

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[ 51 ] Int. Cl<sup>7</sup>

H04J 13/00

H04B 1/30 H04B 1/50



# [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 01123191.2

[45] 授权公告日 2004 年 11 月 3 日

[11] 授权公告号 CN 1174575C

[22] 申请日 2001.6.8 [21] 申请号 01123191.2

[30] 优先权

[32] 2000. 6. 8 [33] JP [31] 172449/2000

[71] 专利权人 日本电气株式会社

地址 日本东京都

[72] 发明人 市原正贵

审查员 张 琳

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

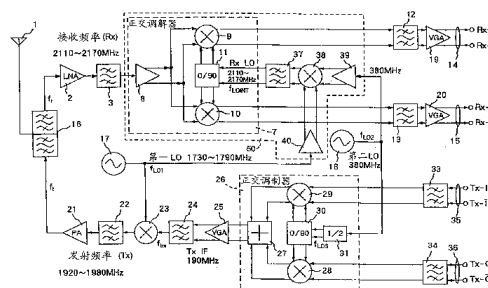
代理人 李亚非

权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 4 页

[54] 发明名称 直接变换接收机和无线电收发两用机

[57] 摘要

一种直接变换系统的接收机，它使由接收信号和用于正交解调器的本振信号之间的干扰引起的一系列问题得到缓解。发射信号的载频用  $f_t$  表示，且接收信号的载频用  $f_r$  表示，同时发射与接收信号的载频之间的频率间隔用  $f_s (= f_r - f_t)$  表示，第一和第二本地振荡器分别地产生具有频率  $f_{LO1} \approx f_t - f_s$  和  $f_{LO2} \approx 2 \cdot f_s$  的第一和第二本振信号。一个混频器混和第一和第二本振信号以产生一个内部本振信号，它是频率分量之和。内部本振信号被送到接收部分的一个正交解调器。混频器和带通滤波器集成在作为正交解调器的同一个 LSI 码片中。



1. 用在无线电装置中的并且把输入其中的接收信号直接地变换成基带信号的一种直接变换接收机, 所述无线电装置在发射过程和接收过程中使用不同的频率, 所述接收机包括:

5 一个用来产生具有第一本振频率  $f_{L01}$  的第一本振信号的第一本地振荡器;  
一个用来产生具有第二本振频率  $f_{L02}$  的第二本振信号的第二本地振荡器;  
一个用来对第一本振信号和第二本振信号进行混频, 以产生与接收载频相等的内部本振信号的内部本振信号发生器, 其中所述内部本振信号发生器包括一个用来对第一本振信号和第二本振信号进行混频的混频器, 以及一个用来对所述混频器的输出进行频带限制的带通滤波器;

10 一个根据内部本振信号完成对接收信号的正交解调过程, 以产生基带信号的正交解调器, 其中, 所述正交解调器与内部本振信号发生器被安排在同一个大规模集成电路中, 本振信号在包含正交解调器的大规模集成电路码片的内部产生, 并且本振信号不输出到该大规模集成电路码片之外, 其中, 至少混频器和带通滤波器被安排到作为正交解调器同一个大规模集成电路码片中, 所述用来对基带信号进行频带限制的带通滤波器被连接在所述正交解调器的输出端;

其中所述无线电装置的发射信号的载频用  $f_t$  表示, 接收信号的载频用  $f_r$  表示, 发射与接收信号的载频之间的频率间隔为  $f_s = |f_r - f_t|$ ,

20 当  $f_r > f_t$  时, 所述第一本振频率  $f_{L01}$  满足  $f_{L01} \approx f_t - f_s$ , 同时所述第二本振频率满足  $f_{L02} \approx 2 \cdot f_s$ , 并且内部本振信号的频率是第一本振频率与第二本振频率之和,

当  $f_r < f_t$  时, 第一本振频率  $f_{L01}$  满足  $f_{L01} \approx f_t + f_s$ , 同时第二本振频率  $f_{L02} \approx 2 \cdot f_s$ , 并且内部本振信号的频率是第一本振频率与第二本振频率之差。

25 2、一种使用不同的发射和接收频率, 并且把从天线输入其中的接收信号直接地变换成接收基带信号的无线电收发两用机包括:

30 一个用来产生具有第一本振频率  $f_{L01}$  的第一本振信号的第一本地振荡器;  
一个用来产生具有第二本振频率  $f_{L01}$  的第二本振信号的第二本地振荡器;  
一个用来对第一本振信号和第二本振信号进行混频, 以产生一个与接收载频相等的内部本振信号的内部本振信号发生器, 其中所述内部本振信号发生器

包括一个用来把一本振信号与第二本振信号进行混频的第二混频器，和一个用来对所述第二混频器的输出进行频带限制的带通滤波器；

5 一个用来根据内部本振信号完成对接收信号进行正交解调，以产生基带信号的正交解调器，其中，所述正交解调器与内部本振信号发生器被安排在同一大规模集成电路中，本振信号在包含正交解调器的大规模集成电路码片的内部产生，并且本振信号不输出到该大规模集成电路码片之外；其中，至少混频器和带通滤波器被安排到作为正交解调器同一个大规模集成电路码片中，所述用来对基带信号进行频带限制的带通滤波器被连接在所述正交解调器的输出端以将经过频带限制的发射基带信号送到所述的正交解调器；

10 一个用来对第二本振信号进行 2 分频以产生第三本振信号的分频器；

一个用来利用第三本振信号对发射基带信号进行正交调制，以产生一个中频信号的正交调制器；

一个用来把中频信号与第一本振信号进行混频以产生一个发射信号的混频器；其中

15 发射信号的载频用  $f_t$  表示，接收信号的载频用  $f_r$  表示，并且发射和接收信号之间的载频间隔是  $f_s = |f_r - f_t|$

当  $f_r > f_t$  时，第一本振频率  $f_{L01}$  满足  $f_{L01} \approx f_t + f_s$ ，同时第二本振频率  $f_{L02}$  满足  $f_{L02} \approx 2 \cdot f_s$ ，且内部本振信号的频率是第一本振频率和第二本振频率之和，

20 当  $f_r < f_t$  时，第一本振频率  $f_{L01}$  满足  $f_{L01} \approx f_t + f_s$ ，同时第二本振频率  $f_{L02}$  满足  $f_{L02} \approx 2 \cdot f_s$ ，且内部本振信号的频率是第一本振频率与第二本振频率之差。

## 直接变换接收机和无线电收发两用机

## 5 技术领域

本发明涉及一种直接变换接收机，或者更具体地说涉及适用于发射频率和接收频率彼此不同，且发射和接收是同时地完成的通信系统的一种直接变换接收机，以及包含一个上述类型的直接变换接收机的无线电收发两用机（即发射机--接收机）。

## 10 背景技术

在最近几年里，注意力被吸引到应用于 W-CDMA（宽带码分多址）系统等等的通信系统的直接变换接收机上，在这种接收机中，通过天线接收到的射频信号被直接变换为基带信号。

下面，以用于一种 W-CDMA 系统的直接变换接收机为例对其进行描述。

## 15 但是，在叙述本直接变换接收机前，将首先介绍一下 W-CDMA 系统自身。

在 W-CDMA 系统中，发射和接收是同时地完成的，且发射频率和接收频率是彼此不同的。发射载频和接收载频之间的差值被称为载频间隔。按照现行的 W-CDMA 系统的标准，一个 W-CDMA 终端设备，即一个无线电收发两用机，具有下面的频率结构：

20 接收载频  $f_r$ ：

2110MHz 到 2170MHz

发射载频  $f_t$ ：

1920MHz 到 1980MHz

载频间隔  $f_s (= f_r - f_t)$ ：

## 25 190MHz

首先，将描述在 W-CDMA 系统中用作一个终端设备的无线电设备（即，无线电收发两用机）的通常结构的实例。图 1 显示一个通常结构的例子，它采用一个单一的超外差系统作为接收机的构成。

在图 1 所示的无线电收发两用机中，用来分离发射信号和接收信号的天线共用器 16 被连接到天线 1 上。低噪声放大器（LNA）2、用来去掉镜像频率信号的带通滤波器 3、混频器 4、用于中频（IF）的带通滤波器 5 和可变增益放大器（VGA）6 被依次连接到用于接收信号的天线共用器 16 的输出端，且可

变增益放大器 6 的一个输出被送到正交解调器 7。无线电收发两用机包括用来产生一个第一本振信号的第一本地振荡器 17 和用来产生第二本振信号的第二本地振荡器 18。第一本振信号被送到混频器 4。

正交解调器 7 包括用来放大输入给正交解调器 7 中的输入信号的放大器 8，  
5 用来接收作为输入的第二本振信号并产生一个同相 (I) 分量和一个由同相分量  
做  $90^\circ$  (即  $\pi/2$ ) 变换产生的正交 (Q) 分量的相位分离电路 11，用来把放  
大器 8 的输出与相位分离电路 11 的同相分量相乘的乘法器 9，以及用来把放  
大器 8 的输出与相位分离电路 11 的正交分量相乘的乘法器 10。这里  $\pi$  当然是圆  
10 周的周长与圆周的直径之比。乘法器 9 的输出被作为接收基带 I 信号 14 通过带  
通滤波器 12 送到外面。乘法器 10 的输出被作为接收基带 Q 信号 15 通过带通  
滤波器 13 送到外面。

同时，在发射部分，正交调制器 26、用于中频的可变增益放大器 25、用于  
中频的带通滤波器 24、混频器 23、用于去掉镜像成分的带通滤波器 22 和功率  
放大器 (P A) 21 被依次连接在一起。功率放大器 21 的输出作为一个发射信  
15 号被送到天线共用器 16 的一个端。发射基带 I 信号 35 通过带通滤波器 33 被送  
到正交调制器 26，并且发射基带 Q 信号 36 通过带通滤波 34 送到正交调制器 26。  
正交调制器 26 包括用来把由第二本地振荡器 18 产生的第二本振信号进行 2 分  
频以产生一个第三本振信号的分频器 31、把接收到的分频器 31 的输出信号作  
为其输入信号并产生一个同相 (I) 分量和一个由同相分量变换  $90$  度 ( $\pi/2$ )  
20 而形成的正交 (Q) 分量的相位分离电路 30、用来把带通滤波器 33 的输出与相  
位分离电路 30 产生的同相分量相乘的乘法器 29、用来把带通滤波器 34 的输  
出和相位分离电路 30 产生的正交分量相乘的乘法器 28、以及用来把乘法器 28 和  
乘法器 29 的输出相加并把相加的结果作为正交调制器 26 的输出加以输出的加  
法器 27。发射基带 I 信号具有一个峰值分量，其相位与第三本振信号的相位是  
25 相同的，且发射基带 Q 信号具有一个峰值分量，其相位与第三本振信号的相位  
正交。

在无线电收发两用机中，接收信号是通过天线 1 接收的，并且由天线共用  
器 16 进行分离，从接收信号中去掉发射信号成份。经过分离的接收信号用低  
噪声放大器 2 进行放大，并输入到带通滤波器 3 以去掉镜像成份。镜像成份是  
30 一种在频率轴上处于与接收信号关于本振频率相对称的位置的频率成分。镜像

成分必须被带通滤波器 3 充分地去掉，否则，当信号通过混频器 4 进行下变频变换时，它会泄漏到与信号相同的频带中，已被去掉镜像信号成分的接收信号通过混频器 4 与第一本振信号进行混频并且下变频以生成一个接收中频信号。

第一本振信号由上述的第一本地振荡器 17 产生，并且如实例所示，第一本振信号的频率（第一本振频率  $f_{L01}$ ）是大体上比发射载频  $f_t$  低发射载频间隔  $f_s$ （=190MHz）。换言之，

第一本振频率  $f_{L01}$  ( $\approx f_t - f_s$ ):

1730MHz 到 1790MHz。

因此，下变频的中频信号的中心频率  $f_{fm}$  由下式给出

$$10 \quad f_{fm} = f_r - f_{L01} \approx f_r - f_t + f_s = f_s + f_s = 2 \cdot f_s$$

且是大体上等于 380MHz，它是发射—接收载频间隔的 2 倍。

中频信号被送到带通滤波器 5 进行频带限制，然后通过可变增益放大器 6 放大到用于正交解调所需要的电平。放大后的信号被送到正交解调器 7 与第二本振信号进行正交解调，以产生一对接收基带信号，一个同相分量（接收基带 I 信号）和一个正交分量（接收基带 Q 信号）。

第二本振信号是通过上述的第二本地振荡器 18 产生的，且在本实例中，第二本振信号的频率（第二本振频率  $f_{L02}$ ）是大体上等于 2 倍的发射—接收载频间隔  $f_s$ （190MHz） 即

第二本振信号  $f_{L02} \approx 2 \cdot f_s = 380\text{MHz}$

20 且大体上等于中频信号的中心频率  $f_{fm}$  。

在正交解调器 7 的内部，相位分离电路 11 用第二本振信号产生一个同相分量和一个正交分量，且同相分量和正交分量通过乘法器 9、10 与中频信号相乘以产生各自的接收基带信号。

接收基带信号通过带通滤波器 12、13 进行频带限制，并且分别地作为接收基带 I 信号 14、接收基带 Q 信号 15 送到后面的信号处理电路（未画出），以便通过信号处理电路完成接收信号的数据解码。

在对接收部分的结构和处理过程进行了描述后，接收部分的频率构成与发射部分的构成是紧密地联系在一起的，因此，对发射部分的操作过程也将进行描述。

30 在发射部分，一组由前面的信号处理电路（未画出）通过对发射数据进行

处理产生的发射基带 I 信号 35 和发射基带 Q 信号 36 被输入并通过用于发射基带的带通滤波器 33、34。带通滤波器 33、34 分别地对发射基带 I 信号 35 和发射基带 Q 信号 36 进行频带限制。经过带宽限制的发射基带信号被输入正交调制器 26，在正交调制器中完成对这些信号的正交调制。

- 5 正交调制器 26 使用由其中的分频器 31 对第二本振信号的频率 (=380MHz) 进行 2 分频而产生的第三本振信号。第三本振信号的频率  $f_{L03}$  是

$$f_{L03} = f_{L02}/2 \approx 2 \cdot f_s/2 = f_s (190\text{MHz})$$

- 在正交调制器 26 内部，相位分离电路 30 用第三本振信号产生一个同相分量和一个正交分量。同相分量和正交分量分别地通过乘法器 29、28 与发射基带 I 10 信号和发射基带 Q 信号相乘，并且相乘的结果通过加法器 27 相加，以产生发射中频信号。发射中频信号的中心频率  $f_{tm}$  大体上等于  $f_s$ ，即

$$f_{tm} \approx f_s = 190\text{MHz}$$

- 发射中频信号被用可变增益放大器 25 放大到所需要的电平，然后，在通过带通滤波器 24 从发射中频中去掉发射带宽以外的无用波后，它被送到混频器 15 23。混频器 23 把第一本振频率和发射中频信号进行混频，使发射中频信号上变频到发射频带。第一本振频率原来设为  $f_{L01} \approx f_t - f_s$ ，其中  $f_t$  是发射载频， $f_s$  是发射—接收载频间隔，且显然如果第一本振频率  $f_{L01}$  与发射中频的中心频率  $f_{em} \approx f_s$  相加，以进行频率变换，就能得到正确的发射频率。

- 由混频器 23 进行上变频产生的发射信号被送到带通滤波器 22，通过这个 20 滤波器把发射频率带宽以外的无用波，例如由混频器 23 非故意地产生的镜像频率成分，从发射信号中去除掉。然后，从带通滤波器 22 出来的发射信号通过功率放大器 21 放大到预先确定的发射输出电平，并通过天线共用器 16 和天线 1 发射出去。

- 这里需要指出的是，第一本振频率  $f_{L01}$  和第二本振频率  $f_{L02}$  被以上述的方式 25 进行处理，只有二个本发明振荡器 17、18 可以被用来产生发射和接收所需要的所有的本振信号。本说明使用术语“substantially (大体上地)”和符号“ $\approx$ ”，比如第一本振频率  $f_{L01}$  被设定以便使之“大体上地”等于  $f_t - f_s$ ，这是因为没有必要使  $f_{L01}$  精确地等于  $f_t - f_s$ ，对于那些受过训练的本领域技术人员而言这是显而易见的，为了使频率达到规定的发射频率带宽或接收频率带宽，基 30 带信号本身精确地频率带宽必须考虑。因此，在本说明中，就调制与解调而言

频率转换是允许的，且频率变换能够按照本说明中的电路描述来完成。

使用单一超外差系统的通常结构在上文中做了描述。虽然普通结构仍充分地发挥作用，但是如果它希望在未来跟上 LSI（大规模集成电路）的发展，以降低成本和减少无线电设备的元件数量的话，它有以下的一些问题。

- 5 1) 为了使接收机得以在输入混频器 4 之前去掉镜像成分，一个陡峭的去除镜像滤波器被要求作为带通滤波器 3。为此，它不可避免地要使用一个无源元件，比如一个 SAW（声表面波）滤波器或者一个介质滤波器。因此，带通滤波器 3 是不适宜用 L S I 码片来构造的。
  - 2) 同时，用于中频部分的带通滤波器 5 完成信道的选择，且也必须使用一个陡峭的无源元件比如一个 SAW 滤波器或一个介质滤波器来构成带通滤波器  
10 5。因此，带通滤波器 5 是不适用一个 LSI 码片来构成的。
  - 3) 在中频部分中的可变增益放大器 6 是一个高频电路，因此，把可变增益放大器 6 合并到一个 LSI 码片中以使将其与基带单元集成在一起是困难的。
- 一种可能的克服上述问题的对策是采用直接变换接收机。参照图 2 将介绍这种  
15 接收机的一个例子。图 2 是一个在接收部分采用直接变换的无线电收发两用机的结构方框图。

图 2 所示的无线电收发两用机与图 1 所示的收发两用机相比具有一种改变了的结构，即它不包括混频器 4、用于中频的带通滤波器 5 和用于中频的可变增益放大器 6，取而代之的是包括分别地在用于基带的带通滤波器 12、13 的输  
20 出端提供的可变增益放大器 19、20，且经过用来去掉镜像频率成分的带通滤波器 3 的接收信号按照原来的样子被输入到正交解调器 7。而且，由第一本地振荡器 17 产生的第一本振信号的频率  $f_{LO1}$  是不同的，且不是第二本振信号而是第一本振信号被送到正交解调器 7 的相位分离电路 11 中。发射部分的结构以及第二本地振荡器 18、天线 1、天线共同器 16 和低噪声放大器 2 的结构与图 1  
25 中所示的无线电收发两用机是相同的。但是，发射部分中第一本振信号的频率不同的。

具体地说图 2 所示的无线电收发两用机与图 1 中所示的无线电收发两用机的区别在于当一个接收信号通过适中的带通滤波器 3 后，被直接地由正交解调器 7 变换到接收基带信号。这里，陡峭的去除镜像滤波器是不需要的，正交解  
30 调器 7 用第一本振信号作为一个本振信号产生接收基带信号。

象图 1 所示的无线电收发两用机一样, 第一本振信号是由第一本地振荡器 17 产生的。因此, 在图 2 所示的实例中, 第一本振信号的频率  $f_{L01}$  大体上等于接收载频  $f_r$ , 具体地说第一本振频率  $f_{L01}$  ( $\approx f_r$ ):

2110MHz 到 2170MHz

5 在正交解调器 7 内部, 通过使用相位分离电路 11 由第一本振信号产生一个同相分量和一个正交分量, 并且同相分量和正交分量通过乘法器 9、10 分别地与接收信号相乘, 以产生接收基带信号。因此, 由正交解调器 7 输出的信号在与内部的本振信号的相位相同时接收信号的分量具有一个峰值, 且在与内部本振信号的相位正交时接收信号的分量具有另一个峰值。

10 接收基带信号被送到用于基带的带通滤波器 12、13 进行带宽限制, 并且可变增益放大器 19、20 放大到所要求的电平, 分别地作为接收基带 I 信号 14 和接收基带 Q 信号 15 送到后面部分的一个信号处理电路 (未画出), 以便由信号处理电路可以完成对接收数据的解码。

在发射部分, 其结构本身图 1 中所示的相似。但是, 由于第一本振信号的  
15 频率 (第一本振频率  $f_{L01}$ ) 被用接收载频  $f_r$  所替代, 混频器 23 以下面的方式进行工作。具体地说, 由于第一本振频率  $f_{L01}$  是大体上等于  $f_r$ , 且发射中频信号的中心频率  $f_{tm}$  是大体上等于发射-接收载频间隔  $f_s$ , 混频器 23 选取一个关于它们的差值的频率。具体地说, 虽然  $f_{L01} - f_s \approx f_r - f_s$ , 由于  $f_s$  最初是  $f_s = f_r - f_t$ , 在这里也是如此, 显然通过混频器 23 进行上变频产生的发射信号是一个  
20 正确的发射信号。

虽然, 普通的直接变换接收机的结构在上文中作了描述, 它具有下面的一些问题。这些问题是由这一事实引起的, 即由于第一本地振荡器产生的第一本振信号的频率大体上等于接收载频。因此, 在这些问题涉及直接变换的地方是不可避免的。

25 4) 第一本振信号可能会通过天线共用器 16, 天线 1 辐射出去。辐射出来的第一本振信号对其他的接收机产生干扰。

5) 第一本振信号可能会泄漏到接收信号中。在这种情况下, 从正交解调器 7 中输出的接收基带信号出现一个不稳定的直流偏移, 并引起可变增益放大器的饱和或者数字解码的错误。

30 6) 当其直接位于通信基站下时, 接收信号有时具有很高的强度, 并且由于

非常强的输入信号的干扰致使第一本地振荡器工作不稳定。

如上文所述，普遍的直接变换接收机存在由于本振信号的泄漏向设备外辐射无用电磁波、由于从外面输入非常强烈的接收信号扰乱本地振荡器的工作，以及由于本振信号泄漏到接收信号中而引起正交解调器的输出出现直流偏差的问题。

#### 发明内容

本发明的一个目的是提供一种直接变换接收机和一种无线电收发两用机（发射机—接收机），它们能够解决前文所述的问题，并且同时地完成接收和发射，从而在发射频率与接收频率是彼此不同的系统中实现对接收机和无线电收发两用机的简化。

作为缓解前文所述的普通直接变换接收机的一系列问题的一种方法，用一个本地振荡器的振荡频率代替接收载频是有效的，并且更进一步在一个包含正交解调器的一个 LSI 码片中产生一个本振信号是有效的，这个本振信号具有一个大体上等于接收载频的频率，结果是本振信号不会输出至 LSI 码片的外部。这种结构缓解了如上面第 4)、5)、6) 段中所描述的由信号之间的干扰引起的那些问题，因为易受外界非常强烈的接收信号的影响的本地振荡器如今已不再包括在接收机内，并且用来使具有大体上等于接收载频的本振信号通过的一个印制线路如今也不再包括在接收机内部。

因此，基于如上所述的这种概念，本发明提供一种装置，使之在一个包含正交解调器的 LSI 码片的内部产生一个本振信号成为可能。

具体地说，根据本发明，为了使接收到的射频信号进行直接变换，一个直接变换接收机包含一个用来产生具有第一本振频率  $f_{L01}$  的第一本振信号的第一本地振荡器；一个用来产生具有第二本振频率  $f_{L02}$  的第二本振信号的第二本地振荡器；一个用第一本振信号和第二本振信号进行混频的产生一个与接收载频相等的内部本振信号的内部本振信号发生器，其中所述内部本振信号发生器包括一个用来对第一本振信号和第二本振信号进行混频的混频器，以及一个用来对所述混频器的输出进行频带限制的带通滤波器；以及一个用来以内部本振信号为基础，完成对接收信号进行正交解调以产生基带信号的正交解调器，其中，所述正交解调器与内部本振信号发生器被安排在同一个大规模集成电路中，本振信号在包含正交解调器的大规模集成电路码片的内部产生，并且本振信号不输出到该大规模集成电路码片之外，其中，至少混频器和带通滤波器被安排到作为正交解调器同一个大规模集成电路码片中，所述用来对基带信号进行频带

限制的带通滤波器被连接在所述正交解调器的输出端。更进一步地,如果发射信号的载频用  $f_t$  表示,接收信号的载频用  $f_r$  表示,发射信号和接收信号的载频之间的频率间隔  $f_s$  则表示为  $f_s = |f_r - f_t|$ ,当  $f_r > f_t$  时,第一本振频率  $f_{L01}$  满足  $f_{L01} \approx f_t - f_s$ ,同时第二本振频率  $f_{L02}$  满足  $f_{L02} \approx 2 \cdot f_s$ ,且内部本振信号的频率等于第一本振频率与第二本振频率之和。另一方面,当  $f_r < f_t$  时,第一本振频率  $f_{L01}$  满足  $f_{L01} \approx f_t + f_s$ ,同时第二本振频率满足  $f_{L02} \approx 2 \cdot f_s$ ,且内部本振信号的频率等于第一本振频率与第二本振频率之差。

具有上述结构的本发明的接收机,虽然它是一种直接变换系统的接收机,它不再包括一个频率大体上等于接收载频的本地振荡器,所以,由本振信号与接收信号之间的干扰引起的各种问题显著地得到缓解。更进一步地,应用在接收部分的正交解调器的本振信号是由一个包含正交解调器的 LSI 码片产生的,由于本振信号和接收信号之间的干扰引起的各种问题被更进一步显著地缓解。

根据本发明的另一方面,还提供了一种使用不同的发射和接收频率,并且把从天线输入其中的接收信号直接地变换成接收基带信号的无线电收发两用机包括:一个用来产生具有第一本振频率  $f_{L01}$  的第一本振信号的第一本地振荡器;一个用来产生具有第二本振频率  $f_{L01}$  的第二本振信号的第二本地振荡器;一个用来对第一本振信号和第二本振信号进行混频,以产生一个与接收载频相等的内部本振信号的内部本振信号发生器,其中所述内部本振信号发生器包括一个用来把一本振信号与第二本振信号进行混频的第二混频器,和一个用来对所述第二混频器的输出进行频带限制的带通滤波器;一个用来根据内部本振信号完成对接收信号进行正交解调,以产生基带信号的正交解调器,其中,所述正交解调器与内部本振信号发生器被安排在同一个大规模集成电路中,本振信号在包含正交解调器的大规模集成电路码片的内部产生,并且本振信号不输出到该大规模集成电路码片之外;其中,至少混频器和带通滤波器被安排到作为正交解调器同一个大规模集成电路码片中,所述用来对基带信号进行频带限制的带通滤波器被连接在所述正交解调器的输出端以将经过频带限制的发射基带信号送到所述的正交解调器;一个用来对第二本振信号进行 2 分频以产生第三本振信号的分频器;一个用来利用第三本振信号对发射基带信号进行正交调制,以产生一个中频信号的正交调制器;一个用来把中频信号与第一本振信号进行混频以产生一个发射信号的混频器;其中发射信号的载频用  $f_t$  表示,接收信号的载频用  $f_r$  表示,并且发射和接收信号之间的载频间隔是  $f_s = |f_r - f_t|$ ;当  $f_r > f_t$

时, 第一本振频率  $f_{L01}$  满足  $f_{L01} \approx ft + fs$ , 同时第二本振频率  $f_{L02}$  满足  $f_{L02} \approx 2 \cdot fs$ , 且内部本振信号的频率是第一本振频率和第二本振频率之和; 当  $fr < ft$  时, 第一本振频率  $f_{L01}$  满足  $f_{L01} \approx ft + fs$ , 同时第二本振频率  $f_{L02}$  满足  $f_{L02} \approx 2 \cdot fs$ , 且内部本振信号的频率是第一本振频率与第二本振频率之差。

#### 5 附图说明

从下面参照本发明的优先实施例的附图进行的描述中, 本发明上述的及其他的目的、特点和优势将是显而易见的。

图 1 是一个普通的单一超外差无线电收发两用机的结构方框图;

图 2 是一个普通的直接变换无线电收发两用机的结构方框图;

10 图 3 是本发明的一个实施例的无线电收发两用机的结构方框图;

图 4 是本发明另一个实施例的无线电收发两用机的结构方框图;

具体实施方式

在图 3 所示的本发明的一种实施例的无线电收发两用机 (即发射机—接收机) 中, 与那些在图 1 和图 2 中完全相同的部件是用相同的参考数字指定的, 15 并且对其多余的描述这里就不再重复了。

图 3 所示的无线电收发两用机具有与图 2 所示的普通无线收发两用机大体上相同的结构, 但是其不同之处在于产生提供给正交解调器 7 的本振信号和第一本地振荡器 1 7 的振荡频率 (第一本振频率) 的方式。特别是, 替代图 2 所示的结构, 其中从第一本地振荡器 17 产生的第一本振信号被直接送入正交解调器 7 的相位分离电路 11。图 3 所示的无线电收发两用机包含用于放大第一本振信号的缓冲器 40、用于放大由第二本地振荡器 1 8 产生的第二本振信号的缓冲器 39、用于混频缓冲器 39 和缓冲器 4 0 的输出的缓冲器 4 0、在混频器 38 的输出端布置的用于对混频器 38 的输出进行频带限制的带通滤波器 37。带通滤波器 37 的输出被送到相位分离电路 11。图 3 所示的无线电收发两用机就发射 20 部分的结构和第二本地振荡器 18、天线 1、天线共用器 16、低噪声放大器 2、带通滤波器 3、正交解调器 7、用于基带的带通滤波器 12、13、可变增益放大器 19、20 等等而言与图 2 所示的是完全相同的。

下文中将对无线电收发两用机的工作过程进行叙述。这里, 与对普通无线电收发两用机的描述相类似, 假设接收载频是 2110MHz 到 2107MHz, 发射载 30 频是 1920MHz 到 1980MHz, 并且发射—接收载频间隔  $fs (= fr - ft)$  是 190MHz。

由图 3 所示的无线电收发两用机的第一本地振荡器 17 产生的第一本振信号的频率  $f_{L01}$  与图 2 所示的普通的直接变换类型的无线电收发两用机中的频率是不同的，但与图 1 所示的超外差类型的无线电收发两用机中的频率颇为相似。换言之，第一本振频率  $f_{L01}$  大体上等于  $f_t - f_s$  即

$$f_{L01} (\approx f_t - f_s): 1730\text{MHz 到 } 1790\text{MHz}.$$

由于第一本振频率  $f_{L01}$  是以这种方式设置的，并且由第二本地振荡器 18 产生的第二本振信号的频率  $f_{L02}$  是 380MHz 且是与图 1 和 2 中的情况相同的，图 3 所示的无线电收发两用机发射部分的工作过程与图 1 所示的单一超外差系统的普通无线电收发两用机是完全相同的。

只要采用直接变换方式，正交解调器 7 所使用的本振信号必须具备一个大体上等于接收载频  $f_r$  的频率。因此，当正交解调器 7 是由一个 LSI（大规模集成电路）码片构成，如果本振信号是在 LSI 码片之外产生的，那么上文所述的由于信号之间相互干扰引起的那一系列问题又会出现。所以，在本实施例中，用于检波的本振信号是以下面的方式产生的，以便使其由包含正交解调器 7 的 LSI 码片的内部产生，并且本振信号不需要输出到 LSI 码片之外。

第一本振信号和第二本振信号分别地由缓冲器 40、39 进行缓冲，然后用混频器 38 混频。如果把所得结果称为内部本振信号，则内部本振信号的频率  $f_{L0INT}$  是

$$f_{L0INT} = f_{L01} + f_{L02} \approx f_t - f_s + 2 \cdot f_s = f_t + f_s = f_r$$

且是大体上等于接收载频  $f_r$ 。这个信号经带通滤波器 37 取出，并用作正交解调器 7 的本振信号。

当内部本振信号是以上述的方式产生的并被送到图 3 所示的无线收发两用机的接收部分的正交解调器 7 中时，缓冲器 39、40 和混频器 38 能够被放入同一个 LSI 码片 50 中。更进一步地，由于带通滤波器 37 是不要求一种非常陡峭的截止特性，它不需要用 SAW 滤波器或介质滤波器构成。因此，带通滤波器 37 也能够被放入作为正交解调器 7 的同一个 LSI 码片 50 中。反过来说，为了防止内部本振信号泄漏到 LSI 码片 50 外面，至少把混频器 38 和带通滤波器 37，最好包括缓冲器 39、40 放到作为正交解调器 7 的同一个 LSI 码片中是重要的。

这里采用了所述的这种结构，用于直接变换的正交解调器所需的本振信号

能够在包含正交解调器的 LSI 中产生，并且不辐射到外部。所以，采用图 3 中所示的无线电收发两用机，那些由本振信号与接收信号之间的干扰引起的普通直接变换接收机的问题显著地得到缓解。

除了产生正交解调器 7 所使用的本振信号的过程以外，图 3 所示的无线电收发两用机的工作过程与图 2 所示的普通的直接变换体系的无线电收发两用机是相似的。

尽管图 3 所示的无线电收发两用机中接收载频  $f_r$  是高于发射载频  $f_t$  的，本发明不只局限于此。本发明也能应用在发射部分和接收部分之间的频率配置是被颠倒了的情况，也就是  $f_t > f_r$ 。

图 4 是显示一个用在  $f_t > f_r$  的情况的无线电收发两用机的结构的方框图。这里，假设频率具有如下关系：

接收载频  $f_r$ ：

1920MHz 到 1980MHz

发射载频  $f_t$ ：

2110MHz 到 2170MHz

载频间隔  $f_s (=f_t-f_r)$ ：

190MHz

图 4 中所示的无线电收发两用机具有与图 3 所示的无线电收发两用机完全相同的基本结构。然而，由于发射部分和接收部分之间的频率配置是颠倒的，也就是接收载频  $f_r$  和发射载频  $f_t$  在大小上作了颠倒，第一本地振荡器 17 的振荡频率  $f_{L01}$  与图 3 的是不同的。

具体地说，第一本振频率  $f_{L01}$  是：

$f_{L01} \approx f_t + f_s$ ：2300MHz 到 2360MHz。

及第二本振频率  $f_{L02}$  是：

$f_{L02} \approx 2 \cdot f_s$  (=380MHz)

更进一步地，由第二本振频率进行 2 分频获得的第三本振频率  $f_{L03}$  是：

$f_{L03} = f_{L02}/2 \approx 2 \cdot f_s/2 = f_s = 190\text{MHz}$

及发射中频的中心频率  $f_{tm}$  是：

$f_{tm} \approx f_s = 190\text{MHz}$

图 4 所示的无线电收发两用机的发射部分的混频器 23 的工作过程如下。

混频器 23 把第一本振频率为  $f_{L01}$  的第一本振信号和发射中频信号混频，以完成把发射中频信号提高到发射频带的上变频过程。由于第一本振频率  $f_{L01}$  原本是  $f_{L01} \approx f_t + f_s$ ，发射频率能够通过第一本振频率  $f_{L01}$  与发射中频的中心频率  $f_m$  之间的差值而产生。

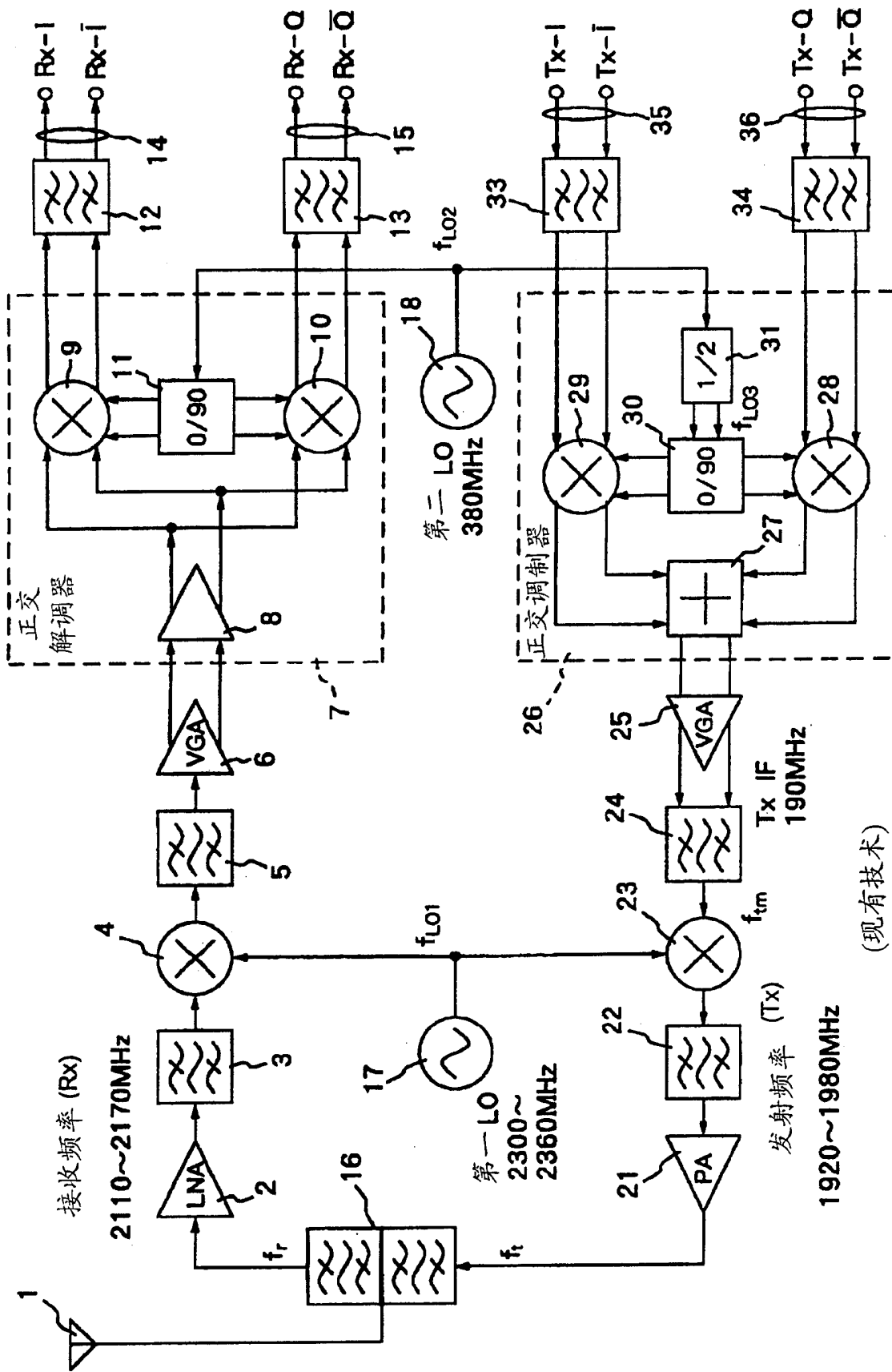
- 5 同是，在接收部分被用于正交解调器 7 的内部本振频率  $f_{LOINT}$  能够通过用混频器 38 产生第一本振频率和第二本振频率之间的差值而产生。换言之  $f_{LOINT}$  是：

$$f_{LOINT} = f_{L01} - f_{L02} \approx f_t + f_s - 2 \cdot f_s = f_t - f_s = f_r$$

因此， $f_{LOINT}$  是大体上等于接收载频  $f_r$ 。

- 10 如上所述，图 4 中的结构与图 3 所示结构的区别只是在于发射部分和接收部分之间的频率配置做了颠倒。因此，图 4 中的结构与图 3 中的结构在功能上和作用上是相同的。

- 虽然本发明的优先实施例已在上文中用具体术语进行了描述，但如此的描述只是用作举例说明的目的，并且可以明确的是，在不离开下面的权利要求的  
15 精神和范围的情况下，各种变化和进步是可以实现的。



(现有技术)

图 1

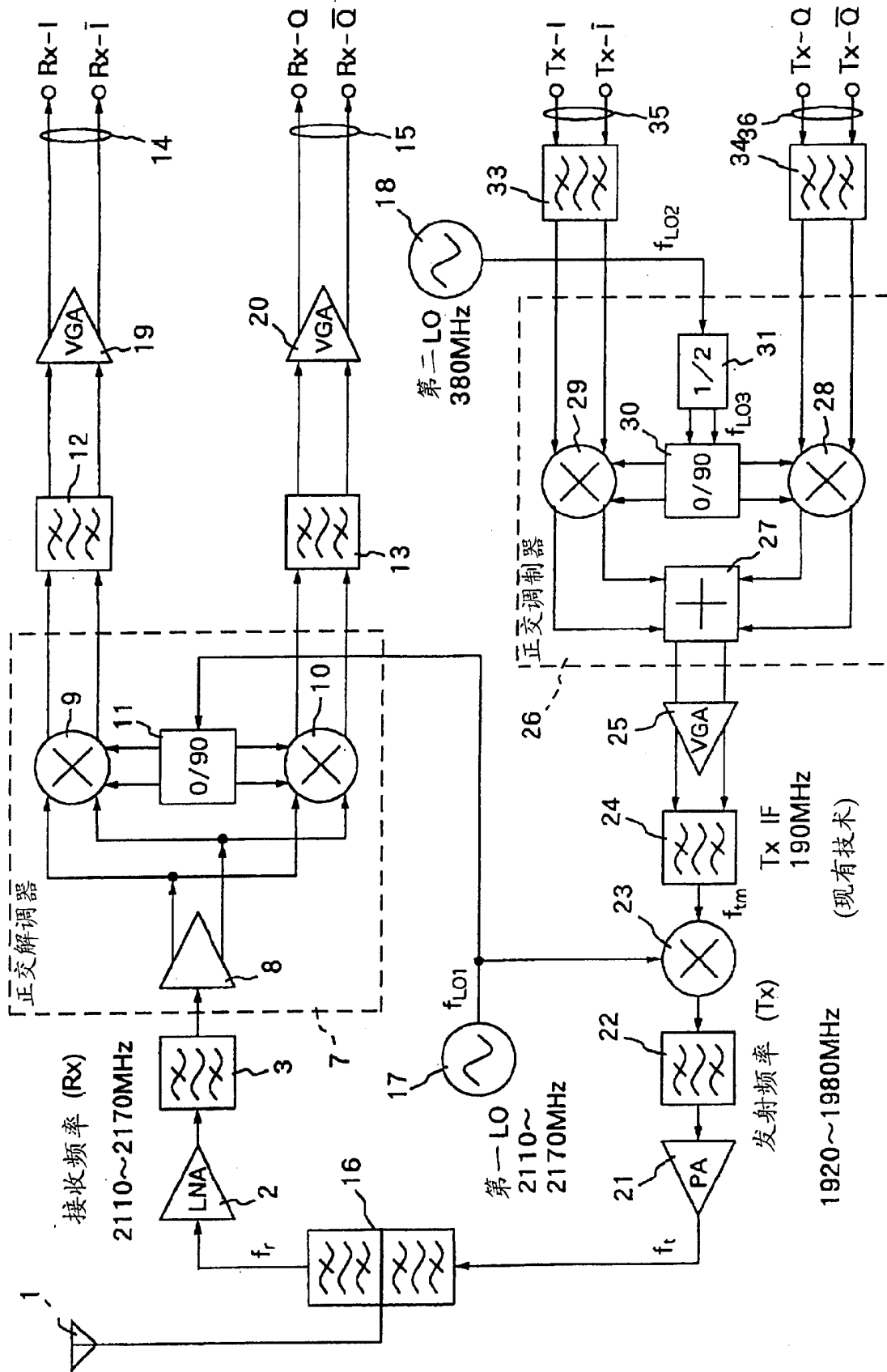


图 2

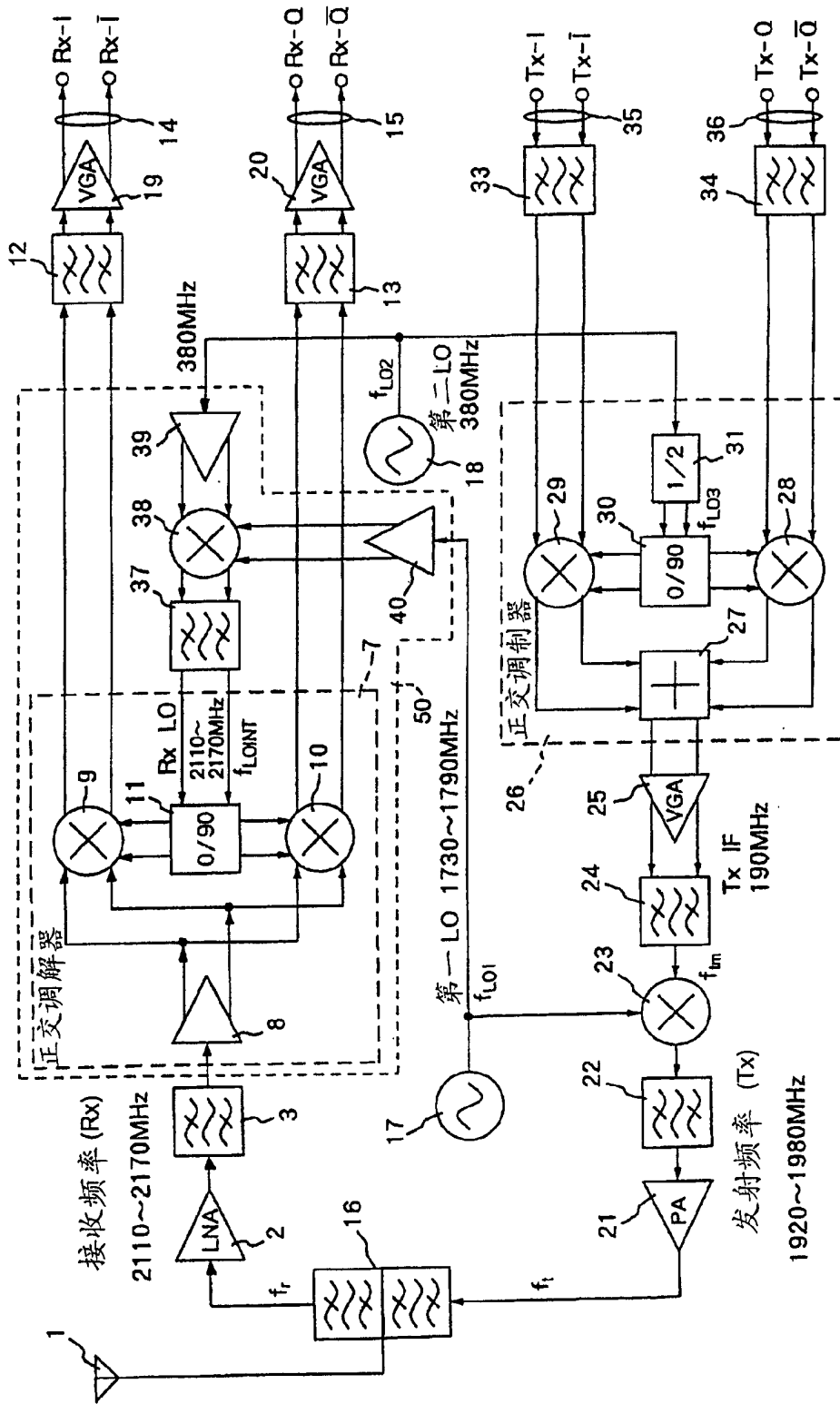


图 3

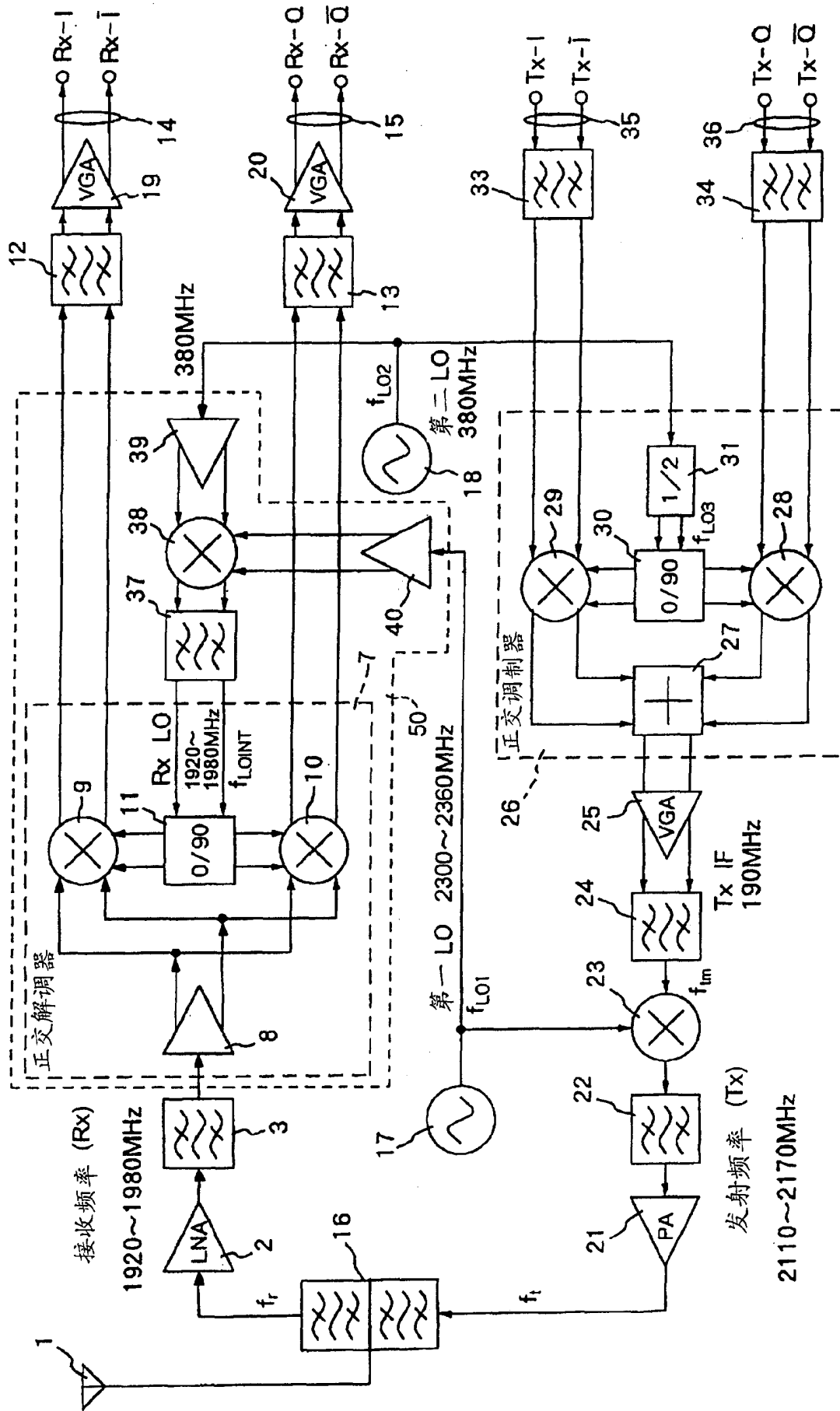


图 4