

AD9548 用作 GPS 可驯 Stratum 2 时钟

作者 : Ken Gentile

简介

同步光纤网络 (SONET) 是全世界大多数日常通信系统的主干。它对用于系统同步的时钟信号有严格要求, 以便能在遍布全球的各种互连系统上可靠地传输数据。该系统由多层次的精密定时单元组成, 这些定时单元按照精度和漂移性能标准分类, 即归为不同的层 (Stratum) 级。Stratum 1 对定时精度要求最高, 只有原子钟才能达到这种精度。随着层级数逐渐增大 (Stratum 2、Stratum 3E、Stratum 3、Stratum 4), 定时性能要求也越来越宽松。就 Stratum 2 而言, 主要有以下两个要求 (参见 Telcordia Technologies 提供的 GR-1244-CORE SONET 标准“同步网络时钟: 通用准则”中的时钟要求汇总表):

- 在无外部参考的情况下, 20 年自由振荡精度为 1.6×10^{-8} 或 16 ppb (十亿分之一)
- 在保持模式下, 24 小时稳定性为 1×10^{-10} 或 0.1 ppb

保持稳定性要求暗含一定的累计时间误差 (CTE), 该误差可通过下式 (来自 C. W.T. Nicholls 和 G.C. Carleton 的论文“自适应 OCXO 漂移校正算法”, 见“参考文献”部分) 估算:

$$\Delta f/f_0 = \Delta t/T$$

其中:

$\Delta f/f_0$ 表示静态频率稳定性。

T 表示保持周期。

Δt 表示 CTE 估计值。

根据 Stratum 2 性能要求, $\Delta f/f_0 = 10^{-10}$, $T = 86,400$ 秒 (24 小时), 因而算得 CTE 为 8.64 $\mu\text{s}/\text{天}$ 。

保持要求会使 Stratum 2 定时单元的成本大幅增加, 因为稳定性要求的全部负担都落在时钟的本地定时源上。如果本地时钟源为恒温控制晶振 (OCXO), 则只有最稳定 (非常昂贵) 的产品才是可行的选项。因此, 随着 Stratum 2 合规设备的数量不断增多, 寻求一种低成本解决方案的压力也在不断增大。

本应用笔记讨论利用 ADI 公司数字锁相环 (PLL) AD9548 来实现相对较低成本解决方案的可行性。该解决方案基于 Nicholls 和 Carleton 的论文, 使用稳定性为 0.45 ppb (CTE 为 38.9 $\mu\text{s}/\text{天}$) 的 OCXO 时, 能够提供 0.017 ppb 的保持稳定性 (CTE 为 1.5 $\mu\text{s}/\text{天}$)。注意, 0.45 ppb OCXO 稳定性包括 0.4 ppb 的温度稳定性和 0.05 ppb 的时间稳定性。Nicholls 和 Carleton 论文描述了一种自适应漂移校正算法 (以下简称“N/C 系统”), 用于补偿保持期间 OCXO 的漂移特性。

阅读正文之前, 请先阅读附录 A 中关于 N/C 系统的摘要说明。后续部分将对该系统与建议的基于 AD9548 的系统 (以下简称“建议系统”) 加以比较, 因此熟悉 N/C 系统会有帮助。

目录

简介.....	1	校正计算器.....	10
AD9548 概述.....	3	训练控制器.....	10
Stratum 2 时钟建议解决方案.....	5	闭环工作.....	10
系统相似性和比较.....	5	开环工作.....	10
频率控制参数.....	6	AOM 中的数字滤波器.....	10
建议系统的功能及与 N/C 系统的比较.....	6	训练 AOM.....	11
结论.....	8	系统校准.....	11
附录 A.....	9	附录 B.....	12
概述.....	9	参考文献.....	13

AD9548 概述

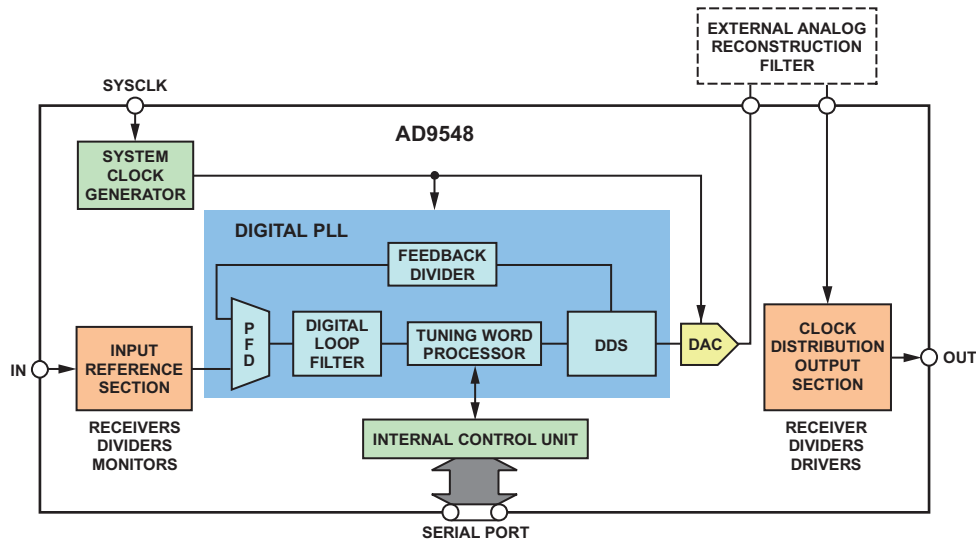


图 1. AD9548 简化功能框图

为了比较这两种解决方案，需要介绍一下 AD9548 的基本功能（见图 1）。AD9548 需要一个时钟源（SYSCLK 引脚）来驱动其内部定时功能，以及为其嵌入式直接数字频率合成器 (DDS) 和数模转换器 (DAC) 提供时钟。DDS/DAC 以 500 MHz 到 1 GHz 的时钟速率工作。为了简化对内部高时钟速率的支持，AD9548 提供一个内置可选模拟 PLL 频率合成器的系统时钟发生器。用户可以直接用一个 500 MHz 到 1 GHz 的频率源驱动 SYSCLK 输入，或者使用一个低频源，让系统时钟发生器 PLL 合成 900 MHz 到 1 GHz 的内部时钟。

AD9548 的核心部分是其数字 PLL。在模拟 PLL 中，鉴频鉴相器 (PFD) 驱动模拟电荷泵和环路滤波器以产生一个电压，用以控制压控振荡器 (VCO) 的输出频率。AD9548 的数字 PLL 则不然，其 PFD 提供数值输出以驱动数字环路滤波器，从而将数值频率调谐字提供给 DDS。DDS 进而驱动 DAC，DAC 产生一个正弦模拟信号，其频率由 DDS 输入端的频率调谐字决定。注意，DDS 同时驱动数字 PLL 的反馈路径。

必须注意的一点是，数字 PLL 的输出频率取决于数值频率调谐字的值，而不是模拟电压（基于 VCO 的模拟 PLL 就是如此）。在 AD9548 中，DDS 输出频率 (f_{DDS}) 与 DDS 输入端的 48 位频率调谐字 (M) 的值之间的关系如下：

$$f_{\text{DDS}} = (M/2^{48}) \times f_s$$

其中， f_s 为系统时钟发生器提供的频率。

由此得到的调谐精度为 3.55×10^{-6} ppb（相对于 f_s ）。此外，PFD 可以测量反馈与参考时钟沿之间的时间偏移，其精度在 0.5 ps 以内。数字环路滤波器同样依赖数值系数来建立数字 PLL 的环路带宽。这些系数是可编程的，因此用户可以在 0.001 Hz 至 100 kHz 的范围内调整环路带宽。

数字 PLL 的输出 (DAC) 驱动时钟分配部分，最终在 OUT 引脚产生所需的输出信号。虽然图 1 中的 OUT 引脚看起来只有一路输出，但它实际上代表 4 对独立可选的输出信号。每对输出信号都有专用的可选分频器。然而，本应用笔记讨论的问题只需要使用一个输出信号，用户可以忽略其他输出。

串行端口允许用户通过外部处理器控制 AD9548 的功能。串行端口对于本应用笔记提出的系统特别重要，用户可通过它访问 DDS 输入，也就是说，用户可以读取当前有效的 DDS 频率调谐字，或者写入特定的 DDS 频率调谐字（从而获得所需的输出频率），这一功能对于实现 Nicholls 和 Carleton 论文（见“参考文献”部分）所述的漂移校正算法至关重要。

在闭环工作中，数字 PLL 锁定施加于 IN 引脚的参考时钟信号，即以数字方式导引 DDS 输出频率，直到反馈信号的频率与参考信号的频率一致，并且两个信号的边沿在时间上对齐。虽然图 1 中的 IN 引脚看起来只有一路输入，但它实际上代表最多 8 个独立可选的输入信号。然而，本应用笔记提出的基于 AD9548 的系统只需要使用一个输入信号，用户可以忽略其他输入。

AD9548 还提供保持功能。当输入参考丢失时，器件可以自动切换到保持工作模式。在保持模式下，数字 PLL 不再控制 DDS 输出频率。相反，DDS 控制源于串行端口或内部处理单元，由它维持以前施加的频率调谐字的分段移动平均值，这一功能对于实现 Nicholls 和 Carleton 论文所述的漂移校正算法同样有用。

Stratum 2 时钟建议解决方案

系统相似性和比较

建议的解决方案如图 2 所示，其中的一些元件是与附录 A 中的图 3 (N/C 系统) 共有的，包括 OCXO、温度传感器、GPS 接收机、漂移校正算法和处理器（图 3 中的自适应振荡器模型方案暗含一个处理器）。不太明显的是图 3 中的数字鉴相器和分频器，二者分别以 PFD 和反馈分频器的形式出现在图 2 的 AD9548 数字 PLL 中。

建议的解决方案与图 3 之间也有一些不同之处。其一是图 2 中的处理器承担了图 3 中的训练控制器、校正计算器和 100 点移动平均值 (MA) 函数的功能；其二是图 2 中的 AD9548 系统时钟发生器提供与图 3 中的 16x 倍频器相似的功能，但产生 1 GHz 频率，而不是 160 MHz。

建议的解决方案必须同时满足 Stratum 2 时钟的自由振荡和保持要求。每颗 GPS 卫星内部都存在原子时钟，因此 GPS

接收机能够满足自由振荡要求，其 1 pps 输出具有所需的长期频率精度。AD9548 相位锁定 GPS 接收机的 1 pps 输出信号，这意味着 GPS 信号的长期频率精度会传导至 AD9548 输出（即 Stratum 2 时钟信号）。

能否满足保持要求则依赖于 OCXO、AD9548、处理器、温度传感器和漂移校正算法。假设 OCXO 固有的稳定性不能满足保持要求，建议的解决方案能够绕过这一问题，方法如下：只要 GPS 信号存在，就可利用处理器周期性监控 OCXO 频率（通过采样 AD9548 DDS 的调谐字）。通过监控 OCXO 频率随时间的变化，自适应振荡器模型（漂移校正算法）将能了解 OCXO 随时间和温度的漂移行为。当 GPS 信号消失时，将触发保持操作，自适应振荡器模型利用已知的行为预测 OCXO 随时间和温度的漂移行为，并做相应的补偿。

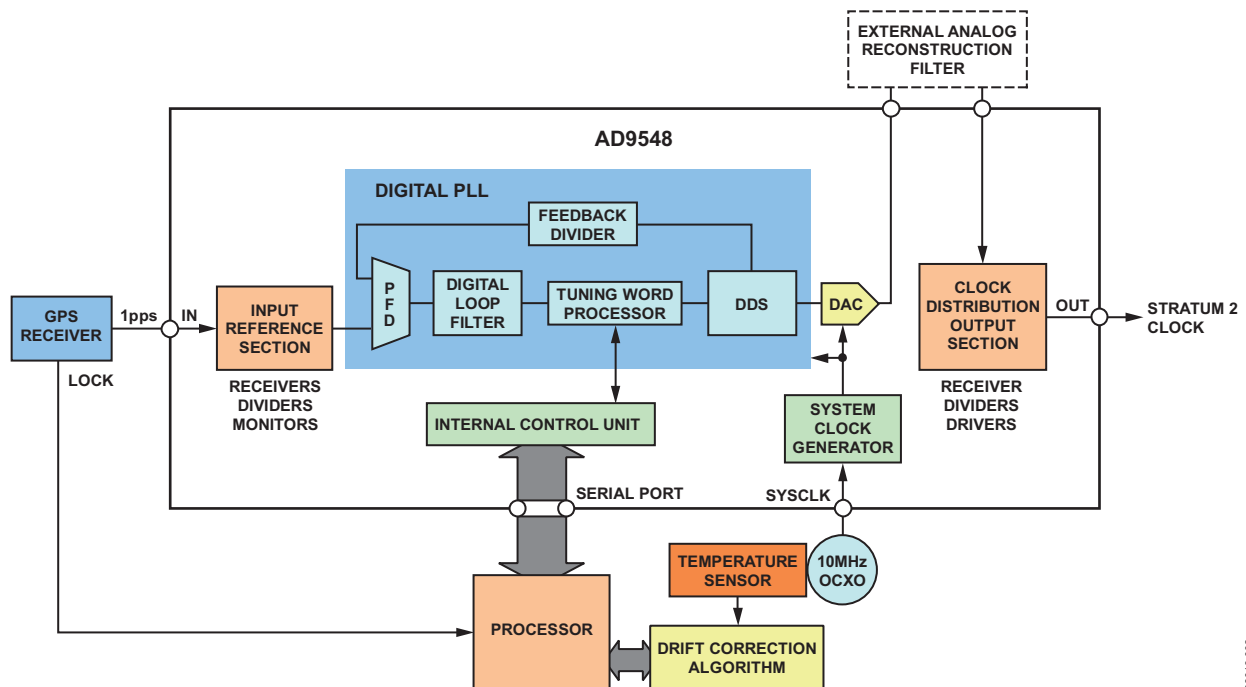


图 2. 建议的 GPS 可驯 Stratum 2 时钟

08019-002

频率控制参数

学习和预测机制依赖于是否存在一个与输出频率线性相关的系统参数，该系统参数就是为控制输出变量（本例中为频率）而需要了解和预测的变量。在 N/C 系统中，该系统参数是施加于 DAC 的数字控制字，它直接通过 OCXO 的频率控制端口控制输出频率。在建议系统中，该系统参数是施加于 DDS 的数字频率调谐字，它控制 DDS 的输出频率，而不是直接控制 OCXO 的频率（OCXO 会自由漂移）。因此，系统参数相对于这两个系统的工作方式存在细微差异。然而，如果每个系统参数都与最终输出频率线性相关，则两个系统在功能上是等效的（唯一的区别在于比例因子常量）。事实上，要求的这种线性关系确实存在（详情见附录 B）。

建议系统的功能及与 N/C 系统的比较

在 N/C 系统中，校正计算器保持系统参数的 2000 点移动平均值 (MA)。此外，它还以 6.25 ns 的定时分辨率累计数字鉴相器提供的逐秒时间误差（相比之下，AD9548 数字鉴相器的定时分辨率为 0.5 ps）。在 N/C 系统中，鉴相器的累计输出用作 CTE。然而，GPS 接收机信号的固有抖动会给 CTE 带来较大的瞬时扰动（ 1σ 抖动幅度为 50 ns/sec (50 ppb/sec)）。为了掩蔽 GPS 接收机抖动噪声，校正控制器将 CTE 除以 150（阻尼系数），从而将 1σ 抖动幅度降至 0.33 ns/sec (0.33 ppb/sec)。校正计算器通过下式确定校正值（系统参数 X）：

$$X = MA - CTE/150$$

在建议系统中，校正值（系统参数 Y）不是通过线性计算得出，而是控制环路自动产生的结果。1 pps GPS 接收机信号是 AD9548 中数字 PLL 的参考输入。将 AD9548 数字环路滤波器的带宽设置为 1/150 Hz (0.0067 Hz) 时，GPS 接收机的 1σ 抖动幅度有效降低至与 N/C 系统相同的 0.33 ppb/sec 抖动，原因是 1σ 抖动幅度与抖动带宽成比例，带宽降

低 150 倍时（1 Hz 降至 1/150 Hz），抖动也成比例下降（50 ppb/sec 降至 0.33 ppb/sec）。数字环路滤波器的输出用作建议系统的校正值 (Y)。此外，没有必要像 N/C 系统那样保持 2000 点 MA 值，因为环路滤波器本质上是对来自 PFD 的样本执行时间平均功能，从而有效地消除 GPS 接收机 1 pps 信号固有的抖动瞬变。

如前所述，N/C 系统使用 150 的阻尼系数来衰减与 GPS 接收机 1 pps 信号相关的抖动瞬变，这是正常工作情况。然而，为了缩短 1 pps GPS 参考信号初始采集期间或从保持状态恢复期间的环路捕捉时间，N/C 系统需将该阻尼系数降至 1。建议系统利用 AD9548 的 Profile 特性可以实现同样的功能。一个 Profile 由 AD9548 中的一组参数构成，最多可提供 8 个独立的 Profile。每个 Profile 的参数集中都包括数字环路滤波器系数。可以将一个 Profile 的带宽设置为 0.0067 Hz，将另一个 Profile 的带宽设置为前者的 10 倍（例如 0.07 Hz），这样外部处理器就能命令 AD9548 根据需要在这两个 Profile 之间切换。

N/C 系统利用训练控制器来处理定时和信号路由，以便训练自适应振荡器模型 (AOM) 并确定何时应切换到保持模式。建议系统则是通过外部处理器来执行相同的功能。在两个系统中，AOM 均需要 2 小时的训练时间来了解 OCXO 行为随时间和温度的变化特征。此外，训练过程必须发生在 GPS 信号存在时，以便该模型了解 OCXO 相对于一个精确频率标准（GPS 接收机）的漂移特征。这意味着在训练开始之前，将 OCXO 输出信号锁定至 GPS 接收机的控制环路必须完全稳定下来，否则 AOM 了解到的将是环路响应行为，而不是 OCXO 的漂移行为。然而，控制环路的低带宽意味着环路需要 9 小时才能稳定到适合 AOM 的水平，环路稳定时间和训练时间总计需要 11 小时。幸运的是，这符合 Stratum 2 要求，它允许保持操作的输入参考频率估算时间最长达 12 小时。

在 AOM 的 2 小时训练时间中，N/C 系统的训练控制器将校正信号(即系统参数 X)发送到 AOM 输入。在建议系统中，处理器能够读取 AD9548 DDS 输入端存在的频率调谐字(即系统参数 Y)。因此，建议系统中的外部处理器周期性采样 DDS 调谐字，并根据需要将其提供给 AOM。

N/C 系统提供两种保持操作方案，具体取决于 AOM 的训练状态。如果 1 pps GPS 信号存在的时间足够长，AOM 得到充分的训练，则频率控制信号(系统参数 X)就是保持期间 AOM 的输出。如若不然，保持频率控制信号将是 X 的最近 100 点 MA 所代表的一个静态值。

建议系统处理这两种保持方案的方式如下所述。GPS 接收机首次显示锁定时进行初始化，外部处理器随即开始监控消逝的时间，AD9548 数字 PLL 自动开始获取 1 pps GPS 信号。设置 AD9548 保持累计定时器，使其以 1 秒为间隔提供更新，这样处理器就能逐秒读取 AD9548 当前有效的频率调谐字(系统参数 Y)。处理器保持 Y 值的 100 点 MA 运行值，并将每个新的 MA 值写入 AD9548 的自由振荡频率调谐字寄存器。

假设 GPS 接收机保持锁定 9 小时，则外部处理器不仅持续提供 Y 值给 100 点 MA，并将 MA 提供给 AD9548 的自由振荡频率调谐字寄存器，而且开始将 Y 值发送到 AOM 输入，这标志着 2 小时 AOM 训练时间的开始，AOM 在此期间了解 OCXO 漂移行为。

如果 GPS 接收机在 11 小时完整训练周期届满前的任意时间失去锁定，则处理器立即将 AD9548 设置为用户自由振荡模式，迫使 AD9548 输出变为其自由振荡频率调谐字寄存器中设置的静态频率(无 OCXO 漂移校正的 100 点 MA)。当 GPS 接收机返回锁定状态时，整个过程从初始化重新开始。

另一方面，如果 GPS 接收机在 11 小时完整训练周期内保持锁定，则处理器不再保持 100 点 MA 值，但会继续以 1 秒为间隔向 AOM 提供 Y 值，确保 AOM 的训练保持最新状态。处理器也会将每个新获得的 Y 值提供给 AD9548 的自由振荡频率调谐字寄存器(而不是将其应用于 100 点 MA)。

AOM 训练周期完成后，如果 GPS 失去锁定，处理器会立即将 AD9548 设置为用户自由振荡模式，这将迫使 AD9548 的输出频率变为最近的 Y 采样值(先前存储在自由振荡频率调谐字寄存器中的值)。现在，处理器不是逐秒从 AD9548 读取 Y 值，而是递增 AOM，提取 AOM 输出值并将其提供给 AD9548 自由振荡频率调谐字寄存器。由于 AD9548 处于用户自由振荡模式，因此自由振荡频率调谐字立即变为有效的 DDS 调谐字，导致 AD9548 的输出频率与 AOM 输出保持一致，而 AOM 输出代表经过漂移校正的 Y 值，因此 AD9548 输出的频率稳定性与 1 pps GPS 信号可用时相似。之后，如果 GPS 接收机返回锁定状态(标志着保持操作结束)，整个过程将从初始化重新开始。

结论

Nicholls 和 Carleton 的论文（见“参考文献”部分）针对 CDMA 基站提出了一种解决方案。在保持操作期间，N/C 系统的累计时间误差为 $1.5 \mu\text{s}/\text{天}$ 。虽然其目标应用为 CDMA 基站，但 N/C 系统所达到的性能水平同样满足 Stratum 2 时钟的 $8.64 \mu\text{s}/\text{天}$ 保持要求。

本应用笔记说明，结合 Nicholls 和 Carleton 论文所述的原理，AD9548 能够实现与 N/C 系统相媲美的性能。有足够的证据表明，使用具有 Sub-Stratum 2 保持稳定性性能的 OCXO，实现一个满足 Stratum 2 保持要求的时钟是可行的。由于可以使用稳定性性能较低的 OCXO，因此相对于依赖本身符合 Stratum 2 要求的频率标准的解决方案，成本可以降低。

此外，因为 AD9548 能够通过 48 位频率调谐分辨率校正 OCXO 固有的任何绝对频率偏移，所以 AD9548 解决方案

允许用户使用绝对频率要求较为宽松的 OCXO。然而，由于稳定性标准关系到保持要求，因此 OCXO 的固有稳定性仍是一个必需的要求。OCXO 制造商也可以通过降低对 OCXO 生产工艺的绝对频率要求来提高产量，因而用户应能从 OCXO 制造商那里协商到一个更低的单位价格。

此外，AD9548 解决方案能够提供一个额外的好处，即最终输出频率是可编程的，而非固定的，原因是输出频率取决于 AD9548 数字 PLL 的反馈分频器的编程值。具体而言，对于 1 Hz 参考频率（GPS 接收机提供的频率），DDS 输出频率为 1 Hz 乘以反馈分频器的值 (N_{FDBK})。例如，如果 $N_{\text{FDBK}} = 155,520,000$ ，则 $f_{\text{DDS}} = 155.52 \text{ MHz}$ (SONET OC3 速率)。

附录 A

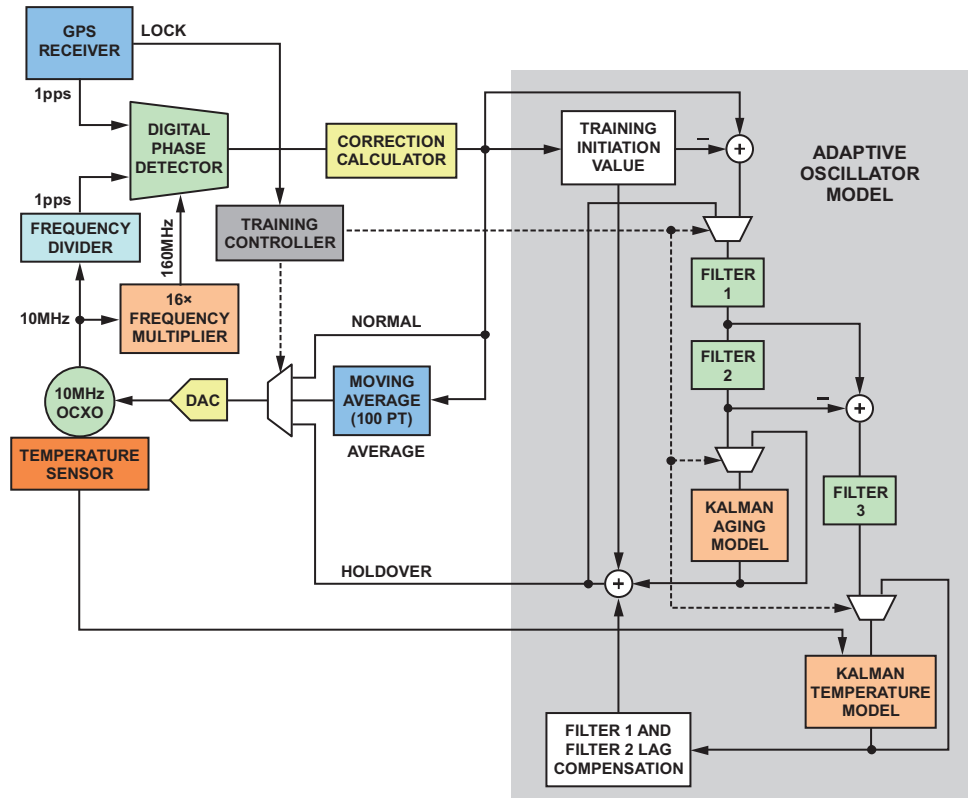


图 3. Nicholls 和 Carleton 论文中的自适应控制机制功能框图

概述

Nicholls 和 Carleton 的论文中详细说明了自适应漂移校正算法。图 3 突出了其特点，以使用户将基于 AD9548 的建议解决方案与 Nicholls 和 Carleton 的工作联系起来。

OCXO（标称值 10 MHz）同时驱动一个分频器和一个 16× 倍频器。分频器产生一个 1 pps（脉冲 / 秒）信号，倍频器产生一个 160 MHz 信号。

DAC 的输出对 OCXO 输出频率进行精调。DAC 接受校正计算器提供的最近校正值的 100 点移动平均值，或者受训练控制器监控的自适应振荡器模型 (AOM) 的输出。

GPS 产生一个 1 pps 输出信号，其 1σ 边沿定时抖动为 50 ns (50 ppb/sec)，这是 GPS 接收机的典型抖动，该信号用作系统的参考输入。1 pps GPS 信号和 1 pps OCXO 信号以 6.25 ns 的定时分辨率（源自 OCXO 输出所合成的 160 MHz 信号）出现在数字鉴相器的输入端。

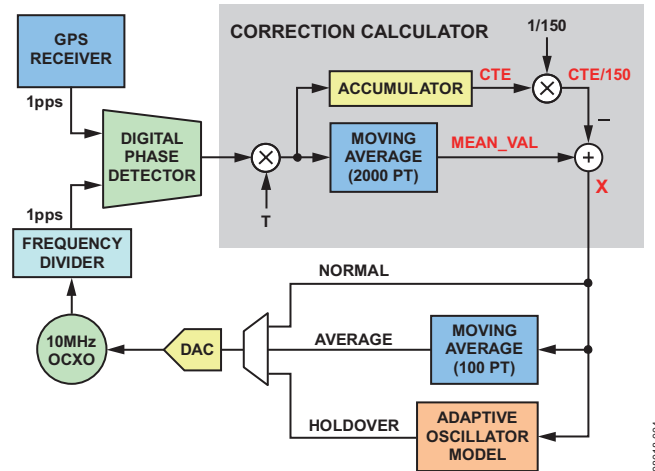


图 4. 校正计算器详情

校正计算器

校正计算器（见图 4）利用数字鉴相器的输出计算用于控制 OCXO 输出频率的 DAC 代码。首先，校正计算器将鉴相器输出乘以采样周期 T （即 $1/160$ MHz），得到两个 1 pps 输入信号的时间差。校正计算器累计鉴相器的时间误差，得到累计时间误差 (CTE)。然后将 CTE 除以 150，以弱化 1 pps GPS 接收机输出的 50 ns/sec 抖动 (1σ) 的影响， 1σ 抖动分量降至 0.33 ns/sec。校正计算器还保持时间误差的 2000 点移动平均值 (MEAN_VAL)，它本质上是一个带宽为 220 μ Hz 的低通滤波器。然后，校正计算器从 MEAN_VAL 减去弱化的 CTE，产生校正信号 (X)。这就是说， $X = \text{MEAN_VAL} - \text{CTE}/150$ ，它构成 DAC 的正常输入。

训练控制器

训练控制器监控 GPS 卫星锁定状态，相应地选择正常或保持校正信号。然而，如果 GPS 接收机在 AOM 尚未稳定下来之前失去锁定，控制器将选择平均信号，而不是保持信号。在 AOM 初始训练期间，控制器还控制 AOM 中的多路复用器。

闭环工作

正常校正信号产生自闭合反馈环路，它包括鉴相器、OCXO 和校正计算器，这些器件共同构成数字 PLL。GPS 的 1 pps 参考信号决定 OCXO 输出的长期稳定性，反馈环路则用于消除 OCXO 相关的漂移。

开环工作

当系统切换到保持工作模式时，GPS 参考信号和反馈环路不再起作用。因此，OCXO 成为唯一的频率源，OCXO 引起的任何漂移都会出现在输出信号中。OCXO 本身不能满足系统稳定性要求，系统依靠 AOM 来改善 OCXO 在保持操作期间的稳定性能。

AOM 中的数字滤波器

AOM 依赖两个卡尔曼滤波器来模拟和预测 OCXO 的温度和时间校正系数，每个系数对应一个线性模型。关于卡尔曼滤波器的说明、必需的方程式和实际的实现方案范例（包括 MATLAB 代码），请参见“参考文献”部分。温度模型要求使用一个温度传感器作为输入，使系统正常工作时 OCXO 的频率偏移与温度相关，并且预测系统切换到保持模式时的温度相关漂移。除卡尔曼滤波器外，AOM 还包含三个数字 IIR 滤波器：

- 滤波器 1：基本 1 极点响应，带宽为 80 μ Hz。
- 滤波器 2：椭圆 3 极点响应，带宽为 3 μ Hz，阻带衰减为 80 dB，通带纹波为 1.5 dB 峰峰值。
- 滤波器 3：基本 1 极点响应，带宽为 80 μ Hz。

滤波器 1 衰减 GPS 接收机噪声的高频成分，但让 OCXO 的稳定性与温度 (1.48×10^{-5} ppb/sec) 和时间 (5.8×10^{-7} ppb/sec) 的最高变化率通过。滤波器 2 衰减校正信号的温度成分，但让时间成分通过，以便应用于卡尔曼时间模型。从滤波器 1 的输出中减去时间成分后留下温度成分，进入滤波器 3。滤波器 3 进一步衰减 GPS 接收机噪声，并且抑制减法过程引入的瞬变，但让温度成分通过，以便应用于卡尔曼温度模型。

训练 AOM

像任何自适应系统一样，AOM 也需要训练。训练控制器管理此训练过程，总计需要 11 小时。前 9 小时只不过是一段延迟时间，让数字 PLL 能够在环路闭合后稳定下来，并且让 OCXO 能够在冷启动后稳定下来。后 2 小时才是 AOM 需要的真正训练时间，在此时间内，其卡尔曼滤波器达到充分的收敛。

在 2 小时训练周期开始时，从施加于 AOM 输入端的校正信号中减去 OCXO 校正值（训练初始值），以便消除训练过程中的初始瞬变，其结果是自适应算法的收敛更快。然而，注意需要在 AOM 输出端增加训练初始值，以补偿过程开始时的信号削减。此外，滤波器 1 和滤波器 2 会引入一个

相对于 AOM 输入信号的延迟，它也会出现在温度和时间模型的预测中。因此，AOM 输出端还需要增加延迟补偿计算电路，使 AOM 预测与输入信号在时间上正确对齐。

系统校准

除 AOM 训练外，训练控制器还会对数字 PLL 的正常反馈路径执行校准程序，以便确定控制机制的增益 (K)。K 是 DAC 增益 (K_{DAC}) 与 OCXO 增益 (K_{VCO}) 的乘积。 K_{DAC} 标称值为 $5/2^{20}$ V/位， K_{VCO} 标称值为 200 ppb/V，因此 K 标称值为 0.001 ppb/位。然而， K_{DAC} 依 DAC 而异， K_{VCO} 依 OCXO 而异，这说明 K 取决于器件。校准程序包括精确测量 K 值，从而消除器件相关性，增强系统的鲁棒性。

附录 B

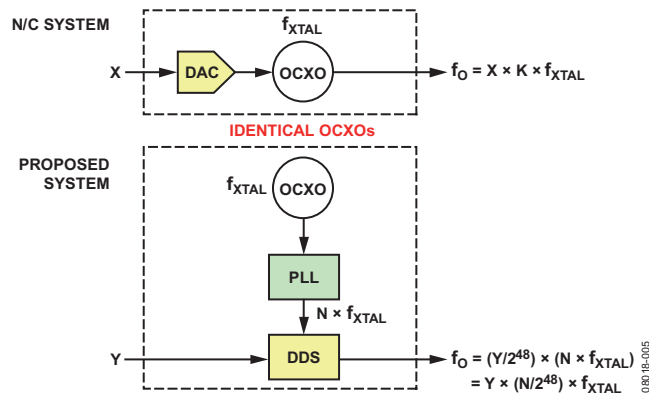


图 5. 压控 OCXO 与 DDS 的关系

图 5 是 N/C 系统与建议系统的对比图，假设各系统使用的 OCXO 完全相同。

N/C 系统的系统参数是控制字 (X)，它驱动 DAC 改变晶体谐振频率 (f_{XTAL})，从而产生所需的输出频率 (f_o)。注意， f_o 是 X 和 K 的标量倍数，K 是 DAC 增益和 OCXO 增益的乘积。

建议系统的系统参数是 DDS 频率调谐字 (Y)。这种情况下，OCXO 的输出频率是晶体谐振频率 (f_{XTAL})，它可以自由漂移，因为 OCXO 处于开环工作状态（其频率控制输入未使用）。PLL 代表 AD9548 中的系统时钟发生器，它合成 f_{XTAL} 的整数倍 (N) 频率。在这一特定情况下， $N = 100$ ，因为 PLL 从标称 10 MHz OCXO 合成 1 GHz 输出信号。合成频率用作 DDS 的采样时钟。DDS 输出频率 (f_o) 是其采样时钟频率 ($N \times f_{XTAL}$ ，参见图 5) 和频率调谐字 (Y) 值的函数。AD9548 中的 DDS 使用 48 位调谐字，建议系统 f_o 的计算公式如图 5 所示。

注意，在 N/C 系统和建议系统中， f_o 均为 f_{XTAL} 与系统参数 (X 或 Y) 乘积的标量倍数。在 N/C 系统中，K 是标量，其值为 0.001 ppb/位（见附录 A）。在建议系统中，标量为 $N/2^{48}$ 或 $100/2^{48}$ （等于 0.000355 ppb/位）。

关键是各系统的输出为以下形式：

$$f_o = \alpha \times \beta \times f_{XTAL}$$

其中：

α 是系统参数。

β 是标量。

这证明，两个系统参数之间具有线性关系。因此，使用频率调谐字 (Y) 在根本上与使用 DAC 控制字 (X) 相同，只不过系统增益不同 (β 值)。此外，在 N/C 系统中， β 与器件相关，因为它是 DAC 和 OCXO 的增益乘积，二者均依器件而异。因此，N/C 系统需要校准 β 以保证鲁棒性。但在建议解决方案中， β 是常数 ($N/2^{48}$)，因而无需校准。

参考文献

Nicholls, C.W.T. and G.C. Carleton. 2004. "Adaptive OCXO Drift Correction Algorithm." Frequency Control Symposium and Exposition, 2004. Proceedings of the 2004 IEEE International: 509–517.

Kalman, R.E. 1960. "A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems." Transactions of the ASME-Journal of Basic Engineering, 82 (Series D): 33–45.

Brown, R.G. and P.Y.C. Hwang. 1983. *Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering*. John Wiley & Sons, Inc. ISBN 0471-52573-1.

Simon, D. 2001. "Kalman Filtering." *Embedded Systems Programming*, 14 (6): 72–79.

Telcordia Technologies Generic Requirements. 2005. "Clocks for the Synchronized Network: Common Generic Criteria." GR-1244-CORE, Issue 3.

Gouzhva, Y., A. Gevorkyan, and P. Bogdanov. 1992. "Accuracy Estimation of GLONASS Satellite Oscillators." Frequency Control Symposium, 1992. 46th, Proceedings of the 1992 IEEE: 306–309.

注释

注释

注释