

TI-PMLK

TI 电源管理实验套件
TI-PMLK Buck 实验板的
经济高效型测试方法



ZHCU126A
PMLKBuckEVM 修订版 A



姓名

大学/公司名称

地址

电话

电子邮件

很多人在不同时间、不同层次、以不同方式与我在 TI-PMLK 项目实施方面有过合作。谨向德州仪器 (TI) 大学计划团队和萨勒诺大学电力电子技术实验室团队致以诚挚的敬意和衷心的感谢。

Nicola Femia

序

Felix, qui potuit rerum cognoscere causas...

(知因求果者得其乐...)

普布留斯·维吉留斯·马罗（古罗马诗人维吉尔），
公元前 70 年（曼图亚） - 公元前 19 年（布林迪西）

设计是一种令人兴奋和着迷的艺术。电力电子技术具有跨学科性质，因此是极具挑战性的领域，在这一领域了解“为什么”对于理解如何实现设计目标至关重要。为了培养理解问题实质、选择合适的技术和方法来解决、做出正确的设计决策以及明智地评估解决方案的良好能力，**学习意愿**和**学习方法**是两个必要的基本要素。

TI-PMLK 实验手册系列的主要目的是激发正在学习和了解电源设计的学生和工程师的钻研精神。这些实验涵盖了在低功率非隔离式 DC-DC 电源设计中涉及的一系列基本问题，如电源拓扑和特性、工作模式、效率、控制、稳定性、精度、暂态响应、噪声、磁性元件等等。**TI-PMLK** 套件的电源板可以用来进行这些实验：低压差线性稳压器 (LDO) 以及降压 (Buck)，升压 (Boost) 和升/降压 (Buck-Boost) 开关稳压器。实验手册并不打算详尽阐述所有设计问题或提供详细的设计提示，而是引导读者进入一种多层面的主动学习体验。

所有实验均基于由浅入深的难度来安排顺序。每一个实验都按如下方式展开：首先是**案例研究**，其中描述与实验中所用的电源板相关的具体属性或功能，并说明目标和要完成的测量类型。**理论背景**部分提供概念、模型和方程式的简短摘要，用于支持后续实验观察结果的观察和理解。**测量准备**部分说明如何将实验所需的仪器连接到受测板。此部分还提供预防常见错误的警告。**测试**部分提供有关如何执行测量的说明以及有关如何分析和理解测量结果的指导原则。每个测试包括一个**请回答**部分，此部分要求用户回答问题，并需要观察测量结果和运用实验各部分说明的概念和特性，就所研究的特定性能来讨论受测板的行为。**讨论**部分介绍如何通过对比理论和实际测量结果来理解系统参数和电源特性之间的关系。最后的**实验波形图**部分说明并讨论一些示例测量的结果。

序（接上文）

实验涵盖各种稳态、暂态和动态测试。这些测试大多数基于时域测量，也有一些测试则侧重于研究频率响应函数来描述的动态特性，如电源抑制比。通过这些测试，用户可对电源的特性和设计问题有一个全面的理解。大多数实验需要基本的实验室设备，包括电源、万用表、示波器和负载。有些测试需要更复杂的仪器，如动态电源、动态负载和矢量网络分析器，以便获得最佳的测量结果。

实验板经特别设计，可让实验者研究电源物理参数和运行条件对电源自身性能的影响。实验可选择各种功率和控制组件的组合。其中大多数组合使电源工作在良好的运行条件。也故意设置了其他一些组合，可能会导致通常不希望工业应用中出现的运行条件，如不稳定。这么做的目的是使读者可以充分理解这种真实现象。

每个实验都会提供建议的功率和控制部件组合。在实验中会请用户测量某一特定组合下的运行参数。用户可以通过不同跳线和连接器的设置来产生种类繁多的运行条件。书中提供了有关实验板安全操作和有效测量的建议和警告。在执行任何实验之前，强烈建议读者仔细阅读书中的所有警告和引言部分，其中提供了实验板的具体描述并给出了有关设置和性能的信息，包括禁

止的组合方式和特殊运行条件。此外，强烈建议读者阅读制造商提供的安装在板上的所有部件（特别是控制芯片）的数据手册，以增强对每个器件的理解。

通过充分了解板上施加的电源，同时借助书中讨论的启发式观察方法以及对模型和方法的讨论，用户可辨别哪些操作可行而哪些操作不可行。

*理论背景*部分所讨论模型的详细程度和完整性因具体实验而异。这些模型有时包括某些具体特性，有时则是简化或近似版本。熟悉这些模型是学习过程中最基本的一步：优秀的电源设计人员必须了解建模的重要性，能够在器件级和系统级进行某些特性的建模，从而评估这些特性是否确实能提供有意义和有影响力的信息来满足应用要求。在对研究的现象进行基本分析时，大部分情况下会直接使用一些基本公式和表达式，而不会逐步对它们进行理论推导，这超出了书中的目标。我们鼓励读者通过自学来弥补书中未涉及的的知识，并深入研究引用的参考文献中讨论的有关电源分析和设计的模型和方法。

序（接上文）

书中会提供实验板上安装的半导体器件和无源功率器件的参数，用来带入公式和设计方程式进行计算。由于存在容差、老化和其他影响因素（如温度、电流、电压和频率），功率组件的所有参数都受不确定性的影响。书中所用元件的参数来自生产商的数据手册中的某种特定条件。功率和控制元件以及用于集成芯片中的控制电路决定了电源的工作模式和性能，它们也会受温度、电压、电流和频率的影响。因此，书中根据功率和控制器件的参数得出的公式和方程式的计算结果可能与实验测量结果之间出现不同的匹配度。

强烈建议用户阅读书中提供的参考文献，以便分析实验板上芯片和功率器件的特性，并验证是否可使用不同的器件参数以实现公式结果与实验测量结果之间更好的匹配。研究真实器件特性及其对电源整体性能的影响是设计师工作的基本组成部分。

TI-PMLK 实验套件还可让学生和工程师有机会获得电源转换器测试技术的宝贵经验。在电源管理实验板上执行的典型测试一般比较复杂和困难；事实上，为了评估实验板提供电压或电流调节的整体静态和动态性能，有必要进行不同类型的实验验证。稳压器必须保证其输出电压或电流满足特定的静态和动态要求，而这些要求可能根据不同的应用类型而不同。**TI-PMLK** 系列实验板所需的主要测量概括如下。

- 精度/稳压能力。稳压器的精度和稳压能力指标对于输出的精度（相对于期望的标称值）及其变化（相对于工作范围内的输入和负载变化）至关重要。**DC-DC** 转换器中的精度和稳压能力测量通常基于稳压直流输出的平均值，可通过 4½ 位分辨率 的万用表读出。在此类测量中，受测板可由标准直流电源供电，并使用电阻作为负载。为了测量不同负载电流下的精度和稳压能力，需要使用可变电阻负载或直流电子负载。

- 稳态噪声。此噪声由稳压器本身产生。**LDO** 稳压器和开关稳压器需要不同类型的测量。**LDO** 稳压器噪声取决于晶体管（散粒噪声和闪烁噪声）和电阻（热噪声），其特征是在 10Hz - 100kHz 频率范围内具有大约 $10\text{mV}_{\text{RMS}} - 50\text{mV}_{\text{RMS}}$ 的幅度。开关稳压器噪声取决于开关模式运行过程所固有的晶体管换向（开关纹波），其特征是在 100kHz - 1MHz 频率范围内具有大约 $10\text{mV}_{\text{RMS}} - 100\text{mV}_{\text{RMS}}$ 的幅度。**LDO** 稳压器噪声测量需要用到频谱分析仪，这是一种复杂而昂贵的仪器，而开关稳压器噪声测量可通过示波器实现。在此类测量中，受测板可由标准直流电源供电，并使用电阻作为负载。为了在不同负载电流测量噪声，需要使用可变电阻或直流电子负载。

- 负载/输入暂态。负载/输入暂态测试的目的在于，评估稳压器在负载电流或输入电压快速和强烈变化的情况下有多大能力可以限制其输出电压或电流出现的扰动。由负载和输入变化引起的输出过冲和下冲浪涌可以通过示波器观察到。测量主要问题在于如何产生快速变化的负载电流和输入电压（理论上应该是阶跃变化），这分别需要动态负载和动态电源。大学教学实验室通常无法提供这些仪器，而且只有少数仪器能够提供负载/输入暂态测试所需的快速变化的电流/电压。

- 交流响应。对稳压器交流响应的分析需要给电路注入正弦扰动，并测量稳压输出的扰动幅度。为了测量电源抑制比和输出阻抗（这两者是最重要的交流性能指标），通常需要使用矢量网络分析器，这种仪器包含的某种特殊注入器件可将交流干扰添加到稳压器中。

序（接上文）

TI-PMLK 系列实验板随附的《经济高效型测试方法》丛书介绍了各种测试和测量，覆盖了噪声、精度/稳压能力、暂态响应和交流响应，这些测试和测量可通过一套基本的仪器设置实现，其中包括：

- 一个直流电源
- 一个 4 通道数字示波器
- 一个任意波形发生器
- 4 个数字万用表

TI-PMLK 系列实验板的跳线和引脚用于更改电路板硬件配置和研究它们的静态和动态性能，还可用于向电路中注入信号和干扰。因此，TI-PMLK 系列实验板可工作在以下运行方式：

- 可变负载
- 动态负载
- 动态源
- 可变交流源
- 干扰注入器

因此可以利用 TI-PMLK 实验板代替直流电子负载，具有动态能力的直流电源，以及网络矢量分析器，从而简化直流、暂态和交流响应测试和测量的准备和实施方式。



《经济高效型测试方法》示范和讨论如何使用 TI-PMLK 系列实验板相互连接进行实验和测量，展示了如何用 TI-PMLK 进行测试（TI-PMLK 在这些测试中既是电源管理的技术研究对象，也是轻松实施这些研究的工具）。我们鼓励学生、教师和工程师发挥自己的想象，探索 TI-PMLK 系列实验板进一步可能的非常规用途，从而发现自己能够使用这些实验板在电源管理教学用途之外大展身手。

本书的最终目的是辅导读者积极参与实验、进行观察、运用物理和数学知识、开展现实调查和实施系统级推理。这就是工程洞察力。作者希望读者可以充分享受本书，并体验作为一名设计工程师、一位富有创造力的自主思考者的乐趣，让读者能够获得并重新梳理所学的知识以赢得前所未有的全新设计挑战。

知其然，知其所以然！

Nicola Femia



Nicola Femia 是意大利萨勒诺大学教授，他在该校从事电子工程和计算机工程硕士学位的电力电子技术和能量智能课程的教学工作。他还负责电力电子技术和可再生能源实验室。过去 25 年来，他一直在推动和指导世界各地的大学和研究机构从事有关电力电子技术、光伏系统和电源设计的活动和教育项目。他已成为加州斯坦福大学电气工程系客座教授，从事电力电子控制与能量感知设计的教学工作。

电子邮件: femia@unisa.it

网页: www.unisa.it/docenti/nicolafemia/index

目录

序	7
实验所需的仪器	13
TI-PMLK 降压控制器 LM3475 描述	
• 原理图	16
• 物料清单	17
• 实验板	18
• 连接器、跳线和测试引脚	19
TI-PMLK 降压转换器 TPS54160 描述	
• 原理图	20
• 物料清单	21
• 实验板	22
• 连接器、跳线和测试引脚	23
注意、警告和建议	24
实验 1	
运行条件对效率的影响	25
实验 2	
无源器件和开关频率对 电流和电压纹波的影响	37
实验 3	
穿越频率和无源器件对 负载暂态响应的影响	49
实验 4	
电感饱和对电流和 电压纹波的影响	63
实验 5	
电感特性对电流限制 操作的影响	77
实验 6	
滞环控制器的开关频率、纹波、偏移 和输入抗扰能力	89
附录 A	
参考文献	113
附录 B	
制造商网站	114



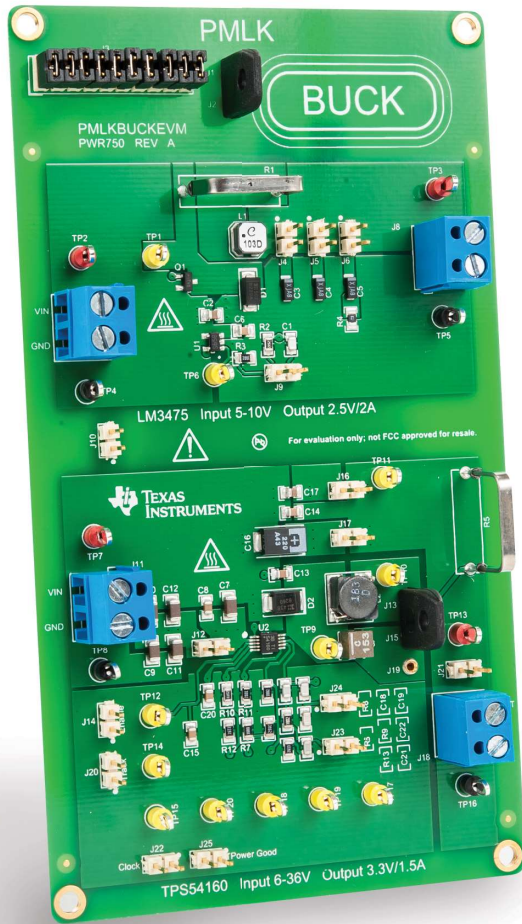
实验所需的仪器

建议用于执行本书实验的仪器包括：

- 具有双隔离输出的直流电源 0-35V/4A
- 4 个分辨率为 $4\frac{1}{2}$ 位的数字万用表
- 250MHz 4 通道数字示波器 + 2 只电流探头 20A/50MHz
- 10MHz 2 通道波形发生器
- 200 Ω /1.5A、5 Ω /3A 滑动变阻器
- 串联的 1 Ω 、2.2 Ω 、2.75 Ω 、3.3 Ω 、6.6 Ω 、16.5 Ω 、22 Ω 、33 Ω 功率电阻（具有 50W 额定功率）

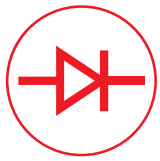
书中所示的实验波形图示例对应的实验室测试中使用的仪器包括：

- TTI EX354RT 双隔离输出电源 0-35V/4A
- LeCroy WaveRunner 44Xi 400MHz 4 通道数字示波器，包括 2 只 Tektronix TCP 305 50A 电流探头 + Tektronix TCP A300 放大器
- Agilent 33500B 10MHz 2 通道波形发生器
- 4 个 Hewlett-Packard 34401A 万用表
- RVFM 200 Ω /1.5A 滑动变阻器
- RVFM 5 Ω /3A 滑动变阻器
- ARCOL 铝壳电阻



TI-PMLK 降压实验板 (Buck)

TI-PMLK 降压实验板基于两个集成降压开关稳压器芯片，分别是采用滞环控制的 PFET 降压控制器 LM3475 以及具有 Eco-mode 的降压 DC-DC转换器 TPS54160



TI-PMLK LM3475 原理图

TI-PMLK LM3475 降压稳压器接受 5V 至 10V 的输入电压，提供 2.5V 稳压输出，最大负载电流为 2A。

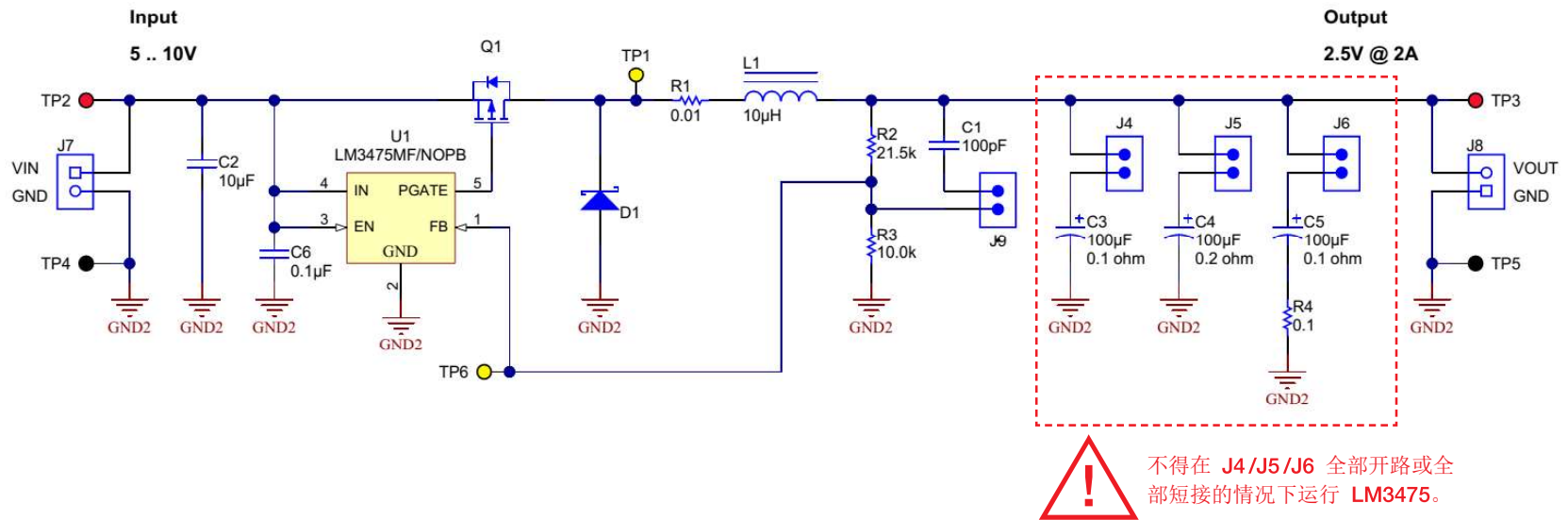


图 1. TI-PMLK LM3475 降压稳压器的电路原理图



TI-PMLK LM3475 物料清单

代号	描述	制造商	部件号
C1	100pF 电容, 50V, C0G/NP0, 5%, 0805 SMD	Samsung EM	CL21C101JBANNNC
C2	10mF 电容, 16V, X5R, 10%, 0805 SMD	Taiyo Yuden	EMK212BJ106KG-T
C3, C5	100mF 钽电容, 6V, 20%, 0.1Ω, SMD	Kemet	T5271107M006ATE100
C4	100mF 钽电容, 4V, 20%, 0.2Ω, SMD	Kemet	T5271107M004ATE200
C6	0.1μF 电容, 50V, X7R, 10%, 0805 SMD	Yageo America	CC0805KRX7R9BB104
D1	肖特基二极管, 20V, 2A, SMA SMD	Diodes Inc.	B220A-13-F
L1	10mH 电感, 屏蔽鼓芯, 铁氧体, 1.4A, 0.13Ω, SMD	Coilcraft	LPS5030-103MLB
Q1	P 通道 MOSFET, 30V, 4.6A, SOT-23 SMD	Vishay-Siliconix	SI2343CDS-T1-GE3
R1	0.01Ω 电阻, 1%, 3W	TT Electronics/IRC	OAR3R010FLF
R2	21.5kΩ 电阻, 1%, 0.125W, 0805 SMD	Vishay-Dale	CRCW080521K5FKEA
R3	10kΩ 电阻, 1%, 0.125W, 0805 SMD	Panasonic	ERJ-6ENF1002V
R4	0.1Ω 电阻, 1%, 0.25W, 0805 SMD	Bourns	CRM0805-FX-R100ELF
U1	LM3475MN 磁滞 PFET 降压控制器, 5 引脚 SOT-23 SMD	Texas Instruments	LM3475MF/NOPB

(可以访问参考文献部分列出的制造商网站, 使用元件的部件号检索每个实验的计算公式中使用的元件参数和数据的详细信息)



TI-PMLK LM3475 实验板

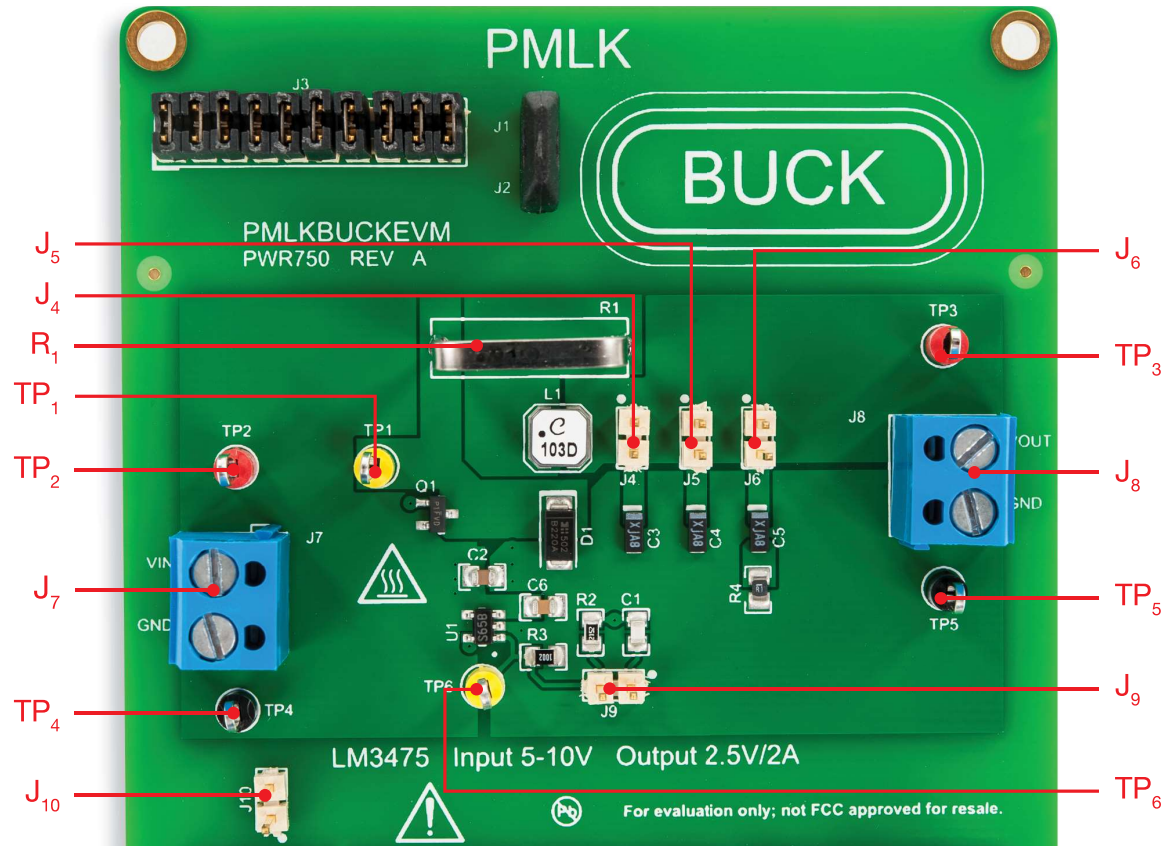
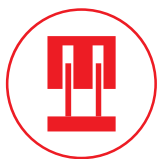


图 2. TI-PMLK LM3475 降压实验板的俯视图



TI-PMLK LM3475 连接器、跳线和测试引脚

连接器、跳线和测试引脚的描述符和功能

连接器

J_7 - 输入电压连接器

J_8 - 输出电压连接器

跳线

J_4 - 连接 C_3 (100 μ F, 100m Ω) 输出电容

J_5 - 连接 C_4 (100 μ F, 200m Ω) 输出电容

J_6 - 将 C_5 (100 μ F, 100m Ω) 输出电容与 R_4 (100m Ω) 电阻串联

J_9 - 连接 C_1 (100pF) 开关频率加速电容

J_{10} - 将 LM3475 的接地端与 TPS54160 的接地端相连

测试引脚

TP_1 - 开关节点电压

TP_2 - 输入电压的正极

TP_3 - 输出电压的正极

TP_4 - 输入电压的接地极

TP_5 - 输出电压的接地极

TP_6 - 反馈电压

电压和电流测量

- 用一支电流探头夹住分流电阻 R_1 以测量电感电流
- 使用 TP_2 和 TP_4 测量输入电压
- 使用 TP_3 和 TP_5 测量输出电压
- 使用 TP_1 和 TP_4 测量开关节点电压
- 使用 TP_6 和 TP_4 测量反馈电压
- 用一支电流探头夹住连接到 J_7 的外接电源线之一以测量输入电流
- 用一支电流探头夹住连接到 J_8 的外接电源线之一以测量负载电流



TI-PMLK TPS54160 原理图

TI-PMLK TPS54160 降压稳压器接受 6V 至 36V 的输入电压，提供 3.3V 稳压输出，最大负载电流为 1.5A。

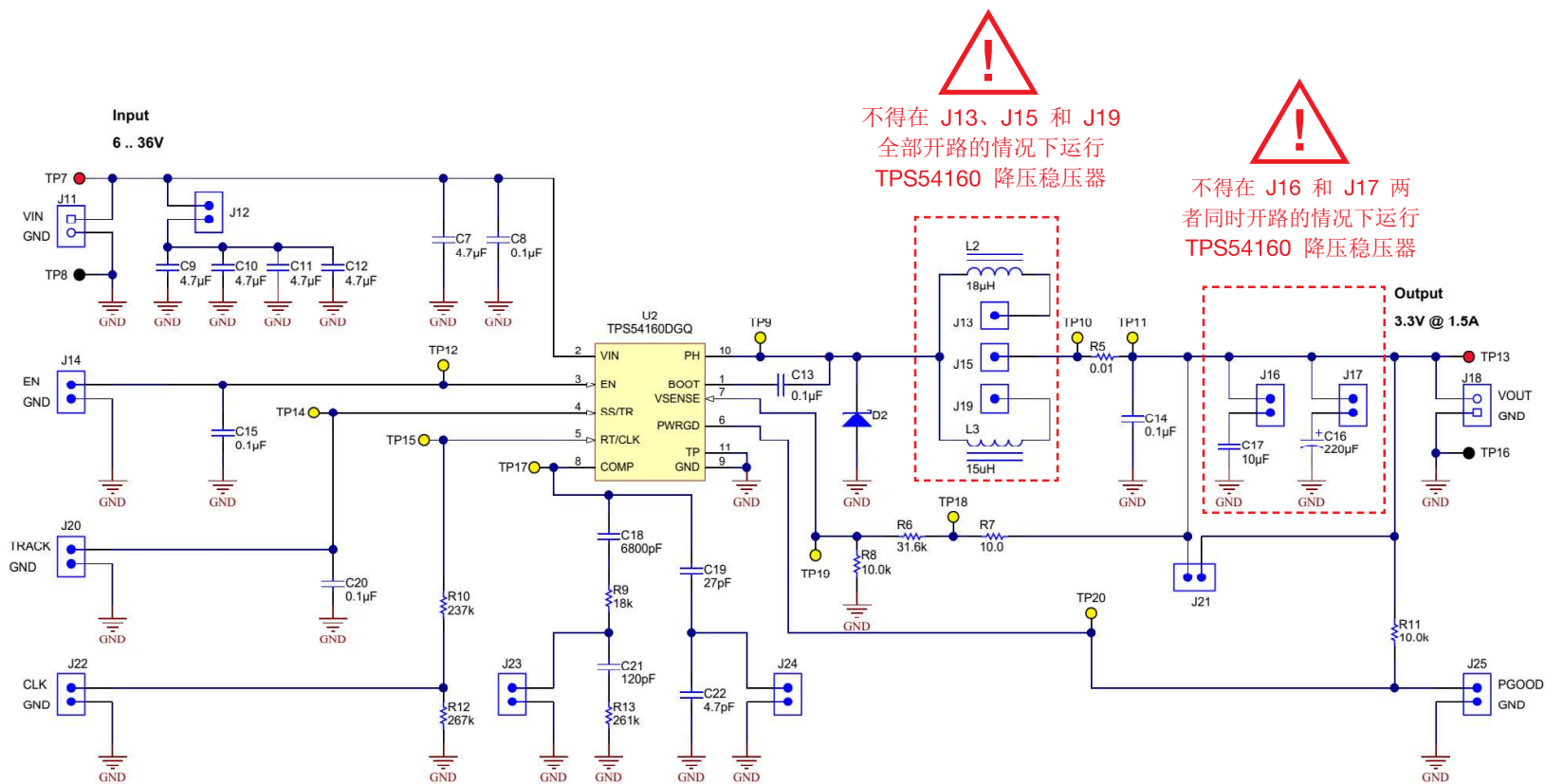


图 3. TI-PMLK TPS54160 降压稳压器的电路原理图



TI-PMLK TPS54160 物料清单

代号	描述	制造商	器件型号
C7, C9, C10, C11, C12	4.7 μ F 电容, 50V, 10%, X7R, 1206 SMD	Taiyo Yuden	UMK316AB7475KL-T
C8, C13, C14, C15, C20	0.1 μ F 电容, 50V, 10%, X7R, 0805 SMD	Kemet	C0805C104K5RACTU
C16	220 μ F 钽电容, 10V, 20%, 0.025 Ω , SMD	Panasonic	10TPE220ML
C17	10 μ F 电容, 16V, X5R, 10%, 0805 SMD	Taiyo Yuden	EMK212BJ106KG-T
C18	6.8nF 电容, 50V, 5%, C0G/NP0, 0805 SMD	TDK	C2012C0G1H682J
C19	27pF 电容, 50V, 5%, C0G/NP0, 0805 SMD	MuRata	GQM2195C1H270JB01D
C21	120pF 电容, 50V, 5%, C0G/NP0, 0805 SMD	MuRata	GRM2165C1H121JA01D
C22	4.7pF 电容, 50V, 5%, C0G/NP0, 0805 SMD	AVX	08055A4R7CAT2A
D2	肖特基二极管, 60V, 2A, SMB, SMD	Diodes Inc.	B260-13-F
L2	18 μ H 电感, 屏蔽鼓芯, 铁氧体, 1.62A, 0.08 Ω , SMD	Coilcraft	MSS7341-183MLB
L3	15 μ H 电感, 屏蔽, 复合, 2.8A, 0.1 Ω , SMD	Coilcraft	XAL4040-153ME
R5	0.01 Ω 电阻, 1%, 3W	TT Electronics/IRC	OAR3R010FLF
R6	31.6k Ω 电阻, 1%, 0.125W, 0805 SMD	Vishay-Dale	CRCW080531K6FKEA
R7	10k Ω 电阻, 1%, 0.125W, 0805 SMD	Vishay-Dale	CRCW080510R0FKEA
R8	10k Ω 电阻, 1%, 0.125W, 0805 SMD	Panasonic	ERJ-6ENF1002V
R9	18k Ω 电阻, 5%, 0.125W, 0805 SMD	Yageo	RC0805FR-0718KL
R10	237k Ω 电阻, 1%, 0.125W, 0805 SMD	Vishay-Dale	CRCW0805237KFKEA
R11	10k Ω 电阻, 1%, 0.125W, 0805 SMD	Panasonic	ERJ-6ENF1002V
R12	267k Ω 电阻, 1%, 0.125W, 0805 SMD	Vishay-Dale	CRCW0805267KFKEA
R13	261k Ω 电阻, 1%, 0.125W, 0805 SMD	Vishay-Dale	CRCW0805261KFKEA
U2	TPS54160 降压稳压器, 3.5 至 60V 输入, 10 引脚 MSOP SMD	Texas Instruments	TPS54160DGG

(在参考文献部分列出的制造商网站中, 可使用这些器件的部件号检索每个实验的计算公式中使用的参数和数据的详细信息)



TI-PMLK TPS54160 实验板

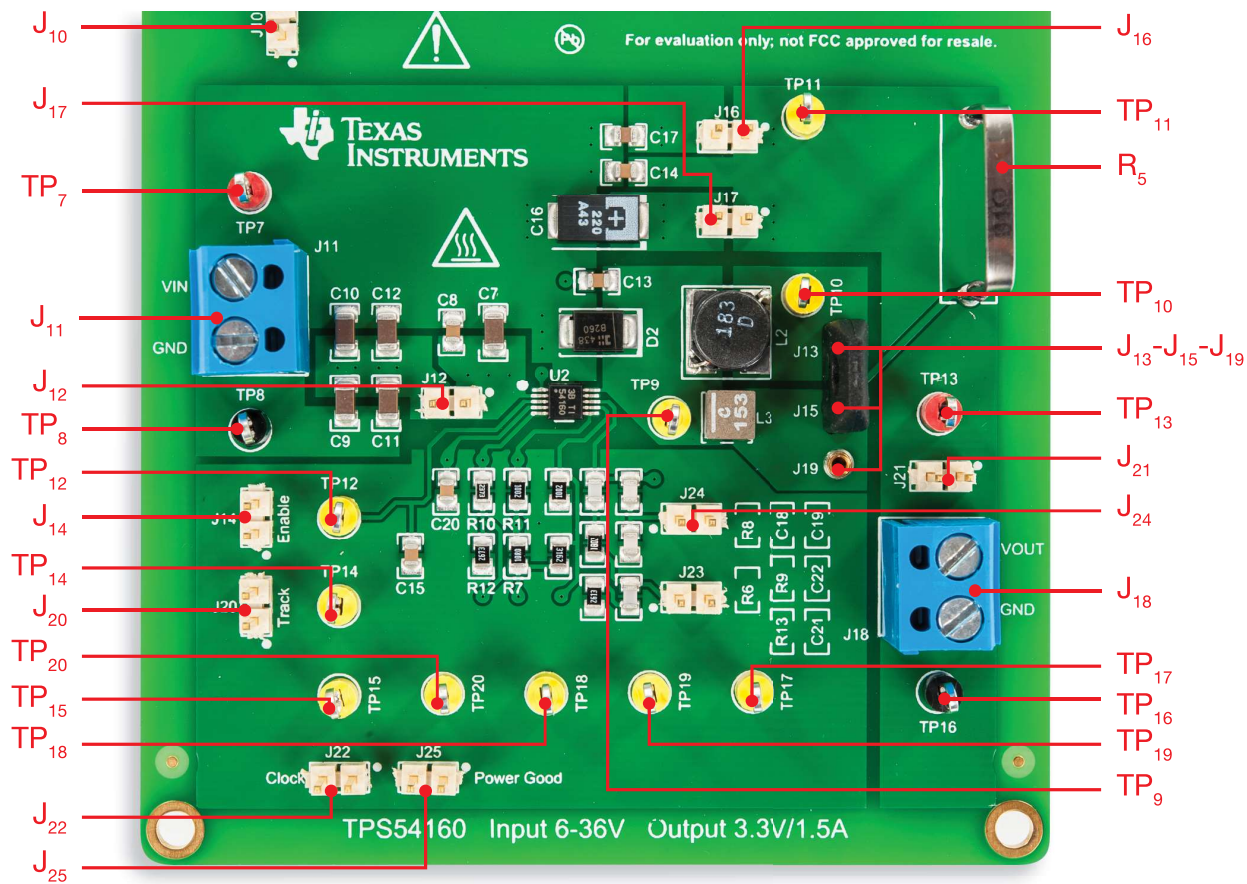


图 4. TI-PMLK TPS54160 降压实验板的俯视图



TI-PMLK TPS54160 连接器、跳线和测试引脚

连接器、跳线和测试引脚的描述符和功能

连接器

J₁₀ - 输入电压连接器

J₁₆ - 输出电压连接器

跳线

J₁₀ - 将 TPS54160 的接地端与 LM3475 的接地端相连

J₁₂ - 连接 **C₉-C₁₂** (4x4.7μF) 输入电容

J₁₄ - 连接到外部使能信号

J₁₆ - 连接 **C₁₇** (10μF) 输出电容

J₁₇ - 连接 **C₁₆** (220μF) 输出电容

J₂₀ - 连接到外部软启动信号

J₂₁ - 通过低阻抗走线将输出电压连接到电压传感器 **R₆-R₈**

J₂₂ - 开关频率设置:

短接 → **f_s = 500kHz**, 开路 → **f_s = 250kHz**

J₂₃ - 旁路 **C₂₁** 和 **R₁₃** 并改变误差放大器增益

J₂₄ - 旁路 **C₂₂** 并改变误差放大器增益

J₂₅ - Power Good 信号

高电流跳线

J₁₃-J₁₅ - 连接电感 **L₂** (铁氧体磁芯, 18μH)

J₁₅-J₁₉ - 连接电感 **L₃** (磁粉芯, 15μH)

测试引脚

TP₇ - 输入电压的正极

TP₈ - 输入电压的接地极

TP₉ - 开关节点电压

TP₁₀ - 可与 **TP₁₁** 结合使用以通过电阻 **R₅** (10mΩ) 上的电压来感应电感电流。分流电阻 **R₅** 可以配合一支电流探头使用以测量电感电流

TP₁₁ - 可与 **TP₁₀** 结合使用以通过电阻 **R₅** (10mΩ) 上的电压来感应电感电流

TP₁₂ - 使能电压

TP₁₃ - 输出电压的正极

TP₁₄ - 软启动电压

TP₁₅ - PWM 斜坡电压

TP₁₆ - 输出电压的接地极

TP₁₇ - 控制电压

TP₁₈ - 用于环路增益测量的连接引脚。可与 **TP₁₁** 结合使用以便将交流激励源注入 10Ω 电阻 **R₇**

TP₁₉ - 反馈电压

TP₂₀ - Power Good 信号

电压和电流测量

- 用一支电流探头夹住分流电阻 **R₅** 以测量电感电流
- 使用 **TP₇** 和 **TP₈** 测量输入电压
- 使用 **TP₁₃** 和 **TP₁₆** 测量输出电压
- 使用 **TP₉** 和 **TP₁₆** 测量开关节点电压
- 使用 **TP₁₇** 和 **TP₁₆** 测量控制电压
- 用一支电流探头夹住连接到 **J₁₁** 的外接电源线之一以测量输入电流
- 用一支电流探头夹住连接到 **J₁₈** 的外接电源线之一以测量负载电流



注意、警告和建议

注意

- 陶瓷电容 C_7 和 C_8 会旁路流经 FET（在 TPS54160 芯片 U2 内部）和续流二极管 D_2 的电流的高频率分量。为了分析输入纹波， $0.1\mu\text{F}$ 的电容（电容 C_8 的电容）可以忽略不计。
- $0.1\mu\text{F}$ 陶瓷电容 C_{14} 会过滤由快速负载暂态变化所确定的输出电流的陡峭的高频分量。它的电容很小，可以忽略不计。它的低 ESR 具有降低输出电容等效 ESR 的效果，从而在主要依赖于等效电容的负载暂态期间使输出电压过冲。
- 在 J_{23} 和 J_{24} 两者同时短接时的补偿设置是为 $C_{\text{out}}=C_{17}=10\mu\text{F}$ 量身定制的，而在 J_{23} 和 J_{24} 两者同时开路时的补偿是为 $C_{\text{out}}=C_{16}=220\mu\text{F}$ 量身定制的。这两种情况下，在穿越频率为 15kHz 、输入电压为 36V 且负载电流为 1.5A 时，环路增益具有大约 45° 的相位裕度。
- 在以下情况下使用 $C_{\text{out}}=C_{16}$ 时，稳压器仍然稳定，但穿越频率降低到约 2kHz ，且相位裕度为 60° ： J_{23} 和 J_{24} 短接。在以下情况下使用 $C_{\text{out}}=C_{20}$ 时，稳压器不稳定，且输出电压在 3.3V 附近出现大幅振荡： J_{23} 和 J_{24} 开路。
- 电容 C_{16} 和 C_{17} 与跳线 J_{23} 和 J_{24} 的其他组合可导致或稳定或不稳定的运行情况，具体取决于输入电压和负载电流。在 [实验 3 理论背景](#) 部分提供的公式可用于预测稳定性。建议在不稳定条件下将稳压器的运行状态仅限制在很短的时间间隔（几秒钟），足以将不稳定状态捕获到示波器屏幕截图中即可。

警告和建议

适用于所有实验板

- 请勿超过最大输入电压额定值
- 请勿超过最大负载电流，除非实验明确要求
- 如果实验板使用恒流模式的电子负载作为负载，遵循的上/下电顺序为：
 - 在上电时：先开启输入电源，再开启负载
 - 在下电时：先关闭负载，再关闭输入电源
- 无论要更改任何跳线设置，都必须先将实验板下电（分别关闭电子负载和电源的“LOAD ON”和“OUT ON”按钮）
- 请勿在不稳定条件下运行稳压器超过几秒钟

适用于 TPS54160 降压稳压器

- 请勿在 J_{16} 和 J_{17} 两者同时开路的情况下运行稳压器
- 请勿在 J_{13} - J_{15} 和 J_{15} - J_{19} 两者同时开路的情况下运行稳压器

适用于 LM3475 降压稳压器

- 请勿在 J_4 和 J_5 和 J_6 全部开路的情况下运行稳压器
- 请勿在 J_4 和 J_5 和 J_6 全部短接的情况下运行稳压器

实验 1

本实验的目的是研究降压稳压器的效率如何依赖于输入和负载条件以及如何依赖于开关频率。本实验采用 **TPS54160** 降压稳压器。



案例研究

本实验的目的是分析输入电压、负载电流和开关频率对降压稳压器效率的影响。

本实验的研究对象是降压稳压器的效率。图 1 显示了 TPS54160 降压稳压器的简化原理图，其中突出了主要功率器件：

- 输入电容 C_{in} （包含并联的电容 C_9 至 C_{12} ，参见 TI-PMLK TPS54160 原理图）；
- 电感 L （ $L=L_2=18\mu\text{H}$ 或 $L=L_3=15\mu\text{H}$ ，具体取决于跳线 J_{13} 、 J_{15} 和 J_{19} 设置，参见 TI-PMLK TPS54160 原理图）；
- 输出电容 C_{out} （ $C_{out}=C_{16}=10\mu\text{F}$ 或 $C_{out}=C_{17}=220\mu\text{F}$ ，具体取决于跳线 J_{16} 和 J_{17} 设置，参见 TI-PMLK TPS54160 原理图）；
- 二极管（TI-PMLK TPS54160 原理图中的二极管 D_2 ）；
- N 沟道 MOSFET（它集成在 TPS54160 芯片中，漏极和源极分别连接到 VIN 和 PH 引脚）。

转换器效率主要受 MOSFET、二极管和电感功率损耗的影响。在 [理论背景](#) 部分所示的公式突出了功率损耗随运行条件不同而变化的情况。主要影响因素为：

- 输入电压 V_{in}
- 输出电压 V_{out}
- 负载电流 I_{out}
- 开关频率 $f_s=1/T_s$ 。

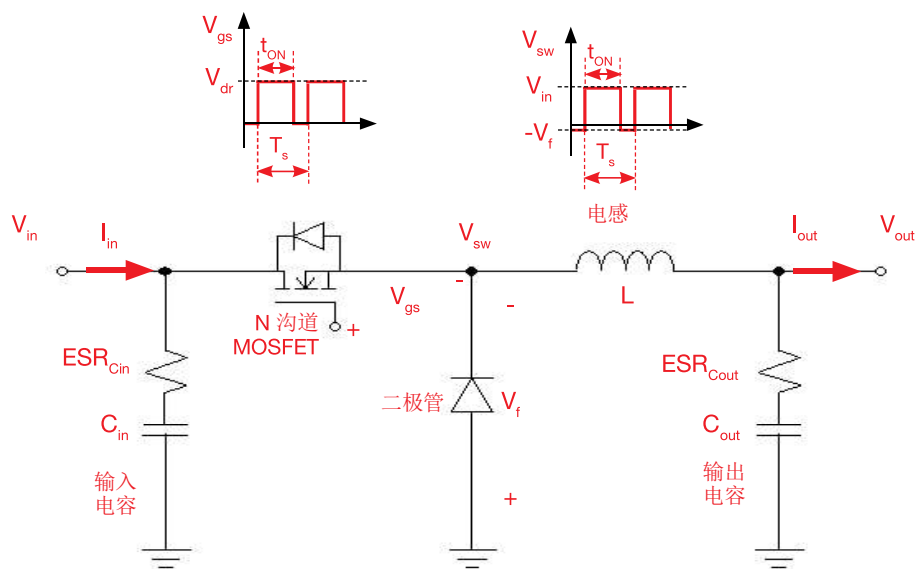


图 1. 降压转换器简化原理图

测试 1. 在改变负载电流的同时，我们测量 TPS54160 降压稳压器的输入电压 V_{IN} 、输入电流 I_{IN} 、输出电压 V_{OUT} 和输出电流 I_{OUT} 。我们计算实验效率，以及理论效率，并观察它们之间的比较情况，以及它们在开关频率为 250kHz 时随负载电流和输入电压不同而变化的情况。

测试 2. 在改变负载电流的同时，我们测量 TPS54160 降压稳压器的输入电压 V_{IN} 、输入电流 I_{IN} 、输出电压 V_{OUT} 和输出电流 I_{OUT} 。我们计算实验损耗，以及理论损耗，并观察它们之间的比较情况，以及它们在开关频率为 500kHz 时随负载电流和输入电压不同而变化的情况。



理论背景

开关稳压器的功率损耗受电路的工作参数和功率器件的物理参数的影响。下面提供的公式可用于对连续导通模式⁽¹⁾下运行的降压稳压器的主要损耗进行简化计算。（请参阅参考文献 [1] [3] 以了解有关连续和非连续运行模式下的 DC-DC 开关转换器运行情况和分析的更多详细信息，参阅参考文献 [3] 以详细了解 MOSFET 损耗分析，并参阅参考文献 [5] 以了解有关 TPS54160 运行情况和特性的更多详细信息）

损耗公式

MOSFET⁽²⁾

导通: $P_{MOS,c} = R_{ds} D I_{out}^2 \alpha_{pp}$

开关: $P_{MOS,sw} = V_{in} I_{out} f_s t_{sw}$

栅极: $P_{MOS,g} = Q_g V_{dr} f_s$

电流感应

IC 电流感应: $P_{sns} = R_{sns} D I_{out}^2 \alpha_{pp}$

二极管

导通: $P_{二极管} = V_f D' I_{out}$

电感⁽³⁾⁽⁴⁾

绕组: $P_{L,w} = ESR_{L,out} I_{out}^2 \alpha_{pp}$

磁芯: $P_{L,c} = K_1 f_s^x (K_2 \Delta i_{pp})^y$

电容⁽⁵⁾

输入: $P_{Cin} = ESR_{Cin} I_{out}^2 D' D$

输出: $P_{Cout} = \frac{1}{12} ESR_{Cout} \Delta i_{pp}^2$

其他⁽⁶⁾

IC 偏置: $P_{IC} = V_{in} I_{\mu}$

定义

T_s = 开关周期

t_{ON} = MOSFET 导通时间

$f_s = 1/T_s$ = 开关频率

D = MOSFET 占空比

$$= t_{ON} / T_s = V_{out} / V_{in}^{(7)}$$

$D' = 1-D$

R_{ds} = MOSFET 导通电阻

Q_g = MOSFET 栅极电荷

t_{sw} = MOSFET 开关时间

V_f = 二极管正向电压

L = 电感的感值

ESR_L = 电感串联电阻

ESR_{Cin} = 输入电容串联电阻

ESR_{Cout} = 输出电容串联电阻

I_{μ} = 控制器静态电流

V_{dr} = MOSFET 栅极驱动器电压

Δi_{pp} = 电感电流纹波

$$= V_{out} D' / (f_s L)$$

α_{pp} = 电感纹波系数

$$= 1 + (\Delta i_{L,pp} / I_{out})^2 / 12$$

相关知识

- (1) 如果满足以下条件，则降压转换器在连续导通模式下运行：
 $2L f_s I_{out} > (1-D) V_{out}$
- (2) MOSFET 参数 R_{ds} 、 t_{sw} 和 Q_g 受栅极驱动器电压 V_{dr} 、结温 T_j 、输入电压 V_{in} 和输出电流 I_{out} 的影响。
- (3) 电感参数 K_1 、 K_2 、 x 、 y 取决于磁芯材料和尺寸、开关频率 f_s 和温度。
- (4) f_s 以 kHz 为单位， Δi_{pp} 以安培为单位， $P_{L,c}$ 以 mW 为单位。
- (5) 如果电容为并联，则应确定通过每个电容的 rms 电流。
- (6) 为了确保更精确的效率计算，还应考虑依赖于 PCB 布线的寄生电阻和取决于辅助部件的额外损耗。
- (7) 占空比 D 的实际值会稍大于理论值 V_{out}/V_{in} ，这是因为转换器的功率损耗需要通过电感能量电荷的增加来补偿。
- (8) 您可以用实验测量占空比 D ，做法是分析开关节点电压 V_{sw} （TPS54160 实验板中的测试引脚 TP_9 ）的波形：这是一个方波，当 MOSFET 为 ON 时，在输入电压电平停留时间为 t_{ON} ，而当 MOSFET 为 OFF 时，在电压 $-V_f$ 停留时间为 $t_{OFF} = T_s - t_{ON}$ 。然后，通过测量 t_{ON} 和 T_s ，可根据定义中给出的公式获得占空比 D 。



实验准备：仪器设置

本实验所需的仪器为：一台直流电源、四个万用表、一台示波器和一个 $200\Omega/1.5A$ 滑动变阻器。图 2 显示了仪器连接。请遵循下一页提供的说明来设置连接。

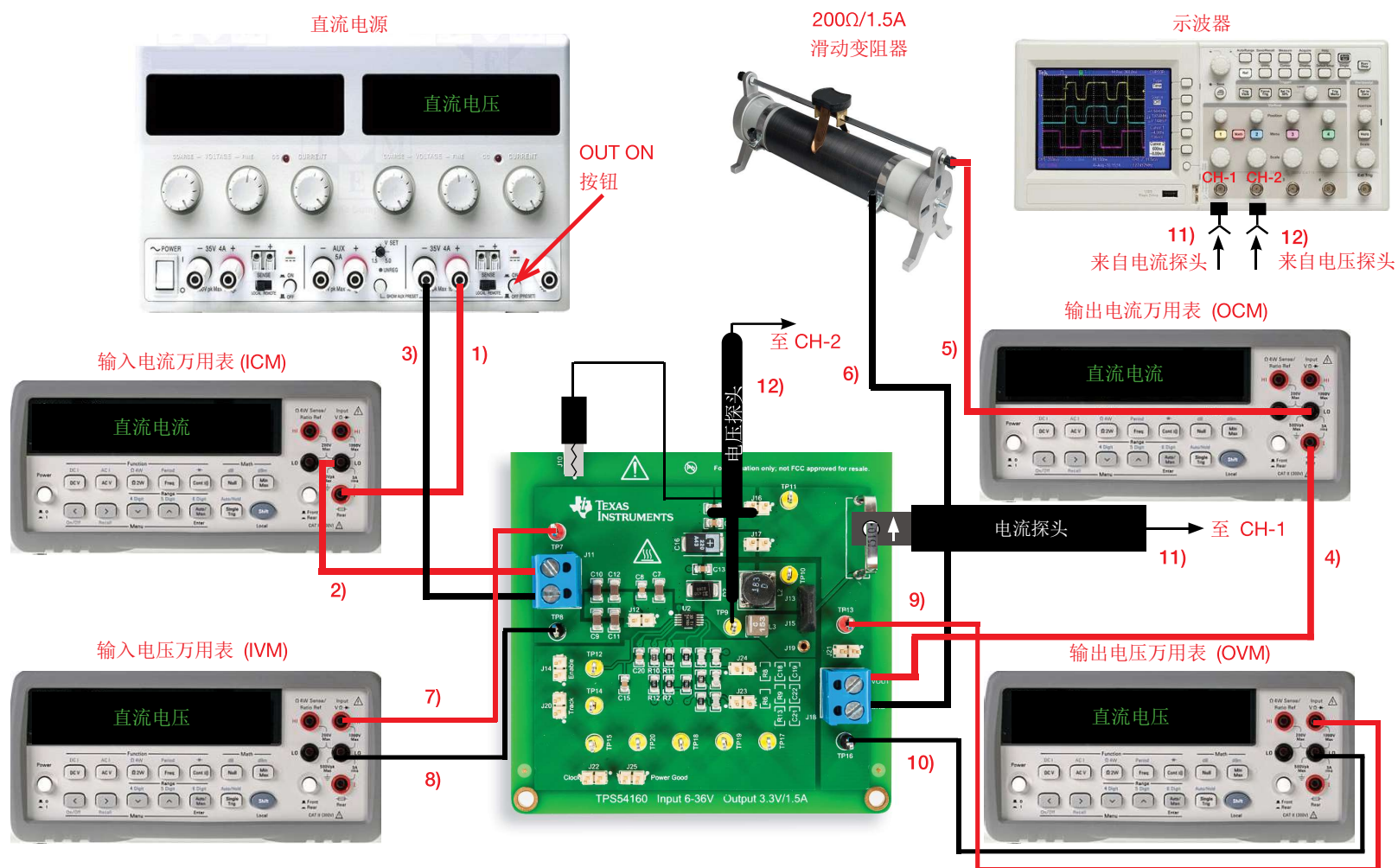


图 2. 实验设置。



实验设置：说明

在关闭所有仪器的情况下，进行以下连接：

- 1) 将直流电源的正（红色）输出端连接到输入电流万用表（ICM）的正（红色）电流输入端
[警告：万用表的正电流输入端不同于正电压输入端]
- 2) 将输入电流万用表（ICM）的负（黑色）电流输入端连接到 TPS54160 降压稳压器的 J_{11} 接线端子的输入端（VIN）
- 3) 将直流电源的负（黑色）输出端连接到 TPS54160 降压稳压器的 J_{11} 接线端子的接地端（GND）
- 4) 将输出端（VOUT）（TPS54160 降压稳压器的 J_{18} 接线端子上）连接到输出电流万用表（OCM）的正（红色）电流输入端
[警告：万用表的正电流输入端不同于正电压输入端]
- 5) 将输出电流万用表（OCM）的负（黑色）电流输入端连接到 200 Ω /1.5A 滑动变阻器的一个输入连接器
- 6) 将 TPS54160 降压稳压器的 J_{18} 接线端子的接地端（GND）连接到 200 Ω /1.5A 滑动变阻器的另一个输入连接器
- 7) 将输入电压万用表（IVM）的正（红色）电压输入连接到测试引脚 TP_7 （即 TPS54610 降压稳压器的 VIN）
- 8) 将输入电压万用表（IVM）的负（黑色）电压输入连接到测试引脚 TP_8 （即 TPS54610 降压稳压器的 GND）
- 9) 将输出电压万用表（OVM）的正（红色）电压输入端连接到测试引脚 TP_{13} （即 TPS54610 降压稳压器的 VOUT）
- 10) 将输出电压万用表（OVM）的负（黑色）电压输入连接到测试引脚 TP_{16} （即 TPS54610 降压稳压器的 GND）
- 11) 将一支电流探头连接到示波器的通道 1，并用其夹住 TPS54610 降压稳压器的感应电阻 R_S ，确保探头夹上印制的箭头对应于电感流出的电流（从正面观看 TPS54160 降压实验板时，箭头必须朝上）
- 12) 将电压探头连接到示波器的通道 2，并将其紧贴到测试引脚 TP_9 （即 TPS54610 降压稳压器的开关节点电压）



测试 1：准备和实验步骤

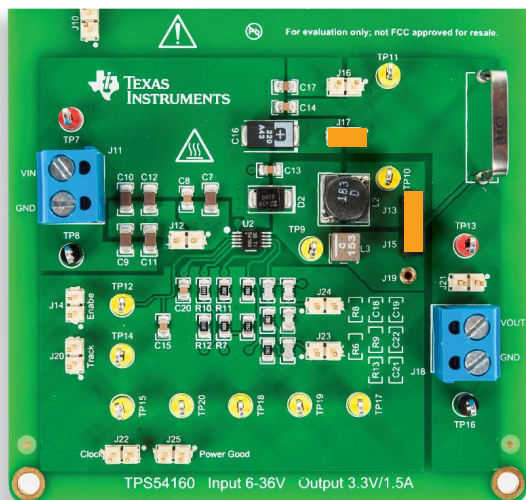


图 3. TPS54160 降压实验板：测试 1 的跳线设置

跳线设置（请参阅图 3）：

- J_{13} - J_{15} 短接 → L_2 (18 μ H, 铁氧体磁芯) 电感已连接
- J_{17} 短接 → C_{16} (220 μ F) 输出电容已连接
- J_{14} 开路 → 已启用内部使能信号
- J_{20} 开路 → 已启用内部软启动信号
- J_{21} 开路 → 输出电容已连接到电压传感器 R_5 - R_8
- J_{12} 开路 → C_9 - C_{12} (4x4.7 μ F) 输入电容已断开连接
- J_{16} 开路 → C_{17} (10 μ F) 输出电容已断开连接
- J_{22} 开路 → 开关频率 $f_s = 250$ kHz
- J_{25} 开路 → 已启用 Power Good 信号
- J_{23} 和 J_{24} 开路 → C_{16} (220 μ F) 输出电容的补偿设置

实验步骤：

- 1) 开启万用表，将 ICM 设置为直流电流模式，将 OCM 设置为直流电压模式，将 IVM 设置为直流电压模式，并将 OVM 设置为直流电压模式
- 2) 开启示波器，将 CH-1 设置为直流 50 Ω 耦合模式，将通道 2 设置为直流 1M Ω 耦合模式，选择 CH-2 作为触发源，并执行电流探头的“消磁”以消除电流探头可能存在的直流偏置
- 3) 开启电源（确保“OUT ON”按钮为 OFF），将电压值设置为 6V，并将电流限制设置为 1A
- 4) 将 200 Ω /1.5A 变阻器滑动触点的位置设置为对应的最大电阻（200 Ω ）
- 5) 开启电源“OUT ON”按钮。在这些条件下，您应该在 IVM 显示屏上读出大约 6V，在 OVM 显示屏上读出大约 3.3V，在 OCM 显示屏上读出大约 16.5mA，并在 ICM 显示屏上读出 9mA，然后在示波器上看到 CH-1 波形（表示负载电流）为 16.5mA 平均值的平坦水平线，而 CH-2 波形（表示开关节点电压）为输入电压和轻微负电压之间波动的方波（如果读出的值或看到的波形与上述情况不符，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的步骤。）
- 6) 移动 200 Ω /1.5A 变阻器的滑块，直到在 OCM 显示屏上读出 100mA^(*)；在这些条件下，您应该在 IVM 显示屏上读出大约 6V，在 OVM 显示屏上读出大约 3.3V，在 ICM 显示屏上读出大约 60mA，然后在示波器的 CH-1 上看到平均值为 100mA 的三角波形。如果这些值与以上列出的值大相径庭，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查设置
- 7) 分别读出 OVM 显示屏和 ICM 显示屏上的输出电压和输入电流，测量示波器 CH-1 上的电感电流纹波，测量示波器 CH-2 上的开关节点电压的频率和占空比，然后使用这些值进行表 1 中所要求的计算。针对表 1 中列出的所有负载电流和输入电压值^(*)重复此步骤，为此需要调整 200 Ω /1.5A 变阻器滑动触点的位置和直流电源的旋钮（在改变输入电压和负载电流时，无需关闭电源“OUT ON”按钮）
- 8) 在测量结束时，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，然后关闭所有仪器

^(*) 您可以根据实验中实际采用的变阻器的滑动触点分辨率，调整此测试中的负载电流值从 0.1A 增大到 1.5A 的顺序。此测试并不要求负载电流与表 1 中列出的值完全相等。



测试 1：测量和计算

- 1) 通过公式 $\eta_{\text{exp}} = V_{\text{out}} I_{\text{out}} / V_{\text{in}} I_{\text{in}} \times 100$ ，使用测量值 V_{out} 、 I_{out} 、 V_{in} 和 I_{in} 计算转换器的实验效率。
- 2) 计算电源转换器的理论损耗为 $P_{\text{loss}} = P_{\text{MOS,c}} + P_{\text{MOS,sw}} + P_{\text{MOS,g}} + P_{\text{diode}} + P_{\text{L,w}} + P_{\text{L,c}} + P_{\text{Cin}} + P_{\text{Cout}} + P_{\text{IC}}$ （通过 **损耗公式** 进行计算，该公式由 **理论背景** 部分给出）。
[注意： $P_{\text{MOS,c}} = \text{TPS54160}$ 降压稳压器中的 P_{sns} ，因为 MOSFET 导通电阻用作感应电阻]
- 3) 通过公式 $\eta_{\text{theo}} = P_{\text{out}} / (P_{\text{out}} + P_{\text{loss}}) \times 100$ （其中 $P_{\text{out}} = V_{\text{out}} I_{\text{out}}$ ）计算转换器的理论效率。
- 4) 收集表 1 中的测量和计算结果，分析这些结果，回答问题，并尝试通过思考 **理论背景** 部分提供的损耗公式和相关信息来解释您的观察结果。

表 1. 在开关频率 $f_s = 250\text{kHz}$ 时运行的 TI-PMLK TPS54160 降压稳压器的实验 vs 理论效率

(1) 实验效率 [%] $\eta_{\text{exp}} = (V_{\text{OUT}} I_{\text{OUT}}) / (V_{\text{IN}} I_{\text{IN}}) \times 100$	I_{OUT} [mA]					
	100 ($R_{\text{load}}=33\Omega, 0.33\text{W}$)	200 ($R_{\text{load}}=16.5\Omega, 0.66\text{W}$)	500 ($R_{\text{load}}=6.6\Omega, 1.65\text{W}$)	1000 ($R_{\text{load}}=3.3\Omega, 3.30\text{W}$)	1200 ($R_{\text{load}}=2.75\Omega, 3.96\text{W}$)	1500 ($R_{\text{load}}=2.2\Omega, 4.95\text{W}$)
(2) 理论效率 [%] $\eta_{\text{theo}} = P_{\text{OUT}} / (P_{\text{OUT}} + P_{\text{LOSS}}) \times 100$						
$V_{\text{IN}} = 6\text{V}$	(1)	(1)	(1)	(1)	(1)	(1)
	(2)	(2)	(2)	(2)	(2)	(2)
$V_{\text{IN}} = 24\text{V}$	(1)	(1)	(1)	(1)	(1)	(1)
	(2)	(2)	(2)	(2)	(2)	(2)

MOSFET (TPS54160)

$R_{\text{ds}}=180\text{m}\Omega$,
 $Q_g=3\text{nC}$, $\alpha_{\text{sw}}=0.25\text{ns/V}$,
 $t_{\text{sw}}=\alpha_{\text{sw}} V_{\text{IN}}$
 $V_{\text{dr}}=6\text{V}$

电流感应

$R_{\text{sns}}=R_{\text{ds}}$

IC

$I_{\mu}=116\mu\text{A}$

续流二极管

$V_f = 350\text{mV}@0.1\text{A}$
 $V_f = 550\text{mV}@1.5\text{A}$

电感 (J_{13} - J_{15} 短接)

$L=L_2=18\mu\text{H}$
 $\text{ESR}_L=80\text{m}\Omega$
 $K_1=0.261, K_2=0.92$,
 $x=1.21, y=2.01$

输入电容 (J_{12} 开路)

$C_{\text{in}}=C_7=4.7\mu\text{F}$
 $\text{ESR}=5\text{m}\Omega$

输出电容 (J_{16} 开路, J_{17} 短接)

$C_{\text{out}}=C_{16}=220\mu\text{F}$
 $\text{ESR}=25\text{m}\Omega$

请回答：

- 1) 请列出在低负载和高负载时导致效率降低的器件：_____
- 2) 对于测试的输入电压值，请确定对应于最大效率的负载电流值，并通过测量验证预测值
[提示：使用损耗的导数作为负载电流的函数]：_____



测试 2：准备和实验步骤

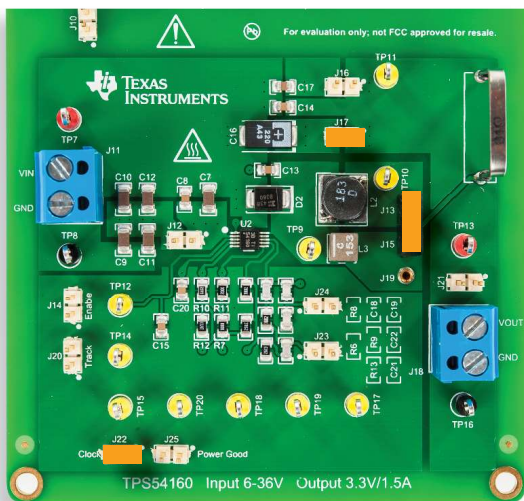


图 4. TPS54160 降压实验板：测试 2 的跳线设置

跳线设置（请参阅图 4）：

- J_{13} - J_{15} 短接 → L_2 (18 μ H, 铁氧体磁芯) 电感已连接
- J_{17} 短接 → C_{16} (220 μ F) 输出电容已连接
- J_{14} 开路 → 已启用内部使能信号
- J_{20} 开路 → 已启用内部软启动信号
- J_{21} 开路 → 输出电容已连接到电压传感器 R_5 - R_8
- J_{12} 开路 → C_9 - C_{12} (4x4.7 μ F) 输入电容已断开连接
- J_{16} 开路 → C_{17} (10 μ F) 输出电容已断开连接
- J_{22} 短接 → 开关频率 $f_s = 500\text{kHz}$
- J_{25} 开路 → 已启用 Power Good 信号
- J_{23} 和 J_{24} 开路 → C_{16} (220 μ F) 输出电容的补偿设置

实验步骤：

- 1) 开启万用表，将 ICM 设置为直流电流模式，将 OCM 设置为直流电压模式，将 IVM 设置为直流电压模式，并将 OVM 设置为直流电压模式
- 2) 开启示波器，将 CH-1 设置为直流 50 Ω 耦合模式，将 CH-2 设置为直流 1M Ω 耦合模式，选择 CH-2 作为触发源，并执行电流探头的“消磁”（这样可消除电流探头可能存在的直流偏置）
- 3) 开启电源（确保“OUT ON”按钮为 OFF），将电压值设置为 6V，并将电流限制设置为 1A
- 4) 将 200 Ω /1.5A 变阻器滑动触点的位置设置为对应的最大电阻（200 Ω ）
- 5) 开启电源“OUT ON”按钮。在这些条件下，您应该在 IVM 显示屏上读出大约 6V，在 OVM 显示屏上读出大约 3.3V，在 OCM 显示屏上读出大约 16.5mA，并在 ICM 显示屏上读出 9mA，然后在示波器上看到 CH-1 波形（表示负载电流）为 16.5mA 平均值的平坦水平线，而 CH-2 波形（表示开关节点电压）为输入电压和轻微负电压之间波动的方波。（如果读出的值或看到的波形与上述情况不符，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的步骤。）
- 6) 移动 200 Ω /1.5A 变阻器的滑块，直到在 OCM 显示屏上读出 100mA^(*)。在这些条件下，您应该在 IVM 显示屏上读出大约 6V，在 OVM 显示屏上读出大约 3.3V，在 ICM 显示屏上读出大约 60mA，然后在示波器的 CH-1 上看到平均值为 100mA 的三角波形。如果这些值与以上列出的值大相径庭，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查设置
- 7) 分别读出 OVM 显示屏和 ICM 显示屏上的输出电压和输入电流，测量示波器 CH-1 上的电感电流纹波，测量示波器 CH-2 上的开关节点电压的频率和占空比，然后使用这些值进行表 2 中所要求的计算。针对表 2 中列出的所有负载电流和输入电压值^(*)重复此步骤，为此需要调整 200 Ω /1.5A 变阻器滑动触点的位置和直流电源的旋钮（在改变输入电压和负载电流时，无需关闭电源“OUT ON”按钮）
- 8) 在测量结束时，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，然后关闭所有仪器

^(*) 您可以根据实验中实际采用的变阻器的滑动触点分辨率，调整此测试中的负载电流值从 0.1A 增大到 1.5A 的顺序。此测试并不要求负载电流与表 2 中列出的值完全相等。



测试 2: 测量和计算

- 1) 通过公式 $P_{\text{exp}} = V_{\text{in}} I_{\text{in}} - V_{\text{out}} I_{\text{out}}$, 使用测量值 V_{out} 、 I_{out} 、 V_{in} 和 I_{in} 计算转换器的实验损耗。
- 2) 计算电源转换器的总损耗为 $P_{\text{loss}} = P_{\text{MOS,c}} + P_{\text{MOS,sw}} + P_{\text{MOS,g}} + P_{\text{diode}} + P_{\text{L,w}} + P_{\text{L,c}} + P_{\text{Cin}} + P_{\text{Cout}} + P_{\text{IC}}$ (通过 **损耗公式** 进行计算, 该公式由 **理论背景** 部分给出)。
[注意: $P_{\text{MOS,c}} = \text{TPS54160}$ 降压稳压器中的 P_{sns} , 因为 MOSFET 导通电阻用作感应电阻]
- 3) 收集表 2 中的测量和计算结果, 分析这些结果并将它们与表 1 中收集的结果进行比较, 回答问题, 并尝试通过思考 **理论背景** 部分提供的损耗公式和相关信息来解释您的观察结果。

表 2. 在开关频率 $f_s = 500\text{kHz}$ 时运行的 TI-PMLK TPS54160 降压稳压器的实验 vs 理论功率损耗

(1) 实验损耗 [mW] $P_{\text{exp}} = V_{\text{IN}} I_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} I_{\text{OUT}}$	I_{OUT} [mA]					
	(2) 计算的损耗 [mW] $P_{\text{loss}} = P_{\text{MOS,c}} + P_{\text{MOS,sw}} + P_{\text{MOS,g}} + P_{\text{diode}} + P_{\text{L,w}} + P_{\text{L,c}} + P_{\text{Cin}} + P_{\text{Cout}} + P_{\text{IC}}$	100 ($R_{\text{load}}=33\Omega, 0.33\text{W}$)	200 ($R_{\text{load}}=16.5\Omega, 0.66\text{W}$)	500 ($R_{\text{load}}=6.6\Omega, 1.65\text{W}$)	1000 ($R_{\text{load}}=3.3\Omega, 3.30\text{W}$)	1200 ($R_{\text{load}}=2.75\Omega, 3.96\text{W}$)
$V_{\text{IN}} = 6\text{V}$	(1)	(1)	(1)	(1)	(1)	(1)
	(2)	(2)	(2)	(2)	(2)	(2)
$V_{\text{IN}} = 24\text{V}$	(1)	(1)	(1)	(1)	(1)	(1)
	(2)	(2)	(2)	(2)	(2)	(2)

MOSFET (TPS54160)
 $R_{\text{ds}}=180\text{m}\Omega$,
 $Q_{\text{g}}=3\text{nC}$, $\alpha_{\text{sw}}=0.25\text{ns/V}$,
 $t_{\text{sw}}=\alpha_{\text{sw}} V_{\text{IN}}$
 $V_{\text{dr}}=6\text{V}$

电流感应
 $R_{\text{sns}}=R_{\text{ds}}$

IC
 $I_{\text{p}}=116\mu\text{A}$

续流二极管
 $V_{\text{f}} = 350\text{mV}@0.1\text{A}$
 $V_{\text{f}} = 550\text{mV}@1.5\text{A}$

电感 (J_{13} - J_{15} 短接)
 $L=L_2=18\mu\text{H}$
 $\text{ESR}_L=80\text{m}\Omega$
 $K_1=0.261, K_2=0.92$,
 $x=1.21, y=2.01$

输入电容 (J_{12} 开路)
 $C_{\text{in}}=C_7=4.7\mu\text{F}$
 $\text{ESR}=5\text{m}\Omega$

输出电容 (J_{16} 开路, J_{17} 短接)
 $C_{\text{out}}=C_{16}=220\mu\text{F}$
 $\text{ESR}=25\text{m}\Omega$

请回答:

- 1 开关频率的增加是否使得损耗增加? 是 否 取决于输入电压
 其他: _____
- 2 在更高开关频率时电流纹波的降低是否对总损耗有影响? 是 否 取决于输入电压
 其他: _____



讨论

在测试 1 中，我们主要目的是研究降压稳压器的效率与负载电流值及输入电压值之间的相关性。

当负载电流减小时，降压转换器效率理论上会提高。不过，只有超过特定的负载电流阈值后这种情况才会发生，此阈值取决于输入电压，同时取决于影响损耗的器件的参数。实际上，*损耗公式*（由*理论背景*部分提供）表明，MOSFET 栅极电荷损耗、电感磁芯损耗和 IC 损耗不依赖于负载电流，而所有其他损耗以线性或二次形式依赖于负载电流，并且可根据器件参数而增大或减小。因此，当负载电流降低到低于特定阈值时，不依赖于负载电流的损耗决定了效率的降低。相反，高于负载电流阈值时，我们观察到，随着负载电流增大，由于依赖于负载电流的损耗增加，因此效率也会降低。

输入电压在很大程度上影响着效率随负载电流不同而变化的方式，因为随着输入电压增加，占空比会减小，然后 MOSFET 和二极管之间的电流分布会发生变化。此外，在高输入电压和低负载电流时，降压转换器以“非连续导通模式”运行。在此运行模式下，MOSFET 的开启开关损耗可以忽略不计，因为 MOSFET 导通时漏极-源极电流为零。另外，如图 5 和图 7 的*实验波形图*所示，其他损耗的贡献因不同的电流波形而异。参考文献 [1] 中提供了在非连续导通模式下运行的降压转换器的损耗公式。（另请参阅 TI-PMLK 降压-升压（Buck-Boost）实验指导书，进一步了解在非连续运行模式下运行的开关稳压器的损耗和效率分析情况）

在测试 2 中，我们主要目的是研究降压稳压器的效率与开关频率之间的相关性。

如*损耗公式*（由*理论背景*部分提供）中所示，开关频率对功率组件损耗有着多方面的影响。事实上，在较高频率时，功率 MOSFET 的开关损耗会增加。开关频率也影响电感损耗，尤其是磁芯损耗。电感电流纹波也受开关频率影响，这反过来又影响电感的磁芯损耗以及 MOSFET 和二极管的导通损耗。通常，较低的电流纹波可减小依赖于该电流的损耗。最后，如图 5 和图 7 的*实验波形图*所示，开关频率会影响在连续导通模式或非连续导通模式下的运行情况。（请参阅*实验 2* 来分析电感电流纹波和输出电压纹波之间的相关性，并参阅*实验 4* 和*实验 5* 来研究电感饱和和对纹波电流波形和峰-峰值的影响以及对电流限制操作的影响。）



实验波形图

图 5 到 8 中收集的实验波形图示例列举了 TPS54160 降压稳压器在不同运行条件下的一些输出电压、电感电流和开关节点电压波形。

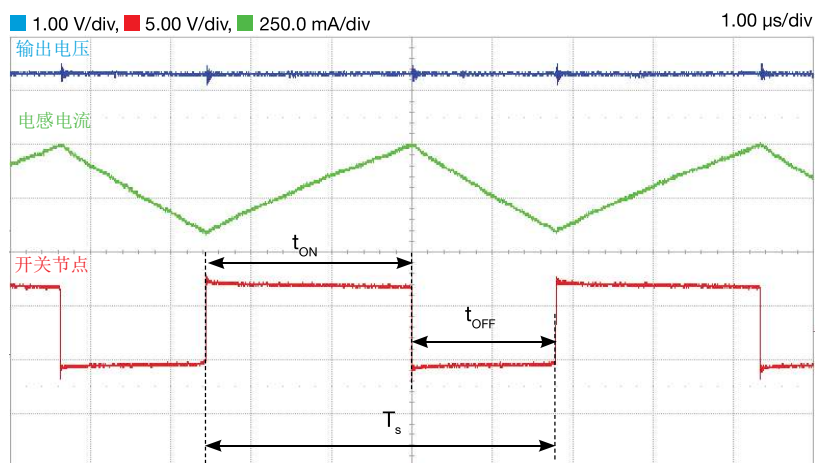


图 5. $V_{in}=6V$, $I_{out}=0.2A$, $f_s=250kHz$

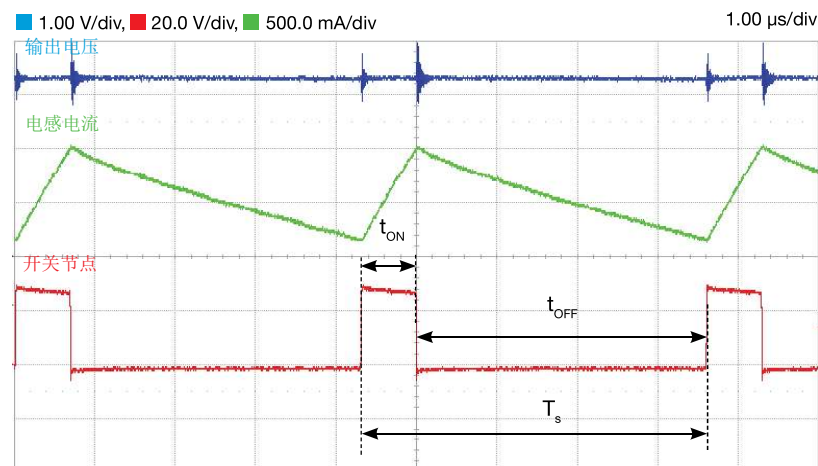


图 6. $V_{in}=24V$, $I_{out}=1A$, $f_s=250kHz$

图 5 和 6 中的波形图表明，无论输入电压设置成多少，输出电压 V_{out} （蓝色波形）都能较好地稳定在 3.3V 标称值附近。在开关节点电压⁽¹⁾（红色波形）上升（MOSFET 开启）和下降（MOSFET 关闭）对应的开关瞬间过程中，我们会在输出电压上观测到高频振铃。这些振铃由 PCB 布线的和示波器电压探头（它们形成由开关节点电压急剧上升和下降激发的谐振环路）的寄生 L-C 参数所引起。

与开关节点电压方波对应的红色波形清晰地显示了 MOSFET 导通时间 t_{ON} 和关断时间 t_{OFF} 如何随输入电压增加而变化（比较图 5 和图 6），也就是占空比 D 为了确保输出电压保持标称值而降低的过程。

与电感电流对应的绿色波形显示为典型的三角波形，此波形的纹波峰-峰值幅度强烈依赖于输入电压（最大输入电压是电流纹波最差的情况），我们通过比较图 5 和 6 的波形图（注意这两个图的不同刻度）可以观察到此情况。

⁽¹⁾ 开关节点对应于 TPS54160 原理图中的 PH 节点（测试引脚 TP_9 ）。



实验波形图

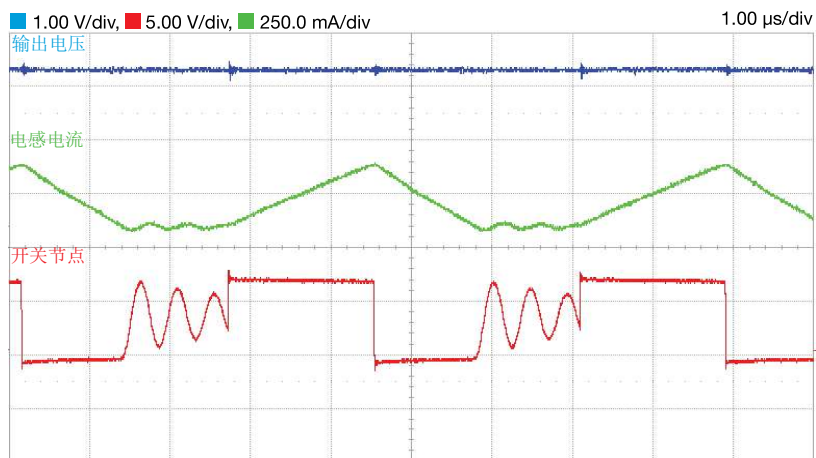


图 7. $V_{in}=6V$, $I_{out}=0.1A$, $f_s=250kHz$

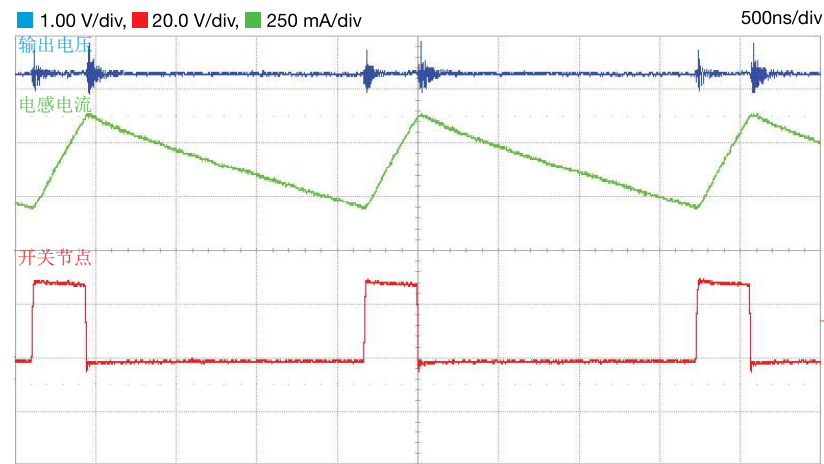


图 8. $V_{in}=24V$, $I_{out}=1A$, $f_s=500kHz$

图 7 的波形图显示了降压转换器在非连续导通模式（输出电流很低时）下运行时的输出电压的波形（蓝色波形）、电感电流的波形（绿色波形）和开关节点的波形（红色波形）。在每个开关周期，电感电流下降到零时，二极管停止导通，并观察到一个振铃间隔，此间隔在下一开关周期 MOSFET 开启时结束。振铃取决于由电感形成的谐振环路以及 MOSFET 和二极管的寄生电容。

图 8 的波形图可与图 6 的波形图相比较，从而确定开关频率从 250kHz 增加到 500kHz 的效果。虽然占空比几乎相同（由于损耗变化，可以观察到仅有很小的占空比变化），但纹波峰-峰值电流的幅度只有一半。

实验 2

本实验的目的是分析开关频率 f_s 和输入/输出电容的容值 C 与等效串联电阻 ESR 对降压稳压器稳态波形的影响。本实验采用 TPS54160 降压稳压器。



案例研究

本实验的目的是分析输出和输入滤波电容特性和开关频率对降压稳压器输出电压纹波和输入电流纹波的影响。

本实验的研究对象是降压稳压器的输出电压和输入电流纹波。图 1 显示了 TPS54160 降压稳压器的简化原理图，其中突出显示了主要电压和电流波形。

理想情况下，DC-DC 降压转换器的输入电流和输出电压在稳态工作模式下应该是平坦的（类似于在 LDO 稳压器中）。但是，在降压稳压器中，与在其他开关电源拓扑中类似，它们包含直流分量 I_{in} 和 V_{out} 以及交流纹波 Δi_{in} 和 Δv_{out} 。其峰-峰值在图 1 中标示为 Δi_{inpp} 和 Δv_{outpp} 。在理论背景部分，重点突出了电感 L 的电流为三角波形，其峰-峰值 Δi_{pp} 依赖于输入电压 V_{in} 、输出电压 V_{out} 、开关频率 f_s 以及电感 L 。此电流纹波被输出电容 C_{out} 过滤，并会影响输出电压纹波的幅度 Δv_{outpp} 。另外，MOSFET 电流为梯形波形，其峰-峰值依赖于 Δi_{pp} 和负载电流 I_{out} 。MOSFET 电流会影响输入电容 C_{in} 的电压纹波幅度以及输入电流纹波的幅度 Δi_{inpp} 。

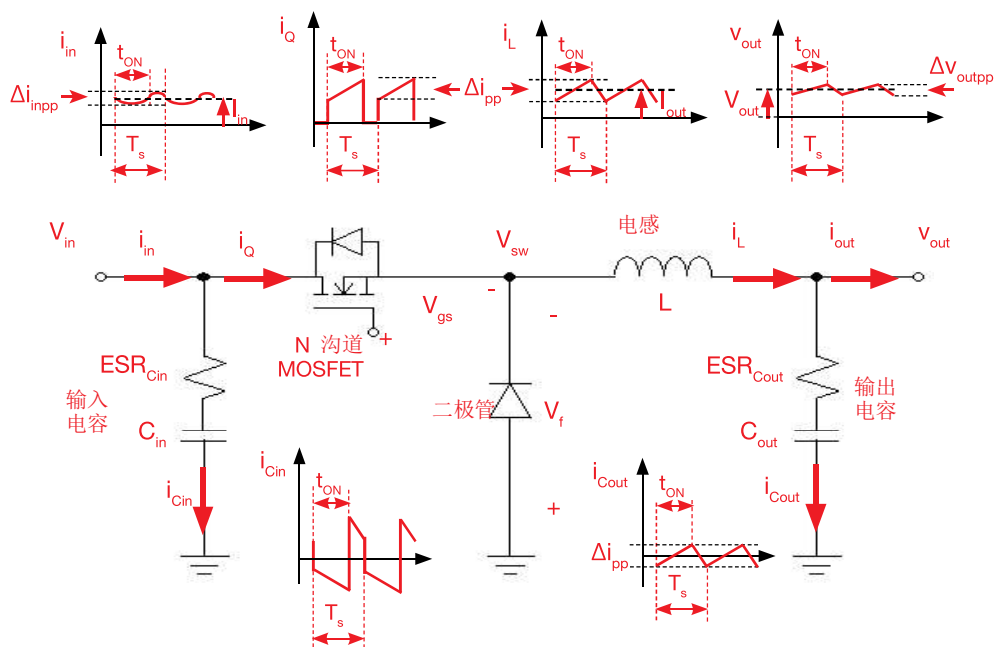


图 1. 降压转换器简化原理图

测试 1. 我们针对不同的输入电压、开关频率和负载电流，测量 TPS54160 降压稳压器的输出电压和输入电流纹波。

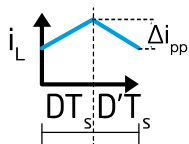
测试 2. 我们在固定的开关频率下使用不同的输入和输出电容组合，重复测试 1 的测量。



理论背景

输入和输出电容可滤除开关稳压器运行过程中固有的高频开关噪声。在降压稳压器中，输出电容必须滤除三角波形状的电感电流纹波，确保输出电压纹波限制在平均直流值的约 1%-2% 以内，而输入电容必须滤除梯形波形状的 MOSFET 电流纹波，确保输入电流纹波限制在平均直流值的约 10%-20% 以内。待滤波的纹波电流的波形和幅度以及电容的电容 C 和等效串联电阻 (ESR) 会影响滤波后的输出电压和输入电流纹波的形状和幅度。在连续导通模式下用于降压转换器电流和电压纹波分析的简化公式总结如下。

不饱和电感

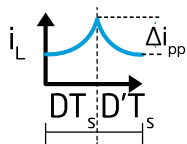


当电感不饱和时，电流纹波峰-峰值 Δi_{pp} 取决于开关频率 f_s 、电感值 L 和输入电压 V_{in} ⁽¹⁾，请参见公式 (1)：

$$^{(1)} D = V_{out}/V_{in}, D' = 1-D$$

$$(1) \Delta i_{pp} = V_{out} D' / (f_s L)$$

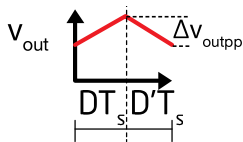
饱和电感



在高负载电流时，电感值 L 会因为磁芯饱和而降低，而电流纹波峰-峰值 Δi_{pp} 与不饱和情况相比会增加，请参见公式 (2)：

$$(2) \Delta i_{pp} > V_{out} D' / (f_s L)$$

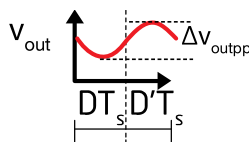
高 ESR 输出滤波电容



在电解电容中，ESR 极对于电容的感性阻抗 $1/(2\pi f_s C_{out})$ 占据主导地位，电压纹波取决于 ESR 和电流纹波 Δi_{pp} ，请参见公式 (3)：

$$(3) \Delta V_{outpp} = ESR \Delta i_{pp}$$

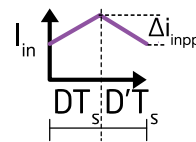
低 ESR 输出滤波电容



在陶瓷电容中，ESR 极小，输出电压纹波取决于开关频率 f_s 、电容值 C_{out} 和电流纹波 Δi_{pp} ，请参见公式 (4)：

$$(4) \Delta V_{outpp} = \Delta i_{pp} / (8f_s C_{out})$$

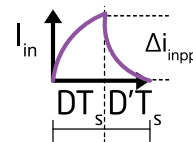
高电容输入滤波电容



当输入电容经过精心设计时，输入电流纹波取决于开关频率 f_s 、输入电容的容值 C_{in} 、负载电流 I_{out} 和输入电压 V_{in} ⁽¹⁾，请参见公式 (5)：

$$(5) \Delta i_{inpp} = I_{out} D' / (f_s C_{in})$$

低电容输入滤波电容



当输入电容的容值很小时，输入电流纹波的峰-峰值取决于负载电流和电感电流纹波 Δi_{pp} ，请参见公式 (6)：

$$(6) \Delta i_{inpp} \approx I_{out} + \Delta i_{pp} / 2$$

相关知识

电压和电流纹波的波形可因以下原因而改变：

- 出现非连续导通模式运行情况（低 I_{out} ） [1][3]；
- 电容的等效串联电阻 ESR 和电容值 C 之间达到平衡 [4]；
- 等效串联电阻 ESR 和电容值 C 依赖于频率、工作温度、工作电压、容差和老化情况（请访问电容制造商的网站并参阅电容的数据手册以了解更多信息）；
- 由于输入电源、PCB 走线和电容的寄生电感而出现高频振荡 [3][5]；
- 控制器的特性（TPS54160 控制器在低负载时执行某种特殊运行模式以便提高效率；请参阅 [5] 以了解有关 TPS54160 运行情况和特性的更多信息）



实验准备：仪器设置

本实验所需的仪器为：一台直流电源、一台示波器和一个 $200\Omega/1.5A$ 滑动变阻器。图 2 显示了仪器连接。请遵循下一页提供的说明来设置连接。

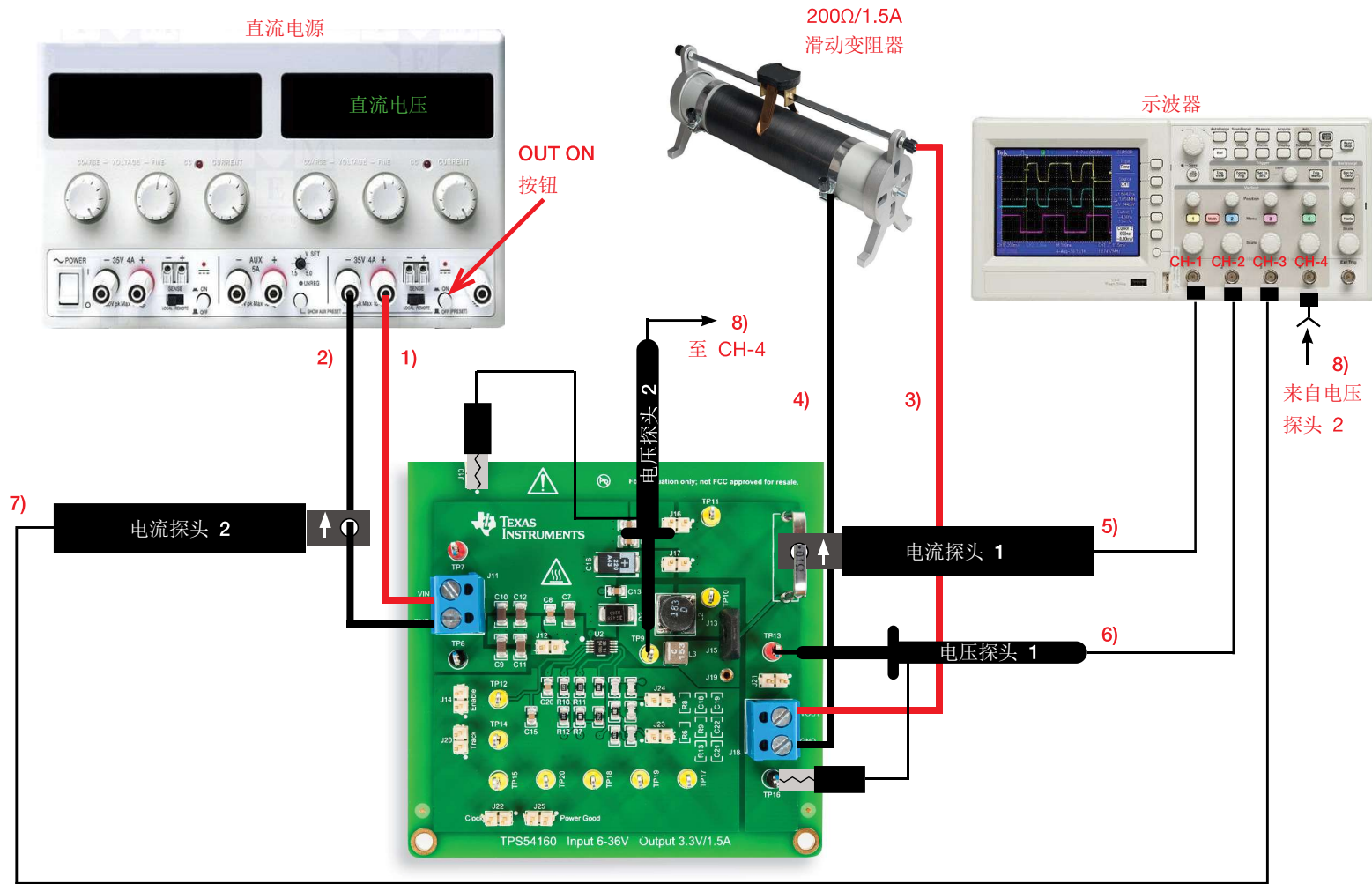


图 2. 实验设置。



实验设置：说明

在关闭所有仪器的情况下，进行以下连接：

- 1) 将直流电源的正（红色）输出连接到 TPS54160 降压稳压器的 J_{11} 接线端子的输入（VIN）
- 2) 将直流电源的负（黑色）输出连接到 TPS54160 降压稳压器的 J_{11} 接线端子的接地端（GND）
- 3) 将输出端（VOUT）（TPS54160 降压稳压器的 J_{18} 接线端子上）连接到 200 Ω /1.5A 滑动变阻器的一个输入连接器
- 4) 将 TPS54160 降压稳压器的 J_{18} 接线端子的接地端（GND）连接到 200 Ω /1.5A 滑动变阻器的另一个输入连接器
- 5) 将电流探头连接到示波器的通道 1，并用其夹住 TPS54160 降压稳压器的感应电阻 R_s
[注意：确保探头夹上印制的箭头对应于电感中流过的朝向输出电容的电流]
- 6) 将电压探头连接到示波器的通道 2，将其正极尖端紧贴到测试引脚 TP_{13} ，并将其接地夹连接到测试引脚 TP_{16} ，从而测量 TPS54160 降压稳压器的输出电压
[警告：请勿颠倒电压探头的正极端和接地端]
- 7) 将电流探头连接到示波器的通道 3，并用其夹住直流电源的负（黑色）输出与 TPS54160 降压稳压器 J_{11} 接线端子的接地端（GND）之间的连接电缆
[注意：确保探头夹上印制的箭头对应于流入电源的电流]
- 8) 将电压探头连接到示波器的通道 4，并将其紧贴到测试引脚 TP_9 （即 TPS54160 降压稳压器的开关节点电压）



测试 1：准备和实验步骤

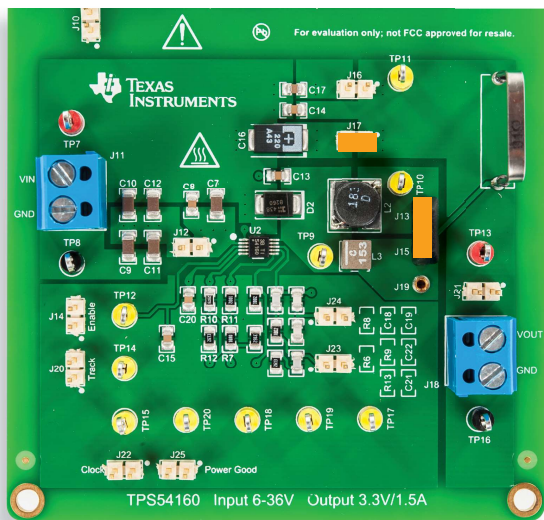


图 3. TPS54160 降压实验板：测试 1 的跳线设置

初始跳线设置（请参阅图 3）：

- J_{13} - J_{15} 短接 → L_2 (18 μ H, 铁氧体磁芯) 电感已连接
- J_{17} 短接 → C_{16} (220 μ F) 输出电容已连接
- J_{14} 开路 → 已启用内部使能信号
- J_{20} 开路 → 已启用内部软启动信号
- J_{21} 开路 → 输出电容已连接到电压传感器 R_6 - R_8
- J_{12} 开路 → C_9 - C_{12} (4x4.7 μ F) 输入电容已断开连接
- J_{16} 开路 → C_{17} (10 μ F) 输出电容已断开连接
- J_{22} 开路 → 开关频率 $f_s = 250$ kHz
- J_{25} 开路 → 已启用 Power Good 信号
- J_{23} 和 J_{24} 开路 → C_{16} (220 μ F) 输出电容的补偿设置

实验步骤：

- 1) 开启示波器，将 CH-1 和 CH-3 设置为直流 50 Ω 耦合模式，将 CH-2 和 CH-4 设置为直流 1M Ω 耦合模式，选择 CH-4 作为触发源，并执行电流探头的“消磁”（这样可消除电流探头可能存在的直流偏置）
- 2) 开启电源（确保“OUT ON”按钮为 OFF），将电压值设置为 6V，并将电流限制设置为 1A
- 3) 将 200 Ω /1.5A 变阻器滑动触点的位置设置为对应的最大电阻（200 Ω ）
- 4) 开启电源“OUT ON”按钮。在这些条件下，您应该在示波器上看到 CH-1 波形（表示输出电压）和 CH-2 的波形为 3.3V 电平的平坦水平线，而 CH-4 波形（表示开关节点电压）为输入电压和轻微负电压之间波动的方波。（如果这些波形与上述情况不符，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的步骤）
- 5) 移动 200 Ω /1.5A 变阻器的滑块，直到在 OCM 显示屏上读出 150mA^(*)，并将 CH-2 设置为交流 1M Ω 耦合模式。在这些条件下，您应该在示波器上看到 CH-1 波形（表示电感电流）为 0.15A 平均值的三角波形，CH-3 波形（表示输入电流）为准三角波形，CH-2 波形（表示输出电压）为 0V 电平附近波动的波形（将 CH-2 的垂直刻度设置为 10mV/div 或 20mV/div 可获得良好的可视效果）。如果这些波形与上述情况不符，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的步骤
- 6) 读出输出电压纹波峰-峰值幅度和输入电流纹波峰-峰值幅度，并将这些值记录到表 1 中；针对表 1 中列出的所有负载电流^(*)和输入电压值重复此步骤，为此需要调整 200 Ω /1.5A 变阻器滑动触点的位置和直流电源的旋钮（在改变输入电压和负载电流时，无需关闭电源“OUT ON”按钮）
- 7) 关闭直流电源的“OUT ON”按钮，然后将跳线 J_{19} 短接以设置开关频率 $f_s = 500$ kHz，并重复步骤 4) 到 6)
- 8) 在测量结束时，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，然后关闭所有仪器

^(*) 您可以根据实验中实际采用的变阻器的滑动触点分辨率，调整此测试中的负载电流值从 0.15A 增大到 1.50A 的顺序。此测试并不要求负载电流与表 1 中列出的值完全相等。



测试 1：测量和计算

- 1) 测量输出电压纹波峰-峰值 Δv_{outpp} 和输入电流纹波峰-峰值 Δi_{inpp} ，并将结果收集到表 1 中。
- 2) 分析这些结果，回答问题，并使用 [理论背景](#) 部分提供的纹波公式和相关信息来解释您的观察结果。

表 1. 测量的 TPS54160 降压稳压器的输出电压纹波和输入电流纹波 vs 负载电流、输入电压和开关频率。

(1) Δv_{outpp}	(2) Δi_{inpp}	J_{22} 开路 ($f_s = 250\text{kHz}$)						J_{22} 短接 ($f_s = 500\text{kHz}$)					
		$I_{\text{out}}=0.15\text{A}$ ($R_{\text{load}}=22\Omega, 0.495\text{W}$)		$I_{\text{out}}=0.5\text{A}$ ($R_{\text{load}}=6.6\Omega, 1.65\text{W}$)		$I_{\text{out}}=1.5\text{A}$ ($R_{\text{load}}=2.2\Omega, 4.95\text{W}$)		$I_{\text{out}}=0.15\text{A}$ ($R_{\text{load}}=22\Omega, 0.495\text{W}$)		$I_{\text{out}}=0.5\text{A}$ ($R_{\text{load}}=6.6\Omega, 1.65\text{W}$)		$I_{\text{out}}=1.5\text{A}$ ($R_{\text{load}}=2.2\Omega, 4.95\text{W}$)	
$V_{\text{in}}=6\text{V}$		(1)	(2)										
$V_{\text{in}}=18\text{V}$		(1)	(2)										
$V_{\text{in}}=36\text{V}$		(1)	(2)										

MOSFET (TPS54160) $R_{\text{ds}}=180\text{m}\Omega$, $Q_{\text{g}}=3\text{nC}$, $\alpha_{\text{sw}}=0.25\text{ns/V}$, $t_{\text{sw}}=\alpha_{\text{sw}} V_{\text{IN}}$ $V_{\text{dr}}=6\text{V}$	电流感应 $R_{\text{sns}}=R_{\text{ds}}$	IC $I_{\mu}=116\mu\text{A}$	续流二极管 $V_f = 350\text{mV}@0.1\text{A}$ $V_f = 550\text{mV}@1.5\text{A}$	电感 (J_{13}-J_{15} 短接) $L=L_2=18\mu\text{H}$ $\text{ESR}_L=80\text{m}\Omega$ $K_1=0.261, K_2=0.92$, $x=1.21, y=2.01$	输入电容 (J_{12} 开路) $C_{\text{in}}=C_7=4.7\mu\text{F}$ $\text{ESR}=5\text{m}\Omega$	输出电容 (J_{16} 开路, J_{17} 短接) $C_{\text{out}}=C_{16}=220\mu\text{F}$ $\text{ESR}=25\text{m}\Omega$
--	---	---------------------------------------	--	---	--	---

请回答：

- 1 输出电压纹波是否随负载电流增加？ 是 否 取决于输入电压
- 2 输入电流纹波是否随输入电压增加？ 是 否 取决于负载电流
- 3 纹波是否随开关频率升高而减小？ 是 否 取决于输入电压和负载电流
- 4 输出电压纹波波形是什么样的？ 三角波形 准正弦波形 其他： _____



测试 2：准备和实验步骤

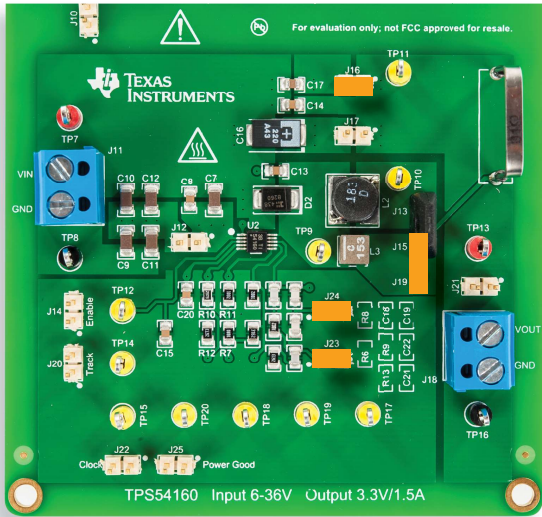


图 4. TPS54160 降压实验板：测试 2 的跳线设置

跳线设置（请参阅图 4）：

- J_{15} - J_{19} 短接 → L_3 (15 μ H, 磁粉芯) 电感已连接
- J_{17} 开路 → C_{16} (220 μ F) 输出电容已断开连接
- J_{14} 开路 → 已启用内部使能信号
- J_{20} 开路 → 已启用内部软启动信号
- J_{21} 开路 → 输出电容已连接到电压传感器 R_6 - R_8
- J_{12} 开路 → C_9 - C_{12} (4x4.7 μ F) 输入电容已断开连接
- J_{22} 开路 → 开关频率 $f_s = 250$ kHz
- J_{25} 开路 → 已启用 Power Good 信号
- J_{16} 短接 → C_{17} (10 μ F) 输出电容已连接
- J_{23} 和 J_{24} 短接 → C_{17} (10 μ F) 输出电容的补偿设置

[注意：上述设置对应于表 2 的情况 (a)]

实验步骤：

- 1) 开启示波器，将 CH-1 和 CH-3 设置为直流 50 Ω 耦合模式，将 CH-2 和 CH-4 设置为直流 1M Ω 耦合模式，选择 CH-4 作为触发源，并执行电流探头的“消磁”（这样可消除电流探头可能存在的直流偏置）
- 2) 开启电源（确保“OUT ON”按钮为 OFF），将电压设置为初始值 6V，并将电流限制设置为 1A
- 3) 将 200 Ω /1.5A 变阻器滑动触点的位置设置为对应的最大电阻（200 Ω ）
- 4) 开启电源“OUT ON”按钮。在这些条件下，您应该在示波器上看到 CH-2 波形（表示输出电压）为 3.3V 电平的平坦水平线，而 CH-4 波形（开关节点电压）为输入电压和轻微负电压之间波动的方波。（如果这些波形与上述情况不符，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的步骤）
- 5) 移动 200 Ω /1.5A 变阻器的滑块，直到在 OCM 显示屏上读出 150mA^(*)，并将 CH-2 设置为交流 1M Ω 耦合模式。在这些条件下，您应该在示波器上看到 CH-1 波形（表示电感电流）为 0.15A 平均值的三角波形，CH-3 波形（表示输入电流）为准三角波形，CH-2 波形（表示输出电压）为 0V 电平附近波动的波形。（如果这些波形与上述情况不符，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的步骤）
- 6) 读出输出电压纹波峰-峰值幅度和输入电流纹波峰-峰值幅度，并将这些值记录到表 2 中。针对表 2 中列出的所有负载电流^(*)和输入电压值重复此步骤，为此需要调整 200 Ω /1.5A 变阻器滑动触点的位置和直流电源的旋钮（在改变输入电压和负载电流时，无需关闭电源“OUT ON”按钮）
- 7) 关闭直流电源的“OUT ON”按钮，然后按表 2 所示针对情况 (b) 设置跳线，并重复步骤 4) 到 6)
- 8) 在测量结束时，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，然后关闭所有仪器

^(*) 您可以根据实验中实际采用的变阻器的滑动触点分辨率，调整此测试中的负载电流值从 0.15A 增大到 1.50A 的顺序。此测试并不要求负载电流与表 2 中列出的值完全相等。



测试 2：测量和计算

- 1) 测量输出电压纹波 ΔV_{outpp} 和输入电流纹波 Δi_{inpp} ，并将这些值记录到表 2 中。
- 2) 使用理论背景部分提供的公式计算输出电压纹波 ΔV_{outpp} 和输入电流纹波 Δi_{inpp} 的*理论值*，并将这些值记录到表 2 中。[注意：请使用通过示波器 CH-4 的开关节点电压波形测量的占空比 D 和开关频率 f_s ，如实验 1 中所述]
- 3) 分析并比较表 2 中收集的结果，回答问题，并使用*理论背景*部分提供的纹波公式和相关信息来解释您的观察结果。

表 2. 测量和计算的 TPS54160 降压稳压器的输出电压纹波和输入电流纹波 vs 负载电流、输入电压和输入/输出电容值

(1) $\Delta V_{\text{outpp exp}}$	(2) $\Delta i_{\text{inpp exp}}$	情况 (a) $C_{\text{out}}=C_{17}=10\mu\text{F}, C_{\text{in}}=C_7=4.7\mu\text{F}$						情况 (b) $C_{\text{out}}=C_{16}=220\mu\text{F}, C_{\text{in}}=\text{并联 } C_7\dots C_{12} = 23.5\mu\text{F}$					
		$I_{\text{out}}=0.15\text{A}$ ($R_{\text{load}}=22\Omega, 0.495\text{W}$)		$I_{\text{out}}=0.5\text{A}$ ($R_{\text{load}}=6.6\Omega, 1.65\text{W}$)		$I_{\text{out}}=1.5\text{A}$ ($R_{\text{load}}=2.2\Omega, 4.95\text{W}$)		$I_{\text{out}}=0.15\text{A}$ ($R_{\text{load}}=22\Omega, 0.495\text{W}$)		$I_{\text{out}}=0.5\text{A}$ ($R_{\text{load}}=6.6\Omega, 1.65\text{W}$)		$I_{\text{out}}=1.5\text{A}$ ($R_{\text{load}}=2.2\Omega, 4.95\text{W}$)	
$V_{\text{in}}=6\text{V}$	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	
	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	
$V_{\text{in}}=18\text{V}$	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	
	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	
$V_{\text{in}}=36\text{V}$	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	
	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	

电感：

J_{15} - J_{19} 短接：
 $L = L_3=15\mu\text{H}, \text{ESR}=100\text{m}\Omega$

输入电容：

J_{12} 开路： $C_{\text{in}}=C_7=4.7\mu\text{F}, \text{ESR}=10\text{m}\Omega$
 J_{12} 短接： $C_{\text{in}}=\text{并联 } C_7,\dots,C_{12}$

输出电容：

J_{16} 短接, J_{17} 开路： $C_{\text{out}}=C_{17}=10\mu\text{F}, \text{ESR}=5\text{m}\Omega$
 J_{16} 开路, J_{17} 短接： $C_{\text{out}}=C_{16}=220\mu\text{F}, \text{ESR}=25\text{m}\Omega$

开关频率：

J_{22} 短接： $f_s = 500\text{kHz}$
 J_{22} 开路： $f_s = 250\text{kHz}$

请回答：

- 1) 请列出导致最大纹波峰-峰值的输入电压条件：
 - a) $\Delta i_{\text{ppmax}}: V_{\text{in}} =$ _____
 - b) $\Delta v_{\text{outppmax}}: V_{\text{in}} =$ _____
 - c) $\Delta i_{\text{inppmax}}: V_{\text{in}} =$ _____
- 2) 请列出怎样的输出电容可确保在表 2 中给出的开关频率和输入电压条件下获得最低的输出电压纹波峰-峰值，并解释您的结果：



讨论

在测试 1 中，我们主要目的是研究运行条件与输入电流纹波及输出电压纹波之间的相关性。

在**理论背景**部分提供的纹波公式 (1)-(6) 重点突出了输入电压 V_m 、负载电流 I_{out} 和开关频率 f_s 对电感电流纹波、输出电压纹波和输入电流纹波的影响。

尤其可以看出，输入电压和开关频率 f_s 对电感电流纹波有重大影响。参照非饱和和电感公式 (1) 可以看到，当输入电压增大时和开关频率减小时，纹波将增加。另一方面，负载电流对电感电流纹波的影响则非常小。在理论上，电感电流纹波应该对负载电流不敏感，如公式 (1) 中所示。然而，当负载电流增加时，可能会导致占空比增加来补偿损耗的增加：如此一来，可根据纹波公式观察到电感电流纹波的微弱变化。

最后，通过参照公式 (5)（该公式对设计良好的输入滤波电容和可忽略的输入线路电感而言有效），我们看到，输入电流纹波与负载电流成正比，与开关频率成反比，并在占空比 D 为 0.5 时（即输入电压高出输出电压两倍时）具有最大值。图 5、6 和 8 中所示的输入电流的实验波形受输入线路电感的影响。当输入线路电感不可忽略时，公式 (5) 无效，因此需要进行更精确的电路分析以获得适当的纹波公式。

在测试 2 中，我们主要目的是研究电容特性与输入电流纹波及输出电压纹波之间的相关性。

在**理论背景**部分提供的纹波公式表明，电容增加一般有助于降低输出电压纹波和输入电流纹波。此外还观察到，改变输出电容的类型（电解改为陶瓷）对输出电压纹波波形有影响，如图 5 和 6 的实验示例波形图所示。在电解电容中，电压纹波几乎为梯形，而不是与**理论背景**部分的公式 (3) 对应的简化波形中所示的纯粹三角形。

输出电压纹波对于运行参数的敏感性在电解电容（高 ESR）和陶瓷电容（低 ESR）之间有很大差异。在**理论背景**部分提供的纹波公式 (3) 表明，电解电容的电压纹波仅与电感纹波成正比：因此，我们针对电感电流纹波得出的结论对输出电压纹波也有效。纹波公式 (4) 表明陶瓷电容对于开关频率呈现出强得多的敏感性：如果我们将开关频率加倍，则纹波变为四分之一，而若是电解电容则变为一半（请参阅图 7 和 8）。输出电压纹波对于负载电流的敏感性与电感电流纹波的情况相同。

在 MOSFET 开启和关闭瞬间对应过程中观测到的陡峭边沿取决于电解电容的杂散电感。相反，陶瓷电容具有非常低的 ESR 和杂散电感。因此，它们的电压纹波波形很像与公式 (4) 相关的简化波形。

输出电容对降压转换器性能的影响不限于稳态条件。**实验 3** 研究了输出电容对降压稳压器的动态响应的影响。



实验波形图

图 5 到 8 中收集的实验波形图示例列举了 TPS54160 降压稳压器在不同运行条件下的一些输出电压、输入电流和开关节点电压波形。

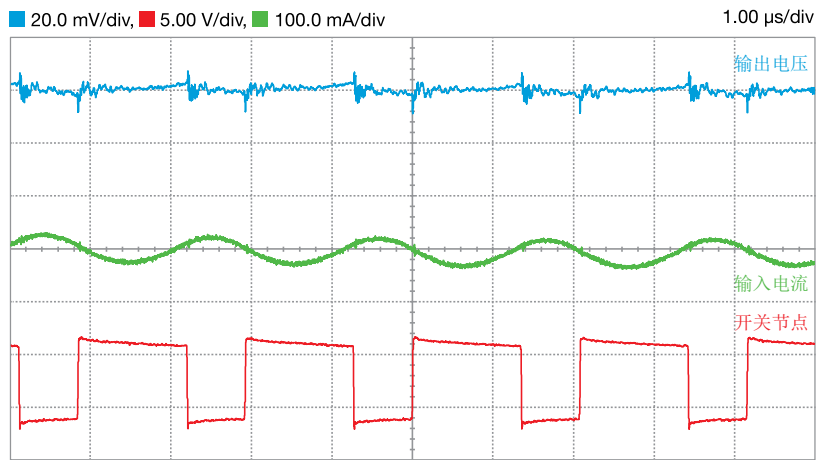


图 5. $V_{in}=6V$, $I_{out}=1.5A$, $f_s=500kHz$, $C_{out}=220\mu F$ (电解电容)

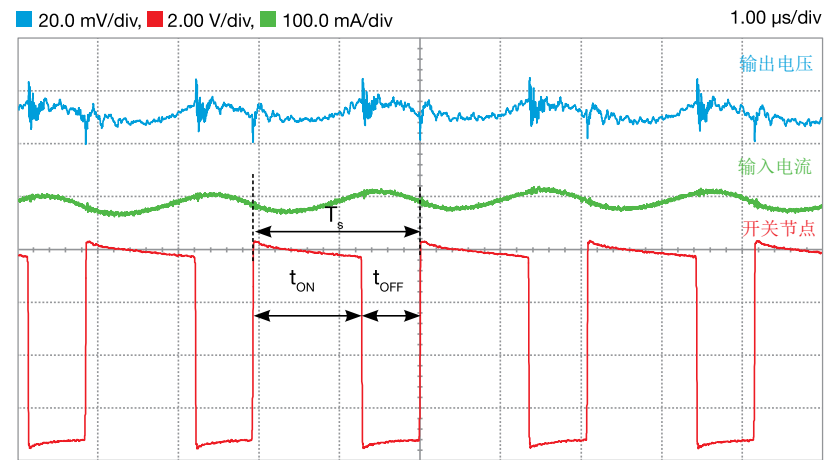


图 6. $V_{in}=6V$, $I_{out}=1.5A$, $f_s=500kHz$, $C_{out}=10\mu F$ (陶瓷电容)

图 5 和 6 的波形图分别显示了使用电解和陶瓷输出电容时的输出电压纹波（蓝色波形）。在开关节点电压⁽¹⁾（红色波形）上升（MOSFET 开启）和下降（MOSFET 关闭）所对应的 MOSFET 换向导通过程中，我们会在输出电压上观测到振铃。此振铃由 PCB 布线的和示波器电压探头（它们形成由开关节点电压急剧上升和下降激发的谐振环路）的寄生 L-C 参数所引起。请观察图 6 中的红色波形即开关节点的电压方波，会发现它在 MOSFET 导通期间和关断期间并不是平坦的波形。导通期间的开关节点电压斜率取决于 MOSFET 导通电阻上的瞬时压降；当上升的电感电流通过该电阻时，压降幅度将增大。关断时间期间的开关节点电压斜率取决于二极管的瞬时正向压降；当下降的电感电流通过该二极管时，压降幅度将减小。与输入电流对应的绿色波形显示了输入电容足够大时的典型波形。此电流纹波的峰-峰值也受直流电源与受测板的输入连接器之间的连接电缆的杂散电感影响，并受直流电源本身的输出阻抗影响。

⁽¹⁾ 开关节点对应于 TPS54160 原理图中的 PH 节点（测试引脚 TP₉）。



实验波形图

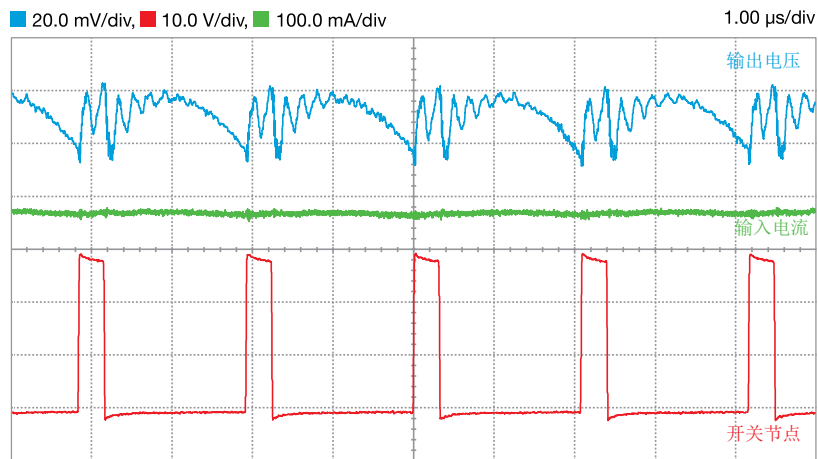


图 7. $V_{in}=24V$, $I_{out}=0.4A$, $f_s=500kHz$, $C_{out}=10\mu F$ (陶瓷电容)

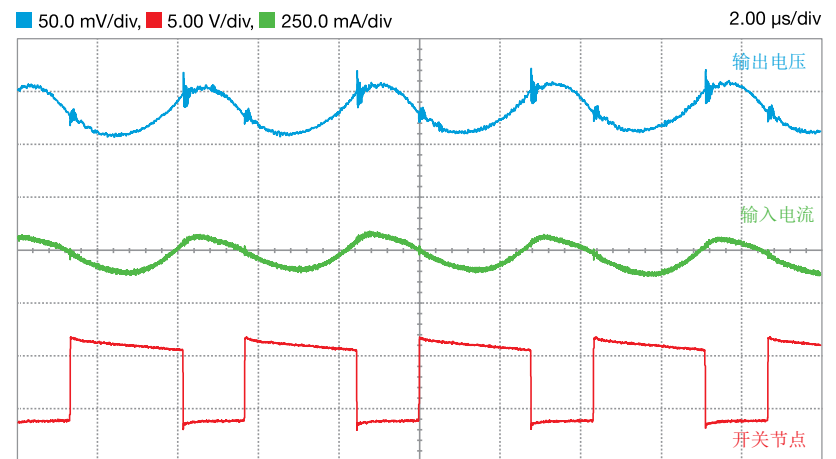


图 8. $V_{in}=6V$, $I_{out}=1.5A$, $f_s=250kHz$, $C_{out}=10\mu F$ (陶瓷电容)

图 7 和 8 的波形图显示了使用陶瓷电容时输入电压和开关频率对输出电压纹波的共同影响。尽管输入电压从 6V 增加到 24V (4 倍)，但将开关频率从 250kHz 提高到 500kHz (2 倍) 对纹波消减有很强影响 (请参阅[理论背景部分的纹波公式](#))。

实验 3

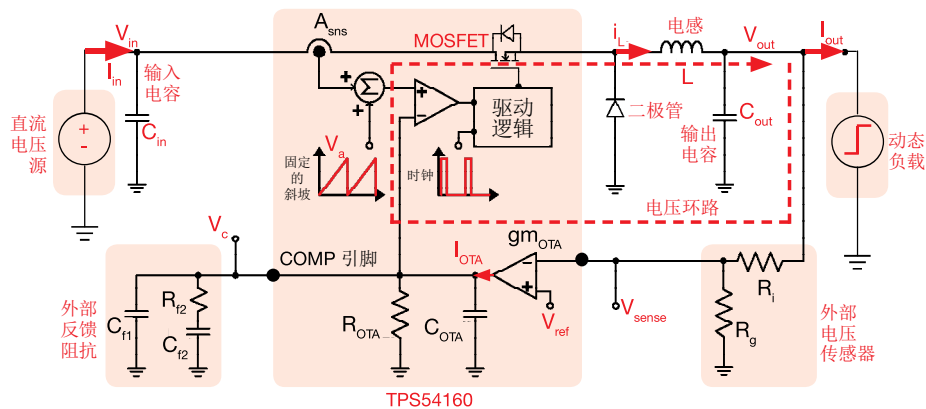
本实验的目的是分析电压环路反馈补偿对电流模式控制型降压稳压器的负载暂态响应的影响。本实验采用 **TPS54160** 降压稳压器。



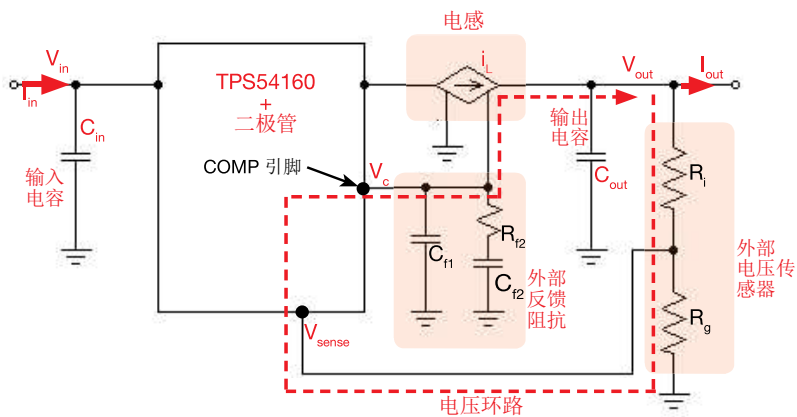
案例研究

本实验的目的是分析反馈补偿对电流模式控制型降压稳压器的负载暂态响应的影响。

图 1(a) 显示了 TPS54160 降压稳压器的原理图，其中包括峰值电流控制 (PCC) 电路的基本元件。PCC 强制功率电感在低频范围内像压控型电流源一样运行，以使 $i_L = gm_{ps} V_c$ ，其中 $gm_{ps} = 1/A_{sns}$ 是功率级的跨导。 A_{sns} 是 TPS54160 的电流感应增益。 V_c 是控制电压（即 TPS54160 COMP 引脚电压），由 TPS54160 跨导运算放大器输出电流 $I_{OTA} = gm_{OTA} V_{err}$ 根据 $V_{err} = V_{sense} - V_{ref}$ （输出电压感应信号 V_{sense} 和基准电压 V_{ref} 之间的误差）产生。图 1(a) 中突出显示的电压环路的增益决定了稳压器的负载暂态响应，它受外部反馈阻抗的影响。为了分析 TPS54160 PCC 降压稳压器负载暂态响应，可采用图 1(b) 的简化原理图。



(a) 包含 TPS54160 内部 PCC 电路的原理图



(b) 用于电压环路动态分析的简化原理图

图 1. TPS54160 降压稳压器

测试 1. 我们给 TPS54160 稳压器输入恒定直流电压源，并使负载电流在两个固定电平之间快速波动时记录输出电压波形。我们测量输出电压暂态浪涌的幅度。观察并讨论动态补偿对电压暂态浪涌幅度的影响。

测试 2. 我们使用不同的输出电容和反馈补偿组合，重复测试 1。可以观察到，某些组合提供很好的负载暂态响应，而其他组合则表现不佳，从而造成过压保护行为或导致稳压器不稳定。



理论背景

本部分提供了在连续导通模式下用于降压稳压器电压环路分析和补偿的简化公式（请参阅 [1][2][3][7] 以了解开关稳压器的动态建模和控制设计的更多详细信息，并参阅 [5] 以了解有关 TPS54160 运行情况和控制特性的更多信息）

负载暂态响应 vs 电压环路增益

突然的负载电流暂态变化会引起输出电压扰动。图 2(a) 和 2(b) 分别显示了 PCC 降压稳压器对图 2(c) 所示暂态的良好和不良响应的示例。

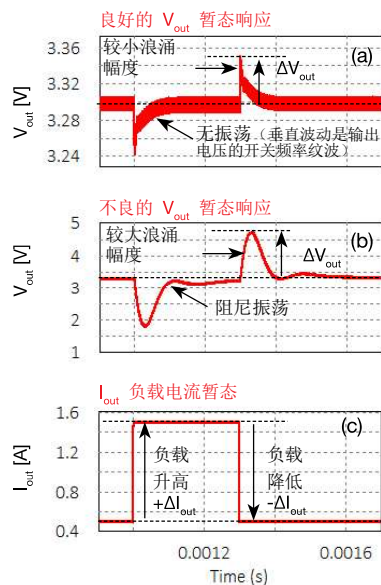


图 2

良好响应的特性为：

- 输出电压浪涌幅度小（通常低于平均直流输出电压的 5%）；
- 没有振荡；
- 使输出电压快速渐近恢复（几个开关周期）到其标称值。

PCC 降压稳压器的负载暂态行为由电压环路增益的特性所决定。如果电压环路增益的波特图类似图 3，则会达到类似图 2(a) 的暂态响应。

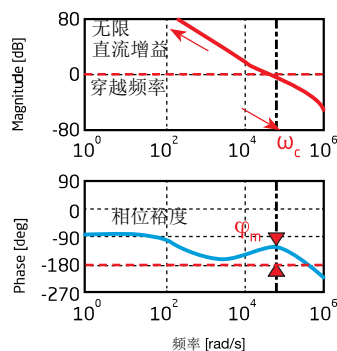


图 3

良好环路增益的特性为：

- 无限的直流幅度，旨在确保 \$V_{out}\$ 直流值为零偏移 (*)；
- 高穿越频率 \$\omega_c\$，旨在限制 \$V_{out}\$ 暂态幅度；
- 相位裕度 \$\phi_m\$ 大于 \$50^\circ\$（穿越频率为 \$\omega_c\$ 时），旨在减轻暂态期间的振荡；
- 当幅度大于 0dB 时相位大于 \$-180^\circ\$，旨在确保全局渐近稳定性。

图 1 的 PCC 降压稳压器的电压环路增益根据 (1) 得出：

$$(1) T(s) \cong \frac{T_o}{H_s} \frac{1+s/\omega_{zps}}{1+s/\omega_{pps}} \frac{\omega_{oea}}{s} \frac{1+s/\omega_{zea}}{1+s/\omega_{pea}}$$

TPS54160、二极管、电感和输出电容决定了环路增益 (1) 的以下要素：

- (2) $T_o = gm_{ps} V_{out} / I_{out}$
- (3) $\omega_{zps} = 1 / (ESR_{Cout} C_{out})$
- (4) $\omega_{pps} = I_{out} / (V_{out} C_{out})$
- (5) $H_s = 1 + s / (Q_s \pi f_s) + s^2 / (\pi f_s)^2$ (**)
- (6) $Q_s = 1 / [\pi(2D'-0.5)]$

f_s = 开关频率

ESR_{Cout} = 输出电容的 ESR

$D' = 1-D = 1-V_{out}/V_{in}$

图 1 中突出显示的电压传感器 $\{R_g, R\}$ 和反馈阻抗 $\{C_{f1}, C_{f2}, R_{f2}\}$ 决定了环路增益 (1) 的以下要素：

- (7) $\omega_{oea} = gm_{OTA} H / C_{f2}$ (***)
- (8) $\omega_{zea} = 1 / (R_{f2} C_{f2})$ (***)
- (9) $\omega_{pea} = 1 / (R'_{f2} C'_{f1})$ (***)
- (10) $H = R_g / (R_g + R) = V_{ref} / V_{out}$
- (11) $R'_{f2} = R_{f2} R_{OTA} / (R_{f2} + R_{OTA})$
- (12) $C'_{f1} = C_{f1} + C_{OTA}$

公式 (2) 到 (12) 表明 TPS54160 PCC 降压稳压器的环路增益特性（以及其负载暂态响应）取决于输入电压、负载电流、输出电容和反馈阻抗。

(*) OTA 输出电阻 R_{OTA} 决定了有限的直流环路增益幅度： $T_{DC} = (V_{out}/I_{out}) gm_{ps} R_{OTA} gm_{OTA} H$

(**) 系数 H_s 表示由 PCC 固有采样机制造成相位滞后和增益衰减的程度（请参阅 [7] 以了解有关 PCC 建模的更多信息）

(***) 请参阅 [2] 以了解有关外部反馈阻抗 $\{C_{f1}, C_{f2}, R_{f2}\}$ 的设计的更多信息

相关知识

- 1 在 PCC 降压稳压器的暂态响应中可以观察到不同阻尼振荡，具体取决于施加到稳压器的扰动类型和观察暂态响应时选择的对象，同时取决于电压环路增益的特性。特别的，如果让 PCC 降压稳压器接受负载电流阶跃或输入电压阶跃，观察输出电压或输入电流，您可能会观察到不同的暂态行为。大于 50° 的电压环路增益相位裕度 ϕ_m 不一定能确保 PCC 降压稳压器的所有暂态响应中没有阻尼振荡。
- 2 根据方程式 (1)，可通过生成波特图（例如借助 MATLAB 程序）和检测幅度等于 0dB 的情况（如图 3 所示）来确定穿越频率。



实验准备：仪器设置

本实验所需的仪器为：一台直流电源、一台示波器和一个 $200\Omega/1.5A$ 滑动变阻器。图 5 显示了仪器连接。请遵循下一页提供的说明来设置连接。

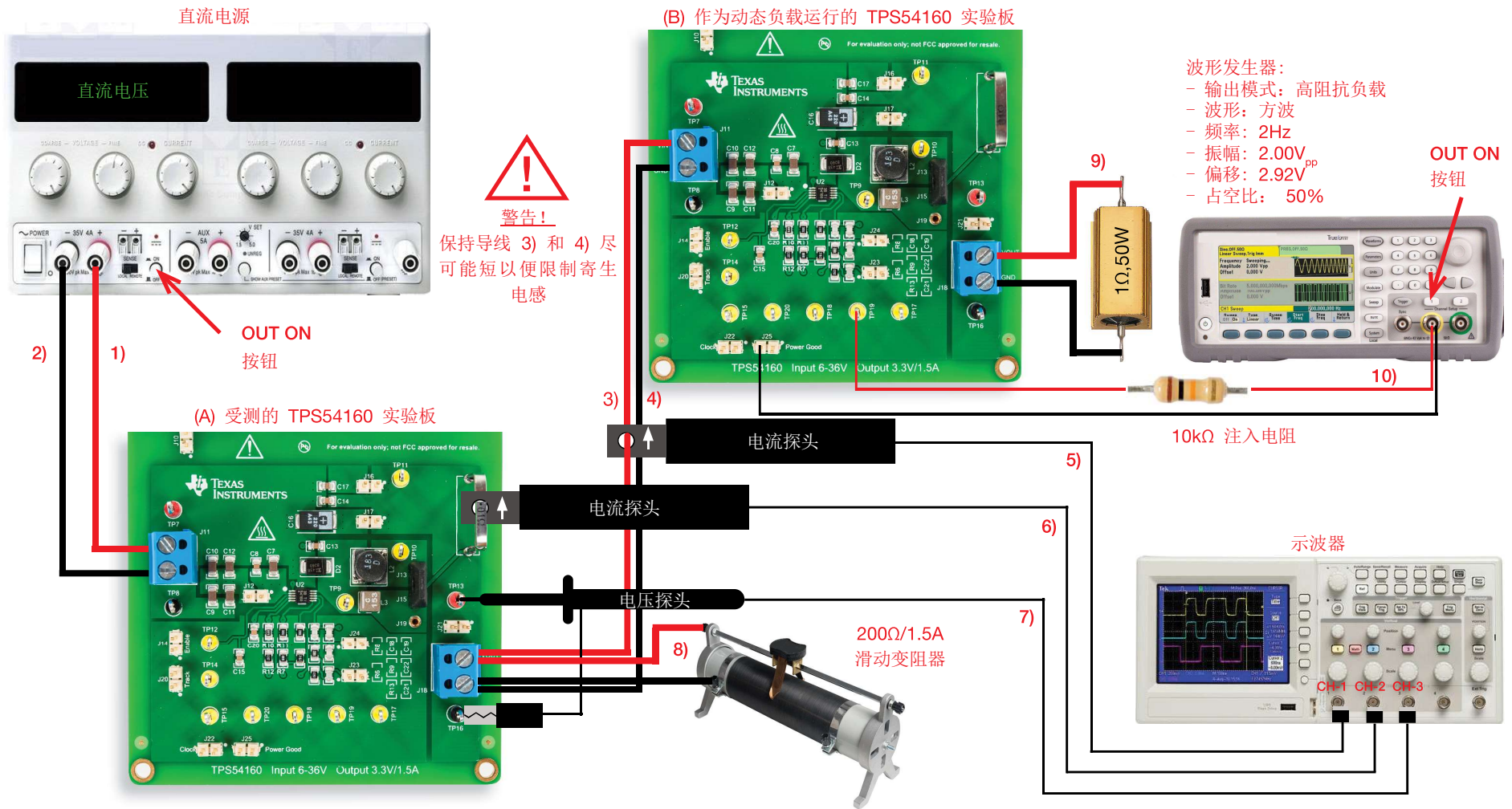


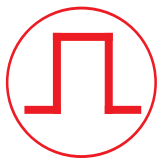
图 5. 实验设置。



实验设置：说明

在关闭所有仪器的情况下，进行以下连接：

- 1) 将直流电源的正（红色）输出端连接到 J_{11} 接线端子（受测的 TPS54160 降压稳压器 (A) 上）的输入端 (VIN)
- 2) 将直流电源的负（黑色）输出端连接到 J_{11} 接线端子（受测的 TPS54160 降压稳压器 (A) 上）的接地端 (GND)
- 3) 将输出端 (VOUT) (J_{18} 接线端子，受测的 TPS54160 降压稳压器 (A) 上) 连接到 J_{11} 接线端子（作为动态负载运行的 TPS54160 降压稳压器 (B) 上）的输入端 (VIN)
- 4) 将 J_{18} 接线端子（受测的 TPS54160 降压稳压器 (A) 上）的接地端 (GND) 连接到 J_{11} 接线端子（作为动态负载运行的 TPS54160 降压稳压器 (B) 上）的接地端 (GND)
- 5) 将电流探头连接到示波器的通道 1，并用其夹住输出端 (VOUT) (J_{18} 接线端子，受测的 TPS54160 降压稳压器 (A) 上) 与 J_{11} 接线端子（作为动态负载运行的 TPS54160 降压稳压器 (B) 上）输入端 (VIN) 之间的连接电缆
[注意：确保探头夹上印制的箭头对应于流入作为动态负载运行的 TPS54160 降压稳压器 (B) 的电流]
- 6) 将电流探头连接到示波器的通道 2，并用其夹住感应电阻 R_s （受测的 TPS54160 降压稳压器 (A) 上）
[注意：确保探头夹上印制的箭头对应于流出电感流入输出电容的电流]
- 7) 将电压探头连接到示波器的通道 3，并将其紧贴到测试引脚 TP_{13} （即受测的 TPS54160 降压稳压器 (A) 的输出电压）
[警告：请勿颠倒电压探头的正极端和接地端]
- 8) 将 200 Ω /1.5A 变阻器连接到输出端 (VOUT) 与接地端 (GND) (J_{18} 接线端子，受测的 TPS54160 降压稳压器 (A) 上) 之间
- 9) 将 1 Ω , 50W 功率电阻连接到输出端 (VOUT) 与接地端 (GND) (J_{18} 接线端子，作为动态负载运行的 TPS54160 降压稳压器 (B) 上) 之间
- 10) 将波形发生器的输出端连接到测试引脚 TP_{19} （即受测的 TPS54160 降压稳压器 (A) 的反馈电压），连接过程通过 10k Ω , 1/4W 电阻完成。



动态负载模拟：工作原理

图 6 显示了运行于常规模式下的 TPS54160 降压稳压器，其反馈 (VSENSE) 测试引脚 TP₁₉ 为悬空状态。误差放大器可确保输出电压 V_{out} 的稳定，其做法是调节控制电压 V_c 直到反馈电压 V_{sense} 等于基准电压 V_{ref} 。在这些条件下，控制电压是恒定值，而电感电流稳定在负载所需的水平。因此，稳压器的输入电流也是恒定值，其值为 $I_{in} = V_{out}D/R_{load}$ ，其中 $D = V_{out}/V_{in}$ 。

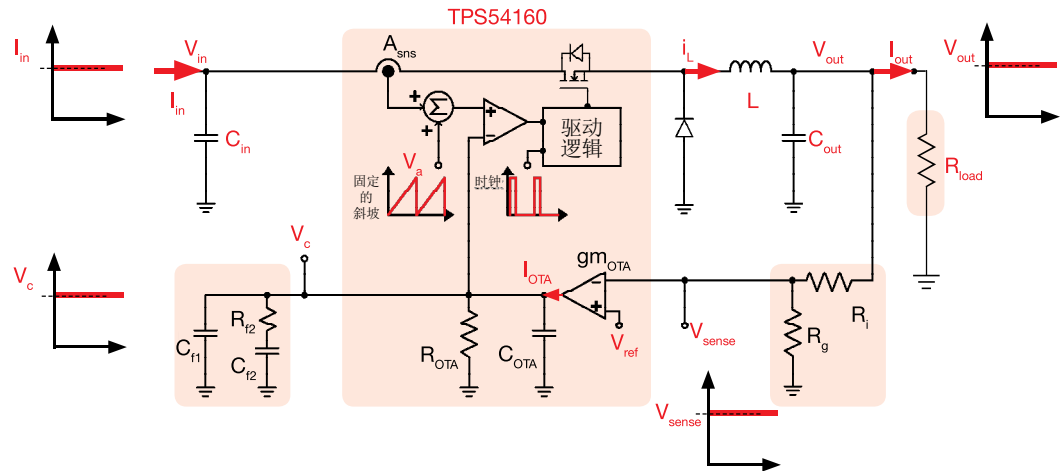


图 6. TPS54160 实验板运行于常规模式下

图 7 显示了运行于动态负载模拟模式下的 TPS54160 降压稳压器，其反馈 (VSENSE) 测试引脚 TP₁₉ 已通过 10kΩ, 1/4W 注入电阻连接到波形发生器。波形发生器产生的方波电压信号 V_{inj} 在 V_{sense} 电压中引起扰动，此扰动被误差放大器视为输出电压中的干扰。因此，误差放大器在控制电压 V_c 中产生与方波电压信号 V_{inj} 反相的方波。由于电感电流 i_L 几乎与控制电压成正比，即 $i_L = gm_{ps}V_c$ ，其中 gm_{ps} 是功率级的跨导，因此最终结果是在 TPS54160 稳压器的输入端产生方波电流。可通过波形发生器信号 V_{inj} 的振幅 V_{pp} 和偏移 V_{offset} 来设置方波输入电流的最低值和最高值。

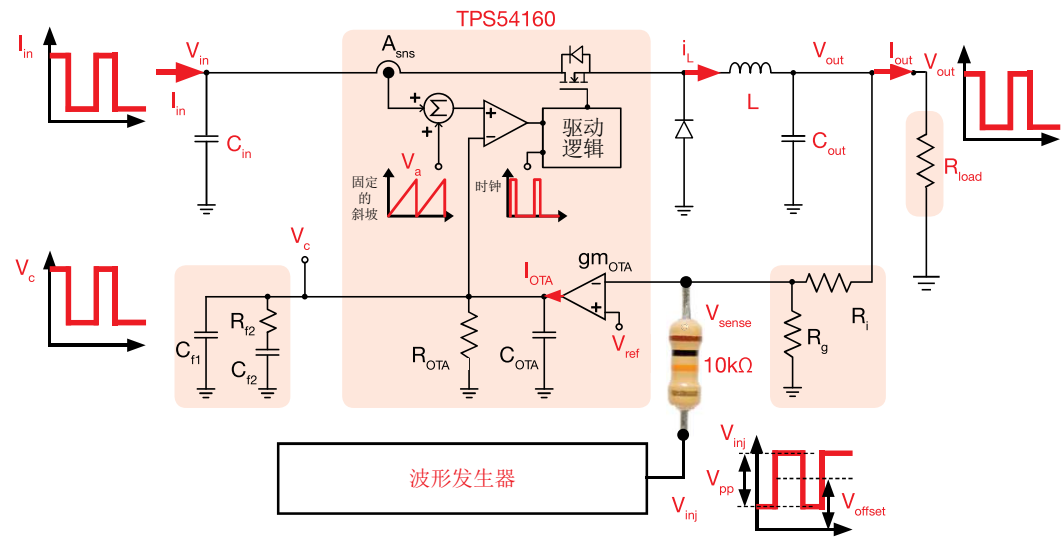
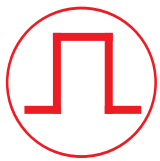


图 7. TPS54160 实验板运行于模拟动态负载模式下



动态负载模拟：TPS54160 稳压器设置

图 8 显示了 TPS54160 降压稳压器 (B) 的原理图，其中已将波形发生器连接到反馈 (VSENSE) 测试引脚 TP₁₉ (用于使稳压器作为动态负载模拟器运行)。波形发生器向反馈引脚注入一个具有 V_{pp} 幅度和 V_{offset} 偏移的方波电压，注入过程通过 10kΩ, ¼W 注入电阻完成。

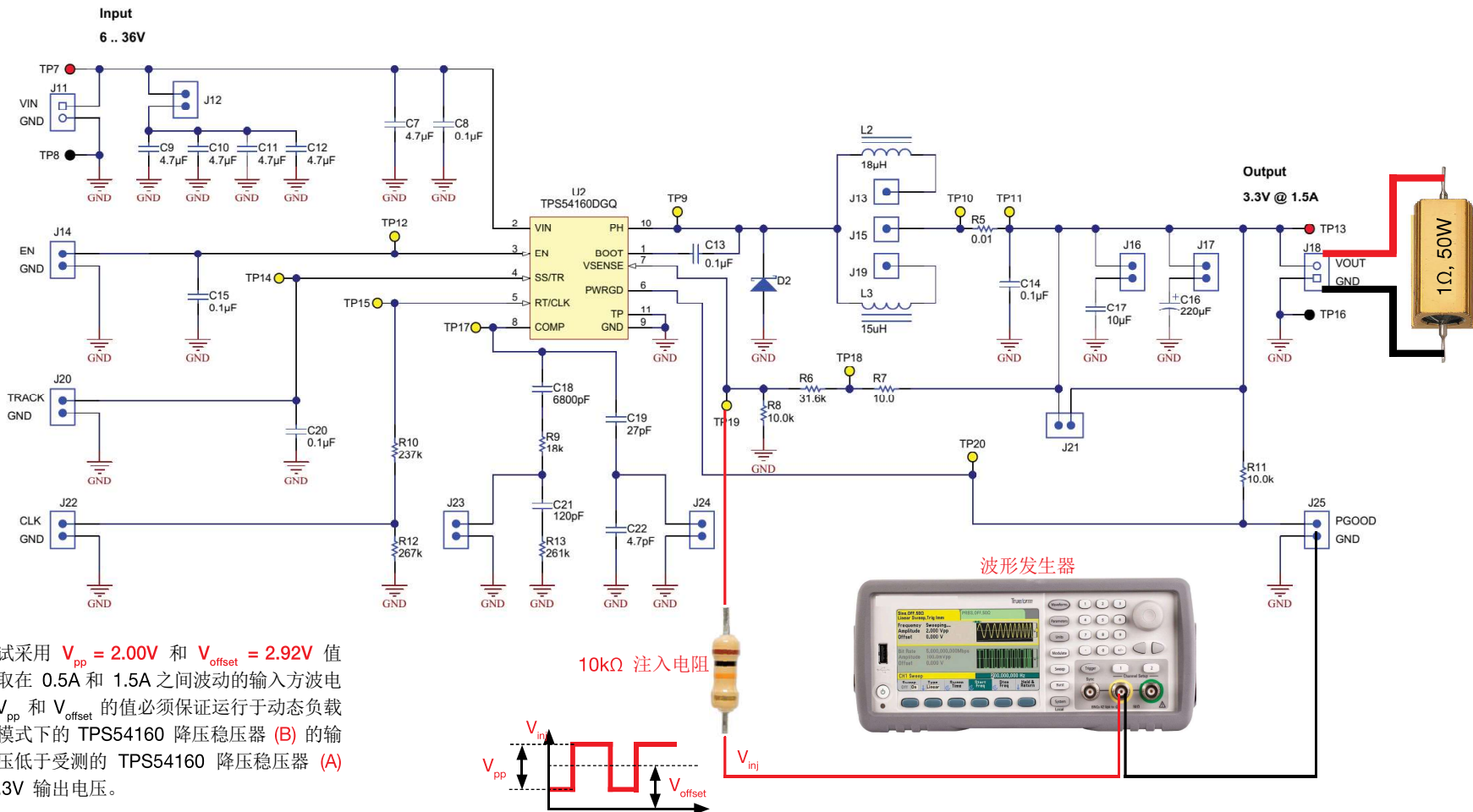
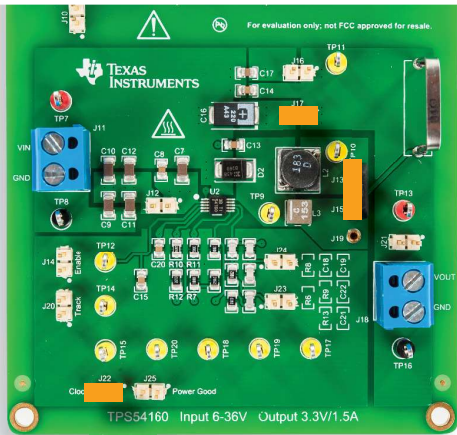


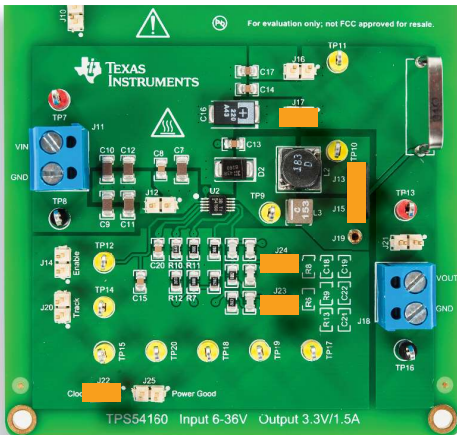
图 8. TPS54160 板作为动态负载运行



测试 1: 准备和实验步骤



(a) 受测的 TPS54160 降压稳压器



(b) 作为动态负载运行的 TPS54160 降压稳压器

图 9. TPS54160 降压实验板: 测试 1 的跳线设置

受测的 TPS54160 降压稳压器的初始跳线设置 (请参阅图 9.a) :

- J_{17} 短接 $\rightarrow C_{16}$ (220 μ F) 输出电容已连接
- J_{13} - J_{15} 短接 $\rightarrow L_2$ (18 μ H, 铁氧体磁芯) 电感已连接
- J_{14} 开路 \rightarrow 已启用内部使能信号
- J_{20} 开路 \rightarrow 已启用内部软启动信号
- J_{21} 开路 \rightarrow 输出电容已连接到电压传感器 R_6 - R_8
- J_{12} 开路 $\rightarrow C_9$ - C_{12} (4x4.7 μ F) 输入电容已断开连接
- J_{16} 开路 $\rightarrow C_{17}$ (10 μ F) 输出电容已断开连接
- J_{22} 短接 \rightarrow 开关频率 $f_s = 500\text{kHz}$
- J_{23} 和 J_{24} 开路 $\rightarrow C_{16}$ (220 μ F) 输出电容的补偿
[注意: 这是表 1 的情况 (a)]
- J_{25} 开路 \rightarrow 启用 Power Good 信号

运行于动态负载模拟模式下的 TPS54160 降压稳压器的跳线设置 (请参阅图 9.b) :

- J_{17} 短接 $\rightarrow C_{16}$ (220 μ F) 输出电容已连接
- J_{13} - J_{15} 短接 $\rightarrow L_2$ (18 μ H, 铁氧体磁芯) 电感已连接
- J_{14} 开路 \rightarrow 已启用内部使能信号
- J_{20} 开路 \rightarrow 已启用内部软启动信号
- J_{21} 开路 \rightarrow 输出电容已连接到电压传感器 R_6 - R_8
- J_{12} 开路 $\rightarrow C_9$ - C_{12} (4x4.7 μ F) 输入电容已断开连接
- J_{16} 开路 $\rightarrow C_{17}$ (10 μ F) 输出电容已断开连接
- J_{22} 短接 \rightarrow 开关频率 $f_s = 500\text{kHz}$
- J_{23} 和 J_{24} 短接 \rightarrow 高穿越频率补偿
- J_{25} 开路 \rightarrow 已启用 Power Good 信号

实验步骤:

- 1) 开启示波器, 将 CH-1 和 CH-2 设置为直流 50 Ω 耦合模式, 将 CH-3 设置为直流 1M Ω 耦合模式, 选择 CH-2 作为触发源, 并执行电流探头的“消磁”(这样可消除电流探头可能存在的直流偏置)
- 2) 将 200 Ω /1.5A 变阻器滑动触点的位置设置为对应的最大电阻 (200 Ω)

- 3) 开启电源 (确保“OUT ON”按钮为 OFF), 将电压设置为 6V, 并将电流限制设置为 1A
- 4) 开启波形发生器 (确保“OUT ON”按钮为 OFF), 并设置: 方波模式、2Hz 频率、50% 占空比、2.00V_{pp} 振幅、2.92V 偏移、高阻抗输出
- 5) 开启电源“OUT ON”按钮。在这些条件下, 您应该在示波器上看到 CH-3 波形 (表示稳压器 (A) 的输出电压) 为 3.3V 平均值的平坦水平线, 而 CH-2 波形 (表示稳压器 (A) 的电感电流) 为大约 16.5mA 平均值的三角波形。如果不能读出此值, 请关闭直流电源的“OUT ON”按钮, 并检查先前的步骤。移动 200 Ω /1.5A 变阻器滑动触点直到 CH-2 波形的平均值为 500mA (6.6 Ω 电阻)
- 6) 开启波形发生器“OUT ON”按钮, 并将示波器的时基设置为 100ms/div。在这些条件下, 您应该在 CH-1 (稳压器 (B) 的输入电流) 上看到方波波形, 在 CH-2 (稳压器 (A) 的电感电流) 上看到准方波波形, 而 CH-3 (稳压器 (A) 的输出电压) 波形为几乎平坦的水平线, 其中具有 3.3V 平均电平以及在负载电流暂态对应过程中持续时间较短的小幅度尖峰 (如果这些波形与上述情况不符, 请关闭直流电源的“OUT ON”按钮, 并检查先前的步骤)
- 7) 将 CH-3 设置为交流 1M Ω 耦合模式, 调整垂直刻度以扩展输出电压波形, 读出表 1 中所列的输入电压值所对应的输出电压暂态峰值浪涌幅度 (在调整电压时, 无需关闭电源“OUT ON”按钮)
- 8) 关闭直流电源的“OUT ON”按钮, 然后将跳线 J_{23} 和 J_{24} 短接以更改电压环路补偿
[注意: 这是表 1 的情况 (b)], 并重复步骤 4) 到 6)
- 9) 在测量结束时, 请关闭直流电源的“OUT ON”按钮, 然后关闭所有仪器



测试 1: 测量和计算

- 1) 在上升和下降的负载暂态变化过程之后，测量输出电压暂态浪涌的幅度 ΔV_{out} ，并将结果收集到表 1 中。
- 2) 分析这些结果，回答问题，并使用 [理论背景](#) 部分提供的公式和相关信息来解释您的观察结果。

表 1. TPS54160 降压稳压器的负载暂态性能 vs 输出电容及输入电压。

(1) ΔV_{out} [mV] 0.5A→1.5A	(2) ΔV_{out} [mV] 1.5A→0.5A	情况 (a): J_{23} 和 J_{24} 开路		情况 (b): J_{23} 和 J_{24} 短接	
$V_{in}=6V$		(1)	(2)	(1)	(2)
$V_{in}=18V$		(1)	(2)	(1)	(2)
$V_{in}=36V$		(1)	(2)	(1)	(2)

反馈阻抗:

J_{24} 短接: $C_{f1}=C_{19}=27pF$

J_{24} 开路: C_{f1} =串联 C_{19} 和 $C_{22}=4pF$

J_{23} 短接: $C_{f2}=C_{18}=6.8nF, R_{f2}=R_9=18k\Omega$

J_{23} 开路: C_{f2} =串联 C_{16} 和 $C_{21}=118pF$
 R_{f2} =串联 R_9 和 $R_{13}=279k\Omega$

输出电容:

J_{16} 短接, J_{17} 开路: $C_{out}=C_{17}=10\mu F, ESR=5m\Omega$

J_{16} 开路, J_{17} 短接: $C_{out}=C_{16}=220\mu F, ESR=25m\Omega$

TPS54160:

$g_{m_{ps}} = 6A/V$

$R_{OTA} = 100M\Omega$

$C_{OTA} = 5.7pF$

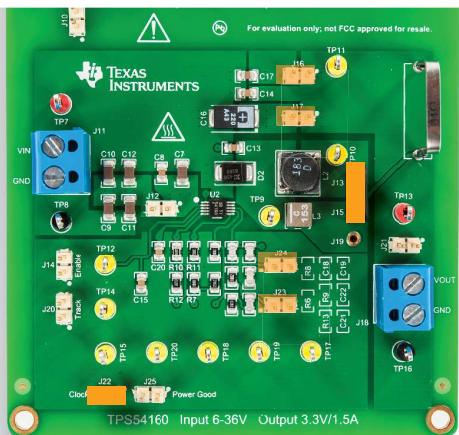
(请参阅 [5] 以了解有关 TPS54160 的详细信息)

请回答:

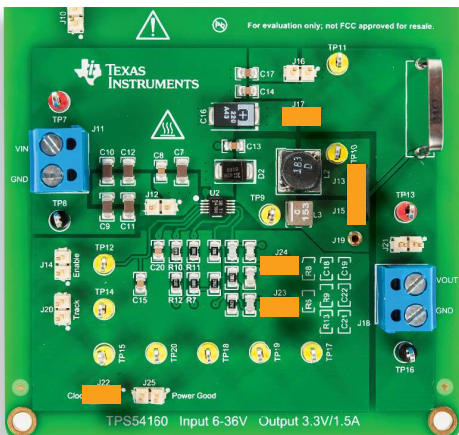
- 1 跳线 J_{23} 和 J_{24} 的哪种设置决定了最大的输出电压浪涌? 短接 开路 取决于输入电压
- 2 电压浪涌是否随输入电压增加? 是 否 取决于补偿设置
- 3 暂态响应中是否有振荡? 是 否 取决于补偿设置和/或输入电压



测试 2: 准备和实验步骤



(a) 受测的 TPS54160 降压实验板



(b) 作为动态负载运行的 TPS54160 降压实验板

图 10. TPS54160 降压实验板: 测试 2 的跳线设置

受测的 TPS54160 降压稳压器的跳线设置 (请参阅图 10.a):

- 让 J_{17} 或 J_{16} 短接以连接所需的 C_{16} (220 μ F) 或 C_{17} (10 μ F) 输出电容
- 让 J_{23} 和 J_{24} 开路或短接以设置所需的补偿 [注意: 请参阅下一页中 **测量和计算** 部分提供的与测试 2 相关的说明 1) 到 3)]
- J_{13} - J_{15} 短接 \rightarrow L_2 (18 μ H, 铁氧体磁芯) 电感已连接
- J_{14} 开路 \rightarrow 已启用内部使能信号
- J_{20} 开路 \rightarrow 已启用内部软启动信号
- J_{21} 开路 \rightarrow 输出电容已连接到电压传感器 R_6 - R_8
- J_{12} 开路 \rightarrow C_9 - C_{12} (4x4.7 μ F) 输入电容已断开连接
- J_{16} 开路 \rightarrow C_{17} (10 μ F) 输出电容已断开连接
- J_{22} 短接 \rightarrow 开关频率 $f_s = 500\text{kHz}$
- J_{25} 开路 \rightarrow 已启用 Power Good 信号

运行于动态负载模拟模式下的 TPS54160 降压稳压器的跳线设置 (请参阅图 10.b):

与测试 1 的设置相同

实验步骤:

- 1) 开启示波器, 将 CH-1 和 CH-2 设置为直流 50 Ω 耦合模式, 将 CH-3 设置为直流 1M Ω 耦合模式, 选择 CH-2 作为触发源, 并执行电流探头的“消磁”(这样可消除电流探头可能存在的直流偏置)
- 2) 将 200 Ω /1.5A 变阻器滑动触点的位置设置为对应的最大电阻 (200 Ω)
- 3) 开启电源 (确保“OUT ON”按钮为 OFF), 将电压设置为 6V, 并将电流限制设置为 1A
- 4) 开启波形发生器 (确保“OUT ON”按钮为 OFF), 并设置: 方波模式、2Hz 频率、50% 占空比、2.00V_{pp} 振幅、2.92V 偏移、高阻抗输出

- 5) 开启电源“OUT ON”按钮。在这些条件下, 您应该在示波器上看到 CH-3 的波形 (稳压器 (A) 的输出电压) 为 3.3V 平均值的平坦水平线, 而 CH-2 的波形 (稳压器 (A) 的电感电流) 为大约 16.5mA 平均值的三角波形。如果不能读出此值, 请关闭直流电源的“OUT ON”按钮, 并检查先前的步骤。移动变阻器滑动触点直到 CH-2 波形的平均值为 500mA (变阻器为 6.6 Ω 电阻)
- 6) 开启波形发生器“OUT ON”按钮, 并将示波器的时基设置为 100ms/div。在这些条件下, 您应该看到 CH-1 波形 (表示稳压器 (B) 的输入电流) 为方波, CH-2 波形 (表示稳压器 (A) 的电感电流) 为准方波, 而 CH-3 波形 (表示稳压器 (A) 的输出电压) 为几乎平坦的水平线, 其中具有 3.3V 平均电平以及在负载电流暂态对应过程中持续时间较短的小幅度尖峰。(如果这些波形与上述情况不符, 请关闭直流电源的“OUT ON”按钮, 并检查先前的步骤)
- 7) 将 CH-3 设置为交流 1M Ω 耦合模式, 调整垂直刻度以扩展输出电压波形, 读出表 2 中所列的输入电压值所对应的输出电压暂态峰值浪涌幅度 (在调整电压时, 无需关闭电源“OUT ON”按钮)
- 8) 关闭直流电源的“OUT ON”按钮, 然后更改跳线 J_{16} 、 J_{17} 、 J_{23} 和 J_{24} 以设置要测试的输出电容和补偿, 并重复步骤 4) 到 6) [警告: 请确认, 在 CH-3 处于直流 1M Ω 耦合模式时, 输出电压会稳压到 3.3V; 如果未稳压到此值, 请关闭直流电源的“OUT ON”按钮, 并检查设置和稳定性预测]
- 9) 在测量结束时, 请关闭直流电源的“OUT ON”按钮, 然后关闭所有仪器



测试 2：测量和计算

- 在表 2 中所要求的测试条件下，预测对应于最小和最大电压环路穿越频率的输出电容和补偿组合。[注意：使用 *理论背景* 部分提供的公式 (1) 到 (12)、下文提供的参数以及 2 相关知识部分第点提供的建议来获取环路增益 (1) 并确定穿越频率。如果观察到环路增益相位在幅度大于 0dB 的任何频率下低于 -180° ，则表示稳压器不稳定]
- 针对步骤 1) 选择的稳定组合，在负载暂态升高和降低后，测量输出电压暂态浪涌的幅度 ΔV_{out} ，并将结果收集到表 2 中。
- 分析这些结果，验证您的预测，回答问题，并使用 *理论背景* 部分提供的公式和相关信息来解释您的观察结果。

表 2. TPS54160 降压稳压器的负载暂态性能 vs 输出电容及补偿。

(1) ΔV_{out} [mV] 0.33A→1.33A	(2) ΔV_{out} [mV] 1.33A→0.33A	最高穿越频率 ω_c : $J_{16} = \text{_____}; J_{17} = \text{_____}; J_{23} = \text{_____}; J_{24} = \text{_____}$		最低穿越频率 ω_c : $J_{16} = \text{_____}; J_{17} = \text{_____}; J_{23} = \text{_____}; J_{24} = \text{_____}$	
$V_{in}=12V$		(1)	(2)	(1)	(2)
$V_{in}=24V$		(1)	(2)	(1)	(2)
$V_{in}=36V$		(1)	(2)	(1)	(2)

反馈阻抗:

J_{24} 短接: $C_{11}=C_{19}=27\text{pF}$

J_{24} 开路: C_{11} =串联 C_{19} 和 $C_{22}=4\text{pF}$

J_{23} 短接: $C_{12}=C_{18}=6.8\text{nF}$, $R_{12}=R_9=18\text{k}\Omega$

J_{23} 开路: C_{12} =串联 C_{16} 和 $C_{21}=118\text{pF}$
 R_{12} =串联 R_9 和 $R_{13}=279\text{k}\Omega$

输出电容:

J_{16} 短接, J_{17} 开路: $C_{out}=C_{17}=10\mu\text{F}$, $\text{ESR}=5\text{m}\Omega$

J_{16} 开路, J_{17} 短接: $C_{out}=C_{16}=220\mu\text{F}$, $\text{ESR}=25\text{m}\Omega$

TPS54160:

$g_{m_{ps}} = 6\text{A/V}$
 $R_{OTA} = 100\text{M}\Omega$
 $C_{OTA} = 5.7\text{pF}$

(请参阅 [5] 以了解有关 TPS54160 的详细信息)

请回答:

- 如何在负载暂态期间获得较小的 ΔV_{out} 浪涌?
 - 增大 ω_c
 - 减小 ω_c
 - 其他: _____
- 如何在补偿的环路增益中获得较高的相位裕度?
 - 增大 $\omega_{pea}/\omega_{zea}$
 - 减小 $\omega_{pea}/\omega_{zea}$
 - 其他: _____
- 如何在负载暂态期间获得更好的振荡阻尼?
 - 增大 φ_m
 - 减小 φ_m
 - 其他: _____
- 在什么条件下可获得最高的穿越频率?
 - 增大 V_{in}
 - 减小 V_{in}
 - 其他: _____



讨论

在测试 1 中，我们主要目的是探索 TPS54160 降压稳压器的负载暂态响应与电压反馈补偿之间的相关性。

降压稳压器电压环路增益的穿越频率 ω_c 由反馈补偿误差放大器的极点和零点位置所决定。如果误差放大器的设计旨在实现高穿越频率，则环路增益将在更宽的频率范围内具有更高的幅度（从 0 rad/s 到 ω_c rad/s，环路增益大于 0dB）。因此，负载扰动的影响由图 1 (a) 的运算放大器 (OP-AMP) 误差放大器更强地放大（通过更大程度更改放大器的输出电压，即图 1 (a) 中的控制电压 V_c ），从而判定让 PCC 降压稳压器电感电流更快地适应负载需求（在 PCC 降压稳压器中，电感的工作方式类似于由电压 V_c 控制的电流源）。所以，较高的穿越频率可确保 PCC 降压稳压器更快地响应负载暂态。这样可以减小输出电压暂态浪涌的幅度。事实上，控制器对负载扰动的反应加快，因此缩短了输出电容在电感电流和负载电流之间维持不平衡状态所需的时间间隔长度。

在理想的 PCC 降压稳压器中，输入电压 V_{in} 对暂态响应没有影响，因为电感的工作方式类似于由电压 V_c 控制的电流源。在真实的 PCC 降压稳压器中，输入电压对暂态性能有一点影响，这取决于图 1 的电流环路补偿斜坡斜率与电感电流斜率之间的比值，而后者又取决于输入电压 V_{in} 。当该比值较低时，动态暂态性能将提高。但是，为防止电流环路不稳定，该比值必须高于一个下限。在 TPS54160 降压控制器中，电流环路补偿是内部固定的。请参阅与升压 (Boost) 拓扑和降压/升压 (Buck-Boost) 拓扑相关的 TI-PMLK 实验，进一步了解电流环路补偿斜坡对 PCC DC-DC 稳压器的动态性能的影响。

负载暂态响应中的振荡由补偿的环路增益的相位裕度所决定。理论上，大于 52° 的相位裕度可确保暂态浪涌没有振荡。由于 PCC 固有的采样机制，相位裕度受环路中引入的处于 $1/2$ 开关频率 f_s 的极点的影响。如果穿越频率 f_c 需要固定在高于 $f_s/20$ 的频率以便在大幅的负载扰动下实现良好的暂态性能，则必须在误差放大器的设计中考虑采样极点的相位滞后效应以及运算放大器 (OP-AMP) 误差放大器的增益，并且提供的极点和零点应多于 [理论背景](#) 部分的公式 (1) 可能需要的数量。

如果提供电压环路增益 T ，则穿越频率 ω_c 是方程式 $|T(\omega_c)|=1$ 求解的值。此方程式没有解析解。如果环路增益函数可用，通过使用 MATLAB® 的传递函数波特图功能 [8]，观察幅度为 0dB 时的交叉点，可以确定穿越频率。如果环路增益函数不可用，通过网络矢量分析器 [9]，使用 10Ω 注入电阻 R_f ，可以测量环路增益。

在测试 2 中，我们主要目的是探索 TPS54160 降压稳压器的负载暂态响应与输出电容和电压反馈补偿组合之间的相关性。

改变输出电容和反馈补偿的组合可提供不同的环路增益穿越频率和相位裕度。如果穿越频率增高，由于稳压器对负载扰动的响应速度加快，因此负载暂态响应改善。反之亦然，穿越频率下降会导致响应变慢，浪涌幅度也随之增大。相位裕度减小可加快响应，但会增大振荡。在 J_{23} 和 J_{24} 两者均短接时的补偿设置是为 $C_{out}=C_{17}=10\mu F$ 量身定制的，而在 J_{23} 和 J_{24} 两者均开路时的补偿是为 $C_{out}=C_{16}=220\mu F$ 量身定制的。这两种情况下，在穿越频率为 15kHz、输入电压为 36V 且负载电流为 1.5A 时，环路增益具有大约 45° 的相位裕度。在 J_{23} 和 J_{24} 短接的情况下使用 $C_{out}=C_{16}=220\mu F$ 时，稳压器仍然稳定，但穿越频率降低到约 2kHz，且相位裕度为 60° 。当 J_{23} 和 J_{24} 开路时 $C_{out}=C_{17}=10\mu F$ ，此时稳压器不稳定，输出电压在 3.3V 附近出现大幅震荡。输出电容 C_{16} 和 C_{17} 与补偿（跳线 J_{23} 或 J_{24} 短接/开路）的其他组合可导致或稳定或不稳定的运行情况，具体取决于输入电压和负载电流。**[注意：**对于某些输出电容和补偿组合，稳压器可能会不稳定，但仍然会在示波器上观察到 TPS54160 平均输出电压在 3.3V 稳压，只不过开关纹波较大。通过扩大时间轴，您可以观察到开关纹波不是周期性的：通过这种方式可以检测到不稳定性。此外，使用电感电流波形，可以通过观察非周期性纹波电流的方式更好地观察不稳定性。通常，在这些不稳定的情况下，也可观察到负载暂态响应非常好，以至于输出电压浪涌幅度小于开关纹波峰-峰值（有时甚至不可见）]



实验波形图

图 11 和 12 中的实验波形图示例显示了 TPS54160 降压稳压器在 $C_{out}=C_{16}=220\mu\text{F}$ 且使用不同补偿设置时的负载暂态响应。

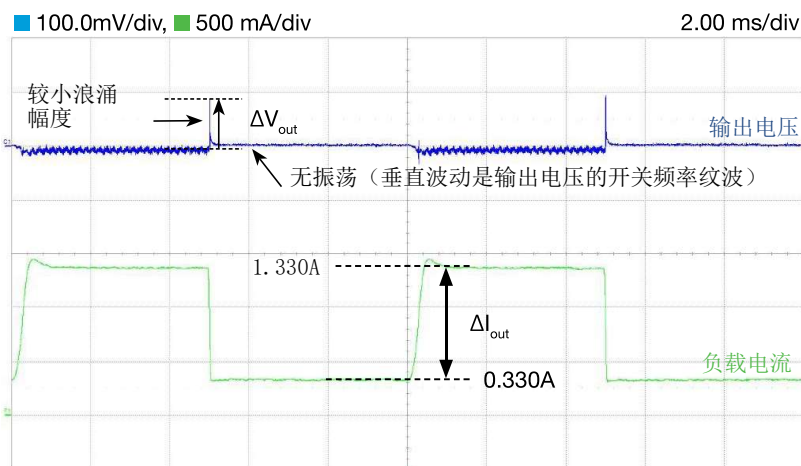


图 11. $V_{in}=6\text{V}$, $I_{out}=0.330\leftrightarrow 1.330\text{A}$, $f_s=500\text{kHz}$, $C_{out}=C_{16}=220\mu\text{F}$ (电解电容), J_{23} 和 J_{24} 开路

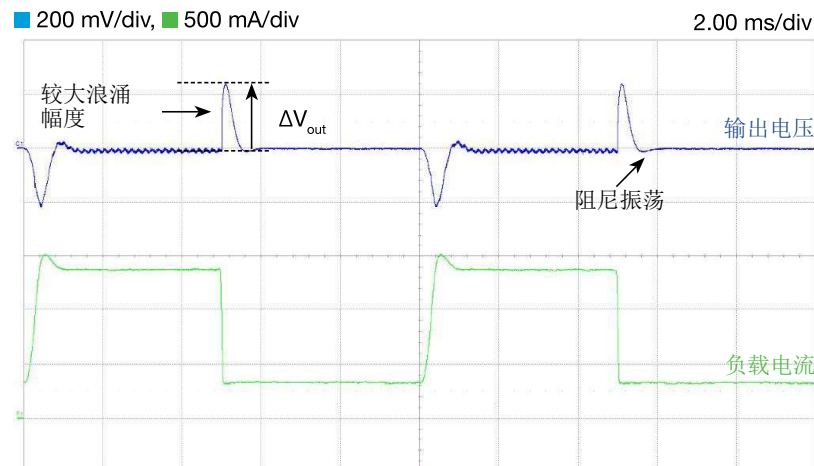


图 12. $V_{in}=6\text{V}$, $I_{out}=0.330\leftrightarrow 1.330\text{A}$, $f_s=500\text{kHz}$, $C_{out}=C_{16}=220\mu\text{F}$ (电解电容), J_{23} 和 J_{24} 短接

在 $C_{out}=C_{16}=220\mu\text{F}$ 且 J_{23} 和 J_{24} 两者同时开路的情况下获得的电压环路增益, 可确保稳压器在穿越频率为 15kHz、输入电压为 36V 且负载电流为 1.5A 时的标称相位裕度为 52°。在图 11 的测试条件下, 输入电压为 6V, 而在图 12 的测试条件下, 补偿设置是在 J_{23} 和 J_{24} 短接的情况下进行的。因此, 在图 8 的测试条件下, 穿越频率和相位裕度会小幅增加 (请参阅 [理论背景](#) 部分的公式 (1)(5)(6) 以了解输入电压对环路增益的影响), 而在图 12 的测试条件下, 穿越频率为大约 2kHz, 相位裕度为 60°。

图 11 中的输出电压浪涌具有大约 100mV 的幅度, 且不表现出振荡, 而图 12 中的输出电压浪涌具有大约 250mV 的幅度, 且表现出阻尼振荡。在图 12 中观察到的浪涌幅度较大是由于穿越频率较低引起的, 这会减慢误差放大器对负载暂态所引起的电压扰动的反应, 从而延长输出电容在电感电流和负载电流之间维持不平衡状态所需的时间间隔。一般情况下, 输出电压浪涌的幅度受以下几种因素共同影响: 输出电容的大小、反馈补偿设置以及由负载决定的动态电流的压摆率。在图 12 的测试中观察到的振荡的相位裕度小于图 11 的测试中的相位裕度 [注意: 这些测试是在输入电压为 6V 时执行的]。



实验波形图

图 13 和 14 中的实验波形图显示了 TPS54160 降压稳压器在使用不同电容和输入电压时的负载暂态响应。

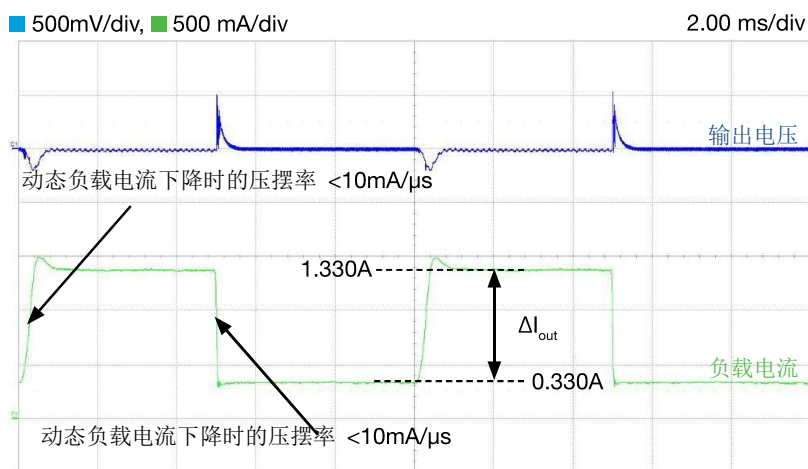


图 13. $V_{in}=6\text{V}$, $I_{out}=0.330\leftrightarrow 1.330\text{A}$, $f_s=500\text{kHz}$, $C_{out}=C_{17}=10\mu\text{F}$ (陶瓷电容),
 J_{23} 和 J_{24} 短接

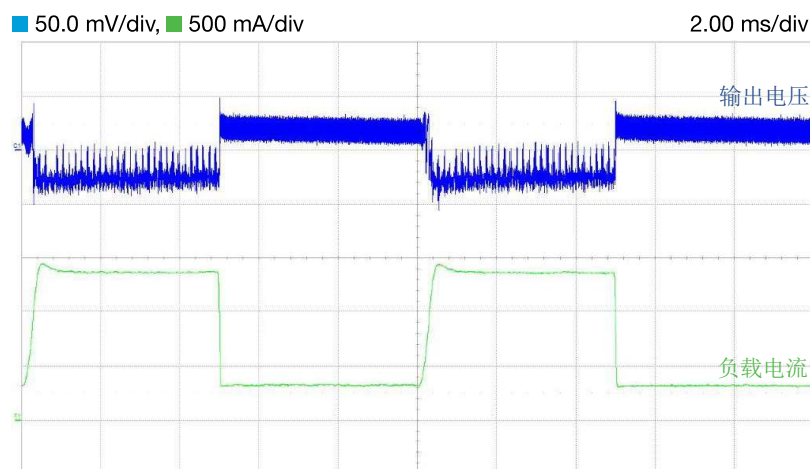


图 14. $V_{in}=36\text{V}$, $I_{out}=0.330\leftrightarrow 1.330\text{A}$, $f_s=500\text{kHz}$, $C_{out}=C_{16}=220\mu\text{F}$ (电解电容),
 J_{23} 和 J_{24} 开路

与图 11 的测试类似，为图 13 的测试采用的补偿可确保稳压器在穿越频率为 15kHz、输入电压为 36V 且负载电流为 1.5A 时的标称相位裕度为 52°。但是，图 13 中的输出电压浪涌具有大约 500mV 的幅度，比图 11 的 100mV 浪涌大得多。这一点证明了，我们不能仅仅依靠高穿越频率来限制输出电压负载暂态浪涌，而且还需要足够大的输出电容来达到最佳的动态性能。（请参阅 [4] 以进一步了解如何为经受快速负载暂态的负载点 (Point of Load) 稳压器选择输出电容）。如前一页所述，输出电压浪涌的幅度受由负载决定的动态电流压摆率所影响。在图 13 的测试中，负载电流升高时的压摆率低于 10mA/μs，而负载电流降低时的压摆率高于 10mA/μs。这解释了为何在两个负载暂态中具有不同的输出电压暂态浪涌幅度。图 13 中对应于负载电流降低时的正输出电压浪涌显示出高频振荡。这是 TPS54160 的过压保护功能的作用。TPS54160 具有过压 (OV) 比较器；当输出电压高于标称电压的 109% 时，即 V_{out} 标称值为 3.3V 时高出大约 300mV，便激活此比较器。OV 比较器激活后，便会关闭并禁止开启高侧 MOSFET，直到输出电压低于 V_{out} 标称值的 107%。通过比较图 14 和图 8 可以观察到增加输入电压的效果。图 14 中的输出电压纹波峰-峰值比图 8 中的大得多（请参阅实验 2 以回顾降压转换器中的输入电压和输出电压纹波峰-峰值之间的相关性），而输出电压负载暂态浪涌的幅度几乎是相同的。最后这一个属性是 PCC 的效果，能够使降压稳压器对输入电压的敏感性变得非常小。

实验 4

本实验的目的是分析使用不同电感磁芯材料、以及磁芯饱和时运行条件对降压稳压器的电流纹波和电压纹波的影响。本实验采用 **TPS54160** 降压稳压器。



案例研究

本实验的目的是研究功率电感磁芯饱和对降压稳压器中的电流纹波和电压纹波的影响。本实验强调了铁氧体磁芯与铁粉磁芯的不同表现。

图 1 显示了降压稳压器的简化原理图，其中突出显示了电感电流、输出电容电流和输出电压的波形。降压转换器中的功率电感的电流预期应该具有三角波形。电流纹波峰-峰值幅度 Δi_{pp} 取决于输入电压 V_{in} 、输出电压 V_{out} 、开关频率 f_s 和电感 L 。此结论在电感 L 为恒定值时成立。实际电感的电感不是恒定值，因为它取决于流过电感的瞬时电流 $i_L(t)$ 。如理论背景部分所示，由于磁芯饱和，电感值 L 在电流强度增大时减小。电感的饱和方式和取决于磁芯的材料和运行条件。转换器的输入电压和输出电压、开关频率和负载电流可以使流过电感 L 的电流纹波不同于预期的三角波形，因此也会影响输出电容 C_{out} 的纹波，并在更大范围内影响转换器中的所有功率元件的电流应力。

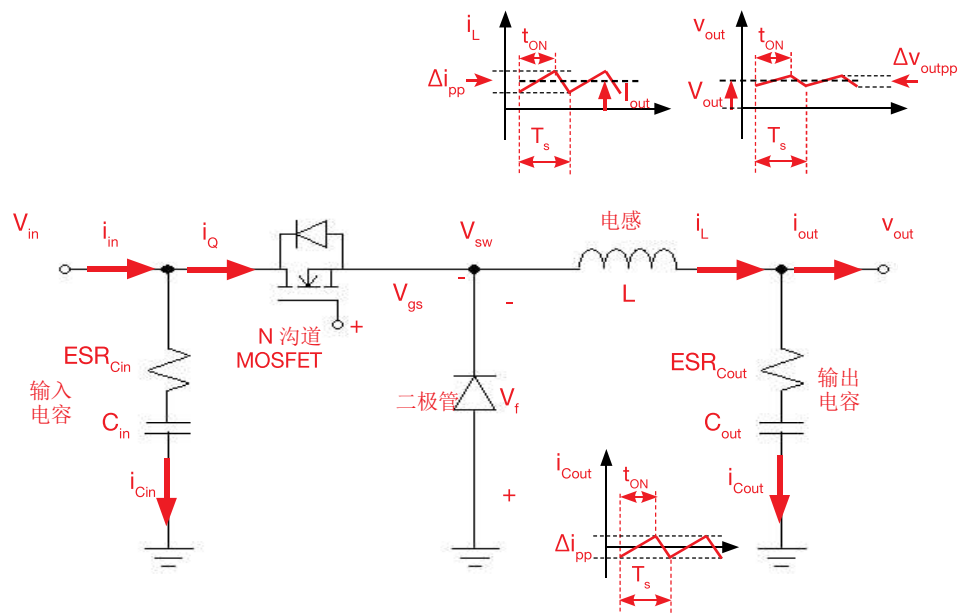


图 1. 降压转换器简化原理图

测试 1. 我们针对不同的输入电压和负载电流条件，测量由 TPS54160 降压稳压器中的两个可选电感所确定的电感电流纹波和输出电压纹波。我们的目标是要突出磁粉芯与铁氧体电感在平均电流增加时的不同饱和现象。

测试 2. 我们针对不同的输入电压、负载电流和开关频率值，使用实验测量结果 Δi_{pp} 、 V_{in} 、 V_{out} 和 f_s 来估算两个电感的电感值。



理论背景

铁氧体磁芯和磁粉芯功率电感表现出不同的饱和表现。以下简化公式提供了电感值 vs 电流。（请参阅参考文献 [5] 以了解有关 TPS54160 运行情况和特性的更多信息）

铁氧体电感

在铁氧体磁芯电感中，动态电感在电流减小时不是以线性方式下降，如图 2 所示。电感 vs 电流的规律可通过方程式 (1) 来近似计算，其中 L_{sat} 是完全饱和的电感的感值， $I_{50\%}$ 是满足 $L(I_{50\%})=0.50(L_{nom}+L_{sat})$ 条件的电流，而系数 σ 取决于电感类型、磁芯材料和温度。

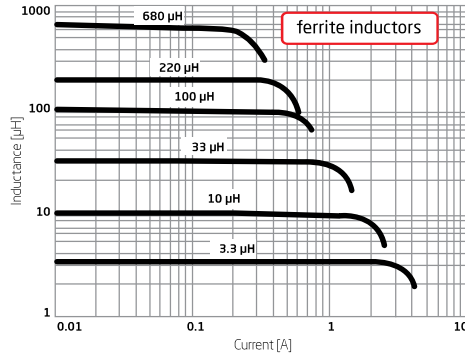


图 2

$$(1) L_d \cong L_{sat} + (L_{nom} - L_{sat}) \left[\frac{1}{2} - \frac{\tan^{-1}[\sigma(I - I_{50\%})]}{\pi} \right]$$

磁粉芯电感

在磁粉芯电感中，动态电感在电流减小时几乎以线性方式下降，如图 3 所示。

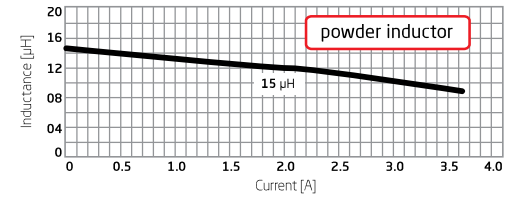


图 3

电感 vs 电流规律可按方程式 (2) 所示加以简化：

$$(2) L_d \cong L_{nom} - \frac{L_{nom} - L_{30\%}}{I_{30\%}} I$$

其中 L_{nom} 是电流为零时的标称电感，而 $I_{30\%}$ 是满足 $L(I_{30\%})=0.70L_{nom}$ 条件的 30% 饱和电流。

相关知识

① 动态电感 L_d 常用于电感方程式 $V=L_d di/dt$ ，其中 V 是电感电压，而 I 是电感电流。电感的特性还包括静态电感，静态电感作为一个参数用于电感方程式 $\Phi = L_s I$ ，其中 Φ 是磁通量。对于线性电感，它应该是 $L_d=L_s$ 。对于非线性电感，它应该是 $L_d = L_s + I dL_s/dI$ 。电感制造商会提供 L_d vs I 曲线。电路仿真器可能需要 L_s vs I 曲线。 L vs I 曲线取决于磁芯材料、温度和制造公差。如果提供线性电感的电感值 L_d ，则其电流纹波峰-峰值可通过公式 $\Delta i_{pp} = (V_{in} - V_{out})V_{out} / (V_{in} f_s L_d)$ 获得。通过此公式推出 $L_d = (V_{in} - V_{out})V_{out} / (V_{in} f_s \Delta i_{pp})$ ，用这个等式可以根据 Δi_{pp} 、 V_{in} 、 V_{out} 和 f_s 估算出 L_d 的值。② 图 4 和 5 表明，标称电感为 15µH 的磁粉芯电感在重负载电流时产生的电流纹波可能小于标称电感为 18µH 的铁氧体电感所产生的纹波，而在轻载电流时则相反。图 6 中所示的两个电感的 L vs I 曲线突出了这一现象是由磁粉芯与铁氧体磁芯电感的不同饱和方式确定的。事实上，在高电流时，磁粉芯电感的电感值大于铁氧体磁芯。

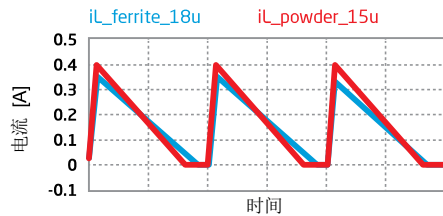


图 4. $I_{load}=0.15A$

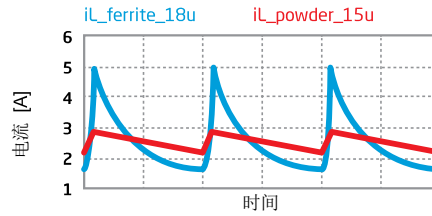


图 5. $I_{load}=2.5A$

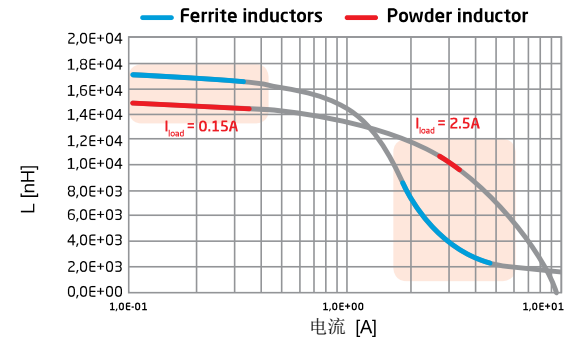


图 6



测试 1：实验准备——仪器设置

本实验所需的仪器为：一台直流电源、一台示波器和一个 $200\Omega/1.5A$ 滑动变阻器。图 7 显示了仪器连接。请遵循下一页提供的说明来设置连接。

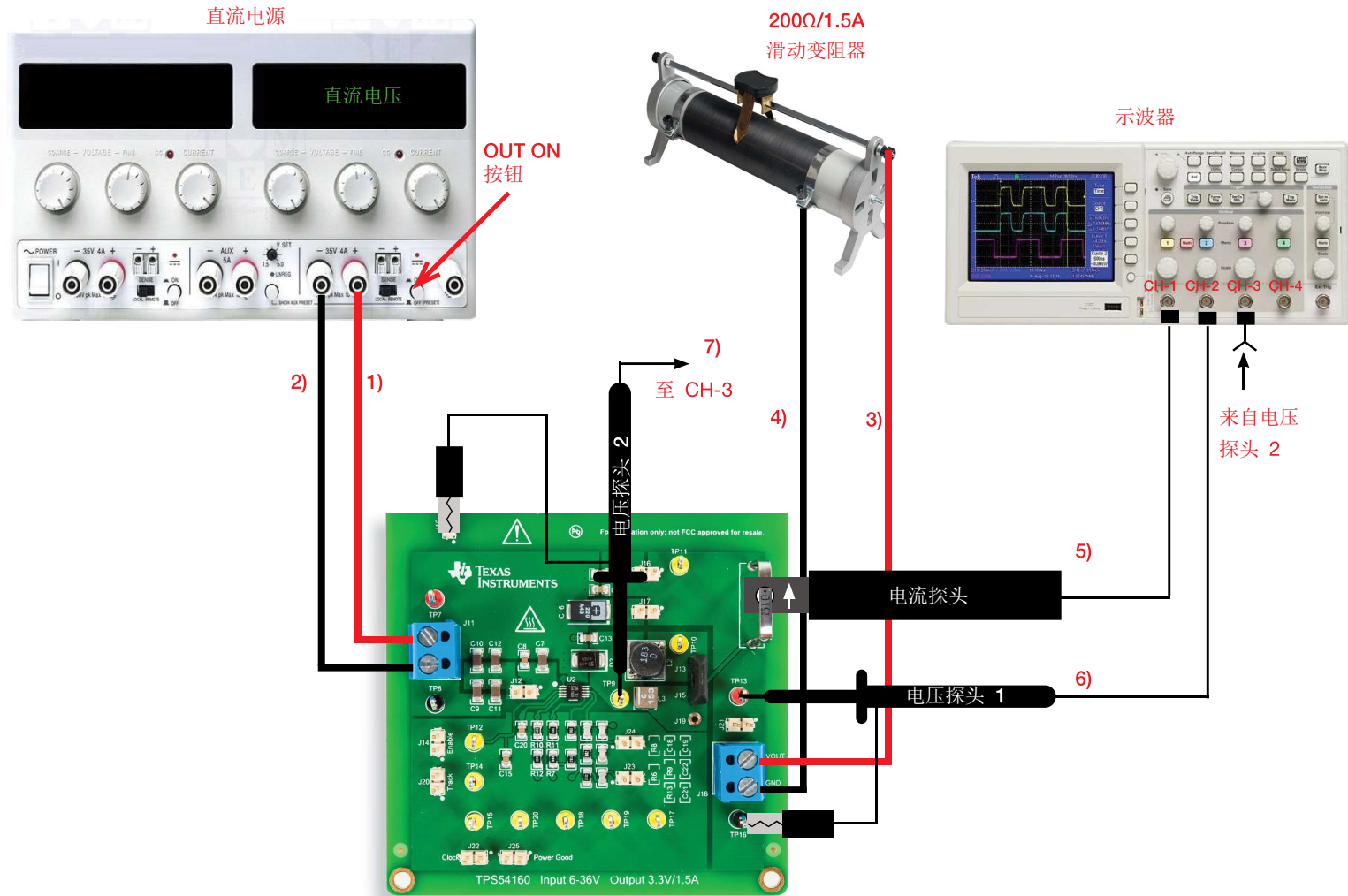


图 7. 实验设置。



测试 1：实验准备——说明

在关闭所有仪器的情况下，进行以下连接：

- 1) 将直流电源的正（红色）输出连接到 TPS54160 降压稳压器的 J_{11} 接线端子的输入（VIN）
- 2) 将直流电源的负（黑色）输出连接到 TPS54160 降压稳压器的 J_{11} 接线端子的接地端（GND）
- 3) 将输出端（VOUT）（TPS54160 降压稳压器的 J_{18} 接线端子上）连接到 200 Ω /1.5A 滑动变阻器的一个输入连接器
- 4) 将 TPS54160 降压稳压器的 J_{18} 接线端子的接地端（GND）连接到 200 Ω /1.5A 滑动变阻器的另一个输入连接器
- 5) 将电流探头连接到示波器的通道 1，并用其夹住 TPS54160 降压稳压器的感应电阻 R_s
[注意：确保探头夹上印制的箭头对应于流出电感流入输出电容的电流]
- 6) 将电压探头连接到示波器的通道 2，并将其正极尖端紧贴到测试引脚 TP_{13} （即 TPS54160 降压稳压器的输出电压）
[警告：请勿颠倒电压探头的正极端和接地端]
- 7) 将电压探头连接到示波器的通道 3，并将其紧贴到测试引脚 TP_9 （即 TPS54160 降压稳压器的开关节点电压）



测试 1：准备和实验步骤

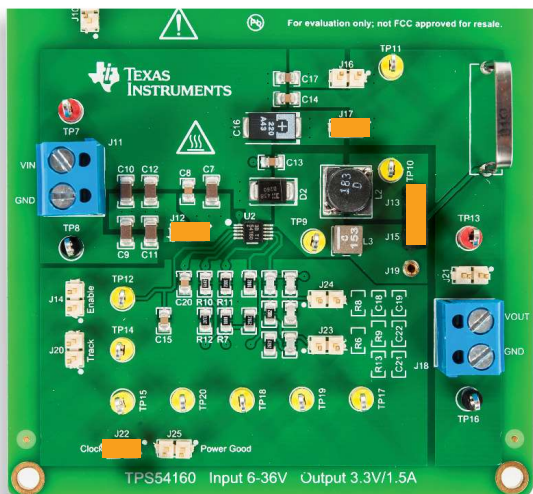


图 8. TPS54160 降压实验板：测试 1 的跳线设置

初始跳线设置（请参阅图 8）：

- J_{17} 短接 → C_{16} (220 μ F) 输出电容已连接
- J_{13} - J_{15} 短接 → L_2 (18 μ H, 铁氧体磁芯) 电感已连接
- J_{14} 开路 → 已启用内部使能信号
- J_{20} 开路 → 已启用内部软启动信号
- J_{21} 开路 → 输出电容已连接到电压传感器 R_6 - R_8
- J_{12} 短接 → C_9 - C_{12} (4x4.7 μ F) 输入电容已连接
- J_{16} 开路 → C_{17} (10 μ F) 输出电容已断开连接
- J_{22} 短接 → 开关频率 $f_s = 500$ kHz
- J_{23} 和 J_{24} 开路 → C_{16} (220 μ F) 输出电容的补偿
- J_{25} 开路 → 启用 Power Good 信号

实验步骤：

- 1) 开启示波器，将 CH-1 和 CH-3 设置为直流 1M Ω 并将 CH-2 设置为直流 50 Ω 耦合模式，选择 CH-3 作为触发源，并执行电流探头的“消磁”以消除电流探头可能存在的直流偏置
- 2) 开启电源（确保“OUT ON”按钮为 OFF），将电压设置为初始值 12V，并将电流限制设置为 1A
- 3) 将 5 Ω /1.5A 变阻器滑动触点的位置设置为对应的最大电阻（200 Ω ）
- 4) 开启电源“OUT ON”按钮。在这些条件下，您应该在示波器上看到 CH-1 波形（表示输出电压）为 3.3V 电平的平坦水平线，而 CH-3 波形（表示开关节点电压）为输入电压和轻微负电压之间波动的方波。（如果这些波形与上述情况不符，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的步骤）
- 5) 移动 200 Ω /1.5A 变阻器的滑块，直到在示波器上看到 CH-2 波形（表示电感电流）为 0.15A^(*) 平均值的三角波形，而 CH-1 波形（表示输出电压）为 3.3V 电平的平坦水平线。如果这些波形与上述情况不符，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的步骤
- 6) 读出输出电压和电感电流纹波峰-峰值幅度，并将这些值记录到表 1 中，然后针对表 1 中列出的所有负载电流^(*)和输入电压值重复此步骤，为此需要调整 200 Ω /1.5A 变阻器滑动触点的位置，并调节直流电源的旋钮。在改变输入电压和负载电流时，无需关闭电源“OUT ON”按钮）
- 7) 关闭直流电源的“OUT ON”按钮，然后将跳线 J_{13} - J_{15} 开路以断开电感 L_2 （铁氧体磁芯，18 μ H）且将跳线 J_{15} - J_{19} 短接以连接电感 L_3 （磁粉芯，15 μ H），并重复步骤 4) 到 6)
- 8) 在测量结束时，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，然后关闭所有仪器

^(*) 您可以根据实验中实际采用的变阻器的滑动触点分辨率，调整此测试中的负载电流值从 0.15A 增大到 1.50A 的顺序。此测试并不要求负载电流与表 1 中列出的值完全相等。



测试 1: 测量和计算

- 1) 测量输出电压纹波峰-峰值 Δv_{outpp} 和电感电流纹波峰-峰值 Δi_{pp} ，并将结果收集到表 1 中。
- 2) 分析这些结果，回答问题，并使用 [理论背景](#) 部分提供的电感 vs 电流公式和相关信息来解释您的观察结果。

表 1. TPS54160 降压稳压器的输出电压纹波和电感电流纹波 vs 负载电流和输入电压。

(1) Δv_{outpp}	(2) Δi_{pp}	L = L ₂ (J ₁₃ -J ₁₅ 短接)						L = L ₃ (J ₁₅ -J ₁₉ 短接)					
				I _{out}						I _{out}			
		0.15A		0.75A		1.5A		0.15A		0.75A		1.5A	
V _{in} = 12V		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
V _{in} = 18V		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
V _{in} = 24V		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)

电感:

L₂ (铁氧体磁芯, J₁₃-J₁₅ 短接):

L_{nom} = 18μH σ = 3.22

L_{sat} = 1μH I_{50%} = 1.5A

(请访问制造商网站, 输入元件代号以了解有关 L₂ 的更多详细信息)

L₃ (磁粉芯, J₁₅-J₁₉ 短接):

L_{nom} = 15μH L_{30%} = 10.5μH

I_{30%} = 2.8A

(请访问制造商网站, 输入元件代号以了解有关 L₃ 的更多详细信息)

输出电容:

J₁₆ 短接, J₁₇ 开路:

C_{out} = C₁₇ = 10μF, ESR = 5mΩ

J₁₆ 开路, J₁₇ 短接:

C_{out} = C₁₆ = 220μF, ESR = 25mΩ

开关频率:

J₂₂ 短接: f_s = 500kHz

J₂₂ 开路: f_s = 250kHz

请回答:

- 1 如果负载电流增加, 电流纹波如何变化?
 - 增大
 - 减小
 - 取决于输入电压
- 2 电流纹波是否看起来像是三角波形?
 - 是
 - 否
 - 取决于负载电流
- 3 哪个电感决定了最高的电流纹波?
 - L₂
 - L₃
 - 取决于输入电压和负载电流



测试 2：实验准备——仪器设置

本实验所需的仪器为：一台直流电源、一台示波器和一个 $5\Omega/3A$ 滑动变阻器。图 8 显示了仪器连接。请遵循下一页提供的说明来设置连接。

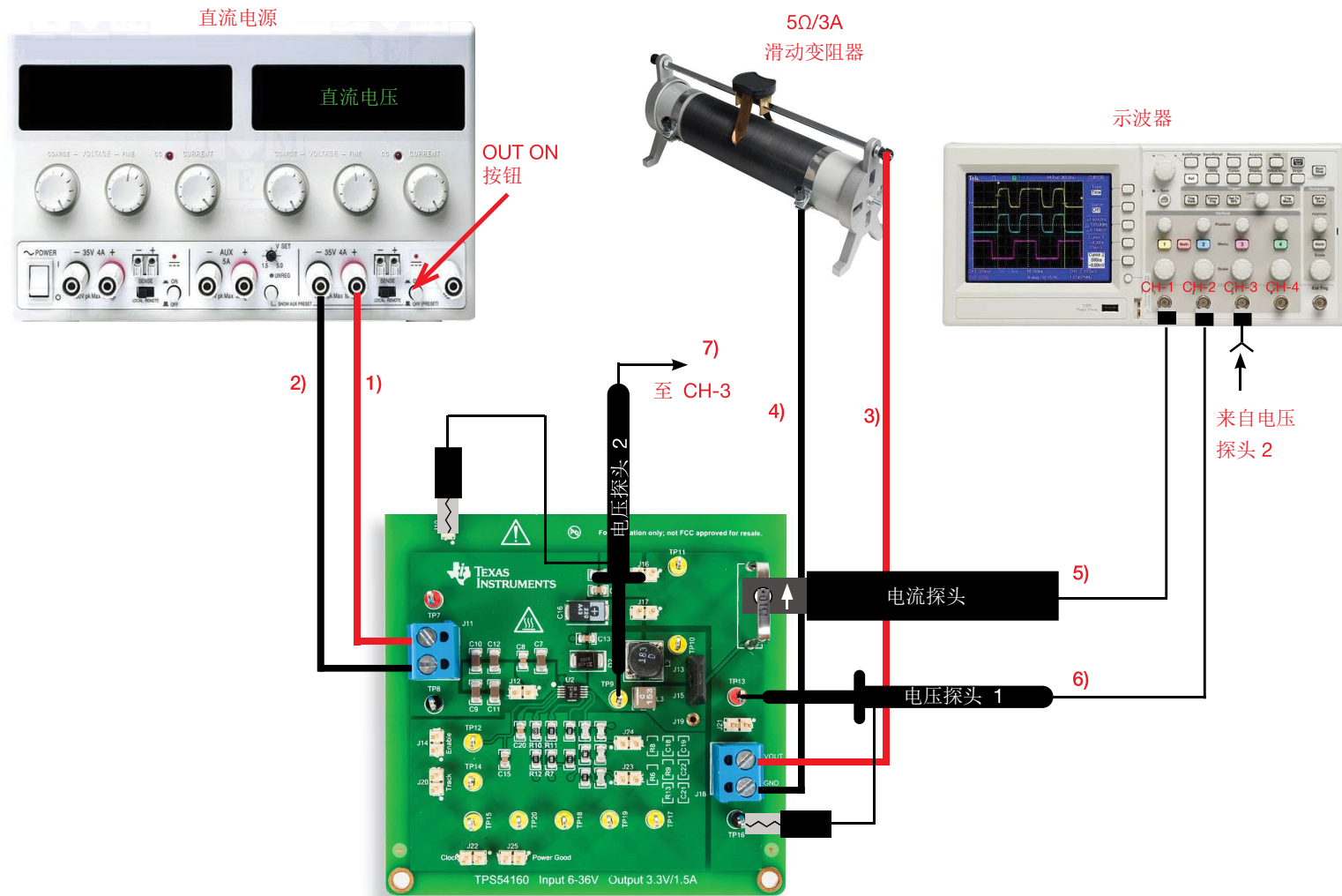


图 8. 实验设置。



测试 2：实验准备——说明

在关闭所有仪器的情况下，进行以下连接：

- 1) 将直流电源的正（红色）输出连接到 TPS54160 降压稳压器的 J_{11} 接线端子的输入（VIN）
- 2) 将直流电源的负（黑色）输出连接到 TPS54160 降压稳压器的 J_{11} 接线端子的接地端（GND）
- 3) 将输出端（VOUT）（TPS54160 降压稳压器的 J_{18} 接线端子上）连接到 5Ω/3A 滑动变阻器的一个输入连接器
- 4) 将 TPS54160 降压稳压器的 J_{18} 接线端子的接地端（GND）连接到 5Ω/3A 滑动变阻器的另一个输入连接器
- 5) 将电流探头连接到示波器的通道 1，并用其夹住 TPS54160 降压稳压器的感应电阻 R_s
[注意：确保探头夹上印制的箭头对应于流出电感流入输出电容的电流]
- 6) 将电压探头连接到示波器的通道 2，并将其正极尖端紧贴到测试引脚 TP_{13} （即 TPS54160 降压稳压器的输出电压）
[警告：请勿颠倒电压探头的正极端和接地端]
- 7) 将电压探头连接到示波器的通道 3，并将其紧贴到测试引脚 TP_9 （即 TPS54160 降压稳压器的开关节点电压）。



测试 2：准备和实验步骤

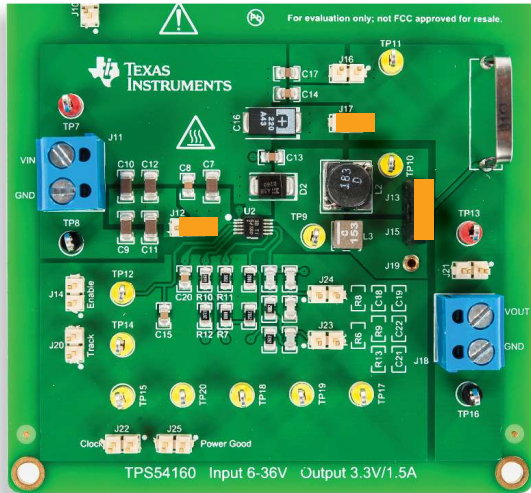


图 10. TPS54160 降压实验板：测试 2 的跳线设置

初始跳线设置（请参阅图 10）：

- J_{17} 短接 $\rightarrow C_{16}$ (220 μ F) 输出电容已连接
- J_{13} - J_{15} 短接 $\rightarrow L_2$ (18 μ H, 铁氧体磁芯) 电感已连接
- J_{14} 开路 \rightarrow 已启用内部使能信号
- J_{20} 开路 \rightarrow 已启用内部软启动信号
- J_{21} 开路 \rightarrow 输出电容已连接到电压传感器 R_6 - R_8
- J_{12} 短接 $\rightarrow C_9$ - C_{12} (4x4.7 μ F) 输入电容已连接
- J_{16} 开路 $\rightarrow C_{17}$ (10 μ F) 输出电容已断开连接
- J_{22} 开路 \rightarrow 开关频率 $f_s = 250\text{kHz}$
- J_{23} 和 J_{24} 开路 $\rightarrow C_{16}$ (220 μ F) 输出电容的补偿
- J_{25} 开路 \rightarrow 启用 Power Good 信号

实验步骤：

- 1) 开启示波器，将 CH-1 和 CH-3 设置为直流 1M Ω 并将 CH-2 设置为直流 50 Ω 耦合模式，选择 CH-3 作为触发源，并执行电流探头的“消磁”以消除电流探头可能存在的直流偏置
- 2) 开启电源（确保“OUT ON”按钮为 OFF），将电压设置为 6V，并将电流限制设置为 1A
- 3) 将 5 Ω /3A 变阻器滑动触点的位置设置为对应的最大电阻（5 Ω ）
- 4) 开启电源“OUT ON”按钮。在这些条件下，您应该在示波器上看到 CH-1 波形（表示输出电压）为 3.3V 电平的平坦水平线，而 CH-3 波形（表示开关节点电压）为输入电压和轻微负电压之间波动的方波。如果这些波形与上述情况不符，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的步骤
- 5) 移动 5 Ω /3A 变阻器的滑块，直到在示波器上看到 CH-2 波形（表示电感电流）为 1A 平均值的三角波形，而 CH-1 波形（表示输出电压）为 3.3V 电平的平坦水平线。（如果这些波形与上述情况不符，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的步骤）
- 6) 读出输出电压和电感电流纹波峰-峰值，将这些值记录到表 1 中，然后针对表 1 中列出的所有负载电流和输入电压值重复此步骤，为此需要调整 5 Ω /3A 变阻器滑动触点的位置和直流电源的旋钮（在改变输入电压和负载电流时，无需关闭电源“OUT ON”按钮）
- 7) 关闭直流电源的“OUT ON”按钮，然后将跳线 J_{13} - J_{15} 开路以断开电感 L_2 （铁氧体磁芯，18 μ H）且将跳线 J_{15} - J_{19} 短接以连接电感 L_3 （磁粉芯，15 μ H），并重复步骤 2) 到 6)
- 8) 关闭直流电源的“OUT ON”按钮，然后将跳线 J_{22} 短接以设置开关频率 $f_s = 500\text{kHz}$ ，并重复步骤 2) 到 7)
- 9) 在测量结束时，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，然后关闭所有仪器



测试 2：测量和计算

- 1) 测量电感电流纹波峰-峰值 Δi_{pp} ，通过公式 $L_d = (V_{in} - V_{out})V_{out} / (V_{in} f_s \Delta i_{pp})$ 计算等效电感，并将结果收集到表 2 和 3 中（分别针对两种运行开关频率 $f_s=250\text{kHz}$ 和 $f_s=500\text{kHz}$ ）。
- 2) 分析这些结果，回答问题，并使用 [理论背景](#) 部分提供的电感 vs 电流公式和相关信息来解释您的观察结果。

表 2. 在 $f_s=250\text{kHz}$ 条件下运行的 TPS54160 降压稳压器的电感电流纹波和估算电感

(1) Δi_{pp} 测量值	(2) L [μH] 估算值	L = L_2 (J_{13} - J_{15} 短接)						L = L_3 (J_{15} - J_{19} 短接)					
		$I_{out}=1\text{A}$		$I_{out}=1.5\text{A}$		$I_{out}=2.0\text{A}$		$I_{out}=1\text{A}$		$I_{out}=1.5\text{A}$		$I_{out}=2.0\text{A}$	
$V_{in} = 6\text{V}$		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
$V_{in} = 36\text{V}$		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)

表 3. 在 $f_s=500\text{kHz}$ 条件下运行的 TPS54160 降压稳压器的电感电流纹波和估算电感

(1) Δi_{pp} 测量值	(2) L [μH] 估算值	L = L_2 (J_{13} - J_{15} 短接)						L = L_3 (J_{15} - J_{19} 短接)					
		$I_{out}=1\text{A}$		$I_{out}=1.5\text{A}$		$I_{out}=2.0\text{A}$		$I_{out}=1\text{A}$		$I_{out}=1.5\text{A}$		$I_{out}=2.0\text{A}$	
$V_{in} = 6\text{V}$		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
$V_{in} = 36\text{V}$		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)

电感：

L_2 （铁氧体磁芯， J_{13} - J_{15} 短接）：

$L_{nom}=18\mu\text{H}$ $\sigma=3.22$

$L_{sat}=1\mu\text{H}$ $I_{50\%}=1.5\text{A}$

（请访问制造商网站，输入元件代号以了解有关 L_2 的更多详细信息）

L_3 （磁粉芯， J_{15} - J_{19} 短接）：

$L_{nom}=15\mu\text{H}$ $L_{30\%}=10.5\mu\text{H}$

$I_{30\%}=2.8\text{A}$

（请访问制造商网站，输入元件代号以了解有关 L_3 的更多详细信息）

输出电容：

J_{16} 短接， J_{17} 开路：

$C_{out}=C_{17}=10\mu\text{F}$ ，ESR=5m Ω

J_{16} 开路， J_{17} 短接：

$C_{out}=C_{16}=220\mu\text{F}$ ，ESR=25m Ω

开关频率：

J_{22} 短接： $f_s = 500\text{kHz}$

J_{22} 开路： $f_s = 250\text{kHz}$

请回答：

① 如果负载电流增加，等效电感如何变化？

增大 减小 取决于输入电压

② 请预测在以下运行条件下确保最小电流纹波的电感，并通过测量进行验证：

$I_{out}=0.5\text{A}$ ， $V_{in}=24\text{V}$ ， $f_s=250\text{kHz}$ ： L_2 L_3

$I_{out}=1.5\text{A}$ ， $V_{in}=12\text{V}$ ， $f_s=500\text{kHz}$ ： L_2 L_3



讨论

在测试 1 中，我们主要目的是探索电感电流纹波峰-峰值、输出电压纹波峰-峰值与运行条件之间的相关性，此处的运行条件包括输入电压和负载电流，同时考虑不同磁芯材料对电感饱和的影响。

在实验 2 中，我们已经分析过运行条件对电感电流纹波峰-峰值的影响。此处我们要研究的特性是电感的饱和，特别是铁氧体磁芯电感的饱和。尤其是我们观察到，当负载电流增加时，电感电流纹波峰-峰值幅度会增加。此现象是电感饱和造成的。铁氧体电感的纹波幅度增大的相对幅度高于磁粉芯电感。这种差异源于磁芯材料类型的不同。

铁氧体电感的磁芯由密实材料制成，这种密实材料也就是铁氧体，是氧化铁和其他元素（如锰和锌）的化合物。铁氧体可能根据具体化合物配方差异而具有不同的特性。一般情况下，铁氧体磁导率在磁场 H 处于低水平（与流入电感绕组的电流成正比）时较高，而随着磁场增强，由于材料的磁化，磁导率会降低得越来越快。正是由于此原因，铁氧体电感表现出急剧饱和，正如理论背景部分的图 2 和方程式 (1) 所示。

磁粉芯电感的磁芯由微型颗粒材料制成，这种微型颗粒材料由包含诸如铁、镍和钼等元素的细小合金颗粒组成，经过压缩，并呈现出密实材料的外观和密度。材料颗粒之间残留的小气孔可在整个材料中形成一种分散气隙。分散气隙带来的整体效果是减小了材料的等效磁导率，并使其与磁场强度的关系呈现线性化。正是由于此原因，当通过电感绕组的电流增大时，磁粉芯电感会以线性方式饱和，相比铁氧体电感其饱和方式更加温和，正如理论背景部分的图 3 和方程式 (2) 所示。

较高的输入电压会加剧电感饱和，因为它会导致更大的伏秒乘积，这反过来又增大了电感电流纹波峰-峰值。通过测试 1 中选择的负载电流，可计算作为电感值和电流的函数关系，从而研究 TPS54160 降压稳压器中的两个可选电感在不同工作区域下的表现。在低负载电流时，铁粉芯电感比铁氧体电感具有更高的电流纹波，而在高负载电流时的情况则正好相反。

在测试 2 中，我们主要目的是在考虑不同磁芯材料的电感饱和的情况下，估算电感的等效电感值，。

使用为测试 2 选择的三个负载电流，可探索两个电感在哪个工作区域下其饱和更加明显，从而导致等效电感更明显下降。图 11 和 12 的实验波形图表明，当负载电流在低位时，两个电感的波形为三角形。而图 13 的波形图表明，当电流处于高位时，铁氧体电感的电流波形不再是三角形，而是呈现锯齿状。在这种情况下，电感的等效电感比其标称值低得多。这正是铁氧体磁芯急剧饱和的结果。相反，图 14 所示的磁粉芯电感电流波形即使在电流较高时也保持三角形状，且其等效电感不会急剧下降，原因在于饱和过程更温和。

[注意：在电流大约为 2A 时，TPS54160 芯片内部的电流限制功能有可能会关闭降压稳压器。如果发生此情况，请关闭电源“OUT ON”按钮，然后通过将最大测试电流限制到较低的值来重新开始测试。请参阅实验 5 以了解电感饱和对电流限制行为的影响]



实验波形图

本页中收集的实验波形图示例显示了 TPS54160 降压稳压器在不同运行条件下的电感电流和输出电压波形。

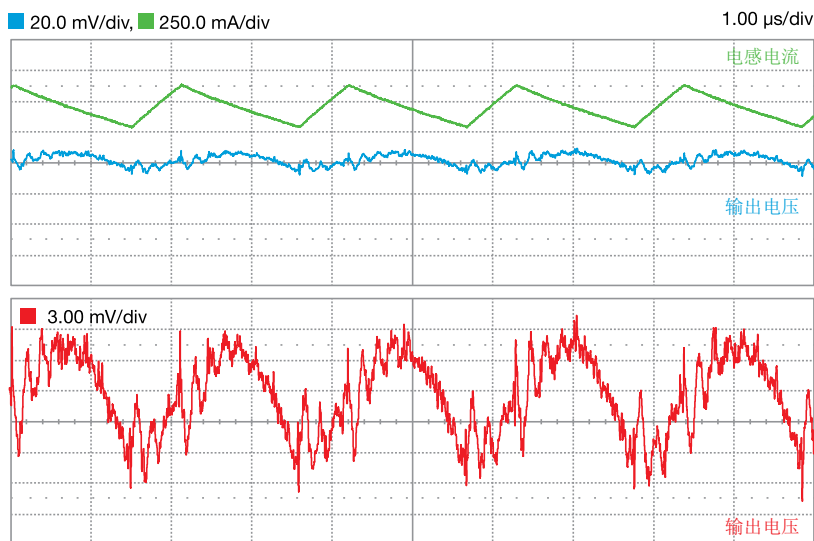


图 11. $V_{in}=12V$, $I_{out}=0.15A$, $f_s=500kHz$, $L=L_2=18\mu H$
(铁氧体电感)

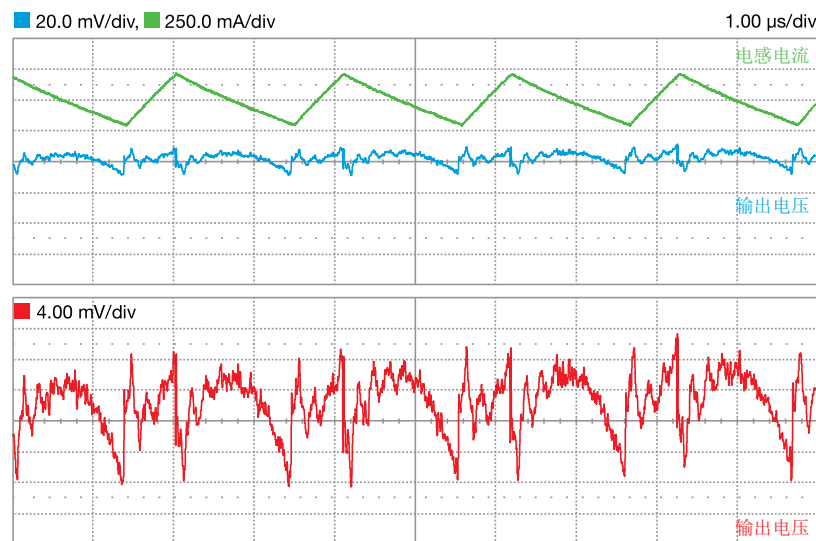


图 12. $V_{in}=12V$, $I_{out}=0.5A$, $f_s=500kHz$, $L=L_3=15\mu H$
(磁粉芯电感)

图 11 和 12 中的波形是开关电源中的电感电流的典型波形，包含一个直流平均电流和一个小到不足以产生可见饱和效果的纹波。

在现实中，即使在这些条件下，两个电感的电感也小于其标称值。为了证明这一点，可以运用在[理论背景](#)部分提供并在测试 2 中使用的公式，借助此公式可以根据输入电压 V_{in} 、输出电压 V_{out} 、开关频率 f_s 和电流纹波峰-峰值 Δi_{pp} 的测量值来估算电感的等效电感。

电感饱和并不是在电流超过特定阈值时突然发生的现象。相反，这是一种渐进平稳发生的现象，这种现象在电感承载电流时便开始，并且随着电流的增加而变得越来越明显。



实验波形图

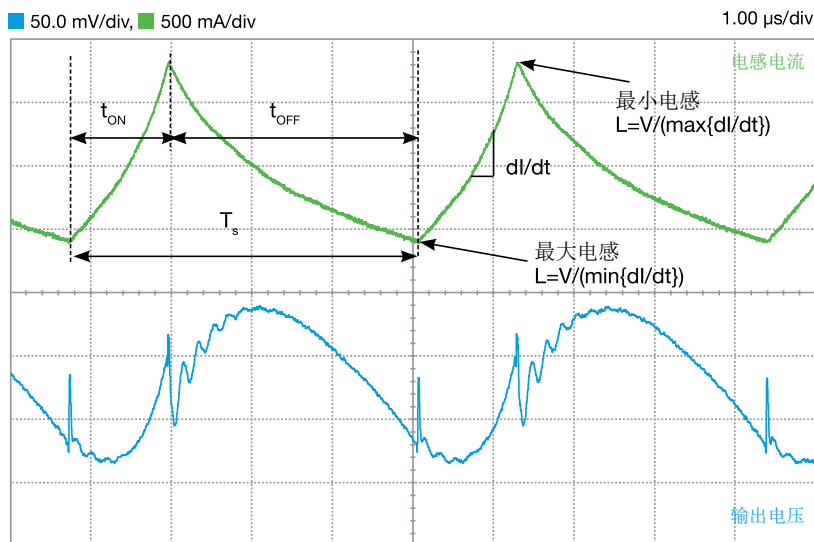


图 13. $V_{in}=12V$, $I_{out}=1.9A$, $f_s=250kHz$, $L = L_2 = 18\mu H$
(铁氧体电感)

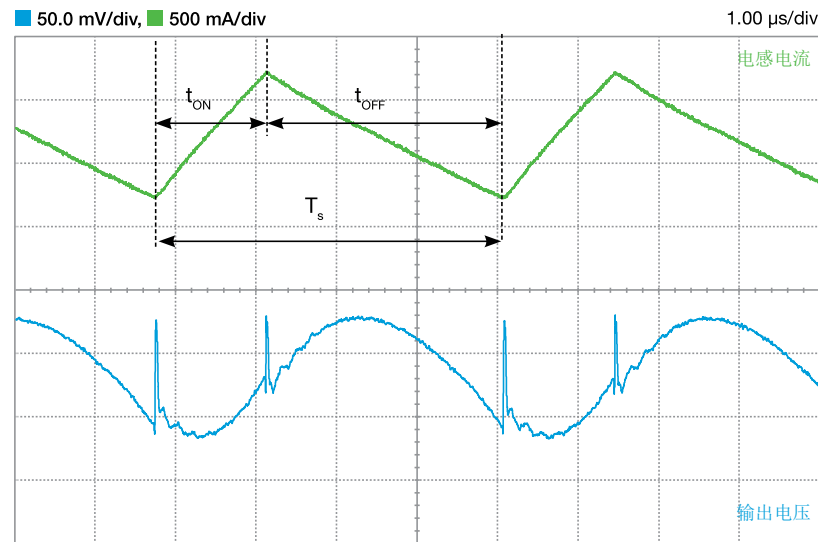


图 14. $V_{in}=12V$, $I_{out}=2.25A$, $f_s=250kHz$, $L = L_3 = 15\mu H$
(磁粉芯电感)

图 13 中的绿色波形是开关电源中的铁氧体电感的典型电流波形，包含一个直流平均电流和大到足以产生可见饱和效果的纹波。在这种条件下，铁氧体电感的电感值比其标称值小得多，并且会在开关期间发生变化，因为它工作在电感急剧下降的 L vs I 曲线区域。因此，电感在周期开始时为最大值（此时电流的导数 di/dt 为最小值），而在 MOSFET 导通时间结束时为最小值（此时电流的导数 di/dt 为最大值）。

通过比较图 14 和图 13 可以看出，虽然磁粉芯电感的标称电感小于铁氧体电感的标称电感（ $15\mu H$ vs $18\mu H$ ），且磁粉芯电感维持的电流高于铁氧体电感维持的电流（ $2.25A$ vs $1.9A$ ），但磁粉芯电感产生的纹波较小。正如我们的预期，由于输出电容需要滤除的电感电流纹波较小，因此输出电压纹波（蓝色波形）也较小。

[注意：仔细观察图 13 和 14 可以注意到，虽然输入电压相同，但图 14 中的 MOSFET 导通时间比图 13 中的时间稍长。这种结果源自更高的电流以及因更高电流导致的降压转换器的更高损耗（导致占空比增大）]

实验 5

本实验的目的是分析电感磁芯饱和的如何影响降压稳压器的电流限制。本实验采用 TPS54160 降压稳压器。



案例研究

本实验的目的是研究不同类型的电感在磁芯饱和时如何影响电流限制行为。

图 1 显示了降压稳压器的简化原理图，其中强调了电感的工作方式类似于由控制电压 V_c （即 TPS54160 COMP 引脚电压）进行线性控制的电流源，使得 $i_L = g_{mps} V_c$ ，其中 g_{mps} 是峰值电流控制（PCC）降压稳压器的跨导。这种现象是由 TPS54160 PCC 工作情况造成的，正如 [实验 3](#) 中的讨论。当负载电流增加时，输出电压的下降会被电压传感器检测到，并且 TPS54160 PCC 会驱使反馈控制电压 V_c 增高，从而增大电感平均电流。降压稳压器能够提供的最大负载电流由 TPS54160 内部电流限制功能所决定，此功能将在控制电压 V_c 达到某个特定的电平 V_{cmax} 时激活。发生此情况时，输出电压 V_{out} 降低至低于标称值。电流限制功能的激活受控于平均负载电流以及电感电流纹波峰-峰值，进而又取决于电感的输入电压 V_{in} 、开关频率 f_s 和电感值 L 。随着电流增大，电感可能在高电流时饱和，而跟据磁芯材料的类型不同，电感值会以不同的方式减小（[请参阅实验 4](#)）。这就是电感类型对于电流限制行为影响的原因。

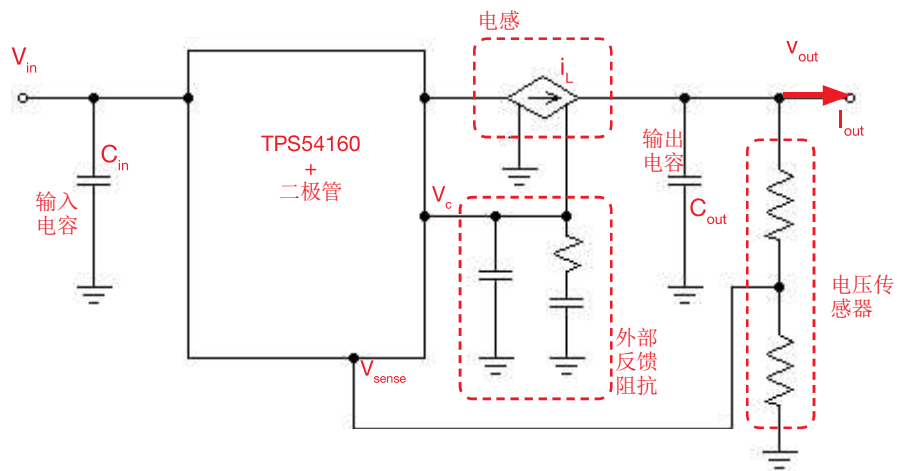


图 1. TPS54160 降压稳压器的简化原理图

测试 1. 我们逐渐增大负载电流，指导稳压器因电流限制功能而关闭，在此时测量稳压器能够提供给负载的最大电流。在采用不同的输入电压以及 TPS54160 降压稳压器的两个可选电感的条件下进行此测试。

测试 2. 我们使用不同的输出电容和开关频率来重复测试 1，从而观察控制电压 V_c 的纹波是否以及如何影响电流限制行为。



理论背景

由于饱和时的表现各不相同，铁氧体和磁粉芯电感对电流限制行为有着不同的影响，正如以下的计算机仿真结果所显示的一样。（请参阅 [5] 以了解有关 TPS54160 电流限制特性的更多信息）。

磁粉芯与铁氧体电感在低电流和高电流时的行为

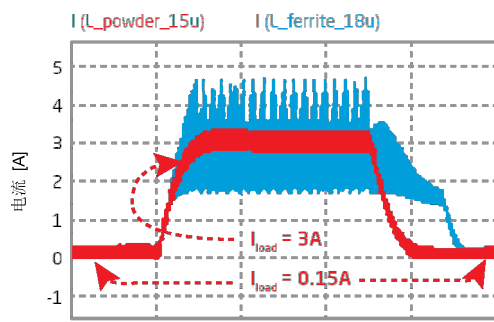


图 2

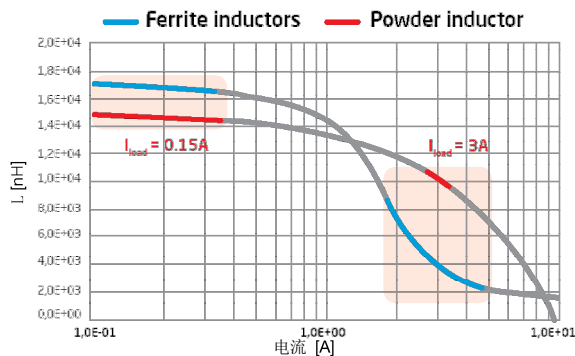


图 3

图 2 显示了负载电流从 0.15A 变到 3A 及相反方向改变时 18 μ H 铁氧体电感 L_2 和 15 μ H 磁粉芯电感 L_3 的电流仿真。图 3 显示了分别在负载电流为 0.15A 和 3A 时，开关期间两个电感在 L vs I 曲线上的工作点轨迹（代表了在 L vs I 曲线上的纹波波形）。由于铁氧体电感的电感急剧下降，因此在电流为 3A 时，铁氧体电感电流纹波峰-峰值变得比使用磁粉芯电感时高得多。

磁粉芯 vs 铁氧体电感对电流限制的影响

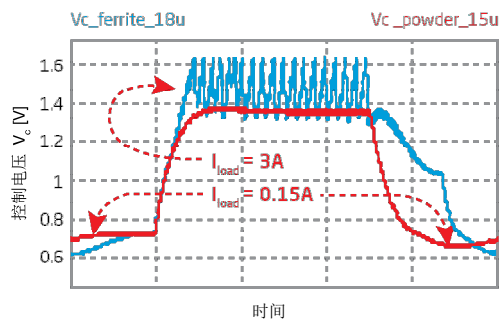


图 4

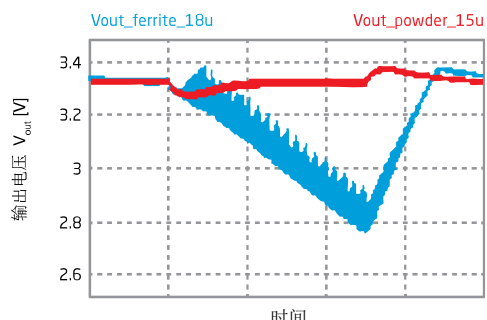


图 5

图 4 显示了在高负载电流时，使用 L_2 时控制电压 V_c 的上升程度高于使用 L_3 时的上升程度，原因是铁氧体电感具有更高的电流纹波峰-峰值。因此，磁粉芯电感具有比铁氧体电感更高的负载电流限制（即转换器能够稳定输出电压时的最大电流）。图 4 和 5 实际显示了磁粉芯电感允许在负载电流为 3A 时实现 3.3V 输出电压稳压，而铁氧体电感不允许向负载提供 3A 电流，因为它触发了电流限制行为（输出电压下降到大大低于 3.3V，并在负载需要较低的电流时恢复）。

相关知识

- ① 铁氧体电感不在深度饱和状态中使用。
- ② 在需要使用小型磁芯部件的高功率密度电源设计中，可以允许电感中等饱和。
- ③ 磁粉芯电感比铁氧体电感器积更大、更耗能。
- ④ 较高的电压环路增益穿越频率会增加控制电压开关频率纹波，并减小最大负载电流。



实验准备：仪器设置

本实验所需的仪器为：一台直流电源、一台示波器和一个 5W/3A 滑动变阻器。图 6 显示了仪器连接。请遵循下一页提供的说明来进行连接。

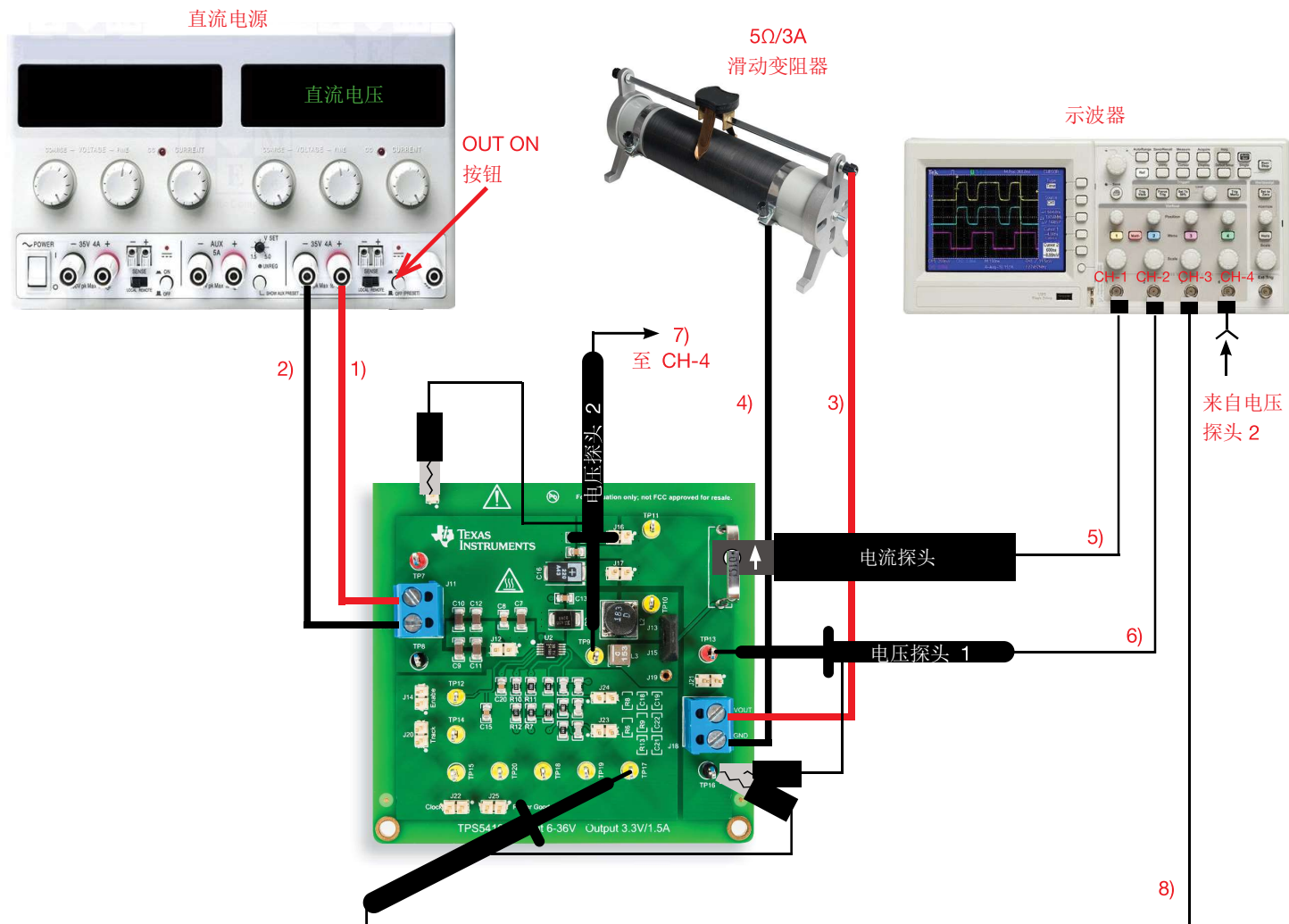


图 6. 实验设置。



实验设置：说明

在关闭所有仪器的情况下，进行以下连接：

- 1) 将直流电源的正（红色）输出连接到 TPS54160 降压稳压器的 J_{11} 接线端子的输入（VIN）
- 2) 将直流电源的负（黑色）输出连接到 TPS54160 降压稳压器的 J_{11} 接线端子的接地端（GND）
- 3) 将输出端（VOUT）（TPS54160 降压稳压器的 J_{18} 接线端子上）连接到 5Ω/3A 滑动变阻器的一个输入连接器
- 4) 将 TPS54160 降压稳压器的 J_{18} 接线端子的接地端（GND）连接到 5Ω/3A 滑动变阻器的另一个输入连接器
- 5) 将电流探头连接到示波器的通道 1，并用其夹住 TPS54160 降压稳压器的感应电阻 R_s
[注意：确保探头夹上印制的箭头对应于流出电感流入输出电容的电流]
- 6) 将电压探头连接到示波器的通道 2，并将其正极尖端紧贴到测试引脚 TP_{13} （即 TPS54160 降压稳压器的输出电压）
[警告：请勿颠倒电压探头的正极端和接地端]
- 7) 将电压探头连接到示波器的通道 3，并将其紧贴到测试引脚 TP_9 （即 TPS54160 降压稳压器的开关节点电压）
- 8) 将电压探头连接到示波器的通道 4，并将其紧贴到测试引脚 TP_{17} （即 TPS54160 降压稳压器的控制电压，与 TPS54160 “COMP” 引脚的电压相对应）
[警告：请勿颠倒电压探头的正极端和接地端]



测试 1：准备和实验步骤

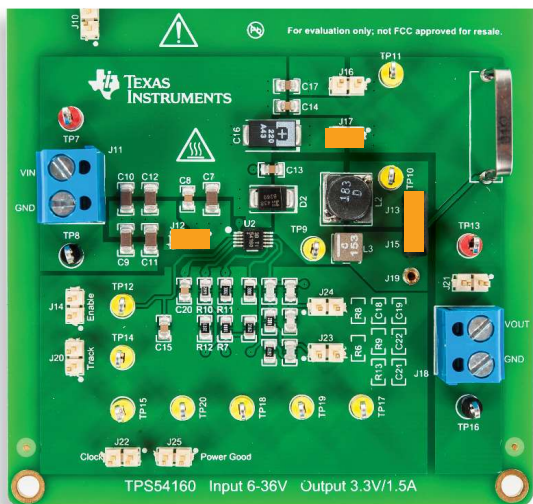


图 7. TPS54160 降压实验板：测试 1 的跳线设置

初始跳线设置（请参阅图 7）：

- J_{17} 短接 → C_{16} (220 μ F) 输出电容已连接
- J_{13} - J_{15} 短接 → L_2 (18 μ H, 铁氧体磁芯) 电感已连接
- J_{14} 开路 → 已启用内部使能信号
- J_{20} 开路 → 已启用内部软启动信号
- J_{21} 开路 → 输出电容已连接到电压传感器 R_6 - R_8
- J_{12} 短接 → C_9 - C_{12} (4x4.7 μ F) 输入电容已连接
- J_{16} 开路 → C_{17} (10 μ F) 输出电容已断开连接
- J_{22} 开路 → 开关频率 $f_s = 250$ kHz
- J_{23} 和 J_{24} 开路 → C_{16} (220 μ F) 输出电容的补偿
- J_{25} 开路 → 启用 Power Good 信号

实验步骤：

- 1) 开启示波器，将 CH-1 设置为直流 50 Ω ，将 CH-2、CH-3 和 CH-4 设置为直流 1M Ω 耦合模式，选择 CH-4 作为触发源，并执行电流探头的“消磁”以消除电流探头可能存在的直流偏置
- 2) 开启电源（确保“OUT ON”按钮为 OFF），将电压设置为初始值 12V，并将电流限制设置为 1.5A
- 3) 将 5 Ω /3A 变阻器滑动触点的位置设置为对应的最大电阻（5 Ω ）
- 4) 开启电源“OUT ON”按钮。在这些条件下，您应该在示波器上看到 CH-2 波形（表示输出电压）为 3.3V 电平的平坦水平线。如果不能读出此值，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查之前的步骤
- 5) 移动 5 Ω /3A 变阻器的滑块，直到在示波器上看到 CH-1 波形（表示电感电流）为 1A 平均值的三角波形，CH-2 波形（表示输出电压）为 3.3V 电平的平坦水平线，CH-3 波形（表示控制电压）为平均值介于 500mV 到 1V 之间并具有 250kHz 小纹波的波形，而 CH-4 波形（表示开关节点电压）为输入电压和轻微负电压之间波动的方波。将负载电流为 1A 时的控制电压平均值记录到表 1 中 [注意：电感平均电流等于负载电流]。（如果这些波形与上述情况不符，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查之前的步骤）
- 6) 缓慢移动 5 Ω /3A 变阻器的滑块触点以减小其电阻，直到在 CH-1 上检测到电感电流平均值增大 50mA：如果 CH-2 上的输出电压平均值仍然稳压在 3.3V 电平，请记录在 CH-2 上读出的电感电流平均值以及在 CH-3 上读出的控制电压平均值。重复此步骤，直到输出电压稳压在 3.3V。当输出电压不再能够维持稳压时，请移回 5 Ω /3A 变速器的滑动触点以将电阻重置为 5 Ω ，并关闭电源“OUT ON”按钮，并在表 1 中填写最后记录的电感平均电流值和平均控制电压值
- 7) 针对表 1 中列出的不同输入电压值，重复步骤 4) 到 6)
- 8) 关闭直流电源的“OUT ON”按钮，然后将跳线 J_{13} - J_{15} 开路以断开电感 L_2 （铁氧体磁芯，18 μ H）且将跳线 J_{15} - J_{19} 短接以连接电感 L_3 （磁粉芯，15 μ H），并重复步骤 3) 到 7)
- 9) 在测量结束时，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，然后关闭所有仪器



测试 1：测量和计算

- 1) 在负载电流为 1A 时测量 TPS54160 “COMP” 引脚的控制电压 V_c ，并将值记录到表 1 中
- 2) 测量电流限制（即降压稳压器能够确保输出电压稳压时的最大负载电流），并将值记录到表 2 中
- 3) 当电流限制为第 1) 点中的值时，测量控制电压 V_c ，并将值记录到表 2 中
- 4) 分析结果，回答问题，并使用此实验 [理论背景](#) 部分以及 [理论背景](#) 部分（[实验 4](#)）提供的信息来解释您的观察结果。

表 1. 使用铁氧体和磁粉芯电感与不同输入电压来运行 TPS54160 降压稳压器时的控制电压和最大输出电流

(1) $V_c @ 1A [V]$	(2) $I_{outmax} [A]$	(3) $V_c @ I_{outmax} [V]$	$L = L_2$ ($J_{13}-J_{15}$ 短接)			$L = L_3$ ($J_{15}-J_{19}$ 短接)		
$V_{in} = 12V$			(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)
$V_{in} = 24V$			(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)
$V_{in} = 36V$			(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)

电感：

L_2 （铁氧体磁芯， $J_{13}-J_{15}$ 短接）：

$$L_{nom} = 18\mu H \quad \sigma = 3.22$$

$$L_{sat} = 1\mu H \quad I_{50\%} = 1.5A$$

（请访问制造商网站，输入元件代号以了解有关 L_2 的更多详细信息）

L_3 （磁粉芯， $J_{15}-J_{19}$ 短接）：

$$L_{nom} = 15\mu H \quad L_{30\%} = 10.5\mu H$$

$$I_{30\%} = 2.8A$$

（请访问制造商网站，输入元件代号以了解有关 L_3 的更多详细信息）

输出电容：

J_{16} 短接， J_{17} 开路：

$$C_{out} = C_{17} = 10\mu F, \text{ ESR} = 5m\Omega$$

J_{16} 开路， J_{17} 短接：

$$C_{out} = C_{16} = 220\mu F, \text{ ESR} = 25m\Omega$$

开关频率：

J_{22} 短接： $f_s = 500kHz$

J_{22} 开路： $f_s = 250kHz$

请回答：

- 1 负载电流为 1A 时，如果输入电压增大，控制电压如何变化？ 增大 减小 取决于电感
- 2 如果负载电流增加，控制电压如何变化？ 增大 减小 取决于输入电压
- 3 哪个电感允许更高的电流限制？ L_2 L_3 取决于输入电压



测试 2：准备和实验步骤

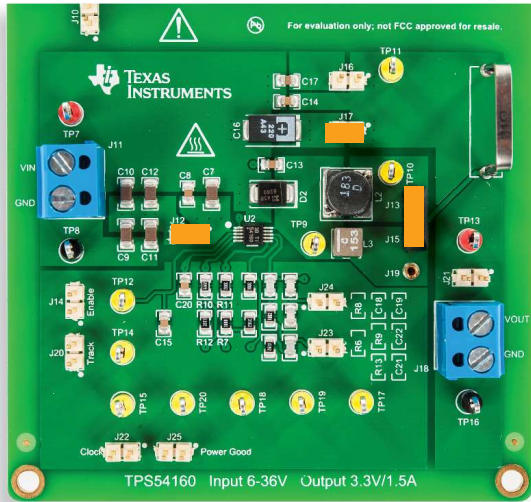


图 8. TPS54160 降压实验板：测试 2 的跳线设置

初始跳线设置（请参阅图 8）：

- J_{17} 短接 $\rightarrow C_{16}$ (220 μ F) 输出电容已连接
- J_{13} - J_{15} 短接 $\rightarrow L_2$ (18 μ H, 铁氧体磁芯) 电感已连接
- J_{14} 开路 \rightarrow 已启用内部使能信号
- J_{20} 开路 \rightarrow 已启用内部软启动信号
- J_{21} 开路 \rightarrow 输出电容已连接到电压传感器 R_6 - R_8
- J_{12} 短接 $\rightarrow C_9$ - C_{12} (4x4.7 μ F) 输入电容已连接
- J_{16} 开路 $\rightarrow C_{17}$ (10 μ F) 输出电容已断开连接
- J_{22} 开路 \rightarrow 开关频率 $f_s = 250$ kHz
- J_{23} 和 J_{24} 开路 $\rightarrow C_{16}$ (220 μ F) 输出电容的补偿
- J_{25} 开路 \rightarrow 启用 Power Good 信号

实验步骤：

- 1) 开启示波器，将 CH-1 设置为直流 50 Ω ，将 CH-2、CH-3 和 CH-4 设置为直流 1M Ω 耦合模式，选择 CH-4 作为触发表，并执行电流探头的“消磁”（这样可消除电流探头可能存在的直流偏置）
- 2) 开启电源（确保“OUT ON”按钮为 OFF），将电压设置为初始值 12V，并将电流限制设置为 1.5A
- 3) 将 5 Ω /3A 变阻器滑动触点的位置设置为对应的最大电阻（5 Ω ）
- 4) 开启电源“OUT ON”按钮。在这些条件下，您应该在示波器上看到 CH-2 波形（表示输出电压）为 3.3V 电平的平坦水平线。如果不能读出此值，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的步骤
- 5) 移动 5 Ω /3A 变阻器的滑块，直到在示波器上看到 CH-1 波形（表示电感电流）为 1A 平均值的三角波形，CH-2 波形（表示输出电压）为 3.3V 电平的平坦水平线，CH-3 波形（表示控制电压）为平均值介于 500mV 到 1V 之间并具有 250kHz 或 500kHz 小纹波的波形，而 CH-4 波形（表示开关节点电压）为输入电压和轻微负电压之间波动的方波。将负载电流为 1A 时的控制电压平均值记录到表 1 中。（如果这些波形与上述情况不符，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的步骤）
- 6) 缓慢移动 5 Ω /3A 变阻器的滑块触点以减小其电阻，直到在 CH-1 上检测到电感电流平均值增大 50mA。如果 CH-2 上的输出电压平均值仍然稳压在 3.3V 电平，请记录在 CH-2 上读出的电感电流平均值以及在 CH-3 上读出的控制电压平均值。重复此步骤，直到输出电压稳压在 3.3V。当输出电压不再能够维持稳压时，请移回 5 Ω /3A 变速器的滑动触点以将电阻重置为 5 Ω ，并关闭电源“OUT ON”按钮，并在表 1 中填写最后记录的电感平均电流值和平均控制电压值
- 7) 针对表 2 中列出的不同 V_{in} 和 f_s 组合，重复步骤 2) 到 6)
- 8) 关闭直流电源的“OUT ON”按钮，然后将跳线 J_{17} 开路以断开输出电容 C_{16} (220 μ F)，将跳线 J_{16} 短接以连接输出电容 C_{17} (10 μ F)，将跳线 J_{23} 和 J_{24} 短接以设置输出电容 C_{17} 的环路补偿，并重复步骤 2) 到 7)
- 9) 在测量结束时，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，然后关闭所有仪器



测试 2：测量和计算

- 1) 在负载电流为 1A 时测量 TPS54160 “COMP” 引脚的控制电压 V_c ，并将值记录到表 2 中
- 2) 测量电流限制（即降压稳压器能够确保输出电压稳压时的最大负载电流），并将值记录到表 2 中
- 3) 当电流限制为第 2) 点中的值时，测量控制电压 V_c ，并将值记录到表 2 中
- 4) 分析结果，回答问题，并使用此实验 *理论背景* 部分以及 *理论背景* 部分（*实验 3* 和 *实验 4*）提供的信息来解释您的观察结果。

表 2. 使用铁氧体电感以及不同输入电压、开关频率和输出电容设置来运行 TPS54160 降压稳压器时的控制电压和最大输出电流。

(1) $V_c @ 1A$ [V]	(2) I_{outmax} [A]	(3) $V_c @ I_{outmax}$ [V]	$C_{out} = C_{16}$ (J_{16} 开路, J_{17} 短接, J_{23} 开路, J_{24} 开路) [注意: 设置 J_{23} 短接和 J_{24} 短接可使用不同的电压环路增益穿越频率来重复此测试, 请参阅 <i>实验 3</i> 以了解详细信息]						$C_{out} = C_{17}$ (J_{16} 短接, J_{17} 开路, J_{23} 短接, J_{24} 短接)					
			$f_s = 250kHz$ (J_{22} 开路)			$f_s = 500kHz$ (J_{22} 短接)			$f_s = 250kHz$ (J_{22} 开路)			$f_s = 500kHz$ (J_{22} 短接)		
$V_{in} = 12V$	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)		
$V_{in} = 36V$	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)		

电感:

L_2 (铁氧体磁芯, J_{13} - J_{15} 短接):

$L_{nom} = 18\mu H$ $\sigma = 3.22$
 $L_{sat} = 1\mu H$ $I_{50\%} = 1.5A$

(请访问制造商网站, 输入元件代号以了解有关 L_2 的更多详细信息)

L_3 (磁粉芯, J_{15} - J_{19} 短接):

$L_{nom} = 15\mu H$ $L_{30\%} = 10.5\mu H$
 $I_{30\%} = 2.8A$

(请访问制造商网站, 输入元件代号以了解有关 L_3 的更多详细信息)

输出电容:

J_{16} 短接, J_{17} 开路:

$C_{out} = C_{17} = 10\mu F$, ESR=5m Ω

J_{16} 开路, J_{17} 短接:

$C_{out} = C_{16} = 220\mu F$, ESR=25m Ω

外部反馈组件:

J_{24} 短接: $C_{f1} = C_{19} = 27pF$;

J_{24} 开路: C_{f1} = 串联 C_{19} 和 $C_{22} = 4pF$

J_{23} 短接: $C_{f2} = C_{18} = 6.8nF$, $R_{f2} = R_9 = 18k\Omega$;

J_{23} 开路: C_{f2} = 串联 C_{16} 和 $C_{21} = 118pF$

R_{f2} = 串联 R_9 和 $R_{13} = 279k\Omega$

请回答:

- 1 较高的开关频率是否会增大电流限制? 是 否 取决于输入电压
- 2 较大的输出电容是否会增大电流限制? 是 否 取决于开关频率
- 3 请列出什么样的输出电容和反馈补偿设置可以实现最高的电流限制状态, 并说明原因:



讨论

在测试 1 中，我们主要目的是探索 TPS54160 降压稳压器电流限制水平与电感类型之间的相关性。

铁粉磁芯电感 L_3 比铁氧体电感 L_2 允许稳压器提供更高的最大电流（虽然磁粉芯电感的 $15\mu\text{H}$ 标称电感低于铁氧体电感的 $18\mu\text{H}$ 标称电感）。这是由于铁粉磁芯电感的饱和程度更低，从而使电感值在高电流时以更温和的方式降低，直至这种趋势影响到 TPS54160 峰值电流控制（PCC）芯片的“COMP”引脚的控制电压 V_c 。

图 9 和 10 分别显示了铁氧体和磁粉芯电感的电感电流纹波和控制电压。图 9 的波形图表示在负载电流为 1.9A 且连接铁氧体电感时的运行状态。铁氧体电感电流呈现出明显的饱和效果，其中包括开关期间的电流斜率变化，从而形成典型的锯齿形。稳压器不能在提供 1.9A 负载电流的同时维持 3.3V 的稳定输出电压。实际上，控制电压已达到可确定电流限制行为的 TPS54160 内部限制，即大约 1.5V 。图 10 表示在负载灌电流为 2.0A 且连接磁粉芯电感时的运行状态。电感电流纹波波形仍然为三角形，且其峰-峰值小于图 9。此外，图 10 中的控制电压大约为 1V ，比图 9 中要小得多。因此，具有磁粉芯电感的降压稳压器可以提供大于 2A 的电流而不出现电流限制行为，从而确保输出电压稳压在 3.3V 。

连接铁氧体电感的情况下，由于 PCC 固有的运行机制以及铁氧体电感更急剧地饱和，因此控制电压更高。TPS54160 的内部电流感应所提供的信号（由流过内部感应电阻的 MOSFET 电流所产生的电压与固定斜坡共同组成）达到控制电压电平时，PCC 会驱使 MOSFET 关闭。对于给定的平均负载电流，连接铁氧体电感器情况下的控制信号高于连接磁粉芯电感器情况下的控制信号，这是因为当负载电流超过大约 1.2A 时，铁氧体电感会由于更深度饱和而引起更高的纹波（请参阅图 3）。所以，感应信号的峰值更高，这也是在连接铁氧体电感器情况下会降低电流限制水平的缘由。

由于输入电压对电感电流纹波的幅度有影响（实验 2 和实验 4 中已经讨论过），因此输入电压也会影响电流限制。

在测试 2 中，我们主要目的是研究开关频率和输出电容如何影响使用不同类型电感时 TPS54160 降压稳压器的电流限制。

根据测试 1 的讨论，更高的开关频率应该可以增大电流限制水平，因为电感电流纹波峰-峰值幅度会更小，因此在给定负载电流的情况下控制电压电平将更小。通过比较图 11 和 12 的实验波形图与图 9 和 10 的实验波形图可以清楚地观察到这一点；前两个图的开关频率为 500kHz ，后两个图的开关频率为 250kHz 。

更大的输出电容具有较低输出电压纹波，因而可能会增大电流限制水平。具体而言，电流限制对输出电容大小的敏感性取决于电压环路增益穿越频率。使用具有高带宽特性的误差放大器可实现高穿越频率。在这种情况下，当稳态运行时，处于开关频率的输出电压纹波会由误差放大器放大并注入 TPS54160 “COMP” 引脚的控制电压 V_c ，因此会影响电流限制。穿越频率较低时，由于误差放大器会消减输出电压纹波，因此电流限制对于输出电容的敏感性可忽略不计。敏感性可能在负载暂态期间升高，因为小输出电容和低穿越频率的组合可以判断控制电压中的过冲以便执行电流限制行为。



实验波形图

本页中收集的实验波形图示例显示了 TPS54160 降压稳压器在不同运行条件下的电感电流和输出电压波形。

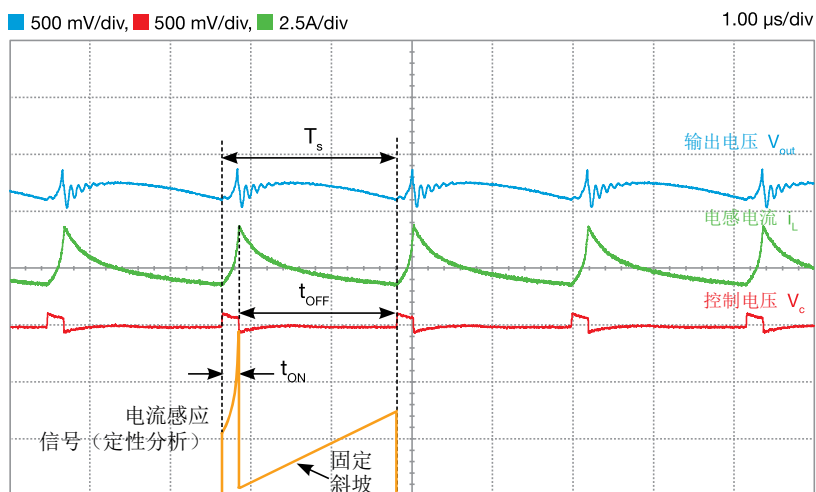


图 9. $V_{in}=36V$, $I_{out}=1.9A$, $f_s=250kHz$, $L=L_2=18\mu H$
(铁氧体电感), $C_{out}=C_{17}=10\mu F$ (陶瓷电容)

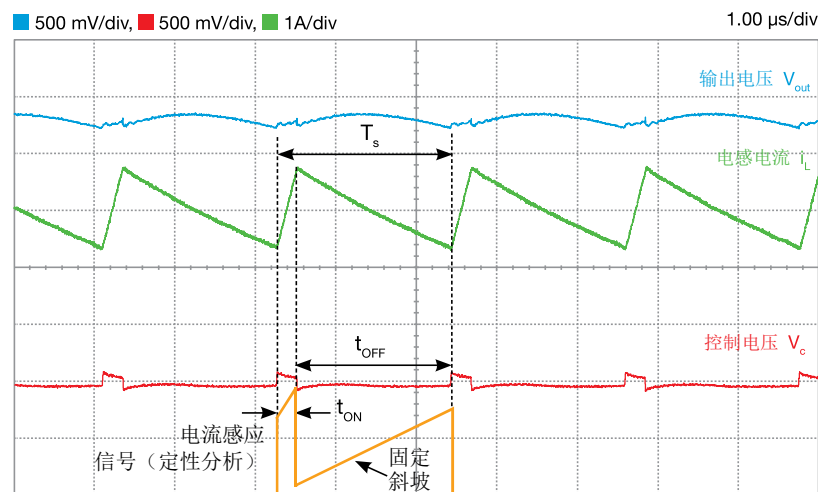


图 10. $V_{in}=36V$, $I_{out}=2.0A$, $f_s=250kHz$, $L=L_3=15\mu H$
(磁粉芯电感), $C_{out}=C_{17}=10\mu F$ (陶瓷电容)

图 9 和 10 的波形图显示了电感电流纹波对 TPS54160 “COMP” 引脚的控制电压 V_c 值的影响。图 9 和 10 中的橙色线显示了 TPS54160 的内部电流感应信号，这是在假设能够测量此信号值的情况下应该出现的结果。在导通时间 t_{ON} 内，电流感应信号是电感电流（乘以电流感应增益）与固定斜坡之和。在关断时间 t_{OFF} 内，该信号仅包含固定斜坡。图 9 中的电感影响在导通时间内是可见的，您可在其中观察到由铁氧体电感饱和所决定的较大垂直波动。这就是控制电压升高和电流限制行为的根源。



实验波形图

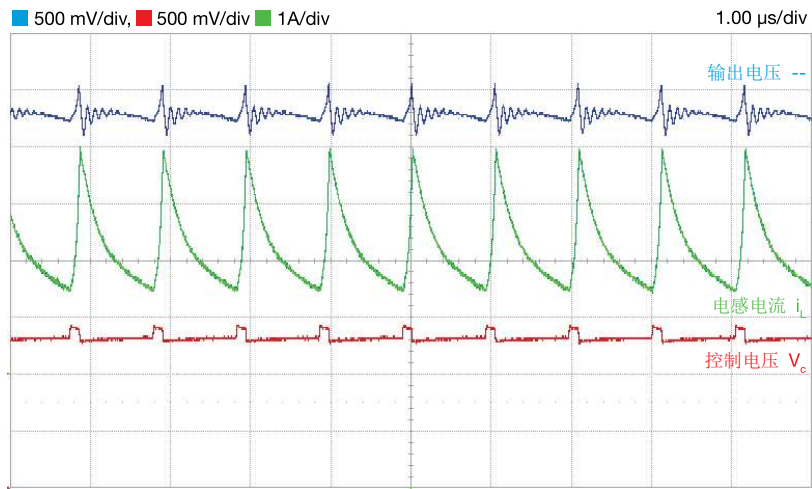


图 11. $V_{in}=36V$, $I_{out}=2.2A$, $f_s=500kHz$, $L = L_2 = 18\mu H$
(铁氧体电感), $C_{out}=C_{16}=220\mu F$ (电解电容)

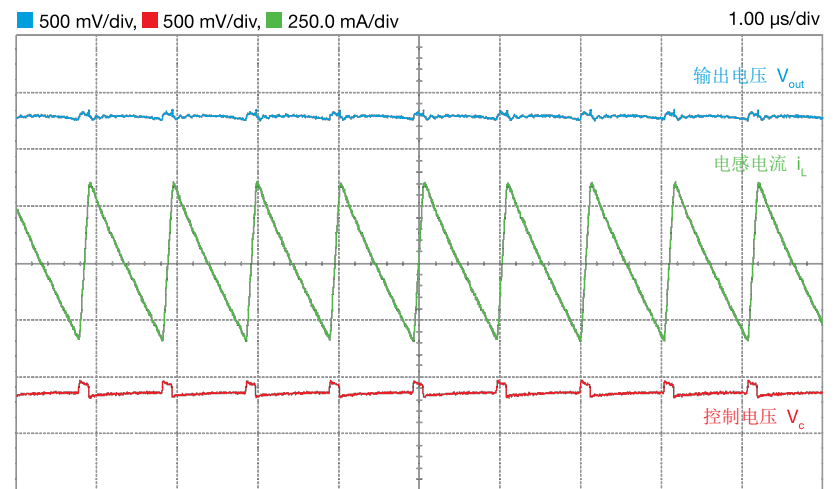


图 12. $V_{in}=36V$, $I_{out}=2.0A$, $f_s=500kHz$, $L = L_3 = 15\mu H$
(磁粉芯电感), $C_{out}=C_{16}=220\mu F$ (电解电容)

图 11 和 12 的波形图与图 9 和 10 的波形图比较, 显示了开关频率对 TPS54160 “COMP” 引脚的控制电压 V_c 平均值的影响。

实验 6

本实验的目的是分析磁滞降压稳压器的开关频率 f_s 、直流精度和输入噪声抑制功能。本实验采用 LM3475, 降压稳压器。



案例研究

本实验的目的是分析磁滞降压稳压器的开关频率 f_s 、直流精度和输入噪声抑制功能如何受输入电压、负载电流、输出电容特性和加速电容的影响。

图 1 显示了 LM3475 磁滞降压稳压器的简化电路原理图。滞环控制可通过电压传感器 R_{F1} - R_{F2} 来感应输出电压，并通过滞环比较器来比较反馈信号 V_{FB} 与基准电压 V_{ref} 。反馈电压 V_{FB} 在滞环阈值上限和下限之间波动。当 V_{FB} 等于阈值下限时，外部 P 通道 MOSFET Q_1 开启，而当 V_{FB} 等于阈值上限时，外部 P 通道 MOSFET Q_1 关闭。因此，磁滞降压稳压器的开关频率 f_s 取决于电感的感值 L 、输出电容的电阻 ESR 、输入电压 V_{in} 、滞环电压 V_{HYST} 、基准电压 V_{ref} 和加速电容 C_{FF} 。滞环比较器的延迟时间和输出电容的寄生电感会影响磁滞降压稳压器的直流精度和开关频率。

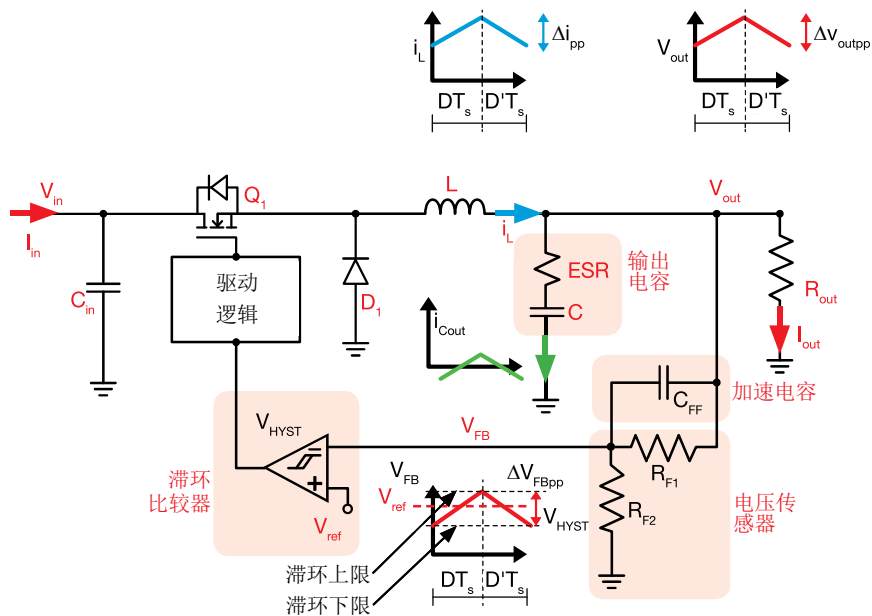


图 1. LM3475 降压稳压器的简化电路原理图

测试 1. 我们使用不同的输出电容设置以及不同的输入电压和负载电流，分析磁滞稳压器的稳态运行情况。我们测量平均输出电压 V_{out} 、输出电压纹波峰-峰值 ΔV_{outpp} 、电感电流纹波峰-峰值 Δi_{pp} 和开关频率 f_s 。我们的目标是要证实输入电压在很大程度上影响开关频率，而输出电容 ESR 的容差和不确定性可能导致开关频率的值不同于预期值。

测试 2. 我们使用不同的输出电容设置，使用和不使用加速电容，并使用不同的输入电压和负载电流，分析磁滞稳压器的输入暂态和负载暂态响应。我们测量输入暂态和负载暂态期间的输出电压浪涌幅度 ΔV_{out} 。我们的目标是证明磁滞稳压器具有良好的暂态响应，而负载暂态响应的性能受控于输出电容的 ESR 。



理论背景

本部分总结的滞环降压转换器简化分析公式适用于连续导通模式。（请参阅 [6] 以了解有关 LM3475 运行情况 and 特性的更多详细信息）

稳态运行情况

在理想的磁滞降压稳压器中，标称平均输出电压 V_{outnom} 的设置方法是选择感应电阻 R_{r1} 和 R_{r2} 以使：

$$(1) \quad R_{r2}/(R_{r1}+R_{r2}) = H = V_{ref}/V_{outnom}$$

开关频率和输出电压纹波为：

$$(2) \quad f_s = (1-D)V_{ref}ESR/(V_{HYST}L)$$

$$(3) \quad \Delta V_{outpp} = V_{HYST}V_{outnom}/V_{ref}$$

实际输出电压平均值和纹波以及开关频率为：

$$(4) \quad V_{out} \cong V_{outnom} + \frac{(V_i - 2V_{outnom})t_d ESR}{2L}$$

$$(5) \quad f_s \cong \frac{D'ESR}{\frac{V_{HYST}L}{V_{ref}} + \frac{V_{in}t_d ESR}{V_{outnom}}}$$

$$(6) \quad \Delta V_{outpp} \cong \frac{V_{HYST}V_{outnom}}{V_{ref}} + \frac{V_i t_d ESR}{L}$$

其中 t_d 是影响磁滞回线的总延迟^(*)。

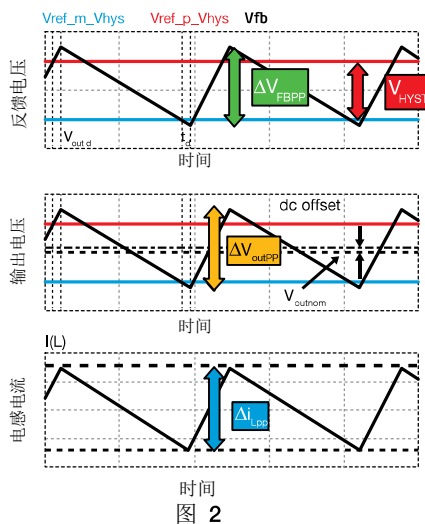


图 2

(*) 成立条件： $C > \max\{D, D'\}/(2f_s ESR)$ ，没有 C_{FF} ； $D' = 1 - D = 1 - V_{out}/V_{in}$
 (**) 磁滞回线的总延迟 t_d 为滞环比较器延迟与 P-FET 延迟之和（请参阅 [6] 以了解更多详细信息）

暂态运行情况

在图 3 中，观察到的步进负载暂态输出电压浪涌的幅度 ΔV_{out} （在负载升高 $+\Delta I_{out}$ 和负载降低 $-\Delta I_{out}$ 的对应过程中）可通过公式 (7) 得出：

$$(7) \quad \Delta V_{out} = ESR \Delta I_{out}$$

此公式在输出电容的容值 C 满足以下条件时有效：

$$C > \frac{1}{f_s R_{LT} r} \left[\frac{r^2(1+D')}{12} + D'(1+r) \right]$$

其中

$$(8) \quad R_{LT} = \Delta V_{outmax} / \Delta I_{out}$$

$$(9) \quad r = \Delta i_{pp} / \Delta I_{out}$$

且 ΔV_{outmax} 是应用中的输出电压浪涌所允许的最大幅度（请参阅 [4] 以了解更多详细信息）。

在图 3 中，输入电压升高和降低的对应过程中没有输出电压浪涌。

由于输出电容的 ESR 的前馈效应，磁滞降压稳压器可确保对输入暂态具有高抗扰性。

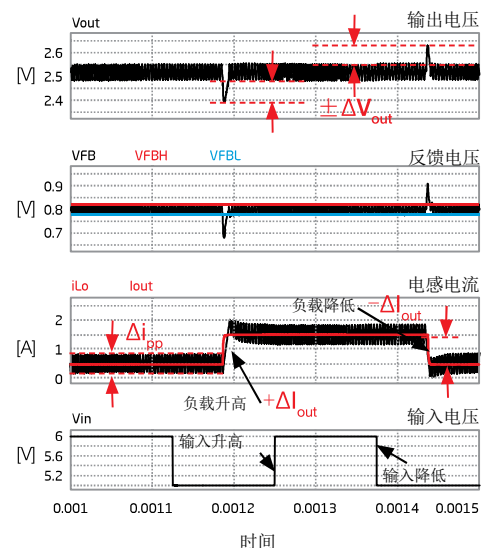


图 3

相关知识

① 如果给定开关频率 f_s ，则实现此开关频率所需的电容 C_{FF} 可通过以下简化公式得出：

$$C_{FF} \cong \frac{1}{R_{F2}} \left[\frac{V_{HYST}L_o}{D'V_{ref}ESR} - \frac{HD}{f_s} \right], \text{ 此处成立的条件是 } f_s > f_{smin} = \frac{V_{ref}D'ESR}{V_{HYST}L_o}, \text{ 其中 } f_{smin} \text{ 是在 } C_{FF}=0 \text{ 且 } t_d=0 \text{ 时的开关频率。}$$

② 如果给定输入电压 V_{in} 、输出电压 V_{out} 、电感 L 和 MOSFET 导通时间 t_{ON} ，则电感电流纹波峰-峰值可通过以下公式得出： $\Delta i_{pp} = (V_{in} - V_{out})t_{ON}/L$



测试 1：实验准备——仪器设置

本实验所需的仪器为：一台直流电源、一台示波器和一个 5Ω/3A 滑动变阻器。图 4 显示了仪器连接。请遵循下一页提供的说明来设置连接。

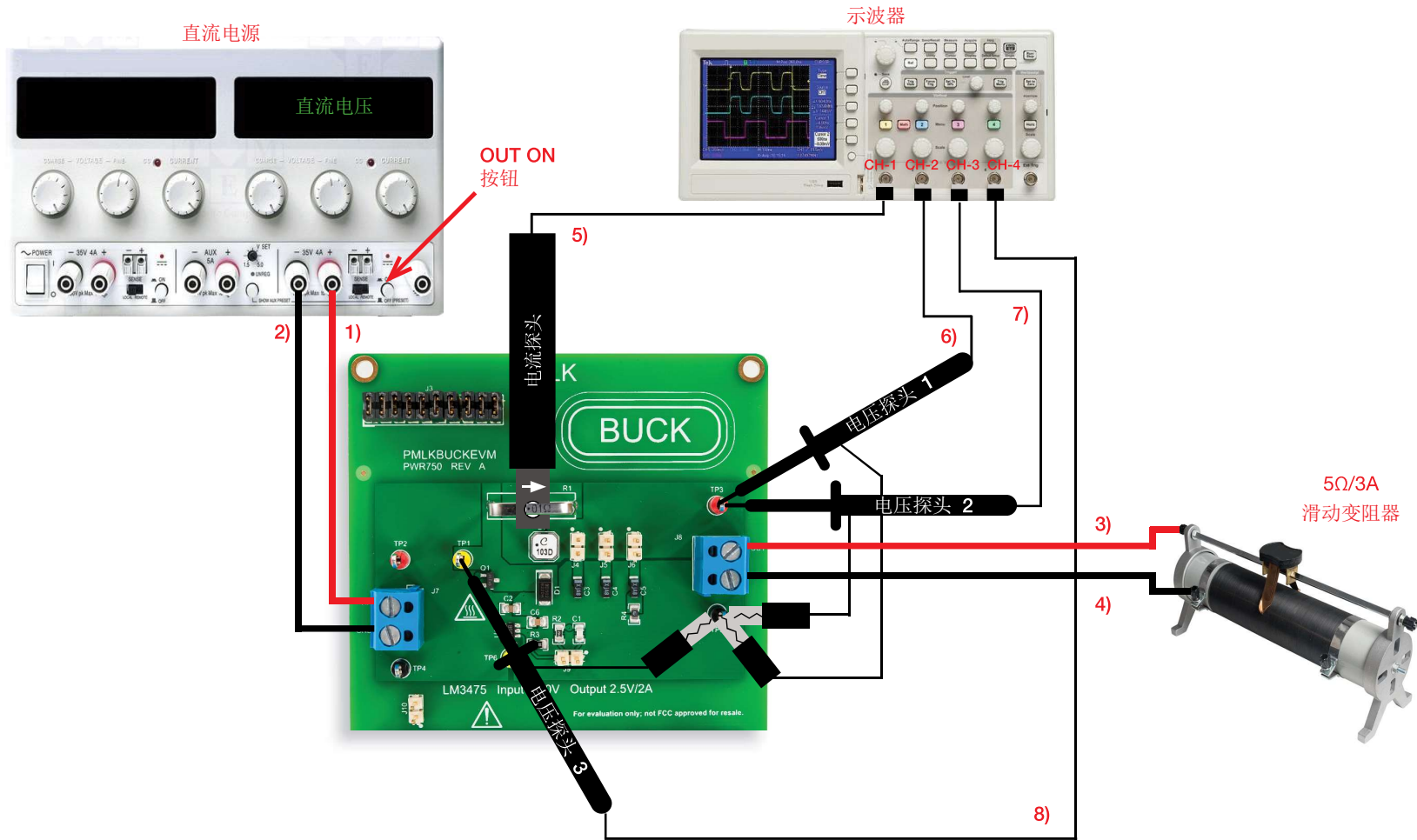


图 4. 实验设置。



测试 1：实验准备——说明

在关闭所有仪器的情况下，进行以下连接：

- 1) 将直流电源的正（红色）输出端连接到 LM3475 降压稳压器的接线端子 J_7 的输入端 (VIN)
- 2) 将直流电源的负（黑色）输出端连接到 LM3475 降压稳压器的接线端子 J_7 的接地 (GND) 输入端
- 3) 将输出端 (VOUT) (LM3475 降压稳压器的 J_{18} 接线端子) 连接到 5Ω/3A 滑动变阻器的一个输入连接器
- 4) 将 LM3475 降压稳压器的 J_{18} 接线端子的接地端 (GND) 连接到 5Ω/3A 滑动变阻器的另一个输入连接器
- 5) 将一支电流探头连接到示波器的通道 1，并用其夹住 LM3475 降压稳压器的感应电阻 R_1 ，确保探头夹上印制的箭头对应于流入电感的电流（从正面观看 LM3475 降压实验板时，箭头必须朝右）
- 6) 将电压探头连接到示波器的通道 2，并将其紧贴到测试引脚 TP_3 （即 LM3475 降压稳压器的输出电压）
[警告：请勿颠倒电压探头的正极端和接地端]
- 7) 将电压探头连接到示波器的通道 3，并也像连接 6) 一样将其紧贴到测试引脚 TP_3 。
[警告：请勿颠倒电压探头的正极端和接地端]
- 8) 将电压探头连接到示波器的通道 4，并将其紧贴到测试引脚 TP_1 （即 LM3475 降压稳压器的开关节点电压）
[警告：请勿颠倒电压探头的正极端和接地端]



测试 1：准备和实验步骤

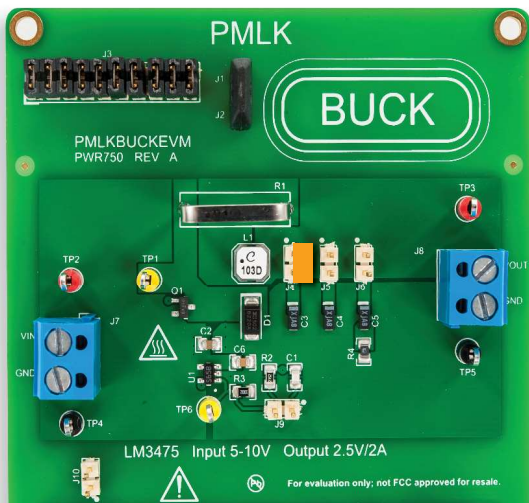


图 5. 测试 1 的跳线设置

初始跳线设置（请参阅图 5）：

- J_4 短接 → C_3 (100 μ F, 100m Ω) 输出电容已连接
- J_5 开路 → C_4 (100 μ F, 200m Ω) 输出电容已断开连接
- J_6 开路 → 串联的 C_5 (100 μ F, 100m Ω) 输出电容和 R_4 (100m Ω) 电阻已断开连接
- J_9 开路 → C_1 (100pF) 加速电容已断开连接

[注意：此设置对应于表 1 的情况 (a)]

实验步骤：

- 1) 开启示波器，将 CH-1 设置为直流 50 Ω ，将 CH-3 和 CH-4 设置为直流 1M Ω ，将 CH-2 设置为交流 1M Ω 耦合模式，选择 CH-4 作为触发源，并执行电流探头的“消磁”以消除电流探头可能存在的直流偏置
- 2) 开启电源（确保“OUT ON”按钮为 OFF），将电源电压设置为初始值 5V，并将电源电流限制设置为 1A
- 3) 将 5 Ω /3A 变阻器滑动触点的位置设置为对应的最大电阻（5 Ω ）
- 4) 开启电源“OUT ON”按钮。在这些条件下，您将在示波器上看到 CH-1 波形（表示电感电流）为 0.5A 平均值的三角波形，CH-2 波形（表示输出电压的直流分量）为 2.5V 电平的平坦水平线，CH-3 的波形（表示输出电压的交流分量）为在平均 0V 电平左右波动的波形，CH-4 波形（表示开关节点电压）为输入电压值和轻微负电压值（等于续流二极管的正向压降）之间波动的方波。（如果这些波形与上述情况不符，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的步骤）
- 5) 在 CH-2 和 CH-3 上分别读出输出电压平均值和纹波峰-峰值，在 CH-1 上读出电感电流峰-峰值，并使用示波器的测量功能测出 CH-4 波形上的开关频率，将这些值记录到表 1 中，然后针对表 1 中列出的所有负载电流和输入电压值重复此步骤，为此需要调整 5 Ω /3A 变阻器滑动触点的位置和直流电源的旋钮（在改变输入电压和负载电流时，无需关闭电源“OUT ON”按钮）
- 6) 关闭直流电源的“OUT ON”按钮，然后将跳线 J_4 开路以断开 C_3 (100 μ F, 100m Ω) 输出电容，将跳线 J_5 短接以连接 C_4 (100 μ F, 200m Ω) 输出电容，并重复步骤 3) 到 5) [注意：此设置对应于表 1 的情况 (b)]
- 7) 关闭直流电源的“OUT ON”按钮，然后将跳线 J_5 开路以断开 C_3 (100 μ F, 200m Ω) 输出电容，将跳线 J_6 短接以连接串联的 C_5 (100 μ F, 100m Ω) 输出电容和电阻 R_4 (100m Ω)，并重复步骤 3) 到 5) [注意：此设置对应于表 1 的情况 (c)]
- 8) 在测量结束时，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，然后关闭所有仪器



测试 1：测量和计算

- 1) 测量平均输出电压 V_{out} ，通过公式 $acc_{DC}\% = (V_{out} - V_{outnom})/V_{outnom} \times 100$ （其中 $V_{outnom} = 2.5V$ ）估算输出电压直流精度百分比，并将结果收集到表 1 中。
- 2) 测量输出电压纹波峰-峰值 Δv_{outpp} 、电感电流纹波峰-峰值 Δi_{pp} 、开关频率 f_s ，并将结果记录到表 1 中。
- 3) 计算输出电压纹波峰-峰值 Δv_{outpp} 、电感电流纹波峰-峰值 Δi_{pp} 和开关频率 f_s 的理论值（通过 [理论背景](#) 部分提供的公式和下文提供的 [参数](#)）。
- 4) 分析这些结果，回答问题，并使用 [理论背景](#) 部分提供的公式和相关信息来解释您的观察结果。

表 1. 使用不同输入电压、负载电流和输出电容设置来运行 LM3475 磁滞降压稳压器时的输出电压直流精度和纹波峰-峰值、电感电流纹波和开关频率。

(1) $acc_{DC}\%$ [%]	(2) ΔV_{outpp} [mV]	(3) Δi_{pp} [mA]	(4) f_s [kHz]	情况 (a): J_4 短接, J_5 开路, J_6 开路, J_9 开路				情况 (b): J_4 开路, J_5 短接, J_6 开路, J_9 开路				情况 (c): J_4 开路, J_5 开路, J_6 短接, J_9 开路				
$I_{out} = 0.5A, V_{in} = 5V$	(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)
$I_{out} = 1.5A, V_{in} = 5V$	(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)
$I_{out} = 0.5A, V_{in} = 10V$	(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)
$I_{out} = 1.5A, V_{in} = 10V$	(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)

输出电容:

J_4 短接, J_5 开路, J_6 开路: $C = C_3$ (100 μ F, ESR=0.1 Ω 标称值)
 J_4 开路, J_5 短接, J_6 开路: $C = C_4$ (100 μ F, ESR=0.2 Ω 标称值)
 J_4 开路, J_5 开路, J_6 短接: $C = C_5$ (100 μ F, ESR=0.1 Ω 标称值)
 + R_4 0.1 Ω 串联

加速电容:

J_9 短接: $C_{FF} = C_1 = 100$ pF
 电感:
 $L = L_1 = 10$ μ H

LM3475 滞环控制器:

$V_{ref} = 0.8V$
 $V_{HYST} = 21$ mV
 (请参阅 [6] 以了解有关 V_{HYST} 值的更多详细信息)

延迟时间:

LM3475 为 90ns
 P-FET 为 40ns 至 80ns

请回答:

- 1 输入电压是否影响输出电压纹波和直流精度? 是 否 取决于: I_{out} 输出电容
- 2 输出电压纹波是否受负载电流影响? 是 否 取决于: V_{in} 输出电容
- 3 请描述开关频率如何受 V_{in} 、 I_{out} 和输出电容参数影响: _____



测试 2：实验准备——仪器设置

本实验所需的仪器为：一台直流电源、一台示波器和一台波形发生器。图 6 显示了仪器连接。请遵循下一页提供的说明来设置连接。

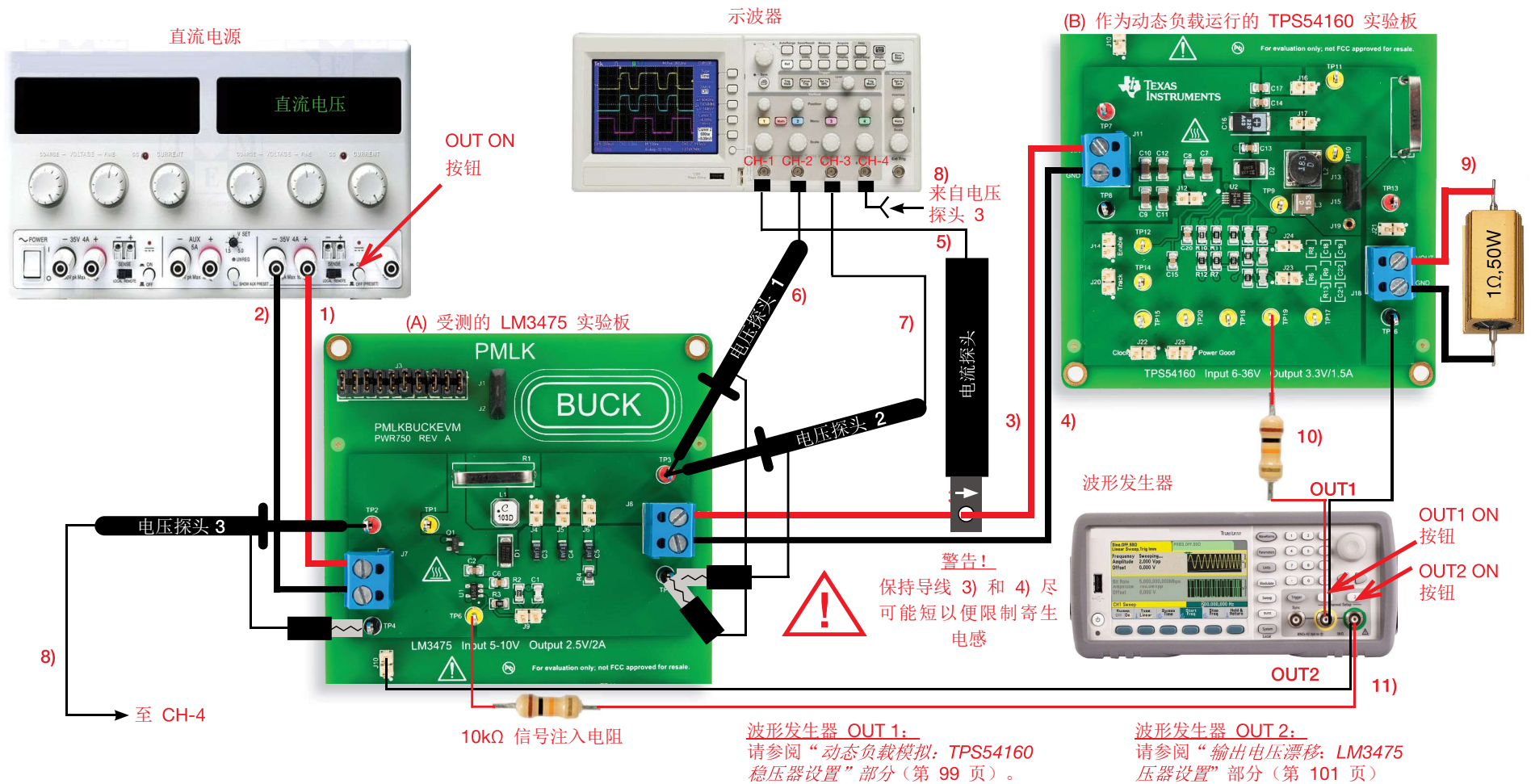


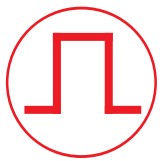
图 6. 实验设置。



测试 2：实验准备——说明

在关闭所有仪器的情况下，进行以下连接：

- 1) 将直流电源的正（红色）输出端连接到接线端子 J_7 （受测的 LM3475 降压稳压器 (A) 上）的输入端 (VIN)
- 2) 将直流电源的负（黑色）输出端连接到接线端子 J_7 （受测的 LM3475 降压稳压器 (A) 上）的接地 (GND) 输入端
- 3) 将输出端 (VOUT) (J_{18} 接线端子，受测的 LM3475 降压稳压器 (A) 上) 连接到 J_{11} 接线端子（作为动态负载运行的 TPS54160 降压稳压器 (B) 上）的输入端 (VIN)
- 4) 将 J_{18} 接线端子的接地端 (GND)（受测的 LM3475 降压稳压器 (A) 上）连接到 J_{11} 接线端子（作为动态负载运行的 TPS54160 降压稳压器 (B) 上）的接地端 (GND)
- 5) 将电流探头连接到示波器的通道 1，并用其夹住输出端 (VOUT) (J_8 接线端子，受测的 LM3475 降压稳压器 (A) 上) 与 J_{11} 接线端子（作为动态负载运行的 TPS54160 降压稳压器 (B) 上）输入端 (VIN) 之间的连接电缆
[注意：确保探头夹上印制的箭头对应于流入作为动态负载运行的 TPS54160 降压稳压器 (B) 的电流]
- 6) 将电压探头连接到示波器的通道 2，并将其紧贴到测试引脚 TP_3 （即受测的 LM3475 降压稳压器 (A) 的输出电压）
[警告：请勿颠倒电压探头的正极端和接地端]
- 7) 将电压探头连接到示波器的通道 3，并也像连接 6) 一样将其紧贴到测试引脚 TP_3
[警告：请勿颠倒电压探头的正极端和接地端]
- 8) 将电压探头连接到示波器的通道 4，并将其紧贴到测试引脚 TP_2 （即受测的 LM3475 降压稳压器 (A) 的输入电压）
[警告：请勿颠倒电压探头的正极端和接地端]
- 9) 将 1Ω/50W 功率电阻连接到输出端 (VOUT) (J_{18} 接线端子) 与 J_{18} 接线端子接地端 (GND) 之间，接线端子在作为动态负载运行的 TPS54160 降压稳压器 (B) 上
- 10) 将波形发生器的 OUT 1 连接到测试引脚 TP_{19} （即作为动态负载运行的 TPS54160 降压稳压器 (B) 的反馈 (FB) 电压），连接过程通过 10kΩ, ¼W 信号电阻完成
- 11) 将波形发生器的 OUT 2 连接到测试引脚 TP_6 （即受测的 LM3475 降压稳压器 (A) 的反馈 (FB) 电压），连接过程通过 10kΩ, ¼W 电阻完成
[注意：需要执行此操作才能将受测的 LM3475 降压稳压器的输出电压提升到 3.5V，从而允许使用作为动态负载运行的 TPS54160 降压稳压器。如果波形发生器只有单通道输出，可将直流电源（用于获得分辨率约为 1mV 的 -150mV 电压）连接到测试引脚 TP_6 ，连接过程通过 10kΩ, ¼W 电阻完成]



动态负载模拟：工作原理

图 7 显示了运行于常规模式下的 TPS54160 降压稳压器，其反馈 (VSENSE) 测试引脚 TP_{19} 为悬空状态。误差放大器可确保输出电压 V_{out} 的稳定，其做法是调节控制电压 V_c 直到反馈电压 V_{sense} 等于基准电压 V_{ref} 。在这些条件下，控制电压是恒定值，而电感电流稳定在负载所需的水平。因此，稳压器的输入电流也是恒定值，其值为 $I_{in} = V_{out}/R_{load}$ ，其中 $D = V_{out}/V_{in}$ 。

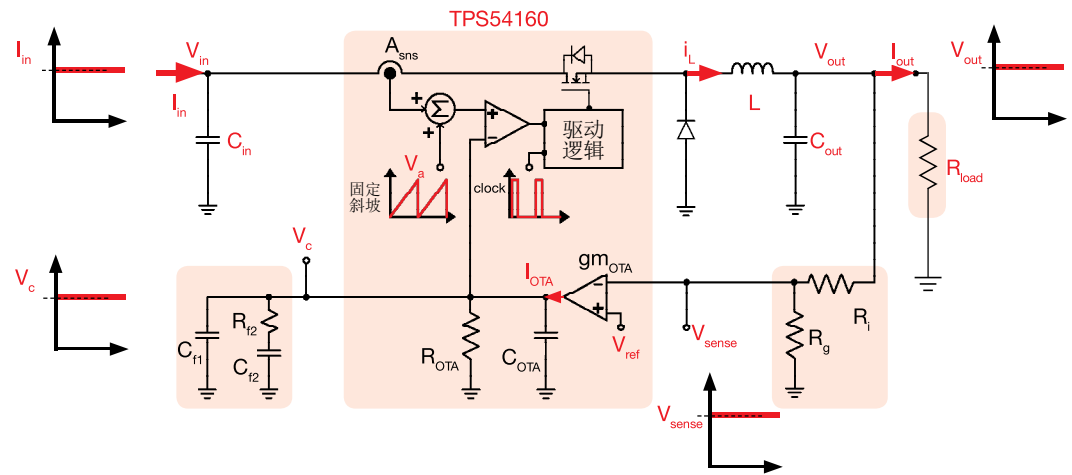


图 7. TPS54160 实验板运行于常规模式下

图 8 显示了运行于动态负载模拟模式下的 TPS54160 降压稳压器，其反馈 (VSENSE) 测试引脚 TP_{19} 已通过 $10k\Omega/1/4W$ 注入电阻连接到波形发生器 OUT1。波形发生器产生的方波电压信号 V_{inj} 在 V_{sense} 电压中引起扰动，此扰动被误差放大器视为输出电压中的干扰。因此，误差放大器在控制电压 V_c 中产生与方波电压信号 V_{inj} 反相的方波。由于电感电流 i_L 几乎与控制电压成正比，即 $i_L = gm_{ps} V_c$ ，其中 gm_{ps} 是功率级的跨导，因此最终结果是在 TPS54160 稳压器的输入端产生方波电流。可通过波形发生器信号 V_{inj} 的振幅 V_{pp} 和偏移 V_{offset} 来设置方波输入电流的最低值和最高值。

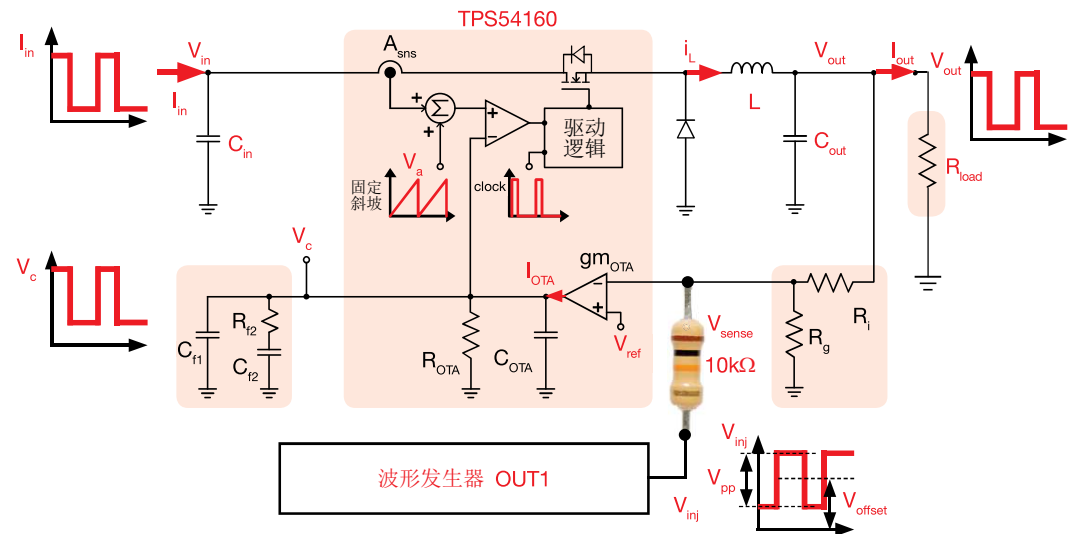
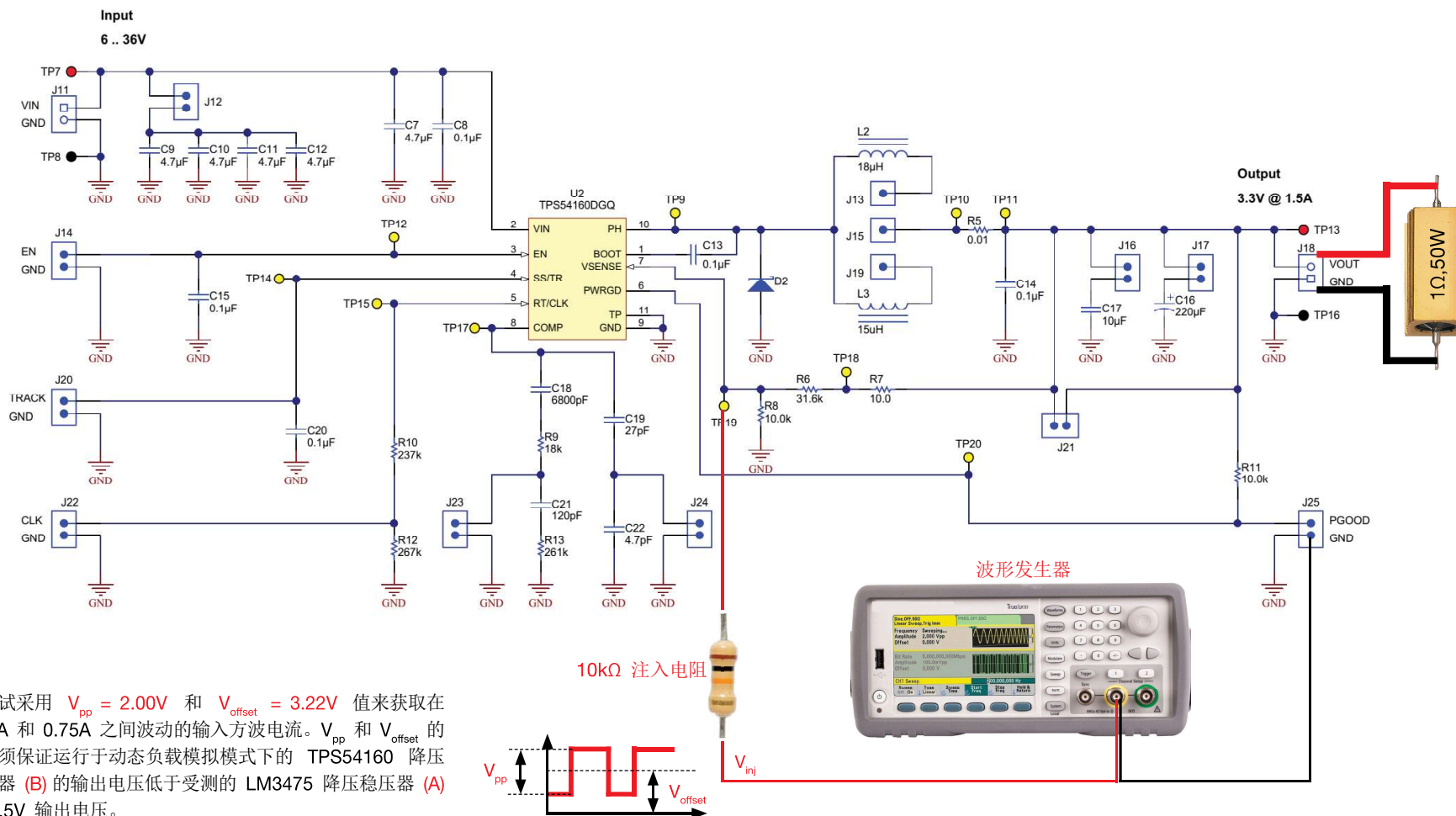


图 8. TPS54160 实验板运行于动态负载模拟模式下



动态负载模拟：TPS54160 稳压器设置

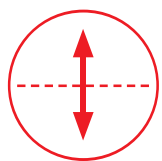
图 7 显示了 TPS54160 降压稳压器 (B) 的原理图, 其中已将波形发生器 OUT1 连接到反馈 (VSENSE) 测试引脚 TP₁₉ (用于使稳压器作为动态负载模拟器运行)。波形发生器向反馈引脚注入一个具有 V_{pp} 振幅和 V_{offset} 偏移的方波电压, 注入过程通过 10k Ω , 1/4W 注入电阻完成。



本测试采用 $V_{pp} = 2.00V$ 和 $V_{offset} = 3.22V$ 值来获取在 0.25A 和 0.75A 之间波动的输入方波电流。 V_{pp} 和 V_{offset} 的值必须保证运行于动态负载模拟模式下的 TPS54160 降压稳压器 (B) 的输出电压低于受测的 LM3475 降压稳压器 (A) 的 3.5V 输出电压。

[注意: 由于注入信号 V_{inj} 的影响, TPS54160 降压稳压器的输出电压会在比 3.3V 小得多的两个值之间波动]

图 7. TPS54160 实验板作为动态负载运行



输出电压漂移：工作原理

图 11 显示了受测的 LM3475 降压稳压器 (A)，其反馈 (FB) 测试引脚 TP_6 为悬空状态。滞环比较器可确保输出电压 V_{out} 的稳定，其做法是调节 MOSFET Q_1 的占空比直到平均反馈电压 V_{sense} 等于基准电压 V_{ref} 。在这些条件下，控制电压是恒定值，而输出电压稳压在通过分压电阻 R_{F1} 和 R_{F2} 设定的 2.5V 电压值。

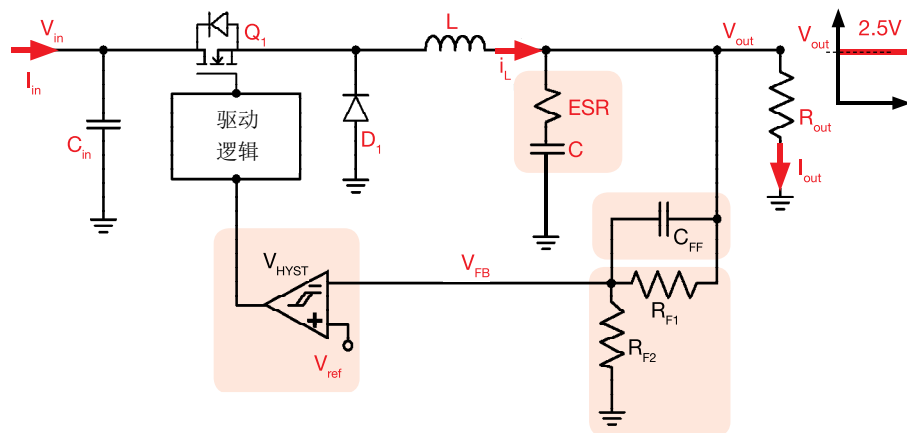


图 11. 运行于常规模式下的 LM3475 实验板

图 12 显示了 LM3475 降压稳压器运行情况，其反馈 (FB) 测试引脚 TP_6 已通过 $10k\Omega$, $1/4W$ 注入电阻连接到波形发生器 OUT2。波形发生器产生的直流偏置信号 V_{bias} 在 V_{FB} 电压中引起漂移，此漂移被滞环比较器视为输出电压中的干扰。因此，滞环比较器会调节 MOSFET Q_1 的占空比直到平均反馈电压 V_{sense} 等于基准电压 V_{ref} 。最终导致输出电压值不再等于通过分压电阻 R_{F1} 和 R_{F2} 设定的 2.5V 电压值。

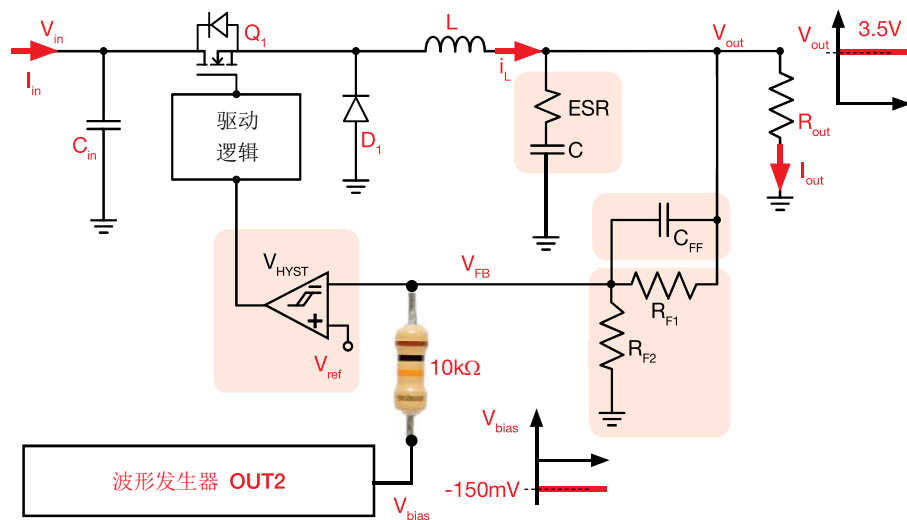
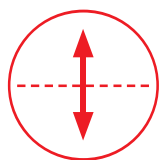
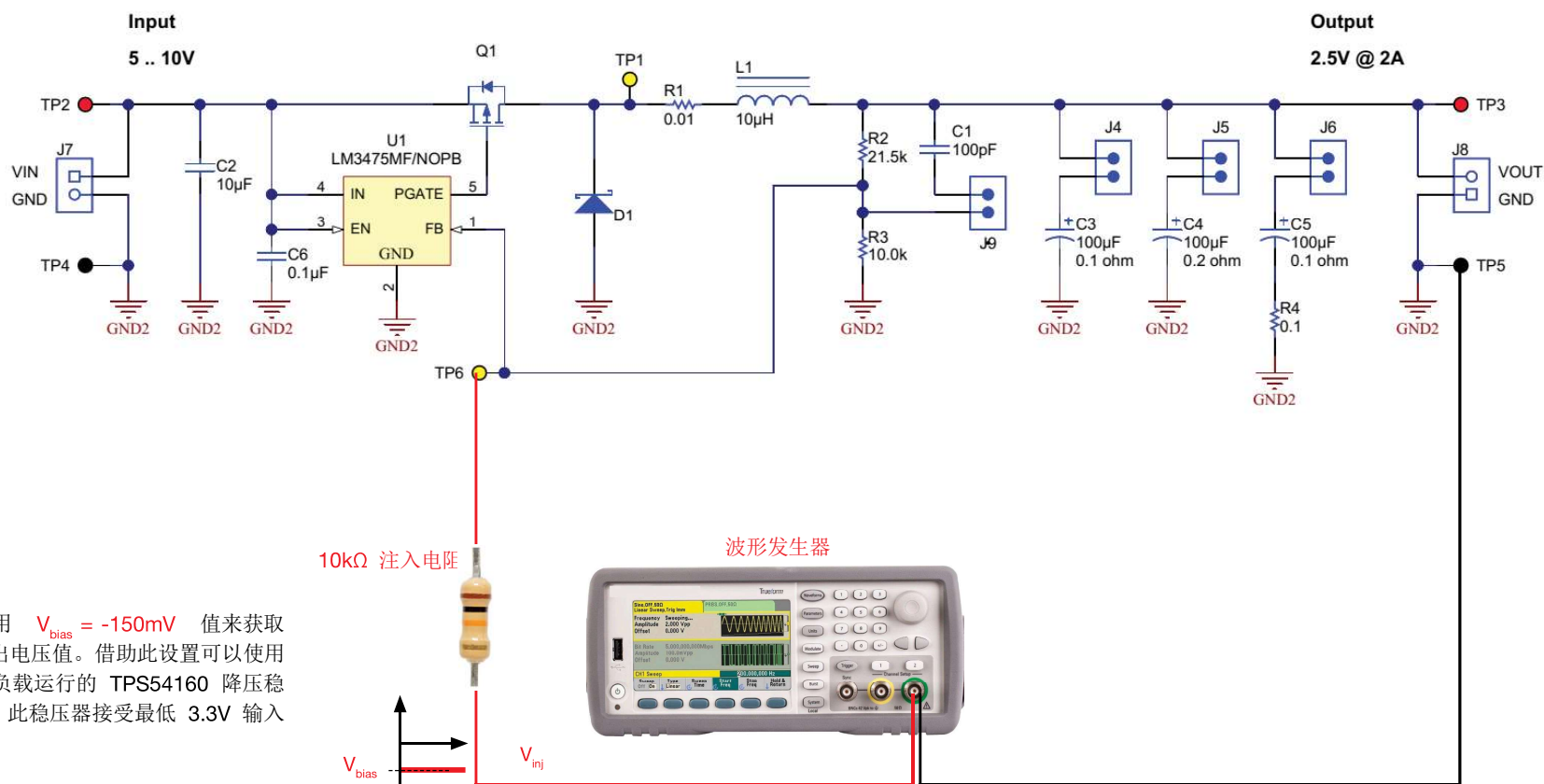


图 12. 运行于动态负载模拟模式下的 LM3475 实验板



输出电压漂移：LM3475 稳压器设置

图 10 显示了 LM3475 降压稳压器 (A) 的原理图，其中已将波形发生器 OUT2 连接到反馈 (FB) 测试引脚 TP₆ (用于使 LM3475 稳压器以 3.5V 输出电压运行)。波形发生器向反馈引脚注入一个负偏置 V_{bias} ，注入过程通过 10k Ω , 1/4W 注入电阻完成。



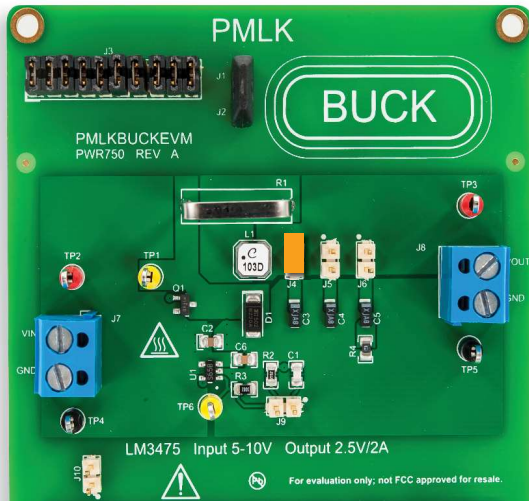
本测试采用 $V_{bias} = -150\text{mV}$ 值来获取 3.5V 输出电压值。借助此设置可以使用作为动态负载运行的 TPS54160 降压稳压器 (B)；此稳压器接受最低 3.3V 输入电压。

[注意：波形发生器可换成任何提供负电压并支持 1mV 分辨率精细调节的直流电源]

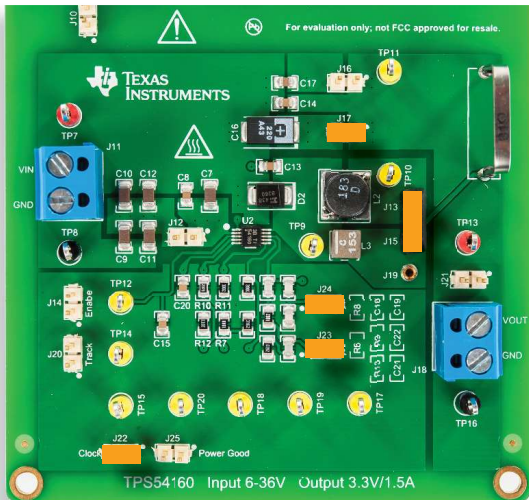
图 10. LM3475 板以 3.5V 输出电压运行



测试 2: 准备和实验步骤



(a) 受测的 LM3475 降压稳压器



(b) 作为动态负载运行的 TPS54160 降压稳压器

图 13. 测试 2 的跳线设置

受测的 LM3475 降压稳压器的初始跳线设置 (请参阅图 13.a) :

- J_4 短接 $\rightarrow C_3$ (100 μ F, 100m Ω) 输出电容已连接
- J_5 开路 $\rightarrow C_4$ (100 μ F, 200m Ω) 输出电容已断开连接
- J_6 开路 \rightarrow 串联的 C_5 (100 μ F, 100m Ω) 输出电容和 R_4 (100m Ω) 电阻已断开连接
- J_9 开路 $\rightarrow C_1$ (100pF) 加速电容已断开连接

[注意: 此设置对应于表 2 的情况 (a)]

运行于动态负载模拟模式下的 TPS54160 降压稳压器的跳线设置 (请参阅图 13.b) :

- J_{17} 短接 $\rightarrow C_{16}$ (220 μ F) 输出电容已连接
- J_{13} - J_{15} 短接 $\rightarrow L_2$ (18 μ H, 铁氧体磁芯) 电感已连接
- J_{14} 开路 \rightarrow 已启用内部使能信号
- J_{20} 开路 \rightarrow 已启用内部软启动信号
- J_{21} 开路 \rightarrow 输出电容已连接到电压传感器 R_6 - R_8
- J_{12} 开路 $\rightarrow C_9$ - C_{12} (4x4.7 μ F) 输入电容已断开连接
- J_{16} 开路 $\rightarrow C_{17}$ (10 μ F) 输出电容已断开连接
- J_{22} 短接 \rightarrow 开关频率 $f_s = 500$ kHz
- J_{23} 和 J_{24} 短接 \rightarrow 高穿越频率补偿
- J_{25} 开路 \rightarrow 启用 Power Good 信号

实验步骤:

- 1) 开启示波器, 将 CH-1 设置为直流 50 Ω , 将 CH-2 设置为交流 1M Ω 耦合模式, 将 CH-3 和 CH-4 设置为直流 1M Ω , 选择 CH-1 作为触发源, 并执行电流探头的“消磁”以消除电流探头可能存在的直流偏置
- 2) 开启电源 (确保“OUT ON”按钮为 OFF), 将电压设置为 5V, 并将电流限制设置为 1A
- 3) 开启波形发生器 (确保“OUT ON”按钮为 OFF), 将 OUT1 设置为方波模式并使其具有 2Hz 频率、50% 占空比、2.00Vpp 振幅、3.22V 偏移、高阻抗输出模式, 然后将 OUT2 设置为直流模式并使其具有 -150mV 振幅和高阻抗输出模式

- 4) 开启电源“OUT ON”按钮, 然后开启波形发生器 OUT1 和 OUT2 的“OUT ON”按钮。在这些条件下, 您应该在示波器上看到 CH-1 波形 (表示负载电流) 为 0.25A 和 0.75A 之间波动的方波, CH-2 波形 (表示输出电压的直流分量) 为 3.5V 电平的近似平坦线, 而 CH-3 波形 (表示输出电压的交流分量) 为平均 0V 电平并具有小幅暂态浪涌的平坦线。(如果这些波形与上述情况不符, 请关闭电源的“OUT ON”按钮, 并检查先前的步骤)
- 5) 借助示波器的光标或测量功能来读出输出电压浪涌的幅度, 并将这些值记录到表 2 中, 然后在输入电压等于 10V 的情况下重复此步骤。在改变输入电压和负载电流时, 无需关闭电源“OUT ON”按钮
- 6) 关闭波形发生器 OUT1 和 OUT2 的“OUT ON”按钮, 然后关闭直流电源的“OUT ON”按钮, 根据表 1 中所示来设置跳线 J_4 、 J_5 、 J_6 和 J_9 的组合 (b), 并重复步骤 4)-5)
- 7) 关闭波形发生器 OUT1 和 OUT2 的“OUT ON”按钮, 然后关闭直流电源的“OUT ON”按钮, 根据表 2 中所示来设置跳线 J_4 、 J_5 、 J_6 和 J_9 的组合 (c), 并重复步骤 4) - 5)
- 8) 在测量结束时, 请关闭波形发生器 OUT1 和 OUT2 的“OUT ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮, 然后关闭所有仪器



测试 2: 测量和计算

- 1) 测量平均输出电压浪涌幅度 ΔV_{out} , 并将结果收集到表 2 中。
- 2) 分析这些结果, 回答问题, 并使用 [理论背景](#) 部分提供的公式和相关信息来解释您的观察结果。

表 2. 使用不同的输出电容和加速电容设置的情况下, 受测的 LM3475 磁滞降压稳压器 (A) 的负载暂态和输入暂态输出电压浪涌。

ΔV_{out} [mV]		情况 (a): J_4 短接, J_5 开路, J_6 开路, J_9 开路		情况 (b): J_4 短接, J_5 开路, J_6 开路, J_9 短接		情况 (c): J_4 开路, J_5 开路, J_6 短接, J_9 开路	
(1) $V_{in}=5V$ 0.25A→0.75A	(2) $V_{in}=10V$ 0.25A→0.75A	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
(1) $V_{in}=5V$ 0.25A→0.75A	(2) $V_{in}=10V$ 0.25A→0.75A	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)

输出电容:

J_4 短接, J_5 开路, J_6 开路: $C = C_3$ (100 μ F, ESR=0.1 Ω 标称值)
 J_4 开路, J_5 短接, J_6 开路: $C = C_4$ (100 μ F, ESR=0.2 Ω 标称值)
 J_4 开路, J_5 开路, J_6 短接: $C = C_5$ (100 μ F, ESR=0.1 Ω 标称值)
 + R_4 0.1 Ω 串联

加速电容:

J_9 短接: $C_{FF}=C_1=100$ pF
 电感:
 $L = L_1 = 10$ μ H

LM3475 滞环控制器:

$V_{ref} = 0.8V$
 $V_{HYST} = 21$ mV
 (请参阅 [6] 以了解有关 V_{HYST} 值的更多详细信息)

延迟时间:

LM3475 为 90ns
 P-FET 为 40ns 至 80ns

请回答:

- 1 输出电压浪涌幅度在升高还是降低负载暂态期间更大? 升高 降低 相同
- 2 输入电压如何影响负载暂态浪涌的幅度? _____
- 3 在负载暂态期间, 哪个因素对输出电压浪涌幅度的影响更大? V_{in} ESR C_{FF}

说明原因: _____



测试 3: 实验准备——仪器设置

本实验所需的仪器为：一台直流电源、一台示波器、一台波形发生器和一个 5Ω/3A 滑动变阻器。图 14 显示了仪器连接。请遵循下一页提供的说明来设置连接。

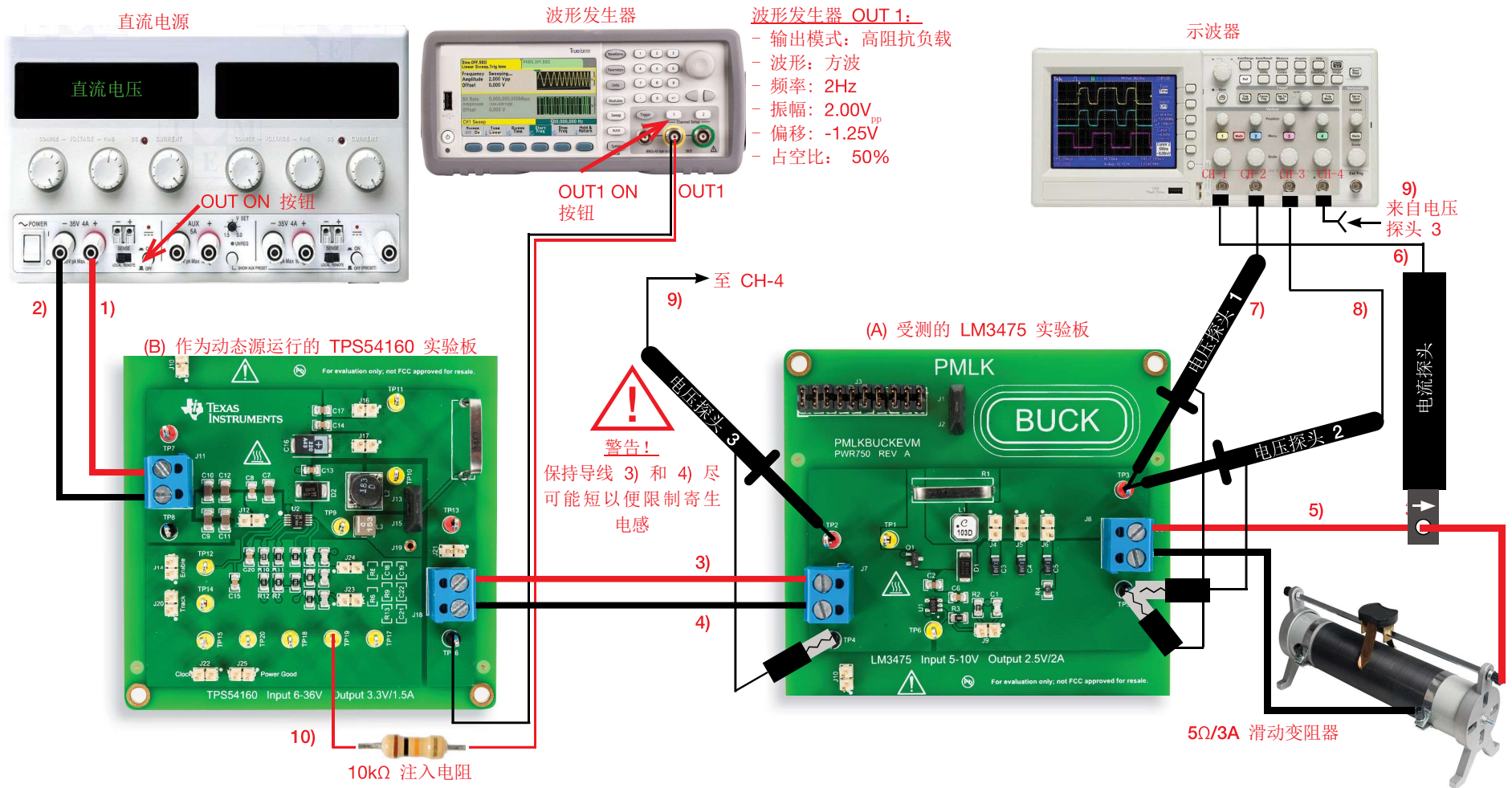


图 14. 实验设置。



测试 3: 实验准备——说明

在关闭所有仪器的情况下, 进行以下连接:

- 1) 将直流电源的正 (红色) 输出端连接到 J_{11} 接线端子 (作为动态源运行的 TPS54160 降压稳压器 (B) 上) 的输入端 (VIN)
- 2) 将直流电源的负 (黑色) 输出端连接到 J_{11} 接线端子 (作为动态源运行的 TPS54160 降压稳压器 (B) 上) 的接地端 (GND)
- 3) 将输出端 (VOUT) (J_{18} 接线端子, 作为动态源运行的 TPS54160 降压稳压器 (B) 上) 连接到接线端子 J_7 (受测的 LM3475 降压稳压器 (A) 上) 的输入端 (VIN)
- 4) 将 J_{18} 接线端子 (作为动态源运行的 TPS54160 降压稳压器 (B) 上) 的接地端 (GND) 连接到接线端子 J_7 (受测的 LM3475 降压稳压器 (A) 上) 的接地 (GND) 输入端
- 5) 将 5 Ω /3A 滑动变阻器连接到输出端 (VOUT) (接线端子 J_8) 与接线端子 J_8 接地端 (GND) 之间, 接线端子在受测的 LM3475 降压稳压器 (A) 上
- 6) 将电流探头连接到示波器的通道 1, 并用其夹住输出端 (VOUT) (接线端子 J_8 , 受测的 LM3475 降压稳压器 (A) 上) 与负载电阻之间的连接电缆
- 7) 将电压探头连接到示波器的通道 2, 并将其紧贴到测试引脚 TP_3 (即受测的 LM3475 降压稳压器 (A) 的输出电压)
[警告: 请勿颠倒电压探头的正极端和接地端]
- 8) 将电压探头连接到示波器的通道 3, 并也像连接 6) 一样将其紧贴到测试引脚 TP_3
[警告: 请勿颠倒电压探头的正极端和接地端]
- 9) 将电压探头连接到示波器的通道 4, 并将其紧贴到测试引脚 TP_2 (即受测的 LM3475 降压稳压器 (A) 的输入电压)
[警告: 请勿颠倒电压探头的正极端和接地端]
- 10) 将波形发生器的 OUT1 连接到测试引脚 TP_{19} (即作为动态源运行的 TPS54160 降压稳压器 (B) 的反馈 (FB) 电压), 连接过程通过 10k Ω , 1/4W 信号电阻完成
[注意: 需要执行此操作才能使 TPS54160 降压稳压器的输出电压在 5V 到 8V 之间波动, 从而允许将 TPS54160 降压稳压器 (B) 用作受测的 LM3475 降压稳压器 (A) 的动态源]

动态电源模拟：工作原理

图 16 显示了运行于常规模式下的 TPS54160 降压稳压器，其反馈 (VSENSE) 测试引脚 TP_{19} 为悬空状态。负载为电阻。在这些条件下，误差放大器可确保输出电压 V_{out} 的稳定，其做法是调节控制电压 V_c 直到反馈电压 V_{sense} 等于基准电压 V_{ref} 。控制电压是恒定值，而电感平均电流 I_L 对应于 $I_{out} = V_{out}/R_{load}$ 值 (由负载电阻在稳压输出 V_{out} 时吸收)。

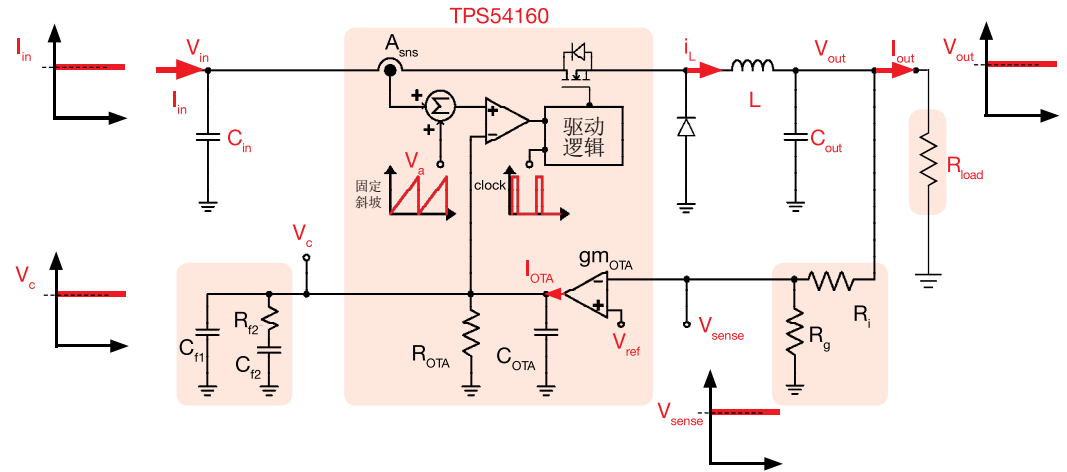


图 16. 运行于常规模式下的 TPS54160 稳压器

图 17 显示了运行于动态电源模拟模式下的 TPS54160 降压稳压器，其反馈 (VSENSE) 测试引脚 TP_{19} 已通过 $10k\Omega$, $1/4W$ 注入电阻连接到波形发生器 OUT1。在此情况下，TPS54160 稳压器馈送恒定功率负载。恒定功率负载吸收固定功率 P_{load} ，使得其电流和电压成反比: $I_{out} = P_{load}/V_{out}$ 。恒定功率负载表示 LM3475 稳压器。实际上，连接固定负载的稳压器从其输入端吸收固定功率。在这些条件下，波形发生器产生的方波电压信号 V_{inj} 在 V_{sense} 电压中引起扰动，此扰动被误差放大器视为输出电压中的干扰。误差放大器产生控制电压 V_c 以确保满足以下条件:

- TPS54160 稳压器的输出电压在两个值 V_{low} 和 V_{high} 之间波动，这两个值由信号 V_{inj} 的振幅 V_{pp} 和偏移 V_{offset} 决定;
- TPS54160 稳压器的电感电流在两个值 $I_{low} = P_{load}/V_{high}$ 和 $I_{high} = P_{load}/V_{low}$ 之间波动，这两个值由 LM3475 稳压器吸收的固定功率 P_{load} 决定。

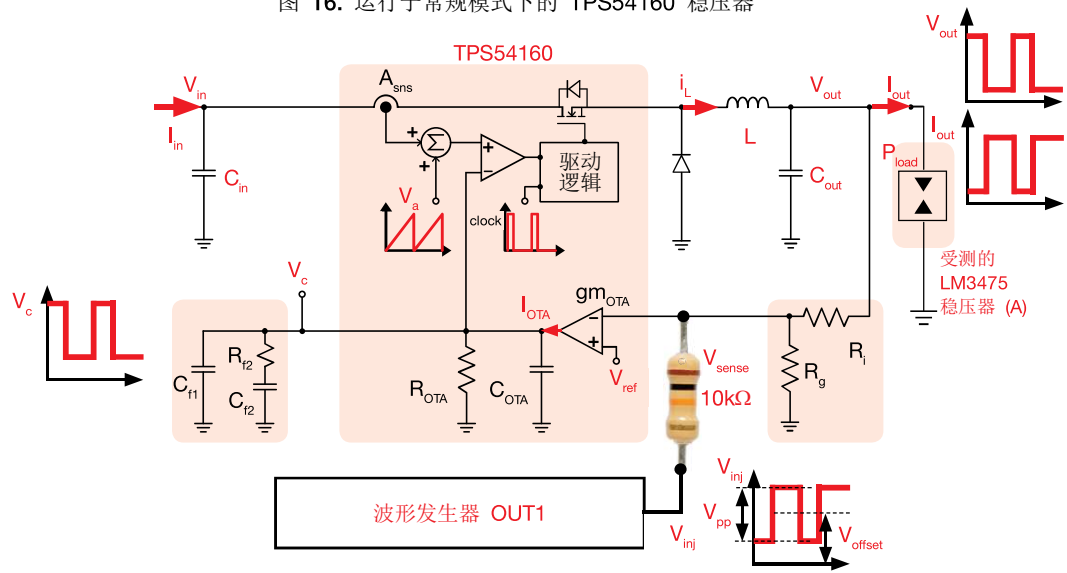
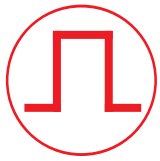
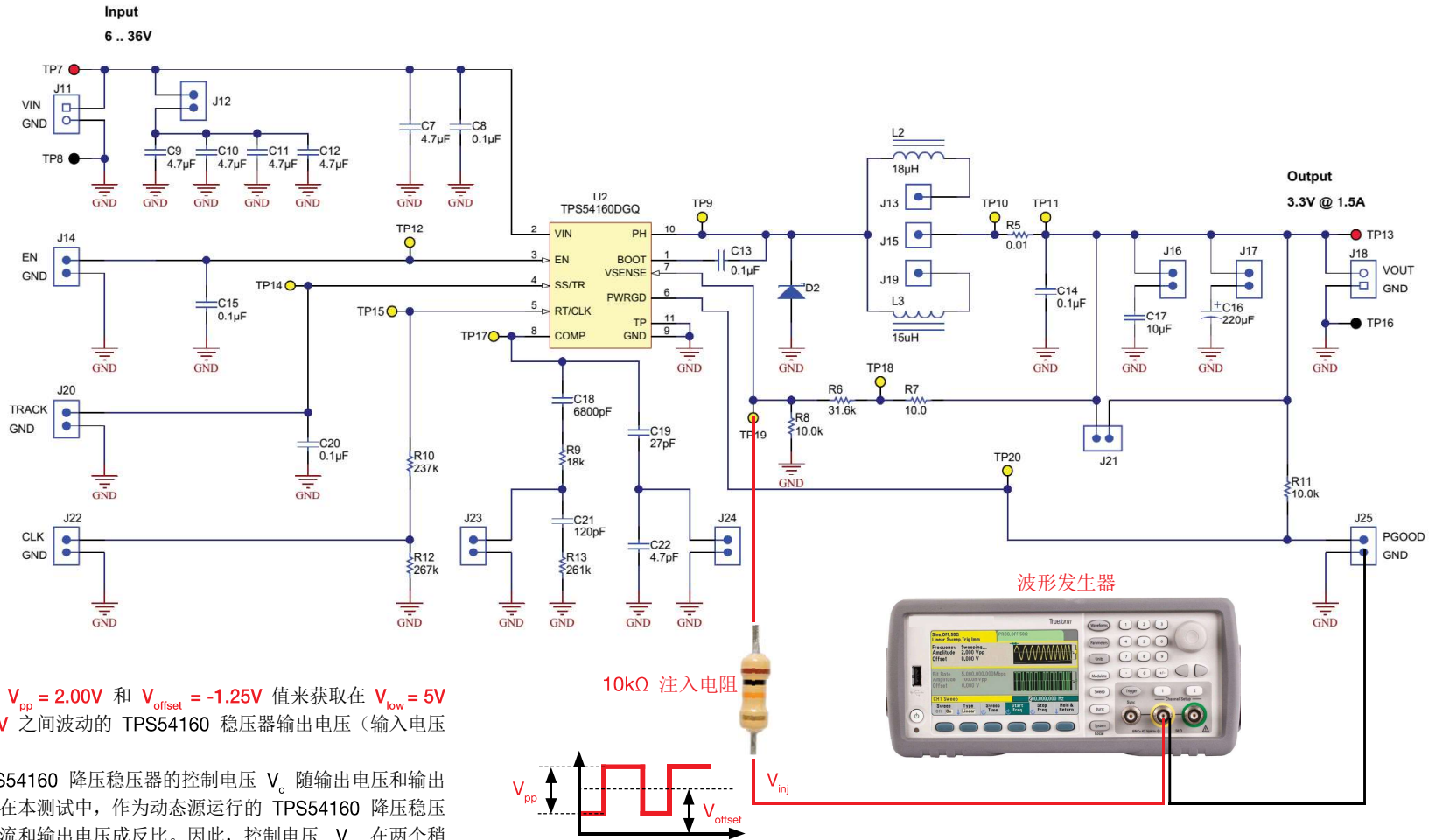


图 17. 运行于动态电源模拟模式下的 TPS54160 稳压器 (B) 为受测的 LM3475 稳压器 (A) 提供输入



动态电源模拟：TPS54160 稳压器设置

图 15 显示了 TPS54160 降压稳压器 (B) 的原理图，其中已将波形发生器连接到反馈 (VSENSE) 测试引脚 TP₁₉ (用于使稳压器作为动态负载模拟器运行)。波形发生器向反馈引脚注入一个具有 V_{pp} 振幅和 V_{offset} 偏移的方波电压，注入过程通过 10kΩ, ¼W 注入电阻完成。



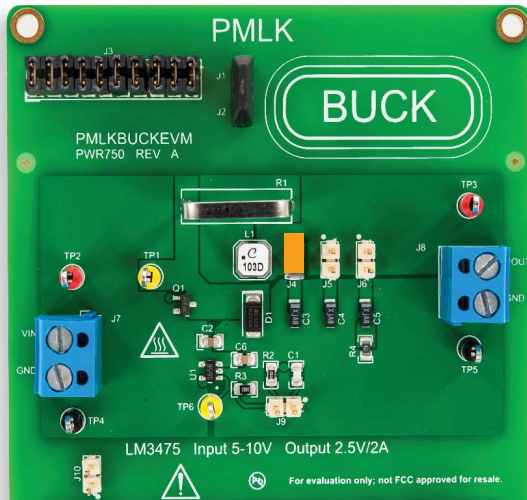
本测试采用 $V_{pp} = 2.00V$ 和 $V_{offset} = -1.25V$ 值来获取在 $V_{low} = 5V$ 和 $V_{high} = 8V$ 之间波动的 TPS54160 稳压器输出电压 (输入电压为 12V)。

[注意: TPS54160 降压稳压器的控制电压 V_c 随输出电压和输出电流增加。在本测试中, 作为动态源运行的 TPS54160 降压稳压器的输出电流和输出电压成反比。因此, 控制电压 V_c 在两个稍有不同的值之间波动, 如果观察示波器上的测试引脚 TP₁₇ 电压 V_c , 可能看不到锐利的方波]

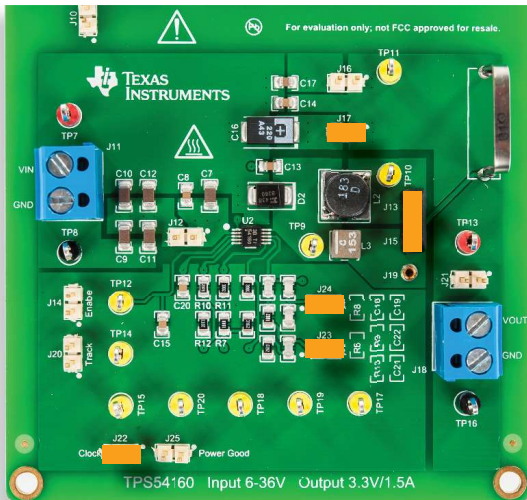
图 15. TPS54160 实验板作为动态负载运行



测试 3: 准备和实验步骤



(a) 受测的 LM3475 降压稳压器



(b) 作为动态负载运行的 TPS54160 降压稳压器

受测的 LM3475 降压稳压器的初始跳线设置 (请参阅图 18.a) :

- J_4 短接 $\rightarrow C_3$ (100 μ F, 100m Ω) 输出电容已连接
- J_5 开路 $\rightarrow C_4$ (100 μ F, 200m Ω) 输出电容已断开连接
- J_6 开路 \rightarrow 串联的 C_5 (100 μ F, 100m Ω) 输出电容和 R_4 (100m Ω) 电阻已断开连接
- J_9 开路 $\rightarrow C_1$ (100pF) 加速电容已断开连接

[注意: 此设置对应于表 3 的情况 (a)]

运行于动态电源模拟模式下的 TPS54160 降压稳压器的跳线设置 (请参阅图 18.b) :

- J_{17} 短接 $\rightarrow C_{16}$ (220 μ F) 输出电容已连接
- J_{13} - J_{15} 短接 $\rightarrow L_2$ (18 μ H, 铁氧体磁芯) 电感已连接
- J_{14} 开路 \rightarrow 已启用内部使能信号
- J_{20} 开路 \rightarrow 已启用内部软启动信号
- J_{21} 开路 \rightarrow 输出电容已连接到电压传感器 R_6 - R_8
- J_{12} 开路 $\rightarrow C_9$ - C_{12} (4x4.7 μ F) 输入电容已断开连接
- J_{16} 开路 $\rightarrow C_{17}$ (10 μ F) 输出电容已断开连接
- J_{22} 短接 \rightarrow 开关频率 $f_s = 500$ kHz
- J_{23} 和 J_{24} 短接 \rightarrow 高穿越频率补偿
- J_{25} 开路 \rightarrow 已启用 Power Good 信号

实验步骤:

- 1) 开启示波器, 将 CH-1 设置为直流 50 Ω , 将 CH-2 设置为交流 1M Ω 耦合模式, 将 CH-3 和 CH-4 设置为直流 1M Ω , 选择 CH-1 作为触发源, 并执行电流探头的“消磁”以消除电流探头可能存在的直流偏置
- 2) 开启电源 (确保“OUT ON”按钮为 OFF), 将电压设置为 12V, 并将电流限制设置为 1A
- 3) 开启波形发生器 (确保“OUT ON”按钮为 OFF), 将 OUT1 设置为方波模式, 并采用 2Hz 频率、50% 占空比、2.00Vpp 振幅、-1.25V 偏移和高阻抗输出模式

- 4) 将 5 Ω /3A 变阻器滑动触点的位置设置为对应的最大电阻 (5 Ω)
- 5) 开启电源“OUT ON”按钮, 然后开启波形发生器 “OUT ON” 按钮。在这些条件下, 您将在示波器上看到 CH-1 波形 (表示受测的 LM3475 实验板的输出电流直流分量) 为 0.5A 电平的平坦线, CH-2 波形 (表示受测的 LM3475 实验板的输出电压直流分量) 为 2.5V 电平的平坦线, CH-3 波形 (表示受测的 LM3475 实验板的输出电压交流分量) 为平均 0V 电平左右波动的波形, 而 CH-4 波形 (表示受测的 LM3475 实验板的输入电压) 为 5V 和 8V 之间波动的方波。(如果这些波形与上述情况不符, 请关闭直流电源的“OUT ON”按钮, 并检查先前的步骤)
- 6) 借助示波器的光标或测量功能来读出输出电压浪涌的幅度, 并将这些值记录到表 3 中
- 7) 移动 5 Ω /3A 变阻器的滑动触点, 直到在示波器的 CH-1 上看到 1A 电平的平坦线, 借助示波器的光标或测量功能来读出输出电压浪涌的幅度, 并将这些值记录到表 3 中 (在改变负载电流时, 无需关闭电源“OUT ON”按钮)
- 8) 关闭波形发生器 OUT1 的“OUT ON”按钮, 然后关闭直流电源的“OUT ON”按钮, 根据表 3 中所示来设置跳线 J_4 、 J_5 、 J_6 和 J_9 的组合 (b), 并重复步骤 4) 到 7)
- 9) 关闭波形发生器 OUT1 的“OUT ON”按钮, 然后关闭直流电源的“OUT ON”按钮, 根据表 3 中所示来设置跳线 J_4 、 J_5 、 J_6 和 J_9 的组合 (c), 并重复步骤 4) 到 7)
- 10) 在测量结束时, 请关闭波形发生器 OUT1 的“OUT ON”按钮, 关闭直流电源的“OUT ON”按钮, 然后关闭所有仪器

图 18. 测试 3 的跳线设置



测试 3: 测量和计算

- 1) 测量平均输出电压浪涌幅度 ΔV_{out} , 并将结果收集到表 2 中。
- 2) 分析这些结果, 回答问题, 并使用 [理论背景](#) 部分提供的公式和相关信息来解释您的观察结果。

表 3. 使用不同的输出电容和加速电容设置的情况下, 受测的 LM3475 磁滞降压稳压器 (A) 的输入暂态和输入暂态输出电压浪涌。

ΔV_{out} [mV]		情况 (a): J_4 短接, J_5 开路, J_6 开路, J_9 开路		情况 (b): J_4 短接, J_5 开路, J_6 开路, J_9 短接		情况 (c): J_4 开路, J_5 开路, J_6 短接, J_9 开路	
(1) $I_{out}=1.5A$ 5V→8V	(2) $I_{out}=0.5A$ 5V→8V	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
(1) $I_{out}=1.5A$ 8V→5V	(2) $I_{out}=0.5A$ 8V→5V	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)

输出电容:

J_4 短接, J_5 开路, J_6 开路: $C = C_3$ (100 μ F, ESR=0.1 Ω 标称值)
 J_4 开路, J_5 短接, J_6 开路: $C = C_4$ (100 μ F, ESR=0.2 Ω 标称值)
 J_4 开路, J_5 开路, J_6 短接: $C = C_5$ (100 μ F, ESR=0.1 Ω 标称值)
 + R_4 0.1 Ω 串联

加速电容:

J_9 短接: $C_{FF}=C_1=100$ pF
 电感:
 $L = L_1 = 10$ μ H

LM3475 滞环控制器:

$V_{ref} = 0.8V$
 $V_{HYST} = 21$ mV
 (请参阅 [6] 以了解有关 V_{HYST} 值的更多详细信息)

延迟时间:

LM3475 为 90ns
 P-FET 为 40ns 至 80ns

请回答:

1 输出电压浪涌幅度在输入暂态升高期间还是降低期间更大? 升高期间 降低期间 相同

2 输入电压如何影响输入暂态浪涌的幅度? _____

3 在输入暂态期间, 哪个因素对输出电压浪涌幅度的影响更大? V_{in} ESR C_{FF}

说明原因: _____



讨论

在测试 1 中，我们主要目的是分析 LM3475 磁滞降压稳压器的输出电压直流精度、输出电压纹波峰-峰值、开关频率、输入电压、负载电流和输出电容特性之间的相关性。

此后，我们重点讨论开关频率，这是磁滞降压稳压器运行过程中的主要关注问题之一。您可以根据此处讨论的概念和推理以及理论背景部分提供的公式，继续自行深入了解输出电压直流精度和纹波问题。

理论背景部分提供的公式 (2) 和 (5) 表明，输入电压是开关频率的主要影响因素。实际上，更高的输入电压对应着更低的占空比 D 以及更高的 $D'=1-D$ 值。除了公式 (2) 和 (5) 提供的依据外，当输入电压增加时频率也增加的物理原因在于，在磁滞降压稳压器中，MOSFET 的关断时间取决于输出电压和电感的感值，而导通时间随着输入电压增加而减少。在图 19 和 20 中可以明显看出这一点；在两种情况下的关断时间均为大约 3ms，而导通时间从 $V_{in}=5V$ 时的大约 4ms（图 19）减少到 $V_{in}=10V$ 时的大约 1ms（图 20）。

输出电容的 ESR 是开关频率的主要影响因素。测量的开关频率可能会偏离通过公式 (2) 和 (5) 预测的值。原因是多方面的。首先，LM3475 实验板中的电容 C_3 、 C_4 和 C_5 的标称 ESR 为 100m Ω 或 200m Ω ，但这些都是制造商在特定频率下的测量值（请参阅器件数据手册和制造商网站以了解有关电容 ESR 的更多详细信息），而实际 ESR 会随温度和频率变化。但是公式 (2) 和 (5) 指出，在磁滞降压稳压器中，频率取决于 ESR。所以，磁滞稳压器趋稳时的均衡频率与公式 (2) 和 (5) 提供的标称频率有很大差异，原因在于在标称频率下的实际 ESR 不同于标称 ESR。电路板上装有输出电容 C_4 （ $C=100\mu F$ 且 $ESR=200m\Omega$ ）和输出电容 C_5 （ $C=100\mu F$ 且 $ESR=100m\Omega$ ），此外还串联一个额外的 100m Ω 电阻。理论上，这两种设置应提供相同的开关频率，但它们实际上并不会，因为 C_4 的实际 ESR 不等于 200m Ω ，而 C_5 的实际 ESR 不等于 100m Ω 。此外，LM3475 和外部 P-MOS 的延迟时间以及 LM3475 磁滞间隙电压 V_{HYS} 有其自身的不确定性，因此使得开关频率与公式 (5) 预测的值之间的偏差进一步增大。

负载电流对磁滞降压稳压器的开关频率有一点影响。虽然公式 (2) 和 (5) 中没有明确提供负载电流影响，但当负载电流增加时，降压转换器的损耗也增加，而这将使得占空比 D 增加，进而影响开关频率。此外，当负载电流在高位时，由于负载电阻与输出电容 ESR 并联，因此负载电阻可能会影响有电感电流纹波流动的等效电阻 ESR。这种情况可能导致磁滞降压稳压器的开关频率降低。

在测试 2 和测试 3 中，我们主要目的是分析输入电压、负载电流、输出电容与负载暂态和输入暂态期间的输出电压浪涌幅度之间的相关性。

为了让磁滞稳压器在高频率下工作并提供良好的输入噪声抗扰性，需要采用高 ESR，而这对负载暂态有适得其反的效果，如公式(7)所示。在图 21 中，由于作为动态负载运行的 TPS54160 降压稳压器具有高电流压摆率，因此负载暂态输出电压浪涌清晰可见。

由于滞环控制固有的快速前馈动作，输入暂态浪涌的幅度应该可以忽略不计。事实上，一旦输入电压发生改变，电感电流的斜率便急剧变化。因此，输出电容 ESR 上的电压纹波的斜率迅速变化，且反馈信号也发生同样的情况：如果输入电压增加，则上升得更快，而如果输入电压下降，则较慢。所以，发生输入暂态时，MOSFET 的导通时间立即予以调整，由此可让磁滞降压稳压器的输出电压很好地抵御输入电压干扰。图 22 显示了 LM3475 良好的输入噪声抑制功能。



实验波形图

本页中收集的实验波形图示例显示了 LM3475 降压稳压器在不同运行条件下的电感电流和输出电压波形。

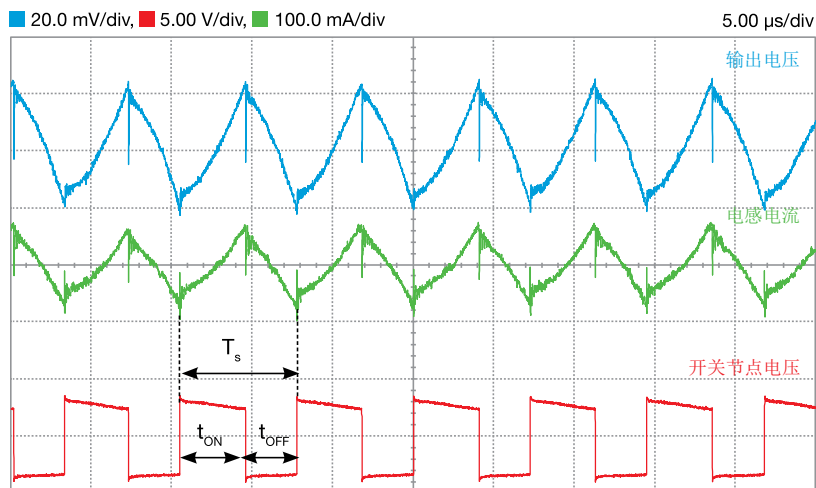


图 19. 稳态运行情况, $V_{in}=5V$, $I_{out}=0.5A$, C_{ff} ON, $C_{out}=C_3=100\mu F$, $100m\Omega$

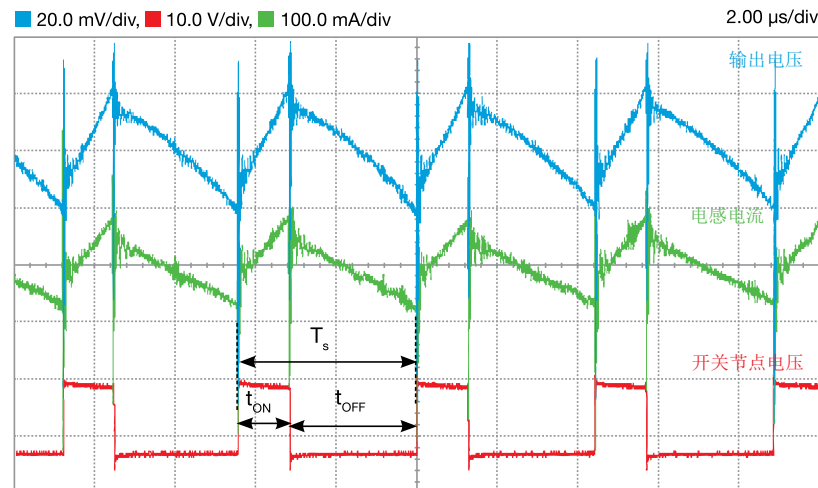


图 20. 稳态运行情况, $V_{in}=10V$, $I_{out}=0.5A$, C_{ff} ON, $C_{out}=C_3=100mF$, $100m\Omega$

图 19 和 20 的波形图显示了输入电压从 5V (图 19) 上升到 10V (图 20) 时占空比 $D=t_{ON}/T_s$ 的变化。具体而言, 由于 MOSFET 导通时间 t_{ON} 因磁滞降压稳压器固有的运行机制而减小, 所以占空比减小 (注意, 图 19 中的水平时间刻度为 $5.00\mu s/div$, 而图 20 中为 $2.00\mu s/div$)。

通过比较 LM3475 磁滞降压稳压器运行情况与 TPS54160 峰值电流控制 (PCC) 降压稳压器运行情况, 可观察到:

- LM3475 磁滞降压稳压器为了调节所需的占空比来实现所需的输出电压, 采用的方法是改变 MOSFET 导通时间, 同时保持 MOSFET 关断时间几乎不变: 因此, 不能固定磁滞降压稳压器的开关频率
- TPS54160 PCC 降压稳压器为了实现输出电压稳压, 采用的方法是共同改变 MOSFET 导通时间和关断时间: 这是通过计时电路在 PCC 中固定开关频率的结果。



实验波形图

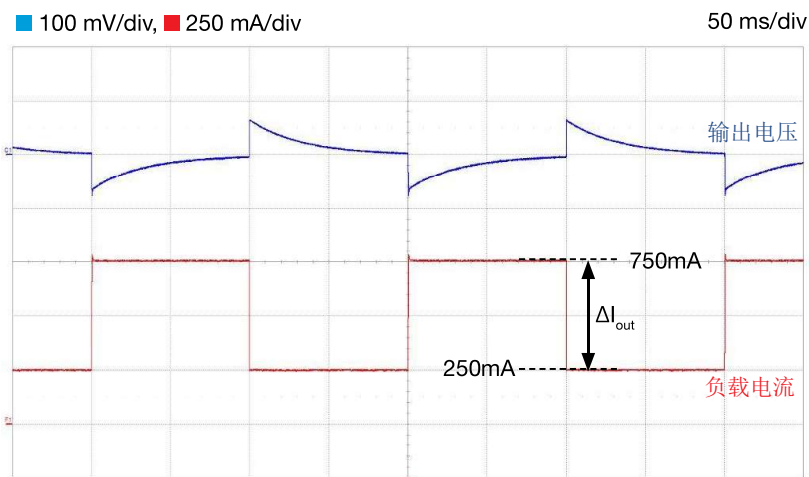


图 21. 负载暂态运行情况, $V_{in}=5V$, $I_{out}=250mA \leftrightarrow 750mA$,
 C_{ff} ON, $C_{out}=C_3=100\mu F$, $100m\Omega$

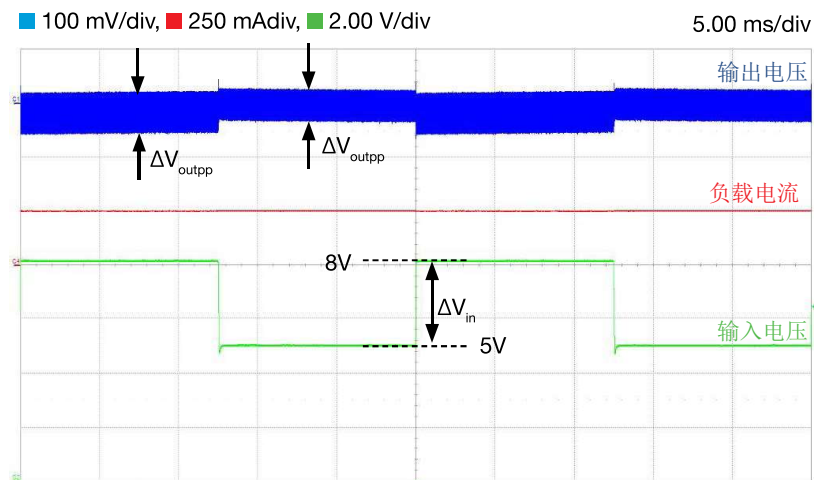


图 22. 输入暂态运行情况, $V_{in}=5V \leftrightarrow 8V$, $I_{out}=250mA$,
 C_{ff} ON, $C_{out}=C_3=100\mu F$, $100m\Omega$

图 21 的波形图显示了在负载电流升高和降低变化的对应过程中明显可见的输出电压浪涌。这取决于作为动态负载运行的 TPS54160 降压稳压器所决定的负载电流暂态的高压摆率。

图 22 的波形图显示了因输入电压升高而出现的输出电压纹波峰-峰值幅度 ΔV_{outpp} 变化（请参阅输出电压波形）。由于磁滞降压稳压器良好的输入噪声抑制功能以及由于有限的输入电压摆率，因此在输入暂态期间可观察到小浪涌。

虽然在某些应用（例如用于向微处理器供电的负载点降压稳压器）中可以看到很高的负载电流速率，但是在实际应用中很少看到很高的输入电压摆率。输入电压摆率受限于输入到稳压器的电压源（它可能是另一个电压摆率被所含输出电容限制的电源）的输出电容、电缆连接的寄生电感以及可能其他输入滤波器的电感。

附录 A

参考资料

- [1] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics* (《电力电子技术基础》), Springer
- [2] C. Basso, *Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supplies: A Tutorial Guide* (《设计线性和开关电源的控制环路: 教程指南》), Artech House
- [3] S. Maniktala, *Switching Power Supplies A - Z* (《开关电源的始末》), Newnes
- [4] A. De Nardo, N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, "Optimal Buck Converter Output Filter Design for Point-of-Load Applications" ("适用于负载点应用的最优降压转换器输出滤波器设计"), *IEEE 工业电子学汇刊*, 第 1330-1341 页, 第 57 卷, 第 4 期, 2010 年。
- [5] TPS54160 数据手册, <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps54160.pdf>
- [6] LM3475 数据手册, <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3475.pdf>
- [7] F. D. Tan, R. D. Middlebrook, "A unified model for current-programmed converters" ("适用于电流编程转换器的统一模型"), *IEEE 电力电子学汇刊*, 第 397 - 408 页, 第 10 卷, 第 4 期, 1995 年。
- [8] www.mathworks.com
- [9] www.omicron-lab.com

附录 B

制造商网站

ASJ,	http://www.asj.com.sg/
AVX,	http://www.avx.com/
Bourns,	http://www.bourns.com
Coilcraft,	http://www.coilcraft.com/
Diodes Incorporated,	http://www.diodes.com/
Kemet,	http://www.kemet.com/
Murata,	http://www.murata.com/
Nippon Chemi-Con,	http://www.chemi-con.co.jp/
ON Semiconductor,	http://www.onsemi.com/
Panasonic,	http://industrial.panasonic.com/
Philips Lumileds,	http://www.philipslumileds.com/
Rohm Semiconductor,	http://www.rohm.com/
Samsung,	http://www.samsungsem.com/
Samwha,	http://www.samwha.com/
Taiyo Yuden,	http://www.t-yuden.com/
TDK,	http://product.tdk.com/
TE Connectivity,	http://www.te.com/
Texas Instruments,	http://www.ti.com/
TT Electronics,	http://www.ttelectronics.com
Vishay,	http://www.vishay.com/
Yageo,	http://www.yageo.com/

TI 大学计划

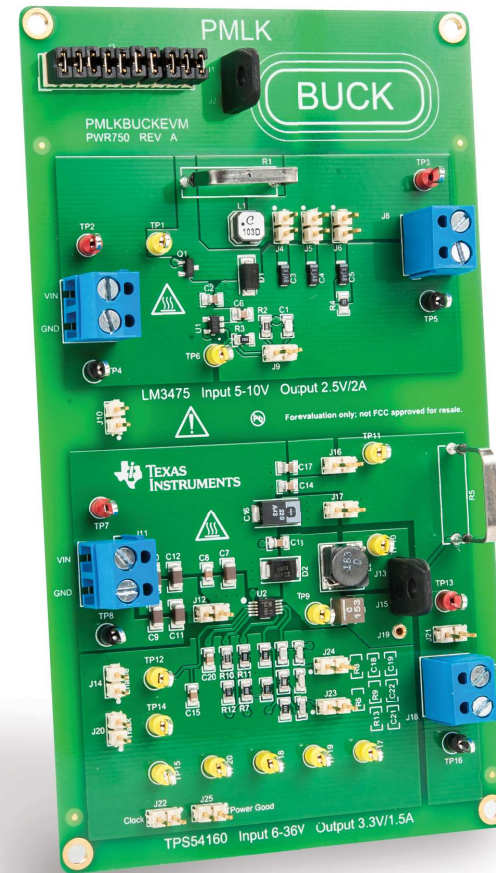
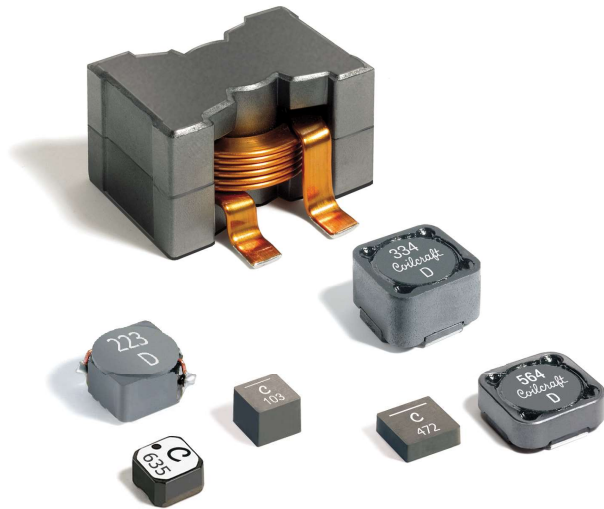
80 多年以来，德州仪器 (TI) 一直热衷于缔造创新技术解决方案。TI 大学计划确立于 1982 年，是一项覆盖 35 个国家/地区、多种语言、每年影响超过几十万学生的全球计划。TI 大学计划为教育工作者提供不计其数的工具、实验室捐赠和教学材料，让学生能够在教室和实验室学习 TI 技术。从教学材料到设计项目，我们先进的模拟与嵌入式处理技术点燃了全球大学实验室学生和教育工作者的激情。

TI-PMLK: 借助线艺 (Coilcraft) 的力量

线艺公司是为所有 TI-PMLK 教育实验板提供电感的独家供应商。

具体部件包括:

- **LPS5030-103MLB**
LPS5030 系列薄型屏蔽功率电感
- **MSS7341-183MLB**
MSS7341 系列屏蔽 SMT 功率电感
- **XAL4040-153MEB**
XAL40xx 系列高电流屏蔽功率电感



线艺是您理想的射频和功率磁性元件资源



线艺深知，电感可能让学生们难以理解，所以我们承诺使用专业工程师设计电源管理和模拟电路时依靠的相同工具和资源来支持你们。



免费产品样片



您的设计项目需要一些线艺部件？我们将立即发货。

业界最佳设计工具



我们强大的在线工具将带您迅速轻松地找到完美的部件。

应用手册



我们的应用手册和设计指南涵盖了您在课堂上了解不到的主题。

免费电源管理实验室套件



此免费部件工具套件帮助讲师将实际经验带入教室。

访问 [Coilcraft.com/students](https://www.coilcraft.com/students) 以了解更多信息

重要声明

TI 电源管理实验室套件 (“TI-PMLK”) – Buck 实验手册旨在通过本书中的实验向学生介绍基本的电子理论和电路。尽管德州仪器及其下属子公司 (统称 TI) 会定期更新信息, 但这些信息在您进行书中的实验时可能并非最新状态。您了解并同意您仍有责任根据自己的独立分析、评估和判断来进行本书中设计的实验。除了以下条款, 您在使用本书时受 TI 使用条款 (位于 <http://www.ti.com/corp/docs/legal/termsfuse.shtml>) 的约束, 本参考在此列入了这些条款。

本书中包含的资料 (称为“内容”) “按原样”提供。对于此内容或此内容的使用, TI 不作任何明示、默示或法定的保证或陈述, 包括对准确性或完整性的保证或陈述。对于此内容或此内容的使用, TI 拒绝任何所有权保证以及对于适销性、特定用途适用性、平静行使权、无干扰享用权以及不侵犯任何第三方知识产权的任何默示保证。即使由于此内容或由于使用此内容而以任何形式、任何原因造成任何实际的、特殊的、意外的、从属的或间接的损害, 无论基于任何责任理论以及无论 TI 是否被告知此类损害的可能性, TI 也概不负责。

某些手册包含的某些实验可能会考虑使用来自第三方的材料和/或可能在 www.ti.com 中链接的其他材料。在所有此类情况下, TI 对于第三方材料不提供任何形式的保证 (无论明示还是默示)、赔偿或支持, 并且在法律允许的情况下, 此声明中的所有担保免责声明和责任限制将同样适用于第三方材料。

评估模块的标准条款和条件

1. 交付: TI 根据此处所列之条款与条件向用户 (“用户”) 交付 TI 评估板、套件或模块, 包括任何随附的演示软件、组件或文档 (统称为 “EVM”)。EVM 的验收明确受到以下条款和条件的约束。
 - 1.1 EVM 仅供产品或软件开发人员用于开展旨在促进 TI 半导体产品的可行性评估、实验或科学分析的调研工作。EVM 并不具有直接功能, 而且也并非成品。不得直接或间接地 EVM 组装为成品的组成零件或组件。为明确起见, 任何随 EVM 提供的软件或软件工具 (“软件”) 均不应受到此处所列条款与条件的约束, 但应遵循这些软件随附的适用条款与条件。
 - 1.2 EVM 不供消费者或家庭使用。用户不得出于商业目的出售、转售、出租、租借、借出、转让或以其他方式分配整体或部分的 EVM, 或将其用于任何成品或生产系统中。
2. 有限保修和相关补救措施/免责声明:
 - 2.1 这些条款和条件不适用于软件。如果有任何的软件保修, 则都涵盖在适用的软件许可协议中。
 - 2.2 TI 保证, 在 TI 将 TI EVM 交付给用户后的九十 (90) 天内, 此类 EVM 都将符合 TI 已发布的规格。尽管有上述规定, 但 TI 不对任何由除 TI 之外的实体的疏忽、错误使用或错误处理 (包括错误安装或测试) 所引起的缺陷负责, 也不对经过除 TI 之外的实体改动或修改的任何 EVM 负责。此外, TI 不对任何由用户对 EVM 进行的设计、指定的规格或实施的指令所引起的缺陷负责。仅在 TI 认为必要或受到政府要求时才使用测试和其他质量控制技术。TI 不会测试每个 EVM 的所有参数。
 - 2.3 如果有任何 EVM 不符合上述保证, TI 唯一的责任是选择修复或更换此类 EVM, 或者将针对此类 EVM 的补偿金汇入用户的账户。TI 应此保证的要求所需承担的责任仅限于在保修期内退回到 TI 指定地址的 EVM, 以及经 TI 确定不符合此保证的 EVM。如果 TI 选择修复或更换此类 EVM, TI 应在合理的时间内修复此类 EVM 或提供替换件。修复的 EVM 的保修期应为原始保修期的剩余部分。更换的 EVM 的保修期应为重新开始计算的完整九十 (90) 天。
3. 监管声明:
 - 3.1 美国
 - 3.1.1 适用于未获 FCC 批准的 EVM 的声明:

设计该套件的目的在于帮助产品开发人员评估电子组件、电路或与套件相关联的软件, 以确定是否要将上述产品增加到成品中, 并帮助软件开发人员编写与最终产品配套使用的软件应用程序。该套件并非成品, 组装后不得转售或在市场上出售, 除非先获得所需的所有 FCC 设备授权。运行过程必须满足以下条件: 本产品不会对经许可的无线电台造成有害干扰; 本产品接受有害干扰。除非组装套件根据设计可在本章第 15、18 或 95 部分规定下运行, 否则该套件的操作人员必须根据 FCC 许可证持有者的授权执行操作, 或须根据本章第 5 部分获得实验授权。
 - 3.1.2 对于注释为符合 FCC - 联邦通信委员会第 15 部分规定的 EVM:

注意事项

本器件符合 FCC 规则的第 15 部分。运行过程必须满足以下两项条件: (1) 本器件不能带来有害干扰; (2) 本器件必须接受任何收到的干扰, 包括可能会引起不良运作的干扰。

未经合规负责方明示同意的任何更改或改动都可能导致用户操作本设备的授权失效。

适用于 A 类 EVM 器件的 FCC 干扰声明

注意: 根据 FCC 规则第 15 部分的规定, 本设备已经过测试并证明符合 A 类数字器件的限制要求。这些限制的目的在于在商用环境中操作本设备时提供合理保护, 防止有害干扰。本设备会产生、使用并可辐射射频能量, 如不按照指导手册安装和使用, 可能给无线电通讯带来有害干扰。在住宅区使用本设备有可能导致有害干扰, 在这种情况下, 用户将需独自承担消除此干扰所需的费用。

适用于 B 类 EVM 器件的 FCC 干扰声明

注意：根据 FCC 规则第 15 部分的规定，本设备已经过测试并证明符合 B 类数字器件的限制要求。这些限制的目的在于住宅安装中提供合理保护，防止有害干扰。本设备会产生、使用并可辐射射频能量，如不按照说明手册安装和使用，可能给无线电通讯带来有害干扰。不过，我们不保证在特定的安装中不会产生干扰。通过打开和关闭本设备可确定本设备是否给无线电或电视接收带来了有害干扰，如果确实如此，建议用户尝试以下一种或多种措施消除干扰：

- 改变接收天线的方向或位置。
- 增大设备和接收器之间的间隔距离。
- 找到接收器连接到的电路，然后将设备连接到另一个电路的插座上。
- 咨询经销商或有经验的无线电/电视技术人员以获取帮助。

3.2 加拿大

3.2.1 对于附有加拿大工业部 RSS-210 合规证书的 EVM

关于包括无线电发射器的 EVM：

本器件符合加拿大工业部免许可 RSS 标准。运行过程必须满足以下两项条件：(1) 本器件不能带来干扰；(2) 本器件必须接受任何收到的干扰，包括可能会引起本器件不良运作的干扰。

Concernant les EVMs avec appareils radio:

Le présent appareil est conforme aux CNR d'Industrie Canada applicables aux appareils radio exempts de licence. L'exploitation est autorisée aux deux conditions suivantes: (1) l'appareil ne doit pas produire de brouillage, et (2) l'utilisateur de l'appareil doit accepter tout brouillage radioélectrique subi, même si le brouillage est susceptible d'en compromettre le fonctionnement.

关于包括可分离式天线的 EVM：

按照加拿大工业部规定，此无线电发射器只有在使用加拿大工业部规定针对此发射器所批准的天线类型以及最大（或较小）增益时才可运行。为了减少对其他用户潜在的无线电干扰，在选择天线类型和其增益时应考虑到等效全向辐射功率 (e.i.r.p.) 不大于正常通信所需的功率。此无线电发射器已经加拿大工业部批准，可与用户指南中所列的天线类型一起运行，运行时针对每个所标明的天线类型，可达到最大可允许增益和所需的天线阻抗。严格禁止将未在此列表中列出的天线类型（其增益大于针对该类型所标明的最大增益）与本器件一起使用。

Concernant les EVMs avec antennes détachables

Conformément à la réglementation d'Industrie Canada, le présent émetteur radio peut fonctionner avec une antenne d'un type et d'un gain maximal (ou inférieur) approuvé pour l'émetteur par Industrie Canada. Dans le but de réduire les risques de brouillage radioélectrique à l'intention des autres utilisateurs, il faut choisir le type d'antenne et son gain de sorte que la puissance isotrope rayonnée équivalente (p.i.r.e.) ne dépasse pas l'intensité nécessaire à l'établissement d'une communication satisfaisante. Le présent émetteur radio a été approuvé par Industrie Canada pour fonctionner avec les types d'antenne énumérés dans le manuel d'usage et ayant un gain admissible maximal et l'impédance requise pour chaque type d'antenne. Les types d'antenne non inclus dans cette liste, ou dont le gain est supérieur au gain maximal indiqué, sont strictement interdits pour l'exploitation de l'émetteur

3.3 日本

3.3.1 关于在日本交付的 EVM 的声明：请参阅 http://www.tij.co.jp/lstds/ti_ja/general/eStore/notice_01.page 日本国内に輸入される評価用キット、ボードについては、次のところをご覧ください。http://www.tij.co.jp/lstds/ti_ja/general/eStore/notice_01.page

3.3.2 关于在日本视为“射频产品”的 EVM 的用户声明：进入日本的 EVM 可能未由 TI 认证为符合日本无线电法技术法规。如果用户在日本使用不符合日本无线电法技术法规的 EVM，则日本无线电法要求用户

遵循以下关于 EVM 的指令：

1. 在屏蔽室或其他任何由 173 号通知定义的测试设施内使用 EVM。173 号通知由内务与通信部在 2006 年 3 月 28 日根据日本无线电法实施规则的第 6 款第 1.1 条发布。
2. 仅在用户获得有关 EVM 的日本无线电法中提供的测试无线电台许可后使用 EVM。
3. 仅在用户获得有关 EVM 的日本无线电法中提供的技术法规符合性认证后使用 EVM。此外，除非用户将以上声明告知受让人，否则不得转让 EVM。请注意，如果用户不遵守以上指令，则将受到日本无线电法的处罚。

【無線電波を送信する製品の開発キットをお使いになる際の注意事項】開発キットの中には技術基準適合証明を受けていないものがあります。技術適合証明を受けていないものをご使用に際しては、電波法遵守のため、以下のいずれかの措置を取っていただく必要がありますのでご注意ください。

1. 電波法施行規則第6条第1項第1号に基づく平成 18 年3月 28 日総務省告示第173号で定められた電波暗室等の試験設備でご使用いただく。
2. 実験局の免許を取得後ご使用いただく。
3. 技術基準適合証明を取得後ご使用いただく。なお、本製品は、上記の「ご使用にあたっての注意」を譲渡先、移転先に通知しない限り、譲渡、移転できないものとしします。上記を遵守頂けない場合は、電波法の罰則が適用される可能性があることをご留意ください。日本テキサス・インスツルメンツ株式会社
東京都新宿区西新宿 6 丁目 2 4 番 1 号
西新宿三井ビル

3.3.3 关于用于电力线通信的 EVM 的声明：请参阅 http://www.tij.co.jp/lstds/ti_ja/general/eStore/notice_02.page
電力線搬送波通信についての開発キットをお使いになる際の注意事項については、次のところをご覧ください。 http://www.tij.co.jp/lstds/ti_ja/general/eStore/notice_02.page

4. EVM 使用限制和警告:

- 4.1 EVM 不用于功能安全和/或安全关键型评估，包括但不限于对生命支持应用的评估。
- 4.2 用户在处理或使用 EVM 前必须先阅读并应用用户指南和 TI 提供的有关 EVM 的其他可用文档，包括但不限于任何警告或限制声明。这些声明包含了重要的安全信息，例如有关温度和电压的安全信息。
- 4.3 有关安全的警告和限制：
 - 4.3.1 用户操作 EVM 时必须遵照在用户指南、TI 提供的其他可用文档以及其他任何适用要求中叙述的 TI 推荐规格和环境方面的注意事项，并要采取合理的惯用保护措施。超出 EVM 的指定性能等级和规格（包括但不限于输入和输出电压、电流、功率和环境范围）将有可能造成人员伤亡或财产损失。如果遇到性能等级和规格方面的问题，用户应该在连接接口电子元件（包括输入电源和目标负载）之前联系 TI 现场代表。如果施加的负载超出了指定输出范围，则也可能导致 EVM 和/或接口电子元件出现不良和/或错误运作并/或可能发生永久损坏。在将任何负载连接到 EVM 输出之前，请先参阅 EVM 用户指南。如果您对负载规格有任何疑问，请与 TI 的现场代表联系咨询。在正常运行期间，即使输入和输出都保持在指定的允许范围内，一些电路组件的外壳温度仍有可能升高。这些组件包括但不限于线性稳压器、开关晶体管、通道晶体管、电流感应电阻以及散热器，可以使用相关文档中的信息来确认这些组件。使用 EVM 时，请注意 EVM 可能会变得非常热。
 - 4.3.2 EVM 的目标用户仅限于熟悉处理电气和机械组件、系统和子系统时所涉及的危险和应用风险并具有合格技术资历的专业电子专家。用户应承担全部责任和义务来让自己或自己的雇员、子公司、承包商或指派人员正确且安全地处理和使用 EVM。用户应承担全部责任和义务来确保为 EVM 和人体之间的任何相交区域（电子和/或机械区域）设计合适的隔离和措施，以便将可能接触的泄漏电流限制在安全范围内，从而在最大程度上降低触电风险。如果用户或用户的雇员、子公司、承包商或指派人员对 EVM 进行了错误或不安全的处理或使用，用户要承担全部责任和义务。
- 4.4 用户应承担全部责任和义务来确定 EVM 是否需要遵守任何适用的与用户处理和使用的 EVM 相关的国际、国家/地区或当地法律法规，并且在适用时，用户应承担全部责任和义务确保在各个方面遵守这些法律法规。用户应承担全部责任和义务来按照所有适用的国际、国家/地区和当地要求对 EVM 进行正确的废弃处理和回收利用。

5. 信息准确性：TI 在提供有关 EVM 可用性和功能的信息时力求准确。但是，TI 不保证 EVM 描述和 EVM 可用性的准确性，也不保证其网站上的其他信息是准确、完整、可靠、最新且没有错误的。

6. **免责声明:**

6.1 除了以上规定外, EVM 及其附带的任何书面设计材料 (和 EVM 本身的设计) 都按“原样”在“包括所有缺陷”的前提下提供。对于这些物品, TI 拒绝所有其他明示和暗示的保证, 包括但不限于对于适销性或特定用途适用性或不侵犯任何第三方专利、版权、商业秘密或其他知识产权的任何默示保证。

6.2 除了本文规定的关于使用 EVM 的有限权利以外, 不得将这些条款和条件中的任何内容理解为通过 TI、TI 的供应商/许可证颁发者或任何其他第三方的许可证、专利或其他任何工业或知识产权来批准或授权在任何最终用户成品或立即可用的最终产品中使用 EVM 或者将 EVM 用于在交付 EVM 之前或之后进行、构想或获得的任何发明、发现或改进中。

7. **用户的赔偿义务和代表。** 对于因违反这些条款和条件对 EVM 进行不当处理或使用而引起的或与之相关的任何索赔、伤害、损失、费用、成本和债务 (统称为“索赔”), 用户都将为 TI 及其许可证颁发者和代表提供辩护及赔偿, 并保护我们免受损失。无论索赔符合法令、法规、侵权法、合同法还是其他任何法律理论, 即使 EVM 本身未能如描述或预期的那样正常运转, 此义务都适用。

8. **对损害和责任的限制:**

8.1 一般性限制。对于由与这些条款和条件相关的原因或由这些条款和条件引起的原因或因使用下文中提到的 EVM 而造成的任何特殊、附带、间接、惩罚性、偶发、从属或惩戒性损害赔偿, 不管 TI 是否获悉可能会产生上述损害赔偿, TI 概不负责。排除在外的损害赔偿包括但不限于拆卸或重新安装费、采购替代产品或服务的附带费用、重新测试、外部计算机时间、劳动力成本、商誉损失、利润损失、成本损失、丧失使用价值、丢失数据或营运中断所带来的损失。对 TI 的任何索赔、诉讼或起诉的有效期为自原告提出相应起诉理由之日起的一年内。

8.2 具体限制。在任何情况下, 对于任何保证, 或其他由这些条款和条件引起或与这些条款和条件相关的义务, 或由于使用根据这些条款和条件提供的任何 TI EVM 而产生的义务, TI 因此所需承担的责任总额都不得超过先前根据这些条款和条件 (这些条款和条件是损失或损害索赔的依据) 购买特定装置而向 TI 支付的总金额。针对根据这些条款和条件出售给用户的特定装置, 如果存在一个以上的索赔, 不得扩大或超出本限额。

9. **退货政策。** 除非另有规定, 否则 TI 不进行任何退款、退货或调换。此外, 如果包装已打开, 或者 EVM 受到损坏或处于其他无法重新销售的状态, TI 将不接受 EVM 退货。如果用户感觉自己为购买 EVM 所支付的金额不正确, 或者交货与相关订单不符, 则用户应联系 TI。TI 将在自退回组件之日起的三十 (30) 个工作日内进行全额退款, 其中不含任何邮费或包装费。

10. **管辖法:** 这些条款和条件应受德克萨斯州法律的管辖, 并按照相关法律进行解释, 但不参照其中的法律冲突原则。用户同意由这些条款和条件引起的或与这些条款和条件有关的任何纠纷的非专属性管辖权归德克萨斯州的法院所有, 并同意在德克萨斯州达拉斯县法院进行审判。

尽管有上述规定, 可在美国或外国法院强制执行任何判决, 并且 TI 可在任何美国或外国法院寻求禁令救济。

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

版权所有 © 2016 德州仪器 (TI) 公司



TI-PMLK

TI 电源管理实验套件

使用 TI-PMLK Buck 实验板的经济高效型测试方法



重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权根据 JESD46 最新标准, 对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权根据 JESD48 最新标准中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的组件的性能符合产品销售时 TI 半导体产品销售条件与条款的适用规范。仅在 TI 保证的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非适用法律做出了硬性规定, 否则没有必要对每种组件的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了 TI 组件或服务的组合设备、机器或流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或间接版权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于 TI 的产品手册或数据表中 TI 信息的重要部分, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任或义务。复制第三方的信息可能需要服从额外的限制条件。

在转售 TI 组件或服务时, 如果对该组件或服务参数的陈述与 TI 标明的参数相比存在差异或虚假成分, 则会失去相关 TI 组件或服务的所有明示或暗示授权, 且这是不正当的、欺诈性商业行为。TI 对任何此类虚假陈述均不承担任何责任或义务。

客户认可并同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由 TI 提供, 但他们将独自负责满足与其产品及其应用中使用 TI 产品相关的所有法律、法规和安全相关要求。客户声明并同意, 他们具备制定与实施安全措施所需的全部专业技术和知识, 可预见故障的危险后果、监测故障及其后果、降低有可能造成人身伤害的故障的发生机率并采取适当的补救措施。客户将全额赔偿因在此类安全关键应用中使用任何 TI 组件而对 TI 及其代理造成的任何损失。

在某些场合中, 为了推进安全相关应用有可能对 TI 组件进行特别的促销。TI 的目标是利用此类组件帮助客户设计和创立其特有的可满足适用的功能安全性标准和要求的终端产品解决方案。尽管如此, 此类组件仍然服从这些条款。

TI 组件未获得用于 FDA Class III (或类似的生命攸关医疗设备) 的授权许可, 除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些 TI 特别注明属于军用等级或“增强型塑料”的 TI 组件才是设计或专门用于军事/航空应用或环境的。购买者认可并同意, 对并非指定面向军事或航空航天用途的 TI 组件进行军事或航空航天方面的应用, 其风险由客户单独承担, 并且由客户独自负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

TI 已明确指定符合 ISO/TS16949 要求的产品, 这些产品主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 不承担任何责任。

	产品		应用
数字音频	www.ti.com.cn/audio	通信与电信	www.ti.com.cn/telecom
放大器和线性器件	www.ti.com.cn/amplifiers	计算机及周边	www.ti.com.cn/computer
数据转换器	www.ti.com.cn/dataconverters	消费电子	www.ti.com.cn/consumer-apps
DLP® 产品	www.dlp.com	能源	www.ti.com.cn/energy
DSP - 数字信号处理器	www.ti.com.cn/dsp	工业应用	www.ti.com.cn/industrial
时钟和计时器	www.ti.com.cn/clockandtimers	医疗电子	www.ti.com.cn/medical
接口	www.ti.com.cn/interface	安防应用	www.ti.com.cn/security
逻辑	www.ti.com.cn/logic	汽车电子	www.ti.com.cn/automotive
电源管理	www.ti.com.cn/power	视频和影像	www.ti.com.cn/video
微控制器 (MCU)	www.ti.com.cn/microcontrollers		
RFID 系统	www.ti.com.cn/rfidsys		
OMAP应用处理器	www.ti.com.cn/omap		
无线连通性	www.ti.com.cn/wirelessconnectivity	德州仪器在线技术支持社区	www.deyisupport.com

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated