

确定 SJA1000 CAN 控制器的位定时参数

目录

1. 介绍	2
2. CAN 位定时关系概述.....	2
2.1 定义.....	2
2.1.1 位周期的结构.....	2
2.1.2 CAN 位定时控制寄存器	3
2.2 振荡器容差.....	4
2.3 传播延迟	5
2.4 同步	6
3. 位定时要求的规定	6
3.1 计算规则	7
3.2 用图表显示计算规则	8
3.2.1 规定和限制	8
3.2.2 确定最大的位速率.....	8
3.2.3 确定适当的采样点.....	9
4. 计算位定时参数	10
4.1 例子的规定.....	10
4.2 用图表选择位定时参数.....	11
4.2.1 例 1.....	11
4.3 计算位定时参数的步骤.....	13
4.3.1 例 2.....	14
4.3.2 例 3.....	15
5. 参考文献	16
附录	17

1. 介绍

控制器局域网 (CAN) [1]是一个串行、异步、多主机的通讯协议，它可以连接汽车或工业应用中的电子控制模块、传感器和执行机构。CAN 协议的其中一个要素是位速率，用户可以设计位周期中的位采样点位置和采样次数。这样，用户就可以自由地优化应用网络的性能。在优化的过程中，用户要注意位定时参数、基准（参考）振荡器容差和系统中不同的信号传播延迟之间的关系。例如：在位周期末端部分选择采样点可以使传播延迟有更大的容差，而且总线长度可以更长。如果在位周期的中点附近选择采样点，则系统的每个节点可以有更大的振荡器容差。这里可以明显地看出振荡器容差和总线长度是互相冲突的，它们只有通过优化位定时参数才能兼备。本文档的目的是支持使用 Philips CAN 控制器—SJA1000 和 PCx82C200 的用户进行系统优化。

文档中的讨论方法可以让 CAN 用户确定：

- 系统是否适合 CAN 的位定时要求
- 优化位定时参数以符合给定的系统要求

2. CAN 位定时关系概述

2.1 定义

2.1.1 位周期的结构

本文档使用的 CAN 位定时参数定义和用于 Philips CAN 控制器（更多信息见[2]、[3]和[4]）编程的参数定义有紧密的关系。这些关系都在图 1 中表示。

系统的位速率 f_{Bit} 表示每单位时间传输数据位的量。它由下面的方程（1）定义：

$$f_{Bit} = \frac{1}{t_{Bit}} \tag{1}$$

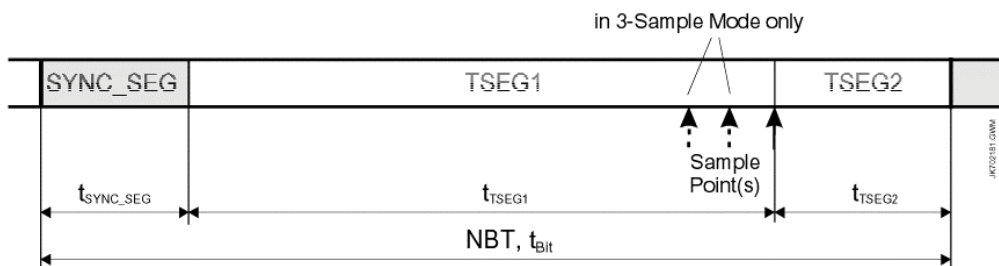


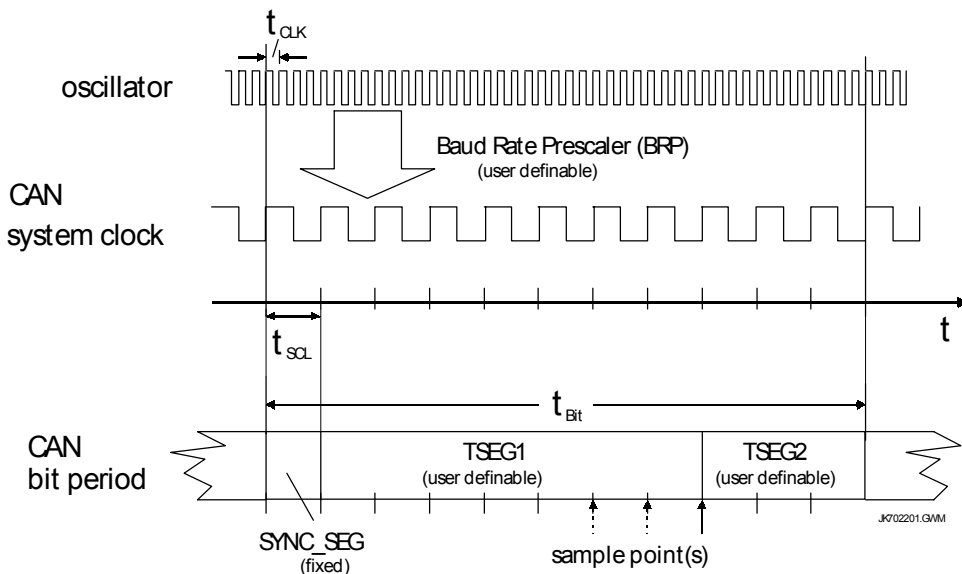
图 1 CAN 位定时段

额定（标称）的位定时由 3 个互不重叠的段 SYNC_SEG、TSEG1 和 TSEG2 组成，这 3 个时间段分别是 t_{SYNC_SEG} 、 t_{TSEG1} 和 t_{TSEG2} 。所以，算术上额定位周期 t_{Bit} 是 3 个时间段的和：

$$t_{Bit} = t_{SYNC_SEG} + t_{TSEG1} + t_{TSEG2} \tag{2}$$

位周期中这些段都用整数个基本时间单位来表示，这个时间单位就叫时间份额（TQ）。时间份额的持续时间是 CAN 系统时钟的一个周期 t_{SCL} ，是从振荡器时钟周期（ t_{CLK} ）取得（见图 2）。用户通过编程预分频因数（波特率预设值，BRP）可以调整 CAN 系统时钟，见方程（3）：

$$t_{SCL} = BRP \cdot 2t_{CLK} = \frac{2BRP}{f_{CLK}} \tag{3}$$



注: t_{scl} 是一个时间份额 (TQ) 的持续时间

图 2 取得 Philips CAN 控制器使用的位周期的原理

对 CAN 位定时计算另一个很重要的时间段是同步跳转宽度 (SJW), 持续时间是 t_{sjw} 。SJW 段并不是位周期的一段, 只是定义了为重同步事件中被增长或缩短的位周期的最大 TQ 数量。

此外, CAN 协议还允许用户指定采样模式 (SAM), 分别是单次采样和三次采样模式 (在 3 个采样结果中选出 1 个)。在单次采样模式中, 采样点是在 TSEG1 段的末端。而三次采样模式比单次采样多取两个采样点, 它们在 TSEG1 段的末端的前面, 之间相差一个 TQ。见图 1 和图 2。

本文档中的位定时计算用位定时段的术语表示, 规格化 CAN 系统时钟的周期 ((SYNC_SEG、TSEG1、TSEG2、SJW 和 NBT), 使位定时的计算和指定的位速率之间互相独立。详细信息请看下一节的方程 (7) ~ (11)。

2.1.2 CAN 位定时控制寄存器

在前面已经提到, 位定时的很多元素是用户可定义的。下面的图 3 就显示了所有 Philips CAN 控制器使用的设置位定时参数的控制寄存器。很显然, 这些参数只能使用整数值。

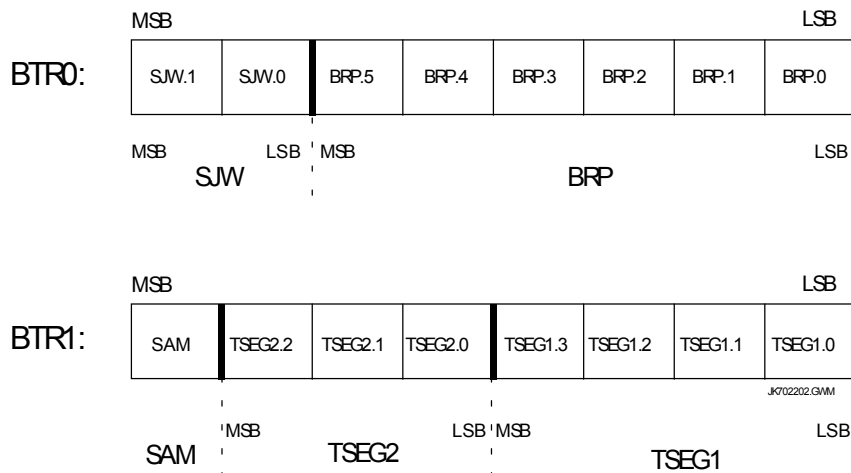


图 3 位定时控制寄存器的结构

控制寄存器不同位的含义如下：（见[2]、[3]、[4]、[5]）

BRP: 波特率预设值 寄存器 BTR0 范围：1~64
 $BRP=32 \text{ BRP}.5+16 \text{ BRP}.4+8 \text{ BRP}.3+4 \text{ BRP}.2+2 \text{ BRP}.1 \text{ BRP}.0+1$ (4)

SAM: 采样模式 寄存器 BTR1
 SAM =0: 单次采样模式 (5)
 SAM =1: 3 次采样模式 (6)

SJW: 同步跳转宽度 寄存器 BTR0 范围：1~4
 $SJW = \frac{t_{SJW}}{t_{SCL}} = 2SJW.1 + SJW.0 + 1$ (7)

SYNC_SEG: 同步段 固定 值：1
 $SYNC_SEG = \frac{t_{SYNC_SEG}}{t_{SCL}} = 1$ (8)

TSEG1: 位定时段 1 寄存器 BTR1 范围：1~16
 $TSEG1 = \frac{t_{TSEG1}}{t_{SCL}} = 8 \text{ TSEG1}.3 + 4 \text{ TSEG1}.2 + 2\text{TSEG1}.1 + \text{TSEG1}.0 + 1$ (9)

TSEG2: 位定时段 2 寄存器 BTR1 范围：1~8
 $TSEG2 = \frac{t_{TSEG2}}{t_{SCL}} = 4 \text{ TSEG2}.2 + 2\text{TSEG2}.1 + \text{TSEG2}.0 + 1$ (10)

注意：TSEG2 必须选择 ≥ 2 （单次采样模式）和 ≥ 3 （3 次采样模式）

规定的段值和额定位定时（NBT）之间的关系如下：

NBT: 额定位定时 范围：3~25
 $NBT = \frac{t_{Bit}}{t_{SCL}} = SYNC_SEG + TSEG1 + TSEG2$ (11)

尽管 NBT 的可变范围在 3~25 个 TQ 之间，但在单次采样模式中可以使用的最小值是 4TQ，在 3 次采样模式中最小值是 5TQ。

2.2 振荡器容差

上面已经解释过，CAN 网络中的每个节点都从振荡器基准取得位定时。在实际系统中，振荡器基准频率 f_{CLK} 会由于初始的容差偏移、老化和环境温度的变化而偏离了它的额定值。最后这些偏离量之和就形成了振荡器容差 Δf 。振荡器容差是一个相对的容差，表示和振荡器基准频率的偏离，标准化成额定的频率是：

$$\Delta f = \left| \frac{f_{CLK,max/min} - f_{CLK,nom}}{f_{CLK,nom}} \right| \quad (12)$$

由于 CAN 系统时钟直接从振荡器基准频率取得， Δf 也表示系统时钟的相对容差。因此，系统时钟的最小值和最大值大约如下：

$$t_{SCL,min} = \frac{t_{SCL,nom}}{1 + \Delta f} \approx t_{SCL,nom} \cdot (1 - \Delta f) \quad (13)$$

$$t_{SCL,max} = \frac{t_{SCL,nom}}{1 - \Delta f} \approx t_{SCL,nom} \cdot (1 + \Delta f) \quad (14)$$

只有假设 $\Delta f \ll 1$ 时，方程（13）和（14）的近似算法才成立。在实际系统中使用的时钟基准，像石英振荡器（ $\Delta f < 0.1\%$ ），锁相环取得的频率（ $\Delta f < 0.5\%$ ）和陶瓷谐振器（ $\Delta f < 1.2\%$ ）都能满足这个假设的要求。

2.3 传播延迟

CAN 系统中传播延迟是来源于节点之间竞争访问网络时的非破坏性仲裁以及帧内应答。仲裁在标识符场产生，表示有多个节点同时将自己的标识符位发送到总线上。由于节点在位的边沿同步，如果系统的传播延迟时间太长就会导致仲裁无效。最终，CAN 系统的各种延迟在给定的位速率下限制了最大的网络总线长度。两个节点 A 和 B 之间的单方向传播延迟定义为 $t_{prop(A,B)}$ ，见图 4。这个延迟是在信号通道上所有器件延迟的和，包括收发器、CAN 控制器和总线介质[8]。

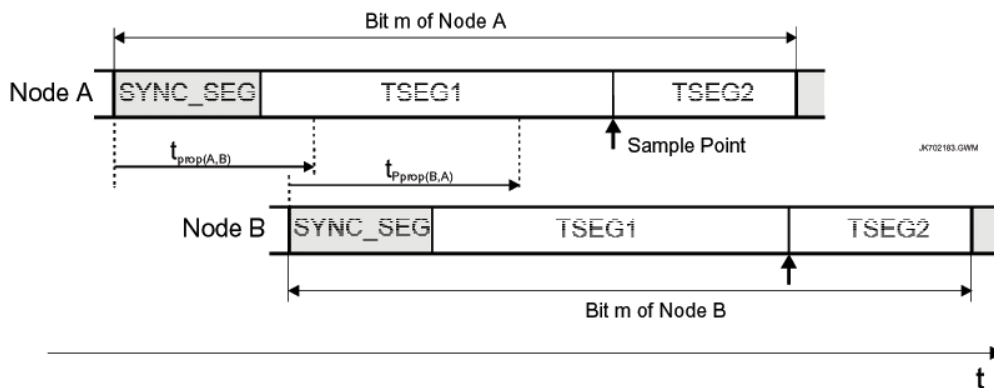


图 4 节点之间的传播延迟

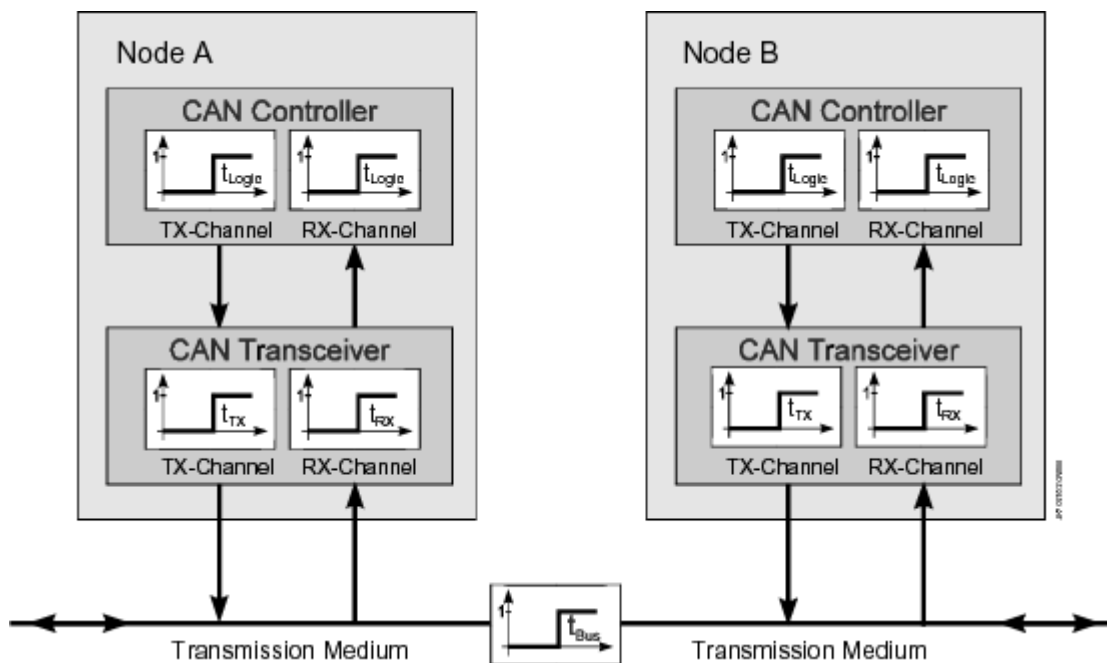


图 5 CAN 总线系统往返（Round-Trip）延迟的测定

通常，有效的最大循环延迟 $t_{loop,eff}$ 是在控制器和收发器的数据表中规定。例如，图 5 的收发器有效循环延迟的计算如下：

$$t_{loop,eff.trc} = t_{TX} + t_{RX} \tag{15}$$

由于节点必须接收彼此的波形、同步信号，然后在仲裁的时候发送回去，所以系统的整个传播延迟是两个节点延迟的和。假设在给定的网络的每个节点有可比较的延迟，则总的往返（Round-Trip）延迟 t_{prop} 可以用下面的方程表示：

$$t_{prop} = t_{prop(A,B)} + t_{prop(B,A)} = 2(t_{Bus} + t_{loop,eff.trc} + t_{loop,eff.oth}) \tag{16}$$

其中， $t_{loop,eff.oth}$ 是信号通道上除了收发器外所有器件的有效循环延迟。

总的往返（Round-Trip）延迟是计算位定时参数的一个重要因子。由于它是应用指定的，所以必须根据特定系统的约束独立地确定。

对于在本文档的位定时计算，标准的传播延迟可以用下面的方程（17）定义：

$$PROP = \frac{t_{prop}}{t_{SCL}} \tag{17}$$

由于这个标准化的传播延迟不是一个可编程的控制器间隔，所以它不一定是一个整数的值。

2.4 同步

CAN 总线规范中定义的同步保证了报文可以不管节点间积累的相位误差正确地译码。振荡器漂移、空间地分布在网络的节点间的传播延迟或者噪声干扰都会产生相位误差。CAN 规范定义了两种类型的同步：硬同步和重同步。

硬同步只在报文帧的开始执行。在空闲周期后，网络中每个 CAN 控制器会用接收到的 SYNC_SEG 第一个隐性到显性跳变沿初始化它当前的位周期定时。重同步是在随后的报文剩余部分每接收到一个隐性到显性的跳变沿就执行一次。

如果这个边沿在 TSEG1 中接收到，即在 SYNC_SEG 后但在接收器的采样点前，接收器会把它解释成一个慢速的发送器发送的滞后边沿。因此接收器会将 TSEG1 段延长到最匹配发送器的时间。相反，如果边沿在采样点之后接收器的 SYNC_SEG 前收到，即在 TSEG2 中，接收器会把它解释成一个快速的发送器发送的下一个位周期的提前边沿。这种情况下，接收器会将 TSEG2 段缩短到最匹配发送器的时间。重同步的位间隔可被增长或缩短的最大 TQ 数量由 SJW 的值指定。

由于 CAN 位周期的所有段都被量化，即由整数个 TQ 组成，重同步只在绝对的相位误差大于 1 个 TQ 时产生。因此，甚至在有相同振荡器基准频率的两个网络节点间，也不能确定有 1 个 TQ 同步，见图 6。

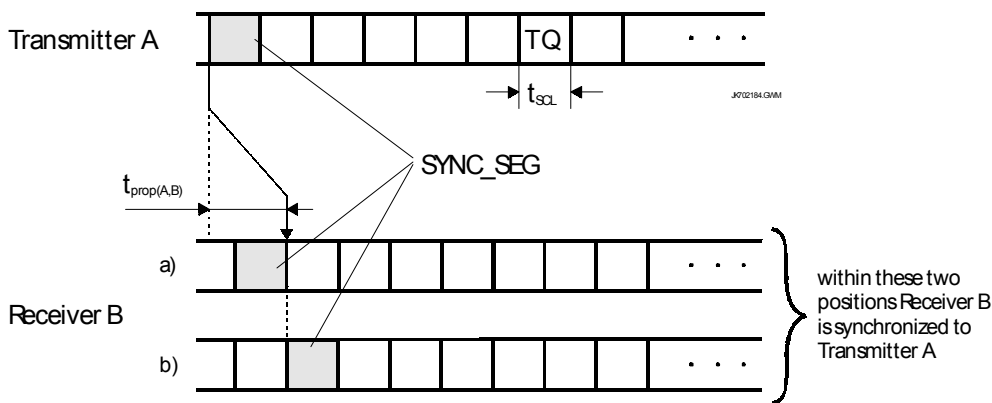


图 6 异步节点间的时钟脉冲相位差

3. 位定时要求的规定

CAN 系统的最小要求是：有两个节点，每个节点的振荡器容差都取指定的频率容差的两个极限值，它们位于网络的各一端，有最大的传播延迟，这两个节点此时必须能够正确接收和译码每个在网络上传输的报文。在没有噪声干扰下，位填充的原则保证了在重同步边沿间不会多于 10 个位周期（即 5 个隐性位+5 个显性位）。它代表在正常通讯中计算相位误差的最差情况。这个相位误差要通过可编程的同步跳转宽度

(SJW) 补偿，而且定义了 SJW 使用最小值的情况。

实际的系统是有噪声存在的。噪声的扰动会引起 CAN 出错，使重同步边沿之间有 10 个以上位周期。此时，由于同步边沿之间的时间更长，所有位被正确采样的要求会更严格。如果在这些情况下不能正确采样，会引起不正确的错误检测和错误定界。这些都会限制时间段 TSEG2 值的选择。

3.1 计算规则

位定时参数的计算已经在前面讨论过，例如：[6]、[7]，结果就不在这里深入讨论了。这些公式在表 1（单次采样模式）和表 2（3 次采样模式）总结。通过这些公式，位定时参数 SJW 和 TSEG2 用已知的系统的额定位定时和传播延迟计算。之后，TSEG1 可以用方程（11）计算。参数的编程限制在“CAN 位定时控制寄存器”一节已经详细说明。

当根据表 1 和表 2 计算 SJW 的最小值时，通常会得到两个结果。两个值中大的一个用于保证满足这些方程。它要向上进位成一个整数。相反，当计算 TSEG2 允许的最大值时，两个值中小的一个要保证满足这些方程。这个小一点的值要向下进位成整数。

表 1 SJW 和 TSEG2 在单次采样模式中的最小和最大值

	最小值 ¹	最大值 ²
SJW	$\text{MAX}\left\{\frac{20 \cdot \text{NBT} \cdot \Delta f}{1 - \Delta f}, \quad (18)\right.$ $\left.\frac{20 \cdot \text{NBT} \cdot \Delta f + 1 - \Delta f - \text{PROP}_{\text{MIN}}}{1 + \Delta f}\right\} (19)$	4
TSEG2	$\text{MAX}\{2, \text{SJW}\} \quad (20)$	$\text{MIN}\{8,$ $\frac{\text{NBT}(1 - 25 \cdot \Delta f) - \text{PROP}_{\text{MAX}}}{1 - \Delta f}, \quad (21)$ $\frac{\text{NBT}(1 - 25 \cdot \Delta f) - \text{PROP}_{\text{MAX}} - (1 - \Delta f) + \frac{\text{PROP}_{\text{MIN}}}{2}}{1 - \Delta f}\} (22)$

1. 要向上进位成整数
2. 要向下进位成整数

表 2 SJW 和 TSEG2 在 3 次采样模式中的最小和最大值

	最小值 ¹	最大值 ²
SJW	$\text{MAX}\left\{\frac{20 \cdot \text{NBT} \cdot \Delta f}{1 - \Delta f}, \quad (23)\right.$ $\left.\frac{20 \cdot \text{NBT} \cdot \Delta f + 1 - \Delta f - \text{PROP}_{\text{MIN}}}{1 + \Delta f}\right\} (24)$	4
TSEG2	$\text{MAX}\{3, \text{SJW}\} \quad (25)$	$\text{MIN}\{8,$ $\frac{\text{NBT}(1 - 25 \cdot \Delta f) - \text{PROP}_{\text{MAX}} - 2(1 - \Delta f)}{1 - \Delta f}, \quad (26)$ $\frac{\text{NBT}(1 - 25 \cdot \Delta f) - \text{PROP}_{\text{MAX}} - 3(1 - \Delta f) + \frac{\text{PROP}_{\text{MIN}}}{2}}{1 - \Delta f}\} (27)$

1. 要向上进位成整数
2. 要向下进位成整数

3.2 用图表显示计算规则

在开始开发 CAN 系统前,要指明:

- 位速率,它决定了在一段时间内传输的数据的量,以及
- 传播延迟,它决定了系统中两个节点间的最大总线长度。

另一个重要的问题是决定采样点位于位周期的何处。采样点越后,传播延迟会有更大的容差,因此总线长度可以更长。相反,采样点越靠前振荡器容差可以更大。图 7 和图 8 给出了有关系统参数是否满足正确的 CAN 总线操作要求的提示。这些图表还可以用于确定正确的位定时参数。

3.2.1 规定和限制

本章的图表在满足下面的限制时有效:

1. 使用单次采样模式
2. $PROP_{MIN} \geq 2$
3. $TSEG2_{MIN} = SJW_{MIN}$ (只是图 8)

如果不使用上面的这些假设值,表 1 和表 2 的公式可以如 4.3 节描述的一样直接使用。

3.2.2 确定最大的位速率

很显然,高的位速率只有在系统的传播延迟很小的时候才能实现。本节将讲述位速率和传播延迟之间的关系,以及如何在要求的位速率下取得最大的传播延迟。

系统最大的位速率是由额定位定时(NBT)的最小持续时间决定。用方程(1)、(3)和(11)计算的最大位速率如下:

$$BitRate_{max} = \frac{1}{t_{SCL.min} \cdot NBT_{min}} = \frac{f_{CLK.max}}{2 \cdot BRP_{min} \cdot NBT_{min}} \quad (28)$$

因此,要获得最大的位速率,则要求波特率预比例因子 BRP 要取可能的最小值,CAN 控制器的振荡器频率 $f_{CLK.max}$ 要取可能的最大值,位定时段 NBT 要选择最小的值。

最小的额定位定时(NBT)可以用方程(21)计算出来,

$$NBT \geq \frac{PROP_{MAX} + TSEG2 \cdot (1 - \Delta f)}{1 - 25 \cdot \Delta f} \quad (29)$$

它在 $PROP_{MIN} \geq 2$ 时有效。最大的传播延迟和最小的额定位定时(NBT)之间的关系请看图 7。振荡器容差是图中的重要参数。但由于使用特定的限制,每个额定位定时(Bit time)段的时间份额数量被限制为某个整数值。这些在建立图 7 的时候要考虑进去(和方程(7)、(8)、(9)和(10)比较)。此外,这个图表还列出了 NBT 在不同的振荡器容差下获得的最大值。这些值用方程(18)和限制条件 $SJW \leq 4$ 计算,而且考虑到 NBT 的最大可编程值。注意,NBT 是一个整数值,但没有限制 $PROP_{MAX}$ 是整数值。

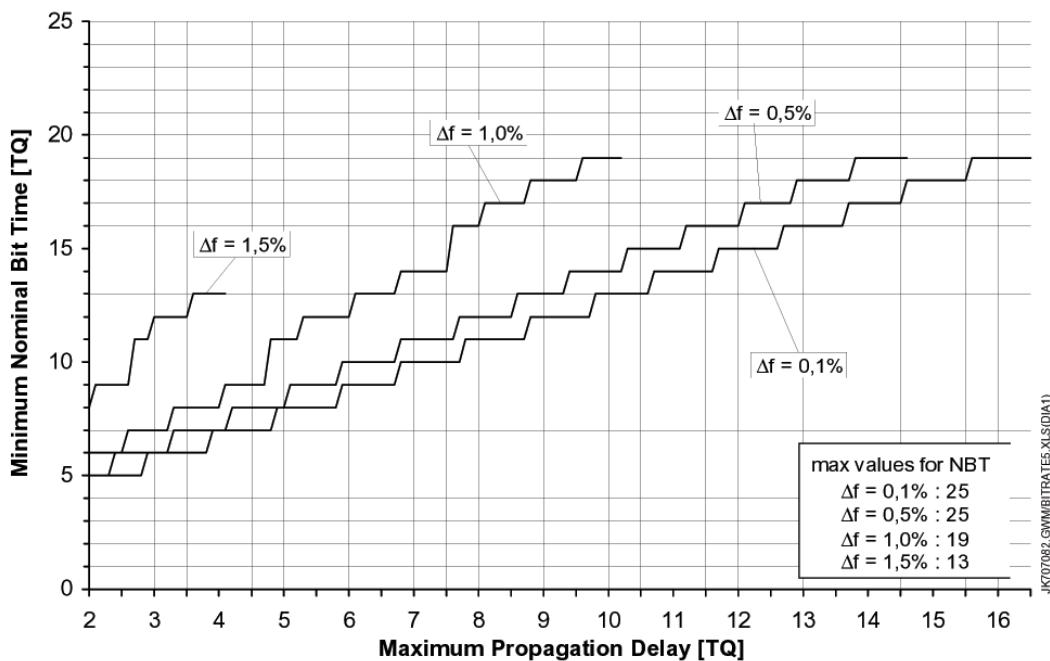


图 7 确定最小的额定位定时（最大的位速率）——单次采样模式

因此，图 7 可以用于确定系统的最大位速率和传播延迟是否匹配，即这样的系统配置是否可以使用。这个过程将在第 4 章讨论例子的时候详细解释。总体过程如下：

首先，要求的 BRP 和 NBT 要根据位速率和振荡器容差用方程 (28) 计算出来。计算的结果应该是一个整数值。通常，不同的 BRP 和 NBT 结合可能会使一个时间份额有不同的持续时间。一个时间份额的持续时间可以用方程 (3) 计算。然后，用可能的 NBT 值从图 7 确定 PROP_{MAX}。接着，方程 (17) 给出系统容许的最大传播延迟。这个值要高于系统的实际传播延迟。

3.2.3 确定适当的采样点

采样点在位定时中的位置完全由 TSEG2 决定（比较图 2）。表 1 和表 2 的计算规则定义了 TSEG2 的最小和最大值，它们都和系统的 NBT 以及传播延迟有关。因此，如果用位定时的百分数来表示采样点的位置可以得到一个图表，其中采样点仅和最大的传播延迟和振荡器容差有关。这个图表见图 8。构造图表的关系用下面的方程定义：

$$T_{\text{sample_point}} = \frac{\text{NBT} - \text{TSEG2}}{\text{NBT}} \cdot 100\% \tag{30}$$

图 8 的阴影部分表示在给定的传播延迟和振荡器容差的情况下允许的采样点位置。前面已经提到，这个图表只有满足 3.2.1 节的条件才有效。

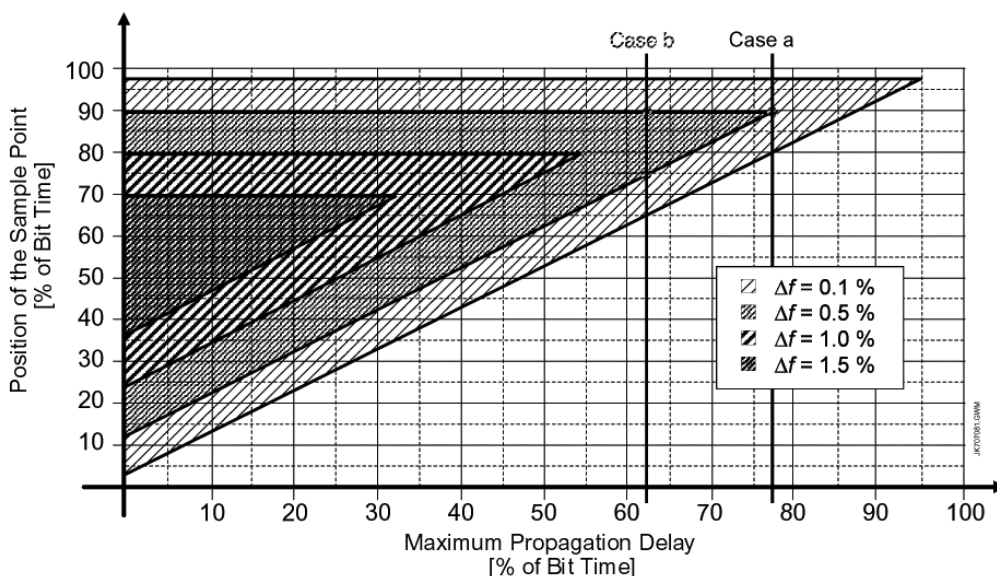


图 8 取得一个合适的采样点位置的图表（单次采样模式）

在某个要求的最大传播延迟和用百分数表示的位定时周期下，用图 8 可以取得正确的采样点位置范围。例如，假设振荡器容差是 0.5%，最大的传播延迟是 62.5%位周期，如 case b，则采样点位置在 75%~90% 位定时中。用方程（30）可以计算出相应的 TSEG2 范围。

观察图 8，在振荡器容差是 0.5%，位定时 77%（见 case a）和采样点在 90%位定时周期时，可以获得最大的传播延迟。为了要得到精确的采样点位置，我们不希望 TSEG2 是一个整数值。结果，一般不使用这些极限值，因此它们只是理论值。

4. 计算位定时参数

在实际系统中，通常需要符合相冲突的要求才能取得必要的系统性能。

这些要求是：

- 高数据吞吐量，即由位速率影响
- 总线长度要长，即由传播延迟影响
- 系统价格低，由振荡器容差影响；例如选择陶瓷谐振器代替石英振荡器

本章显示了，如何从给定的系统要求用图 7 和图 8 或表 1 和表 2 的计算规则取得最优的位定时参数。

4.1 例子的规定

本章使用的所有例子都用表 3 给出的系统参数建立。

表 3 CAN 总线系统的要求

参数	解释	最小值 ¹	额定值	最大值
f _{Bit}	位速率		250kBit/s	
t _{Bit}	NBT 的持续时间		4μs	
f _{CLK}	CAN 控制器（例如 SJA100）的振荡器频率			24MHz
Δf	振荡器容差			1.0%
t _{loop,eff,trc}	收发器（例如 PCA82C251）的有效延迟	30ns	75ns	157ns
t _{loop,eff,oth}	逻辑（例如控制器 SJA1000）的循环延迟	15ns		40ns
δ	总线介质延迟	5ns/m		6.5ns/m
L	节点间的总线长度	3m		95m

t_{Bus}	计算总线延迟: $t_{Bus} = L \cdot \delta$	15ns		618ns
t_{prop}	计算传播延迟: $t_{prop} = 2 \cdot (t_{loop,eff.trc} + t_{loop,eff.oth} + t_{Bus})$	120ns		1630ns ($\approx 41\%t_{Bit}$)

1. 控制器和收发器的最小值都只是假设值。

4.2 用图表选择位定时参数

本节用循序渐进的方法介绍用图 7 和图 8 取得最优的位定时参数。假设已知振荡器频率、要求的位速率、最差情况下的振荡器容差以及系统中两个节点之间最小和最大的往返传播延迟。由于图表显示最小的传播延迟限制为 2 个 TQ，因此要在任何情况下检查实际的最小系统传播延迟是否不低于这个限制。确定正确的位定时参数的过程如下：

第一步：确定 BRP、NBT、一个时间份额的持续时间、 t_{SCL} 和 PROP

用方程 (28) 和要求的位速率和振荡器频率可以计算 BRP 和 NBT。计算的结果应该是一个整数值。通常可能会出现 BRP 和 NBT 有几个不同的组合。所有的组合都要写在一个列表中。接着，用方程 (3) 计算相应的时间份额持续时间，并添加到列表中。

此外，最大和最小的往返延迟可以用方程 (16) 确定。传播延迟由所有部件的有效循环延迟和系统中总线线路最远端之间的线路延迟组成，见图 5。用已知的持续时间和方程 (17) 可以算出 PROP 的额定值。要对每个 t_{SCL} 执行这个计算。

第二步：选择适当的 NBT、PROP 和 BRP 组合

NBT 和 PROP 的组合要和图 7 给出的 NBT 最小和最大值进行比较。所有的组合都要标记有效或无效。

第三步：确定位速率和传播延迟之间的折衷方案

在进行下一步之前要选择 BRP、NBT、PROP 和振荡器容差的一个组合。如果选择的 NBT 或 PROP 为系统以后的增强留下了一些空间，例如更高的位速率或更大的传播延迟，此时就要决定优化哪个参数。

第四步：选择合适的采样点位置并计算位定时参数

在确定一个合适的 BRP 和 NBT 后，可以用图 8 确定位定时参数。用最大的传播延迟和位定时周期的值，可以从这个图表中获得正确的采样点位置范围。一旦确定了这个范围后，就可以用方程 (30) 计算位时段 TSEG2 的最小值和最大值。计算结果要向上 / 向下进位成一个整数。注意由于设备限制，TSEG2 至少要有 2TQ。SJW 等于 TSEG2 的最小值，但不一定被限定为至少是 2TQ。因此，算出的 TSEG2 最小值决定了 SJW 在任何情况下要求的最小值。已知 TSEG2 和 NBT 后，TSEG1 就可以用方程 (11) 计算。得出的值可以用于 CAN 控制器中位定时控制寄存器的编程。

第五步：检查 $PROP_{MIN}$ 的限制

在获得整组的位定时参数后，要检查系统的最小传播延迟是否像假设的一样大于 2TQ。如果不满足这个限制，位定时参数就要用表 1 的公式重新计算，以确定位定时的选择（见 4.3 节）。

4.2.1 例 1

这个例子使用表 3 定义的假定系统。它是要说明如何使用图表显示的计算规则确定位定时参数。在这种方法中，假设最小的传播延迟大于 2TQ，传播延迟的最小值在表 3 给出，但它不需要在计算的头几步使用。

第一步：确定 BRP、NBT、一个时间份额的持续时间、 t_{SCL} 和 PROP

给出的振荡器频率是 24MHz，结果 BRP 和 NBT 是 48。BRP 和 NBT 所有可能的组合都在表 4 列出，一起列出的还有一个时间份额的持续时间和传播延迟的额定值 PROP。

第二步：选择适当的 NBT、PROP 和 BRP 组合
 结果在表 4 中。两个极限值的组合均无效。

第三步：确定位速率和传播延迟之间的折衷方案
 选择 NBT=16 的参数，由于它可以得到时间份额的最小值，因此可以在下一步有更大的自由选择正确的采样点。

第四步：选择合适的采样点位置并计算位定时参数
 根据图 8，可以在 NBT 的 65%和 85%之间选择一个合适的采样点 ($\Delta f=1.0\%$, PROP=41% 位定时周期)。这就给 TSEG2 和 SJW 带来了以下的限制：

TSEG2: (20%的 $t_{Bit}=800ns$) < t_{TSEG2} < (35%的 $t_{Bit}=1400ns$)

SJW: $t_{SJW} > 20\%$ 的 $t_{Bit}=800ns$

由于 t_{TSEG2} 的值越大,在噪声存在的情况下正确采样的容限越大,采样点应选择接近 65%NBT 的值。而 t_{SJW} 的值则要选择得尽量小,以限制由毛刺产生的错误重同步。

使用 NBT=16 (第四步),那么就要选择 SJW=4、TSEG2 要在 4TQ 和 5TQ 之间。这个结果在表 5、表 6 和表 7 总结。这相应于采样点在位定时周期的 69%处。根据图 8,这就容许有大约 42%的传播延迟。另一方面,如果 TSEG2 设成 4TQ,而相应的采样点在位定时的 75%,此时容许的传播延迟有大约 50%。

表 4 例 1 确定的 BRP、NBT 和 PROP

用方程 (28) 和 (3) 计算					和图 7 比较 ($\Delta f=1\%$)	
f _{CLK}	BRP	NBT	t _{SCL}	PROP	有效性	注释
24MHz	2	24	166.66ns	9.78	无	NBT 超过了最大值
	3	16	250.0ns	6.52	有	
	4	12	333.3 ns	4.89	有	
	6	8	500.0ns	3.26	有	
	8	6	666.6 ns	2.45	有	
	12	4	1000ns	1.63	无	NBT 过小, PROP<2

表 5 例 1 的结果 (用于编程的额定值)

f _{CLK}	BRP	NBT	PROP _{MIN}	PROP	SJW	TSEG2	TSEG1
24MHz	3	16	2	6.52	4 (≥3.2)	5 (≥3.2; ≤5.6)	10

表 6 SJA1000、PCx82C200 的控制寄存器编程 (例 1)

BTR0 [HEX]	SJW			BRP					BTR1 [HEX]	SAM	TSEG2			TSEG1			
C2	1	1	0	0	0	0	1	0	49	0	1	0	0	1	0	0	1

第五步：检查 PROP_{MIN} 的限制

表 7 不同系统变量的持续时间 (例 1)

时间份额 (t _{SCL})	t _{prop.min}	t _{prop}	t _{SJW}	t _{TSEG2}	t _{TSEG1}
250ns	500ns	1.63μs	1.0μs	1.25μs	2.5μs

由于用图表决定位定时参数,相应于系统任何两个距离最小的节点之间的最小传播延迟必须至少是 t_{prop.min}=500ns。要检查系统的实际最小传播延迟符合这个限制。

假设最小的总体循环延迟在表 3 给出,则两个节点之间最小距离如下:

$$L_{\min} = \frac{t_{\text{Bus.min}}}{\delta} = \frac{t_{\text{prop.min}}}{2\delta} - \frac{t_{\text{loop.eff.trc.min}} + t_{\text{loop.eff.oth.min}}}{\delta} = 41\text{m} \quad (31)$$

如果实际系统中两个节点的最短距离小于这个值，则位定时参数要用下一节给出的方法重新计算。

在这个例子中，微控制器使用的最大振荡器频率是 24MHz。如果控制器可以在其他频率下运行，合适的位定时参数可以用相同的方法取得。

上面的讨论显示了设计者确实有选择不同参数组合的自由，因此可以将系统优化成有更高的传播延迟或更大的振荡器容差。

4.3 计算位定时参数的步骤

下面的步骤提供了在任何情况下满足正确的同步、错误检测和错误计数器的最优位定时参数的确定方法。此时不需要考虑限制。

假设已知系统有最差的振荡器容差以及节点间最小和最大的往返传播延迟（见 2.3 节）。如果不知道往返延迟的最小值，PROP_{MIN} 可被设成 0，此时得出的结果总是安全的。

第一步：确定 TQ 和 NBT

为了要取得期望的位速率，NBT 选择的时间份额（TQ）的量一定是一个整数，范围在“2.1.2 CAN 位定时控制寄存器”中给出。这当然也确定了一个时间份额的持续时间 t_{SCL}。

如果时间份额的持续时间越小（t_{SCL}），即 NBT 越大，选择采样点在位周期中的位置以及 SJW 的大小都有更好的解决方法。但由于 CAN 协议的最大 SJW 时间间隔是 4TQ，选择过小的 TQ 时间间隔不能提供足够大的同步跳转宽度（SJW）。

单凭经验，如果系统要优化成有大的振荡器容差，NBT 要选择 8~16 之间的值，而 NBT 更大允许的传播延迟和总线长度也更大。图 7 的图表可以帮助您进行决定。

第二步：确定要求的最小 SJW（见表 1 或表 2）

下一步是计算要求的 SJW 最小值。给出的方程定义了最小的 SJW 时间间隔是振荡器容差、NBT 和最小传播延迟的函数。如果系统中两个节点间的最小传播延迟难以测定，可以用值 0，它可以给出保守的第一次评估。

从方程计算出的两个值，大的一个要保证满足这些方程。SJW 时间间隔是整数个 TQ，所以选择的值要向上进位成一个整数。如果算出的 SJW 大于 4，则最初固定的 TQ 时间间隔要加大（NBT 减少），或使用更精确的振荡器类型。

第三步：确定 TSEG2 的最小值（见表 1 或表 2）

TSEG2 允许的最小时间间隔是由 CAN 控制器要正确重同步的要求以及 SJW 时间间隔的最小要求决定。要正确地重同步，TSEG2 间隔必须至少是 2TQ，允许在接收到一个提早的边沿并确保有最小信息处理时间的情况下可以缩短 TSEG2。而且，TSEG2 段必须和在上面第二步确定的 SJW 时间间隔一样大。因此，最小的 TSEG2 时间间隔必须至少和这两个限制条件里大的值一样大。

第四步：确定 TSEG2 的最大值（见表 1 或表 2）

由于 CAN 网络更能容忍系统的传播延迟，因此采样点可以位于位周期的后面，最大的系统传播延迟限制了允许的最大 TSEG2 时间间隔。假设已知最大的系统传播延迟，TSEG2 的上限可以用给出的方程计算。至于最小的系统传播延迟，如果系统两个节点间的实际最小传播延迟未知，最保守的估计是把它假设为 0。

方程算出的较小值要保证满足这些方程。由于 TSEG2 时间间隔必须是整数个 TQ，因此，这个值要向下进位成一个整数。

第五步：选择正确的位定时参数

基于第三和第四步的结果，要求的最小和最大 TSEG2 时间间隔大小被转换成整数个 TQ，此

时就得出可能的 TSEG2 值的范围。选择满足所有要求的最大值可以在有噪声的环境下采样点的选取有更大的容限。相反, SJW 选择一个尽量小的值可以限制由毛刺引起的错误重同步对系统的影响。

当选择(固定)了 TSEG2 的值后, TSEG1 就可以用方程(11)计算出来。之后,所有的结果要根据“2.1.2 CAN 微控制寄存器”中允许的可编程范围检查。

如果最大的传播延迟很大,以至于 TSEG2 的最小和最大值矛盾,则整个系统不能符合指定的要求。一个可能的解决方法是使用一种更精确的振荡器。第二个可能的解决方法是通过使用其他器件或重新配置使用的器件以减少最大的传播延迟。例如: Philips PCA82C250 和 PCA82C251 收发器提供的斜率控制功能可以明显地影响它们的延迟[8]。假设发出的辐射要求和快速的边沿切换有关,斜率控制越少可以减少系统的传播延迟,并使能一个满足所有位定时要求的解决方案。

4.3.1 例 2

假设例 1 的结果不能满足用最小的传播延迟算出的两个节点间的最小距离,那么要用表 3 给出的整组系统参数重新计算位定时。过程如下:

第一步:可能的 NBT 值已经在例 1 中讨论过了。一般使用 NBT=16 的部分,即表示在要求的 NBT 持续时间 $t_{BIT}=4\mu s$ 下,一个时间份额的持续时间是 $t_{SCL}=250ns$ 。

例如在预比例因子 BRP=3、振荡器频率是 24MHz 或 BRP=2、振荡器频率是 16MHz 时都可以达到。也可以选择其他的值。

第二步:在单次采样模式中 SJW 的最小值可以用方程(18)和(19)计算。

在这个例子中,最小的传播延迟是 120ns,相应标准化的值 $PROP_{MIN}=0.48$ 。这两个方程得出的结果都大于 3 (3.23 和 3.67)。因此,选择 SJW=4。

第三步:根据方程(20): $TSEG2_{min}=4$ 。

第四步:最大的 TSEG2 时间间隔用方程(21)和(22)计算。

最大的传播延迟是 1.63 μs 相应标准化的值 $PROP_{MAX}=6.52$ 。上面的 $PROP_{MIN}=0.48$ 。两个方程的结果(5.54 和 4.78)向下进位成整数值,分别变成 5 和 4。因此, TSEG2 的最大值要设置成 4TQ。

第五步:用方程(11)计算 TSEG1。

由于算出 TSEG2 要求的最小和最大值没有冲突,那么位定时参数 NBT=16、SJW=4、TSEG2=4 和 TSEG1=11 满足系统的要求,可以用于编程。

这个例子说明,如果要考虑实际的最小传播延迟(小于 2TQ), TSEG2 就只能选择一个值。它是在例 1 计算出的两个可能的值中较小的一个。

表 8 单次采样模式的 SJW、TSEG2 和 TSEG1 值的列表(例 2)

	计算的值 (NBT=16, $PROP_{MAX}=6.52$, $PROP_{MIN}=0.48$)		选择的值
	最小值	最大值	
SJW	{3.23, 3.67} 的最大值	4	4
TSEG2	{2, SJW} 的最大值	{8, 5.54, 4.78} 的最小值	4
TSEG1	TSEG1=NBT-TSEG2-SYNC_SEG		11

表 9 SJA1000, PCx82C200 的控制寄存器编程(例 2)

BTR0 [HEX]	SJW		BRP (=3, $f_{CLK}=24MHz$)					BTR1 [HEX]	SAM	TSEG2			TSEG1				
C2	1	1	0	0	0	0	1	0	3A	0	0	1	1	1	0	1	0

表 10 不同系统变量的持续时间 (例 2)

时间份额 (t _{SCL})	t _{prop.min}	t _{prop}	t _{SJW}	t _{TSEG2}	t _{TSEG1}
250ns	120ns	1.63μs	1.0μs	1.0μs	2.75μs

4.3.2 例 3

在前面的两个例子中, 采用的都是单次采样模式。如果使用三次采样模式, 减少在噪声环境下的采样误差, 则位定时参数就要用表 2 的公式计算。假设使用表 3 给出的相同的系统要求, 则结果如下:

第一步: 使用例 2 给出的部分:

$$NBT=16 \Rightarrow t_{SCL}=250ns$$

BRP=3, 振荡器频率是 24MHz

第二步: 用方程 (23) 和 (24) 计算 SJW 的最小值。

用 PROP_{MIN}=0.48, 两个方程的结果向上进位后都是 4TQ。因此, 选择 SJW=4。

第三步: 根据方程 (25): TSEG2_{min}=4。

第四步: 用方程 (26) 和 (27) 计算最大的 TSEG2。

最大传播延迟相应的标准化值是 6.52。方程的结果 (3.54 和 2.78) 要向下进位成整数, 分别是 3 和 2。因此, TSEG2 的最大值是 2。

很清楚, 这里计算 TSEG2 的最小值和最大值出现了冲突。因此, 系统要求不能符合三次采样模式。

上面列出的结果都列在表 11 中。

表 11 三次采样模式的 SJW、TSEG2 和 TSEG1 值的列表 (例 2)

	计算的值 (NBT=16, PROP _{MAX} =6.52, PROP _{MIN} =0.48)		选择的值
	最小值	最大值	
SJW	{3.23, 3.67} 的最大值	4	4
TSEG2	{3, SJW} 的最大值	{8, 3.54, 2.78} 的最小值	----- ¹
TSEG1	TSEG1=NBT-TSEG2-SYNC_SEG		-----

1. 最小和最大值之间有冲突

解决的方法是改变限制的条件然后重新计算位定时参数。下面的内容在这种情况下可能很有用:

1. 减少期望的最大传播延迟

假设最大的传播延迟是 1250ns (标准化的值: 5.0) 将最大的总线长度减少至:

$$L_{max} = \frac{t_{prop.max}}{2 \cdot \delta} - \frac{t_{loop. eff. trc. max} + t_{loop. eff. oth. max}}{\delta} = 54m$$

如果可以接受这个稍差的性能, 也可以采用这种方法。此时得出的位定时参数总结在表 12:

表 12 三次采样模式的 SJW、TSEG2 和 TSEG1 值的列表 (例 3, 选择 1)

	改变要求后计算的值		选择的值
	最小值	最大值	
SJW	{3.23, 3.67} 的最大值	4	4
TSEG2	{3, SJW} 的最大值	{8, 5.07, 4.31} 的最小值	4
TSEG1	TSEG1=NBT-TSEG2-SYNC_SEG		11

2. 使用容差更小的振荡器

使用容差更小的振荡器, 情况会更好。表 13 就是在给定例子中使用容差最大是 Δf=0.5% 的振荡

器得出的位定时参数:

表 13 三次采样模式的 SJW、TSEG2 和 TSEG1 值的列表 (例 3, 选择 2)

	改变要求后计算的值		选择的值
	最小值	最大值	
SJW	{1.61, 2.1} 的最大值	4	3
TSEG2	{3, SJW} 的最大值	{8, 5.52, 4.76} 的最小值	3
TSEG1	TSEG1=NBT-TSEG2-SYNC_SEG		12

从上面的例子可以看出, 有足够的空间进行单独的系统优化。用这个文档提供的方法, SJA1000 的用户可以根据自己的要求简单地找到最优的位定时参数。

5. 参考文献

- [1] CAN Specification Version 2.0, Parts A and B, Philips Semiconductors, 1992
- [2] Philips Semiconductors, Data Sheet SJA 1000, April 1997
- [3] Philips Semiconductors, Data Sheet PCx82C200, November 1992
- [4] Philips Semiconductors, Data Handbook IC18, Semiconductors for In-car Electronics 1996
- [5] Philips Semiconductors, Data Handbook IC20, 80C51-Based 8-bit Microcontrollers 1997
- [6] Dietmayer, K.: CAN Bit Timing, Philips Semiconductors, Technical Report HAI/TR9708, 1997
- [7] Dietmayer, K.; Overberg, K. W.: CAN Bit Timing Requirements, SAE Paper 970295, 1997
- [8] Eisele, H. and Jöhnk, E.: Application Note PCA82C250/251 CAN Transceiver, AN96116, Philips Semiconductors, 1996

附录

A 使用的标记和变量列表

A.1 标记

Bit		相当于位周期
CLK		相当于振荡器参考时钟
max		最大值
min		最小值
nom		额定值
SLC		相当于从振荡器基准取得的 CAN 系统时钟

A.2 变量

δ	[s/m]	每单位长度的特定线延迟 (例如 5ns/m)
f	[Hz]	频率
L	[m]	两个节点间的总线线路长度
t	[s]	固定的时间点, 持续时间
t _{Bus}	[s]	分别是总线或传输媒体的延迟
t _{loop,eff.trc}	[s]	收发器引脚 TxD (发送数据输入) 和 RxD (接收数据输出) 之间的有效循环延迟
t _{loop,eff.oth}	[s]	传输通路上其他元件的有效循环延迟, 例如 CAN 控制器输入 / 输出逻辑
t _{prop}	[s]	往返延迟或两通路的传播延迟 (由 CAN 位定时参数限制)
t _{SJW}	[s]	同步跳转宽度 (SJW) 的持续时间
t _{SYNC_SEG}	[s]	同步段的持续时间
t _{TSEG1}	[s]	位定时段 1 的持续时间
t _{TSEG2}	[s]	位定时段 2 的持续时间
t _{PROP_SEG}	[s]	传播段的持续时间
BRP	[1]	产生 CAN 系统时钟的波特率预比例因子
NBT	[1]	标准化的 NBT 持续时间
PROP	[1]	标准化的往返延迟或两通路传播延迟
SJW	[1]	标准化的同步跳转宽度持续时间
SYNC_SEG	[1]	标准化的同步段持续时间
TQ	[1]	时间份额, 位周期中的基本单位时间
TSEG1	[1]	标准化的位定时段 1 持续时间
TSEG2	[1]	标准化的位定时段 2 持续时间
PROP	[1]	标准化的往返延迟或两通路传播延迟