Boost, Flyback, SEPIC, DC-DC Controller

主要特色

- 宽输入电压范围：4V至40V
- 可编程工作频率：200kHz~800kHz
- 内置软启动
- 5V输出线性稳压器
- 驱动外置NMOS功率开关
- 关机电流<3μA
- 频率折返
- 过温保护
- 过流保护
- ESOP8封装

应用范围

- 汽车和工业Boost，Flyback，SEPIC控制器
- 电信电源
- 便携式电子设备

简要描述

ASP3756 是一款宽输入电压范围、低元件数目、高效率的 DC/DC 控制器。适用于 Boost、Flyback 及 SEPIC 转换器拓扑结构。通过内置线性稳压器，ASP3756 可驱动外置 NMOS 功率开关至 5V 栅压；采用电流模式控制，保证了转换器在正常工作范围内的稳定性；可通过外置电阻将开关频率设置在 200kHz 到 800kHz。其内部集成软启动及过温保护功能。当芯片关 机时，关机电流低于3μA。

ASP3756采用了耐热增强型ESOP8封装。

典型应用

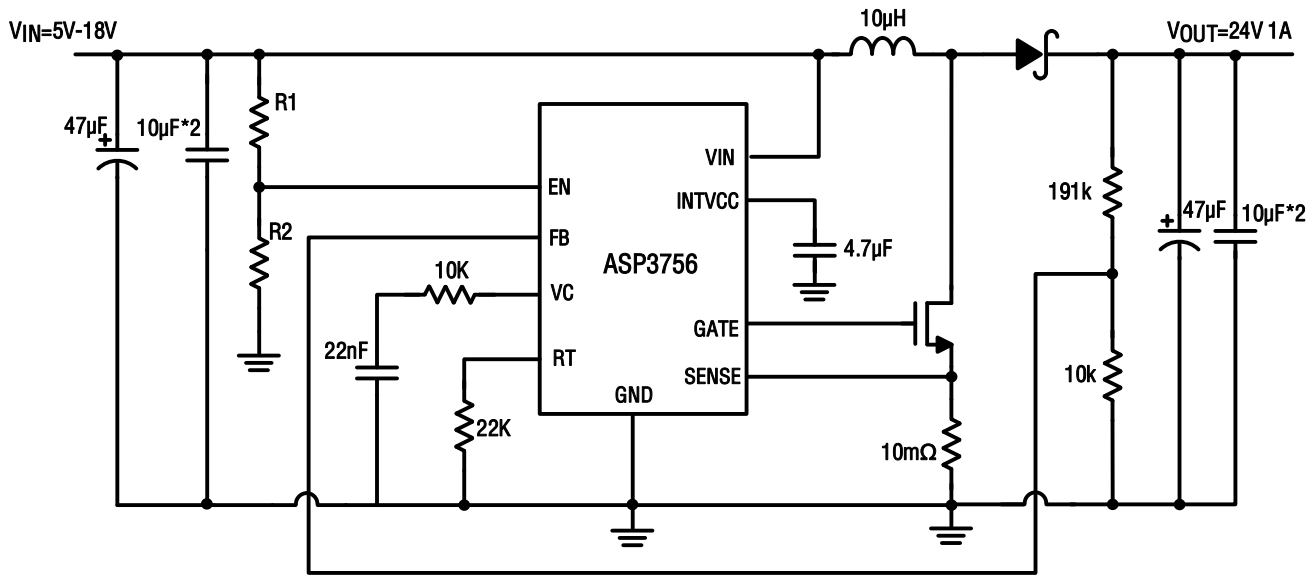


图 1　升压控制电路

额定极限

VIN 电压 42V
EN 电压 42V
FB 电压 5V
RT 电压 2V
SENSE 电压 0.3V
VC 电压 3V

GATE 电压 ..... INTVCC+0.2V,5.5V
INTVCC 电压 ..... VIN+0.2V,5.5V
工作结温 ..... -40℃ to 125℃
存储温度 ..... -65℃ to 150℃
引脚温度（焊接 10 秒） ..... 300℃

引脚配置

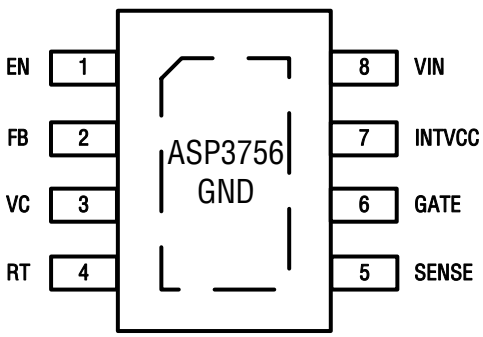


图 2　ASP3756 ESOP8 封装的引脚配置

引脚功能

EN：芯片使能引脚。EN 引脚电压与 ASP3756 内 部参考电压进行比较来实现欠压锁存功能。 当 EN 引脚电压超过 1.5V 时，整个芯片启动。 当 EN 引脚电压低于 1.35V 时， 芯片进入欠压 模式，大部分的内部电路模块将停止工作。当 EN 电压低于 0.3V 时，芯片进入关机模式，此 时 VIN 电流低于 3μA。

FB：反馈输入引脚。FB 引脚通过一个外部分 压网络连接至控制器输出，并在内部连接至 误差放大器的反相输入端。当控制器输出稳 定时，VFB 为 1.212V。

VC：环路补偿引脚。VC 是误差放大器的输出端，用于控制开关/电感中的峰值流。在 VC 引脚与芯片地之间放置一个 RC 网络用以稳 定电压环路和优化瞬态响应。

RT：外置调频电阻引脚。通过一个电阻与芯片地相连，可以设定芯片的开关频率。

SENSE：电流检测放大器/比较器的输入端。检流电阻的正端须以开尔文连接的方式连至该引脚； 负端须以开尔文连接的方式连至 ASP3756 附近的 ground plane。

GATE：栅驱动器输出引脚。当芯片关机时，该引脚电压被拉低至芯片地。

INTVCC：线性稳压器输出引脚。须用低 ESR，至少 4.7μF 的陶瓷电容器将该节点去耦至芯片地。大多数内部功能模块均由此稳压器供电，包括外置功率管驱动电路。

VIN：芯片输入电源引脚。应通过一个布设在该引脚附近的低 ESR 电容器来去耦至芯片地。

底部焊盘：芯片地。必须焊接至一个连续的 ground plane。

订购信息

无铅	卷带	器件标识	封装描述	工作结温
ASP3756W-R	Tape&Reel	3756	ESOP8	-40℃~125℃

注: "W"表示ESOP8封装，"R"表示卷装。

参数指标

如无特殊说明，测试温度 25℃，VIN=12V，EN=2.5V，RT=22k，CINTVCC=4.7μF。

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入电压范围		4		40	V
VIN 关机电流	VIN=12V，EN=0V		2	3	μA
	VIN=12V，EN=0.3V		2	3	μA
VIN 静态电流	VIN=12V，EN=2.5V，RT=22k		1.5	2.3	mA
限流比较器					
SENSE 限流阈值	VIN=12V，EN=2.5V		120		mV
SENSE 引脚电流	SENSE=80mV，电流从引脚流出，开关常关		15		μA
	SENSE=80mV，电流从引脚流出，开关常开		75		μA
逻辑输入					
EN 欠压阈值	VIN=12V，上升沿		1.5	1.55	V
	VIN=12V，下降沿	1.3	1.35		V
	迟滞		150		mV
误差放大器					
FB 电压	VIN=12V，VC=1.5V	1.194	1.212	1.230	V
跨导			290		μS
误差放大器增益			65		dB
VC 电流模式增益			2		V/V
VC 引脚流出电流	VIN=12V，VFB=0V，VC=1.5V		30		μA
VC 引脚流入电流	VIN=12V，VFB=1.4V，VC=1.5V		10		μA
振荡器					
开关频率	RT=22k	360	400	440	kHz
	RT=10k		800		kHz
	RT=43k		200		kHz
RT 引脚电压			1.5		V

最小关断时间	RT=22k			185		ns
最小导通时间	RT=22k			300		ns
软启动时间				11		ms
线性稳压器						
INTVCC 输出电压	VIN=12V，EN=2.5V		4.85	5	5.15	V
INTVCC 欠压阈值	上升沿			3.8	3.95	V
	迟滞			250		mV
INTVCC 电流限制	VIN=12V，EN=2.5V，INTVCC=UVLO+0.1V=3.9V			50		mA
	VIN=12V，EN=2.5V，INTVCC=0V			7		mA
INTVCC 负载调整率	1mA< I_{INTVCC} <20mA，VIN=12V，EN=2.5V			-0.35		%
Dropout 电压	VIN=5V， I_{INTVCC} =20mA			200		mV
驱动						
GATE 上升沿时间	INTVCC=5V， C_L =3300pF			40		ns
GATE 下降沿时间	INTVCC=5V， C_L =3300pF			40		ns
GATE 高电平电压			INTVCC-0.05			V
GATE 低电平电压					0.05	V
ESD						
HBM	JEDEC EIA/JESD22-A114	ASP3756		±4000		V
CDM	JEDEC EIA/JESD22-C101F	ASP3756		±1000		V

内部框图

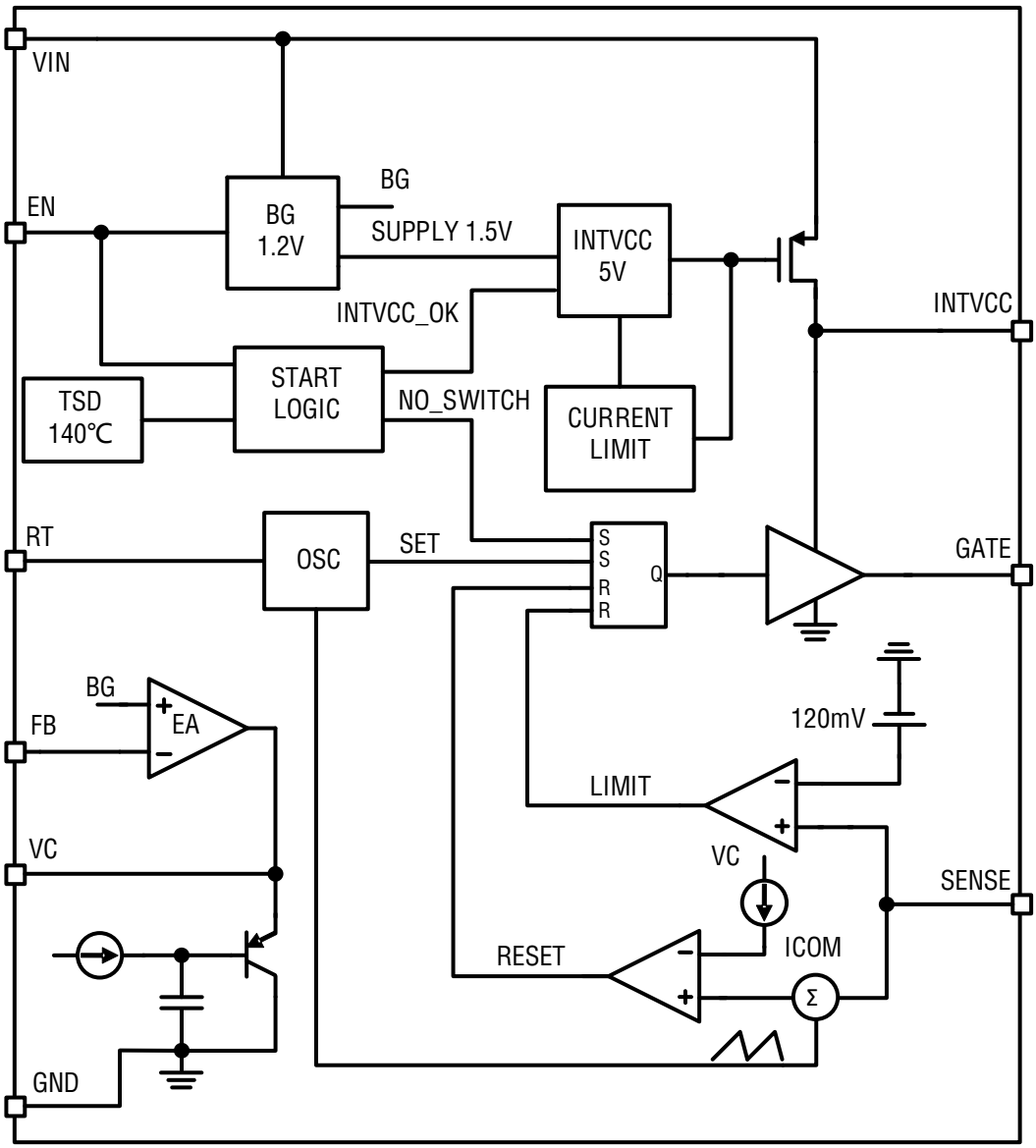


图 3　ASP3756 原理框图

工作原理

ASP3756是一款外部设定频率、电流模式控制 架构的 PWM 控制器。其宽输入电压范围可以 允许它对 4V 到 40V 的输入电压进行 Boost、 Flyback、SEPIC 等操作。

主控制环路

在正常操作过程中，外部 N 沟道 MOSFET 开关在每一个周期的起点接通。该开关将保持接通状态，直到电感器中的电流超过由 DC 控制电压 VC（它是电压控制环路的输出）所设定的电流门限为止。电压控制环路通过 FB 引脚电压来监视输出电压，并将之与一个 1.211V 的内部基准进行比较。当 FB 电压低于基准电压时，它将提高电流门限；而当 FB 电压高于基准电压时，它将降低电流门限。例如，当负载电流增加时，输出电压下降，因而导致 FB 电压下降（相对于 1.211V 基准）。电压控制环路在检测到该压降后将提高电流门限。峰值电感电流将增加，直到平均电感器电流与新的负载电流相等且输出电压返回调节状态为止。

启动

为了保护 ASP3756 以及外围器件，在 EN 和 INTVCC 部分集成了具有迟滞的内部欠压闭锁 电路。在启动和连续操作时，要求欠压闭锁条 件均得到满足，原因是 NMOSFET 驱动器在任 何 UVLO 故障条件下都是失效的。在启动过程 中，INTVCC 都是由 VIN 通过 ASP3756 的内部高 电压线性稳压器来供电的。这就要求 VIN 足 够高，以把 INTVCC 电压驱动至其欠压闭锁门 限之上。

停机

ASP3756 包括一个使能关机模式，在该模式中， 所有的内部 IC 功能均失效，而且 VIN 电流被 减小至 3μA 以下。使能引脚可被用于具有迟 滞的欠压闭锁、微功耗停机或作为转换器输 出的一个通用接通/关断控制。使能功能具有 两个门限。第一个门限（相对于 GND 约为 0.3V） 则用于使所有的内部电路完全失效，电流减小至 3μA 以下；第二个门限（一个具有 150mV 迟滞的精准 1.5V 使能门限），用于使控制器的开关操作功能失效。

INTVCC 电源

一个内部线性稳压器负责在一定工作条件下提供从 VIN 获得的、用于内部模块供电以及启动栅极驱动的电荷。在应用中，INTVCC 需要一个至少 4.7μF 电容去耦至芯片地（电容靠近 INTVCC 引脚，且环路尽量短）。该稳压器能够在 VIN 电压高达 40V 的应用中连续工作，而且内部集成了电流限制功能。在正常工作时，电流限值在 50mA；然而在 INTVCC 被短路时，电流将被限制在 7mA。INTVCC 内部还集成了带迟滞的欠压闭锁环路（迟滞电压为 250mV），当 INTVCC 电压低于 3.55V 时，GATE 将会被下拉到 GND，关断外部 NMOSFET 器件。

振荡器频率

振荡器可以通过设置外围 RT 电阻来较精确设置工作频率。一般情况下，决定工作频率的主要因素是片上功耗，但也是效率和组件尺寸之间的一个折中。在低频时，通过降低栅极驱动电流、NMOSFET 和二极管的开关损耗来提高效率。但是，低频带来的是较大的电感体积。其次，开关频率对环路补偿也有一定的影响。

频率（kHz）	RT（kΩ）
200	44
300	29.4
400	22
500	17.8
600	14.7
700	12.7
800	11

通过选择适当的电阻，就可以设置目标频率。在 PCB 布局上，RT 电阻应尽量靠近引脚，以 最短环路连接到芯片 GND。

此外，芯片内部还集成了频率折返功能。当 FB 电压低于 0.6V 时，工作频率将会变为正常频率的八分之一左右。能有效增强 SEPIC 转换器的输出短路性能。

软启动

软启动功能负责在启动期间对电源输出电压的转换速率进行控制。ASP3756内部集成了一个 10mS 的软启动，该软启动可以产生一个箝位电压，来控制 VC 引脚的电压。使得 VC 电压变为一个线性上升的电压（启动时或软启动重启后）。通过环路控制，有效的控制了电感电流上升。最大限度地减小输出电压过冲。

NMOSFET 驱动

芯片内部集成了一个用于接通和关断外部 N 沟道 MOSFET 开关的高速驱动器。MOSFET 驱动器从 INTVCC 引脚的旁路电容器来获取其电源。该驱动器提供了一个用于快速接通 NMOSFET 的大电流脉冲，以最大限度地缩短转换时间。对于较高电流的操作，可以采取将多个 NMOSFET 加以并联的方法（但也要注意多个 NMOSFET 并联后的栅电容值是否超过驱动能力）。

NSENSE 引脚设置

芯片通过一个串联检测电阻器来实时监测电感电流。当检流电阻器的电压达到最大电流检测门限（120mV）时，驱动器在该周期剩余的时间里将失效。如果最大电流检测门限在下一个周期的起点仍然被超过，则将跳过整个周期。由于芯片采用的是峰值电流检测技术，为了让开关电源环路能正常工作，检流电阻的设置必须留至少 20%裕度。一般情况下，建议将峰值电压设置在 80mV 左右，即满足采样的精确性，又有一定的裕度。

斜坡补偿

ASP3756 采用了内部斜坡补偿的方式，旨在消除电流控制环路中潜在的次谐波振荡。斜坡补偿电路在检测电流上强加了一个人为斜坡，以便随着占空比的增加来提高检测电感电流斜率。

轻载跳周期

为了轻载时提高控制器工作效率，芯片内部还集成了轻载跳周期功能。当输出负载比较轻时，FB 电压比较偏高，通过环路控制，VC 电压就会相应降低，当 VC 电压降到一定值时，芯片将进入轻载跳周期模式。在该模式下，FB 电压高于内部阈值时，NMOSFET 将一直处于关断状态；当 FB 电压低于内部阈值时，NMOSFET 将会被高速驱动打开，给输出供电，提高输出电压。

消隐电路

ASP3756 内部集成了一个电流比较器输出端的前沿消隐电路。对于电流模式的 PWM 控制器，都有一个共同问题，即由于电流检测输入端的噪声影响而引起的不稳定因素。噪声问题主要是二极管反向恢复时间引起的前沿电流尖峰，在稳压器电路中，这个尖峰电流可能会在电流比较器中提前触发从而引起一系列的不稳定。在 ASP3756 中将电流比较器的输出信号在开关打开后的一定时间内进行消隐，这样就可以有效消除 PWM 模式的前沿尖峰电流引起的误触发的问题。

应用说明

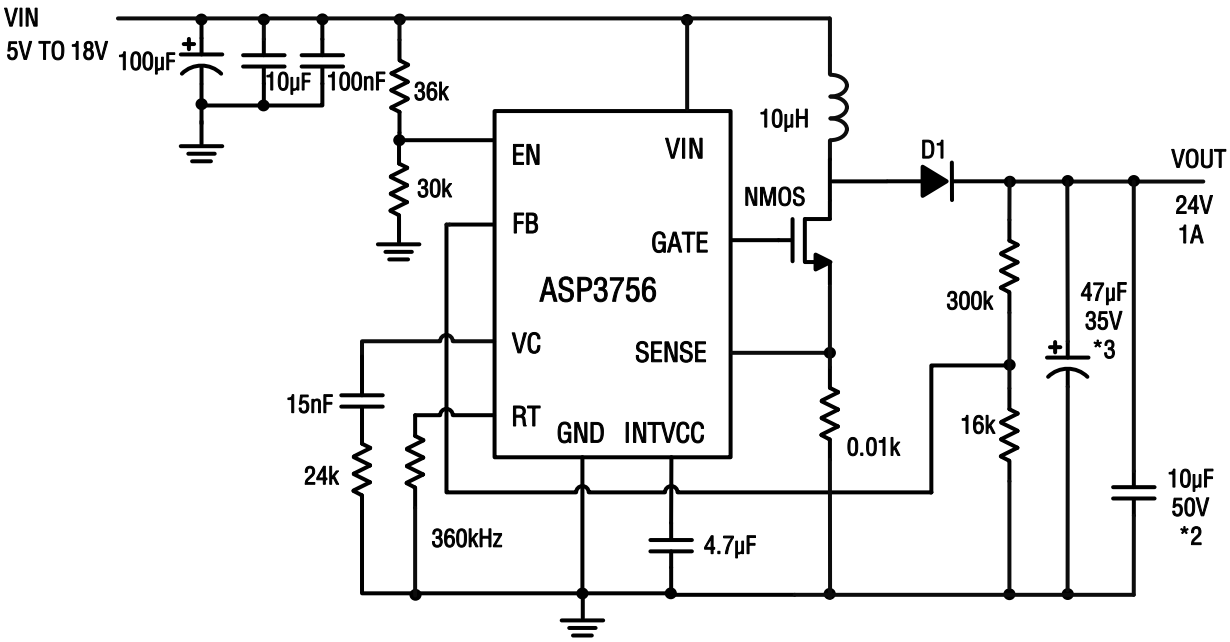


图 4　BOOST 应用原理图

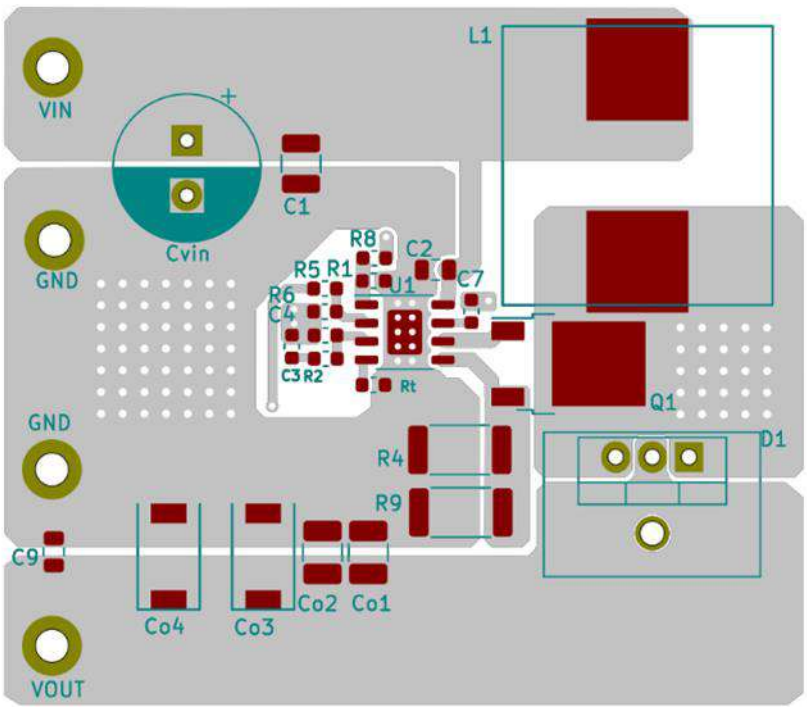
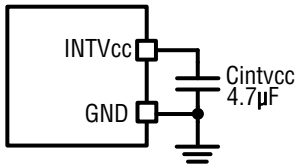


图 5　BOOST 应用 PCB 图

INTVCC 电容

须用低 ESR，至少 4.7μF 的旁路电容器将该节点去耦至芯片地，保证 MOS 管栅极驱动的高瞬态电流。连接方法如下：

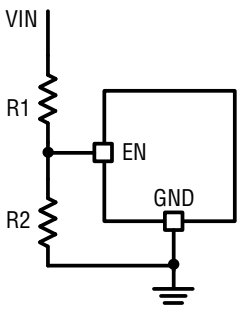


EN 启动电压设置

EN引脚电压与ASP3756 内部参考电压进行比较来实现欠压锁存功能。当 EN 引脚电压超过 1.5V 时，整个芯片启动。当 EN 引脚电压低于 1.35V 时，芯片进入欠压模式，大部分的内部电路模块将停止工作。设置芯片启动电压：

$$V_{IN(start)}=1.5\times\frac{(R_1+R_2)}{R_2}$$

引脚电路图如下：

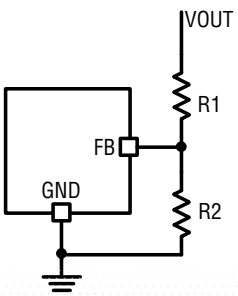


输出电压设置

当控制器输出稳定时，VFB 为 1.212V。输出电压由电阻分压器设置，如下图所示。输出电压计算方法：

$$V_{OUT}=1.212\times(1+\frac{R_1}{R_2})$$

连接方法如下图所示：



升压控制器：开关占空比和频率

芯片 ASP3756 可以配置升压电路来适用于输出 电压大于输出电压的情况。

在 BOOST 电路中，输入电压 VIN、输出电压 VOUT 与占空比 D 的关系为：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}=\frac{1}{1-D}$$

对于在 CCM 模式下工作的升压电路，可以根据输入电压 VIN 和输出电压 VOUT 计算占空比。当电路有最小输入电压时，存在最大占空比（Dmax）：

$$D_{MAX}=\frac{V_{OUT}-V_{IN(MIN)}}{V_{OUT}}$$

电路工作在不连续模式（DCM）下时 ，可以在已给定频率的基础上提高转换率，但此时会导致效率降低，开关电流增加。

升压控制器：电感和检流电阻的选择

在升压拓扑中，最大平均电感电流$I_{L(MAX)}$为：

$$I_{L(MAX)}=I_{O(MAX)}\times\frac{1}{1-D_{MAX}}$$

开关电流纹波的计算：

$$\Delta i=x\times I_{L(MAX)}=\frac{V_{IN}}{L}\times D\times T$$

电感纹波电流直接影响到电感感值的计算和选择。选择较小的Δi值需要选择感值较大的电感，并且会降低电流环路增益。选择选择较大的Δi值时，可以提供快速的瞬态响应，但是此时会导致输入电流纹波变大。值 x 的选择可以在 0.3~0.6 之间。

当给定输入电压范围，并且选定了电感的工作频率和电流纹波时，可以用以下公式计算感值：

$$L=\frac{V_{IN(MIN)}}{\Delta i\times f}\times D_{MAX}$$

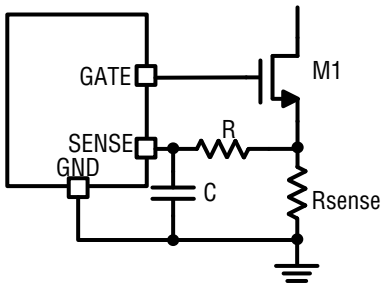
电感电流峰值$I_{L(PEAK)}$的计算：

$$I_{L(PEAK)}=I_{L(MAX)}+\frac{1}{2}\Delta I$$

根据电感电流的峰值$I_{L(PEAK)}$选择检流电阻阻值的大小。将$I_{L(PEAK)}$处的检测电压设置为SENSE 电流限制阈值的最小值，并保留 30%的裕量。此时可以计算得到检流电阻的阻值：

$$R_{SENSE}=\frac{80mV}{I_{L(PEAK)}}$$

在检流电阻上振铃现象很长的应用中可以加一个 RC 环路进行滤波，电路如下图所示。通常电阻 R 的选值可以为 22Ω，保持 R 的低电阻，电容 C 的值在 2.2nF~10nF 之间。



升压控制器：功率 MOS 管的选择

选择功率 MOS 管时，需要考虑的重要参数包括漏源极额定电压V_{DS}，阈值电压V_{TH}，导通电阻R_{DS}，最大漏极电流$I_{D(max)}$，栅源极电荷量Q_{GS}，栅漏极电荷量Q_{GD}。

MOS 在导通时，其电流与电感电流一致。关断时，其漏极电压为输出电压加上二极管正向导通电压，并在漏源极之间产生额外的振铃。建议选择V_{DS}大于输出电压安全裕度的 MOS 管。

在升压电路中，功率 MOS 管的功率损耗包括开关导通损耗和开关损耗。

导通损耗计算方法：

$$P_{ON}=I^2_{L(MAX)}\times R_{DS}\times D_{MAX}$$

交流损耗计算方法：

$$P_{SW}=2\times V^2_{OUT}\times I_{L(MAX)}\times C_{RSS}\times \frac{f}{1A}$$

MOS 管的总体损耗：

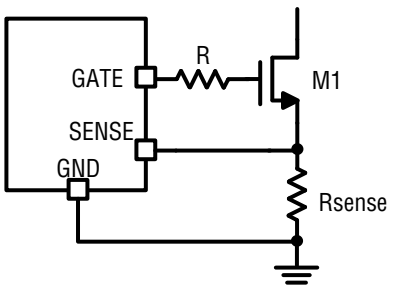
$$P_{MOS}=P_{ON}+P_{SW}$$

上式中C_{RSS}为 MOS 管内的反向传输电容。

为了提高整个拓扑的效率，尽量选择导通电阻和反向传输电容C_{RSS}值较小的 MOS 管。计算 MOS 的结温：

$$T_J=T_A+P_{MOS}\times\theta_{JA}$$

式中的T_A为环境温度，T_J不能超过 MOS 管的最大结温额定值。可以通过在 MOS 的栅极串联电阻 R 的方法改变 MOS 管栅极输入控制脉冲的前后沿斜率，减小 EMI，避免管子误导通。建议串联电阻的阻值在 10Ω左右。



升压控制器：输出二极管的选择

根据额定的输出纹波电压选择输出电容时，通常要考虑到输出电容的等效串联电阻（ESR）、等效串联电感（ESL）和电容值。输出电容在开关导通时，向输出端放电，维持输出稳定。在开关断开时进行充电，储存能量。所以输出电容中的能量很大，需要选择比理论值更大的电容值。

选择器件时需要考虑到能够接受的最大纹波电压。假设可接受的最大输出纹波电压为额定输出电压的 2%，平均分给ΔV_{ESR}和ΔV_{COUT}。此百分比可以根据应用要求调整。则输出电容的 ESR 值可以根据下面的计算公式得出：

$$ESR_{COUT}\le\frac{0.01\times V_{OUT}}{I_{D(peak)}}$$

容值部分也占了总输出纹波电压的 1%，可以计算得到输出电容容值：

$$C_{OUT}\ge\frac{I_{O(MAX)}}{0.01\times V_{OUT}\times f}$$

可以通过多个电容并联的方式减小 ESR 的值来满足电路的需求。一旦 ESR 的值满足需求，则电容就满足滤波条件。还可以在输出端并联陶瓷电容以减小输出电容产生的寄生电感

带来的影响，从而减小输出上的高频开关噪声。

升压控制器：输入电容的选择

在升压电路中，由于输入端和电感器串联进电路，所以输入电容对升压电路的影响对比输出电容的更小。在电路中，输入电容能够给输入提供能量，使得开关 MOS 的漏极电压平缓，有保护电路的作用。输入电压源的阻抗决定了输入电容的尺寸，通常我们选择容值在 10μF~100μF 之间，低 ESR 的电容。

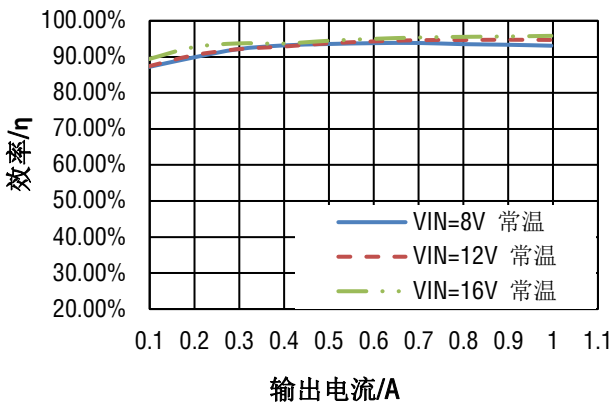


图 6　常温效率曲线

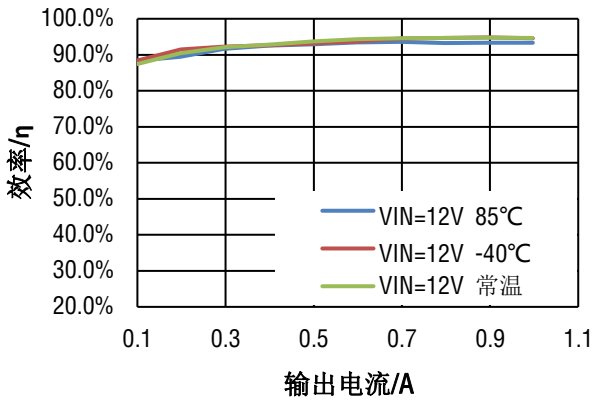


图 7　效率温度曲线

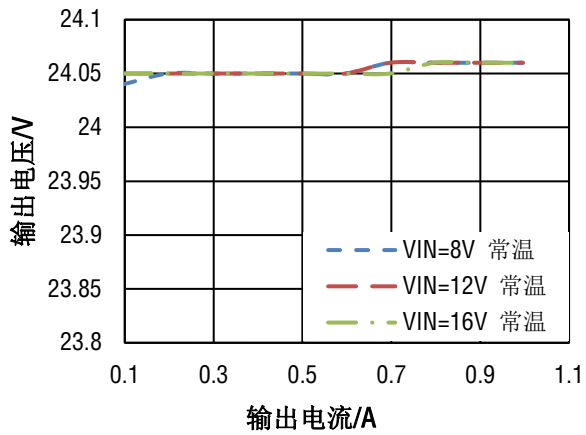


图 8　负载调整率

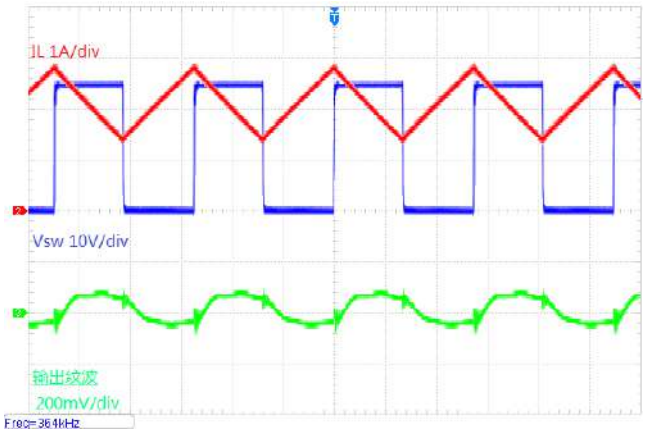


图 9　开关/电感电流/输出纹波

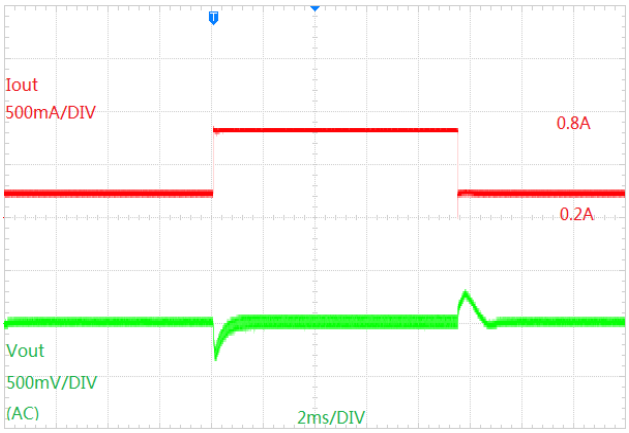


图 10　负载响应（IOUT=0.2A to 0.8A）

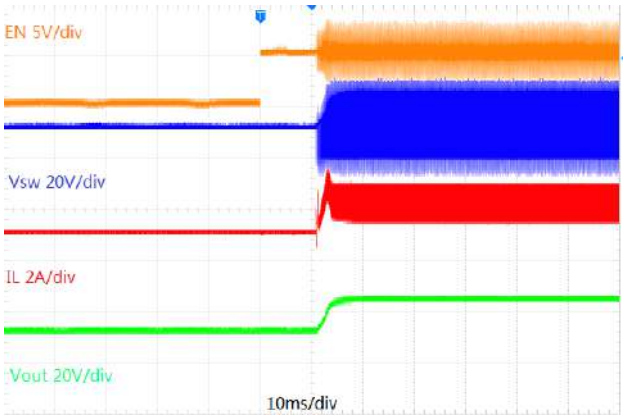


图 11　EN 启动波形

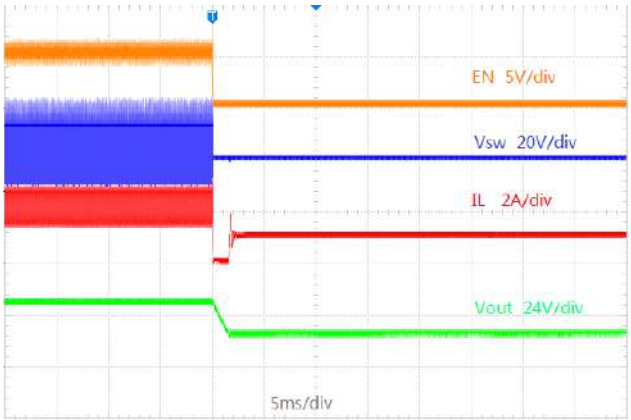


图 12　EN 掉电波形

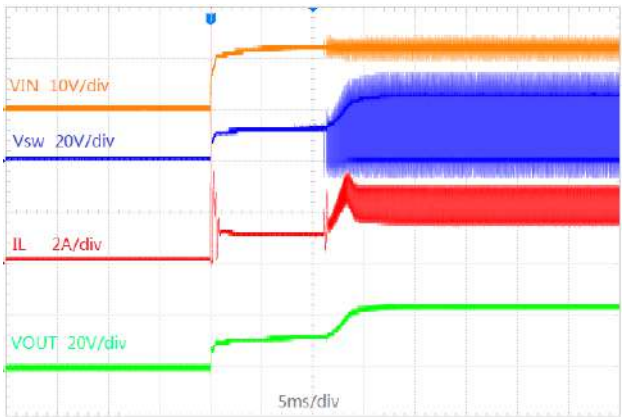


图 13　VIN 启动波形

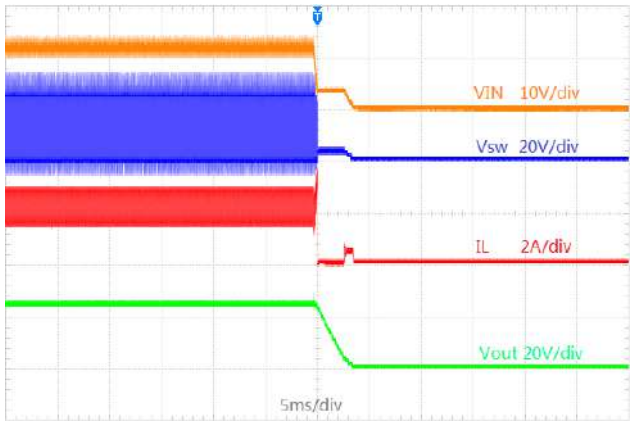


图 14　VIN 掉电波形

- 如无特殊说明，上述所测波形数据均在（VIN=12V，VOUT=24V，IOUT=1A，常温 25℃）下测得。
- 测试数据来自工程样本。

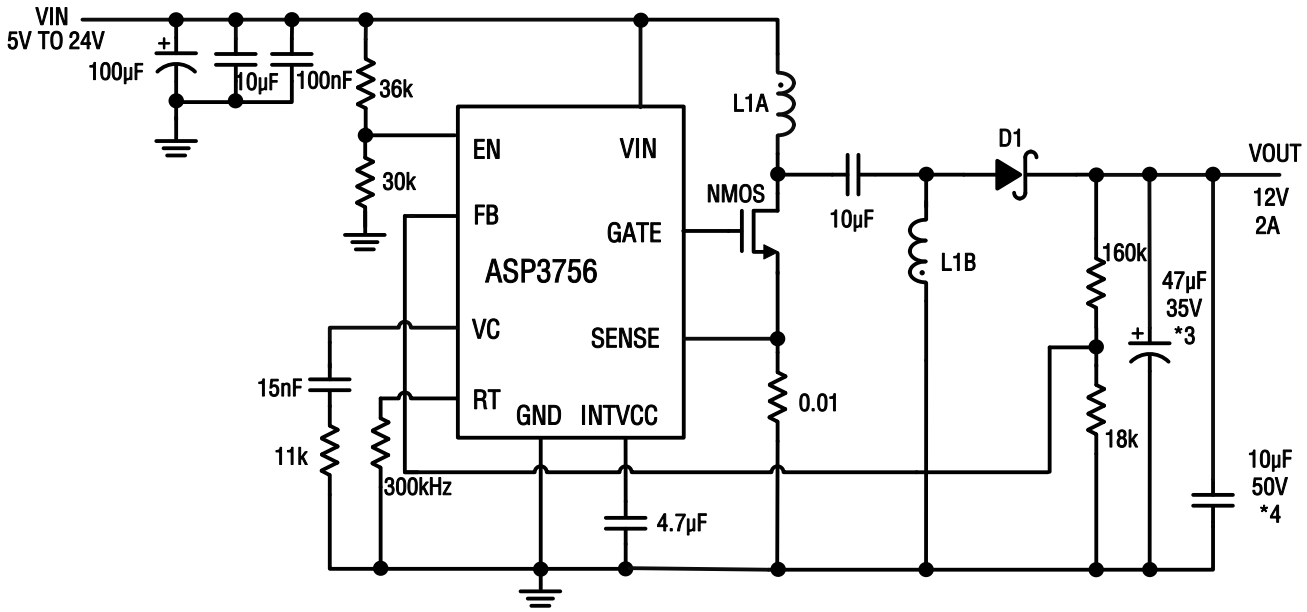


图 15　SEPIC 应用原理图

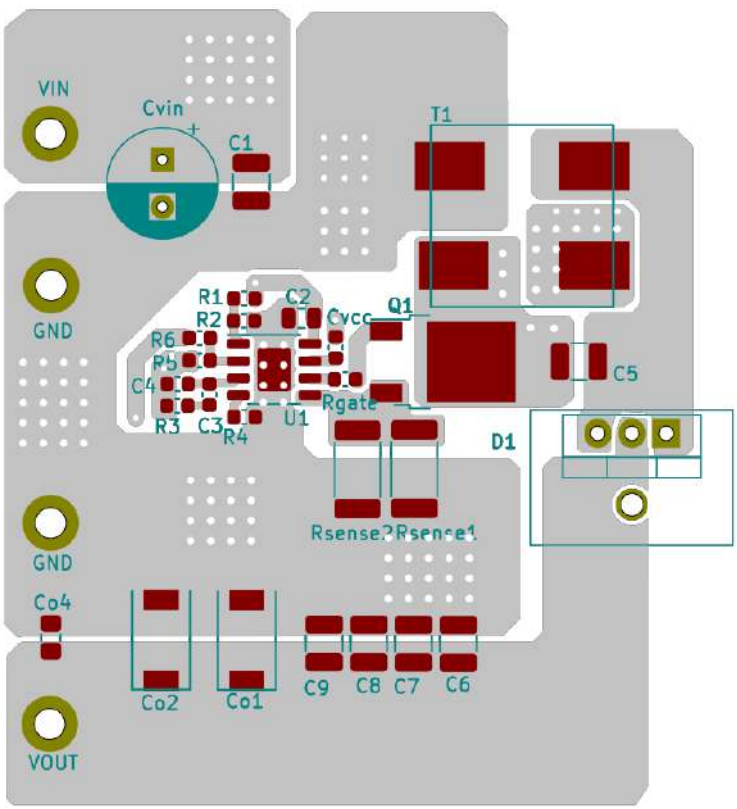
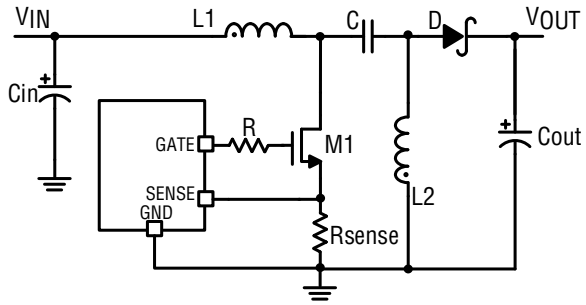


图 16　SEPIC 应用 PCB 图

SEPIC 控制器

ASP3756可以配置为SEPIC 应用，如下图所示，该拓扑允许输入电压小于、等于和大于输出电压，在连续模式（CCM）占空比计算公式：

$$\frac{V_{OUT}+V_D}{V_{IN}}=\frac{D}{1-D}$$



在 SEPIC 应用中，输入和输出之间不存在 DC 路径。相比较于传统升压电路，可以适用于需要在电路关闭时，断开输入、输出电压源连接的应用方案。

和反激电路相比，SEPIC 转换器的优点是在功率 MOS 管和输出二极管的电压都被电容器钳位。因此，MOS 管和二极管之间的电压震荡较小，SEPIC 转换器所需要的输入电容相比较反激电路所需的更小。

SEPIC 控制器：开关占空比和频率

对于在 CCM 模式下工作的 SEPIC 转换器，可以基于输出电压V_{OUT}、输入电压V_{IN}和二极管正向导通压降V_D计算开关占空比。当电路输入为最小输入电压$V_{IN(MIN)}$时，具有最大占空比D_{MAX}：

$$D_{MAX}=\frac{V_{OUT}+V_D}{V_{IN(MIN)}+V_{OUT}+V_D}$$

SEPIC 控制器：电感和检流电阻的挑选

如上面 SEPIC 电路图所示，整个拓扑中有两个电感 L1 和 L2，可以是两个独立的电感，也可以是耦合电感。

对于 SEPIC 电路，流经 L1 的电流为电路输入电流，在输出功率等于输入功率的理想条件下，L1 和 L2 的最大平均输入电流为：

$$I_{L1(MAX)}=I_{IN(MAX)}=I_{O(MAX)}\times\frac{D_{MAX}}{1-D_{MAX}}$$

$$I_{L2(MAX)}=I_{O(MAX)}$$

在 SEPIC 应用中，在开关导通时，开关电流等于I_{L1}和I_{L2}电流之和。因此，最大平均开关电流的计算可为：

$$I_{SW(MAX)}=I_{L1(MAX)}+I_{L2(MAX)}=I_{O(MAX)}\times\frac{1}{1-D_{MAX}}$$

开关纹波电流为：

$$\Delta I=x\times I_{SW(MAX)}$$

开关峰值电流为：

$$I_{SW(PEAK)}=I_{SW(MAX)}+\frac{\Delta I}{2}=(1+\frac{x}{2})\times I_{SW(MAX)}$$

上式中的系数 x 为开关峰值纹波电流相对于$I_{SW(MAX)}$的百分比。电感纹波电流ΔI_{L1}和ΔI_{L2}相同，所以：

$$\Delta I_{L1}=\Delta I_{L2}=\frac{1}{2}\times\Delta I$$

电感纹波电流影响电感感值的计算。选择较小的ΔI值需要较大的电感，并且会降低电流环路增益。选择较大的ΔI值则电感值较小，但是此时输入电流纹波高，铁芯损耗增大，并且在某些情况下会产生次谐波振荡。所以系数 x 的值可以在 0.2 左右，在电感值计算时需要保留合适裕量。

确定应用的输入电压范围并且选择电感工作的频率和纹波电流，当 L1 和 L2 是独立电感的情况下，可以用下面的公式来计算 SEPIC 电路电感的感值；

$$L1=L2=\frac{V_{IN(MAX)}}{\frac{1}{2}\times\Delta I\times f}\times D_{MAX}$$

令 L1=L2 且绕在同一磁芯上，由于互感，上式中的电感值为 2L，感值为：

$$L=\frac{V_{IN(MAX)}}{\Delta I\times f}\times D_{MAX}$$

这样可以在电感中储存相同的能量，保持相同的纹波电流。计算电感电流的峰值电流：

$$I_{L1(PEAK)}=I_{L1(MAX)}+\frac{1}{2}\times\Delta I_{L1}$$

$$I_{L2(PEAK)}=I_{L2(MAX)}+\frac{1}{2}\times\Delta I_{L2}$$

在 SEPIC 应用中，当电源开关导通时，流经检流电阻的电流为开关电流。将检流电阻处的检测电压设定为 SENSE 电流限制阈值的最小值，并且保留 20%的裕度，则 Rsense 的值为：

$$R_{SENSE}=\frac{80mV}{I_{SW(PEAK)}}$$

SEPIC 控制器：功率 MOS 管的选择

对于 SEPIC 应用选择 MOS 管时，需要选择额定耐压超过输入电压与输出电压之和，并且保留一定裕度的 MOS 管。

SEPIC 电路中，MOS 管的功率损耗包括开关导通损耗和开关损耗。

导通损耗计算方法：

$$P_{ON}=I^2_{SW(MAX)}\times R_{DS}\times D_{MAX}$$

交流损耗计算方法：

$$P_{SW}=2\times(V_{IN(MIN)}+V_{OUT})^2\times I_{L(MAX)}\times C_{RSS}\times\frac{f}{1A}$$

MOS 管的总体损耗：

$$P_{MOS}=P_{ON}+P_{SW}$$

上式中C_{RSS}为 MOS 管内的反向传输电容。为了提高整个拓扑的效率，尽量选择导通电阻R_{DS}和反向传输电容C_{RSS}值较小的 MOS 管。计算 MOS 的结温：

$$T_J=T_A+P_{MOS}\times\theta_{JA}$$

式中的T_A为环境温度，T_J不能超过 MOS 管的最大结温额定值。

SEPIC 控制器：输出二极管的选择

为了使效率最大化，需要选择具有低正向导通压降和低反向电流的快速开关二极管。二极管额定耐压需要超过输入电压与输出电压之和，并且保留一定裕度。

二极管正常运作时，其平均正向电流等于平均输出电流，它的峰值电流计算公式为：

$$I_{D(peak)}=I_{SW(MAX)}+\frac{\Delta I}{2}=(1+\frac{x}{2})\times I_{O(MAX)}\times\frac{1}{1-D_{MAX}}$$

二极管功率损耗计算为：

$$P_D=I_{O(MAX)}\times V_D$$

二极管结温计算：

$$T_J=T_A+P_D\times R_{\theta JA}$$

式中的$R_{\theta JA}$通常包括器件的$R_{\theta JA}$加上板到壳外环境温度之间的热阻系数。结温T_J不能超过二极管的最大结温额定值。

SEPIC 控制器：输入输出电容的选择

SEPIC 电路输入输出电容的选择方法与 BOOST 电路相同，详细内容参考 BOOST 电路电容选择部分。

SEPIC 控制器：直流耦合电容的选择

直流耦合电容的直流电压额定值应大于最大输入电压。电容 C 上的电流波形近似矩形。在开关关断时，电容 C 上的电流为I_{IN}，在开关导通时，电容 C 上的电流为$-I_O$。应选择低 ESR 和 ESL 的电容，常用 X7R 和 X5R 类型的陶瓷电容作为直流耦合电容。

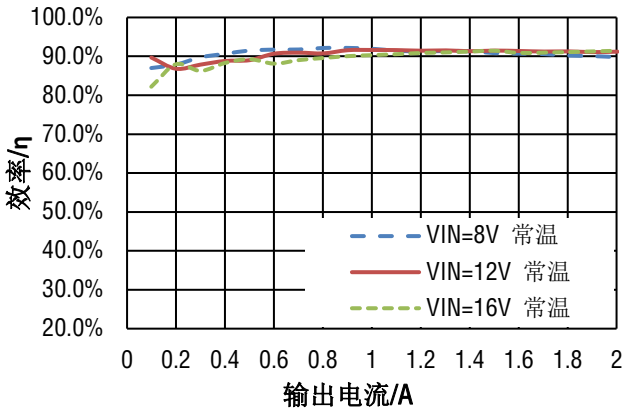


图 17 常温效率曲线

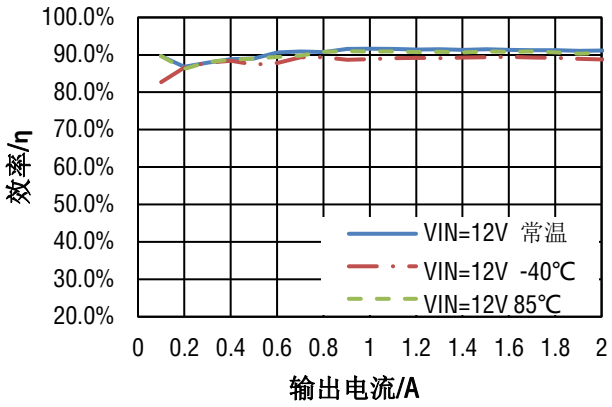


图 18 效率温度曲线

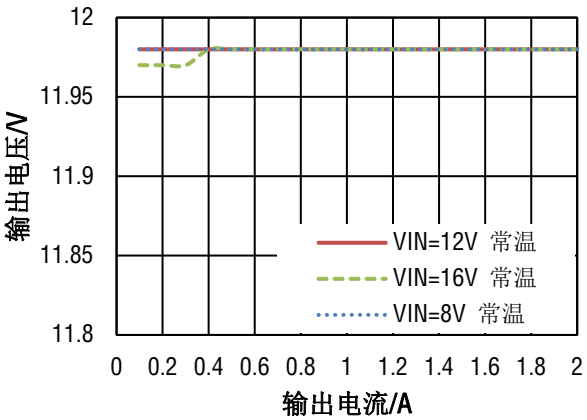


图 19 负载调整率

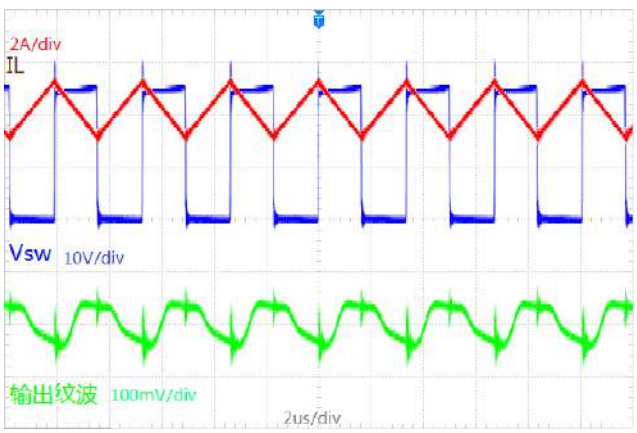


图 20 开关/电感电流/输出纹波

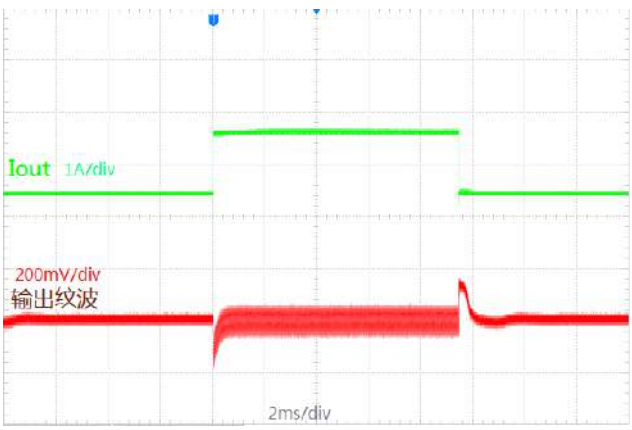


图 21 负载响应（IOUT=0.4A to 1.6A）

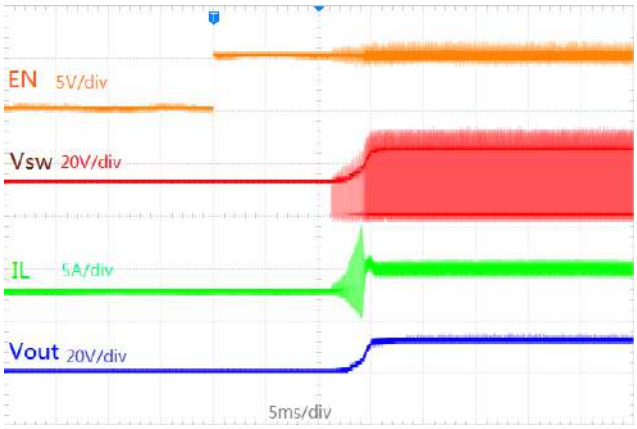


图 22 EN 启动波形

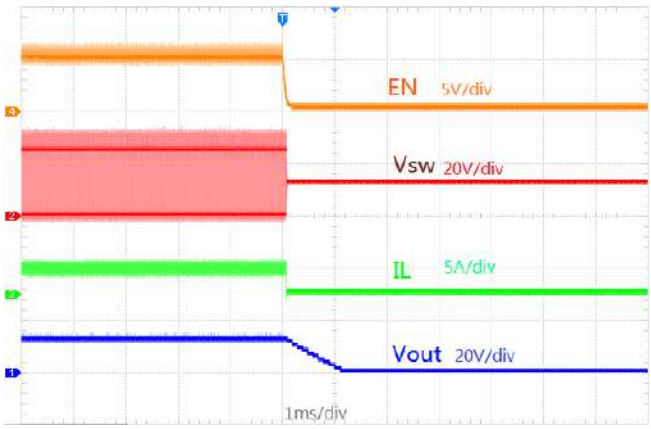


图 23 EN 掉电波形

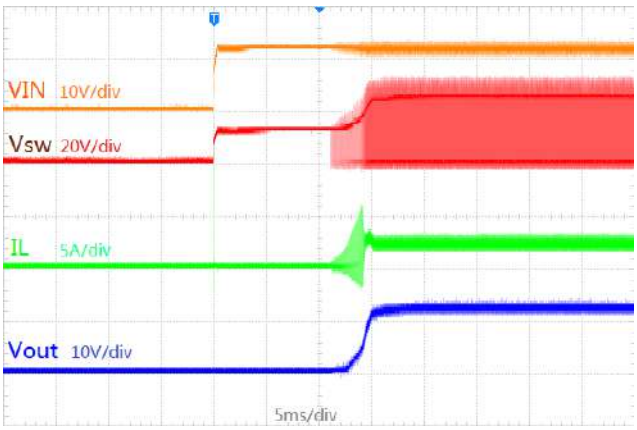


图 24 VIN 启动波形

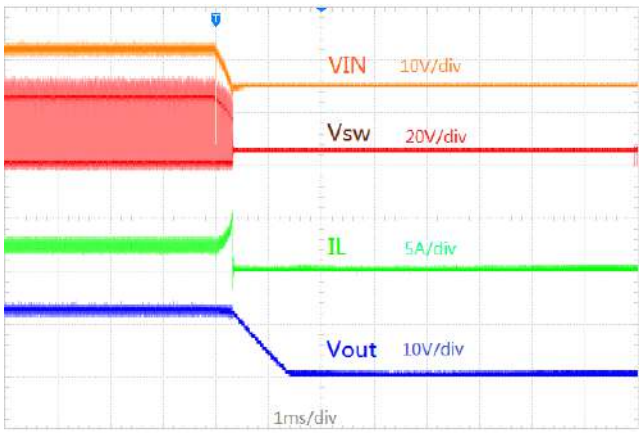
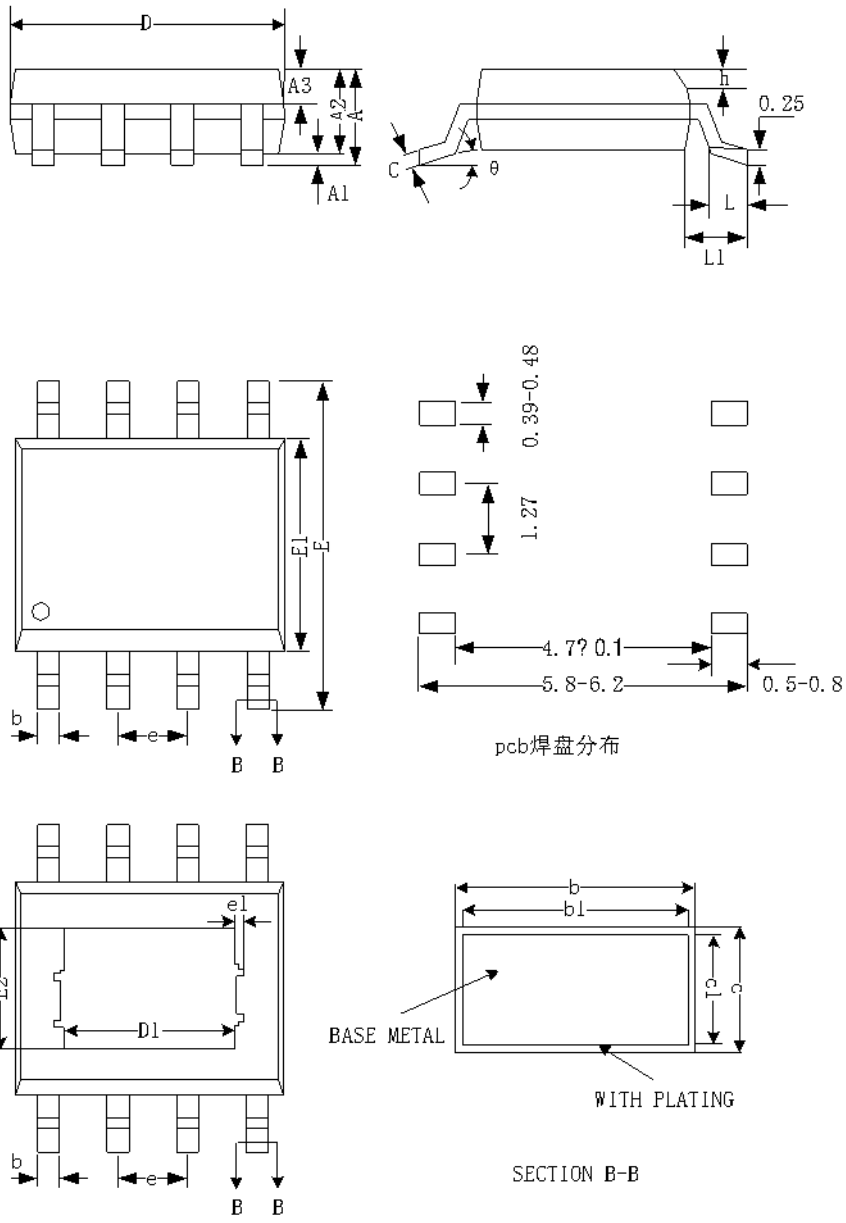


图 25 VIN 掉电波形

- 如无特殊说明，上述所测波形数据均在（VIN=12V，VOUT=12V，IOUT=2A，常温 25℃）下测得。
- 测试数据来自工程样本。

封装信息



符号	毫米		
	最小值	典型值	最大值
A	-	-	1.75
A1	0.05	-	0.15
A2	1.30	1.40	1.50
A3	0.60	0.65	0.70
b	0.39	-	0.48
b1	0.38	0.41	0.43
c	0.21	-	0.26
c1	0.19	0.20	0.21
D	4.70	4.90	5.10
E	5.80	6.00	6.20
E1	3.70	3.90	4.10
e	1.27BSC		
h	0.25	-	0.50
L	0.50	-	0.80
L1	1.05BSC		
θ	0	-	8°

L/F载体尺寸（mil）	80*80	90*90	95*130
尺寸mm / L/F载体尺寸 mil	D1	E2	e1
90*90	2.09REF	2.09REF	0.16REF
95*130	3.10REF	2.21REF	0.10REF

IMPORTANT NOTICE

ShenZhen Ascend Semiconductor incorporated MAKES NO WARRANTY OF ANY KIND, EXPRESS OR IMPLIED, WITH REGARDS TO THIS DOCUMENT, INCLUDING, BUT NOT LIMITED TO, THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A

PARTICULAR PURPOSE (AND THEIR EQUIVALENTS UNDER THE LAWS OF ANY JURISDICTION).

ShenZhen Ascend Semiconductor Incorporated and its subsidiaries reserve the right to make modifications, enhancements, improvements, corrections or other changes without further notice to this document and any product described herein. ShenZhen Ascend Semiconductor Incorporated does not assume any liability arising out of the application or use of this document or any product described herein; neither does ShenZhen Ascend Semiconductor Incorporated convey any license under its patent or trademark rights,

nor the rights of others. Any Customer or user of this document or products described herein in such applications shall assume .

all risks of such use and will agree to hold Ascendsemi Incorporated and all the companies whose products are represented on ShenZhen Ascend Semiconductor Incorporated website, harmless against all damages.

ShenZhen Ascend Semiconductor Incorporated does not warrant or accept any liability whatsoever in respect of any products purchased through unauthorized sales channel. Should Customers purchase or use ShenZhen Ascend Semiconductor Incorporated products for any unintended or unauthorized application, Customers shall indemnify and hold ShenZhen Ascend Semiconductor Incorporated and its representatives harmless against all claims, damages, expenses, and attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized application.

www.ascendsemi.com