

使用自适应校准实现不同  
温度下的极高计时精度

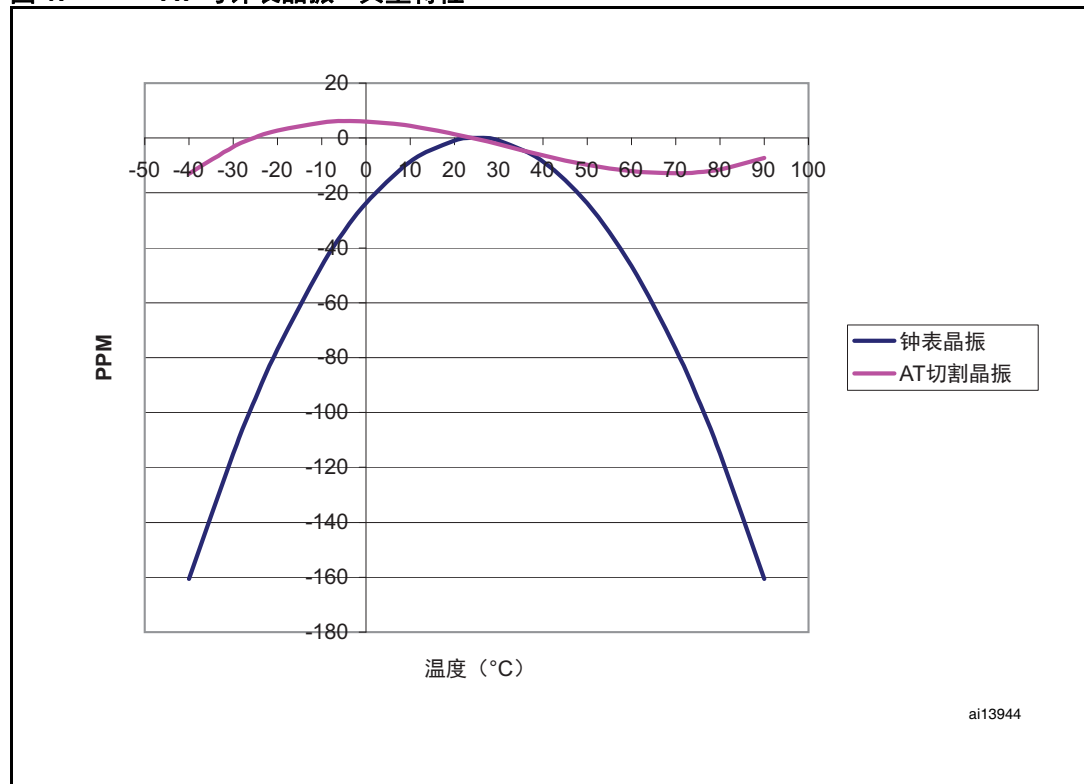
## 前言

典型的实时时钟采用通用 32,768 Hz 钟表晶振。这些器件容易买到，而且相对便宜，但是，在宽温度范围内运行会损失精确度。然而，32 KHz 振荡器超低功耗的特点使其成为电池供电应用中理想和必要的器件。

相反，配合微处理器使用的更高速度的 AT 切割晶振在宽温度范围内有着较低的漂移，因此能够提供高精度，但它们的振荡器不适合用作备份，因为它们会在 AT 切割晶振常见的频率下消耗更多电流。

本应用笔记的目的是为了展示通过使用这些晶振特性的组合，如何使用意法半导体的 M41T82-83-93 系列 RTC 在宽温度范围内获得较高的精确度。这是通过首先测量频率，然后同时使用这些器件的模拟和数字校准功能来完成的。

图 1. AT 与钟表晶振 - 典型特性



# 1 M41T82-83-93 系列 RTC

意法半导体长期以来一直提供带数字校准的 RTC，现在推出最新的 M41T82-83-93 系列。除了利用周期性计数器校正的数字校准，这个最新系列采用模拟校准，其中振荡器频率可以通过可编程电容阵列添加或移除负载电容来进行调整。模拟校准具有为用户提供瞬时反馈的额外益处；对振荡器速度的调整可以通过器件内置的 512 Hz 测试输出信号立即可见。

## 1.1 振荡器的温度特性

如图 1 所示，在 0 °C 和 50 °C 下，典型 32 KHz 振荡器的频率误差约为 -25 百万分率 (ppm)。即，在高于和低于室温 25 °C 的温度下，该器件表现出 -25 ppm 的频率偏移，并且会随着温度进一步偏离 +/-25 °C 而变得更加严重。

相反地，对于 AT 切割晶振，因为它通常配合微处理器使用，所以在宽温度范围内的频率偏差明显要小得多。AT 切割晶振的工作频率通常比钟表晶振高得多，因此需要更多的电力，需要的电量对于通常用于实时时钟 (RTC) 的备用电池来说实在太多。

但是，如果 RTC 可由微处理器定期校准，也可能同时获得钟表晶振的低功率性能和 AT 切割晶振的宽温度精度，如今几乎所有微处理器都带有可以用来测量 RTC 的频率测试 (FT) 脚并利用 RTC 的校准功能校正任何定时错误的定时器。

本文讨论的方法同时采用意法半导体的 M41T82、M41T83 和 M41T93 系列 RTC 的校准电路。本应用笔记介绍了如何使用模拟电路执行初始校准，然后使用数字校准电路进行不定期的校准更新。

最初，模拟校准电路在室温下以闭环的方式进行调整，其特征在于进行越来越小的调整，直到误差被最小化。此后，在正常运行期间，微处理器将像以前一样周期性地测量误差，然后使用查找表，并将调整写入数字校准电路。

## 1.2 频率测试输出

对于意法半导体的 M41T82、M41T83 和 M41T93 系列 RTC，频率测试信号通过 IRQ/FT/OUT 脚输出。这是通过在 M41T82 和 M41T83 中将 FT 位（位 6，寄存器 0x08）置位为 1 实现的。（请参阅数据手册以了解更多信息和 M41T93 的详细信息）。FT 信号通过测试装置和 / 或微处理器测量。然后校准电路相应地调整。

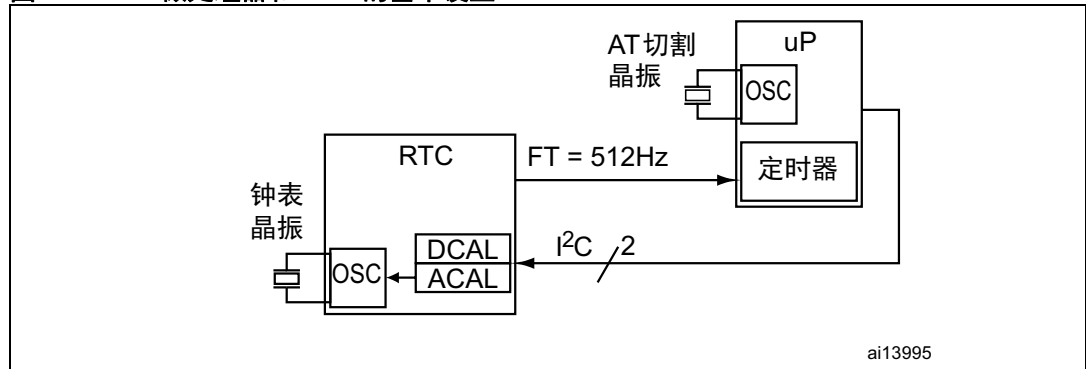
频率测试信号标称为 512 Hz，并从 32,768 Hz 振荡器获取。在模拟校准序列中，振荡器的变化将在 FT 信号中实时显示。因此，通过系统微处理器，可以实时测量模拟校准的变化并将误差最小化。

### 1.3 测量 FT 和定时误差

对于模拟校准，推荐使用频率计数器。这将提供最高的精度。下一个考虑的问题是使用微处理器的定时器。它可以用于调整模拟校准，并且将被用于数字部分。

微处理器定时器可以有多种配置，具有许多不同的速度和输入选项，因此本文仅能笼统地进行说明。[图 1](#) 显示了 RTC 和微处理器之间的基本设置。处理器的定时器用于测量 RTC 的频率测试信号 (FT) 的频率，然后通过 I<sup>2</sup>C 总线对 RTC 的校正寄存器进行必要的调整。

图 1. 微处理器和 RTC 的基本设置



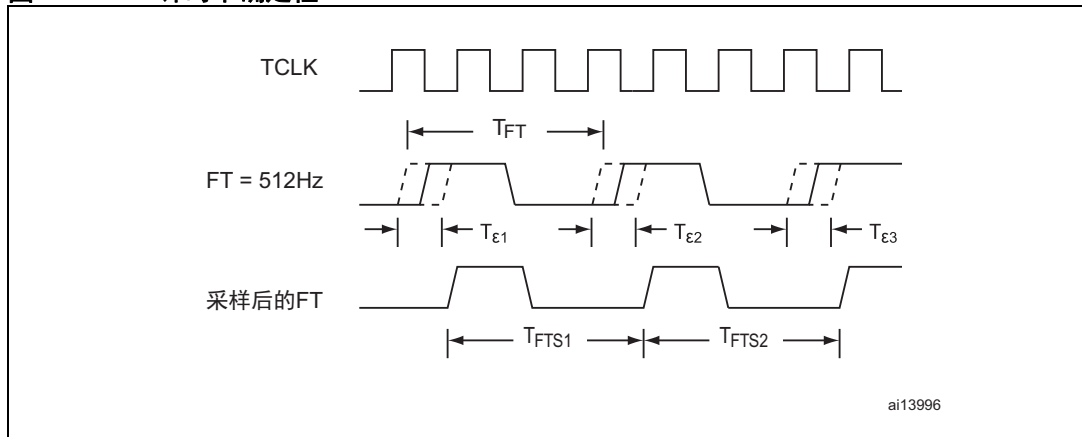
从根本上，处理器需要测量定时器的周期，并计算 FT 信号的误差或频率偏差，但测量过程本身容易出错。然而，应该想办法将误差减小到可接受的水平。

关键概念是微处理器的定时器是基于一个带 AT 切割晶振的微处理器振荡器产生的时钟信号。由于该振荡器在整个温度范围内具有低漂移，定时器的时钟信号也将是低漂移。因此，使用该定时器，RTC 可以通过校准达到接近该定时链的精度，因此减少了由于温度漂移造成的钟表晶振计时误差。

在[图 2](#)中，微处理器的时钟称为 TCLK，用于对 512 Hz 的频率测试信号 FT 进行采样。每个样本具有一定的不确定性。但是添加更多样本后不确定性不会改变。因此，如果有许多样本，不确定性相对于测量周期而言将是非常小的。

例如，在[图 2](#)中，定时器可以检测到两次连续采样之间 FT 信号的转换，但不能确定在那些样本之间发生转换的确切位置。这种不确定性被标记为  $T_{\epsilon 1}$ 、 $T_{\epsilon 2}$  和  $T_{\epsilon 3}$ ，如图所示。

图 2. 计时不确定性



采样（底部）波形的第一个循环具有周期

$$T_{FTS1} = T_{FT} + T_{\epsilon2} - T_{\epsilon1}$$

类似地，第二个循环也具有周期

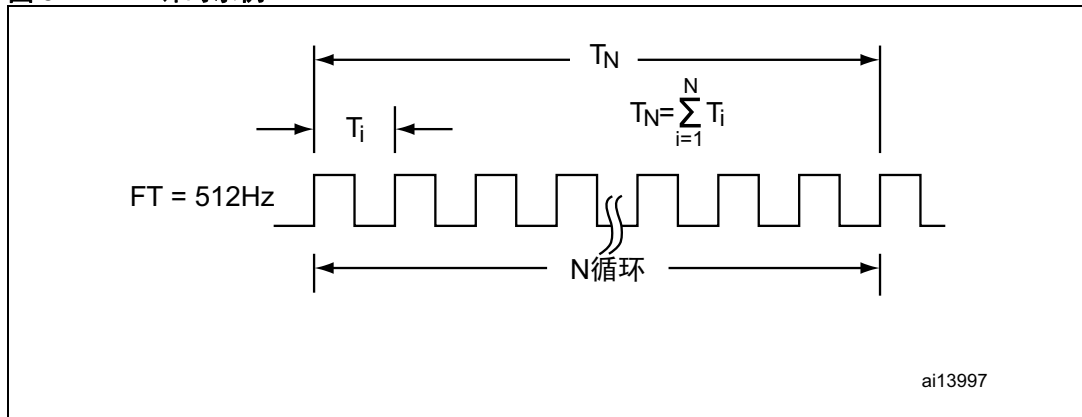
$$T_{FTS2} = T_{FT} + T_{\epsilon3} - T_{\epsilon2}$$

两个循环一起，总周期为

$$T_{FTS1} + T_{FTS2} = 2 \times T_{FT} + T_{\epsilon2} - T_{\epsilon1} + T_{\epsilon3} - T_{\epsilon2} = 2 \times T_{FT} - T_{\epsilon1} + T_{\epsilon3}$$

这表明，样本之间（除了第一个和最后一个）的不确定性相互抵消，得到的是第一个和最后一个循环的不确定性。因此，对于 512 Hz 信号的多个样本，净不确定性将小于整个测量周期 T<sub>N</sub>，如图 3 所示。所以，通过测量 512 Hz 信号的几个连续样本，不确定性可以被最小化到可接受的水平。

图 3. 计时示例



## 1.4 计算周期

如图 3 所示，微处理器将测量 FT 信号的多个周期以获得一个总周期， $T_N$ 。然后，计算得出的 512 Hz 的周期

$$T_{512} = \frac{T_N}{N} = \frac{\sum_{i=1}^N T_i}{N}$$

如果  $N$  足够大，不确定性误差  $T_{\epsilon N} - T_{\epsilon 1}$  可以忽略不计。

微处理器的定时器将测量每个样本的周期， $T_i$ 。微处理器的定时器上可用的软件或一些其他定时器功能，如脉冲累加器，将对样本数  $N$  进行计数。同样的， $T_N$  是  $T_i$  的总和，并且可以在一个定时器功能或软件中积累。当这些确定后，软件将通过  $T_N$  除以  $N$  来计算  $T_{512}$ 。

## 1.5 确定误差

误差公式如下所示，以 ppm 为单位，其中  $f_m$  是测量的频率。当使用一个频率计数器时，这可以被用来确定误差。

$$\text{ppm} = \frac{f_m - 512}{512} \times 10^6$$

下面的公式可以用于确定使用微处理器定时器获取频率测试信号的周期  $T_{512}$  时的误差。

### 公式 1

$$\text{ppm} = \frac{\frac{1}{512} - T_{512}}{T_{512}} \times 10^6$$

负 ppm 表示频率过低，时钟过慢。相反，正 ppm 表示时钟速度快，因此需要减慢。

## 2 使用模拟校准来校准 M41T83

模拟校准程序仅在室温 (25°C) 下进行一次。首先确定频率测试信号的周期,  $T_{512}$ 。然后, 软件通过模拟校准功能调整 RTC 振荡器, 再对  $T_{512}$  进行一次测量。重复这个循环, 直到误差被最小化, 也就是说, 直到振荡器无法进一步微调。在这一点上, RTC 的精度将约等于微处理器的振荡器精度, 这取决于它的晶振的质量, 可能在宽温度范围内变化不超过 +/-5ppm。

### 2.1 模拟校准电路

模拟校准电路利用 RTC 内部的负载电容阵列, 如插图 [图 4](#) 所示。

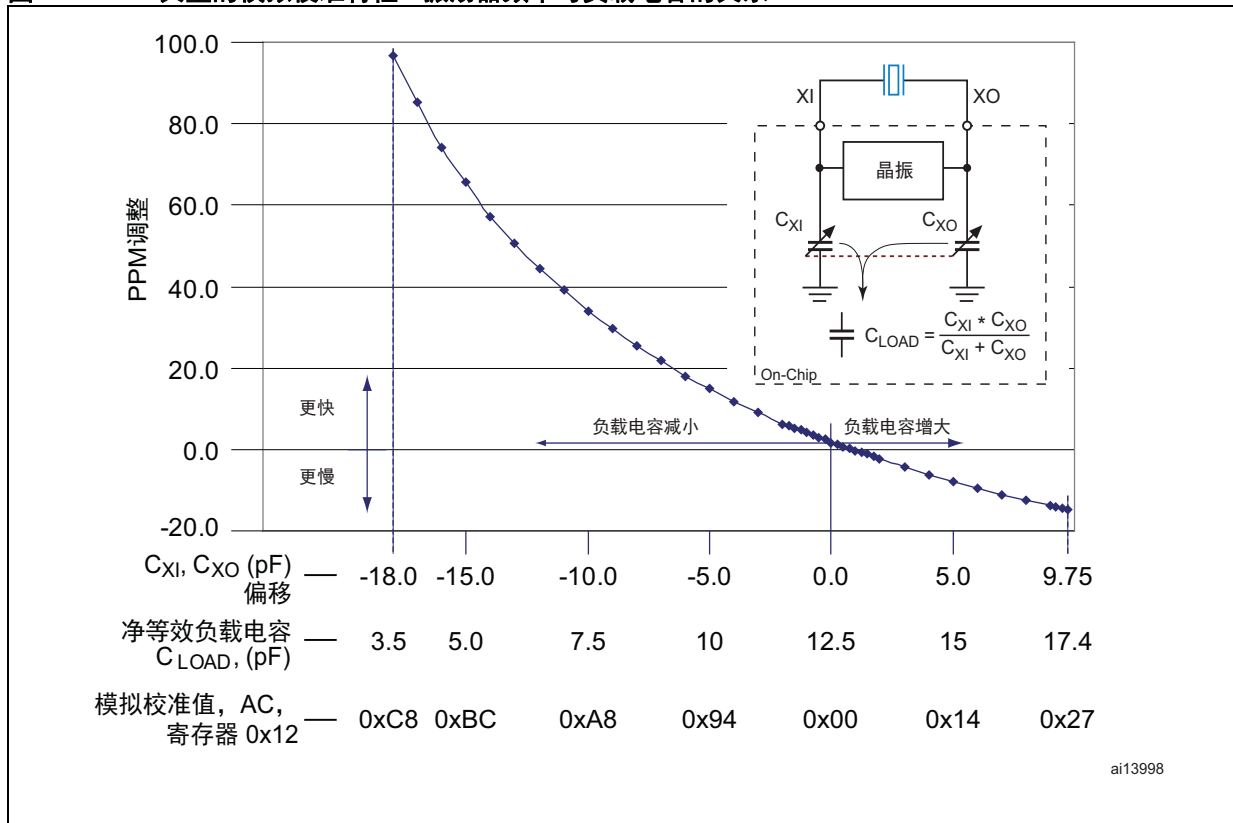
写入到模拟校准值寄存器的值添加或移除负载电容, 以分别减速或加速振荡器。32 KHz 晶振需要特定负载电容。意法半导体将其集成到实时时钟; 用户不需要添加外部负载电容。编程到模拟校准寄存器的值调整晶振的负载电容值。

如 [图 4](#) 所示, 两个负载电容被标识为  $C_{X1}$  和  $C_{X0}$ 。这些电容的标称值均为 25 pF。RTC 的调整范围是, 每个电容最多可减去 18 pF, 或最多可添加 9.75 pF, 所以每个负载电容值可调整范围为 7pF 到 34.75pF。

等效负载电容是两个负载电容的串联组合, 因此标称值为 12.5 pF, 范围为 3.5 pF 至 17.4 pF。(换句话说, 对于相同的电容, 串联等效值是  $\frac{1}{2}$  个体值)。

调整范围内的不对称性是因为, 与减速相比, 晶振往往需要加速。在查看 [图 1](#) 中的钟表晶振曲线时, 这一点非常明显。因此, 可以从标称值减去的电容比可以添加的电容更多。

图 4. 典型的模拟校准特性 - 振荡器频率与负载电容的关系



与该范围的电容值相关，振荡器频率偏移的范围约从 -14.8 ppm 到最大 96.7 ppm。几个例子如表 1 所示。这个偏移范围对应于 32767.514 Hz 至 32771.168 Hz 的近似频率范围。

表 1. 模拟校准示例

模拟校准值	Hex	00	0C	14	27	9C	C8
	Bin	0000000 0	0000110 0	0001010 0	0010011 1	1001110 0	1100100 0
额外的负载电容		0	+3 pF	+5 pF	+9.75 pF	-7 pF	-18 pF
总负载电容 $C_{XI}, C_{XO}$		25 pF	28 pF	30 pF	34.75 pF	18 pF	7 pF
总等效负载电容 $C_{XI}$ 与 $C_{XO}$ 串联		12.5	14 pF	15 pF	17.4 pF	9 pF	3.5 pF
近似频率偏移		0 ppm	-4.3 ppm	-7.8 ppm	-14.8 ppm	+21.9 ppm	+96.7 ppm
	标称		←—— 减速 ——>			←—— 加速 ——>	

因此，总之，标称等效负载电容为 12.5pF，并且可以调节到最大 17.4 pF 或最小 3.5 pF。这相当于分别对振荡器减速约 -14.8 ppm 或加速 +96.7 ppm。



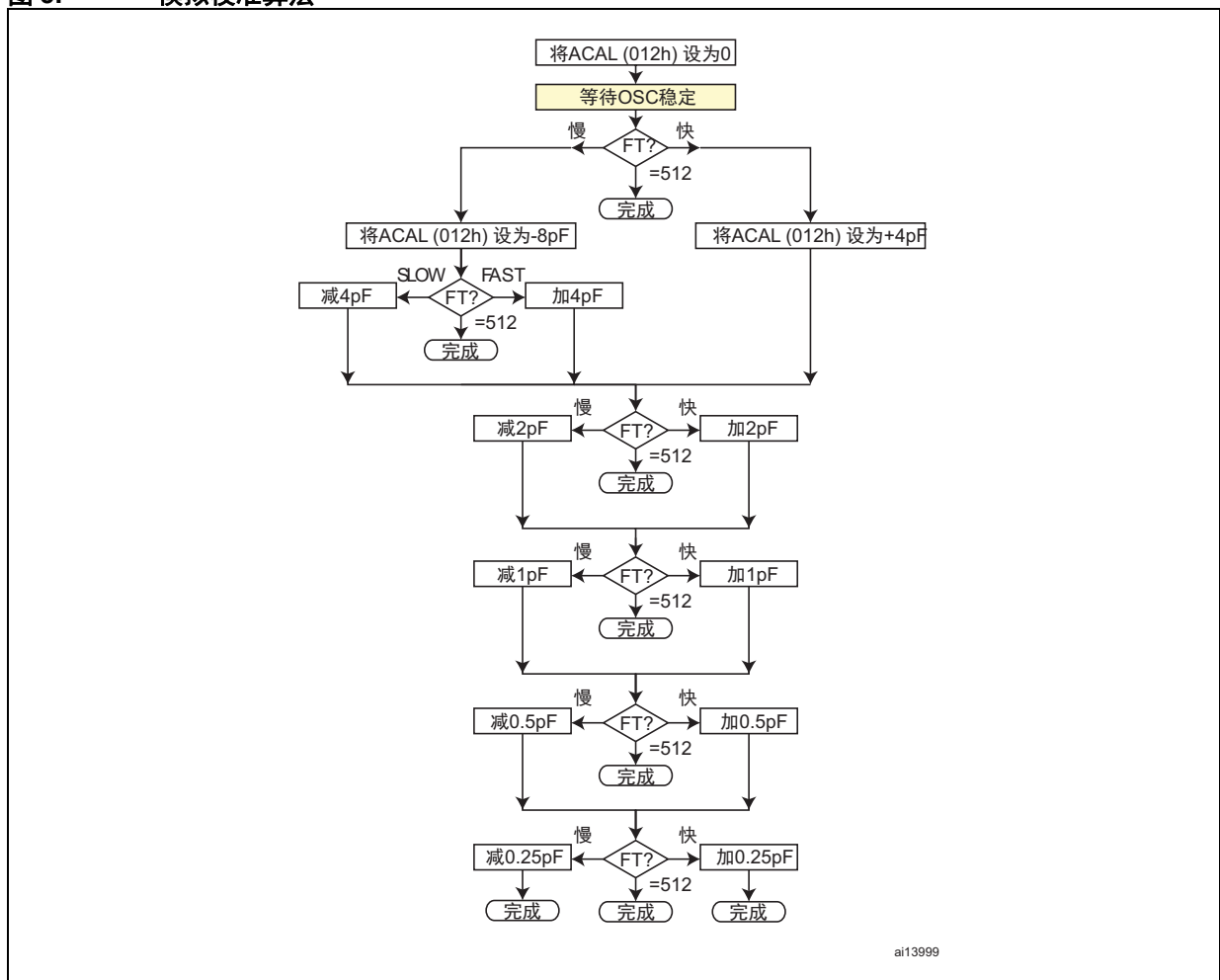
这些都是典型值。对于给定的晶振，图 4 中的曲线可以向上、向下、向左或向右移位。因为曲线是非线性的，所以在一个工作点上的电容增量将不会具有与另一工作点上同等增量相同的效果。因此，查表方法不能用于模拟校准。相反，需要一个迭代过程来确保精度。

## 2.2 模拟校准算法

本文所描述的模拟校准算法使用一个二叉树方法用于调整。它采用上述方案中所述的重复测量。对于每个调整 / 测量序列，RTC 的振荡器都通过模拟校准寄存器进行了微调，内部负载电容阵列的变化逐渐变小。

如图 5 所示，该过程首先清零模拟校准寄存器，然后等待几毫秒，使振荡器稳定。然后，对 FT 信号进行频率测量。如果快于 512 Hz，负载电容被添加到 RTC 的振荡器。如果慢于 512 Hz，电容被移除。并且，如果 FT 信号恰好为 512 Hz，则不需要进一步调整。

图 5. 模拟校准算法



如 [图 1](#) 的钟表晶振曲线所预测的，RTC 的振荡器大多数情况下会趋向于偏慢，所以该部分的调整范围是不对称的；RTC 振荡器加速的范围比减速的范围更大。

对于 M41T82、M41T83 和 M41T93 的 RTC，最小增量调整的步长约 0.25 pF。0.25 pF 的一步约为 0.5 ppm。

由于该算法使用了二叉树方法，电容的每个增量必须为 2 的幂乘以 0.25 pF。即，电容将以 8 pF、4 pF、2 pF、1 pF、0.5 pF 或 0.25 pF 的增量添加和 / 或减去。

因此，尽管最多可以减去 18.0 pF 或添加 9.75 pF，2 的幂分别将这些极限限于 -16 pF 和 +8 pF。其结果是，该算法不使用总的可用调整范围，但在大多数应用中这都不会有问题。

例如，使用这种方法，当需要添加电容时，并不首先使用最大可用值的一半，即  $\frac{1}{2} \times 9.75$  pF (= 4.875 pF)，而是使用最接近 2 的幂的值，即 4 pF。同样地，要移除电容，可减去的最大值为 18 pF，因此该算法首先使用最接近  $\frac{1}{2} \times 18$  的 2 的幂的值，即 8 pF。

回到 [图 5](#)，在第一次测量 FT 之后，如果需要增加电容，如图所示，ACAL 的值将被调整为 4 pF，如右图所示，ACAL 值调整为 4 pF。然后，添加或移除逐渐变小的电容增量，直至 FT 脚上测量的频率误差被最小化。

如果在 [图 5](#) 中，对 FT 信号的第一次测试表明电容必须被移除（RTC 速度慢），模拟校准寄存器被设为 -8 pF，然后逐渐变小的电容增量被添加或移除。

每次模拟校准寄存器被调整时，在进行下一次测量前，必须给振荡器留出时间，使其稳定下来。这显示在 [图 5](#) 的顶部，但是为简便起见，并未在连续步骤中示出。然而，每次寄存器被写入时仍然是需要的。

使用这种二叉树方法，每个 25 pF 电容可增加最多 7.75 pF，或减小最多 15.75 pF。虽然这些调整范围比可用的绝对范围（增加最多 9.75 pF，减小最多 18 pF）略小，它们应涵盖除 RTC 振荡器误差的最极端情况外的所有范围。

在像这样的自适应校准方案中，有可能使用更宽的可用调整范围，但在使用的增量不是 2 的幂时，算法会变得复杂得多，因此不便于用户执行。

一旦最后的校准位已被确定，用户应将值记录在非易失性存储器中，以便在必要时能够通过微处理器进行恢复。

如果在模拟校准过程中使用了一个频率计数器进行测量，用户应立即用微处理器及其定时器测量实时时钟中 FT 信号的周期，如 [第 1.3 节](#) 和 [1.4](#) 中所述。这样做是为了确定在室温下微处理器的定时链的初始误差（如有）。该值还应存储在非易失性存储器中。

### 3 数字校准

M41T82、M41T83 和 M41T93 的数字校准功能使用周期性计数器校正。时钟计数器通过在 512 Hz 分频器级中添加或减去脉冲来进行调整。这种方法的补偿范围约为 -63ppm 到 +126ppm。

这种方法采用了周期性计数器校正，通过调整 100 Hz 分频器级与 512 Hz 分频器级的比率来实现。在正常工作时，100 Hz 分频器级对 512 Hz 级的每 512 个脉冲精确输出 100 个脉冲。这个 100 Hz 的信号是 RTC 中秒寄存器 1/10 秒和 1/100 秒的计数器的输入。通过调整用于生成 100 个输出脉冲的 512 Hz 输入脉冲的数量，时钟可以被加速或减速。要提供数字校正，该器件将根据数字校准值，周期性地生成一个或多个长或短秒。

当非零值被载入数字校准寄存器 (0x08) 的五个校准位 (DC4 - DC0)，而且符号位为 1（表示正校准）时，100 Hz 级将对每 511 个输入脉冲，而非正常的 512 个，输出 100 个脉冲。因为此时 100 个脉冲的输出时间变短，这样的效果是对于校准电路激活的每一秒，时钟被加快 1/512 秒。

表 2. 数字校准值

校准值, DC4-DC0		校准效应, 以 ppm 为单位 四舍五入至最接近的整数	
十进制	二进制	减速 符号 DCS = 0 负校准	加速 符号 DCS = 1 正校准
0	00000	- 0 ppm	+ 0 ppm
1	00001	- 2 ppm	+ 4 ppm
2	00010	- 4 ppm	+ 8 ppm
3	00011	- 6 ppm	+ 12 ppm
4	00100	- 8 ppm	+ 16 ppm
5	00101	- 10 ppm	+ 20 ppm
6	00110	- 12 ppm	+ 24 ppm
7	00111	- 14 ppm	+ 28 ppm
8	01000	- 16 ppm	+ 33 ppm
9	01001	- 18 ppm	+ 37 ppm
10	01010	- 20 ppm	+ 41 ppm
11	01011	- 22 ppm	+ 45 ppm
12	01100	- 24 ppm	+ 49 ppm
13	01101	- 26 ppm	+ 53 ppm
14	01110	- 28 ppm	+ 57 ppm
15	01111	- 31 ppm	+ 61 ppm
16	10000	- 33 ppm	+ 65 ppm
17	10001	- 35 ppm	+ 69 ppm
18	10010	- 37 ppm	+ 73 ppm

表 2. 数字校准值（续）

校准值, DC4-DC0		校准效应, 以 ppm 为单位 四舍五入至最近的整数	
十进制	二进制	减速 符号 DCS = 0 负校准	加速 符号 DCS = 1 正校准
19	10011	- 39 ppm	+ 77 ppm
20	10100	- 41 ppm	+ 81 ppm
21	10101	- 43 ppm	+ 85 ppm
22	10110	- 45 ppm	+ 90 ppm
23	10111	- 47 ppm	+ 94 ppm
24	11000	- 49 ppm	+ 98 ppm
25	11001	- 51 ppm	+ 102 ppm
26	11010	- 53 ppm	+ 106 ppm
27	11011	- 55 ppm	+ 110 ppm
28	11100	- 57 ppm	+ 114 ppm
29	11101	- 59 ppm	+ 118 ppm
30	11110	- 61 ppm	+ 122 ppm
31	11111	- 63 ppm	+ 126 ppm
N		-N/491520（每分钟）	+N/245760（每分钟）

类似的, 当符号位为 '0', 表明为负校准, 电路对于每 513 个输入脉冲输出 100 个脉冲。由于此时 100 个脉冲的输出时间变长, 这样的效果是对于校准电路激活的每一秒, 时钟被减慢 1/512 秒。

校准的总量由数字校准寄存器中的数值 (N) 控制, 以一秒为增量进行调整。N 是校正周期中受影响的秒的数量。对于正校准 (加速), 对每 8 分钟间隔的前 N 秒中的每一秒进行校正。对于负校准 (减速), 对每 16 分钟间隔的前 N 秒中的每一秒进行校正。

因此, 在加速时, 每 480 秒跨度 (即每 8 分钟跨度) 的前 N 秒各自稍短。当减速时, 每 960 秒跨度 (即 16 分钟) 的前 N 秒稍长。

要使用数字校准功能, 使用第 1 节中所述的测量技术 - 512 Hz 频率测试信号由微处理器的定时器测量。

取决于这个定时器是否还被用来执行初始模拟校准，可能需要对这个数字进行调整。一旦调整后的数字被确定，以 ppm 为单位的误差被计算出来，并且表 2 的适当偏移被选中并编程到数字校准寄存器中。

实施例 1：一个频率计数器被用于模拟校准过程，后续周期使用微处理器的定时器测量和计算，为 0.0019531441 秒。理想情况下，这个数字将是 0.0019531250 (= 1/512)。因此，微处理器的定时器快了约 10 ppm，前一个数字，0.0019531441，将被用于公式 1 中的 1/512。假定当前计算得出的周期为 0.0019531536，它被插入到公式 1，用于  $T_{512}$ ，所得误差为 -4.88 ppm。所以，RTC 应相应地调整 +4.88ppm。在表 2 中，最近的正值为 +4 ppm，所以数字校准寄存器将获得 DCS = 1 且 DC4:DC0 = 00001。

实施例 2：微处理器的定时器用于模拟校准过程。如实施例 1 中一样，将计算得出的周期设为 0.0019531536 秒。将其插入公式 1（并保留 1/512），我们得到 -14.65 ppm。最近的相对值为 +16 ppm。对此，DCS = 1，DC4:DC0 = 00100。

通过数字校准，调整变为开路。在模拟校准调整的情况下，振荡器的频率偏移在 512 Hz 的测试信号中可见，但通过数字校准，效果随时间展开，并且变更无法立即观察到。此外，对于数字校准，不需要迭代。一旦频率误差已知，一个适当的值被编程到器件中，并且没有同时进行进一步的调整。其核心思想是，调整数字校准需要在一次测量后进行一次调整；不需要循环。

这个数字校准程序需要经常运行，以防止 RTC 偏移得太远，但频率不超过每 16 分钟一次，即 RTC 数字校准算法进行更新的时间间隔。在使用正校准值时可以减少到 8 分钟。随着环境温度的变化，振荡器将会漂移，RTC 振荡器将需要调整。这可以通过调度校准周期性地完成，或者，如果微处理器配备温度传感器，可以监测温度变化，并在温度出现变化时调整 RTC。或者，也可以采用二者的组合。例如，计划的 RTC 校准可以每一小时进行一次，计划外的校准可以在每次检测到 2 度的温度偏移时进行。

只要微处理器周期性地调整 RTC，其计时精度将得到优化，计时误差保持最小。

## 4 结论

利用新 M41T82/83/93 系列串行 RTC 的内置模拟校准功能，可以在整个温度范围内实现一个具有高精度的低成本时钟。这种方法只需要使用微处理器定时器周期性地测量 RTC 的真正频率。最初，模拟校准在室温下调整。然后，对数字校准寄存器定期更新，以补偿由于可能发生的温度变化而导致的任何 RTC 振荡器漂移。在模拟校准过程中，采用了一个简单的二叉决策树，使用户能够微调时钟的振荡器并将任何频率偏移清零。后续的数字校准调整使用查找表。

使用这种模拟和数字校准的组合，使用户具备了一种简单的周期性更新方案，不但所需开销低，而且能够提供精确的计时和最低的成本。

## 5 版本历史

表 3. 文档版本历史

日期	版本	变更
2007 年 12 月 20 日	1	初始版本。
2008 年 11 月 26 日	2	更新了图 1。

表 4. 中文文档版本历史

日期	版本	变更
2016 年 6 月 27 日	1	中文初始版本。

**重要通知 - 请仔细阅读**

意法半导体公司及其子公司（“ST”）保留随时对 ST 产品和 / 或本文档进行变更、更正、增强、修改和改进的权利，恕不另行通知。买方在订货之前应获取关于 ST 产品的最新信息。ST 产品的销售依照订单确认时的相关 ST 销售条款。

买方自行负责对 ST 产品的选择和使用，ST 概不承担与应用协助或买方产品设计相关的任何责任。

ST 不对任何知识产权进行任何明示或默示的授权或许可。

转售的 ST 产品如有不同于此处提供的信息的规定，将导致 ST 针对该产品授予的任何保证失效。

ST 和 ST 徽标是 ST 的商标。所有其他产品或服务名称均为其各自所有者的财产。

本文档中的信息取代本文档所有早期版本中提供的信息。

© 2016 STMicroelectronics - 保留所有权利 2016