

## 高效率 升压/SEPIC/反激式 DC/DC 控制器

### 产品概述

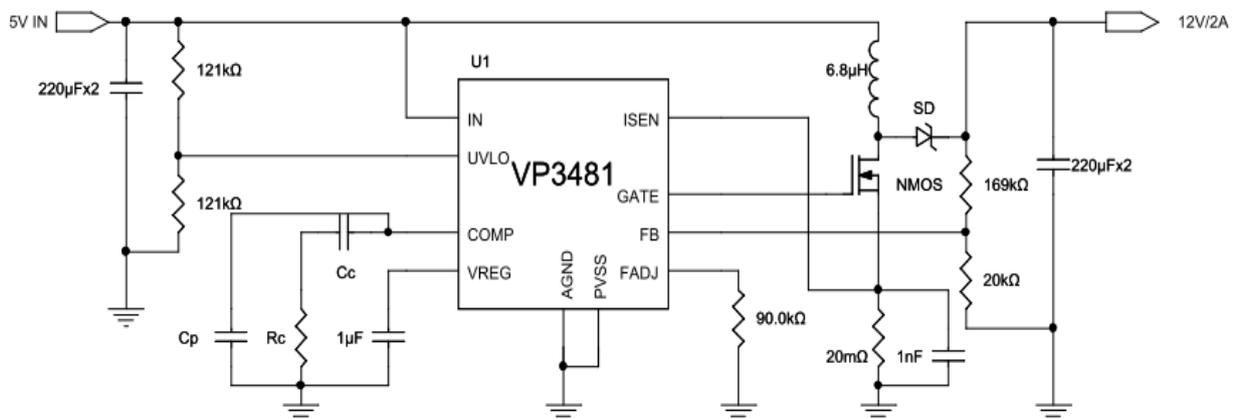
VP3481 是一款通用控制器，适用于升压、SEPIC 和反激式 PWM 控制器以及需要外部低端 NMOSFET 作为初级开关的拓扑结构中。除了逐周电流限制之外，电流模式控制方式还能加宽 VP3481 的频宽并使其作出良好的瞬态响应。峰值电流限制只要利用一个外部电阻器就可以完成。

开关频率可以设定在 100kHz - 1MHz 范围，由电阻器数值或外部输入时钟源。VP3481 可以在较高开关频率下运行，以节省电路板和元件尺寸。进入待机模式时，VP3481 的电流下降到 10 $\mu$ A。

VP3481 内部安装有保护电路，例如：过热关闭、欠压锁定、短路保护和过电压保护。VP3481 启动时，内部备有软启动电路以减小浪涌电流。

VP3481 采用 MSOP-10 小型环保封装。

### 应用典型



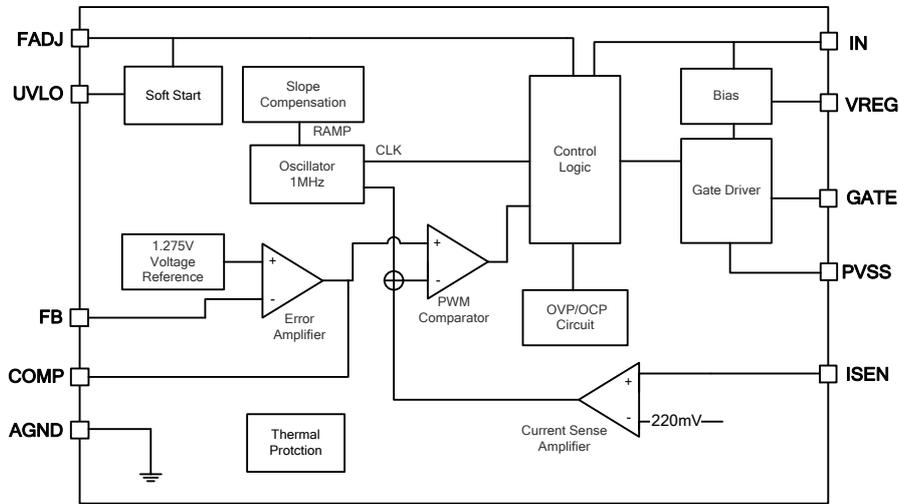
### 功能特色

- 2.97V - 40V 的宽输入电压
- 精确度为 $\pm 1.5\%$ 的参考电压
- 100kHz~1MHz 可调整时钟频率
- 10 $\mu$ A 待机电流
- 内部驱动级电流最高可达 1A
- 电流模式运作
- 内置 4/2 $\Omega$  MOSFET 开关
- 外部 RC 斜率补偿
- 内置软起动电路
- 提供轻载高效节能模式
- 峰值电流限制及过热保护
- 可调整欠压锁定 (UVLO) 阈值
- 符合 RoHS 的 MSOP-10 小型环保封装

### 市场应用

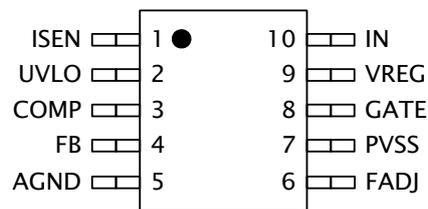
- 蓝牙音箱
- 离线电源
- 便携式设备
- 光伏逆变器

## 功能框图



## 引脚描述

MSOP-10



编号	引脚	I/O/P	功能概述
1	ISEN	P	电流检测。用一个接地的外部电阻器侦测电压降以实现峰值电流检测。
2	UVLO	I	欠压锁定。利用适当分压电阻网络确定芯片启动及关闭的电压。
3	COMP	I	回路补偿。用外接 RC/C网络以适当补偿控制环路。
4	FB	I	输出反馈。让输出端的外部电阻分压网络连接到该引脚上，检测输出电压并调整输出，以期控制FB引脚电压在1.275V内部参考电压。
5	AGND	P	模拟地。
6	FADJ	I	频率调节/同步/关闭。利用与该引脚连接的对地电阻器设置 PWM 开关频率。该引脚也可输入外部时钟源。拉高此引脚 30 $\mu$ s 或以上，设备关闭；关闭后，设备的待机电流变小，小于 10 $\mu$ A。
7	PVSS	I	电源地。
8	GATE	O	闸驱输出。连接此接脚至外部MOSFET的闸极引脚。
9	VREG	O	内部稳压电源。此引脚须以一个1 $\mu$ F旁路电容器接地，以稳定内部供电。
10	IN	I	电源输入。

## 最大额定

工作于室温下，除非另有规定 (\* 1)

符号	条件参数	极限	单位
$V_{IN}$	电源电压范围	-0.3 to 42	V
$V_{LV}$ (COMP/UVLO/FB/FADJ/ GATE)	低压电压范围	-0.3 to 6	V
$V_{CC}$ (VREG)	稳压器输出电压范围	-0.3 to 5	V
$V_{ISEN}$	电流检测电压范围	-0.4 to 0.6	V
$T_J$	工作结温	-40 to 150	°C
$T_{STG}$	存储温度	-65 to 150	°C
Electrostatic discharge	人体带电模式 HBM	2	kV
Electrostatic discharge	机器放电模式 MM	200	V
$\theta_{JC}$	热阻 (结至散热器)	55	°C/W
$\theta_{JA}$	热阻 (结至空气)	160	°C/W

(\*1): 如果器件工作条件超过上列各项极限值，可能会对器件造成永久性损坏。上述参数是工作条件的极限值，不建议器件工作在工作范围以外的情况。器件长时间工作在极限工作条件下，其可靠度及寿命可能会有所影响。

## 工作范围

符号	条件参数	建议		单位
		最小	最大	
$V_{IN}$	电源电压范围	2.95	40	V
$f_{OSC}$	开关频率范围	0.1	1	MHz
$T_A$	工作环境温度	-40	85	°C
$T_J$	工作节温	-40	125	°C

## 电气特性

$V_{IN}=12V$ ,  $R_{FADJ}=40k\Omega$ ,  $T_J=25^\circ C$ , 除非另行备注 (\* 1)

符号	参数条件	测试条件	规格要求			单位	
			最小	标准	最大		
$V_{FB}$	反馈电压	$V_{COMP}=1.4V$ , $3V < V_{IN} < 40V$		1.275		V	
		$V_{COMP}=1.4V$ , $3V < V_{IN} < 40V$ , $-40^\circ C < T_J < 125^\circ C$	1.256		1.294	V	
$I_{STBY}$	待机模式电流	$V_{FADJ}=3V$	$V_{IN}=12V$		10	$\mu A$	
			$V_{IN}=12V$ , $-40^\circ C < T_J < 125^\circ C$				15
			$V_{IN}=5V$		5		
			$V_{IN}=5V$ , $-40^\circ C < T_J < 125^\circ C$				10
$V_{UVLO}$	欠压锁定	$V_{UVLO}$ Ramp down	1.345		1.517	V	
$I_{UVLO}$	UVLO消耗电流	$V_{EN} = 3V$		4.5		$\mu A$	
$V_{UVLOSD}$	UVLO 电压		0.55	0.7	0.82	V	
$V_{COMP}$	COMP 引脚电压	$V_{EN}=2V$		1		V	
$I_{COMP}$	COMP 引脚电流	$V_{FB}=0V$		630		$\mu A$	
$R_{DS(ON)}$	上桥驱动开关内阻 $R_{DS(ON)}$ (*1)	$V_{IN}=5V$ , $I_{GATE}=0.2A$		4		$\Omega$	
	下桥驱动开关内阻 $R_{DS(ON)}$ (*1)	$V_{IN}=5V$ , $I_{GATE}=0.2A$		2			
$A_{VOL}$	误差放大器电压增益	$V_{COMP}=1.4V$ , $I_{EAO}=100\mu A$		60		V/V	
$g_M$	误差放大器跨导	$V_{COMP}=1.4V$		430		$\mu\Omega$	
$V_{GATE}$	最大驱动输出摆幅	$V_{IN} < 5.8V$		$V_{IN}$		V	
		$V_{IN} \geq 5.8V$		5.2			
$f_{OSC}$	振荡频率	$R_{FADJ}=40k\Omega$	0.4	0.475	0.555	MHz	
$D_{MAX}$	最大占空比	$R_{FADJ}=40k\Omega$		85		%	
$\Delta V_{LINE}$	负载电压稳定率	$3V < V_{EN} < 40V$		0.02		%/V	
$\Delta V_{LOAD}$	负载电流变动率	$I_{EAO}$ Source/Sink		$\pm 0.5$		%/A	
$t_{MIN(ON)}$	最小导通时间				571	nS	
$I_{SUPPLY}$	工作电流	$R_{FADJ}=40k\Omega$		3.3		mA	
$V_{SENSE}$	电流检测电压阈值		100		190	mV	
$V_{SC}$	输出电流保护启动阈值		157		280	mV	
$V_{SL}$	内部补偿斜率			90		mV	
$V_{OVP}$	输出过压保护电压	$V_{COMP}=1.4V$	26	85	135	mV	
$V_{OVP(HYS)}$	输出过压保护电压迟滞	$V_{COMP}=1.4V$	28	70	106	mV	

## 电气特性 (续)

$V_{IN}=12V$ ,  $R_{FADJ}=40k\Omega$ ,  $T_J=25^\circ C$ , 除非另行备注 (\* 1)

Symbol	Parameter	Test Condition	Specification			Unit
			Min	Typ	Max	
$I_{EAO}$	误差放大器输出电流 (source/sink)	Source, $V_{COMP} = 1.4V$ , $V_{FB} = 1.1V$		630		$\mu A$
		Source, $V_{COMP} = 1.4V$ , $V_{FB} = 1.1V$ $-40^\circ C < T_J < 125^\circ C$	470		840	
		Sink, $V_{COMP} = 1.4V$ , $V_{FB} = 1.4V$		75		
		Sink, $V_{COMP} = 1.4V$ , $V_{FB} = 1.4V$ $-40^\circ C < T_J < 125^\circ C$	30		105	
$V_{EAO}$	误差放大器输出电压	$V_{FB}=0V$ , COMP 浮接		2.65		V
		$V_{FB}=0V$ , COMP 浮接 $-40^\circ C < T_J < 125^\circ C$	2.45		2.95	
		$V_{FB}=1.4V$		0.66		
		$V_{FB}=1.4V$ $-40^\circ C < T_J < 125^\circ C$	0.32		0.9	
$V_{SD}$	FADJ引脚电压阈值	启动		1.26		V
		启动, $-40^\circ C < T_J < 125^\circ C$			1.4	
		关闭		0.63		
		关闭, $-40^\circ C < T_J < 125^\circ C$	0.4			
$t_{SS}$	软启动时间	$V_{FB} = 1.2V$ , COMP 浮接	8.7	15	21.3	mS
$t_R$	GATE 波型上升时间	$C_{gs} = 3000pF$ , $V_{GATE} = 0V$ to $3V$		18		nS
$t_F$	GATE 波型下降时间	$C_{gs} = 3000pF$ , $V_{GATE} = 3V$ to $0V$		12		nS
$I_{SD}$	FADJ脚消耗电流	$V_{SD}=0V$		20		$\mu A$
$T_{SD}$	热保护点			175		$^\circ C$
$T_{SD(HYS)}$	热保护点迟滞			10		$^\circ C$

## 功能描述

VP3481 采用电流模式、可调频率脉冲宽度调制 (PWM) 架构。在中高负载电流条件下, 可调节开关频率工作。

## 输出过压和 UVLO 保护

VP3481 利用 FB 引脚检测是否有输出过压。当电压升至  $V_{FB}+V_{OVP}$  水平时, 触发过压保护。发生 OVP 时, MOSFET 关闭而且输出电压会下降。FB 引脚电压低于  $(V_{OVP}+V_{FB}-V_{OVP(HYS)})$  时, VP3481 恢复 MOSFET 开关运作。

VP3481 备有 UVLO 引脚, 用以决定输入电压的启用和关闭点。UVLO 引脚电压会与内部参考电压 1.43V 相比较。

下图显示了 UVLO 内部进行检测的过程。

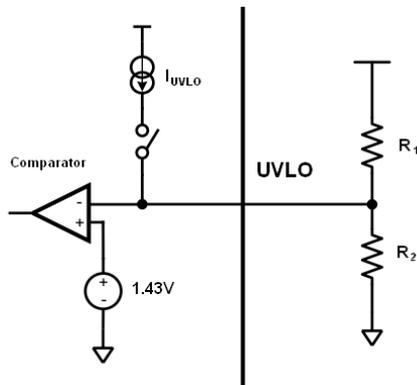


图 1 UVLO 引脚配置

R1/R2 网络决定了阈值电压  $V_{EN}$ 。当 VP3481 工作时,  $I_{UVLO}$  向  $R_2$  提供  $5\mu A$  的电流, 这会导致迟滞现象。因此, 关闭电压阈值  $V_{SH}$  会小于启用阈值  $V_{EN}$ 。

$$R_2 = \frac{1.43V}{I_{UVLO}} \times \left( 1 + \frac{1.43V - V_{SH}}{V_{EN} - 1.43V} \right)$$

$$R_1 = R_2 \times \left( \frac{V_{EN}}{1.43V} - 1 \right)$$

依应用选择适宜的  $V_{EN}$ 、 $V_{SH}$  值, 并利用上述两个等式确定  $R_1$  和  $R_2$  的值。

## 内部稳压电路

若 IN 输入电压小于 6V, 那么, VP3481 将以它产生内部电压。若  $V_{IN}$  高于 6V, 则 VP3481 将通过稳压电路产生内部电压。为了提高该电压的稳定性, 强烈建议在 VREG 端子上安装一个  $0.47\mu F \sim 4.7\mu F$  对地的外部电容。

不可对 VREG 脚外加电源, 否则极有可能会损坏芯片。

## 频率调节

利用 FADJ 端子接地的外部电阻器调节开关频率, 频率范围 100kHz - 1MHz。电阻器的值可用下列公式计算:

$$R_{FADJ} = \frac{22 \times 10^3}{f_s} - 5.74$$

上式中,  $f_s$  的单位为 kHz,  $R_{FADJ}$  的单位为 kΩ。

## 外部时钟同步

如图 2 所示, 连接 FADJ 接线端子与串联接地的  $R_{FADJ}$ , 使 VP3481 的开关频率与外部时钟同步。

## 功能描述 (续)

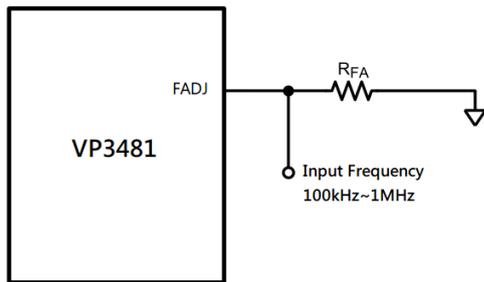


图 2 时钟同步

## 关断

FADJ 引脚可以作为关断引脚。若向上拉动引脚至高电平, VP3481 将停止工作并且进入关断状态。此种情况下, VP3481 的耗电量通常为 5-10 $\mu$ A。

频率调节模式中的关机控制操作非常简单。FADJ 引脚接至对地电阻后, VP3481 将按指定频率运行, 向上拉动引脚后, IC 关断。在频率同步模式中, 向上拉动 FADJ 引脚 30 $\mu$ s, VP3481 将进入关断模式。

## 斜率补偿

VP3481 采用电流模式控制方式。VP3481 的优势有很多, 例如: 逐周转换电流限制, 在自主均流条件下, 方便比较功率级。VP3481 中已经添加了补偿机制而且默认的斜率补偿应可以满足大部分应用, 只要针对不同开关频率及负载条件去设计补偿网路即可。

## 过载保护

如前所述, VP3481 具有输出过压保护。通过检测反馈 (FB) 引脚, 可以检测是否发生 OVP。FB 引脚的电压超过了  $V_{FB}+V_{OVP}$  时将触发过电压保护功能启动而且传动引脚和 GATE 引脚也会被拉低。

FB 引脚的电压低于  $V_{FB}+(V_{OV}-V_{OVP(HYS)})$  时, VP3481 将再次开始工作。注意, OVP 保护期间, 误差放大器始终处于运行状态。

## 短路保护

VP3481 利用 ISEN 引脚检测是否发生过电流。ISEN 引脚的电流与接地电流之间的差值大于 220mV 时将启动峰值电流限制。比较器会先把开关频率除以八, 在清除过电流 (短路) 事件之前, 继续让 MOSFET 保持开关状态。

## 应用说明

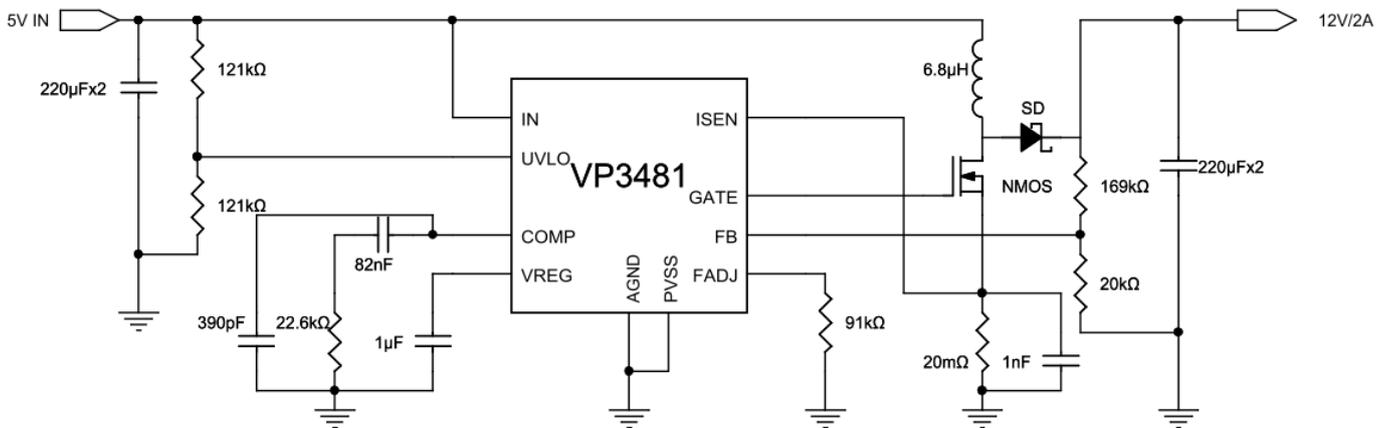


图 3 VP3481 典型升压应用

最常见的VP3481拓扑为升压拓扑。升压转换器会将低输入电压转换为高输出电压。图4所示为升压调节器的简化模型。在连续导电模式（CCM，稳定状态下，电感器的电流始终不为零）中，升压调节器有两个工作周期。在一个工作周期中，MOSFET Q打开，电能储存在电感器中。这时，二极管D1处于反向偏压，由输出电容器C<sub>OUT</sub>提供负载电流。在第二个工作周期中，MOSFET Q关闭且二极管出现正向偏压。然后将电感器中储存的转移到负载和输出电容器中。利用这两个工作周期的比率确定输出电压。输出电压的计算公式：

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

（忽略 MOSFET 和二极管的压降），或

$$V_{OUT} + V_{D1} - V_Q = \frac{V_{IN} - V_Q}{1-D}$$

式中，D表示转换周期，V<sub>D1</sub>表示二极管的正向电压降，V<sub>Q</sub>表示VP3481打开时，MOSFET的压降。下文中讲述了如何选择升压转换器的各个部件。

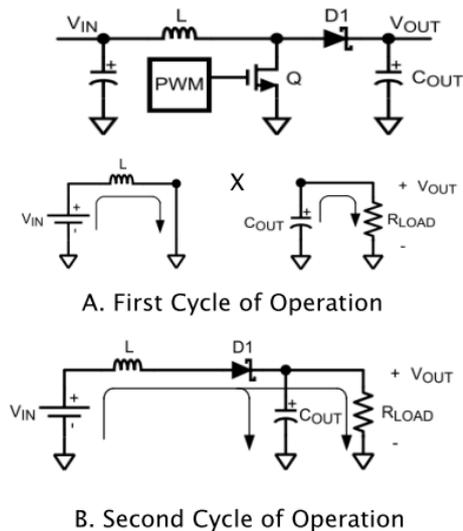


图 4 升压转换器简化运作模型

## 电感器选择

电感器是升压转换器中的一个（共两个）储能元件。图5显示了一个转换周期内，电感器电流的变化过程。通过电感器的电流为：

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

## 应用说明 (续)

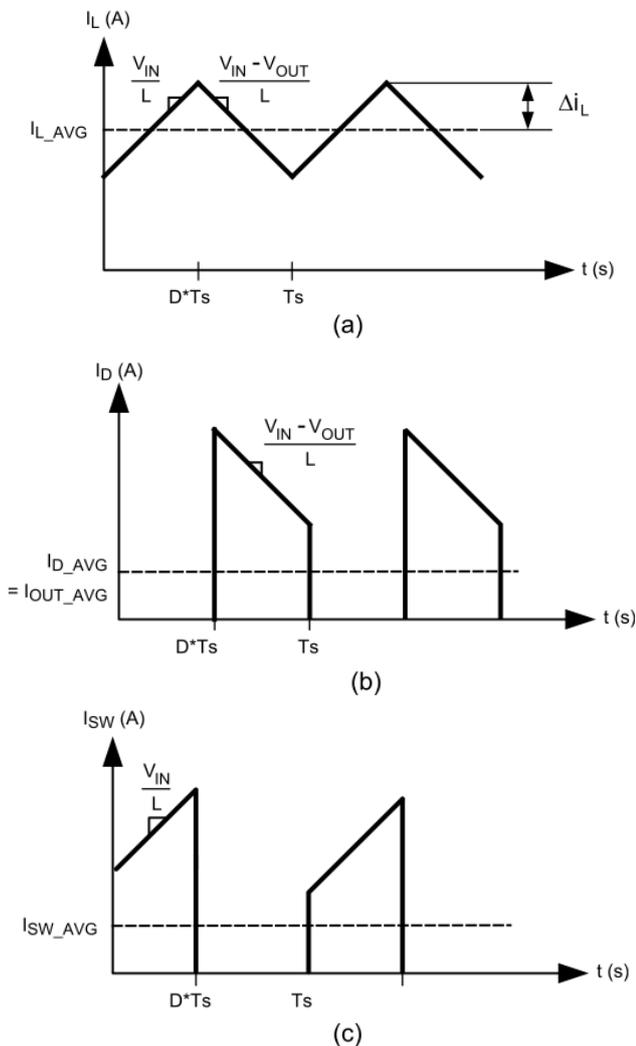


图 5 (a) 电感器电流 (b) 二极管电流 (c) 开关电流

若  $V_L(t)$  是常量, 则  $di_L(t)/dt$  也必须是常量。因此, 在给定输入和输出电压条件下, 电感器中的电流会恒速变化。

确定适宜电感值的重要参数为  $I_L$  (电感器平均电流) 和  $\Delta i_L$  (电感器峰值电流与平均电流之间的电流差值)。若  $\Delta i_L$  大于  $I_L$ , 在某个周期时段内, 电感器的电流会降为零而且转换器会在不连续导电模式 (DCM) 下运行。若  $\Delta i_L$  小于  $I_L$ , 电感器的电流将保持在零以上而且转换器会在连

续导电模式 (CCM) 下运行。数据表中的所有分析均假设转换器在连续导电模式中运行。为了使转换器能在连续导电模式中运行, 必须满足下列条件:

$$I_L > \Delta i_L$$

$$\frac{I_{OUT}}{1-D} > \frac{DV_{IN}}{2f_s L}$$

$$L > \frac{D(1-D)V_{IN}}{2I_{OUT}f_s}$$

选择最小  $I_{OUT}$  以确定最小  $L$ 。通常将  $(2 \times \Delta i_L)$  设置为  $I_L$  的 30%。经由计算预期通过电感器的平均电流和峰值电流来选择适宜的电感铁芯尺寸。

在升压转换器中,

$$I_L = \frac{I_{OUT}}{1-D}$$

$$I_{L\_PEAK} = I_L(\max) + \Delta i_L(\max)$$

$$\Delta i_L = \frac{DV_{IN}}{2 \times L \times f_s}$$

应选择额定值大于平均和峰值电流的铁芯尺寸。若铁芯的额定值过小, 磁饱和将大幅降低电感器的整体效率。

可以将 VP3481 的 PWM 开关频率设定在较高的点。当开关频率高时, 转换器可以在很小的电感值下运行。若电感值小的时候, 电感器峰值电流会远远大于输出电流, 特别是在轻载条件下。

VP3481 检测流经 MOSFET 的峰值电流。流经开关的峰值电流与之前计算的峰值电流相等。

### 调整输出电压和输出电流

## 应用说明(续)

如图 6 所示,用输出和反馈引脚之间的电阻分压网络可以调整输出电压。选用的电阻器比例应使反馈引脚上的电压分压值为 1.275V。利用该等式计算  $R_{F1}$  和  $R_{F2}$ ,

$$V_{OUT} = 1.275 \left( 1 + \frac{R_{F1}}{R_{F2}} \right)$$

用一个 100pF 的电容器连接反馈引脚和地之间,以降低噪音对内部的干扰。

检测电阻器  $R_{SEN}$  限制了输出端的峰值电流。当检测电阻器产生的电压降与电流检测阈值电压  $V_{SENSE}$  相等或大于它时,峰值电流就会开始受限。

关于  $V_{SENSE}$  的限制,请见电气特性部分。这可被表达为:

$$I_{SW(peak)} \times R_{SEN} = V_{SENSE} - D \times V_{SL}$$

流经 MOSFET 开关的峰值电流与电感器峰值电流相等。

$$I_{SW(peak)} = I_L(\max) + \Delta i_L$$

因此,就升压转换器而言,

$$I_{SW(peak)} = \frac{I_{OUT(max)}}{(1-D)} + \frac{(D \times V_{IN})}{(2 \times f_s \times L)}$$

利用上面两个等式产生一个  $R_{SEN}$  表达式,

$$R_{SEN} = \frac{V_{SENSE} - (D \times V_{SL})}{\left[ \frac{I_{OUT(max)}}{(1-D)} + \frac{(D \times V_{IN})}{(2 \times f_s \times L)} \right]}$$

在最大和最小  $V_{IN}$  值条件下来取舍  $R_{SEN}$  并选择计算结果最小的  $R_{SEN}$  值。

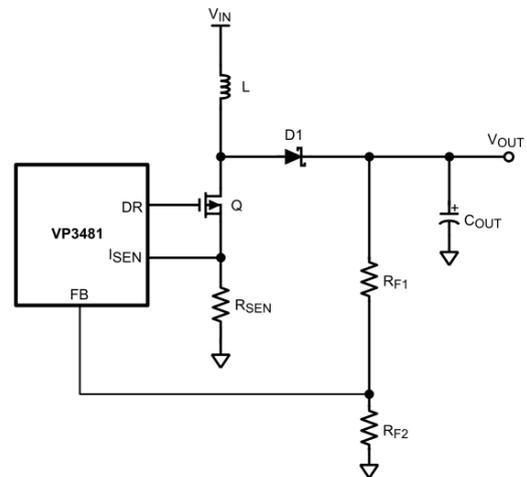


图6 调节输出电压

## 功率二极管选择

观察升压转换器电路,结果表明,流经二极管的平均电流是平均负载电流,而流经二极管的峰值电流则是流经电感器的峰值电流。应慎重考虑二极管的额定电流,最好要能承受比电感器峰值电流更高一些的电流。用下列公式计算二极管的峰值电流:

$$I_{D(Peak)} = [I_{OUT} / (1-D)] + \Delta i_L$$

$I_{OUT}$  表示输出电流,  $i_L$  的定义请见图 5。升压转换器的反向峰值电压至少等于调节器的输出电压。二极管必须能够处理该反向峰值电压。为了提高转换器的效率,建议使用低正向电压降 ( $V_F$ ) 肖特基二极管。

## 应用说明(续)

### MOSFET 选择

VP3481 的驱动引脚 GATE 必须与外部 MOSFET 的栅极端连接。在升压拓扑结构中，外接 N 通道 MOSFET 的漏极是与电感器相连接，而源极接到对地 R<sub>SEN</sub> 电阻上。驱动脚电压 V<sub>GATE</sub> 取决于输入电压。大部分应用可以使用逻辑电平 MOSFET。输入电压非常低时，应选用能在较低栅极驱动电压下工作的 MOSFET。

选用的 MOSFET 直接关系到转换器的效率。选择 MOSFET 的关键参数包括：

- 最小阈值电压，V<sub>TH (MIN)</sub>
- 导通电阻，R<sub>DS (ON)</sub>
- 总栅极电荷，Q<sub>g</sub>
- 反向转移电容，C<sub>RSS</sub>
- 最大漏源电压，V<sub>DS (MAX)</sub>

在升压拓扑，MOSFET 的断态电压约等于输出电压，因此 MOSFET 的 V<sub>DS (MAX)</sub> 必须大于输出电压。MOSFET 的功率损耗分为导通损耗和开关损耗。估计导通损耗时需要利用 R<sub>DS (ON)</sub>。导通损耗 P<sub>COND</sub> 是 MOSFET 的 I<sup>2</sup>R 损耗。最大导通损耗的计算公式为：

$$P_{COND (MAX)} = \left( \frac{I_{OUT (MAX)}}{1 - D_{MAX}} \right)^2 \times D_{MAX} \times R_{DS (ON)}$$

式中，D<sub>MAX</sub> 为最长工作周期。

$$D_{MAX} = \left( 1 - \frac{V_{IN (MIN)}}{V_{OUT}} \right)$$

开关频率高时，开关损耗在总损耗中所占的比例会上升。

由于运行中的 MOSFET，其参数会因寄生效应而

变化，所以，我们很难准确计算开关损耗。而单个 MOSFET 数据表中给出的数据并不足以得出有用的结果。利用下面等式可以粗略计算出开关损耗：

$$P_{SW} = \frac{I_{Lmax} \times V_{out}}{2} \times f_{SW} \times (t_{LH} + t_{HL})$$

$$t_{LH} = \left( Q_{gd} + \frac{Q_{gs}}{2} \right) \times \frac{R_{Gate}}{V_{DR} - V_{gs_{th}}}$$

### 输入电容选择

由于升压转换器的输入端上配备了一个电感器，因此，输入电流波形是连续的三角形，如图 5 所示。电感器能确保输入电容器上的纹波电流非常低。但是，如果输入电容的值越小，相对输入纹波电流就会越大。输入电容器中的均方根电流值来自：

$$I_{CIN (RMS)} = \Delta i_L / \sqrt{3} = \left( \frac{(V_{OUT} - V_{IN}) \times V_{IN}}{\sqrt{12} \times V_{OUT} \times L \times f_S} \right)$$

输入电容器要能处理电流均方根值。虽然输入电容器并不是升压应用中的关键部件，但如果输入电容器的值太低时，会导致效率变差。因此，应选用 100μF - 220μF 或更大的优质电容。若选用 100 μF 以下的电容，那么相互阻抗作用或开关噪音等问题会影响 VP3481 的工作。为了提高 VP3481 的性能，尤其是 V<sub>IN</sub> 低于 8V 时，建议在输入端位置安装一个 20Ω 电阻，以便形成一个 RC 滤波器。该电阻器串联到一个与旁路电容器直接连接的 V<sub>IN</sub> 引脚上（见图 7）。在这种配置中，有必要安装一个 0.1 μF 或 1 μF 的陶瓷旁路电容。主要输入电容和电感将与输入电源一同连接到电阻的另一端，如图 7 所示。

## 应用说明(续)

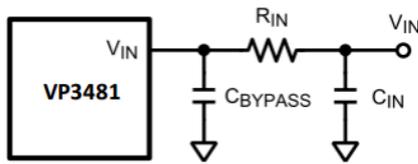


图 7 减少 IC 输入噪声

## 输出电容选择

升压转换器中的输出电容器在电感器充电时承担所有电流输出。因此，看起来会有较大的纹波电流。输出电容器要能供给很大的均方根电流。输出电容器中的均方根电流是：

$$I_{CIN(RMS)} = \sqrt{(1-D) \left[ I_{OUT}^2 \frac{D}{(1-D)^2} + \frac{\Delta i_L^2}{3} \right]}$$

其中

$$\Delta i_L = \frac{DV_{IN}}{2 \times L \times f_s}$$

以及 D，工作周期等于  $(V_{OUT} - V_{IN}) / V_{OUT}$

输出电容器的 ESR 和 ESL 直接影響输出纹波電壓。在输出端使用较低 ESR 和 ESL 的电容器能提高效率且降低纹波电压。推荐在输出端使用貼片電解電容、貼片鋁電容、聚合物鋁、三洋 OSCON 或多层陶瓷电容器等等。

## 应用说明 (续)

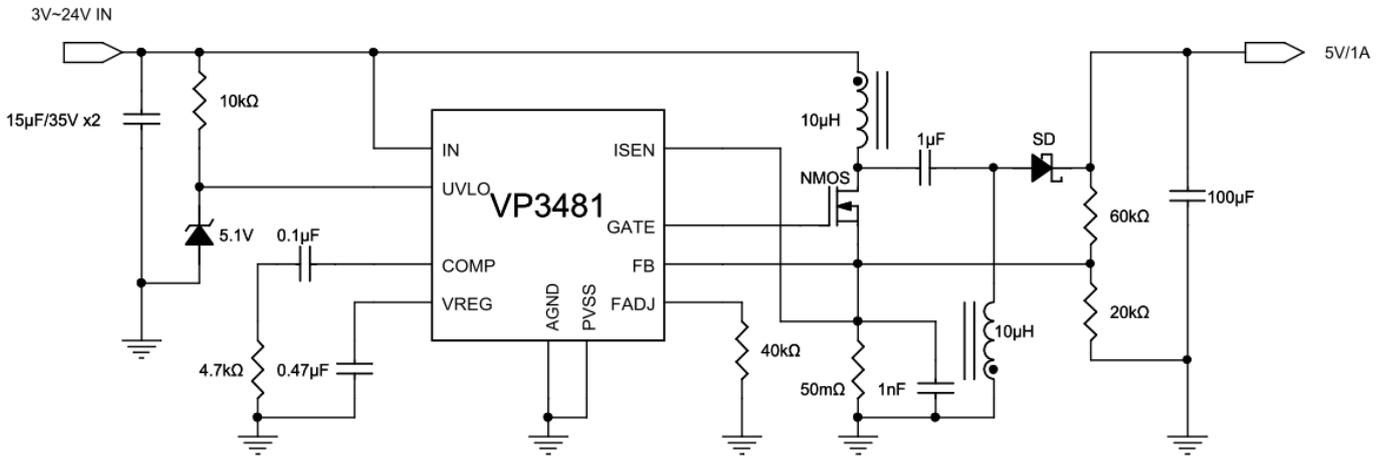


图 8 VP3481 的典型 SEPIC 转换器应用

VP3481 也可以用作单端初级电感式 (SEPIC) 转换器应用，这是因为它控制低端 NMOSFET。图 8 展示了 VP3481 的典型 SEPIC 转换器的应用。这种拓扑允许输入电压高于或低于额定的输出电压。不管升压情况和降压情况，电路均需要两个电感器。两个电感器可以是单独的电感器，也可以是双线并绕。为了减少输入纹波，提高效率，最好能使用双线并绕的电感。

SEPIC 拓扑的优点是，输入和输出基本是相互绝缘。纯升压转换器 (Boost) 的输入和输出一定是经由电感器相互连接，除非添加了额外开关。在 SEPIC 拓扑中，电容器将输入输出隔离开来，并隐含着提供电气断路或故障保护。因此，在需要故障时能真正断开，保护后端负载其它电路的时候，SEPIC 转换器就很有用。也就是说，当 MOSFET 不管任何原因关闭时，输出电压会降到 0。在传统升压转换器 (Boost) 中，输出只会降低至输入电压减去二极管压降的数值，但并不会关闭输出，除非另行增加开关。

为了正确挑选应用的零件，需要检查一下几个参数：输入电压范围、输出电压、输出电流范围以

及切换频率。这四个主要因素会影响应用的操作特性。

### MOSFET 选择

四个参数主导 MOSFET 的选择：最小阈值电压  $V_{TH(MIN)}$ 、导通电阻  $R_{DS(ON)}$ 、总闸门电荷  $Q_g$ 、反向转移电容  $C_{SS}$  和最大漏源电压  $V_{DS(MAX)}$ 。

单端初级电感式转换器应用中的峰值开关电压为：

$$V_{SW(PEAK)} = V_{IN} + V_{OUT} + V_{DIODE}$$

因此，MOSFET 的  $V_{DS(MAX)}$  应是：

$$V_{DS(MAX)} > V_{SW(PEAK)}$$

峰值开关电流由下列确定：

$$I_{SW(PEAK)} = I_{L1(AVG)} + I_{OUT} + \frac{\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}}{2}$$

其中， $\Delta I_{L1}$  和  $\Delta I_{L2}$  分别是电感器的峰间纹波电流。通过开关的均方根电流来自：

$$I_{SW(RMS)} = \sqrt{I_{SW(PEAK)}^2 - I_{SW(PEAK)}(\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}) + \frac{(\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2})^2}{3}}$$

### 功率二极管选择

## 应用说明 (续)

选择的二极管必需能承受峰值电流以及反向峰值电压。在 **SEPIC** 应用中，二极管的峰值电流与 **MOSFET** 开关的峰值电流相同。断开状态下二极管承受的电压或反向峰值电压为  $V_{IN}+V_{OUT}$ 。与升压转换器类似，平均二极管电流等于输出电流。为了提升效率，推荐使用低  $V_F$  平面式肖特基二极管。

## 电感器选择

小心选择电感以满足恒定电流模式 (CCM) 所需关于下列参数的计算：

电感的平均电流：

$$I_{L1(AVG)} = \frac{D \times I_{OUT}}{1-D}$$

$$I_{L2(AVG)} = I_{OUT}$$

峰对峰纹波电流：

$$\Delta I_{L1} = \frac{D \times (V_{IN} - V_O)}{f_s \times L_1}$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{D \times (V_{IN} - V_O)}{f_s \times L_2}$$

保持条件  $I_L > \Delta I_L / 2$  确保连续导电模式产生出下列  $L_1$  和  $L_2$  的最小值：

$$L_1 > \frac{(1-D) \times (V_{IN} - V_O)}{f_s \times I_{OUT} \times 2}$$

$$L_2 > \frac{D \times (V_{IN} - V_O)}{f_s \times I_{OUT} \times 2}$$

确保电感器未饱和下，电感器中的峰值电流：

$$I_{L1(PK)} = \frac{D \times I_{OUT}}{1-D} + \frac{\Delta I_{L1}}{2}$$

$$I_{L2(PK)} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_{L2}}{2}$$

$I_{L1(PK)}$  必须低于  $R_{SEN}$  所设定的最大额定电流。

$L_1$  可以就推荐的数值再取大一些，以减少输入纹波和输出纹波。然而，若  $\Delta I_{L1}$  已经低于  $I_{L1(AVG)}$  的 20%，这样做对于改善输出纹波其实意义不大。

藉由将  $L_2$  的值增大到最低推荐值以上，可以减少  $\Delta I_{L2}$ ，反过来将降低输出纹波的电压：

$$\Delta V_{OUT} = \left( \frac{I_{OUT}}{1-D} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right) \times ESR$$

上式中，**ESR** 是输出电容器的等效串联电阻。

如果  $L_1$  和  $L_2$  绕在同一磁芯上，则  $L_1=L_2=L$ 。也就是说，使用  $2L$  去替换上述公式中的电感值，这些关系依旧能成立。

## 输入电容选择

类似升压结构，**SEPIC** 转换器在输入端有一个电感器。电感器可确保输入电容端的纹波电流很低，电容器能够轻松处理输入均方根电流，电容数值不需要太大。但是，在 **SEPIC** 应用中，太低的电容值也会造成效率变差。因此，推荐使用范围在  $100\mu F$  至  $220\mu F$  的优质聚合物钽电容器、**OS-CON** 电容器或多层陶瓷电容器。

为了提升性能，尤其是  $V_{IN}$  低于  $8V$  时，可以添加通过过滤器的输入 **RC** 低通网路。参考升压控制器应用里的输入电容选择章节以获取详情。

## 输出电容选择

输出电容器直接影响输出纹波。在输出端使用较低 **ESR** 和 **ESL** 的电容器实现高效且低纹波的电压。推荐在输出端使用安装在表面的钽、安装在表面的聚合物电解和聚合物钽、**OS-CON** 或多层陶瓷电容器实现较低的纹波。

## 电阻器选择

可以通过电流感应电阻器  $R_{SEN}$  调整通过

## 应用说明 (续)

MOSFET 的峰值电流  $I_{SW(PEAK)}$  以限制特定的输出电流。可以使用下列方程式决定  $R_{SEN}$  :

$$R_{SEN} = \frac{V_{SENSE} - D \times (V_{SL} + \Delta V_{SL})}{I_{SW(PEAK)}}$$

## SEPIC 电容选择

SEPIC 电容  $C_S$  取决于均方根电流。该电容中的均方根电流来自:

$$I_{CSRMS} = \sqrt{I_{SWRMS}^2 + (I_{L1PK}^2 - I_{L1PK} \Delta I_{L1} + \Delta I_{L1}^2)(1-D)}$$

SEPIC 流过的电流, 和输出的均方根电流呈正比的。这一性质使得 SEPIC 更适合在较低功率应用, 其中, 通过电容器的均方根电流较小 (相对于电容器技术而言)。SEPIC 电容的额定电压必须大于最大输入电压。钽电容器对贴片电路板来看是最佳选择, 相对其大小而言, 因为其额定均方根电流较高。也可以使用陶瓷电容, 但是因为大电流, 电容值较低时会使得通过电容的电压有较大的变化, 而电容值较高的陶瓷电容较为昂贵。电解电容对于 DIP 电路板非常有效, 在该应用中, 因为体积不敏感, 可以选择满足额定均方根电流的规格尺寸。 $C_S$  和  $L_1$  之间存在能量平衡, 可用于确定电容器的值。基本能量平衡方程为:

$$\frac{1}{2} C_S \Delta V_S^2 = \frac{1}{2} (L_1) \Delta I_{L1}^2$$

其中

$$\Delta V_S = \left( \frac{V_{OUT}}{V_{OUT} + V_{IN} - V_O + V_{DIODE}} \right) \times \frac{I_{OUT}}{f_S C_S}$$

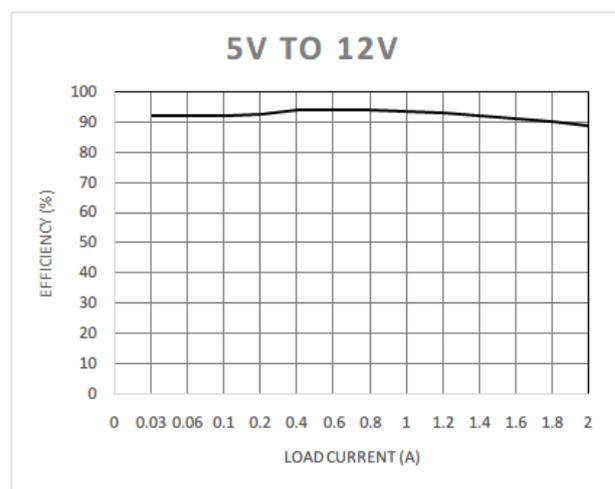
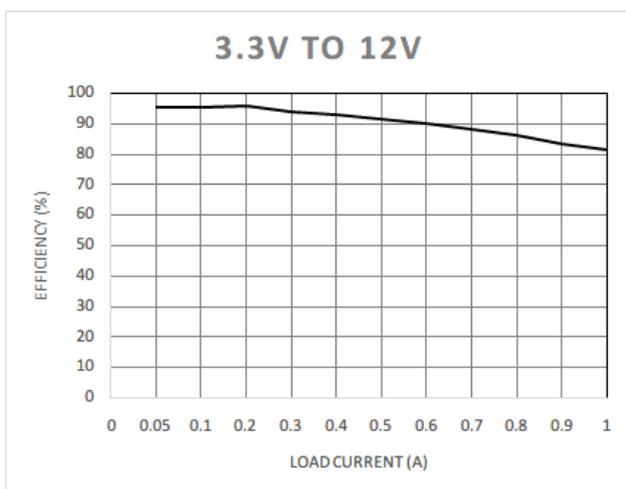
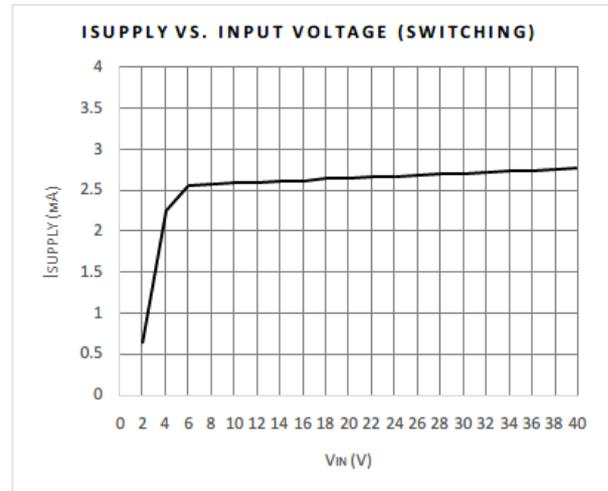
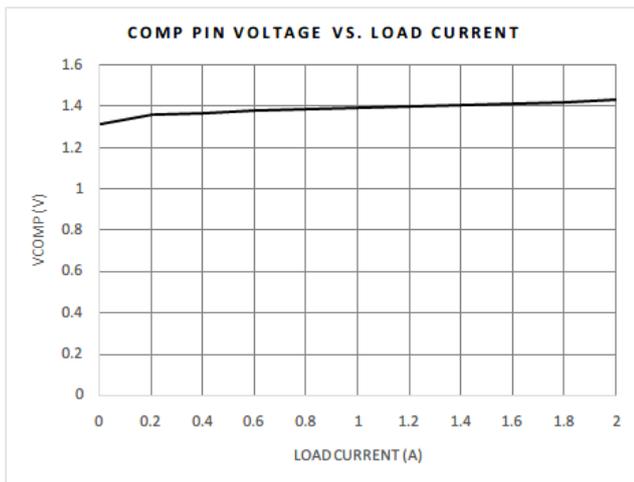
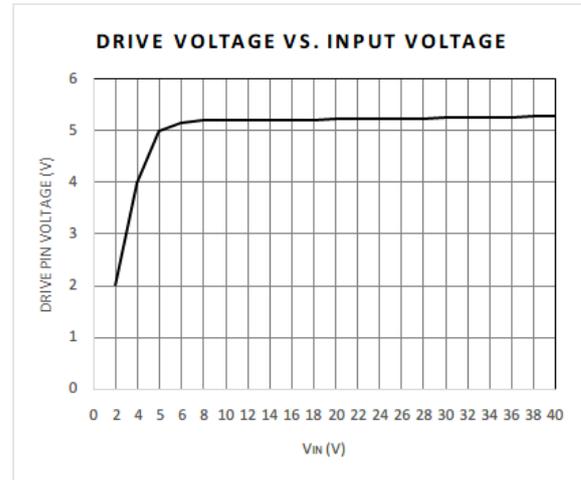
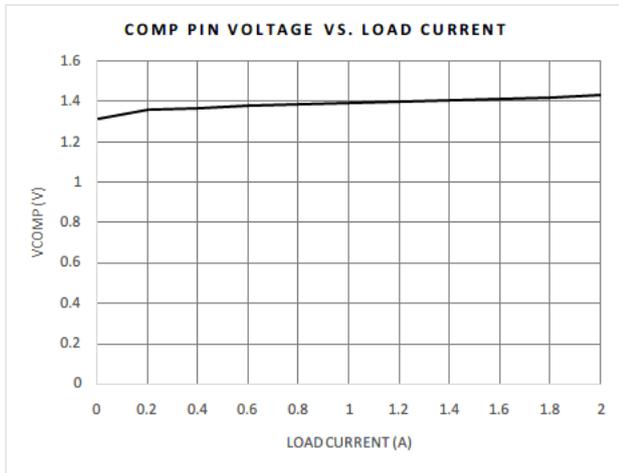
是通过 SEPIC 电容器的纹波电压, 且

$$\Delta I_{L1} = \frac{(V_{IN} - V_O) \times D}{(L_1) f_S}$$

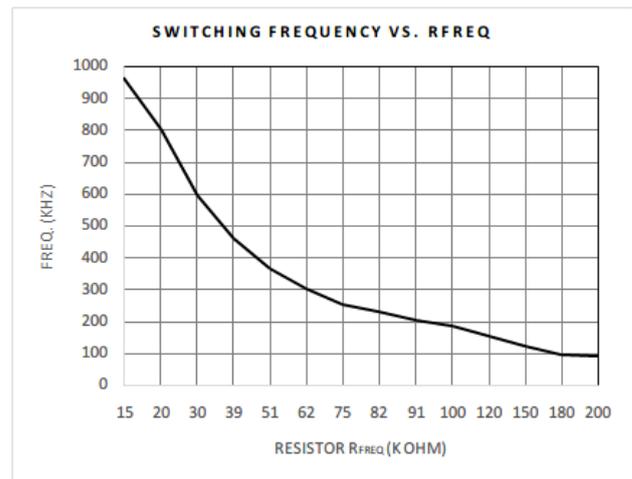
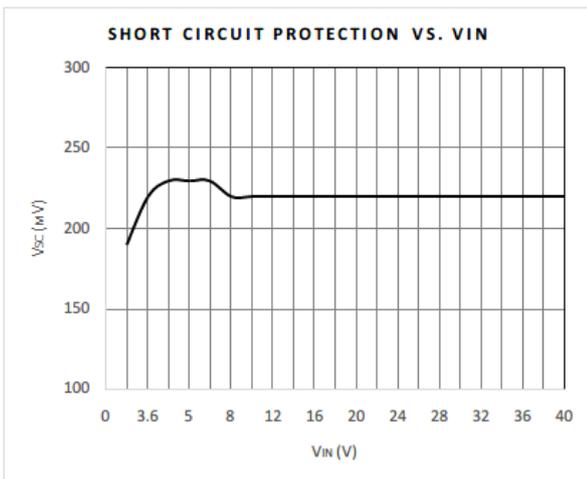
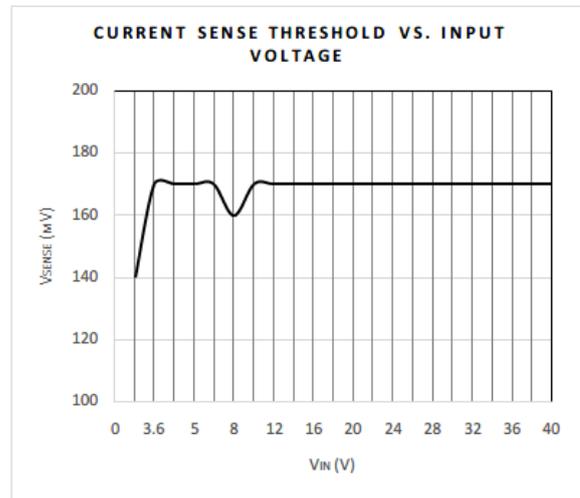
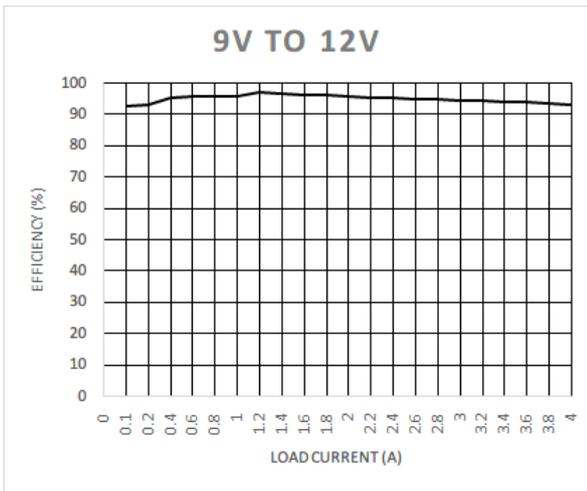
是通过电感器  $L_1$  的纹波电流。可以求解能量平衡方程式, 以求  $C_S$  的最小值:

$$C_S \geq L_1 \frac{I_{OUT}^2}{(V_{IN} - V_O)^2}$$

## 典型性能

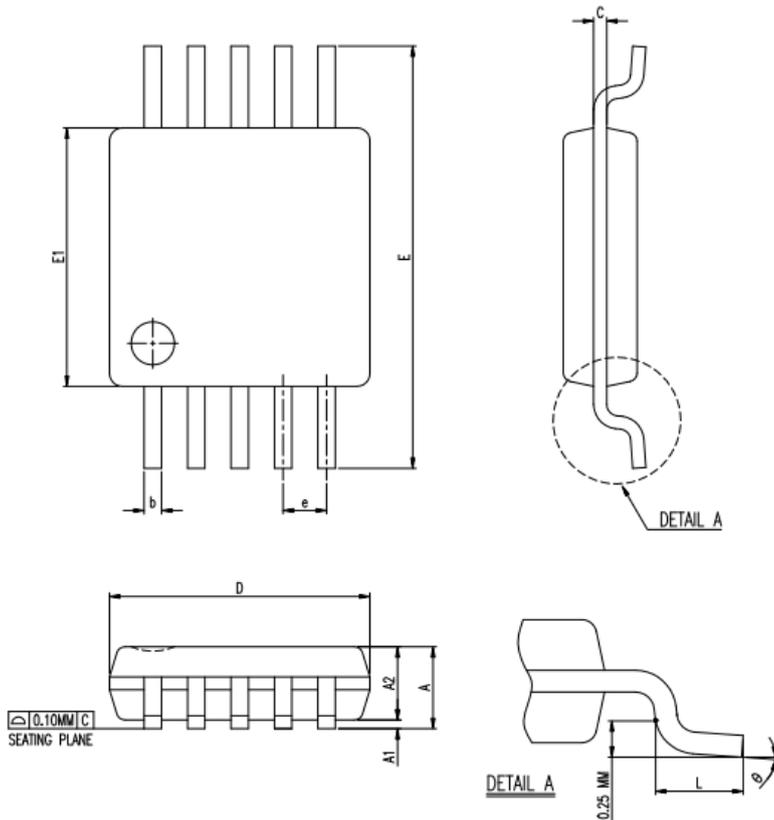


## 典型性能 (续)



## 封装信息

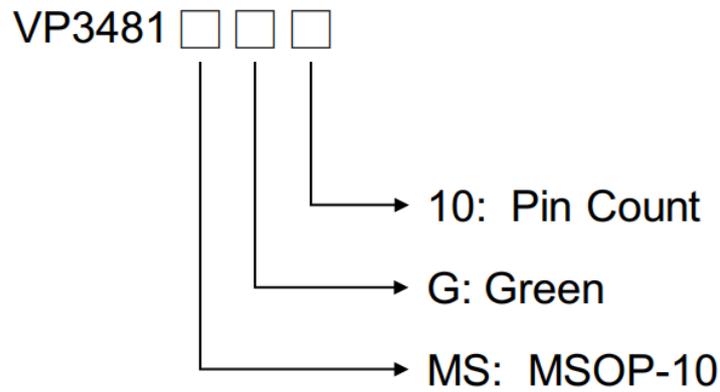
### MSOP10



SYMBOL	DIMENSION IN MM			DIMENSION IN INCH		
	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.
A	0.81	1.02	1.10	0.032	0.040	0.043
A1	0.05		0.15	0.002		0.006
A2	0.75	0.86	0.95	0.030	0.034	0.037
b	0.17	0.20	0.27	0.007	0.008	0.011
C	0.13	0.15	0.23	0.005	0.006	0.009
D	2.90	3.00	3.10	0.114	0.118	0.122
E	4.75	4.90	5.05	0.187	0.193	0.199
E1	2.90	3.00	3.10	0.114	0.118	0.122
e	0.50 BASIC			0.020 BASIC		
L	0.40	0.55	0.70	0.016	0.022	0.028
θ	0°	3°	6°	0°	3°	6°
JEDEC						

\*NOTES : DIMENSION " D " DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH ,  
TIE BAR BURRS AND GATE BURRS  
MOLD FLASH , TIE BAR BURRS AND GATE BURRS SHALL NOT  
EXCEED 0.005 INCH (0.12 MM) PER END DIMENSION " E1 "  
DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH.  
INTERLEAD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.010 INCH (0.25 MM)  
PER SIDE .

## 订购信息



Part No.	Q`ty/Reel
VP3481MSG10	2,500

## 联系方式

### 昱盛电子股份有限公司

台湾新竹县竹北市高铁二路32号十楼之一

电话: 886-3-6579508

传真: 886-3-6579509

网址: <http://www.viva-elec.com.tw>

销售支持: [sales@viva-elec.com.tw](mailto:sales@viva-elec.com.tw)

工程支持: [fae@viva-elec.com.tw](mailto:fae@viva-elec.com.tw)