(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105453419 B
(45)授权公告日 2020.06.30

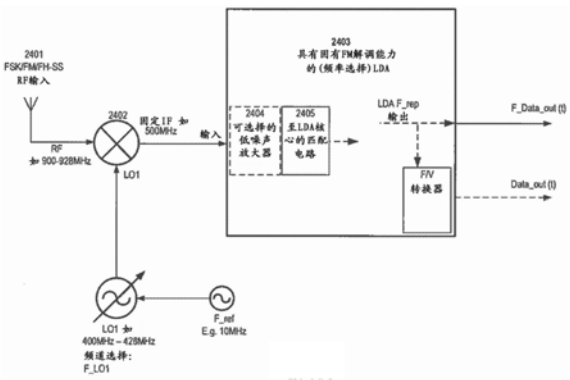
(21)申请号 201480022030.0
(22)申请日 2014.03.14
(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 105453419 A
(43)申请公布日 2016.03.30
(30)优先权数据
61/789,829 2013.03.15 US
(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2015.10.13
(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/US2014/029577 2014.03.14
(87)PCT国际申请的公布数据
WO2014/144958 EN 2014.09.18
(73)专利权人 多康公司
地址 瑞士苏黎世
(72)发明人 福雷斯特·詹姆斯·布莱恩
帕特里克·安托万·拉达
亚历山大·迪普伊
(74)专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限公司 11227
代理人 唐京桥 陈炜
(51)Int.Cl.
H03D 7/00(2006.01)
(56)对比文件
CN 101897117 A,2010.11.24,
CN 102195660 A,2011.09.21,
US 4660192 A,1987.04.21,
US 3602819 A,1971.08.31,
US 5995814 A,1999.11.30,
JP 60249436 A,1985.12.10,
US 5771026 A,1998.06.23,
US 2006/0226897 A1,2006.10.12,
审查员 彭苏
权利要求书4页 说明书18页 附图33页

(54)发明名称

具有固有频率解调能力的频率选择性对数放大器

(57)摘要

再生选择对数检测器放大器(LDA)可以具有集成FM解调能力。当与现有技术相比时,其可以以高灵敏度、高裙比和最小化的噪声来接收有线或无线FM调制信号并且对其放大或解调。当与其它电路如PLL或混合器使用时,其可以改进干扰抑制和频率选择性,并且以频率和相位锁定在精确频道上。LDA产生当达到给定阈值时为自淬灭的间歇性振荡。其还可以嵌入电路,以进行直接FM鉴频。通过简单的模拟或数字频率电压转换器完成FM解调过程。这加上瞬时再生增益是低中级的事实允许了对埋入噪声的小振幅信号进行检测。



CN 105453419 B

1.一种用于通信设备的接收链中的系统,所述系统包括:

放大电路,其被配置成接收输入信号,并且基于所述输入信号产生振荡;

一个或多个四极谐振电路,其被配置成建立具有零相位区的频率通带传输响应,所述一个或多个四极谐振电路耦合到所述放大电路并且被配置成建立所述系统的操作频率,所述一个或多个四极谐振电路耦合到第一低通滤波电路,所述第一低通滤波电路被配置成输出第一RF输出信号;

采样电路,其耦合到所述放大电路,并且被配置成基于预定阈值来终止振荡,以便周期性地锁住并且重启振荡,以产生一系列的电压尖峰,其中,所述电压尖峰的瞬时频率承载所述输入信号的频率调制FM调制信息和振幅调制AM调制信息并且被输出作为第二输出信号,并且其中所述第二输出信号具有与所述输入信号不同的频率;以及

第二低通滤波电路,其耦合在所述放大电路与所述采样电路之间,以将所述第二输出信号与所述输入信号以及由放大电路产生的振荡相隔离,

其中,所述四极谐振电路为具有并联谐振电路和串联谐振电路的四端网络。

2.根据权利要求1所述的系统,其中,所述第二低通滤波电路以及所述采样电路包括含二极管的电路。

3.根据权利要求1所述的系统,其中,所述第二低通滤波电路以及所述采样电路包括含电感器的电路。

4.根据权利要求1所述的系统,其中,所述系统进一步包括:

频率电压电路,其被配置成接收电压尖峰,并且通过将FM调制信息和AM调制信息转换到基带频率来对所述FM调制信息和AM调制信息进行解调。

5.根据权利要求1所述的系统,其中,所述放大电路包括放大器,并且所述第二输出信号通过所述采样电路的活动节点、所述放大器的基极、所述放大器的输出或四极谐振电路的活动节点中的一个或多个来输出。

6.根据权利要求1所述的系统,其中,所述采样电路被配置成对频率调制进行解调。

7.根据权利要求1所述的系统,其中,所述系统被配置成对FM调制信息和AM调制信息中的一者或二者进行解调,而不论所述输入信号的信号强度如何。

8.根据权利要求1所述的系统,其中,所述系统被配置成从噪声基底中使所述输入信号再生,以提供高的信号灵敏度。

9.根据权利要求1所述的系统,其中,所述输入信号包括AM输入,而所述第二输出信号包括重复频率输出信号。

10.根据权利要求1所述的系统,其中,所述系统提供具有预定水平选择性的裙比率。

11.根据权利要求9所述的系统,其中,所述系统被配置成使用频率电压转换器或模拟检测器将重复频率输出信号转换成电压输出信号。

12.根据权利要求9所述的系统,其中,所述系统被配置成通过使重复频率输出信号成形为数字脉冲并且执行以下中的至少一个来将所述重复频率输出信号转换成数字电压输出信号:

执行瞬时频率测量继之以执行数字缩放功能,以获得数字电压输出信号;或者

测量周期继之以执行反相器功能以及数字缩放功能,以获得所述数字电压输出信号。

13.根据权利要求12所述的系统,其中,使用特定速率的时钟对在所述数字电压输出信

号的数字脉冲之间的时间段进行计数。

14.根据权利要求1所述的系统，其中，所述系统被配置成提供在范围为从1.001至3中的增益，以便允许弱信号从噪声基底再生。

15.根据权利要求1所述的系统，其中，所述一个或多个四极谐振电路包括LC电路、声表面波SAW、体声波BAW、给定阻抗的传输线、给定长度的传输线或具有轴端的传输线中的至少一个。

16.根据权利要求1所述的系统，其中，所述系统被配置成接收输入偏置。

17.根据权利要求16所述的系统，其中，所述输入偏置包括一个或多个温度补偿电流源。

18.根据权利要求16所述的系统，其中，所述输入偏置包括一个或多个温度补偿电压源。

19.根据权利要求16所述的系统，其中，所述输入偏置包括一个或多个电流源。

20.根据权利要求16所述的系统，其中，所述输入偏置包括一个或多个电压源。

21.根据权利要求1所述的系统，其中，所述放大电路包括放大器，所述放大器包括晶体管，所述晶体管包括二极管。

22.根据权利要求21所述的系统，其中，所述晶体管包括场效应晶体管FET，所述场效应晶体管FET包括金属氧化物半导体MOS，金属氧化物半导体MOS包括硅互补金属氧化物半导体SiCMOS，并且

其中，所述放大器包括双栅极放大器、氮化镓放大器或硅放大器。

23.一种用于通信设备的接收链中的系统，所述系统包括：

放大电路，其被配置成接收输入信号，并且基于所述输入信号产生振荡；

一个或多个四极谐振电路，其被配置成建立具有零相位区的频率通带传输响应，所述一个或多个四极谐振电路耦合到所述放大电路并且被配置成建立所述系统的操作频率，所述一个或多个四极谐振电路耦合到第一低通滤波电路，所述第一低通滤波电路被配置成输出第一RF输出信号；

采样电路，其耦合到所述放大电路并且被配置成基于预定阈值来终止振荡，以便周期性地锁住并且重启振荡，以产生一系列的电压尖峰，其中所述电压尖峰的瞬时频率承载所述输入信号的FM和AM调制信息并且被输出作为第二输出信号，其中所述第二输出信号具有与所述输入信号不同的频率；

第二低通滤波电路，其耦合在所述放大电路与所述采样电路之间，以将所述第二输出信号与所述输入信号以及由放大电路产生的振荡相隔离；

匹配电路，其被配置成接收所述输入信号或所述第二输出信号中的至少一个，并且改进所述输入信号或所述第二输出信号中的一个或两个的匹配和耦合；以及

隔离电路，其在所述输入信号和所述匹配电路之间，所述隔离电路被配置成减少向后能量的泄漏，

其中，所述四极谐振电路为具有并联谐振电路和串联谐振电路的四端网络。

24.根据权利要求23所述的系统，其中，所述隔离电路包括具有循环器、分路器、耦合器以及衰减器中的一个或多个的无源电路。

25.根据权利要求23所述的系统，其中，所述隔离电路包括具有放大器的有源电路。

26.根据权利要求25所述的系统，其中，所述放大器包括低噪声放大器LNA。

27.一种用于通信设备的接收链中的对数检测器放大器，所述对数检测器放大器包括：

FM接收器，其被配置成接收FM输入信号；

放大器，其被配置成接收输入信号，并且基于所述FM输入信号产生振荡；

耦合到所述放大器的至少一个四极谐振电路，所述至少一个四极谐振电路具有并联谐振电路和串联谐振电路，所述至少一个四极谐振电路被配置为带通滤波器，以对所述FM输入信号进行滤波，并且使所述放大器以目标频率谐振，所述至少一个四极谐振电路耦合到第一低通滤波电路，所述第一低通滤波电路被配置成输出第一RF输出信号；以及

采样电路，其耦合到所述放大器并且被配置成基于预定阈值来终止振荡，以便周期性地锁住并且重启振荡，以产生一系列的电压尖峰，其中，所述电压尖峰的瞬时频率承载所述FM输入信号的FM调制信息并且被输出作为FM输出信号；

其中，所述目标频率是可变的，并且基于所述对数检测器放大器的至少一个参数。

28.根据权利要求27所述的对数检测器放大器，其中，所述对数检测器放大器的至少一个参数包括所述至少一个四极谐振电路的电容。

29.根据权利要求27所述的对数检测器放大器，其中，所述目标频率通过改变所述至少一个四极谐振电路的并联谐振电路的电容而变化。

30.根据权利要求29所述的对数检测器放大器，其中，所述至少一个四极谐振电路的并联谐振电路具有可变电容，并且其中，所述至少一个四极谐振电路的并联谐振电路的电容可以使用模拟控制器或数字控制器来改变。

31.根据权利要求29所述的对数检测器放大器，其中，所述至少一个四极谐振电路的并联谐振电路的电容可以使用模拟控制器来改变，并且其中，所述模拟控制器包括电位器和具有数字模拟控制器的微控制器中的一个或两个。

32.根据权利要求31所述的对数检测器放大器，其中，所述电位器包括可变帽按钮。

33.根据权利要求30所述的对数检测器放大器，其中，所述至少一个四极谐振电路的并联谐振电路的电容可以使用数字控制器来改变，并且其中，所述数字控制器包括微控制器或逻辑电路。

34.根据权利要求33所述的对数检测器放大器，其中，所述逻辑电路包括现场可编程门阵列FPGA。

35.根据权利要求27所述的对数检测器放大器，其中，所述FM输出信号能够输出重复频率，所述输出的重复频率通过改变所述采样电路的预定阈值水平来改变，所述阈值水平可以通过改变所述采样电路的电容值、或所述采样电路的电阻值、或所述采样电路的电容值和所述采样电路的电阻值两者来改变。

36.根据权利要求27所述的对数检测器放大器，其中，目标频率通过改变所述放大器的偏置来改变。

37.根据权利要求27所述的对数检测器放大器，其中，目标频率在从88MHz至108MHz的范围内是可变的。

38.根据权利要求27所述的对数检测器放大器，其中，所述FM输入信号是数字FM调制RF信号，并且其中，所述数字FM调制RF信号包括频移键控FSK信号或最小移位键控MSK信号，频移键控FSK信号包括高斯频移键控GFSK信号，最小移位键控MSK信号包括高斯最小移位键控

GMSK信号。

39.根据权利要求38所述的对数检测器放大器，其中，所述目标频率包括1GHz、168MHz、433MHz、868MHz以及902MHz中的至少一种。

40.根据权利要求27所述的对数检测器放大器，进一步包括：

锁相环PLL，其采用闭环配置，并且被配置成将振荡与参考相位或参考频率进行比较，并且其中，所述PLL被配置成改变所述目标频率。

41.根据权利要求40所述的对数检测器放大器，其中，可以通过PLL进行所述目标频率的改变，以精确地选择特定的频道、校正与温度相关联的漂移或针对固定公差进行调整。

42.根据权利要求40所述的对数检测器放大器，其中，所述PLL被配置成通过改变所述PLL的参数来改变所述目标频率，并且其中，所述PLL的参数包括除法器和参考频率中的至少一种。

43.根据权利要求42所述的对数检测器放大器，其中，所述除法器包括参考除法器。

44.一种用于通信设备的接收链中的系统，所述系统包括：

放大电路，其被配置成接收输入信号，并且基于所述输入信号产生振荡；

一个或多个并联谐振电路，其耦合到所述放大电路并且被配置成建立所述系统的操作频率，所述一个或多个并联谐振电路耦合到第一低通滤波电路，所述第一低通滤波电路被配置成输出第一RF输出信号；

采样电路，其耦合到所述放大电路并且被配置成基于预定阈值来终止振荡，以便周期性地锁住并且重启振荡，以产生一系列的电压尖峰，其中所述电压尖峰的瞬时频率承载所述输入信号的频率调制FM调制信息和振幅调制AM调制信息并且被输出作为第二输出信号，并且其中所述第二输出信号具有与所述输入信号不同的频率；以及

第二低通滤波电路，其耦合在所述放大电路与所述采样电路之间，以将第二输出信号与所述输入信号以及由放大电路产生的振荡相隔离；

其中，所述系统的操作频率与所述输入信号的频率不同，使得可以使用斜率检测在所述系统的频率响应的斜率上对输入信号的频率调制FM调制信息进行解调。

45.根据权利要求44所述的系统，其中，所述输入信号的频率调制FM调制信息为窄带FM信号调制。

46.根据权利要求44所述的系统，其中，所述输入信号的频率调制FM调制信息为宽带FM信号调制。

具有固有频率解调能力的频率选择性对数放大器

[0001] 相关申请交叉引用

[0002] 本申请要求2013年3月15日提交的题为“Frequency Selective Logarithmic Amplifier with Intrinsic Frequency Demodulation Capability”的美国临时申请61/789,829的权益，该申请的内容通过全文引用的方式并入本文。

技术领域

[0003] 本公开的主题内容涉及具有集成FM解调能力的再生选择性对数检测器放大器(LDA)。当与现有技术相比时，LDA可以以高灵敏度、高裙比和最小化的噪声来接收有线或无线FM调制信号，并且对其放大或解调。当与其它电路如锁相环PLL或混合器结合使用时，LDA可以提高干扰抑制和频率选择性，并且以频率和相位的方式被锁定在精确的频道中。LDA产生当达到给定阈值时为自淬灭的间歇性振荡。LDA还可以嵌入电路，以执行直接FM鉴频。这加上瞬时再生增益是低中级的事实允许检测埋入噪声中的小振幅信号。LDA对模拟或数字FM、AM、或FM和AM调制信号进行转换，并且在宽的动态范围上以中频的方式产生一系列几乎恒定的振幅和准数字脉冲。数字频率电压转换器(VFC)可以用于利用简单的处理以数字电压字的方式对脉冲频率进行转换。替代地，简单的模拟VFC或峰值检测器可以用于将输入信号解调到具有音频或视频带宽的基带。创新因素包括直接FM解调、根据噪声电平的信号再生和高灵敏度、高裙比和准数字输出数据，而不需要AFC。

背景技术

[0004] 本文公开的再生选择性对数检测器放大器(LDA)在电路拓扑方面具有与超再生接收器(SRO)的相似性。然而，LDA是相位灵敏性再生检测器，而SRO是振幅灵敏性再生装置。具体地，LDA具有低增益的自猝灭机构，其在多个循环中根据噪声基底放大信号。相反，SRO具有外部猝灭和使得其电行为和性能有很大不同的高增益。在LDA和DC或基带对数放大器之间还有一些相似性：两者均在宽的动态范围中提供对数放大。此外，LDA可以具有固有能力，以同时对模拟或数字FM或AM和FM进行解调。LDA的示例可以在授予DockOn AG的美国专利第7,911,235中找到，该专利的内容通过全文引用的方式并入本文。

[0005] 当被用于窄带信号时，SRO通常遭受差的选择性和较高的输出噪声。当振荡器基于LC时，SRO还可能以温度的方式漂移。SRO接收器很快被用于主流无线电的超外差接收器所取代，这是因为后者具有优良的选择性和灵敏度。然而，SRO简单、低功耗，并且针对远程控制系统、短距离遥测以及无线安全已经被使用了几十年。选择性和漂移的限制在80年代末通过使用SAW装置得到解决。在21世纪的前十年，文章表明了对在高达GHz范围的低功率接收器中所使用的以及适于高数据速率应用的SRO的重新关注。

[0006] 基带对数放大器基于多个吉伯单元，并且通常以低至高频在中至大的动态范围中提供良好的线性度。更简单的对数放大器(如DC对数放大器)基于晶体管对数电流与电压传输特性，并且解决从DC到低频的范围的应用。

附图说明

[0007] 贯穿附图，可以重复使用附图标记，以指示标记的元件之间的对应关系。提供附图以说明本文所描述的示例，而不意图限制本公开的范围。

[0008] 图1描绘了来自LDA的输入和输出信号的示例。

[0009] 图2描绘了来自图1的输入和输出信号的组合。

[0010] 图3描绘了具有信号和噪声的输入、再生信号以及低电平输出频率脉冲。

[0011] 图4描绘了具有信号和噪声的输入、再生信号以及较高输入电平的输出频率脉冲。

[0012] 图5描绘了具有FM解调能力的LDA的时变振荡和淬灭循环。

[0013] 图6描绘了具有并联谐振电路和串联谐振电路的四极子。

[0014] 图7描绘了示出四极子的大致响应的波特图。

[0015] 图8A、图8B、图8C和图8D描绘了具有集成FM解调电路的LDA的各种实施方式的框图。图8E示出了相对于LDA频率贝尔形状响应的中心何处可以完成窄带(NB)FM解调。图8F示出相对宽带(WB)FM信号的解调。

[0016] 图9描绘了具有FM解调的LDA的原理的实施方式。

[0017] 图10描绘了伪数字频率输入转换成数字输出脉冲流的示例。

[0018] 图11描绘了数字脉冲流转换成数字等效电压采样的示例。

[0019] 图12描绘了模拟频率电压转换器的示例。

[0020] 图13描绘了模拟检测器的一个实施方式。

[0021] 图14描绘了LDA的另一实现。

[0022] 图15描绘了设计有微带线的匹配网络的示例。

[0023] 图16描绘了设计有右左手传输线(CRLH-TL)的匹配网络的示例。

[0024] 图17描绘了使用图16中所示的设计有右左手传输线路(CRLH-TL)的匹配网络在两个频率处进行匹配的方案的示例。

[0025] 图18描绘了CRLH-TL的一个潜在的实现。

[0026] 图19描绘了LDA作为高灵敏度FM无线电接收器和解调器的示例。

[0027] 图20描绘了针对利用固定参考电压和电位器的差分或单端调谐电压的变容电路实现的示例。

[0028] 图21描绘了以锁相环(PLL)的方式将LDA脉冲振荡器的频率锁定在调谐到所需的FM无线电频道的精确的参考频率的实施方式，在所需的FM无线电频道中天线与LDA的谐振电路一体，并且无线电波直接耦合到谐振电路的电感部分。

[0029] 图22描绘了具有利用连接到输入RF_IN的CPL天线进行调谐的数字频道的基于LDA的FM无线电接收器(FM-LDA)的实施方式。

[0030] 图23描绘了针对具有连接到RF_IN输入的天线的FSK或FH-SS调制的基于FM-LDA和PLL的高灵敏度、低噪声放大器的替代例。

[0031] 图24A描绘了针对具有超外差拓扑的FH-SS或FSK调制的基于FM-LDA的高灵敏度、低噪声放大器的实施方式。

[0032] 图24B描绘了基于FM LDA和超外差接收的针对FSK接收器的LNA替代例的实施方式。

[0033] 图25描绘了FM-LDA LNA替代例的示例。

[0034] 图26描绘了基于处于FM模式和PLL的LDA的针对FSK接收器的LNA替换例的实施方式。

[0035] 图27描绘了基于FSK中继器的FM-LDA的实施方式。这样的无线中继器的实现类似于LNA替换例。

具体实施方式

[0036] 本文描述的LDA技术大大改善了现有SRO和对数放大器的现状。例如，LDA可以具有以高裙比率、非常高的灵敏度和噪声抑制、非常高的动态范围、优异的鉴频以及在接收器链中灵活的位置来对频率进行解调的固有能力，而无缺陷。表1从各自的优缺点对各种LDA、SRO和放大器技术进行了比较。

[0037]

[0038] 表1 LDA、SRO以及放大器技术的比较

[0039]

参数	LDA	SRO	DC 或基带对数放大器
在 1MHz 带宽处接收灵敏度	非常高， 在-114dBm 量级上	中等到高， 在 -80dBm 至 -90dBm 量级上	中等到高， 在 -80dBm 至 -90dBm 量级上
动态范围（最小到最大信号电平范围）	非常高， 在 100dB 量级上	中等， 在 20 至 60dB 量级上	高， 在 40 至 90dB 量级上
能够直接对 FM 进行解调	是的 FM 、 AM 和 FM/AM 两者（包括数字调制）	不是 仅 AM	不是
解调鉴频（FM）	优异，高裙比 高达比标准鉴频器高 4dB	无	无

[0040]

减少噪声 噪声	是 带宽依赖性，通常等于噪声功率	否 最大噪声，最小为在噪声基底以上 6dB 可使用	否 最大噪声-10dB，最小为在噪声基底以上 6dB 可使用
在接收链中的位置	在不丢失接收灵敏度情况下的任何位置	在不丢失接收灵敏度情况下的任何位置（除了在最前面的情况下以外）	不适用
自猝灭过程	自猝灭导致非常高的灵敏度	外部猝灭（或同步）	不适用
放大模式	相位灵敏度再生	振幅灵敏度再生	复合放大
电路拓扑	专有	通用 基于考毕兹振荡器	典型多级吉伯单元
增益	低	高	在 30-70dB 量级上高-非常高

[0041] 可以设想下面的其它方法以处理埋入噪声中的微弱信号:求平均、选择性放大、滤波、同步检测、扩频以及非线性RAMAN光学放大器:

[0042] -求平均:在N个周期上降低噪声;然而,信号没有被放大。此外,求平均需要针对参考的精确的触发,并且这个触发可能在低信号电平处是嘈杂且有问题的。

[0043] -选择性放大和/或滤波:放大和/或滤波是依赖于频率的并且平稳的,所以在频率通带中它们不随时间提供任何改善,也没有降低通带中的噪声。如果带宽很大,则这是有问题的。此外,选择性放大器具有有限的噪声抑制。

[0044] -同步检测:使用锁相环(PLL)将其锁定到输入信号,除非使用更复杂的方法,否则其选择性意味着窄带,并且在非常低的信号电平处也可能是有问题的。

[0045] -直接序列扩频(DS-SS):在发射调制过程期间,位分布在宽的频率范围,最终通过有损介质进行传达。接收器使能量扩散,并且使解调信号显得高出噪声基底很多(如具有典型的为一千的扩展因子的GPS)。通过这种方法,可以克服非常高的衰减。当然,在这个方法的最后可以使用DS-SS发射器,其对于许多应用不实用。

[0046] -RAMAN分布式光纤放大器:利用这样的设备,可以改善SNR,并且可能利用最小的再生将数据在光纤上传输数百或数千公里。

[0047] 本文描述的LDA技术涉及具有集成FM解调的再生性对数检测器放大器(LDA)(FM-LDA),相对于目前使用的电路,FM-LDA可以用增加的灵敏度、干扰抑制以及带宽来接收有线

或无线FM、AM或FM和AM信号。LDA还可以放大信号，同时使噪声最小化。

[0048] FM-LDA利用整体硬件来实现这些目标，当输入信号随着时间达到特定振幅(阈值)时，该整体硬件通过自动重新启动其周期来提高AM或FM输入信号的信噪比SNR，而不需要外部装置。由此，LDA电路将振幅或频率调制的输入转换到低中频(“IF”)频率脉冲的输出流，在该输出流中利用输入波对瞬时频率进行调制(即AM/FM变换到IF频带)。这个输出流被提供作为准数字频率脉冲调制信号。当AM被调制时，通过固有对数标度进行转换，并且随后将其输出。

[0049] 相同的频率脉冲调制的输出还可以经由添加模拟频率振幅转换器、峰值检测器或数字计数器、逻辑反相器以及数字缩放电路被转换成基带或被解调成(0Hz至F_max)随时间变化的电压。

[0050] 这种创新的FM-LDA电路可以执行若干功能，其中一些可以同时被执行：对数放大、信号再生、频率转换、噪声滤波、干扰抑制以及模拟/数字振幅/频率解调。此外：

[0051] -在AM模式中，输出频率与输入电压的对数成比例。

[0052] -通过在n个周期上降低噪声的同时将信号放大，作为非传统的频率变换过程的一部分，LDA充当再生接收器和放大器。

[0053] -固有对数功能将线性输入转换为对数输出，使得在非常低的输入电平处可以进行检测，其所允许的可用动态范围约100dB。

[0054] -LDA可以将FM输入转码到不同的频率。

[0055] -LDA可以使用可调频率来处理各种频道和电路板。

[0056] -LDA接收器电路提供非常高的灵敏度。

[0057] -LDA是高性价比、可扩展的，并且能够被直接集成到IC芯片中。

[0058] -LDA可以适应于模拟、数字、AM和FM解调。在添加额外的电路的情况下，其它类型的解调如PM是可行的，其中该额外的电路使其在范围广泛的实际应用中是有用的。

[0059] 应用是广泛的。LDA技术可以被集成到几乎所有的电子系统中，该电子系统将受益于更高的灵敏度、更高的动态范围、更低的功耗、更好的干扰抑制、增加的带宽、更好的信噪比SNR、更长的范围，和/或更清晰的放大。

[0060] 图1描绘了来自LDA的示例输入和输出信号。LDA可以给出被白高斯输入噪声102所掩盖的在其频率捕获带宽内的低电平输入信号101。LDA可以在多个周期上使放大的输入信号103再生，直到达到阈值水平为止。当达到输入阈值水平时，LDA可以生成输出脉冲，并且重新启动其周期。

[0061] 如通过减少噪声104所示，因为高斯噪声是随机的并且与输入信号不相关，并且随着再生放大的输入信号103的增大，噪声可以达到平衡并且保持在相同的值，因此不在多个周期上被放大。

[0062] 图2描绘了来自图1的输入和输出信号的组合。当在多个周期上对输入信号201进行组合时，所得到的曲线202表示具有随时间降低的抖动的再生并放大的信号。

[0063] 此效果类似于其中光子在腔中以特定波长被放大的激光。在谐振频率，驻波随着时间积极地堆积能量。在堆积期间末，产生了更高能量的放电，并且过程重新开始。

[0064] 下面是说明再生过程的另一示例，其中再生过程从噪声基底进行并且缓慢堆积相干能量(以及减少振幅抖动)。存在具有高品质因数和相同的频率共振的两个类似的机械叉

的大的嘈杂的房间，每一个机械叉处于房间的另一侧。第一叉(激发源)在低并且恒定的水平处进行敲打。由于较高水平的噪声，第二叉勉强可以“听到”第一叉。经过一段时间后，由于在两个叉之间的弱耦合以及最后由于其机械能的缓慢同步堆积，第二叉由于其高品质因数将以第一叉的音调频率放大并共振，并且无论在室内噪声的水平如何都具有高振幅电平。重要因素是缓慢响应，以便堆积信号，但使随机噪声达到平衡。

[0065] 图3描绘了具有信号和噪声的输入301、再生信号302以及处于低电平的输出频率脉冲303。图4描绘了具有信号和噪声的输入401、再生信号402以及处于较高输入电平的输出频率脉冲403。图3和图4示出了输入的更长时间范围以及输出频率的效果：在顶部示出输入信号(包括噪声)，在中间示出再生信号，并且在底部示出输出重复率。如图3所示，当输入信号处于低电平时，LDA需要时间来使信号再生并且达到恒定的阈值。在图3的时间窗中，创建了五个再生循环。图4示出了较高的输入信号以及相应的更快到达阈值的再生的时间。结果是，LDA在相同的时间窗中产生更多的再生循环。此外，对于任何从低到高的输入信号，输出脉冲在幅度上几乎恒定，这在考虑到涉及的动态范围较大时是非常引人注目的。

[0066] 至于AM模式，LDA的输出频率与输入电压的对数成比例：

[0067] $F_{OUT} = F_0 + K \times log(V_{IN_{RMS}})$ 以Hz为单位，或者

[0068] $F_{OUT} = F_0 + K_2 \times (L_{IN_{dB}})$ 以Hz为单位

[0069] 其中：

[0070] F_0为最小修复频率，

[0071] K和K_2为常数值，

[0072] $V_{IN_{RMS}}(t)$为输入信号$V_{IN}(t)$的RMS值，

[0073] $L_{IN_{dB}}$ 为以dBm为单位的输入电平L_{IN}，

[0074] $F_{OUT}(t)$为输出频率。

[0075] 如果需要的话，则输出频率可以以模拟或数字的形式被转换为电压调制。在这种情况下，在低通滤波后的输出电压变为

[0076] $V_{OUT_RMS} = K_3 \times log(V_{IN_{RMS}})$ 以V为单位，或者

[0077] $V_{OUT_RMS} = K_4 \times (L_{IN_{dB}})$ 以V为单位

[0078] 其中：

[0079] $V_{OUT_RMS}(t)$为输出电压，以及

[0080] K_3和K_4为常数值。

[0081] 具有FM解调电路的LDA可以拥有许多对于各种商业技术具有价值的固有属性。以下各段包括可以从具有FM解调电路的LDA获得的各种类型的值的非排它性列表。

[0082] 在IF范围中的电压调制输入信号到频率调制的转换以及对数减压的使用对降低噪声和扩大相对于噪声的弱的信号的动态范围特别有效。这些属性使LDA在理论上非常适合于许多应用，如：

[0083] -倾飞溅雷达；微信号医疗设备如超声、MRI以及CAT扫描；通用鱼探仪和声纳；以及

防撞

[0084] -信号分析仪、功率计以及RF发射器放大器

[0085] -无线网络如Wi-Fi

[0086] -基于LDA的简单的、低功耗的频率数字转换器，其作为对高分辨率、速度快但价格昂贵的AD转换器的代替

[0087] -在油、水和天然气工业中的管道计量和通信

[0088] -使用LDA、PLL的几种可能的配置来代替价格昂贵的ADC转换器

[0089] LDA的将随机噪声从较弱信号中过滤出来的能力使其具有针对智能电话设备或蜂窝基站接收器从噪声基底中提取例如几dB信号的方法。为了进一步减少蜂窝电话的输出功率(改善RF预算链路)，并且由此使它们的电池寿命和范围延长n倍，可以将LDA技术集成到移动电话中。此外，蜂窝基站可以使用LDA以恢复较弱的信号。通过将LDA直接集成到处理芯片中，LDA还可以减少微处理器如CMOS处理器的功耗。

[0090] 因为LDA使输入信号再生并且主动降低噪声，所以即使被放置在放大链的第一或第二块之后，LDA也可以显著增加SNR比率。例如，当将LDA与低噪声放大器进行组合时，在88-108MHz处已经测量到对于FM无线电解调有非常良好的灵敏度。

[0091] LDA可以直接对以下进行解调:模拟/数字AM、FM和其它调制，例如加入更多的电路如一个或多个PLL、一个或多个混合器、一个或多个合成器等的n元模拟和数字FM和AM调制和FH-SS等。

[0092] 如果在RF调制频率处或RF调制频率附近被调谐，则LDA可以使多种类型的低电平RF信号再生。

[0093] 通过代替标准数字接收器的几个功能(利用直接数字转换使RF到低中频或到基带)使无线数字接收器得到简化。

[0094] 在基带微伏传感器(如音频带宽为20Hz-20KHz)中，LDA可以用作具有数字输出的非常低噪声和高鉴频转换增益的放大器。

[0095] 在一个实施方式中，LDA可以被视为具有可变电导的LC电路，后者从正到负循环变化。图5描绘了具有FM解调能力的LDA的时变振荡和淬灭循环。更具体地，图5描绘了从循环的开始502到循环的结束503的循环501。振荡堆积504直到其达到阈值水平505为止，其中振荡向零逐步分流506。

[0096] 图6描绘了具有并联谐振电路601和串联谐振电路602的四极子600。具有FM解调能力的LDA基于如图6所示的由并联谐振电路601和串联谐振电路602组成的四极子的使用。其被设计为在通带中具有空相的带通滤波器。并联谐振电路的示例是L和C并联连接，具有适当地放置的(一个或多个)开路或(一个或多个)短路(一个或多个)轴端的传输线路、晶体谐振器、SAW电路、BAW或它们的组合等。串联谐振电路的示例是L和C串联安装，具有适当地放置的(一个或多个)开路或(一个或多个)短路(一个或多个)轴端的传输线路、晶体谐振器、SAW电路、BAW或它们的组合等。

[0097] 在图7中示出图6的四极子的相位和振幅中的传递功能。水平标尺是频率(以Hz为单位)，而垂直标尺是分别以dB为单位的增益和以度为单位的相位。

[0098] 图7描绘了示出四极子的大致响应的波特图。示出的针对FM/AM解调的有用的操作范围用虚线的椭圆来呈现。图7中的波特示出了振幅与频率(顶部)以及响应相位与频率(底

部)。取决于四极子的设计和与LDA的其余部分的相互作用,如图所示增益可以被设计为平坦的或相对于具有两个尖峰的尖状呈弧形。

[0099] 图8A描绘了具有集成FM解调电路的LDA的框图。行为原则如下:使得放大器A81在回环中利用电容C81进行振荡。典型的放大器可以是NPN、PNP晶体管、FET晶体管、MOS晶体管、双栅极FET晶体管等。此外,有源电路的配置可以是达林顿、共基极、共集电极、共发射极、共源共栅、差分对等。可以使用其它类型的放大器如单级或多级放大器、逻辑放大器。放大器可以通过任何数目的过程如硅、双CMOS、砷化镓或任何其它过程来制备。

[0100] 最简单的实现是从输入801到放大器A81的输出的180度移位,并且将振荡保持与C81的弱或强耦合。换言之,C81的值根据需要将放大器增益降低到较低的值。四极子被添加到A81的输出,并且由于其在通带的高低衰减使得放大器在中心频率处或围绕中心频率共振。如图7所示,当电路被调整到零相位范围的中心并在此操作时,发生最优FM解调模式。此外,可以在没有失真的情况下进行解调的最大频率偏差等于或大于零相位带宽,因此带通滤波器四极子可以被设计为用于调整目标偏差而无论窄或宽。

[0101] LDA行为的另一重要部分是充当采样电路的RC电路R81和C83。当连接到放大器时,其循环充电,并且随着其电位增长,R81两端的电压增长,这增加了放大器的输出电流。同时,放大器的输入偏置电流降低,并且以给定的阈值关闭放大器,并且由此关闭振荡。在这点上,累积到C83的电荷在R83中放电,并且因此R81和C83上的电压减小到零。循环重新开始,并且因为R81和C83上的电位低,所以放大器偏置电流趋于增加,并且在一小段时间周期之后振荡重新在此堆积。

[0102] 在低通滤波之后,R81和C83上的信号为输出重复频率,并且其形状可以类似于图5中所示的环状振荡频率的包络。

[0103] 二极管D81将放大器与RC电路R81和C83相耦合,并且充当具有良好的RF行为的低通滤波器。当在导通(输入电压的正半周)时,其具有低阻抗,当在非导通(输入电压的负半周)时,其具有高阻抗,当载有RC电路时,充当整流器和低通滤波器。

[0104] 输入端被弱耦合至二极管D1的顶部。输入匹配是重要的,并且良好的匹配可以通过重要因子来提高性能。可选电容器可以连接在D81的阴极与放大器的偏置之间,以增加耦合并且便于重复循环。

[0105] 在另一实施方式中,二极管D81可以由电感器代替,该电感器具有相对高的值如十倍于谐振器的(一个或多个)电感的值,并且在100nH至1mH范围内。如果LDA振荡工作频率太高,寄生可能不利地影响低通效应,并且可能使用更理想的组件如二极管。在进一步的另外的实施方式中,D81可以由有源组件如适当偏置的晶体管来代替。

[0106] 存在几种类型的FM鉴频器或解调器:福斯特-西利、特拉维斯、正交检测器、PLL等。福斯特-西利鉴频器使用特殊的中心抽头变压器,其针对全波整流中使用的频率和两个二极管被调谐。当不存在偏差时,变压器的两半是相等的。当施加FM信号时,平衡被破坏,并且在与频率偏差成比例的输出处出现信号。

[0107] 特拉维斯鉴频器类似于福斯特-西利,而变压器次级具有中心抽头以及两个相对的分支,每个分支连接到调谐电路和斜率检测器。第一调谐电路略高于载波进行谐振,而第二调谐电路略低于载波进行谐振。输出是在斜率检测器1的电压和斜率检测器2的电压之间的差。当FM调制被施加并且向高于载波的频率偏离时,检测器1的电压变为正,而检测器2的

电压变为负。输出电压和二者之间的差为正。当FM调制向低于载波频率偏离时，发生相反的情况，并且输出电压变为负。加入相反符号的两个谐振曲线给出了很好的“S”曲线特性输出，针对此，大的中间部分是线性的。

[0108] 在正交检测器中，将输入分为两部分，并且路径之一被延迟90度并且施加到谐振LC电路。两个信号最后馈送相位比较器，并且结果是，被低通滤波的是解调的FM输出。

[0109] PLL是一个FM鉴频器，并且利用集成电路的容易获得性而被采用。输入的FM信号的相位与压控振荡器(VCO)中的一个的相位进行比较。结果是低通滤波器，并且控制了VCO。随着输入的频率发生变化，在想要通过增加或减少VCO的相位和频率来补偿相位差的相位检测器处出现校正电压。如果PLL的环路带宽被适当设计，对VCO的校正电压也为经解调的输出电压。

[0110] 与此相反，本文公开的LDA技术带来一些重要的新颖性。S曲线特性的输出被提供为其它鉴频器，并且LDA简单地通过具有仅在输入的相位和输出的相位距彼此180度的情况下振荡的低增益放大器来模拟特拉维斯鉴频器的性能。然而，在本文公开的LDA技术中，S曲线超过四极子通带带宽。因此，FM-LDA不需要自动频率控制AFC作为传统的FM鉴频器，并且其不需要确切地位于S曲线的中心。在本实施中存在自动对准中心的效果。

[0111] 当相位失真成S曲线时，LDA振荡器试图留在其中心。如果频率偏差变高，则重复率降低；如果频率偏差变低或更低，则重复变得更快。这类似于具有功率计，其可以具有三个读数：靠近中心频道、中心频道或以上的频道。如果S曲线非常宽，则其可以对非常宽的FM进行解调。在另一侧上，如果S曲线是窄的，则其可以对窄的FM进行解调。

[0112] 输出重复频率包括相位和频率信息，并且在低中频通过FM输入信号被调制。标准FM鉴频器采用恒定振幅。在本文公开的LDA技术中，这固有地通过LDA来提供，LDA具有大振幅输入动态范围，并且提供几乎恒定的重复率振幅而无论输入振幅大或非常小。通过模拟或数字频率电压转换器(FVC)来恢复基带信号。

[0113] 因为通过FM-LDA进行再生，此处优点包括以下一种或多种：在高的动态范围上非常高的灵敏度、恒定的重复输出振幅、高裙比(高选择性)，并且同时进行FM和AM解调，其将再多几个dB的振幅加入到基带解调振幅中。

[0114] 图8B和图8C描绘了具有整体FM解调电路和替选输出的LDA的其它实施方式。在图8B和图8C中的实施方式包括配置成对传递到替选输出的信号进行滤波的低通滤波器802。在图8B中，低通滤波器802对离开并联谐振电路到替选输出的信号进行滤波。在图8C中，低通滤波器802对进入并联谐振电路和串联谐振电路的信号进行滤波。这些实施方式的其它变型是可能的。

[0115] 在FM-LDA的另一实施中，串联谐振电路可以被移除，并且基于斜率检测方法，LDA仍然可以对模拟或数字FM进行解调。窄带或相对宽带FM可以被解调。数字FM包括调制如n元FSK、MSK和高斯滤波或非高斯滤波。模拟FM的示例是20-20KHz的音频FM调制。数字FM调制的示例是4-GFSK。图8D示出LDA的框图。这类似于其中串联谐振电路已被移除的图8A、图8B、图8C、图9和图14。在本专利中所描述的所有的其它描述、功能和方法对于本实施如模拟或数字F/V转换器继续适用。

[0116] 在斜率检测配置中，当输入RF调制信号频率被调整到LDA的频率贝尔形状的左或右斜率时，发生最优FM解调模式。图8E示出其中可以相对于LDA频率贝尔形状响应的中心而

完成窄带(NB)FM解调。因为信息由变化率承载，所以无论偏差是在斜率的上部，还是斜率的中部或者斜率的底部，都预计的是几乎没有失真。优选实施是在其中模拟(如音频)或数据不取反的右斜率中心上进行解调。相反，如果在左斜率上完成解调，则模拟信号或数据将被取反。通过进一步在接收器链中对信号取反或乘以-1，其可以是未取反的。

[0117] 图8F示出了相对宽带(WB)FM信号的解调。为了做到这一点，LDA需要呈现更宽的带宽，并且可以被设计成如降低谐振电路的Q因数而更新LDA的其它参数。这可以包括放大器AC和DC增益、偏置、图8B的反馈电容C81等。如图8F所示，结果是LDA的响应提供了更多的可用斜率带宽，以对宽带FM调制信号进行解调。

[0118] 返回图8D，继匹配网络803之后示出了鉴频输出。为完成FM解调输出，需要跟随模拟或数字频率电压转换器。三个替选输出是可能的，其可以具有匹配网络804和低通滤波器802。这三个替选可以提供较高功率水平的解调信号，并且如果低通滤波器截止频率低于重复频率f_{rep}，则可以不需要频率电压转换器。在第一替选方案805中，从放大器A81的输入中获得信号。在第二替选方案806中，从放大器A81的输出获得信号。在第三替选方案807中，从并联谐振电路中的电容器的分路获得信号。

[0119] 图9描述了具有FM解调的LDA的原理的实施方式。图9示出了具有FM解调能力的LDA的实现。并联谐振电路L91/C93和串联谐振电路L92/C98被发现于放大器的集电极。在一个实施方式中，放大器可以是NPN晶体管。晶体管提供在集电极和发射极之间的180度相移，C91为反馈振荡器电容器，VG91为通过电容器(未示出)进行耦合的输入源信号，偏置为VS92、R93和C96，D92为耦合到RC电路R94、C911的二极管，以及VM91为输出。可选择的C97被示出用于提高淬灭过程。

[0120] 图10描绘了伪数字频率输入1001转换为数字输出脉冲流1002的示例。如前面讨论的，重复频率比率是准数字，并且几乎不需要处理以成形为数字信号。首先，如果振幅的峰值到峰值小于约0.5Vpp，则其可以被放大。如果如所示的振幅为0.1Vpp，则增益大约为5至20。可以以一个或几个步骤来完成放大。此后，放大的信号与参考电压V_ref进行比较，并且当在V_ref以上时，创建逻辑“1”，否则创建逻辑“0”。可以添加一个或多个逻辑门，以将尖锐的边缘和TTL电平提供到当前数字信号。数字重复频率输出信号1002可以包含相位和瞬时频率的信息。如前面所讨论的，可以跨长距离承载或在嘈杂的环境中承载数字重复频率输出信号1002，并且因为信息不采用振幅的形式所以对噪声不灵敏。

[0121] 图11描述了数字脉冲流1101转换成数字等效电压采样1105。数字重复频率信号1101可以通过穿过瞬时频率计1102而被转换成数字电压V(k)1103。可选择地，可以使数字重复频率信号1101通过周期计，继之以进行数字取反功能。在进行如下缩放1104之后获得数字电压V(k)1105：

[0122] $V(k)=F(k)*K_1+V_0$

[0123] 其中，

[0124] F(k)：瞬时频率的第k个采样，

[0125] K_1：以V/Hz为单位的常数

[0126] V_0：恒定偏移电压，其对应于当LDA输入终止于50ohm处时所产生的电压(频率)。在50ohm处，$V(0)=F(k)*K1$。

[0127] 图12描绘了模拟频率电压转换器(FVC)的示例。可以结合FM-LDA来使用FVC。FM-

LDA连接到LDA的重复频率输出。如其名称所表示的，其提供了平均值为经转换的电压的输出。可以添加进一步的低通滤波。这是简单的FVC，但其具有一些限制：例如摆率慢于前面的数字方法，并且通常需要几个脉冲以稳定到准确的平均电压值。

[0128] 图13描绘了模拟检测器的一个实施方式。其它实施方式是可能的。可以将模拟检测器连接到重复频率输出(VM1)、图9或者也连接到放大器的输入、图4的T91的基极。可以添加进一步的低通滤波和放大。

[0129] 图14描绘了LDA的另一实现。在这个FM LDA解调器的优选实施方式中，用于放大器输入A141的温度补偿偏置1404可以被设计为对放大器A141进行温度补偿。例如，如果放大器由双极晶体管组成，则其VBE将以-2mV/度的方式而改变。如果也使DC偏置电压以-2mV/度的方式降低，则在发射极上的DC电压将保持恒定，并且因此DC电流也通过电阻器R141。

[0130] 在偏置源的另一实现中，可以使用温度补偿电流源。当放大器充当具有恒定低频增益的电流放大器时，输出电流将基本上等于偏置电流乘以增益。如果假设低频增益随着温度保持恒定，则利用温度补偿偏置电流也将对放大器的输出电流进行温度补偿。例如，在放大器由双极晶体管组成的情况下，并且如果DC基极电流进行了温度补偿并恒定，则DC集电极电流也将是恒定的。DC发射极电流是基极和集电极电流两者之和，其也是恒定的。通过电阻器R141的恒定电流产生恒定的DC电压而与基极-发射极电压的变化不相关。输入偏置电流源为高阻抗，这将自动提供将随着-2mV/度的基极-发射极电压VBE而改变的电压，并且对其进行补偿。

[0131] 具有FM解调的LDA可能具有一些缺点，例如在整个输入端口中泄漏来自其振荡器的RF能量。这是不利因素，这至少因为两个原因。首先，当LDA用作RF接收器中的第一级时，RF能量被向后馈送到天线。这导致天线在可能非预期的(一个或多个)频带中辐射无用的能量，并且引起EMI噪声。其次，泄漏的能量可以随着相对于输入信号的不同相位被反射回LDA输入，即事实是违背了再生的目的(再生是与输入信号一致的谐振相位的缓慢堆积)。因此其降低了RF灵敏度。

[0132] 此外，当低噪声放大器LNA优于对数检测器放大器LDA时，可以获得增益的附加使用。的确，如在常规接收器链中(其中链的第一放大器是确定接收器的噪声系数的关键要素)可能无法针对线性电路来通过噪声法则来全面描述作为再生装置的LDA，如Friis公式中所限定的：

[0133] NF＝10*log(F)以(dB)为单位，并且

[0134] $$F = F_{A1} + \frac{F_{A2}-1}{G_{A1}} + \frac{F_{A3}-1}{G_{A1}G_{A2}} + \cdots \quad in(.)$$

[0135] 其中NF：总噪声系数，比率以dB为单位

[0136] F：总噪声系数，比率采用线性的方式

[0137] F_{Ai}：放大链的第i个放大器的线性噪声系数

[0138] G_{Ai}：第i个放大器的线性增益

[0139] 在再生对数放大器的情况下，当置于第一位置或接收链中的任何位置时，再生部分可以提高SNR。因此，即使在噪声限制的放大器接收器链中，再生LDA也可以很好地利用前面的低噪声放大器。这样的LDA可以进一步放大埋入噪声的信号，这是因为在信号的低侧(噪声电平)上扩大了动态范围。在这样的噪声限制的但没有LDA的接收器中，假想LNA的添

加几乎没有作用，这是因为会对系统进行噪声限制。

[0140] 例如，在噪声限制的但没有LDA的接收器前添加20dB增益LNA，这会仅仅使灵敏度水平增加0至2dB。在另一方面，通过使用具有例如8dB再生因子的对数放大器将使灵敏度提高6至8dB个因子。

[0141] 因此，在LDA输入端添加(一个或多个)匹配电路1401可以提高与前面电路的耦合，并且减小输入反射。此外，在输入端1402添加隔离器1403(如具有高隔离因子的放大器)可以进一步提高再生和增益的机会。

[0142] 如前所述，LDA可以被视为具有可变电导的LC电路，后者从正到负循环变化。因此，输入阻抗可以随着时间而变化，并且例如在史密斯圆图中的低右象限中的弧上关于时间变量LDA振荡周期而移动。几个输入匹配情况是可能的：

[0143] -平均值处的修正匹配共轭。

[0144] -与根据噪声积累的信号的最关注行为点相对应的阻抗值的修正匹配共轭。

[0145] -最大振荡振幅水平(其中达到阈值的时间点)处的修正匹配共轭。

[0146] -在以下点处的双阻抗匹配：其中修正匹配共轭处于平均值处的点或其中修正匹配共轭处于与根据噪声积累的信号的最关注行为点相对应的阻抗值处的点。

[0147] -例如与LDA行为循环同步的可变阻抗。

[0148] 图15描述了设计有微带线的匹配网络的示例。例如，串联微带将改变阻抗的实部，而分流轴端将调整虚部。分流轴端可以是开路或短路。取决于归一化的负载阻抗位于史密斯圆图上的位置，分流轴端可以放置在串联微带线之前或之后。如果归一化的负载阻抗在史密斯圆图上的1+jx圆内，则轴端应该放置在串联微带线之后；如果归一化的负载阻抗在史密斯圆图上的1+jx圆外，则分流轴端应该放置在串联微带线之前。

[0149] 可以利用复合右左手传输线(CRLH-TL)来代替这些常规微带线，以便以不同的频率控制不同的阻抗。图16描绘了设计有右左手传输线(CRLH-TL)的匹配网络的示例。

[0150] 图17描绘了以使用图16中所示的设计有右左手传输线路(CRLH-TL)的匹配网络的两个频率进行匹配的方案的示例。

[0151] 在图17中所示的CRLH-TL B可以为开路端或短路。在代替实现中，针对类似的结果可以对图17的拓扑稍加修改。CLA可以移动到CRA和LLA的右侧。在另一代替实现中，针对类似的结果可以对图17的拓扑稍加修改。CLB可以移动到CRB和LLB的右侧。

[0152] 例如，CRLH-TL A可以被设计为具有频率f_1与相位Φ_1以及频率f_2与相位Φ_2。可以通过使用例如串联电感器LRA、并联电容器CRA、串联电容器CLA以及并联电感器LLA来对CRLH-TL进行设计。CRLH-TL B可以具有例如串联电感器LRB、并联电容器CRB、串联电容器CLB以及并联电感LLB。CRLH-TL A和CRLH-TL B的阻抗可以通过如下来定义：

[0153] $$Z_A = \sqrt{\frac{L_{RA}}{C_{RA}}} = \sqrt{\frac{L_{LA}}{C_{LA}}}$$

[0154] $$Z_A = \sqrt{\frac{L_{RB}}{C_{RB}}} = \sqrt{\frac{L_{LB}}{C_{LB}}}$$

[0155] 串联CRLH-TL A可以定义阻抗的实部，而并联CRLH-TL B可以定义虚部。此外，还可

以通过由可变/可调谐电容器和可变/可调谐电感器代替固定组件LRA、CRA、LLA、CLA以及LRB、CRB、LLB、CLB来设计可变阻抗。因此，可以根据操作的频率来改变阻抗。例如，可以将这些可变阻抗插入在LDA的输入和输出处、LNA输出与LDA输入之间。可以将可变匹配插入在重复频率的输出处。亦或为了具有可变/可调谐的LDA，可以通过用可变电感器和电容器来代替电感器和电容器的固定值以将振荡频率调谐为不同的值。

[0156] 不同的实现是可能的。例如，可以具有固定的CRLH-TL A与可变的CRLH-TL B。在另一示例中，可以具有可变的CRLH-TL A与固定的CRLH-TL B。在又一示例中，可以具有可变的CRLH-TL A和可变的CRLH-TL B。

[0157] 图18描绘了CRLH-TL的一个潜在实现。图18中的串联支路CRLH-TLA连接到LDA，而并联CRLH-TLB连接到LNA/输入，并且在其中图17的拓扑结构被修改的底部的支路左开路如CLA被移动到CRA的右侧(朝向LDA)。

[0158] 图19描绘了LDA 1900作为高灵敏度FM无线电接收器和解调器的示例。在本实施方式中，FM-LDA可以用作用于FM无线电的RF前端。FM无线电频道天线1901可以直接馈送LDA输入1902。可选择的LNA 1903和匹配电路1904可以被用来提高灵敏度，并且降低通过输入端口的泄漏。可以通过利用FVC 1905(以模拟或数字的方式)将LDA输出重复率转换成电压来获得解调的音频输出。利用施加到变容的DC电压V_{tune} 1906来选择FM频道。

[0159] 这种结构给出了宽带FM解调输出。其中可以对窄带FM进行解调(如使用如下面讨论的PLL实现)的其它配置是可能的。

[0160] 图20描绘了针对具有固定参考电压和电位器Rp1的差分调谐电压或单端调谐电压的变容电路实现的示例。图20示出了变容的差分控制或单端控制的可能的实现。DC电压V_{tune}通过高阻抗Rv201和Rv202施加在变容C_V上。

[0161] 在小变化的模型中，并且假设并联谐振电路的顶部节点是在AC接地处，变容支路的总附加电容C_{ADD}是C_V与C201和C202串联，如下：

[0162] $$C_{ADD}=\frac{1}{\frac{1}{C_V}+\frac{1}{C_{201}}+\frac{1}{C_{202}}}$$

[0163] 总电容C_T则变为：

[0164] $C_T=C_{ADD}+C_{RES_PARAL}+C_{OTHER}$

[0165] 为了使C_V在其支路的效果最大化，C201和C202应该大于C_V或比C_V大得多。

[0166] C_{OTHER}的电容可以为在并联谐振电路的底部节点可见的电容的所有其它贡献的结合。其可以包括有源组件的等效电容的贡献(如晶体管C_CE//C_CB)、图8的反馈电容器C81中的一个以及由于印刷电路而产生的寄生电容等。在另一实现中，并联电路的电容被去除，并且由变容二极管的臂来代替。在这种情况下，项C_{RES_PARAL}在上述公式中为零。

[0167] 在这个基于FM LDA的接收器的更简单的实现中，利用可调节电容器或电感来手动或机械地完成对频率的调节。并联谐振电路的电容器由对频率无线电频道进行调节的可调节电容器来代替。实际上，可以添加一堆修正可选择的电容器，以延伸并覆盖整个88MHz至108MHz的频率带宽(即频率范围)。

[0168] 在前面的电路的半数字实现中，并联谐振电路的修正电容可以由两个或多个相同或不同值并且独立可选择的并联连接的固定电容器来代替。因为当电容器被并联加入时在

两个节点之间的总电容是可加入的，所以这种电路的优选实现将是使用二进制序列，因此例如C_1＝C、C_2＝2×C、C_3＝4×C...、C_n＝2^N×C。利用二进制序列，可以生产从值C至值2^N-1以及零的每一个电容值。

[0169] 可以选择电容器的其它序列，以例如使输出频率相对于输入选择而线性化，这是因为输出频率大致与LC乘积的倒数平方根成比例。在另一实施方式中，电感可以代替电容器或附加于电容器而变化，其中变化的序列可以为二进制、十进制或其它进制。

[0170] 在另一实施方式中，一个小值变容可以被添加到固定可选择的电容器的堆或库。小值变容可以被添加，以增加调节分辨率。在又一实施方式中，几个变容可以并联使用。例如，几个电容器(包括至少C_1、C_2和C_3)可以并联放置。一个电容器C_1可以具有范围在约0.5C至约1.5C的电容；另一个电容器C_2可以具有范围在约1C至约3C的电容；以及另一个电容器C_3可以具有范围在约2C至约6C的电容。附加电容器也可以并联放置，以补充电容器C_1、C_2和C_3。在又一实施方式中，LC电路的集合可以接通和断开，以改变LDA的振荡频率。

[0171] 一些LDA实现可能具有某些缺点。例如，一些LDA实现可能具有差的选择性，并且可能随着温度漂移。图21描绘了以锁相环(PLL)2102将LDA脉冲振荡器2104的频率和相位锁定在调谐到所需的FM无线电频道的精确的参考频率。可以通过数字IC、处理器单元或者通过具有如在FM汽车无线电中发现的“数字拨号器”的终端用户来控制频道的选择。

[0172] LDA 2104的脉冲振荡经过了滤波、放大以及数字化，并且通过N 2103来馈送除法器。相位/频率比较器对从N除法器发出的信号和参考信号进行比较。可以根据本地振荡器2101如数字晶体振荡器除以计数器M 2106来生成参考信号。相位/频率比较器2107产生校正电压，其与两个输入信号之间的相位/频率差成比例。可以利用各种特性即增益、输出范围、输出阻抗以及输出信号(脉冲、可变电压等)的类型来使用几种类型的比较器。低通滤波器继而确定PLL的环路响应。如先前所描述的，滤波的信号Vc(t)对LDA 2104的并联谐振电路的变容进行馈送。有效地，对数放大器被用作受控VCO。解调的FM信号为控制电压Vc(t)。为了有效性，可以适当地调整PLL 2102的环路带宽，在这种配置中应该低于FM无线电频道的最低音频频率例如50Hz。PLL环路带宽受到比率M的影响，相位比较器增益以rad/s为单位，而VCO增益以MHz/V为单位。

[0173] 针对88.0MHz至108.0MHz的FM无线电波段中的0.1MHz的调整步骤，比较频率最大可以为0.1MHz，或者比较频率可以低于如50KHz、25KHz、20KHz、10KHz等的任何模值。在一实施方式中，为了在相位比较器的输入端得到这个0.1MHz的值，可以对M和N进行调节。在这种情况下，可以将比率N设定为以MHz为单位的10×F_channel，例如针对88.0MHz的880、针对88.1MHz的881、……、针对107.9MHz的1079以及针对108.0MHz的1080。

[0174] 如通常在FM无线电中所使用的，可以添加可选择的静噪功能2108。这可以当不存在无线电频道时防止嘈杂的音频内容通过。可以通过LDA音频输出电压的音频解调RMS值来控制静噪开关2108。当RMS值超过给定阈值时，则假定LDA被锁定在足够水平的无线电频道上。

[0175] 如与标准FM无线电接收器相对的，本实施方式的一些优点包括但不限于：

[0176] -因为FM信号直接在LDA的高阻抗并联谐振电路中被接收，所以没有外部天线。因为不需要外部天线，这节省了不可忽略的装配量和成本。然而，RF灵敏度可以被限制到后者的物理尺寸，并且如果电路被置于例如汽车仪表板或任何其中有过量的无线电传播衰减的

非自由空间位置,则错过具有高灵敏度的机会。

[0177] -由于PLL和FM-LDA的高裙比的高选择性

[0178] -简单/便宜的FM无线电前端电路

[0179] -小的PCB面积(如1平方英寸)

[0180] -每个电路最少可能需要一个电感

[0181] -随着当前FM无线电的数字频率调整

[0182] -以-110dBm量级的中到高灵敏度

[0183] -汽车应用:仪表板部分要求是不导电的

[0184] -集成的可能(组件或集成电路)

[0185] 应当指出,两种解调的音频输出是可能的。一种可能的输出是具有VCO的控制电压(即Vc(t))的窄带FM(或相位)。另一种可能的输出是具有利用简单的频率电压转换器转换为电压的常规LDA脉冲频率输出的宽带FM。

[0186] 图22描绘了具有利用天线进行调谐的数字频道的基于LDA的FM无线电接收器的实施方式。这个实施方式类似于先前在图21中所描绘的一个实施方式,其中至少具有以下不同之处。首先,在图22中所描绘的实施方式由于其包括天线2210、LNA 2209和再生LDA 2204而可以提供非常高的灵敏度。其次,合适的天线是大致全向小(如2平方英寸)天线2210,其可以被印刷在相同的印刷电路板上,从而嵌入磁性H(环)与电场E(单极子/偶极子)的接收部,用于进行最佳耦合并且穿透隔板如汽车仪表板。针对这个用途的非常合适且优选的印刷天线是CPL天线,其由于其几何形状使H和E场两者最大化。

[0187] 可以针对数字无线电、卫星无线电等来构建具有本文所描述的特征的基于LDA的FM无线电接收器。相似类型的拓扑结构可以用于卫星无线电和数字无线电。

[0188] LDA可以用在FM接收器、AM接收器或组合的FM和AM接收器和解调器中。具有FM解调的LDA接收器的一个优点是其可以对FM、AM进行解调,或者同时对两者进行解调。这与常规鉴频器相比提供了几个dB的增益。另一优点是提供了优良选择性的LDA的高裙比。例如,在FM无线电的情况下,当对弱的信号进行监听的同时非常接近于很强的信号时(如其具有对强信号和弱信号两者进行鉴别的能力),高裙比可以允许更好的音频质量。

[0189] 图23描绘了基于针对FSK或跳频扩频FH-SS调制的FM-LDA和PLL的高灵敏度、低噪声放大器替代例。这个实施方式可以针对数字FM信号和数字FM FH-SS的固有解调。

[0190] 在FM模式下,LDA 2304可以以高灵敏度固有地对FSK输入2310调制进行解调。在PLL 2302中添加LDA可以增加具有较高裙比的选择性,增加干扰抑制,并且允许精确地选择所需的窄带或宽频道。这是到BB或低IF的直接解调,并且这里不存在超外差级。输入噪声带宽可以覆盖整个频带(不仅仅是频道BW)或相反地仅一个特定频道。然而,在这两种情况下,再生因子可以增加信噪比。

[0191] 可以从下面中的一个并且取决于应用来选择输出:

[0192] -F_Data_out:输出是重复频率输出,其也称为F_rep。数据的每一位被提供作为瞬时频率(为正好跨F_rep脉冲到脉冲的瞬时周期的频率)。输出是准数字化且噪声不敏感的。根据需要,其可以有效地被发送到长的电缆而无噪声问题。此外,因为数据在频域中,所以也不需要昂贵、耗电快速的ADC。可以利用先前相对于图10和图11以及传递的数据(k)进行讨论的电路来提取数据。

[0193] -Data_out(t):以基带频率(0Hz至Fmax)来对数据进行转换。Data_out(t)输出电压可以用有限信号形状进行稍微处理或如果先前强化了不再强化。

[0194] -NB FM data_out(t):这是窄带(NB)FM电压输出,其也恰好是针对PLL的VCO的控制电压,为此值对应于相位修正或针对PLL的窄带FM,以试图跟随输入信号。应该正确设定PLL的带宽(通常低于数据速率),以便系统正确运行。

[0195] 在另一实施方式中,并且为进一步减小输入噪声带宽,可以将一组可选择的并联和串联谐振器添加到LDA。当在集成电路中实现时,增加的复杂性可能不再是相关因素。

[0196] 在又一实施方式中,电路可以用于对从一个或多个传感器发出的一个或多个频率调制信号进行放大和解调。典型的应用可以涉及传感器如晶体谐振器,以随着温度或其它物理参数而变化的频率发生振荡。输入可以是无线或有线的。一些阻抗匹配或偏振/偏置网络可以用于一个或多个传感器和FM-LDA进行交互。其它传感器可以包括压电传感器、加速计、甚至包括传感器阵列。调制可以包括频率扫除或擦除。在又一个实施方式中,如果选择性是极为重要的,则如在图24A和24B中所示的,可以将超外差级添加到输入中。图24A描绘了针对具有超外差拓扑的FH-SS或FSK调制的基于FM-LDA的高灵敏度、低噪声放大器的实施方式。

[0197] 图24A和图24B描绘了基于FM LDA和超外差接收的针对FSK接收器2401的LNA替代例的实施方式。在电路级别上,超外差拓扑的优点是可以产生固定输入频率,其允许应用高阶滤波器,并且因此获得高的选择性。此外,因为可变频道频率(在图24A中称为RF)在LO1如混合器输出2402上通过可变频率被选择,所以无论选择什么频道,随后的在接收链中的电路都以固定频率来处理信号,其中混合器输出2402提供中频IF,其等于RF的频率减去在其它项中通常被过滤掉的LO1的频率的差。换言之,LO1通过接收器被选择,以便以RF频率选择N个频道中的一个频道,并且无论选择的频道如何,都在频率上将其向下转变到中间固定频率IF。LDA是固有的窄带放大器以及再生设备,其利用高阶滤波来滤除在其操作频率带宽外的频率成分。其在高截止频率和低截止频率两方面均表现出具有高阶滤波的有源带通滤波器的功能。LDA的一个应用作为组件或子系统替代例提供了更大的范围、更高的信噪比、更大的动态范围以及更强的干扰抑制。如果LDA方案集成在集成电路或小模块中(如目前在工业中针对VCO模块所完成的小模块),其可以是以多个FM/FSK/FH-SS接收器的形式对RF低噪声放大器LNA的高性能的简易替代。价值将是对性能的提高,而不需要彻底地重新设计接收器,而是代替一个组件。

[0198] 在图24B的实施方式中,标准RF LNA可以通过基于具有FM解调的LDA的电路来代替。多个优点可以通过进行这样的替代来获得,包括但不限于:

[0199] -更高的灵敏度(恢复非常弱的信号),

[0200] -由于高裙比而引起的更高的选择性(抑制近处和远处的频率干扰),

[0201] -更高的动态范围(弱到强信号),

[0202] -更低的噪声带宽(不像通常的LNA那样对整个频带进行放大),

[0203] -更高的干扰抑制,

[0204] -由于使用频带外的中强干扰而引起的更高饱和抑制。

[0205] 本实施方式与经典的超外差接收器相比还具有更优异的性能,主要是更高的灵敏度、更高的动态范围、对强干扰更高的抑制以及由于高裙比而引起的更高的选择性。这个实

施方式可以用于FM窄带或宽带调制、数字FSK或基于FH-SS的FM。

[0206] 如果RF输入信号在固定FM波段上，则本地振荡器LO1和LO2可以是固定的。如果信号在频带(即频率的范围)的频道中，则本地振荡器LO1和LO2可以是可调节的。如果输入信号是数字FM和跳频扩频，则LO1和LO2可以是灵活的且可以改变自己的频率，并且当其从频道跳到频道时跟随输入RF信号。LDA的超外差结构和高裙比提供了高选择性和高干扰抑制。而LNA可以覆盖整个所使用的频带，本文公开的LDA技术关注的是选择的频道。因此性能优于如上面列出的。

[0207] 使用混合器2402将图24B中的输入信号向下转换到在F_RF-F_LO1上的固定IF频率。通过频率可选择的和被设计为使IF频率与给定带宽的f_IF+/-BW匹配的LDA 2403将F_RF+F_LO1的无用成分过滤掉。LDA 2403使输入信号再生，由此即使在混合器2402之后也提供了高敏感度。LNA 2404可以集成到LDA2403，以进一步提高敏感度并且增加输入端的隔离以及避免RF能量在输入端(混合器2402和天线2401)上泄露。LDA2403的输出频率重复可以比最高数据输入快至少1至2倍。两种情况可能出现：第一，LDA未与输入数据的符号率同步，以便遵循Nyquist标准，输出频率F_rep应比最高输入数据率高至少两倍。2)第二，LDA与输入数据的符号率同步，并且在这种情况下，输出频率F_rep可以比最高输入数据率高一倍，因为真正可能被考虑的是F_rep的变化率，其应该是输入数据的符号率的两倍或更多。最后，在输出RF频率上，其与另一混合器2406和LO2被混合(向上转换)回RF。

[0208] 应当注意的是，输出信号在F_RF-2×F_rep上可以包括图像。在大多数情况下，无论如何下面的接收阶段都可以对出自于频率频道的信号进行抑制，因此不会引起任何问题。如果需要，图像抑制混合器可以用于在F_RF-2×F_rep上取消图像。

[0209] 图25描绘了FM-LDA LNA替换的示例。LNA 2501可以具有RF输入2502、RF输出2503、一个或多个电压源2507以及接地连接2504。此外，可能具有与接收器参考频率2505的连接，以达到相位一致。此外，如果在所选择的频带中存在多于一个的频道，则可以设置频道输入信息2506。其可以是数字字，例如数针对913MHz的913。这个数可以被编码为二进制的“1110010001”、十六进制的“391”或其它。

[0210] 图26描绘了基于FM模式和PLL的LDA的LNA替换FSK接收器的另一实施方式。这个实现类似于图24B中描述的实施方式，但在某些方面更为简单。与RF LNA相比，图26描绘的实施方式可以具有更高的敏感度、更高的鉴频性以及更高的干扰抑制。因为不存在外差，所以LDA2601可以覆盖整个使用的作为宽带的频带，并且利用锁到参照本地振荡器2603的PLL 2602的使用来被设定到正确的频道。输入噪声带宽可以更大，因为其可以包括所使用的整个频带，要被选择的频道在该频带中。因此接收敏感度可以被降低；但是因为其是再生系统，所以如果影响存在的话，则无法清楚地判断该影响是什么。

[0211] 图27描绘了基于FM-LDA的FSK中继器的实施方式。这样的无线中继器的实施类似于LNA替换。然而，一些差异是可能的。一个区别可以是输出图像可能不被抑制或不被很好地抑制，因为其非常接近于混合器2706的输出RF的频率，因此输出混合器2706可能被图像抑制混合器所取代。可以添加可选择的功率放大器2707和带通滤波器2708，并且最后馈送再发射天线2709。模拟中继器要求重发频率处在其它频道上，否则系统会干扰自身，并且可能发生振荡。为了在相同频率上进行重发，可能使用一些智能系统和内存，并且可以在与具有时分多址TDMA或载波侦听多路访问冲突避免CSMA/CA协议的接收信号不同的时间处重发

信号。

[0212] 与经典的FM检测器相比，FM LDA的另一优点是，FM和AM的同时解调可以带来4dB左右或更多的解调基带量的增加。LDA可以对FM调制进行解调，并且在存有脉冲到脉冲的瞬时频率变化对应输入信号v(t)的幅度和相位的信息的IF频率上展现重复率。可以通过馈送FVC并获取V_out(t)或应用数字FVC来提取该信号。重复输出脉冲信号对于噪声不敏感，因为信息被FM调制。这对于在噪声环境中传输信号或需要长距离传输信号的应用较为有利。

[0213] 除非另有说明，或在上下文中按用途可被理解的，否则这里用到的条件语言例如在其它中，“能够”、“可以”、“可能”、“会”、“例如”等，一般旨在传达某些包括某些特征、元素和/或步骤的示例，而其它示例则不包括某些特征、元素和/或步骤。因此，这样的条件语言一般不意图暗示一个或多个示例以任何方式所要求的特征、元素和/或步骤，或者暗示一个或多个示例必须包括逻辑判定，有或没有作者输入或提示，是否这些特征、元素和/或步骤被包括，或在任何特定示例中要被执行。术语“包含”，“包括”，“具有”等是同义的，并且以开放的方式被包含地使用，并且不排除附加的元素、特征、动作、操作等。此外，术语“或”在被包含的意义下(而非在排它性意义下)使用，以便当使用时，例如，要连接元素列表，术语“或”是指列表中的一个、一些或所有的元素。

[0214] 一般地，上面描述的各种特征和过程可以独立于彼此来使用，或以不同的方式进行结合。所有可能的组合和子组合都旨在落入本公开的范围之内。此外，某些方法或工艺块可以在一些实现中被省略。这里描述的方法和过程不限于任何特定的顺序，并且可以以其它合适的顺序来执行这些块或与其相关的状态。例如，可以以没有具体公开的顺序来执行所描述的块或状态，或者多个块或状态可以在单个块或状态中进行结合。示例块或状态可以串行、并行或以某种其它方式被执行。块或状态可以被添加到所公开的示例或者从所公开的示例中删除。可以以不同于描述的方式来配置本文所描述的示例系统和部件。例如，与所公开的示例相比，元件可以被添加、移除或重新布置。

[0215] 虽然已经描述了某些示例或示例性的示例，但这些示例仅通过示例的方式被给出，并且不旨在限制本文所公开的主题的范围。事实上，本文所描述的新方法和系统可以以各种其它形式来实施。所附权利要求及其等同物意在覆盖这些形式或修改，使其落入本文所公开的主题的范围和精神内。

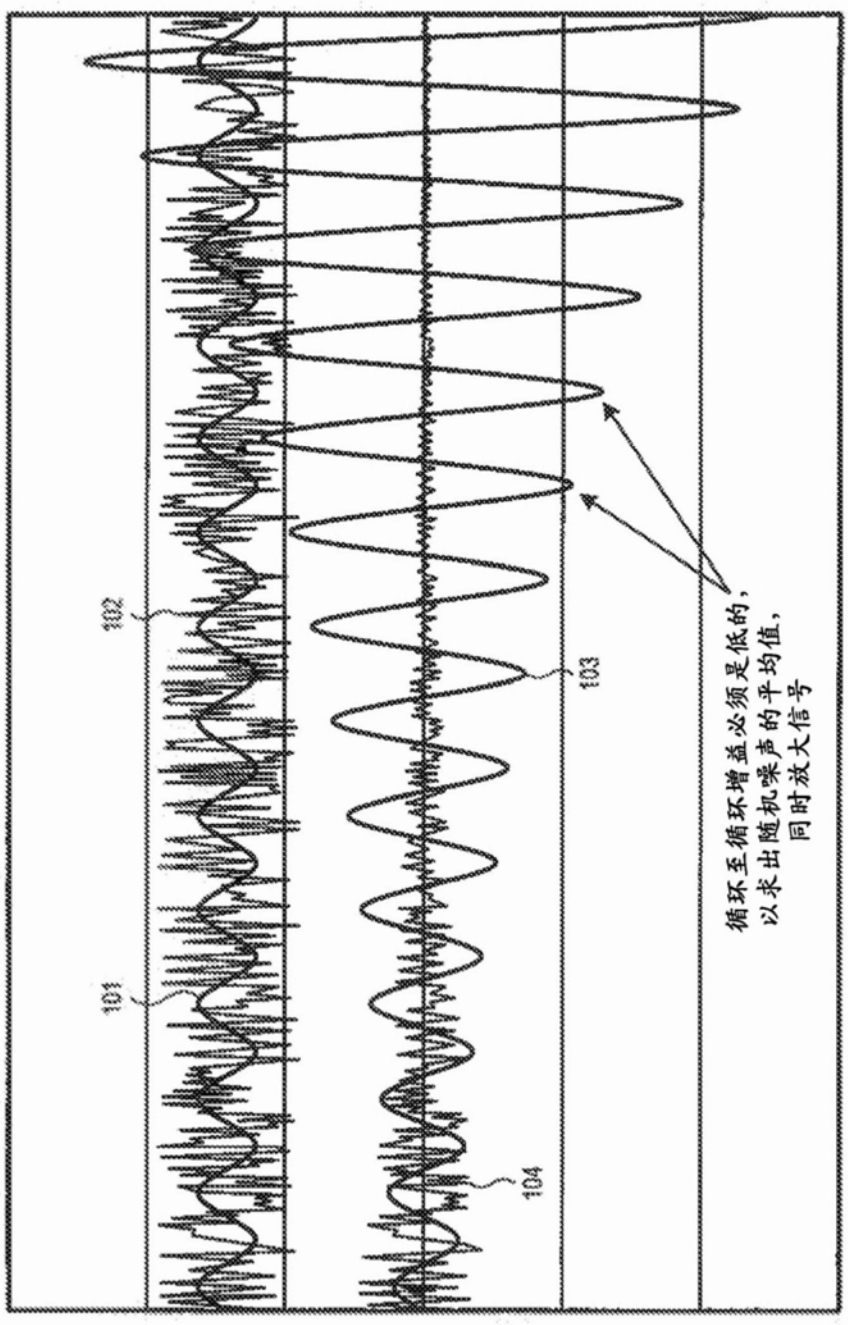


图1

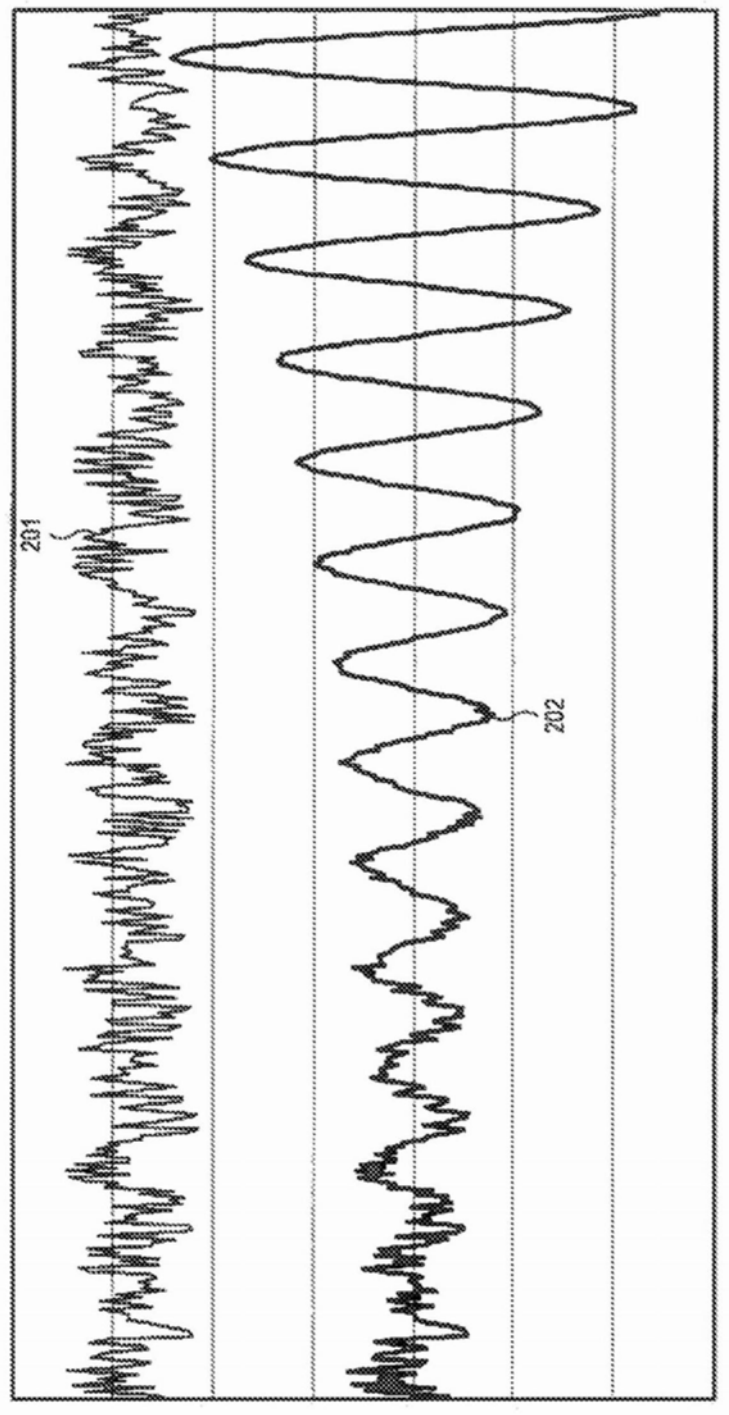


图2

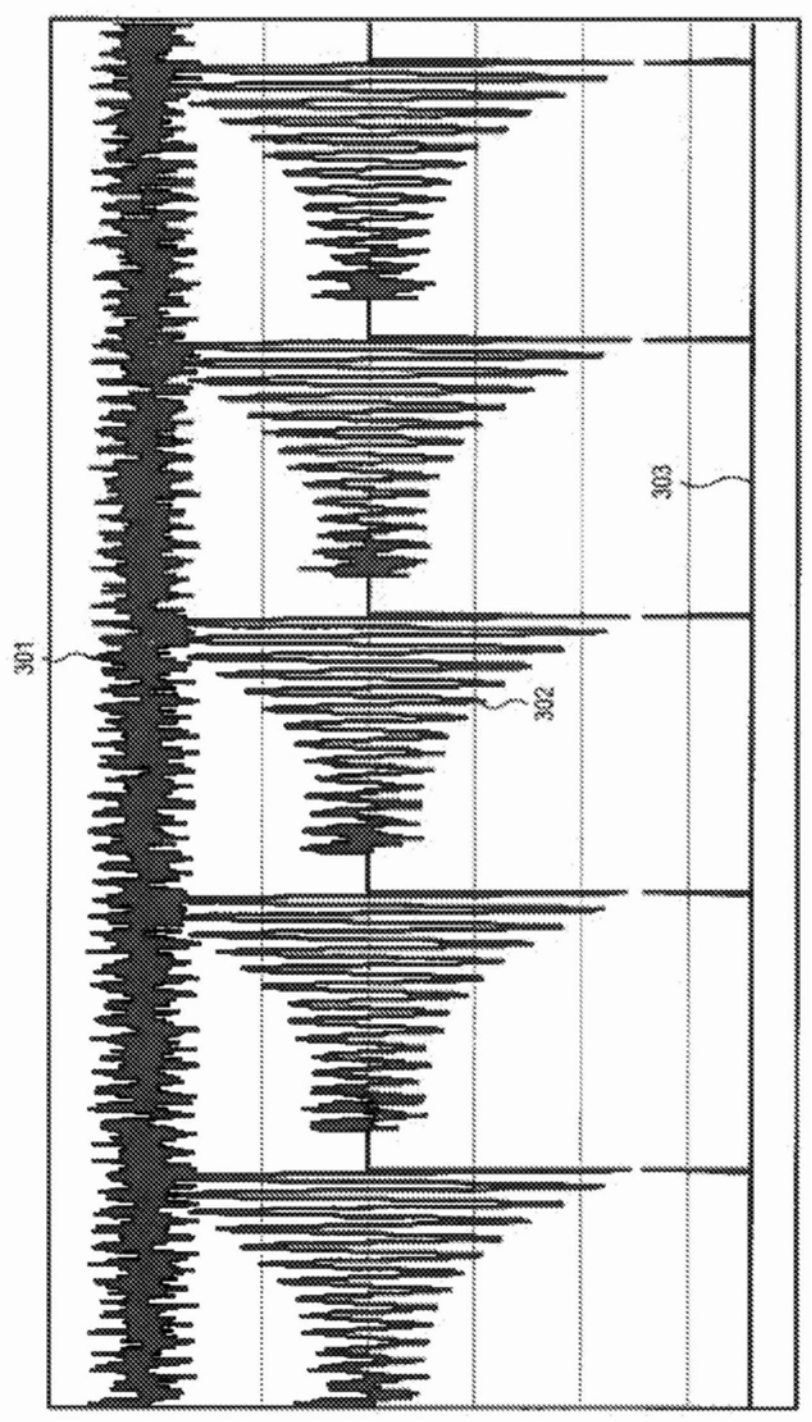


图3

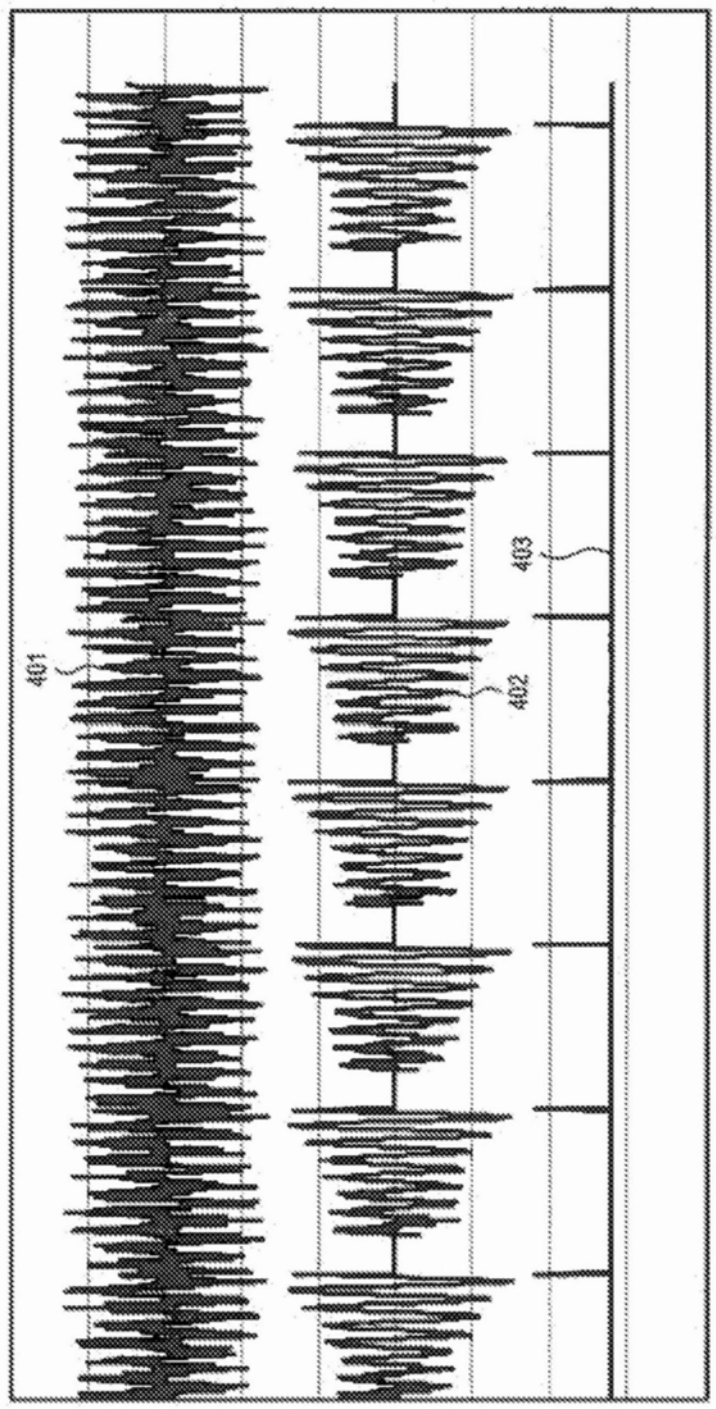


图4

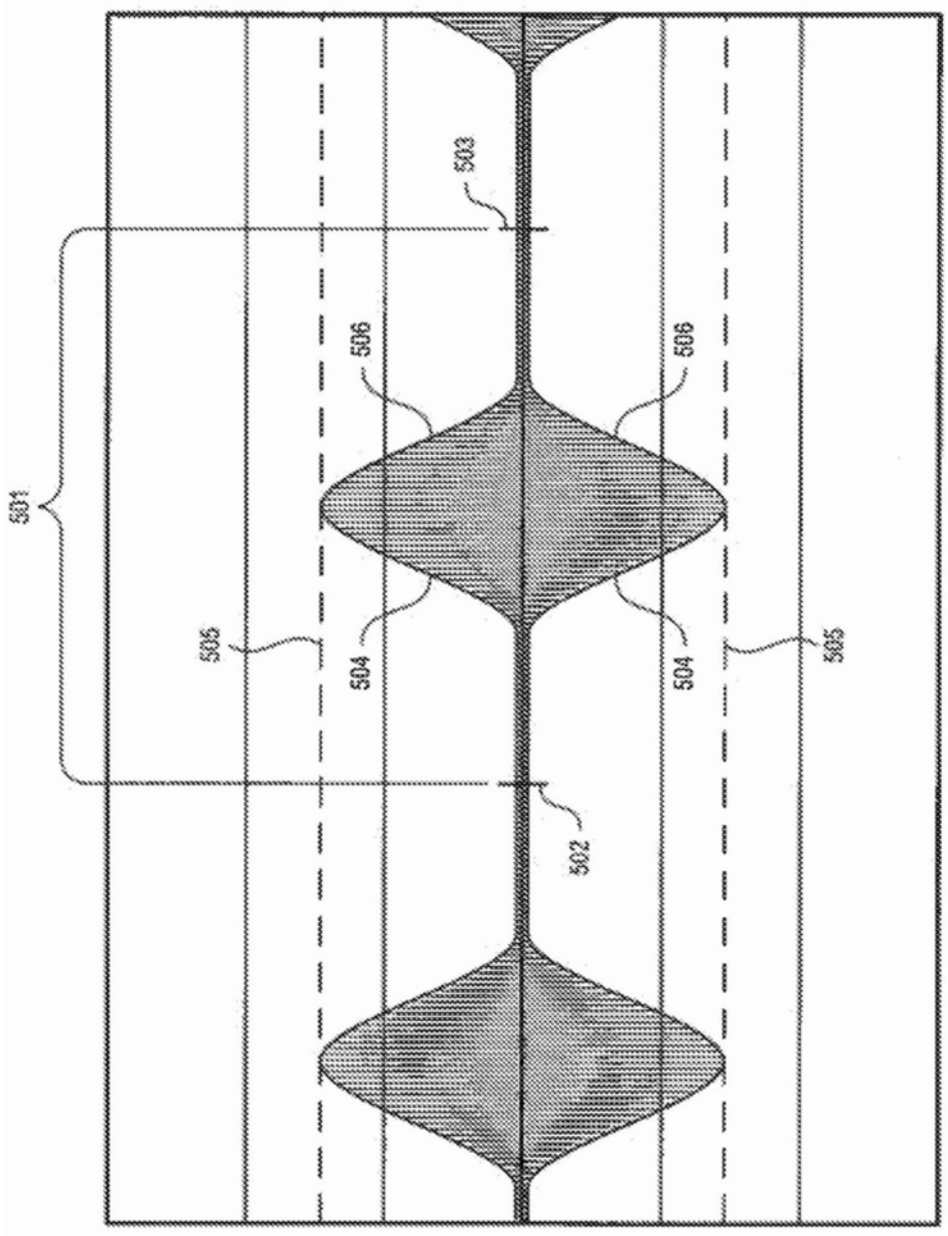


图5

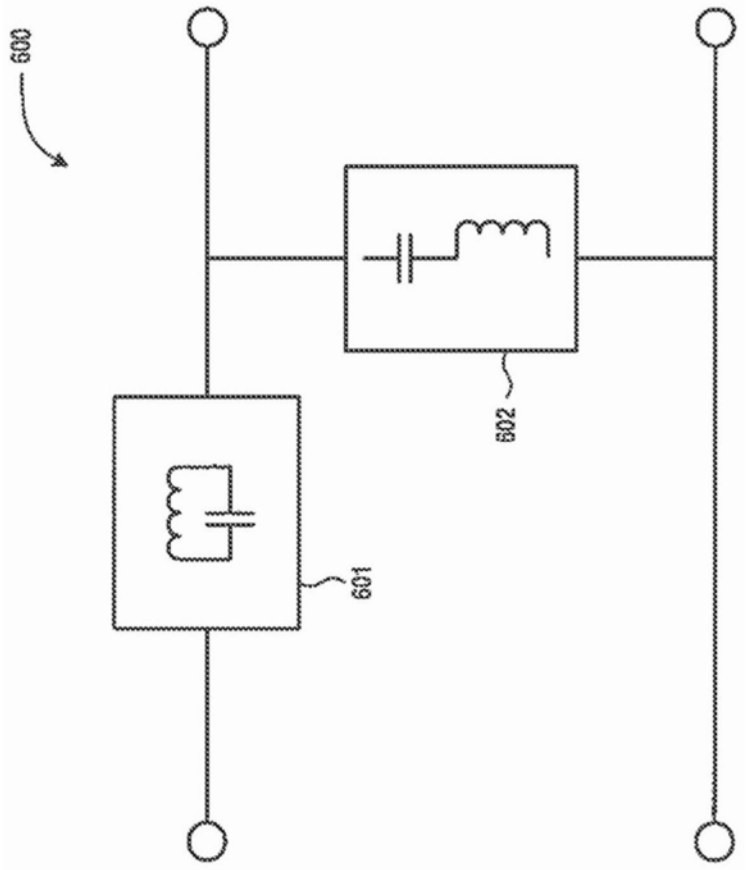


图6

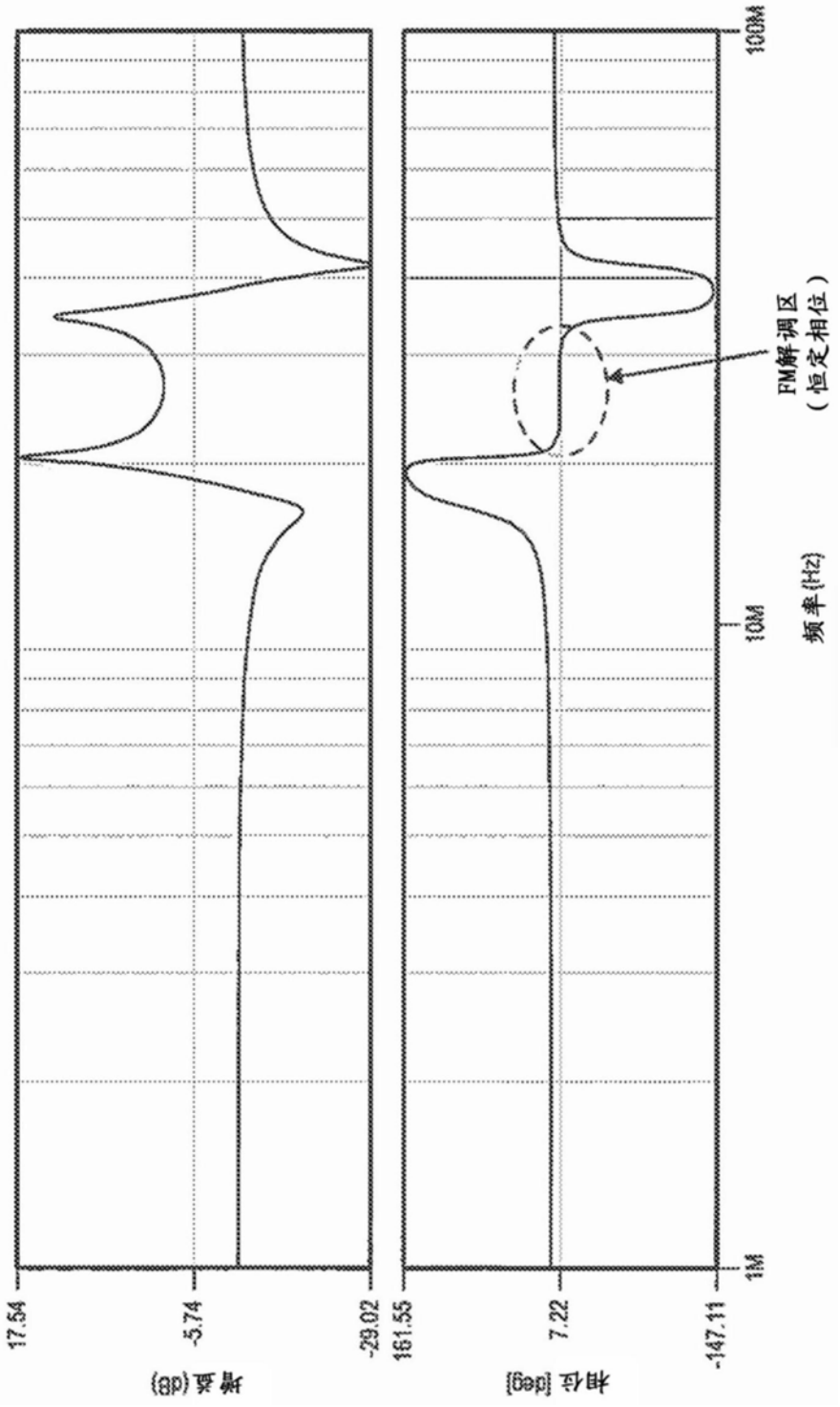

增益(dB)
17.54
-5.74
-29.02
相位 [deg]
161.55
7.22
-147.11
1M
10M
100M
频率(Hz)
FM解调区
(恒定相位)

图7

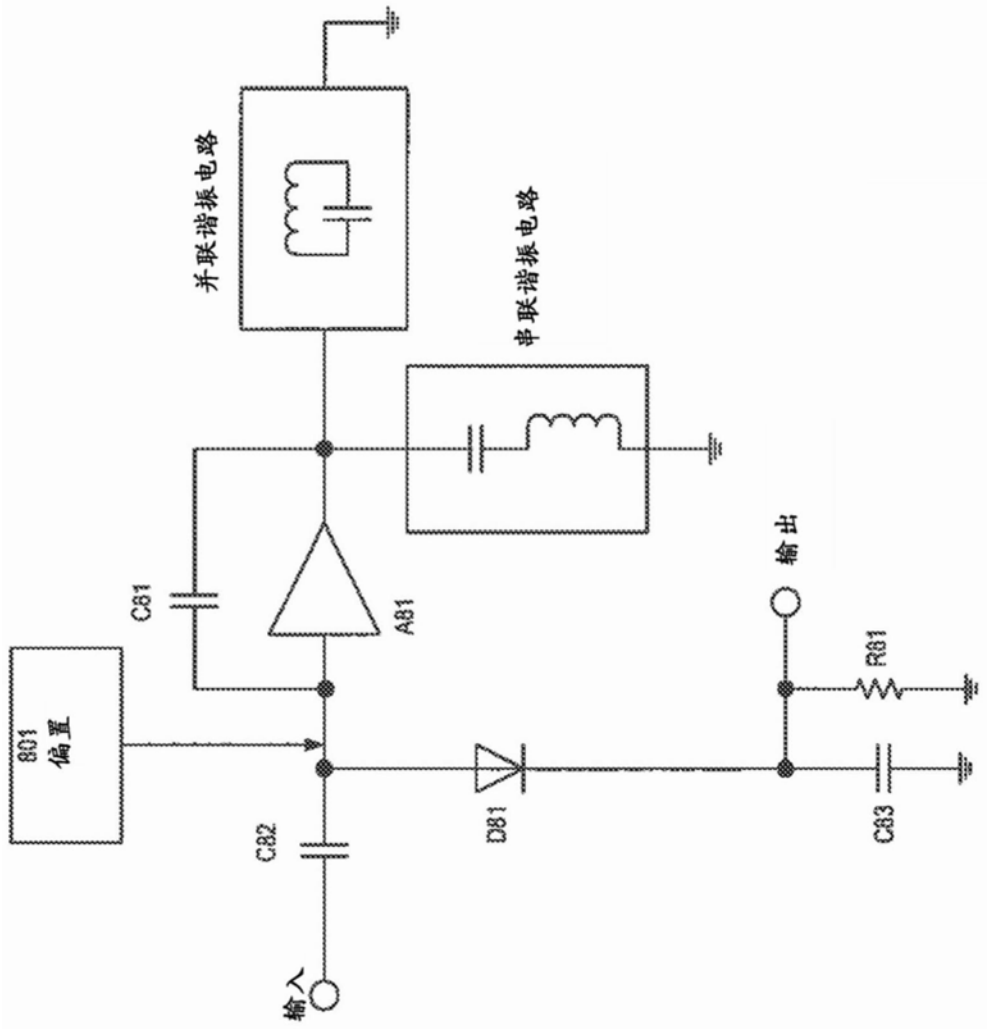


图8A

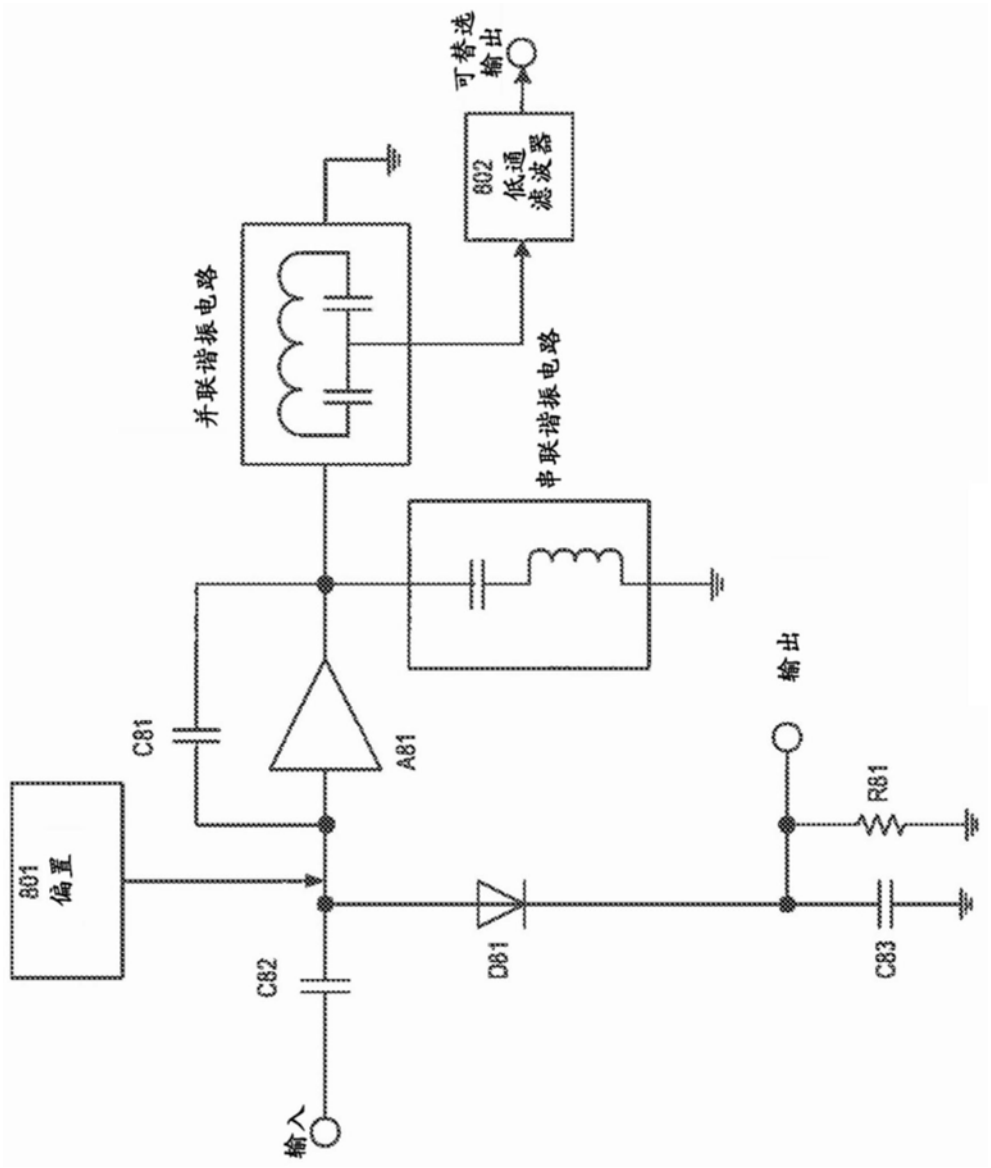

可替选输出
802 低通滤波器
并联谐振电路
串联谐振电路
输出
C81
A81
R81
801 偏置
D81
C82
C83
输入

图8B

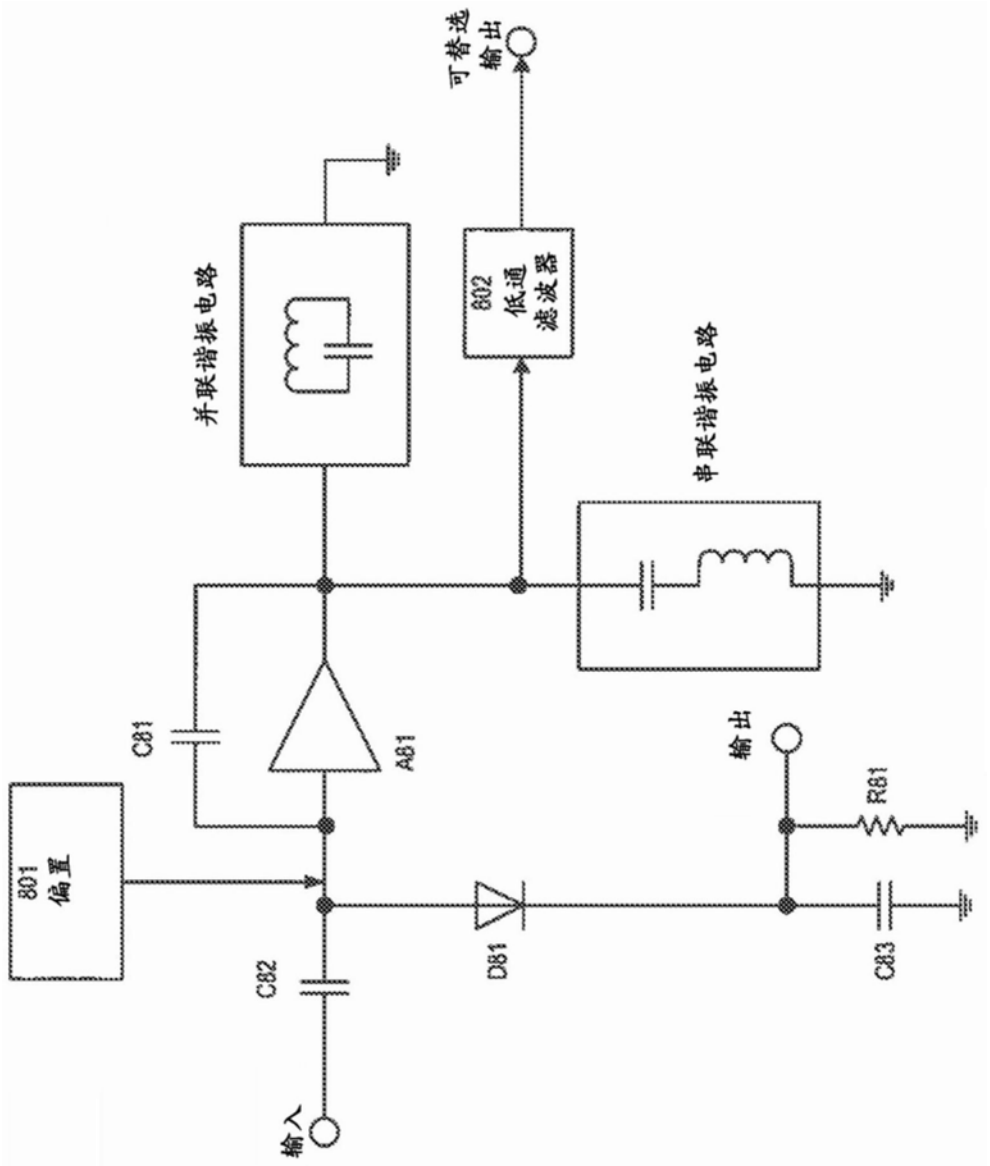

可替选输出
并联谐振电路
802 低通滤波器
串联谐振电路
C81
A81
输出
R81
801 偏置
D81
C83
C82
输入

图8C

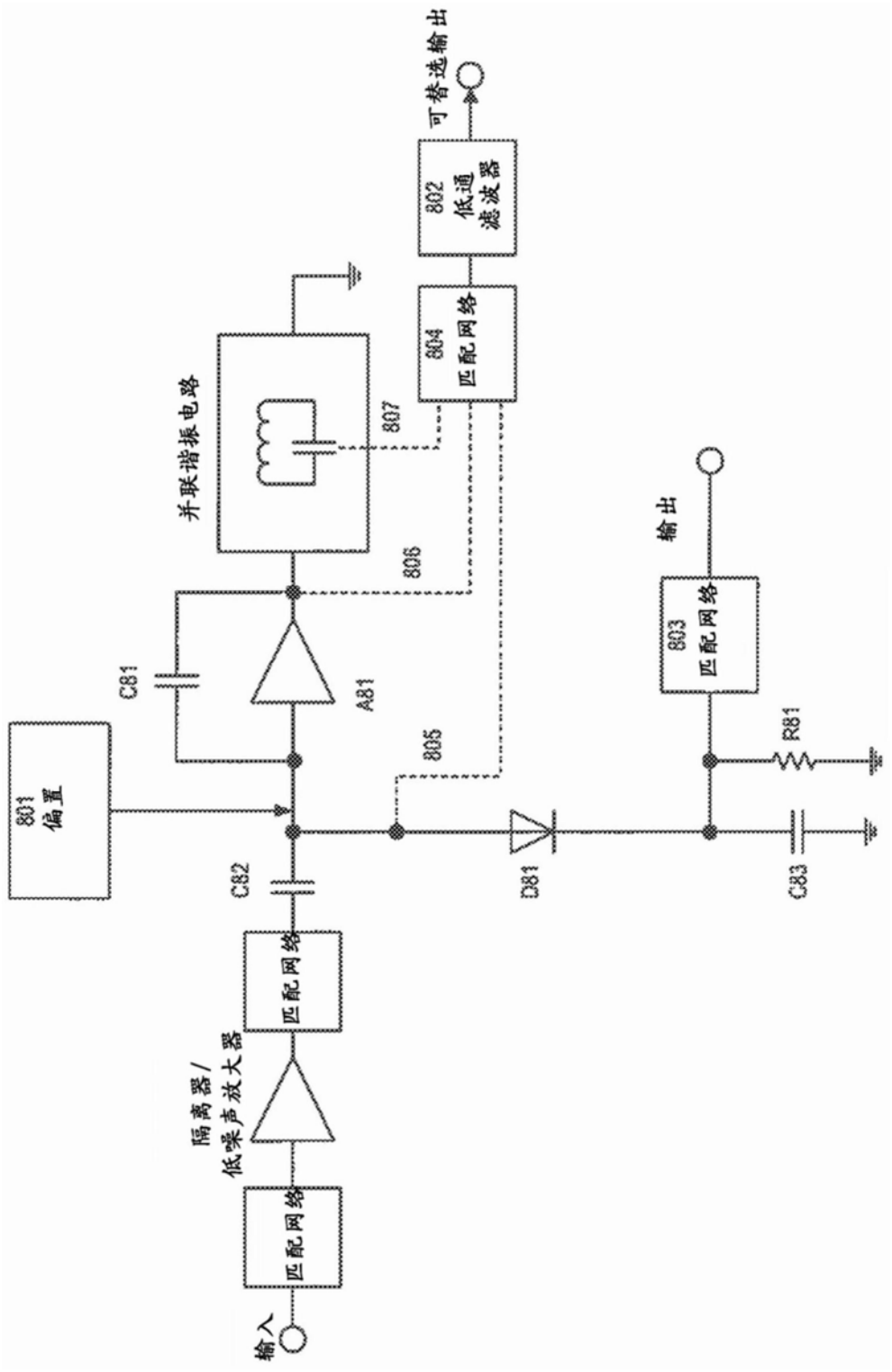

可替选输出
802
低通
滤波器
804
匹配网络
并联谐振电路
807
806
C81
A81
801
偏置
805
输出
803
匹配网络
R81
D81
C83
C82
匹配网络
隔离器/
低噪声放大器
匹配网络
输入

图8D

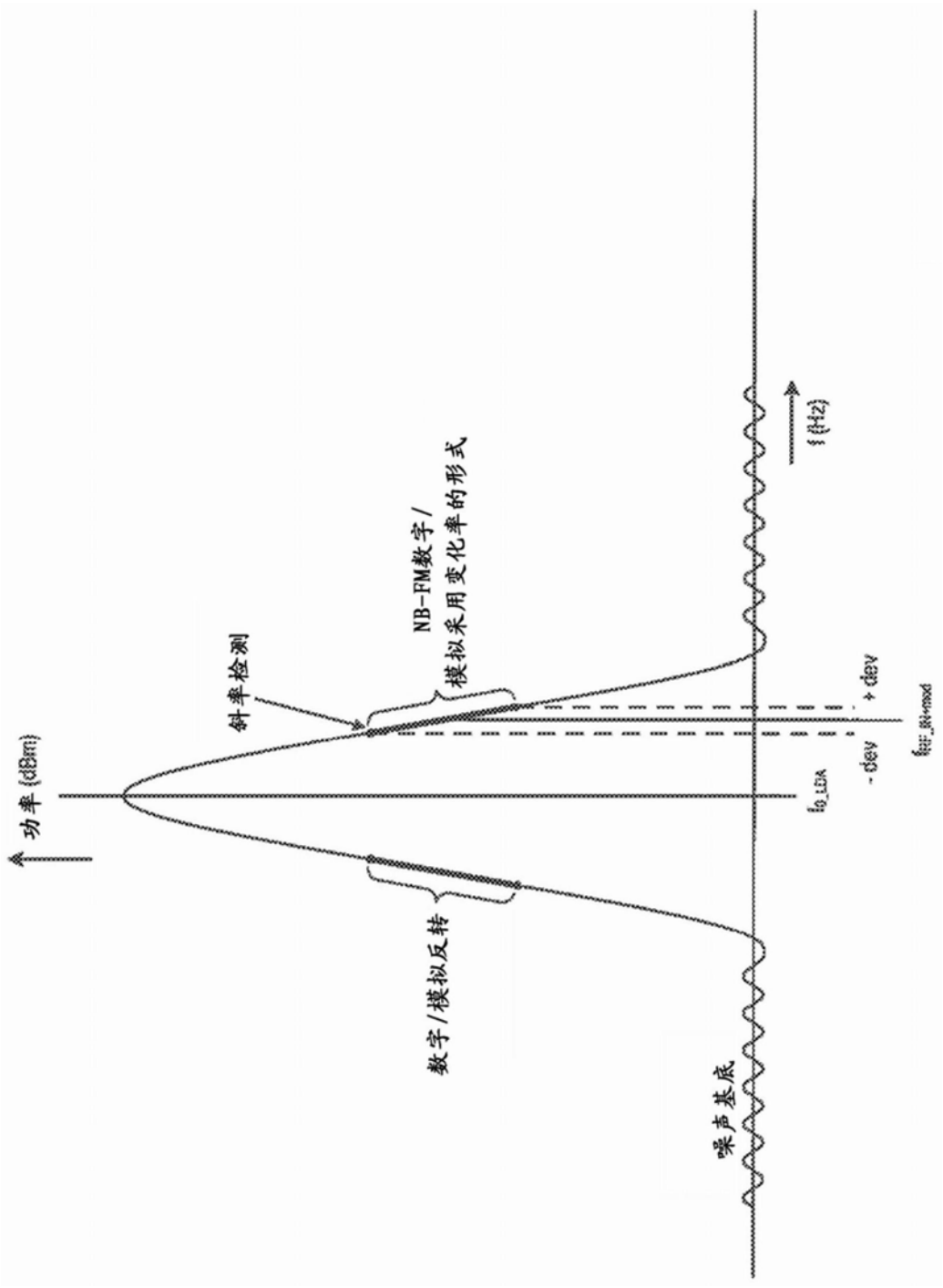


图8E

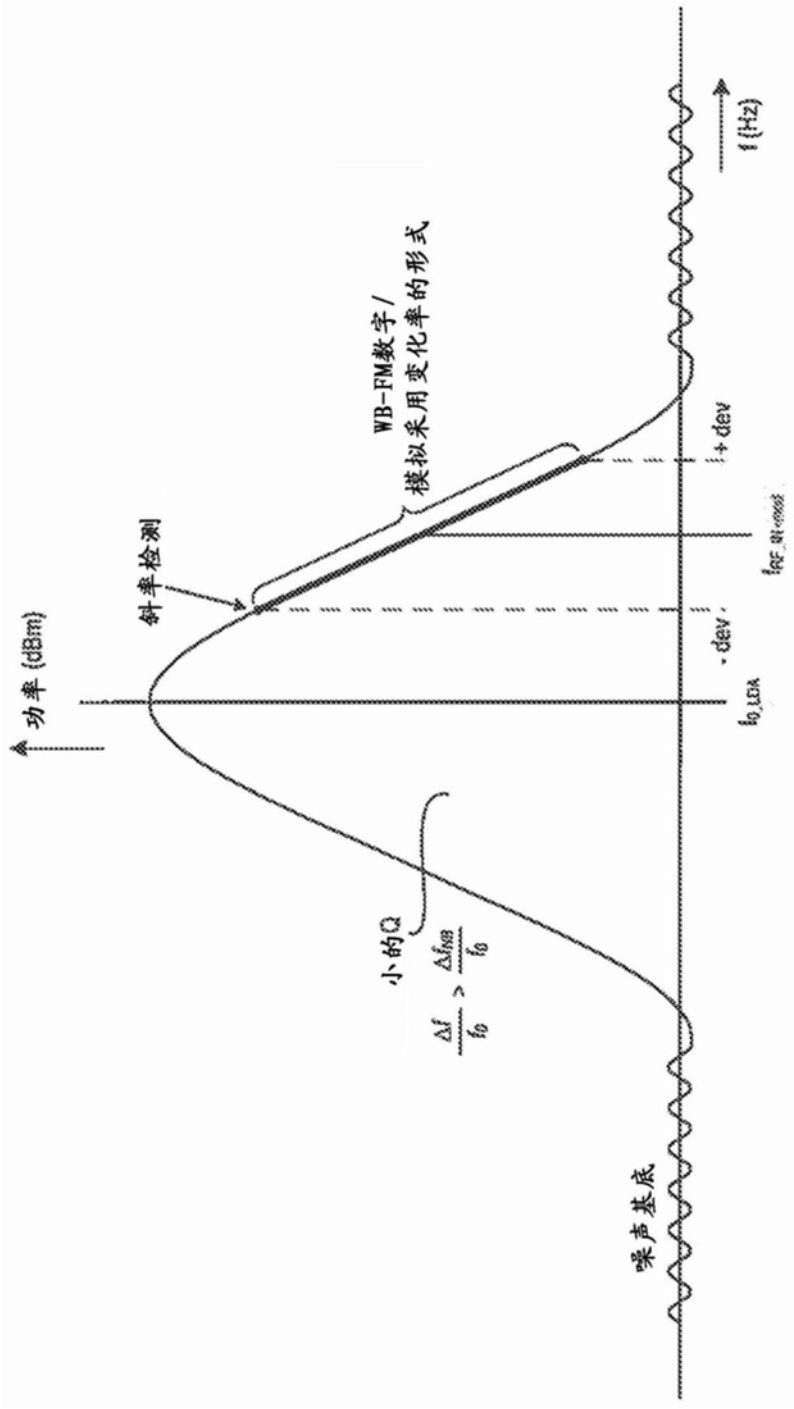


图8F

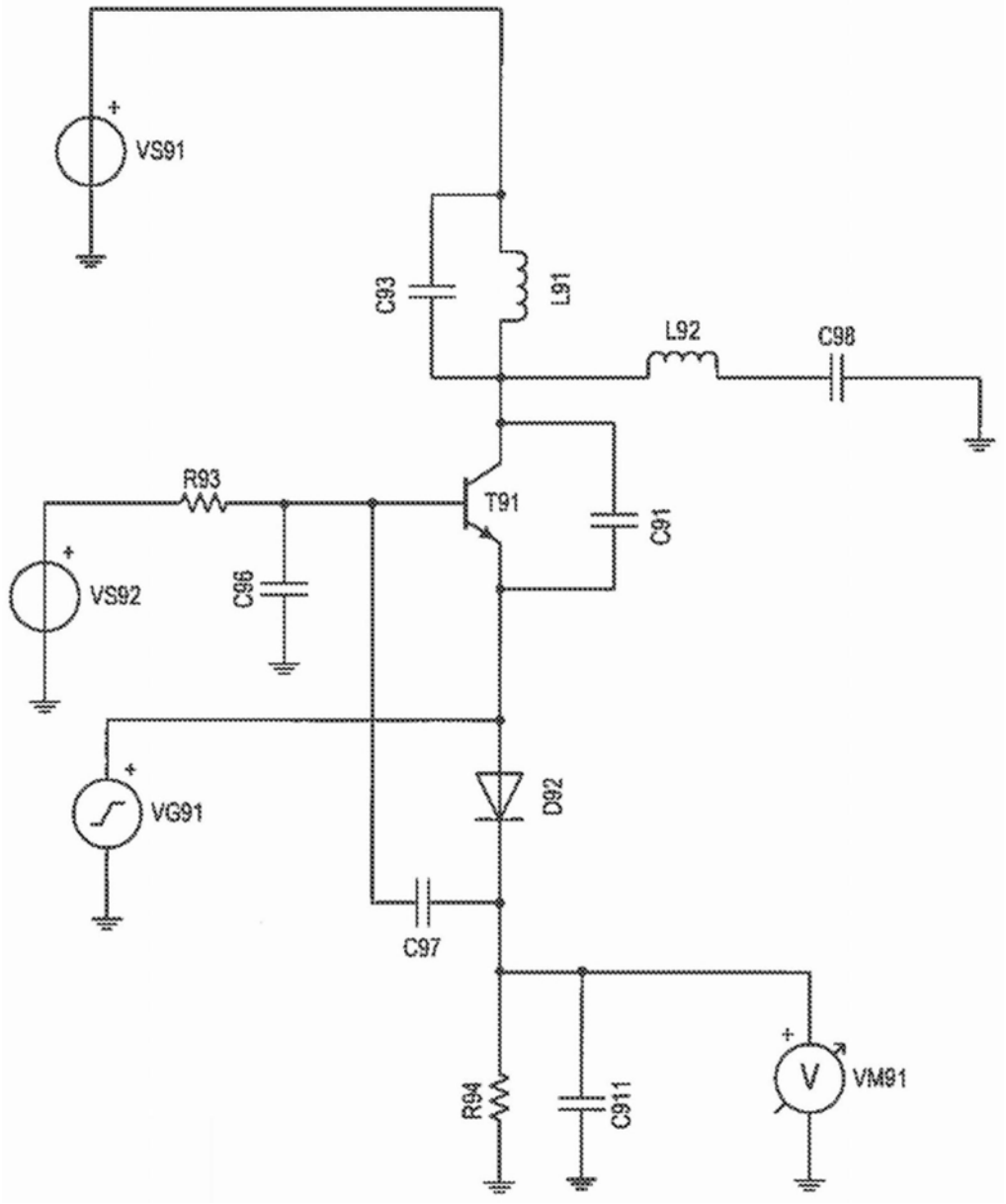

VS91
C93
L91
L92
C98
R93
T91
C91
VS92
C96
VG91
D92
C97
R94
C911
V
VM91

图9

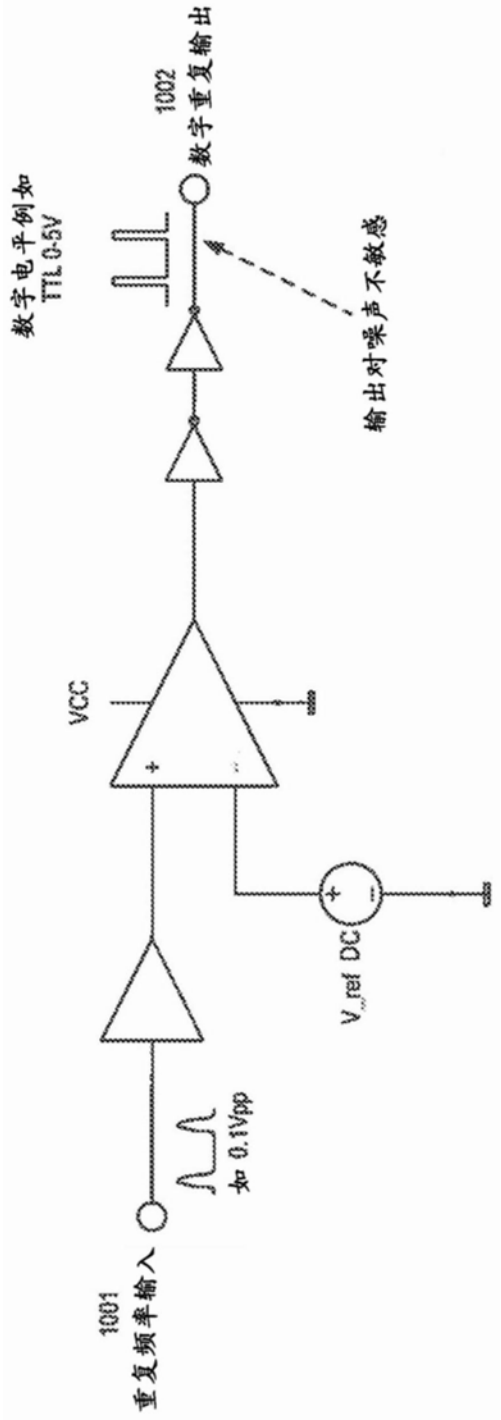

1001
重复频率输入
如 0.1Vpp
1002
数字重复输出
数字电平例如
TTL 0-5V
输出对噪声不敏感
VCC
V_ref DC

图10

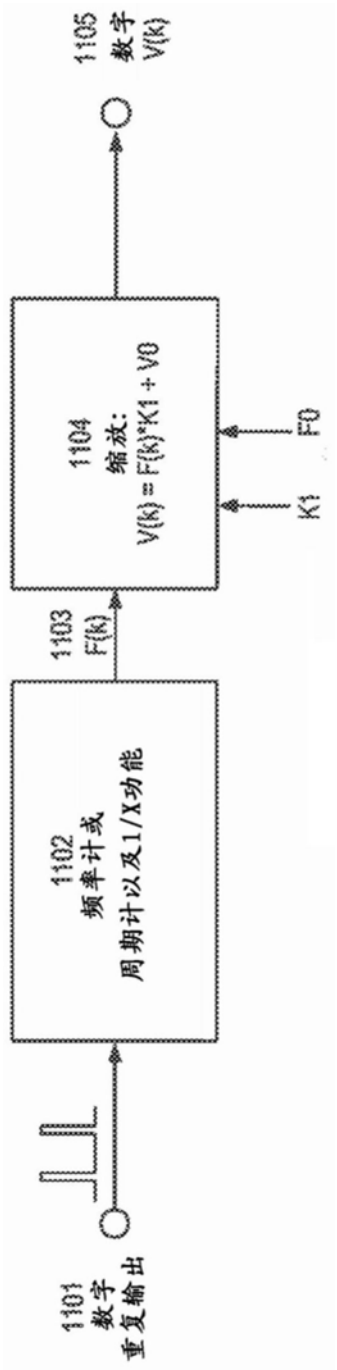

1105
数字
V(k)
1104
缩放:
V(k) = F(k)*K1 + V0
F0
K1
1103
F(k)
1102
频率计或
周期计以及1/X功能
1101
数字
重复输出

图11

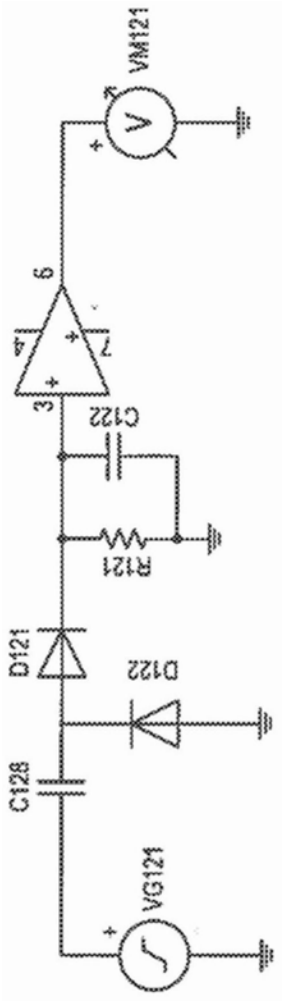


图12

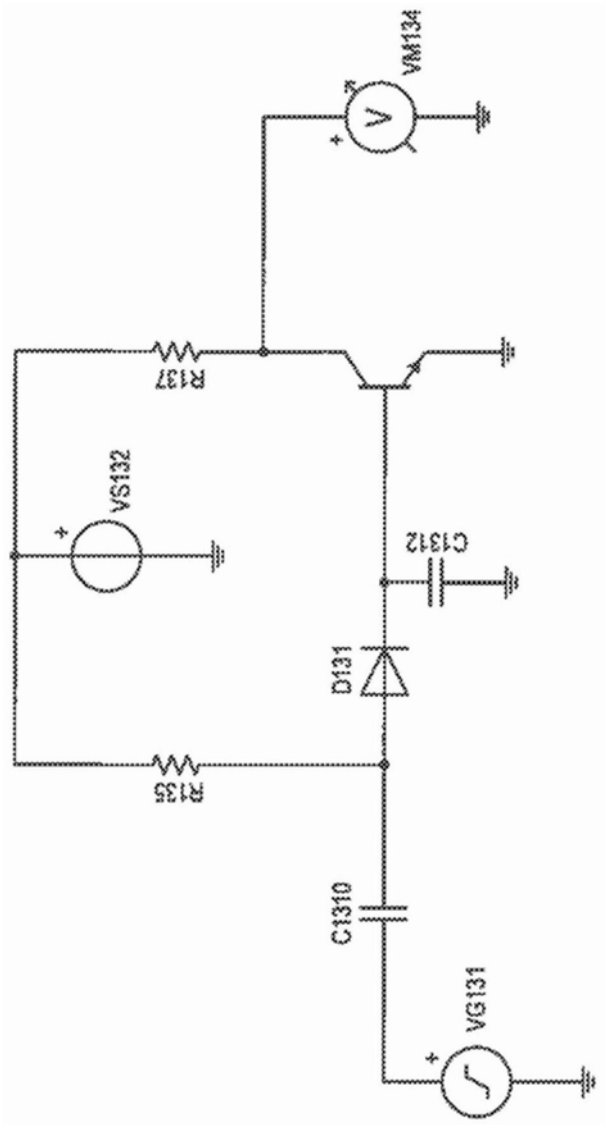


图13

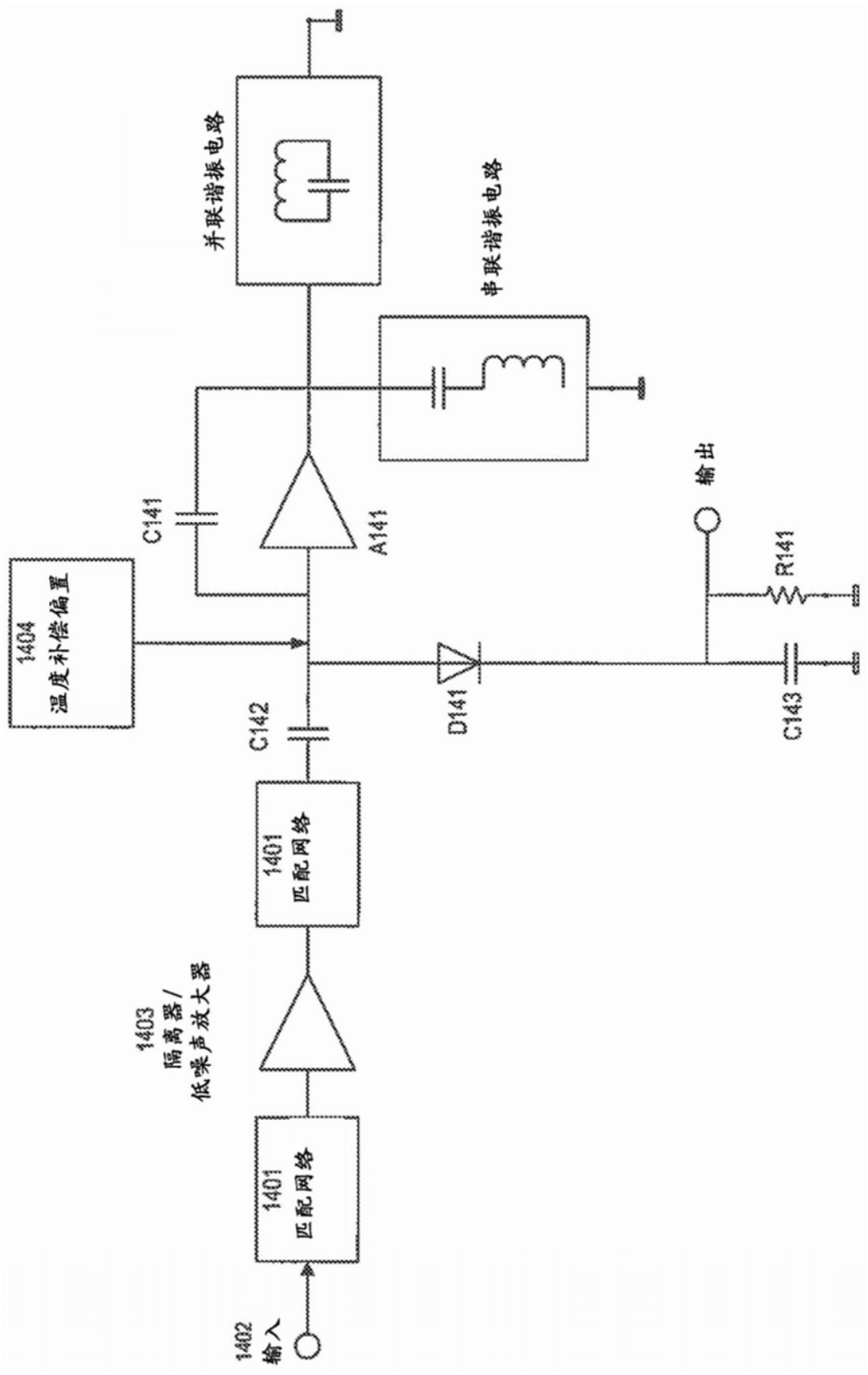

并联谐振电路
串联谐振电路
输出
C141
A141
R141
1404
温度补偿偏置
D141
C143
C142
1401
匹配网络
1403
隔离器/
低噪声放大器
1401
匹配网络
1402
输入

图14

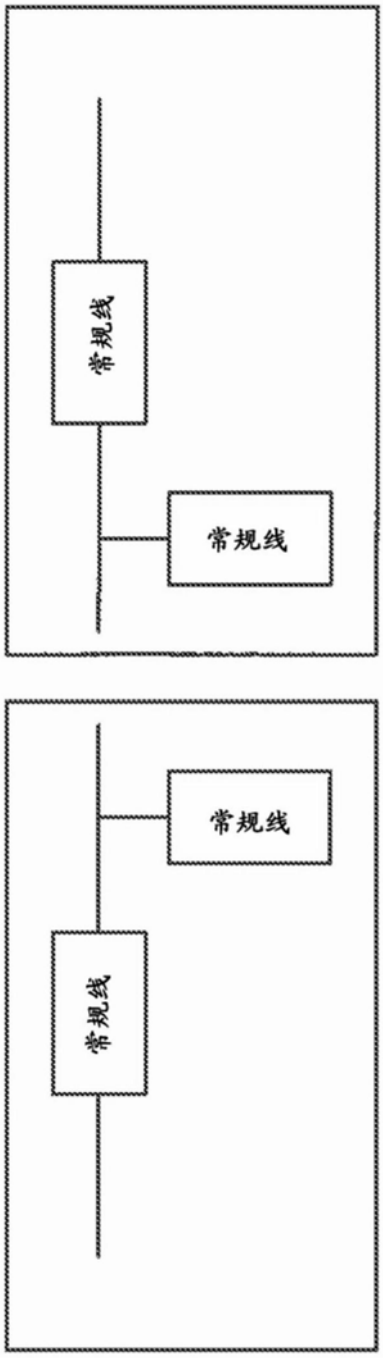


图15

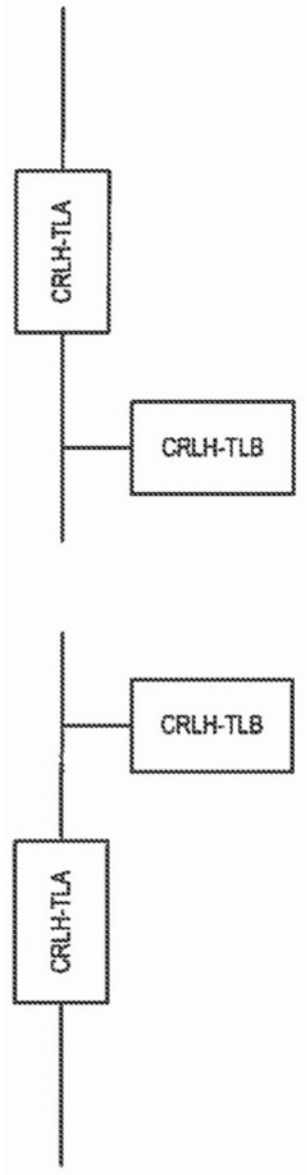


图16

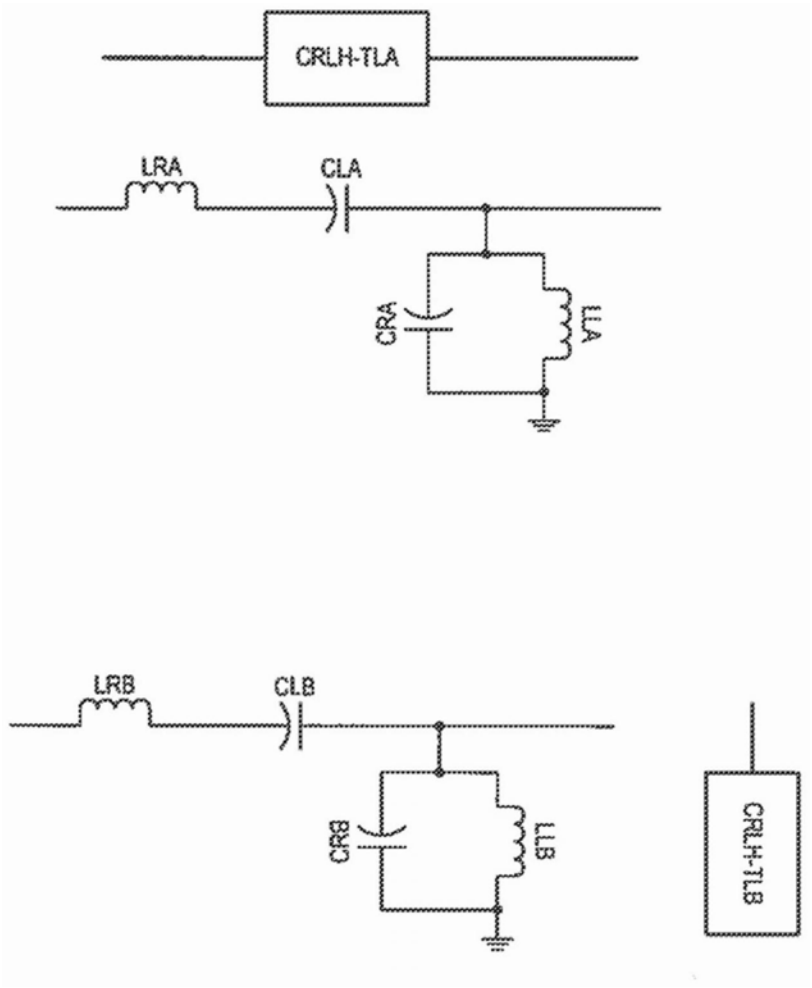


图17

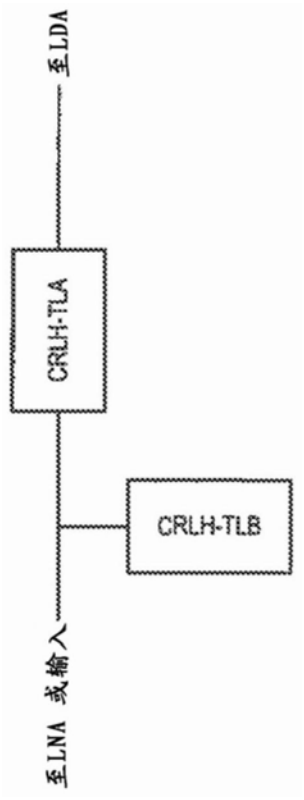


图18

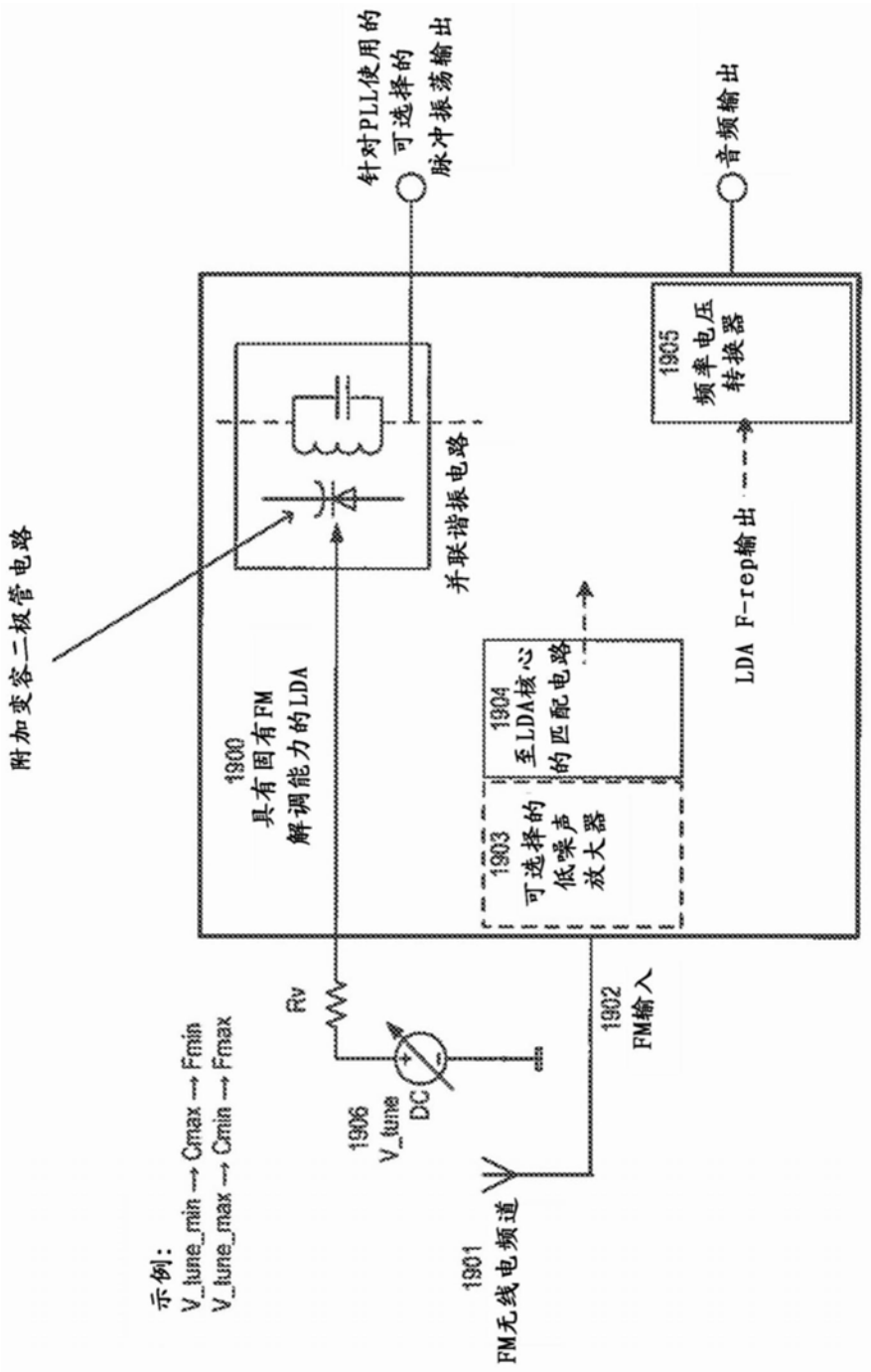

附加变容二极管电路
1900
具有固有FM
解调能力的LDA
并联谐振电路
针对PLL使用的
可选择的
脉冲振荡输出
音频输出
1905
频率电压
转换器
LDA F-rep输出
1904
至LDA核心
的匹配电路
1903
可选择的
低噪声
放大器
1902
FM输入
Rv
1906
V_tune
DC
1901
FM无线电频道
示例:
V_tune_min → Cmax → Fmin
V_tune_max → Cmin → Fmax

图19

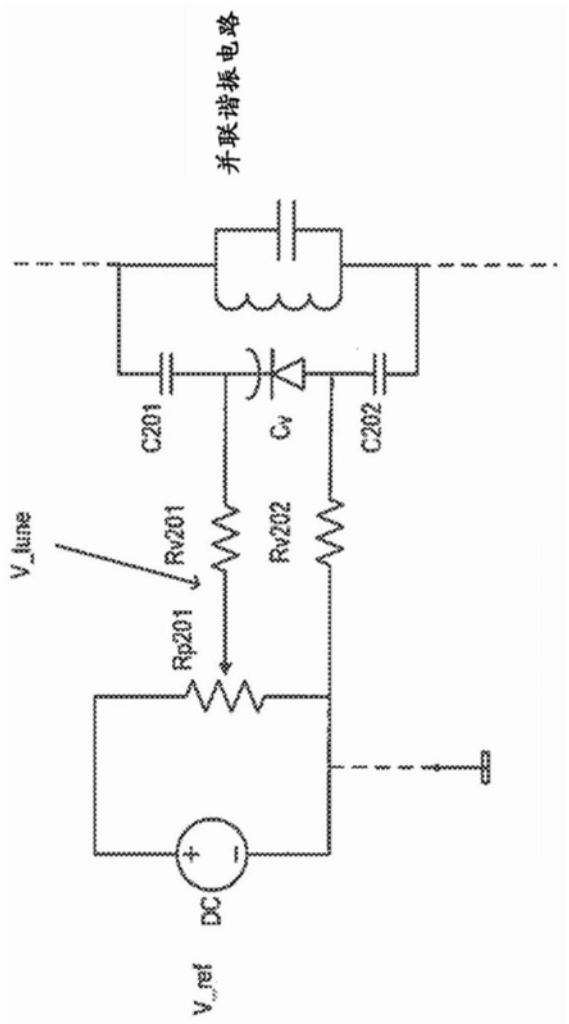


图20

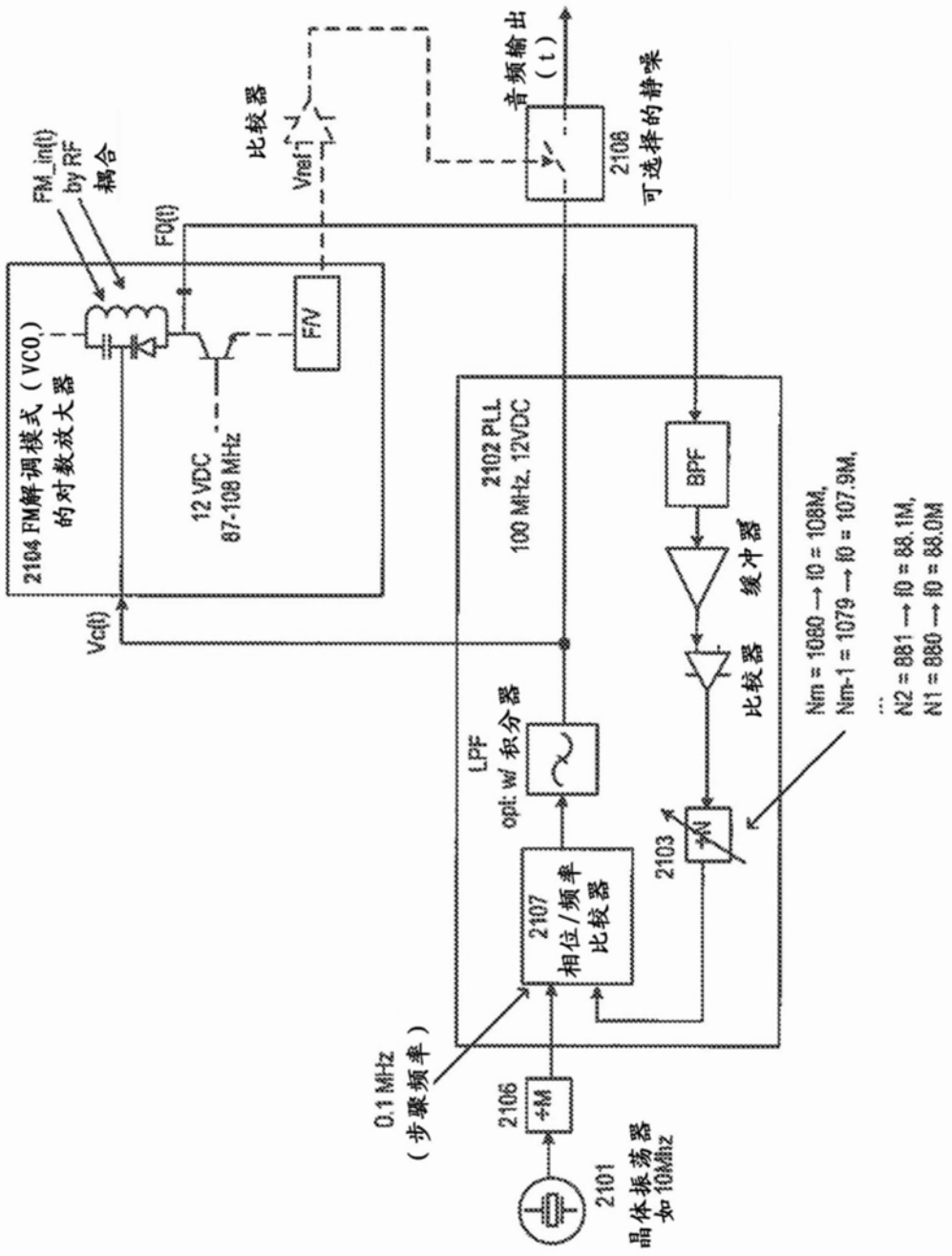

FM_in(t) by RF 耦合
比较器
Vref
音频输出 (t)
2108 可选择的静噪
FO(t)
2104 FM解调模式 (VCO) 的对数放大器
F/V
12 VDC 87-108 MHz
2102 PLL 100 MHz, 12VDC
BPF
缓冲器
比较器
Vc(t)
LPF opt. w/ 积分器
Nm = 1080 → f0 = 108M,
Nm-1 = 1079 → f0 = 107.9M,
...
N2 = 881 → f0 = 88.1M,
N1 = 880 → f0 = 88.0M
2103 /N
2107 相位/频率比较器
0.1 MHz (步骤频率)
2106 /M
2101 晶体振荡器 如10MHz

图21

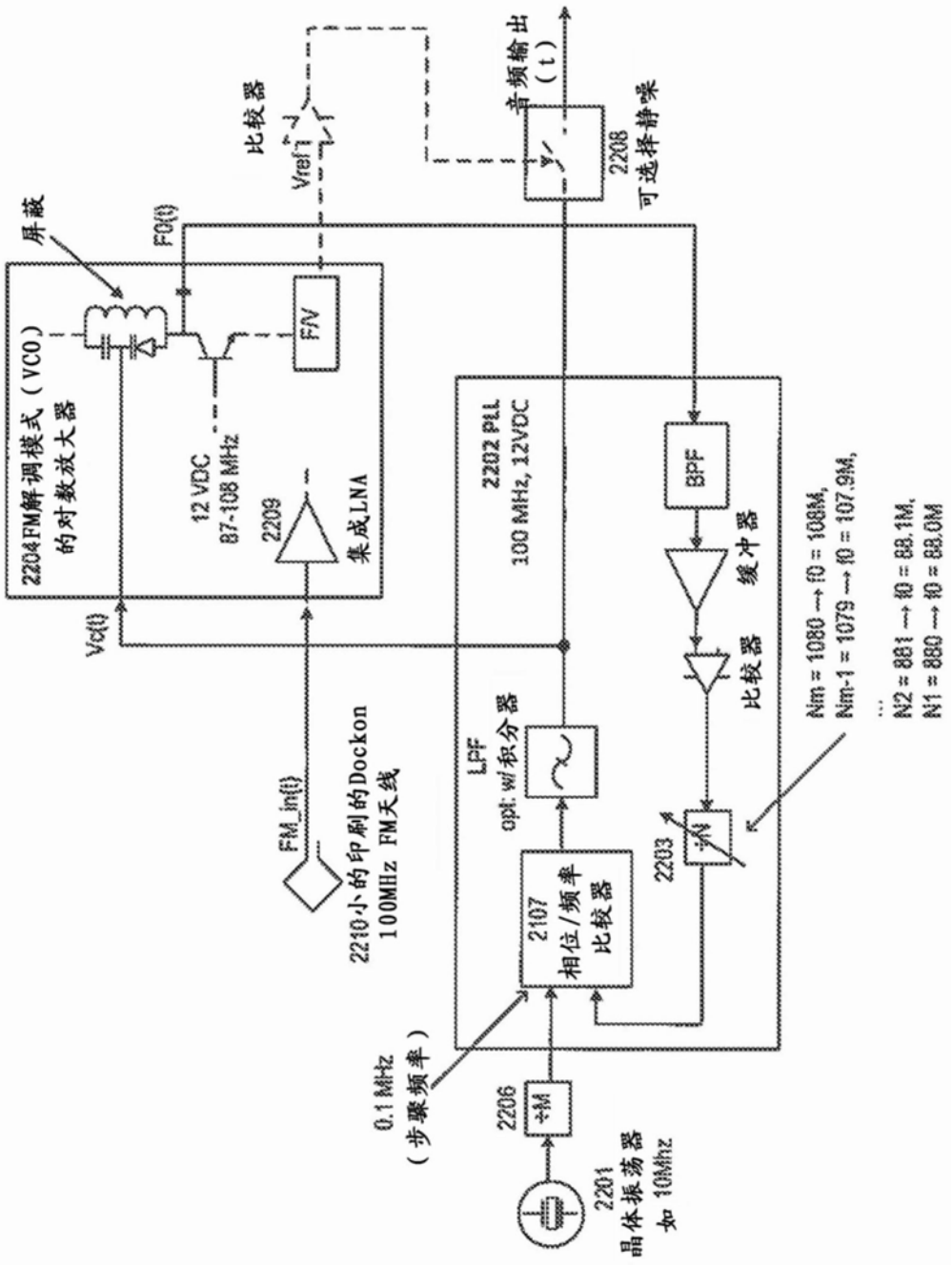

比较器
Vref
音频输出
(t)
2208
可选择静噪
屏蔽
FC(t)
2204FM解调模式（VCO）
的对数放大器
F/V
12 VDC
87-108 MHz
2209
集成LNA
2202 PLL
100 MHz, 12VDC
BPF
缓冲器
比较器
Vc(t)
FM_in(t)
2210小的印刷的Dockon
100MHz FM天线
LPF
opt: w/积分器
2107
相位/频率
比较器
2203
Nm = 1080 ⟶ f0 = 108M,
Nm-1 = 1079 ⟶ f0 = 107.9M,
...
N2 = 881 ⟶ f0 = 88.1M,
N1 = 880 ⟶ f0 = 88.0M
0.1 MHz
（步骤频率）
2206
÷M
2201
晶体振荡器
如 10Mhz

图22

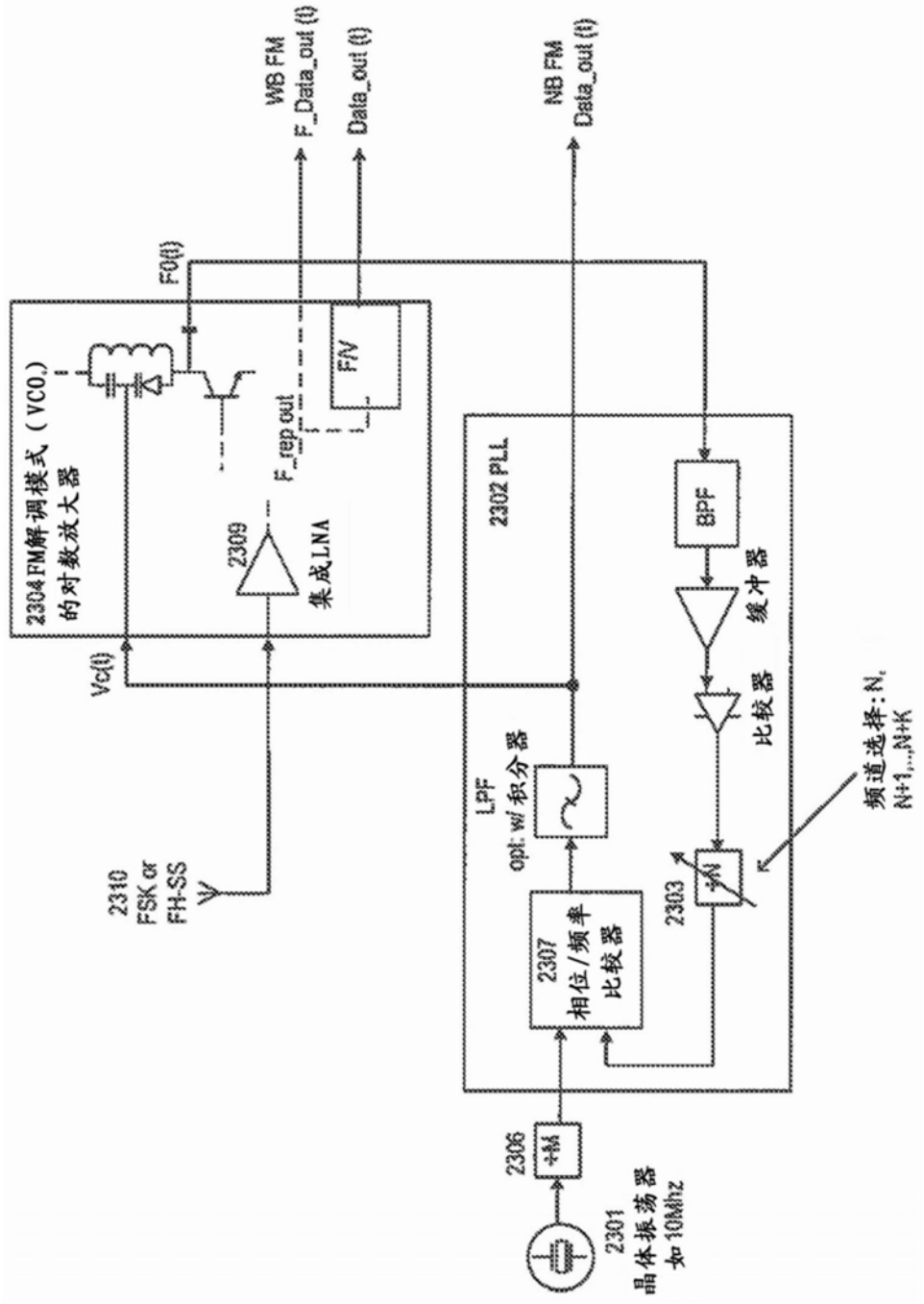

WB FM
F_Data_out (t)
Data_out (t)
NB FM
Data_out (t)
F0(t)
2304 FM解调模式（VCO）
的对数放大器
F/V
F_rep out
2309
集成LNA
2302 PLL
BPF
缓冲器
比较器
Vc(t)
2310
FSK or
FH-SS
LPF
opt. w/ 积分器
2307
相位/频率
比较器
2303
频道选择: N,
N+1,...N+K
2306
÷M
2301
晶体振荡器
to 10Mhz

图23

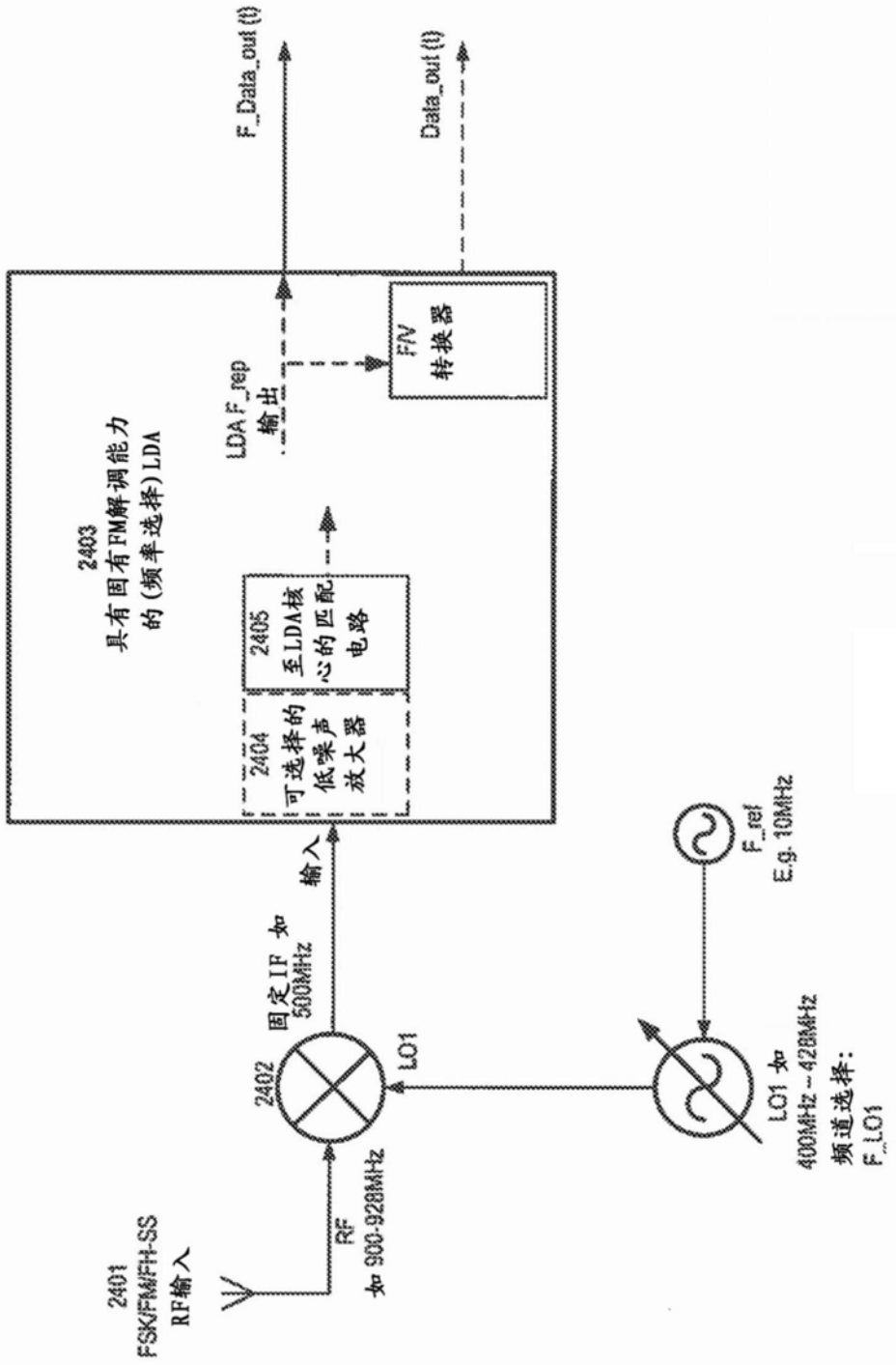

F_Data_out (t)
Data_out (t)
2403
具有固有FM解调能力的(频率选择)LDA
LDA F_rep 输出
F/V 转换器
2405 至LDA核心的匹配电路
2404 可选择的低噪声放大器
输入
固定IF 如 500MHz
2402
LO1
RF 如 900-928MHz
2401 FSK/FM/FH-SS RF输入
F_ref E.g. 10MHz
LO1 如 400MHz - 428MHz
频道选择: F_LO1

图24A

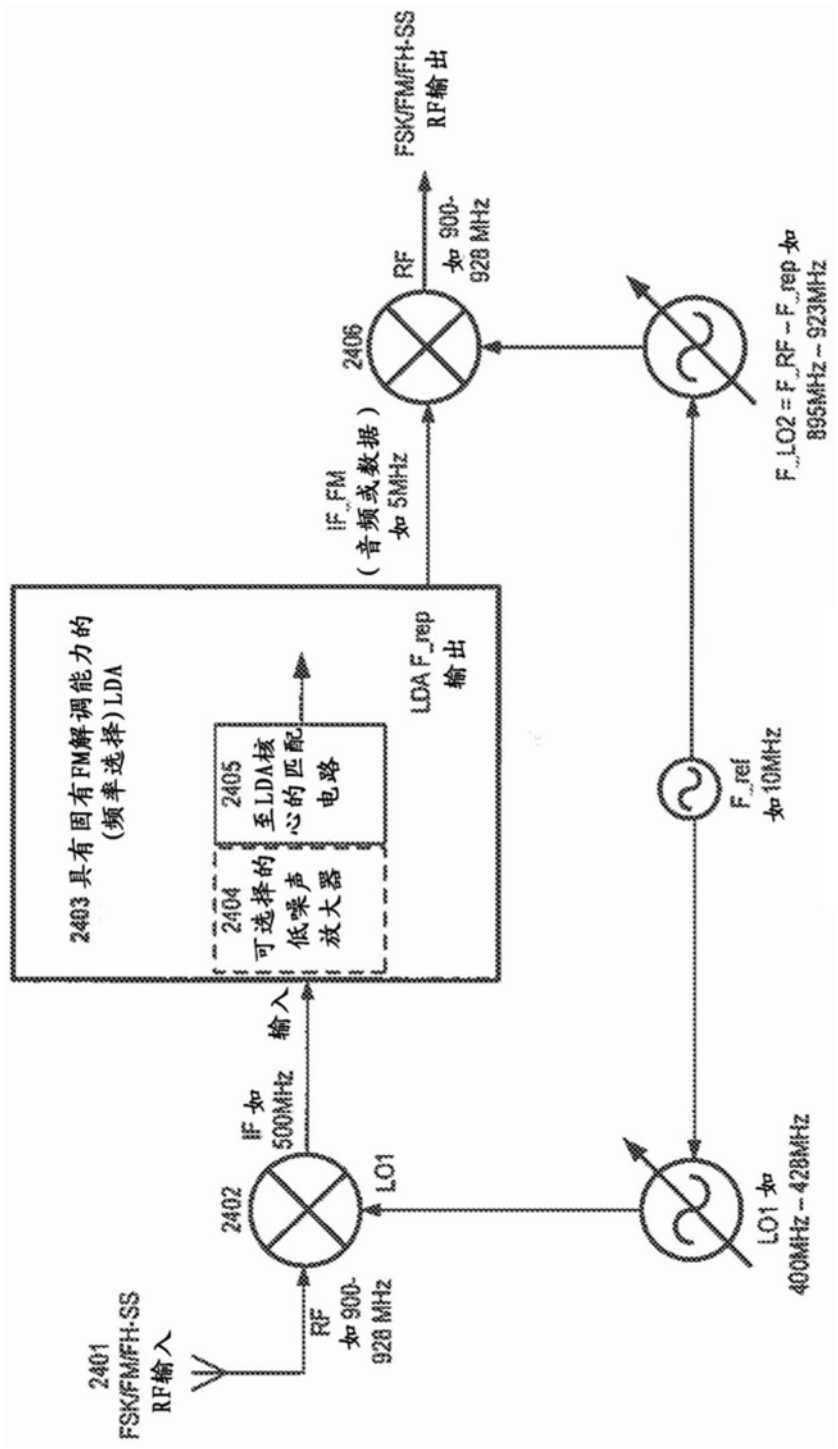

2401
FSK/FM/FH-SS
RF输入
RF
≈ 900-
928 MHz
2402
LO1
IF ≈
500MHz
输入
2403 具有固有FM解调能力的
(频率选择)LDA
2404
可选择的
低噪声
放大器
2405
至LDA核
心的匹配
电路
LDA F_rep
输出
IF_FM
(音频或数据)
≈ 5MHz
2406
RF
≈ 900-
928 MHz
FSK/FM/FH-SS
RF输出
F_LO2 = F_RF - F_rep ≈
895MHz - 923MHz
F_ref
≈ 10MHz
LO1 ≈
400MHz - 428MHz

图24B

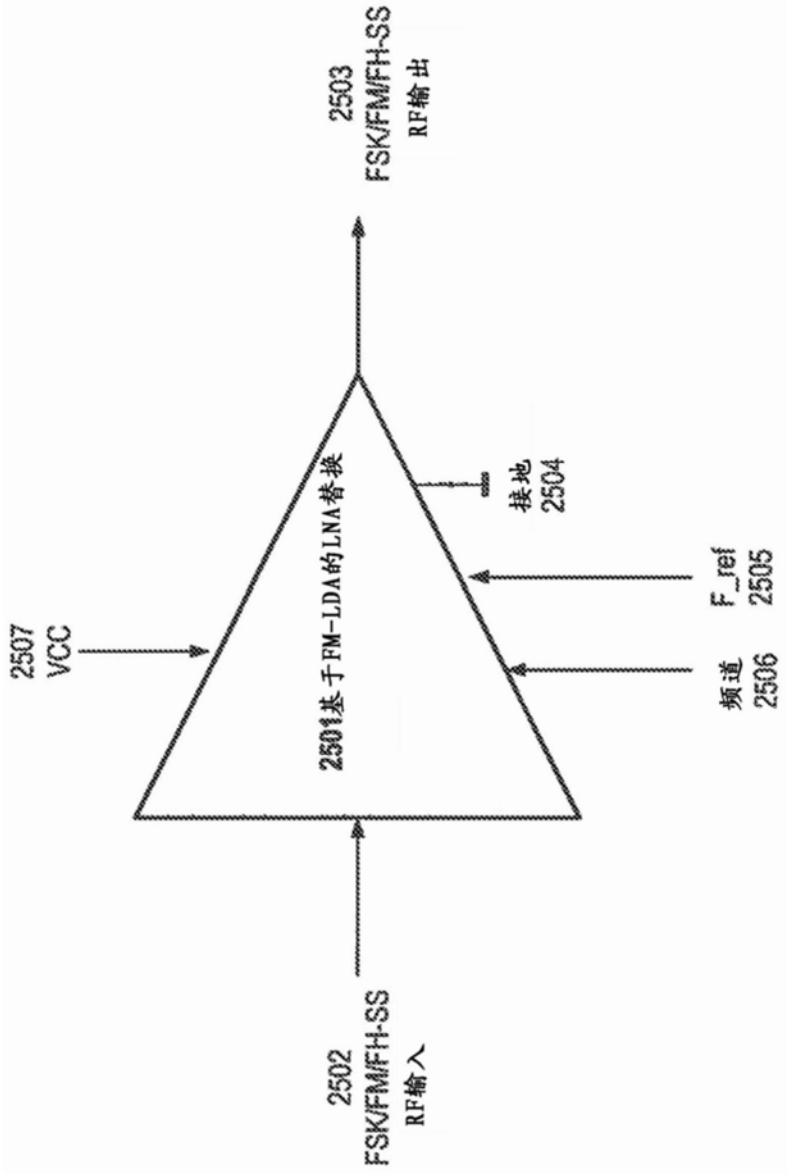

2503
FSK/FM/FH-SS
RF输出
2501基于FM-LDA的LNA替换
接地
2504
F_ref
2505
频道
2506
2507
VCC
2502
FSK/FM/FH-SS
RF输入

图25

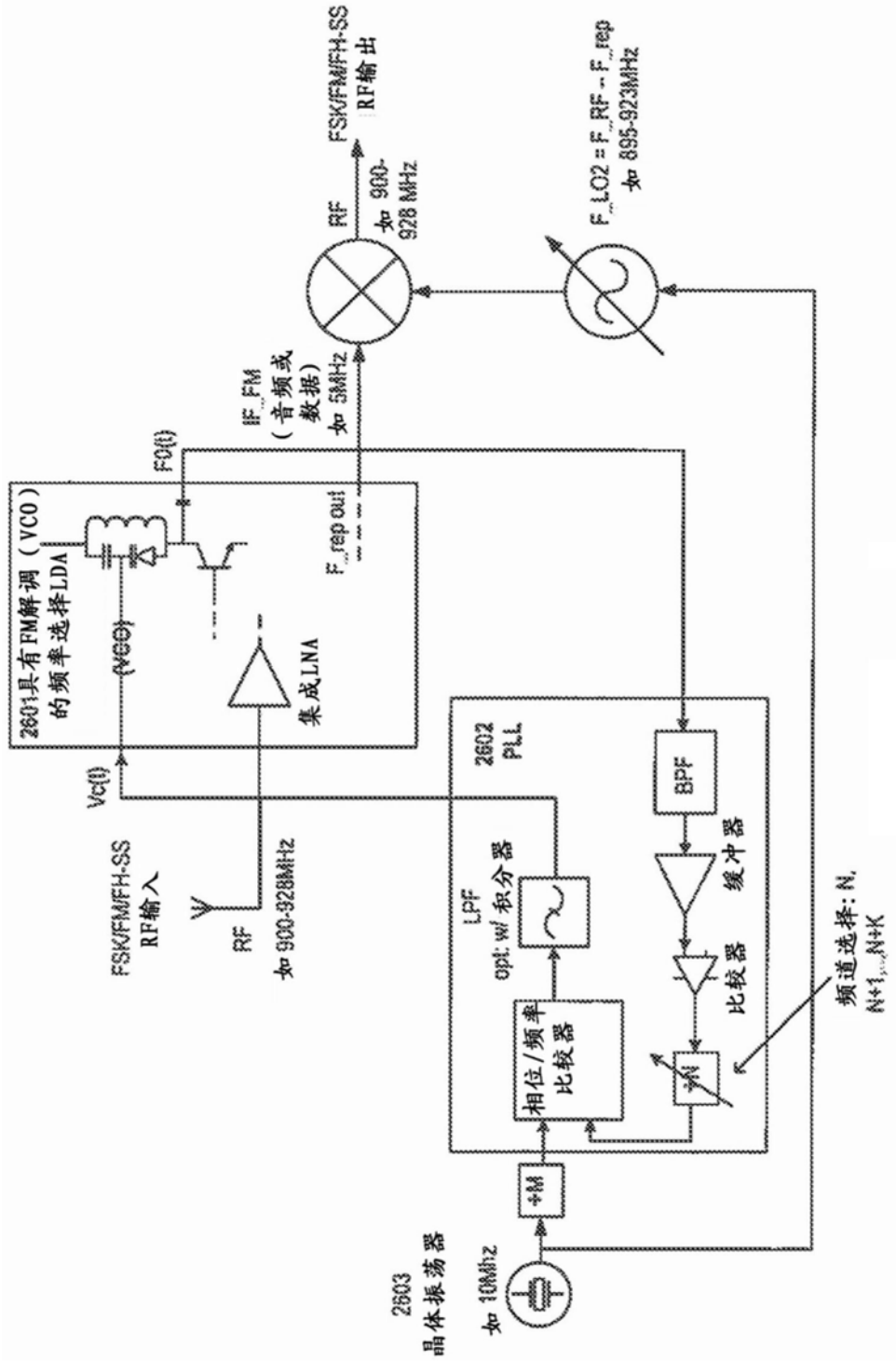

FSK/FM/FH-SS
RF输出
RF
约 900-928 MHz
F_LO2 = F_RF - F_rep
约 895-923MHz
IF_FM
(音频或数据)
约 5MHz
F0(t)
2601具有FM解调(VCO)的频率选择LDA
(VCO)
F_rep out
集成LNA
2602
PLL
Vc(t)
FSK/FM/FH-SS
RF输入
RF
约 900-928MHz
LPF
opt. w/ 积分器
BPF
缓冲器
比较器
相位/频率
比较器
÷M
频道选择: N,
N+1,...N+K
+M
2603
晶体振荡器
约 10Mhz

图26

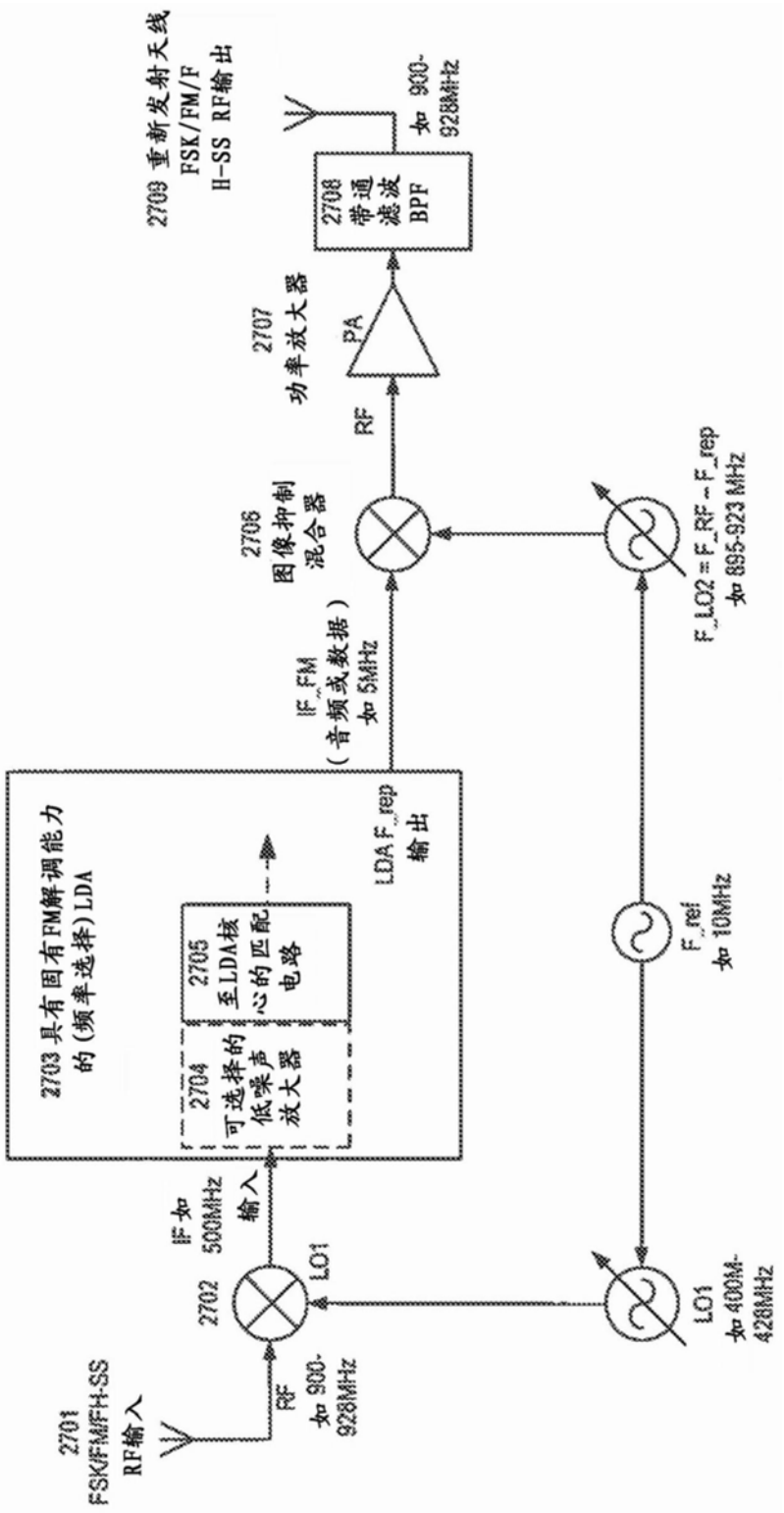

2703 重新发射天线
FSK/FM/F
H-SS RF输出
2708
带通
滤波
BPF
如 900-
928MHz
2707
功率放大器
PA
RF
2706
图像抑制
混合器
IF_FM
(音频或数据)
如 5MHz
F_LO2 = F_RF - F_rep
如 895-923 MHz
2703 具有固有FM解调能力
的(频率选择)LDA
2704
可选择的
低噪声
放大器
2705
至LDA核
心的匹配
电路
LDA F_rep
输出
F_ref
如 10MHz
IF 如
500MHz
输入
2702
LO1
RF
如 900-
928MHz
2701
FSK/FM/FH-SS
RF输入
LO1
如 400M-
428MHz

图27