

TI-PMLK

TI 电源管理实验套件 升压实验手册



ZHCU131A
PMLKBOOSTEVM 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解释和理解。**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、暂态响应和动态测试。这些测试大多数基于时域测量，也有一些测试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，用来带入公式进行分析。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。

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、开展实际研究和实施系统级推理。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需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 BOOST TPS55340 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 BOOST LM5122 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	
运行条件对运行模式的影响	25
实验 2	
运行模式对效率的影响	37

实验 3	
运行条件对动态响应的的影响	49
实验 4	
运行条件和电感特性对电流限制的影响	61
实验 5	
电流斜率补偿和电压反馈补偿 对输入输入暂态响应的的影响	77
实验 6	
电流斜率补偿和电压反馈补偿 对负载暂态响应的的影响	89
附录 A	
参考文献	101
附录 B	
制造商网站	102



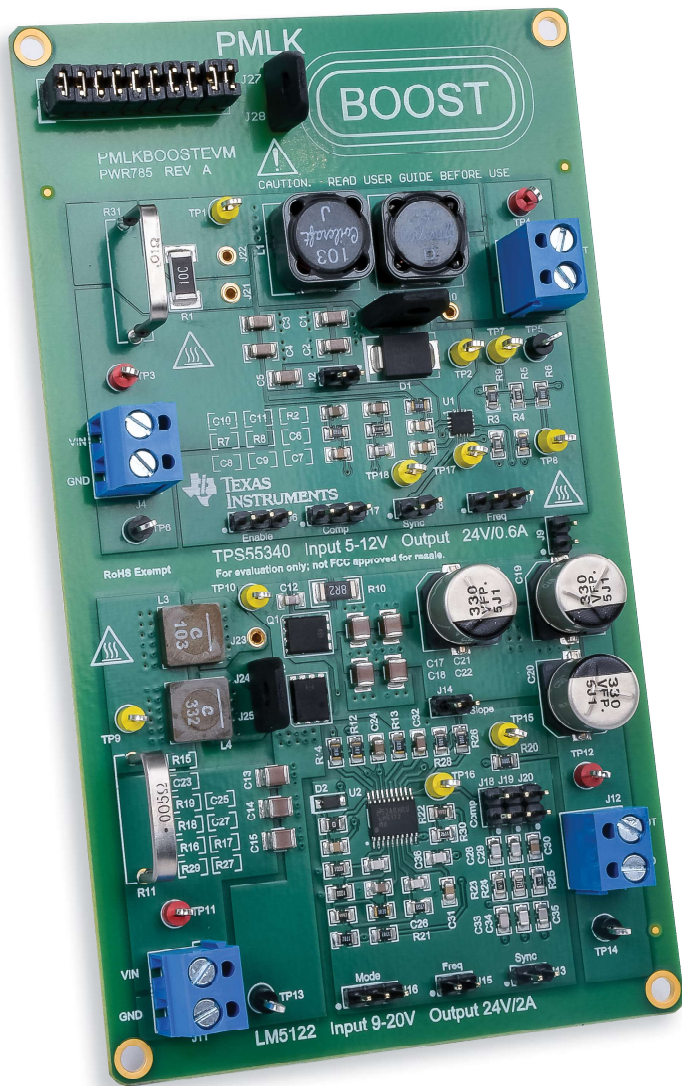
实验所需的仪器

建议用于执行本书实验的仪器包括：

- 具有动态电压模式功能的直流电源 0-50V/4A
- 具有动态电流模式功能的直流电子负载 20V/10A
- 4 个分辨率为 4.5 位的数字万用表
- 250MHz 4 通道数字示波器 + 2 只电流探头 20A/50MHz

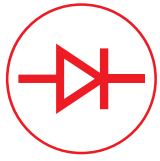
书中所示的实验波形图示例所使用的仪器包括：

- TTI EX354RT 电源 0-70V/4A (用于需要恒定直流电压源的实验)
- Keithley 2420 数字电源 63V/3.15A (用于需要动态直流电压源的实验)
- Sorensen 电子负载 SLM-4 主机 + SLM 系列电子负载模块 60V/60A
- 4 个 Hewlett-Packard 34401A 万用表
- LeCroy WaveRunner 44Xi 400MHz 4 通道数字示波器，
包括 2 只 Tektronix TCP 305 50A 电流探头探头 + Tektronix TCP A300 放大器



TI-PMLK-Boost

TI-PMLK BOOST 电源实验板基于宽输入范围 TPS55340 和 LM5122 这两个直流/直流升压稳压器



TI-PMLK TPS55340 原理图

此实验板的 TI-PMLK TPS55340 部分输入电压范围是 5V 至 12V，提供 24V 稳压输出，最大负载电流为 1.9A。

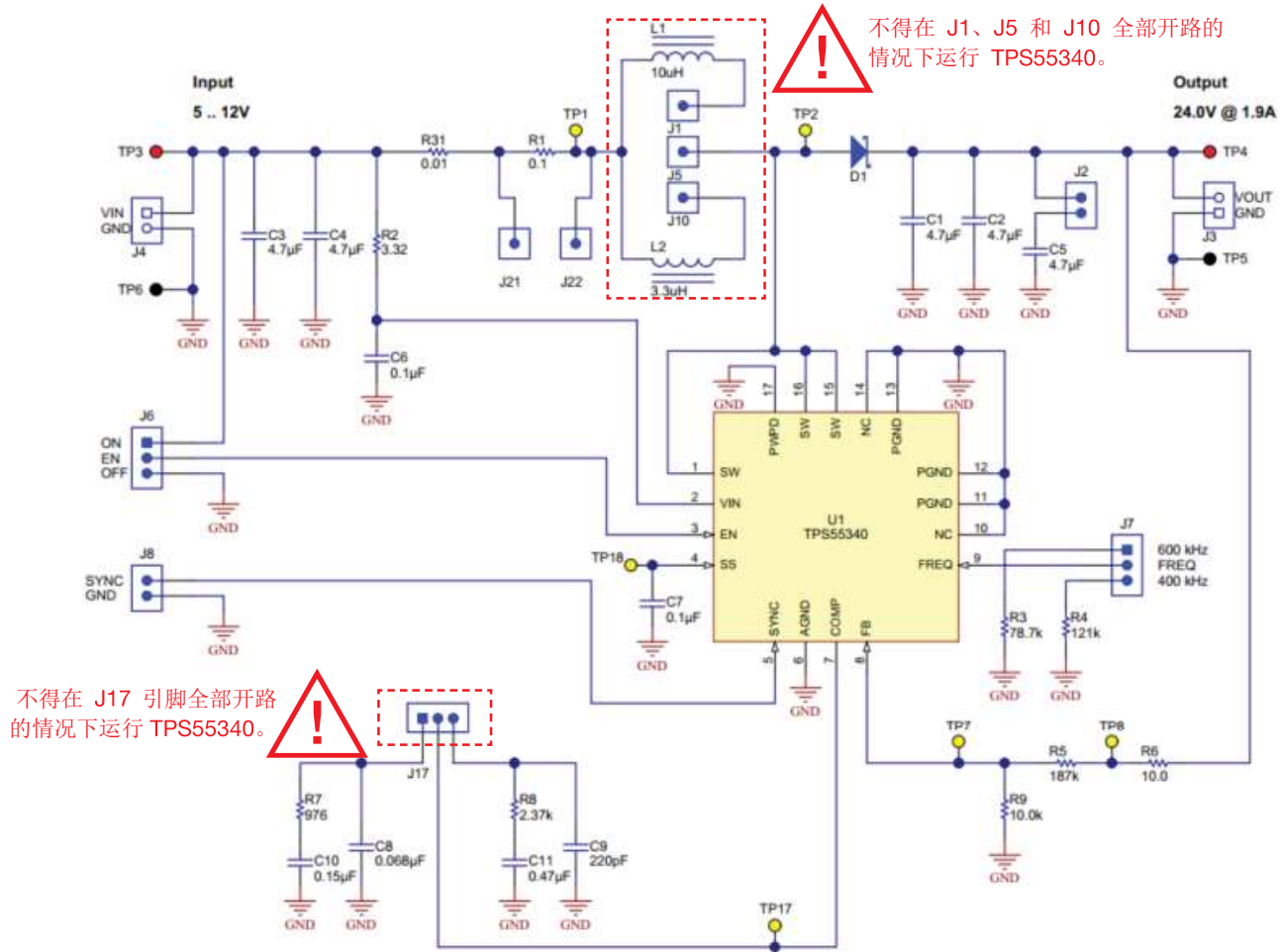


图 1. TI-PMLK TPS55340 升压稳压器的电路原理图



TI-PMLK TPS55340 物料清单

代号	描述	制造商	部件号
C ₁ , C ₂ , C ₃ , C ₄ , C ₅	4.7μF 电容 50V X7R 10% 1206	Taiyo Yuden	UMK316AB7475KL-T
C ₆ , C ₇	100nF 电容 50V X7R 10% 0805	Kemet	C0805C104K5RACTU
C ₈	68nF 电容 100V X7R 10% 0805	Kemet	C0805C683K1RACTU
C ₉	220pF 电容 50V C0G/NP0 5% 0805	Kemet	C0805C221J5GACTU
C ₁₀	150nF 电容 50V X7R 10% 0805	Kemet	C0805C154K5RACTU
C ₁₁	470nF 电容 50V X7R 10% 0805	MuRata	GRM21BR71H474KA88L
D ₁	二极管, 肖特基, 40V, 5A, SMC	Diodes Incorporated	B540C-13-F
L ₁	10μH 电感, 鼓芯, 铁氧体, 5.7A, 0.02Ω 12.3x12.3mm SMD	Coilcraft	MSS1278-103MLB
L ₂	3.3μH 电感, 鼓芯, 铁氧体, 6.3A, 0.02Ω 12.3x12.3mm SMD	Coilcraft	MSS1246T-332MLB
R ₁	0.1Ω 电阻 1W 1% 2512	Panasonic Electronic Components	ERJ-L1WKF10CU
R ₂	3.32Ω 电阻 1% 0.125W 0805	Vishay-Dale	CRCW08053R32FKEA
R ₃	78.7kΩ 电阻 1% 0.125W 0805	Vishay-Dale	CRCW080578K7FKEA
R ₄	121kΩ 1% 电阻 0.125W 0805	Vishay-Dale	CRCW0805121KFKEA
R ₅	187kΩ 1% 电阻 0.125W 0805	Vishay-Dale	CRCW0805187KFKEA
R ₆	10Ω 电阻 0.125W 0805	Vishay-Dale	CRCW080510R0FKEA
R ₇	976Ω 电阻 1% 0.125W 0805	Vishay-Dale	CRCW0805976RFKEA
R ₈	2.37kΩ 电阻 1% 0.125W 0805	Vishay-Dale	CRCW08052K37FKEA
R ₉	10kΩ 电阻 1% 0.125W 0805	Vishay-Dale	CRCW080510K0FKEA
R ₃₁	0.01Ω 电阻 3W 1% 15.2x1.0x25.4	TT Electronics/IRC	OAR3R010FLF
U ₁	集成 5A 40V 宽输入范围 升压/SEPIC/反激式直流/直流稳压器, RTE0016C	Texas Instruments	TPS55340RTE

(在参考文献部分列出的制造商网站中, 可使用这些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 TPS55340 实验板

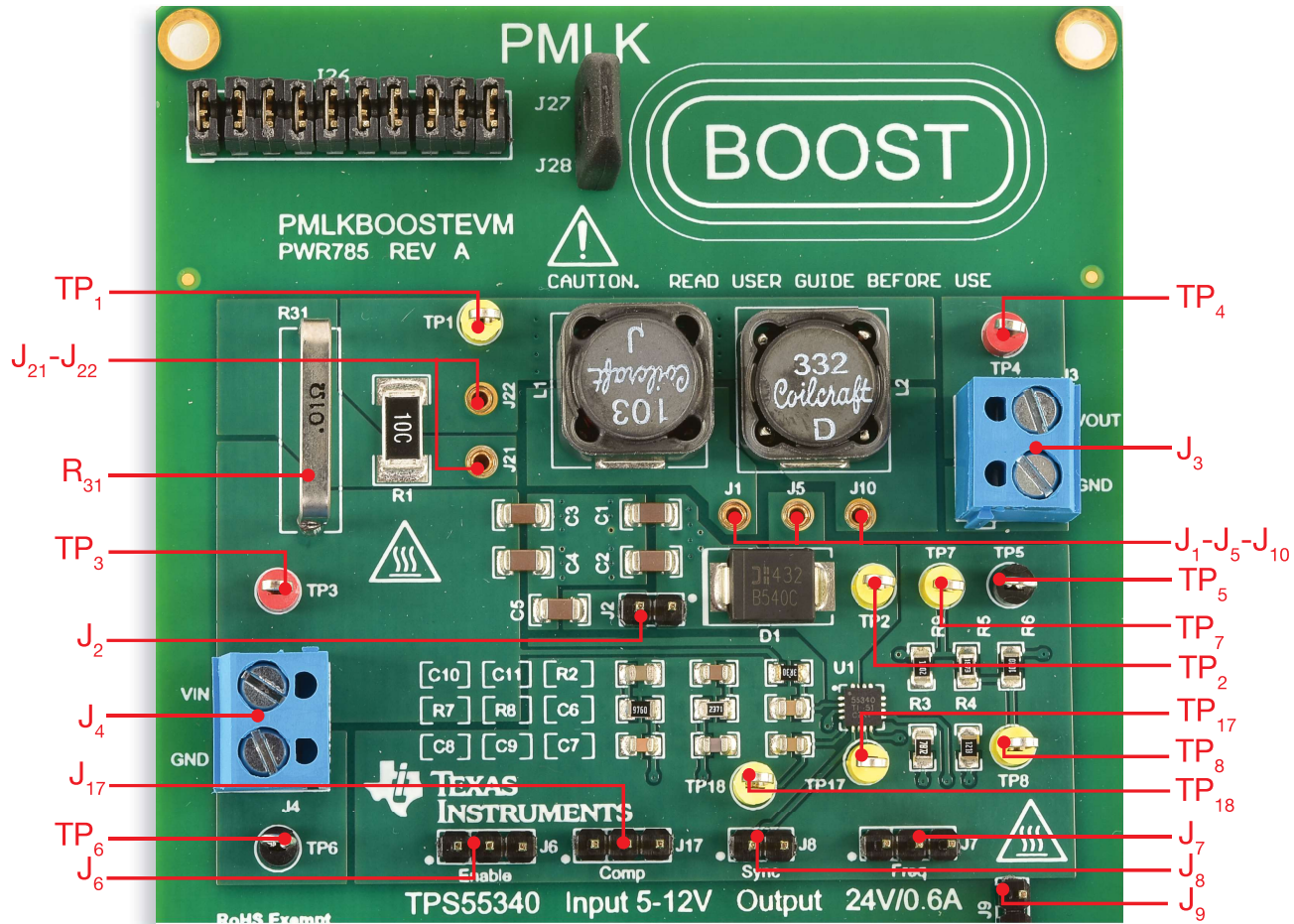


图 2. TI-PMLK TPS55340 升压稳压器实验板的俯视图



TI-PMLK TPS55340 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

- J₃** - 输出电压
- J₄** - 输入电压

跳线

- J₂** - 连接 C_5 (4.7 μ F) 输出电容
- J₆** - 连接到外部使能信号
- J₇** - 开关频率设置:
短接到左侧 $\rightarrow f_s = 600\text{kHz}$
短接到右侧 $\rightarrow f_s = 300\text{kHz}$
- J₈** - 连接到外部同步信号
- J₁₇** - 误差放大器增益设置:
短接到左侧 \rightarrow 连接部件 R_7 、 C_{10} 、 C_8
(较低穿越频率, $L=10\mu\text{H}$)
短接到右侧 \rightarrow 连接部件 R_8 、 C_9 、 C_{11}
(较高穿越频率, $L=10\mu\text{H}$)
- J₉** - 将 TPS55340 的接地端与 LM5122 的接地端连接

大电流跳线

- J₁-J₅** - 连接电感 L_1 (铁氧体磁芯, 10 μ H)
- J₅-J₁₀** - 连接电感 L_2 (铁氧体磁芯, 3.3 μ H)
- J₂₁-J₂₂** - 绕过损耗仿真电阻 R_1

测试引脚

- TP₃** - 输入电压的正极
- TP₆** - 输入电压的接地极
- TP₄** - 输出电压的正极
- TP₅** - 输出电压的接地极
- TP₁** - 可与 **TP₂** 结合使用以感应电感电压, 并可与 **TP₃** 结合使用以感应电流检测电阻 R_{31} 和损耗仿真电阻 R_1 上的电压 (J_{21} - J_{22} 为开路时)。电流检测电阻 R_{31} 可由电流探头夹住以测量电感电流。
- TP₂** - 开关节点
- TP₇** - 反馈电压
- TP₈** - 用于环路增益测量的连接引脚, 可与 **TP₄** 结合使用以便将交流激励源注入 10 Ω 电阻 R_6
- TP₁₇** - 控制电压
- TP₁₈** - 软启动电压

电压和电流测量

- 用一个电流探头夹住电流检测电阻 R_{31} 以测量电感电流
- 使用 **TP₃** 和 **TP₆** 测量输入电压
- 使用 **TP₄** 和 **TP₅** 测量输出电压
- 使用 **TP₂** 和 **TP₅** 测量开关节点电压
- 使用 **TP₁₇** 和 **TP₅** 测量反馈电压
- 用一个电流探头夹住连接到 **J₄** 的外接电源线之一以测量输入电流
- 用一个电流探头夹住连接到 **J₃** 的外接电源线之一以测量负载电流



TI-PMLK LM5122 原理图

此实验板的 TI-PMLK LM5122 部分输入电压范围是 9V 至 20V，提供 24V 稳压输出，最大负载电流为 2A。

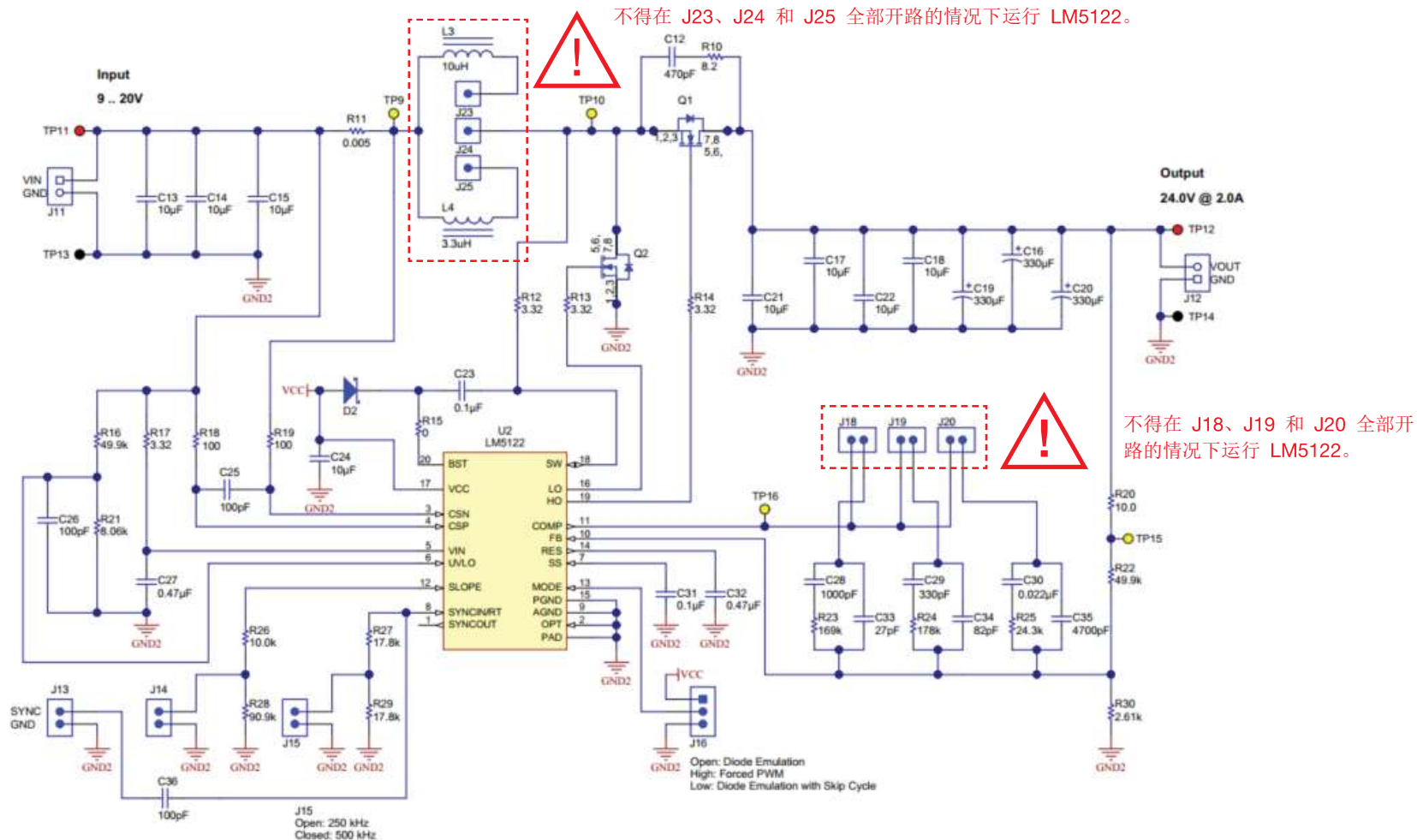


图 3. TI-PMLK LM5122 升压稳压器的电路原理图



TI-PMLK LM5122 物料清单

代号	描述	制造商	部件号
C_{12}	470pF 陶瓷电容 100V NP0 5% C0G/NP0 0805	MuRata	GRM2165C2A471JA01D
$C_{13}, C_{14}, C_{15}, C_{17}, C_{18}, C_{21}, C_{22}$	10 μ F 陶瓷电容 50V X7R 20% 1210	TDK	C3225X7R1H106M250AC
C_{16}, C_{19}, C_{20}	330 μ F 电解电容 35V 20% 0.06 Ω	Panasonic Electronic Components	EEE-FP1V331AP
C_{23}, C_{31}	100nF 陶瓷电容 50V X7R 10% 0805	Kemet	C0805C104K5RACTU
C_{24}	10 μ F 陶瓷电容 16V X5R 10% 0805	Taiyo Yuden	EMK212BJ106KG-T
C_{25}	10nF 陶瓷电容 50V C0G/NP0 5% 0805	MuRata	GQM2195C1H101JB01D
C_{26}, C_{36}	100pF 陶瓷电容 50V C0G/NP0 5% 0805	MuRata	GQM2195C1H101JB01D
C_{27}, C_{32}	470nF 陶瓷电容 50V X7R 10% 0805	MuRata	GRM21BR71H474KA88L
C_{28}	1nF 陶瓷电容 50V C0G/NP0 5% 0805	MuRata	GRM2165C1H102JA01D
C_{29}	330pF 陶瓷电容 50V C0G/NP0 5% 0805	MuRata	GRM2165C1H331JA01D
C_{30}	22nF 陶瓷电容 50V X7R 5% 0805	MuRata	GRM216R71H223KA01D
C_{33}	27pF 陶瓷电容 50V C0G/NP0 5% 0805	MuRata	GQM2195C1H270JB01D
C_{34}	82pF 陶瓷电容 50V C0G/NP0 5% 0805	MuRata	GQM2195C1H820JB01D
C_{35}	4.7nF 陶瓷电容 50V C0G/NP0 5% 0805	Murata	GRM2165C1H472JA01D
D_2	二极管, 肖特基, 60V, 1A, SOD-123	Rohm Semiconductor	RB160M-60TR
L_3	10 μ H 电感, 屏蔽, 复合, 2.6A, 0.057 Ω , SMD	Coilcraft	XAL7030-103
L_4	3.3 μ H 电感, 屏蔽, 复合, 10A, 0.0195 Ω , SMD	Coilcraft	XAL7030-332MEB
Q_1, Q_2	MOSFET N 通道, 60V, 50A, SON 5x6mm	Texas Instruments	CSD18537NQ5A
R_{10}	8.2 Ω 电阻 5% 0.75W 2010	Vishay Dale	CRCW20108R20JNEF
R_{11}	0.005 Ω 电阻 1% 3W	TT Electronics/IRC	OAR3R005FLF
$R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{17}$	3.32 Ω 电阻 1% 0.125W 0805	Vishay Dale	CRCW08053R32FKEA
R_{15}	0 Ω 电阻 5% 0.125W 0805	Vishay Dale	CRCW08050000Z0EA
R_{16}, R_{22}	49.9k Ω 电阻 1% 0.125W 0805	Vishay Dale	CRCW080549K9FKEA
R_{18}, R_{19}	100 Ω 电阻 1% 0.125W 0805	Vishay Dale	CRCW0805100RFKEA
R_{20}	10 Ω 电阻 1% 0.125W 0805	Vishay Dale	CRCW080510R0FKEA
R_{21}	8.06k Ω 电阻 1% 0.125W 0805	Vishay Dale	CRCW08058K06FKEA
R_{23}	169k Ω 电阻 1% 0.125W 0805	Vishay Dale	CRCW0805169KFKEA
R_{24}	178k Ω 电阻 1% 0.125W 0805	Vishay Dale	CRCW0805178KFKEA
R_{25}	24.3k Ω 电阻 1% 0.125W 0805	Vishay Dale	CRCW080524K3FKEA
R_{26}	10k Ω 电阻 1% 0.125W 0805	Vishay Dale	CRCW080510K0FKEA
R_{27}, R_{29}	17.8k Ω 电阻 1% 0.125W 0805	Vishay Dale	CRCW080517K8FKEA
R_{28}	90.9k Ω 电阻 1% 0.125W 0805	Vishay Dale	CRCW080590K9FKEA
R_{30}	2.61k Ω 电阻 1% 0.125W 0805	Vishay Dale	CRCW08052K61FKEA
U_2	具有多相能力的宽输入范围同步 升压控制器, PWP0020A	Texas Instruments	LM5122MH/NOPB

(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 LM5122 实验板

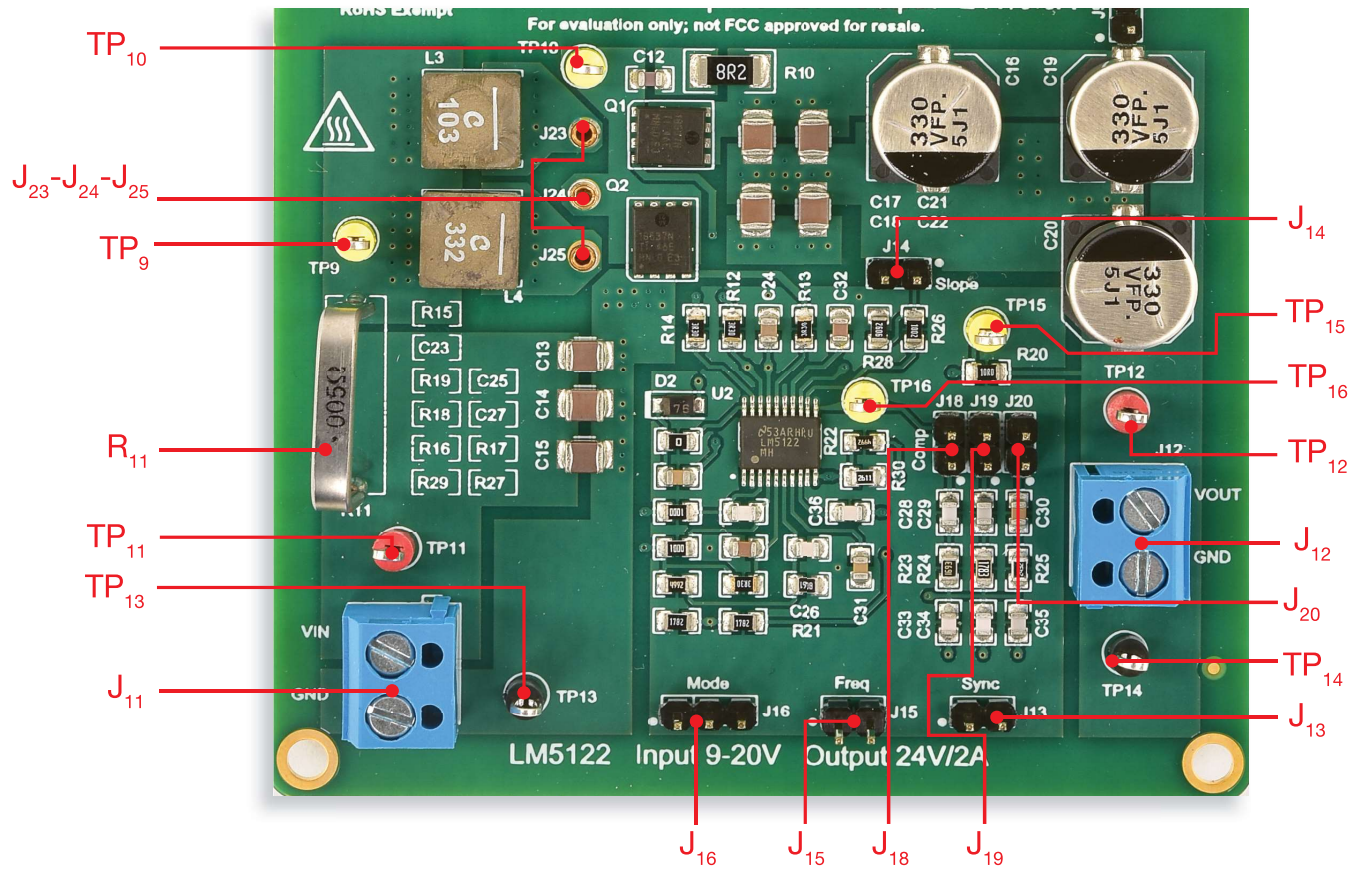


图 4. TI-PMLK LM5122 升压稳压器实验板的俯视图



TI-PMLK LM5122 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

J₁₁ - 输入电压

J₁₂ - 输出电压

跳线

J₁₃ - 连接到外部同步信号

J₁₄ - 补偿斜率设置:
开路 → 更低斜率
短接 → 更高斜率

J₁₅ - 开关频率设置:
短接 → $f_s = 500\text{kHz}$
开路 → $f_s = 250\text{kHz}$

J₁₆ - 二极管仿真设置:
开路 → 二极管仿真
短接到左侧 → 强制 PWM
短接到右侧 → 带有跳周期模式的二极管仿真

J₁₈ - 误差放大器增益设置:
连接部件 R_{23} 、 C_{28} 、 C_{33} (高穿越频率 - $L=10\mu\text{H}$, 高斜率补偿斜坡)

J₁₉ - 误差放大器增益设置:
连接部件 R_{24} 、 C_{29} 、 C_{34} (较高穿越频率 - $L=10\mu\text{H}$, 低斜率补偿斜坡)

J₂₀ - 误差放大器增益设置:
连接部件 R_{25} 、 C_{30} 、 C_{33} (较低穿越频率 - $L=10\mu\text{H}$, 低斜率补偿斜坡)

J₉ - 将 LM5122 的接地端与 TPS55340 的接地端连接

高电流跳线

J₂₃-J₂₄ - 连接电感 L_3 (磁粉芯, $10\mu\text{H}$)

J₂₄-J₂₅ - 连接电感 L_4 (磁粉芯, $3.3\mu\text{H}$)

测试引脚

TP₁₁ - 输入电压的正极

TP₁₃ - 输入电压的接地极

TP₁₂ - 输出电压的正极

TP₁₄ - 输出电压的接地极

TP₉ - 可与 **TP₁₀** 结合使用以感应电感电压, 并可与 **TP₁₁** 结合使用以感应电流检测电阻 R_{11} 上的电压。电流检测电阻 R_{11} 可由电流探头夹住以测量电感测量。

TP₁₀ - 开关节点

TP₁₅ - 用于环路增益测量的连接引脚, 可与 **TP₁₂** 结合使用以便将交流激励源注入 10Ω 电阻 R_{20}

TP₁₆ - 控制电压

电压和电流测量

- 用一个电流探头夹住电流检测电阻 R_{11} 以测量电感电流
- 使用 **TP₁₁** 和 **TP₁₃** 测量输入电压
- 使用 **TP₁₂** 和 **TP₁₄** 测量输出电压
- 使用 **TP₁₀** 和 **TP₁₃** 测量开关节点电压
- 使用 **TP₁₆** 和 **TP₁₄** 测量控制电压
- 用一个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+
- 用一个电流探头夹住连接到 **J₁₂** 的外接电源线之一以测量负载电流



注意、警告和建议

注意

TPS55340 实验板:

- 在 J_{17} 短接到左侧的时, 补偿回路在交差频率为 1.5kHz、电感 $L=10\mu\text{H}$ (J_1 - J_5 短接)、最小输入电压和最大负载电流的条件下实现大约 45° 相补角
- 在 J_{17} 短接到右侧的时, 补偿回路在交差频率为 6.5kHz、电感 $L=10\mu\text{H}$ (J_1 - J_5 短接)、最小输入电压和最大负载电流的条件下实现大约 45° 相补角

LM5122 实验板:

- 在 J_{18} 短接、 J_{19} 开路且 J_{20} 开路时, 补偿回路在交差频率为 6kHz、电感 $L=10\mu\text{H}$ (J_1 - J_5 短接)、斜率补偿电阻 $R_{sl}=10\text{k}\Omega$ (J_{14} 短接)、最小输入电压和最大负载电流的条件下实现大约 52° 相补角
- 在 J_{19} 短接、 J_{18} 开路且 J_{20} 开路时, 补偿回路在交差频率为 6kHz、电感 $L=10\mu\text{H}$ (J_1 - J_5 短接)、斜率补偿电阻 $R_{sl}=100\text{k}\Omega$ (J_{14} 开路)、最小输入电压和最大负载电流的条件下实现大约 52° 相补角
- 在 J_{20} 短接、 J_{18} 开路且 J_{19} 开路时, 补偿回路在交差频率为 600Hz、电感 $L=10\mu\text{H}$ (J_1 - J_5 短接)、斜率补偿电阻 $R_{sl}=100\text{k}\Omega$ (J_{14} 开路)、最小输入电压和最大负载电流的条件下实现大约 52° 相补角
- 电阻 R_{11} 会感应电感电流, 并产生供 LM5122 电流模式控制器使用的电压信号。电阻 R_{11} 具有大约 30nH 的寄生电感, 此电感决定了电流限制行为 (如果已连接 $3.3\mu\text{H}$ 磁粉芯电感 L_4 且负载电流超过约 15mA)。寄生电感对电流检测的影响即 [实验 3](#) 中讨论的电流模式控制。

警告和建议

适用于所有实验板

- 请勿超过输入/输出电压和电流额定值
- 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, 都必须首先关闭实验板。

TPS55340 升压稳压器

- 请勿在 J_{17} 两侧均开路的情况下运行稳压器
- 请勿在 J_1 和 J_5 和 J_{10} 全部开路的情况下运行稳压器

LM5122 升压稳压器

- 请勿在 J_{18} 和 J_{19} 和 J_{20} 全部开路的情况下运行稳压器
- 请勿在 J_{18} 和 J_{19} 和 J_{20} 全部短接的情况下运行稳压器
- 请勿在 J_{18} 和 J_{19} 短接的情况下运行稳压器
- 请勿在 J_{19} 和 J_{20} 短接的情况下运行稳压器
- 请勿在 J_{18} 和 J_{20} 短接的情况下运行稳压器
- 请勿在 J_{23} 和 J_{24} 和 J_{25} 全部开路的情况下运行稳压器
- 请勿在 J_{24} - J_{25} 短接的情况下运行稳压器 - 这些跳线连接电感 L_4 (磁粉芯, $3.3\mu\text{H}$), 直到执行 [实验 3](#)

实验 1

本实验的目的是分析输入电压、负载电流和开关频率对升压转换器的连续模式运行和非连续模式运行的影响。本实验采用 LM5122 升压稳压器。



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升压转换器的连续/非连续运行模式的影响，并分析占空比在不同运行条件和运行模式下的变化。

TI-PMLK LM5122 升压稳压器在 $V_{in}=[9,20]V^{(1)}$ 的条件下运行，将输出电压调节到标称值 $V_{out}=24V$ 、 $I_{out}=[0,2]A$ 。图 1 显示了该稳压器的简化电路原理图。LM5122 升压稳压器可在两种不同的模式下运行，具体模式取决于跳线 J_{16} 的设置。 J_{16} 为开路时， Q_1 栅极驱动器被禁用，因此由于通过 MOSFET Q_1 的体二极管实现了从电感到输出的导通， Q_1 通道将永久打开，而 LM5122 将以二极管仿真模式 (DEM) 运行。在这些条件下，升压转换器可在低负载时以非连续导通模式 (DCM) 运行。 J_{16} 在 LM5122 模式引脚和 V_{CC} 电压短接之间时， Q_1 栅极驱动器被启用，因此 Q_1 将用作同步开关，而 LM5122 将以同步运行模式 (SOM)⁽²⁾ 运行。在这些条件下，无论提供给负载的电流为任何值，升压转换器始终以连续导通模式 (CCM) 运行。对于给定的输入电压 V_{in} 和负载电流 I_{out} ，输入电压 V_{in} 、输出电压 V_{out} 和占空比 D 之间的关系在 DEM 和 SOM 设置之间是不同的。

⁽¹⁾ 与 LM5122 的 4.5V - 65V 完整输入范围相比，此教学实验板采用的是受限制的输入范围 [4]

⁽²⁾ 也定义为强制 PWM 模式 [4]

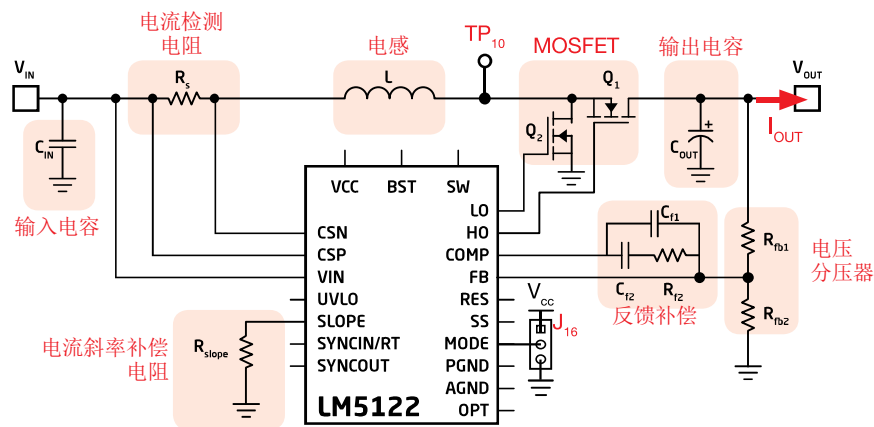


图 1. LM5122 升压稳压器的简化原理图

测试 1. 我们将研究升压转换器分别在 CCM 和 DCM 模式下的运行情况，并在改变输入电压和负载电流的同时测量占空比。我们通过分析流过电流检测电阻 R_S (实验板中的 R_{11}) 的电感电流波形来检测 DCM，并通过分析测试引脚 TP_{10} 的开关节点电压来测量占空比。此测试需要指定输入电压和负载电流条件并使用不同跳线 J_{16} 设置 (设置 DEM 或 SOM)。此测试的目标是分析 DCM 在给定的输入电压和负载电流条件下对升压转换器占空比的影响。

测试 2. 我们将在采用 DEM 设置并改变输入电压的情况下分析开关频率对升压转换器运行情况的影响。此测试需使用三个负载电流值和两个开关频率值 (通过设置跳线 J_{15} 来固定频率)。此测试的目标是了解开关频率在 DCM 期间对输入电压工作范围的影响，并了解与预测 DCM 运行模式的理论公式之间的关系 (忽略功率损耗)。



理论背景

通过本部分提供的公式可以分析在 DEM 和 SOM 设置条件下的升压转换器特性（请参阅 [1][2] 以了解有关升压拓扑运行情况和 CCM/DCM 建模的更多详细信息；参阅 [4] 以了解 LM5122 运行情况和功能的更多详细信息）。

负载电流高于 DCM 阈值

负载电流 I_{out} 会影响升压转换器的 CCM/DCM 运行模式。公式 (1) 给出了决定运行模式变化可能性的阈值：

$$(1) I_{dcm} = \frac{V_{out}(M-1)}{2M^3 f_s L}, \text{ 其中 } M = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

当 $I_{out} > I_{dcm}$ 时，升压转换器以 CCM 模式运行。图 1 显示了电感电流和电压波形。对于理想的无损运行在 CCM 模式下的升压转换器，占空比 D_{cm} 与电压转换比 M 相关，如公式 (2) 所示：

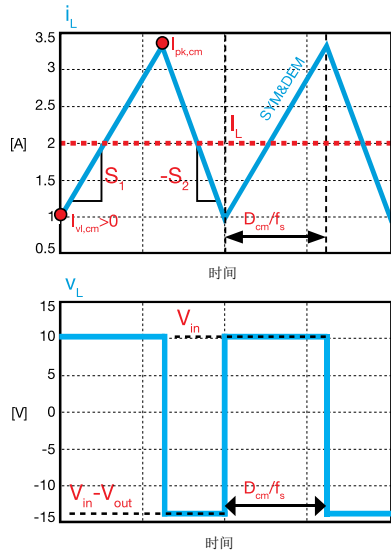


图 2. $V_{in}=9V, I_{out}=2A$

$$(2) D_{cm} = 1 - \frac{1}{M}$$

电感电流斜率、均值、峰值和谷值的计算公式如下：

$$(3) s_1 = \frac{V_{in}}{L}, s_2 = \frac{V_{out} - V_{in}}{L}, I_L = \frac{I_{out}}{(1-D_{cm})}$$

$$I_{pk,cm} = I_L + \frac{s_1 D_{cm}}{2f_s}, I_{vl,cm} = I_L - \frac{s_2(1-D_{cm})}{2f_s}$$

由于功率损耗，CCM 中的实际电压转换比 M 和占空比 D_{cm} 取决于负载电流：

$$(4) M \approx \frac{1}{(1-D_{cm})} - \frac{P_d}{V_{in} I_{out}}, D_{cm} \approx 1 - \frac{V_{in} I_{out}}{P_{out} + P_d}$$

其中， P_d 是电源转换器的总损耗，此损耗实际上也取决于占空比 D_{cm} 。增大功率损耗会减小最大所允许的升压转换比 M_{max} 并会增大为获得给定转换比 M 所需的占空比。

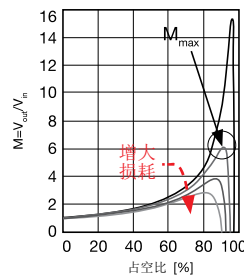


图 3. $V_{in}=10V, I_{out}=2.0A, L=10\mu H$

负载电流低于 DCM 阈值

在 DEM 中，如果 $I_{out} < I_{dcm}$ ，则 LM5122 升压稳压器将以 DCM 模式运行。占空比通过公式 (5) 算出：

$$(5) D_{dm} = \sqrt{M(M-1)K}, \text{ 其中 } K = \frac{2f_s I_{out} L}{V_{out}}$$

公式 (5) 不包含功率损耗影响，表明了 DCM 中的占空比 D_{dm} 在本质上取决于负载电流。图 4 比较了在 $I_{out} < I_{dcm}$ 时 DEM 和 SOM 中的电感电流和电压的理想波形（忽略寄生电容的影响）。对于 DEM， $I_{pk,dm} = s_1 D_{dm}/f_s$ ，而 $I_{vl,dm} = 0$ 。公式 (2) 和 (3) 对于 SOM 仍有效。

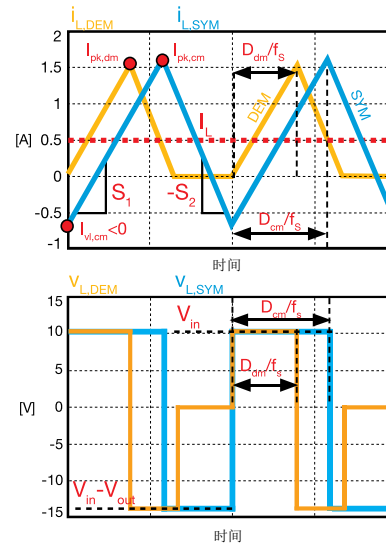


图 4. $V_{in}=9V, I_{out}=0.5A$

在 DEM-DCM 中，对于任何占空比 D_{dm} ，电压转换比 M 也取决于负载，并通过公式 (6) 算出：

$$(6) M \approx \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{1}{K} D_{dm}^2}$$

图 5(a) 显示了公式 (6) 的波形图。DCM 运行模式中使用的输入电压 V_{in} 值位于特定范围 $[V_{min}, V_{max}]$ 内，此范围取决于负载电流 I_{out} 和开关频率 f_s ，如图 5(b) 所示。得到红色和绿色曲线的条件分别是 $I_{dcm} = I_{out}$ 、 $f_s = 250kHz$ 和 $f_s = 500kHz$ 。

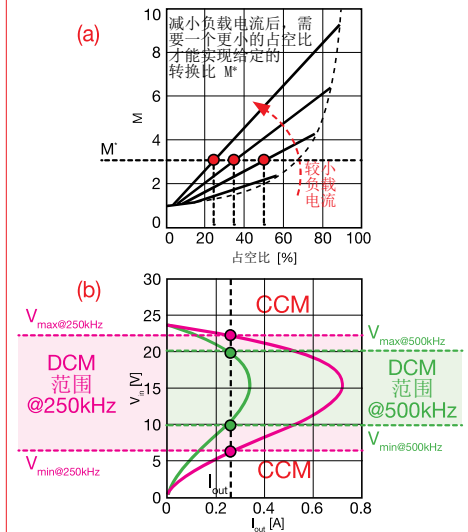


图 5. $V_{out}=24V, L=10\mu H$



实验准备：仪器设置

本实验所需的仪器为：一个直流电源、四个万用表、一个示波器和一个直流电子负载。图 6 显示了仪器连接。请遵循下一页提供的说明来连接。

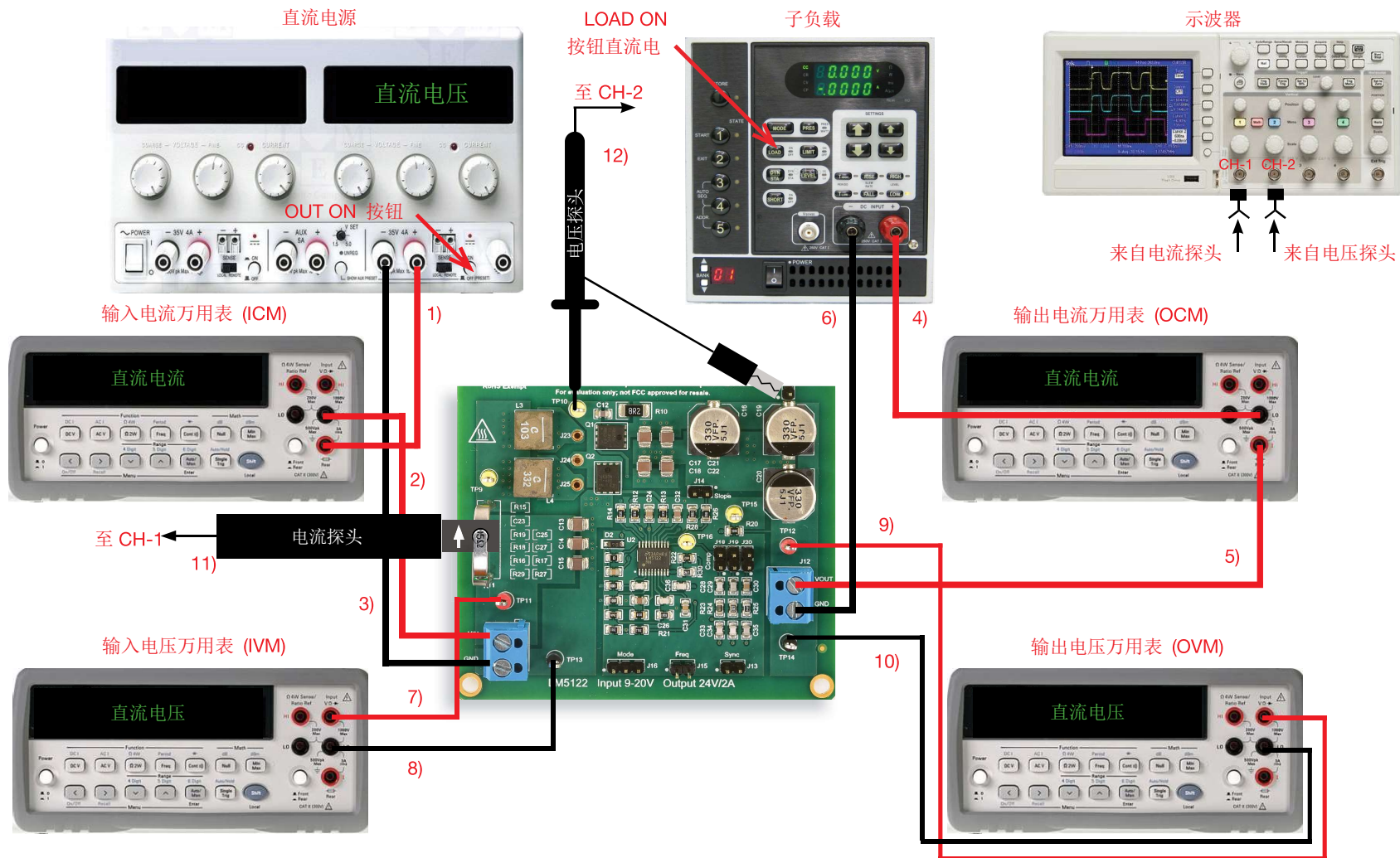


图 6. 实验仪器设置。



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
- 2) 将输入电流万用表 (ICM) 的负（黑色）电流输入端连接到 LM5122 升压稳压器的 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 LM5122 升压稳压器的 J_{11} 接线端子的接地端 (GND)
- 4) 将输出端 (VOUT) (LM5122 升压稳压器的 J_{12} 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
- 5) 将输出电流万用表 (OCM) 的负（黑色）电流输入端连接到电子负载的正（红色）输入端
- 6) 将电子负载的负（黑色）输入端连接到 LM5122 升压稳压器的 J_{12} 接线端子的接地端 (GND)
- 7) 将输入电压万用表 (IVM) 的正（红色）电压输入端连接到测试引脚 TP_{11} (即 LM5122 升压稳压器的 VIN)
- 8) 将输入电压万用表 (IVM) 的负（黑色）电压输入端连接到测试引脚 TP_{13} (即 LM5122 升压稳压器的 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_{12} (即 LM5122 升压稳压器的 VOUT)
- 10) 将输出电压万用表 (OVM) 的负（黑色）电压输入端连接到测试引脚 TP_{14} (即 LM5122 升压稳压器的 GND)
- 11) 将一个电流探头连接到示波器的通道 1，并用其夹住 LM5122 升压稳压器的电流检测电阻 R_{11} ，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 LM5122 升压实验板时，箭头必须朝上，如图 6 所示）
- 12) 将一个电压探头连接到示波器的通道 2，并用其夹住测试引脚 TP_{10} (即 LM5122 升压稳压器的开关节点电压)



测试 1：准备和实验步骤

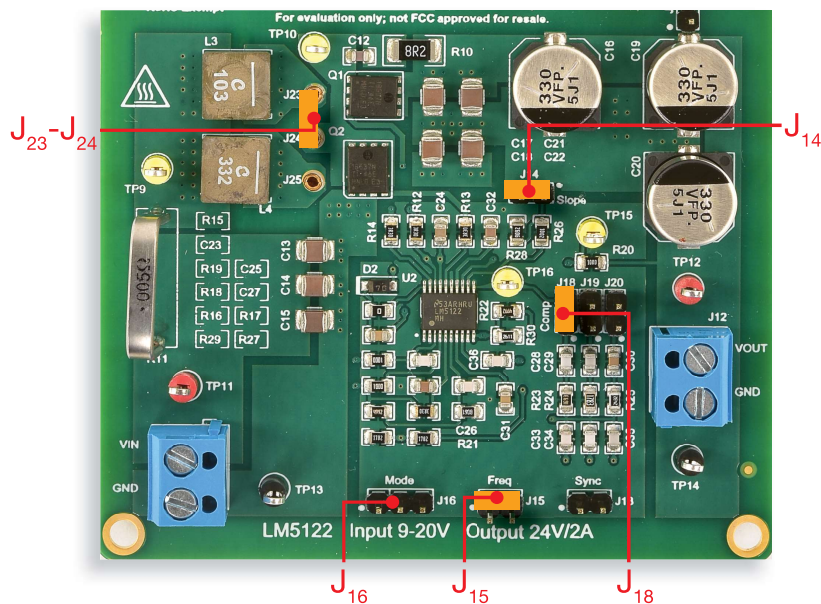


图 7. LM5122 实验板：测试 1 的跳线设置

初始跳线设置（请参阅图 7）：

- J_{13} 开路 → 未连接外部同步信号
- J_{14} 短接 → 高斜率电流模式补偿
- J_{15} 短接 → 开关频率 $f_s = 500\text{kHz}$
- J_{16} 开路 → DEM 设置（更改为 J_{16} 左侧 短接 → SOM 设置 - 参阅 [测量和计算](#) 部分的说明）
- J_{18} 短接、 J_{19} 开路、 J_{20} 开路 → 误差放大器增益设置，其中已连接部件 R_{23} 、 C_{28} 、 C_{33} （高穿越频率， $L = L_3 = 10\mu\text{H}$ ，高斜率补偿斜坡）
- J_{23} - J_{24} 短接 → L_3 ($10\mu\text{H}$) 电感已连接

实验步骤：

- 1) 开启万用表，将 ICM 和 OCM 设置为直流电流模式，将 IVM 和 OVM 设置为直流电压模式
- 2) 开启示波器，将 CH-1 设置为直流 50Ω 耦合模式，将 CH-2 设置为直流 $1M\Omega$ 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），将电压设置为初始值 10V，并将电流限制设置为大于 5A
- 4) 开启电子负载（确保“LOAD ON”按钮为 OFF），设置恒定电流模式，并将电流设置为 0.2A
- 5) 开启电源“OUT ON”按钮，并调节直流电源旋钮直到在 IVM 显示屏中读出 10V 的值。在这些条件下，您应该在 OVM 显示屏中读出大约 24V 的值，在 OCM 显示屏中读出 0A 的值，并在 ICM 显示屏中读出很小的正值（如果您读出的值与上述值不同，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的步骤）
- 6) 开启电子负载“LOAD ON”按钮，并调节直流电源旋钮直到在 IVM 显示屏中读出 10V 的值。在这些条件下，您应该在 OVM 显示屏中读出大约 24V 的值，在 OCM 显示屏中读出 0.2A 的值，在 ICM 显示屏中读出大约 0.5A 的值，并在示波器的 CH-1 上看到平均值约为 0.5A 的三角波形，而在示波器的 CH-2 上看到波动的波（如果您读出的值和看到的波形与上述不同，请关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的实验设置）
- 7) 在 IVM 显示屏上读出输入电压值，在 OVM 显示屏上读出输出电压值，在示波器的 CH-1 上观察电感电流波形以评估稳压器是在 CCM 还是在 DCM 模式下运行，在示波器的 CH-2 上测量开关节点电压的频率和占空比，并根据[测量和计算](#)部分的说明来使用这些值。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（在更改输入电压和负载电流时，无需关闭电源“OUT ON”按钮和电子负载“LOAD ON”按钮）
- 8) 关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，让跳线 J_{16} 开路以设置 LM5122 DEM 运行模式，然后重复步骤 3) 到 7)
- 9) 在测量结束时，请关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，然后关闭所有仪器。



测试 1：测量和计算

针对表 1 中所示的每个 LM5122 升压稳压器设置 (DEM/SOM) 和运行条件 (V_{in}, I_{out}) 组合：

- 1) 根据 [理论背景](#) 部分所示的 I_{out} 和 I_{dcm} 之间的关系，预测 CCM/DCM 运行模式，并相应地在单元格 ⁽¹⁾ 中填写“CCM”或“DCM”标签，然后根据实验电感电流波形的观察结果验证 LM5122 升压稳压器在 CCM 还是在 DCM 模式下运行，并相应地在单元格 ⁽²⁾ 中填写“CCM”或“DCM”标签
- 2) 根据第 1) 点中预测的 CCM/DCM 运行模式，计算占空比 D_{th} （通过 [理论背景](#) 部分给出的 (2)、(5) 和 (6) 进行计算），并将结果填入单元格 ⁽³⁾
- 3) 测量 LM5122 升压稳压器的实验占空比 D_{ex} ，并将结果填入单元格 ⁽⁴⁾

表 1. 升压转换器的占空比，其中 $f_s = 500\text{kHz}$ ， $L = 10\mu\text{H}$ ，采用 DEM 和 SOM 设置。

⁽¹⁾ 理论 CCM/DCM	⁽²⁾ 实验 CCM/DCM	SOM 运行模式						DEM 运行模式					
		$I_{out}=0.2\text{A}$		$I_{out}=0.4\text{A}$		$I_{out}=1.2\text{A}$		$I_{out}=0.2\text{A}$		$I_{out}=0.4\text{A}$		$I_{out}=1.2\text{A}$	
⁽³⁾ 理论 D_{th} [%]	⁽⁴⁾ 实验 D_{ex} [%]	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
$V_{in}=10\text{V}$													
$V_{in}=15\text{V}$													
$V_{in}=20\text{V}$													

电感：

$J_{23}-J_{24}$ 短接 → 已连接电感 L_3 （磁粉芯， $10\mu\text{H}$ ，2.6A，0.057 Ω ）
 $J_{24}-J_{25}$ 短接 → 已连接电感 L_4 （磁粉芯， $3.3\mu\text{H}$ ，10A，0.0195 Ω ）

开关频率：

J_{15} 开路 → $f_s = 250\text{kHz}$
 J_{15} 短接 → $f_s = 500\text{kHz}$

运行模式：

J_{16} 开路 → 二极管仿真模式 (DEM)
 J_{16} 短接到左侧 → 同步运行模式 (SOM)

请回答：

- 1) DCM 运行模式中的占空比是否低于 CCM 运行模式中的占空比？
 是 否 取决于负载电流 取决于输入电压
- 2) 实验占空比是否随负载电流增加？
 是 否 在 DCM 运行模式中是如此 在 CCM 运行模式中是如此
- 3) 负载电流对 DCM 中的占空比的影响是否大于对 CCM 中的占空比的影响？
 是 否 取决于输入电压



测试 2：准备和实验步骤

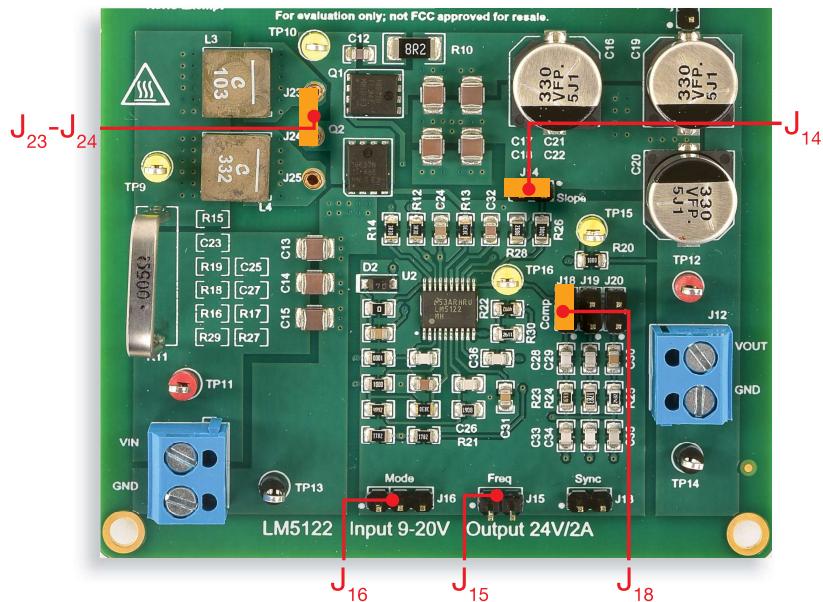


图 8. LM5122 实验板：测试 2 的跳线设置

初始跳线设置（请参阅图 8）：

- J_{13} 开路 → 未连接外部同步信号
- J_{14} 短接 → 高斜率电流模式补偿
- J_{15} 开路 → 开关频率 $f_s = 250\text{kHz}$
- J_{16} 开路 → DEM 设置
- J_{18} 短接、 J_{19} 开路、 J_{20} 开路 → 误差放大器增益设置，其中已连接部件 R_{23} 、 C_{28} 、 C_{33} （高穿越频率， $L = L_3 = 10\mu\text{H}$ ，高斜率补偿斜坡）
- $J_{23} - J_{24}$ 短接 → L_3 ($10\mu\text{H}$) 电感已连接

实验步骤：

- 1) 开启万用表，将 ICM 和 OCM 设置为直流电流模式，将 IVM 和 OVM 设置为直流电压模式
- 2) 开启示波器，将 CH-1 设置为直流 50Ω 耦合模式，将 CH-2 设置为直流 $1\text{M}\Omega$ 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），将电压设置为初始值 10V，并将电流限制设置为大于 5A
- 4) 开启电子负载（确保“LOAD ON”按钮为 OFF），设置恒定电流模式，并将电流设置为 0.3A
- 5) 开启电源“OUT ON”按钮，并调节直流电源旋钮直到在 IVM 显示屏中读出 10V 的值。在这些条件下，您应该在 OVM 显示屏中读出大约 24V 的值，在 OCM 显示屏中读出 0A 的值，并在 ICM 显示屏中读出很小的正值（如果您读出的值与上述值不同，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的步骤）
- 6) 开启电子负载“LOAD ON”按钮，并调节直流电源旋钮直到在 IVM 显示屏中读出 10V 的值。在这些条件下，您应该在 OVM 显示屏中读出大约 24V 的值，在 OCM 显示屏中读出 0.3A 的值，并在 ICM 显示屏中读出大约 0.75A 的值，并在示波器的 CH-1 上看到平均值约为 0.75A 的三角波形，而在示波器的 CH-2 上看到波动的波（如果您读出的值和看到的波形与上述不同，请关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的实验设置）
- 7) 在缓慢将输入电压从 10V 升高到 20V（读取 IVM 显示屏上的输入电压而不是直流电源显示屏上的值）的同时，在示波器的 CH-1 上观察电感电流波形以评估稳压器是在 CCM 还是在 DCM 模式下运行，检测稳压器运行于 DCM 模式时对应的最小和最大输入电压值，并将这些值填入表 2。针对表 2 中列出的所有负载电流值，重复此步骤（在更改输入电压和负载电流时，无需关闭电源“OUT ON”按钮和电子负载“LOAD ON”按钮）
- 8) 关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，短接跳线 J_{15} 以设置开关频率 $f_s = 500\text{kHz}$ ，然后重复步骤 3) 到 7)
- 9) 在测量结束时，请关闭电子负载的“LOAD 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

针对表 2 中所示的每个开关频率 f_s 和负载电流 I_{out} 组合：

- 根据实验电感电流波形的观察结果，记录 LM5122 升压稳压器运行于 DCM 模式时对应的最小输入电压 V_{inmin} 和最大输入电压 V_{inmax} （对于 10V 到 20V 的任何电压，如果稳压器运行于 CCM 模式，将“CCM”填入单元格⁽¹⁾和⁽²⁾）
- 根据理论背景部分给出的公式 (1)，计算 I_{dcm} 阈值电流（使用第 1) 点中检测到的电压 V_{inmin} 和 V_{inmax} ），并将结果填入单元格⁽³⁾和⁽⁴⁾

表 2. 负载电流和开关频率对 LM5122 升压稳压器（其中采用 DEM 设置且 $L = 10\mu\text{H}$ ）的输入电压 DCM 运行范围的影响

(1) V_{inmin} [V]	(2) V_{inmax} [V]	$f_s = 250\text{kHz}$						$f_s = 500\text{kHz}$					
		(3) $I_{dcm}@V_{inmin}$ [A]		(4) $I_{dcm}@V_{inmax}$ [A]									
$I_{out}=0.3\text{A}$	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	
	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	
$I_{out}=0.6\text{A}$	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	
	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	(3)	(4)	
$I_{out}=0.9\text{A}$	(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_{23} - J_{24} 短接 → 已连接电感 L_3 （磁粉芯， $10\mu\text{H}$ ，2.6A， 0.057Ω ）
 J_{24} - J_{25} 短接 → 已连接电感 L_4 （磁粉芯， $3.3\mu\text{H}$ ，10A， 0.0195Ω ）

开关频率：

J_{15} 开路 → $f_s = 250\text{kHz}$
 J_{15} 短接 → $f_s = 500\text{kHz}$

运行模式：

J_{16} 开路 → 二极管仿真模式 (DEM)
 J_{16} 短接到左侧 → 同步运行模式 (SOM)

请回答：

1 更高的负载电流是否会扩大升压稳压器运行于 DCM 模式时所在的输入电压范围？

是 否，会减小此范围 取决于开关频率 其他：_____

2 请指出哪些因素会减小升压转换器运行于 DCM 模式时所在的输入电压范围：_____

3 $I_{dcm}@V_{inmin}$ 和 $I_{dcm}@V_{inmax}$ 值是否等于测试条件下的负载电流值？

是 否 取决于开关频率 取决于开关频率 其他：_____



讨论

在测试 1 中，我们主要目的是检测 CCM/DCM 运行模式，并在改变输入电压和负载电流的同时测量升压稳压器的占空比。

在理论背景部分，分析表明 LM5122 升压稳压器在 $I_{out} < I_{dcm}$ 且采用 DEM 设置的情况下会进入 DCM 模式。公式 (1) 给出的阈值电流 I_{dcm} 取决于输入电压 V_{in} 、开关频率 f_s 和电感 L 。公式 (1) 提供 I_{dcm} 阈值的近似值，同时忽略功率损耗的影响、温度的影响以及物理参数和运行参数（如电感 L 、开关频率 f_s ）的变化（容差）。通过观察电感电流 (i_L)、电感电压 (v_L) 或开关节点电压 (v_{sw}) 的波形，可在实验中检测到 DCM 运行模式。理论背景部分的图 4 显示了 DCM 中的电感电流和电感电压的波形。在理论上，当升压转换器在 DCM 模式中运行时，电感电流在开关周期结束前下降到零，并保持为零直到下一个开关周期开始。在此死区间隔期间（请参阅下一页的图 8），电感电压为零，然后开关节点电压应该下降到低于输出电压，并保持一个恒定值，此恒定值取决于 MOSFET 的阻抗和处于 OFF 状态的二极管的阻抗。实际升压转换器中，在死区间隔期间，MOSFET 和二极管的寄生电容将与电感共同形成一个谐振环路，因此会导致电感电流振荡和开关节点电压振荡，如图 8 所示。通过检测电感电流波形中是否存在过零即可评估是否处于 DCM 运行模式，而通过测量时间间隔持续时间 t_{O2} 在此时间段内，由于 MOSFET Q_2 导通，开关节点电压钳位到零，（请参阅图 1 以确定 MOSFET Q_1 和 Q_2 ）可确定占空比。

在测试 2 中，我们主要目的是在改变输入电压的情况下分析开关频率对升稳压器运行情况的影响。

在给定负载电流 I_{out} 的情况下，采用 DEM 设置运行的 LM5122 升压稳压器将进入 DCM 或 CCM 模式，具体模式取决于负载电流 I_{out} 低于还是高于阈值电流 I_{dcm} 的值。理论背景部分提供的公式 (1) 表明，增大开关频率 f_s 会导致阈值电流 I_{dcm} 减小，这样采用 DEM 设置运行的 LM5122 升压稳压器将在更广的负载电流值范围内以 CCM 模式运行。输入电压对阈值电流 I_{dcm} 的影响是非单调的。实际上，可根据转换比 $M=V_{out}/V_{in}$ 推导出公式 (1)，得到的结果是，如果 $V_{in} > 0.67V_{out}$ ，则阈值电流 I_{dcm} 将在 V_{in} 增大时减小，而如果 $V_{in} < 0.67V_{out}$ ，则阈值电流 I_{dcm} 将在 V_{in} 增大时增大。通过实验测试可观察到，当负载电流低于某一阈值时，采用 DEM 设置的 LM5122 升压稳压器的运行状态将变得不规则，而您在设置示波器触发时可能遇到一定的困难。此行为取决于控制 IC 的典型属性，这种控制 IC 不能在占空比过小或过大的情况下运行。特别是公式 (5) 表明，DCM 中的占空比随负载电流减小而减小。当负载电流 I_{out} 比阈值电流 I_{dcm} 小得多时，需要使用很小的占空比来实现输出电压调节。在这些条件下可能发生的情况是，MOSFET Q_2 所需的导通时间 t_{O2} 小于控制器可实现的最小导通时间 t_{ONmin} 。对于 LM5122 控制器， t_{ONmin} 在 150ns 与 300ns 之间变化，而图 1 的斜率补偿电阻 R_{slope} 从 5k Ω 变为 200k Ω （请参阅 [4] 以了解 LM5122 的更多详细信息，并参阅实验 5 以了解斜率补偿电阻的功能）。如果 $t_{ONmin}=300ns$ ，LM5122 在 $f_s=500kHz$ 时可实现的最小占空比为 $D_{min}=t_{ONmin}/f_s=0.15$ 。如果 $V_{in}=20V$ 且 $L=10\mu H$ ，根据公式 (5)，最小占空比 $D_{min}=0.15$ 对应于负载电流 $I_{out}=225mA$ 。如果负载需要低于 225mA 的电流，采用 DEM 设置运行的 LM5122 控制器具有一种跳周期模式，这种模式周期性地维持 MOSFET Q_2 的栅极驱动器在特定数量的开关周期内为 OFF 状态，然后在特定时间间隔重新开始定期开关模式。跳周期模式间隔的持续时间随着负载电流减小而缩短。图 10 和 11 明确显示了这种运行情况。跳周期模式有助于在低负载时提升效率，因为在暂停开关运行的同时可对 MOSFET Q_2 的开关损耗进行抑制（请参阅实验 2 以了解对升压转换器功率损耗和效率的进一步研究）。



实验波形图

图 8 到 11 中的波形图显示了 LM5122 升压稳压器在不同设置和运行条件下的电感电流和开关节点电压。

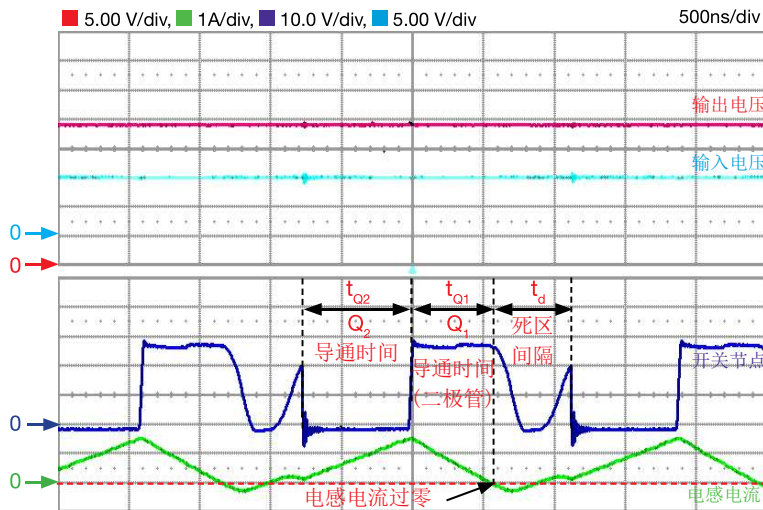


图 8. DCM 稳态运行情况 (DEM 设置):
 $V_{in}=10V$, $I_{out}=0.2A$, $f_s=250kHz$, $L=10\mu H$

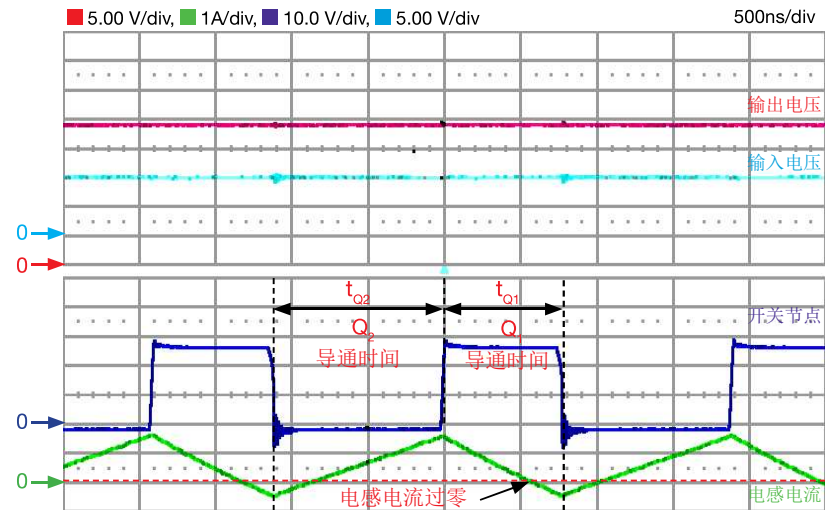


图 9. CCM 稳态运行情况 (SOM 设置):
 $V_{in}=10V$, $I_{out}=0.2A$, $f_s=250kHz$, $L=10\mu H$

图 8 和 9 显示了 LM5122 稳压器在 DCM (图 8) 和在 CCM (图 9) 中运行时的波形差异, 其中负载电流 I_{out} 低于阈值电流 I_{dcm} 。您可以看到, 对于相同的输入电压 V_{in} 、负载电流 I_{out} 、开关频率 f_s 和电感 L , 升压稳压器将采用 DEM 设置以 DCM 模式运行, 并在电感电流过零后进入死区时间 (死区时间)。在这些条件下, MOSFET Q_1 的栅极驱动器将在 MOSFET Q_2 关闭后关闭, 且其二极管无法维持负电流。当 LM5122 升压稳压器采用 SOM 设置运行时, 尽管电感电流过零, 也无法进入 DCM。实际上, 通过采用 SOM 设置, MOSFET Q_1 的栅极驱动器将在 MOSFET Q_2 关闭后开启, 且 MOSFET Q_1 可维持负电流。图 8 和图 9 还显示了在 DCM 模式下运行的升压稳压器的占空比大于在 CCM 模式下运行的升压稳压器的占空比。实际上, 图 8 中的 MOSFET Q_2 的导通时间 (决定了占空比 $D=t_{O2}f_s$) 比图 9 中的短。

[注意: 在实际应用中使用 DEM 还是 SOM 设置的决定可取决于这两种运行模式中的哪一种模式可提供最佳的转换器效率性能 (请参阅实验 2 以了解采用 DEM 与 SOM 的升压稳压器的功率损耗)。]



实验波形图

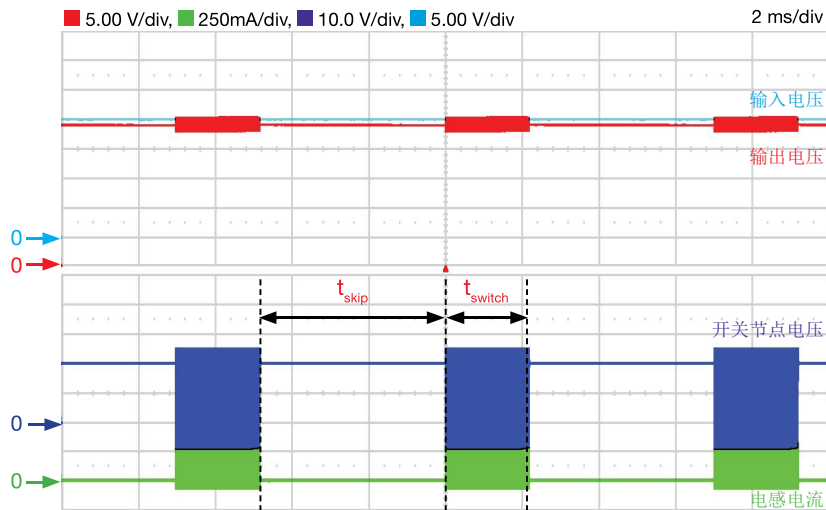


图 10. DEM 稳态运行情况:
 $V_{in}=20V, I_{out}=25mA, f_s=500kHz, L=10\mu H$

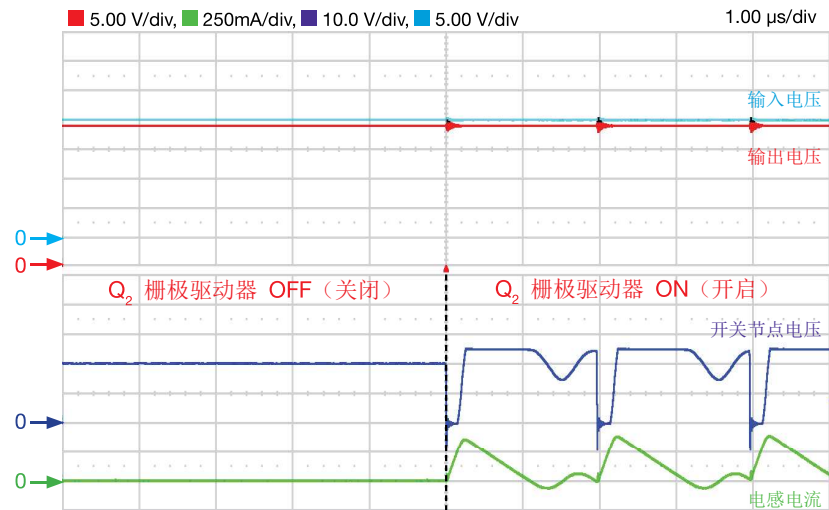


图 11. DEM 稳态运行情况:
 $V_{in}=20V, I_{out}=25mA, f_s=500kHz, L=10\mu H$

图 10 和 11 显示了跳周期模式的 LM5122 升压稳压器的波形，它们取决于低负载电流（其所需的占空比小于控制器允许的最小值）。跳周期模式是一种突发运行模式。此模式涉及周期性交替两个时间间隔，在这两个间隔内分别激活和停用 MOSFET 栅极驱动器。在 t_{skip} 间隔期间， Q_2 MOSFET 栅极驱动器永久关闭，因此电感不再充电，其电流为零，且 MOSFET Q_1 的体二极管被反向偏置。实际上，在图 10 中可看出，开关节点电压等于输入电压 $V_{in} = 20V$ ，小于输出电压 $V_{out} = 24V$ 。因此，在 t_{skip} 间隔期间，电流由输出电容提供给负载，按比率 $dV_{out}/dt = I_{out}/C_{out}$ 下降。当输出电压降超过磁滞阈值下限 [4] 时，MOSFET Q_2 栅极驱动器将重新激活，且在 t_{switch} 间隔期间，控制器具有定期开关模式。在此期间，稳压器会补偿输出电容中由前面间隔 t_{skip} 内的跳周期模式引起的电荷下降。当输出电压超过磁滞阈值上限 [4] 时，LM5122 恢复到跳周期模式，并且此序列将周期性地重复。得到的结果是，输出电压调节到所需的 24V 平均值（如红色波形所示），并在频率 $f_{sc} = 1/T_{sc}$ （其中 $T_{sc} = t_{skip} + t_{switch}$ ）时产生突发纹波。频率 f_{sc} 随负载电流降低。图 11 是图 10 的放大视图，显示了从跳周期模式到开关模式的瞬时转换

[注意：跳周期运行模式对低负载效率的影响有助于决定在实际应用中进入 DEM 还是 SOM 模式]

实验 2

本实验的目的是分析运行条件和运行模式对升压稳压器的功率损耗和效率的影响。本实验采用 LM5122 升压稳压器。



案例研究

本实验的目的是分析升压稳压器的效率如何随运行条件和运行模式变化。

TI-PMLKLM5122 升压稳压器的运行条件为 $V_{in}=[9,20]V^{(1)}$ 、 $V_{out}=24V$ 、 $I_{out}=[0,2]A$ 。图 1 显示了基本电路原理图。图 1 中突出显示的功率器件为：输入电容 (C_{in})、电感 (L)、输出电容 (C_{out})、MOSFET (Q_1, Q_2)、反馈补偿 (R_{fb1} , R_{fb2} , C_{f1} , R_{f2} , C_{f2})、电流斜率补偿 (R_{slope}) 和电感电流检测电阻 (R_s)。跳线 J_{16} 可用于选择不同的运行模式：在二极管仿真模式 (DEM) 运行模式中, Q_1 栅极被禁用, 因此 Q_1 会仿真二极管, 而升压转换器可在低负载条件下以非连续导通模式 (DCM) 运行; 在同步运行模式 (SOM)⁽²⁾ 中, Q_1 栅极被启用, 然后升压转换器将在任何负载条件下以连续传导模式 (CCM) 运行。在 **实验 1** 中已研究 CCM 和 DCM 运行模式对占空比和转换率的影响。本实验将分析 CCM/DCM 运行模式对升压稳压器效率的影响。**理论背景**部分详细讨论了升压稳压器的损耗和效率计算公式。

- (1) 与 LM5122 的 4.5V - 65V 完整范围相比, 此教学实验板采用的是受限制的范围 [4]
 (2) 也定义为强制 PWM 模式 [4]

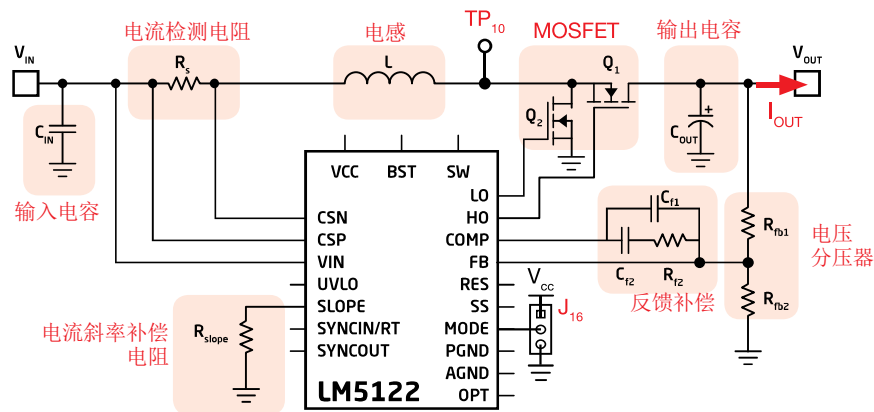


图 1. LM5122 升压稳压器的简化原理图

测试 1. 我们将在不同的输入电压和负载电流下测量升压转换器的功率损耗。此测试需要指定输入电压和负载电流条件并使用不同跳线 J_{16} 设置 (决定了 DEM 或 SOM 设置)。我们通过分析流过电流检测电阻 R_s (实验板中的 R_{11}) 的电感电流波形来检测 DCM, 而通过分析测试引脚 TP_{10} 的开关节点电压来测量占空比。

测试 2. 我们将在改变负载电流的情况下分析开关频率对升压转换器效率的影响。此测试需要两个不同的输入电压值和不同的跳线 J_{15} 设置 (决定了开关频率)。预测 MOSFET 和电感功率损耗的公式的结果将与测量结果作比较, 以此验证相关趋势是否一致。



理论背景

通过以下简化公式可分析 DEM 和 SOM 模式的升压转换器中的功率器件损耗（请参阅 [1] 以了解有关升压拓扑运行情况 and CCM/DCM 建模的更多详细信息，参阅 [2] 以了解 MOSFET 损耗计算，参阅 [4] 以了解有关 LM5122 运行情况和功能的更多详细信息；请参考图 1 来确定电感和 MOSFET 电压和电流）

负载电流高于 DCM 阈值

图 2 显示了升压转换器在 $I_{out} > I_{dcm}$ 时的电感电流，其中：

$$(1) \quad I_{dcm} = \frac{V_{out}(M-1)}{2M^3 f_s L} \quad M = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

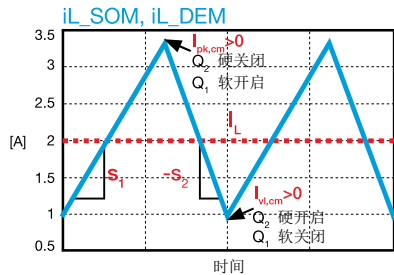


图 2

电感电流斜率、均值、峰值和谷值的计算公式如下：

$$(2) \quad s_1 = V_{in}/L, \quad s_2 = (V_{out} - V_{in})/L$$

$$(3) \quad I_L = I_{out}/(1-D_{cm}), \quad D_{cm} = 1 - V_{in}/V_{out}$$

$$(4) \quad I_{pk,cm} = I_L + s_1 D_{cm} / (2f_s), \quad I_{vl,cm} = I_L - s_2 / (1 - D_{cm}) / (2f_s)$$

如果 $I_{out} > I_{dcm}$ ，则也得出 $I_{vl,cm} > 0$ 。MOSFET 和电感导致了主要的导通损耗，通过简化的公式 (5) 到 (16) 可计算这些损耗。

电感绕组损耗

$$(5) \quad P_{c,L}^{SY} = ESR_L I_L^2 \alpha_{pp} = P_{c,L}^{DE}$$

电感磁芯损耗

$$(6) \quad P_{m,L}^{SY} = f_s / (C_1 / \gamma^3 + C_2 / \gamma^{2.3} + C_3 / \gamma^{1.65}) + C_4 (f_s \gamma)^2$$

MOSFET Q₂ 导通损耗

$$(7) \quad P_{c,Q2}^{SY} = R_{ds}^{Q2} D_{cm} I_L^2 \alpha_{pp} = P_{c,Q2}^{DE}$$

MOSFET Q₁ 总导通损耗 (SOM)

$$(8) \quad P_{c,Q1}^{SY} = R_{ds}^{Q1} (1 - D_{cm}) I_L^2 \alpha_{pp} + P_{dt,Q1}^{SY}$$

MOSFET Q₁ 体二极管损耗 (SOM)

$$(9) \quad P_{dt,Q1}^{SY} = 2V_{SD,Q1} t_{dt} f_s I_L$$

MOSFET Q₁ 总导通损耗 (DEM)

$$(10) \quad P_{c,Q1}^{DE} = V_{SD,Q1} (1 - D_{cm}) I_L$$

其中 $\alpha_{pp} = 1 + (\Delta i_{pp} / I_L)^2 / 12$, $\Delta i_{pp} = I_{pk,cm} - I_{vl,cm}$ 且 $\gamma = c_5 \Delta i_{pp}$ 。MOSFET Q₂ 导致了主要的开关损耗，通过以下的简化公式可计算这些损耗：

MOSFET Q₂ 总开关损耗

$$(13) \quad P_{sw,Q2}^{SY} = \frac{1}{2} V_{out} f_s (I_{vl} t_{on}^{Q2} + I_{pk} t_{off}^{Q2}) + P_Q^{SY} = P_{sw,Q2}^{DE}$$

MOSFETs 其他损耗

$$(14) \quad P_Q^{SY} = \left[2V_{dr} Q_g + Q_{rr} V_{out} + \frac{C_{oss} V_{out}^2}{2} \right] f_s$$

$$(15) \quad t_{on}^{Q2} = \frac{Q_{gsw}^{Q2} (R_{gint}^{Q2} + R_{up})}{V_{th} - V_{th}^{Q2} - I_{vl,cm} / g_{FS}^{Q2}} \quad \text{Q}_2 \text{ 开启时间}$$

$$(16) \quad t_{off}^{Q2} = \frac{Q_{gsw}^{Q2} (R_{gint}^{Q2} + R_{down})}{V_{th}^{Q2} + I_{pk,cm} / g_{FS}^{Q2}} \quad \text{Q}_2 \text{ 关闭时间}$$

负载电流低于 DCM 阈值

图 3 显示了升压转换器在 $I_{out} < I_{dcm}$ 时的电感电流。

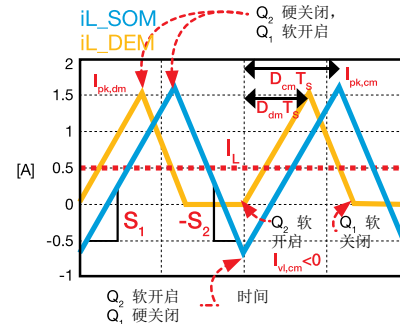


图 3

DEM 模式的升压转换器的电感电流峰值计算方式如下：

$$(17) \quad I_{pk,dm} = \frac{s_1 D_{dm}}{f_s}$$

$$(18) \quad D_{dm} = \sqrt{M(M-1)K}, \quad K = \frac{2f_s I_{out} L}{V_{out}}$$

由于 DEM 涉及 DCM，因此谷值电流为零： $I_{vl,cm} = 0$ ，其中的斜率与在 CCM 中的斜率相同。由于 SOM 会阻止 DCM 运行模式，因此对于以 SOM 模式运行且 $I_{out} < I_{dcm}$ 的升压稳压器，其电感电流斜率、均值、峰值和谷值的公式与在 CCM 模式下相同，不同之处在于谷值电流为负： $I_{vl,cm} < 0$ 。

SOM 中的电感和 MOSFET 损耗为：

$$(19) \quad P_{c,L}^{SY} = \frac{R_L (D_{cm}^3 s_1^2 + (1 - D_{cm})^3 s_2^2)}{12 f_s^2}$$

$$(20) \quad P_{c,Q2}^{SY} = \frac{R_{ds}^{Q2} s_1^2 D_{cm}^3}{12 f_s^2} - V_{SD,Q2} t_{dt} f_s I_{vl,cm}$$

$$(21) \quad P_{c,Q1}^{SY} = \frac{R_{ds}^{Q1} s_2^2 (1 - D_{cm})^3}{12 f_s^2} + V_{SD,Q1} t_{dt} f_s I_{pk,cm}$$

$$(22) \quad P_{sw}^{SY} = \frac{1}{2} V_{out} f_s (I_{pk,cm} t_{off}^{Q2} - I_{vl,cm} t_{on}^{Q1}) + P_Q^{SY}$$

$$(23) \quad P_Q^{SY} = (2V_{dr} Q_g + 2Q_{rr} V_{out} + \frac{C_{oss} V_{out}^2}{2}) f_s$$

$$(24) \quad t_{on}^{Q1} = \frac{Q_{gsw}^{Q1} (R_{gint}^{Q1} + R_{Lup})}{V_{dr} - V_{th}^{Q1} + I_{vl,cm} / g_{FS}^{Q1}}$$

$$(25) \quad t_{off}^{Q2} = \frac{Q_{gsw}^{Q2} (R_{gint}^{Q2} + R_{Ldown})}{V_{th}^{Q2} + I_{pk,cm} / g_{FS}^{Q2}}$$

DEM 中的电感和 MOSFET 损耗为：

$$(26) \quad P_{sw}^{DE} = \frac{1}{2} V_{out} f_s t_{off}^{Q2} I_{pk,dm} + P_Q^{DE}$$

$$(27) \quad P_Q^{DE} = (V_{dr} Q_g + \frac{C_{oss} V_{out}^2}{2}) f_s$$

$$(28) \quad P_{c,L}^{DE} = \frac{R_L s_1^2 D_{dm}^3 (s_1 + s_2)}{3 f_s^2 s_2} \quad P_{c,Q2}^{DE} = \frac{R_{ds}^{Q2} s_1^2 D_{dm}^3}{3 f_s^2}$$

$$(29) \quad P_{c,Q1}^{DE} = \frac{R_{ds}^{Q1} s_2^3 D_{dm}^3}{3 f_s^2 s_2} + V_{SD,Q1} t_{dt} f_s I_{pk}$$

$$(30) \quad P_{m,L}^{DE} = f_s / (C_1 / \gamma^3 + C_2 / \gamma^{2.3} + C_3 / \gamma^{1.65}) + C_4 (f_s \gamma)^2$$

图例 • ESR_L = 电感绕组电阻 • C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 = 电感磁芯损耗系数 • R_{ds} = 通道电阻 • V_{th} = 栅极-源极阈值电压 • V_{SD} = 体二极管正向电压 • g_{FS} = 跨导 • Q_g = 总栅极电荷 • Q_{gsw} = 开关栅极电荷 • Q_{rr} = 反向恢复电荷 • C_{oss} = 输出电容 • R_{gint} = 栅极电阻 • V_{dr} = 栅极驱动器电压 • R_{up}, R_{down} = 栅极驱动器上拉和下拉电阻（集成在控制器中） • t_{dt} = 栅极驱动器死区时间（由控制器决定）

相关知识 • MOSFET 参数取决于结温 • 布局会影响 MOSFET 开关时间 • 电感磁芯损耗系数启发式公式 (6) 取决于磁芯材料和温度（请参阅制造商的网站以了解有关 L_3 和 L_4 部件及相关损耗的更多详细信息）



实验准备：仪器设置

本实验所需的仪器为：一个直流电源、四个万用表、一个示波器和一个直流电子负载。图 4 显示了仪器连接。请遵循下一页提供的说明来连接。

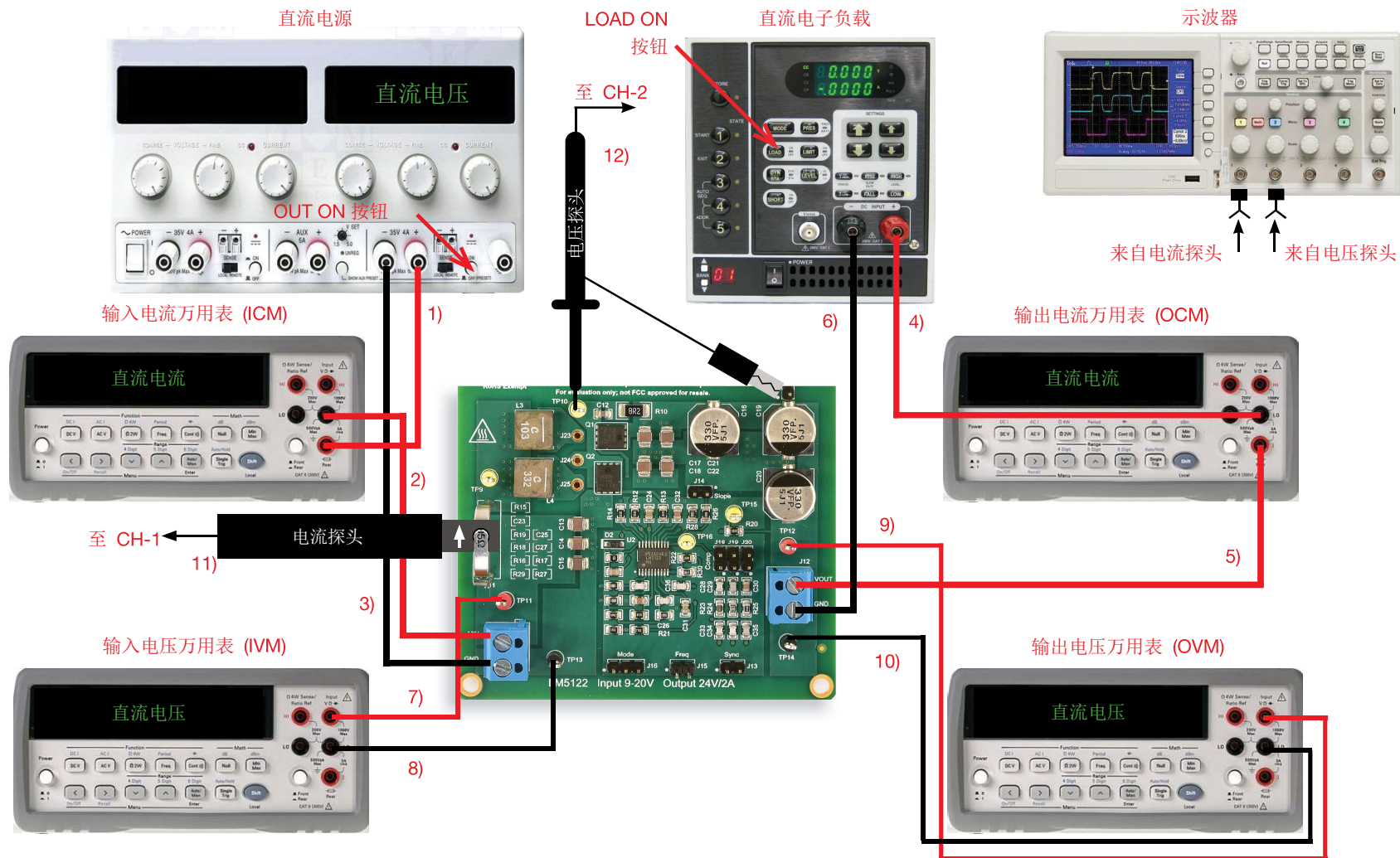


图 4. 实验设置。



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
- 2) 将输入电流万用表 (ICM) 的负（黑色）电流输入端连接到 LM5122 升压稳压器的 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 LM5122 升压稳压器的 J_{11} 接线端子的接地端 (GND)
- 4) 将输出端 (VOUT) (LM5122 升压稳压器的 J_{12} 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
- 5) 将输出电流万用表 (OCM) 的负（黑色）电流输入端连接到电子负载的正（红色）输入端
- 6) 将电子负载的负（黑色）输入端连接到 LM5122 升压稳压器的 J_{12} 接线端子的接地端 (GND)
- 7) 将输入电压万用表 (IVM) 的正（红色）电压输入端连接到测试引脚 TP_{11} (即 LM5122 升压稳压器的 VIN)
- 8) 将输入电压万用表 (IVM) 的负（黑色）电压输入端连接到测试引脚 TP_{13} (即 LM5122 升压稳压器的 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_{12} (即 LM5122 升压稳压器的 VOUT)
- 10) 将输出电压万用表 (OVM) 的负（黑色）电压输入端连接到测试引脚 TP_{14} (即 LM5122 升压稳压器的 GND)
- 11) 将一个电流探头连接到示波器的通道 1，并用其夹住 LM5122 升压稳压器的电流检测电阻 R_{11} ，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 LM5122 升压实验板时，箭头必须朝上，如图 6 所示）
- 12) 将一个电压探头连接到示波器的通道 2，并用其夹住测试引脚 TP_{10} (即 LM5122 升压稳压器的开关节点电压)



测试 1：准备和实验步骤

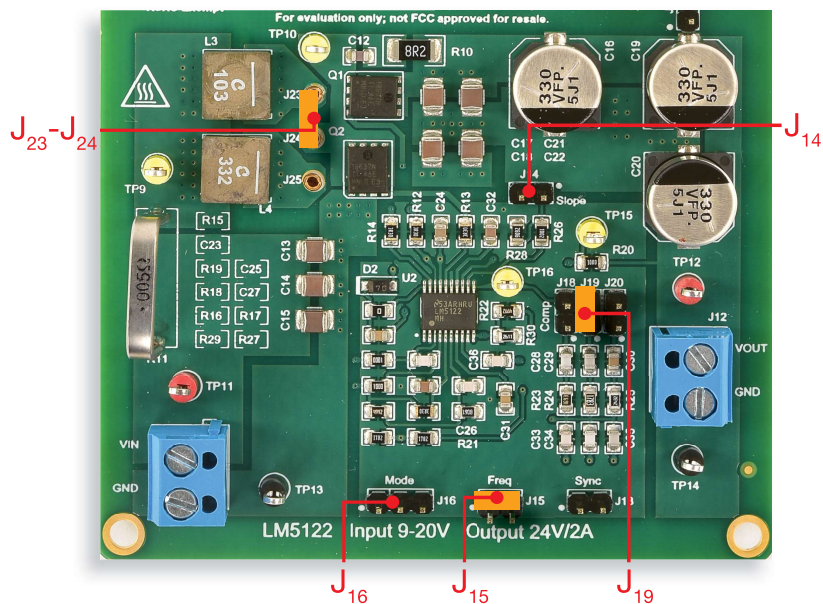


图 5. LM5122 实验板：测试 1 的跳线设置

初始跳线设置（请参阅图 5）：

- J_{13} 开路 → 未连接外部同步信号
- J_{14} 开路 → 低斜率电流模式补偿
- J_{15} 短接 → 开关频率 $f_s = 500\text{kHz}$
- J_{16} 开路 → DEM 设置（更改为 J_{16} 短接到左侧 → SOM 设置 - 参阅 [测量和计算](#) 部分的说明）
- J_{18} 开路、 J_{19} 短接、 J_{20} 开路 → 误差放大器增益设置，其中已连接部件 R_{24} 、 C_{29} 、 C_{34}
- J_{23} - J_{24} 短接 → L_3 (10 μH) 电感已连接

实验步骤：

- 1) 开启万用表，将 ICM 和 OCM 设置为直流电流模式，将 IVM 和 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”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），将电压设置为初始值 10V，并将电流限制设置为大于 3A
- 4) 开启电子负载（确保“LOAD ON”按钮为 OFF），设置恒定电流模式，并将电流设置为 0.2A
- 5) 开启电源“OUT ON”按钮，并调节直流电源旋钮直到在 IVM 显示屏中读出 10V 的值。在这些条件下，您应该在 OVM 显示屏中读出大约 24V 的值，在 OCM 显示屏中读出 0A 的值，并在 ICM 显示屏中读出很小的正值（如果您读出的值与上述值不同，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的步骤）
- 6) 开启电子负载“LOAD ON”按钮，并调节直流电源旋钮直到在 IVM 显示屏中读出 10V 的值。在这些条件下，您应该在 OVM 显示屏中读出大约 24V 的值，在 OCM 显示屏中读出 0.2A 的值，并在 ICM 显示屏中读出大约 0.5A 的值，并在示波器的 CH-1 上看到平均值约为 0.5A 的三角波形，而在示波器的 CH-2 上看到在 24V 和略微负值之间波动的波形（如果这些值与以上列出的值大相径庭，请关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的实验设置）
- 7) 在 IVM 显示屏上读出输入电压值，在 OVM 显示屏上读出输出电压值，在 ICM 显示屏上读出输入电流值，在 OCM 显示屏上读出输出电流值，在示波器的 CH-1 上测量电感电流的峰值和谷值，在示波器的 CH-2 上测量开关节点电压的频率和占空比，检测运行模式 (CCM/DCM)，并根据 [测量和计算](#) 部分的说明来使用测量的值。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（在更改输入电压和负载电流时，无需关闭电源“OUT ON”按钮和电子负载“LOAD ON”按钮）
- 8) 关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，让跳线 J_{16} 开路以设置 LM5122 DEM 运行模式，然后重复步骤 3) 到 7)
- 9) 在测量结束时，请关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，然后关闭所有仪器。



测试 1: 测量和计算

对于表 1 所示的运行条件:

- 1) 测量平均输入电压 V_{in} 、输入电流 I_{in} 、输出电压 V_{out} 和输出电流 I_{out} 、开关频率 f_s 、占空比 D 、电感电流的峰值和谷值 I_{pk} 和 I_{vl}
- 2) 通过观察电感电流来评估稳压器的运行模式为 CCM 还是 DCM (在 CCM 运行模式中, 开关周期开始时的谷值电流 I_{vl} 为正) (另请参阅实验 1)
- 3) 根据 CCM/DCM 评估结果以及 DEM/SOM 设置, 使用 [理论背景](#) 部分提供的相应公式计算电感和 MOSFET 的总功率损耗 (在 SOM 设置中为 P^{SY} , 而在 DEM 设置中为 P^{DE}), 然后计算实验总功率损耗 $P_{dexp} = V_{in} I_{in} - V_{out} I_{out}$ 并填入表 1 单元格

表 1. 开关频率 $f_s = 500\text{kHz}$ 且 $L = 10\mu\text{H}$ 的升压转换器在不同输入电压和负载电流时的效率 (采用 DEM 和 SOM 设置)

(1) 实验总 损耗 [mW]	(2) 计算 损耗 [mW]	DEM 设置 (J_{16} 设置)						SOM 设置 (J_{16} 短接到左侧)					
		$I_{out}=0.2\text{A}$		$I_{out}=0.4\text{A}$		$I_{out}=0.8\text{A}$		$I_{out}=0.2\text{A}$		$I_{out}=0.4\text{A}$		$I_{out}=0.8\text{A}$	
$V_{in}=10\text{V}$		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
$V_{in}=16\text{V}$		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)

电感:

J_{23} - J_{24} 短接 $\rightarrow L = L_3 = 10\mu\text{H}$, $\text{ESR}_L = 57\text{m}\Omega$
 $c_1 = 1.81 \cdot 10^8$, $c_2 = 5.34 \cdot 10^5$, $c_3 = 1.28 \cdot 10^4$, $c_4 = 1.59 \cdot 10^{-9}$, $c_5 = 376.79$

J_{24} - J_{25} 短接 $\rightarrow L = L_4 = 3.3\mu\text{H}$, $\text{ESR}_L = 19.5\text{m}\Omega$,
 $c_1 = 1.81 \cdot 10^8$, $c_2 = 5.34 \cdot 10^5$, $c_3 = 1.28 \cdot 10^4$, $c_4 = 1.59 \cdot 10^{-9}$, $c_5 = 215.96$

MOSFETs 栅极驱动器 (LM5122):

$V_{dr} = 7.6\text{V}$ (最小 6.9V , 最大 8.3V)
 $R_{Q1,up} = 2.4\Omega$, $R_{Q1,down} = 1.8\Omega$
 $R_{Q2,up} = 2.5\Omega$, $R_{Q2,down} = 1.7\Omega$

MOSFETs Q_1 和 Q_2 :

$R_{ds} = 12\text{m}\Omega(25^\circ\text{C}), 18\text{m}\Omega(125^\circ\text{C})$, $Q_{gs} = 4.5\text{nC}$,
 $Q_g = 11.5\text{nC}$, $Q_{rr} = 54\text{nC}$, $V_{th} = 3\text{V}(25^\circ\text{C}), 2.3\text{V}(125^\circ\text{C})$,
 $R_{gint} = 5.5\Omega$ (典型值), 11Ω (最大值), $g_{FS} = 60\text{S}(25^\circ\text{C}), 50\text{S}(125^\circ\text{C})$,
 $C_{oss} = 177\text{pF}$, $t_{dt} = 80\text{ns}$, $V_{SD} = 1\text{V}$

请回答:

1 低负载电流时采用 DEM 设置的损耗是否高于采用 SOM 设置的损耗?

是 否 取决于输入电压 取决于负载电流 其他: _____

2 输入电压增大时, 损耗如何变化?

增大 减小 取决于负载电流 取决于 CCM/DCM 运行模式 其他: _____

3 负载电流增大时, 损耗如何变化?

增大 减小 取决于输入电压 取决于 CCM/DCM 运行模式 其他: _____



测试 2：准备和实验步骤

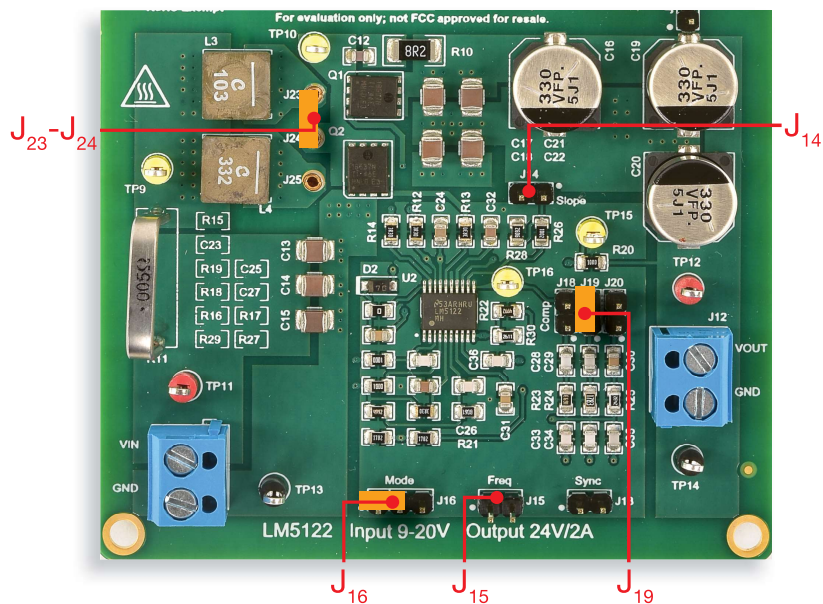


图 6. LM5122 实验板：测试 2 的跳线设置

初始跳线设置（请参阅图 6）：

- J_{13} 开路 → 未连接外部同步信号
- J_{14} 开路 → 低斜率电流模式补偿
- J_{15} 开路 → 开关频率 $f_s = 250\text{kHz}$
- J_{16} 短接到左侧 → SOM 设置
- J_{18} 开路、 J_{19} 短接、 J_{20} 开路 → 误差放大器增益设置，其中已连接部件 R_{24} 、 C_{29} 、 C_{34}
- $J_{23} - J_{24}$ 短接 → L_3 ($10\mu\text{H}$) 电感已连接

实验步骤：

- 1) 开启万用表，将 ICM 和 OCM 设置为直流电流模式，将 IVM 和 OVM 设置为直流电压模式
- 2) 开启示波器，将 CH-1 设置为直流 50Ω 耦合模式，将 CH-2 设置为直流 $1\text{M}\Omega$ 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），将电压设置为初始值 10V，并将电流限制设置为大于 3A
- 4) 开启电子负载（确保“LOAD ON”按钮为 OFF），设置恒定电流模式，并将电流设置为 0.2A
- 5) 开启电源“OUT ON”按钮，并调节直流电源旋钮直到在 IVM 显示屏中读出 10V 的值。在这些条件下，您应该在 OVM 显示屏中读出大约 24V 的值，在 OCM 显示屏中读出 0A 的值，并在 ICM 显示屏中读出很小的正值（如果您读出的值与上述值不同，请关闭直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的步骤）
- 6) 开启电子负载“LOAD ON”按钮，并调节直流电源旋钮直到在 IVM 显示屏中读出 10V 的值。在这些条件下，您应该在 OVM 显示屏中读出大约 24V 的值，在 OCM 显示屏中读出 0.2A 的值，并在 ICM 显示屏中读出大约 0.5A 的值，并在示波器的 CH-1 上看到平均值约为 0.5A 的三角波形，而在示波器的 CH-2 上看到在 24V 和略微负值之间波动的波形（如果这些值与以上列出的值大相径庭，请关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，并检查先前的实验设置）
- 7) 在 IVM 显示屏上读出输入电压值，在 OVM 显示屏上读出输出电压值，在 ICM 显示屏上读出输入电流值，在 OCM 显示屏上读出输出电流值，在示波器的 CH-1 上测量电感电流的峰值和谷值，在示波器的 CH-2 上测量开关节点电压的频率和占空比，检测谷值电感电流 I_{v1} 的值，并根据测量和计算部分的说明来使用测量的值。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（在更改输入电压和负载电流时，无需关闭电源“OUT ON”按钮和电子负载“LOAD ON”按钮）
- 8) 关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，短接跳线 J_{15} 以设置开关频率 $f_s = 500\text{kHz}$ ，然后重复步骤 3) 到 7)
- 9) 在测量结束时，请关闭电子负载的“LOAD 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

对于表 2 的运行条件：

- 1) 测量平均输入电压 V_{in} 、输入电流 I_{in} 、输出电压 V_{out} 和输出电流 I_{out} 、开关频率 f_s 、占空比 D 、电感电流的峰值和谷值 I_{pk} 和 I_{vl}
- 2) 使用 [理论背景](#) 部分提供的公式计算电感导通损耗和磁芯损耗 ($I_{vl}>0$ 时使用公式 (5) 和 (6), $I_{vl}<0$ 时使用公式 (19) 和 (6)), 并计算 MOSFET 导通损耗和开关损耗 ($I_{vl}>0$ 时使用公式 (7)、(8) 和 (13), $I_{vl}<0$ 时使用公式 (20)、(21)、(22) 和 (23)), 然后将结果填入表 2 的单元格 (1)、(2)、(3) 和 (4) 中
- 3) 计算实验总功率损耗 $P_{exp} = P_{in} - P_{out} = V_{in}I_{in} - V_{out}I_{out}$, 计算效率 $\eta_{exp} = P_{out}/(P_{out}+P_{exp})$, 并将结果填入表 2 的 (5) 中

表 2. 采用 SOM 设置的升压转换器的效率, 实验条件为 $V_{in} = 10V$ 和 $V_{in} = 20V$ 以及 $f_s = 250kHz$ 和 $f_s = 500kHz$

电感导通 [mW] (1)	电感磁芯 [mW] (2)	FET 导通 [mW] (3)	开关 FET [mW] (4)	η [%] (5)	负载电流																								
					$I_{out}=0.2A$					$I_{out}=0.4A$					$I_{out}=0.6A$					$I_{out}=0.8A$					$I_{out}=1.0A$				
f_s 250kHz	$V_{in} = 10V$				(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)
	$V_{in} = 20V$				(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)
f_s 500kHz	$V_{in} = 10V$				(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)
	$V_{in} = 20V$				(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)

电感:

J_{23} - J_{24} 短接 $\rightarrow L = L_3 = 10\mu H$, $ESR_L = 57m\Omega$
 $c_1 = 1.81 \cdot 10^8$, $c_2 = 5.34 \cdot 10^5$, $c_3 = 1.28 \cdot 10^4$, $c_4 = 1.59 \cdot 10^{-9}$, $c_5 = 376.79$

J_{24} - J_{25} 短接 $\rightarrow L = L_4 = 3.3\mu H$, $ESR_L = 19.5m\Omega$,
 $c_1 = 1.81 \cdot 10^8$, $c_2 = 5.34 \cdot 10^5$, $c_3 = 1.28 \cdot 10^4$, $c_4 = 1.59 \cdot 10^{-9}$, $c_5 = 215.96$

MOSFETs 栅极驱动器 (LM5122):

$V_{dr} = 7.6V$ (最小 6.9V, 最大 8.3V)
 $R_{Q1,up} = 2.4\Omega$, $R_{Q1,down} = 1.8\Omega$
 $R_{Q2,up} = 2.5\Omega$, $R_{Q2,down} = 1.7\Omega$

MOSFETs Q_1 和 Q_2 :

$R_{ds} = 12m\Omega(25^\circ C)$, $18m\Omega(125^\circ C)$, $Q_{gs} = 4.5nC$,
 $Q_g = 11.5nC$, $Q_{rr} = 54nC$, $V_{th} = 3V(25^\circ C)$, $2.3V(125^\circ C)$,
 $R_{gint} = 5.5\Omega$ (典型值), 11Ω (最大值), $g_{FS} = 60S(25^\circ C)$, $50S(125^\circ C)$,
 $C_{oss} = 177pF$, $t_{dt} = 80ns$, $V_{SD} = 1V$

请回答:

- 1 开关频率增大时, 计算的电感和 MOSFET 损耗如何变化?

电感, 导通: 增大 减小 取决于负载电流 取决于输入电压

MOSFET, 导通: 增大 减小 取决于负载电流 取决于输入电压

电感, 磁芯: 增大 减小 取决于负载电流 取决于输入电压

MOSFET, 开关: 增大 减小 取决于负载电流 取决于输入电压

- 2 开关频率增大时, MOSFET+电感的总计算损耗如何变化?

增大 减小 取决于负载电流 取决于输入电压

- 3 开关频率增大时, 测量的效率如何变化?

增大 减小 取决于负载电流 取决于输入电压



讨论

在测试 1 中，我们主要目的是在改变输入电压和负载电流的同时测量升压稳压器的功率损耗。

理论背景部分着重说明了升压稳压器的功率损耗取决于输入电压 V_{in} 、开关频率 f_s 、负载电流和电感 L 。采用 DEM 设置的情况下，升压转换器在运行时将 MOSFET Q_1 的体二极管用作续流二极管，然后可根据负载电流以 DCM 或 CCM 模式运行。具体而言，当负载电流 I_{out} 小于阈值电流 I_{dcm} （通过**理论背景**部分的方程式 (1) 算出）时，可观察到 DCM。而采用 SOM 设置的情况下，升压转换器在任何负载电流条件下均以 CCM 模式运行，因为 MOSFET Q_1 可在开启后维持负电流。采用 SOM 设置的情况下，当负载电流小于阈值电流 I_{dcm} 时，开关周期开始时的谷值电流 I_{vi} （此时 MOSFET Q_1 关闭而 MOSFET Q_2 开启）为负 ($I_{vi} < 0$)，这种情况会导致两个 MOSFET 的导通损耗和开关损耗均出现变化。因此，如**理论背景**部分所示，我们有四个可能的运行模式组合，其中一个涉及 DCM：DEM - $I_{out} > I_{dcm}$ (CCM)、DEM - $I_{out} < I_{dcm}$ (DCM)、SOM - $I_{out} > I_{dcm}$ (CCM)、SOM - $I_{out} < I_{dcm}$ (CCM)。DCM 会影响电感电流的形状，此电流在死区间隔期间保持为零（请参阅**实验 1** 关于 DCM 中的电感电流和开关节点电压实际表现的讨论），而在 CCM 中则没有死区间隔。正是由于此原因，我们分别对 CCM 和 DCM 提供了两种不同的电感绕组损耗公式 (5) 和 (19)。升压转换器以 DCM 模式运行时，MOSFET 的导通损耗和开关损耗也不同。实际上，由于电感电流的不同峰值和谷值 I_{pk} 和 I_{vi} ，RMS 电流将发生变化，且 MOSFET Q_2 的开启换向也发生变化，此情况在零电流时（随后产生零损耗）发生。当负载电流 I_{out} 大于阈值电流 I_{dcm} 的值时，采用 DEM 和 SOM 设置情况下的电感电流波形是相同的。但是，导通损耗不相同，这是因为采用 DEM 设置的情况下，MOSFET Q_1 的体二极管会在关闭 MOSFET Q_2 到其随后开启的整个时间间隔内导通，而采用 SOM 设置的情况下，此体二极管仅在避免两个 MOSFET 出现跨导所需的短暂死区时间 t_{dt} 内才导通。

在测试 2 中，我们主要目的是在改变负载电流的情况下分析开关频率对电感损耗和 MOSFET 损耗的影响以及对升压稳压器效率的影响。

在大负载电流运行的直流/直流转换器中，首选采用 SOM，这是因为其与二极管相比减小了功率 MOSFET 的导通损耗，从而有助于实现更高的效率。无论负载电流 I_{out} 小于还是大于阈值电流 I_{dcm} 的值（通过**理论背景**部分的公式 (1) 算出），采用 SOM 设置的升压稳压器均以 CCM 模式运行（请参阅**实验 1** 以进一步研究 DCM 运行模式）。尽管如此，在负载电流小于阈值电流 I_{dcm} （其中的 $I_{vi} < 0$ ）的情况下运行时，两个 MOSFET 和电感产生不同的损耗，这些器件是影响转换器功率损耗的主要因素。由于 RMS 电流的平方与 MOSFET 中的漏极到源极电阻以及电感中的绕组电阻成正比，因此 MOSFET 和电感的导通损耗会增大。当 $I_{vi} > 0$ ($I_{out} > I_{dcm}$) 时，导通损耗公式 (5)、(7) 和 (8) 有效，而当 $I_{vi} < 0$ ($I_{out} < I_{dcm}$) 时，公式 (19)、(20) 和 (21) 有效。 $I_{vi} < 0$ 时的 MOSFET 开关损耗计算公式也不同于 $I_{vi} > 0$ 时的公式（虽然升压稳压器在两种情况下均以 CCM 模式运行）。开启和关闭期间都会发生 MOSFET 开关损耗，而这些器件会穿过饱和区域（这些器件在该区域灌入功率 $V_{ds} \times I_{ds}$ ）。通过公式 (13) 可算出 $I_{vi} > 0$ ($I_{out} > I_{dcm}$) 时的 MOSFET 开关损耗，而当 $I_{vi} < 0$ ($I_{out} < I_{dcm}$) 时则公式 (22) 有效。当 $I_{vi} > 0$ 时，开关损耗主要取决于 MOSFET Q_2 在硬开关模式（公式 (13)）下的开启和关闭，即如果在换向瞬间的漏极到源极电压 $V_{ds} \neq 0$ 且电流 $I_{ds} \neq 0$ ，则在开启时 V_{ds} 电压出现从 V_{out} 到零的大波动，而在关闭时出现零到 V_{out} 的波动。MOSFET Q_1 则会在软开关模式下开启和关闭，同时其体二极管导通，从而在换向过程中将 V_{ds} 电压钳位到其正向电压值（约 1V）。这样将会动态减小开关损耗（这便是忽略这些损耗的原因）。当 $I_{vi} < 0$ 时，开关损耗取决于在硬开关模式（公式 (22)）下关闭的两个 MOSFET，而两个 MOSFET 都会在软开关模式下开启，由于会在其各自的体二极管导通时发生这种换向，因此具有很小的损耗。一种评估 MOSFET 在硬开关还是软开关模式下开启或关闭的简单规则是：换向发生在硬开关模式下的条件为漏极到源极电流 I_{ds} 在换向瞬间为正，而发生在软开关模式下的条件为漏极到源极电流 I_{ds} 为负。总体而言，MOSFET 开关损耗与开关频率成正比，而每个开关周期内由于开关损耗而导致的能量损耗是固定的，然后平均开关损耗随开关频率而增大。电感磁芯损耗取决于磁滞和影响磁芯的涡流现象，并通过公式 (6) 算出。虽然 MOSFET 开关损耗可轻松地由物理模型确定，通过这些模型可产生上述的相关损耗公式，但电感磁芯损耗公式在实验中由制造商通过功率损耗实验测量曲线拟合来确定。电感磁芯损耗可能以一种相当复杂的方式依赖于开关频率（请注意，公式 (6) 中的 γ 系数与纹波峰-峰值 Δi_{pp} 成正比，而与开关频率成反比）。



实验波形图

图 7 到 10 中的波形图显示了以 CCM 和 DCM 模式运行的升压稳压器的波形。

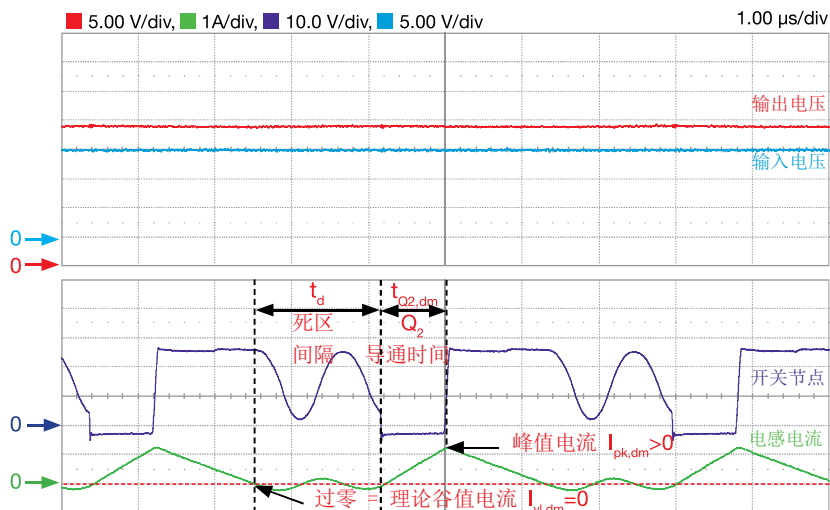


图 7. 采用 DEM 设置的 DCM 运行模式：
 $V_{in}=15V$, $I_{out}=0.2A$, 标称 $f_s=250kHz$ (实际 $f_s=265kHz$), $L=10\mu H$

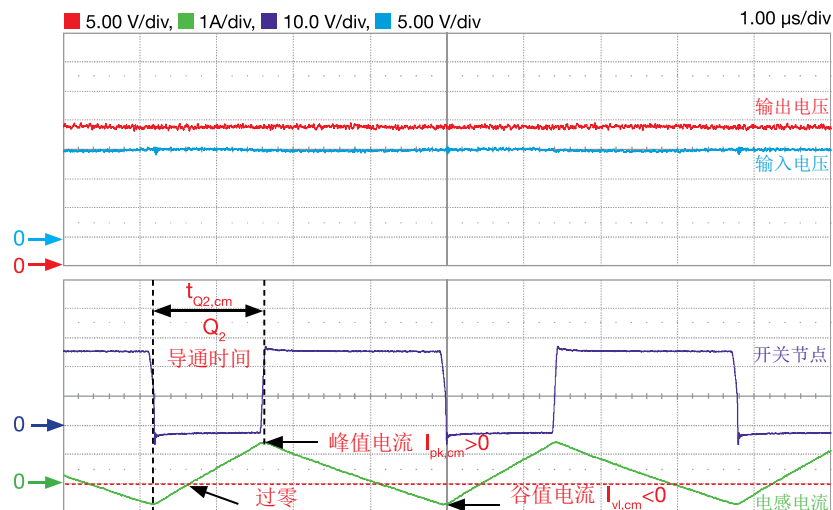


图 8. 采用 SOM 设置的 CCM 运行模式：
 $V_{in}=15V$, $I_{out}=0.2A$, 标称 $f_s=250kHz$ (实际 $f_s=265kHz$), $L=10\mu H$

图 7 的波形图显示了采用 DEM 设置的情况下以低负载电流运行的 DCM 模式。在理论上，谷值电流 $I_{vl,dm}$ 应为零。由于 MOSFET 寄生电容和电感之间产生的谐振将带来振荡，因此死区时间间隔内的电感电流在零附近波动。这决定了电感导通损耗和磁芯损耗将略有增加。图 8 使用与图 7 相同的测试条件，其中显示了采用 SOM 设置的情况下运行的 CCM 模式。现在没有死区时间间隔，且电感电流波形为纯三角形，具有负的谷值电流 $I_{vl,cm}$ 。您可以观察到，峰值电感电流 $I_{pk,dm}$ 和 $I_{vl,cm}$ 以及 MOSFET Q_2 导通时间 $t_{Q2,dm}$ $t_{Q2,cm}$ 是不同的。

[注：实际开关频率约为 265kHz。此值将用于理论背景部分提供的理论功率损耗公式，从而计算电感磁芯损耗和 MOSFET 开关损耗。]



实验波形图

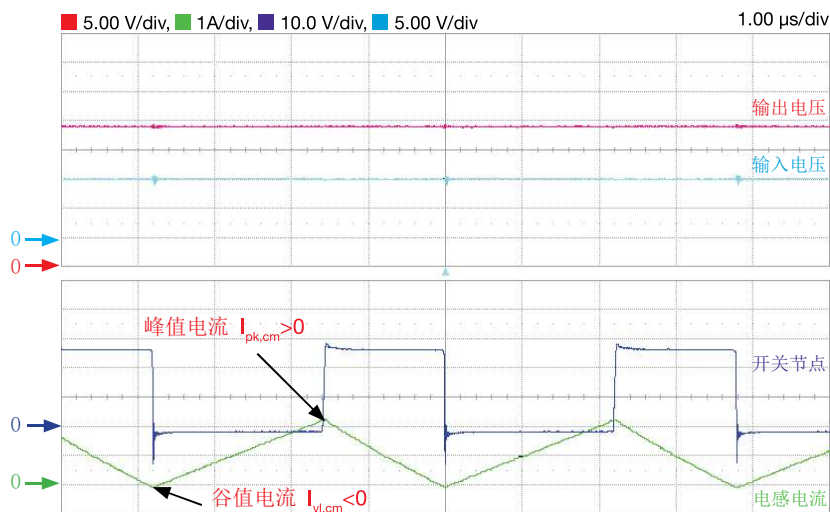


图 9. 升压转换器在采用 SOM 设置的情况下以低负载运行 ($I_{out} < I_{dcm}$):
 $V_{in}=10V, I_{out}=0.4A$, 标称 $f_s=250kHz$ (实际 $f_s=265kHz$), $L=10\mu H$

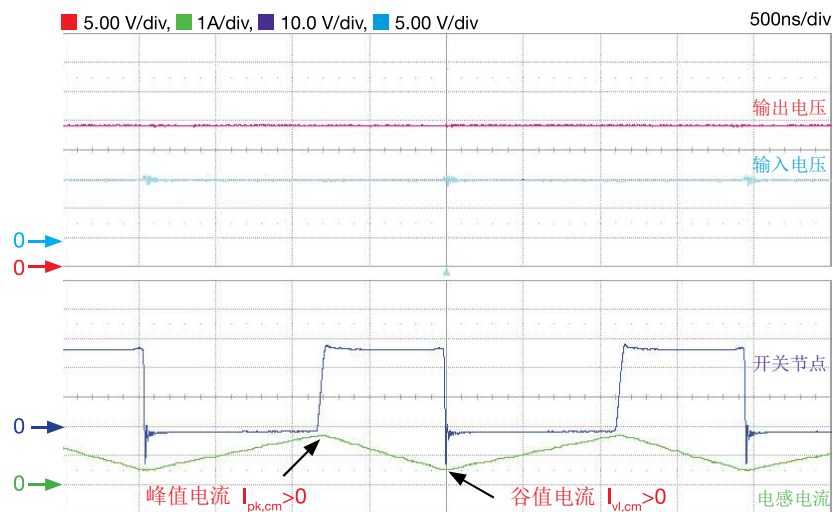


图 10. 升压转换器在采用 SOM 设置的情况下以高负载运行 ($I_{out} > I_{dcm}$):
 $V_{in}=10V, I_{out}=0.4A$, 标称 $f_s=500kHz$ (实际 $f_s=513kHz$), $L=10\mu H$

图 9 和 10 的波形图显示了开关频率对电感电流波形的影响。将开关频率增加一倍会将电感纹波峰-峰值电流减小约 50%，并使谷值电流 I_{vl} 变为正。图 9 中更高的峰间电感电流纹波幅度对电感磁芯损耗的影响应该可通过更低开关频率的影响加以平衡（采用理论背景部分提供的损耗公式 (6)）。此外在图 9 中，MOSFET Q_2 在软开关模式中换向时的开启损耗应该可以忽略不计，而且尽管 MOSFET Q_1 采用硬开关换向，但由于换向瞬间的电感电流幅度很小，因此其关闭损耗也很小。而在图 10 中，开关损耗都集中在 MOSFET Q_2 ，因为两种换向都在硬开关模式下进行。

[注意：实际开关频率值在图 9 和图 10 中分别约为 265kHz 和 513kHz。这些值将用于理论背景部分提供的理论功率损耗公式，从而计算电感磁芯损耗和 MOSFET 开关损耗。]

实验 3

本实验的目的是分析输入电压、负载电流和反馈补偿对电流模式控制型升压转换器的动态响应的影响。本实验采用 **TPS55340** 升压稳压器。



案例研究

本实验的目的是分析输入电压、负载电流和反馈补偿对电流模式控制型升压转换器的动态响应的影响。

TI-PMLK TPS55340 升压稳压器提供输出电压 $V_{out}=24V$ ，接受输入电压 V_{in} 为 5V 到 12V⁽¹⁾，负载电流 I_{out} 高达 0.6A。图 1 显示了基本电路原理图，其中突出显示的器件为：输入电容 (C_{in})、电感 (L)、输出电容 (C_{out})、肖特基二极管 (D_1)、反馈补偿 (R_c, C_c, C_s) 和输出电压感应 (R_{SH}, R_{SL})。峰值电流模式控制技术可以实现良好的输入和负载扰动抑制。对输入暂态和负载暂态的响应受直流输入电压和负载电流运行条件的影响，也受峰值电流控制设置的影响。电流检测电阻和电流环路稳定性斜率补偿在 TPS55340 控制器内部为固定值。电压反馈补偿则是由外部部件 R_c, C_c, C_s 固定的，这些部件的值可通过跳线 J_{17} 的位置加以改变。

⁽¹⁾ 与 TPS55340 的 2.9V - 32V 完整范围相比，此教学实验板采用的是受限制的范围 [5]

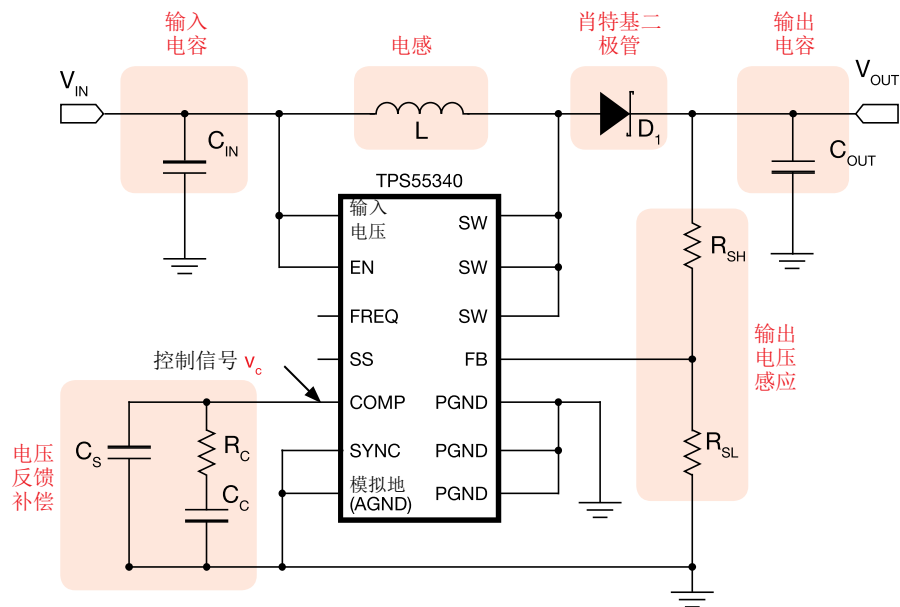


图 1. TPS55340 升压稳压器的简化原理图

测试 1. 我们为 TPS55340 升压稳压器设置不同的输入电压值，并在负载电流在两个固定电平之间波动时观察输出电压波形。我们期望是在每次负载电流改变之后，输出电压具有一些暂态浪涌，随后恢复到标称值。我们将测量输出电压暂态浪涌的幅度。我们将观察并讨论输出电容 C_{OUT} 和反馈补偿设置对电压暂态浪涌幅度的影响。

测试 2. 我们为 TPS55340 升压稳压器设置不同的负载电流值，并在输入电压在两个固定电平之间波动时观察输出电压波形。我们期望是在每次输入电压改变之后，输出电压具有一些暂态浪涌，随后恢复到标称值。我们将测量输出电压暂态浪涌的幅度。我们将观察并讨论输出电容 C_{OUT} 和反馈补偿设置对电压暂态浪涌幅度的影响。



理论背景

以下公式总结了用于分析峰值电流模式控制型升压转换器动态响应的基本原理。(请参阅 [1][2][3] 和 [6] 以了解有关升压拓扑运行模式、动态建模和电流模式控制分析与设计的更多详细信息; 参阅 [5] 以了解有关 TPS55340 运行情况 and 功能的更多详细信息)

未补偿的环路增益

峰值电流模式控制型升压转换器的控制到输出增益为 (1):

$$(1) G_{vc}(s) \cong G_{vc0} \frac{\left[1 + \frac{s}{\omega_{ESR}}\right] \left[1 - \frac{s}{\omega_{RHP}}\right]}{\left[1 + \frac{s}{\omega_{LFP}}\right] \left[1 + \frac{2s}{Q_s \omega_s} + \frac{4s^2}{\omega_s^2}\right]}$$

其中 $\omega_s = 2\pi f_s$ 且:

$$(2) G_{vc0} = \frac{V_{in}}{2I_{out}R_s}; \omega_{ESR} = \frac{1}{ESR_{out}C_{out}}$$

$$(3) \omega_{RHP} = \frac{V_{in}^2}{V_{out}I_{out}L}; \omega_{LFP} = \frac{2I_{out}}{C_{out}V_{out}}$$

$$(4) Q_s = \frac{1}{\pi} \left[\frac{V_{in}}{V_{out}} \left(1 + \frac{s_e}{s_n}\right) - \frac{1}{2} \right]^{-1}$$

$$(5) s_e = K_0 + K_1 \frac{V_{out}}{V_{in}}; s_n = \frac{R_s V_{in}}{L} = K_2 V_{in}^{(1)}$$

(1) 对于 TPS55340, $K_0=8.3 \cdot 10^4$, $K_1=58f_s$;

$R_s=15m\Omega$ 。

S_e 是控制器在跨过控制信号 (如图 2 所示) 时用于固定占空比 D 的电流信号的斜率。如果 $Q_s > 0$, 则对于任何 V_{in} 均可实现稳定性, 即前提是符合以下条件:

$$(6) \frac{V_{out}}{2} - 2\sqrt{\frac{K_1 V_{out}}{K_2}} < K_0 < \frac{V_{out}}{2} + 2\sqrt{\frac{K_1 V_{out}}{K_2}}$$

图 3 显示了直流增益 G_{vc0} 、低频极点 ω_{LFP} 、右半平面零点 ω_{RHP} 和峰值电流模式控制采样品质因数 Q_s 随 V_{in} 和 I_{out} 变化的情况。

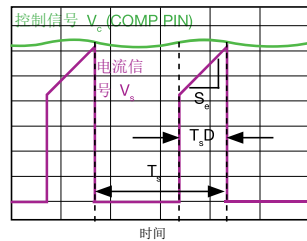


图 2

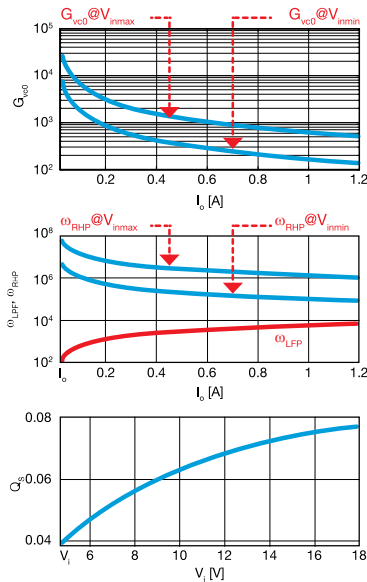


图 3

误差放大器增益

图 4 显示了 TPS55340 II 型误差放大器 (EA) 的电路设置。

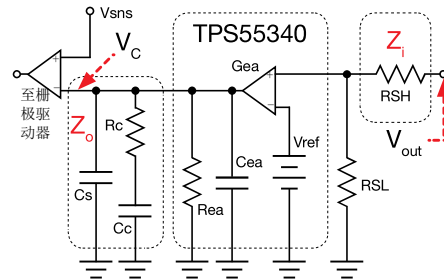


图 4

EA 增益 $G_c(s)$ 决定了补偿的环路增益

$T(s) = G_{vc}(s)G_c(s)$ 。对于 II 型 EA, 该增益为:

$$(7) G_c(s) \cong G_{c0} \left[1 + \frac{s}{\omega_z}\right] \left[1 + \frac{s}{\omega_{p0}}\right]^{-1} \left[1 + \frac{s}{\omega_p}\right]^{-1}$$

$$(8) \frac{R_{SL}}{R_{SL} + R_{SH}} = H = \frac{V_{ref}}{V_{out}} \quad G_{c0} = R_{ea} G_{ea} H^{(2)}$$

$$(9) \omega_z = \frac{1}{R_c C_c} \quad \omega_{p0} \cong \frac{1}{R_{ea}(C_{ea} + C_c + C_s)^{(2)}}$$

$$(10) \omega_p = \frac{1}{(R_c || R_{ea})(C_{ea} + C_s)}$$

(2) 对于 TPS55340, $G_{ea}=360\mu S$, $R_{ea}=10M\Omega$, $C_{ea}=2pF$ 。

外部阻抗 $Z_1 (R_{SH})$ 和 $Z_0 (R_c, C_c, C_s)$ 的参数取决于所需的补偿环路增益 $T(s)$ 的穿越频率 ω_c 和相补角 ϕ_c , 如以下公式所示 [3]:

$$(11) C_c = \frac{K(\gamma_c \omega_c K - 1)}{R_{ea} \omega_c (K^2 + 1)} \quad C_s = \frac{\gamma_c}{R_{ea}} - C_c - C_{ea}$$

$$(12) R_c = \frac{K}{\omega_c C_c} \quad K = \tan\left[\frac{1}{2}\phi_b + 45^\circ\right]$$

$$(13) \gamma_c = \frac{1}{\omega_c} \sqrt{\left[G_{vc}(\omega_c)G_{c0}K\right]^2 - 1}$$

$$(14) \phi_b = \phi_c - 90^\circ - \angle G_{vc}(\omega_c)$$

$$(15) |G_{vc}(\omega_c)| = G_{vc}(\omega) @ \omega = \omega_c \text{ 的幅度}$$

$$(16) \angle G_{vc}(\omega_c) = G_{vc}(\omega) @ \omega = \omega_c \text{ 的相位}$$

图 5 显示了控制到输出 G_{vc} 增益 ($V_{inmin}=5V$ 且 $V_{inmax}=12V$) 的波特图, 并显示了允许使用 II 型 EA 的最大穿越频率 ω_{cmax} 。

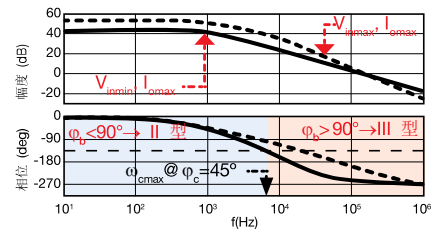


图 5

相关知识

- II 型 EA 允许的最大穿越频率 ω_{cmax} 是在 $\phi_b=90^\circ$ 时得到的。除了该限制, 还需要相位升压 $\phi_b > 90^\circ$ 并需要 III 型 EA (其特征是有两个零点和两个极点)。
- R_{ea} 限制最大直流增益 $G_{vc0}G_{c0}$ 。 C_{ea} 限制最大穿越频率 ω_c 。



实验准备：仪器设置

本实验所需的仪器为：一个具有直流和动态模式选项的电源、一个具有直流和动态模式选项的电子负载和一个示波器。图 5 显示了仪器连接方式。请遵循下一页提供的说明来连接。

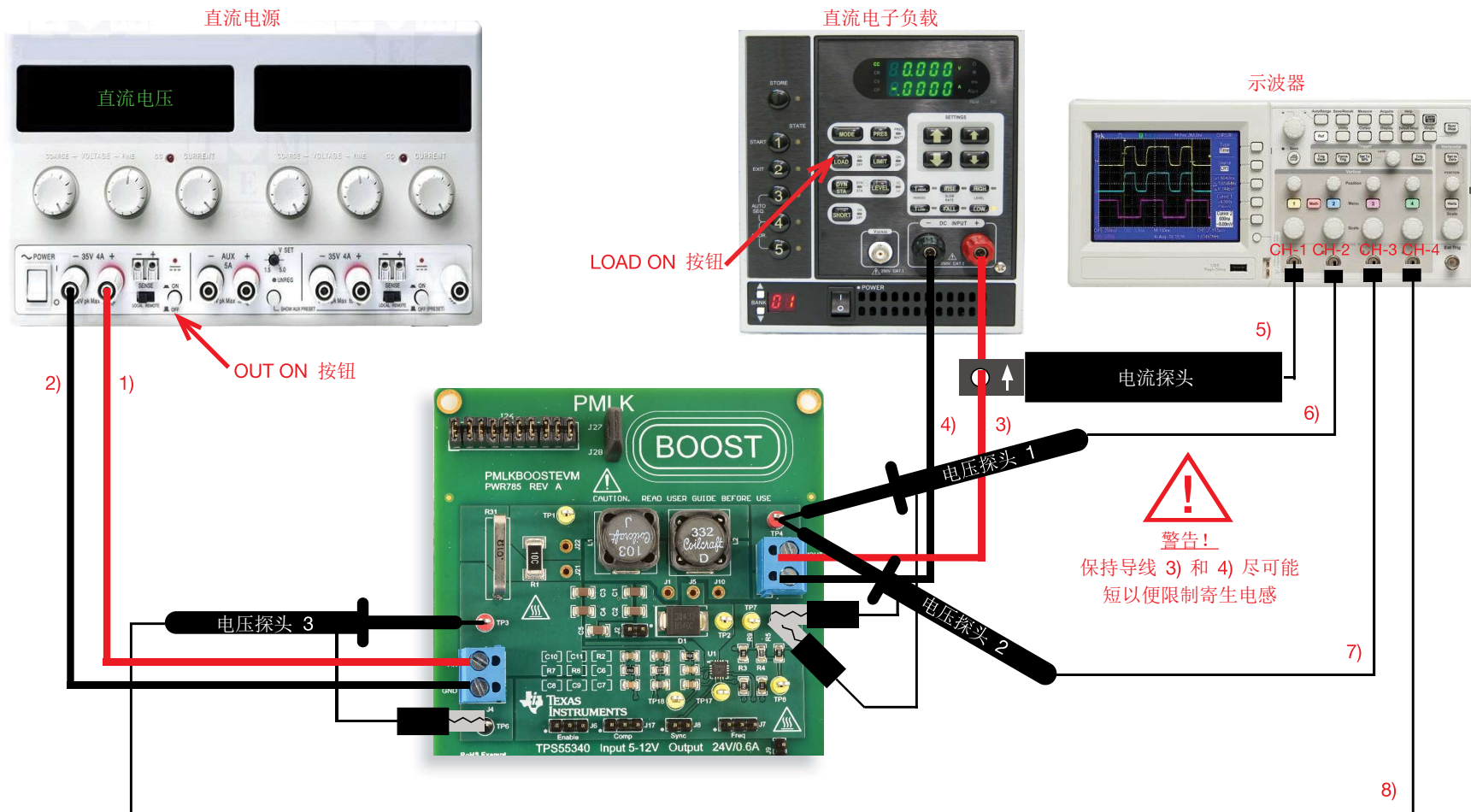


图 6. 实验设置。



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）输出端连接到 TPS55340 升压稳压器的 J_4 接线端子的输入端 (VIN)
- 2) 将直流电源的负（黑色）输出端连接到 TPS55340 升压稳压器的 J_4 接线端子的接地端 (GND)
- 3) 将 TPS55340 升压稳压器的 J_3 接线端子的输出端 (VOUT) 连接到电子负载的正（红色）输入端
- 4) 将 TPS55340 升压稳压器的 J_3 接线端子的接地端 (GND) 连接到电子负载的负（黑色）输入端
- 5) 将一个电流探头连接到示波器的通道 1，并用它夹住 TPS55340 升压稳压器 J_3 接线端子的输出端 (VOUT) 与电子负载的正（红色）输入端之间的连接电缆，确保探头夹上印制的箭头对应于流入电子负载的电流
- 6) 将一个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_4 （即 TPS55340 升压稳压器的输出电压）。此探头将用于测量输出电压的直流+交流分量
[警告：请勿颠倒电压探头的正极连接和接地连接]
- 7) 将一个电压探头连接到示波器的通道 3，并将其正极尖端紧贴到测试引脚 TP_4 （即 TPS55340 升压稳压器的输出电压）。此探头将用于测量输出电压的交流分量
[警告：请勿颠倒电压探头的正极连接和接地连接]
- 8) 将一个电压探头连接到示波器的通道 4，并将其正极尖端紧贴到测试引脚 TP_3 （即 TPS55340 升压稳压器的输入电压）
[警告：请勿颠倒电压探头的正极连接和接地连接]



测试 1：准备和实验步骤

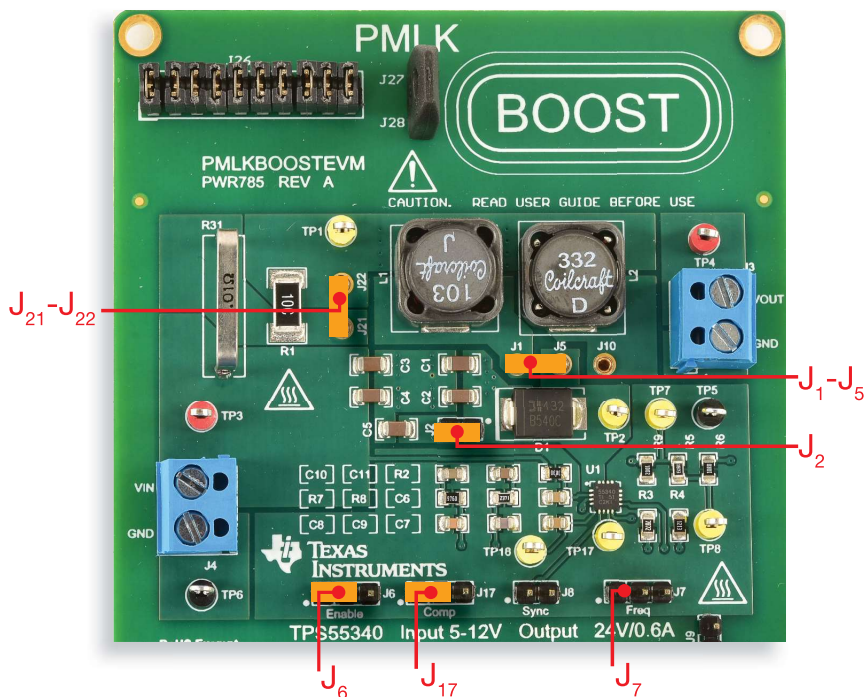


图 7. TPS55340 升压实验板：测试 1 的跳线设置

初始跳线设置（请参阅图 7）：

- J_6 短接到左侧 → 升压运行模式已启用
- J_2 短接 → C_5 (4.7 μ F) 输出电容已连接
- J_7 开路 → 开关频率 $f_s = 400\text{kHz}$
- J_{17} 短接到左侧 → 误差放大器增益设置，其中已连接部件 R_7 、 C_8 、 C_{10} （较低穿越频率）
- $J_1 - J_5$ 短接 → L_1 (10 μ H) 电感已连接
- $J_{21} - J_{22}$ 短接 → 损耗仿真电阻 R_1 已绕过
- J_8 开路 → 升压运行模式且具有内部同步

实验步骤：

- 1) 开启示波器，将 CH-1 设置为直流 50 Ω 耦合模式，选择 CH-1 作为触发源，执行电流探头的“消磁”以消除电流探头可能存在的直流偏压，将 CH-2 设置为直流 1M Ω 耦合模式，将 CH-3 设置为交流 1M Ω 耦合模式，并将 CH-4 设置为直流 1M Ω 耦合模式
- 2) 开启电源（确保“OUT ON”按钮为 OFF），将直流电压设置为 5V，并将电流限制设置为 2.5A
- 3) 开启电子负载（确保“LOAD ON”按钮为 OFF），设置动态电流模式，并将低电流电平固定在 200mA 持续 800 μ s，将高电流电平固定在 400mA 持续 800 μ s，将电流上升和下降转换速率设置为仪器允许的最高水平
- 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（负载电流）的波形为零电平的平坦波形，CH-2（输出电压的直流+交流分量）的波形为 24V 平均值的平坦波形，CH-3（输出电压的交流分量）的波形为零电平的平坦波形，而 CH-4（输入电压）的波形为 5V 电平的平坦线（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）
- 5) 开启电子负载“LOAD ON”按钮。在这些条件下，您应该在示波器上看到 CH-1（负载电流）的波形为 0.2A 到 0.4A 之间波动的方波，CH-2（输出电压的直流+交流分量）的波形为 24V 平均值的波形（在负载电流阶跃瞬间有小幅正负浪涌），CH-3（输出电压的交流分量）的波形为零电平的平坦波形（在负载电流阶跃瞬间有小幅正负浪涌），而 CH-4（输入电压）的波形为 5V 电平的平坦线。（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) 针对表 1 中列出的输入电压值，在表 1 中记录每个负载暂态之后的输出电压浪涌幅度（在调整输入电压时，无需关闭电源“OUT ON”按钮）
- 7) 关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，然后让跳线 J_2 开路以断开 C_5 (4.7 μ F) 输出电容，重复步骤 4) 到 6)，并将结果记录到表 1 中
- 8) 关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，然后让跳线 J_{17} 短接到右侧以将 R_8 、 C_9 、 C_{11} 部件连接到误差放大器，重复步骤 4) 到 6)，并将结果记录到表 1 中
- 9) 在测量结束时，请关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，然后关闭所有仪器



测试 1：测量和计算

对于表 1 的运行条件，在将动态负载连接到输出端的情况下测量峰值输出电压过冲和下冲。

表 1. TPS55340 升压稳压器在 $f_s = 400\text{kHz}$ 且 $L = 10\mu\text{H}$ 的条件下对于不同输入电压值的负载暂态过冲和下冲幅度

$C_{out} = 3 \times 4.7\mu\text{F}$; R_7 、 C_8 、 C_{10} 已连接			$C_{out} = 2 \times 4.7\mu\text{F}$; R_7 、 C_8 、 C_{10} 已连接			$C_{out} = 2 \times 4.7\mu\text{F}$; R_8 、 C_9 、 C_{11} 已连接		
ΔV_{out}	I_{out} 0.2A→0.4A	I_{out} 0.4A→0.2A	ΔV_{out}	I_{out} 0.2A→0.4A	I_{out} 0.4A→0.2A	ΔV_{out}	I_{out} 0.2A→0.4A	I_{out} 0.4A→0.2A
$V_{in}=5\text{V}$			$V_{in}=5\text{V}$			$V_{in}=5\text{V}$		
$V_{in}=8\text{V}$			$V_{in}=8\text{V}$			$V_{in}=8\text{V}$		
$V_{in}=12\text{V}$			$V_{in}=12\text{V}$			$V_{in}=12\text{V}$		

反馈补偿组件：

J_{17} 短接到左侧： $R_c=R_7=976\Omega$, $C_c=C_{10}=150\text{nF}$, $C_s=C_8=68\text{nF}$ [$f_c=1.5\text{kHz}$, $\varphi_c=45^\circ$ @O.C.⁽⁵⁾]

J_{17} 短接到右侧： $R_c=R_8=2.37\text{k}\Omega$, $C_c=C_{11}=470\text{nF}$, $C_s=C_9=220\text{pF}$ [$f_c=6.5\text{kHz}$, $\varphi_c=45^\circ$ @O.C.⁽⁵⁾]

⁽⁵⁾ 运行条件 (O.C.): $V_{in}=5\text{V}$, $I_{out}=1.2\text{A}$, $L=10\mu\text{H}$, $C_{out}=3 \times 4.7\mu\text{F}$ 。

电感

J_1 - J_5 短接： $L=L_1=10\mu\text{H}$

J_5 - J_{10} 短接： $L=L_2=3.3\mu\text{H}$

输出电容：

J_2 开路： $C_{out}=2 \times 4.7\mu\text{F}$

J_2 短路： $C_{out}=3 \times 4.7\mu\text{F}$

请回答：

- 负载暂态电压过冲幅度是否大于下冲幅度？ 是 否 取决于输入电压
- 负载暂态响应是否存在振荡特性？ 是 否 取决于输入电压
- 输入电压增大时，负载暂态浪涌幅度如何变化？ 随电压增大而增大 随电压增大而减小 不相关
- 什么因素对负载暂态浪涌幅度的影响最大？ 输出电容 补偿 它们是等效的



测试 2：准备和实验步骤

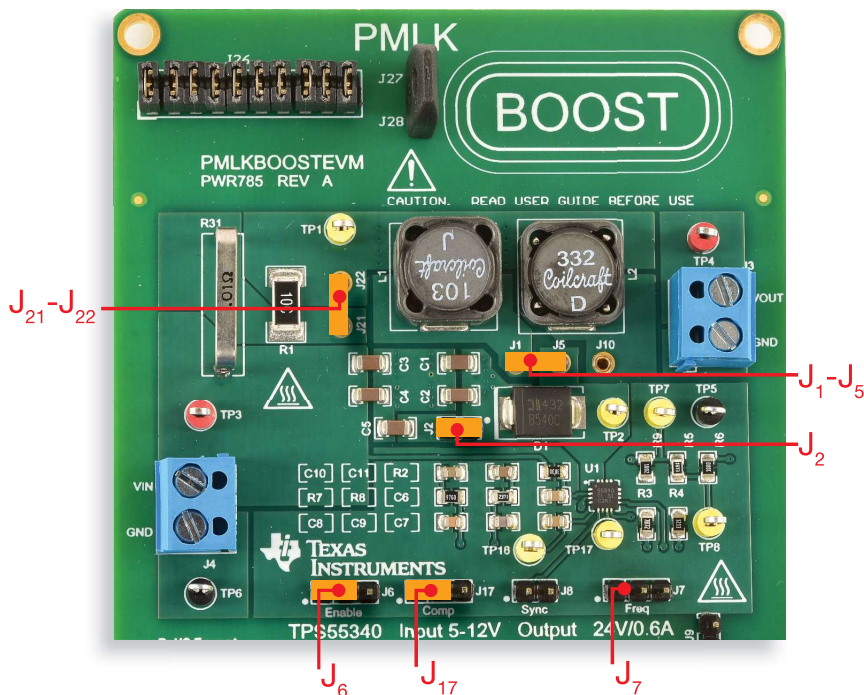


图 8. TPS55340 升压实验板：测试 2 的跳线设置

初始跳线设置（请参阅图 8）：

- J_6 短接到左侧 → 升压运行模式已启用
- J_2 短接 → C_5 (4.7 μ F) 输出电容已连接
- J_7 开路 → 开关频率 $f_s = 400\text{kHz}$
- J_{17} 短接到左侧 → 误差放大器增益设置，其中已连接部件 R_7 、 C_8 、 C_{10} （较低穿越频率）
- $J_1 - J_5$ 短接 → L_1 (10 μ H) 电感已连接
- $J_{21} - J_{22}$ 短接 → 损耗仿真电阻 R_1 已绕过
- J_8 开路 → 升压运行模式且具有内部同步

实验步骤：

- 1) 开启示波器，将 CH-1 设置为直流 50 Ω 耦合模式，选择 CH-1 作为触发源，执行电流探头的“消磁”以消除电流探头可能存在的直流偏压，将 CH-2 设置为直流 1M Ω 耦合模式，将 CH-3 设置为交流 1M Ω 耦合模式，并将 CH-4 设置为直流 1M Ω 耦合模式
- 2) 开启电源（确保“OUT ON”按钮为 OFF），设置动态模式，将低电压电平固定在 5V 持续 800 μ s，将高电压电平固定在 12V 持续 800 μ s，将电压上升和下降转换速率设置为仪器允许的最高水平，将电流限制设置为 3.5A
- 3) 开启电子负载（确保“LOAD ON”按钮为 OFF），设置直流电流模式，并将电流电平设置为 200mA
- 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（负载电流）的波形为零电平的平坦波形，CH-2（输出电压的直流+交流分量）的波形为 24V 平均值的平坦波形（在输入电压阶跃瞬间有小幅正负浪涌），CH-3（输出电压的交流分量）的波形为零电平的平坦波形（在输入电压阶跃瞬间有小幅正负浪涌），而 CH-4（输入电压）的波形为 5V 到 12V 之间的方波。（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) 开启电子负载“LOAD ON”按钮。在这些条件下，您应该在示波器上看到 CH-1（负载电流）的波形为 200mA 平均电平的平坦波形（在输入电压阶跃瞬间有小幅正负浪涌），CH-2（输出电压的直流+交流分量）的波形为 24V 平均值的波形（在负载电流阶跃瞬间有小幅正负浪涌），CH-3（输出电压的交流分量）的波形为零电平的平坦波形（在负载电流阶跃瞬间有小幅正负浪涌），而 CH-4（输入电压）的波形为 5V 电平的平坦线（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) 针对表 1 中列出的负载电流值，在表 1 中记录每个输入暂态之后的输出电压浪涌幅度（在调整负载电流时，无需关闭电子负载“LOAD ON”按钮）
- 7) 关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，然后让跳线 J_2 开路以断开 C_5 (4.7 μ F) 输出电容，重复步骤 4) 到 6)，并将结果记录到表 1 中
- 8) 关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，然后让跳线 J_{17} 短接到右侧以将 R_8 、 C_9 、 C_{11} 部件连接到误差放大器，重复步骤 4) 到 6)，并将结果记录到表 1 中
- 9) 在测量结束时，请关闭电子负载的“LOAD 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

对于表 2 的运行条件，在将动态电源连接到输入端的情况下测量峰值输出电压过冲和下冲。

表 2. TPS55340 升压稳压器在 $f_s = 400\text{kHz}$ 且 $L = 10\mu\text{H}$ 的条件下对于不同负载电流值的输入暂态过冲和下冲幅度。

$C_{out} = 3 \times 4.7\mu\text{F}$; R_7 、 C_8 、 C_{10} 已连接			$C_{out} = 2 \times 4.7\mu\text{F}$; R_7 、 C_8 、 C_{10} 已连接			$C_{out} = 2 \times 4.7\mu\text{F}$; R_8 、 C_9 、 C_{11}		
ΔV_{out}	V_{in} 5V→12V	V_{in} 12V→5V	ΔV_{out}	V_{in} 5V→12V	V_{in} 12V→5V	ΔV_{out}	V_{in} 5V→12V	V_{in} 12V→5V
$I_{out}=0.2\text{A}$			$I_{out}=0.2\text{A}$			$I_{out}=0.2\text{A}$		
$I_{out}=0.4\text{A}$			$I_{out}=0.4\text{A}$			$I_{out}=0.4\text{A}$		
$I_{out}=0.6\text{A}$			$I_{out}=0.6\text{A}$			$I_{out}=0.6\text{A}$		

反馈补偿组件：

J_{17} 短接到左侧： $R_c=R_7=976\Omega$, $C_c=C_{10}=150\text{nF}$, $C_s=C_8=68\text{nF}$ [$f_c=1.5\text{kHz}$, $\varphi_c=45^\circ$ @O.C.⁽⁵⁾]

J_{17} 短接到右侧： $R_c=R_8=2.37\text{k}\Omega$, $C_c=C_{11}=470\text{nF}$, $C_s=C_9=220\text{pF}$ [$f_c=6.5\text{kHz}$, $\varphi_c=45^\circ$ @O.C.⁽⁵⁾]

⁽⁵⁾ 运行条件 (O.C.): $V_{in}=5\text{V}$, $I_{out}=1.2\text{A}$, $L=10\mu\text{H}$, $C_{out} = 3 \times 4.7\mu\text{F}$ 。

电感

J_1 - J_5 短接： $L=L_1=10\mu\text{H}$

J_5 - J_{10} 短接： $L=L_2=3.3\mu\text{H}$

输出电容：

J_2 开路： $C_{out}=2 \times 4.7\mu\text{F}$

J_2 短路： $C_{out}=3 \times 4.7\mu\text{F}$

请回答：

- 输入暂态电压过冲幅度是否大于下冲幅度？
 是 否 取决于负载电流
- 输入暂态响应是否存在振荡特性？
 是 否 取决于负载电流
- 负载电流增大时，输入暂态浪涌幅度如何变化？
 随电流增大而增大 随电流增大而减小 不相关
- 什么因素对输入暂态浪涌幅度的影响最大？
 输出电容 补偿 它们是等效的



讨论

在测试 1 中，我们主要目的是研究升压稳压器的负载暂态响应、输入电压以及输出电容和反馈补偿设置之间的相关性。

当负载电流突然升高或降低时，具有良好负载暂态响应的稳压器会产生小幅的输出电压浪涌。实际直流/直流电源的典型规格中要求将负载暂态浪涌限定在平均输出标称电压的大约 $\pm 5\%$ 范围内。可使用一个简单概念快速评估任何物理参数或运行参数对稳压器的负载暂态性能的影响：如果电压环路穿越频率增大，负载暂态浪涌幅度将减小。实际上，更高的穿越频率可提高控制电压 v_c （请参阅图 1 和 2）对负载变化的反应能力。这样可使电感电流对负载需求的响应加快，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间隔时间长度（请参阅 *TI-PMLK 降压实验手册* 和 *TI-PMLK LDO 降压实验手册*）。峰值电流控制器升压稳压器的穿越频率和负载暂态响应受三个主要因素的影响：(a) 升压拓扑的固有动态特性，(b) 峰值电流控制环路的设置，和 (c) 电压反馈补偿的设置。这些因素的结合决定了升压稳压器有多大能力抑制对输出电压的负载扰动影响。对于 (a) 点，可使用公式 (1) 到 (5) 分析输入电压和输出电容的影响。具体而言，更高的输入电压将产生更高的直流增益 G_{vco} 和更高的 RHP 频率 ω_{RHP} 。产生的综合影响是：对于给定的 EA 设置，更高的输入电压产生更高的穿越频率（如 *理论背景* 部分的图 5 所示），进而获得更高的负载暂态性能（请参阅 *TI-PMLK 降压实验手册* 以了解峰值电流模式控制型降压稳压器和升压稳压器之间的差异）。具有 $3 \times 4.7\mu\text{F}$ 或 $2 \times 4.7\mu\text{F}$ 相同电容的输出电容设置不会改变公式 (2) 给出的 ESR 频率 ω_{ESR} ，而 LFP 频率 ω_{LFP} 会在输入电容 C_{out} 增大时减小。因此会导致穿越频率减小。尽管如此，更高的电容可以平衡穿越频率减小，因为它可以让电感电流和负载电流之间的不平衡状态维持更长时间。总体上， $3 \times 4.7\mu\text{F}$ 和 $2 \times 4.7\mu\text{F}$ 这两种设置应该不会在负载暂态性能方面有太大差异。通过公式 (1) 和 (4) 可了解峰值电流控制环路设置对负载暂态性能的影响。无论产生任何元素以及品质因数 Q_s 增大，控制到输出增益都将增大，从而获得更佳负载暂态性能。图 3 的波形图显示了 Q_s 在 TPS55340 运行范围内随输入电压增大而增大。用于实现较高穿越频率的 EA 可提升负载暂态性能。

[注意：如果提供电压环路增益 T，则穿越频率 ω_c 是确保环路增益幅度等于 1 的频率，即 $|T(\omega_c)|=1$ 。 ω_c 无显式公式。穿越频率 ω_c 可通过 MATLAB® 确定 [8]。如果环路增益传递函数 T 不可用，通过网络矢量分析器 [9]，使用 TPS55340 实验板中安装的 10Ω 注入电阻 R_o ，可以测量环路增益]

在测试 2 中，我们主要目的是研究升压稳压器的输入暂态响应、负载电流以及输出电容和反馈补偿设置之间的相关性。

当输入电压突然升高或降低时，具有良好输入暂态响应的稳压器会产生小幅的输出电压浪涌。实际直流/直流电源的典型规格中要求将输入暂态浪涌限定在平均输出标称电压的大约 $\pm 5\%$ 范围内。暂态响应与输出电容及电压反馈补偿之间的相关性与前面讨论的负载暂态情况相同。由峰值电流控制调制器实施的固有前馈行为（如图 2 所示）对峰值电流控制型升压稳压器的输入暂态响应存在很大影响。具体而言，由于电流信号的斜率 S_o 与输入电压成反比，因此占空比 D 将随着输入电压的变化及时调整。实际上，控制信号 v_c 的电平主要取决于负载电流需求。这样，对于给定的负载电流，如果出现输入暂态，控制信号 v_c 将由电压误差放大器保持暂时固定，而 PWM 比较器会在瞬间改变占空比 D。最后，控制信号 v_c 的值将由电压误差放大器进行精细调节。峰值电流控制型升压稳压器的输入暂态性能随后将主要由上述的前馈行为所决定。当公式 (4) 的比率 S_o/S_n 很小时将实现最佳性能。但是，很小的比率 S_o/S_n 可能导致不稳定（如果取决于输入电压的 Q_s 变为负）。



实验波形图

图 9 到 12 中的波形图显示了 TPS55340 升压稳压器负载和输入暂态响应的一些示例。

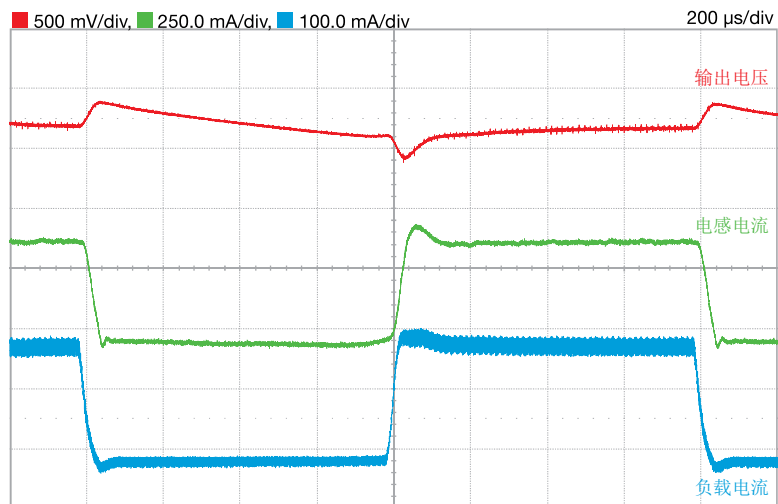


图 9. TPS55340 升压稳压器在连接 R_7 、 C_8 、 C_{10} （较低穿越频率）情况下的负载暂态响应： $V_{in}=12V$ ， $I_{out}=0.2A$ 到 $0.4A$ ， $f_s=400kHz$ ， $L=10\mu H$

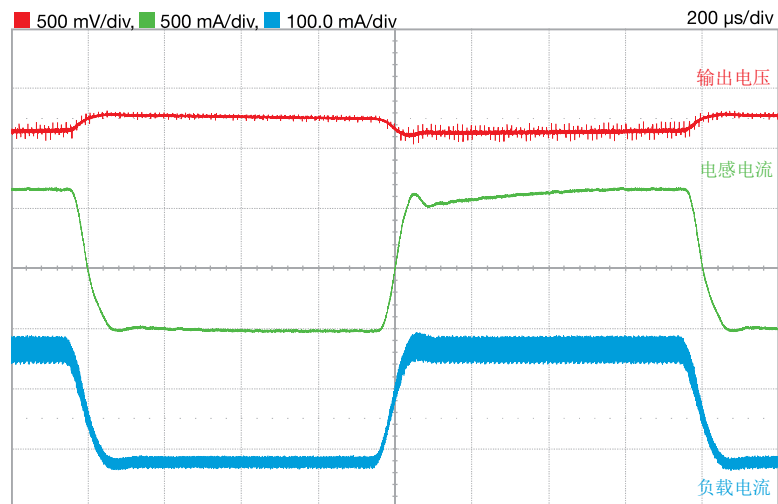


图 10. TPS55340 升压稳压器在连接 R_8 、 C_9 、 C_{11} （较高穿越频率）情况下的负载暂态响应： $V_{in}=5V$ ， $I_{out}=0.2A$ 到 $0.4A$ ， $f_s=400kHz$ ， $L=10\mu H$

图 9 和 10 的波形图显示了电压反馈误差放大器设置和输入电压对 TPS55340 升压稳压器的负载暂态响应的影响。在图 9 中，我们看到了输入电压为 12V 并采用较低穿越频率误差放大器设置时的响应。在图 10 中，我们看到，虽然输入电压较低，但较高的穿越频率误差放大器设置可通过减少过冲和下冲浪涌幅度来改善负载暂态响应。



实验波形图

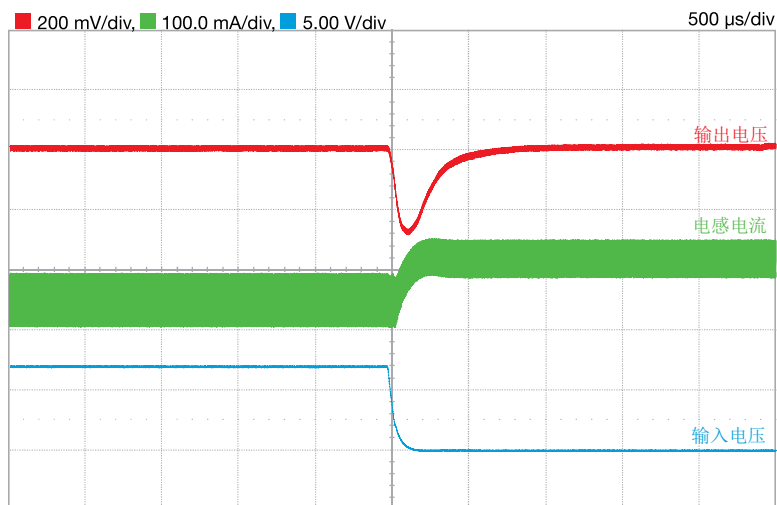


图 11. TPS55340 升压稳压器在连接 R_7 、 C_8 、 C_{10} （较高穿越频率）情况下的输入暂态响应： $V_{in}=12V$ 到 $5V$, $I_{out}=0.5A$, $f_s=400kHz$, $L=3.3\mu H$

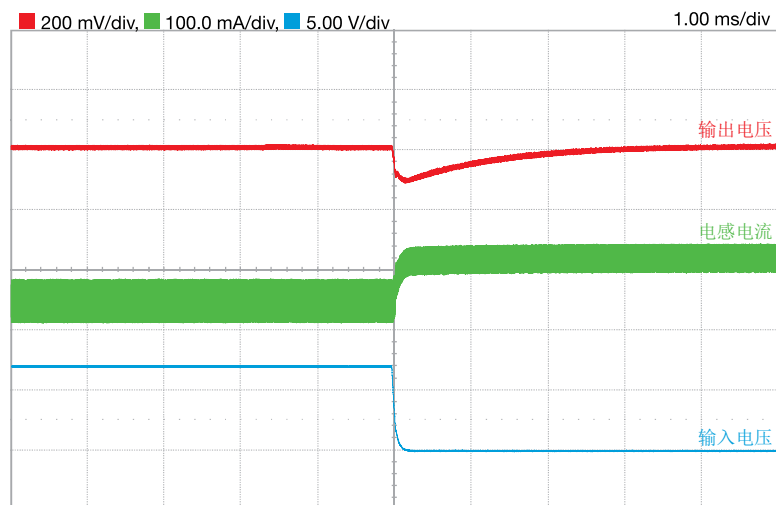


图 12. TPS55340 升压稳压器在连接 R_8 、 C_9 、 C_{11} （较高穿越频率）情况下的输入暂态响应： $V_{in}=12V$ 到 $5V$, $I_{out}=0.5A$, $f_s=400kHz$, $L=3.3\mu H$

图 11 和 12 的波形图显示了电压反馈误差放大器设置对 TPS55340 升压稳压器的输入暂态响应的影响。在图 11 中，我们看到采用较低穿越频率误差放大器设置时的响应，而在图 12 中，我们看到，较高的穿越频率误差放大器设置可通过减少下冲浪涌幅度来改善负载暂态响应。

实验 4

本实验的目的是分析输入电压和电感对升压转换器可在电流限制条件下提供的最大平均负载电流的影响。

本实验采用 TPS55340 和 LM5122 升压稳压器。



TPS55340 案例研究

本测试的目的是分析输入电压、电感、开关频率和效率对升压转换器可在电流限制条件下提供的最大平均负载电流的影响。本测试使用 TPS55340 升压稳压器。

TI-PMLK TPS55340 升压稳压器提供输出电压 $V_{out}=24V$ ，接受输入电压 V_{in} 为 5V 到 12V⁽¹⁾，负载电流 I_{out} 高达 0.6A。图 1 显示了基本电路原理图，其中突出显示的器件为：输入电容 (C_i)、电感 (L)、输出电容 (C_o)、肖特基二极管 (D_1)、反馈补偿 (R_c, C_c, C_s) 和输出电压感应 (R_{SH}, R_{SL})。TPS55340 控制器中有一个逐周期电流限制电路，此电路可在内部 MOSFET 的瞬时电流超过 6.6A（温度为 25°C，此时处于接通状态）时关闭此器件。电流限制电路决定了输入电感的最大平均电流 I_{Lmax} ，此电流值取决于输入电压 V_{in} 、开关频率 f_s 和电感 L 。转换器效率会影响平均电感电流，因此也会影响电流限制。所以，升压稳压器可提供的最大输出电流 I_{outmax} 由运行条件决定。电流限制行为会禁止对输出电压进行调节，因此决定了输出电压将降至所需标称值以下。

⁽¹⁾ 与 TPS55340 的 2.9V - 32V 完整范围相比，此教学实验板采用的是受限制的范围 [5]

[注意：TPS55340 具有内部电流检测功能，此功能不要求使用额外的外部电流检测电阻。在以下 [LM5122 案例研究](#) 中，我们将分析使用外部电流检测电阻情况下的电流限制问题]

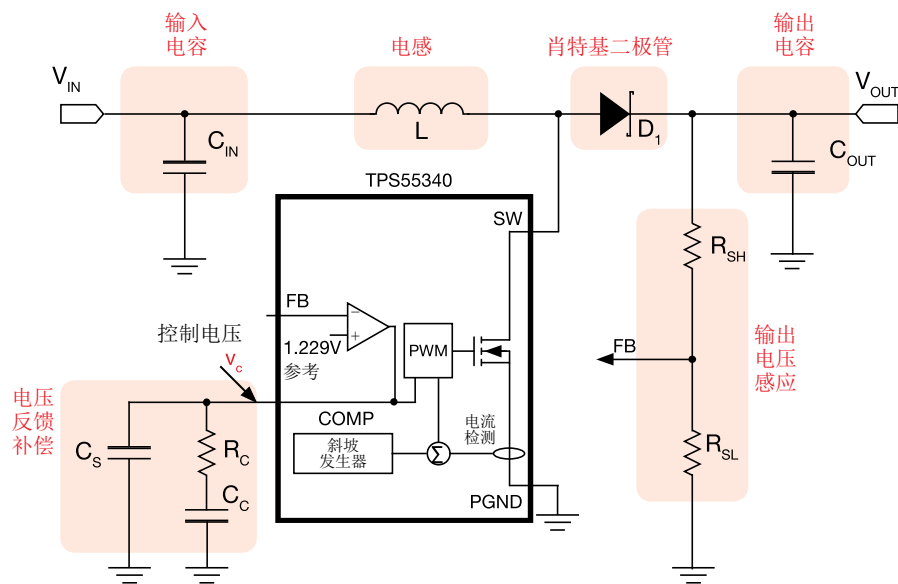


图 1. TPS55340 升压稳压器的简化原理图

测试 1. 我们将检测 TPS55340 可向负载提供的最大输出电流，此电流由内部电流限制电路决定；为此我们将缓慢增大负载电流，同时观察输出电压。当电流负载超过电流限制阈值时，输出电压稳压将会丢失。我们将记录输入和输出电压和电流，计算效率，并针对不同的输入电压、电感、开关频率和效率值来重复进行测试。我们将借助安装在 TPS55340 升压稳压器中并与电感（可通过跳线绕过）串联的电阻，针对给定的输入电压、电感和开关频率，对效率变化进行仿真。



TPS55340 电流限制：理论背景

以下公式总结了电流限制行为、运行条件和转换器效率之间的相关性。（请参阅 [1][2][3] 以了解有关升压拓扑运行和建模以及 MOSFET 损耗计算的更多详细信息；参阅 [5] 以了解有关 TPS55340 运行情况和功能的更多详细信息；请参考图 1 来确定电感和 MOSFET 电压和电流）

逐周期电流限制

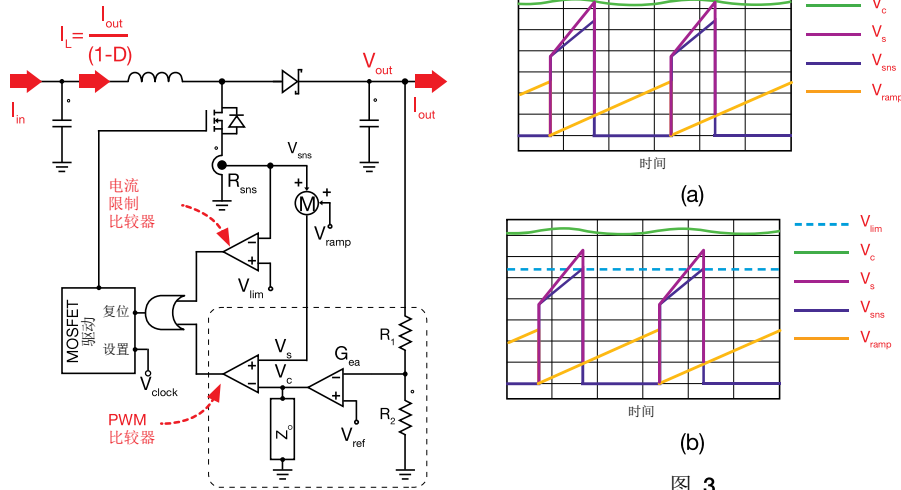


图 2

图 2 详细显示了 PWM 和电流限制电路。 V_{clock} 信号会触发 MOSFET 在开关周期开始时开启。MOSFET 将在以下条件下关闭：瞬时感应信号 $V_s = R_{sns} i_L + V_{ramp}$ 超过 PWM 比较器输入端的反馈控制信号 V_c ，或感应信号 $V_{sns} = R_{sns} i_L$ 超过电流限制比较器输入端的内部阈值 V_{lim} 。图 3(a) 显示了常规运行模式。在这种情况下，我们有：

$$(1) I_L + \Delta i_{Lpp} / 2 = I_{out} / D' + V_{out} DD' / (2f_s L) < V_{lim} / R_{sns} = I_{lim}$$

其中的 $D' = 1 - D$ 。图 3(b) 显示了电流限制运行模式。在这种情况下，我们有：

$$(2) I_{outmax} / D' + V_{out} DD' / (2f_s L) = I_{lim}$$

根据 (2)，如果给定电流限制值 I_{lim} ，升压稳压器可提供给负载的最大电流 I_{outmax} 取决于输入电压 V_{in} 、电感 L 和开关频率 f_s ，并可通过 (3) 算出：

$$(3) I_{outmax} = D' [I_{lim} - V_{out} DD' / (2f_s L)]$$

在 (3) 中代入 $D = 1 - V_{in} / V_{out}$ 将产生 (4)：

$$(4) I_{outmax} = V_{in} / V_{out} [I_{lim} - V_{in} (1 - V_{in} / V_{out}) / (2f_s L)]$$

转换器的效率 η 会影响 I_{outmax} 电流，如 (5) 所示：

$$(5) I_{outmax} = \eta V_{in} / V_{out} [I_{lim} - V_{in} (1 - V_{in} / V_{out}) / (2f_s L)]$$

升压转换器损耗⁽¹⁾

MOSFET

导通：

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

开关：

$$P_{MOS,sw} \cong V_{out} I_{out} f_s t_{sw} / D'$$

MOSFET

电流检测

$$P_{sns} = R_{sns} I_{out}^2 \alpha_{pp} D / D'^2$$

肖特基二极管

导通：

$$P_{rect} = V_F I_{out}$$

电感

绕组：

$$P_{L,w} = ESR_L I_{out}^2 \alpha_{pp} / D'^2$$

磁芯⁽²⁾：

$$P_{Lc} = K_1 f_s^x (K_2 \Delta i_{pp})^y$$

电容

输入：

$$P_{Cin} = \frac{1}{12} ESR_{Cin} \Delta i_{pp}^2$$

输出：

$$P_{Cout} = ESR_{Cout} I_{out}^2 D / D'$$

IC

偏置：

$$P_{IC} = V_{in} I_{\mu}$$

⁽¹⁾ 请参阅 [1][2][3]

⁽²⁾ f_s [kHz], Δi_{pp} [A], P_{Lc} [mW]

相关知识

1 $D = 1 - \eta \frac{V_{in}}{V_{out}}$; $\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}}$

2 $D' = 1 - D$

3 $\alpha_{pp} = 1 + D'^2 \Delta i_{pp}^2 / (12 I_{out}^2)$

4 $\Delta i_{pp} = V_{in} D / (f_s L)$

5 R_{ds} 、 t_{sw} 和 Q_g 受栅极驱动器电压 V_{dr} 、结温 T_j 和运行条件的影响；

6 K_1 、 K_2 、 x 、 y 系数 (P_{Lc} 损耗公式中) 取决于电感磁芯材料和尺寸；

7 如果电容为并联，则需要计算等效 ESR；

8 其他损耗取决于 PCB 波形电阻和辅助部件；

9 总转换器功率损耗为：

$$P_{loss} = P_{MOS,c} + P_{MOS,sw} + P_{sns} + P_{rect} + P_{L,w} + P_{Lc} + P_{Cin} + P_{Cout} + P_{IC}$$



TPS55340 实验准备：仪器设置

本测试所需的仪器为：一个直流电源、四个万用表和一个直流电子负载。图 4 显示了仪器连接。请遵循下一页提供的说明来连接。

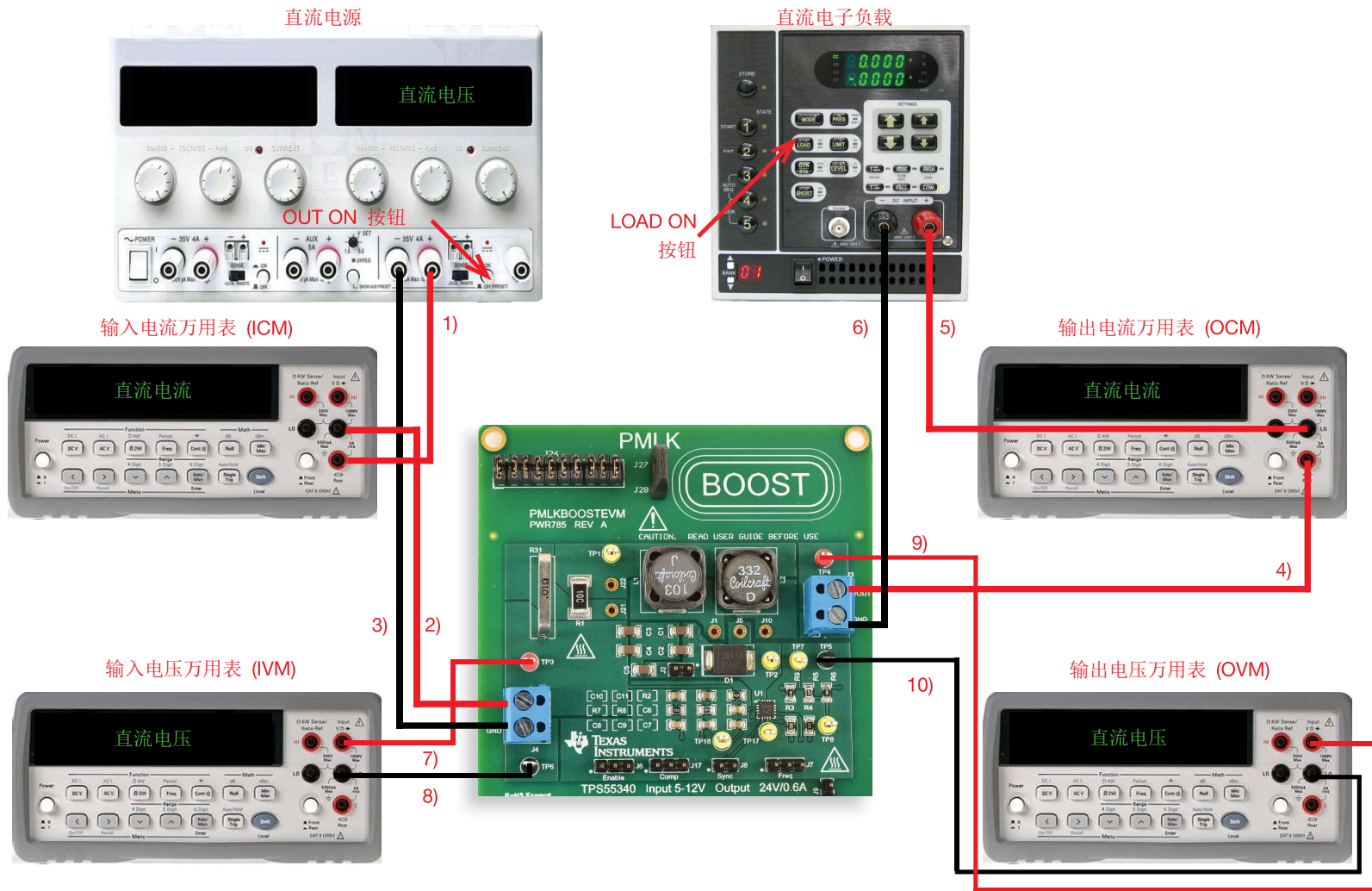


图 4. 实验设置。



TPS55340 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）输出端连接到输入电流万用表 (ICM) 的正（红色）电流输入端
- 2) 将输入电流万用表 (ICM) 的负（黑色）电流输入端连接到 TPS55340 升压稳压器的 J_4 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 TPS55340 升压稳压器的 J_4 接线端子的接地端 (GND)
- 4) 将输出端 (VOUT) (TPS55340 升压稳压器的 J_3 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
- 5) 将输出电流万用表 (OCM) 的负（黑色）电流输入端连接到电子负载的正（红色）输入端
- 6) 将电子负载的负（黑色）输入端连接到 TPS55340 升压稳压器的 J_3 接线端子的接地端 (GND)
- 7) 将输入电压万用表 (IVM) 的正（红色）电压输入端连接到测试引脚 TP_3 (即 TPS55340 升压稳压器的 VIN)
- 8) 将输入电压万用表 (IVM) 的负（黑色）电压输入端连接到测试引脚 TP_6 (即 TPS55340 升压稳压器的 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_4 (即 TPS55340 升压稳压器的 VOUT)
- 10) 将输出电压万用表 (OVM) 的负（黑色）电压输入端连接到测试引脚 TP_5 (即 TPS55340 升压稳压器的 GND)



测试 1 (TPS55340): 准备和实验步骤

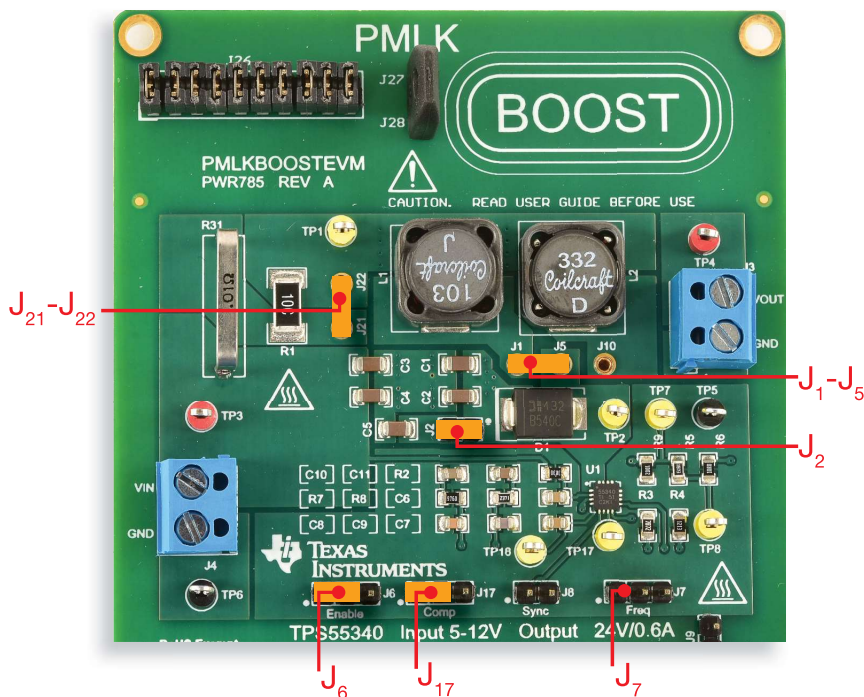


图 5. TPS55340 升压实验板: 测试 1 的跳线设置

初始跳线设置 (请参阅图 5):

- J_6 短接到左侧 → 升压运行模式已启用
- J_2 短接 → C_5 (4.7 μ F) 输出电容已连接
- J_7 开路 → 开关频率 $f_s = 400\text{kHz}$
- J_{17} 短接到左侧 → 误差放大器增益设置, 其中已连接部件 R_7 、 C_8 、 C_{10} (较低穿越频率)
- $J_1 - J_5$ 短接 → L_1 (10 μ H) 电感已连接
- $J_{21} - J_{22}$ 短接 → 损耗仿真电阻 R_1 已绕过
- J_8 开路 → 升压运行模式且具有内部同步

实验步骤:

- 1) 开启万用表, 将 ICM 和 OCM 设置为直流电流模式, 将 IVM 和 OVM 设置为直流电压模式
- 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大于 3A
- 3) 开启电子负载 (确保“LOAD ON”按钮为 OFF), 设置恒定电流模式, 并将电流设置为 0.2A
- 4) 开启电源“OUT ON”按钮, 并调节直流电源旋钮直到在 IVM 显示屏中读出 6V 的值。在这些条件下, 您应该在 OVM 显示屏中读出大约 24V 的值, 在 OCM 显示屏中读出 0A 的值, 并在 ICM 显示屏中读出很小的正值 (如果您读出的值与上述值不同, 请关闭直流电源的“OUT ON”按钮, 并检查先前的步骤)
- 5) 开启电子负载“LOAD ON”按钮, 并调节直流电源旋钮直到在 IVM 显示屏中读出 6V 的值。在这些条件下, 您应该在 OVM 显示屏中读出大约 24V 的值, 在 OCM 显示屏中读出 0.2A 的值, 在 ICM 显示屏中读出大约 0.8A 的值 (如果您读出的值与以上列出的值大相径庭, 请关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮, 并检查先前的实验设置)
- 6) 在缓慢增大电子负载的负载电流的同时, 观察 OVM 显示屏上的输出电压值, 并记录将输出电压调节到 24V 时的最高负载电流值 I_{outmax} 。丢失输出电压调节时, 请关闭电子负载的“LOAD ON”按钮, 将其电流设置为略小于 I_{outmax} 的值, 开启电子负载的“LOAD ON”按钮, 然后读出 IVM 显示屏上的输入电压值、OVM 显示屏上的输出电压值、ICM 显示屏上的输入电流值、OCM 显示屏上的输出电流值。针对表 1 列出的所有设置条件重复本步骤 6), 为此需要短接跳线 $J_5 - J_{10}$ 以连接 L_2 (3.3 μ H) 电感, 短接跳线 J_7 以设置开关频率 $f_s = 600\text{kHz}$, 并让跳线 $J_{21} - J_{22}$ 开路以将仿真电阻 R_1 串联到电感 [警告: 在更改电感或开关频率设置时, 必须关闭电子负载“LOAD ON”按钮和电源“OUT ON”按钮]
- 7) 在测量结束时, 请关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮, 然后关闭所有仪器。



测试 1 (TPS55340): 测量和计算

对于表 1 的运行条件:

- 1) 测量 TPS55340 升压稳压器可向负载提供的最大电流 I_{outmax} : 将输出电压 V_{out} 调节到 24V (检测输出电压何时比标称电压低 1% 以上) 的过程中进行此测量, 并将测量值记录到表 1 中
- 2) 测量平均输入电压 V_{in} 、输入电流 I_{in} 、输出电压 V_{out} 和输出电流 I_{out} (对应于略小于 I_{outmax} 的负载电流), 并计算转换器的效率 $\eta = (V_{out} I_{out}) / (V_{in} I_{in})$, 然后将结果记录到表 1 中。

表 1. TPS55340 升压稳压器针对不同输入电压值、电感、开关频率和效率提供的最大电流。

I_{outlim} [A]	η [%]	$L = L_1 = 10\mu H$		$L = L_2 = 3.3\mu H$	
		$J_{21}-J_{22}$ 开路	$J_{21}-J_{22}$ 短接	$J_{21}-J_{22}$ 开路	$J_{21}-J_{22}$ 短接
$f_s = 400kHz$	$V_{in}=6V$				
	$V_{in}=12V$				
$f_s = 600kHz$	$V_{in}=6V$				
	$V_{in}=12V$				

电感:

J_1-J_5 短接: $L=L_1=10\mu H$, $ESR_{L1}=62.7m\Omega$;
 J_5-J_{10} 短接: $L=L_2=3.3\mu H$, $ESR_{L2}=17.3m\Omega$;
 J_1-J_5 短接或 J_5-J_{10} 短接: $K_1=0.261$, $K_2=0.92$, $x=1.21$, $y=2.01$

TPS55340 集成 MOSFET:

$R_{ds}=110m\Omega$, $I_{\mu}=500\mu A$
 $\alpha_{sw}=1.5ns/V$, $VF=325mV$
 $R_{sns}=15m\Omega$, $t_{sw}=\alpha_{sw} V_{out}$

电容:

J_2 短接 $ESRC_{out}=1m\Omega$
 $ESRC_{in}=1.5m\Omega$

请回答:

- 1 使用电感 L_1 还是电感 L_2 时的负载电流限制更高?
 - 使用 L_1 时更高
 - 使用 L_2 时更高
 - 取决于输入电压
 - 无影响
- 2 更高的转换器效率会增大还是减小负载电流限制?
 - 增大
 - 减小
 - 取决于输入电压
 - 取决于电感
- 3 更高的输入电压会增大还是减小负载电流限制?
 - 增大
 - 减小
 - 无影响
 - 取决于电感



LM5122 案例研究

本测试的目的是分析寄生电感对升压转换器可在电流限制条件下提供的最大平均负载电流的影响。本测试使用 LM5122 升压稳压器。

TI-PMLK LM5122 升压稳压器在 $V_{in}=[9,20]V^{(1)}$ 的条件下运行，将输出电压调节到标称值 $V_{out}=24V$ 、 $I_{out}=[0,2]A$ 。图 6 显示了该稳压器的简化电路原理图。LM5122 具有逐周期峰值电流限制功能。如果引脚 CSP 和 CSN 之间的电流检测电压超过 75mV 的逐周期电流限制阈值，电流限制比较器会立即终止 LO 输出。如 [TPS55340 案例研究](#) 所示，电流限制电路决定了输入电感的最大平均电流 I_{Lmax} ，此电流值取决于输入电压 V_{in} 、开关频率 f_s 和电感 L 。与 TPS55340 不同，LM5122 使用外部电阻 R_s 来感应电感电流。通常用于峰值电流控制器的表面贴装电流检测电阻具有非常小的寄生电感。TI-PMLK LM5122 升压稳压器装有一个通孔 U 形电流检测电阻，在此电阻上悬挂一个电流探头可从示波器上获取电感电流波形，此电阻也用作峰值电流控制的电流检测电阻。这种电流检测电阻的寄生电感在几十 nH 的范围内，它会影响电流限制。

⁽¹⁾ 与 LM5122 的 4.5V - 65V 完整范围相比，此教学实验板采用的是受限制的范围 [4]

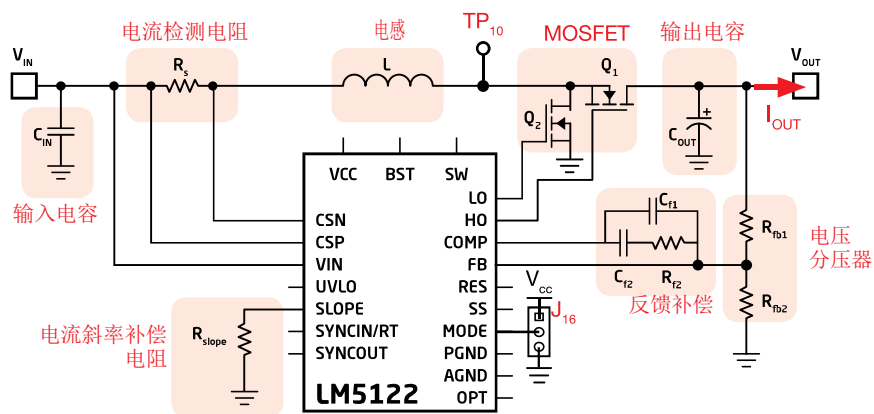


图 6. LM5122 升压稳压器的简化原理图

测试 1. 我们将检测 LM5122 可向负载提供的最大输出电流，此电流由内部电流限制电路设定；为此我们将缓慢增大负载电流，同时观察输出电压。达到电流阈值时，输出电压稳压将会丢失。我们将使用两个安装在实验板上的值为 $3.3\mu H$ 和 $10\mu H$ 的功率电感来运行升压转换器，同时观察电流检测电阻的寄生电感对最大输出电流的影响。此外，通过使用 $3.3\mu H$ 电感并更改电流检测电阻，我们还将看到可以增大 LM5122 升压稳压器能提供的最大电流。



LM5122 电流限制：理论背景

以下公式总结了电流限制行为、运行条件和转换器效率之间的相关性（请参阅 [1][2][3] 以了解有关升压拓扑运行和建模以及 MOSFET 损耗计算的更多信息；参阅 [4] 以了解 LM5122 运行情况和功能的更多信息）

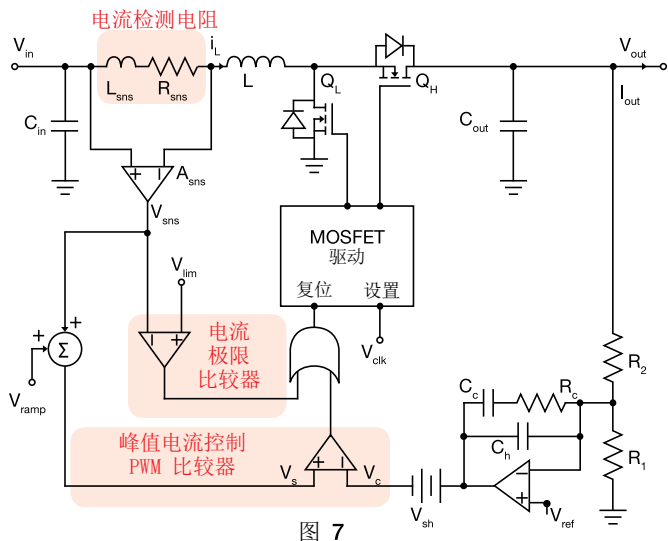


图 7

图 7 显示了 LM5122 升压稳压器的原理图，其中包括峰值电流控制和电流限制电路。图中显示了电流检测电阻。此电阻的特性是具有电阻 R_{sns} 和寄生电感 L_{sns} 。为了评估 L_{sns} 对峰值电流控制型升压转换器总体运行情况的影响，让我们先在 $L_{sns}=0$ 的条件下分析运行情况。与 TPS55340 升压稳压器中类似， V_{clk} 信号会触发 MOSFET Q_L 在开关周期开始时开启。MOSFET Q_L 将在以下条件下关闭：瞬时感应信号 $V_s=R_{sns}i_L$ 超过 PWM 比较器输入端的反馈控制信号 V_c ，或感应信号 $V_{sns}=R_{sns}i_L$ 超过电流限制比较器输入端的内部阈值 V_{lim} 。因此，如果负载电流不超过限制 $I_{outmax}=\eta V_{in} [I_{lim}-V_{in}(1-V_{in}/V_{out})/(2f_s L)]/V_{out}$ ⁽¹⁾，则 V_s 、 V_c 、 V_{lim} 和 V_{ramp} 的波形将如图 8(a) 所示。电感 L_{sns} 会影响电流限制关闭 MOSFET Q_L 之前可由升压转换器维持的最大电感电流。 L_{sns} 与电感 L 串联，后者比前者 L_{sns} 大得多。因此，电感电流的斜率由其自身的电感 L 决定。

⁽¹⁾ 请参阅测试 1 的 *理论背景* 部分； η 为转换器效率。

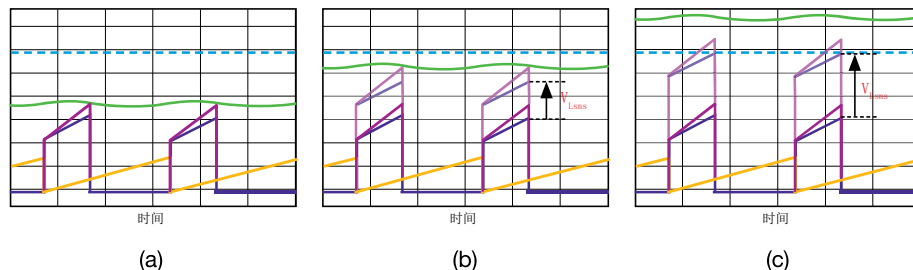


图 8. --- V_{lim} , --- V_c , --- $V_s @ L_{sns}=0$, --- $V_{sns} @ L_{sns}=0$, --- V_{ramp} , --- $V_s @ L_{sns} \neq 0$, --- $V_{sns} @ L_{sns} \neq 0$

在以下时间，斜率 $V_{in}/L>0$ ：MOSFET Q_L 开启后、在开关周期开始时、在 MOSFET Q_L 关闭之前、在 $V_s=V_c$ 的瞬间，随后斜率为 $(V_{in}-V_{out})/L<0$ 直到下一个开关周期开始为止。因此，在 MOSFET Q_L 接通期间，寄生电感 L_{sns} 上的电压为 $V_{L_{sns}}=V_{in}L_{sns}/L>0$ 。在此时间间隔内，信号 V_s 由峰值电流控制 PWM 比较器用于确定升压转换器占空比，而信号 V_{sns} 由电流限制比较器用于确定升压转换器占空比。图 8(b) 和 8(c) 显示了寄生电感上的 $V_{L_{sns}}$ 电压会使 V_{sns} 和 V_s 信号升高。如果 L_{sns} 不太大， V_{sns} 信号不会超过 V_{lim} 限制，如图 8(b) 所示。然后， V_s 信号先达到控制信号电平 V_c ，随后 V_{sns} 再达到 V_{lim} 限制。然后，峰值电流控制 PWM 调制器行为会很活跃，它能设置调节输出电压所需的占空比。如果 L_{sns} 太大，则 V_{sns} 先达到 V_{lim} 限制，然后 V_s 信号再达到控制信号电平 V_c ，如图 8(c) 所示。然后，电流限制比较器行为会很活跃，而峰值电流控制 PWM 调制器无法设置调节输出电压所需的占空比。因此，最大电感电流将由寄生电感减小，其计算方法为 (6)：

$$(6) \quad I_{outmax} = \eta V_{in} [I_{lim} - V_{in} (1 - V_{in}/V_{out}) / (2f_s L) - V_{in} L_{sns} / L] / V_{out}$$

公式 (6) 表明，较小的电感 L 会增大寄生电感 L_{sns} 对升压转换器可提供的最大电流的影响。



LM5122 实验准备：仪器设置

本测试所需的仪器为：一个直流电源、四个万用表、一个示波器和一个直流电子负载。图 9 显示了仪器连接。请遵循下一页提供的说明来连接。

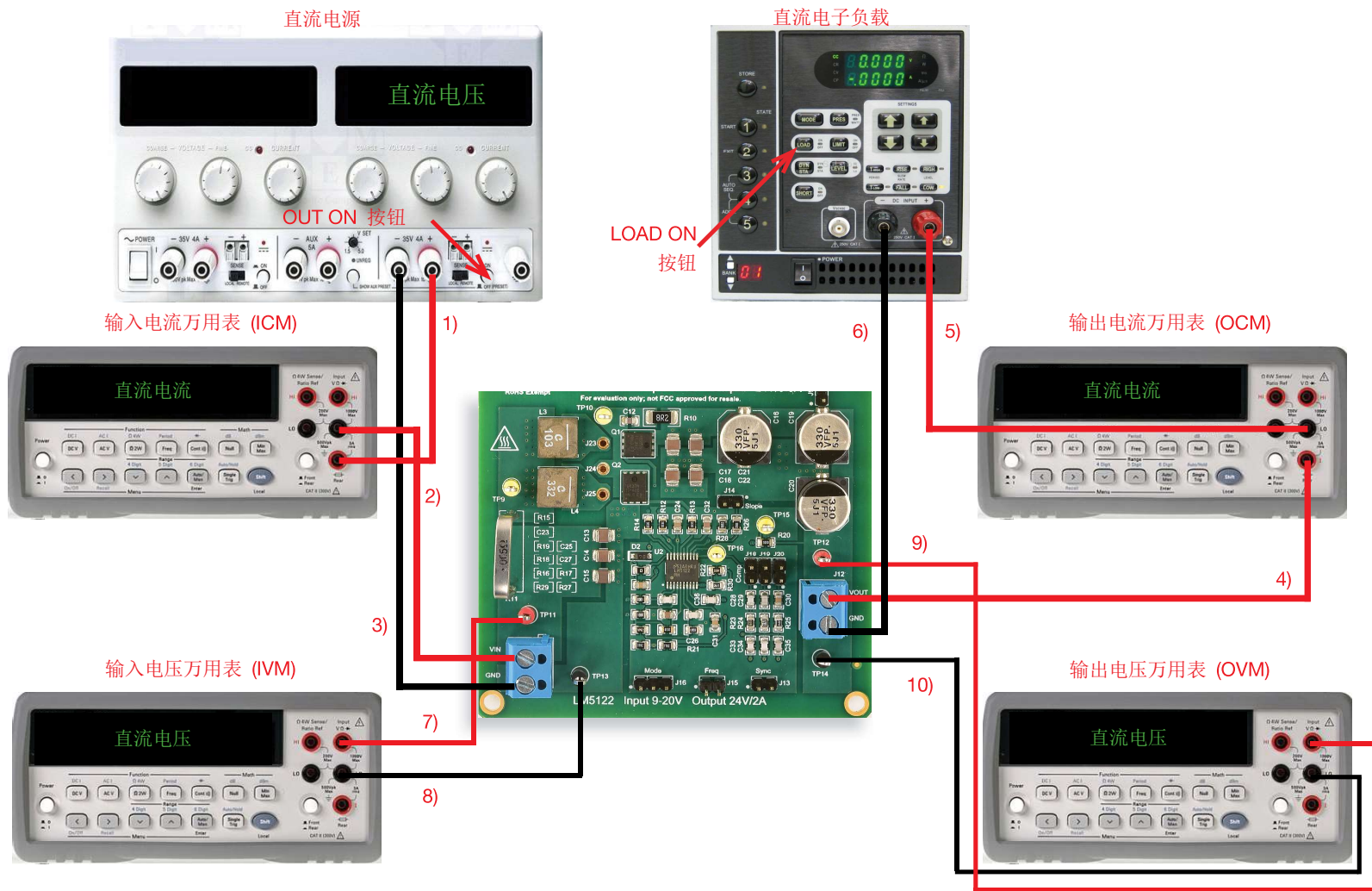


图 9. 实验设置。



LM5122 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）输出端连接到输入电流万用表 (ICM) 的正（红色）电流输入端
- 2) 将输入电流万用表 (ICM) 的负（黑色）电流输入端连接到 LM5122 升压稳压器的 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 LM5122 升压稳压器的 J_{11} 接线端子的接地端 (GND)
- 4) 将输出端 (VOUT) (LM5122 升压稳压器的 J_{12} 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
- 5) 将输出电流万用表 (OCM) 的负（黑色）电流输入端连接到电子负载的正（红色）输入端。
- 6) 将电子负载的负（黑色）输入端连接到 LM5122 升压稳压器的 J_{12} 接线端子的接地端 (GND)
- 7) 将输入电压万用表 (IVM) 的正（红色）电压输入端连接到测试引脚 TP_{11} (即 LM5122 升压稳压器的 VIN)
- 8) 将输入电压万用表 (IVM) 的负（黑色）电压输入端连接到测试引脚 TP_{13} (即 LM5122 升压稳压器的 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_{12} (即 LM5122 升压稳压器的 VOUT)
- 10) 将输出电压万用表 (OVM) 的负（黑色）电压输入端连接到测试引脚 TP_{14} (即 LM5122 升压稳压器的 GND)



测试 2 (LM5122): 准备和实验步骤

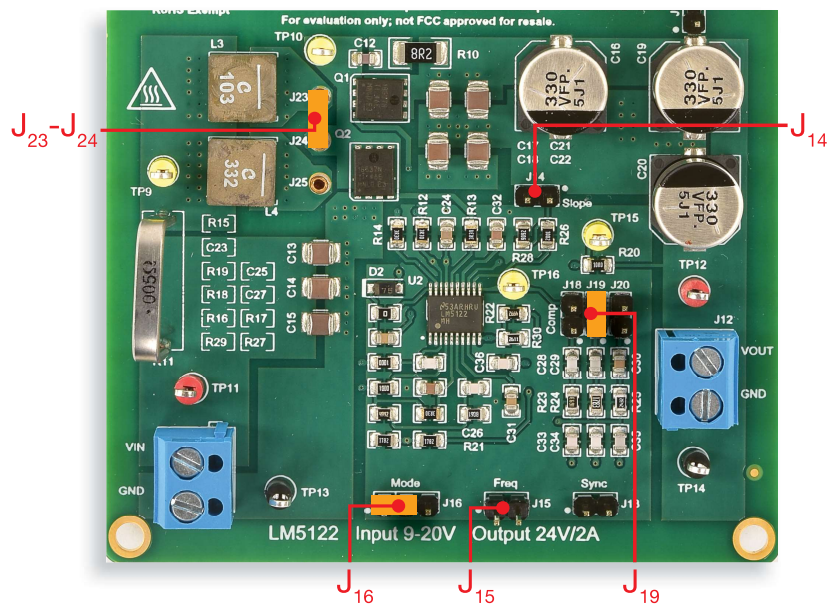


图 10. LM5122 实验板: 测试 2 的跳线设置

初始跳线设置 (请参阅图 10):

- J_{13} 开路 → 未连接外部同步信号
- J_{14} 开路 → 低斜率电流模式补偿
- J_{15} 开路 → 开关频率 $f_s = 250\text{kHz}$
- J_{16} 短接到左侧 → SOM 设置
- J_{18} 开路、 J_{19} 短接、 J_{20} 开路 → 误差放大器增益设置, 其中已连接部件 R_{24} 、 C_{29} 、 C_{34} (高穿越频率, $L = L_3 = 10\mu\text{H}$, 高斜率补偿斜坡)
- J_{23} - J_{24} 短接 → L_3 ($10\mu\text{H}$) 电感已连接

实验步骤:

- 1) 开启万用表, 将 ICM 和 OCM 设置为直流电流模式, 将 IVM 和 OVM 设置为直流电压模式
- 2) 开启电源 (确保“OUT ON”按钮为 OFF), 将电压设置为初始值 10V, 并将电流限制设置为大于 3A
- 3) 开启电子负载 (确保“LOAD ON”按钮为 OFF), 设置恒定电流模式, 并将电流设置为 0.2A
- 4) 开启电源“OUT ON”按钮, 并调节直流电源旋钮直到在 IVM 显示屏中读出 6V 的值。在这些条件下, 您应该在 OVM 显示屏中读出大约 24V 的值, 在 OCM 显示屏中读出 0A 的值, 并在 ICM 显示屏中读出很小的正值 (如果您读出的值与上述值不同, 请关闭直流电源的“OUT ON”按钮, 并检查先前的步骤)
- 5) 开启电子负载“LOAD ON”按钮, 并调节直流电源旋钮直到在 IVM 显示屏中读出 6V 的值。在这些条件下, 您应该在 OVM 显示屏中读出大约 24V 的值, 在 OCM 显示屏中读出 0.2A 的值, 在 ICM 显示屏中读出大约 0.8A 的值 (如果您读出的值与以上列出的值大相径庭, 请关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮, 并检查先前的实验设置)
- 6) 在缓慢增大电子负载的负载电流的同时, 观察 OVM 显示屏上的输出电压值, 并记录将输出电压调节到 24V 时的最高负载电流值 I_{outmax} 。丢失输出电压调节时, 请关闭电子负载的“LOAD ON”按钮, 将其电流设置为略小于 I_{outmax} 的值, 开启电子负载的“LOAD ON”按钮, 然后读出 IVM 显示屏上的输入电压值、OVM 显示屏上的输出电压值、ICM 显示屏上的输入电流值、OCM 显示屏上的输出电流值。针对表 2 列出的所有设置条件重复本步骤 6), 为此需要短接跳线 J_{24} - J_{25} 以连接 L_4 ($3.3\mu\text{H}$) 电感, 短接跳线 J_{15} 以设置开关频率 $f_s = 500\text{kHz}$, 并让跳线 J_{16} 开路以设置 DEM 运行模式 [警告: 在更改电感或开关频率设置时, 必须关闭电子负载“LOAD ON”按钮和电源“OUT ON”按钮]
- 7) 在测量结束时, 请关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮, 然后关闭所有仪器。



测试 2 (LM5122): 测量和计算

对于表 2 的运行条件:

- 1) 测量 LM5122 升压稳压器可向负载提供的最大电流 I_{outmax} : 将输出电压 V_{out} 调节到 24V (检测输出电压何时比标称电压低 1% 以上) 的过程中进行此测量, 并将测量值记录到表 2 中
- 2) 测量平均输入电压 V_{in} 、输入电流 I_{in} 、输出电压 V_{out} 和输出电流 I_{out} (对应于略小于 I_{outmax} 的负载电流), 并计算转换器的效率 $\eta = (V_{out} I_{out}) / (V_{in} I_{in})$, 然后将结果记录到表 2 中

表 2. LM5122 升压稳压器针对不同输入电压值、电感、开关频率和运行模式提供的最大电流

I_{outlim} [A]	η [%]	$L = L_3 = 10\mu\text{H}$				$L = L_4 = 3.3\mu\text{H}$			
		SOM 设置		DEM 设置		SOM 设置		DEM 设置	
$f_s = 250\text{kHz}$	$V_{in}=10\text{V}$								
	$V_{in}=20\text{V}$								
$f_s = 500\text{kHz}$	$V_{in}=10\text{V}$								
	$V_{in}=20\text{V}$								

电感:

- J_{23} - J_{24} 短接 → 已连接电感 L_3 (磁粉芯, 10 μH , 2.6A, 0.057 Ω)
 J_{24} - J_{25} 短接 → 已连接电感 L_4 (磁粉芯, 3.3 μH , 10A, 0.0195 Ω)

开关频率:

- J_{15} 开路 → $f_s = 250\text{kHz}$
 J_{15} 短接 → $f_s = 500\text{kHz}$

运行模式:

- J_{16} 开路 → 二极管仿真模式 (DEM)
 J_{16} 短接到 左侧 → 同步运行模式 (SOM)

请回答:

- 1 使用电感 L_3 还是电感 L_4 时的负载电流限制更高?
 使用 L_3 时更高
 使用 L_4 时更高
 取决于输入电压
 无影响
- 2 使用 DEM 设置还是 SOM 设置时的负载电流限制更高?
 DEM
 SOM
 取决于输入电压
 取决于电感
- 3 更高的输入电压会增大还是减小负载电流限制?
 增大
 减小
 无影响
 取决于电感



讨论

在测试 1 中，我们主要目的是研究输入电压、开关频率、电感和效率对 TPS55340 升压稳压器电流限制的影响。

升压稳压器的电流限制阈值取决于电感峰值电流值。涉及较高电感峰值电流值的运行条件会产生较低的电流限制阈值。电感峰值电流值是平均电感电流与纹波峰-峰值一半的总和。更大的输入电压 V_{in} 会导致更小的平均电感电流。因此，以更高的输入电压运行有助于提升电流限制阈值。如果 $V_{in} < V_{out}/2$ ，纹波电流会随 V_{in} 增大而增大。在这种情况下，电流限制阈值可随输入电压增大而增大或减小，取决于其对平均和纹波电流的相反效果之间的平衡结果。如果 $V_{in} > V_{out}/2$ ，纹波会随 V_{in} 增大而减小。在这种情况下，电流限制阈值会随输入电压增大而增大。对于测试 1 中指定的输入电压范围，我们将满足条件 $V_{in} < V_{out}/2$ 。如果开关频率 f_s 减小或电感 L 减小，电感纹波峰-峰值电流将增大。较低的效率决定了负载电流限制减小，因为它会导致更高的损耗，进而产生更高的平均电感电流。测试 1 中指定的 f_s 、 L 和 V_{in} 值在 12V 时产生的负载电流限制比在 6V 时产生的更高。

在测试 2 中，我们主要目的是研究输入电压、开关频率、电感以及电流检测电阻的寄生电感对 LM5122 升压稳压器电流限制的影响。

此处讨论的输入电压 V_{in} 、开关频率 f_s 和电感 L 对 TPS55340 升压稳压器的相关负载电流限制的影响也适用于 LM5122 升压稳压器。但是，您可能已观察到，使用电感 L_4 (3.3 μ H) 时，负载电流限制阈值可能变得很低（低至 ≈ 15 mA），而使用 L_3 (10 μ H) 时，实现的负载电流限制阈值则高多（高至 1.5A）。这便是电流检测电阻 R_{11} 的寄生电感 L_{sns} 的影响。事实上，根据 LM5122 电流限制理论背景部分提供的公式 (6)，较小的电感 L 会放大寄生电感 L_{sns} 上的电压降 V_{Lsns} 。 $L = 3.3\mu$ H 时的电压降 V_{Lsns} 比 $L = 10\mu$ H 时的电压降大三倍。 $L = 10\mu$ H 时，电压降 V_{Lsns} （在寄生电感 L_{sns} 上）不足以导致电流限制行为，且负载电流可处于高位（请参阅 LM5122 电流限制理论背景部分的图 3(b)）。 $L = 3.3\mu$ H 时，电压降 V_{Lsns} 变大，即使负载电流很小也会达到电流限制（请参阅 LM5122 电流限制理论背景部分的图 3(c)）。

[注意：如果要增大 LM5122 升压稳压器的电流限制阈值，只需焊接一个 U 形电流检测电阻，使其与 LM5122 实验板上安装的电阻并联，如图 11 所示。如果附加的电流检测电阻与实验板中的电阻相同，则会将寄生电感 L_{sns} 减少至一半，并可在其中每一个电阻上测量出一半的电感电流。另一种可选方法是可焊接一条 2cm 长的导线，导线直径为 1mm 到 2mm，将其焊接到 LM5122 实验板中安装的 U 形电流检测电阻的端子之间]

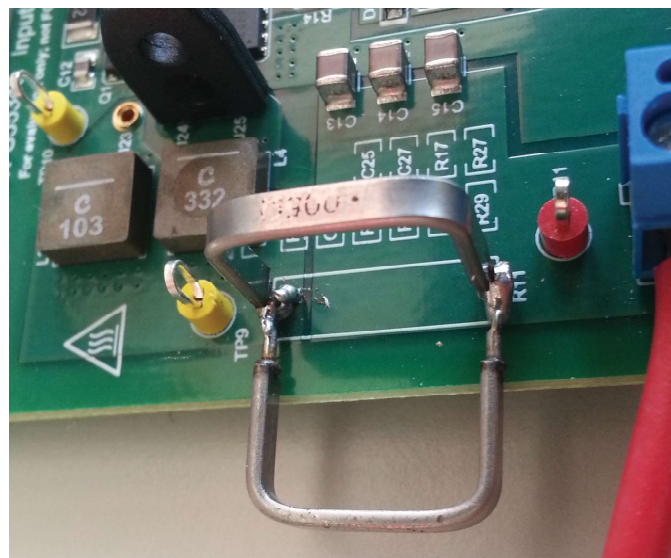


图 11



实验波形图

图 12 到 15 的波形图显示了在检测负载电流限制时对 TPS55340 升压稳压器执行的实验测量结果。

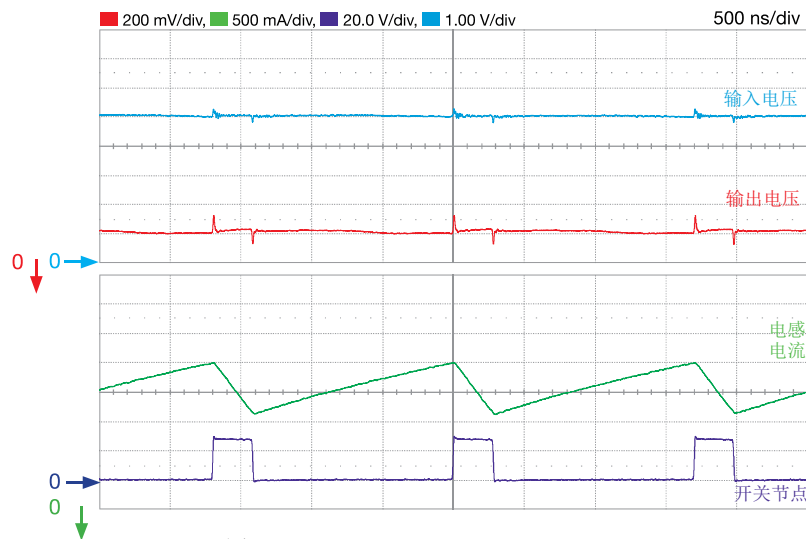


图 12. $V_{in}=5V$, $I_{out}=0.67A$, $f_s=600kHz$, $L=3.3\mu H$

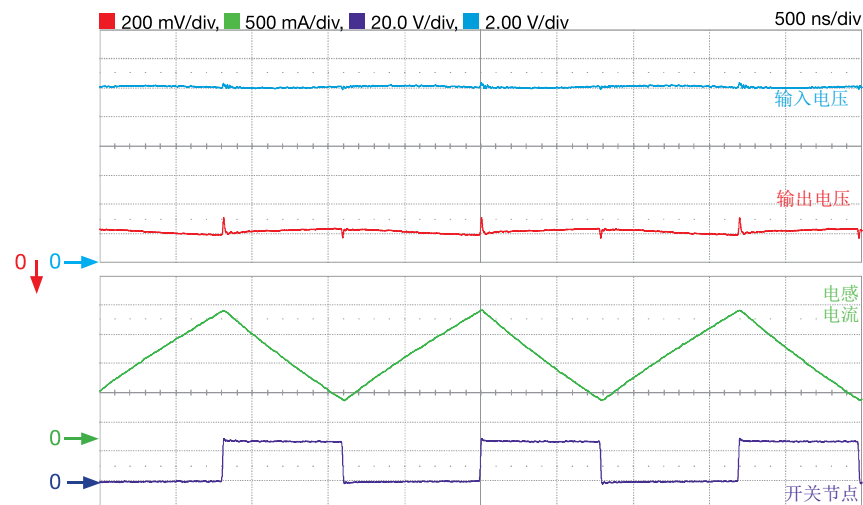


图 13. $V_{in}=12V$, $I_{out}=1.5A$, $f_s=600kHz$, $L=3.3\mu H$

图 12 和 13 的波形图比较了针对固定开关频率 f_s 值和电感 L 值在 5V 输入电压和 12V 输入电压时的负载电流限制情况。在图 12 的运行条件下，平均电感电流约为 3.30A（绿色波形的零基准超出了作用域范围），而纹波峰-峰值约为 1A，从而产生 0.67A 负载电流限制。另外，在图 13 的运行条件下，平均电感电流约为 1.35A，而纹波峰-峰值约为 1.5A，从而产生 1.5A 负载电流限制。



实验波形图

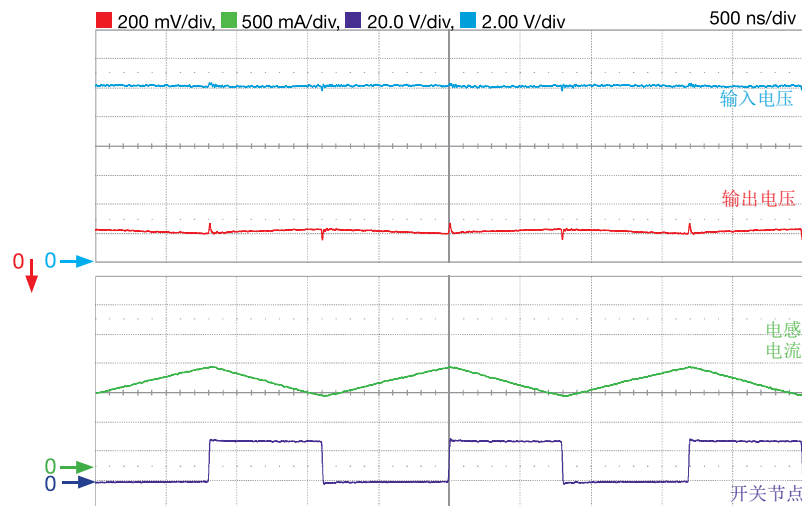


图 14. $V_{in}=12V$, $I_{out}=1.1A$, $f_s=600kHz$, $L=10\mu H$

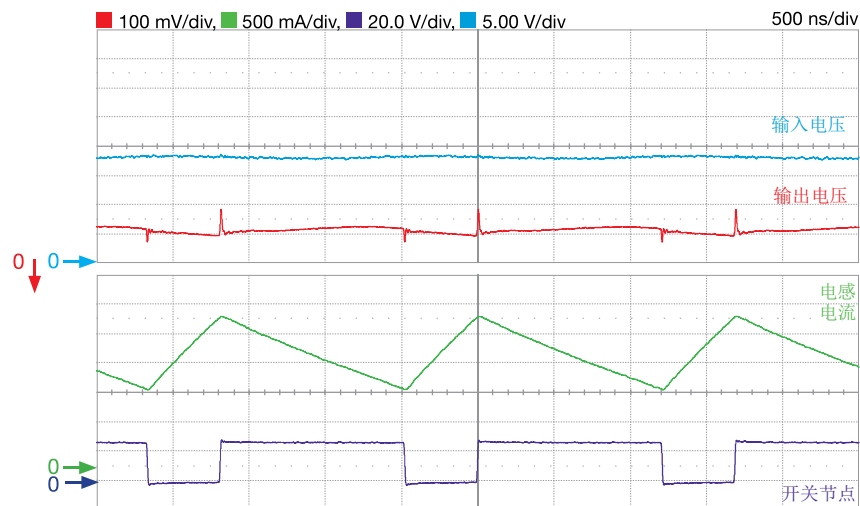


图 15. $V_{in}=18V$, $I_{out}=1.65A$, $f_s=600kHz$, $L=3.3\mu H$

图 14 和 15 的波形图比较了针对固定开关频率 f_s 值和两个电感 L 值在 12V 输入电压和 18V 输入电压时的负载电流限制情况。在图 14 的运行条件下，平均电感电流约为 1.35A（绿色波形的零基准超出了作用域范围），而纹波峰-峰值约为 0.5A，从而产生 1.10A 负载电流限制。另外，在图 15 的运行条件下，平均电感电流约为 0.90A，而纹波峰-峰值约为 1.25A，从而产生 1.65A 负载电流限制。

[注意： 1) 负载电流限制受温度影响。TPS55340 数据手册 [5] 提供了电感电流限制与温度的曲线，借助该曲线可根据 **TPS55340 电流限制理论背景**部分的公式 (5) 得出负载电流限制。
2) **实验 3** 部分的**理论背景**表明，负载电流会影响 TPS55340 升压稳压器的电压环路增益。作为一种辅助练习，如果给定输入电压 V_{in} 、开关频率 f_s 、电感 L 和误差放大器补偿，请验证是否存在一个负载电流阈值，超过该阈值就会造成 TPS55340 不稳定]

实验 5

本实验的目的是分析运行条件、峰值电流控制斜率补偿和电压反馈补偿对升压转换器的输入暂态响应的影响。本实验采用 LM5122 升压稳压器。



案例研究

本实验的目的是分析负载电流、电流斜率补偿设置和电压反馈补偿设置对升压转换器的输入暂态响应的影响。

TI-PMLK LM5122 升压稳压器在 $V_{in}=[9,20]V^{(1)}$ 的条件下运行，将输出电压调节到标称值 $V_{out}=24V$ 、 $I_{out}=[0,2]A$ 。图 1 显示了基本电路原理图。图中突出显示的功率器件为：输入电容 (C_{in})、电感 (L)、输出电容 (C_{out})、MOSFET (Q_1, Q_2)、反馈补偿 ($R_{fb1}, R_{fb2}, C_{f1}, R_{f1}, C_{f2}, R_{f2}$)、电流斜率补偿电阻 (R_{slope}) 和电感电流检测电阻 (R_s)。如果输入电压变化引起的输出电压浪涌幅度很小，则表示稳压器具有良好输入暂态响应。LM5122 升压稳压器实施了峰值电流模式控制 (PCMC)，此功能具有固有前馈特性，因此可提供良好的输入电压噪声抑制。电源抑制比 (PSRR) 用于衡量稳压器在频域中的输入噪声抑制能力。PSRR 的定义为输出电压扰动 ΔV_{out} 与输入电压扰动 ΔV_{in} (作为输入电压扰动的频率 f 的函数) 之比，即 $PSRR(f)=\Delta V_{out}(f)/\Delta V_{in}(f)$ 。PSRR 取决于电流模式控制设置、无源功率器件、输入/负载运行条件以及平均反馈误差放大器增益。如果 PSRR 很小，输入暂态响应将更好。

⁽¹⁾ 与 LM5122 的 4.5V - 65V 完整范围相比，此教学实验板采用的是受限制的范围 [4]

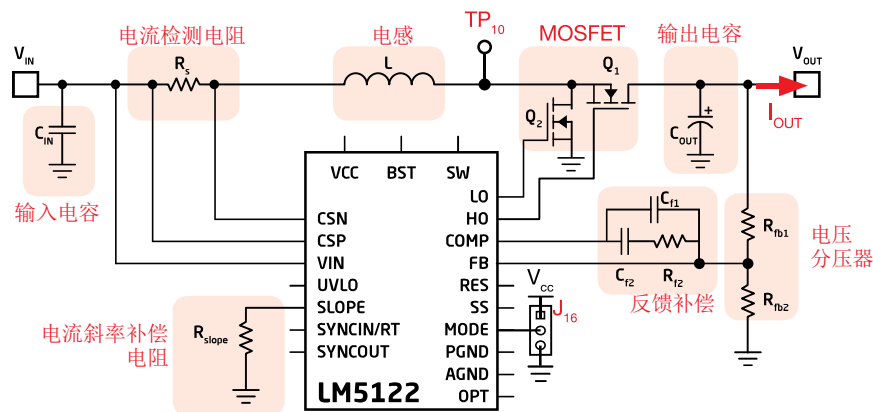


图 1. LM5122 升压稳压器的简化原理图

测试 1. 我们将测量由输入电压变化引起的输出电压浪涌幅度，为此需要使用不同的负载电流条件和不同的电流控制环路斜率补偿设置。我们将使用不同的斜率补偿设置，并更改电压反馈补偿来保持穿越频率处于高位。然后计算 PSRR 并将其值与输出电压浪涌幅度相关联。我们的目的是分析运行条件和斜率补偿对输入暂态响应的影响，并将其与“理论背景”中的 PSRR 公式相关联。

测试 2. 我们将测量由输入电压变化引起的输出电压浪涌幅度，为此需要使用不同的负载电流条件和不同的电压反馈补偿设置，在给定斜率补偿设置的情况下提供不同的穿越频率。然后计算 PSRR，并将其值与输出电压浪涌幅度相关联。我们的目的是分析运行条件和反馈补偿对输入暂态响应的影响，并将其与“理论背景”中的 PSRR 公式相关联。

理论背景

下方总结了 CCM 模式下的峰值电流控制型升压转换器的输入暂态响应基本原理，并说明与 PSRR 的相关性。（请参阅 [1][2][3][6] 以了解有关升压拓扑运行模式、动态建模和电流模式控制分析与设计的更多详细信息；参阅 [4] 以了解有关 LM5122 运行情况和功能的更多详细信息）

图 2(b) 显示了峰值电流控制 (PCC) 电路，而图 2(a) 显示了 PCC 前馈行为（决定了在输入电压变化时的快速占空比变化）。

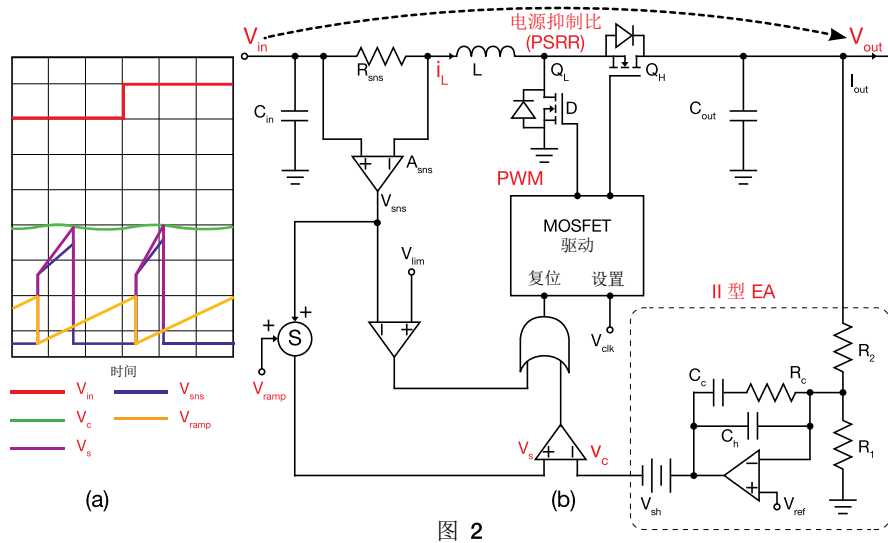


图 2

PCC 理论证明 [6] PWM 调制器定律可由 (1) 得出：

$$(1) \quad \hat{d} = F_m [\hat{v}_c - A_s \hat{i}_L - F_v \hat{v}_{out}]$$

其中，“^”表示该变量相对于稳态的扰动，且：

$$(2) \quad F_m = \frac{f_s}{s_e + s_n(1 - \frac{1}{2}M)}; A_s = R_{sns} A_{sns}; s_e = \frac{K_0 D}{R_{sl}}; s_n = \frac{A_s V_{in}}{L}; F_v = \frac{s_n D}{2 f_s V_{out}}; M = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

根据 (1) 可获得 PCMC 升压转换器的简化控制到输出 (CtO) 增益 $G_{vc}(s)$ ：

$$(3) \quad G_{vc}(s) \cong G_{vc0} \left[1 + \frac{s}{\omega_{ESR}} \right] \left[1 - \frac{s}{\omega_{RHP}} \right] \left[1 + \frac{s}{\omega_{LFP}} \right]^{-1} \left[1 + \frac{2s}{Q_s \omega_s} + \frac{4s^2}{\omega_s^2} \right]^{-1}; G_{vc0} = \frac{V_{in}}{2 I_{out} A_s}$$

其中：

$$(4) \quad \omega_{ESR} = \frac{1}{ESR_{out} C_{out}}; \omega_{RHP} = \frac{V_{in}^2}{V_{out} I_{out} L}; \omega_{LFP} = \frac{2 I_{out}}{C_{out} V_{out}}; Q_s = \frac{1}{\pi} \left[\frac{V_{in}}{V_{out}} \left(1 + \frac{s_e}{s_n} \right) - \frac{1}{2} \right]^{-1}$$

(1) 对于 LM5122 为 $K_0=6 \cdot 10^9$

II 型误差放大器 (EA) (假设是理想的运算放大器) 的增益可通过 (5) 算出：

$$(5) \quad G_c(s) = \frac{\hat{v}_c}{\hat{v}_{out}} = \frac{\omega_0}{s} \left[1 + \frac{s}{\omega_z} \right] \left[1 + \frac{s}{\omega_p} \right]^{-1}; \omega_0 = \frac{1}{R_2(C_c + C_h)} = \frac{\omega_c}{K|G_{vc}(\omega_c)|}; \omega_z = \frac{1}{R_c C_c} = \frac{\omega_c}{K}; \omega_p = \frac{C_c + C_h}{R_2 C_c C_h} = \omega_c K$$

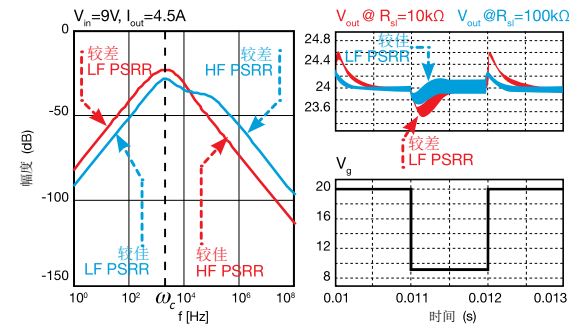
将升压转换器开环动态模型 [1] 与通过 (3) 得出的峰值电流控制型升压转换器 CtO 增益及通过 (5) 得出的 II 型 EA $G_c(s)$ 增益进行合并后，得到显式表示的闭环 PSRR(s) = $\hat{v}_{out}/\hat{v}_{in}$ 增益。低频 (LF) 和高频 (HF) 时，简化形式的闭环 PSRR 如 (6) 所示：

$$(6) \quad PSRR_{LF} \cong s \frac{1 + A_s F_m I_{out} M^2}{F_m V_{out} \omega_0} = \frac{s}{\omega_{LF}}; \quad PSRR_{HF} \cong \frac{1}{s} \frac{V_{out} ESR (A_s F_m I_{out} M^2)}{LM [V_{out} + I_{out} ESR (1 - F_m F_v M V_{out})]} = \frac{\omega_{HF}}{s}$$

公式 (6) 表明：

- 较高的 ω_{LF} 意味着较佳的 PSRR_{LF}；
- 较小的 ω_{HF} 意味着较佳的 PSRR_{HF}；
- 误差放大器仅影响 PSRR_{LF}；
- 输出电容的 ESR 仅影响 PSRR_{HF}；
- 斜率补偿电阻 R_{sl} 和输入/负载条件会全局影响 PSRR。

图 3 显示了 R_{sl} 对 PSRR 和输入阶跃响应的影响。



(a) PSRR 波特图

(b) 输入阶跃响应

图 3: — $R_{sl}=10k\Omega$; — $R_{sl}=100k\Omega$

相关知识

- II 型误差放大器的频率 ω_0 、 ω_p 、 ω_z 取决于所需的闭环穿越频率 ω_c 和相补角 φ_c ：
 $\omega_0 = \omega_c / (|G_{vc}(\omega_c)|K)$ ， $\omega_z = \omega_c / K$ ， $\omega_p = \omega_c K$ ，其中 $K = \tan(1/2\varphi_b + 1/4\pi)$ 且 $\varphi_b = \varphi_c - 90^\circ - \angle G_{vc}(\omega_c)$ [1][2][3]。
- 实际运算放大器的有限直流增益使实际 PSRR_{LF} 为平坦走势。
- 运算放大器的采样效应和有限带宽会影响实际 PSRR_{HF}。
- 输入电容和输入阻抗会影响 PSRR。



实验准备：仪器设置

本实验所需的仪器为：一个具有直流和动态模式选项的电源、一个直流电子负载和一个示波器。图 4 显示了仪器连接。请遵循下一页提供的说明来连接。

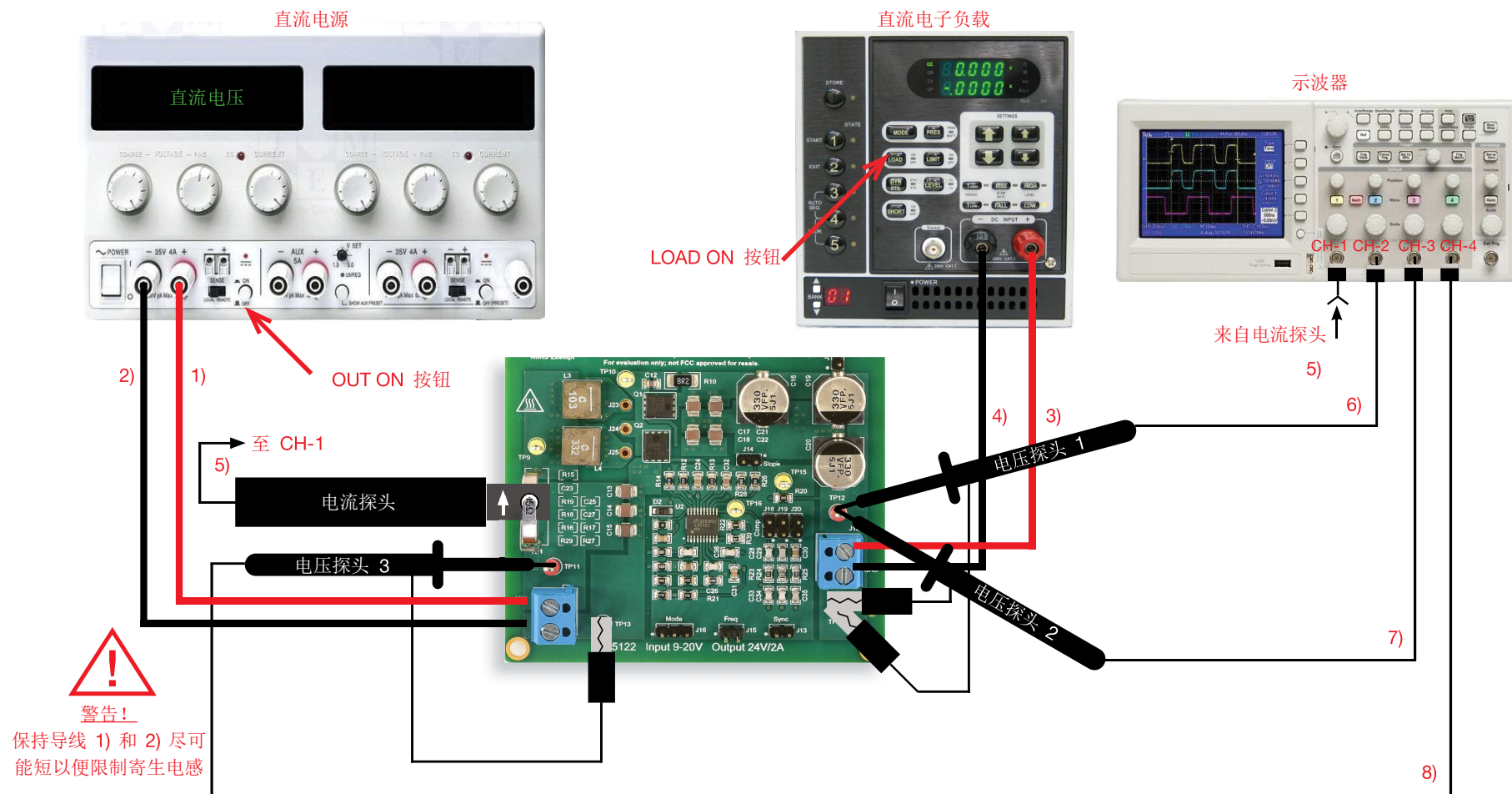


图 4. 实验准备。



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 LM5122 升压稳压器的 J_{11} 接线端子的输入端 (VIN)
- 2) 将直流电源的负（黑色）输出端连接到 LM5122 升压稳压器的 J_{11} 接线端子的接地端 (GND)
- 3) 将 LM5122 升压稳压器的 J_{12} 接线端子的输出端 (VOUT) 连接到电子负载的正（红色）输入端
- 4) 将 LM5122 升压稳压器的 J_{12} 接线端子的接地端 (GND) 连接到电子负载的负（黑色）输入端
- 5) 将一个电流探头连接到示波器的通道 1，并用其夹住 LM5122 升压稳压器的电流检测电阻 R_{11} ，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 LM5122 升压实验板时，箭头必须朝上，如图 5 所示）
- 6) 将一个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_{12} （即 LM5122 升压稳压器的输出电压）。此探头将用于测量输出电压的直流+交流分量
[警告：请勿颠倒电压探头的正极连接和接地连接]
- 7) 将一个电压探头连接到示波器的通道 3，并将其正极尖端紧贴到测试引脚 TP_{12} （即 LM5122 升压稳压器的输出电压）。此探头将用于测量输出电压的交流分量
[警告：请勿颠倒电压探头的正极连接和接地连接]
- 8) 将一个电压探头连接到示波器的通道 4，并将其正极尖端紧贴到测试引脚 TP_{11} （即 LM5122 升压稳压器的输入电压）
[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

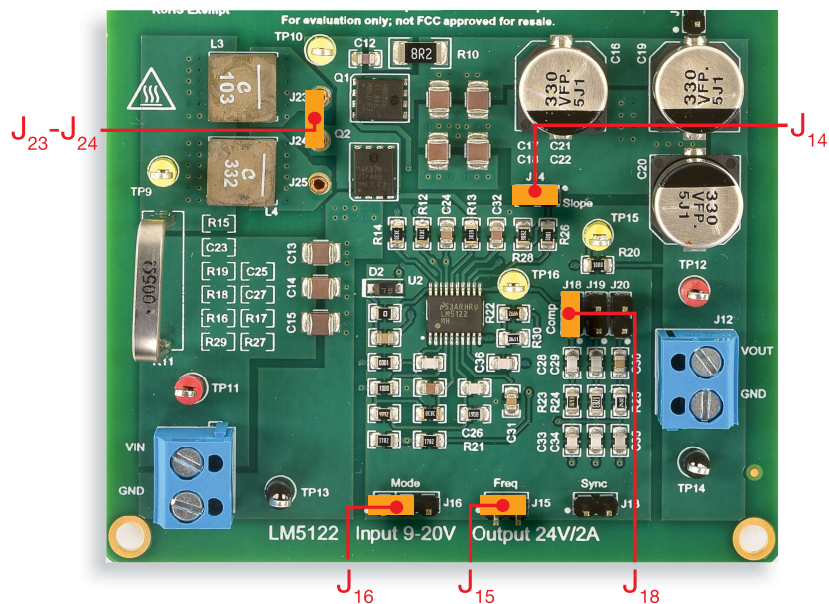


图 5. LM5122 实验板：测试 1 的跳线设置

初始跳线设置（请参阅图 5）：

- J_{13} 开路 → 未连接外部同步信号
- J_{14} 短接 → $R_{sl}=10k\Omega$ （高斜率电流模式补偿）
- J_{15} 短接 → 开关频率 $f_s = 500kHz$
- J_{16} 短接到左侧 → SOM 设置
- J_{18} 短接、 J_{19} 开路、 J_{20} 开路 → 误差放大器增益设置，其中已连接部件 R_{23} 、 C_{28} 、 C_{33} （高穿越频率， $L = L_3 = 10\mu H$ ，高斜率补偿斜坡）
- J_{23} - J_{24} 短接 → L_3 (10 μH) 电感已连接

实验步骤：

- 1) 开启示波器，将 CH-1 设置为直流 50 Ω 耦合模式，将 CH-3 和 CH-4 设置为直流 1M Ω 耦合模式，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压
- 2) 开启电源（确保“OUT ON”按钮为 OFF），设置动态模式 - 具有 18V 和 20V 之间波动的 250Hz、50% 占空比方波电压（可根据电源功能调节这些值，确保输入电压限制在 18V 到 20V 范围内），并将电流限制设置为 4.5A
- 3) 开启电子负载（确保“LOAD ON”按钮为 OFF），将直流电流设置为 0.5A
- 4) 开启电源“OUT ON”按钮和电子负载“LOAD ON”按钮。在这些条件下，您应该看到 CH-2（直流+交流输出电压波形）的波形为 24V 电平附近波动的平坦线（有小幅周期性浪涌），CH-3（输出电压波形的交流分量）的波形为 0V 电平附近波动的平坦线（有小幅周期性浪涌），CH-4（输入电压波形）的波形为 18V 到 20V 之间波动的方波，而 CH-1（电感电流波形）的波形为大约 0.6A 到 2.5A 之间波动的方波（如果显示的波形与上述波形大相径庭，请关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“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 1 中，然后针对表 1 中列出的所有负载电流值，重复此步骤（在更改负载电流时，无需关闭电源“OUT ON”按钮和电子负载“LOAD ON”按钮）
- 6) 关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，让跳线 J_{14} 开路以将斜率补偿电阻设置为 $R_{sl}=100k\Omega$ ，让跳线 J_{18} 开路并短接跳线 J_{19} 以将电压误差放大器设置为具有很小斜率补偿的高穿越频率，然后重复步骤 4) 和 5)
- 7) 在测量结束时，请关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，然后关闭所有仪器



测试 1：测量和计算

对于表 1 的运行条件：

- 1) 测量峰值输出电压过冲和下冲（将动态电压源连接到输入端，将 18V 施加到 20V 方波，并将可调直流负载连接到输出端）
- 2) 计算系数 ω_{LF} 和 ω_{HF} （根据 [理论背景](#) 部分的 PSRR 公式 (6)）
- 3) 将输出电压输入暂态过冲/下冲幅度与系数 ω_{LF} 和 ω_{HF} 的幅度作比较 [注：较高的 ω_{LF} 和较低的 ω_{HF} 可分别改善 PSRR_{LF} 和 PSRR_{HF}，而最佳的 PSRR 应该会使输入暂态输出电压浪涌幅度更小]

表 1. LM5122 升压稳压器在 $f_s = 500\text{kHz}$ 、 $L = 10\mu\text{H}$ 、SOM 设置以及不同斜率补偿和负载电流设置条件下的输入暂态响应

(1) ΔV_{out} [mV]	(2) ω_{LF} [rad/s]	(3) ω_{HF} [rad/s]	(a) 高穿越频率 (J_{18} 短接, J_{19} 开路, J_{20} 开路), 具有高斜率 (J_{14} 短接)									(b) 高穿越频率 (J_{18} 开路, J_{19} 短接, J_{20} 开路), 具有低斜率 (J_{14} 开路)									
			$I_{out}=0.5\text{A}$			$I_{out}=1.0\text{A}$			$I_{out}=1.5\text{A}$			$I_{out}=0.5\text{A}$			$I_{out}=1.0\text{A}$			$I_{out}=1.5\text{A}$			
$V_{in}: 18\text{V} \rightarrow 20\text{V}^{(*)}$	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)
$V_{in}: 20\text{V} \rightarrow 18\text{V}^{(*)}$	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)

(*) 可根据可用的电源限制来更改极值 18V 和 20V。建议不要超过 2V 峰间幅度，并确保最小输入电压超过 15V。

反馈补偿组件：

J_{18} 短接, J_{19} 开路, J_{20} 开路: $R_c=R_{23}=169\Omega$, $C_c=C_{28}=1\text{nF}$, $C_h=C_{33}=27\text{pF}$; [高 ω_c , $L=10\mu\text{H}$, $R_{si}=10\text{k}\Omega$]
 J_{18} 开路, J_{19} 短接, J_{20} 开路: $R_c=R_{24}=178\Omega$, $C_c=C_{29}=330\text{pF}$, $C_h=C_{34}=82\text{pF}$; [高 ω_c , $L=10\mu\text{H}$, $R_{si}=100\text{k}\Omega$]
 J_{18} 开路, J_{19} 开路, J_{20} 短接: $R_c=R_{25}=24.3\text{k}\Omega$, $C_c=C_{30}=22\text{nF}$, $C_h=C_{35}=4.7\text{nF}$; [低 ω_c , $L=10\mu\text{H}$, $R_{si}=100\text{k}\Omega$]

开关频率：

J_{15} 开路 $\rightarrow f_s = 250\text{kHz}$
 J_{15} 短接 $\rightarrow f_s = 500\text{kHz}$

电流控制斜率补偿：

J_{14} 开路 $\rightarrow R_{si}=100.9\text{k}\Omega$ [低斜率]
 J_{14} 短接 $\rightarrow R_{si}=10\text{k}\Omega$ [高斜率]

请回答：

- ① 斜率补偿增大时，输出电压暂态浪涌幅度增大还是减小？

增大 减小 取决于：_____

- ② 系数 ω_{LF} 和 ω_{HF} 的幅度是否与输出电压浪涌幅度一致？

是 否 取决于：_____

- ③ 低负载电流还是高负载电流时的输出电压暂态浪涌更大？

低负载 高负载 取决于：_____



测试 2：准备和实验步骤

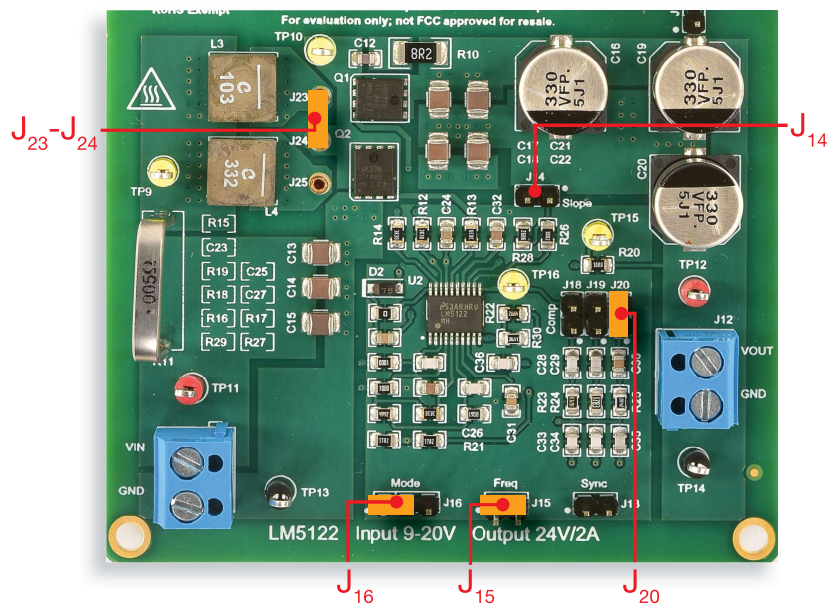


图 6. LM5122 实验板：测试 2 的跳线设置

初始跳线设置（请参阅图 6）：

- J_{13} 开路 → 未连接外部同步信号
- J_{14} 开路 → $R_{sl}=100k\Omega$ （低斜率电流模式补偿）
- J_{15} 短接 → 开关频率 $f_s = 500kHz$
- J_{16} 短接到左侧 → SOM 设置
- J_{18} 开路、 J_{19} 开路、 J_{20} 短接 → 误差放大器增益设置，其中已连接部件 R_{25} 、 C_{30} 、 C_{35} （低穿越频率， $L = L_3 = 10\mu H$ ，低斜率补偿斜坡）
- $J_{23}-J_{24}$ 短接 → L_3 ($10\mu H$) 电感已连接

实验步骤：

- 1) 开启示波器，将 CH-1 设置为直流 50 Ω 耦合模式，将 CH-3 和 CH-4 设置为直流 1M Ω 耦合模式，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压
- 2) 开启电源（确保“OUT ON”按钮为 OFF），设置动态模式 - 具有 10V 和 20V 之间波动的 250Hz、50% 占空比方波电压（可根据电源功能调节这些值，确保输入电压限制在 18V 到 20V 范围内），并将电流限制设置为 4.5A
- 3) 开启电子负载（确保“LOAD ON”按钮为 OFF），将直流电流设置为 0.5A
- 4) 开启电源“OUT ON”按钮和电子负载“LOAD ON”按钮。在这些条件下，您应该看到 CH-2（直流+交流输出电压波形）的波形为 24V 电平附近波动的平坦线（有小幅周期性浪涌），CH-3（输出电压波形的交流分量）的波形为 0V 电平附近波动的平坦线（有小幅周期性浪涌），CH-4（输入电压波形）的波形为 18V 到 20V 之间波动的方波，而 CH-1（电感电流波形）的波形为大约 0.6A 到 2.5A 之间波动的方波（如果显示的波形与上述波形大相径庭，请关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“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 1 中，然后针对表 1 中列出的所有负载电流值，重复此步骤（在更改负载电流时，无需关闭电源“OUT ON”按钮和电子负载“LOAD ON”按钮）
- 6) 关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，让跳线 J_{20} 开路并短接跳线 J_{19} 以将电压误差放大器设置为具有很小斜率补偿的高穿越频率，然后重复步骤 4) 和 5)
- 7) 在测量结束时，请关闭电子负载的“LOAD 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

对于表 2 的运行条件：

- 1) 测量峰值输出电压过冲和下冲（将动态电压源连接到输入端，将 18V 施加到 20V 方波，并将可调直流负载连接到输出端）
- 2) 计算系数 ω_{LF} 和 ω_{HF} （根据 [理论背景](#) 部分的 PSRR 公式 (6)）
- 3) 将输出电压输入暂态过冲/下冲幅度与系数 ω_{LF} 和 ω_{HF} 的幅度作比较 [注：较高的 ω_{LF} 和较低的 ω_{HF} 可分别改善 PSRR_{LF} 和 PSRR_{HF}，而最佳的 PSRR 应该会使输入暂态输出电压浪涌幅度更小]

表 2. LM5122 升压稳压器在 $f_s = 500\text{kHz}$ 、 $R_{SI} = 100\text{k}\Omega$ 、 $L = 10\mu\text{H}$ 、SOM 设置以及不同穿越频率和负载电流设置条件下的输入暂态响应

(1) ΔV_{out} [mV]	(2) ω_{LF} [rad/s]	(3) ω_{HF} [rad/s]	(a) 低穿越频率 (J_{18} 开路, J_{19} 开路, J_{20} 短接), 具有低斜率 (J_{14} 短接)									(b) 高穿越频率 (J_{18} 开路, J_{19} 短接, J_{20} 开路), 具有低斜率 (J_{14} 短接)									
			$I_{out}=0.5\text{A}$			$I_{out}=1.0\text{A}$			$I_{out}=1.5\text{A}$			$I_{out}=0.5\text{A}$			$I_{out}=1.0\text{A}$			$I_{out}=1.5\text{A}$			
$V_{in}: 18\text{V} \rightarrow 20\text{V}^{(*)}$	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)
$V_{in}: 20\text{V} \rightarrow 18\text{V}^{(*)}$	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)

(*) 可根据可用的电源限制来更改极值 18V 和 20V。建议不要超过 2V 峰间幅度，并确保最小输入电压超过 15V。

反馈补偿组件：

J_{18} 短接, J_{19} 开路, J_{20} 开路: $R_c=R_{23}=169\Omega$, $C_c=C_{28}=1\text{nF}$, $C_h=C_{33}=27\text{pF}$; [高 ω_c , $L=10\mu\text{H}$, $R_{SI}=10\text{k}\Omega$]
 J_{18} 开路, J_{19} 短接, J_{20} 开路: $R_c=R_{24}=178\Omega$, $C_c=C_{29}=330\text{pF}$, $C_h=C_{34}=82\text{pF}$; [高 ω_c , $L=10\mu\text{H}$, $R_{SI}=100\text{k}\Omega$]
 J_{18} 开路, J_{19} 开路, J_{20} 短接: $R_c=R_{25}=24.3\text{k}\Omega$, $C_c=C_{30}=22\text{nF}$, $C_h=C_{35}=4.7\text{nF}$; [低 ω_c , $L=10\mu\text{H}$, $R_{SI}=100\text{k}\Omega$]

开关频率：

J_{15} 开路 $\rightarrow f_s = 250\text{kHz}$
 J_{15} 短接 $\rightarrow f_s = 500\text{kHz}$

电流控制斜率补偿：

J_{14} 开路 $\rightarrow R_{SI}=100.9\text{k}\Omega$ [低斜率]
 J_{14} 短接 $\rightarrow R_{SI}=10\text{k}\Omega$ [高斜率]

请回答：

- 1 穿越频率设置减小时，输出电压暂态浪涌幅度增大还是减小？

增大 减小 取决于： _____

- 2 系数 ω_{LF} 和 ω_{HF} 的幅度是否与输出电压浪涌幅度一致？

是 否 取决于： _____

- 3 确定并论述什么样的斜率补偿、穿越频率设置和负载电流组合决定了最佳的输入暂态性能和最佳 PSRR：



讨论

在测试 1 中，我们主要目的是研究斜率补偿对 LM5122 升压稳压器的输入暂态性能的影响。

理论背景部分的公式和插图显示了具有峰值电流控制功能的升压稳压器对输入电压扰动的反应、斜率补偿对 PSRR 的影响以及 LM5122 升压稳压器的相应时域输入暂态响应。图 2(a) 显示了峰值电流控制功能固有的前馈行为。在理论上，如果输入电压阶跃变化，则会立即在随后的开关周期中调节占空比。实际上，斜坡信号 V_s 与误差信号产生的控制信号 v_c 相交时，它决定了占空比，如图 2(a) 所示。斜坡信号 V_s 包括补偿斜坡 V_{ramp} 和电感电流斜坡信号 V_{sns} （其在 MOSFET Q_2 导通时间内的斜率与输入电压成正比）。由此产生的占空比跃阶变化随后会导致暂态响应，这种响应的特点是收敛到稳态的速率受电压反馈误差放大器设置和电流斜率补偿设置的影响。对于给定的误差放大器设置，电流斜率补偿的影响如公式 (1)、(2) 和 (6) 以及图 3(a) 所示。公式 (1) 和 (2) 表明，更高的斜率电阻 R_{sl} 决定着 PWM 电流模式调制器的增益 F_m 也更高，因此占空比 d 对电感电流 i_L 、控制信号 v_c 和输出电压 v_{out} 的扰动更敏感。这意味着控制器将迅速对输出电压做出反应以确保其维持在调节的稳态值，如图 3(b) 的时域输入暂态响应波形图所示。PSRR_{LF} 的公式 (6) 和图 3(a) 的波特图表明了频域中的同一概念：由更高 R_{sl} 值决定的更高 PWM 电流模式调制器增益 F_m 将产生更低的 PSRR_{LF}，这意味着 PCC 升压稳压器更能消减输入电压扰动对输出电压的影响。在实际输入暂态中，输入电压从不阶跃变化，而是以受限的转换速率上升或下降，受电压源的输出电容、输入电感和升压稳压器的输入电容所影响。本示例中更是如此，由于 PWM 电流模式调制器 F_m 具有更高增益（由更高的 R_{sl} 值决定），输入暂态响应期间的输出电压浪涌具有更小的幅度和更短的持续时间。值得注意的是，更高的斜率补偿电阻 R_{sl} 决定着峰值电流模式控制的前馈行为改善，同时也将改善电压反馈环路增益。前馈行为改善是因为，当 R_{sl} 更高时，图 2(a) 中黄色所示的电流补偿斜坡幅度更小。因此，占空比更直接取决于电感电流斜坡信号 V_{sns} （其斜率与输入电压成正比）。补偿斜坡的斜率必须大于最小阈值以保证电流环路的稳定性 [6]。这样会限制斜率补偿电阻 R_{sl} 的最大值。

在测试 2 中，我们主要目的是研究电压环路增益穿越频率对 LM5122 升压稳压器的输入暂态性能的影响。

理论背景部分的公式和插图显示了具有峰值电流控制功能的升压稳压器对输入电压扰动的反应、电压反馈误差放大器对 PSRR 的影响以及 LM5122 升压稳压器的相应时域输入暂态响应。对于给定的电流控制斜率补偿设置，更高的穿越频率 ω_c 表示有更高的频率 $\omega_o = \omega_c / (K |G_{vc}(\omega_c)|)$ 存在于误差放大器增益 $G_c(s)$ 中（根据公式 (5)）。公式 (8) 表明，专用于实现更高穿越频率 ω_c 的误差放大器决定着 PSRR_{LF} 更低（因为其与 ω_c 成反比，如公式 (8) 和图 3(a) 所示）。根据上述讨论，更低的 PSRR_{LF} 意味着 PCC 升压稳压器更有能力消减输入电压扰动对输出电压的影响。与更高的斜率补偿电阻 R_{sl} 不同，更高的穿越频率 ω_c 并不会提高前馈能力，仅会改善电压反馈环路增益。

最终，升压稳压器输入干扰抑制能力和输入暂态响应的大幅改善主要是因为峰值电流控制的固有前馈行为，并可通过低斜率补偿斜坡实现最大化。而电压环路增益穿越频率更多的是影响负载暂态响应，这是 **实验 6** 的研究主题。



实验波形图

图 7 到 10 的波形图显示了 LM5122 升压稳压器输入暂态响应的实验测量结果。

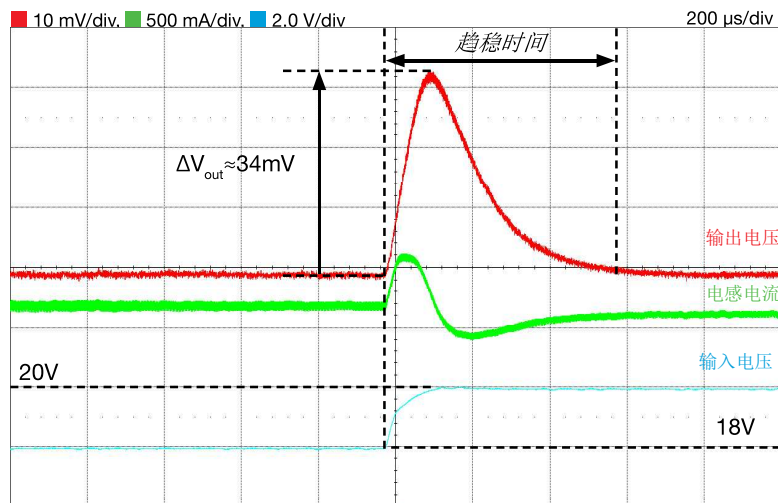


图 7. 具有高穿越频率环路增益和高斜率补偿斜坡的输入暂态：
 $V_{in}=18V$ 到 $20V$, $I_{out}=0.5A$, $f_s=500kHz$, $L=10\mu H$

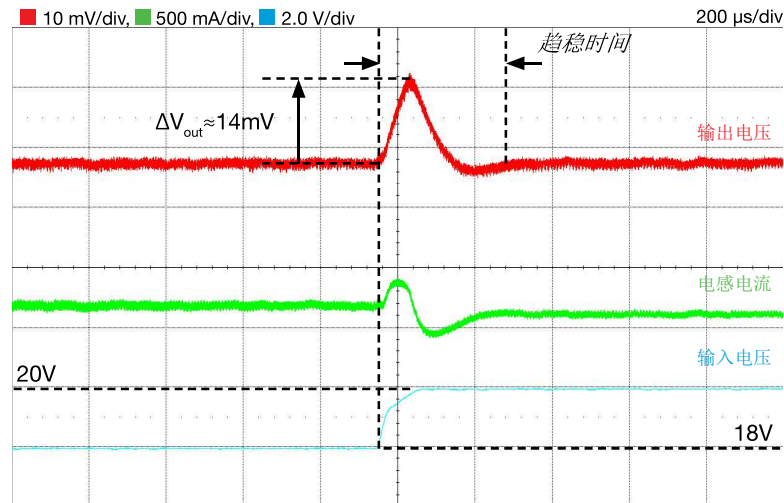


图 8. 具有高穿越频率环路增益和低斜率补偿斜坡的输入暂态：
 $V_{in}=18V$ 到 $20V$, $I_{out}=0.5A$, $f_s=500kHz$, $L=10\mu H$

图 7 和 8 的波形图显示了斜率补偿设置对 LM5122 升压稳压器的输入暂态响应的影响（对于给定的负载电流，并使用电压反馈误差放大器设置来确保在两种情况下均获得高环路增益穿越频率等）。与图 7（对应于低斜率补偿设置）相比，图 8（对应于低斜率补偿设置）中的输出电压浪涌幅度明显较小。低斜率补偿设置也确保了更快的暂态。事实上，控制器在图 8 情况下调节输出电压所需的时间比控制器在图 7 情况下调节输出电压所需的时间短（此时间定义为 *趋稳时间*，是指应用输入电压跃阶变化到输出电压保持在指定误差范围（例如稳态调节值的 1%）之前所经历的时间）。

[注：图 7 到图 10 所示的示波器采集结果基于 20MHz 带宽限制、+3 位数字滤波器和 10 次扫描平均值（以消除开关频率纹波）]



实验波形图

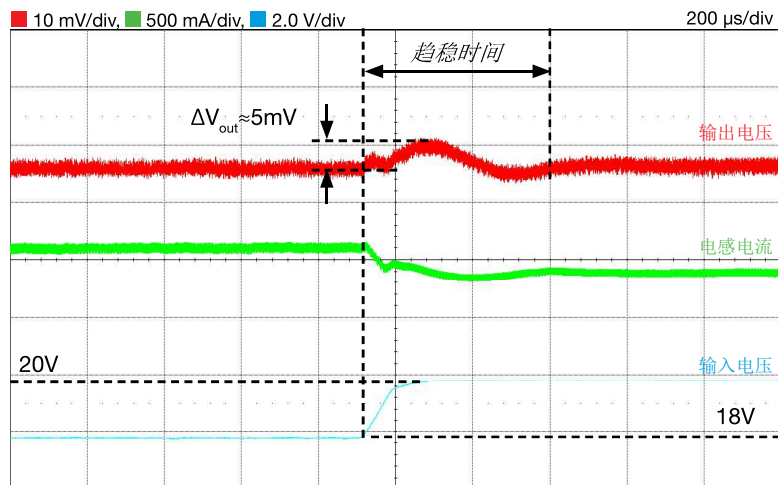


图 9. 具有高穿越频率环路增益和低斜率补偿斜坡的输入暂态：
 $V_{in}=18V$ 到 $20V$, $I_{out}=1.5A$, $f_s=500kHz$, $L=10\mu H$

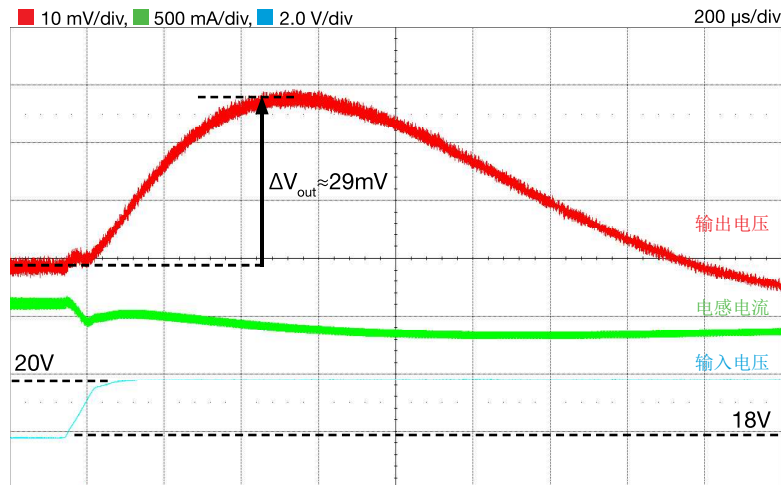


图 10. 具有低穿越频率环路增益和低斜率补偿斜坡的输入暂态：
 $V_{in}=18V$ 到 $20V$, $I_{out}=1.5A$, $f_s=500kHz$, $L=10\mu H$

图 9 和 10 的波形图显示了电压反馈误差放大器设置对 LM5122 升压稳压器的输入暂态响应的影响（对于给定的负载电流，并使用低斜率补偿设置）。与图 10（对应于确保低环路增益穿越频率的电压反馈误差放大器设置）相比，图 9（对应于确保高环路增益穿越频率的电压反馈误差放大器设置）中的输出电压浪涌幅度明显较小。与图 9 情况中的趋稳时间相比，图 10 情况中的趋稳时间也长得多（已超出示波器显示范围）。

实验 6

本实验的目的是分析运行条件、峰值电流控制斜率补偿和电压反馈补偿对升压转换器的负载暂态响应的影响。本实验采用 LM5122 升压稳压器。



案例研究

本实验的目的是分析输入电压、电流斜率补偿设置和电压反馈补偿设置对升压转换器的负载暂态响应的影响。

TI-PMLK LM5122 升压稳压器在 $V_{in}=[9,20]V^{(1)}$ 的条件下运行，将输出电压调节到标称值 $V_{out}=24V$ 、 $I_{out}=[0,2]A$ 。图 1 显示了基本电路原理图。图中突出显示的功率器件为：输入电容 (C_{in})、电感 (L)、输出电容 (C_{out})、MOSFET (Q_1, Q_2)、反馈补偿 ($R_{fb1}, R_{fb2}, C_{f1}, R_{f2}, C_{f2}$)、电流斜率补偿电阻 (R_{slope}) 和电感电流检测电阻 (R_s)。在负载需要快速变化的所有应用中，直流/直流稳压器的负载暂态响应非常重要。如果负载电流变化引起的输出电压浪涌幅度较小，则表示稳压器具有较佳的 *负载暂态响应*。稳压器的输出阻抗 $OI(f)=-\Delta V_{out}(f)/\Delta I_{out}(f)$ 是输出电压扰动 ΔV_{out} 与输出电流扰动 ΔI_{out} (作为输出电流扰动的频率 f 的函数) 之比。 $OI(f)$ 函数取决于电流模式控制设置、无源功率器件、输入/负载运行条件以及平均反馈误差放大器增益。如果 $OI(f)$ 很小，负载暂态响应将表现良好。逆向电源抑制比 $rPSRR(f)=\Delta I_{in}(f)/\Delta I_{out}(f)$ 可衡量输出电流扰动 ΔI_{out} 向后传播到输入电流 ΔI_{in} (作为输出电流扰动的频率 f 的函数) 的程度。 $rPSRR(f)$ 在 $OI(f)$ 值很小的频率范围内保持平坦，因此更佳的负载暂态响应 (即在更宽的频率范围内让 $OI(f)$ 保持较小) 使得负载到输入电流噪声抑制能力降低。

⁽¹⁾ 与 LM5122 的 4.5V - 65V 完整范围相比，此教学实验板采用的是受限制的范围 [4]

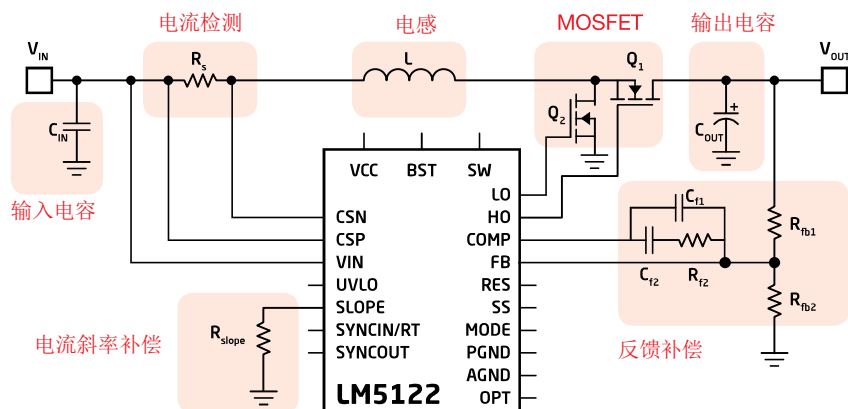


图 1. LM5122 升压稳压器的简化原理图

测试 1. 我们将测量由方波负载电流引起的输出电压浪涌幅度，为此需要使用不同的输入电压和不同的电压反馈补偿设置，并在给定的斜率补偿设置中提供不同的穿越频率。

测试 2. 我们将测量由方波负载电流引起的输出电压浪涌幅度，为此需要使用不同的输入电压和不同的电流控制环路斜率补偿设置。我们将使用不同的斜率补偿设置，并设置电压反馈补偿来保持穿越频率处于高位。

理论背景

下方讨论了 CCM 模式下的峰值电流控制型升压转换器的负载暂态响应基本原理，并说明与输出阻抗及逆向 PSRR 的相关性（请参阅 [1][2][3] 和 [6] 以了解有关升压拓扑运行模式、动态建模和电流模式控制分析与设计的更多详细信息；参阅 [4] 以了解有关 LM5122 运行情况和功能的更多详细信息）

图 2 显示了 LM5122 升压稳压器的原理图，其中包括峰值电流控制电路的主要元件。

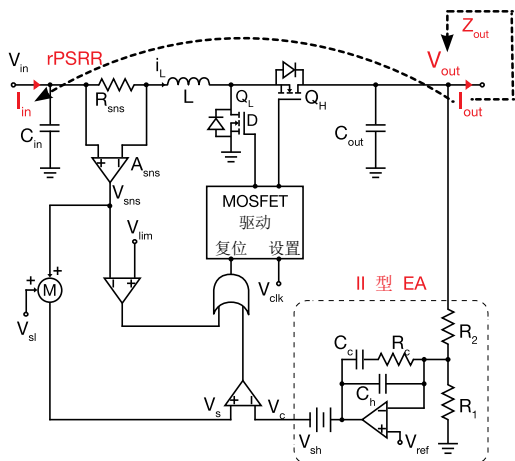


图 2

在有些应用中，负载电流可能变化很快，接近于逐步变化。稳压器需要减弱此类负载变化的影响，其做法是限制输出电压过冲/下冲浪涌的幅度以及输入电流的转换速率，以便符合所需的电源规格。电流环路和电压环路在实现这些目标时发挥不同的作用。实验 5 的理论背景部分提供了一些基本知识来确定 LM5122 升压稳压器对输入输入扰动的闭环频率响

应。采用同样的实验步骤可确定低频 (LF) 和高频 (HF) 的输出阻抗 $Z_{out}(s) = \hat{v}_{out} / \hat{i}_{out}$ ，通过公式 (1) 可算出相应结果（请参阅实验 5 以了解符号含义）：

$$(1) \quad Z_{outLF} \cong s \frac{A_v M}{\omega_0} = \frac{s}{\omega_{LF}}; \quad Z_{outHF} \cong \frac{ESR}{1 + I_{out} ESR (1/V_{out} - F_m F_v M)}$$

其中的 $M = V_{out} / V_{in}$ 。因素 ω_0 取决于由电压反馈误差放大器 (EA) 设置的环路增益穿越频率（请参阅实验 5）。公式 (1) 表明 EA 会影响 Z_{outLF} ，输出电容 ESR 和电流控制斜率补偿会影响 Z_{outHF} ，而输入和负载条件会全局影响 Z_{out} 。可按同样的方式获得逆向电源抑制比 $rPSRR(s) = \hat{i}_{in} / \hat{i}_{out}$ 。低频 (LF) 和高频 (HF) 时的公式如 (2) 所示：

$$(2) \quad rPSRR_{LF} = M, \quad rPSRR_{HF} \cong \frac{1}{s} \frac{V_{out} ESR (1 + F_v F_m V_{out} M)}{LM [V_{out} + I_{out} ESR (1 - F_m F_v M V_{out})]}$$

公式 (2) 表明，反馈误差放大器设置不会影响 $rPSRR_{LF}$ 和 $rPSRR_{HF}$ 。实际上 $rPSRR_{LF}$ 受电压转换比影响。误差放大器设置决定了 $rPSRR$ 等于 $rPSRR_{LF}$ （如图 4 所示）的频率。公式 (2) 表明，输出电容 ESR 和电流控制斜率补偿会影响 $rPSRR_{HF}$ ，而输入/负载运行条件会全局影响 $rPSRR$ 。图 3 显示了穿越频率 ω_c 设置对 Z_{out} 和负载阶跃响应的影响：更高的 ω_c 可改善低频负载噪声抑制，但不影响高频噪声抑制。图 4 显示更高的 ω_c 将拓宽 $rPSRR$ 带宽，但不影响低频噪声抑制。

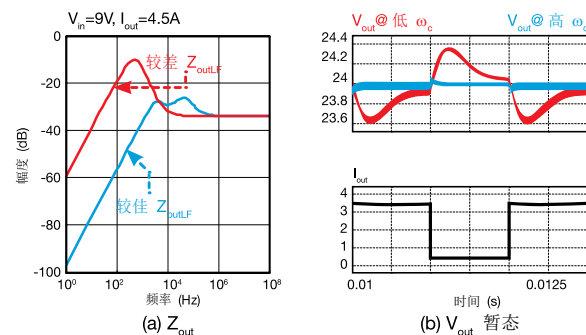


图 3: — 低穿越频率 ω_c ; — 高穿越频率 ω_c

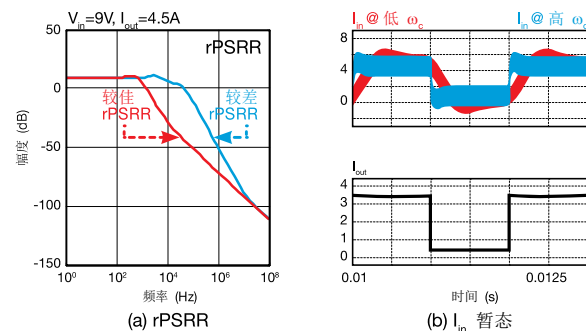


图 4: — 低穿越频率 ω_c ; — 高穿越频率 ω_c

相关知识:

本部分提供的公式 (1) 和 (2) 是使用不带输出电容的升压转换器型号确定的。因此便于研究峰值电流模式控制型升压稳压器的固有负载噪声抑制能力。公式表明，穿越频率决定了输入和负载噪声带宽，电压反馈误差放大器在此带宽范围内使输出电压 V_{out} 具有抗噪能力。 V_{out} 所需的负载噪声抑制带宽越宽，电感反应必须越快，而 $rPSRR$ 将变得越差。输入电容 C_{in} 有助于减小 $rPSRR_{LF}$ 带宽。



实验准备：仪器设置

本实验所需的仪器为：一个直流电源、一个具有动态模式功能的电子负载和一个示波器。图 5 显示了仪器连接方式。请遵循下一页提供的说明来连接。

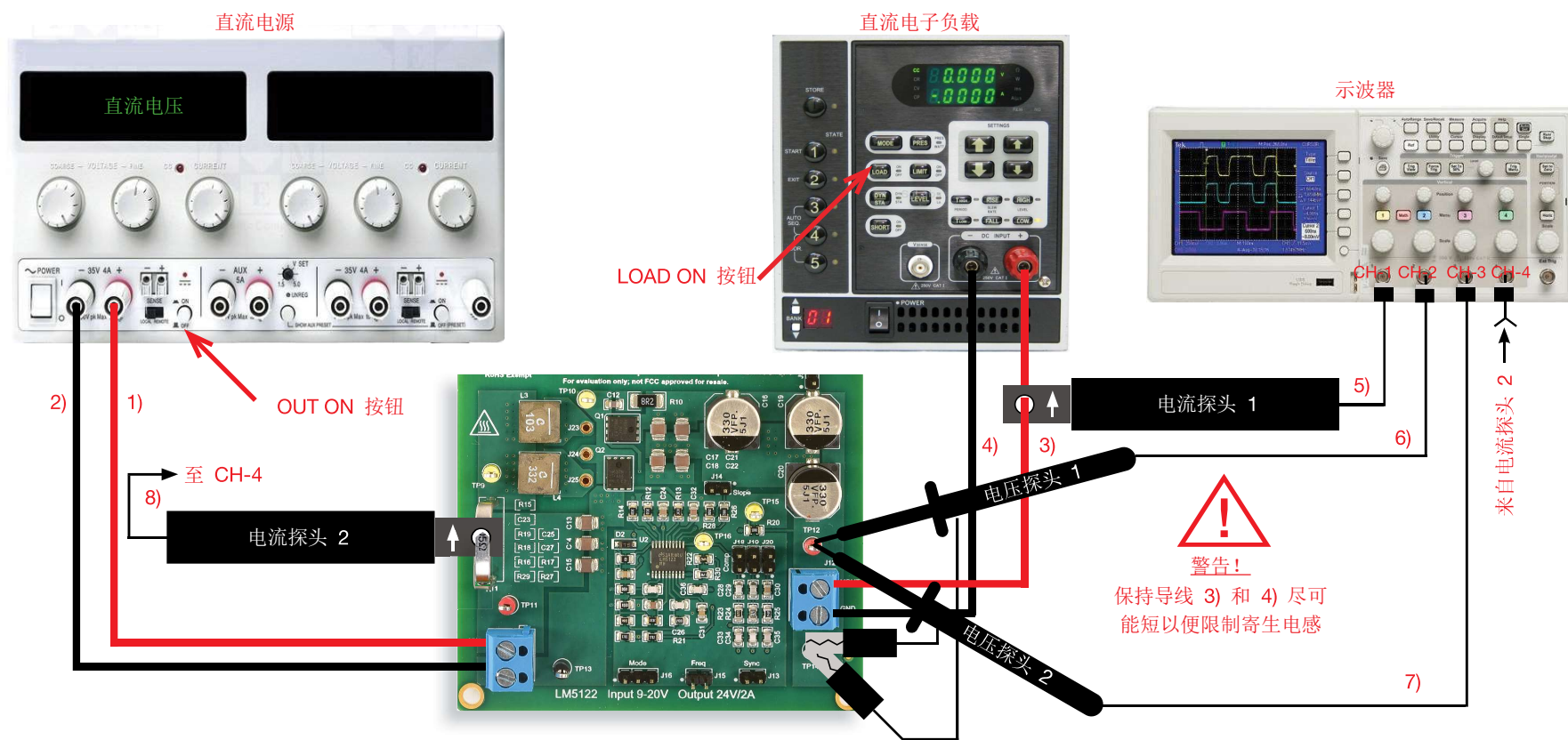


图 5. 实验设置。



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 LM5122 升压稳压器的 J_{11} 接线端子的输入端 (VIN)
- 2) 将直流电源的负（黑色）输出端连接到 LM5122 升压稳压器的 J_{11} 接线端子的接地端 (GND)
- 3) 将 LM5122 升压稳压器的 J_{12} 接线端子的输出端 (VOUT) 连接到电子负载的正（红色）输入端
- 4) 将 LM5122 升压稳压器的 J_{12} 接线端子的接地端 (GND) 连接到电子负载的负（黑色）输入端
- 5) 将一个电流探头连接到示波器的通道 1，并用它夹住 LM5122 升压稳压器 J_{12} 接线端子的输出端 (VOUT) 与电子负载的正（红色）输入端之间的连接电缆，确保探头夹上印制的箭头对应于流入电子负载的电流
- 6) 将一个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_{12} （即 LM5122 升压稳压器的输出电压）。此探头将用于测量输出电压的直流+交流分量
[警告：请勿颠倒电压探头的正极连接和接地连接]
- 7) 将一个电压探头连接到示波器的通道 3，并将其正极尖端紧贴到测试引脚 TP_{12} （即 LM5122 升压稳压器的输出电压）。此探头将用于测量输出电压的交流分量
[警告：请勿颠倒电压探头的正极连接和接地连接]
- 8) 将一个电流探头连接到示波器的通道 4，并用其夹住 LM5122 升压稳压器的电流检测电阻 R_{11} ，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 LM5122 升压实验板时，箭头必须朝上，如图 5 所示）



测试 1：准备和实验步骤

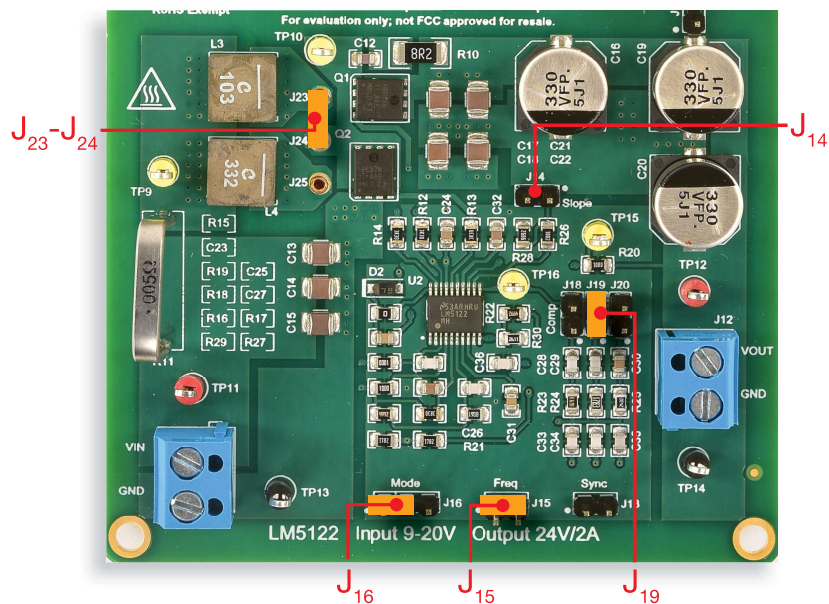


图 6. LM5122 实验板：测试 1 的跳线设置

初始跳线设置（请参阅图 6）：

- J_{13} 开路 → 未连接外部同步信号
- J_{14} 开路 → $R_{sl}=100k\Omega$ （低斜率电流模式补偿）
- J_{15} 短接 → 开关频率 $f_s = 500kHz$
- J_{16} 短接到左侧 → SOM 设置
- J_{18} 开路、 J_{19} 短接、 J_{20} 开路 → 误差放大器增益设置，其中已连接部件 R_{23} 、 C_{28} 、 C_{33} （高穿越频率， $L = L_3 = 10\mu H$ ，低斜率补偿斜坡）
- $J_{23}-J_{24}$ 短接 → L_3 ($10\mu H$) 电感已连接

实验步骤：

- 1) 开启示波器，将 CH-1 和 CH-4 设置为直流 50 Ω 耦合模式，选择 CH-4 作为触发电源，执行电流探头的“消磁”以消除电流探头可能存在的直流偏压，将 CH-2 设置为直流 1M Ω 耦合模式，将 CH-3 设置为交流 1M Ω 耦合模式
- 2) 开启电源（确保“OUT ON”按钮为 OFF），将直流电压设置为 10V，并将电流限制设置为 1A
- 3) 开启电子负载（确保“LOAD ON”按钮为 OFF），设置动态电流模式，并将低电流电平固定在 100mA 持续 5ms，将高电流电平固定在 300mA 持续 5ms，将电流上升和下降转换速率设置为仪器允许的最高水平
- 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（负载电流）的波形为零电平的平坦波形，CH-2（输出电压的直流+交流分量）的波形为 24V 平均值的平坦波形，CH-3（输出电压的交流分量）的波形为零电平的平坦波形，而 CH-4（电感电流）的波形为 0A 电平的平坦线（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）
- 5) 开启电子负载“LOAD ON”按钮。在这些条件下，您应该在示波器上看到 CH-1（负载电流）的波形为 100mA 到 300mA 之间波动的方波，CH-2（输出电压的直流+交流分量）的波形为 24V 平均值的波形（在负载电流阶跃瞬间有小幅正负浪涌），CH-3（输出电压的交流分量）的波形为零电平的平坦波形（在负载电流阶跃瞬间有小幅正负浪涌），而 CH-4（电感电流）的波形为 250mA 到 750mA 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) 针对表 1 中列出的输入电压值，在表 1 中记录每个负载暂态之后的输出电压浪涌幅度（在调整输入电压时，无需关闭电源“OUT ON”按钮）
- 7) 关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，然后让跳线 J_{19} 开路并短接跳线 J_{19} 以更改电压反馈误差放大器设置，重复步骤 4) 和 6)，并将结果记录到表 1 中
- 8) 在测量结束时，请关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，然后关闭所有仪器



测试 1：测量和计算

对于表 1 的运行条件：

- 1) 测量输出电压浪涌幅度 $\Delta V_{out,over}$ 和 $\Delta V_{out,under}$
- 2) 计算输出阻抗 Z_{outLF} 的因素 $\omega_{LF} = \omega_0 / (A_s M)$ (请参阅 *理论背景* 部分的公式 (1)) [注：请参考 *实验 5* 的 *理论背景* 部分来计算频率因素 ω_0 (作为反馈补偿组件的参数的函数)]
- 3) 将负载暂态输出电压浪涌幅度与频率因素 ω_{LF} 的值作比较 [注：更高的 ω_{LF} 会使 Z_{outLF} 更小，进而应该会对应于一个更小的负载暂态输出电压浪涌值，即更好的负载暂态响应]

表 1. LM5122 升压稳压器的输出电压负载暂态浪涌，其中采用 $f_s = 500\text{kHz}$ 、 $L = 10\mu\text{H}$ 、低斜率补偿和不同的输入电压和反馈误差放大器设置

(a)	输入电压	$I_{OUT}: 300\text{mA} \rightarrow 100\text{mA}$		$I_{OUT}: 100\text{mA} \rightarrow 300\text{mA}$	
J_{18} 开路	$V_{in} = 10\text{V}$	$\Delta V_{OUT,over}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =	$\Delta V_{OUT,under}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =
J_{19} 短接	$V_{in} = 15\text{V}$	$\Delta V_{OUT,over}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =	$\Delta V_{OUT,under}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =
J_{20} 开路	$V_{in} = 20\text{V}$	$\Delta V_{OUT,over}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =	$\Delta V_{OUT,under}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =
(b)	输入电压	$I_{OUT}: 300\text{mA} \rightarrow 100\text{mA}$		$I_{OUT}: 100\text{mA} \rightarrow 300\text{mA}$	
J_{18} 开路	$V_{in} = 10\text{V}$	$\Delta V_{OUT,over}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =	$\Delta V_{OUT,under}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =
J_{19} 开路	$V_{in} = 15\text{V}$	$\Delta V_{OUT,over}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =	$\Delta V_{OUT,under}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =
J_{20} 短接	$V_{in} = 20\text{V}$	$\Delta V_{OUT,over}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =	$\Delta V_{OUT,under}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =

反馈补偿组件：

J_{18} 短接, J_{19} 开路, J_{20} 开路: $R_c = R_{23} = 169\Omega$, $C_c = C_{28} = 1\text{nF}$, $C_h = C_{33} = 27\text{pF}$; [高 ω_c , $L = 10\mu\text{H}$, $R_{si} = 10\text{k}\Omega$]
 J_{18} 开路, J_{19} 短接, J_{20} 开路: $R_c = R_{24} = 178\Omega$, $C_c = C_{29} = 330\text{pF}$, $C_h = C_{34} = 82\text{pF}$; [高 ω_c , $L = 10\mu\text{H}$, $R_{si} = 100\text{k}\Omega$]
 J_{18} 开路, J_{19} 开路, J_{20} 短接: $R_c = R_{25} = 24.3\text{k}\Omega$, $C_c = C_{30} = 22\text{nF}$, $C_h = C_{35} = 4.7\text{nF}$; [低 ω_c , $L = 10\mu\text{H}$, $R_{si} = 100\text{k}\Omega$]

开关频率：

J_{15} 开路 $\rightarrow f_s = 250\text{kHz}$
 J_{15} 短接 $\rightarrow f_s = 500\text{kHz}$

电流控制斜率补偿：

J_{14} 开路 $\rightarrow R_{sl} = 100.9\text{k}\Omega$ [低斜率]
 J_{14} 短接 $\rightarrow R_{sl} = 10\text{k}\Omega$ [高斜率]

请回答：

- 1 情况 (a) 还是情况 (b) 的浪涌幅度更大? (a) (b) 相同 取决于: _____
- 2 浪涌幅度是否随输入电压增大? 是 否 不敏感 其他: _____
- 3 暂态浪涌的幅度是否与 ω_{LF} 值一致? 是 否 取决于: _____



测试 2：准备和实验步骤

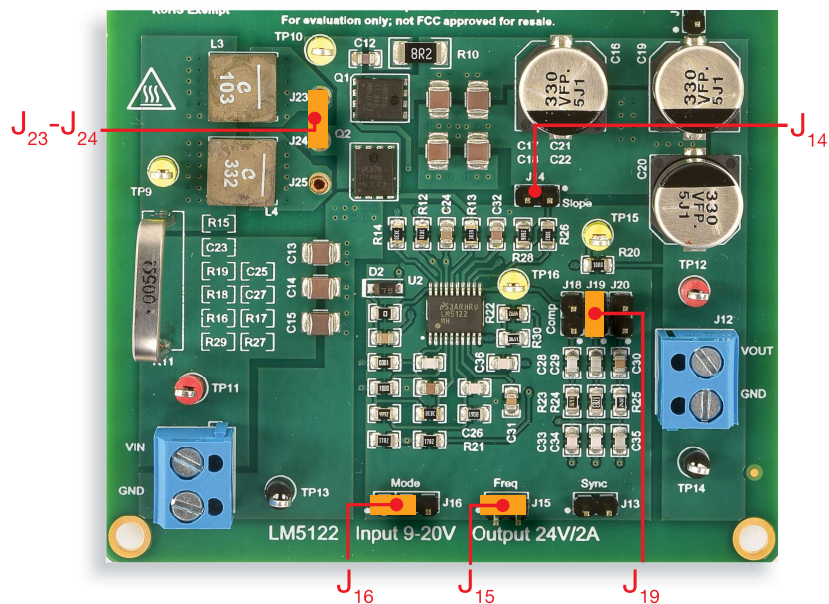


图 7. LM5122 实验板：测试 2 的跳线设置

初始跳线设置（请参阅图 7）：

- J_{13} 开路 → 未连接外部同步信号
- J_{14} 开路 → $R_{sl}=100k\Omega$ （低斜率电流模式补偿）
- J_{15} 短接 → 开关频率 $f_s = 500kHz$
- J_{16} 短接到左侧 → SOM 设置
- J_{18} 开路、 J_{19} 短接、 J_{20} 开路 → 误差放大器增益设置，其中已连接部件 R_{23} 、 C_{28} 、 C_{33} （高穿越频率， $L = L_3 = 10\mu H$ ，低斜率补偿斜坡）
- J_{23} - J_{24} 短接 → L_3 ($10\mu H$) 电感已连接

实验步骤：

- 1) 开启示波器，将 CH-1 和 CH-4 设置为直流 50Ω 耦合模式，选择 CH-4 作为触发源，执行电流探头的“消磁”以消除电流探头可能存在的直流偏压，将 CH-2 设置为直流 $1M\Omega$ 耦合模式，将 CH-3 设置为交流 $1M\Omega$ 耦合模式
- 2) 开启电源（确保“OUT ON”按钮为 OFF），将直流电压设置为 10V，并将电流限制设置为 1A
- 3) 开启电子负载（确保“LOAD ON”按钮为 OFF），设置动态电流模式，并将低电流电平固定在 100mA 持续 5ms，将高电流电平固定在 300mA 持续 5ms，将电流上升和下降转换速率设置为仪器允许的最高水平
- 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（负载电流）的波形为零电平的平坦波形，CH-2（输出电压的直流+交流分量）的波形为 24V 平均值的平坦波形，CH-3（输出电压的交流分量）的波形为零电平的平坦波形，而 CH-4（电感电流）的波形为 0A 电平的平坦线（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）
- 5) 开启电子负载“LOAD ON”按钮。在这些条件下，您应该在示波器上看到 CH-1（负载电流）的波形为 100mA 到 300mA 之间波动的方波，CH-2（输出电压的直流+交流分量）的波形为 24V 平均值的波形（在负载电流阶跃瞬间有小幅正负浪涌），CH-3（输出电压的交流分量）的波形为零电平的平坦波形（在负载电流阶跃瞬间有小幅正负浪涌），而 CH-4（电感电流）的波形为 250mA 到 750mA 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) 针对表 1 中列出的输入电压值，在表 1 中记录每个负载暂态之后的输出电压浪涌幅度（在调整输入电压时，无需关闭电源“OUT ON”按钮）
- 7) 关闭电子负载的“LOAD ON”按钮和直流电源的“OUT ON”按钮，然后短接跳线 J_{14} 以更改斜率补偿设置，让跳线 J_{19} 开路并短接跳线 J_{18} 以设置电压反馈误差放大器，重复步骤 4) 和 6)，并将结果记录到表 1 中
- 8) 在测量结束时，请关闭电子负载的“LOAD 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

对于表 2 的运行条件：

- 1) 测量输出电压浪涌幅度 $\Delta V_{out,over}$ 和 $\Delta V_{out,under}$
- 2) 计算输出阻抗 Z_{outLF} 的因素 $\omega_{LF} = \omega_0 / (A_s M)$ (请参阅 *理论背景* 部分的公式 (1)) [注：请参考 *实验 5* 的 *理论背景* 部分来计算频率因素 ω_0 (作为反馈补偿组件的参数的函数)]
- 3) 将负载暂态输出电压浪涌幅度与频率因素 ω_{LF} 的值作比较 [注：更高的 ω_{LF} 会使 Z_{outLF} 更小，进而应该会对应于一个更小的负载暂态输出电压浪涌值，即更好的负载暂态响应]

表 1. LM5122 升压稳压器在负载暂态期间的输出电压浪涌，其中采用 $f_s = 500\text{kHz}$ 、 $L = 10\mu\text{H}$ 和不同的输入电压和斜率补偿设置 ⁽¹⁾

(a) J_{14} 开路		输入电压		$I_{OUT} : 300\text{mA} \rightarrow 100\text{mA}$		$I_{OUT} : 100\text{mA} \rightarrow 300\text{mA}$	
J_{18} 开路	$V_{in} = 10\text{V}$	$\Delta V_{OUT,over}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =	$\Delta V_{OUT,under}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =	$\Delta V_{OUT,under}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =
J_{19} 短接	$V_{in} = 15\text{V}$	$\Delta V_{OUT,over}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =	$\Delta V_{OUT,under}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =	$\Delta V_{OUT,under}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =
J_{20} 开路	$V_{in} = 20\text{V}$	$\Delta V_{OUT,over}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =	$\Delta V_{OUT,under}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =	$\Delta V_{OUT,under}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =
(b) J_{14} 短接		输入电压		$I_{OUT} : 300\text{mA} \rightarrow 100\text{mA}$		$I_{OUT} : 100\text{mA} \rightarrow 300\text{mA}$	
J_{18} 短接	$V_{in} = 10\text{V}$	$\Delta V_{OUT,over}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =	$\Delta V_{OUT,under}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =	$\Delta V_{OUT,under}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =
J_{19} 开路	$V_{in} = 15\text{V}$	$\Delta V_{OUT,over}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =	$\Delta V_{OUT,under}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =	$\Delta V_{OUT,under}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =
J_{20} 开路	$V_{in} = 20\text{V}$	$\Delta V_{OUT,over}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =	$\Delta V_{OUT,under}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =	$\Delta V_{OUT,under}$ [mV] =	ω_{LF} [rad/s] =

⁽¹⁾ 还要更改误差放大器设置以确保穿越频率不会显著变化。

反馈补偿组件：

J_{18} 短接, J_{19} 开路, J_{20} 开路: $R_c = R_{23} = 169\Omega$, $C_c = C_{28} = 1\text{nF}$, $C_h = C_{33} = 27\text{pF}$; [高 ω_c , $L = 10\mu\text{H}$, $R_{sl} = 10\text{k}\Omega$]
 J_{18} 开路, J_{19} 短接, J_{20} 开路: $R_c = R_{24} = 178\Omega$, $C_c = C_{29} = 330\text{pF}$, $C_h = C_{34} = 82\text{pF}$; [高 ω_c , $L = 10\mu\text{H}$, $R_{sl} = 100\text{k}\Omega$]
 J_{18} 开路, J_{19} 开路, J_{20} 短接: $R_c = R_{25} = 24.3\text{k}\Omega$, $C_c = C_{30} = 22\text{nF}$, $C_h = C_{35} = 4.7\text{nF}$; [低 ω_c , $L = 10\mu\text{H}$, $R_{sl} = 100\text{k}\Omega$]

开关频率：

J_{15} 开路 $\rightarrow f_s = 250\text{kHz}$
 J_{15} 短接 $\rightarrow f_s = 500\text{kHz}$

电流控制斜率补偿：

J_{14} 开路 $\rightarrow R_{sl} = 100.9\text{k}\Omega$ [低斜率]
 J_{14} 短接 $\rightarrow R_{sl} = 10\text{k}\Omega$ [高斜率]

请回答：

- 1 情况 (a) 还是情况 (b) 的浪涌幅度更大? (a) (b) 相同 取决于: _____
- 2 浪涌幅度是否随输入电压增大? 是 否 不敏感 其他: _____
- 3 暂态浪涌的幅度是否与 ω_{LF} 值一致? 是 否 取决于: _____



讨论

在测试 1 中，我们主要目的是研究电压反馈环路增益穿越频率（由反馈误差放大器设置决定）对 LM5122 升压稳压器的负载暂态性能的影响

理论背景部分的公式和插图显示了具有峰值电流控制功能的升压稳压器对负载电流扰动的反应、电压反馈误差放大器设置对输出阻抗 Z_{out} 增益的影响以及 LM5122 稳压器的相应时域负载暂态响应。公式 (1) 和图 3(a) 显示，误差放大器设置主要影响低频输出阻抗 Z_{outLF} ，此阻抗可通过更高的穿越频率 ω_c 来改善。由于更高的穿越频率设置，负载扰动抑制能力得到改善，如图 3(b) 所示。升压稳压器电压环路增益的穿越频率由反馈补偿误差放大器的极点和零点所决定。如果通过设置误差放大器的极点和零点来实现更高的穿越频率，则其增益将在更宽的频率范围内具有更高的幅度。此情况下，误差放大器通过更大程度改变自身输出电压 v_c （即基准或峰值电感电流）来更强地放大负载扰动的影响。因此，更高的穿越频率决定着电感电流可更快适应负载需求，并确保升压稳压器更快响应负载暂态。具体而言，随着升压稳压器对负载扰动的反应加快，输出电压暂态浪涌的幅度会变小，因此缩短了输出电容在瞬时功率（从输入端通过电感传输到负载）与负载功率需求之间维持不平衡状态所需的间隔时间。尽管更高的穿越频率对负载暂态性能有益，但由于两个原因，其值不能太高。第一项不能超过的绝对限制由开关频率决定。事实上，不允许比开关频率高的穿越频率，因为在这种情况下，误差放大器会试图减缓输出电压的开关纹波（这不是由负载变化而是由转换器拍频决定的干扰）。波纹限制实际上是通过适当输出电容来实现的。穿越频率的第二项限制是由一半开关频率的电压环路增益（由峰值电流模式控制的采样机制产生）中引入的一对极点决定 [6]。这些极点会引入相位滞后，这种滞后依赖于补偿斜坡的斜率（在接近一半开关频率时增大，在此处变为 -90° ）。在理论上，III 型误差放大器可提供预期的相位升压以达到所需的相补角。但是，全局渐近稳定性要求会强制环路增益的相位大于 -180° （从直流到穿越频率）。因此，高穿越频率和全局渐近稳定性不能同时实现，此外如果要想误差放大器实现过于接近开关频率一半的穿越频率，这种误差放大器在设计上可能无法通过 II 型甚至 III 型误差放大器来实现。公式 (1) 还表明，高频率输出阻抗 Z_{outL} 主要由输出电容的 ESR 决定，不受误差放大器的影响。事实上，如果负载扰动具有比穿越频率高的频率，则反馈控制器将无法跟随和补偿该频率。因此，需要使用低 ESR 来保持较低的高频输出阻抗以及限制由高转换速率负载暂态决定的输出电压浪涌幅度。

在测试 2 中，我们主要目的是研究峰值电流控制调制器增益（由斜率补偿设置决定）对 LM5122 升压稳压器的负载暂态性能的影响

理论背景部分所示的公式 (1) 表明，斜率补偿设置不会直接影响低频输出阻抗 Z_{outLF} ，而对高频输出阻抗 Z_{outHF} 有较小影响。

最终，升压稳压器负载干扰抑制能力和负载暂态响应的大幅改善主要是因为电压反馈误差放大器设置，并可通过高电压环路增益穿越频率实现最大化。而斜率补偿设置更多的是影响输入暂态响应，这是 **实验 5** 的研究主题。



实验波形图

图 8 到 11 的波形图显示了 LM5122 升压稳压器负载暂态响应的一些实验测量示例。

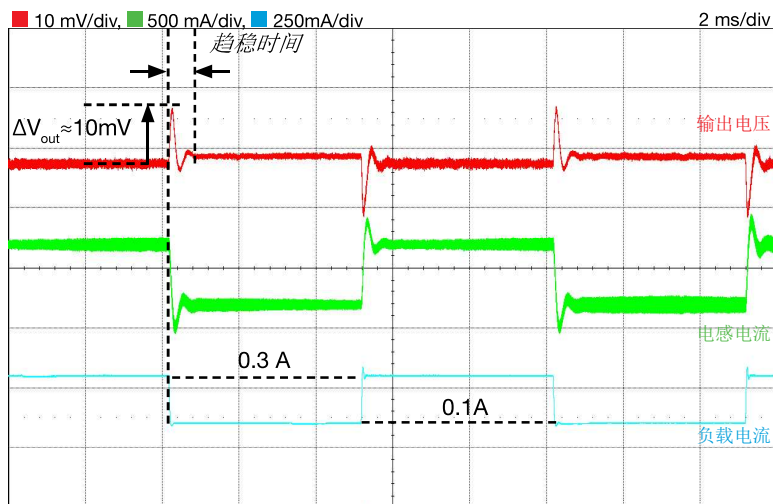


图 8. 具有高穿越频率环路增益和低斜率补偿斜坡的负载暂态响应:

$$V_{in}=10V, I_{out}=0.1A, 0.3A, f_s=500kHz, L=10\mu H$$

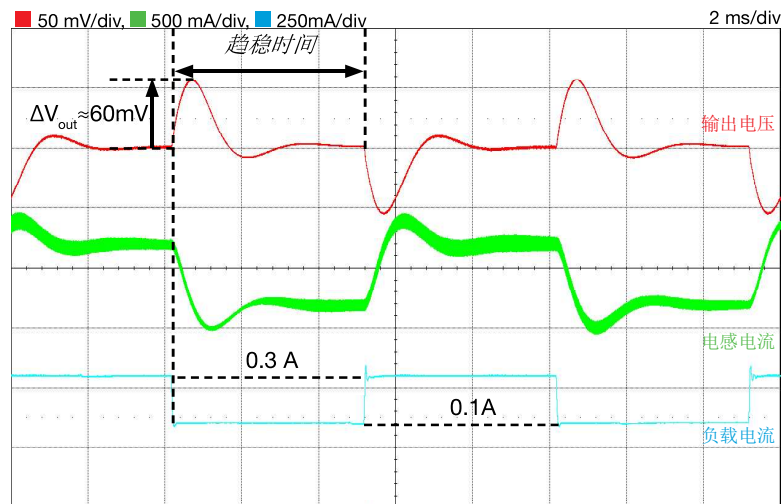


图 9. 具有低穿越频率环路增益和低斜率补偿斜坡的负载暂态响应

$$V_{in}=10V, I_{out}=0.1A, 0.3A, f_s=500kHz, L=10\mu H$$

图 8 和 9 的波形图显示了环路增益穿越频率对负载暂态响应的影响（对于给定的输入电压，并使用低斜率补偿设置）。与图 9（对应于低穿越频率设置）相比，图 8（对应于高穿越频率设置）中的输出电压浪涌幅度明显较小。更高的穿越频率也确保了更快的暂态。事实上，控制器在图 8 情况下调节输出电压所需的时间比控制器在图 9 情况下调节输出电压所需的时间短得多（此时间定义为*趋稳时间*，是指应用负载电流跃阶到输出电压保持在指定误差范围（例如稳态调节值的 1%）之前所经历的时间。电感暂态波形可突出显示穿越频率设置对逆向 PSRR 的影响，具体请参阅[理论背景](#)部分的讨论。实际上，图 8 的波形图表明，电流电感的波形（绿色波形）看起来像是方波，与负载电流方波相似。这意味着，在高穿越频率的条件下，由于电感位于升压转换器的输入侧，因此高频噪声很容易传播到输入侧。此情况下需要一个更高的输入电容来限制输入电流负载暂态转换速率。而图 9 的波形图表明，电感电流波形从低电平到高电平（或反之）具有更平滑的过渡，这意味着，在低穿越频率下，方波负载电流经过更良好的滤波后进入输入输入。在这些条件下，需要一个更小的输入电容来限制输入电流负载暂态转换速率。

[注：图 8 到图 11 所示的示波器采集结果基于 20MHz 带宽限制、+3 位数字滤波器和 10 次扫描平均值（以消除开关频率纹波）]



实验波形图

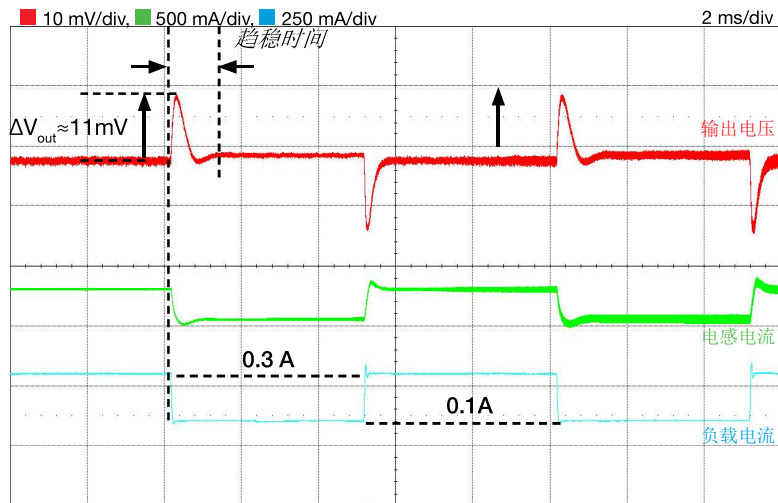


图 10. 具有高穿越频率环路增益和高斜率补偿斜坡的负载暂态响应：
 $V_{in}=20V$, $I_{out}=0.1A$ 到 $0.3A$, $f_s=500kHz$, $L=10\mu H$

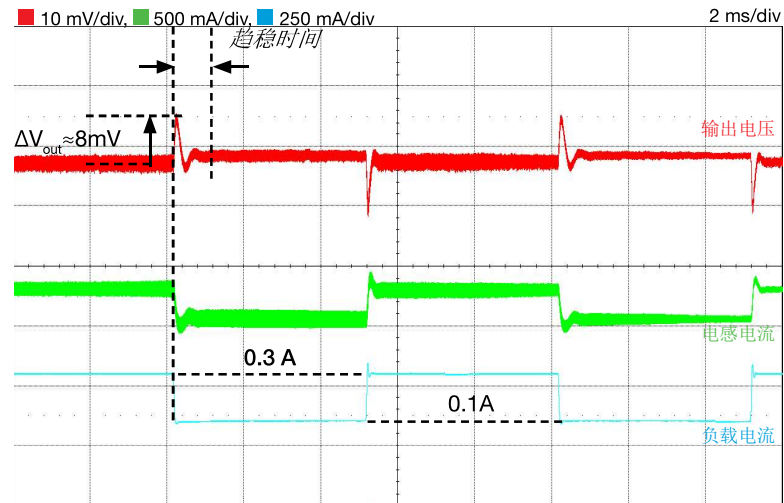


图 11. 具有高穿越频率环路增益和低斜率补偿斜坡的负载暂态响应：
 $V_{in}=20V$, $I_{out}=0.1A$ 到 $0.3A$, $f_s=500kHz$, $L=10\mu H$

图 10 和 11 的波形图显示了补偿斜率对升压稳压器负载暂态响应的影响（对于给定的输入电压，并使用穿越频率设置）。与图 10（对应于高斜率补偿设置）相比，图 11（对应于低斜率补偿设置）中的输出电压浪涌幅度明显较小。与图 10 情况中的趋稳时间相比，图 11 情况中的趋稳时间略短。高穿越频率可确保在两种情况下均获得快速的负载暂态响应。

附录 A

参考资料

- [1] R.W. Erickson, D.Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, Springer
- [2] S.Maniktala, Switching Power Supplies A - Z, Newness
- [3] 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
- [4] LM5122 数据手册, <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/LM5122.pdf>
- [5] TPS55340 数据手册, <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/TPS55340.pdf>
- [6] F.D. Tan, R.D. Middlebrook, "A unified model for current-programmed converters", IEEE 电力电子学汇刊, 1995 年, 第 10 卷, 第 4 期, 第 397 - 408 页

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

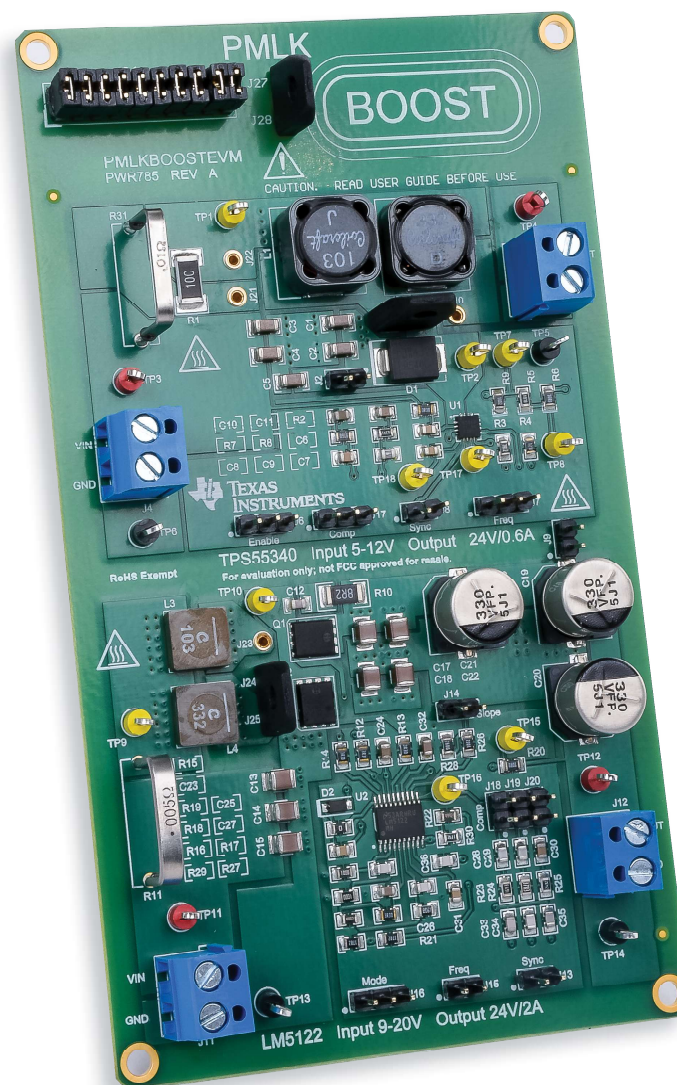
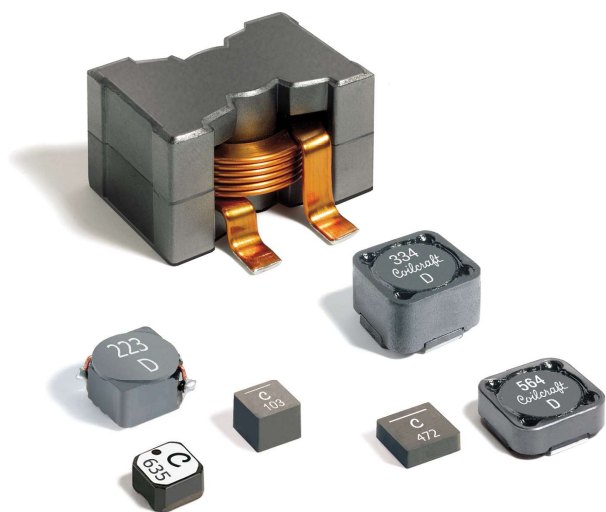
80 多年以来，德州仪器 (TI) 一直热衷于缔造创新技术解决方案。TI 大学计划确立于 1982 年，是一项覆盖 35 个国家/地区、多种语言、每年影响超过几十万学生的全球计划。TI 大学计划为教育工作者提供不计其数的工具、实验室捐赠和教学材料，让学生能够在教室和实验室学习 TI 技术。从教学材料到设计项目，我们先进的模拟与嵌入式处理技术点燃了全球大学实验室学生和教育工作者的激情。

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:

- **MSS1278-103MLB**
MSS1278 系列屏蔽表面贴装功率电感
- **MSS1246T-332MLB**
MSS1246T 系列高温功率电感
- **XAL7030-103MEB**
XAL7030 系列高电流屏蔽功率电感
- **XAL7030-332MEB**
XAL7030 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 电源管理实验套件 (“TI-PMLK”) - 升压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。这些限制的目的是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）增益时才可使用。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/lsds/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/lsds/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、商业机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
升压实验手册



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