



低成本、宽输入范围、带折返式限流的降压控制器

MAX8545/MAX8546/MAX8548

概述

MAX8545/MAX8546/MAX8548是电压模式、脉冲宽度调制(PWM)、降压型DC-DC控制器，特别适合各种对成本敏感的应用。它们可驱动低成本的n沟道MOSFET作为高侧开关和同步整流器，且无需外部检流电阻。这些器件可提供最低0.8V的输出电压。

MAX8545/MAX8546/MAX8548具有2.7V至28V的宽输入范围，且无需额外的偏置电压。输出电压能够被精密调节到0.8V至 $0.83 \times V_{IN}$ 之间。这些器件的效率可高达95%。通过监视低侧MOSFET的 $R_{DS(ON)}$ 实现了无损短路和限流保护。MAX8545和MAX8548的电流限制门限为320mV，MAX8546的电流限制门限为165mV。所有器件都采用折返式限流保护，以便降低短路情况下的功率损耗。将COMP/EN引脚用一个集电极开路或低电容的开漏器件拉低可关断这些器件。

MAX8545/MAX8546工作在300kHz，MAX8548工作在100kHz。MAX8545/MAX8546/MAX8548可与低成本的铝电解电容配合使用。输入欠压锁定功能可阻止器件在电源跌落的情况下工作，以防外部MOSFET过热。内部软启动电路可降低浪涌电流。这些器件均采用节省空间的10引脚 μ MAX®封装。

应用

机顶盒	笔记本坞站电源
图像卡和视频电源	电缆调制解调器和路由器
台式机和台式笔记本	网络电源
PCI Express电源	电信电源

订购信息

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	PKG CODE
MAX8545EUB	-40°C to +85°C	10 μ MAX	U10-2
MAX8545EUB+	-40°C to +85°C	10 μ MAX	U10-2
MAX8546EUB	-40°C to +85°C	10 μ MAX	U10-2
MAX8546EUB+	-40°C to +85°C	10 μ MAX	U10-2
MAX8548EUB	-40°C to +85°C	10 μ MAX	U10-2
MAX8548EUB+	-40°C to +85°C	10 μ MAX	U10-2

+表示无铅封装。

μ MAX是Maxim Integrated Products, Inc.的注册商标。

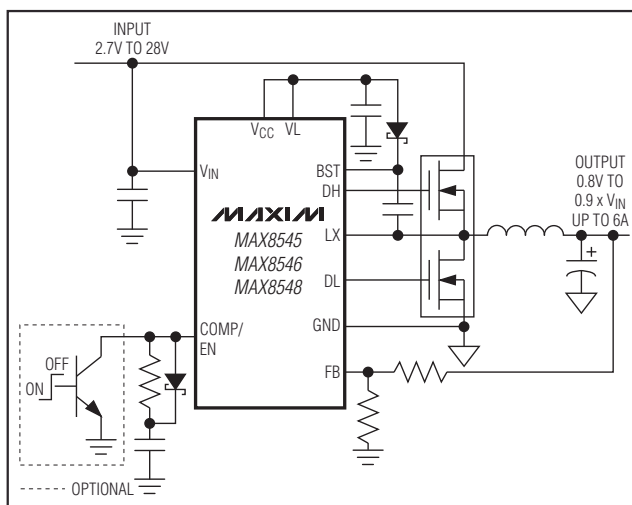
特性

- ◆ 2.7V至28V输入范围
- ◆ 折返式短路保护
- ◆ 无需额外的偏置电源
- ◆ 0.8V至 $0.83 \times V_{IN}$ 输出
- ◆ 效率高达95%
- ◆ 低成本外部元件
- ◆ 无需检流电阻
- ◆ 全n沟道MOSFET设计
- ◆ 自适应栅极驱动器消除了直通问题
- ◆ 无损过流和短路保护
- ◆ 300kHz开关频率(MAX8545/MAX8546)
- ◆ 100kHz开关频率(MAX8548)
- ◆ 引脚兼容于MAX1967
- ◆ 热关断

选型指南

PART	SWITCHING FREQUENCY (kHz)	CURRENT-LIMIT THRESHOLD (mV)
MAX8545	300	-320
MAX8546	300	-165
MAX8548	100	-320

典型工作电路



引脚配置在数据资料的最后给出。



低成本、宽输入范围、 带折返式限流的降压控制器

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(All voltages referenced to GND unless otherwise noted.)

V_{IN} to GND	-0.3V to +30V
V_{CC} to GND	-0.3V, lower of 6V or ($V_L + 0.3V$)
FB to GND	-0.3V to +6V
BST to GND	-0.3V to +36V
VL, DL, COMP to GND	-0.3V to ($V_{CC} + 0.3V$)
BST to LX	-0.3V to +6V
DH to LX	-0.3V to ($V_{BST} + 0.3V$)
VL Short to GND	5s

LX to GND	-1V to 30V
Input Current (any pin)	$\pm 50mA$
Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ C$)	
10-Pin μ MAX (derate 5.6mW/ $^\circ C$ above $+70^\circ C$)	444mW
Operating Temperature Range	$-40^\circ C$ to $+85^\circ C$
Junction Temperature	$+150^\circ C$
Storage Temperature Range	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$
Lead Temperature (soldering, 10s)	$+300^\circ C$

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

($V_{IN} = V_L = V_{CC} = 5V$, $T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{IN} Operating Range	V_{IN}	$V_{CC} = V_L$, V_{IN} separate from V_{CC}	4.9		28.0	V
		$V_{IN} = V_L = V_{CC}$	2.7		5.5	
V_{IN} Undervoltage Lockout (UVLO) Trip Level		Rising and falling edge, hysteresis = 2%	2.35	2.50	2.66	V
V_{IN} Operating Supply Current		$V_{FB} = 0.88V$ (no switching)		0.7	1.2	mA
VL Output Voltage		$5.5V < V_{IN} < 28V$, $V_{CC} = V_L$, $1mA < I_{LOAD} < 25mA$	4.7	5	5.3	V
Thermal Shutdown		Rising temperature, typical hysteresis = $10^\circ C$ (Note 1)		+160		$^\circ C$
OSCILLATOR						
Frequency	f_{OSC}	MAX8545, MAX8546	250	300	360	kHz
		MAX8548	80	100	120	
Minimum Duty Cycle	DC_{MIN}	DH output, MAX8545, MAX8546			5	%
		MAX8548			10	
Maximum Duty Cycle	DC_{MAX}	DH output, MAX8545, MAX8546	83	86		%
		MAX8548	90	95		
SOFT-START						
Digital Ramp Period		MAX8545, MAX8546		6.6		ms
		MAX8548		10.2		
Soft-Start Levels		MAX8545, MAX8546		$V_{OUT} / 64$		V
		MAX8548		$V_{OUT} / 32$		

低成本、宽输入范围、 带折返式限流的降压控制器

MAX8545/MAX8546/MAX8548

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = V_L = V_{CC} = 5V$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.)

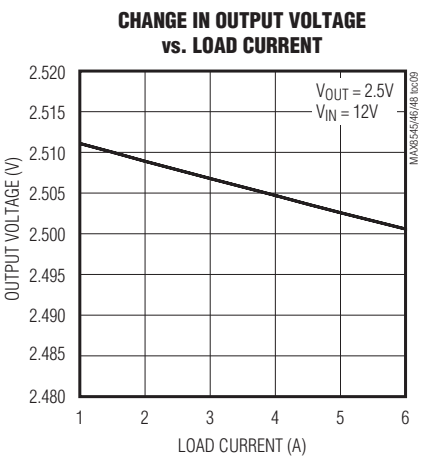
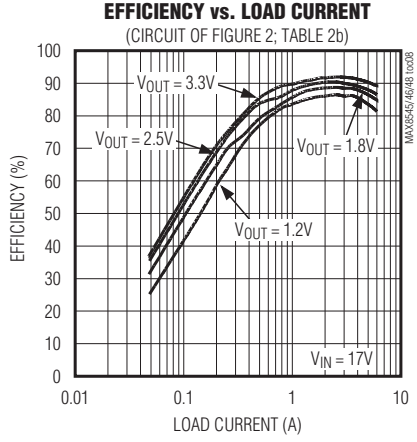
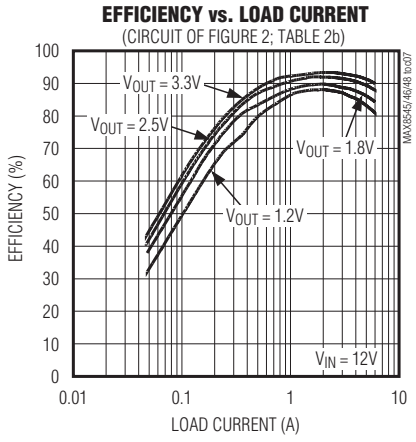
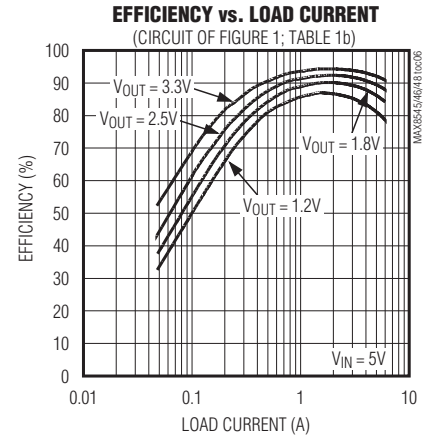
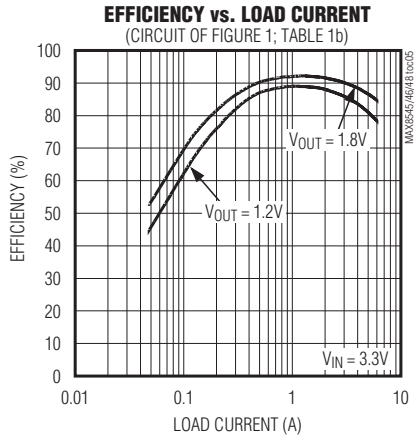
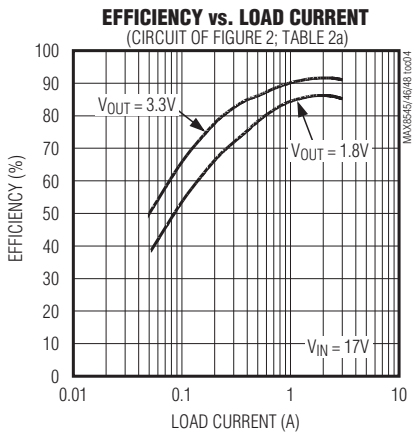
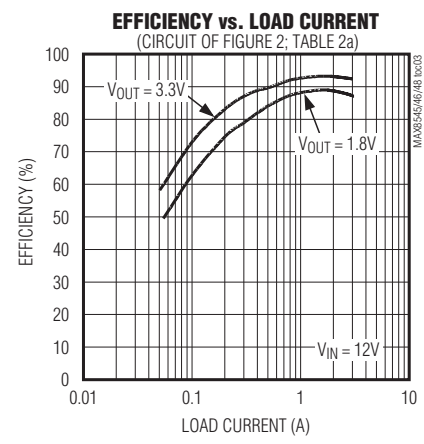
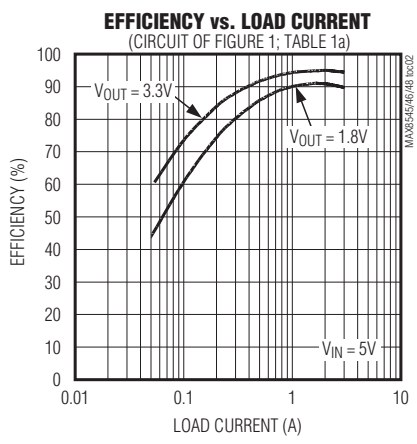
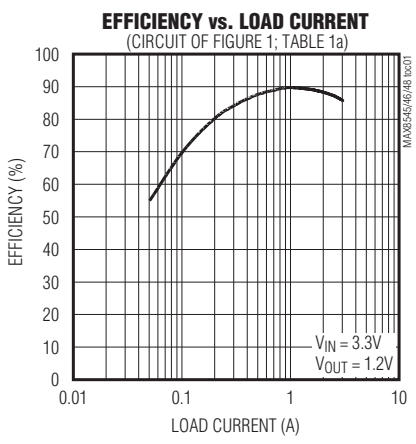
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ERROR AMPLIFIER						
FB Regulation Voltage		$2.7V < V_{CC} < 5.5V$, $0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	0.787	0.800	0.815	V
		$2.7V < V_{CC} < 5.5V$, $-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	0.782	0.800	0.815	
FB to COMP/EN Gain				4000		V/V
FB to COMP/EN Transconductance		$-5\mu A < I_{COMP/EN} < +5\mu A$	70	108	160	μS
FB Input Bias Current		$V_{FB} = 0.88V$		1	2	μA
COMP/EN Source Current		$V_{COMP/EN} = 0V$	15	46	100	μA
Current-Limit Threshold Voltage (Across Low-Side MOSFET)		LX to GND, MAX8545, MAX8548, $V_{FB} = 0.8V$	-355	-320	-280	mV
		LX to GND MAX8546, $V_{FB} = 0.8V$	-185	-165	-140	
Foldback Current-Limit Threshold Voltage (Across Low-Side MOSFET) When Output is Short		LX to GND, $V_{FB} = 0V$, MAX8545, MAX8548	-105	-75	-45	mV
		MAX8546, LX to GND, $V_{FB} = 0$	-53	-38	-22	
MOSFET DRIVERS						
Break-Before-Make Time		Rising edge, DH going low to DL going high		96		ns
		Falling edge, DL going low to DH going high		28		
DH On-Resistance in Low State				1.6	4	Ω
DH On-Resistance in High State				2.5	5.5	Ω
DL On-Resistance in Low State				1.1	2.5	Ω
DL On-Resistance in High State				2.5	5.5	Ω
BST Leakage Current		$V_{BST} = 33V$, $V_{LX} = 28V$, $V_{FB} = 0.88V$		0	50	μA
LX Leakage Current		$V_{BST} = 33V$, $V_{LX} = 28V$, $V_{FB} = 0.88V$		33	100	μA

Note 1: Thermal shutdown disables the buck regulator when the die reaches this temperature. Soft-start is reset but the VL regulator remains on.

低成本、宽输入范围、带折返式限流的降压控制器

典型工作特性

($V_{IN} = V_L = V_{CC} = 5V$, typical values are at $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

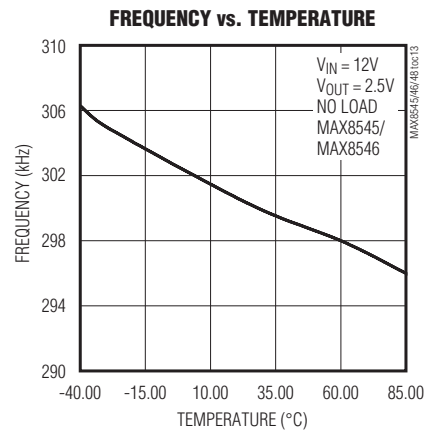
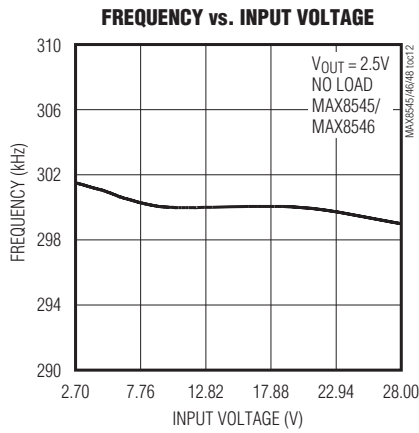
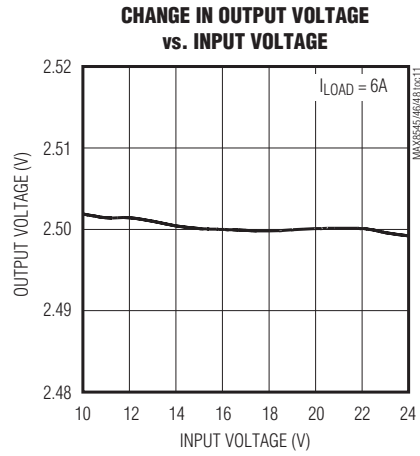
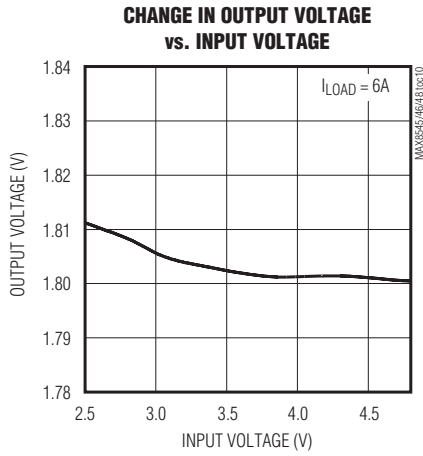


低成本、宽输入范围、带折返式限流的降压控制器

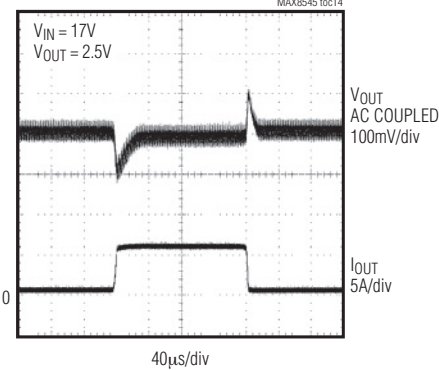
典型工作特性(续)

($V_{IN} = V_L = V_{CC} = 5V$, typical values are at $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

MAX8545/MAX8546/MAX8548



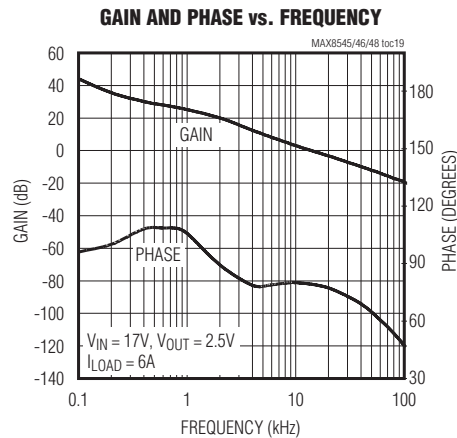
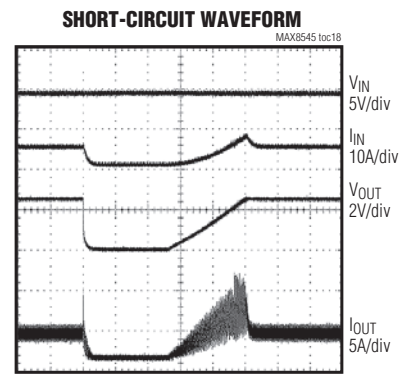
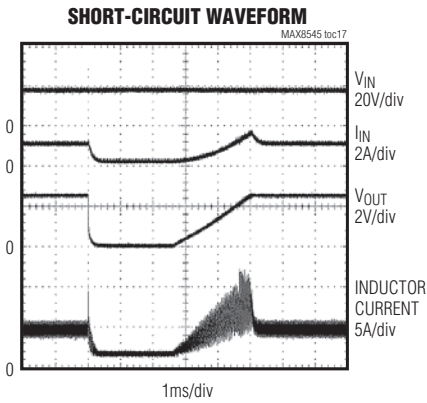
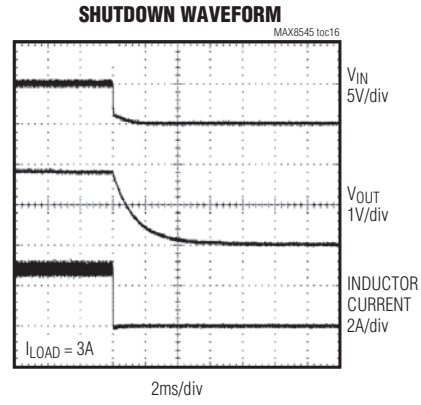
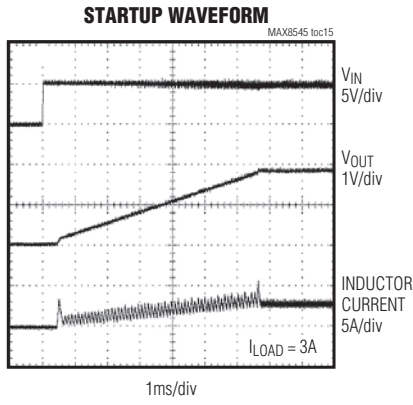
LOAD TRANSIENT RESPONSE



低成本、宽输入范围、带折返式限流的降压控制器

典型工作特性(续)

($V_{IN} = V_L = V_{CC} = 5V$, typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.)

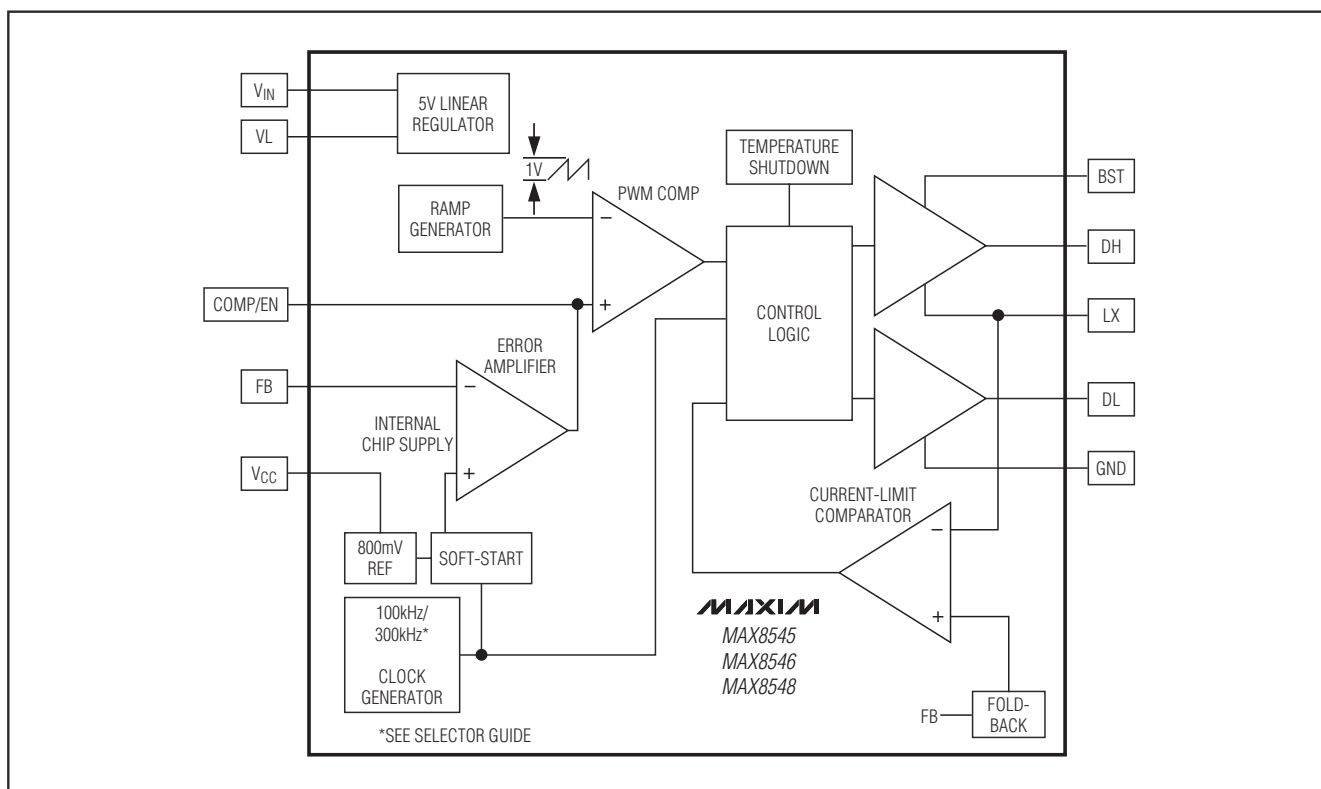


低成本、宽输入范围、带折返式限流的降压控制器

引脚说明

引脚	名称	功能
1	COMP/EN	补偿输入。通过一个集电极开路或漏极开路器件拉低COMP/EN可使输出关断。
2	FB	反馈输入。连接电阻分压网络设置 V_{OUT} 。FB门限为0.8V。
3	VCC	芯片内部电源。通过一个10 Ω 电阻连接VCC到VL。用至少0.1 μ F的陶瓷电容旁路VCC到GND。
4	VIN	$V_{IN} > 5.5V$ 时作为LDO稳压器电源， $V_{IN} < 5.5V$ 时作为芯片电源。用至少1 μ F的陶瓷电容旁路VIN到GND。
5	VL	内部5V LDO的输出。 $V_{IN} < 5.5V$ 时将VL连接至VIN。用至少1 μ F的陶瓷电容旁路VL到GND。
6	DL	外部低侧MOSFET栅极驱动输出。DL在VL和GND间摆动。
7	GND	地和电流检测负端输入。
8	LX	电感开关节点。LX同时用于限流和DH驱动器的电源返回通路。
9	DH	外部高侧MOSFET栅极驱动输出。DH在BST和LX间摆动。
10	BST	DH驱动器的电源正端。在BST和LX之间连接一个0.1 μ F的陶瓷电容。

功能框图



低成本、宽输入范围、带折返式限流的降压控制器

详细说明

MAX8545/MAX8546/MAX8548是BiCMOS开关电源控制器，专为对成本敏感的应用设计，可用于实现简单的buck拓扑调节器。开关电源主电路由两个n沟道MOSFET、一个电感和输入/输出滤波电容组成。这种全n沟道同步整流设计以极低的成本实现了高效率。这些器件内部包含了一个5V线性稳压器，将输入电压降低后为IC和栅极驱动器供电。低侧开关栅极驱动器直接由5V稳压器(VL)供电，高侧开关栅极驱动器通过外部二极管-电容构成的升压电路间接从VL获得供电。

限流和短路保护

MAX8545/MAX8546/MAX8548采用的是谷值电流检测算法，利用低侧n沟道MOSFET的 $R_{DS(ON)}$ 进行电流检测。这样就省掉了一个通常串接于输出回路的外部检测电阻。低侧MOSFET的 $R_{DS(ON)}$ 上测得的电压和-320mV (MAX8545/MAX8548)或-165mV (MAX8546)固定基准进行比较。电流限由下式给出：

$$I_{LIMIT} = \frac{320mV}{R_{DS(ON)}} \text{ (MAX8545/MAX8548)}$$

$$I_{LIMIT} = \frac{165mV}{R_{DS(ON)}} \text{ (MAX8546)}$$

除了限流功能，这些器件还具有折返式短路保护功能。当输出电压跌至0V时会将电流限降低80%。

MOSFET栅极驱动器

DH和DL驱动器被优化用于驱动低栅极电荷的n沟道MOSFET。一个自适应的死区时间电路监视DL输出，并阻止高侧MOSFET导通，直到低侧MOSFET被完全关闭。在DL驱动器和MOSFET栅极之间必须有一条低电阻、低电感的连线以保证自适应死区时间电路正常工作。否则，MAX8545/MAX8546/MAX8548内的检测电路会在MOSFET栅极上仍然有电荷的情况下误认为栅极已经关断。在MOSFET和MAX8545/MAX8546/MAX8548之间应尽量使用短且宽的连线，如果两者之间距离在1英寸以上，请确保连线的宽度不低于50mil至100mil。同样类型自适

应死区时间电路也被用来监视DH关断沿。高侧MOSFET的栅极连接同样应遵循以上建议。

用于拉低DL的内部下拉晶体管驱动能力很强，导通电阻仅有 1.1Ω (典型值)。这有助于在LX节点电压快速上升时，防止低侧的同步整流MOSFET因漏极到栅极的容性耦合而拉高DL。

软启动

MAX8545/MAX8546/MAX8548具有一个内部设置的软启动功能，可以限制浪涌电流。它是通过控制跨导误差放大器内部参考输入端的电压上升斜率(从0到0.8V基准电压)实现这一功能的。对于MAX8548，上升时间为1024个振荡周期，MAX8545/MAX8546为2048个振荡周期。在额定的100kHz和300kHz开关频率下，软启动时间分别近似为10.2ms和6.8ms。

高侧栅极驱动电源(BST)

飞电容升压电路为高侧n沟道MOSFET提供栅极驱动电压。飞电容连接在BST和LX节点之间。

启动时，同步整流器(低侧MOSFET)驱动LX至地电位，升压电容被充电至VL。在后半周期，MAX8545/MAX8546/MAX8548闭合BST和DH之间的一个内部开关，使高侧MOSFET导通。这提供了必要的栅-源电压，使高侧MOSFET的栅极电压高于其源极的输入电压。

内部5V线性稳压器

MAX8545/MAX8546/MAX8548的所有功能单元均由一个片上的低压差5V稳压器(VL)驱动。这些器件的最大输入电压(V_{IN})为28V。 V_{CC} 通过一个 10Ω 电阻连接到VL，并用一个 $0.1\mu F$ 陶瓷电容旁路 V_{CC} 至GND。 V_{IN} 至VL电压降典型为140mV，所以当 V_{IN} 低于5.5V时，VL一般为 $V_{IN} - 140mV$ 。

内部线性稳压器可提供最小25mA、最大约40mA的电流，为IC的低侧和高侧MOSFET驱动器供电。

占空比对于低 V_{OUT}/V_{IN} 的限制

MAX8545/MAX8546/MAX8548的输出电压最低可调节至0.8V。但是，最小占空比可能会限制高输入电压时能产

低成本、宽输入范围、带折返式限流的降压控制器

生的最低输出电压。在高电压输入情况下，所需的占空比近似为：

$$\frac{V_{OUT} + (R_{DS(ON)} \times I_{LOAD})}{V_{IN}}$$

其中， $R_{DS(ON)} \times I_{LOAD}$ 为同步整流器两端的压降。因此，可产生指定输出电压的最大输入电压($V_{IN(DFMAX)}$)为：

$$V_{IN(DFMAX)} \leq \frac{1}{DC_{MIN}} \left(V_{OUT} + (R_{DS(ON)} \times I_{LOAD}) \right)$$

一旦电路不能实现输入和输出电压所确定的占空比，输出电压仍可维持稳定。但是可能会出现断续的或连续半频的工作状态，这是由于控制器试图以跳过脉冲的方式来降低平均占空比。这会增大输出电压纹波和电感电流纹波，使噪声增大和效率降低。并且，电路的稳定性无法得到保障。

应用信息

设计步骤

- 1) 输入电压范围。** 最大值($V_{IN(MAX)}$)必须适应最坏情况下的高输入电压要求。最小值($V_{IN(MIN)}$)必须考虑到由于接头、保险丝和开关等的压降。一般来讲，较低输入电压下具有更高的效率。
- 2) 最大负载电流。** 有两个电流值需要考虑。峰值负载电流($I_{LOAD(MAX)}$)决定元件的瞬时应力和滤波要求，是决定输出电容要求的关键因素。 $I_{LOAD(MAX)}$ 还决定了对于电感的饱和指标要求。连续负载电流(I_{LOAD})决定热应力、输入电容和MOSFET，以及其他一些散热元件(例如电感)的RMS指标。
- 3) 电感值。** 电感值的选择需要权衡尺寸、瞬态响应和效率等因素。较高的电感值产生较低的电感纹波电流、较低的峰值电流、较低的开关损失，因而可获得较高的效率，代价是较慢的瞬态响应和较大的尺寸。低电感值会带来较大的纹波电流、较小的尺寸和较低的效率，但可提供较快的瞬态响应。

设定输出电压

通过将FB连接到位于输出和GND之间的电阻分压器(见图1和2)，可以在0.8V至(0.83 x V_{IN})间设置输出电压。可在1k Ω 至10k Ω 间选择电阻R4，R3可由下式计算：

$$R_3 = R_4 \left[\frac{V_{OUT}}{V_{FB}} - 1 \right]$$

其中 $V_{FB} = +0.8V$ 。

电感选择

可通过下式确定一个合适的电感值：

$$L = V_{OUT} \times \frac{(V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \times f_{OSC} \times LIR \times I_{LOAD(MAX)}}$$

其中LIR为电感纹波电流与最大连续负载电流之比。在20%至40%之间选择LIR可在效率与经济性之间取得比较好的折衷。选择一个磁芯损耗低、直流电阻尽可能小的电感。铁氧体芯电感对于性能而言通常是最佳选择，不过，对于效率要求不是太高的低成本应用来讲，MAX8548的低开关频率也可以采用铁粉芯电感，无论何种材料，磁芯都应有足够的尺寸，以便在峰值电感电流(I_{PEAK})的作用下不发生饱和：

$$I_{PEAK} = I_{LOAD(MAX)} + \left(\frac{LIR}{2} \right) \times I_{LOAD(MAX)}$$

设置电流限

MAX8545/MAX8546/MAX8548通过监视外部低侧MOSFET两端的电压实现谷值电流限制。MAX8545/MAX8548的最低电流限对应的门限电压为-280mV，MAX8546为-140mV。要达到指定峰值电感电流所需的MOSFET导通电阻为：

$$R_{DS(ON)MAX} \leq \frac{0.28V}{I_{VALLEY}} \quad (\text{MAX8545/MAX8548})$$

$$R_{DS(ON)MAX} \leq \frac{0.14V}{I_{VALLEY}} \quad (\text{MAX8546})$$

其中 $I_{VALLEY} = I_{LOAD(MAX)} \times (1 - LIR / 2)$ ， $R_{DS(ON)MAX}$ 为低侧MOSFET工作在最高结温时的最大导通电阻。

低成本、宽输入范围、 带折返式限流的降压控制器

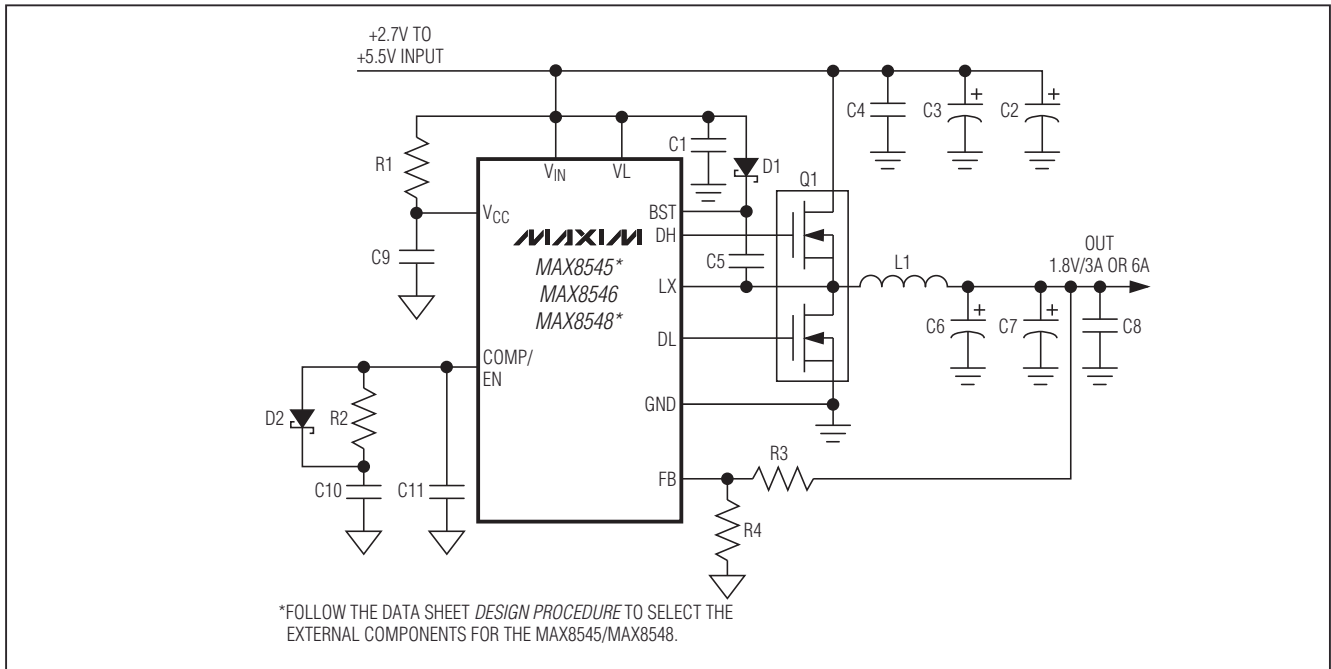


图1. 典型应用电路(2.7V至5V)输入(见表1a、1b)

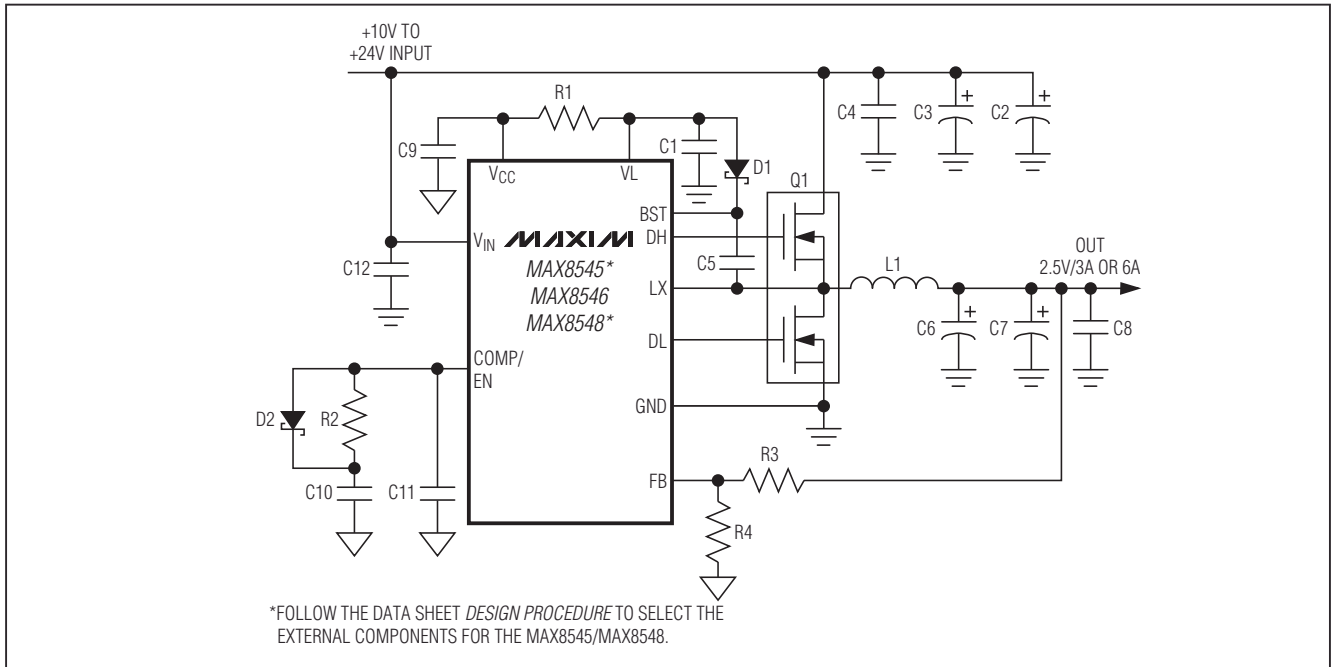


图2. 典型应用电路(10V至24V)输入(见表2a、2b)

低成本、宽输入范围、带折返式限流的降压控制器

在MOSFET的导通电阻上检测电流的局限之一就是电流门限不够精确，因为MOSFET的 $R_{DS(ON)}$ 指标不够精确。这种类型的电流限制提供比较粗糙的故障防护。这种方法比较适用于输入源已经过限流或已被保护的情况。

功率MOSFET选择

MAX8545/MAX8546/MAX8548驱动两个外部的逻辑电平、n沟道MOSFET作为电路的开关元件。关键的选择参数为：

- 1) 导通电阻($R_{DS(ON)}$)：越低越好。
- 2) 最大漏-源电压(V_{DSS})至少比高侧MOSFET漏极上的输入电源电压高10%。
- 3) 栅极电荷(Q_G 、 Q_{GD} 、 Q_{GS})：越低越好。

当输入电压大于5V时，选择的MOSFET应当具有在 $V_{GS} = 4.5V$ 下的额定 $R_{DS(ON)}$ 指标，当输入电压低于5.5V时，应当具有 $V_{GS} = 2.5V$ 下的指标。为了取得比较好的效率和成本折衷，可以选择一个在额定输入电压和最大输出电流下具有相近传导损耗和开关损耗的高侧MOSFET (N1)。至于N2，应确保它不会因为N1导通引起的 dV/dt 而错误地导通，因为产生的穿透电流会降低效率。具有较低 Q_{GD}/Q_{GS} 比的MOSFET对于 dV/dt 有更高的抵抗力。

MOSFET功率损耗

对于合理的热管理设计，功率损耗必须在预期的最高工作结温、最大输出电流和最坏情况下的输入电压(对于低侧MOSFET (N2)，最坏情况为 $V_{IN(MAX)}$)，对于高侧MOSFET (N1)，最坏情况为 $V_{IN(MIN)}$ 或 $V_{IN(MAX)}$)等条件下计算。因电路的工作方式不同，N1和N2具有不同的损耗成分。N2工作于零电压开关，因此它的主要损耗为：沟道传导损耗(P_{N2CC})，体二极管传导损耗(P_{N2DC})，以及栅极驱动损耗(P_{N2DR})：

$$P_{N2CC} = \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times I_{LOAD}^2 \times R_{DS(ON)}$$

采用 $T_{J(MAX)}$ 下的 $R_{DS(ON)}$ ：

$$P_{N2DC} = 2 \times I_{LOAD} \times V_F \times t_{dt} \times f_s$$

其中 V_F 为体二极管正向压降， t_{dt} 为N1和N2切换瞬间的死区时间(约30ns)， f_s 为开关频率。

由于工作在零电压开关状态，N2栅极驱动损耗来自于对输入电容 C_{ISS} 的充放电。该损耗分布于DL栅极驱动器的上拉和下拉电阻以及栅极内部电阻上。 R_{DL} 典型为 1.8Ω ，MOSFET的栅极内部电阻(R_{GATE})典型为 2Ω 。N2中的驱动功耗由下式给出：

$$P_{N2DR} = C_{ISS} \times (V_{GS})^2 \times f_s \times \frac{R_{GATE}}{R_{GATE} + R_{DL}}$$

N1作为占空比控制开关工作，它的主要损耗包括：沟道传导损耗(P_{N1CC})、电压和电流重叠部分的开关损耗(P_{N1SW})，以及驱动损耗(P_{N1DR})。由于N1的体二极管并不传导电流，因此N1没有体二极管传导损耗：

$$P_{N1CC} = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times (I_{LOAD})^2 \times R_{DS(ON)}$$

采用 $T_{J(MAX)}$ 下的 $R_{DS(ON)}$ ：

$$P_{N1SW} = V_{IN} \times I_{LOAD} \times f_s \times \frac{Q_{GS} + Q_{GD}}{I_{GATE}}$$

其中 I_{GATE} 为DH高侧驱动器平均输出电流，可由下式计算：

$$I_{GATE(ON)} = \frac{1}{2} \times \frac{V_L}{R_{DH} + R_{GATE}}$$

其中 R_{DH} 为高侧MOSFET驱动器平均导通电阻(典型值 2.05Ω)， R_{GATE} 为MOSFET的栅极内部电阻(典型值 2Ω)：

$$P_{N1DR} = Q_{GS} \times V_{GS} \times f_s \times \frac{R_{GATE}}{R_{DH} + R_{GATE}}$$

其中 $V_{GS} \sim V_L$ 。

除了上述这些损耗，还应考虑另外20%的附加损耗，这些损耗产生于MOSFET的输出电容以及N2体二极管反向恢复电荷在N1上所引起的损耗。参考MOSFET数据资料中的热阻参数所需的PCB面积。要在上面计算出的功率损耗下保证不超出预期最高工作结温，这些信息是必不可少的。

为降低开关噪声所引起的EMI，可在高侧MOSFET漏极和低侧MOSFET源极之间加一个 $0.1\mu F$ 陶瓷电容，或在

低成本、宽输入范围、带折返式限流的降压控制器

DH和DL上串联电阻以减缓开关速度。然而，串联电阻增加了MOSFET的功率损耗，应确保不要突破MOSFET的温度指标。

输入电容选择

输入电容(图1中的C2和C3)可以降低注入输入电源的噪声和从输入电源吸取的峰值电流。输入电容必须满足开关电流所要求的纹波电流(I_{RMS})，RMS输入纹波电流由下式给出：

$$I_{RMS} = I_{LOAD} \times \sqrt{\frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN}}}$$

为使电路达到最高的可靠性，输入电容在该RMS电流下的温升应低于10°C。当输入电压等于2 x V_{OUT} 时 I_{RMS} 达到最大，为 $I_{RMS} = 1/2 I_{LOAD}$ 。

输出电容选择

输出电容的重要参数包括实际电容值、等效串联电阻(ESR)、等效串联电感(ESL)、以及额定电压。所有这些参数会影响总体稳定性、输出纹波电压以及瞬态响应。

输出纹波有三个分量：输出电容存储电荷的波动、ESR上的压降、以及ESL上的压降。

$$V_{RIPPLE} = V_{RIPPLE(ESR)} + V_{RIPPLE(C)} + V_{RIPPLE(ESL)}$$

由ESR和输出电容引起的输出电压纹波为：

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

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

$$V_{RIPPLE(ESL)} = \frac{V_{IN} \times ESL}{L + ESL}$$

$$I_{P-P} = \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_{SW} \times L} \right) \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

其中 I_{P-P} 为峰-峰电感电流(参见电感选择部分)。

虽然这些等式可以用来按照纹波要求选择初始电容，最终值还依赖于LC双极点频率和电容ESR零点频率之间的

关系。ESR零点频率一般高于LC双极点，然而，可能的话使ESR零点靠近LC双极点也是可取的，这样可以消除高Q、双LC极点引起的陡峭相移(参见补偿设计部分)。推荐使用铝电解或POS电容。较高的输出电流需要多个电容，以满足输出纹波电压要求。

MAX8545/MAX8546/MAX8548的负载瞬态响应和所选输出电容有关。负载发生瞬变后，输出会瞬间变化($ESR \times \Delta I_{LOAD}$) + ($ESL \times dI/dt$)。在控制器响应之前，输出会依据电感和输出电容值的不同进一步偏离。经过一个短暂的间隔(见典型工作特性)，控制器开始响应，将输出电压调回到其额定状态。控制器响应时间取决于闭环带宽，带宽越宽响应速度越快。控制器响应后阻止输出电压进一步偏离。应注意不要超出电容器的额定电压和纹波电流要求。

自举二极管和电容选择

对于大多数应用来说，一个低电流的肖特基二极管，例如Central Semiconductor的CMPSH-3，就可很好地工作。注意不要使用大功率二极管，因为较高的结电容会使BST至LX的电压升高，可能会超过器件的6V额定值。升压电容应在0.1 μ F至0.47 μ F范围内选择，依赖于特定的输入和输出电压以及外部元件和PCB布局。自举电容应有足够的容量，以防它被充至过高的电压，同时它也不能太大，以便在低侧MOSFET的最小导通时间内能够被充分充电，这种情况出现在最大工作占空比的工作状态下(最低输入电压时)。此外，还应确保自举电容不会被放电至最低栅-源电压以下，以维持高侧MOSFET完全打开并具有最低的导通电阻。这个最低栅-源电压 $V_{GS(MIN)}$ 可由下式确定：

$$V_{GS(MIN)} = V_L - \frac{Q_G}{C_{BOOST}}$$

其中 Q_G 为高侧MOSFET的栅极总电荷， C_{BOOST} 为升压电容值。

补偿设计

MAX8545/MAX8546/MAX8548使用电压模式控制方式调节输出电压。这是通过比较误差放大器的输出(COMP)和

低成本、宽输入范围、带折返式限流的降压控制器

一个内部产生的固定斜波电压来实现的。电感和输出电容在谐振频率处产生了一对极点，造成40dB每十倍频程的增益下降，以及180°的相移。误差放大器必须对此增益下降斜率和相移加以补偿，以获得稳定的高带宽闭环系统。

基本的调节器环路包含一个电源调制器(图3)，一个输出反馈分压器和一个误差放大器。功率调制器的直流增益由 V_{IN}/V_{RAMP} 确定，电感和输出电容产生了一对极点，输出电容(C_{OUT})和它的等效串联电阻(ESR)贡献了一个零点。下面是描述功率调制器的方程：

功率调制器的直流增益为：

$$G_{MOD(DC)} = \frac{V_{IN}}{V_{RAMP}}$$

其中 $V_{RAMP} = 1V$ 。

电感和输出电容产生的极点频率为：

$$f_{PMOD} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{OUT}}}$$

电容器ESR引起的零点频率为：

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

输出电容器通常由若干相同的电容器并联构成。n个电容器并联所形成的等效输出电容为：

$$C_{OUT} = n \times C_{EACH}$$

总ESR为：

$$ESR = \frac{ESR_{EACH}}{n}$$

并联电容器的ESR零点(f_{ZESR})与单个电容器相同。

反馈分压器的增益为 $G_{FB} = V_{FB}/V_{OUT}$ ，其中 V_{FB} 等于0.8V。

跨导误差放大器的直流增益 $G_{EA(dc)}$ 为72dB。主极点(f_{DPEA})由补偿电容(C_C)、放大器的输出电阻($R_O = 37M\Omega$)和补偿电阻(R_C)设定：

$$f_{DPEA} = \frac{1}{2\pi \times C_C \times (R_O + R_C)}$$

补偿电阻和补偿电容产生了一个零点：

$$f_{ZEA} = \frac{1}{2\pi \times C_C \times R_C}$$

总闭环增益必须在过零频率处等于单位增益。过零频率应该高于 f_{ZESR} ，以便以-1斜率跨越单位增益。还有，过零频率应该低于或等于控制器开关频率(f_{SW})的1/5：

$$f_{ZESR} < f_C \leq \frac{f_{SW}}{5}$$

过零频率处的环路增益方程为：

$$V_{FB}/V_{OUT} \times G_{EA(f_C)} \times G_{MOD(f_C)} = 1$$

其中 $G_{EA(f_C)} = g_{mEA} \times R_C$ ， $G_{MOD(f_C)} = G_{MOD(DC)} \times (f_{PMOD})^2 / (f_{ZESR} \times f_C)$ 。

补偿电阻 R_C 可由下式计算：

$$R_C = V_{OUT} / g_{mEA} \times V_{FB} \times G_{MOD(f_C)}$$

其中 $g_{mEA} = 108\mu S$ 。

由于输出LC双极点的欠阻尼特性($Q > 1$)，误差放大器的补偿零点应近似等于0.2 f_{PMOD} ，以提供较好的相位超前补偿。 C_C 计算如下：

$$C_C = \frac{5}{2\pi \times R_C \times f_{PMOD}}$$

此外，还可在COMP和GND之间加入一个小电容 C_F ，以实现高频退耦。 C_F 在误差放大器的响应中带来另一个高频极点 f_{PHF} 。这个极点必须比误差放大器的零点频率高100倍以上，使其对相位裕度的影响可以忽略。这个极点还应该小于1/2的开关频率，以便有效退耦。

$$100 f_{ZEA} < f_{PHF} < 0.5 f_{SW}$$

在以上范围内选择 f_{PHF} ，再通过以下等式求得 C_F ：

$$C_F = \frac{1}{2\pi \times R_C \times f_{PHF}}$$

PCB布局准则

合理的PCB布局对于实现低开关损耗和稳定工作十分重要。如果可能，将所有功率器件安装在电路板的顶层，并使它们的接地端子彼此靠近。依照以下准则可获得良好的PCB布局：

低成本、宽输入范围、带折返式限流的降压控制器

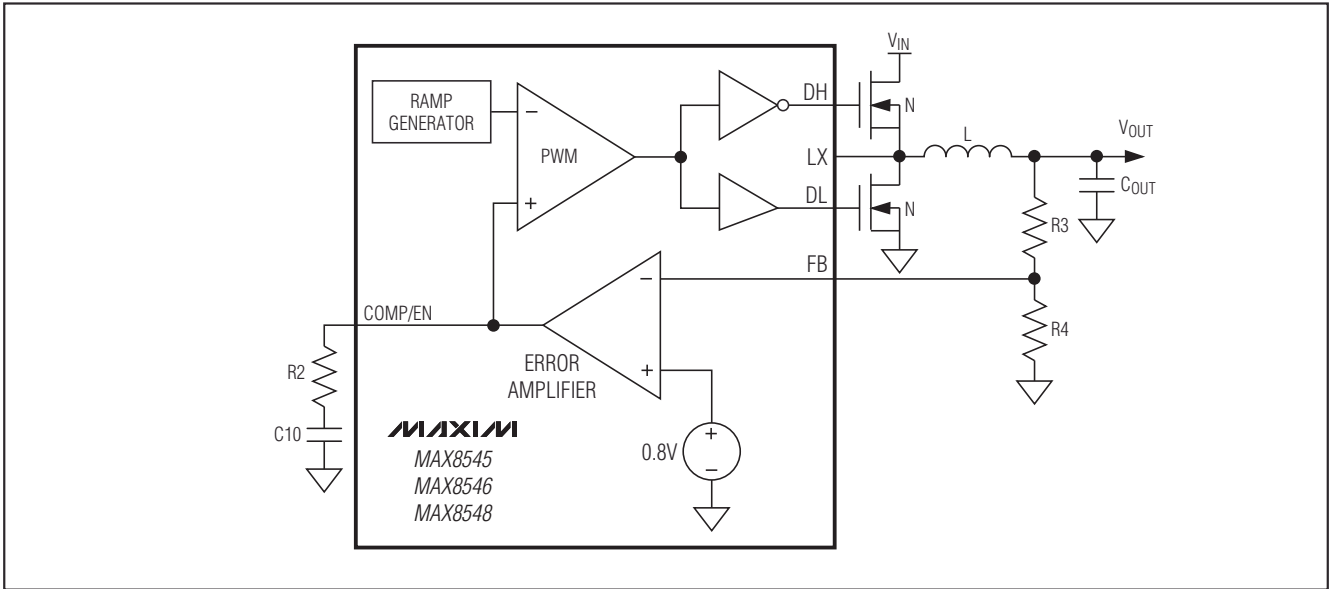


图3. 补偿原理

- 1) 大电流通路要尽可能短，尤其是接地端。这对于实现稳定、无抖动的工作十分重要。
- 2) 在靠近IC第7引脚的地方连接功率地和模拟地。
- 3) 保持电源线和负载连线尽可能短。这对于提高效率十分重要。采用厚的覆铜PCB (2oz与1oz)可使满载效率提高1%或更多。获得良好的PCB布线是一项比较艰巨的任务，它要求密集程度在几分之一厘米以内，引线电阻增加数毫欧就会造成显著的效率损失。
- 4) 连接到低侧MOSFET的LX和GND用于电流检测，必须采用Kelvin检测连接方式以保证限流精度。如果是8引脚MOSFET，最好使用顶层铜线将电源从外部接入，同时在8引脚封装的内侧(底部)连接LX与GND。
- 5) 当必须对走线长度进行折衷时，宁可使电感的充电电流路径长于放电路径。例如，电感和低侧MOSFET或电感和输出滤波电容之间的距离允许更长一些。
- 6) 确保电感和C3间的连接尽可能短且直。
- 7) 开关节点(BST、LX、DH和DL)的布线要远离敏感的模拟区域(COMP、FB)。

确保紧靠引脚放置陶瓷旁路电容C1，并尽可能靠近器件。而且，MAX8545/MAX8546/MAX8548的 V_{IN} 和GND引脚必须是首先连接到C1两端，然后才连接到功率开关和C2。

低成本、宽输入范围、带折返式限流的降压控制器

表1a. 标准应用元件选择, $V_{IN} = 2.7V$ 至 $5.5V$, $V_{OUT} = 1.8V/3A$ (图1) (MAX8546)

COMPONENT	QTY	DESCRIPTION
C1, C4	2	1 μ F, 10V X7R ceramic capacitors Taiyo Yuden LMK212BJ105MG
C2	0	Not installed
C3	1	1200 μ F, 10V, 44m Ω , 1.25A aluminum electrolytic capacitor SANYO 10MV1200AX (10 x 16 case size)
C5, C8, C9	3	0.1 μ F, 10V X7R ceramic capacitors Kemet C0603C104M8RAC
C6, C7	2	1000 μ F, 6.3V, 69m Ω , 0.8A aluminum electrolytic capacitors SANYO 6.3MV1000AX (8 x 20 case size)
C10	1	1.5nF, 10V X7R ceramic capacitor Kemet C0603C152M8RAC
C11	0	Not installed
D1, D2	2	30V, 100mA Schottky diodes Central Semiconductor CMPSH-3
L1	1	4.7 μ H, 5.7A, 18m Ω inductor Sumida CDRH124-4R7
Q1	1	20V/30V, 35m Ω dual n-channel, 8-pin SO Vishay Si4966DY (for 2.7V to 3.6V _{IN}) Fairchild FDS6912A (for 4.5V to 5.5V _{IN})
R1	1	10 Ω \pm 5% resistor
R2	1	150k Ω \pm 5% resistor
R3	1	5.11k Ω \pm 1% resistor
R4	1	4.02k Ω \pm 1% resistor

表1b. 标准应用元件选择, $V_{IN} = 2.7V$ 至 $5.5V$, $V_{OUT} = 1.8V/6A$ (图1) (MAX8546)

COMPONENT	QTY	DESCRIPTION
C1, C4	2	1 μ F, 10V X7R ceramic capacitors Taiyo Yuden LMK212BJ105MG
C2, C3	2	1200 μ F, 10V, 44m Ω , 1.25A aluminum electrolytic capacitors SANYO 10MV1200AX (10 x 16 case size)
C5, C8, C9	3	0.1 μ F, 10V X7R ceramic capacitors Kemet C0603C104M8RAC
C6, C7	2	1500 μ F, 6.3V, 44m Ω , 1.25A aluminum electrolytic capacitors SANYO 6.3MV1500AX (10 x 20 case size)
C10	1	1.5nF, 10V X7R ceramic capacitor Kemet C0603C152M8RAC
C11	0	Not installed
D1, D2	2	30V, 100mA Schottky diodes Central Semiconductor CMPSH-3
L1	1	2.1 μ H, 8A, 11.6m Ω inductor Sumida CEP122-2R1
Q1	1	20V, 18m Ω dual n-channel, 8-pin SO Fairchild FDS6898A (for 2.7V to 3.6V _{IN}) Fairchild FDS6890A (for 4.5V to 5.5V _{IN})
R1	1	10 Ω \pm 5% resistor
R2	1	110k Ω \pm 5% resistor
R3	1	5.11k Ω \pm 1% resistor
R4	1	4.02k Ω \pm 1% resistor

MAX8545/MAX8546/MAX8548

低成本、宽输入范围、 带折返式限流的降压控制器

表2a. 标准应用元件选择, $V_{IN} = 10V$ 至 $24V$, $V_{OUT} = 2.5V/3A$ (图2) (MAX8546)

COMPONENT	QTY	DESCRIPTION
C1	1	1 μ F, 10V X7R ceramic capacitor Taiyo Yuden LMK212BJ105MG
C2	0	Not installed
C3	1	470 μ F, 35V, 39m Ω , 1.45A aluminum electrolytic capacitor SANYO 35MV470AX (10 x 22 case size)
C4, C12	2	1 μ F, 35V X7R ceramic capacitors Taiyo Yuden GMK316BJ105ML
C5, C8, C9	3	0.1 μ F, 10V X7R ceramic capacitors Kemet C0603C104M8RAC
C6, C7	2	1000 μ F, 6.3V, 69m Ω , 0.8A aluminum electrolytic capacitors SANYO 6.3MV1000AX (8 x 20 case size)
C10	1	6.8nF, 10V X7R ceramic capacitor Kemet C0603C6822M8RAC
C11	0	Not installed
D1, D2	2	30V, 100mA Schottky diodes Central Semiconductor CMPSH-3
L1	1	8.2 μ H, 5.8A, 9.5m Ω inductor Sumida CEP125-8R2
Q1	1	30V, 35m Ω , dual n-channel, 8-pin SO Fairchild FDS6912A
R1	1	10 Ω \pm 5% resistor
R2	1	82k Ω \pm 5% resistor
R3	1	8.66k Ω \pm 1% resistor
R4	1	4.02k Ω \pm 1% resistor

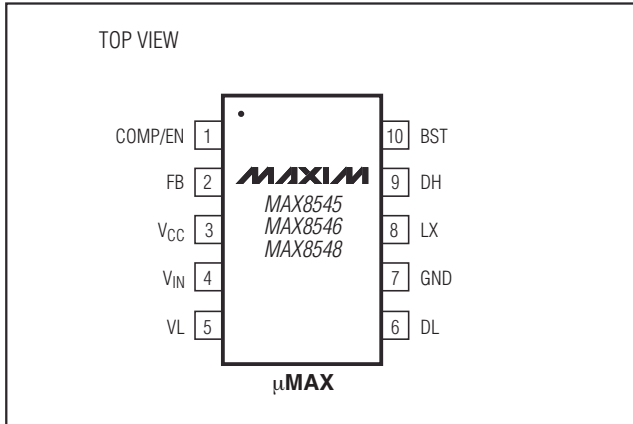
表2b. 标准应用元件选择, $V_{IN} = 10V$ 至 $24V$, $V_{OUT} = 2.5V/6A$ (图2) (MAX8546)

COMPONENT	QTY	DESCRIPTION
C1	1	1 μ F, 10V X7R ceramic capacitor Taiyo Yuden LMK212BJ105MG
C2, C3	2	470 μ F, 35V, 39m Ω , 1.45A aluminum electrolytic capacitors SANYO 35MV470AX (10 x 22 case size)
C4, C12	2	1 μ F, 35V X7R ceramic capacitors Taiyo Yuden GMK316BJ105ML
C5, C8, C9	3	0.1 μ F, 10V X7R ceramic capacitors Kemet C0603C104M8RAC
C6, C7	2	1500 μ F, 6.3V, 44m Ω , 1.25A aluminum electrolytic capacitors SANYO 6.3MV1500AX (10 x 20 case size)
C10	1	6.8nF, 10V X7R ceramic capacitor Kemet C0603C6822M8RAC
C11	0	Not installed
D1, D2	2	30V, 100mA Schottky diodes Central Semiconductor CMPSH-3
L1	1	4 μ H, 8.3A, 6.6m Ω inductor Sumida CEP125-4R0
Q1	1	30V, 18m Ω (LSFET)/35m Ω (HSFET), dual n-channel, 8-pin SO Fairchild FDS6982
R1	1	10 Ω \pm 5% resistor
R2	1	68k Ω \pm 5% resistor
R3	1	8.66k Ω \pm 1% resistor
R4	1	4.02k Ω \pm 1% resistor

低成本、宽输入范围、带折返式限流的降压控制器

引脚配置

芯片信息



TRANSISTOR COUNT: 3351

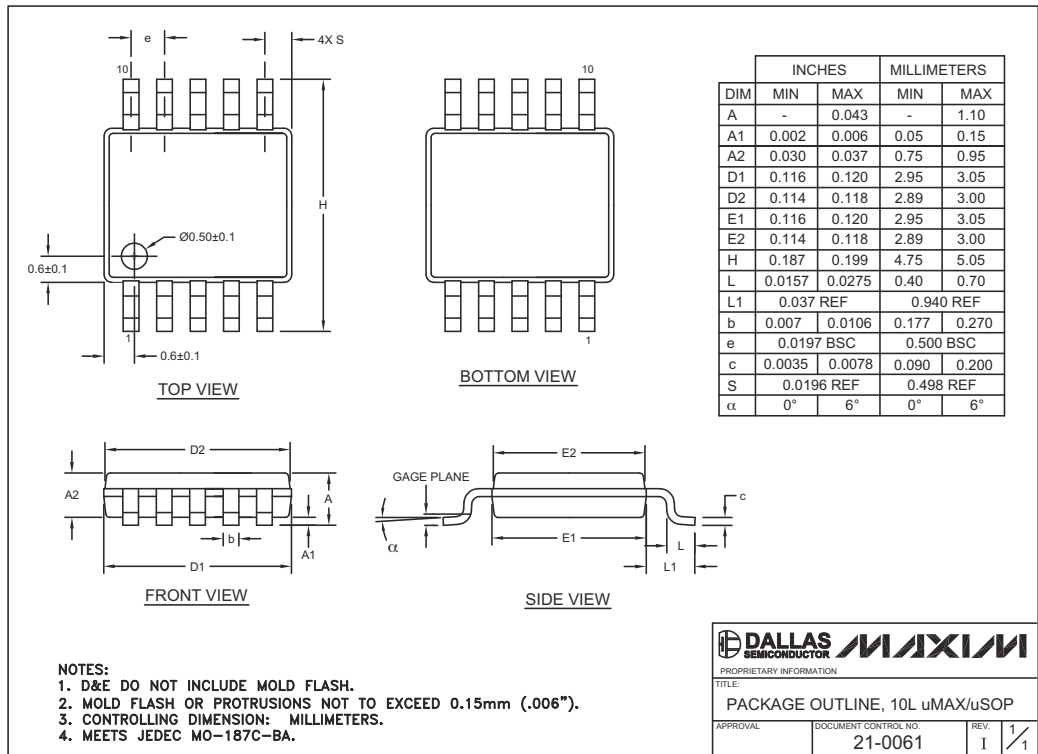
PROCESS: BiCMOS

MAX8545/MAX8546/MAX8548

低成本、宽输入范围、 带折返式限流的降压控制器

封装信息

(本数据资料提供的封装图可能不是最近的规格，如需最近的封装外形信息，请查询 www.maxim-ic.com.cn/packages。)



修订历史

Rev 2中的修改页：1、2、8、11、15、16、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**

© 2007 Maxim Integrated Products

MAXIM 是 Maxim Integrated Products, Inc. 的注册商标。