

设计适用于现场变送器的高性能 PWM DAC

作者 Ahmed Noeman

工厂自动化与控制系统工程师

引言

脉宽调制 (PWM) 是控制电子装置中用于表示电压的常见设计方法, 因为控制集成电路的计时精度比控制电压精度更容易。集成数字时钟分频器可从时钟基准生成精确分数, 这比典型模数转换器 (ADC) 从电压基准生成精确分数要容易得多。PWM 控制广泛用于功率转换、LED 亮度控制、电机控制和电信。

基于 PWM 的数模转换器 (DAC) 具有简易性、稳健性和低成本, 因此在现场变送器中很常见。但是, 对于典型的 PWM DAC 实现方案而言, DAC 需要的时钟频率过高, 因此在相对较宽的带宽范围内实现高分辨率非常具有挑战性。

本文说明了克服传统 PWM DAC 局限性的各种技术以及如何降低功耗, 然后介绍了采用这些技术的高性能 PWM 转 4-20mA 变送器级的设计和验证。

分析 PWM 信号

图 1 展示了包含周期 (T_P)、峰峰值幅度 (V_P) 和脉冲宽度 (DT_P) (其中 D 是介于 0 和 1 之间的分数) 等参数的通用 PWM 信号。

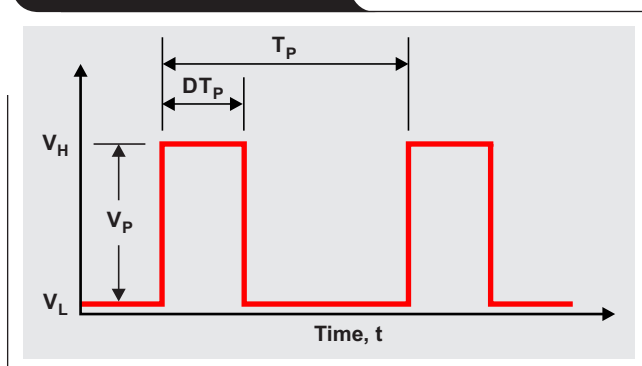
公式 1 和 2 分别定义了 PWM 频率 (f_P) 和 V_P 。

$$f_P = \frac{1}{T_P} \quad (1)$$

$$V_P = V_H - V_L \quad (2)$$

其中, V_H 和 V_L 分别是数字输出级的高低电压。

图 1. 通用 PWM 信号

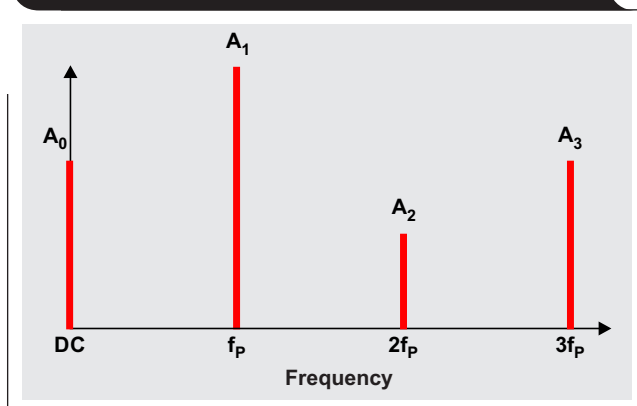


在稳态且几乎不进行数学运算的情况下, 公式 3 计算的是前一个 PWM 信号的傅里叶级数。

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \times \cos(2n\pi f_P t) \quad (3)$$

公式 3 包含直流项以及 f_P 谐波项。请参阅参考文献 1 中的应用报告, 详细了解该推导过程。需要特别注意的是这些直流项和 PWM 频率谐波项的幅度, 如图 2 所示。

图 2. PWM 傅里叶级数系数的频域表示



公式 4 和 5 表示 PWM 信号中直流项和谐波项的幅度。

$$A_0 = D \cdot V_P \quad (4)$$

$$A_n = \frac{V_P}{n\pi} \left\{ \sin(n\pi D) - \sin\left[2n\pi\left(1 - \frac{D}{2}\right)\right] \right\} \quad (5)$$

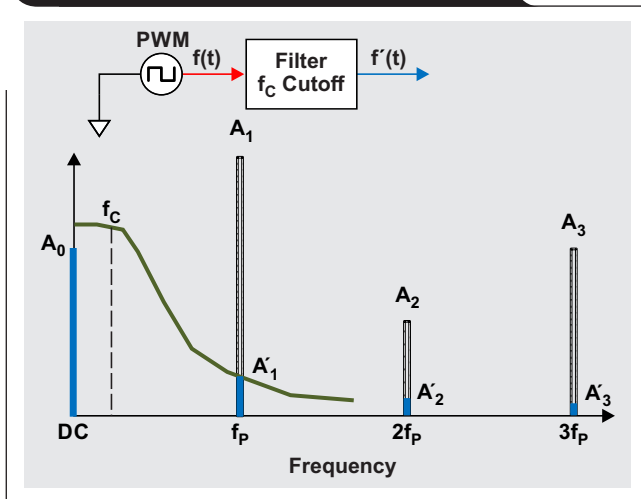
直流 A_0 处的值等于 PWM 信号的峰-峰值幅度乘以占空比 (D), 表示所需的 DAC 输出。其他更高阶的项会在期望的输出上导致误差; 它们的值取决于 D 和谐波阶数 (n)。如公式 6 所示, 当 $D = 0.5$ 时, 一阶谐波将产生最大误差。

$$A_1 = \frac{V_P}{\pi} \text{ at } D = 0.5 \quad (6)$$

高次谐波通常通过低通滤波器的阶次 (m) 和截止频率 (f_C) 加以抑制。图 3 展示了该低通滤波器的输出 (由公式 7 表示)。

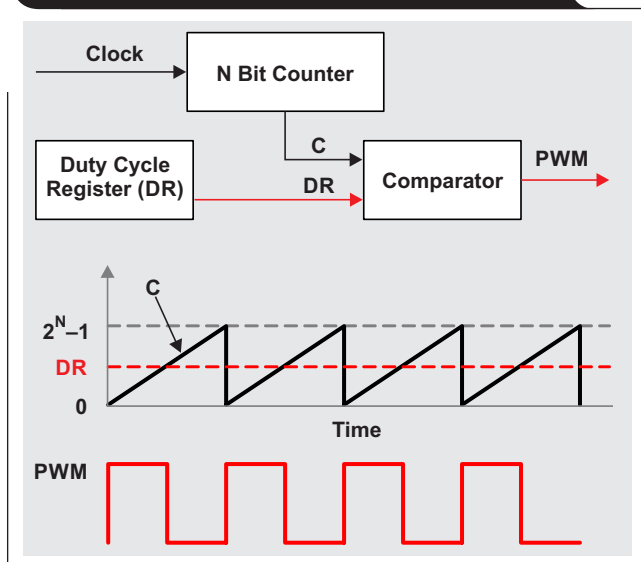
$$A'_1 = A_1 \left(\frac{f_C}{f_P} \right)^m \quad (7)$$

图 3. PWM 滤波器输出傅里叶系数



大多数微控制器 (MCU) 使用类似于图 4 所示的硬件结构来产生 PWM 信号。简而言之, 由一个计数器 (进行计数并在达到指定限值时复位) 确定 PWM 周期和频率。占空比寄存器设置的另一个电平确定了 PWM 输出何时从高电平切换到低电平。“Timer_A” 章节节选^[2] (摘录自《MSP430™ 用户指南》^[3]) 介绍了这种硬件结构, 而应用手册《使用低内存 MSP430 MCU 的双路输出 8 位 PWM DAC》^[4] 介绍了如何使用硬件产生 PWM 信号。

图 4. 简单的 MCU PWM 发生器和波形



使用这种 PWM 信号发生器时, 公式 8 将 f_P 表示为:

$$f_P = \frac{f_{CLK}}{2^N} \quad (8)$$

其中, f_{CLK} 是 MCU 时钟频率, N 是计数器深度 (以位为单位)。

图 4 中的结构意味着可产生一个最小占空比值 (由公式 9 表示)。

$$D_{min} = \frac{1}{2^N} \quad (9)$$

公式 9 确定了使用这种结构可能产生的 DAC 输出的最小增量 (或分辨率)。但是, 由于滤波后残留的谐波分量, 输出的不确定度会超出分辨率。滤波器输出纹波看起来像噪声, 并会降低 DAC 的有效位数 (ENOB)。

公式 10 将这种总不确定度 (TU) 定义为最小分辨率和纹波的总和。

$$TU = D_{min} \times V_P + \frac{V_P}{\pi} \left(\frac{f_C}{f_P} \right)^m \quad (10)$$

将公式 9 中的 D_{min} 代入公式 10 将得出公式 11。

$$TU = \frac{V_P}{2^N} + \frac{V_P}{\pi} \left(\frac{2^N \times f_C}{f_{CLK}} \right)^m \quad (11)$$

公式 12 定义了相对滤波器带宽 (BW)。

$$BW = \frac{f_C}{f_{CLK}} \quad (12)$$

公式 13 将不确定度重写为该相对滤波器带宽的函数, 并通过除以峰-峰值水平来对其进行归一化。

$$TU_{normalized} = \frac{1}{2^N} + \frac{1}{\pi} (2^N \times BW)^m \quad (13)$$

公式 13 使 ENOB 能够根据公式 14 变换为相对带宽的函数。

$$ENOBs = \frac{-\log(TU_{normalized})}{\log(2)} \quad (14)$$

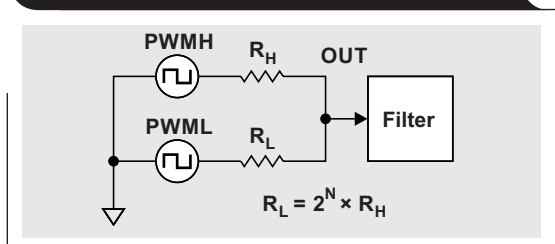
如图 5 所示,使用不同的 N 和 m 值来绘制此函数的曲线图,由此揭示了一个有趣的事实:PWM 架构存在固有的局限性,无法在合理的带宽范围内实现高分辨率。例如,如果 N = 12 位,并且假设 $f_{CLK} = 16\text{MHz}$,则为了实现 12 位 ENOB ($f_{PWM} = 4\text{kHz}$),只能使用带宽最高为 $10^{-5} \times 16\text{MHz} = 160\text{Hz}$ 的三阶滤波器。这是理论上的限制,没有考虑因滤波器的电路实现情况而导致的误差。

双路 PWM 技术

为了克服固有的局限性并实现基于 PWM 的高分辨率转换,有人建议采用抖动和 PWM 随机调制,^[5]但这两者均不能在标准 MCU 上轻易实现。另一种方法需要使用采样保持电路,但这会增加模拟复杂度和误差。^[6]

双路 PWM 技术非常简单,并且效果极佳。^[7]图 6 展示了此技术的简化概念。两个 PWM 输出:PWMH 表示 N 个最高有效位,而 PWML 表示 N 个最低有效位。缩放电阻器 (R_H 和 R_L) 会使最低有效 PWM 发生衰减,从而以很小的步长产生输出。 R_H 和 R_L 构成一个分压器,并且可使用叠加方法来计算实际输出。

图 6. 双路 PWM 技术的简化原理图



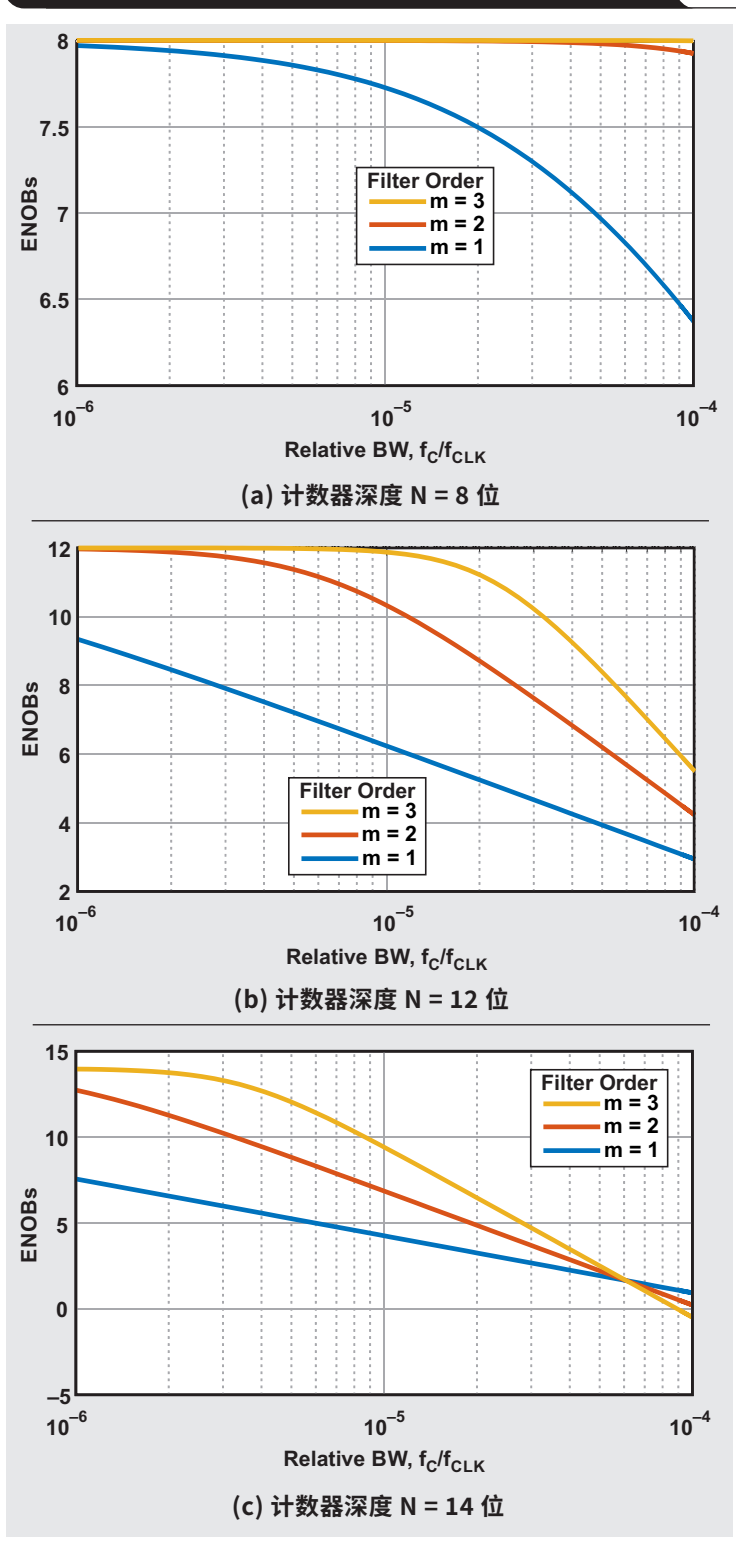
在频域中会单独处理每个 PWM 输入的输出。公式 15 和 16 分别表示高电平信号和低电平信号的直流分量。

$$A_{H0} = D_H \times \left(\frac{2^{N_L} - 1}{2^{N_L}} \right) \times V_P \quad (15)$$

$$A_{L0} = D_L \times \frac{V_P}{2^{N_L}} \quad (16)$$

其中的下标 H 和 L 分别指代 PWMH 和 PWML。假设 PWMH 和 PWML 均以相同的频率

图 5. 不同 N 和 m 值情况下的 ENOB 与相对带宽的关系



运行,具有相同的峰-峰值以及相同的分辨率(其中 $N = N_L = N_H$),则可通过将公式 15 和 16 相加来定义输出,如公式 17 所示。

$$OUT = A_{H0} + A_{L0} = \left(D_H \times \frac{2^{N_L} - 1}{2^{N_L}} + D_L \times \frac{1}{2^{N_L}} \right) \times V_P \quad (17)$$

公式 18 用相同的方法计算总不确定度。

$$TU_{normalized} = \frac{1}{2^{2N}} + \frac{1}{\pi} \left(2^N \times BW \right)^m \quad (18)$$

观察图 7 中的等效 ENOB 与相对带宽关系图,可以看出双路技术的神奇作用更加明显。仅需使用第二个 8 位 PWM 输出和两个精密电阻器,就能够在几乎 1kHz 的带宽范围内(假设采用 16MHz 时钟)实现 16 位分辨率。

主动纹波抑制

尽管双路 PWM 技术有助于实现更高的分辨率,但最坏情况下的纹波仍与最高有效位有关。主动纹波抑制是一种在 PWM 音频转换器中用于降低纹波电平的技术。主要思路是对反相 PWM 信号进行带通滤波以消除直流。对此反相信号与主信号进行求和可抑制不良的高次谐波。图 8 展示了使用一阶滤波器在一条路径上展示的这一概念。

主动纹波抑制的效果可在频域中解释为将傅里叶级数分量(如图 3 所示)与等效分量相加,但相移为 180 度。仿真结果显示纹波抑制为 -20dB,相当于滤波器的额外极点。

缓冲 PWM 信号

PWM 信号的峰-峰值直接出现在分辨率中(公式 4),因此有必要获得尽可能稳定的值。该值是电源电压精度以及驱动器的高电压精度和低电压精度的组合结果。这些参数的精度和稳定性对于 MCU 通用输入/输出而言很差。

一种简单的解决方案是使用低功率高速逻辑门来缓冲 MCU PWM 输出,这还需要使主动纹波抑制所需的信号反相。用稳定的电压基准而非典型的功率器件为逻辑门供电会产生非常准确和稳定的信号。

图 7.使用双路 PWM 技术时不同 m 值情况下的 ENOB 与相对带宽间的关系

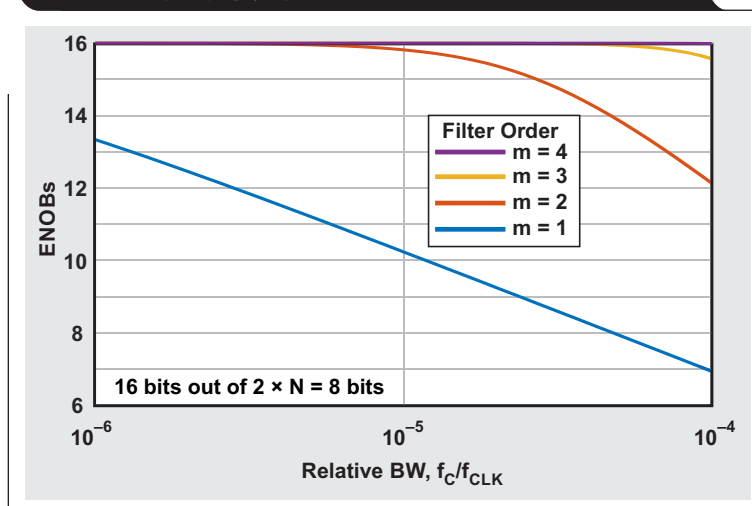
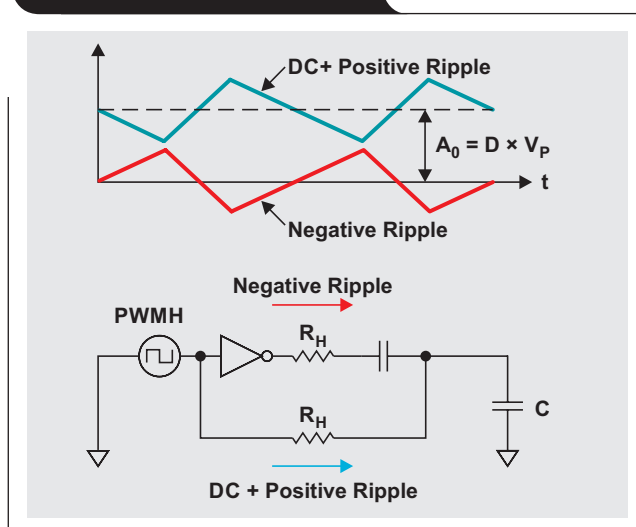


图 8.主动纹波抑制概念



电路原理图

图 9 中的电路显示了到目前为止所述概念的示例：双路 PWM 信号，以电压基准作为电源进行缓冲，并通过反相信号进行纹波抑制。采用一阶阻器-电容器 (RC) 滤波器的纹波抑制级可提供 -40dB/十倍频程的 PWM 纹波抑制。随后采用了一个二阶有源 Sallen-Key 滤波器来增加另外两个极点，因此有效滤波器整体而言是一个四阶滤波器。低漂移的 3V REF3330 电压基准为有源组件供电。

一个 4 至 20mA 的电流转换器将滤波器输出 (V_2) 用作输入，从而产生由公式 19 表示的环路电流。

$$I_{Loop} = \frac{R_{12}}{R_{20}} \frac{V_2}{R_3} = 8 V_2 \text{ mA} \quad (19)$$

当 V_2 的范围为 0V 至 3V 时，环路电流范围为 0mA 至 24mA。有关环路变送器及其计算方法的详细信息，请参阅参考文献 8。

变送器由 TPS7A16-Q1 高电压低压降稳压器 (LDO) 供电。该稳压器的输入范围为 3V 至 60V。LDO 产生 4.5V 的中间电压来为 REF3330 供电。

保护特性

为了实现环路保护，将 TVS3300 33V 双向瞬态电压抑制二极管 (D1) 置于环路输入端可防止浪涌，而肖特基二极管 D2 和 D3 则可防止输入端反向误接线，这种错误会损坏高压 LDO。如果功率器件上的容性负载较高，则较高的涌入电流将流至本地接地端，再向下进入感应电阻器 R20，这会超过该电阻器的功率极限。在 LDO 的前面增加一个限流器将减轻涌入电流。有关限流器设计的更多详细信息，请参阅参考文献 9。

低功耗技术

电路的目标是实现低功耗 (具体而言就是整个转换器为 100 μ A)，但需要采用多种设计技术。首先是使用低静态电流器件，包括 LDO、电压基准和逻辑缓冲器，以及运算放大器 (在此情况中为 OPA2333)。使用 $R_H = 3.9\text{k}\Omega$ 再加上用于一阶 RC 滤波器的更高电阻 (20k Ω) 是一个好的做法，因为电阻值 (特别是 R_H) 对缓冲器动态功率起着重要的作用。剩余功率依次在电流转换器的 R3、R12 和 Q1 中消耗。为了获得最大输出，在最坏的情况下，让 $R_3 = 100\text{k}\Omega$ 消耗 25 μ A，Q1 的基极则消耗 20mA/ $\beta(Q1)$ 。对于 $\beta = 100$ 的典型双极结型晶体管 (BJT)，基极电流将达到 200 μ A，因此 BJT 需要更高的增益。 $\beta = 10^4$ 的晶体管将对 Q1 基极的最大电流减小到 2 μ A。

图 9. 高分辨率双路 PWM 转 4-20mA 转换器

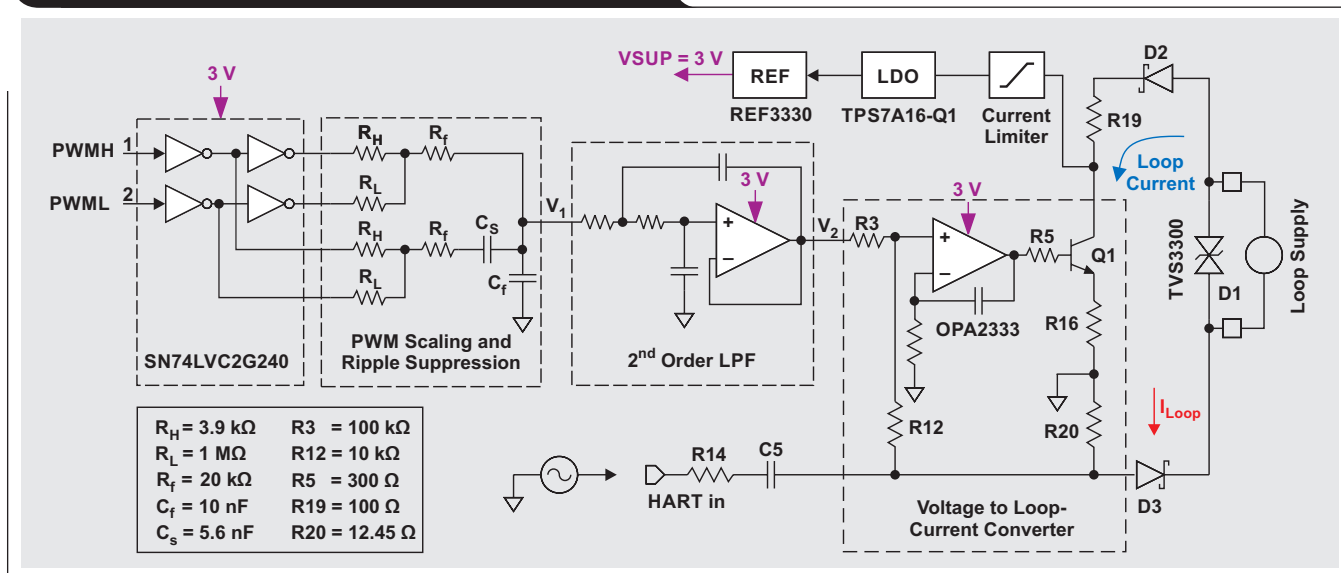


图 10 是图 9 所示电路的印刷电路板 (PCB) 布局。PWM 到电压面积为 15mm x 7mm。保护器件面积为 8mm x 5mm, 而功率级面积为 13mm x 3mm。电路占位空间实际上很小, 但大多数器件都可使用较小的封装版本, 因而可通过这种方式来进一步减小占位空间。

测试设置

图 11 展示了电路板的测试设置。接地端悬空的模拟波形发生器 (AWG) 会产生两个 PWM 信号。电源装置正提供环路电源。在一个下电上电周期内使用分辨率为 6.5 位的万用表测量环路电流。精密负载电阻器 (R_{Burden}) 会将电流转换为电压, 而 24 位 ADC 可捕获因取平均值而无法由万用表捕获的电流噪声。放置在 PCB 节点 J15 处 (图 9 中的 V_2) 的差分示波器探头可测量稳定时间。

测试结果

表 1 列出了电路测试结果。有关结果和测量图的更多详细信息, 请参阅参考文献 10。

结论

在通过数学分析探索典型 PWM DAC 技术的局限性后可以看出, 使用电压基准和主动纹波抑制功能的 PWM 转 4-20mA 转换器设计可将噪声降低至几乎 0.1% FS。使用经调节的双路技术可在 600Hz 带宽范围内实现 16 位分辨率。低功率放大器、低静态电流稳压器和输出晶体管对可使整个温度范围内的功率最大值达到 102 μ A。这些放大器还具有非常低的温漂, 从而在整个工业温度范围内实现低失调电压误差和稳定性。

参考文献

- David Alter, 《在 TMS320F280x 数字信号控制器上将 PWM 输出用作数模转换器》, 德州仪器 (TI) 应用报告 (SPRA88A), 2008 年 9 月。
- 摘录自《MSP430™ 用户指南》的“Timer_A”章节节选 (SLAU400F), TI, 2008 年 3 月。
- 《MSP430x5 和 MSP430x6xx 系列用户指南》, TI (SLAU208Q), 2018 年 3 月。
- 《使用低存储器 MSP430 MCU 的双路输出 8 位 PWM DAC》, TI 技术手册 (SLAA804), 2017 年 10 月。
- Dennis Seguire, “Enhanced PWM Implementation Adds High-Performance DAC to MCU,” Electronic Design, September 4, 2015.
- Stephen Woodward, “Fast-settling synchronous-PWM-DAC filter has almost no ripple,” EDN, May 1, 2008.
- Stephen Woodward, “Combine two 8-bit outputs to make one 16-bit DAC,” EDN, September 30, 2004.
- “采用 HART 调制解调器的高精度环路供电式 4mA-20mA 现场变送器参考设计”, TI 设计 (TIDA-01504), 2017 年 12 月。

图 10. PWM 转 4-20mA 电路 PCB

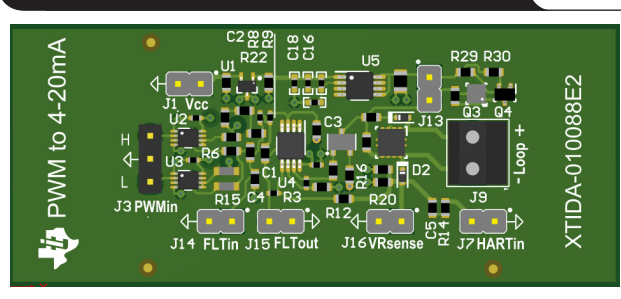


图 11. 电路测试设置

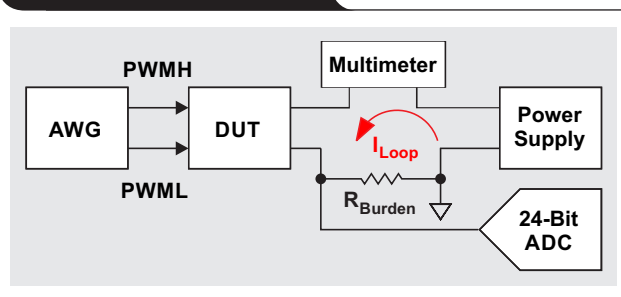


表 1. 在测试设置中测出的性能

参数	值
环路电源电压	9.5 V 至 32 V
环路电流范围	40 μ A 至 24.075mA
分辨率	16 位
电流消耗	102 μ A (最大值)
温度范围	-40°C 至 +125°C
带宽	600 Hz
稳定到 1% 的	3ms (4-20mA 阶跃)
失调电压误差	-6.66 μ A 至 5.02 μ A
失调电压误差温度系数	5.84ppmFS/°C (最大值)
增益误差	-0.18 至 0.08% 满标度
HART 输入增益	1.1mA/V @ 1.2kHz, 1Vpp
	1.3mA/V @ 2.2kHz, 1Vpp

- “适用于 4-20mA 环路供电式变送器的隔离式超低功率设计参考设计”, TI 设计 (TIDU414), 2014 年 9 月。
- Tess Chen 和 Ahmed Noeman, 《适用于现场变送器的高性能 16 位 PWM 转 4-20mA DAC》, TI 应用手册 (SBOA379), 2020 年 3 月。

相关网站

产品信息:

SN74LVC2G240、REF3330、
TPS7A16-Q1、TVS3300、OPA2333

TI 全球技术支持

TI 支持

感谢您的订购。如有疑问或需联系我们的支持中心, 请访问

www.ti.com.cn/support

中国: <http://www.ti.com.cn/guidedsupport/cn/docs/supporthome.tsp>

日本: <http://www.tij.co.jp/guidedsupport/jp/docs/supporthome.tsp>

技术支持论坛

在 TI 的 E2E™ 社区 (工程师对工程师) 中搜索数百万个技术问题和答案, 请访问

e2e.ti.com

中国: <http://www.deyisupport.com/>

日本: <http://e2e.ti.com/group/jp/>

TI 培训

从技术基础到高级实施, 我们提供点播和直播培训以帮助您实现下一代设计。即刻体验, 请访问

training.ti.com

中国: <http://www.ti.com.cn/general/cn/docs/gencontent.tsp?contentId=71968>

日本: <https://training.ti.com/jp>

重要声明: 本文所提及德州仪器 (TI) 及其子公司的产品和服务均依照 TI 标准销售条款和条件进行销售。建议客户在订购之前获取有关 TI 产品和服务的最新和完整信息。TI 对应用帮助、客户应用或产品设计、软件性能或侵犯专利不承担任何责任。有关任何其他公司产品或服务的发布信息均不构成 TI 因此对其的批准、担保或认可。

A011617

E2E 和 MSP430 是德州仪器 (TI) 的商标。所有其他商标均属于其各自所有者。

© 德州仪器 (TI) 公司 2020, 2021 年版权所有。
保留所有权利。



ZHCT350

重要声明和免责声明

TI 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安全、安保或其他要求。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 (<https://www.ti.com.cn/zh-cn/legal/termsofsale.html>) 或 [ti.com.cn](https://www.ti.com.cn) 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。

邮寄地址：上海市浦东新区世纪大道 1568 号中建大厦 32 楼，邮政编码：200122

Copyright © 2021 德州仪器半导体技术（上海）有限公司