(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 101997491 B
(45)授权公告日 2013.09.18

(21)申请号 201010220162.8
(22)申请日 2010.06.30
(30)优先权数据
2009-187237 2009.08.12 JP
(73)专利权人 富士通株式会社
地址 日本神奈川县川崎市
(72)发明人 石川广吉 长谷和男 滨田一 札场伸和 宇都宫裕一 大庭健 车古英治 舟生康人
(74)专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司 11127
代理人 李辉 吕俊刚
(51)Int.Cl.
H03F 1/32(2006.01)
H04L 27/38(2006.01)
(56)对比文件
CN 1164043 C,2004.08.25, 说明书第4页第1-3段、附图1.
CN 1691660 A,2005.11.02, 说明书第5页第2段，第27页最后1段，第28页第4段、附图2,36.
US 6115432 A,2000.09.05,
审查员 李青

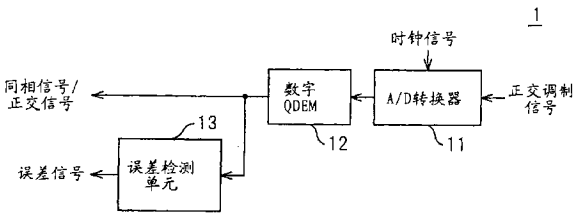
权利要求书2页 说明书13页 附图17页

(54)发明名称

无线装置和信号处理方法

(57)摘要

本发明公开了无线装置和信号处理方法。该无线装置(1)包括:A/D转换器(11),其交替地从模拟形式的正交调制信号中采样同相信号分量和正交信号分量;数字正交解调单元(12),其对所述A/D转换器(11)的输出信号应用数字正交解调并输出同相信号和正交信号;以及误差检测单元(13),其基于从所述数字正交解调单元(12)输出的同相信号和正交信号,检测所述同相信号分量的采样定时与所述正交信号分量的采样定时之间的时间差误差。



CN 101997491 B

1. 一种无线装置，该无线装置包括：

A/D 转换器，其交替地从模拟形式的正交调制信号中采样同相信号分量和正交信号分量；

数字正交解调单元，其对所述 A/D 转换器的输出信号应用数字正交解调并输出同相信号和正交信号；

误差检测单元，其基于从所述数字正交解调单元输出的所述同相信号和所述正交信号，检测所述同相信号分量的采样定时与所述正交信号分量的采样定时之间的时间差误差；

放大器，其放大通过对发射信号进行正交调制而得到的调制信号；

失真补偿系数计算单元，其计算失真补偿系数，以减小作为基准信号的所述发射信号与所述 A/D 转换器和所述数字正交解调单元从经所述放大器放大的所述调制信号中解调出的所述同相信号和所述正交信号之间的差；

失真补偿系数存储单元，其存储内容由计算出的所述失真补偿系数来更新；以及

失真补偿单元，其利用所述失真补偿系数对所述发射信号应用失真补偿。

2. 根据权利要求 1 所述的无线装置，该无线装置还包括：误差减小单元，其基于所述误差检测单元检测到的所述时间差误差，减小由于所述时间差误差而出现在所述同相信号和所述正交信号中的误差。

3. 根据权利要求 2 所述的无线装置，其中，所述误差减小单元包括：延迟量改变单元，其改变所述同相信号和所述正交信号中至少一个的延迟量。

4. 根据权利要求 2 所述的无线装置，其中，所述误差减小单元包括：正交误差校正单元，其对所述同相信号与所述正交信号之间的正交误差进行校正。

5. 根据权利要求 2 所述的无线装置，其中，所述误差减小单元包括：时间差误差减小单元，其减小所述同相信号分量的采样定时与所述正交信号分量的采样定时之间的时间差误差。

6. 根据权利要求 5 所述的无线装置，该无线装置还包括：第一时钟生成单元，其向所述 A/D 转换器供应第一频率的第一时钟信号；以及第二时钟生成单元，其供应频率等于所述第一频率的一半的第二时钟信号，并且其中

所述时间差误差减小单元包括相位调整单元，该相位调整单元对所述第一时钟生成单元供应的所述第一时钟信号和所述第二时钟生成单元供应的所述第二时钟信号中的至少一个的相位进行调整。

7. 根据权利要求 5 所述的无线装置，该无线装置还包括：第一时钟生成单元，其向所述 A/D 转换器供应第一频率的第一时钟信号；以及第二时钟生成单元，其供应频率等于所述第一频率的一半的第二时钟信号，并且其中

所述时间差误差减小单元包括信号应用单元，该信号应用单元将相位与所述第二时钟信号相反的信号加到所述第一时钟信号上。

8. 根据权利要求 1 所述的无线装置，其中，所述误差检测单元包括：频率特性分析单元，其检测包含在从所述数字正交解调单元输出的所述同相信号和正交信号中的不希望波分量。

9. 根据权利要求 2 所述的无线装置，其中，所述误差检测单元检测所述发射信号与所

述同相信号和正交信号之间的误差量或相关量。

10. 一种信号处理方法，该信号处理方法包括以下步骤：

用 A/D 转换器交替地从模拟形式的正交调制信号中采样同相信号分量和正交信号分量；

对所述 A/D 转换器的输出信号应用数字正交解调，由此将所述输出信号解调为同相信号和正交信号；

基于所述同相信号和所述正交信号来检测所述同相信号分量的采样定时与所述正交信号分量的采样定时之间的时间差误差；

用放大器来放大通过对发射信号进行正交调制而产生的调制信号；

计算失真补偿系数，以减小作为基准信号的所述发射信号与所述 A/D 转换器和所述数字正交解调单元从经所述放大器放大的所述调制信号中解调出的所述同相信号和正交信号之间的差；

用计算出的所述失真补偿系数来更新存储在存储单元中的失真补偿系数；以及

利用所述失真补偿系数对所述发射信号应用失真补偿。

11. 根据权利要求 10 所述的信号处理方法，该信号处理方法还包括以下步骤：基于检测到的所述时间差误差，减小由于所述时间差误差而出现在所述同相信号和正交信号中的误差。

无线装置和信号处理方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种将模拟形式的正交调制信号转换为数字信号，以及通过对该数字信号应用数字正交解调来恢复同相信号和正交信号的无线装置。

背景技术

[0002] 目前已知这样一种数字无线装置，其在失真补偿器中对基带调制信号应用失真补偿，使用第一频率的采样时钟通过 D/A 转换器将经过失真补偿的信号转换为模拟信号，并通过功率放大器 PA 来放大该信号以便发射，其中所发射信号的一部分被反馈和解调，并且检测 PA 中发生的失真分量以计算失真补偿系数从而消除失真。在这种数字无线装置中，通过频率转换器将反馈信号转换为中间频率 IF 信号，通过 A/D 转换器使用第二频率的采样时钟对该 IF 信号进行欠采样 (undersample)，通过数字正交解调将 A/D 转换器的输出信号解调为第一正交解调信号，然后利用 LPF 从第一正交解调信号中提取用于失真分量检测的第二正交解调信号。在这种数字无线装置中，到模拟正交调制器的载波和到频率转换器的振荡频率信号，以及第一和第二频率的采样时钟是利用公共基准振荡源来生成的。这种数字无线装置配备了数字 FIR 滤波器，该 FIR 滤波器从第一正交解调信号中去除第二频率一半处的频率分量。

[0003] 目前还已知这样一种失真补偿装置，其使用失真补偿系数对输入信号应用失真补偿，将经过失真补偿的信号供应到失真设备，并且其基于失真补偿之前的输入信号和从失真设备的输出侧反馈的反馈信号来计算失真补偿系数，并与输入信号相关联地来存储由此计算出的失真补偿系数。这种失真补偿装置包括 :A/D 转换器，其将反馈信号转换为数字形式 ;FFT 计算单元，其通过对 A/D 转换器的输出应用快速傅里叶变换来计算频谱 ;计算单元，其基于 FFT 计算的结果来计算信噪比 SNR、相邻信道泄漏功率比 (ACLR)、噪声电平 Pn 以及有效比特长度 ENBO 中的一个值 ;延迟时间计算单元，其对当前时刻的计算值和前一时刻获得的计算值进行比较，基于比较结果来调整穿过失真设备和反馈环路而发生的信号延迟时间，并通过重复这种调整来确定延迟时间 ;以及延迟电路，在其中对延迟时间进行设定，其调整针对失真补偿装置的每个单元的定时。

[0004] 另外还已知这样一种图像传感器，其包括多个光电转换器件、公共信号线、插设在公共信号线与各个光电转换器件之间的多个开关器件，以及用于顺序地驱动这些器件的移位寄存器。噪声吸收电容器、开关器件以及用于电容地耦合具有与时钟信号相反相位的信号的反相器和电容器串联连接到图像传感器的公共信号线。其作用在于减小叠加到公共信号线上的时钟信号的串扰噪声信号。

[0005] 还已知这样一种失真补偿装置，其包括 :使用失真补偿系数对输入信号应用失真补偿的预失真单元 ;失真补偿系数计算单元，其基于失真补偿之前的输入信号和从失真设备的输出侧反馈的反馈信号来计算失真补偿系数 ;以及失真补偿系数存储单元，其与输入信号相关联地来存储由此计算出的失真补偿系数。这种失真补偿装置还包括 :延迟单元，其利用数字滤波器来调整反馈信号的延迟量。

[0006] 还已知这样一种失真补偿装置，其包括：失真补偿系数计算单元，其以作为基准信号的发射信号与反馈信号之间的差信号（differencesignal）作为输入，并通过自适应算法来计算失真补偿系数从而减小该差信号；失真补偿系数存储单元，用由此计算出的失真补偿系数来更新其存储内容；以及失真补偿单元，其利用失真补偿系数对发射信号应用失真补偿。这种失真补偿装置还包括：相位差检测单元，其检测基准信号与反馈信号之间的相位差；相位校正单元，其对相位差进行校正；以及控制单元，其交替地生成相位校正时段和失真补偿系数更新时段，并进行控制使得相位差在相位校正时段内被校正，而失真补偿系数在失真补偿系数更新时段中被更新。

[0007] 日本特开专利公报 No.2001-103104、国际公布小册子 No.WO2002/087097、日本特开专利公报 No.06-86006、日本特开专利公报 2001-189685 以及国际公布小册子 No.WO2003/103163 中公开了现有技术。

发明内容

[0008] 此处公开的装置和方法的目的是增强通过模数转换将正交调制信号转换为数字信号并对该数字信号应用数字正交解调而恢复出的同相和正交信号的质量。

[0009] 根据此处公开的实施方式的一种无线装置包括：A/D 转换器，其交替地从模拟形式的正交调制信号中采样同相信号分量和正交信号分量；

[0010] 数字正交解调单元，其对所述 A/D 转换器的输出信号应用数字正交解调并输出同相信号和正交信号；以及误差检测单元，其基于从所述数字正交解调单元输出的同相信号和正交信号，检测所述同相信号分量的采样定时与所述正交信号分量的采样定时之间的时间差误差。

附图说明

[0011] 图 1 是同相和正交信号中出现的镜像分量的说明图；

[0012] 图 2A 是例示了时钟信号波形的说明图；

[0013] 图 2B 是例示了叠加有串扰噪声的时钟信号的说明图（部分 1）；

[0014] 图 3 是例示了根据一实施方式的无线装置的第一实施例的结构的简化示意图；

[0015] 图 4 是例示了根据该实施方式的无线装置的第二实施例的结构的简化示意图；

[0016] 图 5 是例示了根据该实施方式的无线装置的第三实施例的结构的简化示意图；

[0017] 图 6 是例示了根据该实施方式的无线装置的第四实施例的结构的简化示意图；

[0018] 图 7 是例示了根据本实施方式的无线装置的第五实施例的结构的简化示意图；

[0019] 图 8 是自适应 LMS 的失真补偿处理的说明图；

[0020] 图 9 是提供 1/8 符号时段延迟时抽头系数（tap coefficient）的说明图；

[0021] 图 10 是提供 5/8 符号时段延迟时抽头系数的说明图；

[0022] 图 11 是由于同相信号分量的采样定时与正交信号分量的采样定时之间的时间差误差而在同相和正交信号之一中出现的误差的说明图；

[0023] 图 12 是例示了正交误差校正单元和延迟量改变单元的操作的说明图；

[0024] 图 13 是例示了根据该实施方式的用于减少同相和正交信号中出现的误差的处理的说明图；

[0025] 图 14 是例示了根据该实施方式的无线装置的第六实施例的结构的简化示意图；

[0026] 图 15A 和 15B 是例示了时钟信号生成单元的结构示例的图；

[0027] 图 16 是例示了叠加有串扰噪声的时钟信号的说明图（部分 2）；

[0028] 图 17 是例示了叠加有串扰噪声的时钟信号的说明图（部分 3）；

[0029] 图 18 是例示了根据该实施方式的无线装置的第七实施例的结构的简化示意图；

[0030] 图 19 是例示了根据该实施方式的无线装置的第八实施例的结构的简化示意图；而

[0031] 图 20 是例示了根据该实施方式的无线装置的第九实施例的结构的简化示意图。

具体实施方式

[0032] 使用模拟正交解调电路对正交调整信号进行解调时，解调出的同相信号与正交信号之间可能会出现正交误差，或者会出现同相信号与正交信号的延迟量误差。这是因为模拟正交解调电路使用了缺乏线性的部件。正交误差或延迟量的误差会导致在同相和正交信号中产生镜像分量。图 1 是同相和正交信号中出现的镜像分量的说明图。镜像分量是不希望的波，其出现在相对于载波频率 fc 与发射信号的频率 (-f) 对称的频率 (+f) 处。这种不希望的波会导致同相和正交信号的劣化。

[0033] 按照更早描述的将正交调制信号转换为数字信号并对该数字信号应用数字正交解调的调制方法，由于不需要使用模拟正交解调电路，所以可以预料到，在同相和正交信号中不那么容易发生正交误差或延迟量误差。然而，即使是利用该解调方法，解调出的同相和正交信号中也已经出现了镜像分量，从而造成同相和正交信号的劣化。其原因如下。

[0034] 假设用于对正交调制信号进行采样的 A/D 转换器（模 / 数转换器）的采样频率是 f，并且将频率为 f 的时钟信号供应到 A/D 转换器以提供采样定时。可能出现的情况是，频率为 f/2 的时钟信号作为串扰噪声叠加在频率 f 的时钟信号上。频率为 f/2 的时钟信号源可以是例如供应到正交调制电路中使用的 D/A 转换器（数 / 模转换器）的时钟信号。另选的是，频率为 f/2 的时钟信号源可以是例如向对发射信号和接收信号至少之一进行处理的数字电路供应的时钟信号。

[0035] 图 2A 是例示了时钟信号波形的说明图。时钟信号的上升沿和下降沿均为一定程度的斜坡状。A/D 转换器在时钟信号的强度在上升沿超过预定阈值 VT 的时刻对输入信号进行采样。因此，如果时钟信号的幅度发生改变，则采样定时，即，时钟信号的强度超过阈值 VT 的时刻也发生改变。

[0036] 图 2B 是例示了叠加有串扰噪声的时钟信号的说明图。在图 2B 中，用正弦波来模拟时钟信号的波形，从而容易看到由于幅度的变化采样定时如何改变。同样，在图 2A 的波形的情况下，如果叠加了串扰噪声，也发生类似的现象。

[0037] 图 2B 中的虚线表示用正弦波模拟的原始时钟信号。实线表示叠加了串扰噪声之后的时钟信号。在此，叠加的串扰噪声是时钟信号，也用正弦波来模拟，其具有等于原始时钟信号的频率 f 的一半的频率 (f/2)。

[0038] 时钟信号上叠加了串扰噪声后，时钟信号中交替地出现大幅度时段和小幅度时段。结果，当串扰噪声叠加到时钟信号上时，如果输入信号是在时钟信号的强度在上升沿超过阈值 VT 的时刻被采样的，则长采样间隔和短采样间隔交替地出现。

[0039] A/D 转换器交替地对正交调制信号中的同相信号分量和正交信号分量进行采样。即，当在连续定时 $t_1, t_2, t_3, t_4, \ldots, t_{2n-1}, t_{2n}$ 采样该正交调制信号时，A/D 转换器在定时 $t_1, t_3, \ldots, t_{2n-1}$ 采样同相信号分量或正交信号分量，而在定时 $t_2, t_4, \ldots, t_{2n}$ 采样另一分量。

[0040] 因此，如果长采样间隔和短采样间隔交替地出现，则同相信号分量或正交信号分量被以太早的定时采样和 / 或另一分量被以太迟的定时采样。即，在同相信号分量的采样定时与正交信号分量的采样定时的时间差中发生了与采样间隔的延长 / 缩短成比例的误差。

[0041] 这样，如果频率为 f/2 的时钟信号作为串扰噪声被叠加到频率为 f 的时钟信号上，则同相信号分量的采样定时与正交信号分量的采样定时之间的时间差中会出现误差。该误差会导致在同相和正交信号中产生镜像分量，并造成同相和正交信号的劣化。

[0042] 考虑到这一点，下文描述的实施方式检测可能出现在采样定时之间的时间差中的误差。下面将参照附图来描述该实施方式。图 3 是例示了根据该实施方式的无线装置的第一实施例的结构的简化示意图。标号 1 是无线装置，11 是 A/D 转换器，12 是数字正交解调单元，13 是误差检测单元。在该图中，数字正交解调单元用“数字 QDEM”来指代。例示其他实施例的附图中使用了相同的指代。

[0043] 由此，无线装置 1 包括 A/D 转换器 11、数字正交解调单元 12 以及误差检测单元 13。A/D 转换器 11 与所供应的时钟信号提供的时钟定时相同步地从正交调制模拟信号中采样同相信号分量和正交信号分量。A/D 转换器 11 交替地采样同相信号分量和正交信号分量。即，在两个连续采样定时被 A/D 转换器 11 采样的其中一个信号分量是同相信号分量，另一个是正交信号分量。

[0044] 数字正交解调单元 12 对从 A/D 转换器输出的同相信号分量和正交信号分量应用数字正交解调，并输出同相信号和正交信号。基于从数字正交解调单元 12 输出的同相和正交信号，误差检测单元 13 检测在同相信号分量的采样定时与正交信号分量的采样定时之间的时间差中可能出现的误差。

[0045] 根据本实施例，可以检测可能出现在同相信号分量与正交信号分量的采样定时之间的时间差中的误差。这使得能够检测由于时间差误差而引起的同相和正交信号中出现的误差。结果，在对同相和正交信号中出现的误差进行补偿时，例如，可以使用误差检测单元 13 检测出的时间差误差作为索引 (index) 值。

[0046] 接着，将描述根据本实施方式的无线装置的第二实施例。第二实施例的无线装置被涉及用来减小由于采样定时之间的时间差而引起的同相和正交信号中出现的误差。图 4 是例示了根据该实施方式的无线装置的第二实施例的结构的简化示意图。标号 14 表示误差减小单元。无线装置 1 在此除了参照图 3 描述过的元件外还包括误差减小单元 14。基于误差检测单元 13 检测出的时间差误差，误差减小单元 14 减小由于该时间差误差而引起的在同相和正交信号中出现的误差。

[0047] 根据本实施例，能够减小同相信号分量与正交信号分量的采样定时之间的时间差中出现的误差。这样就增强了同相和正交信号的质量。

[0048] 误差减小单元 14 可以被设置为，例如通过校正从数字正交解调单元 12 输出的同相和正交信号来减小同相和正交信号的误差。为此，如稍后描述的，无线装置 1 可以包括以下至少其一作为误差减小单元 14 ：改变同相和正交信号至少其一的延迟量的延迟量改变

单元；以及校正同相与正交信号之间的正交误差的正交误差校正单元。

[0049] 另选的是，误差减小单元 14 可以被设置为通过减小同相信号分量的采样定时与正交信号分量的采样定时之间的时间差来减小同相和正交信号的误差。图 5 是例示了根据该实施方式的无线装置的第三实施例的结构的简化示意图。标号 15 表示时间差误差减小单元。

[0050] 因此，误差减小单元 14 包括时间差误差减小单元 15。时间差误差减小单元 15 减小 A/D 转换器 11 中的同相信号分量的采样定时与正交信号分量的采样定时之间的时间差误差。通过减小同相信号分量的采样定时与正交信号分量的采样定时之间的时间差误差可以增强同相和正交信号的质量，如本实施例这样。

[0051] 第一到第三实施例的结构能够广泛地应用于对正交调制信号进行解调的解调器。另一方面，第一到第三实施例中任意一个的结构可以应用于例如预失真器，预失真器基于正交调制发射信号的反馈信号来补偿该调制发射信号中出现的非线性失真。

[0052] 图 6 是例示根据该实施方式的无线装置的第四实施例的结构的简化示意图。无线装置 1 在此包括预失真器，该预失真器以通过图 4 的第二配置实施例减小了误差的同相和正交信号作为反馈信号，并基于该反馈信号来补偿非线性失真。另选的是，无线装置 1 可以将已经使用图 5 的第三配置实施例而不是第二配置实施例减小了误差的同相和正交信号用作反馈信号。

[0053] 标号 20 是 D/A 转换器，21 是正交调制器，22 是放大器，23 是频率转换器。此外，标号 30 是失真补偿系数生成单元，31 是乘法器，32 是减法器，33 是失真补偿系数计算单元。在该图中，正交调制器用“QMOD”来指代。例示其他实施例的附图中使用了相同的指代。此外，与图 4 所示相同的组成元件用与图 4 所示相同的标号来表示。

[0054] 由此，无线装置 1 除了参照图 4 描述过的组成元件外还包括 D/A 转换器 20、正交调制器 21、放大器 22 以及频率转换器 23。D/A 转换器 20 将数字形式的发射信号转换为模拟形式。正交调制器 21 通过对该模拟发射信号进行正交调制来生成正交调制信号。放大器 22 放大该正交调制信号。经放大器 22 放大的正交调制信号被分离为两部分，一部分从天线发射出去。

[0055] 正交调制信号的另一分离部分被馈送到频率转换器 23，后者将正交调制信号转换为中间频率信号。由此转换为中间频率信号的正交调制信号被输入到 A/D 转换器 11，后者从中间频率信号中采样同相信号分量和正交信号分量。

[0056] 无线装置 1 还包括失真补偿系数生成单元 30、乘法器 31、减法器 32 以及失真补偿系数计算单元 33。失真补偿系数生成单元 30、乘法器 31、减法器 32 以及失真补偿系数计算单元 33 一起组成了预失真器。

[0057] 失真补偿系数生成单元 30 存储有针对发射信号的多种功率级别的多个失真补偿系数。失真补偿系数生成单元 30 以该发射信号作为输入，并将适于该发射信号的功率的失真补偿系数供应到乘法器 31。乘法器 31 通过将该发射信号乘以失真补偿系数来补偿失真。

[0058] 减法器 32 以通过误差减小单元 14 减小了误差的同相和正交信号作为反馈信号，并以发射信号作为基准信号。减法器 32 计算反馈信号与基准信号之间的差信号，并将该差信号供应到失真补偿系数计算单元 33。

[0059] 失真补偿系数计算单元 33 通过自适应算法来计算失真补偿系数以减小差信号。

失真补偿系数计算单元 33 通过用计算出的失真补偿系数替换存储在失真补偿系数生成单元 30 中的失真补偿系数来更新失真补偿系数生成单元 30 的存储内容。下面将详细地描述对失真补偿系数生成单元 30 中存储的失真补偿系数进行更新的处理。

[0060] 失真补偿系数生成单元 30 是作为所附权利要求书中描述的失真补偿系数存储单元的一个例子给出的。失真补偿系数生成单元 30 和乘法器 31 是作为所附权利要求书中描述的失真补偿单元的一个例子给出的。此外，减法器 32 和失真补偿系数计算单元 33 是作为所附权利要求书中描述的失真补偿系数计算单元的一个例子给出的。

[0061] 根据本实施例，由于用作反馈信号的同相和正交信号的质量得到提高，所以预失真器的失真补偿性能得到增强。

[0062] 图 7 是例示了根据该实施方式的无线装置的第五实施例的结构的简化示意图。

[0063] 标号 2 是发射信号生成单元，24 是方向耦合器，25 是时钟信号生成单元。此外，标号 40 是正交误差校正单元，41 是速率改变单元，42 是延迟量改变单元，43 是滤波器。标号 44 是频率特性分析单元，45 是镜像分量测量单元，46 是控制信号生成单元。

[0064] 图 7 的示意图明确表明，无线装置 1 除了参照图 6 描述过的组成元件外还包括 ：用于生成发射信号的发射信号生成单元 2 ；方向耦合器 24 ；以及时钟信号生成单元 25。方向耦合器 24 对经过放大器 22 放大的正交调制信号进行分离，并将正交调制信号的其中一个分离部分引导至天线。方向耦合器 24 将正交调制信号的另一个分离部分引导至频率转换器 23。

[0065] 时钟信号生成单元 25 供应用于向 A/D 转换器 11 和 D/A 转换器 20 提供采样定时的时钟信号。供应给 A/D 转换器 11 的时钟信号用“CLK1”来表示，供应给 D/A 转换器 20 的时钟信号用“CLK2”来表示。A/D 转换器 11 的采样频率可以被设定为例如等于 D/A 转换器 20 的采样频率的两倍，以扩展预失真器进行失真补偿的频率范围。供应给 A/D 转换器 11 的时钟信号 CLK1 的频率用“f”来表示。即，A/D 转换器 11 的采样频率是 f。

[0066] 无线装置 1 还包括正交误差校正单元 40、速率改变单元 41、延迟量改变单元 42 以及滤波器 43。正交误差校正单元 40 根据从控制信号生成单元 46 供应的控制信号，对从数字正交解调单元 12 输出的同相和正交信号之间的正交误差进行校正。速率改变单元 41 通过以因数 2 来削减 (decimate) 从经过正交误差校正单元 40 校正的同相和正交信号中选取的样本，将同相和正交信号的采样频率从“f”改变为“f/2”。

[0067] 延迟量改变单元 42 根据从控制信号生成单元 46 供应的控制信号来改变同相和正交信号至少其一的延迟量。滤波器 43 通过以相对方式来调整同相和正交信号之间的延迟量“1/f”，使同相和正交信号相位同步。下面将更详细地描述正交误差校正单元 40、速率改变单元 41、延迟量改变单元 42 以及滤波器 43 的运转。

[0068] 无线装置 1 还包括频率特性分析单元 44、镜像分量测量单元 45 以及控制信号生成单元 46。频率特性分析单元 44 对从滤波器 43 输出的同相和正交信号中至少其一的频率特性进行分析，并测量同相和正交信号中至少其一的逐频率 (frequency by frequency) 信号强度。频率特性分析单元 44 可以被设置为使用例如 FFT 来测量同相和正交信号中至少其一的逐频率信号强度。

[0069] 基于来自频率特性分析单元 44 的分析结果，镜像分量测量单元 45 测量出现在同相和正交信号中至少其一的已知频率范围内的镜像分量的信号强度。控制信号生成单元 46

通过调整以下至少一个量来减小镜像分量的信号强度，使得镜像分量测量单元 45 测得的镜像分量的信号强度落入预定允许范围内：要由延迟量改变单元 42 改变的延迟量；要由正交误差校正单元 40 应用的校正量。

[0070] 如前所述，由于 A/D 转换器 11 中的同相信号分量与正交信号分量的采样定时之间的时间差误差，在同相和正交信号至少其一中出现了镜像分量。因此，频率特性分析单元 44 和镜像分量测量单元 45 例如是作为检测同相信号分量与正交信号分量的采样定时之间的时间差误差的误差检测单元的一个例子而给出的。另一方面，正交误差校正单元 40、延迟量改变单元 42 以及控制信号生成单元 46 例如是作为减小时间差误差的误差减小单元 14 的一个例子而给出的。

[0071] 接下来，将描述失真补偿系数生成单元 30、乘法器 31、减法器 32 以及失真补偿系数计算单元 33 进行的失真补偿处理。图 8 是失真补偿处理的说明图。失真补偿系数生成单元 30、乘法器 31、减法器 32 以及失真补偿系数计算单元 33 使用例如自适应 LMS 算法来进行失真补偿处理。

[0072] 乘法器 31 将发射信号 x(t) 乘以失真补偿系数 $h_{n-1}(p)$。标号 51 是具有与发射信号的功率 p 匹配的失真函数 f(p) 的发射功率放大器，对应于图 7 中的放大器 22。标号 52 是接收发射功率放大器 51 的输出信号作为反馈信号并对反馈信号进行解调的反馈系统。经反馈系统 52 解调的反馈信号用 y(t) 表示。

[0073] 失真补偿系数生成单元 30 包括功率计算单元 61 和失真补偿系数存储单元 62。功率计算单元 61 计算发射信号 x(t) 的功率 $p(=x(t)^2)$。失真补偿系数存储单元 62 存储有与发射信号 x(t) 的功率 p 匹配的失真补偿系数。失真补偿系数存储单元 62 输出与发射信号 x(t) 的功率 p 匹配的失真补偿系数 $h_{n-1}(p)$。此外，失真补偿系数存储单元 62 还用通过 LMS 算法获得的失真补偿系数 $h_n(p)$ 来对失真补偿系数 $h_{n-1}(p)$ 进行更新。

[0074] 失真补偿系数计算单元 33 包括共轭复信号生成单元 63、乘法器 64、65 和 66 以及加法器 67。乘法器 64 将 $u^*(t)$ 乘以发射信号 x(t) 与调制反馈信号 y(t) 之间的差 e(t)。信号 $u^*(t)$ 是调制反馈信号 y(t) 的共轭复信号 $y^*(t)$ 与失真补偿系数 $h_{n-1}(p)$ 的积。

[0075] 乘法器 65 通过将 $y^*(t)$ 乘以失真补偿系数 $h_{n-1}(p)$ 而输出信号 $u^*(t)$。乘法器 66 将 e(t) 与 $u^*(t)$ 的积乘以步长参数 u。加法器 67 将失真补偿系数 $h_{n-1}(p)$ 与 $u\times e(t)\times u^*(t)$ 相加。

[0076] 通过上述配置，进行以下计算。

[0077] $$h_n(p) = h_{n-1}(p)+u\times e(t)\times u^*(t)$$

[0078] $$e(t) = x(t)-y(t)$$

[0079] $$y(t) = h_{n-1}(p)\times x(t)\times f(p)$$

[0080] $$u^*(t) = x(t)\times f(p) = h_{n-1}(p)\times y^*(t)$$

[0081] $$p = |x(t)|^2$$

[0082] 通过进行上述计算，失真补偿系数 h(p) 得以更新，从而使发射信号 x(t) 与调制反馈信号 y(t) 之间的差信号 e(t) 最小化，并最终收敛到最优失真补偿系数值，由此对发射功率放大器的失真进行补偿。

[0083] 接下来将描述滤波器 43 如何调整同相和正交信号中至少其一的延迟量。改变同相和正交信号中至少其一的延迟量的滤波器 43 可以使用例如有限脉冲响应滤波器 (FIR 滤

波器）来实现。通过适当地设定抽头系数，FIR 滤波器可以通过将输入信号延迟期望时间而提供输出信号。例如，如果采用诸如图 9 的 FIR 滤波器脉冲相应特性的 8 个点所指示的值作为抽头系数，则输入信号可被延迟 1/8 符号周期。另一方面，如果采用诸如图 10 中的 8 个点所指示的值作为抽头系数，则输入信号可被延迟 5/8 符号周期。实现这种处理的滤波器 43 不一定需要由 FIR 滤波器来构建，而可以由诸如无限脉冲响应 IIR 滤波器的其他数字滤波器来构建。

[0084] 下面参照图 7。由于串扰的存在，供应给 D/A 转换器 20 的时钟信号 CLK2 可能叠加在供应给 A/D 转换器 11 的时钟信号 CLK1 上。时钟信号 CLK2 的频率是 CLK1 的频率的一半。因此，如果时钟信号 CLK2 叠加到时钟信号 CLK1 上，则如先前图 2B 所示，在 A/D 转换器 11 的采样操作中会交替出现长采样间隔和短采样间隔。也就是说，同相信号分量的采样定时与正交信号分量的采样定时之间的时间差中出现了误差。

[0085] f/2 频率分量对于向 A/D 转换器 11 供应的时钟信号 CLK1 的串扰还可能源自向无线装置 1 中其他数字电路（例如发射信号生成单元 2）供应的时钟信号。即，由于串扰而叠加到时钟信号 CLK1 上的 f/2 频率分量的来源并不总是时钟信号 CLK2。

[0086] 更具体地来讲，即使时钟信号 CLK2 的频率不等于时钟信号 CLK1 的频率的一半，由于存在一些不同于时钟信号 CLK2 的其他时钟信号，也会发生 f/2 频率分量对时钟信号 CLK1 的串扰。此外，即使不发生任何从时钟信号 CLK2 到时钟信号 CLK1 的串扰，由于存在一些不同于时钟信号 CLK2 的其他时钟信号，仍可能发生 f/2 频率分量对时钟信号 CLK1 的串扰。

[0087] 图 11 是由于同相信号分量与正交信号分量的采样定时之间的时间差误差而引起的在同相和正交信号至少其一中出现的误差的说明图。A/D 转换器 11 的采样周期 (1/f) 用 Ts 表示。标号 71 和 72 是乘法器，它们在数字正交解调单元 12 中将 A/D 转换器 11 的输出信号分别乘以 $\cos(2\pi(1/4Ts)t)$ 和 $\sin(2\pi(1/4Ts)t)$。

[0088] 图 7 中的速率改变单元 41 包括：速率改变单元 41-1，其以因数 2 来削减由数字正交解调单元 12 解调出的同相信号；以及速率改变单元 41-2，其以因数 2 来削减由数字正交解调单元 12 解调出的正交信号。实际中，数字正交解调单元 12 和速率改变单元 41 的动作可以通过从输出自 A/D 转换器 11 的样本序列中获取每个偶数采样作为同相信号和正交信号中的一个而将每个奇数样本作为同相和正交信号中的另一个来实现。图 7 中的滤波器 43 包括：滤波器 43-1，其调整同相信号的延迟量；以及滤波器 43-2，其调整正交信号的延迟量。

[0089] 在图 11 中，表示为 A 到 G 的信号分别指派给信号 A 到 G。信号 A 是通过以采样周期 Ts 对正交调制信号进行采样而从 A/D 转换器 11 输出的信号。假设没有 (f/2) 的频率分量叠加到时钟信号 CLK1 上，则信号 A 可以表示为：

[0090] 信号 $A = I(t)\cos(2\pi(1/4Ts)t)+Q(t)\sin(2\pi(1/4Ts)t)$ ...(1)

[0091] 信号 B 是信号 A 与从数字正交解调单元 12 中的乘法器 71 输出的 $\cos(2\pi(1/4Ts)t)$ 的积。在此假设同相信号分量在采样定时 $t = 2n \times Ts$ 处被采样，而正交信号分量在采样定时 $t = 2(2n+1) \times Ts$ 处被采样。在此，n 是整数。信号 B 代表了同相信号样本序列 I(0)，0，I(2Ts)，0，I(4Ts) 等等。

[0092] 信号 C 是信号 A 与从数字正交解调单元 12 中的乘法器 72 输出的 $\sin(2\pi(1/4Ts)t)$ 的积。信号 C 代表了正交信号样本序列 0，Q(Ts)，0，Q(3Ts) 等等。

[0093] 信号 D 代表通过将采样频率减小到 (f/2)(即通过去除值为“0”的样本来削减样本序列 I(0),0,I(2Ts),0,I(4Ts),...) 从速率改变单元 41-1 输出的同相信号样本序列 I(2n×Ts)。信号 E 代表通过将采样频率减小到 (f/2)(即通过去除值为“0”的样本来削减样本序列 Q(Ts),0,Q(3Ts),...) 从速率改变单元 41-2 输出的正交信号样本序列 Q((2n+1)×Ts)。

[0094] 信号 F 和 G 分别是通过以同相信号与正交信号之间的相对方式借助滤波器 43-1 和 43-2 将信号 D 与 E 的延迟量调整“1/f”而变得相位匹配的同相信号和正交信号。例如,当通过借助滤波器 43-1 将同相信号 I(2n×Ts) 延迟“1/f”而使同相信号与正交信号 Q((2n+1)×Ts) 相位匹配时,信号 F 和 G 分别表示为 I((2n+1)×Ts) 和 Q((2n+1)×Ts)。另一方面,当通过借助滤波器 43-2 将正交信号 Q((2n+1)×Ts) 提前“1/f”而使正交信号与同相信号 I(2n×Ts) 相位匹配时,信号 F 和 G 分别表示为 I(2n×Ts) 和 Q(2n×Ts)。

[0095] 接下来,将描述 (f/2) 频率分量叠加到时钟信号 CLK1 上,从而在 A/D 转换器 11 中的同相信号分量与正交信号分量的采样定时之间的时间差中造成误差的情况。假设对正交信号分量进行采样的定时 t = (2n+1)×Ts 由于采样定时之间的时间差误差而偏移了误差 ΔT。

[0096] A/D 转换器 11 在采样定时 t = 2n×Ts 处采得的样本 (信号 A) 与先前给出的等式 (1) 所表示的相同。另一方面,在采样定时 t = (2n+1)×Ts 处采得的样本 (信号 A) 由以下等式 (2) 来表示。

[0097] 信号 A = I(t+ΔT)cos(2π(1/4Ts)×(t+ΔT))+Q(t+ΔT)sin(2π(1/4Ts)×(t+ΔT))...(2)

[0098] 接着,计算等式 (2) 的信号 A 与 sin(2π(1/4Ts)t) 的积 - 信号 C。乘法器 72 在时刻 t = 2n×Ts 将信号 A 乘以“0”(= sin(n×π)),而在时刻 t = (2n+1)×Ts 将信号 A 乘以“±1”(= sin(nπ×π/2))。这样可以简化数字正交解调单元 12 的结构。

[0099] 因此,在乘法器 72 中,期望在时刻 t = 2n×Ts 采样但实际在时刻 t = 2n×Ts+ΔT 采样的样本 (信号 A) 也被乘以“0”(= sin(n×π))。同样,期望在时刻 t = (2n+1)×Ts 采样但实际在时刻 t = (2n = 1)×Ts+ΔT 采样的样本 (信号 A) 也被乘以“±1”(= sin(nπ×π/2))。

[0100] 结果,当在采样定时 (n×Ts+ΔT) 处采得的样本被输入时 (其中 n 是偶数),乘法器 72 的输出信号 C 是“0”。另一方面,当在采样定时 (n×Ts+ΔT) 处采得的样本被输入时 (其中 n 是奇数),乘法器 72 的输出信号 C 可以用以下等式 (3) 来表示。

[0101] 信号 C = I(n×Ts+ΔT)cos(2π(1/4Ts)×(n×Ts+ΔT))+Q(n×Ts+ΔT)sin(2π(1/4Ts)×(n×Ts+ΔT)) ...(3)

[0102] 通过转换以上等式 (3) 获得以下等式 (4)。

[0103] 信号 C = -I(n×Ts+ΔT)sin((π/2Ts)×ΔT)+

[0104] Q(n×Ts+ΔT)cos((π/2Ts)×ΔT) ...(4)

[0105] 通过以因数 2 来削减等式 (4) 的信号 C,获得等式 (5) 的信号 E。

[0106] 信号 E = -I((2n+1)×Ts+ΔT)sin((π/2Ts)×ΔT)+

[0107] Q((2n+1)×Ts+ΔT)cos((π/2Ts)×ΔT) ...(5)

[0108] 这样,由于正交信号分量的采样定时误差 ΔT,在正交信号 E 中出现了延迟误差,通常被采样为 Q((2n+1)×Ts) 的正交信号分量实际被采样为 Q((2n+1)×Ts+ΔT)。由于项

“-I((2n+1)×Ts+ΔT)sin(π/2Ts)×ΔT)”和“cos((π/2Ts)×ΔT)”的存在，误差 ΔT 还造成正交信号 E 中的正交误差。

[0109] 图 12 是例示了正交误差校正单元 40 和延迟量改变单元 42 的操作的说明图。组成元件 73 和 77 是用于补偿延迟量改变单元 42 的处理延迟的延迟元件。延迟量改变单元 42 通过根据正交信号分量 Q((2n+1)×Ts+ΔT) 中出现的延迟误差来调整同相信号的延迟量，消除了正交信号相对于同相信号的延迟量的误差。延迟量改变单元 42 可以使用类似于滤波器 43 的数字滤波器来实现。

[0110] 例如，延迟量改变单元 42 将同相信号的相位提前 (Ts+ΔT)，并将所得同相信号 I((2n+1)×Ts+ΔT) 供应到滤波器 43-1。同相信号的相位由此变得等于供应到滤波器 43-2 的正交信号分量 Q((2n+1)×Ts+ΔT) 的相位。

[0111] 正交误差校正单元 40 包括乘法器 74 和 76、加法器 75 以及延迟元件 73。乘法器 76 将正交信号乘以其中一个正交误差项 cos((π/2Ts)×ΔT) 的倒数，由此减小正交信号中出现的误差。乘法器 74 将从延迟量改变单元 42 输出的同相信号 I((2n+1)×Ts+ΔT) 乘以 sin((π/2Ts)×ΔT)，并输出相乘的结果。加法器 75 将乘法器 74 的输出与正交信号相加，由此消除或减小另一个正交误差项，即 -I((2n+1)×Ts+ΔT)sin((π/2Ts)×ΔT)。

[0112] 决定了在延迟量改变单元 42 中要被调整的延迟量和要在正交误差校正单元 40 中应用的校正量的调整参数 ΔT 被作为控制信号从控制信号生成单元 46 供应，稍后对此进行描述。控制信号生成单元 46 通过对调整参数 ΔT 进行调整来减小镜像分量测量单元 45 测得的镜像分量的信号强度，使得镜像分量的信号强度落入预定允许范围。

[0113] 在本实施例中，由于采样定时误差 ΔT 而出现在同相和正交信号中的误差是通过用来调整同相信号的延迟量的延迟量改变单元 42 和用于校正正交信号的正交误差校正单元 40 来校正的。在另选实施例中，由于采样定时误差 ΔT 而出现在同相和正交信号中发生的误差可以通过用来调整正交信号的延迟量的延迟量改变单元 42 和用来校正同相信号的正交误差校正单元 40 来校正。另选地，延迟量改变单元 42 可以调整同相和正交信号二者的延迟量，正交误差校正单元 40 可以校正同相和正交信号二者。

[0114] 此外，在本实施例中，既执行了延迟量改变单元 42 的延迟误差校正，也执行了延迟量改变单元 42 和正交误差校正单元 40 的正交误差校正。在另选实施例中，可以仅执行延迟误差校正或正交误差校正。通过仅仅校正延迟误差或正交误差之一，同相和正交信号的质量有望都得到提高。

[0115] 图 13 是例示了根据本实施方式的减小同相和正交信号中出现的误差的处理的说明图。在另选实施方式中，随后的操作 AA 到 AF 可以分步实现。

[0116] 在操作 AA 中，频率特性分析单元 44 和镜像分量测量单元 45 测量同相和正交信号至少其一中包含的镜像分量的强度。通过测量镜像分量的强度，可以测出同相信号分量与正交信号分量的采样定时之间的时间差误差。操作 AA 中获取的测得量用 M1 来表示。

[0117] 在操作 AB 中，控制信号生成单元 46 改变要被供应到正交误差校正单元 40 和延迟量改变单元 42 的调整参数 ΔT 的值。在操作 AC 中，频率特性分析单元 44 和镜像分量测量单元 45 测量同相和正交信号至少其一中包含的镜像分量的强度。操作 AC 中获取的测得量用 M2 来表示。

[0118] 在操作 AD 中，控制信号生成单元 46 确定新测得量 M2 是否落在允许范围内。如果

新测得量 M2 落在了允许范围内（操作 AD 中的“是”），则控制信号生成单元 46 终止对调整参数 ΔT 的调整，并将调整后的调整参数 ΔT 供应到正交误差校正单元 40 和延迟量改变单元 42。

[0119] 如果新测得量 M2 落在允许范围之外（操作 AD 中的“否”），则控制信号生成单元 46 开始进行操作 AE。在操作 AE 中，控制信号生成单元 46 确定新测得量 M2 偏离该允许范围的偏离量是否大于测得量 M1 偏离该允许范围的偏离量。

[0120] 如果新测得量 M2 的偏离量大于测得量 M1 的偏离量（操作 AE 中的“是”），则控制信号生成单元 46 开始进行操作 AF。在操作 AF 中，控制信号生成单元 46 将操作 AB 中要对调整参数 ΔT 进行改变的方向反转过来。之后，处理返回到操作 AA。如果新测得量 M2 的偏离量不大于测得量 M1 的偏离量（操作 AE 中的“否”），则处理返回到操作 AA。

[0121] 在图 13 的实施例中，调整参数 ΔT 的值被控制信号生成单元 46 调整，使得频率特性分析单元 44 和镜像分量测量单元 45 的测得量落在预定允许范围内。另选地，控制信号生成单元 46 可以对调整参数 ΔT 进行调整使得频率特性分析单元 44 和镜像分量测量单元 45 的测得量被最小化。

[0122] 根据以上实施例，由于生成失真补偿系数时所使用的同相和正交信号的质量得到提高，所以预失真器的失真补偿性能得到增强。

[0123] 图 14 是例示根据本实施方式的无线装置的第六实施例的结构的简化示意图。与图 7 所示相同的组成元件用和图 7 中使用的相同的标号来表示。在本实施例中，速率改变单元 41 通过以因数 2 来削减从输出自数字正交解调单元 12 的同相和正交信号中选取的样本，将同相和正交信号的采样频率从“f”改变为“f/2”。此外，滤波器 43 通过以从速率改变单元 41 输出的同相和正交信号之间的相对方式将延迟量调整“1/f”，使同相和正交信号相位同步。

[0124] 在本实施例中，时钟信号生成单元 25 根据被控制信号生成单元 46 调整过的调整参数 ΔT 的值来调整时钟信号 CLK1 和 CLK2 至少其一的初始相位。

[0125] 图 15A 和图 15B 是例示了时钟信号生成单元 25 的结构示例的图。时钟信号生成单元 25 包括振荡器 80、相位比较器 81 和 86、低通滤波器 (LPF)82 和 87、电压控制振荡器 83 和 88 以及分频器 84 和 89。

[0126] 时钟信号生成单元 25 利用由相位比较器 81、低通滤波器 82、电压控制振荡器 83 以及分频器 84 构成的第一 PLL 电路来生成时钟信号 CLK1。此外，时钟信号生成单元 25 利用由相位比较器 86、低通滤波器 87、电压控制振荡器 88 以及分频器 89 构成的第二 PLL 电路来生成时钟信号 CLK2。

[0127] 图 15A 的时钟信号生成单元 25 配备有用于对时钟信号 CLK1 的初始相位值进行调整的初始相位调整单元 85。另一方面，图 15B 的时钟信号生成单元 25 配备有用于对时钟信号 CLK2 的初始相位值进行调整的初始相位调整单元 85。时钟信号生成单元 25 可以被配置为能够调整时钟信号 CLK1 和 CLK2 两者的初始相位值。

[0128] 通过调整时钟信号 CLK1 和 CLK2 至少其一的初始相位值，消除或减小了当 CLK2 由于串扰而叠加到 CK1 上时所出现的采样间隔长度的变化。由于这消除或减小了同相信号分量与正交信号分量的采样定时之间的时间差误差，所以提高了同相和正交信号的质量。

[0129] 图 16 是例示了叠加有串扰噪声的时钟信号的说明图（部分 2）。与图 2 中一样，时

钟信号的波形用正弦波来模拟。图中示出了三个波形，表示了当受串扰影响的时钟信号的初始相位值以相对方式改变时所出现的波形。通过改变时钟信号的初始相位值，大幅度波形部分和小幅度波形部分的相对位置关系，即相对强度，发生了改变。

[0130] 在图 16 的实施例中，用半虚线 (semi-dashed line) 表示的时钟信号的大幅度波形部分的强度小于用实线表示的时钟信号的大幅度波形部分的强度。另一方面，用半虚线表示的时钟信号的小幅度波形部分的强度大于用实线表示的时钟信号的小幅度波形部分的强度。结果，如果假设例如采样定时发生在信号值超过此处例示的阈值时，则较长与较短时间间隔之间的差对于用半虚线表示的时钟信号所提供的采样定时而言比对于用实线表示的时钟信号所提供的采样定时更小。

[0131] 图 17 是例示了叠加有串扰噪声的时钟信号的说明图 (部分 3)。与图 2 一样，时钟信号的波形用正弦波来模拟。图中示出了三个波形，表示了当受串扰影响的时钟信号的初始相位值以相对方式改变时出现的波形。与图 16 中的情况一样，较长与较短时间间隔之间的差对于用半虚线表示的时钟信号所提供的采样定时而言比对于用实线表示的时钟信号所提供的采样定时更小。

[0132] 下面来参照图 14。按照与图 7 的实施例中对要供应到正交误差校正单元 40 和延迟量改变单元 42 的调整参数 ΔT 进行调整的方式极度相同的方式，控制信号生成单元 46 对用于调整时钟信号 CLK1 和 CLK2 至少其一的初始相位的调整参数 ΔT 进行调整。当调整参数 ΔT 由此经控制信号生成单元 46 调整后，同相信号分量与正交相位分量的采样定时之间的时间差误差便被消除或减小。由此，控制信号生成单元 46 和初始相位调整单元 85 是作为时间差误差减小单元 15 的一个例子给出的。

[0133] 在图 15B 的实施例中，对时钟信号 CLK2 的初始相位进行调整。如果由于存在一些其他时钟信号而发生了 f/2 频率分量对时钟信号 CLK2 的串扰，则可以对这种其他时钟信号的初始相位而非时钟信号 CLK2 的初始相位进行调整。

[0134] 根据以上实施例，由于减小了同相信号分量与正交信号分量的采样定时之间的时间差误差，所以能够增强同相和正交信号的质量。

[0135] 图 18 是例示了根据本实施方式的无线装置的第七实施例的结构的简化示意图。与图 14 所示相同的组成元件用图 14 中使用的相同标号来表示。标号 47 是延迟单元，48 是乘法器，49 是差分放大器。无线装置 1 由此包括延迟单元 47、放大器 48 以及差分放大器 49。

[0136] 延迟单元 47 将时钟信号延迟了从控制信号生成单元 46 以调整参数的形式供应的延迟量 ΔD。乘法器 48 通过将经延迟单元 47 延迟的时钟信号 CLK2 乘以从控制信号生成单元 46 以调整参数的形式供应的系数 A 来改变 CLK2 的电平。差分放大器 49 用时钟信号 CLK1 减去延迟量已由延迟单元 47 改变且电平已由乘法器 48 调整的时钟信号 CLK2，并将所得差信号供应到 A/D 转换器 11。即，差分放大器 49 将相位与时钟信号 CLK2 相反的信号和时钟信号 CLK1 相加。

[0137] 根据以上实施例，由于相位与时钟信号 CLK2 相反的信号被加在时钟信号 CLK1 上，所以能够在要供应到 A/D 转换器 11 的时钟信号 CLK1 中减小或消除时钟信号 CLK2 的串扰的影响。

[0138] 按照与图 7 的实施例中对要供应到正交误差校正单元 40 和延迟量改变单元 42 的

调整参数 ΔT 进行调整的方式极度相同的方式，控制信号生成单元 46 对延迟量 ΔD 和系数 A 进行调整。如果由于存在一些其他时钟信号而发生了 f/2 频率分量对时钟信号 CLK1 的串扰，则可以将相位与这种其他时钟信号而非时钟信号 CLK2 相反的信号加在时钟信号 CLK1 上。

[0139] 图 19 是例示了根据本实施方式的无线装置的第八实施例的结构的简化示意图。与图 7 所示相同的组成元件用图 7 中使用的相同标号来表示。无线装置 1 在此包括误差测量单元 100，该误差测量单元测量发射信号与作为反馈信号从滤波器 43 输出的同相和正交信号之间的差作为误差。

[0140] 如前所述，由于 A/D 转换器 11 中的同相信号分量与正交信号分量的采样定时之间的时间差误差，在同相和正交信号至少其一中出现了误差。因此，误差测量单元 100 被作为误差检测单元 13 的一个例子给出。

[0141] 控制信号生成单元 46 对延迟量改变单元 42 要改变的延迟量的改变量或正交误差校正单元 40 要应用的校正量中至少其一进行调整，使得误差测量单元 100 测得的误差落在预定允许范围内或被最小化。延迟量改变单元 42 要改变的延迟量的改变量和正交误差校正单元 40 要应用的校正量可以按照与基于先前参照图 13 描述的镜像分量的信号强度进行的调整处理极度相同的方式由控制信号生成单元 46 来调整。

[0142] 在本实施例中，同样，由于生成失真补偿系数时所使用的同相和正交信号的质量得到了提高，所以增强了预失真器的失真补偿性能。

[0143] 此外，在图 14 和图 18 的实施例中，可以使用误差测量单元 100 进行的误差检测，来取代频率特性分析单元 44 和镜像分量测量单元 45 进行的误差检测。

[0144] 图 20 是例示了根据本实施方式的无线装置的第九实施例的结构的简化示意图。与图 7 所示相同的组成元件用图 7 中使用的相同标号来表示。无线装置在此包括相关性测量单元 101，该相关性测量单元测量发射信号与作为反馈信号从滤波器 43 输出的同相和正交信号之间的相关性。

[0145] 如前所述，由于 A/D 转换器 11 中的同相信号分量与正交信号分量的采样定时之间的时间差误差，在同相和正交信号至少其一中出现了误差。结果，发射信号与反馈信号之间的相关值根据时间差误差而改变。由此，相关测量单元 101 被作为错误检测单元 13 的一个例子给出。

[0146] 控制信号生成单元 46 对延迟量改变单元 42 要改变的延迟量的改变量或正交误差校正单元 40 要应用的校正量中至少其一进行调整，使得相关测量单元 101 测得的相关值落在预定允许范围内或被最大化。延迟量改变单元 42 要改变的延迟量的改变量和正交误差校正单元 40 要应用的校正量可以由控制信号生成单元 46 按照与先前参照图 13 描述的基于镜像分量的信号强度进行的调整处理极度相同的方式来调整。

[0147] 在本实施例中，同样，由于生成失真补偿系数时所使用的同相和正交信号的质量得到了提高，所以增强了预失真器的失真补偿性能。

[0148] 在此陈述的全部实施例和条件语言都意在进行教导以帮助读者理解本发明对现有技术作出贡献的发明和概念，并且意在被解读为不对具体陈述的实施例和条件构成限制，本说明书中的这种实施例的组织也与本发明的优缺点展示无关。尽管详细描述了本发明的这些实施方式，但是应理解可以进行各种变化、更替和替换而不背离本发明的实质和范围。

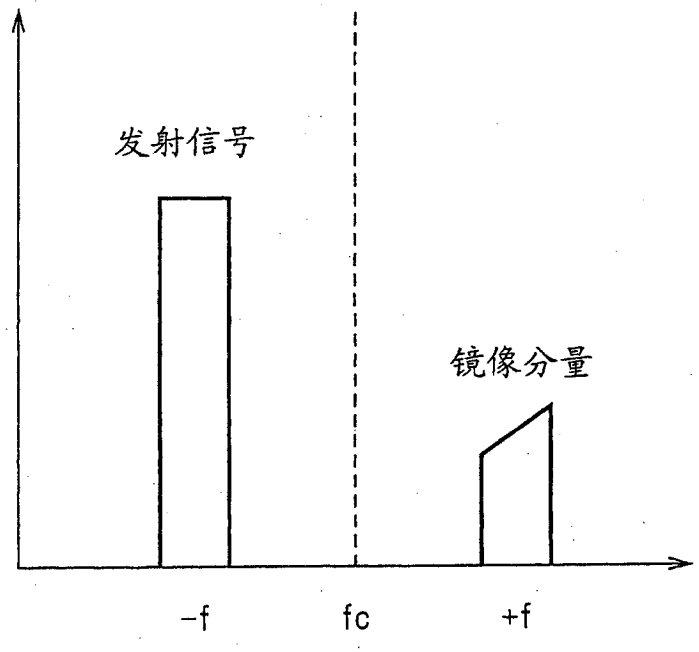


图 1

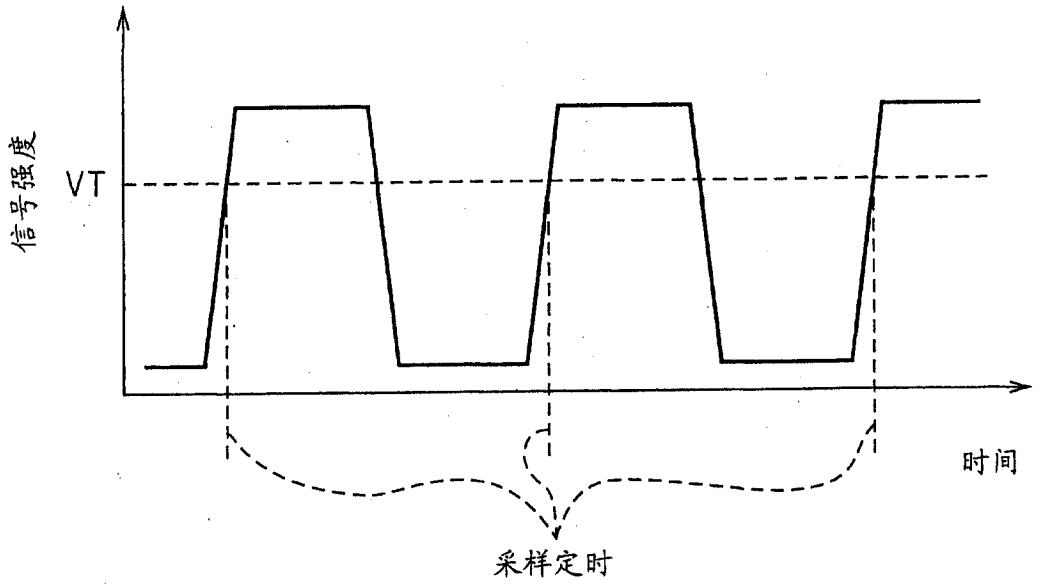


图 2A

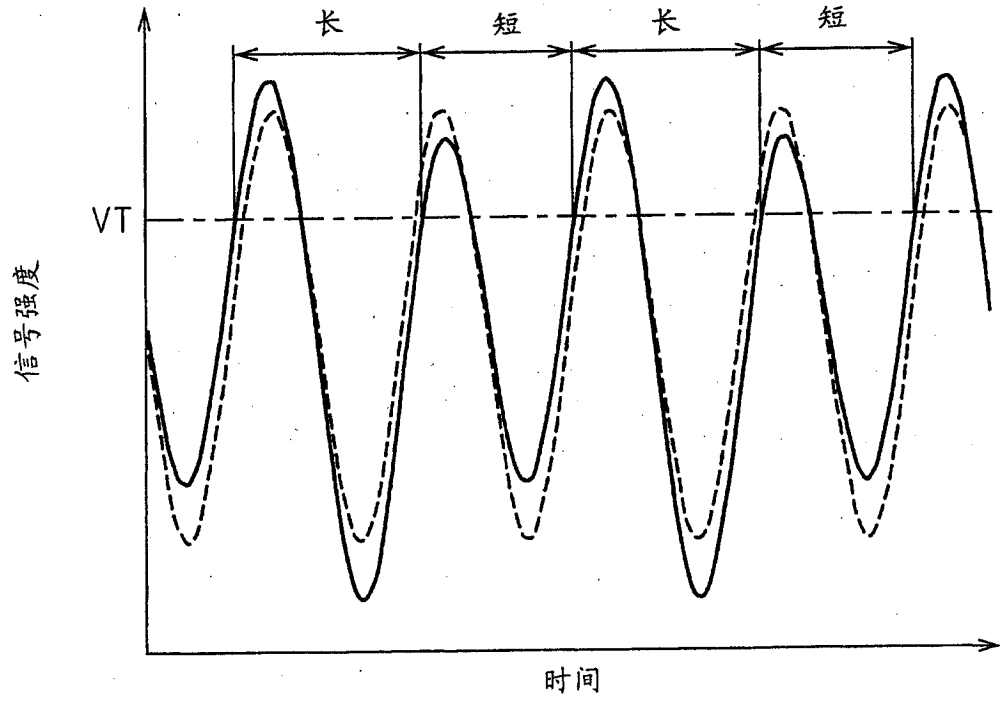

长
短
长
短
VT
信号强度
时间

图 2B

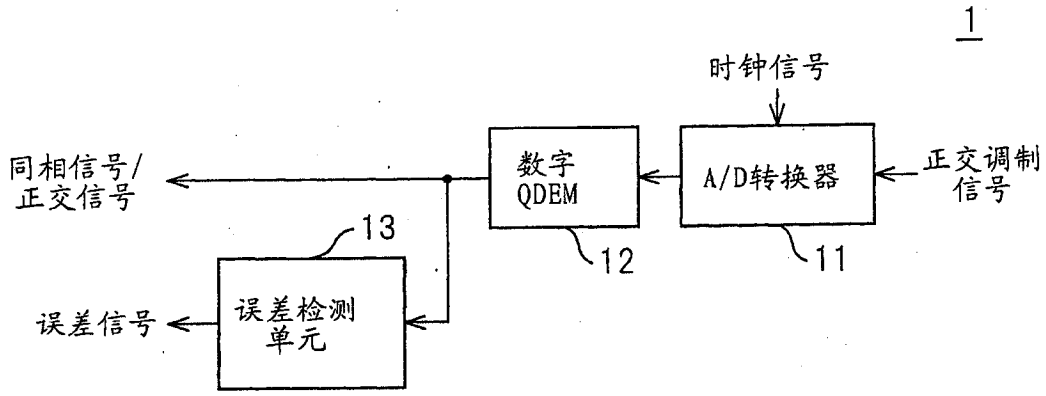

1
时钟信号
同相信号/
正交信号
数字
QDEM
A/D转换器
正交调制
信号
13
12
11
误差信号
误差检测
单元

图 3

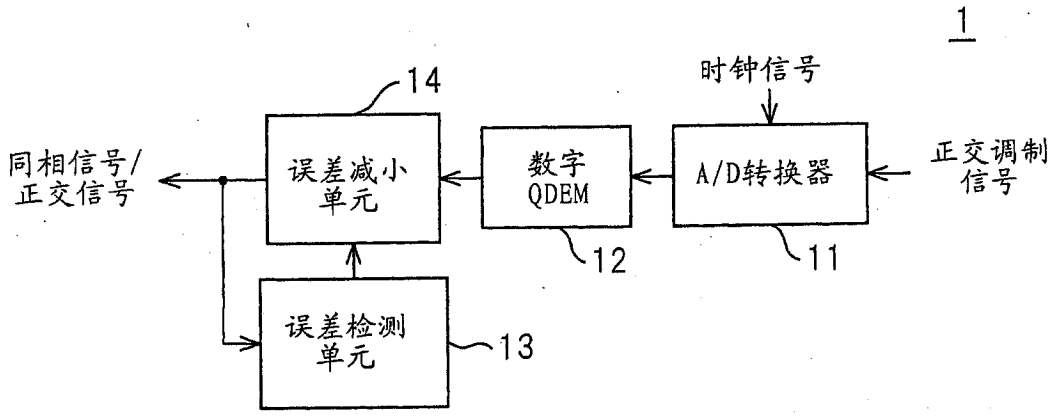

1
14
时钟信号
同相信号/
正交信号
误差减小
单元
数字
QDEM
A/D转换器
正交调制
信号
12
11
误差检测
单元
13

图 4

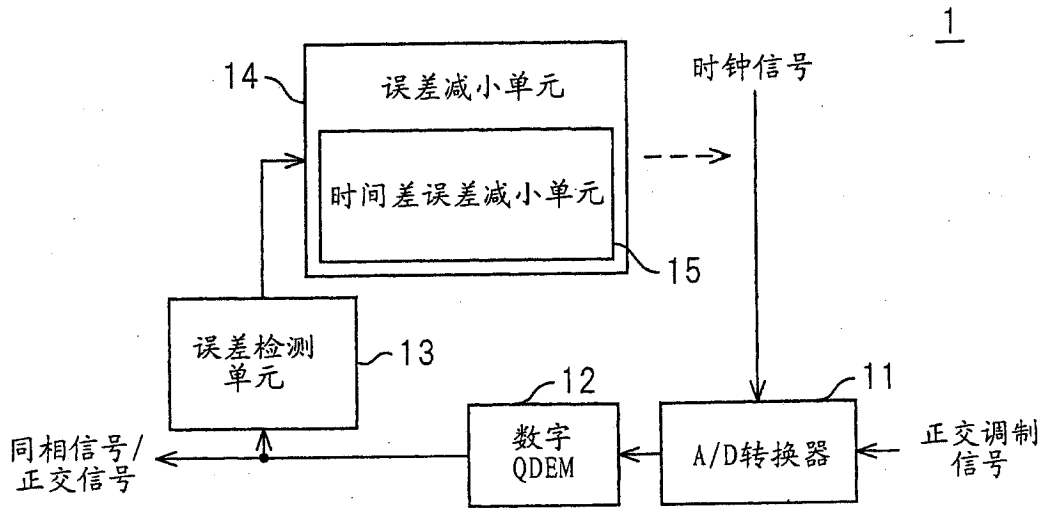

1
14
误差减小单元
时钟信号
时间差误差减小单元
15
误差检测
单元
13
12
11
同相信号/
正交信号
数字
QDEM
A/D转换器
正交调制
信号

图 5

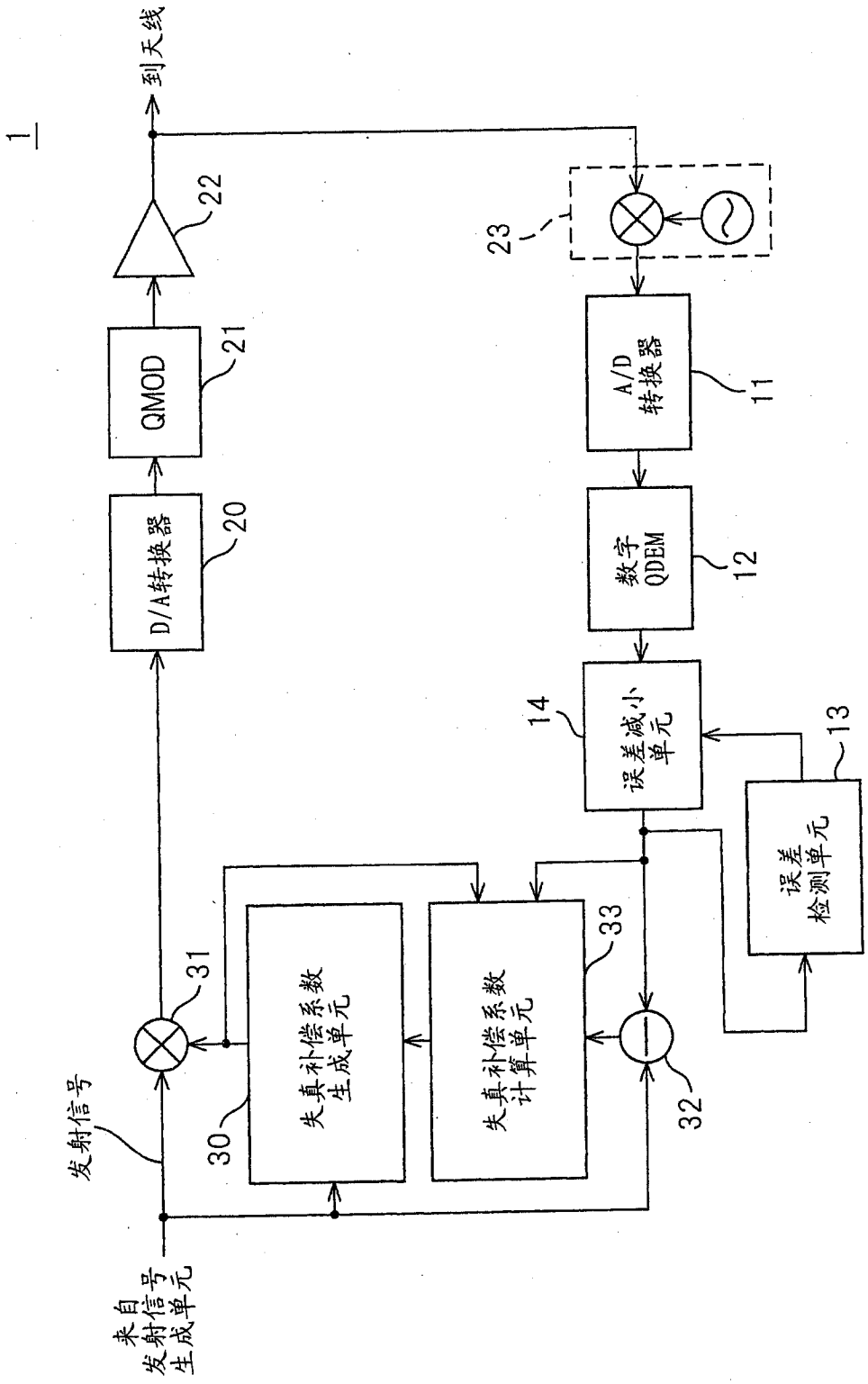

1
到天线
22
23
QMOD
21
A/D
转换器
11
D/A转换器
20
数字
QDEM
12
14
误差减小
单元
13
误差
检测单元
31
失真补偿系数
生成单元
失真补偿系数
计算单元
33
32
30
发射信号
来自
发射信号
生成单元

图 6

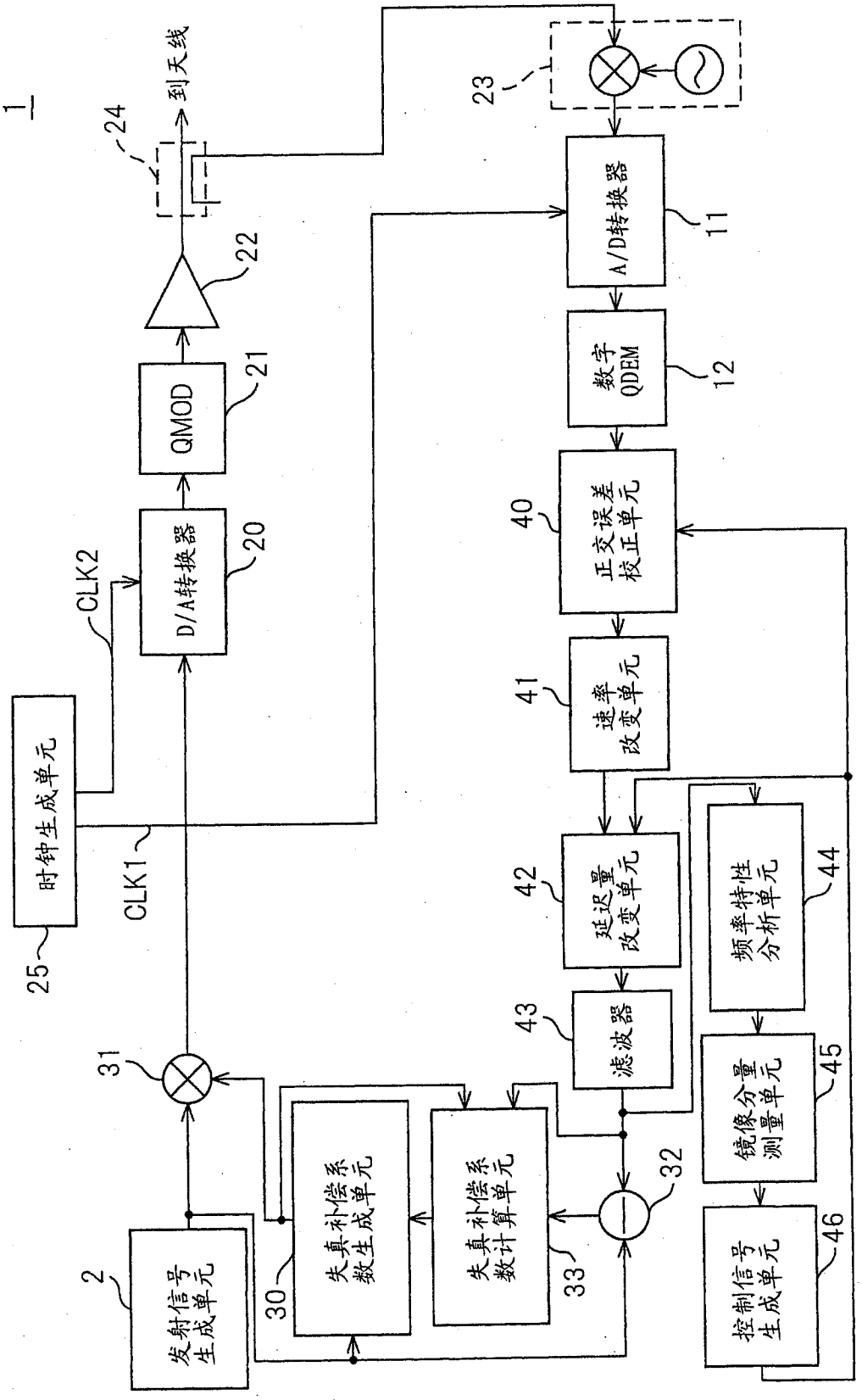

1
到天线
24
22
23
A/D转换器
11
数字QDEM
12
QMOD
21
D/A转换器
20
CLK2
正交误差校正单元
40
速率改变单元
41
时钟生成单元
CLK1
25
延迟量改变单元
42
频率特性分析单元
44
滤波器
43
镜像分量测量单元
45
31
32
失真补偿系数生成单元
30
失真补偿系数计算单元
33
控制信号生成单元
46
发射信号生成单元
2

图 7

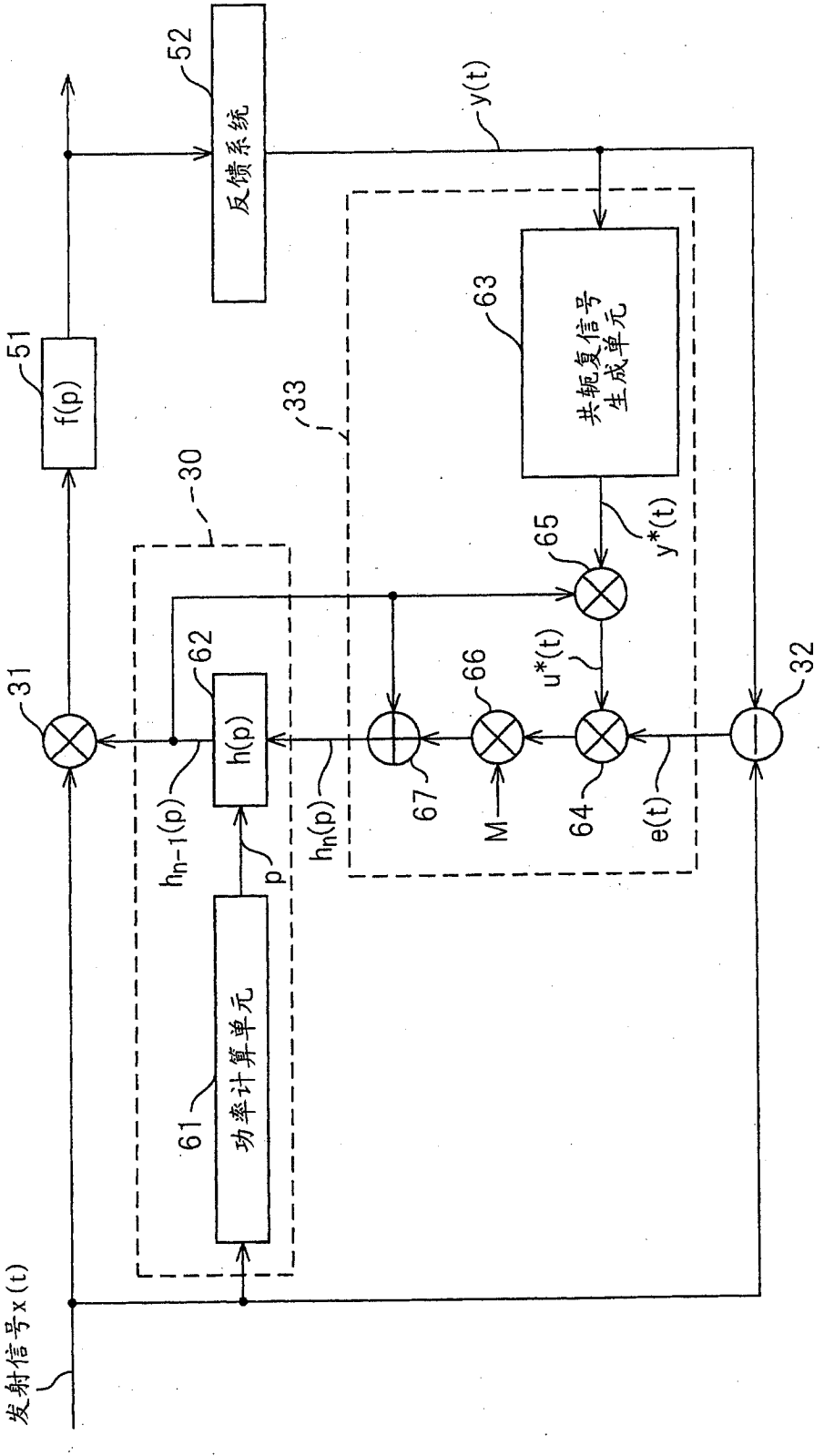

52
反馈系统
y(t)
63
共轭复信号
生成单元
51
f(p)
33
30
y*(t)
65
62
h(p)
31
u*(t)
66
32
67
M
64
e(t)
hn-1(p)
hn(p)
p
61
功率计算单元
发射信号x(t)

图 8

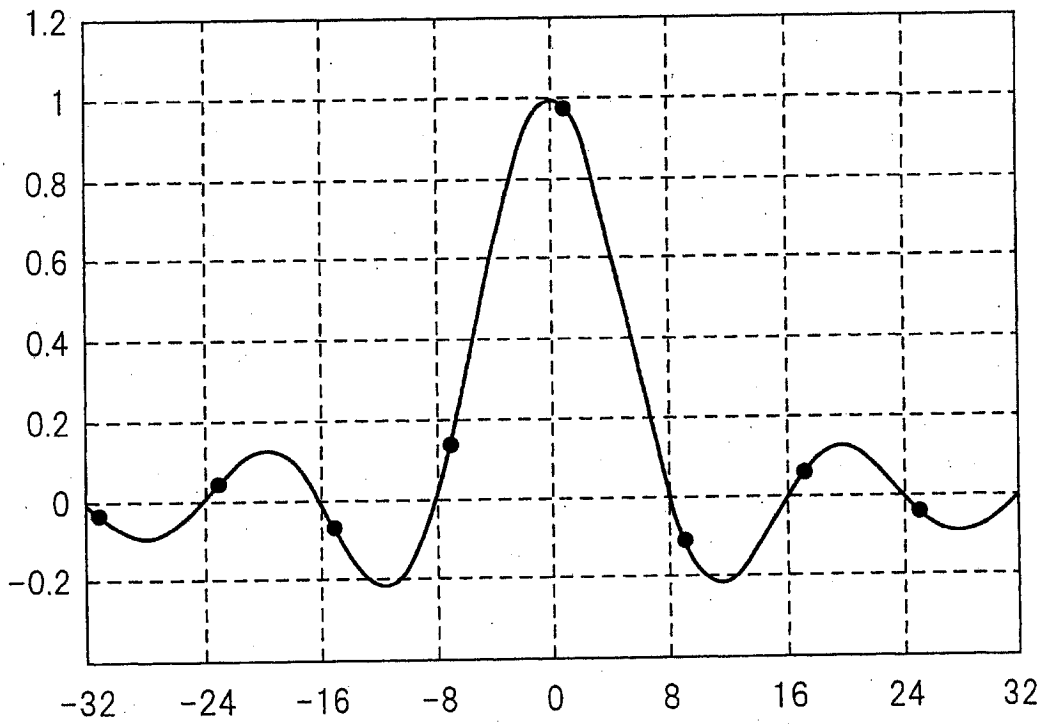

1.2
1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
-0.2
-32
-24
-16
-8
0
8
16
24
32

图 9

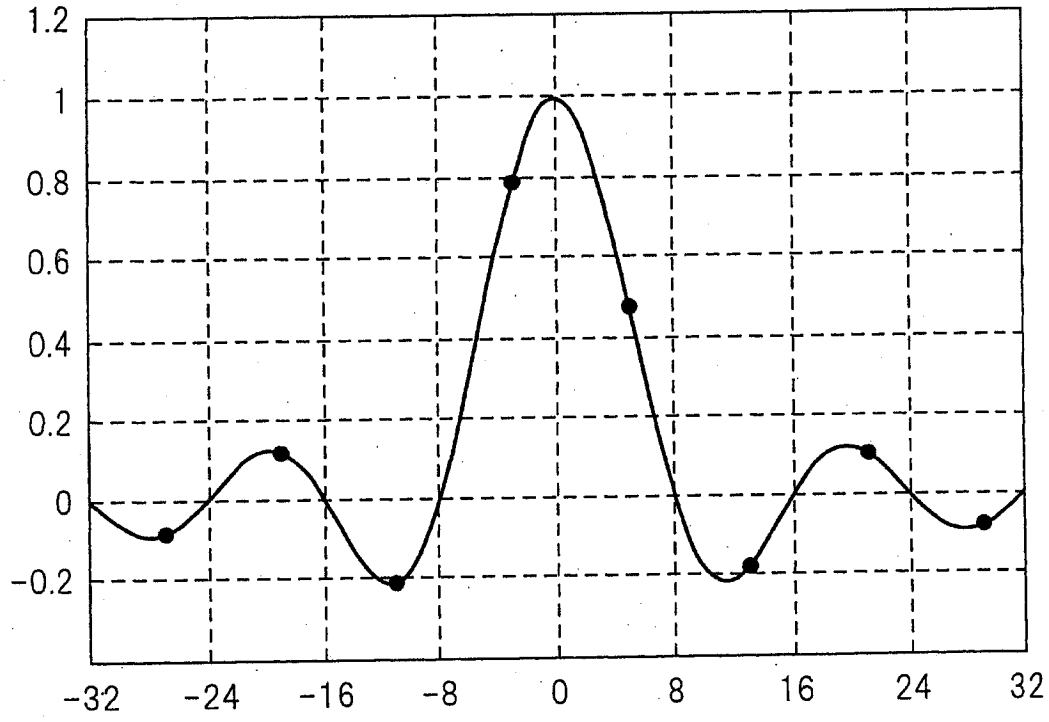

1.2
1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
-0.2
-32
-24
-16
-8
0
8
16
24
32

图 10

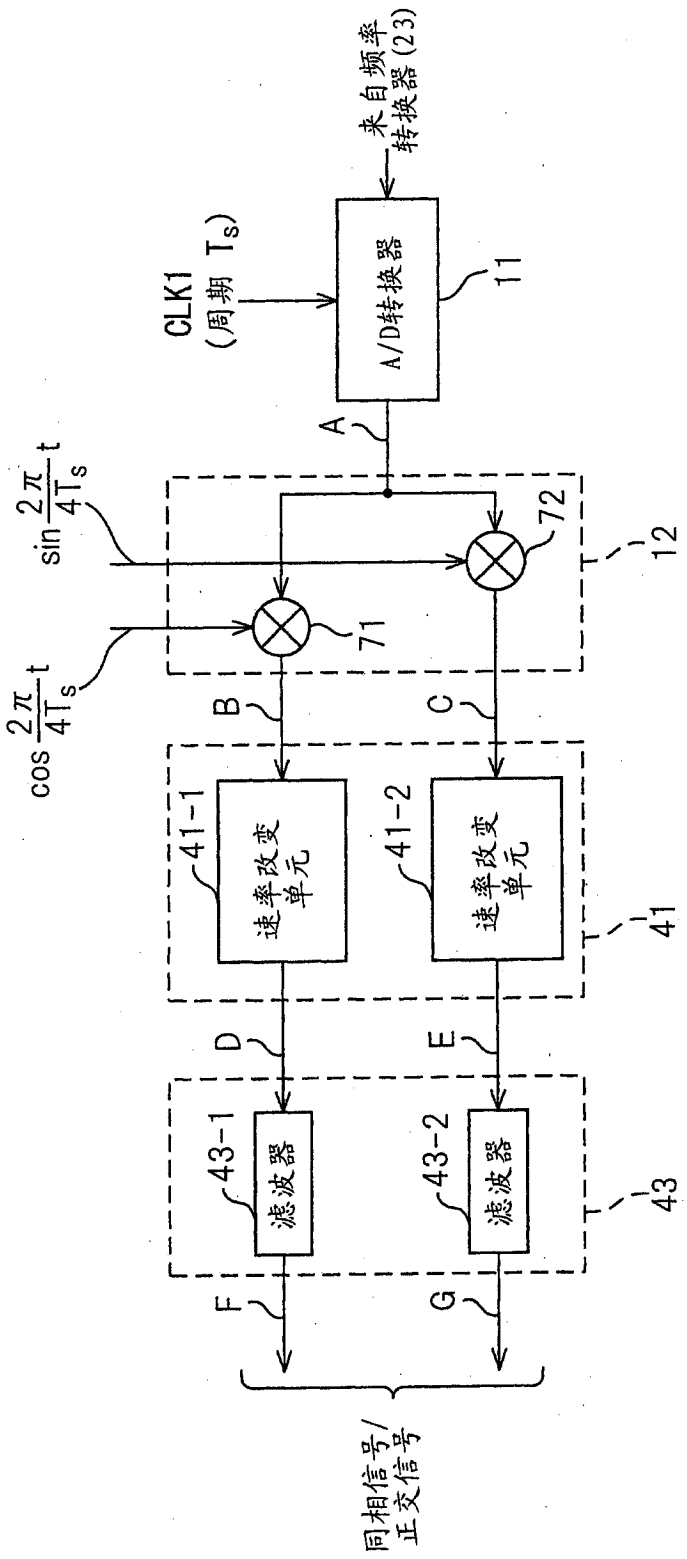

来自频率转换器(23)
A/D转换器
11
CLK1
(周期 Ts)
A
sin 2π/4Ts t
cos 2π/4Ts t
71
72
12
B
C
41-1
速率改变单元
41-2
速率改变单元
41
D
E
43-1
滤波器
43-2
滤波器
43
F
G
同相信号/正交信号

图 11

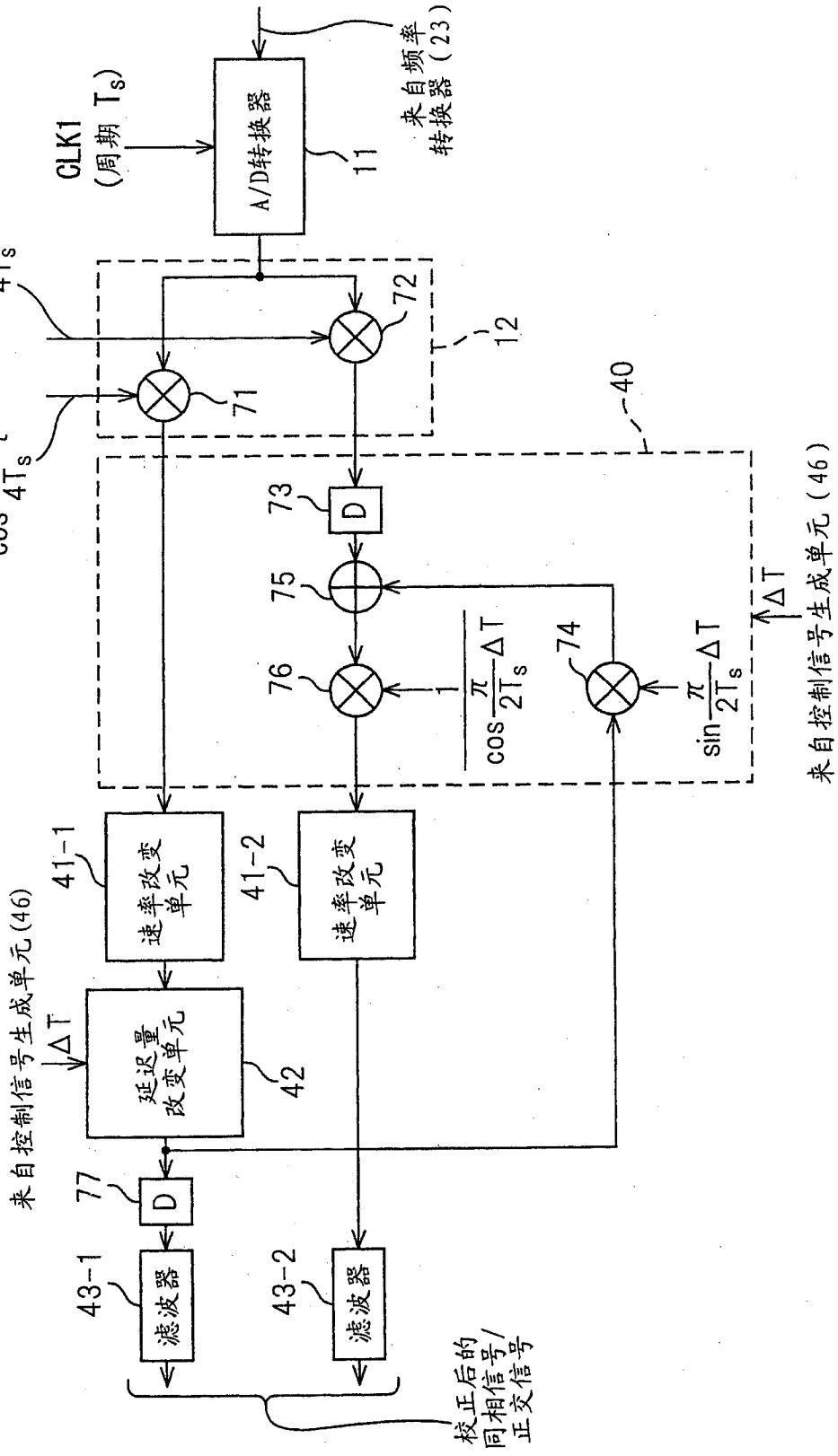

来自频率转换器（23）
A/D转换器
11
CLK1
（周期 Ts）
sin 2π/4Ts t
cos 2π/4Ts t
72
71
12
40
73
D
75
76
74
1
cos π/2Ts ΔT
sin π/2Ts ΔT
ΔT
来自控制信号生成单元（46）
41-1
速率改变单元
41-2
速率改变单元
来自控制信号生成单元(46)
ΔT
延迟量改变单元
42
77
D
43-1
滤波器
43-2
滤波器
校正后的同相信号/正交信号

图 12

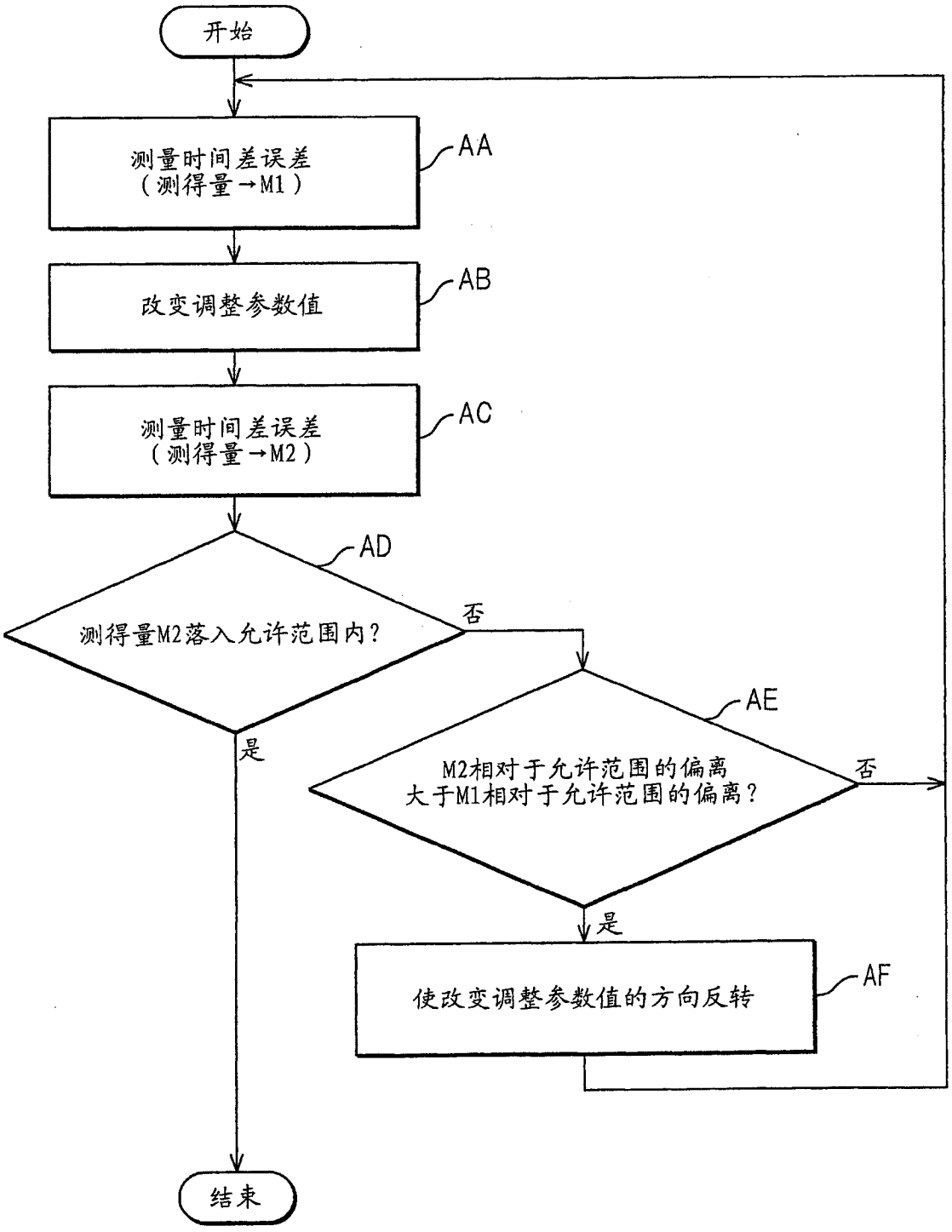

开始
测量时间差误差
（测得量→M1）
AA
改变调整参数值
AB
测量时间差误差
（测得量→M2）
AC
AD
测得量M2落入允许范围内？
否
是
AE
M2相对于允许范围的偏离
大于M1相对于允许范围的偏离？
否
是
使改变调整参数值的方向反转
AF
结束

图 13

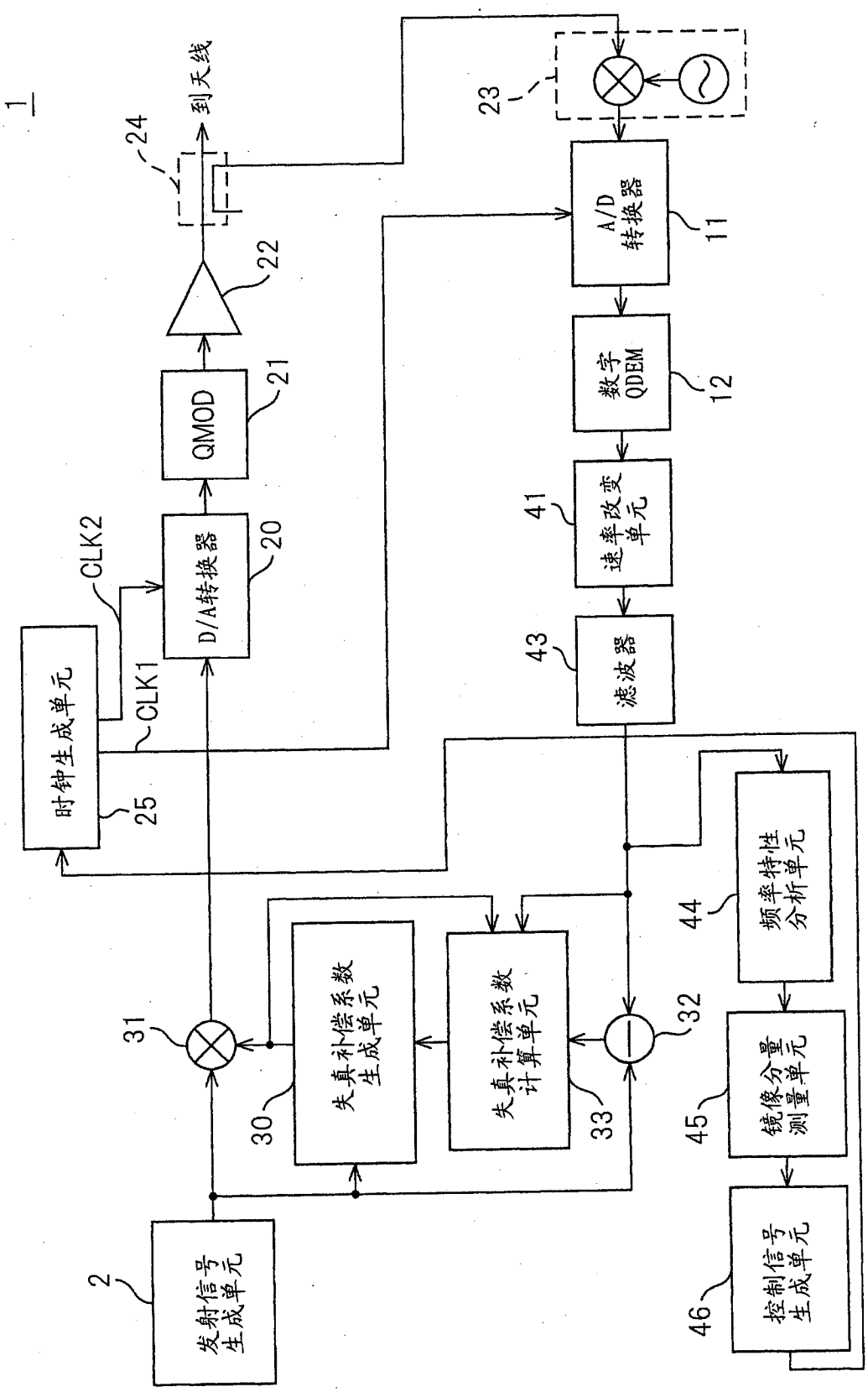

1
到天线
24
23
22
A/D
转换器
11
QMOD
21
数字
QDEM
12
CLK2
D/A转换器
20
41
速率改变
单元
CLK1
时钟生成单元
25
43
滤波器
频率特性
分析单元
44
31
失真补偿系数
生成单元
30
失真补偿系数
计算单元
33
32
镜像分量
测量单元
45
2
发射信号
生成单元
控制信号
生成单元
46

图 14

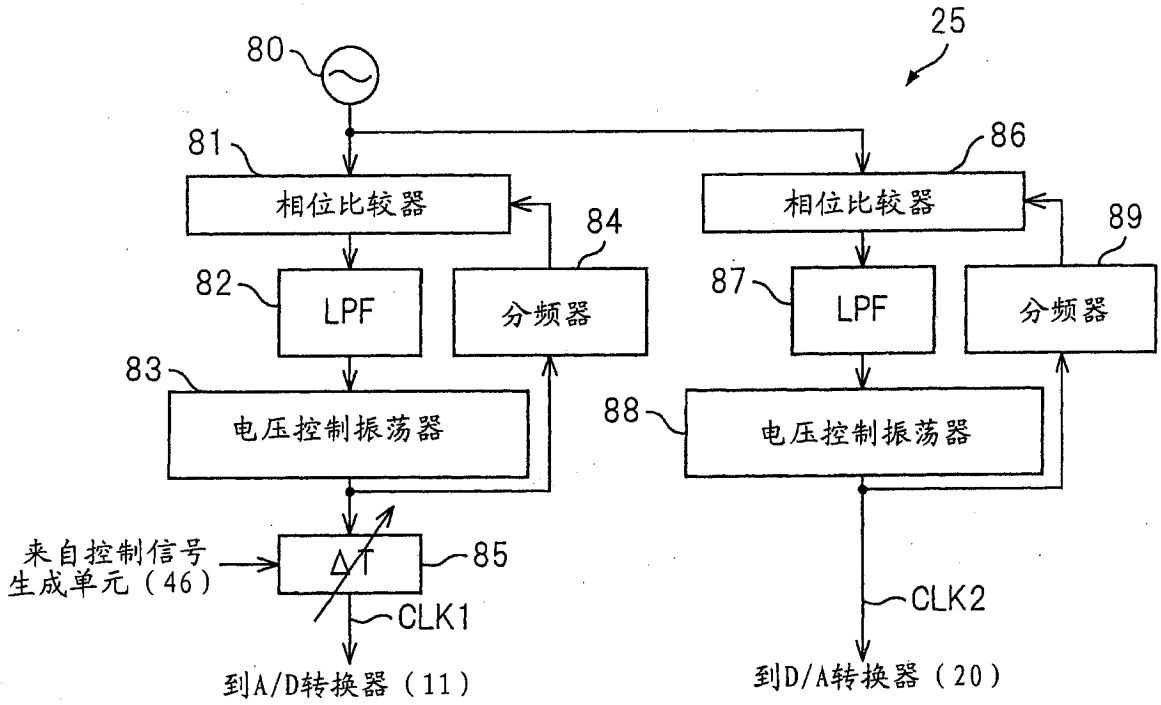

25
80
81
86
相位比较器
相位比较器
84
89
82
LPF
分频器
87
LPF
分频器
83
电压控制振荡器
88
电压控制振荡器
来自控制信号
生成单元（46）
ΔT
85
CLK1
CLK2
到A/D转换器（11）
到D/A转换器（20）

图 15A

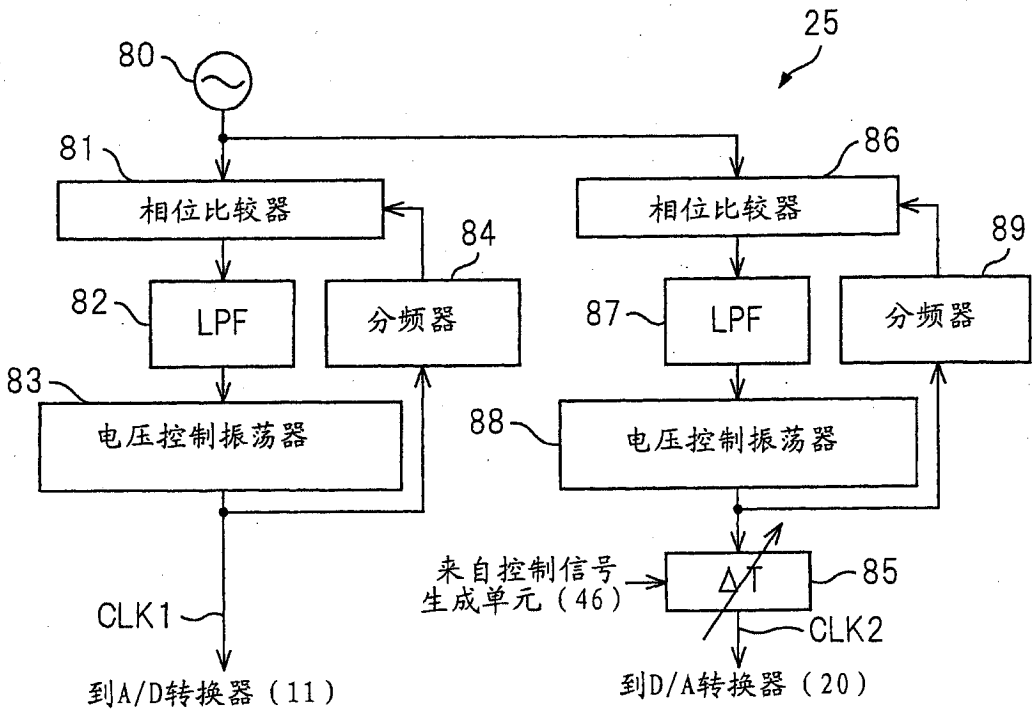

25
80
81
86
相位比较器
相位比较器
84
89
82
LPF
分频器
87
LPF
分频器
83
电压控制振荡器
88
电压控制振荡器
来自控制信号
生成单元（46）
ΔT
85
CLK1
CLK2
到A/D转换器（11）
到D/A转换器（20）

图 15B

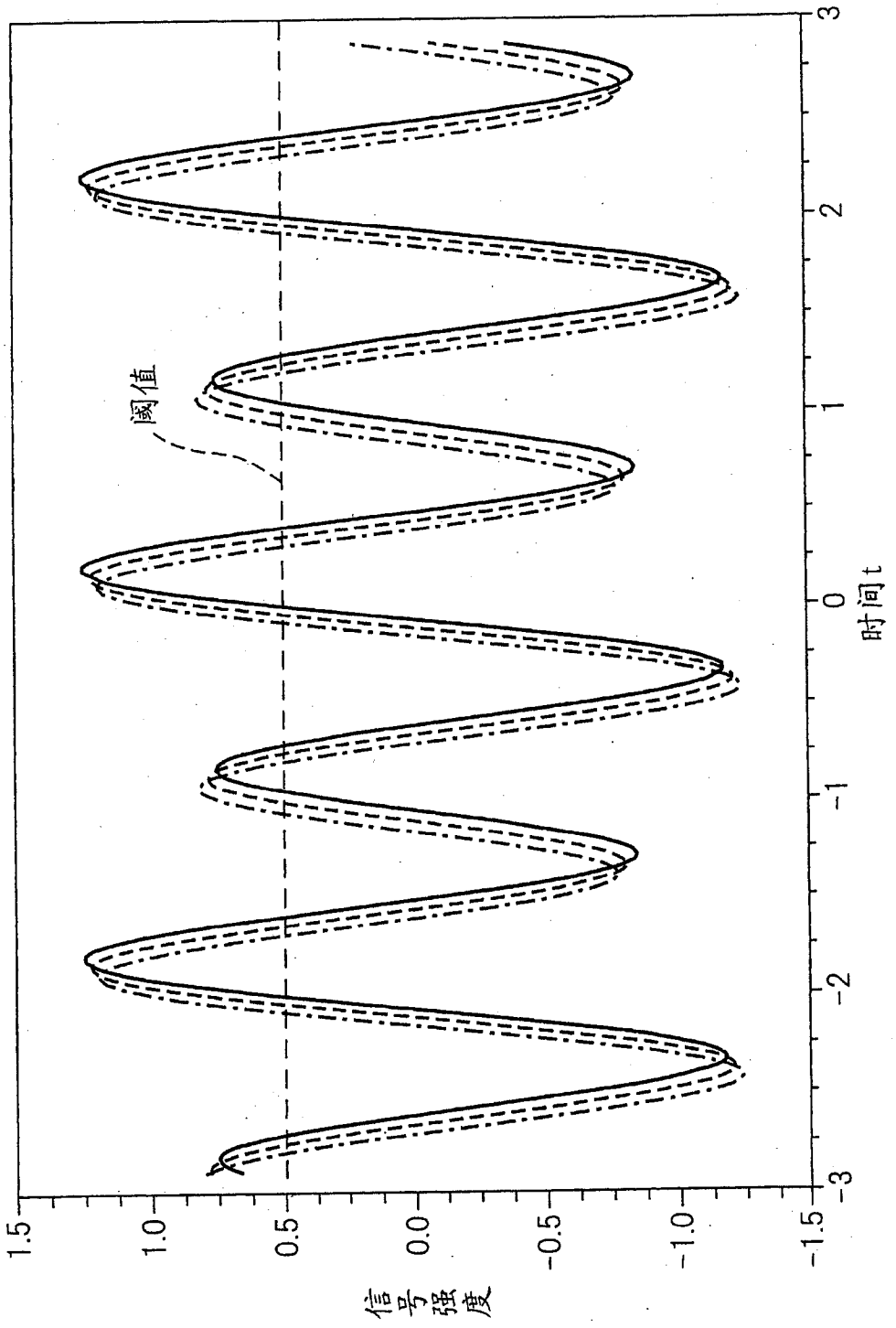


图 16

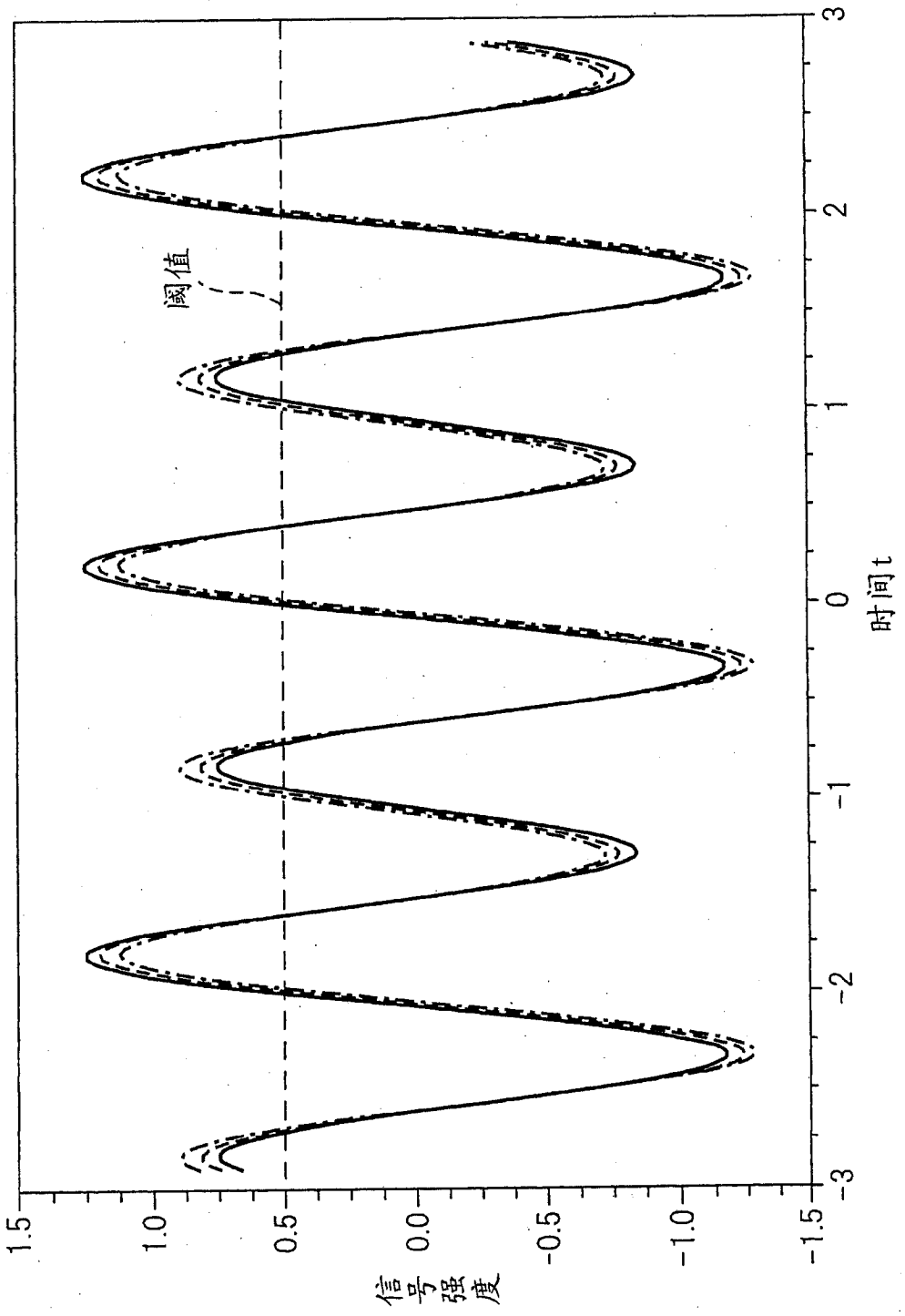


图 17

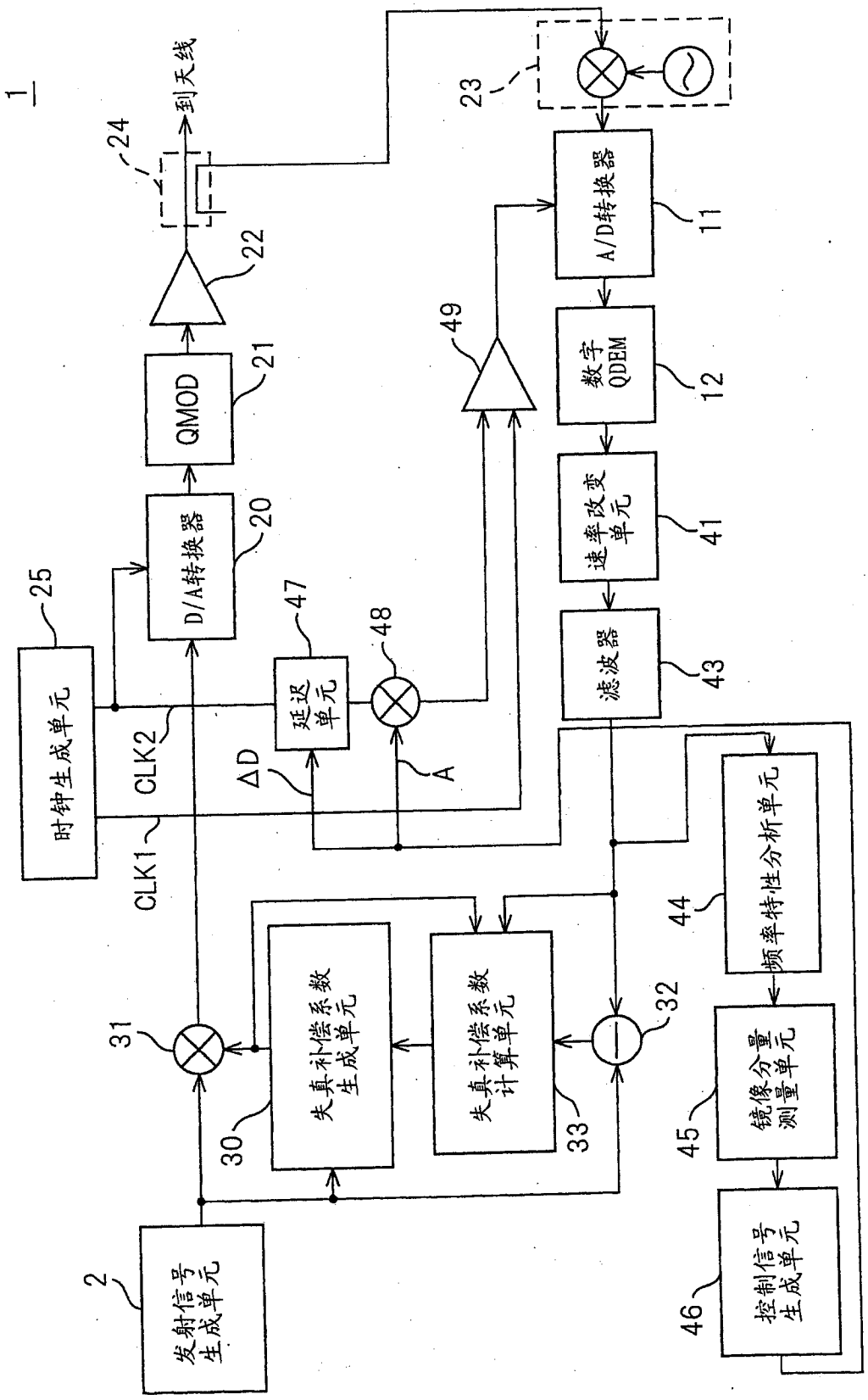

1
到天线
24
22
23
A/D转换器
11
QMOD
21
数字
QDEM
12
49
D/A转换器
20
速率改变
单元
41
25
47
48
延迟
单元
滤波器
43
时钟生成单元
CLK2
ΔD
A
CLK1
频率特性分析单元
44
31
失真补偿系数
生成单元
失真补偿系数
计算单元
32
30
33
镜像分量
测量单元
45
2
发射信号
生成单元
控制信号
生成单元
46

图 18

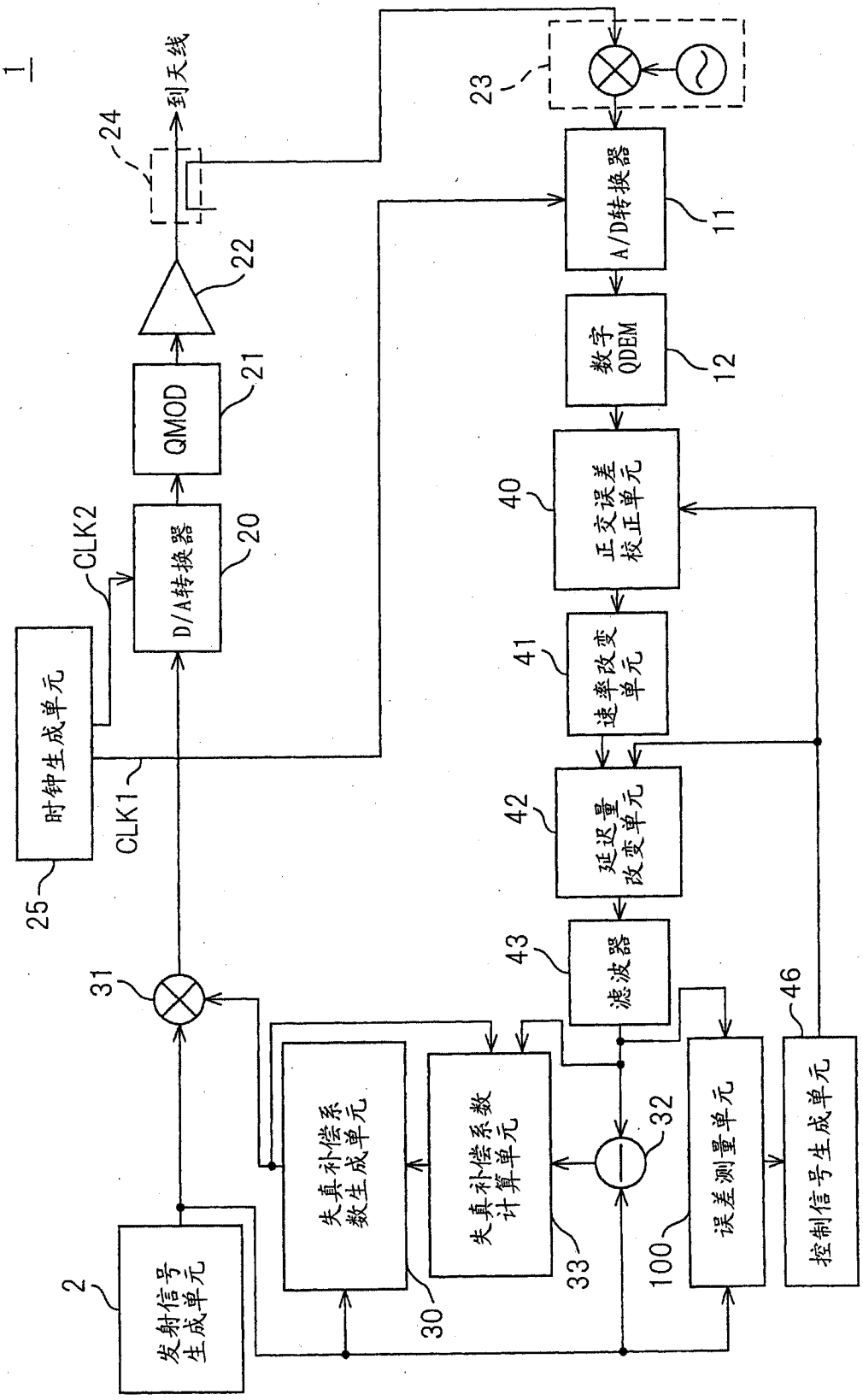

1
到天线
24
22
23
A/D转换器
11
数字QDEM
12
QMOD
21
D/A转换器
20
CLK2
40
正交误差校正单元
41
速率改变单元
42
延迟量改变单元
43
滤波器
46
时钟生成单元
CLK1
25
31
失真补偿系数生成单元
失真补偿系数计算单元
32
33
30
2
发射信号生成单元
100
误差测量单元
控制信号生成单元

图 19

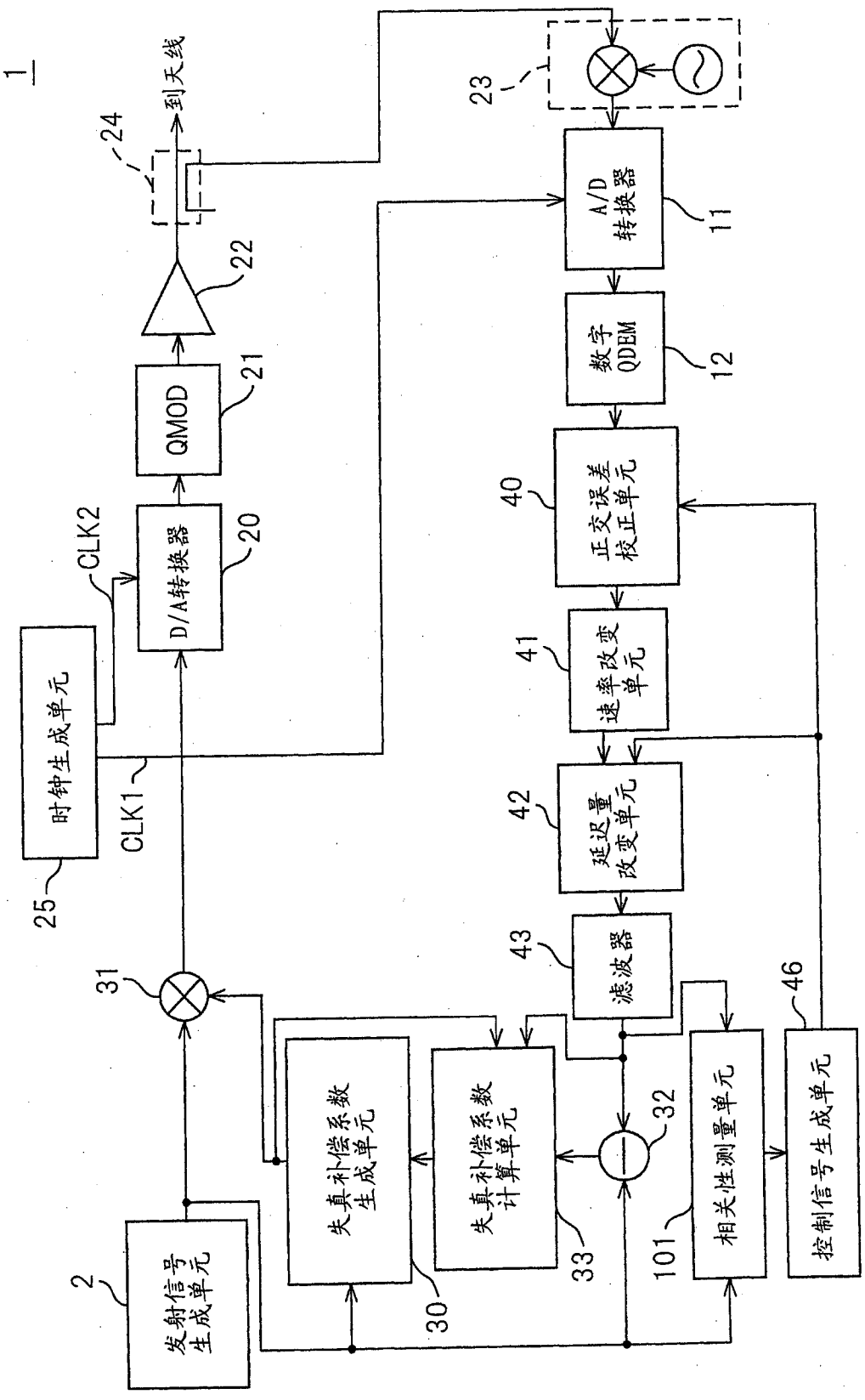

1
到天线
24
22
23
A/D
转换器
11
数字
QDEM
12
QMOD
21
D/A转换器
20
CLK2
正交误差
校正单元
40
速率改变
单元
41
时钟生成单元
CLK1
25
延迟量
改变单元
42
滤波器
43
31
失真补偿系数
生成单元
失真补偿系数
计算单元
32
33
30
2
发射信号
生成单元
101
相关性测量单元
46
控制信号生成单元

图 20