

可提供评估板



MAXIM

## 3A、1MHz、1%精度、内置开关的 降压型调节器，带有电源就绪指示

### 概述

MAX8505降压型调节器工作在2.6V至5.5V输入电压范围内，产生0.8V至 $0.85 \times V_{IN}$ 的可调输出电压，电流可达3A。在外加2.6V至5.5V的偏置电源时，输入电压可低至2.25V。

MAX8505集成了功率MOSFET，工作于1MHz/500kHz开关频率，以提供紧凑的设计。电流模式脉宽调制(PWM)控制功能简化了采用陶瓷电容或聚合物输出电容的补偿，并提供极好的瞬态响应。

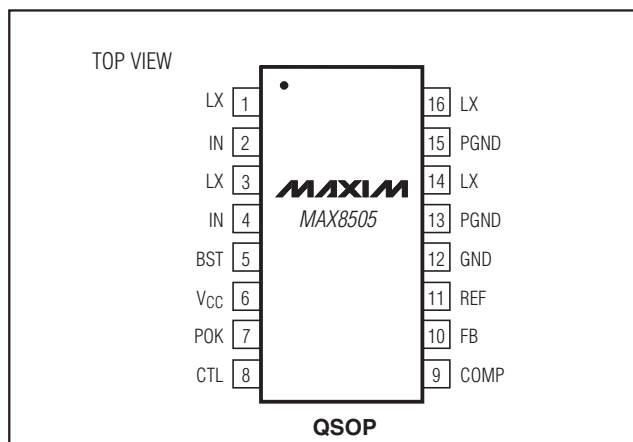
MAX8505在整个负载、输入电源和温度范围内，具有精度1%的输出。通过外部电容实现可调的软启动功能。在软启动期间，电压调节回路工作。当有源器件，如微处理器或是ASIC连接到MAX8505的输出，一旦超过其欠压门限时将产生一个突变的负载电流，上述控制方式将限制电压的跌落。

MAX8505具有限流保护、短路保护和热过载保护功能，使设计更为可靠。漏极开路电源就绪(POK)监视输出电压。

### 应用

μP/ASIC/DSP/FPGA内核和I/O电源  
芯片组电源  
服务器、RAID和存储系统  
网络和电信设备

### 引脚配置



### 特性

- ◆ 节省空间—4.9mm x 6mm占位面积，1μH电感、47μF陶瓷输出电容
- ◆ 输入电压范围  
2.6V至5.5V  
偏置电源供电时可低至2.25V
- ◆ 0.8V至 $0.85 \times V_{IN}$ ，3A输出电流
- ◆ 陶瓷电容或聚合体电容
- ◆ 在整个负载、输入电源和工作温度范围内，具有±1%的精确输出
- ◆ 快速瞬态响应
- ◆ 可调的软启动
- ◆ 电压调节软启动限制了上电过程中的输出电压跌落
- ◆ POK监视输出电压

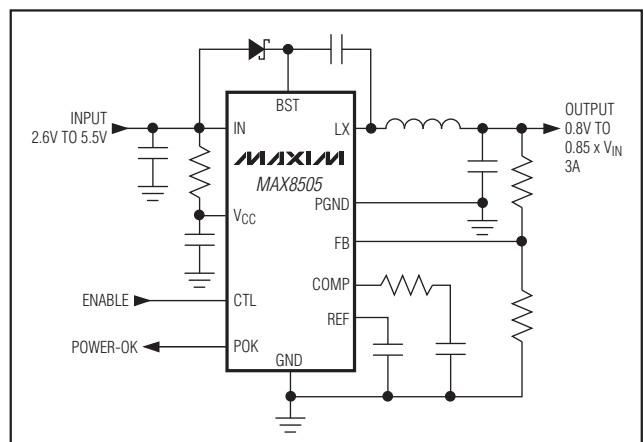
### 订购信息

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX8505EEE+	-40°C to +85°C	16 QSOP

+表示无铅(Pb)/符合RoHS标准的封装。

功能框图在数据资料的最后给出。

### 典型工作电路



MAXIM

Maxim Integrated Products 1

本文是英文数据资料的译文，文中可能存在翻译上的不准确或错误。如需进一步确认，请在您的设计中参考英文资料。  
有关价格、供货及订购信息，请联络Maxim亚洲销售中心：10800 852 1249 (北中国区)，10800 152 1249 (南中国区)，  
或访问Maxim的中文网站：china.maxim-ic.com。

MAX8505

# 3A、1MHz、1%精度、内置开关的 降压型调节器，带有电源就绪指示

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

CTL, FB, IN, V <sub>CC</sub> to GND .....	-0.3V to +6V
COMP, REF, POK to GND .....	-0.3V to (V <sub>CC</sub> + 0.3V)
BST to LX .....	-0.3V to +6V
PGND to GND .....	-0.3V to +0.3V
Continuous Power Dissipation (T <sub>A</sub> = +70°C) 16-Pin QSOP (derate 12.5mW/°C above +70°C).....	1000mW

Operating Temperature Range .....	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range .....	-65°C to +150°C
Junction Temperature .....	+150°C
Lead Temperature (soldering, 10s) .....	+300°C
Soldering Temperature (reflow) .....	+260°C

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<sub>IN</sub> = V<sub>CC</sub> = V<sub>CTL</sub> = +3.3V, V<sub>FB</sub> = 0.8V, V<sub>COMP</sub> = 1.25V, C<sub>REF</sub> = 0.01μF, T<sub>A</sub> = 0°C to +85°C, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>IN AND V<sub>CC</sub></b>							
IN Voltage Range	V <sub>IN</sub>		2.25		V <sub>CC</sub>	V	
V <sub>CC</sub> Voltage Range	V <sub>CC</sub>		2.6		5.5	V	
IN Supply Current	I <sub>IN</sub>	Switching with no load	V <sub>IN</sub> = 3.3V	6	10	mA	
			V <sub>IN</sub> = 5.5V	10			
V <sub>CC</sub> Supply Current	I <sub>CC</sub>	Switching with no load	V <sub>CC</sub> = 3.3V	3	10	mA	
			V <sub>CC</sub> = 5.5V	6			
Total Shutdown Current into IN and V <sub>CC</sub>	I <sub>SHDN</sub>	V <sub>IN</sub> = V <sub>CC</sub> = V <sub>BST</sub> - V <sub>LX</sub> = 5.5V, V <sub>CTL</sub> = 0V, V <sub>LX</sub> = 0V		20	50	μA	
V <sub>CC</sub> Undervoltage Lockout Threshold	UVLO <sub>th</sub>	When LX starts/stops switching	V <sub>CC</sub> rising	2.40	2.55	V	
			V <sub>CC</sub> falling	2.2	2.35		
<b>REF</b>							
REF Voltage	V <sub>REF</sub>	I <sub>REF</sub> = 0μA, V <sub>IN</sub> = V <sub>CC</sub> = 2.6V to 5.5V	0.792	0.800	0.808	V	
REF Shutdown Resistance		From REF to GND, V <sub>CTL</sub> = 0V		13	100	Ω	
REF Soft-Start Current		V <sub>REF</sub> = 0.4V	20	25	30	μA	
Soft-Start Ramp Time		Output from 0% to 100%, C <sub>REF</sub> = 0.01μF to 1μF		32		ms/μF	
<b>FB</b>							
FB Regulation Voltage	V <sub>FB</sub>	V <sub>IN</sub> = 2.6V to 5.5V	0.792	0.800	0.808	V	
FB Input Bias Current		V <sub>FB</sub> = 0.7V		0.01	0.1	μA	
Maximum Output Current	I <sub>OUT_MAX</sub>	V <sub>IN</sub> = V <sub>CC</sub> = 3.3V, V <sub>OUT</sub> = 1.2V, L = 1μH/5.9mΩ (Note 1)	3			A	
FB Threshold for POK Transition		FB rising or falling	FB high	10.5	12	13.5	%
			FB low	-13.5	-12	-10.5	
FB to POK Delay		FB rising or falling		50		μs	
<b>COMP</b>							
COMP Transconductance		From FB to COMP	60	100	160	μS	
Gain from FB to COMP		V <sub>COMP</sub> = 1.25V to 1.75V		80		dB	

# 3A、1MHz、1%精度、内置开关的 降压型调节器，带有电源就绪指示

MAX8505

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{IN} = V_{CC} = V_{CTL} = +3.3V$ ,  $V_{FB} = 0.8V$ ,  $V_{COMP} = 1.25V$ ,  $C_{REF} = 0.01\mu F$ ,  $T_A = 0^\circ C$  to  $+85^\circ C$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
COMP Clamp Voltage, Low		$V_{IN} = V_{CC} = 2.6V, 3.3V, 5.5V$ , $V_{FB} = 0.9V$	0.45	0.75	1.00	V	
COMP Clamp Voltage, High		$V_{IN} = V_{CC} = 2.6V, 3.3V, 5.5V$ , $V_{FB} = 0.7V$	1.7	1.9	2.1	V	
COMP Shutdown Resistance		From COMP to GND, $V_{CTL} = 0V$		13	100	$\Omega$	
<b>LX (All LX Outputs Connected Together)</b>							
LX On-Resistance, High		$V_{IN} = V_{BST} - V_{LX} = 3.3V$		38	74	m $\Omega$	
		$V_{IN} = V_{BST} - V_{LX} = 2.6V$		42			
LX On-Resistance, Low		$V_{IN} = V_{BST} - V_{LX} = 3.3V$		38	74	m $\Omega$	
		$V_{IN} = V_{BST} - V_{LX} = 2.6V$		42			
LX Current-Sense Transresistance	$R_T$	From LX to COMP	0.068	0.086	0.104	$\Omega$	
LX Current-Limit Threshold		Sourcing, <i>Typical Application Circuit</i>	4.6	5.6	6.6	A	
		Sinking, $V_{IN} = V_{CC} = 2.6V$ to $5.5V$	-4.3	-2.6	-1.0		
LX Leakage Current		$V_{IN} = V_{CC} = 5.5V$ , $V_{CTL} = 0V$	$V_{LX} = 5.5V$		100	$\mu A$	
			$V_{LX} = 0V$		-100		
LX Switching Frequency		$V_{IN} = V_{CC} = 2.6V, 3.3V$ , $5.5V$	$V_{CTL} = V_{CC}$	0.85	1	1.15	MHz
			$V_{CTL} = 2/3V_{CC}$	0.44	0.5	0.56	
LX Minimum Off-Time		$V_{IN} = V_{CC} = 2.6V, 3.3V, 5.5V$	95	110	135	ns	
LX Maximum Duty Cycle		$V_{IN} = V_{CC} = 2.6V, 3.3V$ , $5.5V$	500kHz	90	94	%	
			1MHz	84	89		
LX Minimum Duty Cycle		$V_{IN} = V_{CC} = 2.6V, 3.3V$ , $5.5V$	500kHz	5	8	%	
			1MHz	10	15		
<b>SLOPE COMPENSATION</b>							
Slope Compensation		Extrapolated to 100% duty cycle	245	300	400	mV	
<b>BST</b>							
BST Shutdown Supply Current		$(V_{BST} - V_{LX}) = V_{IN} =$ $V_{CC} = 5.5V$ , $V_{CTL} = 0V$	$V_{LX} = 5.5V$		10	$\mu A$	
			$V_{LX} = 0V$		10		
			LX open		10		
<b>CTL</b>							
CTL Input Threshold		$V_{IN} = V_{CC} = 2.6V$ , $3.3V, 5.5V$	For 1MHz	80		% of $V_{CC}$	
			For 500kHz	55	70		
			For shutdown		45		
CTL Input Current		$V_{CTL} = 0V$ or $5.5V$ , $V_{IN} = V_{CC} = 5.5V$	-1		+1	$\mu A$	
<b>POK (Power-OK)</b>							
POK Output Voltage, Low		$V_{FB} = 0.6V$ or $1.0V$ , $I_{POK} = 2mA$		25	100	mV	
POK Leakage Current		$V_{POK} = 5.5V$		0.001	1	$\mu A$	
POK Fault Delay Time		From FB to POK, any threshold	25	50	100	$\mu s$	
<b>THERMAL SHUTDOWN</b>							
Thermal-Shutdown Threshold		When LX stops switching	$T_J$ rising	+170		$^\circ C$	
Thermal-Shutdown Hysteresis				20		$^\circ C$	

## 3A、1MHz、1%精度、内置开关的 降压型调节器，带有电源就绪指示

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{IN} = V_{CC} = V_{CTL} = +3.3V$ ,  $V_{FB} = 0.8V$ ,  $V_{COMP} = 1.25V$ ,  $C_{REF} = 0.01\mu F$ ,  $T_A = -40^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$ , unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>IN AND V<sub>CC</sub></b>							
IN Voltage Range	$V_{IN}$			2.25		$V_{CC}$	V
V <sub>CC</sub> Voltage Range				2.6		5.5	V
IN Supply Current	$I_{IN}$	Switching with no load	$V_{IN} = 3.3V$			10	mA
V <sub>CC</sub> Supply Current	$I_{CC}$	Switching with no load	$V_{CC} = 3.3V$			10	mA
Total Shutdown Current into IN and V <sub>CC</sub>	$I_{SHDN}$	$V_{IN} = V_{CC} = V_{BST} - V_{LX} = 5.5V$ , $V_{CTL} = 0V$ , $V_{LX} = 0V$				50	$\mu A$
V <sub>CC</sub> Undervoltage Lockout Threshold	$UVLO_{th}$	When LX starts/stops switching	V <sub>CC</sub> rising			2.55	V
			V <sub>CC</sub> falling	2.2			
<b>REF</b>							
REF Voltage	$V_{REF}$	$I_{REF} = 0\mu A$ , $V_{IN} = V_{CC} = 2.6V$ to $5.5V$		0.791		0.808	V
REF Shutdown Resistance		From REF to GND, $V_{CTL} = 0V$				100	$\Omega$
REF Soft-Start Current		$V_{REF} = 0.4V$		20		30	$\mu A$
<b>FB</b>							
FB Regulation Voltage	$V_{FB}$	$V_{IN} = 2.6V$ to $5.5V$		0.791		0.808	V
FB Input Bias Current		$V_{FB} = 0.7V$				0.1	$\mu A$
Maximum Output Current	$I_{OUT\_MAX}$	$V_{IN} = V_{CC} = 3.3V$ , $V_{OUT} = 1.2V$ , $L = 1\mu H/5.9m\Omega$ (Note 1)		3			A
FB Threshold for POK Transition		FB rising or falling	FB high	10.5		13.5	%
			FB low	-13.5		-10.5	
<b>COMP</b>							
COMP Transconductance		From FB to COMP		60		160	$\mu S$
COMP Clamp Voltage, Low		$V_{IN} = V_{CC} = 2.6V$ , $3.3V$ , $5.5V$ , $V_{FB} = 0.9V$		0.45		1.00	V
COMP Clamp Voltage, High		$V_{IN} = V_{CC} = 2.6V$ , $3.3V$ , $5.5V$ , $V_{FB} = 0.7V$		1.7		2.1	V
COMP Shutdown Resistance		From COMP to GND, $V_{CTL} = 0V$				100	$\Omega$
<b>LX (All LX Outputs Connected Together)</b>							
LX On-Resistance, High		$V_{IN} = V_{BST} - V_{LX} = 3.3V$				74	$m\Omega$
LX On-Resistance, Low		$V_{IN} = V_{BST} - V_{LX} = 3.3V$				74	$m\Omega$
LX Current-Sense Transresistance	$R_T$	From LX to COMP		0.068		0.104	$\Omega$
LX Current-Limit Threshold		Sourcing, <i>Typical Application Circuit</i>		4.6		5.6	A
		Sinking, $V_{IN} = V_{CC} = 2.6V$ to $5.5V$		-4.3		-1.0	
LX Leakage Current		$V_{IN} = V_{CC} = 5.5V$ , $V_{CTL} = 0V$	$V_{LX} = 5.5V$			100	$\mu A$
			$V_{LX} = 0V$	-100			
LX Switching Frequency		$V_{IN} = V_{CC} = 2.6V$ , $3.3V$ , $5.5V$	$V_{CTL} = V_{CC}$	0.85		1.15	MHz
			$V_{CTL} = 2/3 \times V_{CC}$	0.44		0.56	
LX Minimum Off-Time		$V_{IN} = V_{CC} = 2.6V$ , $3.3V$ , $5.5V$		95		135	ns

# 3A、1MHz、1%精度、内置开关的 降压型调节器，带有电源就绪指示

MAX8505

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{IN} = V_{CC} = V_{CTL} = +3.3V$ ,  $V_{FB} = 0.8V$ ,  $V_{COMP} = 1.25V$ ,  $C_{REF} = 0.01\mu F$ ,  $T_A = -40^\circ C$  to  $+85^\circ C$ , unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
LX Maximum Duty Cycle		$V_{IN} = V_{CC} = 2.6V, 3.3V, 5.5V$	500kHz	90		%
			1MHz	84		
LX Minimum Duty Cycle		$V_{IN} = V_{CC} = 2.6V, 3.3V, 5.5V$	500kHz		8	%
			1MHz		15	
<b>SLOPE COMPENSATION</b>						
Slope Compensation		Extrapolated to 100% duty cycle	245		406	mV
<b>BST</b>						
BST Shutdown Supply Current		$(V_{BST} - V_{LX}) = V_{IN} = V_{CC} = 5.5V, V_{CTL} = 0V$	$V_{LX} = 5.5V$		10	$\mu A$
			$V_{LX} = 0V$		10	
			LX open		10	
<b>CTL</b>						
CTL Input Threshold		$V_{IN} = V_{CC} = 2.6V, 3.3V, 5.5V$	For 1MHz	80		% of $V_{CC}$
			For 500kHz	55	70	
			For shutdown		45	
CTL Input Current		$V_{CTL} = 0V$ or $5.5V, V_{IN} = V_{CC} = 5.5V$	-1		+1	$\mu A$
<b>POK (Power-OK)</b>						
POK Output Voltage, Low		$V_{FB} = 0.6V$ or $1.0V, I_{POK} = 2mA$			100	mV
POK Leakage Current		$V_{POK} = 5.5V$			1	$\mu A$
POK Fault Delay Time		From FB to POK, any threshold	25		100	$\mu s$

**Note 1:** Under normal operating conditions, COMP moves between 1.25V and 2.15V as the duty cycle changes from 10% to 90% and peak inductor current changes from 0 to 3A. Maximum output current is related to peak inductor current, inductor value input voltage, and output voltage by the following equations:

$$I_{OUT\_MAX} = \frac{I_{LIM} - (1-D) \times t_S \times V_{OUT} / 2L}{1 + (1-D) \times t_S \times (R_{NLS} + R_L) / 2L}$$

where  $V_{OUT}$  = output voltage;  $I_{LIM}$  = current limit of high-side switch;  $t_S$  = switching period;  $R_L$  = ESR of inductor;  $R_{NLS}$  = on-resistance of low-side switch;  $L$  = inductor. Equations for  $I_{LIM}$  and  $D$  are shown as follows:

$$I_{LIM} = I_{LIM\_DC100} + V_{SW} \frac{1-D}{R_T}$$

where  $I_{LIM\_DC100}$  = current limit at  $D = 100\%$ ;  $R_T$  = transresistance from LX to COMP;  $V_{SW}$  = slope compensation (310mV  $\pm 20\%$ );  $D$  = duty cycle:

$$D = \frac{V_{OUT} + I_{OUT} (R_{NLS} + R_L)}{V_{IN} + I_{OUT} (R_{NLS} - R_{NHS})}$$

where  $V_{OUT}$  = output voltage;  $V_{IN}$  = input voltage;  $I_{OUT}$  = output current;  $R_L$  = ESR of inductor;  $R_{NHS}$  = on-resistance of high-side switch;  $R_{NLS}$  = on-resistance of low-side switch. See the *Typical Application Circuit* for external components.

**Note 2:** Specifications to  $-40^\circ C$  are guaranteed by design and not production tested.

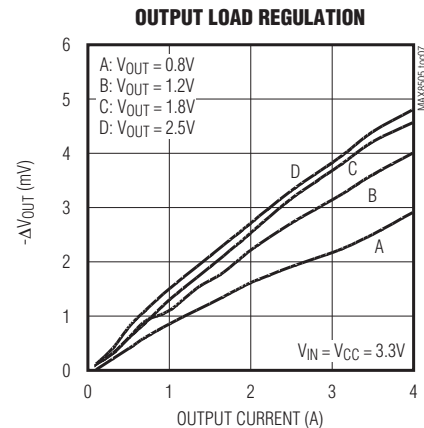
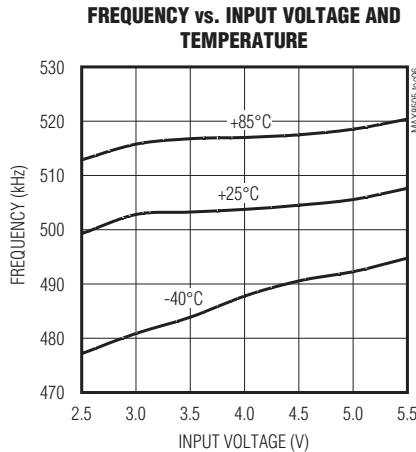
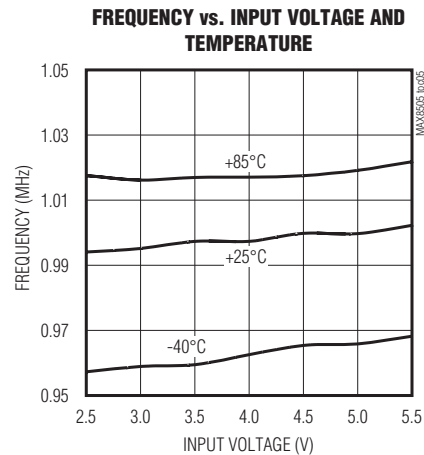
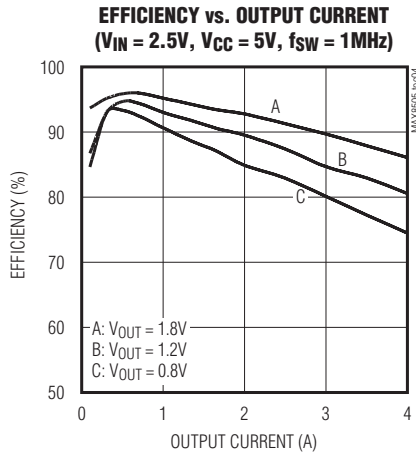
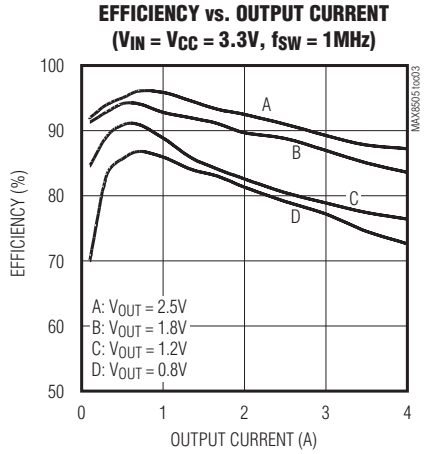
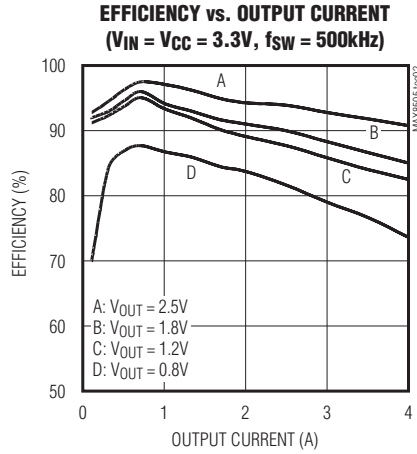
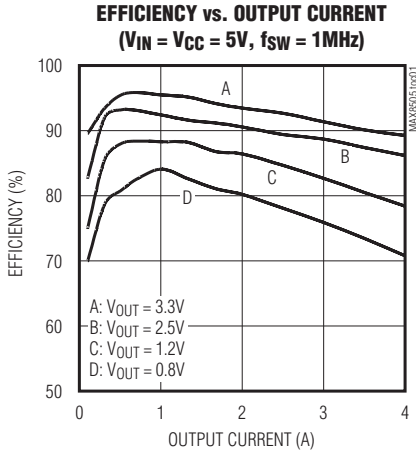
**Note 3:** LX has internal clamp diodes to PGND and IN pins 2 and 4. Applications that forward bias these diodes should take care not to exceed the IC's package power dissipation limits.

**Note 4:** When connected together, the LX output is designed to provide 3.5A<sub>RMS</sub> current.

# 3A、1MHz、1%精度、内置开关的 降压型调节器，带有电源就绪指示

## 典型工作特性

(Typical values are at  $V_{IN} = V_{CC} = V_{CTL} = 5V$ ,  $V_{OUT} = 1.2V$ ,  $I_{OUT} = 3A$ , and  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

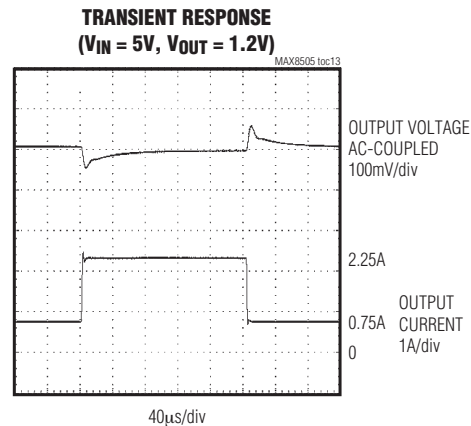
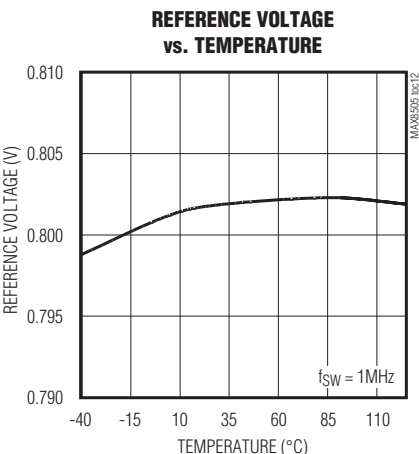
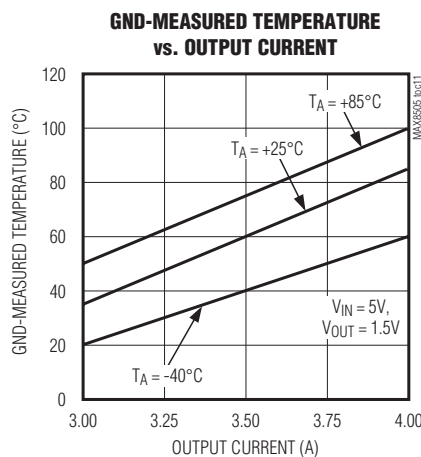
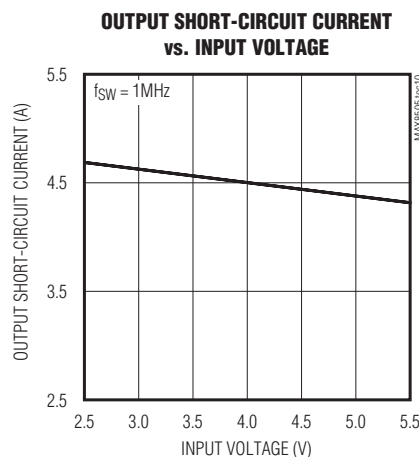
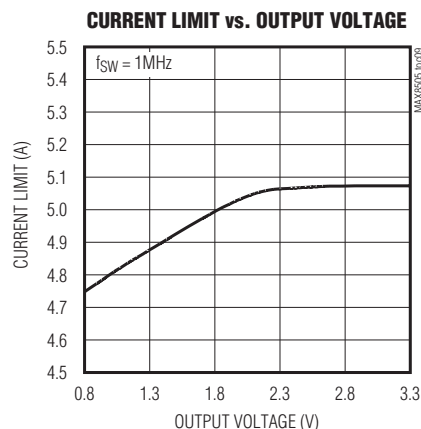
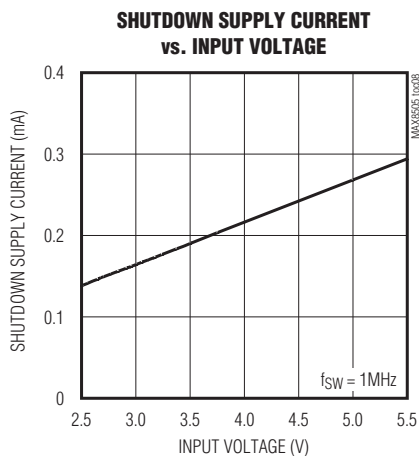


# 3A、1MHz、1%精度、内置开关的 降压型调节器，带有电源就绪指示

MAX8505

典型工作特性(续)

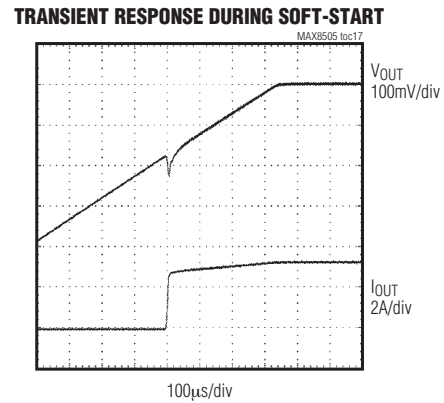
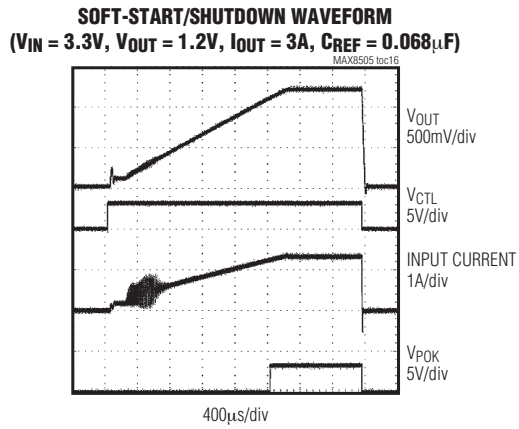
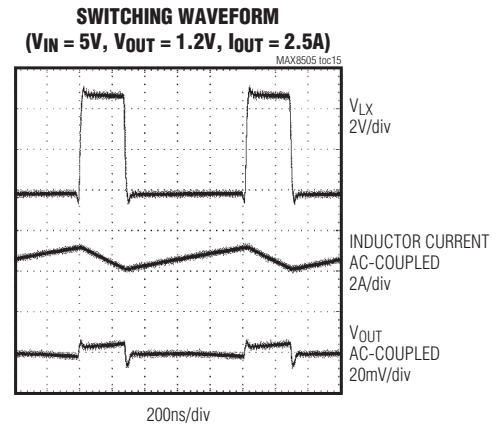
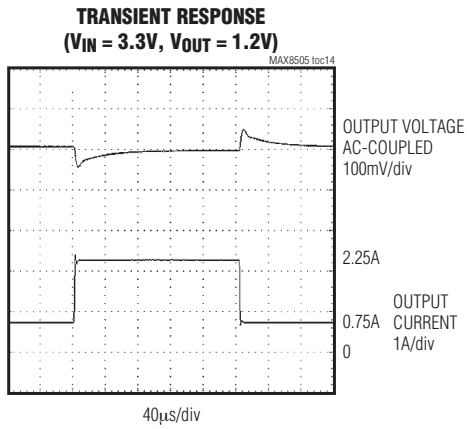
(Typical values are at  $V_{IN} = V_{CC} = V_{CTL} = 5V$ ,  $V_{OUT} = 1.2V$ ,  $I_{OUT} = 3A$ , and  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)



# 3A、1MHz、1%精度、内置开关的 降压型调节器，带有电源就绪指示

典型工作特性(续)

(Typical values are at  $V_{IN} = V_{CC} = V_{CTL} = 5V$ ,  $V_{OUT} = 1.2V$ ,  $I_{OUT} = 3A$ , and  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)





# 3A、1MHz、1%精度、内置开关的 降压型调节器，带有电源就绪指示

引脚说明

MAX8505

引脚	名称	功能
1, 3, 14, 16	LX	电感连接。在这些引脚和调节器输出之间连接一个电感。所有的LX引脚必须在外部短接在一起。在LX到PGND之间连接一个3300pF陶瓷电容。
2, 4	IN	电源输入。输入范围在2.6V至5.5V之间。利用两个22μF陶瓷电容旁路至GND。所有IN引脚必须外部短接在一起。
5	BST	自举电压输入。高端驱动器电源引脚。通过0.1μF电容旁路至LX端，IN输入经外部肖特基二极管对其充电。
6	V <sub>CC</sub>	电源电压和低端驱动器的栅极驱动电源。连接10Ω电阻去耦，并通过0.1μF电容旁路至GND。
7	POK	电源就绪输出。窗口比较器的漏极开路输出，当FB引脚电压超出0.8V ±12%范围时，POK输出低电平。
8	CTL	输出控制。接至GND时，调节器关闭。接至V <sub>CC</sub> 时，调节器工作在1MHz。对于500kHz的应用，将该引脚电压设置为2/3V <sub>CC</sub> 。
9	COMP	调节器环路补偿。串联RC网络连接到GND。当处于输出关断、UVLO或热关断状态时，该引脚下拉到GND。
10	FB	反馈输入。该引脚调节点为0.8V。在输出端连接一个外部电阻分压器，以设置输出电压。
11	REF	此引脚外接一个电容，以设置软启动时间。当器件处于关断状态时，该引脚电压为0V。
12	GND	地。
13, 15	PGND	功率地。将此引脚单点连接到GND。

## 详细说明

MAX8505为高效率同步降压调节器，具有3A的输出电流能力。该器件工作于固定的500kHz或1MHz开关频率的PWM模式，由此减小外部元件的尺寸。MAX8505工作在2.6V至5.5V输入电压范围内，产生0.8V至0.85 x V<sub>IN</sub>的可调输出电压。

## 控制器单元功能

MAX8505降压型转换器采用电流型PWM控制方案。开环比较器将电压反馈误差信号与放大后的电流检测信号以及斜率补偿电压进行比较。在每个内部时钟的上升沿，内部高端MOSFET闭合，直至PWM比较器翻转。在闭合期间，流经电感的电流上升，向输出端送出电流，并在电感内存储能量。电流模式反馈系统将按照输出电压误差调节峰值电感电流。因为平均电感电流几乎和峰值电感电流相同，所以该电路表现为开关模式的跨导放大器。为保持内部环路稳定及消除电感阶梯效应，在主PWM比较器中加入一个斜率补偿电路。在后半周期，高端N沟道MOSFET关闭，低端N沟道MOSFET闭合。随着电感电流下降，电感释放存储的能量，继续向输出提供电流。电感电流超出负载电流时输出电容充电，电感电流低于负

载电流时输出电容放电，以平滑负载端电压。过载条件下，当电感电流超过电流极限(参阅电流限制部分)时，在时钟上升沿高端MOSFET不会闭合，低端MOSFET仍保持导通，以使电感电流下降。

## 电流检测

内部电流检测放大器产生电流信号，该信号与高端MOSFET导通电阻和电感电流(R<sub>DS(ON)</sub> x I<sub>LX</sub>)产生的电压成比例。电流检测放大信号和内部斜率补偿信号加在一起，接入比较器的反相输入端。当该求和信号超过来自电压误差放大器的反馈电压时，PWM比较器关断内部高端MOSFET。

## 电流限制

MAX8505提供高端和低端的电流限制。高端电流限制电路监测电感峰值电流，低端电流限制电路监测电感谷底电流。高端电流限制门限为6A(典型值)，低端电流限制门限为3.8A(典型值)。若输出电感电流在导通期间超出高端电流极限，则关断高端MOSFET，且闭合同步整流器。在低端MOSFET导通过程中，将连续监测电感电流。若电感电流在下一个时钟周期开始时仍超出低端电流极限，则高

## 3A、1MHz、1%精度、内置开关的降压型调节器，带有电源就绪指示

端MOSFET不会导通，且低端MOSFET继续对输出电感电流放电。一旦电感电流低于低端电流极限，高端MOSFET将在下一时钟周期导通。若电感电流在最小占空比期间仍低于高端电流极限，则在下一时钟周期重新开始正常工作。否则，这种电流限制工作方式将继续进行。

### $V_{CC}$ 去耦

由于高频开关噪声和较高的输出精度要求(1%)，应该在IN和 $V_{CC}$ 之间串入10 $\Omega$ 电阻去耦，并通过0.1 $\mu$ F电容旁路至GND。电容位置应该尽可能靠近 $V_{CC}$ 端。

### 自举(BST)

高端N沟道开关的栅极驱动电压由一个自举电容升压电路产生。自举电容连接在BST引脚和LX引脚之间。当低端N沟道MOSFET导通时，它强制LX接地并通过二极管D1为电容充电到 $V_{IN}$ 。当低端N沟道MOSFET关断，且高端N沟道MOSFET开启时，LX端抬升至 $V_{IN}$ 。D1阻止了电容向 $V_{IN}$ 放电，且自举电容上的电压上升至 $V_{IN}$ 以上。以此为高端驱动器提供必需的电压。D1应该采用肖特基二极管。

### 频率选择/使能控制(CTL)

MAX8505包括一个频率选择电路，允许其工作于500kHz或1MHz。工作频率由一个控制输入CTL来选择，CTL具有三个与输入电源电压成比例的输入门限范围。当CTL被驱动至GND时，充当一个使能控制引脚，用于关断输出。当CTL输入驱动到大于 $0.8 \times V_{CC}$ 时，MAX8505工作于1MHz。当CTL输入在 $0.55 \times V_{CC}$ 和 $0.7 \times V_{CC}$ 之间时，该器件工作于500kHz。当CTL输入小于 $0.45 \times V_{CC}$ 时，器件处于关断状态。

### 软启动

为了降低启动过程中的输入瞬态电流，该器件提供一个可编程的软启动功能。软启动时间由下式确定：

$$t_{SOFT\_START} = C_{REF} \times \frac{0.8V}{25\mu A}$$

建议REF端电容至少为0.01 $\mu$ F，以更好地抑制开关噪声的影响。

### 电源就绪(POK)

MAX8505还具有一个漏极开路POK输出，用于指示调节器输出在其标称输出的 $\pm 12\%$ 以内。若输出电压超出此范

围，则POK输出下拉到地。因为该比较器在两个门限值都无滞回，所以通过引入50 $\mu$ s的延迟时间，以防止POK输出状态频繁切换。POK应该通过一个电阻上拉至 $V_{IN}$ ，或其它低于5.5V的电源。

### UVLO

若 $V_{CC}$ 降到+2.25V以下，UVLO电路将禁止开关动作。一旦 $V_{CC}$ 上升到+2.35V以上，UVLO将解除，再次开始软启动过程。

### 热保护

热过载保护功能限制器件的总功耗。当结温超过 $T_J = +170^\circ\text{C}$ 时，温度传感器强制器件进入关断状态，以降低管芯温度。温度传感器在结温下降 $20^\circ\text{C}$ 后，将再次启动器件，以便在连续过载条件下间歇输出。热关断过程结束后，将启动软启动过程。

## 设计步骤

### 占空比

下列方程表示在考虑电感和内部开关的串联损耗条件下，如何计算最终的占空比：

$$D = \frac{V_{OUT} + I_{OUT}(R_{NLS} + R_L)}{V_{IN} + I_{OUT}(R_{NLS} - R_{NHS})} = \frac{V_{OUT} + I_{OUT}(R_{NLS} + R_L)}{V_{IN}}$$

如果 $R_{NLS} = R_{NHS}$

其中， $V_{OUT}$  = 输出电压； $V_{IN}$  = 输入电压； $I_{OUT}$  = 输出电流(最大值3A)； $R_L$  = 电感的ESR； $R_{NHS}$  = 高端开关的导通电阻，以及 $R_{NLS}$  = 低端开关的导通电阻。

### 选择输出电压

MAX8505工作在500kHz时，其输出电压从0.8V至85%的输入电压范围内可调；工作在1MHz时，从0.8V至80%的输入电压范围内可调。输出调节是通过在输出和FB(参阅典型应用电路)之间连接一个电阻分压器(R2和R3)实现的。为得到最佳结果，选择R3低于50k $\Omega$ ，并利用下列方程计算R2：

$$R2 = R3 \times \left( \frac{V_{OUT}}{V_{FB}} - 1 \right)$$

其中： $V_{FB} = 0.8V$ 。

## 3A、1MHz、1%精度、内置开关的降压型调节器，带有电源就绪指示

### 电感设计

在选择电感时，其关键参数是电感值(L)和峰值电流( $I_{PEAK}$ )。下列方程包含一个常数，表示为LIR，即峰值电感交流电流(纹波电流)与最大直流负载电流的比率。较大的LIR值允许采用较小的电感值，但会导致更高的损耗和纹波。折衷考虑尺寸和损耗，合理的选择是大约20%至30%的纹波电流和负载电流比率(LIR = 0.20至0.30)：

$$L = \frac{V_{OUT} \times (1-D)}{I_{OUT} \times LIR \times f_S}$$

其中， $f_S$ 为开关频率，且

$$LIR = 2 \times \frac{(I_{PEAK} - I_{OUT})}{I_{OUT}}$$

选择一个饱和电流至少和峰值电感电流一样大的电感。另外，确定峰值电感电流不超过电流极限。确定电感在选择的工作频率处具有较低的损耗。

### 输出电容设计和输出纹波

选择输出电容时的关键参数为电容值、ESR、ESL和额定电压等要求。这些参数影响整个稳定性、输出纹波电压和DC-DC转换器的瞬态响应。输出纹波是由于存储在输出电容中的电荷变化、电容ESR上的压降、以及ESL上的压降等产生的。由输出电容值、ESR和ESL计算输出电压纹波如下：

$$V_{RIPPLE} = \sqrt{V_{RIPPLE(C)}^2 + V_{RIPPLE(ESR)}^2 + V_{RIPPLE(ESL)}^2}$$

这里，由输出电容值、ESR和ESL引起的输出纹波分别为：

$$V_{RIPPLE(C)} = \frac{I_{P-P}}{8 \times C_{OUT} \times f_S}$$

$$V_{RIPPLE(ESR)} = I_{P-P} \times ESR$$

$$V_{RIPPLE(ESL)} = \frac{I_{P-P}}{t_{ON}} \times ESL \text{ 或 } \frac{I_{P-P}}{t_{OFF}} \times ESL$$

或其中最大的一项。

ESR为影响输出电压纹波的主要因素。

$I_{P-P}$ 为峰峰值电感电流，见下式：

$$I_{P-P} = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})}{f_S \times L} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

利用这些方程来选择初始电容值，但最终值要通过对样板的测试或利用评估板来决定。原则上，更小的纹波电流产生更少的输出电压纹波。由于电感值是决定电感纹波电流的参数之一，所以采用较大的电感值将降低输出电压纹波。由于陶瓷电容在转换器的开关频率下具有较低的ESR和ESL，建议采用这类电容。陶瓷电容的低ESL所引起的纹波电压可以忽略不计。负载瞬态响应依赖于所选择的输出电容。在负载突变期间，输出瞬间变化量为 $ESR \times I_{LOAD}$ 。在控制器作出反应之前，输出偏差将进一步扩大，依赖于电感和输出电容值。短时间之后(参阅典型工作特性中的Transient Response)，控制器作出响应，将输出电压调回至标称电压值。控制器响应时间依赖于闭环带宽、电感值和跨导放大器的压摆率。更高的带宽带来更快的响应时间，避免输出电压过大地偏离稳压值。

## 3A、1MHz、1%精度、内置开关的 降压型调节器，带有电源就绪指示

### 输入电容设计

输入电容降低来自输入电源上的电流峰值，减少了IC中的开关噪音。在开关频率下的输入电容阻抗应小于输入电源的阻抗，因此高频开关电流不通过输入源，而是通过输入电容旁路。高阻抗电源需要更大的输入电容。输入电容必须承受开关电流所引起的纹波电流要求。RMS输入纹波电流由下式决定：

$$I_{\text{RIPPLE}} = I_{\text{LOAD}} \times \sqrt{\frac{V_{\text{OUT}} \times (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})}{V_{\text{IN}}^2}}$$

这里， $I_{\text{RIPPLE}}$ 为输入RMS纹波电流。

采用足够的输入旁路电容，以保证在任何条件下输入电压不超出MAX8505的极限电压。在输入电源端没有靠近MAX8505时，可能需要外加一个较大的旁路输入电容。

### 补偿设计

大多数电压模式控制器的电感和输出电容所形成的双极点会产生较大的相移，它要求一个精细的补偿网络，以稳定控制环路。MAX8505控制器采用电流模式控制方案，通过控制流过电感的电流来调节输出电压，消除了由电感和输出电容产生的双极点，极大地简化了补偿网络。采用单个补偿电阻(R1)和补偿电容(C8)的简单类型1补偿，就可以产生一个稳定和高带宽的环路(参阅典型应用电路)。

一个内部跨导误差放大器用于补偿控制回路。在COMP(误差放大器的输出)和GND之间连接一个串联电阻和电容，就可以形成一个零极点对。外部电感、内部电流检测电路、输出电容和外部补偿电路决定环路的稳定性。电感和输出电容的选择基于工作特性、尺寸和成本的考虑。此外，选择补偿电阻和电容，以优化控制环路的稳定性。典型应用电路中所示的参数值能够在较宽的输入到输出电压范围内保持稳定的工作状态。

为了增加稳定性或提高瞬态响应，可以调整补偿网络。简化的环路增益可由下列等式表示：

$$A_{\text{VOL}} = \frac{V_{\text{FB}}}{V_{\text{OUT}}} \times g_{\text{mERR}} \times R_{\text{OERR}} \times \left( \frac{s \times C_{\text{COMP}} \times R_{\text{COMP}} + 1}{(s \times C_{\text{COMP}} \times R_{\text{OERR}} + 1) \times (s \times C_{\text{PARA}} \times R_{\text{COMP}} + 1)} \right) \times \frac{R_{\text{L}}}{R_{\text{T}}} \times \left( \frac{s \times C_{\text{OUT}} \times R_{\text{ESR}} + 1}{s \times C_{\text{OUT}} \times R_{\text{L}} + 1} \right)$$

其中，

$g_{\text{mERR}}$  (COMP的跨导值) = 100 $\mu\text{mho}$

$R_{\text{OERR}}$  (跨导放大器的输出阻抗) = 20M $\Omega$

$C_{\text{COMP}}$  (COMP端补偿电容)

$R_{\text{T}}$  (电流检测互阻) = 0.086 $\Omega$

$C_{\text{PARA}}$  (COMP端寄生电容) = 10pF

$R_{\text{L}}$  (负载阻抗)

$C_{\text{OUT}}$  (输出电容)

$R_{\text{ESR}}$  ( $C_{\text{OUT}}$ 的串联阻抗)

$s = j2\pi f$

在设计补偿电路时，选择合适的转换器带宽( $f_{\text{C}}$ )，以保持系统稳定，同时达到尽可能快的瞬态响应。此带宽应该低于1/10的开关频率。合理的起始参考值为100kHz，基于此带宽，采用下列等式计算 $R_{\text{COMP}}$ ：

$$R_{\text{COMP}} = \frac{I_{\text{OUT}} \times R_{\text{T}} \times (R_3 + R_2) \times 2\pi \times f_{\text{C}} \times C_{\text{OUT}}}{V_{\text{OUT}} \times g_{\text{mERR}} \times R_3}$$

其中 $R_2$ 和 $R_3$ 为反馈阻抗。

为消除 $R_{\text{L}}$ 和 $C_{\text{OUT}}$ 产生的极点，利用下式来计算 $C_{\text{COMP}}$ ：

$$C_{\text{COMP}} = R_{\text{L}} \times \frac{C_{\text{OUT}}}{R_{\text{COMP}}}$$

## 3A、1MHz、1%精度、内置开关的 降压型调节器，带有电源就绪指示

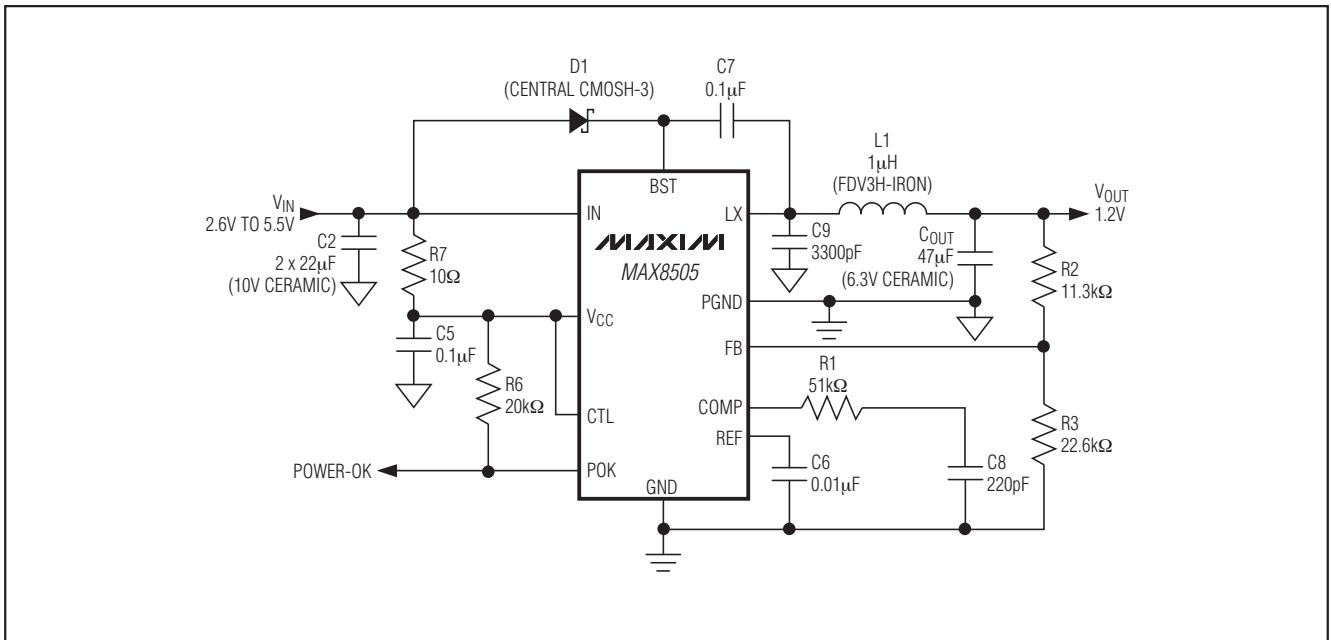
### 应用信息

#### PCB布局考虑因素

精细的PCB布局对获得低噪和稳定的工作状态是非常重要的。开关功率级更需要特别的注意。为达到极佳的PCB布局，请遵循下列指导：

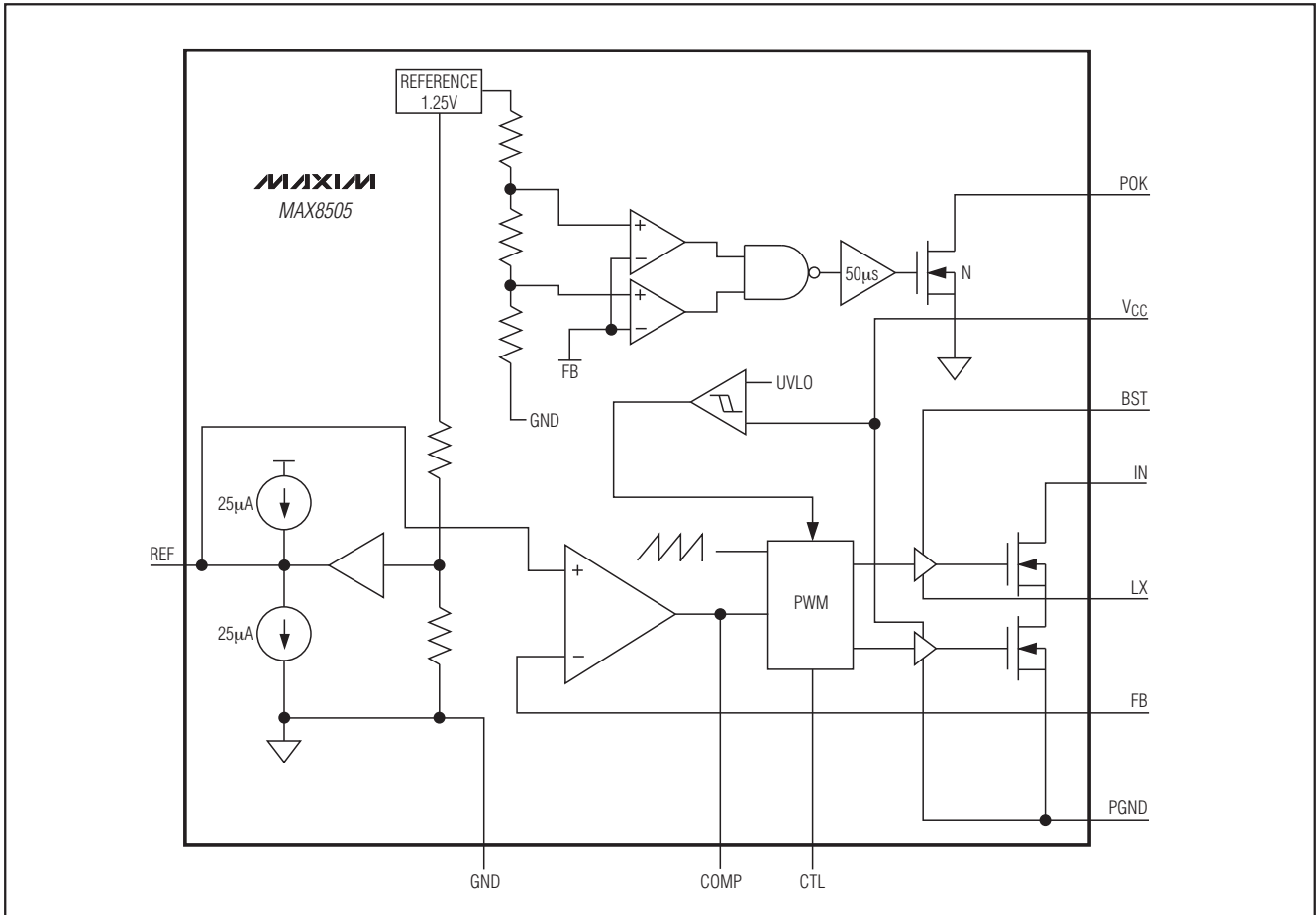
- 1) 去耦电容应该尽可能地靠近IC。分设独立的功率地(连接到PGND)和信号地(连接到GND)。
- 2) 将输入和输出电容连接到功率地；将所有其它电容连接到信号地。
- 3) 尽可能地保持短且宽的大电流路径。缩短开关电流通径，并尽可能地缩小由高端MOSFET、低端MOSFET和输入电容形成的回路。避免在开关路径中采用过孔连接。
- 4) 如果可能，将IN、LX和PGND分别连接到一个较大的敷铜面，以帮助IC散热，进一步提高效率和长期可靠性。
- 5) 确保所有的反馈连接短而直接，反馈电阻应该尽可能靠近IC。
- 6) 高频开关节点的走线应该远离敏感的模拟区域(FB、COMP)。

### 典型应用电路



# 3A、1MHz、1%精度、内置开关的 降压型调节器，带有电源就绪指示

功能框图



## 芯片信息

PROCESS: BiCMOS

## 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](http://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 QSOP	E16+5	<a href="#">21-0055</a>	<a href="#">90-0167</a>

# 3A、1MHz、1%精度、内置开关的 降压型调节器，带有电源就绪指示

修订历史

修订号	修订日期	说明	修改页
0	10/03	最初版本。	—
1	9/10	在订购信息中增加了无铅封装标识，修正了补偿设计部分中的公式。	1, 12

MAX8505

## 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。

**Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600** \_\_\_\_\_ 15