

可提供评估板



## 高效、2A、电流模式同步整流、 降压型开关调节器

MAX15053

### 概述

MAX15053高效、电流模式、同步降压型开关调节器内置功率开关，可提供高达2A的输出电流。器件工作于2.7V至5.5V电压，输出电压范围为0.6V至输入电压的94%，非常适合分布式供电系统、便携设备和前置稳压应用。

MAX15053采用电流模式控制架构，内置高增益跨导误差放大器。电流模式控制架构简化了补偿设计，确保逐周期限流并快速响应电源和负载的瞬态变化。

MAX15053提供可选择的跳脉冲模式，轻载时有助于降低电流消耗、获得更高效率。低 $R_{DS(ON)}$ 集成开关保证在重载下具有高效率，并使寄生电感降至最小，与分立方案相比，大大简化了布局设计。简单的布局和封装保证了新设计的一次通过率。

MAX15053采用1MHz、工厂校准的固定频率PWM工作模式。高开关频率结合PWM电流模式架构，允许采用紧凑的全陶瓷电容设计。

MAX15053提供电容可编程的软启动功能以减小浪涌电流，可启动进入预偏置工作状态，PGOOD开漏输出可用作中断或用于电源排序。

MAX15053采用9焊球(3 x 3阵列)、1.65mm x 1.65mm WLP封装，工作在-40°C至+85°C温度范围。

### 应用

分布式供电系统  
线性稳压器的前置稳压  
便携式设备  
笔记本电脑电源  
服务器电源  
IP电话

### 特性

- ◆ 5V时，内部高边和低边MOSFET分别具有30mΩ (典型值)和18mΩ (典型值)的 $R_{DS(ON)}$
- ◆ 整个温度范围内可连续输出2A电流
- ◆ 3.3V、2A输出时，效率高达96%
- ◆ 在整个负载、电源和温度范围内，输出电压精度保持在±1%
- ◆ 2.7V至5.5V工作电压
- ◆ 逐周期过流保护
- ◆ 0.6V至(0.94 x  $V_{IN}$ )可调输出
- ◆ 可编程软启动
- ◆ 工厂校准的1MHz开关频率
- ◆ 使用低ESR陶瓷输出电容可保证稳定工作
- ◆ 安全启动至预偏置输出
- ◆ 外部基准输入
- ◆ 跳脉冲模式
- ◆ 使能输入/电源就绪输出
- ◆ 过流和过热完全保护
- ◆ 输入欠压锁定

### 订购信息

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX15053EWL+	-40°C to +85°C	9 WLP

+表示无铅(Pb)/符合RoHS标准的封装。



# 高效、2A、电流模式同步整流、 降压型开关调节器

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN, PGOOD to GND ..... -0.3V to +6V  
 LX to GND ..... -0.3V to ( $V_{IN} + 0.3V$ )  
 LX to GND ..... -1V to ( $V_{IN} + 0.3V$ ) for 50ns  
 EN, COMP, FB, SS/REFIN, SKIP to GND... -0.3V to ( $V_{IN} + 0.3V$ )  
 LX Current (Note 1) ..... -5A to +5A  
 Output Short-Circuit Duration..... Continuous  
 Continuous Power Dissipation ( $T_A = +70^\circ\text{C}$ )  
   9-Bump WLP Multilayer Board  
   (derate 14.1mW/ $^\circ\text{C}$  above  $T_A = +70^\circ\text{C}$ )..... 1127mW

Junction-to-Case Thermal Resistance ( $\theta_{JC}$ )(Note 2)..... $26^\circ\text{C}/\text{W}$   
 Junction-to-Ambient Thermal  
   Resistance ( $\theta_{JA}$ )(Note 2)..... $71^\circ\text{C}/\text{W}$   
 Operating Temperature Range..... $-40^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$   
 Operating Junction Temperature (Note 3)..... $+105^\circ\text{C}$   
 Storage Temperature Range..... $-65^\circ\text{C}$  to  $+150^\circ\text{C}$   
 Soldering Temperature (reflow) ..... $+260^\circ\text{C}$

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

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

**Note 3:** Limit the junction temperature to  $+105^\circ\text{C}$  for continuous operation at maximum output current.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

( $V_{IN} = 5V$ ,  $T_A = -40^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted, typical values are at  $T_A = +25^\circ\text{C}$ .) (Note 4)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
IN Voltage Range	$V_{IN}$		2.7		5.5	V
IN Shutdown Supply Current		$V_{EN} = 0V$		0.2	2	$\mu\text{A}$
IN Supply Current	$I_{IN}$	$V_{EN} = 5V$ , $V_{FB} = 0.65V$ , no switching		1.56	2.3	mA
$V_{IN}$ Undervoltage Lockout Threshold		LX starts switching, $V_{IN}$ rising		2.6	2.7	V
$V_{IN}$ Undervoltage Lockout Hysteresis		LX stops switching, $V_{IN}$ falling		200		mV
<b>ERROR AMPLIFIER</b>						
Transconductance	gMV			1.5		mS
Voltage Gain	$A_{VEA}$			90		dB
FB Set-Point Accuracy	$V_{FB}$	Over line, load, and temperature	594	600	606	mV
FB Input Bias Current	$I_{FB}$	$V_{FB} = 0.6V$	-500		+500	nA
COMP to Current-Sense Transconductance	gMC			18		A/V
COMP Clamp Low		$V_{FB} = 0.65V$ , $V_{SS} = 0.6V$		0.94		V
<b>POWER SWITCHES</b>						
LX On-Resistance, High-Side pMOS				30		$\text{m}\Omega$
LX On-Resistance, Low-Side nMOS				18		$\text{m}\Omega$
High-Side Switch Current-Limit Threshold	$I_{HSCL}$			4		A
Low-Side Switch Sink Current-Limit Threshold				4		A
Low-Side Switch Source Current-Limit Threshold				4		A

# 高效、2A、电流模式同步整流、 降压型开关调节器

MAX15053

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{IN} = 5V$ ,  $T_A = -40^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$ , unless otherwise noted, typical values are at  $T_A = +25^{\circ}C$ .) (Note 4)

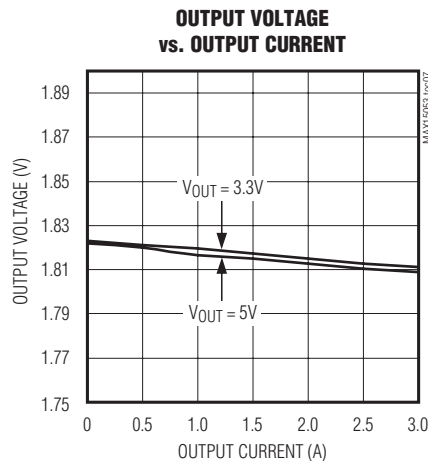
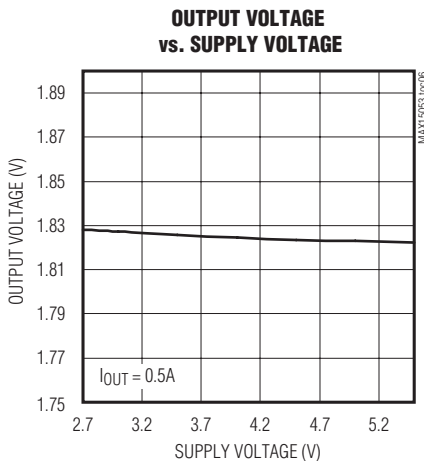
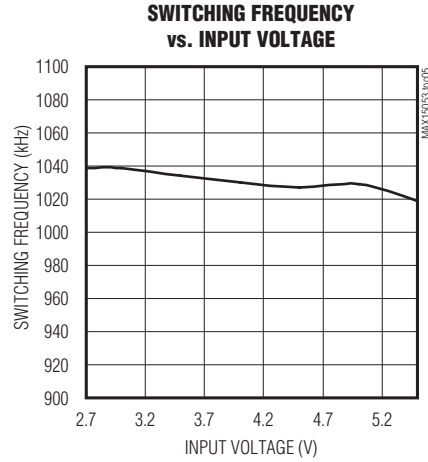
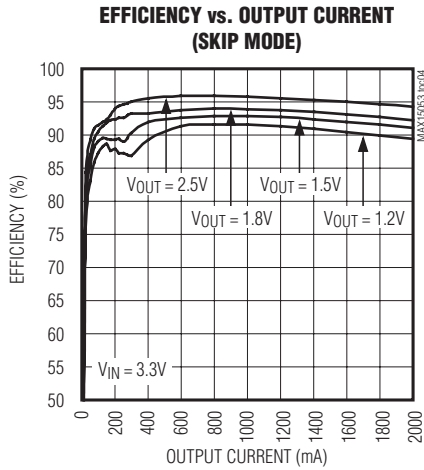
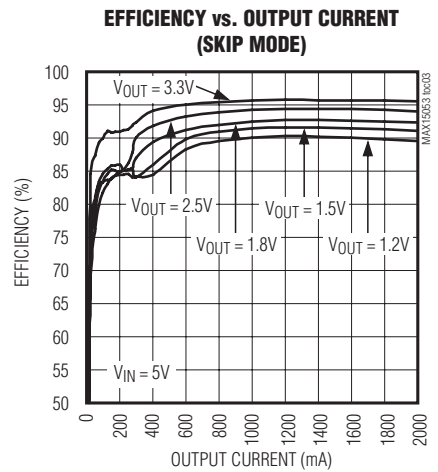
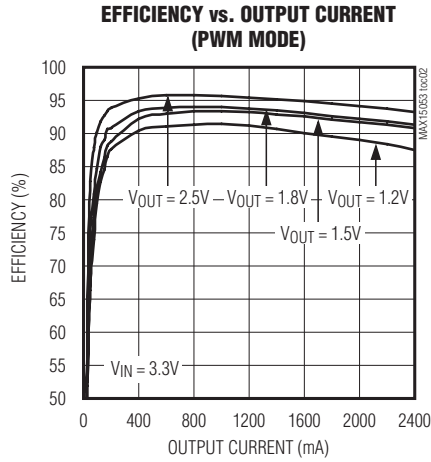
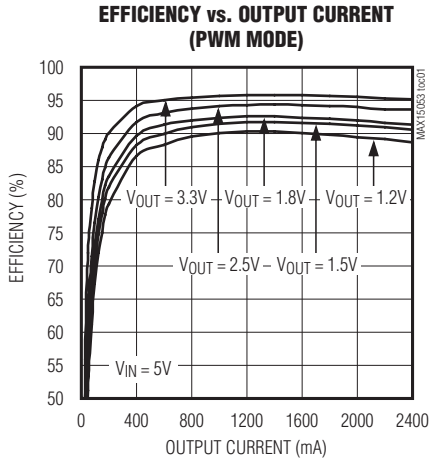
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
LX Leakage Current		$V_{EN} = 0V$			10	$\mu A$
RMS LX Output Current			2			A
<b>OSCILLATOR</b>						
Switching Frequency	f <sub>SW</sub>		850	1000	1150	kHz
Maximum Duty Cycle	D <sub>MAX</sub>		94	95.8		%
Minimum Controllable On-Time				70		ns
Slope Compensation Ramp Valley				1.15		V
Slope Compensation Ramp Amplitude	V <sub>SLOPE</sub>	Extrapolated to 100% duty cycle		320		mV
<b>ENABLE</b>						
EN Input High Threshold Voltage		$V_{EN}$ rising			1.45	V
EN Input Low Threshold Voltage		$V_{EN}$ falling	0.4			V
EN Input Leakage Current		$V_{EN} = 5V$		0.025		$\mu A$
SKIP Input Leakage Current		$V_{SKIP} = V_{EN} = 5V$		25		$\mu A$
<b>SOFT-START, PREBIAS, REFIN</b>						
Soft-Start Current	I <sub>SS</sub>	$V_{SS}/REFIN = 0.45V$ , sourcing		10		$\mu A$
SS/REFIN Discharge Resistance	R <sub>SS</sub>	$I_{SS}/REFIN = 10mA$ , sinking		8.3		$\Omega$
SS/REFIN Prebias Mode Stop Voltage		$V_{SS}/REFIN$ rising		0.58		V
External Reference Input Range			0		$V_{IN} - 1.8$	V
<b>HICCUP</b>						
Number of Consecutive Current-Limit Events to Hiccup				8		Events
Timeout				1024		Clock Cycles
<b>POWER-GOOD OUTPUT</b>						
PGOOD Threshold		$V_{FB}$ rising	0.535	0.555	0.575	V
PGOOD Threshold Hysteresis		$V_{FB}$ falling		28		mV
PGOOD V <sub>OL</sub>		$I_{PGOOD} = 5mA$ , $V_{FB} = 0.5V$		20	60	mV
PGOOD Leakage		$V_{PGOOD} = 5V$ , $V_{FB} = 0.65V$		0.013		$\mu A$
<b>THERMAL SHUTDOWN</b>						
Thermal Shutdown Threshold				150		$^{\circ}C$
Thermal Shutdown Hysteresis		Temperature falling		20		$^{\circ}C$

**Note 4:** Specifications are 100% production tested at  $T_A = +25^{\circ}C$ . Limits over the operating temperature range are guaranteed by design and characterization.

# 高效、2A、电流模式同步整流、 降压型开关调节器

典型工作特性

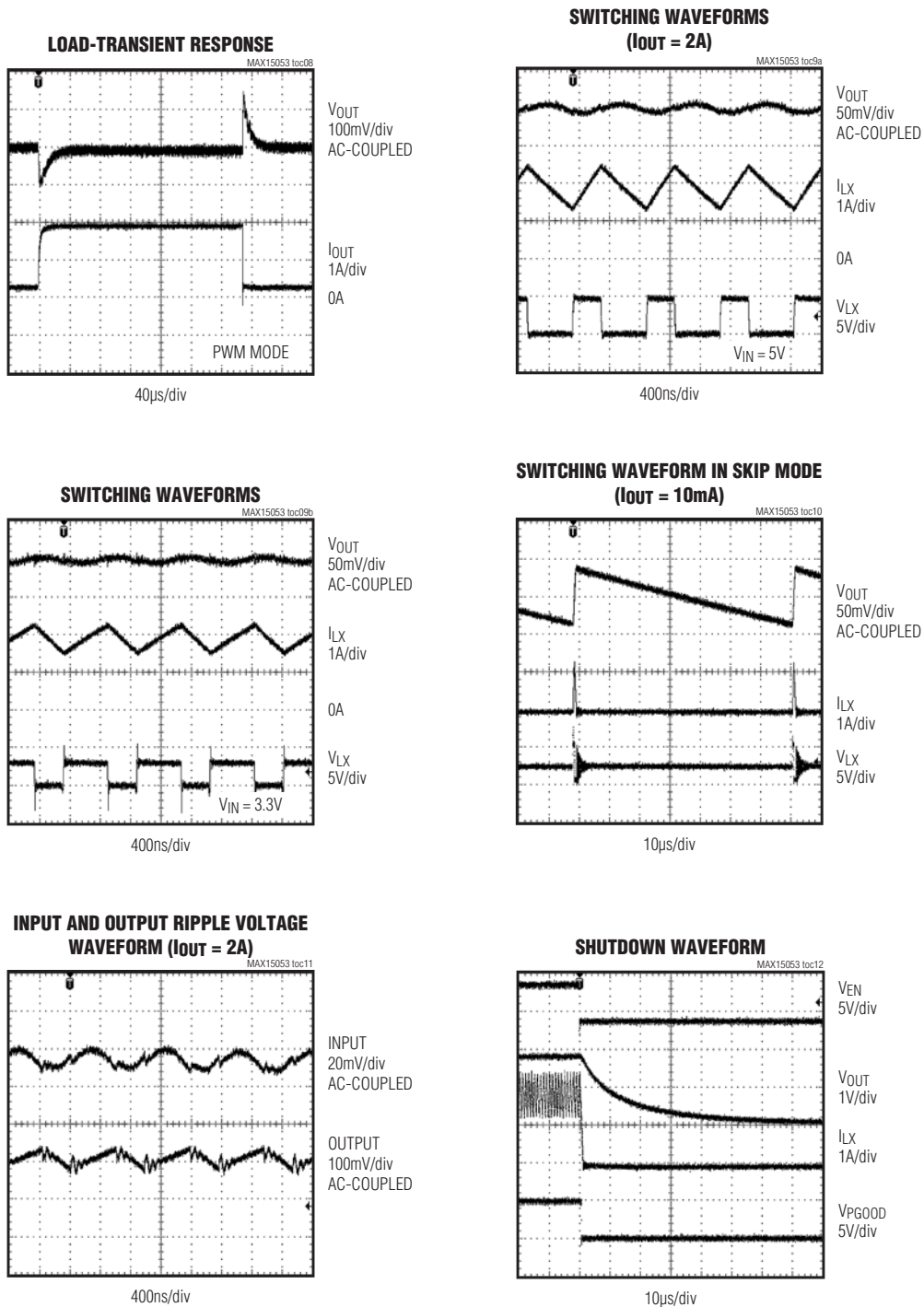
( $V_{IN} = 5V$ ,  $V_{OUT} = 1.8V$ ,  $I_{LOAD} = 2A$ , Circuit of Figure 5,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)



# 高效、2A、电流模式同步整流、 降压型开关调节器

典型工作特性(续)

( $V_{IN} = 5V$ ,  $V_{OUT} = 1.8V$ ,  $I_{LOAD} = 2A$ , Circuit of Figure 5,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

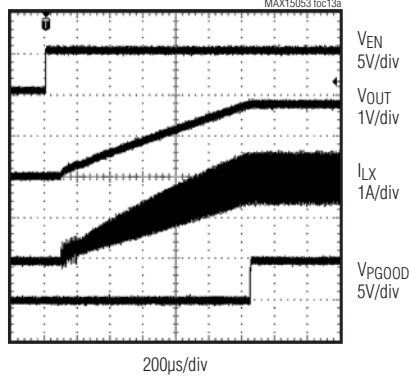


# 高效、2A、电流模式同步整流、 降压型开关调节器

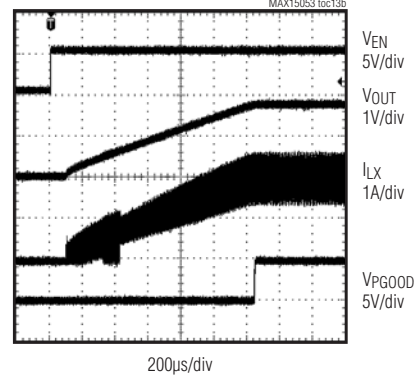
典型工作特性(续)

( $V_{IN} = 5V$ ,  $V_{OUT} = 1.8V$ ,  $I_{LOAD} = 2A$ , Circuit of Figure 5,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

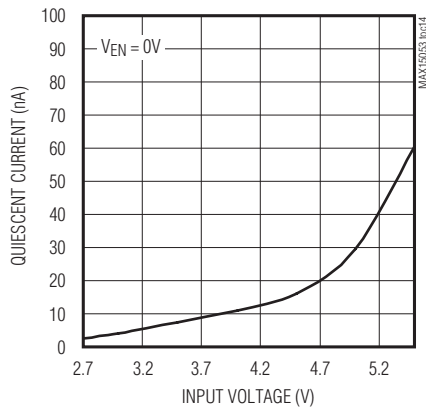
**SOFT-START WAVEFORMS (PWM)**  
( $I_{OUT} = 2A$ )



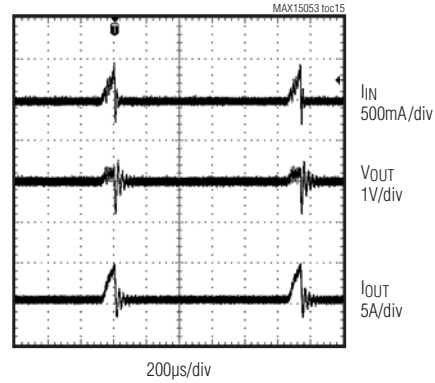
**SOFT-START WAVEFORMS (SKIP MODE)**  
( $I_{OUT} = 2A$ )



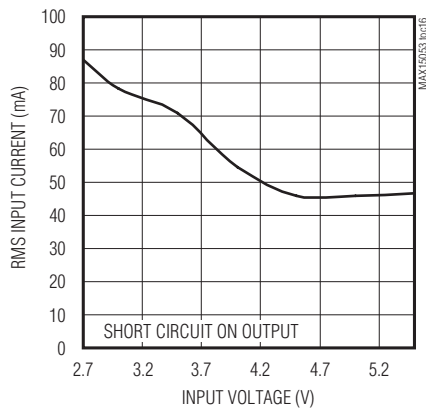
**QUIESCENT CURRENT vs. INPUT VOLTAGE**



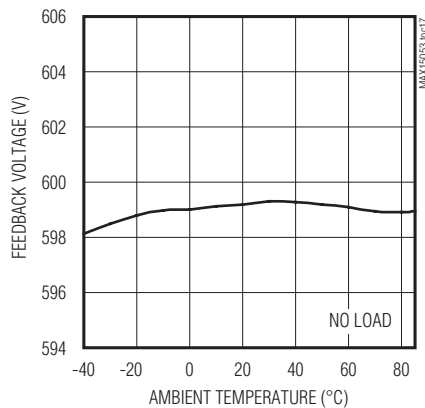
**SHORT-CIRCUIT HICCUP MODE**



**RMS INPUT CURRENT vs. INPUT VOLTAGE**



**FB VOLTAGE vs. TEMPERATURE**



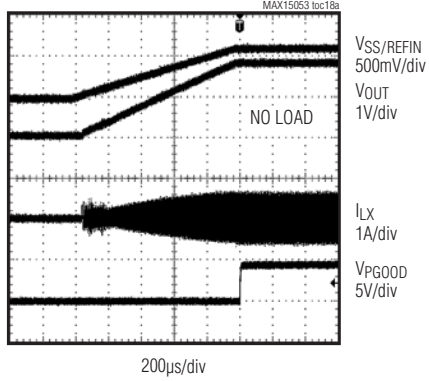
# 高效、2A、电流模式同步整流、 降压型开关调节器

典型工作特性(续)

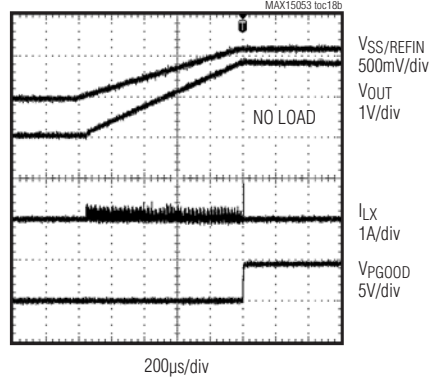
(VIN = 5V, VOUT = 1.8V, ILOAD = 2A, Circuit of Figure 5, TA = +25°C, unless otherwise noted.)

MAX15053

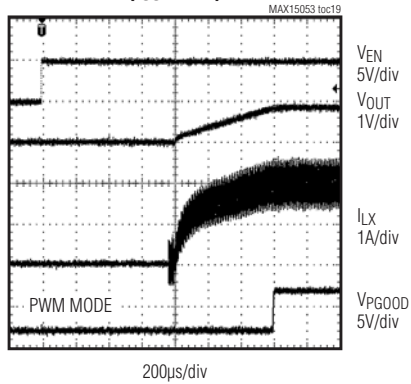
**SOFT-START WAVEFORMS  
(EXTERNAL REFIN) (PWM MODE)**



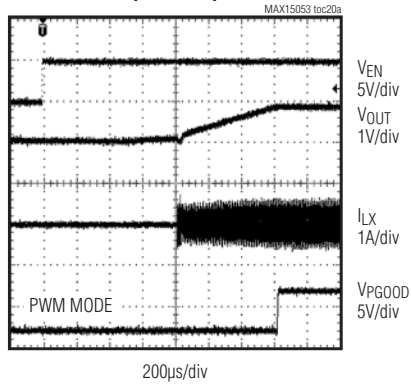
**SOFT-START WAVEFORMS  
(EXTERNAL REFIN) (SKIP MODE)**



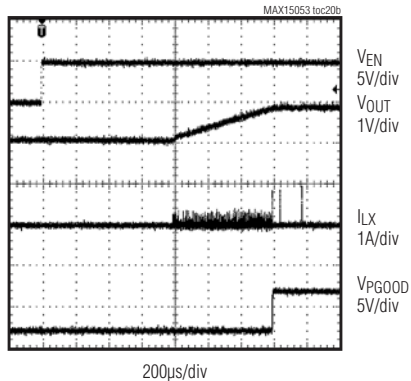
**STARTING INTO A PREBIASED OUTPUT  
(IOUT = 2A)**



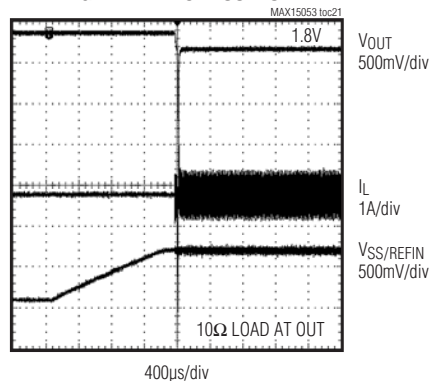
**STARTING INTO A PREBIASED OUTPUT  
(NO LOAD)**



**STARTING INTO A PREBIASED OUTPUT**



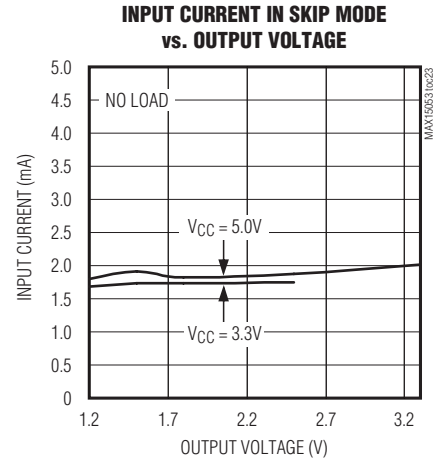
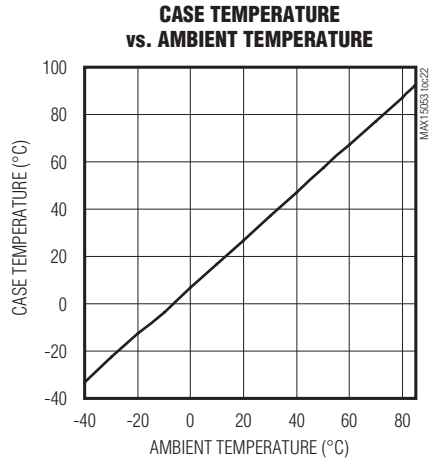
**STARTING INTO A PREBIASED OUTPUT  
HIGHER THAN SET OUTPUT**



# 高效、2A、电流模式同步整流、 降压型开关调节器

典型工作特性(续)

( $V_{IN} = 5V$ ,  $V_{OUT} = 1.8V$ ,  $I_{LOAD} = 2A$ , Circuit of Figure 5,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

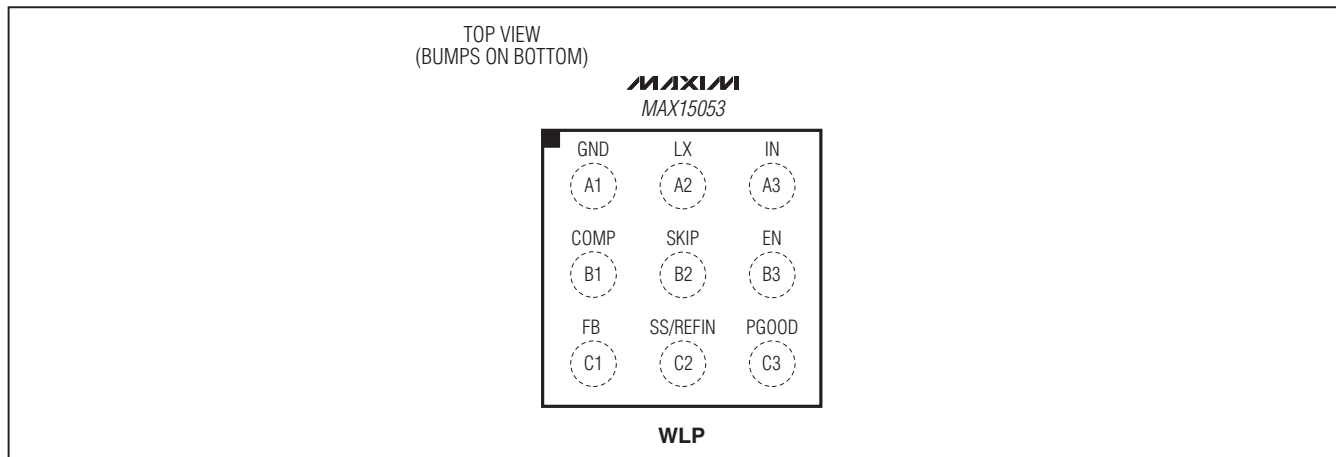




# 高效、2A、电流模式同步整流、 降压型开关调节器

引脚配置

MAX15053

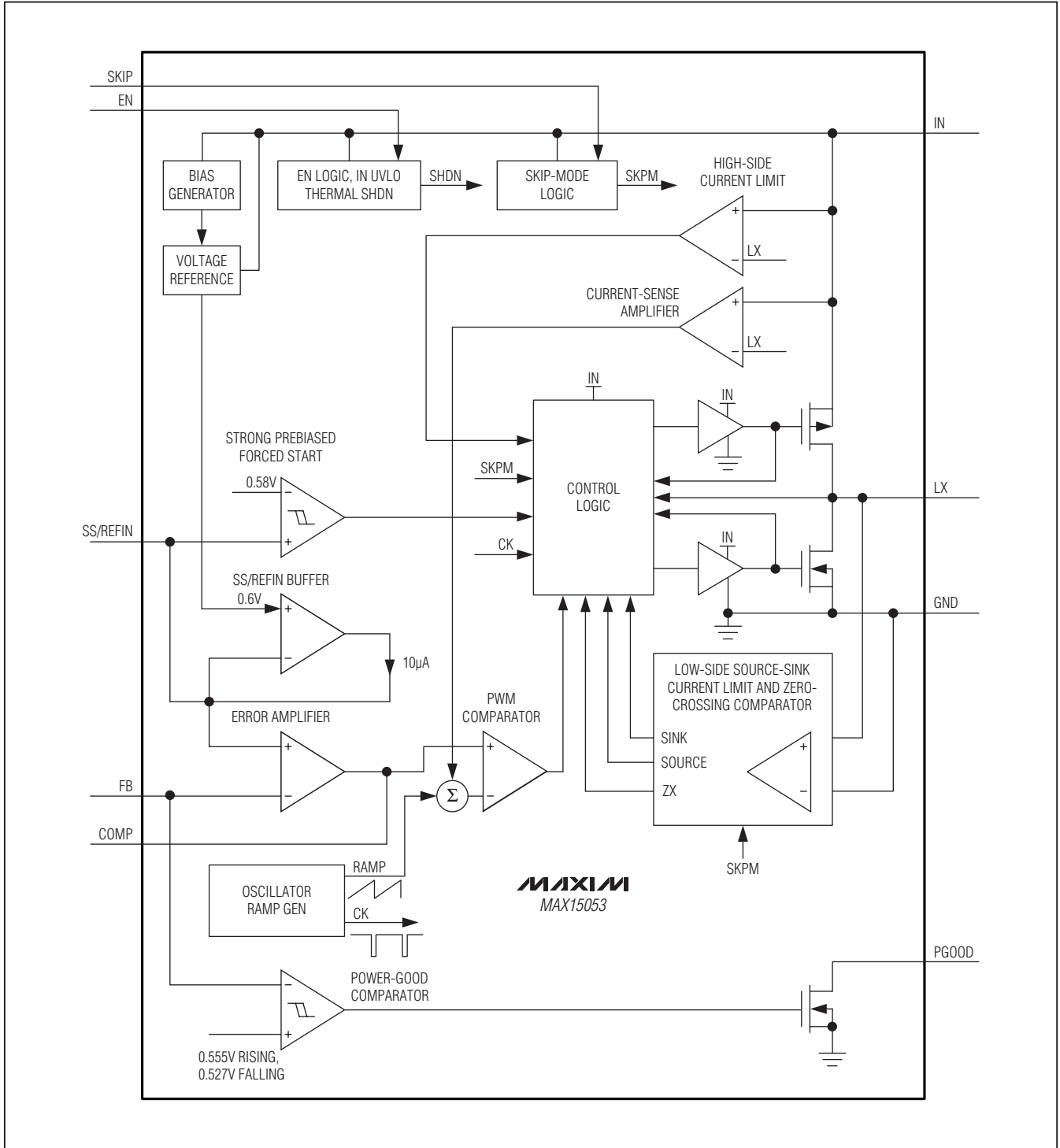


引脚说明

焊球	名称	功能
A1	GND	模拟地/低边开关源极。在输入旁路电容返回端附近单点连接至PCB覆铜层。
A2	LX	电感连接端。将LX连接到电感的开关侧。当IC处于关断模式时，LX为高阻态。
A3	IN	输入电源。输入电源范围为2.7V至5.5V，利用一个最小10 $\mu$ F的陶瓷电容将其旁路到GND，参见图5和图6。
B1	COMP	电压误差放大器输出。在COMP和GND之间连接必要的补偿网络，参见闭环：设计补偿电路部分。
B2	SKIP	跳脉冲模式输入。连接至EN，选择跳脉冲模式；正常工作时，不连接该引脚。
B3	EN	使能输入。EN为数字输入，可开启、关闭调节器。将EN驱动至高电平，开启调节器；将其连接到IN时，调节器始终保持工作。
C1	FB	反馈输入。将FB连接到输出与GND之间的外部电阻分压器的中心抽头，可在0.6V至 $V_{IN}$ 的94%之间设置输出电压。
C2	SS/REFIN	软启动/外部电压基准输入。在SS/REFIN与GND之间连接一个电容，设置启动时间。设置软启动时间的详细信息，请参见设置软启动时间部分。施加一个0V至 $V_{IN} - 1.5V$ 的电压基准，可从外部调节软启动。
C3	PGOOD	漏极开路电源就绪输出。当FB电压高于555mV时，PGOOD为高电平；当FB电压低于527mV时，PGOOD拉至低电平。

# 高效、2A、电流模式同步整流、 降压型开关调节器

方框图



# 高效、2A、电流模式同步整流、 降压型开关调节器

## 详细说明

MAX15053 高效、电流模式开关调节器可提供高达 2A 的输出电流。MAX15053 工作于 2.7V 至 5.5V 输入电压，输出电压范围为 0.6V 至  $0.94 \times V_{IN}$ ，非常适合板载负载点应用。

MAX15053 采用电流模式控制架构，内置高增益跨导误差放大器。电流模式控制架构简化了补偿设计，确保逐周期限流并快速响应电源和负载的瞬态变化。

MAX15053 采用 1MHz 固定开关频率，允许采用全陶瓷电容设计，并具有快速瞬态响应特性。高工作频率大大减小了外部元件尺寸。MAX15053 采用 1.65mm x 1.65mm (3 x 3 阵列) x 0.5mm (焊球间距) 的 WLP 封装。

MAX15053 提供可选择的跳脉冲模式，轻载时有助于降低电流消耗、获得更高效率。低  $R_{DS(ON)}$  集成开关 (高边开关典型值为 30mΩ，低边开关典型值为 18mΩ) 保证在重载下具有高效率，并使寄生电感降至最小，与分立方案相比，大大简化了布局设计。简单的布局和封装保证了新设计的一次通过率。

MAX15053 采用 1MHz  $\pm 15\%$ 、工厂校准的固定频率 PWM 工作模式。MAX15053 还提供电容可编程的软启动功能以减小浪涌电流，可启动进入预偏置工作状态，PGOOD 开漏输出可用于其它器件的电源排序。

### 控制器功能—PWM 逻辑

控制器的逻辑电路为中央处理器，用于确定不同电源、负载和温度条件下的高边 MOSFET 占空比。正常工作时，不触发限流和温度保护电路，控制器的逻辑电路采用 PWM 比较器的输出产生高边和低边 MOSFET 的驱动信号。控制逻辑电路控制先断后合逻辑以及所有必需的时序。

高边 MOSFET 在振荡器周期开始时导通，当 COMP 电压越过内部电流模式上升波形 (该波形为斜坡补偿上升波形与电感电流 (电流检测电路) 产生的电流模式上升波形之和) 时，高边 MOSFET 关断。如果最大占空比为 94% 或者达到限流值时，高边 MOSFET 也会关断。低边 MOSFET 在振荡周期的其余时间内导通。

### 启动进入预偏置输出

MAX15053 可以在不对输出电容放电的情况下软启动进入预偏置输出。安全预偏置启动期间，低边和高边 MOSFET 均保持关断，避免对预偏置输出放电。当 SS/REFIN 电压越过 FB 电压时，启动 PWM 工作。

MAX15053 能够启动至高于标称设置点的预偏置电压，而不会对输出放电。当 SS/REFIN 电压达到 0.58V (典型值) 时，启动强制 PWM 工作模式，强制转换器开始工作。对于低于或高于输出标称设置点的预偏置输出，如果达到低边开关吸电流门限 (在前 32 个时钟周期设置为 -0.4A (典型值)，之后设置为 -4A (典型值))，低边开关在时钟周期结束前关断，高边开关导通，直至出现以下情况之一：

- 高边源出电流达到降低后的高边电流限制 (0.4A，典型值)。这种情况下，在时钟周期剩余时间内高边开关关断。
- 时钟周期结束。启用降低后的高边电流门限，使电流再次流经高边功率开关，而不是内部高边体二极管，否则将损坏体二极管。低边吸电流限制用于保护低边开关在预偏置工作期间不会因较大的反向电流而损坏。

跳脉冲模式下，预偏置输出必须低于设置点。

### 使能输入

MAX15053 具有独立的器件使能控制和电源就绪信号，可实现灵活的电源排序设计。驱动使能输入 (EN) 至高电平，可使能调节器，或将 EN 连接到 IN 使调节器始终保持工作。电源就绪 (PGOOD) 为漏极开路输出，当  $V_{FB}$  高于 555mV (典型值) 时触发为高电平；当  $V_{FB}$  低于 527mV (典型值) 时触发为低电平。

### 可编程软启动 (SS/REFIN)

MAX15053 采用软启动使调节器输出电压缓慢上升，以减小启动时的输入浪涌电流。在 SS/REFIN 和 GND 之间连接一个电容，用于设置启动时间 (关于电容选择的详细信息，请参见设置软启动时间部分)。

# 高效、2A、电流模式同步整流、降压型开关调节器

## 误差放大器

高增益误差放大器为电压反馈环路提供精确调节。在COMP和GND之间连接必要的补偿网络(请参见补偿设计指南部分)。误差放大器跨导为1.5mS (典型值), COMP钳位的下限设置为0.94V (典型值), 恰好低于斜坡上升补偿的谷值, 当负载和输入电源瞬变时有助于COMP快速返回正确的设置点。

## PWM比较器

PWM比较器将COMP电压与源自电流的上升波形(LX电流与COMP电压比的跨导值为18A/V, 典型值)进行比较。为了避免在占空比为50%或更高时由于谐波振荡导致不稳定, 须对源自电流的上升波形增加斜坡补偿。补偿斜率(0.3V × 1MHz = 0.3V/μs)等效于最差工作条件下(2A负载、电流纹波30%、工作于94%最大占空比)电感电流下降斜率的一半。补偿斜坡谷值设置为1.15V (典型值)。

## 过流保护以及打嗝

当转换器输出短路或器件过载时, 每次达到高边MOSFET电流限制(4A, 典型值), 都将关断高边MOSFET并导通低边MOSFET。每次达到限流值时, 3位计数器将递增。如果高边MOSFET连续导通3次, 并且没有达到限流值时, 将复位计数器。如果限流条件持续存在, 计数器则持续计数至8, 控制逻辑电路随后对SS/REFIN放电, 终止高边和低边MOSFET的工作, 并在尝试新的软启动之前等待一个打嗝周期(典型值为1024个时钟周期)。打嗝模式在软启动时间内也处于使能状态。

## 热关断保护

MAX15053内置温度传感器, 限制器件的总功耗并在长期过热故障状态下保护器件。当管芯温度超过+150°C (典型值)时, 温度传感器关断器件, 关闭DC-DC转换器使管芯冷却。当管芯温度下降20°C (典型值)后, 器件通过软启动过程重新开启。

## 跳脉冲模式

当SKIP连接至EN时, MAX15053工作在跳脉冲模式。跳脉冲模式下, LX输出在电感电流低于200mA (典型值)时为高阻态。电感电流不会为负值, 在一个时钟周期内如果电感电流跌落至200mA门限以下(关断期间), 将关断低边开

关。在下一个时钟周期, 如果输出电压高于设置点, PWM逻辑电路则使高边和低边MOSFET处于关断状态。如果输出电压低于设置点, PWM逻辑电路在最小固定导通时间(300ns, 典型值)内使高边开关处于导通状态。通过这种方式, 系统可以跳过多个时钟周期, 以降低工作频率, 仅在负载需要时进行开关动作, 但代价是增加了输出电压纹波(参见跳脉冲模式的频率和输出纹波部分)。跳脉冲模式下, 由于功率MOSFET不是在每个时钟周期进行开关, 因而可降低功耗, 提高轻载时的效率。

## 应用信息

### 设置输出电压

将FB连接到输出与GND之间的电阻分压器中心抽头, 可在0.6V至 $V_{IN}$ 的94%之间设置MAX15053的输出电压。选择R1和R2使FB输入偏置电流(±500nA)引入的直流误差不会影响输出电压精度。采用低阻值电阻有助于降低直流误差, 但电阻分压器的功耗增大。R2典型值为10kΩ, 5kΩ至50kΩ之间的电阻值均可接受。一旦选定R2, 用下式计算R1:

$$R1 = R2 \times \left( \frac{V_{OUT}}{V_{FB}} - 1 \right)$$

其中, 反馈门限电压 $V_{FB} = 0.6V$  (典型值)。跳脉冲模式下, 当输出稳压值为0.6V时, 将FB短接至OUT, 并将R2连接在FB和GND之间。

### 电感选择

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

$$L = \frac{V_{OUT}}{f_{SW} \times LIR \times I_{LOAD}} \times \left( 1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

其中,  $f_{SW}$ 为内部1MHz固定开关频率, LIR为要求的电感电流比值(通常设置为0.3)。另外, 峰值电感电流 $I_{L\_PK}$ 必须始终低于高边电流限制 $I_{HSCL}$ 的最小值和电感额定饱和电流 $I_{L\_SAT}$ 。

# 高效、2A、电流模式同步整流、 降压型开关调节器

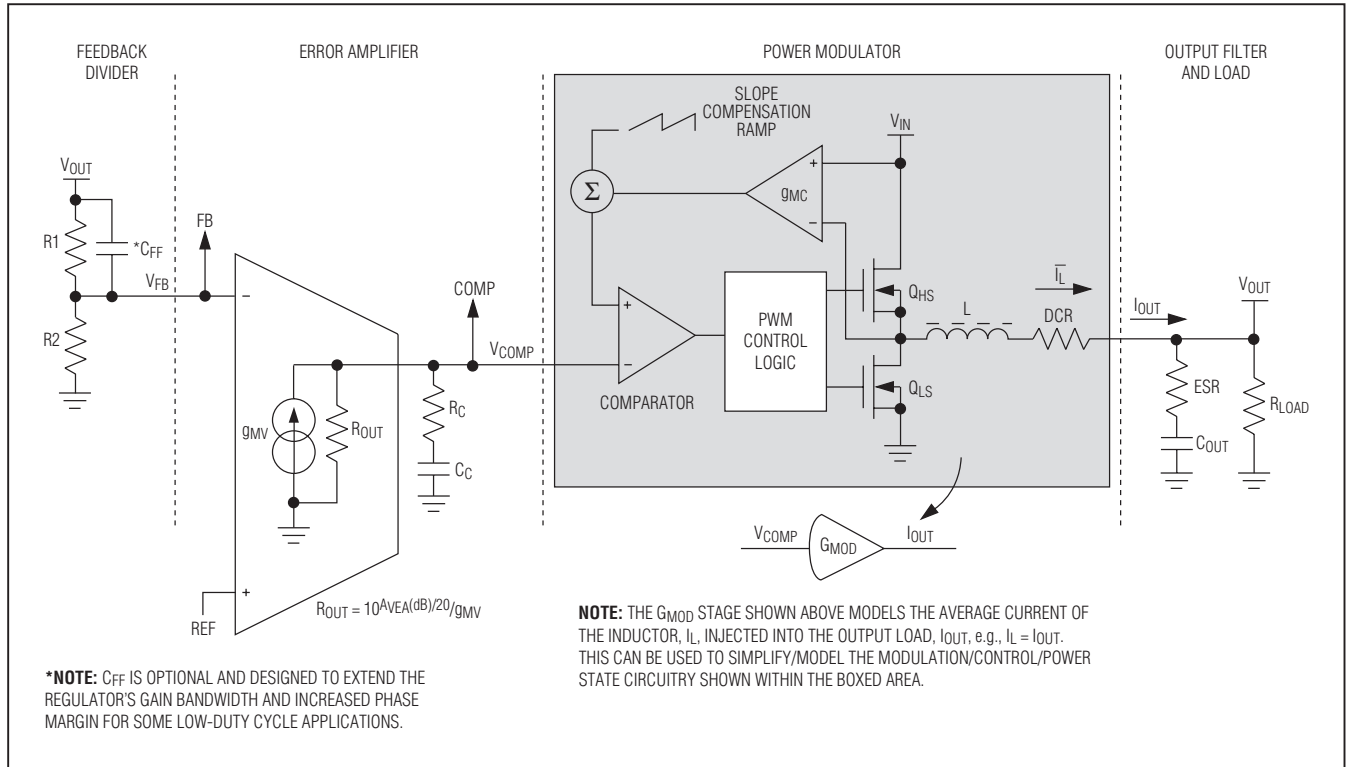


图1. 峰值电流模式调节器的传输函数模型

确保满足下面的关系式：

$$I_{L\_PK} = I_{LOAD} + \frac{1}{2} \Delta I_L < \min(I_{HSCL}, I_{L\_SAT})$$

### 输入电容选择

输入电容可降低来自输入电源的峰值电流和器件的开关噪声。总输入电容必须等于或大于下式计算得到的数值，以确保输入纹波电压满足指标要求，并最大程度地降低反馈至输入电源的高频纹波电流：

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

其中， $\Delta V_{IN\_RIPPLE}$ 为输入电容允许的最大输入纹波电压，建议该值低于最小输入电压的2%； $f_{SW}$ 为开关频率(1MHz)； $I_{LOAD}$ 为输出负载。输入电容在开关频率下的阻抗应小于输

入源阻抗，使高频开关电流不会流入输入源，而是通过输入电容旁路。

输入电容必须满足开关电流的纹波电流要求。输入纹波电流的RMS值为：

$$I_{RIPPLE} = \left[ \frac{\sqrt{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}}{V_{IN}} \right] I_{LOAD}$$

其中， $I_{RIPPLE}$ 为输入纹波电流的RMS值。

### 输出电容选择

选择输出电容的关键参数为电容值、ESR、ESL和额定电压。这些参数影响DC-DC转换器的整体稳定性、输出纹波电压和瞬态响应。输出纹波是由存储在输出电容中的电荷变化、电容ESR上的压降和电容ESL上的压降产生的。采用下式估

## 高效、2A、电流模式同步整流、降压型开关调节器

算输出电容、ESR和ESL引起的输出电压纹波：

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

对于陶瓷电容，可忽略ESR的影响：

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

对于钽电容或电解电容，ESR的影响占主要地位：

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

利用这些公式选择初始电容值，但最终的取值要通过采样或评估电路的测试来决定。纹波电流越小得到的输出电压纹波也越小。由于电感值是决定电感纹波电流的因素之一，所以采用较大的电感值将降低输出电压纹波。采用陶瓷电容，在转换器开关频率下能够获得较低的ESR和ESL。采用陶瓷电容时，由ESL所引起的纹波电压可以忽略不计。

负载瞬态响应还依赖于所选择的输出电容。在负载瞬变期间，输出瞬间变化量为  $ESR \times \Delta I_{LOAD}$ 。在控制器作出反应

之前，输出偏差将进一步扩大，取决于电感和输出电容值。随后，控制器作出响应，调节输出电压至预设的电压值。

对于工作在轻载或在重载与轻载之间切换的应用，由于触发跳脉冲模式，导致输出下冲或过冲，此时需选择较大的  $C_{OUT}$ 。加载后，根据下式选择  $C_{OUT}$ ，以限制输出下冲：

$$C_{OUT} \cong \frac{\Delta I_{LOAD}}{3f_{CO} \times \Delta V_{OUT}}$$

其中， $\Delta I_{LOAD}$ 为总负载变化， $f_{CO}$ 为调节器的单位增益带宽（或单位增益频率）， $\Delta V_{OUT}$ 为要求的输出下冲量。当移除负载、进入跳脉冲模式时，器件由于无法吸电流而不能控制输出过冲。请参见跳脉冲模式的频率和输出纹波部分选择适当的  $C_{OUT}$ 。

### 跳脉冲模式的频率和输出纹波

跳脉冲模式下，图2所示的开关频率 ( $f_{SKIP}$ ) 和输出纹波电压 ( $V_{OUT-RIPPLE}$ ) 的计算如下：

$t_{ON}$  为固定时间 (300ns, 典型值)，峰值电感电流为：

$$I_{SKIP-LIMIT} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L} \times t_{ON}$$

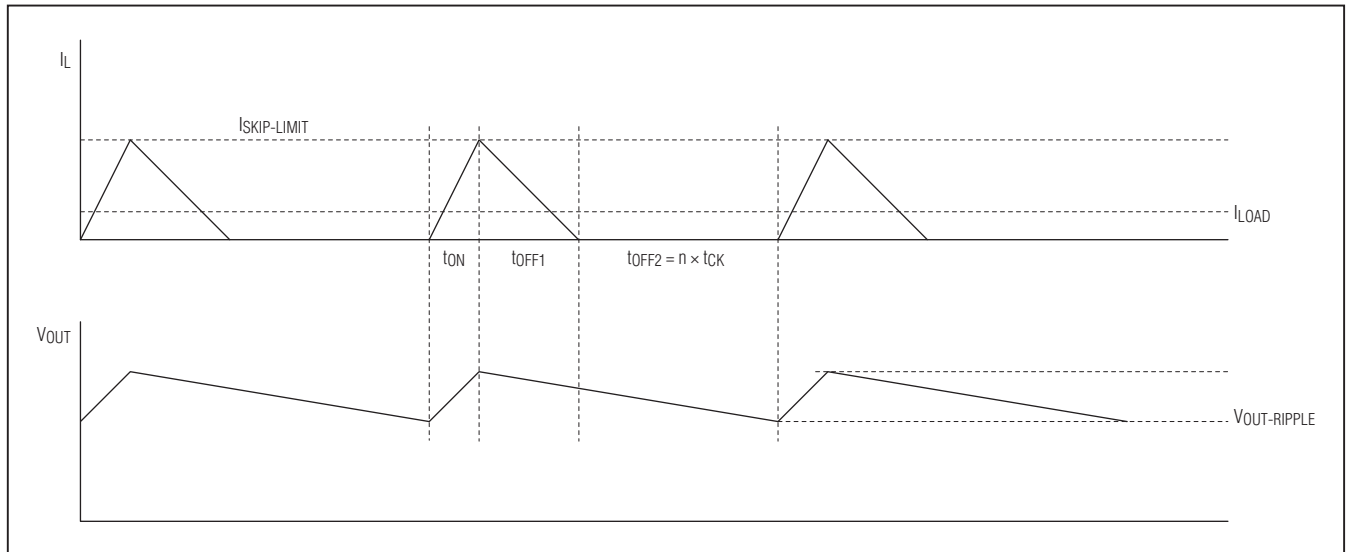


图2. 跳脉冲模式下的波形



## 高效、2A、电流模式同步整流、 降压型开关调节器

$t_{OFF1}$ 为电感电流达到过零电流限制(约0A)所需的时间:

$$t_{OFF1} = \frac{L \times I_{SKIP-LIMIT}}{V_{OUT}}$$

$t_{ON}$ 和 $t_{OFF1}$ 期间, 输出电容储存的电荷等于(见图2):

$$\Delta Q_{OUT} = \frac{L \times (I_{SKIP-LIMIT} - I_{LOAD})^2 \times \left( \frac{1}{V_{IN} - V_{OUT}} + \frac{1}{V_{OUT}} \right)}{2}$$

$t_{OFF2}$  (=  $n \times t_{CK}$ , 跳过的时钟周期数)期间, 输出电容将上式计算的电荷释放:

$$t_{OFF2} = \frac{\Delta Q_{OUT}}{I_{LOAD}} \Rightarrow \frac{L \times (I_{SKIP-LIMIT} - I_{LOAD})^2 \times \left( \frac{1}{V_{IN} - V_{OUT}} + \frac{1}{V_{OUT}} \right)}{2 \times I_{LOAD}}$$

最终, 跳脉冲模式下的频率为:

$$f_{SKIP} = \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF1} + t_{OFF2}}$$

跳脉冲模式下的输出纹波为:

$$\begin{aligned} V_{OUT-RIPPLE} &= V_{COUT-RIPPLE} + V_{ESR-RIPPLE} \\ &= \frac{(I_{SKIP-LIMIT} - I_{LOAD}) \times t_{ON}}{C_{OUT}} \\ &\quad + R_{ESR-COUT} \times (I_{SKIP-LIMIT} - I_{LOAD}) \\ V_{OUT-RIPPLE} &= \left[ \frac{L \times I_{SKIP-LIMIT}}{C_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})} + R_{ESR-COUT} \right] \\ &\quad \times (I_{SKIP-LIMIT} - I_{LOAD}) \end{aligned}$$

为限制跳脉冲模式下的输出纹波, 需根据上式选择 $C_{OUT}$ 的大小。上述所有计算公式只在跳脉冲模式下成立。

### 补偿设计指南

MAX15053采用固定频率、峰值电流控制模式架构, 易于补偿并具有快速瞬态响应。逐周期监测电感峰值电流并与COMP电压(电压误差放大器输出)进行比较。根据电感峰值电流对调节器的占空比进行调整。逐周期控制电感电流类

似于一个受控电流源。因此, 电感的极点频率远远大于调节器的增益带宽。在COMP和GND之间添加简单的串联电容和电阻, 保证系统稳定性。这种极点-零点的共同作用满足闭环系统的响应要求。基本的调节器环路由电源调制器(由调节器的脉宽调制器、电流检测和斜坡补偿、控制电路、MOSFET和电感构成)、电容输出滤波器和负载、输出反馈分压器、电压环路误差放大器以及与其相关的补偿电路构成, 请参见图1。

流过电感的平均电流由下式计算:

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

其中,  $\overline{I_L}$ 为电感的平均电流,  $G_{MOD}$ 为电源调制器的跨导。

对于降压转换器:

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

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

$$\frac{\overline{V_{OUT}}}{\overline{V_{COMP}}} = \frac{R_{LOAD} \times \overline{I_L}}{\overline{I_L} / G_{MOD}} = R_{LOAD} \times G_{MOD}$$

峰值电流模式控制器的调制增益衰减为等效的负载电阻与电流环路增益阻抗的分压比。 $G_{MOD}$ 为:

$$G_{MOD}(DC) = g_{MC} \times \frac{1}{\left\{ 1 + \frac{R_{LOAD}}{f_{SW} \times L} \times [K_S \times (1-D) - 0.5] \right\}}$$

其中,  $R_{LOAD} = V_{OUT}/I_{OUT}(MAX)$ 。  $f_{SW}$ 为开关频率,  $L$ 为输出电感值,  $D$ 为占空比( $V_{OUT}/V_{IN}$ ),  $K_S$ 为下式计算得到的斜坡补偿因数:

$$K_S = 1 + \frac{S_{SLOPE}}{S_N} = 1 + \frac{V_{SLOPE} \times f_{SW} \times L \times g_{MC}}{(V_{IN} - V_{OUT})}$$

其中:

$$S_{SLOPE} = \frac{V_{SLOPE}}{t_{SW}} = V_{SLOPE} \times f_{SW}$$

$$S_N = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})}{L \times g_{MC}}$$

# 高效、2A、电流模式同步整流、 降压型开关调节器

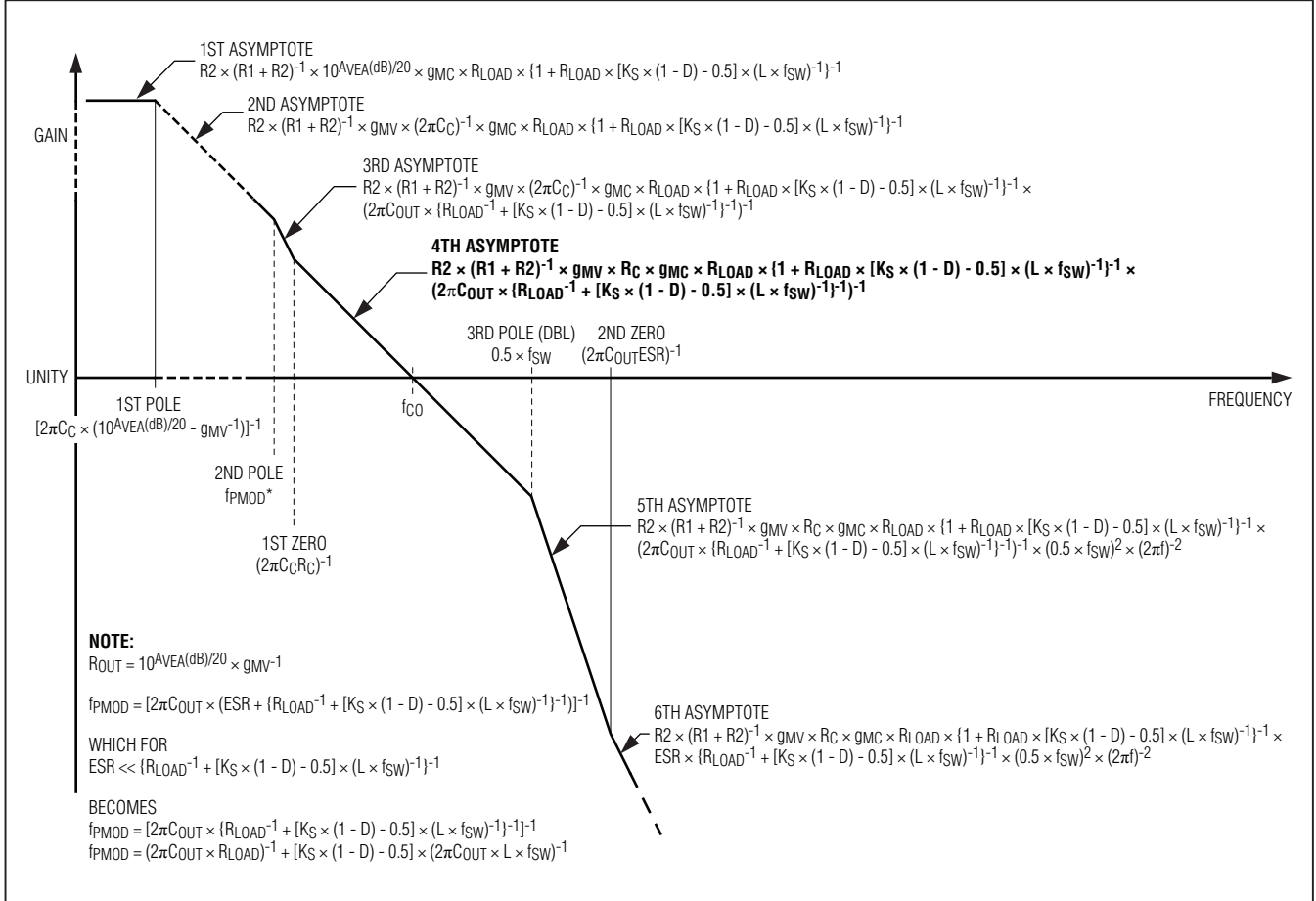


图3. 电流模式调节器的渐进环路响应

如上所述，电源调制器的主极点为负载电阻值和电流环路增益等效阻抗并联值的函数：

$$f_{PMOD} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times \left[ ESR + \left( \frac{1}{R_{LOAD}} + \frac{[K_S \times (1-D) - 0.5]}{f_{SW} \times L} \right)^{-1} \right]}$$

已知ESR通常远小于该负载和电流环路并联值：

$$ESR \ll \left( \frac{1}{R_{LOAD}} + \frac{[K_S \times (1-D) - 0.5]}{f_{SW} \times L} \right)^{-1}$$

$$f_{PMOD} \approx \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times \left( \frac{1}{R_{LOAD}} + \frac{[K_S \times (1-D) - 0.5]}{f_{SW} \times L} \right)^{-1}}$$

该式可表示为：

$$f_{PMOD} \approx \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times R_{LOAD}} + \frac{[K_S \times (1-D) - 0.5]}{2\pi \times f_{SW} \times L \times C_{OUT}}$$

注：根据具体的应用要求，斜坡补偿的幅度可能会对调制器的极点有较大的影响。对于低占空比应用，会在单位增益频率或单位增益频率附近引入额外的衰减（相位滞后）（参见闭环：设计补偿电路部分），而对于电源调制器的零点 $f_{ZMOD}$ 则无此影响。

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



## 高效、2A、电流模式同步整流、降压型开关调节器

内部电路环路在高频时的影响可以用一个双极点(复共轭)频率 $G_{\text{SAMPLING}}(s)$ 表示:

$$G_{\text{SAMPLING}}(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{(\pi \times f_{\text{SW}})^2} + \frac{s}{\pi \times f_{\text{SW}} \times Q_C} + 1}$$

其中, 采样品质因数 $Q_C$ 为:

$$Q_C = \frac{1}{\pi \times [K_S \times (1-D) - 0.5]}$$

共振频率为:

$$\omega_{\text{SAMPLING}}(s) = \pi \times f_{\text{SW}}$$

或者:

$$f_{\text{SAMPLING}} = \frac{f_{\text{SW}}}{2}$$

定义了电源调制器的传输函数后, 系统总传函可以表示为(见图3):

$$\text{Gain}(s) = G_{\text{FF}}(s) \times G_{\text{EA}}(s) \times G_{\text{MOD}}(\text{DC}) \times G_{\text{FILTER}}(s) \times G_{\text{SAMPLING}}(s)$$

其中:

$$G_{\text{FF}}(s) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{(sC_{\text{FF}}R_1 + 1)}{[sC_{\text{FF}}(R_1 || R_2) + 1]}$$

不安装 $C_{\text{FF}}$ , 则 $G_{\text{FF}}(s)$ 变为:

$$G_{\text{FF}}(s) = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

此外:

$$G_{\text{EA}}(s) = 10^{A_{\text{VEA}}(\text{dB})/20} \times \frac{(sC_C R_C + 1)}{\left[ sC_C \left( R_C + \frac{10^{A_{\text{VEA}}(\text{dB})/20}}{9\text{MV}} \right) + 1 \right]}$$

简化后可得:

$$G_{\text{EA}}(s) = 10^{A_{\text{VEA}}(\text{dB})/20} \times \frac{(sC_C R_C + 1)}{\left[ sC_C \left( \frac{10^{A_{\text{VEA}}(\text{dB})/20}}{9\text{MV}} \right) + 1 \right]}$$

$$\text{当 } R_C \ll \frac{10^{A_{\text{VEA}}(\text{dB})/20}}{9\text{MV}}$$

$$G_{\text{FILTER}}(s) = R_{\text{LOAD}} \times \frac{(sC_{\text{OUT}}\text{ESR} + 1)}{\left[ sC_{\text{OUT}} \left\{ \frac{1}{R_{\text{LOAD}}} + \frac{[K_S \times (1-D) - 0.5]^{-1}}{f_{\text{SW}} \times L} \right\} + 1 \right]}$$

传输函数环路增益的主极点和零点表示如下:

$$f_{\text{P1}} = \frac{9\text{MV}}{2\pi \times 10^{A_{\text{VEA}}(\text{dB})/20} \times C_C}$$

$$f_{\text{P2}} = \frac{1}{2\pi \times C_{\text{OUT}} \left\{ \frac{1}{R_{\text{LOAD}}} + \frac{[K_S \times (1-D) - 0.5]^{-1}}{f_{\text{SW}} \times L} \right\}}$$

$$f_{\text{P3}} = \frac{1}{2} (f_{\text{SW}})$$

$$f_{\text{Z1}} = \frac{1}{2\pi \times C_C R_C}$$

$$f_{\text{Z2}} = \frac{1}{2\pi \times C_{\text{OUT}} \text{ESR}}$$

极点-零点的顺序为:

$$f_{\text{P1}} < f_{\text{P2}} \leq f_{\text{Z1}} < f_{\text{CO}} \leq f_{\text{P3}} < f_{\text{Z2}}$$

重载时,  $f_{\text{P2}}$ 接近于 $f_{\text{Z1}}$ 。图3给出了渐进系统闭环响应的示意图, 包括主极点和零点的位置。

环路响应的第四段渐近线(图3中的粗线所示)用于确定所要求的单位增益频率(以及决定补偿元件值)。较低的单位增益频率能够建立稳定的闭环工作, 但这是以较慢的负载和输入电源瞬态响应为代价的。提高单位增益频率有助于提高瞬态响应, 但会影响系统的稳定性(潜在因素)。按照惯例, 将单位增益频率设置为开关频率的1/10至1/5。首先, 选择满足应用要求的无源功率元件和去耦元件。然后, 按照闭环: 设计补偿电路部分提供的步骤选择小信号补偿元件, 获得所要求的闭环频率响应和相位裕量。

### 闭环: 设计补偿电路

- 1) 选择所要求的单位增益频率, 在开关频率( $f_{\text{SW}}$ )的1/10至1/5之间选择 $f_{\text{CO}}$ 。
- 2) 将传输函数的第四段渐近线增益设置为单位增益, 以确定 $R_C$  (假设 $f_{\text{CO}} > f_{\text{Z1}}$ 、 $f_{\text{P2}}$ 和 $f_{\text{P1}}$ ), 其中:

## 高效、2A、电流模式同步整流、降压型开关调节器

$$R_C = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \times \left( \frac{1 + \frac{R_{LOAD} K_S [(1-D) - 0.5]}{L \times f_{SW}}}{9MV \times 9MC \times R_{LOAD}} \right) \times 2\pi f_{CO} C_{OUT} \times \left[ ESR + \frac{1}{\left( \frac{1}{R_{LOAD}} + \frac{K_S [(1-D) - 0.5]}{L \times f_{SW}} \right)} \right]$$

其中，ESR远小于等效负载电阻和电流环路阻抗的并联值，即：

$$ESR \ll \frac{1}{\left( \frac{1}{R_{LOAD}} + \frac{K_S [(1-D) - 0.5]}{L \times f_{SW}} \right)}$$

$R_C$ 表示为：

$$R_C = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \times \frac{2\pi f_{CO} \times C_{OUT}}{9MV \times 9MC}$$

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

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

因此：

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

4) 对于低占空比应用，增加一个相位超前电容(图1中的 $C_{FF}$ )有助于改善双极点频率一半处的相位滞后。在要求的单位增益频率附近增加一个低于该频率的零点可增大闭环相位裕量和调节器的单位增益带宽(单位增益频率)。按照下式选择电容：

$$C_{FF} = \frac{1}{2\pi \times f_{CO} \times (R_1 || R_2)}$$

该电容值确保增加的相位超前零点频率低于 $f_{CO}$ ：

$$f_{PHASE\_LEAD} = \frac{1}{2\pi \times C_{FF} \times R_1}$$

引入 $C_{FF}$ 后，零点-极点顺序调整为：

$$f_{P1} < f_{P2} \leq f_{Z1} < \frac{1}{2\pi C_{FF} R_1} < \frac{1}{2\pi C_{FF} (R_1 || R_2)} \approx f_{CO} \leq f_{P3} < f_{Z2}$$

按照实际应用验证 $C_{FF}$ 的工作情况，当输出电压与基准电压之间的倍数较小时(例如：小于1V)，将削弱 $C_{FF}$ 的相位超前效应。当 $V_{OUT} = V_{FB}$ 时，不要使用 $C_{FF}$ 。

### 设置软启动时间

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

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

软启动电流 $I_{SS}$ 为10 $\mu$ A(典型值)，输出反馈电压门限 $V_{FB}$ 为0.6V(典型值)。当使用大电容 $C_{OUT}$ 时，软启动期间可能会达到高边电流限制。为确保正确的软启动时间 $t_{SS}$ ，选择足够大的 $C_{SS}$ 以满足以下条件：

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

$I_{HSCL}$ 为典型的高边MOSFET限流值。

可以在SS/REFIN施加一个稳态值介于0V和 $V_{IN} - 1.8V$ 之间的外部跟踪基准。这种情况下，在外部跟踪基准与SS/REFIN之间连接一个RC网络，如图4所示。 $R_{SS}$ 的推荐值约为1k $\Omega$ 。适当选择 $R_{SS}$ ，以确保在打嗝周期内SS/REFIN在内部被拉低。

SS/REFIN接有外部基准时，必须由外部提供软启动。

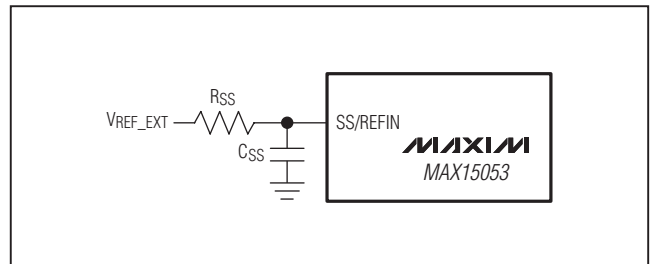


图4. SS/REFIN处接有外部基准时的RC网络

# 高效、2A、电流模式同步整流、 降压型开关调节器

MAX15053

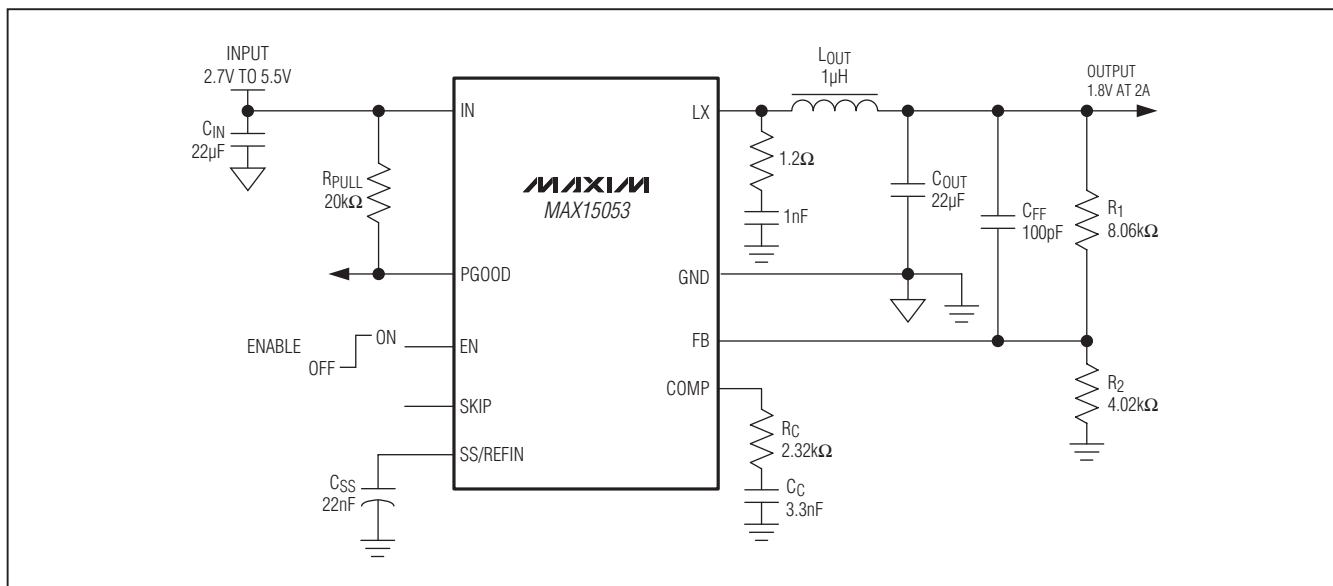


图5. PWM工作模式下的应用电路

## 功耗

MAX15053采用9焊球WLP封装， $T_A = +70^\circ\text{C}$ 时可耗散高达1127mW的功率。当管芯温度超过 $+150^\circ\text{C}$ 时，触发热关断保护(请参考热关断保护部分)。

## 布局步骤

为获得低噪、稳定的工作性能，须谨慎设计PCB布局。强烈推荐使用MAX15053评估板的布局，以获得最佳性能。如果必须进行修改，按照以下设计原则保证PCB布局的质量：

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

# 高效、2A、电流模式同步整流、 降压型开关调节器

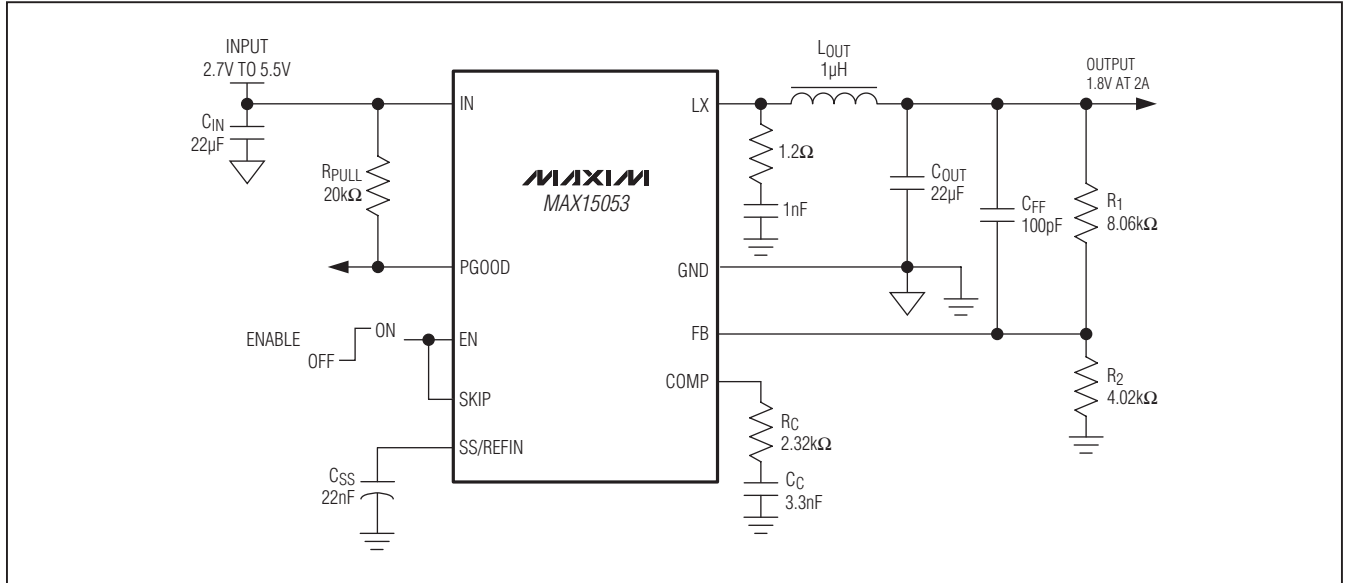


图6. 跳脉冲模式下的应用电路

## 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
9 WLP	W91B1+1	<a href="#">21-0067</a>	—

# 高效、2A、电流模式同步整流、 降压型开关调节器

修订历史

修订号	修订日期	说明	修改页
0	5/10	最初版本。	—

MAX15053

## 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** \_\_\_\_\_ **21**

© 2010 Maxim Integrated Products

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