

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04B 1/40 (2006.01)

H04B 1/30 (2006.01)

H04B 1/56 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 01805354.8

[45] 授权公告日 2006年7月5日

[11] 授权公告号 CN 1263227C

[22] 申请日 2001.10.16 [21] 申请号 01805354.8

[30] 优先权

[32] 2000.10.26 [33] GB [31] 0026209.7

[32] 2001.3.19 [33] GB [31] 0106695.0

[86] 国际申请 PCT/EP2001/011980 2001.10.16

[87] 国际公布 WO2002/035718 英 2002.5.2

[85] 进入国家阶段日期 2002.8.20

[71] 专利权人 皇家飞利浦电子有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 A·D·萨耶斯 P·R·马沙尔

审查员 张 璞

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 杨 凯 王忠忠

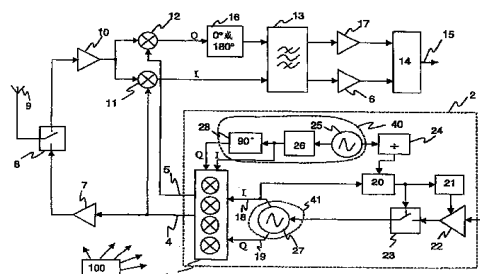
权利要求书 3 页 说明书 12 页 附图 5 页

[54] 发明名称

直接转换无线电收发信机

[57] 摘要

一种能够在公共无线信道上以半双工模式发射和接收的无线电收发信机包括直接转换发射机和低IF接收机。公共信号发生器(2、2'、2'')包括第一和第二频率发生器(40、41)。第一频率发生器产生发射机和接收机都使用的载频信号。在接收期间,第二频率发生器产生低IF频率的偏移信号,它与载频信号混频而形成下变频信号。在发射期间,或者在一个实施例中直接对载频信号应用调制,或者在另一实施例中对偏移信号应用调制,该偏移信号然后与载频信号混频而形成调制载频信号。



1. 一种适合于在公共频率上发射和接收的半双工无线电收发信机，它包括发射机、低 IF 接收机、信号发生装置，所述信号发生装置包括第一频率发生器、第二频率发生器和用以对所述第一和第二频率发生器产生的信号混频的混频器，以及一个调制装置，

其中所述第一频率发生器适于在接收和发射期间产生频率为标称载频的信号；

所述调制装置适于在发射期间用输入的信息信号调制由所述第一频率发生器所产生的信号；

所述发射器适于发射所获得的调制信号；

所述第二频率发生器适于在接收期间产生低 IF 频率的偏移信号；

所述混频装置适于在接收期间将所述第一频率发生器产生的信号与所述偏移信号混频而产生下变频信号，以及

所述接收机则适于用所述下变频信号对接收的信号下变频。

2. 如权利要求 1 所述的收发信机，其特征在于：所述调制装置适于用输入的信息信号对所述第一频率发生器产生的信号进行直接调制。

3. 如权利要求 1 所述的收发信机，其特征在于：所述调制装置适于用输入的信息信号对所述偏移信号进行调制，并且用获得的所述调制后的偏移信号对所述第一频率发生器产生的信号进行调制。

4. 如权利要求 3 所述的收发信机，其特征在于：所述第一频率发生器包括适于产生频率基准信号的振荡装置，适于在接收期间把所述第二频率发生器锁定在频率基准信号上锁定装置，适于在接收期间对锁定的所述第二频率发生器的输入端上的控制信号进行采样的采样装置，以及适于在发射期间用采样的控制信号控制被发射的信号的频率调制偏移的控制装置。

5. 如权利要求 3 所述的收发信机, 其特征在于: 所述第二频率发生器包括压控振荡器。

6. 如权利要求 3 所述的收发信机, 其特征在于: 所述第二频率发生器包括数控振荡器。

5 7. 如权利要求 1 所述的收发信机, 其特征在于: 所述第一频率发生器包括在所述标称载频上工作的振荡器。

8. 如权利要求 1 所述的收发信机, 其特征在于: 所述第一频率发生器包括适于产生具有高于所述标称载频的信号的振荡器, 适于将所述具有高于所述标称载频的信号的信号分频成具有标称载频的信号的分配单元, 以及适于产生具有标称载频的信号的
10 同相和正交信号分量的装置。

9. 如权利要求 1 到 8 中任何一个所述的收发信机, 其特征在于包括: 适于对所述下变频信号在高于所述标称载频的频率和低于所述标称载频的频率之间进行切换的切换装置。

15 10. 如权利要求 1 到 9 中任何一项所述的收发信机, 它装嵌在集成电路中。

11. 一种使适合于在公共频率上发射和接收的半双工无线电收发信机运行的方法, 包括下列步骤:

在接收和发射期间从第一频率发生器产生频率为标称载频的信号;
20 号;

在发射期间用输入的信息信号调制具有标称载频的信号;

发射所获得的调制信号;

在接收期间产生具有低 IF 频率的偏移信号;

在接收期间将具有标称载频的信号与偏移信号混频而产生下变频信号, 以及
25

用所述下变频信号对接收的信号下变频。

12. 如权利要求 11 所述的方法, 其特征在于: 所述调制包括用输入的信息信号对具有标称载频的信号进行直接调制。

13. 如权利要求 11 所述的方法，其特征在于：所述调制包括用输入的信息信号对所述偏移信号进行调制，以及用获得的所述调制后的偏移信号对具有所述标称载频的信号进行调制。

14. 如权利要求 13 所述的方法，其特征在于包括下列步骤：

5 产生频率基准信号；

在接收期间把所述偏移信号锁定在频率基准信号上，对控制所述偏移信号的频率的控制信号进行采样；以及在发射期间用采样的控制信号控制被发射的信号的频率调制偏移。

10

直接转换无线电收发信机

5 技术领域

本发明涉及无线电收发信机和实现无线电收发信机的集成电路,每一个收发信机具有低IF接收机和发射机,并特别适用于2.4GHz ISM 频带,但不是专用于该频带。

10 背景技术

诸如 FHSS 802.11 和 SWAP-CA 的无线电连网标准需要采用 CSMA(载波检测多址)协议,其中需要发射的无线电终端必须在发射之前监视它希望发射到的无线电信道,以便检查该信道未被另一无线电终端使用。如果信道正在被使用,无线电终端将不进行发射。

15 CSMA 协议的效率取决于无线电终端能够从接收模式向发射模式切换的速度。在它进行切换时,它不能接收,因而无法检测另一个无线电终端是否开始发射,这样可能导致发射冲突。需要短的接收/发射切换时间使冲突最小化,从而使无线信道利用效率最大化。

20 诸如 FHSS 802.11 的无线电标准要求采用时分多址协议,其中无线电终端在发射和接收之间交替变换。同样,需要接收和发射模式之间短的切换时间使无线电终端不能通信的停滞时间最少。

在模式之间切换的一种方法是对发射机和接收机采用独立的本机振荡器,但这是昂贵的。在模式之间切换的较便宜的方法是重新调谐公共的振荡器,但这样是慢的。

25 需要采用高度集成的收发信机结构来实现低的无线电终端成本。一种能够方便集成的接收机结构是利用多相IF滤波器的低IF结构。这种结构在欧洲专利申请 No.99944448.2(在本发明的申请日尚未公开)中进行了描述。利用多相IF滤波器的低IF接收机可能对来自

在附近频率上工作的发射机的干扰敏感。这个问题在诸如存在未经协调的应用的 2.4GHz ISM 带的射频频带上尤为突出。

在欧洲专利申请 No.99944448.2 中公开的减轻干扰的一种解决方案是切换本机振荡器(LO)注入频率，从而偏移接收机的镜频。在欧洲专利申请 No.99944448.2 中所述的用于实现此方面的一种方法是使
5 为收到信号的 I(同相)或 Q(正交)分量注入的 LO 信号反相。

最好通过在可能之处再用发射机和接收机的电路来降低收发信机的成本。美国专利 No.5392460 中公开了一种采用再用的收发信机结构，其中采用发射机和接收机公共的基准频率发生器，但发射机
10 和接收机采用单独的频率合成器。在这种先有结构中，模拟信号的调制在上变频之前就被应用到发射机合成器，而在上变频之后采用数字信号的调制。

还在美国专利 No.5392460 中公开的另一种收发信机结构再用产生接收机 LO 注入信号的合成器也产生发射机 LO 注入信号，但结合
15 了第二发射机合成器来混频直至达到最后的发射载频。同样，模拟信号的调制在上变频之前就被应用到发射机合成器，而在上变频之后采用数字信号的调制。

如果使用美国专利 No.5392460 中公开的这些结构之一实现欧洲专利申请 No.99944448.2 中描述的用于 CSMA 或用于 TDMA 的 LO
20 切换技术，需要切换接收机合成器，这样做速度慢，导致期间无法接收的不希望有的时段。

发明内容

本发明的目的是提供一种改进的收发信机，它能够具有快的切
25 换时间并且在发射机和接收机之间再用一些部件，而且适合于高度集成。

根据本发明的一个方面，提供一种适合于在公共频率上发射和接收的半双工无线电收发信机，它包括发射机、低 IF 接收机、信号

发生装置，所述信号发生装置包括第一频率发生器、第二频率发生器和用以对所述第一和第二频率发生器产生的信号混频的混频器，以及一个调制装置，

5 其中所述第一频率发生器适于在接收和发射期间产生频率为标称载频的信号；

所述调制装置适于在发射期间用输入的信息信号调制由所述第一频率发生器所产生的信号；

所述发射器适于发射所获得的调制信号；

10 所述第二频率发生器适于在接收期间产生低 IF 频率的偏移信号；

所述混频装置适于在接收期间将所述第一频率发生器产生的信号与所述偏移信号混频而产生下变频信号，以及

所述接收机则适于用所述下变频信号对接收的信号下变频。

15 通过利用第一频率发生器产生频率为载频的信号、供所述发射机和接收机分别用于发射和接收，而不需切换第一频率发生器的频率，收发信机在发射和接收模式之间切换的时间可以保持为短暂的，并可以在发射机和接收机之间再用一些部件。由第二频率发生器提供载频与接收机的下变频信号的频率之间的差。在某些实现中，第一和第二频率发生器可以使用公共的频率基准源。

20 在发射期间，调制可以被应用于或者第一或者第二频率发生器。

在本发明的一个实施例中，在发射期间，由信息信号对第一频率发生器产生的标称载频的信号进行直接调制。

25 在另一实施例中，在发射期间，由信息信号对第二频率发生器产生的偏移信号进行调制，由调制后的偏移信号对第一频率发生器产生的信号进行调制，从而通过载频信号的间接调制产生调制载波信号。

在本发明的另一个实施例中，其中调制被应用于第二频率发生器，所述第二频率发生器在接收期间被锁定在频率基准上，在接收

期间对锁定的第二频率发生器的控制信号进行采样，而且采样的控制信号被用于控制发射期间的频率调制偏移。

第二频率发生器可以任选地包括 VCO 或数控振荡器(NCO)。

5 在本发明的再一个实施例中，可以在高端注入和低端注入之间切换接收机下变频信号。通过这种方式可能减轻镜像信道上的干扰。

在本发明的又一个实施例中，用集成电路实现所述收发信机。

根据本发明的另一个方面，一种使适合于在公共频率上发射和接收的半双工无线电收发信机运行的方法，包括下列步骤：

10 在接收和发射期间从第一频率发生器产生频率为标称载频的信号；

在发射期间用输入的信息信号调制具有标称载频的信号；

发射所获得的调制信号；

在接收期间产生具有低 IF 频率的偏移信号；

15 在接收期间将具有标称载频的信号与偏移信号混频而产生下变频信号，以及

用所述下变频信号对接收的信号下变频。

附图说明

现在参考附图通过举例描述本发明，其中：

20 图 1 是根据本发明制造的收发信机的第一实施例的原理框图，

图 2 是表示用于图 1 所示收发信机的复合混频器结构的原理框图，

图 3 是用于图 1 所示收发信机的发射和接收模式中所需的收发信机设置表，以及

25 图 4 是根据本发明制造的收发信机的第二实施例的原理框图，

图 5 是根据本发明制造的收发信机的第三实施例的原理框图。

在附图中，等同的模块用相同的标号来标注。

具体实施方式

现描述三个示例实施例。参考图 1, 它示出第一实施例, 其中的信号发生装置 2 具有用于要发射的输入信息信号的输入端 3、第一输出端 4 和第二输出端 5。发往这些输出端的信号取决于收发信机的工作模式, 这会在下面进行描述。信号发生装置 2 的第一输出端 4 被耦合到发射机功率放大器 7, 该放大器 7 的输出被耦合到天线开关 8, 天线开关 8 也连接到接收机放大器 10, 并且天线开关 8 的设置确定当收发信机工作于发射模式时, 天线 9 连接到发射机功率放大器 7 的输出端, 还是当收发信机工作于接收模式时, 天线 9 连接到接收机放大器 10 的输入端。控制装置 100 控制天线开关 8 的操作。

接收机放大器 10 的输出端被耦合到第一混频器 11 的第一输入端和第二混频器 12 的第一输入端。第一混频器 11 的第二输入端被耦合到信号发生装置 2 的第一输出端 4, 而第二混频器 12 的第二输入端被耦合到信号发生装置 2 的第二输出端 5。对应于接收信号的同相(I)分量的第一混频器 11 的输出被耦合到多相 IF 滤波器 13 的第一同相信号输入端。对应于接收机信号的正交(Q)分量的第二混频器 12 的输出被耦合到第一可转换反相器 16, 而第一可转换反相器 16 的输出被耦合到多相 IF 滤波器 13 的第二正交信号输入端。多相滤波器 13 的第一和第二、分别为同相和正交的输出分别经放大器 6 和 17 被分别耦合到解调器 14 的同相和正交信号输入端, 解调器 14 在其输出端 15 上发出基带信息信号。

信号发生装置 2 包括第一频率发生器 40 和第二频率发生器 41。现在对信号发生装置 2 的结构、连同它用于产生收发信机工作在发射模式和接收模式所需的各种信号进行描述。

第一频率发生器 40 包括诸如晶振的频率基准 25、载频合成器 26 以及第一 90° 移相器 28。频率基准 25 的输出端被耦合到载频合成器 26 的输入端, 该合成器产生频率为标称无线电载频 ω_c 的同相信号分量 $\cos\omega_c t$, 这个分量被提供给复合混频器 1 的第一输入端。同相信号

分量 $\cos\omega_c t$ 也被提供给第一 90° 移相器 28, 该移相器产生频率为标称载频 ω_c 的正交信号分量 $\sin\omega_c t$, 这个分量提供给复合混频器 1 的第二输入端。

5 或者, 对于固定频率应用, 第一频率发生器 40 可以包括固定载频振荡器, 代替频率基准 25 和载频合成器 26 的组合。

第二频率发生器 41 包括压控振荡器(VCO)27, 它在第一输出端 18 上产生可变偏移频率 ω_0 的同相信号分量 $\cos\omega_0 t$, 该分量被提供给复合混频器 1 的第三输入端, 它还在第二输出端 19 上产生正交信号分量 $\sin\omega_0 t$, 该分量被提供给复合混频器 1 的第四输入端。此外, 通过控制到 VCO 27 的电压输入, VCO 27 可以停止振荡, 以及反向, 使得第二输出端 19 上的正交信号分量被反相而变成 $-\sin\omega_0 t$ 。国际专利申请 PCT/EP00/00514 中公开了这样一种 VCO。

15 参考图 2, 图中示出复合混频器 1 的结构, 其中有第三混频器 30、第四混频器 31、第五混频器 32 和第六混频器 33。第四混频器 31 的第一输入端和第六混频器 33 的第一输入端被耦合, 以便接受提供给复合混频器 1 的第一输入端的无线电载频 ω_c 的同相信号分量 $\cos\omega_c t$ 。第三混频器 30 的第一输入端和第五混频器 32 的第一输入端被耦合, 以便接受提供给复合混频器 1 的第二输入端的无线电载频 ω_c 的正交信号分量 $\sin\omega_c t$ 。

20 第四混频器 31 的第二输入端和第五混频器 32 的第一输入端被耦合, 以便接受提供给复合混频器 1 的第三输入端的频率为 ω_0 的 VCO 同相信号分量 $\cos\omega_0 t$ 。

25 从 VCO 27 的第二输出端 19 提供给复合混频器的第四输入端的正交信号分量 $\sin\omega_0 t$ 被耦合到第二可转换反相器 36, 后者能够在控制装置 100 的操作下, 输出或者非反相形式的或者反相形式的 VCO 正交信号分量。从第二可转换反相器 36 输出的 VCO 正交信号分量被耦合到第六混频器 33 的第二输入端和非可转换反相器 29。非可转换反相器 29 的输出端被耦合到第三混频器 30 的第二输入端。

在 VCO 27 正向工作(从而分别在它的第一和第二输出端 18 和 19 提供 $\cos\omega_0 t$ 和 $\sin\omega_0 t$)而且第二可转换反相器 36 被设置为非反相时, 在第三、第四、第五和第六混频器输出端形成并提供以下乘积:

$$\text{第三混频器 30 的输出} = -\sin\omega_c t \times \sin\omega_0 t$$

$$5 \quad \text{第四混频器 31 的输出} = \cos\omega_c t \times \cos\omega_0 t$$

$$\text{第五混频器 32 的输出} = \sin\omega_c t \times \cos\omega_0 t$$

$$\text{第六混频器 33 的输出} = \cos\omega_c t \times \sin\omega_0 t$$

第三混频器 30 的输出端被耦合到第一加法器 34 的第一输入端, 第四混频器 31 的输出端被耦合到第一加法器 34 的第二输入端。第一加法器 34 的输出提供复合混频器 1 的第一输出 4, 它是载频加 VCO 频率的同相分量, 即当 VCO 27 正向工作、从而在其第二输出端 19 提供 $\sin\omega_0 t$, 并且第二可转换反相器 36 被设置为非反相时:

$$[\cos\omega_c t \times \cos\omega_0 t] - [\sin\omega_c t \times \sin\omega_0 t] = \cos(\omega_c + \omega_0)t$$

第五混频器 32 的输出端被耦合到第二加法器 35 的第一输入端, 而第六混频器 33 的输出端被耦合到第二加法器 35 的第二输入端。第二加法器 35 的输出提供复合混频器 1 的第二输出 5, 而且是载频加 VCO 频率的正交分量, 即当 VCO 27 正向工作、从而在其第二输出端 19 提供 $\sin\omega_0 t$, 而且第二可转换反相器 36 被设置为非反相时:

$$[\sin\omega_c t \times \cos\omega_0 t] + [\cos\omega_c t \times \sin\omega_0 t] = \sin(\omega_c + \omega_0)t$$

20 当第二可转换反相器 36 被设置为反相且 VCO 27 正向工作时, 第一加法器 34 的输出端向复合混频器 1 的第一输出端 4 提供载频减去 VCO 频率的同相分量, 即:

$$[\cos\omega_c t \times \cos\omega_0 t] + [\sin\omega_c t \times \sin\omega_0 t] = \cos(\omega_c - \omega_0)t$$

25 同时第二加法器 35 的输出端向复合混频器 1 的第二输出端 5 提供载频减去 VCO 频率的正交分量, 即:

$$[\sin\omega_c t \times \cos\omega_0 t] - [\cos\omega_c t \times \sin\omega_0 t] = \sin(\omega_c - \omega_0)t$$

当收发信机处于接收模式时, 使用上述的信号分量, 这一点在下文描述。当收发信机处于发送模式时, 第二可转换反相器 36 被设

置为非反相并且 VCO 27 可任选地反向，从而分别在其同相和正交的第一和第二输出端 18 和 19 提供 $\cos\omega_0 t$ 和 $-\sin\omega_0 t$ 。在这种情况下，第一加法器 34 的输出端向复合混频器 1 的第一输出端 4 提供载频减去 VCO 频率的同相分量，即：

$$5 \quad [\cos\omega_c t \times \cos\omega_0 t] + [\sin\omega_c t \times \sin\omega_0 t] = \cos(\omega_c - \omega_0)t$$

这样，使 VCO 27 反向具有使载波信号上的频率偏移反相的效果。当收发信机处于发射模式时，不使用复合混频器 1 的第二输出端 5 提供的信号。

10 图 3 的表中总结了在信号发生装置 2 的第一和第二输出端 4 和 5 产生的发射和接收模式所需的信号以及可转换反相器 16、36 的设置。

再参考图 1，频率基准 25 被耦合到分频器 24，后者将频率基准信号分频而降到低 IF。一般，低 IF 等于信道间隔的一半，但可以使用其它适宜的频率。分频器 24 的输出端被耦合到鉴相器 20 的第一输入端。由 VCO 27 的第一输出端 18 通过同相信号被耦合到鉴相器 20 的第二输入端。鉴相器 20 的输出端被耦合到选择开关 23 的第一输入端，而选择开关 23 的输出端被耦合到 VCO 27 的电压控制输入端。

20 提供给信号发生装置 2 的输入端 3 的输入信息信号被耦合到输入放大器 22，而输入放大器 22 的输出端被耦合到选择开关 23 的第二输入端。

此外，鉴相器 20 的输出端被耦合到采样保持电路 21，采样保持电路 21 的输出端被耦合到输入放大器 22，以便控制提供给 VCO 27 的电压控制输入端的输入信号电平。

25 当需要收发信机在接收模式下利用高端 LO 注入工作时，控制装置 100 进行以下设置：

a) 选择开关 23 被设置成向其输出端提供由鉴相器 20 提供的信号，从而形成控制回路，使得 VCO 27 锁定在低 IF 上的分频后的频率基准信号上。

b)VCO 27 正向工作并且第二可转换反相器 36 被设置成非反相，使得发生器 2 分别在输出端 4 和 5 上提供载波加偏移频率的同相和正交分量，这些分量分别被第一和第二混频器 11 和 12 用作高端下变频信号。

5 c)第一可转换反相器 16 被设置为非反相。

如果在镜像信道上出现干扰信号，则通过将第一和第二可转换反相器 16、36 设置成反相而将接收机切换到低端 LO 注入。通过切换第二可转换反相器 36，而不是使 VCO 27 反相来产生 $-\sin\omega_0 t$ ，避免了会使接收信号恶化的控制回路破坏。根据多相滤波器是如何实现的，在切换 LO 注入时可能需要改变某些滤波系数。

相反，如果在为低端 LO 注入设置接收机时在镜像信道上出现干扰，则可以通过将第一和第二可转换反相器 16、36 设置成非反相而将接收机切换到高端 LO 注入。

15 当需要收发信机在发射模式下工作时，控制装置 100 进行以下设置：

a)选择开关 23 被设置成向其输出端提供从输入放大器 22 收到的输入信息信号，从而使输入信号能够调制 VCO 27。输入信号电平确定 VCO 27 的频率以及发射载波信号上的频率偏移。

20 b)采样保持电路 21 被设置成保持，从而使采样保持电路 21 上的在接收模式期间被采样的电压现在用作基准来控制输入放大器 22 和 VCO 27 提供的频率偏移。以这种方式，补偿了 VCO 元件的公差。

25 c)第二可转换反相器 36 被设为非反相。信号发生装置 2 的第一输出端 4 上提供的信号的频率等于载频加上 VCO 27 正向工作时输入信息信号引起的偏移，而且等于载频减去 VCO 27 反向工作时输入信息信号引起的偏移。

如果需要，可以通过将第二可转换反相器 36 设置为反相而使偏移的极性相反。

如果不需要接收机中在低和高端注入之间切换的能力，则可以

省去第一和第二可转换反相器 16、36，而用直接连接来代替。此外，专业读者会容易地认识到，这种固定注入可以通过适当地选择信号极性而设置成或者高端或者低端。

5 参考图 4，在第二示例实施例中，信号发生装置 2' 具有用于要被发射的输入信息信号的输入端 3、第一输出端 4 和第二输出端 5。除了信号发生装置 2' 的内部结构中的差异以外，收发信机的结构与上面针对第一实施例描述的一样，因此只描述信号发生装置 2' 的结构上的差异。

10 产生同相和正交信号分量 $\cos\omega_0 t$ 和 $\sin\omega_0 t$ 的方法与图 1 所示的上述第一实施例中相同。同相信号分量 $\cos\omega_0 t$ 被耦合到第七混频器 43 的第一输入端，而正交信号分量 $\sin\omega_0 t$ 被耦合到第八混频器 42 的第一输入端。

15 由第一频率发生器 4 通过移相电路 28' 提供频率为载频的同相和正交分量 $\cos\omega_c t$ 和 $\sin\omega_c t$ 。同相分量 $\cos\omega_c t$ 被耦合到第七混频器 43 的第二输入端，而正交分量 $\sin\omega_c t$ 经第三可转换反相器 49 被耦合到第八混频器 42 的第二输入端。在加法器 45 中组合第七和第八混频器 43、42 各自的输出，并且在信号发生装置 2' 的第一输出端 4 上提供所得的和。所得的和被传递通过第二 90° 移相器 48，在信号发生装置 2' 的第二输出端 5 上提供所得的经过移相的和。

20 借助于输出端 4 和 5，将第二示例实施例的信号发生装置 2' 耦合到收发信机的其它部分，与耦合图 1 所示的上述第一示例实施例的信号发生装置 2 是一样的。

25 当收发信机发射时，第七和第八混频器 43 和 42 以及加法器 45 的组合形成众所周知的直接上变频拓扑结构，并在信号发生装置 2' 的第一输出端 4 上提供由输入信息信号调制的载频信号。

当收发信机在接收并且第三可转换反相器 49 由控制装置 100 设置为非反相时，第七和第八混频器 43 和 42 以及加法器 45 的组合在信号发生装置 2' 的第一输出端 4 上提供下变频信号的同相分量，即：

$$[\cos\omega_c t \times \cos\omega_0 t] + [\sin\omega_c t \times \sin\omega_0 t] = \cos(\omega_c - \omega_0)t$$

并且在第二 90° 移相器 48 中相移之后，在信号发生装置 2' 的第二输出端 5 上提供下变频信号的正交分量 $\cos(\omega_c - \omega_0)t$ 。

5 以这种方式，能够实现低端注入的下变频。同样，当使用低端注入时，第一可转换反相器 16 被设置为反相，从而使多相滤波器 13 能够选择所需的接收信号。

为了实现高端注入，第三可转换反相器 49 被设为反相，从而得到分别在信号发生装置 2' 的第一和第二输出端 4 和 5 上提供的 $\cos(\omega_c + \omega_0)t$ 和 $\sin(\omega_c + \omega_0)t$ ，而第一可转换反相器 16 被设为非反相。

10 参考图 5，在第三示例实施例中，信号发生装置 2'' 具有用于要被发射的输入信息信号的输入端 3、第一输出端 4 和第二输出端 5。除了信号发生装置 2'' 的内部结构中的差别之外，收发信机的结构与上面针对第一实施例描述的一样，因此只描述信号发生装置 2'' 的结构差异。在发射期间，输入信息信号未用于调制第二频率发生器 41，
15 而是用于调制第一频率发生器 40，例如通过将输入信息信号注入到载频合成器 26 中，从而直接调制载频信号。在这个实施例中，在发射期间，第二频率发生器 41 对载频信号的调制不起作用，因此控制装置 100 可能使第二频率发生器 41 停止振荡，或者(未示出)可能直接向信号发生装置 2 的第一和第二输出端 4、5 提供由第一频率发生器 40 而不是复合混频器 1 提供的调制载频信号的同相和正交分量。
20

在任何示例实施例中，可以任选地以数控振荡器(NCO)实现第二频率发生器 41，它产生数字式的同相和正交分量 $\cos\omega_0 t$ 和 $\sin\omega_0 t$ ，然后这些分量被通过数-模转换和低通滤波转换到模拟域。

25 有技术背景的读者容易认识到执行在低端与高端注入之间切换时所需的信号反转所用的备选位置。

如果不需要在低端和高端注入之间切换的能力，则可以省去可转换反相器 16、36、49，而用直接耦合代替。此外，有技术背景的读者容易认识到这种固定注入可以通过适当地选择信号极性而被设

置为或者高端或者低端。

任选地，第一频率发生器 40 可包括在高于标称载频的频率、例如 $2\omega_c$ 频率上工作的振荡器，而且移相电路 28' 可包括分频功能，例如 1: 2 分频。这个选择便于数字实现。

- 5 任选地，尽管未示出，但是可以设置这样的装置，在收发信机接收时禁用或断开收发信机的发射机部分，例如以便防止从发射机泄漏到接收机。

- 10 任选地，发射机功率放大器 7 不被耦合到信号发生装置 2 的单个输出端(上述实施例中的输出端 4)，而是被提供了信号发生装置 2 的第一和第二输出端 4、5 上提供的正交信号之和。

工业适用性

无线电收发信机。

15

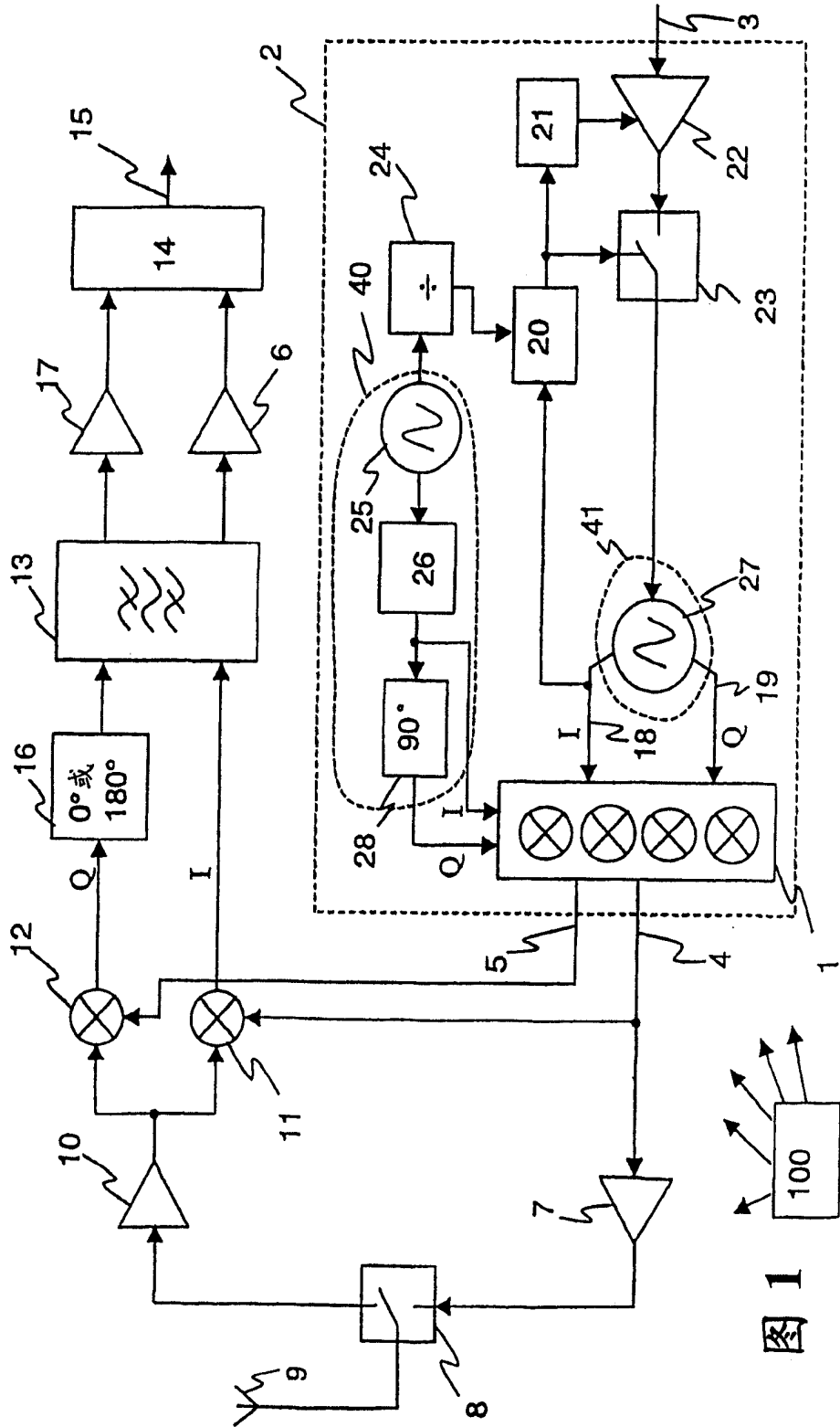


图 1

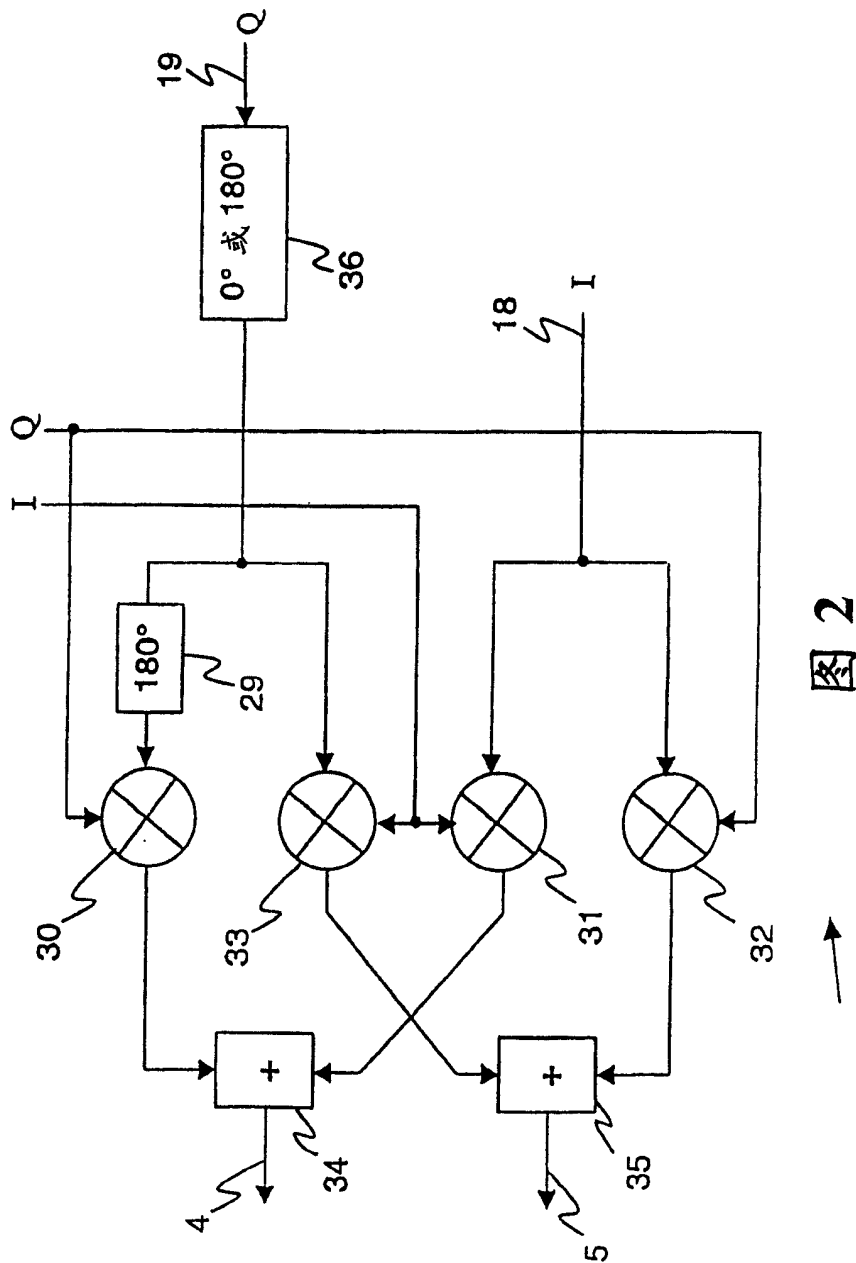


图 2

收发信机模式	VCO 27	第二可转换反相器 36	输出 4	输出 5	第一可转换反相器 16
以正偏移发射	正向	非反相	$\cos(\omega_c + \omega_0)t$	未使用	未使用
以负偏移发射	反向	非反相	$\cos(\omega_c - \omega_0)t$	未使用	未使用
以高端 LO 注入接收	正向	非反相	$\cos(\omega_c + \omega_0)t$	$\sin(\omega_c + \omega_0)t$	非反相
以低端 LO 注入接收	正向	反相	$\cos(\omega_c - \omega_0)t$	$\sin(\omega_c - \omega_0)t$	反相

图 3

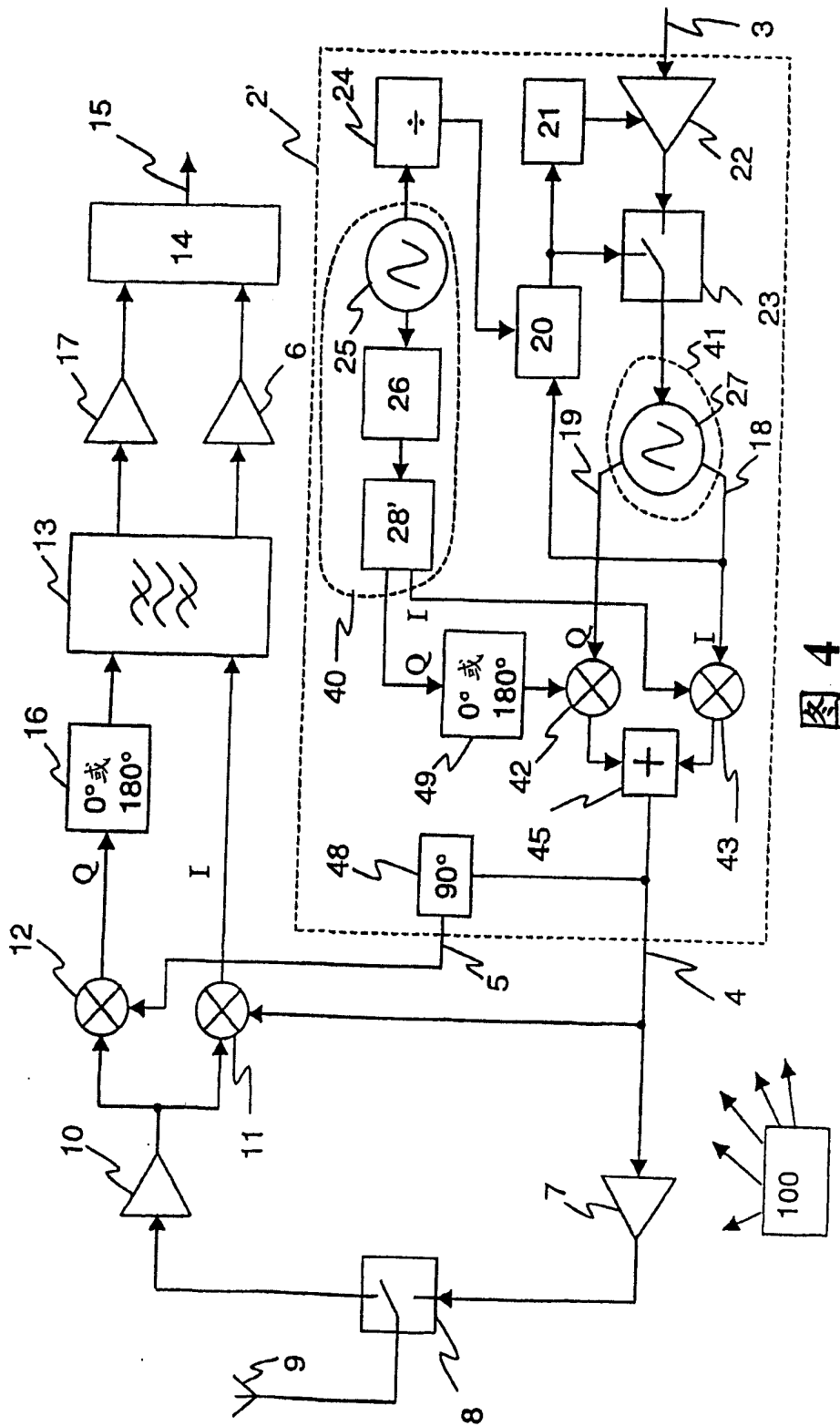


图 4

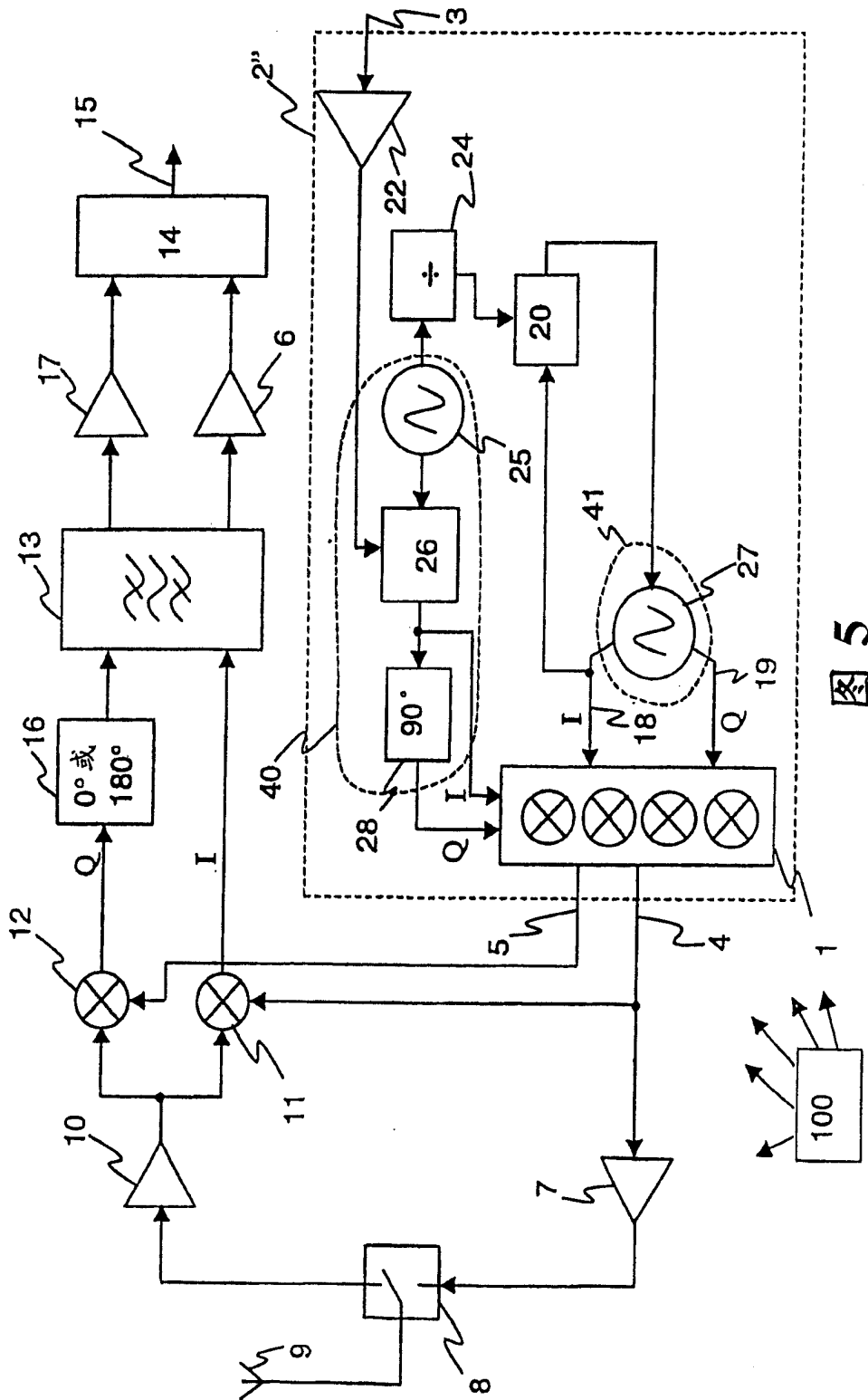


图 5