



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103620965 A

(43) 申请公布日 2014. 03. 05

(21) 申请号 201280019599. 2

(22) 申请日 2012. 06. 21

(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2013. 10. 21

(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/EP2012/062030 2012. 06. 21

(87) PCT国际申请的公布数据
W02013/189548 EN 2013. 12. 27

(71) 申请人 华为技术有限公司
地址 518129 广东省深圳市龙岗区坂田华为
总部办公楼

(72) 发明人 马苏德·图希迪安 伊曼·麦达迪
罗伯特·博丹·斯达世斯基

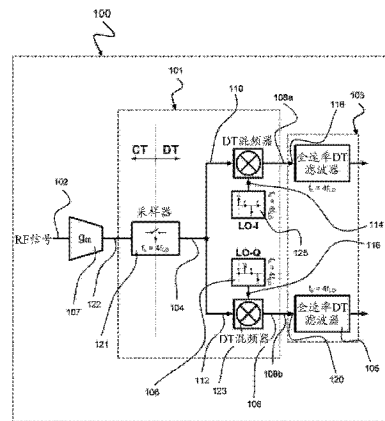
(51) Int. Cl.
H04B 1/00(2006. 01)

权利要求书2页 说明书10页 附图14页

(54) 发明名称
射频接收器

(57) 摘要

本发明涉及一种用于接收模拟射频信号(102)的射频接收器(100),所述射频接收器(100)包括:采样混频器(101),所述采样混频器(101)用于使用预定采样率(f_s)对所述模拟射频信号(102)进行采样,以获得离散时间信号(104),并将所述离散时间信号(104)向中频(106)移位,从而获得按照所述预定采样率(f_s)进行采样的中间离散时间信号(108);以及处理电路(103),所述处理电路(103)用于在所述预定采样率(f_s)下对所述中间离散时间信号(108)进行离散时间处理。



1. 一种用于接收模拟射频信号(102)的射频接收器(100),其特征在于,所述射频接收器(100)包括:

采样混频器(101),所述采样混频器(101)用于使用预定采样率(f_s)对所述模拟射频信号(102)进行采样,以获得离散时间信号(104),并将所述离散时间信号(104)向中频($|f_{RF}-f_{LO}|$)移位,从而获得按照所述预定采样率(f_s)进行采样的中间离散时间信号(108);以及

处理电路(103),所述处理电路(103)用于在所述预定采样率(f_s)下对所述中间离散时间信号(108)进行离散时间处理。

2. 根据权利要求1所述的射频接收器(100),其特征在于,所述预定采样率(f_s)是过采样率,其中过采样因子相对于所述采样混频器(101)的本地振荡器频率(f_{LO})至少为2或至少为4。

3. 根据权利要求1或2所述的射频接收器(100),其特征在于,所述采样混频器(101)是直接采样混频器。

4. 根据前述权利要求中一项权利要求所述的射频接收器(100),其特征在于,所述采样混频器(101)用于使用过采样率对所述模拟射频信号(102)进行过采样,并提供若干离散时间子信号,这些子信号合起来表示所述离散时间信号(104),每个离散时间子信号表示使用对应于本地振荡器频率的采样率进行采样的所述模拟射频信号(102)。

5. 根据前述权利要求中一项权利要求所述的射频接收器(100),其特征在于,所述采样混频器(101)是正交混频器,包括同相路径(110)和正交路径(112)。

6. 根据权利要求5所述的射频接收器(100),其特征在于,所述同相路径(110)用于使用重复功能 $[1 \ 0 \ -1 \ 0]$ 产生同相振荡器信号(114),且其中所述正交相路径(112)用于使用重复功能 $[0 \ 1 \ 0 \ -1]$ 产生正交相振荡器信号(116),或其中所述同相路径(110)用于使用重复功能 $[1 \ 1 + \sqrt{2} \ 1 + \sqrt{2} \ 1 \ -1 \ -1 - \sqrt{2} \ -1 - \sqrt{2} \ -1]$ 产生同相振荡器信号(114),且其中所述正交相路径(112)用于使用重复功能 $[-1 - \sqrt{2} \ -1 \ 1 \ 1 + \sqrt{2} \ 1 + \sqrt{2} \ 1 \ -1 \ -1 - \sqrt{2}]$ 产生正交相振荡器信号(116)。

7. 根据前述权利要求中一项权利要求所述的射频接收器(100),其特征在于,所述处理电路(103)包括:同相路径(118),所述同相路径(118)耦合到所述采样混频器(101)的同相路径(110);以及正交路径(120),所述正交路径(120)耦合到所述采样混频器(101)的正交路径(112)。

8. 根据前述权利要求中一项权利要求所述的射频接收器(100),其特征在于,所述处理电路(103)包括信道选择器。

9. 根据前述权利要求中一项权利要求所述的射频接收器(100),其特征在于,所述处理电路(103)包括离散时间滤波器(105),所述离散时间滤波器(105)用于在所述预定采样率(f_s)下过滤所述中间离散时间信号(108)。

10. 根据权利要求6所述射频接收器(100),其特征在于,所述离散时间滤波器(105)是低通滤波器或带通滤波器,确切地说是复数带通滤波器。

11. 根据前述权利要求中一项权利要求所述的射频接收器(100),其特征在于,所述处理电路(103)用于执行所述中间离散时间信号(108)的同相与正交分量之间的电荷共用。

12. 根据前述权利要求中一项权利要求所述的射频接收器(100),其特征在于,所述处

理电路(103)包括转换电容器电路。

13. 根据前述权利要求中一项权利要求所述的射频接收器(100),其特征在于,所述中频是零频率区域中的零。

14. 根据前述权利要求中一项权利要求所述的射频接收器(100),其特征在于,进一步包括布置在所述采样混频器(101)上游的模拟放大器(107)。

15. 一种用于接收模拟射频信号(1002)的方法(1000),其特征在于,所述方法(1000)包括:

使用预定采样率(f_s)对所述模拟射频信号(1002)进行采样(1001),以获得离散时间信号,并将所述离散时间信号向中频移位,从而获得按照所述预定采样率(f_s)进行采样的中间离散时间信号(1004);以及

在所述预定采样率(f_s)下对所述中间离散时间信号(1004)进行离散时间处理(1003)。

射频接收器

技术领域

[0001] 本发明涉及一种用于接收模拟射频信号的射频接收器和方法。

背景技术

[0002] 接收器是在高频率接收 RF 信号并将其下转换为基带以用于进一步处理和解调的电子电路。这些接收器通常放大微弱的所需 RF 信号,并过滤掉不需要的邻近信号和周围的阻碍物。接收器通常可以通过改变其本地振荡器的 LO 频率来调节,从而在某一带中接收特定信道。

[0003] 多带接收器能够从位于不同频率的两个或两个以上不同的带中接收信号。由于这些带可能彼此相距很远,因此多带接收器应为可调节的或可编程的,从而覆盖所有所需的带。

[0004] 多标准接收器可以使用不同标准来接收信号。这些标准的主要区别之一在于信号带宽。因此,多标准接收器的带宽必须是可选择的,从而覆盖不同的标准。然而,在不同标准中接收器的其他需求,例如接收频率、灵敏度、线性、滤波需求等可能不同。单个多带/多标准接收器可以使用可编程的接收频率和输入带宽,而不是针对不同的带或标准使用多个不同接收器。

[0005] 如图 11 所示的常规的超外差式接收器架构 1100 提供中频 (IF) 处的高质量滤波、IF 处的无闪烁增益,但应用固定中频。超外差式接收器架构 1100 中接收的频率为 $f_{RF}=f_{LO}\pm f_{IF}$ 的射频信号首先通过预先选择级 1101、低噪声放大器 1103、RF 混频器 1105、中频 (IF) 滤波器 1107、IF 放大器 1109、IF 混频器 1111、信道选择器 1113、基带增益级 1115 以及模数转换器 1117,然后到达数字基带处理器调制解调器 1119,以用于进一步处理。

[0006] 然而,由于缺少混频器 1205 (图 11 上的 1105) 的正交操作,即如图 12 的频率图 1200 中所描绘的将所需带的频率 ω_1 与本地振荡器 (LO) 频率 ω_{LO} 相乘,因此所需带 1201 的图像 1203 在中频 IF 处混淆,从而在 IF 带的频率 ω_{IF} 中造成不需要的混淆部分 1209。低通滤波器 1207 用于移除混频过程的高频求和项。

[0007] 接收器应支持多带多标准操作,从而覆盖较大范围的通信标准。另一方面,为节约成本,需要优选在纳米级 CMOS 工艺中将其高度集成为单个芯片。零差式架构 (包含 ZIF 以及 LIF) 是常见的接收器结构,这是因为它具有公认的单片集成能力。图 13 图示了常见的零差式接收器架构 1300。零差式接收器架构 1300 中接收的频率为 $f_{RF}=f_{LO}$ 的射频信号首先通过预先选择级 1301、低噪声放大器 1303、混频器 1305、信道选择器 1307、基带增益级 1309 以及模数转换器 1311,然后到达数字基带处理器调制解调器 1313,以用于进一步处理。

[0008] 然而,零差式接收器架构中存在若干技术问题,需要给予这些问题特别关注,从而使这一架构适于不同的通信标准。图 14 中图示了不同的干扰现象,其描绘了一种零差式接收器,所述零差式接收器具有低噪声放大器 1401、混频器 1403、低通滤波器 1405、增益级 1407 以及模数转换器 1409。

[0009] DC 偏移是 ZIF (零中频) 结构中的常见问题,它是由 LNA 放大器 1401 所放大的或

未被放大的本地振荡器(L0)信号 $\cos \omega_{L0}t$ 的自混频或由下转换混频器 1403 处的强烈干扰源造成的,如图 14 所示。如果 L0 泄漏到达天线并被周围环境反射,那么情况会更加严重。这种情况将引起时变 DC 偏移,这取决于不断变化的天线环境。因此,通常需要将 DC 偏移消除技术用于 ZIF (零中频)或 LIF (低 IF)。由于 L0 频率基本上与输入 RF 频率相同,因此 L0 泄漏可能高于使用具有不同 L0 频率的接收器的情况。在一些情况下,需要进行 L0 泄漏校准。此外,二阶互调(IM2)是 ZIF 中的常见问题,这通常需要进行 IP2 校准。在 ZIF 结构中,通常,接收器增益的小部分是在 RF 级提供,而大部分是在 BB 级提供。因此,基带(BB)放大器的闪烁噪声增大了系统的总噪声指数(NF)。设计师通常通过在 BB 中使用大型晶体管来尝试着将总噪声指数降到最低。此外,由于第一滤波是在 BB 中执行,并在 BB 之前考虑 RF 增益而执行,因此第一 BB 滤波器必须高度线性。基于运算放大器(opamp)的或基于 Gm-C 的双二阶滤波器是用于这一目的的为人所熟知的块,但它消耗很多电力。

[0010] 人们认为,如图 15 中所描绘的超外差式架构可以解决上述问题。超外差式接收器架构 1500 中接收的频率为 $f_{RF}=f_{L0}+/-f_{IF}$ 的射频信号首先通过预先选择级 1505、低噪声放大器 1507、RF 混频器 1509、外部(芯片外)中频(IF)滤波器 1503、IF 放大器 1511、IF 混频器 1513、信道选择器 1515、基带增益级 1517 以及模数转换器 1519,然后到达数字调制解调器 1521,以用于进一步处理。

[0011] 然而,如图 15 中所描绘的常规的超外差式架构 1500 引入其自身的一系列问题。常规上,IF 滤波器 1503 或多个所述 IF 滤波器是作为成本昂贵的芯片外组件而实施。然后,需要大功率的 I/O 缓冲器来驱动芯片外滤波器 1503。另外,只能经由提供寄生电感和电容的接合线来使用芯片外滤波器 1503。此外,具有固定频率 IF 滤波器的接收器需要两个独立的本地振荡器。一个从 RF 下转换为 IF,而另一个从 IF 下转换为 BB。

发明内容

[0012] 本发明的目标是提供一种射频接收器的概念,所述射频接收器可以提高噪声抑制、提供灵活的带宽滤波和有效的实施。

[0013] 这一目标可以通过独立权利要求中的特征来实现。进一步实施形式在从属权利要求、具体说明和附图中显而易见。

[0014] 本发明基于以下发现:在具有延迟抽取的 RF 输入端具有高采样率的离散时间接收器前端可以提高所接收信号的本底噪声。在 RF 级对所接收的信号进行过采样,且这一高采样率至少维持到第一 DT 滤波器之后。这在纳米级 CMOS 中是可实行并且优选的,所述纳米级 CMOS 具有充当快速开关的晶体管,以及例如金属-氧化物-金属(MoM)和金属-氧化物-半导体(MOS)的高密度电容器。离散时间接收器前端可以用于以下两种接收器架构中:零差式(低 IF)与超外差式(高 IF)接收器。

[0015] 本发明进一步基于以下发现:射频接收器在具有延迟抽取的 RF 输入端应用高采样率,可以提供极好的镜频抑制,且易于实施。通过对混频器使用镜频抑制拓扑,在 IF 级的全速率 IIR 滤波器可以用于过滤出 IF 混频器的假频。通过使用可变的高 IF 频率,例如滑动式 IF,一个 L0 足以使整个接收器提供灵活的带宽滤波。在将接收信号传递到 ADC 之前执行强大的离散时间基带滤波进一步提高了镜频抑制。

[0016] 为了详细描述本发明,将使用以下术语、缩写和符号:

[0017]	RF:	射频
[0018]	IF:	中频
[0019]	ZIF:	零中频
[0020]	LIF:	低中频
[0021]	LO:	本地振荡器
[0022]	BB:	基带
[0023]	BW:	带宽
[0024]	LPF:	低通滤波器
[0025]	BPF:	带通滤波器

[0026] 根据第一方面,本发明涉及一种用于接收模拟射频信号的射频接收器,所述射频接收器包括:采样混频器,所述采样混频器用于使用预定的采样率对所述模拟射频信号进行采样来获得离散时间信号,并将所述离散时间信号向中频移位,从而获得按照所述预定采样率进行采样的中间离散时间信号;以及处理电路,所述处理电路用于在所述预定采样率下对所述中间离散时间信号进行离散时间处理。

[0027] 通过使用根据第一方面的射频接收器,可以避免 ZIF (包含 LIF) 和超外差式架构两者的缺点。根据本发明第一方面的射频接收器对二阶非线性不敏感。

[0028] 在根据第一方面的射频接收器的第一可行实施形式中,所述预定采样率是过采样率,其中过采样因子相对于采样混频器(101)的本地振荡器频率(f_{lo})至少为 2 或至少为 4。

[0029] 根据第一方面的第一实施形式的射频接收器可以使得 LO 向天线的泄漏显著减少。

[0030] 在根据第一方面本身或根据第一方面的第一实施形式的射频接收器的第二可行实施形式中,采样混频器是直接采样混频器。

[0031] 所述直接采样混频器可以在噪声指数与失真特性之间的平衡方面具有优势。

[0032] 在根据第一方面本身或根据第一方面的先前实施形式中任一者的射频接收器的第三可行实施形式中,采样混频器用于使用某一过采样率对模拟射频信号进行过采样,并提供若干离散时间子信号,这些子信号合起来表示所述离散时间信号,每个离散时间子信号表示使用对应于本地振荡器频率的采样率进行采样的模拟射频信号。

[0033] 根据第一方面的第三实施形式的射频接收器可以解决时变的 DC 偏移问题,且对闪烁噪声不敏感。所述闪烁噪声一般在 CMOS 按比例缩放时变得严重,由此给集成过程带来很大阻碍,这一问题在根据第一方面的第三实施形式来使用射频接收器时可得到解决。

[0034] 在根据第一方面本身或根据第一方面的先前实施形式中任一者的射频接收器的第四可行实施形式中,采样混频器是包括同相路径和正交路径的正交混频器。

[0035] 根据第一方面的第四实施形式的射频接收器可以提高泄漏抑制。

[0036] 在根据第一方面的第四实施形式的射频接收器的第五可行实施形式中,同相路径用于使用重复功能 $[1 \ 0 \ -1 \ 0]$ 产生同相振荡器信号,且正交相路径用于使用重复功能 $[0 \ 1 \ 0 \ -1]$ 产生正交相振荡器信号。

[0037] 重复功能 $[1 \ 0 \ -1 \ 0]$ 和 $[0 \ 1 \ 0 \ -1]$ 易于实施,这是因为它们仅由三个不同数字组成。

[0038] 在根据第一方面的第四实施形式的射频接收器的第六可行实施形式中,同相路径

用于使用重复功能 $[1 \ 1+ \sqrt{2} \ 1+ \sqrt{2} \ 1 \ -1 \ -1- \sqrt{2} \ -1- \sqrt{2} \ -1]$ 产生同相振荡器信号, 且正交相路径用于使用重复功能 $[-1- \sqrt{2} \ -1 \ 1+ \sqrt{2} \ 1+ \sqrt{2} \ 1 \ -1 \ -1- \sqrt{2}]$ 产生正交相振荡器信号。

[0039] 重复功能 $[1 \ 1+ \sqrt{2} \ 1+ \sqrt{2} \ 1 \ -1 \ -1- \sqrt{2} \ -1- \sqrt{2} \ -1]$ 和 $[-1- \sqrt{2} \ -1 \ 1+ \sqrt{2} \ 1+ \sqrt{2} \ 1 \ -1 \ -1- \sqrt{2}]$ 易于实施, 这是因为它们仅由四个不同数字组成。

[0040] 在根据第一方面本身或根据第一方面的先前实施形式中任一者的射频接收器的第七可行实施形式中, 处理电路包括: 同相路径, 所述同相路径耦合到采样混频器的同相路径; 以及正交路径, 所述正交路径耦合到所述采样混频器的正交路径。

[0041] 所述处理电路耦合到所述采样混频器, 并按照与所述采样混频器相同的采样率操作, 由此有助于所述射频接收器的设计。

[0042] 在根据第一方面本身或根据第一方面的先前实施形式中任一者的射频接收器的第八可行实施形式中, 处理电路包括信道选择器。

[0043] 因而, 所述射频接收器能够从位于不同频率的两个或两个以上不同的带中接收信号。所述射频接收器很灵活, 可以用于选择所需的信道。

[0044] 在根据第一方面本身或根据第一方面的先前实施形式中任一者的射频接收器的第九可行实施形式中, 处理电路包括离散时间滤波器, 所述离散时间滤波器用于以预定采样率对中间离散时间信号进行过滤。

[0045] 根据第九可行实施形式的射频接收器很灵活, 可以用于执行不同标准的滤波需求。

[0046] 在根据第一方面本身或根据第一方面的先前实施形式中任一者的射频接收器的第十可行实施形式中, 离散时间滤波器是低通滤波器或带通滤波器, 确切地说是复数带通滤波器。

[0047] 根据第十实施形式的射频接收器能够过滤基带信号以及中频信号。

[0048] 在根据第一方面本身或根据第一方面的先前实施形式中任一者的射频接收器的第十一可行实施形式中, 处理电路用于执行中间离散时间信号的同相与正交分量之间的电荷共用。

[0049] 执行电荷共用的射频接收器可以设计为节省空间的, 并且可以集成在单个芯片上。

[0050] 在根据第一方面本身或根据第一方面的先前实施形式中任一者的射频接收器的第十二可行实施形式中, 处理电路包括转换电容器电路。

[0051] 转换电容器电路更适合用在集成电路内, 在集成电路中, 建立精确规定的晶体管和电容器是不经济的。

[0052] 在根据第一方面本身或根据第一方面的先前实施形式中任一者的射频接收器的第十三可行实施形式中, 中频是零频率区域内的零。

[0053] 中频为零的射频接收器可以有效地实施在芯片上, 原因是可以省略用于中频的额外混频级。

[0054] 在根据第一方面本身或根据第一方面的之前实施形式中任一者的射频接收器的第十四可行实施形式中, 射频接收器进一步包括布置在所述采样混频器上游的模拟放大器。

[0055] 所述模拟放大器可以提高所述射频接收器的动力,并为其提供更高的准确度。

[0056] 根据本发明的第一方面的射频接收器可以在没有芯片外 IF 滤波器的情况下充分地进行集成,因此这一接收器成本很低。由于可以按照电容比和时钟频率准确地选择滤波带宽,因此根据本发明各方面的所述射频接收器对 PVT 的敏感度较小。所述接收器的 IF 频率是可选择的。例如,对于给定的输入 RF 频率而言,可以在 $f_{LO}/4$ 、 $f_{LO}/8$ 、 $f_{LO}/16$ 等等之间选择 IF。这一能力使得 IF 能够在繁忙的环境中从一个变为另一个,从而容许更强的阻碍物信号。可以由开关和电容器进行离散时间信号处理。技术越先进,开关转换越快且电容器密度越高。所以,这一过程能够使用摩尔定律进行扩展。

[0057] 根据本发明的第一方面的射频接收器的高级结构允许使用基于变频器的简单 g_m 级,而不是基于运算放大器的复杂结构,来进行信号处理和过滤。这使得功耗减少。

[0058] 根据第二方面,本发明涉及一种用于接收模拟射频信号的方法,所述方法包括:使用预定的采样率对所述模拟射频信号进行采样来获得离散时间信号,并将所述离散时间信号向中频移位,从而获得按照所述预定采样率进行采样的中间离散时间信号;以及在所述预定采样率下对所述中间离散时间信号进行离散时间处理。

附图说明

[0059] 本发明的其他实施例将围绕以下附图进行描述,其中:

[0060] 图 1 所示为根据一种操作形式的射频接收器的框图;

[0061] 图 2 所示为根据一种操作形式的射频接收器的框图;

[0062] 图 3 所示为根据一种操作形式的射频接收器的处理电路的离散时间滤波器的框图;

[0063] 图 4 所示为根据一种操作形式的用于对离散时间滤波器的开关进行控制的转换信号组;

[0064] 图 5 所示为根据一种操作形式的射频接收器的 SIMULINK 模型;

[0065] 图 6 所示为根据一种操作形式的射频接收器的性能图;

[0066] 图 7 所示为根据一种操作形式的射频接收器的性能图;

[0067] 图 8 所示为根据一种操作形式的在连续时间表示中的射频接收器的模拟放大器的框图;

[0068] 图 9 所示为根据一种操作形式的在离散时间表示中的射频接收器的模拟放大器的框图;

[0069] 图 10 所示为根据一种操作形式的用于接收模拟射频信号的方法的示意图;

[0070] 图 11 所示为常规的超外差式接收器架构的框图;

[0071] 图 12 所示为在常规的超外差式接收器架构中接收的信号的频率图;

[0072] 图 13 所示为常规的零差式接收器架构的框图;

[0073] 图 14 所示为在常规的零差式接收器架构中接收的信号的频率图;

[0074] 图 15 所示为具有芯片外 IF 滤波的常规超外差式接收器架构的框图。

具体实施方式

[0075] 图 1 所示为根据一种操作形式的射频接收器 100 的框图。射频接收器 100 用于接

收模拟射频信号 102。射频接收器 100 包括采样混频器 101、处理电路 103,以及模拟放大器 107。

[0076] 采样混频器 101 用于使用预定采样率 f_s 对模拟射频信号 102 进行采样,以获得离散时间信号 104,并将离散时间信号 104 向中频 $f_{IF}=|f_{RF}-f_{LO}|$ 移位,从而获得按照预定采样率 f_s 进行采样的中间离散时间信号 108。处理电路 103 用于在预定采样率 f_s 下对中间离散时间信号 108 进行离散时间处理。

[0077] 模拟放大器 107 用于接收并放大模拟射频信号 102,从而提供放大的模拟射频信号 122。采样混频器 101 耦合到模拟放大器 107,并用于从模拟放大器 107 接收(经由跨导放大而)放大的模拟射频信号 122。在一种操作形式中,模拟放大器 107 包括如下文关于图 8 和图 9 所述的 g_m 级。

[0078] 采样混频器 101 是包含同相路径 110 和正交路径 112 的正交混频器。采样混频器 101 包括采样器 121 和正交离散时间混频器 123。采样器 121 用于对放大的模拟射频信号 122 进行采样,从而提供离散时间采样信号 104。正交离散时间混频器 123 的同相部分用于将离散时间采样信号 104 与本地振荡器 125 所产生的同相振荡器信号 114 混合。正交离散时间混频器 123 的正交部分用于将离散时间采样信号 104 与本地振荡器 106 所产生的正交振荡器信号 116 混合。在一种操作形式中,采样混频器 101 是直接采样混频器。在一种操作形式中,采样混频器 101 用于使用过采样率对模拟射频信号 102 进行过采样,并提供若干离散时间子信号,这些子信号合起来表示离散时间信号 104 的频移版本,差分的离散时间子信号的每个分量表示使用对应于模拟射频信号 102 的频率的采样率进行采样的模拟射频信号 102 的频移版本。

[0079] 在一种操作形式中,采样器 121 是用于对电流进行采样的电流积分采样器。采样器 121 可以由连续时间(CT)正弦滤波器表示,该连续时间正弦滤波器具有在 $1/T_i$ 处的第一陷波并且可以对褶皱频率进行反混淆,其中 T_i 为采样时间。采样频率可以对应于输入-输出率。在离散时间(DT)信号处理中,输入电荷 $q_{in}[n]$ 被认为是输入的采样信号,输出电压 $V_{out}[n]$ 被认为是输出的采样信号,根据的是以下方程:

$$[0080] \quad q_{in}[n] = \int_{nT_s}^{nT_s+T_i} i_{in}(t) dt$$

$$[0081] \quad V_{out}[n] = \frac{q_{in}[n]}{C_s}$$

[0082] 在一种操作形式中,预定采样率 f_s 是过采样因子为 4 的过采样率,即,预定采样率 f_s 对应于本地振荡器的频率的四倍,即 $f_s=4f_{LO}$ 。

[0083] 在一种操作形式中,同相路径 110 用于使用重复功能 $[1 \ 0 \ -1 \ 0]$ 产生同相振荡器信号 114。在一种操作形式中,正交相路径 112 用于使用重复功能 $[0 \ 1 \ 0 \ -1]$ 产生正交相振荡器信号 116。在一种操作形式中,同相路径 110 用于使用重复功能 $[1 \ 1+\sqrt{2} \ 1+\sqrt{2} \ 1 \ -1 \ -1-\sqrt{2} \ -1-\sqrt{2} \ -1]$ 产生同相振荡器信号 114。在一种操作形式中,正交相路径 112 用于使用重复功能 $[-1-\sqrt{2} \ -1 \ 1+\sqrt{2} \ 1+\sqrt{2} \ 1 \ -1 \ -1-\sqrt{2}]$ 产生正交相振荡器信号 116。

[0084] 在一种操作形式中,处理电路 103 包括同相路径 118,所述同相路径耦合到采样混

频器 101 的同相路径 110 ;以及正交路径 120,所述正交路径耦合到采样混频器 101 的正交路径 112。

[0085] 在一种操作形式中,处理电路 103 包括离散时间滤波器 105,所述离散时间滤波器用于在预定采样率 f_s 下过滤中间离散时间信号 108。离散时间滤波器 105 是低通滤波器或带通滤波器,确切地说是复数带通滤波器。在一种操作形式中,处理电路 103 用于执行中间离散时间信号 108 的同相与正交分量之间的电荷共用(未图示)。在一种操作形式中,处理电路 103 包括转换电容器电路。在一种操作形式中,中频是零频率区域内的零。

[0086] 在一种操作形式中,采样混频器 101 可以被认为是在四倍(4x)速率下操作的 quad DT 混频器。四倍(4x)采样概念是用于在后续的级中保持原始的采样率,由此避免早期抽取。在一种操作形式中,在抽取之前添加更多 IIR 滤波器。

[0087] 在一种操作形式中,在不使用外部滤波器的情况下将射频接收器 100 集成在单个芯片上。

[0088] 图 2 所示为根据一种实施形式的射频接收器 200 的框图。射频接收器 200 用于接收模拟射频信号 $V_{in}(t)$ 。射频接收器 200 包括采样混频器 201、处理电路 203,以及模拟放大器 207。gm 跨导放大器 207 连同采样混频器 201 包括具有有利滤波性质的窗式电流积分混频器。

[0089] 射频接收器 200 可以对应于关于图 1 所描述的射频接收器 100。确切地说,模拟放大器 203 可以对应于模拟放大器 103,采样混频器 201 可以对应于采样混频器 101,处理电路 203 可以对应于处理电路 103。

[0090] 采样混频器 201 用于使用预定采样率 f_s 对模拟射频信号 $V_{in}(t)$ 进行采样,以获得离散时间采样信号,并将所述离散时间采样信号向中频移位,从而获得按照预定采样率 f_s 进行采样的中间离散时间信号 208。处理电路 203 用于在预定采样率 f_s 下对中间离散时间信号 208 进行离散时间处理。

[0091] 模拟放大器 207 用于接收并放大对应于图 1 中所描述的模拟放大器 107 的模拟射频信号 $V_{in}(t)$ 。采样混频器 201 耦合到模拟放大器 207,并用于从模拟放大器 207 中接收放大的模拟射频信号。

[0092] 采样混频器 201 是四倍混频器,也称为 quad 混频器或 4x-混频器,包括第一路径 208a、第二路径 208b、第三路径 208c 以及第四路径 208d。采样混频器 201 包括:第一开关 209a,其用于通过第一控制信号 ϕ_1 来控制第一路径 208a ;第二开关 209b,其用于通过第二控制信号 ϕ_2 来控制第二路径 208b ;第三开关 209c,其用于通过第三控制信号 ϕ_3 来控制第三路径 208c ;以及第四开关 209d,其用于通过第四控制信号 ϕ_4 来控制第四路径 208d。图 4 中描述了控制信号 ϕ_1 、 ϕ_2 、 ϕ_3 和 ϕ_4 的表示。

[0093] 处理电路 203 包括:第一路径 211a,其连接到采样混频器 201 的第一路径 208a ;第二路径 211b,其连接到采样混频器 201 的第二路径 208b ;第三路径 211c,其连接到采样混频器 201 的第三路径 208c ;以及第四路径 211d,其连接到采样混频器 201 的第四路径 208d,这样中间离散时间信号 208 从采样混频器 201 的路径 208a、208b、208c 和 208d 传递到处理电路 203 的路径 211a、211b、211c 和 211d。处理电路 203 的路径 211a、211b、211c 和 211d 中的每一者包括:分流到地线的电容器 C_h ;以及相应滤波器 205a、205b、205c、205d,这些滤

波器以级联的方式耦合到处理电路 203 的相应路径 208a、208b、208c 和 208d 中。

[0094] 在一种操作形式中,处理电路 203 的相应路径 211a、211b、211c、211d 中的每一者连同相应滤波器 205a、205b、205c、205d 分别形成一阶全速率 IIR 低通滤波器。在一种操作形式中,路径 211a、211b、211c、211d 中的每一者连同处理电路 203 的相应滤波器 205a、205b、205c 提供转移函数,描述如下:

$$[0095] \quad H(z) = \frac{V_{out}(z)}{q_{in}(z)} = \frac{1}{\frac{C_h + C_s}{1 - \frac{C_h}{C_h + C_s} z^{-1}}},$$

[0096] 其中 C_s 为例如图 3 中所示的分流电容器。

[0097] 图 3 所示为根据一种操作形式的射频接收器的处理电路的离散时间滤波器 300 的框图。离散时间滤波器 300 可以对应于关于图 2 所描述的滤波器 205a、205b、205c 和 205d 中的一者。或者,它可以在 IF 段中的较低频率下使用。离散时间滤波器 300 包括第一滤波器路径 301、第二滤波器路径 303、第三滤波器路径 305 以及第四滤波器路径 307,这些滤波器路径并联耦合在离散时间滤波器 300 的输入端 302 与输出端 304 之间。这四个滤波器路径 301、303、305 和 307 中的每一者包括:串联耦合到滤波器路径中的第一开关 321,第一开关 321 的输入端耦合到离散时间滤波器 300 的输入端;电容器 323, C_s 将第一开关 321 的输出端分流到地线;用于执行电荷复位的第二开关 325,其输入端耦合到第一开关 321 的输出端,并且其输出端耦合到地线;以及第三开关 327,其耦合在第二开关 325 的输入端与离散时间滤波器 300 的输出端之间。

[0098] 输入端 302 处的采样率可以描述为 $f_{s-in} = 1/T_s$,其中 T_s 为采样间隔,且子路径 301、303、305 和 307 中的每一者处的采样率可以描述为 $f_{s-sub} = (1/T_s)/4$,即降低为原来的四分之一。然而,由于子路径输出端按照时间交错的方式进行合并,因此原始数据速率得以恢复。

[0099] 图 3 中描绘的离散时间滤波器 300 只表示图 1 中描述的离散时间滤波器 103 的两个组件中的一者,其中这些组件中的第一个组件用于过滤同相路径,而第二个组件用于过滤正交路径。离散时间滤波器 300 可以是差分或伪差分结构的单端版本。或者,图 3 中所描绘的离散时间滤波器 300 表示图 2 中描述的四个组件 205a、205b、205c 和 205d 中的一者。

[0100] 图 4 所示为根据一种操作形式的用于对离散时间滤波器的开关进行控制的转换信号组的图 400。第一转换信号 $\phi 1$ 是脉冲时间为 T_i 且采样时间为 T_s 的脉冲信号。第二转换信号 $\phi 2$ 是脉冲时间为 T_i 且采样时间为 T_s 的脉冲信号。第三转换信号 $\phi 3$ 是脉冲时间为 T_i 且采样时间为 T_s 的脉冲信号。第四转换信号 $\phi 4$ 是脉冲时间为 T_i 且采样时间为 T_s 的脉冲信号。在这一实施方案中,采样时间 T_s 对应于脉冲时间 T_i 。四个转换信号的脉冲相对于彼此的脉冲时间 T_i 是时移的。当第一转换信号 $\phi 1$ 从高信号电平降到低信号电平,即脉冲结束时,第二转换信号 $\phi 2$ 从低信号电平升到高信号电平,即脉冲开始。相同条件适用于第二脉冲信号 $\phi 2$ 和第三脉冲信号 $\phi 3$ 、第三脉冲信号 $\phi 3$ 和第四脉冲信号 $\phi 4$,以及第四脉冲信号 $\phi 4$ 和第一脉冲信号 $\phi 1$ 之间的关系。

[0101] 图 5 所示为根据一种操作形式的射频接收器的 SIMULINK™ 模型 500。SIMULINK™

模型包括采样混频器 501 和处理电路 503,用于将图 1 中描述的采样混频器 101 和处理电路 203 模型化。正弦波信号发生器 502 向采样混频器 501 提供正弦波输入信号。采样混频器 501 包括:正交混频器,所述正交混频器具有同相组件 509a 和正交组件 509b;以及本地振荡器,所述本地振荡器具有用于向正交混频器的同相组件 509a 提供同相信号 514 的同相组件 541,和用于向正交混频器的正交组件 509b 提供正交信号 516 的正交组件 543。在一种操作形式中,正交混频器的同相组件 541 提供同相信号 $[1, 0, -1, 0]$ 514,正交混频器的正交组件 543 提供正交信号 $[0, 1, 0, -1]$ 516。正交混频器 541、543 将同相信号 514 与正弦波发生器 502 产生的正弦波相乘,从而提供同相输出信号 508a;并将正交信号 516 与正弦波发生器 502 的正弦波相乘,从而提供正交输出信号 508b。

[0102] 同相信号 514 和正交信号 516 表示图 1 中描述的同相振荡器信号 114 和正交相振荡器信号 116。同相输出信号 508a 和正交输出信号 508b 表示图 1 中描述的中间离散时间信号 108。

[0103] 处理电路 503 包括:耦合到处理电路 503 的同相路径的同相输入端,其用于接收采样混频器 501 的同相输出信号 508a;以及耦合到处理电路 503 的正交路径的正交输入端,其用于接收采样混频器 501 的正交输出信号 508b。

[0104] 处理电路 503 的同相路径包括第一 IIR 滤波器 513、第一 FIR 滤波器 517 和第一向下采样器 521。处理电路 503 的正交路径包括第二 IIR 滤波器 515、第二 FIR 滤波器 519、第二向下采样器 523 和增益级 525 ($j=\exp(\pi/2)$ 运算符)。同相输出信号 508a 通过第一 IIR 滤波器 513、第一 FIR 滤波器 517 和第一向下采样器 521,并在加法器 527 中与已通过第二 IIR 滤波器 515、第二 FIR 滤波器 519、第二向下采样器 523 和增益级 525 的正交输出信号 508b 相加。加法器 527 以适当的信号表示来提供在其他转换装置 531、533 中进行转换的输出信号。

[0105] 在一种操作形式中,第一 IIR 滤波器 513 的 z 域表示 $IIR1(z)$ 中的转移函数是 $IIR1(z)=1/(1-0.95z^{-1})$,且第二 IIR 滤波器 515 的 z 域表示 $IIR2(z)$ 中的转移函数是 $IIR2(z)=1/(1-0.95z^{-1})$ 。在一种操作形式中,第一 FIR 滤波器 517 的 z 域表示 $FIR1(z)$ 中的转移函数是 $FIR1(z)=(1+z^{-1}+z^{-2}+z^{-3})/4$,且第二 FIR 滤波器 519 的 z 域表示 $FIR2(z)$ 中的转移函数是 $FIR2(z)=(1+z^{-1}+z^{-2}+z^{-3})/4$ 。在一种操作形式中,第一向下采样器 521 和第二向下采样器 523 使用的向下采样因子为 4。

[0106] 图 6 所示为根据一种操作形式的射频接收器的性能图 600。图 600 描绘了常规 RF 接收器的 IIR 滤波器输出信号 601,其中在抽取之后执行 IIR 滤波,即,IIR 滤波器输出信号 601 携带抽取所产生的图像。图 600 进一步描绘了根据本发明各方面的射频接收器的 IIR 滤波器输出信号 603,例如图 5 中描述的采样混频器 501 的第一 IIR 滤波器 513 的输出信号,其中在抽取之前执行 IIR 滤波。根据本发明各方面的射频接收器的 IIR 滤波器输出信号 603 相对于常规 RF 接收器的 IIR 滤波器输出信号 601 来说,其性能在假频 0 、 $-f_s/4$ 和 $-f_s/2$ 处及附近提高了 30dB。

[0107] 图 7 所示为根据一种操作形式的射频接收器的性能图 700。图 700 描绘应用了 FIR 滤波和向下采样的常规 RF 接收器的第一输出信号 701。图 700 描绘应用了 FIR 滤波、向下采样和 IIR 滤波的常规 RF 接收器的第二输出信号 703,其中 IIR 滤波在向下采样之后进行。图 700 描绘应用了 FIR 滤波、IIR 滤波和向下采样的根据本发明各方面的射频接收器的第

三输出信号 705,其中向下采样在 FIR 滤波之后以及 IIR 滤波之后进行。根据本发明各方面的射频接收器的第三输出信号 705 相对于常规 RF 接收器的第一输出信号 701 来说,其性能在相对于向下采样的假频 0 、 $-f_s/4$ 和 $-f_s/2$ 处及附近提高了至少 30dB,并且相对于常规 RF 接收器的第二输出信号 703 来说,性能在相对于向下采样的混频偏差 0 、 $-f_s/4$ 和 $-f_s/2$ 处及附近提高了至少 10 到 15dB。相比于第一输出信号 701 和第二输出信号 703 的陷波,第三输出信号 705 的陷波显示出更宽的带宽。

[0108] 图 8 所示为根据一种操作形式的在连续时间表示中的射频接收器的模拟放大器 800 的框图。模拟放大器 800 包括可选的第一电容器 801、 g_m 级 803、采样开关 805 和第二电容器 807。第一电容器 801 耦合到模拟放大器 800 的输入端,并将所述输入端分流到地线。 g_m 级 803 的输入端耦合到模拟放大器 800 的输入端,且 g_m 级 803 的输出端耦合到采样开关 805。采样器 805 的输出端耦合到模拟放大器 800 的输出端。模拟放大器 800 的输出端由第二电容器 807 分流到地线。

[0109] 模拟放大器 800 可以对应于图 1 中描述的模拟放大器 103 或图 2 中描述的模拟放大器 203。

[0110] 图 9 所示为根据一种操作形式的在离散时间表示中的射频接收器的模拟放大器 900 的框图。输入信号 $x[n]$ 通过 D-to-C 转换器 901、ZOH 单元、滤波器 905 和采样器 907,并由所述功能单元变换为输出信号 $y[n]$ 。所述变换可以用以下方程表示:

$$[0111] \quad x(t)=x[n] \text{ 其中 } nT_s \leq t < (n+1)T_s$$

$$[0112] \quad h(t)=g_m/C_s \text{ 其中 } 0 \leq t < T_s$$

$$[0113] \quad y[n] = \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} x(t) dt = \frac{g_m T_s}{C_s} x[n]$$

[0114] 因此,模拟放大器 900 对应于表示离散时间(DT)增益的 g_m 级。

[0115] 模拟放大器 900 可以对应于图 1 中描述的模拟放大器 103 或图 2 中描述的模拟放大器 203。

[0116] 图 10 所示为根据一种操作形式的用于接收模拟射频信号的方法 1000 的示意图。方法 1000 包括:使用预定采样率 f_s 对模拟射频信号 1002 进行采样 1001,以获得离散时间采样信号,并将所述离散时间采样信号向中频移位,从而获得按照预定采样率 f_s 进行采样的中间离散时间信号 1004。方法 1000 进一步包括:在预定采样率 f_s 下对中间离散时间信号 1004 进行离散时间处理 1003。

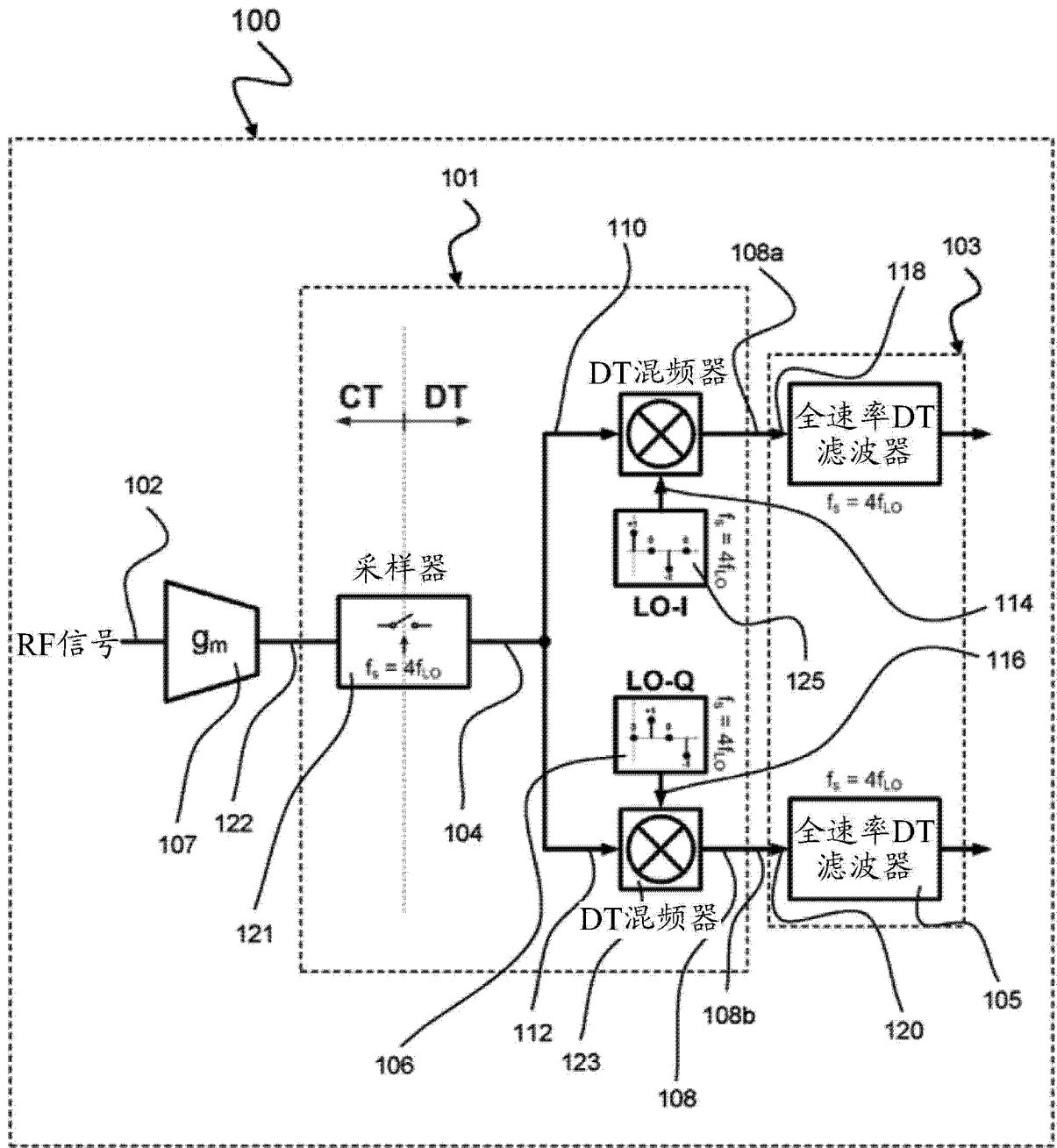


图 1

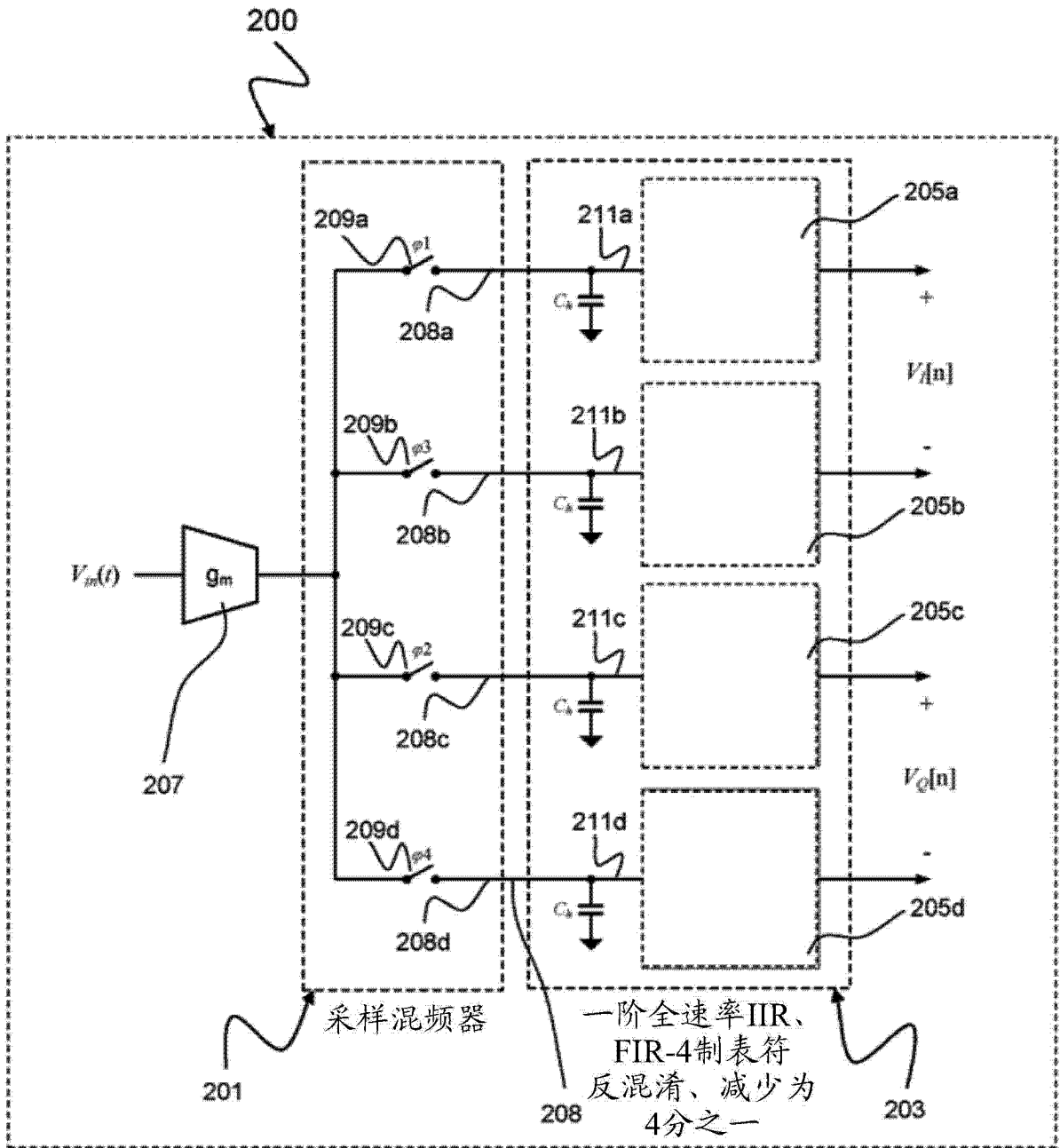


图 2

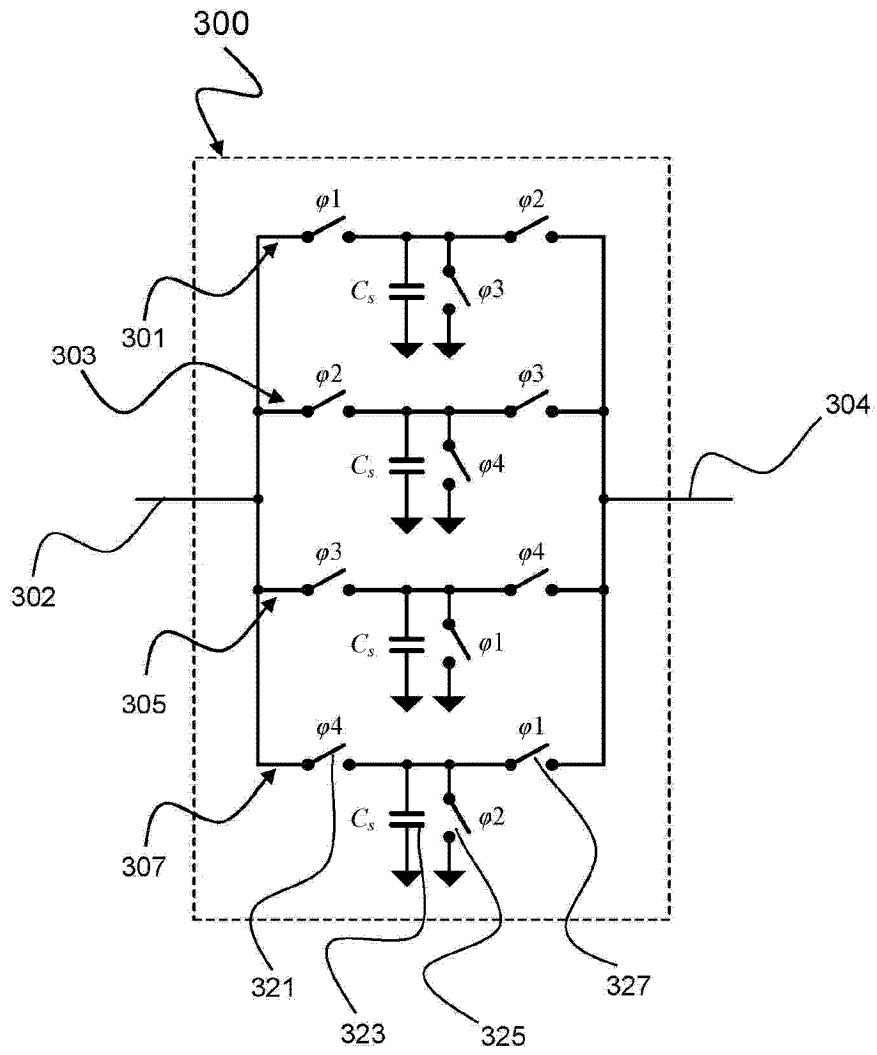


图 3

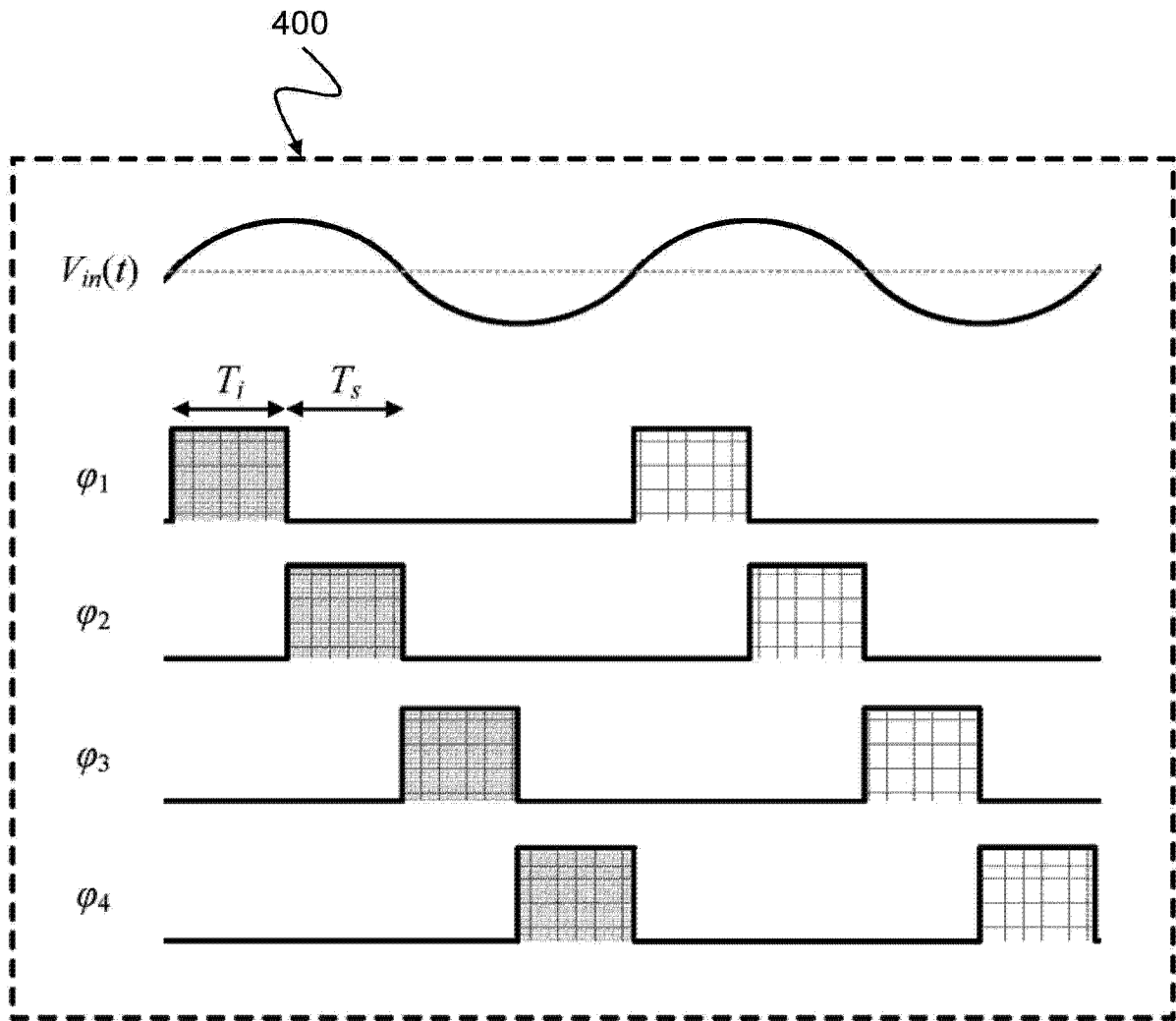


图 4

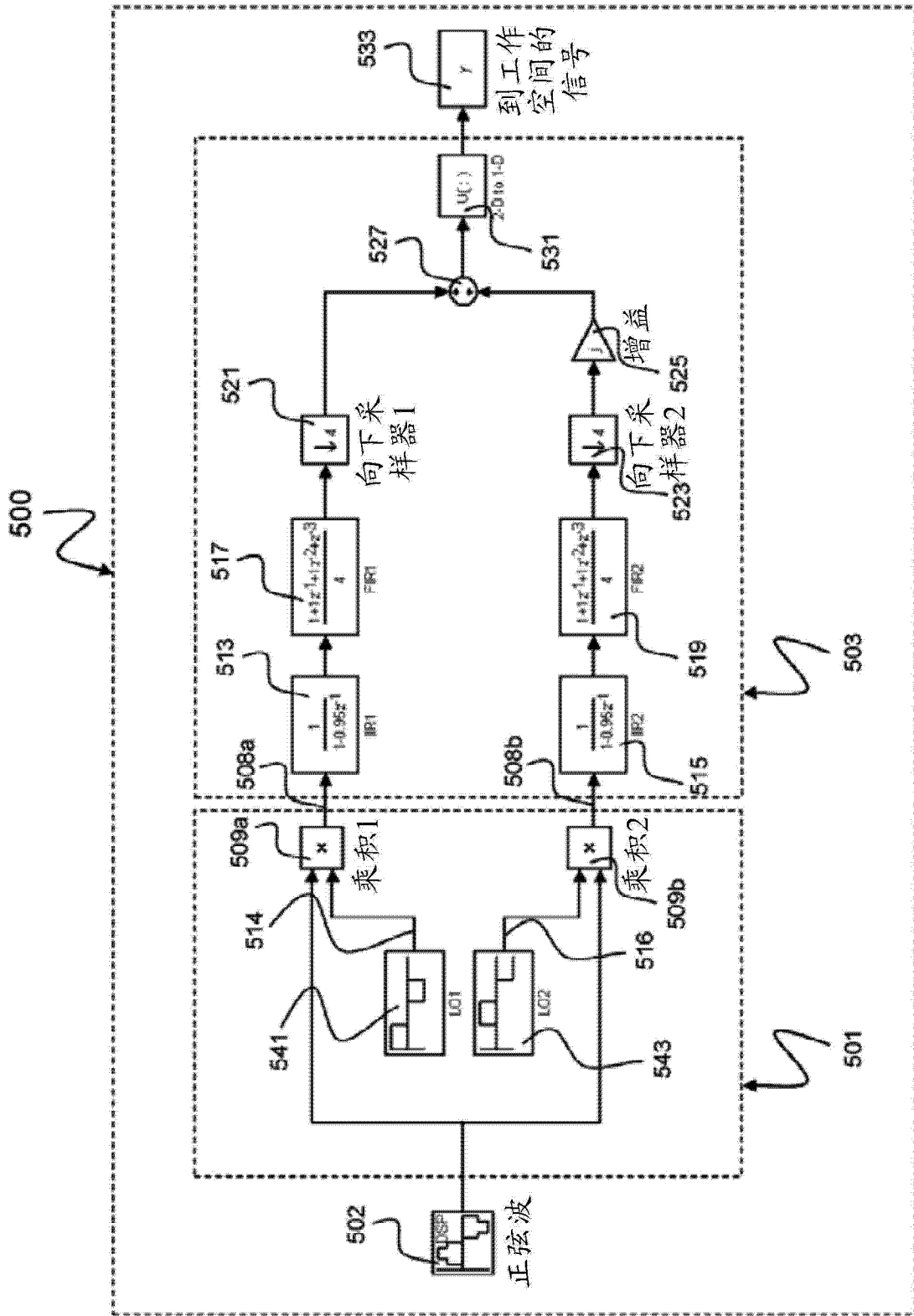


图 5

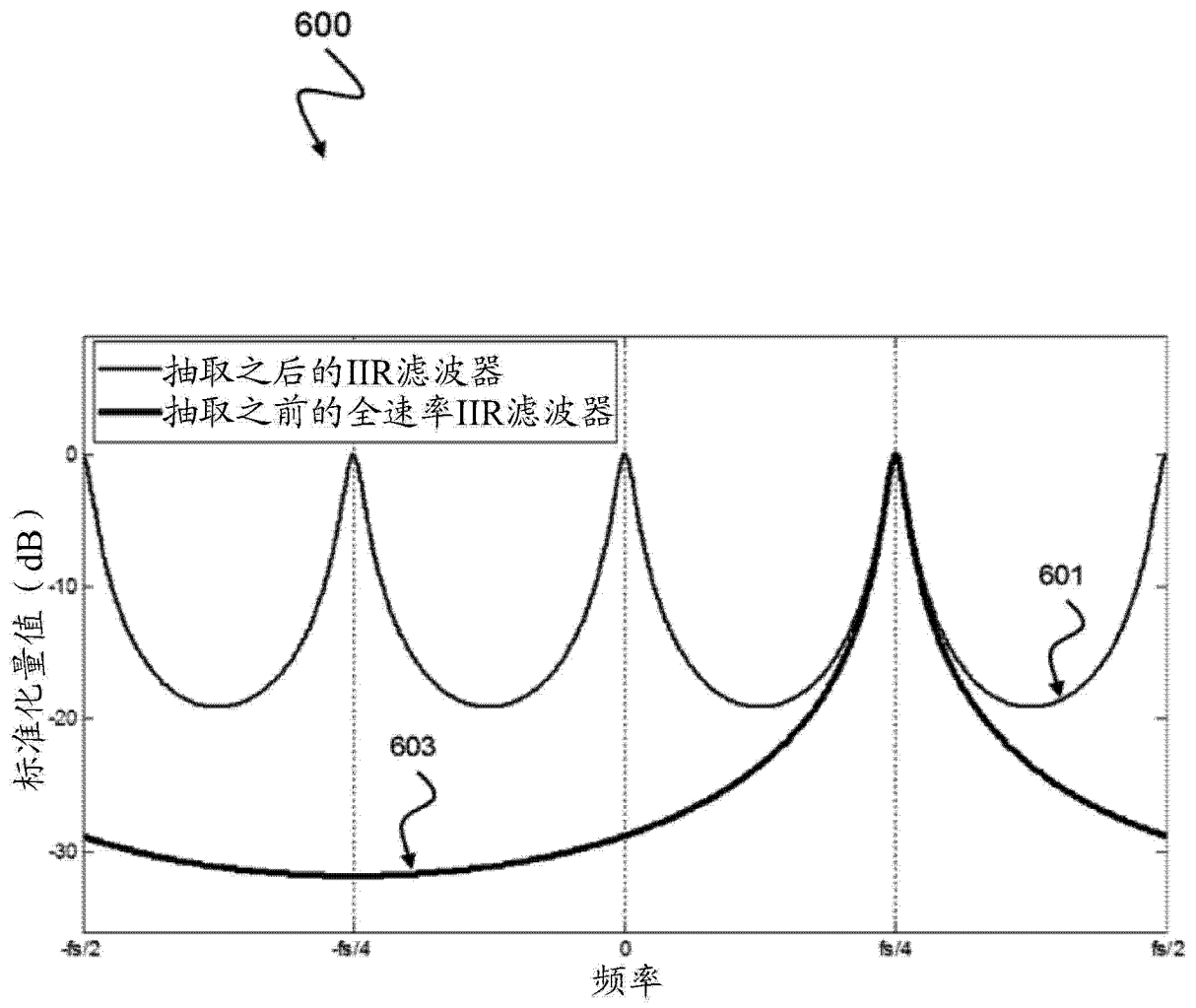


图 6

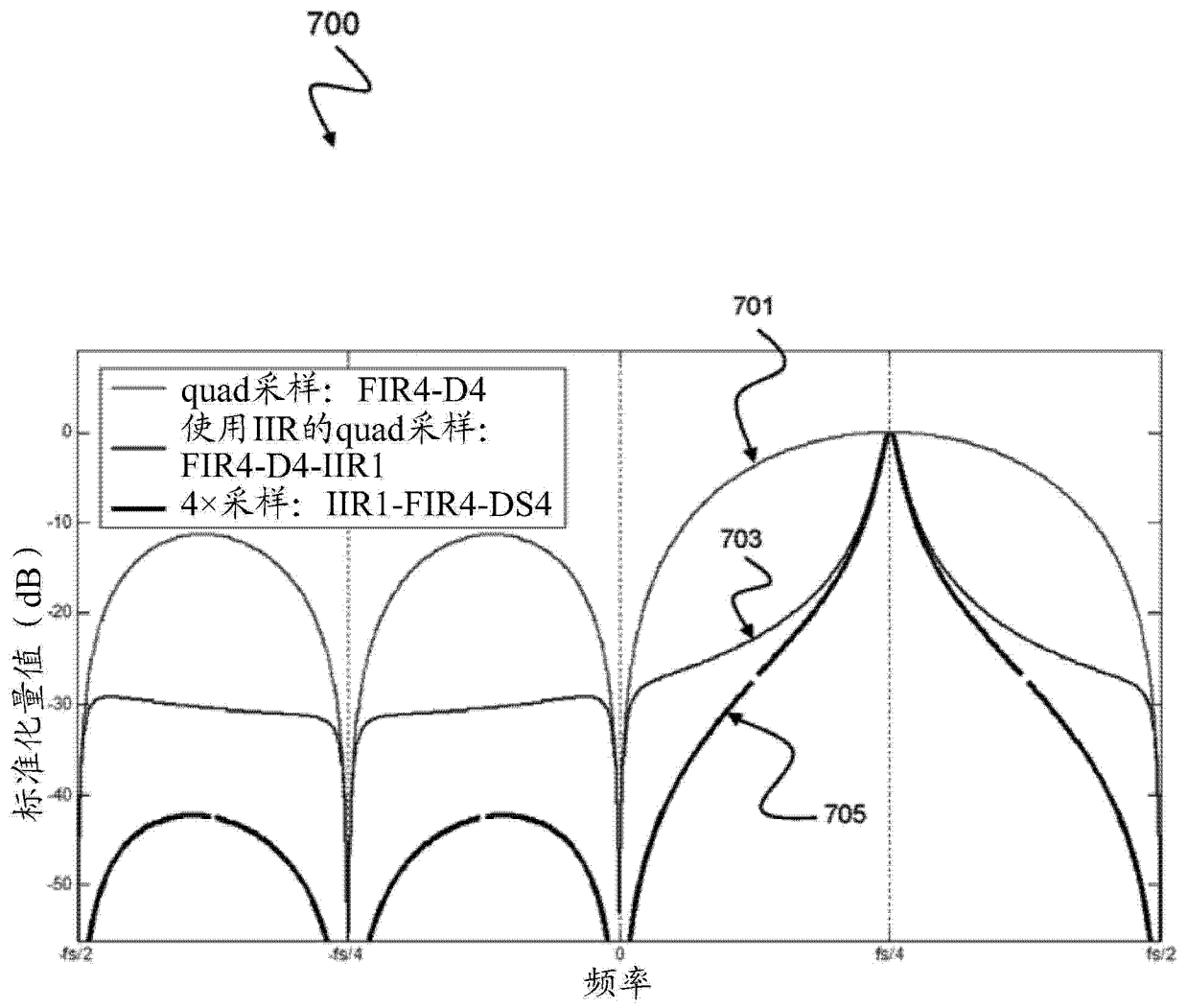


图 7

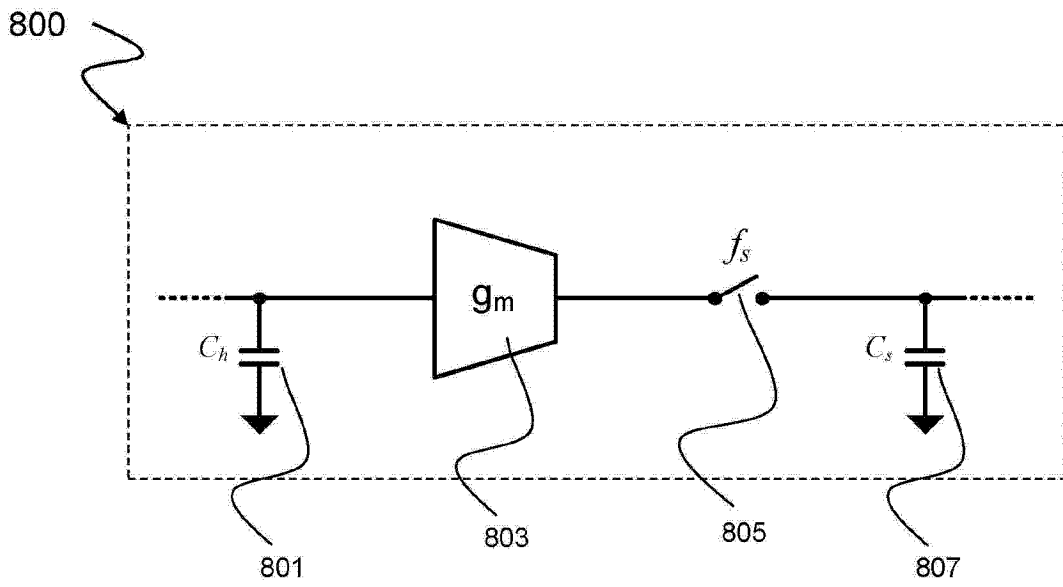


图 8

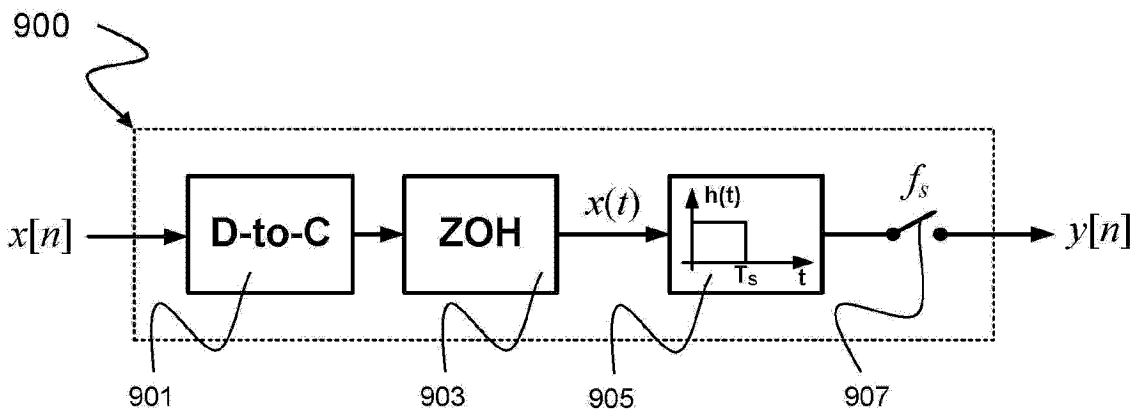


图 9

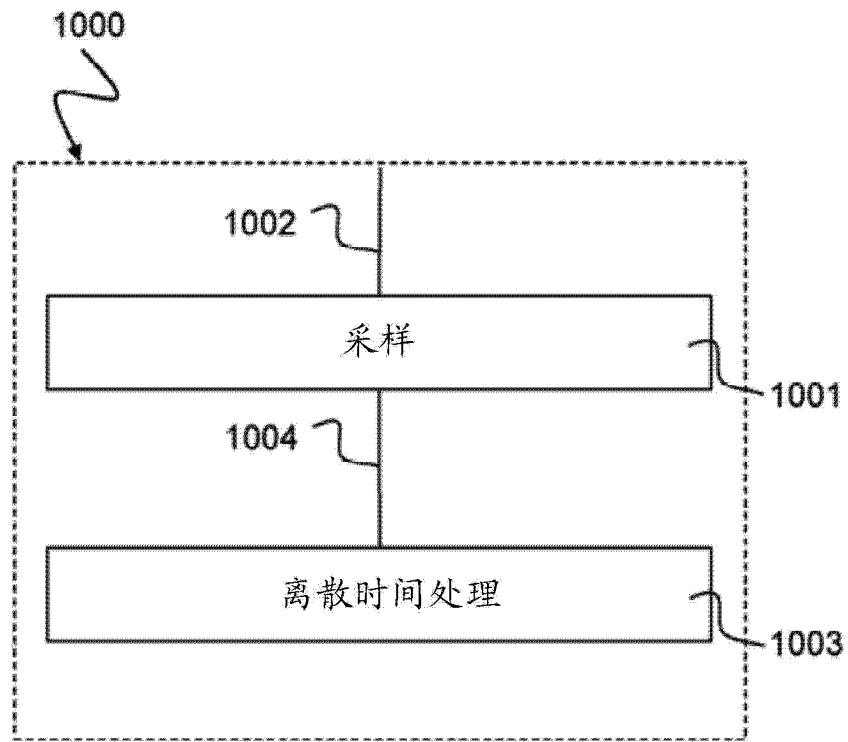


图 10

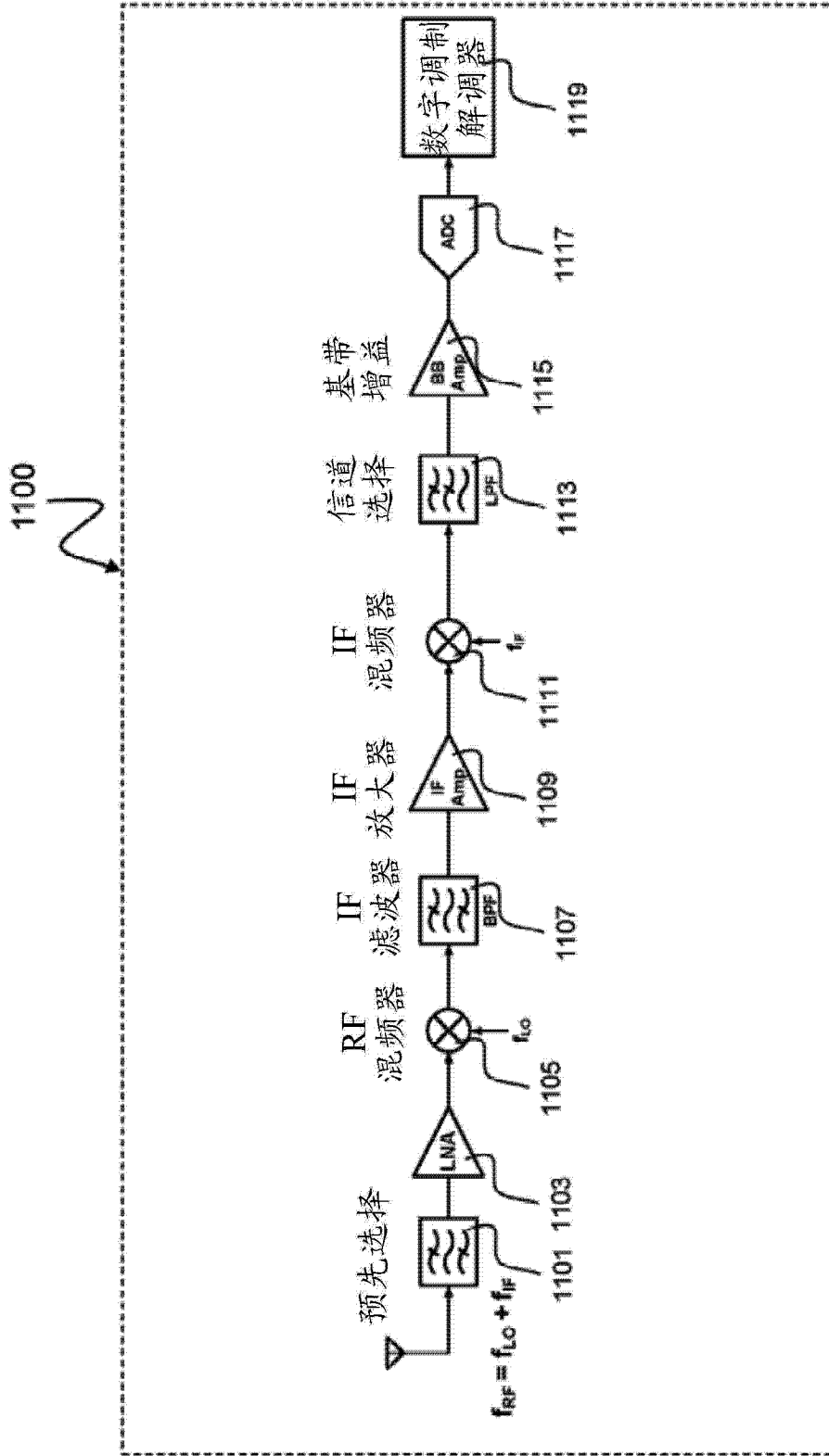


图 11

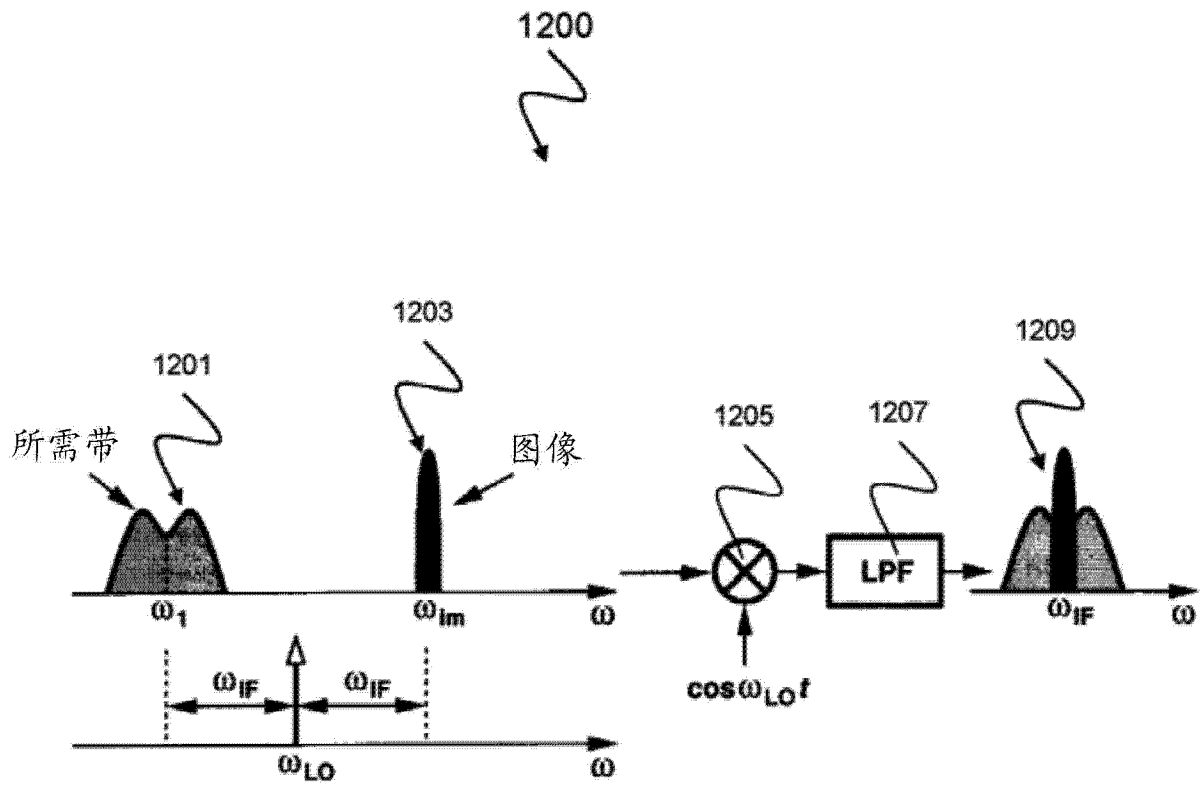


图 12

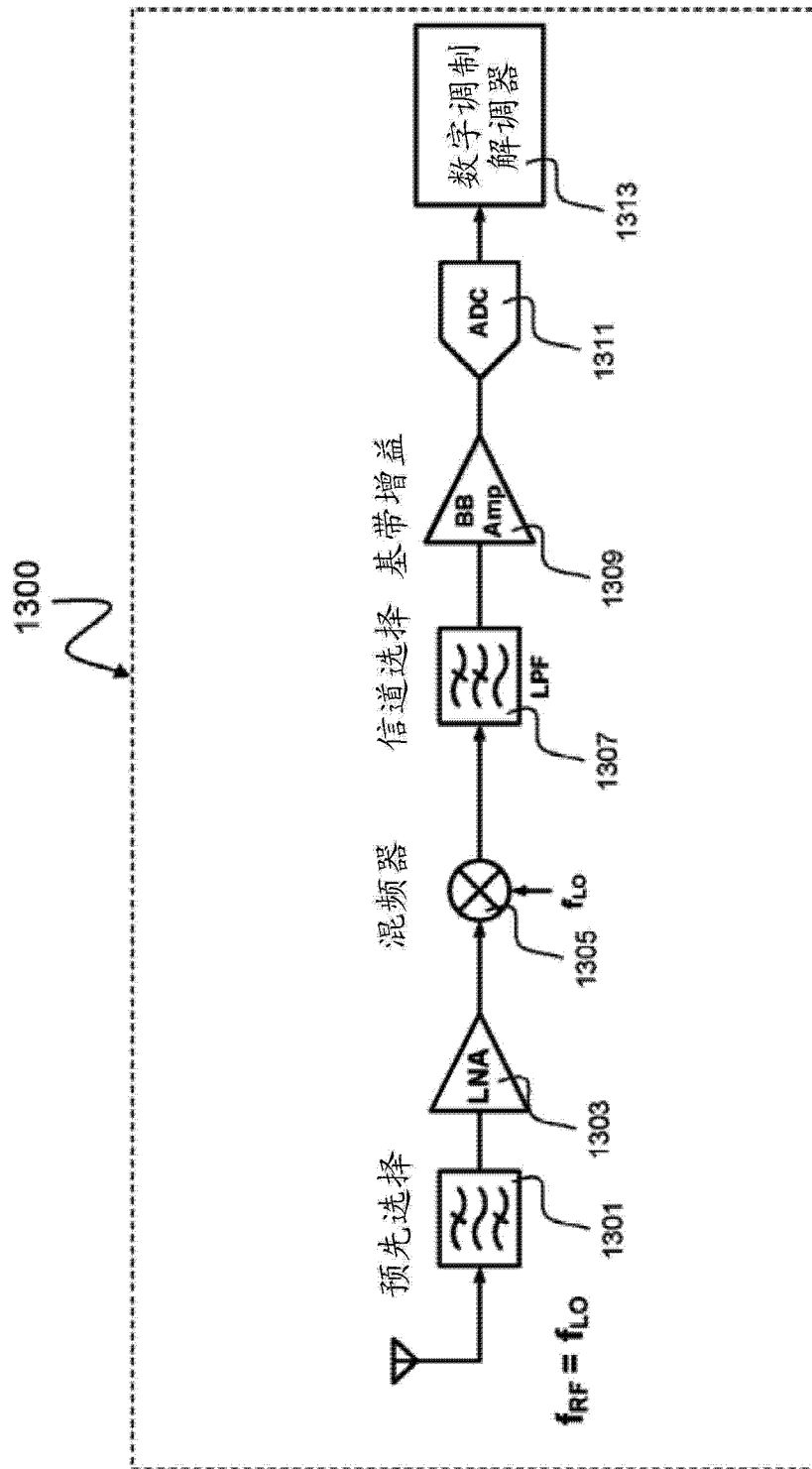


图 13

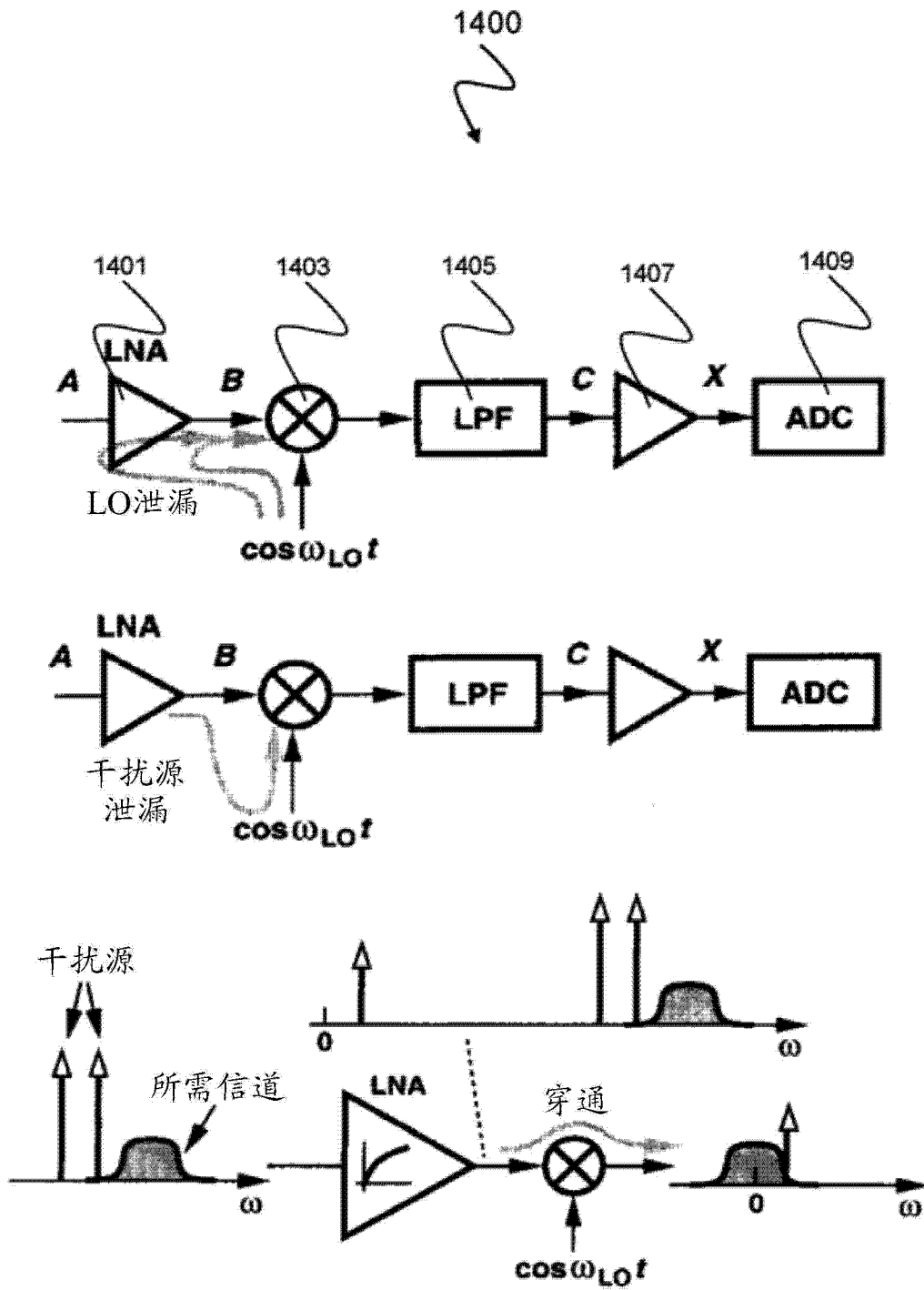


图 14

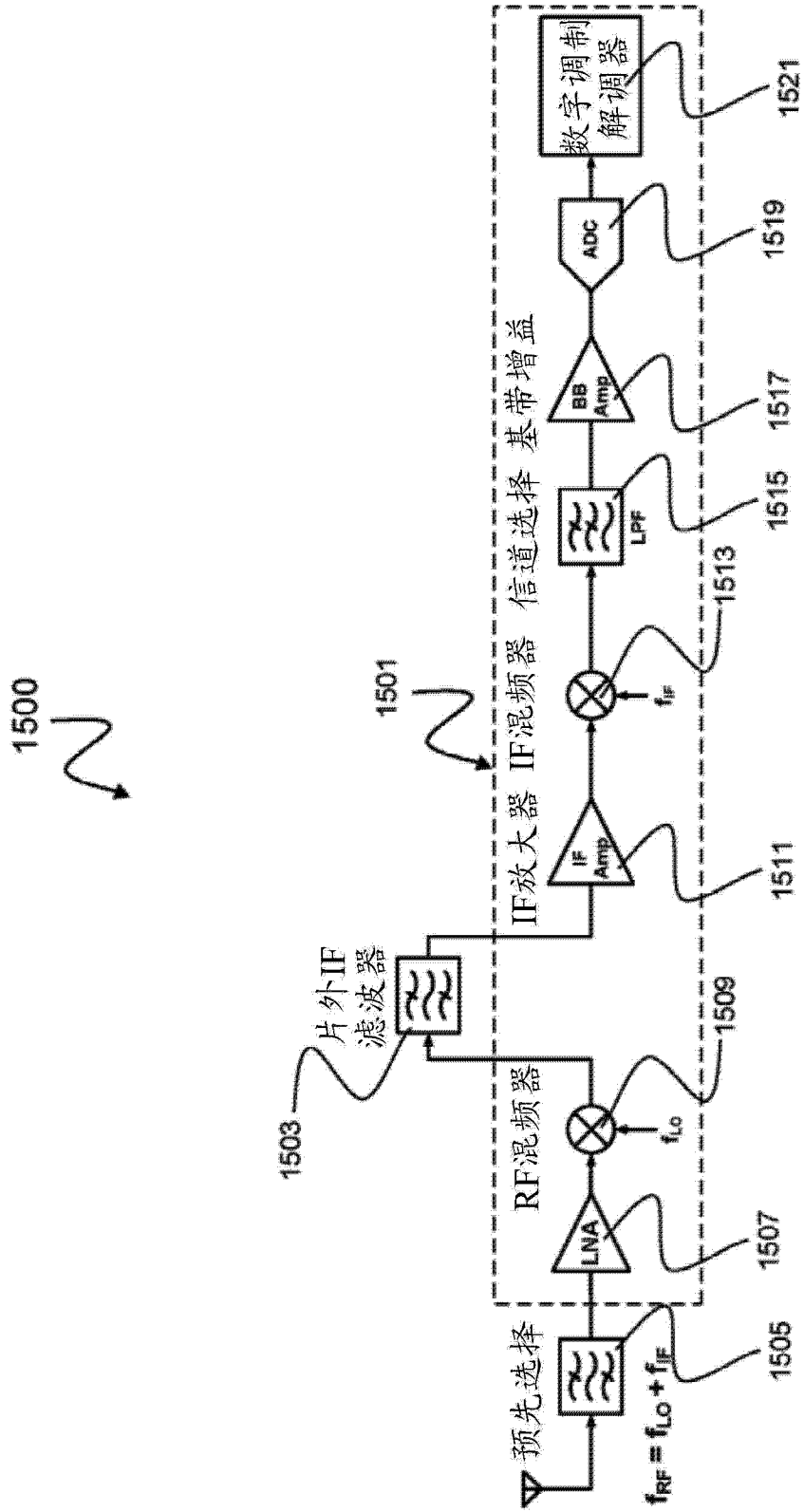


图 15