



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102891701 A

(43) 申请公布日 2013.01.23

(21) 申请号 201210257007.2

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2012.07.23

H04B 1/7073(2011.01)

(30) 优先权数据

H04B 1/709(2011.01)

13/187, 855 2011.07.21 US

(71) 申请人 英飞凌科技股份有限公司

地址 德国瑙伊比贝尔格市

(72) 发明人 弗朗茨·迈克尔·达勒

克里斯蒂安·汉贝克

托马斯·亨德尔 雅各布·容斯玛

斯特凡·马尔克内希特

(74) 专利代理机构 北京康信知识产权代理有限

责任公司 11240

代理人 余刚 吴孟秋

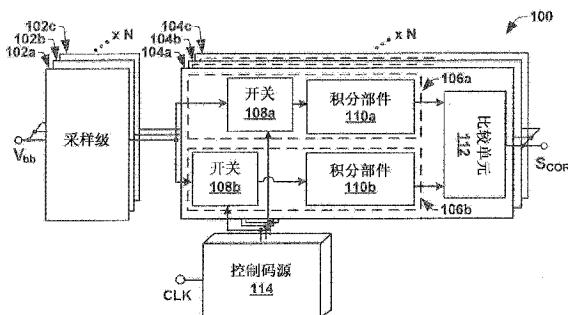
权利要求书 3 页 说明书 8 页 附图 5 页

(54) 发明名称

用于超低功率接收器的模拟相关性技术

(57) 摘要

本发明公开了用于超低功率接收器的模拟相关性技术，其中，本发明的一个实施方式涉及一种包括多个平行相关性部件的模拟相关性单元，所述多个平行相关性部件被配置为根据增加单元编码增益的先进开关电容器低通滤波器原理进行操作。每个相关性部件均包括采样级和相关性级。采样级可以包括被配置为采样接收的基带信号以确定基带信号的值(例如，极性)的开关电容器。采样基带信号被提供给相关性级，每一相关性级可以分别包括被配置为根据相关性码值(例如，极性)随着时间选择性接收采样基带信号并对采样基带信号积分以产生电压值的多个开关积分器。通过比较可调节阈值电压与输出电压电位值之间的差来评估模拟相关性结果。



1. 一种相关性单元，包括：

控制码源，被配置为输出基于存储在循环移位寄存器中的预定相关性码序列所产生的多个控制信号；

多个平行的相关性部件，分别被配置为利用所述多个控制信号执行接收的基带信号的平行评估，每个相关性部件均包括：

采样级，被配置为对所述接收的基带信号采样；

相关性级，包括由所述多个控制信号选择性地操作以在多个采样时钟周期内接收采样的基带信号并对所述采样的基带信号积分以产生两个或多个电压电位的两个或多个开关积分器；以及

比较单元，被配置为从所述两个或多个开关积分器接收所述两个或多个电压电位，并由所述两个或多个电压电位评估模拟相关性结果。

2. 根据权利要求 1 所述的相关性单元，其中，所述控制码源包括滤波器，所述滤波器被配置为产生分别具有提供与所述基带信号相比的匹配特性的加权的过采样相关性码，并且进一步被配置为基于所述过采样相关性码产生所述多个控制信号。

3. 根据权利要求 1 所述的相关性单元，

其中，所述采样级包括位于采样电容器的上游的采样开关；

其中，所述相关性级包括耦接至第一积分电容器的第一开关和耦接至第二积分电容器的第二开关；以及

其中，所述第一积分电容器与所述采样电容器的比大于等于所述预定相关性码序列的长度，并且所述第二积分电容器与所述采样电容器的比大于等于所述预定相关性码序列的长度。

4. 根据权利要求 3 所述的相关性单元，其中，所述控制码源被配置为在所述模拟相关性结果的评估之间周期性地向特定相关性级提供根据特定相关性码序列产生的控制信号，从而在所述开关积分器中累积大量的基带信号样本。

5. 根据权利要求 4 所述的相关性单元，还包括被配置为产生为了减小功率消耗而在低占空比时激活所述比较单元的使能信号。

6. 根据权利要求 1 所述的相关性单元，其中，所述相关性单元包括在超低功率唤醒接收器或 RFID 接收器内。

7. 一种相关性单元，包括：

多个采样级，分别被配置为对接收的基带信号进行采样；

多个相关性级，位于所述采样级的下游，并且分别包括：

第一开关积分器，包括耦接至第一积分电容器的第一开关；

第二开关积分器，包括耦接至第二积分电容器的第二开关；

控制码源，被配置为基于预定相关性码序列的移位型态产生与每个相关性级关联的控制信号，其中，与所述每个相关性级关联的所述控制信号根据移位相关性码的值而选择性地打开和关闭所述第一开关和所述第二开关，从而在多个采样时钟周期内分别向所述第一积分电容器和所述第二积分电容器选择性提供采样基带信号以累积第一电压电位和第二电压电位，

多个比较单元，被配置为接收各个相关性级内的所述第一电压电位和所述第二电压电

位，并被配置为根据所述第一电压电位和所述第二电压电位评估模拟相关性结果。

8. 根据权利要求 7 所述的相关性单元，其中，所述控制码源包括：

循环移位寄存器，被配置为根据所述预定相关性码序列产生移位相关性码序列；以及
匹配滤波器，被配置为过滤所述移位相关性码序列以产生具有提供与所述基带信号相比的匹配特性的加权的过采样相关性码，并且进一步被配置为基于所述过采样相关性码产生所述控制信号。

9. 根据权利要求 8 所述的相关性单元，其中，所述控制码源被配置为在所述模拟相关性结果的评估之间周期性地向特定相关性级提供根据特定移位相关性码序列所产生的控制信号，从而在所述第一开关积分器和所述第二开关积分器中累积大量的基带信号样本。

10. 根据权利要求 8 所述的相关性单元，其中，所述控制码源被配置为在特定采样时钟周期内周期性地向所述多个相关性级提供根据特定移位相关性码序列产生的所述控制信号，从而操作大于所述预定相关性码序列的长度的相关性级的数目。

11. 根据权利要求 8 所述的相关性单元，其中，各个采样级均包括位于采样电容器的上游的采样开关。

12. 根据权利要求 11 所述的相关性单元，

其中，如果特定过采样相关性码的值等于第一模式权重，则没有电荷从所述采样电容器被传送至所述积分电容器；

其中，如果所述特定过采样相关性码的值等于第二模式权重，则电荷从所述采样电容器被传送至所述第一积分电容器；以及

其中，如果所述特定过采样相关性码的值等于第三模式权重，则电荷从所述采样电容器被传送至所述第二积分电容器。

13. 根据权利要求 11 所述的相关性单元，其中，所述第一积分电容器与所述采样电容器的比大于等于所述预定相关性码序列的长度，并且所述第二积分电容器与所述采样电容器的比大于等于所述预定相关性码序列的长度。

14. 根据权利要求 13 所述的相关性单元，还包括被配置为产生为了减小功率消耗而在低占空比时激活所述比较单元的使能信号的控制单元。

15. 根据权利要求 14 所述的相关性单元，

其中，各个比较单元均包括：

总和节点，耦接至所述第一积分电容器的输出端和所述第二积分电容器的输出端，并且被配置为在其间产生电压差；

第一比较器，具有耦接至所述总和节点的第一输入节点和耦接至被配置为向所述第一比较器提供正阈值的数字模拟转换器的第二输入节点；以及

第二比较器，具有耦接至所述总和节点的第一输入节点和耦接至被配置为向所述第二比较器提供负阈值的所述数字模拟转换器的第二输入节点；

其中，所述各个比较单元的第一比较器的输出端被连接为第一逻辑 OR 连接，并且其中，所述各个比较单元的第二比较器的输出端被连接为第二逻辑 OR 连接；以及

其中，RS 锁存器被配置为从所述第一逻辑 OR 连接和所述第二逻辑 OR 连接接收具有施密特触发器特性的模拟相关性结果，所述模拟相关性结果在所述 RS 锁存器被使能并且通过至少一个相关性级接收足够大的信号强度的情况下触发从所述 RS 锁存器输出的相关输

出信号。

16. 一种执行模拟相关性方法的方法，包括：

将 RF 信号下转换为模拟基带信号；

根据预定相关性码序列产生多个移位相关性码序列；

在时域中对所述模拟基带信号采样；

在采样时钟周期内基于所述移位相关性码序列的值操作多个平行相关性级内的开关以向相关性级内的第一积分部件或第二积分部件提供采样基带信号；以及

根据所述第一积分部件和所述第二积分部件的输出产生基于模拟相关性结果的评估的相关输出信号。

17. 根据权利要求 16 所述的方法，

过滤所述多个移位相关性码序列以产生具有提供与所述模拟基带信号相比的匹配特性的加权的过采样相关性码；

基于所述过采样相关性码产生控制信号；以及

向所述开关提供所述控制信号。

18. 根据权利要求 17 所述的方法，还包括在所述第一积分部件和所述第二积分部件的所述输出的评估之间周期性地向特定相关性级内的开关提供根据特定移位相关性码序列产生的控制信号，从而在所述第一积分部件和第二积分部件中累积大量的基带信号样本。

19. 根据权利要求 17 所述的方法，还包括在特定采样时钟周期内周期性地向多个相关性级提供根据特定移位相关性码序列产生的所述控制信号，从而操作大于所述预定相关性码序列的长度的相关性级的数目。

20. 根据权利要求 17 所述的方法，

其中，所述模拟基带信号样本被存储在采样电容中，

其中，所述第一积分部件和所述第二积分部件均包括积分电容，以及

其中，为了针对周期性且连续性地传输的码序列将编码增益增加至相关性码序列长度以上，所述积分电容与所述采样电容的比具有大于等于所述预定码序列的长度的值。

用于超低功率接收器的模拟相关性技术

背景技术

[0001] 扩展频谱技术广泛应用在许多现代通信技术(例如,CDMA)中。这种技术允许信号在大频率上传播,使得信号频率带宽增加(即,在频域中“传播”)。例如,直接序列扩展频谱进行操作以通过将被传输的数字数据与通过伪随机序列生成器生成的数字值(例如,“1”和“-1”)的伪随机序列相乘(即,调制)来扩展数字射频(RF)载波信号的带宽。明显高于原始载波信号的频率处的数字数据的增加使原始载波信号的能量扩展至更宽的频率带宽。这种更高的带宽允许同时传输多个信号,其中,每个信号使用不同的伪随机序列。

[0002] 为了同步接收器与发射器之间的数字传输操作,可以使用相关性单元恢复来自接收的信号的数据(即,确定是否接收到逻辑“1”或“0”)。相关性单元通过将原始数据与数字值的同一伪随机序列相乘而在接收末端处重构(即,“解扩展”)原始数据。如果接收的信号与接收器的伪随机序列相匹配,则相关性功能高且系统可以提取该信号。如果接收器的伪随机序列与接收的信号没有共同性,则相关性功能低(由此消除该信号)。例如,接收器可以将接收的信号与通过其自身的序列生成器产生的已知伪随机序列相关联。当接收信号与伪随机序列之间产生大的正相关性,则检测到“1”,同时当产生大的负相关性时,检测到“0”。

附图说明

- [0003] 图 1 示出了超低功率相关性单元的第一实施方式的框图。
- [0004] 图 2 示了本文提供的超低功率相关性单元的相关性部件的更详细实施方式。
- [0005] 图 3a 示出了超低功率相关性单元的更详细实施方式。
- [0006] 图 3b 示出了图解图 3a 的超低功率相关性单元的示例相关性码序列、匹配滤波器的逻辑行为、以及对应积分开关控制信号的时序图。
- [0007] 图 4 示出了超低功率相关性单元的可选实施方式。
- [0008] 图 5a 示出了本文提供的包括超低功率相关性单元的唤醒接收器的框图。
- [0009] 图 5b 示出了相关性单元输出与用于图 5a 的唤醒接收器的激励阈值相比较的曲线图。
- [0010] 图 6 示出了用于执行模拟相关性方案的方法的流程图。

具体实施方式

[0011] 现在将参照附图描述本发明,其中,相同的参考标号通篇用来指相同的元件,并且其中,示出的结构和设备没有必要按比例绘制。

[0012] 本公开的一些方面提供了被配置为基于开关积分器原理在模拟域内操作的模拟相关性单元。在一个实施方式中,相关性单元包括多个平行的相关性部件,它们分别被配置为基于由移位寄存器提供的相关性码序列的移位型态(bit-shifted version)来执行对接收的基带信号的平行评估。每个相关性部件包括采样级(sampling stage)和相关性级(correlation stage)。在一个实施方式中,采样级可以包括被配置为对接收的基带信号进行采样的开关电容器。依赖于移位相关性码序列的值(例如,极性),在每个采样时钟周期期

间,向每个相关性级内的多个开关积分器(例如,第一开关积分电容器和第二开关积分电容器)之一提供样本。开关积分器被配置为在多个采样时钟周期内对多个基带信号样本进行采样,使得相关性单元的操作原理是基于先进的开关电容器低通滤波器结构的,这增加了该单元的编码增益。开关积分器的累积输出被提供给比较单元,该比较单元被配置为基于来自多个开关积分器的电压输出产生相关的输出信号。

[0013] 与现有的 CDMA 相关性网络形成对比,已提出的相关性方法和装置没有影响射频(RF)调制,但为了减小它的噪声带宽而对接收器的基带信号操作来代替,因此采用了用于增强信噪比(SNR)的编码增益。由于在低频基带领域中进行信号处理,所以这项技术具有用于低功率消耗的高电位。

[0014] 如本文提供的,图 1 示出了超低功率相关性单元 100 的第一实施方式的框图。如图 1 所示,相关性单元 100 包括多个 N 个平行相关性部件,它们分别被配置为执行接收的基带信号 V_{bb} 的相关性以产生具有减小的噪声带宽的相关输出信号 S_{COR} 。

[0015] 每个平行相关性部件均包括位于相关性级 104x (其中 $x=a, b, c, \dots$) 上游的采样级 102x (其中 $x=a, b, c, \dots$)。采样级 102x 被配置为在时域中对接收的模拟基带信号 V_{bb} 采样。相关性级 104x 包括被配置为选择性接收基带信号和并对基带信号样本积分的一个或多个开关积分器。在一个实施方式中,相关性级 104x 可以包括具有耦接至第一积分部件 110a (例如,采样电容器)的第一开关 108a 的第一开关积分器 106a 和具有耦接至第二积分部件 110b (例如,采样电容器)的第二开关 108b 的第二开关积分器 106b。第一积分部件 110a 和第二积分部件 110b 被配置为随着时间(例如,多个采样时钟周期)对多个基带信号样本(例如,700 个样本的低通滤波器时间常数)进行积分,从而产生第一积分和第二积分(即,累积的)电压值。位于开关积分器 106a 和 106b 下游的比较单元 112 被配置为接收并评估第一积分电压值和第二积分电压值以评估模拟相关性结果(根据该结果可以产生数字相关的输出信号 S_{COR})。

[0016] 控制码源 114 (例如,移位寄存器)可以被配置为存储用于控制多个相关性级 104x 内的切换操作的预定相关性码序列。例如,在操作期间,采样级 102x 被配置为在特定采样时钟周期处对基带信号 V_{bb} 采样。然后,根据在采样时钟周期期间从控制码源 114 提供给相关性级 104x 的相关性码序列的值向第一开关积分器 106a 或第二开关积分器 106b 提供基带信号样本(例如,如果相关性码具有第一码模式权重(first code pattern weight),则操作开关 108a 用于向第一积分部件 110a 提供基带信号的采样电荷,而如果相关性码具有第二码模式权重,则操作开关 108b 用于向第二积分部件 110b 提供采样电荷)。可以在多个采样时钟周期期间重复采样以构建积分部件上的电压电位。通过比较单元 112 来评估从积分部件(例如,电容器)输出的构建电压以评估模拟相关性结果(根据该结果可以产生数字相关的输出信号 S_{COR})。

[0017] 在一个实施方式中,控制码源 114 被配置为产生相关性码序列的多个移位型态,它们分别控制每个平行相关性部件的操作。这允许多个平行相关性部件基于移位相关性码序列执行基带信号的平行评估。

[0018] 图 2 示出了如本文提供的超低功率相关性单元 200 (对应于相关性单元 100)内的相关性部件的更详细实施方式。如图 2 所示,相关性单元 200 包括具有晶体管器件 204 的采样级 202,该晶体管器件根据耦接至器件的栅极的采样信号 V_s (例如,周期性时钟信号)进

行操作。采样级 202 被配置为通过在晶体管器件 204 导通(例如,当 V_s 高时)时在采样电容器 C_s 中存储基带信号 V_{bb} 的采样电荷来及时选择性对基带信号 V_{bb} 采样。在一个实施方式中,晶体管器件 204 可以包括在 CMOS 技术中实施的标准 MOSFET 器件。在可选实施方式中,晶体管器件 204 可以包括双栅极氧化物 IO 晶体管,并且采样电容器 C_s 可以包括金属 - 绝缘体 - 金属电容器。

[0019] 控制码源 211 包括循环移位寄存器 210 和匹配滤波器 212。循环移位寄存器 210 被配置为存储预定相关性码序列。在一个实施方式中,为了在模拟时域采样中对抗混迭具有多个值或极性(例如,+1、-1 和 0)的采样,相关性单元被配置为基于由匹配滤波器 212 产生的过采样相关性码而通过产生控制信号 V_{SN} 和 V_{SP} 来执行接收的基带信号的相关性。例如,相关性码序列可以通过匹配滤波器 212 过滤以产生具有合适的信号加权以获得与基带信号 V_{bb} 相比的匹配特性的过采样相关性码。匹配滤波器 212 由此根据过采样相关性码产生控制信号 V_{SN} 和 V_{SP} 。

[0020] 控制信号 V_{SN} 和 V_{SP} 被提供给包括在相关性级 206 内的晶体管器件 208a 和 208b 的栅极以在采样时钟周期期间选择性操作这些器件。在一个实施方式中,如果过采样相关性码具有第一码模式权重(例如,+1),则将控制信号 V_{SP} 将被设定为具有使晶体管 208a 导通(向电容器 C_p 提供基带信号的采样电荷)的高值,而控制信号 V_{SN} 将被设定为使晶体管 208b 截止的低值。因此,第一过采样相关性码值使采样电荷(存储在采样电容器 C_s 中)从采样电容器 C_s 传送到第一积分电容器 C_p 。如果过采样相关性码具有第二码模式权重(例如,-1),则控制信号 V_{SP} 将被设定为使晶体管 208a 截止的低值,而控制信号 V_{SN} 被设定为使晶体管 208b 导通(向电容器 C_N 提供采样电荷)的高值。因此,第二过采样相关性码值使采样电荷从采样电容器 C_s 传送到第二积分电容器 C_N 。如果过采样相关性码具有第三码模式权重(例如,0),则控制信号 V_{SN} 和 V_{SP} 被设定为使晶体管 208a 和 208b 截止(不向电容器 C_p 或 C_N 提供采样电荷)的低值。

[0021] 比较单元 214 被配置为接收并评估从积分电容器 C_p 和 C_N 输出的积分电压电位以评估模拟相关性结果(根据该结果产生相关的输出信号 S_{COR})。在一个实施方式中,根据在多个采样时钟周期内在积分电容器 C_N 和 C_p 中累积的正积分电压电位和负积分电压电位之差来产生相关性输出信号。

[0022] 在一个实施方式中,为了减小比较单元 214 和阈值生成器 218 的功率消耗,控制单元 216 可以被配置为产生在低占空比下使阈值生成器 218 和比较单元 214 起作用的使能信号 S_{EN} 。由于在积分电容器 C_p 和 C_N 上的电压信号的减小了的带宽,所以这能够没有混淆效果。阈值生成器 218 被配置为产生提供给比较单元 214 的一个或多个电压阈值 V_{th} 。在一个实施方式中,如果积分电容器 C_p 或 C_N 的输出之间的电压差大于阈值电压 V_{th} ,则相关的输出信号 S_{COR} 高,而如果积分电容器 C_p 或 C_N 的输出之间的电压差小于阈值电压 V_{th} ,则相关的输出信号 S_{COR} 低。

[0023] 在一个实施方式中,积分电容器 C_p 和 C_N 与采样电容器 C_s 的比可以较高。这提供了允许大量基带信号样本被平均 / 累积的高、低通滤波器时间常数,从而通过降低积分电容器上的输出带宽并允许相关性单元的输出被严重占空(例如,允许每 M 个时钟周期评估一次输出)来降低功率消耗。通常,第一积分电容器 C_p 和第二积分电容器 C_N 与采样电容器 C_s 的比可以大于等于所使用的实际相关性码序列的长度(例如,预定性惯性码序列的长度,

移位相关性码)。例如,在一个实施方式中,第一积分电容器 C_p 和第二积分电容器 C_N 与采样电容器 C_s 的比大于 300(例如, $C_p/C_s > 300$, $C_N/C_s > 300$),从而允许在评估相关性单元的输出之前通过积分电容器来平均 / 累积 300 个位。在另一更优选的实施方式中,第一积分电容器 C_p 和第二积分电容器 C_N 与采样电容器 C_s 的比可以大于 700(例如, $C_p/C_s > 700$, $C_N/C_s > 700$),从而允许在评估输出之前在积分电容器中平均 / 累积 700 个位。

[0024] 图 3a 示出了本文提供的超低功率相关性单元 300 的更详细的实施方式。如图 3a 所示,相关性单元 300 包括 N 个平行相关性部件和包含相关性码序列(例如,数字 1 位码序列)的单个循环模式移位寄存器 306。每个相关性部件均包括具有被配置为向采样电容器 $C_{s,0}$ 选择性地提供基带电压 V_{bb} 的开关 $S_{s,0}$ 的采样级 302x。采样电容器 $C_{s,0}$ 被配置为通过在开关 $S_{s,0}$ 开启时存储电荷来对基带信号 V_{bb} 采样。在一个实施方式中,通过持续的时钟输入(2 位时钟)操作开关 $S_{s,0}$ 。如果时钟输入较高,则开关 $S_{s,0}$ 关闭,并且在采样电容器 $C_{s,0}$ 中对输入基带电压 V_{bb} 采样。如果时钟输入较低,则开启开关 $S_{s,0}$ 以防止输入基带电压 V_{bb} 达到采样电容器 $C_{s,0}$ 。

[0025] 循环模式移位寄存器 306 被配置为存储数字相关性码序列。在一个实施方式中,匹配滤波器 308 被配置为过滤相关性码序列,从循环模式移位寄存器 306 输出以产生具有匹配基带信号 V_{bb} (即,为了获得与基带信号相比的匹配特性)的输出加权的过采样数字模式(过采样相关性码)。用于所有 N 个相关性级 304x 的控制信号($V_{SP,0}$ 、 $V_{SN,0}$ 、 $V_{SP,1}$ 、 $V_{SN,1}$ 等)可以经由单个的移位寄存器 306 而根据过采样相关性码产生,并且被提供给相关性级 304x 的每个内的开关($S_{P,0}$ 、 $S_{N,0}$ 等)。

[0026] 由于相关性单元没有向相关性码序列增加任何同步信息,所以通过 N 个相关性部件平行执行相关性(例如,累积执行 N 次相关性),其中,通过控制根据相关性码序列的移位型态产生的控制信号来操作每个相关性部件。在一个实施方式中,可以基于输入的时钟信号产生相关性码序列的移位型态(例如,平行加载到循环模式移位寄存器中的预定码序列通过输入的时钟移位以产生多个移位相关性码序列),使得多个平行相关性部件的每一个分别被配置为执行相关性码序列的移位型态的平行评估。

[0027] 如图 3a 所示,循环模式移位寄存器 306 和匹配滤波器 308 包括被配置为提供用于多个 N 个相关性级 304x 中的开关的控制信号($V_{SP,0}$ 、 $V_{SN,0}$ 、 $V_{SP,1}$ 、 $V_{SN,1}$ 、 \dots)的多个阀门(tap)。由于功率消耗限于移位寄存器 306、匹配滤波器 308、以及用于评估相关性信号输出的部件(312、314 和 316)的部件,所以具有多个阀门的单个循环模式移位寄存器 306 和匹配滤波器 308 的使用允许相关性单元以超低功率消耗运行。

[0028] 图 3b 示出了图解对应于超低功率相关性单元 300 的相关性码序列、过采样相关性码、以及控制信号的典型时序图。如图 3b 所示,曲线 322 中示出的相关性码序列可以包括逻辑“0’s”和“1’s”的序列。如在 324 中示出的,过采样相关性码具有过采样模式,过采样输出模式权重为 +1、-1 和 0。如曲线 326 和 328 中示出的,滤波模式对应于在相关性级内选择性地操作开关的控制信号。

[0029] 在第一采样时钟周期 t_1 期间,当相关性码序列为“0”时,过采样相关性码具有“-1”的模式权重,从而导致控制信号使开关 $V_{SN,n}$ 关闭以及开关 $V_{SP,n}$ 开启。在第二采样时钟周期 t_2 期间,当码序列从“0”变为“1”时,过采样相关性码具有“0”的模式权重,从而导致控制信号使开关 $V_{SN,n}$ 和 $V_{SP,n}$ 开启。在第三采样时钟周期 t_3 期间,当码序列为“1”时,过采

样相关性码具有“+1”的模式权重,从而导致控制信号使开关 $V_{SN,n}$ 开启以及开关 $V_{SP,n}$ 关闭。在随后的采样时钟周期中,重复在采样时钟周期 t_1-t_3 中图解的操作特性。

[0030] 参照图 3a,在一个实施方式中,循环模式移位寄存器 306 可以被配置为在单个采样时钟周期期间向多个相关性级周期性地提供基于特定过采样相关性码的控制信号。这允许更大数目的相关性级使用更小的相关性码序列(例如,允许操作大于相关性码序列的长度的相关性级数)。例如,这允许 128 个相关性级使用 64 位相关性码。

[0031] 此外,循环模式移位寄存器 306 可以被配置为在通过比较单元评估(例如,比较)存储在积分电容器 C_N 和 C_P 中的电压电位之间(例如,在多个采样时钟周期内)而向特定相关性级周期性地提供根据特定移位相关性码序列产生的控制信号。这允许在开关积分器上累积很大量数的基带信号,并增加编码增益。例如,如果 64 位相关性码连续两次在评估之间传输,并且积分电容与采样电容的比大于 128 (例如, $C_{P,0}/C_{S,0} > 128$, $C_{N,0}/C_{S,0} > 128$),则可以实现大于 128 的编码增益,从而减小噪声功率(通过 128 的平方根减小噪声振幅)。

[0032] 总和节点 310 (例如,加法器 / 减法器) 耦接至积分电容器 $C_{P,0}$ 的输出端和 $C_{N,0}$ 的输出端。总和节点 310 被配置为在积分电容器之间产生电压差。例如,如图 3a 所示,来自电容器 $C_{P,0}$ 的正电压和来自电容器 $C_{N,0}$ 的负电压被提供给包括加法器的总和节点 310,该总和节点由此被配置为从中产生电压差。电压差被提供给第一比较器 312 和第二比较器 314。

[0033] 第一比较器 312 被配置为接收总和节点 310 的输出(即,积分电容器 $C_{P,0}$ 与积分电容器 $C_{N,0}$ 之间的电压差),并且将其与通过数字模拟转换器(DAC) 320 产生的第一正阈值电压 $+V_{th}$ 相比较。具体地,第一比较器 312 具有耦接至总和节点 310 的输出端的第一输入节点(非反相输入节点)和耦接至正阈值电压 $+V_{th}$ 的第二输入节点(反相输入节点)。如果第一输入节点具有高于第二输入节点的电压,则比较器 312 的输出较高。如果第一输入节点具有低于第二输入节点的电压,则比较器 312 的输出较低(例如, $V_{out} = C(V_{in} - V_{th})$)。

[0034] 第二比较器 314 被配置为接收总和节点 310 的输出(即,积分电容器 $C_{P,0}$ 与积分电容器 $C_{N,0}$ 之间的电压差),并且将其与通过数字模拟转换器(DAC) 320 产生的第二负阈值电压 $-V_{th}$ 相比较。具体地,第二比较器 314 具有耦接至总和节点 310 的输出端的第一输入节点和耦接至负阈值电压 $-V_{th}$ 的第二输入节点。

[0035] 在一个实施方式中,为了进一步减小包含比较器 312 和 314、以及 DAC320 的结果评估电路的功率,控制单元 318 可以被配置为产生在低占空比下操作 RS 锁存器和 DAC320 的使能信号 S_{EN} 。RS 锁存器 316 被配置为接收比较器 312x 和比较器 314x 的 OR 配线连接输出,并且基于使能信号 S_{EN} 操作以产生相关性输出信号 S_{COR} 。如果使能信号 S_{EN} 高,则锁存器是可通的(transparent),并且实际数字结果呈现在输出上。如果 S_{EN} 低,则锁存器关闭,并且锁存器保持上次 S_{EN} 高时的状态。

[0036] 例如,如果 RS 锁存器被使能,只要 N 个平行相关性级 304x 中的至少一个相关性结果超过正判定阈值 $+V_{th}$ (即,大于 $+V_{th}$),则比较器 312x 的 OR 配线连接的开路漏极输出就是有效的。因此,设定 RS 锁存器的输出。可选地,当比较器 314x 的 OR 配线连接的输出表示负比较阈值 $-V_{th}$ 在任何 N 个相关性级中下冲(undershoot)时(即, N 个平行相关性级 304x 的至少一个相关性结果小于 $-V_{th}$),则重置 RS 锁存器。该施密特触发器功能根据取决于模拟相关性结果的极性的足够大的信号强度来设定和重置数据输出 S_{COR} 。所以支持具有在不存在接收信号时的噪声抑制特征的低比特率下的数据接收。因此,发射器必须发送具有正

极性的码模式以在锁存器输出上产生逻辑“1”，或发送它的反相型态以强制锁存器的输出变为“0”。

[0037] 应该理解的是，如图 3a 所示，相关性单元 300 不是本文提供的相关性单元的非限制性实施方式。本领域的技术人员应该理解的是在不背离本发明的范围的前提下可以对图 3a 的相关性单元进行变化。例如，图 4 示出了如本文提供的超低功率相关性单元 400 的可选实施方式，其实现用于基本信号强度检测的单判定阈值。

[0038] 如图 4 所示，相关性单元 400 包括具有比较器 410 的相关性级 404x，该比较器具有耦接至第一积分电容器 $C_{P,0}$ 的输出端的第一输入节点和耦接至第二积分电容器 $C_{N,0}$ 的输出端的第二输入节点。数字模拟转换器(DAC)412 耦接至电容器 $C_{N,0}$ 。在根据所述算法的采样基带信号的正常处理和积分期间， $C_{N,0}$ 上的负电压电位接地。然而，在用于模拟相关性信号的评估(将 $C_{P,0}$ 和 $C_{N,0}$ 的电压差与判定阈值 V_{th} 比较)的短时期期间，在 DAC 输出处施加阈值电压 V_{th} 。这样，具有开路漏极输出的基本比较器 410 被用于在积分电容器 $C_{P,0}$ 和 $C_{N,0}$ 的电位之间产生电压差，并且同时将其与正判定阈值 $+V_{th}$ 比较。所有相关性级 404x 的 OR 配线输出表示下面在图 5b 中示出的时域采样数字输出。在可选实施方式中，DAC412 可以耦接至电容器 $C_{P,0}$ (例如，具有适当调节的负输出值)。如前所述，如果积分电容器 $C_{P,0}$ 和 $C_{N,0}$ 与采样电容器 $C_{S,0}$ 之间的高比率存在，则比较器 410 可以严重占空。

[0039] 图 5a 示出了本文提供的包括具有低功率相关性单元的超低功率唤醒接收器(WuR)504 的接收单元 500。应该理解的是，尽管在超低功率唤醒接收器(WuR)中可以使用提出的混合信号相关性单元，但其不限于此。相反，提出的相关性单元同样可以用于其它应用，例如具有低数据速率输出的 RFID。此外，超低功率 WuR 的构造可以在不同实施方式中变化以包括诸如滤波器、放大器等的不同或额外的部件。

[0040] 参照图 5a，提出的超低功率 WuR504 耦接至被配置为接收 RF 信号的天线 502。如果 WuR504 检测传输的信号(例如，数据序列)，则它被配置为产生开启同样经由任意的天线开关 503 耦接至天线 502 的主接收器 514 的激励信号 SACT。一旦被唤醒，主接收器 514 可以进行 RF 信号的高数据速率接收。

[0041] 如本文提供的，WuR504 通过使用无源滤波器和用于直接下转换的“旧式”RF 包络检波器解调技术来以低功率操作。例如，无源 SAW 滤波器 506 被配置为接收 RF 信号，并且产生提供给被配置为将 RF 信号转换为基带信号的 RF 包络检波器 508 的过滤信号。RF 至基带转换之后因而产生的信噪比(SNR)相对较低。为了在信号过滤以及放大之后增强 SNR 以及接收灵敏度，具有预配置数字码序列的低功率相关性单元 510 运用高编码增益。在通过相关性单元 510 增强 SNR 之后，限制器(slicer)512 (具有施密特触发器特性)经由硬决策确定接收的位。限制器阈值 STH 可以被调节为提供对前端产生的噪声的抑制和抗干扰的可配置免疫性量(configurable amount of immunity)。这样，如果特定的接收信号强度超过了确保的低误码率，则触发数据位评估。

[0042] 图 5b 示出了作为时间的函数的相关输出信号 518 的曲线图 516。如图 5b 所示，当相关输出信号 518 没有超过限制器阈值 520 (例如，小于阈值 520) 时，激励信号 522 较低，并且主接收器处于睡眠模式。然而，当相关输出信号 518 超过限制器阈值 520 (例如，大于阈值 520) 时，激励信号 522 被驱动得较高，从而唤醒主接收器 514。

[0043] 当在 130nm CMOS 技术中执行 WuR 时，WuR 可以通过 64 位模式实现 7ms 相关性周

期的 -71dBm 的接收灵敏度、唤醒事件的 99% 检测机率、以及残留噪声引起的 $10^{-3}/\text{s}$ 的假唤醒率、 1.0V 核心电压上的近似 $2.4\mu\text{W}$ 的功率消耗。这种功率消耗明显低于具有同等高灵敏度的其它现有 WuRs 的功率消耗。此外,为了支持分离的 WuRs 的独立寻址,可以选择使用的 64 位码序列以具有适当的交叉相关特性(具有高循环正交性),使得通过相关性单元内在地处理地址解码。

[0044] 图 6 示出了用于执行模拟相关性方案的方法的流程图 600。尽管本文提供的方法在下面作为一系列动作或事件来说明和描述,但是没有通过示出的这种动作或事件的排序来限制本公开。例如,一些动作可以以不同的顺序和 / 或与除本文示出和 / 或描述的之外的其它动作或事件并发发生。此外,不需要所有说明的动作,并且波形形状仅是说明性的,其它波形可以显著不同于那些示出的波形。此外,可以在一个或多个分离的动作或相位中执行本文描述的一个或多个动作。

[0045] 此外,所声明的主题可以被实现为利用标准程序设计和 / 或工程技术方法、装置、或制造产品来实现,以产生软件、固件、硬件、或它们的组合以控制计算机实施所公开的主题(例如,图 1、图 2 等中示出的电路是可以用于实施图 6 的方法的非限制性实例)。本文使用的术语“制造产品”旨在包括从任何计算机可读设备、载体、或介质可访问的计算机程序。当然,本领域的技术人员将意识到,在没有背离所声明的主题的范围或精神的前提下,可以对这个构造进行许多修改。

[0046] 在 602 中,将 RF 信号下转换为模拟基带信号。在一个实施方式中,可以利用诸如无源滤波器和 RF 包络检波器(RF envelop detector)的低功率部件来执行下转换。模拟基带信号包含在振幅调制内的其信息。

[0047] 在 604 中,产生一个或多个移位相关性码。在一个实施方式中,基于时钟信号根据预定相关性码序列产生移位相关性码。预定相关性码序列可以包括“1’s”和“0’s”的 64 位预定序列(例如存储在循环模式寄存器中)。

[0048] 在 606 中,过滤移位相关性码以产生具有合适的信号加权的移位过采样相关性码。移位过采样相关性码(过采样相关性码)被配置为具有提供与基带信号相比的匹配特性的信号加权。例如,在一个实施方式中,过采样相关性码可以包括多个值或极性(例如, +1、-1、和 0)。

[0049] 在 608 中,在时域中采样模拟基带信号。可以利用开关电容器对模拟基带信号采样。其中,选择性地致动开关,以向采样电容器(被配置为在开关允许信号传输时存储基带信号的样本)提供基带信号。

[0050] 在 610 中,控制信号根据移位过采样相关性码产生,并且被提供给多个平行相关性级。在采样时钟周期内,移位过采样相关性码的值对应于被配置为操作相关性级中的开关的控制信号(例如,“1”和“0”)。根据具有第一移位序列的过采样相关性码产生的控制信号可以被提供给第一相关性级,根据具有第二移位序列的过采样相关性码产生的控制信号可以被提供给第二相关性级等。

[0051] 在 612 中,控制信号操作相关性级的第一开关和第二开关,以向相关性级内的第一积分部件或第二积分部件提供采样基带信号。例如,在一个实施方式中,如果过采样基带信号具有第一码模式权重(例如, +1),则控制信号操作以向包括第一电容器的第一积分部件传送采样电荷(步骤 614)。如果过采样相关性码具有第二码模式权重(例如, -1),则控制

信号操作以向包括第二电容器的第二积分部件传送采样电荷(步骤 616)。如果过采样相关性码具有第三码模式权重(例如,0),则控制信号操作以不向第一积分部件或第二积分部件传送采样电荷(步骤 618)。

[0052] 在一个实施方式中,在单个采样时钟周期期间,可以向多个相关性级周期性地提供根据过采样相关性码产生的控制信号,以允许更大数量的相关性级使用更小的相关性码长度(例如,这允许 128 个相关性级使用 64 位相关性码)。

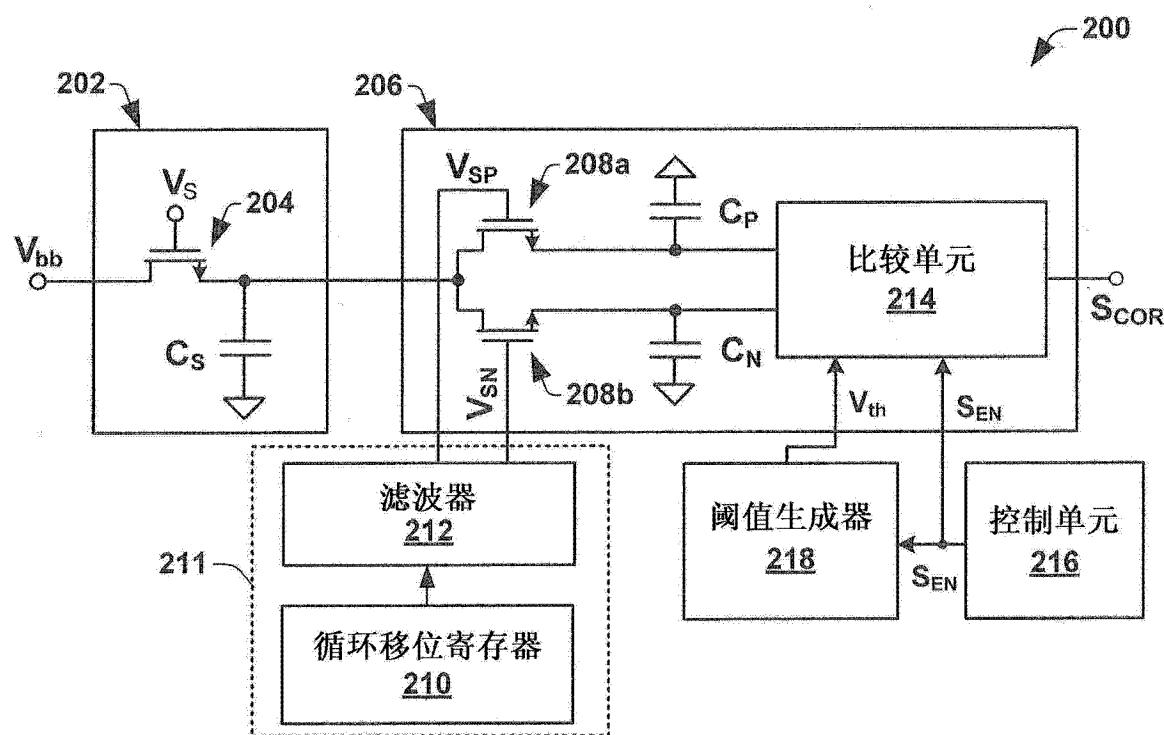
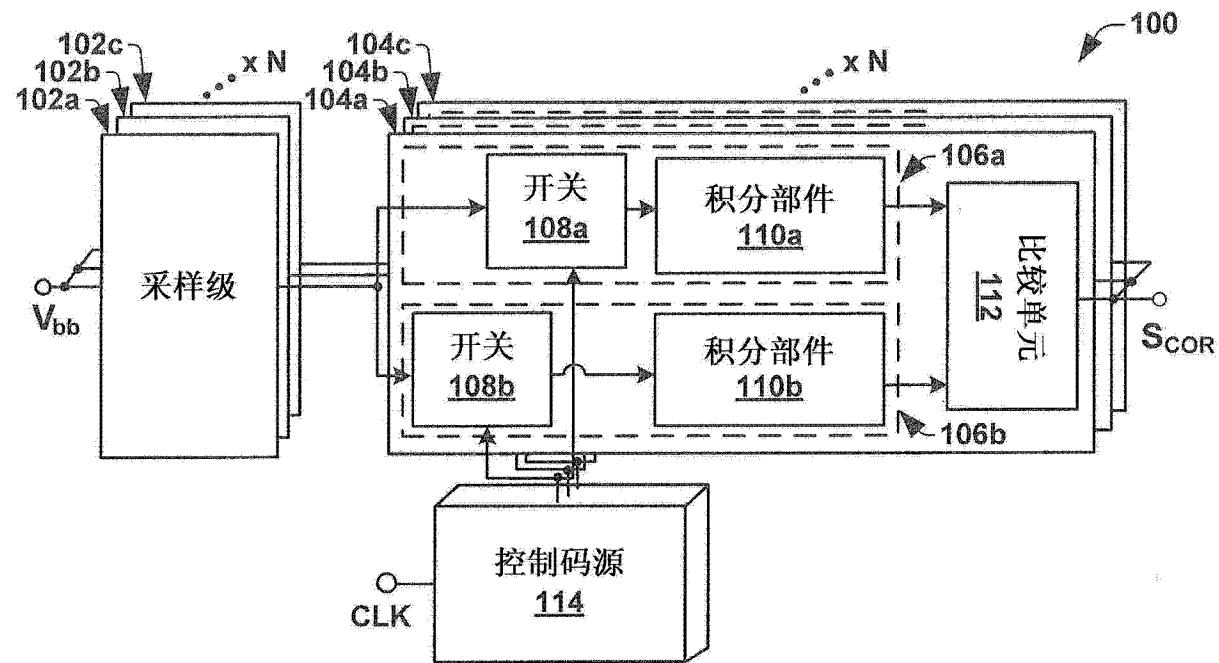
[0053] 在 620 中,来自特定过采样相关性码的控制信号可以周期性提供给特定相关性级。在积分部件的评估之间(在步骤 622 中)向特定相关性级提供来自特定过采样相关性码的控制信号(在几个采样时钟周期内)允许连续处理多个相似的相关性码序列,从而增加编码增益,并且允许相关性单元的输出严重占空(例如,允许每 M 个时钟循环评估一次输出)。例如,如果连续两次传输 64 位相关性码,并且积分电容与采样电容的比大于 128(例如, $C_{P,0}/C_{S,0} > 128$, $C_{N,0}/C_{S,0} > 128$),则可以实现大于 128 的编码增益,从而减小噪声功率(将通过 128 的平方根减小噪声振幅)。

[0054] 在 622 中,基于第一积分部件和第二积分部件的输出比较产生相关的输出信号。在一个实施方式中,在 624 中,通过经由一个或两个限制器的积分部件的输出与一个或两个判定阈值的比较来评估模拟相关性结果。尽管单个阈值允许通过抗噪声的可调节免疫性来检测特定信号强度,但具有相对阈值极性的两个阈值方法均支持施密特触发器功能性和低数据速率下的数据接收。

[0055] 在 626 中,为了节省功率,用于执行评估的电路可以根据相关性信号的带宽被占空。

[0056] 应该理解的是,可以周期性地执行方法 600 以产生发射器与接收器之间的无线(RF)传输的多个相关性信号。

[0057] 尽管已经参照一个或多个实施方式示出和描述了本发明,但在不背离所附权利要求的精神和范围的情况下,可以对说明实例进行替换和 / 或修改。尤其关于通过上述部件或结构(组合件、设备、电路、系统等)执行的各种功能,除非另外表明,否则用于描述这种部件的术语(包括对“工具”的引用)旨在对应于执行所述部件(例如,功能性等同)的特定功能的任何部件或结构,尽管它们没有结构性地等同于执行本文示出的本发明典型实施方式中的功能的公开结构。此外,尽管已经仅参照几个实施方式中的一个公开了本发明的特定特征,但是这种特征可以与期望用于并有利于任何给定或特定应用的其他实施的一个或多个其他特征。此外,针对在详细描述和权利要求中使用术语“包括(including)”、“包括/includes)”、“具有(having)”、“具有(has)”、“具有(with)”、或它们的变体来说,这些术语旨在以类似于术语“包含(comprising)”的方式进行包括。



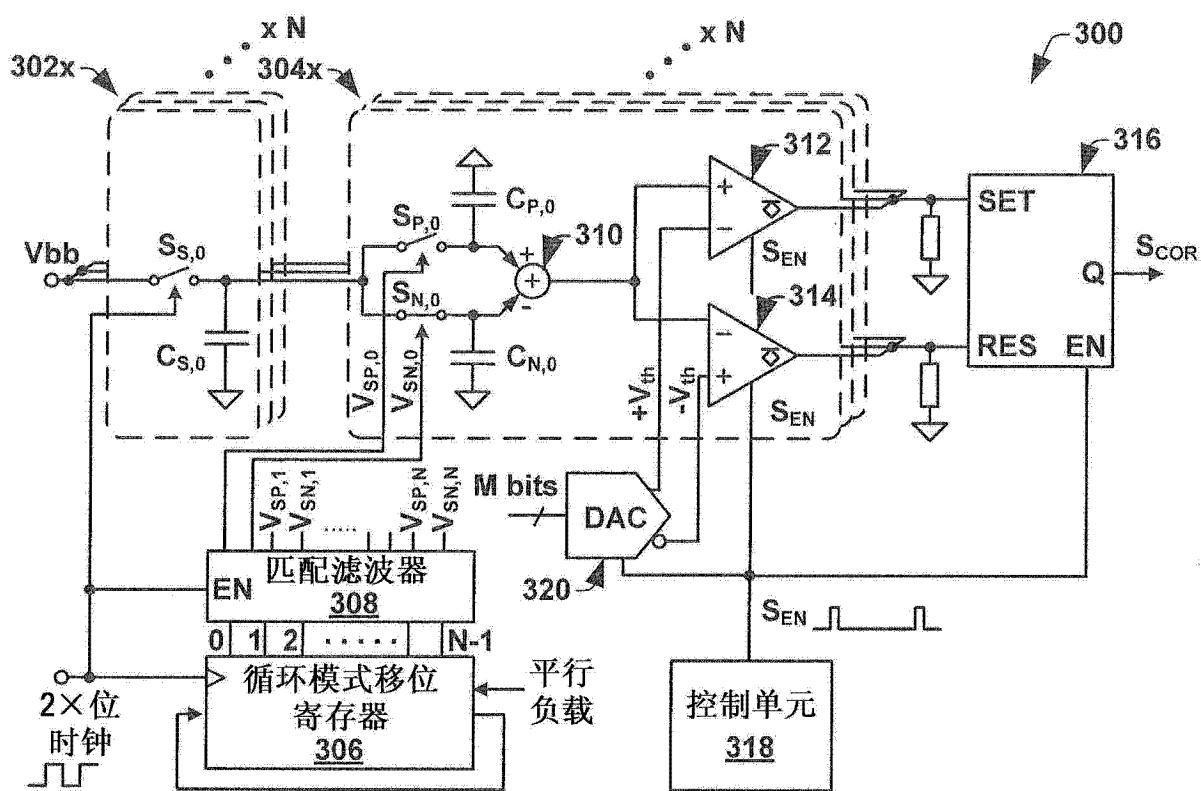


图 3a

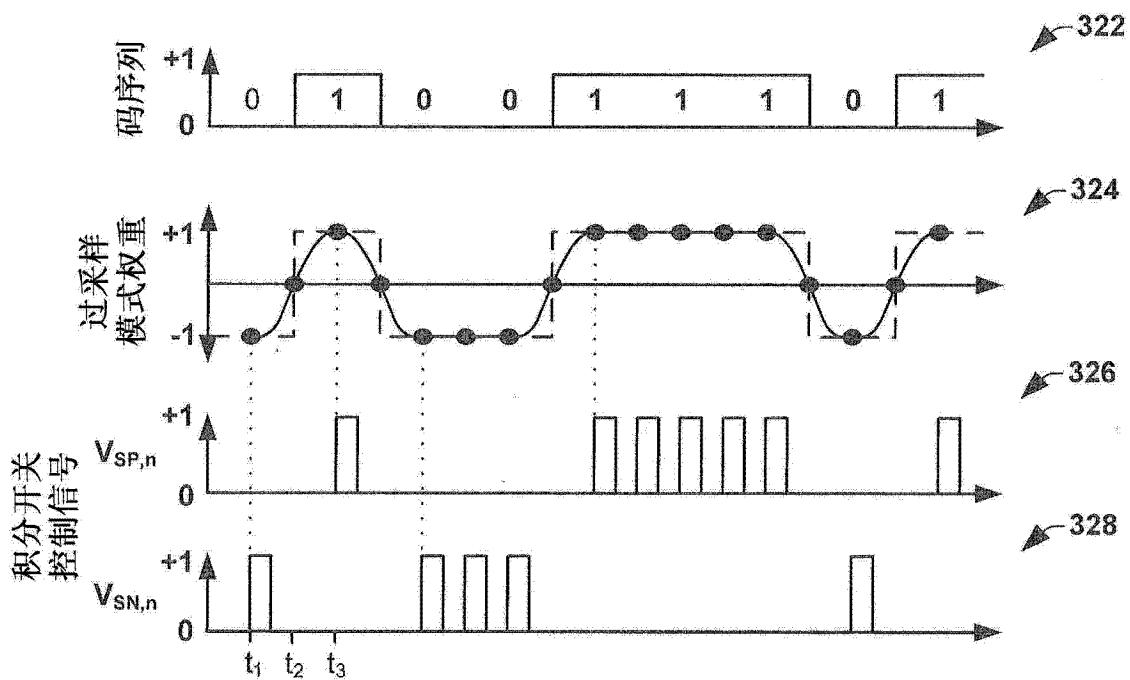


图 3b

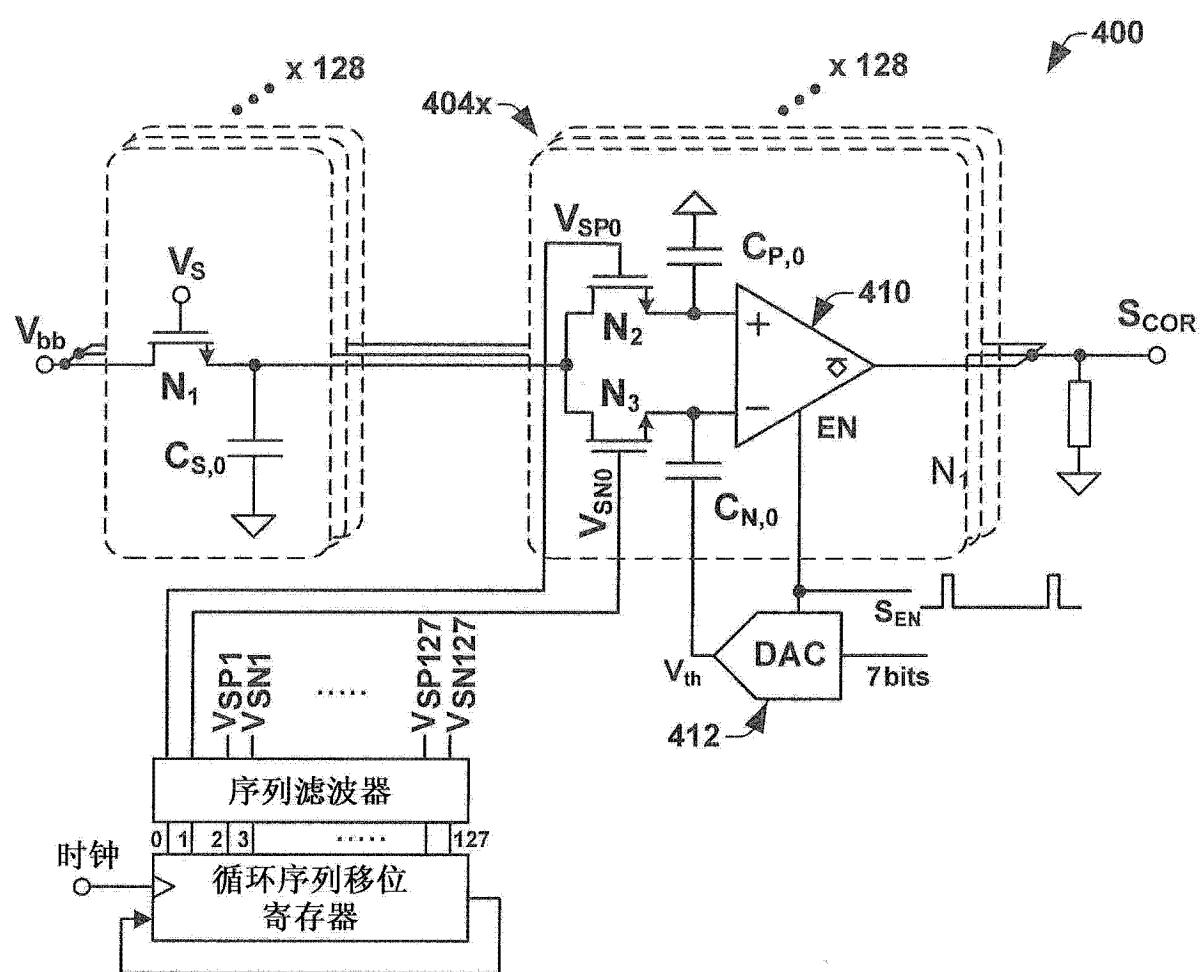


图 4

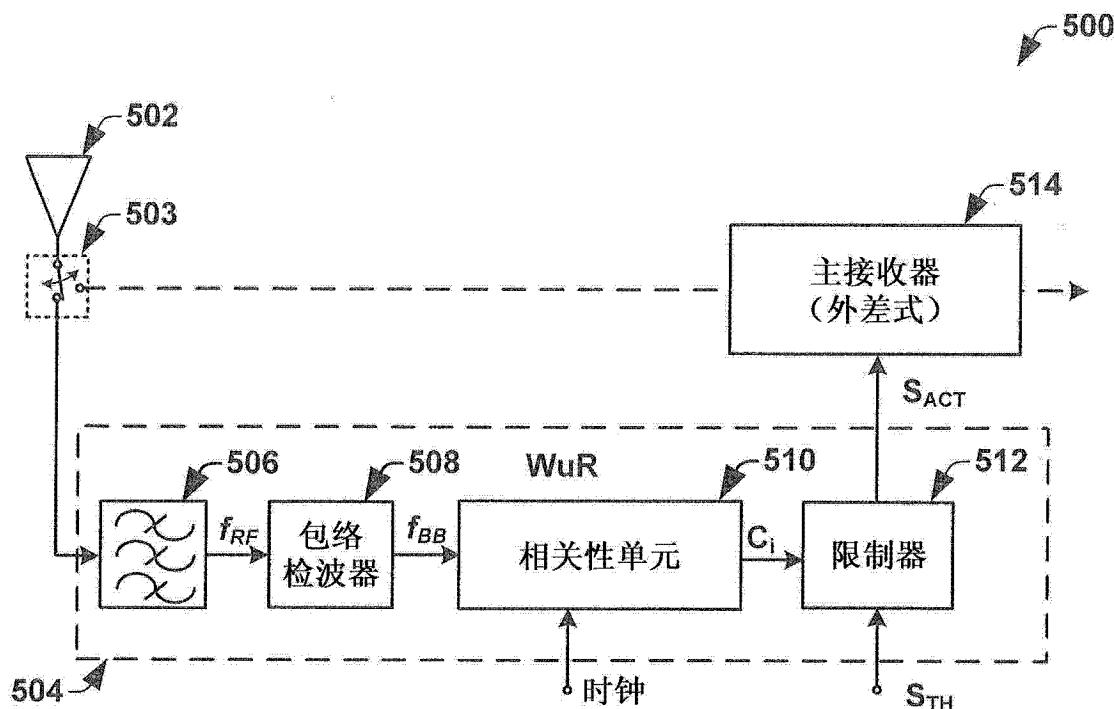


图 5a

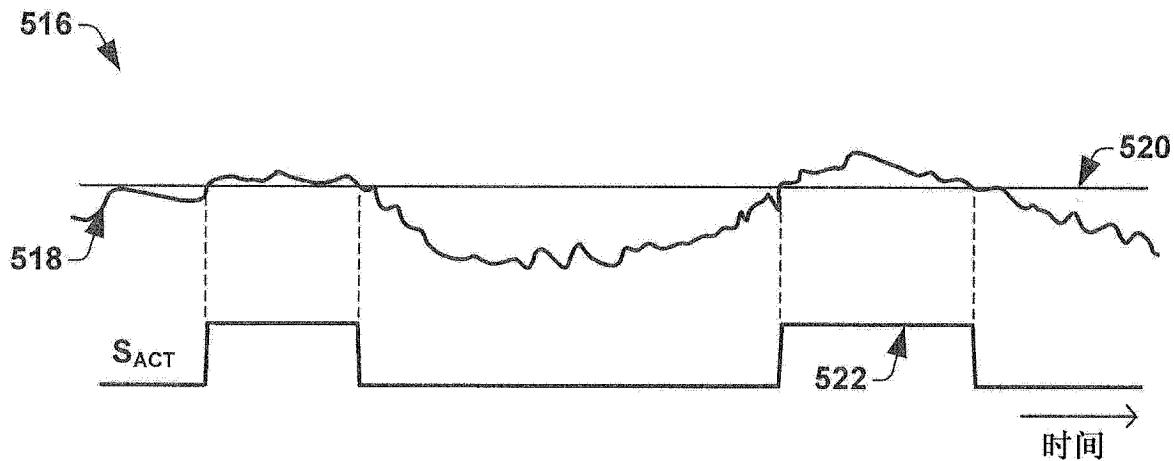


图 5b

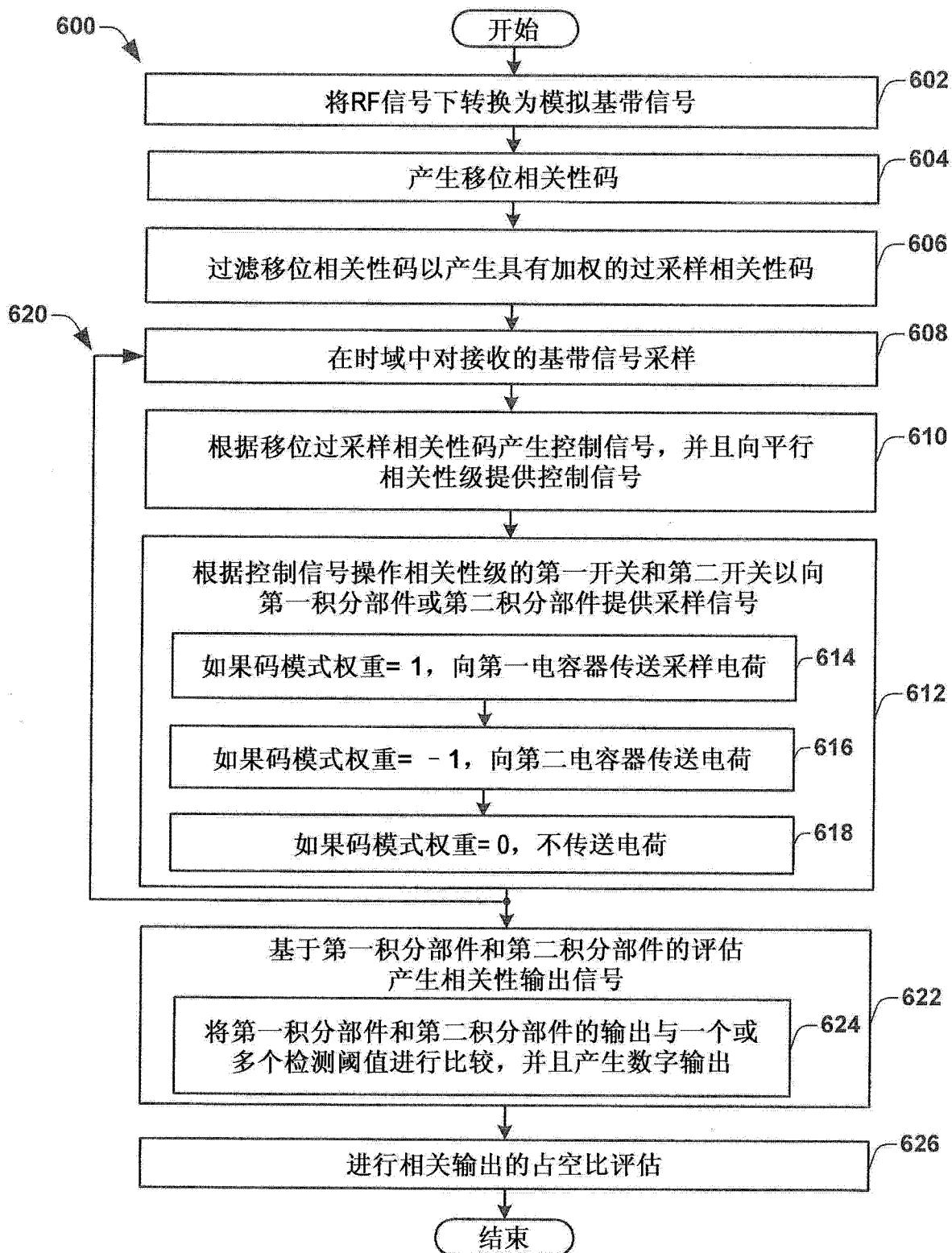


图 6