



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105281766 A

(43) 申请公布日 2016. 01. 27

(21) 申请号 201510419081. 3

(22) 申请日 2015. 07. 16

(30) 优先权数据

14/334, 545 2014. 07. 17 US

(71) 申请人 亚德诺半导体集团

地址 百慕大群岛 (英) 哈密尔顿

(72) 发明人 N·K·可尔尼 K·欧多诺休

李宏星

(74) 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专

利商标事务所 11038

代理人 吴信刚

(51) Int. Cl.

H03M 1/10(2006. 01)

H03M 1/12(2006. 01)

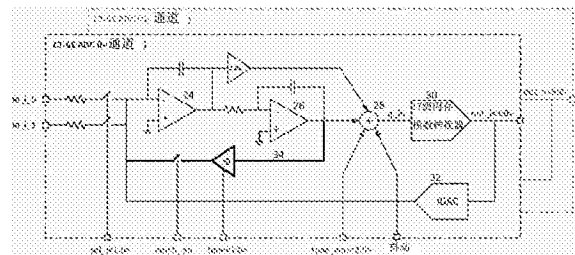
权利要求书2页 说明书5页 附图6页

(54) 发明名称

模数转换器和校准其的方法

(57) 摘要

本发明涉及模数转换器和校准其的方法。模数转换器 (ADC) 包括具有选择性地连接至中频 (IF) 信号输入的输入和连接至加法器的输出的积分器。加法器具有连接到量化器的输入的输出, 量化器输出可操作地连接到信号强度指示器。积分器包括可编程增益反馈组件。加法器具有合成校准信号输入, 该可编程增益反馈组件的值被配置成当中频的合成校准信号被应用到加法器时发生改变。信号强度指示器被配置为当信号强度最小化时检测可编程增益反馈组件的值并相应地校正 ADC。



1. 一种模数转换器(ADC)包括:积分器、加法器和量化器,所述积分器具有选择性连接至中频(IF)信号的输入的输入和连接到加法器的输出,所述加法器具有连接到量化器输出的输出,所述量化器输出可操作地连接到信号强度指示器,所述积分器包括可编程增益反馈组件,所述加法器具有合成校准信号输入,所述可编程增益反馈组件的值被配置成当所述中频的合成校准信号被应用于所述加法器时发生改变,当所述信号强度最小时所述信号强度指示器被配置以检测所述可编程增益反馈组件的值以校准相应所述 ADC。

2. 根据权利要求 1 所述的 ADC,其中所述信号强度指示器包括离散傅立叶变换(DFT)组件在所述 IF 被配置为输出 DFT 仓值。

3. 根据权利要求 1 所述的 ADC,其中所述信号强度指示器包括通道功率评估器。

4. 根据权利要求 1 所述的 ADC,其中所述可编程增益反馈组件包括连接在所述积分器输出和所述积分器输入之间的电阻器网络。

5. 根据权利要求 4 所述的 ADC,其中所述电阻器根据可编程增益值有选择地切换。

6. 根据权利要求 4 所述的 ADC,其中所述电阻器是可变电阻,其值根据可编程增益值设置。

7. 根据权利要求 1 所述的 ADC,其中所述可编程增益反馈组件包括至少一个连接在所述积分器输出和所述积分器输入之间的数字控制的有源组件。

8. 根据权利要求 1 所述的 ADC,其中所述合成校准信号包括具有多于两个信号电平的多电平离散值信号。

9. 根据权利要求 1 所述的 ADC,其中所述合成校准信号包括准正弦信号。

10. 根据权利要求 1 所述的 ADC,其中所述模数转换器包括连续时间 $\Sigma - \Delta$ (CT- $\Delta \Sigma$) 的 ADC 还包括连接在所述量化器输出和所述积分器输入之间的电流 DAC (IDAC)。

11. 根据权利要求 1 所述的 ADC,其中所述积分器包括二阶积分器,其包括第一和第二串联连接的积分器,所述第一积分器的输入被连接到所述加法器的输入并且其中所述可编程反馈路径连接所述第二积分器的输出到所述第一积分器的输入。

12. 根据权利要求 1 所述的 ADC,其中所述可编程反馈路径被配置以选择性地断开。

13. 一种根据权利要求 1 的用于校准 ADC 的方法,所述方法包括:

从所述积分器输入断开所述中频信号;

注入所述合成校准信号到所述加法器;

改变所述可编程增益反馈组件值;

测量所述量化器输出随着所述可编程增益反馈组件值变化;和

当所述量化器输出最小化时识别可编程增益反馈组件值。

14. 一种中频接收器,包括连接到低噪声放大器的天线,所述放大器具有连接到混频器的输出,其被配置为混合接收 RF 信号与本地振荡器(LO)信号以提供所述中频(IF)信号比所述接收的 RF 信号处于更低的频率和根据权利要求 1 所述的 ADC 被配置以变换所述 IF 信号到数字信号。

15. 一种接收器包括根据权利要求 14 的正交 LO 和各自的 IQ 中频通道。

16. 一种收发器包括根据权利要求 14 所述的中频接收器和可操作地连接到所述天线的发射器路径。

17. 一种装置,包括:

模数转换器(ADC)包括：

积分器具有从所述积分器输出到所述积分器输入的反馈路径,其中所述积分器的增益基于提供给反馈路径的调谐信号被编程;和

量化器与所述积分器进行通信,所述量化器被配置以量化模拟输入并提供数字输出;和

控制器与所述 ADC 通信,所述控制器被配置为：

提供校准信号到所述 ADC；

当提供校准信号到所述 ADC 时,调整提供给反馈路径的调谐信号,并确定基于所述 ADC 的输出提供给所述反馈路径的调谐信号的选定值;和

提供所述调谐信号的选定值到 ADC 以在 ADC 的噪声传递函数中设置陷波所希望的位置。

18. 根据权利要求 17 所述的装置,其中所述积分器被配置通过调节基于所述调谐信号的所述反馈路径的阻抗来调节所述增益。

19. 根据权利要求 17 所述的装置,其中所述 ADC 还包括被配置成接收所述积分器的输出和所述校准信号的加法器并提供加法器输出到所述量化器。

20. 根据权利要求 17 所述的装置,其中所述装置包括中频接收器,所述中频接收器包括所述 ADC 和被配置为积分中频信号的所述积分器。

21. 根据权利要求 20 所述的装置,其中所述 ADC 被配置以选择性地从所述积分器解耦中频信号,并且其中所述控制器被配置以确定当所述中频信号从所述积分器解耦时所述调谐信号的选定值。

22. 根据权利要求 17 所述的装置,其中所述控制器被配置以确定当所述校准信号被提供给所述 ADC 时基于所述 ADC 的输出的最小功率电平的调谐信号的选定值。

模数转换器和校准其的方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种模数转换器 (ADC) 和校准其的方法。

背景技术

[0002] 低功率射频 (RF) 收发器对于包括无线计量、家庭自动化、无线报警和传感器网络的各种无线通信网络正变得日益重要。

[0003] 这种系统的一个特征是针对在网络上的各种无线传感器和传感器节点的低带宽要求。例如,在这些系统进行操作时,期望从任何地方开始的窄带操作,例如 5kHz 至 50kHz,同时保持高性能的灵敏度、相邻通道的抑制和低活性功率规格。

[0004] 在这些系统中使用的常见的接收器类型包括中频 (IF) 接收器和这些典型地包括在接收路径中的模数转换器 (ADC)。

[0005] 术语“噪声传递函数”(noise transfer function,简称 NTF) 可用于量化 ADC 噪声的传递函数。如果在传递函数中 NTF 具有陷波,那么 ADC 噪声的量化在陷波频率周围区域中的 ADC 输出将经历衰减,并且最大衰减处出现在陷波频率本身。

[0006] 已知的是将 NTF 陷波放置在中频增加了信号与量化噪声比 (SQNR) 而不需要增加例如 ADC 过采样率、采样时钟频率或调制顺序。准确在中频定位 NTF 陷波,特别是在连续时间 $\Sigma - \Delta$ (CT- $\Delta \Sigma$) ADC 中,受制于制造和温度变化,因此自主地校准的方法是被期望的。

发明内容

[0007] 本发明的实施方案提供了一种模数转换器 (ADC),它包括具有选择性地连接至中频 (IF) 信号输入的输入和连接至加法器的输出的积分器。加法器具有连接到量化器输入的输出,量化器输出可操作地连接到信号强度指示器。该积分器包括可编程增益反馈组件。加法器具有合成校准信号输入,当中频合成校准信号被应用到加法器该可编程增益反馈组件的值被配置以发生改变。当信号强度最小化时信号强度指示器被配置以检测可编程增益反馈组件的值并相应地校准 ADC。

[0008] 在 ADC NTF 中的陷波可用于过滤带内量化噪声来提高 ADC 的 SQNR 并且在 IF 接收器通道中最大化 ADC 的性能。在 f_{IF} 放置 NTF 陷波可在 f_{IF} 周围的窄频带中显著改善 ADC 性能。

[0009] 在一些实施方案中,ADC 包括连续时间 $\Sigma - \Delta$ (CT- $\Delta \Sigma$) ADC。

[0010] 通过校准,ADC 可以容纳由于电路的非理想性、错配和其他可能显著降低 ADC 性能的 PVT 变化导致的陷波频率变化。

[0011] 校准可以定位 NTF 陷波尽可能接近 f_{IF} 。使用被注入到量化器输入的校准信号,搜索算法可以定位陷波在 ADC 启动的 f_{IF} 上,同时分辨率提供在 NTF 系数调整范围内。

[0012] 另一个方面,根据本发明的实施方案提供了校准模数转换器的方法。

[0013] 又一个方面,根据本发明的实施方案提供了包括模数转换器的中频 (IF) 接收器。

[0014] 优选地,该接收器是窄带 (5kHz 至 50kHz)、低中频 (80kHz 至 200kHz) 的接收器。

[0015] 更进一步的方面,根据本发明的实施方案提供了装有中频接收器的收发器。

附图说明

[0016] 本发明的实施方案现参考附图通过举例的方式将被描述,其中:

[0017] 图 1 示出了对于增加距离理想状态的陷波位置误差的输出 SQNR 对应 IF 频率;

[0018] 图 2 示出了根据本发明实施方案的中频 I/Q 接收器;

[0019] 图 3 详细示出了使用在图 2 的接收器中的具有陷波滤波器的 CT- Δ Σ ADC;

[0020] 图 4 和 5 示出了允许图 6 的反馈路径参数进行调整的电路;

[0021] 图 6 示出了改变图 2 的接收器中反馈路径参数的量化器 NTF 的效果;和

[0022] 图 7 示出了用于在图 2 中所示类型的接收器中使用的基于校准方法的互相关。

具体实施方式

[0023] 在 ADC 的 NTF 中陷波频率距离理想状态的任何偏差可引起在 ADC 输出 SQNR 的显著损失并因此整体降低接收器性能。图 1 示出了在 5kHz 带宽的对于从 $\pm 5\%$ 到 $\pm 20\%$ 的 NTF 陷波位置相对于 f_{IF} 的理想陷波位置误差的 ADC 的 SQNR 影响。很显然即使在陷波频率相对小的 $\pm 5\%$ 的偏差 ADC 的 SQNR 的 3dB 降低正经历 $f_{IF} = 200\text{kHz}$ 。对于所有的 $f_{IF} > 170\text{kHz}$ 陷波频率 $\pm 10\%$ 的偏差大约有 4dB 的输出 SQNR 损失被测量。

[0024] 有许多因素会影响陷波在 NTF 中的最终位置并且这些中的许多在最终电路实现中不一定很好地被控制。将要理解的是保证陷波内的位置,例如被给出的 5% 这样电路的非理想性、错配和工艺、电压和温度 (PVT) 的变化是极其困难的。

[0025] 尽管有非理想性、错配和变化本发明的目的是提供陷波可以定位在中间频率的给定范围内的 ADC 以改善 ADC 的性能。

[0026] 现在参考图 2, 示出了根据本发明实施方案的带有同相位 (I) 和正交相位 (Q) 信号路径的中频 (IF) 接收器 10 的框图。

[0027] 接收器 10 包括低噪声放大器 (LNA) 后面跟随 I/Q 混频器 12、14、16, 其使用本地振荡器 18 下变频输入的 RF 信号进入 I 和 Q 信号路径。实时带通模拟滤波器 (FILT) 被用于选择 IF 频带, 随后是可编程增益放大器 (PGA) 和连续时间 Δ - Σ (CT- Δ Σ) 模数转换器 (ADC), 其在进一步数字滤波之前数字化 IF 信号, 下采样和转换至方框 20 内的基带而后在控制器 22 中解调。

[0028] 图 3 更详细地示出了图 2 的中频接收器 10 的示例二阶低通 CT- Δ Σ ADC。二阶结构包括两个积分器 24、26、有源加法器 28, ADC 量化器 30 和提供反馈路径的电流数模转换器 (IDAC) 32。术语“噪声传递函数”(NTF) 可以参考从量化器输入 (q_{in}) 到 ADC 输出 (out_i) 的 ADC 量化器 30 的传递函数。如果 NTF 在传递函数中具有陷波, 那么在 q_{in} 的注入信号可以因此在 ADC 输出端围绕陷波频率周围区域经历衰减同时最大衰减量处出现在陷波频率本身。在图 3 所示的二阶结构中 NTF 零点通过插入带有可编程增益反馈组件 (增益) $-g'$ 的从第二积分器 26 的输出到第一积分器 24 的输入的额外反馈路径 34 从其直流缺省位置被转移。第一积分器 24、第二积分器 26 和反馈路径 34 一起可以被称为积分器。

[0029] 在图示的实施方案中, 每个 ADC 量化器 30 的 NTF 中陷波的位置是使用设置增益 $-g$ 以移位 NTF 中的零从 0Hz (直流) 到期望的陷波频率的反馈参数的可编程值进行调节。

[0030] I 通道 ADC 和 Q 通道 ADC 的每个具有许多附加输入连接相应的 ADC 到接收器控制器 22:

[0031] Sel_i 从接收器 IF 前端断开 ADC 输入 in_i_0 和 in_i_1, 所以校准期间解耦从任何射频信号输入的 ADC。同样 Sel_q(未示出) 被提供用于 Q 通道 ADC。这种方法特别的优点是它允许接收器前端 PLL 部分的校准与 ADC 陷波校准平行执行。在本实施方案中, I 通道 ADC 和 Q 通道 ADC 的每个分别被校准和依次被校准, 但当然如果校准速度是优先于处理资源校准可以并行执行。

[0032] 在该实施方案中, Tune_wav<2:0> 是通过输入的有源加法器 28 注入到 ADC 量化器 30 的 8 级 (3 位) 合成正弦校准信号。通过在输入注入该校准信号到 ADC 量化器 30, 它可以同 ADC 的量化噪声即 NTF 经历大约相同的传递函数。选择的频率是接收器的 IF 频率并且它容易由控制器 22 产生作为 ADC 的 f_s 采样率的一部分。在该实施方案的变型中, 其他形式的正弦校准信号都可以使用。

[0033] 在图示的实施方案中, tune<3:0> 是 4 位总线允许陷波的位置通过改变增益 $-g$ 的值进行调整。在其他实施方案中, 调谐数据可以包括任何适当的数目的位。图 4 示出了用于实现增益 $-g$ 的无源实施方案, 以及它如何在第二积分器 26 的输出和第一积分器 24 的输入之间通过调整反馈路径 34 的电阻值被调整的, 在这种情况下使用 tone<3:0> 的总线值通电改变电阻 R1、R2 和 R3 的值。图 5 示出的数字解决方案其中 tone<3:0> 用于在连接积分器 24 和 26 的电阻网络中控制 4 个开关。电阻值或电阻器 R1 和 / 或 R1、R2 和 R3 可以被选择使得覆盖整个 tone<3:0> 的范围, 当校准 tune_wav 施加到加法器 28 时 ADC 将提供最小输出。其他实施方案中存在用于实现增益项 $-g$, 包括数字控制的有源电路。

[0034] 在图示的实施方案中, 增益 $-g$ 位于第一积分器 24 的输出和第二积分器 26 的输入之间的反馈路径 34 上。在其他实施方案中, 可编程增益反馈组件可在积分器 24 或 26 的仅仅一个输入和输出之间延伸; 或单独的可编程增益反馈组件可以在相应的积分器 24 和 26 的输入和输出之间延伸。在所示实施方案中, notch_en 被提供以允许陷波定位在 IF 以启用或禁用从而允许多个 ADC 的 SQNR 被优化, 当 notch_en 启用时在接收操作过程中数字化 IF 处的下变频信号, 或者对于优化的 SQNR 允许零被放置在 0Hz, 而当 notch_en 禁用时在其它使用模式的收发器内数字化直流 (DC) 信号。

[0035] 图 6 示出了当校准调谐 Tune_wav 被注入时 ADC 的输出功率。由 NTF 绘形的量化噪声功率也表明了跟随 ADC 的固有电子电路噪声。NTF 陷波的位置根据 tone<3:0> 的值的改变被调整。该图显示的区域中, 围绕频率 f_{NTF} , 其中所注入校正调谐的功率由于陷波位置接近校准调谐频率 f_{IF} 而显著衰减。

[0036] 查找产生最小值的 tone<3:0> 从 0...15 的特定值可使用一些算法的任何一种如详尽的、线性、二进制或逐次逼近的搜索算法来执行。线性、二进制或成功的近似搜索算法可以减少校准时间。控制器 22 可被配置以执行这些搜索算法的一个或更多。搜索可以放置陷波在 f_{IF} 期望的范围内这取决于陷波调整电路的粒度, 如图 4 和 5 所示。例如, 在图 2 和 3 中示出的对于典型的中频类型的接收器, 使用 4 位调寄存器, 陷波可以置于 f_{IF} 的约 2% 内而不管电路非理想、错配和上面所述的 PVT 变化。

[0037] 当增益 $-g$ 进行调整时存在许多技术用于评估 ADC 的输出。

[0038] 在一个实现中, 控制器 22 为被校准的 ADC 执行输出信号的离散傅立叶变换 (DFT)。

控制器 22 可以测量在 IF 频率下 DFT。提供了最小中频 DFT 功率（信号强度）的 tone<3:0> 值（代码）可以被选为最佳定位陷波。

[0039] 另一种实现利用了通常被提供在收发器的通道功率估算功能 - 接收信号强度指示 (RSSI)。通道功率估计器功能可以通过控制器 22 被实现。这通常通过计算在通道输出选择的滤波器 20 的 I 通道和 Q 通道信号的平方和被执行的。同样,在 Tune_wav 的应用过程中最小化所测量功率的 tone<3:0> 值（代码）可以被选择。

[0040] 图 7 示出了基于确定发现最佳调谐值时机的技术的进一步互相关。这里,控制器 22”可以由处理器实现,其生成如上所述的输入调谐 Tune_wav 并在调谐处注入此输入 (in_i_0、in_i_1) 到 I 通道 ADC 同时输入到 Q 通道 ADC 中的量化器（通过如图 3 中的有源加法器）。开关（未示出）等同于在图 3 中由 sel_i<1:0> 控制的开关可用于从接收器前端解耦 ADC 并且设置在 I 通道输入到 Tune_wav 和 Q 通道 ADC 输入到共模零。Tune_wav 可以如预期地显示在 I 通道输出端的数字域中并且由 Q 通道的输出端的 NTF 进行衰减。由于在如图 3 中所示的实施方案中陷波位置是通过改变 tone<3:0> 值被调谐,在 Q 通道输出信号内容的量可以变化,信号的最大衰减发生在陷波频率最匹配 f_{rp} 时。互相关的这种衰减可以通过监测的 I 和 QADC 输出的累积产物而被检测。如果人们认为这可能从不同的校准比 Q 通道获益,该方法可以颠倒目的是校准 I 通道 ADC。

[0041] 一旦校准完成,图 3 的控制器 22 或图 7 的控制器 22”可写所选调谐值以备用电池供电的存储器（未示出）。因此,ADC 调谐可任选地进行一次,接收器功率高的期间来自备用电池供电存储器中的调谐值随后被恢复。

[0042] 在另一方面,如果接收器功能覆盖在工作温度的大范围,当调谐之前被执行时当环境温度通过多于温度阈值量被确定为已经转移时理想的状态是安排重新调谐。在这种情况下,用于 tone<3:0> 所存储的值可以用作起点用来细分搜索以考虑温度变化。

[0043] 用于校正的系统、装置和方法参照上文某些实施方案被描述。但是熟练的技术人员应当理解实施方案的原理和优点可用于任何其他有需要校准以避免量化噪声的系统、装置或方法。

[0044] 这样的系统、装置和 / 或方法可以在各种电子设备中被实现。电子设备的示例可以包括但不限于消费电子产品、消费者电子产品的部件、电子测试设备、无线通信基础设施等。电子设备的示例还可以包括存储器芯片、存储器模块、光网络或其它通信网络的电路和磁盘驱动器电路。消费电子产品可包括但不限于测量仪器、医疗设备、无线设备、移动电话（例如,智能电话）、蜂窝基站、电话、电视机、计算机监视器、计算机、手持式计算机、平板计算机、个人数字助理 (PDA)、微波炉、冰箱、立体声系统、盒式磁带录音机或播放器、DVD 播放器、CD 播放器、数字视频录像机 (DVR)、VCR、MP3 播放器、收音机、摄像机、照相机、数码相机、便携式存储器芯片、洗衣机、干衣机、洗衣机 / 干衣机、复印机、传真机、扫描仪、多功能外围设备、手表、时钟等。此外,电子设备可以包括未完成的产品。

[0045] 除非上下文清楚地要求,否则遍及说明书和权利要求中的词语“包括”、“包括”、“包含”、“包含”和类似词汇等将被解释为包含的意义,而不是排他性或穷尽感;也就是说,是“包括但不限于”的意思。通常在此使用的词语“耦合”或“连接”指的是两个或多个元件可以直接连接,或通过一个或多个中间元件的方式连接。另外,单词“本文中”、“以上”、“以下”和类似含义的单词,当在本发明中使用时应指本发明的整体而不是此发明的任何特定

部分。如果上下文允许,分别在优选实施方案的描述词中使用单数或复数数字也可以包括复数或单数数字。词语“或”参照两个或多个项目的列表,意在覆盖以下所有单词的解释:该列表中的任何项目、在列表中的所有项目和列表中项目的任何组合。本文所提供的所有数值均意在包括在测量误差内相似的值。

[0046] 本文所提供的本发明的教导可以应用于其它系统,而不一定上述系统。上述的各种实施方案的元件和行为可以被组合以提供进一步的实施方案。本文所讨论的方法的行为可以以任何顺序酌情执行。此外,本文所讨论的方法的行为可以被恰当地串行或并行地执行。

[0047] 尽管对本发明的某些实施方案进行了描述,这些实施方案仅通过举例的方式被呈现,并不是意在限制本发明的范围。的确,这里所描述的新颖的方法和系统可以以其他各种的形式体现。此外,可以进行本文所描述的方法和系统形式上的各种省略、替代和改变,而不脱离本发明的精神。所附权利要求及其等价物意在在本发明的范围和精神内覆盖这些形式或修改。因此,本发明的范围通过参考权利要求书限定。

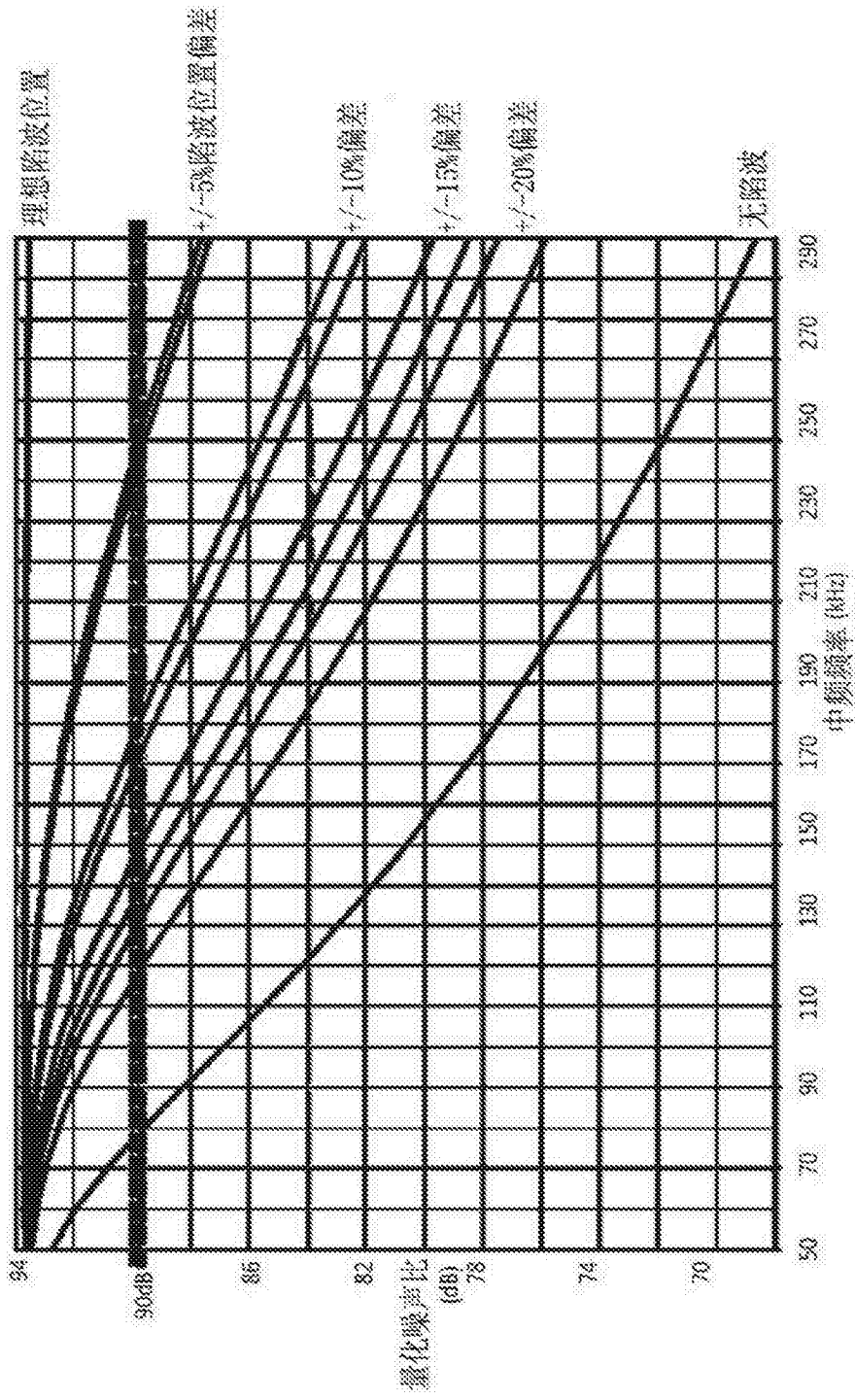


图 1

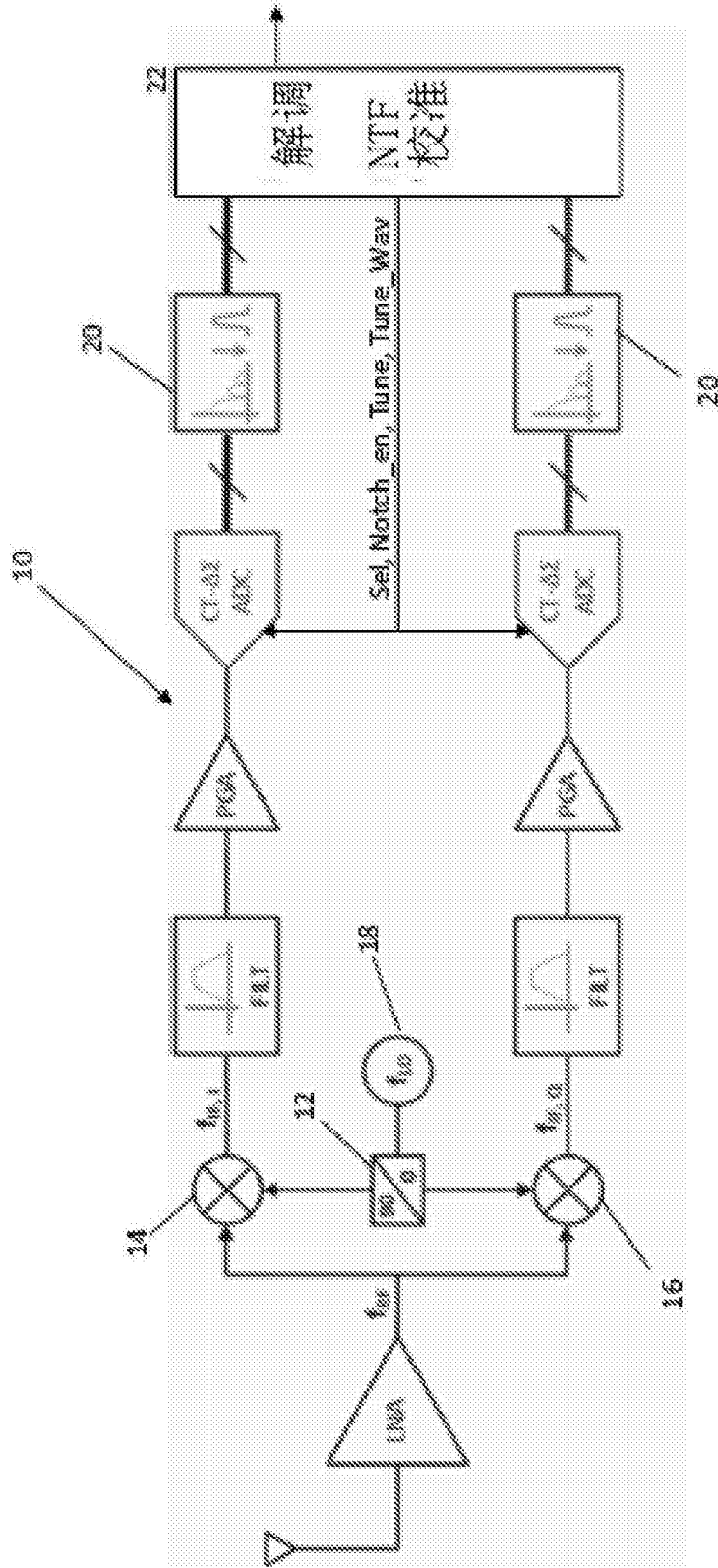


图 2

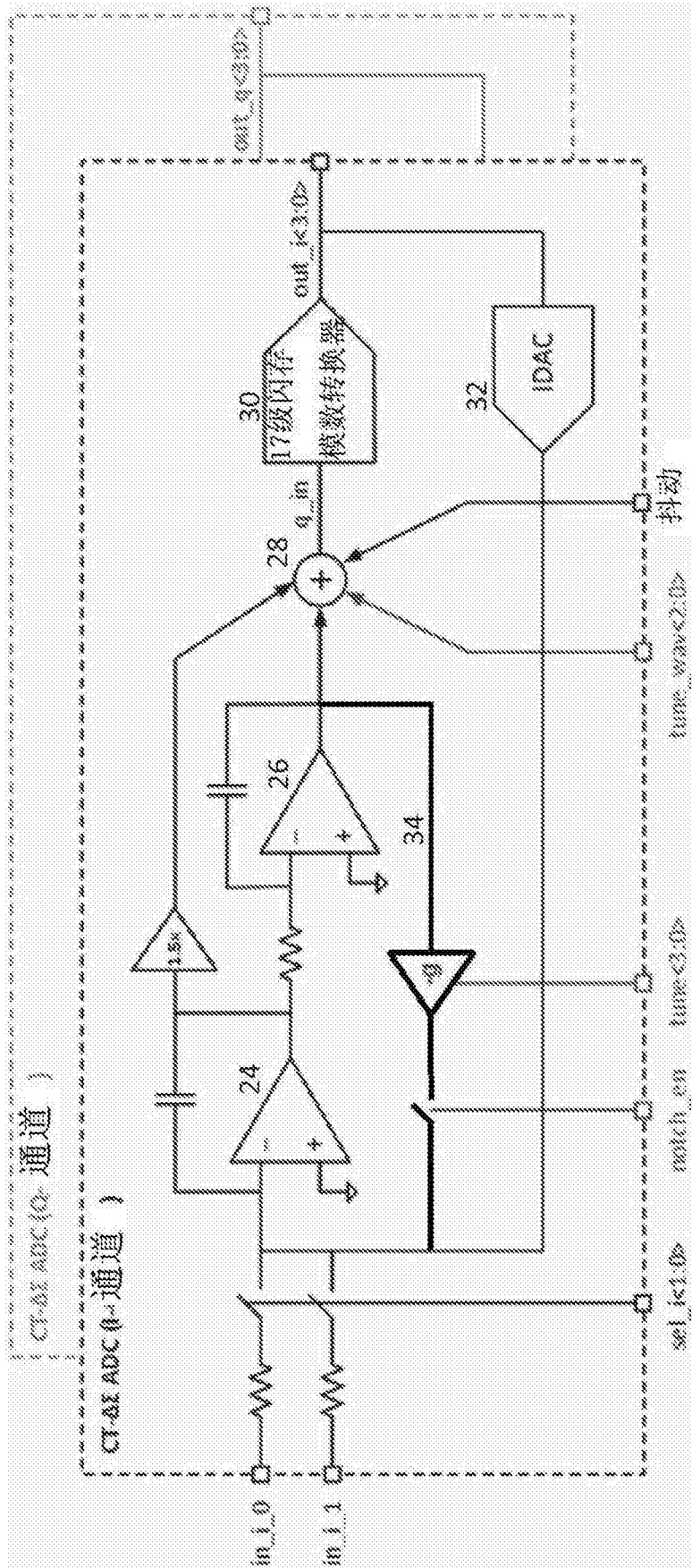


图 3

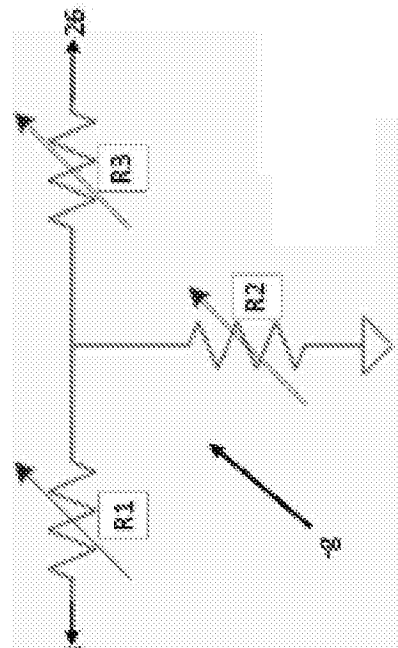


图 4

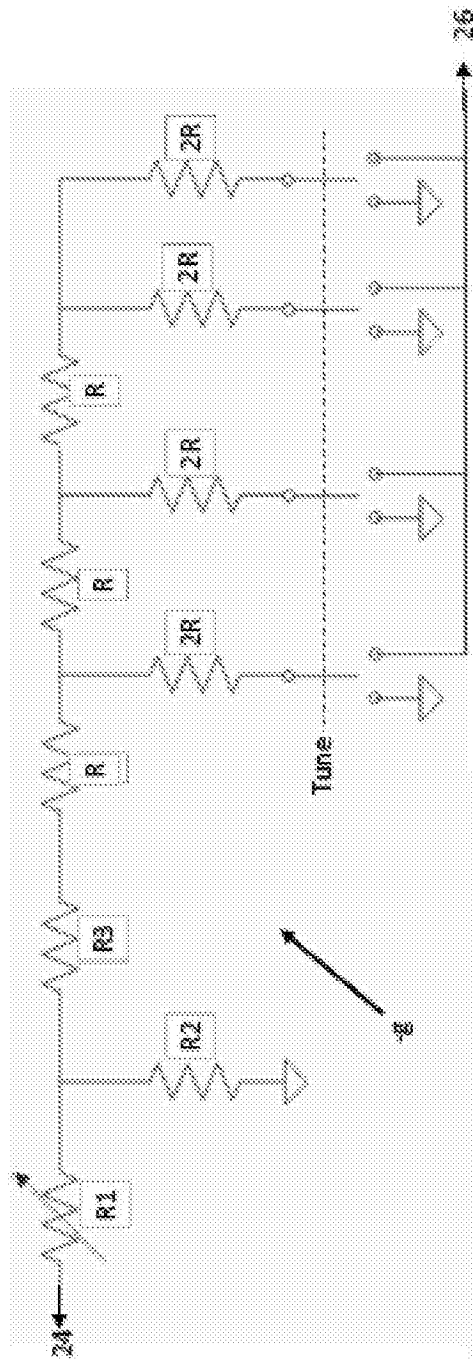


图 5

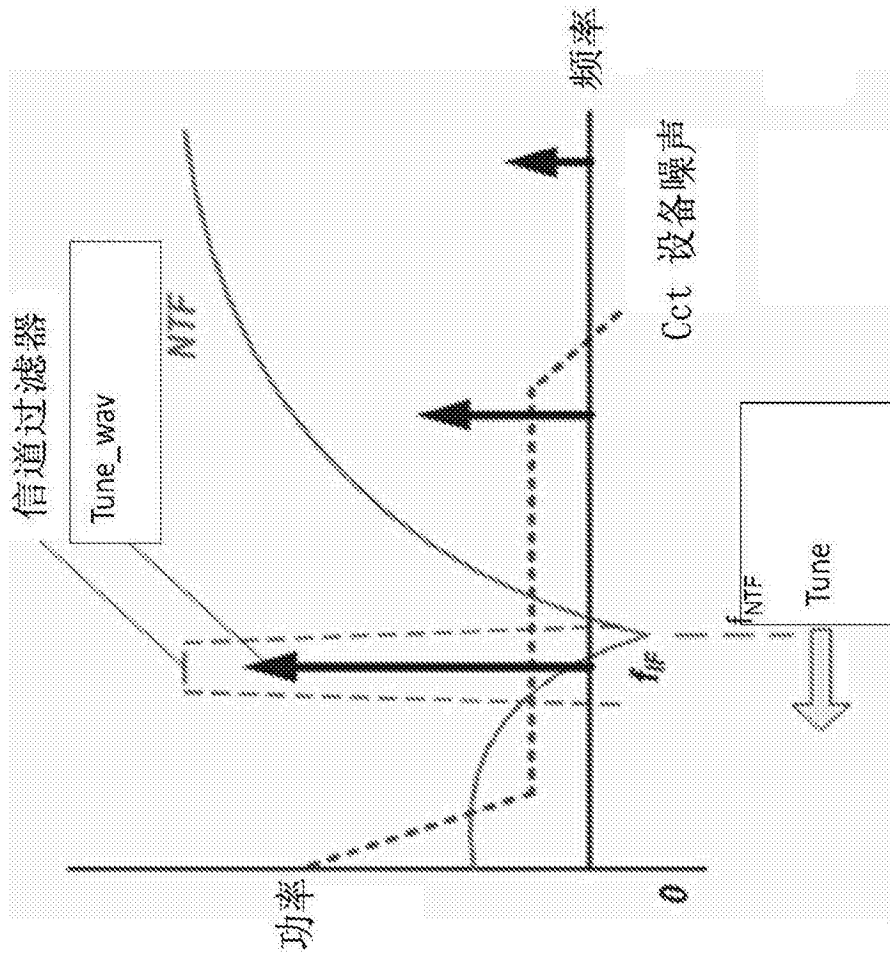


图 6

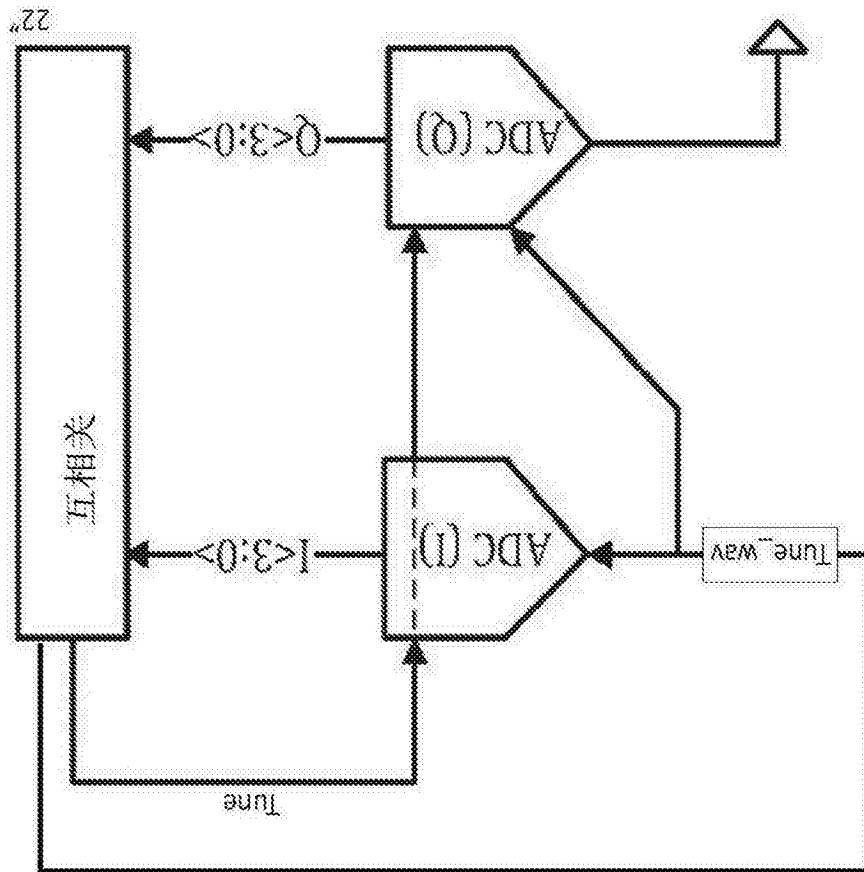


图 7