[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl[7]
H04B 1/06

[12]发明专利说明书

[21] ZL 专利号 95113109.5

[45]授权公告日 2001 年 10 月 3 日

[11]授权公告号 CN 1072413C

[22]申请日 1995.12.5
[21]申请号 95113109.5
[30]优先权
[32]1994.12.5 [33]JP [31]300531/1994
[73]专利权人 株式会社日立制作所
地址 日本东京
[72]发明人 山口力 五日市文典 樋口和俊
中川准一
[56]参考文献

US 3875571A	1975. 4. 1	G01S9/233
US 4618999A	1986.10.21	H04B1/04
US4439769A	1984. 3.27	G01S3/16
US4937580A	1990. 6.26	G01V03/12

审查员 冯晓明

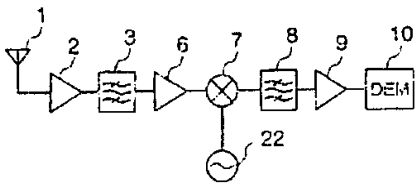
[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 王忠忠 叶恺东

权利要求书 2 页 说明书 11 页 附图页数 8 页

[54]发明名称 无线接收机

[57]摘要

一种无线接收机,包括天线、对通过该天线收到的任意接收信号进行放大的输 入放大器、把输入放大器放大的信号变换成规定频率的混频器、把由混频器变 频过的信号进行波形整形的限带制滤波器、对频带限制滤波器进行波形整形过 的信号进行放大,用限幅放大器进行限幅,把经限幅的信号进行解调的解调器 ;为使混频器电路不致由于过大的输入而产生失真,而在混频器电路的前级设 置有在使混频器电路不饱和的电平下动作的另一限幅电路。



ISSN1008-4274

权 利 要 求 书

1. 一种无线接收机，包括天线、对通过该天线收到的任意接收信号进行放大的输入放大器、把所述输入放大器放大的信号变换成规定频率的混频器、把由所述混频器变频过的信号进行波形整形的限带滤波器、对所述限带滤波器进行波形整形过的信号进行限幅的限幅器以及对经限幅器限幅过的信号进行解调的解调器；其特征在于为使该混频器电路不致由于过大的输入而产生失真，而在所述该混频器电路的前级设置有具有限幅功能的、在该混频器电路饱和的时刻工作的另一限幅装置。

2. 一种无线接收机，包括天线、对通过该天线收到的任意接收信号进行放大的输入放大器、把所述输入放大接收到的信号变换成第 1 频率的第 1 混频器、对由第 1 混频器变频过的信号进行放大的中频放大器、把所述中频放大器放大过的信号进一步变换成第 2 频率的第 2 混频器、对由所述第 2 混频器变频过的信号进行波形整形的限带滤波器、对所述限带滤波器进行波形整形过的信号进行限幅的限幅器以及对经限幅器限幅过的信号进行解调的解调器；其特征在于所述中频放大器具有在所述第 2 混频器开始饱和的时刻工作的限幅功能。

3. 根据权利要求 2 的无线接收机，其特征在于所述中频放大器没有所述限幅功能的情况下，即使对于在因过大的输入最初产生饱和而出现失真的电路即第 2 混频器之后第 2 次发生饱和产生失真的第 2 电路来说，在该第 2 电路的前级的任何电路中设置有所述限幅中频放大器那样的另一限幅装置。

4. 根据权利要求 1，2，3 任何一项的无线接收机，其特征在于所述限幅装置设置在一个产生失真的电路。

5. 根据权利要求 1 的无线接收机，其特征在于所述解调器是延迟检波方式。

6. 根据权利要求 2 的无线接收机，其特征在于所述解调器是延迟检波方式。

7. 根据权利要求 3 的无线接收机，其特征在于所述解调器是延迟检波方式。

8. 根据权利要求 1 的无线接收机，其特征在于所述接收信号是数字调制信号，所述限带滤波器是滚降滤波器。

9. 根据权利要求 2 的无线接收机，其特征在于所述接收信号是数字调制信号，所述限带滤波器是滚降滤波器。

10. 根据权利要求 3 的无线接收机，其特征在于所述接收信号是数字调制信号，所述限带滤波器是滚降滤波器。

11. 根据权利要求 5 的无线接收机，其特征在于所述接收信号是数字调制信号，所述限带滤波器是滚降滤波器。

说 明 书

无 线 接 收 机

本发明涉及移动通信的无线接收机，特别是涉及一种诸如使用限幅放大器具有延迟检波方式的数字无线接收机或 FM 接收机等的无线接收机。

图 1 表示了原来的数字无线接收机的方框图,低噪声放大器 2 放大从天线 1 输入的信号，带通滤波器 3 把不要的信号成分除去，然后由第 1 混频器 4 变频到第 1 中间频率，带通滤波器 5 只选择必要的信号；第 2 混频器 7 把信号变频到第 2 中频之后，滚降滤波器 8 进行波形整形，第 2 中频放大器 9 把来自滤波器 8 的输出信号进行放大,最后由解调器 10 解调。

下面详细说明使用图 1 的接收机时的问题，当由天线 1 收到的信号电平增大时，由多级限幅放大器构成的第 2 中频放大器 9 的信号从最后的限幅放大器开始被限幅，在接收电平增大的同时，第 2 中频放大器 9 的信号在各限幅放大级中按顺序从后级向前级逐次被限幅。这样，构成第 2 中频放大器 9 的限幅放大器把整个限幅信号电平定为 P0，若把使第 2 混频器 7 饱和的接收电平设为 P1，就设定电平 P1 大于电平 P0。因此，一旦接收电平达到 P1，滚降滤波器 8 的前级即第 2 混频器 7 开始饱和的同时，就发生传输失真，而使比特差错率变坏。图 3 中表示了图 1 的接收机的比特差错率对接收电平的特性曲线的一个例子，图 4 中表示了第 2 混频器 7 的输出对接收电平的特性的一例。一旦接收电平超过电平 P1，如图 4 所示，由于第 2 混频器 7 的输出信号饱和就开始失真，如图 3 所示，比特差错率急剧变坏。这种现象在便携机接近靠近基

地局等的发射机和接收机的状态下会频繁地发生，这在进行无线通信方面就成了使传输质量下降的主要原因。

作为解决上述问题的一种众所周知的手段是一面增大第 2 混频器 7 的消耗电流一面提高电源电压的方法，但是，第 2 混频器 7 和第 2 中频放大器 9 一般都被集成电路化，例如菲利浦公司制的「SA626」以及摩托罗拉公司制的「MC13156」之类的市售品等，用这些集成电路时，不能改变第 2 混频器 7 的直流偏值。

解决上述问题的其它几个公知例是众所周知的，典型的例子有日本公开专利 JP61222326，发明题目为“接收机 7”，该文献披露的方法是在图 1 所示的接收机的带通滤波器 5 和第 2 混频器 7 之间设置可变衰减器，并根据接收电平控制可变衰减器的衰减量．图 2 表示的是该文献的接收机的结构方框图，在该图中，实现与图 1 所示的接收机相同功能的主要元件标注同样编号，以下说明该文献中与图 1 之间的差别。

在该文献中，带通滤波器 5 和第 2 混频器 7 之间设置有可变衰减器 11，带通滤波器 8 的输出被输入到接在后面的第 2 中频放大器 9，同时用放大器 12 放大其一部分，再输入到检波器 13 检测接收电平．根据由检波器 13 检测到的接收电平来控制可变衰减器 11，在接收电平低的时候减小衰减量，而在接收电平高时增大衰减量．带通滤波器 8 的输出的一部分进一步被输入到相干检测器 14，进行相干检测．如上所述，通过控制可变衰减器 7 就能降低混频器 11 所产生的失真。

与图 2 类似的解决手段还有用可变增益放大器取代该图的可变衰减器 11。

这样，在图 1 所示的接收机中，在接收电平过大的情况下，就存在由于第 2 混频器 7 的失真使比特差错率恶化的问题，特别是

在使用市售集成电路的情况下问题更大。在把图 2 所示的接收机用于移动通信的情况下，当由于衰落等使电场强度急剧变化时，存在衰减器的控制不能跟踪其变化的问题。

鉴于这些问题，本发明的目的是提供一种即使在接收电平非常大的情况下也无需进行特别的控制就能保持良好的比特差错率且电路结构简单的接收机。

因此，为了解决上述的问题，本发明的无线接收机包括天线、对通过所述天线收到的任意接收信号进行放大的输入放大器、把所述输入放大器放大的信号变换成规定频率的混频器、把由所述混频器变换过的信号进行波形整形的限带滤波器以及对所述限带滤波器进行波形整形过的信号进行解调的解调器；在所述的天线和所述限带滤波器之间所设置的电路不会由于过大的输入而产生失真，本发明的接收机具有该电路的前级能使该电路以不饱和的电平动作的限幅功能。作为一个例子，在图 6 所示的第 1 混频器 4 和第 2 混频器 7 之间插入中频放大器 6，该中频放大器在某中频频段上在第 2 混频器 7 刚要饱和之前进行线性放大，同时具有不出现超过使第 2 混频器 7 饱和的电平的输出的功能。

也就是说，在无线接收机中，如果过大的输出使某个电路输出饱和的话(但是，是设置在由滚降滤波器进行频带限制之前的电路)，为防止其电路饱和而进行对规定电路的幅度限制，从而减少了传输失真，并减少了无线接收机的比特差错率。例如：在第 2 混频器 7 的前级插入所述中频放大器 6，如果限制向第 2 混频器 7 的输入，因为不管在多大的接收电平(包含过大的输入)之下第 2 混频器 7 的输入都受到限制，所以能够提高接收电平过大时的比特差错率特性。

在普通的使用滚降滤波器、限幅放大器和延迟检波的接收解

调方式中，当在滚降滤波器的前级进行限幅器作用(幅度限制)等的非线性操作时，会使差错率特性劣化，虽然未进行像本发明那样的非线性操作，但是，从后述的图 10 的结果可知，由于接收电平充分大，即信噪比充分大，再在滚降滤波器之前级设置限幅器就能使由于这种非线性操作引起的劣化甚微，因此，能够满足作为无线接收机整体所要求的差错率特性。

附图简要说明

图 1 是普通接收机电路方框图。

图 2 是另一种普通接收机电路方框图。

图 3 是图 1 的接收机的比特差错率特性。

图 4 是相对于原来的接收电平第 2 混频器的输出特性图。

图 5 是本发明的接收机电路方框图。

图 6 是优选实施例的接收机电路方框图。

图 7 是另一实施例的接收机电路方框图。

图 8 是又一个实施例的接收机电路方框图。

图 9 是相对于图 6 实施例的接收电平中频放大器的输出特性图。

图 10 是相对于接收电平的比特差错率特性图。

图 11 是实施例的中频放大器电路实例图。

图 12 是图 11 的中频放大器的输出电压波形图。

图 13 是另一中频放大器的电路实例图。

图 14A 是未进行限幅动作的状态下的中频放大器的输出电压波形图。

图 14B 是正在进行限幅动作的状态下的中频放大器的输出电压波形图。

图 15 是具有限幅功能的混频器的电路实例图。

以下按照实施例说明本发明.

图 5 是作为数字无线接收机的单信道超外差接收机的实施例，图 5 中，由天线 1 收到的信号用低噪声放大器 2 进行放大，带通滤波器 3 把不要的成分去掉之后，通过具有限幅功能的放大器 23 被输入到混频器 4，乘以本振信号 21 将其变换成中频，滚降滤波器 8 把经过变频的信号进行波形整形后，由限幅放大器 9 放大，最后用解调器解调. 放大器 23 的功能与后述的图 6 的放大器 6 的功能相同.

图 6 是另一作为数字无线接收机的双信道超外差接收机的一个实施例，图 6 中，由天线 1 收到的信号用低噪声放大器 2 进行放大,带通滤波器 3 把不要的成分去掉之后，由第 1 混频器 4 把所得到的信号乘以第 1 本振信号 21 将其变换成第 1 中频. 窄带带通滤波器 5 进一步只选出必要的信号，通过带通滤波器 5 的信号再经中频放大器 6 被送到第 2 混频器 7，后面要说明该中频放大器 6 的作用. 第 2 混频器 7 把被输入的信号与第 2 本振信号 22 相乘，将其变频成为第 2 中频,滚降滤波器 8 把经过变频的信号进行波形整形后，用由多级限幅放大器构成的第 2 中频放大器 9 放大，最后由解调器 10 解调.

图 7 是作为数字无线接收机的双信道超外差接收机的另一个实施例，图中，由天线 1 收到的信号用低噪声放大器 2 进行放大，带通滤波器 3 把不要的成分去掉之后，通过具有限幅功能的放大器 23 送到第 1 混频器，由第 1 混频器 4 把所得到的信号乘以第 1 本振信号 21 将其变换成第 1 中频. 窄带带通滤波器 5 进一步只选出必要的信号，通过带通滤波器 5 的信号再经中频放大器 6 被送到第 2 混频器 7，第 2 混频器 7 把被输入的信号与第 2 本振信号 22 相乘，将其变频成为第 2 中频，滚降滤波器 8 把经过变频的信号进

行波形整形后，用由多级限幅放大器构成的第 2 中频放大器 9 放大，最后由解调器 10 解调.

以下，用图 9 和图 10 来说明图 6 的实施例的动作和特征，这里,图 9 表示相对于按照本发明的中频放大器 6 的天线输入电平的输出特性，图 10 表示适用本发明的接收机的比特差错率特性。

在图 6 的接收机中，呈现图 9 所述的输入输出特性的中频放大器 6 设置在第 2 混频器 7 的前级，在图 9 中，电平 P2 是中频放大器 6 进行限幅动作的输出电平．在图 4 中，若设从天线 1 到带通滤波器 5 的总增益为 G，那么，当第 2 混频器 7 饱和时，输入到第 2 混频器 7 的信号电平就用 P1+G 来表示．也就是说，由于中频放大器 6 的最大输出 P2 是 P2≤G，所以即使在接收信号很高的时候也只能输出小于 P1+G 的电平 P2，因此，第 2 混频器 7 的失真引起的比特差错率特性的劣化受到抑制，从而，如图 10 所示，使比特差错率特性得到改善.

当对图 3 和图 10 的特性用 10^{-6} 的比特差错率来比较时，在图 3 中接收电平是从-89dBm~-15dBm 的范围，而在图 10 中为-96 dBm ~0dBm 的范围，可以看到在大输入的区段上的改善是很大的．而且，作为图 10 的附带的效果是，即使在接受信号很弱的情况下，由于插入了中频放大器提高了增益，同时改善了接收系统的整体信噪比,从而提高了比特差错率特性.

图 5 和图 7 的中频放大器 6 的功能与图 6 的中频放大器 6 的功能一样，即放大器 23 防止图 5 和图 7 的混频器 4 的饱和，这样就能实现比图 10 更进一步的比特差错率特性的改善.

图 8 是本发明的另外的实施例，与图 6 的实施例一样，图 8 是一个在第 1 中频级中设置有中频放大器 6 的接收机，只是改变了图 6 接收机的带通滤波器 5 和中频放大器 6 的顺序，各个方框的

功能是相同的。但是，因为存在带通滤波器 5 的插入损耗，所以在中频放大器 6 的限幅动作范围内必须提高上述的插入损耗部分。

在本实施例中，虽然说明了对第 2 混频器 7 输入信号的幅度限制，当然无须多说，即使适用于第 1 混频器也具有与图 5 和图 7 一样的效果。总之，如果由于过大的输入使电路输出饱和的话，即使在滚降滤波器进行频带限制之前，也能进行为防止对该电路的那种过大的输入的幅度限制，所以，就能减少该输出饱和了的电路中的传输失真等，就能减少无线接收机的比特差错率。但是，从无线接收机的结构来说，最好考虑对第 2 混频器进行幅度限制。下面，表示具有限幅作用的中频放大器 6 的具体实例，并对它的工作加以说明。

图 11 是使用 npn 型晶体管差分电路的实施例，把同形状的晶体管 Q1 和 Q2 配成对，各集电极经电阻 Rc 与电压 Vcc 相接，各发射极经电阻 R_E 接在共同的恒流源 I_E 的一端，恒流源 I_E 的另一端接地 GND。通过电阻 R_B 分别把电压 V_B 加在基极上，晶体管 Q1 的基极经电容器 C1 与输入端 15 相连，电容器 C2 把晶体管 Q2 的基极高频接地。晶体管 Q3 的集电极接有电源电压 Vcc，其发射极经电阻 R1 接地，同时，经电容器 C3 接在输出端 16 上，其基极接在晶体管 Q2 的集电极上，单独考虑时，晶体管 Q1 和 Q2 都是共发射极放大电路，其增益大约是 $Rc/2R_E$。晶体管 Q3 构成射极跟随器，其增益大约为 1。由晶体管 Q1 和晶体管 Q2 构成的差分电路把从输入端 15 经电容器 C1 输入到晶体管 Q1 基极的信号放大，并从晶体管 Q3 的发射极经电容器 C3 输出到输出端 16，下面说明该电路的动作。

在图 11 中，因为无信号时的晶体管 Q1 和晶体管 Q2 中流过的电流各为 $(1/2)I_E$，所以，晶体管 Q3 的集电极即节点 P 的电位 Vp 是

$Vcc-(1/2)I_E \cdot Rc$，因此，在输入到输入端 15 的信号的幅度小的情况下，节点 P 的电压波形在 $Vcc-(1/2)I_E \cdot Rc$ 附近随输入信号变动。在把幅度大的信号输入到输入端 15 而晶体管 Q1 的基极电位向正方向变大时，电流 I_E 就流过晶体管 Q1，因为这时晶体管 Q2 的电流为 0,所以节点 P 的电位 Vp 大约等于 Vcc，因此，输入大的正向振幅时的 Vp 的波形的上部就被限于 Vcc。另一方面，如果晶体管 Q1 的基极电位向负方向变大时，由于晶体管 Q1 的基极和发射极之间成了反向偏值，所以晶体管 Q1 的电流为 0，电流 I_E 流过晶体管 Q2。因此，这时的 $Vp=Vcc-I_E \cdot Rc$，所以在输入大的负向幅度时的 Vp 的波形的下部就被限制在 $Vcc-I_E \cdot Rc$。从上述可知，输入电平高时的 Vp 的波形就成了图 12 所述的那样，并通过晶体管 Q3 被输出到输出端 16。这样就能实现限幅动作，因为其限幅电平取决于 $I_E \cdot Rc$，所以，把它设定在第 2 混频器的饱和电平以下。

作为具有限幅作用的中频放大器 6 的其它实施例，还可以用二极管，图 13 是把两个二极管相互反向地与共基极放大电路并联连接的例子，晶体管 Q4 的集电极经电感 L1 与电源电压 Vcc 相接，其基极经电阻 R2 接在电源电压 Vcc 上，并经电阻 R3 接地 GND，发射极也接地 GND。即：用虚线围起来的电路 17 是共发射机放大电路，电阻 R1 和 R2 决定工作点。二极管 D1 的阳极与晶体管 Q4 的集电极连接，其阴极接电源电压 Vcc，二极管 D2 与二极管 D1 反向连接。从输入端 15 输入的信号通过电容器 C4 被输入到晶体管 Q4 的基极，经共发射极放大电路 17 放大后通过电容器 C5 和变压器 T1 送到输出端 16。下面说明该电路例的工作。

使二极管 D1 和二极管 D2 导通，设电流开始急剧流通时的阳极和阴极间的电压为 V_D，当降低输入电平使输出电压波形的幅度低于 V_D 时，二极管 D1 和二极管 D2 上几乎没有电流流过，可以把

二管 D1 和二极管 D2 的阻抗认为是无限大，因此图 13 的电路作为单个的共发射极放大电路工作，输出波形变成图 14A 所示的那样。当提高输入电平使输出电压波形的正向幅度超过 V_D 时，二极管 D1 导通，集电极电位被限制于大约为 $Vcc+V_D$，同样，输出电压波形的负向幅度超过 V_D 时，二极管 D2 导通，集电极电位被限制于大约为 $Vcc-V_D$。在此，因为所限定幅度的大小只取决于二极管的 V_D，所以，就能调整变压器 T1 使幅度与第 2 混频器的饱和电平一致，这样，就能实现限幅动作。

图 15 是使混频器具有限幅功能的实施例，作成为差分对的晶体管 Q5 和 Q6 的基极分别经电阻 R6 接电源 V1，晶体管 Q6 的基极经电容器 C9 接地，晶体管 Q5 的基极经电容器 C7 接在端子 19 上。两个晶体管的发射极接在晶体管 Q7 的集电极上，晶体管 Q5 的集电极接电源 Vcc，晶体管 Q6 的集电极经电感 L2 与电源 Vcc 连接。电容器 C8 以及相互反极性连接的二极管 D3、D4 与电感 L2 并联，另外，晶体管 Q6 的集电极经电容器 C10 接在变压器 T2 的初级绕组上，该变压器 T2 的次级绕组成了可变支路，该可变支路连接输出端 20。晶体管 Q7 的发射极接地，其基极经电容器 C6 连接端子 18，同时接到一端与电源 Vcc 相接的电阻 R4 和一端接地的电阻 R5。

下面说明图 15 的实施例的动作，晶体管 Q5 把用加在端子 18 的第 1 信号调制过的电流送到晶体管 Q5 和 Q6 的发射极，晶体管 Q5 和 Q6 根据输入到端子 19 的第 2 信号进行切换动作，从而产生第 1 信号、第 2 信号以及它们的频率的和频与差频的信号。通常是用接收混频器来取出差频信号，而在本实施例中，是用由电感 L3 和电容器 C8 构成的谐振器来取出差频信号，该差频信号的幅度受二极管 D3 和二极管 D4 的导通电压 V_D 限制，经限幅过的混

频器输出被设定为后级电路不发生失真的电平，并由变压器 T2 输出到端子 20。因此，即使输入到接收机的输入电平变大，也能和已经描述过的实施例一样,比特差错率不会变坏。

作为具有限幅作用的中频放大器 6 的其它实施例，也可以采用与被组装在市售集成电路(如菲利浦公司的 SA626)的第 2 中频放大器 9 内的限幅放大器同样的电路，这种情况下，把中频放大器 6、第 2 混频器 7 和第 2 中频放大器 9 集成在一片芯片中，就能使接收机进一步小型化。

从以上说明的图 6 的实施例的动作和图 10 所示的比特差错率改善的结果可知，在本发明的数字无线通信用接收机中，当接收信号大到某种程度时，即使在频带限制用滚降滤波器之前的前级电路中进行限幅，也不会降低实用的比特差错率。由此可知,如图 2 所示，对于低噪声放大器 2、第 1 混频器 4 和第 2 混频器 7 的电路来说，只要使一个电路或一个以上的电路具有限幅功能，第 2 混频器 7 就不失真，从而可以实现本发明的目的。

因为输入到天线的信号的幅度由后级电路逐级放大使幅度增大，通常后级电路会饱和，在原来例的图 1 中，通常最初是第 2 混频器 7 饱和，天线输入电平进一步变高时，例如第 1 混频器 4 饱和，这时，只要使低噪声放大器 2 具有不使第 1 混频器 4 饱和的限幅功能或是使第 1 混频器 4 本身具有使输出不饱和的功能，即使对于比图 6 的实施例更大的电平的输入也能防止比特差错率特性的劣化。在这种情况下，第 2 电路对应于第 1 混频器。

从上面的说明可知，图 5-图 8 的实施例是针对单信道超外差接收和双信道超外差接收的实施例，但是对于三信道超外差接收也适用本发明的方案，也能改善输入过大时的比特差错率。

可以清楚的是即使把以上的实施例作为对付原来的用限幅放

大器的 FM 接收机的输入过大的手段也是有效的。

以上的实施例对接收机作了说明，显然，对于设有接收机和发射机的移动无线设备的接收器也是可以适用的。

按照以上的实施例，由于大幅度地改善了输入过大时的比特差错率，即使在发射机和接收机接近的状态下使用，也达到具有优良性能的效果。

按照以上的实施例，由于电路结构简单，所以能实现小型而价廉的接收机。

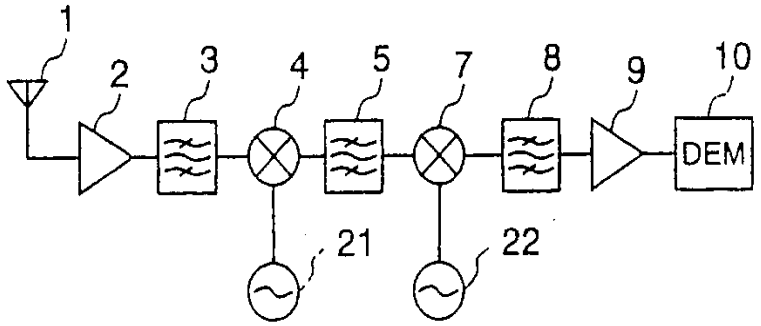


图　1
现有技术

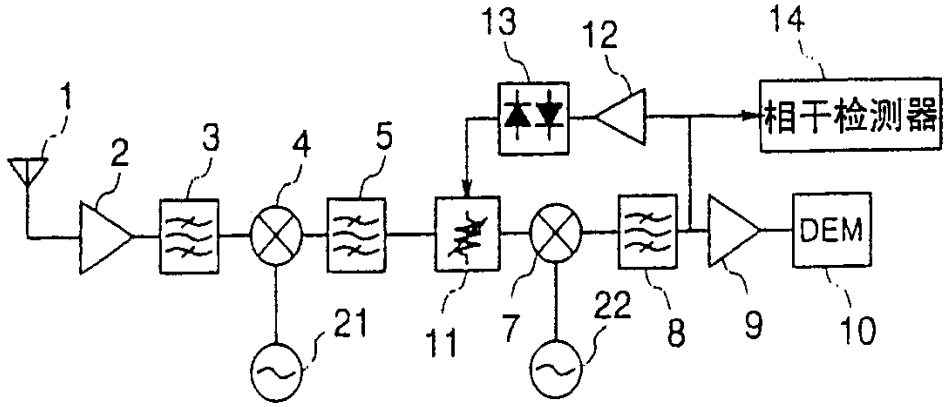


图　2
现有技术

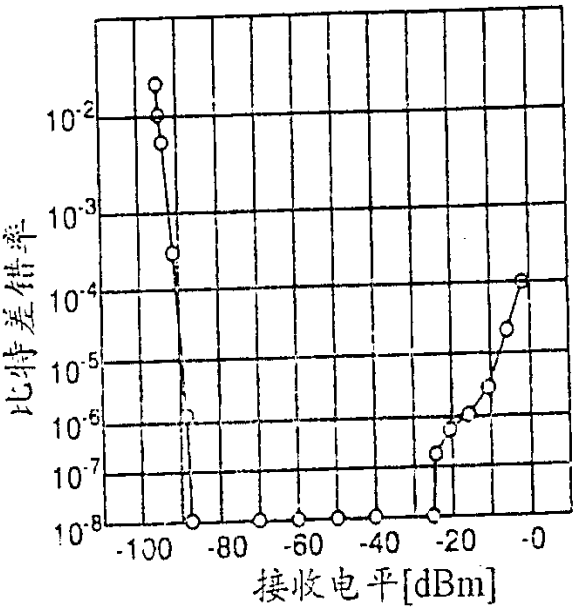

比特差错率
10^{-2}
10^{-3}
10^{-4}
10^{-5}
10^{-6}
10^{-7}
10^{-8}
-100
-80
-60
-40
-20
-0
接收电平[dBm]

图 3

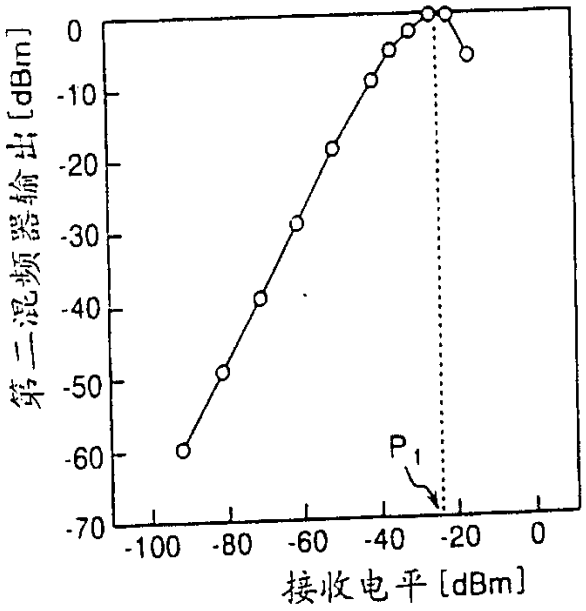

第二混频器输出[dBm]
0
-10
-20
-30
-40
-50
-60
-70
P_1
-100
-80
-60
-40
-20
0
接收电平[dBm]

图 4

现有技术

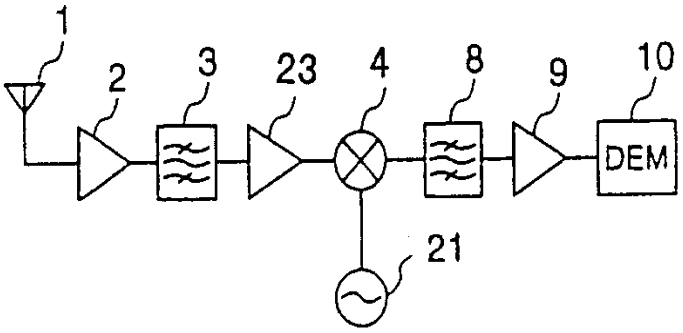


图 5

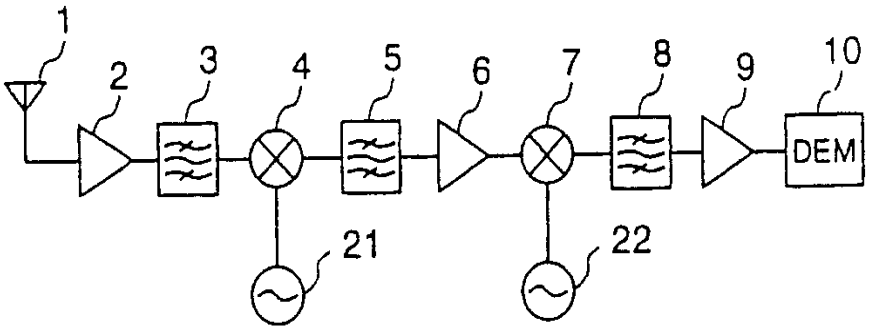


图 6

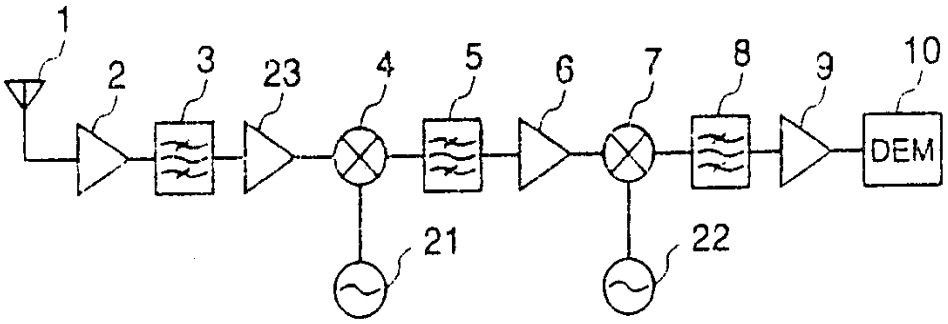


图 7

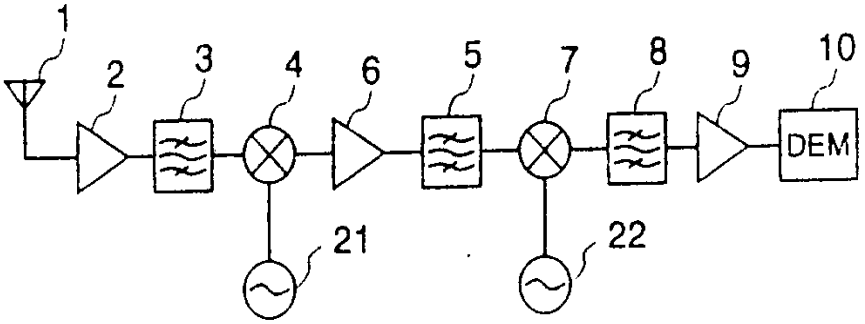


图 8

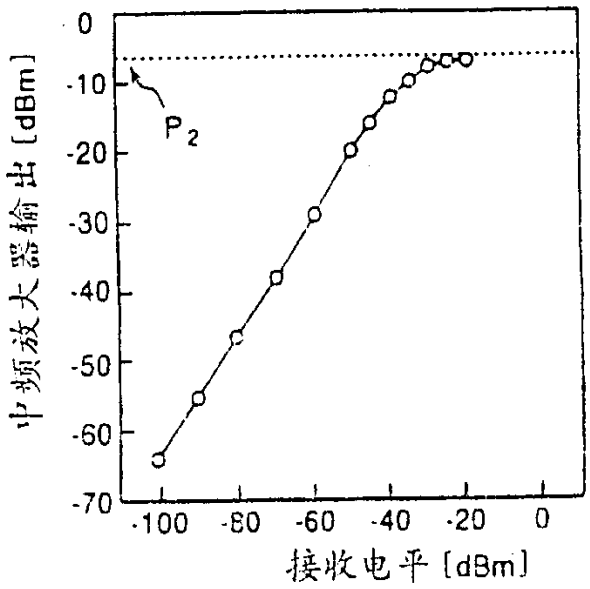

0
-10
-20
-30
-40
-50
-60
-70
P2
-100
-80
-60
-40
-20
0
中频放大器输出[dBm]
接收电平[dBm]

图 9

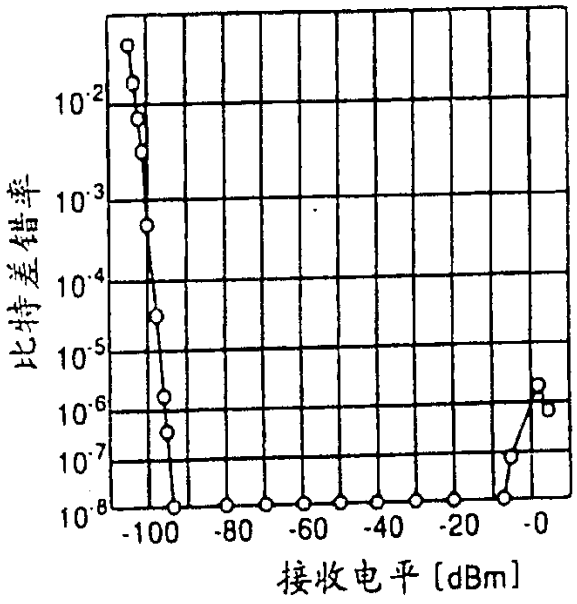

10-2
10-3
10-4
10-5
10-6
10-7
10-8
-100
-80
-60
-40
-20
-0
比特差错率
接收电平[dBm]

图 10

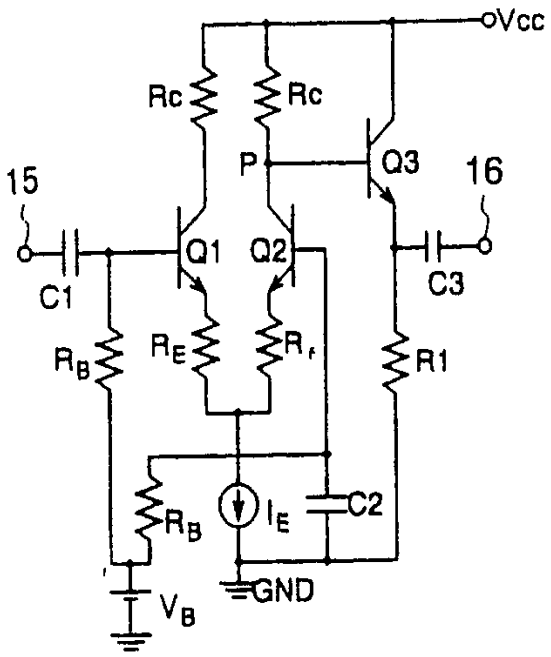

Vcc
Rc
Rc
P
Q3
15
16
Q1
Q2
C1
C3
R_B
R_E
R_f
R1
R_B
I_E
C2
GND
V_B

图 11

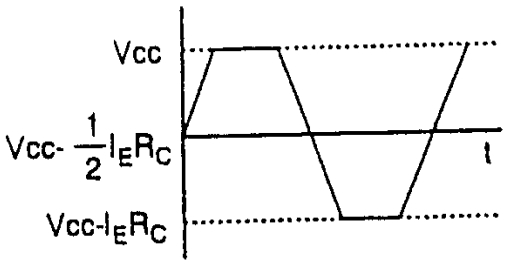

Vcc
Vcc- $\frac{1}{2}I_ER_C$
t
Vcc-I_ER_C

图 12

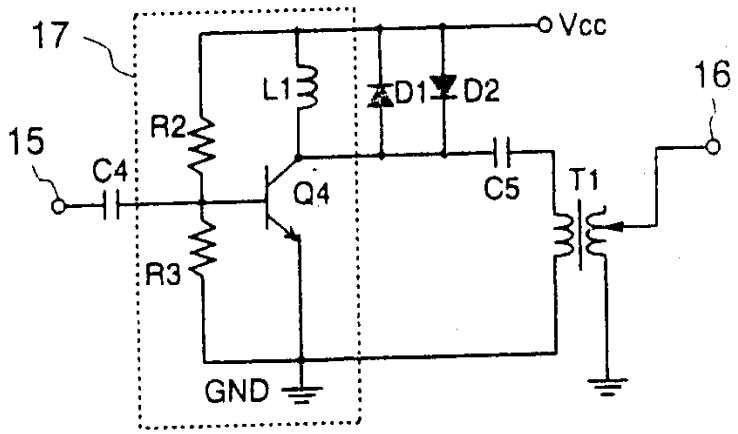


图 13

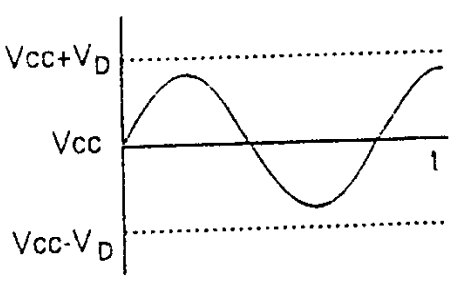


图 14A

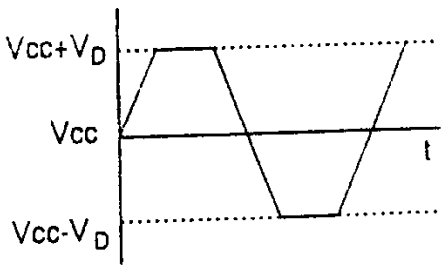


图 14B

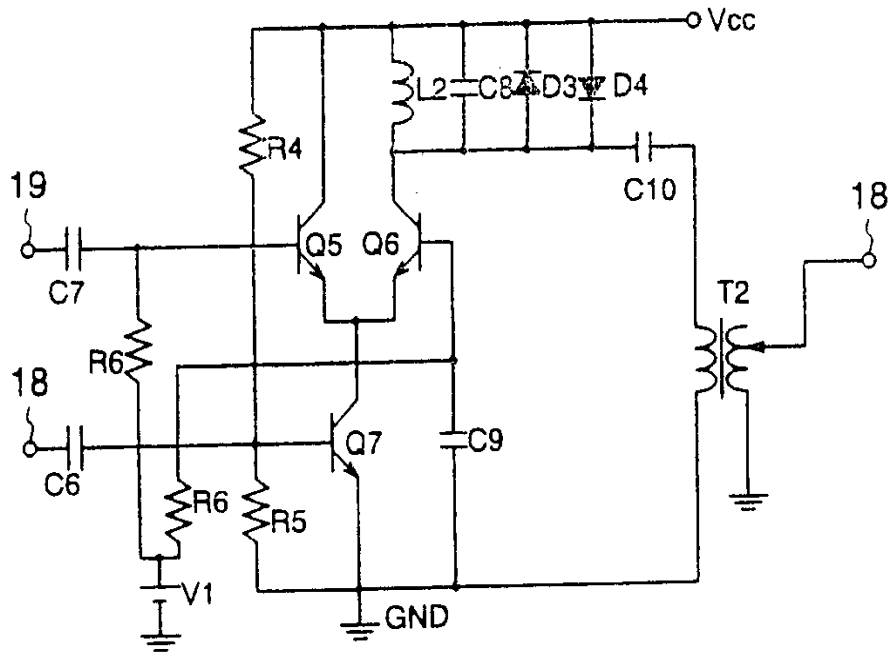


图 15