

智能电动汽车 CAN 总线物理层延时控制

秦高峰, 安艳婷

(立昇智能科技(上海)有限公司, 上海 201804)

摘要: CAN 总线是车辆电子系统的关键通信链路, 其稳定运行对保障车辆性能与安全至关重要。针对智能电动汽车中 CAN 总线物理层通信延时引发的故障, 本文系统分析了相应的排查方法与优化策略, 并结合实际案例阐述了具体的排查步骤与解决措施, 旨在为相关技术人员提供有效的故障诊断思路与方法。

关键词: 智能电动汽车; CAN 总线; 物理层; 延时

中图分类号: U463.67

文献标志码: A

DOI: 10.15917/j.cnki.1006-3331.2026.03.007

Intelligent Electric Vehicle CAN Bus Physical Layer Delay Control

QIN Gaofeng, AN Yanting

(Lisheng Intelligent Technology (Shanghai) Co., Ltd., Shanghai 201804, China)

Abstract: As a key communication link in vehicle electronic systems, the stable operation of the CAN bus proves critical to ensuring vehicle performance and safety. Focusing on faults induced by physical-layer communication delays of the CAN bus in intelligent electric vehicles, this paper systematically analyzes diagnostic methods and optimization strategies. Practical case studies illustrate detailed troubleshooting procedures and corrective measures, thereby providing effective guidance for engineers in fault diagnosis.

Key words: intelligent electric vehicle; CAN bus; physical layer; delay

随着我国汽车行业“新四化”的提出, 智能电动汽车产业快速发展, 同时车辆功能(如娱乐、智能座舱、智能驾驶)不断丰富, 控制器数量随之增加, 汽车呈现出功能多样化、系统集成化、智能化、网络化等特点。然而, 电子系统的日益复杂使得 CAN 总线上的信息交互愈加频繁, 这对通信带宽、实时性和稳定性提出了更高要求^[1]。当 CAN 总线出现线路短路、信号衰减、畸变或延时等故障时, 各节点电子控制单元(Electronic Control Unit, ECU)将无法正常工作。其中, 通信延时故障不仅影响车辆正常运行, 还可能危及行车安全, 因此准确排查并解决此类故障具有重要的工程意义^[2]。

本文基于 CAN 总线通信原理, 通过理论计算与实测, 重点分析差分信号线路的对地电容及终端电阻对通信延时的影响, 并据此提出相应的解决方法。

1 CAN 总线通信原理

1.1 基本 CAN 通信机制

CAN 总线采用差分信号传输, 对参考地依赖低。同时, CAN 总线具有多主竞争和非破坏性仲裁的特点, 因此能够实现高效可靠的信息交换。CAN 总线的两条双绞线(CAN-H 和 CAN-L)即为差分信号线, 分别对应 CAN High 与 CAN Low。总线上其余部分为各控制器节点, 每个节点通过发送数据引脚 TXD 和接收数据引脚 RXD 与 CAN 收发器相连^[3]。一路 CAN 总线和 ECU 网络拓扑图如图 1 所示。

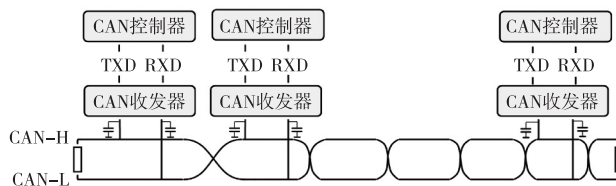


图 1 控制器与 CAN 总线交互示意图

收稿日期: 2025-12-12。

第一作者: 秦高峰(1984—), 男, 硕士, 高级工程师, 主要从事汽车零部件及系统测试验证相关工作。E-mail: qingao Feng1006@163.com。

当 CAN 总线空闲时, CAN-H 线和 CAN-L 线上的电压均为 2.5 V, 此时总线处于隐性状态。每个节点均具备通过发送显性位来改变总线电平的能力。当某一节点实际执行该操作时, CAN-H 线电压升高, CAN-L 线电压降低, 总线随即进入显性状态并开始数据传输。

在典型 5 V 供电系统的实际测量中, CAN-H 线电压通常升至 3.5~3.6 V, CAN-L 线则相应降至 1.4~1.5 V。例如, 当 CAN-H 为 3.6 V 时, CAN-L 为 1.4 V; 当 CAN-H 为 3.5 V 时, CAN-L 为 1.5 V。两者之和恒为 5 V, 差分电压的范围为 2.0~2.2 V。上述电压值会随供电电压、总线负载及环境温度变化。CAN 收发器负责在 CAN 总线的差分信号与芯片所需的数字信号之间进行转换, 从而实现数据的收发^[4]。

随着 CAN 总线技术的发展, 符合 ISO 11898-2: 2016 标准^[5]的 CAN FD 逐渐成为车载总线的主流^[4]。相比于经典 CAN, CAN FD 的带宽从 500 kbit/s 提升至 2 Mbit/s (最高可达 5 Mbit/s)。带宽提升后, 物理层的通信质量面临更高要求, 尤其是在延时控制方面。

1.2 CAN 总线物理层传输延时影响因素

CAN 总线物理层信号的全链路端到端延时主要来源于以下 4 种情况:

1) 硬件收发器传输与回读延时。每个 ECU 的收发器在发送数据时, 需将数字信号转换为差分信号, 同时回读总线电平以判断仲裁结果。此过程引入的发送端到接收端固定延时 (通常几十到两百纳秒) 会影响节点发送自身报文时的回读同步精度。

2) 总线容性负载导致的信号边沿变化。总线对地电容与终端电阻构成 RC 电路。当总线容性负载增大时, 信号的上升时间和下降时间均会增加, 使得接收端电平越过阈值的时刻推迟, 从而造成额外的接收延时, 严重时甚至可能引发位采样错误。

3) 通信速率决定的位时间。CAN 总线的标称位时间与通信速率成反比。传输相同报文帧时, 通信速率越低, 每个位占用的时间越长, 整帧传输延时越高。

4) 物理介质传播延时。信号沿双绞线传播的速度约为 5 ns/m。对于典型车长 (10~40 m), 该延时通常小于 300 ns。由于 CAN 收发器采用同步采样机制, 在接收端可通过硬同步或重同步对此进行部分补偿^[6], 因此介质传播延时不是主要影响因素。

1) 和 2) 两种情况下的物理层信号传输延迟均与总线电路特性相关。当这两种延迟超出允许范围时,

将产生错误帧, 从而引发总线通信故障。

如图 2 所示, 分布式 CAN 总线上各节点收发器的外围负载在信号传输中可等效为 RC 电路。该等效模型中的电阻和电容值, 等于所有接入网络的终端节点对应参数的并联值^[7], 图中, R_T 为总线两端的终端匹配电阻; C_H 为各节点 CAN-H 线对地的寄生电容总和; C_L 为各节点 CAN-L 线对地的寄生电容总和; R_{eq} 为总线等效电阻; C_{eq} 为总线等效电容。

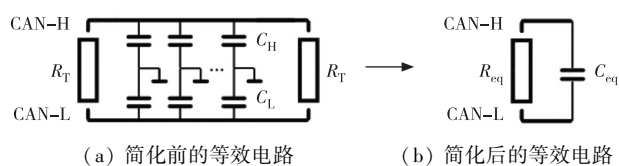


图 2 参考的 CAN 总线等效模型

在一代架构平台迭代过程中, 单条 CAN 总线所连接的控制器数量随功能增加而持续增多, 导致总线上节点密集、通信频繁。因此, 需合理控制节点数量及各控制器端的电容、电阻参数。

显性状态下, 总线寄生电容处于充电状态; 当总线恢复至隐性状态时, 寄生电容需进行放电。若 CAN-H 与 CAN-L 之间未接入终端电阻 (即无阻性负载), 电容只能通过收发器内部的高阻抗路径放电^[8]。根据 RC 电路特性, 此时放电时间常数较大, 放电过程明显延长, 容易引起信号失真甚至通信中断。

上述问题在节点容性负载过大时会进一步加剧。因此, 汽车 CAN 总线设计时对每个节点的输入电容和电阻均有严格规定, 不允许单个节点添加过多容性器件。否则, 多个节点的容性负载累积后, 将产生总线波形畸变, 进而引发错误帧, 造成通信异常。

为模拟容性负载累积的影响, 在收发器的 CAN-H 与 CAN-L 之间并联一个 220 pF 电容进行试验 (位速率 500 kbit/s), 实测波形如图 3 所示。由图 3 可知, 该电容使信号下降时间增加, 呈现典型的 RC 放电过程, 从而在接收端引入额外延时。针对此类延时, 工程上通常采用将采样点后移的方法加以补偿。

然而, 采样点后移的补偿能力受限于通信速率。不同速率的 CAN 总线对电容的容忍度不同, 速率越高, 对电容越敏感。以 2 Mbit/s 的高速 CAN FD 为例, 在相同的 220 pF 电容负载下, 高速信号质量已无法满足通信要求。图 3 对比了高速 (2 Mbit/s) 与低速 (500 kbit/s) 条件下的波形, 印证了这一结果。此

时,仅靠调整采样点已无法实现可靠通信,因此高速 CAN FD 对总线总电容提出了更严格的限制。

加速 CAN 总线寄生电容放电,使总线快速进入

隐性状态,可在总线两端各并联一只 $120\ \Omega$ 终端电阻(等效负载电阻约 $60\ \Omega$),从而将显性到隐性的转换时间缩短至与显性建立时间相当。

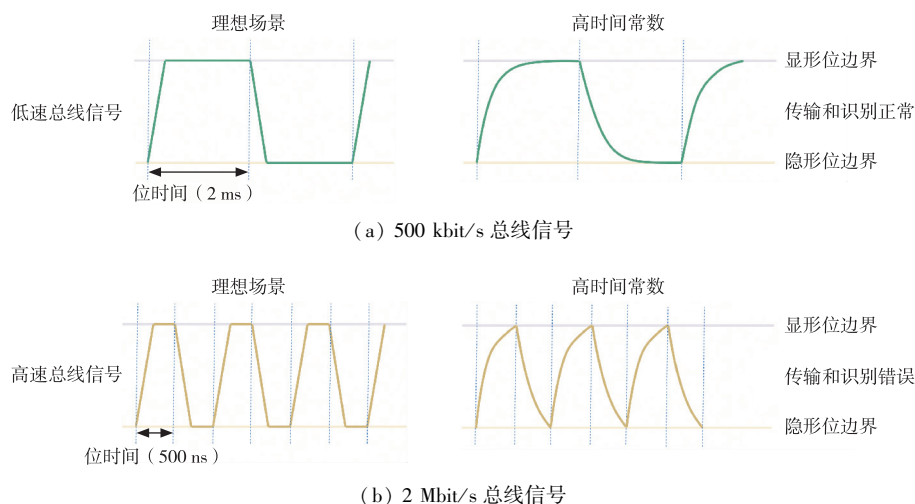


图3 220 pF 不同通信速率 CAN 总线信号波形的容影响

电阻在 CAN 总线通信中的主要作用如下:① 加速隐性转换:电阻提供低阻抗放电通路,快速泄放总线寄生电容存储的能量,使总线能迅速从显性状态恢复到隐性状态;② 抑制信号反射:电阻作为终端电阻匹配电缆特性阻抗,吸收信号在端点处的反射,提高信号完整性;③ 提升抗扰能力:电阻与总线寄生电容构成低通滤波结构,可滤除部分高频共模噪声。

电容在 CAN 总线通信中的作用则侧重于储能与滤波:通过抑制瞬态干扰、平滑电流波动及储存电能,改善信号质量,增强系统在长距离传输或复杂电磁环境下的抗干扰能力与通信可靠性^[9]。

实际应用时,应根据总线长度、节点数量及电磁环境,合理选择电阻与电容的参数,使抗干扰、反射抑制、能量泄放及通信可靠性等性能达到平衡。

1.3 CAN 总线物理层通信模型

不同 CAN 总线通信速率对电容、电阻的敏感程度不同。低速总线受寄生电容及电阻偏差的影响均较小,而高速总线对电容和电阻更为敏感,因此本文重点研究高速 CAN FD 总线。

在 CAN 总线通信中,显性状态切换到隐性状态的过程是影响传输延时的关键环节。在切换过程中,总线驱动器关闭,分布电容通过终端电阻泄放电荷,使总线电平恢复到隐性电平。这一过程等效为一阶 RC 放电电路,其放电时间常数 τ 决定了总线电平的恢复时长,其公式如式(1)所示。

$$\tau = R_{eq} \cdot C_{eq} \quad (1)$$

式中: R_{eq} 为等效放电电阻(即总线两端终端匹配电阻的并联等效值,典型值为 $60\ \Omega$); C_{eq} 为总线等效电容(包含线缆分布电容与节点寄生电容的总和)。

在中低速 CAN 场景下,可将分布式总线集总为等效电容与并联终端电阻进行分析,而分布电感、节点输入阻抗等因素在本文研究工况下为非相关因素。

电容电压的衰减公式如式(2)所示。

$$V(t) = V_0 e^{-t/\tau} \quad (2)$$

式中: $V(t)$ 为 t 时刻电容两端的电压; V_0 为初始电容电压; t 为放电时间。

工程上通常认为,当 $t = 5\tau$ 时,电容电压衰减至初始值的 0.67% 左右,此时剩余电压远小于 CAN 收发器的电平判决阈值,可视为电荷基本泄放完毕,总线进入稳定的隐性状态。

在 CAN FD 通信中,为避开信号边沿的不稳定区域,采样点通常设于位时间的 80% 处,采样时刻 $t_{sa} = 0.8T_b$ (T_b 为位时间宽度,单位 ns)。为保证采样时信号已稳定,信号从发出节点到接收节点的总传播延迟需满足式(3)所示的约束条件。

$$0.8T_b > 5\tau \text{ 即 } \tau < 0.16T_b \quad (3)$$

式(3)是总线 RC 参数的核心约束条件。若 $5\tau > 0.8T_b$,则信号边沿在采样时刻尚未稳定,接收端会读取错误电平,导致通信错误。因此,需满足式(3),以保证采样时刻前总线电平已稳定在隐性状态,进而被正确识别。

1.4 CAN FD 总线电容计算

由 RC 放电特性可知,信号稳定时间 $t_{st} = 5\tau$ 。由于工程上需考虑非理想因素(如参数波动及温度漂移),因此采用余量设计。同时要求 $5\tau < 0.8T_b$,即 $\tau < 0.16T_b$,与式(3)一致。

本文采样点比例取 80%,该值符合 CAN FD 协议规范及主流控制器配置习惯,通常采样点取值范围为位时间的 75%~80%。以 TJA1044 收发器为例,在 2 Mbit/s 通信速率下,标准发送位宽为 500 ns,实际发送隐性位宽范围为 435~550 ns,接收位宽范围为 400~550 ns,可见收发器位宽参数基本一致。

式(3)适用于符合 ISO11898-2:2016 标准^[5]中的高速 CAN/CAN FD 收发器(本文以 TJA1044 为例),其他型号需根据具体参数另行验证。

由式(3) $5\tau < 0.8T_b$ 可推导出总线等效电容的上限: $C < 0.8T_b/5R$ 。以 2 Mbit/s 为例, $T_b = 500$ ns, $R = 60 \Omega$,代入得: $C < (0.8 \times 300)/(5 \times 60)$ nF = (400/300) nF ≈ 1.333 nF = 1 333 pF。若不考虑 ECU 额外延迟补偿,在非极端场景下该上限可适当放宽。

总线总电容由各控制器电容与线束分布电容两部分组成。其中,单个控制器电容 C_n 的计算方式如式(4)所示。

$$C_n = C_{ECU} + C_{TVS} + C_{CMC} + C_{co} \quad (4)$$

式中: C_{ECU} 为 ECU 内部芯片及电路引入的电容,其计算公式如式(5)所示; C_{TVS} 为瞬态抑制二极管(TVS)的寄生电容; C_{CMC} 为共模扼流圈(CMC)的等效电容; C_{co} 为接插件本身的寄生电容。

$$C_{ECU} = 23.5 \times n \quad (5)$$

式中: n 为 ECU 节点总数; 23.5 为单个 ECU 节点的差模等效电容值,由两个 47 pF 电容串联计算得到: $(47 \times 47)/(47+47) = 23.5$ pF。

总线总电容为各节点电容与线束分布电容之和。线束分布电容 C_{ca} 的计算公式如式(6)所示。

$$C_{ca} = 30 \times L \quad (6)$$

式中: L 为线束总长度; 30 为每米双绞线等效分布电容。

以下分三步对总线电容进行计算、校验与扩展分析。

1) 计算总线总电容。常见车载 CAN FD 总线长度(含支线)控制在 20 m 以内,线束电容为 30 pF/m $\times$ 20 m = 600 pF。按最多 15 个 ECU 节点规划,每个 ECU 内部采用两个 47 pF 电容串联接地,等效电容为

$(47 \times 47)/(47+47) = 23.5$ pF。15 个 ECU 的总电容为 $15 \times 23.5 = 352.5$ pF(取整为 353 pF)。

因此,总线总电容 $C_t = C_{ca} + C_{ECU,t} = 600 + 353 = 953$ pF。其中 $C_{ECU,t}$ 为所有接入总线的 ECU 节点的差模等效电容之和。

2) 校验电容上限约束。该值满足由式(3)推导出的电容上限(如 2 Mbit/s 时 $C_{max} \approx 1\,333$ pF),且留有一定余量。上述计算的前提是每个 ECU 的等效电容不超过 47 pF(实际值为 23.5 pF),且线束电容波动在可接受范围内。

3) 扩展性应对措施。若需在总线上增加更多 ECU 节点,应优先控制新增节点的等效电容(如选用低电容 TVS、CMC),或适当缩短总线长度以降低线束电容。必要时可在标准允许范围内略微降低终端电阻(例如从 60 Ω 调整至 54 Ω),但其作用有限,主要措施仍是控制总电容。

2 应对 CAN 总线物理层延迟的策略

2.1 总线延迟的关键因素

CAN 总线通信延迟主要由线束拓扑、节点数量及节点内接口电路共同决定。随着控制器数量增多、线束长度增加,需通过优化节点电容、电阻等参数来控制信号传输延时。

影响总线等效电容的主要因素包括: CAN-H 和 CAN-L 对地电容及外部保护元件(CMC、TVS)、线缆分布电容(30~35 pF/m)、连接器及节点数量。

2.2 优化措施

为优化 CAN/CAN FD 总线物理层通信质量,可采取以下措施:①高速节点启用 TDC 补偿;②控制节点接口电容(如接地电容 ≤ 47 pF,高速时 ≤ 22 pF);③必要时增加减弱终端电阻(如 1.3 k Ω)或缩短支线长度;④在节点较多的通道中,新增节点前需进行系统级物理层测试验证。

总线可连接的最大节点数受电容负载限制,在 2 Mbit/s、25 m 线长下,常规节点超过 12 个时需采用特殊匹配或优化处理。

2.3 控制上升下降时间

如图 4 所示,当总线容性负载过大时,信号在显隐性状态切换过程中会引入额外延迟,导致接收端采样错误,进而产生错误帧。为此,可通过硬件调整(如优化电阻、电容值)来控制波形延迟,确保 CAN 通信的显隐性状态能够被及时识别。

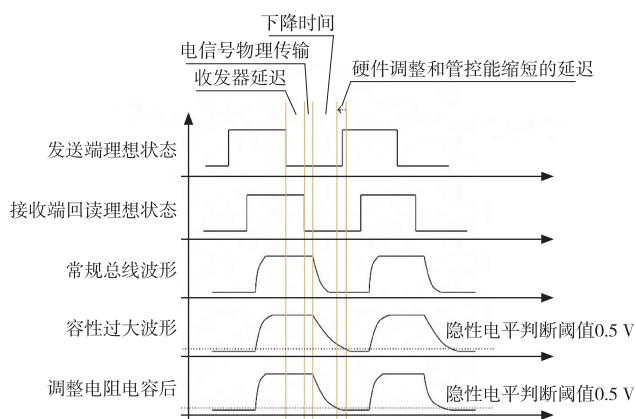


图4 CAN 总线信号传输波形

本文设计目标如下:在 2 Mbit/s CAN FD 通信下,不依赖 ECU 的额外延迟补偿,仍能保证采样点处的采样要求。基于理论计算与实践经验,总线参数的推荐取值如下:

1) 单个控制器的 CAN-H 和 CAN-L 对地电容取值。在车载应用场景中,当通信速率 ≤ 1 Mbit/s 时,应遵循 ISO 11898-2:2016^[4],推荐对地电容 ≤ 47 pF;当通信速率 ≥ 2 Mbit/s 时,位时间缩短且总电容约束更加严格,建议将对地电容控制在 10~22 pF 范围内,以确保信号稳定性并支持更多节点。

2) 弱终端电阻的选取。对于节点较多的 CAN FD 总线,可增加弱终端电阻抑制共模干扰。通常选用两个 1.3 k Ω 电阻串联(总阻值为 2.6 k Ω ,约为主终端电阻的 20 倍,对阻抗匹配无显著影响),并利用 split 引脚接入滤波电容以滤除高频干扰。该设计符合 ISO 11898-2:2016^[5]规定的车载 CAN FD 抗干扰与终端匹配设计要求^[9],同时满足 ISO 11898-1:2015^[10]的 CAN FD 数据链路层及位时序传输规范。

2.4 发送端对收发延迟的补偿

当 CAN FD 总线速率不低于 2 Mbit/s 时,容性负载会引发收发器延迟及信号下降沿时间延长,导致发送节点难以准确识别自身发送的信号(即“自接收”时序偏差),进而触发误码。

以常见速率为例:当速率为 500 kbit/s 时,对应的位时间为 2 000 ns;当速率为 2 Mbit/s 时,对应的位时间为 500 ns。收发器自身引入的最大延迟(通常为 255 ns)在两种速率下分别占位时间的 12.7% 和 51%。因此,高速场景下延迟占比显著增大。若不加以补偿,发送节点回读自身报文时可能因延迟过大而采样错误,从而误判总线错误并主动发送错误帧,干扰正常通信。

对于通信速率不低于 2 Mbit/s 的 CAN FD 节点,需激活发送延迟补偿(Transmit Delay Compensation, TDC),以避免高速通信中因收发器延迟导致的自接收误判。根据主流车载 CAN FD 收发器数据手册,收发器及外围电路引入的传输延迟典型范围为 0~255 ns。TDC 机制通过配置二次采样点(Secondary Sample Point, SSP)来补偿该延迟。SSP 是 TDC 中的采样时刻,通常设于位时间的 75%~80% 处,用于在信号稳定后进行回读采样。TDC 与 SSP 协同工作,使发送节点能够准确识别自身发出的位电平,从而保障高速 CAN FD 通信的可靠性^[11-12]。

2.5 整车 CAN FD 通信延迟问题分析和优化

在整车研发过程中,发现某条 CAN FD 通道通信质量差,导致该通道上的功能异常,表现为无法挂挡。具体故障现象如下:①部分车辆错误帧较多,严重时总线近乎瘫痪。②其他无故障车辆在增加一段测试支线(引入更多容值和振荡)后,也会出现错误帧。

针对上述问题,通过以下措施可使通信恢复:①增加额外终端电阻(如并联一个 120 Ω 电阻,以降低总线 RC 时间常数)。②拔掉控制器 X1(降低容性负载)。

由此推断,该通道容性负载过大是导致通信故障的主要原因。

为进一步确认上述推断,将该问题车辆与其他项目进行对比。发现该问题车辆的线束较长,且新增了 X₁ 和 X₂ 两个控制器。检查发现新增控制器的 CAN 接地电容均为 100 pF,远超典型设计值(多采用 33 pF 或 47 pF)。将电容降至 47 pF 后,问题车辆恢复通信并实现正常换挡,但仍有少量错误帧。

为进一步改善通信质量,每个新增控制器再增加一个 1 k Ω 的弱终端电阻。此时总线等效电阻约为 54 Ω ,根据 ISO 11898-2:2016 标准^[4],高速 CAN/CAN FD 总线终端电阻的标称等效值为 60 Ω (两端各 120 Ω 并联),允许误差范围为 $\pm 10\%$,故 54 Ω 仍在标准允许范围内^[7]。改进后通信质量良好,测试中未再发现通信问题。

该车 CAN FD 总线为线性拓扑,主干长度较长、支线较多,线束环境引入的分布电容较大。线路通断测试正常,且各支线长度均小于 1 m,满足 ISO 11898-2^[4]对支线长度的约束(支线长度 ≤ 1 m 可避免信号反射与振铃),故现有物理布局无进一步改进空间。

多车辆对比测试表明,当前总线的发送到回读延

迟已接近位时间 80% 采样点的边界。通过降低总线 RC 值(如优化终端电阻、减少寄生电容)可缩短信号传输延迟,从而减少错误帧。进一步采用延长支线法测试发现,个别 ECU 在支线延长后会主动发送错误帧,表明该 ECU 内部延迟过大。当 ECU 启用 TDC 后,即使增加 5 m 额外支线,也不会引发回读采样异常。

通过实车进一步验证多个节点同时启用 TDC 的场景,结果表明:TDC 是发送节点内部的局部延迟补偿机制,仅修正自身收发器延迟,不改变总线全局同步时序。当多个节点同时启用 TDC 时,各节点的补偿逻辑相互独立,不会干扰 CAN FD 协议的硬同步与重同步机制。经实车多节点场景验证,总线同步正常,未发现同步风险。

2.5.1 支线对 CAN FD 物理层的影响

实际的总线通信是一个包含多节点、多支线、连接器及特殊线束走向的复杂系统,难以用单一标准方法直接验证总体通信延迟。本文首先通过理论拓扑评估,识别出节点较多、支线较多的高风险总线;然后通过调整支线以及调整电阻、电容参数,评估总线通信质量。

调整支线法是通过增加测试支线的长度(末端不匹配终端),引入额外容性负载及信号反射与振荡,观察波形边沿变缓或抖动所导致的通信延迟变化,从而评估系统的通信稳定性和冗余度。本文以 CAN SIC 收发器在 5 Mbit/s 速率下的测试为例进行说明。

当未连接额外支线时,波形上升沿和下降沿均较为平顺(见图 5)。当新增 4 m 支线时,波形出现明显振荡(见图 6)。当支线长度进一步延长至 10 m 时,振荡幅值显著增大(见图 7)。图 5 至图 7 中均包含 3 条波形:CH1 为左侧节点电压,CH2 为右侧节点电压,Math 为两者的差值(CH1-CH2)。其中 CH1 与 CH2 波形在部分区域重合;在非重合区域,CH1 波形位于 CH2 波形上方。

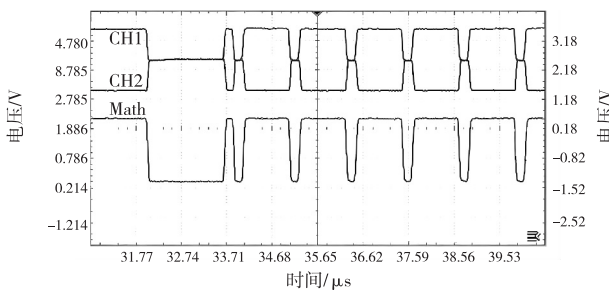


图 5 无新增支线时总线波形

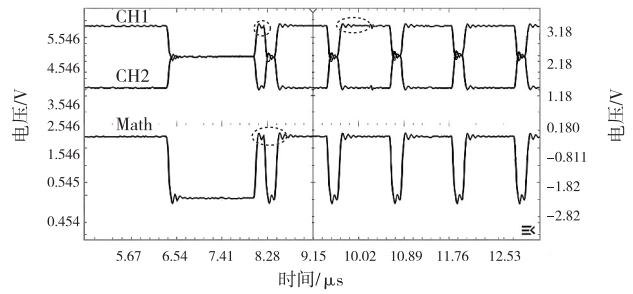


图 6 新增 4 m 支线时总线波形

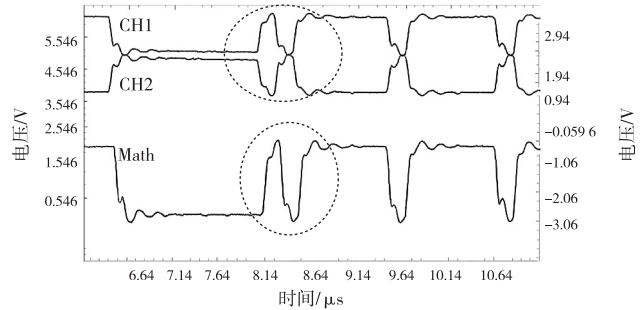


图 7 支线延长至 10 m 时总线波形

2.5.2 电阻和电容对 CAN FD 物理层的影响

为验证电阻和电容对 CAN FD 物理层的影响,进行了以下 3 组测试:

1) 物理层时延临界故障的 CAN FD 验证。图 8 为不加支线(待测系统初始状态)时的延时波形图。图 9 为增加 3 m 支线后的波形。对比两图可知,增加支线后该总线上出现了明显的错误帧,说明新增节点会导致总线波动和延时,进而引发通信故障。

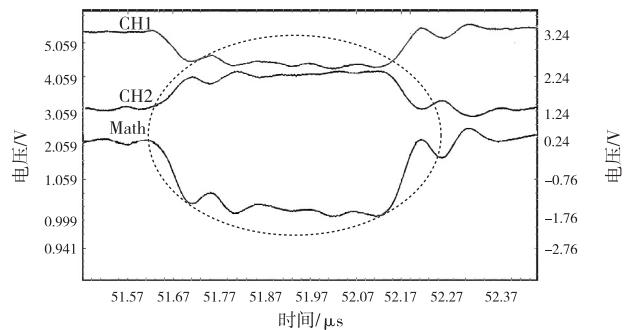


图 8 不加支线时的延时波形图

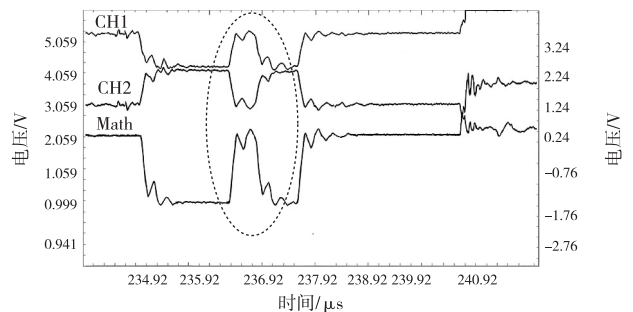


图 9 增加 3 m 支线后 CAN FD 波形

2) 并联电阻并调整节点电容值后的优化效果验证。对物理层进行调整:在每个新增控制器上并联 1 个 $1\text{ k}\Omega$ 电阻,同时修正超标的节点电容值。在此基础上增加 3 m 支线进行测试,系统未出现延时,也未产生错误帧(见图 10)。将该弱电阻调整为 $500\text{ }\Omega$ 后,可支持增加 10 m 支线并保持稳定通信。

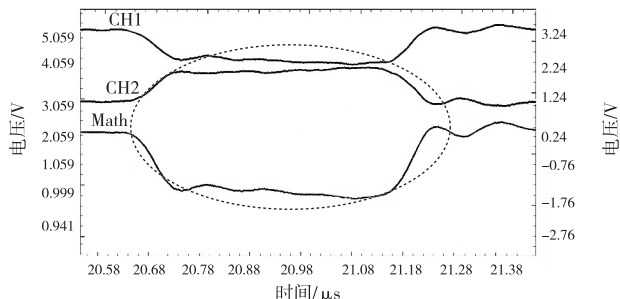


图 10 并联 1 个电阻并加 3 m 支线后波形图

3) 激活发送端 TDC 的优化效果验证。在上述测试环境中,激活发送端的 TDC 功能后,即使增加 5 m 支线,系统仍能保持稳定通信。

实际测试的 CAN FD 总线波形表明:未增加支线时无错误帧;而一旦增加支线长度则立即出现错误帧。这说明该总线已处于时延的设计边界,需进行整改以避免故障。激活发送节点的 TDC 可有效提升节点抗波形延时的能力(见图 11,图中 3 条波形的含义及重合关系同图 5。)。同时,并联弱终端电阻并降低整过高的总线电容,能够优化波形,满足系统设计的稳定性及扩容需求。上述结果验证了本文所提改善 CAN 总线通信延迟策略的有效性。

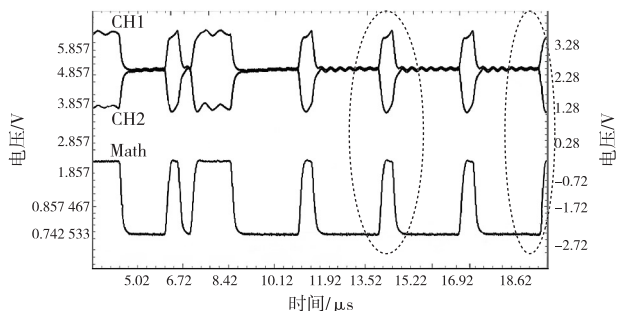


图 11 增加 TDC 功能后的波形图

3 验证结果分析

3.1 支线法检测错误帧的流程与结果分析

本文按照“基线—梯度加载—定位—验证”的流程来查找问题原因。

3.1.1 前期准备与基线测试

本阶段旨在确认总线物理配置并获取无故障时

的基准波形。具体步骤如下:

1) 拓扑与参数确认。确认总线拓扑为线性结构,记录各支线长度及节点分布。明确通信波特率、终端电阻(通常为 $120\text{ }\Omega$,位于总线两端)、位时间相关参数(TQ、Prop_Seg、Phase_Seg1/2、SJW)。

2) 环境与工具搭建。搭建测试环境,包括 CANoe、示波器、万用表。加载 DBC 文件,配置错误帧捕获功能,并统计发送错误计数器(Transmit Error Counter,TEC)与接收错误计数器(Receive Error Counter,REC)。设定基线测试条件:支线长度 $\leq 0.3\text{ m}$ (对于高速 CAN,建议 $\leq 0.1\text{ m}$)。

3) 基线测试。正常拓扑下测试,记录无错误帧的基准波形与错误计数器值,并将此作为后续对比的基线。

3.1.2 梯度加载与错误帧检测

本阶段通过逐步增加支线长度,测量总线的抗反射与抗延迟能力,并确定支线长度的失效阈值。具体步骤如下:

1) 梯度规划。在基线条件(即总线拓扑为标准主干、支线长度为 0 m ,终端电阻配置符合 ISO 11898-2 规范,所有节点电容、电阻参数均为设计初始值)下,依次将目标支线长度增加至 5 m 、 10 m 。每次增加支线长度后,将线缆固定(无缠绕,垂直主干引出),采用单变量测试,避免其他节点或支线变动。

2) 稳定期测试。在每个梯度下稳定运行 30 min 。使用 CANoe 连续抓取报文,记录错误帧类型(位错误、循环冗余校验错误、应答错误等)、发生频率及触发 ID。同时使用示波器观察差分波形的过冲、振铃、台阶等现象,判断信号反射与支线长度的相关性。

3) 阈值判定。设定失败阈值,满足以下任一条件即判定该支线长度不达标:①错误帧频率 $>1\text{ 帧/s}$;②TEC 或 REC 持续增长;③差分电压幅值 $<0.9\text{ V}$ 。

3.1.3 问题定位与关联性确认

使用 CANoe 抓取错误帧,识别错误类型(位错误、循环冗余校验错误、应答错误、填充错误等),定位频繁出现错误的节点及报文 ID,观察错误帧频率及其触发条件。在此基础上进行以下排查:

1) 单节点隔离。断开其他所有节点,仅保留测试节点,重新测试梯度支线长度,确认仅保留该支线时是否会产生错误帧。

2) 反射定量分析。使用示波器测量信号上升沿

与下降沿的过冲幅度及振铃次数,判断这些现象是否随支线长度增加而恶化。在长支线末端并联 200 Ω 匹配电阻,观察错误是否缓解(注意保持差分电压不低于 0.9 V)。

3) 终端与硬件复核。断电测量终端电阻值,排除 CAN-H 与 CAN-L 接反、电源或地线短路等接线错误。确认节点供电正常,收发器工作状态正常。

3.1.4 整改与验证

本阶段根据前序测试结果,采取针对性整改措施,并通过复测验证改善效果。具体步骤如下:

1) 整改优先级。应优先缩短支线。对于超标支线,其长度应限制在以下范围内:经典 CAN 或低速 CAN FD (≤ 1 Mbit/s) 的支线长度应 ≤ 0.3 m, 高速 CAN FD (≥ 2 Mbit/s) 的支线长度应 ≤ 0.1 m。同时重新布线,避免星型拓扑,确保支线从主干垂直引出。若无法缩短支线长度,则考虑增加匹配电阻。

2) 匹配电阻补偿。对于无法缩短的长支线,在其末端并联匹配电阻,同时保证差分电压 ≥ 0.9 V,避免总线负载过重。对于高速 CAN FD,可尝试使用 1.3 k Ω 的支线终端电阻。

3) 调整后测试。每完成一项调整后进行复测,使用 CANoe 检查错误帧是否消除,用示波器确认波形正常,并确保错误计数器稳定在低水平。

3.2 两种解决方法的验证

在实际出现 CAN FD 通信错误帧的车辆上,总线波形延迟已接近部分接收端 ECU 采样点的边界,推测该延迟由线束环境及多个控制器共同导致。通过示波器测量显性到隐性的延迟,实测最坏情况约为位时间的 40% (位宽 500 ns 时对应 200 ns)。从总线波形来看,该延迟本身未超过采样点位置 (通常设为位时间的 75%~80%)。然而,若叠加 ECU 内部收发器的最大延迟 (约 200 ns),总延迟将接近位时间的 80%,从而引发发送节点回读错误。

根据前文理论分析,以下是对两种方法进行验证的过程与结果。

方法①:缩减总线时间常数。通过减小整条线路的等效电容或增加弱终端电阻来降低 τ 。实测将电容超标的 ECU 接地电容从 100 pF 改为 47 pF,并调整终端电阻,物理层延迟理论计算缩小约 15%,预估已降至最远端 ECU 的采样边界以内 (工程上采样边界通常对应位时间的 75%~90%,且需预留 15% 以上裕量)。实施此方法后,未再出现错误帧,同时为所有

ECU 预留了 15% 以上的回读采样延迟裕量。

方法②:激活节点 TDC 补偿。选择总线上实测发出错误帧的 CAN FD 节点,启用其 TDC 功能,并设置 SSP 为位时间的 80%,以消除发送回读延迟。完成上述配置后,该节点不再发出错误帧。

两种方法的机制不同:方法②主要补偿发送节点自身的回读采样延迟,不改变物理波形;而方法①从物理波形维度优化,可降低接收端、确认应答、仲裁阶段等多个场景的采样风险。实际工程中应综合考虑,结合两种策略优化总线设计。

4 结论

本文从理论分析和实车验证两方面,对 CAN/CAN FD 总线物理层通信延迟的影响因素、优化措施及节点数限制进行了系统研究。主要得出以下结论:

1) CAN/CAN FD 总线通信延迟主要受线束拓扑、节点数量及接口电路的影响。总线等效电容由对地电容、外部保护元件、线缆分布电容、连接器及节点数量共同决定。

2) 实车故障排查与梯度支线测试验证了 4 项优化措施的有效性,包括高速节点启用 TDC、节点接地电容限值 (普通工况 ≤ 47 pF, 高速工况 ≤ 22 pF)、增加弱终端电阻及缩短超标支线。上述措施可显著降低显隐性转换延迟并减少错误帧。

3) 总线最大节点数受电容负载的严格限制。在 2 Mbit/s、25 m 线长条件下,常规节点超过 12 个时需进行优化处理,例如降低节点电容或缩短总线长度,否则可能因总电容超限引发通信故障。

参考文献:

- [1] 秦航. 电动汽车 CAN 通信故障检修探讨[J]. 专用汽车, 2023(11):107-109.
- [2] 陈龙华,李洪林,杨汉立,等. 基于 CAN 总线纯电动汽车的整车控制器[J]. 计算机科学,2022,49(z1):802-807.
- [3] 陈长征,王悦,王刚,等. 考虑网络时变时延的纯电动车传动系统扭振控制研究[J]. 振动与冲击,2017,36(24):70-76.
- [4] 姚昕雨. 非道路电动车辆 CAN 总线通信设计及其安全策略[D]. 杭州:浙江大学,2021:20-40.
- [5] ISO 11898-2:2016 Road vehicles—Controller area network (CAN)—Part 2:High-speed medium access unit[S].
- [6] 孙常林,李琳,邢合理. 电动汽车动力 CAN 总线系统故障分析与研究[J]. 产业创新研究,2020(8):109-110.

(下转第 78 页)

下降的同时,质量大幅减小(较方案 B 下降 55%),这使得其单位质量的降噪收益提升了 48%。因此,方案 D 的实际应用价值最高。

4 结束语

针对某纯电动厢式运输车车内噪声偏高的问题,本文通过分析车内噪声频谱特性与主要噪声源,提出了一套声学包装方案,并进行了试验验证。结果表明,针对 1 000 Hz 以下中低频噪声,通过合理组合声学材料,可有效降低车内噪声。各方案均表现出显著效果,其中仅在地板处布置材料即可实现 2~4 dB(A)的降噪量。本文方案在兼顾成本与质量的同时,显著提升了车辆的声学性能,既验证了声学包装技术在轻型纯电动商用车中的有效性,也为后续低成本 NVH 优化提供了参考。

参考文献:

- [1] 刘显臣. 汽车 NVH 综合技术[M]. 北京:机械工业出版社, 2014:3-9.
- [2] 周豪,冯青松,尹华拓,等. 城市轨道交通车内噪声特性及贡献率分析[J]. 噪声与振动控制, 2023, 43(6):157-162.
- [3] 李树华,陈克. 基于阶次和传递路径分析的电驱动总成对车内噪声影响[J]. 噪声与振动控制, 2023, 43(1):203-209.
- [4] Xia Hua, Thomas A, Shultis K. Recent progress in battery electric vehicle noise, vibration, and harshness [J]. Science Progress, 2021, 104(1):1-11.

- [5] 庞剑. 汽车车身噪声与振动控制[M]. 北京:机械工业出版社, 2015:174-214.
- [6] 唐少雄,丁超,马燕,等. 电驱总成电磁噪声问题分析与优化[J]. 汽车实用技术, 2024, 11(4):58-61.
- [7] 张镇,卢若皓,蒋伟,等. 某新能源车用永磁同步电机啸叫优化[J]. 汽车电器, 2024, 9(11):71-74.
- [8] 郝英博,刘立东. 基于 Romax 的轻卡电驱桥 NVH 分析优化[J]. 机械传动, 2024, 48(10):113-119.
- [9] 李永越,杨树岗,刘巧红,等. 某纯电动汽车空调压缩机支架 NVH 性能分析[J]. 汽车与驾驶维修(维修版), 2023(10):22-25.
- [10] 许林倩,岳志强,耿建,等. 某款电动车车内噪声降低研究[J]. 农业装备与车辆工程, 2021, 59(12):93-97.
- [11] 吴茵. 某纯电动 MPV 车内中高频噪声分析与声学包优化[D]. 长沙:湖南大学, 2017:43-67.
- [12] 邹赠粮,李洪林,徐丰辰. 风行 MPV 车车内噪声分析与控制[J]. 汽车工程, 2007, 29(12):1074-1078.
- [13] GB/T 25982—2024 客车车内噪声限值及测量方法[S].
- [14] 许雪莹. 车辆 NVH 控制技术与应用[M]. 北京:中国水利出版社, 2018:33-42.
- [15] 张新安. 聚酯机织物吸声性能研究[J]. 高分子通报, 2006, 19(10):52-58.
- [16] 吕和平,高峰,幸向玲. 纯电动汽车声学包装件开发策略研究[J]. 汽车实用技术, 2022, 47(1):6-9.
- [17] GB/T 20247—2006 声学 混响室吸声测量[S].
- [18] GB/T 45305.2—2025 声学 建筑构件隔声的实验室测量 第 2 部分:空气声隔声测量[S].

(上接第 52 页)

- [7] 李玮,王晶. 纯电动汽车电机控制器 CAN 通信丢失故障处理方法[J]. 北京汽车, 2020, 226(1):35-38.
- [8] 魏洪乾,王洪荣,赵文强,等. 考虑网络诱导时延的电动汽车主动安全控制策略[J]. 北京理工大学学报, 2022, 42(8):798-808.
- [9] 杨荣悦,张鹏洲,宋卿. 基于 5G 技术的智能车联网研究与展望[J]. 电信科学, 2020, 36(5):106-114.
- [10] ISO 11898-1:2015 Road vehicles—Controller area network

(CAN) — Part 1: Data link layer and physical signalling [S].

- [11] 张兴雷,杨玻,巩彦斌,等. 基于 FPGA 的 CAN 总线驱动设计与实现[J]. 机电信息, 2023(7):56-58.
- [12] 李节,汪西虎,何明泽. 一种宽共模输入范围的高速 CAN 总线接收器设计[J]. 电子元件与材料, 2023, 42(2):232-237.