



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104081664 B

(45)授权公告日 2017.03.01

(21)申请号 201380006724.0

B·N·查拉帕

(22)申请日 2013.01.25

(74)专利代理机构 北京纪凯知识产权代理有限公司 11245

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 104081664 A

代理人 赵蓉民

(43)申请公布日 2014.10.01

(51)Int.Cl.

H03G 9/00(2006.01)

H04R 3/00(2006.01)

(30)优先权数据

61/590,607 2012.01.25 US

61/598,500 2012.02.14 US

13/443,525 2012.04.10 US

(56)对比文件

CN 102195566 A, 2011.09.21,

CN 101902207 A, 2010.12.01,

CN 1909366 A, 2007.02.07,

US 2008/0004041 A1, 2008.01.03,

US 2011/0007586 A1, 2011.01.13,

US 2009/0257599 A1, 2009.10.15,

WO 2008/146189 A2, 2008.12.04,

US 2003/0215034 A1, 2003.11.20,

US 2011/0255642 A1, 2011.10.20,

WO 2008/118353 A1, 2008.10.02,

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2014.07.25

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/US2013/023160 2013.01.25

(87)PCT国际申请的公布数据

W02013/112846 EN 2013.08.01

(73)专利权人 德克萨斯仪器股份有限公司

地址 美国德克萨斯州

审查员 张力

(72)发明人 A·W·佩雷拉 P·A·方丹

M·韦赛尔 C·特瑞翰 S·赛维

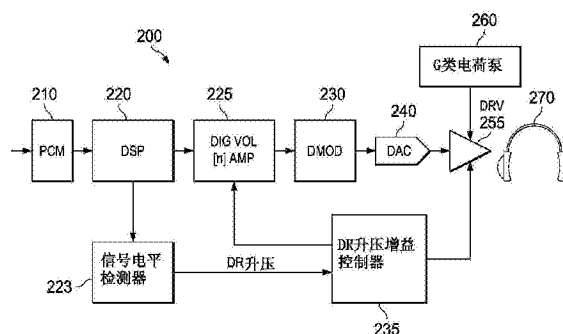
权利要求书2页 说明书7页 附图10页

(54)发明名称

用于具有低IC功耗和高动态范围的电路的方法和装置

(57)摘要

本发明涉及一种装置,其包括检测选定的输出音量的选定音量检测器(223);模拟输出信号放大器(255);数字音量放大器(225);耦合到选定音量检测器、模拟输出信号放大器和数字音量放大器的升压增益控制元件(235)。升压增益控制元件经配置保持数字音量放大器和所述模拟输出信号放大器的路径的增益基本恒定。增益控制元件可以调整数字音量控制的增益和模拟输出信号放大器的增益;保持数字音量放大器和模拟输出信号的路径的增益基本恒定并等于选定的输出音量。



1. 一种用于具有低集成电路功耗和高动态范围的电路的装置,其包括:
检测选定的输出音频信号音量的选定音量检测器;
模拟输出信号放大器;
数字音量放大器;以及
耦合到以下器件的升压增益控制元件:
所述选定音量检测器;
所述模拟输出信号放大器;以及
所述数字音量放大器;
其中所述升压增益控制元件经配置:
保持所述数字音量放大器和所述模拟输出信号放大器的路径的增益恒定,其中所述升压增益控制元件能够调整下面两个:
 - a) 所述数字音量放大器的增益;以及
 - b) 所述模拟输出信号放大器的增益;从而保持所述数字音量放大器和所述模拟输出信号放大器的路径的增益恒定并且等于所述选定的输出音频信号音量,其中所述升压增益控制元件经进一步配置:
比较所述选定的输出音频信号音量和阈值;
如果所述选定的输出音频信号音量低于所述阈值,那么所述升压增益控制元件能够:
 - a) 向上调整所述数字音量放大器的数字音量;以及
 - b) 向下调整模拟输出信号放大器的音量,从而保持所述数字音量放大器和所述模拟输出信号放大器的路径的增益恒定并等于所述选定的输出音频信号音量。
2. 根据权利要求1所述的装置,其中所述升压增益控制元件经进一步配置:
比较所述选定的输出音频信号音量和阈值;
如果所述选定的输出音频信号音量大于所述阈值,那么所述升压增益控制元件能够:
 - a) 向下调整所述数字音量放大器的数字音量;以及
 - b) 向上调整所述模拟输出信号放大器的音量,从而保持所述数字音量放大器和所述模拟输出信号放大器的路径的增益恒定并等于所述选定的输出音频信号音量。
3. 根据权利要求1所述的装置,其进一步包括数字信号处理器,其中所述数字信号处理器的输出端耦合到所述数字音量放大器的输入端。
4. 根据权利要求1所述的装置,其中所述模拟输出信号放大器是“G类”电荷泵。
5. 根据权利要求1所述的装置,其中所述选定音量检测器被耦合到接收选定的音量信号的数字信号处理器。
6. 根据权利要求1所述的装置,其中
升压模式的阈值是18分贝的放大;
所述数字音量放大器的动态范围是12分贝的增加;以及
由所述升压增益控制元件调整的所述模拟输出信号放大器的动态范围是-12分贝。
7. 根据权利要求6所述的装置,其中所述数字音量放大器的单位放大与12分贝值之间存在变换期,其中所述数字音量放大器以1分贝改变而变换。

8. 一种用于具有低集成电路功耗和高动态范围的电路的方法,其包括:
确定选定的输出音频信号音量是否大于音量阈值;
如果所述选定的输出音频信号音量不大于所述音量阈值,增加数字放大器的增益;
如果所述选定的输出音频信号音量不大于所述音量阈值,减小模拟输出信号放大器的增益;以及
其中所述数字放大器和所述模拟输出信号放大器的路径的增益恒定并等于所述选定的输出音频信号音量。
9. 根据权利要求8所述的方法,其进一步包括:
以所述选定的输出音频信号音量播放音频流。
10. 根据权利要求8所述的方法,其进一步包括:
如果所述选定的输出音频信号音量不大于所述音量阈值,确定所述数字放大器的增益是否大于所述数字放大器的容许增益。
11. 根据权利要求8所述的方法,其进一步包括:
确定所述选定的输出音频信号音量是否小于所述音量阈值达第一时段;以及
确定所述数字放大器和所述模拟输出信号放大器中的至少一个的更新是否发生在第二时段以前。
12. 根据权利要求8所述的方法,其中所述选定的输出音频信号音量借助“G类”电荷泵生成。
13. 根据权利要求12所述的方法,其进一步包括:
以所述选定的输出音频信号音量播放音频流。

用于具有低IC功耗和高动态范围的电路的方法和装置

技术领域

[0001] 本发明总体涉及具有以任何数字压缩(例如MP3)或不压缩(例如PCM)格式编码的回放音频信号的音频通道的集成电路(IC),具体地涉及同时希望具有低IC功耗和高动态范围(DR)的音频通道。

背景技术

[0002] 通常,如本发明人所理解的,用于音频回放的现有的音频IC的状态会具有若干限制,即在工程上用户需要在功耗和信噪比(SNR)以及动态范围(DR)之间取舍。在一个实例中,已经报告最佳的便携式音频编解码器(即,能够编码或解码数字数据流或信号)在MPEG-1或MPEG-2音频层III(MP3)的静态功耗在4毫瓦,并且最好的SNR是101 dB(幅值)。不过,这些参数不能同时实现。

[0003] 例如,转向图1,其示出现有技术中数字-模拟(DAC)耳机回放通道的电路100。在电路100中,脉冲编码调制(PCM)编解码器110耦合到数字信号处理器(DSP)120。接着,DSP 120在解调器(DMOD)130处过采样,解调器130的输出端耦合到数模转换器(DAC)140的输入端。接着,DAC 140的模拟信号被输送到驱动器150,驱动器150由“G”类电荷泵160供电。电荷泵160进而用于向一对耳机170供电。

[0004] 不过,如本发明人所认识到的,这种现有技术电路100存在问题。通常,用于耳机(HP)的音频回放的便携式IC的现有技术电路100以及其他电路在DMOD 130、DAC 140和HP 170内会遇到噪声问题,该噪声是白噪声或其他噪声,该噪声迫使在电路100的功耗、芯片大小等相对于动态范围之间进行取舍。

[0005] 一些专利通常不解决用于耳机(HP)的音频回放的便携式IC的现有技术电路100的省电问题。例如,请参照Woodford等人的美国专利7,808,324,“Operating environment and process position selected charge-pump operating mode in an audio power amplifier integrated circuit”主要涉及G类效率,但不涉及SNR或DAC、HP放大器的功率。Tucker等人的美国专利申请11/610496,“Energy-Efficient Consumer Device Audio Power Output Stage”主要涉及专注于CP模式控制的低功率音频回放路径,但是没有描述同时发生的动态范围改善或功耗降低。Lesso等人的美国专利7,622,984,“Charge pump circuit and methods of operation thereof”描述利用单个CFLY生成多个正和负输出的电荷泵电路,但是没有解决同时的DR改善和功耗降低。Lesso等人题为“Amplifier circuit and methods of operation thereof”的美国专利7714660主要涉及电荷泵和耳机放大器电路,该专利涉及改善“效率”,但是不解决动态范围,相反660用于控制操作的CP模式,以跟踪信号的幅值。其他可以参考Wang等人的美国专利申请No.2011/0123048“Class G Audio Amplifiers and Associated Methods of Operation”以及Guo等人的美国专利申请2011.0084760A1,但是这两个专利申请不解决同时发生的动态范围改善或功耗降低。

[0006] 因此,现有技术需要解决与同时发生的动态范围改善或功耗降低关联的至少某些问题。

发明内容

[0007] 本发明第一方面提供装置,该装置包括:检测选定的输出音量的选定音量检测器;模拟输出信号放大器;数字音量放大器;耦合到该选定的音量检测器的数字增益控制元件;模拟输出信号放大器;以及数字音量放大器;其中该增益控制元件经配置:保持数字音量放大器和模拟输出信号放大器的路径的通道增益基本恒定,其中该数字增益控制元件可以调整以下两个:a) 数字音量放大器的增益;以及b) 模拟输出信号放大器的增益;从而保持数字音量放大器和模拟输出信号放大器的路径的增益基本恒定并等于针对合适收听电平所指定的选定的输出音量。

[0008] 本发明第二方面提供装置,该装置包括:检测选定的输出音量的选定的音量检测器;模拟输出信号放大器;数字音量放大器;增益控制元件,其耦合到a) 选定音量检测器;b) 模拟输出信号放大器;以及数字音量放大器;其中该增益控制元件经配置:保持数字音量放大器和模拟输出信号放大器的路径的增益基本恒定,其中该增益控制元件可以调整以下两者:a) 数字音量控制的增益;以及b) 模拟输出信号放大器的增益;从而保持数字音量放大器和模拟输出信号的路径的增益基本恒定并等于选定的输出音量,其中该增益控制元件经进一步配置:比较选定的输出音量和阈值。如果选定的输入音量低于阈值,那么该增益控制元件可以:a) 向上调整数字音量放大器的数字音量;以及b) 向下调整放大器的音量,从而保持数字音量放大器和模拟输出信号的路径的增益基本恒定并等于选定的输出音量。

[0009] 根据本发明第三方面,在所描述的装置中的数字增益控制元件适合以可编程幅值的离散步骤将a) 和b) 调整的更高或更低,使得总数保持基本恒定。这意味着a) 和b) 的调整在方向或极性上是互补的,以实现基本恒定增益的要求。步骤的数量在该装置中也是可编程的。可以在工厂设计可编程性或制成现场可调整的可编程性。该装置对增益的分辨率或范围没有明确的限制。

[0010] 本发明第四方面提供一种方法,该方法确定选定的输出音量是否大于音量阈值;如果该选定输出音量不大于阈值,增加数字放大器的增益;如果该选定输出音量不大于阈值,减少放大器的增益;并且其中该数字音量放大器和模拟输出信号的路径的增益基本恒定并尽量等于选定的输出音量。

附图说明

[0011] 图1示出现有技术的DAC-耳机回放通道;

[0012] 图2A示出DAC通道的数字/模拟增益划分的动态分配的第一分析;

[0013] 图2B示出DAC通道的数字/模拟增益划分的动态分配的第二分析;

[0014] 图3示出具有多个输出的图2A和2B的动态分配电路的使用说明;

[0015] 图4示出使用图2A和2B的动态分配电路的方法示例;

[0016] 图5A示出当进入升压模式时,DAC通道电路的动态数字/模拟增益划分的曲线图;

[0017] 图5B示出当退出升压模式时,DAC通道电路的动态数字/模拟增益划分的曲线图;

[0018] 图6A和6B示出DAC通道电路的动态数字/模拟增益划分的示例硅实施例的结果;

[0019] 图7A和图7B示出当应用快速傅里叶变换(FFT)时,DAC通道电路的动态数字/模拟增益划分的示例硅实施例的结果;

[0020] 图8示出使用 and 没有使用所描述装置的动态范围测量的曲线图。在-60dBFS (读作低于满刻度60分贝) 的输出幅值处执行动态范围的行业标准测量; 以及

[0021] 图9示出大于和低于-18dBFS (读作低于满刻度18分贝) 的选定音量电平如何变换的曲线图, 该变换产生电源电平的变化, 从而促进较低的IC功耗。

具体实施方式

[0022] 转向图2A, 其示出根据本申请的原理构造的示例动态范围升压电路200的一种结构。在电路200中, 其示出具有动态范围增强的DAC耳机回放通道的框图。

[0023] 通常, 电路200针对动态升压的方案, 其用于具有较低功耗同时在单个IC上发生DAC耳机回放的高动态范围。该耳机可以由任何其他负载例如扬声器, 没有改变所述装置的行为的外置音频放大装置替换。

[0024] 电路200使用音频信号的数字/模拟增益划分的动态分配, 并且在某些优选实施例中使用音频信号的数字/模拟增益划分的优化。换句话说, 电路200可以对数字音量放大器225与模拟放大器255之间的增益进行划分, 但仍然向耳机或听众输送选定的输出音量。换句话说, 绝对路径的增益是不变的, 而数字/模拟增益划分被改变。

[0025] 对增益进行划分使得数字增益最大化, 并且使得模拟增益最小化, 以便降低DMOD、DAC和放大器电路的噪声, 从而有益于电路200的动态范围。此外, 根据本申请的原理, 关于数模转换, 只要元件DMOD、DAC和模拟放大器被维持在其线性运行区域, 都可以进行划分而不引入不良的失真。使用上述原理的增强动态范围可以被采用在本申请内。

[0026] 通常, 动态范围是在指定输出端的信号幅值对在相同输出端的噪声总和的比率。因此, 具有较低噪声的恒定的信号幅值在效果上增强动态范围。增强的动态范围提供较高的非常理想的高保真音频聆听体验。

[0027] 电路200与现有技术的耳机驱动器相比具有若干优点。电路200有助于减少或消除可听的伪迹 (artifact)。这类伪迹中的一种是, 如果噪声在音频系统中被产生的较早, 那么该噪声也被后面的放大器放大。但是存在其它的考虑, 例如各种电子元件的相对功耗。

[0028] 不过, 耳机驱动器的较早级会更加耗电。因此, 电路200在数字音量放大器225与模拟放大器255之间分配并优化。电路200具有两个主要运行模式: “升压” 模式, 和“反向动态升压” (“正常”) 模式。

[0029] 在升压模式中, 当在驱动器输出端例如耳机 (HP) 处的幅值小于指定数字阈值例如-18dBFS时, DAC之前的数字增益被增加 ΔG_n 的值 (例如, 高达+12dB), 但是模拟放大器/耳机驱动器的增益减少低至-12dB的相同的音量。同样, 绝对路径的增益是不变的, 而数字/模拟增益的划分被改变。在电路200中, DSP的噪声很少是线性爬升的, 因此, 虽然系统的增益可以是恒定的, 但噪声本身不是恒定的。

[0030] 这样降低DMOD、DAC和放大器的噪声, 因此有益于电路200的动态范围。

[0031] 在正常模式下, 当信号维持大于阈值时, DAC之前的数字增益向下坡行, 并且模拟放大器/耳机驱动器的增益爬升到寄存器的设定。

[0032] 在电路200中, PCM编解码器210耦合到数字信号处理器 (DSP) 内插滤波器。在电路200的一个示例中, PCM以每秒48千比特的速率输出比特。滤波器220的输出可以是八倍过采样并且接着被输送到数字放大器255。数字放大器225可以数字地放大或去放大所接收的数

字信号。在一个示例中,放大或去放大的范围可以是-63dB到+16dB。接着,放大器225的输出在DMOD230处被过采样,DMOD 230的输出端耦合到数模转换器(DAC)240的输入端。接着,DAC 240的模拟信号被输送到放大器225。

[0033] 图2B更详细地示出电路200。PCM编解码器210耦合到DSP 220。在电路250的一个示例中,PCM 210以每秒48千比特的速率输出比特。DSP 220还具有耦合到该DSP的信号电平检测器235。该信号电平检测器检测数字信号的实际等效音量放大。

[0034] 信号电平检测器223还耦合到动态范围升压增益控制器(DRBGC)235。DRBGC 235耦合到数字音量放大器225和驱动器255。DRBDCC 235根据信号电平检测器223的输出分配数字音量放大器225与驱动器225之间的相对的放大。

[0035] 在升压模式中,当驱动器例如在耳机(HP)的输出端的幅值小于数字阈值例如-18dBFS时,增加DAC之前的数字增益(例如,高达+12dB),但是模拟放大器/耳机驱动器的增益减少到多达-12dB。同样,绝对路径的增益是不变的,而数字/模拟增益的划分被改变。在电路200中,DSP的噪声很少是线性爬升的,因此,虽然系统的增益可以是恒定时,但是噪声本身不是恒定的。在正常模式中,当信号维持大于阈值时,该数字增益向下坡行,并且驱动器的增益爬升到寄存器的设定。

[0036] 图3示出在多个终端用户放大器355-337的背景下采用电路200的结构的集成电路300的一部分。确定如何控制数字音量放大器225或放大器的增益的算法可以被嵌入在DR升压增益控制器335内。

[0037] 作为示例,该DR升压增益控制器335可用于增强包括单独左右声道的立体声音频通道的动态范围。另一个示例可以是用于增强环绕声通道的动态范围,该环绕声通道包括左、右和通常被称为超低音声道的低频第三通道。这些说明性示例的目的是示出DR升压控制器335的原理适用于并行或单独的多个通道。

[0038] 如以上关于图2A-图3所述,通常可以采用多个不同数目的阈值,其中输出音量可以与其比较并随后可以进行增益调整。因此,上述带有单个阈值的装置300可以作为具有多个阈值的实施方式的子集被对待。

[0039] 图4示出用于确定数字放大器例如数字放大器225的增益和驱动器例如驱动器255的增益的动态划分的示例方法400,其中数字放大器和驱动器可以被分开。

[0040] 在开始步骤401后,在步骤410中,数字放大器的增益被设定为“0”。

[0041] 在步骤420中,接收到播放音频的命令。这个命令可以被接收在例如图2B的PCM 210处。接着,方法400前进到步骤430。

[0042] 在步骤430中,确定期望的整个音量电平 V_{out} 是否大于例如-18dBFS的 $V_{threshold}$ 。如果整个音量电平 V_{out} 大于 $V_{threshold}$,方法400在步骤455中前进到正常或反向动态升压模式403。如果整个音量电平 V_{out} 不大于 $V_{threshold}$,方法400在步骤440中前进到动态升压模式407。

[0043] 在动态升压模式407中,在步骤440中,接着可以确定放大器例如放大器255的增益是否大于最小增益例如-12dB。如果放大器的增益不大于最小增益,那么步骤440循环回到步骤420。然而,如果放大器的增益大于放大器的最小增益,则步骤440前进到步骤450。

[0044] 在步骤450中,可以确定选定的 V_{out} 是否小于 V_{out} 的阈值达小于一定时间量例如21.2毫秒。如果未达到该时间量,那么步骤450循环回到步骤420。然而,如果选定的 V_{out} 小于 V_{out} 的阈值持续小于一定时间量,那么该方法前进到步骤460。通常,选择以毫秒为单位的延

迟时间量,使得方法400不会将任何实质的可听伪迹引入音频信号中。

[0045] 在步骤460中,可以确定最后的数字增益放大器更新是否发生在第二时间段以前,例如发生在 $41.66\mu\text{s}$ 以前。如果不是发生在第二时间段以前,那么步骤450循环回到步骤420。然而,如果最后的数字增益放大器更新发生在第二时间段以前,那么数字放大器的放大增加以dB为单位的步进增益,例如2dB,并且放大器增益减少2db。接着,步骤470循环回到步骤420。通常,增益爬升的时间量被选择以 μs 为单位,使得方法400不会将任何实质的可听伪迹引入音频信号中。

[0046] 在一方面,如果未超出整个阈值音量电平,则动态升压模式407增加数字放大器的增益并减小模拟放大器的输出增益,从而保持相同的整体音量。当阈值音量未大于特定电平时,通过改变较早的数字放大器的放大并允许该模拟放大器从较低的电源电压运行,方法400节省了模拟放大器上的电力;而且,由于该放大低于所述阈值,这意味着聆听者处不会有大量来自放大电路200中的较早级的任何以前的砰砰、卡搭等的放大。

[0047] 在正常或反向动态升压模式403中,如果确定数字放大器的增益是否大于0dB。如果数字放大器的增益不大于0dB,那么,步骤445循环回到步骤420。然而,如果数字放大器的增益大于0dB,那么步骤445前进到步骤455。

[0048] 步骤455确定在第三时间段例如 $10\mu\text{s}$ 内是否已发生对数字放大器的最后的更新。如果在第三时间段内未发生最后的更新,那么,步骤445循环回到步骤420。不过,如果已在第三时间段内发生对该数字放大器的最后更新,步骤445前进到步骤465。

[0049] 在步骤465中,数字放大器的增益减少给定的量,例如2分贝,

[0050] 并且模拟放大器的增益增加相同的给定量,例如2分贝。接着,步骤465循环回到步骤420。根据本申请的原理,步骤465通常被设计为具有与相应的放大器基本相等的增加或减少的量。

[0051] 在一个方面,如果超出整个阈值音量电平,则动态升压模式407减小数字放大器的增益并增加模拟放大器的输出增益,从而保持相同的整体音量。当阈值音量大于特定电平时,通过改变较早的数字放大器的放大,方法400节省模拟放大器上的电力;而且,由于该放大大于所述阈值,这意味着聆听者对来自放大电路200中的较早级上的任何以前的砰砰、卡搭等的噪声幅值具有更大的容忍。

[0052] 下列表格用于结合图5A和5B的时序图。HSLDRV和HSRDRV指的是组合HS-头戴式耳机或耳机L/R-左/右DRV-驱动器的立体声放大器驱动器:

[0053]

术语	描述	示例值
VTHP(N)	用于DR升压操作的电压阈值	-18DBFs
X	步进增益, 模拟和数字不匹配 $<0.03\text{dB}$	2dB
G0, A	初始的HSDRV增益	4dB
G0, D	初始的数字增益	0dB
GMIN, A	最小HSDRV增益	-12dB
GMAX, D	最大数字增益	+16dB

[0054]

TDELAY	数字和 HSDRV 增益变化时延； DAC_CLK 的 9 个时钟周期	2.34 μ s
TRELEASE	当信号小于 VTH 时,被同步到四个同步 周期为 96kHz 的帧的步进增益时间	41.6 μ s
TATTACK	当信号大于 VTH 时,被同步到同步周期 为 96kHz 的帧的步进增益时间	10.6 μ s
THOLD	在信号穿过阈值后的保持时间；电荷泵 (CP) 在 THOLD/2 处被切换	40ms

[0055] 图5A示出时序图,例如当电路200进入升压模式例如升压模式407时,可以结合电路200和方法400使用该时序图。

[0056] 如图所示,输出幅值以VTHP阈值电平的升压电平交叉在下方,其中“升压”可以被认为是数字放大器升压。为了避免增益的频繁变化,该方法限定等待时间,以确保信号维持低于预定义阈值VTHP达指定的时间量 T_{hold} 。在完成该时间 T_{hold} 的指定部分后,电荷泵例如G类电荷泵260提供用于模拟输出放大器的电压,接着,该电荷泵被切换到较低电压。使用具有与从模拟输出放大器提取的相同或减少电流的较低电源电压降低从电源提取的整体功率。在时间阈值 T_{hold} 后,使用 T_{hold} ,随着在升压模式内,DR升压控制器接着通过使用图4的方法可以步进降低模拟放大器的增益,并且同时步进增加数字放大器的增益。

[0057] 在发生增益变化之前,信号CHARGE PUMP_HV_TO_LV的状态被改变,以用于该装置的进一步省电。信号CHARGE PUMP_HV_TO_LV被设定为逻辑电平“1”,这意味着有效的信号。这允许模拟输出放大器的电源安全变换到较低输出值,而不会有不良失真或极端的信号饱和的危险。

[0058] 需要指出,上述的电源变换不依赖于动态范围增强的实现。因此,两种方案可以在不对任一种方案有损害的情况下一起实施或单独实施。如果该两种方案在一起实施,那么,在本章节和在下面的其他部分详述的本申请的原理说明如何组合这两种方案,从而以领先于现有技术的方式实现动态范围增强和较低功耗的双重目标。

[0059] 接着,如图所示,在 T_{delay} 后(T_{delay} 是数字放大器和模拟放大器能够改变它们的放大器状态的时延),其中用户具有整体放大电平“G”,当x比如说是2分贝时,AMP信号在 G_{o-x} 改变,并且数字放大器将其输出增加2分贝。这个过程在以后的几个步骤继续,直到达到放大器的最小电平并达到最大数字增益。需要仔细注意的是,正如在本申请前面所述的,降低功耗的电源控制和增强动态范围的增益控制由DR升压控制器并行实施。典型的音频信号具有正的和负的摆幅。因此, $V_{TH} = -18\text{dBFS} = |V_{THP}| = |V_{THN}|$ 其中, $V_{THP} = -V_{THN}$ 以处理在0V附近具有正和负偏移的音频信号。

[0060] 图5B示出时序图,例如当电路200进入反向升压模式例如反向升压模式403时,可以结合电路200和方法400使用该时序图。

[0061] 如图所示,输出幅值以VTH阈值电平的反向升压电平交叉,其中反向“升压”可以被

认为是数字放大器未升压和该放大器再升压。在这个时间 T_{attack} 期间,随着放大器的增益被增加X分贝,比如说2db,数字放大器的增益减少2db。

[0062] 在时间阈值 T_{hold} 后,使用 T_{hold} ,随着在升压模式内,模拟放大器被增加供电,并且数字放大器被减少供电。

[0063] 图6A示出信噪比及失真(SNDR)对输出幅值的扫描示例测量,其示出根据本发明原理和方法的硅实施例相对于现有技术在性能上未有害地改变通道的行为,而增强信号的信噪比,该硅实施例符合范围 $\leq V_{\text{TH}}$ (例如,-18dBFS)。该方法不限制 V_{TH} 的选择。示例值-18dBFS的使用是说明感兴趣的特定情况,通道的动态范围的最大增强通过 V_{TH} 的选择而获得。对于其他情况,可以选择不同的 V_{TH} 值而无损害。

[0064] 图6B、7A和7B示出根据本发明原理和方法的硅实施例所测量的频谱的快速傅里叶变换(FFT)的示例,其示出图6的扫描的特定点。这些特定点被选择是-1dBFS、-3dBFS和-60dBFS。在前面,电路的失真被认为是确定了通道性能,而在-60dBFS处,噪声被认为是确定了通道性能。显而易见的是,如之前所述,本发明的原理不增加不良失真或引入可听的伪迹,可以观察到,在-1dBFS和-3dBFS无不利影响。同样,如之前所述,较低噪声的有利方面在SNDR被测量是45dB的-60dBFS频谱处可以清楚地看出。因此,该动态范围是 $60+45=105\text{dB}$,这比现有技术高至少4分贝,相当于37%的线性因子的较低噪声。如所述,在现有技术中,同类音频通道所要求的最高性能是101 dB。

[0065] 图8进一步补充现有技术与本发明所述的原理和方法的对比,其中绿色曲线表示没有应用本发明所述的原理和方法的信噪比(SNR),而红曲线表示应用本发明所述的原理和方法的SNR。

[0066] 图9以升压模式与反向升压模式之间硅实施例变换示出示例输出信号。熟悉本领域的技术人员应充分注意,如上所述,通过音频信号放大和再现,该信号未显示明显的可听伪迹。本发明人注意到,绘图的分辨率是有限的,并且不容易指出完全没有这类伪迹,这些伪迹的幅值已知是很小的幅值。因此,应认识到,通过具有足够分辨率的适当测试设备,通过使用在音频集成电路领域广泛采用的定量测量试验和主观听音试验,本发明人已证实上述优点。

[0067] 本发明申请涉及领域的技术人员应当明白,在本发明权利要求的范围内,可以对上述实施例进行更改,并且许多其他的实施例也是可能的。

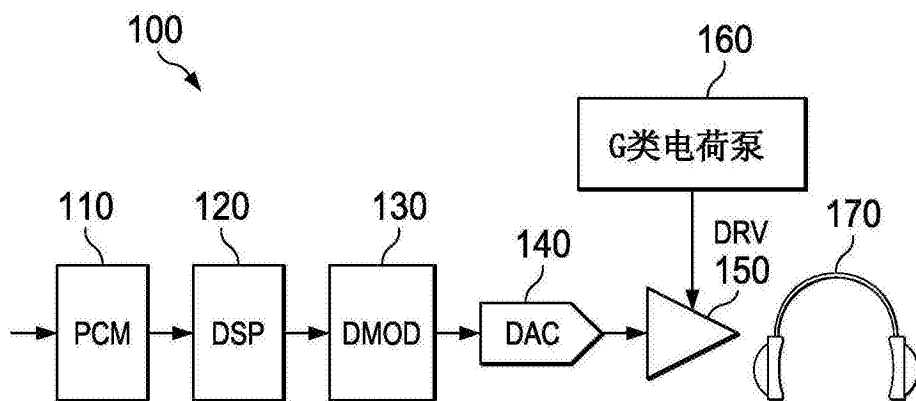


图1 (现有技术)

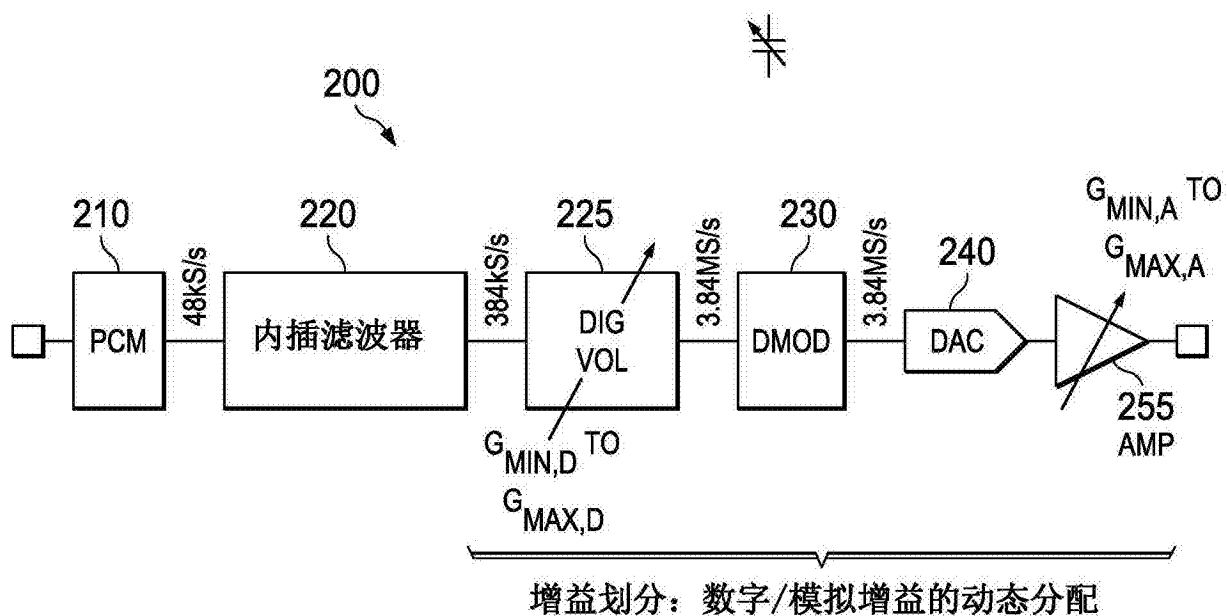


图2A

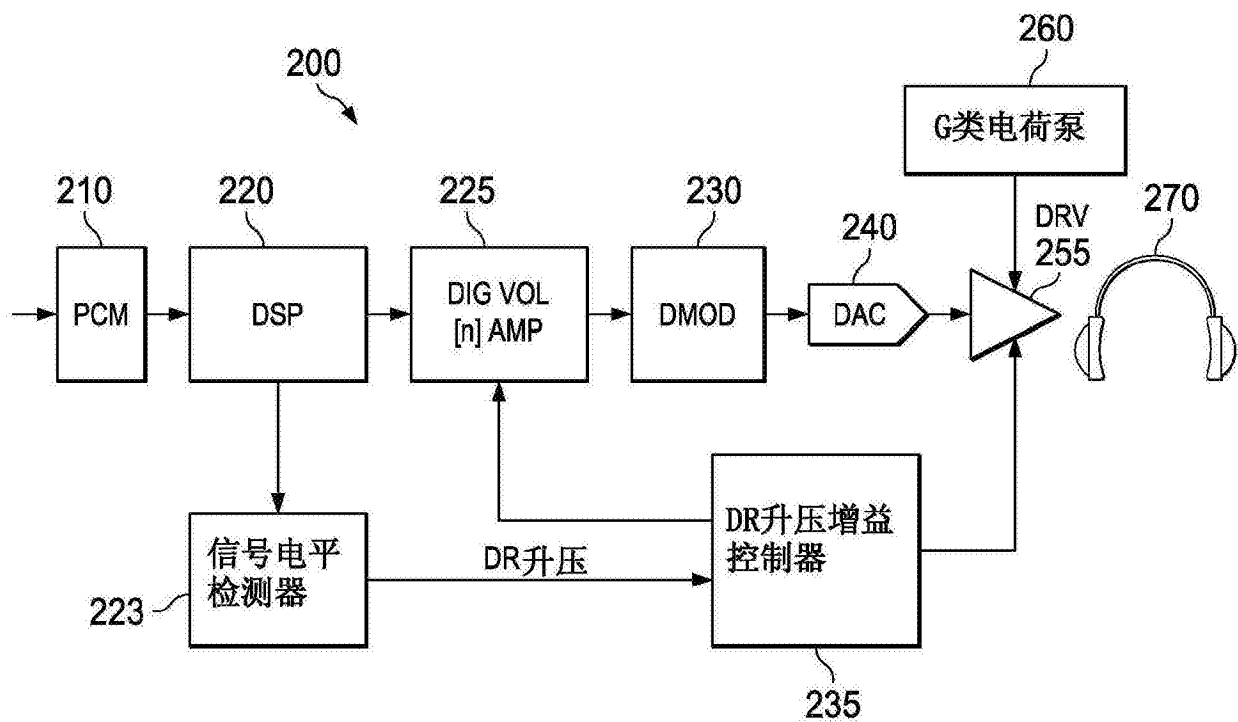


图2B

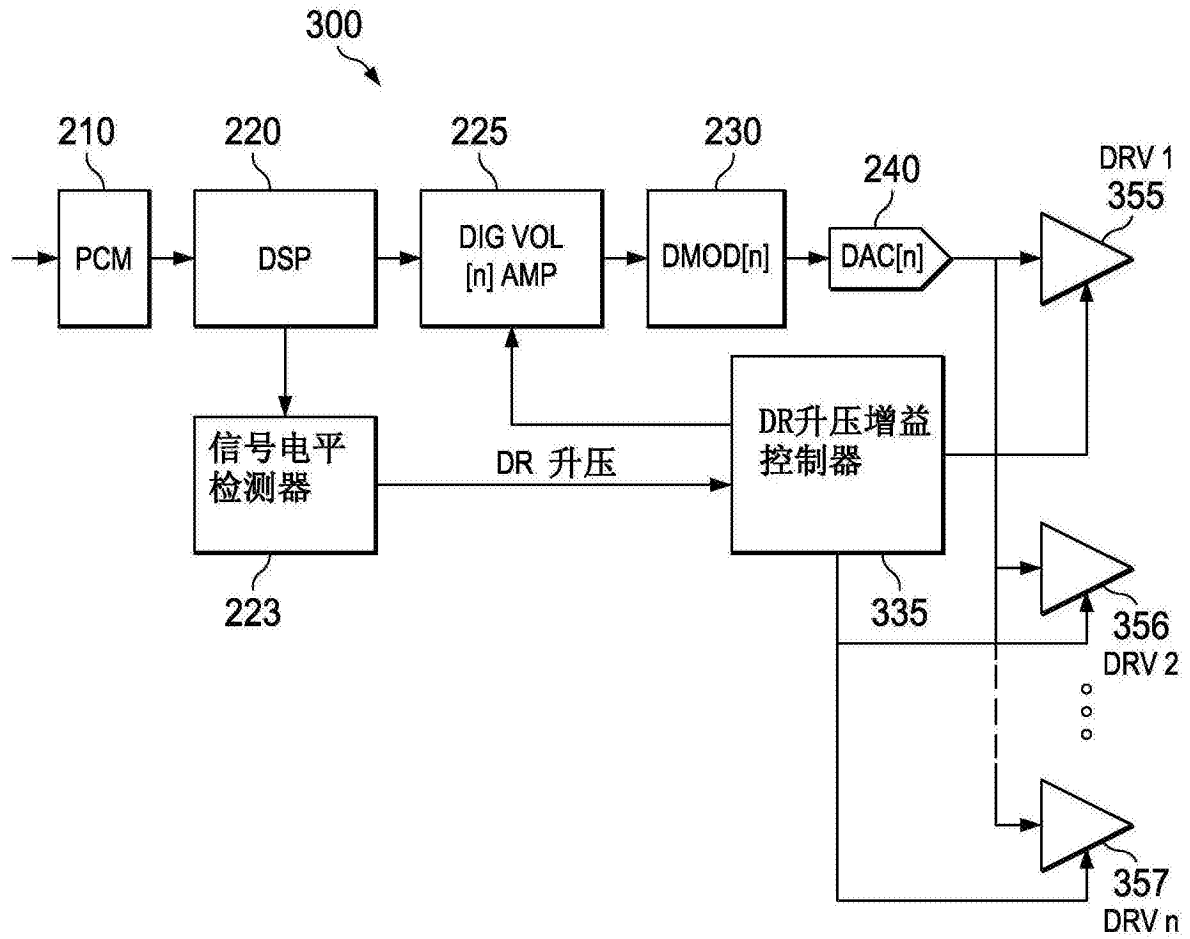


图3

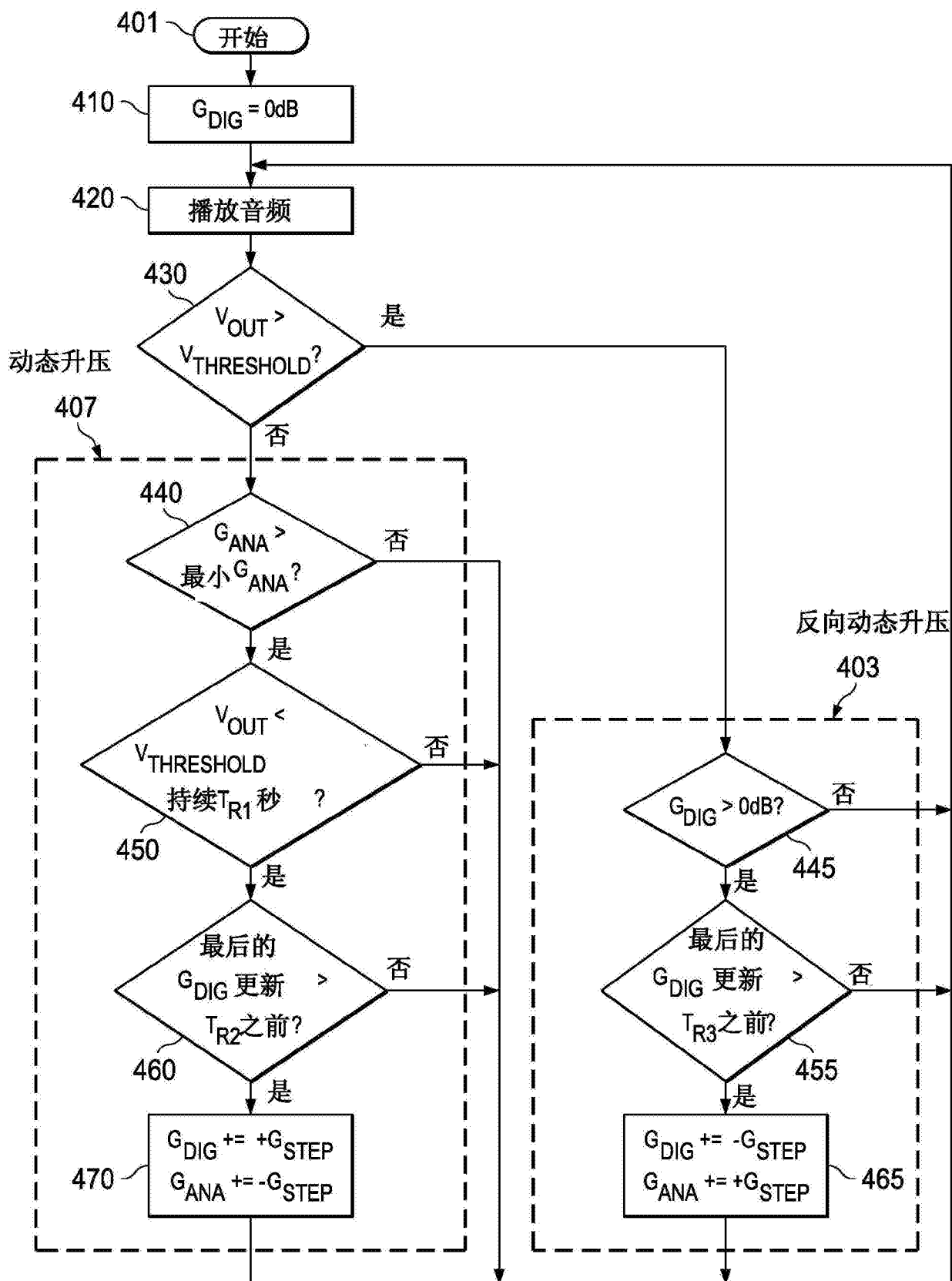


图4

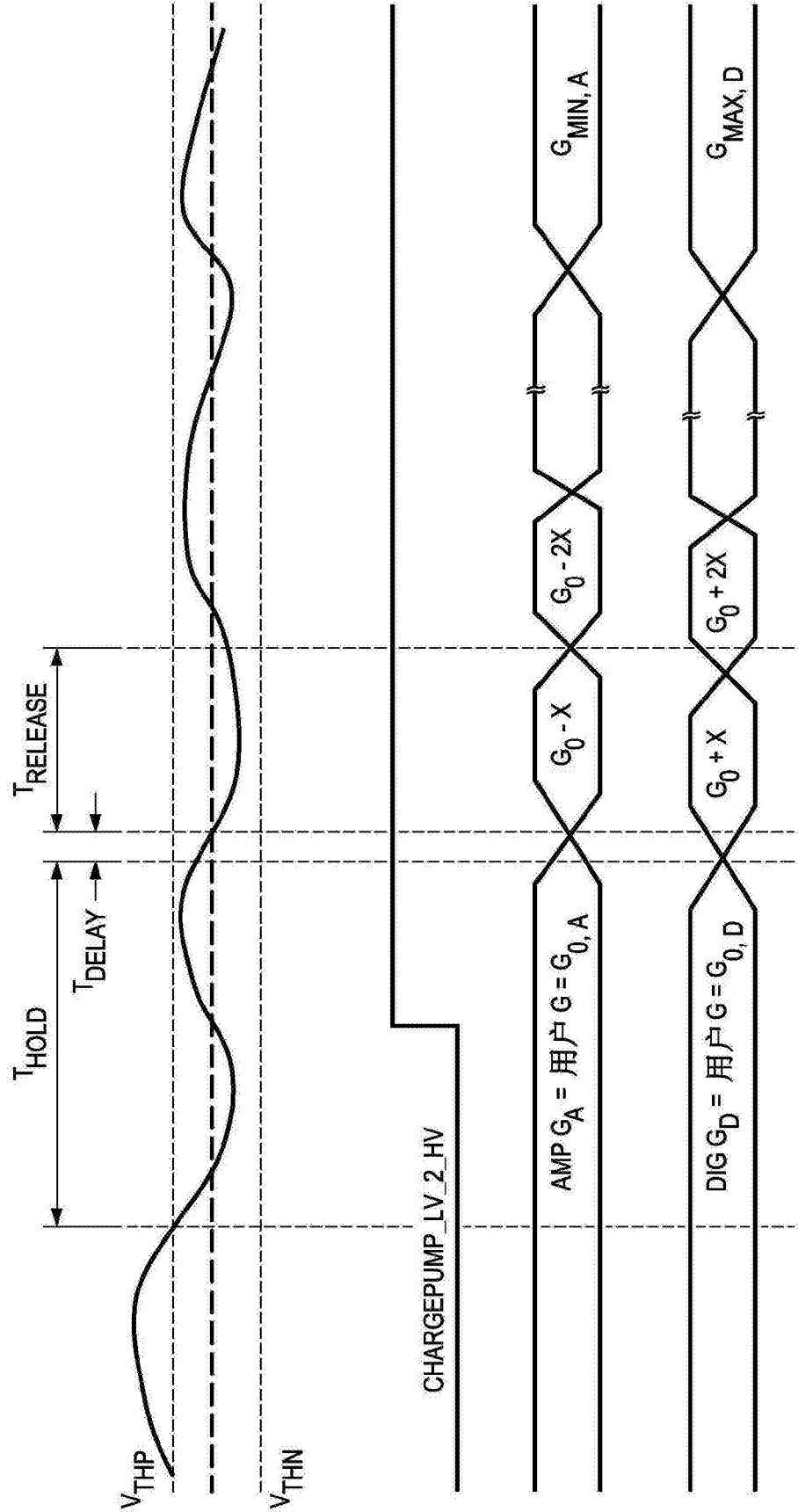


图5A

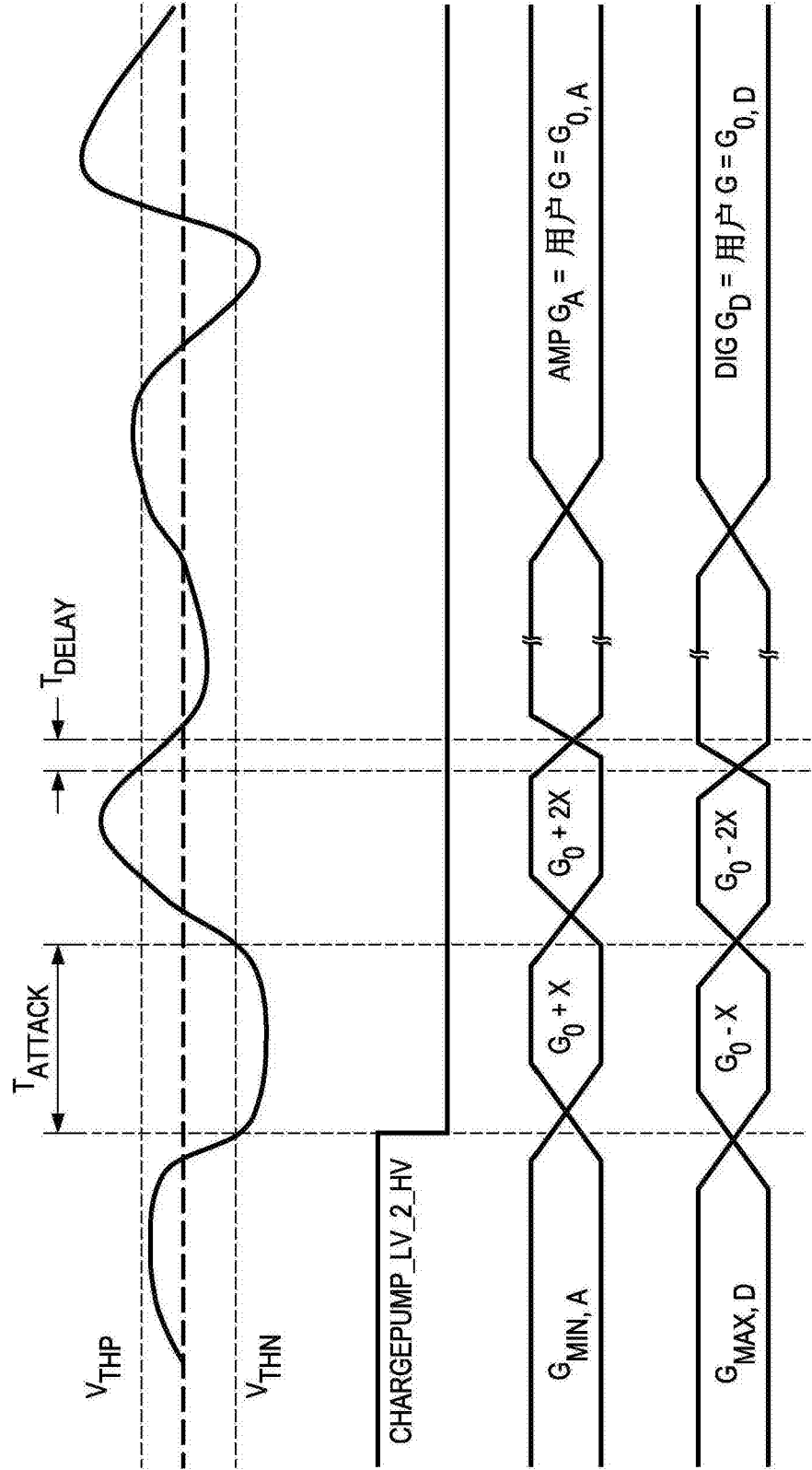


图5B

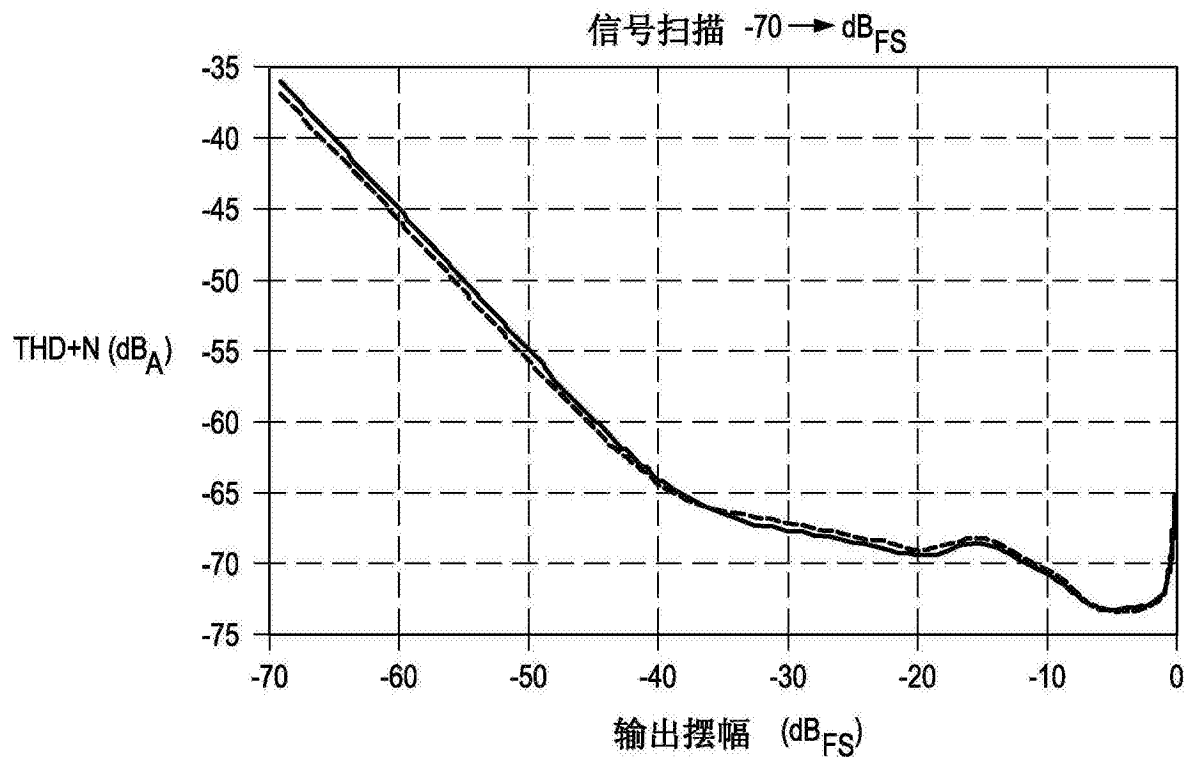


图6A

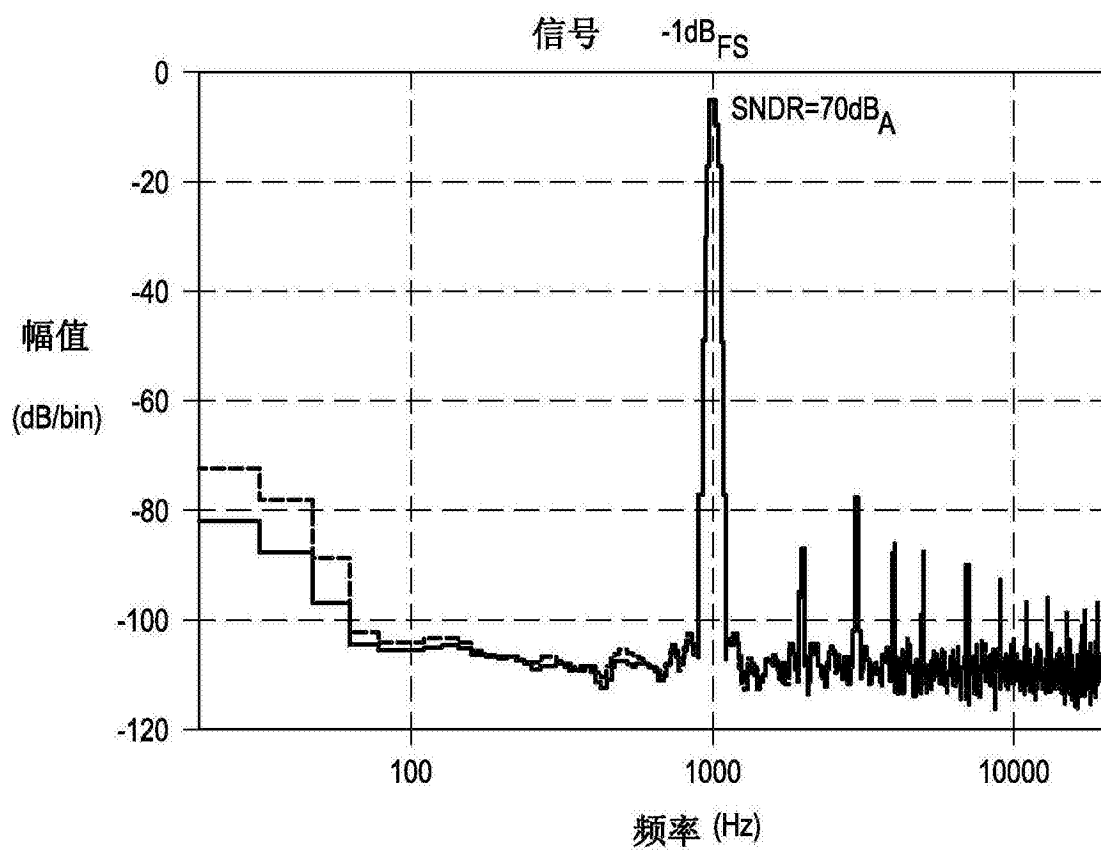


图6B

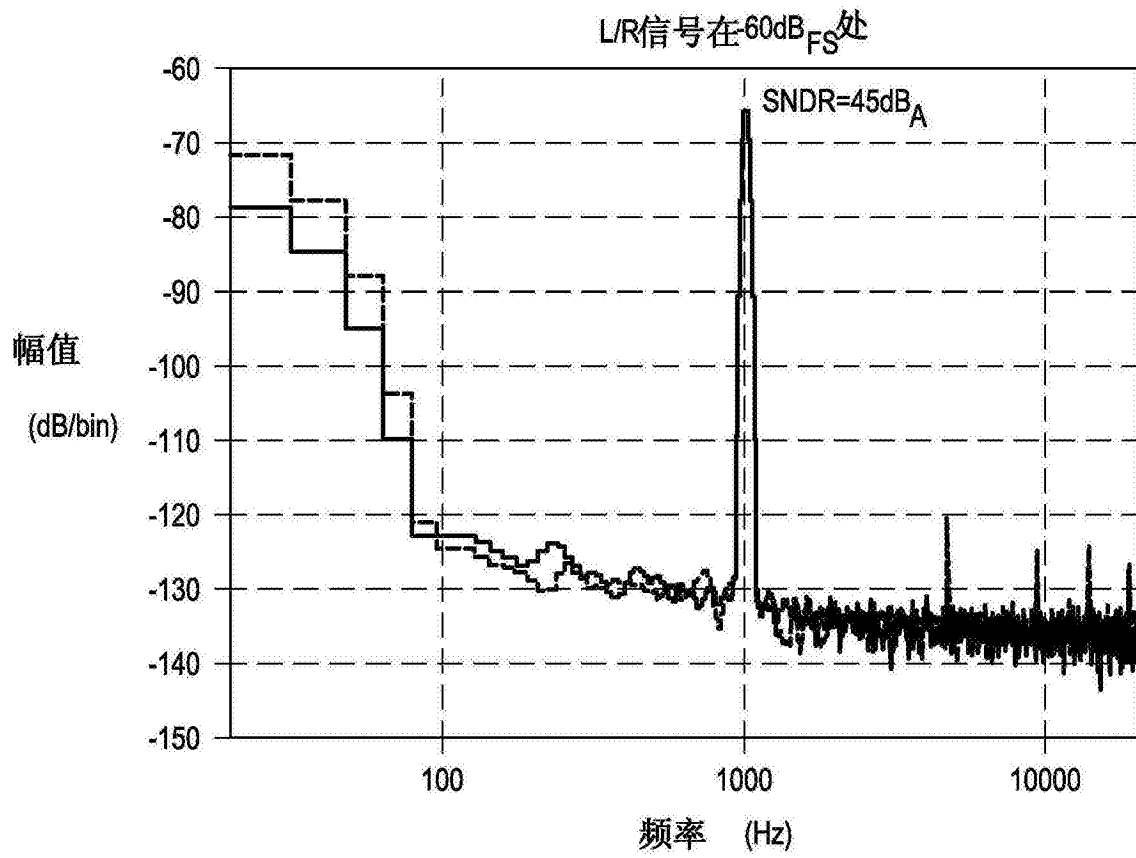


图7A

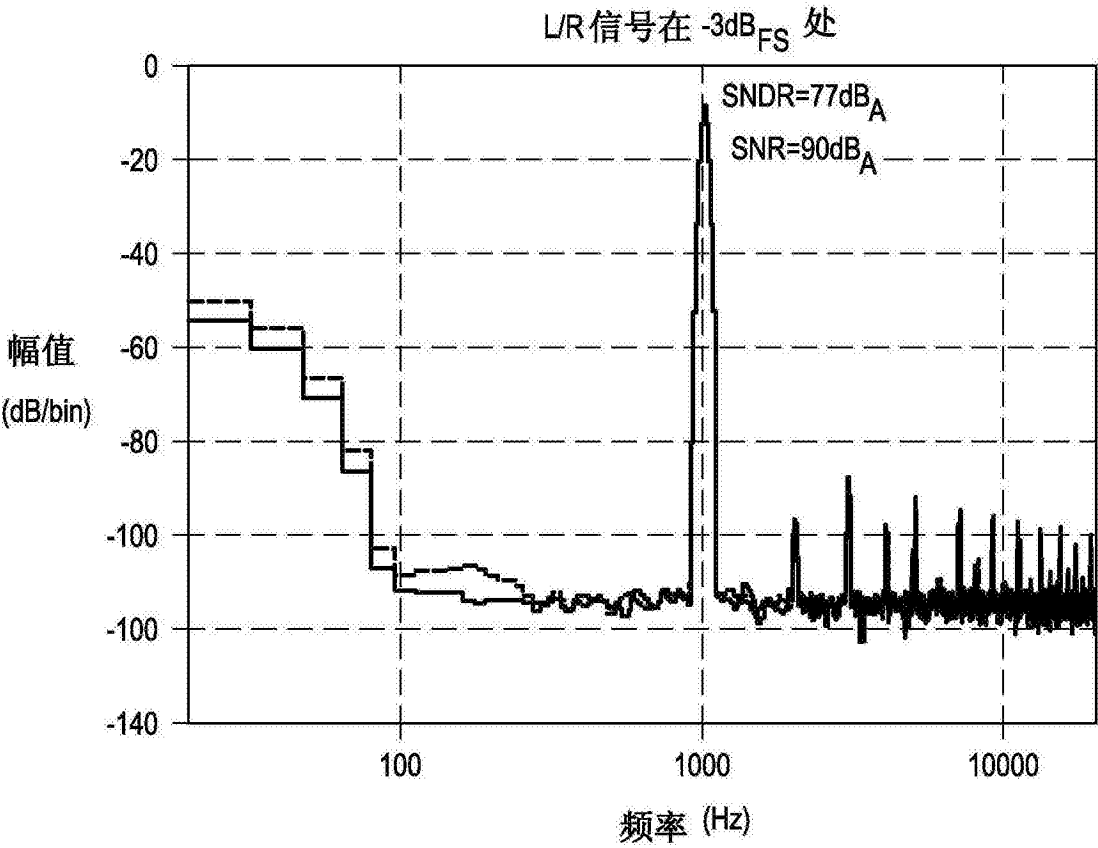


图7B

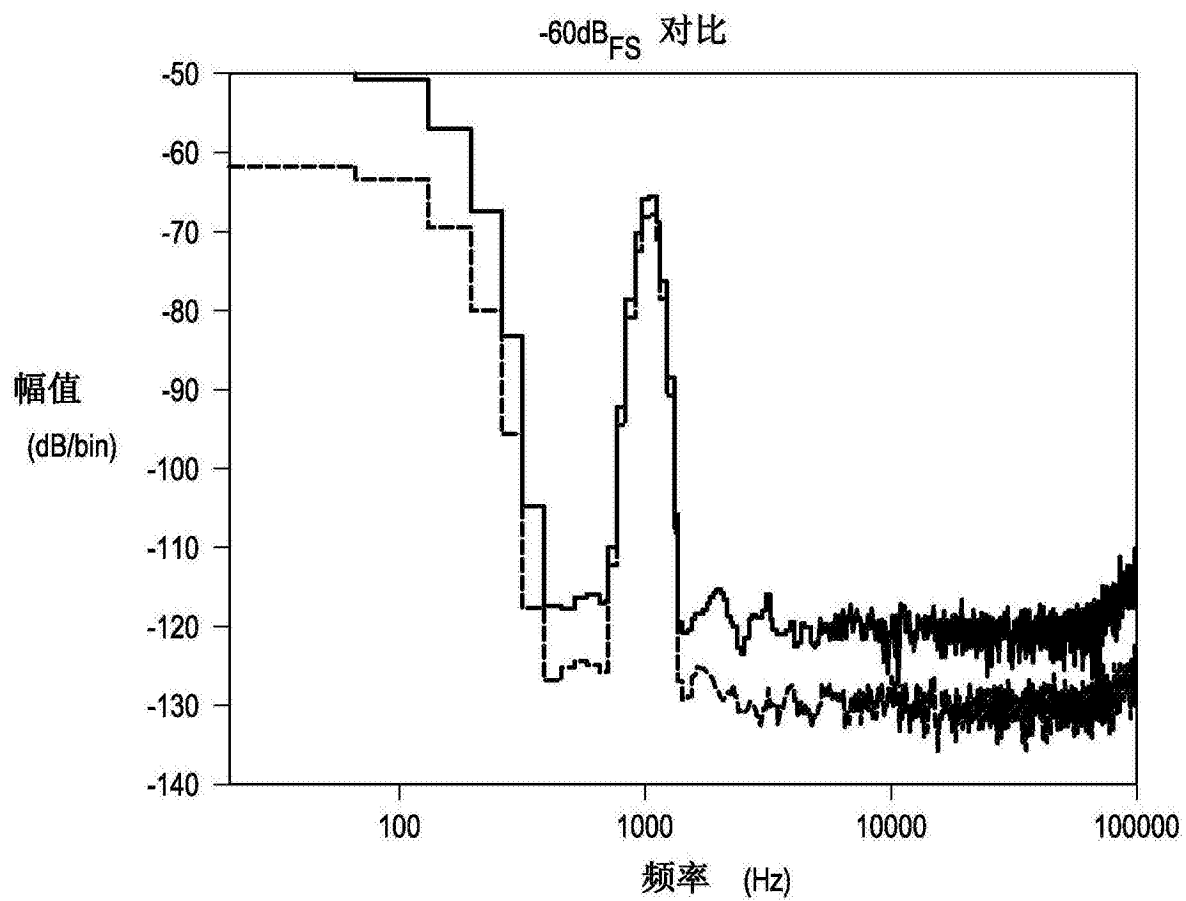


图8

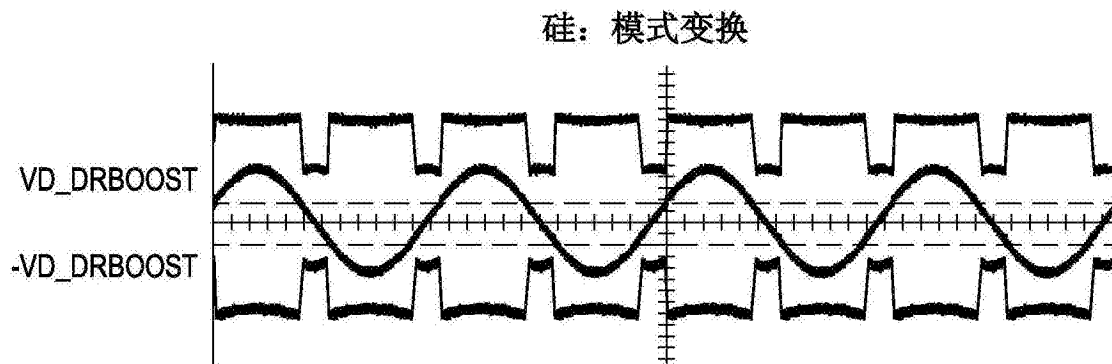


图9