

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04B 1/00

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 98108205.X

[45] 授权公告日 2002 年 12 月 25 日

[11] 授权公告号 CN 1097347C

[22] 申请日 1998.3.14 [21] 申请号 98108205.X

[30] 优先权

[32] 1997.3.14 [33] JP [31] 60879/97

[73] 专利权人 株式会社东芝

地址 日本神奈川县

[72] 发明人 大高章二 关根秀一 鹤见博史

加屋野博幸 吉田弘 前田忠彦

审查员 冯晓明

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

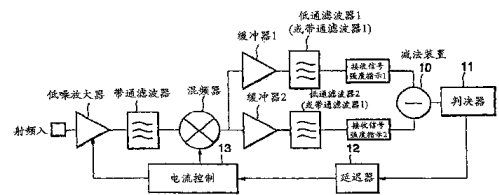
代理人 王岳 叶恺东

权利要求书 2 页 说明书 28 页 附图 22 页

[54] 发明名称 无线设备

[57] 摘要

在一种无线设备中,空闲信道查找状态中的频率合成器的环路滤波器频带比在通信状态中的频带窄。另外,无线电波环境被测量。对于该无线设备必须的特性对应于所测的无线电波环境而确定。功率被控制的与该无线设备的性能相符。因此,功耗被减少。另外,输出功率的效率被改善。在该无线设备中,功率放大器 PA 的电流消耗被测量。天线的匹配电路(LNA 或 MIX)被根据测量的结果调整,以减小天线损耗。



ISSN 1008-4274

1. 一种无线设备, 包括:
一个具有功率放大器的发射部分, 用于传送无线信号到天线;
5 一个接收部分, 用于从该天线接收无线信号;
一个发送/接收转换开关, 用于选择所述发射部分或所述接收部分之一;
发送功率检测装置, 被连接或电容耦合到所述发射部分功率放大器的电源部分, 用于检测对应于电源部分的波动的发射功率, 该波动在射频
10 信号被发送时发生; 和
控制装置, 用于确定发射部分的发送功率与由所述发送功率检测装置检到的发送功率相符。
2. 如权利要求 1 所述的无线设备, 其特征在于,
所述发送功率检测装置是一个对电源部分的功率波动值敏感的传感
15 装置。
3. 如权利要求 2 所述的无线设备, 其特征在于,
所述传感装置是二极管, 电容器和电阻器之一。
4. 如权利要求 1 所述的无线设备, 其特征在于,
所述发送功率检测装置包括:
20 传感装置, 用于检测电源部分的功率波动值; 和
频率变换装置, 用于把由所述传感装置检测到的信号转变成为一个低频信号。
5. 如权利要求 4 所述的无线设备, 其特征在于,
所述传感装置是二极管, 电容器和电阻之一。
- 25 6. 如权利要求 1 所述的无线设备, 其特征在于,
所述功率放大器的 IC 芯片或所述发送/接收转换开关的 IC 芯片之一具有所述的发送功率检测装置。
7. 如权利要求 6 所述的无线设备, 其特征在于,
所述发送/接收转换开关是一个单刀双掷电路, 和

所述发送/接收检测装置检测该单刀双掷电路的漏电流。

8. 如权利要求7所述的无线设备, 其特征在于,

5 所述发送功率输入端被连接到一个分流晶体管的漏(源)极, 该分流晶体管的源(漏)极被连接到配置有一个电阻, 一个电容或一个电感的二端阻抗电路的第一端, 二端阻抗电路的第二端接地, 控制信号被送给该分流晶体管的栅极 T 端, 相应于漏电流的电流被从该第一端检测, 以便检测该单刀双掷电路的漏电流。

9. 如权利要求6所述的无线设备, 其特征在于,

10 所述功率放大器或所述发送/接收转换开关之一被构造成一个 IC 芯片, 和

所述发送功率检测装置包括:

主要由绝缘层在第一金属线模型上形成的用于提供功率的第二金属线模型。

10. 如权利要求9所述的无线设备, 其特征在于,

15 在 IC 芯片中的第一金属线模型被改变, 以便指示检测电源的容量。

无线设备

5 技术领域

本发明涉及一种如便携式无线电话设备的无线设备。

背景技术

近年来，许多增加的便携式无线电话设备(下称便携电话设备)已被使用。
10 另外，体积小并且具有高性能的便携电话设备也已被积极地开发。

目前开发便携电话设备的趋势是，例如很轻便的小尺寸，长时间操作的低功耗，和高抗干扰波的高线性。

目前已开始为解决必须达到这些特性的问题的研究。

下面将按照接收部分，频率综合器(即本机振荡器)，发射部分和天线的顺
15 序描述当前便携电话设备的问题。

首先描述接收部分的问题。

接收部分存在两个问题。第一个问题是，目前便携电话设备的功耗大。
第二个问题是，当收到信号时，产生直流(DC)偏移，结果引起该便携电话设备
接收性能的恶化。

20 由于便携电话设备的接收特性要满足所要求的性能，所以接收特性被设计为该便携电话设备适于在最坏无线电波环境中操作。这种最坏无线电波环境的一个例子是出现叫作交调特性或相信邻信道选择性的不必要信号的情况。换句话说，当除了有用信号以外的不必要信号出现在系统频带中时，不必要信号的电平是满足该系统规定的所需误码率的最大值。

25 总之，为了在最坏无线电波环境下满足系统的标准值，该无线设备要正常地在最坏情况下工作。因此，在除了在最坏无线电波的环境中，该便携电话设备以满足最坏情况的性能工作。为了满足在最坏无线电波环境情况中的标准，该便携电话设备的接收部分具有线性。换句话说，应减小接收部分的失真，以便满足标准。这个问题涉及在接收部分电路块(如低噪声放大器和频率

变换器)中流过的电流。

总的来说,要改变电路的线性,就要增加其工作电流。因此,考虑到最坏无线电波环境的便携电话设备的功耗过分地增加。这是因为便携电话设备不总工作于最坏的无线电波环境。换句话说,便携电话设备一般工作在最坏无线电波环境之外。

接着,接收部分的第二个问题,即当收到信号时,直流偏移使接收特性恶化。

一般来说,在例如用于便携电话设备接收部分的变频器,低频滤波器,或低频放大器的有源电路中,其输出信号与所需信号重叠,因此产生直流分量。这个直流分量是由自混频操作产生的。

作为去除直流分量的最简单的技术,交流(AC)耦合电容可被连到有源电路的输出级。在这种情况下,一部分所需的信号成分被删除。换句话说,陷波发生。

因而,载波/噪声(C/N)特性对于具有在直流范围近所需信号成分是小的高调制指数的FSK信号可以被改善。

利用交流耦合电容去掉直流偏移的技术已被建议。这种技术能有效地用于具有高调制指数的寻呼机的二值FSK信号。由于在直流区附近的信号成分小,所以交流耦合电容没有大地衰减信号成分。

但是,在已被用于近年的高速数据传输和具有低调制指数的FSK信号和四值FSK信号中,由于在直流区附近有许多信号成分,所以第二个问题不能实际地被解决。

这种发生在接收部分的直流偏移有一个在外差系统中的问题。这个问题在已被近年用于移动通信领域的直接变换系统中是非常严重的。直接变换系统的直流偏移问题具有不同于外差系统问题的特征。下面将描述在直接变换系统中这些问题的特性。

在直接变换系统中,外部的无线信号(RF)信号和具有同一频率的本地信号被送给一个混频器,以便直接把射频(RF)信号变换成基带信号。

当该混频器是数学地设想时,各终端间的隔离是无穷大。因此加给特定终端的信号不会当现在其它终端。

但是, 由于用于直接变换型便携电话设备的混频器没有无穷大的隔离, 所以该便携电话设备的本地信号从天线辐射。从天线辐射的本地信号由一个外部反射物反射。该反射信号又由天线接收然后送给这个混频器。由于从天线送给混频器的这个信号相同于本地信号的频率, 因此作为混频功能的乘法运算使
5 直流成分(即直流偏移)出现在基带输出端。

由于该直流偏移根据本地信号的反射量(即在天线附近的反射物)而改变, 所以这个直流偏移比便携电话设备的直流偏移和有源装置的直流偏移更有害地影响接收特性。

由于直接变换型便携电话设备小, 用户用他的/她的手, 包和口袋带着它, 所以外部反射物的情况随时在改变。因此, 由于本地信号的反射量随时在改变, 所以直流偏移也随时在改变。由于直流偏移不能被抑制, 所以接收灵敏度降低。
10

为了补偿直流偏移, 可以放置一个电容在下游电路中, 由于电容的容量是恒定的, 所以直流偏移的时变瞬态响应大大影响了接收误码率。

所以, 传统的接收部分不能解决低电流消耗和改善接收特性这两个问题。特别是, 在直接变换系统中的这些问题比外差系统中的这些问题更严重。
15

下面将描述传统便携电话设备的合成器的问题。

在传统的便携电话设备中使用了一个频率合成器。该频率合成器包括一个参考振荡器, 一个参考后频器, 一个相位比较器, 一个环路滤波器, 一个压
20 控振荡器(VCO), 和一个比较分频器。比较分频器的频率从 N_1 变至 N_2 , 以便转换频率。频率转换器时间取决于固有的角频率 ω_n 和环路滤波器的环清除系数 ξ 。当固有角频率和清除系数被选为稳定的振荡频率和低噪声时, 频率转换时间变长。

这种型的频率合成器应具有低的相位/噪声特性, 频率转换时间变长。因此, 当传统的频率合成器被用于 TDMA 型便携电话设备时, 该设备不能利用
25 通信状态中的空时隙查找空信道。

下面将描述传统便携电话设备的发射部分。传统便携电话设备的发射部分包括一个频率变换器, 一个可变衰减器, 一个功率放大器, 一个发送功率控制电路, 一个发送/接收开关, 一个带通滤波器, 一个方向耦合器, 和一个功

率检测器。频率变换器，可变衰减器，功率放大器，发送功率控制电路，发送/接收开关等可以很容易地用一个 IC 装置构成。因此，这些结构部分的尺寸已经与 IC 技术的发展相应被减小了。

5 但是，由于以 IC 装置构成带通滤波器和方向耦合器是困难的，因此这些部件要安装在母板上。

例如，方向耦合器是一个 $5\text{mm} \times 5\text{mm}$ 大小的片部件。另一方面，功率检测器以具有一个二极管，一个电容，一个电阻等的一个二极管开关构成。由于二极管，电容，电阻等的安装区，所以功率检测器的尺寸大于 $5\text{mm} \times 5\text{mm}$ 。

10 因此，不象要求的尺寸减小，便携电话设备的体积相反地增加了。另外，由于方向耦合器消耗了输出功率，所以要增加功率放大器的输出功率，以补偿消耗的功率。因此，发射部分的功率增加。

接下来将描述传统便携电话设备天线的问题。

15 为了改善便携电话设备的可携带性，电池和天线的大小已显著地被减小。而便携电话设备电路的尺寸却未被充分地减小。因此，考虑到减小该便携电话设备的整个尺寸，天线的尺寸还要进一步被减小。

另一方面，有用户身体对天线的问题。用户的身体吸收或耗散射频电波。另外，身体引起天线工作阻抗的改变。从射频的角度看，身体起着具有高介电常数的无线电波吸收器的作用。因此，用户的身体使天线的辐射特性恶化。

20 由于便携电话的尺寸和厚度已被减少，用户的耳朵更趋于靠近天线，结果使天线特性进一步恶化。

作为这种恶化的因素之一，用户身体使天线的阻抗波动。这种情况将假定天线在发射信号时被描述。

25 要使天线辐射无线电波，就要把功率加给天线。把功率加给天线的最佳情况是在馈线的阻抗等于天线的阻抗时。当天线的阻抗在它的最佳值波动时，馈线上的功率在天线的输入端被反射到发射放大器。这种反射有时引起放大器的振荡。

接下来将要描述能解决这些问题和易于类推的技术以及涉及该技术的问题。

要抑制在天线输入端被反射的功率，天线的频带就要加宽。换句话说，

即使由于靠近用户的身体而使输入阻抗波动,宽频带天线的波动也小于窄频带天线的波动。而当天线的频带被加宽时,天线的体积就要增加。因此,加宽天线频带的技术与减小便携电话设备尺寸相矛盾。

5 作为另一种抑制在天线输入端功率反射的技术,天线阻抗以这样的方式调整,即当用户身体靠近便携电话设备时,阻抗变为最佳。而还不能说这种技术不是无条件的好。还是因为,便携电话设备不总是处于用户身体靠近便携电话设备的状态。由于用户用他的/她的手,或包来携带便携电话设备,所以其操作状态随时改变。因此,天线阻抗的波动值依该便携电话设备的工作状态而改变。这是因为,用户身体到便携电话设备的距离和牢固,根据其工作状态而改变。当反射量改变时,最佳地调整天线阻抗是很困难的。

10 最接近天线的身体部分是用户的耳朵。而耳朵的大小因人而改变。不同大小的耳朵大大地影响了天线的性能。用户的耳朵引起天线阻抗的很大波动。这是因为,耳朵的介电常数有 80 那么高。当用户的耳朵靠近天线时,天线的电气长度被改变。根据耳朵是否接触天线或耳朵靠近还是远离天线,阻抗大大的变化。耳朵到天线的相对位置取决于耳朵的大小。因此,即使阻抗被优化到该用户的身体靠近天线和状态,所优化的天线对其它人也不是最佳的。因此,天线的性能因人而异。

除上述的技术之外,有几种用于最佳地控制相应于操作状态的匹配电路。

20 作为第一种技术,天线的匹配电路被转换到响应于呼叫按钮的开/关状态的另一个。这个技术是基于一种假定,即当呼叫按钮被打开时,用户的耳朵靠近天线。

尽管这个技术能以小的结构实现,但它不能够对付各个用户耳朵大小的变化。

25 作为第二种技术,从天线反射的波的电平被检测,并且天线匹配电路被转换到相应于该反射量的另一个匹配电路。

然而,在这种情况下,要检测反射量就必须在天线与射频电路间安装一个传感器。这个传感器会引起反射损耗,导体损耗,和/或射频信号损耗的发生。

因此,按照上述的传统便携电话设备,在接收部分总要施加最大电流。因而电流消耗过分地大。在直流偏移用交流耦合电容取消时,所需的信号成分也被衰减了。另外,还存在由外部反射物的反射引起的并且不能被交流耦合电容取消的时变直流偏移。因此,接收灵敏度的恶化不能被抑制。

5 另外,该合成器在通信状态中不能找到具有空信道时隙的空闲信道。

在发射部分中,除天线以外,如方向耦合器和功率检测器的电路部件的安装尺寸很大。因此,该便携电话设备的尺寸不能进一步的减小。

在天线中,当携带便携电话设备的用户靠近天线时,天线的特性恶化。为解决这一问题,天线的尺寸要被增加。替代地,用户应选择天线。

10

发明内容

本发明由上述的观点构成。

本发明的第一个目的是要减少功耗。

本发明的第二个目的是要取消时变直流偏移并改善接收灵敏度。

15 本发明的第三个目的是要减小发射部分的安装尺寸。

本发明的第四个目的是要保持天线的特性而又不需要增加其尺寸和选择用户。

为实现上述目的,本发明的第一个方面是一种无线设备,包括接收装置,用于在一个无线系统中使用的系统频带内接收无线信号,一个频率合成器装置,用于至少发送系统频带中的所有所需频率信号给该接收装置,一个空闲信道检测装置,用于检测系统频带的一个空闲信道和一个检测装置,用于在空闲信道检测装置检到一个空闲信道时加宽该合成器装置的锁相环(PLL)的环路带宽。

20

本发明的第二个方面是一种无线设备,用于以多个可用于一个无线系统频带中的射频信号和使用空时隙的数据通信重复地发送和接收多个预定的时隙,它包括一个具有相位比较器的相位同步电路,用于产生对应于参考信号相位与比较频分信号相位之间的相位差的一个电压,一个压控振荡器,用于产生对应于一个控制电压的频率,一个第一环路滤波器,用于使该相位同步电路以预定的速度执行相位同步操作,一个第二环路滤波器,用于使该相位同步电路

25

以比预定速度高的速度执行相位同步操作, 和一个环路滤波器选择装置, 用于在用作通信的时隙之一的期间连接第一环路滤波器到该电压控制振荡器, 且在该时隙结束后连接该第二环路滤波器到该压控振荡器。

5 本发明的第三个方面是一个具有频率变换器, 低频放大, 和模/数变换器, 直接转换天线接收的射频信号频率成为基带信号的无线设备, 包括一个反射检测装置, 用于至少检测在射频信号被发送时的天线反射系数和功率放大器的反射功率之一, 以及一个控制装置, 用于至少控制频率变换器, 低频放大器和模/数变换器的直流偏移之一与反射检测装置检到的天线反射系数或天线反射功率相符

10 本发明的第四个方面是一个具有频率变换器, 低频放大, 和模/数变换器直接转换天线接收的射频信号频率成为基带信号的无线电设备, 包括一个反射检测装置, 用于至少检测在射频信号被发送时的天线反射系数和功率放大器的反射功率之一, 一个存储装置, 用于存储由反射检测装置检到的反射系数或或反射功率值, 以及一个控制装置, 用于在射频信号被接收时至少控制频率变换器, 低频放大器, 和模/数变换器的直流偏移之一与存储在存储装置中的天线反射系数或天线反射功率相符。

15 本发明的第五个方面是一种无线设备, 包括一个具有功率放大器的发射部分, 用于发送无线电信号到天线, 一个接收部分用于从天线接收无线电信号, 一个发送/接收转换开关, 用于选择发射部分和接收部分之一, 一个发送功率检测装置, 它被连接或电容耦合到发射部分功率放大器的电源部分, 用于检测对应于电源部分的波动的发射功率, 该波动在射频信号被发射时发生, 和一个控制装置, 用于确定发射部分的发射功率与由发射功率检测装置检到的发射功率相符。

20 本发明的第六个方面是一种无线设备, 包括一个射频电路, 用于经一发射放大器把要发送的信号发送到天线, 一个电源电路, 用于经一馈线把电力送给射频电路和发送放大器, 一个连接到馈线上的安培计, 和一个天线特性改变装置, 用于对应于安培计检到的电流值改变天线的匹配特性。

按照本发明, 对于接收部分的第一个问题, 安排了用于检测所需频带功率检测功能, 和用于检测系统频带功率的功率检测功能。这些功能确定了是否

该无线设备处于最坏的无线电波环境之中。用该确定的结果，接收部分的电流消耗能被控制。这一确定是参考存于存储装置中的数据进行的。

对于接收机的第二个问题，数字信号处理部分有一个交流电容器，以便对应于各频率的衰减量去放大一个信号。

- 5 对于接收机的第三个问题，控制信号检测部分有一个控制部分，它检测在发射状态中天线的反射系数和功率放大器的反射系数，并控制频率变换器，低频放大器，或模/数变换器的直流偏移与检到的信号相符。

- 替代地，控制部分存储在发送状态中检到的天线的反射系数或功率放大器的反射功率信号到该存储装置，并控制频率变换器，低频放大器，或模/数变换器的直流偏移与存于存储装置中的反射系数或反射功率信号相符。
- 10

 替代地，控制部分从由模/数变换器检到的值中减去对应于由控制信号检测部分检到的天线反射系数的值，或对应于功率放大器的反射功率值，或者加上这些值。因此按照本发明，即使天线附近的反射情况变化，直流偏移的波动也能被抑制，从而防止了接收灵敏度的恶化。

- 15 对于发射部分的第一个问题，为了减小方向耦合器和功率检测器的安装区，功率耦合器和不总是有方向特性的功率检测器被构在功率放大 IC 芯片或发送/接收转换开关 IC 芯片中。因此，发射部分的尺寸可以被减小。

 作为对于检测发送功率的信号，使用了与这种 IC 芯片产生的发送功率成比例的信号。对于发射部分的第二个问题，电源部分的波动量被检测。

- 20 对于天线的问题，在发送放大器馈线中流的电流被测量。对应于所测的电流值，天线的匹配特性被改变。

附图说明

- 25 本发明的这些及其它的目的，特征和优点借助下面如附图所示的最佳方式实施例的详细说明将变得更加明显。

 图 1 是表示本发明用于检测系统频带功率和所需波形功率、并降低接收部分功耗的结构方框图；

 图 2 是表示本发明用于降低接收部分功耗结构的一控制流程的流程图；

 图 3 是表示本发明的一例带有自补偿电路的接收部分结构的方框图；

- 图 4 是表示一变频器输出信号的频率特性的曲线图;
- 图 5 是表示带有由交流(AC)耦合操作引起的凹陷的频率特性的曲线图;
- 图 6 是表示交流耦合电容的频率特性的曲线图;
- 图 7 是表示图 6 中所示频率特性的反转特性的曲线图;
- 5 图 8 是表示按照本发明已进行了自补偿的所需波形的曲线图;
- 图 9 是表示一本地振荡器不可调谐时的直流(DC)偏移的曲线图;
- 图 10 是表示另一例带有自补偿功能的接收部分结构的方框图;
- 图 11 是表示按照本发明一实施例的一直变式无线设备的结构的方框图;
- 图 12 是表示图 11 中所示无线设备的一种改进的原理图;
- 10 图 13 是表示图 11 中所示无线设备的另一种改进的原理图;
- 图 14 是表示是按照本发明一实施例的无线设备的合成器的结构的方框图;
- 图 15 是用于说明图 14 中所示合成器的一高速空闲信道搜寻操作的原理图;
- 15 图 16 是表示所示一个带有感应装置的前端射频 IC 的基本概念的原理图;
- 图 17 是表示带有一感应装置和功率检测器的前端射频 IC 的基本概念的原理图;
- 图 18 是表示按照本发明一实施例的一 PA-IC 芯片的结构原理图;
- 20 图 19 是表示是一例图 16 和 17 中的 PA-IC 芯片的感应装置的原理图;
- 图 20 是表示另一例感应装置的原理图;
- 图 21 是表示图 20 中所示一可变增益控制电路的一实例的原理图;
- 图 22 是表示一 SPDT 开关的基本结构的原理图;
- 图 23 是表示按照本发明一实施例的一个发送/接收开关的 IC 芯片结构的原理图;
- 25 图 24 是表示一例感应装置的原理图;
- 图 25 是表示另一例感应装置的原理图;
- 图 26 是表示按照本发明一实施例的 PA-IC 芯片结构的原理图;
- 图 27 是表示按照本发明一实施例的一发送/接收开关的 IC 芯片结构的原

理图;

图 28 是表示按照本发明一实施例的一个带有如图 19 和 20 所示的功率感应装置和功率检测装置的 IC 芯片结构的平面图;

图 29 是表示沿图 28 所示的 A-A' 线剖开的剖视图;

5 图 30 是表示利用金属层线宽比电源线窄来调节耦合电容的结构的原理图;

图 31 是表示所示利用金属层线宽比电源线宽来调节耦合电容的结构的原理图;

图 32 是表示利用金属层线长度变换来调节耦合电容的结构的原理图;

10 图 33 是表示利用金属层形成方向变换来调节耦合电容的结构的原理图;

图 34 是表示按照本发明另一实施例的一便携无线设备的结构的方框图;

图 35 是表示试验所用的一无线设备模型的外观图;

图 36 是表示图 35 所示便携无线设备的电流消耗和操作状态之间的关系的曲线图;

15 图 37 是表示从馈电线侧看天线输入边缘的反射系数与便携无线设备的操作状态间的关系的曲线图;

图 38 是表示便携无线设备水平面上的平均辐射增益与其操作状态间的关系的曲线图; 及

图 39 是表示一天线匹配电路的结构的原理图。

20

具体实施方式

下面, 将参照附图描述本发明的实施例。

25 图 1 是表示依据本发明一实施例的直调式便携无线设备(以下简称无线设备)的接收部分结构的方框图。在下文中, 详细描述了该直调式无线设备。然而, 本发明亦能用于外差式无线设备等等。

如图 1 所示, 无线设备包括一低噪放大器(以下称 LNA), 一带通滤波器(以下称作 BPF), 一混频器(作为变频装置)(以下称作 MIX), 缓存放大器(以下称作 BUFF1 和 BUFF2), 低通滤波器(以下称作 LPF1 和 LPF2), 功率检测器(以下称作 RSSI1 和 RSSI2(RSSI: 接收信号强度指示)), 一减法装置 10, 一判决装置

11, 一延迟装置 12, 及一电流控制装置 13。

LPF1 只能让系统频带的一预定信号频带通过。在日本使用的 PHS(个人手机), 预定频带为 100kHz 频带左右。RSSI1 检测信号频带的功率。全部系统频带都能通过 LPF2。LPF2 应为至少系统频带的所有频率都能通过的一滤波器。
5 RSSI2 检测系统频带的功率。延迟装置 12 延迟输入信号, 从而控制从下一帧或时隙来的信号。带通滤波器(以下称为 BPF1 和 BPF2)也可用来代替 LPF1 和 LPF2。另外, 一除法装置也可用来代替减法装置 10。

为降低在接收部分的电路块中流动的电流, 需确定无线设备不处于最差无线电波环境下。为做到这点, 配备了 RSSI1 和 RSSI2。RSSI1 检测所需频带的功率。判决装置 11 得到 RSSI1 检测功率与 RSSI2 检测功率之差, 或两者之比例, 从而判决无线设备是否处于最差无线电波环境。当处于非最差无线电波环境时, 电流量减半的情况下是不能保证电路的正常操作的。因此由 RSSI1 检测功率与由 RSSI2 检测功率之差或两者之比被划分成几级, 并提供给 LNA 和 MIX。当待指定的电流级别很小时, 就不用总是参照表格了。
10

15 下面, 将参照图 2 所示的流程图描述接收部分的操作。

假设每帧有一个接收时隙, 且只有该接收时隙时, 电流的控制。另外, 为简化起见, 待指定的电流级别只有两个模式, 即一通常电流(用于最差无线电波环境)模式和一低电流模式。

如图 2 所示, 在接收部分, RSSI1 在一时隙尾部检测到所需频带的功率(在步骤 S201)。另一方面, RSSI2 检测系统频带的功率。RSSI1 和 RSSI2 将检测到的功率送往减法装置 10。
20

减法装置 10 将 RSSI1 检测功率从 RSSI2 检测功率中减去, 并将减后结果送往判决装置 11。当用除法装置代替减法装置 10 时, 除法装置用 RSSI2 检测功率除以 RSSI1 检测功率, 并将除后结果送往判决装置 11。

25 判决装置 11 判决减后结果或除后结果是否等于或大于一预定值 A(在步骤 S202)。

当减后结果等于或大于预定值 A 时(也就是说, 在步骤 S202 中预定结果为 Yes), 判决装置 11 判决该无线电波环境较差, 并指定通常的电流模式(此时提供通常的电流模式)(在步骤 S203)。判决装置 11 将判决结果提供给下一接收

时隙(在步骤 S204)

当在下一接收时隙检测到的减后结果或除后结果比指定值A小时(也就是说,在步骤 S202 中判决结果为 No),判决装置 11 指定低电流模式(在步骤 S205),从而降低了在 LNA 和 MIX 中流动的电流(在步骤 S206)。

5 为降低电流量,指定 LNA 和 MIX 基准电流的一基准电路(未示出)的电阻或定义电压是变化的。在下文描述中,电流量是按上述方式降低的。

在该实施例中,提前于每帧检测电流量。可替代地,电流量亦可提前一个时隙检测。此时,就可获得提前一帧检测的所需波形的输出电平与当前帧的系统频带的输出波形之差或两者之比。

10 为实现本发明,最好将通常电流电平指定为初始电流电平。但当检测到一空信道时,且全部信道都是空闲的,估计在系统中就不存在不必要波形。因此,此时低电流电平就可指定为初始电平。

另一方面,因为 LPF2 能通过所有系统频带,系统频带与所需波形之比很大。因此,在 LPF2 中白噪声(或热噪声)增大。

15 当白噪声增大时,判决装置 11 可能会误会系统的无线电波数量。为解决该问题,从 RSSI2 检测到的值中减去拓宽了频带的白噪声的功率分量,以此补偿 RSSI2 检测功率值。作为一种补偿技术,只是简单地从 RSSI2 检测值中减去功率分量即可。可替代地,RSSI2 检测到的功率值亦可利用包含白噪声功率分量的表格进行补偿。

20 图 3 是表示按照本发明另一实施例的无线装置的接收部分的方框图。

参照图 3,无线装置包括一天线 101,一射频放大器 102,一射频滤波器 103,一变频器 104,变频器 105 和 106,一本地振荡器 107,一 $\pi/2$ 移相器 108,低频滤波器 109 和 110,低频放大器 111 和 112,A/D 转换器 113 和 114,乘法装置 115 和 116,一存储器 118(作为存储装置),电容 119 到 124,及一本地
25 振荡器 125。存储器 118 存储从变频器 105 到 A/D 转换器 113 基带部分的整个交流耦合频率特性的反转特性,和从变频器 106 到 A/D 转换器 114 基带部分的整个交流耦合频率特性的反转特性。

射频放大器 102 改善了无线部分的噪声指数。由变频器 105 和 106,本地振荡器 107,组成的电路块, $\pi/2$ 移相器 108,等组成的电路块被称为正交解

调部分。连在变频器 105 和 106 的下行部分的电容 119 到 124 被分开放置，用来去除直流分量。

在接收部分，从天线 101 接收到的射频信号被送往射频放大器 102。射频放大器 102 按预定增益放大射频信号。放大的信号经图象抑制滤波器射频滤波器 103 被送往变频器 104。

另一方面，本地振荡器 125 产生一基准载波信号，并将基准载波信号送往变频器 104。变频器 104 将接收到的信号与基准载波信号相乘，并因此将接收到的信号转换成一中频信号。由变频器 105 和 106，本地振荡器 107，及 $\pi/2$ 移相器 108 组成的正交解调部分将中频信号转换成基带信号。换句话说，两个变频器 105 和 106 产生 I 和 Q 信道的两个基带信号，它们具有与从本地振荡器 107 送来的中频信号一样的频率，且相位相差 $\pi/2$ 。

从变频器 105 获得的 I 信道基带信号经电容 119 被送往低频滤波器 109。低频滤波器 109 对 I 信道基带信号进行去假频处理。结果信号经电容 121 被送往低频放大器 111。低频放大器 111 将接收到的信号按一预定增益放大。放大的信号经电容 123 被送往 A/D 转换器 113。A/D 转换器 113 将接收到的信号由模拟信号转换成数字信号。结果信号被送往乘法装置 115。

另一方面，同 I 信道的基带信号一样，从变频器 106 获得的 Q 信道基带信号经电容 120，低频滤波器 110，电容 122，低频放大器 112，电容 124，及 A/D 转换器 114，被送往乘法装置 116。低频滤波器 109 和 110 可以选择一个信道。

从变频器 105 送往 A/D 转换器 113 的基带部分的整个交流耦合频率特性的反转特性由存储器 118 送给 I 信道的乘法器 115，与数字信号同步。乘法器 115 将从 A/D 转换器 113 接收到的信号与从存储器 118 接收到的反转特性相乘。

从变频器 106 送往 A/D 转换器 114 的基带部分的整个交流耦合频率特性的反转特性由存储器 118 送给 Q 信道的乘法器 116，与数字信号同步。乘法器 116 将从 A/D 转换器 114 接收到的信号与从存储器 118 接收到的反转特性相乘。

检测器 117 将从 I 信道乘法器 115 和从 Q 信道乘法器 116 接收到的相乘

后信号解调成正交数据。

下面将描述对应上述操作的各个信号。

如图 4 所示,从变频器 105 和 106 获得的所需基带信号(以下称所需波形)与一直流分量 305 交叠。在图 4 中,阴影区代表热噪声电平 304。

5 放置在变频器 105 和 106 下行部分的电容 119 到 124 去除了所需波形 301 中的直流分量 305。指定电容 119 到 124 的电容,使得所需波形 301 的频率特性如 302。

当由交流耦合电容 119 到 124 去除直流分量 305 时,作为所需信号 301 的一部分的信号分量 303 也同直流分量 305 一起失去。因此在所需信号 301(即
10 A/D 转换器 113 和 114 的输出信号)被送往乘法器 115 和 116 之前,如图 5 所示,在所需波形 301 中出现一凹陷 306。类似地,凹陷 307 亦出现在热噪声 304 中。

虽然 A/D 转换器 113 和 114 的输出信号有凹陷 306,且由于凹陷 306 会影响信号分量,但存储器 118 能够存储需插入受影响部分的反转特性,当乘法
15 装置 115 和 116 将所需波形 301 与存储在存储器 118 中的反转特性相乘时,就几乎能准确再生出正交信号。

下面,将描述存放在存储器 118 中的反转特性。

在图 6 中,参考号码 801 代表一频率特性,从变频器 105 和 106 获得的基带信号一直受电容 119 到 124 的交流耦合,直到信号被送给 A/D 转换器 113
20 和 114 之前。

当频率特性 801 被交流耦合时,直流分量的大小变为 0。频率特性 801 的反转特性由参考号码 802 表示,如图 7 所示。因为作为直流分量的反转特性 802,其大小是无限大的,所以特性 802 不能作为数据存放到存储器 118。

在特性 802 中,超过预定电平的直流分量部分被去除,并根据所需补偿
25 的准确度作反转特性用。

在图 7 所示的例子中,直流分量 803 被从交流耦合过的频率特性的反转特性 802 中去除。结果部分被当作反转特性 804。因此,在反转特性 804 已与 A/D 转换器 113 和 114 的输出信号相乘的所需波形 301 中,就会出现对应于反转特性直流分量的限制部分的补偿错误。换句话说,对应于反转特性 804 直流

分量的限制部分的补偿错误, 将导致在所需波形 301 和热噪声 304 中分别出现凹陷 701 和 702。

但是, 很清楚的是不必要的直流分量已被完全去除, 且信号分量凹陷 701 离图 5 所示凹陷 306 更远了。因为 I 信道的直流偏移不同于 Q 信道的直流偏移, 所以 I 和 Q 信道要分别进行自补偿操作。直流分量的自补偿功能的优越性就在于: 即使从图 3 所示的本地振荡器 107 获得的基准载波频率跟所需值有一定偏移, 其效果不会丧失。

当从本地振荡器 107 获得的频率与所需值有偏移时, 从变频器 105 和 106 获得的基带信号的中央频率(所需波形)就与图 9 所示的直流分量间存在偏移。

如图 9 所示, 所需波形 601 的中央频率与直流分量 306 间的偏移为距离 602。距离 602 等于与本地振荡器 107 所需频率相反的频率偏移。然而, 要清楚在图 9 中, 即使被转换成基带信号的信号中央频率偏移了直流分量, 理论上直流分量仍是无偏移的。因此, 对应于交流耦合电容 119 到 124 的频率特性, 直流分量 305 被整个去除。此后 A/D 转换器 113 和 114 的输出信号与存放在存储器 118 中的反转特性 804 相乘。因此, 当本地振荡器 107 没有频率偏移时, 直流分量 305 能无凹陷地从所需波形 301 中被去除。已测量的反转特性 804 被存放在存储器 118 中。

下面, 将参照图 10, 描述依据本发明另一实施例的无线设备接收部分。该实施例的接收部分多了一扫描振荡器 901, 一开关 902, 及一计算装置 907。扫描振荡器 901 经过开关 902 连在 I 信道和 Q 信道的电路上。从变频器 105、106 和 A/D 转换器 113、114 输出的交流耦合信号的频率特性 801 变得较平坦, 而扫描振荡器 901 在此范围扫描频率。通过此扫描操作, 获得 I 信道和 Q 信道的交流耦合信号的频率特性 801。分别从 A/D 转换器 113 和 114 得到的频率特性 801 被送往计算装置 907。计算装置 907 利用已测量的交流耦合信号的频率特性 801 计算如图 7 所示的反转特性 804。所计算的反转特性 804 存放于存储器 118 中。当未接收到信号时, 扫描振荡器 901 能测量频率特性。

依据该实施例, 即使交流耦合信号的频率特性 801 随温度特性变化, 但由于能够轻易获得反转特性 804, 直流偏移就能够得到补偿。

在该实施例中, 描述的是外差类接收部分。然而也可采用直调式接收部

分。此时由反射器引起的时刻变化着的直流偏移的瞬时响应就无法控制。但是利用上述对抗措施，就可以在一特别无线系统中获得足够的特性。

下面，将描述去掉反射器引起的时变直流偏移的方法(在直调转换方式的无线设备中时刻变化着的直流偏移是有待解决的一个问题)。

5 图 11 是表示依据本发明的一实施例的一直调转换式无线设备(以下称为无线设备)结构的方框图。

参见图 11，该无线设备包括一天线 101，一发送/接收开关 170，一接收部分 129，一发送部分 137，及一直流偏移控制电路 139。接收部分包括一射
10 频放大器 102，变频器 105 和 106，一本地振荡器 130，一 $\pi/2$ 移相器 131，一基带滤波器 109，低频放大器 111 和 112，及基带信号处理电路 135 和 136。本地振荡器 130 产生一本地信号。每个变频器 105 和 106 都有一直流偏移控制端口 132-1。每个低频放大器 111 和 112 都有一直流偏移控制端口 132-2。每个基带信号处理电路 135 和 136 都有一直流偏移控制端口 132-3。基带信号处理电路 135 和 136 分别具有模/数转换器 113 和 114 及加/减电路 133 和
15 134。

发送部分 137 包括一带通滤波器 150，一方向耦合器 172，一功率放大器 151，一可变衰减器 152，一功率检测器 173，一功率控制电路 171，一加法装置 156，变频器 157 和 158，低通滤波器 159 和 160，数/模转换器 161 和 162，及一发送信号产生器 138。直流偏移控制电路 139 连在方向耦合器 172 和控制
20 端口 132-1、及 132-2 上。

下面，将描述依据该实施例的无线设备的发送部分的基本操作。

在该无线装置中，当要发送一信号时，发送/接收开关 170 就置于发送部分一侧。从发送信号产生器 138 接收到的发送波形被功率放大器 151 放大。经方向耦合器 172 和发送/接收开关 170 结果信号从天线 101 被发送出去。

25 在该实施例中，将描述发送信号频率与接收信号频率一致的 TDD 系统。当发送信号时，方向耦合器 172 测量天线 101 的反射功率。另外，方向耦合器 172 测量传播给天线 101 的功率。测量结果被送往直流偏移控制电路 139。直流偏移控制电路 139 得到天线 101 反射功率和传播功率间的反射系数。在 TDD 系统中，发送信号频率与接收信号频率一致。因此，当发送信号时，如果反射

功率很大,则天线101在接收模式时本地信号的反射功率就很大。相反,当反射功率很小时,天线101在接收模式时本地信号的反射功率就很小。因此,当发送信号时,要获知天线101在发送方式时的反射功率。才能获得反射到接收部分的本地信号的反射量。

5 当反射波形很大时,为了降低接收部分的直流偏移,直流偏移控制电路139送出一控制信号给变频器105和106的直流偏移控制端口132-1,该控制信号与反射功率成正比能降低直流偏移。

 在依据本实施例的无线设备中,当在TDD系统发送信号时,方向耦合器172测量到天线101的传播功率和天线101的反射功率,获得天线101的传播
10 功率和反射功率之间的反射系数,并将反射系数送给接收部分。因此,在刚发送完信号之后就接收信号时,其接收操作是在降低外部反射器引起的直流偏移的状态下进行的。因此接收操作时的接收灵敏度与不进行此处理的情景相比就有所改善。另外,因为信号能在直流偏移被降低的状态下接收,所以在该电路中不必放置许多交流耦合电容。

15 在上述例子中,描述的是变频器105和106的控制操作。可替代地,当控制信号被送往低频放大器111和112及模数转换器113和114的直流偏移控制端口132-2和132-3中的一个时,会得到与变频器105和106受控制时一样的效果。换句话说,如果必要,直流偏移能够在变频器105和106的上行部分受到补偿。

20 下面,将参照图12,描述依据图11所示实施例改进的一个无线设备。

 如图12所示,在该变更中,一存储器141被置于一直流偏移控制电路139和一方向耦合器172之间。存储器141存放能够产生对应于天线101的反射功率或反射系数的控制电压的数据。因此,当存储器141存放用于降低对应于天线101反射功率的直流偏移的控制数据时,该控制数据被送往直流偏移控制电
25 路139。因此,与图8所示的实施例相比,直流偏移控制电路139能在更短的时间降低直流偏移,因无需计算反射系数。

 下面,将参照图13描述依据本实施例的另一改进的无线设备。

 在该变更中,一基带信号处理电路135执行直流偏移降低处理,取代直流偏移控制电路139。在图13,为简化起见,将基带信号处理电路136略去。

在该变更中，加/减电路 133 和 134 将对应于功率放大器 151 传播功率值和对应于天线 101 反射功率值与从模/数转换器 113 及 114 收到的值相加(或相减)，从而降低直流偏移。换句话说，当模/数转换器 113 和 114 的输出值相加或相减时，直流值是类似偏移的。

5 依据该变更，可获得与图 11 所示实施例相同的效果，而无需将一特殊的直流偏移控制电路 139 连到诸如变频器 and 低频转换器之类的模拟电路上去。在上述实施例中，描述的是 TDD 系统。在这种情况下发送信号频带与接收信号频带一致，当测量了发送状态中的反射量时，也就能够得到一样的效果。

下面，将描述无线设备的合成器。

10 图 14 是表示依据本发明第一实施例的无线设备的合成器结构的方框图。

参见图 14，该合成器包括一基准振荡器 1101，一基准频分器 1103，一相位比较器 1105，一常规方式环路滤波器 1151，一高速方式环路滤波器 1152，一开关 1153，一压控振荡器(VCO)1109，及一比较频分器 1111。因为合成器的基本环路操作与常规合成器的一样，所以省去其描述。

15 在依据该实施例的合成器中，当开关 1153 置于常规方式环路滤波器一侧，就采用常规环路方式。此时压控振荡器 1109 输出一低相位 - 噪声特性信号。然而，在此方式下，频率切换操作需要时间。

另一方面，当开关 1153 被置于高速方式环路滤波器一侧时，就采用高速环路方式(空闲信道搜寻方式)。在这种方式时，虽然压控振荡器 1109 输出信号的相位 - 噪声特性恶化，但频率切换操作进行得很快。

20 下面，将描述依据该实施例的无线设备的合成器的操作。图 15 是表示时分多址(TDMA)系统中的时隙结构的原理图。

如图 15 所示，一帧 1160 由 4 个接收时隙 R1 至 R4 和 4 个发送时隙 T1 至 T4 组成。一个时隙由参考号码 1161 表示。假设通信利用一接收时隙 R1 和一发送时隙 T1 进行。另外，假设通信信道频率用 f_1 表示。

合成器按下述方式搜寻空闲信道。

在接收时隙 R1 期间，合成器按有较高的相位 - 噪声特性的常规方式操作。在接收时隙 R1 后，开关 1153 由常规方式切换到高速方式。

当不同于通信信道频率的频率 f_2 被分配给合成器时，合成器就开始搜寻

一空闲信道。因为已选择了高速方式，所以合成器就能以较高速度由当前频率切换到所需频率并搜寻一空闲信道。

当合成器搜寻到频率为 f_2 的一空闲信道后，它就将频率 f_2 切换到另一频率 f_3 上，并搜寻空闲信道。合成器重复此操作并在多个频率上搜寻空闲信道。在发送时隙 T_1 出现前，合成器返回到原来的通信频率 f_1 上。同时，合成器从高速方式切换到常规方式。在发送时隙 T_1 期间，合成器按常规方式的较高相位-噪声特性操作。合成器在通信期间重复上述操作并搜寻空闲信道。在合成器搜寻空闲信道的同时，由于它按高速方式操作，所以合成器的信噪比 S/N (信号和噪声之比) 并不高，且其接收灵敏性就此恶化。然而因为用于确定是否有空闲信道时所所需的相位-噪声特性较之通信状态中所所需的相去甚远，所以合成器能以高速方式搜寻空闲信道。在上述中，是通过切换环路滤波器的频率特性来切换环路特性的。可替代地，也可通过切换相位比较器的灵敏性来切换环路特性。另外，空闲信道也可在例如一个信道中搜寻。

当合成器以高速方式搜寻空闲信道时，如果所有信道都是空闲的，就能够确定在系统频带的附近区域无干扰波形。因此空闲信道搜寻操作能够作为检测无线电波环境的操作使用。换句话说，当所有信道全空时，接收部分的电流消耗就能降低。

此时，空闲信道的搜寻结果被送往图 1 所示的判决装置 11。判决装置 11 确定电流方式并控制在 LNA 和 MIX 中流动的电流量。

下面，将参照图 16 到 26 描述发送部分。

图 16 是表示具有一功率放大器或一发送/接收开关的 IC 芯片的基本概念的原理图。

在图 16 中，参考号码 1200 为 IC 芯片。当 IC 芯片 1200 为例如一功率放大器 IC 芯片(以下称为 PA-IC 芯片)时，从图 11 所示变频器 157 和 158 接收到的射频信号被送往 IC 芯片 1200 的一输入端口 IN。由 PA-IC 芯片 1200 放大的射频信号被送往一输出端口 OUT。与感应装置 1201 感应到的功率成正比的信号，经非输出端口 OUT 的一端口被送往作为信号处理装置的一功率检测器 DET。

在图 16 中，当 IC 芯片 1200 为一发送/接收开关(以下称为发送/接收开关)

时,从功率放大器 PA 接收到的射频信号被送往 IC 芯片 1200 的一输入端口 IN。经输入端口 IN 从感应装置 1201 接收到的射频信号被送往一输出端口 OUT。作为 PA-IC 芯片,感应装置 1201 感应到的信号与射频信号功率成正比。感应信号经一非输出端口 OUT 的端口被送往一信号处理装置(例如一输出
5 功率检测器 DET)。

下面,将参照图 17 描述依据图 16 所示结构的一种改进的 IC 芯片。

在图 16 所示的例子中,输出功率检测器 DET 被置于 IC 芯片 1200 之外。然而,在该变更中,作为一信号处理装置 1202 的输出功率检测器 DET 的功率检测功能结构与带有感应装置 1201 的 IC 芯片一样。图 17 所示感应装置 1201
10 的结构与图 16 所示的感应装置 1201 的结构一模一样。

在该变更中,感应装置 1201 感应到的信号被送往构成同一 IC 芯片的输出功率检测装置 1202。

输出功率检测装置 1202 将输出功率的频率转换为对应于感应信号的低频,并将对应于输出功率的信号送给功率控制电路(CONT)171。因为输出功率
15 检测装置 1202 执行信号处理比如变频处理,所以输出功率检测装置 1202 又被称为信号处理装置。在图 16 和 17 中,PA-IC 芯片或发送/接收开关 IC 芯片不总是不同的 IC 芯片。替代地,或 PA-IC 芯片或发送/接收开关 IC 芯片都可构成一 IC 芯片。

图 18 所示简图为图 16 所示 PA-IC 芯片结构的基本概念。

20 图 18 中,从变频器 157 和 158 接收到的射频信号经一输入端口 IN 被送往一功率放大器 PA151。功率放大器 PA151 的输出信号经一输出端口 OUT 被送往一带通滤波器 BPF。

在 IC 芯片 1200 中的电源端口 VDD1 是给功率放大器 PA151 提供功率的端口。一接地端口 GND1 是功率放大器 PA151 的接地端口。一外部地线端口
25 GND 和一外部电源端口 VDD 与端口 GND1 和端口 VDD1 是分开的,以便离散电感、电阻、和电容能在构成 IC 芯片的电路中出现。换句话说,一离散阻抗 Z_{vdd1} 203 介于端口 VDD 和端口 VDD1 之间。另外,一离散阻抗 Z_{gnd1} 204 介于端口 GND 和端口 GND1 之间。

在图 18 中,端口 s1 是用于获得与功率放大器 PA151 输出的射频信号功

率成正比的信号的一端口。端口 s1 经图 16 所示感应装置 1201 连在电源端口 VDD1 上。在该例中，与离散阻抗 $Z_{vdd1203}$ 分量成正比的信号和功率放大器 PA 的瞬时电流在电源端口 VDD1 处被测量。因为功率放大器 PA151 的瞬时电流的变化部分是和功率放大器 PA151 的输出功率成正比的，因此在端口 VDD1 处测得的交流分量与功率放大器 PA151 的输出功率成正比。

下面，将描述感应装置 1201 的结构。利用在端口 VDD1 处测得的交流分量，获得一与功率放大器 PA151 的输出功率成正比的信号。因此，为简化结构，如图 19 所示，电容 C1 可置于端口 VDD1 和端口 s1 间。

此时，端口 s1 连在已在相关技术参考中描述的功率检测电路 DET 上。没有方向特性的电容能用于检测功率，因为没有方向特性的耦合器不总是需要。

在图 19 所示的结构中，感应装置 1201 仅由电容 C1 构成。因此能够与输出功率成正比的信号。感应装置 1201 可以是一二极管、一电阻或类似元件。

因为离散阻抗 $Z_{vdd1203}$ 和离散阻抗 $Z_{gnd1204}$ 随 PA-IC 芯片的安装方式的变化而变化，所以比例系数取决于其安装方式。因此，从功率检测器 DET 检测到的功率值会随 PA-IC 芯片的安装方式的变化而变化。从端口 VDD1 检测到的信号电平为射频信号输出功率的 -50dB 左右。因此，由于信号电平相对较低，功率控制电路(CONT)171 不能接收从功率检测器 DET 来的低频检测信号。

为解决此问题，如图 20 所示，一感应装置 1201 由一可变增益射频放大器(AMP)1205 构成，该放大器串联在电容 C1 上并连往端口 s1。

为使功率检测电路 DET 的输出信号与功率控制电路(CONT)171 的动态范围相匹配，可变增益射频放大器(AMP)1205 被连在电容 C1 的下级。可变增益射频放大器(AMP)1205 具有一增益调节端口 1206。当从功率控制电路(CONT)来的控制信号被送往增益调节端口 1206 时，就可获得对应于控制信号的输出信号。因此，当安装 IC 芯片时，能够抑制功率检测信号的幅度波动。结果，送往功率控制电路(CONT)171 的功率检测信号是一信号电平较高且稳定的信号。因此功率控制电路(CONT)171 能够充分检测功率检测信号。

在图 20 所示的电路结构中，因为可变增益射频放大器(AMP)1205 连在电

容 C1 上, 所以功率控制电路(CONT)171 能够充分检测功率检测信号。因此该电路实际上能构成一 IC 芯片。

虽然作为一 IC 芯片形式的可变增益射频放大器(AMP)1205 也消耗功率, 但它远远小于功率放大器(PA)151 的功率消耗。因此, 可变增益射频放大器 (AMP)1205 的功率消耗可从发送部分略去。

下面, 将参照图 21 描述可变增益放大器(AMP)1205 的实际结构。

参见图 21, VDD2 为一电压源。电压源 VDD2 的正极连在晶体管 Q1 的基极上。电压源 VDD2 的负极连在 IC 芯片接地端口 GND 上。晶体管 Q1 的发送极连在输入端口 IN 上。另外, 晶体管的发送极经一可变电流量 I1 被送往接地端口 GND1。增益控制信号从增益调节端口 1206 被送往可变电流量 I1。晶体管 Q1 的集电极经一负载阻抗 Z1 连在 IC 芯片的电源端口 VDD1 上。另外, 晶体管 Q1 的集电极连在作为缓冲器的晶体管 Q2 的基极。晶体管 Q2 的集电极连在电源端口 VDD1 上。晶体管 Q2 的发送极经一恒流源连在接地端口 GND1 上。另外, 晶体管 Q2 的发送极还经直流块的电容 C3 连在输出端口 OUT 上。在此电路结构中, 增益 G 可近似按下述表达式获得。

$$G = gm(Q1) \times Z1 = i1, dc \times Z1/Vt \quad \dots(1)$$

其中 $i1, dc$ 代表流经可变电流量 I1 的电流; 而 Vt 代表热电压。

因此, 当可变电流量 I1 的电流 $i1, dc$ 的变化对应于从增益调节端口 1206 接收到的增益控制信号时, 从可变增益射频放大器(AMP)1205 接收到的信号增益就能调节。

下面, 基于图 16 所示的基本概念, 描述几例 IC 芯片结构的发送/接收开关和感应装置。

作为一 IC 芯片结构的发送/接收开关的一最通用的电路, 就是一单刀双掷 (SPDT) 开关。图 22 示出了该 SPDT 开关 IC 芯片的基本电路。

如图 22 所示, 该 SPDT 开关包括多个开关器 Q10 到 Q13。开关器 Q10 到 Q13 连在位于 IC 芯片外表面的各种连接端口上。各种连接端口是例如一发送部分输入端口 Tin, 一接收部分输出端口 Rin, 一天线端口 ANT, 一接地端口 GND1, 一输入端口 CONT1, 及一输入端口 CONT2。天线端口 ANT 功能与发送部分的输出端口和接收部分的输入端口的一样。天线端口 ANT 连在天

线 101 上。接地端口 GND1 为 IC 芯片的接地端。具有互补关系的控制信号被输入给输入端口 CONT1 和 CONT2。控制信号引起接收模式和发送模式间的切换。当输入端口 CONT1 的信号电平为高“H”而输入端口 CONT2 的信号电平为低“L”时，开关器 Q11 和 Q12 被连通而开关器 Q10 和 Q13 被切断。

5 从天线端口 ANT 接收到的信号被送往接收部分的输出端口 Rin。

另一方面，当输入端口 CONT1 的信号电平为低“L”而输入端口 CONT2 的信号电平为高“H”时，开关器 Q11 和 Q12 被切断而开关器 Q10 和 Q13 被接通，从发送部分输入端口 Tin 接收到的信号被送往天线端口 ANT。

图 23 表示一个发送/接收开关的 IC 芯片，其中作为感应与发送信号功率成正比的信号的感应装置的一感应电路被置于一 SPDT 开关的 IC 芯片中。

10

参见图 23，在发送/接收开关的 IC 芯片 1200 中，一感应装置 1201 连在一开关器 Q12 和接地端口 GND1 之间。发送/接收开关的 IC 芯片 1200 有一端口用于输出感应装置 1201 检测的结果。

图 24 和 25 表示感应装置 1201 的实际结构。

参见图 24，作为感应装置 1201 的一个例子，一阻抗电路 Z 被置于开关器 Q12 的源极和接地端口 GND1 间。阻抗电路 Z 由一电阻、一电容、和/或一电感串联或并联而成。在该例中，端口 OUT 连在阻抗电路 Z 和开关器 Q12 之间。

15

下面，将描述 IC 芯片 1200 的操作。

当发送信号时，输入端口 CONT1 的信号电平为低“L”而输入端口 CONT2 的信号电平为高“H”，开关器 Q12 被切断。然而由于射频信号被输入给发送部分的输入端口 Tin，所以开关器 Q12 的源极-漏极电容或源极-栅极电容及栅极-漏极电容串联，射频信号从端口 OUT 漏出。由于有泄漏电流流经阻抗 Z，所以就存在与泄漏电流成比例的一电压。又因为泄漏电流与射频信号功率成正比，则从端口 OUT 就能获得与射频信号功率成正比的信号。

20

25

图 25 表示感应装置 1201 的另一个例子。参见图 25，一可变增益射频放大器(AMP)连在一阻抗电路 Z 和一输出端口 OUT 间。该可变增益射频放大器(AMP)1205 放大阻抗电路 Z 产生的信号。利用增益调节端口 1206 接收到的增益控制信号(例如，一应用电压)来调节增益。

下面，将参考图 26 描述一 IC 芯片结构的功率放大器(PA)151 的一个 PA-IC 芯片。参见图 26，一功率放大器(PA)151，一感应装置 1201，及一图 17 所示的输出功率检测装置 1202 构成该 PA-IC 芯片。

在该 PA-IC 芯片 1200 中，从端口 d1 获得要检测的正比于功率的信号。
5 该信号被送往如图 11 所示的一功率控制电路(CONT)171。

利用具有感应装置 1201 和输出功率检测装置 1202 的 PA-IC 芯片 1200，能够感应和检测功率。因此发送部分的尺寸被缩小了。

下面，将参照图 27 描述一 IC 芯片结构的发送/接收开关的一个发送/接收开关 IC 芯片。参见图 27，一发送/接收开关电路，一感应装置 1201，及一输出
10 功率检测装置 1202 构成了发送/接收开关 IC 芯片。

此时，如上述例子一样，在端口 d1 获得正比于输出功率的信号。感应装置 1201 的结构与图 19、20、21、24、和 25 中的感应装置一样。在此例中，至少应有一个功率放大器 PA 和发送/接收开关构成一 IC 芯片。

利用具有感应装置 1201 和输出功率检测装置 1202 的发送/接收开关 IC 芯
15 片，能够感应和检测到功率。因此发送部分的尺寸被缩小了。

因为图 18、23、26、和 27 所示的感应装置和检测装置能够检测泄漏到电源或地的功率，而无需将其与射频信号相连，方向耦合器等的功率损失能被抑制。因此发送部分的功耗亦被降低。

图 28 是表示带有如图 19 和 20 所示的功率感应装置和功率检测装置的一
20 IC 芯片的平面图。图 29 所示是沿图 28 所示的 A-A' 线剖开的剖视图。

如图 28 和 29 所示，在该 IC 芯片中，作为第一金属层(内层)的一金属线模型 1402 在绝缘层 1404 中形成。另外，作为第二金属层(外层)的金属线模型 1401 在绝缘层 1404 的前表面形成。金属线模型 1401 为一电源线模型用于提供功率到功率放大器(PA)151。金属线模型 1402 弯曲成字母 L 形。金属线模型
25 1402 的弯曲边缘连到一输出功率检测装置 1202 上。

此时，由于金属线模型 1402 是经绝缘层 1404 被置于电源线模型 1401 上，这样就形成了一电容分量。连在金属线模型 1402 上的输出功率检测装置 1202 检测随功率变化的电容变化量。

当一功率感应装置或一功率检测装置被看作一 IC 芯片时，为了抑制损

失,有时在电源线模型 1401 上经一绝缘层形成一金属层,从而形成一电容分量并因此电容耦合电源线模型 1401 和金属层。

然而,在该实施例中,在电源线模型 1401 之下的绝缘层 1404 中形成的金属线模型 1402 是变化的,以此电容耦合功率线模型 1401 和金属线模型 1402。

5 总之,提供电源的线(即,电源线模型 1401)在 IC 芯片中以尽可能大的区域形成。另外,绝缘层 1404 中的金属线模型 1402 的区域较少受到限制。所以,由于组成第一和第二层的电容区域能够增加,功率泄漏很容易检测。这种情况便于检测功率。要注意即使第一层和第二层是反向形成的,也可得到同样的结果。如图 30 所示,通过调节金属线模型 1402 和 1401 的线模型宽度使得金属线模型 1402 的线模型宽度比电源线模型 1401 的线模型宽度要窄,耦合电容就发生变化。如图 31 所示,通过调节金属线模型 1402 和 1401 的线模型宽度使得金属线模型 1402 的线模型宽度比电源线模型 1401 的线模型宽度要宽,耦合电容就发生变化。另外,如图 33 所示,通过改变金属线模型 1402 的形成方向并因此改变金属线模型 1402 和 1401 的重叠区域,耦合电容就会变化。

15 最后,将参照图 34 描述依据本发明另一实施例的便携无线话机设备(以下称为便携无线设备)的天线。图 34 是表示依据本发明实施例的一便携无线设备的结构的方框图。

20 参见图 34,该便携无线设备包括一外壳 1500 一无线电路 1503,一匹配电路 1502,一控制电路 1503,一安培计 1504,一电源电路 1505,一电流比例探头 1506,及一发送放大器 1509。如图 11 所示无线电路 1501 包括变频器 157 和 158 及一可变衰减器 152。天线 101 从机壳伸出。

25 电源电路 1505 为无线电路 1501,发送放大器 1509,及控制电路 1503 供电。无线电路 1501 按一发送频率调制提供的功率并产生信息信号。信息信号被送往发送放大器 1509。发送放大器 1509 放大接收到的信号并将放大的信号送给天线 101。放大信号从天线 101 发送出去。然而部分发送信号以反射波的形式被返送回发送放大器 1509。这样发送放大器 1509 的增益和有效性会有波动,就此导致电流消耗的波动。电流消耗的波动由安培计 1504 测量。测量的电流电平被送往控制电路 1503。

发送放大器 1509 的波动表现为流经发送放大器 1509 的电流量的上升或下降。为简化起见，在下面的描述中，假设电流量只是简单波动。控制电路 1503 接收从安培计 1504 来的信号，并根据信号电调节匹配电路 1502 的可变部分。可变部分例子是一可变电容比如一半导体开关或一半导体。

5 下面，将描述便携无线设备在操作状态下天线特性的实验结果。

图 35 是表示对应于图 34 便携无线设备的一无线设备模型的透视图。图 36 到 38 曲线图为图 35 所示的无线设备模型的测量结果。

参见图 35，该无线设备模型包括一机壳 1500，一扬声器 1511，一麦克风 1512，一天线套 1514，及一无线电路 501。扬声器 1511，麦克风 1512，及一天线套 1514 都在机壳 1500 上。无线电路 501 有一发送放大器 1509。一线圈型天线(螺旋天线)101 在天线套 1514 中。

来自一外部恒压源 1510 的一电源线连到机身 1500 上，为无线电路 501 提供电源。在无线设备模型中消耗的电流可利用恒压源 1510 的安培计 1513 测量。匹配电路 1502 通过直接变化安培计 101 的参数来模拟。无线设备模型的操作频率为 2GHz 左右。机身 1500 长度等于一个波长(λ)。机身 1500 的宽度为一个波长的 1/4 左右。机身 1500 的厚度为一波长的 1/20 左右。天线 101 的长度为一波长的 1/10 左右。

图 36 是表示无线设备模型电流消耗与操作状态之间关系的曲线图。图 37 是表示在单独操作状态中的天线 101 输入边缘的反射系数的曲线图。图 38 是表示无线设备模型辐射的水平面上的平均功率和单独操作状态间的关系曲线图。

图 36 和 37 示出天线 101 的反射系数对应于无线设备模型的单独操作状态的变化，及发送放大器 1509 的电流消耗对应于单独操作状态的变化。图 38 示出天线 101 的辐射功率下降次序依次为备用状态，保持状态，及通信状态。这些现象表明天线 101 为发送放大器 1509 的负荷。换句话说，当负荷变化时，功率放大器 PA 等的操作状态就跟着变化。于是电流消耗增加。很清楚负荷的波动是由使用者的身体引起的。

此后，天线参数根据电流值被优化。电流消耗上升次序依次为备用状态，保持状态，及通信状态。于是，为降低备用状态时的电流消耗，天线参数应适

当改变一下。在该实验中，作为一天线参数的天线长度是变化的。这是因为当天线长度变化时，天线 101 的响应频率能够跟着变化。实验结果显示当天线长度缩小时，电流消耗就降低。在天线处于缩进状态时会比天线处于非缩进状态时的辐射功率要高 2dB 左右。因此实验结果显示依据本发明的该方法天线 101 的特性恶化减小。

在该实验中，天线长度是可调节的。可替代地，匹配电路 1502 的特性也是可以变化的。图 39 是表示匹配电路 1502 的特性变化的真实结构。

参见图 39，匹配电路 1502 包括一天线装置 1521，一可变电容 1522，一电容 1523，一电感 1524，一可变电阻 1525，一控制电源 1526，一射频源 1527，及一电阻 1528。

天线装置 1521 的长度比一波长的 1/4 要短。电容 1523 是一低通滤波器用于预防射频消耗流向控制电路 1503。可变电阻 1525 控制提供给天线装置 1521 的电压。可变电容 1522 为匹配电路 1502 中的电容。

此时，当可变电阻 1525 变化时，可变电容 1522 的值也跟着变化。可变电容 1522 的容量增加等效于天线装置 1521 的长度增加，所以降低了共振频率。可变电容 1522 的容量降低等效于天线装置 1521 长度的降低，所以增大了共振频率。这样，当天线装置 1521 的响应频率变化时，匹配条件也会变化。

结果，按照依据本发明实施例的便携无线设备，当使用者的身体接近天线时，天线特性能够得到改善。

根据上述实施例，便携无线设备的电流消耗能够被降低。另外，便携无线设备的有效性能得到改善。再有，引起接收部分错误率上升的非时变直流偏移和时变直流偏移能够被去除。而且，便携无线设备的尺寸也能被缩小。另外，能够以高速度搜寻空闲信道。

如上所述，按照本发明，无线设备的接收部分检测系统频带功率和所需波形的功率，并根据检测结果控制消耗信号。这样，无线设备的电流消耗就能够被降低。当接收部分配有一交流耦合电容时，频率特性的恶化就可利用电容特性来补偿。结果将恶化接收信号引起错误率的直流分量去除。另外，由于方向耦合器检测反射器反射波形的功率，且根据反射功率和发送功率控制产生直流偏移的每个电路部分，所以能够去除时变直流偏移。

因为合成器拓宽了搜寻空闲信道的环路滤波器的频带，所以它能以很高速度搜寻空闲信道。

当合成器部分检测到许多空闲信道时，就让无线设备工作在低功耗模式。这样，无线设备的功耗就被降低。

5 就发送部分而言，由于功率感应装置和功率检测装置都以一IC芯片形式构成，发送部分的尺寸就缩小了。另外，导致发送功率损失的方向耦合器能够被省去。这样，无线设备的功耗就能够降低。

10 就天线而言，功率放大器的工作电流能够检测。天线匹配电路根据工作电流的变化而变化。这样，天线特性的恶化在无线设备的单独操作状态中得到补偿。结果，无线装置的功耗就降低了。另外，无线设备的性能得到了改善。

虽然只就本发明的最佳模式实施例展示和描述了本发明，但本领域的技术人员应明白在本发明形式和细节上的以上和各种其它的变化、省略、及添加都包括在本发明内，只要其不脱离本发明精髓和范畴。

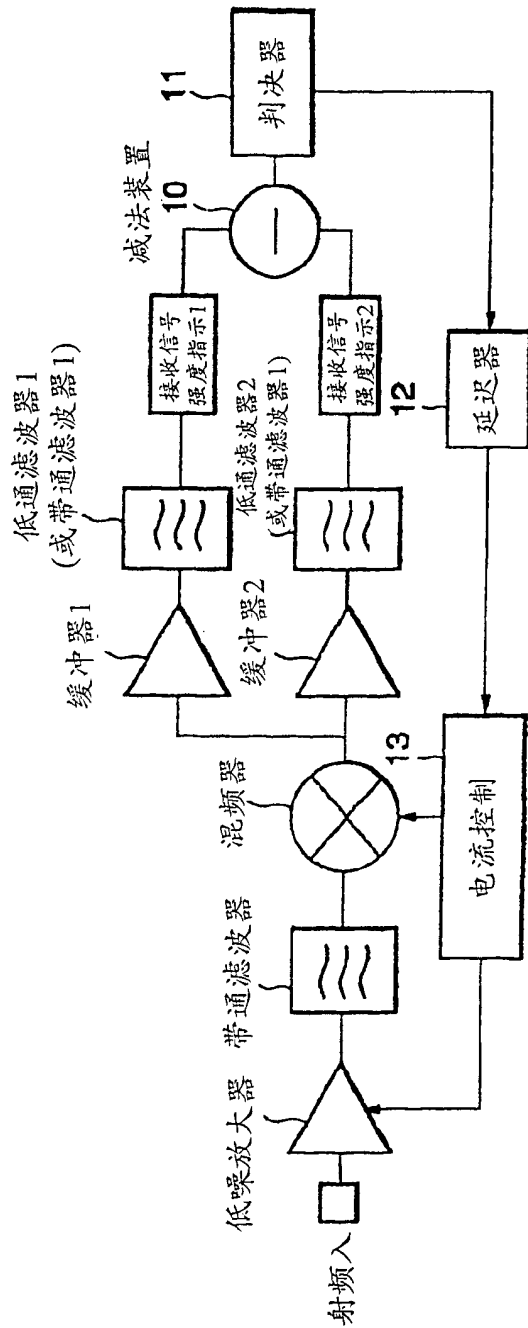


图 1

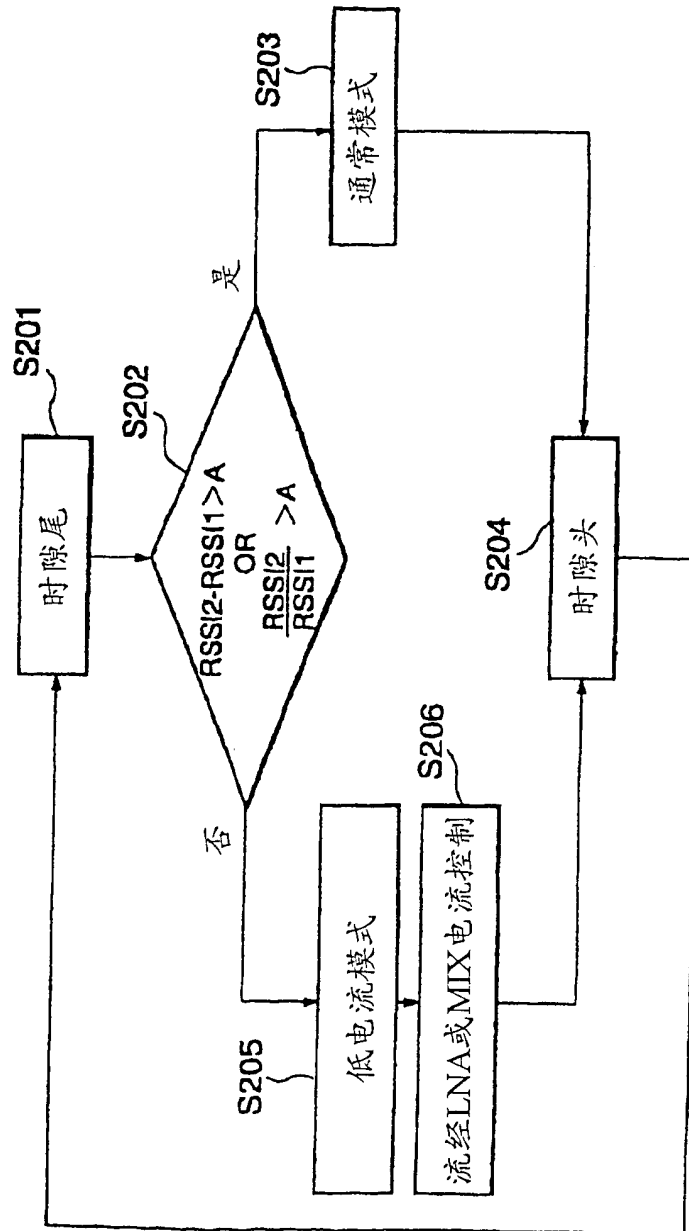


图 2

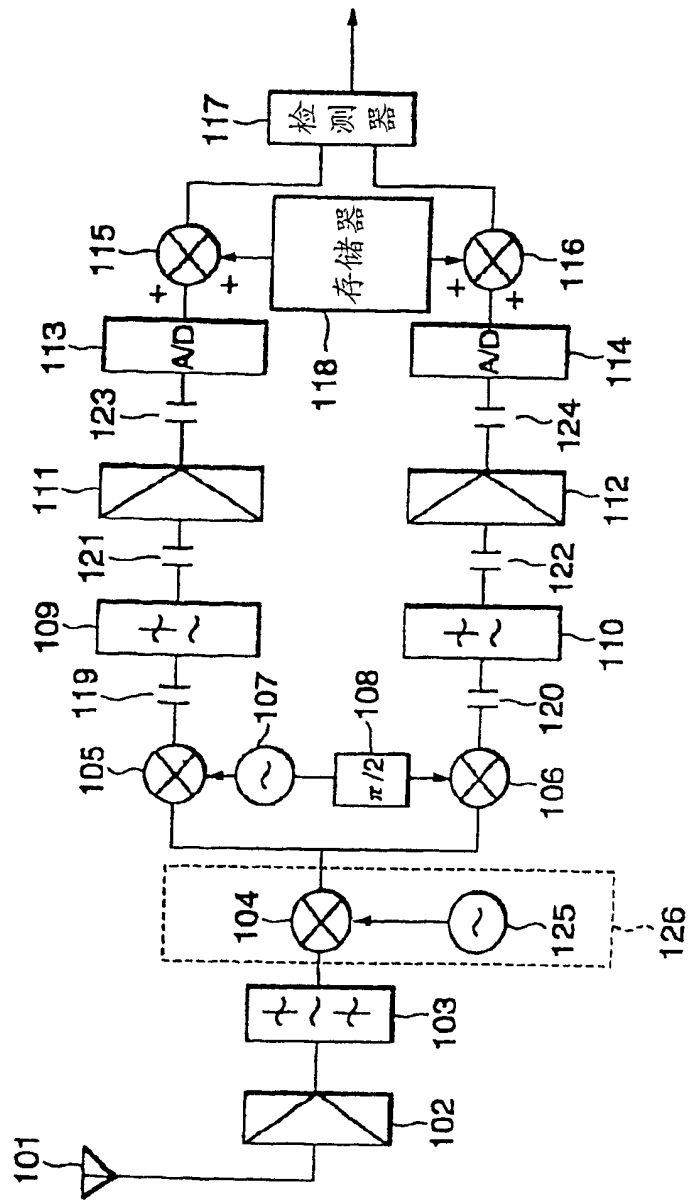


图 3

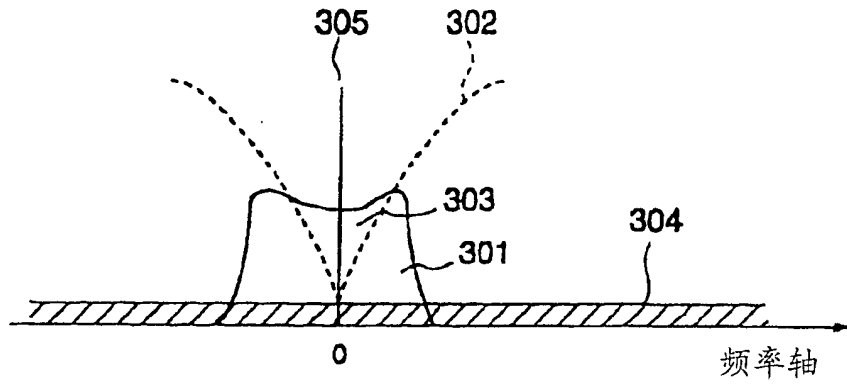


图 4

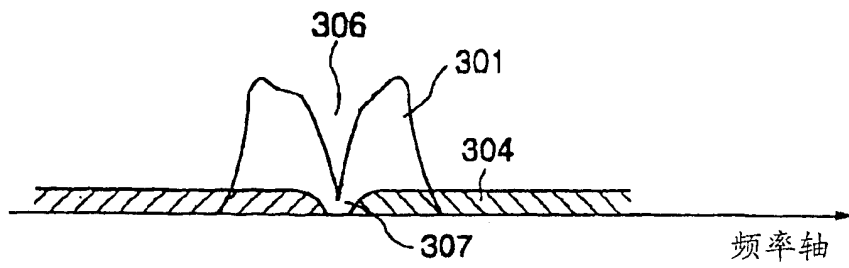


图 5

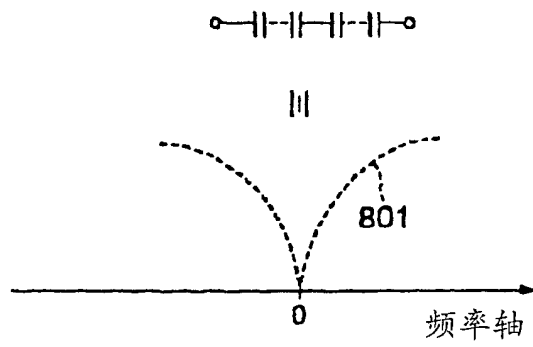


图 6

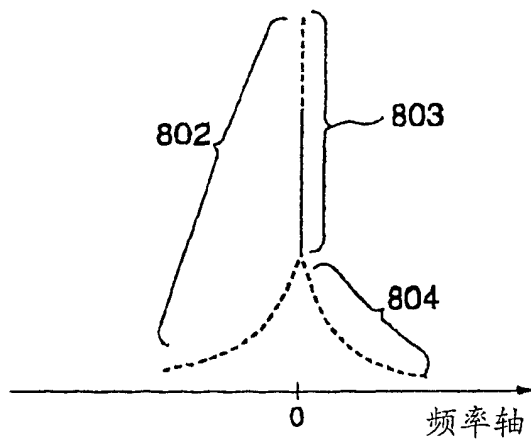


图 7

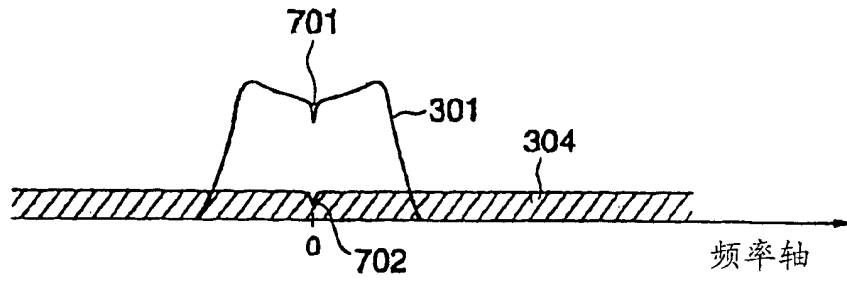


图 8

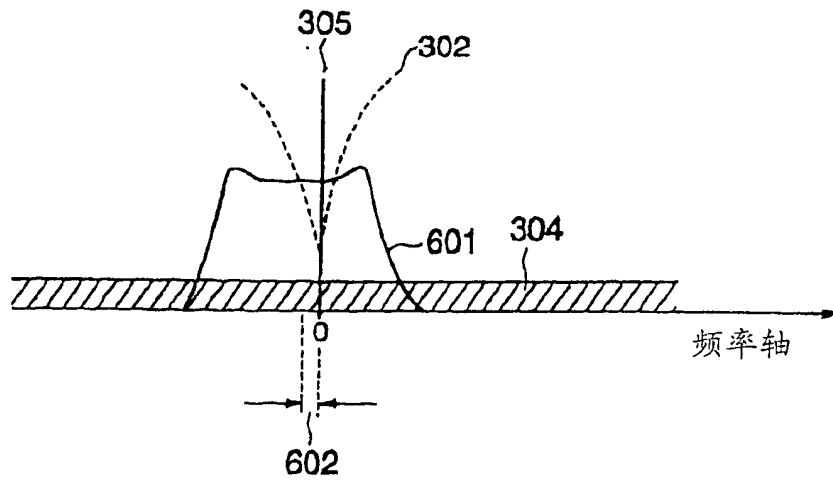


图 9

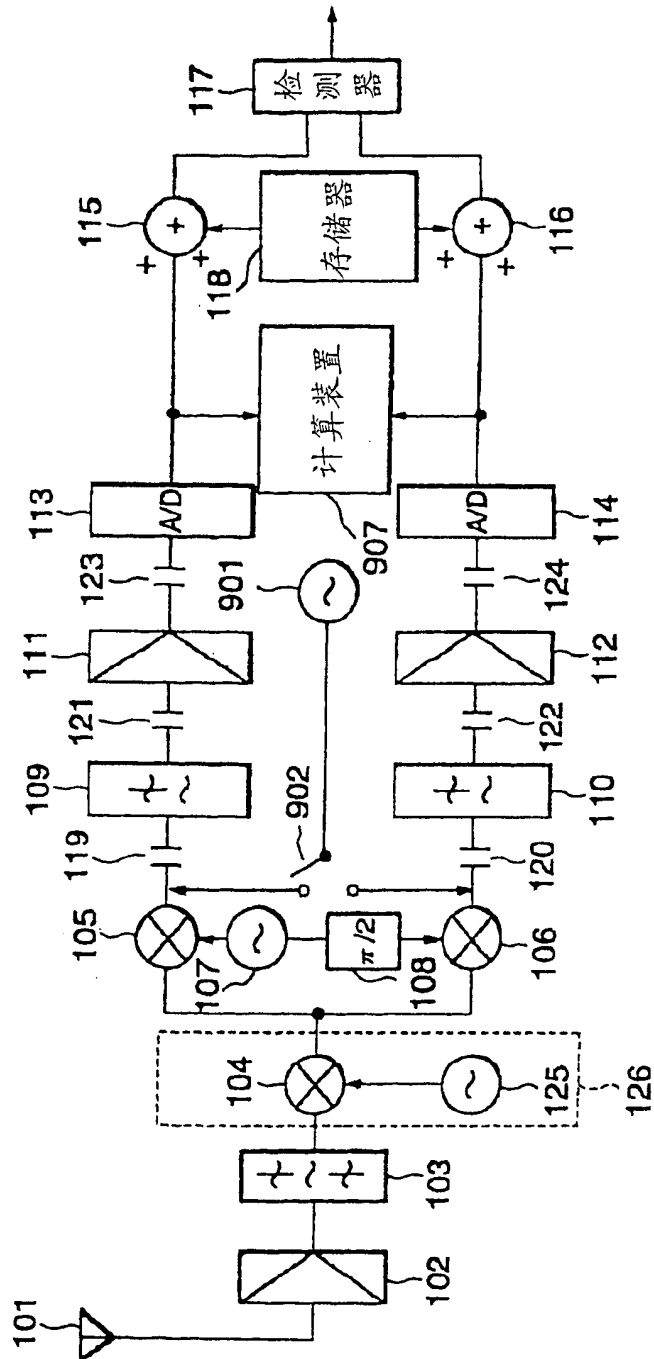


图 10

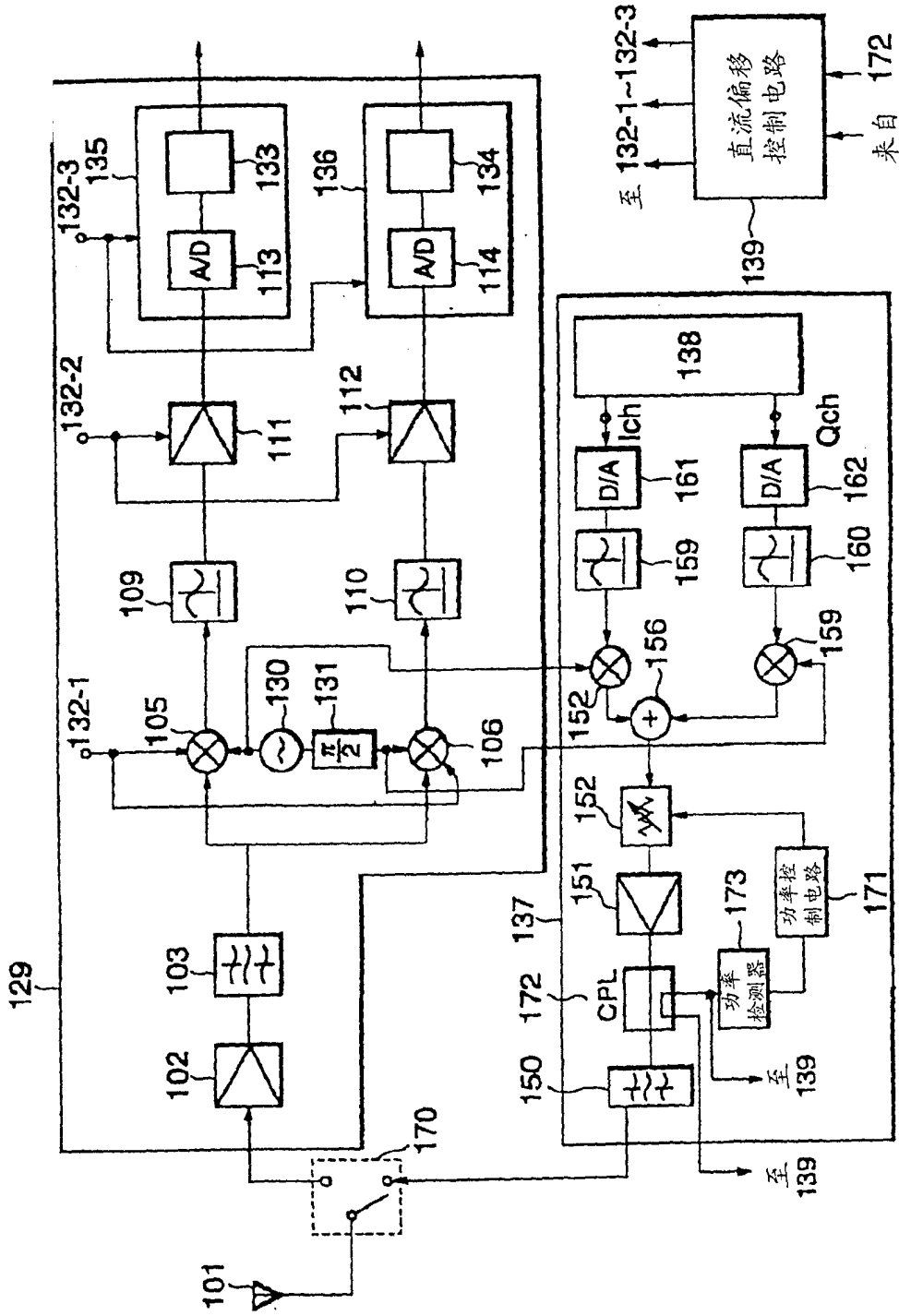


图 11

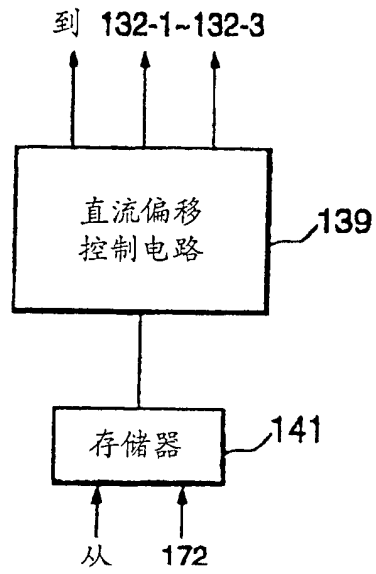


图 12

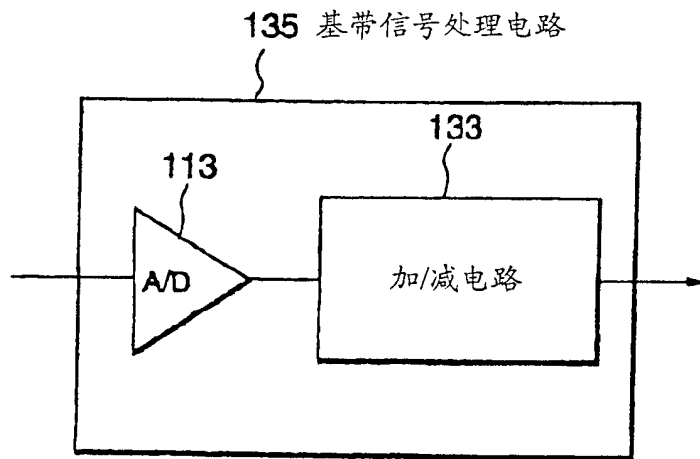


图 13

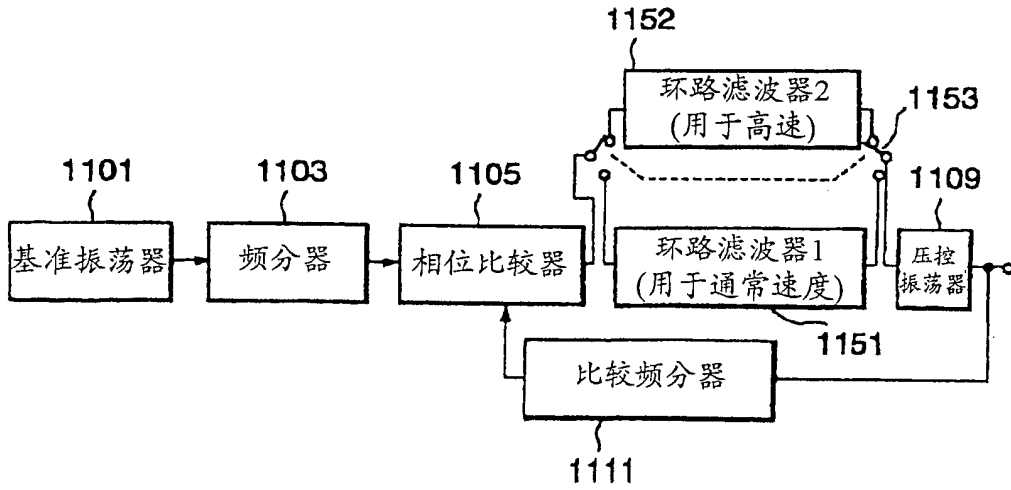


图 14

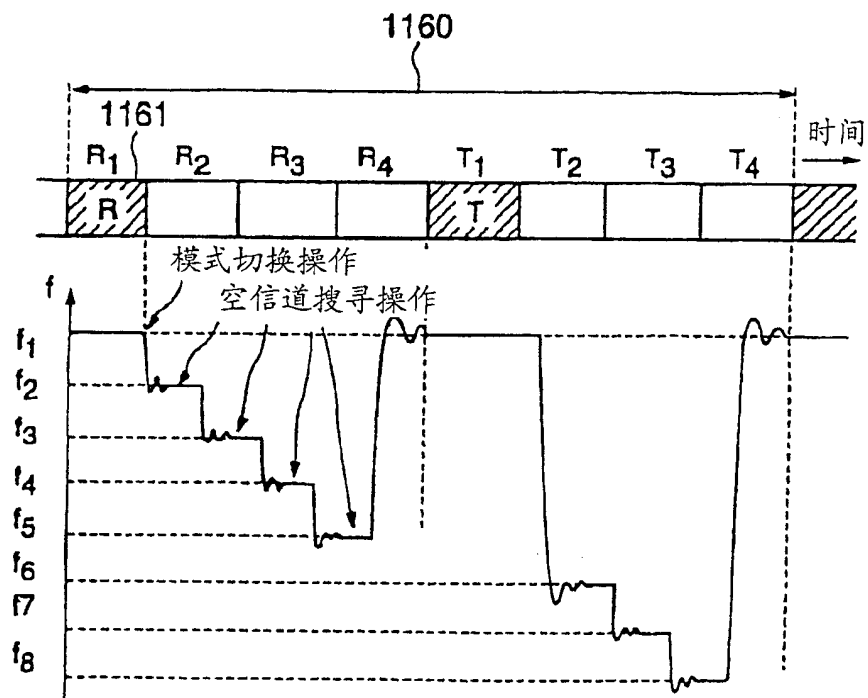


图 15

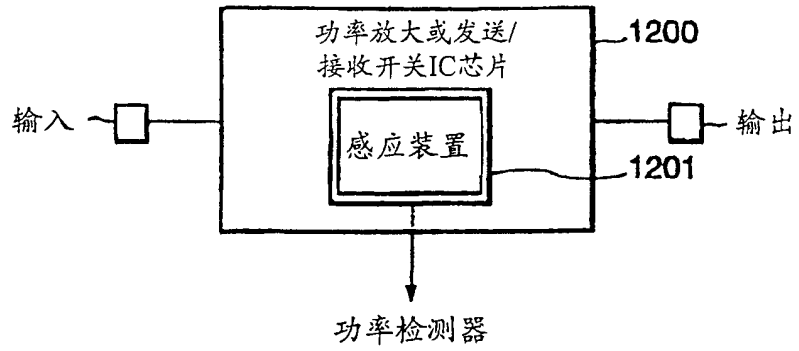


图 16

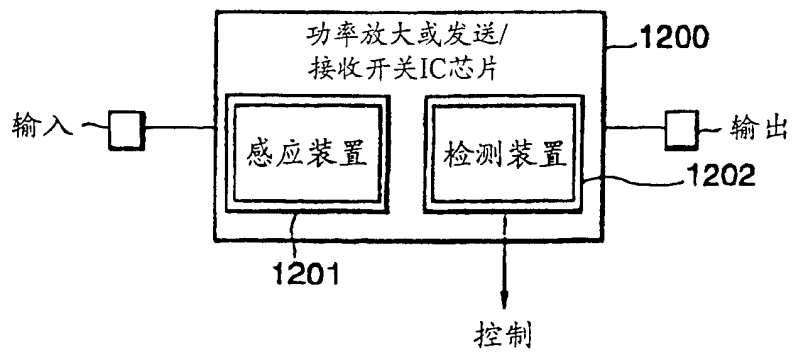


图 17

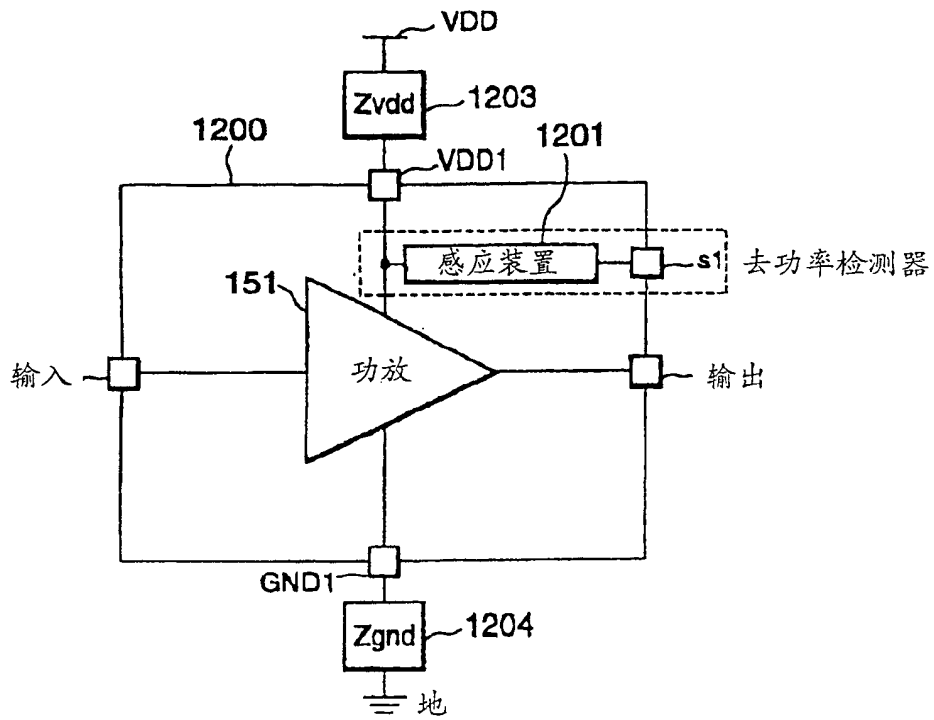


图 18

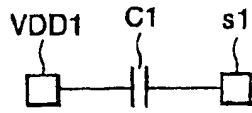


图 19

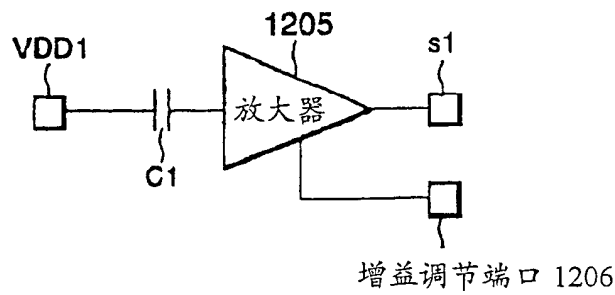


图 20

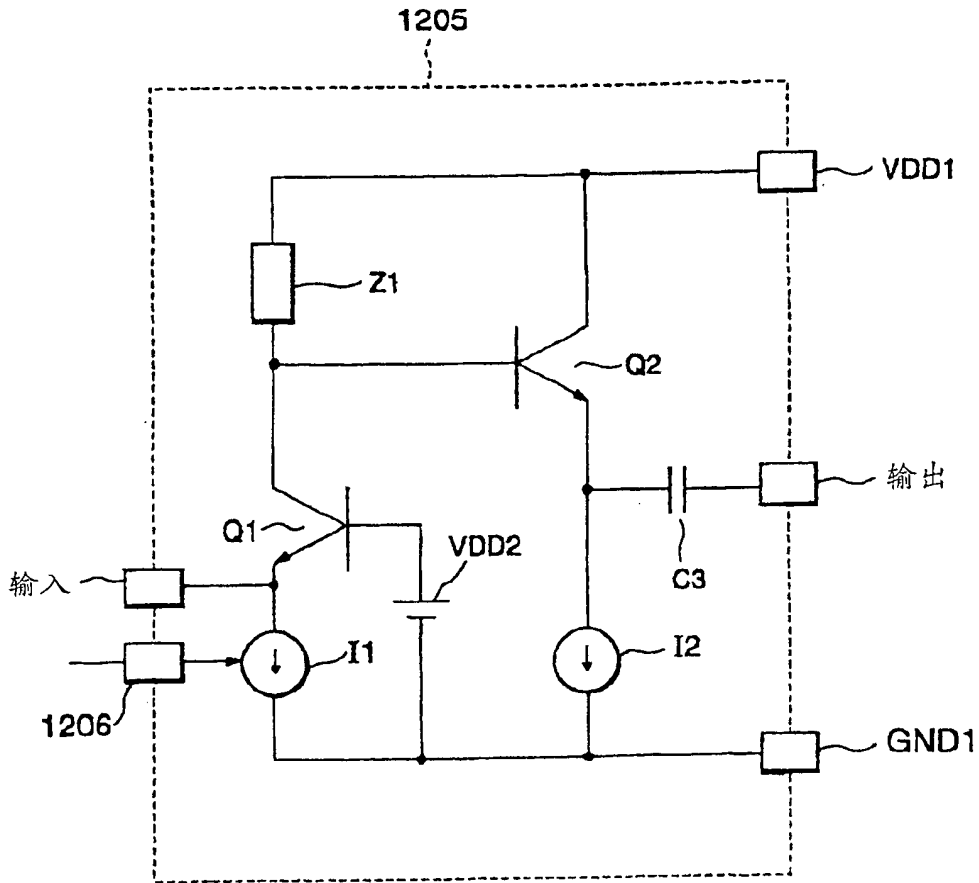


图 21

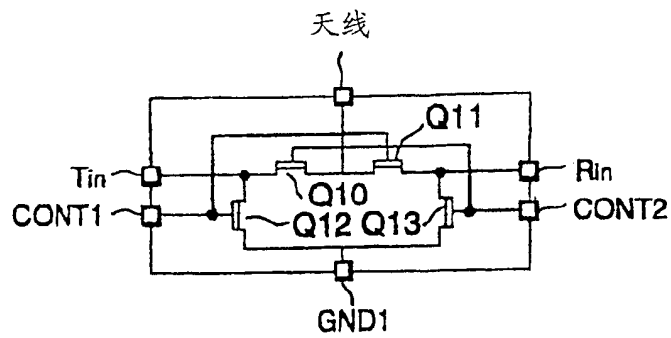


图 22

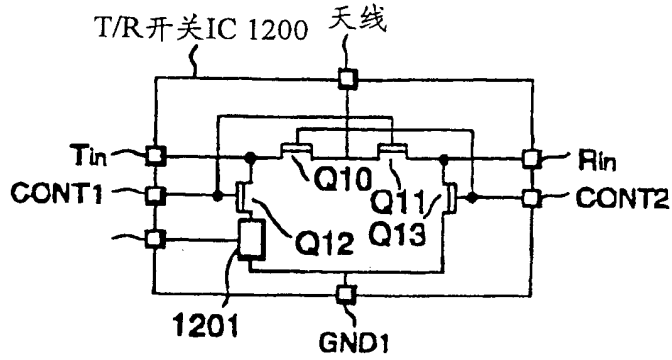


图 23

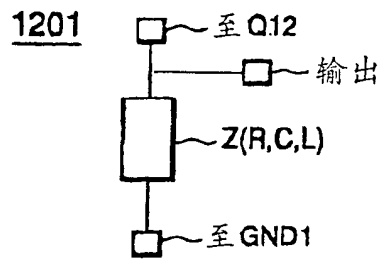


图 24

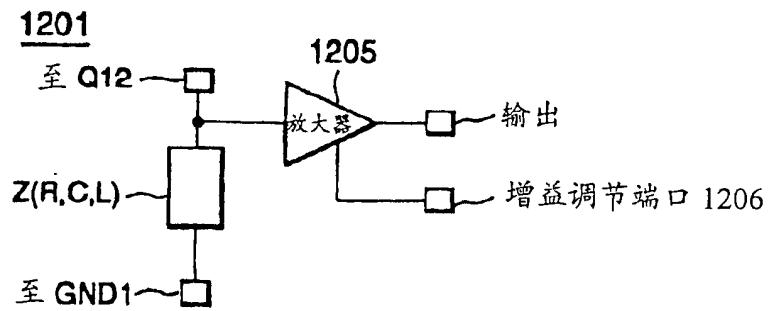


图 25

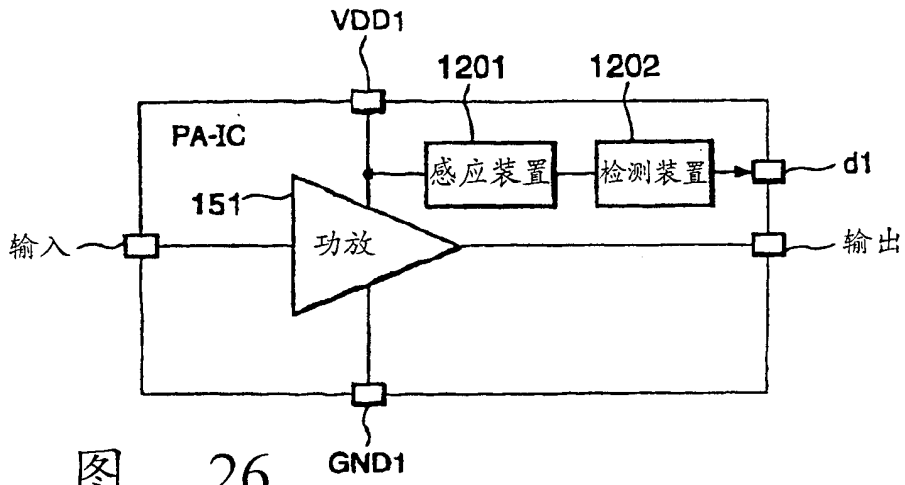


图 26

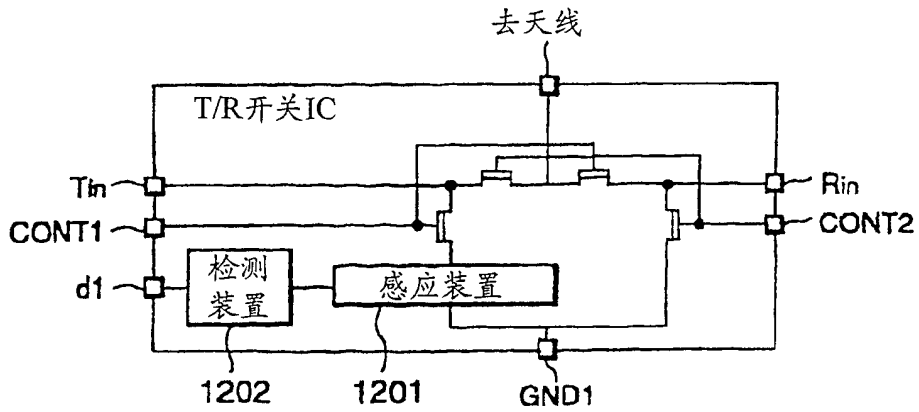


图 27

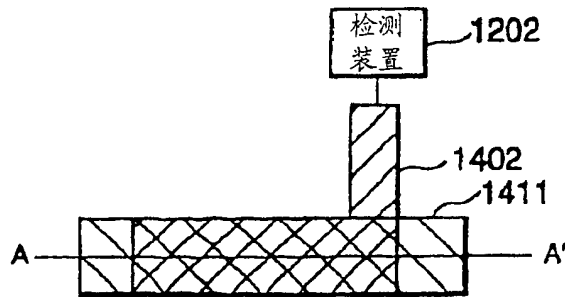


图 28

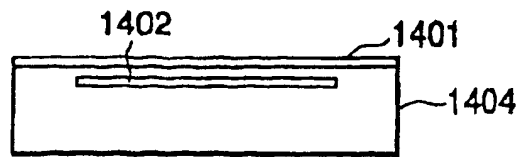


图 29

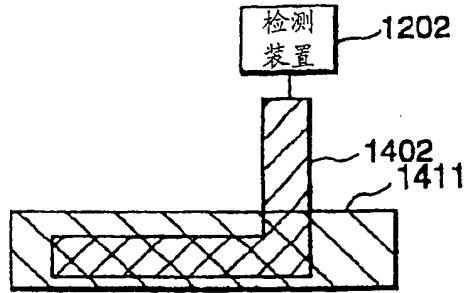


图 30

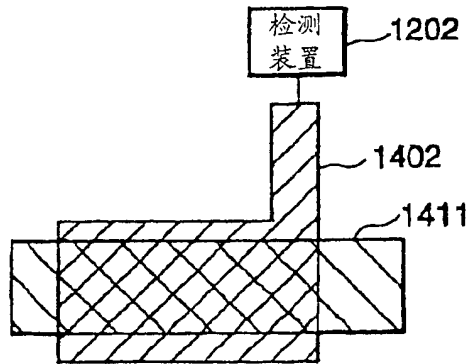


图 31

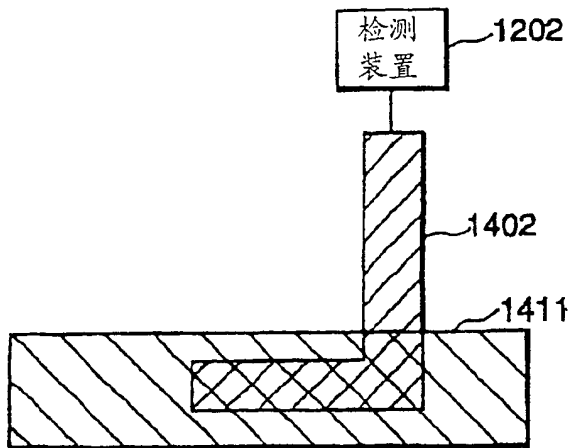


图 32

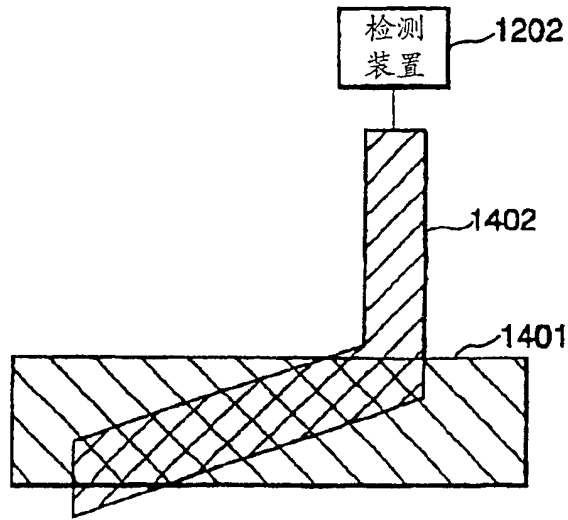


图 33

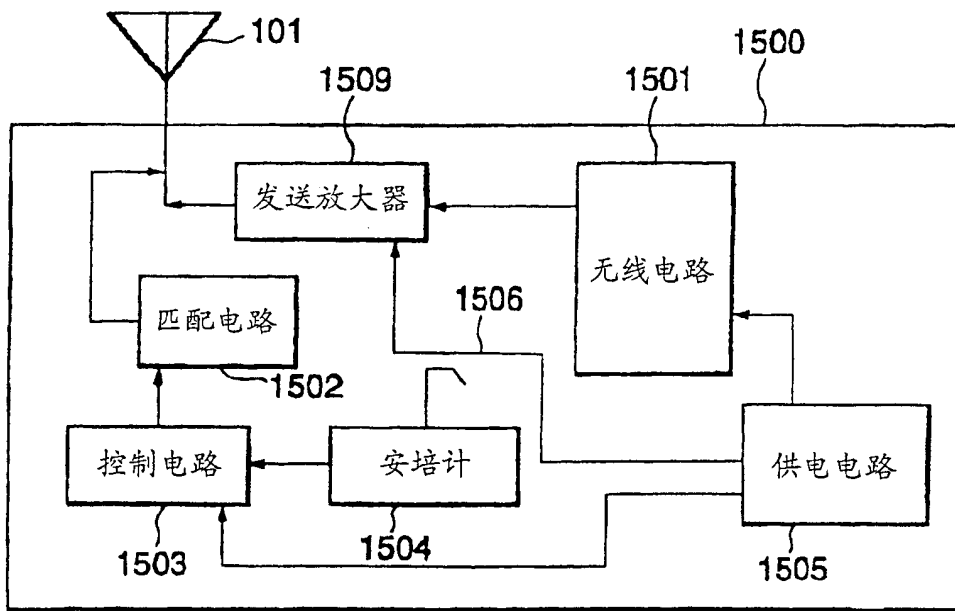


图 34

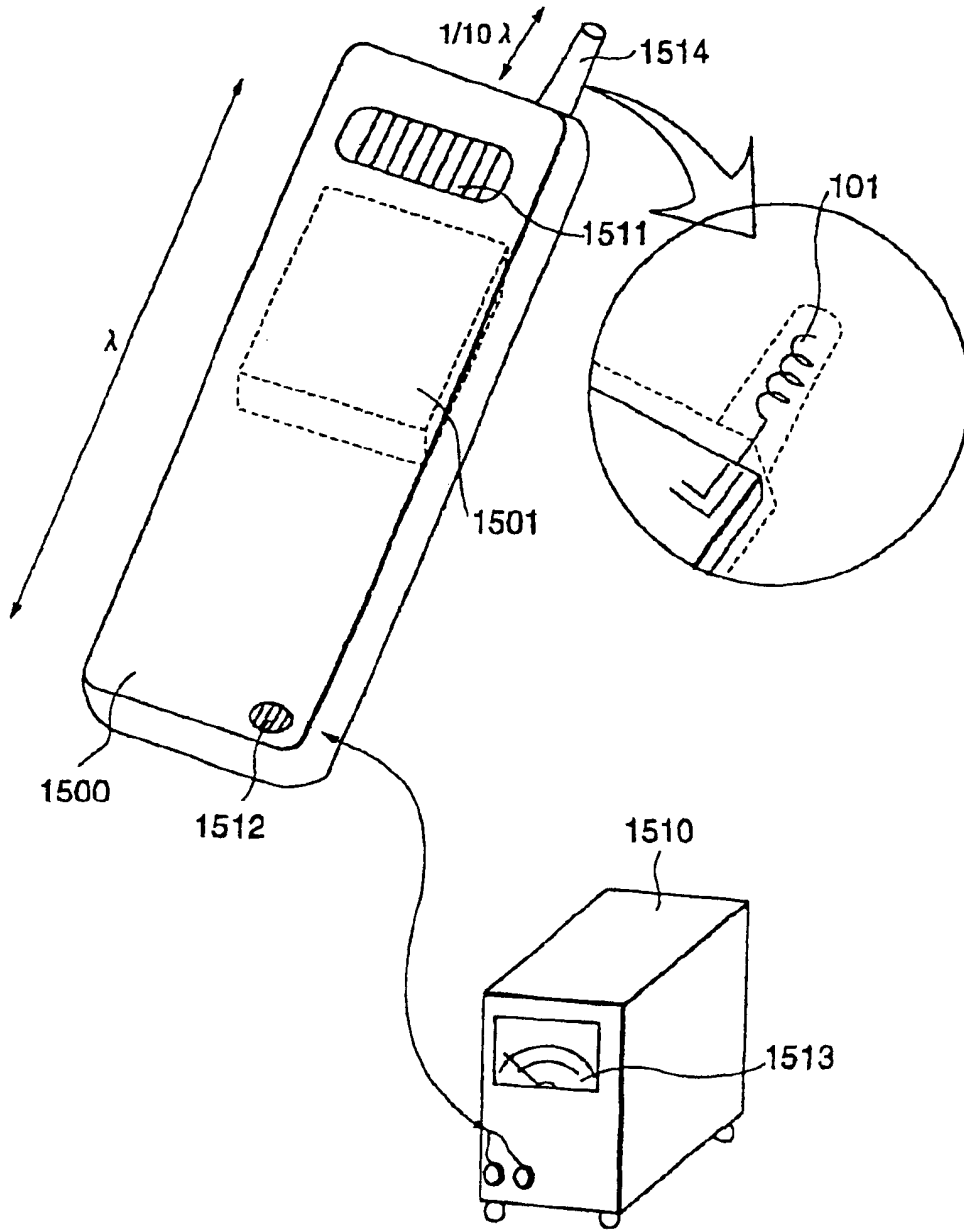


图 35

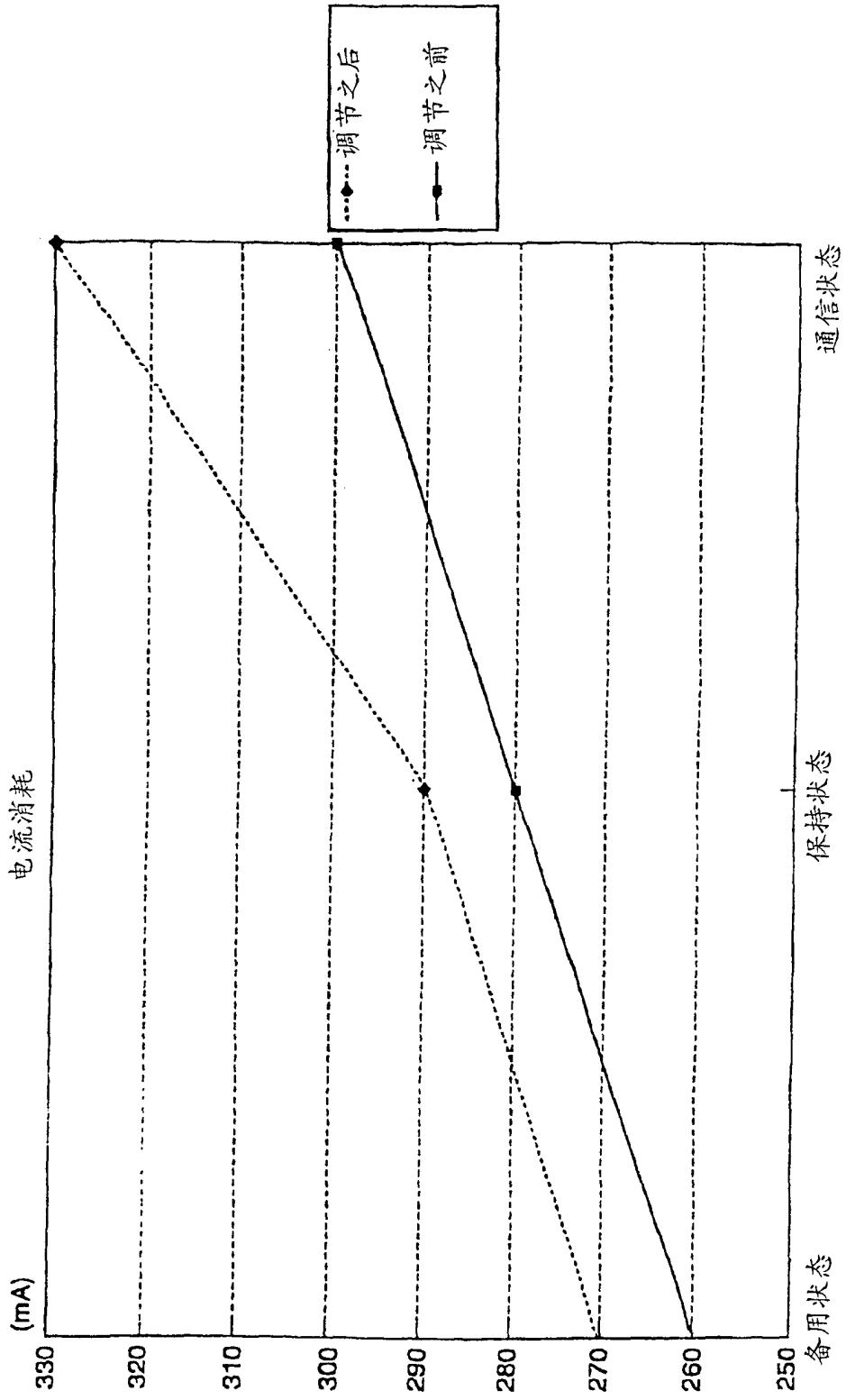


图 36

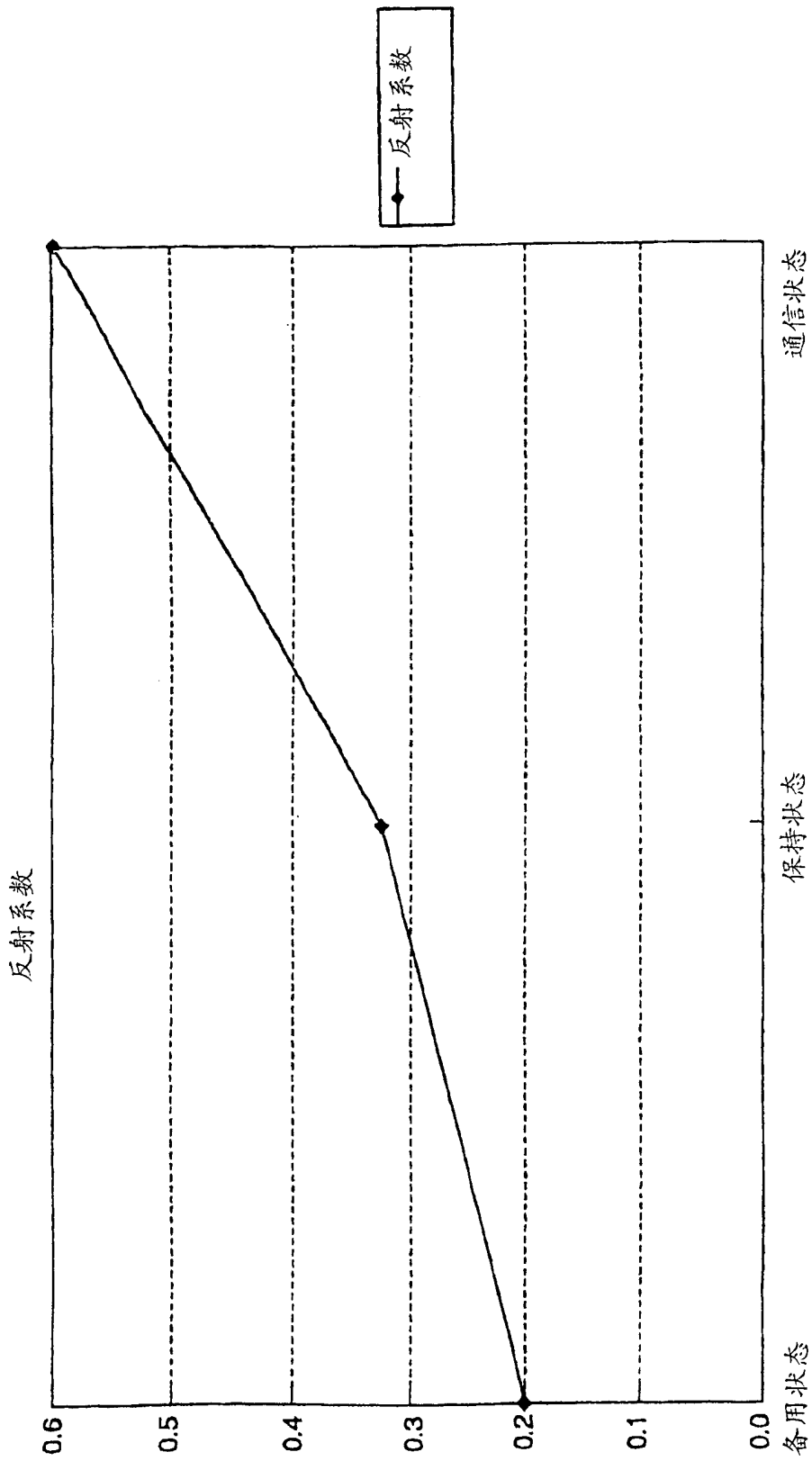


图 37

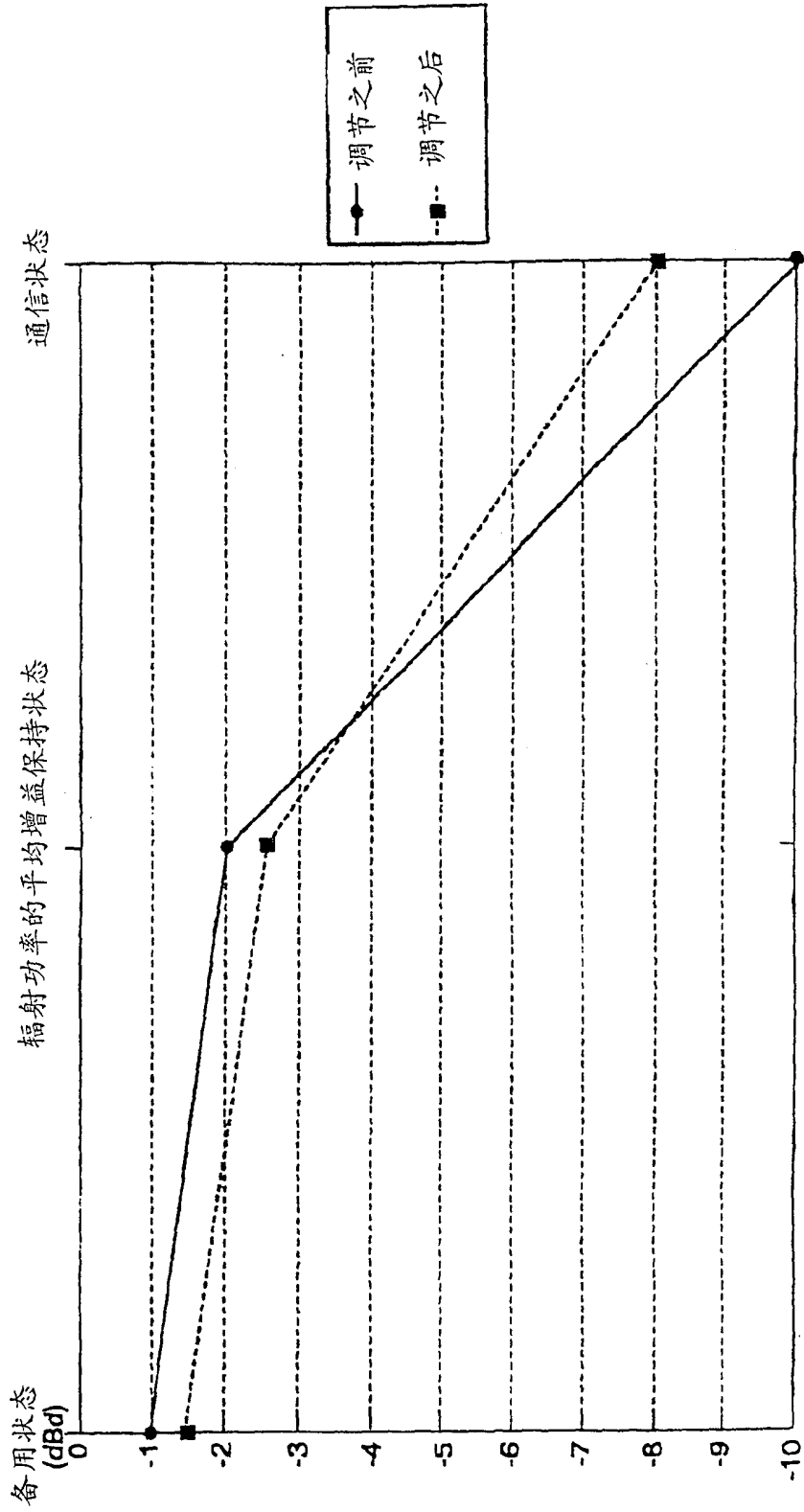


图 38

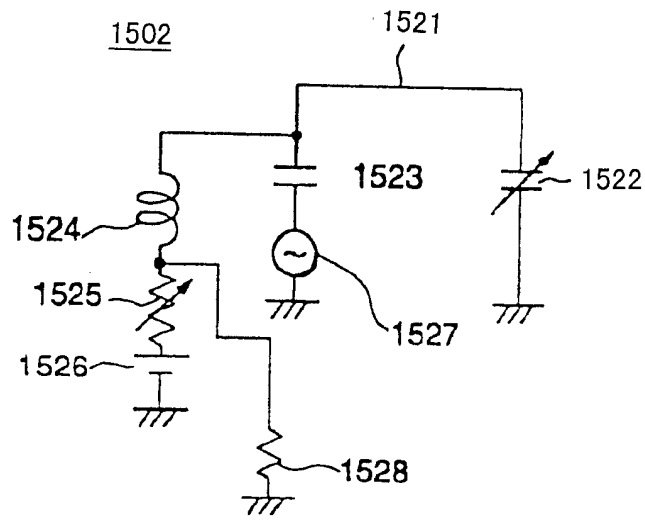


图 39