

# CAN收发器节点计算与 外围电路参考设计

AN-13-0004

作者：Lele Zhang, Fuming Deng



# CAN收发器节点计算与 外围电路参考设计

## 摘要

随着汽车内各个系统的控制都在向智能化和自动化转变，汽车电气系统变得越来越复杂，不同的汽车OEM和Tier1厂商纷纷研究定义不同汽车总线标准，以减少线束网络复杂度和降低电子系统的故障，同时降低整车成本。其中CAN总线在汽车总线中应用最为广泛，采用合适的网络拓扑以及提升EMC性能对CAN收发器在环境复杂的汽车应用中有着重要意义。纳芯微推出了多款可以实现不同系统应用的CAN收发器。本篇应用笔记主要对网络中的节点数量计算以及收发器的外围电路设计选择进行介绍。

## 目录

1. CAN总线节点数计算 .....	2
2. CAN总线外围电路设计参考 .....	3
2.1. 共模电感 (Common mode choke-CMC) .....	4
2.2. 终端分立电阻 .....	5
2.3. 总线电容 .....	7
2.4. ESD保护二极管 .....	8
3. 修订历史 .....	9

## 1.CAN总线节点数计算

一个CAN网络中，总线所能支持挂载的最大节点数是衡量CAN收发器性能的一个重要参数。影响CAN总线节点数量的因素可以从CAN收发器的物理层和协议层两个方面去考虑。

首先物理层方面，总线节点的输出差分电压大小决定了CAN总线电平能否被正常识别，通讯能否正常进行，主要由总线负载电阻 $R_L$ 来决定，而 $R_L$ 取决于总线终端匹配电阻以及各节点总线差分输入电阻 $R_{dif}$ ，我们可以通过如下方式从物理层角度去估算一个CAN网络的最大节点数。

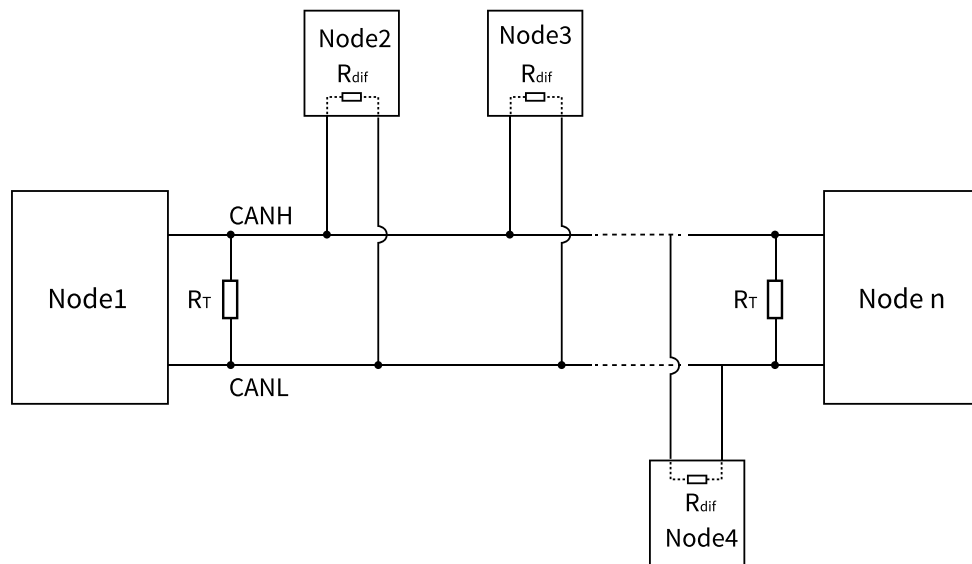


图1.1 n个节点的CAN网络总线拓扑

上图为挂载n个CAN节点的总线网络拓扑示意图，其中 $R_T$ 为终端匹配电阻， $R_{dif}$ 为CAN收发器的总线差分输入电阻。可以通过电路等效的方法得到如下所示简易拓扑图：

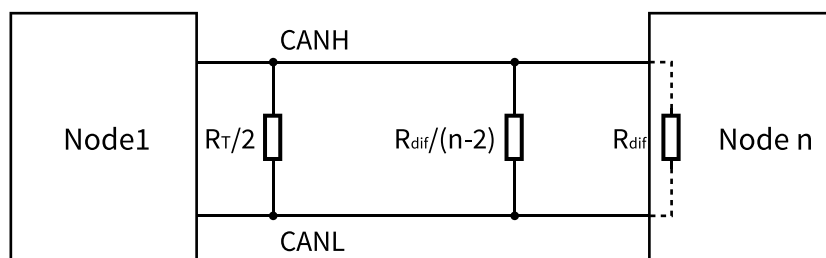


图1.2 n个节点的CAN网络等效电路图

# CAN收发器节点计算与 外围电路参考设计

如上图所示，Node1 作为信号发送，Noden 作为信号接收。从 Node1 端看进去的线路等效电阻为

$$R_L = \frac{R_T}{2} // [R_{dif}/(n - 1)]$$

将 (1) 式化简可得

$$n = \left(\frac{1}{R_L} - \frac{2}{R_T}\right) R_{dif} + 1$$

$R_T$  为终端匹配电阻，此处取  $120\Omega$ ； $R_{dif}$  为差分输入电阻，这里取  $20k\Omega$ ； $R_L$  可支持的负载电阻范围为  $45\Omega \sim 700\Omega$ ，当  $R_L = 45\Omega$  时， $n$  取最大值为 112。所以在此参数条件下的 CAN 总线网络中，最多可支持挂载 112 个 CAN 节点。

从协议层方面来考虑，当总线节点数越多，总线越长，线路寄生越大，对于本地节点信号自发自收的工况下，总线寄生越大，有可能导致回环回来的信号衰减较多，CAN 控制器的采样发生错误，导致通讯异常；而对于相距较远两个节点之间进行通信的工况下，中间节点越多，线路越长，导致信号传播延时较长，接收端在接收到发送端发出的 CAN 信号后会进行帧内应答 (ACK)，传播延时较长可能导致应答不及时，通讯失败。所以在计算 CAN 总线最大挂载节点数时，应考虑线路寄生以及传播延时的影响，具体要求为由线路寄生较大引起的信号衰减不应使得 CAN 控制器的采样出现偏差，导致通讯异常；同时信号在传输路径上的传播延时小于  $1/2$  的位时间，保证接收节点能够及时应答，不会导致通讯失败。

## 2. CAN 总线外围电路设计参考

在汽车应用中，EMC 问题是一个被广泛关注的问题，而与传统汽车相比，新能源汽车的 EMC 问题更加突出，因此对于汽车中大量使用的总线接口芯片的 EMC 性能要求也比较高。为了获得较好的 EMC 性能，除了芯片设计的考虑之外，系统中芯片外围电路的补充完善也是至关重要的。这一部分将着重介绍一下 CAN 芯片外围电路的一些参考设计 (如图 2.1 所示)。

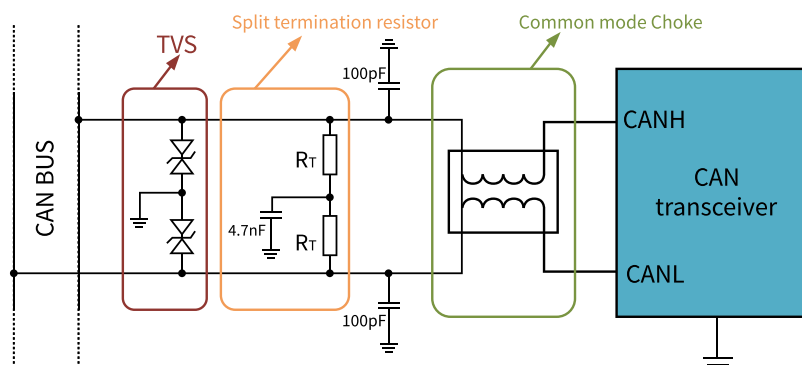


图 2.1 CAN 总线外围电路参考设计示意图

# CAN收发器节点计算与 外围电路参考设计

## 2.1. 共模电感 (Common mode choke-CMC)

共模电感的特性是对于共模信号表现较高的阻抗，对于差模信号表现较低的阻抗，所以对于共模噪声干扰有较强的抑制作用。在汽车CAN网络中，共模电感经常被用来提升系统EMC性能，除了可以滤除掉系统本身通过CAN 总线发射出去的干扰噪声，减小对其他系统的影响，同时也可以抑制其它系统产生的干扰噪声对CAN 总线通信的影响。

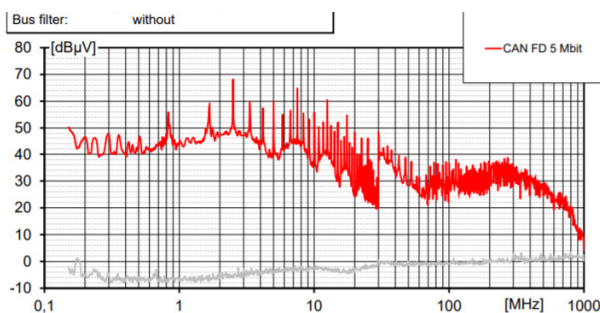


图2.2 CAN FD=5Mbps不加CMC的EMI测试结果

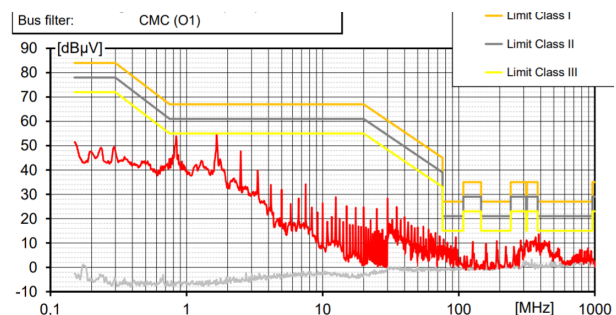


图2.3 CAN FD=5Mbps加CMC的EMI测试结果

上图所示为NOVOSENSE CAN收发器EMI测试结果，分别为总线加common mode choke (CMC) 和不加CMC的测试结果，对比可见CMC对于通过CAN总线发射出去的电磁干扰有较强的抑制作用。

通常我们在CMC选型时需要关注电感值、泄露电感(leakage inductance)、直流电阻(DC resistance)、模式转换特性(mode conversion characteristics)等特性。

### ● 电感值

对于CMC电感值的选取我们需要从抑制总线共模噪声方面去考虑。在CAN总线的共模噪声频率处，CMC应具有尽可能高的电感值，表现为高阻抗抑制共模噪声的传播，电感值较小对于共模噪声的抑制效果会不佳，而电感值较大又会有尺寸和成本方面的限制。建议对于500kbps的CAN通信可以采用51uH电感值的CMC，对于2Mbps的CAN FD通讯可以采用100uH电感值的CMC。

### ● 泄露电感

泄露电感也称差模电感，对差模信号有一定的抑制作用。泄露电感较大可能会导致CAN信号产生振铃，影响CAN总线正常通讯。而一定的泄露电感，又可以起到抑制CAN总线中差模电流的作用，提升系统的EMI性能。所以应该综合考虑泄露电感的影响，只要不在总线信号上产生较大振铃，干扰总线正常通讯，适当的泄露电感是有利的。

### ● 直流电阻

共模电感的直流电阻越大，总线信号的损耗越大，传输效率越低。在确定了共模电感的电感值后，应该选取直流电阻尽可能小的CMC。

# CAN收发器节点计算与 外围电路参考设计

## ● CMC的模式转换特性

共模电感的模式转换特性，反映的是共模电感上下线圈的对称性，通过 $S_{sd12}/S_{ds21}$ 参数来体现。 $S_{sd12}/S_{ds21}$ 参数差别越大，模式转换特性越大，表示CMC上下线圈的不对称性较大，会在CAN总线通信过程中引入新的共模噪声，降低CMC的EMI滤波性能。所以我们应选取 $S_{sd12}/S_{ds21}$ 两个参数比较接近的CMC。

如图2.4所示为DLW32SH101XF2的阻抗与频率特性曲线。整体来看，CMC具有较高的共模阻抗，用以抑制共模噪声。在CAN总线通讯的频段，CMC具有较高的共模阻抗 $Z_c$ 以及较小的差模阻抗 $Z_d$ ，保证抑制共模噪声的同时不会影响总线的正常通讯。

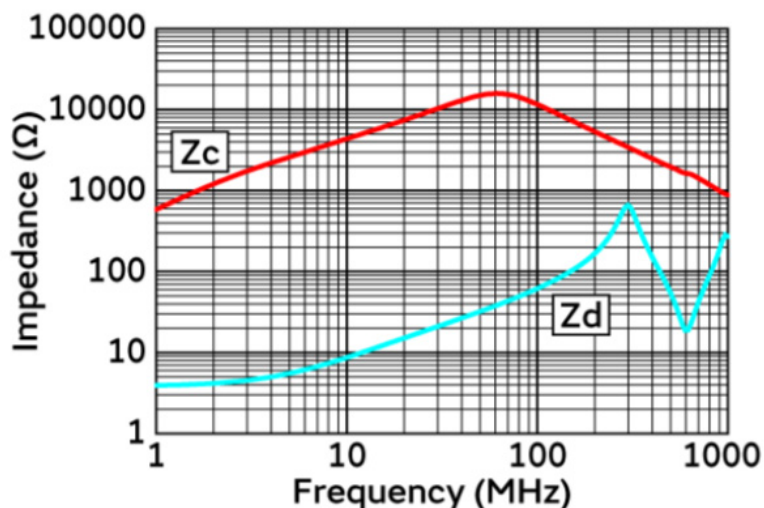


图2.6 CMC 阻抗—频率特性曲线

在CAN网络正常通讯过程中，如果总线发生异常故障，比如总线短路到BAT或者 $V_{cc}$ ，由于CMC的存在，可能会在总线上产生临近或者超过总线耐受电压的瞬态电压。对于NOVOSENSE系列的CAN收发器，这种因为总线短路在CMC上产生的瞬态过压，满足芯片总线引脚内部ESD防护电路的开启条件，总线上由于CMC感生出来的过压能量会通过内部的ESD防护电路完全泄放掉，不会对芯片造成任何损伤。

## 2.2. 终端分立电阻

在具有多个节点的CAN网络中，我们通过总线连接各个CAN收发器的CANH、CANL引脚进行通信，通常会在首端节点和末端节点的总线上各并联一个电阻，其阻值一般与总线的特征阻抗保持一致，这个电阻的作用主要有以下几点：

# CAN收发器节点计算与 外围电路参考设计

- 匹配总线特征阻抗，阻止信号反射，保证信号传输质量

CAN 总线的特征阻抗一般为 $120\Omega$ ，而CAN收发器隐性状态下的总线差分输入电阻为几十 $k\Omega$ ，发射节点的信号在经过总线传输到接收节点后，会发生信号反射，导致总线信号产生振铃，影响CAN网络的正常通信。在接收端并联一个与总线特征阻抗匹配的电阻后，可以吸收掉信号到达接收端的多余能量，避免振铃的产生，保证信号的传输质量。

- 总线负载电阻在 $45\Omega\sim 70\Omega$ 范围之间，提升总线的抗干扰性能

因为CAN 收发器的输入差分电阻阻值为几十 $k\Omega$ ，在总线隐性状态下，外部的一些轻微干扰通过几十 $k\Omega$ 的电阻就有可能在总线上产生满足显性的差分电压，改变总线状态，所以需要在总线处并联一个阻值较小的电阻来吸收外部的一些干扰，同时考虑到CAN收发器的总线输出电压范围，并联的电阻值应使得这一节点的外部等效负载电阻在 $45\Omega\sim 70\Omega$ 之间。

- 加速总线信号下降沿，确保总线快速切入隐性状态

总线显隐切换的过程也可以看作是一个对电容的充放电过程。没有并联终端电阻的情况下，显性切换到隐性时，总线寄生电容仅通过CAN 收发器几十 $k\Omega$ 的内阻进行放电，过程比较缓慢，会导致信号下降很慢，在一些通讯速率较快的网络中，会影响CAN的正常通讯。通过在CAN总线并联一个阻值较小的匹配电阻，可以加速放电过程，加快总线信号的下降沿，使得总线由显性快速切入隐性状态。如图2.5、2.6所示，分别为不加终端电阻和加上终端匹配电阻时的 CAN 总线波形。

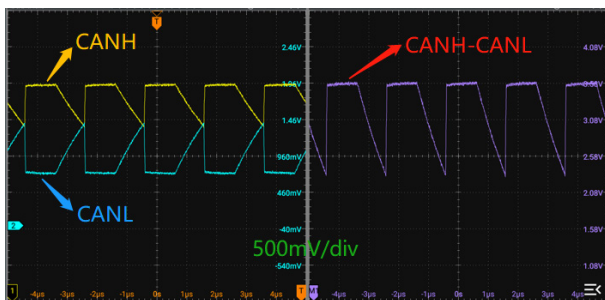


图2.5 不加终端匹配电阻 CAN 总线波形

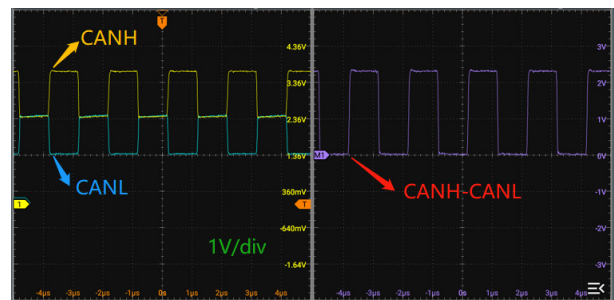


图2.6 加 $60\Omega$ 终端匹配电阻 CAN 总线波形

如上图所示，不加终端匹配电阻的情况下，总线由显性切换到隐性状态时，电平下降缓慢，几乎占据整个隐性bit 位时间(通讯速率=1Mbps)，会导致CAN通讯异常;而加了终端匹配电阻的情形下，电平下降较快，总线波形较为理想。

为了进一步提升 CAN 收发器的EMC性能，建议将单个终端匹配电阻分为两个相等电阻串联的方式，并在中间节点通过电容连接到GND，如图2.1所示。这样的连接方式可以为总线上的共模干扰提供额外的路径，进一步降低总线共模噪声的影响，同时也形成了一个RC低通滤波器，滤除一些高频噪声干扰。对于那些处于CAN网络中的一些中间节点，也可以采用这样的端接电阻方法，进一步提升中间节点的信号质量，如图2.5所示。

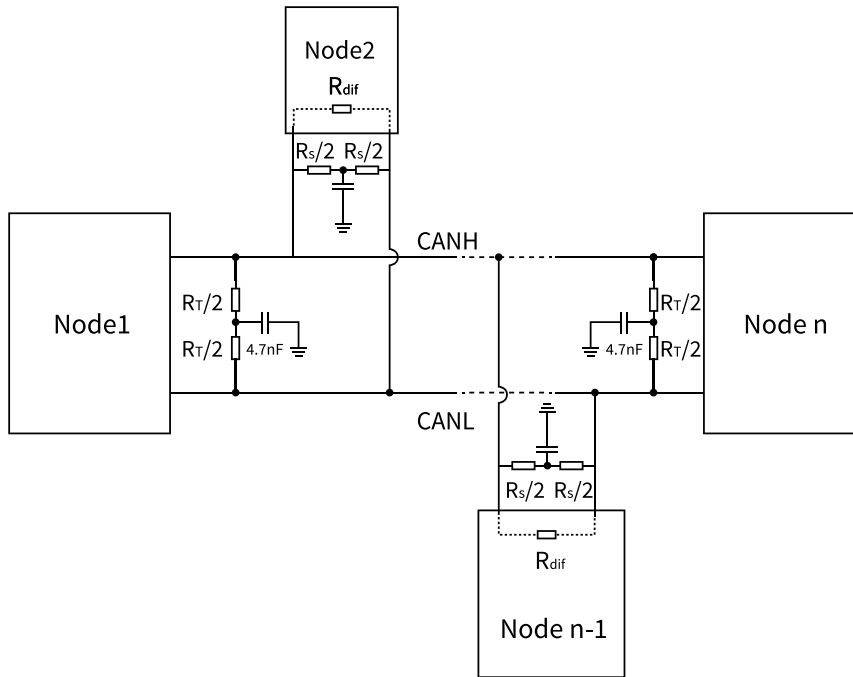


图2.6 CAN总线网络各节点终端分立电阻示意图

如上图所示，中间节点终端电阻阻值应满足使得整个CAN网络的总线电阻在45Ω-70Ω之间，例如在一个11节点的CAN网络中，RT取124Ω，若总线负载等效电阻值取50Ω，则根据以下公式：

$$\frac{1}{62} + \frac{1}{R_s/9} = \frac{1}{50}$$

可以近似计算得到RS阻值约为2.3kΩ，则RS/2为1.15kΩ。同时为了保持CANH和CANL两条路径的对称，避免产生新的共模噪声，应选择精度比较高的电阻，尽可能使得阻值一致。

### 2.3. 总线电容

除了通过总线上加CMC以及采用分立终端匹配电阻的方法来提升CAN总线的EMC性能，分别在CANH和CANL上加一个对地电容，也可以滤除总线上的一些高频噪声，能在一定程度上提升CAN总线的EMC性能。当然对地电容值的选取需要综合考虑多种因素，如果电容过大，会导致总线信号衰减，上升和下降时间增大，缩短bit时间，影响总线正常通讯；同时对地电容容值与信号源的阻抗所组成的RC低通滤波器截止频率应高于CAN总线的通讯速率，保证CAN总线的正常通讯。所以需要综合考虑总线长度、节点数量、通讯速率等因素来选择合适的对地电容。一般建议对于2Mbps的CANFD通讯，总线对地电容不超过100pF。



## 2.4. ESD保护二极管

在汽车或者工业应用中，对于一些有外部连接接口的系统，在安装和维护过程中积累的过量电荷会通过接口线缆流入模块，这些放电能量足够高有可能高达几十kV，那么位于接口端的接口芯片就会首当其冲，被放电能量损坏，导致系统无法工作。所以保护接口收发器免受ESD的影响对于系统应用来说至关重要。对于CAN收发器，虽然芯片内部设计了相关的ESD保护电路，但是受限于芯片尺寸，一般总线端的ESD防护能力远远达不到一些环境下的ESD冲击。因此，需要使用外部ESD保护二极管来提升系统端的ESD防护能力，瞬态电压抑制(TVS)二极管就是常用于外部ESD防护的器件。

对于TVS管的选取，除了要考虑其瞬时响应特性，能快速泄放瞬间大能量，我们还应注意以下几个参数：

- 反向关断电压(V<sub>RWM</sub>)

反向关断电压参数表征TVS管不导通状态下的最大电压。在CAN总线正常工作情况下，TVS管应处于截止状态，当CAN总线出现异常过压达到TVS击穿电压时，TVS管由高阻态变为低阻态，将总线异常过压导致的瞬时过流泄放到地。所以TVS管的反向关断电压应高于CAN总线的正常工作电压，否则就会影响CAN总线的正常通讯。一般TVS管的反向关断电压应高于CAN收发器总线的共模电压工作范围。

- 击穿电压(V<sub>BR</sub>)

V<sub>BR</sub>表征TVS管通过一定电流时的两端电压，在这个电压下，TVS管呈现低阻抗特性，一般情况下V<sub>BR</sub>会略高于V<sub>RWM0</sub>。

- 钳位电压(V<sub>CL</sub>)

V<sub>CL</sub>表征在峰值脉冲电流下TVS管的最大钳位电压。在CAN系统应用中，TVS管的V<sub>CL</sub>应不超过总线的绝对最大额定电压(AMR)，否则就有可能损坏CAN收发器。

- 峰值脉冲功率(P<sub>pp</sub>)

峰值脉冲功率为峰值脉冲电流与钳位电压V<sub>a</sub>的乘积，P<sub>pp</sub>越大，给定最大钳位电压条件下，TVS管的瞬态浪涌电流吸收能力越大，TVS管的ESD保护效果更好。所以在选定V<sub>CL</sub>的前提下，应选择P<sub>pp</sub>较大的TVS管。

- 电容(C<sub>d</sub>)

C<sub>d</sub>表征在一定频率下TVS管的寄生电容大小。在CAN总线应用中，对于CAN总线通讯频率，应选择具有较低寄生电容的TVS管，避免对总线信号产生较大衰减，影响通信。

TVS管应尽可能放置于模块对外连接处，以便快速将外部能量泄放到地。TVS管的走线应尽可能的短，以减少线路的寄生电感以及阻抗影响：寄生电感可能导致V<sub>CL</sub>电压的增加，而走线阻抗则会降低TVS管对浪涌能量的泄放能力。

# CAN收发器节点计算与 外围电路参考设计

## 3.修订历史

版本	描述	作者	日期
1.0	创建应用笔记	Lele Zhang, Fuming Deng,	2024/1/06

销售联系方式: [sales@novosns.com](mailto:sales@novosns.com); 获取更多信息: [www.novosns.com](http://www.novosns.com)

### 重要声明

本文件中提供的信息不作为任何明示或暗示的担保或授权,包括但不限于对信息准确性、完整性,产品适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的陈述或保证。

客户应对其使用纳芯微的产品和应用自行负责,并确保应用的安全性。客户认可并同意:尽管任何应用的相关信息或支持仍可能由纳芯微提供,但将在产品及其产品应用中遵守纳芯微产品相关的所有法律、法规和相关要求。

本文件中提供的资源仅供经过技术培训的开发人员使用。纳芯微保留对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其他更改的权利。纳芯微仅授权客户将此资源用于开发所设计的整合了纳芯微产品的相关应用,不视为纳芯微以明示或暗示的方式授予任何知识产权许可。严禁为任何其他用途使用此资源,或对此资源进行未经授权的复制或展示。如因使用此资源而产生任何索赔、损害、成本、损失和债务等,纳芯微对此不承担任何责任。

有关应用、产品、技术的进一步信息,请与纳芯微电子联系([www.novosns.com](http://www.novosns.com))。

苏州纳芯微电子股份有限公司版权所有