

了解AD9548的输入参考监控器

作者: Ken Gentile

简介

如AD9548数据手册所述, AD9548的输入端最多可支持八个独立参考时钟信号。八路输入各有一个专用参考监控器, 判断输入参考信号的周期是否满足用户要求。图1是参考监控器和必要支持元件的框图。参考监控器测量输入参考信号的周期, 并声明信号是过慢还是过快, 即表示参考信号有误。该信息保存在参考状态寄存器内(各参考监控器具有用户可读取的专用状态寄存器)。虽然参考监控器将既不快也不慢的参考时钟信号视为正确, 但仍会通过AD9548参考验证逻辑进一步审查。由于八个参考监控器全部相同, 图1仅显示其中之一。然而应注意, 所有八个参考监控器共用相同的采样时钟和用户提供的系统时钟周期值(T_{SYS})。

所有测量时间间隔的器件必须有时钟源。对于AD9548参考监控器, 时钟源就是系统时钟, 由它为所有八个参考监控器提供采样时钟。请注意, 采样时钟周期为 $32T_S$ (其中 T_S 是AD9548系统时钟周期)。由于参考监控器必须执行计算以决定输入参考信号的周期和精度, 系统时钟周期需要采用数值表示。为此, 用户提供21位数字 T_{SYS} , 代表系统时钟周期, 单位为皮秒(fs)。例如, 如果系统时钟频率为950 MHz, 则 $T_S = 1,052,631.579 f_s$; 因此 $T_{SYS} = 1,052,632$ (舍入至最近的整数值)。

参考监控器的目的是测量输入参考信号的周期 T_{REF} 。为此, 参考监控器需要用户提供输入参考信号的预期标称周期 T_{NOM} , 这是一个50位数字, 单位为皮秒。例如, 如果预期输入参考频率为1.544 MHz, 则 $T_{REF} = 647,668,393.782 f_s$; 因此 $T_{NOM} = 647,668,394$ (舍入至最近的整数值)。请注意, T_{NOM} 和 T_{SYS} 使用皮秒为单位, 因此两者相对于1 GHz信号均可用至少1 ppm的精度来表达。

必须注意, T_S 和 T_{REF} 是系统时钟和输入参考信号的真实周期, 而 T_{SYS} 和 T_{NOM} 分别是 T_S 和 T_{REF} 的数字近似值。这一区别很关键, 因为参考监控器视 T_{SYS} 为 T_S 的精确表示。对参考监控器而言, T_S 与 T_{SYS} 间的任何偏差都是测量误差的潜在来源。不过, 该误差可以按附录A所述予以量化。

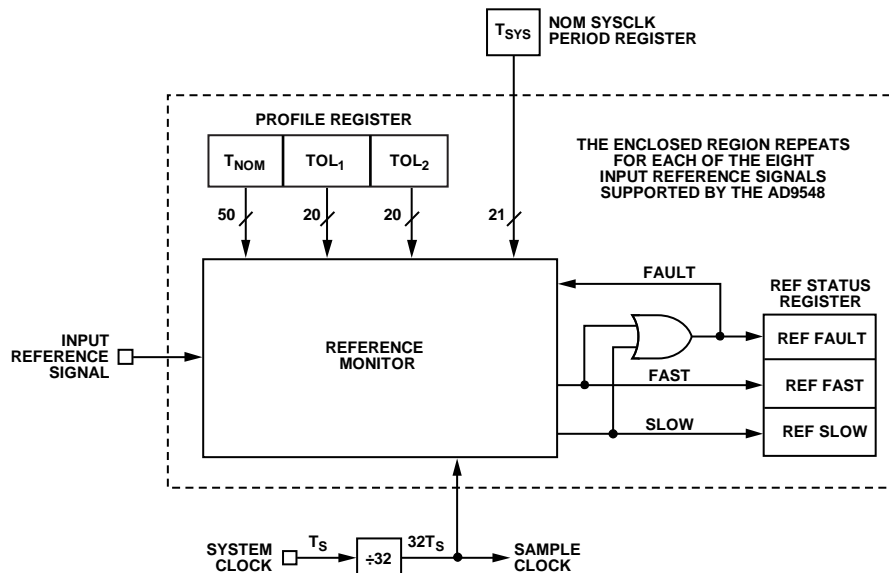


图1. 参考信号监控器和支持元件

目录

简介.....	1	决策阈值(THRESH).....	6
工作原理.....	3	总结.....	6
边沿计数器.....	3	附录A.....	8
累加器.....	4	AD9548参考信号监控器的特性建模.....	8
容差计时器.....	6		

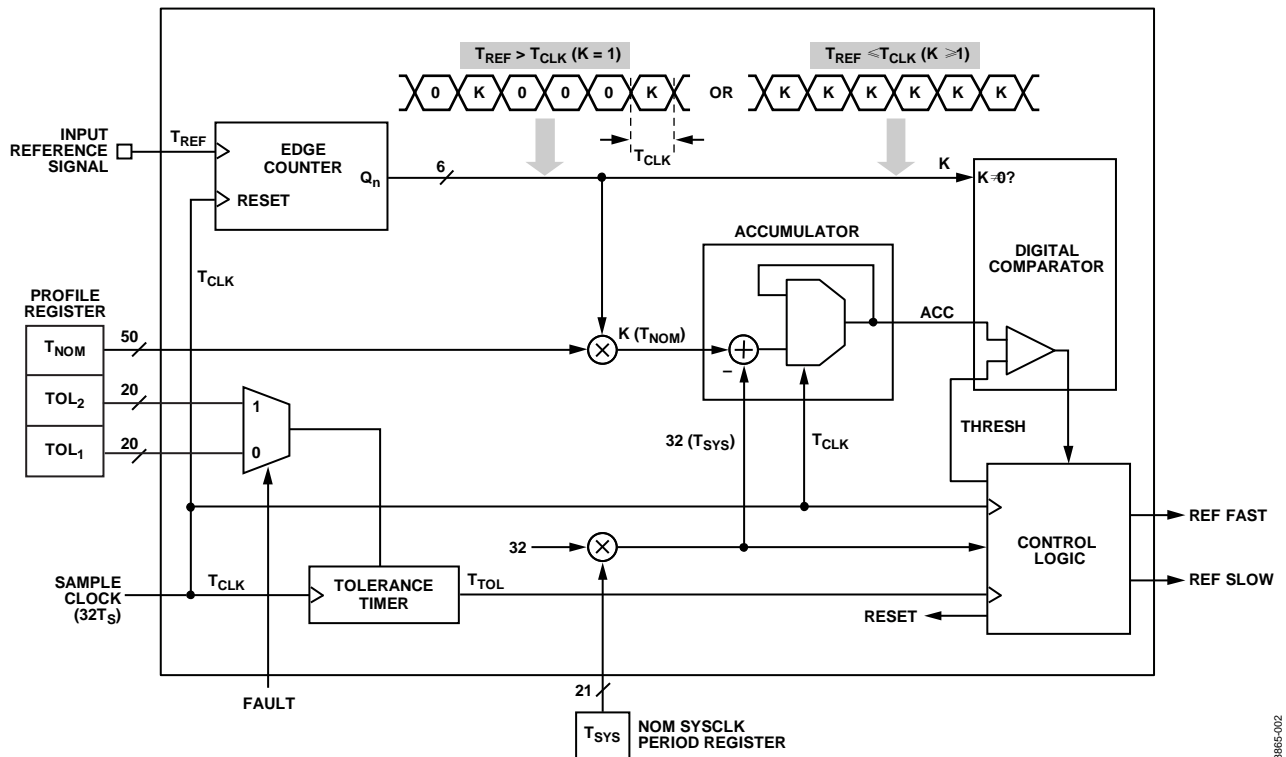
工作原理

图2显示参考监控器的功能详情。请注意，采样时钟为参考监控器提供时钟源，周期为 $32T_s$ (图2中的 T_{CLK})。 T_{CLK} 具有三个主要功能。

- 利用 T_{CLK} 的每个上升沿重置边沿计数器
- 为累加器提供时钟
- 为容差计时器提供时钟

边沿计数器

边沿计数器计算输入参考信号的上升沿数，以 T_{REF} 间隔进行。它将边沿数时报告为6位数字 K (0至63)。请注意，如果 $T_{REF} > T_{CLK}$ ，则计数器偶而会输出 $K = 1$ 值，然后是一连串 $K = 0$ 值。这是因为计数器捕捉 T_{REF} 上升沿并设置 $K = 1$ ，但由于 T_{REF} 比 T_{CLK} 长，在下一上升沿 T_{REF} 出现(使得 $K = 0$)前，计数器被 T_{CLK} 上升沿重置。计数器继续输出 $K = 0$ ，直至 T_{REF} 下一上升沿，此时再次设置 $K = 1$ ，从而产生序列的连续重复， $K = 1$ 后出现一连串0。另一方面，如果 $T_{REF} \leq T_{CLK}$ ，计数器输出非零值($K \geq 1$)序列，这取决于在每个 T_{CLK} 引起的重置之间出现的 T_{REF} 边沿数。请注意对于 $T_{REF} \leq T_{CLK}$ ， K 值不一定恒定，但倾向于在最接近 T_{CLK}/T_{REF} 的整数值附近扰动。



累加器

累加器输出(ACC)跟踪 T_{CLK} 与 T_{REF} 之间的残留时序差异。这通过累积数量R来实现:

$$R = K \times T_{NOM} - 32T_{SYS} \quad (1)$$

如前所述, T_{NOM} 和 T_{SYS} 分别是 T_{REF} 和 T_S 的数字表示。另外, $32T_{SYS}$ 是 T_{CLK} 的数字表示, 也是累加器的采样时钟以及边沿计数器的重置信号。欲了解累加R如何能够实现测量 T_{REF} , 先考虑以下情况:

$$T_S = 1 \text{ ns (1 GHz)}$$

$$T_{SYS} = 1,000,000 \text{ fs}$$

$$T_{REF} = 300 \text{ ns (~3.33 MHz)}$$

$$T_{NOM} = 300,000,000 \text{ fs}$$

$$T_{CLK} = 32 \text{ ns}$$

这是 $T_{REF} > T_{CLK}$ 的情况; 因此, 边沿计数器有时会输出 $K = 1$ 值, 然后是一连串 $K = 0$ 值(参见图3)。

请注意CLK波形与REF波形偏移, 这证明 T_S 和 T_{REF} 间存在异步关系。另外, 请注意出现在REF和CLK波形下方的相对时标(单位为纳秒)。CLK初始上升沿将边沿计数器清零, REF的随后上升沿递增边沿计数器; 因此 $K = 1$ 。CLK的第二上升沿将边沿计数器清零; 因此 $K = 0$, 该情况持续至REF的下一上升沿(前一上升沿之后300 ns)。边沿计数器再次递增并且 $K = 1$, 但CLK的下一上升沿将边沿计数器恢复至 $K = 0$, 重复该序列。累加器以 T_{CLK} 的采样间隔将R ($R = K \times T_{NOM} - 32T_{SYS}$)相加, 得到图3所示的ACC波形。

请注意, 每个REF上升沿之前, ACC在采样间隔下倾向于接近0。因此, 出现 $K = 1$ 之前一个样本的ACC值指示 T_{REF} 与 T_{NOM} 的匹配程度。接近0的值指示高度匹配。注意对于比 T_{NOM} 指示慢的参考信号, ACC随时间向负方漂移。这是因为REF连续上升沿之间存在额外 $K = 0$ 值, 使得ACC趋于负值。相反, 对于比 T_{NOM} 指示快的参考信号, ACC随时间向正方漂移, 因为REF连续上升沿之间具有较少 $K = 0$ 值。

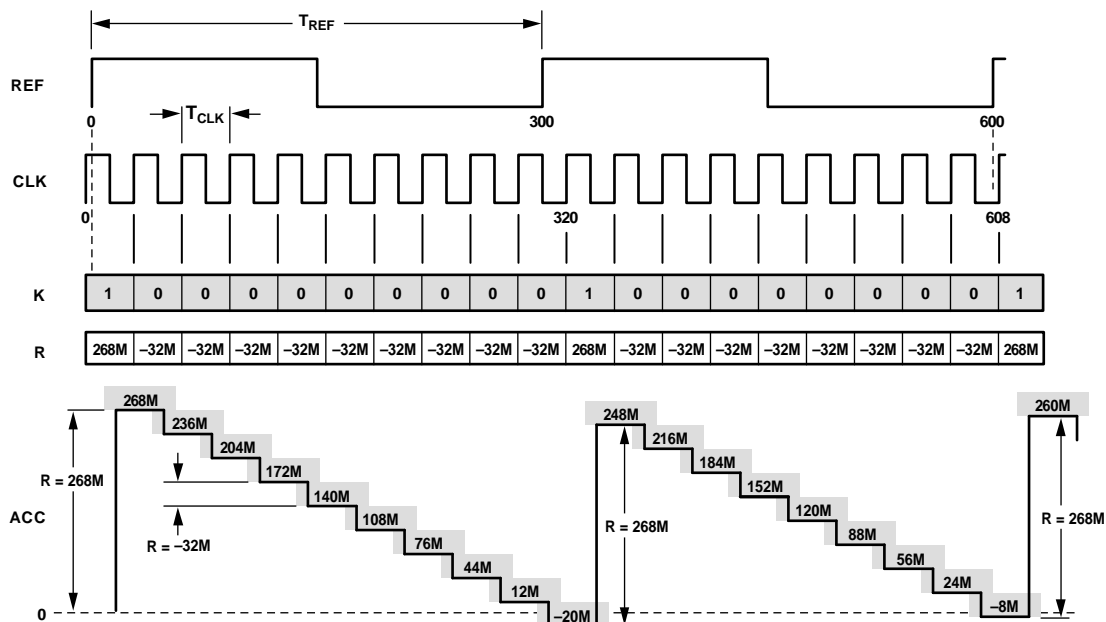


图3. $T_{REF} > T_{CLK}$ 的累加器输出波形

$T_{REF} \leq T_{CLK}$ 的情况与之前稍有不同，但结果相似。试举一例，考虑下列情况：

$$T_s = 1 \text{ ns (1 GHz)}$$

$$T_{SYS} = 1,000,000 \text{ fs}$$

$$T_{REF} = 5 \text{ ns (200 MHz)}$$

$$T_{NOM} = 5,000,000 \text{ fs}$$

$$T_{CLK} = 32 \text{ ns}$$

由于 $T_{REF} \leq T_{CLK}$ ，对于每个 T_{CLK} 间隔，边沿计数器输出 $K \geq 1$ 的值(参见图4)。事实上， $T_{CLK}/T_{REF} = 6.2$ ；因此 K 在6和7之间扰动。结果ACC倾向于保持在0附近，指示 T_{REF} 与 T_{NOM} 之间很好的匹配。比 T_{NOM} 指示慢的参考信号使累加器随时间向负方漂移。这是因为对于慢参考信号， $K = 6$ 值比其他情况出现得更频繁，导致 R 时常为负，从而迫使累加器趋于负方向。相反，比 T_{NOM} 指示快的参考信号导致累加器随时间向正方漂移，因为对于快参考信号 $K = 7$ 值比其他情况出现得更频繁，导致 R 时常为正，从而迫使累加器趋于正方向。

根据累加器对于慢参考信号向负方漂移以及对于快参考信号向正方漂移可建立一种机制，使参考监控器可决定参考

信号是慢还是快。为此，数字比较器测试ACC是否在阈值窗口内($\pm THRESH$)。当ACC大于 $+THRESH$ 时，它指示快REF信号。当ACC小于 $-THRESH$ 时，它指示慢REF信号。然而，比较器仅在 $K \neq 0$ 执行此测试功能。这样可确保当 $T_{REF} > T_{CLK}$ (参见图3)时，测试发生于REF的上升沿，此时预期ACC接近0。

由于累加器/比较器机制可识别快、慢和可接受的参考信号，显然它可以用于量化参考信号的精度。例如，如果参考信号精度应在100 ppm内，参考监控器以足够的精度测量参考信号便可做出此类判断。为此，参考监控器必须满足下列标准：

- 具有稳定和精确的时钟源。
- 在足够长的时间内观察参考信号。

系统时钟大致满足第一个标准。不过，应注意参考监控器不一定比时钟源更精确。例如，如果系统时钟具有100 ppm精度规格，参考监控器无法保证参考信号测量精度小于100 ppm。第二个标准意味着使用计时器来建立适当的观察周期。这就是容差计时器显身手的时候了。

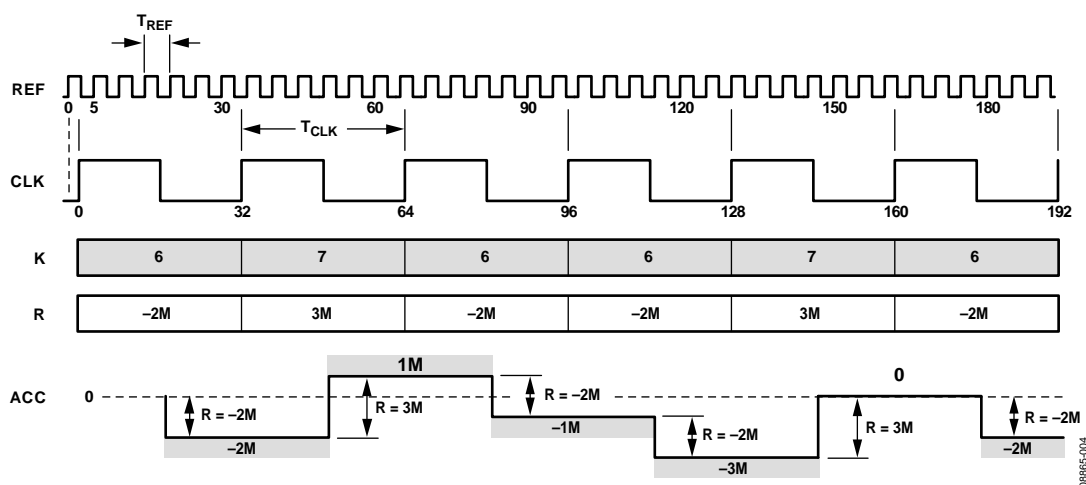


图3. $T_{REF} > T_{CLK}$ 的累加器输出波形

容差计时器

容差计时器计算跨越时间间隔 T_{TOL} 的预定数量(TOL) T_{CLK} 周期。

$$T_{TOL} = TOL \times T_{CLK} \quad (2)$$

AD9548数据手册提及与每个输入参考信号都相关的两种容差参数。第一个是外部容差，这是已验证(即无故障)参考信号在发生故障前必须超过的最大周期偏差。第二个是内部容差，这是故障参考信号认定为无故障(即精度足够使用)时不得超过的最大周期偏差。请注意，分离的内部和外部容差值使每个输入参考信号可就进出故障条件的迟滞进行定制配置。TOL₁寄存器值指定外部容差，TOL₂寄存器值指定内部容差(参见图1和图2)。TOL₁和TOL₂均是20位值，单位为1/容差。例如，如果外部容差规格为50 ppm，则TOL₁ = 1/(50 ppm) = 1/(50/1,000,000) = 20,000。为了确定T_{TOL}，将TOL₁或TOL₂值代入公式2中的TOL。

决策阈值(THRESH)

如前所述， T_{CLK} 具有 $32T_S$ 的周期，并且是参考监控器的采样时钟，为参考监控器建立了时间尺度。由于TOL是所需容差的倒数， T_{TOL} 是以足够精度测量 T_{REF} 时满足所需容差的最小时间间隔。另外，参考信号监控器具有 T_{CLK} 的数字表示，即 $32T_{SYS}$ ，它代表累积器输出(ACC)的时序粒度。这意味着，将比较器决策阈值(THRESH)设置为 $32T_{SYS}$ 并让累积器运行 T_{TOL} 的周期，可以满足所需容差的精度要求。

不过由于硬件限制，参考监控器需要THRESH至少为 $3 \times (32T_{SYS})$ 。这表示，在参考监控器指示过快或过慢前， T_{REF} 必须偏离所需容差至少三倍。也就是误差相对于所需容差为300%，完全不可接受。

解决之道是延长观察周期。为此，参考信号监控器在做出快或慢声明前，观察参考信号最少要七个 T_{TOL} 周期。不过，每个额外的 T_{TOL} 观察间隔意味着ACC可累加另一 $32T_{SYS}$ 的误差，且仍然满足所需的容差要求。为进行补偿，对于每个额外的 T_{TOL} 观察时间，需要将THRESH增加 $32T_{SYS}$ 。

这样，在第一个 T_{TOL} 周期期间，THRESH设置为 $3 \times (32T_{SYS})$ 。在下一个 T_{TOL} 周期期间，THRESH设置为 $4 \times (32T_{SYS})$ ，依此类推。即：

$$THRESH = (3 + N) \times (32T_{SYS}) \quad (3)$$

其中N是跨越观察间隔的 T_{TOL} 周期数。

然而，在 T_{TOL} 出现N次后，THRESH的理想值为 $N \times (32T_{SYS})$ 。这表示THRESH实际值是THRESH理想值的 $3/N$ 倍。因此，决策阈值是给定TOL值情况下的 $3/N$ 倍。对于 $N = 7$ (参考信号监控器观察的最小 T_{TOL} 周期数)，这代表40%的过度决策余量，远远好于不使用最小值 $N = 7$ 时的决策余量300%。

由于参考监控器必须等到足够长的时间才能捕捉到 T_{REF} 的两个上升沿，当 T_{REF} 大于 $7 \times T_{TOL}$ 时，实际观察周期可显著大于 $7 \times T_{TOL}$ 最小值。例如，试考虑 $T_{REF} = 1$ 秒、所需容差为10 ppm且 $T_S = 1$ ns的情况。这会得出 $TOL = 10^5$ 及 $T_{TOL} = 3.2$ ms；因此覆盖一个 T_{REF} 周期所需的 T_{TOL} 周期数为 $T_{REF}/T_{TOL} = 312.5$ 。这表示 $N = 313$ ，过度决策余量仅为1%(相对于 $N = 7$ 的40%)。总而言之， T_{REF} 和 T_{TOL} 定义N(N是7和 T_{REF}/T_{TOL} 中的较大者)，过度决策余量(3/N)在 $N = 7$ 时最高(~40%)，但随着N增加而降低。另外，过度决策余量始终为正；因此参考监控器在做出快或慢决策时始终比TOL值指定的容差宽松。

总结

观察间隔和决策阈值的自动调节

参考信号监控器使用七个 T_{TOL} 周期的最小观察间隔。当 $T_{REF} > 7 T_{TOL}$ 时，参考监控器使用 T_{REF} 作为观察周期。两种情况下，对于首个周期后的每个 T_{TOL} 周期，参考信号监控器均将THRESH递增 $32T_{SYS}$ 。参考信号监控器控制逻辑负责递增THRESH，并根据需要延长观察周期。此外，控制逻辑在每个观察周期结束时重置累积器、容差计时器和边沿计数器，从而重新启动参考信号测量过程。

慢(或缺失)输入参考信号的早期检测

尽管最小观察间隔为七个 T_{TOL} 周期，一旦数字比较器检测到ACC不在 $\pm THRESH$ 限值内，参考信号监控器就会标记超过容差的参考信号。如果 $T_{REF} > T_{CLK}$ ，此操作发生于参考信号上升沿，而如果 $T_{REF} < T_{CLK}$ ，则发生于 T_{CLK} 上升沿。任一情况下，参考监控器会在观察间隔结束前声明故障(快或慢)。另外，由于参考监控器可访问 T_{NOM} 值，在 T_{NOM} 周期过去后它会立即声明极慢(或缺失)参考信号，而不会等待整个观察间隔结束。不过请注意，参考信号监控器需要整个观察间隔才可声明参考信号满足容差限值。

过度决策余量

过度决策余量由 $3/N$ 给出， N 为跨越观察间隔的 T_{TOL} 周期数。过度决策余量代表在参考监控器声明超出容差(即快或慢)前，输入参考信号必须超过所需容差的程度。 $3/N$ 是最差情况值；但不包括 T_s 真实值与其数字表示 T_{SYS} 间差异引起的误差。

系统时钟频率偏差引起的决策误差

T_s 真实值与其数字表示 T_{SYS} 间差异引起决策误差可通过附录A中提供的信息决定。

例如，将附录A应用于预期参考频率(F_{REF})为100 MHz ($T_{NOM} = 10,000,000$)、预期系统时钟频率(F_s)为1 GHz ($T_{SYS} = 1,000,000$)、容差设置为1 ppm ($TOL = 1,000,000$)的情况。接下来，通过改变 F_{REF} ，参考信号监控器指示表1所示结果。请注意，当频率误差稍高于 ± 1 ppm时，参考监控器指示故障输入参考信号，与预期相符。

表1

参考监控器结果	产生参考监控器结果所需的参考频率偏差
慢	< -1.294 ppm
正常	-1.294 ppm至+1.383 ppm
快	> +1.383 ppm

接下来，将附录A应用于相同情况，但 F_s 变为+3 ppm ($F_s = 1.000003$ GHz)。改变 F_{REF} ，使参考信号监控器指示表2所示结果。

表2

参考监控器结果	产生参考监控器结果所需的参考频率偏差
慢	< +1.572 ppm
正常	+1.572 ppm至+4.383 ppm
快	> +4.383 ppm

再次将附录A应用于相同情况，但 F_s 变为-3 ppm ($F_s = 0.999997$ GHz)。改变 F_{REF} ，使参考监控器指示表3所示结果。

表3

参考监控器结果	产生参考监控器结果所需的参考频率偏差
慢	< -4.294 ppm
正常	-4.294 ppm至-1.438 ppm
快	> -4.383 ppm

表2显示当系统时钟快3 ppm时，参考信号监控器将其他情况的正常输入参考信号(± 1 ppm)声明为慢。另一方面，表3显示当系统时钟比预期频率小3 ppm时，参考监控器将其他情况的正常输入参考(± 1 ppm)声明为快。这证明在尝试监控高精度输入参考信号时，精确和稳定的系统时钟非常重要。显然，为监控1 ppm输入参考信号，需要精度和稳定性优于1 ppm的系统时钟。根据经验，AD9548的系统时钟符合精度和稳定性要求，即达到具有最严格容差要求的输入参考信号的十倍。

附录A

AD9548参考监控器的特性建模

对AD9548的参考监控器建模需要表4所示的输入参数。

表4

参数	定义
F_{SYS}	预期系统时钟频率
F_S	真实系统时钟频率
F_{REF}	预期输入参考频率
F_R	真实输入参考频率
ϵ	F_{REF} ($\epsilon \leq 10\%$)容差要求

输入参数提供参考信号监控器特性建模所需的信息。用于对参考信号监控器建模的数学表达式依据表5中的定义。

表5

术语	定义
round(x)	产生最接近x的整数
floor(x)	产生 $\leq x$ 的最近整数
ceil(x)	产生 $\geq x$ 的最近整数
if(EXPR, x, y)	测试声明(EXPR)为真则产生x；反之产生y

以下是一组用于对参考信号监控器建模的数学表达式。

表达为整数的标称系统时钟周期(飞秒):

$$T_{SYS} = \text{round}(10^{15}/F_{SYS})$$

表达为整数的标称输入参考周期(飞秒):

$$T_{NOM} = \text{round}(10^{15}/F_{REF})$$

参考监控器采样周期:

$$T_{CLK} = 32/F_S$$

表达为整数的容差要求倒数:

$$TOL = \text{floor}(1/\epsilon)$$

容差周期(容差计时器持续时间):

$$T_{TOL} = TOL \times T_{CLK}$$

七个容差周期内的输入参考周期数:

$$N_{REF} = \text{ceil}(7 \times T_{TOL} \times F_R)$$

观察周期:

$$T_{OBS} = N_{REF}/F_R$$

观察周期内的容差周期数:

$$N_{TOL} = \text{floor}(T_{OBS}/T_{TOL})$$

观察间隔内的参考监控器采样周期数:

$$N_{CLK} = \text{if}(F_R < F_{REF}, \text{ceil}(T_{OBS}/T_{CLK}), \text{floor}(T_{OBS}/T_{CLK}))$$

观察间隔结束时的累积器值:

$$ACC = \text{round}(N_{REF} \times T_{NOM} - N_{CLK} \times (32T_{SYS}))$$

数字比较器阈值:

$$THRESH = (3 + N_{TOL}) \times (32T_{SYS})$$

ACC与THRESH间的关系决定参考监控器将输入参考信号(F_R)声明为慢还是快,具体如下:

如果 $ACC \leq -THRESH$, 则参考监控器将 F_R 声明为慢。

如果 $ACC \geq THRESH$, 则参考监控器将 F_R 声明为快。

既不快也不慢表示 F_R 可接受。

使用此模型来决定任意组输入参数的最终过度决策余量。例如, 给定 F_S 时, 调节 F_R , 注意模型何时产生快结果和慢结果。然后针对结果指示快或慢的点计算输入参考信号的误差(F_R 相对于 F_{REF})。过度决策余量是计算误差超过TOL定义误差($1/TOL$)的量。

图5至图9是执行以上段落所述程序后获得的结果, $F_S = 1\text{GHz}$ 。数据点对应于表6中预期输入参考频率参数 F_{REF} 和容差设置参数 ϵ 的各种设置。各图还显示了表6所给 ϵ 值的特定子集的过度决策余量(百分比)。请注意, 特定 ϵ 值由相同颜色的两条线组成: 实线用于快指示, 虚线用于慢指示。

表6

参数	值	单位
F_{REF}	1, 3.1, 6.6, 10, 66, 100, 310, 660	Hz
	1, 3.1, 6.6, 10, 66, 100, 310, 660	kHz
	1, 3.1, 6.6, 10, 66, 100, 310, 660	MHz
ϵ	1, 3, 6, 10, 30, 60, 100, 300, 600, 1000, 3000, 6000, 10000, 30000, 60000, 100000	ppm

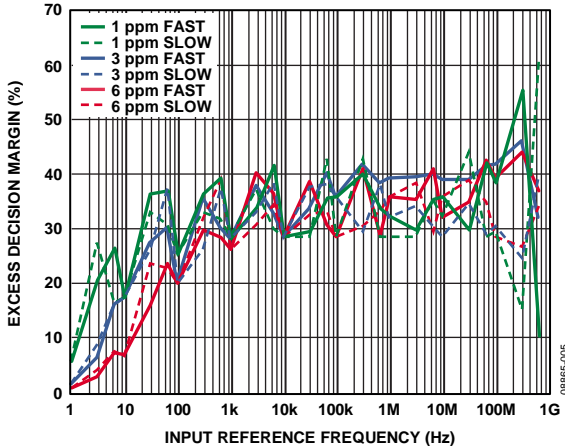


图5. 容差 = 1 ppm、3 ppm及6 ppm时的过度决策余量

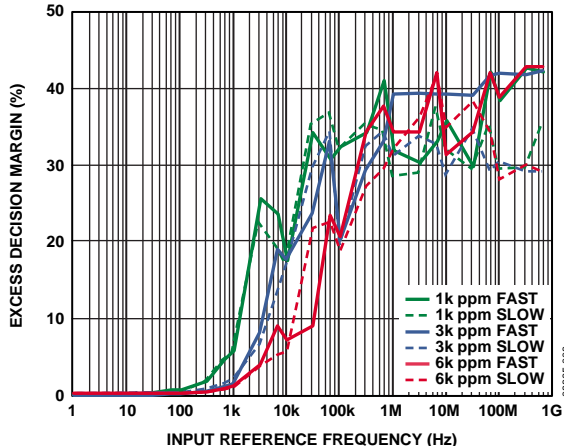


图8. 容差 = 1000 ppm、3000 ppm及6000 ppm时的过度决策余量

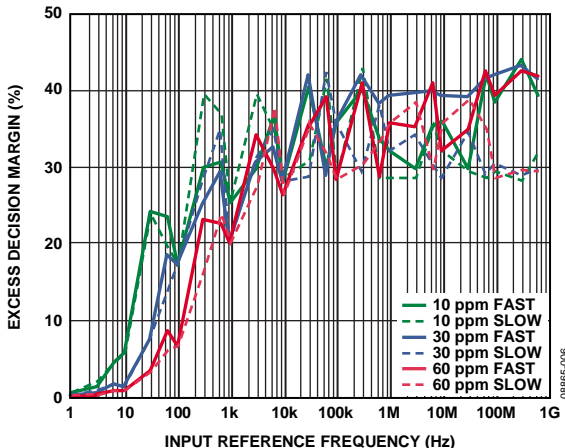


图6. 容差 = 10 ppm、30 ppm及60 ppm时的过度决策余量

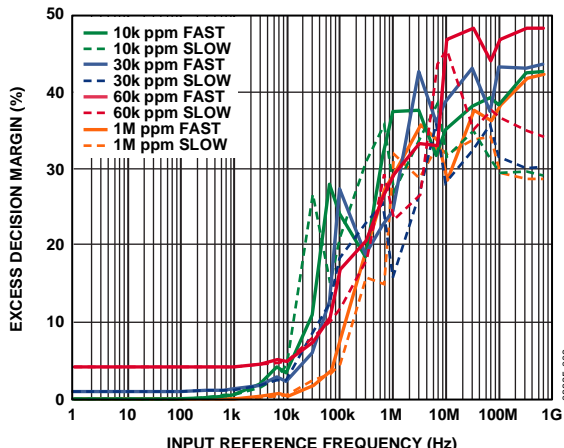


图9. 容差 = 10,000 ppm、30,000 ppm、60,000 ppm及100,000 ppm时的过度决策余量

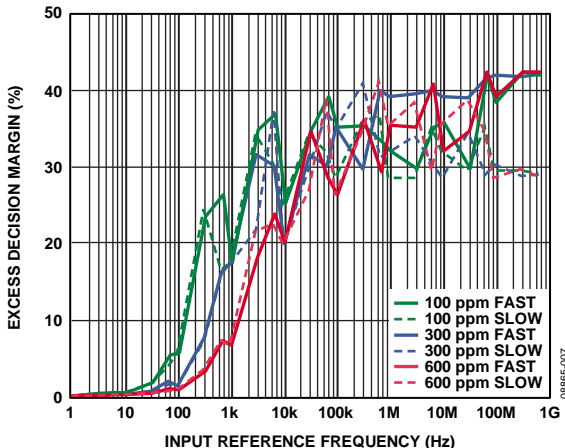


图7. 容差 = 100 ppm、300 ppm及600 ppm时的过度决策余量

注释

注释

注释