



# [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 97120610.4

[43] 授权公告日 2003 年 4 月 2 日

[11] 授权公告号 CN 1104780C

[22] 申请日 1997. 10. 17 [21] 申请号 97120610.4

[30] 优先权

[32] 1996. 10. 20 [33] JP [31] 297573/1996

[32] 1997. 1. 24 [33] JP [31] 24541/1997

[71] 专利权人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪

[72] 发明人 平松胜彦

审查员 袁红霞

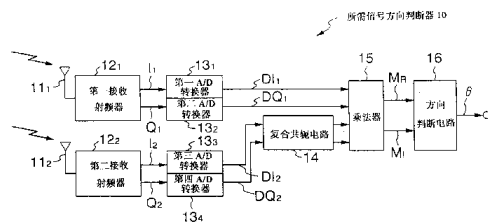
[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利  
商标事务所  
代理人 杜日新

权利要求书 4 页 说明书 23 页 附图 10 页

[54] 发明名称 所需信号方向判断器

[57] 摘要

第一和第二天线接收所需信号；用第一和第二信号转换电路正交检测第一和第二天线的输出信号，并转换成第一和第二基带信号；复合共轭电路计算第二基带信号的复合共轭，形成复合共轭信号；第一基带信号和复合共轭信号在乘法器中相乘；方向判断电路对乘法器的输出信号进行反正切运算和反余弦运算来判断所需信号的方向。



1. 一种用来判断所需信号方向的所需信号方向判断器，其特征在于包括：

第一和第二天线，用于接收所述的所需信号；

第一和第二信号转换电路，分别用来正交检测所述的第一和第二天线的输出信号，并且把检测出的输出信号转换成第一和第二基带信号；

复合共轭电路，通过计算所述的第二基带信号的复合共轭，形成复合共轭信号；

乘法器，使所述的第一基带信号和复合共轭信号相乘；和

方向判断电路，通过对乘法器的输出信号进行反正切运算和反余弦运算来判断所述的所需信号的方向。

2. 根据权利要求1所述用来判断所需信号方向的所需信号方向判断器，其特征在于还包括：

第三天线，用于接收所述的所需信号；

第三信号转换电路，用来正交检测所述的第三天线的输出信号，并且把检测出的输出信号转换成第三基带信号；

其中所述复合共轭电路包括第一和第二复合共轭电路，用于通过计算所述的第二和第三基带信号的复合共轭，形成第一和第二复合共轭信号；

所述乘法器包括：第一乘法器，使所述的第一基带信号和第一复合共轭信号相乘；和第二乘法器，使所述的第二基带信号和第二复合共轭信号相乘；

其中还包括：加法器，使所述的第一乘法器的输出信号和第二乘法器的输出信号相加。

3. 根据权利要求1所述用来判断所需信号方向的所需信号方向判断器，所需信号包含多个幂相等的已知符号，其特征还包括：

符号数目累加器，用来累计所述的涉及至少两个以上的已知符号的乘法器的输出信号；

其中所述复合共轭电路，通过计算与所述的已知符号对应的第二基

带信号的复合共轭，形成复合共轭；

所述乘法器，使与所述的已知符号对应的第一基带信号和复合共轭信号相乘；

所述方向判断电路，通过对所述的符号数目累加器的输出信号进行反正切运算和反余弦运算来判断所述的所需信号的方向。

4. 根据权利要求3所述用来判断所需信号方向的所需信号方向判断器，其特征在于还包括：

第三天线，用来接收所述的所需信号；

第三信号转换电路，用来正交检测所述第三天线的输出信号，并且把检测出的输出信号转换成第三基带信号；

其中所述复合共轭电路包括第一和第二复合共轭电路，通过计算与已知符号对应的所述的第二和第三基带信号的复合共轭，分别形成第一和第二复合共轭信号；

所述乘法器包括：第一乘法器，使与所述的已知符号对应的所述的第一基带信号和第一复合共轭信号相乘；和第二乘法器，使与所述的已知符号对应的所述的第二基带信号和第二复合共轭信号相乘；

其中还包括加法器，使所述的第一乘法器的输出信号和第二乘法器的输出信号相加。

5. 根据权利要求1所述的用来判断所需信号的方向的所需信号方向判断器，用在根据码分多路存取系统的通信方式中，其特征在于还包括：

第三天线，用于接收所述的所需信号；

第三信号转换电路，用于正交检测所述第三天线的输出信号并把检测出的输出信号转换成第三基带信号；

第一至第三逆扩散电路，分别对所述的第一至第三基带信号进行逆扩散；

其中所述复合共轭电路包括第一和第二复合共轭电路，通过计算所述的逆扩散的第二和第三基带信号的复合共轭电路，分别产生第一和第二复合共轭信号；

所述乘法器包括：第一乘法器，使所述的逆扩散的第一基带信号和

第一复合共轭信号相乘；和第二乘法器，使所述的逆扩散的第二基带信号和第二复合共轭信号相乘；

其中还包括加法器，使所述的第一乘法器的输出信号和第二乘法器的输出信号相加；

其中所述方向判断电路，通过对所述的加法器的输出信号进行反正切运算和反余弦运算来判断所述的所需信号的方向。

6. 根据权利要求1所述的用来判断所需信号的方向的所需信号方向判断器，应用在根据传输符号的包络为常数的调制系统的通信方式中，所述的所需信号包含多个已知的符号和数据，其特征在于还包括：

第三天线，用于接收所述的所需信号；

第三信号转换电路，用于对所述的第三天线的输出信号进行正交检测并将检测出的输出信号转换成第三基带信号；

其中所述复合共轭电路包括第一和第二复合共轭电路，通过计算与所述的已知符号和数据相对应的所述的第二和第三基带信号的复合共轭，分别形成第一和第二复合共轭信号；

所述乘法器包括第一乘法器，使与所述的已知符号和数据相对应的所述的第一基带信号和第一复合共轭信号相乘；和第二乘法器，使与所述的已知符号和数据相对应的所述的第二基带信号和第二复合共轭信号相乘；

其中还包括：加法器，使所述的第一乘法器的输出信号和第二乘法器的输出信号相加；

符号数目累加器，用于累计涉及至少两个以上的已知符号和至少两个以上的数据的所述的加法器的输出信号，和

其中所述方向判断电路，通过对符号数目累加器的输出信号进行反正切运算和反余弦运算来判断所述的所需信号的方向。

7. 根据权利要求6所述用于判断所需信号的方向的所需信号方向判断器，其特征在于还包括：

时隙平均电路，用于求取至少两个以上时隙的所述的符号数目累加器的输出信号的平均值，

其中所述方向判断电路，通过对所述的时隙平均电路的输出信号进

行反正切运算和反余弦运算来判断所述的所需信号的方向。

8. 根据权利要求7的所需信号方向判断器，其特征更进一步包括：

幂计算电路，用于计算所述的符号数目累加器输出信号的时隙的方向矢量的幂；和

比较电路，用于把所述的幂计算电路的输出信号和预定阈值进行比较，并且，在幂计算电路的输出信号大于预定阈值时，把所述的符号数目累加器的输出信号输入到时隙平均电路中。

9. 一种用所需信号的方向来控制传输信号的传输方向的传输和接收装置，其特征包括：

权利要求1至8的所需信号方向判断器中的任意一个；

移相器，用于对所述的传输信号进行相位控制；

传输方向性控制电路，通过控制以所需信号方向为基础的所述的移相器来确定传输信号的相位，该所需信号的方向由所述的判断器来判断；

映象电路，用于将所述传输信号转换成同相分量信号和正交分量信号；

第一和二 A/D 转换器，用于分别将所述同相分量信号和正交分量信号转换成模拟同相分量信号和模拟正交分量信号；

传输射频器，用于将所述模拟同相分量信号和所述模拟正交分量信号转换成高频传输信号，输出到所述移相器；以及

传输天线，所述的移相器输出信号被输入到该天线。

### 所需信号方向判断器

本发明涉及用来判断所需信号方向的所需信号方向判断器，尤其涉及无需进行如天线间相关系数计算或逆矩阵计算等大量的运算即可判断所需信号方向的所需信号方向判断器。

迄今已知有了能有效利用信号循环平稳性的所需信号方向判断器（例如：H. Tsuji 等人的“用循环平稳性判断所需信号的方向”，IEICE 技术报告，RCS96-77，第77-82页，1996年8月和J. Xin 等人的“检测天线阵处理中循环平稳信号的调整方法”，IEICE 技术报告，RCS96-76，第69-76页，1996年8月）；大约说来，这种所需信号方向判断器能够使用下述每个天线阵的接收信号来判断所需信号的方向：

如果用  $s(t)$  表示源信号，并用  $\theta$  表示源信号  $s(t)$  的方向，那么按照相同间隔成线性排列的  $m$  天线阵的第  $i$  天线每次接收到的信号  $x_i(t)$  用以下等式表示：

$$x_i(t) = s(t) \cdot \exp\{j\pi(i-1) \cdot \sin\theta\} \quad (1-1)$$

其中  $i=1, 2, \dots, m$ 。

如果所需信号有一个特定周期的频率  $\alpha$ ， $x(\bullet)$  是一个循环平稳的变化过程，并且周期相关函数用  $R_x(\tau)$  表示，那么周期相关函数  $y(t) = x(t+T)$  用  $R_y(\tau) = R_x(\tau) \cdot \exp(j2\pi\alpha T)$  表示，其中  $\tau$  是滞后常数；如果使用这种特性来计算每个天线输出的周期自相关函数（CACF），那么这个周期自相关函数用下面的等式来表示：

$$R_{m-1}^{\alpha}(\tau) = \frac{1}{L} e^{-j\pi\alpha\tau} \sum_{m=0}^{L-1} x_{m-1}(n+\tau) x_m(n) e^{-j2\pi\alpha n} \quad (1-2)$$

其中  $n = 0, 1, \dots, L-1$  和  $m = 0, 1, \dots, m-1$ 。

如果天线输出  $x_m(n)$  能够由其它的  $m-1$  天线输出来推算, 那么天线输出  $x_m(n)$  用下面等式表示:

$$x_m(n) = \sum_{i=1}^{m-1} x_{m-i}(n) a_i^c \quad (1-3)$$

其中  $a_i^c$  是推算系数。

以矩阵形式对上述等式总结, 可得出:

$$Y_c = \Phi a_c \quad (1-4)$$

$$\begin{vmatrix} R_m^\alpha(-L_0+1) \\ \vdots \\ R_m^\alpha(0) \\ \vdots \\ R_m^\alpha(L_0-1) \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} R_{m-1}^\alpha(-L_0+1), \dots, R_1^\alpha(-L_0+1) \\ \vdots \\ R_{m-1}^\alpha(0), \dots, R_1^\alpha(L_0-1) \\ \vdots \\ R_{m-1}^\alpha(L_0-1), \dots, R_1^\alpha(L_0-1) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} a_1^c \\ a_2^c \\ \vdots \\ a_{m-2}^c \\ a_{m-1}^c \end{vmatrix} \quad (1-5)$$

当线性系统用等式 (1-4) 表示时, 习惯上计算出推算系数以便把均方误差减到最小; 如果  $N = 2L_0 - 1$ , 那么从将均方误差减到最小这一角度获得的线性推算系数矢量用下面的等式表示:

$$\hat{a}_c = \left[ \frac{1}{N} \phi^H \phi \right]^{-1} \left( \frac{1}{N} \phi^H y_c \right) \quad (1-6)$$

由此, 当我们用上述等式 (1-6) 来计算推算系数时, 可通过计算下面等式中  $P(\theta)$  值变为最大值时的  $\theta$  角来判断所需信号的方向, 其中  $z = \exp(j\pi \bullet \sin \theta)$ :

$$P(\theta) = \frac{1}{|1 - a_1 Z^{-1} - \dots - a_{m-1} Z^{-(m-1)}|^2} \quad (1-7)$$

但是, 由于上述所需信号方向判断器需要计算天线输出间的相关系数

和进行逆矩阵计算，因此不可避免地增加了运算量。

本发明的目的是提供一种能够通过少量运算即可判断所需信号方向的所需信号方向判断器。

为达到以上目的，如图1所示的常规通信方式中，已知符号序列P位于数据序列D之前；根据本发明的所需信号方向判断器通过执行少量运算即可判断出所需信号的方向，这种运算类似于延迟检测运算，取代了如天线输出间相关系数计算或者逆矩阵计算等大量的运算。

根据本发明第一方面，提供的所需信号方向判断器，包括：

第一和第二天线，用于接收所需信号；

第一和第二信号转换电路，分别用来正交检测第一和第二天线的输出信号，并且把检测出的输出信号转换成第一和第二基带信号；

复合共轭电路，通过计算第二基带信号的复合共轭，形成复合共轭信号；

乘法器，使第一基带信号和复合共轭信号相乘；并且

方向判断电路，通过对乘法器的输出信号进行反正切运算和反余弦运算来判断所需信号的方向。

根据本发明的第二方面，提供的所需信号方向判断器，包括：

第一至第三天线，用于接收所需信号；

第一至第三信号转换电路，分别用来正交检测第一至第三天线的输出信号，并且把检测出的输出信号转换成第一至第三基带信号；

第一和第二复合共轭电路，通过计算第二和第三基带信号的复合共轭，分别形成第一和第二复合共轭信号；

第一乘法器，使第一基带信号和第一复合共轭信号相乘；

第二乘法器，使第二基带信号和第二复合共轭信号相乘；

加法器，使第一乘法器的输出信号和第二乘法器的输出信号相加；

并且

方向判断电路，通过对加法器的输出信号进行反正切运算和反余弦运算来判断所需信号的方向。

根据本发明第三方面，提供的所需信号方向判断器，用来判断所需信号的方向，该所需信号有许多幂相等的已知符号，该判断器包括：

第一和第二天线，用来接收所需信号；

第一和第二信号转换电路，分别用来正交检测第一和第二天线的输

出信号，并把检测出的输出信号转换成第一和第二基带信号；

复合共轭电路，通过计算与已知符号对应的第二基带信号的复合共轭，形成一个复合共轭符号；

乘法器，使与已知符号对应的第一基带信号和复合共轭信号相乘；

符号数目累加器，用来累计涉及至少两个以上的已知符号的乘法器的输出信号；并且

方向判断电路，通过对符号数目累加器的输出信号进行反正切运算和反余弦运算来判断所需信号的方向。

根据本发明第四方面，提供的所需信号方向判断器，用来判断所需信号的方向，该所需信号有许多已知的幂相等的符号，该判断器包括：

第一至第三天线，用来接收所需信号；

第一至第三信号转换电路，分别用来正交检测第一至第三天线的输出信号，并且把检测出的输出信号转换成第一至第三基带信号；

第一和第二复合共轭电路，通过计算与已知符号对应的第二和第三基带信号的复合共轭，分别形成第一和第二复合共轭信号；

第一乘法器，使与已知符号对应的第一基带信号和第一复合共轭信号相乘；

第二乘法器，使与已知符号对应的第二基带信号和第二复合共轭信号相乘；

加法器，使第一乘法器的输出信号和第二乘法器的输出信号相加；

符号数目累加器，用来累计涉及至少有两个以上已知符号的加法器的输出信号；并且

方向判断电路，通过对符号数目累加器的输出信号进行反正切运算和反余弦运算来判断所需信号的方向。

根据本发明第五方面，提供的所需信号方向判断器，用来判断所需信号的方向，该所需信号用在按照码分多路存取系统的通信方式中，该判断器包括：

第一至第三天线，用于接收所需信号；

第一至第三信号转换电路，分别用于正交检测第一至第三天线的输出信号并把检测出的输出信号转换成第一至第三基带信号；

第一至第三逆扩散电路分别对第一至第三基带信号进行逆扩散；

第一和第二复合共轭电路，通过计算逆扩散的第二和第三基带信号

的复合共轭，分别产生第一和第二复合共轭信号；

第一乘法器，使逆扩散的第一基带信号和第一复合共轭信号相乘；

第二乘法器，使逆扩散的第二基带信号和第二复合共轭信号相乘；

加法器，使第一乘法器的输出信号和第二乘法器的输出信号相加；

并且

方向判断电路，通过对加法器的输出信号进行反正切运算和反余弦运算来判断所需信号的方向。

根据本发明第六方面，提供的所需信号方向判断器，用来判断所需信号的方向，该所需信号有许多已知的符号和数据，它们应用在依据传输符号的包络为常数的调制系统的通信方式中，该判断器包括：

第一至第三天线，用于接收所需信号；

第一至第三信号转换电路，分别用于对第一至第三天线的输出信号进行正交检测并将检测出的输出信号转换成第一至第三基带信号；

第一和第二复合共轭电路，通过计算与已知符号和数据相对应的第二和第三基带信号的复合共轭，分别形成第一和第二复合共轭信号；

第一乘法器，使与已知符号和数据相对应的第一基带信号和第一复合共轭信号相乘；

第二乘法器，使与已知符号和数据相对应的第二基带信号和第二复合共轭信号相乘；

加法器，使第一乘法器的输出信号和第二乘法器的输出信号相加；

符号数目累加器，用于累计涉及至少两个以上的已知符号和至少两个以上的数据的加法器的输出信号，并且

方向判断电路，通过对符号数目累加器的输出信号进行反正切运算和反余弦运算来判断所需信号的方向。

根据本发明第七方面，提供的所需信号方向判断器，用于判断所需信号的方向，该所需信号包含许多已知的符号和数据，它们应用在依据传输符号的包络为常数的调制系统的通信方式中，该判断器包括：

第一至第三天线，用于接收所需信号；

第一至第三信号转换电路，分别用于正交检测第一至第三天线的输出信号并将检测出的输出信号转换成第一至第三基带信号；

第一和第二复合共轭电路，通过计算与已知符号和数据相对应的第二和第三基带信号的复合共轭，分别形成第一和第二复合共轭信号；

第一乘法器, 使与已知符号和数据相对应的第一基带信号和第一复合共轭信号相乘;

第二乘法器, 使与已知符号和数据相对应的第二基带信号和第二复合共轭信号相乘;

加法器, 使第一乘法器的输出信号和第二乘法器的输出信号相加;

符号数目累加器, 用于累计涉及至少两个以上的已知符号和至少两个以上的数据的加法器的输出信号;

时隙平均电路, 用于求取至少两个以上时隙的符号数目累加器的输出信号的平均值; 并且

方向判断电路, 通过对时隙平均电路的输出信号进行反正切运算和反余弦运算来判断所需信号的方向。

根据本发明第八方面, 提供的所需信号方向判断器, 与第七方面的所需信号方向判断器相比, 更进一步包括:

幂(power)计算电路, 用于计算符号数目累加器输出信号的一个时隙的方向矢量的幂; 并且

比较电路, 用于把幂计算电路的输出信号和预定阈值进行比较, 并且, 在幂计算电路的输出信号大于预定阈值时, 把符号数目累加器的输出信号输入到时隙平均电路中。

根据本发明第九方面, 提供了一种传输和接收装置, 用所需信号的方向来控制传输信号的传输方向, 该装置包括:

第一至第八方面的所需信号方向判断器中的任意一个;

移相器, 用于对传输信号进行相位控制;

传输方向性控制电路, 通过控制以所需信号方向为基础的移相器来确定传输信号的相位, 该所需信号的方向由所需信号方向判断器来判断; 映象电路, 用于将所述传输信号转换成同相分量信号和正交分量信号; 第一和二 A/D 转换器, 用于分别将所述同相分量信号和正交分量信号转换成模拟同相分量信号和模拟正交分量信号; 传输射频器, 用于将所述模拟同相分量信号和所述模拟正交分量信号转换成高频传输信号, 输出到所述移相器; 以及 传输天线, 所述的移相器输出信号被输入到该天线。

传输天线, 上述移相器的输出信号被输入到该天线。

## 附图简介

图 1 是在通常的通信方式中的已知符号序列的简图；

图 2 是根据本发明的第一个实施例的所需信号方向判断器的方框图；

图 3 是根据本发明的第二个实施例的所需信号方向判断器的方框图；

图 4 是根据本发明的第三个实施例的所需信号方向判断器的方框图；

图 5 是根据本发明的第四个实施例的所需信号方向判断器的方框图；

图 6 是根据本发明的第五个实施例的所需信号方向判断器的方框图；

图 7 是根据本发明的第六个实施例的所需信号方向判断器的方框图；

图 8 是根据图 7 显示的所需信号方向判断器中的调制系统的信号格式的简图；

图 9 是根据本发明的第七个实施例的所需信号方向判断器的方框图；

图 10 是根据本发明的第八个实施例的所需信号方向判断器的方框图；

图 11 是表示传输和接收装置的实施例的方框图，该传输和接收装置有方向判断部分，其共轭与图 5 显示的所需信号方向判断器的共轭相似。

## 最佳实施例的说明

### (第一实施例)

如图 2 所示，根据本发明的第一个实施例的所需信号方向判断器 10 包括：第一和第二天线 111、112，第一和第二接收射频器 121、122，第一至第四模拟数字转换器（A/D 转换器）131 至 134，复合共轭电路 14，乘法器 15 和方向判断电路 16。

第一接收射频器 121 在把第一天线 111 输出的第一高频接收信号的频率降频变换后, 正交检测被降频变换的第一高频接收信号, 藉此把第一高频接收信号转换成第一基带信号(第一同相分量信号  $I_1$  和第一正交分量信号  $Q1$ ); 第二接收射频器 122 在把第二天线 112 输出的第二高频接收信号的频率降频变换后, 正交检测被降频变换的第二高频接收信号, 藉此把第二高频接收信号转换成第二基带信号(第二同相分量信号  $I_2$  和第二正交分量信号  $Q2$ ); 第一和第二 A/D 转换器 131、132 用于把第一接收射频器 121 输出的模拟第一同相分量信号  $I1$  和模拟第一正交分量信号  $Q1$  分别转换成第一数字同相分量信号  $DI1$  和第一数字正交分量信号  $DQ1$ ; 第三和第四 A/D 转换器 133、134 适用于把第二接收射频器 122 输出的模拟第二同相分量信号  $I2$  和模拟第二正交分量信号  $Q2$  分别转换成第二数字同相分量信号  $DI2$  和第二数字正交分量信号  $DQ2$ ; 复合共轭电路 14 通过转换第四 A/D 转换器 134 输出的第二数字正交分量信号  $DQ2$  的代码, 用来计算第二数字同相分量信号  $DI2$  和第二数字正交分量信号  $DQ2$  的复合共轭, 并形成一个复合共轭信号。

乘法器 15 把第一数字同相分量信号  $DI1$  和第一数字正交分量信号  $DQ1$  的矢量与复合共轭电路 14 输出的复合共轭信号的矢量相乘,  $DI1$  和  $DQ1$  由第一和第二 A/D 转换器 131、132 输出; 特别地, 如果把由第一数字同相分量信号  $DI1$  和第一数字正交分量信号  $DQ1$  表示的第一数字基带信号视为  $a_1(n)$ , 并且把由第二数字同相分量信号  $DI2$  和第二数字正交分量信号  $DQ2$  表示的第二数字基带信号的复合共轭信号视为  $a_2^*(n)$ , 那么乘法器 15 的相乘结果  $M$  用下面等式表示:

$$M = a_1(n) \times a_2^*(n) \quad (2-1)$$

顺便指出, 上面等式(2-1)的运算结果类似于从天线接收信号得到的数字基带信号  $a(n)$  与把数字基带信号  $a(n)$  延迟一个符号产生的信号的复合共轭信号  $a^*(n-1)$  这两者的乘积(见下一个等式):

$$a(n) \times a^*(n-1) \quad (2-2)$$

乘法器15用于输出实部信号MR和虚部信号MI，MR表示上述等式(2-1)中的相乘结果M的实部，MI表示相乘结果M的虚部；方向判断电路16利用乘法器15输出的实部信号MR和虚部信号MI来判断所需信号的方向。

通常，如果按照 $\lambda/2$ （ $\lambda$ 是所需信号的波长）的间隔设定许多天线，时间 $t$ 时的已知符号视为 $x^0(t)$ ，垂射方向的顺时针方向角视为 $\theta$ ，那么，第 $i$ 天线（天线阵的第 $i$ 天线单元）输出的接收信号的基带信号 $x_i(t)$ 用下面的等式表示：

$$x_i(t) = x^0(t) \cdot \exp(j\pi i \cdot \cos\theta) \quad (2-3)$$

如果进行等式(2-1)的运算时涉及这个基带信号 $x_i(t)$ 和相邻天线的输出接收信号的基带信号，那么运算结果 $y_i(n)$ 变成角 $\theta$ 的函数，如下面等式所示：

$$\begin{aligned} y_i(n) &= x_{i+1}(n) \times x_i^*(n) \\ &= \left\{ x^0(n) \cdot e^{j\pi(i+1)\cos\theta} \right\} \left\{ (x^0(n))^* \cdot e^{-j\pi i \cos\theta} \right\} \\ &= x^0(n) \cdot (x^0(n))^* \cdot e^{j\pi \cos\theta} \end{aligned} \quad (2-4)$$

解上述有关角 $\theta$ 的等式(2-4)时，角 $\theta$ 由下面的等式表示：

$$\theta = \cos^{-1} \left( \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}(y_i(n))}{\text{Re}(y_i(n))} \right) \right) \quad (2-5)$$

其中 $\text{Im}(\bullet)$ 代表产生虚部的运算， $\text{Re}(\bullet)$ 代表产生实部的运算；如前所述，通过进行上述等式(2-5)右边的反正切运算和反余弦运算，可以计算出所需信号方向的瞬时值。

如图2所示，当提供两个天线时，如果 $i=0$ ，那么就能够从等式(2-5)中计算出所需信号方向的瞬时值 $\theta$ ；顺便指出，许多天线不必总按 $\lambda/2$ 的间隔排列；在许多天线相互接近的情况下，它们可以按照 $\lambda/4$ 这样适当的间隔

设置；总而言之，如果许多天线按照 $\lambda/n$ 的间隔设置，那么可以用下面这个等式代替上面提到的等式(2-3)：

$$x_i(t) = x^0(t) \cdot \exp(j2\pi i/n \cdot \cos\theta) \quad (2-6)$$

### (第二实施例)

在根据本发明第一个实施例的所需信号方向判断器10中，在相邻天线的输出间，如果一个天线输出信号的基带信号的复合共轭和另一个天线输出信号的基带信号的复合共轭彼此相乘，那么相乘结果并不成为上面提到的等式(2-4)表示的天线数目*i*的函数，因此，等式(3-1)表示的相加值*z*用许多天线来计算，其中如等式(2-4)所示的关于相邻天线的乘积增加了，这样就能够在等式(3-2)的基础上计算所需信号的方向：

$$z = \frac{1}{M-2} \sum_{i=0}^{M-2} y_i(n) \quad (3-1)$$

$$\theta = \cos^{-1} \left( \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}(z)}{\text{Re}(z)} \right) \right) \quad (3-2)$$

当用天线数目的增加来计算所需信号的方向时，尽管信号幂随天线数目的增加而增加，但是高斯噪声并不增大，因此，可以改进 S/N（信号与噪声比）。

如图3所示，根据本发明第二个实施例的所需信号方向判断器200包括：第一至第M天线211<sub>1</sub>至211<sub>M</sub>；第一至第M接收射频器212<sub>1</sub>至212<sub>M</sub>；第一至第2M模拟数字转换器（A/D转换器）213<sub>1</sub>和213<sub>2M</sub>；第一至第M-1复合共轭电路214<sub>1</sub>至214<sub>M-1</sub>；第一至第M-1乘法器215<sub>1</sub>至215<sub>M-1</sub>；第一和第二加法器217<sub>1</sub>、217<sub>2</sub>以及方向判断电路216。

第一至第M接收射频器211<sub>1</sub>至211<sub>M</sub>在把第一至第M天线211<sub>1</sub>至211<sub>M</sub>输出的高频接收信号的频率降频变换后，正交检测被降频变换的高频接收信号，并把高频接收信号分别转换成基带频带的第一至第M同相分量信号*I*<sub>1</sub>至*I*<sub>M</sub>和第一至第M正交分量信号*Q*<sub>1</sub>至*Q*<sub>M</sub>。

第一至第  $2M$  A/D 转换器  $213_1$  至  $213_{2M}$  用于把模拟第一至第  $M$  同相分量信号  $I_1$  至  $I_M$  和模拟第一至第  $M$  正交分量信号  $Q_1$  至  $Q_M$  分别转换成第一至第  $M$  数字同相分量信号  $DI_1$  至  $DI_M$  和第一至第  $M$  数字正交分量信号  $DQ_1$  至  $DQ_M$ ；例如，第一和第二 A/D 转换器  $213_1$ 、 $213_2$  可用于把第一接收器  $212_1$  输出的模拟第一同相分量信号  $I_1$  和模拟第一正交分量信号  $-Q_1$  分别转换成第一数字同相分量信号  $DI_1$  和第一数字正交分量信号  $DQ_1$ 。

第  $i$  ( $i=1$  至  $M-1$ ) 复合共轭电路  $214_i$  通过转换第  $2(i+1)$  A/D 转换器  $213_{2(i+1)}$  输出的第  $i+1$  数字正交分量信号  $DQ_{i+1}$  的代码，计算第  $i+1$  数字同相分量信号  $DI_{i+1}$  和第  $i+1$  数字正交分量信号  $DQ_{i+1}$  的复合共轭，并随后形成一个第  $i$  复合共轭信号；例如，第一复合共轭电路  $214_1$  通过转换第四 A/D 转换器  $213_4$  输出的第二数字正交分量信号  $DQ_2$  的代码，计算第二数字同相分量信号  $DI_2$  和第二数字正交分量信号  $DQ_2$  复合共轭，然后生成一个第一复合共轭信号。

第  $i$  乘法器  $215_i$  ( $i=1$  至  $M-1$ ) 用于把第  $2i-1$  和第  $2i$  A/D 转换器  $213_{2i-1}$  和  $213_{2i}$  输出的第  $i$  数字同相分量信号  $DI_i$  和第  $i$  数字正交分量信号  $DQ_i$  的矢量以及第  $i$  复合共轭电路  $214_i$  输出的第  $i$  复合共轭信号的矢量相乘（见上面提到的等式 (2-1)）；例如，第一乘法器  $215_1$  把第一和第二 A/D 转换器  $213_1$ 、 $213_2$  输出的第一数字同相分量信号  $DI_1$  和第一数字正交分量信号  $DQ_1$  的矢量以及第一复合共轭电路  $214_1$  输出的第一复合共轭信号的矢量相乘；顺便说明，第一至第  $M-1$  乘法器  $215_1$  至  $215_{M-1}$  分别输出其中的相乘结果  $M_1$  至  $M_{M-1}$  的第一至第  $M-1$  实部信号  $MR_1$  至第  $MR_{(M-1)}$  和第一至第  $M-1$  虚部信号  $MI_1$  至  $MI_{(M-1)}$ 。

第一加法器  $2171$  把第一至第  $M-1$  乘法器  $215_1$  至  $215_{M-1}$  输出的第一至第  $M-1$ （原文为  $M_{th}$ ，有误，应为  $M-1_{th}$  ——译者）实部信号  $MR_1$  至  $MR_{(M-1)}$  相加，输出实部信号相加值  $MR$ ；第二加法器  $2172$  把第一至第  $M-1$  乘法器  $215_1$  至  $215_{M-1}$  输出的第一至第  $M-1$  虚部信号  $MI_1$  至  $MI_{(M-1)}$  相加，输出虚部信号相加值  $MI$ 。

方向估处算电路  $216$  在上面提到的等式 (3-2) 的基础上，用第一加法器  $2171$  输出的实部信号相加值  $MR$  和第二加法器  $2172$  输出的虚部信号相加值  $MI$  来判断所需信号的方向。

### (第三实施例)

综上所述, 根据第一和第二实施例的判断器 10 和 200 用已知符号序列 P(见图 1) 的符号来判断所需信号的方向, 如果采用许多信号就可提高判断准确度; 顺便说明, 正如根据第一实施例的判断器 10 已经表明的, 如果把在相邻天线中一个天线输出信号的基带信号的复合共轭信号和另一个天线输出信号的相乘, 那么如上面提到的等式(2-4)所示, 相乘结果并不是天线数目  $i$  的函数; 相应地, 由于等式(2-4)的幂通过应用其接收信号的幂相等的已知符号序列 P, 它在不同符号时间时是相等的, 在等式(4-1)中加入分别得到的关于 N 符号的结果, 如果得出等式(4-1)表示相加值  $z$ , 那么能够在等式(4-2)的基础上计算出所需信号的方向:

$$z = \sum_{n=0}^{N-1} \{y_i(n)\} \quad (4-1)$$

$$\theta = \cos^{-1} \left( \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}(z)}{\text{Re}(z)} \right) \right) \quad (4-2)$$

如上所述, 计算所需信号方向时, 如果增加符号的数目, 虽然信号幂随数目的增加而增加, 但是高斯噪声的幂并不改变; 因此, 能够改进 S/N 即信噪比。

根据本发明第三实施例的所需信号方向判断器 100 即是上面提到的那种判断器, 它与图 2 表示的第一实施例的判断器 10 的区别在于, 第一和第二符号数目累加器 1181 和 1182 设置在乘法器 115 和方向判断电路 116 之间, 如图 4 所示; 相应地, 由于第一和第二天线 1111、1112, 第一和第二接收射频器 1121、1122, 第一至第四模数转换器(A/D 转换器)1131 至 1134, 复合共轭电路 114 和乘法器 115 的作用与图 2 所示的第一和第二天线 111、112, 第一和第二接收射频器 121、122, 第一至第四模数转换器(A/D 转换器)131 至 132, 复合共轭电路 14 和乘法器 15 的作用相同, 在此不必再对它们进行描述, 但第一和第二符号数目累加器 1181、1182 和方向判断电路 116 将在下文中描述。

第一符号数目累加器 118，用预定符号数目 N 的数量来累计乘法器 115 输出的实部信号 MR；第二符号数目累加器 1182 用预定符号数目 N 的数量来累计虚部信号 MI；方向判断电路 116 在上面提到的等式(4-1)和(4-2)的基础上，采用第一和第二符号数目累加器 1181、1182 输出的预定符号数目 N 的实部信号 MR 的累计结果 ZR 和虚部信号 MI 的累计结果 ZI 来判断所需信号的方向 $\theta$ 。

#### (第四实施例)

根据本发明第四实施例的所需信号方向判断器 300 是根据第二实施例的判断器 200 和根据第三实施例的判断器 100 这二者的组合，它在天线数目和符号数目增加时通过计算所需信号的方向，能够改进信号噪声比；此外，如果把天线数目视为 M，符号数目视为 N，那么累相加值 Z 和所需信号方向 $\theta$  用下面等式表示：

$$z = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{M-2} \sum_{i=0}^{N-2} y_i(n) \right\} \quad (5-1)$$

$$\theta = \cos^{-1} \left( \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}(z)}{\text{Re}(z)} \right) \right) \quad (5-2)$$

图 5 所示的根据本实施例的判断器 300 与图 3 所示的根据第二实施例的判断器 200 这二者的不同之处在于，第一符号数目累加器 3181 设置在第一加法器 3171 和方向判断电路 316 之间，并且第二符号数目累加器 3182 设置在第二加法器 3172 和方向判断电路 316 之间；相应地，由于第一至第 M 天线 3111 至 311M，第一至第 M 接收射频器 3121 至 312M，第一至第 2M 模数转换器(A/D 转换器) 3131 至 3132M，第一至第 M-1 复合共轭电路 3141 至 314M-1，第一至第 M-1 乘法器 3151 至 315M-1 以及第一和第二加法器 3171、3172 的作用与图 3 所示的第一至第 M 天线 2111 至 211M，第一至第 M 接收射频器 2121 至 212M，第一至第 2M 模数转换器(A/D 转换器) 2131 至 2132M，第一至第 M-1 复合共轭电路 2141 至 214M-1，第一至第 M-1 乘法器 2151 至 215M-1 以及第一和第二加法器 2171、2172 的作用相同，在此不必

再对它们进行描述，但是第一和第二符号数目累加器 3181、3182 和方向判断电路 316 将在下文中描述。

第一符号数目累加器 3181 通过预定符号数目  $N$  来累计第一加法器 3171 输出的实部信号相加值  $MR$ ；第二符号数目累加器 3182 通过预定符号数目  $N$  来累计第二加法器 3172 输出的虚部信号相加值  $MI$ ；方向判断电路 316 在上面提到的等式 (5-1) 和 (5-2) 的基础上，采用第一和第二符号数目累加器 3181、3182 输出的预定符号数目  $N$  的实部信号相加值  $MR$  的累计结果  $ZR$  和虚部信号相加值  $MI$  的累计结果  $ZI$ ，来判断所需信号的方向  $\theta$ 。

#### (第五实施例)

根据本发明第五实施例的所需信号方向判断器 500 应用在根据 CDMA (码分多路存取) 系统的通信方式中；如图 6 所示，该判断器 500 包括第一至第  $M$  天线 5111 至 511 $M$ ，第一至第  $M$  接收射频器 5121 至 512 $M$ ，第一至第  $2M$  模数转换器 (A/D 转换器) 5131 至 5132 $M$ ，第一至第  $2M$  逆扩散电路 5191 至 5192 $M$ ，第一至第  $M-1$  复合共轭电路 5141 和 514 $M-1$ ，第一至第  $M-1$  乘法器 5151 至 515 $M-1$ ，第一和第二加法器 5171、5172 和一个方向判断电路 516。

第一至第  $M$  接收射频器 5121 至 512 $M$  先把第一至第  $M$  天线 5111 至 511 $M$  接收到的高频接收信号的频率进行降频转换，然后正交检测被降频转换的高频接收信号，并把高频接收信号分别转换成基带频带的第一至第  $M$  同相分量信号  $I1$  至  $IM$  和第一至第  $M$  正交分量信号  $Q1$  至  $QM$ 。

用第一至第  $2M$  A/D 转换器 5131 至 5132 $M$  把第一至第  $M$  接收射频器 5121 至 512 $M$  输出的模拟第一至第  $M$  同相分量信号  $I1$  至  $IM$  和模拟第一至第  $M$  正交分量信号  $Q1$  至  $QM$ ，分别转换成第一至第  $M$  数字同相分量信号  $DI1$  至  $DI $M$$  和第一至第  $M$  数字正交分量信号  $DQ1$  至  $DQ $M$$ ；例如，第一和第二 A/D 转换器 5131、5132 用于把第一接收射频器 5121 输出的模拟第一同相分量信号  $I1$  和模拟第一正交分量信号  $Q1$ ，分别转换成第一数字同相分量信号  $DI1$  和第一数字正交分量信号  $DQ1$ 。

在根据 CDMA 系统的通信方式中，因为传输信号由预定传播代码传播并传送，所以传输信号用与接收一方传播代码相同的逆扩散代码来进行逆扩散；第一至第  $2M$  逆扩散电路 5191 至 5192 $M$  分别对第一至第  $2M$  A/D 转换器

5131 至 5132M 输出的第一至第 M 数字同相分量信号 DI1 至 DIM 和第一至第 M 数字正交分量信号 DQ1 至 DQM 进行逆扩散; 当传播传输信号为  $S^0$  (通常把传播的信号叫做 "晶片", 而把不被传播的信号和被传播的信号都叫做 "符号") 时, 按照二分之一波长的相等间隔成线性排列的天线阵的第  $i$  天线接收到接收信号  $S_i$ , 如果  $S^0$  代表传输符号,  $\theta$  代表垂射方向上的顺时针方向角, 那么接收信号  $S_i$  用下面的等式表示:

$$s_i(kT_1) = s^0(kT_1) \cdot e^{j m \cdot \cos \theta} \quad (6-1)$$

顺便指出, 如上所述, 当天线阵按照二分之一波长的间隔设置时, 只要它们彼此靠得很近, 就可以按照  $\lambda/2$  间隔来设置; 在这种情况下, 接收信号  $S_i$  用下面的等式表示:

$$s_i(kT_1) = s^0(kT_1) \cdot e^{j m \cdot \cos \theta} \quad (6-2)$$

如果把传播代码长度视为  $P$ , 那么可用下面的等式进行逆扩散处理:

$$\begin{aligned} x_i(IT_2) &= \sum_{p=0}^{r-1} \alpha(p) s(IT_2 + pT_1) \\ &= \sum_{p=0}^{r-1} \alpha(p) s^0(IT_2 + pT_1) e^{j m \cos \theta} \\ &= x^0(IT_2) e^{j m \cos \theta} \end{aligned} \quad (6-3)$$

其中  $\alpha(p)$  ( $p=0$  至  $p-1$ ) 代表逆扩散代码(传播代码); 此外, 就晶片  $s$  和符号  $x$  来说, 晶片  $s$  用  $p$  乘以符号  $x$  来传播, 因此  $T_2=p T_1$ ; 在上面提到的等式(6-3)中,  $x^0$  代表传输符号。

如上所述, 即使在根据 CDMA 系统的通信方式中, 方向矢量仍然处在逆扩散处理的结果中; 因此, 可用方向矢量来判断所需信号的方向。

第  $i$  ( $i=1$  至  $M-1$ ) 复合共轭电路 514*i* 通过转换第 2 ( $i+1$ ) 逆扩散电路 5192 ( $i+1$ ) 输出的第  $i+1$  数字正交分量信号  $DQ_{i+1}$  的反传播处理结果的代码, 计算第  $i+1$  数字同相分量信号  $DI_{i+1}$  反传播处理结果的复合共轭和第

$i+1$  数字正交分量信号  $DQ_{i+1}$  的逆扩散处理结果, 并生成一个第  $i$  复合共轭信号; 例如, 第一复合共轭电路 5141 通过转换第四逆扩散电路 5194 输出的第二数字正交分量信号  $DQ_2$  的反传播处理结果的电码, 计算第二数字同相分量信号  $DI_2$  的逆扩散处理结果的复合共轭和第二数字正交分量信号  $DQ_2$  的逆扩散处理结果, 并生成第一复合共轭信号。

第  $i$  ( $i=1$  至  $M-1$ ) 乘法器 515 $i$  用于把第  $i$  和第  $i+1$  逆扩散电路 519 $i$ 、519 $i+1$  输出的第  $i$  数字同相分量信号  $DI_1$  的逆扩散处理结果和第  $i$  数字交分量信号  $DQ_1$  的反传播处理结果的矢量以及第  $i$  复合共轭电路 514 $i$  输出的第  $i$  复合共轭信号的矢量相乘 (见上面提到的等式 (2-1)); 例如, 第一乘法器 5151 用于把第一和第二逆扩散电路 5191、5192 (原文为: 2191、2192, 有误, 应为 5191、5192 -- 译者注) 输出的第一数字同相分量信号  $DI_1$  的反传播处理结果和第一数字交分量信号  $DQ_1$  的反传播处理结果的矢量以及第一复合共轭电路 5141 输出的第一复合共轭信号的矢量相乘; 附带提下, 第一至第  $M-1$  乘法器 5151 至 515 $M-1$  用于将其相乘结果  $M1$  至  $MM-1$  的第一至第  $M-1$  实部信号  $MR_1$  至  $MR(M-1)$  和第一至第  $M-1$  虚部信号  $MI_1$  至  $MI(M-1)$  进行分别输出; 第  $i$  乘法器 515 $i$  的矢量相乘结果用下面的等式表示:

$$\begin{aligned} y_i(n) &= x_{i+1} \times x_i^*(n) \\ &= \left\{ x^0(n) e^{j\pi(i+1)\cos\theta} \right\} \left\{ (x^0(n))^* e^{-j\pi\cos\theta} \right\} \\ &= x^0(n) \times (x^0(n))^* e^{j\pi\cos\theta} \end{aligned} \quad (6-4)$$

其中  $x^0(n) \times (x^0(n))^*$  代表传输符号的幂; 由于等式 (6-4) 未限定天线数目  $i$ , 相乘结果可以用各种天线组合来增加。

第一加法器 5171 把第一至第  $M-1$  乘法器 5151 至 515 $M-1$  输出的第一至第  $M-1$  实部信号  $MR_1$  至  $MR(M-1)$  相加, 然后输出实部信号相加值  $MR$ ; 第二加法器 5172 把第一至第  $M-1$  乘法器 5151 至 515 $M-1$  输出的第一至第  $M-1$  虚部信号  $MI_1$  至  $MI(M-1)$  相加, 然后输出虚部信号相加值  $MI$ ; 得到的幂之和  $z$  和所需信号方向  $\theta$  中, 假定  $M$  为天线数目,  $N$  为符号数目, 那么  $z$  和  $\theta$  分别用下面等式表示:

$$z = \sum_{i=0}^{M-2} y_i(n) \quad (6-5)$$

$$\theta = \cos^{-1} \left( \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}(z)}{\text{Re}(z)} \right) \right) \quad (6-6)$$

在上面提到的等式(6-6)中,  $\text{Re}(\bullet)$ 代表产生实部的计算,其计算结果与实部增加的信号MR一致;此外,  $\text{Im}(\bullet)$ 代表产生虚部的计算,其计算结果与虚部信号MI一致;方向判断电路516用第一加法器5171输出的实部增加信号MR和第二加法器5172输出的虚部增加信号MI进行反正切运算和反余弦运算,并且在上面提到的等式(6-6)的基础上判断所需信号的方向 $\theta$ 。

如上所述,即使在CDMA系统的通信方式中,所需信号方向矢量的计算仍然是通过对反传播符号进行复合共轭运算和乘法运算,即通过进行与相邻天线输出间的延迟检测运算相似的运算来实现的;此外,通过进行加法电路天线组合的加法运算,能够用反正切运算和反余弦运算来判断所需信号的方向,同时能够改进信噪比。

如上所述,在根据本实施例的判断器中,由于根据CDMA系统的通信方式中不以晶片速度而以符号速度进行运算,这样就能将运算速度减少到1/传播率;此外,由于用与传播代码相同的逆扩散代码进行逆扩散处理,就与有效波方向相同的干扰波(干扰信号)而论,能够把干扰波的电幂减少至1/流程增益;结果能够不受干扰波方向的影响而判断所需信号的方向。

#### (第六实施例)

在QPSK(正交相位移键控)调制系统中,信号点的设置如图8所示,如果把振幅视为A,相位视为 $\phi(n) = \{\pm\pi/4, \pm3\pi/4\}$ ,那么传输符号用下面等式表示:

$$s(n) = A \bullet e^{j\phi(n)} \quad (7-1)$$

如果把垂直方向的顺时针方向角视为 $\theta$ ，那么按照二分之一波长的相等间隔成线性设置的天线阵的第  $i$  天线的接收信号用下面等式表示：

$$\begin{aligned} x_i(n) &= s(n) \cdot e^{j\pi n \cos \theta} \\ &= A \cdot e^{j\phi(n)} \cdot e^{j\pi n \cos \theta} \end{aligned} \quad (7-2)$$

顺便指出，如上所述的天线阵按照二分之一波长间隔设置，只要它们彼此距离很近，那么它们可以按照 $\lambda/n$ 间隔设置；在这种情况下，上面提到的等式(7-2)的第二相位项用 $e^{j2\pi i/n \cos \theta}$ 表示。

如果邻近的两个天线之间，一个天线输出信号的复合共轭信号与另一个天线的输出信号相乘，那么如下面等式所示，相乘结果  $y_i(n)$  并不是天线数目  $i$  和相位传输符号的相位 $\phi$ 的函数：

$$\begin{aligned} y_i(n) &= x_{i+1}(n) \times x_i^*(n) \\ &= \left\{ A \cdot e^{j\phi(n)} \cdot e^{j\pi(i+1)\cos \theta} \right\} \cdot \left\{ A \cdot e^{-j\phi(n)} \cdot e^{-j\pi n \cos \theta} \right\} \\ &= A^2 \cdot e^{j\pi \cos \theta} \end{aligned} \quad (7-3)$$

因此，假如采用传输符号的幂为常数的调制系统，由上面提到的等式(7-3)得出的相邻天线间的相乘结果可增加；相应地，如果通过从上面提到的等式(7-3)得出相乘结果相加，来判断每个天线和全部符号的所需信号方向，那么就可以改进信噪比。

根据本发明第六实施例的所需信号方向判断器 600 就是上面提到的那种判断器；如图 7 所示，判断器 600 包括：第一至第  $M$  天线 6111 至 611 $M-1$ ，第一至第  $M$  接收射频器 6121 至 612 $M$ ，第一至第  $2M$  模数转换器(A/D 转换器) 6131 至 6132 $M$ ，第一至第  $M-1$  复合共轭电路 6141 至 614 $M-1$ ，第一至第  $M-1$  乘法器 6151 至 615 $M-1$ ，第一和第二加法器 6171、6172，第一和第二符号数目累加器 6181、6182 和方向判断电路 616。

根据本实施例的判断器 600 的运算方式与图 5 显示的根据第四实施例的判断器 300 的运算方式相似，它们的不同之处有以下几点：

(1) 第一符号数目累加器 6181 用在已知符号序列  $P$  的间隔和数据序列  $D$  的间隔之间得到的符号数目来累计第一加法器 6171 输出的实部增加信号

MR；此外，第二符号数目累加器 6182 用在已知符号序列 P 的间隔和数据序列 D 的间隔之间得到的符号数目来累计第二加法器 6172 输出的虚部增加信号 MI。

(2) 方向判断电路 616 采用第一和第二符号数目累加器 6181、6182 输出的实部增加信号 MR 的累计结果和虚部增加信号 MI 的累计结果，依据上面提到的等式 (7-1) 至 (7-3) 判断所需信号的方向  $\theta$ 。

顺便指出，以上所述的调制系统使用 QPSK 调制系统，但本发明并不仅仅限于这种调制系统，只要传输符号的包络为常数，也可用不同于 QPSK 调制系统的其它调制系统。

### (第七实施例)

QPSK 调制系统中，信号点的设置如图 8 所示，传输符号用下面等式表示，其中假定 A 为振幅，同时假定  $\phi(n) = \{\pm\pi/4, \pm 3\pi/4\}$  为相位：

$$s(n) = A \cdot e^{j\phi(n)} \quad (8-1)$$

如果把时隙的每个开始部分的初相视为  $\gamma$ ，把垂射方向的顺时针方向角视为  $\theta$ ，那么按照二分之一波长的相等间隔成线性设置的天线阵中的第 i 天线接收到的接收信号用下面等式表示：

$$\begin{aligned} x_i(n) &= s(n) \cdot e^{jm \cdot \cos \theta} \cdot e^{j\gamma} \\ &= A \cdot e^{j\phi(n)} \cdot e^{jm \cdot \cos \theta} \cdot e^{j\gamma} \end{aligned} \quad (8-2)$$

顺便指出，如上所述天线阵按照二分之一波长间隔设置，只要天线阵彼此距离很近，那么它们就可按  $\lambda/n$  间隔设置；在这种情况下，上面提到的等式 (8-2) 的第二相位项用  $e^{j2m/n \cdot \cos \theta}$  表示。

如果相邻的两个天线间，一个天线输出信号的复合共轭信号和另一个天线的输出信号相乘，那么如下面等式如示，相乘结果  $y_i(n)$  不再是天线数目 i、输出符号的相位  $\phi$  和时隙的每个开始部分的初相  $\gamma$  的函数。

$$y_i(n) = x_{i+1}(n) \times x_i^*(n)$$

$$\begin{aligned}
&= \left\{ A \cdot e^{j\theta(n)} \cdot e^{j\pi(i+1)\cos\theta} \right\} \cdot e^{j\gamma} \\
&\quad \cdot \left\{ A \cdot e^{-j\theta(n)} \cdot e^{-j\pi i \cos\theta} \right\} \cdot e^{-j\gamma} \\
&= A^2 \cdot e^{j\pi \cos\theta}
\end{aligned} \tag{8-3}$$

相应地，当采用传输符号的幂为常数的调制系统时，由上面提到的等式(8-3)得出的相邻天线间的相乘结果可得到增加；因此，如果通过把上面提到的等式(8-3)得出的结果相加来估算每个天线和全部符号的所需信号的方向，那么就可以改进信噪比；此外，如果时隙平均值的计算是在所需信号方向发生改变之后的时期内进行，那么就on能更进一步改进信噪比。

根据本发明第七实施例的判断器 700 就是上面提到的那种判断器；如图 9 所示，判断器 700 与图 7 所示的根据第六实施例的判断器 600 的不同之处在于，第一时隙平均电路 720，配置在第一符号数目累加器 7181 和方向判断电路 716 之间，第二时隙平均电路 7202 配置在第二符号数目累加电路 7182 和方向判断电路 716 之间；因此，由于第一至第 M 天线 7111 至 711M，第一至第 M 接收射频器 7121 至 712M，第一至第 2M 模数转换器(A/D 转换器) 7131 至 7132M，第一至第 M-1 复合共轭电路 7141 至 714M-1，第一至第 M-1 乘法路 7151 至 715M-1，第一和第二加法路 7171、7172，以及第一和第二符号数目累计器 7181、7182 的作用与第一至第 M 天线 6111 至 611M，第一至第 M 接收射频器 6121 至 612M，第一至第 2M 模数转换器(A/D 转换器) 6131 至 6132M，第一至第 M-1 复共轭电路 6141 至 615M-1，第一至第 M-1 乘法器 6151 至 615M-1，第一和第二加法器 6171、6172 以及第一和第二符号数目累加器 6181、6182 的作用相同，在此不必再对其进行描述；第一和第二时隙平均电路 7201、7202 和方向判断电路 716 将在下文中描述。

第一时隙平均电路 7201 求取第一符号数目累加器 7181 输出的实部增加信号 MR 的累计结果；第二时隙平均电路 7202 求取第二符号数目累加器 7182 输出的虚部增加信号 MI 的累计结果；第一和第二时隙平均电路 7201、7202 求平均值处理过程中的平均值长度最好低于所需信号方向改变的速度；也可以用位移平均值和消失率等办法作为求平均值处理的具体方法。

方向判断电路 716 在上面提到的等式(8-1)至(8-3)的基础上，用第一

和第二时隙平均电路 7201、7202 的输出信号来判断所需信号的方向 $\theta$ 。

如上所述的调制系统使用 QPSK 调制系统，但本发明并不仅仅限于这种调制系统，只要传输符号的包络为常数，也可用不同于 QPSK 调制系统的其它调制系统。

#### (第八实施例)

根据第七实施例的所需信号方向判断器 700 通过更改许多时隙的方向矢量（相当于上面提到的等式(6-5)中的 2），能够改进信噪比。

但是，在无线通信方式中，接收信号的电平随传播距离和衰减而波动，把噪声也加到接收方接收射频器的接收信号的电平上去；当噪声大于接收信号时，所需信号的方向矢量并不指向相同方向，如果把方向矢量加上一个时隙的数量，那么增加的方向矢量比较小噪声的方向矢量小。

因此，根据本发明第八实施例的判断器 800 计算一个时隙周期的方向矢量（相当于上面提到的等式(6-5)中的 2）的幂，把计算出的幂与预定阈值进行比较，当计算出的幂大于预定阈值时，可通过更改方向矢量来改进信噪比。

如图 10 所示，根据本实施例的判断器 800 与图 9 所示的根据第七实施例的判断器 700 的不现之处在于，判断器 800 包括：一个幂计算电路 821，第一和第二符号数目累加器 8181、8182 的输出信号被输入到该电路 821 中；一个比较器 822，幂计算电路 821 的输出信号输入到该比较器 822 中；第一开关 8231，它设置在第一符号数目累加器 8181 和第一时隙平均电路 820 之间，它随比较器 822 的输出信号而开关；第二开关 8232，它设置在第二符号数目累加器 8182 和第二时隙平均电路 8202 之间，它随比较器 822 的输出信号而开关；相应地，由于第一至第 M 天线 8111 至 811M，第一至第 M 接收射频器 8121 至 812M，第一至第 2M 模数转换器(A/D 转换器)8131 至 8132M，第一至第 M-1 复合共轭电路 8141 至 814M-1，第一至第 M-1 乘法器 8151 至 815M-1，第一和第二加法器 8171、8172，第一至第二符号数目累加器 8181、8182，第一和第二时隙平均电路 8201、8202 以及方向判断电路 816 的作用与第一至第 M 天线 7111 至 711M，第一至第 M 接收射频器 7121 至 712M，第一至第 2M 模数转换器(A/D 转换器)7131 至 7132M，第一至第 M-1 复合共轭电路 7141 至 714M-1，第一至第 M-1 乘法器 7151 至

715M-1, 第一和第二加法器 7171、7172, 第一至第二符号数目累加器 7181、7182, 第一和第二时隙平均电路 7201、7202 以及方向判断电路 716 的作用相同, 在此不再对其进行描述; 幂计算电路 821、比较电路 822 和第一和第二开关 8231、8232 将在下文中描述。

幂计算电路 821 用第一和第二符号数目累加器 8181、8182 的输出信号计算时隙周期的方向矢量的幂; 比较器 822 把幂计算电路 821 计算出的时隙周期的方量矢量幂与预定阈值进行比较, 当时隙周期的方向矢量的幂大于预定阈值时, 它关闭第一和第二开关 8231、8232; 因此, 当时隙周期的方向矢量的幂小于预定阈值时, 第一和第二数目累加器 8181、8182 的输出信号不输入到第一和第二时隙平均电路 8201、8202 (注: 原文为 7201、7202, 有误, 应为 8201、8202 -- 译者), 结果方向矢量没有更改。

#### (传输和接收装置的实施例)

传输和接收装置 400 包括所需信号方向判断部分 900 和传输部分 1000, 900 的结构与图 5 所示的根据第四实施例的判断器 300 的结构相似, 传输部分 1000 用判断部分 900 判断出的所需信号的方向  $\theta$  来控制传输信号的传输方向; 下文将参照图 11 对传输和接收装置 400 进行描述。

如图 11 所示, 传输和接收装置 400 的判断器 900 包括第一至第 M 天线 9111 至 911M, 第一至第 M 接收射频器 9121 至 912M, 第一至第 2M 模数转换器(A/D 转换器)9131 至 9132M, 第一至第 M-1 复合共轭电路 9141 至 914M-1, 第一至第 M-1 乘法器 9151 至 915M-1, 第一和第二加法器 9171、9172, 第一至第二符号数目累加器 9181、9182, 以及一个方向判断电路 916; 传输和接收装置 400 的传输器 1000 包括: 传输方向性控制电路 1010, 映象电路 1011, 第一和第二数字模拟转换器(D/A 转换器)10121、10122, 传输射频器 1013, 第一至第 M 移相器 10141 至 1014M 以及形成天线阵的第一到第 M 传输天线 10151 至 1015M; 判断部分 900 的操作方法与上面提到的根据第四实施例的判断器 300 的操作方式相似, 因此不再描述, 但传输部分 1000 的操作方法将在下文中描述。

传输信号 T 被映象电路 1011 变换并转换成两个同相分量信号 TI 和一

个正交分量信号 TQ；同相分量信号 TI 和正交分量信号 TQ 被第一和第二 D/A 转换器 10121、10122 分别转换成模拟同相分量信号 ATI 和模拟正交分量信号 ATQ；模拟同相分量信号 ATI 和正交分量信号 ATQ 被传输射频器 1013 转换成高频传输信号 AT；传输方向性控制电路 1010 用方向判断电路 916 判断出的所需信号的方向  $\theta$  来计算第一至第 M 移相器 10141 至 1014M 的控制信号，并且计算出的控制信号被输出到第一至第 M 移相器 10141 至 1014M；高频传输信号 AT 由第一至第 M 移相器 10141 至 1014M 进行相位控制，然后从第一至第 M 输天线 10151 至 1015M 传送出去，因而用这种方式控制第一至第 M 输天线 10151 至 1015M 发送的无线电波，使得无线电波的相位指向所需信号的方向  $\theta$ 。

顺便指出，如上所述根据本实施例的传输和接收装置 400 使用判断器 900，该判断器 900 的结构与图 5 所示的根据第四实施例的判断器 300 的结构相似，但本发明并不仅限于此，传输和接收装置还可使用如下装置：一个判断器，其结构与图 2 所示的根据第一实施例的判断器 10 的结构相似；判断器 200，它根据图 3 所示的第二实施例；判断器 100，它根据图 4 所示的第三实施例；判断器 500，它根据图 6 所示的第五实施例；判断器 600，它根据图 7 所示的第六实施例；判断器 700，它根据图 9 所示的第七实施例或者判断器 800，它根据图 10 所示的第八实施例。

以上参照附图描述了本发明的最佳实施例，从中可以体会到本发明并不局限于这些确切的实施例，熟练的技术人员可在不违背附加权利要求中规定的本发明的宗旨或范围的前提下，对其进行各种修改。

图1

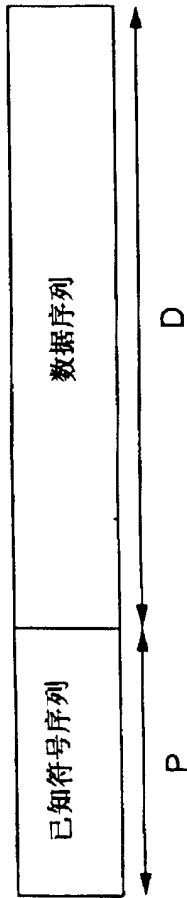


图2

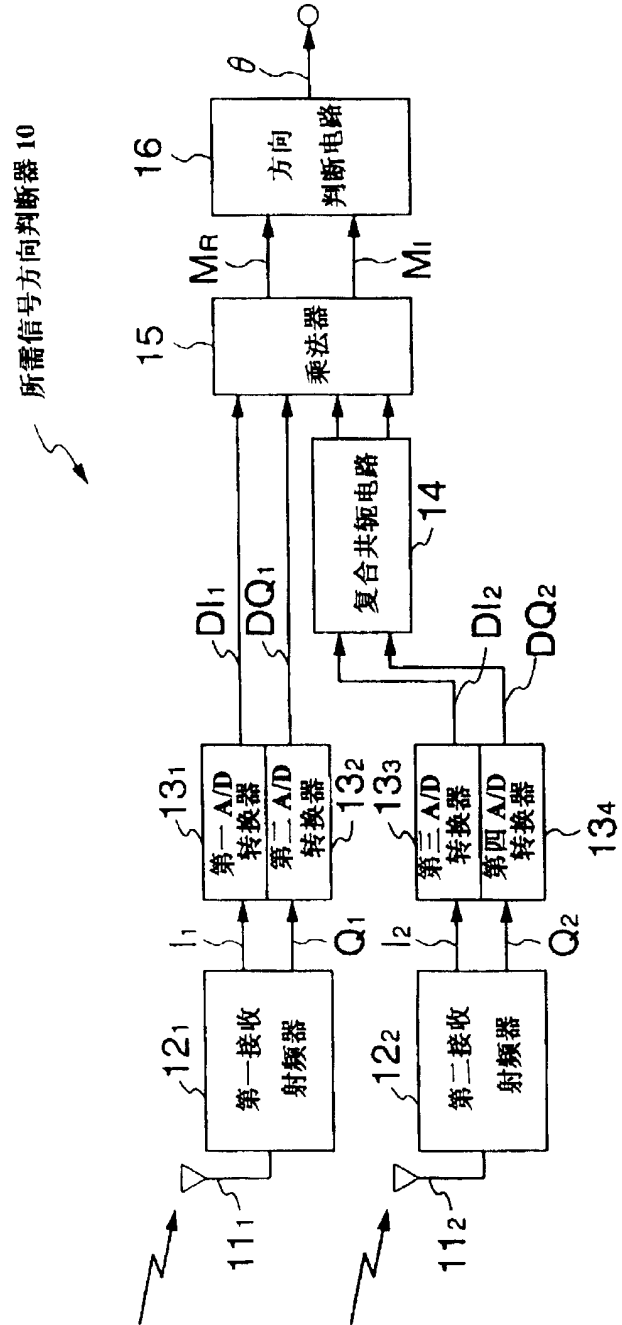


图3

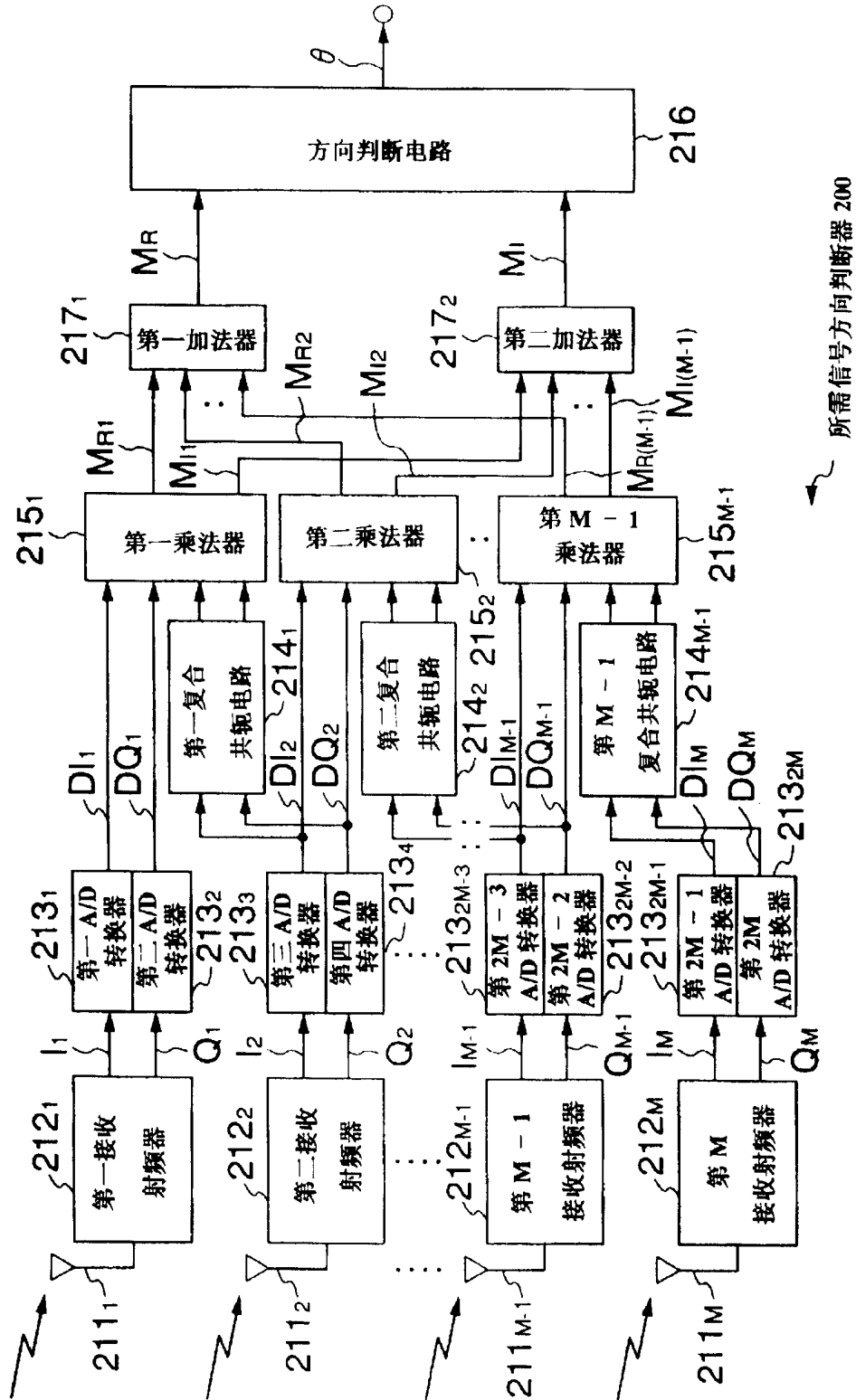


图4

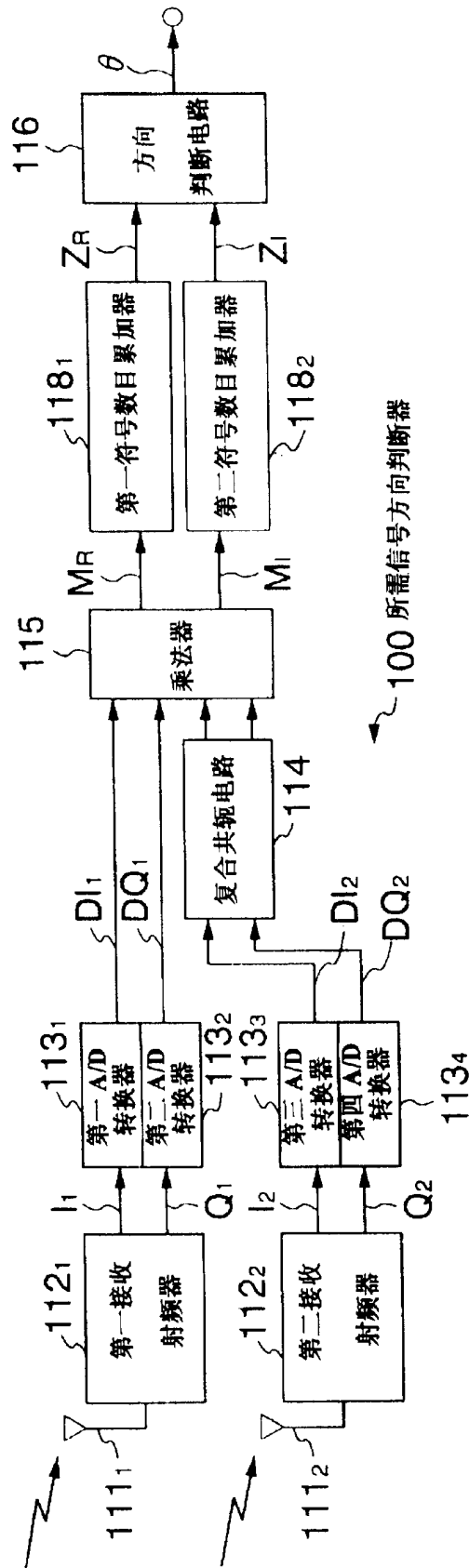


图5

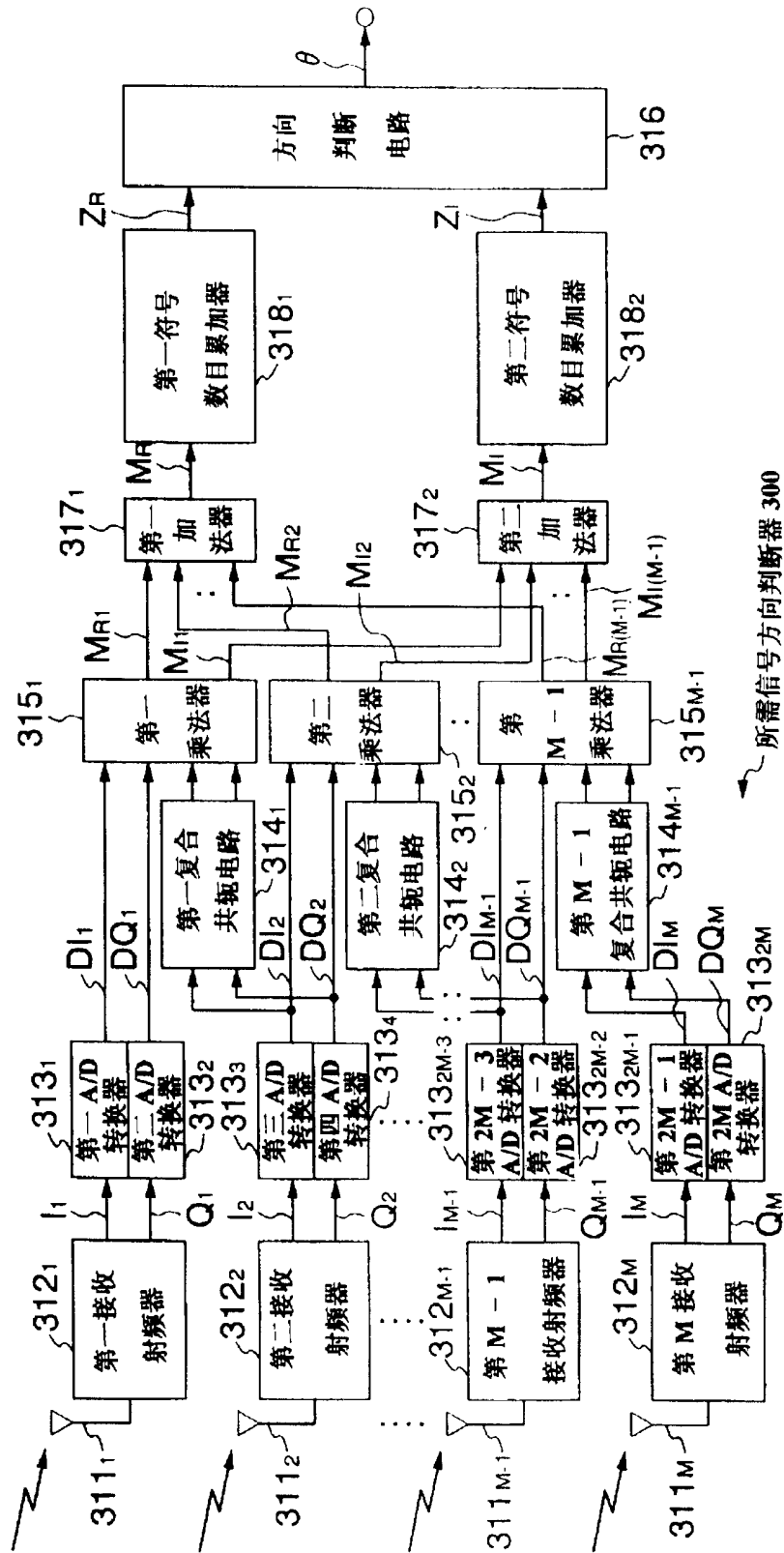
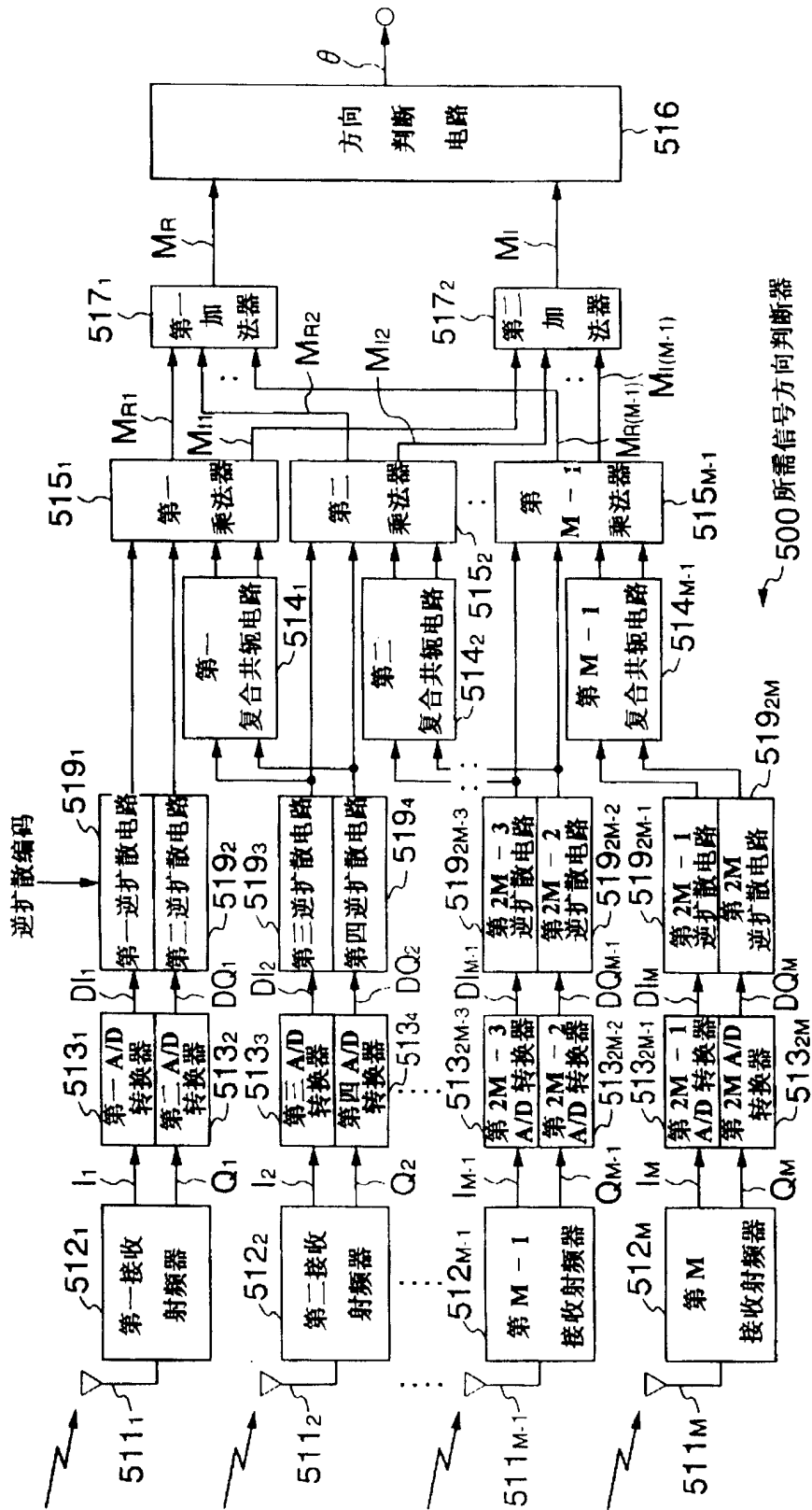


图6



500所需信号方向判断器

图7

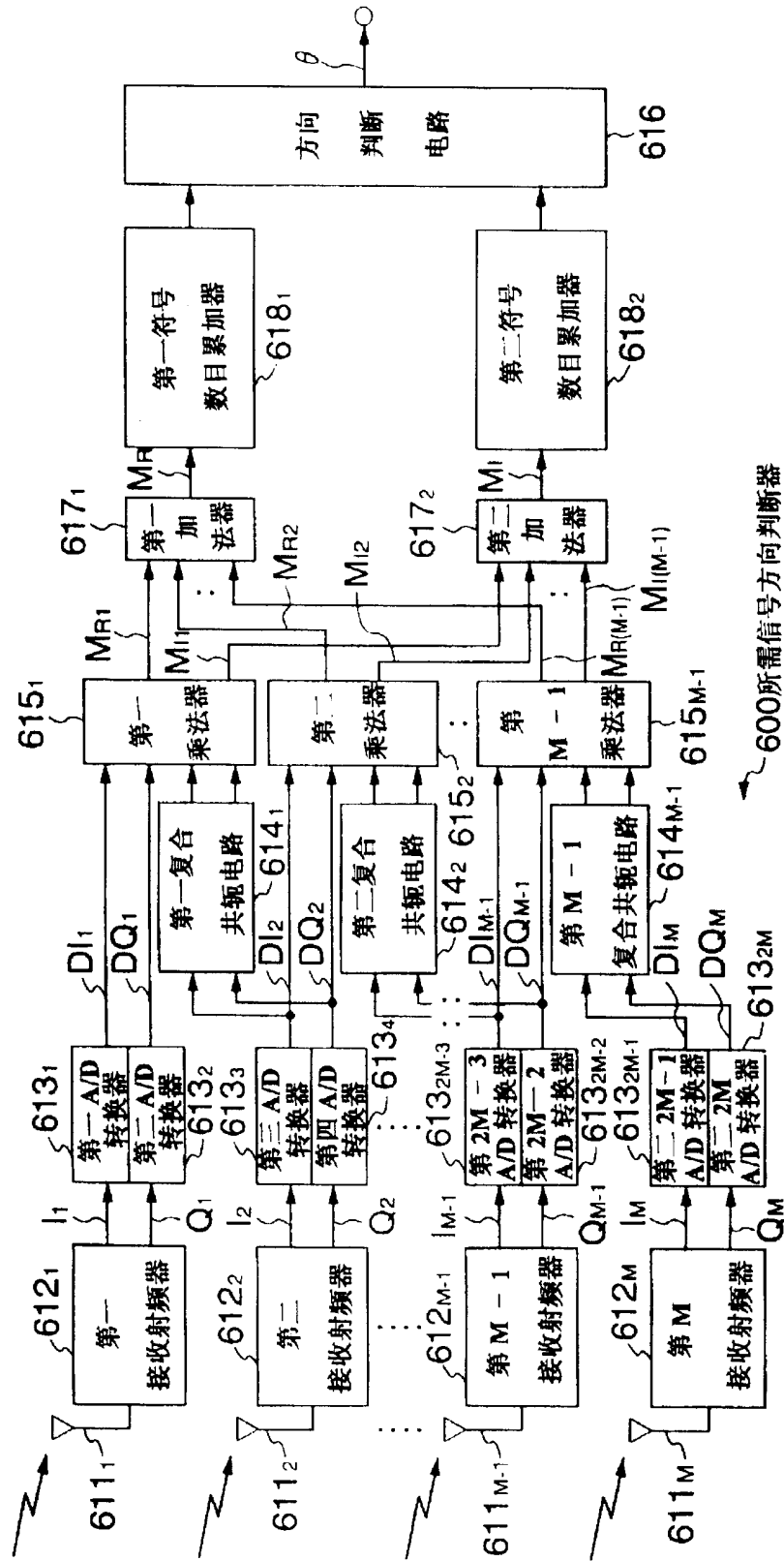


图8

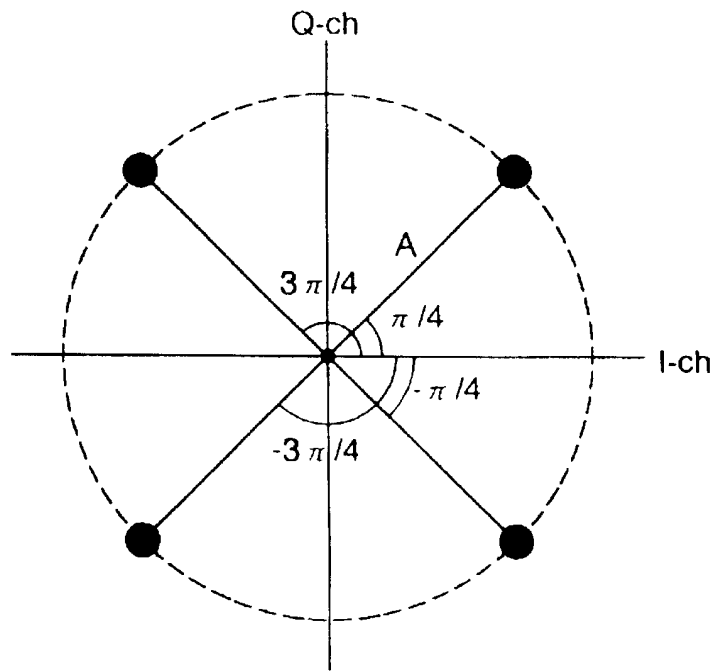


图9

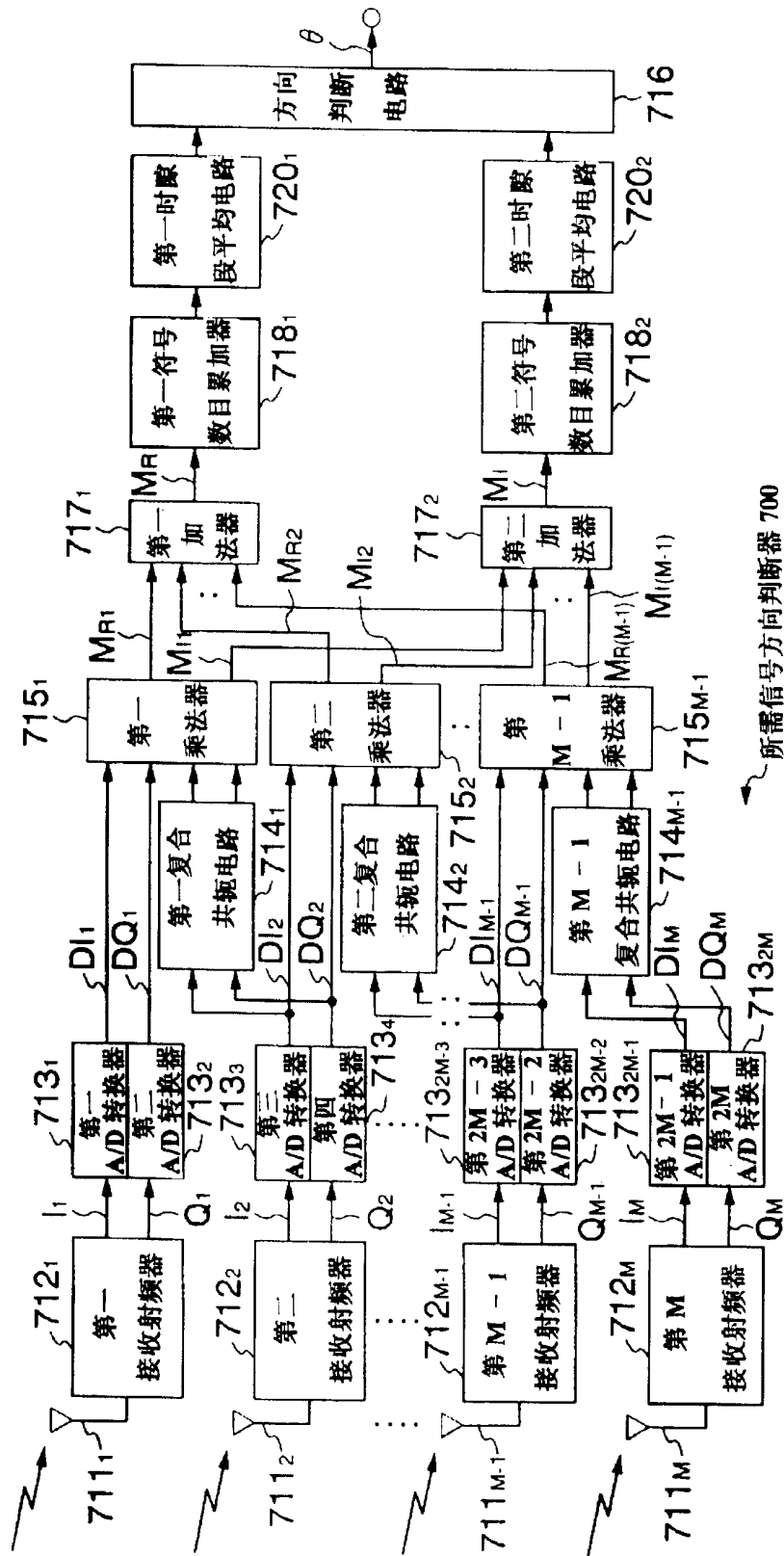
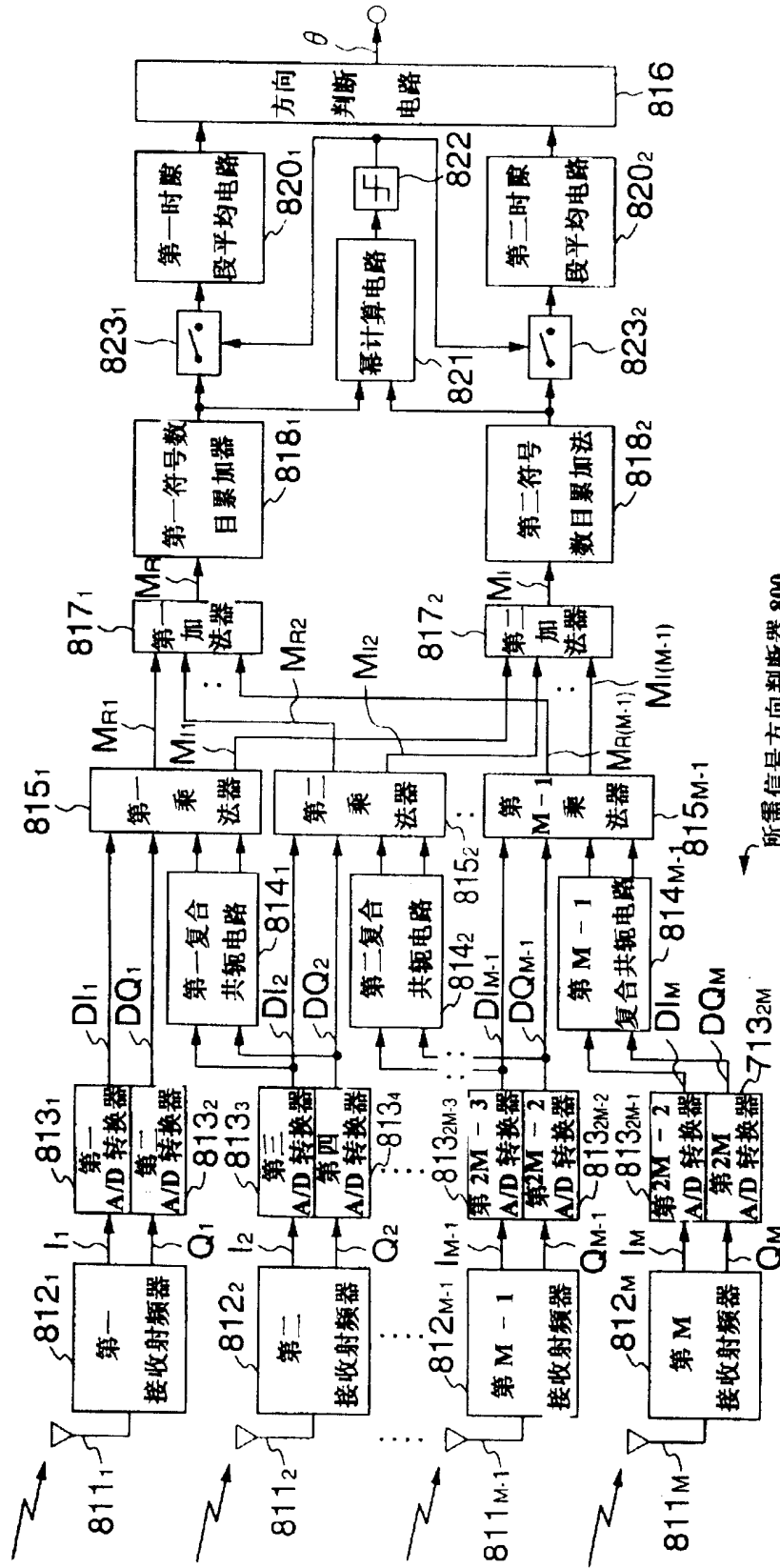


图10



所需信号方向判断器 800

