

## 最大 5A 的同步整流降压稳压器 ME3118

### 概述

ME3118是一款简易高效，最大输出电流5A的同步整流降压稳压器。ME3118输入电压范围从4.5V 到18V，可以提供最大5A的输出电流，输出电压最低到0.8 V。该产品采用带散热盘的ESOP8 封装，工作温度在 -40 °C 到+85 °C 。

### 特点

- 连续输出电流 5A (ESOP8) ， 4.2A (DFN)
- 4.5 V 到 18 V 工作电压范围
- 同步降压：43mΩ内置高侧开关和40mΩ 内置低侧开关 (VIN= 10 V)
- 高达95 %效率
- 外置软启动功能
- 输出电压可调，最低0.8 V
- 500 KHz PWM工作模式
- 逐周期限流保护
- 短路保护

### 应用场合

- DC/DC 电源
- 液晶电视
- 笔记本电脑
- DVD 和蓝光播放器
- 光纤调制器

### 封装形式

- 8-pin ESOP8
- 8-pin DFN3\*3-8L

### 典型应用

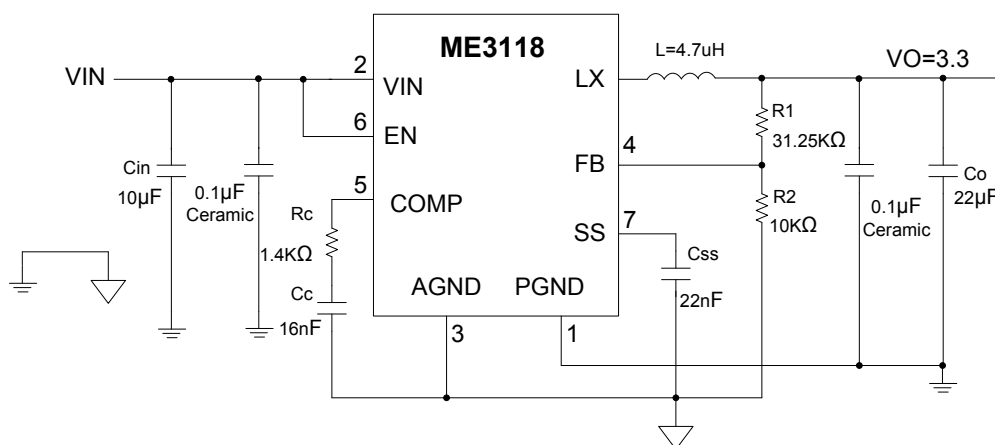


Fig.1 3.3V 3A同步整流降压, Fs = 500 KHz

效率图

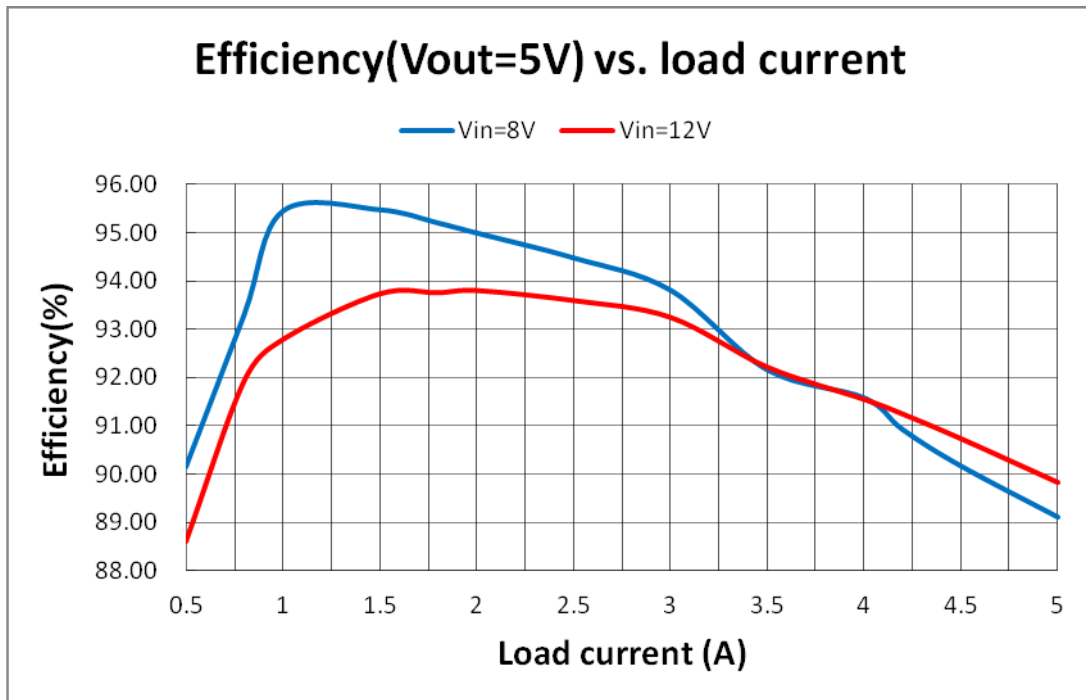


Fig.2 Efficiency1 (Vout=5V)

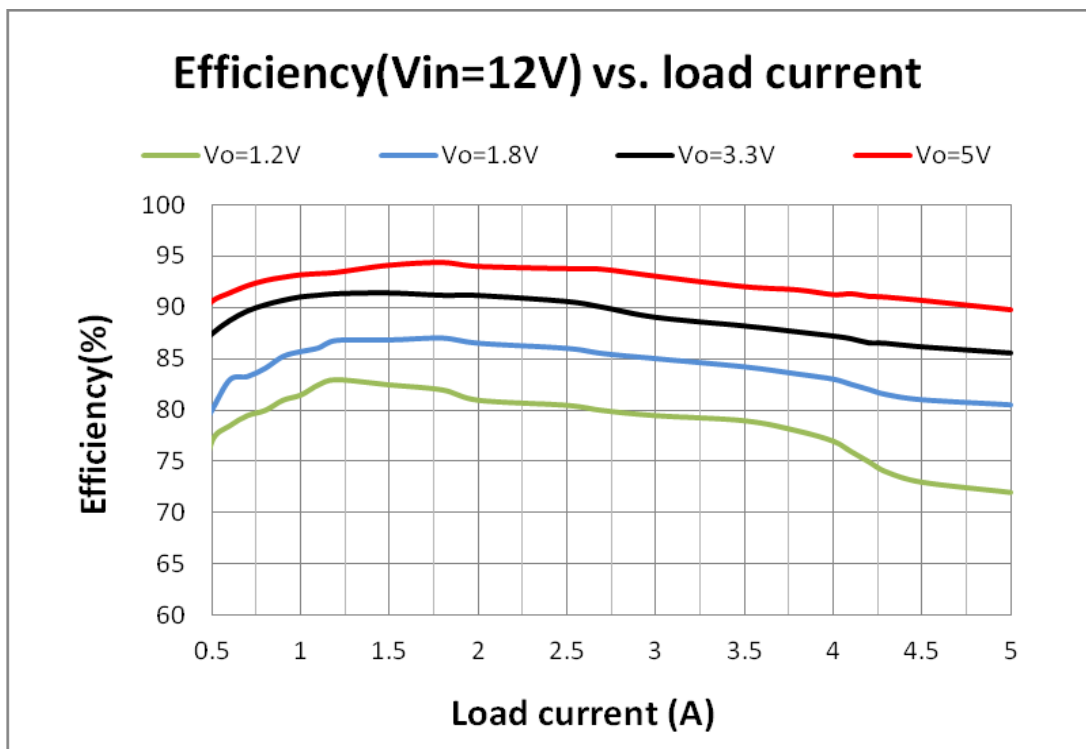
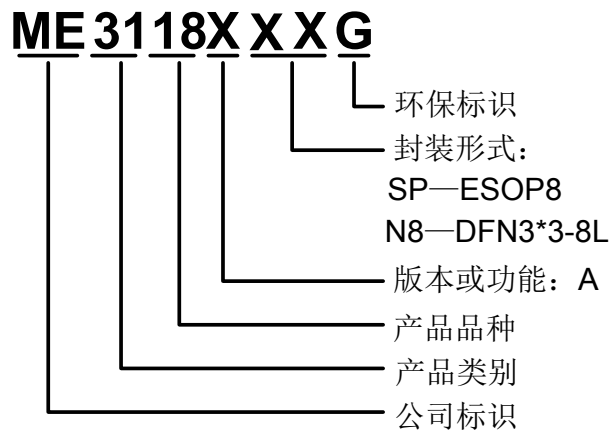


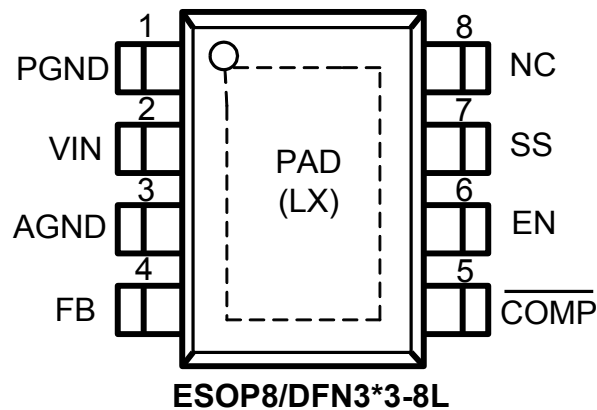
Fig.3 Efficiency2 (Vin=12V)

## 选购指南

## 产品型号说明



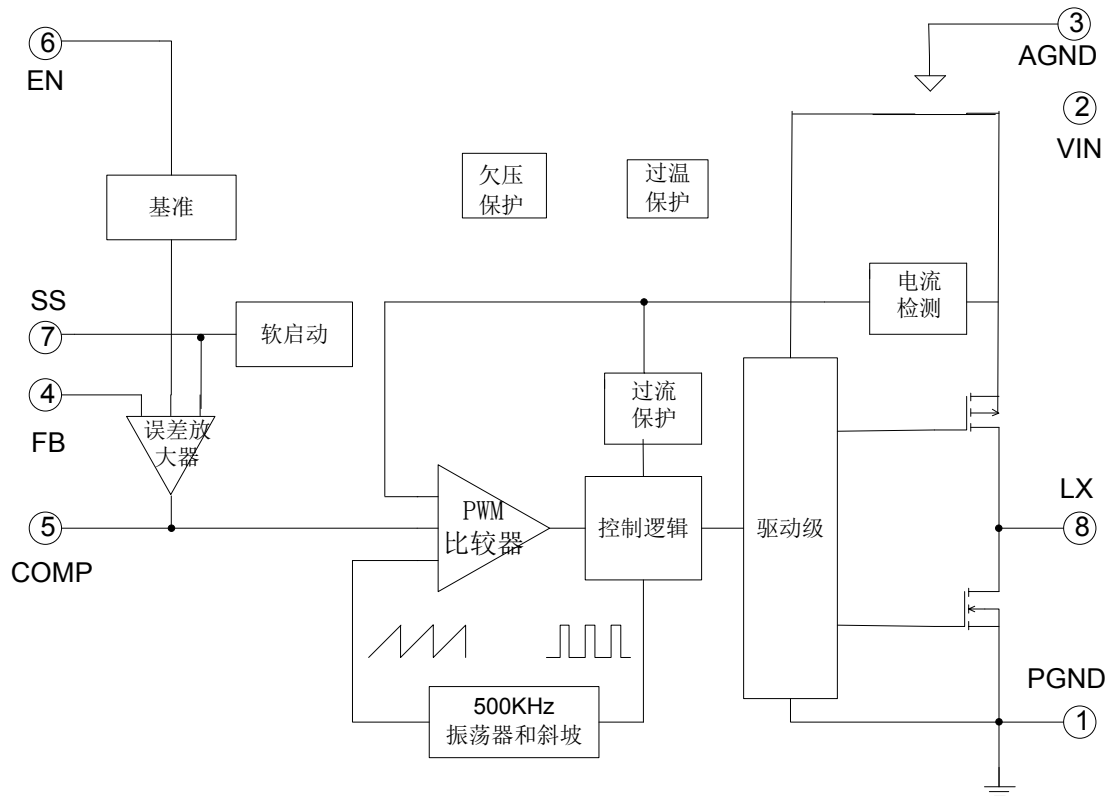
## 产品脚位图



## 管脚说明

PIN 脚位	符号名	功能说明
1	PGND	功率地。PGND 需要连接至AGND。
2	VIN	电源输入端。当 VIN 电压高于欠压保护 (UVLO) 阈值以及 EN 使能为高时，器件启动工作。
3	AGND	模拟地。AGND是控制器的参考电位。AGND 需要连接至PGND。
4	FB	反馈信号输入端。通过接在输出和AGND之间的电阻分压网络，FB 管脚实现对输出电压的设置。
5	COMP	外部环路补偿管脚。通过在COMP和AGND之间连接一个RC网络，来实现对控制环路的补偿。
6	EN	使能管脚。EN 拉至高电位可以启动器件。EN拉至低电位iekeyi关闭器件。如果不需要开关控制，请将EN连接至VIN端， 不要让EN悬空。
7	SS	软启动管脚。5 μA充电电流。
8	NC	
Exposed PAD	LX	开关脚。 LX是内部功率管的漏端，同时LX端用作功率散热。.

## 功能框图



## 绝对最大额定值

参数	极限值	单位
VIN	-0.3~18	V
LX 到 AGND	-0.7~VIN+0.3	V
LX到 AGND (20 ns)	-5~18	V
EN 到AGND	-0.3~VIN+0.3	V
FB, SS, COMP 到AGND	-0.3 to 6	V
PGND 到AGND	-0.3 to +0.3	V
节温	-20~+150	°C
存储温度	-55~+150	°C
ESD 范围	2	KV

注意：绝对最大额定值是本产品能够承受的最大物理伤害极限值，请在任何情况下勿超出该额定值。

## 推荐工作范围

参数	最小	最大	单位
电源电压 $V_{IN}$	4.5	18	V
输出电压	0.8	$0.85 V_{IN}$	V
绝对温度范围	-40	85	°C
带散热盘的SOP8封装热阻	-	50	°C/W

## 电气参数 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_{IN} = EN = 12\text{V}$ , $V_O = 3.3\text{V}$ 除非有其他说明)

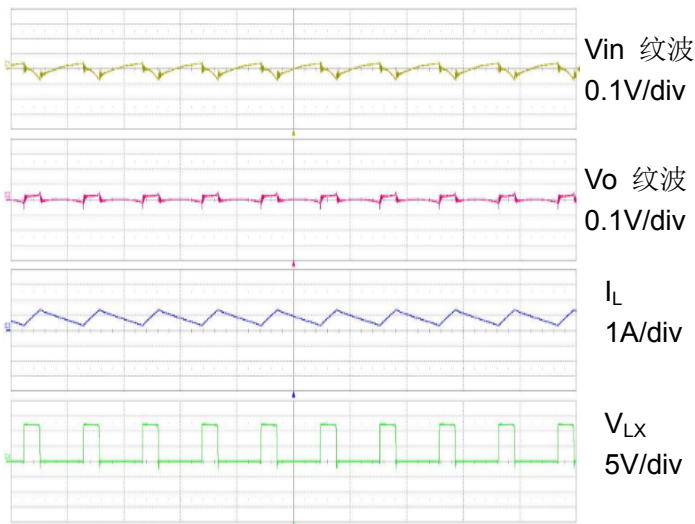
参数	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入电压	$V_{IN}$		4.5	-	18	V
输入电压欠压保护	$V_{UVLO}$	$V_{IN}$ 上升	-	4.0	-	V
		$V_{IN}$ 下降	-	3.6	-	V
反馈电压	$V_{FB}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	788	800	812	mV
负载调整率	LDR		-	0.4	-	%
线性调整率	LNR		-	0.06	-	%
反馈端输入电流	$I_{FB}$		-	-	200	nA
静态电流 (无开关)	$I_{IN}$	$I_{OUT} = 0$ , $V_{FB} = 1.2\text{V}$ ,	-	1.6	2.5	mA
关断电流	$I_{OFF}$	$V_{EN} = 0\text{V}$	-	1	10	$\mu\text{A}$
EN输入阈值	$V_{EN}$	关断	-	-	0.6	V
		开启	2	-	-	
EN 输入迟滞	$V_{HYS}$		-	200	-	mV
EN 楼电流			-	-	1	$\mu\text{A}$
SS软启动时间			-	3	-	mS
<b>调制</b>						
频率	$f_O$		400	500	600	KHz
最大占空比	$D_{MAX}$		85	-	-	%
控制器最小导通时间	$T_{MIN}$		-	-	150	nS
电流检测跨导			-	8	-	A/V
误差放大器跨导			-	200	-	$\mu\text{A/V}$
<b>保护</b>						
电流门限	$I_{LIM}$		4.5	5.0	-	A

过温关断门限	$T_J$ 节温上升	-	150	-	°C
	$T_J$ 节温下将	-	100	-	
<b>输出端</b>					
高侧开关导通电阻	VIN=10V	-	43	-	mΩ
	VIN=4.5V	-	62	-	
低侧开关导通电阻	VIN=10V	-	40	-	mΩ
	VIN=4.5V	-	58	-	

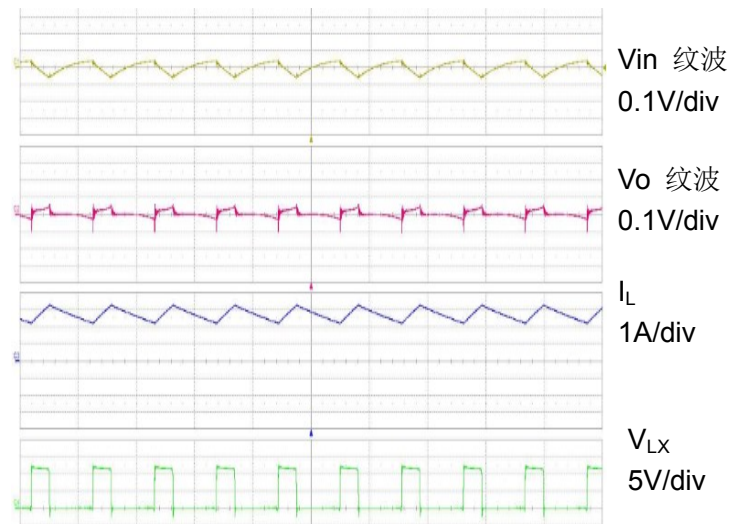
注意:VIN, IIN, VEN, VHYS 工作温度在-40°C to 85°C。以上指标由设计来保证。

## 典型性能特征

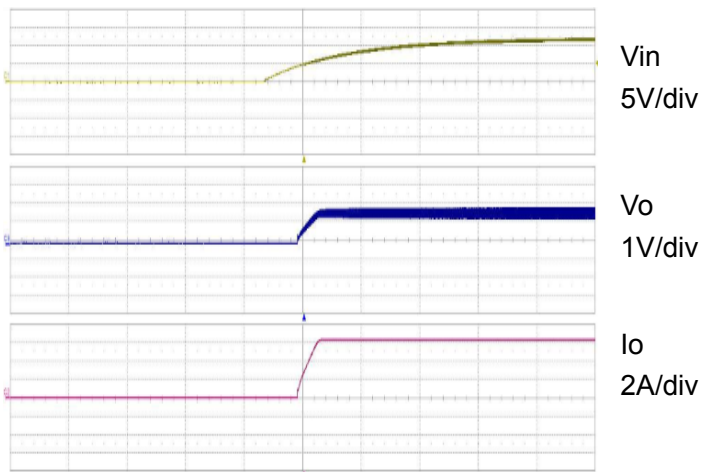
$T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{IN} = V_{EN} = 12\text{V}$ ,  $V_{OUT} = 3.3\text{V}$ , 除非有其他说明。



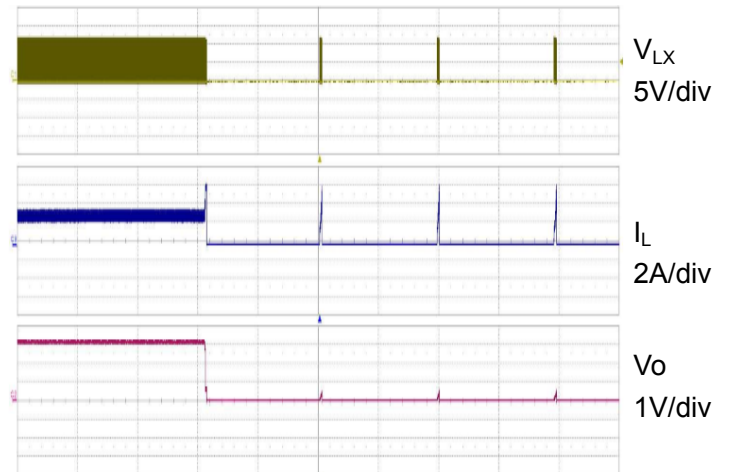
**Fig.4** 轻载工作 2μs/div



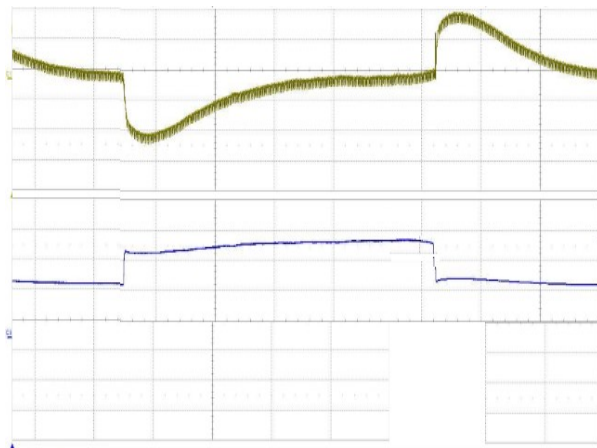
**Fig.5** 满载工作 2μs/div



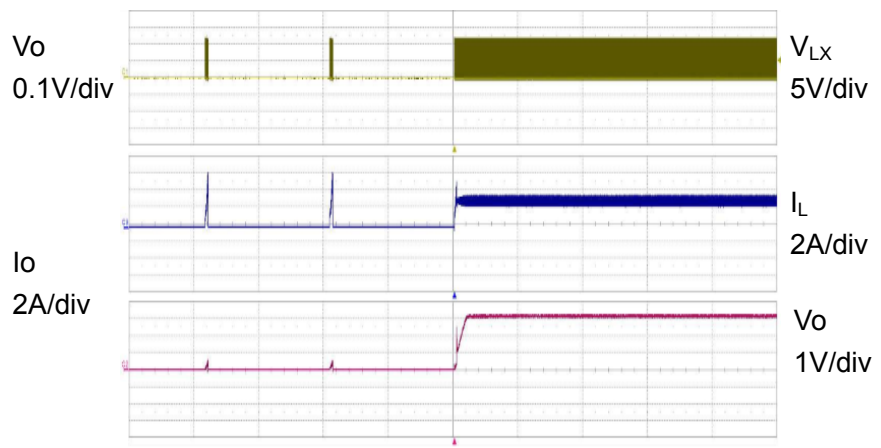
**Fig.6** 启动至满载 10ms/div



**Fig.7** 短路保护 20ms/div



**Fig.8** 50% 到 100%负载瞬态 10μs/div



**Fig.9** 短路恢复 20ms/div

## 功能描述

ME3118 是采用高侧PMOS和低侧NMOS的电流模式同步整流降压稳压器。ME3118输入电压范围从4.5V 到18V，可以提供最大5A（ESOP8封装为5A；DFN封装为4.2A）的输出电流，输出电压最低到0.8V。主要功能包括使能控制，电源关闭，欠压保护，输出过压保护，温度保护和外置软启动。ME3118 使用带散热盘的SOP8封装。

### 使能和软启动

ME3118 通过外置软启动来限制过冲电流和保证输出电压平稳上升到设置电压。当VIN>4V并且EN为高电位，系统开始软启动过程。FB电压跟随软启动电压直到上升到0.8V。软启动电容通过5 μA 电流来充电。

EN 拉至高电位可以启动器件。EN拉至低电位可以关闭器件。如果不需要开关控制，请将EN连接至VIN端，不要让EN悬空。

### 稳态工作

在重载稳态条件下，稳压器工作在固定频率和连续模式(CCM)。ME3118 集成P-MOSFET 作为高侧开关。电感电流通过检测高侧功率PMOS的漏源分压。输出电压通过分压网络反馈到FB端。FB电压和基准电压的差通过内部跨导误差放大器放大。输出的误差电压显示在COMP管脚上，并和电流信号进行在PWM比较器的输入端进行比较，其中电流信号是电感信号和斜坡补偿信号之和。当电流信号小于误差信号时，内部高侧开关导通。电感电流通过电流从VIN流到输出VOUT。当电流信号大于误差信号，高侧开关关闭。电感电流通过低侧开关续流，流向输出VOUT。内部自适应的FET驱动器可以保证高侧和低侧开关之间没有直通。相比传统采用二极管的稳压器，ME3118采用N-Channel MOSFET 来作为续流管以实现同步整流，可以提高效率和减小功耗。ME3118 采用P-Channel MOSFET作为高侧开关，可以节省一个bootstrap 电容（常见于电路中使用NMOS开关的情况）。ME3118允许高侧开关100 %开启来实现线性导通模式。VIN 到 Vo的最小压降为负载电流乘以MOS管的直流电阻加上电感的直流电阻。可以通过以下公式计算：

$$V_{O\_MAX} = V_{IN} - I_O * R_{DS(ON)}$$



其中:  $V_{O\_MAX}$ 最大输出电压,  $V_{IN}$  是从4.5V 到 18V的输入电压,  $I_O$  从0 A 到 5.0A (4.2A) 的是输出电流,  $R_{DS(ON)}$  是内部MOS的导通电阻。

## 输出电压设置

输出电压可以采用Figure 1中所示的电阻分压网络反馈至FB端口。电阻分压网络包括R1 和 R2, 通常采用R2固定, 通过下面公式计算R1:  $V_O = 0.8 * (1 + \frac{R1}{R2})$

一些通用电压对应的R1 和R2的标准值如表.1所示。

VO (V)	R1 (KΩ)	R2 (KΩ)
0.8	1.0	Open
1.2	5.0	10
1.5	8.75	10
1.8	12.5	10
2.5	21.25	10
3.3	31.25	10
5.0	52.5	10

R1和R2之和应该设置大一些以避免从输出抽取电流, 这会导致增加功耗。因为开关占空比最高可以达到100 %, 最大输出电压可以为 $V_{IN}$ 减去高侧PMOS分压和电感分压 。

## 过流保护(OCP)

电感电流检测信号被用于过流保护。因为ME3118采用峰值电流模控制, COMP电压和电感电流成比例。COMP 管脚电压通过内部电路限制到0.4 V 到 2.5 V 之间。峰值电流自动逐周期限流。当输出短路到地, 电感电流随周期缓慢衰减。为避免破坏性损伤, ME3118增加一个二级保护。电感电流检测信号和限流阈值进行比较, 其在4.5 A 和 5.5 A (3.8 A 和 4.6 A)之间 。当输出电流大于限流阈值, 高侧开关会关闭。当过流状况解除时, 稳压器会重启软启动过程。

## 过温保护

内部温度检测电路监测芯片温度。当芯片温度超过150°C , 温度检测电路关闭内部控制电路和高侧PMOS。当芯片温度降至100°C稳压器会在软启动电路控制下自动重启。



## 应用信息

ME3118 基本应用电路在Figure 1.中展示。器件选型在下面解释。

### 输入电容

输入电容需要连接在VIN 脚和PGND 之间，以稳定输入电压和滤波脉冲输入电流。输入电容的电压范围要大于最大输入电压和纹波电压之和。当V<sub>o</sub> 是VIN 的一半时，C<sub>IN</sub> 在电流压力的最差状况，为0.5\*I<sub>o</sub>。

为了可靠的工作和最佳性能，输入电容的电流能力必须大于最差情况下的I<sub>CIN\_RMS</sub>。陶瓷电容由于低的ESR和高的电流能力，更适合于作输入电容。根据应用电路，其他低ESR的钽电容也可以使用。当选择陶瓷电容时，最好采用X5R 或 X7R 介质电容，因为其温度和电压特性比较好。需要注意电容厂家提供的纹波电流范围是基于一定的工作寿命。预留余量可以获得长时间的可靠。

### 电感

开关控制的电感可以给输出提供稳定的电流。在VIN和VOUT固定的情况下，电感和开关频率决定电感纹波电流，如下：

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{f * L} * (1 - \frac{V_o}{V_{IN}})$$

$$\text{电感峰值电流: } I_{L_{peak}} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2}$$

高值电感可以提供低的电感纹波，但是需要大尺寸电感以避免饱和。低纹波电流减小电感磁芯损耗，同时也减小通过电感和开关的RMS电流，因此传输损耗也更小。通常电感峰-峰纹波电流设计为输出电流的20% 到 40%。当选择电感时，需要确认在最高温度时峰值电流也不会进入饱和。在降压电路中，电感中会流过最高电流，因此电感内阻的传输损耗需要满足系统温度和效率的需要。；另外电感选择还要从EMI需要，采购价格和系统尺寸等几个方面来考虑。

### 输出电容

输出电容的选择依据直流输出电压范围，输出纹波电压规格和纹波电流范围。输出电容的电压范围要高于最大输出电压和纹波电压之和。在长期可靠应用还需要增加余量。输出纹波电压规格是选择输出电容的另一个重要因素。在降压转换器中，输出纹波电压由电感，开关频率，输出电容值和ESR决定。可以由以下公式计算：

$$\Delta V_o = \Delta I_L * (ESR_{Co} + \frac{1}{8 * f * C_o})$$

其中C<sub>o</sub> 输出电容值，ESR<sub>Co</sub> 是输出电容等效串联电阻。当低ESR的陶瓷电容用作输出电容，开关频率下的阻抗就占

主要因素。输出纹波主要有电容值和电感纹波电流决定。输出纹波电压计算简化为：
$$\Delta V_o = \Delta I_L * \frac{1}{8 * f * C_o}$$

当开关频率下的ESR阻抗占主要时，输出纹波电压主要有电容ESR和电感纹波电流决定。输出纹波电压计算进一步简化为：
$$\Delta V_o = \Delta I_L * ESR_{Co}$$

要想获得全工作温度范围内的低输出纹波电压，输出电容可以采用X5R 或 X7R介质陶瓷电容，或者其它低ESR的钽

电容。在降压稳压器中，输出电流是连续的。输出电容的RMS电流有电感的峰-峰纹波电流决定，有以下计算：

$$I_{CO\_RMS} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}}$$

通常，因为输出电容的电流压力不大，输出电容的纹波电流项一般不需要考虑。当降压稳压器的电感非常小并且纹波电流非常大时，输出电容可能会超负荷。

## 环路补偿

ME3118采用峰值电流模控制以获得使用简易和快速响应。峰值电流控制消除了输出L&C滤波器的双极点效应，同时简化了环路补偿设计。在峰值电流控制中，降压稳压器可以简化成频域里的一个单极点和单零点系统。这个极点作为主极点，可以如下计算：

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi * C_O * R_L}$$

这个零点是输出电容ESR引入的ESR零点，可以计算如下：

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi * C_O * ESR_{CO}}$$

其中， $C_O$  是输出滤波电容， $R_L$  是负载电阻值， $ESR_{CO}$  是输出电容等效串联电阻。

补偿可以调整控制环路传输函数以获得需要的增益和相位。ME3118可以采用几种不同的补偿网络。针对大部分应用，采用一个电容和电阻串联的网络，连接至COMP管脚，可以引入一对极点-零点，足够获得一个稳定的高带宽控制环路。

在ME3118中，FB和COMP分别是内部误差放大器的反相输入端和输出端。连接至COMP的一个串联的电容和

电阻补偿网络可以引入一对极点-零点。极点为：

$$f_{p2} = \frac{G_{EA}}{2\pi * C_C * G_{VEA}}$$

其中， $G_{EA}$ 是误差放大器的跨导， $G_{VEA}$ 是误差放大器的电压增益， $C_C$  为Figure 1中补偿电容。

零点由外置的补偿网络设置，电容  $C_C$  和电阻 $R_C$ ，计算如下：

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi * C_C * R_C}$$

为设计补偿网络，需要选择一个目标交叉频率（crossover frequency  $f_c$ ）来关闭环路。系统交叉频率是环路单位增益对应的频率。交叉频率又被称为带宽。一般来说，高的带宽意味着更快的负载响应。然而，带宽太高又可能会引起系统不稳定。当设计环路补偿，必须考虑系统在各种输入电压和负载情况下的稳定。

一般来说，设置带宽小于或等于开关频率的1/10。选择 $R_C$  和  $C_C$ 的策略是用 $R_C$  来设置带宽，用 $C_C$  设置补偿零点。

用选好的交叉频率 $f_c$  来计算 $R_C$ 。

$$R_C = f_c * \frac{V_O}{V_{FB}} * \frac{2\pi * C_C}{G_{EA} * G_{CS}}$$

其中， $f_c$  是期望的交叉频率。为获得最佳性能， $f_c$  设置为大约开关频率的1/10， $V_{FB}$  是0.8V。 $G_{EA}$ 是误差放大器跨导，约 $200 * 10^{-6} A/V$ ， $G_{CS}$ 是电流检测电路跨导，约 $8 A/V$ 。

补偿电容 $C_C$  和电阻  $R_C$  一起来形成零点。该零点位置靠近主极点 $f_{P1}$ ，但是小于期望的交叉频率的1/5。 $C_C$  可通过下

列公式获得： $C_C = \frac{1.5}{2\pi * R_C * f_{P1}}$ ，公式可以简化为： $C_C = \frac{C_O * R_L}{R_C}$

## 温度管理

在降压电路ME3118中，高脉冲电流流过两个环路。第一个环路，从输入电容，到VIN管脚，到LX pad，到滤波电感，到输出电容和负载，然后通过地返回输入电容。当高侧开关开启时，电流流过第一个环路。第二个环路从电感开始，到输出电容和负载，到低侧N-Channel MOSFET。当低侧N-Channel MOSFET开启时，电流流过第二个环路。在PCB版图中，减小两个环路面积可以减小电路噪声和改善效率。强烈建议一个地平面连接输入电容，输出电容和PGND管脚。在ME3118 降压电路中，主要功耗在于ME3118和输出电感。稳压器电路总的功耗可以通过输入功率减去输出功率测得： $P_{total\_loss} = V_{IN} * I_{IN} - V_O * I_O$

电感的功耗可以通过输出电流和电感的DCR值近似计算： $P_{inductor\_loss} = I_O^2 * R_{inductor} * 1.1$

实际节温可以通过ME3118的功耗和芯片到环境的温度阻抗计算：

$$T_{junction} = (P_{total\_loss} - P_{inductor\_loss}) * \Theta_{JA}$$

ME3118的最大节温为150°C，其限制最大负载电流。

ME3118的温度性能受PCB版图影响严重。设计过程中要注意确保IC能够在推荐的环境温度下正常工作。

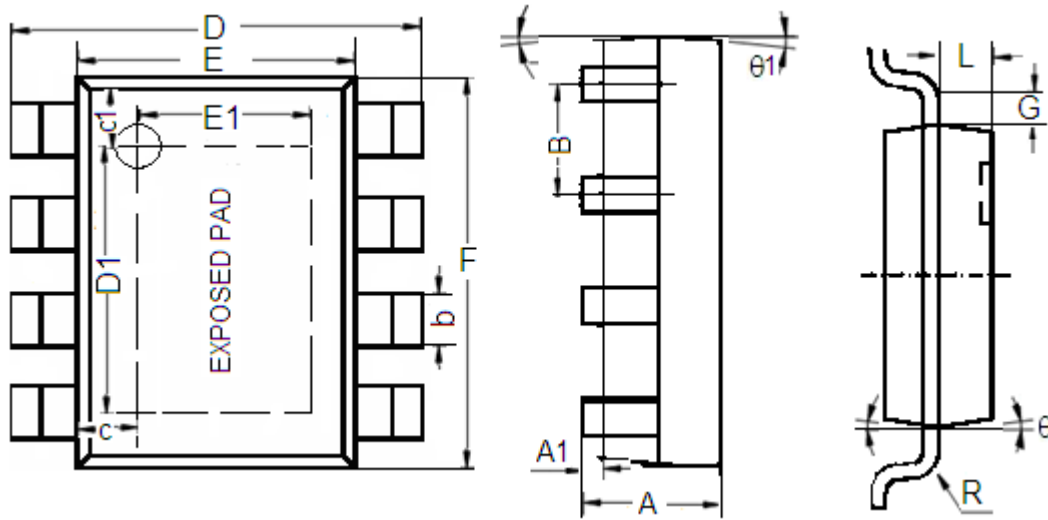
## 版图考虑

ME3118采用带散热盘的封装。为获得最佳的电气和温度性能，需要注意几个版图细节：

- 1.散热盘LX连接至内部的PChannel MOSFET和N-Channel MOSFET漏极。在LX连接一个大的覆铜区域以增加散热性能。
- 2.在VIN和PGND采用最大化的覆铜以增加散热。
- 3.输入电容应该尽可能靠近VIN管脚和PGND管脚。
- 4.推荐使用地平面。如果没有地平面，那就把PGND远离AGND，并且只在一个点连接他们，这样可以避免PGND噪声耦合到AGND。
- 5.确保从LX pad 到L到Co到PGND的电流路径尽可能短。
- 6.在板上不用的区域覆上铜，并连接至稳定的直流点，像VIN, GND 或 VOUT。
- 7.保证敏感信号路径远离LX pad。

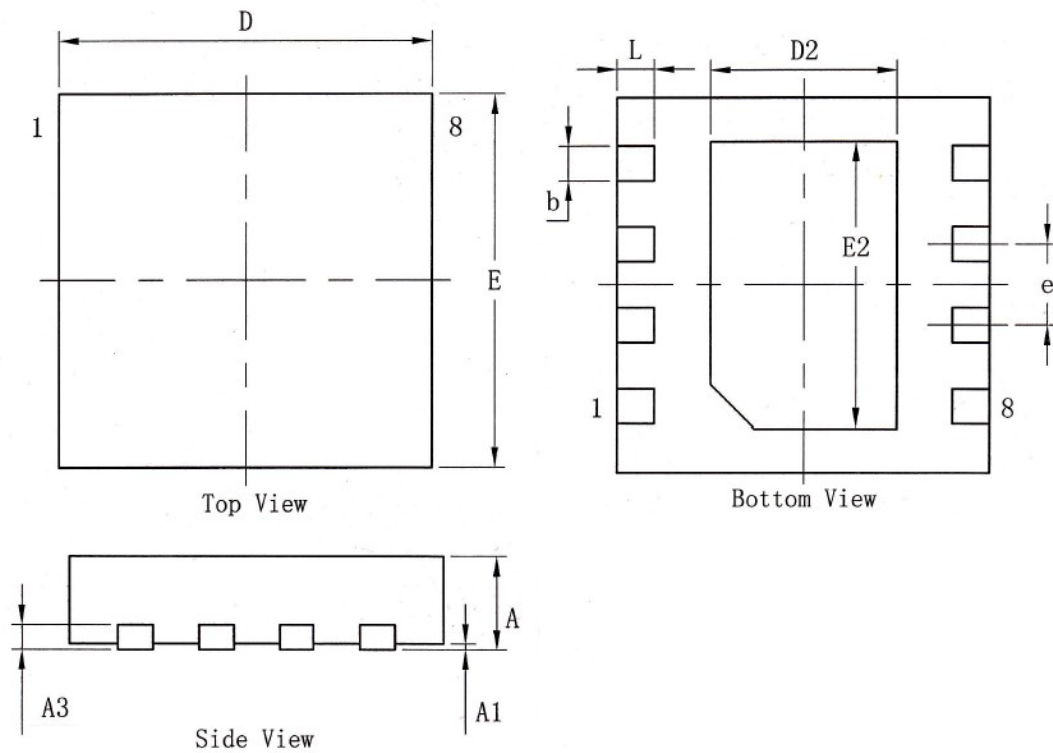
## 封装信息

● 封装类型: ESOP8



参数	尺寸 (mm)		尺寸 (Inches)	
	最小值	最大值	最小值	最大值
A	1.350	1.750	0.053	0.069
A1	0.1	0.3	0.004	0.012
B	1.27(Typ.)		0.05(Typ.)	
b	0.330	0.510	0.013	0.020
c	0.9(Typ.)		0.035(Typ.)	
c1	1.0(Typ.)		0.039(Typ.)	
D	5.8	6.2	0.228	0.244
D1	3.202	3.402	0.126	0.134
E	3.800	4.000	0.150	0.157
E1	2.313	2.513	0.091	0.099
F	4.7	5.1	0.185	0.201
L	0.675	0.725	0.027	0.029
G	0.32(Typ.)		0.013(Typ.)	
R	0.15(Typ.)		0.006(Typ.)	
θ1	7°		7°	
θ	8°		8°	

● 封装类型: DFN3\*3-8L



参数	尺寸 (mm)		尺寸 (Inch)	
	最小值	最大值	最小值	最大值
A	0.7	0.8	0.0276	0.0315
A1		0.05		0.002
A3	0.203		0.0083	
b	0.23	0.33	0.0091	0.013
D	2.9	3.1	0.1142	0.122
E	2.9	3.1	0.1142	0.122
D2	1.4	1.6	0.0551	0.063
E2	2.2	2.4	0.0866	0.0945
e	0.65		0.0256	
L	0.25	0.35	0.0098	0.0138

- 本资料内容，随产品的改进，可能会有未经预告之更改。
- 本资料所记载设计图等因第三者的工业所有权而引发之诸问题，本公司不承担其责任。另外，应用电路示例为产品之代表性应用说明，非保证批量生产之设计。
- 本资料内容未经本公司许可，严禁以其他目的加以转载或复制等。
- 本资料所记载之产品，未经本公司书面许可，不得作为健康器械、医疗器械、防灾器械、瓦斯关联器械、车辆器械、航空器械及车载器械等对人体产生影响的器械或装置部件使用。
- 尽管本公司一向致力于提高质量与可靠性，但是半导体产品有可能按照某种概率发生故障或错误工作。为防止因故障或错误动作而产生人身事故、火灾事故、社会性损害等，请充分留心冗余设计、火势蔓延对策设计、防止错误动作设计等安全设计。