详细地解释了本发明的实施例。应当明白上述说明是本发明的优选实施例，且会对上述发明作出各种改变和修改，而这些改变和修改不会偏离本发明如所附权利要求中定义的精神和范围。

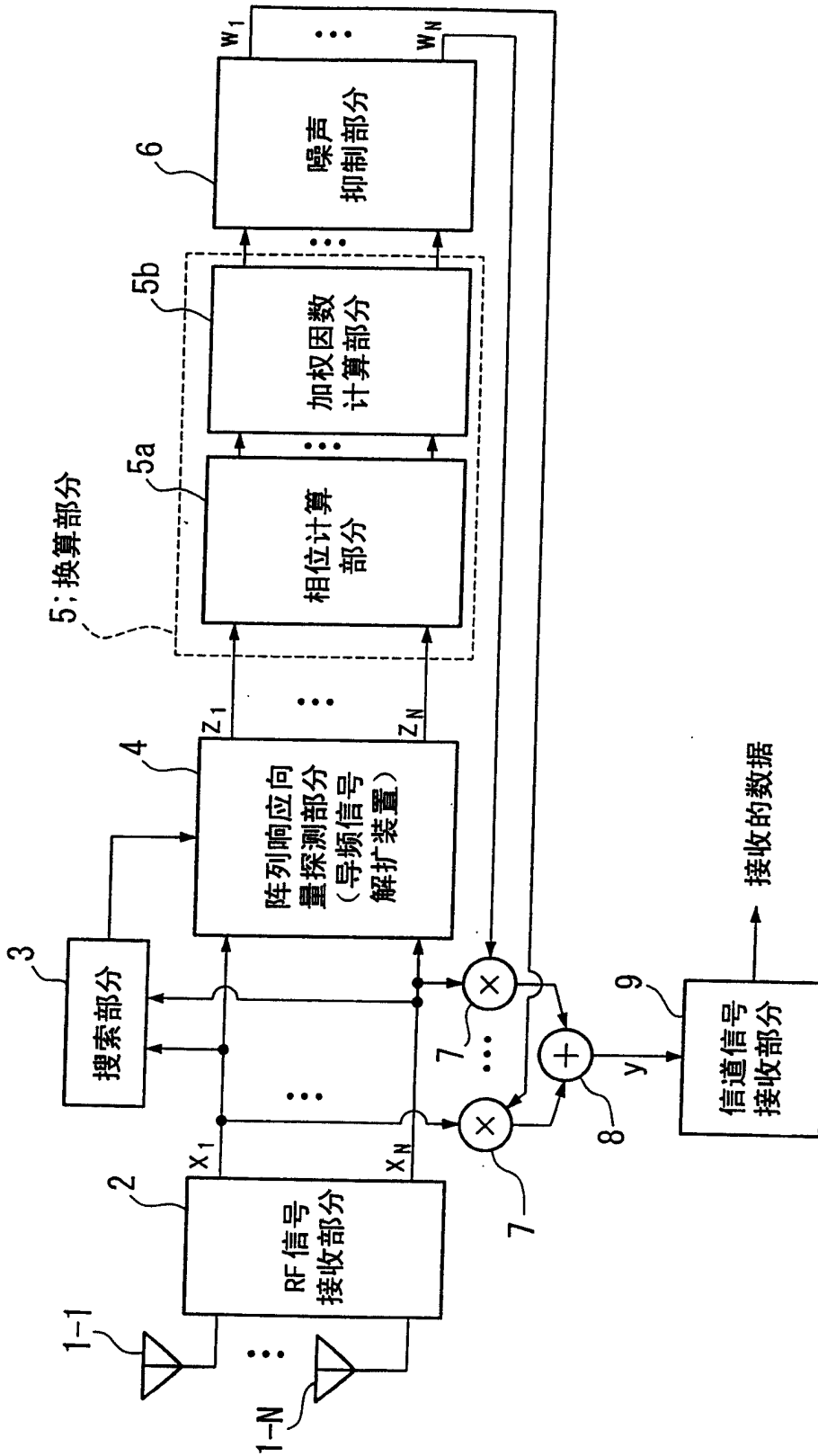


图 1

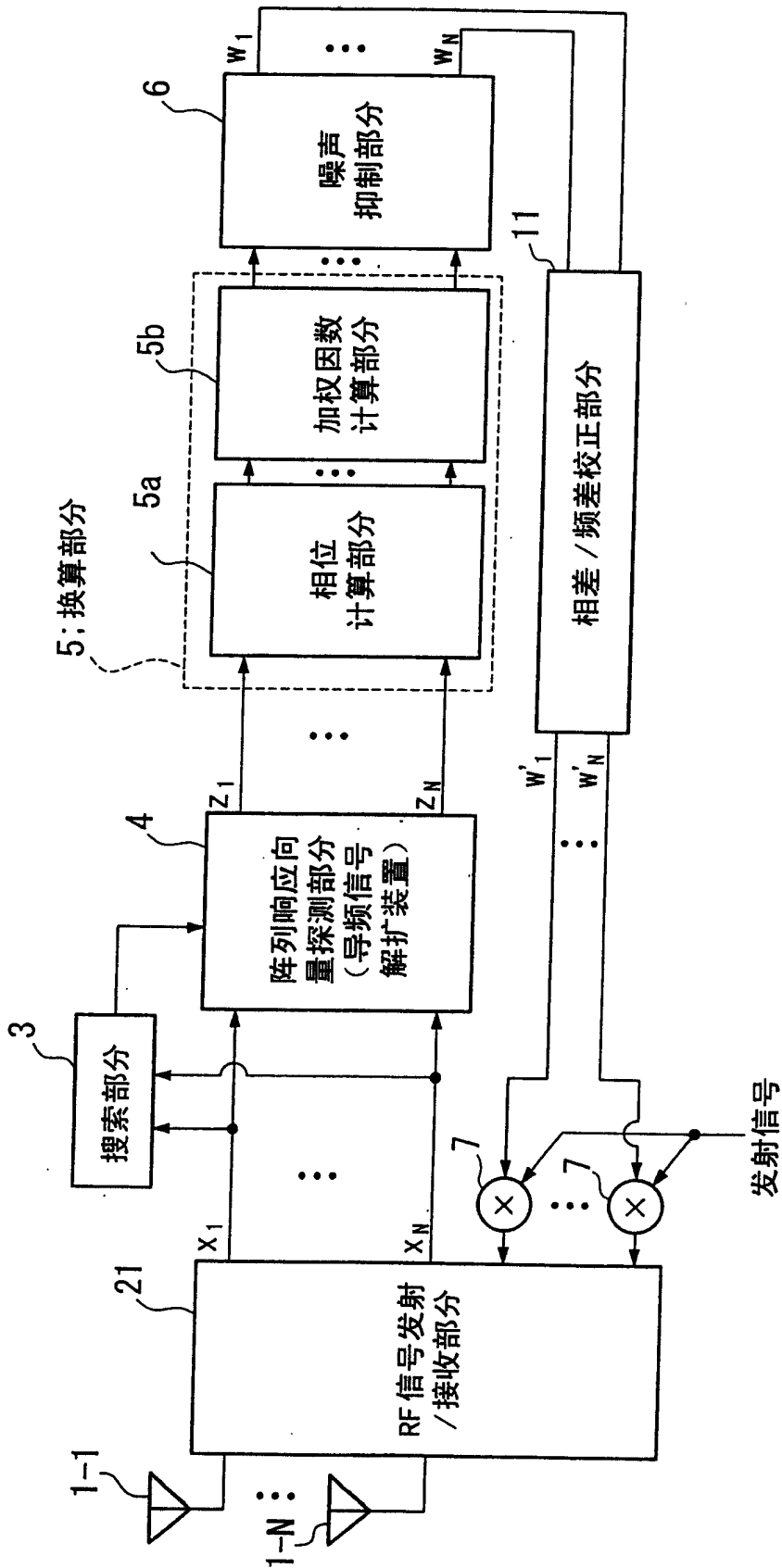


图 2

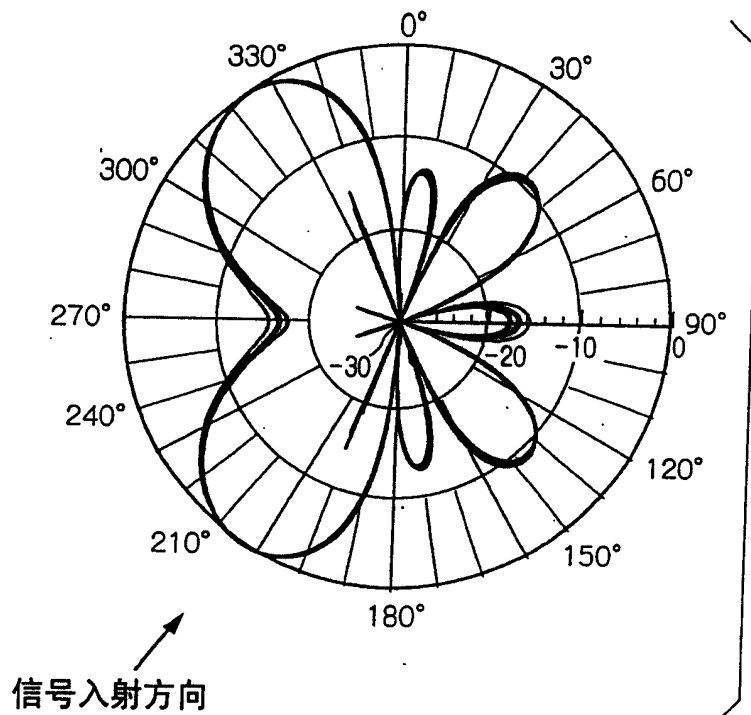


图 3

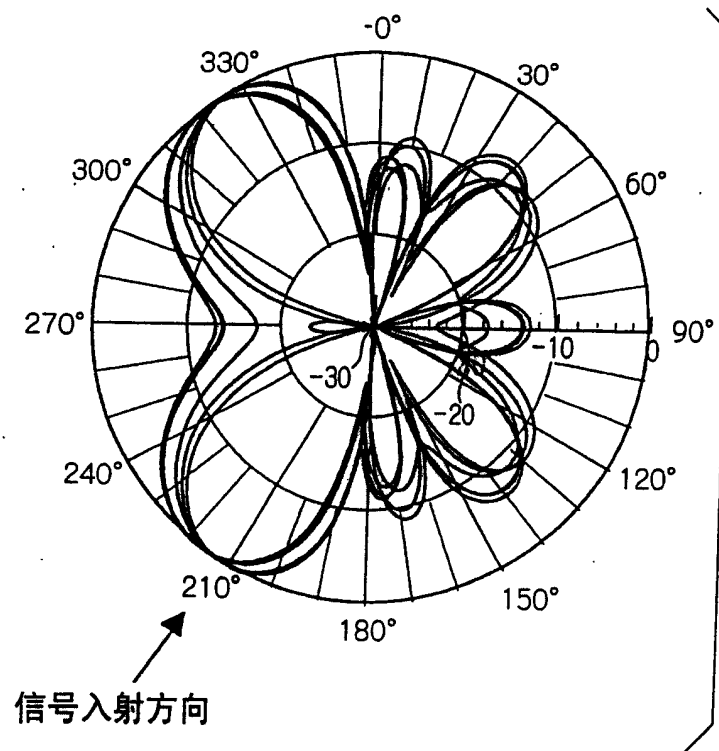


图 4