



## [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 01819441.9

[45] 授权公告日 2007 年 5 月 30 日

[11] 授权公告号 CN 1319280C

[22] 申请日 2001.9.10 [21] 申请号 01819441.9

[30] 优先权

[32] 2000. 9. 25 [33] US [31] 09/666,879

[86] 国际申请 PCT/US2001/028263 2001. 9. 10

[87] 国际公布 WO2002/027954 英 2002. 4. 4

[85] 进入国家阶段日期 2003. 5. 23

[73] 专利权人 天工方案公司

地址 美国加利福尼亚州

[72] 发明人 阿廖沙·C·莫尔纳 拉胡尔·马贡

[56] 参考文献

US5761625A 1998. 6. 2

US5697093A 1997. 12. 9

审查员 杨艳丽

[74] 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

代理人 韩 宏

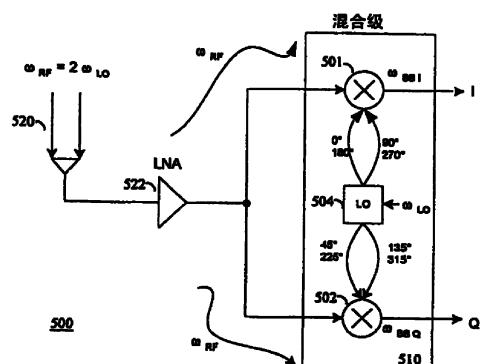
权利要求书 3 页 说明书 11 页 附图 7 页

[54] 发明名称

分谐波混合电路和方法

[57] 摘要

一个具有两个转换级的分谐波混合器(510)，用于在直接下变换接收机(500)中增加混合器增益。该第一转换级将接收的RF信号(520)与频率为RF信号频率一半的一个中频相混合。该第二转换级将该中频信号与基带相混合。通过串联的连接两个转换级，电流被再次使用且从第一级来的谐波内容被馈送至第二级，从而增加了混合器增益。



1、一个分谐波混合器核心设备，包括：

一个本地振荡器接口，用于接收本地振荡信号；

一个基带输出端，用于提供基带输出信号；

第一转换装置，用于接收外部提供的第一和第二电流以及本地振荡信号，以提供响应于本地振荡信号的第三和第四电流；和

第二转换装置，用于接收第三和第四电流以及从第一转换装置中的本地振荡信号移相后的本地振荡信号，以提供响应于移相的本地振荡信号的基带输出信号。

2、如权利要求 1 的分谐波混合器核心设备，其中该两转换装置进一步包括两个串联连接的吉尔伯特单元，每个单元都由本地振荡信号驱动。

3、如权利要求 1 的分谐波混合器核心设备，其中在第一转换装置中的本地振荡信号被移相 45°。

4、如权利要求 1 的分谐波混合器核心设备，其中在第二转换装置中的本地振荡信号被移相 90°。

5、一个分谐波混合器，包括：

一个射频 RF 输入部分，用于接收 RF 输入信号，并具有第一和第二输出端以提供响应于该 RF 输入信号的第一和第二电流；和

一个混合器核心设备，具有：

一个本地振荡器接口，用于接收本地振荡信号；

一个基带输出端，用于提供基带输出信号；

第一转换装置，用于接收第一和第二电流以及本地振荡信号，以提供响应于本地振荡信号的第三和第四电流；和

第二转换装置，用于接收第三和第四电流以及从第一转换装置中的本地振荡信号移相 90°的本地振荡信号，以提供响应于移相的本地振荡信号的基带输出信号。

6、如权利要求 5 的分谐波混合器，其中输入信号为电流型。

7、如权利要求 5 的分谐波混合器，其中 RF 输入部分还包括与第一节点共同耦合的一对晶体管，用于接收 RF 输入信号以提供响应于 RF 输入信号的第一和第二电流。

8、如权利要求 5 的分谐波混合器，其中该两转换装置还包括串联连接的两个吉尔伯特单元，每个单元都由本地振荡信号驱动。

9、如权利要求 5 的分谐波混合器，其中该混合器核心设备产生该 RF 输入信号的一个同相分量。

10、如权利要求 5 的分谐波混合器，其中在第一转换装置的本地振荡信号被移相 45°。

11、如权利要求 10 的分谐波混合器，其中该混合器核心设备产生该 RF 输入信号的一个正交分量。

12、一个分谐波混合器，包括：

一个输入装置，用于接收一个输入信号，该输入信号表示与第一转换装置的第一输入端相耦合的接收的射频 RF 信号；

一个本地振荡器，用于提供本地振荡信号至第一转换装置，并提供从第一转换装置中的本地振荡信号移相后的本地振荡信号至第二转换装置，其中第一转换装置的输出端被耦合至第二转换装置的输入端；  
和

一个输出装置，用于输出一个电压模式输出信号，该电压模式输出信号表示下变换到基带的 RF 信号。

13、如权利要求 12 的分谐波混合器，其中第二转换装置中的本地振荡信号被移相 90°。

14、如权利要求 12 的分谐波混合器，其中该输入信号为电流型。

15、如权利要求 12 的分谐波混合器，其中该转换装置还包括串联连接的两个吉尔伯特单元，每个单元都由本地振荡信号驱动。

16、如权利要求 12 的分谐波混合器，其中在第一转换装置的本地振荡信号被移相 45°。

17、如权利要求 12 的分谐波混合器，其中在第二转换装置的本地振荡信号被移相 90°。

18、一种下变换接收的射频 RF 信号的方法，包括以下步骤：

将接收的 RF 信号转换为电流型；  
将电流型 RF 信号与频率为 RF 信号一半的第一本地振荡信号相混合，以产生电流型中频信号；

将电流型中频信号与第一本地振荡信号移相后得到的第二本地振荡信号相混合，以产生电流型基带信号；和

将电流型基带信号转换为电压型。

19、如权利要求 18 的下变换方法，其中该第一本地振荡信号和第二本地振荡信号是由相同的本地振荡器产生的。

20、如权利要求 18 的下变换方法，其中通过将电流型信号和本地振荡信号施加至吉尔伯特电路而进行混合。

21、一种用于将接收的射频 RF 信号下变换的系统，包括：

用于将接收的 RF 信号转换至电流型的装置；  
用于将电流型 RF 信号与频率为 RF 信号一半的本地振荡信号相混合，以产生电流型中频信号的装置；  
用于将电流型中频信号与第一本地振荡信号移相后得到的第二本地振荡信号相混合，以产生电流型基带信号的装置；和  
用于将电流型基带信号转换为电压型的装置。

22、如权利要求 21 的下变换系统，其中用于混合的装置包括一个吉尔伯特单元电路。

23、如权利要求 21 的下变换系统，其中用于将接收的 RF 信号转换为电流型的装置包括基极相连的一对差分晶体管。

24、如权利要求 21 的下变换系统，其中用于转换电流型基带信号的装置包括利用阻抗元件将电流转换为电压。

## 分谐波混合电路和方法

### 技术领域

本发明涉及一种射频（RF）接收机，特别是 RF 混合器。

### 背景技术

为了最优化处理射频(RF)信号，大多数 RF 接收机将接收到的 RF 信号转换成被称为基带频率的较低频率。在基带内对 RF 信号的处理中所执行的滤波和放大相对于在 RF 内的精确处理不需要那么贵的电子元件。并且，这些信号处理元件在基带内状态最好，从而可增加 RF 接收机的增益，动态范围和稳定性。

通常，在保存包含在接收信号中的调制信息时，RF 接收机使用混合器将接收的 RF 信号转换成较低频率。通过混合，或者提取接收的 RF 信号和本地振荡器(LO)的参考频率之间的差值可进行频移。在 RF 信号和 LO 频率之间的差值就是较低频率或基带频率。

将 RF 信号转换成较低频率的处理被称为下变换。RF 接收机的功能是将接收的 RF 信号下变换到基带中。直接变换或零差接收机通过将接收的 RF 信号与等于接收的 RF 频率的 LO 频率相混合，直接将接收的 RF 信号下变换到基带内。

图 1 示出了现有技术中，通常被称为“吉尔伯特单元”的混合器的例子。该混合器包括晶体管 Q0-Q3 和使用晶体管 Q4, Q5 的 RF 输入部分。输入吉尔伯特单元的是一个 LO 电压，其中该 LO 电压的振荡引起电流在 Q0, Q2 对和 Q1, Q3 对之间整流。这种整流处理使 RF 信号与本地振荡信号相混合，以产生接收的 RF 信号被下变换后的一个输出基带信号。并且，吉尔伯特单元常使用二极管预矫正电路来使晶体管的上象

限线性化，如图 2 所示。该二极管预矫正电路包含晶体管 Q6-Q9。

由于图 3 所示的直接变换接收机，直接将接收的 RF 信号与 LO 信号相混合（通常使用图 1 和 2 所示的吉尔伯特单元），LO 信号会通过混合器的 RF 信号输入端口泄漏出去，如图 3 所示，并且可能在天线处反射。这将导致反射的 LO 信号在混合器处被下变换，并与接收的 RF 信号“自混合”。自混合将导致一个 dc 偏移，从而使接收的 RF 信号的处理失真。因此，RF 接收机的灵敏度将受到反射的 LO 信号的限制。并且，将信号在频率中移位最小附加失真的能力是很重要的，因为 RF 接收机是频率相关的。为了有效地运行，RF 接收机必须被正确地下变换。

一种解决自混合问题的方法是使用外差接收机。如图 4 所示，外差接收机使用两个混合器执行两级下变换。第一混合器 402 将接收的 RF 频率转换到不等于接收的 RF 频率的一个中频（IF）。该中频信号在低噪声放大器 403 中被放大，然后第二混合器 404 将 IF 信号下变换到基带。由于下变换可以分两级来执行，外差接收机就不存在“自混合”的问题。然而，使用外差接收机的实施需要使用更多的离散元件，这将使 RF 接收机成本增加。

另一种解决自混合问题的方法是使用低 IF 接收机的结构。低 IF 接收机通过对频率使用一个单独的混合级可将接收信号下变换到通常类似于一个或两个信道带宽的低中频。然后，该信号可通过一个模拟-数字转换器（ADC），在其中可执行一个数字相乘。最后，可执行图像抑制滤波，以去除图像频带的衰减。由于下变换可对低 IF 执行，因此低 IF 接收机并不存在“自混合”问题。然而，使用低 IF 的实施需要图像抑制元件，这就增加了 RF 接收机的设计成本和费用。

由于直接变换接收机在某些应用是一种较好的接收机方式，因此需要一种改进的直接变换接收机，能够进行下变换且没有不理想的 dc 偏移。

## 发明内容

根据本发明的一方面，提供有一种分谐波混合器核心设备，包括：一个本地振荡器接口，用于接收本地振荡信号；一个基带输出端，用于提供基带输出信号；第一转换装置，用于接收第一和第二电流以及本地振荡信号，以提供响应于本地振荡信号的第三和第四电流；和第二转换装置，用于接收第三和第四电流以及从第一转换装置中的本地振荡信号移相后的本地振荡信号，以提供响应于移相的本地振荡信号的基带输出信号。

根据本发明的另一方面，提供有一种分谐波混合器，包括：一个射频（RF）输入部分，用于接收 RF 输入信号，并具有第一和第二输出端以提供响应于该 RF 输入信号的第一和第二电流；和一个混合器核心设备，具有：一个本地振荡器接口，用于接收本地振荡信号；一个基带输出端，用于提供基带输出信号；第一转换装置，用于接收第一和第二电流以及本地振荡信号，以提供响应于本地振荡信号的第三和第四电流；和 第二转换装置，用于接收第三和第四电流以及从第一转换装置中的本地振荡信号移相 90°的本地振荡信号，以提供响应于移相的本地振荡信号的基带输出信号。

根据本发明的再一方面，提供有一种分谐波混合器，包括：一个输入装置，用于接收一个输入信号，该输入信号表示与第一转换装置的第一输入端相耦合的接收的射频（RF）信号；一个本地振荡器，用于提供本地振荡信号至第一转换装置，并提供从第一转换装置中的本地振荡信号移相后的本地振荡信号至第二转换装置，其中第一转换装置的输出端被耦合至第二转换装置的输入端；和一个输出装置，用于输出一个电压模式输出信号，该电压模式输出信号表示下变换到基带的 RF 信号。

根据本发明的再另一方面，提供有一种下变换接收的射频（RF）信号的方法，包括以下步骤：将接收的 RF 信号转换为电流型；将电流型 RF 信号与频率为 RF 信号一半的第一本地振荡信号相混合，以产生电流型中频信号；将电流型中频信号与第一本地振荡信号移相后得到

的第二本地振荡信号相混合，以产生电流型基带信号；和将电流型基带信号转换为电压型。

根据本发明的再另一方面，提供有一种用于将接收的射频（RF）信号下变换的系统，包括：用于将接收的 RF 信号转换至电流型的装置；用于将电流型 RF 信号与频率为 RF 信号一半的本地振荡信号相混合，以产生电流型中频信号的装置；用于将电流型中频信号与频率为 RF 信号一半的本地振荡信号相混合，以产生电流型基带信号的装置；和用于将电流型基带信号转换为电压型的装置。

在本发明的一个实施例中，分谐波混合器包括具有两个转换装置的混合器核心设备，并具有一个 RF 输入部分。该混合器核心设备具有用于接收本地振荡信号的一个 L0 接口，用于提供 BB 输出信号的一个 BB 输出，以及用于连接至 RF 输入部分的第一和第二输入端。该 RF 输入部分包括一个电流模式信号和用于接收 RF 输入信号的一个 RF 输入端。该 RF 输入部分包括具有第一端点的第一晶体管，该第一端点与混合器核心的第一输入端相耦合以提供第一电流且该第一电流响应于该 RF 输入信号，具有第二端点的第二晶体管，该第二端点与混合器核心的第二输入端相耦合以提供第二电流且该第二电流响应于该 RF 输入信号。如下图所示，RF 输入部分可以有多种形式。

具有两个转换装置的混合器核心设备包括具有四个晶体管的第一转换装置，该四个晶体管连接成双平衡混合器，该第一转换装置与第二转换装置串联耦合，第二转换装置具有四个晶体管并连接成双平衡混合器。第一转换装置包括两个输入端，每个输入端都连接到差分晶体管对的一相应晶体管的基极，在其上施加有一个 L0 电压，和两个输出端，每个输出端都连接到第二转换装置的输入端。该第二转换装置也包括两个输入端，每个输入端都连接到差分晶体管对的一相应晶体管的基极，在其上施加有一个 L0 电压。

在本发明的另一个实施例中，提供一个电路，通过在直接下变换接收机中使用两个转换级而增加了混合器的增益。该第一转换装置将

接收的 RF 信号与一个中频相混合，该中频大约是接收的 RF 信号频率的一半。该第二转换装置将该中频与基带相混合。通过串联地连接两个转换装置，电流可被再次使用，从第一转换装置来的谐波内容可被馈送至第二转换装置，从而增加了混合器的增益。

对于本领域的技术人员，本发明的其它系统，方法，特征和优点将在阅读了以下附图和详细说明后变得更加明显。包含在本说明中的所有这些附加的系统，方法，特征和优点，将被包含在本发明的范围之内，并被后附的权利要求所保护。

### 附图说明

附图中的元件主要是为了说明本发明的原理，并不需要严格按照比例。在附图中，相同的参考数字表示不同视图中的对应部分。

图 1 是 RF 接收机中使用的现有技术中吉尔伯特单元的示意图。

图 2 是 RF 接收机中使用的现有技术中具有预矫正电路的吉尔伯特单元的示意图。

图 3 是用于 RF 接收机的现有技术中直接变换结构的示意图。

图 4 是用于 RF 接收机的现有技术中超外差结构的示意图。

图 5 是用分谐波混合器实施的直接下变换接收机的一个例子的示意图。

图 6 是图 5 的接收机中适于产生同相频率的分谐波混合器的一个例子的示意图。

图 7 是图 5 的接收机中适于产生正交频率的分谐波混合器的一个例子的示意图。

### 具体实施方式

图 5 中示出了结合在直接变换接收机系统 500 中的一个分谐波混合级 510 的一个例子。该接收机系统 500 的功能是分离接收的信号 520。在低噪声放大器（LNA）522 对接收信号 520 的最初放大之后，整个信

号频谱（称为 $\omega_{RF}$ ）通过混合级 510 利用一个本地振荡器（L0）504 和两个分谐波混合器 501，502 被频率变换到基带内（称为 $\omega_{BB}$ ）。每个分谐波混合器（501 或 502）可作为串行的两个转换级有效地工作。通过改变 L0 504 的信号 $\omega_{L0}$ 的相位，并将 $\omega_{L0}$ 与 $\omega_{RF}$ 混合，第一级将接收的信号 520 转换为中频 $\omega_{IF}$ 。第二级通过将 L0 504 的信号移相 90°后再与中频相混合，将中频 $\omega_{IF}$ 转换为基带以产生 $\omega_{BB}$ 。并且，改变用于混合器 501 的本地振荡器 504 的信号 $\omega_{L0}$ ，通过约偏离相位 45°的本地振荡器 504 的信号，以用于混合器 502，从而由接收的 520 信号可得到交互的同相（I）分量和正交（Q）分量。通过将本地振荡器 504 的信号 $\omega_{L0}$ （其相位分量约为 0°和 45°）与接收信号 520 相混合，接收的信号被频率变换为交互的 I（称为 $\omega_{BBI}$ ）和 Q（称为 $\omega_{BBQ}$ ）基带分量。在接收的信号被频率变换后，可进行下一步处理。为了更详细的说明本射频接收机，可参照现有技术中公知的 RF 系统设计参考书籍。

图 5 中的分谐波混合器 501，502 都是由 L0 504 的信号驱动的，L0 504 的信号频率约为传统的下变换混合器的驱动频率的一半。现有技术的混合器是由 0°和 90°的 L0 信号驱动的，而分谐波混合器 501，502 是由 0°和 45°的 L0 信号驱动的。即使分谐波混合器 501，502 是由频率约为一半的 L0 信号来驱动，混合级 510 的输出仍然产生相互之间偏移 90°相位的 I 和 Q 基带分量。执行两个转换操作的处理使得频率被加倍从而相位也被加倍。即使 L0 信号以 0°和 45°被分别输入至分谐波混合器 501，502，混合级 510 的输出也是理想的相互偏离 90°相位的 I 和 Q 分量。

如图 5 所示，本地振荡器 504 提供两个输入至分谐波混合器 501，和两个输入至分谐波混合器 502。输入到第一分谐波混合器 501 的是本地振荡信号 $\omega_{L0}$ 和输入信号 $\omega_{RF}$ 。本地振荡信号 $\omega_{L0}$ 包括相位分量 $\omega_{L0}$ （0°）， $\omega_{L0}$ （90°）， $\omega_{L0}$ （180°）和 $\omega_{L0}$ （270°）。将这些相位分量 $\omega_{L0}$ 与 $\omega_{RF}$ 相混合，以产生 I 基带分量（ $\omega_{BBI}$ ）。输入到第二分谐波混合器 502 的是相位偏移约 45°的移相本地振荡信号（这里用作 $\omega_{L0}$ （45°））和输入信号 $\omega_{RF}$ 。

将  $\omega_{L0}(45^\circ)$  及其 90 度的相位分量  $\omega_{L0}(135^\circ)$ ,  $\omega_{L0}(225^\circ)$ ,  $\omega_{L0}(315^\circ)$  与  $\omega_{RF}$  相混合以产生 Q 基带分量 ( $\omega_{BBQ}$ )。

图 6 是图 5 中的分谐波混合器 501 的实施例的电路示意图。图 6 中的分谐波混合器 600 被通称为“I-混合器”，因为其产生接收信号  $\omega_{RF}$  的 I 基带分量 ( $\omega_{BBI}$ )。所示的分谐波混合器 600 包括一个 RF 输入部分 634 和一个混合器核心 636。混合器核心 636 包括一个 L0 接口，用于接收 L0 信号，还包括两个转换级 630, 632，用于提供输出基带 (BB) 信号。RF 输入部分 634 与混合器核心 636 耦合在第一输入端 640，以提供一个第一电流至第一差分对 Q14, Q15，还在第二输入端 642 相耦合，以提供一个第二电流至混合器核心 636 的第一级 632 的第二差分对 Q16, Q17。混合器核心的第一转换级 632 包括输入端为 618, 620 的四个晶体管 Q14-Q17。第一转换级 632 与混合器核心 636 的第二级 630 在第三输入端 622 处相耦合，以提供一个第三电流至第三差分对 Q10, Q11，还在第四输入端 624 相耦合，以提供一个第四电流至第四差分对 Q12, Q13。混合器核心的第二转换级 630 包括输入端为 614, 616 的四个晶体管 Q10-Q13，以在输出端 610, 612 提供输出基带信号。

通常，混合器 600 通过在每个转换级 630, 632 中的差分晶体管对之间转换电流而工作。晶体管 Q10-Q13 通常被作为“吉尔伯特单元”，晶体管 Q14-Q17 也是一样。从而所示的 I-混合器核心 636 可以被考虑包含两个串行的吉尔伯特单元。

在图 6 所示的例子中，接收信号  $\omega_{RF}$  在输入端 602, 604 分别作为  $V_{RF+}$  和  $V_{RF-}$  被输入至晶体管 Q18 和 Q19，并被转换为晶体管 Q18, Q19 的集电极中的电流。该电流在第一转换级 632 中与 L0 分量相混合，以产生位于中频 (IF) 的一个电流。当输入端 618 的  $V_{L0(0^\circ)}$  远大于输入端 620 的  $V_{L0(180^\circ)}$  时进行转换，从而晶体管 Q14, Q16 将电流  $I_{IF1+}$  引导至电流分支 622；否则该电流就被引导至电流分支 624 作为  $I_{IF1-}$ 。该转换基本上是一个乘法操作，将输入信号混合变换为一个较低的频率。位于中频的电流在第二转换级 630 中与 L0 分量相混合以产生 I 基带分量。当

输入端 614 的  $V_{L0(90^\circ)}$  远大于输入端 616 的  $V_{L0(270^\circ)}$  时，在第二级 630 中进行转换，从而晶体管 Q10，Q12 将电流  $I_{BB\,1+}$  引导至电流分支 644；否则电流  $I_{BB\,1-}$  就被引导至电流分支 646。利用电阻 R1 和 R2，电流  $I_{BB\,1+}$  和  $I_{BB\,1-}$  可被转换为输出端 610，612 的电压。

图 7 是图 5 中分谐波混合器 502 的实施例的电路示意图。图 7 的分谐波混合器 700 被通称为“Q-混合器”，因为其产生接收信号  $\omega_{RF}$  的 Q 基带分量 ( $\omega_{BB\,Q}$ )。所示的分谐波混合器 700 包括一个 RF 输入部分 734 和一个混合器核心 736。混合器核心 736 包括一个 L0 接口，用于接收 L0 信号，还包括两个转换级 730，732，用于提供输出基带信号。RF 输入部分 734 与混合器核心 736 耦合在第一输入端 740，以提供一个第一电流至第一差分对 Q24，Q25，还在第二输入端 742 相耦合，以提供一个第二电流至混合器核心 736 的第一级 732 的第二差分对 Q26，Q27。混合器核心 736 的第一转换级 732 包括输入端为 718，720 的四个晶体管 Q24-Q27。第一转换级 732 与混合器核心 736 的第二级 730 在第三输入端 722 处相耦合，以提供一个第三电流至第三差分对 Q10，Q11，还在第四输入端 724 相耦合，以提供一个第四电流至第四差分对 Q12，Q13。混合器核心 736 的第二转换级 730 包括输入端为 714，716 的四个晶体管 Q10-Q13，以在输出端 710，712 提供输出基带信号。

通常，与 I-混合器一样，Q-混合器 700 通过在每个转换级 730，732 中的差分晶体管对之间转换电流而工作。晶体管 Q20-Q23 通常被作为“吉尔伯特单元”，晶体管 Q24-Q27 也是一样。从而所示的 Q-混合器核心 736 可以被考虑包含两个串行的吉尔伯特单元。

在图 7 所示的例子中，接收信号  $\omega_{RF}$  在输入端 702，704 分别作为  $V_{RF+}$  和  $V_{RF-}$  被输入至晶体管 Q28 和 Q29，并被转换为晶体管 Q28，Q29 的集电极中的电流。该电流在第一转换级 732 中与 L0 分量相混合，以产生位于中频的一个电流。当输入端 718 的  $V_{L0(45^\circ)}$  远大于输入端 720 的  $V_{L0(225^\circ)}$  时进行转换，从而晶体管 Q24，Q26 将电流  $I_{IF\,q+}$  引导至电流分支 722；否则该电流就被引导至电流分支 724 作为  $I_{IF\,q-}$ 。位于中频的电流在第

二转换级 730 中与 L0 分量相混合以产生 Q 基带分量。当输入端 714 的  $V_{L0(135^\circ)}$  远大于输入端 716 的  $V_{L0(315^\circ)}$  时也进行转换，从而晶体管 Q20, Q22 将电流  $I_{BB\text{ Q}+}$  引导至电流分支 744；否则电流  $I_{BB\text{ Q}-}$  就被引导至电流分支 746。利用电阻 R3 和 R4，电流  $I_{BB\text{ Q}+}$  和  $I_{BB\text{ Q}-}$  可被转换为输出端 710, 712 的电压。

L0 信号  $\omega_{L0}$  的相位分量被输入至每个混合器 600, 700 的第一和第二转换级的输入端 614-620 和 714-720。在现有技术中， $\omega_{L0}$  以与  $\omega_{RF}$  相同的频率被输入，而在分谐波混合器 600, 700 中  $\omega_{L0}$  以约为  $\omega_{RF}$  一半的频率被输入。对于图 6 的 I-混合器 600，被施加在第二转换级 630 的输入端 614, 616 的 L0 信号被移相  $90^\circ$  和  $270^\circ$ ，而施加在第一转换级 632 的输入端 618, 620 的 L0 信号被移相  $0^\circ$  和  $180^\circ$ 。对于图 7 的 Q-混合器 700，被施加在第二转换级 730 的输入端 714, 716 的 L0 信号被移相  $135^\circ$  和  $315^\circ$ ，而施加在第一转换级 732 的输入端 718, 720 的 L0 信号被移相  $45^\circ$  和  $225^\circ$ 。如上所述，两个级都由频率约为传统下变换混合器的驱动频率一半的 L0 信号驱动。

分谐波混合器 600 的操作参照公式 (1) 可被更详细的说明，该公式说明输出  $V_{BB\text{ I}}$  与输入  $V_{RF}$  和  $V_{L0}$  的关系。

$$V_{BB\text{ I}}(t) = V_{RF}(t) * V_{L0(0^\circ)}(t) * V_{L0(90^\circ)}(t)$$

公式 1

应当注意  $V_{L0(0^\circ)}$  和  $V_{L0(90^\circ)}$  分别是驱动第一和第二转换级的电压。两个转换级都由 L0 信号驱动，该信号的频率是传统下变换混合器的驱动频率的一半，如图 1 所示。结果，输出电压可被表达为输入电压  $V_{RF}$  与本地振荡电压  $V_{L0(0^\circ)}$  和  $V_{L0(90^\circ)}$  的乘积，其中输入为接收的 RF 信号，输出为基带信号  $V_{BB\text{ I}}$ 。特别要注意由于  $V_{L0(0^\circ)}$  和  $V_{L0(90^\circ)}$  的乘积是幅度为 1 周期为 T 的矩形波，分谐波混合器 600 可产生矩形波的标准 L0 接口。

类似的，分谐波混合器 700 的操作参照公式 (2) 可被更详细的说明，该公式说明输出  $V_{BB\text{ Q}}$  与输入  $V_{RF}$  和  $V_{L0}$  的关系。

$$V_{BB\text{ Q}}(t) = V_{RF}(t) * V_{L0(45^\circ)}(t) * V_{L0(135^\circ)}(t)$$

## 公式 2

应当注意  $V_{L0(45^\circ)}$  和  $V_{L0(135^\circ)}$  分别是驱动第一和第二转换级的电压。两个转换级都由 LO 信号驱动，该信号的频率约为传统下变换混合器的驱动频率的一半，如图 1 所示。结果，输出电压可被表达为输入电压  $V_{RF}$  与本地振荡电压  $V_{L0(45^\circ)}$  和  $V_{L0(135^\circ)}$  的乘积，其中输入为接收的 RF 信号，输出为基带信号  $V_{BB\text{ qo}}$ 。特别要注意由于  $V_{L0(45^\circ)}$  和  $V_{L0(135^\circ)}$  的乘积是幅度为 1 周期为 T 的矩形波，分谐波混合器 700 可产生矩形波的标准 LO 接口。

通过接收机减少由 LO 信号泄漏到混合器中引起的 dc 偏移的能力来说明下变换接收机。在传统的零差接收机中，由于 RF 信号被直接下变换到基带，且 LO 信号也被下变换到基带，往往产生 dc 偏移的问题。LO 抑制（“LOR”）可反映接收机对这种问题的抗扰度，并由公式 3 来定义。

$$\text{LOR} = \text{在 RF 频率的转换增益} / \text{在 LO 频率的转换增益}$$

## 公式 3

在图 5, 6, 7 的分谐波混合器中，LOR 被大大改进了。在传统的混合器设计中，如图 1 所示， $\text{LOR}=0\text{dB}$ ；对于图 5 的分谐波混合器 501, 502，由于分母可能接近于零，LOR 理论上可接近无穷大。当 LOR 很大时，在将接收信号下变换到基带时，不会出现显著的自混合，并且也不会引入明显的 dc 偏移。若 LO 信号的相位被理想匹配，则泄漏的 LO 辐射的接收将不会引起在传统的下变换混合器中的 dc 偏移的问题。实际上，LOR 并不是无穷大，因为晶体管和相位不可能被完全匹配，且 LO 谐波可以被耦合至输出端，但得到的 LOR 基本上消除了或很大程度上减少了 dc 偏移。

总之，分谐波混合器 501, 502 具有很多优点。首先，分谐波混合器（501 或 502）的使用可使设计的接收机直接将接收的 RF 信号 520 下变换到基带，而不存在 dc 偏移的问题。通过提取电流模式接收的信号并下变换至一个中频然后变换至基带，从而减少了自混合和 dc 偏移的问题。这里有重要的两个原因。一个原因是 dc 偏移的减少可获得更好

的性能。另一个原因是通过放松混合器的不匹配标准，可减少由电阻，电流源等用于补偿不匹配所消耗的区域量。其次，分谐波混合器可作为串行的两个混合器有效的工作而不需要额外的电流源。分谐波混合器能够减少接收机中的电流消耗。每个混合级都消耗电流因此减少混合级的数目可减少电流消耗的总量。

虽然图 5-7 中所示的例子没有参照图 2 所示的预矫正电路进行说明，但使用预矫正电路的分谐波混合器也可以被考虑。预矫正电路对于第一，第二或两个转换级的线性化都是有用的。并且图 5-7 所示的例子可包含一个多重双曲正切（multi-tanh）的线性化差分对来使 L0 的输出谐波最小化。

虽然已说明了本发明的各种实施例，但对本领域的普通技术人员来说，显而易见，在本发明的范围内可能有更多种实现和实施的方式。

图1  
现有技术

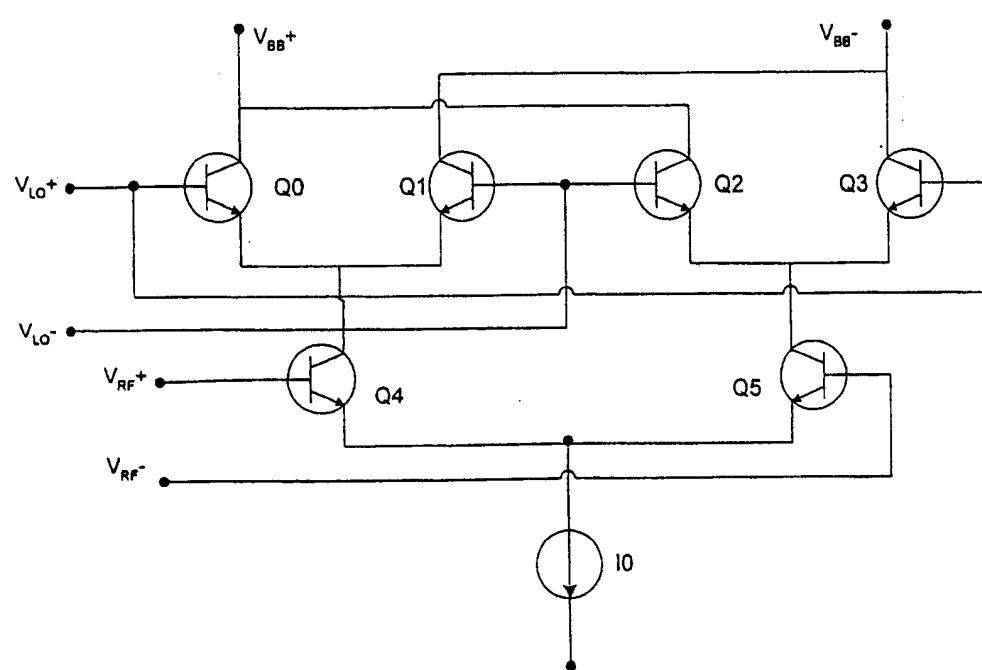


图2  
现有技术

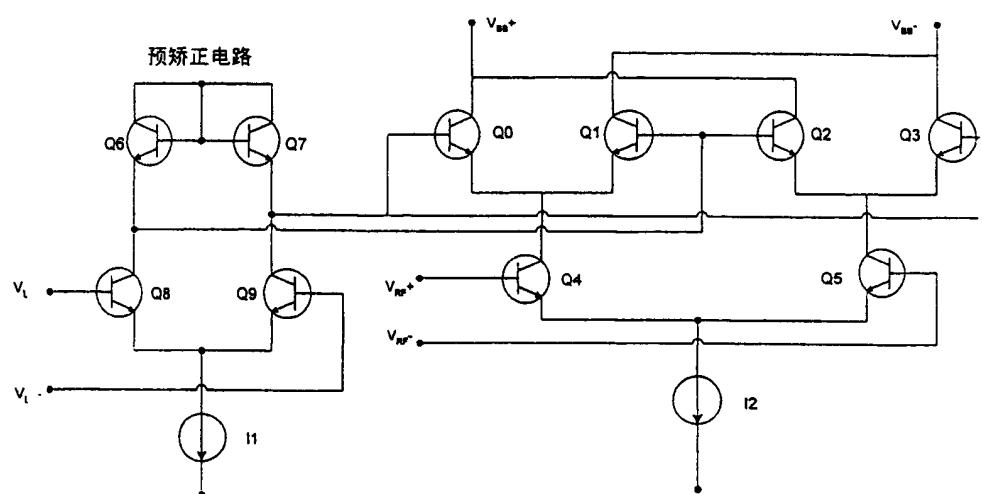


图3  
现有技术

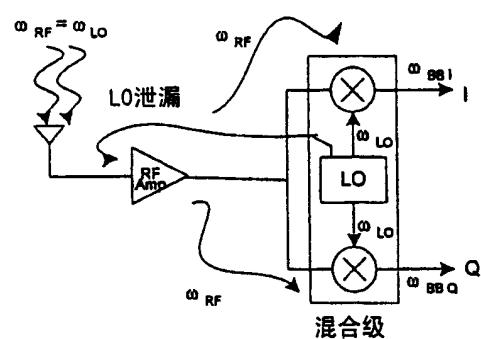


图4  
现有技术

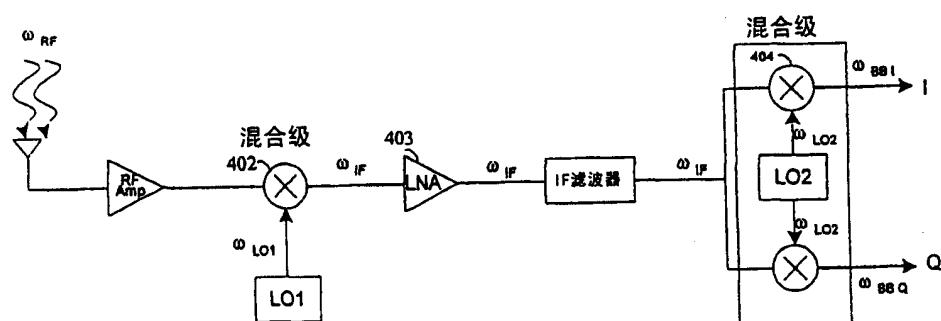


图5

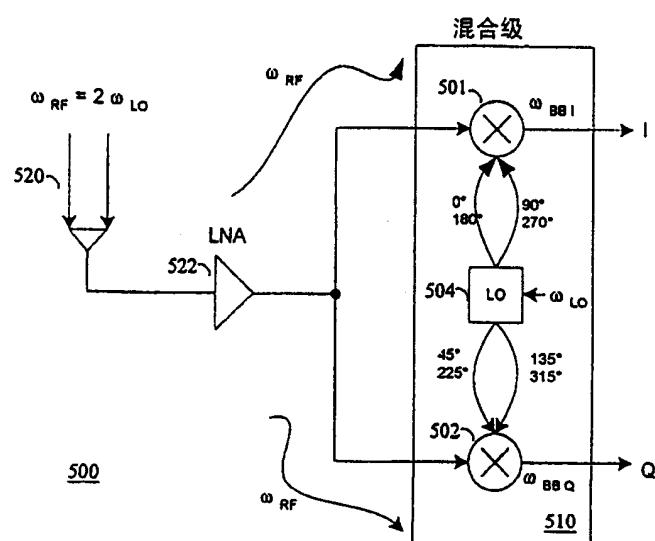


图6

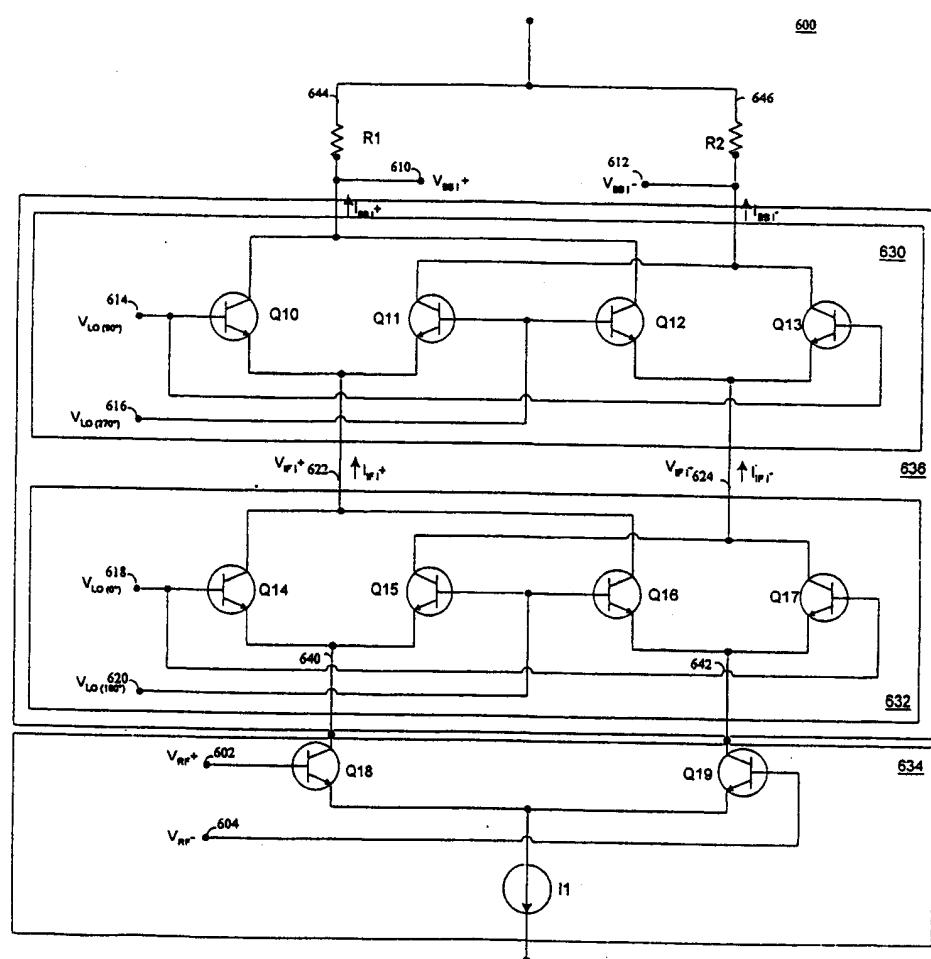


图7

