

Application Note

估算、测量和降低电池供电型应用中降压转换器的压降



Yishan Chen

摘要

在门铃和电子锁等电池供电型应用中，通常需要使用降压转换器来获得具有不同电压电平的电源轨。为了充分利用电池，输出电压必须尽可能接近压降区域中的输入电压。本应用手册首先介绍电池供电型应用中的系统电源轨。然后，我们将讨论如何在有、无温度影响的两种情况下，计算、估算和测量电压降。我们使用 TPS629210 和 LMR51610 的测试数据验证了理论。本应用手册总结部分提出如何选择低压降的降压转换器。

内容

1 简介.....	2
2 估算和测量降压转换器中的压降.....	3
2.1 在 CCM 模式下工作的降压转换器的压降估算.....	3
2.2 降压转换器压降测量.....	4
3 计算、仿真和测量的压降比较.....	5
4 总结.....	10
5 参考资料.....	10

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

在电子锁、门铃、温度和湿度传感器等楼宇自动化应用中，所有需要电池供电的应用都至少需要一个降压转换器来创建相应的电源轨，从而为 LDO 等后级电路供电或直接连接到芯片。图 1-1 显示了电池供电型应用中的典型电源轨。

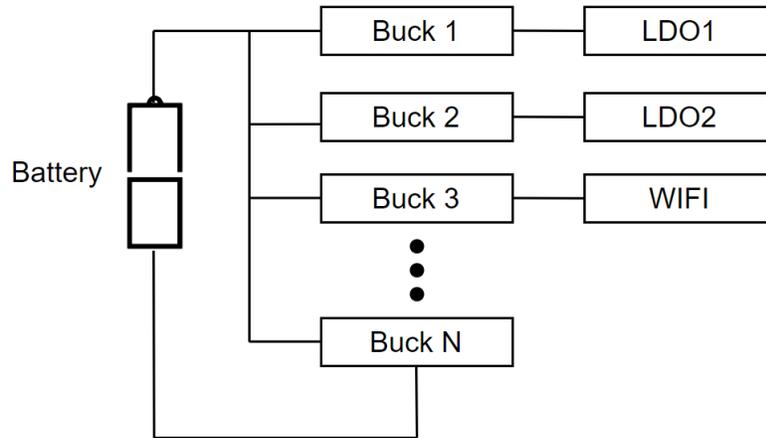


图 1-1. 电池供电型应用的电源轨

假设一个降压转换器的负载是 LDO，该 LDO 的输入电压限值较低，可以输出系统所需的电压。因此，为了保持 LDO 运行，降压转换器的输出电压需要大于 LDO 输入电压下限。此外，为了充分利用电池电量，我们需要使降压转换器的输入电压和输出电压保持足够接近。这意味着降压转换器需要具有较低的压降。如果降压转换器的压降非常大，即使电池有足够的功率，我们也无法使 LDO 保持工作。图 1-2 显示了这种关系。

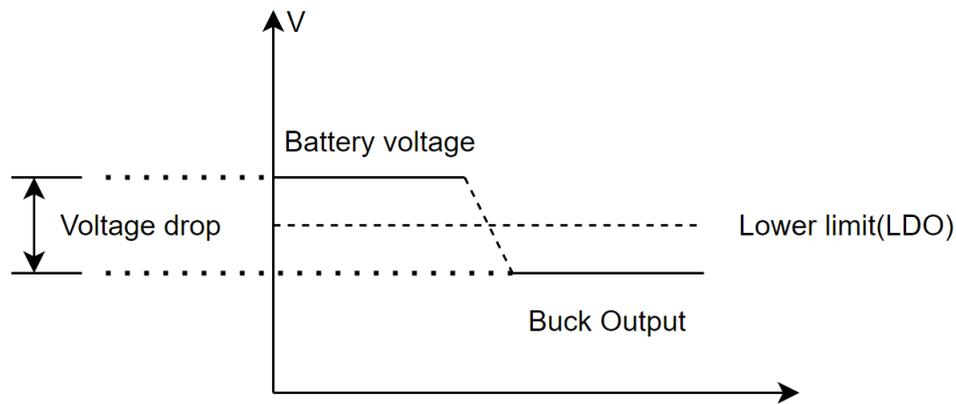


图 1-2. 电压关系

根据分析，充分利用电池电量的一种有效方法是降低降压转换器中的压降。

2 估算和测量降压转换器中的压降

为了降低降压转换器中的压降，第一步是分析压降的组成部分。本节将介绍降压转换器压降的估算和测量。

2.1 在 CCM 模式下工作的降压转换器的压降估算

在降压转换器中，导致压降的主要原因有两个：占空比和电阻。方程式 1 显示了这种关系。

$$V_{\text{drop}} = (V_{\text{duty}} + V_R) \quad (1)$$

其中：

- V_{duty} 是由占空比引起的压降
- V_R 是由电阻导致的压降

占空比引起的压降很容易获得，如方程式 2 所示。

$$V_{\text{duty}} = [V_{\text{in}}(1-D)] \quad (2)$$

- V_{in} 是输入电压
- D 为占空比

为了进一步分析 MOSFET 引起的压降，图 2-1 展示了降压转换器的基本工作模式。

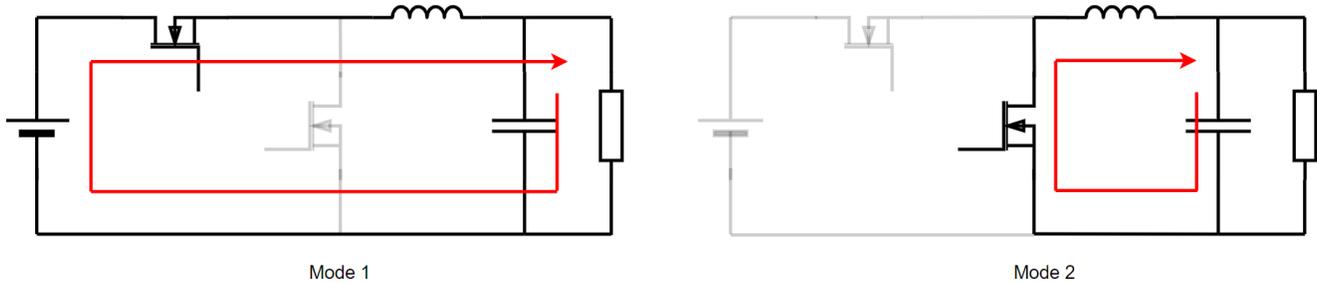


图 2-1. 工作模式

在模式 1 中，高侧 MOSFET 处于导通状态，因此高侧 MOSFET 和电感器可以建模为两个电阻： R_{mos1} 和 R_L 。在模式 2 中，高侧 MOSFET 处于关断状态，但低侧 MOSFET 处于导通状态，因此仍然有两个电阻： R_{mos2} 和 R_L 。

根据工作模式，仅当高侧 MOSFET 导通时，电池才会为系统供电。因此，基本概念涉及能量守恒和功率平衡。为了简化计算，进行了一些假设：

1. 电容器是理想的，这意味着输出中没有纹波
2. 电感器平均电流等于 RMS 值
3. 电池是稳定的直流电源

在一个周期中，电池或输入电源提供的功率仅由电阻器消耗，然后提供给输出。虽然存在一些开关损耗，但与电阻器引起的导通损耗相比，开关损耗可忽略不计。此外，压降区域中的 SW 电压相对较低，从而降低了开关损耗。

根据前面的分析可以得到功率平衡的公式。

$$V_{\text{in}} I_L D T = I_L^2 [R_L T + R_{\text{mos1}} D T + V_{R_{\text{mos2}}} (1-D) T + V_{\text{out}} I_{\text{out}} T] \quad (3)$$

其中：

- V_{in} 、 V_{out} 为输入和输出电压
- I_{out} 、 I_L 为输出电流和电感器平均电流
- R_{mos1} 和 R_{mos2} 为高侧和低侧 FET 的导通状态电阻。
- T 为周期

- R_L 为所用电感的直流电阻

根据 [方程式 3](#)， I_L 等于 I_{out} ，这类似于假设 2，我们可以获得简化的 [方程式 4](#)。

$$V_{in}D - I_{out}[R_L T + R_{mos1}DT + R_{mos2}(1 - D)T] = V_{out} \quad (4)$$

从 [方程式 4](#) 可以看出， $V_{in}D$ 是占空比引起的压降，后一个是等效电阻引起的压降。

现在，稍微转换 [方程式 4](#)，我们就可以得到 [方程式 5](#)。

$$V_{drop} = V_{in}(1 - D/P) \quad (5)$$

$$P = [1 + (R_L + R_{mos1}D + R_{mos2}(1 - D))/R_{out}] \quad (6)$$

其中：

- P 是用于简化公式的系数

[方程式 5](#) 提供了一种估算降压转换器压降的便捷方法。一些 TI 降压转换器具有适合电池应用的 100% 占空比功能。在这些产品中，由于压降是直接传导的，因此可以使用 [方程式 7](#) 轻松获得压降。

$$V_{drop} = I_{out}(R_L + R_{mos1}) \quad (7)$$

在后面一章中，我们会进一步讨论如何降低压降以延长电池使用时间。

2.2 降压转换器压降测量

在本节中，为了验证原理，我们以不同输出电流来测量压降。我们选择 TPS629210 和 LMR51610 来执行这些测试。TPS629210 是 TI 最新的 3V 至 17V、1A 同步降压转换器，具有 100% 占空比功能。LMR51610 是 TI 最新的宽 V_{in} 范围、1A 同步降压转换器，具有 98% 的最大占空比。

反馈电阻与标准值的偏差是影响降压转换器压降测量的一个重要因素。反馈电阻的偏差会导致输出电压偏离计算值。因此，我们不能将计算出的输出电压视为设计值。要保证降压转换器在压降区域中运行，请确保器件已达到最大占空比。

TPS629210 具有 100% 占空比功能。首先，我们选择固定输出电压，然后可以在占空比达到 100% 时通过调整输入电压来测量压降。

LMR51610 的设计占空比为 98%。周期受最短关断时间和最长导通时间的限制，如 [方程式 8](#) 所示，这两个时间分别为 200ns 和 5μs。但在实践中，最短关断时间可能会有一些偏差。在下一章中将测量 LMR51610 的实际占空比。

$$D = T_{onmax}/(T_{onmax} + T_{offmin}) \quad (8)$$

其中：

- T_{onmax} 是最长导通时间
- T_{offmin} 是最短关断时间

根据 [方程式 8](#) 和数据表中的典型数值，计算得出的占空比为 96%。

3 计算、仿真和测量的压降比较

本节根据数据表中的典型值，比较了计算、仿真和实际测量的压降。表 3-1 显示了 TPS629210 的规格。

表 3-1. TPS629210 规格

参数	值	单位
输入电压	5	V
输出电压	5 (理想值)	V
输出电流	0.1-0.9	A
占空比	100	%
高侧电阻	250	mΩ
低侧电阻	85	mΩ
电感器直流电阻	37	mΩ

表 3-2 显示了 TPS629210 的实际测量结果。

表 3-2. TPS629210 测试结果

输入电压 (V)	输入电流 (A)	输出电压 (V)	输出电流 (A)	压降 (V)
4.9691	0.0956	4.9386	0.0980	0.0305
4.9667	0.1946	4.9046	0.1972	0.0621
4.9645	0.2932	4.8710	0.2968	0.0935
4.9621	0.3927	4.8365	0.3952	0.1256
4.9598	0.4932	4.8017	0.4929	0.1581
4.9574	0.5925	4.7660	0.5920	0.1914
4.9551	0.6925	4.7295	0.6915	0.2256
4.9528	0.7920	4.6918	0.7910	0.2610
4.9505	0.8900	4.6527	0.8890	0.2978

然后，我们可以使用方程式 7 简单地计算压降，也可以使用方程式 8 通过将 D 设置为 1 来进行计算。为了进行更详细的比较，我们在 PLECS 中创建了仿真模型。该模型中嵌入了电阻、占空比和输出电阻等相关参数。

表 3-3 总结了基于计算、仿真和实际测试的压降。为了比较计算和仿真结果与实际参数的偏差，计算和仿真中使用的参数与实际测试值保持一致。

表 3-3. TPS629210 中计算、仿真和实际测试的压降

输出电流 (A)	计算 (V)	仿真 (V)	测试 (V)
0.1	0.0283	0.0283	0.0305
0.2	0.0566	0.0563	0.0621
0.3	0.0853	0.0854	0.0935
0.4	0.1137	0.1137	0.1256
0.5	0.1419	0.1420	0.1581
0.6	0.1706	0.1731	0.1914
0.7	0.1996	0.2020	0.2256
0.8	0.2286	0.2286	0.2610
0.9	0.2573	0.2574	0.2978

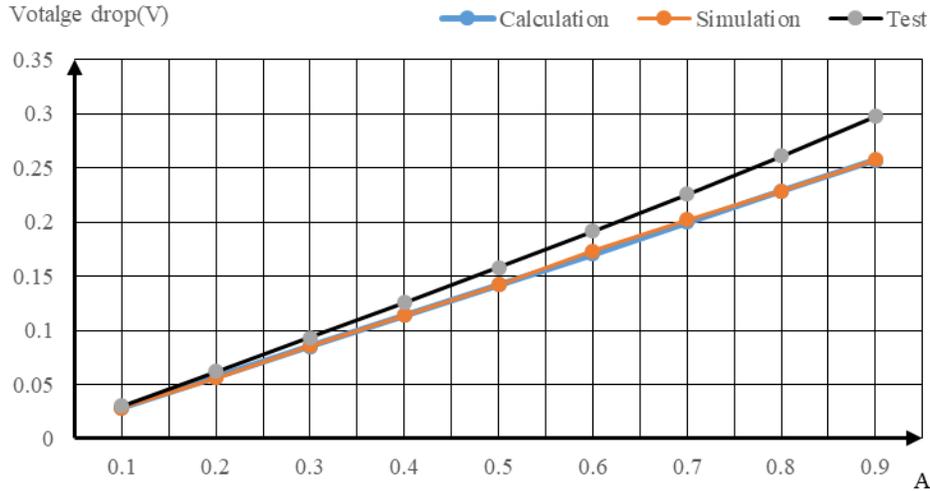


图 3-1. TPS629210 的压降比较

表 3-4. 表 3-4 LMR51610 的规格

参数	值	单位
输入电压	5	V
输出电压	5 (理想值)	V
输出电流	0.1-0.9	A
占空比	98% (理想值)	%
高侧电阻	700	mΩ
低侧电阻	360	mΩ
电感器直流电阻	137	mΩ

表 3-5. LMR51610 测试结果

输入电压 (V)	输入电流 (A)	输出电压 (V)	输出电流 (A)	压降 (V)
5.3889	0.0905	5.0799	0.1004	0.309
5.3865	0.1852	4.9827	0.1991	0.4038
5.3842	0.2812	4.8860	0.2988	0.4982
5.3820	0.3762	4.7851	0.3976	0.5969
5.3797	0.4698	4.6770	0.4949	0.7027
5.3774	0.5650	4.5594	0.5950	0.818
5.3752	0.6605	4.4293	0.6945	0.9459
5.3729	0.7540	4.2773	0.7945	1.0956
5.3708	0.8510	4.0572	0.8930	1.3136

表 3-6. LMR51610 中计算、仿真和实际测试的压降

输出电流 (A)	计算 (V)	仿真 (V)	测试 (V)
0.1	0.3118	0.3089	0.3090
0.2	0.3961	0.3905	0.4038
0.4	0.5669	0.5560	0.5969
0.5	0.6522	0.6388	0.7027
0.6	0.7413	0.7254	0.818
0.7	0.8326	0.8142	0.9459
0.8	0.9290	0.9080	1.0956

表 3-6. LMR51610 中计算、仿真和实际测试的压降 (续)

输出电流 (A)	计算 (V)	仿真 (V)	测试 (V)
0.9	1.0381	1.0145	1.3136

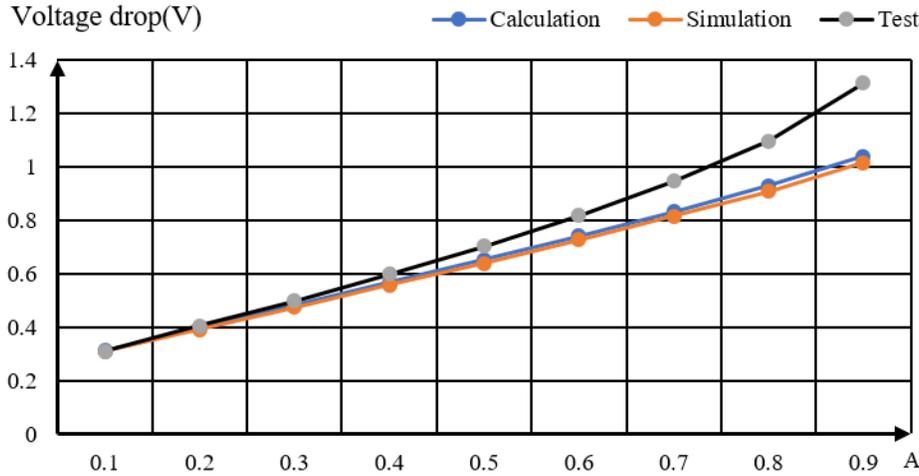


图 3-2. LMR51610 的压降比较

对于 TPS629210 中的压降，根据表 3-2、表 3-6 和图 3-1，我们可以看到基于方程式 5 的计算结果非常接近仿真结果，但与实际测试结果有一些偏差。

随着输出电流的增加，偏差也逐渐增加。最大值为 0.0404V，即 40.4mV。该值与计算和仿真结果接近。出现此偏差的原因是 MOSFET 温度偏移以及 MOSFET 和 R_L 的实际电阻。

- MOSFET 和 R_L 的实际电阻

在计算中，我们使用了数据表中的典型传导电阻来计算压降。EVM 中 TPS629210 的电阻为 250m Ω ，电感器的电阻为 37m Ω ，但实际电阻不可能完全精确到 250m Ω 和 37m Ω 。

- FET 的 R_{dson} 温度偏移

根据 ATE 特性数据，内部 FET 的 R_{dson} 在温度范围内具有基于典型值的偏差范围。当电压升高时，FET 的 R_{dson} 也会增加。这种情况下会引入额外的压降，并让曲线表现出一定程度的非线性。

对于 LMR51610，如表 3-6 和图 3-1 所示，计算和仿真结果也保持了高度一致性。上述问题也会导致偏差和非线性。然而，LMR51610 的测试结果显示出更大的非线性，这是因为与 TPS629210 相比，FET 和电感器的电阻更高并导致了更大的温升。

此外，对于 LMR51610，最大占空比的典型值为 98%，但在实际测试中，占空比存在一些差异，可以使用数据表中的公式计算最大占空比。在此测试中，如 LMR51610 中的周期和最短关断时间，周期 所示，当输出电流从 0.1A 增加到 0.9A 时，占空比从先前的 96% 降低到 95.72%。但是，好在实际占空比接近根据方程式 8 计算出的占空比。

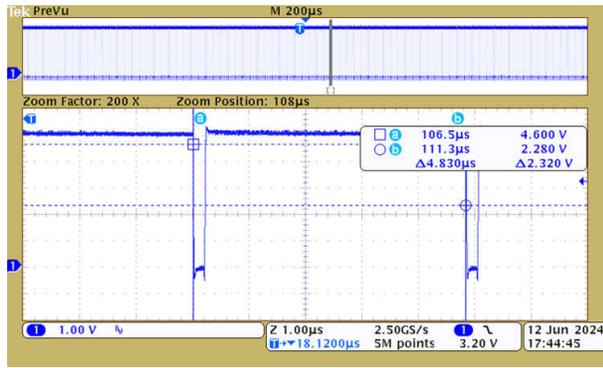


图 3-3. LMR51610 中的周期和最短关断时间，周期

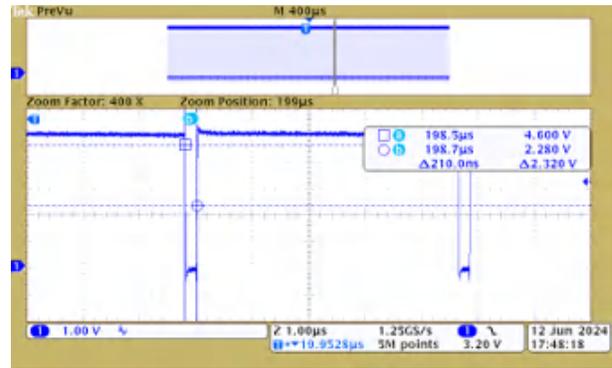


图 3-4. LMR51610 中的周期和最短关断时间，关断时间

因此，考虑温度对 R_{dson} 的影响后，可以使计算结果更加准确。在 TPS629210EVM 中，很难估算电感器导致的结温升高，这一指标与布局、PCB 材料和铜厚度有关。因此，我们主要考虑了 FET 引起的温升。我们可以通过阅读数据表或 EVM 指南，计算由功率损耗和有效的结至环境电阻引起的温升。方程式 9 显示了计算温升的公式。

$$T_j = T_A + (R_{\theta JA} I_{out}^2 R_{dson}) \quad (9)$$

其中：

- T_j 为实际温度
- T_A 为室温
- $R_{\theta JA}$ 为室内到环境的有效电阻

获得 T_j 后，也可以在特定温度下获得 R_{dson} 。如果数据表中没有给出温度与 R_{dson} 之间的关系，我们可以使用经验公式来估算 R_{dson} 。通常情况下， 150°C 时的 R_{dson} 是 25°C 时的两倍。

表 3-7 和图 3-5 是在考虑温升后计算得出的压降与实际测试结果的比较表。TPS629210EVM 的 $R_{\theta JA}$ 为 $60^\circ\text{C}/\text{W}$ ，而 R_{dson} 为 $275\text{m}\Omega$

表 3-7. TPS629210 中的计算与测试的比较

输出电流 (A)	T_j ($^\circ\text{C}$)	R_{dson} ($\text{m}\Omega$)	计算 (V)	测试 (V)
0.1	25.151	275	0.0307	0.0305
0.2	25.642	276	0.0617	0.0621
0.3	26.453	277	0.0932	0.0935
0.4	27.577	278	0.1247	0.1256
0.5	29.009	280	0.1564	0.1581
0.6	30.783	282	0.1891	0.1914
0.7	32.890	284	0.2226	0.2256
0.8	35.320	287	0.2570	0.2610
0.9	43.150	291	0.2920	0.2978

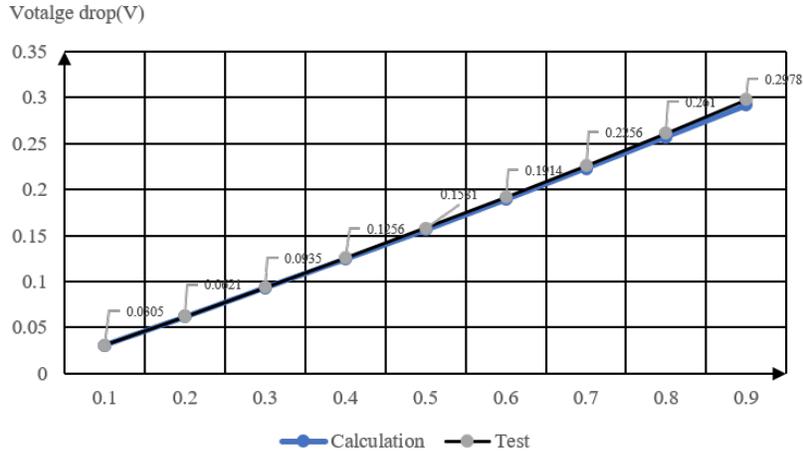


图 3-5. TPS629210 中的计算与测试的比较 (增加温度影响)

表 3-8. LMR51610 中的计算与测试的比较

输出电流 (A)	T _J (°C)	R _{dson} (mΩ)	R _{dson_Low} (mΩ)	计算 (V)	测试 (V)
0.1	25.656	704	362	0.3218	0.3090
0.2	27.580	714	367	0.4085	0.4038
0.3	30.811	733	377	0.5004	0.4982
0.4	35.280	758	390	0.5979	0.5969
0.5	40.944	789	406	0.7029	0.7027
0.6	48.042	829	426	0.8210	0.818
0.7	56.393	876	450	0.9516	0.9459
0.8	66.084	930	478	1.0991	1.0956
0.9	76.902	991	509	1.2726	1.3136

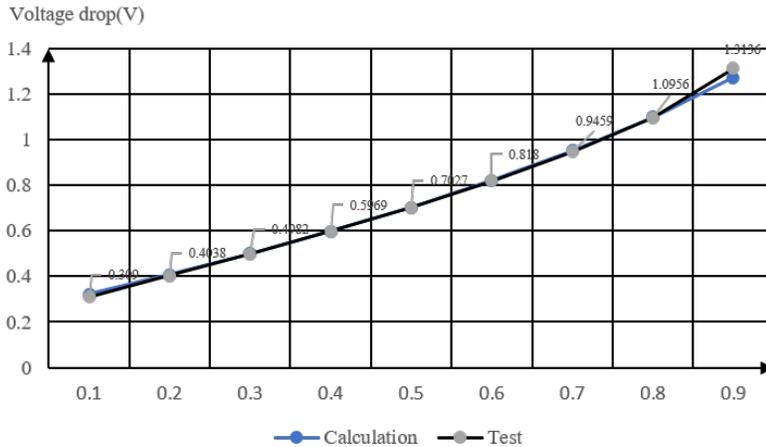


图 3-6. LMR51610 中的计算与测试的比较 (增加温度影响)

如结果所示，一旦增加温度对 FET 电阻的影响，计算结果就会更准确。

4 总结

本应用手册提供了计算降压转换器理论压降的数学方法。我们使用了 TPS629210 和 LMR51610 的仿真模型和实践测试来验证该理论。计算和仿真结果显示出高度的一致性。实际上，FET 的温度偏移会引入一定程度的非线性。加上 FET 中温度的影响后，计算结果就非常精确。

因此，基于上述理论分析、仿真和测试结果，本应用手册提供了一种计算压降的简单方法，并说明了如何选择合适的器件以便充分利用电池。

- 具有低 R_{dson} 的器件

从 [方程式 4](#) 中可以看出，导致压降的主要因素是 FET 的 R_{dson} 。此外，当器件在压降区域内运行时，占空比始终会增加到占空比的上限。因此，低侧 FET 的 R_{dson} 可以忽略不计，我们需要选择高侧 FET 的 R_{dson} 较低的器件，用于尽可能降低压降。

- 具有 100% 占空比控制模式的器件

为了进一步降低压降区域中的压降，我们可以选择具有 100% 占空比功能的器件。100% 占空比表示从输入直接传导到输出，因此消除了占空比的影响。

5 参考资料

- 德州仪器 (TI), [降压转换器中的低压降运行](#) 应用手册
- 德州仪器 (TI), [TPS629210 采用 SOT-583 封装的 3V 至 17V、1A、高效率 and 低 IQ 同步降压转换器](#) 数据表
- 德州仪器 (TI), [LMR516xx 采用 SOT-23 封装的 SIMPLE SWITCHER® 电源转换器 4V 至 65V、0.6A/1A 降压转换器](#) 数据表

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 © 2024，德州仪器 (TI) 公司