



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 98800301.5

[43] 授权公告日 2003 年 5 月 7 日

[11] 授权公告号 CN 1108037C

[22] 申请日 1998.3.17 [21] 申请号 98800301.5

[30] 优先权

[32] 1997. 3. 18 [33] JP [31] 85859/1997

[32] 1997. 5. 28 [33] JP [31] 155778/1997

[86] 国际申请 PCT/JP98/01129 1998. 3. 17

[87] 国际公布 WO98/42093 日 1998. 9. 24

[85] 进入国家阶段日期 1998. 11. 17

[71] 专利权人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪府门真市

[72] 发明人 宫和行 平松胜彦

审查员 贾丹明

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所

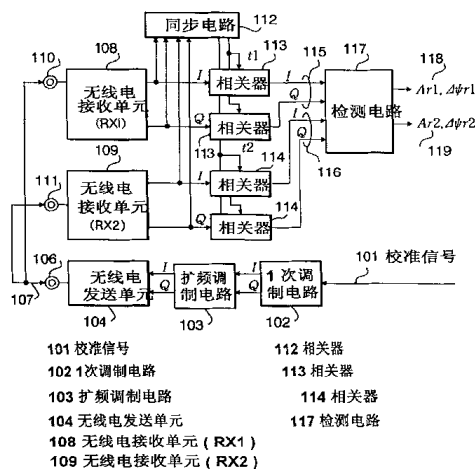
代理人 孙敬国

权利要求书 7 页 说明书 16 页 附图 13 页

[54] 发明名称 阵列天线无线电接收装置的校准装置和校准方法

[57] 摘要

本发明揭示一种阵列天线无线电接收装置的校准装置，在具有多个天线元件的阵列天线和对应于所述各天线元件设置的多个无线电接收单元的阵列天线无线电接收装置中，使与扩频通信中使用的扩频信号实质上同一频带的校准信号通过所述无线电接收单元，并根据通过所述无线电接收单元后的所述校准信号检测所述无线电接收单元的延迟特性或者振幅特性。



1. 一种校准装置，用于扩频通信中所用的阵列天线无线电接收装置，所述阵列天线无线电接收装置包括：一具有多个天线元件的阵列天线，和对应于所述各天线元件设置的多个无线电接收单元，其特征在于，所述校准装置包括：

用于向各个所述无线电接收单元供给与扩频通信中所发送的发送扩频信号实质上具有同一频带带宽的校准信号的供给电路；

用于从所述无线电接收单元所输出的校准信号检测所述无线电接收单元的延迟特性和振幅特性其中至少一种的检测电路，

所述供给电路包括：

用于对经过 1 次调制的校准信号进行扩频调制，由此获得与扩频通信中所用的扩频信号实质上具有同一频带带宽的扩频校准信号的扩频调制电路；

用于将该扩频校准信号的频带变换为接收载波频带，由此获得一具有载波频带的校准信号的变换电路；以及

用于发送其载波频带与发送扩频信号的载波频带实质上相同的校准信号的发送电路，

而所述检测电路则包括：

用于检测供给至所述无线电接收单元的校准信号其同步定时的检测电路；

用于就所述通过对所述校准信号进行解扩所获得的，输出相关信号的输出电路；

根据所述相关信号进行运算以补偿无线电接收单元间延迟差和振幅差其中至少一种的执行电路。

2. 如权利要求 1 所述的校准装置，其特征在于，

所述供给电路包括：

1 次调制校准信号的电路；

扩频调制经 1 次调制的校准信号的电路；

将经扩频调制的校准信号的频带变换为接收载波频率的电路；以及

将变换成所述接收载波频率后的校准信号发送至所述各无线电接收单元的

电路。

3. 如权利要求 1 所述的校准装置，其特征在于，

所述检测电路包括：

检测供给至所述无线电接收单元的校准信号其同步定时的电路；

基于检测出的同步定时，对所述校准信号进行解扩，并输出相关信号的电路；

检测与以基准识别点为基准的所述相关信号的相位差，并作为对应于该相关信号的无线电接收单元的延迟量的电路。

4. 如权利要求 3 所述的校准装置，其特征在于，还包括：

对所述无线电接收单元间检测出的延迟量进行比较，检测所述无线电接收单元间延迟差的电路；以及

输出或者存储所述延迟差的电路。

5. 如权利要求 1 所述的校准装置，其特征在于，

所述检测电路包括：

检测供给至所述无线电接收单元的校准信号其同步定时的电路；

基于检测出的同步定时，对所述校准信号进行解扩，并输出相关信号的电路；

检测与以基准识别点为基准的所述相关信号的振幅比，并作为对应于该相关信号的无线电接收单元的振幅比的电路。

6. 如权利要求 5 所述的校准装置，其特征在于，还包括：

对所述无线电接收单元间检测出的振幅比进行比较，检测所述无线电接收单元间振幅差的电路；以及

输出或者存储所述振幅差的电路。

7. 如权利要求 1 所述的校准装置，其特征在于，

所述供给电路具有使供给至所述无线电接收单元的校准信号其电力电平变

化的电路；以及

所述检测电路在所述供给电路将校准信号变换为多个电力电平の場合，对于每个接收功率电平检测各无线电接收单元的延迟特性。

8. 如权利要求 1 所述的校准装置，其特征在于，

所述供给电路具有使供给至所述无线电接收单元的校准信号其电力电平变化的电路；以及

所述检测电路在所述供给电路将校准信号变换为多个电力电平の場合，对于每个接收功率电平检测各无线电接收单元的振幅特性。

9. 如权利要求 1 所述的校准装置，其特征在于，还包括：

配置在所述天线元件和与所述天线元件相对应的所述无线电接收单元之间，将输入到所述无线电接收单元的信号在所述天线元件所输出的接收信号和所述供给电路所供给的校准信号之间进行切换的电路。

10. 如权利要求 1 所述的校准装置，其特征在于，还包括：

配置在所述天线元件和与所述天线元件相对应的所述无线电接收单元之间，将所述天线元件所输出的接收信号和所述供给电路所供给的校准信号进行复用的复用装置。

11. 如权利要求 1 所述的校准装置，其特征在于，

所述阵列天线无线电装置包括：对所述无线电接收单元所输出的包含校准信号的接收信号进行同步检测的同步电路；以及对所述无线电接收单元所输出的包含校准信号的接收信号进行解扩的解扩电路，

对每个无线电接收单元分时切换输入至所述同步电路和所述解扩电路的信号

12. 如权利要求 1 所述的校准装置，其特征在于，还包括：

发生发送定时信号对供给至所述无线电接收单元的校准信号给出发送定时的电路；以及

从所述发送定时信号获得所述无线电接收单元所输出校准信号的解扩定时的电路。

13. 如权利要求 1 所述的校准装置，其特征在于，还包括：
发生本机信号的信号发生源；
将校准信号上变频为接收载波频率的无线电发送单元和所述无线电接收单元，用所述信号发生源发生的本机信号进行频率变换。

14. 如权利要求 1 所述的校准装置，其特征在于，
所述供给电路具有使供给至所述无线电接收单元的校准信号其电力电平变化的电路，

所述检测电路在所述供给电路将校准信号变换为多个电力电平的场合，利用基于实测值的插补处理，求得对应于测定的电力电平以外的电力电平的各无线电单元的延迟特性值和振幅特性值。

15. 如权利要求 1 所述的校准装置，其特征在于，
所述检测电路包括：对所述无线电接收单元所输出的校准信号进行解扩以输出相关信号的电路；以及
直接用所述相关信号进行运算来补偿所述无线电接收单元的延迟差和振幅比的电路。

16. 一种延迟检测装置，对于一阵列天线无线电接收装置检测各个无线电接收单元的延迟量，所述阵列天线无线电接收装置包括：一具有多个天线元件的阵列天线，和对应于所述各天线元件设置的多个所述无线电接收单元，其特征在于，所述延迟检测装置包括：

用于向各个所述无线电接收单元供给与扩频通信中所发送的扩频信号实质上具有同一带宽和频率的校准信号的供给电路；

用于从所述无线电接收单元所输出的校准信号检测所述无线电接收单元的延迟量的检测电路，

所述供给电路包括：

用于对经过 1 次调制的校准信号进行扩频调制，由此获得与扩频通信中所用的扩频信号实质上具有同一频带带宽的扩频校准信号的扩频调制电路；

用于将该扩频校准信号的频带变换为接收载波频带，由此获得一具有载波频带的校准信号的变换电路；以及

用于发送其载波频带与发送扩频信号的载波频带实质上相同的校准信号的发送电路，

而所述检测电路则包括：

用于就所述通过对所述校准信号进行解扩所获得的，输出相关信号的输出电路；

用于根据所述相关信号检测无线电接收单元间延迟差的检测电路。

17. 一种振幅检测装置，对于一阵列天线无线电接收装置检测各个无线电接收单元振幅特性，所述阵列天线无线电接收装置包括：一具有多个天线元件的阵列天线，和对应于所述各天线元件设置的多个所述无线电接收单元，其特征在于，所述振幅检测装置包括：

用于向各个所述无线电接收单元供给与扩频通信中所发送的扩频信号实质上具有同一带宽和频率的校准信号的供给电路；

用于从所述无线电接收单元所输出的校准信号检测所述无线电接收单元的振幅特性的检测电路，

所述供给电路包括：

用于对经过 1 次调制的校准信号进行扩频调制，由此获得与扩频通信中所用的扩频信号实质上具有同一频带带宽的扩频校准信号的扩频调制电路；

用于将该扩频校准信号的频带变换为接收载波频带，由此获得一具有载波频带的校准信号的变换电路；以及

用于发送其载波频带与发送扩频信号的载波频带实质上相同的校准信号的发送电路，

而所述检测电路则包括：

用于就所述通过对所述校准信号进行解扩所获得的，输出相关信号的输出电路；

用于根据所述相关信号检测无线电接收单元间延迟差的检测电路。

18. 一种基站系统，配备有一阵列天线无线电接收系统，其中包括：一包含多个天线元件的阵列天线，对所述各天线元件设置的多个无线电接收单元，以及一校准装置，其特征在于，

所述校准装置用于扩频通信中所用的阵列天线无线电接收装置，所述阵列天线无线电接收装置包括：一具有多个天线元件的阵列天线，和对应于所述各天线元件设置的多个无线电接收单元，还包括：

用于向各个所述无线电接收单元供给与扩频通信中所发送的发送扩频信号实质上具有同一频带带宽的校准信号的供给电路；

用于从所述无线电接收单元所输出的校准信号检测所述无线电接收单元的延迟特性和振幅特性其中至少一种的检测电路，

所述供给电路包括：

用于对经过1次调制的校准信号进行扩频调制，由此获得与扩频通信中所用的扩频信号实质上具有同一频带带宽的扩频校准信号的扩频调制电路；

用于将该扩频校准信号的频带变换为接收载波频带，由此获得一具有载波频带的校准信号的变换电路；以及

用于发送其载波频带与发送扩频信号的载波频带实质上相同的校准信号的发送电路，

而所述检测电路则包括：

用于就所述通过对所述校准信号进行解扩所获得的，输出相关信号的输出电路；

用于根据所述相关信号检测无线电接收单元间延迟特性和振幅特性其中至少一种的检测电路。

19. 一种校准方法，用于扩频通信中所用的阵列天线无线电接收装置，所述阵列天线无线电接收装置包括：一具有多个天线元件的阵列天线，和对应于所述各天线元件设置的多个无线电接收单元，所述校准方法包括下列步骤：

(a) 对经过1次调制的校准信号进行扩频调制，由此获得与扩频通信中所用的扩频信号实质上具有同一频带带宽的扩频校准信号；

(b) 将该扩频校准信号的频带变换为接收载波频带，由此获得一具有载波

频带的校准信号；

(c) 发送其载波频带与发送扩频信号的载波频带实质上相同的校准信号；

(d) 就所述通过对所述校准信号进行解扩所获得的，输出相关信号；

(e) 根据所述相关信号检测无线电接收单元间延迟特性和振幅特性其中至少一种。

阵列天线无线电接收装置的 校准装置和校准方法

技术领域

本发明涉及检测直接扩频 CDMA 方式的阵列天线无线电接收装置的多个无线电接收单元的延迟特性和振幅特性、并进行校正使得无线电接收单元间的延迟特性或者振幅特性一致的校准装置及校准方法。

背景技术

作为多个通信电台用同一频带同时进行通信的线路连接方式，有多元连接方式，其中之一为 CDMA(Code Division Multiple Access)方式。CDMA 方式是码分多元连接方式，是基于与本来的信息带宽相比将信息信号扩频到足够宽的频带并进行传输的扩频通信进行多元连接的技术。有时也称为扩频多元连接(SSMA)。而将扩频码不加改变地与信息信号相乘进行扩频的方式称为直接扩频方式。

在“用于数字移动通信的波形均衡技术”(堀越 淳主编 (株)トリケップス)中，揭示了在用多个天线构成的阵列天线中将振幅、相位偏移施加在各天线的接收输出(天线输出)上进行合成时，阵列的方向性将发生变化。自适应阵列天线系统是基于某个控制算法，决定与各个天线输出相乘的权重(Weight)，以适应周围的状态变化、同时控制方向性的系统。

图 1 表示基于自适应阵列来控制所希望信号的方向性的装置(下面称为自适应阵列)的结构。在这种接收自适应阵列中，在从多个天线元件 401 输出的各天线输出 402 上乘以权重 403，并将乘以权重 403 后的各天线输出进行合成的信号，作为阵列输出 404。

在权重控制单元 407 中，基于阵列的合成输出(404)、各天线的输出(402)和关于希望信号的先前知识(406)这 3 个信息进行权重的控制。

以往，自适应阵列天线系统是作为使接收信号的 SINR(Signal to Interference plus Noise Ratio: 信号相对于干扰及噪音之比)能得到最大的天线系统进行研究开发的。

此外，在直接扩频 CDMA 通信的领域中，作为控制其它电台干扰的对策，已有多篇用自适应阵列天线的方式的研究报告。CDMA 方式虽然有比 FDMA 和 TDMA 方式抗干扰强的优点，但随着多路电台数的增加，出现了同步捕捉变得困难、通信质量下降、不能进行交换无线电通信的问题。其主要原因是因为不能充分地抑制基于分配在其它多个通信电台中的扩频码间的相互相关特性而导致其它电台间的干扰。在 CDMA 方式的蜂窝系统的场合，不用说其它的小区，即使在自己小区中也因使用同一频率的其它电台多个存在，所以如果能实现前述的其它电台间干扰的控制，则能谋得改善频率利用效率、改善同一小区(区域)内的各电台的通信质量，并能增加容量(多路或者线路连接数)。

图 2 和图 3 表示 CDMA 接收自适应阵列的结构例。

在图 2 中，在连接到多个天线元件 501 上的多个各无线电单元 502 的接收输出 503 上乘以权重 504。并将乘以权重 504 后的各接收输出进行合成的信号，作为阵列输出 505。权重控制与图 1 相同。借助于用扩频码 506 对阵列输出 505 进行解扩，得到接收数据 507。

在图 3 中的结构是，以用扩频码 603 对来自与多个天线元件 601 连接的多个无线电单元的各接收输出 602 进行解扩的相关输出 604 作为输入，进行自适应阵列接收。如果去除基于扩频码的解扩，则与图 2 相同。

图 4 是表示在接收侧使用自适应阵列天线的 CDMA 传输例。基地台(BS: 701)具有接收自适应阵列，与具有无方向性天线的移动台(MS1: 702)进行通信。BS701 借助于控制方向性，能够排除延迟波(703 和 704)，并能抑制来自使用同一频率的其它的移动台(MS2: 705)的干扰波。

但是，在所述的 CDMA 接收自适应阵列中，由于作为无线电单元的结构要素的放大器和滤波器等的元件延迟特性和振幅特性的离散性，一般各无线电单元的、由相位变动和振幅变动构成的变动量(D_1, D_2, \dots, D_n)是不同的。因此，在各无线电单元对于接收输出 503 或者 602 附加了不同的相位变动和振幅变动。其结果，对于每个天线在天线接收端的接收信号波的相位和振幅以及向权重控制单元的输入信号的相位和振幅是不同的。因此，由权重合成结果得到的包含空(Nu11)点的方向性图形和实际的方向性图案是不同的。在使用前述的接收权重来控制发送方向性的场合中，不可能正确地控制方向性。

作为防止前述现象的对策，有必要在向权重控制单元的输入信号的阶段也保

持在各天线接收端的接收信号的相位差和振幅比。因此，有必要事先检测各无线电单元的延迟 (D_1, D_2, \dots, D_n) 和振幅并用某种方法补偿延迟量和振幅量的离散性(差)。

作为补偿延迟量和振幅量的离散性的方法之一，可考虑对于来自各无线电单元的接收信号输出 503、602，乘以与延迟差相当的相位偏移和与振幅比相当的增益偏移的方法。关于自适应阵列装置的相位和振幅特性的离散性的检测，在论文“G. V. Tsoulos, M. A. Beach ‘Calibration and Linearity issues for an Adaptive Antenna System’, IEEE VTC, Phoenix, pp. 1597-1660, May 1997”中已进行了报告。但是，前述论文是以与 CDMA 通信相比通信带宽窄的 TDMA 通信为对象，并且作为校准信号使用音调信号。

图 5 示出了以往的 CDMA 无线电通信的无线电单元的校准装置。示出了天线元件数是 2 的场合。将从校准信号发生电路 801 发生的音调信号(正弦波信号)802 输入到无线电发送单元 803 中。在这个例子中，作为无线电单元中进行的是正交调制并输入 $\sin(\omega t)$, $\cos(\omega t)$ 信号作为正交的 I, Q 信号。这时的音调信号周期 T 是 $T=2\pi/\omega$ ，对于信息代码频率 f_s , $\omega = f_s/m (m>1)$ 。图 6 示出了音调信号的 IQ 平面的星座图。信号以固定的周期 $2\pi/\omega$ 在图中的圆周上旋转。在无线电发送单元 803 具有以进行延迟检测的无线电接收单元的接收载波频率 f_c 进行发送的功能。用电缆等将以载波频率 f_c 输出的信号从发送端 804 传输到无线电接收单元 805、806 的天线连接端 807 和 808 上。这时，电缆长度对于载波频率的波长有足够精度可认为是相等的。将各无线电接收单元的正交检波输出 809、810 输入到检测电路 811 中。在检测电路 811 中，借助于比较输入的音调信号 802 和检波输出 809，对(振幅比，相位差) = $(A_{r1}, \Delta\psi_{r1})$ 812 进行检测。此外，借助于比较输入的音调信号 802 和检波输出 810，对(振幅比，相位差) = $(A_{r2}, \Delta\psi_{r2})$ 813 进行检测。图 7 示出了时刻 t 的音调信号 $a(t)$ 和检波输出 $b(t)$ 的星座图的例子。这时，用相位差 ψ 和振幅比 A 以下式表示 $b(t)$ 和 $a(t)$ 的关系，

$$b(t) = A \times \exp(j\psi) \times a(t)$$

这时的相位差 ψ 表示用音调信号波长 $\lambda = c/\omega$ (c 是光速)除无线电发送单元的延迟 D_t 、电缆延迟 D_k 和无线电接收单元的延迟 D_r 的合计延迟量 $D (D = D_t + D_k + D_r)$ 后余数的 $(D \bmod \lambda)$: \bmod 是取余数运算符)的延迟量(相位量)。在图 5 中，对于 2 台无线电接收单元 805、806，因无线电发送单元的延迟 D_t 和电缆延迟 D_k

是相同的,所以检测的相位差 $\Delta \psi_{r1}$ 和 $\Delta \psi_{r2}$ 的差为无线电接收单元 805 和 806 的延迟量的差。振幅比 A 表示校准信号 802 的振幅和检波输出的振幅的振幅比。因此,检测出的振幅比 A_{r1} 和 A_{r2} 之比表示无线电接收单元 805 和 806 的振幅特性的差异(振幅比)。

借助于用前述的装置事前检测各无线电单元的振幅比和相位差,能补偿离散性(差)。

但是,在所述校准装置中,因校准信号使用了音调信号,所以仅测定对某个特定的频率、例如中心频率 f_0 的延迟特性和振幅特性。对此,在实际的 CDMA 无线电通信中使用的扩频信号是宽频带信号,而且如无线电单元的滤波器等的群延迟特性和频率特性那样,因频率不同的延迟量和衰减量不同,所以在接收扩频信号时有不能正确地测定延迟特性和振幅特性的问题。

图 8 表示以往的校准装置的频谱的情况。由图可见,对于扩频信号为中心频率 f_0 的带宽为 $M[\text{Hz}]$ 的宽频带信号,校准信号则是线形频谱。

发明概述

本发明鉴于前述的实际情况,其目的在于提供在 CDMA 无线电接收装置的无线电单元延迟特性和振幅特性的检测中,借助于使用具有与实际的通信中使用的扩频信号同一频带或者与其接近的频带的信号作为校准信号,能正确地测定无线电接收单元的延迟特性和振幅特性的阵列天线无线电通信装置的校准装置

本发明提供的校准装置,用与实际的通信中使用的扩频信号同一频带或者与其接近的频带的校准信号,检测各无线电接收单元的延迟特性和振幅特性的至少一个,校正各无线电接收单元的延迟特性和/或振幅特性。

采用本发明,则因使用与实际的通信中使用的扩频信号同一频带或者与其接近的频带的校准信号,所以即使如无线电滤波器等的群延迟特性和频率特性那样,由于频率不同而延迟量和衰减量不同,也能正确地测定接收扩频信号情况的延迟特性和振幅特性。

本发明提供的校准装置,包括对校准信号进行 1 次调制的 1 次调制电路,对这种 1 次调制后的校准信号进行扩频调制的扩频调制电路,将这种扩频调制后的校准信号变换成接收载波频率的无线电发送电路和将前述接收载波频率的校准信号传输到各无线电接收单元中的传输通路。

采用本发明，则能生成与实际通信中使用的 CDMA 通信的扩频信号同样的宽频带信号作为校准信号，能正确地测定延迟特性和振幅特性。

本发明提供的校准装置，包括对各无线电接收单元接收到的校准信号的同步定时进行检测的同步检测电路，用检测接收到的校准信号后的前述同步定时进行解扩的解扩电路和用解扩得到的各无线电接收单元的各相关输出检测与基准识别点的延迟差和振幅比的检测电路。

采用本发明，则因能检测对来自各无线电单元的输出信号进行解扩后的相关输出的相位和振幅，所以能以与实际通信中使用的 CDMA 通信的扩频信号同样的宽频带信号作为校准信号将接收后的各无线电接收单元上的延迟量和振幅作为来自基准识别点的延迟差和振幅比进行检测，并能正确地测定无线电接收单元的延迟特性和振幅特性。

本发明提供的校准装置，还包括在各无线电接收单元之间比较各相关输出的比较电路，检测各无线电接收单元的延迟差和振幅比的检测电路和输出或者存储前述延迟差和振幅比的存储电路。

采用本发明，能够利用作为与各无线电接收单元的输出信号相乘的偏移值的无线电接收单元之间的延迟差和振幅比，使从权重合成结果得到的包含空 (Null) 点的方向性图案和实际的方向性图案一致。

本发明提供的校准装置，包括使输入到无线电接收单元中的接收功率电平变化的接收电平可变电路和对于每个接收功率电平检测各无线电单元的延迟差和/或振幅比的检测电路。

采用本发明，则能对应于接收功率电平详细地求得无线电单元间的延迟量和/振幅差，并能对应于接收功率电平正确地进行阵列天线无线电接收装置的延迟差和振幅差的补偿。

本发明提供的校准装置，包括利用控制信号将输入到无线电接收单元的信号切换成来自接收天线的接收信号或者校准信号的开关电路。

采用本发明，则能在必要时测定无线电接收单元的延迟特性和振幅特性，并且即使在由于工作环境等引起前述延迟特性和振幅特性随时间而变化的场合，也能正确地进行补偿。

本发明提供的校准装置，包括对来自天线的接收信号和校准信号进行复用的复用电路。

采用本发明，则能在通信中对校准信号进行复用，并能经常或者在必要时测定延迟特性和振幅特性。

本发明提供的校准装置，包括对于每个无线电接收单元，将各无线电单元输出的接收校准信号分时切换输入至同步检测电路和解扩电路的切换电路。

采用本发明，则在分时求得多个无线电接收单元的延迟差和振幅比的场合，因不必对于多个无线电接收单元的输入信号同时地处理同步检测和相关运算以及相位检测、振幅检测，所以能减小校准装置的电路规模。

本发明提供的校准装置，包括从控制校准信号的发送定时的电路对于同步检测电路传输发送定时信号，并在所述同步检测电路中从校准信号的发送定时求得解扩定时。

采用本发明，则借助于以扩频调制后的校准信号的发送定时、作为公用(Cunning)信号输入到同步电路中，能不必为了生成解扩定时而从接收信号对同步进行检测，并能减小校准装置的电路规模。

附图简要说明

图 1 表示接收自适应阵列的方框图。

图 2 表示 CDMA 接收自适应阵列的方框图。

图 3 表示其它的 CDMA 接收自适应阵列的方框图。

图 4 是表示使用接收自适应阵列天线的 CDMA 传输例的图。

图 5 表示以往的校准装置的方框图。

图 6 是表示音调信号的星座图。

图 7 是表示基于音调信号的发送接收信号的星座图。

图 8 表示以往的校准装置的校准信号频谱图。

图 9 表示本发明实施形态 1 的校准装置的一例的方框图。

图 10 表示本发明实施形态 1 的校准信号频谱图。

图 11A-图 11D 表示实施形态 1 的 1 次调制信号、扩频信号和无线电单元侧的星座图。

图 12 表示本发明实施形态 2 的校准装置的方框图。

图 13 表示本发明实施形态 2 的对应于接收电场电平的延迟特性和振幅特性的图。

图 14 表示本发明实施形态 3 的校准装置的方框图。

图 15 表示本发明实施形态 4 的校准装置的方框图。

图 16 表示本发明实施形态 5 的校准装置的方框图。

图 17 表示本发明实施形态 6 的校准装置的方框图。

图 18 表示本发明实施形态 7 的校准装置的方框图。

图 19 表示用实施形态 7 的通信用无线电发送接收单元、生成校准信号的方框图。

图 20 表示本发明实施形态 8 的校准装置的方框图。

实施发明的最佳方式

下面，参照附图对本发明的实施形态进行说明。

实施形态 1

图 9 表示本发明实施形态 1 的校准装置的结构例。图 9 示出了天线元件数为 2 根的场所。

在这种校准装置中，利用 1 次调制电路 102 对校准信号 101 进行 1 次调制。在本实施形态中，在校准装置中使用的调制方式是与通常的通信相同的方式，作为一例，以 QPSK 调制作为 1 次调制，以 BPSK 调制作为扩频调制，在无线电单元中作为正交调制和正交检波。此外，校准信号为 a110 的固定信号。在扩频调制电路 103 中利用扩频码对 1 次调制信号进行扩频，并输入到无线电发送单元 104 中。

图 11C 表示一次调制信号的星座图，图 11B 表示扩频信号的星座图，在无线电发送单元 104 中，发送信号正交变换后，上变频成载波频率 f_c ，并由发送端 106 输出。载波频率 f_c 是本系统(无线电接收单元)的接收载波频率。图 10 表示校准信号的频谱。设定扩频率和校准信号的传输速度使之具有与通信时使用的传输信号的带宽[Hz]相同的带宽。用载波频率 f_c 输出的校准信号经过电缆 107 从发送端 106 传输到无线电接收单元 108、109 的天线端 110 和 111 中。这时，电缆长度对应于载波频率的波长有足够精度可认为是相等的。

将各无线电接收单元的接收输出输入到同步电路 112 中，生成每个无线电单元的解扩定时 t_1 、 t_2 。并且，利用前述定时 t_1 、 t_2 ，相关器 113、114 进行解扩，并输出相关输出 115、116。在检测电路 117 中，借助于比较从相关输出 115 求得

的接收信号点(下面称为接收点) r_1 与作为基准的识别点,求得(振幅比,相位差) $= (Ar_1, \Delta \psi_{r1})$ 118。这里,求得的相位差相当于用载波频率 f_c 的波长 λ_c 除无线电发送单元104的延迟 D_t 、电缆107的延迟 D_k 和无线电接收单元108的延迟 D_{r1} 的合计延迟量 $D(D=D_t+D_k+D_{r1})$ 的余数的延迟量。同样地,借助于比较从相关输出116求得的接收点信号 r_2 与基准识别点,求得(振幅比,相位差) $= (Ar_1, \Delta \psi_{r1})$ 119。图11C和图11D示出了无线电单元RX1(108)侧的、和无线电单元RX2(109)侧的星座图和与基准识别点的振幅比和相位差的情况。

如前所述,采用实施形态1,则为了检测CDMA无线电接收装置的无线电接收单元的延迟特性和振幅特性,因使用与实际的扩频通信中使用的扩频信号同一带宽的信号或者具有与其接近的频带的信号作为校准信号,所以借助于比较解扩各无线电接收单元的输出信号后的相关输出与基准识别点,能正确地检测出延迟差和振幅比。

此外,借助于对各无线电接收单元以检测到的相位差和振幅比作为偏移乘在各无线电接收单元的输出信号上,也能解决由权重合成结果得到的包含空点的方向性图案和实际的方向性图案不同的问题。

在前述实施形态1中,以QPSK调制作为1次调制,以BPSK调制作为扩频调制,在无线电单元中作为正交调制和正交检波,但在本发明中,也不一定必须是前述的调制方式和检波方式,用其它的方式也能同样地进行检测。此外,显然仅测定相位特性或者振幅特性中的某一种则比较容易。

此外,检测值也不必是与基准识别点的延迟差和振幅比,也可以考虑输出以解扩的相关输出为基础计算的各无线电接收单元之间的偏移值作为检测值。例如,在图9中的相关输出115、116(图11C、D的接收点 r_1 和 r_2)用位置向量 R_1 、 R_2 表示。在检测电路117中,求得进行使无线电接收单元的相位特性和振幅特性与无线电接收单元RX1(108)一致的补偿的场合的偏移值。这时,假设向量 Z_{ri} ($i=1, 2$)为偏移值,则

$$Z_{r1}=1$$

$$Z_{r2}=R_1/R_2=R_1 \times R_2^*/|R_2|^2 (*表示复数共轭)$$

并且,输出前述值作为118、119。此外,也考虑在校准装置中原样地输出或者存储解扩后的相关值。这种场合,用存储的相关值求得补偿各无线电接收单元的延迟差和振幅差的偏移值的运算,在阵列天线无线电接收装置侧进行。并且,

在阵列天线无线电接收装置中,借助于将来自无线电接收单元RX1(108),RX2(109)的输出信号与前述Zr1和Zr2进行乘法运算,能够补偿延迟特性和振幅特性的离散性,能防止由权重合成结果得到的方向性图案和实际的方向性图案不同。

此外,虽然校准信号作为a110的固定的连续信号,但也不一定必须是连续信号,显然也可以是周期的脉冲信号。此外,虽然电缆长度完全相同,但在长度不同的场合,也能在假设预知延迟量和衰减量来检测相位差和振幅比时,校正并求得前述已知的延迟量和衰减量。此外,在无线电单元中使用的基准信号(基于10MHz等的晶体振荡器的时钟)能完全地共用。

实施形态2

图12表示本发明实施形态2的校准装置的方框图。是在图9的校准装置上增加增益调节器(或者衰减器)的校准装置。与图9的情况相同,天线元件数是2个。

图13示出了对应于接收电场电平 P_m 的无线电接收单元的延迟特性 $\Delta \psi_{ri}(P_m)$ 和振幅特性 $A_{ri}(P_m)$ 的一例。如实施形态1所示,在具有这样的延迟特性和振幅特性的场合,即使在无线电接收单元检测出特定的接收电场电平输入时的延迟量还不够。还必须测定使接收电场电平 P_m 变化时的延迟特性 $\Delta \psi_{ri}(P_m)$ 和振幅特性 $A_{ri}(P_m)$ 。

在图12中,利用1次调制电路1202对校准信号1201进行1次调制。在扩频调制电路1203中利用扩频码对1次调制信号进行扩频,并输入到无线电发送单元1204中。在无线电发送单元1204中,正交调制发送信号后,被上变频为载波频率 f_c 并由发送端1206输出。 f_c 是本系统的接收载波频率。用连接增益调节器1207的电缆1208,将以载波频率 f_c 输出的信号从发送端1206传输到无线电接收单元1209、1210的天线连接端1211和1212上。将各无线电接收单元的接收输出输入到同步电路1213中,生成每个无线电单元的解扩定时 t_1 、 t_2 ,并且利用前述的定时 t_1 、 t_2 ,相关器1214、1215进行解扩,并输出相关输出1216、1217。在检测电路1218中,借助于使增益调节器设定值变化,求得使接收电场电平 P_m 变化时的相位差 $\Delta \psi_{r1}(P_m)$ 、 $\Delta \psi_{r2}(P_m)$ 和振幅比 $A_{r1}(P_m)$ 、 $A_{r2}(P_m)$,并进行输出或者存储。

如前所述,采用本发明的实施形态,则能对应于接收电场电平详细地求得与无线电接收单元的延迟量的差相当的相位差 $\Delta \psi_{r1}(P_m)$ 、 $\Delta \psi_{r2}(P_m)$ 和振幅比

$Ar_1(P_m)$ 、 $Ar_2(P_m)$ ，因此，能对应于接收功率电平正确地进行阵列天线无线电接收装置的延迟差和振幅差的离散性补偿。

实施形态 3

图 14 表示本发明实施形态 3 的校准装置的方框图。是在图 12 的校准装置上增加切换开关的校准装置。与图 12 的情况相同天线元件数是 2 个。

在图 14 中，由发送端 1406 输出校准信号 1401 到利用增益衰减器 1407 使接收电场电平变化为止是与图 12 相同的动作。也就是说，利用 1 次调制电路 1402 对校准信号 1401 进行 1 次调制。在扩频调制电路 1403 中利用扩频码对 1 次调制信号进行扩频，并输入到无线电发送单元 1404 中。在无线电发送单元 1404 中，正交调制发送信号后，被上变频为载波频率 f_c 并由发送端 1406 输出。用连接增益调节器 1407 的电缆 1408，将以载波频率 f_c 输出的信号从发送端 1406 传输到切换开关 1409 和 1410 上，开关 1409 和 1410 利用 SW 切换信号 1411 切换来自天线的接收信号和校准用扩频信号。并且，将来自切换开关的信号传输到无线电接收单元 1412、1413 中。其后的动作与图 12 相同。也就是说，将各无线电接收单元的接收输出输入到同步电路 1414 中，生成每个无线电单元的解扩定时 t_1 、 t_2 。并且，利用前述的定时 t_1 、 t_2 ，相关器 1415、1416 进行解扩，并输出相关输出 1417、1418。在检测电路 1419 中，借助于使增益调节器设定值变化，求得使接收电场电平 P_m 变化时的相位差 $\Delta \psi_{r1}(P_m)$ 、 $\Delta \psi_{r2}(P_m)$ 和振幅比 $Ar_1(P_m)$ 、 $Ar_2(P_m)$ ，并进行输出或者存储。

如前所述，采用本发明的实施形态 3，则能借助于控制开关切换信号，能在必要时测定无线电接收单元的延迟特性和振幅特性。因此，即使在由于工作环境等引起延迟特性和振幅特性随时间变化的场合，也能正确地进行补偿。

实施形态 4

图 15 表示本发明实施形态 4 的校准装置的方框图。是在图 12 的校准装置上增加复用电路的校准装置。与图 12 的情况相同，天线元件数是 2 个。

在图 15 中，由发送端输出校准信号到利用增益衰减器使接收电场电平变化为止是与图 12 相同的动作。也就是说，利用 1 次调制电路 1502 对校准信号 1501 进行 1 次调制。在扩频调制电路 1503 中利用扩频码对 1 次调制信号进行扩频，并输入到无线电发送单元 1504 中。在无线电发送单元 1504 中，正交调制发送信号后，被上变频为载波频率 f_c 并由发送端 1506 输出。用连接增益调节器 1507

的电缆 1508, 将以载波频率 f_c 输出的信号从发送端 1506 传输到复用电路 1509 和 1510 中。

复用电路 1509、1510 中将来自天线的接收信号和校准用的扩频信号进行复用。并且, 将被多路化的信号传输到无线电接收单元 1512、1513 中。其后的动作与图 12 相同。也就是说, 将各无线电接收单元的接收输出输入到同步电路 1514 中, 生成每个无线电单元的解扩定时 t_1 、 t_2 。并且, 利用前述的定时 t_1 、 t_2 , 相关器 1515、1516 进行解扩, 并输出相关输出 1517、1518。在检测电路 1519 中, 借助于使增益调节器设定值变化, 求得使接收电场电平 P_m 变化时的相位差 $\Delta \psi_{r1}(P_m)$ 、 $\Delta \psi_{r2}(P_m)$ 和振幅比 $A_{r1}(P_m)$ 、 $A_{r2}(P_m)$, 并进行输出或者存储。

如前所述, 采用本发明的实施形态 4, 则能不会中断通常的通信, 并能不断地或者在必要时测定无线电接收单元的延迟特性和振幅特性。因此, 即使在由于工作环境等引起延迟特性和振幅特性随时间变化的场合, 也能正确地进行补偿。此外也可以考虑, 在不进行测定时, 借助于断开无线电发送单元的电源, 这样完全不输出对于接收信号成为噪音成分的校准信号。

实施形态 5

图 16 表示本发明实施形态 5 的校准装置的方框图。与图 12 的情况相同, 天线元件数是 2 个。

在图 16 中, 由发送端输出校准信号到利用增益衰减器使接收电场电平变化为止是与图 12 相同的动作。也就是说, 利用 1 次调制电路 1602 对校准信号 1601 进行 1 次调制。在扩频调制电路 1603 中利用扩频码对 1 次调制信号进行扩频, 并输入到无线电发送单元 1604 中。在无线电发送单元 1604 中, 正交调制发送信号后, 被上变频为载波频率 f_c 并由发送端 1606 输出。用连接增益调节器 1607 的电缆 1608, 将以载波频率 f_c 输出的信号从发送端 1606 传输到无线电接收单元 1609 和 1610 中。

然后, 利用切换开关 1611 切换各无线电接收单元的接收输出, 并输入到同步电路 1613 中, 再输出每个无线电单元的解扩定时 $t_i (i=1、2)$ 1614。另外, 切换开关 1615 也进行切换, 以便选择与前述开关 1611 相同的接收信号, 并输出到相关器 1616 中。并且, 利用前述的定时 t_i , 相关器 1616 进行解扩, 并输出相关输出 1617。

在检测电路 1618 中, 借助于使增益调节器 1607 设定值变化, 求得使接收电

场电平 P_m 变化时的振幅比 $A_{ri}(P_m)$ 和相位差 $\Delta \psi_{ri}(P_m)$ 1619, 并进行输出或者存储。因此, 在切换开关 1611 选择无线电接收单元 1609 的输出的场合, 从同步电路 1613 输出解扩定时 t_1 , 相关器 1616 进行解扩, 并输出相关输出 1617。在检测电路 1618 中, 求得振幅比 $A_{r1}(P_m)$ 和相位差 $\Delta \psi_{r1}(P_m)$ 1619, 并进行输出或者存储。另一方面, 在切换开关 1611 选择无线电接收单元 1610 的输出的场合, 从同步电路 1613 输出解扩定时 t_2 , 相关器 1616 进行解扩, 并输出相关输出 1617。在检测电路 1618 中, 求得振幅比 $A_{r2}(P_m)$ 和相位差 $\Delta \psi_{r2}(P_m)$ 1619, 并进行输出或者存储。

如前所述, 采用本发明的实施形态 5, 则在切换开关用分时求得多个无线电接收单元的延迟特性和振幅特性的场合, 因不必要对于多个无线电接收单元的输入信号同时地处理同步检测和相关运算以及相位检测, 所以能减小校准装置的电路规模。

实施形态 6

图 17 表示本发明实施形态 6 的校准装置的方框图。与图 12 的情况相同, 天线元件数是 2 个。

在图 17 中, 由发送端输出校准信号到利用增益衰减器使接收电场电平变化为止是与图 12 相同的动作。也就是说, 利用 1 次调制电路 1702 对校准信号 1701 进行 1 次调制。在扩频调制电路 1703 中利用扩频码对 1 次调制信号进行扩频, 并输入到无线电发送单元 1704 中。在无线电发送单元 1704 中, 正交调制发送信号后, 被上变频为载波频率 f_c 并由发送端 1706 输出。用连接增益调节器 1707 的电缆 1708, 将以载波频率 f_c 输出的信号从发送端 1706 传输到无线电接收单元 1709 和 1710 中。

这时, 发送定时控制电路 1711 将发送定时信号 1712 输出到 1 次调制电路 1702 和扩频调制电路 1703 中, 控制被扩频调制的校准信号的发送定时。

在实施形态 1-5 中从接收信号中, 借助于从接收信号中提取同步, 生成解扩定时, 而在本实施形态中则不同, 借助于以这种发送定时信号 1712 作为康宁 (Cunning) 信号, 输入到同步电路 1713 中, 生成解扩定时。也就是说, 不必将各无线接收单元的接收输出输入到同步电路 1713 中, 就能生成解扩定时 t_1/t_2 。然后, 利用前述定时 t_1 、 t_2 , 相关器 1714、1715 进行解扩, 并输出相关输出 1716、1717。在检测电路 1718 中, 借助于使增益调节器设定值变化, 求得使接收电场

电平 P_m 变化时的相位差 $\Delta \psi_{r1}(P_m)$ 、 $\Delta \psi_{r2}(P_m)$ 和振幅比 $A_{r1}(P_m)$ 、 $A_{r2}(P_m)$ ，并进行输出或者存储。

如前所述，采用本发明的实施形态 6，则因借助于以被扩频调制的校准信号的发送定时作为康宁 (Cunning) 信号输入到同步电路中，生成解扩定时，所以不必要从接收信号中提取同步的电路。因此，能减小校准装置的电路规模。

实施形态 7

图 18 表示本发明实施形态 7 的校准装置的方框图。与图 12 的情况相同，天线元件数是 2 个。

一般在 CDMA 无线电通信装置中，分别用频率合成器生成在无线电发送单元和无线电接收单元中使用的本机信号。这是因为，当无线电发送单元的上变频使用的最合适的中间频率和无线电接收单元的下变频使用的最合适的中间频率不同的情况下，必须使在无线电发送单元和无线电接收单元中使用的本机信号的频率不同。

但是，在无线电发送单元和无线电接收单元中使用的本机信号不同的场合，发送侧和接收侧的载波频率 f_c 有可能产生微小的偏移。因此，在产生前述现象的场合，即使无线电单元的延迟量不随时间变化，接收相位也会随着时间变化。因此，在根据基准识别点和接收点的差求出相位差 $\Delta \psi_r$ 和振幅比 A_r 的场合中，不可能检测出正确的值。

因此，本发明是在图 12 的校准装置上，增加全部共用的无线电单元使用的本机信号 (Lo 信号)。

在图 18 中，将本机信号 1820 供给到全部的无线电单元中共用，其它的结构和动作与图 12 相同。也就是说，利用 1 次调制电路 1802 对校准信号 1801 进行 1 次调制。在扩频调制电路 1803 中利用扩频码对 1 次调制信号进行扩频，并输入到无线电发送单元 1804 中。在无线电发送单元 1804 中，正交调制发送信号后，上变频为载波频率 f_c 中进行星座图并由发送端 1806 输出。用连接增益调节器 1807 的电缆 1808，将以载波频率 f_c 输出的信号从发送端 1806 传输到无线电接收单元 1809 和 1810 中。将各无线电接收单元的接收输出输入到同步电路 1811 中，生成每个无线电单元的解扩定时 t_1 、 t_2 ，并且利用前述的定时 t_1 、 t_2 ，相关器 1812、1813 进行解扩，并输出相关输出 1814、1815。在检测电路 1816 中，借助于使增益调节器设定值变化，求得使接收电场电平 P_m 变化时的相位差 $\Delta \psi$

$r1(P_m)$ 、 $\Delta \psi r2(P_m)$ 和振幅比 $Ar1(P_m)$ 、 $Ar2(P_m)$ ，并进行输出或者存储。

如前所述，采用本发明的实施形态 7，则借助于在无线电发送单元和无线电接收单元中共用本机信号，能消除发送侧和接收侧的载波频率 f_c 产生偏移的可能性。因此，在无线电单元的延迟特性和振幅特性以外的原因中，因相位和振幅不会变化，所以能正确地检测出延迟量。

此外，考虑如图 19 所示的结构，即将直接扩频 CDMA 方式的阵列天线无线电装置的无线电发送单元 1901 输出的扩频信号输入到频率变换单元 1902 中，并转换成接收载波频率 f_c 后，再传输到无线电接收单元中。因此，用仅仅设置频率变换单元 1902 的简单的结构，就能生成与在实际的通信中使用的扩频信号相同的宽频带的校准信号。

实施形态 8

图 20 表示本发明实施形态 8 的校准装置的方框图。是在图 12 的校准装置上增加插补电路的校准装置。与图 12 的情况相同，天线元件数是 2 个。

如实施形态 2 的图 13 所示，在具有对应于接收电场电平 P_m 的无线电接收单元的延迟特性 $\Delta \psi r_i(P_m)$ 和振幅比 $A_{ri}(P_m)$ 的场合中，必须测定使接收电场电平 P_m 变化时的延迟特性 $\Delta \psi r_i(P_m)$ 和振幅特性 $A_{ri}(P_m)$ 。

但是，在图 12 中，是借助于使增益调节器设定值变化，求得使接收电场电平 P_m 变化时的相位差 $\Delta \psi r1(P_m)$ 、 $\Delta \psi r2(P_m)$ 和振幅比 $Ar1(P_m)$ 、 $Ar2(P_m)$ ，并进行输出或者存储，因此为了更加正确地对应于接收功率电平进行阵列天线无线电接收装置的延迟特性和振幅特性的离散性补偿，必须细化增益调节器的变化量，而且在一个很大范围内变化，这样校准所要的时间和存储的数据量变得庞大。

因此，本发明是在图 12 的校准装置上，增加用实际测定的各无线电单元的延迟差和振幅比并利用插补处理、求得对应于测定的接收功率电平以外的接收功率电平的延迟差和振幅比的电路。

在图 20 中，利用 1 次调制电路 2002 对校准信号 2001 进行 1 次调制。在扩频调制电路 2003 中利用扩频码对 1 次调制信号进行扩频，并输入到无线电发送单元 2004 中。在无线电发送单元 2004 中，正交调制发送信号后，上变频为载波频率 f_c 并由发送端 2006 输出。 f_c 是本系统的接收载波频率。用连接增益调节器 2007 的电缆 2008，将载波频率 f_c 输出的信号从发送端 2006 传输到无线电接收

单元 2009 和 2010 的天线连接端 2011 和 2012。将各无线电接收单元的接收输出输入到同步电路 2013 中，生成每个无线电单元的解扩定时 t_1 、 t_2 ，并且利用前述的定时 t_1 、 t_2 ，相关器 2014、2015 进行解扩，并输出相关输出 2016、2017。在检测电路 2018 中，借助于使增益调节器设定值变化，求得并输出使接收电场电平 P_m 变化时的相位差 $\Delta \psi_{r1}(P_m)$ 、 $\Delta \psi_{r2}(P_m)$ 和振幅比 $A_{r1}(P_m)$ 、 $A_{r2}(P_m)$ 。

在插补电路 1219 中，在另外求得前述测定的接收电场电平 P_m 以外的相位特性 $\Delta \psi_{ri}(P_m)$ 和振幅特性 $A_{ri}(P_m)$ 后，输出相位特性 $\Delta \psi_{ri}(P_m)$ 和振幅特性 $A_{ri}(P_m)$ 。例如，在图 13 中，取实际测定接收电场电平 P_0 、 P_2 的相位差 $\Delta \psi_{ri}(P_0)$ 、 $\Delta \psi_{ri}(P_2)$ 和振幅比 $A_{ri}(P_0)$ 、 $A_{ri}(P_2)$ 的值。这时，在插补电路 1219 中，能利用 1 次线性插补用下式求得没有测定的接收电场电平 P_1 的相位特性 $\Delta \psi_{ri}(P_1)$ 和振幅特性 $A_{ri}(P_1)$ 。

$$\Delta \psi_{ri}(P_1) = (t \times \Delta \psi_{ri}(P_0) + s \times \Delta \psi_{ri}(P_2)) / (s+1)$$

$$A_{ri}(P_1) = (t \times A_{ri}(P_0) + s \times A_{ri}(P_2)) / (s+1)$$

$$\text{其中, } P_1 = (t \times P_0 + s \times P_2) / (s+1), 0 < s, t < 1$$

如前所述，采用本发明的实施形态 8，则能够根据在想补偿的接收电场电平附近测定并存储的延迟特性和振幅特性的数据，利用插补处理求得补偿的接收电场电平的相位差和振幅比。因此，不仅能更加正确地对应于接收电场电平进行阵列天线无线电接收装置的延迟差和振幅差的补偿，而且能减少进行测定的接收功率电平 P_m 的采样点。

此外，在插补处理中使用的测定值不必一定是来自基准点的延迟差或者振幅比，可以考虑直接根据解扩的相关输出进行计算。

例如，用相关向量 $R_i (i=1,2)$ 表示实际测定的相关输出 2016， $R_i(P_0)$ ， $R_i(P_2)$ 为接收电场电平 P_0 ， P_2 的相关向量。在插补电路 1219 中，能利用 1 次线性插补用下式求得没有测定的接收电场电平 P_1 的相关向量 $R_i(P_1)$ 。

$$R_i(P_1) = (t \times R_i(P_0) + s \times R_i(P_2)) / (s+1)$$

$$\text{其中, } P_1 = (t \times P_0 + s \times P_2) / (s+1), 0 < s, t < 1$$

基于前述 $R_i(P_1)$ 能求得没有测定的接收电场电平 P_1 的相位特性 $\Delta \psi_{ri}(P_1)$ 和振幅特性 $A_{ri}(P_1)$ 。此外，从利用插补处理求得的相关向量 $R_i(P_1)$ ，也能求得使无线电接收单元的相位特性和振幅特性与无线电接收单元 RX1(2009) 一致而进行补偿情况下的偏移值。也就是说，假设向量 $Z_{ri}(P_m) (i=1,2, m=0,1,2, \dots)$

为偏移值，则能用下式进行计算。

$$Zr1(P1) = 1$$

$$Zr2(P1) = R1(P1) / R2(P1) = R1(P1) \times R2(P1)^* / |R2(P1)|^2$$

其中，*表示复数共轭。

工业上的实用性

如前所述，与本发明相关的 CDMA 无线电接收装置的校准装置在正确地测定多个无线电接收单元的延迟特性和振幅特性中是有用的，并适于解决由权重合成结果得到的包含空点的方向性图案和实际的方向性图案不同的问题。

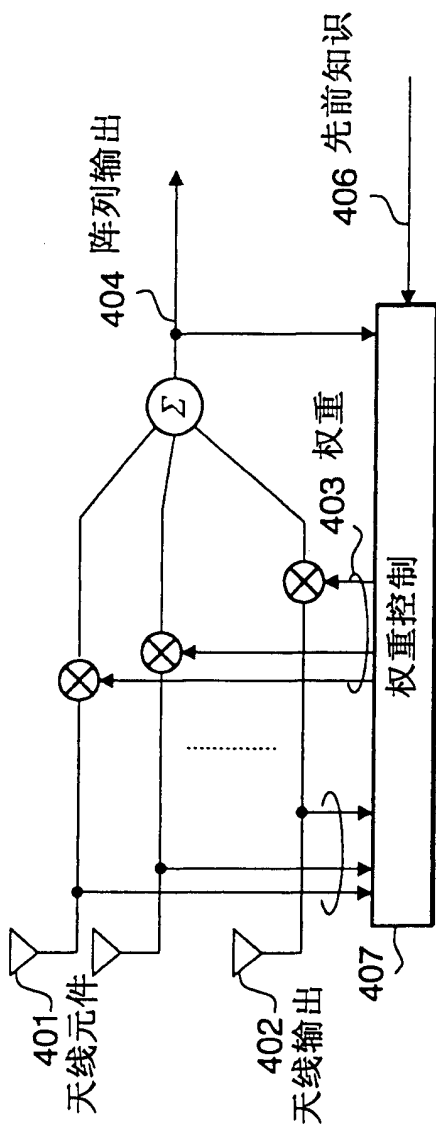


图 1

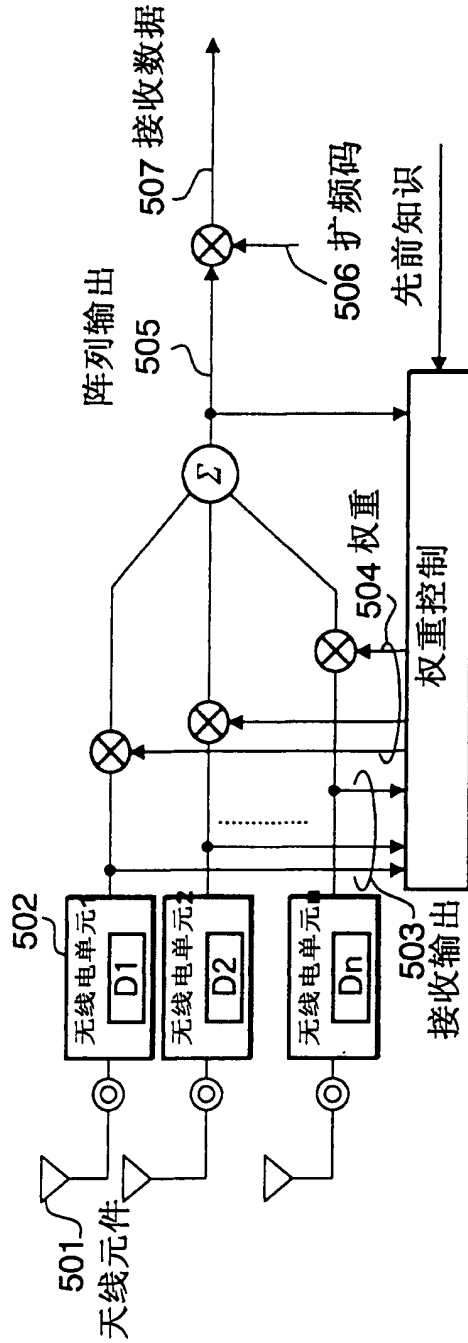


图 2

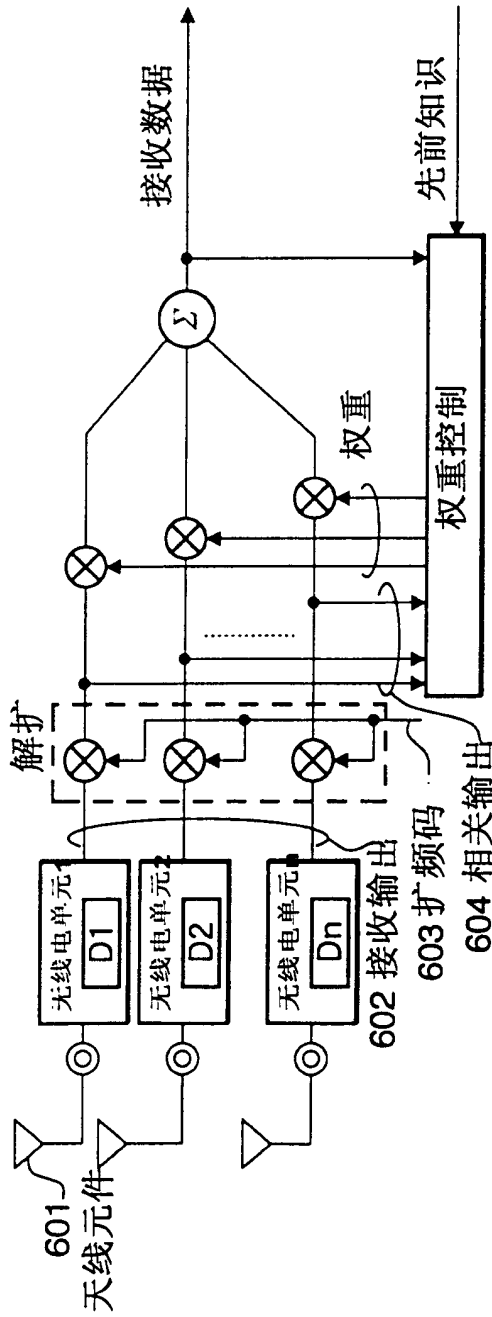


图 3

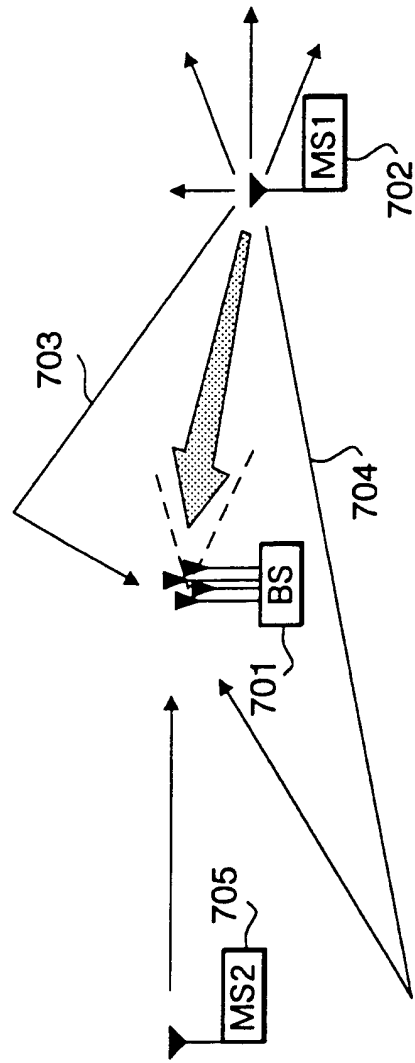


图 4

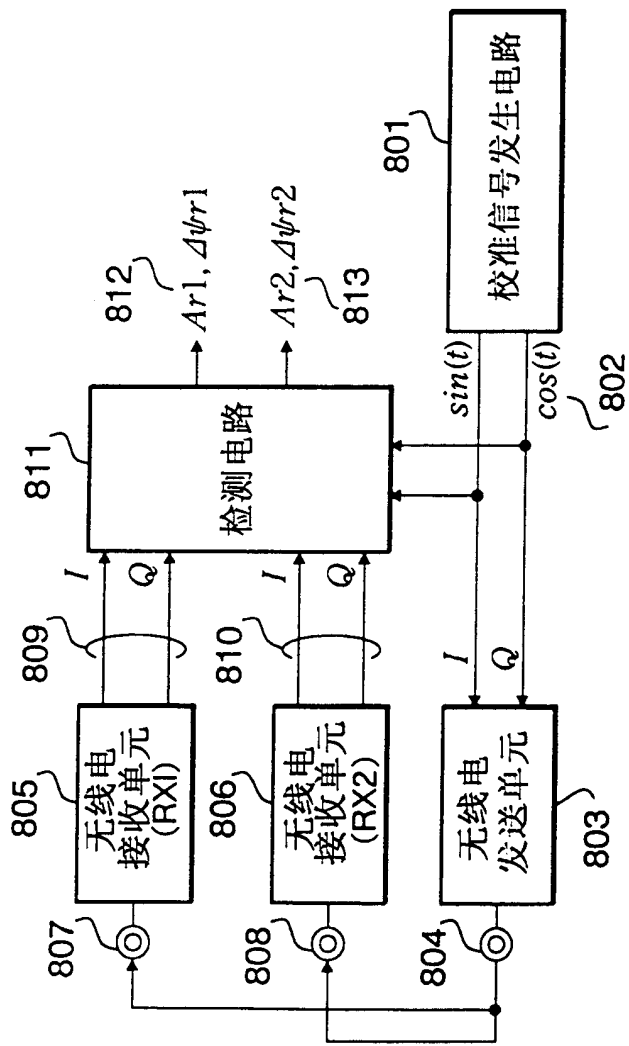


图 5

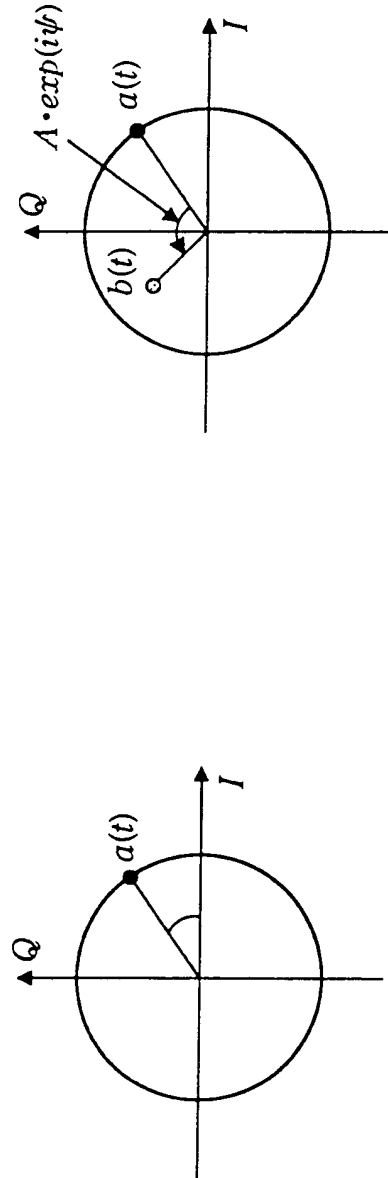


图 7

图 6

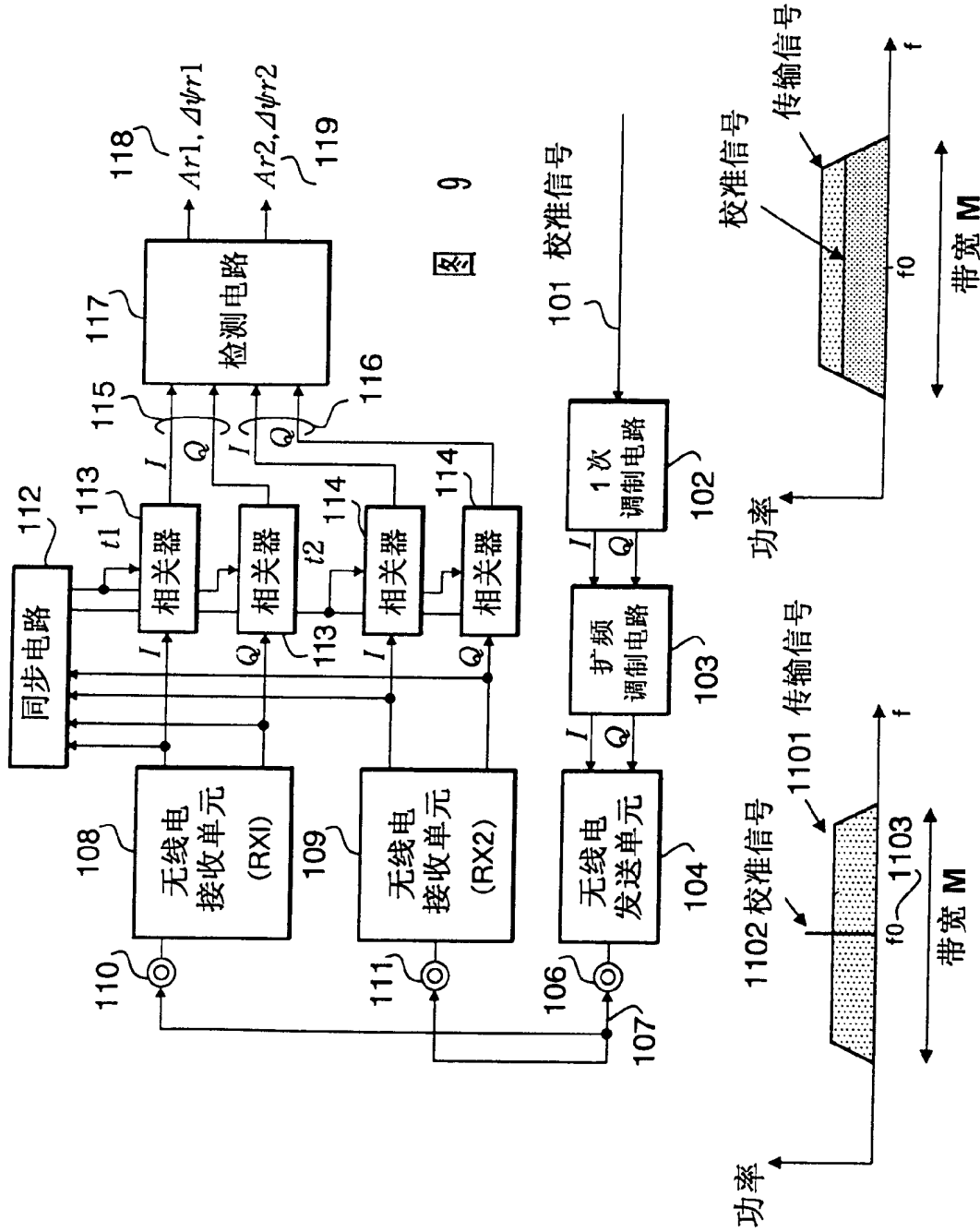


图 8

图 9

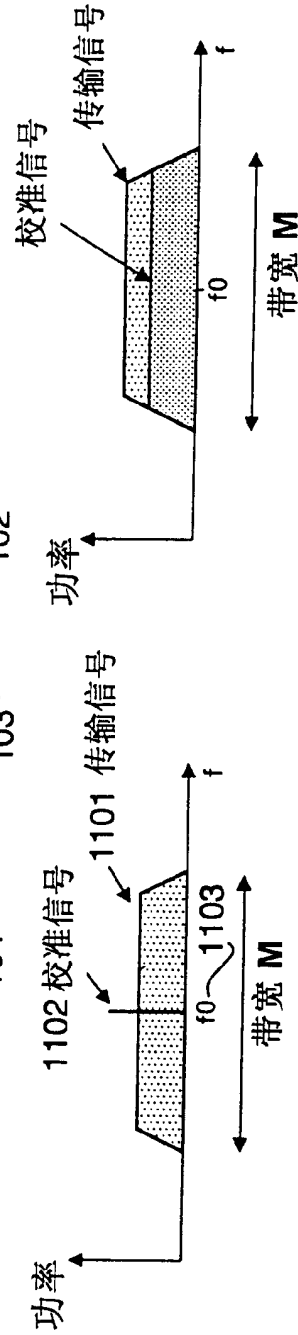


图 10

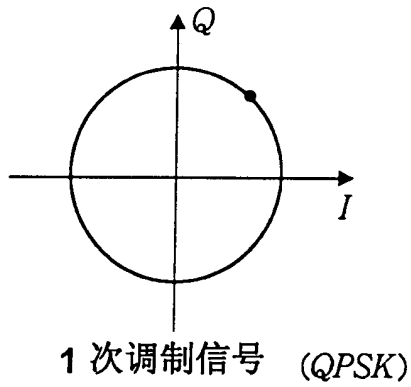


图 11A

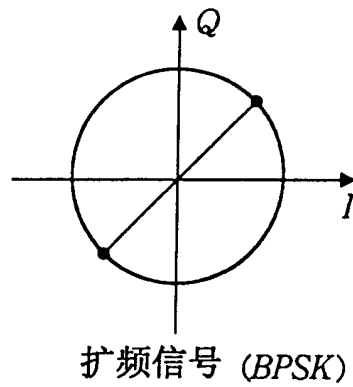


图 11B

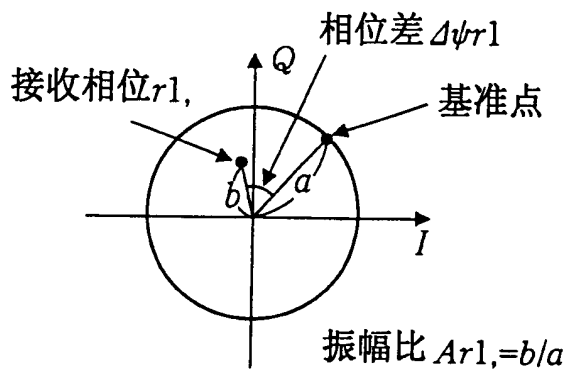


图 11C

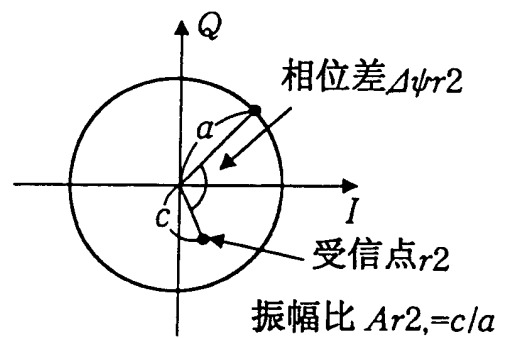


图 11D

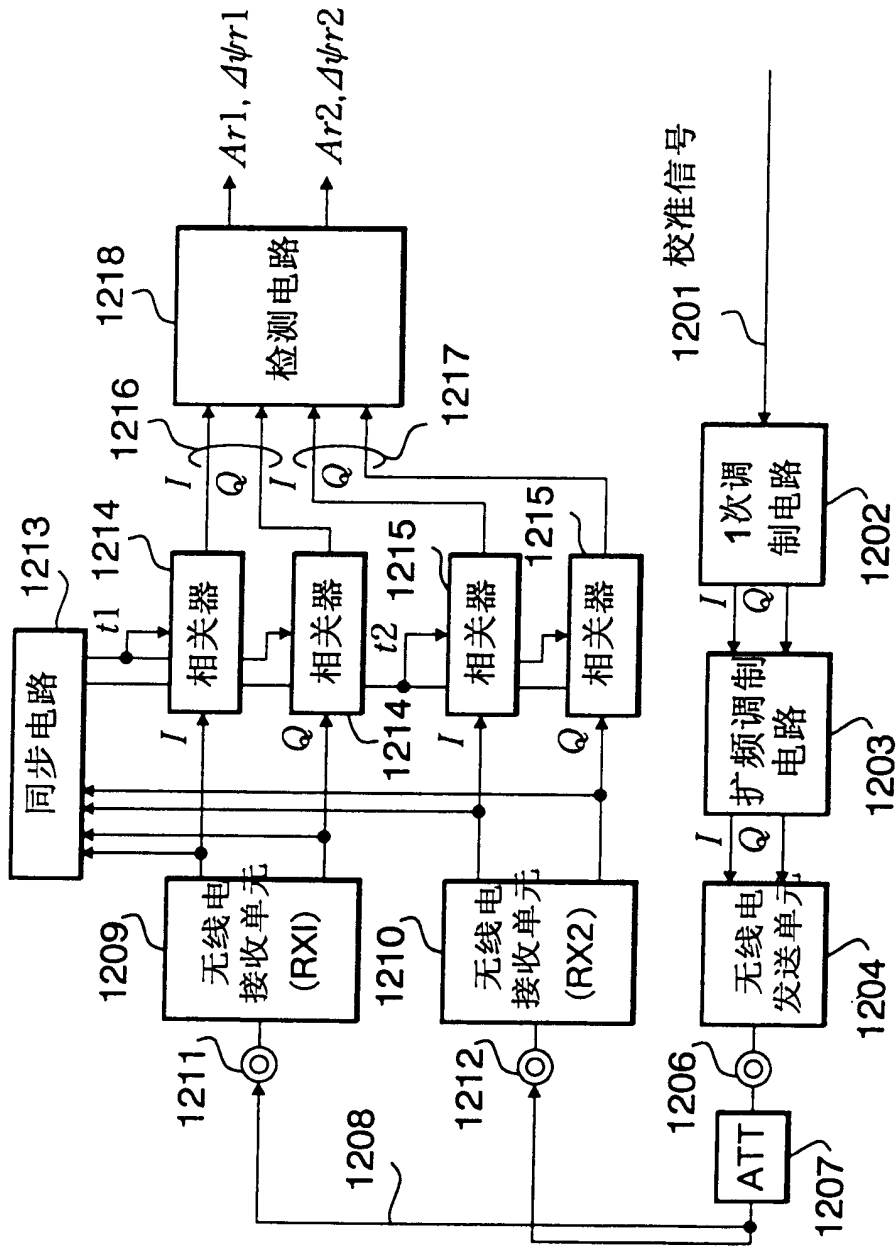


图 12

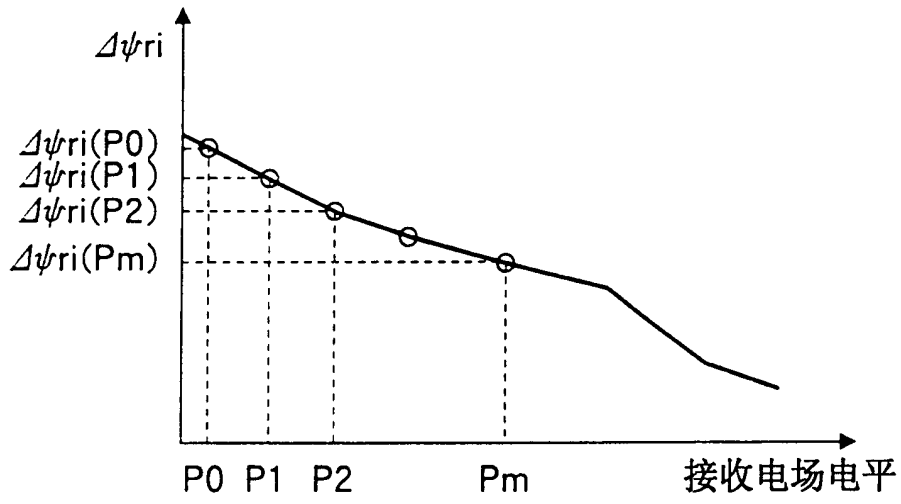


图 13A

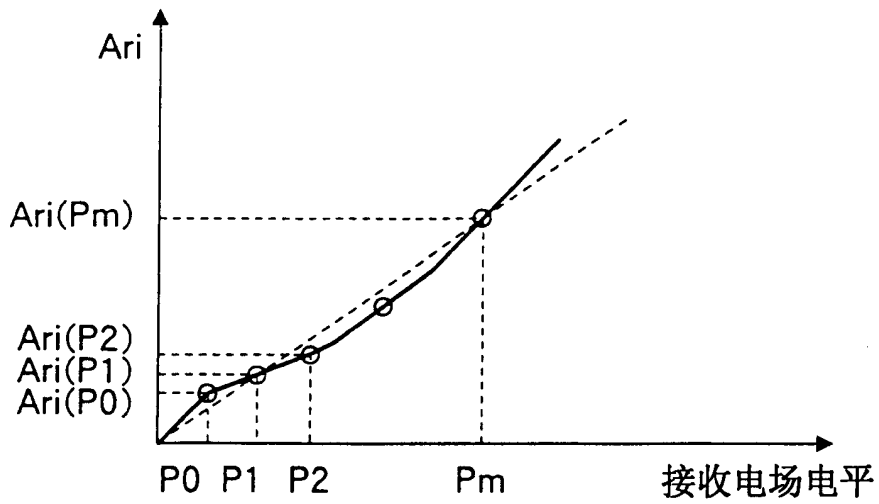


图 13B

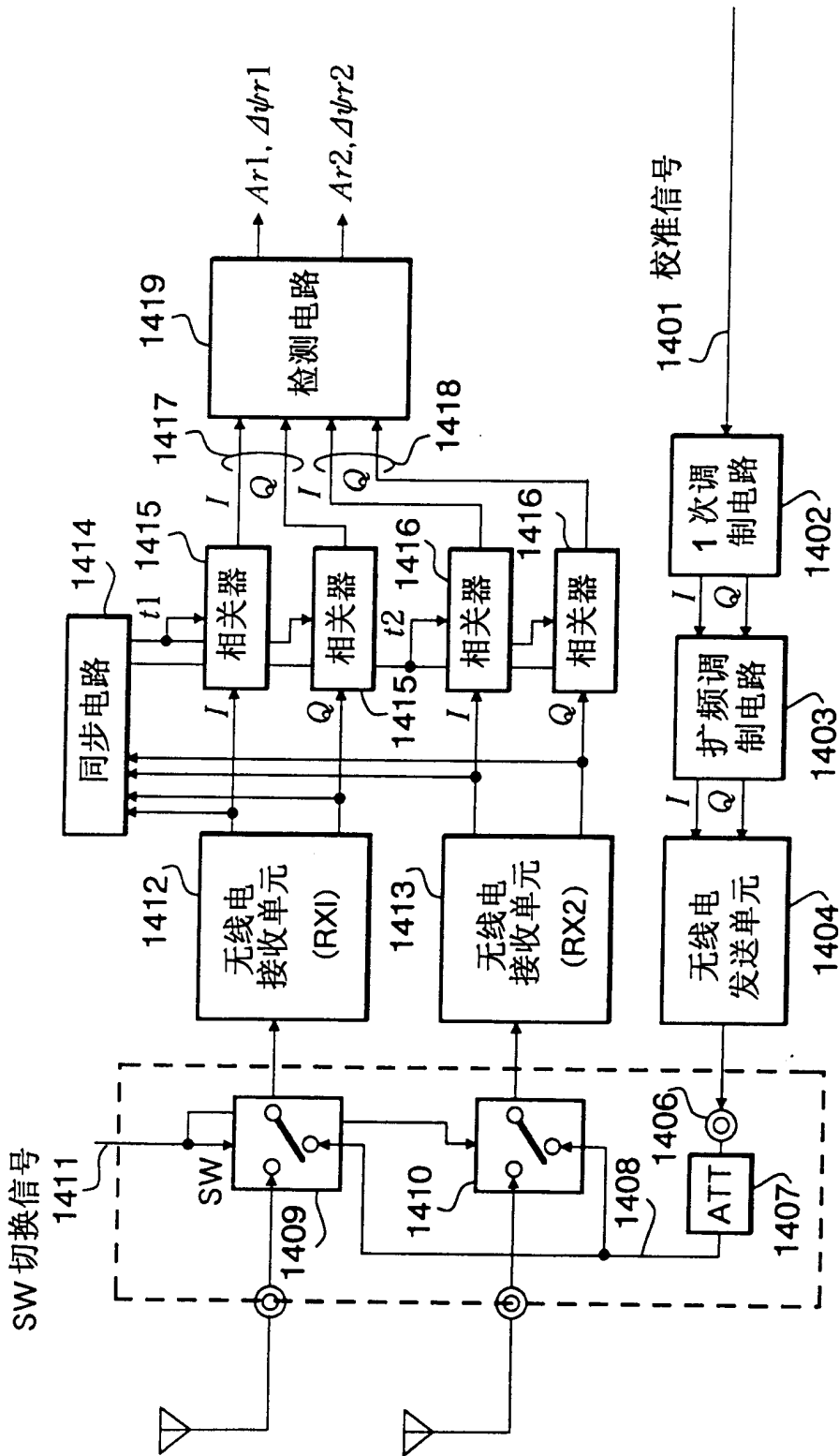


图 14

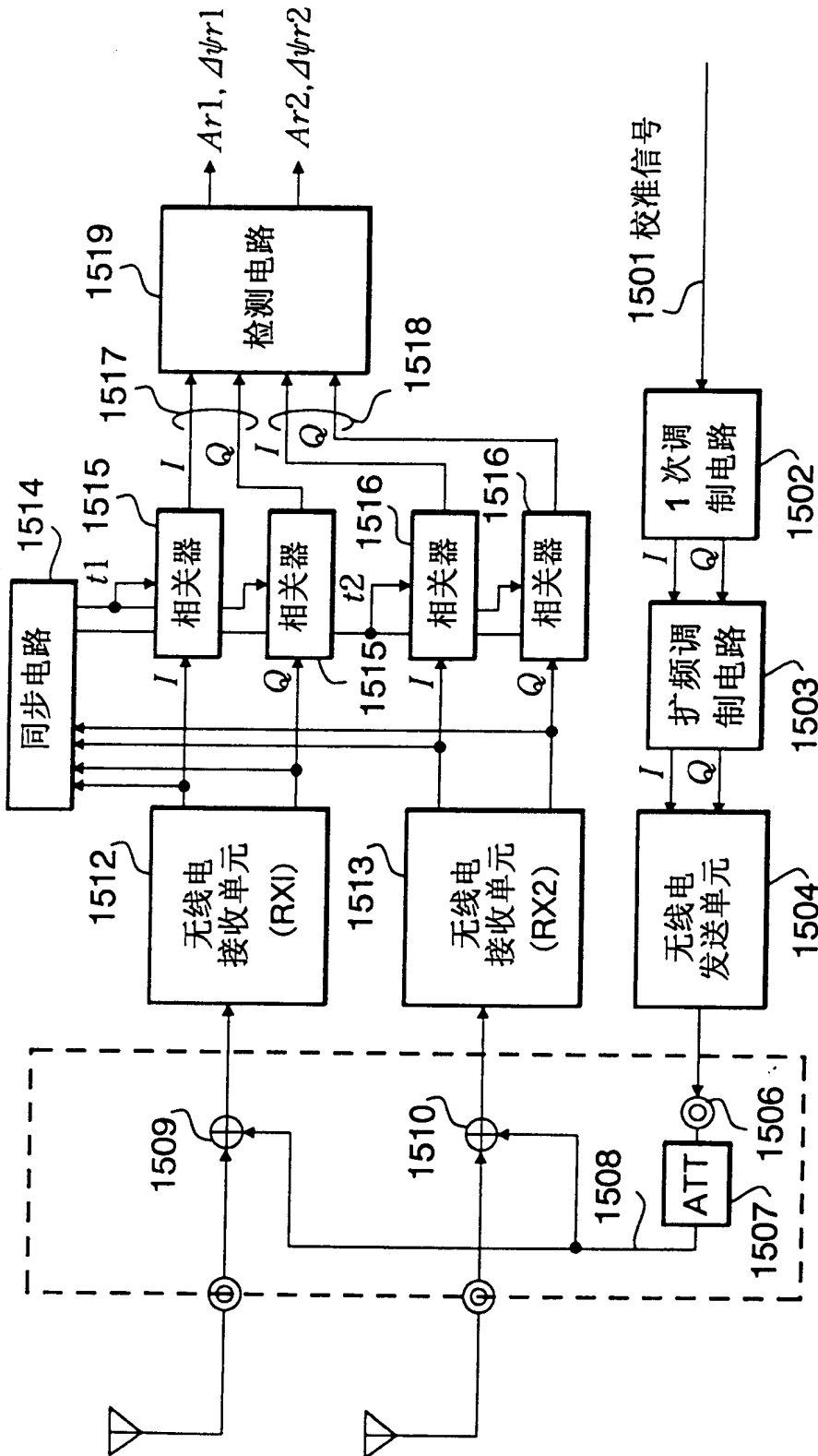


图 15

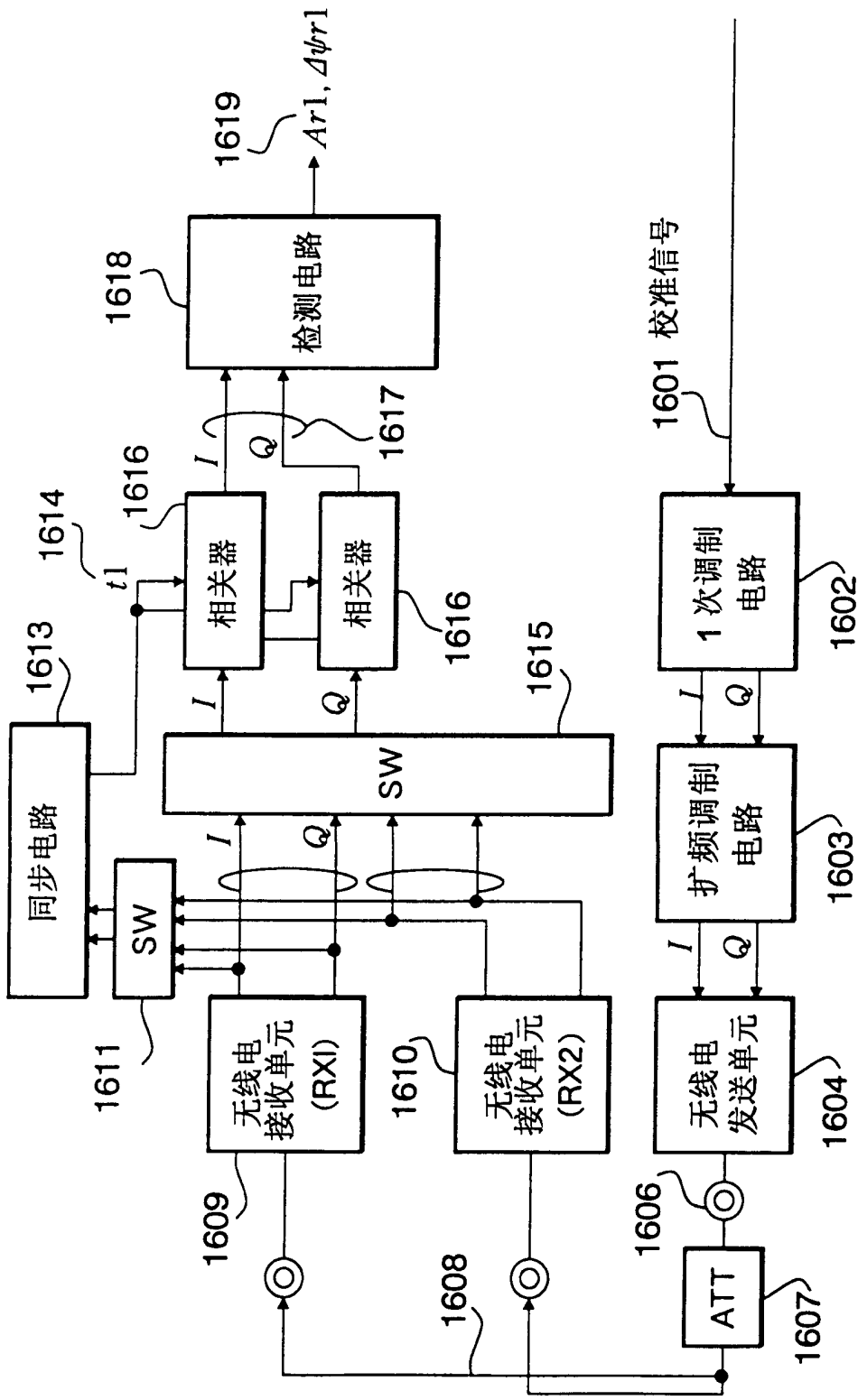


图 16

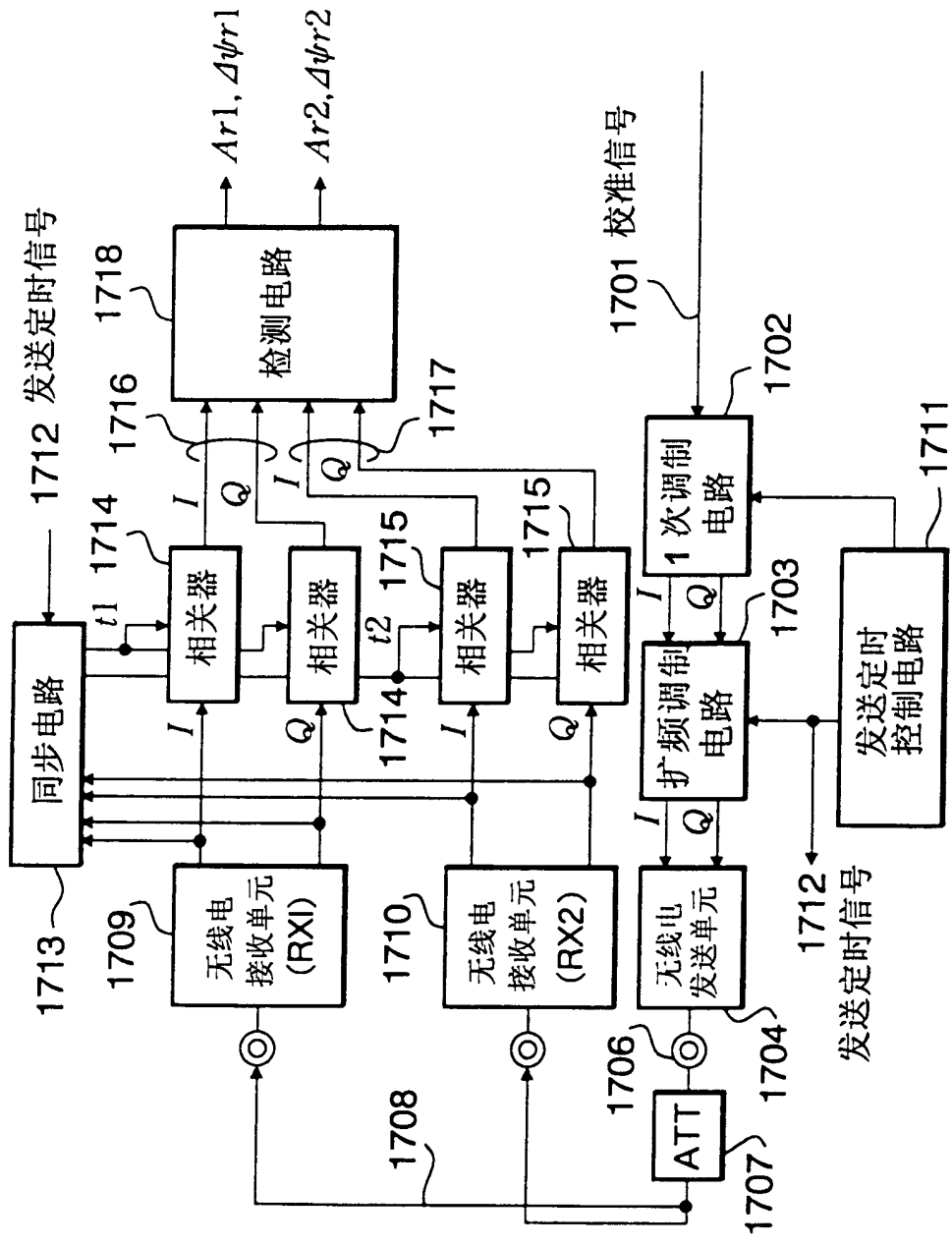


图 17

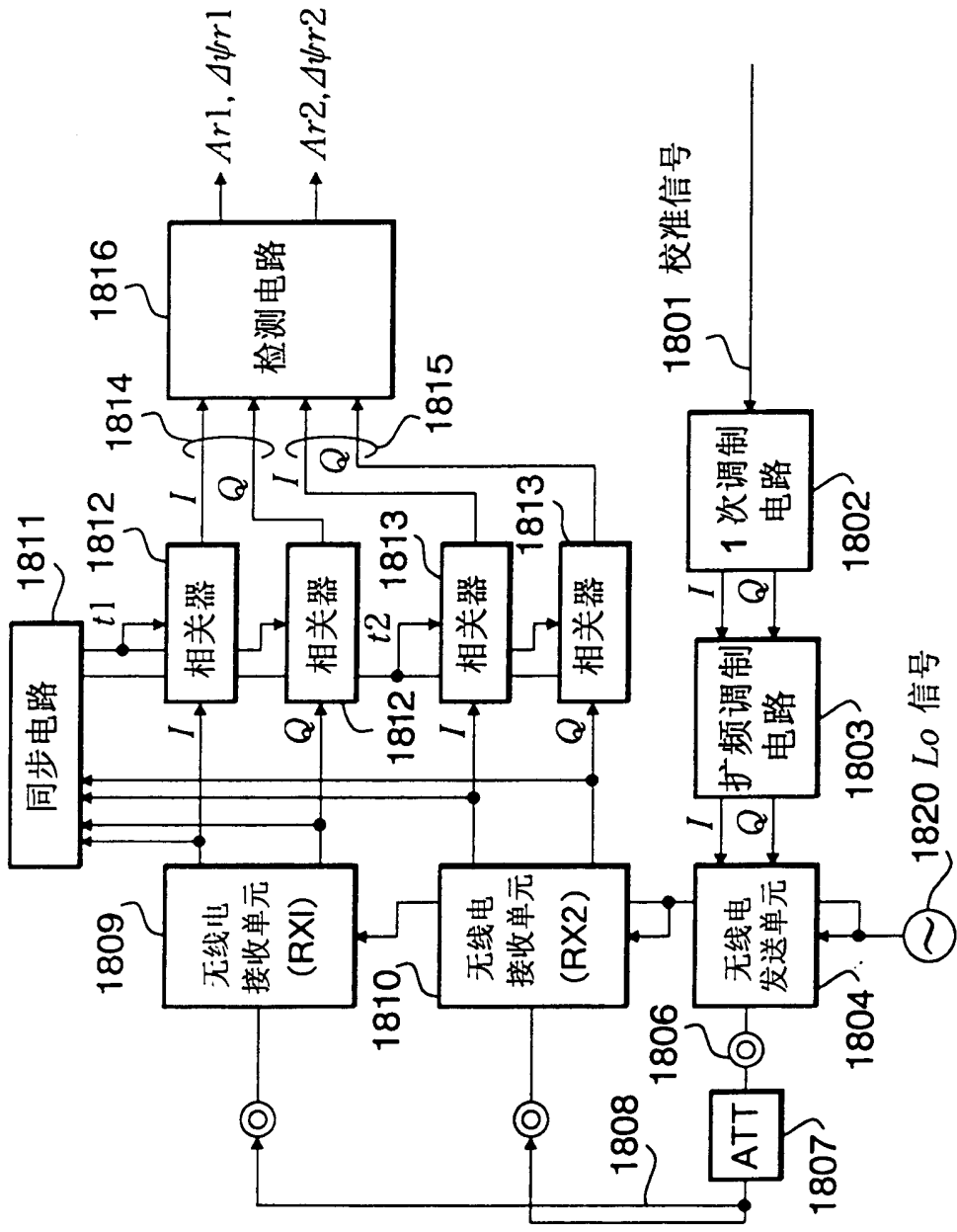


图 18

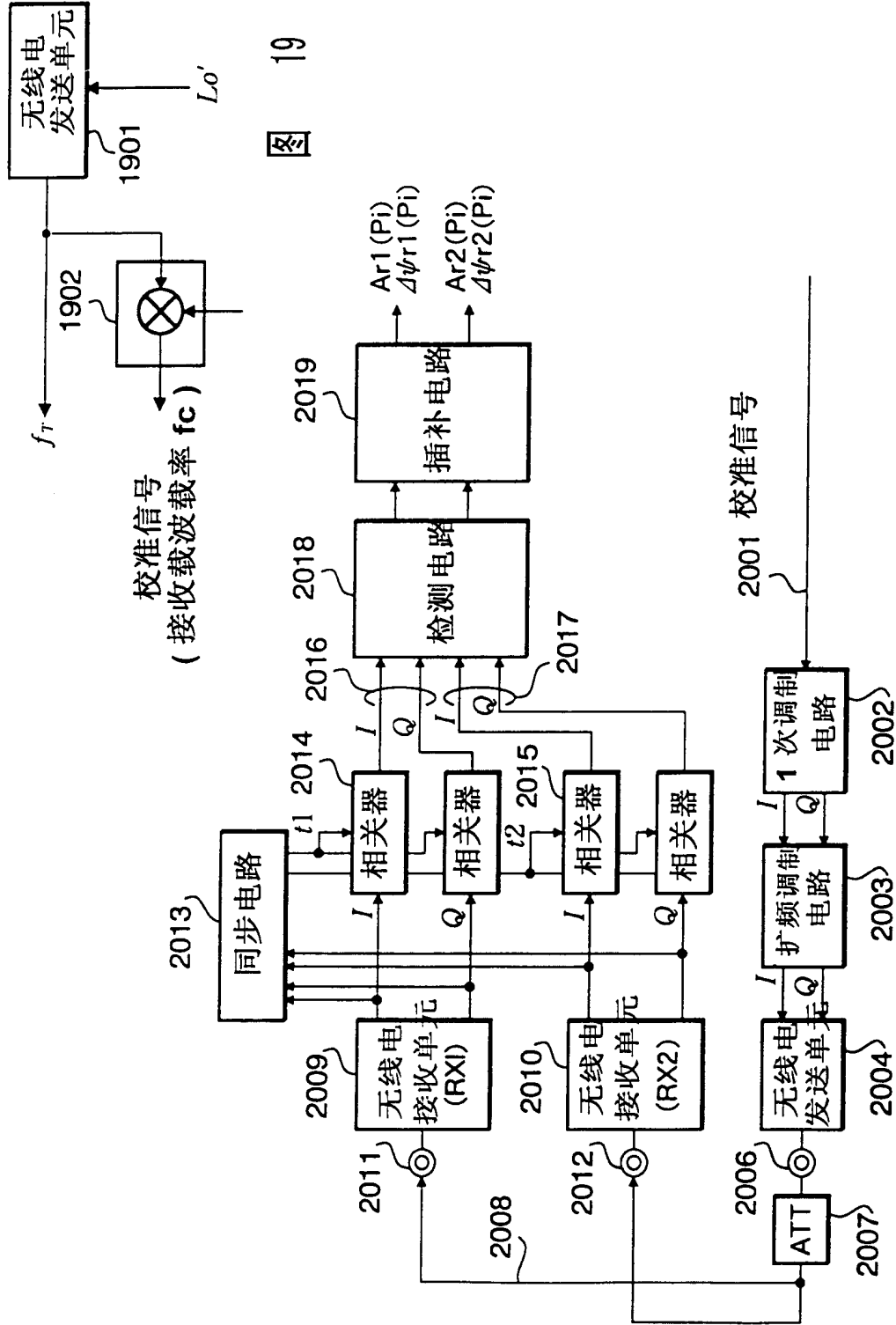


图 19

图 20