

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

### 概述

MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C为电流模式固定频率反激/boost转换器，具有最少的外部元件。器件包含了设计宽输入范围隔离电源和非隔离电源所需的控制电路。MAX17498A带有上升/下降欠压锁定(UVLO)门限，优化用于通用离线式(85V AC至265V AC)设计；MAX17498B/MAX17498C的欠压锁定门限适合于低压DC-DC应用。

MAX17498A/MAX17498C反激转换器的开关频率为250kHz，MAX17498B反激/boost转换器的开关频率为500kHz，较高的工作频率允许使用小尺寸磁性元件及滤波元件，用于设计结构紧凑的高性价比电源。EN/UVLO输入允许用户在规定的输入电压下启动电源，同时也可作为开/关控制引脚。通过OVI引脚提供输入过压保护，在直流输入电压超过预计最大值时，可靠关断转换器。

器件集成了灵活的误差放大器及精密电压基准(REF)，终端用户可以调整正压输出或负压输出。可编程限流允许使用尺寸适中的原边开关FET，并为其提供保护。MAX17498B能够支持的最大占空比为92%，提供可编程斜率补偿，优化控制环路性能。MAX17498A/MAX17498C能够支持的最大占空比为49%，内置固定斜率补偿用于优化控制环路性能。器件带有漏极开路PGOOD输出，用作上电就绪指示，当反激/boost转换器达到稳压输出时进入高阻状态。SS引脚可对反激/boost转换器的软启动时间进行编程。打嗝式过流保护以及热关断将过流、过热故障条件下的功耗降到最小。器件采用节省空间的16引脚(3mm x 3mm) TQFN封装，引脚间距为0.5mm。

定购信息在数据资料的最后给出。

典型应用电路在数据资料的最后给出。

相关型号以及配合该器件使用的推荐产品，请参见：[china.maxim-ic.com/MAX17498A.related](http://china.maxim-ic.com/MAX17498A.related)。

### 优势与特性

- ◆ 峰值电流模式反激/boost转换器
- ◆ 电流模式控制提供极佳的瞬态响应
- ◆ 固定开关频率
  - ◆ 250kHz (MAX17498A/MAX17498C)
  - ◆ 500kHz (MAX17498B)
- ◆ 设计灵活的误差放大器，可调节正、负电压输出
- ◆ 可编程软启动减小输入浪涌电流
- ◆ 可编程电压或电流软启动
- ◆ 上电就绪指示(PGOOD)
- ◆ 故障状态下降功耗
  - ◆ 打嗝式过流保护
  - ◆ 带滞回的热关断
- ◆ 可靠保护
  - ◆ 反激/boost可编程限流
  - ◆ 输入过压保护
- ◆ 优化环路性能
  - ◆ 反激/boost可编程斜率补偿，提供最大相位裕量
- ◆ 高效
  - ◆ 175mΩ、额定电压为65V的n沟道MOSFET，效率大于80%
  - ◆ 无需检流电阻
- ◆ 可选择扩频模式
- ◆ 节省空间的16引脚(3mm x 3mm) TQFN封装

### 应用

工业设备AC-DC电源(隔离和非隔离)前端

电信电源

宽输入范围DC输入、反激/boost工业电源

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN to SGND.....	-0.3V to +40V	PGND to SGND .....	-0.3V to +0.3V
EN/UVLO to SGND.....	-0.3V to IN + 0.3V	Continuous Power Dissipation (Single-Layer Board)	
OVI to SGND .....	-0.3V to V <sub>CC</sub> + 0.3V	TQFN (derate 20.8mW/°C above +70°C).....	1700mW
V <sub>CC</sub> to SGND.....	-0.3V to +6V	Operating Temperature Range.....	-40°C to +125°C
SS, LIM, EA-, EA+, COMP, SLOPE, REF to SGND.....	-0.3V to (V <sub>CC</sub> + 0.3V)	Storage Temperature Range.....	-65°C to +160°C
LX to SGND .....	-0.3V to +70V	Junction Temperature (continuous) .....	+150°C
PGOOD to SGND .....	-0.3V to +6V	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> = +15V, V<sub>EN/UVLO</sub> = +2V, COMP = open, C<sub>IN</sub> = 1μF, C<sub>VCC</sub> = 1μF, T<sub>A</sub> = T<sub>J</sub> = -40°C to +125°C, unless otherwise noted. Typical values are at T<sub>A</sub> = +25°C.) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>INPUT SUPPLY (V<sub>IN</sub>)</b>					
IN Voltage Range (V <sub>IN</sub> )	MAX17498A	4.5	29		V
	MAX17498B/MAX17498C	4.5	36		
IN Supply Startup Current Under UVLO	I <sub>INSTARTUP</sub> , V <sub>IN</sub> < UVLO or EN/UVLO = SGND		22	36	μA
IN Supply Current (I <sub>IN</sub> )	Switching, f <sub>SW</sub> = 250kHz (MAX17498A/MAX17498C)		1.8	3	mA
	Switching, f <sub>SW</sub> = 500kHz (MAX17498B)		2	3.25	
IN Bootstrap UVLO Rising Threshold	MAX17498A	19	20.5	22	V
	MAX17498B/MAX17498C	3.85	4.15	4.4	
IN Bootstrap UVLO Falling Threshold		3.65	3.95	4.25	V
IN Clamp Voltage	EN/UVLO = SGND, I <sub>IN</sub> = 1mA (MAX17498A) (Note 2)	31	33.5	36	V
<b>LINEAR REGULATOR (V<sub>CC</sub>)</b>					
V <sub>CC</sub> Output Voltage Range	6V < V <sub>IN</sub> < 29V, 0mA < I <sub>VCC</sub> < 50mA	4.8	5	5.2	V
V <sub>CC</sub> Dropout Voltage	V <sub>IN</sub> = 4.5V, I <sub>VCC</sub> = 20mA		160	300	mV
V <sub>CC</sub> Current Limit	V <sub>CC</sub> = 0V, V <sub>IN</sub> = 6V	50	100		mA
<b>ENABLE (EN/UVLO)</b>					
EN/UVLO Threshold	Rising	1.18	1.23	1.28	V
	Falling	1.11	1.17	1.21	
EN/UVLO Input Leakage Current	0V < V <sub>EN/UVLO</sub> < 1.5V, T <sub>A</sub> = +25°C	-100	0	+100	nA

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器，  
支持反激/Boost应用

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{IN} = +15V$ ,  $V_{EN/UVLO} = +2V$ , COMP = open,  $C_{IN} = 1\mu F$ ,  $C_{VCC} = 1\mu F$ ,  $T_A = T_J = -40^{\circ}C$  to  $+125^{\circ}C$ , unless otherwise noted. Typical values are at  $T_A = +25^{\circ}C$ .) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>OVERVOLTAGE PROTECTION (OVI)</b>					
OVI Threshold	Rising	1.18	1.23	1.28	V
	Falling	1.11	1.17	1.21	
OVI Masking Delay			2		μs
OVI Input Leakage Current	$0V < V_{OVI} < 1.5V$ , $T_A = +25^{\circ}C$	-100	0	+100	nA
<b>SWITCHING FREQUENCY AND MAXIMUM DUTY CYCLE (f<sub>SW</sub> and D<sub>MAX</sub>)</b>					
Switching Frequency	MAX17498A/MAX17498C	235	250	265	kHz
	MAX17498B	470	500	530	
Maximum Duty Cycle	MAX17498A/MAX17498C	47.5	48.75	50	%
	MAX17498B	90	92	94	
Minimum Controllable On Time	t <sub>ONMIN</sub>		110		ns
<b>SOFT-START (SS)</b>					
SS Set-Point Voltage		1.2	1.22	1.24	V
SS Pullup Current	V <sub>SS</sub> = 400mV	9	10	11	μA
SS Peak Current-Limit-Enable Threshold		1.11	1.17	1.21	V
<b>ERROR AMPLIFIER (EA+, EA-, and COMP)</b>					
EA+ Input Bias Current	$V_{EA+} = 1.5V$ , $T_A = +25^{\circ}C$	-100		+100	nA
EA- Input Bias Current	$V_{EA-} = 1.5V$ , $T_A = +25^{\circ}C$	-100		+100	nA
Error-Amplifier Open-Loop Voltage Gain			90		dB
Error-Amplifier Transconductance	$V_{COMP} = 2V$ , $V_{LIM} = 1V$	1.5	1.8	2.1	mS
Error-Amplifier Source Current	$V_{COMP} = 2V$ , EA- < EA+	80	120	210	μA
Error-Amplifier Sink Current	$V_{COMP} = 2V$ , EA- > EA+	80	120	210	μA
Current-Sense Transresistance		0.45	0.5	0.55	Ω
<b>INTERNAL SWITCH</b>					
DMOS Switch On-Resistance (R <sub>DSON</sub> )	I <sub>LX</sub> = 200mA		175	380	mΩ
DMOS Peak Current Limit	LIM = 100K	1.62	1.9	2.23	A
DMOS Runaway Current Limit	LIM = 100K	1.9	2.3	2.6	A
LX Leakage Current	V <sub>LX</sub> = 65V, $T_A = +25^{\circ}C$	0.1	1		μA
<b>CURRENT LIMIT (LIM)</b>					
LIM Reference Current		9	10	11	μA
Peak Switch Current Limit with LIM Open		0.39	0.45	0.54	A
Runaway Switch Current Limit with LIM Open		0.39	0.5	0.6	A

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{IN} = +15V$ ,  $V_{EN/UVLO} = +2V$ , COMP = open,  $C_{IN} = 1\mu F$ ,  $C_{VCC} = 1\mu F$ ,  $T_A = T_J = -40^{\circ}C$  to  $+125^{\circ}C$ , unless otherwise noted. Typical values are at  $T_A = +25^{\circ}C$ .) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Number of Peak Current-Limit Hits Before Hiccup Timeout			8		#
Number of Runaway Current-Limit Hits Before Hiccup Timeout			1		#
Overcurrent Hiccup Timeout			32		ms
<b>SLOPE COMPENSATION (SLOPE)</b>					
SLOPE Pullup Current		9	10	11	$\mu A$
SLOPE-Compensation Resistor Range	MAX17498B	30		150	$k\Omega$
Default SLOPE-Compensation Ramp	SLOPE = open		60		$mV/\mu s$
<b>POWER-GOOD SIGNAL (PGOOD)</b>					
PGOOD Output-Leakage Current (Off State)	$V_{PGOOD} = 5V$ , $T_A = +25^{\circ}C$	-1		+1	$\mu A$
PGOOD Output Voltage (On State)	$I_{PGOOD} = 10mA$	0		0.4	V
PGOOD Higher Threshold	EA- rising	93.5	95	96.5	%
PGOOD Lower Threshold	EA- falling	90.5	92	93.5	%
PGOOD Delay After EA- Reaches 95% Regulation			4		ms
<b>THERMAL SHUTDOWN</b>					
Thermal-Shutdown Threshold	Temperature rising		+160		$^{\circ}C$
Thermal-Shutdown Hysteresis			20		$^{\circ}C$

**Note 1:** All devices are 100% production tested at  $T_A = +25^{\circ}C$ . Limits over temperature are guaranteed by design.

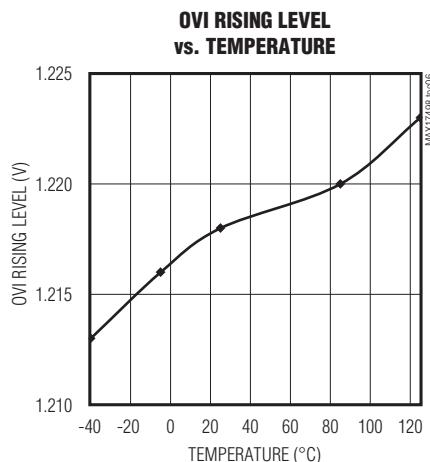
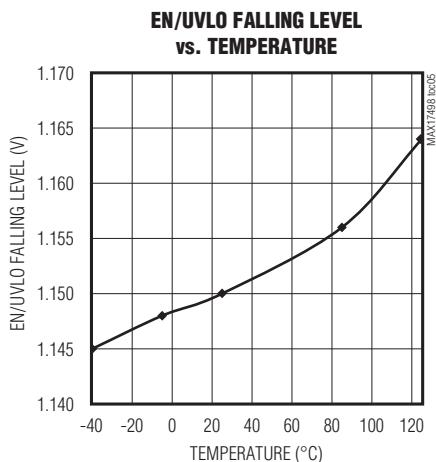
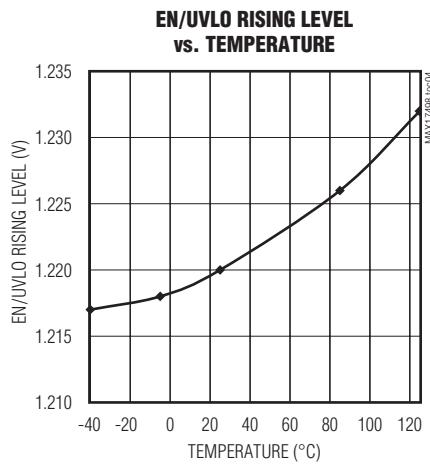
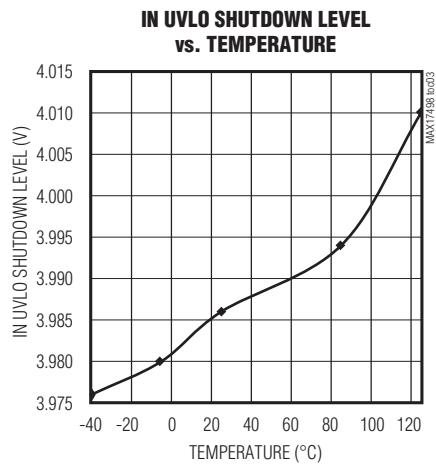
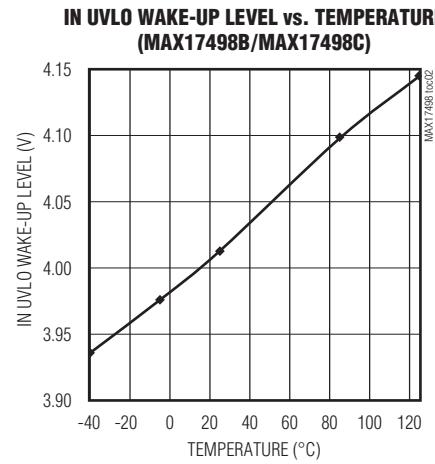
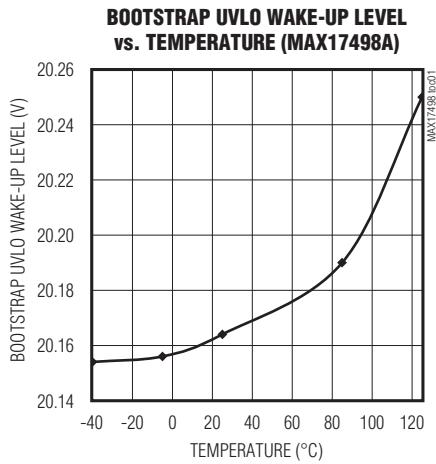
**Note 2:** The MAX17498A is intended for use in universal input power supplies. The internal clamp circuit at IN is used to prevent the bootstrap capacitor from changing to a voltage beyond the absolute maximum rating of the device when EN/UVLO is low (shutdown mode). Externally limit the maximum current to IN (hence to clamp) to 2mA (max) when EN/UVLO is low.

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

### 典型工作特性

( $V_{IN} = +15V$ ,  $V_{EN/UVLO} = +2V$ , COMP = open,  $C_{IN} = 1\mu F$ ,  $C_{VCC} = 1\mu F$ ,  $T_A = T_J = -40^{\circ}C$  to  $+125^{\circ}C$ , unless otherwise noted.)

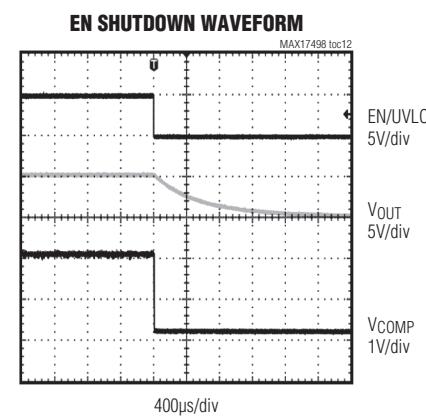
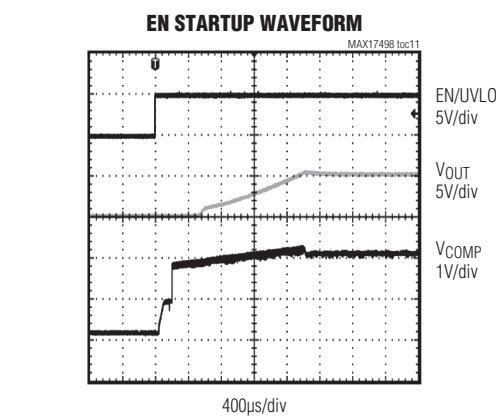
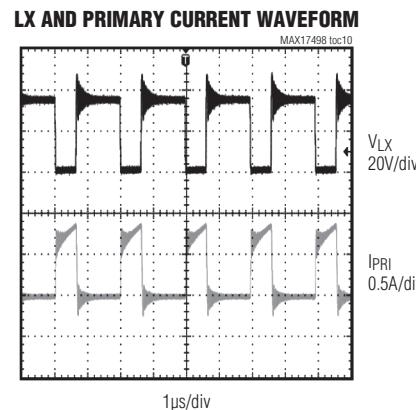
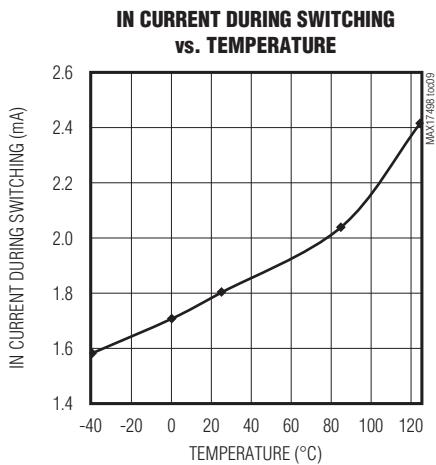
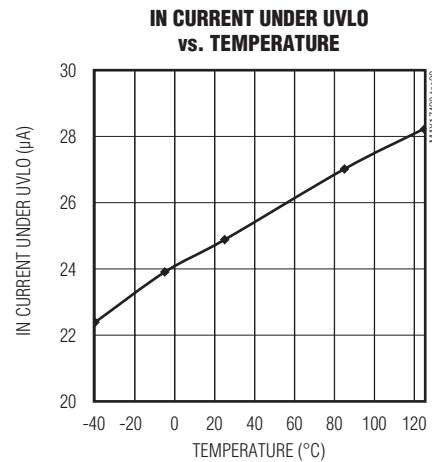
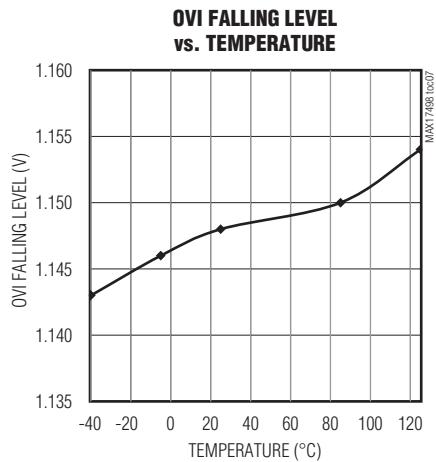


# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

### 典型工作特性(续)

( $V_{IN} = +15V$ ,  $V_{EN/UVLO} = +2V$ , COMP = open,  $C_{IN} = 1\mu F$ ,  $C_{VCC} = 1\mu F$ ,  $T_A = T_J = -40^{\circ}C$  to  $+125^{\circ}C$ , unless otherwise noted.)

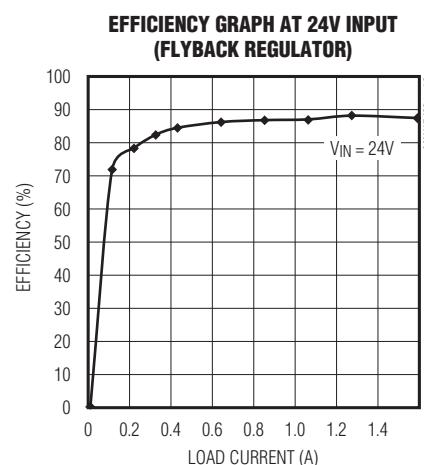
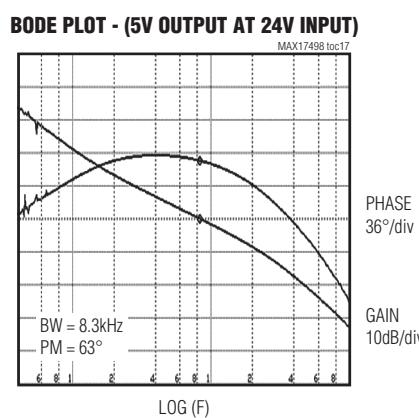
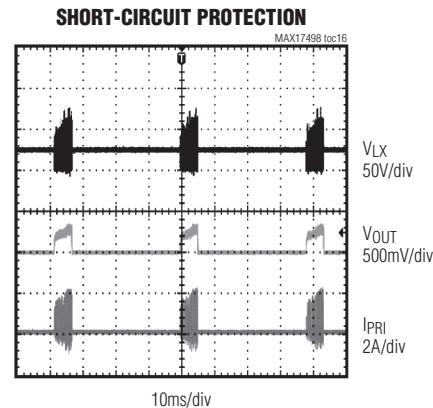
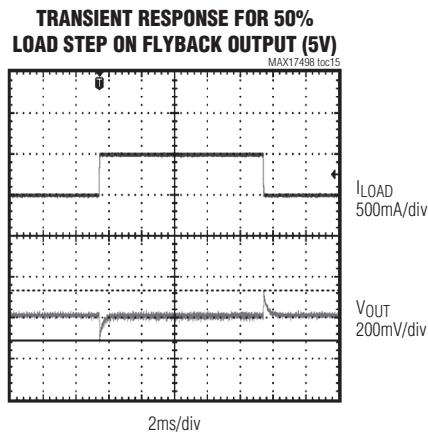
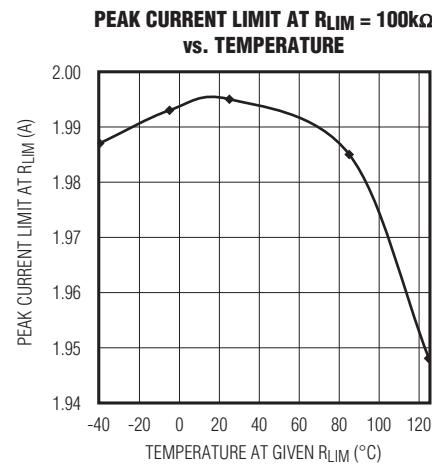
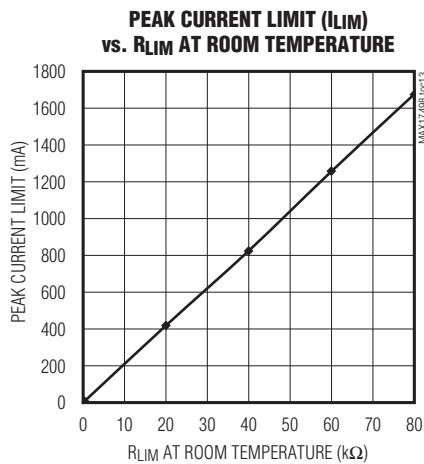


# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

### 典型工作特性(续)

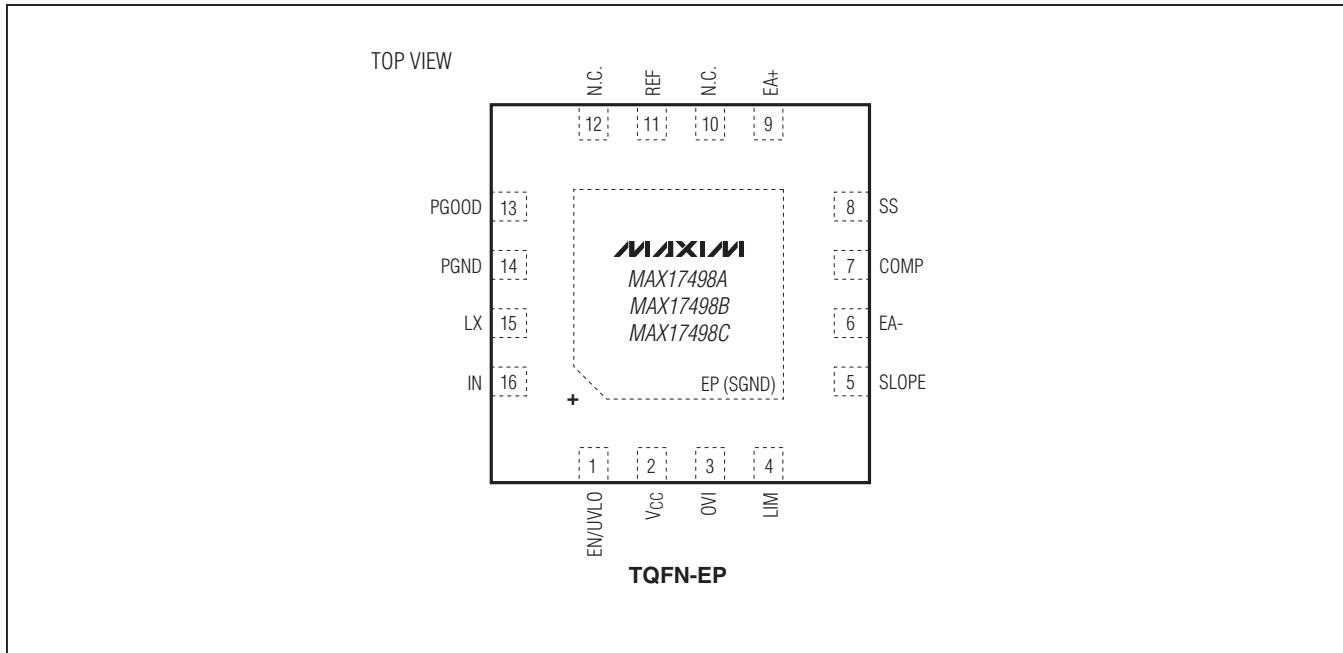
( $V_{IN} = +15V$ ,  $V_{EN/UVLO} = +2V$ , COMP = open,  $C_{IN} = 1\mu F$ ,  $C_{VCC} = 1\mu F$ ,  $T_A = T_J = -40^{\circ}C$  to  $+125^{\circ}C$ , unless otherwise noted.)



# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器，  
支持反激/Boost应用

## 引脚配置



## 引脚说明

引脚	名称	功能
1	EN/UVLO	使能/欠压锁定引脚，驱动至1.23V以上时开启器件。设置外部输入电源的UVLO门限，在输入电源、EN/UVLO和SGND之间连接电阻分压器。
2	V <sub>CC</sub>	线性稳压器输出，在V <sub>CC</sub> 和SGND之间连接至少1μF的旁路电容，尽量靠近IC放置。
3	OVI	过压检测比较器输入，在输入电源(OVI)和SGND之间连接电阻分压器，设置输入过压门限。
4	LIM	限流设置引脚，在LIM和SGND之间连接电阻，以设置非隔离反激转换器的峰值电流门限。如果浮空，峰值电流门限默认为500mA。
5	SLOPE	斜率补偿输入引脚。在SLOPE和SGND之间连接电阻，设置斜率补偿。接V <sub>CC</sub> 时，为最小斜率补偿，参见设置斜率补偿(SLOPE)部分。
6	EA-	误差放大器反相输入，连接在正端输出与SGND之间的电阻分压器中点。
7	COMP	误差放大器输出，在COMP和SGND之间接频率补偿网络。
8	SS	软启动引脚，在SS和SGND之间连接电容，用于设置软启动时间。
9	EA+	误差放大器同相输入，连接到SS时采用1.22V作为参考电压。
10, 12	N.C.	没有连接。
11	REF	内部1.22V基准输出，REF与SGND之间连接100pF电容。

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

### 引脚说明(续)

引脚	名称	功能
13	PGOOD	开漏输出，EA-位于稳压值的5%以内时，PGOOD变为高电平；EA-跌落到其稳压值的92%以下时，PGOOD变为低电平。
14	PGND	转换器的电源地。
15	LX	转换器的外部变压器/电感连接端。
16	IN	内部线性稳压器输入，将IN连接到输入电压源。利用1μF (最小值)陶瓷电容将IN旁路至PGND。
—	EP (SGND)	裸焊盘，内部连接至SGND。将EP连接至电位为SGND的大面积覆铜区域，以提供足够散热。通过单点将EP (SGND)连接至PGND。

### 详细说明

MAX17498A提供20V的UVLO自举唤醒电平，较宽的(15V，最小值)滞回范围优化用于通用输入(85V AC至265V AC)的离线式、单开关反激转换器或电信(36V至72V)隔离和非隔离电源。MAX17498B/MAX17498C提供4.4V UVLO唤醒电平，适用于低压DC-DC反激/boost电源。内部基准(1.22V)用于调整最低1.23V的稳压输出，支持非隔离型反激、boost设计。此外，必要时还可以在反激转换器的变压器中增加一组次级线圈，产生半稳压输出。灵活的误差放大器和REF配置允许终端用户选择正压或负压稳压输出。器件采用峰值电流模式控制和外部补偿元件，以针对不同的电感和电容优化环路性能。器件包括逐周期峰值电流限制，连续发生8次超出电流门限的事件时，将触发打嗝限流模式，中止一段时间(32ms)的开关操作来保护外部元件。器件还为非隔离设计提供电压软启动，为隔离设计提供电流软启动，确保输出电压单调上升。可通过SLOPE引脚选择电压或电流软启动，详细信息请参考原理框图。

### 输入电压范围

MAX17498A IN引脚的UVLO上升和下降门限与MAX17498B/MAX17498C不同。MAX17498A的门限针对电源启动架构进行优化，适用于离线式AC-DC电源设计。因此，MAX17498A

非常适合AC-DC整流后的直流电源总线供电系统，常见于工业电源的前端。只要外部元件的额定值满足要求，且可承受MAX17498A的最大工作电压，MAX17498A本身没有输入限制。MAX17498A可以成功用于通用输入(85V至265V AC)整流电源总线、整流后的3相直流电源总线以及电信电源(36V至72V DC)等。

MAX17498B/MAX17498C利用片上额定耐压65V的n沟道MOSFET构建反激(隔离、非隔离)和boost转换器，MAX17498B/MAX17498C的IN引脚最大工作电压为36V。MAX17498B/MAX17498C IN引脚具有上升和下降门限，用于低压DC-DC，最低输入电压可低至4.5V。因此，可利用MAX17498B/MAX17498C实现4.5V至36V供电范围的反激转换器。

### 内部线性稳压器( $V_{CC}$ )

器件的内部电路和驱动器由5V ± 5%供电。器件内部集成了线性稳压器，由IN引脚供电，提供5V稳压输出。线性稳压器由 $V_{CC}$ 引脚输出，外部需要连接2.2μF电容对地去耦，确保稳定工作。 $V_{CC}$ 转换器输出支持器件的工作电流。IN引脚最大工作电压分别为29V (MAX17498A)和36V (MAX17498B/MAX17498C)。

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

### 配置电源(LX)

器件利用内部n沟道MOSFET进行电流检测，控制反激/boost转换器的电流模式并提供过流保护。为此，在MAX17498A高输入电压应用电路中，内部nMOSFET的漏极连接到外部MOSFET的源极；外部MOSFET的栅极连接至IN引脚。电路设计应确保IN引脚电压不超过外部MOSFET栅极的最大工作电压额定值。外部MOSFET的栅源电压由内部nMOSFET开关控制，内部nMOSFET还对外部MOSFET的源极电流进行检测。MAX17498B/MAX17498C应用电路中，LX引脚直接连接到反激变压器原边绕组或boost转换器电感。

### 最大占空比

MAX17498A/MAX17498C的最大占空比为49%；MAX17498B的最大占空比为92%，能够在输入/输出电压比较大的情况下构建DC-DC反激和boost转换器。

### 电源就绪指示(PGOOD)

器件包括PGOOD信号，为系统提供电源就绪指示。PGOOD为开漏输出，需要上拉电阻拉至电源电压。PGOOD电路监测EA-，当EA-处于其稳压值(1.22V)的95%（典型值）以内时，PGOOD信号拉高。对于隔离电源应用，PGOOD不能用作电源就绪指示信号。

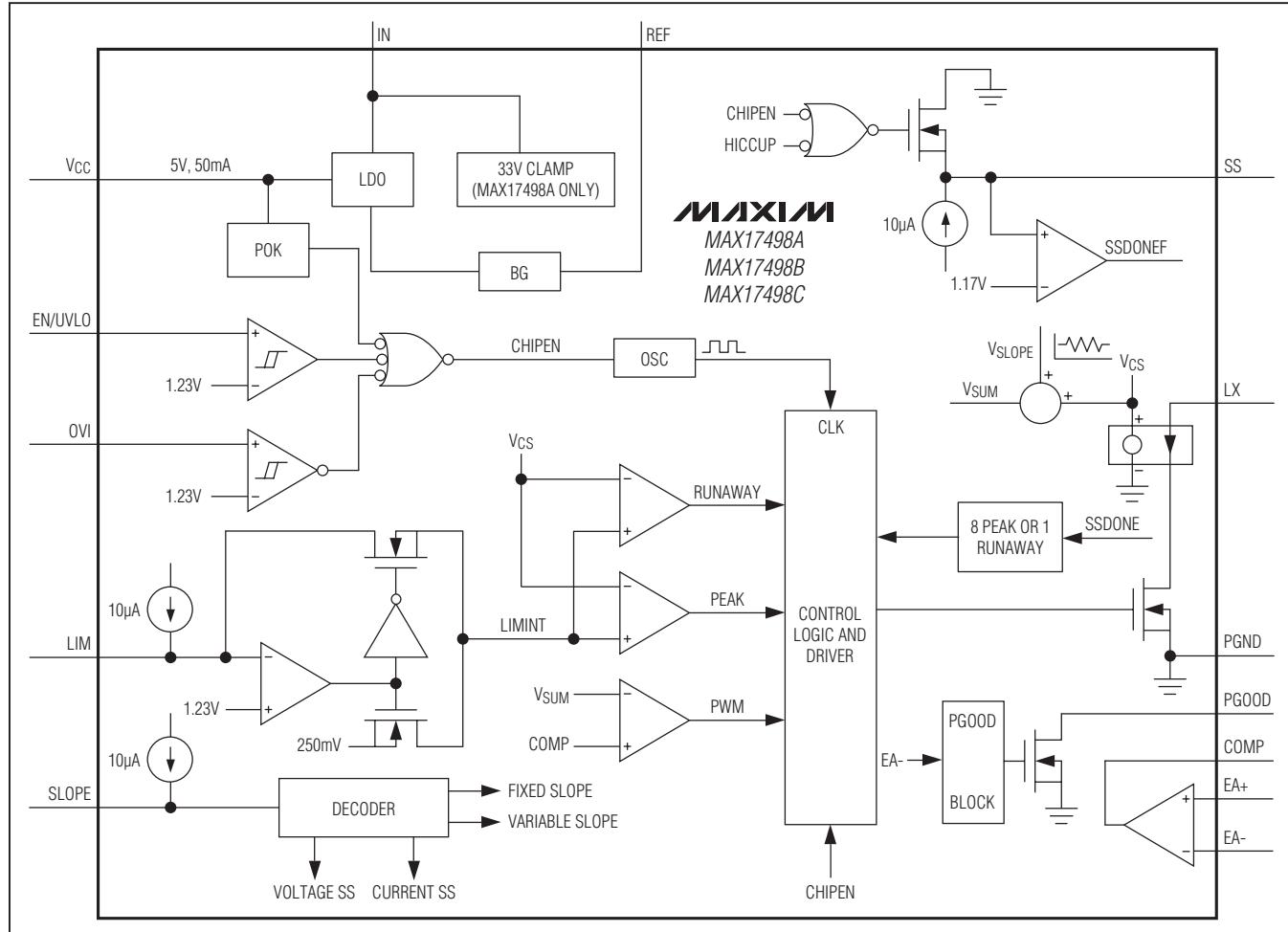


图1. MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C原理框图

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

### 软启动

器件实现反激/boost转换器时采用软启动，连接至SS引脚的电容用于设置反激/boost转换器的软启动周期。软启动电路可有效抑制输入浪涌电流，建议终端用户在非隔离应用中选择电压软启动，而在隔离应用中优先选择电流软启动，以确保输出电压单调上升，详细信息请参考设置反激/boost转换器的软启动(SS)部分。

### 扩频定制选项

对于EMI敏感应用，可向工厂申请定制扩频器件版本。频率加抖功能以±10%调制开关频率，调制率为4kHz。这种扩频调制技术将开关频率的谐波能量扩展到更宽频带并降低了谐波峰值，有助于满足苛刻的EMI规格要求。

### 应用信息

#### 启动电压和输入过压保护(EN/UVLO、OVI)

器件的EN/UVLO引脚作为使能/禁用输入和高精度编程输入UVLO引脚，EN/UVLO引脚电压超过1.23V(典型值)后，器件开始启动操作。如果EN/UVLO引脚电压下降到1.17V(典型值)以下，器件关断。输入直流电源总线与地之间的电阻分压器对输入直流电压(V<sub>DC</sub>)进行分压，并输入到EN/UVLO引脚。合理选择分压电阻，使得直流电源总线电压达到所要求的数值时，EN/UVLO引脚电压超出1.23V(典型值)开启门限。除EN/UVLO功能外，可利用附加电阻(R<sub>OVI</sub>)修改电阻分压器，实现输入过压保护，如图2所示。OVI引脚电压超过1.23V(典型值)时，器件停止开关操作，只有OVI引脚电压下降到1.17V(典型值)以下时，才恢复开关操作。对于给定的启动直流输入电压(V<sub>START</sub>)和输入过压保护门限(V<sub>OVI</sub>)，按照下式计算分压电阻，假设R<sub>OVI</sub>为24.9kΩ：

$$R_{EN} = R_{OVI} \times \left[ \frac{V_{OVI}}{V_{START}} - 1 \right] k\Omega$$

式中，R<sub>OVI</sub>单位为kΩ，V<sub>START</sub>和V<sub>OVI</sub>单位为伏特。

$$R_{SUM} = [R_{OVI} + R_{EN}] \times \left[ \frac{V_{START}}{1.23} - 1 \right] k\Omega$$

式中，R<sub>EN</sub>和R<sub>OVI</sub>单位为kΩ。采用通用交流电源输入时，R<sub>SUM</sub>可能需要采用多个等值电阻(R<sub>DC1</sub>、R<sub>DC2</sub>、R<sub>DC3</sub>)串联实现，以确保每个电阻两端的电压限制在最大工作电压。

$$R_{DC1} = R_{DC2} = R_{DC3} = \frac{R_{SUM}}{3} k\Omega$$

在基于MAX17498B/MAX17498C的低压DC-DC应用中，利用一个电阻替代R<sub>SUM</sub>即可，因为此时的电阻两端电压只有40V左右。

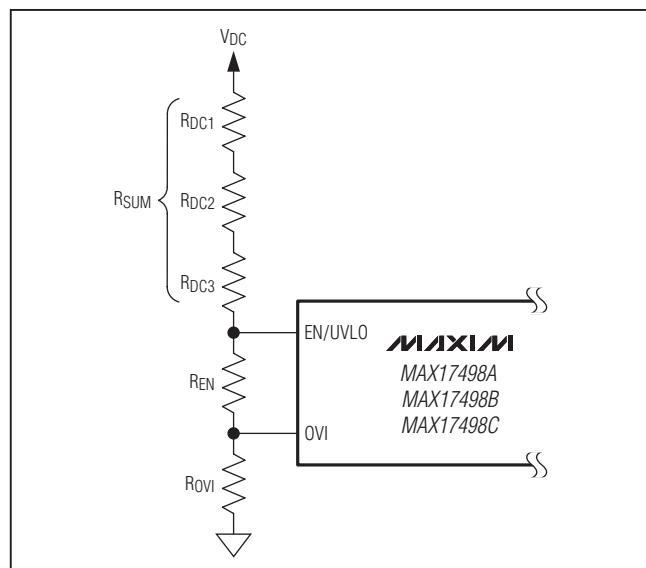


图2. 设置EN/UVLO和OVI

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

### 启动操作

MAX17498A优化用于离线式单开关反激转换器设计，具有20V IN UVLO唤醒电平，带有15V(最小值)滞回电压。在离线式应用中，采用简单的高性价比RC启动电路。直流电源上电时，启动电阻( $R_{START}$ )对启动电容( $C_{START}$ )充电，使得IN引脚的电压逐渐上升到IN UVLO门限电压(20V，典型值)。在此期间，MAX17498A通过 $R_{START}$ 消耗20 $\mu$ A(典型值)较低的启动电流。IN电压达到IN UVLO唤醒门限时，MAX17498A启动开关工作，驱动漏极连接在LX引脚的内部n沟道MOSFET。这种条件下，除外部nMOSFET开关所需的电流外，MAX17498A从 $C_{START}$ 吸入1.8mA电流。由于通过 $R_{START}$ 不能获得这一电流支持， $C_{START}$ 的电压开始下降。如图10所示，在适当的配置下，外部nMOSFET由LX引脚控制切换，反激转换器产生自举输出电压( $V_{OUT}$ )，通过二极管(D2)作用到IN引脚。 $C_{START}$ 电压下降到5V之前，如果 $V_{OUT}$ 超过5V与D2压降之和，则IN电压由 $V_{OUT}$ 维持，允许MAX17498A继续利用来自 $V_{OUT}$ 提供的能量工作。MAX17498A较大的滞回电压(典型值为15V)允许采用小尺寸启动电容( $C_{START}$ )；较小启动电流(典型值为20 $\mu$ A)可以采用大阻值启动电阻( $R_{START}$ )，从而降低直流总线高压电源的功耗。图3所示为MAX17498A的RC启动典型电路。

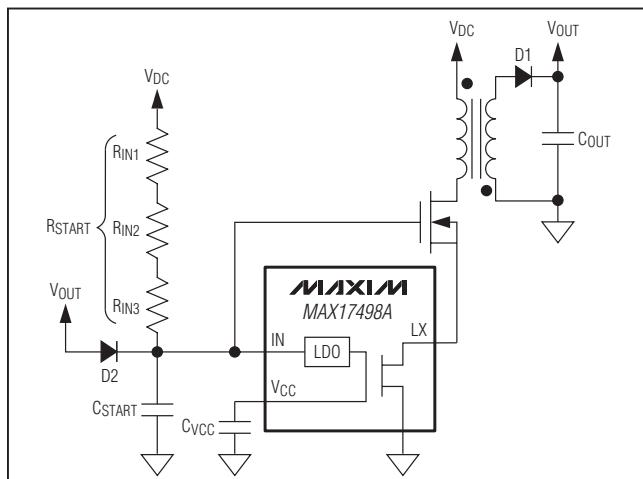


图3. 基于RC的MAX17498A启动电路

$R_{START}$ 可能采用多个等值电阻( $R_{IN1}$ 、 $R_{IN2}$ 和 $R_{IN3}$ )串联实现，以便在离线式应用中对较高的直流电压进行分压，从而将每个电阻两端的电压限制在其最大连续工作电压的额定值。 $R_{START}$ 和 $C_{START}$ 计算如下：

$$C_{START} = \left[ I_{IN} + \left( \frac{Q_{GATE} \times f_{SW}}{10^6} \right) \right] \times \frac{t_{SS}}{10} \mu\text{F}$$

式中， $I_{IN}$ 为IN引脚吸人的电源电流，单位为mA； $Q_{GATE}$ 为外部nMOSFET的栅极电荷，单位为nC； $f_{SW}$ 为转换器开关频率，单位为Hz； $t_{SS}$ 为反激转换器设置的软启动时间，单位为ms(参见设置反激/boost转换器的软启动(SS)部分)。

$$R_{START} = \frac{(V_{START} - 10) \times 50}{[1 + C_{START}]} \text{k}\Omega$$

式中， $C_{START}$ 为启动电容，单位为 $\mu\text{F}$ 。

若设计不能接受离线式应用中较高直流输入电压下的启动电阻损耗，可利用电流源代替启动电阻，搭建启动电路，如图4所示。

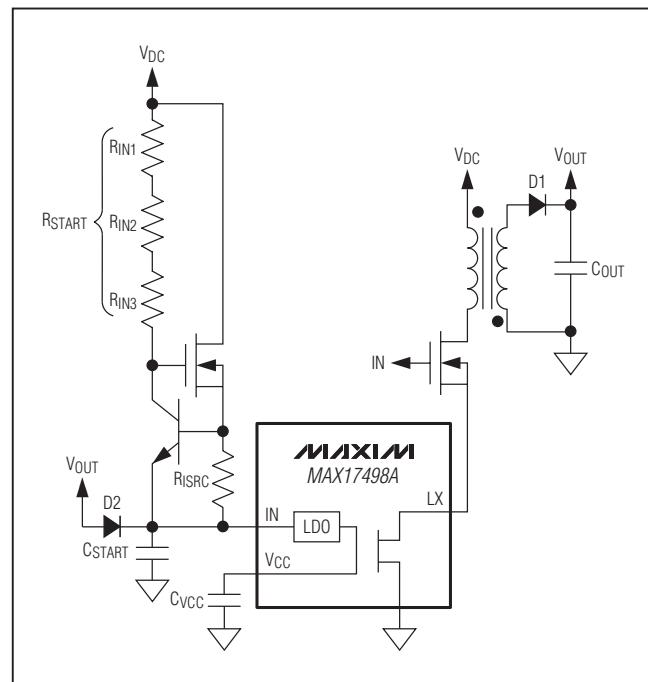


图4. 基于电流源的MAX17498A启动电路

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

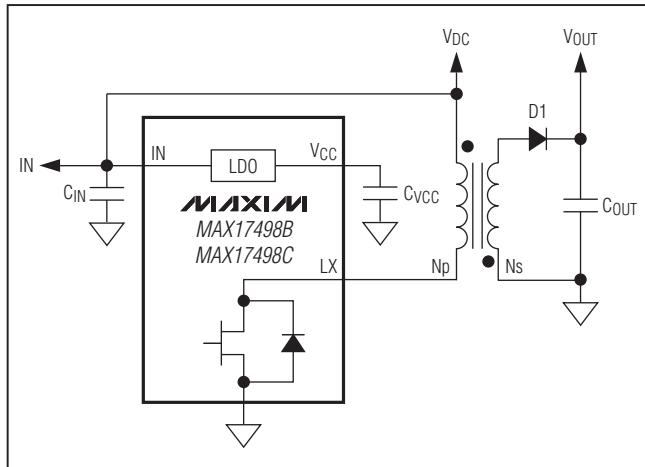


图5. MAX17498B/MAX17498C典型启动电路，IN直接连接至直流输入

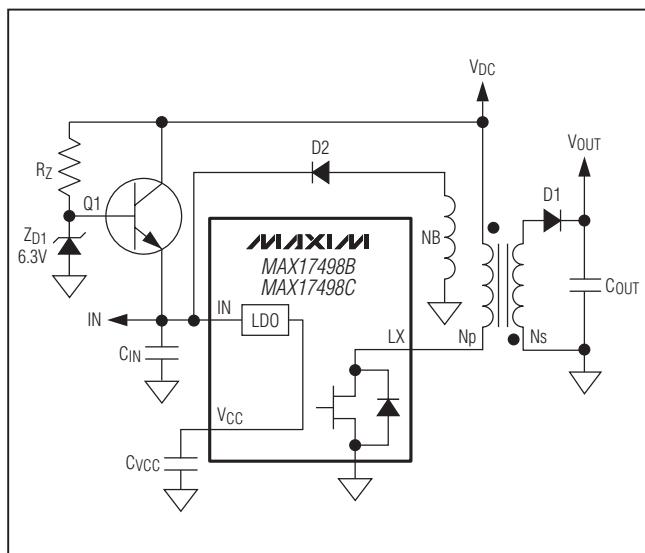


图6. MAX17498B/MAX17498C典型启动电路，偏压绕组关断Q1，降低功耗

启动电容( $C_{START}$ )计算如下：

$$C_{START} = \left[ I_{IN} + \left( \frac{Q_{GATE} \times f_{SW}}{10^6} \right) \right] \times \frac{t_{SS}}{10} \mu F$$

式中， $I_{IN}$ 为IN引脚吸入的电源电流，单位为mA； $Q_{GATE}$ 为外部MOSFET的栅极电荷，单位为nC； $f_{SW}$ 为转换器开关频率，单位为Hz； $t_{SS}$ 为反激转换器设置的软启动时间，单位为ms。

电阻 $R_{SUM}$ 和 $R_{ISRC}$ 计算如下：

$$R_{SUM} = \frac{V_{START}}{10} M\Omega$$

$$R_{ISRC} = \frac{V_{BEQ1}}{70} M\Omega$$

MAX17498B/MAX17498C的IN UVLO唤醒门限设置为3.9V(典型值)，滞回为200mV，优化于最低4.5V的低压DC-DC转换器设计。如果应用中输入直流电压足够低(例如，4.5V至5.5V直流)，能够支持MAX17498B/MAX17498C工作条件下的功耗，则将IN引脚直接连接到直流输入(如图5所示)。当直流输入电压较高时(例如，16V至32V直流)，可以利用低功耗启动电路(如图6所示)。在这种启动方法中，晶体管(Q1)提供开关电流，直到偏压绕组NB启动。电阻(R<sub>Z</sub>)计算如下：

$$R_Z = 9 \times (V_{INMIN} - 6.3) k\Omega$$

式中， $V_{INMIN}$ 为最小输入直流电压。

### 设置反激/boost转换器的软启动(SS)

通过选择SS引脚与GND之间的电容值设置器件在电压软启动模式下的软启动周期。电容 $C_{SS}$ 计算如下：

$$C_{SS} = 8.13 \times t_{SS} nF$$

式中， $t_{SS}$ 以ms表示。

电流软启动电路中，软启动周期与输出端的负载和软启动电容有关。

### 设置输出电压

器件内部提供一个灵活的误差放大器，支持正压和负压稳压输出设计。正确选择电阻分压器的阻值设置转换器的正压输出，电阻分压器连接在 $V_{OUT}$ (反激/boost输出)和GND之间，分压器中点连接在EA引脚(图7)。 $R_B$ 在20kΩ至50kΩ范围内选择， $R_U$ 按下式计算：

$$R_U = R_B \times \left[ \frac{V_{OUT}}{1.22} - 1 \right] k\Omega$$

式中， $R_B$ 的单位为kΩ。

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

正确选择电阻分压器的阻值设置转换器的负压输出，电  
阻分压器连接在V<sub>OUT</sub> (反激/boost输出)和REF之间，分压  
器中点连接在EA+引脚(图8)。R1在20kΩ至50kΩ范围选择，  
R2按下式计算：

$$R_2 = R_1 \times \left[ \frac{V_{OUT}}{1.22} \right] k\Omega$$

式中，R1的单位为kΩ。

### 设置电流门限(LIM)

器件具有可靠的过流保护，发生过载和短路时有效保护器  
件。对于反激/boost转换器，器件提供逐周期峰值电流限  
制，只要输入至LX引脚的电流超过LIM与GND之间电阻设  
置的门限，则关断驱动器。器件具有失控电流限流，在高  
输入电压和短路条件(输出电压不足以恢复反激/boost转  
换器导通期间建立的电感电流)下有效保护电路。无论是连  
续8次超出峰值电流门限，还是1次超出失控电流门限，都会  
触发打嗝保护模式，立即中止一段时间(t<sub>RSTART</sub>)的开关工  
作，保护转换器不被损坏。在再次尝试软启动之前，转换  
器的电阻、负载和反激/boost转换器的输出二极管功耗对  
过载电流进行衰减。根据所要求的电流门限(I<sub>PK</sub>)，可以按  
下式计算LIM电阻：

$$R_{LIM} = 50 \times I_{PK} \text{ k}\Omega$$

式中，I<sub>PK</sub>以安培表示。

对于给定的峰值电流限值，失控电流门限通常高出20%。  
软启动结束之前禁用峰值限流触发的打嗝保护模式，但失  
控限流触发的打嗝保护模式始终保持有效。

### 设置斜率补偿(SLOPE)

由于MAX17498A/MAX17498C的最大占空比为49%，理论  
上无需斜率补偿电路来避免连续峰值电流控制转换器工作  
在占空比大于50%时发生的次级谐波不稳定的状况。实际  
设计中，MAX17498A/MAX17498C只需简单的斜率补偿电  
路即可实现稳定、无抖动工作。MAX17498A/MAX17498C  
允许用户简单地将SLOPE引脚连接到V<sub>CC</sub>，设置默认的斜  
率补偿。建议非连续工作模式下也采用这种简单的斜率补  
偿，以提高抗干扰能力，实现无抖动工作。

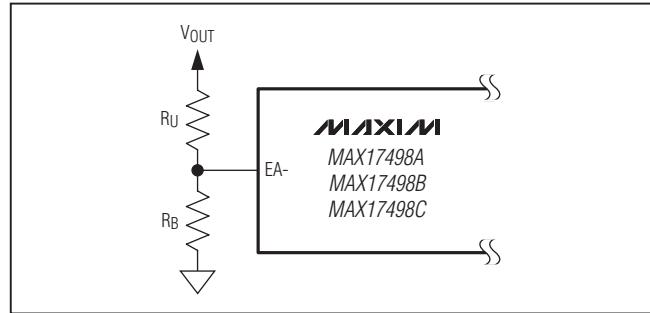


图7. 设置正压输出

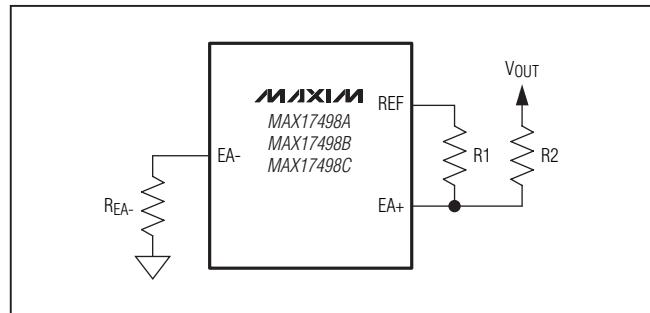


图8. 设置负压输出

MAX17498B反激/boost转换器可以设计工作在非连续模  
式，或在给定直流输入电压、特定的重负载条件下进入连  
续传导模式。连续传导模式下，反激/boost转换器需要斜  
率补偿，避免在所有规定负载以及峰值电流受控模式下，  
转换器工作在50%以上占空比时发生次级谐波不稳定。即  
使转换器工作在50%占空比以下，最好也在检测的电流信  
号上叠加稍许斜率信号，以确保稳定、无抖动工作。用户  
可通过选择SLOPE引脚与地之间的电阻(R<sub>SLOPE</sub>)设置斜率  
补偿。

$$R_{SLOPE} = 0.5 \times S_E \text{ k}\Omega$$

式中，斜率(S<sub>E</sub>)以每微秒毫伏表示。

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

### 反激/boost转换器的误差放大器、 环路补偿和功率级设计

器件配置为反激/boost转换器时，需要在误差放大器输出增加合适的环路补偿，以实现稳定工作。补偿设计的目的是满足相应的闭环带宽要求，并在转换器开环增益传递函数的单位增益频点具有足够的相位裕量。器件中的误差放大器为跨导放大器，按照图9所示补偿网络提供必要的环路补偿。

反激/boost转换器可用于实现以下转换器和工作模式：

- 非隔离反激转换器，非连续传导模式(DCM反激)
- 非隔离反激转换器，连续传导模式(CCM反激)
- Boost转换器，非连续传导模式(DCM boost)
- Boost转换器，连续传导模式(CCM boost)

下文将详细介绍这些转换器的补偿环路( $R_Z$ 、 $C_Z$ 和 $C_P$ )计算，以及功率级元件的设计步骤。

### DCM反激架构

#### 选择原边电感

DCM反激转换器中，理想情况下，反激变压器的原边电感储能应全部传递给输出。可按照下式计算转换器在任何工作条件下均可保持非连续模式的最大原边电感：

$$L_{PRIMAX} \leq \frac{(V_{INMIN} \times D_{MAX})^2 \times 0.4}{(V_{OUT} + V_D) \times I_{OUT} \times f_{SW}}$$

式中， $D_{MAX}$ 对于MAX17498A/MAX17498C为0.35，对于MAX17498B为0.7； $V_D$ 为副边输出整流二极管的正向压降； $f_{SW}$ 为电源转换器开关频率。选择小于 $L_{PRIMAX}$ 的原边电感。

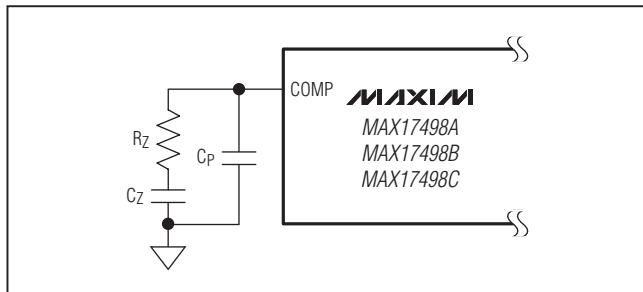


图9. 误差放大器补偿网络

#### 计算占空比

如果所选原边电感为 $L_{PRI}$ ，精确的占空比( $D_{NEW}$ )可利用下式计算：

$$D_{NEW} = \frac{\sqrt{2.5 \times L_{PRI} \times (V_{OUT} + V_D) \times I_{OUT} \times f_{SW}}}{V_{INMIN}}$$

#### 计算匝数比( $N_s/N_p$ )

变压器匝数比( $K = N_s/N_p$ )计算如下：

$$K = \frac{(V_{OUT} + V_D) \times (1 - D_{MAX})}{V_{INMIN} \times D_{MAX}}$$

#### 计算峰值/RMS电流

变压器制造商需要了解原边和副边的RMS电流，以确定线圈直径。峰值电流计算对于设置电流门限非常有用，利用下式计算原边和副边峰值、RMS电流：

原边最大峰值电流：

$$I_{PRIPEAK} = \frac{V_{INMIN} \times D_{NEW}}{L_{PRI} \times f_{SW}}$$

原边最大RMS电流：

$$I_{PRIRMS} = I_{PRIPEAK} \times \sqrt{\frac{D_{NEW}}{3}}$$

副边最大峰值电流：

$$I_{SECPEAK} = \frac{I_{PRIPEAK}}{K}$$

副边最大RMS电流：

$$I_{SECRMS} = I_{PRIPEAK} \times \sqrt{\frac{I_{SECPEAK} \times L_{PRI} \times f_{SW}}{3(V_{OUTF} + V_D)}}$$

对于限流设置，按照下式计算峰值电流：

$$I_{LIM} = I_{PRIPEAK} \times 1.2$$

#### 选择原边RCD缓冲器

理想情况下，外部n沟道MOSFET漏源之间承受的电压等于输入电压和原边绕组在nMOSFET关断期间的电压之和。实际应用中，电路的寄生电感和电容(例如，反激变压器的漏感)引起电压过冲和振铃。缓冲电路将电压过冲限制在外

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

部nMOSFET额定电压规定的安全水平以内。利用下式计算缓冲器电容：

$$C_{SNUB} = \frac{2 \times L_{LK} \times I_{PRIPEAK}^2 \times K^2}{V_{OUT}^2}$$

式中， $L_{LK}$ 为变压器技术指标中的漏感(通常为原边电感的1%至2%)。

缓冲器电阻的功耗可利用下式计算：

$$P_{SNUB} = 0.833 \times L_{LK} \times I_{PRIPEAK}^2 \times f_{SW}$$

缓冲器电阻由下式计算：

$$R_{SNUB} = \frac{6.25 \times V_{OUT}^2}{P_{SNUB} \times K^2}$$

缓冲器二极管的额定电压为：

$$V_{DSNUB} = V_{INMAX} + \left( 2.5 \times \frac{V_{OUT}}{K} \right)$$

### 选择输出电容

X7R陶瓷输出电容具有较好的温度稳定性，是工业应用领域的首选。选择输出电容使其能够支持最大50%的输出电流跃变，输出电压偏差应维持在稳压值的3%以内。输出电容可按下式计算：

$$C_{OUT} = \frac{I_{STEP} \times t_{RESPONSE}}{\Delta V_{OUT}}$$
$$t_{RESPONSE} \cong \left( \frac{0.33}{f_C} + \frac{1}{f_{SW}} \right)$$

式中， $I_{STEP}$ 为负载阶跃； $t_{RESPONSE}$ 为控制器响应时间； $\Delta V_{OUT}$ 为所允许的输出电压偏差； $f_C$ 为闭环传输函数的单位增益频率。选择 $f_C$ 为开关频率( $f_{SW}$ )的1/10。对于反激转换器，主开关导通时，输出电容提供负载电流，输出电压

纹波为负载电流和占空比的函数。利用下式计算输出电容纹波：

$$\Delta V_{COUT} = \frac{D_{NEW} \times [I_{PRIPEAK} - [K \times I_{OUT}]]^2}{2 \times I_{PRIPEAK} \times f_{SW} \times C_{OUT}}$$

式中， $I_{OUT}$ 为负载电流， $D_{NEW}$ 为最小输入电压下的占空比。

### 选择输入电容

MAX17498A优化用于离线式AC-DC转换器设计。此类应用中，必须根据整流后的电网电压纹波或保持时间的要求来选择输入电容。保持时间可以定义为：从交流电源失效开始电源能够保持其稳定输出电压的时间。MAX17498B/MAX17498C非常适合低压DC-DC转换器应用，此时在计算输入电容时必须考虑开关频率的纹波。无论哪种情况，电容的大小必须满足可靠工作所要求的RMS电流。

**基于开关纹波选择电容(MAX17498B/MAX17498C)：**对于DC-DC转换器，推荐使用X7R陶瓷电容，因为这类电容能够在整个工作温度范围内保持稳定。陶瓷电容的ESR和ESL相对较低，纹波电压主要为容性分量。对于反激式转换器，主开关导通时由输入电容提供电流。利用下式计算规定峰-峰输入纹波电压( $V_{IN\_RIP}$ )下的输入电容：

$$C_{IN} = \frac{D_{NEW} \times I_{PRIPEAK} [1 - (0.5 \times D_{NEW})]^2}{2 \times f_{SW} \times V_{IN\_RIP}}$$

**基于整流后的电网电压纹波选择电容(MAX17498A)：**对于反激转换器，二极管整流器关断时，由输入电容维持输入电流。输入平均电流导致的放电电压( $V_{IN\_RIP}$ )应在规定范围以内：

$$C_{IN} = \frac{0.5 \times I_{PRIPEAK} \times D_{NEW}}{f_{RIPPLE} \times V_{IN\_RIP}}$$

式中， $f_{RIPPLE}$ 为输入交流纹波的频率，对于半波整流，它等于电源频率；对于全波整流，则为交流电源频率的两倍。

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

**基于保持时间选择电容(MAX17498A):** 如果在保持时间( $t_{HOLDUP}$ )内需要提供指定的输出功率( $P_{HOLDUP}$ )，给定交流电源跌落时的直流总线电压( $V_{INFAIL}$ )和转换器可以维持稳压输出的最小直流总线电压( $V_{INMIN}$ )，按照下式估算输入电容( $C_{IN}$ ):

$$C_{IN} = \frac{3 \times P_{HOLDUP} \times t_{HOLDUP}}{(V_{INFAIL}^2 - V_{INMIN}^2)}$$

输入电容RMS电流计算如下:

$$I_{INCRMS} = \frac{0.6 \times V_{INMIN} \times (D_{MAX})^2}{f_{SW} \times L_{PRI}}$$

### 选择外部MOSFET

选择MOSFET需要依据最大漏极电压、原边峰值/RMS电流以及不超过结温限制条件下封装所允许的最大功率耗散。MOSFET漏极承受的电压为输入电压、变压器原边反射的副边电压和漏感尖峰之和。MOSFET的绝对最大 $V_{DS}$ 额定值必须高于最差情况下的漏极电压:

$$V_{DSMAX} = V_{INMAX} + \left[ \left( \frac{V_{OUT} + V_D}{K} \right) \times 2.5 \right]$$

选择外部MOSFET漏极电流的额定值大于最差工作条件下的峰值电流门限设置。

### 选择副边二极管

副边二极管选择依据最大反向电压、副边平均电流、反向恢复时间、结电容和封装所允许的最大功率耗散。二极管应可承受输出电压与原边映射电压之和。

最大反向工作电压的额定值必须高于最差条件下的反向电压。

$$V_{SECDIODE} = 1.25 \times (K \times V_{INMAX} + V_{OUT})$$

选择副边二极管的电流额定值应使二极管功耗(以正向压降与二极管平均电流乘积给出)足够低，确保结温在规定范围内。这就要求二极管电流额定值大约为:  $2 \times I_{OUT}$  至  $3 \times I_{OUT}$ 。选择恢复时间小于50ns的快恢复二极管，或低结电容的肖特基二极管。

### 误差放大器补偿设计

环路补偿值计算如下:

$$R_Z = 450 \times \sqrt{\frac{\left[ 1 + \left( \frac{0.1 \times f_{SW}}{f_P} \right)^2 \right] \times V_{OUT} \times I_{OUT}}{2 \times L_{PRI} \times f_{SW}}}$$

式中，

$$f_P = \frac{I_{OUT}}{\pi \times V_{OUT} \times C_{OUT}}$$

$$C_Z = \frac{1}{\pi \times R_Z \times f_P}$$

$$C_P = \frac{1}{\pi \times R_Z \times f_{SW}}$$

器件的开关频率 $f_{SW}$ 可从电气特性表获得。

### CCM反激架构

#### 计算变压器匝数比( $K = N_s/N_p$ )

可利用下式计算变压器匝数比:

$$K = \frac{(V_{OUT} + V_D) \times (1 - D_{MAX})}{V_{INMIN} \times D_{MAX}}$$

式中， $D_{MAX}$ 为最小输入下的占空比(MAX17498A/MAX17498C为0.35，MAX17498B为0.7)。

### 计算原边电感

基于纹波计算原边电感:

$$L_{PRI} = \frac{(V_{OUT} + V_D) \times (1 - D_{NOM}) \times K}{2 \times I_{OUT} \times \beta \times f_{SW}}$$

式中， $D_{NOM}$ 为直流输入电压( $V_{INNOM}$ )下的标称占空比，如下所示:

$$D_{NOM} = \frac{(V_{OUT} + V_D) \times K}{[V_{INNOM} + (V_{OUT} + V_D) \times K]}$$

通过选择上述原边电感计算公式中的 $\beta$ ，确定反激转换器工作在CCM模式下的最小输出电流。例如，选择 $\beta$ 为0.15，使转换器能够在输出电流下降到最大输出负载电流的15%时工作在CCM模式。由于原边电流波形的纹波是占空比的函数，并且在最大直流输入电压时达到最大值，所以最大负载电流(最差条件)下，低于该值时转换器工作在CCM模式，发生在最大直流输入电压处。 $V_D$ 为最大输出电流下、输出二极管的正向压降。

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

### 计算峰值/RMS电流

变压器制造商需要了解原边和副边的RMS电流，以确定线圈直径。峰值电流计算对于设置电流门限非常有用，利用下式计算原边和副边峰值、RMS电流：

原边最大峰值电流：

$$I_{PRIPEAK} = \left( \frac{I_{OUT} \times K}{1 - D_{MAX}} \right) + \left( \frac{V_{INMIN} \times D_{MAX}}{2 \times L_{PRI} \times f_{SW}} \right)$$

原边最大RMS电流：

$$I_{PРИRMS} = \sqrt{\frac{I_{PRIPEAK}^2 + \Delta I_{PRI}^2 - (I_{PRIPEAK} \times \Delta I_{PRI})}{3}} \times \sqrt{D_{MAX}}$$

式中， $\Delta I_{PRI}$ 为原边电流波形的纹波电流，由下式给出：

$$\Delta I_{PRI} = \left( \frac{V_{INMIN} \times D_{MAX}}{L_{PRI} \times f_{SW}} \right)$$

副边最大峰值电流：

$$I_{SECPEAK} = \frac{I_{PRIPEAK}}{K}$$

副边最大RMS电流：

$$I_{SECRRMS} = \sqrt{\frac{I_{SECPEAK}^2 + \Delta I_{SEC}^2}{3} - (I_{SECPEAK} \times \Delta I_{SEC})} \times \sqrt{1 - D_{MAX}}$$

式中， $\Delta I_{SEC}$ 为副边电流波形的纹波电流，由下式给出：

$$\Delta I_{SEC} = \left( \frac{V_{INMIN} \times D_{MAX}}{L_{PRI} \times f_{SW} \times K} \right)$$

对于限流设置，峰值电流计算如下：

$$I_{LIM} = I_{PRIPEAK} \times 1.2$$

### 选择原边RCD缓冲器

选择RCD缓冲器的设计步骤与DCM反激架构部分的说明相同。

### 选择输出电容

X7R陶瓷输出电容具有较好的温度稳定性，是工业应用领域的首选。选择输出电容使其能够支持最大50%的输出电流跃变，输出电压偏差应维持在稳压值的3%。输出电容可按下式计算：

$$C_{OUT} = \frac{I_{STEP} \times t_{RESPONSE}}{\Delta V_{OUT}}$$
$$t_{RESPONSE} \cong \left( \frac{0.33}{f_C} + \frac{1}{f_{SW}} \right)$$

式中， $I_{STEP}$ 为负载阶跃； $t_{RESPONSE}$ 为控制器响应时间； $\Delta V_{OUT}$ 为所允许的输出电压偏差； $f_C$ 为闭环传输函数的单位增益频率。选择 $f_C$ 低于最差工作条件(最低)下RHP零点频率( $f_{RHP}$ )的1/5。右半平面零点频率为：

$$f_{ZRH} = \frac{(1 - D_{MAX})^2 \times V_{OUT}}{2 \times \pi \times D_{MAX} \times L_{PRI} \times I_{OUT} \times K^2}$$

对于CCM反激转换器，主开关导通时，输出电容提供负载电流。因此，输出电压纹波为负载电流和占空比的函数。利用下式估算输出电压纹波：

$$\Delta V_{COUT} = \frac{I_{OUT} \times D_{MAX}}{f_{SW} \times C_{OUT}}$$

### 选择输入电容

选择输入电容的设计步骤与DCM反激架构部分的说明相同。

### 选择外部MOSFET

选择外部MOSFET的设计步骤与DCM反激架构部分的说明相同。

### 选择副边二极管

选择副边二极管的设计步骤与DCM反激架构部分的说明相同。

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

### 误差放大器补偿设计

CCM反激转换器中，原边电感和等效负载电阻在以下频点引入右半平面的零点：

$$f_{ZRHP} = \frac{(1-D_{MAX})^2 \times V_{OUT}}{2 \times \pi \times D_{MAX} \times L_{PRI} \times I_{OUT} \times K^2}$$

环路补偿值计算如下：

$$R_Z = \frac{200 \times I_{OUT}}{(1-D_{MAX})} \times \sqrt{1 + \left[ \frac{f_{RHP}}{5 \times f_P} \right]^2}$$

式中， $f_P$ 为输出电容和负载产生的极点，由下式给出：

$$f_P = \frac{(1+D_{MAX}) \times I_{OUT}}{2 \times \pi \times C_{OUT} \times V_{OUT}}$$

以上选项将环路单位增益频率( $f_C$ )，此时环路增益等于1)设置在右半平面零点频率的1/5。

$$f_C \leq \frac{f_{ZRHP}}{5}$$

控制环路零点置于负载极点频率：

$$C_Z = \frac{1}{2\pi \times R_Z \times f_{SW}}$$

高频极点置于开关频率的1/2：

$$C_P = \frac{1}{\pi \times R_Z \times f_{SW}}$$

### DCM boost架构

在DCM boost转换器中，电感电流在每个开关周期都会回到零点。主开关导通期间储存的能量会在每个开关周期完全传递给负载。

### 选择电感

设计步骤首先从计算boost转换器的输入电感开始，使其在任何工作电压和负载条件下均工作在DCM模式。维持DCM工作所需的临界电感计算如下：

$$L_{IN} \leq \frac{[(V_{OUT} - V_{INMIN}) \times V_{INMIN}^2] \times 0.4}{I_{OUT} \times V_{OUT}^2 \times f_{SW}}$$

式中， $V_{INMIN}$ 为最小输入电压。

### 计算峰值/RMS电流

为了设置电流门限，电感的峰值电流计算如下：

$$I_{LIM} = I_{PK} \times 1.2$$

式中， $I_{PK}$ 由下式给出：

$$I_{PK} = \sqrt{\frac{2 \times (V_{OUT} - V_{INMIN}) \times I_{OUT}}{L_{INMIN} \times f_{SWMIN}}}$$

$L_{INMIN}$ 为输入电感最小值，需考虑容限和电感饱和。 $f_{SWMIN}$ 为MAX17498B的最小开关频率，从电气特性表获得。

### 选择输出电容

X7R陶瓷输出电容具有较好的温度稳定性，是工业应用领域的首选。选择输出电容使其能够支持最大50%的输出电流跃变，输出电压偏差应维持在稳压值的3%。输出电容可按下式计算：

$$C_{OUT} = \frac{I_{STEP} \times t_{RESPONSE}}{\Delta V_{OUT}}$$
$$t_{RESPONSE} \cong \left( \frac{0.33}{f_C} + \frac{1}{f_{SW}} \right)$$

式中， $I_{STEP}$ 为负载阶跃； $t_{RESPONSE}$ 为控制器响应时间； $\Delta V_{OUT}$ 为所允许的输出电压偏差； $f_C$ 为闭环传输函数的单位增益频率。选择 $f_C$ 为开关频率( $f_{SW}$ )的1/10。对于boost转换器，主开关导通时，输出电容提供负载电流，输出电压纹波为负载电流和占空比的函数。利用下式计算输出电容纹波：

$$\Delta V_{COUT} = \frac{I_{OUT} \times L_{IN} \times I_{PK}}{V_{INMIN} \times C_{OUT}}$$

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

### 选择输入电容

可根据直流输入电源总线允许的纹波计算输入陶瓷电容值。输入电容的大小与其处理的交流电流RMS值有关。计算如下：

$$C_{IN} = \left[ \frac{3.75 \times I_{OUT}}{V_{INMIN} \times f_{SWMIN} \times (1 - D_{MAX})} \right]$$

电容的RMS电流计算如下：

$$I_{CIN\_RMS} = \frac{I_{PK}}{2 \times \sqrt{3}}$$

### 误差放大器补偿设计

误差放大器的环路补偿可按下式计算：

$$C_Z = \frac{G_{DC} \times G_M \times 10}{2 \times \pi \times f_{SW}} = (G_{DC} \times 10) \text{ nF}$$

式中， $G_{DC}$ 为功率级的直流增益，由下式给出：

$$G_{DC} = \sqrt{\frac{8 \times (V_{OUT} - V_{INMIN}) \times f_{SW} \times V_{OUT}^2 \times L_{IN}}{(2V_{OUT} - V_{INMIN})^2 \times I_{OUT}}}$$
$$R_Z = \frac{V_{OUT} \times C_{OUT} \times (V_{OUT} - V_{INMIN})}{I_{OUT} \times C_Z \times (2V_{OUT} - V_{INMIN})}$$

式中， $V_{INMIN}$ 为最低输入工作电压， $I_{OUT}$ 为最大负载电流：

$$C_P = \frac{C_{OUT} \times ESR}{R_Z}$$

### 斜率补偿

理论上，DCM boost转换器不需要斜率补偿即可稳定工作。实际设计中，需要对转换器进行稍许效率补偿，以确保在非常轻的负载下保持良好的抗干扰能力。将SLOPE引脚连接至 $V_{CC}$ ，为器件设置最小斜率补偿。

### 选择输出二极管

Boost转换器的输出二极管电压额定值在理想情况下等于boost转换器的输出电压。实际设计中，受电路寄生电感和电容的影响，在二极管关断瞬间(发生在主开关导通时)会产生电压过冲。因此，选择二极管时，额定值应留出必要的裕量，以满足电压应力的需求。通常选择电压额定值为 $1.3 \times V_{OUT}$ ，可满足多数情况下的设计裕量。

选择输出二极管的电流额定值时，须保证二极管功耗(正向压降与二极管平均电流的乘积)相对于额定值来说足够低，使结温限制在规定的范围内。通常选择二极管电流额定值为： $2 \times I_{OUT}$ 至 $3 \times I_{OUT}$ ，推荐选择恢复时间小于50ns的快恢复二极管，或结电容非常小的肖特基二极管。

### 计算内部MOSFET RMS电流

内部MOSFET (漏极连接至LX)的电压应力在理想情况下等于输出电压与输出二极管正向压降之和。实际设计中，关断瞬间由于电路寄生元件的影响，会发生电压过冲和振铃。器件内部n沟道MOSFET的最大额定电压为65V，能够支持高达48V输出的boost转换器，并对电压过冲和振铃留有足够的裕量。流入LX的RMS电流用于估算内部nMOSFET的传导损耗，按照下式计算：

$$I_{LX\_RMS} = \sqrt{\frac{|I_{PK}|^3 \times L_{INS} \times f_{SW}}{3 \times V_{INMIN}}}$$

式中， $|I_{PK}|$ 为最低输入电压( $V_{INMIN}$ )下计算得到的峰值电流。

### CCM boost架构

CCM boost转换器中，电感电流在每个开关周期不会回到零点。由于MAX17498B能够实现非同步boost转换，电感电流在负载电流低于临界值(等于电感电流峰-峰值的1/2)时进入DCM工作。

### 选择电感

设计步骤从计算boost转换器的输入电感开始，标称输入电压下电感电流纹波等于最大输入电流的30%：

$$L_{IN} = \frac{V_{IN} \times D \times (1 - D)}{0.3 \times I_{OUT} \times f_{SW}}$$

式中，D为占空比，计算如下：

$$D = \frac{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}{V_{OUT} + V_D}$$

$V_D$ 为最大输出电流下、boost转换器输出二极管的压降。

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

### 计算峰值/RMS电流

为了设置电流门限，电感和内部nMOSFET的峰值电流计算如下：

$$I_{PK} = \left[ \frac{V_{OUT} \times D_{MAX} \times (1-D_{MAX})}{L_{INMIN} \times f_{SWMIN}} + \frac{I_{OUT}}{(1-D)} \right] \times 1.2 \text{ for } D_{MAX} \geq 0.5$$

$$I_{PK} = \left[ \frac{0.25 \times V_{OUT}}{L_{INMIN} \times f_{SWMIN}} + \frac{I_{OUT}}{(1-D)} \right] \times 1.2 \text{ for } D_{MAX} \geq 0.5$$

$D_{MAX}$ 为最大占空比，将最小输入工作电压( $V_{INMIN}$ )带入上述占空比公式计算得到。 $L_{INMIN}$ 为输入电感最小值，需考虑容限和饱和参数。 $f_{SWMIN}$ 为MAX17498B的最小开关频率，从电气特性表获得。

### 选择输出电容

X7R陶瓷输出电容具有很好的温度稳定性，是工业应用的首选。选择输出电容使其能够支持最大50%的输出电流跃变，输出电压偏差应维持在稳压值的3%。输出电容可按下式计算：

$$C_{OUTF} = \frac{I_{STEP} \times t_{RESPONSE}}{\Delta V_{OUT}}$$
$$t_{RESPONSE} \cong \left( \frac{0.33}{f_C} + \frac{1}{f_{SW}} \right)$$

式中， $I_{STEP}$ 为负载阶跃； $t_{RESPONSE}$ 为控制器响应时间； $\Delta V_{OUT}$ 为所允许的输出电压偏差； $f_C$ 为闭环传输函数的单位增益频率。选择 $f_C$ 为开关频率( $f_{SW}$ )的1/10。对于boost转换器，主开关导通时，输出电容提供负载电流，输出电压纹波为负载电流和占空比的函数。利用下式计算输出电容纹波：

$$\Delta V_{COUT} = \frac{I_{OUT} \times D_{MAX}}{C_{OUT} \times f_{SW}}$$

### 选择输入电容

可根据直流输入电源总线允许的纹波计算输入陶瓷电容值。输入电容的大小与其处理的交流电流RMS值有关。计算如下：

$$C_{IN} = \left[ \frac{3.75 \times I_{OUT}}{V_{INMIN} \times f_{SW} \times (1-D_{MAX})} \right]$$

输入电容的RMS电流计算如下：

$$I_{CIN\_RMS} = \frac{\Delta I_{LIN}}{2 \times \sqrt{3}}$$

式中：

$$\Delta I_{LIN} = \left[ \frac{V_{OUT} \times D_{MAX} \times (1-D_{MAX})}{L_{INMIN} \times f_{SWMIN}} \right] \text{ for } D_{MAX} < 0.5$$

$$\Delta I_{LIN} = \left[ \frac{0.25 \times V_{OUT}}{L_{INMIN} \times f_{SWMIN}} \right] \text{ for } D_{MAX} \geq 0.5$$

### 误差放大器补偿设计

误差放大器环路补偿计算如下：

$$R_Z = \frac{203 \times V_{OUT}^2 \times C_{OUT} \times (1-D_{MAX})}{I_{OUTMAX} \times L_{IN}}$$

式中， $I_{OUTMAX}$ 为最大负载电流：

$$C_Z = \frac{V_{OUT} \times C_{OUT}}{2 \times I_{OUTMAX} \times R_Z}$$

$$C_P = \frac{1}{\pi \times f_{SW} \times R_Z}$$

### 斜率补偿缓变

当占空比大于50%时，为使转换器稳定工作，可按下式计算所需要的斜率补偿：

$$S_E = \frac{0.41(V_{OUT} - V_{INMIN})}{L_{IN}} \text{ V per } \mu\text{s}$$

式中， $L_{IN}$ 的单位为 $\mu\text{H}$ 。

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

## AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用

### 选择输出二极管

选择输出二极管的方法与DCM boost架构部分的说明相同。

### 计算内部MOSFET RMS电流

内部MOSFET (漏极连接至LX)的电压应力在理想情况下等于输出电压与输出二极管正向压降之和。实际设计中，关断瞬间由于电路寄生元件的影响，会发生电压过冲和振铃。器件内部n沟道MOSFET的最大额定电压为65V，能够支持高达48V输出的boost转换器，并对电压过冲和振铃留有足够的裕量。流入LX的RMS电流用于估算内部nMOSFET的传导损耗，按照下式计算：

$$I_{LXRMS} = \frac{I_{OUT} \times \sqrt{D_{MAX}}}{(1 - D_{MAX})}$$

式中， $D_{MAX}$ 为最小输入电压下的占空比， $I_{OUT}$ 为最大负载电流。

### 散热考虑

应确保器件结温在规定的电源工作范围内不会超过+125°C。可利用下式计算器件工作时的功耗：

$$P_{IN} = V_{IN} \times I_{IN}$$

式中， $V_{IN}$ 为作用在IN引脚的电压， $I_{IN}$ 为电源电流。

在导通和关断状态之间切换时，内部n沟道MOSFET存在传导损耗和转换损耗，计算如下：

$$P_{CONDUCTION} = I_{LXRMS}^2 \times R_{DSONLX}$$

$$P_{TRANSITION} = 0.5 \times V_{INMAX} \times I_{PK} \times (t_R + t_F) \times f_{SW}$$

式中， $t_R$ 和 $t_F$ 为CCM工作时内部nMOSFET的上升、下降时间。DCM工作模式下，由于开关电流只从0开始，具有 $t_F$ ，所以转换损耗公式为：

$$P_{TRANSITION} = 0.5 \times V_{INMAX} \times I_{PK} \times t_F \times f_{SW}$$

内部MOSFET导通并将漏源电容的电压放电至0时，MOSFET的漏源电容储能被消耗掉，因此，系统在每个开关周期会存在附加的损耗，可按照下式估算损耗：

$$P_{CAP} = 0.5 \times C_{DS} \times V_{DSMAX}^2 \times f_{SW}$$

可利用下式计算器件总功耗：

$$P_{LOSS} = P_{IN} + P_{CONDUCTION} + P_{TRANSITION} + P_{CAP}$$

器件在+70°C时能够耗散的最大功率为1666mW。温度上升到+70°C以上时，可耗散的功率以21mW/°C降额。对于多层电路板，封装的温度特性可由下式给出：

$$\theta_{JA} = 48^\circ\text{C}/\text{W}$$

$$\theta_{JC} = 10^\circ\text{C}/\text{W}$$

利用下式估算器件在给定最高环境温度( $T_{AMAX}$ )下的结温：

$$T_{JMAX} = T_{AMAX} + (\theta_{JA} \times P_{LOSS})$$

如果应用中带有热管理系统，通过合适的散热器可确保器件的裸焊盘维持在给定温度( $T_{EPMAX}$ )，按照下式估算最高环境温度下的结温温升：

$$T_{JMAX} = T_{EPMAX} + (\theta_{JC} \times P_{LOSS})$$

# **MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C**

## **AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器， 支持反激/Boost应用**

### **布局、接地和旁路**

所有承载脉冲电流的连线必须非常短，并尽可能宽。由于高频开关电源转换器存在较大的di/dt电流变化，必须尽可能减小这些连线的寄生电感。这意味着电路不同部分存在脉冲电流的环路面积应保持在最小。此外，减小电流环路的面积也有助于降低EMI辐射。同样，主MOSFET表现为dV/dt信号源，应尽可能减小MOSFET散热器的表面积。

地线必须尽量保持完整。转换器功率电路的接地区域应与模拟地分开，功率地的低噪部分除外，通常为输入滤波电容

回路。滤波电容的负端、电源开关的地回路和检流电阻必须连接在一起。PCB布局也会影响设计的散热。应在器件的裸焊盘下方提供大面积覆铜，通过多个过孔接至大面积地层，以有效散热。为确保设计的一次通过率，请参考MAX17498B评估板布局，可从以下网站下载：[china.maxim-ic.com](http://china.maxim-ic.com)。

对于通用交流输入设计，须遵循适用的安全规范。离线式电源通常需要UL、VDE等类似机构的认证。

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器，  
支持反激/Boost应用

典型应用电路

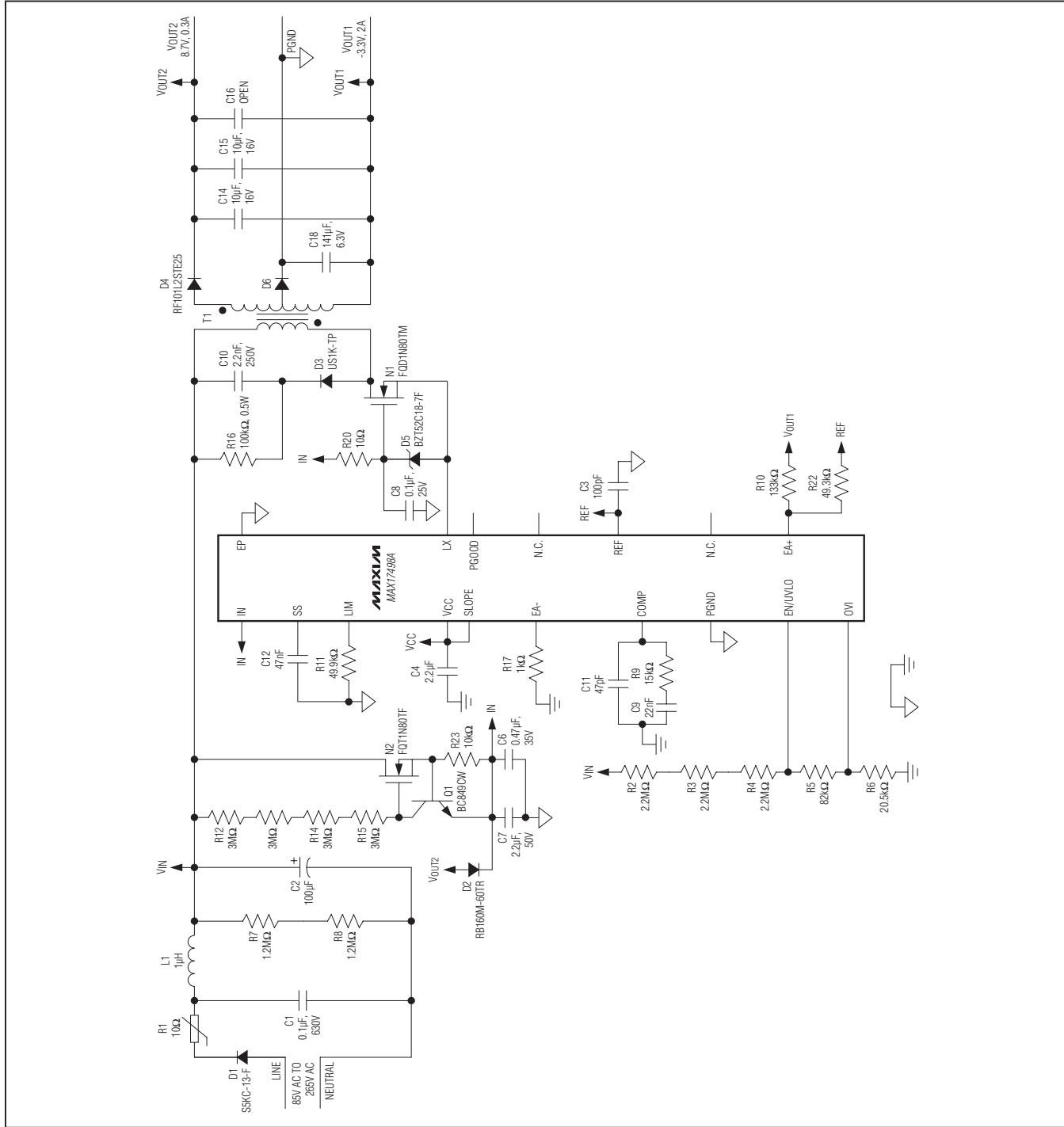


图10. MAX17498A非隔离多路输出AC-DC电源

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器，  
支持反激/Boost应用

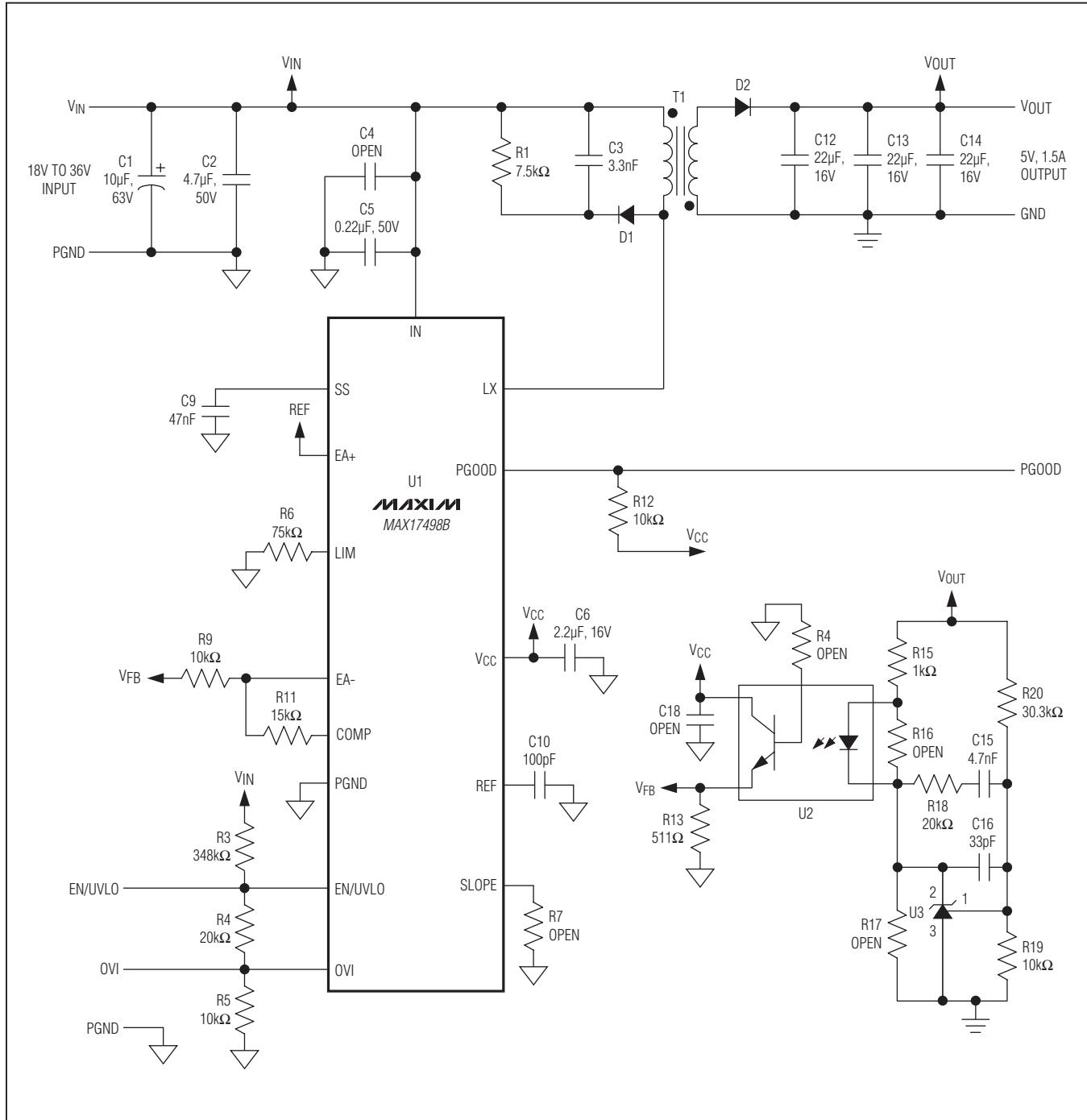


图11. MAX17498B隔离DC-DC电源

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器，  
支持反激/Boost应用

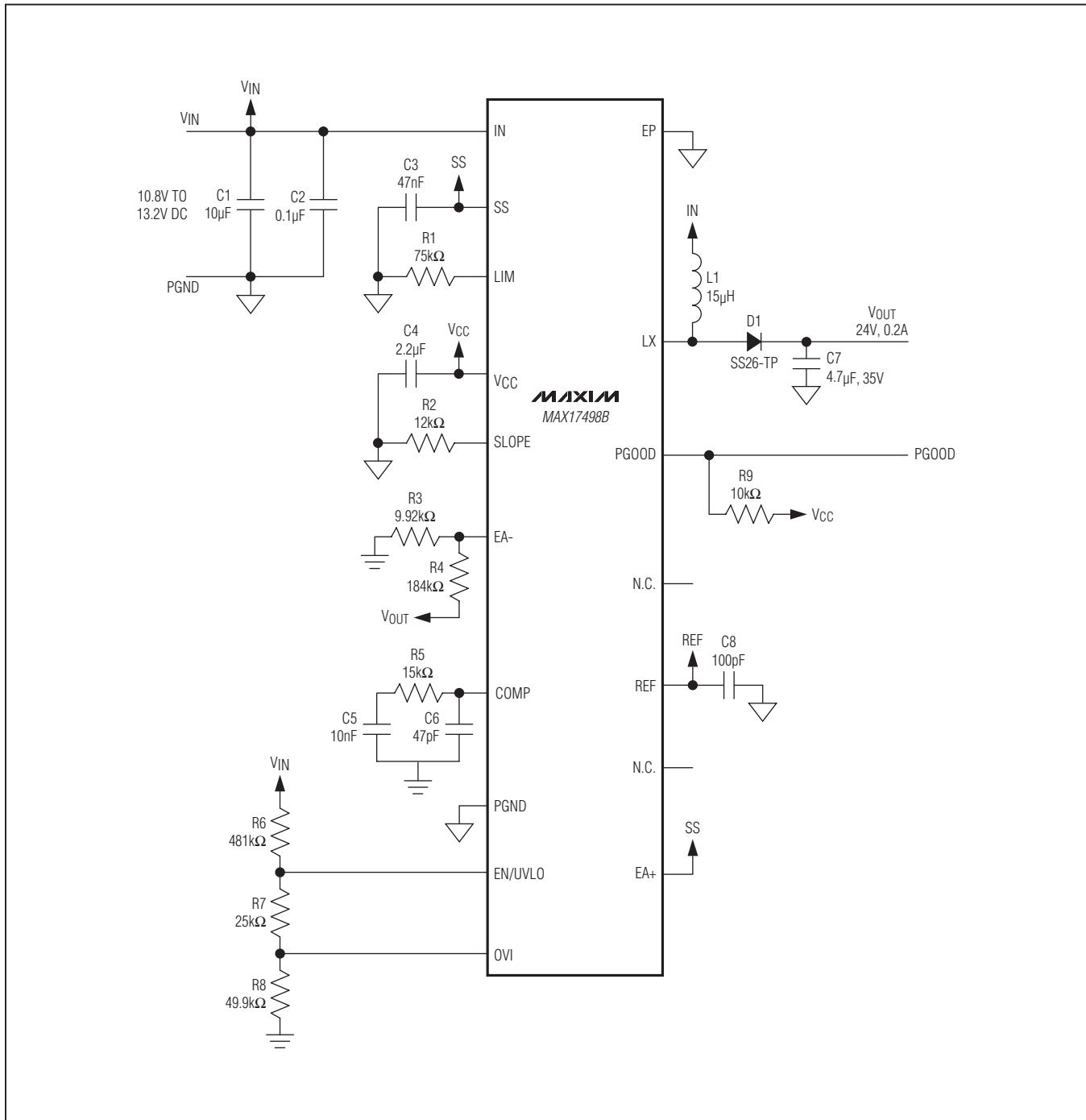


图12. MAX17498B boost 电源

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器，  
支持反激/Boost应用

## 定购信息

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	DESCRIPTION
MAX17498AATE+	-40°C to +125°C	16 TQFN-EP*	250kHz, Offline Flyback Converter
MAX17498BATE+	-40°C to +125°C	16 TQFN-EP*	500kHz, Low-Voltage DC-DC Flyback/Boost Converter
MAX17498CATE+	-40°C to +125°C	16 TQFN-EP*	250kHz, Low-Voltage DC-DC Flyback Converter

+ 表示无铅(Pb)/符合RoHS标准的封装。

\* EP = 裸焊盘。

## 封装信息

如需最近的封装外形信息和焊盘布局(占位面积), 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+5	<a href="#">21-0136</a>	<a href="#">90-0032</a>

# MAX17498A/MAX17498B/MAX17498C

AC-DC和DC-DC峰值电流模式转换器，  
支持反激/Boost应用

## 修订历史

修订号	修订日期	说明	修改页
0	9/11	最初版本。	—
1	3/12	删除MAX17498B和MAX17498C的未来产品标识。	27

## 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。电气特性表中列出的参数值(最小值和最大值)均经过设计验证，数据资料其它章节引用的参数值供设计人员参考。

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

© 2012 Maxim Integrated Products

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