

低成本、3A、4.5V至28V输入、350kHz PWM 降压型DC-DC调节器，内置开关

概述

MAX15041是低成本、内置开关的同步DC-DC转换器，可提供高达3A的输出电流。MAX15041工作在4.5V至28V输入电压范围，可调输出电压范围为0.6V至 V_{IN} 的90%，可由两个外部电阻设置。MAX15041理想用于分布式电源、预稳压、机顶盒、电视以及其它消费类电子应用。

MAX15041具有峰值电流模式PWM控制器，采用内部固定350kHz开关频率工作，最大占空比为90%。电流模式控制架构简化了补偿设计，并可保证逐周期限流，快速响应输入电源及负载瞬变。高增益跨导误差放大器允许使用II类补偿方案，便于设置外部补偿，可支持全陶瓷电容设计。

同步降压型调节器具有内部MOSFET，可提供比异步方案更高的效率，与分立式控制器方案相比大大简化了设计。除了便于设计外，采用内置MOSFET可降低EMI并减小电路板尺寸，通过减少外部元件数量提供更高的可靠性。

MAX15041还具有热关断和过流保护功能(高边源出电流、低边吸入电流)以及带有欠压锁定功能的内置5V LDO。此外，该器件上电进入预偏置输出，确保安全启动。

其它特性包括外部可调的软启动，可逐渐增大输出电压并减小浪涌电流。独立的使能控制和电源就绪信号允许灵活的电源排序。

MAX15041采用节省空间的大功率、3mm x 3mm、16引脚TQFN-EP封装，工作在-40°C至+85°C温度范围。

应用

分布式供电系统
墙上适配器
预调节器
机顶盒
电视
xDSL调制解调器
消费类电子产品

特性

- ◆ 高达3A的连续输出电流
- ◆ 整个工作温度范围内保持 $\pm 1\%$ 的输出精度
- ◆ 4.5V至28V输入电压范围
- ◆ 输出电压在0.606V至 $0.9 \times V_{IN}$ 范围内可调
- ◆ 内置170m Ω R_{DS-ON} 高边功率开关和105m Ω R_{DS-ON} 低边功率开关
- ◆ 350kHz固定开关频率
- ◆ 效率高达93%
- ◆ 逐周期过流保护
- ◆ 可编程软启动
- ◆ 采用低ESR陶瓷输出电容保持稳定输出
- ◆ 安全启动进入预偏置输出
- ◆ 使能输入和电源就绪输出
- ◆ 提供完整的过流保护和过热保护
- ◆ V_{DD} LDO欠压锁定
- ◆ 节省空间、增强散热的3mm x 3mm封装

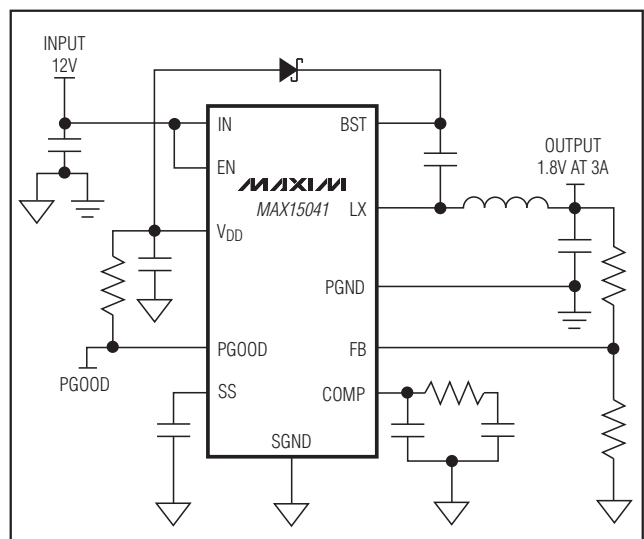
订购信息

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	TOP MARK
MAX15041ETE+	-40°C to +85°C	16 TQFN-EP*	AGV

+表示无铅(Pb)/符合RoHS标准的封装。

*EP = 裸焊盘。

典型工作电路



低成本、3A、4.5V至28V输入、350kHz PWM 降压型DC-DC调节器，内置开关

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN to SGND	-0.3V to +30V
EN to SGND	-0.3V to (V _{IN} + 0.3V)
LX to PGND	-0.3V to min (+30V, V _{IN} + 0.3V)
LX to PGND	-1V to min (+30V, V _{IN} + 0.3V) for 50ns
PGOOD to SGND	-0.3V to +6V
V _{DD} to SGND	-0.3V to +6V
COMP, FB, SS to SGND	-0.3V to min (+6V, V _{DD} + 0.3V)
BST to LX	-0.3V to +6V
BST to SGND	-0.3V to +36V
SGND to PGND	-0.3V to +0.3V
LX Current (Note 1)	-5A to +8A
Converter Output Short-Circuit Duration	Continuous

Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)	
16-Pin TQFN (derate 14.7mW/°C above +70°C)	
Multilayer Board	1666mW
Package Thermal Resistance (Note 2)	
θ _{JA}	48°C/W
θ _{JC}	7°C/W
Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
Junction Temperature	+150°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
Soldering Temperature (reflow)	+260°C

Note 1: LX has internal clamp diodes to PGND and IN. Applications that forward bias these diodes should take care not to exceed the IC's package power dissipation.

Note 2: Package thermal resistances were obtained using the method described in JEDEC specification JESD51-7, using a four-layer board. For detailed information on package thermal considerations, refer to china.maxim-ic.com/thermal-tutorial.

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{IN} = 12V, C_{VDD} = 1μF, C_{IN} = 22μF, T_A = T_J = -40°C to +85°C, typical values are at T_A = +25°C, unless otherwise noted.) (Note 3)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
STEP-DOWN CONVERTER						
Input-Voltage Range	V _{IN}		4.5		28	V
Quiescent Current	I _{IN}	Not switching		2.1	4	mA
Shutdown Input Supply Current		V _{EN} = 0V, V _{DD} regulated by internal LDO		2	12	μA
		V _{EN} = 0V, V _{IN} = V _{DD} = 5V		18	28	
ENABLE INPUT						
EN Shutdown Threshold Voltage	V _{EN_SHDN}	V _{EN} rising		1.4		V
EN Shutdown Voltage Hysteresis	V _{EN_HYST}			100		mV
EN Lockout Threshold Voltage	V _{EN_LOCK}	V _{EN} rising	1.7	1.95	2.15	V
	V _{EN_LOCK_HYST}			100		mV
EN Input Current	I _{EN}	V _{EN} = 2.9V	2	5.3	9	μA
POWER-GOOD OUTPUT						
PGOOD Threshold	V _{PGOOD_TH}	V _{FB} rising	540	560	584	mV
PGOOD Threshold Hysteresis	V _{PGOOD_HYST}			15		mV
PGOOD Output Low Voltage	V _{PGOOD_OL}	I _{PGOOD} = 5mA, V _{FB} = 0.5V		35	100	mV
PGOOD Leakage Current	I _{PGOOD}	V _{PGOOD} = 5V, V _{FB} = 0.7V		10		nA
ERROR AMPLIFIER						
Error Amplifier Transconductance	g _{MV}			1.6		mS
Error Amplifier Voltage Gain	A _{VEA}			90		dB
FB Set-Point Accuracy	V _{FB}		600	606	612	mV
FB Input Bias Current	I _{FB}	V _{FB} = 0.5V	-100		+100	nA
		V _{FB} = 0.7V	-100		+100	

低成本、3A、4.5V至28V输入、350kHz PWM 降压型DC-DC调节器，内置开关

MAX15041

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 12V$, $C_{VDD} = 1\mu F$, $C_{IN} = 22\mu F$, $T_A = T_J = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$, typical values are at $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.) (Note 3)

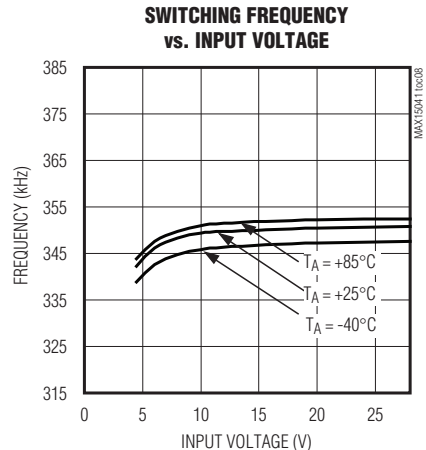
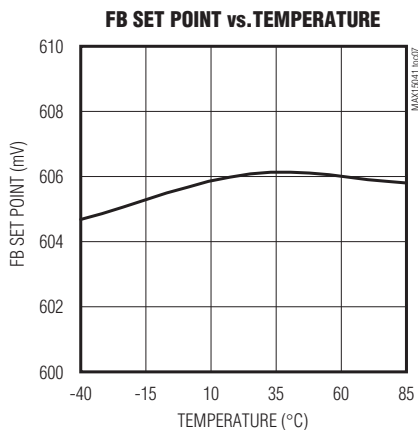
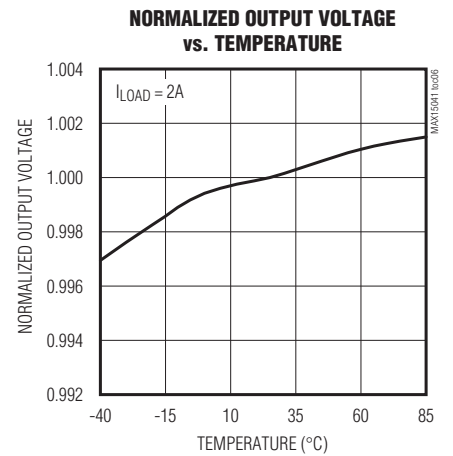
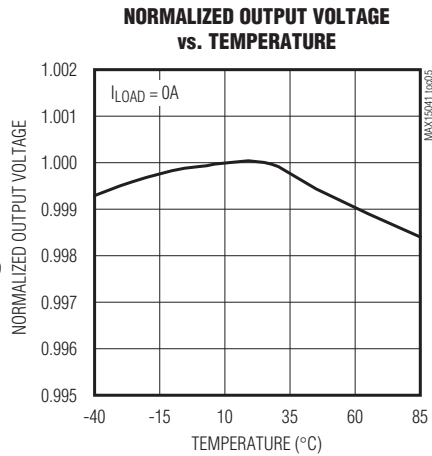
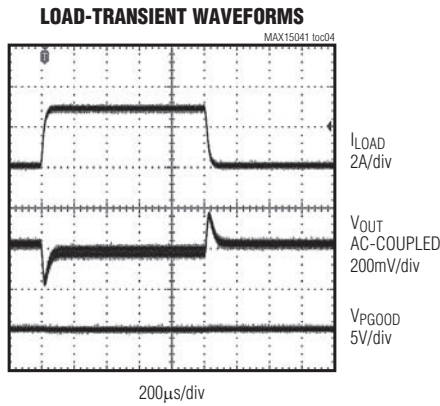
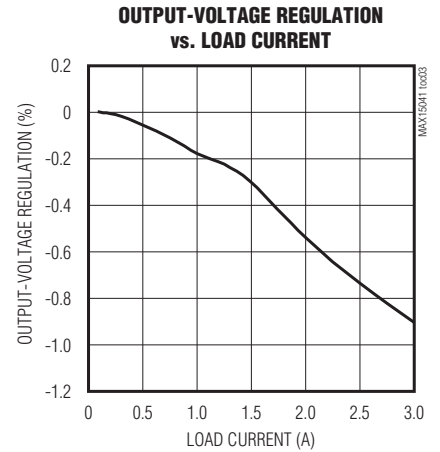
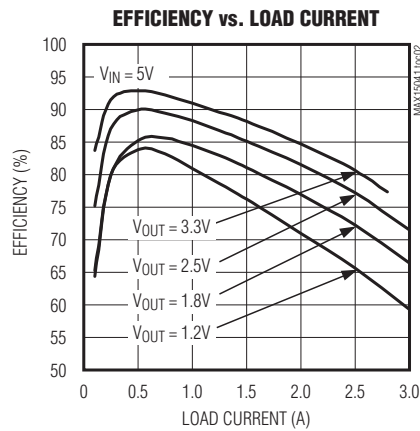
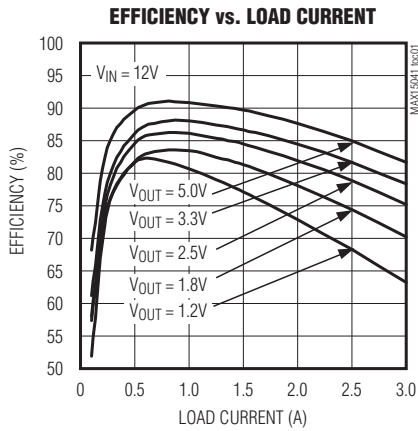
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SS Current	I_{SS}	$V_{SS} = 0.45V$, sourcing	4.5	5	5.5	μA
SS Discharge Resistance	R_{SS}	$I_{SS} = 10mA$, sinking, $V_{EN} = 1.6V$		6		Ω
SS Prebiased Mode Stop Voltage				0.65		V
Current Sense to COMP Transconductance	G_{MOD}			9		S
COMP Clamp Low		$V_{FB} = 0.7V$		0.68		V
PWM Compensation Ramp Valley				830		mV
PWM CLOCK						
Switching Frequency	f_{sw}		315	350	385	kHz
Maximum Duty Cycle	D			90		%
Minimum Controllable On-Time				150		ns
INTERNAL LDO OUTPUT (V_{DD})						
V_{DD} Output Voltage	V_{DD}	$I_{VDD} = 1mA$ to $25mA$, $V_{IN} = 6.5V$	4.75	5.1	5.5	V
V_{DD} Short-Circuit Current		$V_{IN} = 6.5V$	30	80		mA
LDO Dropout Voltage		$I_{VDD} = 25mA$, V_{DD} drops by -2%		250	600	mV
V_{DD} Undervoltage Lockout Threshold	V_{UVLO_TH}	V_{DD} rising		4	4.25	V
V_{DD} Undervoltage Lockout Hysteresis	V_{UVLO_HYST}			150		mV
POWER SWITCH						
LX On-Resistance		High-side switch, $I_{LX} = 1A$		170	305	m Ω
		Low-side switch, $I_{LX} = 1A$		105	175	
High-Side Switch Source Current-Limit Threshold			5	6	7.2	A
Low-Side Switch Sink Current-Limit Threshold				-3		A
LX Leakage Current		$V_{BST} = 33V$, $V_{IN} = V_{LX} = 28V$		10		nA
		$V_{BST} = 5V$, $V_{IN} = 28V$, $V_{LX} = 0V$		10		
BST Leakage Current		$V_{BST} = 33V$, $V_{IN} = V_{LX} = 28V$		10		nA
THERMAL SHUTDOWN						
Thermal-Shutdown Threshold		Rising		+155		$^\circ C$
Thermal-Shutdown Hysteresis				20		$^\circ C$
HICCUP PROTECTION						
Blanking Time				16 x Soft-Start Time		

Note 3: Specifications are 100% production tested at $T_A = +25^\circ C$. Limits over the operating temperature range are guaranteed by design and characterization.

低成本、3A、4.5V至28V输入、350kHz PWM 降压型DC-DC调节器，内置开关

典型工作特性

($V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 3.3V$, $C_{VDD} = 1\mu F$, $C_{IN} = 22\mu F$, $T_A = +25^\circ C$, circuit of Figure 3 (see Table 1 for values), unless otherwise specified.)

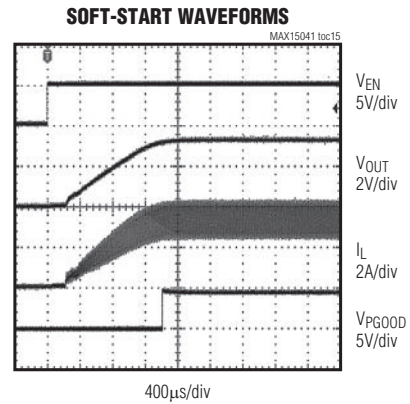
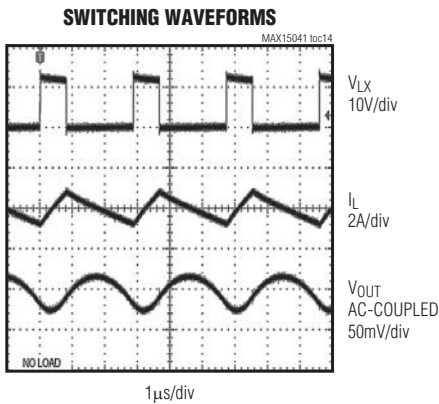
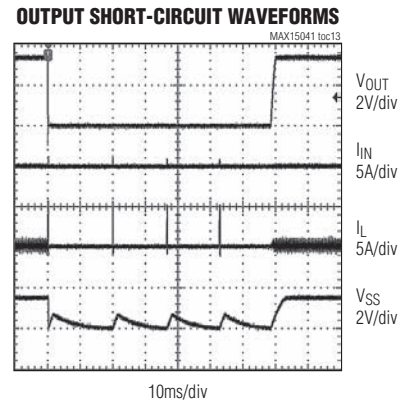
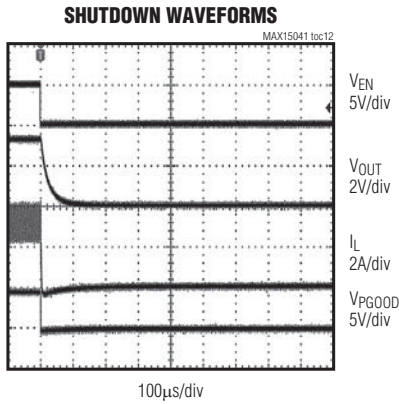
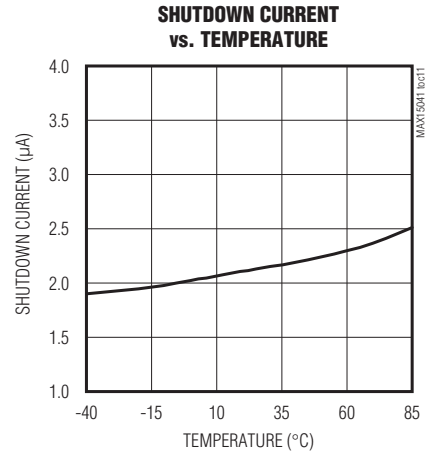
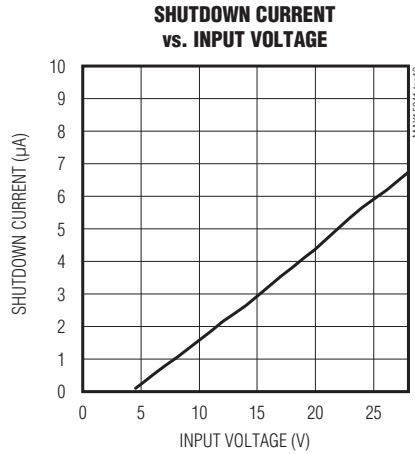
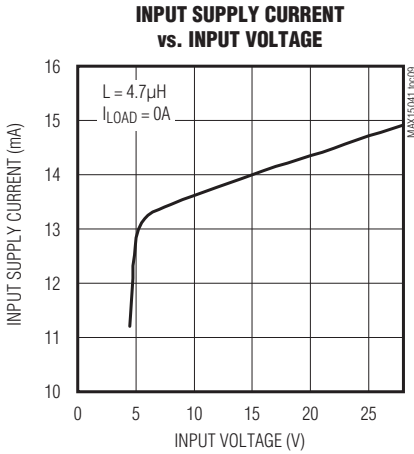


低成本、3A、4.5V至28V输入、350kHz PWM 降压型DC-DC调节器，内置开关

典型工作特性(续)

($V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 3.3V$, $C_{VDD} = 1\mu F$, $C_{IN} = 22\mu F$, $T_A = +25^\circ C$, circuit of Figure 3 (see Table 1 for values), unless otherwise specified.)

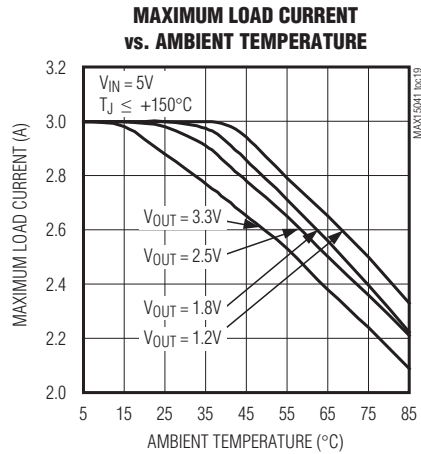
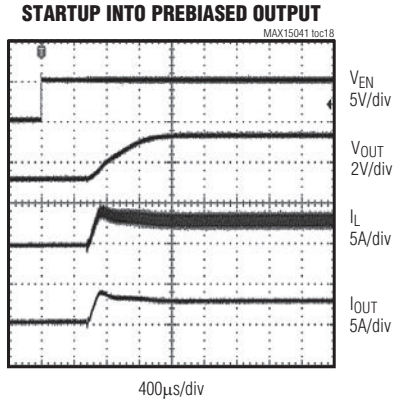
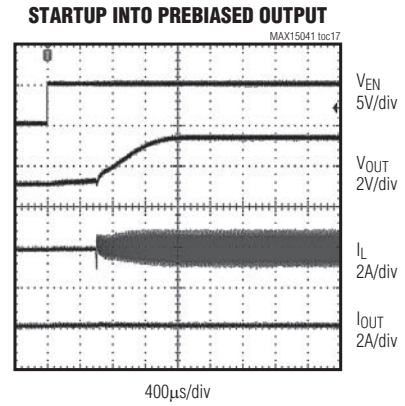
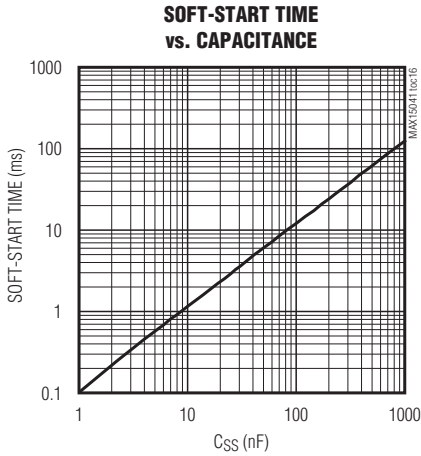
MAX15041



低成本、3A、4.5V至28V输入、350kHz PWM 降压型DC-DC调节器，内置开关

典型工作特性(续)

($V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 3.3V$, $C_{VDD} = 1\mu F$, $C_{IN} = 22\mu F$, $T_A = +25^\circ C$, circuit of Figure 3 (see Table 1 for values), unless otherwise specified.)

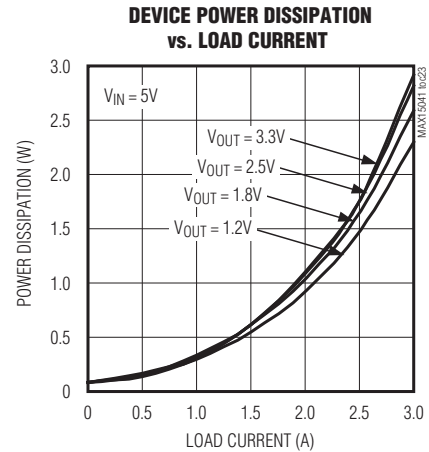
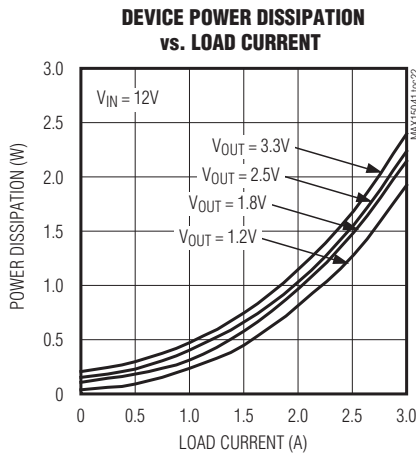
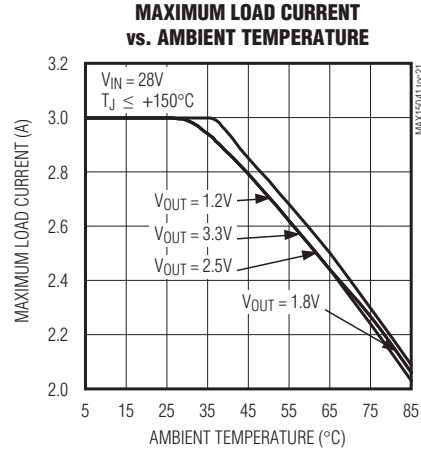
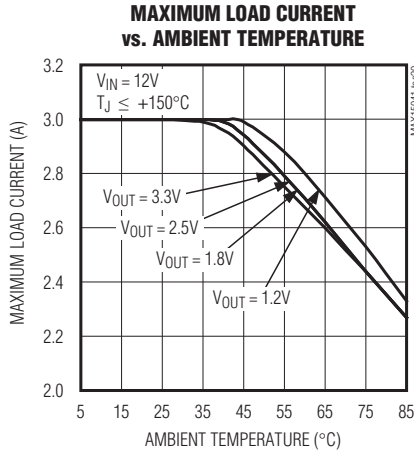


低成本、3A、4.5V至28V输入、350kHz PWM 降压型DC-DC调节器，内置开关

典型工作特性(续)

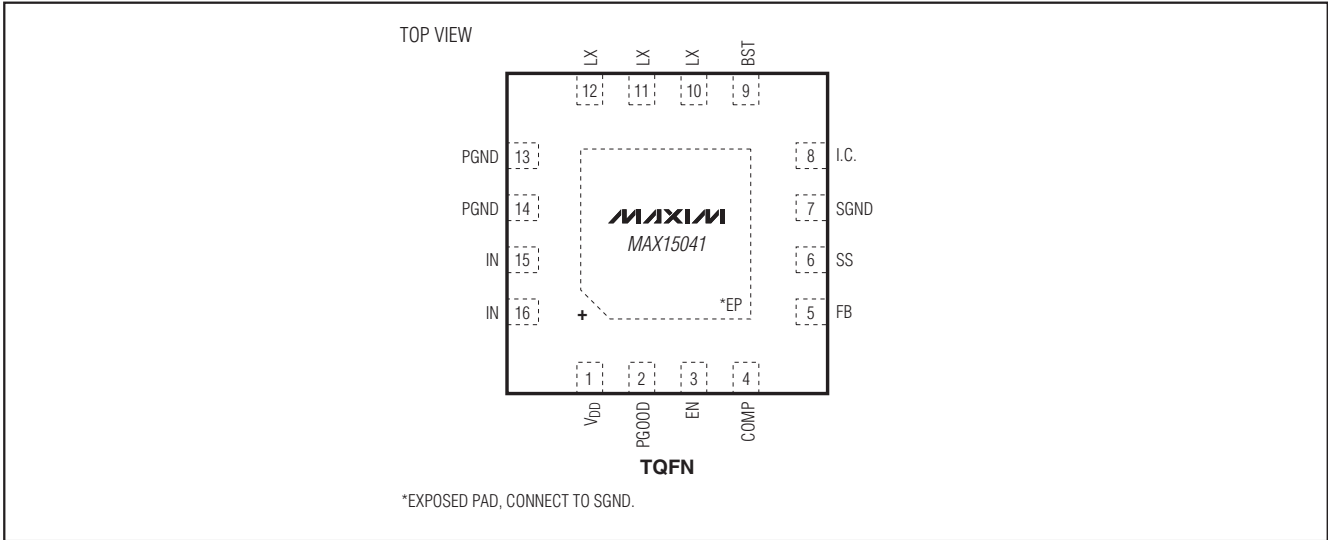
($V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 3.3V$, $C_{VDD} = 1\mu F$, $C_{IN} = 22\mu F$, $T_A = +25^\circ C$, circuit of Figure 3 (see Table 1 for values), unless otherwise specified.)

MAX15041



低成本、3A、4.5V至28V输入、350kHz PWM 降压型DC-DC调节器，内置开关

引脚配置



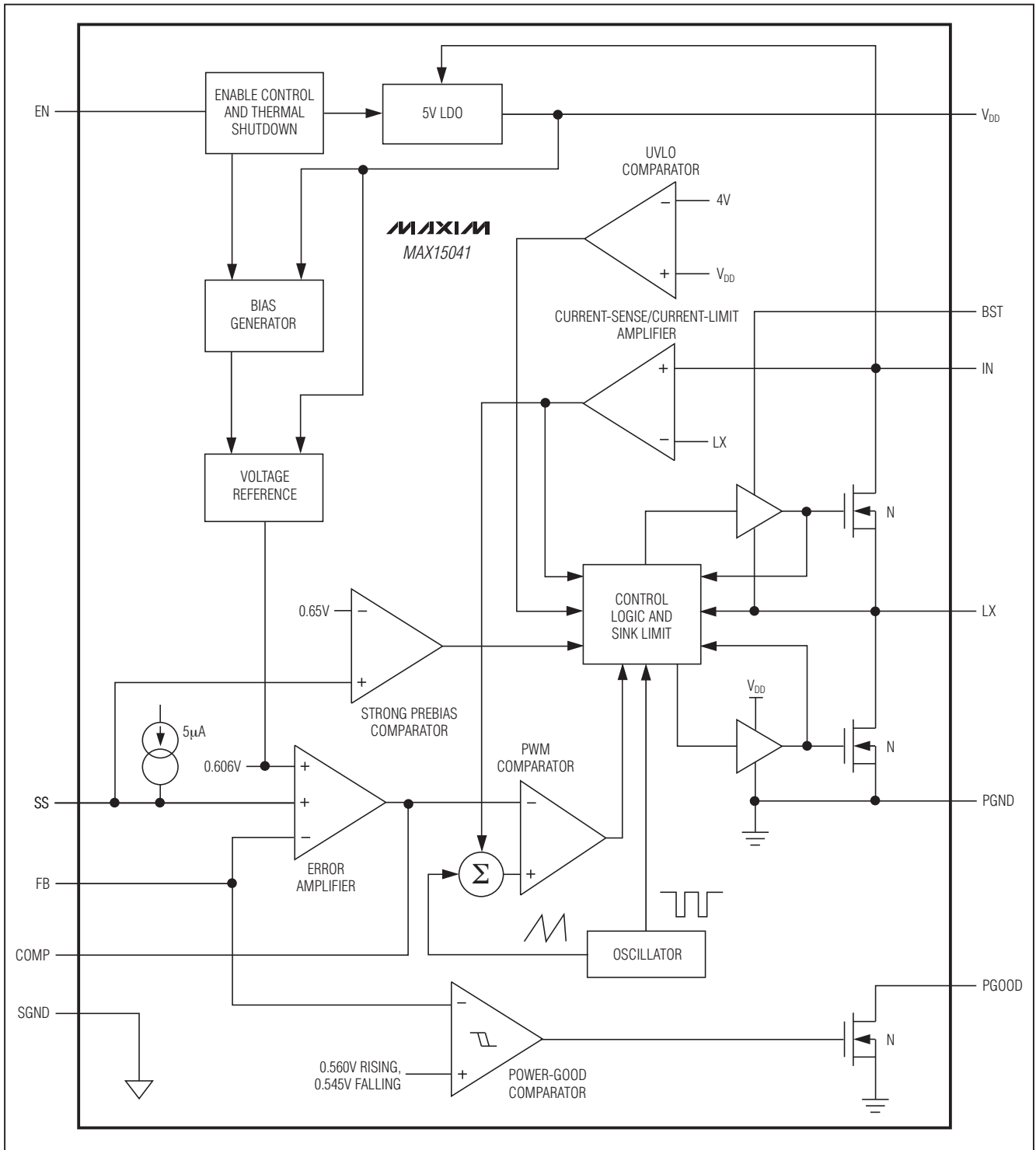
引脚说明

引脚	名称	功能
1	V _{DD}	内部LDO 5V输出。用于内部模拟内核电路供电的电源输入，利用一个至少1 μ F的陶瓷电容将其旁路至SGND，请参见图3。
2	PGOOD	电源就绪开漏输出。如果FB低于545mV，PGOOD置为低电平。
3	EN	使能输入。EN为数字输入，可开启、关闭调节器。将EN驱动至高电平，开启调节器。将其连接到IN时，调节器始终保持工作。
4	COMP	电压误差放大器输出。在COMP和SGND之间连接必要的补偿网络。
5	FB	反馈输入。将FB连接到输出与SGND之间的外部电阻分压器的中心抽头，可在0.606V至V _{IN} 的90%之间设置输出电压。
6	SS	软启动输入。在SS与SGND之间连接一个电容，设置软启动时间(请参见设置软启动时间部分)。
7	SGND	模拟地，在靠近输入旁路电容返回端单点连接至PGND平面。
8	I.C.	内部连接，连接至SGND。
9	BST	高边MOSFET驱动器电源。利用一个10nF电容将BST旁路至LX，在V _{DD} 至BST之间连接一个外部二极管(请参见二极管选择部分)。
10, 11, 12	LX	电感连接端。将LX引脚连接到电感的开关侧。当IC处于关断模式、热关断模式或V _{DD} 低于UVLO门限时，LX为高阻态。
13, 14	PGND	功率地，在靠近输入旁路电容返回端单点连接至SGND PCB敷铜平面。
15, 16	IN	输入电源。输入电源范围为4.5V至28V，利用一个至少22 μ F的陶瓷电容将其旁路到PGND。
—	EP	裸焊盘。外部连接至SGND，将裸焊盘焊接到连续的大面积敷铜平面，以获得最佳散热性能。

低成本、3A、4.5V至28V输入、350kHz PWM 降压型DC-DC调节器，内置开关

简化框图

MAX15041



低成本、3A、4.5V至28V输入、350kHz PWM 降压型DC-DC调节器，内置开关

详细说明

MAX15041为高效、峰值电流模式、降压型DC-DC转换器，内部集成高边(170mΩ，典型值)和低边(105mΩ，典型值)功率开关。通过外部电阻分压器可以将输出电压设置在0.606V至 $0.9 \times V_{IN}$ 之间，并可提供高达3A的负载电流。4.5V至28V输入电压范围使该器件可理想用于分布式供电系统、笔记本电脑以及预稳压设计。

MAX15041具有PWM控制器，工作在350kHz内部固定开关频率，具有90%的最大占空比。PWM电流模式控制支持全陶瓷电容设计。MAX15041内置高增益跨导误差放大器，电流模式控制架构简化了补偿设计并确保逐周期限流，并可快速响应输入电源和负载瞬变。低 R_{DS-ON} 的片内MOSFET开关能够确保重载时提供高效率，降低了对寄生电感的要求以及对电路板布局的敏感性。

MAX15041还具有热关断和过流保护(高边源出电流、低边吸入电流)、带欠压锁定的内部5V LDO。外部可调节的电压软启动功能逐渐增大输出电压，减小了浪涌电流。独立的使能控制和电源就绪信号可实现灵活的电源排序设计。MAX15041能够在启动后进入预偏置输出，该预置输出可低于或高于设置电压。

控制器功能—PWM逻辑

MAX15041工作在350kHz固定开关频率。EN为高电平时，在经过短暂的建立时间后，当 V_{SS} 越过FB电压开启软启动时，PWM开始工作。

在开始工作的第一个时钟周期，高边MOSFET导通。发生如下情况时，高边MOSFET关断：

- 1) COMP电压越过内部电流模式上升波形，该波形为补偿斜坡与电感电流分流(检流电路)得到的电流模式上升波形之和。

- 2) 达到高边MOSFET电流限制。

- 3) 达到90%的最大占空比。

随后，低边MOSFET导通，在时钟周期结束时低边MOSFET关断。

启动进入预偏置输出

MAX15041可以在不对输出电容放电的情况下安全地软启动进入预偏置输出。启动进入预偏置状态时，低边和高边MOSFET均保持关断，避免对预偏置输出放电。只有当SS电压越过FB电压时才启动PWM工作。MAX15041还可以软启动后达到高于OUT标称设置的输出预置电压。这种情况下，当SS电压达到0.65V(典型值)时强制PWM工作。

在预偏置输出低于或高于OUT标称设置电压的情况下，如果低边MOSFET吸电流达到吸电流限制(-3A，典型值)，则在时钟周期结束之前关断低边MOSFET，并导通高边MOSFET，直到发生下列情形之一：

- 1) 高边MOSFET源出电流达到降低后的高边MOSFET电流门限(0.75A，典型值)。这种情况下，在时钟周期剩余时间内高边MOSFET关断。

- 2) 时钟周期结束。

使能输入和电源就绪输出

MAX15041具有独立的器件使能控制和电源就绪信号，可实现灵活的电源排序设计。使能输入(EN)具有1.95V(典型值)的门限，用于控制调节器。对EN施加一个高于门限值的电压即可使能调节器，或将EN连接到IN使其始终保持工作。电源就绪(PGOOD)为漏极开路输出，当 V_{FB} 高于560mV(典型值)时处于正常就绪状态(为高阻态)；当 V_{FB} 低于545mV(典型值)时被触发为低电平。

当EN电压高于1.4V(典型值)且低于1.95V(典型值)时，大部分内部电路关闭，只有内部粗调预稳压调节器(包括EN高精度比较器)保持工作。

低成本、3A、4.5V至28V输入、350kHz PWM 降压型DC-DC调节器，内置开关

可编程软启动(SS)

MAX15041采用软启动使调节器输出电压缓慢上升，以减小启动时的输入浪涌电流。在SS和SGND之间连接一个电容，用于设置启动时间(关于电容选择的详细信息请参考设置软启动时间部分)。

内部LDO (V_{DD})

MAX15041带有内部5.1V (典型值) LDO。V_{DD}为外部补偿端，连接一个最小1μF的低ESR陶瓷电容。V_{DD}电压为低边MOSFET驱动器以及内部控制逻辑电路供电。当输入电压(IN)低于4.5V时，V_{DD}比IN低50mV (典型值)。V_{DD}输出电流限制在80mA (典型值)，当V_{DD}低于3.85V (典型值)时，UVLO电路将禁止开关工作。

误差放大器

高增益误差放大器对电压反馈环路提供精密调节。在COMP和SGND之间连接必要的补偿网络(请参考补偿设计部分)。误差放大器跨导为1.6mS (典型值)，COMP下限箝位设置为0.68V (典型值)，恰好低于PWM上升补偿的谷值。当负载和输入电源瞬变时有助于COMP快速返回正确的设置点。

PWM比较器

PWM比较器将COMP电压与源自电流的上升波形(LX电流与COMP电压比的跨导值为9A/V，典型值)进行比较。为了避免在占空比为50%或更高时由于谐波振荡导致不稳定，须对源自电流的上升波形增加斜坡补偿。补偿斜率(0.45V x 350kHz)等效于最差工作条件下(3A负载、电流纹波30%、工作于90%最大占空比)电感电流下降斜率的一半。补偿斜坡谷值设置为0.83V (典型值)。

过流保护以及打嗝模式

当转换器输出短路或器件过载时，高边MOSFET电流限制(6A，典型值)将关断高边MOSFET并导通低边MOSFET。

此外，还在固定时间($\Delta T_0 = 70\text{ns}$ ，典型值)内对SS电容C_{SS}进行放电。如果过流状态仍然存在，将SS拉至0.606V以下，并开启打嗝模式。

打嗝模式下，高边和低边MOSFET均关断，COMP拉至低电平的时间等于16倍的软启动标称时间(屏蔽时间)。以5μA (典型值)电流将SS从0充电至0.606V，然后以333nA (典型值)电流将其缓慢放电至0V，由此控制时间。经过屏蔽时间后，器件开始尝试重新启动。如果过流故障已经解除，器件将恢复正常工作，否则，将触发新的打嗝模式(请参考典型工作特性中的Output Short-Circuit Waveforms)。

热关断保护

MAX15041内置温度传感器，限制器件的总功耗并在长期过热故障状态下保护器件。当管芯温度超过+155°C (典型值)时，温度传感器关断器件，关闭DC-DC转换器和LDO调节器，使管芯冷却。当管芯温度下降20°C (典型值)后，器件通过软启动过程重新开启。

应用信息

设置输出电压

在OUT、FB、SGND之间连接电阻分压器(R₁和R₂，如图1和图3所示)用于设置DC-DC转换器的输出电压。选择R₁和R₂使FB输入偏置电流引入的直流误差不会影响输出电压精度。采用低阻值电阻有助于降低直流误差，但电阻分压器的整体功耗增大。R₂典型值通常为10kΩ，5kΩ至50kΩ之间的电阻值均可接受。一旦选定R₂，用下式计算R₁：

$$R_1 = R_2 \times \left(\frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{FB}}} - 1 \right)$$

反馈门限电压V_{FB} = 0.606V (典型值)。

低成本、3A、4.5V至28V输入、350kHz PWM 降压型DC-DC调节器，内置开关

电感选择

大电感有助于减小电感纹波电流，从而降低输出纹波电压。但是，大电感具有较大的物理尺寸，而且串联电阻(DCR)较大、额定饱和电流较低。通常，选择电感值使电流纹波等于30%的负载电流，通过下式计算电感：

$$L = \frac{V_{OUT}}{f_{SW} \times \Delta I_L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

其中， f_{SW} 为内部350kHz固定开关频率， ΔI_L 为电感纹波电流估计值(通常设置为 $0.3 \times I_{LOAD}$)。另外，峰值电感电流 I_{L_PK} 必须始终低于高边MOSFET电流限的最小值 I_{HSCL_MIN} (5A，典型值)和电感的额定饱和电流 I_{L_SAT} 。确保满足下面的关系式：

$$I_{L_PK} = I_{LOAD} + \frac{1}{2} \times \Delta I_L < \min(I_{HSCL_MIN}, I_{L_SAT})$$

二极管选择

MAX15041需要一个外部自举二极管，二极管连接在 V_{DD} 和BST之间。二极管的反向电压额定值必须高于转换器的输入电压，额定电流至少为200mA。通常，该应用中需要采用高速开关二极管或肖特基二极管，但简单的低成本二极管(1N4007)也可满足要求。

输入电容选择

对于降压转换器，输入电容 C_{IN} 有助于保持直流输入电压的稳定，无论输入交流电流是否连续。为降低由于ESR引起的电压纹波，低ESR的电容器为最佳选择。

C_{IN} 由下式计算：

$$C_{IN} = \frac{I_{LOAD}}{f_{SW} \times \Delta V_{IN_RIPPLE}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

输出电容选择

推荐使用低ESR电容以减小ESR引起的电压纹波。总的输出电压纹波峰峰值由下式估算：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_{SW} \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times \left(R_{ESR_COUT} + \frac{1}{8 \times f_{SW} \times C_{OUT}}\right)$$

对于陶瓷电容，可忽略ESR的影响：

$$R_{ESR_COUT} \ll \frac{1}{8 \times f_{SW} \times C_{OUT}}$$

对于钽电容或电解电容，ESR的影响占主要地位：

$$R_{ESR_COUT} \gg \frac{1}{8 \times f_{SW} \times C_{OUT}}$$

补偿设计

MAX15041采用固定频率、峰值电流控制模式架构，易于补偿并具有快速瞬态响应。逐周期监测电感峰值电流并与COMP电压进行比较(电压误差放大器输出)。根据电感峰值电流对调节器的占空比进行调整。逐周期控制电感电流类似于一个受控电流源。因此，电感的极点频率远远大于调节器的增益带宽。

在COMP和SGND之间添加简单的串联电容和电阻，保证系统稳定性。这种极点-零点的共同作用满足闭环系统的响应要求。

基本的调整环路由电源调节器(由调节器的脉宽调制器、斜坡补偿、控制电路、MOSFET和电感构成)、电容输出滤波器和负载、输出反馈分压器、电压环路误差放大器以及与其相关的补偿电路构成，图1给出了电路说明。

流过电感的平均电流由下式计算：

$$I_L = G_{MOD} \times V_{COMP}$$

其中， I_L 为电感的平均电流， G_{MOD} 为电源调节器的跨导。对于降压转换器：

$$V_{OUT} = R_{LOAD} \times I_L$$

其中， R_{LOAD} 为等效负载电阻值。结合上述两个公式，电源调节器的传输函数(V_{OUT} 与 V_{COMP} 的比)表示为：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{COMP}} = \frac{R_{LOAD} \times I_L}{\left(\frac{I_L}{G_{MOD}}\right)} = R_{LOAD} \times G_{MOD}$$

低成本、3A、4.5V至28V输入、350kHz PWM 降压型DC-DC调节器，内置开关

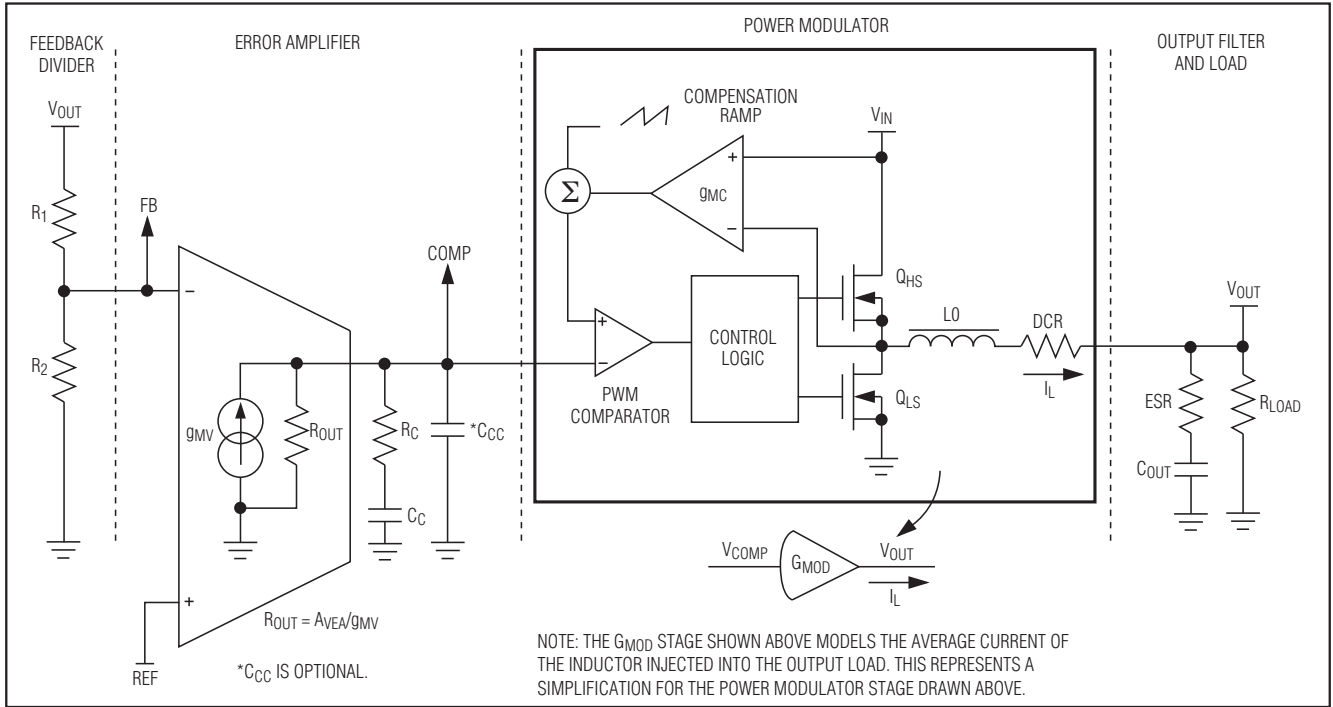


图1. 峰值电流模式调节器的传输函数模型

定义了电源调节器的传输函数增益后，系统环路总增益如下式所示(图1所示)：

$$\alpha = \frac{R_{OUT} \times (sC_C R_C + 1)}{[s(C_C + C_{CC})(R_C + R_{OUT}) + 1] \times [s(C_C \parallel C_{CC})(R_C \parallel R_{OUT}) + 1]}$$

$$\beta = G_{MOD} \times R_{LOAD} \times \frac{(sC_{OUT} ESR + 1)}{[sC_{OUT} (ESR + R_{LOAD}) + 1]}$$

$$\text{增益} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{A_{VEA}}{R_{OUT}} \times \alpha \times \beta$$

其中， R_{OUT} 为误差放大器直流增益 A_{VEA} 除以误差放大器跨导 g_{MV} 的商； R_{OUT} 远远大于 R_C 、 C_C 远远大于 C_{CC} 。

公式可改写为：

$$\text{增益} = \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} A_{VEA} \times \frac{(sC_C R_C + 1)}{\left[sC_C \left(\frac{A_{VEA}}{g_{MV}} \right) + 1 \right] \times (sC_{CC} R_C + 1)}$$

$$\times G_{MOD} R_{LOAD} \times \frac{(sC_{OUT} ESR + 1)}{[sC_{OUT} (ESR + R_{LOAD}) + 1]}$$

环路传输函数增益的主极点和零点如下所示：

$$f_{p1} = \frac{g_{MV}}{2\pi \times 10^{A_{VEA}[\text{dB}]/20} \times C_C} \quad f_{p2} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} (ESR + R_{LOAD})}$$

$$f_{p3} = \frac{1}{2\pi \times C_{CC} R_C} \quad f_{z1} = \frac{1}{2\pi \times C_C R_C}$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} ESR}$$

极点-零点顺序为：

$$f_{p1} < f_{p2} < f_{z1} < f_{z2} \leq f_{p3}$$

注意：在重载时， f_{p2} 有可能超前于 f_{z1} 。

渐进系统的闭环响应图(包括主极点和零点位置)如图2所示。

低成本、3A、4.5V至28V输入、350kHz PWM 降压型DC-DC调节器，内置开关

MAX15041

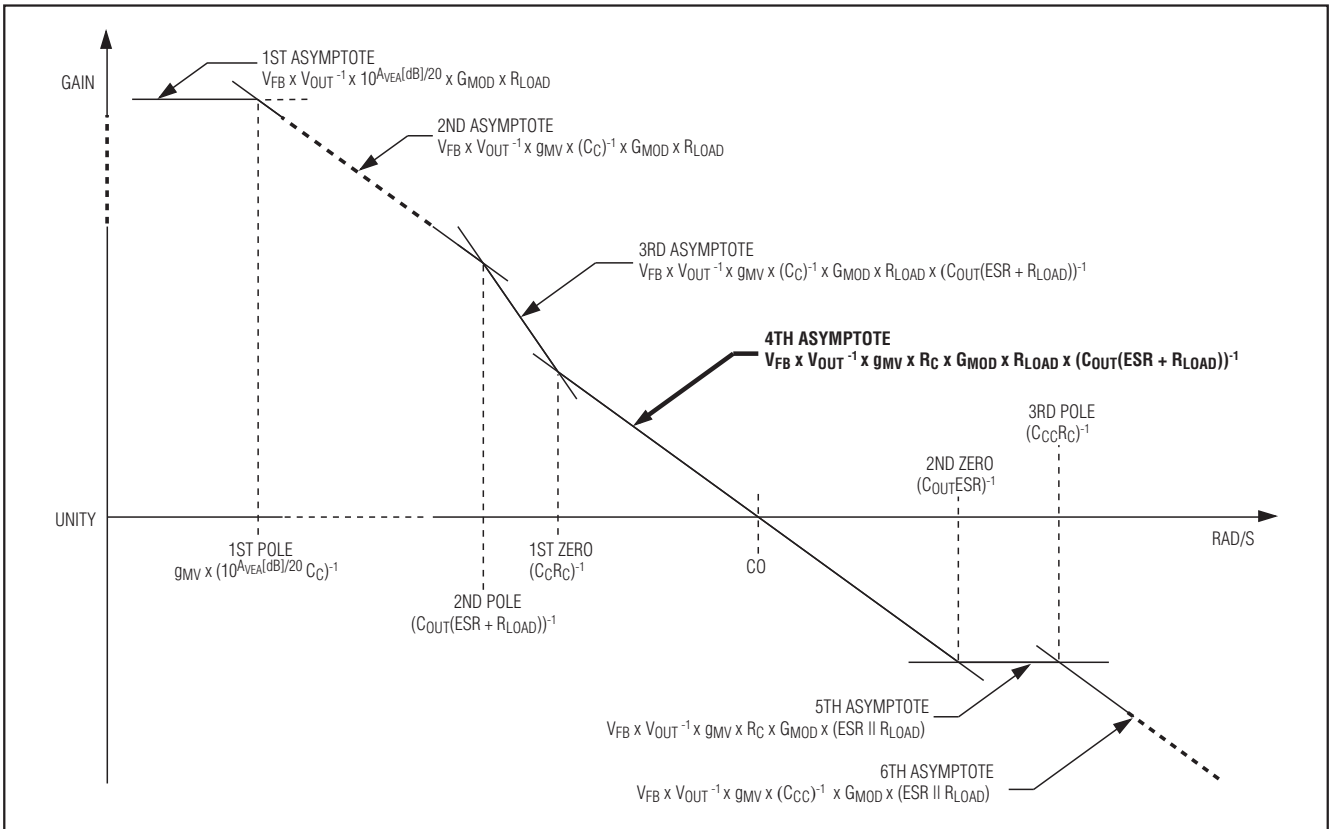


图2. 峰值电流模式调节器的渐进环路响应

如果 C_{OUT} 很大或存在较大的等效串联电阻(较大的ESR), 电路的第二个零点可能位于单位增益频率($f_{CO} = \omega_{CO}/2\pi$)周围。这种情况下, 可能需要在COMP和SGND之间连接第二个(可选的)小补偿电容(C_{CC}), 以引入第三个极点。

环路响应的第四段渐近线(图2中的粗线所示)用于确定所要求的单位增益频率(并决定了补偿元件值)。较低的单位增益频率能够建立稳定的闭环工作, 但这是以较慢的负载和输入电源瞬态响应为代价的。提高单位增益频率有助于提高瞬态响应, 但会影响系统的稳定性(潜在因素)。按照惯例, 设置单位增益频率为 \leq 开关频率的1/10 (对于MAX15041, 350kHz的固定开关频率可使单位增益设置在大约35kHz)。

首先确定采用满足应用要求的无源还是有源功率元件。然后, 按照**闭合环路: 设计补偿电路**部分提供的步骤选择小信号补偿元件, 获得所要求的闭环频率响应和相位裕量。

闭合环路: 设计补偿电路

- 1) 选择所要求的单位增益频率, 选择 f_{CO} 等于 f_{SW} 的1/10或 $f_{CO} \approx 35\text{kHz}$ 。
- 2) 利用传输环路的第四段渐近线的增益, 按照下式选择 R_C (假设 $f_{CO} > f_{P1}$ 、 f_{P2} 和 f_{Z1} , 环路总增益设置为单位增益):

$$1 = \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \times g_{MV} \times R_C \times G_{MOD} \times R_{LOAD} \times \frac{1}{2\pi \times f_{CO} \times C_{OUT} \times (ESR + R_{LOAD})}$$

因此:

$$R_C = \frac{V_{OUT}}{V_{FB}} \times \frac{2\pi \times f_{CO} \times C_{OUT} \times (ESR + R_{LOAD})}{g_{MV} \times G_{MOD} \times R_{LOAD}}$$

低成本、3A、4.5V至28V输入、350kHz PWM 降压型DC-DC调节器，内置开关

由于 R_{LOAD} 远大于ESR，等式可进一步简化为：

$$R_C = \frac{V_{OUT}}{V_{FB}} \times \frac{2\pi \times f_{CO} \times C_{OUT}}{9MV \times G_{MOD}}$$

其中， V_{FB} 等于0.606V。

- 3) 选择 C_C 。根据所要求的相位裕量，通过选择系统第一个零点 f_{Z1} 决定 C_C 的大小。通常，设置 f_{Z1} 低于 f_{CO} 的1/5，可提供足够的相位裕量。

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times C_C R_C} \leq \frac{f_{CO}}{5}$$

因此：

$$C_C \geq \frac{5}{2\pi \times f_{CO} \times R_C}$$

- 4) 如果ESR输出零点低于开关频率的一半，可采用第二个补偿电容 C_{CC} (可选)进行抵消，如下所示：

$$\frac{1}{2\pi \times C_{CC} R_C} = f_{P3} = f_{Z2} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} ESR}$$

因此：

$$C_{CC} = \frac{C_{OUT} \times ESR}{R_C}$$

如果ESR零点超过开关频率的1/2，采用下面等式：

$$f_{P3} = \frac{1}{2\pi \times C_{CC} R_C} = \frac{f_{SW}}{2}$$

因此：

$$C_{CC} = \frac{2}{2\pi \times f_{SW} \times R_C}$$

C_{CC} 的缺点是降低了整个系统的相位裕量。必须确保第三个极点位置远远超出所要求的单位增益频率，以减小它与系统环路响应在单位增益处的相互作用。如果 C_{CC} 小于10pF，在这些计算中可将其忽略。

设置软启动时间

软启动特性可使输出电压缓慢上升，减小启动期间的输入浪涌电流。利用下式选择 C_{SS} 电容，获得期望的软启动时间 t_{SS} ：

$$C_{SS} = \frac{I_{SS} \times t_{SS}}{V_{FB}}$$

软启动电流 I_{SS} 为5 μ A (典型值)，输出反馈电压门限 V_{FB} 为0.606V (典型值)。当使用大电容 C_{OUT} 时，软启动期间可能会达到高边电流限制。为确保正确的软启动时间 t_{SS} ，选择足够大的 C_{SS} 以满足以下条件：

$$C_{SS} \gg C_{OUT} \times \frac{V_{OUT} \times I_{SS}}{(I_{HSCL_MIN} - I_{OUT}) \times V_{FB}}$$

I_{HSCL_MIN} 为高边开关电流限的最小值。

功耗

MAX15041提供增强散热的TQFN封装， $T_A = +70^\circ\text{C}$ 时可耗散高达1.666W的功率。裸焊盘应当在外部连接到SGND，最好焊接到大面积地层以改善散热。当管芯温度超过+155 $^\circ\text{C}$ 时，触发热关断保护(请参考热关断保护部分)。

布局步骤

为获得低噪、稳定的工作性能，须谨慎设计PCB布局。强烈推荐使用MAX15041评估板的布局，以获得最佳性能。如果必须进行修改，按照以下设计原则保证PCB布局的质量：

- 1) 将输入和输出电容连接到功率地平面，将其它所有电容连接到信号地平面。

低成本、3A、4.5V至28V输入、350kHz PWM 降压型DC-DC调节器，内置开关

- 2) V_{DD} 、IN和SS的旁路电容要尽可能靠近IC放置，相应引脚采用直线连接。将功率地平面(连接至PGND)和信号地平面(连接至SGND)分开，在靠近输入旁路电容返回端单点连接PGND和SGND。
- 3) 保证大电流通路引线尽可能短且宽。保证开关电流通路较短并减小由LX、输出电容以及输入电容形成的环路面积。
- 4) 将IN、LX和PGND分别连接到大面积敷铜区域，有助于IC散热，进一步提高效率。
- 5) 确保所有反馈采用短线直接连接，将反馈电阻和补偿元件尽可能靠近IC放置。
- 6) 高速开关节点走线(例如LX和BST)要远离敏感的模拟区域(例如FB和COMP)。

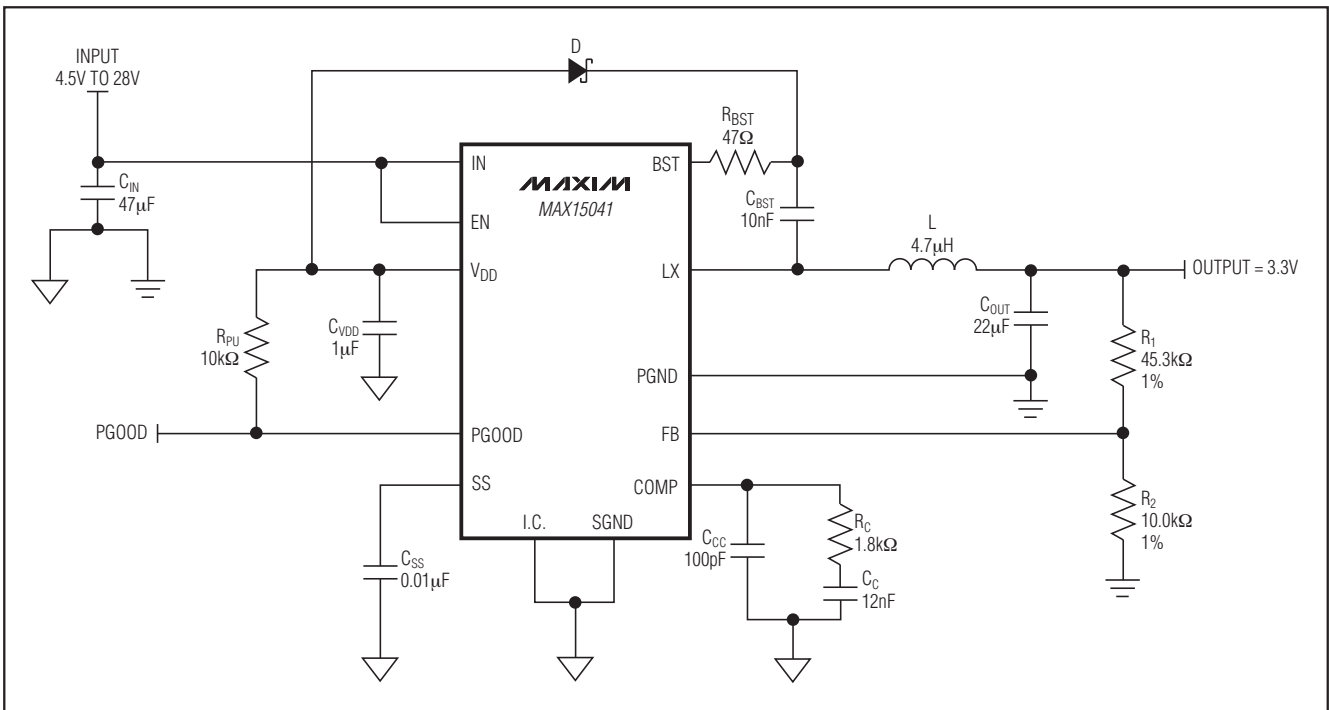


图3. 典型工作电路(4.5V至28V输入buck转换器)

表1. 通用输出电压设置下的典型元件值

V _{out} (V)	L (µH)	C _c (nF)	R _c (kΩ)	R ₁ and R ₂
5.0	4.7	8	2.70	Select R ₂ so that: 5kΩ ≤ R ₂ ≤ 50kΩ Calculate R ₁ using the equation in the <i>Setting the Output Voltage</i> section.
3.3	4.7	12	1.80	
2.5	3.3	22	1.50	
1.8	2.2	33	1.00	
1.2	2.2	47	0.68	

低成本、3A、4.5V至28V输入、350kHz PWM 降压型DC-DC调节器，内置开关

PROCESS: BiCMOS

芯片信息

封装信息

如需最近的封装外形信息和焊盘布局，请查询 china.maxim-ic.com/packages。请注意，封装编码中的“+”、“#”或“-”仅表示RoHS状态。封装图中可能包含不同的尾缀字符，但封装图只与封装有关，与RoHS状态无关。

封装类型	封装编码	外形编号	焊盘布局编号
16 TQFN-EP	T1633+4	21-0136	90-0031

MAX15041

低成本、3A、4.5V至28V输入、350kHz PWM 降压型DC-DC调节器，内置开关

修订历史

修订号	修订日期	说明	修改页
0	7/09	最初版本。	—
1	3/10	修改了概述、 <i>Absolute Maximum Ratings</i> 、 <i>Electrical Characteristics</i> 、应用信息以及图2和图3。	1, 2, 3, 8, 11-14, 16, 17
2	9/10	更新了 <i>Electrical Characteristics</i> 和封装信息。	2, 17, 18

Maxim北京办事处

北京 8328信箱 邮政编码 100083

免费电话：800 810 0310

电话：010-6211 5199

传真：010-6211 5299

Maxim不对Maxim产品以外的任何电路使用负责，也不提供其专利许可。Maxim保留在任何时间、没有任何通报的前提下修改产品资料和规格的权利。

18 **Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600**