

采用 MCP3905/6 进行 符合 IEC 标准的有功电能表设计

作者: *Craig L. King*
Microchip Technology Inc.

概述

MCP3905/6 电能表集成电路 (Integrated Circuits, IC) 为单相家用电表设计提供有功功率测量。这些器件包含符合国际电工委员会 (International Electrotechnical Commission, IEC) 所要求的特性, 如空载门限和启动电流。此外, MCP3905/6 电表参考设计还给出了根据 IEC 标准的要求通过 EMC 抗干扰的系统级设计的例子。

本应用笔记中使用的电表参考设计演示板进行了 IEC 认证要求的 EMC 测试。这些测试由第三方进行, 测试结果见本应用笔记的末尾。

第三方还根据 IEC 标准所规定的测试要求对 MCP3905 器件在指定的电流范围、功率因数、 V_{DD} 和线路频率条件下的状况等进行了精度测试。测试结果见“小结”一节。

本应用笔记可用于 MCP3905/6 独立电表, 也可用于基于 PICmicro[®] 单片机并使用 MCP3905/6 器件作为模拟前端 (Analog Front-End, AFE) 的电表设计。在这两种电表设计中, 系统精度和 EMC 抗干扰能力均取决于 AFE 的设计。图 1 为两种类型电表的示例。

目标

本应用笔记的目标是讨论使用 MCP3905 或 MCP3906 器件时与电表设计有关的设计决策, 使其符合 IEC 标准。

我们先讨论电表等级和电流传感器的选择。在此说明了分流器和电流互感器 (Current Transformer, CT) 之间的权衡, 以及如何电表设计中使用更加精确的 MCP3906 以发挥其优势。本应用笔记将着重讨论选择分流器进行电流检测, 笔记中还包括只与分流器有关的补偿内容的章节。

在此还讨论了如何正确选择 PGA 增益, 说明分流器的大小、功耗目标以及具备高波峰因数 (Crest Factor) 的信号对这一选择的影响。之后进一步论述如何正确选择输出频率和采用单点校准将电表校准到 100 imp/kWh (脉冲数 / 千瓦时) 的电表常数。

接下来是系统级设计决策, 包括 EMC 符合性和 LRC 滤波器设计。Microchip 的免费 FilterLab[®] 设计工具可用于显示抗混叠滤波器的设计与相移之间的权衡。还包括了一张带有复杂频率分析的工作表, 以协助进行补偿的计算, 它以图形方式极其清楚地显示了频域中各元件值所产生的影响。

本应用笔记还讨论了电源的设计, 包括如何根据特定电表的电流要求选择电容值。

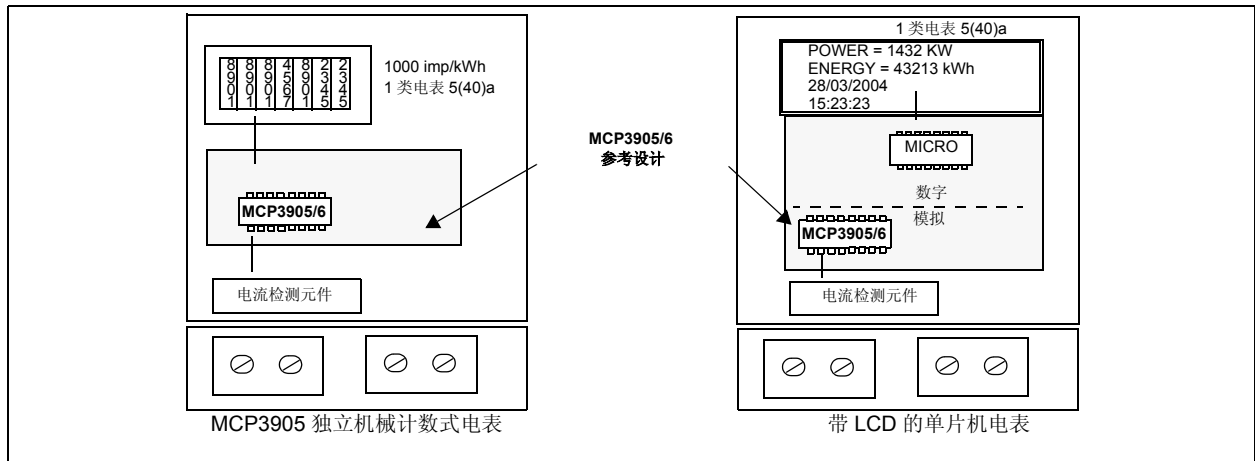


图 1: MCP3905/6 独立电表和基于单片机的电表

电表标准

许多国际标准委员会和电表规范（ANSI 和 IEEE 等）与当地标准共存并出现在人口众多的地区。选择 IEC 标准演示 MCP3905/6 的性能要求纯粹是任意的，Microchip 对选择哪些标准并无特殊偏好。

我们建议购买这些标准进行设计以取得 IEC 认证。本应用笔记并非实际标准的替代品。本文档将只描述 MCP3905/6 和 MCP3905/6 电表参考设计如何与 IEC 规范以及 IEC 认证相关联。

IEC 将电表区分为有功电能表和无功电能表。本应用笔记及 MCP3905/06 器件只适用于有功电能表。电表分为四类，分别为：2 类、1 类、0.5 类和 0.2 类。其描述的精度适用于单相电表和多相电表，它们之间稍有差别，在标准中对此有所描述。所有这些标准均为 IEC 62053 规范的一部分。此规范代替了早期的 IEC61036、IEC1036 和 IEC687。

电流检测和动态范围要求

电流检测分流器

电流检测分流器是一小块被加工成带有许多安装孔和导线连接的金属片（通常由锰和铜制成）。作为一个简单的电阻，其两端的压降与流过的电流成正比。寄生电感产生与频率相关的压降，以及通道间的相位响应不匹配。此外，寄生电感的频率响应还会影响抗混叠网络免受射频干扰的保护措施。在后面的“对分流器寄生电感的补偿”一节介绍了补偿该电感的方法，以及如何使用 Excel® 工作表进行复杂的频率分析。

分流器通常介于 100 $\mu\Omega$ 和 500 m Ω 之间，其电感介于 1 至 5 nH 之间。虽然分流器价格很低，但它最终会受到其自身发热的限制，通常无法用在要求最大电流达到很高（ $I_{MAX} \gg 100A$ ）的设计中。与 CT 相比，分流器在电表设计中所带来的功耗也较大。尽管低阻值分流器（ $<250 \mu\Omega$ ）功耗较小，但由其供给模数转换器（Analog-to-Digital Converter, ADC）的 V_{RMS} 信号在使用较低分辨率（ <12 位）的 ADC 时却可能很难测得。使用特殊电表等级的示例见“所需精度——ADC”一节。

电流互感器（CT）

设计电表时还可以选择电流互感器进行电流检测。电流互感器通过电流转换，将一次线圈与二次线圈隔开。与分流器相比，CT 可处理更大的电流，而功耗更低。两者之间的权衡因素是价格，在有些情况下还有精度。在出现大的直流分量或很大的过电流的情况下，CT 也会出现饱和问题。当内核饱和时，器件的线性度会变得很差。钼金属 CT 的抗饱和性能较好，但其非线性相位响应较高。低电流且功率因数很高时，CT 的非线性相位响应会导致功率和电能测量误差。本应用笔记不涉及对这种非线性度的补偿；在固件中，应对较这种非线性相位响应精度类别更高的电表进行补偿。

表 1 对分流器和 CT 之间的权衡作了小节。

表 1: 分流器与 CT 之间的权衡

优势	分流器	CT
价格较低	X	—
电流高	—	X
功耗较低	—	X
精度问题较少 (饱和, 高功率因数下的相位响应)	X	—

直接连接的电表

直接连接的电表指在电流通道上用一个分流器和 / 或在电压通道上用一个分压器直接连到电力线的电表。使用电流互感器隔离电流的不是直接连接的电表，IEC 标准对这类电表的精度另有规定。直接连接的电表或使用分流器的电表在精度要求上略有下降，如表 2 所示。

电表等级

IEC 规范要求精度达到电表的基本电流或正常电流 (I_N) 的某一百分比。例如：某种电表可定为 10(40)A, 1 类。这意味着 I_N 为 10A, 而 I_{MAX} 为 40A。

功率因数在这些要求中也起了一定的作用。对于低功率因数下的精度, AFE 在通道中的相位匹配度必须约等于零 (<0.1 度)。MCP3905/6 能同步采样, 相位匹配度 <0.01 度。系统级影响, 如某一通道上来自 CT 的延时, 可能需要额外的补偿。在以后的章节中, 我们介绍了系统级相位匹配法及其与 MCP3905/6 和相位匹配计算配合使用的例子。选择分流器阻值或 CT 的匝数比时, 应将 AFE 精度和功耗目标考虑在内。

G1 和 G2 增益的选择

增益选择取决于电流检测元件的选择、分流器阻值、电表等级以及功耗目标。分流器小则功耗较小而所需的增益较大, 但代价是在低电流状况下精度较低。MCP3905/6 具有一个在两个通道上性能都得到改善的 ADC, 其精度几乎达到真 16 位, 在所有增益设置下均达到 15.7 位实际有效位 (Effective Number Of bit, ENOb)。低噪声 ADC 使电表设计可采用较小的分流器, 并达到较高的动态范围要求。例如, 一个 5(80)A 的 1 类电表其电表常数为 100 imp/kWh。

最大电流为 80A 时, 若分流器较大, 则功耗很容易超过 2W, 因此我们的目标是选择尽可能低的分流器阻值, 但仍能达到 MCP3905/6 数据手册所规定的典型精度范围。从表 2 可以看出, 对于 1 类电表, IEC 规范要求其精度达到 I_N 的 5%。例如, 当 I_N 为 5 且 I_{MAX} 为 80 时, 相当于动态范围要求为 20:1。

这个电流范围将为 250 mA 至 80A。分流器为 $250 \mu\Omega$ 时, V_{RMS} 信号处于 $62 \mu V$ 至 20 mV 范围内。应同时考虑峰值。对于会产生高波峰因数信号的负载, 如图 2 中所示 (以及过流的情况下), 设计目标是将通道 0 的 V_{RMS} 信号保持在 I_{MAX} 时满量程输入范围的一半左右。ADC 的带宽不仅必须足够高, 以捕捉与上述信号相关的更高频率的谐波, 而且必须保证其输入范围在峰值时不会达到饱和。给定信号的波峰因数是 RMS 与峰值电压之比。在有些系统中, 波峰因数可能会在设计时受到限制 (如家庭或工厂的照明系统可能会将波峰因数设计在低于 1.75)。波峰因数的估算取决于预估的电表负载。

如上所述, 当 V_{RMS} 信号处于 $62 \mu V$ 至 20 mV 之间时, 设计目标定为将满量程电流保持在 ADC 满量程输入范围的一半左右。在 MCP3905 增益为 8 时, 规定范围为 ± 32 mV, 典型误差为 0.1%, 即低至 $64 \mu V$, 或动态范围为 500:1。举例说明, 对于 5(80)A 电表, 分流器为 $250 \mu\Omega$, 采用 MCP3905 在动态范围为 500:1 时选择 $G = 8$ 将得到满意的结果。然而, 当规定器件的动态范围为 1000:1 时, 选择 MCP3906 器件将使电流范围更大。

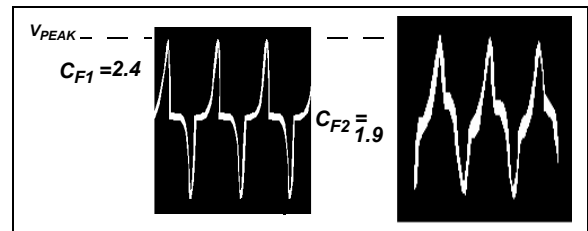


图 2: 具有高波峰因数 (2.4 和 1.9) 的通道 0 的信号

表 2: 基于直接连接电表的电表电流范围和等级的 IEC 精度和动态范围要求

电流	功率因数	2 类	1 类	0.5 类	0.2 类
$0.01 I_N < I < 0.05 I_N$	1	—	—	±1.0%	±0.4%
$0.05 I_N < I < 0.1 I_N$	1	±2.5%	±1.5%	—	—
$0.1 I_N < I < I_{MAX}$	1	—	—	±0.5%	±0.2%
$0.05 I_N < I < I_{MAX}$	1	±2.0%	±1.0%	—	—
$0.02 I_N < I < 0.1 I_N$	0.5 感性	—	—	±1.0%	±0.5%
	0.8 容性	—	—	±1.0%	±0.5%
$0.1 I_N < I < 0.2 I_N$	0.5 感性	±2.5%	±1.5%	—	—
	0.8 容性	—	±1.5%	—	—
$0.1 I_N < I < I_{MAX}$	0.5 感性	—	—	±0.6%	±0.4%
	0.8 容性	—	—	±0.6%	±0.4%
$0.2 I_N < I < I_{MAX}$	0.5 感性	±2.0%	±1.0%	—	—
	0.8 容性	—	±1.0%	—	—

所需精度——ADC

电表设计所需分辨率取决于表 2 中列出的电流范围和精度要求。AFE ADC 的总精度应大大高于表中的数值。由于您实际上是测量电能（即累加一段时间内的功率），在预算中还应考虑时间以使用平均法提高输出分辨率。

以电流额定为 5(80)A 的 2 类电表为例。如表 2 所示，此表所需电流范围为 $0.05 I_b$ 至 I_{max} 。这相当于动态范围为 320:1。假设目标精度为 1%（使其低于 2.5% 的精度要求），转换到以 2 为底的所需精度计算如下（单位为位）：

公式 1:

$$\frac{I}{320} \cdot 0.01 = 0.00003125$$

$$\frac{\ln(0.00003125)}{\ln(2)} = 14.9 \text{ bits}$$

MCP3905 和 MCP3906 在动态范围分别为 500:1 和 1000:1 时设计精度达到 0.1%。对于 MCP3906，这相当于总要求精度为 19.9 位。MCP3905/6 器件包含两个 16 位 ADC，有效分辨率达到 15.7 位。乘法器输出端的低通滤波器可提高精度，使所有 2 类、1 类、0.5 类和 0.2 类的电表设计在动态范围为 500:1 和 1000:1 时达到 0.1% 的精度要求。

电表的功耗

电表不应消耗过多的电能，通常将总功耗限制在 2W 以内。静态电表测量有功电能时功耗如表 3 所示，这是 1 类和 2 类电表的 IEC62053 标准中第 21 部分中的 7.1 节的内容。

表 3: 符合功耗要求

	1 类	2 类
总功耗	2W 和 10 VA	2W 和 10 VA
仅电流消耗	4 VA	2.5 VA

最大电流为 80A 时， $250 \mu\Omega$ 将消耗 $I^2 \cdot R$ 或 $80^2 \cdot 250e-6$ 的功耗，即 1.6W。这样留给电表的功耗就只有 400 mW 了。先进的基于单片机的电表设计将因此被限制在更小的功耗和更低的时钟频率上。可使用阻值较小的分流器 ($<200 \mu\Omega$)，但应注意对噪声和相移进行电感补偿，参见“对分流器寄生电感的补偿”一节中的详细描述。

F2、F1 和 F0 的选择

选定分流器后，采用 MCP3905 或 MCP3906 的电表设计的下一步是选择频率常数 F_C 和 HF_C 。如先前所述，出于对振幅和过流问题的考虑，您的电表设计中的最大电流 (I_{MAX}) 应使 V_{RMS} 信号在给定增益下不超过满量程输入范围的一半。我们以此确定频率设置。

电表常数为 100 imp/kWh 时，我们给出表 4 以提供几种常见 I_{MAX} 电流下的频率值。

表 4: 最大电流下的输出频率

线路电压 (V)	I_{MAX} (A)	功率 (KW)	电表常数 K	F_{OUT0} 和 F_{OUT1} 的输出频率 (Hz)
220	25	5.5	100 imp/kWh	0.153
220	40	8.8	100 imp/kWh	0.244
220	60	13.2	100 imp/kWh	0.367
220	80	17.6	100 imp/kWh	0.489

表 4 所列的输出频率就是当进入通道 0 的 V_{PP} 信号为满量程输入范围的一半左右时您应得到的频率。表 5 显示对于 MCP3905/6 的四个 F_{OUT0} 和 F_{OUT1} 频率选项，当两个通道上均有半量程输入时，输出频率的值。

从表 4 中给出的输出频率中选择与表 5 最接近的输出频率。这样便可确定给定电表设计中 F1 和 F0 的最佳设置。

表 5: 半量程输入时的输出频率

F_{OUT0} 和 F_{OUT1} 的输出频率 (Hz)	F1	F0
0.085	0	0
0.17	0	1
0.34	1	0
0.68	1	1

F2 的选择取决于所选用的校准方式、校准时所使用的基电流或正常电流以及所期望的校准频率。如果校准时使用了光传感器，它能够检测到的最大输出频率有时低到只有 20 Hz。频率 HF_{OUT} 与 F_{OUT} 的比值如表 6 所示。每种 F1 和 F0 的选择都有两种乘法器。这就使您的校准常数有了两种选择。注意，对于一个给定 I_B ，所有选项得出的输出频率均在 1-3 Hz 左右，这对于光校准设备是很理想的。在这种情况下，假设 I_B 为 I_{MAX} 的 1/4 (如 10(40)A 的电表，如上所述，我们同时假设 I_{MAX} 设定为满量程输入范围的一半)。

表 6: HF_{OUT} 和 F_2 的选择

F2	F1	F0	F_{OUT} 至 HF_{OUT} 的乘法器	在半量程输入时 F_{OUT0} 和 F_{OUT1} 的输出频率 (Hz)	量程为 1/8 ($\sim I_B$) 时 HF_{OUT0} 的校准输出频率 (Hz)
1	0	0	128	0.085	2.72
0	0	0	64	0.085	1.36
1	0	1	64	0.17	2.72
0	0	1	32	0.17	1.36
1	1	0	32	0.34	2.72
0	1	0	16	0.34	1.36
1	1	1	16	0.68	2.72
0	1	1	2048	0.68	348 (注 1)

注 1: 此逻辑设置只能与 MCU 连接配合使用，不能与光校准设备联用。

单点电表校准

MCP3905/6 电表参考设计在通道 1 上采用分压网络进行单点电表校准。当 MCP3905/6 器件的两个输入通道上的数字高通滤波器打开时，由于数字滤波器消除了所有 DC 失调，可选择有功单点校准方式。由于存在分流器容差、 V_{REF} 容差或任何其他误差，单点校准消除了系统中的所有增益误差。

MCP3905 电表参考设计中的电阻分压网络有一些串联在一起的加权电阻，每个电阻上有短路跳线。此外，在校准网络之前还另有两个 330 k Ω 的电阻。这两个电阻将始终存在，它们是将相位匹配保持在 3 dB 点的整个方案的组成部分。

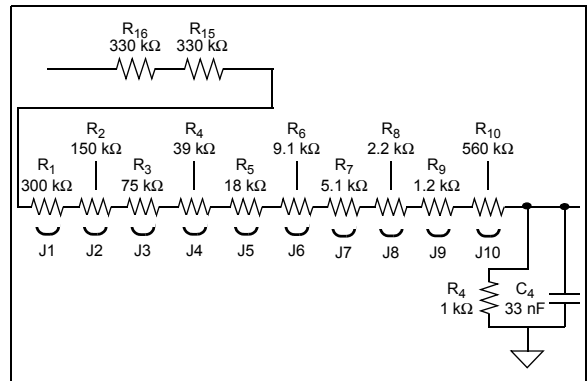


图 3: 电阻分压器校准网络

要校准电表，先将所有跳线移除。从 J1 开始检测每个跳线。将跳线焊上并观察输出频率。如果接通跳线时电表输出频率过低，则移除该跳线并继续检测下一个，把所有跳线都检测一遍。

在如图 3 所显示的电阻网络中，不论接通了多少跳线，抗混叠滤波器的 -3 dB 点均由 1 kΩ 电阻 R₄ 控制。R₁₆ 和 R₁₅ 这两个 330 kΩ 的电阻确保了这一点。

抗混叠滤波器设计

MCP3905/6 器件包含两个 16 位 Δ-Σ ADC，在 MCLK/4 处过采样。采用 NTSC 制式、3.579 MHz 的标准视频副载波频率可作为不错的低成本时钟源。MCP3905/6 器件设计在 1 MHz 至 4 MHz 的时钟源下工作，使用 3.579 MHz 频率可达到所有数据手册上所列的规范和器件特性值。在此频率下，采样速率约为 900 kHz (MCLK/4)。使用抗混叠滤波器时，任何高于此频率的一半的频率均应被滤除（至少减掉 -40 dB）。

在设计中做这样的选择其目的是滤除高于奈奎斯特 (Nyquist) 频率 (采样频率的一半) 的任何信号。采用 3.58 MHz 振荡器时，它约为 ~450 kHz。

我们所关心的带宽取决于转换中所包含的谐波数量。电压通道与电流通道的相位相差 0.1 度就会引起 >0.5% 的误差。Microchip 的 FilterLab 软件设计工具可用于在滤波器设计中对这些权衡进行比较。

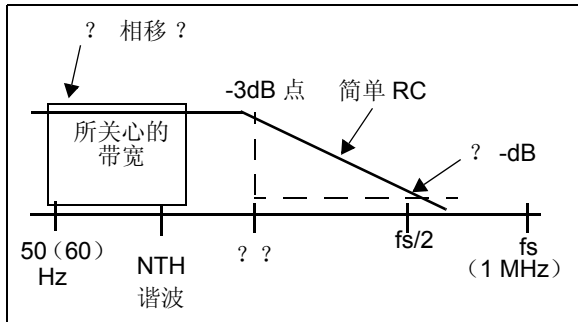


图 4: 滤波器衰减与相移的权衡

我们的目标是确定在 fs/2 处的衰减并将其与约 50/60Hz 的相位延时相比较，以及元件的匹配如何对通道间的相位匹配产生负面影响。

使用 FilterLab 软件，点击滤波器阶数框将滤波器阶数更改为 1。标准的第 21 部分（1 类和 2 类电表）要求出现 5 次谐波时精度依然达到要求。MCP3905/6 器件的输入带宽为 14 kHz（即 MCLK/256）。先将截止频率置为 5 kHz。要确定奈奎斯特频率 (MCLK/4/2 = 450 kHz) 下的衰减，将光标移到频率响应窗口。这样您就可以看到给定频率的幅值和相位信息。选择 5 kHz 为截止频率时，在奈奎斯特频率为 450 kHz 时我们得到 -39 dB 的衰减。图 5 显示了一阶 RC 且截止频率为 5 kHz 时 FilterLab 软件滤波器响应屏幕的样子。

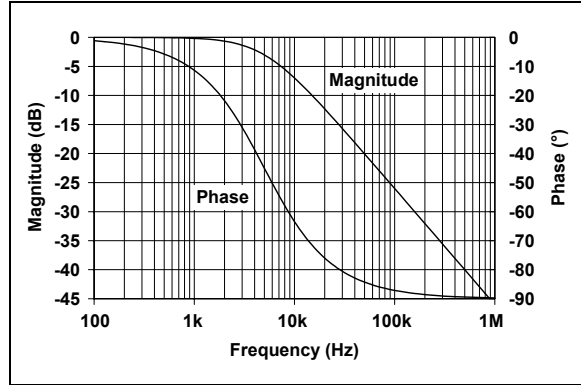


图 5: FilterLab® 软件显示的幅值和相位响应

对分流器寄生电感的补偿

注：我们创建了一个包含复杂频率的 Excel 工作表来帮助计算并以图形显示频域中的元件值的影响。该文件名为“s-domain shunt compensation for MCP3905.xls”，可从 www.microchip.com 网站中的 MCP3905/6 产品目录下载。

上一节所讨论的抗混叠滤波器设计旨在将大于等于奈奎斯特频率 (450 kHz) 的任何噪声衰减到精度门限 (40 dB) 以下。在此带宽下最常见的噪声来自于电力传输线耦合而来的调幅 (AM) 收音机 (或其他射频信号)。当分流器直接连接到输入网络时，分流器的频率响应必须被包含在输入网络的分析中。

当分流器值大大小于 1Ω，电感值在 1-5 nH 之间时，就形成一个高通滤波器，它对衰减高频信号的低通抗混叠滤波器设计进行了弥补。需要使用 Excel 和复杂频率分析来消除分流器的高通滤波器效应。

增加分流器，便在我们之前设计的抗混叠滤波器前面创建了一个高通滤波器，如图 6 中的电路所示。

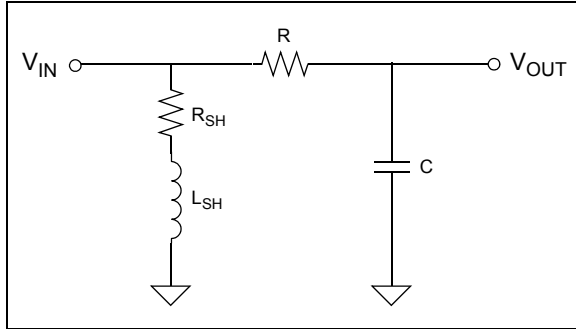


图 6: 根据 R_{SH} 和 L_{SH} 值, 分流器电感产生零点, 有可能消除 RC

此电路的传递函数包括一个来自分流器的零点以及来自抗混叠滤波器的极点, 由下式表示:

$$H(s) = \frac{\left(s + \frac{R_{SH}}{L_{SH}} \right)}{\left(s + \frac{1}{RC} \right)}$$

可使用 Excel 并使用分析工具包中的一些函数进行复杂的数值运算。这些函数有 IMDIV (除法)、IMPRODUCT (乘法)、IMSUM (加法) 和 IMPOWER (求幂)。上面的传递函数在 Excel 工作表中表示为以下复杂公式:

=IMDIV(IMSUM("s",("R_{SH}"/L_{SH}")),IMSUM("s",1/("R"*C))))

其中: s、R、L 和 C 值将更改为具体应用中适当的 R、L、C 和 s 域数值。

本应用笔记中包含的工作表可演示此公式, 并有幅值和相位响应列。还有一些可输入特定 Lshunt、Rshunt 和 RC 值的单元格。下图是工作表所生成的图表, 它显示了在给定 RSH、LSH、R 和 C 值 (分别为 220 μ Ω、3 nH、1.2 k Ω 和 33 nF) 时幅值和相位响应的波形。

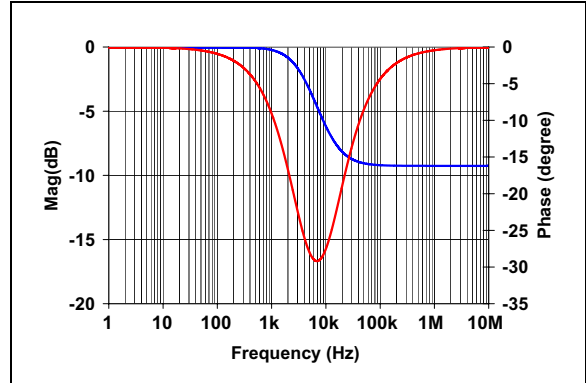


图 7: R_{SH} 和 L_{SH} 零点接近 RC 极点情况下的频率响应

从 Excel 工作表生成的图中可以看出, 分流器增加的零点如果接近抗混叠 RC 的极点, 会在高频 (1 MHz) 处产生问题。现在, 在分流器产生的零点频率上只有 -10 dB 的衰减。注意, 与系统相关的寄生电容将产生另一个更高的零点输出, 而频率响应回落到 100 MHz 以下。然而, Excel 工作表中的传递函数并未包含此项。

必须再增加一个极点对此零点进行补偿。最经济的解决方案是串联一组 RC, 如图 8 所示。

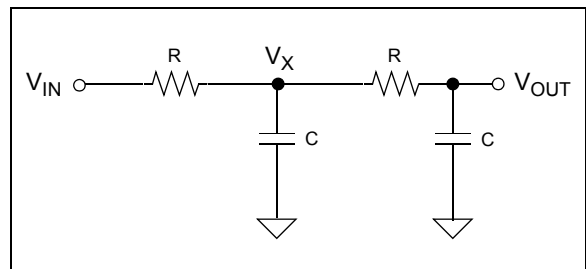


图 8: 用于补偿分流器电感的二阶滤波器

求解此电路的传递函数并使 $1/RC$ 极点频率之一与 R_{SH}/L_{SH} 零点频率相等, 即实现了补偿。

使用 s 域阻抗并在 V_X 和 V_{OUT} 两点应用基尔霍夫定律 (Kirchoff's Law) 可得到电路的传递函数:

公式 2:

$$\frac{(V_x \angle V_{IN})}{R} + sC \cdot V_x + \frac{(V_x \angle V_{OUT})}{R} = 0$$

$$\frac{V_{OUT} \angle V_x}{R} + sC V_{OUT} = 0$$

求解 V_{OUT}/V_{IN} :

公式 3:

$$2sCRV_{OUT} \angle V_{IN} + sCRV_{OUT} + s^2C^2R^2V_{OUT} + V_{OUT} = 0$$

$$V_{OUT}(s^2C^2R^2 + 3sCR + 1) = V_{IN}$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = H(s) = \frac{1}{s^2C^2R^2 + 3sCR + 1}$$

求解第二个等式的根需要使用二次方程如下:

公式 4:

$$s = \frac{\angle b \pm \sqrt{b^2 \angle 4ac}}{2a}$$

等式的两个根中有一个必须用来消除由分流器的电感和电阻产生的高通滤波器效应。使用分流器零点并选用任意电容值 (C), 求解 R:

公式 5:

$$s = \frac{\angle 3RC \pm \sqrt{(3RC)^2 \angle 4(RC)^2}}{2(RC)^2}$$

$$s_1 = \frac{\angle 3RC}{2R^2C^2} + \frac{\sqrt{5}RC}{2R^2C^2} = \frac{\angle 3}{2RC} + \frac{\sqrt{5}}{2RC}$$

另一极点的位置可由二次方程的另一个根得到。

公式 6:

$$s_2 = \frac{\angle 3RC}{2R^2C^2} + \frac{\sqrt{5}RC}{2R^2C^2} = \frac{\angle 3}{2RC} \angle \frac{\sqrt{5}}{2RC}$$

现在可计算出二阶 RC 的值并将其放入 Excel 工作表进行补偿电路性能的估算。二阶滤波器也包含在与本应用笔记一同附上的 Excel 工作表的传递函数中。下面是使用复杂数值 Excel 标记的传递函数和公式:

公式 7:

$$H(s) = \frac{\left(s + \frac{R_{SH}}{L_{SH}}\right)}{\left(s + \frac{1}{RC}\right)\left(s + \frac{1}{RC}\right)}$$

在 Excel 中:

```
=IMDIV(IMSUM("s",("RSH"/"LSH")),
IMPRODUCT(IMSUM("s",
(1/("R"*"C"))),IMSUM("s",1/("R"*"C")))))
```

图 9 显示了最终结果 (即, 使用此消除技术得到的幅值和相位响应):

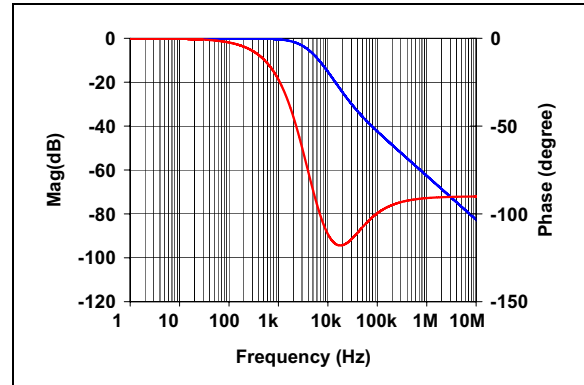


图 9: R_{SH} 和 L_{SH} 零点经第二个 RC 极点得到补偿的频率响应

从此频率响应可以看出, 第二个极点能够使 1 MHz 附近的幅值响应回落到 -40 dB 以下, 证实了我们的计算结果。使用此工作表时应使用具体应用中的特定分流器值。

供电电源设计分析

MCP3905 电表参考设计演示板的电源来自于 LM7805 +5V 稳压器, 该稳压器由被半波整流齐纳二极管 (Zener Diode) 限幅的 AC 信号驱动。其电路图如下所示:

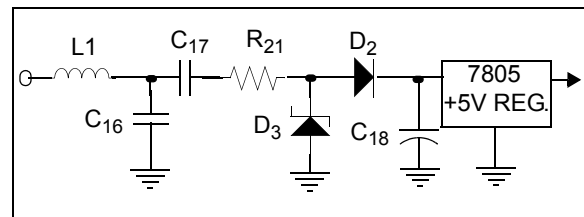


图 10: MCP3905/6 电表参考设计的电源电路

高压电容 C_{16} 和 C_{17} 对线路电压进行分压，而通过 C_{17} 的峰值电容通过下列等式计算；假定线路电压为 220V，线路频率为 50 Hz 且 C_{17} 电容为 $0.47 \mu\text{F}$ ：

公式 8：

$$\begin{aligned}
 I &= C \frac{dv}{dt} = C \frac{d[V_{\text{sin}}(\omega t)]}{dt} \\
 &= C \cdot V \omega \cdot \cos(\omega t) \\
 &= (0.47 \mu\text{F})(220)(\sqrt{2})(2\pi)(50) \cos(1) \\
 &= 45.9 \text{mA (peak)}
 \end{aligned}$$

二极管 D_2 的存在将使波形成为如图 11 所示的半波整流波形。此电流对电容 C_{18} 进行充电，使平均直流电压保持在 14V 以完全驱动 5V 稳压器 LM7805 (的输入)。设计系统功率限制，特别是当系统上电时，分析此电容 (C_{18}) 的平均充电电流是很重要的。此分析还可用于降低电容容量和电路板的成本，这取决于具体系统的电流要求。

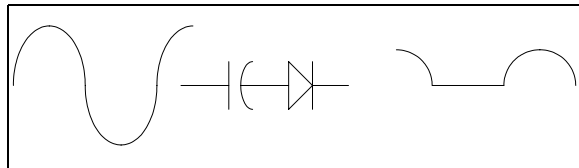


图 11： 为 C_{18} 充电的半波整流波形为稳压器提供输入电压并为电表提供电源

这一半波整流正弦波的平均电流为 $1/\pi$ 的比值至全波正弦波的比值。以该方式根据峰值电流计算平均电流。

表 7 为线路频率为 60 Hz 时不同线路电压下的 I_{AVERAGE} 值。频率为 50 Hz 时，此表中的平均值下降 50/60 (即 83.3%)。例如，线路电压为 220V， $C_{17} = 0.47 \mu\text{F}$ 且频率为 50 Hz 时， I_{AVERAGE} 为 14.16 mA。

表 7： 充电值，60 Hz 线路

V_{RMS}	C_{17}	I_{PEAK}	I_{AVERAGE}
250	$0.47 \mu\text{F}$	0.63	0.20
220	$0.47 \mu\text{F}$	0.55	0.17
180	$0.47 \mu\text{F}$	0.45	0.14
117	$1.0 \mu\text{F}$	0.62	0.20
110	$1.0 \mu\text{F}$	0.59	0.19
100	$1.0 \mu\text{F}$	0.53	0.17

此处的平均电流对 C_{18} 进行充电， C_{18} 为稳压器和电表的其他部分提供电源。系统上电期间，如果此时系统需要过大的电流，电容 C_{18} 上的电荷将不足，而稳压器将不能完全打开。在此期间，系统的总放电电流不得大于为 C_{18} 充电的平均电流。

齐纳二极管 $D1$ 将 C_{18} 的电压限制在 14V，此时 $D3$ 已完全打开。必须知道将 C_{18} 充电到 14V 所需的线路频率的循环次数，因为需要用它来确定具体应用中系统的上电方式，以及 MCP3905 的上电复位 (Power-On Reset, POR) 条件。我们再次以电压为 220V，50 Hz 且 $C_{18} = 470 \mu\text{F}$ 为例。

公式 9：

$$\begin{aligned}
 I &= C \frac{dV}{dt} & V(t) &= \frac{1}{C} \int_0^T I_C dt \\
 V_{\text{CHARGE}} &= \frac{I_{\text{AVERAGE}} \cdot T}{C} & N_{\text{CYCLES}} &= \frac{14V}{V_{\text{CHARGE}}} \\
 V_{\text{CHARGE}} &= \frac{(14.16 \text{mA})^2 (20 \text{ms})}{(470 \mu\text{F})} = 0.61 \text{V} \\
 N_{\text{CYCLES}} &= \frac{14}{0.61} = 23 \text{ line cycles}
 \end{aligned}$$

表 8 为线路电压、频率和 C_{17} 值不同时需要多少次循环才能达到 14V。MCP3905 电表参考设计演示板上安装的 C_{18} 容量为 $470 \mu\text{F}$ 用于 220V 的线路电压。需要时，可使用上述公式降低 C_{18} 的值并随之降低电路板成本。

表 8： C_{18} 充电循环次数

V_{RMS}	线路频率	C_{17}	C_{18} 上的 I_{AVERAGE}	C_{18} 上通过的循环次数以达到 14V
250	50 Hz	$0.47 \mu\text{F}$	0.017	23
220	50 Hz	$0.47 \mu\text{F}$	0.015	26
180	50 Hz	$0.47 \mu\text{F}$	0.012	33
130	60 Hz	$1.0 \mu\text{F}$	0.013	30
110	60 Hz	$1.0 \mu\text{F}$	0.011	35
90	60 Hz	$1.0 \mu\text{F}$	0.009	44

要进一步简化电源电路，您也可使用这些公式预测从不同电平到齐纳二极管电平的上升时间。系统中的大多数器件都会有 POR 电路，以使器件在达到特定电压前保持复位。例如，要计算从 7V 到 14V 的电压上升时间，其中 V_{DD} 稳压为 5V，可以使用：

$$(14-7)/0.61 = 12 \text{ 次循环} \Rightarrow 12 * 20 \text{ ms} = 0.24 \text{ 秒}$$

IEC 标准指出电表应在参考电压加在其端子后 5 秒通电并正常运行 (IEC62053, 第 21 部分, 8.3.1 节)。MCP3905 的 POR 延时为 1 秒; 在此期间 HF_{OUT} 不会驱动 LED, F₀/F₁ 也不会驱动机械计数器。

电流预算

改变电源设计时, 电容值必须达到系统电流要求。MCP3905 的典型 I_{DDD} 和 I_{DDA} 参数分别为 1.2 和 3.0 mA。假设 MCP3905 上有一个输出 LED, 以及一个带有用于双步电机的 400 Ω 线圈的机械计数器, 电流预算为:

公式 10:

$$\begin{aligned}
 I_{TOTAL} &= I_{DDA} + I_{DDD} + I_{LED} + I_{STEPPER\ MOTOR} \\
 &= 3mA + 1.2mA + 4mA + 12.5mA \\
 &= 20.7mA
 \end{aligned}$$

系统启动时对 C₁₈ 充电所需的电流即为该电容的放电电流。因此电路中的系统总电流不会大于表 8 中所列的 I_{AVERAGE} 值。出现这种情况时, C₁₈ 上的电荷将完全打开稳压器, 可能导致系统发生欠压。以下示波器图显示了线路电压下降的效应, 电流需求以及对电源电路的影响。

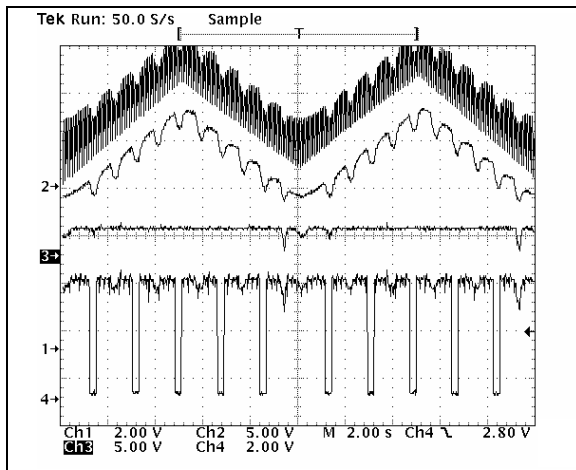


图 12: 电流需求提高对电源影响的功率波形图

通道 2 是 LM7805 输入端未经稳压的电压 (或 C₁₈ 上的电压)。三角波形的生成是用来模拟在很长时间内 (此例为 20 秒) 线路电压的下降。通道 4 的脉冲是来自 MCP3905 的 F₀ 上的机械计数器脉冲。通道 2 的纹波显示未经稳压的 C₁₈ 上的 0 和 1 脉冲使机械计数器转动的效果。此电压的下降正好与系统的增大电流 (此时为 0 和 1 脉冲) 需求一致。

MCP3905 上电复位 (POR)

MCP3905 的 POR 延时为 1 秒。欠压时, 为了防止假脉冲, 此 1 秒的延时被复位并重新计时 (即从 MCP3905 发出的任何脉冲均被延后到 POR 定时器延时结束)。

POR 定时见图 13。

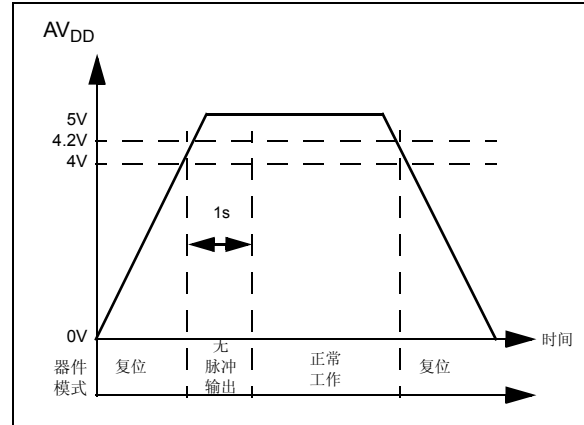


图 13: 上电复位

空载门限

电表标准指出当电表未接负载时, 电表不应缓慢地记录电能。MCP3905 是通过放置一个低于最低负载要求 (启动电流) 的门限检测电路做到这一点的。门限定义为满量程输出频率的 0.0015%, 满量程输出频率由 f₂、f₁ 和 f₀ 引脚设置。当检测到空载时, IEC62053 指出: 在由下式得出的时间 (Δt) 内, 不得出现超过一个或一个以上的脉冲:

公式 11:

$$\Delta t \geq \frac{600 \times 10^6}{km U_n I_{max}} [min]$$

其中:

- k = 电表常数, 单位为每千瓦时的脉冲数 (imp/kWh)
- U_n = 参考电压, 单位为伏特
- I_{max} = 电表的最大电流
- m = 测量部件的数量

例如, 使用校准输出脉冲, 电表常数为 3200 imp/kWh, 线路电压为 220V 且最大电流为 80A 时, 这段时间约为 17 分钟。

起始电流

IEC 标准还定义了电表必须记录电能的最小电流。该标准指出电表“必须从起始电流值开始并持续记录（所定义的）电能”。电流值如表 9 所示。

表 9: 起始电流

电表类型	1 类	2 类
直接连接的电表	$0.004 I_b$	$0.005 I_b$
电流互感器电表	$0.002 I_n$	$0.003 I_n$

例如，1 类直接连接的电表在基本电流为 10 安培时，起始电流将为 40 mA。

MCP3905 V_{REF} 温度系数曲线适应

MCP3905 有一个温度漂移非常低的参考电压。带隙 (Band Gap) 经过特殊设计，可对跨温度的典型弓状曲线进行修整，以使其在整个工业温度范围内温漂最小。图 14 为这种曲线适应的效果以及如何达到参考电压的低温度系数规范。

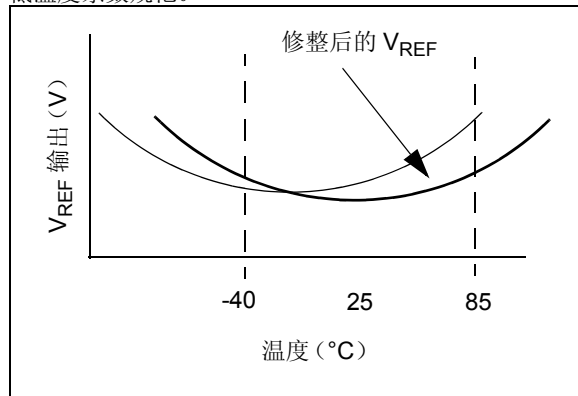


图 14: 带隙曲线适应

设计电表时，任何与参考电压相关的温漂在冬季都将影响电表的读数以及随之产生的帐单。图 15 为修整后的结果（即，采用这种曲线适应技术得到的 MCP3905 参考电压数据）。

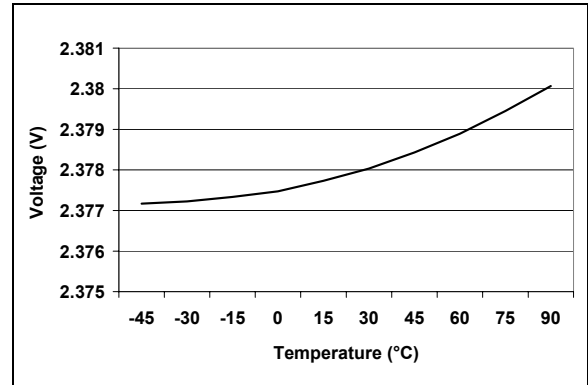


图 15: 修整后的 MCP3905/06 温度系数

此器件显示温度漂移为 9.2 ppm/°C。针对 MCP3905/6 器件的典型参数为 15 ppm/°C。

抗外界干扰——EMC

撰写本文时，IEC62053 1 类和 2 类标准的 8.2 节描述了 16 种“影响”。这些对电表产生的影响并不意味着额外加大电表精度误差。大多数影响属于信号的频率含量的变化或供电电压或频率的变化，这些影响会被 MCP3905/6 PSRR、输入带宽或采样速率消减。其余的影响与高频（高达 2 GHz）有关。

30 kHz 至 2 GHz 的电磁射频场以及 150 kHz 至 80 MHz 的传导频率可能会出现在应用中。然而 MCP3905/6 无法以其内部电路阻止这些信号。MCP3905 电表参考设计 PCB 中所使用的抗混叠滤波器和串联电感将滤除此范围内的有害噪声。“小结”一节中附有 EMC 证书。

AN994

小结

以下各表显示了使用 MCP3905 电表参考设计的测试结果。表 10 为标准测试条件。表 11 和表 12 分别为不同线路频率和电压下的测试结果。EMC 证书表明该设计符合 IEC62053、IEC61036、IEC1036 和 IEC687 电表设计标准中规定的测试要求。

表 10: 标准电表测试, NST-3500 电表测试设备

电流	功率因数 ($\cos\phi$)	允许误差范围 (%)	实际误差 (%)		
			No. 111003502194	No.111003502181	No.111003502956
$0.05I_B$	1.0	± 2.5	0.0	0.0	0.1
$0.1I_B$	1.0	± 2.0	0.1	0.0	0.1
$0.5I_B$	1.0	± 2.0	0.1	0.0	0.0
I_B	1.0	± 2.0	0.1	0.0	0.0
$0.5I_{max}$	1.0	± 2.0	0.1	0.1	0.0
I_{max}	1.0	± 2.0	0.1	0.0	0.0
$0.1I_B$	0.5L	± 2.5	0.0	0.0	0.1
$0.2I_B$	0.5L	± 2.0	0.1	0.0	0.1
$0.5I_B$	0.5L	± 2.0	0.1	0.0	0.1
I_B	0.5L	± 2.0	0.1	0.0	0.1
$0.5I_{max}$	0.5L	± 2.0	0.1	0.0	0.1
I_{max}	0.5L	± 2.0	0.1	0.0	0.1

注: 参考电压: 220V, 电流: 5(20)A, 参考频率: 50 Hz, 温度: 23°C, 湿度: 45%

表 11: 频度误差测试结果, NST-3500 电表测试设备

电流	功率因数 ($\cos\phi$)	频率 (Hz)	允许误差范围 (%)	实际误差 (%)
				#1
0.05I _B	1.0	49	±0.5	0.065
I _B				0.046
I _{max}				0.000
0.1I _B	0.5L		±0.7	-0.016
I _B				-0.014
I _{max}				-0.034
0.05I _B	1.0	51	±0.5	0.121
I _B				0.067
I _{max}				0.054
0.1I _B	0.5L		±0.7	0.056
I _B				0.042
I _{max}				0.026

注: 参考电压: 220V, 电流 (I_B): 10A, 参考频率: 50 Hz, 湿度: 23°C, 湿度: 45%

表 12: 电压误差测试结果, NST-3500 电表测试设备

电流	功率因数 ($\cos\phi$)	电压 (V)	允许误差范围 (%)	实际误差 (%)
				#1
0.05I _B	1.0	198	±0.7	-0.071
I _B				0.063
I _{max}				0.032
0.1I _B	0.5L		±1.0	0.052
I _B				0.030
I _{max}				0.016
0.05I _B	1.0	242	±0.7	-0.017
I _B				0.000
I _{max}				-0.030
0.1I _B	0.5L		±1.0	-0.015
I _B				-0.014
I _{max}				-0.047

注: 参考电压: 220V, 电流 (I_B): 10A, 参考频率: 50 Hz, 温度: 23°C, 湿度: 45%

Intertek ETL SEMKO

VERIFICATION OF COMPLIANCE

Report No. 3072436

1 PROJECT DESCRIPTION

Equipment: Residential Energy Meter

Model: MCP3905REF10

Serial Number: N/A

Voltage: 230 VAC, 50 Hz

Customer: Microchip Technology Inc.
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224

Contact:

Test Standard(s): EN 61000-4-2(1997): Electromagnetic Compatibility Part 4: Testing and Measurement Techniques: Section 4 Electrostatic discharge immunity test.

EN 61000-4-3(2002): Electromagnetic Compatibility Part 4: Testing and measurement techniques – Radiated, radio-frequency, electromagnetic field immunity test.

EN 61000-4-4(1995): Electromagnetic Compatibility Part 4: Testing and Measurement Technique: Section 4 Electrical fast transients/burst immunity test.

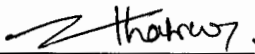
ENV 50204(1996): Radiated Electromagnetic Field from digital radio telephones – Immunity Test.



SUMMARY OF RESULTS

We confirm that the product tested and our review of the above numbered report complies with the requirements concerning electromagnetic compatibility according to the above-mentioned standard(s).

EMC Department
Date of issue: April 29, 2005

Test Engineer:  **Chandresh Thakur**

Review Engineer:  **Sergey Marker**

EMC Report for Microchip Technology Inc. on Model MCP3905REF10
File: 3072436

Page 3 of 23

参考资料

- [1] Steven R. Norsworthy, Richard Schreier, Gabor C. Temes, "Delta-Sigma Data Converters Theory, Design and Simulation", IEEE Press, 1997, p. 4-9.
- [2] David Jarman, "A Brief Introduction to Delta-Sigma Converters", Intersil Application Note, 1995.
- [3] "New Current-Sensing Scheme for Static Transfer Switches", Solid State Controls technical whitepaper.
- [4] "IEC 62053 Standard", IEC Commission, 2003.

AN994

注:

请注意以下有关 Microchip 器件代码保护功能的要点：

- Microchip 的产品均达到 Microchip 数据手册中所述的技术指标。
- Microchip 确信：在正常使用的情况下，Microchip 系列产品是当今市场上同类产品中最安全的产品之一。
- 目前，仍存在着恶意、甚至是非法破坏代码保护功能的行为。就我们所知，所有这些行为都不是以 Microchip 数据手册中规定的操作规范来使用 Microchip 产品的。这样做的人极可能侵犯了知识产权。
- Microchip 愿与那些注重代码完整性的客户合作。
- Microchip 或任何其他半导体厂商均无法保证其代码的安全性。代码保护并不意味着我们保证产品是“牢不可破”的。

代码保护功能处于持续发展中。Microchip 承诺将不断改进产品的代码保护功能。任何试图破坏 Microchip 代码保护功能的行为均可视为违反了《数字器件千年版权法案 (Digital Millennium Copyright Act)》。如果这种行为导致他人在未经授权的情况下，能访问您的软件或其他受版权保护的成果，您有权依据该法案提起诉讼，从而制止这种行为。

提供本文档的中文版本仅为了便于理解。Microchip Technology Inc. 及其分公司和相关公司、各级主管与员工及事务代理机构对译文中可能存在的任何差错不承担任何责任。建议参考 Microchip Technology Inc. 的英文原版文档。

本出版物中所述的器件应用信息及其他类似内容仅为您提供便利，它们可能由更新之信息所替代。确保应用符合技术规范，是您自身应尽的责任。Microchip 对这些信息不作任何明示或暗示、书面或口头、法定或其他形式的声明或担保，包括但不限于针对其使用情况、质量、性能、适用性或特定用途的适用性的声明或担保。Microchip 对因这些信息及使用这些信息而引起的后果不承担任何责任。未经 Microchip 书面批准，不得将 Microchip 的产品用作生命维持系统中的关键组件。在 Microchip 知识产权保护下，不得暗或以其他方式转让任何许可证。

商标

Microchip 的名称和徽标组合、Microchip 徽标、Accuron、dsPIC、KEELOQ、microID、MPLAB、PIC、PICmicro、PICSTART、PRO MATE、PowerSmart、rfPIC 和 SmartShunt 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的注册商标。

AmpLab、FilterLab、Migratable Memory、MXDEV、MXLAB、PICMASTER、SEEVAL、SmartSensor 和 The Embedded Control Solutions Company 均为 Microchip Technology Inc. 在美国的注册商标。

Analog-for-the-Digital Age、Application Maestro、dsPICDEM、dsPICDEM.net、dsPICworks、ECAN、ECONOMONITOR、FanSense、FlexROM、fuzzyLAB、In-Circuit Serial Programming、ICSP、ICEPIC、Linear Active Thermistor、MPASM、MPLIB、MPLINK、MPSIM、PICKIT、PICDEM、PICDEM.net、PICLAB、PICtail、PowerCal、PowerInfo、PowerMate、PowerTool、rfLAB、rfPICDEM、Select Mode、Smart Serial、SmartTel、Total Endurance 和 WiperLock 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的商标。

SQTP 是 Microchip Technology Inc. 在美国的服务标记。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2005, Microchip Technology Inc. 版权所有。

**QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
== ISO/TS 16949:2002 ==**

Microchip 位于美国亚利桑那州 Chandler 和 Tempe 及位于加利福尼亚州 Mountain View 的全球总部、设计中心和晶圆生产厂均于 2003 年 10 月通过了 ISO/TS-16949:2002 质量体系认证。公司在 PICmicro® 8 位单片机、KEELOQ® 跳码器件、串行 EEPROM、单片机外设、非易失性存储器和模拟产品方面的质量体系流程均符合 ISO/TS-16949:2002。此外，Microchip 在开发系统的设计和生产方面的质量体系也已通过了 ISO 9001:2000 认证。

全球销售及服务中心

美洲

公司总部 Corporate Office
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 1-480-792-7200
Fax: 1-480-792-7277

技术支持:
<http://support.microchip.com>
网址: www.microchip.com

亚特兰大 Atlanta
Alpharetta, GA
Tel: 1-770-640-0034
Fax: 1-770-640-0307

波士顿 Boston
Westborough, MA
Tel: 1-774-760-0087
Fax: 1-774-760-0088

芝加哥 Chicago
Itasca, IL
Tel: 1-630-285-0071
Fax: 1-630-285-0075

达拉斯 Dallas
Addison, TX
Tel: 1-972-818-7423
Fax: 1-972-818-2924

底特律 Detroit
Farmington Hills, MI
Tel: 1-248-538-2250
Fax: 1-248-538-2260

科科莫 Kokomo
Kokomo, IN
Tel: 1-765-864-8360
Fax: 1-765-864-8387

洛杉矶 Los Angeles
Mission Viejo, CA
Tel: 1-949-462-9523
Fax: 1-949-462-9608

圣何塞 San Jose
Mountain View, CA
Tel: 1-650-215-1444
Fax: 1-650-961-0286

加拿大多伦多 Toronto
Mississauga, Ontario,
Canada
Tel: 1-905-673-0699
Fax: 1-905-673-6509

亚太地区

中国 - 北京
Tel: 86-10-8528-2100
Fax: 86-10-8528-2104

中国 - 成都
Tel: 86-28-8676-6200
Fax: 86-28-8676-6599

中国 - 福州
Tel: 86-591-8750-3506
Fax: 86-591-8750-3521

中国 - 香港特别行政区
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

中国 - 青岛
Tel: 86-532-8502-7355
Fax: 86-532-8502-7205

中国 - 上海
Tel: 86-21-5407-5533
Fax: 86-21-5407-5066

中国 - 沈阳
Tel: 86-24-2334-2829
Fax: 86-24-2334-2393

中国 - 深圳
Tel: 86-755-8203-2660
Fax: 86-755-8203-1760

中国 - 顺德
Tel: 86-757-2839-5507
Fax: 86-757-2839-5571

中国 - 武汉
Tel: 86-27-5980-5300
Fax: 86-27-5980-5118

中国 - 西安
Tel: 86-29-8833-7252
Fax: 86-29-8833-7256

台湾地区 - 高雄
Tel: 886-7-536-4818
Fax: 886-7-536-4803

台湾地区 - 台北
Tel: 886-2-2500-6610
Fax: 886-2-2508-0102

台湾地区 - 新竹
Tel: 886-3-572-9526
Fax: 886-3-572-6459

亚太地区

澳大利亚 Australia - Sydney
Tel: 61-2-9868-6733
Fax: 61-2-9868-6755

印度 India - Bangalore
Tel: 91-80-2229-0061
Fax: 91-80-2229-0062

印度 India - New Delhi
Tel: 91-11-5160-8631
Fax: 91-11-5160-8632

印度 India - Pune
Tel: 91-20-2566-1512
Fax: 91-20-2566-1513

日本 Japan - Yokohama
Tel: 81-45-471-6166
Fax: 81-45-471-6122

韩国 Korea - Gumi
Tel: 82-54-473-4301
Fax: 82-54-473-4302

韩国 Korea - Seoul
Tel: 82-2-554-7200
Fax: 82-2-558-5932 或
82-2-558-5934

马来西亚 Malaysia - Penang
Tel: 604-646-8870
Fax: 604-646-5086

菲律宾 Philippines - Manila
Tel: 632-634-9065
Fax: 632-634-9069

新加坡 Singapore
Tel: 65-6334-8870
Fax: 65-6334-8850

泰国 Thailand - Bangkok
Tel: 66-2-694-1351
Fax: 66-2-694-1350

欧洲

奥地利 Austria - Weis
Tel: 43-7242-2244-399
Fax: 43-7242-2244-393

丹麦 Denmark-Copenhagen
Tel: 45-4450-2828
Fax: 45-4485-2829

法国 France - Paris
Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

德国 Germany - Munich
Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

意大利 Italy - Milan
Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

荷兰 Netherlands - Drunen
Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

西班牙 Spain - Madrid
Tel: 34-91-352-30-52
Fax: 34-91-352-11-47

英国 UK - Wokingham
Tel: 44-118-921-5869
Fax: 44-118-921-5820