



## 摘要

本应用报告分为两个部分。第一部分概述了 ADC 的功能及其在 CC3220 中的实现，还介绍了 SimpleLink™ 平台中 CC3220 和其他器件使用的逐次逼近寄存器 (SAR) ADC 架构。第二部分举例说明了可以使用此外设的不同方式以及在此 ADC 给定特性下的设计注意事项。

CC3220 器件是 SimpleLink 微控制器 (MCU) 平台的一部分，包含 Wi-Fi®、低功耗蓝牙®、Sub-1GHz 器件和主机 MCU。它们均共用一个简单易用的通用开发环境，其中包含单核软件开发套件 (SDK) 和丰富的工具集。一次性集成 SimpleLink 平台后，用户可将产品系列器件的任何组合添加至设计中。SimpleLink 平台的最终目标是确保设计要求变更时，完全重复使用代码。如需了解更多相关信息，请访问 [www.ti.com/simplelink](http://www.ti.com/simplelink)。

## 内容

1 引言.....	2
1.1 SAR ADC 架构的基础知识.....	2
1.2 CC32XX ADC 简介.....	3
2 ADC 应用示例.....	5
2.1 电池电压测量.....	5
3 交流测量.....	7
4 有用的参考文献.....	8
4.1 智能恒温器.....	8
4.2 使用 Winsen MP503 模拟传感器测量空气质量.....	8
4.3 使用 HMI 通过电阻式触摸屏进行触摸位置检测.....	8
5 参考文献.....	8

## 商标

SimpleLink™ is a trademark of Texas Instruments.

Wi-Fi® is a registered trademark of Wi-Fi Alliance.

蓝牙® is a registered trademark of Bluetooth SIG, Inc.

所有商标均为其各自所有者的财产。

## 1 引言

### 1.1 SAR ADC 架构的基础知识

逐次逼近寄存器转换器 ( 或 SAR ADC ) 对于通用混合信号电路至关重要。SAR ADC 在数据采集应用 ( 例如功率监控和中低频分析 ) 中很常见。SAR ADC 提供高达每秒 4 兆个样本的中等速度, 同时还提供具有高直流和交流精度的中到高分辨率。其更具吸引力的优势之一是可忽略不计的零延迟和低功耗, 这使其成为电池供电应用的理想选择。对于大多数 SAR ADC 而言, 功耗与采样率成正比, 因此较低采样率的配置可实现超低功耗。

SAR 转换过程包含两个阶段: 采样阶段和转换阶段。在采样阶段, 开关  $S_2$  断开, 开关  $S_1$  闭合。然后, 模拟输入信号  $V_{IN}$  将采样和保持电容器  $C_{SH}$  充电至输入的电压电平。采集阶段完成后, 开关  $S_1$  断开, 开关  $S_2$  闭合, 从而将采样保持电容器与外部电路断开。然后,  $C_{SH}$  连接到内部比较器, 转换阶段开始。

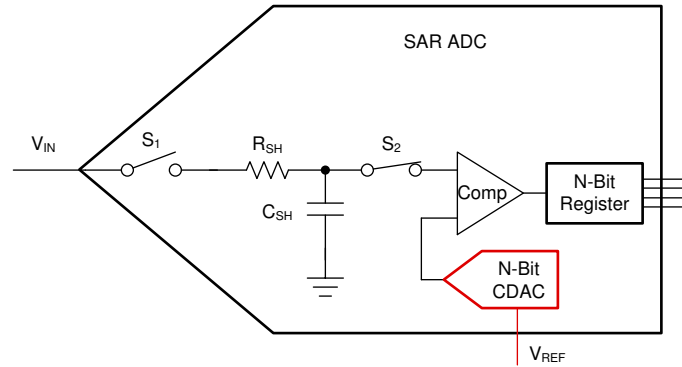


图 1-1. 经过简化的 SAR ADC 内部架构

$N$  位搜索栈会产生与基准电压成正比的二进制加权模拟电压, 因为会在二进制加权搜索中完成每个位的判定。二进制搜索始于最高有效位判定, 并针对每个二进制加权位进行重复测试, 直到完成最低有效位判定。每个二进制加权位的值取决于模拟输入信号比 DAC 电压更高还是更低。逐次逼近寄存器在每个转换时钟周期内为内部 DAC 提供数字代码。转换时间是转换时钟频率和 ADC 分辨率的函数。根据具体 SAR ADC 电路, 在下一个采样阶段, 采样保持电容器上的初始电压可能被重置为  $1/2 V_s$ , 此时它可能保持最新的采样电压值。接收到下一个开始转换信号之后, 该器件将触发下一次转换。

如需了解详情, 请参阅 [TI 培训: 选择更适合您应用的 ADC 架构](#)。

## 1.2 CC32XX ADC 简介

### 1.2.1 主要特性

CC32xx 提供通用多通道模数转换器 (ADC)。每个 ADC 通道都支持 12 位转换分辨率，采样周期为 16 $\mu$ s (62.5Ksps/通道)。每个通道都有一个关联的 FIFO 和 DMA。有关 ADC 的详细电气特性，请参阅 CC3200 数据表 (SWAS032)。

- 总共 8 个通道：
  - 用于用户应用的 4 个外部模拟输入通道
  - 为 SimpleLink 子系统 (网络和 Wi-Fi) 保留的 4 个内部通道。
- 12 位分辨率
- 每通道 16  $\mu$ s 的固定采样率。相当于每个通道 62.5K 个样本/秒
- 跨所有通道固定轮询采样
- 以均匀间隔交叉采样。多个用户通道可以组合在一起以实现更高的采样率。例如，可以将所有四个通道短接在一起以获得 250K 个样本/秒的总采样率。
- DMA 接口将数据传输到应用 RAM；每个通道有专用的 DMA 通道。
- 能够使用在 40MHz 时钟上运行的 17 位计时器对 ADC 样本进行时间戳记。用户可以从 FIFO 寄存器中读取时间戳和样本。FIFO 中的每个样本都包含实际数据和时间戳。

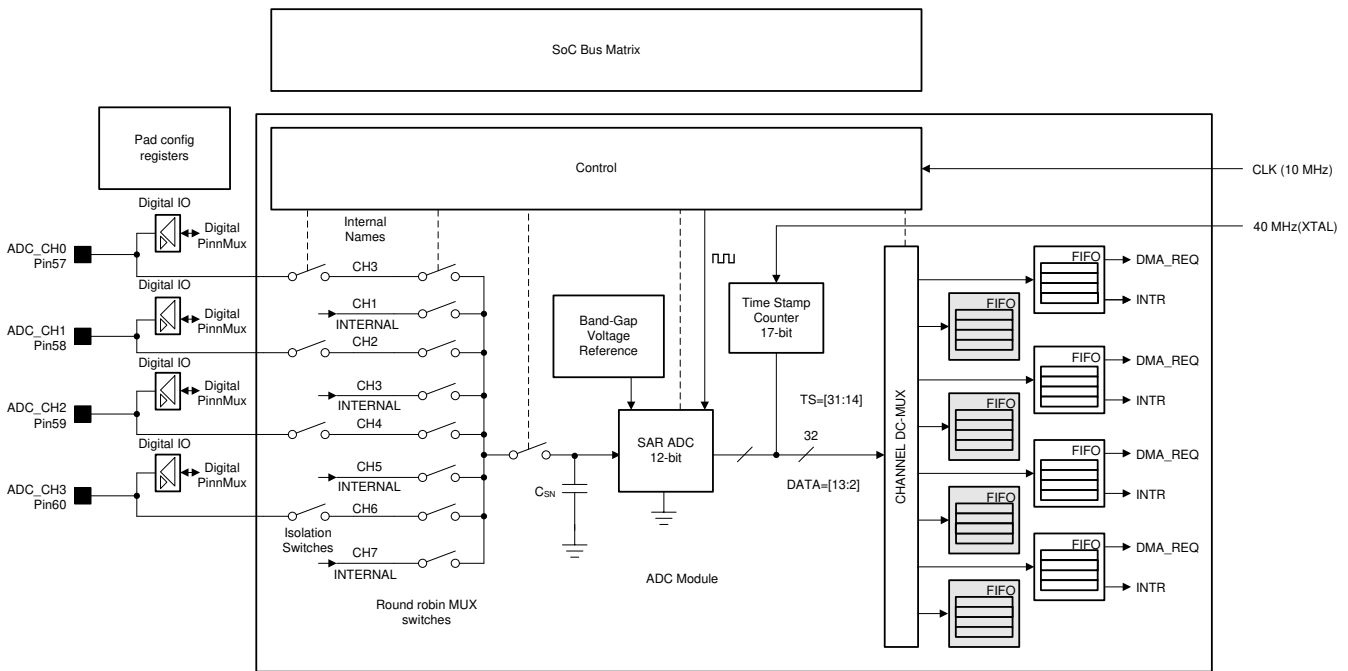


图 1-2. CC32xx 中 ADC 模块的架构

### 1.2.2 ADC 采样操作

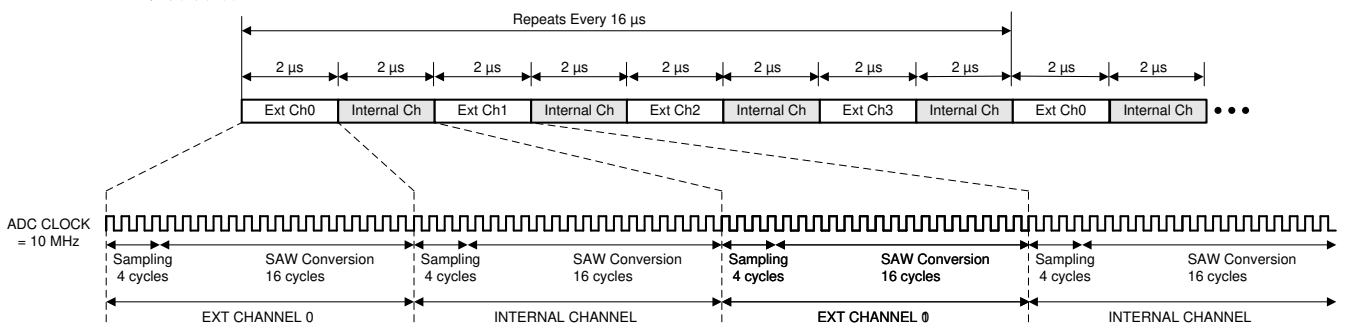


图 1-3. ADC 操作

在 ADC 时序控制过程中，系统接口与 SAR ADC 模块连接。完整的 ADC 模块支持 8 个通道，但它使用时分复用方案来进行 ADC 采样。因此，虽然内部 ADC 以 500Ksps 运行，但这种跨八个通道的轮循会使每个引脚具有 62.5KHz 的有效采样率。对于 CC3220 ADC，此采样率是静态的，始终以 62,500KSPS 的速率采样。

鉴于 ADC 采样器的轮询行为，使用了 FIFO。ADC 数据寄存器在轮询过程中会发生变化，因此数据被加载到特定于该通道的 FIFO 中。每个通道的 FIFO 最多保存 4 个字，其中第 13:2 位用于保存 ADC 采样位，第 30:14 位保存每个 ADC 采样的时间戳。FIFO 是一个缓冲区，它以先进先出的原则运行。它从 SAR ADC 接收数据。当尝试写入已满的 FIFO 时，FIFO 会溢出，这是由于软件速度太慢。即使在 FIFO FULL 之后，也会使用新样本更新已满 FIFO 的内容。在 FIFO 溢出期间，仍然可以从 FIFO 读取数据。当尝试从空 FIFO 读取时，FIFO 进入下溢状态，这是软件（读取访问次数过多）所致。下溢后，仍然可以写入，一旦 FIFO 不再为空，就可以从 FIFO 中读取。

### 1.2.3 ADC 其他信息

ADC 的输入电压必须在 1.4V 以内，以避免会导致失真的削波。如果向这些引脚施加高于 1.8V 的输入电压，则 ADC 输入可能会损坏。必须从软件和硬件的角度考虑 1.8V 硬限制。务必添加电阻分压器/缓冲器以将测量信号电压降低到 ADC 限制范围内。

数据表中仅说明了 ADC 的内部电路。然而，除了采样电容器之外，路径中还有额外的多路复用器会增加自身电容。所有这些电容并联，可在器件引脚上产生约 12pF 的等效电容。

更多有关 CC32xx ADC 特性的信息，请参阅 [CC3220R](#)、[CC3220S](#) 和 [CC3220SF SimpleLink™ Wi-Fi® 单芯片无线 MCU 解决方案数据表](#)。

## 2 ADC 应用示例

### 2.1 电池电压测量

对于 ADC，最直接的方式是将其描绘为万用表。向引脚施加输入电压，配置 ADC 读取引脚，读取输出寄存器，然后使用表达式  $V = \text{code} * V_{\text{ref}}/2^N$  将其转换为等效电压，其中， $V_{\text{ref}}$  是基准电压 (1.467V)， $N$  是位数 ( $N = 12$ )，代码是指从内部寄存器读回的 ADC 的输出。请注意，位 13:2 是实际的 ADC 代码。

虽然这个假设在某种程度上是正确的，但也存在一些缺陷。

- 万用表在所有条件下都能提供高阻抗输入，而 ADC 则是从输入端汲取电流。
- 万用表对输入信号进行平均处理，而 ADC 是点测量。这两个特性使 ADC 使用起来有些困难。图 2-1 显示了使用我们的 ADC 测量直流电压的推荐示例。

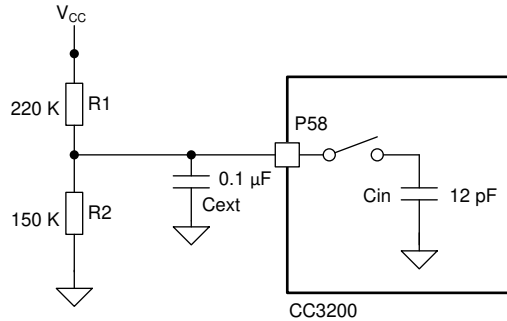


图 2-1. ADC 配置

在上述电路中，当 ADC 未连接到引脚时，外部电容器通过电阻分压器充电至 1.34V。当 ADC 连接到引脚时，内部电容器开始从外部电容器充电。开关电阻可以忽略不计，而且与内部电容器相比，外部电容器相当大，因此 12pF 电容器可以充电至 1.34V 的最终值。

外部电容器是根据以下算式计算的。假设  $C_{\text{in}}$  完全从  $C_{\text{ext}}$  充电，这将导致电荷重新分布。假设全部电荷由  $C_{\text{ext}}$  提供，我们不应让  $C_{\text{ext}}$  电压降至低于 ADC 的 1LSB。所以可以按如下算式计算：

$C_{\text{ext}} = C_{\text{in}} \times 4096$ ，这得出 50nF。对于裕度，可以假设为计算值的 2 倍并使用 100nF (0.1  $\mu$ F)。

有关如何运行此示例的更多说明，请参阅 [CC32xx SDK](#) 和 [ADC 单通道示例](#)。

## 2.1.1 重要考虑

### 2.1.1.1 额外电流消耗

$R1 + R2$  串联的等效电阻会消耗的电流为  $V_{CC}/(R1 + R2) = 3.3V/370K \approx 9 \mu A$ 。如果电流消耗是个问题，您可能会想简单地增加电阻值。但是，这会减慢引脚与 ADC 断开连接后电容器  $C_{ext}$  的再充电速度。

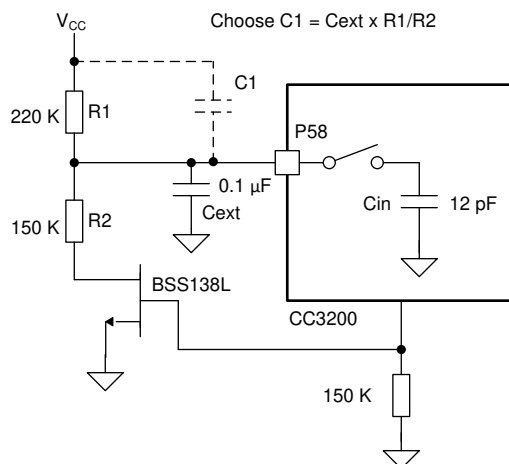


图 2-2. 减少电阻式电流消耗

另一种方法是使用由 CC32xx 器件控制的 NMOS 晶体管将  $R2$  与电路断开。此电路如图 2-2 所示。在此电路中，显示了一个额外的可选电容器 ( $C1$ )，可用于改善整体频率响应并加快充电速度。该电容器与  $R1$ 、 $R2$  和  $C_{ext}$  一起用作补偿衰减器。请注意，这种安排不会提供任何噪声过滤，应谨慎使用。

### 2.1.1.2 压降校正

请注意，内部 ADC 持续运行，如果 ADC 连接到外部引脚，则将从外部电容器汲取连续电流。这将导致外部电容器随时间降低电压。每个样本都会导致在外部电容器  $C_{ext}$  和内部  $C_{in}$  之间重新分布电荷，进而引起  $C_{ext}$  放电。这将导致测量误差。

因此，对于直流测量，应在测量完成后立即断开 ADC 引脚以允许  $C_{ext}$  恢复。这可以通过调用 API (`ADCChannelEnable()` / `Disable()`) 或将 `pix-mux` 更改为 `GPIO` 来完成。上图显示了使用 ADC 引脚 58 的示例测量。如以上各节所述，这些电阻器与  $0.1 \mu F$  电容器搭配使用。

假设  $C_{ext}$  完全充电到  $V1 = R2/(R1+R2) \times V_{CC}$ ，每个样本从  $C_{ext}$  汲取大约  $Q = C_{in} \times V1$  电荷。假设采集了  $N$  个样本， $C_{ext}$  将失去  $N \times C_{in} \times V1$  电荷。 $C_{ext}$  的压降可以通过方程式 1 中所示的公式计算得出：

$$V_{DROP} = \frac{N \times C_{IN} \times V1}{C_{ext.} \text{ (volts)}} \quad (1)$$

在本例中，通过采集 128 个样本， $C_{ext}$  电容器将使电压下降约 20mV。

如果在测量中使用简单的平均函数，测量误差将为  $V_{drop}/2 = 10mV$ 。虽然这对于大多数应用来说是可以接受的，但可以通过使用以下各节中显示的方法进一步改进。

### 2.1.1.3 失调电压调节

根据所选的电容器值和  $V_{CC}$  的近似值，可以使用 [方程式 1](#) 计算  $N$  个样本的预期  $V_{drop}$ 。然后，可以如 [方程式 2](#) 所示估算  $V_{CC}$ 。

$$V_{CC} = \frac{V_{AVG} + V_{DROP}}{2} \quad (2)$$

如果没有  $V_{CC}$  的先验信息，可以递归使用该方法来提高  $V_{CC}$  的值。

### 2.1.1.4 最小二乘拟合

使用从 ADC 获得的一组值，例如  $(V_i, t_i)$ ，其中  $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ，可以估计  $V = F(t)$  的曲线。

使用该曲线，可以估算  $V(t)$  的初始值。尽管这种方法需要大量数学运算，但它可以在高噪声的情况下对电压进行准确估计。

### 2.1.1.5 选择电容器 (用于压降校正)

所选择的电容器应在整个工作电压范围内呈线性，也就是说，电容应在工作电压范围内保持恒定，以保持压降计算。建议在此应用中使用钽或薄膜型 SMT 电容器。陶瓷多层电容器容易发生电容随电压变化的情况。(仅使用几伏直流电，电容就可以最多下降 50%。) 如果最终用户未使用压降计算实现直流偏移校正，则可以使用任何电容器。

还可以通过选择具有非常高额定电压的电容器来降额电容。在本例中，ADC 输入端的最大电压为 1.4V，我们可以选择一个 16V 的电容器。这将减少电容随电压的变化。

### 2.1.1.6 首次测量

ADC 对电池电压的首次测量需要考虑电容器的充电时间。假设输入是一个具有快速上升时间的阶跃 (通常是几毫秒，可以忽略不计)，电容器所花费的时间可以从简单的电容器充电公式中估算出来。在这种特定情况下，达到 1% 精度的充电时间约为 45ms。在测量过程中必须考虑到这一点。CC32xx 器件从上电复位唤醒至少需要 1.1 秒。这样就为电容器上的电压稳定到其最终值提供了足够的时间。

### 2.1.1.7 每次测量之间的时间间隔

测量电池电压后，ADC 与引脚断开连接，从而使电阻器能够从电阻分压器回充。必须再次根据 RC 充电公式估算充电所需的时间。

$V(t) = V_0 + V \times (1 - e^{-t/RC})$ ，其中  $V_0$  是断开引脚时的电压， $V$  是戴维南等效电压。

对于此示例，假设  $V(t)$  保持在 ADC 代码的 1 LSB 范围之内，并且  $V_0$  为 1.28V。

## 3 交流测量

正如电池监测案例中所述，使用外部电阻分压器和电容器会严重限制测量带宽。这种方法不适用于此 ADC 中带宽高达  $F_s/2$  奈奎斯特限值或 31KHz 的交流信号。为了驱动输入，需要使用合适的 ADC 缓冲器。根据带宽、精度、偏移、线性度和漂移要求选择合适的 OPAMP 时，可参考互联网上的多个应用手册。建议用户参考下面的应用手册，根据自己的需求选择 OPAMP 驱动器。

### SAR ADC 的输入驱动电路

#### 优化您的 SAR ADC 设计

## 4 有用的参考文献

### 4.1 智能恒温器

有关智能恒温器的信息

- [具有 SimpleLink Wi-Fi 功能的智能恒温器 TI 设计视频](#)
- [基于 SimpleLink™ 无线 MCU 的恒温器参考设计 \(TIDM-1020\)](#)

### 4.2 使用 Winsen MP503 模拟传感器测量空气质量

空气质量是通过模拟传感器 Winsen MP503 进行测量，该传感器可以连接到 Grove BoosterPack。CC3220x ADC 以 62.5KSPS 的采样率运行。默认情况下，在此设计中，ADC 每两秒启用并读取一次。对最后四个读数求平均值以获得空气质量测量的实际值。终端设备开发人员可以为模拟传感器添加适当的信号调节算法。

### 4.3 使用 HMI 通过电阻式触摸屏进行触摸位置检测

更多相关信息，请参阅[基于 CC3220 SimpleLink™ 无线 MCU 的恒温器 + BLE 配置参考设计](#)。

电阻式触摸屏由两个被间隙隔离的导电层和下面的绝缘层组成。顶部两个导电层涂有导电材料，可在整个层中提供均匀的电阻。当对该层施加电压时，它会产生均匀的线性电压梯度。触摸屏幕后，触摸产生的压力迫使两个导电层接触。通过对两个导电层施加不同的电压，可以确定触摸点。

智能恒温器使用 ADC 的 GPIO 和 2 个通道在触摸屏 X 和 Y 位置读取数据。通过对引脚动态地设置多路复用来进行测量。必须修改电路板上的电阻器以匹配电源电压。

## 5 参考文献

- 德州仪器 (TI) : [精度模拟应用研讨会](#)
- 德州仪器 (TI) : [基于 CC3220 SimpleLink™ 无线 MCU 的恒温器 + BLE 配置参考设计](#)



## 重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、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暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2022，德州仪器 (TI) 公司