



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 112187596 B

(45) 授权公告日 2023. 10. 24

(21) 申请号 202010577100.6

(22) 申请日 2020.06.22

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 112187596 A

(43) 申请公布日 2021.01.05

(30) 优先权数据
19184275.6 2019.07.03 EP
20161026.8 2020.03.04 EP

(73) 专利权人 恩智浦有限公司
地址 荷兰埃因霍温高科技园区60邮编:
5656 AG

(72) 发明人 克莱门斯·G·J·德哈斯

(74) 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任
公司 11021
专利代理师 周祺

(51) Int.Cl.

H04L 12/40 (2006.01)

H04L 1/20 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 104133800 A, 2014.11.05

CN 106533873 A, 2017.03.22

CN 109050444 A, 2018.12.21

CN 109714234 A, 2019.05.03

US 2018189129 A1, 2018.07.05

DE 102017223417 A1, 2019.06.27

CN 101631058 A, 2010.01.20

CN 107317734 A, 2017.11.03

JP 2009060489 A, 2009.03.19

US 2018041358 A1, 2018.02.08

WO 2018104929 A1, 2018.06.14

审查员 李怡静

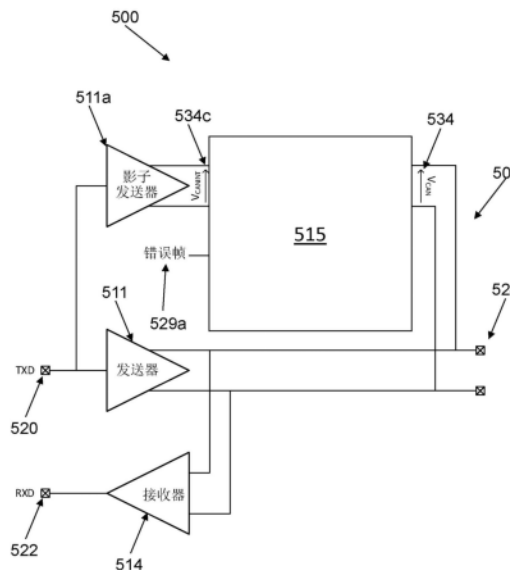
权利要求书2页 说明书13页 附图13页

(54) 发明名称

错误帧检测方法、设备及存储介质

(57) 摘要

本公开涉及一种收发器以及相关的方法和计算机程序。所述收发器包括发送器，所述发送器用于基于输入信号将发送器输出电压发送到差分信号总线，所述收发器被配置成：根据所述输入信号生成所述发送器输出电压的副本以提供预期差分总线电压；测量来自所述差分信号总线的差分总线电压；以及基于所测量的差分总线电压与所述预期差分总线电压之间的比较来检测所述差分信号总线上的错误帧。



1. 一种收发器,其特征在于,包括:
发送器,所述发送器用于基于输入信号将发送器输出电压信号发送到差分信号总线,
另一发送器,被配置成:
根据所述输入信号生成所述发送器输出电压信号的副本以提供预期差分总线电压信号;
错误帧检测单元,被配置成:
测量来自所述差分信号总线的差分总线电压信号;以及
基于所测量的差分总线电压信号与所述预期差分总线电压信号之间的比较来检测所述差分信号总线上的错误帧;
所述比较包括:
确定所述预期差分总线电压信号与所测量的差分总线电压信号之间的差值;
将所述差值与阈值进行比较;以及
如果所述差值超过所述阈值,则标识所述差分信号总线上所述错误帧的存在;
所述错误帧检测单元包括第一跨导放大器和第二跨导放大器,其中:
所述第一跨导放大器被配置成将预期差分总线电压信号转换成第一电流;并且
所述第二跨导放大器被配置成将来自所述差分信号总线的所述所测量的差分总线电压信号转换成第二电流,
其中所述错误帧检测单元被配置成确定所述第一电流与所述第二电流之间的差值,以确定所述预期差分总线电压信号与所述所测量的差分总线电压信号之间的差值。
2. 根据权利要求1所述的收发器,其特征在于,所述错误帧检测单元包括低通滤波器,所述低通滤波器被配置成将所述第一电流与所述第二电流之间的所述差值转换成电压差值以用于与所述阈值进行比较。
3. 根据权利要求1或权利要求2所述的收发器,其特征在于,所述收发器是CAN收发器,并且所述差分信号总线是CAN总线。
4. 根据权利要求3所述的收发器,其特征在于,所述收发器被配置成在CAN操作的数据阶段期间检测冲突,其中所述数据阶段包含由所述差分信号总线上的负差分电压电平定义的符号。
5. 一种CAN节点,其特征在于,包括:
根据权利要求4所述的CAN收发器;以及
CAN控制器,其中所述CAN控制器被配置成:
向所述CAN收发器提供输入信号;以及
响应于在所述CAN总线上检测到所述冲突而切换到仲裁操作模式。
6. 一种用于操作根据权利要求1所述的收发器的操作方法,其特征在于,包括:
通过所述发送器从收发器控制器接收输入信号;
通过所述发送器基于所述输入信号将发送器输出电压信号发送到差分信号总线;
通过所述另一发送器根据所述输入信号生成所述发送器输出电压信号的副本以提供预期差分总线电压信号;
通过所述错误帧检测单元测量来自所述差分信号总线的差分总线电压信号;以及
通过所述错误帧检测单元基于所测量的差分总线电压信号与所述预期差分总线电压

信号之间的比较来检测所述差分信号总线上的错误帧,包括:

通过第一跨导放大器将预期差分总线电压信号信号转换成第一电流;并且

通过第二跨导放大器将来自所述差分信号总线的所述所测量的差分总线电压信号信号转换成第二电流,

确定所述第一电流与所述第二电流之间的差值,以确定所述预期差分总线电压信号与所述所测量的差分总线电压信号之间的差值;

将所述差值与阈值进行比较;以及

如果所述差值超过所述阈值,则标识所述差分信号总线上所述错误帧的存在。

7.一种计算机可读存储介质,其特征在于,所述计算机可读存储介质具有体现在其上的计算机可读程序,所述计算机可读程序被配置成使处理器执行根据权利要求6所述的方法。

错误帧检测方法、设备及存储介质

技术领域

[0001] 本公开涉及一种差分信号收发器以及相关的操作方法和计算机程序。具体地说，尽管非排他性地，但是本公开涉及CAN装置、CAN收发器和CAN控制器中的至少一个，并且涉及一种用于操作CAN装置、CAN收发器和CAN控制器中至少一个的方法。本公开还涉及一种包括CAN装置的CAN总线系统以及一种用于操作包括CAN装置的CAN总线系统的方法。

背景技术

[0002] 车内网络 (IVN) 总线 (如CAN (控制器局域网)、CAN FD (具有灵活数据速率的CAN)、LIN (本地互连网络)、FlexRay、基于以太网的网络总线和其它类型) 可以用于车内的通信。例如，控制器局域网 (CAN) 总线是基于消息的通信总线协议，该通信总线协议通常用于汽车内。CAN总线网络可以包括多个总线装置，即所谓的节点或电子控制单元 (ECU)，这些总线装置例如为发动机控制模块 (ECM)、动力系控制模块 (PCM)、气囊、防抱死制动器、巡航控制、电动转向器、音频系统、窗户、门、镜调节器、用于混合动力/电动汽车的电池和再充电系统以及更多。CAN总线协议用于实现各种总线装置之间的通信。CAN协议的数据链路层被标准化为国际标准化组织 (ISO) 11898-1:2003。具有灵活数据速率的CAN或“CAN FD”可以提供更高的数据速率，它是标准化CAN数据链路层协议的扩展，同时已集成到ISO11898-2:2016标准中。但是，标准化CAN数据链路层协议仍然处于进一步扩展过程中以提供甚至更高的数据速率。称为CAN XL的进一步扩展具有允许甚至更高的数据速率的新级别方案，该进一步扩展处于CiA610 (自动化中的CAN) 下讨论的定义阶段，并且以对现有ISO11898标准的进一步更新或新标准的形式向标准化迈进。然而，令人感兴趣的是允许所有种类CAN之间的向后兼容性，这些CAN例如为具有CAN FD的CAN XL。

发明内容

[0003] 根据本公开的第一方面，提供了一种收发器，该收发器包括：

[0004] 发送器，所述发送器用于基于输入信号将发送器输出电压发送到差分信号总线，

[0005] 所述收发器被配置成：

[0006] 根据所述输入信号生成所述发送器输出电压的副本以提供预期差分总线电压；

[0007] 测量来自所述差分信号总线的差分总线电压；以及

[0008] 基于所测量的差分总线电压与所述预期差分总线电压之间的比较来检测所述差分信号总线上的错误帧。

[0009] 在一个或多个实施例中，该比较包括：

[0010] 确定所述预期差分总线电压与所测量的差分总线电压信号之间的差值；

[0011] 将所述差值与阈值进行比较；以及

[0012] 如果所述差值超过所述阈值，则标识所述差分信号总线上所述错误帧的存在。预期差分总线电压与所测量的差分总线电压信号之间的差值可以作为电压或电流提供。阈值可以是阈值电压或阈值电流。

[0013] 在一个或多个实施例中,收发器包括另一发送器,该发送器被配置成生成发送器输出电压的副本。

[0014] 在一个或多个实施例中,收发器包括第一跨导放大器和第二跨导放大器,其中:

[0015] 所述第一跨导放大器被配置成将预期差分电压信号转换成第一电流;并且

[0016] 所述第二跨导放大器被配置成将来自所述差分信号总线的所述所测量的差分总线电压信号转换成第二电流,

[0017] 其中所述收发器被配置成确定所述第一电流与所述第二电流之间的差值,以确定所述预期差分电压信号与所测量的差分总线电压信号之间的差值。

[0018] 在一个或多个实施例中,该收发器包括低通滤波器。该低通滤波器可以被配置成将第一电流与第二电流之间的差值转换成电压差值以用于与阈值进行比较。该低通滤波器可以被配置成将预期差分总线电压与所测量的差分总线电压信号之间的差值转换成经滤波的电压差值以用于与阈值进行比较。该低通滤波器可以包括电阻器-电容器(RC)电路。

[0019] 在一个或多个实施例中,该收发器包括比较器,该比较器被配置成将电压差值与电压阈值进行比较。

[0020] 在一个或多个实施例中,该收发器被配置成根据比较器的输出向收发器控制器提供帧错误的指示。该收发器可以被配置成当电压差值在预定数量的位周期或符号周期内大于阈值时,确定已发生冲突。预定数量可以是六个。

[0021] 在一个或多个实施例中,预期差分总线电压不是发送器输出电压的精确副本。

[0022] 一个或多个方面涉及CAN总线上的错误帧检测。在一个或多个实施例中,该收发器是CAN、CAN FD或CAN XL收发器。差分信号总线可以是CAN总线。冲突检测可以在数据阶段期间发生。在数据阶段中两个CAN节点正在发送的时间段内,可能会发生CAN总线冲突。发送器可以用发送器输出电压驱动CAN总线。发送器输出电压可以是用于CAN总线的差分电压。

[0023] 在一个或多个实施例中,CAN收发器被配置成在CAN操作的数据阶段期间检测冲突,其中数据阶段包含由CAN总线上的负差分电压电平定义的符号。

[0024] 在一个或多个实施例中,CAN收发器被配置成在CAN操作的快速数据阶段期间检测冲突。

[0025] 在一个或多个实施例中,CAN控制器被配置成根据ISO11898-1:2003在仲裁模式下操作。

[0026] 在一个或多个实施例中,该仲裁模式可以被称为慢速模式。控制器可以被配置成根据ISO 11898-2:2016(CAN FD)或根据说明书文档CiA610-1(例如,0.0.0.1或0.0.0.4版本)在快速数据阶段中工作。收发器可以被配置成根据CiA 601-3(例如0.0.1版本)在快速数据阶段中操作。

[0027] 根据本公开的第二方面,提供了一种CAN节点,该CAN节点包括:

[0028] CAN收发器;并且

[0029] CAN控制器,其中CAN控制器被配置成:

[0030] 向所述CAN收发器提供所述输入信号;以及

[0031] 响应于在所述CAN总线上检测到冲突而切换到操作的仲裁模式。

[0032] 根据本公开的另一方面,提供了一种CAN网络,该CAN网络包括:

[0033] CAN总线;

- [0034] 至少一个CAN节点,该CAN节点如本文所述并被配置成与CAN总线进行通信。
- [0035] 根据本公开的另一方面,提供了一种用于操作收发器的方法,该收发器可以是CAN收发器,该方法包括:
- [0036] 从控制器接收输入信号;
- [0037] 基于输入信号将发送器输出电压发送到总线;
- [0038] 根据所述输入信号生成所述发送器输出电压的副本以提供预期差分总线电压;
- [0039] 测量来自总线的差分总线电压;以及
- [0040] 基于或根据所测量的差分总线电压与预期差分总线电压之间的比较来检测总线上的错误帧。
- [0041] 根据本公开的另一方面,提供了计算机程序代码。可以提供一种包括计算机程序代码的非瞬态计算机可读介质。可以提供计算机程序代码,该计算机程序代码被配置成使处理器执行本文公开的任何方法。计算机程序代码可以被配置成使处理器控制收发器:从收发器控制器接收输入信号;基于输入信号将发送器输出电压发送到差分信号总线;由输入信号生成发送器输出电压的副本以提供预期差分总线电压;测量来自差分信号总线的差分总线电压;以及基于或根据所测量的差分总线电压与预期差分总线电压之间的比较来检测差分信号总线上的错误帧。
- [0042] 尽管本公开易于进行各种修改和替代形式,但是在附图中以示例的方式示出了其细节并且将进行详细描述。然而,应当理解,除了所述的特定实施例之外的其它实施例也是可能的。所有落入所附权利要求的精神和范围内的修改、等同物和替代实施例也被覆盖。
- [0043] 以上讨论不旨在表示当前或将来的权利要求书范围内的每个示例实施例或每个实现方式。下面的附图和详细描述还示例了各种示例实施例。结合附图考虑以下详细描述,可以更全面地理解各种示例实施例。

附图说明

- [0044] 现在将参考附图仅以示例方式描述一个或多个实施例,其中:
- [0045] 图1a示出了控制器局域网(CAN)总线网络的示例示意性框图;
- [0046] 图1b示出了图1a的CAN总线网络上节点的示例示意性框图;
- [0047] 图2示出了示例CAN网络拓扑结构;
- [0048] 图3示出了CAN物理电压电平方案;
- [0049] 图4示出了建议的CAN XL物理电压电平方案;
- [0050] 图5示出了收发器的示例示意性框图,该收发器被配置成用于错误帧检测;
- [0051] 图6示出了操作图7收发器的方法;
- [0052] 图7示出了CAN收发器的示例示意性框图,该CAN收发器被配置成用于错误帧检测;
- [0053] 图8示出了CAN XL总线网络的示例示意性框图;
- [0054] 图9示出了对应于图8 CAN XL总线网络的时序图;
- [0055] 图10示出了对应于图8 CAN XL总线网络的另一时序图;
- [0056] 图11示出了对应于图8 CAN XL总线网络的另一时序图;
- [0057] 图12示出了CAN XL总线网络的另一示例示意性框图;
- [0058] 图13示出了对应于图12 CAN XL总线网络的时序图;并且

[0059] 图14示出了CAN收发器的另一示例示意性框图,该CAN收发器被配置成检测错误帧用于。

具体实施方式

[0060] 容易理解的是,如本文一般描述和在附图中示出的实施例的组件可以被布置和设计成各种不同的配置。因此,如图中所表示,下面对各种实施例的更详细描述并非旨在限制本公开的范围,而仅仅是各种实施例的代表。尽管在附图中呈现了实施例的各个方面,但是附图不一定按比例绘制,除非特别指出。

[0061] 图1a示出了控制器局域网(CAN)总线网络100,其包括多个节点或装置102a-e和双绞线电缆,该双绞线电缆提供CAN总线104以用于经由分支线(例如分支线106a-c)在多个CAN节点102a-2之间传送差分信号。如图1a中所示的例子,在端节点(节点1和2)102a、102b处存在端接电阻器108a、108ab。

[0062] 图1b示出了联接到图1a的CAN总线104的CAN节点或装置102的示意性框图。CAN节点102包括CAN控制器110和CAN收发器112。CAN控制器110可以由处理器实现,该处理器例如为微处理器,该处理器被配置成实现CAN总线网络100内的CAN操作协议。CAN收发器112将CAN控制器110与CAN总线104对接。在一些例子中,CAN收发器112可以在没有或具有有限的用于理解或实现CAN协议的电路的情况下操作,因此,与CAN控制器110的处理器相比,CAN收发器112的功耗相对有限。

[0063] CAN控制器110具有发送输出端116和接收输入端118。CAN收发器112具有发送输入端120、接收输出端122和总线端124,该总线端124也可以被称为总线端口。总线端124可以包括总线端接电阻器($R_{总线}$)125。总线端124联接到CAN总线104的两条信号线。CAN控制器110的发送器输出端116联接到CAN收发器112的发送输入端120。CAN控制器110的接收输入端118联接到CAN收发器112的接收输出端122。

[0064] CAN收发器112包括发送器111和接收器114。发送器111具有联接到CAN收发器110的发送输入端120的输入端和联接到CAN收发器112的CAN总线端124的输出端。发送器111被配置成经由总线端124将在CAN收发器112的发送输入端120处接收到的数据转换成CAN总线104的差分信号。

[0065] 接收器114具有联接到CAN总线端124的输入端和联接到CAN收发器112的接收器输出端122的输出端。接收器114被配置成将CAN总线104上的差分电压信号转换成CAN控制器110的数据。图1b所示的CAN节点的一般结构同样适用于所有种类CAN,这些CAN包括CANFD和建议的CAN XL协议。

[0066] 图2示出了示例CAN网络拓扑结构200,该CAN网络拓扑结构200包括多个节点202a-k和分支线(例如分支线206a-c)。通常需要分支线(例如分支线206a-c)较短以避免来自开路电缆末端的长时间反射,从而能够满足更高的速度。图2中描述了CAN网络拓扑结构200的一个例子,其中端接电阻器位于节点5(202e)和节点10(202j)(如“T”所示)处。

[0067] 当节点(例如1、2、3、7和11,即节点202a、202b、202c、202g和202k)中的任何一个节点以及离端接电阻器最远的节点(节点5、10,即节点202e、202j)开始发送数据时,网络中的反射会引起信号干扰。如将从以下参考图3的讨论中理解的,当检测冲突时,这些信号干扰可能是有问题的。

[0068] 图3示出了根据ISO11898-2:2016的CAN物理电压电平方案300。CAN XL帧的慢速阶段(仲裁)使用根据ISO11898-2:2016(慢速(慢速)模式)的CAN电平方案。CAN物理电压电平方案300由相应的信号表示,这些信号包括CAN收发器的发送器输入端(TXD)上的逻辑电平信号331、高CAN总线电压(V_{CANH}) 332a、低CAN总线电压(V_{CANL}) 332b、CAN收发器的接收器输出端(RXD)上的逻辑电平信号333和差分电压(V_{Diff}) 334。在CAN物理电压电平方案300中,将差分电压(V_{Diff}) 334定义为 $V_{CANH} - V_{CANL}$ 。 V_{Diff} 334与接收器阈值范围335并排示出。

[0069] 在CAN物理电压电平方案300中,高于0.9V的 V_{Diff} 334值对应于CAN总线处于显性状态(逻辑状态“0”) - 将 V_{Diff} 334与接收器阈值范围335进行比较。相反,低于0.5V的 V_{Diff} 334值对应于CAN总线处于隐性状态(逻辑状态“1”)。 V_{Diff} 334的中间值(即,在0.5V和0.9V之间)对应于CAN总线上的不确定状态。

[0070] 本公开一般涉及检测CAN网络或CAN网络拓扑结构内的错误帧,例如上面参考图1a和图2所述的那些错误帧。可以将CAN中的错误帧定义为六个显性位,这些显性位将在所有节点中生成位填充错误。在CAN的物理层(ISO11898-2)中,将显性位定义为由低欧姆阻抗驱动的某个差分电压。隐性是零差分电压,而输出是高欧姆的。这保证了显性电平总是否定隐性电平,并且网络中的所有节点都接收到错误帧。在CAN XL(在CiA610-2中运行任务组)的定义中,在数据阶段期间,可以用由低欧姆阻抗驱动的正差分电压或负差分电压来编码位。这意味着错误帧(如ISO11898-2中所定义的)不保证将总线电压驱动到显性状态。

[0071] 与CAN/CAN FD相比,CAN XL协议是以更高波特率(>10Mbps)为目标的变体。与已知的CAN/CAN FD总线电压电平方案相比,这种速度增加可以利用数据阶段的不同总线电压电平方案来实现。这意味着CAN XL收发器需要在两种不同的模式下操作,这两种模式可以称为“慢速”(在仲裁阶段期间)和“快速”(在数据阶段期间)。可以将网络中的所有节点同步到相同的操作模式以用于可靠的通信和错误检测。CAN XL控制器可以在这两种模式之间切换CAN XL收发器。这种切换可以通过多种机制来实现,并且实现这种切换的特定机制不是本公开的一部分。CAN XL节点(例如收发器,具体地是发送器)应该能够在以快速模式操作时检测总线上的错误帧(具有慢速(仲裁)位时序的一行中的六个显性位)。在CAN标准中,已经定义了赢得仲裁的节点是唯一允许在数据阶段期间在总线上发送的节点。如果接收节点中的CAN控制器(CAN/CAN FD/CAN XL)检测到错误,则它将发送错误帧(如ISO11898-2中所定义的长显性位,最少6个连续慢速位),从而导致总线上的冲突。利用现有的CAN总线电压电平方案,显性电平将总是否定隐性电平,这意味着长显性位错误帧将总是被可靠地检测。快速模式下新的CAN XL电压电平方案不是显性电平“0”也不是隐性电平“1”。由于在CAN总线上有效地驱动电平“0”和电平“1”,因此,由另一节点驱动的显性电平将导致不确定的总线电压电平,并且不能可靠地检测到错误帧。

[0072] CAN XL的目的是应将可能的通信速度提高到物理上可能的最大速度。由于几个原因,如ISO11898-2:2016中定义的电平方案没有针对该目的进行优化。首先,仲裁机制需要确保对于逻辑状态“1”(高)总线变得相对高欧姆(这就是为什么该状态被称为“隐性”)。另一具有低欧姆“0”的发送器(网络上的另一节点)可以覆盖该高欧姆状态(这就是为什么该状态被称为“显性”)。第二,在所有CAN帧中使用这种相同的机制以在总线上发出检测到的错误信号。任何节点可以在其隐性位阶段期间的任何时间覆盖发送器,并且由此,停止传送。与真正的总线线束结合时,“高欧姆”驱动位相当慢并且还具有其它缺点。实际上,线束

可能具有与其它电线的寄生电容。这些电容对总线信号完整性有影响,尤其是当总线被高欧姆驱动时。例如,具有多个分支的长物理总线电缆可以产生许多反射,并且可以破坏高欧姆位。这就是为什么CAN XL建议使用电平方案和驱动器强度的原因,这可针对总线上的最大信号性能进行优化。

[0073] 图4示出了建议的CAN XL物理电压电平方案400。所建议的CANXL物理电压电平方案400对应于快速、数据阶段操作模式下的CAN XL总线电平方案。所建议的CAN XL物理电压电平方案400在对应信号方面与图3中所示的CAN物理电压电平方案300相似。在所建议的CANXL物理电压电平方案400中的对应信号包括高CAN总线电压(V_{CANH}) 432a、低CAN总线电压(V_{CANL}) 432b和定义为 $V_{CANH} - V_{CANL}$ 的差分电压(V_{Diff}) 434。差分电压(V_{Diff}) 434与接收器阈值范围435并排示出。

[0074] CAN XL物理电压电平方案400将具有三个不同的阈值电平来支持。第一阈值(图4中未示出)在众所周知的ISO11898-2:2016标准电平附近,该标准电平在+0.5V和+0.9V的差分电压(V_{Diff}) 434值之间,用于向后兼容的CAN仲裁。第二阈值与差分电压(V_{Diff}) 434值0V附近的快速CAN XL数据通信有关,该第二阈值由图4中的 $\pm 0.1V$ 的接收器阈值范围435表示。第三阈值(图4中未示出)通常为-0.6V且具有最大电平,该最大电平低于第二阈值的最小电平(例如,-0.3V...-0.4V)。

[0075] 由于CAN XL中仲裁和总线访问保持相同(以提供与CAN的向后兼容性),所以只有在仲裁完成或是完整的并且CAN XL ECU已赢得总线访问权后,CAN XL收发器才可以使用增强的物理电压电平方案。在该时刻,(已赢得总线访问权的节点的)CAN XL收发器可以切换到新的电平方案,并将总线电线上的速度提高到物理最大值;例如,在图4中示例的CAN XL数据阶段。有意地,CAN XL不允许任何人覆盖数据位,可以避免高欧姆输出行为,并且以最佳强度驱动所有位电平。

[0076] 本公开的各方面涉及创建内部“影子”发送器,其中将其差分输出信号与差分总线信号进行比较,并且当具体地在滤波之后,当检测到电压偏移时,逻辑输出信号检测到错误帧,该错误帧例如包括6个连续显性位。即,附加的“影子”发送器允许收发器将预期的差分总线电压与实际的差分总线电压进行比较。在低欧姆仍驱动CAN总线的情况下,这允许CAN内的节点检测错误帧。例如在CAN XL的数据阶段期间,或者例如在CAN FD信号改进能力(CAN FD SIC)收发器的显性到隐性转变之后的有效隐性时间期间,可能发生这种情况。

[0077] 图5示出了收发器500的示例示意性框图,该收发器500被配置成用于错误帧检测。收发器500与图1b中所示的CAN收发器的相似之处在于,收发器500包括第一发送器511和接收器514。图5的收发器500还包括第二发送器511a(也可以称为影子发送器)和错误帧检测单元515。

[0078] 发送器511具有联接到收发器500的发送输入端520的输入端和连接到差分信号总线端524的输出端。发送器511被配置成经由差分信号总线端524将在发送输入端520处接收的数据转换成差分信号总线504的差分信号。

[0079] 接收器514具有联接到差分信号总线端524的输入端和联接到收发器500的接收输出端522的输出端。接收器514被配置成经由差分信号总线端524将差分信号总线504上的差分信号转换成收发器控制器的数据。

[0080] 第二发送器511a具有联接到收发器500的发送输入端520的输入端,并且被配置成

根据提供给收发器500的发送输入端520的输入信号生成内部差分电压(V_{CANINT})534c或预期差分总线电压。内部差分电压(V_{CANINT})534c可以是由第一发送器511生成的差分信号的精确副本或对应于该差分信号的其它信号。第二发送器511a还被配置成将内部差分电压(V_{CANINT})534c提供给错误帧检测单元515。

[0081] 错误帧检测单元515被配置成测量来自差分信号总线端524的差分电压信号(V_{CAN})534,并且从第二发送器511a接收内部差分电压(V_{CANINT})534c。错误帧检测单元515还被配置成基于差分电压信号(V_{CAN})534与内部差分电压(V_{CANINT})534c之间的比较来检测差分信号总线上的错误帧。例如,错误帧检测单元515被配置成基于差分电压信号(V_{CAN})534与内部差分电压(V_{CANINT})534c之间的比较来提供错误帧输出(错误帧)529a。例如,CAN总线524上存在冲突可能会导致差分电压信号(V_{CAN})534在多个位或符号周期内与内部差分电压(V_{CANINT})534c基本不同。因此,错误帧检测单元515可以被配置成根据所测量的差分总线电压与预期差分总线电压之间的比较,并且具体地当在预定数量的位或符号周期中所测量的差分总线电压比预期差分总线电压大至少一个阈值量时,确定已发生了冲突。

[0082] 图6示出了用于操作收发器(例如图5的收发器500)的方法600。640从收发器控制器接收输入信号。641基于输入信号将发送器输出电压发送到差分信号总线。642由输入信号生成发送器输出电压的副本以提供预期差分总线电压。643测量来自差分信号总线的差分总线电压。644基于或根据所测量的差分总线电压与预期差分总线电压之间的比较来检测差分信号总线上的错误帧。

[0083] 图7更详细地示出了本公开的例子。即,图7示出了CAN收发器700的示例示意性框图,该CAN收发器700被配置成用于错误帧检测。CAN收发器700与图5中所示的CAN收发器的相似之处在于,CAN收发器700包括第一发送器711、第二发送器711a、接收器714和错误帧检测单元715,它们以与先前参考图5所述的相同方式布置。

[0084] 在该例子中,错误帧检测单元715包括第一跨导放大器726、第二跨导放大器726a、并联滤波器电路727和错误帧比较器729。

[0085] 第二发送器711a的输出端(canhint,canlint)连接到第一跨导放大器726的输入端。内部负载电阻器(R_{INT})725a与第二发送器711a的输出端(canhint,canlint)和第一跨导放大器726的输入端并联地设置。第二发送器711a的输出端(canhint,canlint)和内部负载电阻器(R_{INT})725a被配置成向第一跨导放大器726提供内部CAN差分总线电压(V_{CANINT})734c。第一跨导放大器726被配置成输出内部CAN差分总线电压(V_{CANINT})734c的电流表示(I_{INT})730。

[0086] 第二跨导放大器726a具有连接到CAN总线端724的输入端。第二跨导放大器726a被配置成输出CAN差分总线电压(V_{CAN})734的电流表示($I_{总线}$)730a。

[0087] 在该例子中,并联滤波器电路727由电容器(C1)727a和电阻器(R1)727b提供,该电阻器(R1)727b与电容器(C1)727a并联。在第一跨导放大器726和第二跨导放大器726a的输出端与地面之间提供并联滤波器电路727。将差分电流(I_{DIFF})730b提供给并联滤波器电路727,该差分电流(I_{DIFF})730b被定义为内部CAN差分总线电压(V_{CANINT})734c的电流表示(I_{INT})730与CAN差分总线电压(V_{CAN})734的电流表示($I_{总线}$)730a之间的差值。滤波器电路727对作为时间的函数的差分电流(I_{DIFF})730b进行积分。以这种方式,并联滤波器电路727被配置成将差分电流730b滤波并转换成差分电压($V_{DIFF(LF)}$)728b,该差分电压($V_{DIFF(LF)}$)728b在第二跨

导放大器726a的输出大于第一跨导放大器726的输出的周期期间上升,如下面进一步详细解释的。

[0088] 将来自并联滤波器电路727的差分电压($V_{DIFF(LF)}$)728b提供给错误帧比较器729的第一输入端。将来自阈值电压源728的阈值电压(V_{TH})728a提供给错误帧比较器729的第二输入端。错误帧比较器729被配置成提供错误帧比较器输出(错误帧)729a。当差分电压($V_{DIFF(LF)}$)728b超过阈值电压(V_{TH})728a时,错误帧比较器输出(错误帧)729a指示通过错误帧比较器729检测到CAN总线上的错误帧。

[0089] 内部影子发送器711a由与第一发送器711相同的TXD输入信号驱动。选择内部影子发送器711a的驱动特性和内部负载电阻器(R_{INT})725a,使得当CAN发送器711负载电阻器 $R_{总线}$ 725(通常为60欧姆)时,内部CAN差分电压($V_{canhint} - V_{canlint}$)734c等于CAN差分总线电压($V_{CAN} = V_{CANH} - V_{CANL}$)734。通过第一跨导放大器726将内部CAN差分电压734c转换成电流(I_{INT})730。而且,通过第二跨导放大器730a将CAN差分总线电压(V_{CAN})734转换成电流($I_{总线}$)。将两个电流相减,得到差分电流(I_{DIFF})730b。

[0090] 如果内部影子发送器电压(即,内部CAN差分总线电压(V_{CANINT})734c)和总线电压(即,CAN差分总线电压(V_{CAN})734)相等,则差分电流(I_{DIFF})730b将为零。差分电流 I_{DIFF} 730b流入用作低通滤波器的电容器(C1)727a和电阻器(R1)727b的并联滤波器电路727并同时差分电流 I_{DIFF} 730b转换成差分电压 $V_{DIFF(LF)}$ 728b。如果差分电流 I_{DIFF} 730b为零,则经滤波的差分电压 $V_{DIFF(LF)}$ 728b也为零,并且错误帧比较器729输出逻辑零。如何检测错误帧在以下段落中进行了解释。

[0091] 在其它例子中,可以在没有第一跨导放大器726和第二跨导放大器726a的情况下检测CAN总线上的错误帧。在这些例子中,差值电压 $V_{DIFF(LF)}$ 728b是由内部CAN差分总线电压(V_{CANINT})734c和CAN差分总线电压(V_{CAN})734确定的,而不将这些总线电压转换成电流。在提供给错误帧比较器729的第一输入端之前,可以使用低通滤波器(电阻器-电容器电路,其具有与差分电压 $V_{DIFF(LF)}$ 728b串联的电阻器和接地的电容器)对差分电压 $V_{DIFF(LF)}$ 728b进行滤波。

[0092] 图8示出了CAN XL总线网络800的示例示意性框图。图8中所示的示例网络拓扑结构具有带有短分支线的端到端终端,因此没有显著的信号干扰。CAN XL总线网络800的拓扑结构与先前参考图1a所述拓扑结构的相似之处在于,该CAN XL总线网络800的拓扑结构包括多个CAN XL节点或装置802a-e,每个节点或装置都连接到CAN总线804以用于经由分支线(例如分支线806a-c)在多个CAN XL节点802a-e之间传送差分信号。每个CAN XL节点802a-d可以包括如上参考图1b所述的CAN控制器和如参考图5或图7所述的CAN收发器。CAN总线804包括用于在多个CAN XL节点802a-d之间传送差分信号的两条信号线。

[0093] 图8的CAN XL总线网络800与图1a的CAN总线网络的不同之处在于其被示出处于具体的操作状态。节点1(802a)已赢得仲裁,并且在CAN XL快速模式的数据阶段期间进行发送(TX快速)。所有其它节点802b-e在第一周期中接收数据(RX快速)。在某个时间,节点4(802d)已检测到错误,其CAN XL控制器又切换回慢速模式并在第二周期中开始发送“DOMINANT(显性)”作为错误帧(TX慢速错误)。

[0094] 图9示出了图8的CAN XL总线网络的时序图900。时序图900演示了周期变化的转变,该转变发生在图9的CAN XL总线网络从第一周期950a转变到第二周期950b时。具体地,

时序图900示出了节点4(802d)的CAN XL收发器的发送器输入端(TXD_{NODE4}) 931a上的逻辑电平信号和节点4(502d)与CAN总线804之间的电流(I_{NODE4}) 936。时序图900还示出了节点1(802a)的CAN XL收发器的发送器输入端(TXD_{NODE1}) 931b上的逻辑电平信号、CAN差分总线电压(V_{CAN}-实线) 934、内部CAN差分总线电压(V_{CANINT}-虚线) 934c、差分电流(I_{DIFF}) 930b、差分电压(V_{DIFF(LF)}) 928b以及错误帧比较器输出(错误帧) 929b。该差分电压(V_{DIFF(LF)}) 928b与阈值电压(V_{TH}) 928a和滤波周期(t_{滤波}) 937并排示出。

[0095] 内部CAN差分总线电压(V_{CANINT}) 934c对应于图7的CAN收发器700的第二发送器711a的差分电压输出。差分电流(I_{DIFF}) 930b对应于内部CAN差分总线电压(V_{CANINT}) 934c的电流表示(I_{INT}) 730与CAN差分总线电压(V_{CAN}) 934的电流表示(I_{总线}) 730a之间的差值。差分电压(V_{DIFF(LF)}) 928b对应于图7的CAN收发器700的并联滤波器电路727所提供的经滤波的电压728b。

[0096] 第一周期950a和第二周期950b中的时序图900通常可以理解如下。第一周期950a(即图9中虚线的左侧)对应于节点1(802a)向CAN总线804发送数据。节点4(802d)在该第一周期930a中接收数据(RX快速)。即,节点4(802d)的发送器处于“RECESSIVE(隐性)”状态,并且其控制器处于“RECEIVING(接收)”状态。由节点1(802a)发送的数据在时序图900中由CAN XL收发器的发送器输入端(TXD_{NODE1}) 931a上的逻辑电平信号和CAN差分总线电压(V_{CAN(DIFF)}) 934的波形表示。在第一周期950a中,差分电流(I_{DIFF}) 930b、差分电压(V_{DIFF(LF)}) 928b和错误帧比较器输出(错误帧) 929b都为零。

[0097] 第二周期950b(即图9中虚线的右边)对应于节点4(802d)检测到错误并发送“DOMINANT(显性)”作为错误帧,如上所述,而节点1(802a)继续发送数据。同时向CAN总线804发送数据的节点1(802a)和节点4(802d)的组合相对于内部CAN差分总线电压(V_{CANINT}) 934a改变了CAN差分总线电压(V_{CAN(DIFF)}) 934的波形特性,例如,参见CAN差分总线电压(V_{CAN(DIFF)}) 934与内部CAN差分总线电压(V_{DIFF(LF)}) 928b之间的1V电压偏移934d。

[0098] 在第二周期950b期间同时向CAN总线804发送数据的节点1(802a)和节点4(802d)的组合导致差分电流(I_{DIFF}) 930b增加到与图7的CAN收发器700的第一跨导放大器726和第二跨导放大器726a的电导(gm)乘以1V电压偏移934d相对应的值。差分电流(I_{DIFF}) 930b的增加导致差分电压(V_{DIFF(LF)}) 928b增加到与图7的CAN收发器700的电阻器(R1) 727b的电阻乘以差分电流(I_{DIFF}) 930b(即电压偏移乘以跨导gm)相对应的值。当差分电压(V_{DIFF(LF)}) 928b超过阈值电压(V_{TH}) 928a时,即在滤波周期(t_{滤波}) 937之后,错误帧比较器输出(错误帧) 929b切换到逻辑电平“1”以指示检测到在CAN总线804上的错误帧。

[0099] 当节点4(802d)是隐性(I_{NODE4}=0mA)时,影子发送器电压V_{CANINT} 934c(图9中的虚线)等于总线电压V_{CAN} 934(图9中的实线),结果,I_{DIFF} 930b为零,V_{DIFF} 928b为零,并且低于阈值电压V_{TH} 928a。错误帧比较器信号929b为逻辑“0”,这意味着节点1(802a)是总线804上唯一的发送器,并且没有发送“显性”的其它节点。当节点4(802d)中的CAN控制器检测到错误状态时,其将开始发送错误帧,该错误帧包括6个显性位,在最大仲裁速度为1Mbaud的情况下,该错误帧最小为6μs。假设节点4(802d)中发送器的驱动强度是较差的情况,并将其建模为30mA的显性电流源,参见在第二周期950b期间节点4(802d)与CAN总线804之间的电流(I_{NODE4}) 936的最大值。IS011898-2:2016规定的最小显性电压在50欧姆的最小负载下为1.5V。这计算为1.5/50=30mA的最小显性电流。在该例子1中,将节点1(802a)中发送器的电压摆动选择为

1V峰值,并且输出驱动器阻抗为100欧姆。由发送器在节点4(802d)处查看的阻抗为 $100/3=33.33$ 欧姆(两个并关节点1的100欧姆端接电阻和100欧姆驱动器阻抗)。这计算为 $30*33.33=1V$ 的差分总线电压偏移934d。由于影子发送器711a不受总线上变化的影响,因此,差分电压差值934d产生 I_{DIFF} 930b,其跨导值(gm)乘以电压差值(1V)。该电流被并联滤波器电路727滤波并转换成电压 $V_{DIFF(LF)}$ 928b。当显性脉冲的长度比滤波时间 $t_{滤波}$ 937(由电容器(C1)727a的电容与电阻器(R1)727b的电阻的乘积定义)更长时, $V_{DIFF(LF)}$ 928b上的电压上升到某个阈值电压(V_{TH}) 928a以上,并且错误帧比较器729向729b发送逻辑“1”的信号,这意味着已检测到错误帧。对于检测相对长的显性时间的错误帧的概念,可以应用例如并联滤波器电路727的低通滤波器,使得该系统具有鲁棒性,可防止由于总线上的短暂干扰而导致错误的错误帧检测。

[0100] 因此,在一些例子中,该比较包括:确定预期差分总线电压734c与所测量的差分总线电压信号734之间的差值728b;729将差值728b与阈值728a进行比较;以及如果差值728b超过阈值728a,则标识差分信号总线704上错误帧的存在。

[0101] 在一些例子中,收发器700可以包括另一发送器711a,该发送器711a被配置成生成发送器输出电压734c的副本。收发器700可以包括第一跨导放大器726和第二跨导放大器726a,其中:第一跨导放大器726被配置成将预期差分电压信号734c转换成第一电流730;并且第二跨导放大器726a被配置成将来自差分信号总线704的所测量差分总线电压信号734转换成第二电流730a,其中收发器700被配置成确定第一电流730与第二电流730a之间的差值730b以确定预期差分电压信号734c与所测量差分总线电压信号734之间的差值。

[0102] 在一些例子中,收发器700可以包括低通滤波器727,该低通滤波器727被配置成将第一电流与第二电流之间的差值转换成电压差值728b以用于与阈值电压728a进行比较729。该低通滤波器可以包括电阻器-电容器(RC)电路727a,b。CAN收发器700可以包括比较器729,该比较器729被配置成将电压差值728b与阈值电压728a进行比较。该CAN收发器可被配置成根据比较器729的输出向CAN控制器提供帧错误的指示。

[0103] 在一些例子中,预期差分总线电压734c可能不是发送器输出电压的精确副本。CAN收发器700被配置成在CAN操作的数据阶段期间检测冲突,其中数据阶段包含由CAN总线104上的负差分电压电平定义的符号。CAN收发器700被配置成在CAN操作的快速数据阶段期间检测冲突。

[0104] 影子发送器711a可以在过程分布、温度和电源电压方面与第一发送器711匹配,但是总线阻抗变化无法匹配,这将导致不同的电压摆动。在图10和图11中,在峰值总线电压与影子发送器电压相比不同(分别更低或更高)的情况下绘制时序图,如下面更详细描述。在两种情况下,DC差都为零,并且由于电容器(C1)727a和电阻器(R1)727b的滤波,峰值电压的差值不会导致错误的错误帧检测,例如,如果未对内部CAN差分总线电压(V_{CANINT}) 934c与CAN差分总线电压($V_{CAN(DIFF)}$) 934之间的差值进行滤波,则可能会出现其它情况。

[0105] 图10示出了图8的CAN XL总线网络的另一时序图1000。图10的时序图1000类似于图9的时序图900,除了在第一周期1050a期间CAN差分总线电压(V_{CAN} -实线) 1034具有比内部CAN差分总线电压(V_{CANINT} -虚线) 1034c(1V的最大输出电压)更低的最大输出电压(0.6V)。与内部CAN差分总线电压(V_{CANINT}) 1034C相比,CAN差分总线电压(V_{CAN}) 1034的更低最大输出电压在第一周期1050a期间产生非零差分电流(I_{DIFF}) 1030b。

[0106] 尽管在第一周期1030b期间的差分电流(I_{DIFF}) 1030b不为零,但是其大小不足以在节点1(802d)正在发送数据时对并联滤波器电路627的电容(C1) 627a充电。当发送器输入端(TXD_NODE1) 1031b上的逻辑电平信号在逻辑电平“0”和逻辑电平“1”之间切换时,查看差分电流(I_{DIFF}) 1030b在 $\pm 0.4V \cdot gm$ 之间的波动。因此,差分电压($V_{DIFF(LF)}$) 1028b不超过阈值电压(V_{TH}) 1028a,且错误帧比较器输出(错误帧) 1029b保持逻辑电平“0”。

[0107] 仅在图10的时序图1000的第二周期1050b期间,差分电压($V_{DIFF(LF)}$) 1028b增加到高于阈值电压(V_{TH}) 1028a的值。这是因为同时向CAN总线804发送数据的节点1(802a)和节点4(802d)的组合导致差分电流(I_{DIFF}) 1030b保持正值,发送器输入端(TXD_NODE1) 1031b上的逻辑电平信号在逻辑电平“0”和逻辑电平“1”之间切换,从而使电容器(C1) 627a连续充电(并且差分电压($V_{DIFF(LF)}$) 1028b连续增加)。一旦差分电压($V_{DIFF(LF)}$) 1028b增加到阈值电压(V_{TH}) 1028a以上时,即在超过滤波周期($t_{滤波}$) 1037的时间段之后,错误帧比较器输出(错误帧) 1029b切换到逻辑电平“1”以指示检测到在CAN总线804上的错误帧,如以上参考图9所述的。

[0108] 图11示出了图8的CAN XL总线网络的另一时序图1100。图11的时序图1100类似于图10的时序图1000,除了在第一周期1150a期间CAN差分总线电压(V_{CAN} -实线) 1134具有比内部CAN差分总线电压(V_{CANINT} -虚线) 1134c(1V的最大输出电压)更高的最大输出电压(1.5V)。与内部CAN差分总线电压(V_{CANINT}) 1134c相比,CAN差分总线电压(V_{CAN}) 1134的更高最大输出电压在第一周期1150a期间产生非零差分电流(I_{DIFF}) 1130b。

[0109] 图11的时序图1100的第一周期1150a和第二周期1150b类似于图10的时序图1000的第一周期1050a和第二周期1050b。然而,在图11的时序图例子中,差分电流(I_{DIFF}) 1130b最初为负值(与图10的时序图1000中最初为正值的差分电流(I_{DIFF}) 1030b相比)。一旦差分电流(I_{DIFF}) 1130b在足以使差分电压($V_{DIFF(LF)}$) 1128b超过阈值电压(V_{TH}) 1128a的时间内保持正值,如在第二周期1150b中的情况,错误帧比较器输出(错误帧) 1129b切换到逻辑电平“1”。如上参考图9和图10所述,切换到逻辑电平“1”的错误帧比较器输出(错误帧) 1129b指示检测到在CAN总线804上的错误帧。

[0110] 图12示出了CAN XL总线网络1200的另一示例示意性框图。CANXL总线网络1200类似于先前参考图8所述的CAN XL总线网络800,除了节点3(1202c)经由长分支线1206a联接到CAN总线1204。这样,可以认为CAN XL总线网络1200对应于不良的端接网络导致总线反射的示例情况。

[0111] 如图12中所示,节点3(1202c)经由长分支线1206a(例如5米)连接到网络,这将导致信号干扰(反射)。在CAN XL总线网络1200的具体操作模式中,节点3(1202c)已赢得仲裁并在快速模式(TX快速)中数据阶段期间进行发送。所有其它节点在第一周期中接收数据(RX快速)。在某个时间,节点4(1202d)已检测到错误,其CAN XL控制器又切换回慢速模式并在第二周期中开始发送“dominant(显性)”作为错误帧(TX慢速错误)。图13中的时序图详细解释了在该例子中发生了什么。

[0112] 图13示出了图12的CAN XL总线网络1200的时序图1300。时序图1300类似于先前参考图11所述的时序图1100,除了节点3(1102c)而不是图8的CAN XL总线网络800例子中的节点1(802c)正在发送(TX快速),并且现在在CAN差分总线电压(V_{CAN} -实线) 1334(但不包括内部CAN差分总线电压(V_{CANINT} -虚线) 1234c)上出现反射或过冲(例如过冲1338a-d)。反射

1338a-d是由于短分支线1206a的长度,并且出现在第一周期1350a和第二周期1350b中。

[0113] 在时序图1300的第一周期1350a中,由于节点3(1202c)正在发送到长分支线(1206a),在发送器输入端(TXD)1331上的逻辑电平信号转变(例如从逻辑电平“1”到逻辑电平“0”)期间,发送器所查看的阻抗不是50欧姆,而电缆阻抗仅为100欧姆。当用100欧姆的输出阻抗驱动时,这会导致CAN差分总线电压(V_{CAN})1334的电压摆动增加了1.5倍(即从-1V到2V而不是-1V到1V)。CAN差分总线电压(V_{CAN})1334(从-1V到2V)的第一(即图13中的最左侧)变化导致CAN差分总线电压(V_{CAN})1334中的过冲1338a,该过冲1338a具有持续时间,该持续时间为双绞线中的2倍短分支线长度乘以传播延迟($2*5m*5ns=50ns$)。与滤波器时间($t_{滤波}$)1337相比,过冲1338a-d较短,并且差分电压 $V_{DIFF(LF)}$ 1328b上的峰值幅度将低于阈值电压 V_{TH} 1328a。而且,由于对称的电压方案,过冲1338a-d是对称的,因此不会导致DC偏移。由于电容器(C1)727a和电阻器(R1)727b的滤波,如先前参考图7所述,CAN差分总线电压(V_{CAN})1334与内部CAN差分总线电压(V_{CANINT})1334a之间的峰值电压差值不会在第一周期1350a中导致错误的错误帧检测。

[0114] 相反,在时序图1300的第二周期1350b期间,由节点4(1202d)发送“DOMINANT(显性)”作为错误帧导致的电压偏移到CAN差分总线电压(V_{CAN})1334可导致差分电压 $V_{DIFF(LF)}$ 1328b增加。如上所述,当差分电压 $V_{DIFF(LF)}$ 1328b超过阈值电压 V_{TH} 1328a时,错误帧比较器输出(错误帧)1129b切换到逻辑电平“1”,从而指示检测到在CAN总线1204上的错误帧。

[0115] 本公开可以例如与CAN XL一起使用以检测在数据阶段发送期间总线上的冲突。错误帧逻辑输出信号可以用于将CAN XL收发器或控制器从快速TX模式切换到慢速模式。

[0116] 根据另一例子,本公开可与CAN FD(具体为CAN FD SIC)一起使用。从显性到隐性转变之后,CAN FD SIC收发器具有有效隐性阶段。如果在该有效隐性阶段期间检测到错误帧,则收发器可以通过在RXD输出引脚上创建逻辑低电平来向CAN FD控制器发送“显性(dominant)”信号。

[0117] 图14示出了CAN收发器1400的另一示例示意性框图,该CAN收发器1400被配置成用于检测错误帧。图14的CAN收发器1400类似于图7中所示的CAN收发器700并包括接收器1414、错误帧比较器1429和接收输出端1422之间的附加逻辑。

[0118] 该附加逻辑包括反相器(非门(NOT gate))1460、与门(AND gate)1462。反相器1460具有联接到错误帧比较器1429的输出端的输入端。将反相器1460的输出端和接收器1414的输出端提供给与门1462的输入端。当错误帧比较器1429的输出为逻辑低电平时(使得反相器1460的输出为逻辑高电平),与门被配置成从接收器1414和反相器1460的输出端接收数据,并允许来自接收器1414的数据到达接收输出端1422。以这种方式,可以将错误帧信号传送到联接到CAN收发器的CAN控制器。

[0119] 图14的CAN收发器1400使得能够使用具有非常长的分支线长度或具有网络拓扑结构的CAN FD(SIC),它们仅只有一个带有端接电阻的节点。此外,图14的CAN收发器1400将允许增强有效隐性电平(即在有效隐性电平期间用较低阻抗驱动),并在拓扑结构中允许更多串联电阻(具有更多的直插式连接器或更细的电缆直径)以正确检测错误。

[0120] 再次参考图7的例子,影子发送器711a不需要是发送器的精确副本,因为其输出引脚不受汽车环境的影响,并且不需要满足电磁兼容性/静电放电(EMC/ESD)和高电压要求,只要典型差分电压等于典型CAN总线电压即可。而且, R_{INT} 725a不需要与真实CAN总线负载相

同;使用较高的值将导致较少的功耗,因为对于相同的电压,输出电流可以较低。与将CAN差分总线电压(V_{CAN}) 734转换成CAN差分总线电压(V_{CAN}) 734的电流表示($I_{总线}$) 730a的放大器相比,将内部CAN差分总线电压(V_{CANINT}) 734c转换成内部CAN差分总线电压(V_{CANINT}) 734c的电流表示(I_{INT}) 730的第一跨导放大器726可能更简单,因为它不需要支持-40V至+40V的高压共模范围。影子发送器711a和第一跨导放大器726也可以组合成一个电路,该电路直接生成内部CAN差分总线电压(V_{CANINT}) 734c的电流表示(I_{INT}) 730。

[0121] 作为另一种可替换方式,例如,用CAN总线信号减去影子内部信号可以在数字域中完成,其中CAN总线电压可以用模数转换器(ADC)转换成数字字并由逻辑或软件处理。

[0122] 本公开的一些例子建议创建内部影子/副本信号,并将其与所测量的传送信号相减而发送至CAN收发器,并且添加专用低通滤波器以检测CAN总线上存在的错误帧。建议通过创建发送器输出电压的前馈副本来检测CAN XL或CAN FD(例如使用CAN FD收发器,具体是CAN FD SIC收发器)流量的数据阶段期间的错误帧,将其与发送器输出端上存在的差分电压相减,然后进行滤波并与阈值进行比较。

[0123] 尽管本例子主要涉及CAN FD和CAN XL技术,但是本公开不限于那些CAN种类。即,基本概念也可以被转移到其它CAN种类以及利用差分信号的系统(例如,根据推荐标准(RS) 422和RS485、Flexray和10BASET1S进行通信的系统)。

[0124] 在上文的描述中,提供了各种实施例的具体细节。然而,可以用少于所有这些具体细节来实践一些实施例。在其它情况下,为了简洁和清楚起见,对某些方法、程序、组件、结构和/或功能的描述不比实现本发明的各个实施例更详细。

[0125] 应注意,已经参考不同的主题描述了上述实施例。具体地说,一些实施例可能已经参考方法型权利要求进行了描述,而其它实施例可能已经参考装置型权利要求进行了描述。然而,本领域的技术人员将从以上内容中得出,除非另有说明,除了属于一种类型主题特征的任何组合之外,涉及不同主题特征的任何组合(具体是方法型权利要求的特征和装置型权利要求的特征的组合)也被视为与本文档一起公开。

[0126] 尽管本文中的方法的操作以具体的顺序进行了示出和描述,但是可以改变每个方法的操作顺序,使得某些操作可以以相反的顺序执行,或使得某些操作可以至少部分地与其它操作同时执行。在另一实施例中,不同操作的指令或子操作可以以间歇和/或交替的方式实施。

[0127] 尽管已经描述和示出了本发明的具体实施例,但是本发明不限于如此描述和示出的部分的具体形式或布置。本领域的技术人员将能够在不脱离所附权利要求的范围的情况下设计出许多替换实施例。

[0128] 在权利要求中,置于括号中的任何附图标记不应解释为限制权利要求。词语“包括(comprise(s))”或“包含(comprising)”不排除权利要求中所列出的元件或步骤之外的元件或步骤的存在。元件之前的词语“一种/一个(a)”或“一种/一个(an)”不排除多个这种元件的存在。权利要求中所述的措施可以借助于硬件和/或借助于适当编程的处理器来实现,该硬件包括几个不同的元件。在列举了几个装置的装置权利要求中,这些装置中的几个可以由同一个硬件项来实现。在相互不同的从属权利要求中引用某些措施的事实并不指示不能有利地使用这些措施的组合。

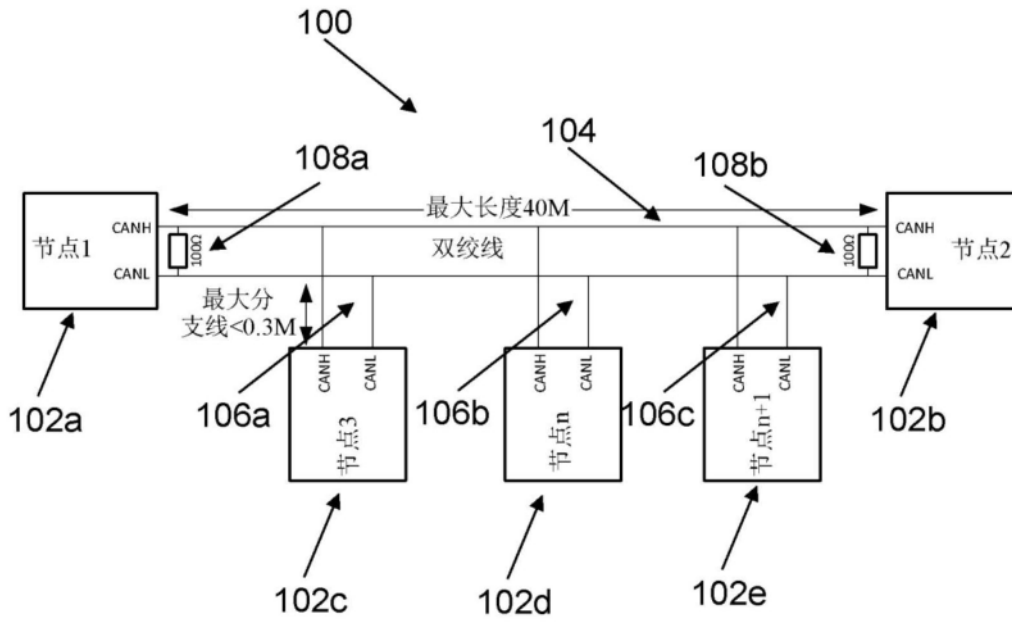


图1a

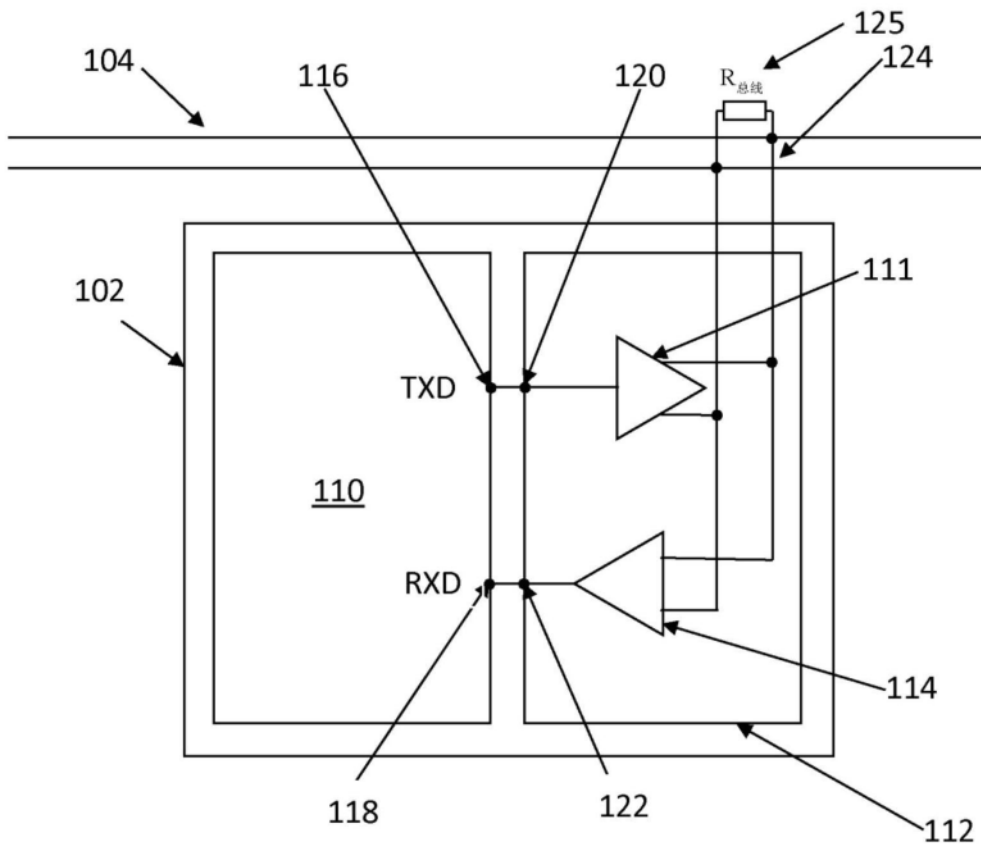


图1b

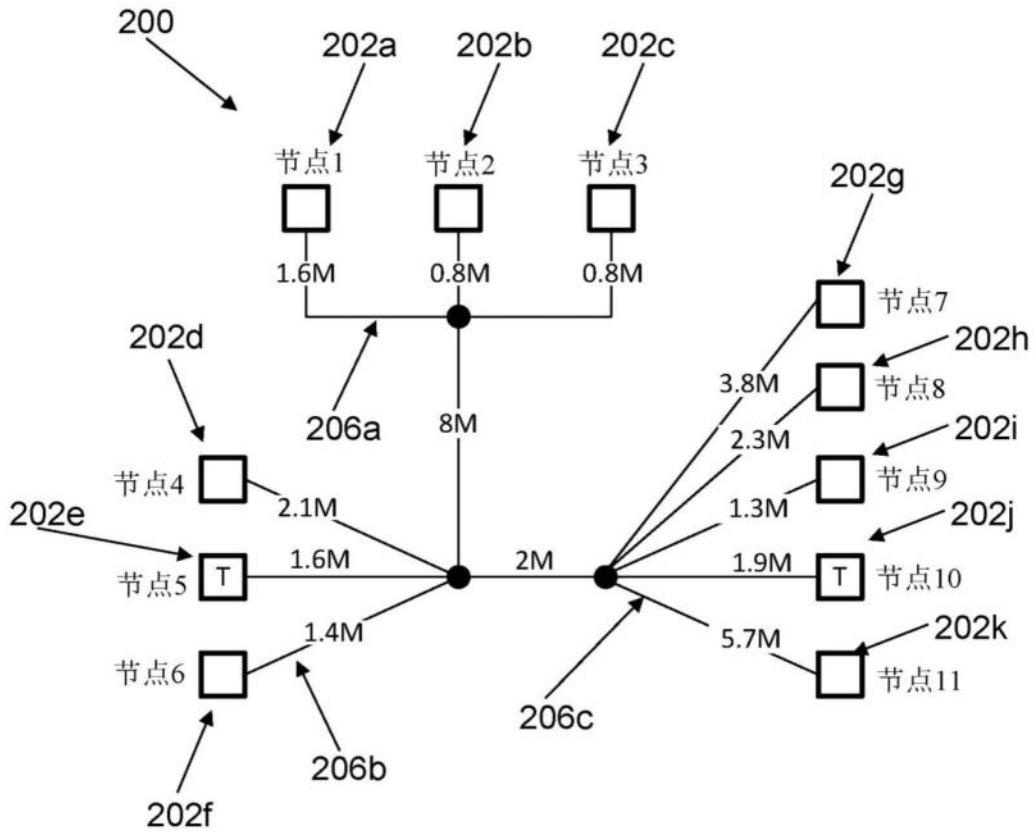


图2

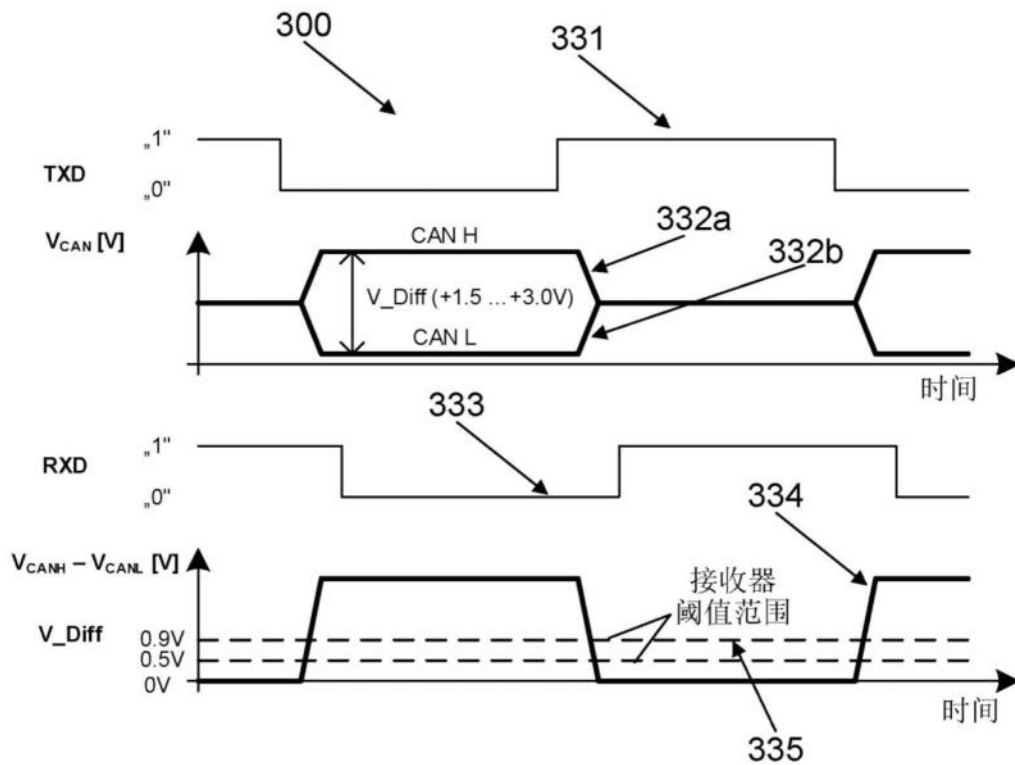


图3

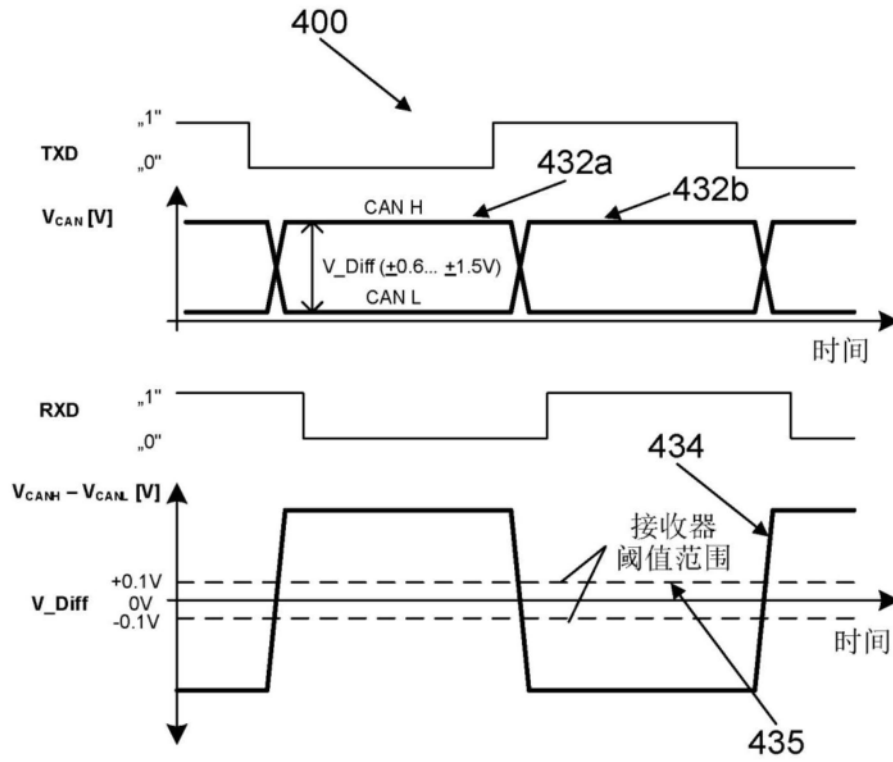


图4

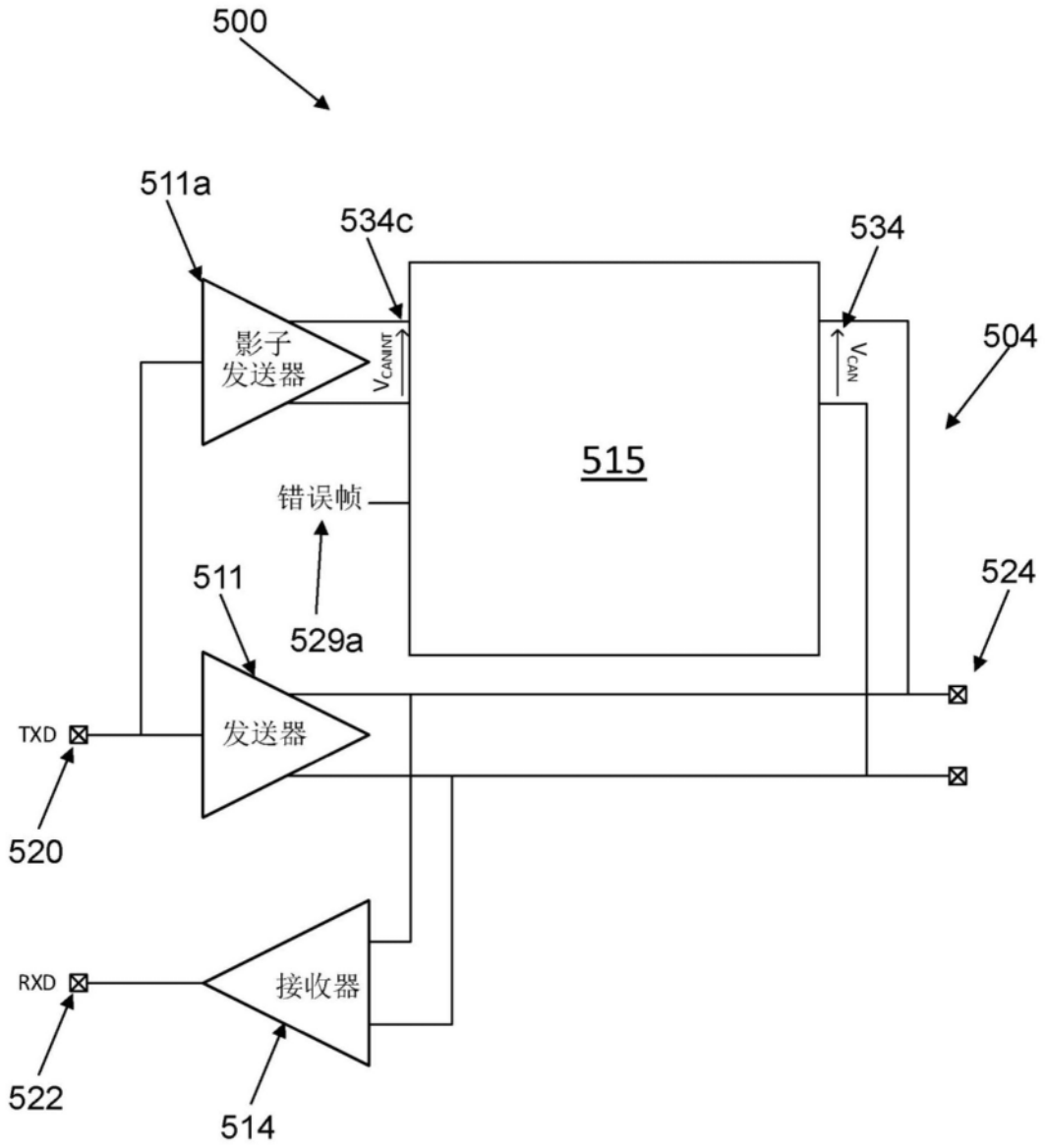


图5

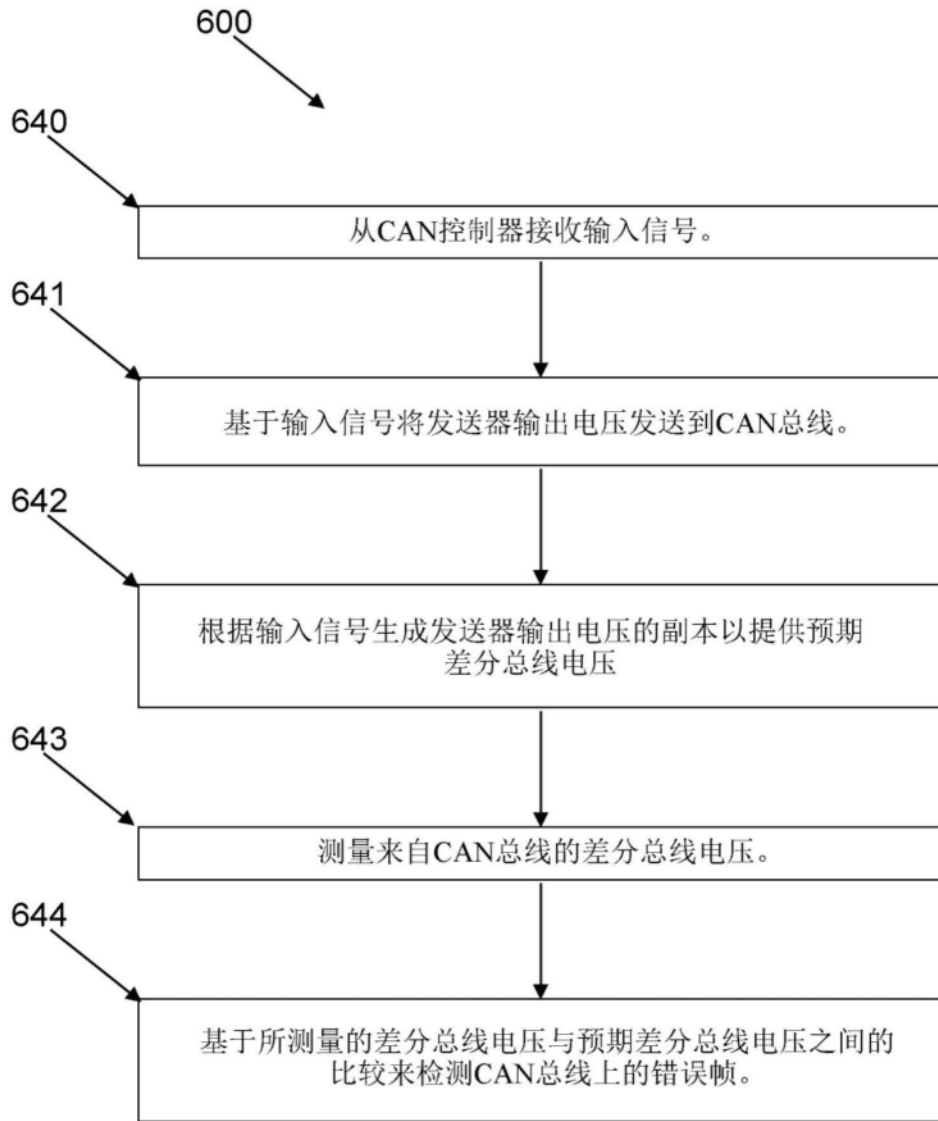


图6

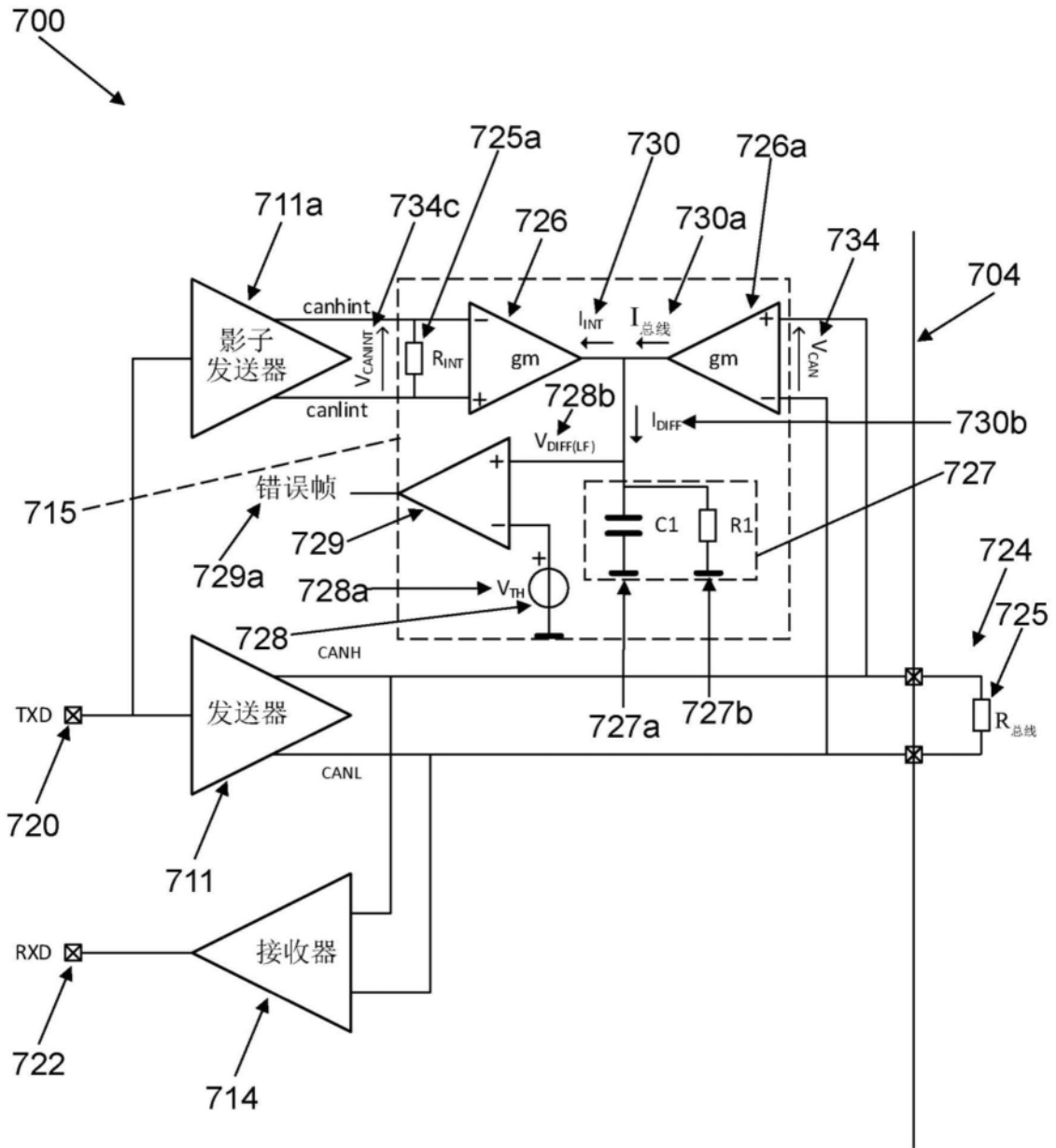


图7

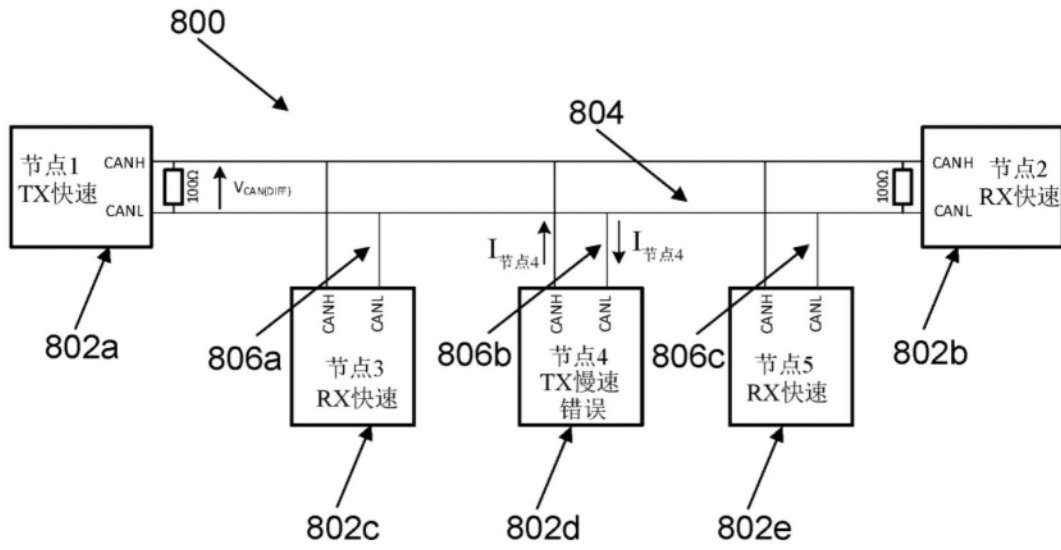


图8

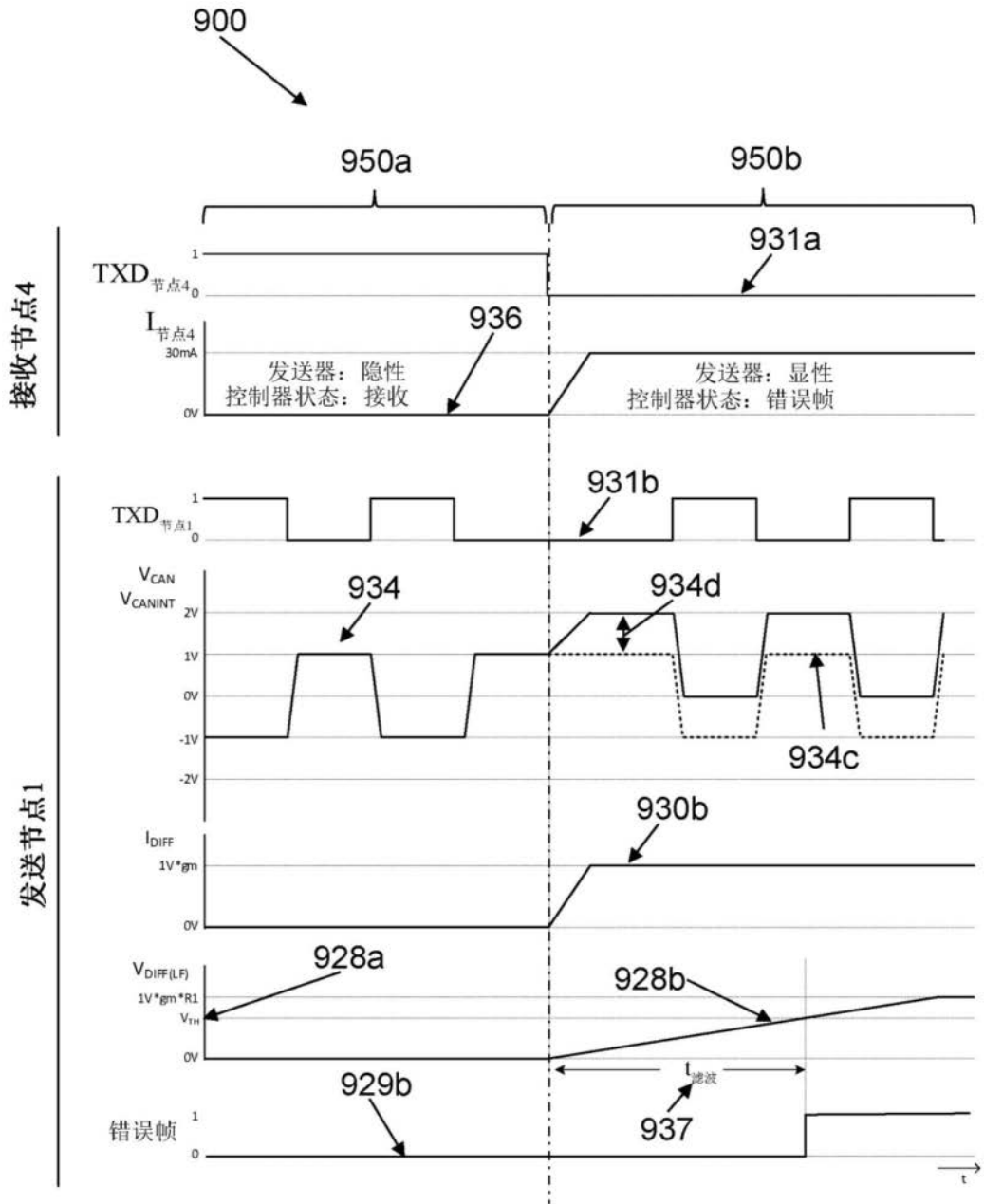


图9

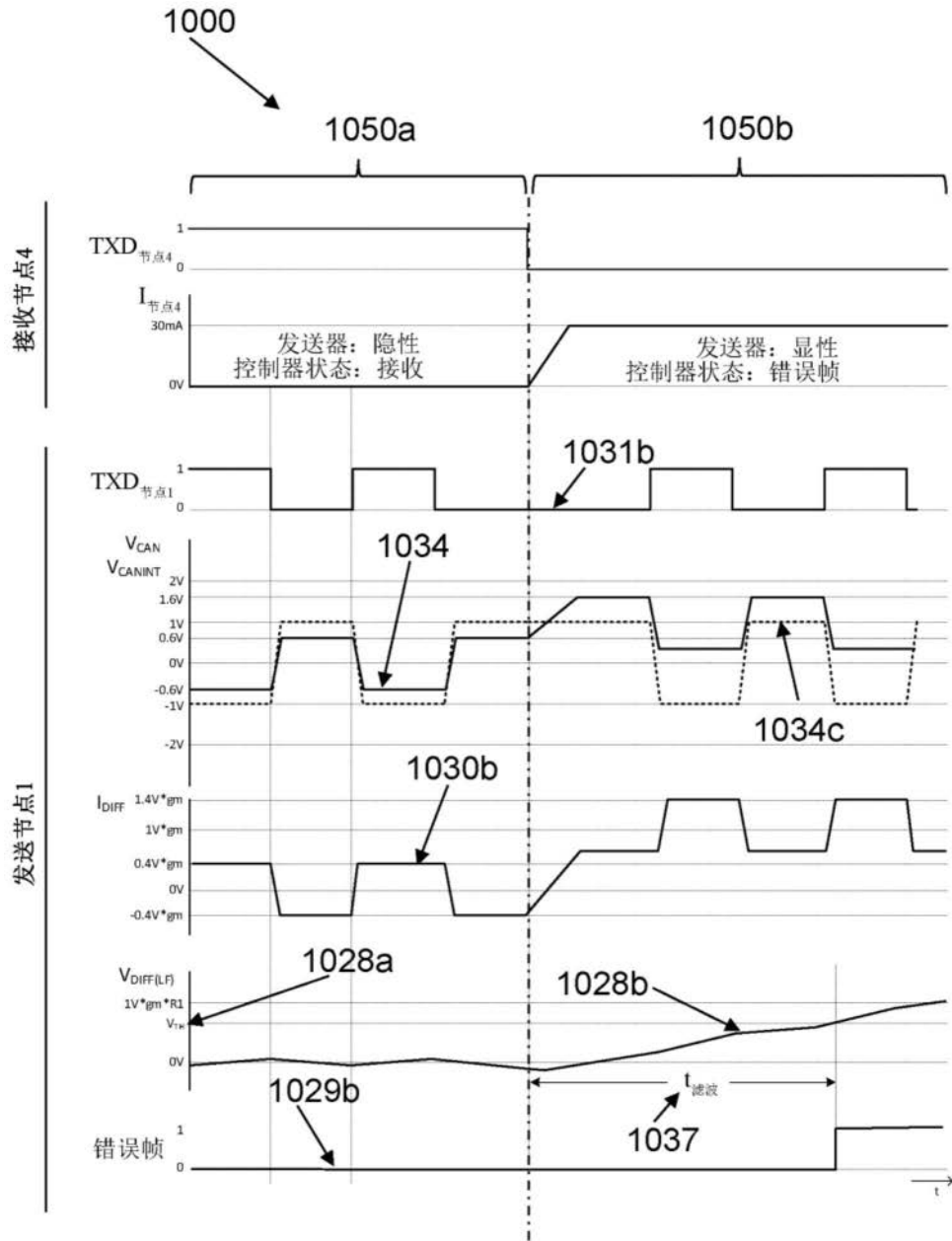


图10

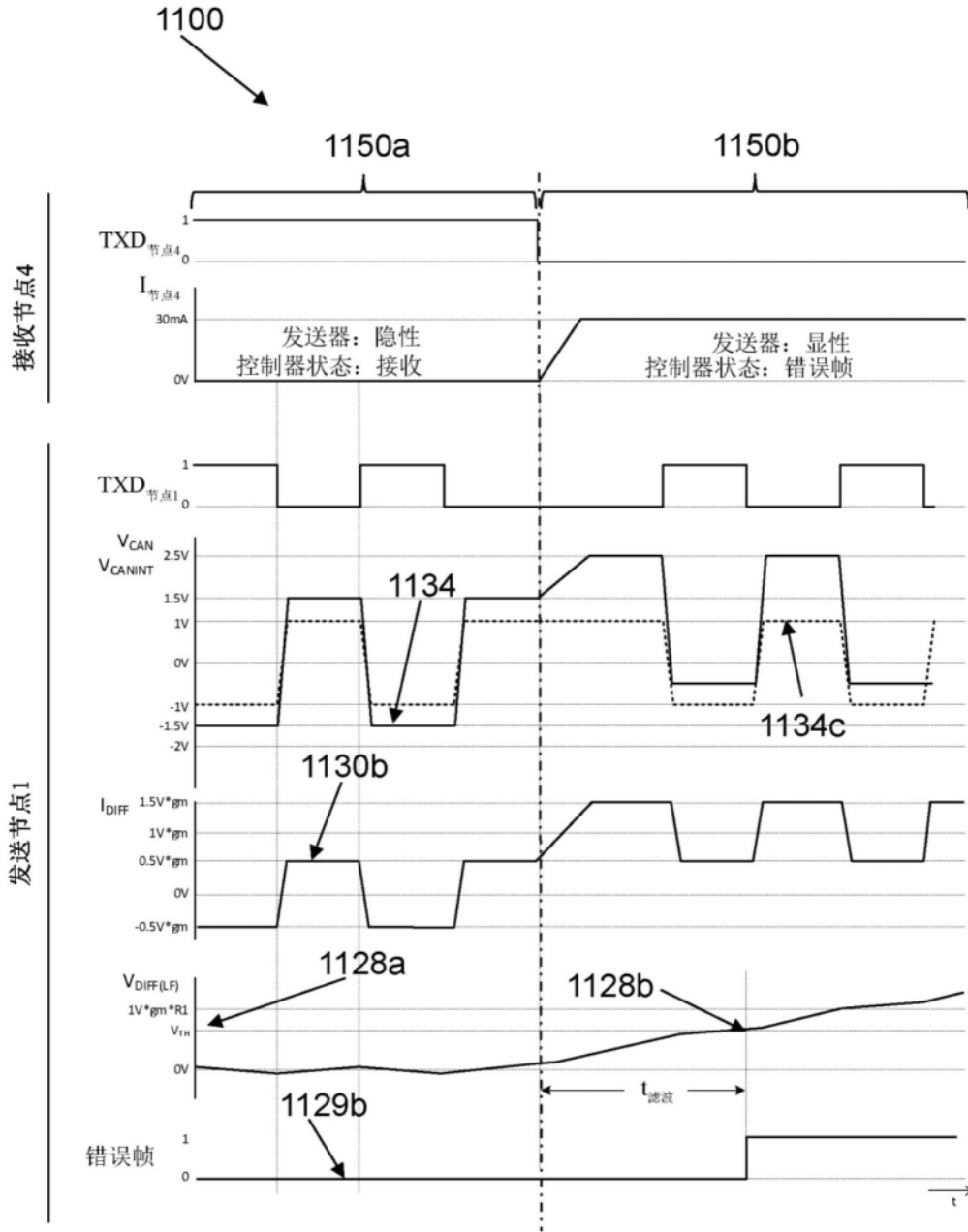


图11

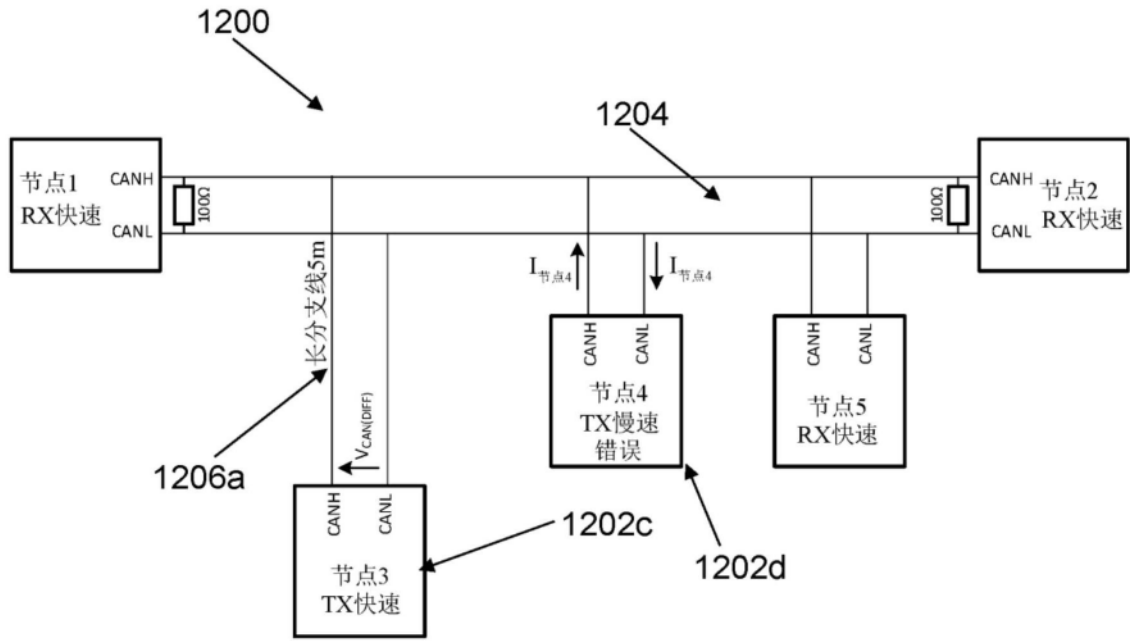


图12

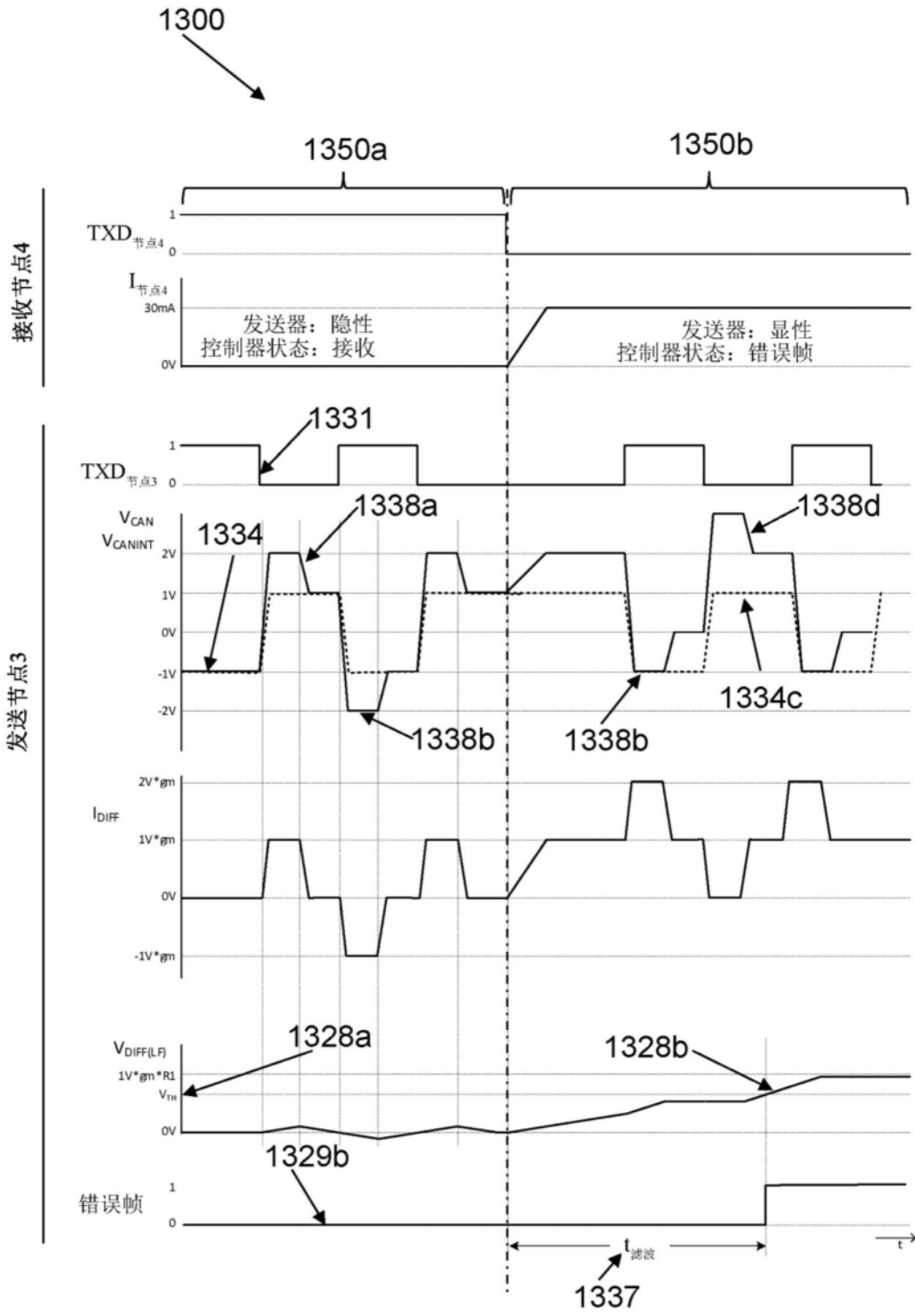


图13

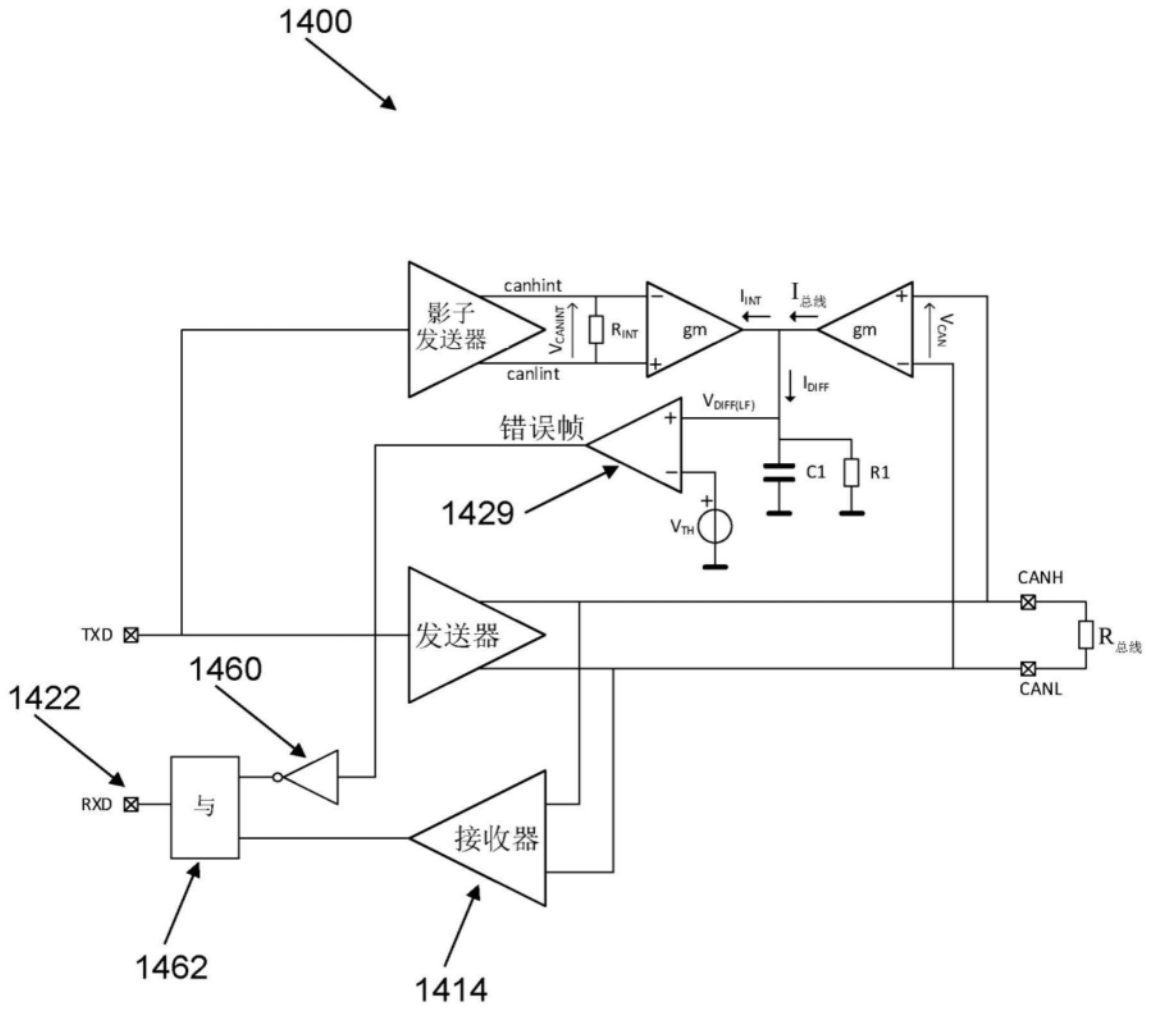


图14