



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 108702138 A

(43)申请公布日 2018. 10. 23

(21)申请号 201780014662.6

(74)专利代理机构 北京律盟知识产权代理有限公司 11287

(22)申请日 2017.03.03

代理人 林斯凯

(30)优先权数据

15/061,981 2016.03.04 US

(51)Int.Cl.

H03G 3/30(2006.01)

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

H04B 17/318(2006.01)

2018.08.31

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/US2017/020822 2017.03.03

(87)PCT国际申请的公布数据

W02017/152145 EN 2017.09.08

(71)申请人 爱特梅尔公司

地址 美国加利福尼亚州

(72)发明人 沃纳·布拉茨 迈克尔·扎格比尔

托马斯·詹曾 马丁·菲舍尔

丹尼尔·莫泽 简·克诺普夫

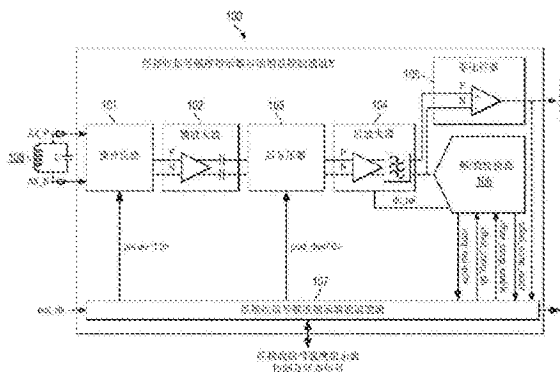
权利要求书3页 说明书8页 附图17页

(54)发明名称

用于经接收信号强度指示的自动增益控制

(57)摘要

在一些实施方案中,一种自动增益控制AGC电路包括:预分压器电路,其可操作以根据预分压器电路设置而预划分输入信号并输出经预划分信号;预放大器,其可操作以预放大所述经预划分信号并输出经预放大信号;后分压器电路,其可操作以根据后分压器电路设置而后划分所述经预放大信号;模/数转换器ADC,其可操作以从所述经后划分信号产生数字数据流;逻辑,其可操作以:取样所述数字数据流;基于所述经取样数据流而确定预分压器电路设置及后分压器电路设置;基于所述经确定设置而设置所述预分压器电路及所述后分压器电路;及基于所述预分压器电路设置及所述后分压器电路设置而产生经接收信号强度值。



1. 一种自动增益控制AGC电路,其包括:

预分压器电路,其可操作以根据预分压器电路设置而预划分输入模拟信号并输出经预划分模拟信号;

预放大器,其可操作以预放大所述经预划分模拟信号并输出经预放大模拟信号;

后分压器电路,其可操作以根据后分压器电路设置而后划分所述经预放大模拟信号并输出经后划分模拟信号;

模/数转换器ADC,其可操作以将所述经后划分模拟信号转换成数字数据流;及逻辑,其可操作以:

取样所述数字数据流;

基于所述经取样数据流而确定预分压器电路设置及后分压器电路设置;

基于所述经确定设置而设置所述预分压器电路及所述后分压器电路;及

基于所述预分压器电路设置及所述后分压器电路设置而产生经接收信号强度值。

2. 根据权利要求1所述的AGC电路,其中所述数字数据流表示在所述输入模拟信号的当前周期期间的ADC输入处的所述输入模拟信号的瞬时振幅。

3. 根据权利要求1所述的AGC电路,其中所述后分压器电路能够经配置以具有不同分辨率。

4. 根据权利要求1所述的AGC电路,其进一步包括:

后放大器,其介于所述后分压器电路与所述ADC输入之间,所述后放大器电路可操作以后放大所述经后划分模拟信号。

5. 根据权利要求1所述的AGC电路,其进一步包括:

带通滤波器,其插入于天线输入端子与所述ADC的所述输入之间。

6. 根据权利要求1所述的AGC电路,其中所述预分压器电路中的至少一者可操作以基于所述输入模拟信号的强度使所述输入模拟信号旁通,且所述后分压器电路可操作以基于所述经预放大模拟信号的强度使所述经预放大输入模拟信号旁通。

7. 根据权利要求1所述的AGC电路,其中所述预分压器电路及所述后分压器电路中的至少一者经配置为对数分压器。

8. 根据权利要求1所述的AGC电路,其中所述ADC是快闪ADC。

9. 根据权利要求8所述的AGC电路,其中所述快闪ADC是偏移补偿快闪ADC。

10. 根据权利要求1所述的AGC电路,其中所述逻辑进一步可操作以:

在所述输入模拟信号的周期内取样所述数字数据流;

从所述样本检测峰值;及

基于所述经检测峰值确定所述预分压器电路设置及所述后分压器电路设置。

11. 根据权利要求1所述的AGC电路,其中所述逻辑进一步可操作以:

在所述输入模拟信号的零交叉后九十度取样所述数字数据流;及

基于所述经检测峰值确定所述预分压器电路设置及所述后分压器电路设置。

12. 根据权利要求1所述的AGC电路,其中所述预分压器电路经配置以具有对于所有预分压器电路设置大体上恒定的输入阻抗。

13. 根据权利要求1所述的AGC电路,其中所述逻辑进一步经配置以所述输入模拟信号的每n个周期将反馈值发送到所述预分压器电路及所述后分压器电路,以用于设置所述预

分压器电路及所述后分压器电路,其中n是大于或等于一的正整数。

14. 根据权利要求13所述的AGC电路,其中所述反馈值经平均化以减小数据量。

15. 根据权利要求14所述的AGC电路,其中所述反馈值基于在时间周期期间发生的数个反馈值中的至少一者经平均化。

16. 根据权利要求1所述的AGC电路,其中所述经接收信号强度值由组合所述预分压器电路及所述后分压器电路的值的ADC样本确定。

17. 根据权利要求1所述的AGC电路,其中所述AGC电路进一步经配置以:

存储个别预分压器电路衰减的校准数据以在经接收信号强度值的完整范围内增加准确性。

18. 根据权利要求1所述的AGC电路,其中所述逻辑进一步经配置以:

强制所述预分压器到范围设置;

在所述AGC电路已在第一校准测量中稳定后,测量起因于所述AGC电路输入处的恒定且连续波信号的一或多个经平均化后分压器值;

在所述AGC电路已稳定后,且通过将所述信号的振幅维持于与第二校准测量的前导测量有关的电平处,强制所述预分压器到下一范围设置,并测量起因于所述AGC电路输入处的所述恒定且连续波信号的一或多个经平均化后分压器值;

存储从所述第一校准测量及所述第二校准测量导出的后分压器值的差作为校准值;

针对其它范围重复所述校准测量及存储步骤;及

从当前经测量后分压器值及从经存储的小于或等于当前范围设置的预分压器校准范围值的加总计算每一经接收信号强度值。

19. 一种由自动增益控制AGC电路执行的AGC的方法,其包括:

根据预分压器电路设置由预分压器电路预划分输入模拟信号,并输出经预划分模拟信号;

由预放大器预放大所述经预划分模拟信号,并输出经预放大模拟信号;

根据后分压器电路设置由后分压器电路后划分所述经预放大模拟信号;

由模/数转换器ADC从所述经后划分模拟信号产生数字数据流;

取样所述数字数据流;

基于所述经取样数字数据流而确定预分压器电路设置及后分压器电路设置;

基于所述经确定设置而设置所述预分压器电路及所述后分压器电路;及

基于所述预分压器电路设置及所述后分压器电路设置而产生经接收信号强度值。

20. 根据权利要求19所述的方法,其中所述数字数据流表示每信号周期内所述ADC处的所述输入模拟信号的瞬时振幅值。

21. 根据权利要求19所述的方法,其进一步包括:

基于所述输入模拟信号的强度由所述预分压器电路使所述输入模拟信号旁通;或

基于所述经预放大模拟信号的强度由所述后分压器电路使所述经预放大输入模拟信号旁通。

22. 根据权利要求19所述的方法,其进一步包括:

在所述输入模拟信号的周期内取样所述数字数据流;

从所述样本检测峰值;及

基于所述经检测峰值确定所述预分压器电路设置及所述后分压器电路设置。

23. 根据权利要求19所述的方法,其进一步包括:

在所述输入模拟信号的零交叉后九十度取样所述数字数据流;及

基于所述经检测峰值确定所述预分压器电路设置及所述后分压器电路设置。

24. 根据权利要求19所述的方法,其进一步包括:

所述输入模拟信号的每n个周期将反馈值发送到所述预分压器电路及所述后分压器电路,以用于设置所述预分压器电路及所述后分压器电路,其中n是大于或等于一的正整数。

25. 根据权利要求19所述的方法,其进一步包括:

存储个别预分压器电路衰减的校准数据以在经接收信号强度值的完整范围内增加准确性。

26. 根据权利要求19所述的方法,其进一步包括:

强制所述预分压器到范围设置;

在所述AGC电路已在第一校准测量中稳定后,测量起因于所述输入模拟信号的一或多个经平均化后分压器值;

在所述AGC电路已稳定后,且通过将所述输入模拟信号的振幅维持于与第二校准测量的前导测量有关的电平处,强制所述预分压器到下一范围设置,并测量起因于所述输入模拟信号的一或多个经平均化后分压器值;

存储从所述第一校准测量及所述第二校准测量导出的后分压器值的差作为校准值;

针对其它范围重复所述校准测量及存储步骤;及

从当前经测量后分压器值及从经存储的小于或等于当前范围设置的预分压器校准范围值的加总计算每一经接收信号强度值。

用于经接收信号强度指示的自动增益控制

技术领域

[0001] 本发明的标的物大体上涉及确定磁场的经接收信号强度。

背景技术

[0002] 强制电磁场或纯磁场的经接收信号强度指示器 (RSSI) 可用于车辆接入或被动门禁激活 (PEG) 系统中以确定定位于所述车辆中的发射器与定位于钥匙圈中的接收系统之间的距离。所述RSSI可通过测量由天线或线圈从电磁场或纯磁场变换的连续波形 (CW) 信号的电压而确定。如果CW信号被失真而损坏,那么CW信号的恒定包络线开始变化,导致不准确RSSI信息及不准确距离测量。

发明内容

[0003] 在一些实施方案中,一种自动增益控制 (AGC) 电路包括:预分压器电路,其可操作以根据预分压器电路设置而预划分输入信号并输出经预划分信号;预放大器,其可操作以预放大所述经预划分信号并输出经预放大信号;后分压器电路,其可操作以根据后分压器电路设置而后划分所述经预放大信号;模/数转换器 (ADC),其可操作以从所述经后划分信号产生数字数据流;及逻辑,其可操作以:取样所述数字数据流;基于所述经取样数据流而确定预分压器电路设置及后分压器电路设置;基于所述经确定设置而设置所述预分压器电路及所述后分压器电路;及基于所述预分压器电路设置及所述后分压器电路设置而产生经接收信号强度值。

[0004] 在一些实施方案中,一种由自动增益控制 (AGC) 电路执行的AGC的方法包括:根据预分压器电路设置由预分压器电路预划分输入信号,并输出经预划分信号;由预放大器预放大所述经预划分信号,并输出经预放大信号;根据后分压器电路设置由后分压器电路后划分所述经预放大信号;由模/数转换器 (ADC) 从所述经后划分信号产生数字数据流;取样所述数字数据流;基于所述经取样数据流而确定预分压器电路设置及后分压器电路设置;基于所述经确定设置而设置所述预分压器电路及所述后分压器电路;及基于所述预分压器电路设置及所述后分压器电路设置而产生经接收信号强度值。

附图说明

[0005] 图1是根据实施例的RSSI的实例AGC电路的框图。

[0006] 图2是根据实施例的实例预分压器电路的示意图。

[0007] 图3是根据实施例的实例预放大器电路的示意图。

[0008] 图4是根据实施例的实例后分压器电路的示意图。

[0009] 图5是根据实施例的实例后放大器的示意图。

[0010] 图6是根据实施例的实例分程模/数转换器 (ADC) 的示意图。

[0011] 图7说明根据实施例的以自动偏移补偿模式操作的图6的分程ADC的实例波形。

[0012] 图8及9说明根据实施例的自动偏移补偿过程后的图6的分程ADC的实例操作模式。

- [0013] 图10到11说明根据实施例的实例零比较器。
- [0014] 图12到20说明根据实施例的实例数字控制电路。
- [0015] 图21到26说明根据实施例的AGC电路性能。
- [0016] 图27是根据实施例的由AGC电路执行的实例过程的流程图。

具体实施方式

[0017] 实例系统

[0018] 图1是根据实施例的经接收RSSI的实例数字AGC电路100的框图。AGC电路100允许CW输入信号(AX_P、AX_N)的包络线的快速跟踪。AGC电路100可以单端式配置或对称配置实施。在所展示的实施例中,AGC电路100以对称配置实施,且AX_P、AX_N分别是正(P)对称CW输入信号及负(N)对称CW输入信号。在以下图式中,仅展示电路的P侧。对于对称配置,N侧通过镜像接地线处的正侧电路而互补。AGC电路100是针对单个RSSI AGC通道X。在实施例中,CW输入信号由换能器108(例如,其可为天线或线圈)从电磁场或纯磁场变换。

[0019] 在实施例中,AGC电路100包含预分压器电路101、预放大器102、后分压器电路103、后放大器104、零比较器105、分程ADC 106及RSSI通道逻辑107。将在以下描述中详细描述这些组件中的每一者。

[0020] AGC电路100提供优于用于产生RSSI值的其它系统及方法的若干优点,其包括但不限于:i) 将分压器及放大器分区成一连串预分压器、预放大器、后分压器及后放大器以改进CNR及INL,因此,改进测量准确性;ii) 预分压器分接头不变直到CW输入信号达到经定义电平,所以在CW输入信号增加时归因于预分压器衰减的噪声不增加;iii) 对于低CW输入信号,预分压器电路包含旁通设置,使得低CW输入信号在经受由后分压器电路进行的进一步电压划分前经放大;iv) 预分压器电路在线圈处直接操作且具有高阻抗,这是因为其用由寄生电容负载的低数目个分接头进行操作;v) 较高自由度以调整低噪声且高线性的电路参数;vi) 反馈路径中的分程ADC,而非基于比较器的反馈,其提供快速包络线跟踪(快速测量更新速率)以允许在相同测量周期中更多测量值的平均化,从而导致更好准确性;vii) 允许经振幅调制信号的捕获;及viii) 稳定时间持续时间较短且经更好定义。

[0021] 实例预分压器电路

[0022] 图2是根据实施例的实例预分压器电路101的示意图。预分压器电路101以单端式配置或对称配置使用电阻性分压器使强CW输入信号衰减。为了清楚地论述,在图2中仅展示用于处理AX_P<pre_div_in_p>的正侧。预分压器电路101包含电阻性分压器200,其包括经串联耦合以提供4个分接点的数个电阻性元件,4个分接点由开关选择性地耦合到多路复用器(MUX) 203的输出。在其它实施例中,电容式分压器或电阻性/电容式梯形网络可用于划分低频CW输入信号,且PI或TEE衰减器可用于划分高频CW输入信号。

[0023] MUX 203包含一系列开关及取决于经解码设置(pre_div)激活一个分接点的解码器(未展示)。在实施例中,pre_div是由图1中的RSSI通道逻辑107提供的控制字(pre_div<1:0>)。MUX 203还包含用于使弱CW输入信号的划分旁通的旁通开关。MUX 203的输出(pre_div_out_p)是经划分AX_P,或如果预分压器电路101经配置于旁通模式中,那么所述输出是未经划分AX_P。尽管将电阻性分压器200展示为包含4个分接点,但任何所要数目个分接点可通过使用适当数目个电阻性元件及相应地设置pre_div的大小而用于电阻性分压器200

中。在一些实施方案中,衰减范围由方程式[1]给出:

$$[0024] \quad \alpha_{prediv_range} = \frac{V_{pre_div_out}}{V_{pre_div_in}} \quad [1]$$

[0025] 实例预放大器

[0026] 图3是根据实施例的实例预放大器102的示意图。预放大器102是可以单端式配置或对称配置实施的低噪声、高线性增益放大器。预放大器102可包含具有固定增益的一或多个级。预放大器102的输入阻抗可经匹配到天线阻抗以减小噪声。在实施例中,预放大器102可包含运算放大器300及电容器301a、301b,电容器301a、301b耦合到运算放大器300的输出以在预放大器102(例如,由后分压器103)以电阻方式负载时提供DC解除耦合。对于高频信号,预放大器300可由频率转换电路取代。预放大器增益由方程式[2]给出:

$$[0027] \quad Gain_{pre_amp} = \frac{V_{pre_amp_out}}{V_{pre_amp_in}} \quad [2]$$

[0028] 实例后分压器电路

[0029] 图4是根据实施例的实例后分压器电路103的示意图。后分压器电路103可以单端式配置或对称配置实施。图400仅展示P侧电路。出于测量目的,后分压器电路103使用电阻性分压器400使预放大器300的输出衰减。电阻性分压器400包含经串联耦合以提供256个分接点的数个电阻性元件,256个分接点由开关选择性地耦合到多路复用器(MUX)402的输出。后分压器103中的解码器(未展示)取决于设置post_div激活一个分接点。在实施例中,post_div可为由RSSI通道逻辑107提供的控制字(post_div<7:0>)。后分压器电路103还包含用于使弱CW输入信号旁通的旁通开关。在其它实施例中,电容式分压器、电阻性/电容式梯形网络可用于划分低频CW输入信号,且PI或TEE衰减器可用于划分高频CW输入信号。尽管将电阻性分压器400展示为包含256个分接头,但任何所要数目个分接头可通过使用适当数目个电阻性元件及相应地设置选择信号的大小而用于电阻性分压器200中。

[0030] 在实施例中,后分压器比 α_{post_div} 可通过取后分压器输入电压($V_{post_div_in}$)与后分压器输出电压($V_{post_div_out_p}$)的比的对数而确定,其中后分压器比 α_{post_div} 由以下给出:

$$[0031] \quad \alpha_{post_div} = \frac{V_{post_div_out}}{V_{post_div_in}} = B^{-post_div} \quad [3]$$

$$[0032] \quad post_div = \log_B \left(\frac{V_{post_div_in}}{V_{post_div_out}} \right) \quad [4]$$

[0033] 其中底数B确定测量分辨率(例如,B=1.02345)。在另一实施例中,另一后分压器比可用于实现不同测量分辨率(例如,立方根)。

[0034] 实例后放大器电路

[0035] 图5是根据实施例的实例后放大器104的示意图。后放大器104是可以单端式配置或对称配置实施的低噪声、高线性增益放大器。后放大器104可包含具有固定增益的一或多个级。后放大器104的输入阻抗可经匹配到后分压器阻抗以减小噪声。在实施例中,后放大器104可包含运算放大器500,其具有耦合到带通滤波器501以限制用于实现低总均方根(RMS)噪声的带宽的输出。带通滤波器501可经配置以展现低群延迟以允许AGC环路的快速操作。带通滤波器501可定位于其自身框中或由电阻性电容式(RC)负载(低通)及电容式串联反馈(高通)分布到增益级中。后放大器增益由方程式[5]给出:

$$[0036] \quad Gain_{post_amp} = \frac{V_{post_amp_out}}{V_{post_amp_in}} \quad [5]$$

[0037] 实例分程ADC及零比较器电路

[0038] 图6是根据实施例的实例分程模/数转换器(ADC)106的示意图。在所展示的实施例中,ADC 106是具有自动偏移补偿的5位快闪ADC。在另一实施例中,可使用连续逼近(SAR)ADC。在所展示的实施例中,ADC 106以单极配置操作以通过减小组件(例如,比较器)的数目来减小芯片大小。在另一实施例中,可使用双极配置。在所展示的实施例中,ADC 106是DC耦合到前导后放大器104。在另一实施例中,ADC 106及后放大器104可为DC解除耦合的。

[0039] 参考图6,ADC 106包含参考电压级601及比较器级602。参考电压级601为比较器级602中的比较器603_0到603_n(例如,n=31)产生参考电压(Vref_0到Vref_n)。在图6的实例实施例中,存在n+1个比较器,且仅展示比较器603_0及比较器603_n。参考电压级601包含运算放大器604,其具有耦合到DC参考(dc_ref)的非反相输入及耦合到跨电阻器605(RDC)发生的偏移电压(VDC)的反相输入。运算放大器604的电压输出操纵作用于电阻性梯606的电压受控电流源610,电阻性梯606包含用于产生参考电压的电阻性元件R0到Rn(例如,R0到R31)及用于产生受控于反馈环路中的偏移电压VDC的电阻器605。

[0040] 比较器603_0到603_n中的每一者的第一输入由对应串联开关607_0到607_n耦合到ADC输入(adc_in_n)。每一比较器603_0到603_n的第二输入耦合到电阻性梯606的分接点。串联开关607_0到607_n由通过RSSI通道逻辑107产生的偏移补偿启用信号(offset_comp_enable)控制。并联开关608_0到608_n将比较器603_0到603_n的输入耦合在一起,导致偏移电压出现于比较器603_0到603_n的输出处。比较器603_0到603_n的输出是输入到偏移补偿逻辑609中的经补偿RSSI值(comp_rssi_0到comp_rssi_n)。

[0041] 在实施例中,偏移补偿逻辑609包含用于基于从比较器603_0到603_n的输出接收的经补偿RSSI值(comp_rssi_0到comp_rssi_n)为比较器603_0到603_n产生偏移校准信号(offset_cal_0到offset_cal_n)的电路。例如,在偏移补偿模式期间,断开串联开关607_0到607_n以使比较器603_0到603_n从ADC输入(adc_in_n)断接,且闭合并联开关608_0到608_n以将比较器603_0到603_n的输入短接在一起。这致使电压偏移出现于比较器603_0到603_n的输出处。电压偏移输入到偏移补偿逻辑609,其包含用于基于电压偏移产生并提供偏移校准值(offset_cal_0到offset_cal_n)的电路。所述偏移校准值用以补偿所述偏移电压。当偏移补偿完成时,偏移补偿逻辑609产生偏移补偿准备信号(offset_comp_ready),其发送到如图1中所展示的RSSI通道逻辑107。偏移补偿逻辑609耦合到由RSSI通道逻辑107产生的偏移补偿时钟(offset_comp_clk)。

[0042] 图7说明根据实施例的与自动偏移补偿模式有关的实例波形。在可开始任何测量前,通过由串联开关607_0到606_n从adc_in_n停用比较器603_0到603_n的输入并由并联合关608_0到608_n经由信号offset_comp_enable将每一比较器603_0到603_n的输入连接到Vref_x而实施偏移补偿。比较器603_0到603_n中的每一者具有通过经由信号offset_cal_x <n:0>强制不平衡而在特定范围(例如,+/-40mV)内编程其输入之间的人工偏移电压的能力。人工偏移电压的步阶宽度经二元加权(例如,40mV、20mV、10mV、5mV、2.5mV及1.25mV)。偏移补偿逻辑609使用由信号offset_comp_enable激活的连续逼近过程控制补偿过程流程。对于每一比较器603_0到603_n,最大步阶是用信号offset_comp_clk的第一下降边缘(例

如,经由offset_cal_x<5>)而激活。如果比较器输出保持逻辑高,那么第二下降边缘offset_cal_x<5>保持为高,否则第二下降边缘offset_cal_x<5>经设置回到逻辑低,且offset_cal_x<5>的状态经锁存直到offset_comp_ready经清除。此偏移补偿过程针对下一较小offset_cal_x位以循序方式重复。如果所有offset_cal_x位经处理,那么信号旗标offset_comp_ready经设置。

[0043] 图8及9说明根据实施例的偏移补偿过程后的图6的分程ADC 106的实例操作模式。在操作模式中,在偏移补偿过程已完成,经短接并联开关608_0到608_n断开且串联开关607_0到607_n闭合。其中输入信号adc_in_n的振幅超过参考电压Vref_0到Vref_n的所有比较器603_0到603_n经设置到逻辑高。在实施例中,比较器输出信号comp_rssi<n:0>是与adc_in_n的瞬时振幅值有关的温度计码的量化数据流(仅量化)。温度计码的取样在RSSI通道逻辑107中执行。

[0044] 参考电压级601包含馈送电阻性梯606的电压受控电流源609及操作于反馈环路中的运算放大器604。跨最低电阻器R0的Vdc经感测,且与经由信号输入dc_ref由后放大器104提供的Vdc_ref作比较。两个电势之间的电压差以一种方式控制电流源610,使得在稳定时间后,操作电流将跨电阻器Rdc产生电压降,其中Vdc=Vdc_ref。参考电压Vref_x是基于此操作电流及不同分接点的分压器比。所述分压器比经选定以匹配到后分压器比(例如,对数类型)。在此实施例中,在Vref_15处使用5位分程ADC 106,AGC环路操作于其平衡状态,其中无后分压器校正发生:

$$[0045] \quad V_{ac} = V_{ac.eq} = V_{ref.15} - V_{dc.ref} \quad [6]$$

[0046] 分压器比从CW输入信号的相对变化导出:

$$[0047] \quad \Delta V_{ac.rel_x} = \frac{V_{ref.x} - V_{ref.15}}{V_{ac.eq}} = B^{post.div.corr_x}, \quad [7]$$

[0048] 其中底数B是针对后分压器电路103选定的值(例如,B=1.02345)。

[0049] 对于超过AGC环路平衡的AC电压,如果Vac出于准确性原因接近平衡那么后分压器校正经线性步进,且出于速度原因经非线性步进。参考图8及9,实例后分压器校正字由方程式[8]给出:

$$[0050] \quad post_div_corr_x = \begin{cases} -24 & x = 0 \\ -18 & x = 1 \\ \pm(x - 15) & for \ 2 \leq x \leq 29 \\ 18 & x = 30 \\ 24 & x = 31, \end{cases} \quad [8]$$

[0051] 其中在此实例中,x=15是平衡状态。

[0052] 后分压器校正字(post_div_corr)在RSSI通道逻辑107中基于从分程ADC 106递送的信号comp_rssi<31:0>(假定32个比较器)而计算,且在本文引入了后分压器校正字以使AGC电路100的整体功能性更清楚。

[0053] 图10说明根据实施例的实例零比较器105。零比较器105平行于分程ADC比较器603_0到603_n,在可开始任何测量前进行偏移补偿(未展示)。在操作期间,后放大器104的对称AC输出信号连接到零比较器105的P输入及N输入,如图1中所展示。输出信号comp_zero的正边缘表示在其输入处的对称AC信号的零相位,如图11中所展示。

[0054] 实例RSSI通道逻辑电路

[0055] 再次参考图1, RSSI通道逻辑107实现AGC电路100内的若干功能。RSSI通道逻辑107通过取样从分程ADC 106递送的量化数据流 $comp_rssi\langle n:0 \rangle$ 并找出其中的峰值而执行峰值检测。RSSI通道逻辑107取决于经检测峰值控制预分压器电路101及后分压器电路103的设置。RSSI通道逻辑107计算RSSI结果字 $rssi\langle k:0 \rangle$, 及使RSSI结果字流到结果寄存器或进一步计算单元(例如, 平均化单元)。RSSI通道逻辑107提供从主时钟 $rssi_clk$ 导出的时钟(例如, $offset_comp_clk$)。RSSI通道逻辑107包含状态机, 其用于控制整体测量流程, 提供校正过程并处置到主状态机的通信。

[0056] 图12及13说明根据实施例的由图1的RSSI通道逻辑107执行的实例峰值检测。RSSI通道逻辑107取样经量化数据流 $comp_rssi$ 并找出其中的峰值。应注意, 为使峰值检测过程更清楚, 图12及13展示关于 adc_in_n 的连续正弦波, 而非关于取样实际发生的ADC 106的输出处的 $comp_rssi$ 的量化数据流。在图12及13中由 $comp_zero$ 的正边缘指示 adc_in_n 处的连续正弦波的 0° 。可通过对 $rssi_clk$ 的时钟边缘进行计数确定 adc_in_n 处的正弦波的其他相位。例如, 具有125kHz正弦波及6MHz时钟, $rssi_clk$ 的第13个负边缘及第19个负边缘对应于时间点 90° 及 135° 。在最大保持模式(MHM)中, 执行包络线或非相干检测。从 $rssi_clk$ 的每一负边缘处的 0° 开始直到 135° , 将锁存展示逻辑高的 $comp_rssi$ 的最高位。所获得的最后样本指示峰值。在最大样本模式(MSM)中, 执行准相干检测。在 90° 处, 将获得 $comp_rssi$ 的样本, 且具有逻辑高的最高位指示峰值。如果计算延迟及模拟稳定(群延迟) $< 270^\circ$ (MSM)/ 225° (MHM), 那么两个模式允许分压器在正弦波的一个周期内变化。

[0057] 经检测峰值将根据方程式[8]转换成后分压器校正值($post_div_corr$)且从样本测量到样本测量加总在一起以评估调整后分压器103的 $post_div$ 字:

$$[0058] \quad post_div_i = \sum_i post_div_corr_i \quad [9]$$

[0059] 其中 i 是样本测量的数目且初始条件 $post_div_corr_0 = 0$ 。

[0060] 图14到17说明根据实施例的由图1的RSSI通道逻辑执行的分压器控制的实例静态操作。具有处于平衡的对数AGC环路, 使用方程式[1]到[3]及[5], 可求解 V_{in} 到 V_{ac_eq} 的传递函数, 并重排序取决于预分压器101的范围设置的 $post_div$ 值:

$$[0061] \quad post_div_{range} = \log_B \left(\frac{V_{in} \cdot a_{pre_div_range} \cdot Gain_{pre_amp} \cdot Gain_{post_amp}}{V_{ac_eq}} \right) \quad [10]$$

[0062] 其中 $0 \leq post_div_{range} \leq 255$, 且 $0 \leq \text{范围} \leq 3$ 。

[0063] 具有定义为最小可检测电压的灵敏度, 方程式[11]给出:

$$[0064] \quad V_{sens} = \frac{V_{ac_eq}}{Gain_{pre_amp} \cdot Gain_{post_amp}} \quad [11]$$

[0065] 具有表达为后分压器值的移位的预分压器比, 方程式[12]给出:

$$[0066] \quad pre_div_{range} = \log_B \left(\frac{1}{a_{pre_div_range}} \right) \quad [12]$$

[0067] 或表达为从一个范围到下一范围的相对移位, 方程式[13]给出:

$$[0068] \quad pre_div_{range} = pre_div_{0,1} + \dots + pre_div_{(range-1),range} \quad [13]$$

[0069] 归因于针对特定 V_{in} 值的后分压器曲线重叠, 校准过程能够通过测量 $post_div$ 值同

时使 V_{in} 保持恒定并连续地迫使范围设置到范围及(范围-1)找出最初未知预分压器比,如图15中所展示:

$$[0070] \quad pre_div_{(range-1),range} = post_div_{range} - post_div_{(range-1)} \quad [14]$$

[0071] 尽管通过此校准过程使物理预分压器比保持不变,但对于从 $post_div$ 及经校准 pre_div 字计算准确RSSI字是有用的,如下文进一步详细描述。

[0072] 归因于后分压器曲线重叠,在从(范围-1)变化到实际范围时还存在特定灵活性,且可用于对后分压器曲线的最准确部分进行操作。对于小 $post_div$ 值(<100),通过电阻性分压器的强噪声影响发生。为了防止归因于预分压器切换的失真,范围仅可在短跟踪周期(AGC的初始稳定)期间且在 V_{in} 变化的上升方向上变化,此后,后分压器可作用于由范围设置定义的曲线。在图16中,当 $post_div$ 值超过207时为在范围1中实现平衡, pre_div 变化达1个步阶,因此使 $post_div$ 减少89个步阶。在AGC稳定后, $post_div$ 作用于固定曲线,其给出向上48个步阶及向下118个步阶的净空以用于在捕获相位期间的任何 V_{in} 变化。RSSI值从 $post_div$ 、范围及 pre_div 根据方程式[15]计算:

$$[0073] \quad rssi = \begin{cases} post_div & \text{范围} = 0 \\ post_div + \sum_{i=1}^{range} pre_div_{(i-1),i} & \text{范围} > 0. \end{cases} \quad [15]$$

[0074] 图18到19说明根据实施例的由图1的RSSI通道逻辑107执行的分压器控制的实例动态操作。AGC原理专用于测量突发AC输入电压的包络线。在可编程跟踪时间($T_{tracking}$)期间,AGC电路试图遵循包络线的上升边缘,借此改变后分压器值,且据此改变范围设置到输入电压的瞬时峰值振幅。在任何范围变化已发生后,可编程等待时间(T_{range_delay})使分压器设置保持不变,使得AGC环路内的模拟电路在可执行任何新分压器设置前稳定。如果突发AC输入电压已变成稳定连续波信号(CW),瞬间RSSI值的捕获在可编程长度($T_{capture}$)内开始以供进一步处理(例如,平均化)。在捕获时间期间,跟踪相位的最后范围设置将保持恒定,且仅后分压器103工作以刷新RSSI值。

[0075] 图20说明根据实施例的由图1的RSSI通道逻辑107实施的实例状态机。利用信号 agc_enable ,AGC电路100将开始。在等待时间 $T1$ 后,为使模拟部件(例如,放大器、滤波器等)稳定,可经由信号 $offset_comp_enable$ 开始偏移补偿。针对偏移补偿将开始从 $rssi_clk$ 导出的时钟 $offset_comp_clk$ 。在等待时间 $T2$ 内,连续逼近过程经执行以补偿偏移,且其端由旗标 $offset_comp_ready$ 指示。在旗标 $offset_com_ready$ 经设置的情况下,可由信号 $measurement_enable$ 起始一或多个测量。如果AC电压突发在AGC输入处是作用中,那么AGC电路100在跟踪相位期间跟踪其包络线且在捕获相位期间获得所述包络线的样本。虽然两个分压器可在跟踪相位期间经调节,但后分压器103可在捕获相位期间经调节。信号 $comp_zero$ 在跟踪与捕获时间期间可用。

[0076] 性能

[0077] 图21到22说明根据实施例的AGC电路100的模拟性能。从输入到后放大器输出,模拟性能经确定为平衡中的闭合AGC环路的静态集成非线性(INL_static)及载波噪声比(CNR)。 INL_static 定义为经测量RSSI曲线与理想经计算RSSI曲线之间的偏差,其中噪声效应经排除:

$$[0078] \quad INL_static = rssi_{measured} - rssi_{calc} \quad [16]$$

[0079] ADC 106的输入处的CNR定义为:

$$[0080] \quad CNR = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{v_{eff_post_amp_out}(V_{in})}{V_{noise_rms_post_amp_out}(V_{in})} \right) \quad [17]$$

[0081] 在后放大器输出处具有有效AC电压及过频率带宽集成噪声电压密度。

[0082] INL_{static}的典型曲线展示RSSI步阶<0.5高达范围2且RSSI步阶<1高达范围3中的线性误差。CNR的典型曲线展示输入电平>600μV_{pp}的值≥25dB。

[0083] 图23到24说明根据实施例的AGC电路100的数字性能。对于在平衡中的闭合AGC环路,在CNR在分程ADC输入处变化而模拟RSSI值,且评估具有模拟部件的光谱噪声形状及平均化不同数目的中值(INL_{statistic})及方差(σ)。INL_{statistic}的典型曲线不展示对已使用的平均值的数目的相依性,但在低CNR值处取决于所使用的取样方法存在强影响。MHM模式展示用于从15dB开始减小CNR(类似于非相干检测已知)的强阈值效应。最大取样模式(MSM)展示在由强噪声波动驱动时归因于对数rssi曲线的非线性压缩发生的INL_{statistic}的弱得多的增加。σ的典型曲线展示其中增加CNR及增加已使用的平均值数目的改进,但几乎不存在由所使用的取样方法的影响。

[0084] 图25到26说明根据实施例的AGC电路100的测量准确性。通过以下计算整体准确性:

$$[0085] \quad INL_{static} + INL_{statistic} + factor_{confidence} \cdot \sigma. \quad [18]$$

[0086] 具有例如factor_{confidence}=2(用于商业测量系统的典型值),所有测量结果的95%是在如图25中所展示的边界内。典型曲线展示针对所有范围,256个平均值的准确度<2 RSSI步阶,且针对200μV_{pp}<V_{in}<1 V_{pp}的经减小输入范围256个平均值的准确度<1 RSSI步阶。具有1 RSSI步阶是B-1=2.345%,可替代地以%表达准确性,如在图26中所展示。测量准确性不会考虑到归因于温度或电压供应条件的V_{sens}的变化,此在其它地方进行论述。

[0087] 实例过程

[0088] 图27是根据实施例的由图1的数字自动增益控制电路(DAGC)执行的实例过程2700的流程图。过程2700可通过AGC电路100执行。在实施例中,过程2700通过预划分CW输入信号(2701)开始,如参考图2所描述。过程2700通过预放大信号(2702)继续,如参考图3所描述。过程2700通过后划分信号(2703)继续,如参考图4所描述。过程2700通过后放大信号(2704)继续,如参考图5所描述。过程2700通过从信号产生数字数据流(例如,量化数据流)(2705)继续,如参考图6所描述。过程2700通过取样数字数据流及至少基于经取样数字数据流及分压器设置而设置预分压器及后分压器(2706)继续。过程2700通过基于分压器设置及预分压器校正产生RSSI值(2707)继续。

[0089] 虽然此文件含有许多特定实施方案细节,但这些不应解释为对可主张的内容的范围的限制,而是应解释为可专用于特定实施例的特征的描述。在单独实施例的背景内容中,在此说明书中所描述的某些特征还可以组合实施于单个实施例中。反之,单个实施例的背景内容中所描述的各种特征还可单独或以任何合适子组合实施于多个实施例中。此外,尽管上文将特征描述为作用于某些组合中且甚至初始地如此主张,然在一些情况中,来自经主张组合的一或多个特征可从所述组合去除,且所主张的组合可为关于子组合或子组合的变化。

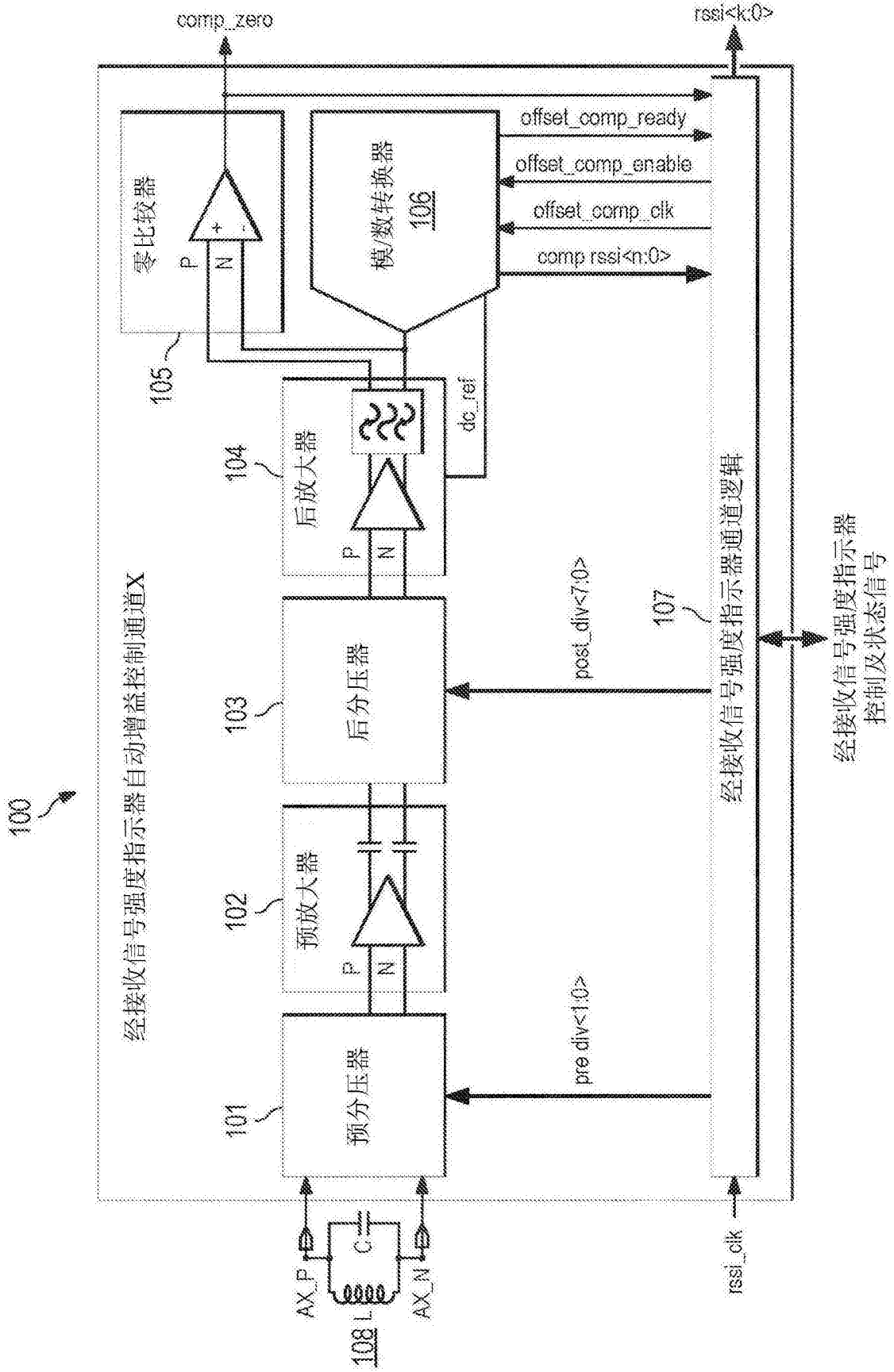


图1

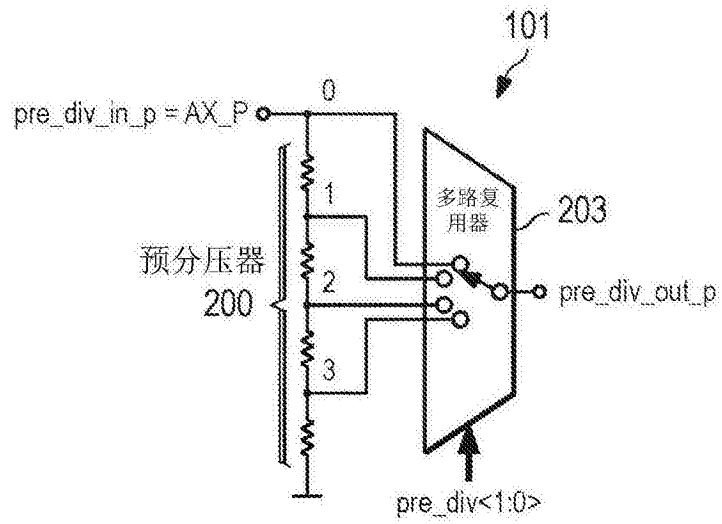


图2

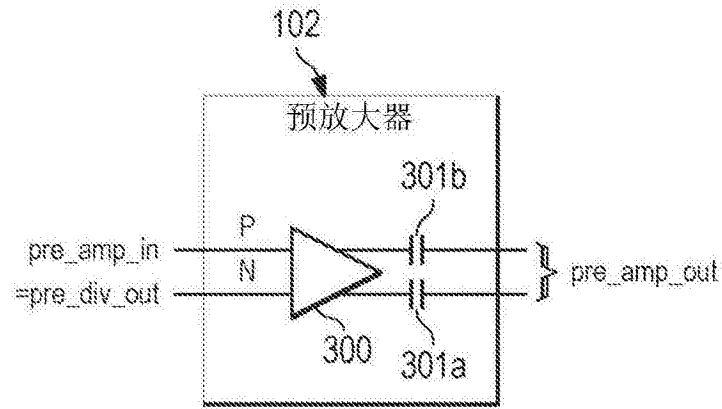


图3

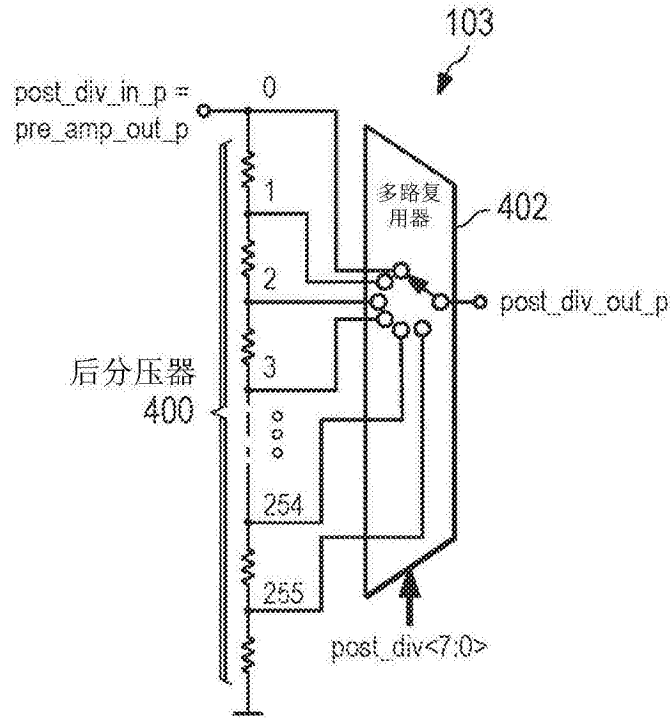


图4

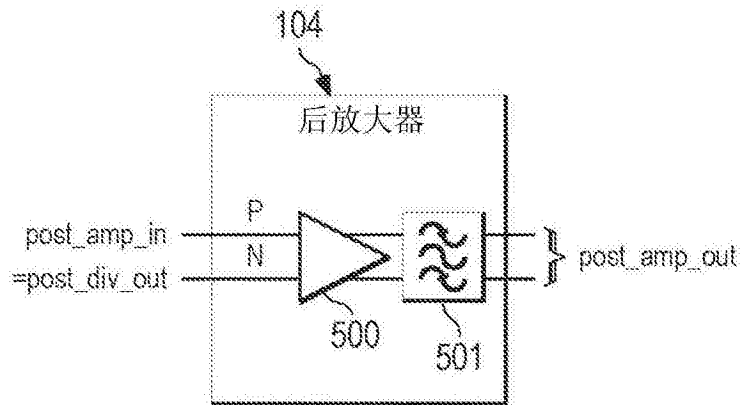


图5

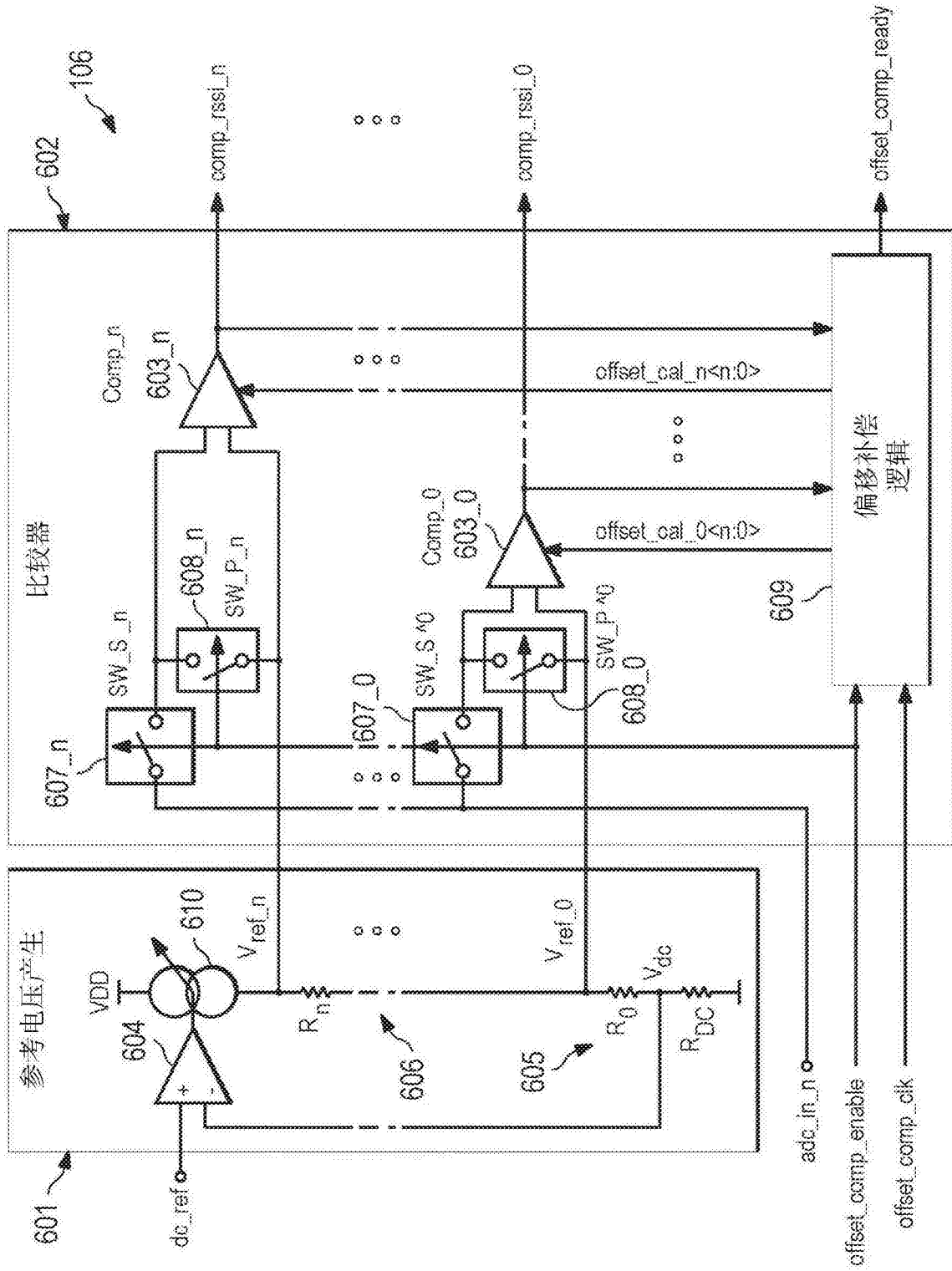


图6

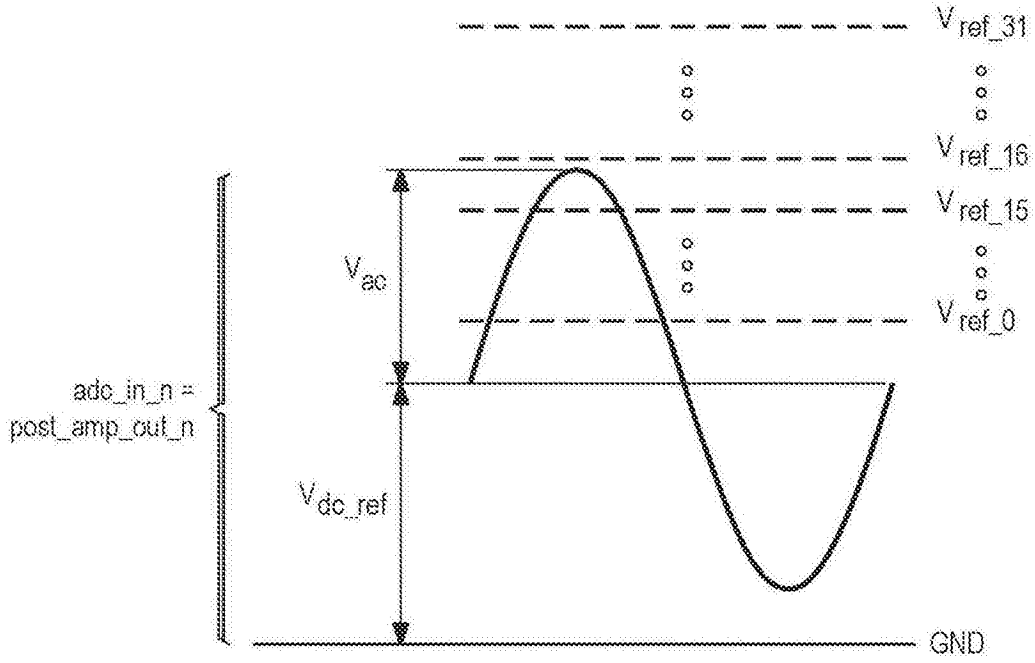


图8

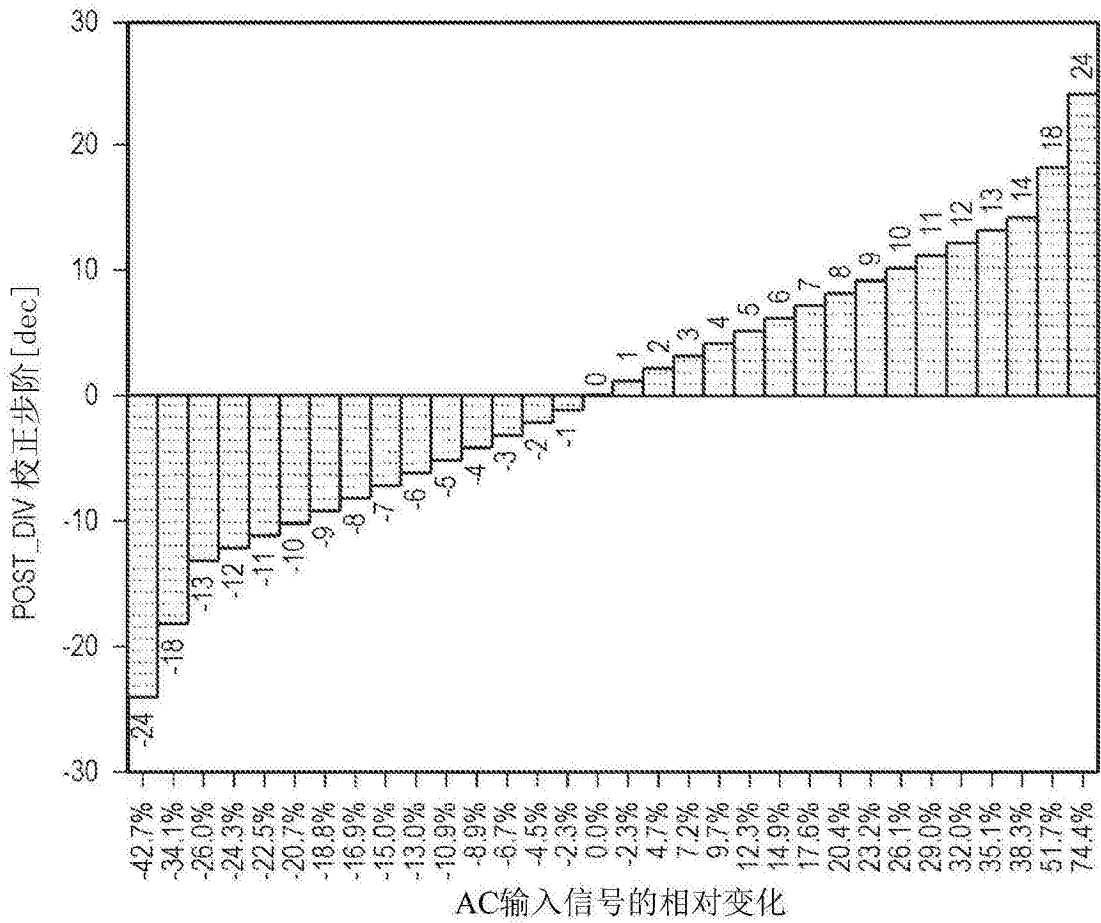


图9

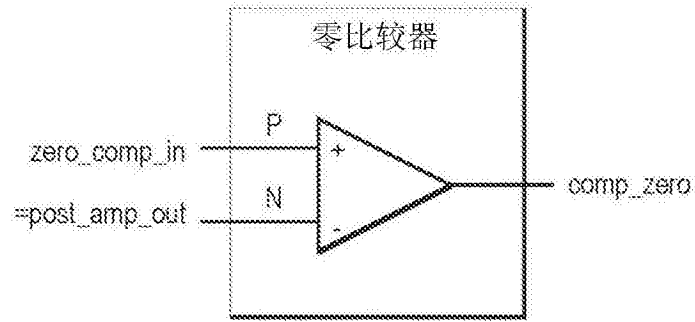


图10

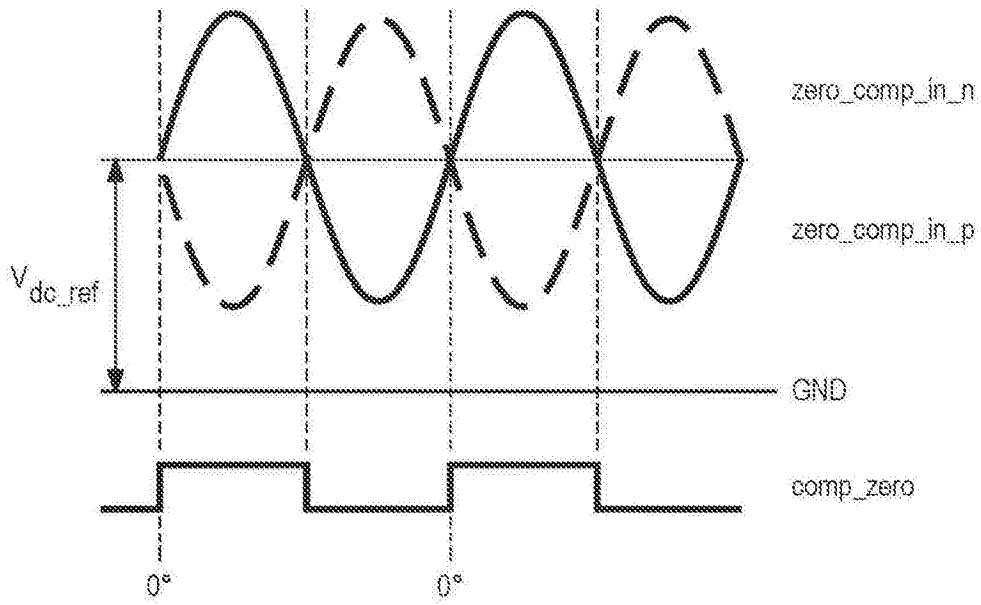


图11

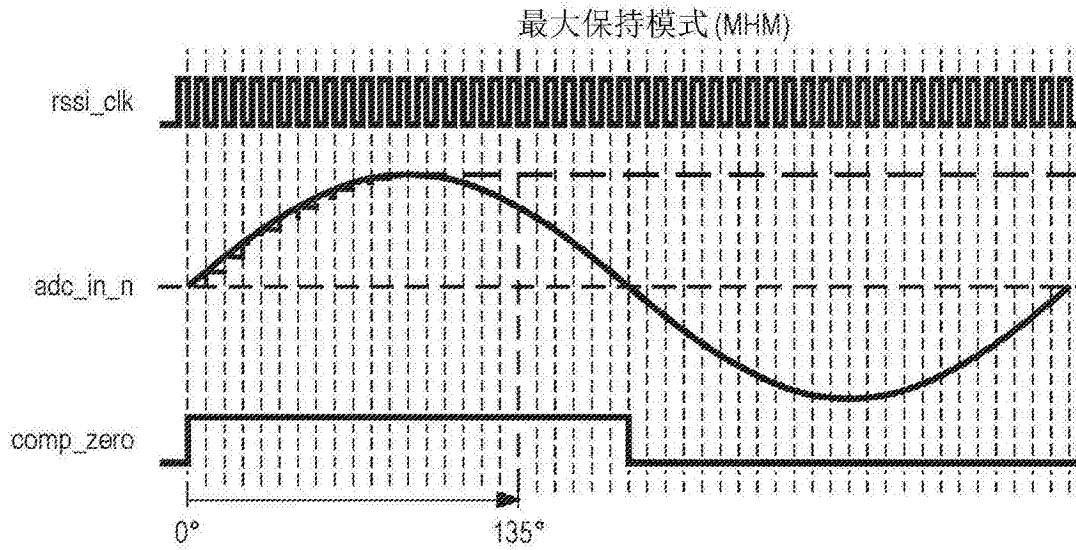


图12

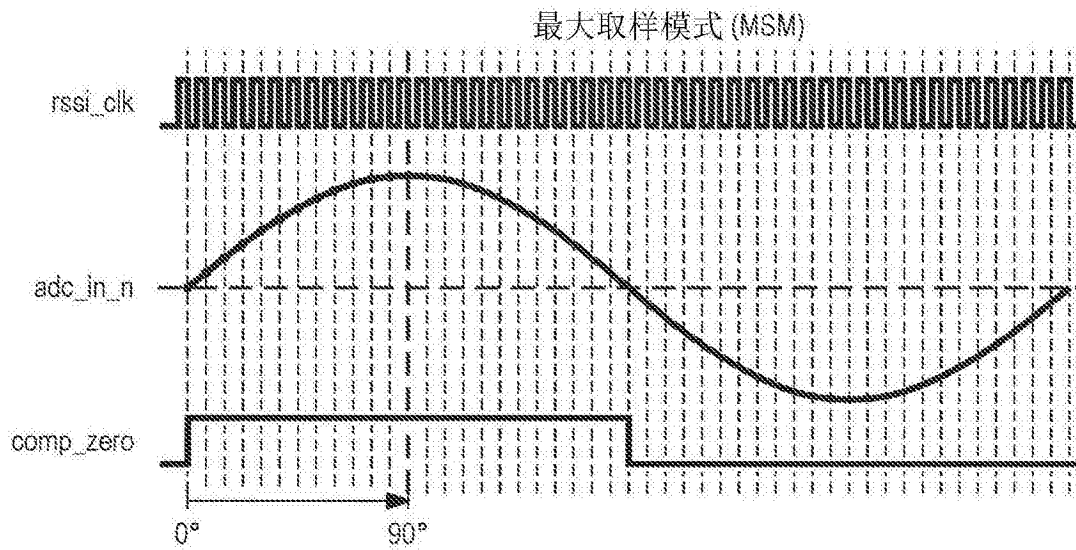


图13

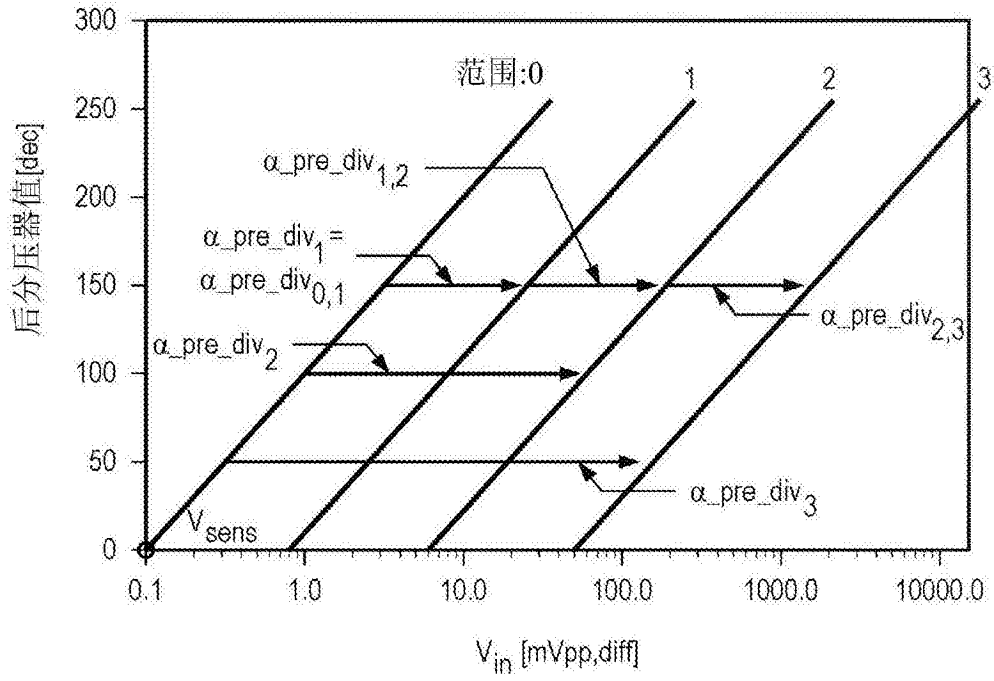


图14

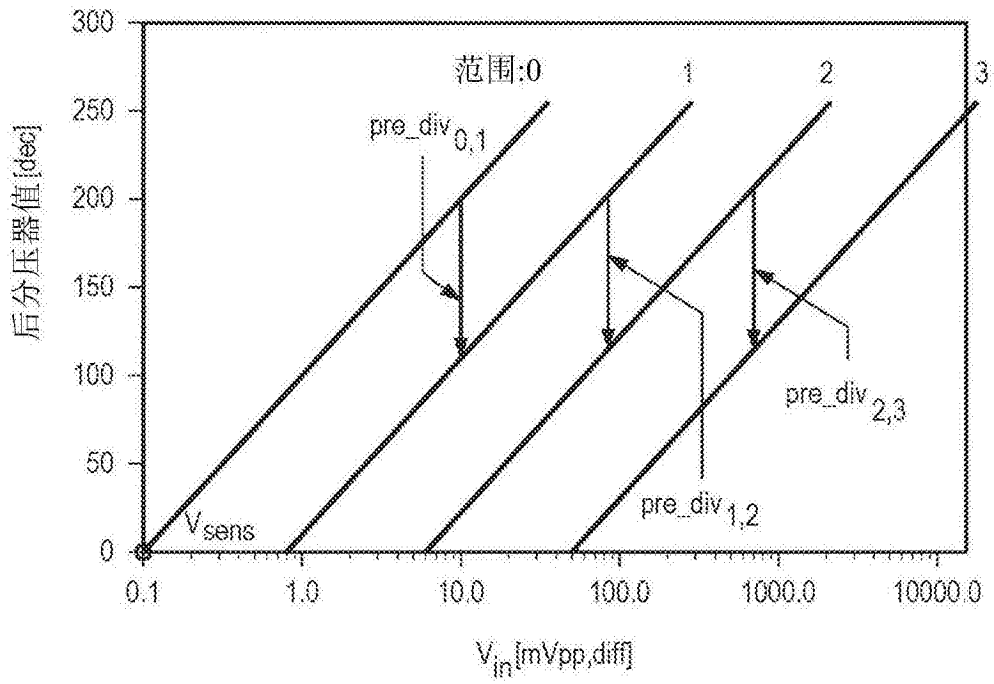


图15

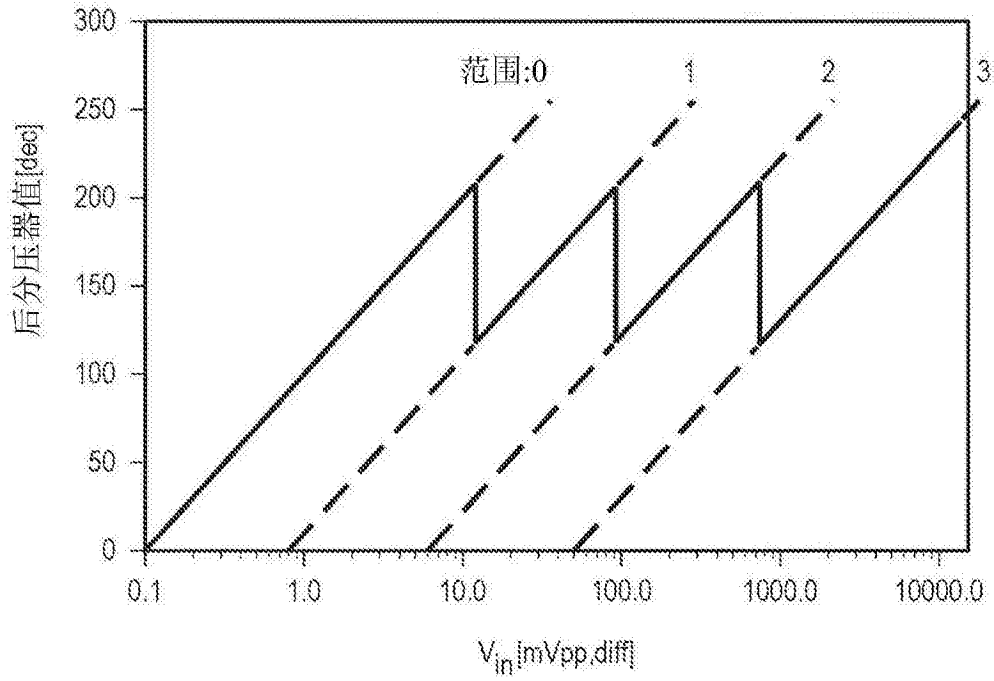


图16

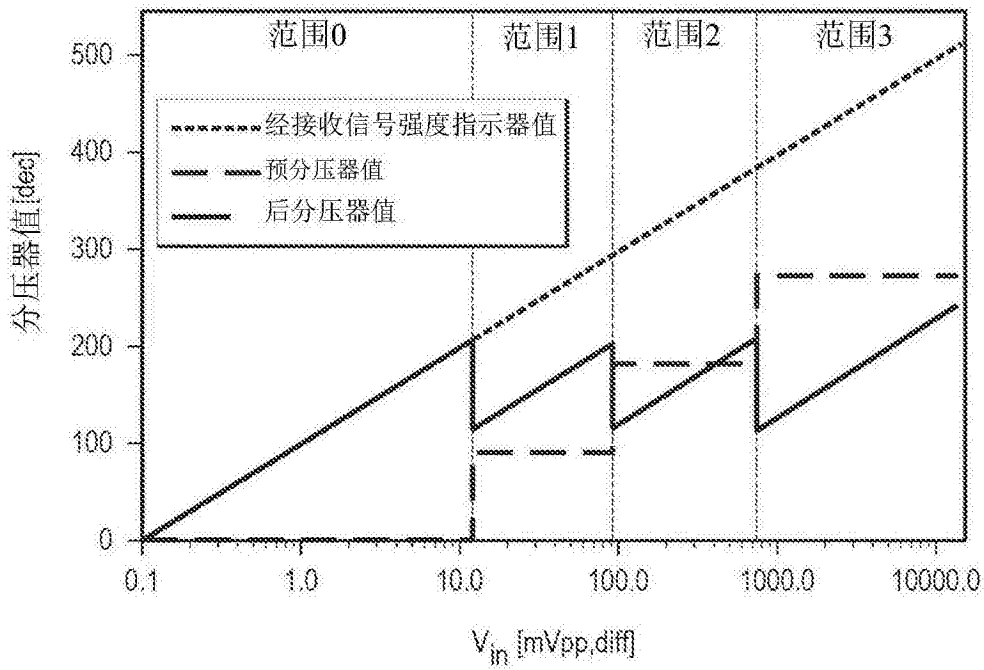


图17

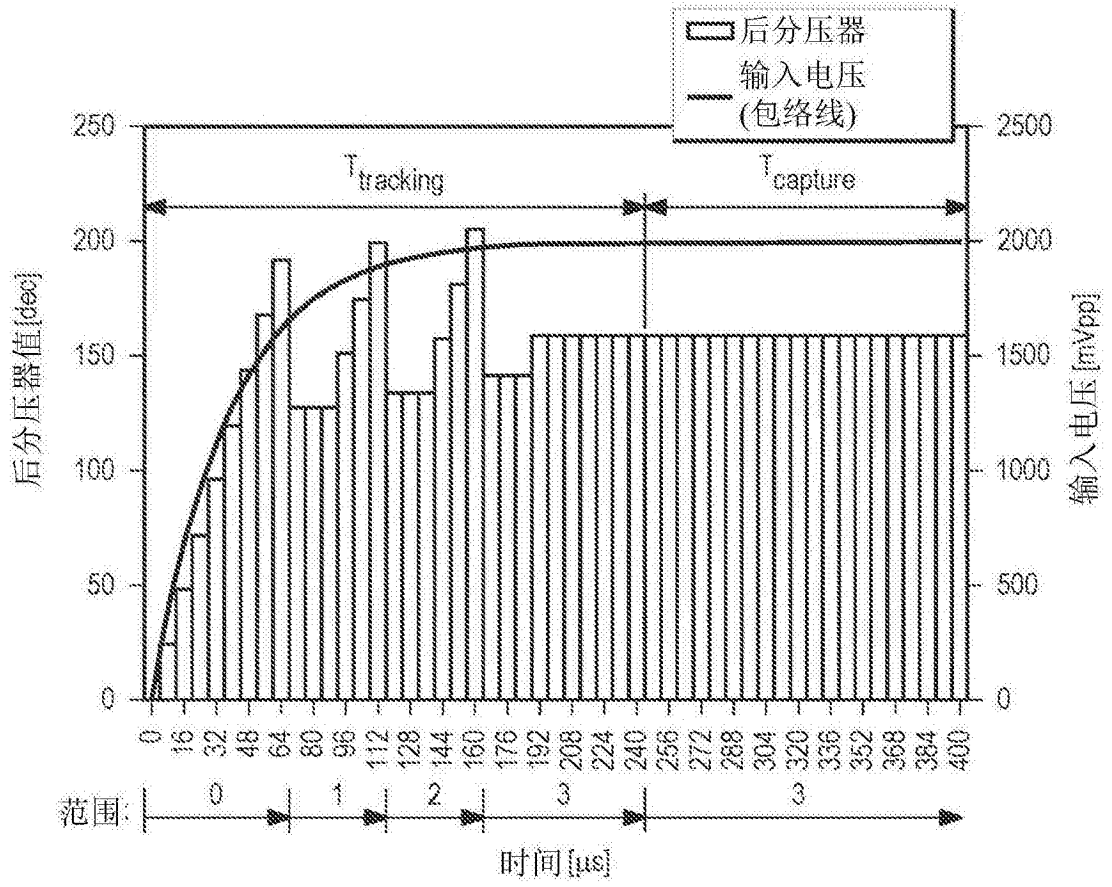


图18

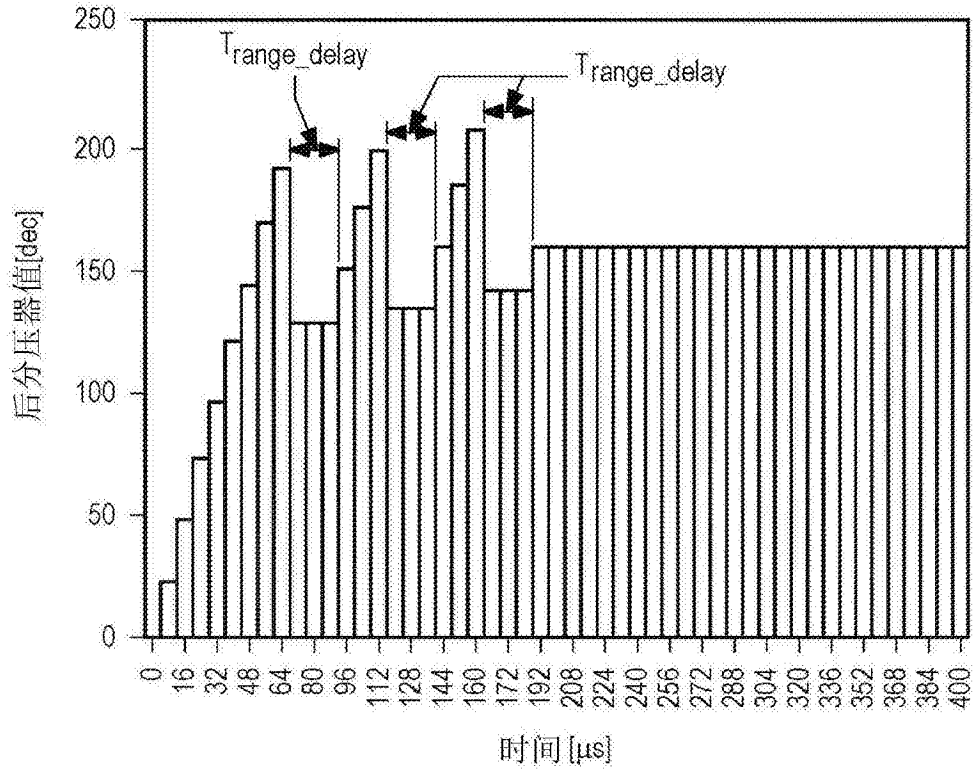


图19

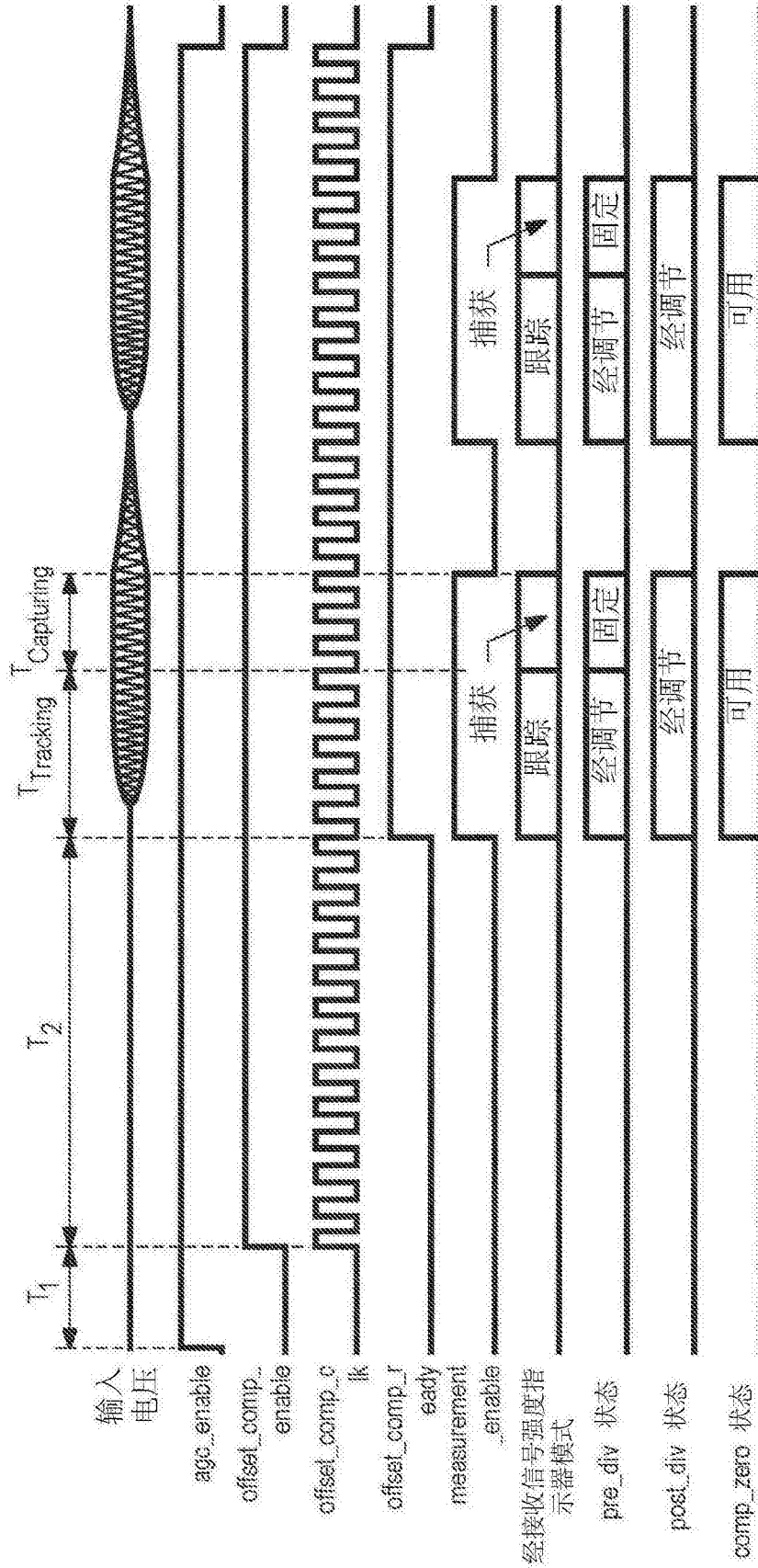


图 20

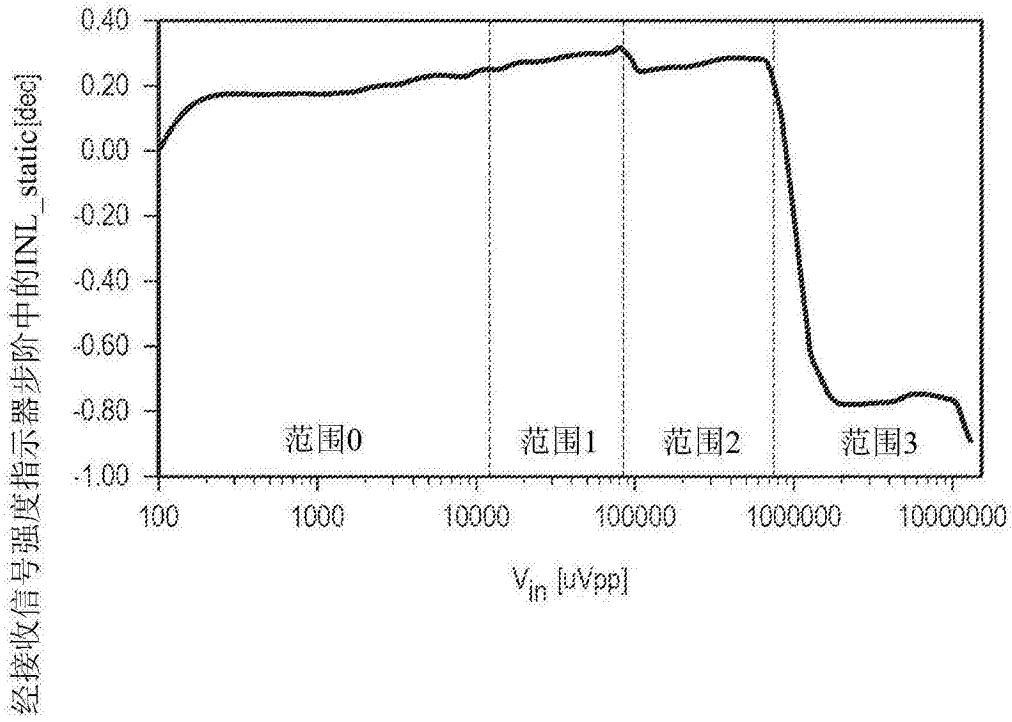


图21

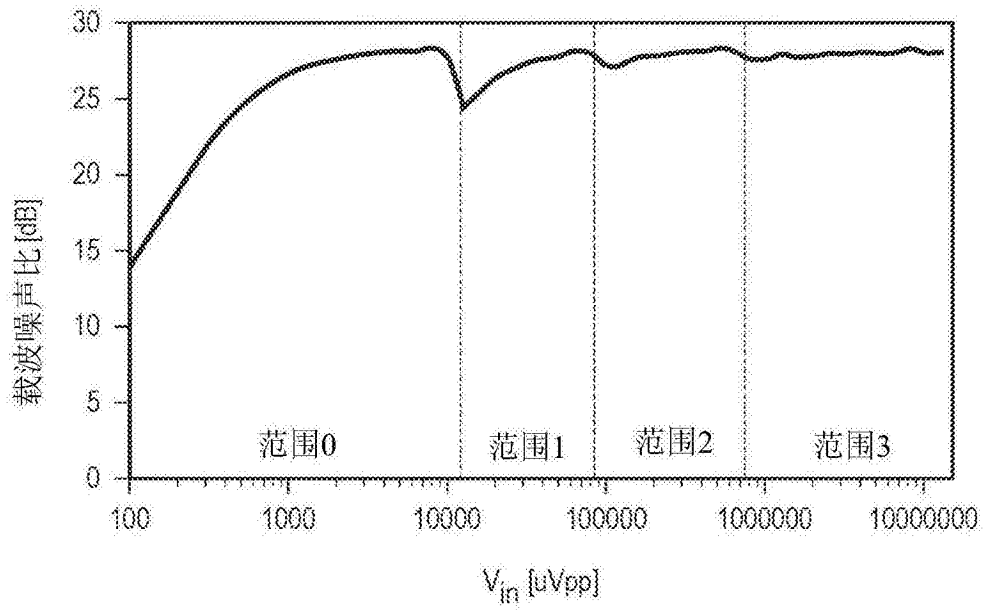


图22

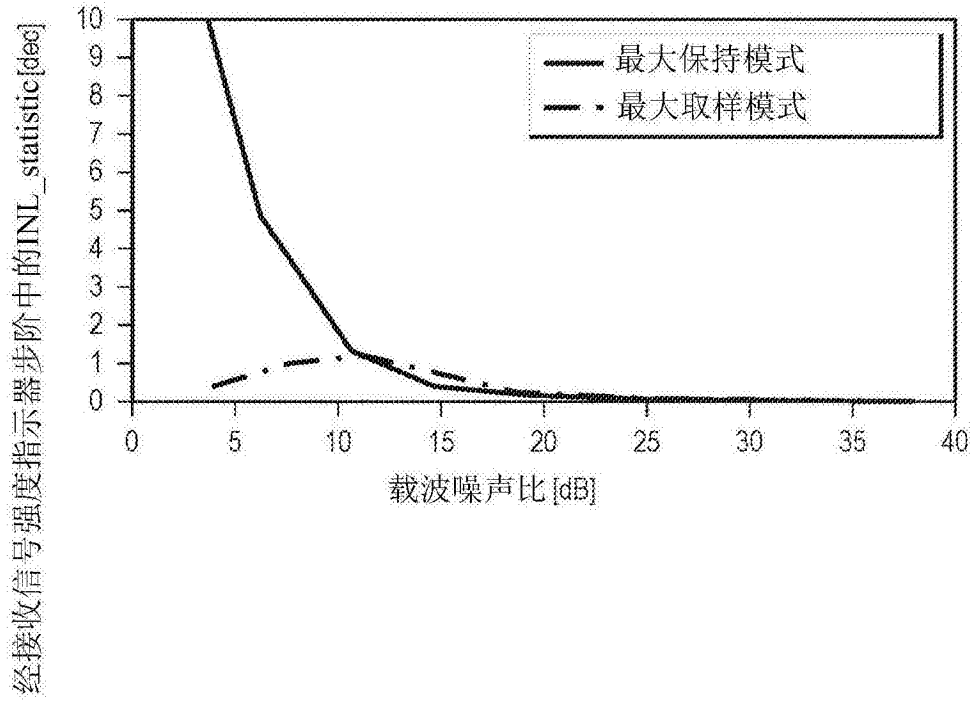


图23

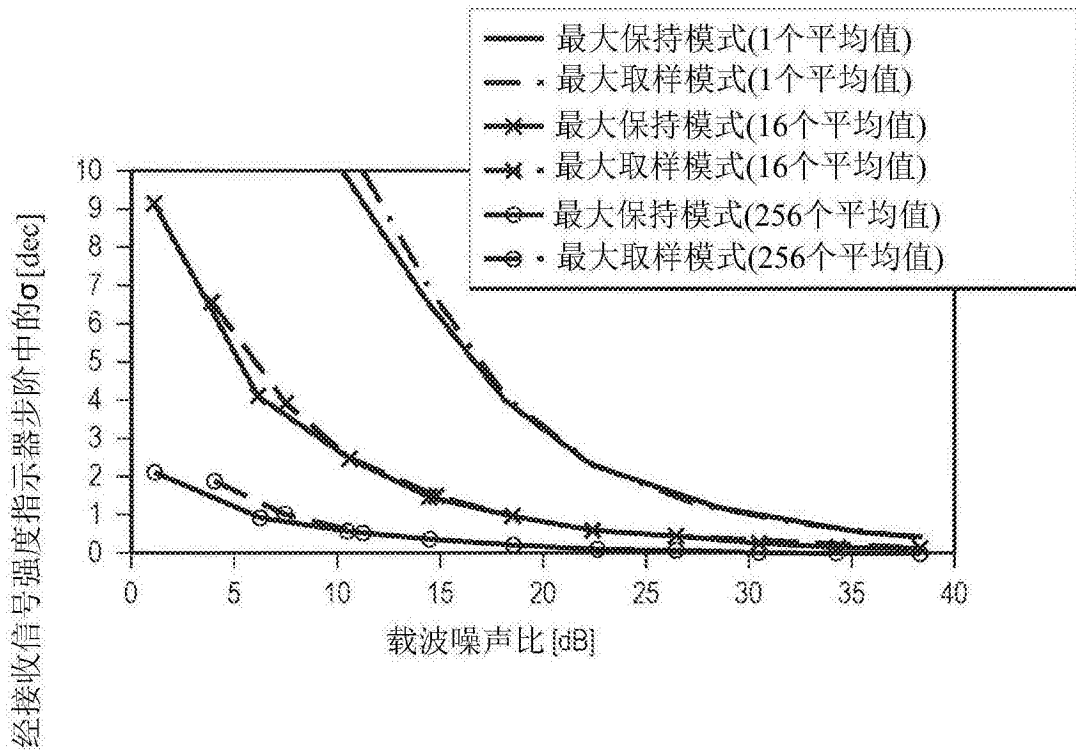


图24

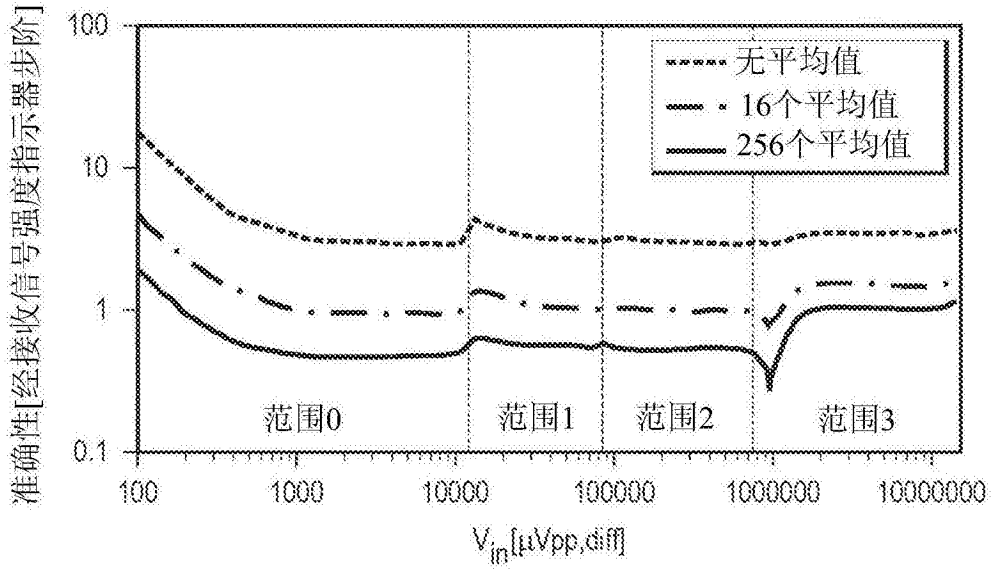


图25

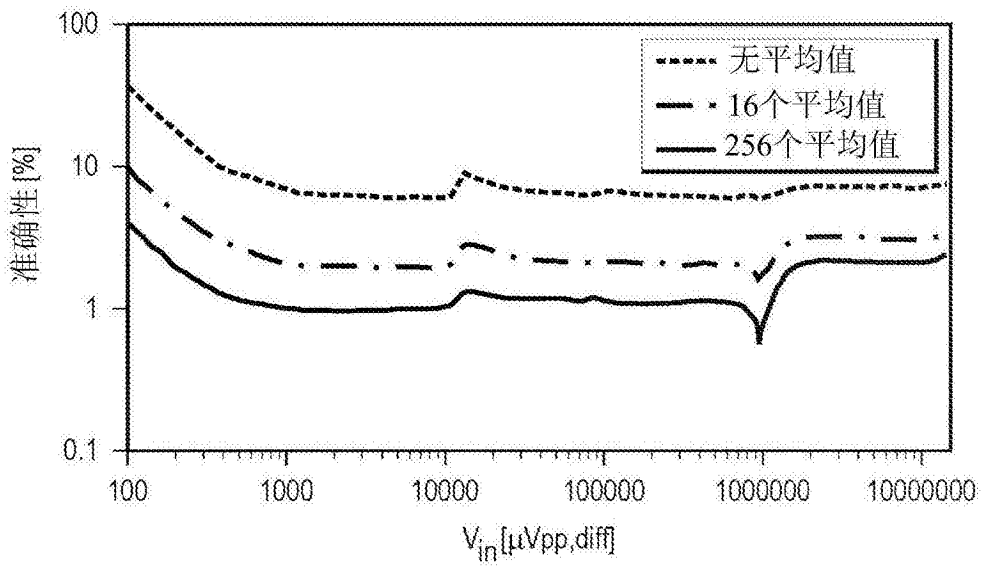


图26

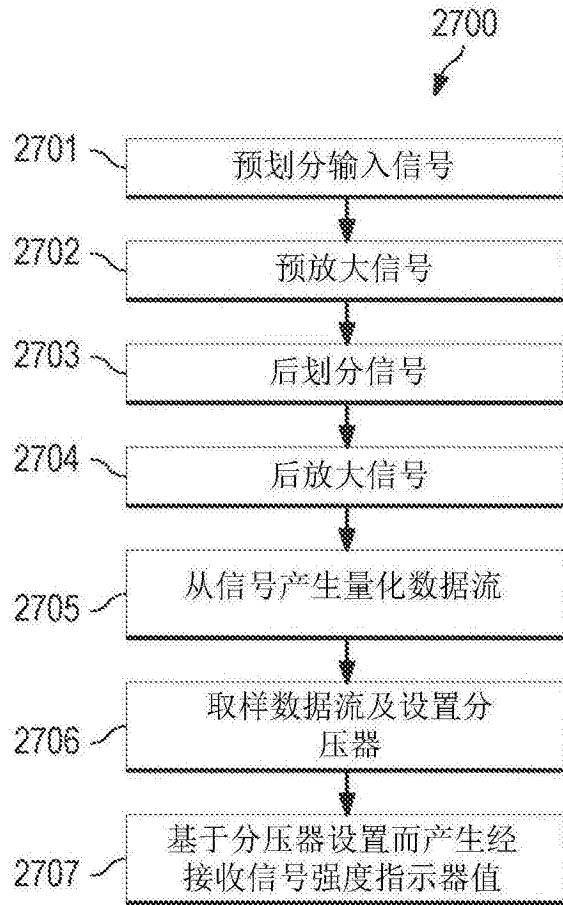


图27