

## PCA82C250 CAN 收发器应用指南

### 目录

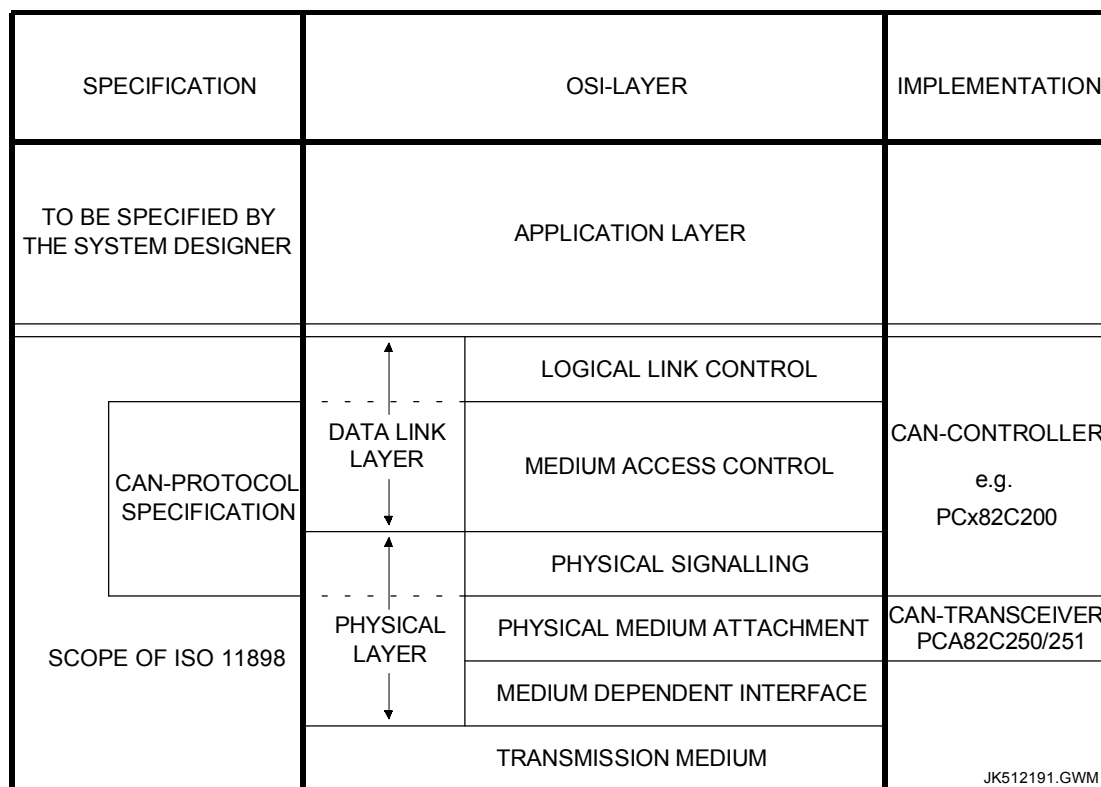
1. 介绍 .....	2
2. PCA82C250 和 PCA82C251 的应用 .....	2
2.1 应用举例 .....	4
2.2 参考电压输出 .....	6
3. 工作模式 .....	6
3.1 高速模式 .....	6
3.2 斜率控制模式 .....	7
3.3 准备模式 .....	7
4. 斜率控制功能 .....	7
4.1 转换速度的计算 .....	7
4.2 斜率控制模式中的总线长度 .....	8
5. 最大的总线线路长度 .....	9
5.1 总线电缆阻抗的影响 .....	10
5.2 节点的最大数量 .....	11
5.3 举例 .....	11
6. 关于总线终端和拓扑结构 .....	13
6.1 分裂终端 (split termination) 的概念 .....	13
6.2 多终端的概念 .....	13
6.3 单终端概念 .....	14
6.4 终端不匹配 .....	14
6.5 无端接电缆的下降长度 (Drop Length) .....	14
7. 结论 .....	15
8. 参考文献 .....	15
附录 1 缩写和定义 .....	16
附录 2 节点输入电压的计算 .....	17
附录 3 最大总线线路长度的计算 .....	18

## 1. 介绍

ISO 11898[3]是一个使用 CAN 总线协议的汽车内高速通讯国际标准。这个标准的基本作用是定义了通讯链路的数据链路层和物理层。如图 1 所示，物理层被细分成 3 个子层。它们分别是：

- 物理信令 位编码，定时和同步
- 物理媒体连接 驱动器和接收器特性
- 媒体相关接口 总线连接器

本文档着重介绍如何使用 Philips 半导体的收发器 PCA82C250[1]和 PCA82C251[2]实现物理媒体连接子层。物理信令子层和数据链路层之间的连接是通过集成的协议控制器实现的，这些产品有像 Philips 的 PCx82C200、SJA1000 等。而媒体相关接口负责连接传输媒体，譬如将总线节点连接到总线的连接器，像 Philips 的 TJA1050[3]或 PCA82C250[4]等收发器。



Note: OSI = Open Systems Interconnection (see ISO 7498)

图 1 CAN 的分层结构

## 2. PCA82C250 和 PCA82C251 的应用

PCA82C250/251 收发器是协议控制器和物理传输线路之间的接口。如在 ISO 11898 标准中描述的，它们可以用高达 1Mbit/s 的位速率在两条有差动电压的总线电缆上传输数据。它们的总体特性都列在数据表上（见[1]和[2]）。

这两个器件都可以在额定电源电压分别是 12V（PCA82C250）和 24V（PCA82C251）的 CAN 总线系统中使用。它们的功能相同，根据相关的标准（譬如：ISO11898 标准[3]和 DeviceNet™ 规范[5]），可以在汽车和普通工业应用上使用。PCA82C250 和 PCA82C251 还可以在同一网络中互相通讯。而且，它们的引脚和功能兼容，也就是说它们可以用在相同的印刷电路板上。

下面的表 1 列出了这两个器件的主要不同之处。

表 1 PCA82C250 和 PCA82C251 之间的主要不同点

	PCA82C250	PCA82C251
系统额定电源电压	12V	12V 和 / 或 24V
最大的总线终端 DC 电压 ( $0V < V_{CC} < 5.5V$ )	$-8V < V_{CANL,H} < +18V$	$-40V < V_{CANL,H} < +40V$
最大的瞬间总线终端电压 (ISO 7637)	$-150V < V_{tr} < +100V$	$-200V < V_{tr} < +200V$
扩展扇出应用时最小收发器电源电压 ( $R_L=45\Omega$ )	$V_{CC} > 4.9V$	$V_{CC} > 4.5V$

由于 PCA82C251 有更高的击穿电压, 还可以在这个电源电压范围内驱动低至  $45\Omega$  的总线负载, 所以, 我们建议在普通的工业应用中使用这个器件。而且 PCA82C251 在隐性状态下的拉电流更小, 在掉电情况下的总线输出特性有一定改善。

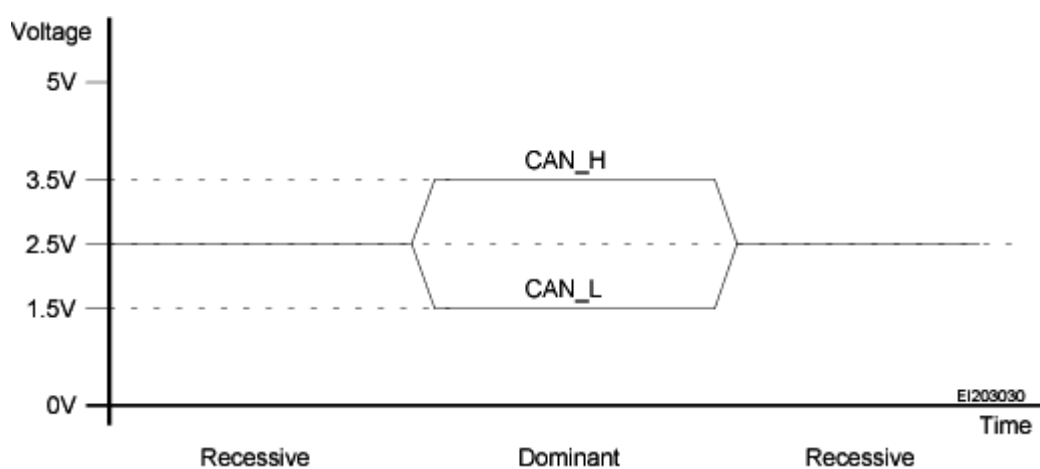
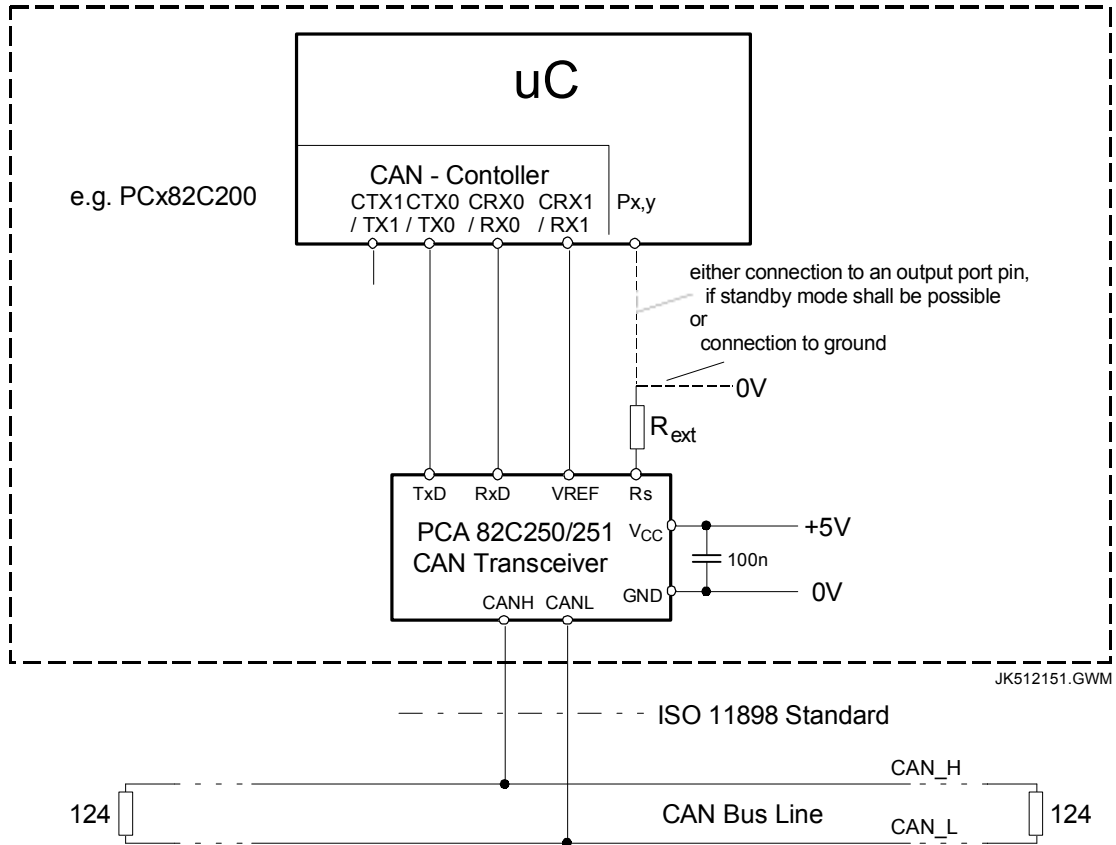


图 2 根据 ISO 11898 的额定总线电平



输出控制寄存器的编程（举例）

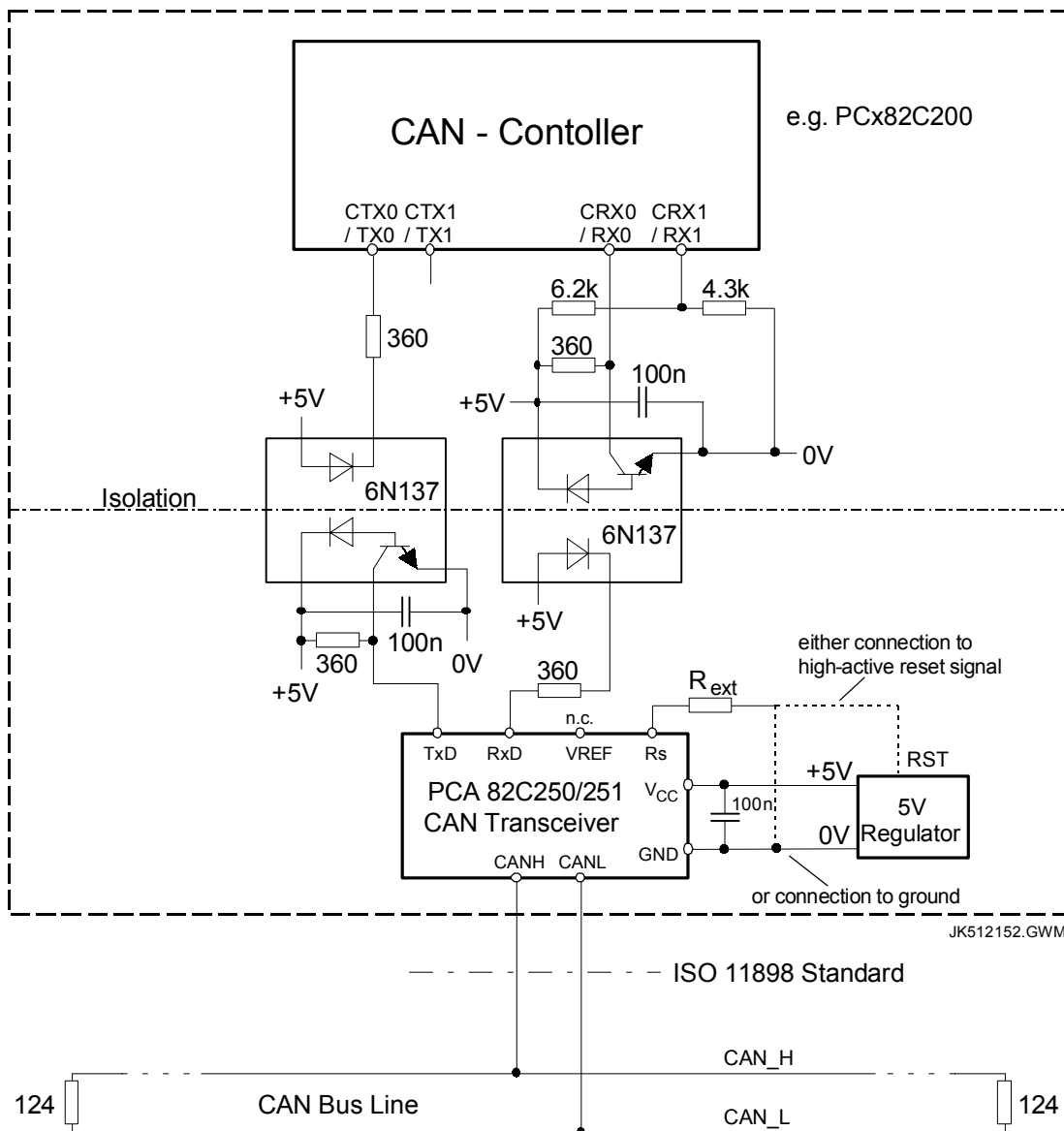
输出控制	TX0 推挽输出，显性=低	例如：1A <sub>hex</sub>
------	---------------	----------------------

图 3 PCA82C250/251 收发器的应用举例

### 2.1 应用举例

PCA82C250/251 收发器的典型应用如图 3 所示。协议控制器通过串行数据输出线（TX）和串行数据输入线（RX）连接到收发器。收发器通过有差分发送和接收功能的两个总线终端 CANH 和 CANL 连接到总线电缆。输入 Rs 用于模式控制。参考电压输出 VREF 的输出电压是额定 VCC 的 0.5 倍。其中收发器的额定电源电压是 5V。

协议控制器输出一个串行的发送数据流到收发器的 TxD 引脚。内部的上拉功能将 TxD 输入设置成逻辑高电平，也就是说总线输出驱动器默认是被动的。在隐性状态中（见图 2），CANH 和 CANL 输入通过典型内部阻抗是 17kΩ 的接收器输入网络，偏置到 2.5V 的额定电压。另外，如果 TxD 是逻辑低电平，总线的输出级将被激活，在总线电缆上产生一个显性的信号电平（见图 2）。输出驱动器由一个源输出级和一个下拉输出级组成。CANH 连接到源输出级，CANL 连接到下拉输出级。在显性状态中，CAN\_H 的额定电压是 3.5V，CAN\_L 是 1.5V。



输出控制寄存器的编程（举例）

输出控制	TX0 推挽，显性=低	例如：1A <sub>hex</sub>
------	-------------	----------------------

图 4 接口使用光耦进行电流隔离的应用举例

注意：如果位速率很高，例如高于 500kbit/s，则应考虑使用延迟小于 40ns 的高速光耦，譬如：HCPL-7101。

如果没有一个总线节点传输一个显性位，总线处于隐性状态，即网络中所有 TxD 输入是逻辑高电平。另外，如果一个或更多的总线节点传输一个显性位，即至少一个 TxD 输入是逻辑低电平，则总线从隐性状态进入显性状态（线与功能）。

接收器的比较器将差动的总线信号转换成逻辑信号电平，并在 RxD 输出。接收到的串行数据流传送到总线协议控制器译码。接收器的比较器总是活动的，也就是说当总线节点传输一个报文时，它同时也监控总线。这就要求有诸如安全性和支持非破坏性逐位竞争等 CAN 策略。一些控制器提供一个模拟的接收接口

(RX0, RX1)。RX0 一般需要连接到 RxD 输出，RX1 需要偏置到一个相应的电压电平。这可以通过 V<sub>REF</sub> 输出（见图 3）或一个电阻电压分配器（见图 4）实现。

图 3 中，收发器直接连接到协议控制器及其应用电路。如果需要电流隔离，光耦可以如图 4 一样放置在收发器和协议控制器之间。使用光耦时，要注意选择正确的默认状态，特别是在隔开的协议控制器电路一边没有上电时。这种情况下，连接到 TxD 的光耦应该是“暗”的，即 LED 关断。当光耦是断开 / 暗时，收发器的 TxD 输入是逻辑高电平，可以达到自动防故障的目的。使用光耦还要考虑到将 Rs 模式控制输入连接到高电平有效的复位信号，例如当本地收发器电源电压（在斜率上升和下降过程中）没有准备好的情况下，禁能收发器。

然而，在协议控制器和收发器之间使用光耦，通常会增加总线节点的循环延迟。信号在每个节点要从发送和接收路径通过这些器件两次，这将减少位速率给定时可使用的最大的总线长度。这在计算由于 CAN 网络中的传播延迟而造成限制可以使用的最大总线长度时要考虑。更详细的信息请参考[4]。

## 2.2 参考电压输出

PCA82C250 提供了一个参考电压输出 V<sub>REF</sub>，它可以像图 3 所示，用于偏置 CAN 协议控制器差分输入比较器的其中一个输入。参考电压也可以像图 4 一样在协议控制器输入处产生。系统使用哪个解决方法更适合，由应用和协议控制器的总线输出结构决定。

## 3. 工作模式

PCA82C250 和 PCA82C251 共有三种不同的工作模式。模式控制通过 Rs 控制引脚提供。

第一种模式是高速模式，它支持最大的总线速度和 / 或长度。

第二种是斜率模式，当使用非屏蔽的总线电缆时可以考虑使用这种模式。这种模式的输出转换速度可被故意降低，以减少电磁辐射。

第三种是准备模式，这种模式在电池供电的应用、要求系统功率消耗非常低的应用中非常有用。在准备模式中传输一个报文就可以将系统激活。图 3 是收发器在准备模式和普通工作模式间切换的例子。

- P<sub>x,y</sub> = 高： PCA82C250/251 切换到准备模式 (V<sub>Rs</sub>>0.75 \* V<sub>CC</sub>)
- P<sub>x,y</sub> = 低： PCA82C250/251 切换到普通工作模式，普通工作模式可以是高速模式或低斜率模式，由连接到 Rs 的电阻决定。

下面是合适的斜率控制电阻 R<sub>ext</sub> 的阻值：

- 0 Ω < R<sub>ext</sub> < 1.8k Ω                      高速模式 (V<sub>Rs</sub><0.3 \* V<sub>CC</sub>)
- 16.5k Ω < R<sub>ext</sub> < 140k Ω                斜率控制模式 (10μA < -I<sub>Rs</sub> < 200μA)

下面我们将更详细地讨论这三种操作模式。

### 3.1 高速模式

在这个模式中，适合执行最大的位速率和 / 或最大的总线长度。高速模式通常用于普通的工业应用，譬如：基于 CAN 的系统 DeviceNet™。这种模式的总线输出信号用尽可能快的速度切换，因此一般使用屏蔽的总线电缆来防止可能的扰动，例如汽车无线电装置对总线信号的扰动。

高速模式通过 V<sub>Rs</sub><0.3 \* V<sub>CC</sub> 来选择。将 Rs 控制输入直接连接到微控制器的输出口或者地电平或者一个高电平有效的复位信号（见图 3 和图 4）就可以实现。

高速模式中，收发器有效的循环延迟时间可以低至最大 145ns（当 T<sub>amb</sub>>85°C 时，是 155ns）。根据 CAN 位定时的要求，有效的循环延迟是显性边沿循环延迟以及显性和隐性边沿循环延迟的平均值之中的最大值。

$$t_{loop,eff} = \max\{0.5x(t_{onRxD}+t_{offRxD}), t_{onRxD}\}$$

### 3.2 斜率控制模式

在一些应用中由于考虑到系统的成本等问题而使用非屏蔽的总线电缆。然而，使用非屏蔽电缆意味着收发器要满足额外的要求，譬如：电磁兼容性（EMC）问题。如果使用非屏蔽总线电缆，PCA82C250/251的总线信号转换速度应被特意降低。转换速度可以通过连接在控制引脚  $R_s$  上的串连阻抗值  $R_{ext}$  来调整。根据 CAN 的位定时要求，转换速度下降将增加总线节点的循环延迟，因此在给定的位速率下，总线长度减少，或者说在给定的总线长度下，位速率降低。斜率控制模式中，总线输出的转换速度大致和流出引脚  $R_s$  的电流成比例，电流范围在  $10\mu A < -I_{R_s} < 200\mu A$  中（见数据表[1]，[2]）。如果  $R_s$  引脚的输出电流在这个范围中，引脚  $R_s$  将输出大约  $0.5 * V_{CC}$  的电压。当在  $R_s$  引脚和地电平之间应用一个适当的电阻时，收发器被设置成斜率控制模式。单凭经验来说，这个电阻阻值要在范围  $16.5k\Omega < R_{ext} < 140k\Omega$  之间，才符合上面所说的  $R_s$  输出电流范围。

适当的  $R_{ext}$  范围可以用下面的斜率控制模式的界限值计算：

$$10\mu A < -I_{R_s} < 200\mu A \quad \text{和} \quad 0.4V_{CC} < V_{R_s} < 0.6V_{CC}$$

$R_{ext}$  的最小和最大值可以用下面的两个关系式算出（符号的解释参见附录 1）。

$$R_{ext} > \frac{0.6V_{CC,max}}{I_{R_s,max}} = \frac{0.6V_{CC,max}}{200\mu A} \quad (1)$$

$$R_{ext} < \frac{0.4V_{CC,min} - V_{OL,max}}{I_{R_s,min}} = \frac{0.4V_{CC,min} - V_{OL,max}}{10\mu A} \quad (2)$$

如果斜率控制电阻  $R_{ext}$  连接到地，则  $V_{OL,max}$  的值是 0V。  $R_s$  输出电流和总线信号转换速度之间的关系将在 4.1 节中讨论。

### 3.3 准备模式

这个模式是在需要将功率消耗（譬如暂时性的）减到最低时使用。当  $V_{R_s} > 0.75 * V_{CC}$  时，进入准备模式。

系统的功耗在准备模式可被彻底减低。这个模式基本上用于电池供电的应用，例如：汽车停车的时候。要进入准备模式，收发器的控制输入  $R_s$  上要加一个逻辑高电平。这可以通过直接将一个输出端口引脚连接到  $R_s$  或通过任何合适的斜率控制电阻  $R_{ext}$  来实现。准备模式中，发送器的功能和接收器的输入偏置网络都关断，以减少功率消耗。参考电压输出和基本的接收器功能仍然活动，但以非常低的功耗工作。如果在总线上传输一个报文，系统可被重新激活。在检测到  $3\mu s$  长的显性总线电平后，收发器将通过  $RxD$  向协议控制器输出一个唤醒中断信号。在检测到  $RxD$  的下降沿后，控制器把  $R_s$  引脚置为逻辑低电平，这样收发器就可以切换到普通传输模式。由于在准备模式中工作速度缓慢，收发器要回到普通接收速度，则需要取决于逻辑的延迟时间（ $R_s$  的下降沿）。在总线速度很高的情况下，收发器在准备模式（例如：因为  $R_s$  引脚仍然为高）中不可能正确地接收报文。

另外一个应用是将  $R_s$  输入连接到一个高电平有效的复位信号。举个例子，在收发器和协议控制器使用不同的电源供电，譬如：使用光耦时（见图 4）。

## 4. 斜率控制功能

### 4.1 转换速度的计算

像上面所说的，总线输出信号的转换速率（slew rate, SR）和流出引脚  $R_s$  的电流（ $I_{R_s}$ ）成比例。由于电流主要由斜率控制电阻的阻值  $R_{ext}$  决定，所以使用不同的阻值就有不同的转换速度。要注意，单端（single-ended）转换速度（单独提供每个总线电压）和差动转换速度（提供 CANH 和 CANL 之间的差动电压）不同。图 5 给出的是典型的单端转换速度值和斜率控制阻抗值之间的关系及函数（见方程（4））。

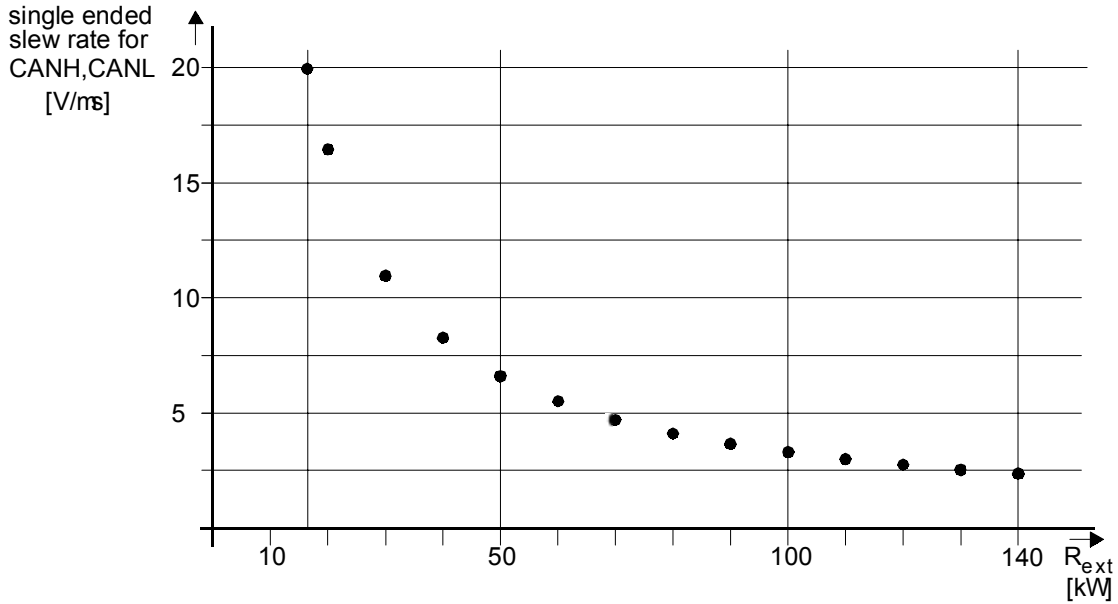


图 5 转换速度和斜率控制阻抗值的关系

这些值是从数据表[1]和[2]中典型的转换速率值取得:

SR (CANH 或 CANL) = 7V/μs (典型值) 其中 R\_ext=47 Ω (连接输入 R\_s 和 0V, 见图 3)

斜率控制模式中, R\_s 的电压是 V\_Rs=0.5xVcc (典型值)

由于  $I_{R_s} = \frac{V_{R_s}}{R_{ext}} = k_{SE} \times SR$  其中 k\_SE: 单端转换速度常数

转换速度常数 (单端) 可以用上面的典型值来计算。

$$k_{SE} = \frac{0.5V_{CC}}{R_{ext} \times SR} = \frac{2.5V}{47k\Omega \times 7 \frac{V}{\mu s}} = 7.6 \times 10^{-3} \frac{\mu s}{k\Omega} \quad (3)$$

在斜率控制模式中, 电阻 R\_ext 通常连接在 R\_s 输入和由端口输出或地线提供的逻辑低电平 (V\_OL) 之间。因此, 单端转换速度和阻抗 R\_ext 之间的关系由下面的方程给出:

$$SR = \frac{V_{R_s} - V_{OL}}{k_{SE} \times R_{ext}} = \frac{V_{R_s} - V_{OL}}{7.6 \times 10^{-3} \frac{\mu s}{k\Omega} \times R_{ext}} \quad (4)$$

例 1:

R\_ext=24kΩ, V\_OL=0V, 则单端转换速度是

$$SR = \frac{V_{R_s} - V_{OL}}{k_{SE} \times R_{ext}} = \frac{0.5V_{CC}}{7.6 \times 10^{-3} \frac{\mu s}{k\Omega} \times R_{ext}} = \frac{0.5 \times 5V}{7.6 \times 10^{-3} \frac{\mu s}{k\Omega} \times 24k\Omega} = 14 \frac{V}{\mu s}$$

例 2:

如果要求单端转换速率是 5V/μs, 则典型的斜率控制电阻应是:

$$R_{ext} = \frac{V_{R_s} - V_{OL}}{k_{SE} \times SR} = \frac{0.5V_{CC}}{7.6 \times 10^{-3} \frac{\mu s}{k\Omega} \times SR} = \frac{0.5 \times 5V}{7.6 \times 10^{-3} \frac{\mu s}{k\Omega} \times 5 \frac{V}{\mu s}} = 66k\Omega \implies R_{ext} = 68k\Omega$$

#### 4.2 斜率控制模式中的总线长度

斜率控制模式中, 总线输出的转换速率可被故意降低, 这就意味着总线节点循环延迟将增加。根据 CAN



位定时的要求，这相当于系统在给定的位速度下最大的总线长度减少，或者在给定的总线长度下位速率减小（和高速模式相比）。

可使用的最大总线线路长度是（也见[4]）：

$$L_{\max} = \frac{\frac{t_{\text{prop}}}{2} - t_{\text{loop.eff}} - t_{\text{loop.eff.oth}}}{t_p} \quad (5)$$

其中

- $L_{\max}$ : 可行的最大总线线路长度
- $t_{\text{prop}}$ : 最大的双向传播延迟（CAN 位定时）
- $t_{\text{loop.eff}}$ : 有效的收发器循环延迟
- $t_{\text{loop.eff.oth}}$ : 其他元件的有效循环延迟，例如：CAN 控制器和光耦
- $t_p$ : 总线电缆的特定延迟

从方程（5）可以看出，如果收发器的循环延迟下降，则最大的总线电缆长度将上升。设置成高速模式的收发器其循环延迟比设置成斜率控制模式的收发器的循环延迟要小。因此，如果收发器使用高速模式，总线电缆长度可以更长，因为更大部分的传播延迟可以用于容忍线路延迟。

可以用下面的方程计算增加的长度：

$$\Delta L_{\max} = \frac{t_{\text{loop.eff}}(\text{斜率控制模式}) - t_{\text{loop.eff}}(\text{高速模式})}{t_p} = \frac{\Delta t_{\text{loop.eff}}}{t_p} \quad (6)$$

CAN 网络中，收发器的有效最大延迟（对于其他器件的延迟也有效）可用下面的方程计算（所用的符号和缩写的意思请参看附录 1）：

$$t_{\text{loop.eff.max}} = \max\{0.5x(t_{\text{onRx}} + t_{\text{offRx}}), t_{\text{onRx}}\} \quad (7)$$

表 2 给出了在高速模式和斜率控制模式下最大总线长度的差值。下面的值是在认为总线电缆特征传播延迟时间是  $t_p=5\text{ns/m}$  下得出。

表 2 最大总线长度的差值

产品	有效的循环延迟（上限是 125℃）			总线长度在两种模式下的差异 <sup>1</sup>
	斜率控制模式 <sup>2</sup>	高速模式	$\Delta t_{\text{loop.eff}}$	$\Delta L_{\max}$
PCA82C250	520ns	155ns	365ns	~75m
PCA82C251	550ns	155ns	395ns	~80m

1. 总线电缆的特征传播延迟时间是 5ns/m
2. 斜率控制电阻  $R_{\text{ext}}=47\text{k}\Omega$

### 5. 最大的总线线路长度

CAN 网络中可使用的最大总线线路长度基本是由下面的物理条件（作用）决定：

- 1) 连接的总线节点（CAN 控制器，收发器等等）的循环延迟以及总线线路的延迟
- 2) 由于节点间相关的振荡器容差造成位定时额度的不同
- 3) 由于总线电缆的串联阻抗和总线节点的输入阻抗，使信号的幅值下降

条件 3 将在下面讨论。

条件 1 和 2 不会在本文档中讨论（请参考[4]）。凭经验，PCA82C250 和 PCA82C251 可以在高速模式下使用下面的总线电缆长度，其中为了获得最大的传播延迟，CAN 位定时参数可以优化：

表 3 位速度 / 总线长度的关系

位速度 (kbit/s)	总线长度 (m)
1000	30
500	100
250	250

125	500
62.5	1000

5.1 总线电缆阻抗的影响

ISO 11898 标准[3]设想网络的拓扑结构是一个接近于单线的结构，以减少总线电缆上的反射（图 6）。

静态条件下，总线节点的差动输入电压由流过该节点差动输入电阻的电流决定。显性位的时候，发送节点的输出晶体管导通，产生电流，而晶体管在隐性位时关断。

因此，节点产生的差动输入电压由下面的条件决定（见图 7）：

- 发送节点的差动输出电压 ( $V_{diff.out}$ )
- 总线电缆的阻抗 ( $R_w = \rho \times L$ )，其中：  
 $\rho$  = 电缆单位长度的特性阻抗  
 $L$  = 总线线路的长度
- 接收节点的差动输入阻抗 ( $R_{diff}$ )

在最差的情况下，发送节点在总线电缆的这一端，而接收节点在另一端。

这种情况下，接收节点的差动的输入电压可用图 7（见附录 2）计算。

$$V_{diff.in} = \frac{V_{diff.out}}{1 + 2R_w \times \left( \frac{1}{R_T} + \frac{n-1}{R_{diff}} \right)} \tag{8}$$

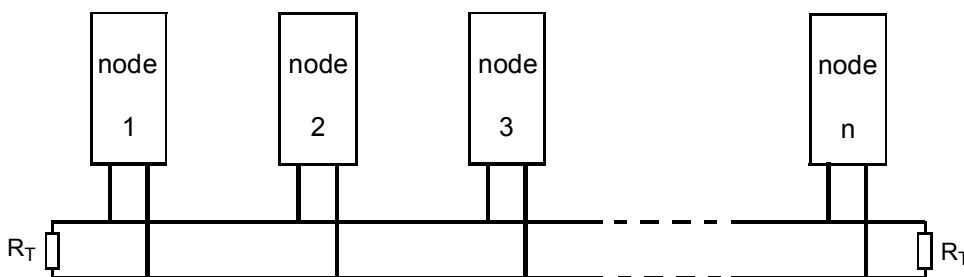


图 6 总线系统的基本设置 (ISO 11898)

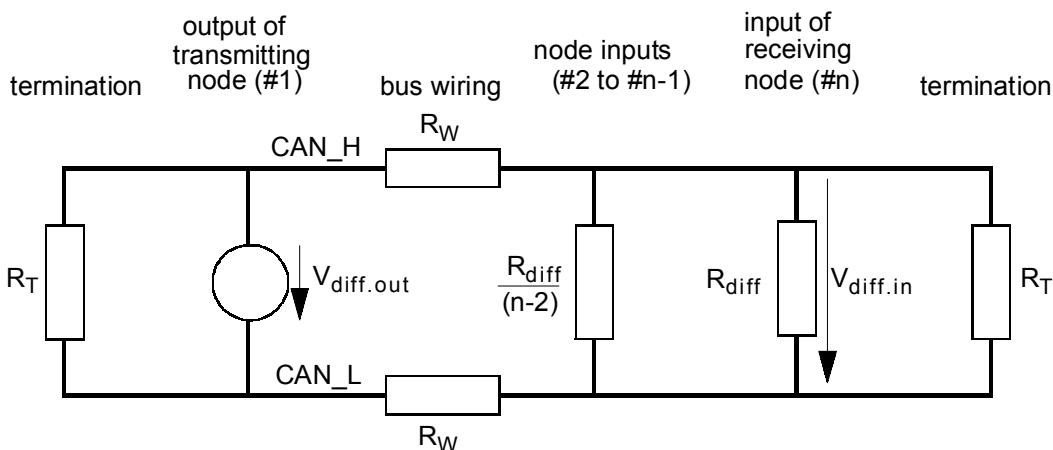


图 7 图 6 系统设置的电路框图

接收器将识别出一个:

- 隐性位            如果差动输入电压低于 0.5V 或 0.4V 电平 (见[1]和[2])
- 显性位            如果差动输入电压高于 0.9V 或 1V 电平 (见[1]和[2])

隐性电平由总线节点的偏置网络和终端电阻产生。显性电平是由发送节点的驱动能力和整个网络的负载阻抗决定。因此,要正确检测一个显性位,要求在接收节点有差动输入电压 ( $V_{diff.in.req}$ ),它是由接收器的显性阈值电压 ( $V_{th}$ ) 和用户定义的安全余量给出。这个安全余量可以认为是:检测显性电平的方程 (9) 中发送节点的输出电平和接收器输入阈值之差的一个分数 ( $k_{sm}$ )。

$$V_{diff.in.req} = V_{th} + k_{sm} \times (V_{diff.out} - V_{th}) \quad \text{其中 } k_{sm}=0\sim 1 \quad (9)$$

从方程 (8) 可以明显地看出:显性电平时,  $V_{diff.in}$  的值由下面的条件限制:

- 显性电平差动输出电压的最小值 ( $V_{diff.out.min}$ )
- 总线电缆阻抗的最大值 ( $R_{w.max}$ )
- 终端电阻的最小值 ( $R_{T.min}$ )
- 节点差动输入阻抗的最小值 ( $R_{diff.min}$ )
- 连接总线的最大节点数量 ( $n_{max}$ )

于是,有下面的关系式:

$$V_{diff.in.min} = \frac{V_{diff.out.min}}{1 + 2R_{w.max} \times \left( \frac{1}{R_{T.min}} + \frac{n_{max} - 1}{R_{diff.min}} \right)} \geq V_{diff.in.req} \quad (10)$$

方程 (10) 和 (9) 是计算最大总线线路长度的基础 (见附录 3), 它基于

- 系统中最大的节点数量 ( $n_{max}$ )
- 检测显性位的期望安全余差 ( $k_{sm}$ )
- 所使用电缆的每个长度单位 (横截面积) 的最大特征阻抗 ( $\rho_{max}$ )。

$$L_{max} \leq \frac{1}{2 \times \rho_{max}} \times \left( \frac{V_{diff.out.min}}{V_{th.max} + k_{sm} \times (V_{diff.out.min} - V_{th.max})} - 1 \right) \times \frac{R_{T.min} \times R_{diff.min}}{R_{diff.min} + (n_{max} - 1) \times R_{T.min}} \quad (11)$$

通过这个方程可以计算:不同电缆类型的最大总线线路长度和连接不同节点的数量。一些例子在表 6 中给出。

## 5.2 节点的最大数量

收发器 PCA82C250 和 PCA82C251 的输出驱动能力可达最小  $R_{L.min}=45\Omega$  的负载。如果使用 PCA82C250, 在驱动  $R_L=45\Omega$  的负载时要求电源电压  $V_{cc}>4.9V$  (见表 1)。可以连接到网络上的节点数量由收发器可以驱动的最小负载阻抗来决定。节点的最大数量可以用图 7 的电路框图计算。在最差的情况下,总线电缆的阻抗  $R_w$  可以认为是 0。下面的关系式可以计算节点的最大数量:

$$\frac{R_{T.min} \times R_{diff.min}}{(n_{max} - 1) \times R_{T.min} + 2R_{diff.min}} > R_{L.min} \quad \implies \quad n_{max} < 1 + R_{diff.min} \times \left( \frac{1}{R_{L.min}} - \frac{2}{R_{T.min}} \right)$$

PCA82C250/251 的最小差动输入阻抗  $R_{diff.min}=20k\Omega$ , 下面列出了可连接的最大数量总线节点:

- 106 个节点         $R_T=118\Omega, R_L=45\Omega$ ; (如果使用 82C250,  $V_{cc}>4.9V$ )
- 112 个节点         $R_T=120\Omega, R_L=45\Omega$ ; (如果使用 82C250,  $V_{cc}>4.9V$ )

## 5.3 举例

表 4 是有关总线干线电缆的一对信号线要选择使用哪种横截面积的电缆。

表 4 干线电缆建议的最小总线线横截面<sup>1</sup>

总线长度 / 节点的数量	32	64	100
100m	0.25mm <sup>2</sup> 或 AWG24	0.25mm <sup>2</sup> 或 AWG24	0.25mm <sup>2</sup> 或 AWG24
250m	0.34mm <sup>2</sup> 或 AWG22	0.5mm <sup>2</sup> 或 AWG20	0.5mm <sup>2</sup> 或 AWG20
500m	0.75mm <sup>2</sup> 或 AWG18	0.75mm <sup>2</sup> 或 AWG18	1.0mm <sup>2</sup> 或 AWG18

注 1. 表 4 的假设条件：  
 32 节点:  $R_w < 21 \Omega$   
 64 节点:  $R_w < 18.5 \Omega$   
 100 节点:  $R_w < 16 \Omega$

对于下接电缆 (drop cable), 在很多情况下, 横截面积是 0.25~0.34mm<sup>2</sup> (或 AWG24, AWG22) 的电缆是合适的选择。

在 5.1 节和 5.2 节讨论的基础上, 下面的例子列出了可行的最大总线线路长度, 它是用 ISO 11898 标准[3]和 DeviceNet<sup>TM</sup> 规范[5]中定义的总线电缆计算出来的。表 5 还给出电缆的特征阻抗。

表 5 不同电缆的特征阻抗 (1km=3280.84 ft., 1 ft.=0.3048m)

电缆类型	特征阻抗	
	$\rho_{nom} [\Omega/km]$	$\rho_{max} [\Omega/km]$
ISO 11898(汽车): 0.25mm <sup>2</sup> (或 AWG23)	70	90 <sup>1</sup>
DeviceNet <sup>TM</sup> 细电缆	69	92
DeviceNet <sup>TM</sup> 粗电缆	18	23
0.5mm <sup>2</sup> (或 AWG20)	37	50 <sup>1</sup>
0.75mm <sup>2</sup> (或 AWG18)	26	33 <sup>1</sup>

注 1. 假设值。

由于已知的值有

最小显性电平值:	$V_{diff.out.min} = 1.5V$	见[1]和[2]
最小差动输入阻抗:	$R_{diff.min} = 20k \Omega$	见[1]和[2]
要求的差动输入电压:	$V_{th.max} = 0.9V$ 或 $1.0V$	见[1]和[2]
最小的终端阻抗:	$R_{T.min} = 118 \Omega$	见[3]

用方程 (11) 可以计算使用不同总线电缆类型和连接在总线上节点数量不同的情况下最大的总线长度。得出的结果列在表 6。

表 6 不同电缆和不同总线节点数量 (n) 的最大总线电缆长度

电缆类型	$L_{max}(k_{sm}=0.2)^1$			$L_{max}(k_{sm}=0.1)^2$		
	n=32	n=64	n=100	n=32	n=64	n=100
DeviceNet <sup>TM</sup> (细电缆) 和 / 或 ISO 11898 电缆	200m	170m	150m	230m	200m	170m
DeviceNet <sup>TM</sup> (细电缆)	800m	690m	600m	940m	810m	700m
0.5mm <sup>2</sup> (或 AWG 20)	360m	310m	270m	420m	360m	320m
0.75mm <sup>2</sup> (或 AWG 18)	550m	470m	410m	640m	550m	480m

注 1. 用  $V_{th.max}=1.0V$  和安全余量  $k_{sm}=0.2$  来计算

注 2. 用  $V_{th.max}=1.0V$  和安全余量  $k_{sm}=0.1$  来计算

注意: 如果要驱动多于 64 个节点和 / 或大于 250m 的总线长度, PCA82C251 电源电压  $V_{cc}$  的精度建议在 5% 或更高。PCA82C250 在驱动 50  $\Omega$  负载 (即 64 个总线节点) 时, 需要至少 4.75V 的电源电压; 驱

动 45Ω 负载（即 100 个总线节点）时，至少要 4.9V 电源电压。

## 6. 关于总线终端和拓扑结构

CAN 高速标准 ISO 11898 通常使用单线结构作为网络的拓扑结构。此时，总线的两端都连接一个终端电阻。然而，实际上为了要满足相应的下接电缆长度，譬如几米，这个拓扑结构就可能要作一些修改。一个改良的终端网络方案可使用在一些应用中。例如考虑到 EMC 等相关方面，将更加令人满意。这章中，我们将讨论一些改良的总线终端概念以及拓扑结构的问题。

### 6.1 分裂终端（split termination）的概念

它不用改变终端线路的直流特性但可以获得改善的 EMC 特性。这个概念中，每个终端电阻基本上都被分成两个等值的电阻，即用两个 62Ω 的电阻代替一个 124Ω 的电阻（见图 8）。这个方法的特性是在终端的中间分接点可以得到普通模式信号（common-mode signal）。由于普通模式信号在理想的情况下是一个简单的直流电压，中间分接点可以通过一个电容（10nF~100nF）连接到地。但很明显，电容应连接到一个“静态”的地电平上。例如，如果终端放置在总线节点之内，建议将分离地连接到具有最低电感的模块连接器的地引脚。

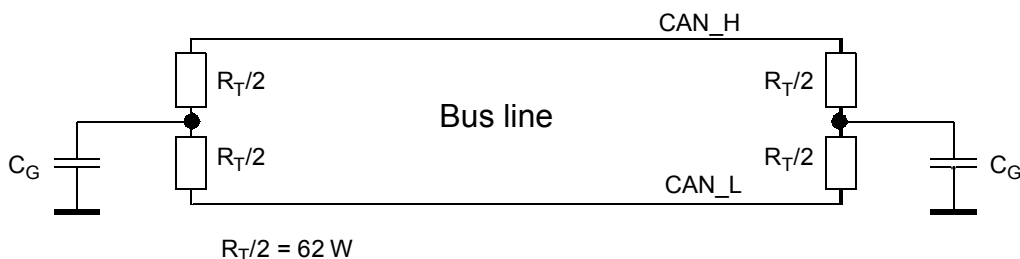


图 8 分裂终端的概念

有两种各有优点和缺点的方法。第一种是终端电阻都被分裂并连接到地。这个方法在高频范围可以更好地优化特性。但由于两个终端电阻都接地，它也可能通过地电平产生不希望的环流。这种情况下可以考虑只将一个终端电阻接地。这种接法在中频和低频范围的特性更好。像上面说的，终端总线线路的直流特性不变。

### 6.2 多终端的概念

这个概念可以和上面的分裂终端概念结合使用，它的目标的应用是和单线结构不同的网络拓扑结构。

在一些应用中，需要使用和单线结构不同的拓扑结构，例如：有 3 个分支的星形结构（见图 9）。为了使用这种拓扑结构，这里就提出了多终端概念。这个方法建议：将总体终端阻抗，即 62Ω，分配到两个以上的电阻上。举个例子，如果需要使用有 3 个分支的星形拓扑结构，则每个分支需要连接 3 倍总体终端阻抗值的电阻，即 180Ω。这种方法实际的总体终端阻抗（即所有的终端电阻并联）和收发器的输出驱动能力不匹配。如果其中一个分支是可选的，譬如：暂时连接诊断工具，则干线的终端要连接两个 180Ω 的电阻，可选分支也要连接另一个 180Ω 的终端电阻。很明显，这个概念暗示了特征电缆阻抗和终端电阻之间不匹配。但由于 CAN 位定时参数有足够的安全余量，这并不是很严重的问题。

单凭经验，整个总线的长度（包括所有的分支），应该小于给定配置的单线结构合适的总线长度。举个例子，用一个 3 分支的星形结构代替 100m 长的单线结构，此时每个分支的终端要连接一个 180Ω 的电阻而且每个分支的长度下降到小于 33m。基础网络（basic network）建议在终端连接至少 50% 额定的终端电阻阻值的电阻，即当不连接所有的可选部分，剩下的“基础”终端电阻建议小于 120Ω（例如 2x180Ω 或 3x240Ω 等等）。

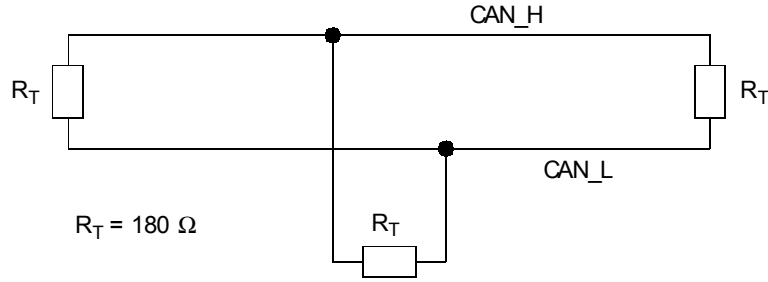


图 9 多终端概念 (举例)

### 6.3 单终端概念

在一些情况下，主机节点内部只需要一个终端电阻，譬如 124 Ω 或 62 Ω。在根据 CAN 位定时要求提供相当大的安全余量时，这个方法非常合适。单凭经验看，总体的线路长度要小于 50% 普通终端概念中的线路长度。

### 6.4 终端不匹配

这个概念假设故意使终端电阻和总线特征阻抗不匹配，可以用来例如：降低要求的电缆横截面积，增加扇出或在给定配置中减少功耗。

这个方法意味着终端电阻值要比电缆的特征阻抗高。当系统配置根据 CAN 位定时要求提供一个很大的安全余量时，即位速度或总线长度比标准终端概念的限制长度相对减少时，适合使用这种终端不匹配的方法。这种方法在终端电阻阻值上升时，将导致总线相关的延迟显著上升。在任何情况下，差动的终端电阻建议小于 500 Ω，即所使用的位速率的上限阻抗是 2x1k Ω。要注意，两路总线线路传播延迟的值和总线时间常数有关，即和整个网络的电容量乘以有效的放电电阻（譬如 60 Ω）的值有关。而且还要考虑，总线节点之间地电平的偏移将增加网络电容的放电时间。

### 6.5 无端接电缆的下接长度 (Drop Length)

CAN 总线系统拓扑结构最初认为和单线结构很接近。但在很多应用中，譬如暂时将诊断工具连接到总线上时，这个拓扑结构都要进行一些改变。所有的总线节点都通过没有端接的电缆连接到总线上。

当使用没有端接的下接电缆时，总线上将产生一些反射效应。反射不是一个很必要的问题，这是因为由于接收器的滞后和 CAN 协议的同步规则使网络有一定的健壮性。假设反射波在到达端接电缆特征阻抗的一端就消失了。是否允许反射，主要是由位定时参数、干线电缆长度和下接电缆长度决定。

我们建议定义下接长度 (Drop Length) 和累积下接长度 (Drop Length) 的上限。累积下接长度 (Drop Length) 是所有下接电缆长度的和。单凭经验来说，下面的关系式可以表示电缆下接长度：

$$L_u < \frac{t_{\text{PROPSEG}}}{50 \times t_p} \quad (12)$$

其中  $t_{\text{PROPSEG}}$  是位周期传播段的长度，即时间段 1 (TSEG1) 的长度减重新同步跳转宽度 (SJW) 的长度， $t_p$  是每个单位长度特征电缆的延迟时间（如：5ns/m）， $L_u$  代表无端接电缆剩余部分的长度。

对于累积的下接长度，下面的关系式可认为是一个经验关系式：

$$\sum_{i=1}^n L_{ui} < \frac{t_{\text{PROPSEG}}}{10 \times t_p} \quad (13)$$

除此之外，总线线路实际的传播延迟是在整个线路长度的基础上计算的，即干线电缆加上所有的下接电缆长度。给定位速度下实际累积下接电缆长度的和，将有效地减少最大干线电缆长度。如果符合上面的建议，则认为只有相当低的反射。

举例:

位速度=500kbit/s,  $t_{PROPSEG}=12 \times 125ns=1500ns$ ,  $t_p=5ns/m$

$$L_u < \frac{t_{PROPSEG}}{50 \times t_p} = \frac{1500ns}{50 \times 5 \frac{ns}{m}} = 6m$$

$$\sum_{i=1}^n L_{ui} < \frac{t_{PROPSEG}}{10 \times t_p} = \frac{1500ns}{10 \times 5 \frac{ns}{m}} = 30m$$

凭经验, 在 CAN 传播段 (PROP\_SEG) 长度是 1500ns 的情况下, 一个非端接的下接电缆可能比 6m 短, 而累积的下接长度则小于 30m。

## 7. 结论

PCA82C250 和 PCA82C251 是先进的收发器产品, 可以用在汽车以及一般的工业应用中, 其位速度可高达 1Mbit/s。它们使用差分总线信号, 这已经在使用控制器局域网 (CAN) 协议的汽车内高速应用国际标准 (ISO 11898) 中作了描述。

扩展的普通模式范围 (-7V 到 +12V) 和斜率控制功能使电磁兼容 (EMC) 性能增强, 其中总线信号的转换速度可以通过调整电阻值来改变。在电池供电的应用中, 譬如在汽车停车时, 准备模式可以彻底减少网络的功耗。准备模式中, 网络一旦检测到总线上有报文就会被立即激活。

PCA82C250 和 PCA82C251 能防止总线输出短路以及一般汽车环境中的瞬变现象 (ISO 7637)。而且热关闭功能可以在例如短路等温度过载的情况下保护器件。这两个产品都可以连接到协议控制器或总线上, 而且其需要的外部元件数量最少。

这两种产品都能驱动大量的总线节点, 即每个网络 64 到 100 个, 同时总线长度可达 0.5 到 1km, 这在一般的工业应用中, 像基于 CAN 的 DeviceNet™ 系统, 是一个重要的有利 (优势) 条件。

PCA82C250 和 PCA82C251 的引脚和功能都互相兼容, 它们都可以工作在 5V ± 10% 的电压范围内。在普通的工业应用中, 一般使用 PCA82C251, 因为它在总线输出上有更大的驱动能力和更高的电压击穿保护能力。

上面所说的 PCA82C250 和 PCA82C251 的先进功能, 使它们在很多汽车和普通的工业应用中更具吸引力。

## 8. 参考文献

- [1] Data Sheet PCA82C250, Philips Semiconductors, September 1994
- [2] Data Sheet PCA82C251, Philips Semiconductors, October 1995
- [3] Road vehicles - Interchange of digital information - Controller area network (CAN) for high-speed communication, ISO 11898, International Standardization Organization, 1993
- [4] CAN Bit Timing, Application Note, Philips Semiconductors, 1996 (to be published)
- [5] DeviceNet Specification, Volume I, Release 1.3, Open DeviceNet Vendor Association Inc., December 1995

## 附录 1 缩写和定义

SR	CANL 和 / 或 CANH 上的信号转换的单端转换速度
KSE	单端转换速度常数 (在斜率控制模式中, 转换速度和流出收发器 Rs 引脚的电流成比例)
$I_{Rs}, I_{Rs.min}, I_{Rs.max}$	收发器 Rs 引脚的 (最小、最大) 电流
$V_{Rs}$	收发器 Rs 引脚的典型电压
Px,y	对收发器进行模式控制的控制器 IC 数字输出端口引脚
$V_{OL}, V_{OL.max}$	控制器输出端口的额定 (最大) 低电平输出电压
$R_{ext}, R_{ext.min}, R_{ext.max}$	收发器 Rs 引脚斜率控制电阻的额定 (最小、最大) 阻值。这个值决定了 CANL 和 CANH 的电流和转换速度。
$V_{CC}, V_{CC.min}, V_{CC.max}$	收发器电源电压的额定 (最小、最大) 值
$t_{loop.eff}, t_{loop.eff.oth}$	有效的收发器 (其他元件) 循环延迟
$\Delta t_{loop.eff}$	收发器在斜率控制模式和高速模式中有效的循环延迟之差
$t_{prop}$	有效的两路传播延迟 (由 CAN 位定时参数限制)
$t_p$	每单位长度电缆的特征延迟 (例如: 5ns/m)
$t_{onRxD}, t_{offRxD}$	收发器从隐性切换到显性 (或显性切换到隐性) 状态时, 收发器 TxD 引脚 (发送数据输入) 和 RxD 引脚 (接收数据输出) 之间的循环延迟 (见[1]和[2])
$t_{PROPSEG}$	传播段的位周期长度, 即段 1 (TSEG1) 的长度减去重新同步跳转宽度 (SJW) 的长度
$V_{diff.in}, V_{diff.in.min}, V_{diff.in.max}$	接收的额定 (最小、最大) 差动输入电压
$V_{diff.out}, V_{diff.out.min}$	发送节点的额定 (最小) 差动输出电压
$V_{th}, V_{th.max}$	检测一个显性总线状态的额定 (最大) 差动输入阈值电压
$K_{sm}$	它是表示接收时检测一个显性位的差动输入电压安全余量的因子 ( $0 < K_{sm} < 1$ )
$R_{diff}, R_{diff.min}$	总线节点在隐性状态时的额定 (最小) 差动输入电阻 (TxD=HIGH)
n, n <sub>max</sub>	网络中总线节点的数量 (最大数量)
$R_T, R_{T.min}$	总线终端电阻的额定 (最小) 值
$R_w, R_{w.max}$	总线电缆的额定 (最大) 串联电阻
L, L <sub>max</sub>	任意两个总线节点间的总线电缆长度 (最大长度)
$L_u$	无端接的电缆长度
$\rho, \rho_{typ}, \rho_{max}$	总线电缆每单位长度的特征 (典型, 最大) 阻抗
$R_L, R_{L.min}$	从发送节点看的总体 (总体最小) 差动电阻性总线负载



### 附录 2 节点输入电压的计算

为了计算接收节点在最差的情况下（即差动输入电压是最小）的差动输入电压，进行了以下的假设和简化（也见图 7 和图 10）：

- 终端电阻 ( $R_T$ ) 位于发送节点的输出和接收节点的输入处。
- 发送和接收节点之间的线路阻抗用电阻  $R_W$  代表。
- 所有其他节点都在传输线路的同一端，因此接收节点得到最小的差动输入电压，
- 假设发送节点的输出电压 ( $V_{diff.out}$ ) 由一个电压源产生。

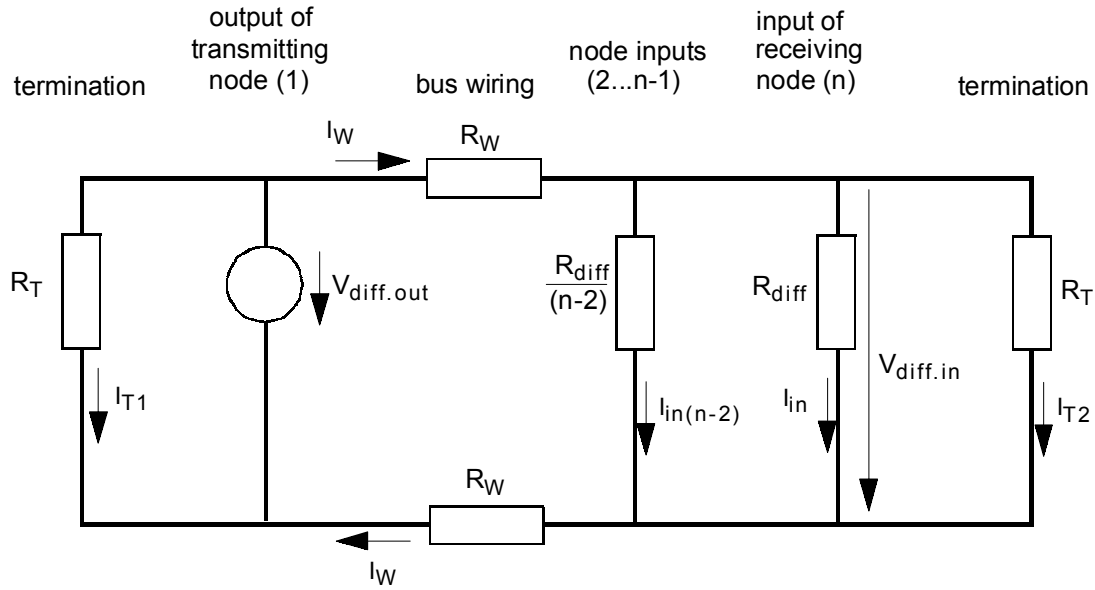


图 10 在接收节点计算差动输入电压的电路框图

接收节点有效的差动输入电压和发送节点的差动输出电压之间的关系可以用下面式子表示：

$$V_{diff.out} = V_{diff.in} + 2 \times R_W \times I_W \quad (14)$$

流过总线线路的电流  $I_W$  分别由下面的电流组成： $I_{in(n-2)}$ （除了发送和接收节点的连接节点输入电流）， $I_{T2}$ （流过终端电阻的电流）和  $I_{in}$ （接收节点的输入电流）。（见图 10）

由于  $I_W = I_{in(n-2)} + I_{T2} + I_{in}$  而且

$$V_{diff.in} = I_{in(n-2)} \times \frac{R_{diff}}{n-2}, \quad V_{diff.in} = I_{T2} \times R_T, \quad V_{diff.in} = I_{in} \times R_{diff}$$

因此  $V_{diff.out}$  和  $V_{diff.in}$  之间的关系可以用方程（14）计算。

$$V_{diff.out} = V_{diff.in} + 2 \times R_W \times V_{diff.in} \times \left( \frac{1}{R_T} + \frac{n-1}{R_{diff}} \right) \quad (15)$$

前面的方程（8）是从方程（15）取得。

### 附录 3 最大总线线路长度的计算

在最差的情况下，接收节点显性电平的最小差动输入电压一定要高于最差情况下输入晶体管的开关阈值加上一定的安全余量（系统要求）。要求的输入电压由方程（9）给出。最差情况下的值是：

$$V_{\text{diff.in.req}} = V_{\text{th}} + k_{\text{sm}} \times (V_{\text{diff.out}} - V_{\text{th}}) \quad \text{其中 } k_{\text{sm}}=0\sim 1$$

因此，方程（10）变成：

$$V_{\text{diff.in.min}} = \frac{V_{\text{diff.out.min}}}{1 + 2R_{\text{w.max}} \times \left( \frac{1}{R_{\text{T.min}}} + \frac{n_{\text{max}} - 1}{R_{\text{diff.min}}} \right)} \geq V_{\text{th.max}} + k_{\text{sm}} \times (V_{\text{diff.out.min}} - V_{\text{th.max}}) \quad (16)$$

因为定义

$$R_{\text{w.max}} = \rho_{\text{max}} \times L_{\text{max}}$$

最大的线路长度可以用方程（16）算出：

$$L_{\text{max}} \leq \frac{1}{2 \times \rho_{\text{max}}} \times \left( \frac{V_{\text{diff.out.min}}}{V_{\text{th.max}} + k_{\text{sm}} \times (V_{\text{diff.out.min}} - V_{\text{th.max}})} - 1 \right) \times \frac{R_{\text{T.min}} \times R_{\text{diff.min}}}{R_{\text{diff.min}} + (n_{\text{max}} - 1) \times R_{\text{T.min}}}$$