

LM5006

LM5006 80V, 600 mA Constant On-Time Buck Switching Regulator



Literature Number: ZHCS552

LM5006

80V, 600 mA 恒定导通时间降压开关稳压器

一般说明

LM5006 降压开关稳压器具有实现一个低成本、高效率的降压偏置稳压器所需的全部功能。这个高电压稳压器包含一个 80V N 沟道 MOSFET 开关和一个启动稳压器。该器件很容易实现，采用 MSOP-10 封装。

该稳压器的控制方案基于利用与 V_{IN} 成反比的导通时间进行控制。此功能可使工作频率在线路和负载变化时保持相对恒定。控制方案无需环路补偿，从而实现了快速的瞬态响应。与 V_{OUT} 成反比的强制关断时间使该控制器具有了智能电流限制（foldback）。其他功能还包括：热关断、 V_{CC} 欠压锁定、最大占空比限制器、预充电开关、有状态标志输出的可编程欠压检测器、用于同步整流器的栅极驱动器输出。

主要特点

- 工作输入电压范围：6V 至 75V
- 集成的 80V N 沟道 MOSFET 功率开关管
- 内部启动稳压器
- 无需环路补偿
- 超快速的瞬态响应
- 在线路和负载变化时工作频率保持恒定
- 2.5V 可调输出电压
- 精确的内部基准， $\pm 2.5\%$
- 智能电流限制可降低折返
- 有状态标志输出的可编程输入 UV 检测器
- 用于同步整流器的栅极输出驱动器
- 预充电开关可实现无负载自举栅极驱动
- 热关断

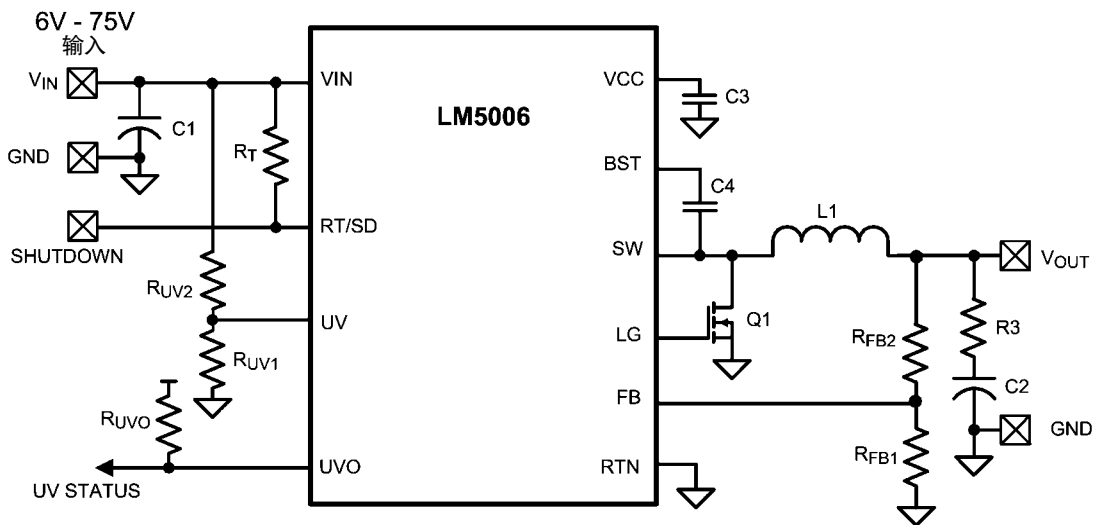
典型应用

- 非隔离式电信降压稳压器
- 中高压后置稳压器
- +42V 汽车系统

封装

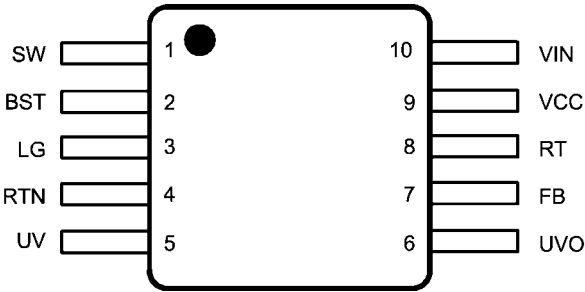
- MSOP-10

典型应用、基本的降压稳压器



30113101

连线图



30113102

顶视图
10 引脚 MSOP

订购信息

订购号	封装类型	NSC 封装图纸	供货方式
LM5006MM	MSOP-10	MUB10A	1000 片卷带封装
LM5006MMX			3500 片卷带封装

引脚描述

引脚	名称	说明	应用信息
1	SW	开关节点	电源开关节点。连接到输出电感器、续流二极管或同步 FET 和自举电容。
2	BST	升压引脚	在 BST 和 SW 引脚之间需要一个外部电容（0.01 μF 或更大的陶瓷电容器）。当 SW 为低电平时，BST 引脚电容器通过内部二极管从 V_{CC} 充电。
3	LG	同步整流 MOSFET 低边栅极驱动器输出	此输出驱动一个外部 N-MOSFET，可替代 SW 和 GND 之间的续流二极管。使用同步整流的 FET 通常可以提高效率。
4	RTN	接地引脚	整个电路的接地。
5	UV	欠压输入引脚指示器	利用电阻分压从 V_{IN} 取得的分压信号，或某些其他系统电压，可编程电压检测阈值。当 UV 低于 2.5V 时，内部开始抽电流，以提供迟滞。
6	UVO	欠压状态指示器	当 UV 引脚电压低于 2.5V，或当 VCC_{UVLO} 功能或关断功能被调用时，此漏极开路输出为高电平。
7	FB	来自稳压输出的反馈输入	此引脚连接到内部调节比较器的反相输入端。调节电平为 2.5V。
8	RT/SD	导通时间设置引脚和关断输入	此引脚和 V_{IN} 之间的电阻可设置开关导通时间，该导通时间为 V_{IN} 和频率的函数。在最大输入电压条件下，建议的最小导通时间为 200 ns。此引脚接地关闭稳压器。
9	VCC	来自内部高电压串联旁路（series pass）稳压器的输出。稳压为 7.5V。	内部稳压器为降压开关栅极驱动器和其他内部电路提供偏置电源。要求用一个 1 μF 陶瓷电容接地。该稳压器的电流限制约为 30 mA。
10	VIN	输入电压	工作输入电压范围为 6V 至 75V

绝对最大额定值 (注释 1)

如果是用于军事航空领域的专用设备, 请向美国国家半导体销售办事处/经销商咨询具体可用性和规格。

V _{IN} , UV 至 RTN	-0.3V 至 80V
BST 至 RTN	-0.3V 至 88V
SW 至 RTN (稳态)	-1V 至 V _{IN} + 0.3V
BST 至 VCC	80V
BST 至 SW	10V
VCC, LG, UVO 至 RTN	-0.3V 至 10V
FB, RT 至 RTN	-0.3V 至 5V

ESD 额定值

人体模型 (注释 5)

2 kV

焊接规格请登录:

www.national.com/ms/MS/MS-SOLDERING.pdf

结点温度

150°C

存储温度

-55°C 至 +150°C

工作额定值 (注释 1)V_{IN}

6V 至 75V

工作结点温度

-40°C 至 +125°C

电气特性

用标准字体表示的数值仅用于在 T_J = 25°C 时; 使用粗体字体表示的极限值适用于整个工作结点温度 (T_J) 的范围。最小和最大极限值通过测试、设计或统计数据得以保证。典型值是 T_J = 25°C 时标准的参数值, 这里仅供参考。除非在工作条件一栏中另有规定: V_{IN} = 48V (注释 3)。

标识	参数	工作条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{CC} 电源						
V _{CC} 稳压器	V _{CC} 稳压器输出	V _{IN} = 48V	7.1	7.5	7.9	V
	V _{IN} - V _{CC}	V _{IN} = 6V, I _{CC} = 5 mA		240		mV
	V _{CC} 输出阻抗	V _{IN} = 6V		45		Ω
	V _{CC} 电流限制	V _{IN} = 48V (注释 4)	20	30		mA
	V _{CC} UVLO	V _{CC} 增加		4	4.8	V
	V _{CC} UVLO 迟滞			450		mV
	I _{lin} 工作电流	FB = 3V, V _{IN} = 48V		1	1.32	mA
	I _{lin} 关断电流	RT/SD = 0V		20	70	μA
开关特性						
	降压开关管 R _{ds(on)}	I _{测试} = 200 mA		0.56	1.1	Ω
	栅极驱动 UVLO	V _{BST} - V _{SW} 上升	2.15	3	3.8	V
	栅极驱动 UVLO 迟滞			250		mV
	预充电开关电压	在 1 mA 条件下		0.8		V
	预充电开关导通时间			150		ns
电流限制						
	电流限制阈值		700	1175	1500	mA
	电流限制响应时间	I _{switch} = 1.24A, 关断时间		190		ns
T _{OFF-1}	OFF 时间发生器 (测试 1)	FB = 0V, V _{IN} = 75V		37		μs
T _{OFF-2}	OFF 时间发生器 (测试 2)	FB = 2.3V, V _{IN} = 75V		7.2		μs
T _{OFF-3}	OFF 时间发生器 (测试 3)	FB = 0V, V _{IN} = 10V		5.7		μs
T _{OFF-4}	OFF 时间发生器 (测试 4)	FB = 2.3V, V _{IN} = 10V		1.25		μs
导通时间发生器						
T _{ON-1}	导通时间	V _{IN} = 10V R _{ON} = 250K	2.2	3.3	4.51	μs
T _{ON-2}	导通时间	V _{IN} = 75V R _{ON} = 250K	300	450	565	ns
	时间远程关断阈值	RT/SD 上升时的电压	0.46	0.9	1.4	V
	时间远程关断迟滞			60		mV

标识	参数	工作条件	最小值	典型值	最大值	单位
最小关断时间						
	最小关断时间	$V_{IN} = 6V$		260	347	ns
调节和 OV 比较器						
	FB 基准阈值	内部基准 开关 ON 触发点	2.4365	2.5	2.5625	V
	FB 过电压阈值	开关 OFF 触发点		2.85		V
	FB 偏置电流			1		nA
欠压检测						
UV_{TH}	UV 阈值		2.4	2.5	2.6	V
UV_{HYS}	UV 迟滞电流	$UV = 2V$	2.7	5	7.3	μA
UV_{BIAS}	UV 偏置电流	$UV = 3V$		1		nA
UVO_{VOL}	UVO 输出低电压	$UV = 3V, I_{UVO} = 5\text{ mA}$		360	600	mV
UVO_{IOH}	UVO 泄漏电流	$UV = 2V, V_{UVO} = 7.8V$		1		nA
LG 输出						
$V_{LG(LO)}$	LG 低电压	抽电流 = 10 mA		0.11	0.25	V
$V_{LG(HI)}$	LG 高电压	灌电流 = 10 mA	$V_{CC} - 0.55$	$V_{CC} - 0.275$		V
t_{SWLG}	SW 低至 LG 高死区时间			56		ns
t_{LGSW}	LG 低至 SW 高死区时间			58		ns
R_{LG}	驱动器输出电阻	抽电流 = 10 mA		15		Ω
		灌电流 = 10 mA		28		
热关断						
T_{sd}	热关断温度			165		$^{\circ}C$
	热关断迟滞			20		$^{\circ}C$
热阻						
θ_{JA}	结点至环境	MUA 封装		200		$^{\circ}C/W$

注释 1: 绝对最大额定值为极限值。超过极限值会导致器件损坏。额定工作值是保证器件正常工作的工作条件。关于规范保证和测试环境，请参阅电气特性。

注释 2: 关于焊接塑料 MSOP 封装的详细信息，请参阅美国国家半导体公司提供的封装数据手册。

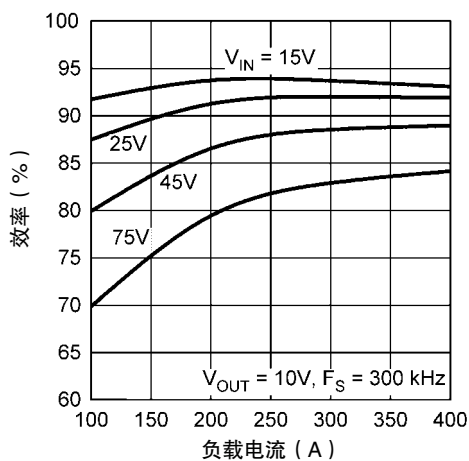
注释 3: 全部极限值均有保证。所有电气特性是在 $T_A = T_J = 25^{\circ}C$ 的生产过程的室温限制条件下测得的。所有冷、热极限值都是通过将电气特性与工艺和温度变化相关联，并利用统计过程控制得以保证的。

注释 4: V_{CC} 输出的目的是给内部栅极驱动电源和控制电路提供自偏压。器件的热极限值将限制外部负载。

注释 5: 人体模型是通过一个 100 pF 电容器经 1.5 k Ω 电阻向每个引脚放电进行模拟的。

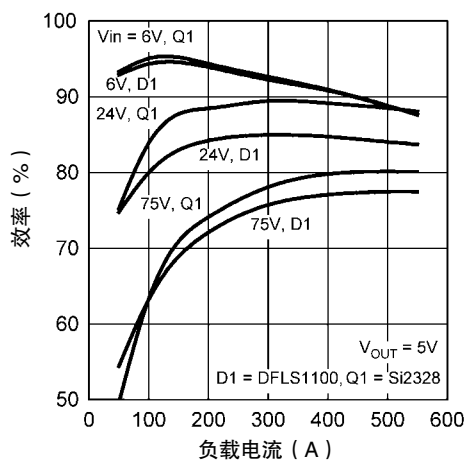
典型性能特性

输出 10V, 300 kHz 条件下的效率

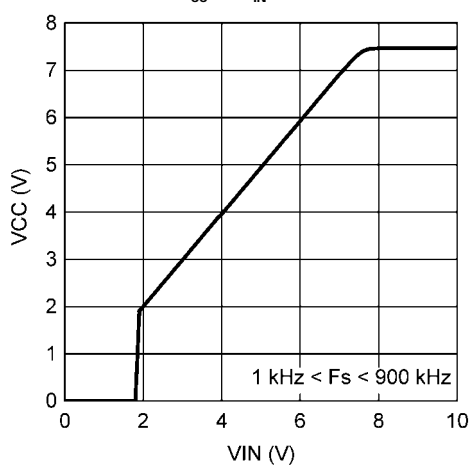


30113124

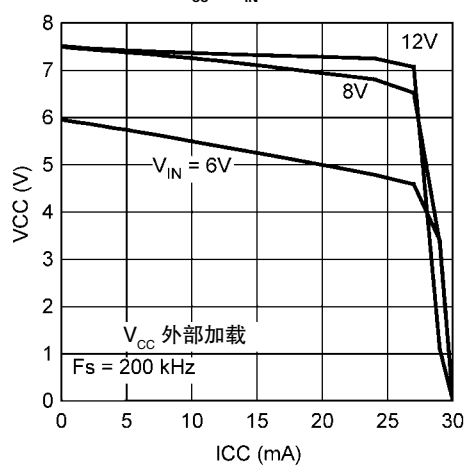
200 kHz 条件下的效率对比



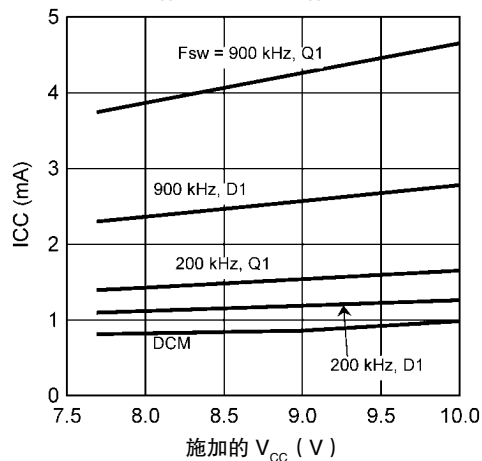
30113105

 V_{CC} 与 V_{IN} 的关系

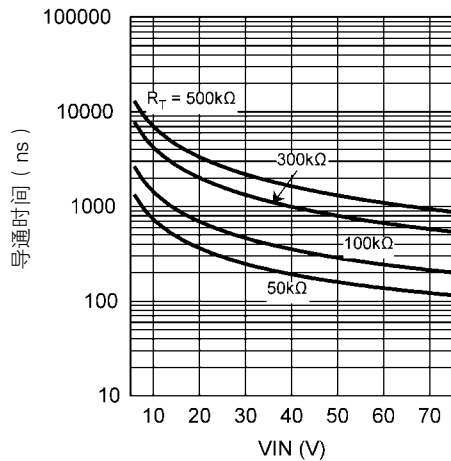
30113125

 V_{CC} 与 I_{IN} 的关系

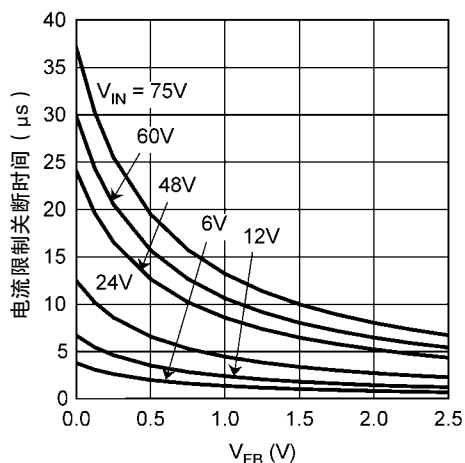
30113107

 I_{CC} 与外部施加 V_{CC} 的关系

30113126

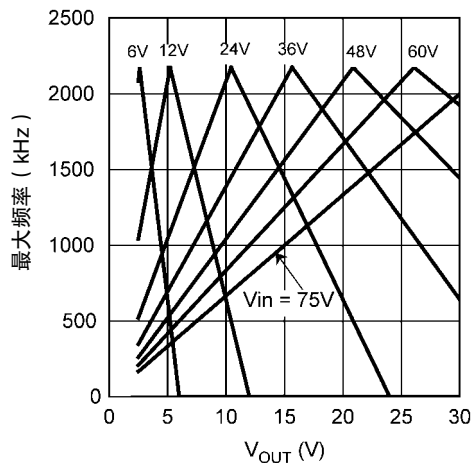
导通时间与 V_{IN} 和 R_T 的关系

30113127

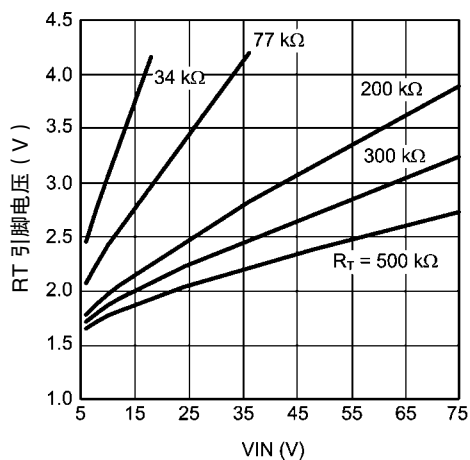
电流限制关断时间与 V_{FB} 的关系

30113138

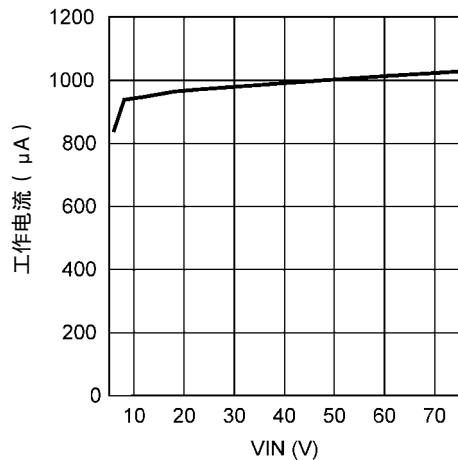
最大开关频率



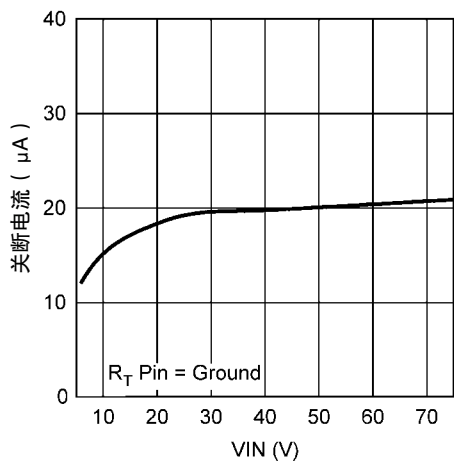
30113139

 R_T 引脚的电压

30113140

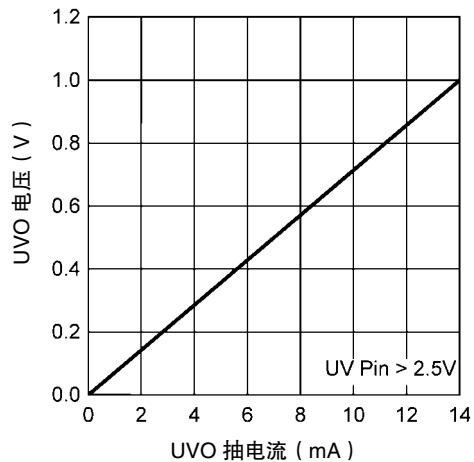
进入 V_{IN} 的工作电流

30113141

进入 V_{IN} 的关断电流

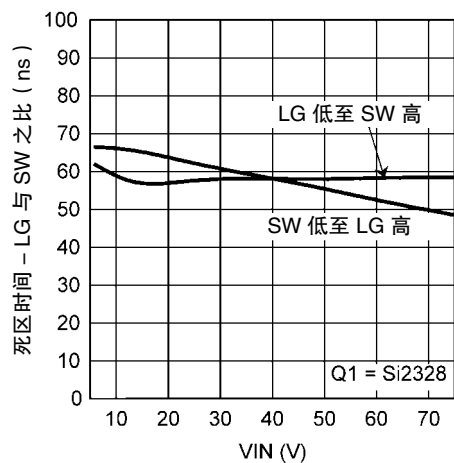
30113142

UVO 引脚低电压与抽电流的关系

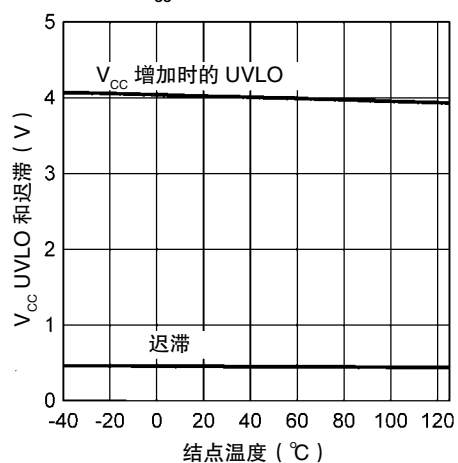


30113143

LG 与 SW 死区时间的关系

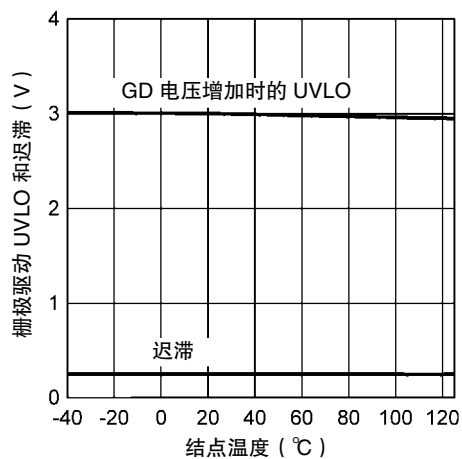


30113144

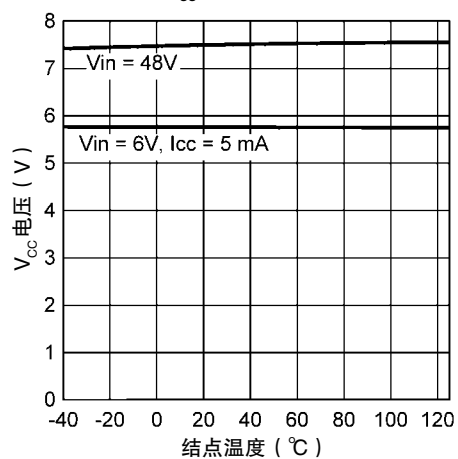
 V_{CC} UVLO 与温度的关系

30113145

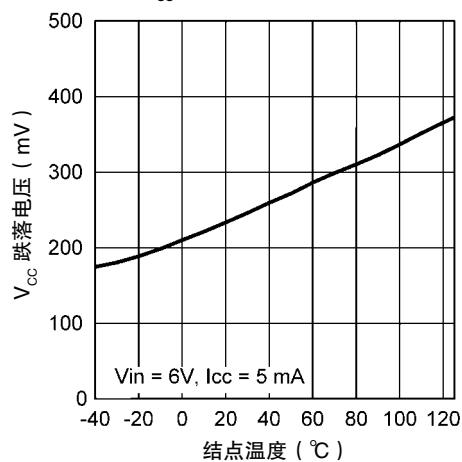
栅极驱动 UVLO 与温度的关系



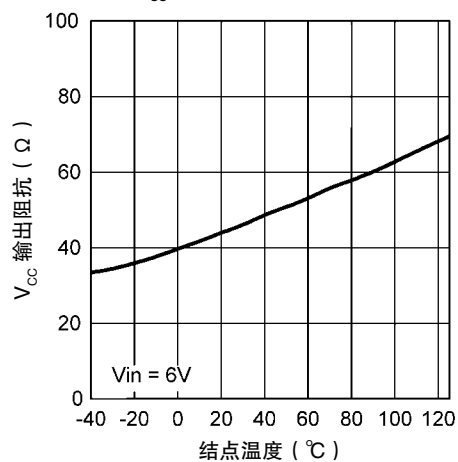
30113146

 V_{CC} 与温度的关系

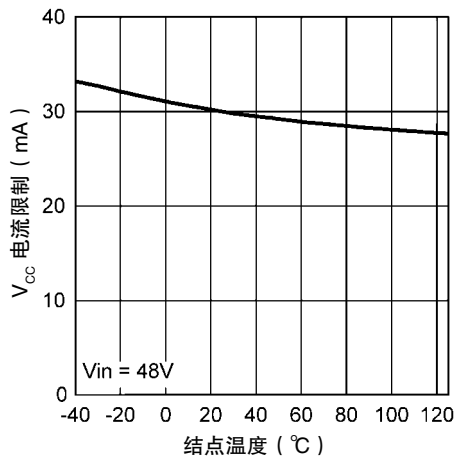
30113147

 V_{CC} 跌落电压与温度的关系

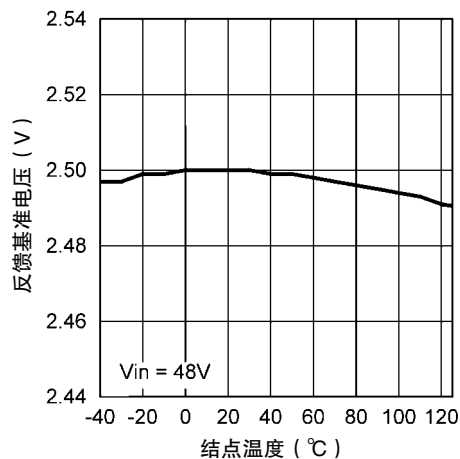
30113159

 V_{CC} 输出阻抗与温度的关系

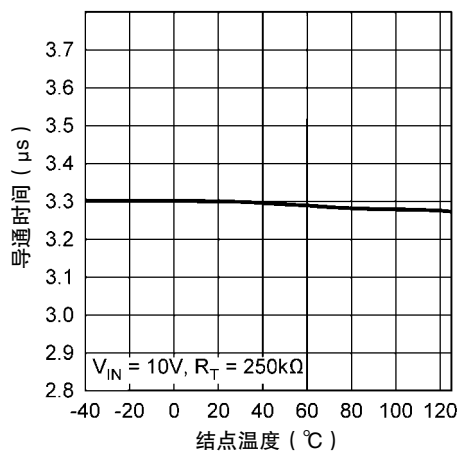
30113148

V_{CC} 电流限制与温度的关系

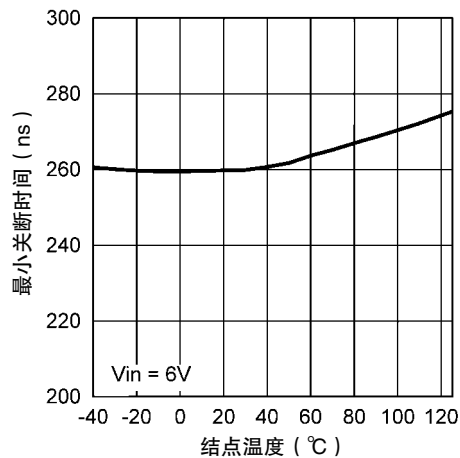
30113149

基准电压与温度的关系

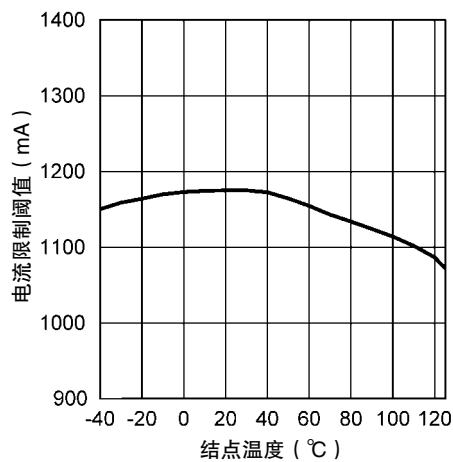
30113150

导通时间与温度的关系

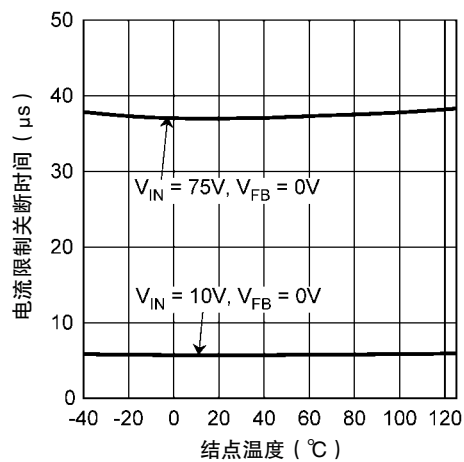
30113151

最小关断时间与温度的关系

30113152

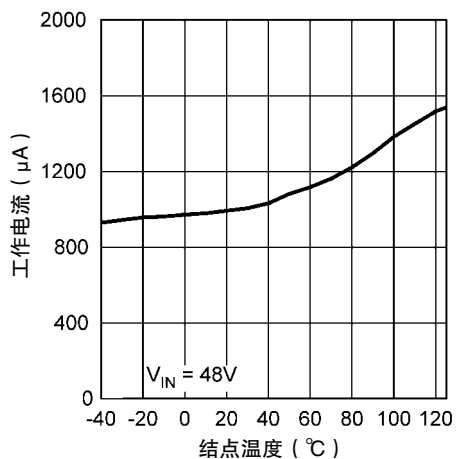
电流限制阈值与温度的关系

30113153

电流限制关断时间与温度的关系

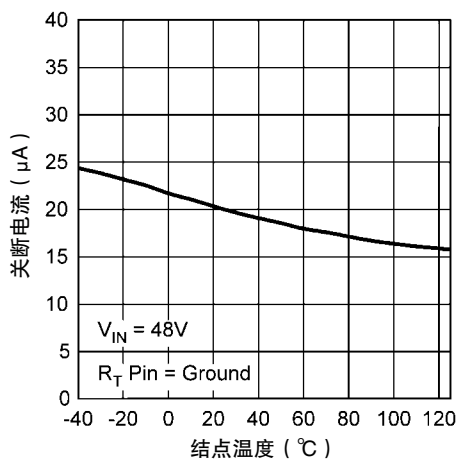
30113160

工作电流与温度的关系



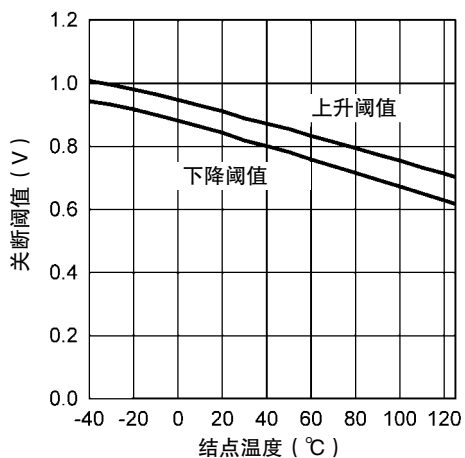
30113154

关断电流与温度的关系



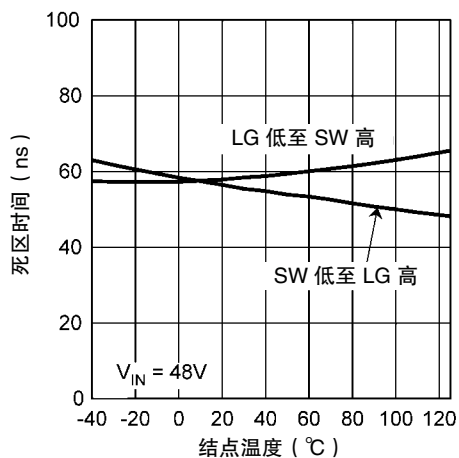
30113155

RT 引脚关断阈值与温度的关系



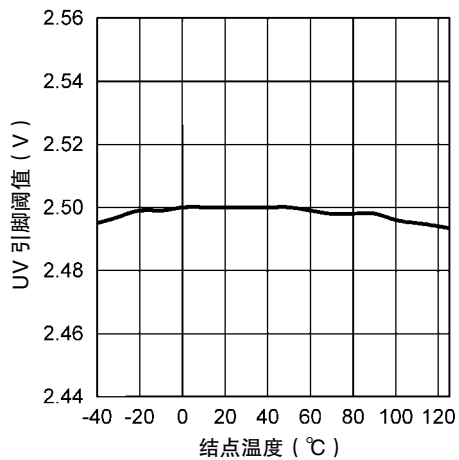
30113156

LG 与 SW 死区时间以及与温度的关系



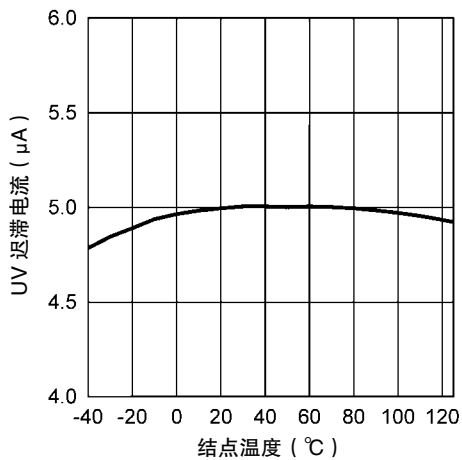
30113157

UV 引脚阈值与温度的关系



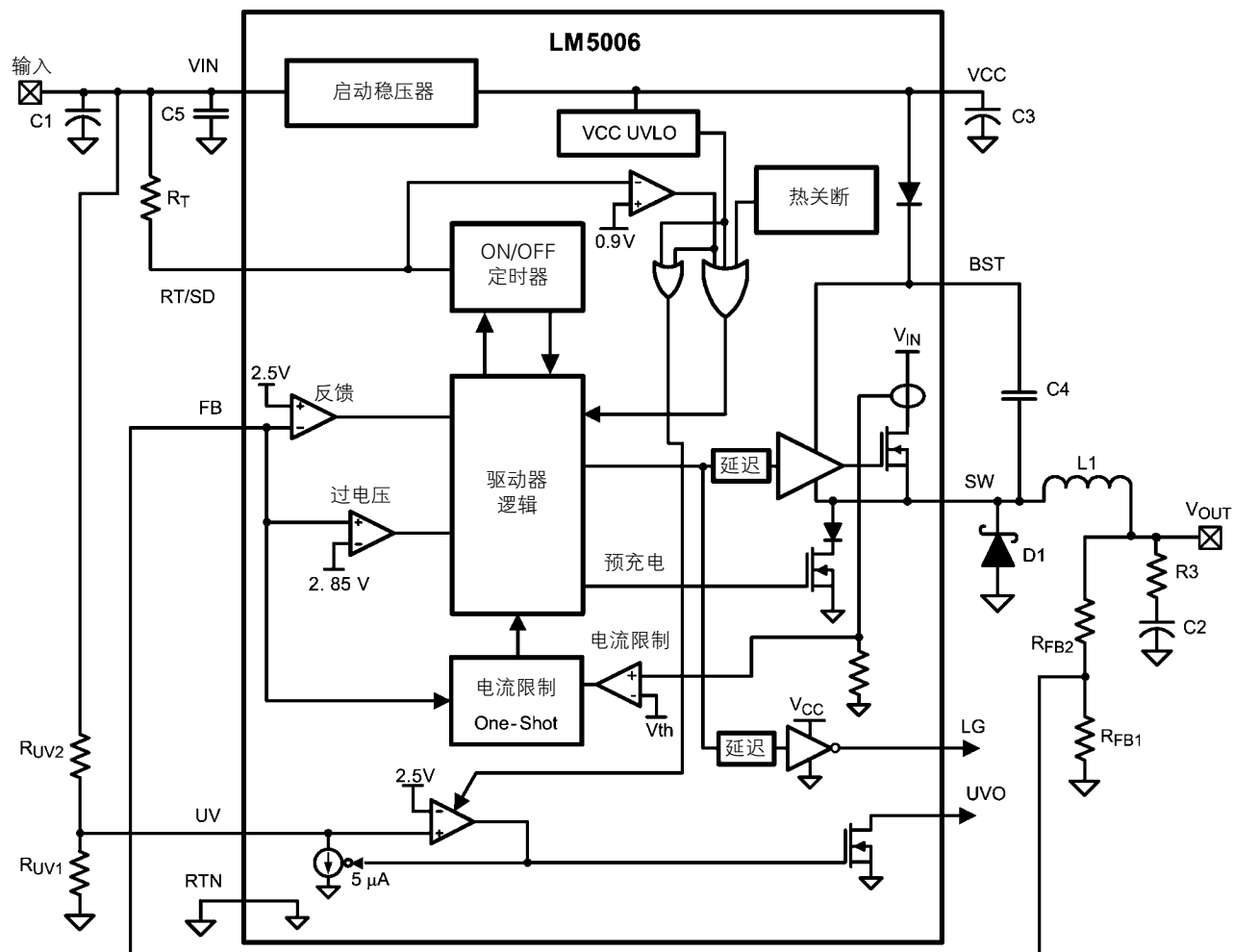
30113161

UV 迟滞电流与温度的关系



30113162

框图



30113110

功能说明

LM5006 降压开关稳压器具有实现一个低成本、高效率的降压偏置稳压器所需的全部功能。这个高压稳压器包含一个 80V N 沟道 MOSFET 开关，很容易实现，采用 MSOP-10 封装。该稳压器基于一个采用与 V_{IN} 成反比的导通时间控制方案。控制方案无需环路补偿。强制关断时间实现了电流限制，该时间与 V_{OUT} 成反比。这个方案确保了短路控制，同时提供了最低的折返。

LM5006 可用于多种应用，可有效地降低电压。该稳压器非常适合用于 48V 电信和新型 42V 汽车电源总线的应用范围。其特点包括：热关断、 V_{CC} 欠压锁定、栅极输出欠压锁定、最大占空比限制器、智能电流限制关机定时器、预充电开关、有状态标志输出的可编程欠压检测器，以及用于同步整流器的栅极驱动器输出。

控制电路概述

LM5006 是一个降压型 DC-DC 稳压器，采用了使导通时间与输入电压 (V_{IN}) 成反比的控制方案。控制基于一个比较器和单脉冲 (oneshot) 导通时间，以及输出电压反馈 (FB) 与内部基准电压 (2.5V) 的比较。如果 FB 电平低于基准，降压开关管 (内部功率上管) 导通，其导通时间固定，是由输入电压和编程电阻 (R_T) 确定的。该固定的导通时间结束后开关管关断，最小关断时间为 260 ns。若 FB 仍然低于基准，开关再次开启另一个导通周期。这样下去，直到实现了调控。

如果使用续流二极管 (框图中的 D1)，LM5006 在轻载下处于非连续导通模式，在重载下进入连续导通模式。在非连续导通模式下，电感电流从零开始上升，并在导通时间内达到峰值，然后在关断时间结束前降低到零。当 FB 的电压低于内部基准时，下一个导通时间开始——在此之前，电感电流都保持为零。在这种模式下，工作频率将低于连续导通模式时的工作频率，并随负载电流而变化。因此，即使在轻载时，转换效率仍然可以得到保证。因为随着负载和频率的降低，开关损耗减少了。非连续导通模式工作频率可以用以下公式计算：

$$F = \frac{V_{OUT}^2 \times L \times 1.28 \times 10^{20}}{R_L \times (R_T)^2}$$

其中 R_L = 负载电阻。

在连续导通模式下，电感电流连续，不会下降到零。在这种模式下，工作频率大于非连续导通模式时的工作频率，并随负载和线路的变化保持相对恒定。连续导通模式下的工作频率可以近似用以下公式计算：

$$F = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - 0.5V)}{1.25 \times 10^{-10} \times V_{IN} \times (R_T + 500\Omega)} \quad (1)$$

降压开关管的占空比约等于：

$$DC = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (2)$$

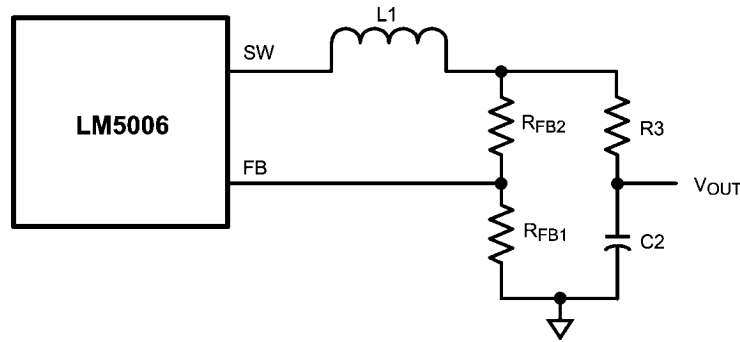
如果使用一个同步整流管（第一页典型应用原理图中的 Q1），而不是一个续流二极管，LM5006 在所有负载下均在连续导通模式下工作。开关频率在负载和线路变化时相对恒定，可以使用公式 1 计算得到。

输出电压 (V_{OUT}) 是由两个外部电阻设定的，如框图所示。调节点可以用以下公式计算：

$$V_{OUT} = 2.5 \times (R_{FB1} + R_{FB2}) / R_{FB1}$$

LM5006 基于纹波电压反馈输入来调节输出电压，因此对输出电容 C2 有最小 ESR 的要求。LM5006 的反馈引脚 (FB) 要求最小有 25 mV 到 50 mV 的纹波电压。如果输出电容 ESR 太小，则可能需要额外的串联电阻（框图中的 R3）。

对于要求输出电压纹波低的应用，输出可以直接取自低 ESR 的电容，如 图 1 所示。然而，R3 将略微影响负载调整率。



30113113

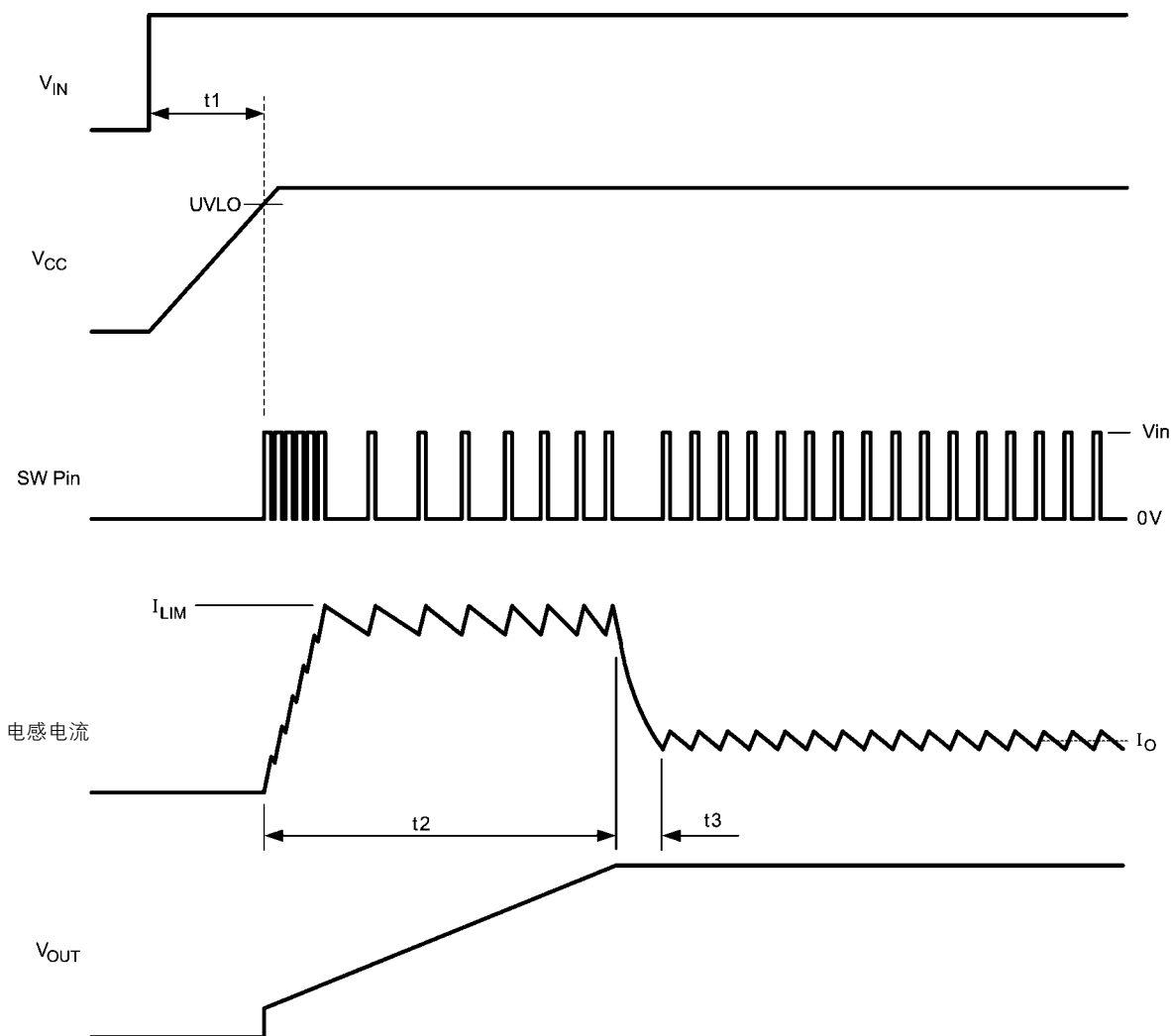
图 1：低纹波输出配置

启动稳压器 (V_{CC})

LM5006 内集成了高压偏置稳压器。输入引脚 (V_{IN}) 可直接连接到 6V 和 75V 之间的输入电压，瞬态能力为 80V。 V_{CC} 输出调节在 7.5V。 V_{CC} 的输出电流限制为大约 30 mA。

C3 必须尽可能接近 V_{CC} 和 RTN 引脚。在较高输入电压的应用中，偏置稳压器的功耗是不容忽视的。可以通过一个二极管在 V_{CC} 引脚接入 7.5V 至 10V 之间的辅助电压，以关闭 V_{CC} 稳压器，从而降低内部功耗。进入 V_{CC} 引脚所需的电流取决于施加在 V_{CC} 上的电压、开关频率，以及外部使用的是续流二极管 (D1) 还是同步整流管 (Q1)。请参阅图“ I_{CC} 与外部施加的 V_{CC} 的关系”。由于内部 V_{CC} 经二极管连接到了 V_{IN} ，所以要求辅助电压比 V_{IN} 低。

开启序列如 图 2 所示。在初始延迟 (t_1) 期间， V_{CC} 上升，其上升速率由其电流限制和 C3 决定，同时内部电路保持稳定。当 V_{CC} 达到其欠压电压锁定的上限阈值时，开关管被激活。电感电流开始上升，直到达到电流限制阈值 (I_{LIM})。在 t_2 期间，输出电容器充电， V_{OUT} 上升。当 V_{OUT} 达到设定电压时，平均电感电流下降 (t_3) 到额定负载电流值 (I_O)。



30113114

图 2：启动序列

调节比较器

LM5006 内部的调节比较器将 FB 的反馈电压与一个 2.5V 基准进行比较。在正常工作（经调节的输出电压）条件下，当 FB 电压低于 2.5V 时，开关管开始导通，并在每个恒定的导通时间内保持开启，使 FB 电压升至 2.5V 以上。在导通时间结束后，开关管关闭，直到 FB 电压再次低于 2.5V。在启动过程中，因为在每个导通时间结束时，FB 电压仍低于 2.5V，此时将有一个 260 ns 的最小关断时间。

过电压比较器

在 LM5006 内部还有一个过电压比较器，将 FB 反馈电压与一个内部 2.85V 基准进行比较。如果 FB 的电压高于 2.85V，导通时间脉冲将立即终止。当输入电压或输出负载突然改变时，就可能发生这种情况。在 FB 电压低于 2.5V 之前，开关管不会再次打开。

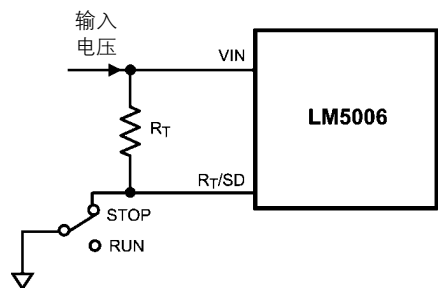
导通时间发生器和关断

LM5006 的导通时间是由 R_T 电阻决定的，并与输入电压 (V_{IN}) 成反比，使得在整个 V_{IN} 范围内，工作频率相对恒定。LM5006 的导通时间公式为：

$$T_{ON} = \frac{1.25 \times 10^{-10} \times (R_T + 500\Omega) + 30 \text{ ns}}{(V_{IN} - 0.5V)} \quad (3)$$

为了配合电流限制正常工作，应合适选取 R_T 使最小导通时间（在最大 V_{IN} 时）超过 200 ns。根据不同的 V_{IN} 和 V_{OUT} ，这个要求限制了每个应用的最大频率。

LM5006 可以通过使 RT/SD 引脚接地实现远程禁用，参见图 3。在 RT/SD 引脚电压为 1.5 至 5.0V，该电压取决于 V_{IN} 和 R_T 电阻的值。



30113115

图 3：关断的实现

电流限制

LM5006 包含一个智能电流限制关断计时器。如果降压开关管的电流达到限流阈值，当前周期立即终止，同时不可重置式（non-resettable）计时器被触发，具体关断时间由 FB 电压和 V_{IN} 决定（请参见图“电流限制关断时间与 V_{FB} 的关系”）。当 $FB = 0V$ 时，要求有最大关断时间。这种情况主要发生在启动的初始，同时输出短路时。最大关断时间可以确保在高达 75V 的最大输入电压条件下的短路工况安全。在过载的条件下，FB 电压在零伏以上（没有短路），所需的电流限制关断时间会减少。在不太严重的过载时减少关断时间，可降低折返量，缩短恢复时间和启动时间。关断时间为微秒级，由以下公式计算得到：

$$T_{OFF} = \frac{(V_{IN} + 1.83V) \times 0.28}{(V_{FB} \times 1.05) + 0.58}$$

请参见图“电流限制关断时间与 V_{FB} 的关系”。

电流限制检测电路在每个导通时间的第一个 50–70 ns 被消除（blanked），所以它不会因发生在开启时的电流浪涌而出现误触发。在续流二极管反向恢复时，往往会发生这种电流浪涌。

N 沟道降压开关（内部功率上管）和驱动器

LM5006 集成了 N 沟道降压开关管和相应的浮动高电压栅极驱动器。栅极驱动电路与一个外部自举电容和一个内部高电压二极管一起工作。在 BST 引脚和 SW 引脚之间连接一个 0.01 μF 陶瓷电容（C4），在导通时间期间为驱动器提供电压。

在每个关断时间，SW 引脚约为 0V， V_{CC} 通过内部的二极管对自举电容充电。最小关断时间计时器设置的最小关断时间为 260 ns，可以确保每个周期自举电容有一个最短的可充电时间。

在最小关断时间期间，SW 引脚的内部预充电开关开启约 150 ns，以确保在自举电容两端有足够的电压。因为在非同步整流应用中，如果负载很轻，自举电容充电时间相对较短，而关断时间相对较长，则自举电容两端的电压可能降低到栅极驱动 UVLO 阈值以下，这样可能会造成开关管开通失效通过预充电开关保证开启一定的时间则可以对自举电容有效充电，有助于避免该问题。此外，该预充电开关还可以改善输出在开启前有预偏置带来的启动问题。（如果输出在电路启动前有预偏置可能使得自举电容上的充电电压不足，导致开通失效）。当检测到过电流事件时，在整个强制关断时间内预充电开关均为开通状态。

LG（低边栅极）输出

同步整流可以用一个 N 沟道 MOSFET 取代续流二极管（框图中的 D1），并将 MOSFET 的栅极连接到 LG 输出引脚来实现。请参阅第一页的典型应用电路。在内部的功率上管关闭后，大约经过 56 ns，LG 输出切换为高电平；LG 输出切换到低电平后约 58 ns，内部功率上管才开启，这样保证了一定的死区时间，提高了模块的可靠性。

LG 输出能够提供峰值为 250 mA 的灌电流，约 300 mA 峰值的抽电流。如果所选 MOSFET 的总栅极电荷小于 10 nC，则没有必要使用外部栅极驱动器。

选择外部 MOSFET 时，必须保证其 V_{DS} 足够大，需要考虑到最大输入系统电压（ V_{IN} ），以及可能出现在 SW 引脚的振铃和瞬变。MOSFET 的额定电流至少应等于最大电流限制指标。采用同步整流一般可实现更高的电路效率，因为在导通时 MOSFET 两端的电压降比二极管更低。采用同步整流还可使电路处于连续导通模式，在所有负载条件下实现恒定的频率。这就便于通过在主电感上加绕组产生二次输出。更多信息，请参见应用信息部分。

欠压检测器

只要 UV 引脚的电压不超过其最大额定值，欠压检测器就可以用来监视输入电压，或任何其他系统电压。

欠压输出指示引脚（UVO）内部一个 N 沟道 MOSFET 的漏极，该 MOSFET 在关断时候可承受的漏源电压为 10V。UVO 通过一个外部电阻上拉到一个合适的电位，以给下游电路提供所需要的状态信息。在 MOSFET 关断时，UVO 引脚的电压可以高于或低于 V_{IN} 的电压，但不得超过 10V。

当 UV 输入引脚电压超过其阈值时，UVO 引脚输出为低电平。通常情况下，所监视的电压阈值用一个电阻分压器（ R_{UV1} 、 R_{UV2} ）来设置，如框图所示。当 UV 引脚电压低于阈值时，UV 的内部 5 μA 电流源被激活。随着输入电压的增加，UV 达到其阈值以上，电流源被禁用，UV 脚的电压抬高，由此产生阈值迟滞。

当 V_{CC} 电压低于其 UVLO 阈值，或当使用 RT/SD 引脚关断 LM5006 时（见图 3），UVO 输出为高电平，这两种情况 UVO 将不受 UV 引脚的电压影响。

热保护

在正常运行期间，应使 LM5006 结温低于 125°C。内部热关断电路为 LM5006 提供了在高于正常结温时的关断功能。当关断电路激活时，通常是在 165°C，内部集成的功率上管将被禁止开通，控制器被强制进入低功耗复位状态。该功能可以防止在某些意外条件下，由于器件过热引起的灾难性故障。当结点温度降至低于 145°C（典型迟滞 = 20°C）时，器件恢复正常工作。

应用信息

外部元件的选择

下面将通过设计实例说明如何确定元件取值，请参考框图。以下步骤将 LM5006 配置为：

- 输入电压范围 (V_{IN})：15V 至 75V
- 输出电压 (V_{OUT})：10V
- 负载电流（连续导通模式）：100 mA 至 400 mA
- 开关频率：300 kHz

R_{FB1} 、 R_{FB2} ： $V_{OUT} = V_{FB} \times (R_{FB1} + R_{FB2}) / R_{FB1}$ ，且因 $V_{FB} = 2.5V$ ， R_{FB2} 至 R_{FB1} 的比例计算得出 3:1。选择的标准值为 3.01 k Ω 和 1.00 k Ω 。只要保持 3:1 的比例，可使用其他电阻值。

F_s 和 R_L ：除非应用需要一个特定的频率，频率的选择通常是一种权衡折衷。较高的频率允许使用较小的电感器、输入电容和输出电容（无论是值还是物理尺寸），但是此时模块的转换效率也比较低。较低的频率可提供较高的效率，但一般都需要较高值的电感、输入电容和输出电容。LM5006 的最大允许开关频率受到了两个条件的限制：一是最大输入电压条件下的最小导通时间（200 ns 内），另外一个则是最小输入电压条件下的最小关断时间（260 ns）。每个应用的最大频率限制是由以下两个计算来确定的：

$$F_{S(max)1} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(max)} \times 200 \text{ ns}}$$

$$F_{S(max)2} = \frac{V_{IN(min)} - V_{OUT}}{V_{IN(min)} \times 260 \text{ ns}}$$

并取其计算结果中的低值者。请参阅图“最大开关频率”。对于本例， $F_{S(max)1}$ 计算得出 667 kHz， $F_{S(max)2}$ 计算得出 1.28 MHz。因此，在本应用中的最大允许频率是 667 kHz，大于设计规定的 300 kHz。使用公式 1， R_L 计算得出 258 k Ω ，可使用标准值 261 k Ω 的电阻。最小导通时间计算得出 469 ns，最大导通时间计算得出 2.28 μ s。

L1：受电感影响的主要参数是输出电流纹波。因此，电感值的选择取决于最小和最大负载电流，需要记住的是，最大的纹波电流出现在输入电压最大的时候。

a) 最小负载电流：如果使用了一个续流二极管，为了保持在最低 I_O （100 mA）时电路仍处于连续导通模式，纹波幅值（ I_{OR} ）必须小于 200 mAp-p，以使波形的谷值不会到零。L1 可使用下列公式计算：

$$L1 = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{I_{OR} \times F_s \times V_{IN}}$$

在 $V_{IN} = 75V$ ， $L1$ （min）计算得出 144 μ H。选择下一个较大的标准值（150 μ H），用这个 I_{OR} 值计算出在 $V_{IN} = 75V$ 时为 193 mAp-p，而在 $V_{IN} = 15V$ 时为 74 mAp-p。

b) 最大负载电流：在负载电流为 400 mA 时，纹波电流波形的峰值不可达到 LM5006 的电流限制阈值（700 mA）的最小值。因此，在本例中纹波电流幅度必须小于 600 mAp-p，这一点可以在上面的计算得到满足。当 $L1 = 150 \mu$ H 时，在最大输入电压和要求的负载条件下，峰值纹波为 498 mA。 $L1$ 必须满足能承受这个峰值电流，同时也必须能够承受 LM5006 的电流限制阈值的最大值（考虑到在启动过程中会达到电流限制值），并且在这些条件下， $L1$ 不可出现饱和，也不可超过自身温度限额。

电感的直流电阻（DCR）应尽可能低。例如，如果电感的 DCR 为 0.5 Ω ，最大负载电流消耗的功率则为 0.08W。虽然不多，但对于 4W 的负载，它并非无足轻重。

C3： V_{CC} 输出的电容不仅提供了噪声过滤功能和稳定性，其主要目的还是为了防止内部集成的功率上管在开/关转换时出现 V_{CC} UVLO 的虚假触发。C3 的取值不可小于 1 μ F。

C2 和 R3：当选择输出滤波电容器 C2 时，考虑的项目是，由 ESR 带来的纹波电压、由电容带来的纹波电压，以及负载特性。

一般情况下，我们希望 C2 的 ESR 比较小，可以尽量减少功率损耗和电容器发热。然而，对于 LM5006 而言稳压器反馈输入端对纹波电压有最小值的要求。具体而言，引脚 7 所需的最小纹波为 25 mVp-p，对于本例，意味着 V_{OUT} 所需的最小纹波为 100 mV。前面已经计算出最小纹波电流（最小 V_{IN} 条件下）为 74 mAp-p，那么在例中 V_{OUT} 条件下所需的最小 ESR 是 100 mV/74 mA = 1.35 Ω 。由于 SMPS 应用一般选择比较优质的电容，其 ESR 比这低得多，为了保证控制器正常工作，需要引入 R3，如框图所示。R3 的值加上 C2 的 ESR 必须使引脚 7 的纹波至少为 25 mVp-p。如何减少输出电压纹波的技术请参阅“低输出纹波的配置”部分。

D1/Q1：可以选择肖特基二极管或 N 沟道 MOSFET 用于续流开关。使用 MOSFET 通常会实现更高的电路效率。其他要考虑的因素是元件尺寸（PC 电路板空间）和成本。如果要使用二极管，建议选择功率肖特基二极管。在此不建议使用超快恢复二极管，因为其在 SW 引脚的高速转换，可能会无意中通过内部或外部 EMI 影响 IC 的工作。二极管的反向恢复时间和正向导通压降是比较重要的参数。其中，反向恢复时间决定了内部集成的功率上管每次开启时，流经二极管以及功率上管的反向浪涌电流将持续多久。正向导通压降则会影响效率。二极管的反向电压额定值必须至少大于最大输入电压，加上纹波和瞬变，而其额定电流必须至少大于最大电流限制指标。二极管的平均功耗可以用以下公式计算：

$$P_{D1} = V_F \times I_{OUT} \times (1-D) \quad (4)$$

其中 V_F 是二极管的正向压降，D 是导通时间占空比。如果使用 MOSFET 作同步整流，必须使用一个 N 沟道器件。MOSFET 的额定电压必须至少大于最大输入电压，加上纹波和瞬变，而其额定电流必须至少大于最大电流限制指标。平均功耗可用以下公式计算：

$$P_{Q1} = I_{OUT2} \times R_{DS(on)} \times (1-D) \quad (5)$$

其中 $R_{DS(on)}$ 是器件的导通电阻, D 为导通时间占空比。

C1: 此电容的用途是在导通时间内提供大部分开关电流, 并限制 V_{IN} 的电压纹波, 前提是假设电压源 V_{IN} 的输出阻抗大于零。在最大负载电流条件下, 当内部集成的功率上管开启时, 进入 V_{IN} 引脚的电流突然增加到输出电流波形的谷值上, 随后上升到峰值, 然后在关断时刻下降到零。这段导通时间内的平均输入电流就是负载电流 (400 mA)。按照最坏的情况计算, C1 必须在最大导通时间内提供这个平均负载电流。为了保持输入电压纹波小于 1V (这个例子中), C1 可用以下公式计算:

$$C1 = \frac{I \times t_{ON}}{\Delta V} = \frac{0.4A \times 2.28 \mu s}{1V} = 0.91 \mu F$$

此容值的优质陶瓷电容器具有低 ESR, 它只增加几毫伏的纹波。在这种情况下, 电容的容量对于纹波大小起主导作用。为了满足电容器的容值误差、温度效应, 以及电压效应要求, 可使用一个 1.0 μF 、100V 的 X7R 电容。

C4: C4 的建议值是 0.01 μF , 因为这适合大多数应用。C4 建议使用一个高品质低 ESR 陶瓷电容器, C4 在内部集成的功率上管开启时, 提供浪涌电流, 对其栅极充电, 以开启上管。低 ESR 也保证了每个关断时间的快速再充电。

C5: 此电容有助于消除由于长引线电感导致的电源电压瞬变和振铃对 V_{IN} 脚的影响。建议使用一个低 ESR 0.1 μF 的陶瓷片式电容器, 靠近 LM5006 放置。

UV 和 UVO 引脚: 欠压检测功能用来监视系统电压, 如 V_{IN} 脚的输入电压, 方法是连接 UV 引脚到两个电阻 (R_{UV1} 、 R_{UV2}), 如框图所示。当 UV 引脚的电压超过其阈值时, UVO 引脚切换为低电平。当 UV 输入引脚的电压低于阈值时, UVO 引脚为高电平。迟滞是由内部 5 μA 电流源提供的, 当 UV 引脚的电压低于阈值时, 迟滞被激活。电阻值的计算使用下列公式:

选择 V_{IN} 的上、下限阈值 (V_{UVH} 和 V_{UVL})。

$$R_{UV2} = \frac{V_{UVH} - V_{UVL}}{5 \mu A} = \frac{V_{UV(HYS)}}{5 \mu A}$$

$$R_{UV1} = \frac{R_{UV2} \times 2.5V}{V_{UVL} - 2.5V}$$

例如, 假设应用需要以下阈值: $V_{UVH} = 15V$ 和 $V_{UVL} = 14V$ 。因此 $V_{UV(HYS)} = 1V$ 。电阻值计算得出:

$$R_{UV2} = 200 k\Omega, R_{UV1} = 43.5 k\Omega \quad (6)$$

电容 C6 可以对可能存在于 V_{IN} 线上的噪声和纹波进行滤波 (参见图 4)。当电阻值为已知时, 阈值电压和迟滞用下列公式计算:

$$V_{UVH} = 2.5V + [R_{UV2} \times (\frac{2.5V}{R_{UV1}} + 5 \mu A)]$$

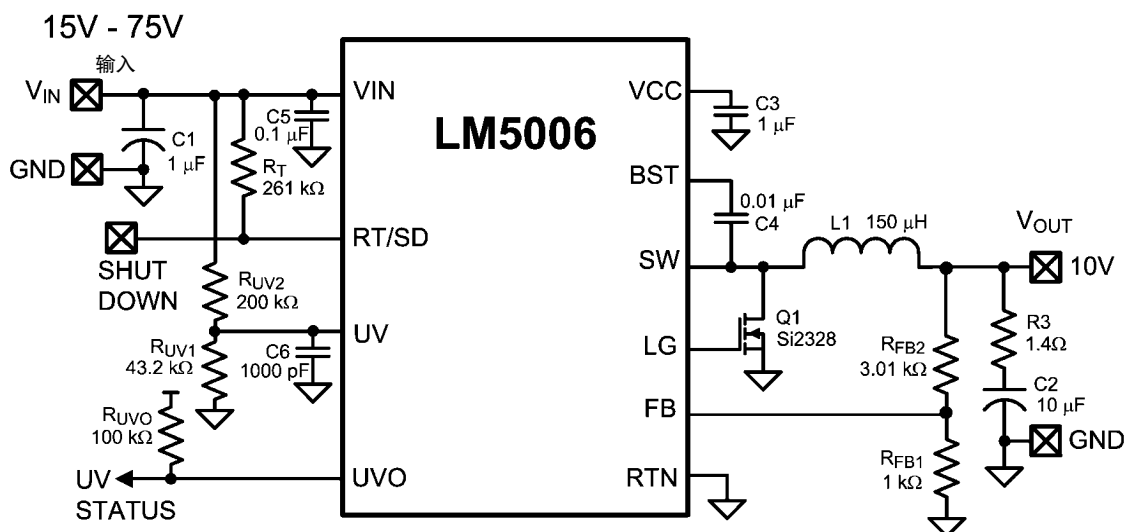
$$V_{UVL} = 2.5V \times \frac{(R_{UV1} + R_{UV2})}{R_{UV1}}$$

$$V_{UV(HYS)} = R_{UV2} \times 5 \mu A \quad (7)$$

UVO 输出的上拉电压可以是任何 10V 以下的电压。进入 UVO 输出引脚的最大连续电流不应超过 5 mA。

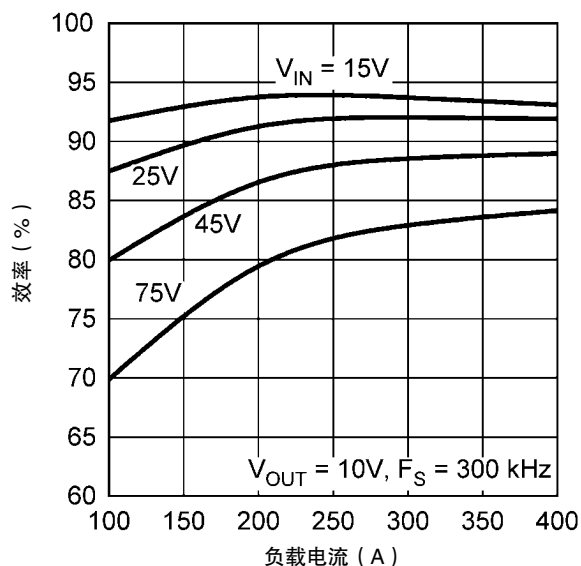
最终电路

最终电路如图 4 所示。该电路已经经过测试, 性能如图 5 和图 6 所示。

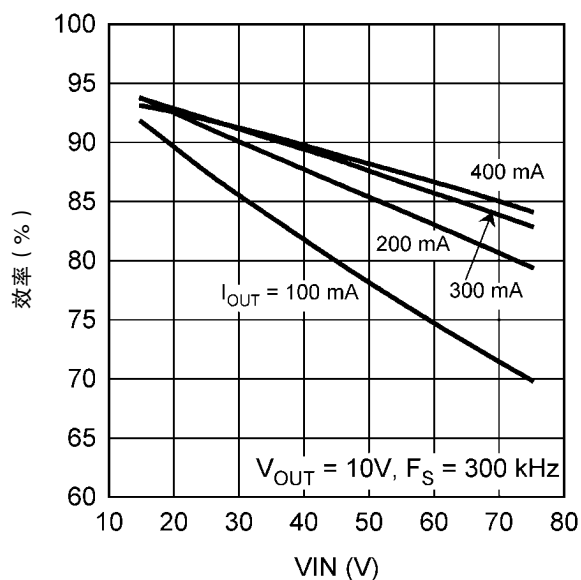


30113118

图 4: LM5006 范例电路



30113124

图 5: 效率与负载电流和 V_{IN} 的关系

30113128

图 6: 效率与 V_{IN} 的关系

低输出纹波配置

对于低输出纹波的应用, 可以使用下列方法减少甚至消除纹波。

a) 降低纹波的配置: 在图 7 中, C_{ff} 跨接到 R_{FB2} , 将 V_{OUT} 的纹波直接交流耦合到 FB 脚因为 V_{OUT} 的纹波没有被反馈电阻衰减, 通过减小 R_3 , 可使 V_{OUT} 的纹波减少到最低 25 mVp-p。
 C_{ff} 的最低值可用以下公式确定:

$$C_{ff} = \frac{3 \times t_{ON(max)}}{(R_{FB1} // R_{FB2})}$$

其中 $t_{ON(max)}$ 是最大导通时间, 它发生在最小输入电压时。计算出 C_{ff} 后, 应选择最接近并大于它的一个标称值。

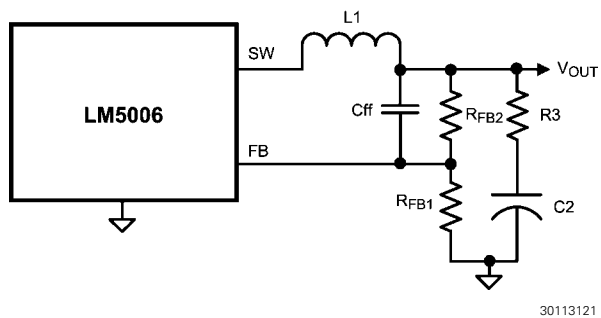


图 7：降低纹波的配置

b) 最小纹波配置：如果应用需要低纹波值 ($<10 \text{ mVp-p}$)，可使用图 8 所示的电路。R3 被删除，输出纹波电压由电感的纹波电流和 C2 的特性决定的。选择合适的 RA 和 CA，使其结点产生一个锯齿波电压，该电压通过 CB 被交流耦合至 FB 引脚。要确定 RA、CA 和 CB 的值，可使用下列公式计算：

$$\text{计算 } V_A = V_{\text{OUT}} - (V_{\text{SW}} \times (1 - (V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN(min)}})))$$

其中 V_{SW} 是关断期间 SW 引脚的电压绝对值。如果为了实现反激功能，使用了一个肖特基二极管，则关断时间内 SW 的电压范围为 0.5V 至 1V，这取决于所用的具体二极管和最大负载电流。如果为了同步整流使用了 MOSFET，关断时间内 SW 的电压则在 50 mV 至 200 mV 范围内，取决于所选器件的 $R_{\text{DS(on)}}$ 。 V_A 是在 RA/CA 结点的直流电压，用在以下方程中。

$$\text{— 计算 } RA \times CA = (V_{\text{IN(min)}} - V_A) \times t_{\text{ON}} / \Delta V$$

其中 t_{ON} 是最大导通时间（在最小输入电压条件下）， ΔV 是 RA/CA 结点所需的纹波振幅（一般为 40–50 mV）。应选择标称的 RA 和 CA，以满足上述乘积。通常情况下，CA 的范围为 1000 pF 至 5000 pF，RA 是 10 k Ω 至 300 k Ω 。那么 CB 要选择比 CA 大的电容，通常为 0.1 μF 。

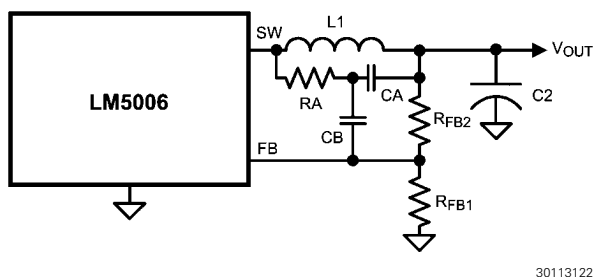


图 8：采用纹波注入的最小输出纹波

c) 其他最小纹波配置：图 9 中的电路与框图中的相同，只是在此输出电压取自 R3 和 C2 的节点处。 V_{OUT} 的纹波是由电感的纹波电流和 C2 的特性决定的。在此，R3 会略微降低负载调整率。该电路适合负载电流恒定的应用场合。

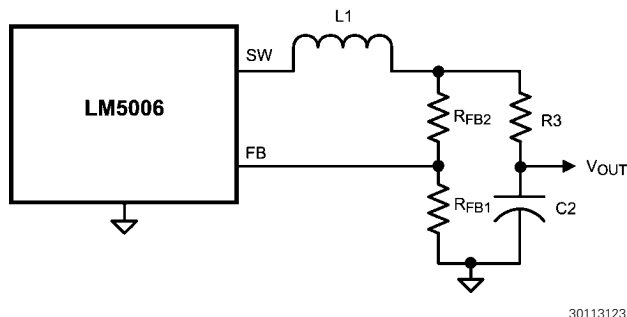


图 9：其他最小输出纹波

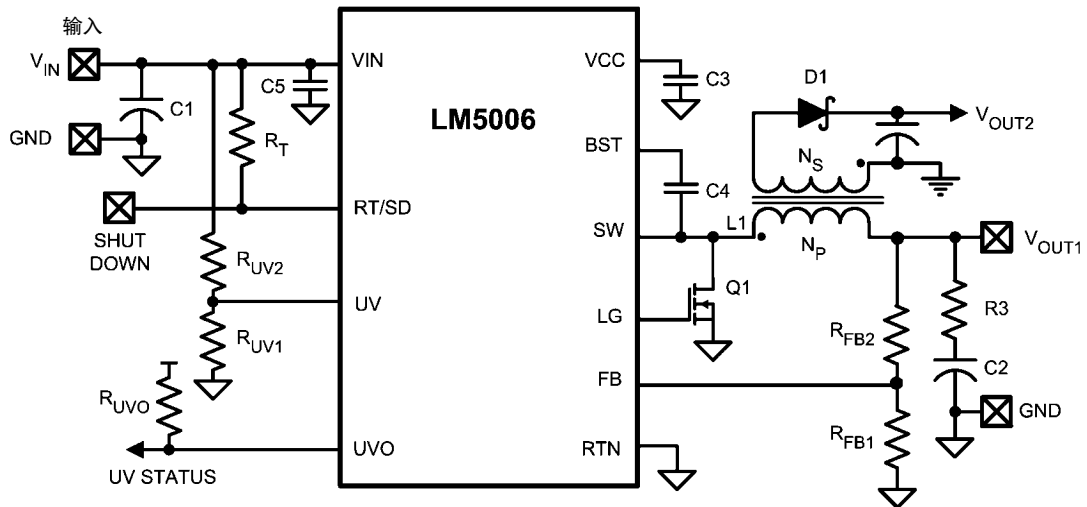
二次输出

二次从属 (slave) 输出电压可以通过用一个带二次绕组的电感取代电感 (L1) 来产生。同时需要用 MOSFET (Q1) 取代二极管，应用同步整流模式。应用同步整流可以确保主输出在任意负载下，电路都在连续导通模式下工作。这样可以保证二次输出电压在所有负载条件下正确的。请参阅图 10。

二次输出电压 (V_{OUT2}) 的近似值为：

$$V_{\text{OUT2}} = (V_{\text{OUT1}} \times \frac{N_s}{N_p}) - V_{D1}$$

其中 N_p 和 N_s 是一次和二次匝数， V_{D1} 是 D1 上的压降。



30113129

图 10：生成二次输出

印刷电路板布局

LM5006 的调节、过电压、电流限制比较器非常快，可以响应短持续时间噪声脉冲。因此，布局考虑对获得最佳性能非常关键。布局必须尽可能整齐和紧凑，所有元件必须尽可能接近相关引脚。两个主电流回路的电流切换非常快，所以回路应尽可能小，以尽量减少传导和辐射 EMI。第一个回路是由 C1、通过 VIN 到 SW 引脚、L1、C2 并返回到 C1 形成的。第二个回路是由 L1、C2、D1（或 Q1）并返回到 L1 形成的。由于随着每次从导通时间到关断时间，再返回导通时间的转换中，有一个等于负载电流的电流在两个回路之间切换，所以 C1 的接地端到 D1 阳极（Q1 的源极）的连接线必须尽可能短，而且尽量不走过孔，这是非常重要的。通过确定总的转换损耗 ($P_{IN} - P_{OUT}$)，然后减去 D1（或 Q1）以及电感的功率损耗，即可得到 LM5006 的近似功耗。二极管的功率损耗大约为：

$$P_{D1} = I_{OUT} \times V_F \times (1-D)$$

其中 V_F 是二极管的正向压降，D 是导通时间占空比。同步整流器（Q1）的平均功耗计算得出：

$$P_{Q1} = I_{OUT}^2 \times R_{DS(on)} \times (1-D)$$

$R_{DS(on)}$ 是器件的导通电阻，D 是导通时间占空比。电感的功率损耗大约为：

$$P_{L1} = I_{OUT}^2 \times R_L \times 1.1$$

其中 R_L 是电感的直流电阻，1.1 的因数是交流损耗的近似值。如果预计 LM5006 的内部损耗会在正常工作期间产生过高的结点温度，充分利用 PC 板的接地平面可以帮助散热。在可能的情况下，利用较宽的走线可以帮助带走一部分 IC 的热量。此外在最终产品中，合适的放置 PCB 板，并充份运用可利用的通风条件（强制或自然对流），都有助于降低结点温度。

注释

欲了解有关美国国家半导体的产品和验证设计工具的更多信息，请访问以下站点：www.national.com

产品		设计支持工具	
放大器	www.national.com/amplifiers	WEBENCH® 设计工具	www.national.com/webench
音频	www.national.com/audio	应用注解	www.national.com/appnotes
时钟及定时	www.national.com/timing	参考设计	www.national.com/refdesigns
数据转换器	www.national.com/adac	索取样片	www.national.com/samples
接口	www.national.com/interface	评估板	www.national.com/evalboards
LVDS	www.national.com/lvds	封装	www.national.com/packaging
电源管理	www.national.com/power	绿色公约	www.national.com/quality/green
开关稳压器	www.national.com/switchers	分销商	www.national.com/contacts
LDOs	www.national.com/ldo	质量和可靠性	www.national.com/quality
LED 照明	www.national.com/led	反馈及支持	www.national.com/feedback
电压基准	www.national.com/vref	简易设计步骤	www.national.com/easy
PowerWise® 解决方案	www.national.com/powerwise	解决方案	www.national.com/solutions
串行数字接口 (SDI)	www.national.com/sdi	军事/宇航	www.national.com/milaero
温度传感器	www.national.com/tempsensors	SolarMagic™	www.national.com/solarmagic
无线通信解决方案 (PLL/VCO)	www.national.com/wireless	PowerWise® 设计大学	www.national.com/training

本文内容涉及美国国家半导体公司（NATIONAL）产品。美国国家半导体公司对本文内容的准确性与完整性不作任何表示且不承担任何法律责任。美国国家半导体公司保留随时更改上述电路和规格的权利，恕不另行通知。本文没有明示或暗示地以禁止反言或其他任何方式，授予过任何知识产权许可。

美国国家半导体公司按照其认为必要的程度执行产品测试及其它质量控制以支持产品质量保证。没有必要对每个产品执行政府规定范围外的所有参数测试。美国国家半导体公司没有责任提供应用帮助或者购买者产品设计。购买者对其使用美国国家半导体公司的部件的产品和应用承担责任。在使用和分销包含美国国家半导体公司的部件的任何产品之前，购买者应提供充分的设计、测试及操作安全保障。

除非有有关该产品的销售条款规定，否则美国国家半导体公司不承担任何由此引出的任何责任，也不承认任何有关该产品销售权与/或者产品使用权的明示或暗示的授权，其中包括以特殊目的、以营利为目的的授权，或者对专利权、版权、或其他知识产权的侵害。

生命支持策略


未经美国国家半导体公司的总裁和首席律师的明确书面审批，不得将美国国家半导体公司的产品作为生命支持设备或系统中的关键部件使用。特此说明：

生命支持设备或系统指：(a)打算通过外科手术移植到体内的生命支持设备或系统；(b)支持或维持生命的设备或系统，其在依照使用说明书正确使用时，有理由认为其失效会造成用户严重伤害。键部件是在生命支持设备或系统中，有理由认为其失效会造成生命支持设备或系统失效，或影响生命支持设备或系统的安全性或效力的任何部件。

National Semiconductor 和 National Semiconductor 标志均为美国国家半导体公司的注册商标。其他品牌或产品名称均为有关公司所拥有的商标或注册商标。

© 美国国家半导体公司 2010 版权所有。

欲了解最新产品信息，请访问公司网站：www.national.com

	美国国家半导体美洲区 技术支持中心 电子邮件： support@nsc.com 电话：1-800-272-9959	美国国家半导体欧洲 技术支持中心 电子邮件： europe.support@nsc.com	美国国家半导体亚太区 技术支持中心 电子邮件： ap.support@nsc.com	美国国家半导体亚太区 技术支持中心 电子邮件： jpn.feedback@nsc.com
---	---	---	--	--

TAPE AND REEL INFORMATION



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
LM5006MM/NOPB	VSSOP	DGS	10	1000	177.8	12.4	5.3	3.4	1.4	8.0	12.0	Q1
LM5006MMX/NOPB	VSSOP	DGS	10	3500	330.0	12.4	5.3	3.4	1.4	8.0	12.0	Q1

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
LM5006MM/NOPB	VSSOP	DGS	10	1000	208.0	191.0	35.0
LM5006MMX/NOPB	VSSOP	DGS	10	3500	367.0	367.0	35.0

重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司