

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04B 1/40 (2006.01)

H03G 3/10 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 02144280.0

[45] 授权公告日 2006 年 11 月 8 日

[11] 授权公告号 CN 1284304C

[22] 申请日 2002.10.8 [21] 申请号 02144280.0

[30] 优先权

[32] 2001.10.5 [33] JP [31] 2001-310,568

[71] 专利权人 松下电器产业株式会社

地址 日本国大阪府

[72] 发明人 中谷俊文 伊藤顺治 中野秀夫

审查员 喻文芳

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司

代理人 张政权

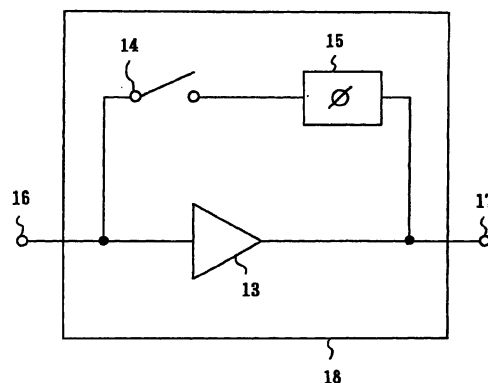
权利要求书 3 页 说明书 40 页 附图 29 页

[54] 发明名称

可变增益放大装置和无线电通信装置

[57] 摘要

本发明揭示一种可变增益放大装置，包含：一个放大器；一个或多个与所述放大器并联的第一开关单元；和一个与所述第一开关单元串联的移相器。其中假如输入信号或输出信号电平高于预设电平，则所述第一开关单元启用；假如所述输入信号或输出信号电平等于或低于所述预设电平，则所述第一开关单元禁用。当所述第一开关单元启用时，所述放大器不运行，当所述第一开关单元禁用时，所述放大器运行。且当所述输入信号通过所述放大器时的相移量基本上等于当所述输入信号通过所述第一开关单元和所述移相器时的相移量。



1. 一种可变增益放大装置，包含：
一个放大器；
一个或多个与所述放大器并联的第一开关单元；和
一个与所述第一开关单元串联的移相器；
一个或多个与所述放大器并联的第二开关单元；和
一个与所述第二开关单元串联的反馈电路；

其中假如输入信号或输出信号电平高于预设电平，则所述第一开关单元启用，假如输入信号或输出信号电平等于或低于所述预设电平，则所述第一开关单元禁用；

当所述第一开关单元启用时，所述放大器不运行，当所述第一开关单元禁用时，所述放大器运行；

当所述第一开关单元启用时，所述第二开关单元禁用；

当所述第一开关单元禁用时，所述第二开关单元启用；且

当所述输入信号通过所述放大器时的相移量等于当所述输入信号通过所述第一开关单元和所述移相器时的相移量。

2. 根据权利要求1所述的可变增益放大装置，其特征在于，所述第一开关单元包含一个或多个第三开关单元和一个或多个第四开关单元；

所述第三开关单元的一端与所述放大器的输入连接；

所述第三开关单元的另一端与所述移相器的一端连接；

所述移相器的另一端与所述第四开关单元的一端连接，且

所述第四开关单元的另一端与所述放大器的输出连接。

3. 根据权利要求1或2中任何一个所述的可变增益放大装置，其特征在于，所述移相器包含一个或多个串联电容器和一个或多个并联电阻器。

4. 根据权利要求1或2中任何一个所述的可变增益放大装置，其特征在于，所述移相器包含一个或多个串联的电阻器和一个或多个并联电容器。

5. 根据权利要求1或2中任何一个所述的可变增益放大装置，其特征在于，所述移相器包含一个或多个带状传输线，所述带状传输线连接得使特征阻抗单调增加或单调减少。

6. 根据权利要求1或2中任何一个所述的可变增益放大装置，其特征在于，

所述移相器包含一个或多个并行双线传输线，所述并行双线传输线连接使得特征阻抗单调增加或单调减少。

7. 根据权利要求 1 或 2 中任何一个所述的可变增益放大装置，其特征在于，所述移相器包含一个或多个串联的电容器和一个或多个并联电感器。

8. 根据权利要求 1 或 2 中任何一个所述的可变增益放大装置，其特征在于，所述移相器包含一个或多个串联的电感器和一个或多个并联电容器。

9. 根据权利要求 1 或 2 中任何一个所述的可变增益放大装置，其特征在于，通过电阻器或电感器，所述开关单元的一端或两端都接地。

10. 一种无线电通信装置，包含根据权利要求 1 或 2 中任何一个所述的可变增益放大装置，并使用相位调制信号作为发送/接收信号。

11. 一种无线电通信装置，包含：

根据权利要求 1 或 2 中任何一个所述的可变增益放大装置；

一个电平检测电路用于检测所述可变增益放大装置后部中的接收信号电平；和

一个控制电路用于切换所述可变增益放大装置的增益；

其中假如所述电平检测电路检测到的电平高于预设电平，则所述可变增益放大装置被切换到一个低增益状态；和

假如所述电平检测电路检测到的电平等于或低于预设电平，则所述可变增益放大装置被切换到一个高增益状态。

12. 一种无线电通信装置，包含：

根据权利要求 1 或 2 中任何一个所述的可变增益放大装置；

一个信道选择滤波器；

一个第一电平检测电路用于检测所述信道选择滤波器前级中的接收信号电平；

一个第二电平检测电路用于检测所述信道选择滤波器后级中的接收信号电平；和

一个控制电路用于切换所述可变增益放大装置的增益；

其中所述可变增益放大装置的输出输入到所述信道选择滤波器；

假如所述第二电平检测电路检测到的电平高于第一预设电平，则所述可变

增益放大装置被切换到一个低增益状态；和

假如所述第二电平检测电路检测到的电平等于或低于所述第一预设电平，则所述可变增益放大装置被切换到一个高增益低电流状态，且所述第一电平检测电路检测到的电平等于或低于第二预设电平，且

假如所述第二电平检测电路检测到的电平等于或低于所述第一预设电平，且所述第一电平检测电路检测到的电平等于或低于第二预设电平，则所述可变增益放大装置被切换到一个高增益高电流状态。

可变增益放大装置和无线电通信装置

技术领域

本发明涉及有增益控制功能的可变增益放大装置和无线电通信装置。

背景技术

无线电系统中接收设备，典型的蜂窝电话，其前级放大电路假如接收非常微弱的信号，则需要低噪声和高增益特性；假如接收强大信号则前置放大器需要低失真和低增益特性。

尤其是，在现行的移动通信中，因为电场强度在接收期间依赖于基站和移动站之间距离而发生显著的变化，所以接收装置需要一个大的动态范围，从而接收设备的前置放大电路需要具有增益控制功能。

图 21 显示一个蜂窝电话终端主要部分的电路结构，其中使用了带有此增益控制功能的传统可变增益放大装置。图 21 的蜂窝电话终端用于使用调制系统例如 QPSK（正交相移键控）的数字无线通信中。

在图 21 中，蜂窝电话终端包含一付天线 1、一个天线转换开关 2、一个发射电路部分 3、一个可变增益放大装置 4、一个混合器 7、一个滤波器 8、混合器 9、10、一个本地振荡器 11 和一个移相器 12。可变增益放大装置 4、混合器 7、滤波器 8、混合器 9、10、本地振荡器 11 和移相器 12 组成一个接收电路部分。混合器 9、10、本地振荡器 11 和移相器 12 组成一个正交解调器。

天线 1 发送一个作为发送波的发送信号，并接收一个作为接收信号的接收波。天线转换开关 2 引导发送信号从发射电路 3 输出到天线 1，并引导天线 1 接收的接收波到可变增益放大装置 4。可变增益放大装置 4 是一个放大接收信号的电路，作为接收电路部分的前置放大器。混合器 7 是一个电路，其它将来自振荡器（未示出）的输入信号与由可变增益放大装置 4 放大的接收信号组合，从而把放大信号转变成一个中频信号。滤波器 8 是一个削弱转变成中频信号的信号中的不需要频率成分的电路。混合器 10 是一个将从滤波器 8 输出的信号和从本地振荡器 11 输入的信号一起组合，从而解调基带 I 信号的电路。混合器 9 是一个将从滤波器 8 输出的信号和一个被移相器 12 相移 90

度的信号一起组合，从而解调基带 Q 信号的电路。移相器 12 是一个把由本地振荡器振荡的信号相位移相 90 度的电路。

可变增益放大装置 4 包含一个放大器 5 和一个开关单元 6。

现描述此传统蜂窝电话终端的运行。

天线 1 接收的接收信号被可变增益放大装置 4 经天线转换开关 2 放大。混合器 7 把可变增益放大装置 4 放大的接收信号变换成中频信号，滤波器 8 削减此已变换的中频信号的不需要频率成分。

另一方面，来自本地振荡器 11 的信号被输出到混合器 10 和移相器 12。混合器 10 将来自滤波器 8 输出信号和从本地振荡器 11 输入的信号一起组合，从而解调基带 I 信号。

移相器 12 将来自本地振荡器 11 的信号进行 90 度相移，并将此信号输出到混合器 9，混合器 9 将来自滤波器 8 的输出信号和来自移相器 12 的信号一起组合，从而解调基带 Q 信号。

已解调的基带 I 信号和基带 Q 信号被输入到基带部分（未显示），在此他们被存储成数字语音数据。

假如蜂窝电话终端存在于基站的封闭区域等等，则天线 1 接收的接收信号振幅是大的。在这种情况下，一个大接收信号被输入到可变增益放大装置 4。在这种情况下，停止对用于使放大电路 5 工作的可变增益放大装置 4 的电源电压的供给，且控制开关单元 6 以使其启用。从而，从天线转换开关 2 输入的大接收信号通过开关单元 6，没有被放大器 5 放大，输出到混合器 7。那就是，可变增益放大装置 4 运行在一个低增益模式。这样，当接收信号振幅大时，可变增益放大装置 4 运行在一个低增益模式。

另一方面，假如蜂窝电话终端存在于离基站有很大的距离等等，则天线 1 接收的接收信号强度非常低。在这种情况下，一个非常微弱信号输入到可变增益放大装置 4。在这种情况下，提供给可变增益放大装置 4 电源电压来运行放大电路 5，且控制开关单元 6 以使它禁用。从而，从天线转换开关 2 输入的非常微弱接收信号被放大器 5 放大且不通过开关单元 6，并随后输出到混合器 7。那就是，可变增益放大装置 4 运行在一个高增益模式。这样，当接收信号强度非常低时，可变增益放大装置 5 运行在高增益模式。

这样，当接收信号振幅大时，可变增益放大装置 4 运行在低增益模式，当接收信号强度非常低时，运行在高增益模式，从而可变增益放大装置 4 可

以拥有一个宽的动态范围。

然而，发明者发现当可变增益放大装置 4 运行在低增益模式时，通过可变增益放大装置 4 的接收信号的相移数量不同于当可变增益放大装置 4 运行在高增益模式时，通过可变增益放大装置 4 接收信号的相移数量。

因此，当可变增益放大装置 4 从低增益模式切换到高增益模式，或从高增益模式切换到低增益模式时，从可变增益放大装置 4 输出信号的相位以不连续方式被偏移，从而导致不可能在由混合器 9、混合器 10、本地振荡器 11 和移相器 12 组成的正交解调器中提供同步。因此，基带 I 信号和基带 Q 信号不能在正交解调器中被正常解调，直到能提供同步为止。

所述情况将更具体地描述。首先，描述正交解调器正常解调基带 I 信号和基带 Q 信号的情况。

假设输入到正交调制器的信号用式 1 表达。

[式 1]

$$S(t) = I(t) \cdot \cos \omega t + Q(t) \sin \omega t$$

其中 $I(t)$ 表示取+1 或-1 值的数字信号， $Q(t)$ 表示取+1 或-1 值的数字信号。

在这种情况下，本地振荡器 11 可以被输入到正交调制器的信号 $S(t)$ 同步，从而本地振荡器 11 输出一个振荡在 $\cos \omega t$ 的信号到混合器 10。从而，在混合器 10 中，从本地振荡器信号 1 输出的信号和输入到正交解调器的信号一起组合，这样从混合器 10 输出信号由下面的式 2 表达。

[式 2]

$$S(t) \cdot \cos \omega t = I(t) \cdot (1/2) \cdot (\cos 2\omega t + 1) + Q(t) \cdot (1/2) \cdot \sin 2\omega t$$

此输出信号通过低通滤波器（在图 21 中未显示），由下式 3 表示的基带 I 信号被解调。

[式 3]

$$(1/2) \cdot I(t)$$

另一方面，从本地振荡器 11 输出信号 $\cos \omega t$ 输入到移相器 12，且移相器 12 把该相位移相 90 度，从而输出信号 $\sin \omega t$ 到混合器 9。在混合器 9 中，从移相器 12 输出的信号和输入到正交解调器的信号一起组合，这样从混合器 9 输出信号由下式 4 表达。

[式 4]

$$S(t) \cdot \sin \omega t = I(t) \cdot (1/2) \cdot \sin 2\omega t + \\ Q(t) \cdot (1/2) \cdot (1 - \cos 2\omega t)$$

输出信号通过低通滤波器（在图 21 中未显示），由下式 5 表示的基带 Q 信号被解调。

[式 5]

$$(1/2) \cdot Q(t)$$

这样，在这种情况下，从正交解调器输入信号 $S(t)$ 可以被本地振荡器 11 振荡的信号同步，基带 I 信号和基带 Q 信号可被正交解调器正常地解调。

由式 3 和 5 表示的已解调的基带 I 信号和基带 Q 信号值的例子，分别示于在图 22 (A) 中。那就是，在图 22 (B) 中， $I(t)$ 和 $Q(t)$ 的值彼此一样，随着时间变化从 +1 到 -1 到 +1…。图 22 (B) 显示一个曲线，对于给定值 $I(t)$ 和 $Q(t)$ 基带 I 信号在水平轴，基带 Q 信号在垂直轴。在图 22 (A) 中显示一对基带 I 信号和基带 Q 信号被绘制在图 22 (B) 中的第一和第三象限。当直线沿着绘制点描绘时，线关于水平轴倾斜 45 度角。

这里，假设天线 1 接收的接收信号振幅改变，结果可变增益放大装置 4 从低增益模式切换到高增益模式，或从高增益模式切换到低增益模式。在这种情况下，如上所述，当可变增益放大装置 4 运行在低增益模式时，通过可变增益放大装置 4 接收信号的相移量不同于当可变增益放大装置 4 运行在高增益模式时，通过可变增益放大装置 4 接收信号的相移数量。从而，输入信号 $S(t)$ 的相位对正交解调器来说被移相 φ 。

这样，输入信号 $S(t)$ 到正交调制器，由下式 6 表达。

[式 6]

$$S(t) = I(t) \cdot \cos(\omega t + \varphi) + Q(t) \cdot \sin(\omega t + \varphi)$$

其中 $I(t)$ 表示取 +1 或 -1 值的数字信号， $Q(t)$ 表示取 +1 或 -1 值的数字信号。

在这种情况下，本地振荡器 11 输出一个振荡在 $\cos \omega t$ 的信号到混合器 10。从而，在混合器 10 中，从本地振荡器信号 1 输出的信号和输入到正交解调器的信号一起组合，这样从混合器 10 输出信号由下式 7 表达。

[式 7]

$$S(t) \cdot \cos \omega t = I(t) \cdot (1/2) \cdot (\cos \varphi + \cos 2\omega t) +$$

$$Q(t) \cdot (1/2) \cdot (-\sin\phi + \sin 2\omega t)$$

此输出信号通过低通滤波器（在图 21 中未显示），由下式 8 表示的基带 I 信号被解调。

[式 8]

$$(1/2) \cdot (I(t) \cdot \cos\phi - Q(t) \cdot \sin\phi)$$

另一方面，从本地振荡器 11 输出信号 $\cos\omega t$ 输入到移相器 12，且其相位被移相器 12 进行 90 度相移，从而输出信号 $\sin\omega t$ 到混合器 9。在混合器 9 中，从移相器 12 输出的信号和输入到正交解调器的信号一起组合，这样从混合器 9 输出信号由下式 9 表达。

[式 9]

$$S(t) \cdot \sin\omega t = I(t) \cdot (1/2) \cdot (\sin\phi + \sin 2\omega t) + \\ Q(t) \cdot (1/2) \cdot (\cos\phi - \cos 2\omega t)$$

此输出信号通过低通滤波器（在图 21 中未显示），由下式 10 表示的基带 Q 信号被解调。

[式 10]

$$(1/2) \cdot (I(t) \cdot \sin\phi + Q(t) \cdot \cos\phi)$$

这样，当可变增益放大装置 4 的模式被切换时，其结果输入到正交调制的信号 $S(t)$ 的相位被移相，已解调的基带 I 信号和基带 Q 信号被改变成如图 23 所示那样。即图 22 (A) 所示情况改变为图 23 (A) 所示情况，且在图 22 (B) 显示的相关曲线改变为如图 23 (B)。特别是，图 23 (A) 显示的一对基带 I 信号和基带 Q 信号绘制在图 23 (B) 的第一和第三象限，但当沿直线沿着绘制点描绘时，该直线关于水平轴倾斜 45 度角。

这样，倘若一对已解调的基带 I 信号和基带 Q 信号值在图 22 (A) 中用 (1, 1) 表示，当可变增益放大装置 4 的模式被切换时，这对值可能被移位到第二象限。在某些情况，这对值可能被移位到第三象限。

这样，当可变增益放大装置 4 的模式被切换时，基带 I 信号和基带 Q 信号可以被正常解调，直到可变增益放大装置 4 的模式被切换后，本地振荡器 11 被输入到正交解调器的信号同步，从而，语音数据信号可以被正常存储，其可以导致蜂窝电话终端的接收语音断开和噪音的产生。

换句话说，当可变增益放大装置的增益被切换时，存在诸如从可变增益放大装置 4 输出信号的相位以不连续方式被移相这种问题。

发明内容

考虑到这个问题，本发明的目的是提供一种可变增益放大装置和无线电通信装置。此种可变增益放大装置能够充分减少从可变增益放大装置输出的相位被以不连续方式被移相的情况，即使在可变增益放大装置的增益被切换时。

本发明的第一方面是一种可变增益放大装置，包含：

一个放大器；

一个或多个与所述放大器并联的第一开关单元；和

一个与所述第一开关单元串联的移相器；

其中假如输入信号或输出信号电平高于预设电平，则所述第一开关单元启用；假如所述输入信号或输出信号电平等于或低于所述预设电平，则所述第一开关单元禁用；

当所述第一开关单元启用时，所述放大器不运行，当所述第一开关单元禁用时，所述放大器运行；且

当所述输入信号通过所述放大器时的相移量基本上等于当所述输入信号通过所述第一开关单元和所述移相器时的相移量。

本发明的第二方面是一种可变增益放大装置，包含：

一个放大器；

一个或多个与所述放大器并联的第一开关单元；和

一个与所述第一开关单元串联的移相器；

一个或多个与所述放大器并联的第二开关单元；和

一个与所述第二开关单元串联的反馈电路；

其中假如输入信号或输出信号电平高于预设电平，则所述第一开关单元启用，假如输入信号或输出信号电平等于或低于所述预设电平，则所述第一开关单元禁用；

当所述第一开关单元启用时，所述放大器不运行，当所述第一开关单元禁用时，所述放大器运行；

当所述第一开关单元启用时，所述第二开关单元禁用；

当所述第一开关单元禁用时，所述第二开关单元启用；且

当所述输入信号通过所述放大器时的相移量基本上等于当所述输入信号

通过所述第一开关单元和所述移相器时的相移量。

本发明的第三方面是根据第一方面所述的可变增益放大装置，其特征在于，所述第一开关单元包含一个或多个第三开关单元和一个或多个第四开关单元；

所述第三开关单元的一端与所述放大器的输入连接；

所述第三开关单元的另一端与所述移相器的一端连接；

所述移相器的另一端与所述第四开关单元的一端连接，且

所述第四开关单元的另一端与所述放大器的输出连接。

本发明的第四方面是根据第二方面所述的可变增益放大装置，其特征在于，所述第一开关单元包含一个或多个第三开关单元和一个或多个第四开关单元；

所述第三开关单元的一端与所述放大器的输入连接；

所述第三开关单元的另一端与所述移相器的一端连接；

所述移相器的另一端与所述第四开关单元的一端连接，且

所述第四开关单元的另一端与所述放大器的输出连接。

本发明的第五方面是一种可变增益放大装置，包含：

一个放大器；

一个或多个与所述放大器并联的开关单元；和

一个与所述放大器串联的移相器；

其中假如输入信号或输出信号电平高于预设电平，则所述开关单元启用，假如输入信号或输出信号电平等于或低于所述预设电平，则所述开关单元禁用；

当所述开关单元启用时，所述放大器不运行，当所述开关单元禁用时，所述放大器运行；且

当所述输入信号通过所述放大器和移相器时的相移量基本上等于当所述输入信号通过所述第一开关单元时的相移量。

本发明的第六方面是根据第一到第五方面任一所述的可变增益放大装置，其特征在于，所述移相器包含一个或多个串联电容器和一个或多个并联电阻器。

本发明的第七方面是根据第一到第五方面任一所述的可变增益放大装置，其特征在于，所述移相器包含一个或多个串联的电阻器和一个或多个并

联电容器。

本发明的第八方面是根据第一到第五方面任一所述的可变增益放大装置，其特征在于，所述移相器包含一个或多个带状传输线，所述带状传输线连接得使特征阻抗单调增加或单调减少。

本发明的第九方面是根据第一到第五方面任一所述的可变增益放大装置，其特征在于，所述移相器包含一个或多个并行双线传输线，所述并行双线传输线连接得使特征阻抗单调增加或单调减少。

本发明的第十方面是根据第一到第五方面任一所述的可变增益放大装置，其特征在于，所述移相器包含一个或多个串联的电容器和一个或多个并联电感器。

本发明的第十一方面是根据第一到第五方面任一所述的可变增益放大装置，其特征在于，所述移相器包含一个或多个串联的电感器和一个或多个并联电容器。

本发明的第十二方面是根据第一到第五方面任一所述的可变增益放大装置，其特征在于，通过电阻器或电感器，所述开关单元的一端或两端都接地。

本发明的第十三方面是一种无线电通信装置，包含根据第一到第五方面任一所述的可变增益放大装置，并使用相位调制信号作为发送/接收信号。

本发明的第十四方面是一种无线电通信装置，包含：

根据第一到第五方面任一所述的可变增益放大装置；

一个电平检测电路用于检测所述可变增益放大装置后部中的接收信号电平；和

一个控制电路用于切换所述可变增益放大装置的增益；

其中假如所述电平检测电路检测到的电平高于预设电平，则所述可变增益放大装置被切换到一个低增益状态；和

假如所述电平检测电路检测到的电平等于或低于预设电平，则所述可变增益放大装置被切换到一个高增益状态。

本发明的第十五方面是一种无线电通信装置，包含：

根据第一到第五方面任一所述的可变增益放大装置；

一个信道选择滤波器；

一个第一电平检测电路用于检测信道选择滤波器前级中的接收信号电

平；

一个第二电平检测电路用于检测信道选择滤波器后级中的接收信号电平；和

一个控制电路用于切换所述可变增益放大装置的增益；

其中所述可变增益放大装置的输出输入到所述信道选择滤波器；

假如所述第二电平检测电路检测到的电平高于第一预设电平，则所述可变增益放大装置被切换到一个低增益状态；和

假如所述第二电平检测电路检测到的电平等于或低于所述第一预设电平，则所述可变增益放大装置被切换到一个高增益低电流状态，且所述第一电平检测电路检测到的电平等于或低于第二预设电平，且

假如所述第二电平检测电路检测到的电平等于或低于所述第一预设电平，且所述第一电平检测电路检测到的电平等于或低于第二预设电平，则所述可变增益放大装置被切换到一个高增益高电流状态。

附图说明

图 1 显示本发明第一实施例中可变增益放大装置的结构。

图 2 显示本发明第一实施例中可变增益放大装置的另一种结构。

图 3 显示本发明第一实施例中可变增益放大装置的另外一种结构。

图 4 显示本发明第二实施例中可变增益放大装置的一种结构。

图 5 显示本发明第二实施例中可变增益放大装置的另一种结构。

图 6 显示本发明第三实施例中可变增益放大装置的电路图。

图 7 显示本发明第三实施例中具有平衡电路的可变增益放大装置的电路图。

图 8 显示本发明第三实施例中另一种结构的可变增益放大装置的电路图。

图 9 显示本发明第三实施例中另一种结构的可变增益放大装置的电路图。

图 10 显示本发明第三实施例中另外一种结构的可变增益放大装置的电路图。

图 11 显示了高频开关单元的剖视结构的示意图，此高频开关单元用于本发明第三实施例中可变增益放大装置中。

图 12 显示本发明第四实施例中使用带状传输线的可变增益放大装置的电

路图。

图 13 显示本发明第四实施例中使用带状传输线的另一种结构的可变增益放大装置的电路图。

图 14 显示本发明第五实施例中使用并行双线的可变增益放大装置的电路图。

图 15 显示本发明第五实施例中使用并行双线的另一种结构的可变增益放大装置的电路图。

图 16 显示本发明第六实施例中可变增益放大装置的电路图。

图 17 显示本发明第六实施例中通过平衡电路构成的可变增益放大装置的电路图。

图 18 显示本发明第六实施例中另一结构的可变增益放大装置的电路图。

图 19 显示本发明第六实施例中另外一种结构的可变增益放大装置的电路图。

图 20 显示本发明第六实施例中另外一种结构的可变增益放大装置的电路图。

图 21 显示使用可变增益放大装置的蜂窝电话终端的结构。

图 22 (A) 显示当信号同步时, 通过正交解调器解调的基带 I 信号和基带 Q 信号对值的曲线。

图 22 (B) 显示当信号同步时, 通过正交解调器解调的基带 I 信号和基带 Q 信号对值的信号波形。

图 23 (A) 显示当信号不同步时, 通过正交解调器解调的基带 I 信号和基带 Q 信号对值的曲线。

图 23 (B) 显示当信号不同步时, 通过正交解调器解调的基带 I 信号和基带 Q 信号对值的信号波形。

图 24 是微带状传输线的方块图。

图 25 (A) 显示本发明第一实施例中另一种结构的可变增益放大装置的结构。

图 25 (B) 显示本发明第一实施例中另一种结构的可变增益放大装置的结构。

图 26 显示本发明第四实施例中另一种结构的可变增益放大装置的电路图。

图 27 显示本发明第七实施例中无线电通信装置的方块图。

图 28 显示本发明第七实施例中无线电通信装置结构的方块图。

图 29 显示本发明第七实施例中无线电通信装置结构的方块图。

图 30 显示本发明第七实施例中无线电通信装置结构的方块图。

符号描述

13放大器

14开关单元

15移相器

16输入终端

17输出终端

18可变增益放大装置

19可变增益放大装置

20开关单元

21可变增益放大装置

22反馈电路

23开关单元

24可变增益放大装置

25可变增益放大装置

30可变增益放大装置

31开关单元电源供应终端

32可变增益放大装置

33可变增益放大装置

34可变增益放大装置

35可变增益放大装置

36可变增益放大装置

37可变增益放大装置

101、101a、101b 晶体管

102、102a、102b 晶体管

103、103a、103b 电感器

104、104a、104b 电阻器

105、105a、105b	负反馈侧电容器
106	旁路电容器
107	偏置电源电路
108	偏置电源电路
111、112、113	电阻器
114、114a、114b、115、115a、115b、116、116a、116b	电容器
121、121a、121b、122、122a、122b、123、123a、123b	开关单元
124、124a、124b	反相器
131、131a、131b	输入侧电容器
132、132a、132b	扼流圈
133、133a、133b	输出侧电容器
311、312、313	电阻器
314、315、316	电容器
411、412、413	电容器
414、415、416	电阻器
511、512、513	电容器
514、515、516	电阻器
601	半导体基底
602	n-型井
603	p-型井
604	栅极绝缘薄膜
605	栅极电极
606	漏极层
607	源极层
608	沟道部分
609	沟道部分
610、611、612	电阻器
P3	电压控制终端
P10	输入节点
P20	输出节点
711、712、713	带状传输线

811、812、813	带状传输线
911a、911b	传输线
912a、912b	传输线
913a、913b	传输线
1011a、1011b	传输线
1012a、1012b	传输线
1013a、1013b	传输线

具体实施方式

接下来本发明的实施例将参照附图描述。

（第一实施例）

首先描述第一实施例。

图 1 显示了此实施例的可变增益放大装置 18。例如，可变增益放大装置 18 作为如图 21 中的蜂窝电话终端的可变增益放大装置 4 那样使用。

可变增益放大装置 18 包含一个放大器 13、一个开关单元 14 和一个移相器 15。

放大器 13 的输入与输入终端 16 连接，它的输出与输出终端 17 连接。开关单元 14 的一端与放大器 13 的输入连接，另一端与移相器 15 的一端连接。移相器 15 的另一端与放大器 13 的输出连接。输入终端 16 是一个终端，向其输入从图 21 中天线转换开关 2 的前级输出的接收信号；输出终端 17 是一个终端，用于输出在可变增益放大装置 18 中放大的信号到图 21 的混合器 7 和类似的混合器的后级。

这样，此实施例的可变增益放大装置 18 有这样一种结构，即开关单元 14 与放大器 13 并联，移相器 15 与开关单元 14 串联。

现在描述此实施例的运行。

此实施例的可变增益放大装置 18 依照控制电路（未显示）的控制运行。基于在天线 1 接收的接收信号电平，控制电路控制可变增益放大装置 18 的运行。

这就是，执行控制以使假如输入信号电平高于预设电平时开关单元 14 启用，假如输入信号电平等于或低于预设电平时开关单元 14 禁用。

同样，执行控制以使当开关单元 14 启用时，放大器 13 不运行，当开关

单元 14 禁用时, 放大器 13 运行。例如, 通过当放大器 13 将被运行时, 提供运行放大器 13 的电源电压, 当放大器 13 的运行将被终止时, 终止提供运行放大器 13 的电源电压来执行控制。

从而, 假如接收信号电平高于预设电平, 则可变增益放大装置 18 运行在低增益模式。那就是, 因为开关单元启用和放大器 13 终止它的运行, 所以接收信号从输入终端 16 输入, 通过开关单元 14 和移相器 15, 从输出终端 17 输出。

另一方面, 假如接收信号电平等于或低于预设电平, 则可变增益放大装置 18 运行在高增益模式。那就是, 因为开关单元禁用和放大器 13 运行, 所以接收信号从输入终端 16 输入, 通过放大器 13 放大, 并从输出终端 17 输出。

移相器 15 对输入移相器 15 的接收信号的相位移相, 以使当接收信号通过放大器时的相移量基本上等于当接收信号通过开关单元 14 和移相器 15 时的移相量。

从而, 即使接收信号的信号电平改变, 结果可变增益放大装置 18 从高增益模式切换到低增益模式, 或从低增益模式切换到高增益模式, 从输出终端 17 输出的信号相位没有以不连续方式移相。

那就是, 即使可变增益放大装置 18 的模式被切换, 输入图 21 的正交解调器的输入信号相位没有以不连续方式移相, 因此使防止接收语音从蜂窝电话终端的断开和有关模式切换噪音的产生成为可能。因此, 通过在典型蜂窝电话的无线电系统的接收装置的前置放大电路中, 使用此实施例的可变增益放大装置 18, 可提供蜂窝电话终端和类似产品的高品质接收语音。

此外, 在此实施例中, 开关单元 14 与放大器 13 的输入连接, 移相器 15 与放大器 13 的输出连接。但本发明不局限于此种结构。

图 2 显示的可变增益放大装置 19 拥有不同于图 1 显示的结构。在可变增益放大装置 19 中, 开关单元 14 与放大器 13 的输出连接, 移相器 15 与放大器 13 的输入连接。在可变增益放大装置 19 中, 开关单元 14 和移相器 15 与在可变增益放大装置 18 中的位置彼此互换。那就是, 移相器 15 的一端与放大器 13 的输入连接, 移相器 15 的另一端与开关单元 14 的一端连接, 开关单元 14 的另一端与放大器 13 的输出连接。可变增益放大装置 19 的使用, 使获得如上所述的相同有效程度成为可能。

图 3 显示的可变增益放大装置 21 拥有不同于图 1 显示的结构。不像图 1

的可变增益放大装置 18，可变增益放大装置 21 包含二个开关单元。特别是，在可变增益放大装置 21 中，开关单元 14 的一端与放大器 13 的输入连接，开关单元 14 的另一端与移相器 15 连接，移相器 15 的另一端与开关单元 20 的一端连接，开关单元 20 的另一端与放大器 13 的输出连接。

假如从输入终端 16 输入的接收信号电平高于预设电平，则开关单元 14、20 启用，假如从输入终端 16 输入的接收信号电平等于或低于预设电平，则开关单元 14、20 禁用。如在所述实施例的情况一样，控制运行放大器 13 的电源电压，以使当开关单元 14、20 启用时，放大器 13 不运行，当开关单元 14、20 禁用时，放大器 13 运行。

移相器 15 对输入移相器 15 的接收信号相位移相，以使当从输入终端 16 输入的接收信号通过放大器 13 时的相移量基本上等于当从输入终端 16 输入的接收信号通过开关单元 14、移相器 15 和开关单元 20 时的相移量。

在图 1 的可变增益放大装置 18 中，假如输入到输入终端 16 的接收信号电平等于或低于预设电平，开关单元 14 禁用，但移相器 15 的另一端仍然与放大器 13 的输出连接。因此，由于移相器 15 与放大器 13 的输出连接的事实，放大器 13 的品质或多或少地被牺牲了。

同样，在图 2 的可变增益放大装置 19 中，假如输入到输入终端 16 的接收信号电平等于或低于预设电平，开关单元 14 禁用，但移相器 15 的另一端仍然与放大器 13 的输入连接。因此，由于移相器 15 与放大器 13 的输入连接的事实，放大器 13 的品质或多或少地被牺牲了。

另一方面，在图 3 的放大器 13 中，假如输入到输入终端 16 的接收信号电平等于或低于预设电平，开关单元 14 和 20 都禁用，因此移相器 15 与放大器 13 的输入和输出断开。因此，在图 3 的可变增益放大装置 21 中，除获取此实施例的效率外，还可预防由移相器 15 导致的放大器 13 的某种降质。

图 25 (A) 显示的可变增益放大装置 61 拥有不同于图 1 显示的结构。不像图 1 的可变增益放大装置 18，可变增益放大装置 61 拥有与放大器 13 串联的移相器 15a。特别是，在可变增益放大装置 61 中，开关单元 14 的一端与放大器 13 的输入连接，开关单元 14 的另一端与移相器 15a 的一端连接，移相器 15a 的另一端与放大器 13 的输出连接。移相器 15a 与图 1 可变增益放大装置 18 的移相器 15 不同。那就是，移相器 15a 对输入移相器 15a 的接收信号相位移相，以使当接收信号通过放大器 13 和移相器 15a 时的相移量基本上等

于当接收信号通过开关单元 14 时接收信号的相移数量。

移相器 15a 的位置和可变增益放大装置 61 的放大器 13 的位置可以彼此交换。图 25 (B) 显示了由这些位置变换而产生的可变增益放大装置 62。可变增益放大装置 62 中, 移相器 15a 的一端与放大器 13 的输入连接, 移相器 15a 的另一端与开关单元 14 的一端连接。放大器 13 的输出与开关单元 14 的另一端连接。这样, 即使移相器 15a 与放大器 13 的位置彼此交换, 也可以获得与此实施例相同的有效程度。如图 25 (A) 和 25 (B) 所示, 放大器 13 也可以与移相器 15a 串联。

(第二实施例)

现在描述第二实施例。

图 4 显示此实施例的可变增益放大装置 24。例如, 可变增益放大装置 24 像图 21 的蜂窝电话终端的可变增益放大装置 4 一样使用。此外, 与第一实施例同样的部分使用相同的符号, 在此就不再描述。

可变增益放大装置 24 包含放大器 13、开关单元 14、移相器 15、开关单元 20、反馈电路 22 和开关单元 23。

放大器 13 的输入与终端 16 的输入连接, 其输出与终端 17 的输出连接。开关单元 14 一端与放大器 13 的输入连接, 另一端与移相器 15 的一端连接。移相器 15 的另一端与开关单元 20 的一端连接, 开关单元 20 的另一端与放大器 13 的输出连接。开关单元 23 的一端与放大器 13 的输出连接, 开关单元 23 的另一端与反馈电路 22 的一端连接, 反馈电路 22 的另一端与放大器 12 的输入连接。

现在描述此实施例的运行。

此实施例的可变增益放大装置 24 依照如第一实施例情况的控制电路 (未显示) 的控制运行。基于在天线 1 接收的接收信号电平, 控制电路控制可变增益放大装置 18 的运行。

这就是, 执行控制以使假如输入信号电平高于预设电平时开关单元 14 和 20 启用, 假如输入信号电平等于或低于预设电平时开关单元 14 和 20 禁用。

执行控制以使当开关单元 14 启用时, 放大器 13 不运行, 当开关单元 14 禁用时, 放大器 13 运行。例如, 通过当放大器 13 将被运行时, 提供运行放大器 13 的电源电压, 当放大器 13 的运行将被终止时, 终止提供运行放大器 13 的电源电压来执行控制。另外, 当开关单元 14 和 20 启用时, 开关单元 23 禁

用，当开关单元 14 和 20 禁用时，开关单元 23 启用。

从而，假如接收信号电平高于预设电平，则可变增益放大装置 24 运行在低增益模式。那就是，因为开关单元 14 和 20 启用，放大器 13 终止运行且开关单元 23 禁用，所以接收信号从输入终端 16 输入，通过开关单元 14、移相器 15 和开关单元 20，从输出终端 17 输出。

另一方面，假如接收信号电平等于或低于预设电平，则可变增益放大装置 18 运行在高增益模式。那就是，因为开关单元 14 和 20 禁用，放大器 13 运行且开关单元 23 启用，所以接收信号从输入终端 16 输入，通过放大器 13 放大，从输出终端 17 输出，且对来自放大器 13 的某些输出信号，通过开关单元 23 和反馈电路 22，对放大器 13 的输入应用负反馈。

移相器 15 移相输入移相器 15 的接收信号相位，以使当接收信号通过放大器 13 时的相移量基本上等于当接收信号通过开关单元 14、移相器 15 和开关单元 20 时的移相量。

从而，即使接收信号的信号电平改变，结果可变增益放大装置 24 从高增益模式切换到低增益模式，或从低增益模式切换到高增益模式，从输出终端 17 输出的信号相位没有以不连续方式被移。

那就是，即使可变增益放大装置 24 的模式被切换，输入图 21 的正交解调器的输入信号相位也没有以不连续方式被移相，因此使防止了从蜂窝电话终端接收语音的断开和有关模式切换产生噪音成为可能。因此，通过在典型蜂窝电话的无线电系统的接收装置的前置放大电路中，使用此实施例的可变增益放大装置 24，可提供蜂窝电话终端和类似产品的高品质接收语音。

图 5 显示可变增益放大装置 25，是图 4 中可变增益放大装置 24 的开关单元 23 和反馈电路 22 的位置彼此互换。那就是，在可变增益放大装置 25 中，开关单元 23 的一端与放大器 13 的输入连接，开关单元 23 的另一端与反馈电路 22 的一端连接，反馈电路 22 的另一端与放大器 13 的输出连接。可变增益放大装置 25 的使用，使获得与此实施例相同的有效程度成为可能。

（第三实施例）

现在描述第三实施例。

图 6 是此实施例的可变增益放大装置电路图。

在图 6 显示的可变增益放大装置 30 中，输入终端 P1 与用于阻隔直流的输入侧电容器 131 的一端连接，输入侧电容器 131 的另一端与开关单元 121

的一端和晶体管 101 的基极连接。偏置电源电路 107 与晶体管 101 的基极连接，晶体管 101 的发射极通过用于扩大输入动态范围的电感 103 来接地，且晶体管 101 的集电极与晶体管 102 的发射极连接。晶体管 102 的基极与偏置电源电路 108 和旁路电容器 106 连接，所述旁路电容器接地。晶体管 102 的集电极与用于阻隔直流的输出侧电容器 133 的一端和用于阻隔直流的负反馈侧电容器 105 的一端连接，且晶体管 102 的集电极也通过用于高频截止的扼流圈与一个用于放大器 V_{cc} 的电源供应端连接。输出侧电容器 133 的另一端与输出端 P2 连接。

负反馈侧电容器 105 的另一端与开关单元 123 的一端和开关单元 122 的一端连接。开关单元 123 的另一端与用于施加负反馈的电阻器 104 的一端连接，且电阻器 104 的另一端与晶体管 101 的基极连接。

开关单元 122 的另一端与电容器 116 的一端连接，电容器 116 的另一端与接地电阻器 113 和电容器 115 的一端连接。电容器 115 的另一端与接地电阻器 112 和电容器 114 的一端连接。电容器 114 的另一端与接地电阻器 111 和开关单元 121 的另一端连接。

开关单元电源供应终端 31 与用于控制开关单元 121 和开关单元 122 的端头连接。另外，开关单元电源供应端 31 与转换器 124 的一端连接，且转换器 124 的另一端与用于控制开关单元 123 的终端连接。

此实施例的可变增益放大装置 30 相当于图 4 第二实施例的可变增益放大装置 24。

特别是，输入终端 P1 相当于图 4 的输入终端 16，终端 P2 相当于图 4 的输出终端 17，电阻器 104 相当于图 4 的反馈电路 22，转换器 124 和开关单元 123 相当于图 4 的开关单元 23，且晶体管 101 和 102、电容器 106、电感 103、偏置电源电路 107 和 108 相当于图 4 的放大器 13。电容器 114、115 和 116 及电阻器 111、112 和 113 相当于图 4 的移相器 15，开关单元 121 相当于图 4 的开关单元 14，开关单元 122 相当于图 4 的开关单元 20。

开关单元电源供应终端 31 是用于为改变开关单元 121、122 和 123 从启用状态到禁用状态相反而提供电源电压的终端。

偏置电源电路 107 是用于为晶体管 101 基极提供偏置电压的电路，偏置电源电路 108 是用于为晶体管 102 基极提供偏置电压的电路，且能够使用控制电路（未显示）来终止和启动工作电压的供应。

用于放大器 V_{cc} 的电源供应终端是用于为晶体管 102 和 101 提供工作电压的终端。

开关单元电源供应终端 21 是用于改变开关单元 121、122 和 123 状态的终端。通过对开关单元 121、122 和 123 的各控制终端供应控制电源电压或终止电源电压的供应来使其状态从启用状态到禁用状态和相反地改变。

此外，如输入终端 P1 和输出终端 P2 之类的此实施例终端也包括了作为连线中的元件接头点的衬垫电极和模式。

电阻器 111、112 和 113 之类由多晶硅制成及电容器 114、115 和 116 之类由 MOS 电容器构成。此外，电容器 114、115 和 116 可以由 MIM 电容器构成。

现在描述此实施例的运作。

在此情况，可变增益放大装置 30 用于高增益模式，接收信号被如晶体管 101 和 102 的单元放大，但这些单元，即相当于图 4 放大器 13 的单元导致从输出终端 P2 输出的接收信号相位远远比输入到输入终端 P1 的接收信号相位超前。晶体管 101 基极的输入阻抗比晶体管 102 集电极的输出阻抗小。

首先，描述可变增益放大装置 30 运行在高增益模式的操作。

当从输入终端 P1 输入的接收信号电平等于或低于预设电平时可变增益放大装置 30 运行在高增益模式。那就是，当检测到接收信号电平低于预设电平时，控制电路（未显示）提供一个电压（例如 0V 电压），使开关单元 122 和 121 变为禁用，此电压作为提供给开关单元电源供应终端 31 的控制电压。控制电路（未显示）从偏置电路 107 和 108 提供一个电压，使晶体管 101 和 102 运行。因此，晶体管 101 和 102 变为启用。

此时，从输入终端 P1 输入的接收信号通过输入侧电容器 131，然后输入到晶体管 101 的基极。由于开关单元 121 禁用，接收信号没有流向电容器 114。偏置电源电路 107 提供一个偏置电压给晶体管 101 的基极，偏置电源电路 108 提供一个偏置电压给晶体管 102 的基极。输入晶体管 101 基极的接收信号被晶体管 101 和 102 放大，然后从晶体管 102 的集电极输出。

从晶体管 102 集电极输出的某些信号通过电容器 133，然后从输出终端 P2 输出到例如混合器 7 的后级。其他从晶体管 102 集电极输出的信号通过负反馈侧的电容器 105 被传送。通过负反馈侧电容器 105 的信号再通过开关单元 123，在电阻器 104 中调整到一个预设电平，再输入到晶体管 101 的基极。由于开关单元 122 禁用，通过负反馈侧电容器 105 的信号没有流向电容器 116。

这样，在高增益模式的情况下，当晶体管 101、102 接收一个负反馈时，从输入终端 P1 输入的接收信号被放大，然后从输出终端 P2 输出到后级。

此时，从输出终端 P2 输出的接收信号相位远远提前于从输入信号 P1 输入的接收信号相位。且晶体管 101 基极的输入阻抗 $|Z_i(\text{high})|$ 小于晶体管 102 集电极的输出阻抗 $|Z_o(\text{high})|$ 。然而， $Z_i(\text{high})$ 和 $Z_o(\text{high})$ 都是复数。

现在描述可变增益放大装置 30 运行在低增益模式的操作。

当从输入终端 P1 输入的接收信号电平高于预设电平时可变增益放大装置 30 运行在低增益模式。那就是，当检测到接收信号电平高于预设电平时，为了防止晶体管 101 和 102 处于饱和状态，控制电路（未显示）转向低增益模式。

那就是，当检测到接收信号电平高于预设电平时，控制电路（未显示）提供一个电压（例如 3V 电压），使开关单元 122 和 121 变为启用，此电压作为提供给开关单元电源供应终端 31 的控制电压。控制电路（未显示）终止一个允许晶体管 101 和 102 从来自放大器 V_{cc} 的电源供应终端提供的电压。因此，晶体管 101 和 102 终止它们的运行。

此时，从输入终端 P1 输入的接收信号通过输入侧电容器 131，开关单元 121、电容器 114、115 和 116 及包含电容器 114、115 和 116 和电阻器 111、112 和 113 的电路部分。电路部分的功能类似于上面描述的图 4 中的移相器 15。进行调整以使从输入终端 P1 输入的接收信号相位在此电路部分中被超前。

特别是，电阻器 111 的阻抗值和电阻器 112 的阻抗值及电阻器 113 的阻抗值之间的比率是 $1 : a : a^2$ 。电容器 114 的电容值和电容器 115 的电容值及电容器 116 的电容值之间的比率是 $a^2 : a : 1$ 。在此，进行调整以 2 代表的预设值大于 1。

功能如图 4 移相器 15 的电路部分，拥有偏置单元电路，每个包含一个电阻器和一个电容器组合在三个级中。功能如图 4 移相器 15 的电路部分也扮演像阻抗转换器的角色。

给定由电阻器 111 和电容器 114 组成的第一级基本单元电路的输入阻抗值等于 Z_1 ，则此电路的输出阻抗值可以使用上面描述的预设数字值 a 来表示为 $a |Z_1|$ 。在此， Z_1 是一个复数。因此，由电阻器 112 和电容器 115 组成的第二级基本单元电路的输入阻抗值等于 $a |Z_1|$ ，则此电路的输出阻抗值

可以使用上面描述的预设数字值 a 来表示为 $a^2 |Z1|$ 。因此，由电阻器 113 和电容器 116 组成的第三级基本单元电路的输入阻抗值等于 $a^2 |Z1|$ ，从而此电路的输出阻抗值可以使用上面描述的预设数字值 a 来表示为 $a^3 |Z1|$ 。这样，在某一级的基本单元电路的输出阻抗值与接下一级中基本单元的输出阻抗值相当接近，从而级间的损耗被减少。此外，级间的通过相位的频率特性彼此相当接近。

另一方面，如上所述在高增益模式，晶体管 101 基极的输入阻抗等于 $|Zi(high)|$ ，晶体管 102 集电极的输出阻抗等于 $|Zo(high)|$ ，且 $|Zi(high)|$ 小于晶体管 102 集电极的输出阻抗 $|Zo(high)|$ 。

因此， a 的值用满足下式 11 的值来定义。

[式 11]

$$|Zo(high)|/|Zi(high)| = a^3$$

此外，使阻抗 $Z1$ 和 $Zi(high)$ 彼此接近，从而在高增益模式下的输出阻抗值与在低增益模式输出阻抗值相当接近。在这种情况下，因为功能如图 4 移相器 15 的电路部分的通过相位被唯一确定，通过增加/减少包含电阻器和电容器的基本单元电路的级数来使通过相位值接近于在高增益模式的通过相位值。此外，功能如图 4 移相器 15 的电路部分由 n 个基本单元电路组成（ n 是一个大于 1 的整数），在这种情况下，作为满足下式 12 的值来定义 a 。

[式 12]

$$|Zo(high)|/|Zi(high)| = a^n$$

从而，通过此电路部分，从输出终端 P2 输出的接收信号作为一个信号，其相位超前量基本上等于在高增益模式情况下通过相位的超前量。

那就是，通过此电路部分的信号通过开关单元 122。因为开关单元 124 禁用，此信号不流向电阻器 104。因此，通过开关单元 122 的信号通过负反馈侧电容器 105，然后通过输出侧电容器 133 从输出终端 P2 输出。

如上所述，在对应于图 4 移相器 15 的部分调整通过信号的相位，从而即使可变增益放大装置从高增益模式切换到低增益模式，从输出终端 P2 输出的信号相位被以不连续方式移位的情况可以充分地减少。

此外，本实施例的可变增益放大装置 30 可以有如图 26 所示这样的结构，其在开关单元 122 和地之间插入电阻器 2641，在开关单元 123 和地之间插入电阻器 2642，在晶体管 101 基极和电阻器 104 之间插入电容器 2643。从而，

开关单元 121、122 和 123 至少在一端占用 0 电位，从而开关单元可靠地启用/禁用，改善了当开关单元启用时的插入损耗。

电感四分之一波长线可替代电阻器 2641、2642 使用。

此外，本实施例可变增益放大装置 30 以作为不平衡电路被描述，但也可作为平衡电路实现。

那就是，图 7 显示了通过修改本实施例可变增益放大装置 30 的作为平衡电路实现的可变增益放大装置 32。

图 6 的输入终端 P1 由图 7 中输入终端 P1a 和 P1b 替代，图 6 的输入侧电容器 131 由图 7 中输入侧电容器 131a、131b 替代，图 6 开关单元 121 由图 7 中开关单元 121a、121b 替代，图 6 的晶体管 101 由图 7 中晶体管 101a、101b 替代，图 6 的晶体管 102 由图 7 中晶体管 102a、102b 替代，图 6 的电感器 103 由图 7 中电感器 103a、103b 替代，图 6 的电阻器 104 由图 7 中电阻器 104a、104b 替代，图 6 的输出侧电容器 133 由图 7 中输出侧电容器 133a、133b 替代，图 6 中扼流圈 132 由图 7 中扼流圈 132a、132b 替代，图 6 负反馈侧电容器 105 由图 7 中负反馈侧电容器 105a、105b 替代，图 6 反相器 124 和开关单元 123 分别由图 7 中反相器 124a、124b 和开关单元 123a、123b 替代，图 6 开关单元 122 由图 7 中的开关单元 122a、122b 替代，图 6 电容器 114、115 和 116 由图 7 电容器 114a、114b、电容器 115a、115b、电容器 116a、116b 分别替代，图 6 输出终端 P2 由图 7 输出终端 P2a、P2b 替代。结构的其他方面与本实施例可变增益放大装置 30 的一样，从而在此不再描述。

此外，可变增益放大装置 32 也可以有这样的结构，其开关单元 121、122、123a 和 123b 至少有一端采取 0 电位，像在可变增益放大装置 30 的情况一样。这种结构，开关单元可靠地启用/禁用，且改善了当开关单元启用时的插入损耗。

这样，本实施例可变增益放大装置 30 可以像例如可变增益放大装置 32 一样作为平衡电路实现。

此外，在图 6 可变增益放大装置 30 中，当可变增益放大装置用于高增益模式时，接收信号通过相应于图 4 放大器 13 的电路部分，由此从输出终端 P2 输出的接收信号相位远超前于输入到输入终端 P1 的接收信号相位，且晶体管 101 基极的输入阻抗小于晶体管 102 集电极输出阻抗，但假如对应于图 4 放大器 13 的电路部分具有不同于所述的特性，则对应于图 4 移位器 15 的电路部

分应作改变。

首先，图 8 显示了可变增益放大装置 33 的电路图，其对应于移位器 15 电路部分改变了。对可变增益放大装置 33 来说，在高增益模式下的通过相移超前了，且对应于放大电路 13 的部分的输入阻抗大于相同部分的输出阻抗。

对于在可变增益放大装置 33 中对应于移相器 15 的部分来说，电容器 314 的一端与开关单元 121 的一端连接，电容器 314 的另一端与接地电阻器 311 和电容器 315 的一端连接。电容器 315 的另一端与接地电阻器 312 和电容器 316 的一端连接。电容器 316 的另一端与接地电阻器 313 和开关单元 122 的一端连接。

在可变增益放大装置 33 中功能如图 4 移相器 15 的电路部分以第三实施例一样的方法调整相位。

特别是，电阻器 311 阻抗值和电阻器 312 阻抗值及电阻器 313 阻抗值之间的比率是 $1:a:a^2$ 。电容器 314 的电容值和电容器 315 的电容值及电容器 316 的电容值之间的比率是 $a^2:a:1$ 。在此，作出调整以使 a 的值等于一个小于 1 的预设值。那就是，预先设定 a 的值，以使提供的相位超前量在高增益模式情况下等于从输出终端 P2 输出的接收信号相位相对于从输入终端 P1 输入的接收信号相位的超前量。 a 的值可以用如所述同样的方法确定。

从而，依靠通过此电路部分，相位超前量基本上等于在高增益模式情况下通过相位的超前量的接收信号从输出终端 P2 输出。

这样，即使在高增益模式情况下接收信号的通过相位被超前，且对应于放大电路 13 的部分输入阻抗大于同样部分的输出阻抗时，充分地减少了当从高增益模式切换到低增益模式，或从低增益模式切换到高增益模式时，从输出终端 P2 输出的信号相位被以不连续方式移相的情况是可能的。

此外，本实施例可变增益放大装置 33 可以有这样的结构，开关单元 121、122、123 像在本实施例中可变增益放大装置 30 的情况一样，至少在一端采取 0 电位。从而，开关单元可靠地启用/禁用，且改善了当开关单元启用时的插入损耗。

此外，本实施例的可变增益放大装置 33 也可以包含在本实施例中描述的平衡电路。

图 9 显示了另一个可变增益放大装置 34 的电路图，其对应于移位器 15 的电路部分被改变了。对图 9 的可变增益放大装置 34 来说，延迟了在高增益

模式下接收信号的通过相移，且对应于放大电路 13 部分的输入阻抗小于相同部分的输出阻抗。

特别是，对于对应于图 4 移相器 15 的部分来说，电阻器 414 的一端与开关单元 121 的一端连接，接地电容器 411 的一端与电阻器 414 的一端连接。电阻器 414 的另一端与电阻器 415 的一端及接地电容器 412 连接。接地电容器 413 与电阻器 415 的另一端连接，电阻器 415 的另一端与电阻器 416 的一端连接。电阻器 416 的另一端与开关单元 122 的一端连接。

功能如图 4 移相器 15 的电路部分以本实施例一样的方法调整相位。

特别是，电阻器 414 阻抗值和电阻器 415 阻抗值及电阻器 416 阻抗值之间的比率是 $1:a:a^2$ 。电容器 411 的电容值和电容器 412 的电容值及电容器 413 的电容值之间的比率是 $a^2:a:1$ 。在此，作出调整以使 a 的值等于一个小于 1 的预设值。那就是，预先设定 a 的值，以使提供的相位延迟量在高增益模式情况下等于从输出终端 P2 输出的接收信号相位相对于从输入终端 P1 输入的接收信号相位的延迟量。 a 的值可以用如所述同样的方法确定。

从而，依靠通过此电路部分，相位延迟量基本等于在高增益模式情况下通过相位的延迟量的接收信号从输出终端 P2 输出。

这样，即使在高增益模式情况下接收信号的通过相位被延迟，且对应于放大电路 13 的部分输入阻抗小于同样部分的输出阻抗时，充分减少当从高增益模式切换到低增益模式，或从低增益模式切换到高增益模式时，从输出终端 P2 输出的信号相位被以不连续方式移相的情况是可能的。

此外，本实施例可变增益放大装置 34 可以有这样的结构，开关单元 121、122、123 像在本实施例中可变增益放大装置 30 的情况一样，至少在一端占采取 0 电位。从而，开关单元可靠地启用/禁用，且改善了当开关单元启用时的插入损耗。

此外，本实施例的可变增益放大装置 34 也可以包含在本实施例中描述的平衡电路。

图 10 显示了另一个可变增益放大装置 35 的电路图，其对应于移位器 15 电路部分改变了。对图 10 的可变增益放大装置 35 来说，延迟了在高增益模式下接收信号的通过相移，且对应于放大电路 13 的部分的输入阻抗大于相同部分的输出阻抗。

对于对应于图 4 移相器 15 的部分来说，电阻器 514 的一端与开关单元 121

的一端连接，接地电容器 511 的一端与电阻器 514 的另一端连接。电阻器 515 的一端与电阻器 514 的另一端连接，接地电容器 512 与电阻器 515 的另一端连接。电容器 515 的另一端与电阻器 516 的一端连接。接地电容器 513 与电阻器 516 的另一端连接，开关单元 122 的一端与电阻器 516 的另一端连接。

功能如图 4 移相器 15 的电路部分以本实施例一样的方法调整相位。

特别是，电阻器 514 阻抗值和电阻器 515 阻抗值及电阻器 516 阻抗值之间的比率是 $1: a: a^2$ 。电容器 511 的电容值和电容器 512 的电容值及电容器 513 的电容值之间的比率是 $a^2: a: 1$ 。在此，作出调整以使 a 的值等于一个小于 1 的预设值。那就是，预先设定 a 的值，以使提供的相位延迟量在高增益模式情况下等于从输出终端 P2 输出的接收信号相位相对于从输入终端 P1 输入的接收信号相位的延迟量。 a 的值可以用如所述同样的方法确定。

从而，依靠通过此电路部分，相位延迟量基本上等于在高增益模式情况下通过相位的延迟量的接收信号从输出终端 P2 输出。

这样，即使在高增益模式情况下接收信号的通过相位被延迟，且对应于放大电路 13 的部分的输入阻抗大于同样部分的输出阻抗时，充分减少当从高增益模式切换到低增益模式，或从低增益模式切换到高增益模式时，从输出终端 P2 输出的信号相位被以不连续方式移相的情况是可能的。

此外，本实施例可变增益放大装置 35 可以有这样的结构，开关单元 121、122、123 像在本实施例中可变增益放大装置 30 的情况一样，至少在一端占采取 0 电位。从而，开关单元可靠地启用/禁用，且改善了当开关单元启用时的插入损耗。

此外，本实施例的可变增益放大装置 35 也可以包含在本实施例中描述的平衡电路。

此外，对开关单元 121、122 和 123 来说，一个由钾和砷构成的 FET 开关、一个三次阱结构的 MOSFET 开关和一个硅绝缘体开关以及类似的开关可以被使用。

图 11 以图表方式显示了用于开关单元 121、122 和 123 中的高频率开关单元 50 的横截面结构。那就是，高频率开关单元是三次阱结构的 MOSFET 开关。

如图 11 所示，高频率开关单元 50 形成在由被选择性地提供在一个由例如 P 型硅制成的半导体基板 601 上的由沟道部分 608、609 分割的单元形成区

域上。

在半导体结构 601 中在单元形成区域上形成 n 型阱 602 和被 n 型阱 602 包围的 p 型阱 603。

在 p 型阱 603 上以相同距离形成一漏极层 606 和源极层 607，以及在 p 型阱 603 上在漏极层 606 和源极层 607 之间的区域内氧化硅构成的栅极绝缘薄膜 604 形成由多晶硅构成的栅极电极 605。

在这种情况下，MOSFET 开关 50 是图 6 的开关单元 121，漏极层 606 与接收从图 6 输入侧电容器 11 输入的接收信号的输入节点 P10 连接，源极层 607 与输出接收信号到图 6 所示电容器 114 和电阻器 111 的输出节点 P20 连接。

栅极电极 605 通过电阻器 611 与接收从开关单元电源供应终端 31 提供的控制电压的电压控制终端 P3 连接，而 n 型阱 602 通过电阻器 610 与电压控制终端 P3 连接。

半导体基板 601 接地，p 型阱 603 通过电阻器 612 接地。

对于用这种方法构成的高频开关单元 50，一反向偏置电压施加在 n 型阱 602 和 p 型阱 603 之间，导致一个通过 pn 连接在 n 型阱 602 和 p 型阱 603 之间界面构成的耗尽层，从而，在关于基板表面垂直方向上，n 型阱 602 和 p 型阱 603 彼此绝缘。此外，一个反向电压施加在半导体基板 601 和 n 型阱 602 之间，导致一个通过 pn 连接在半导体基板 601 和 n 型阱 602 界面之间构成的耗尽层，从而半导体基板 601 和 n 型阱 602 彼此绝缘。

因此，当高频率开关单元 50 启用时，由于在输入到输入节点 P10 的接收信号从漏极层 606、源极层 607 和在漏极层 606 与源极层 607 之间形成的通道区域泄漏到半导体基板 601 的情况下，接收信号的损耗电平可以减少。结果在高频单元 50 运行在低增益模式期间，插入损耗的电平可以减少。

此外，在这种方法中通过使用三级阱结构，即使当高频率开关单元 50 禁用时，输入到输入节点 P10 的接收信号，通过漏极层 606 泄漏到半导体基板 601 的泄漏电平可以被减少。结果，在运行于高增益模式期间，由于输入到图 6 显示的输入终端 P1 的某些高频信号带来关于高频率开关单元 50 的插入损耗的事实引起的，噪音特性的下降可以被减少。

此外，电感单元可以用于替代电阻器 610、611 和 612。

（第四实施例）

现在描述第四实施例。

图 12 显示第四实施例可变增益放大装置 36 的电路图。

对于此实施例的可变增益放大装置 36 来说，与图 4 移相器 15 对应的部分是由带状传输线构成。

此外，与第三实施例相同的部分赋予同样的符号，在此不再描述。

对于第四实施例的可变增益放大装置 36 来说，在高增益模式的情况下，接收信号的通过相位被延迟，且对应于放大电路 13 的部分的输入阻抗小于同样部分的输出阻抗。

在对应于图 4 移相器 15 的部分中，可变增益放大装置 36 不同于可变增益放大装置 33。

具体说，对应于图 4 移相器 15 的部分是由带状传输线 711、712、713 组成。带状传输线 711 之一与开关单元 121 之一连接，带状传输线 711 另一端与带状传输线 712 的一端连接，带状传输线 712 的另一端与带状传输线 713 的一端连接，带状传输线 713 的另一端与开关单元 122 连接。

同样，带状传输线 711、712、713 每个都由铝线制成。带状传输线 711、712、713 也可以用铜线或金线制成。

现在描述此实施例的运行，集中描述在它本身与第三实施例不同之处。

功能如图 4 移相器 15 的电路部分以像第三实施例同样的方法调整相位。

特别是，带状传输线 711 的阻抗值和带状传输线 712 的阻抗值及带状传输线 713 的阻抗值之间的比率是 $1:a:a^2$ 。在此，作出调整以使 a 的值等于一个大于 1 的预设值。那就是，预先设定 a 的值，以使提供的相位延迟量在高增益模式情况下等于从输出终端 P2 输出的接收信号相位相对于从输入终端 P1 输入的接收信号相位的延迟量。 a 的值可以用如所述同样的方法确定。

功能如图 4 移相器 15 的电路部分有基本单元电路，即组合成三级的带状传输线。功能如图 4 移相器 15 的电路部分也起到了阻抗转换器的角色。

假如是第一级基本单元电路的带状传输线 711 的阻抗等于 Z_1 ，且在高增益模式情况下，晶体管 101 基极输入阻抗等于 $|Z_i(\text{high})|$ ，则选择 Z_1 的值以使 Z_1 和 $|Z_i(\text{high})|$ 的值彼此接近。

假如作为第三级基本单元电路的带状传输线 713 的阻抗等于 Z_3 ，且晶体管 102 集电极输出阻抗等于 $|Z_o(\text{high})|$ ，则选择 Z_3 的值以使 Z_3 和 $|Z_o(\text{high})|$ 的值彼此接近。

这样，选择 Z_1 的值以使在高增益模式情况下的输入阻抗接近于在低增益

模式情况下的输入阻抗，选择 Z_3 的值以使在高增益模式情况下的输出阻抗接近于在低增益模式情况下的输出阻抗。

假如作为第二级基本单元电路的带状传输线 712 的阻抗等于 Z_2 ，则当 Z_1 、 Z_2 和 Z_3 通常代表实数时，在相对宽度的频率范围内损耗保持在低电平，并满足下式 13。

[式 13]

$$Z_2 = (Z_1 \cdot Z_3)^{1/2}$$

因此，选择 a 的值以满足下式 14。

[式 14]

$$Z_2 = aZ_1$$

$$Z_3 = a^2Z_1$$

此外，为拓宽频率范围增加级数。在这种情况下，倘若分别用 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 和 Z_4 代表第一到第四级基本单元电路的阻抗，功能如图 4 移相器 15 的电路部分具有基本单元电路，即例如组合成四级的带状传输线，选择 a 值以满足下面的式 15 时，损耗在一个比组合成三级基本单元电路的电路部分在更宽频率范围内保持低电平。

[式 15]

$$Z_2 = aZ_1$$

$$Z_3 = a^2Z_2$$

$$Z_4 = a^3Z_3$$

通常，在电路部分具有组合成 n 级的基本单元电路（ n 是等于或大于 1 的整数）的情况下，选择 a 值以满足下式 16。

[式 16]

$$Z_{i+1} = a^i Z_i$$

其中 i 是从 1 到 $n-1$ 范围内任何整数。

在一个类似的方法中，功能如图 4 移相器 15 的电路部分由一条其线宽连续变化的带状传输带组成，且当电路部分具有组合成 3 级的基本单元电路时，输入侧带状传输线路阻抗被给定为 Z_1 值，而当电路部分具有组合成 3 级的基本单元电路时，输出侧带状传输线路阻抗被给定为 Z_3 值。

通过改变带状传输线总长可实现相位调整。

在这种情况下，带状传输线路 711、712 和 713 作为微波带状传输线路形成，

用所述同样的方法，对带状传输线路 711、712 和 713 执行下面的过程，可以确定带状传输线路 711、712 和 713 的阻抗。

特别是，图 24 显示了构成基本单元电路的微波带状传输线 82。微波带状传输线 82 在电介质 81 上形成，在微波带状传输线 82 中，没有任何电介质形成在电介质 81 的对面侧。假设微波带状传输线 82 的宽度是 w ，电介质 81 的高度是 h ，电介质 81 的电介质常数是 ϵ_r 。在这种情况下，假如 w/h 等于或小于 1，则带状传输线 82 的阻抗 Z 近似为在下式 17 找到的值。

[式 17]

$$Z_0 = \frac{120\pi}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h}\right)$$

假如 w/h 等于或小于 1，则带状传输线 82 的阻抗 Z 近似为在下式 18 找到的值。

[式 18]

$$Z_0 = \frac{120\pi}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{w}{h} + 1.444\right) \right]^{-1}$$

其中 ϵ_{re} 由下式 19 给出。

[式 19]

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

从而，通过调整微波带状传输线 82 的宽度 w 和类似项，可以获得例如满足式 16 的基本单元电路。

从而，依靠通过此电路部分，相位延迟量基本上等于在高增益模式情况下通过相位延迟量的接收信号从输出终端 P2 输出。

这样，即使在高增益模式情况下接收信号的通过相位被延迟，且对应于放大电路 13 的部分的输入阻抗小于同样部分的输出阻抗时，充分减少当从高增益模式切换到低增益模式，或从低增益模式切换到高增益模式时，从输出终端 P2 输出的信号相位被以不连续方式移移的情况是可能的。

此外，对图 12 的可变增益放大装置 36 来说，使用拥有不同线宽的带状传输线 711、712 和 713 可改变阻抗，但使用不同相对电介质常数或不同厚度，也可以改变阻抗。

此外，作为替代带状传输线 711、712 和 713，可以使用特性阻抗从 Z_1 到

Z4 渐变的传输线。

此外，本实施例可变增益放大装置 36 可以有这样的结构，开关单元 121、122、123 像在第三实施例中可变增益放大装置 30 的情况一样，至少在一端采取 0 电位。从而，开关单元可靠地启用/禁用，且改善了当开关单元启用时的插入损耗。

此外，可变增益放大装置 36 也可以包含在第三实施例中描述的平衡电路。

假如对应于放大电路 13 的部分的输入阻抗大于同样部分的输出阻抗，且接收信号的通过相位被延迟，通过改变对应于图 4 移相器 15 的电路部分，可以获得与此实施例相同的有效程度，下面描述。

那就是，对于图 13 的可变增益放大装置 37 来说，在高增益模式情况下，接收信号的通过相位被延迟，且对应于放大电路 13 的部分的输入阻抗大于同样部分的输出阻抗。

对应于图 4 移相器 15 的部分包含带状传输线 811、812、813。带状传输线 811 的一端与开关单元 121 的一端连接，带状传输线 811 的另一端与带状传输线 812 的一端连接，且带状传输线 812 的另一端与带状传输线 813 的一端连接。带状传输线路 813 的另一端与开关单元 122 连接。

此电路部分采用如第三实施例相同的方法调整相位。

特别是，带状传输线 811 阻抗值和带状传输线 812 阻抗值及带状传输线 813 阻抗值之间的比率是 $1 : a : a^2$ 。在此，进行调整以使 a 的值等于一小于 1 的预设值。那就是，预先设定 a 值，使得在高增益模式情况下提供的相位延迟量等于从输出终端 P2 输出的接收信号相对于从输入终端 P1 输入接收信号的相位的相位延迟量。用如上所述同样的方法可以确定 a 值。

从而，依靠通过此电路部分，在高增益模式情况下，相位延迟量基本上等于通过相位的延迟量的信号从输出终端 P2 输出。

这样，即使在高增益模式情况下接收信号的通过相位被延迟，且对应于放大电路 13 的部分的输入阻抗大于同样部分的输出阻抗，当从高增益模式切换到低增益模式，或从低增益模式切换到高增益模式时，充分减少从输出终端 P2 输出信号的相位被以不连续方式移相的情况成为可能。

此外，作为替代带状传输线 811、812、813，可以使用特性阻抗从 Z1 到 Z4 渐变的传输线。

此外，本实施例可变增益放大装置 37 可以有这样的结构，开关单元 121、

122、123 像在第三实施例中可变增益放大装置 30 的情况一样，至少在一端采取 0 电位。从而，开关单元可靠地启用/禁用，且改善了当开关单元启用时的插入损耗。

此外，可变增益放大装置 37 也可以包含在第三实施例中描述的平衡电路。

（第五实施例）

现在描述第五实施例。

图 14 显示第五实施例可变增益放大装置 37 的电路图。

对于此实施例的可变增益放大装置 37 来说，对应于图 4 移相器 15 的部分是由并行双线构成。

可变增益放大装置 38 是一个可变增益放大装置，其对应于第三实施例的平衡可变增益放大装置的移相器 15 的部分被并行双线所替代。

这样，此实施例的可变增益放大装置 38 具有平衡电路。

此外，与第三实施例相同的部分赋予同样的符号，在此不再描述。

对于可变增益放大装置 38 来说，在高增益模式的情况下，接收信号的通过相位被延迟，且对应于放大电路 13 的部分的输入阻抗小于同样部分的输出阻抗。

在可变增益放大装置 38 中对应于图 4 移相器 15 的部分中，包含并行双线 911a、911b、并行双线 912a、912b 和并行双线 913a、913b。并行双线 911a、911b 的一端分别与开关单元 121a 和 121b 连接，并行双线 911a、911b 的另一端分别与并行双线 912a、912b 的一端连接，并行双线线路 912a、912b 的另一端分别与并行双线 913a、913b 一端连接，并行双线 913a、913b 的另一端分别与开关单元 122a 和 122b 连接。

并行双线 911a、911b、并行双线 912a、912b 和并行双线 913a、913b 每个都由铝线制成。此外并行双线 911a、911b、并行双线 912a、912b 和并行双线 913a、913b 也可以用铜线或金线制成。

现在描述此实施例的运行，集中描述在它本身与第三实施例不同之处。

功能如图 4 移相器 15 的电路部分以像第三实施例同样的方法调整相位。

特别是，并行双线 911a、911b 间的距离和并行双线 912a、912b 的间距及并行双线 913a、913b 间的距离之间的比率是 $1 : a : a^2$ 。在此，作出调整以使 a 的值等于-小于 1 的预设值。那就是，预先设定 a 的值，使得在高增益模式情况下，提供的相位延迟量等于从输出终端 P2a 和 P2b 输出的接收信号

相对于输入终端 P1a 和 P1b 输入的接收信号相位的相位延迟量。

对于并行双线来说，依靠线宽来确定输入/输出阻抗，从而采用像在第四实施例中描述的带状传输线相同的方法，确定 a 的值。

从而，依靠通过此电路部分，相位延迟量基本上等于在高增益模式情况下相位延迟量的接收信号从输出终端 P2a 和 P2b 输出。

这样，即使在高增益模式情况下接收信号的通过相位被延迟，且对应于放大电路 13 的部分的输入阻抗小于同样部分的输出阻抗时，充分减少当从高增益模式切换到低增益模式，或从低增益模式切换到高增益模式时，从输出终端 P2a 和 P2b 输出的信号相位被以不连续方式移相的情况是可能的。

此外，为替代并行双线 911a、911b、并行双线 912a、912b 和并行双线 913a、913b，通常可以使用逐渐改变线宽以使输入输出线宽比率是 $1:a^2$ 的两条传输线。

此外，本实施例可变增益放大装置 38 可以有这样的结构，开关单元 121、122、123 像在第三实施例中可变增益放大装置 30 的情况一样，至少在一端采取 0 电位。从而，开关单元可靠启用/禁用，且改变了当开关单元启用时的插入损耗。

假如对应于放大电路 13 的部分的输入阻抗大于同样部分的输出阻抗，且接收信号的通过相位被延迟，通过改变对应于图 4 移相器 15 的电路部分，可以获得与此实施例相同的有效程度，如下面描述。

那就是，对于图 15 的可变增益放大装置 39 来说，在高增益模式情况下，接收信号的通过相位被延迟，且对应于图 4 放大电路 13 的部分的输入阻抗大于同样部分的输出阻抗。

在可变增益放大装置 39 中，对应于图 4 移相器 15 的部分包含并行双线 1011a、1011b、并行双线 1012a、1012b 和并行双线 1013a、1013b。并行双线 1011a、1011b 的一端分别与开关单元 121a 和 121b 连接，并行双线 1011a、1011b 的另一端分别与并行双线 1021a、1021b 的一端连接，且并行双线 1021a、1021b 的另一端分别与并行双线 1013a、1013b 的一端连接。并行双线 1013a、1013b 的另一端分别与开关单元 121a 和 121b 连接。

此电路部分采用如第三实施例相同的方法调整相位。

特别是，并行双线 1011a、1011b 间的距离和并行双线 1012a、1012b 的间距离及并行双线 1013a、1013b 间的距离之间的比率是 $1:a:a^2$ 。在此，作

出调整以使 a 的值等于-大于 1 的预设值。那就是，预先设计的 a 值，使得在高增益模式情况下，提供的相位延迟量等于从输出终端 P2a 和 P2b 输出的接收信号相对于输入终端 P1a 和 P1b 输入的接收信号相位的相位延迟量。对于并行双线来说，依靠线宽来确定输入/输出阻抗，从而采用像在第四实施例中描述的带状传输线相同的方法，确定 a 的值。

从而，依靠通过此电路部分，相位延迟量基本上等于在高增益模式情况下相位延迟量的接收信号从输出终端 P2a 和 P2b 输出。

这样，即使在高增益模式情况下接收信号的通过相位被延迟，且对应于放大电路 13 的部分的输入阻抗大于同样部分的输出阻抗时，充分减少当从高增益模式切换到低增益模式，或从低增益模式切换到高增益模式时，从输出终端 P2a 和 P2b 输出的信号相位以不连续方式移相的情况是可能的。

此外，为替代并行双线 1011a、1011b、并行双线 1012a、1012b 和并行双线 1013a、1013b，通常可以使用逐渐改变线宽以使输入输出线宽比率是 $1:a^2$ 的两条传输线。

此外，本实施例可变增益放大装置 39 可以有这样的结构，开关单元 121、122、123 像在第三实施例中可变增益放大装置 30 的情况一样，至少在一端采取 0 电位。从而，开关单元可靠地启用/禁用，且改善了当开关单元启用时的插入损耗。

（第六实施例）

现在描述第六实施例。

图 16 显示第六实施例可变增益放大装置 40 的电路图。

对于此实施例的可变增益放大装置 40 来说，对应于图 4 移相器 15 的部分是由电容器和电阻器构成。

此外，与第三实施例相同的部分赋予同样的符号，在此不再描述。

对于此实施例的可变增益放大装置 40 来说，在高增益情况下接收信号的通过相位被超前，且对应于放大电路 13 的部分的输入阻抗小于同样部分的输出阻抗。

对应于图 4 移相器 15 的部分中，可变增益放大装置 40 不同于可变增益放大装置 33。

特别是，对应于图 4 移相器 15 的部分包含电容器 114、115、116 和电感器 1111、1112、1113。对于可变增益放大装置 40 来说，在高增益模式的情况

下，接收信号的通过相位被超前，且对应于放大电路 13 的部分的输入阻抗小于同样部分的输出阻抗。

对于在可变增益放大装置 40 中对应于图 4 移相器 15 的部分来说，电容器 1114 的一端与开关单元 121 的一端连接，接地电感器 111 与电容器 1114 的一端连接。电容器 1114 的另一端与与接地电感器 1112 和电容器 1115 的一端连接。电容器 1115 的另一端与接地电感器 1112 和电容器 1116 的一端连接。开关单元 122 的一端与电容器 1116 的另一端连接。

此外，电感器 1111、1112、1113 由铝线制成，电容器 1114、1115、1116 由 MOS 电容器组成，连接电容到电感的连线由金线制成。此外，电感器 1111、1112、1113 可以用铜线制成，电容器 1114、1115、1116 由 MIM 电容器组成。

现在描述此实施例的运行，集中描述在它本身与第三实施例不同之处。

在可变增益放大装置 40 中，功能如图 4 移相器 15 的电路部分以像第三实施例同样的方法调整相位。

特别是，电感器 1111 的电感值和电感器 1112 的电感值及电感器 1113 的电感值之间的比率是 $1: a: a^2$ 。电容器 1114 的电容值和电容器 1115 的电容值及电容器 1116 的电容值之间的比率是 $a^2: a: 1$ 。在此，作出调整以使 a 的值等于-大于 1 的预设值。那就是，预先设定 a 的值，以使提供的相位延迟量在高增益模式情况下等于从输出终端 P2 输出的接收信号相位相对于从输入终端 P1 输入的接收信号相位的延迟量。 a 的值可以用如所述同样的方法确定。因为使用电感器替代第三实施例的电阻器，所以相对第三实施例通过损耗电平减小。

从而，依靠通过此电路部分，相位延迟量基本上等于在高增益模式情况下相位延迟量的接收信号从输出终端 P2 输出。

这样，即使在高增益模式情况下接收信号的通过相位被超前，且对应于放大电路 13 的部分的输入阻抗小于同样部分的输出阻抗时，充分减少当从高增益模式切换到低增益模式，或从低增益模式切换到高增益模式时，从输出终端 P2 输出的信号相位被以不连续方式移相的情况是可能的。

此外，本实施例可变增益放大装置 40 可以有这样的结构，开关单元 121、122、123 像在第三实施例中可变增益放大装置 30 的情况一样，至少在一端采取 0 电位。从而，开关单元可靠地启用/禁用，且改善了当开关单元启用时的插入损耗。

此外，本实施例可变增益放大装置 40 作为不平衡电路描述，但也可以作为平衡电路实现。

那就是，图 17 显示通过修改本实施例可变增益放大装置 40，可变增益放大装置 41 作为平衡电路实现。

对于图 17 的可变增益放大装置 41 来说，对应于第三实施例可变增益放大装置 32 的移相器 15 的部分由电容器 1114a、1114b、1115a、1115b、1116a、1116b 和电感器 1111、1112、1113 替代。对与其他方面，可变增益放大装置 41 与第三实施例相同。

这样，使用有平衡电路的可变增益放大装置 41 可以是获得与此实施例的有效程度相同的有效程度成为可能。

此外，在图 17 的可变增益放大装置 40 中，当可变增益放大装置用于高增益模式时，接收信号通过对应于图 4 放大电路 13 的电路部分，因为从输出终端 P2 输出的接收信号相位远超前于输入到输入终端 P1 的接收信号相位，且晶体管 101 的基极输入阻抗小于晶体管 102 集电极输出阻抗，但假如对应于图 4 放大电路 13 的电路部分由不同与所述的特性，则对应于图 4 移相器 15 的电路部分应改变。

首先，图 18 显示了可变增益放大装置 42 的电路图，其对应于移位器的 15 电路部分改变了。对可变增益放大装置 42 来说，在高增益模式的通过相移被超前了，且对应于放大电路 13 的部分输入阻抗大于相同部分的输出阻抗。

对在可变增益放大装置 42 中对应于移相器 15 的部分来说，电容器 1314 的一端与开关单元 121 的一端连接，电容器 1314 的另一端与接地电感器 1311 和电容器 1315 的一端连接。电容器 1315 的另一端与接地电感器 1312 和电容器 1316 的一端连接。电容器 1316 的另一端与接地电感器 1313 和开关单元 122 的一端连接。

在可变增益放大装置 42 中功能如图 4 移相器 15 的电路部分以第三实施例一样的方法调整相位。

特别是，电感器 1311 感抗值和电感器 1312 感抗值及电感器 1313 感抗值之间的比率是 $1: a: a^2$ 。电容器 1314 的电容值和电容器 1315 的电容值及电容器 1316 的电容值之间的比率是 $a^2: a: 1$ 。在此，作出调整以使 a 的值等于 - 小于 1 的预设值。那就是，预先设定 a 的值，以使提供的相位超前量在高增益模式情况下等于从输出终端 P2 输出的接收信号相位相对于从输入终端 P1

输入的接收信号相位的超前量。 a 的值可以用如所述同样的方法确定。因为使用电感器替代第三实施例的电阻器，所以相对第三实施例通过损耗电平减小。

从而，依靠通过此电路部分，相位超前量基本上等于在高增益模式情况下相位超前量的接收信号从输出终端 P2 输出。

这样，即使在高增益模式情况下接收信号的通过相位被超前，且对应于放大电路 13 的部分输入阻抗大于同样部分的输出阻抗时，充分减少当从高增益模式切换到低增益模式，或从低增益模式切换到高增益模式时，从输出终端 P2 输出的信号相位被以不连续方式移相的情况是可能的。

此外，本实施例可变增益放大装置 42 可以有这样的结构，开关单元 121、122、123 像在第三实施例中可变增益放大装置 30 的情况一样，至少在一端采取 0 电位。从而，开关单元可靠地启用/禁用，且改善了当开关单元启用时的插入损耗。

此外，本实施例的可变增益放大装置 42 也可以由本实施例中描述的平衡电路构成。

图 19 显示了另一个可变增益放大装置 43 的电路图，其对应于移位器 15 的电路部分改变了。对图 19 的可变增益放大装置 43 来说，延迟了在高增益模式接收信号的通过相移，且对应于放大电路 13 的部分输入阻抗小于相同部分的输出阻抗。

特别是，对对应于图 4 移相器 15 的部分来说，电感器 1414 的一端与开关单元 121 的一端连接，接地电容器 1411 的一端与电感器 1414 的一端连接。电感器 1414 的另一端与电感器 1415 的一端及接地电容器 1412 连接。接地电容器 1413 与电感器 1415 的另一端连接，电感器 1415 的另一端与电感器 1416 的一端连接。开关单元 122 的一端与电感器 1416 的另一端连接。

功能如图 4 移相器 15 的电路部分以本实施例一样的方法调整相位。

特别是，电感器 1414 感抗值和电感器 1415 感抗值及电感器 1416 感抗值之间的比率是 $1 : a : a^2$ 。电容器 1411 的电容值和电容器 1412 的电容值及电容器 1413 的电容值之间的比率是 $a^2 : a : 1$ 。在此，作出调整以使 a 的值等于 - 大于 1 预设值。那就是，预先设定 a 的值，以使提供的相位延迟量在高增益模式情况下等于从输出终端 P2 输出的接收信号相位相对于从输入终端 P1 输入的接收信号相位的延迟量。除了电阻器由电感器替代外， a 的值可以用在第三实施例中描述的同样的方法确定。因为电感器用于替代第三实施例的电阻

器，所以相对第三实施例的通过损耗电平降低。

从而，依靠通过此电路部分，相位延迟量基本上等于在高增益模式情况下相位延迟量的接收信号从输出终端 P2 输出。

这样，即使在高增益模式情况下接收信号的通过相位被延迟，且对应于放大电路 13 的部分的输入阻抗小于同样部分的输出阻抗时，充分减少当从高增益模式切换到低增益模式，或从低增益模式切换到高增益模式时，从输出终端 P2 输出的信号相位被以不连续方式移相的情况是可能的。

此外，本实施例可变增益放大装置 43 可以有这样的结构，开关单元 121、122、123 像在第三实施例中可变增益放大装置 30 的情况一样，至少在一端采取 0 电位。从而，开关单元可靠地启用/禁用，且改善了当开关单元启用时的插入损耗。

此外，本实施例的可变增益放大装置 43 也可以由本实施例中描述的平衡电路构成。

图 20 显示了另一个可变增益放大装置 44 的电路图，其对应于移位器 15 的电路部分改变了。对图 65 的可变增益放大装置 44 来说，延迟了在高增益模式下接收信号的通过相移，且对应于放大电路 13 的部分的输入阻抗大于相同部分的输出阻抗。

对对应于图 4 移相器 15 的部分来说，电感器 1514 的一端与开关单元 121 的一端连接，接地电容器 1511 与电感器 1514 的另一端连接。电感器 1515 的一端与电感器 1514 的另一端连接，接地电容器 1512 与电感器 1515 的另一端连接。电容器 1515 的另一端与电感器 1516 的一端连接。接地电容器 1513 与电感器 1516 的另一端连接，开关单元 122 的一端与电感器 1516 的另一端连接。

功能如图 4 移相器 15 的电路部分以本实施例一样的方法调整相位。

特别是，电感器 1514 感抗值和电感器 1515 感抗值及电感器 1516 感抗值之间的比率是 $1 : a : a^2$ 。电容器 1511 的电容值和电容器 1512 的电容值及电容器 1513 的电容值之间的比率是 $a^2 : a : 1$ 。在此，作出调整以使 a 的值等于 - 小于 1 的预设值。那就是，预先设定 a 的值，以使提供的相位延迟量在高增益模式情况下等于从输出终端 P2 输出的接收信号相位相对于从输入终端 P1 输入的接收信号相位的延迟量。除了电阻器由电感器替代外， a 的值可以用在第三实施例中描述的同样的方法确定。因为电感器用于替代第三实施例的电

阻器，所以相对第三实施例的通过损耗电平降低。

从而，依靠通过此电路部分，相位延迟量基本上等于在高增益模式情况下相位延迟量的接收信号从输出终端 P2 输出。

这样，即使在高增益模式情况下接收信号的通过相位被延迟，且对应于放大电路 13 的部分的输入阻抗大于同样部分的输出阻抗时，充分减少当从高增益模式切换到低增益模式，或从低增益模式切换到高增益模式时，从输出终端 P2 输出的信号相位被以不连续方式移相的情况是可能的。

此外，本实施例可变增益放大装置 44 可以有这样的结构，开关单元 121、122、123 像在本实施例中可变增益放大装置 30 的情况一样，至少在一端采取 0 电位。从而，开关单元可靠地启用/禁用，且改善了当开关单元启用时的插入损耗。

此外，本实施例的可变增益放大装置 44 也可由本实施例中描述的平衡电路构成。

（第七实施例）

现在描述第七实施例。

图 27 显示本实施例的无线电通信装置。在此图中，蜂窝电话终端由一付天线 1、一个天线共享装置 2、一个发射电路部分 3、一个可变增益放大装置 4、一个混合器 7、一个滤波器 8、一个解调器 2711、一个基带信号处理电路 2712、一个信号电平检测电路 2713 和一个控制电路 2714 组成。可变增益放大装置 4、混合器 7、滤波器 8、解调器 2711 和基带信号处理电路 2712 构成一个接收电路部分。

天线 1、天线共享装置 2、发射电路部分 3、可变增益放大装置 4、混合器 7 和滤波器 8 在此不再描述，因为它们与以前技术的一样。解调器 2711 是用于从滤波器 8 输出的信号解调基带信号的电路。基带信号处理电路 2712 是用于处理已解调信号成为数字数据。信号电平检测电路 2713 是用于检测混合器 7 输入或输出的信号电平的电路。控制电路 2714 是用于依靠信号电平检测电路 2713 的电平来切换可变增益放大装置 4 处于高增益模式或低增益模式的电路。

可变增益放大装置 4 与本发明第一到第六实施例的可变增益放大装置一样。

现在描述此实施例无线电通信装置的运行。

天线 1 接收的接收信号通过天线共享装置 2 被可变增益放大装置 4 放大。混合器 7 转换可变增益放大装置 4 放大的接收信号成中频信号，滤波器 8 削弱转换后的中频信号的不必要的频率部分。解调器 2711 变换中频信号成基带 IQ 信号，且基带信号处理电路 2712 在基带部分中存储基带信号为数字语音数据。

信号电平检测电路 2713 检测混合器 7 的输入或输出信号电平。控制电路 2714 接收来自信号电平检测电路 2713 的检测信号电平，且执行控制以使为运行可变增益放大装置 4 的放大电路提供电源电压被停止，当确定接收信号电平高时，可变增益放大装置 4 的开关单元启用。从而，从天线共享装置 2 输出的大接收信号被通过可变增益放大装置 4 的开关单元输出到混合器 7，没有被可变增益放大装置 4 的放大电路放大。那就是，可变增益放大装置 4 运行在低增益模式。

另一方面，当确定接收信号电平为低时，执行控制以使运行可变增益放大装置 4 放大电路的电源电压工作，并使可变增益放大装置 4 的开关单元禁用。从而，从天线共享装置 2 输入的非常微弱的信号被可变增益放大装置 4 的放大器放大，然后没有通过可变增益放大装置 4 的开关单元，输出到混合器 7。那就是，可变增益放大装置 4 运行在高增益模式。

在这种情况下，通过使用本发明第一到第七实施例中的任何可变增益放大装置，可以实现这样的无线电通信装置。在其中，当可变增益放大装置 4 被从高增益模式切换到低增益模式，或是从低增益模式切换到高增益模式时，从可变增益放大装置 4 输出信号的相位没有被以不连续的方式移相。从而，使对带自身调制相位的信号执行正常解调成为可能。

同样，有一个优点是，对信号电平改变的响应相对于把信号检测电路与 IF 滤波器后的某些点连接的情况下的响应更迅速。

此外，用图 27 中混合器 7 的输入或输出执行电平检测，但如图 28 所示，可由解调器 2711 执行电平检测。在混合器 7 的输入或输出用于电平检测的情况，当所希望的波和干扰波都被接收时，不能从干扰波中区分出所希望的波。从而，图 27 的无线电通信装置增加了这种可能性，即尽管所希望的波的电平是低的，但为响应干扰波的高电平，增益模式被切换到低增益模式，从而所希望的波被隐藏在噪音中，不能用合适的方式被接收。另一方面，对于图 28 所示结构，因为在解调器 2711 中占用 IF 滤波器的后级来执行电平检测，根

据所需波电平切换增益模式，从而解决了所述问题。

如图 29 所示，可在基带处理电路 2712 中以数字方式执行电平检测。此结构提供如图 28 结构相同的有效程度，并允许执行数字处理，从而使执行电平检测更简单成为可能。

此外，如图 30 所示，可以以组合方式使用混合器 7 的输入或输出和解调器 2711 来执行电平检测。对于图 28 和 29 的系统来说，当所需波电平低，干扰波电平高时，增益模式不会被切换到低增益模式，从而通常可以合适的方式接收到所需波。然而，假如一个大得多的干扰波进来，可变增益放大装置 4 的放大电路被饱和，导致增益降低和噪音指数变坏，从而增加了不能用合适的方式接收所需波的可能性。另一方面，对于图 30 的结构来说，混合器 7 检测到所需波和干扰波的总电平，解调器 2711 检测到所需波的电平。从而，可以各别地得知所需波电平和干扰波电平。此时，假如所需波电平等于或低于某个电平，干扰波电平等于或高于某个电平，通过增加放大电路的电流消耗可解决上面问题。

此外，在图 30 中 IF 滤波器的前级和后级中，检测接收信号的电平，但假如在基带滤波器的前级和后级中对接收信号的电平检测，则将获得相同的有效性程度。

如所述装置，本发明可提供可变增益放大装置和无线电通信装，它能够充分减少从可变增益放大装置输出相位被以不连续方式移相的情况，即使当可变增益放大装置的增益被切换。

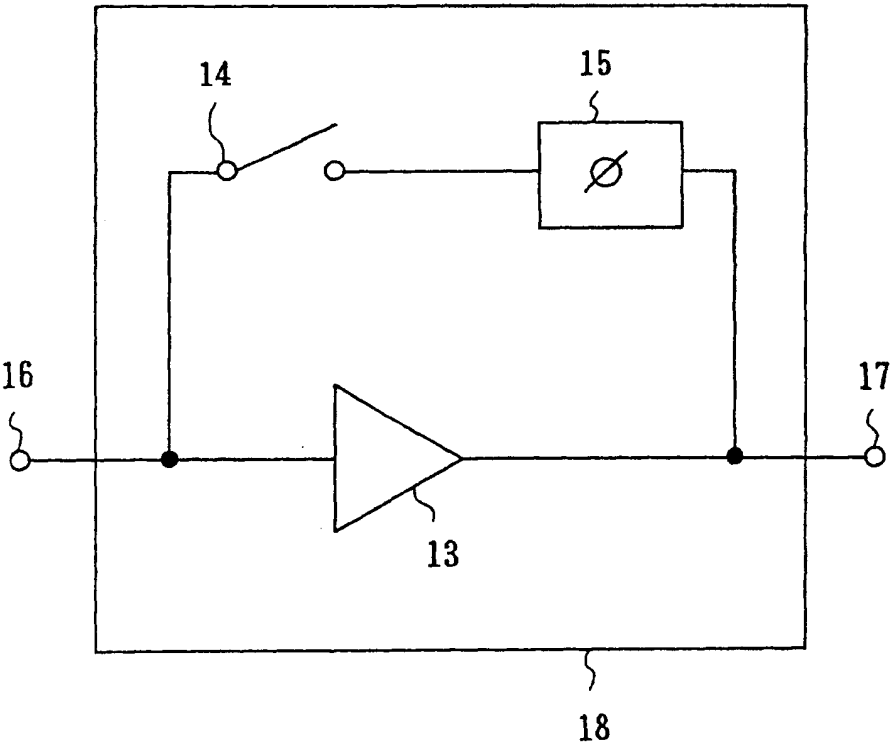


图 1

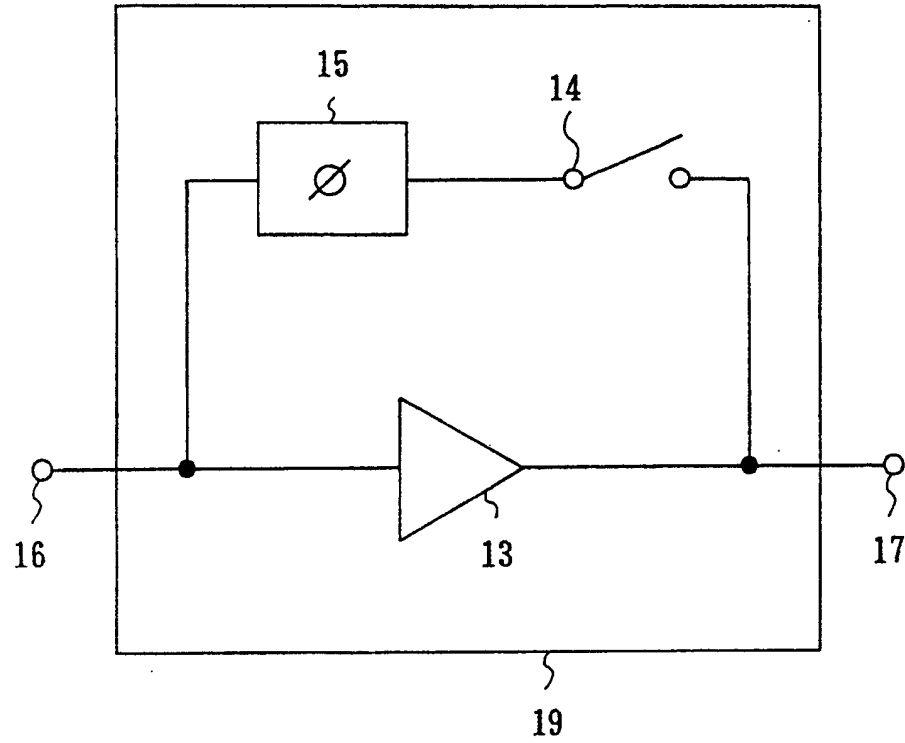


图 2

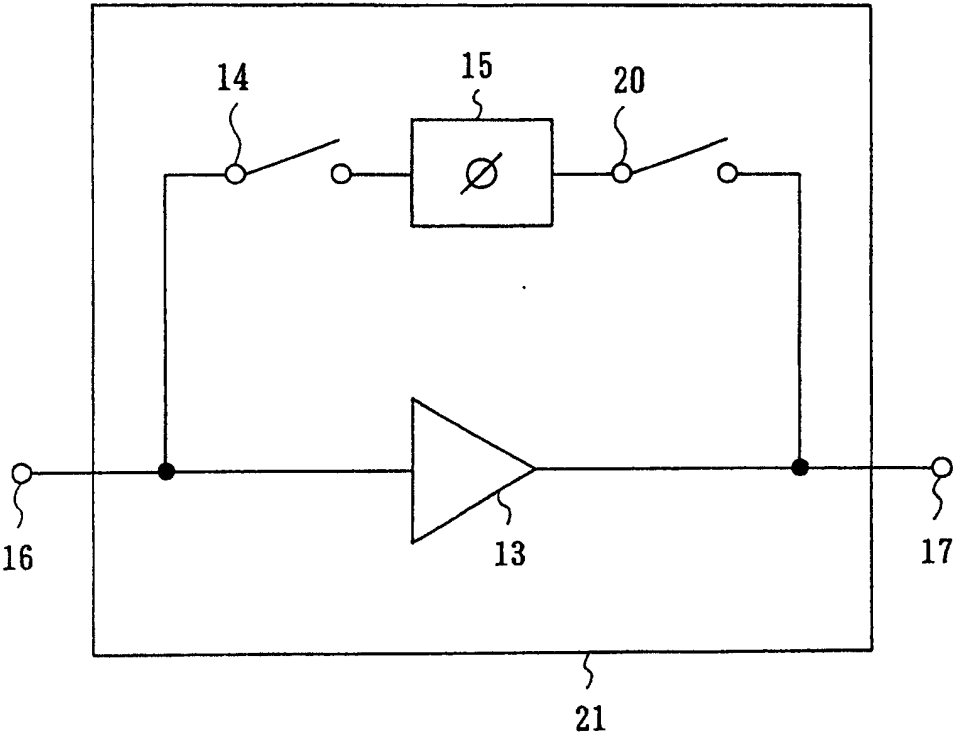


图 3

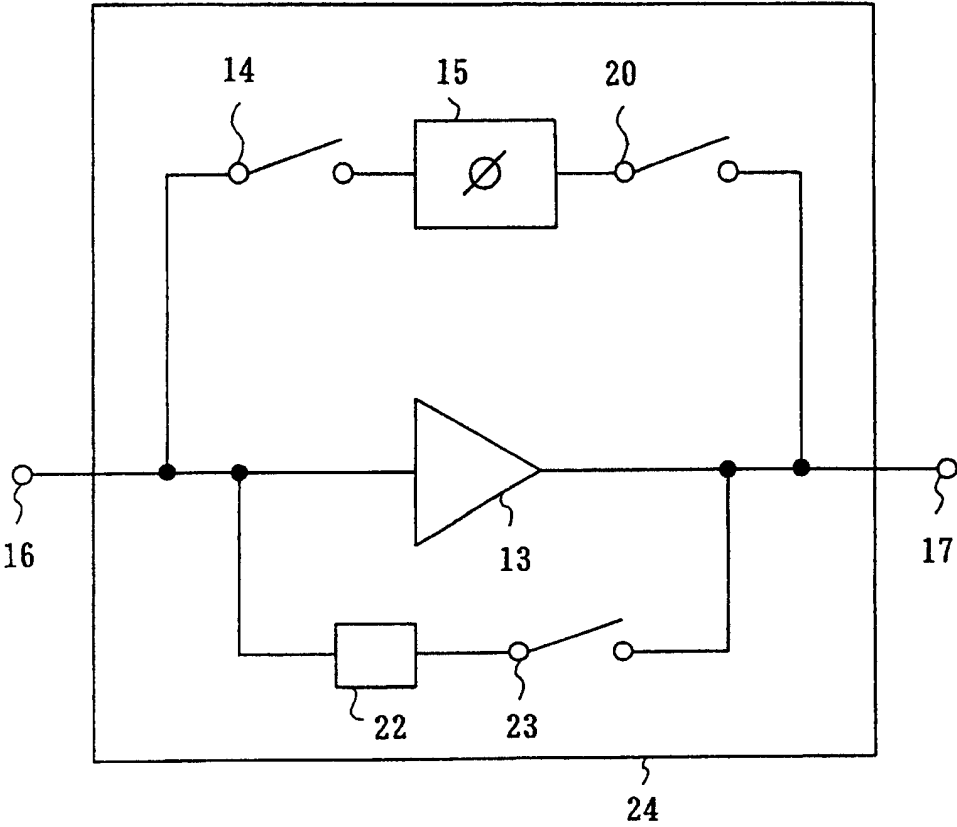


图 4

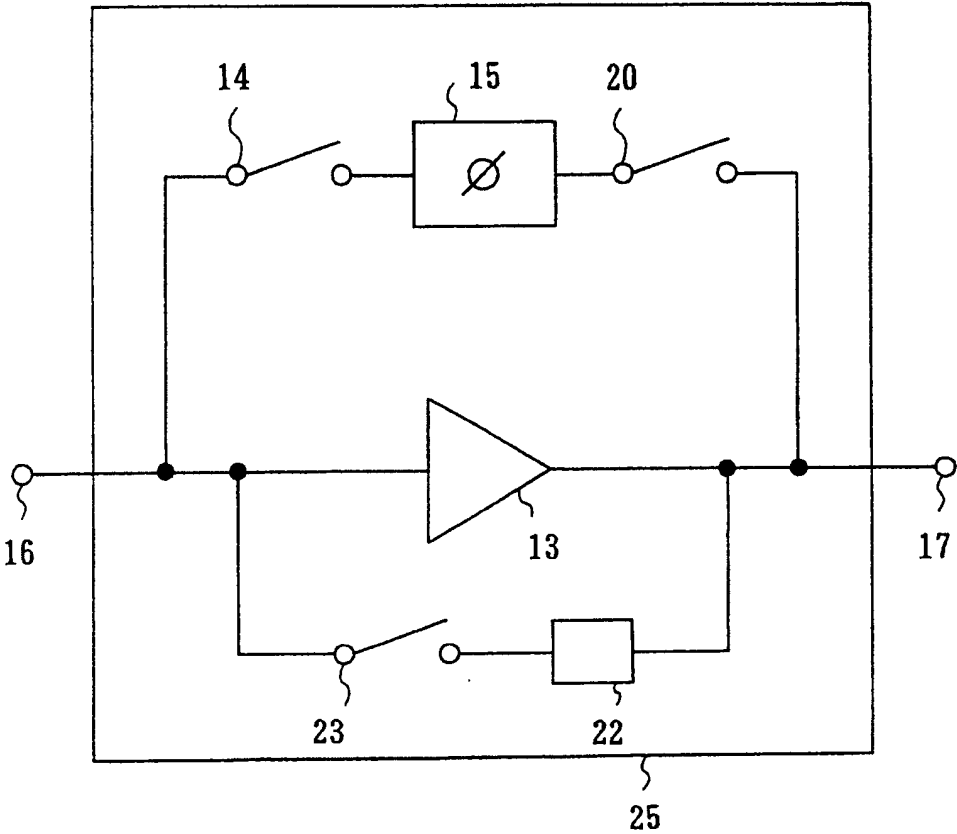


图 5

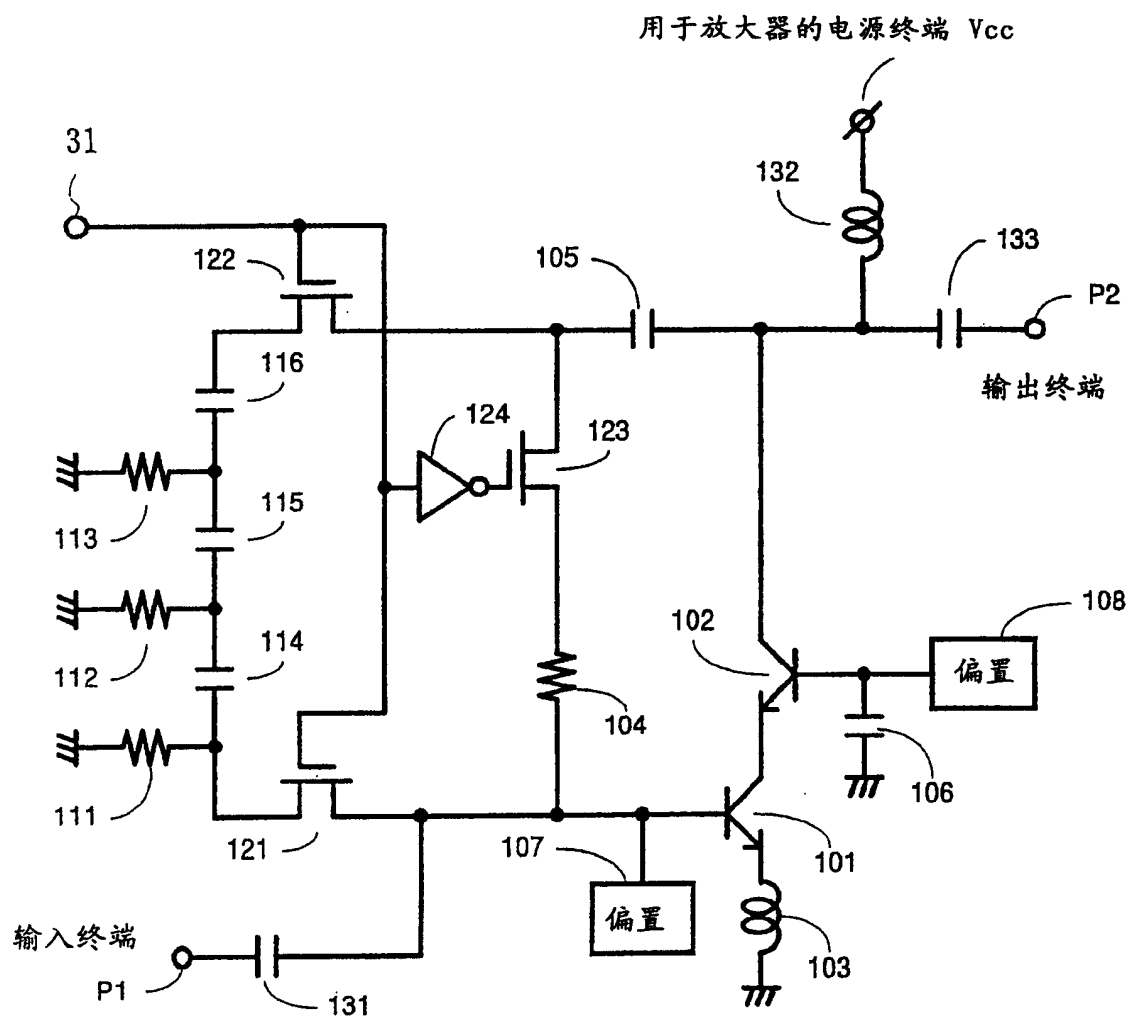
30

图 6

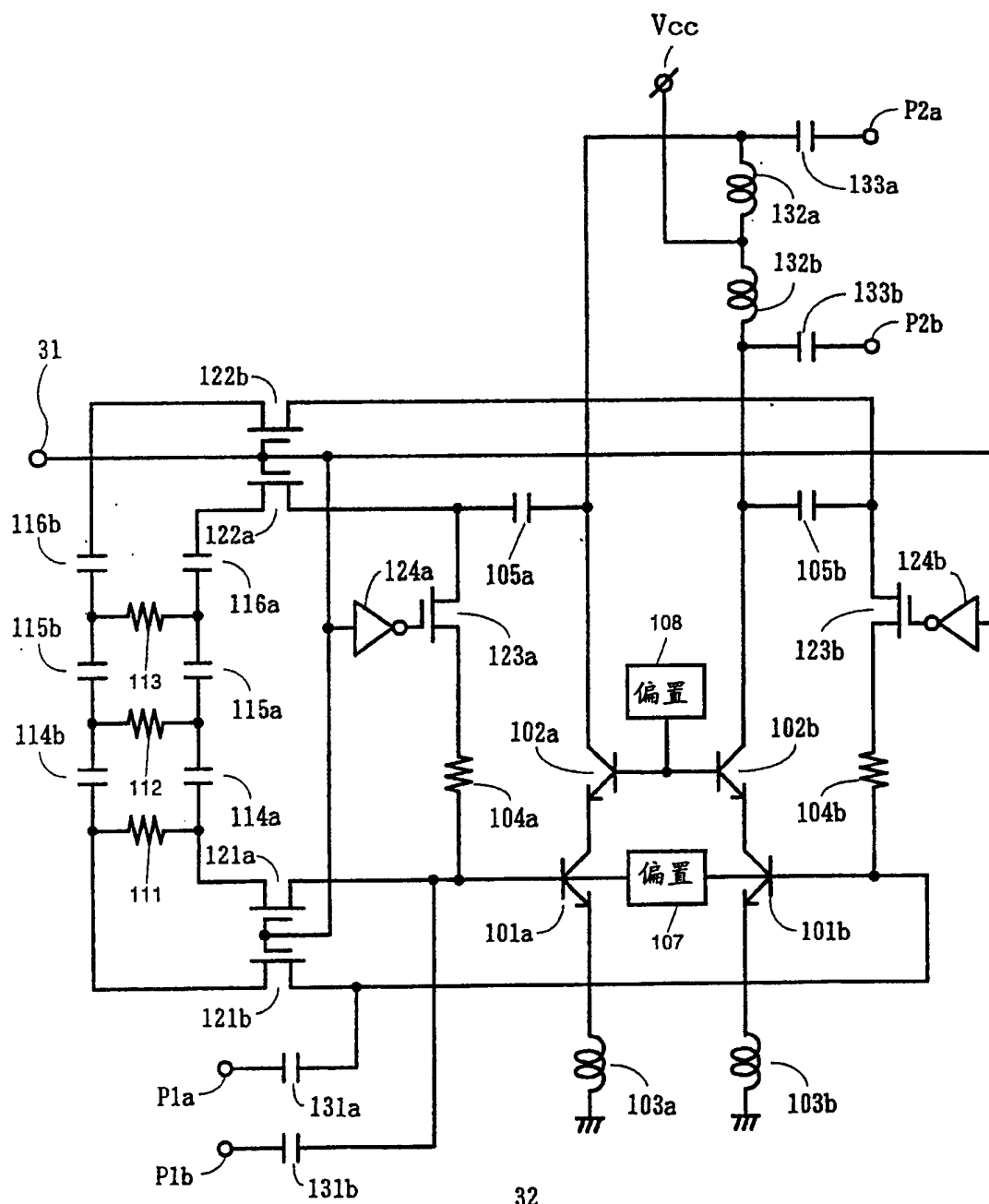
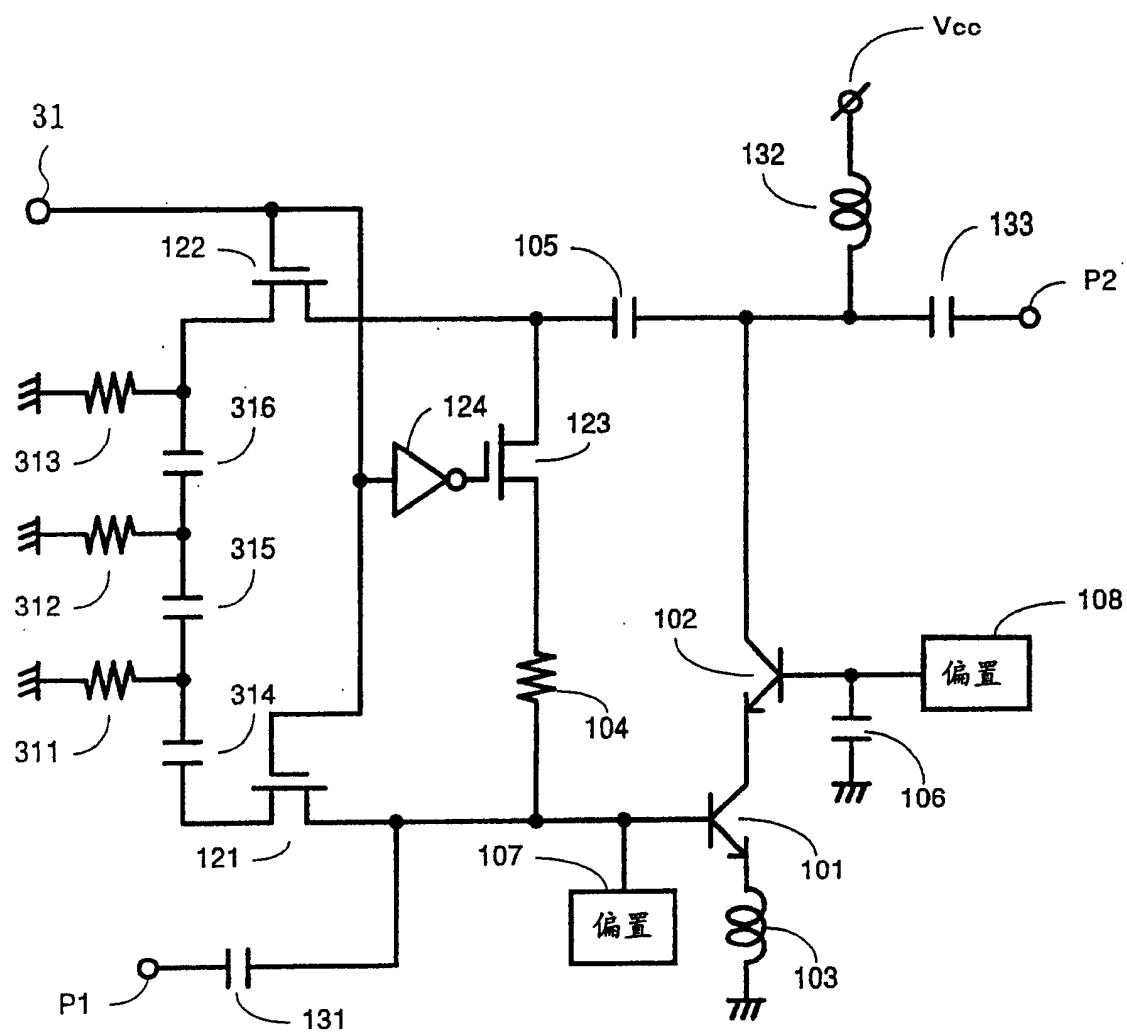
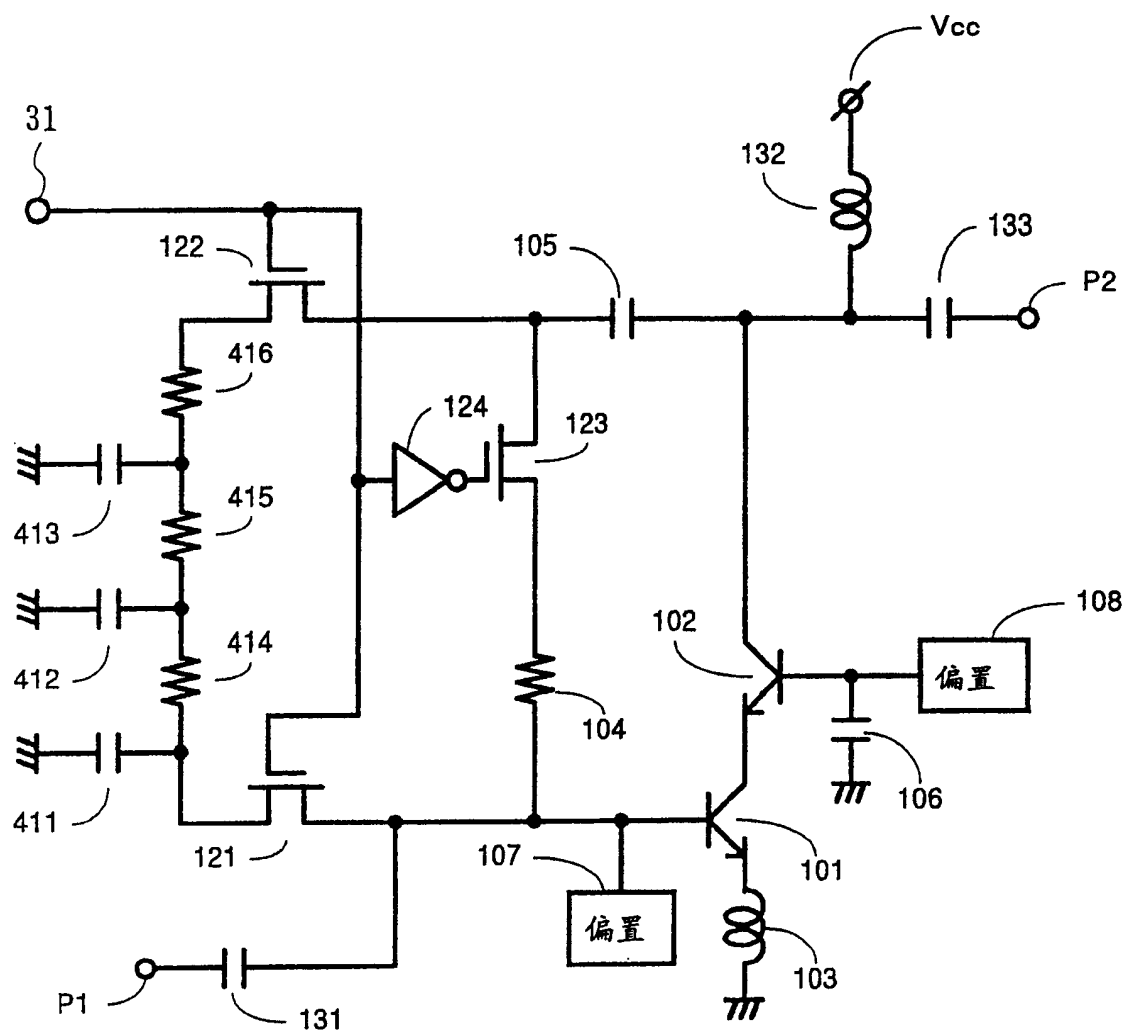


图 7



33

图 8



34

图 9

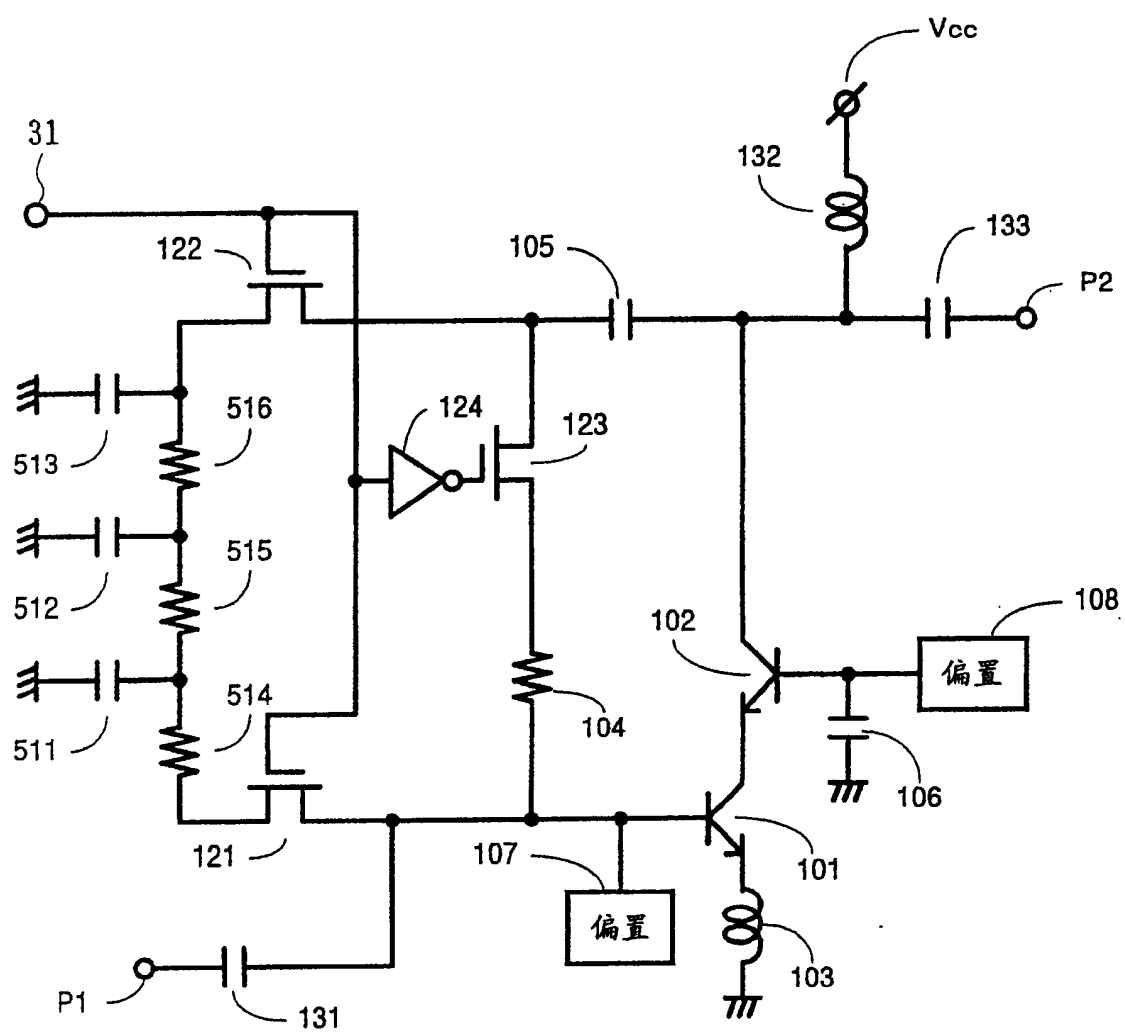
35

图 10

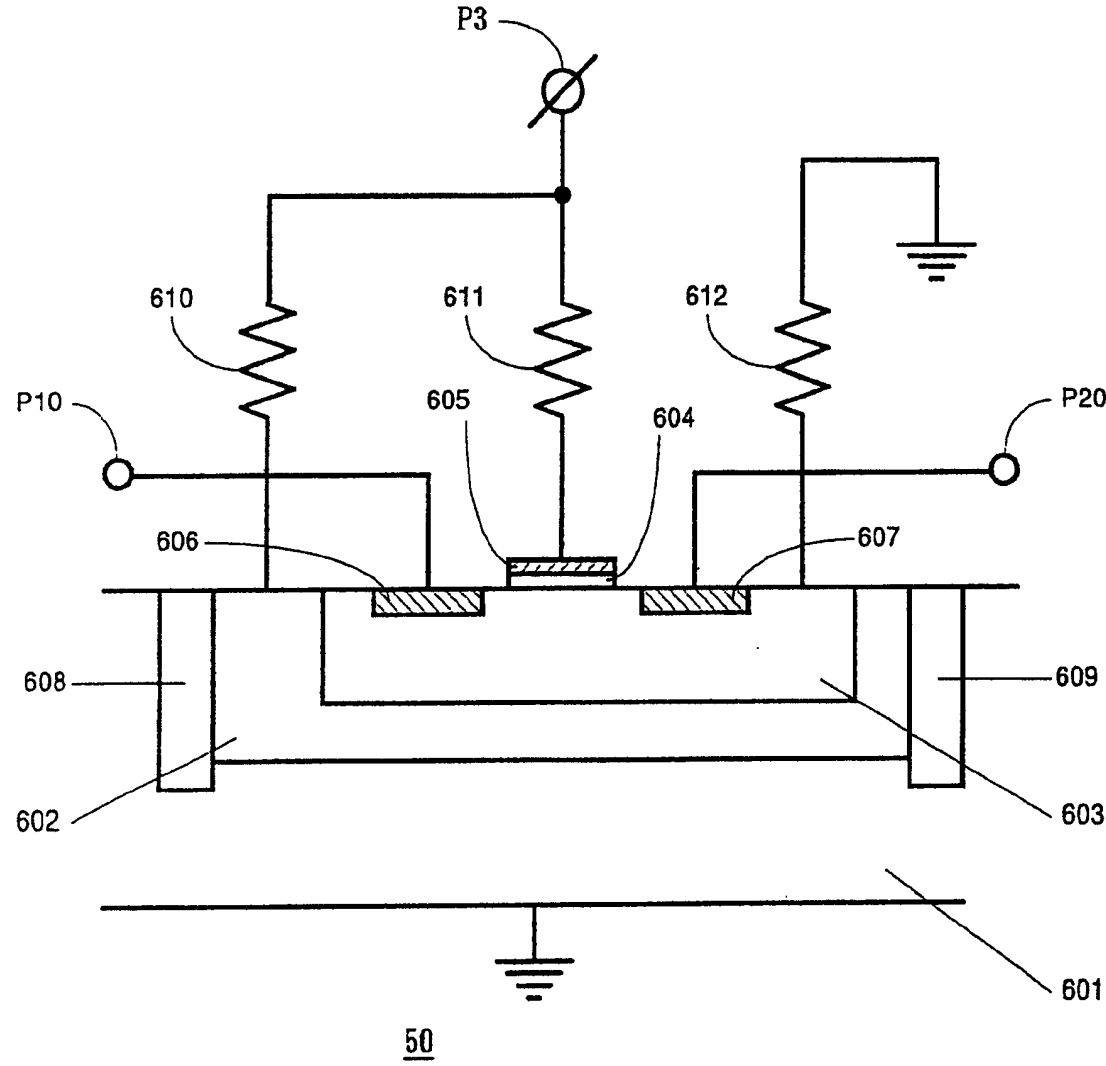
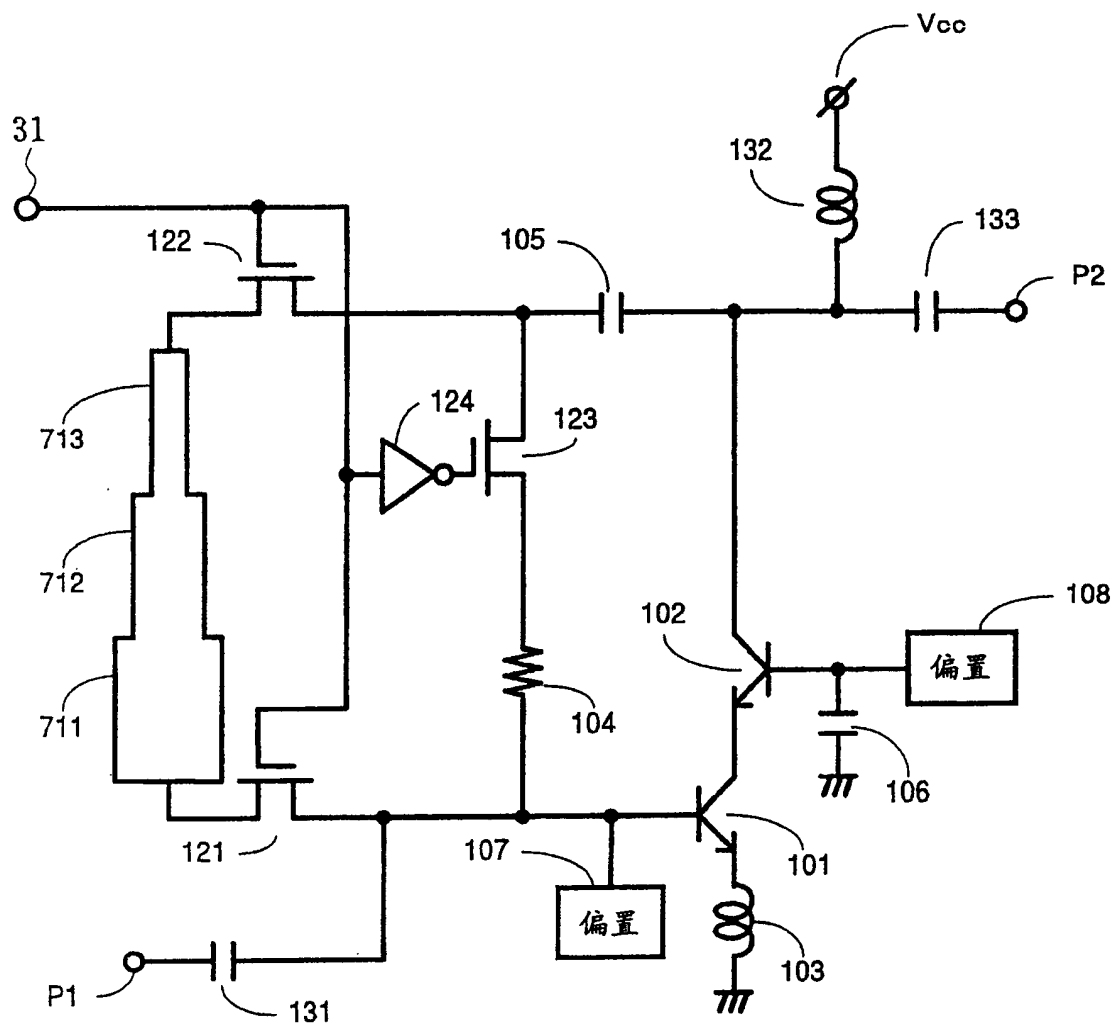
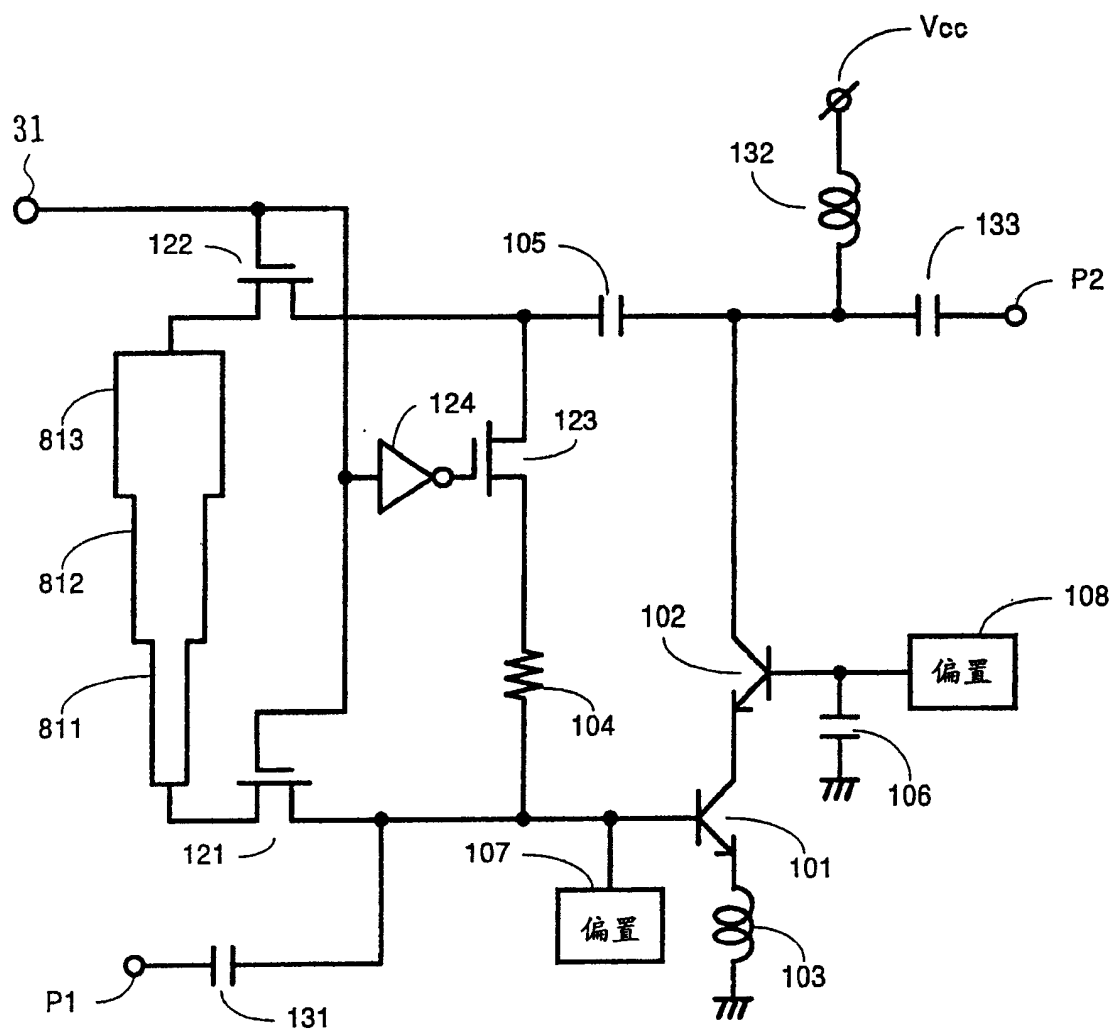


图 11



36

图 12



37

图 13

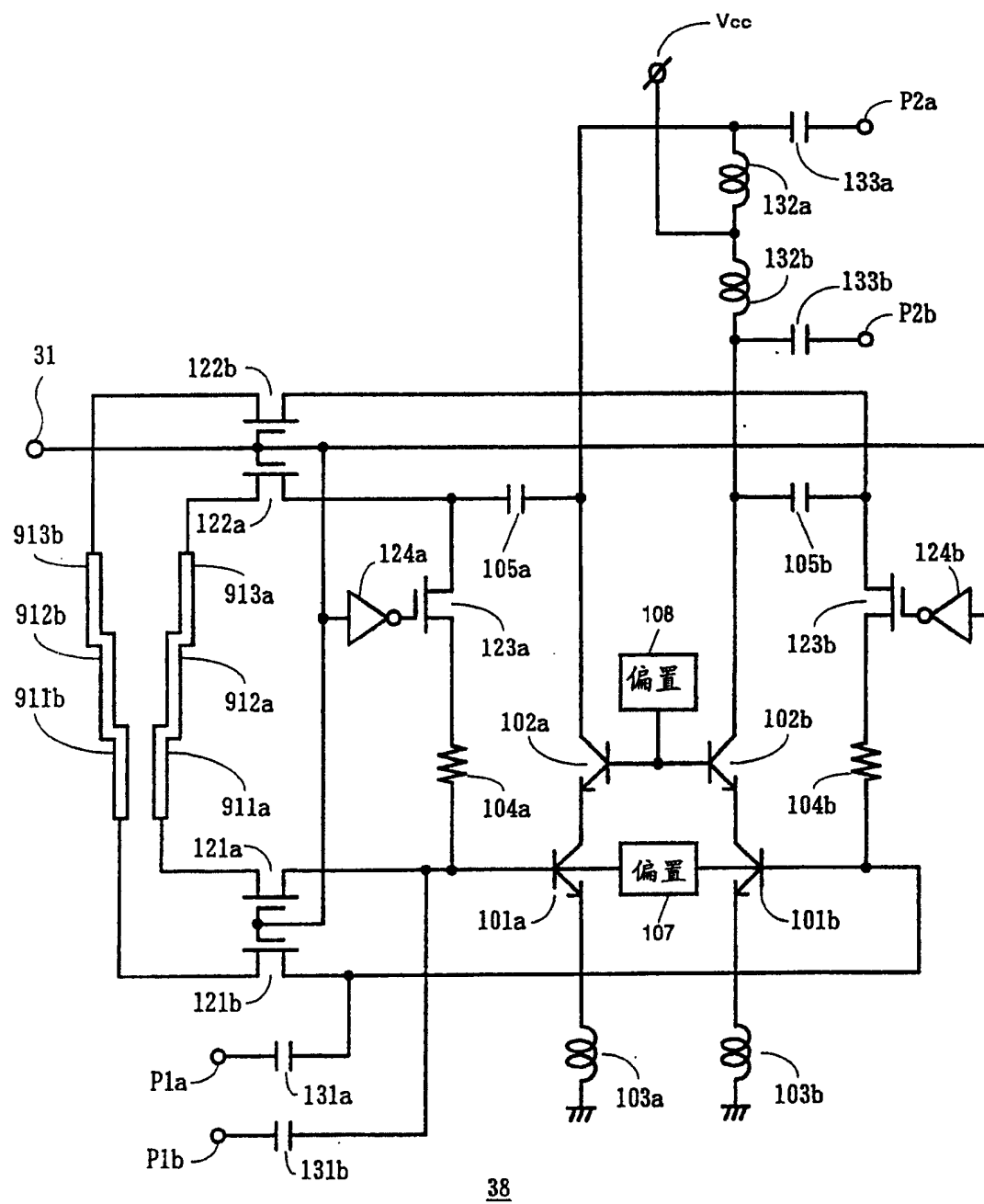


图 14

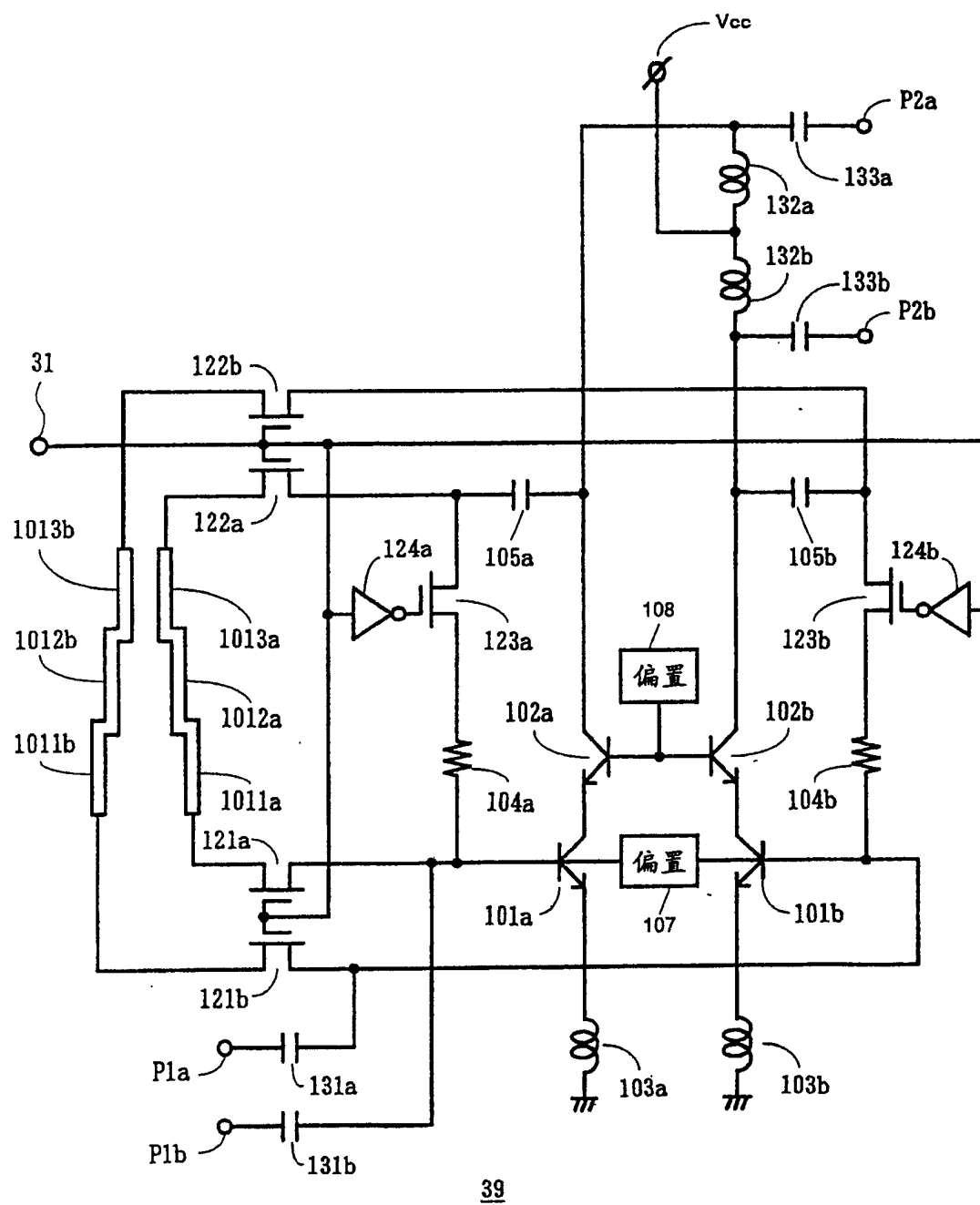
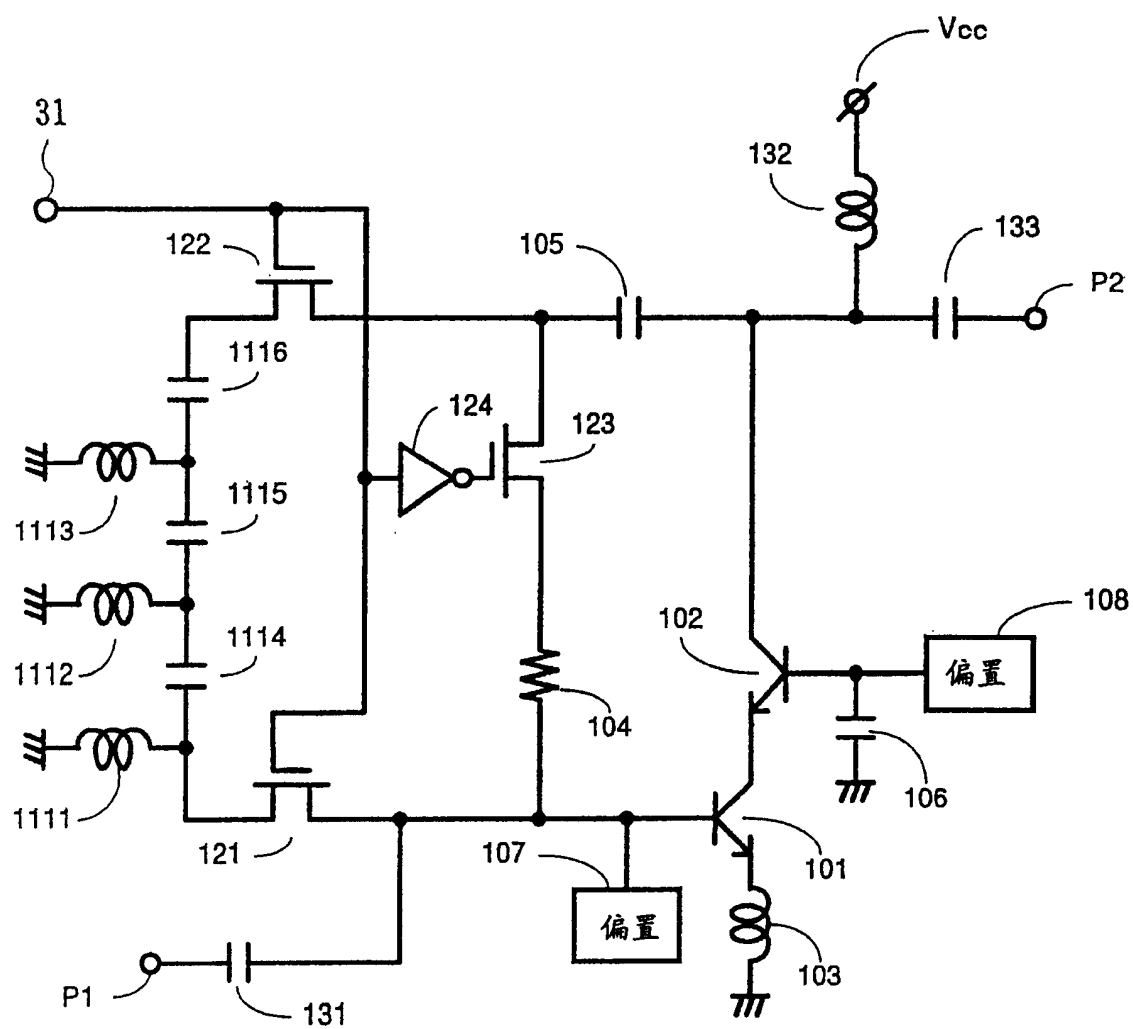


图 15



40

图 16

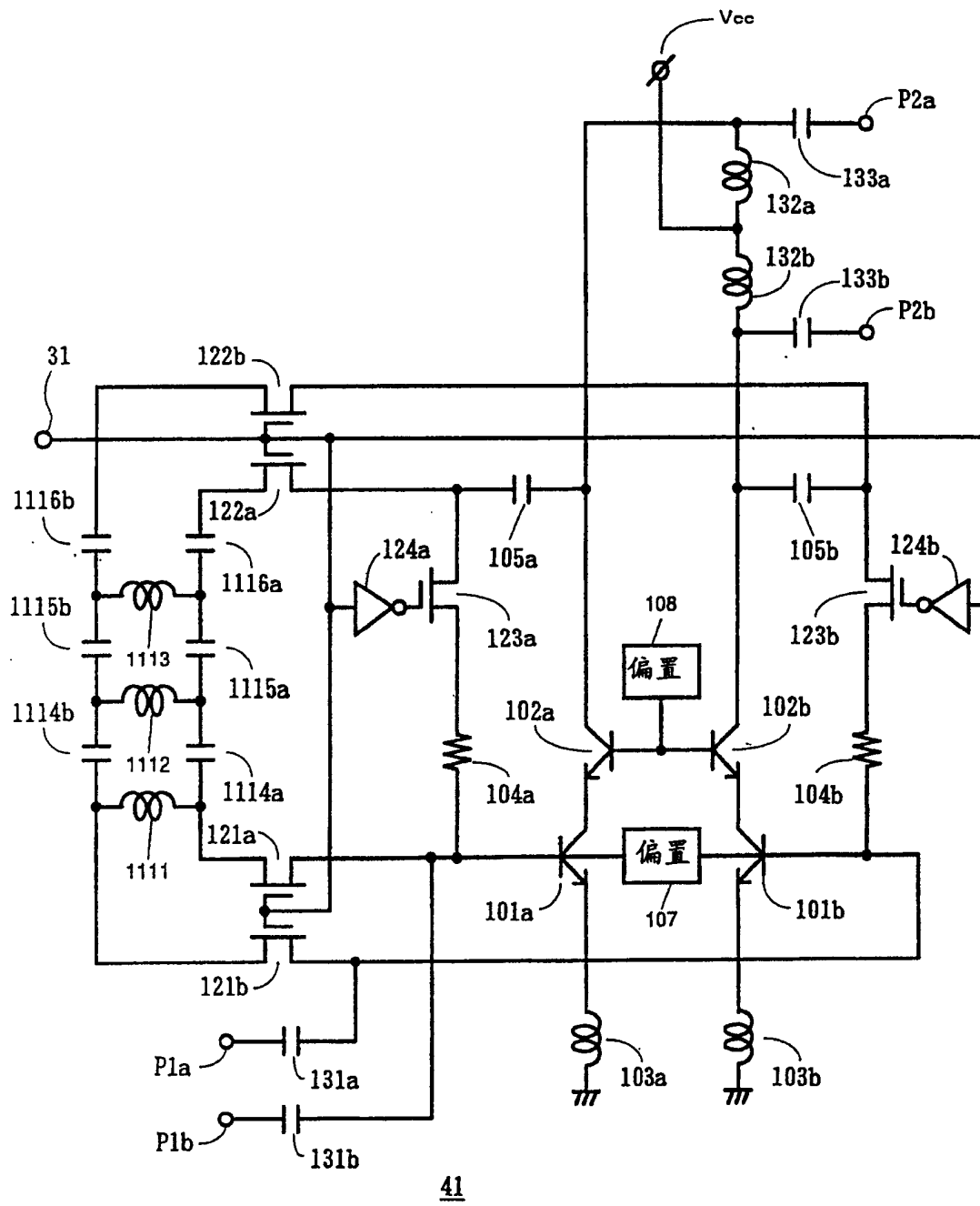


图 17

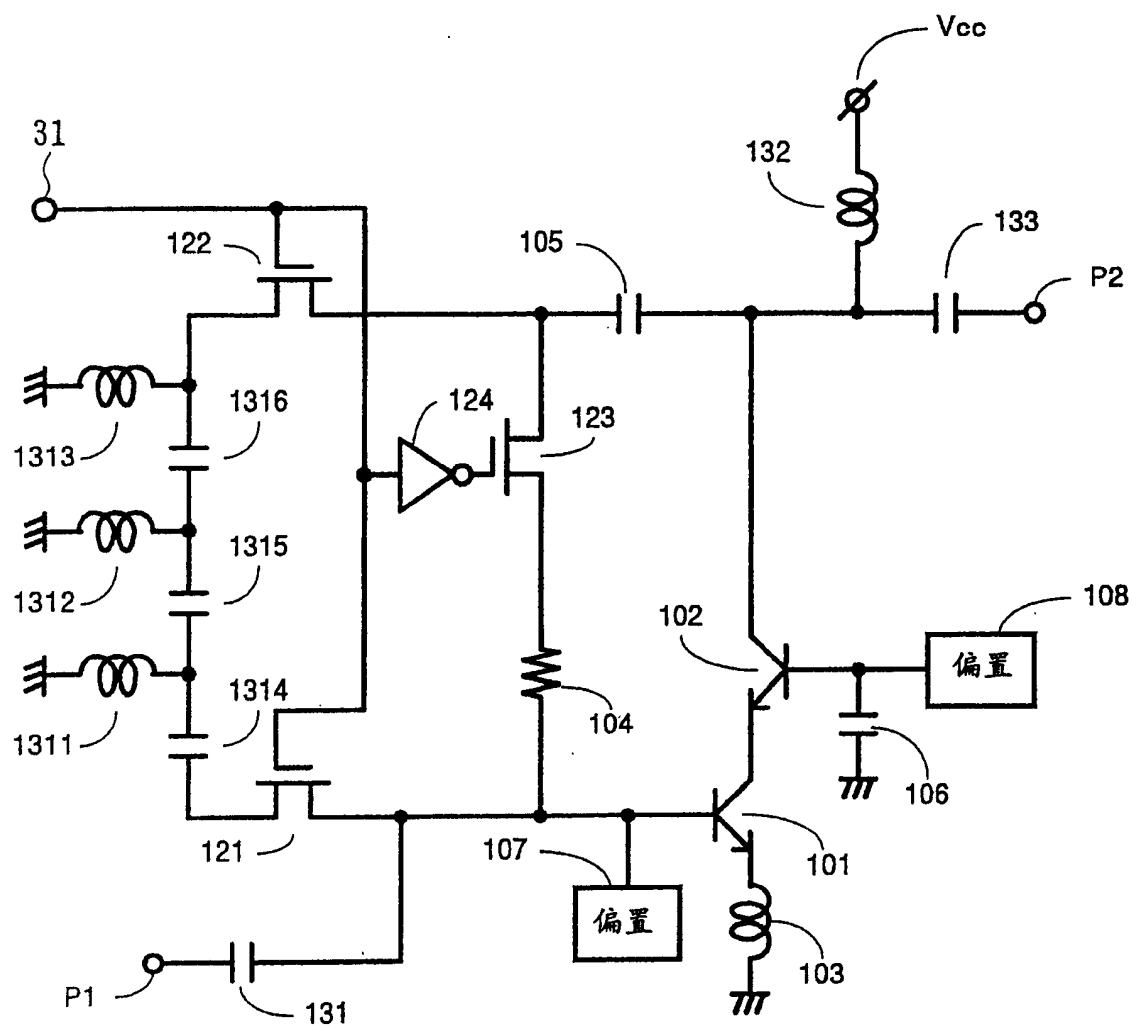
42

图 18

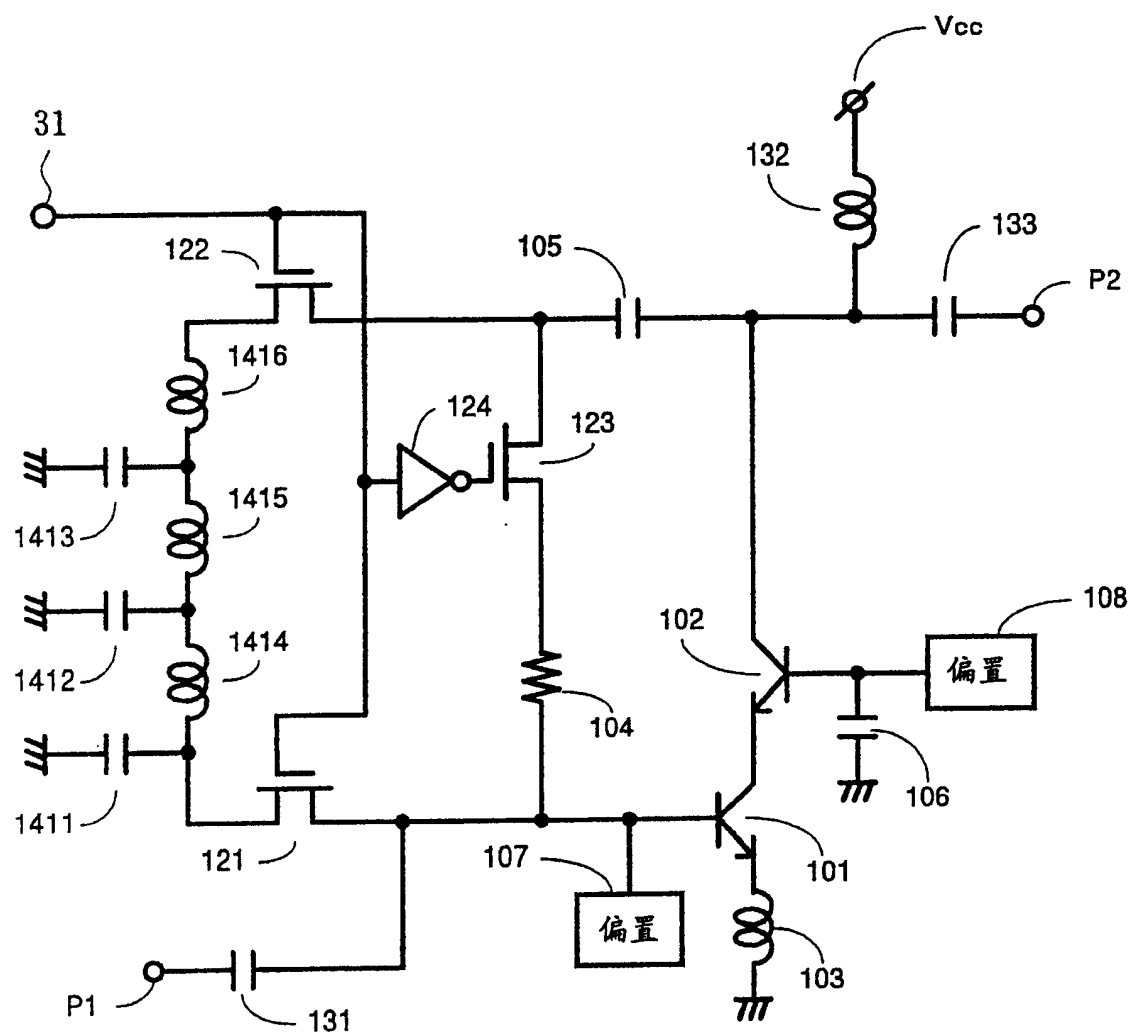
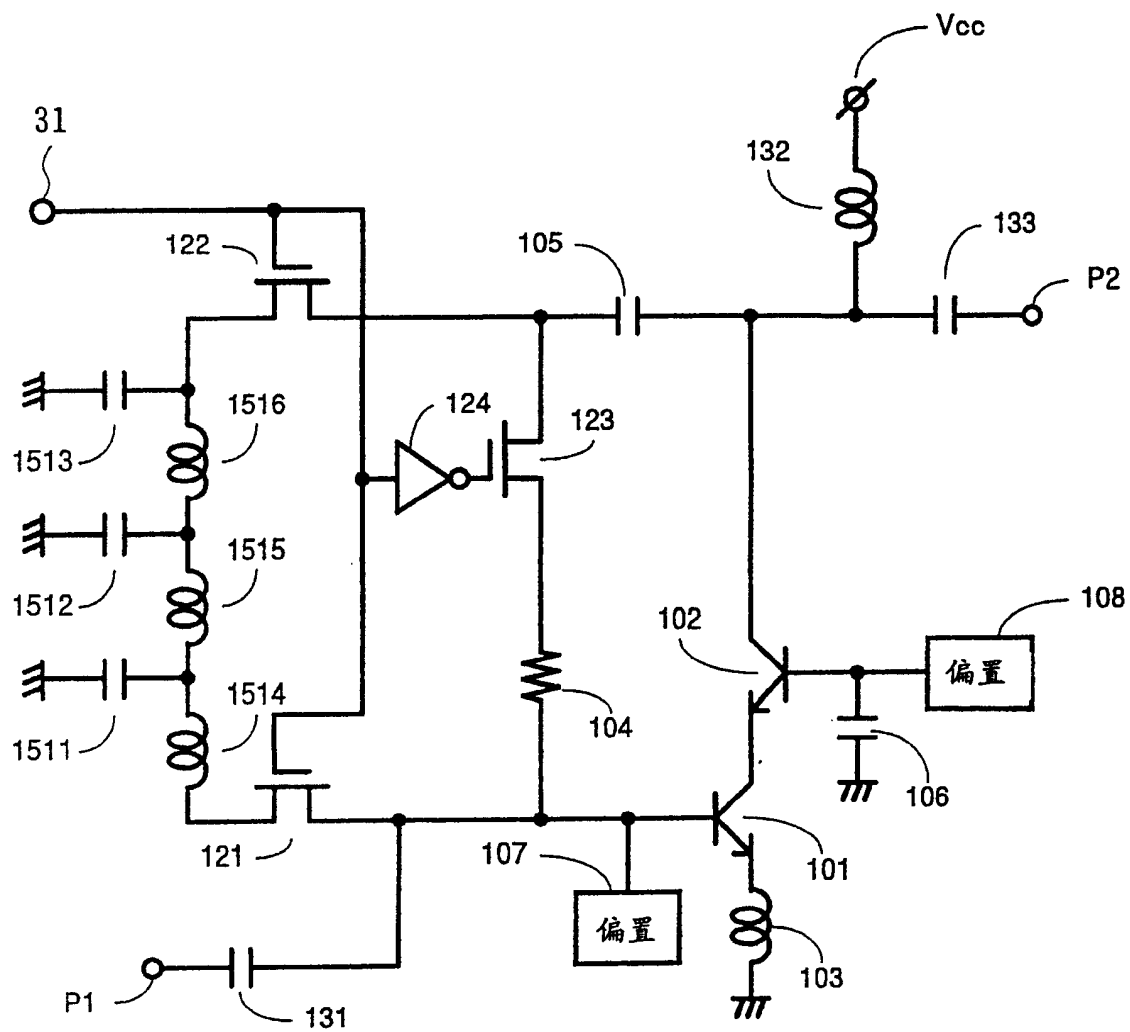
43

图 19



44

图 20

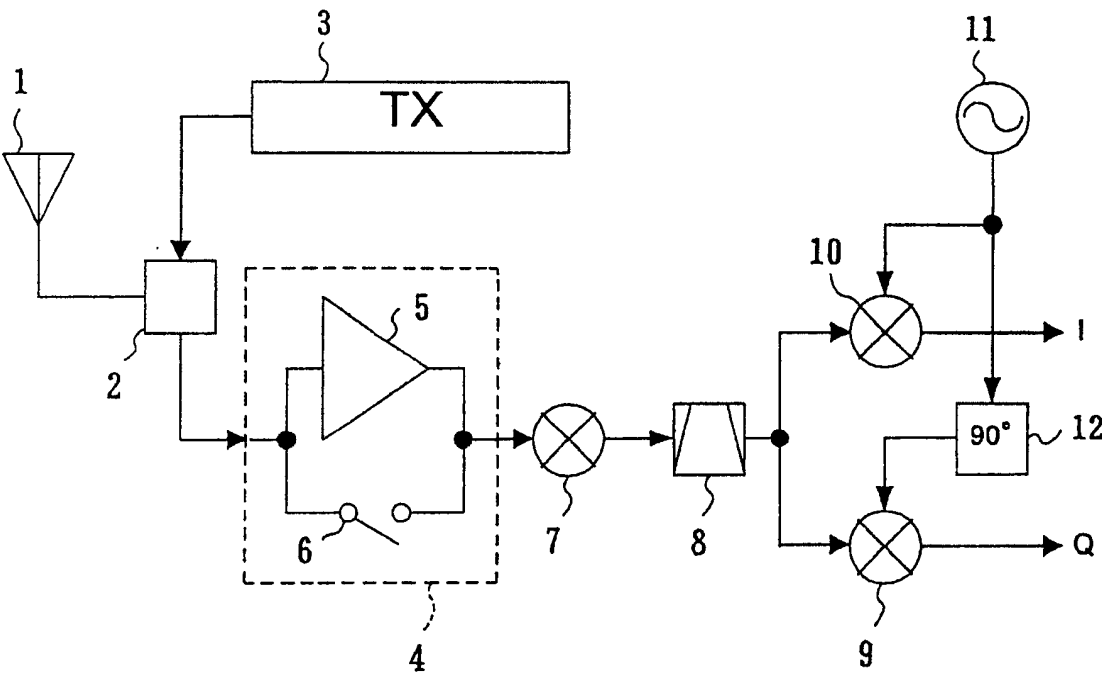


图 21

信号为同步

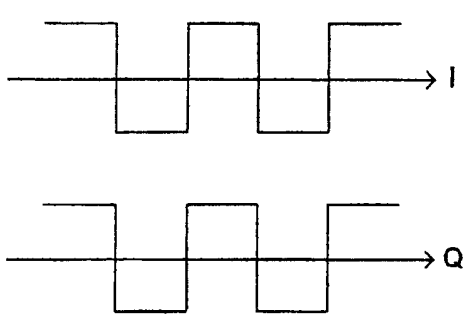


图 22(a)

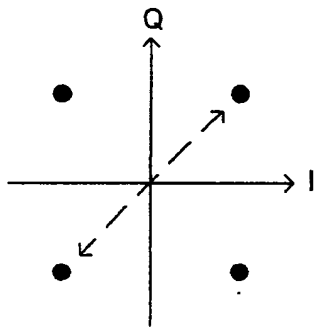


图 22(b)

信号非同步

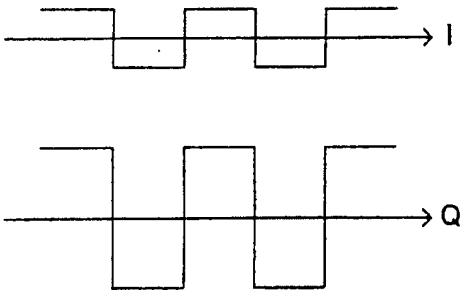


图 23(a)

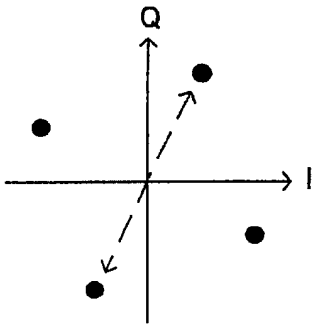


图 23(b)

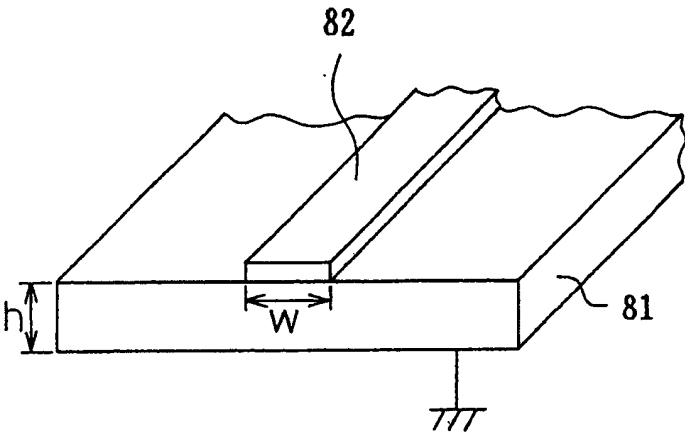


图 24

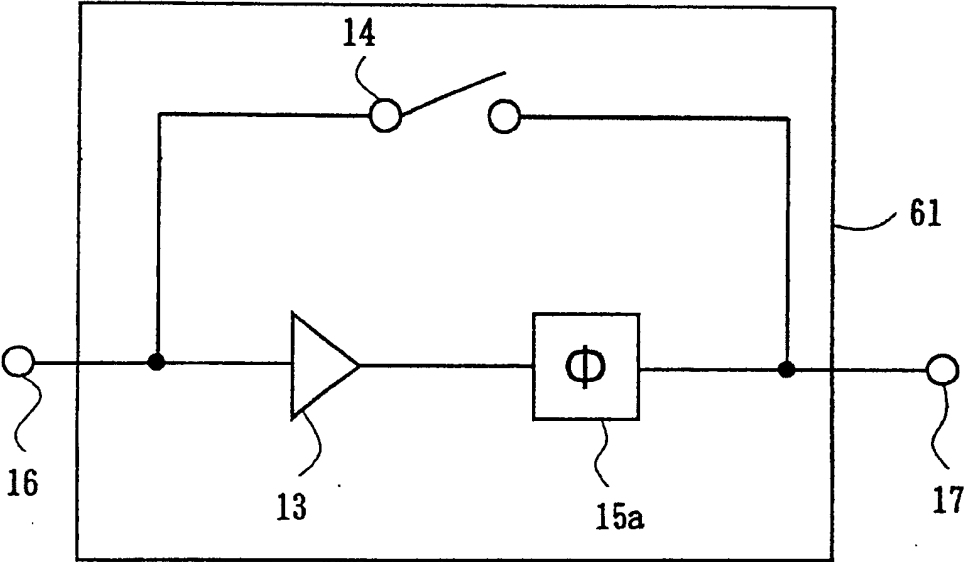


图 25(a)

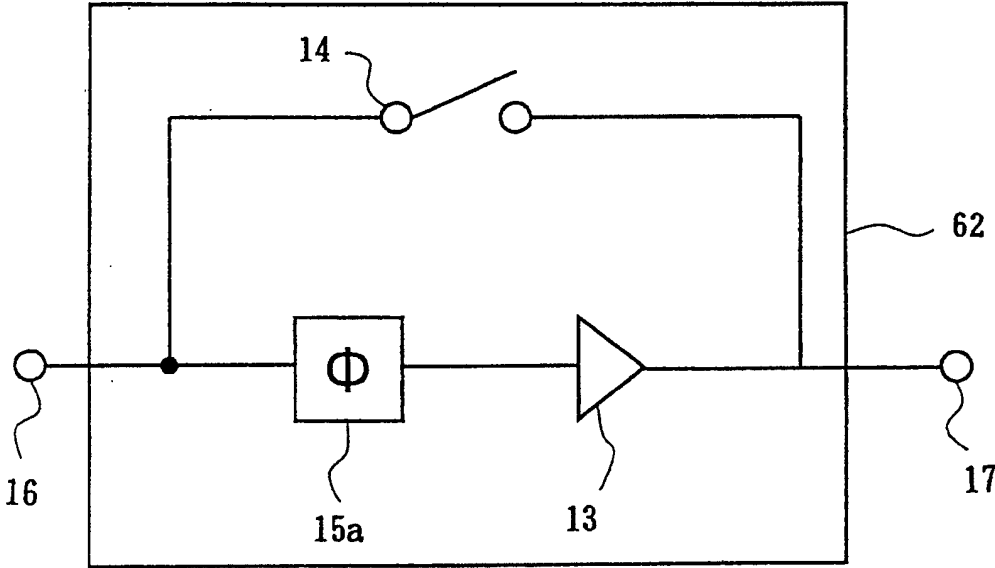
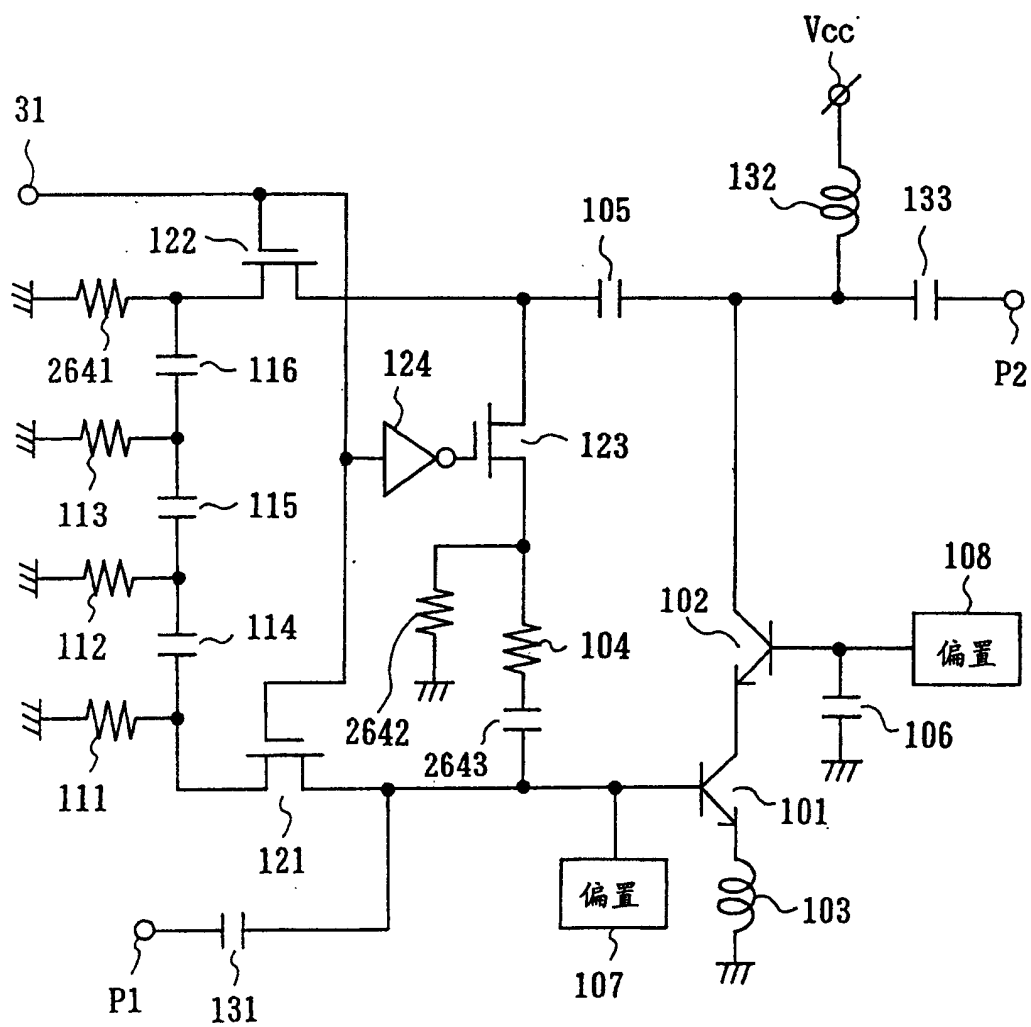


图 25(b)



30

图 26

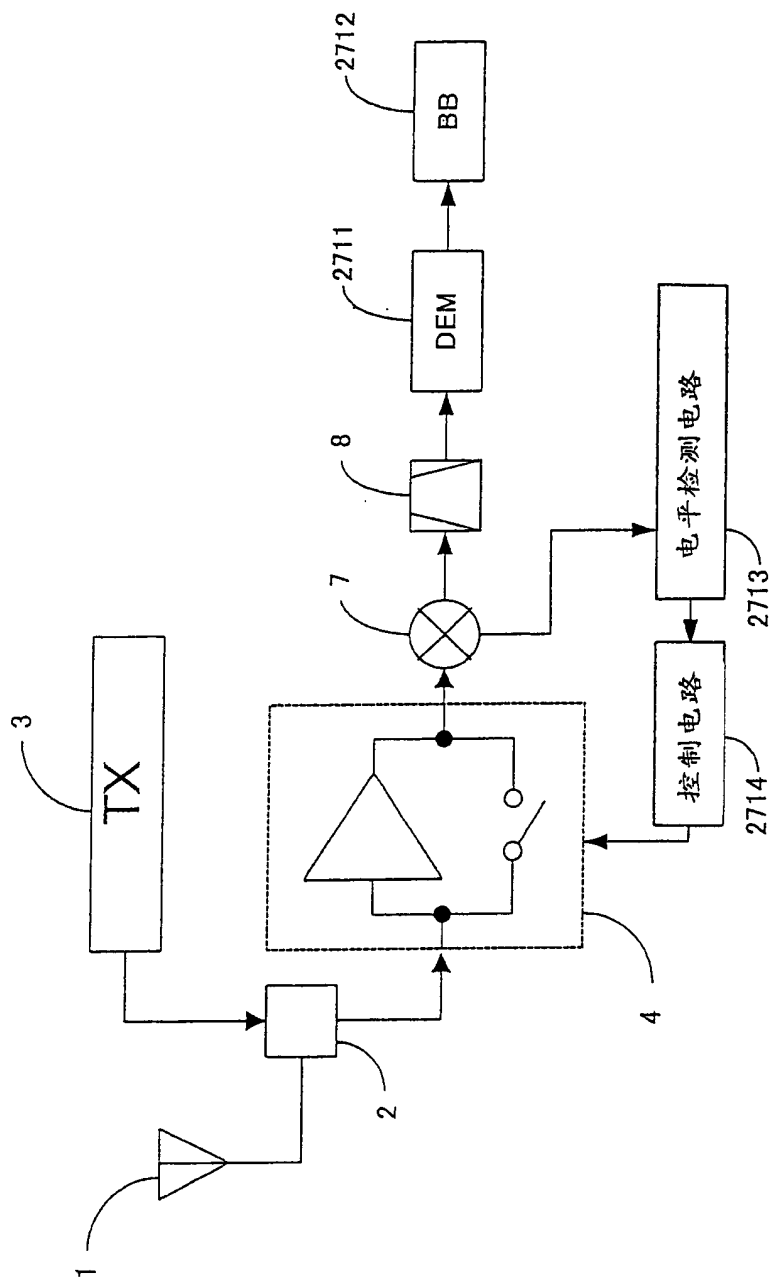


图 27

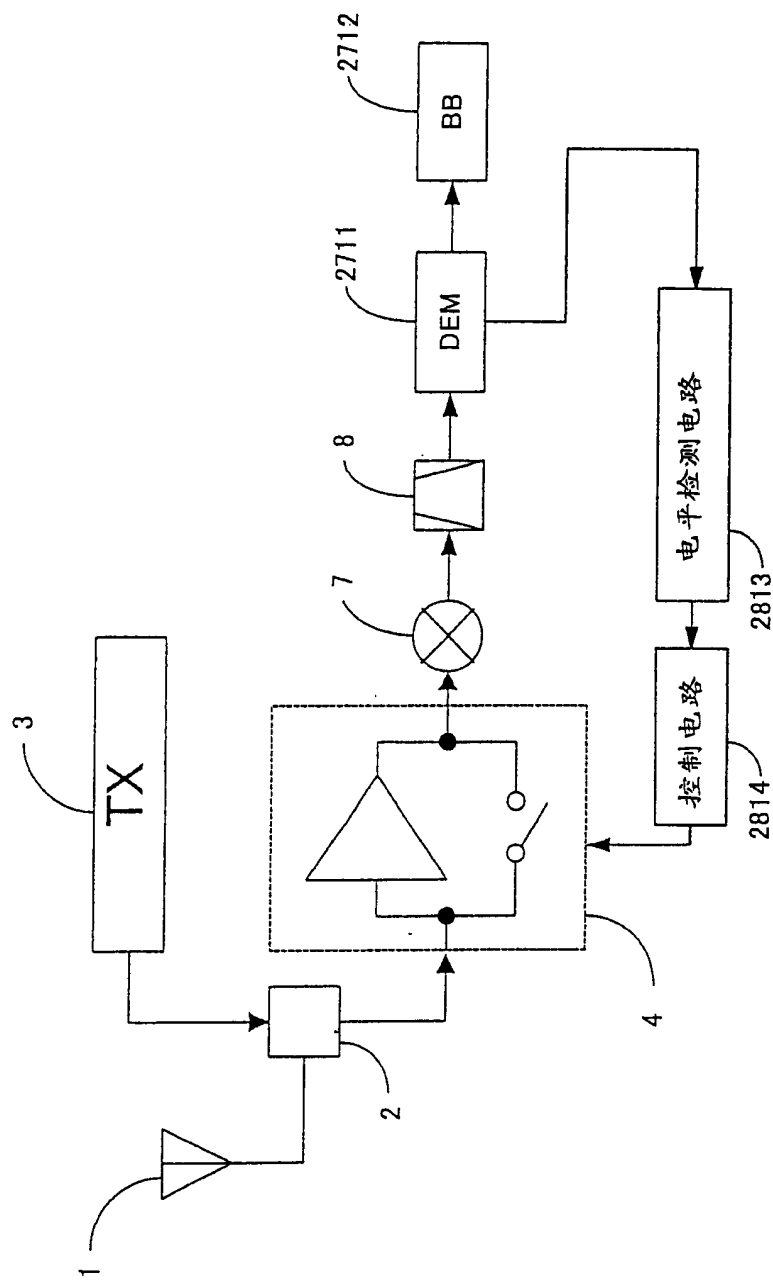


图 28

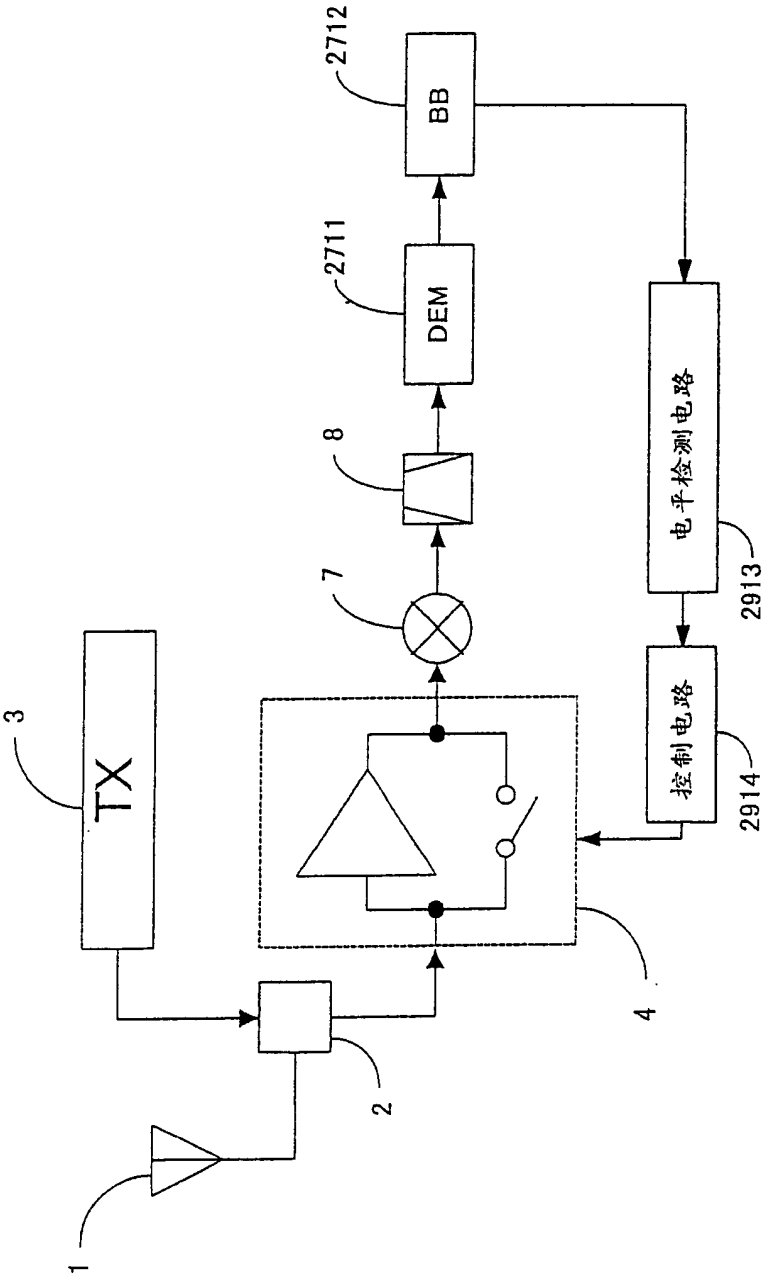


图 29

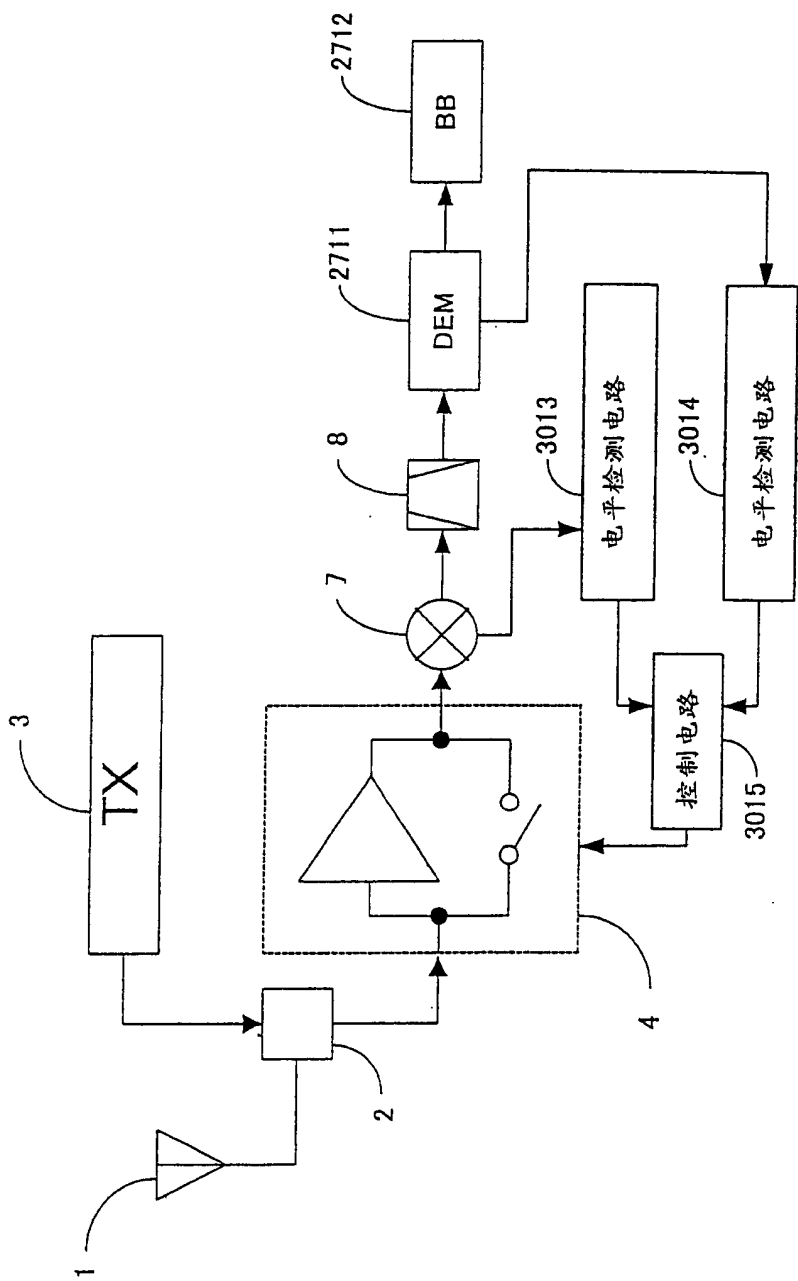


图 30