



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101729092 B

(45) 授权公告日 2015.06.10

(21) 申请号 200910225366.8

H04B 7/08(2006.01)

(22) 申请日 2003.05.07

H04L 1/06(2006.01)

G01S 3/74(2006.01)

(30) 优先权数据

2002-132069 2002.05.07 JP

2002-220302 2002.07.29 JP

(62) 分案原申请数据

03130719.1 2003.05.07

(56) 对比文件

CN 1274491 A, 2000.11.22, 全文.

GB 2318705 A, 1998.04.29, 全文.

CN 1337101 A, 2002.02.20, 全文.

(73) 专利权人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪府

审查员 贾杰

(72) 发明人 岸上高明 深川隆 汤田泰明

高草木惠二 宫本昭司

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

72001

代理人 臧霖晨 李家麟

(51) Int. Cl.

H04B 1/7113(2011.01)

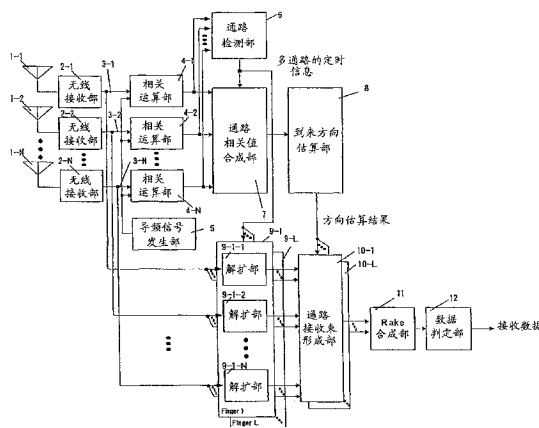
权利要求书2页 说明书15页 附图6页

(54) 发明名称

无线通信装置及其通路接收束形成方法

(57) 摘要

本发明涉及无线通信装置及到来方向估算方法。在具备阵列天线的接收装置,对带一定张角到来的多通路的到来方向进行高精度估算。为此通过利用对在阵列天线接收的基带信号进行与导频信号的相互相关运算的多个相关运算部(4);通过根据各相关运算部(4)的输出生成延迟轮廓来检测多个到来通路接收定时的通路检测部(6);对被检测出的多个到来通路接收定时的、在所述多个相关运算部算出的相关运算部进行合成的通路相关值合成部(7);利用通路相关值合成部(7)的输出集中进行多通路的到来方向估算的到来方向估算部(8),来从1个角谱计算结果对有张角的多通路全体的平均到来方向进行估算,由此在不增大处理量、每通路的功率小的场合下,也能确保到来方向的估算精度。



1. 一种无线通信装置,具备

阵列天线,由 N 个天线振子构成,其中, N 为 1 以上的整数;

N 个相关运算部,针对所述阵列天线的各天线振子接收的信号实施与预先确定的导频信号的相互相关运算,计算出导频信号相关值;

通路检测部,使用所述导频信号相关值来生成延迟轮廓,检测出 L 个到来通路接收定时,其中, L 为 1 以上的整数;

通路相关值合成部,把所述 L 个到来通路接收定时的第 k 个到来通路接收定时的、以各天线振子的在各相关运算部算出的所述导频信号相关值为元素的第 1 相关向量设为  $V_k$ ,把 H 设为复共轭转置运算符时,生成可表示为

$$R = V_1(V_1)^H + V_2(V_2)^H + \dots + V_N(V_N)^H$$

的相关矩阵 R,其中, k 为 1 以上 L 以下的整数;以及

通路接收束形成部,用从基于作为所述通路相关值合成部的输出的所述相关矩阵 R 的逆矩阵与所述第 1 相关向量  $V_k$  之积求得的通路接收权重,形成方向性束。

2. 权利要求 1 中记载的无线通信装置,

所述导频信号相关值是信道估算值。

3. 权利要求 1 中记载的无线通信装置,

所述通路相关值合成部对所述 L 个到来通路接收定时加上前后相邻的规定取样定时数 T 的相关向量,对  $L \times (2T+1)$  定时的导频信号相关值进行相加。

4. 一种无线通信装置,具备

阵列天线,由 N 个天线振子构成,其中, N 为 1 以上的整数;

N 个相关运算部,针对所述阵列天线的各天线振子接收的信号实施与预先确定的导频信号的相互相关运算,计算出导频信号相关值;

通路检测部,使用所述导频信号相关值来生成延迟轮廓,检测出 L 个到来通路接收定时,其中, L 为 1 以上的整数;

通路相关值合成部,把所述 L 个到来通路接收定时的第 k 个到来通路接收定时的、以各天线振子的在各相关运算部算出的所述导频信号相关值为元素的列向量设为  $V_k$ ,把  $V_{km}$  设为列向量  $V_k$  的第 m 个元素,把 H 设为复共轭转置运算符时,生成可表示为

$$z = V_{11}(V_1)^H + V_{21}(V_2)^H + \dots + V_{N1}(V_N)^H$$

的相关向量 z,其中, k 为 1 以上 L 以下的整数, m 为 1 到 N 的自然数;以及

到来方向估算部,利用所述相关向量 z 进行到来方向的估算。

5. 一种用于无线通信装置的无线通信方法,包括以下步骤:

对由 N 个天线振子构成的阵列天线的各天线振子接收的信号,进行与预先确定的导频信号的相互相关运算,计算出导频信号相关值的步骤,其中, N 为 1 以上的整数;

使用所述导频信号相关值来生成延迟轮廓,检测出 L 个到来通路接收定时的步骤,其中, L 为 1 以上的整数;

把所述 L 个到来通路接收定时的第 k 个到来通路接收定时的、以各天线振子的通过所述相关运算计算出的所述导频信号相关值为元素的第 1 相关向量设为  $V_k$ ,把 H 设为复共轭转置运算符时,生成可表示为

$$R = V_1(V_1)^H + V_2(V_2)^H + \dots + V_N(V_N)^H$$

的相关矩阵  $R$  的步骤,其中,  $k$  为 1 以上  $L$  以下的整数;以及  
用从基于所述相关矩阵  $R$  的逆矩阵与所述第 1 相关向量  $V_k$  之积求得的通路接收权重,  
形成方向性束的通路接收束形成的步骤。

6. 一种用于无线通信装置的无线通信方法,包括以下步骤:

对由  $N$  个天线振子构成的阵列天线的各天线振子接收的信号,进行与预先确定的导频  
信号的相互相关运算,计算出导频信号相关值的步骤,其中,  $N$  为 1 以上的整数;

使用所述导频信号相关值来生成延迟轮廓,检测出  $L$  个到来通路接收定时的步骤,其  
中,  $L$  为 1 以上的整数;

把所述  $L$  个到来通路接收定时的第  $k$  个到来通路接收定时的、以各天线振子的通过所  
述相关运算计算出的所述导频信号相关值为元素的列向量设为  $V_k$ ,把  $V_{km}$  设为列向量  $V_k$  的  
第  $m$  个元素,把  $H$  设为复共轭转置运算符时,生成可表示为

$$z = V_{11}(V_1)^H + V_{21}(V_2)^H + \dots + V_{N1}(V_N)^H$$

的相关向量  $z$ ,其中,  $k$  为 1 以上  $L$  以下的整数,  $m$  为 1 到  $N$  的自然数;以及  
用所述相关向量  $z$  进行到来方向估算的步骤。

## 无线通信装置及其通路接收束形成方法

[0001] 本申请是申请号为 03130719.1、发明名称为“无线通信装置及到来方向估算方法”的母案的分案申请,该母案的申请日为 2003 年 5 月 7 日。

### 技术领域

[0002] 本发明涉及在数字无线通信系统使用的具备阵列天线的无线通信装置中的到来通路的方向估算单元和基于此的方向性控制单元。

### 背景技术

[0003] 无线通信装置接收的信号受到由各种各样的信号所引起的干扰,将会产生接收质量的下降。作为控制这种干扰只对从希望方向到来的信号进行增强接收的技术,自适应阵列天线广为人知。在自适应阵列天线中,可以通过对与接收信号相乘的加权系数(以下,称该加权系数为“权重”)进行调整、对赋予接收信号的振幅和相位进行调整,来只对从希望方向到来的信号进行增强接收。

[0004] 而且,在无线通信装置中需要有接收时对希望信号的接收定时进行检测的通路定时检测电路(以下称通路搜索电路),通过使这种电路和自适应阵列天线组合,可以进一步实现正确的接收定时的检测和利用了通路搜索时处理结果的到来方向的估算。

[0005] 作为具备通路搜索电路的现有的自适应阵列天线装置,在特开 2002-84216 号公报中已被公开。图 1 是表示现有的具备自适应阵列的直扩 CDMA 方式接收装置构成的框图。以下,利用图 1 进行其概况的动作说明。对图 1 的搜索器 50 输入由多个天线振子 51-1 ~ N 组成的阵列天线 51 的所有信号。搜索器 50 中,在相关处理部 52 进行了按天线的与已知信号的相互相关运算处理后,输入到与天线合成通路定时检测部 53 并列设置的天线间相关估算部 54。天线合成通路定时检测部 53 中,通过把各天线的相关处理后的复数相关值信号转换成功率后进行合成,来实现即使在低 SNR(Signal Noise Ratio:信噪比)下的高精度的通路定时检测。而且,天线间相关估算部 54 中,利用相关处理后的各天线的复数相关值信号对天线间相关值进行估算。阵列天线接收信号处理部 55 与搜索器 50 间接口在通路定时信号基础上准备相当于天线间相关值的信号。自适应阵列接收部中,把从搜索器获得的天线间相关估算值设定为权重更新部的初始值。

[0006] 然而,采取上述构成的现有的接收装置中,由于在实现高速传输率的情况下,在直扩 CDMA 方式码片速率被高速化,因此会产生随之而来的由于到来通路的时间分解能变高、每通路的功率被降低,而不能确保每通路的到来方向估算精度的问题。在不以通信装置高速移动为前提的情况下,虽然对多个帧实施相关值平均化则精度变高,但阵列权重的跟踪性变差。另外,在短分组传送时,还存在不能对充分的时间间隔实施相关值平均化的问题。

### 发明内容

[0007] 本发明就是鉴于以上问题点而进行的,其第 1 目的是在具备阵列天线的无线通信装置中,对按通路获得的天线间相关值合成后,进行多通路的到来方向估算,由此来估算通

路全体的平均到来方向。

[0008] 另外,本发明的第 2 目的是提供一种即使在每通路的接收功率小的情况下,也可以在具有某程度张角到来的多通路平均的到来方向形成方向性束的无线通信装置。

[0009] 而且,本发明的第 3 目的是提供一种不使方向性接收的跟踪性变差而确保稳定质量通信的无线通信装置。

[0010] 本发明无线通信装置的基本构成,具备:阵列天线,其由多个天线振子构成;多个无线接收部,其对上述阵列天线的各天线振子接收到的高频信号在频率转换后进行正交检波并输出基带信号;多个相关运算部,其针对上述各基带信号实施与预先确定了信号的相互相关运算;通路检测部,其通过根据上述各相关运算部的输出生成延迟轮廓来检测多个到来通路接收定时;通路相关值合成部,其合成检测出的上述多个到来通路接收定时的、在上述多个相关运算部算出的相关运算值;到来方向估算部,其利用上述通路相关值合成部的输出来集中进行多通路的到来方向估算。

[0011] 上述构成具有的作用是可以对具有张角的多通路全体的平均到来方向进行估算。

[0012] 本发明的特征还在于具备一种到来方向估算部,其利用通路相关值合成部的输出来求出 1 个角谱,检测上述角谱的峰值位置,具有可大幅度削减针对多通路的到来方向估算运算量的作用。

[0013] 本发明的特征还在于具备一种到来方向估算部,其利用通路相关值合成部的输出来求出 1 个角谱,检测上述角谱的峰值位置和峰值电平,当上述峰值位置存在多个时,把处于从最大峰值位置及最大峰值电平规定范围内的峰值电平的峰值位置作为到来方向候补角度,把到来通路接收定时的、以在多个相关运算部算出的相关运算值为元素的向量与在阵列天线的空间配置预先求出的峰值位置方向的方向向量的内积绝对值成为最大的上述到来方向候补角度作为每通路的到来方向估算值,具有即使当张角大于阵列天线的束幅度时,也可对应估算多通路的到来方向的作用。

[0014] 本发明的特征还在于具备一种通路检测部,其在对规定次数的各相关运算部的输出进行了平均化后生成延迟轮廓,由此来检测多个到来通路接收定时,具有可提高通路检测精度的作用。

[0015] 本发明的特征还在于具备一种通路相关值合成部,其合成在多个到来通路接收定时及与其相邻的规定定时间的、在相关运算部算出的相关运算值,具有可利用更多的通路到来方向信息进行到来方向估算,由此来提高方向估算精度的作用。

[0016] 本发明的特征还在于具备一种通路相关值合成部,其当在通路检测部检测出 N 个通路,把在其第 k 个到来通路接收定时的、以各天线振子的在相关运算部算出的相关运算值为元素的列向量设为  $V_k$ ,把 H 设为复共轭转置运算符时,生成可表示为

$$[0017] \quad R = V_1(V_1)^H + V_2(V_2)^H + \dots + V_N(V_N)^H$$

[0018] 的相关矩阵 R,具有可估算有张角的多通路全体的平均到来方向的作用。

[0019] 本发明的特征还在于具备一种通路相关值合成部,其当在通路检测部检测出 N 个通路,把在其第 k 个到来通路接收定时的、以各天线振子的在相关运算部算出的相关运算值为元素的列向量设为  $V_k$ ,把  $V_{km}$  设为列向量  $V_k$  的第 m 个元素,把 H 设为复共轭转置运算符时,生成可作为

$$[0020] \quad z = V_{11}(V_1)^H + V_{21}(V_2)^H + \dots + V_{N1}(V_N)^H$$

- [0021] 表示的相关向量  $z$ , 具有比利用相关矩阵的方向估算简易但可减少运算量的作用。
- [0022] 本发明的特征还在于具备:按通路到来方向估算部,其从多个到来通路接收定时的、在多个相关运算部算出的相关运算值来估算每上述多个到来通路接收定时的到来方向;张角计算部,其从上述按通路到来方向估算部的每通路的到来方向估算结果,来计算到来通路全体的张角;到来方向估算方式选择部,其基于上述张角计算部的输出值和规定值的大小,选择集中进行多通路到来方向估算的到来方向估算部的方向估算结果或上述按通路到来方向估算部的方向估算结果之一进行输出,具有可根据基于每通路的方向估算结果的张角来选择最佳方向估算方法的作用。
- [0023] 本发明的特征还在于具备:按通路到来方向估算部,其从多个到来通路接收定时的、在多个相关运算部算出的相关运算值来估算每上述多个到来通路接收定时的到来方向;张角计算部,其从在通路相关值合成部生成的相关矩阵的最大固有值与第 2 大固有值之比,来计算到来通路全体的张角;到来方向估算方式选择部,其基于上述张角计算部的输出值和规定值的大小,选择集中进行多通路到来方向估算的到来方向估算部的方向估算结果或上述按通路到来方向估算部的方向估算结果之一进行输出,具有可根据基于相关矩阵固有值大小的张角来选择最佳方向估算方法的作用。
- [0024] 本发明的特征还在于具备:按通路到来方向估算部,其从多个到来通路接收定时的、在多个相关运算部算出的相关运算值来估算每上述多个到来通路接收定时的到来方向;张角计算部,其从在到来方向估算部生成的角谱上出现的峰值位置,来计算到来通路全体的张角;到来方向估算方式选择部,其基于上述张角计算部的输出值和规定值的大小,选择集中进行多通路到来方向估算的到来方向估算部的方向估算结果或上述按通路到来方向估算部的方向估算结果之一进行输出,具有可根据基于角谱信息的张角来选择最佳方向估算方法的作用。
- [0025] 本发明的特征还在于具备:通路检测部,其检测超过瑞克合成接收的最大分支数的多个到来通路接收定时;按通路到来方向估算部,其从上述多个到来通路接收定时的、在多个相关运算部算出的相关运算值来估算每上述多个到来通路接收定时的到来方向;有效通路选择部,其根据在上述每通路的到来方向方向性接收场合下的接收功率来选择进行瑞克合成的最大分支数内的通路;张角计算部及到来方向估算选择部,其取代上述按通路到来方向估算部的输出,而输入上述有效通路选择部的输出,具有可提高有效通路检测性能的作用。
- [0026] 本发明的特征还在于具备一种按通路到来方向估算部,其利用在到来通路接收定时基础上在上述到来通路接收定时前后相邻的取样定时的、在相关运算部算出的相关运算值,估算每通路的到来方向,具有可提高每通路的到来方向估算精度的作用。
- [0027] 本发明的特征还在于具备一种按通路到来方向估算部,其利用在到来通路接收定时基础上在上述到来通路接收定时前后相邻的取样定时的、在相关运算部算出的相关运算值来计算相关矩阵,估算每通路的到来方向,具有可提高每通路的到来方向估算精度的作用。
- [0028] 本发明的特征还在于具备一种到来方向估算部,其利用在到来通路接收定时基础上在上述到来通路接收定时前后相邻的取样定时的、在相关运算部算出的相关运算值来计算相关矩阵,还利用实施了空间平滑处理的相关矩阵,估算每通路的到来方向,具有可提高

每通路的到来方向估算精度的作用。

[0029] 本发明的特征还在于具备：多个通路分离部，其从基带信号按到来通路接收定时分离到来通路；多个通路接收束形成部，其按被分离的上述到来通路在由到来方向估算部估算的方向形成方向性束；通路合成部，其把上述多个通路接收束形成部的输出信号合成进行接收，具有可按通路形成最佳接收束进行方向性接收的作用。

[0030] 本发明的特征还在于具备一种通路接收束形成部，其利用通路相关值合成部的输出即相关矩阵  $R$  和由到来方向估算部估算的到来通路方向的信息，形成含有零形成的方向性束，具有可按通路形成最佳接收束进行方向性接收的作用。

[0031] 本发明的特征还在于具备一种通路接收束形成部，其利用通路相关值合成部的输出即相关矩阵  $R$  的逆矩阵与由到来方向估算部估算的到来通路方向的阵列天线的方向向量之积的通路接收权重，形成方向性束，具有接收方向性束在通路到来方向主束朝向，在干扰波方向形成零朝向的作用。

[0032] 本发明的特征还在于具备一种通路接收束形成部，其利用通路相关值合成部的输出即相关矩阵  $R$  的逆矩阵与以在到来通路接收定时的各天线振子的相关运算部算出的相关运算值为元素的列向量之积的通路接收权重，形成方向性束，具有接收方向性束在通路到来方向主束朝向，在干扰波方向形成零朝向的作用。

[0033] 本发明的特征还在于具备一种方向性束发送部，其在由到来方向估算部估算的方向形成方向性束进行发送，具有可聚方向性于所希望用户方向进行方向性束发送的作用。

[0034] 本发明的特征还在于具备一种方向性束发送部，其按由到来方向估算部估算的到来通路的到来方向，形成方向性束进行发送，具有可在由到来方向估算部估算的到来通路的到来方向中，在到来通路方向形成方向性束进行发送的作用。

[0035] 本发明的特征还在于具备一种方向性束发送部，其在由到来方向估算部估算的到来通路的到来方向中，只在最大接收功率的通路方向形成方向性束进行发送，具有可聚方向性于所希望用户方向进行方向性束发送的作用。

[0036] 本发明的一种到来方向估算方法，其接收通过对由多个天线振子构成的阵列天线接收的多个高频信号，在多个无线接收部分别频率转换后进行正交检波而获得的多个 I/Q 基带信号，按每一检测出的多个到来通路接收定时算出与已知信号的相关运算值，利用合成了所算出的上述多个相关运算值的通路相关值合成信号求出 1 个角谱，对上述角谱的峰值位置和峰值电平进行检测，由此来集中进行多个通路的到来方向估算，具有可对有张角的多通路全体的平均到来方向进行估算的作用。

[0037] 如上所述，依据本发明，在具备阵列天线的无线通信装置中，可以通过对多通路一次算出角谱，来估算多通路的到来方向，与个别到来方向的场合相比较可大大减少处理量。而且，由于对具有一定张角到来的多个通路的平均到来方向进行估算，所以即使在每通路接收功率小的场合、有衰落变动的场合下，也能以稳定的精度进行到来方向的估算。

[0038] 本发明的上述目的以及优点，通过参照附图进行说明的以下实施方式，将会进一步明确。

## 附图说明

[0039] 图 1 是表示现有无线通信装置构成的框图。

- [0040] 图 2 是表示本发明实施方式 1 的无线通信装置构成的框图。  
 [0041] 图 3 是表示本发明实施方式 1 的到来方向估算部的角谱算出结果的附图。  
 [0042] 图 4 是表示本发明实施方式 2 的无线通信装置构成的框图。  
 [0043] 图 5 是表示本发明实施方式 3 的无线通信装置构成的框图。  
 [0044] 图 6 是表示本发明实施方式 4 的无线通信装置构成的框图。

### 具体实施方式

[0045] 以下,对本发明的实施方式利用图 2 至图 6 进行说明。

[0046] 实施方式 1

[0047] 图 2 是表示本发明实施方式 1 涉及的无线通信装置构成的框图。在图 2 所示的无线通信装置中,由构成阵列天线 1 的天线振子 1-1 ~ N 接收到的高频信号,在设置于各天线振子 1-1 ~ N 的无线接收部 2-1 ~ N,依次实施高频放大、频率转换、正交检波以及 A/D 转换,生成由 I 信号以及 Q 信号组成的基带信号 3-1 ~ N。这里的 N 为天线振子数。

[0048] 对相关运算部 4-1 ~ N 的每一个,分别对应输入基带信号 3-1 ~ N。导频信号发生部 5 生成预埋在接收信号中的已知信号(以下称导频信号)。相关运算部 4-1 ~ N 进行与导频信号的相互相关运算。例如,在 W-CDMA 通信方式的场合下,在基于加扰码以及信道化码的解扩处理后,进行与按帧埋入的导频信号的相关运算。在此把导频信号设为  $r(s)$ 。这里的  $s = 1 \sim N_p$ ,  $N_p$  是导频信号的码元数。第  $m$  个相关运算部 4-m 针对第  $m$  个基带信号 3-m(以下表示为  $x_m(t)$ )。t 表示取样定时),把(式 1)所示的相关运算进行相当于进行通路搜索的时间范围内的取样数  $T_s$  的次数,使开始相关运算的取样定时  $p$  从 1 变化到  $T_s$ ,算出各取样定时的导频相关值  $h_m(p)$ 。 $N_o$  是针对码元的过速率取样数。 $*$  表示复共轭。由此可获得以取样定时  $p$  为相关运算开始点的第  $m$  个天线振子 1-m 的导频信号相关值  $h_m(p)$ 。对所有的由天线振子 1-1 ~ N 接收到的基带信号 3-1 ~ N 进行以上的动作。

$$[0049] \quad h_m(p) = \sum_{s=1}^{N_p} x_m(p + N_o \cdot (s-1)) r^*(s)$$

[0050] ..... (式 1)

[0051] 通路检测部 6 根据在各相关运算部 4-1 ~ N 获得的导频信号相关值  $h_m(p)$  来生成延迟轮廓,选择规定数  $L$  个的功率上位通路,输出所选择的通路的定时。在此, $p = 1 \sim T_s$ ,  $m = 1 \sim N$ 。而且,延迟轮廓由以下方法生成:1) 把在各天线振子 1-1 ~ N 获得的导频信号相关值  $h_m(p)$  的绝对值或乘方按相同定时进行合成的方法,或是 2) 通过把方向性束形成的权重乘到相同定时的导频相关值后、进行加法运算并取其绝对值或乘方,来生成多个延迟轮廓的方法,进一步合成这些的方法。

[0052] 通路相关值合成部 7 在检测出的  $L$  个通路中,把第  $k$  个通路的定时信息表示为  $p_k$ ,则如(式 2)所示那样输出合成通路相关值的相关矩阵  $R$ 。这里的  $k$  表示 1 至  $L$  的自然数, $H$  表示复共轭转置。 $V_k$  如(式 3)所示表示以在第  $k$  个通路的检测定时即  $p_k$  中的由相关运算部 4-1 ~ N 得到的导频相关值  $h_m(p_k)$  为元素的相关向量。 $(m$  是从 1 到  $N$  的自然数) 这里的  $T$  表示向量转置。由于相关向量  $V_k$  包含起因于阵列天线 1 的空间配置的相位信息,所以即使只由(式 3)也可以估算到来通路的方向,但在本实施方式中,可通过生成合成了从各个通路获得的相关向量  $V_k$  的相关矩阵,来估算多通路的平均到来方向。当多通路带一定

的张角到来时,即使在每通路的功率小的场合下,由于在对这些多通路的到来方向信息进行向量相加后实施方向估算,所以基于本构成即使在衰落变动下也能确保到来方向估算精度。

$$[0053] \quad R = \sum_{k=1}^L V_k V_k^H$$

[0054] ..... (式 2)

$$[0055] \quad V_k = [h_1(p_k) h_2(p_k) \dots h_N(p_k)]^T \quad \dots \dots (式 3)$$

[0056] 另外,针对码元速率或码片速率,在进行过速率取样处理时,也可以在通路检测部 6 即使是在检测到的到来通路接收定时相邻的取样,也一定程度保存有起因于阵列天线 1 的空间配置的相位信息,生成加进了这些的相关矩阵。(式 4) 表示该场合下的相关矩阵  $R_2$ 。(式 4) 中,计算在第  $k$  个到来通路接收定时  $p_k$  加进了前后相邻的规定取样定时数  $T$  的相关向量的相关矩阵,作为通路全体,对  $L \times (2T+1)$  定时的相关向量进行相加。由此,虽然运算量增加,但即使通路数少相关矩阵的秩数易成为满秩,容易应用高分解能到来方向估算算法。而且,即使在到来通路的功率小的情况下,通过相加在相邻定时的相关向量也能获得提高估算精度的效果。

$$[0057] \quad R_2 = \sum_{k=1}^L \sum_{n=-T}^T u_k^n (u_k^n)^H$$

[0058] ..... (式 4)

$$[0059] \quad u_k^n = [h_1(p_k+n) h_2(p_k+n) \dots h_N(p_k+n)]^T \quad \dots \dots (式 5)$$

[0060] 到来方向估算部 8 通过以规定的角度步进  $\Delta_\theta$  可变(式 6) 所示的到来方向估算评价函数  $F(\theta)$  中的  $\theta$  来计算角谱,按角谱峰值电平高的顺序检测规定数  $N_d$  ( $N_d \geq 1$ ) 的峰值方向,作为到来方向估算值。这里,  $a(\theta)$  是由阵列天线 1 的振子配置决定的方向向量,例如振子间隔  $d$  的等间隔直线阵列的场合下,可表示为(式 7)。在此,  $\lambda$  是载波波长,  $\theta$  以阵列的法线方向为  $0^\circ$  方向。另外,  $H$  表示复共轭转置。

$$[0061] \quad F(\theta) = |a(\theta)^H R a(\theta)|$$

[0062] ..... (式 6)

$$[0063] \quad a(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp\{-j2\pi d \cdot 1 \cdot \sin \theta / \lambda\} \\ \vdots \\ \exp\{-j2\pi d \cdot (M-1) \cdot \sin \theta / \lambda\} \end{bmatrix}$$

[0064] ..... (式 7)

[0065] 图 3 表示阵列振子数  $N = 8$ 、通路数  $L = 2$  (等电平 2 通路条件) 场合下的角谱计算结果。图 3(a) 是通路 1 的到来角度  $\theta_1 = 20^\circ$ 、通路 2 的到来角度  $\theta_2 = -20^\circ$  的结果,图 3(b) 是  $\theta_1 = 5^\circ$ 、通路 2 的到来角度  $\theta_2 = -5^\circ$  的结果。(式 6) 所示的到来方向估算是被称为束形成方法,相对由阵列权重  $W = a(\theta)$  形成的阵列天线 1 的束宽度,多通路的到来角度充分相离的场合可以检测针对各个通路方向的峰值(图 3a)。而且,多通路的到来角度接近的场合(图 3b),可获得具有与通路数相比少的峰值数的角谱。该场合下的峰值方向成为多通路的合成功率达到最大的导引束方向。

[0066] 在计算出的角谱中,1) 峰值位置是1的场合下( $= \theta_1$ ),所有的通路的到来方向估算值为 $\theta_1$ 。2) 存在多个峰值位置的场合下,把最大电平的峰值位置 $\phi_1$ 及处于从最大电平规定范围内的峰值电平的峰值位置 $\phi_2$ 、 $\phi_3$ 、.....、 $\phi_M$ 作为通路到来方向估算值的候补。这里, $M \leq L$ 。由可利用阵列天线1的方向向量 $a(\theta)$ 及相关向量 $V_k$ 进行表示的(式8)来判定第k个通路是否属于多个峰值位置 $\phi_s$ 之一。这里,s是从1到M的自然数。(式8)的判定结果,把提供最大值的通路方向作为第k个通路的到来方向估算值 $\theta_k$ 。

$$[0067] \quad \theta_k = \max_{1 \leq s \leq M} |a(\phi_s)^H V_k|$$

[0068] ..... (式8)

[0069] 通过以上的动作,到来通路的方向估算将成为可能。以下,就针对到来通路的方向性接收控制,以采用CDMA通信方式的场合为例进行说明。

[0070] 解扩部9-1~L针对到达各天线1-1~N的L个多通路分量(以下,作为第1通路~第L通路)进行解扩处理。也就是解扩部9-1~L根据在通路检测部6检测出的通路定时信息,按照到达天线1-1~N的各通路的接收定时进行解扩处理。由此,在从天线1-1~N按通路数量分配连接的针对通路p的解扩部9-p-1~N中,分别取出在天线1-1~N接收到的第p通路的信号。这里, $p = 1 \sim N$ ,N是天线振子数。

[0071] 通路接收束形成部10-1~L根据在到来方向估算部8的方向估算结果对阵列天线1的主束进行方向性形成。即通路接收束形成部10-p生成把方向性朝向第p个通路的到来方向估算值方向 $\theta_p$ 的束权重向量 $W_p$ ,如(式9)输出对解扩部9-p-1~N的输出即第p通路阵列接收信号向量 $x^p(t)$ ,相乘束权重向量 $W_p$ 的结果即阵列合成信号 $y^p(t)$ 。这里 $p = 1 \sim L$ 。作为束权重向量 $W_k$ ,例如采用(式7)所示的方向向量 $a(\theta_p)$ 、切比雪夫束等。

$$[0072] \quad y^p(t) = W_k^H x^p(t) \quad \dots \dots (式9)$$

[0073] RAKE合成部11对针对第1~L通路的阵列合成信号 $y^1(t) \sim y^L(t)$ 分别相乘信道估算值 $h_1 \sim h_M$ 的复共轭值 $(h_1)^* \sim (h_M)^*$ ,在补偿线路变动值 $h_1 \sim h_M$ 后,进行RAKE合成。被RAKE合成的信号在数据判定部12进行代码判定,由此获得接收数据。

[0074] 这样,依据本实施方式,根据到来方向估算部8的估算结果,在通路接收束形成部10,可以把通路共通的阵列天线1的方向性朝向从接近的方向到来的多通路合成功率最大的方向来进行接收。因此,即使在每一通路的接收功率小的场合下,也可以对带有一定张角到来的多通路的平均到来方向即使有衰落变动也可确保精度进行估算。在阵列天线1的设置场所比周围的建筑物充分高的场合,一般可以考虑到来波的张角在 $10^\circ$ 左右以下,在这样的环境下,在到来方向估算部8算出的角谱呈现出具有1个峰值。并且,在阵列天线1的设置场所比周围的建筑物低的场合,到来波的张角变得更大,在到来方向估算部8算出的角谱会呈现多个峰值,但即使在这种场合下,也可以按每一通路从多个峰值判定最佳峰值方向,对各个通路进行方向性接收,因此不论张角的大小都可以获得良好的估算精度。通过基于这样的稳定的方向估算结果进行方向性接收,可以防止通信质量的降低。而且,这些一连串的动作可以通过对多通路一次算出角谱,估算多通路的到来方向来完成,因此与个别到来方向的场合相比可以大大减少处理量。

[0075] 另外,在本实施方式中,由于是利用在通路检测过程所获得的导频信号相关值来进行到来方向的估算,所以可以实现处理的共享化,进而减少作为装置全体的运算量。而且

即使在大功率干扰波存在的场合下,由于如果到来通路定时不同则导频信号相关值变小,因此干扰波将被抑制。

[0076] 而且,在本实施方式的到来方向估算部 8 中,虽然是采用束形成方法来实施方向估算,但已经在菊间著、“基于阵列天线的自适应信号处理”(科学技术出版)等信息公开了的 MUSIC 法 ESPRIT 法一类的固有值分解方法、包含相关矩阵的逆矩阵运算的 Capon 法等到来方向估算的高分解能方法可以应用于(式 2)或(式 4)所示的通路相关值合成部 7 的输出相关矩阵 R。只是由于可以考虑到当到来通路数比阵列振子数小的场合下,通路相关值合成部 7 的输出即相关矩阵的秩数未成为满秩的情况,因此根据秩数或通路数,可以考虑与束形成方法的适应性合用。另外,当阵列天线 1 的构成是等间隔直线阵列配置的场合下,对在通路相关值合成部 7 获得的相关矩阵,同样可以适用空间平滑处理、通过相乘单式变换矩阵的使方向向量实数化的束空间的到来方向估算处理。

[0077] 而且,在采用这些到来方向估算的高分解能方法的场合下,到来方向估算的分解能高于阵列天线 1 的束幅度,然而由于即使超出所需地提高峰值位置间隔的分解能,作为接收性能也不会有大地变化,所以可以使到来方向估算部 8 进行以下的动作。即作为在到来方向估算部 8 算出的角谱存在多个峰值位置场合下的动作,把最大电平的峰值位置  $\phi_1$  及在处于从最大电平规定范围内的峰值电平、进一步峰值位置间隔分离在其峰值位置的阵列天线 1 的束幅度以上的峰值位置  $\phi_2$ 、 $\phi_3$ 、……、 $\phi_M$  作为通路到来方向估算值的候补,在(式 8)的判定结果,把提供最大值的通路方向作为第 k 个通路的到来方向估算值  $\theta_k$ 。

[0078] 另外,为了降低通路相关值合成部 7 以及到来方向估算部 8 的运算量,也可以在通路相关值合成部 7 中计算在(式 2)或(式 4)中所示的相关矩阵的第 1 行所示的相关向量 r,在到来方向估算部 8 中,通过用相关向量 r 与阵列天线 1 的方向向量  $a(\theta)$  的内积绝对值  $|r^* \cdot a(\theta)|$  表示的到来方向估算评价函数来计算角谱进行方向估算。

[0079] 另外,在本实施方式中,通路接收束形成部 10-1 ~ L 基于到来方向估算部 8 的结果,形成主束朝向估算方向的束,但也可以利用通路相关值合成部 7 的输出即相关矩阵 R 和通路方向的方向向量  $a(\theta)$  进行零形成。该场合下,针对第 k 个通路的接收权重  $W_k$  是利用第 k 个通路的到来方向  $\theta_k$ ,由(式 10)表示。或是也可以利用由第 k 个通路的导频相关值生成的相关向量  $V_k$  如(式 11)那样生成。这里的  $V_k$  可从(式 3)获得。

$$[0080] \quad W_k = R^{-1}a(\theta_k) \quad \dots\dots (式 10)$$

$$[0081] \quad W_k = R^{-1}V_k \quad \dots\dots (式 11)$$

[0082] 另外,在通路检测部 6,可以通过在把规定次数(规定帧期间)的各相关运算部 4-1 ~ N 的输出平均化后生成延迟轮廓,来检测多个到来通路接收定时,该场合下针对通路变动的跟踪性变差但可提高通路检测精度,可使通路检测动作的稳固性得到改善。

[0083] 另外,在本实施方式中,虽然对在作为多路复用采用 CDMA 方式的通信系统中所使用的基站装置进行了说明,但并不限于此。本发明还可以应用于在采用 TDMA 方式或 OFDM 方式的多路复用方式的通信系统中所使用的基站装置。

[0084] 另外,在上述实施方式中,设想并说明了以载波的半波长间隔把多个天线直线状配置的场合。但并不限于此,本发明可以应用于所有具备多个天线形成方向性的基站装置。

[0085] 实施方式 2

[0086] 图 4 是表示基于实施方式 1 中到来方向估算部 8 的结果自适应形成发送方向性的

构成的框图。以下,主要说明与实施方式 1 不同的部分。

[0087] 根据阵列天线 1 的接收信号在到来方向估算部 8 获得方向估算值之前的动作与实施方式 1 相同。另外,在本实施方式中,在到来方向估算部 8 的动作,即在 1) 所有的通路的到来方向估算是共通方向  $\theta_s$  的场合和 2) 多个到来方向估算值被输出的场合进行不同的动作。

[0088] 调制部 20 按规定的调制格式调制发送数据。发送束形成部 21 按与阵列天线 1 的振子数  $N$  相等的数分配调制部 20 的输出,对各个输出相乘发送权重向量  $W_s = [w_1, w_2, \dots, w_n]$  的元素进行输出。在此,1) 在所有的通路的到来方向估算是共通方向  $\theta_s$  的场合下,发送权重向量  $W_s$  如(式 12) 使用导引向量  $a(\theta)$ ,或使用主束朝向  $\theta_s$  方向的切比雪夫束权重等。

[0089]  $W_s = a(\theta_s)$  ..... (式 12)

[0090] 另外,2) 在  $N_d$  个的多个到来方向估算值  $\theta_k$  被输出的场合下,发送权重向量  $W_s$  如(式 13) 使用合成了导引向量  $a(\theta)$  的值,或使用主束朝向估算方向的多个切比雪夫束权重合成了的权重等。这里  $k = 1 \sim N_d$ 。

[0091]  $W_s = \frac{1}{\sqrt{N_d}} \sum_{k=1}^{N_d} a(\theta_k)$

[0092] ..... (式 13)

[0093] 扩展部 22-1 ~  $N$  用规定扩展率的扩展码扩展来自发送束形成部 21 的输出信号,输出到发送部 23-1 ~  $N$ 。发送部 23-1 ~  $N$  在对扩展部 22-1 ~  $N$  的输出实施了规定的无线处理(D/A 转换、上变频等)后,通过天线 1-1 ~  $N$  向通信终端发送。

[0094] 如上所述,基于本实施方式在实施方式 1 的效果基础上,到来方向估算部 8 的估算值、1) 当所有的通路到来方向估算为共通方向  $\theta_s$  的场合下,可以在发送束形成部 21,把通路共通的阵列天线 1 的方向性朝向从接近的方向到来的多通路的合成功率最大的方向来进行发送。当阵列天线 1 的设置场所处于比周边建筑物充分高的场合,一般可以认为到来波的张角在  $10^\circ$  左右以下,在这种环境下本实施方式的应用是非常有效的,不会向不需要的方向发射电波从而通信终端的接收特性得到提高。而且,本实施方式不按通路进行到来方向估算,而可以通过在到来方向估算部 8 的一次角度扫描运算来实现多通路的合成功率达到最大的方向估算,可以减少处理量、削减运算电路的规模。

[0095] 另外,到来方向估算部 8 的估算值、2) 当有多个到来方向估算值  $\theta_k$  被输出的场合下,可以在发送束形成部 21,形成朝向多个估算方向的束。当阵列天线 1 的设置场所是设置在与周边建筑物同程度以下高度的场合下,一般来讲到来波的张角变大,成为各自具有张角的多个通路到来的环境。在本实施方式中,对在这种环境下,可以针对方向不同的各自带张角的通路形成具有方向性的束,在通信终端,可以接受来自各个通路方向的电波,通过由在通信终端的 Rake 合成等有效地合成接收多通路,来提高接收特性。而且,本实施方式可以用一次的到来方向估算处理对多个通路方向集中估算。在该场合下,由于可以从 1 个角谱估算多个通路的到来方向,所以可以减少运算量,减小相应的装置规模。

[0096] 而且,在本实施方式中,当在到来方向估算部 8 有多个到来方向估算值  $\theta_k$  被输出的场合下,生成了发送权重使得方向性朝向各自的方向,但也可以只在所估算的来通路的到来方向中的最大接收功率的通路方向形成方向性束来发送。在这种场合下,当多个用

户进行多路复用通信时,可以抑制对其他用户的干扰量,使得系统全体的通信容量得到改善。

[0097] 而且,在本实施方式中,对在作为多路复用方式采用 CDMA 方式的通信系统中所使用的基站装置进行了说明,但并不限于此。本发明也可适用于在采用 TDMA 方式或 OFDM 方式的多路复用方式的通信系统中所使用的基站装置。

[0098] 而且,在上述实施方式中,是设想把多个天线以载波半波长的间隔直线状排列的场合而进行了说明。但并不限于此,本发明可以适用于所有具备多个天线形成方向性的基站装置。

[0099] 而且,在上述实施方式中,利用 RAKE 合成对通过各通路到来的信号进行了合成。但并不限于此,在本发明中,只要是可按每一天线来对通过各通路到来的信号进行合成的方法,可以采用任何的合成方法。

[0100] 实施方式 3

[0101] 图 5 是表示对在实施方式 1 中所说明的到来方向估算部 8,追加对不同的通路接收定时的通路到来方向进行个别估算的按通路到来方向估算部 30,选择性采用这些方向估算结果的一方来形成通路接收束进行接收的无线通信装置构成的框图。

[0102] 以下,由于到来方向估算部 8 的动作与实施方式 1 相同,所以主要对新追加的通路到来方向估算部 30、根据每通路的方向估算结果计算张角的张角计算部 31、根据张角的检测结果来选择到来方向估算部 8 或按通路到来方向估算部 30 的估算结果之一的到来方向估算方式选择部 32 的动作进行说明。在图 5 所示的无线通信装置中,由构成阵列天线 1 的天线振子 1-1 ~ N 接收到的高频信号在设置于各天线振子 1-1 ~ N 的无线接收部 2-1 ~ N 被依次实施高频放大、频率转换、正交检波以及 A/D 转换,生成由 I 信号及 Q 信号组成的基带信号 3-1 ~ N。这里的 N 是天线振子数。

[0103] 对相关运算部 4-1 ~ N 的各个分别对应输入基带信号 3-1 ~ N。导频信号发生部 5 生成预先埋入在接收信号中的已知信号(以下称导频信号)。相关运算部 4-1 ~ N 进行与导频信号的相互相关运算。例如,W-CDMA 通信方式的场合下,在基于加扰码及信道化码的解扩处理后,进行与被按帧埋入的导频信号的相关运算。在此,设导频信号为  $r(s)$ 。这里的  $s = 1 \sim N_p$ ,  $N_p$  为导频信号的码元数。第  $m$  个相关运算部 4- $m$ , 针对第  $m$  个基带信号 3- $m$ (以下为  $x_m(t)$ 。这里  $t$  表示取样定时),把(式 1)所示的相关运算进行相当于进行通路搜索的时间范围内的取样数  $T_s$  的次数,使开始相关运算的取样定时  $p$  从 1 变化到  $T_s$ ,算出各取样定时的导频相关值  $h_m(p)$ 。 $N_o$  是针对码元的过速率取样数。 $*$  表示复共轭。由此可获得以取样定时  $p$  为相关运算开始点的第  $m$  个天线振子 1- $m$  的导频信号相关值  $h_m(p)$ 。对所有的由天线振子 1-1 ~ N 接收到的基带信号 3-1 ~ N 进行以上的动作。

[0104] 通路检测部 6 根据在各相关运算部 4-1 ~ N 获得的导频信号相关值  $h_m(p)$  来生成延迟轮廓,选择规定数  $L$  个的功率上位通路,输出所选择的通路的定时。在此, $p = 1 \sim T_s$ ,  $m = 1 \sim N$ 。而且,延迟轮廓由以下方法生成:

[0105] 1) 把在各天线振子 1-1 ~ N 获得的导频信号相关值  $h_m(p)$  的绝对值或乘方按相同定时进行合成的方法,或是

[0106] 2) 通过把方向性束形成的权重乘到相同定时的导频相关值后、进行加法运算并取其绝对值或乘方,来生成多个延迟轮廓的方法,进一步

[0107] 3) 利用方向性不同的多个权重来生成延迟轮廓,并功率相加的方法。

[0108] 按通路到来方向估算部 30 对检测出的 L 个的每通路到来方向进行估算。以下说明其动作。当设第 k 个到来通路接收定时为  $p_k$  的场合,通过利用(式 3)所示的包含阵列天线振子间相关信息的相关向量  $V_k$ ,以规定的角度步进  $\Delta_\theta$  可变(式 14)所示的到来方向估算评价函数  $G_k(\theta)$  中的  $\theta$  来计算角谱。这里  $k = 1 \sim L$  的整数,  $a(\theta)$  表示由阵列天线 1 的振子配置决定的方向向量,  $H$  表示向量共轭转置。把所获得的第 k 个通路的角谱中的峰值方向  $\Phi_k$  作为第 k 个通路的到来方向估算值。

$$[0109] \quad G_k(\theta) = |V_k^H a(\theta)|^2$$

[0110] ..... (式 14)

[0111] 另外,针对码元速率或码片速率,在进行过速率取样处理时,在通路检测部 6 即使是在检测到的到来通路接收定时相邻的取样,也一定程度保存有起因于阵列天线 1 的空间配置的相位信息,可以通过进行加进了这些的到来方向估算来提高方向估算精度。该场合下的到来方向估算评价函数  $G_k(\theta)$  用(式 15)表示。相关矩阵  $U_k$  利用(式 5)的  $u_k$ , 用(式 16)表示。在此,计算在第 k 个到来通路接收定时  $p_k$  加进了前后相邻的规定取样定时数 T 的相关向量的相关矩阵,每一通路对  $(2T+1)$  定时的相关向量进行相加。由此,虽然运算量增加,但通过使每通路的取样定时总数  $(2T+1)$  成为天线振子数 N 以上,可以使相关矩阵的秩数成为满秩,可以应用 MUSIC 法或 ESPRIT 法等的高分解能到来方向估算算法,或采用了 Capon 法一类的其它束形成方法的到来方向估算算法。而且,即使在到来通路的功率小的情况下,通过相加在相邻定时的相关向量也能获得提高估算精度的效果。另外,在阵列天线为等间隔直线阵列的场合下,可以在对(式 16)所示的相关矩阵实施空间平滑处理后,实施 MUSIC 法、ESPRIT 法、Capon 法、傅立叶成束法等的方向估算处理,这种场合相关波的抑制成为可能,可以恢复相关矩阵  $U_k$  的秩。而且,也可以增加计算相关矩阵  $U_k$  的第 1 行所示的相关向量  $r_k$ , 通过用相关向量  $r_k$  与方向向量  $a(\theta)$  的内积绝对值  $|r_k^* \cdot a(\theta)|$  表示的到来方向估算评价函数来计算角谱进行方向估算,从而减少计算量的处理。

$$[0112] \quad G_k(\theta) = a(\theta)^H U_k a(\theta) \quad (\text{式 15})$$

$$[0113] \quad U_k = \sum_{n=-T}^T u_k^n (u_k^n)^H$$

[0114] ..... (式 16)

[0115] 张角计算部 31 利用所得到的 L 个通路的到来方向估算值  $\Phi_k$  和其方向的到来方向估算评价函数值  $G_k(\theta)$ 、采用(式 17)所示的计算式计算张角 AS。这里  $\phi_0$  用(式 18)表示。

$$[0116] \quad AS = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^L (\phi_k - \phi_0)^2 G_k(\phi_k)}{\sum_{k=1}^L G_k(\phi_k)}}$$

[0117] ..... (式 17)

$$[0118] \quad \phi_0 = \frac{\sum_{k=1}^L \phi_k G_k(\phi_k)}{\sum_{k=1}^L G_k(\phi_k)}$$

[0119] ..... (式 18)

[0120] 由于通路相关值合成部 7、到来方向估算部 8 的动作与实施方式 1 相同,所以在此省略其说明。到来方向估算方式选择部 32 根据张角计算部 31 的张角 AS 的计算值,在张角 AS 超过规定值的场合下,有选择地输出按通路到来方向估算部 30 的方向估算结果。在张角 AS 为规定值以下的场合下,有选择地输出到来方向估算部 8 的方向估算结果。用于同张角 AS 进行比较的规定值也依存于阵列振子数,采用例如  $5^\circ \sim 10^\circ$  左右。通过以上的动作,到来通路的方向估算将成为可能。有关对到来通路的方向性接收控制,与实施方式 1 的方向性接收动作相同,省略说明。

[0121] 如以上那样,依据本实施方式,可以根据每通路的到来方向估算的结果获得的张角的大小来选择到来方向估算方式。由此,在张角比规定值小的场合下,可以基于到来方向估算部 8 的估算结果,在通路接收束形成部 10 把通路共通的阵列天线 1 的方向性朝向从接近的方向到来的多通路的合成功率最大的方向来进行接收。所以,即使每通路的接收功率小的场合,对带有一定的张角到来的多通路平均的到来方向即使存在衰落变动也可以确保精度进行估算,以稳定的质量进行通信。

[0122] 另一方面,当张角大于规定值的场合下,由于到来通路是从各个方向到来的通信周边环境,所以在与到来通路的接收功率对应的方向估算精度下,可以对每一通路估算到来方向。张角是对应于阵列天线 1 的设置场所和周边的建筑物高度等来确定其大小的,但在本实施方式中,可以适当地选择到来方向估算方式,从而能不基于阵列天线 1 的设置场所而保证稳定的质量进行通信。而且,与实施方式 1 的动作相比,本实施方式由于是按通路来估算到来方向,所以在张角大的环境下能以更稳定的质量进行通信。

[0123] 另外,本实施方式中,在张角计算部 31 是利用每一通路的到来方向估算部 30 的结果来计算张角 AS,但也可以应用与此不同的下述 2 个方法。

[0124] (1) 张角计算部 31,取代按通路到来方向估算部 30 的方向估算结果,而把在通路相关值合成部 7 算出的(式 2)或(式 4)所表示的相关矩阵 R 或 R2 作为输入,算出其相关矩阵的最大固有值及第 2 大固有值,然后计算张角  $AS = (\text{第 2 大固有值}) / (\text{最大固有值})$ 。此时的张角 AS 取 1 以下的值,在到来方向估算方式选择部 32 进行张角 AS 与比 1 小的规定值的大小比较,当张角 AS 超过规定值时有选择地输出按通路到来方向估算部 30 的方向估算结果,当张角 AS 在规定的规定值以下时有选择地输出到来方向估算部 8 的方向估算结果。

[0125] (2) 张角计算部 31,取代按通路到来方向估算部 30 的方向估算结果,而把在到来方向估算部算出的(式 6)所示的角谱作为输入,在其峰值位置存在多个且这些峰值电平处于从最大峰值电平规定电平的范围内时,将其最大峰值间隔作为张角 AS。到来方向估算方式选择部 32 进行张角 AS 与规定值的大小比较,当张角 AS 超过规定值时有选择地输出按通路到来方向估算部 30 的方向估算结果,当张角 AS 在规定的规定值以下时有选择地输出到来方向估算部 8 的方向估算结果。另外,在通路检测部 6 可以通过对规定次数(规定帧期间)的各相关运算部 4-1 ~ N 的输出进行平均化后生成延迟轮廓,来对多个到来通路接收定时进

行检测,虽然该场合下针对通路变动的跟踪性变差,但可提高通路检测精度,可使通路检测动作的稳固性得到改善。

[0126] 而且,在本实施方式中,对在作为多路复用方式采用 CDMA 方式的通信系统中所使用的基站装置进行了说明,但并不限于此。本发明也可适用于在采用 TDMA 方式或 OFDM 方式的多路复用方式的通信系统中所使用的基站装置。

[0127] 而且,在上述实施方式中,是设想把多个天线以载波半波长的间隔直线状排列的场合而进行了说明。但并不限于此,本发明可以适用于所有具备多个天线形成方向性的基站装置。

[0128] 实施方式 4

[0129] 图 6 是表示在实施方式 3 所说明的构成中追加了对超过瑞克合成接收的最大分支数的多个到来通路接收定时进行检测的通路检测部 6b、以及、根据在检测通路定时的按通路到来方向估算部 30b 的在到来估算方向方向性接收的场合下的接收功率,选择进行瑞克合成接收的最大分支数内的通路的有效通路选择部 40 的无线通信装置构成的框图。

[0130] 以下主要说明与实施方式 3 不同的部分。在图 6 所示的无线通信装置,由构成阵列天线 1 的天线振子 1-1 ~ N 接收到的高频信号,在设置于各天线振子 1-1 ~ N 的无线接收部 2-1 ~ N,依次实施高频放大、频率转换、正交检波以及 A/D 转换,生成由 I 信号以及 Q 信号组成的基带信号 3-1 ~ N。这里的 N 为天线振子数。

[0131] 对相关运算部 4-1 ~ N 的每一个,分别对应输入基带信号 3-1 ~ N。导频信号发生部 5 生成预埋在接收信号中的已知信号(以下称导频信号)。相关运算部 4-1 ~ N 进行与导频信号的相互相关运算。例如,在 W-CDMA 通信方式的场合下,在基于加扰码以及信道化码的解扩处理后,进行与按帧埋入的导频信号的相关运算。在此把导频信号设为  $r(s)$ 。这里的  $s = 1 \sim N_p$ ,  $N_p$  是导频信号的码元数。第 m 个相关运算部 4-m 针对第 m 个基带信号 3-m(以下表示为  $x_m(t)$ )。t 表示取样定时),把(式 1)所示的相关运算进行相当于进行通路搜索的时间范围内的取样数  $T_s$  的次数,使开始相关运算的取样定时 p 从 1 变化到  $T_s$ ,算出各取样定时的导频相关值  $h_m(p)$ 。 $N_o$  是针对码元的过速率取样数。 $*$  表示复共轭。由此可获得以取样定时 p 为相关运算开始点的第 m 个天线振子 1-m 的导频信号相关值  $h_m(p)$ 。对所有的由天线振子 1-1 ~ N 接收到的基带信号 3-1 ~ N 进行以上的动作。

[0132] 通路检测部 6b 根据在各相关运算部 4-1 ~ N 获得的导频信号相关值  $h_m(p)$  来生成延迟轮廓,选择超过瑞克合成接收的最大分支数的多个规定数 L 个的功率上位通路,输出所选择的通路的定时。在此,  $p = 1 \sim T_s$ 、 $m = 1 \sim N$ 。而且,延迟轮廓由以下方法生成:1) 把在各天线振子 1-1 ~ N 获得的导频信号相关值  $h_m(p)$  的绝对值或乘方按相同定时进行合成的方法,或是 2) 通过把方向性束形成的权重乘到相同定时的导频相关值后、进行加法运算并取其绝对值或乘方,来生成多个延迟轮廓的方法,进一步利用方向性不同的多个权重来生成延迟轮廓,并功率相加的方法。

[0133] 按通路到来方向估算部 30b 对检测出的 L 个的每通路到来方向进行估算。以下说明其动作。当设第 k 个通路的定时信息为  $p_k$  的场合,通过利用(式 3)所示的包含阵列天线振子间相关信息的相关向量  $V_k$ ,以规定的角度步进  $\Delta$  可变(式 14)所示的到来方向估算评价函数  $G_k(\theta)$  中的  $\theta$  来计算角谱。这里  $k = 1 \sim L$  的整数, $a(\theta)$  表示由阵列天线 1 的振子配置决定的方向向量,  $H$  表示向量共轭转置。把所获得的第 k 个通路的角谱中的峰

值方向  $\Phi_k$  作为第  $k$  个通路的到来方向估算值。

[0134] 有效通路选择部 40 根据在按通路到来方向估算部 30b 的到来估算方向  $\Phi_k$  (这里  $k = 1 \sim L$  的整数) 方向性接收的场合下的接收功率  $H_k$ , 选择进行接收功率上位的瑞克合成接收的最大分支数内的通路。该场合下, 方向性接收的场合下的接收功率  $H_k$  用 (式 19) 表示。由此动作, 能估算可在每通路的到来方向方向性接收场合下的所获得的通路功率, 可以基于该结果选择有效通路来提高有效通路选择性能。

$$[0135] \quad H_k = |V_k^H a(\Phi_k)|^2$$

[0136] ..... (式 19)

[0137] 张角计算部 31b 根据有效通路选择部 40 的有效通路选择结果, 利用进行瑞克合成接收的最大分支数内某  $Q$  个按通路的到来方向估算值  $\Phi_k$  和朝向其方向的方向性束场合下得到的接收功率  $H_k$ , 使用 (式 20) 所示的计算式计算张角  $AS$ 。这里,  $k$  是从 1 到  $Q$  个的整数。而且  $\phi_0$  用 (式 21) 表示。

$$[0138] \quad AS = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^Q (\phi_k - \phi_0)^2 H_k}{\sum_{k=1}^Q H_k}}$$

[0139] ..... (式 20)

$$[0140] \quad \phi_0 = \frac{\sum_{k=1}^Q \phi_k H_k}{\sum_{k=1}^Q H_k}$$

[0141] ..... (式 21)

[0142] 通路相关值合成部 7、到来方向估算部 8 的动作与实施方式 1 相同, 在此省略其说明。到来方向估算方式选择部 32b 根据张角计算部 31b 的张角  $AS$  的计算值, 在张角  $AS$  超过规定值的场合下, 有选择地输出有效通路选择部 40 的每一有效通路的方向估算结果。在张角  $AS$  为规定值以下的场合下, 有选择地输出到来方向估算部 8 的方向估算结果。用于同张角  $AS$  进行比较的规定值也依存于阵列振子数, 采用例如  $5^\circ \sim 10^\circ$  左右。

[0143] 通过以上的动作, 到来通路的方向估算将成为可能。有关对到来通路的方向性接收控制, 与实施方式 1 的方向性接收动作相同, 省略说明。

[0144] 如以上那样, 依据本实施方式, 在实施方式 3 的效果基础上, 可以通过在通路检测部 6b 对超过最大分支数的到来通路接收定时进行检测, 来对超过瑞克接收的最大分支数的数量的每一通路的到来方向进行估算, 由此, 基于按通路把方向性束朝向到来方向场合下能够进行接收的通路功率, 可以对瑞克接收的最大分支数内的有效通路进行选择, 因此可以提高有效通路选择性能即通路搜索的性能。而且可以通过提高通路搜索性能来提高接收性能。

[0145] 另外, 本实施方式中, 在张角计算部 31b 是利用有效通路选择部 40 的结果来计算张角  $AS$ , 但也可以应用与此不同的下述 2 个方法。

[0146] (1) 张角计算部 31b, 取代有效通路选择部 40 的方向估算结果, 而把在通路相关值合成部 7 算出的 (式 2) 或 (式 4) 所表示的相关矩阵  $R$  或  $R2$  作为输入, 算出其相关矩阵的

最大固有值及第 2 大固有值,然后计算张角  $AS = (\text{第 2 大固有值}) / (\text{最大固有值})$ 。此时的张角 AS 取 1 以下的值,在到来方向估算方式选择部 32b 进行张角 AS 与比 1 小的规定值的大小比较,当张角 AS 超过规定值时有选择地输出有效通路选择部 40 的方向估算结果,当张角 AS 在规定值以下时有选择地输出到来方向估算部 8 的方向估算结果。

[0147] (2) 张角计算部 31b,取代有效通路选择部 40 的方向估算结果,而把在到来方向估算部算出的(式 6)所示的角谱作为输入,在其峰值位置存在多个且这些峰值电平处于从最大峰值电平规定电平的范围内时,把其最大峰值间隔作为张角 AS。到来方向估算方式选择部 32b 进行张角 AS 与规定值的大小比较,当张角 AS 超过规定值时有选择地输出有效通路选择部 40 的方向估算结果,当张角 AS 在规定值以下时有选择地输出到来方向估算部 8 的方向估算结果。

[0148] 另外,在通路检测部 6 可以通过对规定次数(规定帧期间)的各相关运算部 4-1 ~ N 的输出进行平均化后生成延迟轮廓,来对多个到来通路接收定时进行检测,虽然该场合下针对通路变动的跟踪性变差,但可提高通路检测精度,可使通路检测动作的稳固性得到改善。

[0149] 而且,在本实施方式中,对在作为多路复用方式采用 CDMA 方式的通信系统中所使用的基站装置进行了说明,但并不限于此。本发明也可适用于在采用 TDMA 方式或 OFDM 方式的多路复用方式的通信系统中所使用的基站装置。

[0150] 而且,在上述实施方式中,是设想把多个天线以载波半波长的间隔直线状排列的场合而进行了说明。但并不限于此,本发明可以适用于所有具备多个天线形成方向性的基站装置。

[0151] 本发明,基于附图所示的恰当的实施方式进行了说明,显然,只要是本专业人员,无须脱离本发明的思想就能容易地进行各种变更、改变。本发明也包含那样的变更例。

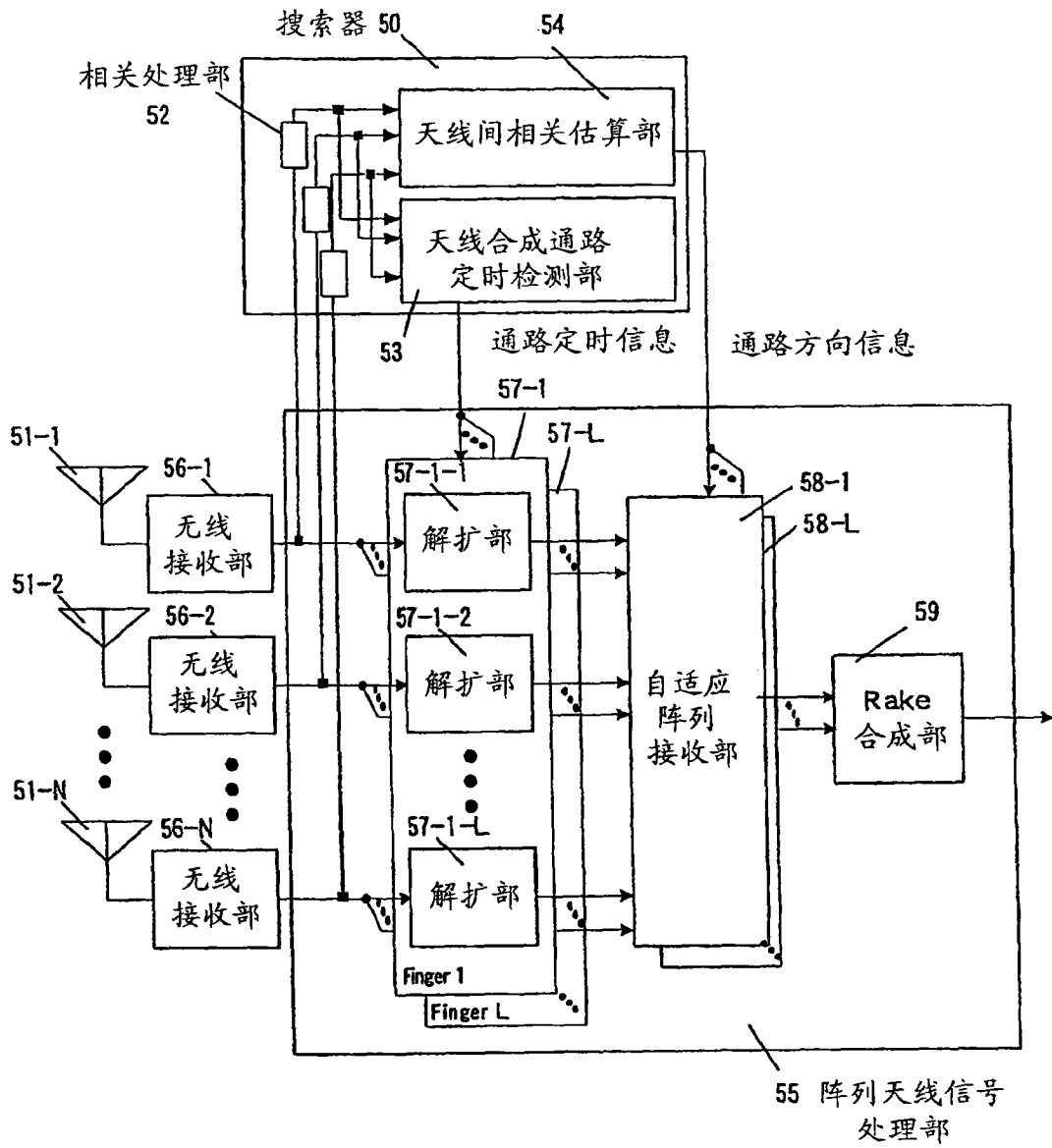


图 1

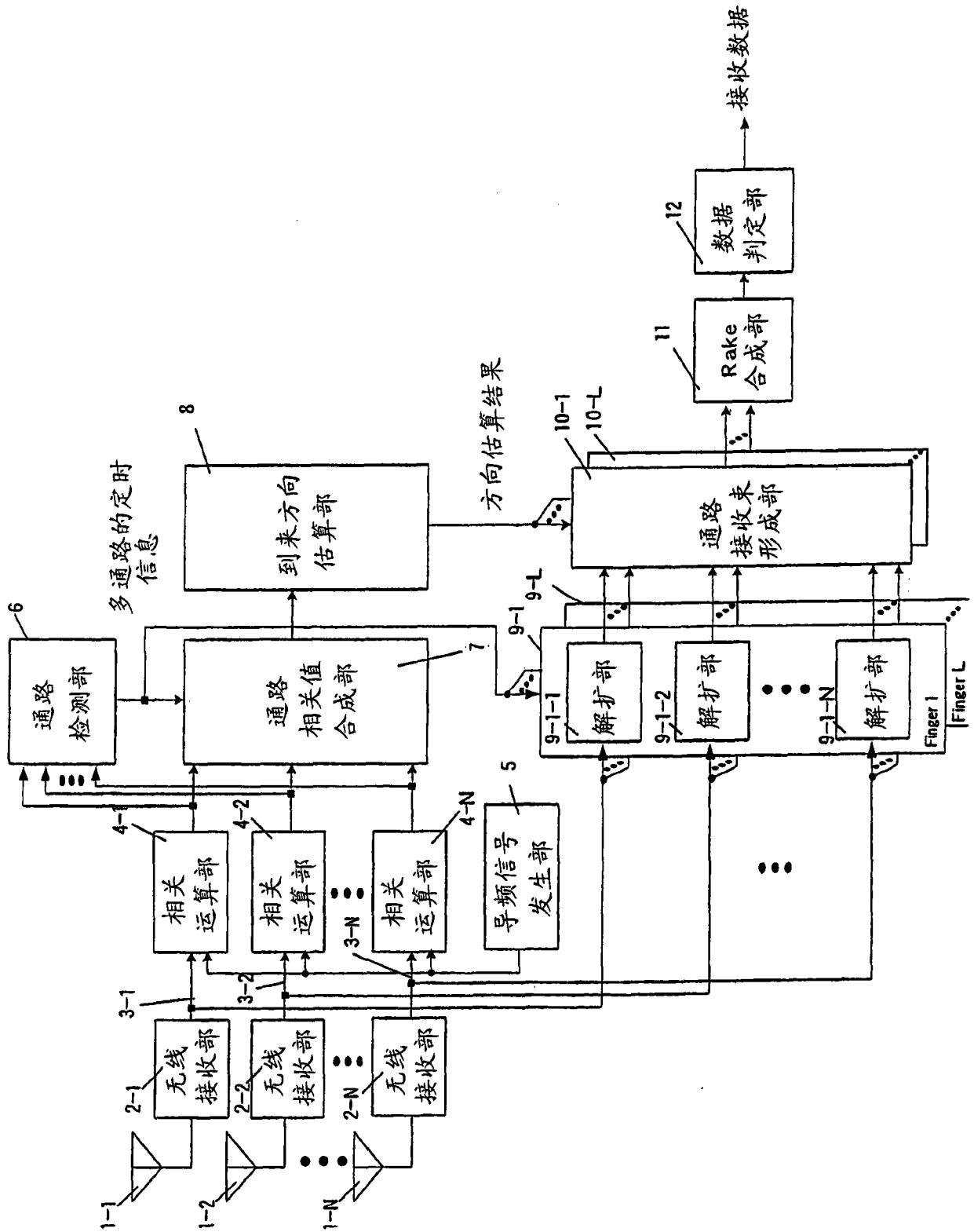
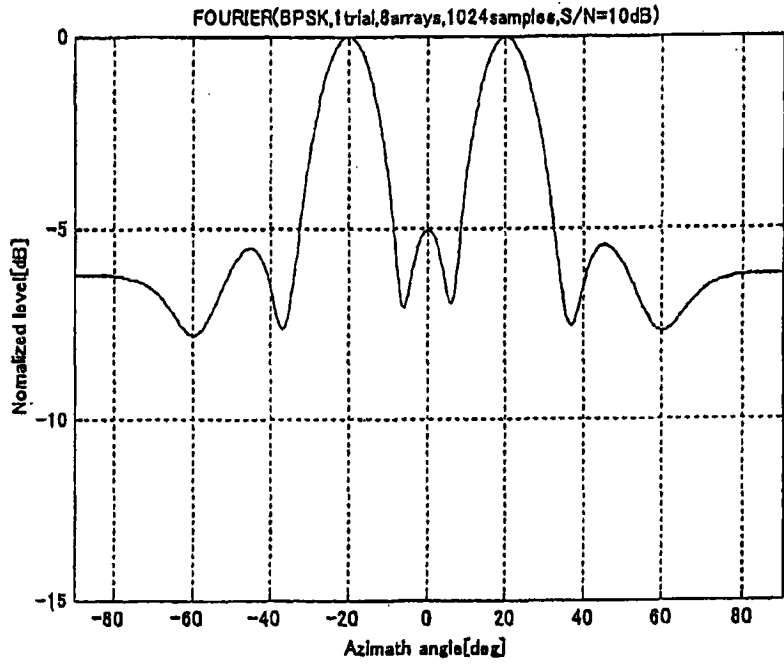
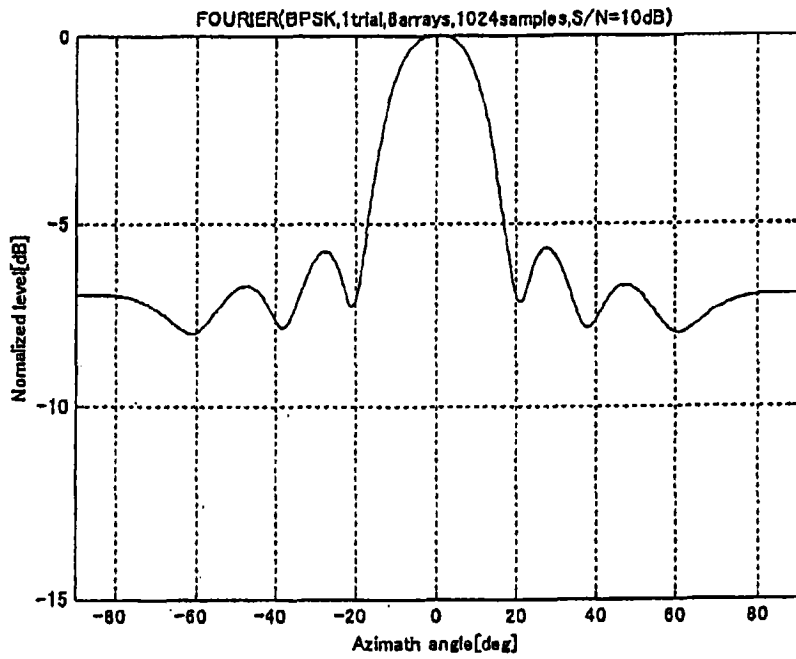


图 2



(a) 通路1 = 20°, 通路2 = -20°  
场合下的方向估算结果



(b) 通路1 = 5°, 通路2 = -5°  
场合下的方向估算结果

图 3

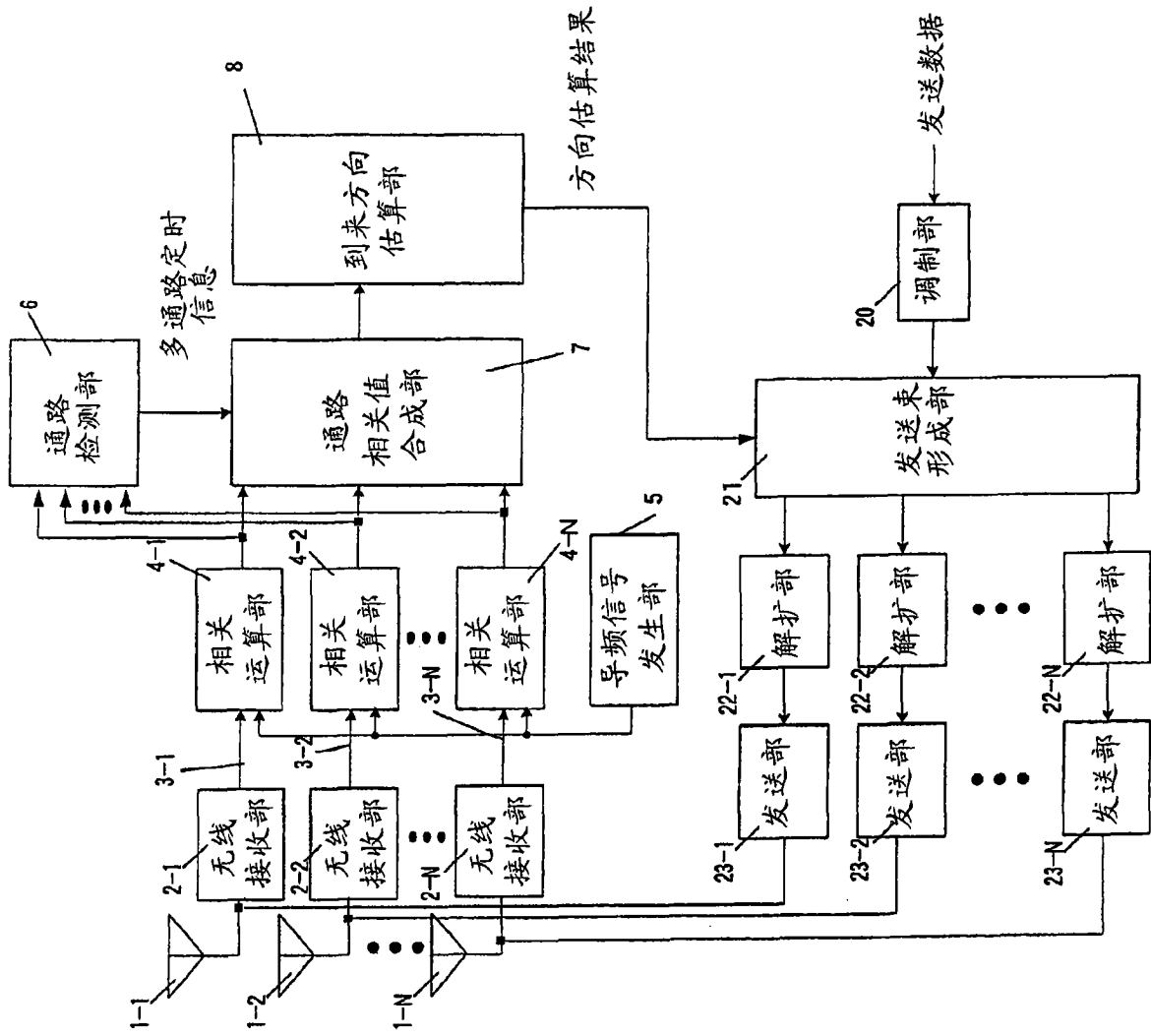


图 4

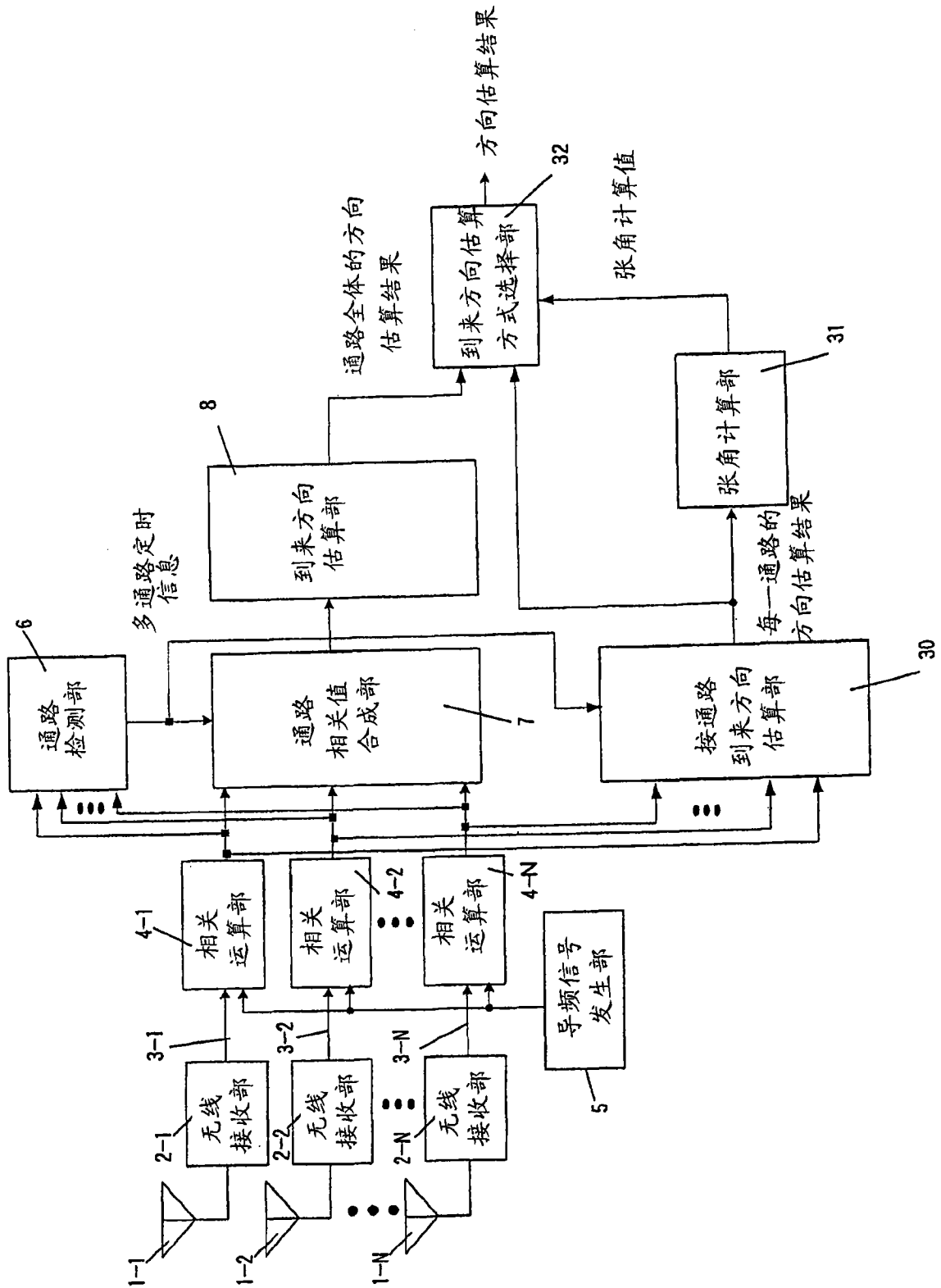


图 5

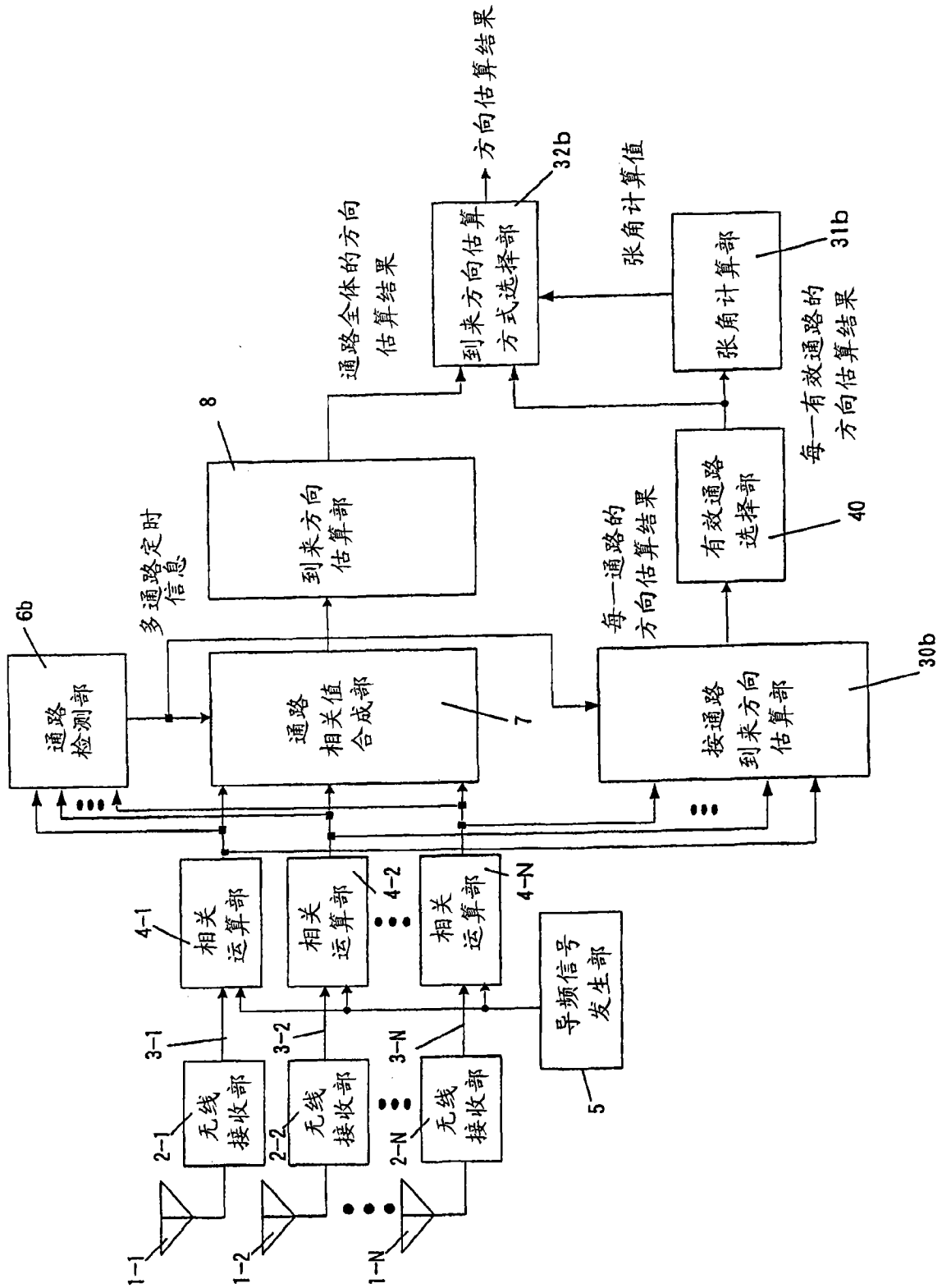


图 6