

[19] 中华人民共和国国家知识产权局



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200610051311.6

[51] Int. Cl.

H03F 3/38 (2006.01)

H03F 3/34 (2006.01)

H03F 3/45 (2006.01)

H03D 7/14 (2006.01)

H04L 27/00 (2006.01)

H04L 27/20 (2006.01)

[45] 授权公告日 2009 年 9 月 16 日

[11] 授权公告号 CN 100542017C

[51] Int. Cl. (续)

H04L 27/22 (2006.01)

[22] 申请日 2006.1.5

[21] 申请号 200610051311.6

[30] 优先权

[32] 2005.1.5 [33] JP [31] 000560/05

[73] 专利权人 索尼株式会社

地址 日本东京都

[72] 发明人 诸桥英雄

[56] 参考文献

WO2004109943 A1 2004.12.16

CN1232352A 1999.10.20

US6040731A 2000.3.21

审查员 刘 欢

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

代理人 黄小临 王志森

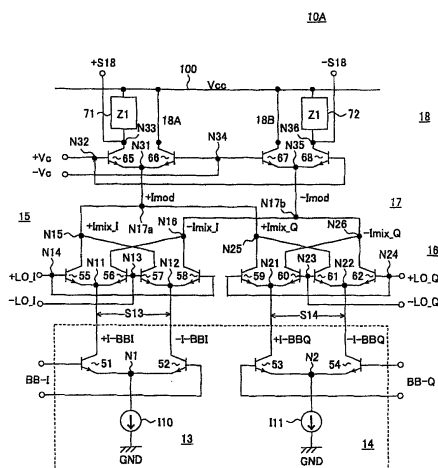
权利要求书 3 页 说明书 18 页 附图 9 页

[54] 发明名称

信号处理电路和使用该信号处理电路的通信设备

[57] 摘要

一种信号处理电路包括：调制器，具有频率转换电路，每个具有：本地振荡器，混频器，在混频器处将具有第一频率的信号和来自本地振荡器的本地振荡信号相乘以便将第一频率信号的频率转换成第二频率，并输出电流形式的频率转换后的信号，和第一增益控制电路，利用根据第一控制电压的第一增益放大来自频率转换电路的电流形式的频率转换后的信号，并输出该电流形式的放大后的信号；以及第二增益控制电路，连接在第一增益控制电路之后，并具有至少一个增益控制电路，所述至少一个增益控制电路利用根据第二控制电压的第二增益来放大从第一增益控制电路输出的电流形式的放大后的信号，并输出放大后的信号。



1. 一种信号处理电路, 包括:

调制器, 具有频率转换电路, 每个频率转换电路具有:

本地振荡器,

混频器, 将具有第一频率的信号和来自所述本地振荡器的本地振荡信号在所述混频器处相乘, 以便将所述第一频率信号的频率转换成第二频率, 并且输出电流频率转换后的信号, 以及

第一增益控制电路, 利用根据第一控制电压的第一增益来放大来自所述频率转换电路的电流频率转换后的信号, 并且输出该电流放大后的信号; 以及

第二增益控制电路, 连接在所述第一增益控制电路之后, 并且具有至少一个增益控制电路, 所述至少一个增益控制电路利用根据第二控制电压的第二增益来放大从所述第一增益控制电路输出的电流放大后的信号, 并且输出该放大后的信号,

其中, 具有所述本地振荡器和所述混频器的所述频率转换电路被配置为用于处理具有同相信号和正交相位信号的正交信号的电路,

所述第一增益控制电路利用根据所述第一控制电压的第一增益来放大来自所述频率转换电路的电流频率转换后的正交信号, 并且输出电流正交放大后的信号, 以及

所述第二增益控制电路还放大从所述第一增益控制电路输出的电流正交放大后的信号。

2. 如权利要求1所述的信号处理电路, 在所述频率转换电路中的所述混频器的前一级处, 还包括将具有第一频率的电压输入信号转换成电流信号的电压-电流转换电路。

3. 如权利要求2所述的信号处理电路, 其中, 所述电压-电流转换电路具有差分型放大电路。

4. 如权利要求3所述的信号处理电路, 其中,

所述电压-电流转换电路具有由连接为差分对的两个双极型晶体管以及恒流源形成的电路, 所述恒流源连接到所述两个双极型晶体管的发射极被共同连接在一起的部分,

所述电压输入信号被提供给所述两个双极型晶体管的基极, 以及从所述双极型晶体管的集电极输出电流形式转换后的信号。

5. 如权利要求 3 所述的信号处理电路, 其中, 所述电压-电流转换电路, 每个具有:

第一 MOS 晶体管,

第一恒流源, 连接到所述第一 MOS 晶体管的源极或漏极,

第一处理器/放大器, 连接到所述第一 MOS 晶体管的栅极,

第一电流反射镜电路, 连接到所述第一 MOS 晶体管, 并且包括两个 MOS 晶体管,

第二 MOS 晶体管,

第二恒流源, 连接到所述第二 MOS 晶体管的漏极或源极,

第二处理器/放大器, 连接到所述第二 MOS 晶体管的栅极,

第二电流反射镜电路, 连接到所述第二 MOS 晶体管, 并具有两个 MOS 晶体管, 以及

反馈电阻器, 位于所述第一处理器/放大器的一端和所述第二处理器/放大器的一端之间,

在所述第一处理器/放大器的另一端和所述第二处理器/放大器的另一端之间提供电压形式的输入信号,

从所述第一电流反射镜电路和所述第二电流反射镜电路输出电流形式转换后的信号。

6. 如权利要求 1 所述的信号处理电路, 其中, 在所述频率转换电路中的所述混频器的每一个具有 Gilbert 型乘法电路。

7. 如权利要求 4 所述的信号处理电路, 其中, 所述第一增益控制电路具有差分对型放大电路, 其根据所述第一控制电压的增益来放大 Gilbert 型放大电路的频率转换后的信号。

8. 如权利要求 7 所述的信号处理电路, 其中,

所述第一增益控制电路具有:

其中两个晶体管连接为差分对的电路, 和

谐振电路, 其一端连接到所述两个晶体管的集电极而其另一端连接到基准电源线,

向所述两个晶体管的发射极被共同连接在一起的部分提供来自所述频率

转换电路的电流形式的频率转换后的信号，

所述第一控制电压被提供在所述两个晶体管的基极之间，
从所述两个晶体管的集电极输出增益控制放大后的信号。

9. 如权利要求 7 所述的信号处理电路，其中，所述第一增益控制电路具有：

由连接为差分对的两个晶体管形成的电路，

谐振电路，连接在所述两个晶体管中的一个晶体管的集电极和基准电源线之间，

第一电阻器，连接在所述两个晶体管中的另一个晶体管的集电极和所述基准电源线之间，以及

第二电阻器，连接在所述两个晶体管的集电极之间，

向所述两个晶体管的发射极被共同连接在一起的部分提供来自所述频率转换电路的电流频率转换后的信号，

所述第一控制电压被提供在所述两个双极型晶体管的基极之间，
从所述两个晶体管的集电极输出增益控制放大后的信号。

10. 如权利要求 1 所述的信号处理电路，其中，所述本地振荡器向所述混频器输出用于提高具有基带频率的信号的频率的本地振荡信号。

11. 如权利要求 1 所述的信号处理电路，其中，所述本地振荡器向所述混频器输出用于降低具有高频的信号的频率到基带的本地振荡信号。

12. 如权利要求 2 所述的信号处理电路，其中，所述电压-电流转换电路将具有同相信号和正交相位信号的电压正交信号作为具有同相信号和正交相位信号的电流信号输出到所述频率转换电路。

13. 一种通信装置，包括如权利要求 1 所述的信号处理电路，其中该信号处理电路连接到天线并用作发送电路或接收电路。

信号处理电路和使用该信号处理电路的通信设备

技术领域

本发明涉及一种信号处理电路例如移动通信装置等中的正交调制器、以及连接到其上的用于增益控制的增益控制型放大器(GCA)。本发明还涉及使用这种信号处理电路的通信装置。

背景技术

日本专利公开(A)第 11-136051 号和日本专利公开(A)第 8-223233 号公开了具有发送电路的通信装置,所述发送电路用于调制和放大码分多址(CDMA)型移动电话的基带(BB)信号并且将其从天线发射。图 7 示出的通信装置 200 包括:调制电路 201,具有包含混频器(mixer)并转换频率的 I-正交和 Q-正交调制器 202 以及多个增益控制型放大器 203A 至 203C;表面声波(SAW)滤波器 205;功率放大器 206;双工器 207;以及天线(ANT)208。通信装置 200 将由相位是正交关系的两个正交信号、即同相(I)信号和正交相位(Q-phase)信号构成的基带(BB)信号在频率上进行转换,以便将其转换成能够从天线 208 发射的高频(RF: 射频)信号,将其放大至预定电平,并且将其从天线 208 发射到空中。向其提供基带(BB)信号的 BB 端子连接到 I-正交和 Q-正交调制器(MOD)202。I-正交和 Q-正交调制器 202 将基带信号转换成 800MHz 或 2GHz 频带的 RF 信号。I-正交和 Q-正交调制器 202 的输出连接到 GCA 电路(增益控制放大器)203A 至 203C,并且从 I-正交和 Q-正交调制器 202 输出的 RF 信号被放大。例如,对于一级 GCA 电路,具有大约 30dB 的增益。例如,对于用来发射信号的天线(ANT)208,需要约 80dB 的增益,所以提供三级 GCA 电路 203A 至 203C。GCA 电路 203C 的放大输出连接到 SAW 滤波器 205,通过选择 SAW 滤波器 205 的带通滤波器处的频率,发送信号被除去不必要的高频,并且,只输出期望频带的信号。在功率放大器 206 处在功率上放大从 SAW 滤波器 205 输出的发送信号,通过下一级 DUP(双工器)207 将其提供给天线 208,并将其发射到空中。

例如,在 CDMA 型移动电话的情况下,大约 80dB 或更高的对于基带信

号 BB 的增益控制范围被认为是必要的。而且, 要求良好的控制线性和温度特性。因此, 尽管存在以上三级或更多增益控制型放大器(GCA 电路), 但是通常 I-正交和 Q-正交调制器 202 不控制频率转换后的信号的增益。也就是说, 增益控制是由设置在 I-正交和 Q-正交调制器 202 之后的多个增益控制放大器 203A 至 203C 来执行的。如图 8 所示的那样来配置连接在 I-正交和 Q-正交调制器 202 之后的多个增益控制型放大器 203A 至 203C。

图 8 示出了多个增益控制型放大器 203A 至 203C 的一个电路的配置。图 8 示出的增益控制型放大器 250 作为差分对(differential pair)型放大电路而被包括在内, NPN 晶体管 251 的发射极和 NPN 晶体管 252 的发射极被共同连接, 负载 Z1C 连接在 NPN 晶体管 251 的集电极和电源线 Vcc 之间, 并且 NPN 晶体管 252 的集电极连接到电源线 Vcc。通过例如电压-电流转换电路等向 NPN 晶体管 251 和 252 的公共发射极提供 I-正交和 Q-正交调制器 202 的输出信号作为信号电流 Io。而且, 在这两个晶体管的基极之间向它们提供用于控制增益的控制电压 Vc。控制电压 Vc 控制增益控制型放大器 250 的增益和信号电流 Io, 并且使用该增益来放大所述电压。从 NPN 晶体管 252 的集电极取出放大后的电压作为输出信号 Vo。

接下来将解释增益控制型放大器 203A 至 203C 的电路操作。具体而言, 将参照图 8 示出的 GCA 电路 250 来解释用于示出增益控制型放大器 203A 至 203C 的温度波动幅度的操作。图 8 示出的 GCA 电路 250 的 NPN 晶体管 251 的集电极的输出电压 Vo 变为如下:

$$V_o = z_1 \times I_1 \quad \dots(1)$$

以下关系成立:

$$V_{be1} = V_t \times \ln(I_1/I_s) \quad \dots(2)$$

$$V_{be2} = V_t \times \ln(I_2/I_s) \quad \dots(3)$$

其中, V_t : 热电压

$$I_o = I_1 + I_2 \quad \dots(4)$$

由等式(2)和(3), 以下等式(5)成立:

$$V_c = V_{be1} - V_{be2} = V_t \times \ln(I_1/I_2) \quad \dots(5)$$

由等式(5), 获得等式(6):

$$I_1 = I_2 \times \exp(V_c/V_t) \quad \dots(6)$$

如果将等式(6)代入等式(4)以得到 I_1 和 I_2 , 则获得以下等式:

$$I_1 = I_o / [1 + \exp(-V_c/V_t)] \quad \dots(7)$$

$$I_2 = I_o / [1 + \exp(V_c/V_t)] \quad \dots(8)$$

如果将等式(7)代入等式(1)，则获得以下等式：

$$V_o = Z_1 \times I_o / [1 + \exp(-V_c/V_t)] \quad \dots(9)$$

如果临时设置输入电压 $V_i=1$ 并且 $Z_1=I_o=1$ 以便研究增益控制型放大器 250 的增益特性，则结果变为由等式(10)示出的增益 G：

$$G = V_o/V_i = 1 / [1 + \exp(-V_c/V_t)] \quad \dots(10)$$

关于等式(10)，如果改变周围温度并用曲线图示出控制电压 V_c 和增益之间的关系，则结果变得与图 9 一样。横坐标以 0.1V 步长的梯度示出范围从 -0.2V 到 +0.2V 的控制电压 V_c ，而纵坐标以 10dB 步长的梯度示出范围从 0dB 到 -90dB 的增益。此外，温度条件被设置为 27°C、-25°C 和 85°C 的三个条件。当在从 +0.2V 到 +0.1V 的范围内改变控制电压 V_c 时，无论温度条件是什么，衰减量基本上都是 0dB。即使当控制电压 V_c 在 0.1V 到 0V 范围内时，衰减特性也基本相同，即在 0V 处约为 -6dB。当控制电压 V_c 变为 0V 或更小时，出现衰减量的温度依赖性。当控制电压 V_c 为 -0.1 时，衰减在 85°C 的周围温度处变为约 -27dB、在 27°C 处变为约 -34dB、以及在 -25°C 处变为约 -41dB。所述差最大变为 10dB 或更大。这显示了相对于温度的大波动。当控制电压 V_c 变为 -0.2V 时，衰减在 85°C 处变为约 -54dB、在 27°C 处变为约 -67dB、以及在 -25°C 时变为约 -82dB。所述差最大变为 25dB 或更大。这显示了相对于温度的更大的波动。这样，图 8 示出的 GCA 电路 250 具有应当在控制线性和温度特性方面进行改善的点。

参照图 7、图 8 和图 9 解释的调制电路 201 中的多个增益控制型放大器 (GCA) 203A 到 203C 形成了三级配置，所以所耗费的电流变得较大。而且，由于采用了三级结构，所以元件数目增大，并且，在形成在 IC 上的情况中，所占用的芯片面积变得较大并且出现其它问题。此外，如果如图 8 所示的那样来配置 GCA 电路，则在控制线性和温度特性方面存在问题。

发明内容

因此期望提供一种改进以上相关技术的信号处理电路。

根据本发明，提供一种信号处理电路，其包括：调制器，具有频率转换电路，每个频率转换电路具有：本地振荡器，混频器，将具有第一频率的信

号和来自所述本地振荡器的本地振荡信号在所述混频器处相乘，以便将所述第一频率信号的频率转换成第二频率，并且输出电流频率转换后的信号，以及第一增益控制电路，利用根据第一控制电压的第一增益来放大来自所述频率转换电路的电流频率转换后的信号，并且输出该电流放大后的信号；以及第二增益控制电路，连接在所述第一增益控制电路之后，并且具有至少一个增益控制电路，所述至少一个增益控制电路利用根据第二控制电压的第二增益来放大从所述第一增益控制电路输出的电流放大后的信号，并且输出该放大后的信号，其中，具有所述本地振荡器和所述混频器的所述频率转换电路被配置为用于处理具有同相信号和正交相位信号的正交信号的电路，所述第一增益控制电路利用根据所述第一控制电压的第一增益来放大来自所述频率转换电路的电流频率转换后的正交信号，并且输出电流正交放大后的信号，以及所述第二增益控制电路还放大从所述第一增益控制电路输出的电流正交放大后的信号。此外，根据本发明，提供一种具有上述信号处理电路作为连接到天线的发送电路或接收电路的通信装置。

在本发明中，组合调制器和部分增益控制型放大器(GCA 电路)以形成电路。调制器的输出信号不会被转换成电压。确切地说，通过电流来传送 RF 信号。由于此原因，在转换器的输出部分中，用于将 RF 电流转换成 RF 电压的 I-V 转换电路、用于改变电压电平的射极跟随器电路等变得不必要，并且可以减少所消耗的电流。而且，可以减小半导体芯片的面积。转换器到 GCA 电路的布线也变得容易。由于将 RF 信号作为电流信号提供给 GCA 电路，因此可以避免由于线路电容而出现的问题，并且可以改善频率特性。此外，与调制器组合的 GCA 电路的电路配置和其后的 GCA 电路的新电路配置改善了 GCA 电路的线性和温度特性。

附图说明

根据参照附图给出的对优选实施例的以下描述，本发明的这些和其它目的和特征将变得更加清楚，其中：

图 1 是作为本发明的调制器(调制电路)的实施例的、调制和放大基带信号的增益控制调制电路(增益控制调制器)的基本配置的视图；

图 2 是图示在图 1 示出的增益控制调制电路中的 V-I 转换单元和调制器的第一实施例的电路示例的视图；

图3是在图1示出的增益控制调制电路中的V-I转换单元和调制器的第二实施例的电路示例的视图;

图4是图示图3示出的V-I转换器的电路配置的视图;

图5是用于解释图4示出的增益控制调制电路的操作的电路图;

图6是示出当改变周围温度条件时作为控制电压 V_c 和增益特性的等式

(15)的特性的曲线图;

图7是具有调制和放大CDMA型移动电话的基带信号并且将其从天线发射的发送电路的通信装置的部分配置的视图;

图8是图7示出的增益控制型放大器的电路配置的电路图; 以及

图9是图8示出的增益控制型放大器的衰减特性的曲线图。

具体实施方式

基本电路配置

图1是作为本发明的信号处理电路示例的调制器(调制电路)的实施例的、调制和放大基带(BB)信号的增益控制调制电路(增益控制调制器)的基本配置的视图。图1示出的增益控制调制电路(GCA)10对应图7所示的通信装置200中的调制电路201。当然,也可以使用作为本发明的实施例而稍后说明的、图1所示的GCA10来代替图7的通信装置200的调制电路201,并且将其与SAW滤波器205、功率放大器206和双工器207组合,以构建从天线208发出发送信号的通信装置200。下面,首先将说明增益控制调制电路(GCA)10。

V-I转换电路10A具有:第一电压-电流(V-I)转换器13,向其提供基带同相(I)分量信号BB-I; 和第二电压-电流(V-I)转换器14,向其提供基带正交相位(Q)分量信号BB-Q。V-I转换器13将电压信号、即BB信号的I分量信号转换成基带电流信号。注意:V-I转换器13也可以将电压信号、即BB信号的I分量信号转换成基带电流信号,并将其放大预定的放大率,并且输出电流信号。V-I转换器14由与V-I转换器13相同的电路来配置,并将电压信号、即BB信号的Q分量信号转换成基带电流信号。注意:和V-I转换器13一样,V-I转换器14也可以将电压信号、即BB信号的Q分量信号转换成基带电流信号,并将其放大预定的放大率,并且输出电流信号。

调制器(MOD)10B具有第一信号混频器15、第二混频器16、高频(RF)信号组合器17、压控振荡器(VCO)21、分频器22和增益控制放大器(GCA)。GCA18被布置在调制器(MOD)10B处,但是也可以用作RF-AGC处理器10C的第一放大电路。VCO21和分频器22结合起来用作本地振荡电路(本地振荡器)。VCO21用作用于根据所施加的电压输出振荡频率的信号的振荡电路。分频器22利用预定分割比来分隔从VCO21输出的信号的频率,并且输出同相(I)分量本地振荡信号ILO-I以及在频率上与I分量本地振荡信号ILO-I相

同、但是在相位上移动 90 度(相移)的正交相位(Q)分量本地振荡信号 ILO-Q。由 VCO 21 和分频器 22 配置的本地振荡器输出具有一频率的信号,用于在第一混频器 15 和第二混频器 16 中将从 V-I 转换器 13 和 V-I 转换器 14 中输出的 I 分量和 Q 分量的 BB 电流信号转换成预定发送频率。第一混频器 15 将从 V-I 转换器 13 输出的电流形式的 I 分量 BB 信号 S13 和从分频器 22 输出的 I 分量本地振荡信号 ILO-I 相乘,以便转换成发送频率的高频(RF: 射频)I 分量信号 S15。类似地,第二混频器 16 将从 V-I 转换器 14 输出的电流形式的 Q 分量 BB 信号 S14 和从分频器 22 输出的 Q 分量本地振荡信号 ILO-Q 相乘,以便转换成发送频率的高频(RF)Q 分量信号 S16。也就是说,第一混频器 15 和第二混频器 16 是用于将 BB 信号转换成 RF 信号的频率转换电路。

稍后将使用等式来说明频率转换的内容。

注意: 当第一混频器 15 和第二混频器 16 是差分类型时, I 分量本地振荡信号 ILO-I 被生成为正 I 分量本地振荡信号+ILO-I 和负 I 分量本地振荡信号-ILO-I, 而 Q 分量本地振荡信号 ILO-Q 被生成为正 Q 分量本地振荡信号+ILO-Q 和负 Q 分量本地振荡信号-ILO-Q。如上面在背景技术中说明的那样,通常从第一混频器 15 和第二混频器 16 输出的信号是电压形式的,但是在本实施例中,使它们成为电流形式的 RF-I 分量信号 S15 和电流形式的 RF-Q 分量信号 S16。RF 信号组合器 17 组合电流形式的 RF-I 分量信号 S15 和电流形式的 RF-Q 分量信号 S16, 并且将所组合的电流形式的 RF 信号 S17 施加到 GCA 18。

GCA 18 被布置在调制器(MOD)10B 的一部分处,但是也可以用作 RF-AGC 处理器 10C 处的第一增益控制型放大电路,其增益由控制电压 V_c 控制,并且利用基于控制电压 V_c 控制的增益来放大从 RF 信号组合器 17 输出的电流形式的 RF 信号 S17。

RF-AGC 处理器 10C 具有第一增益控制放大器(GCA)19 和第二 GCA 20。在图 8 中图示的调制器 201 中的增益控制型放大器是三级 GCA(203A 至 203C),但在本实施例中,第一 GCA 被布置为 MOD 10B 中的 GCA 18,所以只有两个 GCA 19 和 20 被布置在 RF-AGC 处理器 10C 内部。注意: 同样在此实施例中,使 GCA 18 以及 GCA 19 和 20 的增益与参照图 8 说明的增益近似,例如大约 30dB。

以这一方式,利用以下配置来描述本实施例的特征。

(1)图 8 图示的调制器 201 的电路配置包括调制器(MOD)10B, 所述调制器(MOD)10B 由具有第一频率转换电路(VCO 21、分频器 22 和第一混频器 15)、第二频率转换电路(VCO 21、分频器 22 和第二混频器 16)、以及与三级增益控制型放大器的第一 GCA 18 组合的 RF 信号组合器 17 的调制电路构成。

(2)此外, 将电流形式的 RF 信号 S17 从 RF 信号组合器 17 输出至 GCA 18。以电流形式将在 GCA 18 处放大的信号施加到第一增益控制型放大器(GCA)19。

通过上述方式配置调制器(MOD)10B, 获得以下效果:

(1)用于将 RF 电流转换成作为来自 MOD 10B 的输出信号的 RF 电压的 I-V 转换电路、用于改变电压电平的射极跟随器电路等变得不必要。结果, 可以减小在 MOD 10B 处的所消耗的电流。此外, 可以减小形成 MOD 10B 的半导体芯片上的面积。而且, MOD 10B 中的布线变得容易。

(2)由于 MOD 10B 中的信号是 RF 电流信号并且由于 RF 电流信号被施加到 GCA 18, 因此可以避免信号劣化的发生以及由于在 MOD 10B 中和在从 RF 信号组合器 17 到 GCA 18 的信号路径中的静电容而出现的其它问题, 并且可以改善频率特性。

(3)从 GCA 18 输出到第一 GCA 19 的信号也是电流形式的。当然, 从第一 GCA 19 输出到第二 GCA 20 的信号也是电流形式的。结果, 在包括被组合的 GCA 18、第一 GCA 19 和第二 GCA 20 的整个增益控制型放大电路中改善了线性和温度特性。

第一实施例

图 2 是作为图 1 示出的增益控制调制电路(GCA)10 中的电压-电流(V-I)转换单元 10A 和调制器(MOD)10B 的第一实施例的电路示例的视图。

电压-电流(V-I)转换单元 10A 的电路配置

V-I 转换器 13

用于将电压形式的基带 I 分量信号 BB-I 转换成电流形式的 I 分量 BB 信号 S13 的 V-I 转换器 13 包括形成差分放大电路的两个 NPN 晶体管 51 和 52 以及第一恒流源 I10。NPN 晶体管 51 的发射极和 NPN 晶体管 52 的发射极在节点 N1 处共同连接, 而节点 N1 通过恒流源 I10 连接到作为第二基准电位的地(地电位部分)。在 NPN 晶体管 51 和 NPN 晶体管 52 的基极之间向它们提供电压形式的基带 I 分量信号 BB-I。NPN 晶体管 51 和 NPN 晶体管 52 的集电

极作为用于输出包括电流形式的差分信号+BB-I和-BB-I的I分量BB信号S13的端子而被连接到形成第一混频器15的晶体管55和56的发射极的公共连接点(节点)N11以及晶体管57和58的发射极的公共连接点(节点)N12。

V-I 转换器 14

按照与 V-I 转换器 13 相同方式的电路状态(circuit-wise)来配置用于将电压形式的基带 Q 分量信号 BB-Q 转换成电流形式的 Q 分量 BB 信号 S14 的 V-I 转换器 14。也就是说, V-I 转换器 14 也包括形成差分放大电路的两个 NPN 晶体管 53 和 54 以及第二恒流源 I11。NPN 晶体管 53 的发射极和 NPN 晶体管 54 的发射极共同连接到节点 N2, 而节点 N2 通过恒流源 I11 连接到地。在 NPN 晶体管 53 和 NPN 晶体管 54 的基极之间向它们提供电压形式的基带 Q 分量信号 BB-Q。NPN 晶体管 53 和 NPN 晶体管 54 的集电极作为输出包括电流形式的差分信号+BB-Q 和-BB-Q 的 Q 分量 BB 信号 S14 的端子而被连接到形成第二混频器 16 的晶体管 59 和 60 的发射极的公共连接点(节点)N21 以及晶体管 61 和 62 的发射极的公共连接点(节点)N22。V-I 转换器 13 和 V-I 转换器 14 包括差分放大器。示出了电压放大型电路配置, 但是本发明不限于此电路配置。电流放大型放大器等也是可以的。稍后将说明此实施例。

调制器(MOD)10B 的电路配置

第一混频器 15

用于将从 V-I 转换器 13 输出的、包括电流形式的差分信号+BB-I 和-BB-I 的 I 分量 BB 信号 S13 转换成电流形式的 RF-I 分量信号 S15 的第一混频器 15 具有 NPN 晶体管 55、NPN 晶体管 56、NPN 晶体管 57 和 NPN 晶体管 58。第一混频器 15 作为 Gilbert 型乘法器而被包括在内。晶体管 55 的发射极和晶体管 56 的发射极共同连接在节点 N11 处, 节点 N11 连接到形成 V-I 转换器 13 的晶体管 51 的集电极, 并且输入差分信号+BB-I。晶体管 57 的发射极和晶体管 58 的发射极共同连接在节点 N12 处, 节点 N12 连接到形成 V-I 转换器 13 的晶体管 52 的集电极, 并且输入差分信号-BB-I。晶体管 55 的基极在节点 N14 处连接到晶体管 58 的基极, 并且向节点 N14 提供正 I 分量本地振荡信号+ILO-I。晶体管 56 的基极在节点 N13 处连接到晶体管 57 的基极, 并且向节点 N13 提供负 I 分量本地振荡信号-ILO-I。晶体管 56 的集电极在节点 N16 处连接到晶体管 58 的集电极, 而晶体管 57 的集电极在节点 N15 处连接到晶体管 55 的集电极。从节点 N15 输出正混频器输出+Imix_I, 而从节点 N16

输出负混频器输出-Imix_I。正混频器输出+Imix_I和负混频器输出-Imix_I形成电流形式的 RF-I 分量信号 S15。

第二混频器 16

用于将包括电流形式的差分信号+BB-Q 和-BB-Q 的 Q 分量 BB 信号 S14 转换成电流形式的 RF-Q 分量信号 S16 的第二混频器 16 具有 NPN 晶体管 59、NPN 晶体管 60、NPN 晶体管 61 和 NPN 晶体管 62。第二混频器 16 也包括 Gilbert 型乘法器。晶体管 59 的发射极在节点 N21 处与晶体管 60 的发射极连接, 节点 N21 连接到形成 V-I 转换器 14 的晶体管 53 的集电极, 并且输入信号+BB-Q。晶体管 61 的发射极在节点 N21 处与晶体管 62 的发射极连接, 节点 N12 连接到形成 V-I 转换器 14 的晶体管 54 的集电极, 并且输入信号-BB-Q。晶体管 59 的基极在节点 N24 处连接到晶体管 62 的基极, 并且向节点 N24 提供正 Q 分量本地振荡信号+ILO-Q。晶体管 60 的基极在节点 N23 处连接到晶体管 62 的基极, 并且向节点 N22 提供负 Q 分量本地振荡信号-ILO-Q。晶体管 60 的集电极在节点 N26 处连接到晶体管 62 的集电极, 而晶体管 61 的集电极在节点 N25 处连接到晶体管 59 的集电极。从节点 N25 输出正混频器输出+Imix_Q, 而从节点 N26 输出负混频器输出-Imix_Q。正混频器输出+Imix_Q 和负混频器输出-Imix_Q 形成电流形式的 RF-Q 分量信号 S16。

RF 信号组合器 17

第一混频器 15 和第二混频器 16 被配置为集电极开路(open collector)电路, 所以通过连接集电极, 可以配置 RF 信号组合器 17。也就是说, RF 信号组合器 17 包括节点 N17a 和节点 N17b。节点 N17a 连接到节点 N15 和节点 N25, 以电流形式将电流信号+Imix_I 和+Imix_Q 组合(相加), 并且输出形成电流形式 RF 信号 S17 的一部分的正 RF 调制信号+Imod。节点 N17b 连接到节点 N16 和节点 N26, 在电流方面将电流信号-Imix_I 和-Imix_Q 组合, 并且输出形成电流形式 RF 信号 S17 的一部分的负 RF 调制信号-Imod。

增益控制型放大器(GCA)18

在此实施例中, 作为调制器(MOD)10B 的一部分而被包括在内的 GCA 18 例如包括两个差分放大器 18A 和 18B。第一差分放大器 18A 具有两个 NPN 晶体管 65 和 66 以及负载 Z1。第二差分放大器 18B 具有两个 NPN 晶体管 67 和 68 以及负载 Z1。晶体管 65 和 66 的发射极共同连接在节点 N31 处, 节点 N31 连接到 RF 信号组合器 17 的节点 17a, 并且从节点 N17a 输入正 RF 调制

信号+Imod。晶体管 67 和 68 的发射极共同连接在节点 N35 处，节点 N35 连接到 RF 信号组合器 17 的节点 N17b，并且从节点 N17b 输入负 RF 调制信号 -Imod。晶体管 65 的基极和晶体管 68 的基极共同连接在节点 N32 处，而晶体管 66 的基极和晶体管 67 的基极共同连接在节点 N34 处。在节点 N32 和节点 N34 之间，输入用于控制 GCA 18 的增益的差分控制电压 +Vc 和 -Vc。在晶体管 65 的集电极和用于提供电源 Vcc 的电源线 100 之间连接了负载 Z1。类似地，在晶体管 68 的集电极和用于提供第一基准电源 Vcc 的电源线 100 之间连接了负载 Z1。晶体管 66 的集电极和晶体管 67 的集电极直接连接到电源线 100。从晶体管 65 的集电极和负载 Z1(71)连接到其上的节点 N33 输出正的放大后的信号 +S18，而从晶体管 68 的集电极和负载 Z1(72)连接到其上的节点 N36 输出负的放大后的信号 -S18。放大后的信号 S18 包括这些差分放大后的信号 +S18 和 -S18。

如上所述，在用于提供作为第一基准电位的电源 Vcc 的电源线 100 和作为第二基准电位的地之间，连接了 V-I 转换器 13 和 V-I 转换器 14，第一混频器 15 和第二混频器 16，以及 GCA 18。

电压-电流(V-I)转换单元 10A 和调制器(MOD)10B 的操作

接下来将说明 V-I 转换器 13 和第一混频器 15 的操作。当在 V-I 转换器 13 的晶体管 51 和 52 的基极之间向它们提供电压形式的基带 I 分量信号 BB-I 时，包括晶体管 51 和 52 和恒流源 I10 的差分放大电路放大信号 BB-I，并且晶体管 51 和 52 的集电极输出电流形式的差分基带信号 +I_BB I 和 -I_BB I。差分基带信号 +I_BB I 和 -I_BB I 形成图 2 示出的 I 分量 BB 信号 S13。根据上面所述，电压形式的基带同相 I 分量信号 BB-I 被转换成电流并且根据包括晶体管 51 和 52 的差分放大电路的放大度(degree of amplification)(注意，放大度=1 也被包括在内)而被放大。向形成第一混频器 15 的晶体管 55 和 56 的公共发射极部分(节点 N11)提供正 +I_BB I 信号。向形成第一混频器 15 的晶体管 57 和 58 的公共发射极(节点 N12)提供正 -I_BB I 信号。在第一混频器 15 中，向晶体管 55 和 58 的基极共同连接到其上的节点 N14 提供正 I 分量差分本地振荡信号 +ILO-I，而向晶体管 56 和 57 的基极共同连接到其上的节点 N13 提供负 I 分量差分本地振荡信号 -ILO-I。

接下来将说明第一混频器 15 和第二混频器 16 的操作。信号分量设置如下。

电流转换后的 BB 信号分量;

同相分量: $I_{BB I} = \cos \omega b$,

正交相位分量: $I_{BB Q} = \sin \omega b$

本地振荡信号分量(LO 分量);

同相分量: $I_{LO I} = \cos \omega lo$,

正交相位分量: $I_{LO Q} = \sin \omega lo$

在混频器 15 和 16 处生成的电流 I_{mix_I} 和 I_{mix_Q} 变为如以下等式所示:

$$I_{mix_I} = \cos \omega lo * \cos \omega b \quad \dots(11)$$

$$I_{mix_Q} = -\sin \omega lo * \sin \omega b \quad \dots(12)$$

将晶体管 55 和晶体管 57 的集电极的输出相加, 并且输出调制信号 $+I_{mix_I}$ 。类似地, 将晶体管 56 和晶体管 58 的集电极的输出相加, 并且输出调制信号 $-I_{mix_I}$ 。由等式(11)和(12), 混频器输出电流 I_{mod} 变为如以下等式所示:

$$\begin{aligned} I_{mod} &= (I_{mix_I}) + (I_{mix_Q}) \\ &= \cos(\omega lo + \omega b) \quad \dots(13) \end{aligned}$$

由等式 13 不证自明, 镜像信号分量($\cos(\omega lo - \omega b)$)被去除。将已经从中去除了该镜像分量的调制波(信号)提供给级联到混频器 15 和 16 的输出部分的 GCA 18, 并将其放大。

V-I 转换器 14 和第二混频器 16 的操作与上面所述类似。和 V-I 转换器 13 一样, 同样, 在 V-I 转换器 14 中, 当在晶体管 53 和 54 的基极之间向它们提供电压形式的基带 Q 分量信号 BB-Q 时, 信号 BB-Q 被放大, 并且晶体管 53 和 54 的集电极输出电流形式的差分基带信号 $+I_{BB Q}$ 和 $-I_{BB Q}$ 。差分基带信号 $+I_{BB Q}$ 和 $-I_{BB Q}$ 形成图 2 示出的 Q 分量 BB 信号 S14。如上所述, 电压形式的基带 Q 分量信号 BB-Q 被转换成电流, 并且根据包括晶体管 53 和 54 的差分放大电路的放大度(注意, 其包括放大度=1)而被放大。

按照与对 I 信号的调制相同的方式来调制 Q 信号。向晶体管 53 和 54 的两个基极提供 $VQ(Q)$ 信号并将其放大, 并且从集电极输出电流信号 $+I_{BB Q}$ 和 $-I_{BB Q}$ 。向形成混频器 16 的晶体管 59 和 60 的公共发射极提供正 $+I_{BB Q}$ 信号。向形成混频器 16 的晶体管 61 和 62 的公共发射极提供 $-I_{BB Q}$ 信号, 而向晶体管 59 和 62 的基极提供振荡信号 $+LO_Q$, 并且向晶体管 60 和 61 的基极提供 $-LO_Q$ 。将晶体管 59 和晶体管 61 的集电极输出相加, 并且输出调

制信号+Imix_Q。类似地,将晶体管 60 和晶体管 62 的集电极输出相加,并且输出调制信号-Imix_Q。

在 RF 信号组合器 17 的节点 N17a 处,将调制信号+Imix_I 和+Imix_Q 相加,由此获得+Imod RF 调制信号。在节点 N17b 处,将调制信号-Imix_I 和-Imix_Q 相加,由此获得-Imod RF 调制信号。向 GCA 电路 18 提供调制信号+Imod 和-Imod。

在 GCA 电路 18 中,改变差分控制电压+Vc 和-Vc 以改变 GCA 18 的增益,并且从晶体管 65 的集电极和晶体管 68 的集电极中取出增益控制的 RF 信号。GCA 18 也可以由稍后参照图 3 和图 5 说明的另一实施例利用其电路来进行配置。

如以上说明的那样,通过组合 GCA 18 作为调制器(MOD)10B 的一部分,不需要将来自 GCA 18 的电流形式的放大后的信号 S18 转换成电压,并且可以将电流信号输入到 RF-AGC 处理器 10C 中的第一 GCA 19。结果,用于将电压放大后的信号 S18 转换成电流的 I-V 转换电路、用于改变电压电平的射极跟随器电路等变得不必要。结果,可以减少所消耗的电流,并且可以减小半导体芯片上的面积。另外,从调制器(MOD)10B 到 RF-AGC 处理器 10C 的布线变得容易。此外,由于从 GCA 18 到第一 GCA 19 的放大后的信号 S18 是电流,因此可以避免由于在 GCA 18 和第一 GCA 19 之间的线路电容导致的信号劣化的问题,并且可以改善频率特性。

在图 2 示出的增益控制调制电路(GCA)10 中,通过使用双极型晶体管作为形成用于将基带电压信号转换成电流信号的 V-I 转换器 13 和 V-I 转换器 14 的晶体管的一个差分放大器来示出配置示例。然而,除了使用双极型晶体管以外,还可以通过使用如图 4 所示的包括 MOS 晶体管的 VI 转换电路来配置用于处理基带信号的 V-I 转换器 13 和 V-I 转换器 14。以这一方式,V-I 转换器 13 和 V-I 转换器 14 可以使用双极型晶体管、MOS 晶体管和其它适合于基带信号处理的晶体管。

第二实施例

图 3 是图 1 示出的增益控制型调制电路(GCA)10 中的电压-电流(V-I)转换单元 10A 和调制器(MOD)10B 的第二实施例的电路示例的视图。在图 3 的电路中,第一混频器 15、第二混频器 16 和 RF 信号组合器 17 与参照图 2 描述的电路相同。因此,将省略对第一混频器 15、第二混频器 16 和 RF 信号组合

器 17 的详细说明。在图 3 的电路中, 具有 V-I 转换器 13A 和 V-I 转换器 14A 的电压-电流(V-I)转换单元 10AA 以及具有第一差分放大器 18A1 和第二差分放大器 18B1 的增益控制型调制电路(GCA)18AA 在电路配置上与图 2 所示的电路配置不同。

在图 3 中, 对应于图 2 示出的电压-电流(V-I)转换单元 10A 的电压-电流(V-I)转换单元 10AA 具有 V-I 转换器 13A 和 V-I 转换器 14A。图 4 是图示通过 V-I 转换器 120 表示的、图 3 示出的 V-I 转换器 13A 和 V-I 转换器 14A 的电路配置的视图。在此电路配置中, V-I 转换器 120 包括两个 VI 转换电路, PMOS 晶体管 125 和 PMOS 晶体管 126 包括差分放大器, 并且从包括 NMOS 晶体管 121 和 122 的第一电流反射镜电路和包括 NMOS 晶体管 123 和 124 的第二电流反射镜电路输出电流转换输出信号。在对应于正基带信号的信号+Vin 被输入到其中的信号路径中, 恒流源 I120 的一端连接到基准电源 Vcc 的电源线 100, 并且恒流源 I120 的另一端连接到晶体管 125 的源极、处理器/放大器 127 的反相输入端(-)以及电阻器 129 的一端。向处理器/放大器 127 的非反相输入端(+)提供输入信号+Vin。处理器/放大器 127 的输出信号连接到晶体管 125 的栅极。晶体管 125 的漏极连接到源极接地的晶体管 121 的漏极和栅极。NMOS 晶体管 121 的栅极连接到形成电流反射镜电路的源极接地型 NMOS 晶体管 122 的栅极, 并且从晶体管 122 的漏极输出从电流转换的信号。形成电流反射镜电路的晶体管 121 和晶体管 122 的面积比(栅极宽度比)被设置为 1:m, 所以从晶体管 122 的漏极输出流经晶体管 121 的电流 m 倍的电流。在对应于负基带信号的信号-Vin 被输入到其中的信号路径中, 恒流源 I121 的一端连接到基准电源 Vcc 的电源线 100, 并且恒流源 I121 的另一端连接到 PMOS 晶体管 126 的源极、处理器/放大器 128 的反相输入端(-)以及电阻器 129 的另一端。向处理器/放大器 128 的非反相输入端(+)提供输入信号-Vin。处理器/放大器 128 的输出端连接到晶体管 126 的栅极。晶体管 126 的漏极连接到源极接地晶体管 123 的漏极和栅极。晶体管 123 的栅极连接到形成电流反射镜电路的源极接地的晶体管 124 的栅极, 并且从晶体管 124 的漏极输出从电流转换的信号。配置电流反射镜电路的晶体管 123 和晶体管 124 的面积比(栅极宽度比)被设置为 1:m, 所以从晶体管 124 的漏极输出流经晶体管 123 的电流 m 倍的电流。

接下来将说明 VI 转换电路 120 的操作。在处理器/放大器 127 的输入部

分处比较输入电压信号 $+V_{in}$ 和节点(端子)A处的电压,向配置差分放大器的晶体管126和晶体管125的栅极提供差分电压,并且调整电流使得源电压的节点A的电压变为等于输入电压信号 V_{in} 以进行反馈。类似地,在处理器/放大器128的输入部分处比较输入电压信号 $-V_{in}$ 和节点(端子)B处的电压,向晶体管126的栅极提供差分电压,并且调整电流使得节点B处的电压变为等于输入电压信号 $-V_{in}$ 以进行反馈。而且,改变差分输入电压($+V_{in}$ 和 $-V_{in}$)的电平,并将其输出到处理器/放大器127和128的节点A和B。结果,电阻器129将节点A和B之间的出现的电压差转换成电流。此电流即信号电流(AC)流经晶体管126、晶体管123、地、晶体管121、晶体管125和电阻器129。晶体管121和晶体管122形成电流反射镜电路,所以流到晶体管121的电流 m 倍的电流从晶体管122的漏极流出。类似地,流到晶体管123的电流 m 倍的电流从晶体管124的漏极流出。

如果使图4示出的输入信号 V_{in} 成为图3示出的基带I分量信号BB-I,则可以将V-I转换器120用作V-I转换器13A。类似地,如果使输入信号 V_{in} 成为基带Q分量信号BB-Q,则可以将V-I转换器120用作V-I转换器14A。在图3的V-I转换器13A中,输入电压信号 $V_{in}(V_I)$ 。结果,从晶体管122的漏极输出的电流转换信号($-I_{BB I}$)被提供给第一混频器15的节点N11。而且,从晶体管124的漏极输出的电流转换信号($+I_{BB I}$)被提供给第一混频器15的节点N12。类似地,在V-I转换器14A中,当提供电压信号 $V_{in}(V_Q)$ 时,电流转换信号被提供给第二混频器16的节点N21和节点N22。

当使用图4示出的VI转换电路120时,电流转换信号输出晶体管、即NMOS晶体管122和124的漏极被直接连接到形成混频器15和16的元件,即NPN晶体管55和56的发射极的连接点、NPN晶体管56和58的发射极的连接点、NPN晶体管59和60的发射极的连接点以及NPN晶体管61和62的发射极的连接点。当在基准电源 V_{cc} 的第一电源线100和第二基准电位即地(GND)之间连接包括V-I转换单元10AA、混频器15和16以及增益控制调制电路(GCA)18AA的电路时,VI转换电路120只需要NMOS晶体管122和124的漏极和源极之间的电压 V_{DS} 。可以使该电压较小,可以由混频器15和16以及增益控制调制电路(GCA)18AA来设置另一电压($V_{cc}-V_{DS}$),因此电路的设计余量变得更大。与此相伴随,可以使混频器15和16或增益控制调制电路(GCA)18AA的工作电压更大,所以具有线性区变得更宽的优点。

对混频器 15 和 16 的操作的说明与上面给出的相同, 因此将被省略。将省略对包括节点 N17a 和节点 N17b 的 RF 信号组合器 17 的说明。

首先将说明图 3 所示的增益控制调制电路(GCA)18AA。第二实施例特征在于: GCA 18AA 被配置为图 2 示出的调制器 10B 的一部分。配置 GCA 18AA 的第一 GCA 18A1 和第二 GCA 18B1 分别包括相同电路配置的差分放大器。第一 GCA 18A1 具有发射极共同连接在节点 N31 处的 NPN 晶体管 65 和 66、负载 Z1、电阻器 R1 和电阻器 R2。负载 Z1 包括电容元件 C1 和电感元件 L1。具有共同连接的发射极的晶体管 65 和 66 以及负载 Z1 在电路配置上与图 2 示出的第一差分放大器 18A1 相似。第二 GCA 18B1 具有发射极共同连接在节点 N32 处的晶体管 67 和 68、负载 Z1A、电阻器 R1A 和电阻器 R2A。负载 Z1A 包括电容元件 C1A 和电感元件 L1A。具有共同连接的发射极的 NPN 晶体管 67 和 68 与图 2 示出的第二差分放大器 18B 的晶体管相似, 但是负载 Z1A、电阻器 R1A 和电阻器 R2A 不同。第一 GCA 18A1 和第二 GCA 18B1 在负载 Z1 和负载 Z1A、电阻器 R1 和电阻器 R1A、以及电阻器 R2 和电阻器 R2A 上不同。

将正调制信号+Imod 从 RF 组合电路 17 的节点 N17a 提供给晶体管 65 和晶体管 66 的发射极被共同连接所在的节点 N31。晶体管 65 的集电极通过其中电容元件 C1 和电感元件 L1 并联连接的负载 Z1 连接到基准电源 Vcc 的电源线 100, 并且连接到电阻器 R2 的一端。从晶体管 65 的集电极取出输出电压+S18。晶体管 66 的集电极通过电阻器 R1 连接到基准电源 Vcc 的电源线 100, 并且连接到电阻器 R2 的另一端。类似地, 向晶体管 67 和晶体管 68 的发射极共同连接所在的节点 N35 提供负调制信号-Imod。晶体管 68 的集电极通过其中电容元件 C1A 和电感元件 L1A 并联连接的负载 Z1A 连接到基准电源 Vcc 的电源线 100, 并且连接到电阻器 R2A 的一端。从晶体管 68 的集电极中取出输出电压-S18。晶体管 67 的集电极通过电阻器 R1A 连接到基准电源 Vcc 的电源线 100, 并且连接到电阻器 R2A 的另一端。负载 Z1 和负载 Z1A 形成具有电容元件 C1 和电感元件 L1 以及电容元件 C1A 和电感元件 L1A 的并联谐振电路, 在期望频率处、例如通过负载 Z1 在 800MHz 的频率处以及通过负载 Z1A 在 2GHz 的频率处并联谐振, 充当用于取出载波(载波信号)的带通滤波器, 并且从增益控制调制电路(GCA)18AA 的输出端取出这些载波。

图 5 是用于说明图 4 示出的第一 GCA 18A1 和第二 GCA 18B1 的操作的

视图。图5示出的电路被图示为代表第一GCA 18A1和第二GCA 18B1的GCA 150。在GCA 150中，从混频器15和16输出的信号电流 I_{ob} 的输出端连接到节点N51，其中对应于NPN晶体管65和66或NPN晶体管67或68的NPN晶体管151和NPN晶体管152的发射极共同连接到所述节点N51上，NPN晶体管151的集电极通过对应于负载Z1和Z1A的负载Z1B(154)连接到基准电源 V_{cc} 的电源线100，并且连接到对应于电阻器R2和电阻器R2A的电阻器R2B(153)的一端。从晶体管151的集电极取出输出电压。NPN晶体管152的集电极通过电阻器R1B(155)连接到电源 V_{cc} ，并且连接到电阻器R2B(153)的另一端。也就是说，差分电路的输出电路具有pi(n)配置并且组合差分输出。

接下来将说明GCA电路150的电路操作。从晶体管151和152的公共发射极输入信号电流，并且改变控制电压 V_c ，由此该信号电流的衰减量改变。在GCA 150中，负载电路包括Z1B以及R2B和R1B，并且从晶体管151的集电极得到输出信号 V_o 。输出信号 V_o 由下面的等式来表示：

$$\begin{aligned} V_o &= \{Z1B/(R1B+R2B)\} \times I1B \\ &+ \{(Z1B+R2B)/R1B \times Z1B/(Z1B+R2B)\} \times I2B \\ &= R_{max} \times I_{ob} / [1 + \exp(-V_c/V_t)] + R_{min} \times \\ &I_{ob} / [1 + \exp(V_c/V_t)] \end{aligned}$$

其中，

$$R_{max} = Z1B \times (R1B + R2B) / (R1B + R2B + Z1B)$$

$$R_{min} = Z1B \times R1B / (R1B + R2B + Z1B)$$

$$V_c = V_{BE1} - V_{BE2}$$

$$V_t: \text{ Boltzmann(玻尔兹曼)常数} \quad \dots(14)$$

如果暂时设置输入电压为 $V_i=1$ 并且 $Z1B=R1B=R2B=I_{ob}=1$ 以方便理解GCA 150的特性，则增益G变成由下面的等式示出的值：

$$G = (2/3) / [1 + \exp(-V_c/V_t)] + (1/3) / [1 + \exp(V_c/V_t)] \quad \dots(15)$$

图6在曲线图上示出了当改变周围温度条件时作为控制电压 V_c 和增益特性的等式(15)的特性。横坐标示出以0.1V的步长在从-0.2V到+0.2V的范围内示出的控制电压 V_c 。此外，纵坐标以1dB的步长在从-3dB到-10dB的范围内示出增益(G)。所述增益是在使周围温度为-25°C、27°C和85°C并且改变控制电压 V_c 时得到的。如从图6的结果清楚的那样，通过用最大增益和最小增益进行限制而将增益控制的范围控制为有限宽度。而且，控制特性关于中心

增益基本上为点对称,在此示例中所述中心增益为-6dB。而且,在范围为-25°C到+85°C的温度处,所述特性存在极小的波动。实际上,在RF-AGC处理器10C中,在增益控制调制电路(GCA)18AA之后,放置包括第一GCA 19和第二GCA 20的两级增益控制调制电路。使这些增益控制调制电路重叠以便抵偿温度特性,并且获得良好的线性和温度特性。

第三实施例(发送装置)

当然,可以使用在示出详细电路配置的图1中图示的、作为第一实施例和第二实施例的增益控制调制电路(GCA)10,来代替在图7中示出并与SAW滤波器205、功率放大器206和双工器207组合的调制电路201,以便配置用于从天线208发出发送信号的通信(发送)装置200。这种通信(发送)装置200具有上述效果。

注意:作为本发明的实施例,说明了CDMA型增益控制调制电路(转换器),但是本发明不限于此通信系统。对于能够使用本发明的其它系统,其也是有效的。

第四实施例(接收装置)

上面给出了对通信装置的发送系统的调制电路的说明,但是本发明不应受限于此。显然,第一实施例和第二实施例的增益控制调制电路(GCA)也可以应用于通信装置的接收系统的解调电路,例如混频器电路及其外围电路。在此情况下,解调电路将高频信号转换成基带信号,所以从包括VCO 21和分频器22的本地振荡电路输出的本地振荡频率与在上述调制电路201中使用的振荡频率不同。

本领域技术人员应当理解:可以根据设计需要和其它因素进行各种修改、组合、子组合和变化,只要它们处于所附权利要求或其等同物的范围内即可。

相关申请的交叉引用

本发明包含有关2005年1月5日在日本专利局提交的日本专利申请第2005-000560号的主体,其全部内容通过引用而被合并于此。

10

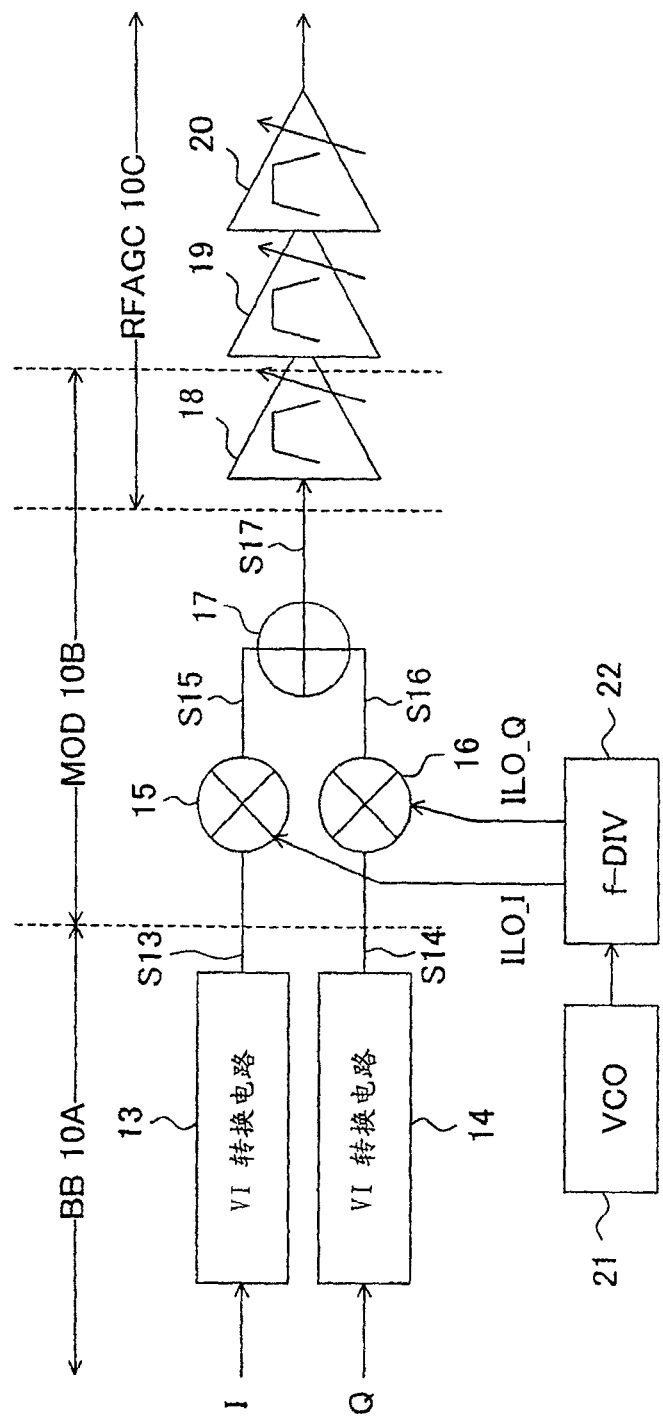


图 1

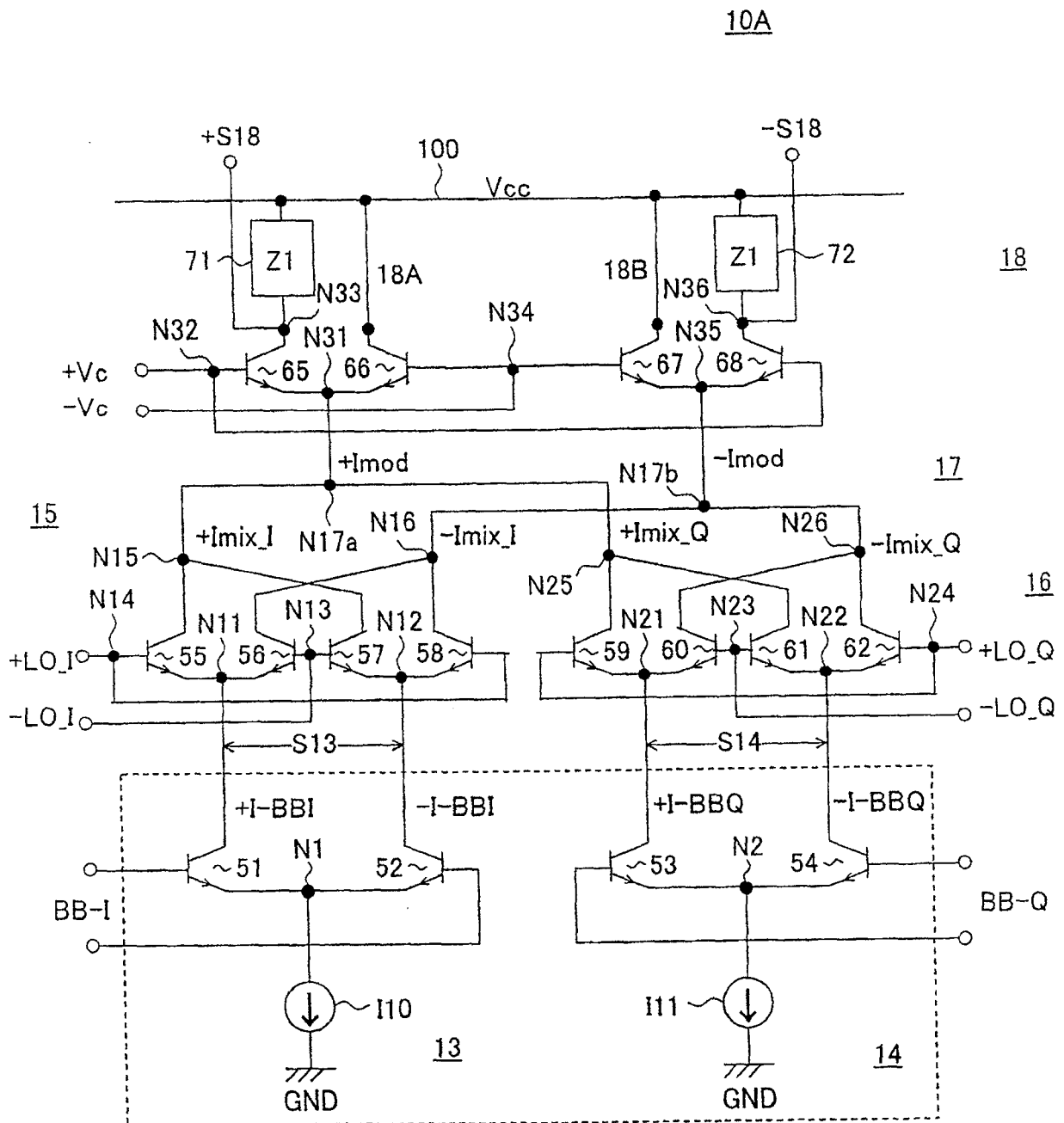


图 2

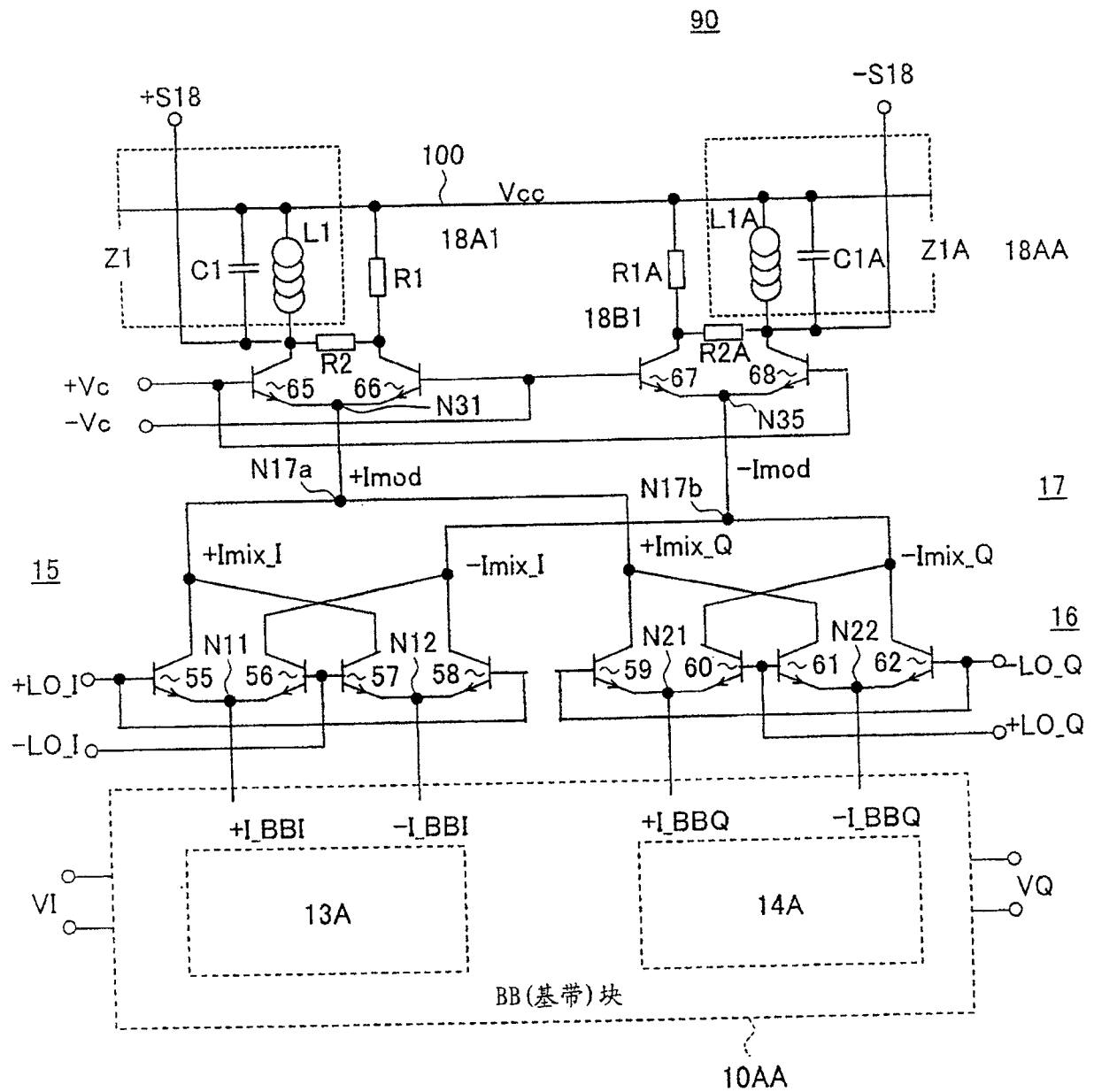


图 3

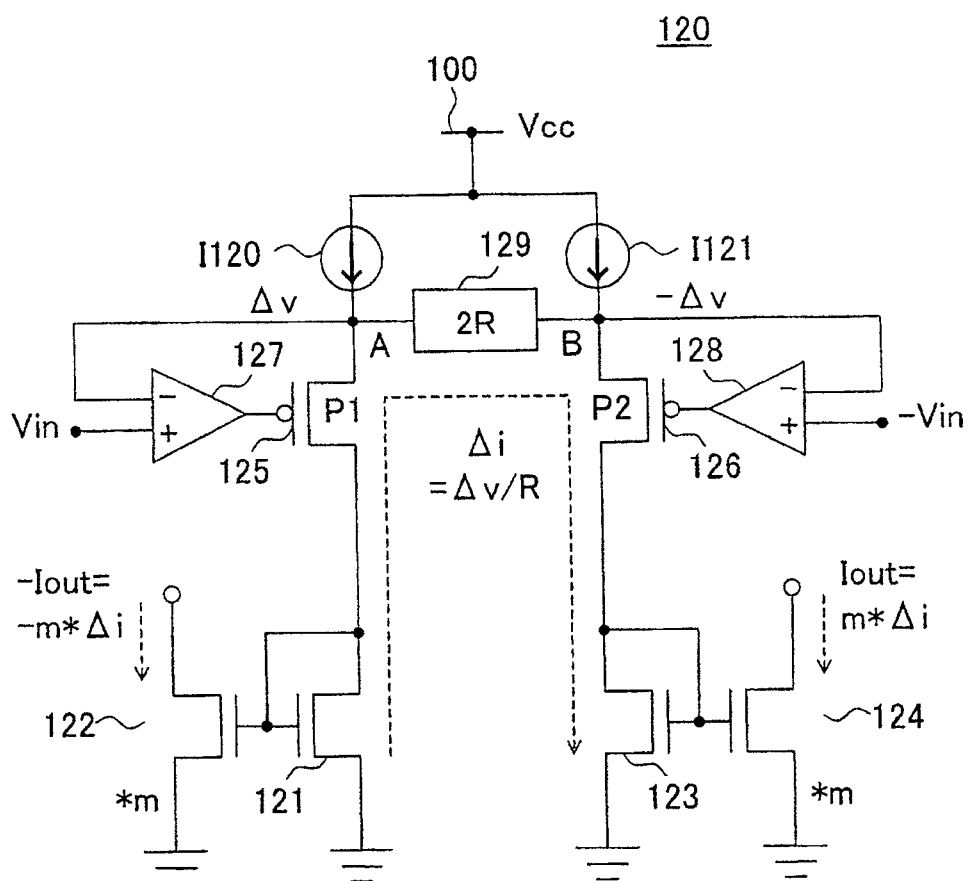


图 4

150

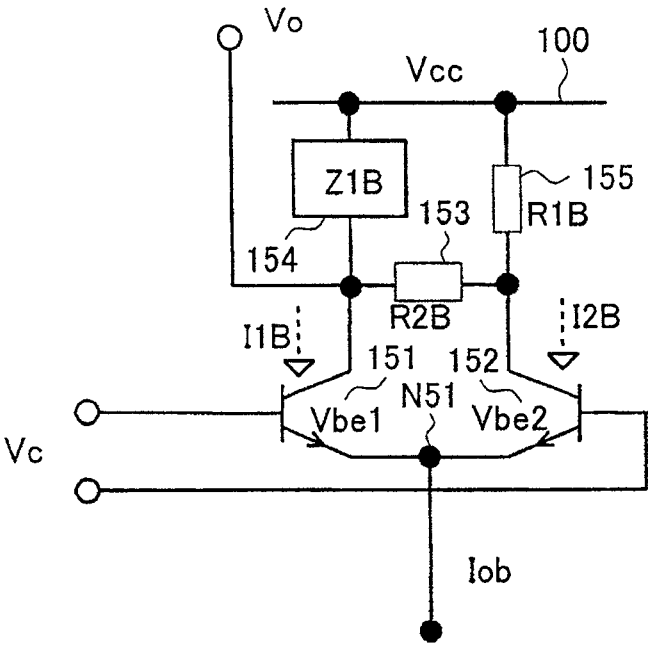


图 5

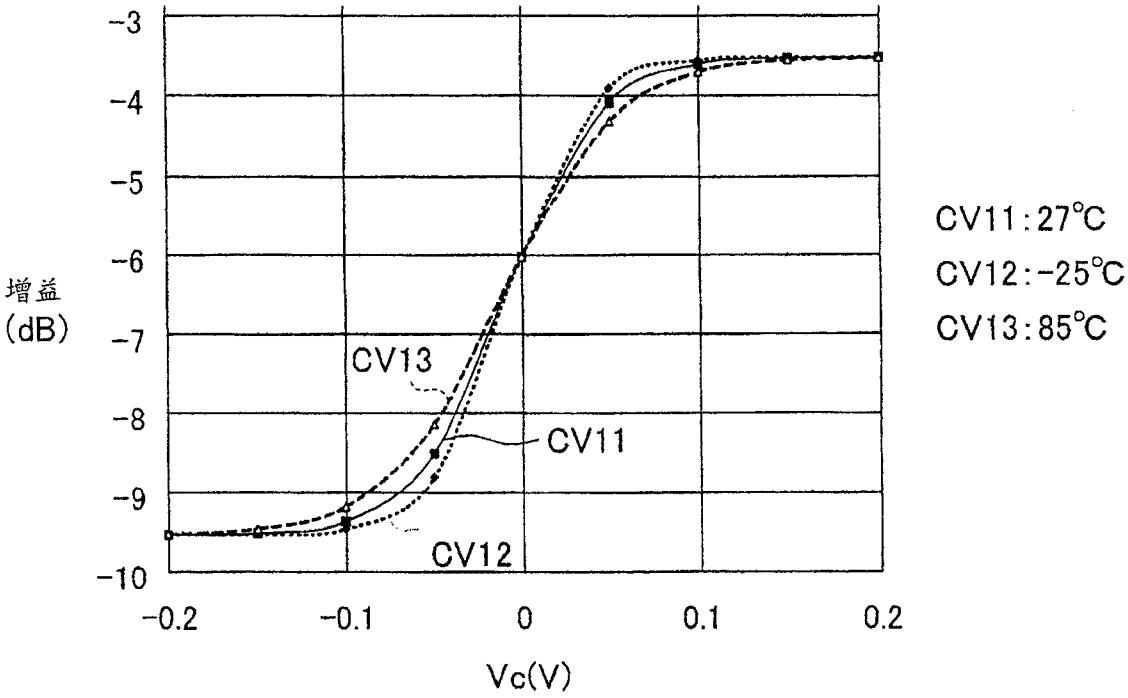


图 6

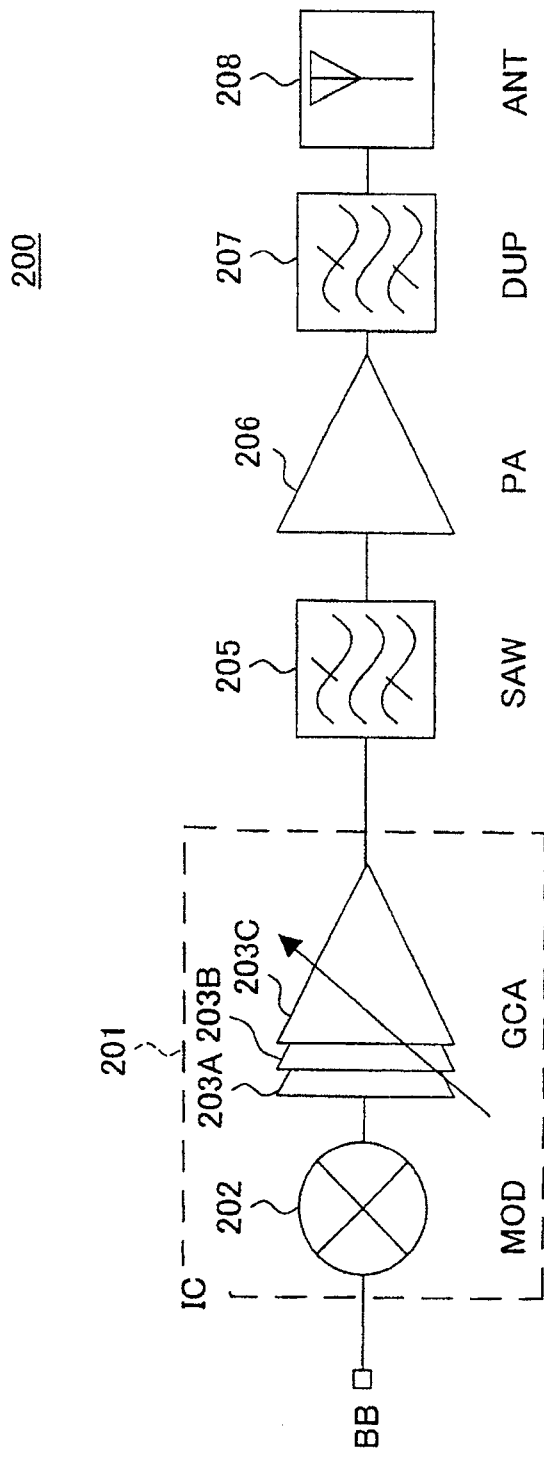


图 7

250

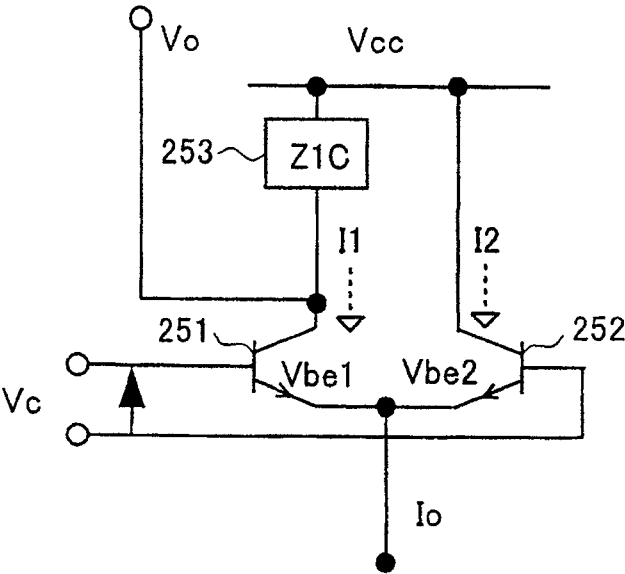


图 8

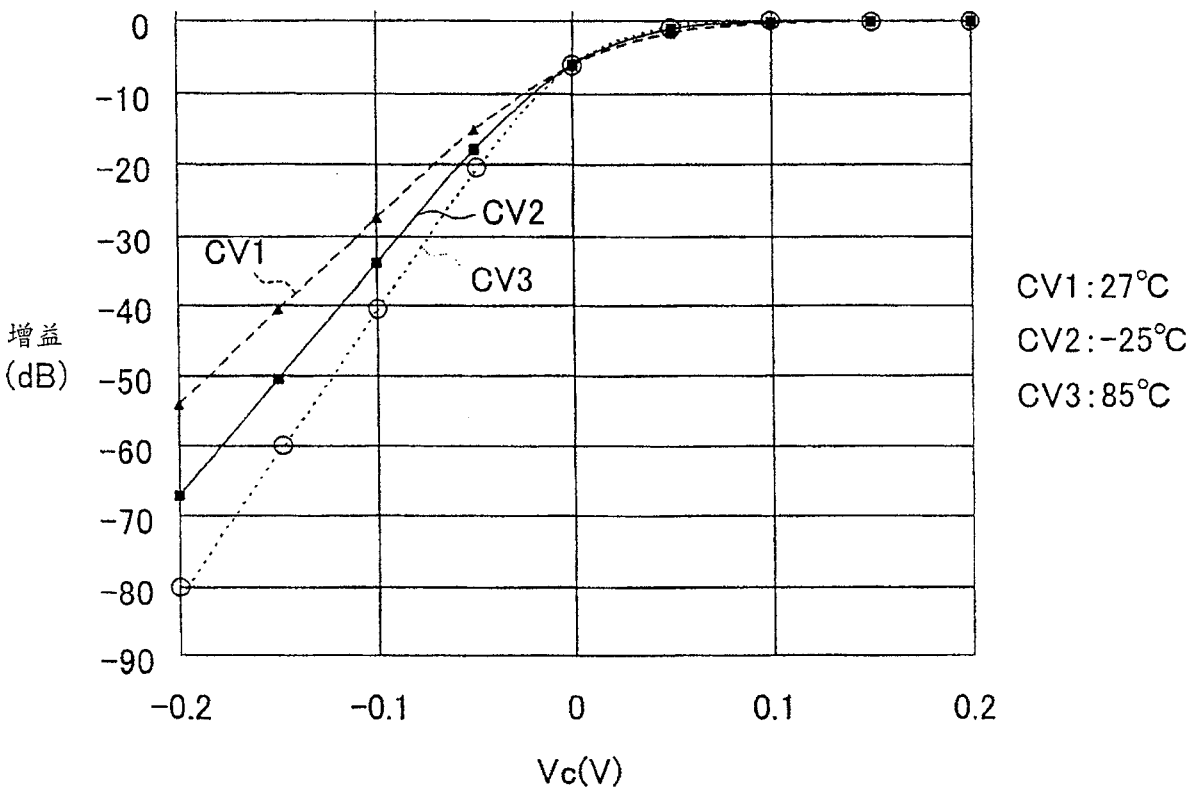


图 9