

# MAX15023

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

### 概述

MAX15023双通道同步降压控制器的工作电压为5.5V至28V或 $5V \pm 10\%$ ，可生成两路独立的输出电压。每路输出电压的调节范围为输入电压的85%至0.6V，并支持12A或更大的负载电流。器件工作在180°错相模式，有助于减小输入电压纹波和总的RMS输入纹波电流。

MAX15023可通过外部电阻在200kHz至1MHz范围内调节开关频率。MAX15023的自适应同步整流无需外部续流肖特基二极管。该器件用外部低边MOSFET的导通电阻作为电流检测元件，无需电流检测电阻。这样可以在无需外部检流电阻的情况下，保护DC-DC电路，使其在输出过载或输出短路故障下不会损坏。打嗝式限流降低了短路功耗。MAX15023包括两个独立的电源就绪输出和两个独立的具有精确开/关门限的使能输入，用于电源监测和电源排序。

其它保护功能包括逐周期、低边、吸入峰值限流及热关断。当器件从输出吸收电流时，逐周期、低边、吸入峰值限流功能可防止反向电感电流超过临界值。MAX15023还允许预偏置启动不会造成输出放电，并具有自适应内部数字软启动。这一新的专有功能可以使外部大输出电容在启动时单调充电，并在打嗝式短路保护期间实现良好的峰值电感电流控制。

MAX15023采用节省空间且散热性能良好的4mm x 4mm、24引脚TQFN-EP封装。工作在-40°C至+85°C扩展级温度范围。

### 应用

- 负载点调节器
- 交换机/路由器
- 机顶盒
- 电源模块
- 用于LCD TV的二次变换电源
- DSP电源

### 优势和特性

- 5.5V至28V或 $5V \pm 10\%$ 输入电压范围
- 0.6V至 $(0.85 \times V_{IN})$ 可调输出
- 200kHz至1MHz可调开关频率
- 保证单调启动至预偏置负载
- 无损、逐周期、低边源出峰值限流具有可调节温度补偿门限
- 具有逐周期、低边吸入峰值限流保护
- 专有的自适应内部数字软启动
- 精度为 $\pm 1\%$ 的电压基准
- 内置自举二极管
- 自适应同步整流无需外部续流肖特基二极管
- 打嗝式短路保护及热关断
- 电源就绪输出及模拟使能输入用于电源排序功能

### 订购信息

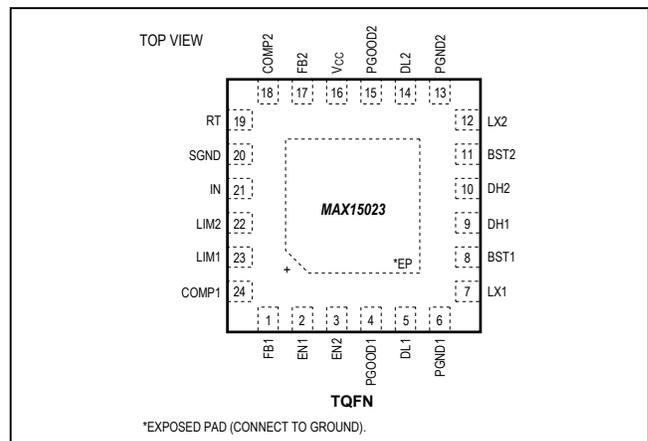
器件	温度范围	引脚-封装
MAX15023ETG+	-40°C至+85°C	24 TQFN-EP*
MAX15023ETG/V+	-40°C至+85°C	24 TQFN-EP*

+表示无铅(Pb)/符合RoHS标准的封装。

\*EP = 裸焊盘。

/V表示通过汽车标准认证的器件。

### 引脚配置



本文是英文数据资料的译文，文中可能存在翻译上的不准确或错误。如需进一步确认，请在您的设计中参考英文资料。

有关价格、供货及订购信息，请联络Maxim亚洲销售中心：10800 852 1249 (北中国区)，10800 152 1249 (南中国区)，或访问Maxim的中文网站：[www.maximintegrated.com/cn](http://www.maximintegrated.com/cn)。

# MAX15023

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

### Absolute Maximum Ratings

IN to SGND.....	-0.3V to +30V	V <sub>CC</sub> Short Circuit to SGND.....	Continuou
BST_ to V <sub>CC</sub> .....	-0.3V to +30V	V <sub>CC</sub> Input Current (IN = V <sub>CC</sub> , internal LDO not used).....	600mA
LX_ to SGND.....	-1V to +30V	PGOOD_ Sink Current.....	20mA
EN_ to SGND.....	-0.3V to +6V	Continuous Power Dissipation (T <sub>A</sub> = +70°C)(Note 1)	
PGOOD_ to SGND.....	-0.3V to +30V	24-Pin TQFN-EP (derate 27.8mW/°C above +70°C)..	2222.2mW
BST_ to LX_.....	-0.3V to +6V	Operating Temperature Range.....	-40°C to +85°C
DH_ to LX_.....	-0.3V to (V <sub>BST_</sub> + 0.3V)	Junction Temperature.....	+150°C
DL_ to PGND_.....	-0.3V to (V <sub>CC</sub> + 0.3V)	Storage Temperature Range.....	-60°C to +150°C
SGND to PGND_.....	-0.3V to +0.3V	Lead Temperature (soldering, 10s).....	+300°C
V <sub>CC</sub> to SGND.....	-0.3V to the lower of +6V or (V <sub>IN</sub> + 0.3V)	Soldering Temperature (reflow).....	+260°C
All Other Pins to SGND.....	-0.3V to (V <sub>CC</sub> + 0.3V)		

Note 1: These power limits are due to the thermal characteristics of the package, absolute maximum junction temperature (150°C), and the JEDEC 51-7 defined setup. Maximum power dissipation could be lower, limited by the thermal shutdown protection included in this IC.

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.

### Package Thermal Characteristics (Note 2)

24 TQFN-EP

Junction-to-Ambient Thermal Resistance (θ <sub>JA</sub> ).....	+36°C/W
Junction-to-Case Thermal Resistance (θ <sub>JC</sub> ).....	+8°C/W

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 <http://www.maximintegrated.com/thermal-tutorial>.

### Electrical Characteristics

(V<sub>IN</sub> = 12V, R<sub>T</sub> = 33kΩ, C<sub>VCC</sub> = 4.7μF, C<sub>IN</sub> = 1μF, T<sub>A</sub> = -40°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at T<sub>A</sub> = +25°C.) (Note 3)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>GENERAL</b>						
Input Voltage Range	V <sub>IN</sub>		5.5		28	V
		V <sub>IN</sub> = V <sub>CC</sub>	4.5		5.5	
Quiescent Supply Current	I <sub>IN</sub>	V <sub>FB1</sub> = V <sub>FB2</sub> = 0.9V, no switching		4.5	6	mA
Standby Supply Current	I <sub>IN_SBY</sub>	V <sub>EN1</sub> = V <sub>EN2</sub> = V <sub>SGND</sub>		0.21	0.35	mA
<b>V<sub>CC</sub> REGULATOR</b>						
Output Voltage	V <sub>CC</sub>	6V < V <sub>IN</sub> < 28V, I <sub>LOAD</sub> = 5mA	5.00	5.2	5.50	V
		V <sub>IN</sub> = 6V, 1mA < I <sub>LOAD</sub> < 100mA				
V <sub>CC</sub> Regulator Dropout		I <sub>LOAD</sub> = 100mA		0.07		V
V <sub>CC</sub> Short-Circuit Output Current		V <sub>IN</sub> = 5V	150	250		mA
V <sub>CC</sub> Undervoltage Lockout	V <sub>CC_UVLO</sub>	V <sub>CC</sub> falling	3.6	3.8	4	V
V <sub>CC</sub> Undervoltage Lockout Hysteresis				430		mV
<b>ERROR AMPLIFIER (FB_, COMP_)</b>						
FB_ Input Voltage Set-Point	V <sub>FB_</sub>		594	600	606	mV
FB_ Input Bias Current	I <sub>FB_</sub>	V <sub>FB_</sub> = 0.6V	-250		+250	nA

# MAX15023

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

### Electrical Characteristics (continued)

( $V_{IN} = 12V$ ,  $R_T = 33k\Omega$ ,  $C_{VCC} = 4.7\mu F$ ,  $C_{IN} = 1\mu F$ ,  $T_A = -40^\circ C$  to  $+85^\circ C$ , unless otherwise noted. Typical values are at  $T_A = +25^\circ C$ .)  
(Note 3)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
FB to COMP Transconductance	$g_m$	$I_{COMP} = \pm 40\mu A$	650	1200	1900	$\mu S$
Amplifier Open-Loop Gain		No load		80		dB
Amplifier Unity-Gain Bandwidth				10		MHz
COMP_ Swing (High)				2.4		V
COMP_ Swing (Low)		No load at COMP_		0.6		V
COMP_ Source/Sink Current	$I_{COMP\_}$	$ I_{COMP\_} $ , $V_{COMP\_} = 1.5V$	45	80	120	$\mu A$
ENABLE (EN_)						
EN_ Input High	$V_{EN\_H}$	EN_ rising	1.15	1.20	1.25	V
EN_ Input Hysteresis	$V_{EN\_HYS}$			150		mV
EN_ Input Leakage Current	$I_{LEAK\_EN\_}$		-250		+250	nA
<b>OSCILLATOR</b>						
Switching Frequency	$f_{SW}$	Each converter	460	500	540	kHz
Switching Frequency Adjustment Range		(Note 4)	200		1000	kHz
PWM Ramp Peak-to-Peak Amplitude	$V_{RAMP}$			1.42		V
PWM Ramp Valley	$V_{VALLEY}$			0.72		V
Phase Shift Between Channels		From DH1 to DH2 rising edges		180		Degrees
Minimum Controllable On-Time				60	100	ns
Maximum Duty Cycle			86	87.5		%
<b>OUTPUT DRIVERS</b>						
DH_ On-Resistance		Low, sinking 100mA, $V_{BST\_} - V_{LX\_} = 5V$	1			$\Omega$
		High, sourcing 100mA, $V_{BST\_} - V_{LX\_} = 5V$	1.2			
DL_ On-Resistance		Low, sinking 100mA, $V_{CC} = 5.2V$	0.75			$\Omega$
		High, sourcing 100mA, $V_{CC} = 5.2V$	1.4			
DH_ Peak Current		$C_{LOAD} = 10nF$	Sinking	3		A
			Sourcing	2		
DL_ Peak Current		$C_{LOAD} = 10nF$	Sinking	3		A
			Sourcing	2		
DH_, DL_ Break-Before-Make Time (Dead Time)				15		ns
<b>SOFT-START</b>						
Soft-Start Duration				2048		Switching cycles
Reference Voltage Steps				64		Steps

# MAX15023

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

### Electrical Characteristics (continued)

( $V_{IN} = 12V$ ,  $R_T = 33k\Omega$ ,  $C_{VCC} = 4.7\mu F$ ,  $C_{IN} = 1\mu F$ ,  $T_A = -40^\circ C$  to  $+85^\circ C$ , unless otherwise noted. Typical values are at  $T_A = +25^\circ C$ .)  
(Note 3)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>CURRENT LIMIT/HICCUP</b>						
Cycle-by-Cycle, Low-Side, Source Peak Current-Limit Threshold Adjustment Range		Source peak limit = $V_{LIM\_}/10$	30		300	mV
LIM_ Reference Current	$I_{LIM\_}$	$V_{LIM\_} = 0.3V$ to $3V$ , $T_A = +25^\circ C$	45	50	55	$\mu A$
LIM_ Reference Current TC		$V_{LIM\_} = 0.3V$		2400		ppm/ $^\circ C$
Number of Consecutive Current-Limit Events to Hiccup				7		Events
Hiccup Timeout		Out of soft-start		7936		Switching cycles
Cycle-by-Cycle, Low-Side, Sink Peak Current-Limit Sense Voltage				$V_{LIM\_}/20$		V
<b>BOOST</b>						
Boost Switch Resistance		$V_{IN} = V_{CC} = 5.2V$ , $I_{BST\_} = 10mA$		4.5	8	$\Omega$
<b>POWER-GOOD OUTPUTS</b>						
PGOOD_ Threshold		$V_{FB\_}$ rising	88.5	92.5	96.5	%
		$V_{FB\_}$ falling	85.5	89.5	93.5	
PGOOD_ Output Leakage	$I_{LEAK\_PGD}$	$V_{PGOOD\_} = 28V$ , $V_{EN\_} = 5V$ , $V_{FB\_} = 0.8V$			1	$\mu A$
PGOOD_ Output Low Voltage	$V_{PGOOD\_L}$	$I_{PGOOD\_} = 2mA$ , $EN\_ = SGND$			0.4	V
<b>THERMAL SHUTDOWN</b>						
Thermal Shutdown Threshold				+150		$^\circ C$
Thermal Shutdown Hysteresis		Temperature falling		20		$^\circ C$

**Note 3:** All *Electrical Characteristics* limits over temperature are 100% tested at room temperature and guaranteed by design over the specified temperature range.

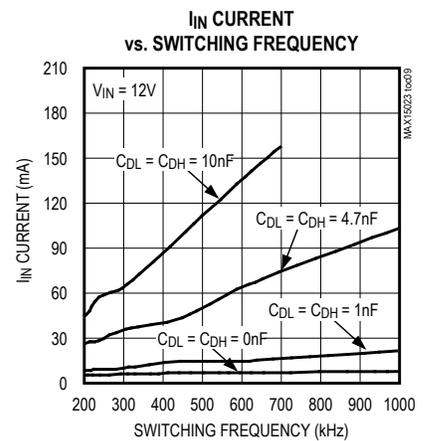
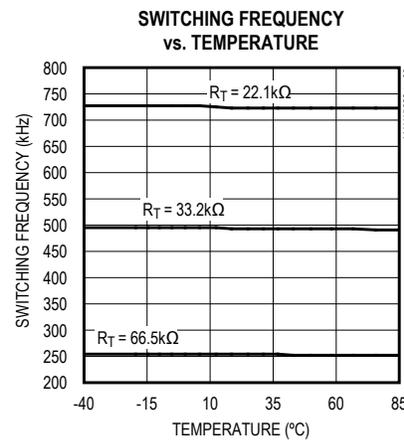
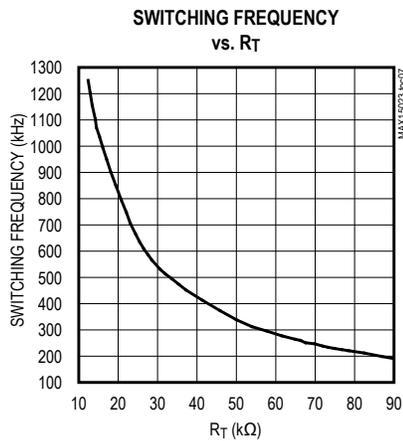
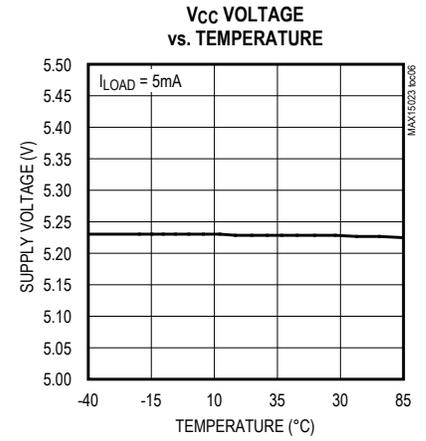
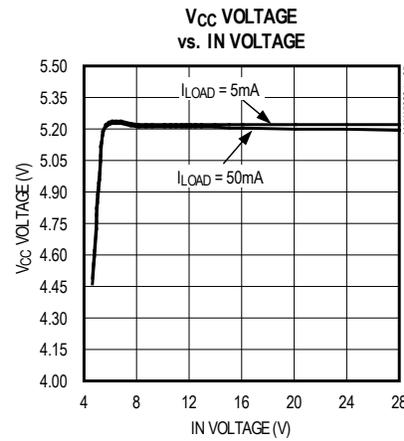
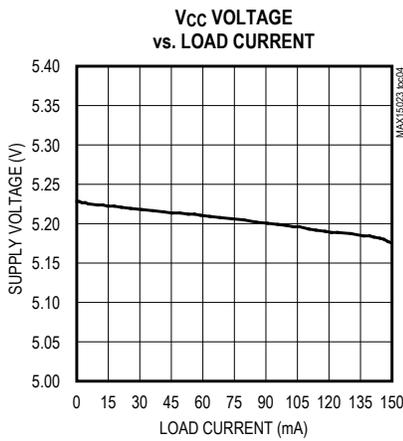
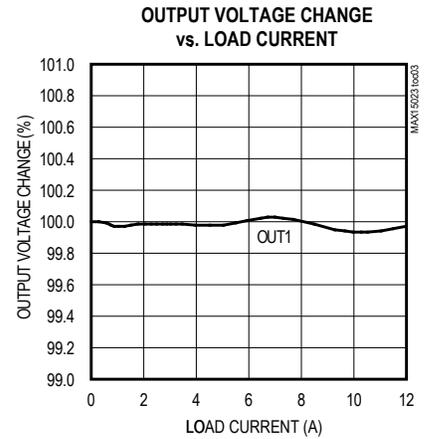
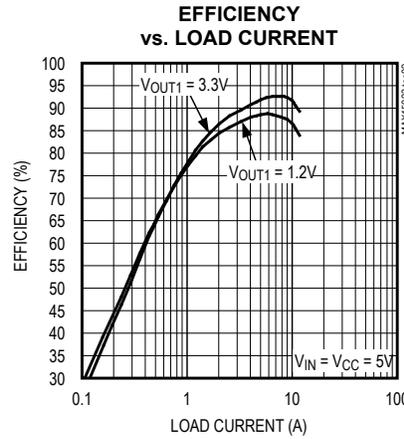
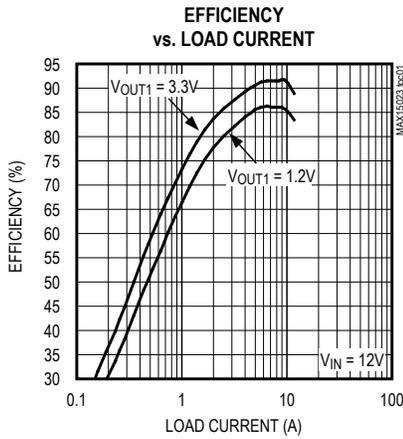
**Note 4:** Select  $R_T$  as  $R_T(k\Omega) = \frac{24806}{(f_{SW}(kHz))^{1.0663}}$  (24806 has a  $\frac{1}{\text{farad}}$  unit).

# MAX15023

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

### 典型工作特性

(Supply =  $I_N = 12V$ , unless otherwise noted. See *Typical Application Circuit* of Figure 6.)

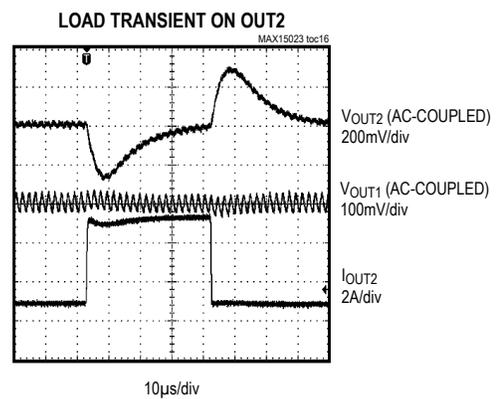
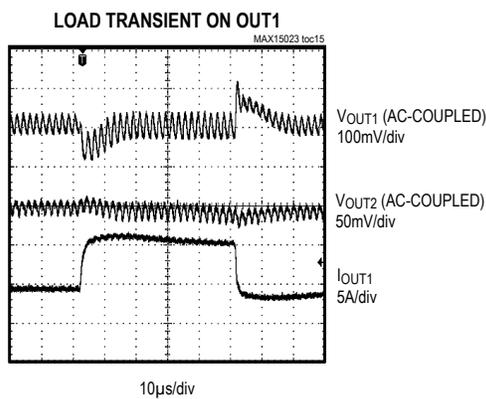
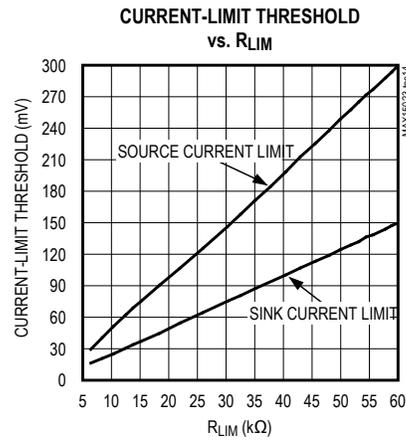
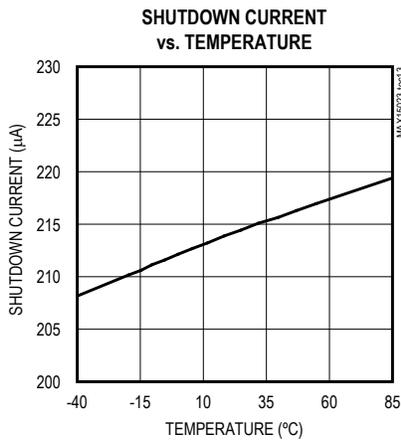
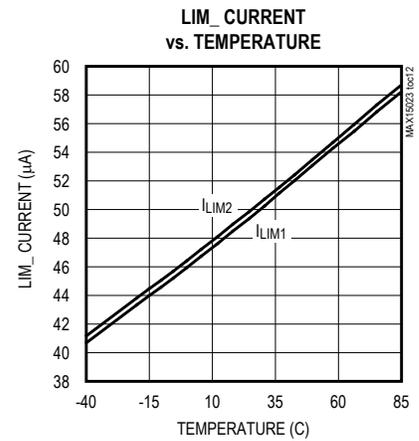
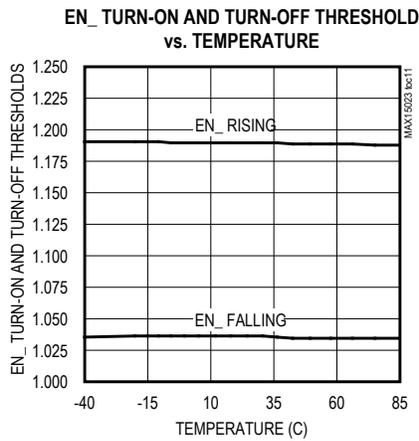
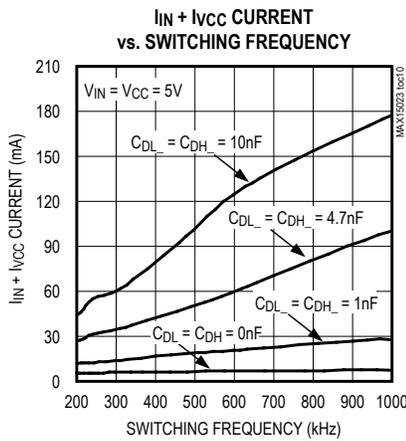


# MAX15023

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

### 典型工作特性(续)

(Supply =  $I_N = 12V$ , unless otherwise noted. See *Typical Application Circuit* of Figure 6.)

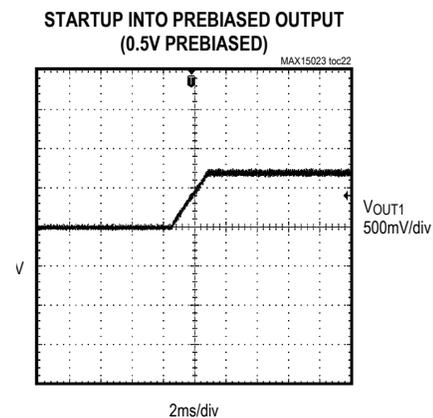
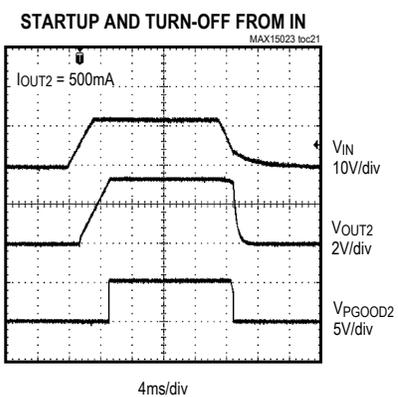
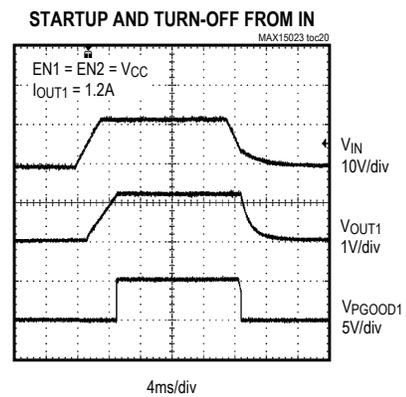
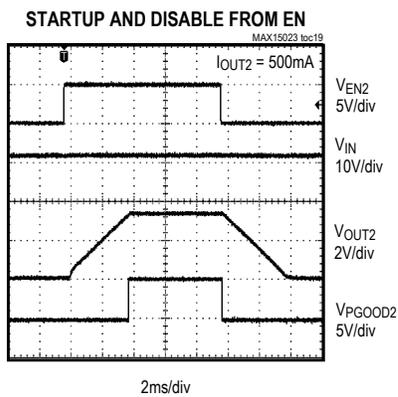
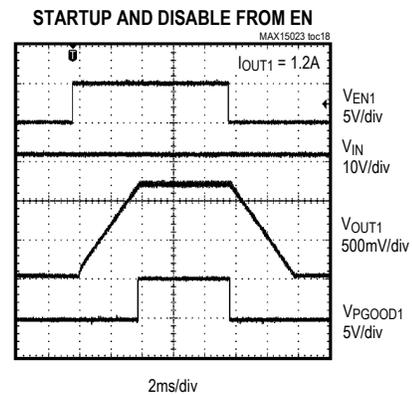
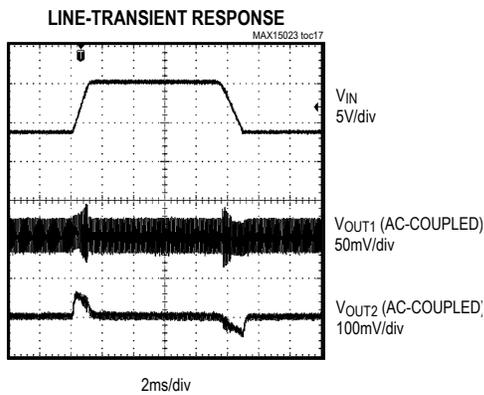


# MAX15023

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

### 典型工作特性(续)

(Supply = IN = 12V, unless otherwise noted. See *Typical Application Circuit* of Figure 6.)

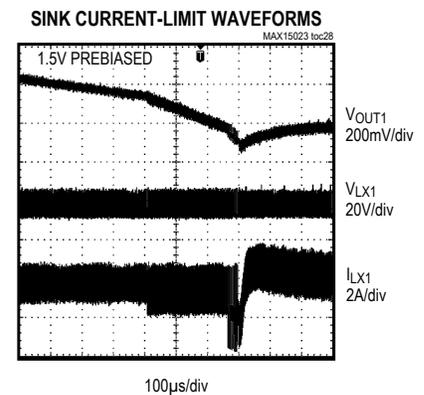
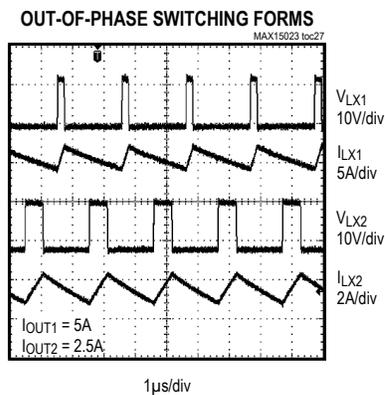
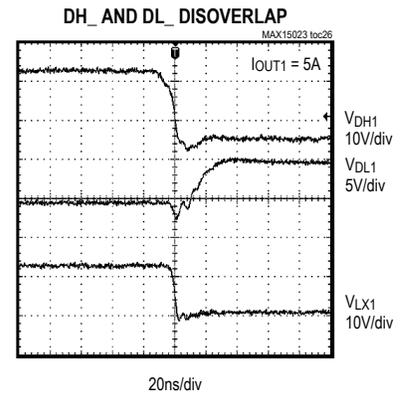
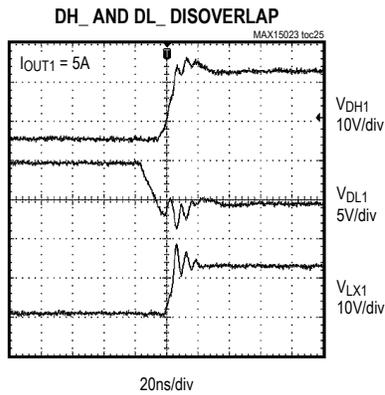
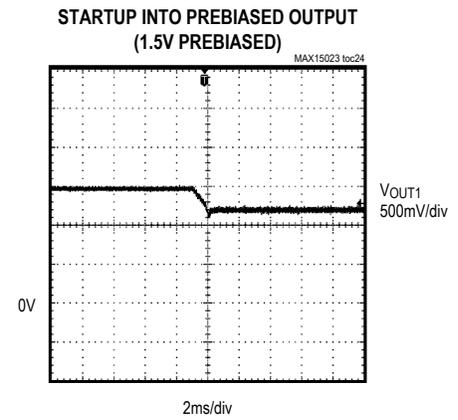
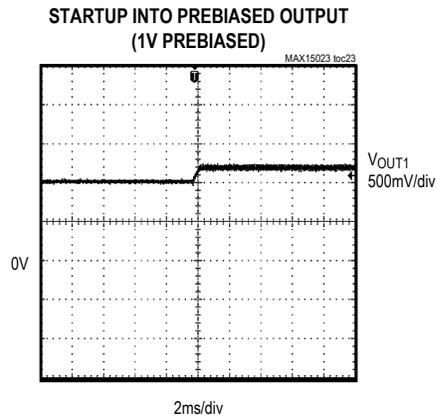


# MAX15023

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

### 典型工作特性(续)

(Supply =  $I_N = 12V$ , unless otherwise noted. See *Typical Application Circuit* of Figure 6.)



# MAX15023

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

### 引脚说明

引脚	名称	功能
1	FB1	调节器1的反馈输入。将FB1连接至输出1和SGND之间的电阻分压器，能够在0.6V至(0.85 × 输入电压(V))范围内调节输出电压，请参考设置输出电压部分。
2	EN1	调节器1的高电平有效使能输入。当EN1电压超过1.2V (典型值)时，控制器开始调节OUT1。当该引脚电压低于1.05V (典型值)时，调节器关闭。EN1输入可用于电源排序或作为第二级UVLO。对于始终保持开启状态的应用，将EN1接V <sub>CC</sub> 。
3	EN2	调节器2的高电平有效使能输入。当EN2电压超过1.2V (典型值)时，控制器开始调节OUT2。当该引脚电压低于1.05V (典型值)时，调节器关闭。EN2输入可用于电源排序或作为第二级UVLO。对于始终保持开启状态的应用，将EN2接V <sub>CC</sub> 。
4	PGOOD1	通道1的电源就绪指示输出(开漏极)。通过外部电阻将PGOOD1上拉到低于28V的正电压，以获得正确的逻辑电平。
5	DL1	调节器1的低边栅极驱动器输出。DL1电压摆幅介于V <sub>CC</sub> 与PGND1之间。V <sub>CC</sub> 电压达到UVLO上升门限之前，DL1为低电平。
6	PGND1	低边栅极驱动器电源返回端(调节器1)，连接至调节器1的低边MOSFET的源极。
7	LX1	调节器1的外部电感连接，将LX1连接至电感的开关侧。LX1用作DH1高边栅极驱动器的低电压摆幅，也作为同步整流MOSFET的检流输入端(漏极端)，产生V <sub>DS</sub> 检测压降。
8	BST1	调节器1的自举电容连接端，在BST1和LX1之间连接至少100nF的陶瓷电容。
9	DH1	调节器1的高边栅极驱动器输出。DH1电压摆幅介于LX1与BST1电压之间。V <sub>CC</sub> 电压达到UVLO上升门限电压之前，DH1为低电平。
10	DH2	调节器2的高边栅极驱动器输出。DH2电压摆幅介于LX2和BST2电压之间。V <sub>CC</sub> 电压达到UVLO上升门限电压之前，DH2为低电平。
11	BST2	调节器2的自举电容连接端，在BST2和LX2之间连接至少100nF的陶瓷电容。
12	LX2	调节器2的外部电感连接，将LX2连接至电感的开关侧。LX2用作DH2高边栅极驱动器的低电压摆幅，也作为同步整流MOSFET的检流输入端(漏极端)，产生V <sub>DS</sub> 检测压降。

# MAX15023

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

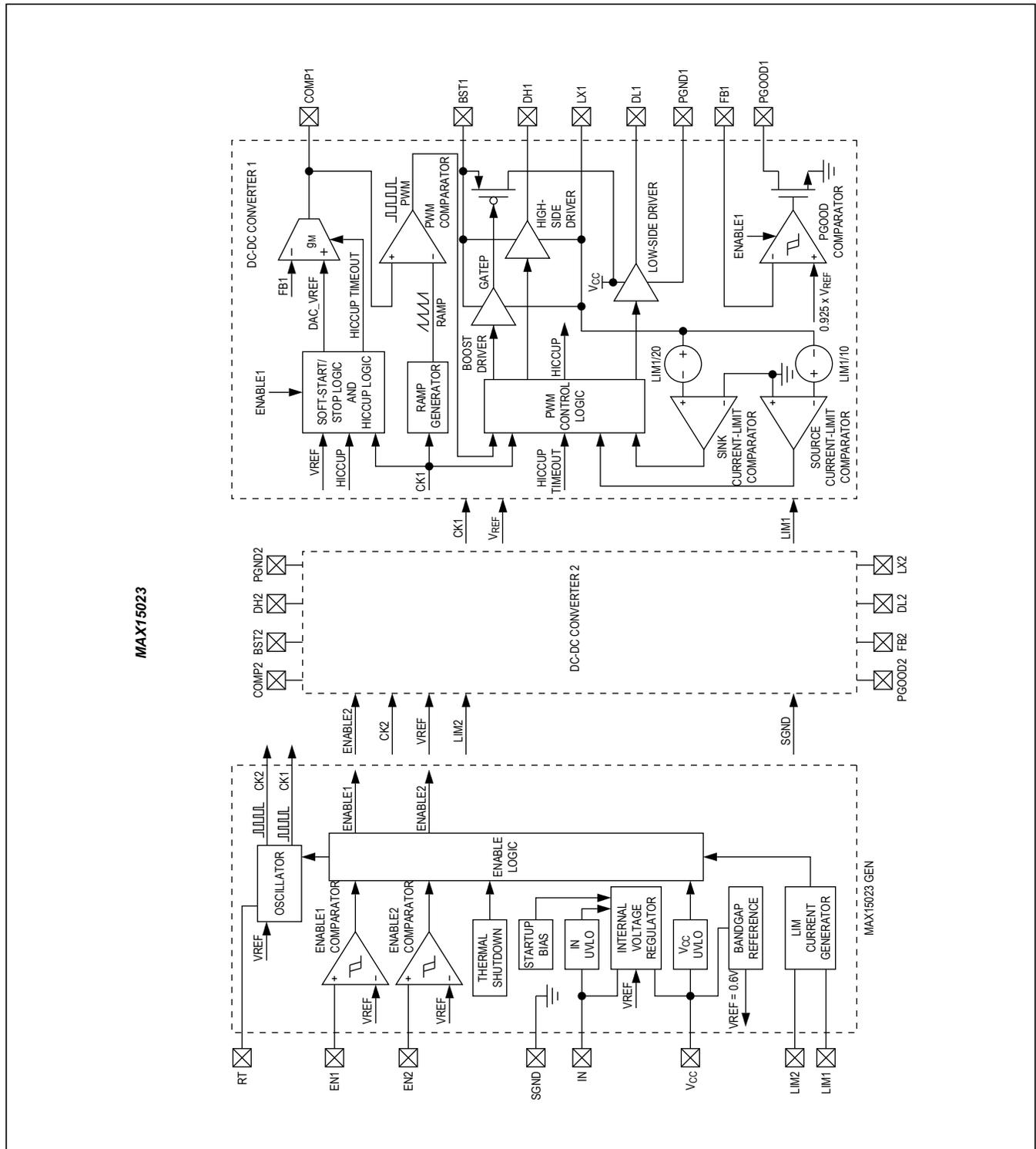
### 引脚说明(续)

引脚	名称	功能
13	PGND2	低边栅极驱动器电源返回端(调节器2)，连接至调节器2的低边MOSFET的源极。
14	DL2	调节器2的低边栅极驱动器输出。DL2电压摆幅介于V <sub>CC</sub> 和PGND2之间。V <sub>CC</sub> 电压达到UVLO上升门限电压之前，DL2为低电平。
15	PGOOD2	通道2的电源就绪指示输出(开漏极)。通过外部电阻将PGOOD2上拉到低于28V的正电压，以获得正确的逻辑电平。
16	V <sub>CC</sub>	内部5.2V线性稳压器输出，用于器件内核的供电。使用内部稳压器时，须利用最低4.7μF的低ESR陶瓷电容将V <sub>CC</sub> 旁路至SGND。V <sub>CC</sub> 接IN工作在5V电源时，使用2.2μF陶瓷电容去耦即可(请参考典型应用电路)。
17	FB2	调节器2的反馈输入。将FB2连接至输出2和SGND之间的电阻分压器，能够在0.6V至(0.85 × 输入电压(V))范围内调节输出电压，请参考设置输出电压部分。
18	COMP2	调节器2的补偿引脚，请参考补偿部分。
19	RT	振荡器定时电阻输入。在RT和SGND之间接一个电阻，能够将振荡器频率设置在200kHz到1MHz范围内(请参考设置开关频率部分)。
20	SGND	信号地，将SGND连接至SGND平面。SGND也用作两路同步整流MOSFET的检流输入端(源极端)，产生V <sub>DS</sub> 检测压降。
21	IN	内部V <sub>CC</sub> 稳压器输入。使用线性稳压器(V <sub>CC</sub> )时，用最小1μF的陶瓷电容将IN旁路至SGND。工作在5V ±10%电压时，将IN接V <sub>CC</sub> 。
22	LIM2	调节器2的限流调节。LIM2与SGND之间连接一个电阻(R <sub>LIM2</sub> )，在30mV (R <sub>LIM2</sub> = 6kΩ)至300mV (R <sub>LIM2</sub> = 60kΩ)范围内调节限流门限(V <sub>I TH2</sub> )，请参考设置逐周期低边源出峰值电流门限部分。
23	LIM1	调节器1的限流调节。LIM1与SGND之间连接一个电阻(R <sub>LIM1</sub> )，在30mV (R <sub>LIM1</sub> = 6kΩ)至300mV (R <sub>LIM1</sub> = 60kΩ)范围内调节限流门限(V <sub>I TH1</sub> )，请参考设置逐周期低边源出峰值电流门限部分。
24	COMP1	调节器1的补偿引脚，请参考补偿部分。
—	EP	裸焊盘，将EP连接至在SGND的大面积覆铜区域，以改善散热。不要将其作为IC SGND的主要接地端。

# MAX15023

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

### 功能框图



# MAX15023

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

### 详细说明

MAX15023双通道同步降压控制器的工作电压为5.5V至28V或 $5V \pm 10\%$ ，可生成两路独立的输出电压。只要控制器的输入偏置电压处于规定范围内，输入电源总线可低于4.5V，并且可以从3.3V电源进行降压转换。两路输出电压可以设置在0.6V至85%的调节器输入电压范围内。各输出均可支持12A或更高的负载电流。调节器开关按照180°异相工作，从而降低了输入电压纹波和总的RMS输入纹波电流。

具有精确通/断控制门限( $\pm 4.2\%$ )的使能输入能够准确建立外部UVLO检测。漏极开路电源就绪指示(PGOOD)输出可用于电源排序。

MAX15023能够提供低输出电压(低至0.6V)和较大的输出电流(大于12A)，非常适合从5V或12V总线电源产生后续稳压，提供低电压、大电流的应用，例如机顶盒。

可通过外部电阻在200kHz至1MHz的范围内调节开关频率。MAX15023的自适应同步整流功能省去了外部续流肖特基二极管。

MAX15023采用电压模式控制和外部补偿，利用逐周期低边源出峰值电流限制实现过流保护，其中外部低边MOSFET的导通电阻可在电感续流期间作为电流检测元件，从而省去了电流检测电阻。各调节器的限流检测电压可通过电阻独立设置，范围为30mV到300mV，并已经过温度补偿，从而降低了MOSFET  $R_{DS(ON)}$ 随温度变化的影响。打嗝式限流能够降低长期短路状态下的平均电流和功耗。

MAX15023采用独特的自适应内部数字软启动，允许预偏置启动，无需输出放电。自适应数字软启动可根据环路基准电压工作，如果在软启动过程中电流达到门限值，将自动延长软启动时间。能够在输出电容较大、数值不确定的情况下平稳提升输出电压。此外，由于在打嗝式短路保护

中启用了软启动功能，出现长期短路或过载条件时，同样的电压基准折返算法能够很好地控制峰值电感电流。

另一保护功能是逐周期低边吸入峰值电流限制，如果预偏置电压超出了预设的稳态电平，或其它电压源试图将输出电压强制在该电压以上，该功能可以防止调节器吸入过大电流。这样，当调节器从输出吸电流时，同步整流MOSFET和高边MOSFET的体二极管不会出现构成威胁的电流。

热关断功能能够有效保护MAX15023，避免其出现过功耗。

### DC-DC PWM控制器

MAX15023降压控制器的各通道均采用PWM电压模式控制方案(请参考功能框图)。控制环路采用外部补偿，为工作频率和输出LC滤波元件的选择提供了最大灵活性。内部跨导误差放大器在COMP\_引脚产生一个积分误差电压，有助于提供更高的直流精度。COMP\_引脚的电压通过PWM比较器和斜坡发生器调节占空比。在其内部时钟的上升沿，各调节器的高边n沟道MOSFET导通，并在达到合适的占空比或最大占空比之前保持导通状态。高边MOSFET导通期间，电感电流线性上升。在后半个开关周期，高边MOSFET断开，低边n沟道MOSFET导通。此时，电感电流线性下降，释放储存的能量，向输出端供电。过载条件下，当电感电流超过所设置的逐周期低边源出峰值电流门限(请参见限流电路(LIM\_)部分)时，高边MOSFET不会在随后的时钟上升沿开启，而低边MOSFET则继续保持导通，使电感电流线性下降。

### 异相工作

MAX15023两个独立的调节器采用180°异相工作，不仅降低了对输入滤波元件的要求、降低了电磁干扰(EMI)，还提高了效率。从而有效降低系统成本并节省电路板空间，使MAX15023成为成本敏感应用的理想选择。

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

通过对内部振荡器频率分频获取各调节器的时钟信号，两个时钟信号的相位差为180°，因此高边MOSFET异相开启。由于两个调节器的瞬时输入电流峰值不会重叠，降低了RMS纹波电流和输入电压纹波。因而允许使用电流额定值较低的输入电容，或使用较少数量、价格便宜的电容，同时也降低了对EMI滤波和屏蔽的要求。

### 内部5.2V线性稳压器

MAX15023内部功能电路和MOSFET驱动器设计工作在 $5V \pm 10\%$ 的电源电压。如果电源电压超过5.5V，内部5.2V低压差线性稳压器在 $V_{CC}$ 处为内部电路和MOSFET驱动器供电。如果外部电源电压为 $5V \pm 10\%$ ， $I_N$ 和 $V_{CC}$ 可连接到5V电源。稳压器最大输入电压( $V_{IN}$ )为28V。当使用稳压器时，稳压器输入( $I_N$ )必须利用1 $\mu$ F陶瓷电容旁路至SGND，并用4.7 $\mu$ F陶瓷电容将稳压器输出( $V_{CC}$ )旁路至SGND。 $V_{CC}$ 压差典型值为70mV，因此，当 $V_{IN}$ 大于5.5V时， $V_{CC}$ 可以稳定在5.2V。MAX15023还提供UVLO电路，在 $V_{CC}$ 低于3.8V(典型值)时关闭两个调节器。430mV的UVLO滞回能够防止在上电/断电时出现抖动。

内部 $V_{CC}$ 线性稳压器可以为IC提供高达100mA的电流，用于低边栅极驱动器供电、对外部自举电容充电并可支持一定的外部负载供电。能够向外部负载提供的电流取决于MOSFET栅极驱动所消耗的电流。

例如，开关工作频率为600kHz时，每个栅极电荷为18nC的MOSFET需要的驱动电流为 $18nC \times 600kHz \cong 11mA$  ( $V_{GS} = 5V$ 时)，由于驱动了4个MOSFET，内部控制电路消耗的电流为6mA(最大值)，因此，能够用于外部负载的电流为：

$$(100 - (4 \times 11) - 6)mA \cong 50mA$$

### MOSFET栅极驱动器(DH\_、DL\_)

DH\_和DL\_驱动器设计用于大功率n沟道MOSFET驱动。正常启动后，DL\_低边驱动器的波形始终与DH\_高边驱动器的波形保持互补(受控死区时间能够防止穿通或直通)。每个电源通道的自适应死区电路监测DH和DL输出，并防止在一个MOSFET完全断开之前，对应侧的MOSFET导通。因此，该电路只允许在DL\_栅极驱动器关断时开启高边驱动器。同样，它也可以避免低边(DL\_)驱动器在DH\_栅极驱动器关断之前开启。

驱动器的自适应死区控制能够在使用不同MOSFET时保证无直通工作，大大降低了延迟时间，保持较高的转换效率。为了确保自适应死区检测电路正常工作，从DL\_和DH\_驱动器到MOSFET栅极之间必须保持低电阻、低电感路径。否则，如果栅极放电通路存在较大的寄生电阻，检测电路会在MOSFET的VGS仍然很高时误以为MOSFET栅极已关断。须使用短且宽的走线(若MOSFET距驱动器1英寸，线宽应为50mil到100mil)，使寄生电阻降至最小。

同步整流中利用低阻MOSFET开关代替通常使用的低边肖特基续流二极管，降低了传导损耗。采用导通电阻为0.75 $\Omega$ (典型值)、内部下拉的晶体管将DL\_可靠地驱动到低电平。LX\_节点快速上升期间，由于低边同步整流MOSFET的漏极到栅极之间存在耦合电容，低导通电阻有助于防止DL\_上拉。

### 高边栅极驱动电源(BST\_)和内部升压开关

高边MOSFET可通过闭合BST\_和DH\_之间的内部开关开启，闭合内部开关将栅极驱动信号提升到 $V_{IN}$ 以上，为开启高边MOSFET提供了必要的栅-源电压。BST\_和LX\_之间连接的自举电容可在高边MOSFET导通期间保持浮动栅极驱动器两端的电压。

当高边MOSFET断开，LX\_节点电压达到地电位时，将补充自举电容由于提供栅极电荷而失去的电荷。当相应LX\_节点为低电平时， $V_{CC}$ 和BST\_之间连接的内部高压开关会将自举电容重新充电至 $V_{CC}$ 电压，无需外部自举二极管，请参考设计步骤中的自举飞电容选择，以选择适当的自举电容。

### 使能输入(EN\_)、自适应软启动和软停止

MAX15023能够独立调节两路输出。通过控制每相的使能输入(EN1和EN2)即可相互独立地开启和关断任一输出。

每个使能引脚的逻辑高电平开启相应通道。然后，通过逐步提高误差放大器的基准电压使能软启动过程。软启动斜坡的持续时间为2048个开关周期，分辨率为稳态调节电压的1/64，从而平稳地提升输出电压。EN\_引脚的逻辑低电平将启动软停止过程，逐步降低误差放大器的基准电压。软停止过程完成后，关断两个MOSFET驱动器，详细信息请参考图1。

# MAX15023

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

将EN1和EN2接V<sub>CC</sub>，将始终保持开启状态。由于EN1和EN2具有精确的通、断控制门限，可将其用作UVLO检测输入，或用来配合PGOOD\_输出提供电源排序(请参考设置使能输入(EN\_)部分)。

如果软启动过程中电流达到逐周期低边源出峰值电流的门限，则会引发软启动中的自适应调节。这种情况下，内部基准的上升速率会下降，使PWM控制器将电感电流调节到门限值附近，而不是输出电压。软启动时间最多可延长至4096个时钟周期(两倍于软启动持续时间的标称值)。此

操作允许自适应调节软启动时间，在对输出电容充电的过程中保持LX电流不会超过极限值。

由于软启动由打嗝式短路保护功能调用，详细信息另请参考打嗝式过流保护部分。

### 电源就绪指示(PGOOD\_)

MAX15023包含了两个电源就绪指示比较器，用于监控调节器的输出电压并检测电源就绪检测门限(固定为FB电压的92.5%)。PGOOD\_为开漏输出，应使用外部电阻将其上拉至逻辑电路的输入电源，该电源电压不能超过28V。为低电平时，PGOOD\_输出可以吸入最高2mA的电流。

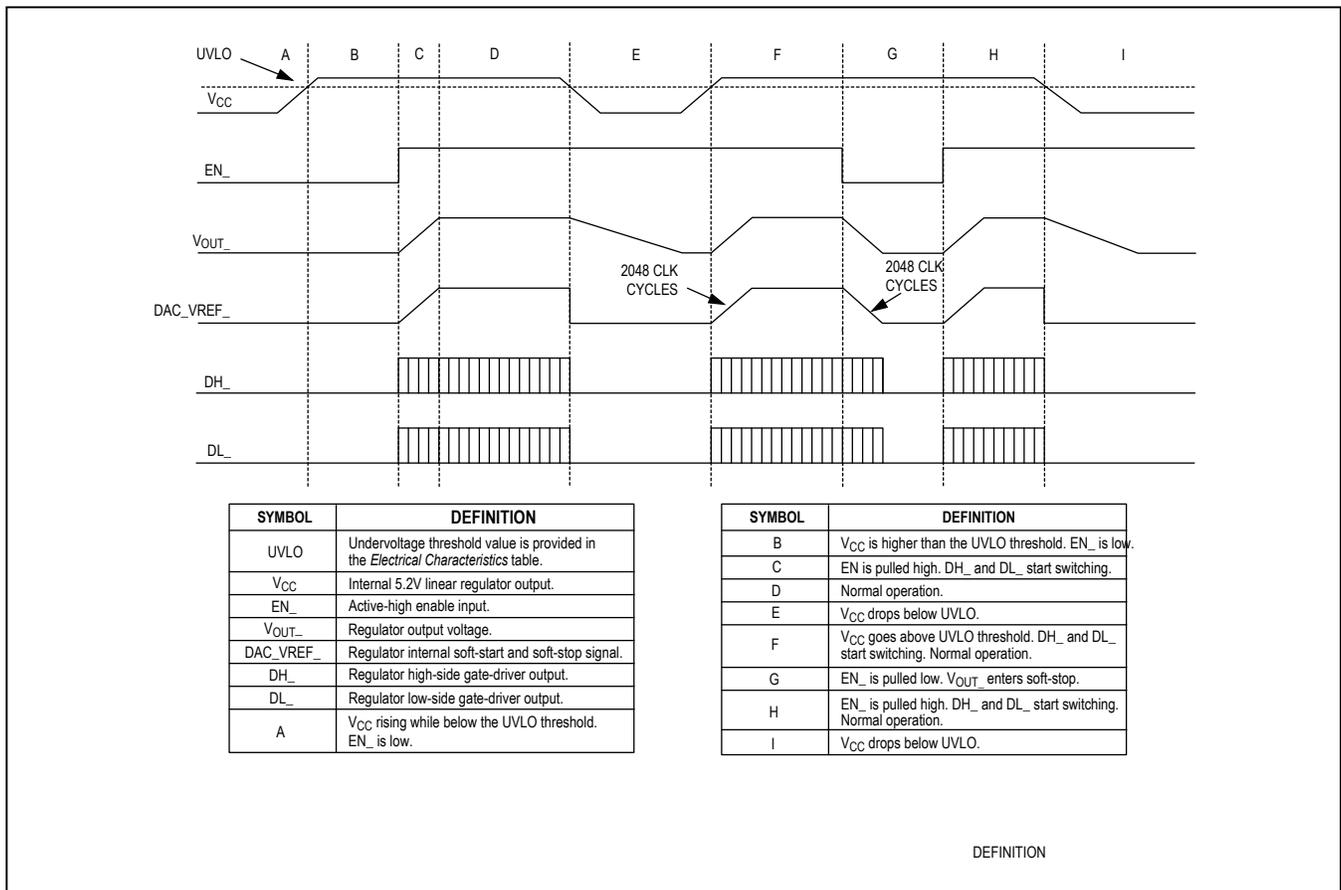


图1. MAX15023详细的上电/断电顺序

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

当调节器输出上升到其标称稳压值的92.5%时，相应的PGOOD\_置为高电平(高阻态)；当调节器输出电压低于其标称稳压值的89.5%时，相应的PGOOD\_将变为低电平。PGOOD\_可用于两个调节器的上电复位或电源排序。

打嗝超时阶段，PGOOD\_触发为低电平。

### 启动到预偏置输出

当控制器启动到预偏置输出时，即会停止DH\_/DL\_的互补开关操作，直到PWM比较器发出第一个PWM脉冲。在此之前，DH\_和DL\_会保持关断，使转换器不会从输出吸入电流。当线性上升的基准电压增至FB\_电压以上或内部软启动结束时，将会产生第一个PWM脉冲。

### 限流电路(LIM\_)

限流电路使用逐周期低边源出峰值和吸入电流检测算法，该算法将低边MOSFET的导通电阻用作检流元件，无需使用昂贵的检流电阻。限流电路具有温度补偿，可以在整个温度范围内跟踪MOSFET导通电阻的变化。各通道的限流门限可通过LIM\_处的外部电阻调节(请参考典型应用电路)，能够配合各种具有不同导通电阻的MOSFET工作(请参考设计步骤部分)。逐周期低边源出峰值电流门限的调节范围为30mV至300mV，对应电阻为6kΩ至60kΩ。低边MOSFET两端的逐周期低边源出峰值电流门限恰好等于LIM\_引脚电压的1/10，而逐周期低边吸入峰值电流门限则为LIM\_引脚电压的1/20。

MAX15023用SGND检测两个通道低边MOSFET的源极电压，并利用LX\_检测各低边MOSFET的漏极电压。请务必遵循PCB布局指南，以确保噪声和系统误差不会影响各通道LX\_和SGND端的电流检测信号。

当电感电流以正常方向流动，并且在低边MOSFET导通期间漏极(LX\_)电位低于源极电位(由SGND检测)时，逐周期低边源出峰值电流限制才起作用。在低边MOSFET导通期间，如果电流检测信号幅度超过逐周期低边源出峰值

电流门限，控制器将不会启动新的PWM周期，而是在下一周期降低电感电流。由于使用了逐周期低边源出峰值电流检测，实际峰值电流会比限流阈值大，其差值等于电感纹波电流。因此，实际限流特性和最大负载能力都是低边MOSFET导通电阻、限流阈值、电感值以及输入电压的函数。

逐周期低边吸入峰值电流限制也可通过监控低边MOSFET两端的压降实现，但极性相反(漏极电压高于源极电压)。在低边MOSFET导通期间，如果此压降超过了相应LIM\_引脚电压的1/20，则会关断低边MOSFET，电感电流将从输出通过高边MOSFET返回。使能逐周期低边吸入峰值限制时，DH\_和DL\_开关顺序不再为互补关系。

### 打嗝式过流保护

出现长期短路或深度过载时，打嗝式过流保护能够降低功耗。

软启动完成后，三位计数器在每次达到逐周期低边源出峰值电流门限的开关操作中递增；在没有达到门限值的开关操作中递减，直到零值(000)时停止递减。

如果电流始终高于逐周期低边源出峰值电流的门限，计数器将累积到111(7次开关操作后)。随后，控制器会关闭DL\_和DH\_驱动器并等待7936个开关周期(打嗝超时延时)。在该延时结束后，控制器将启动新的软启动过程。

如果软启动期间电流达到逐周期低边源出峰值电流的门限，则会跳过导通周期以控制电感电流，但三位计数器的累积不会终止软启动过程。软启动上升斜率会根据逐周期低边源出峰值电流限制检测的具体情况减缓或回到初始值，以便PWM控制器将电感电流调节到极限值附近，而非输出电压。

这种专有技术可防止占空比饱和并限定了导通时间，因此每次导通高边MOSFET就能达到峰值电感电流。

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

当输出发生短路时，输出电压等于输出电阻乘以此时所限制的电感电流。达到软启动持续时间的最大极限时(两倍于软启动时间标称值)，控制器保持7936个时钟周期的关断状态，然后重新开启软启动。

### 欠压锁定

MAX15023使用内部欠压锁定(UVLO)电路监控V<sub>CC</sub>电压。UVLO电路能够避免MAX15023在MOSFET驱动器或内部控制电路在电压过低时工作。V<sub>CC</sub>下降门限为3.8V(典型值)，430mV的滞回可防止电源电压在上升/下降沿时出现抖动。V<sub>CC</sub>达到UVLO上升门限之前，DL<sub>-</sub>和DH<sub>-</sub>会保持低电平，禁止开关操作。

### 热过载保护

MAX15023的热过载保护能够限制总体功耗，当器件管芯结温超过T<sub>J</sub> = +150°C时，片上温度传感器会关断器件，并把DL<sub>-</sub>和DH<sub>-</sub>强制为低电平，从而使IC冷却。结温降低20°C后，温度传感器将再次启动器件工作。热关断期间，调节器将处于关断状态，软启动复位。LDO稳压器的耗散功率或过大的驱动损耗(或二者共同作用)都会触发热过载保护。因此，需要充分估计总体功耗(请参考功耗部分)，以免在正常工作时触发热过载保护。

## 设计步骤

### 有效输入电压范围

尽管MAX15023控制器能够工作在高达28V的输入电源，并可将其降压至0.6V，但最低导通时间会限制最小电压转换比(V<sub>OUT</sub>/V<sub>IN</sub>)。为了保持正常的固定频率PWM操作，电压转换比应符合下列条件：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} > t_{ON(MIN)} \times f_{SW}$$

其中，t<sub>ON(MIN)</sub>为100ns(最大值)，f<sub>SW</sub>为开关频率(单位为Hz)。如果所要求的转换电压不能满足以上条件，则会发生跳脉冲，以降低有效的占空比。为了避免这一现象的发生，可降低开关频率或降低输入电压V<sub>IN</sub>。

最大电压转换比由最大占空比(D<sub>max</sub>)决定：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} < D_{max} - \frac{D_{max} \times V_{DROPP2} + (1 - D_{max}) \times V_{DROPP1}}{V_{IN}}$$

其中，V<sub>DROPP1</sub>是电感放电通路的寄生电阻压降之和，其中包括同步整流器、电感和PCB电阻。V<sub>DROPP2</sub>是充电通路电阻压降之和，其中包括高边开关、电感和PCB电阻。设计中，应满足上述条件并留有足够裕量，以得到较好的负载瞬态响应。

### 设置使能输入(EN<sub>-</sub>)

每个控制器都有一个使能输入，以模拟电压(1.2V)为参考。当电压超过1.2V时，启用调节器。如需设置特定的开启门限用作第二级UVLO，可使用电阻分压器(请参考图2)。

选择R<sub>2</sub>(EN<sub>-</sub>和SGND间的电阻)低于200kΩ，利用下式计算R<sub>1</sub>(V<sub>MON</sub>和EN<sub>-</sub>间的电阻)：

$$R_1 = R_2 \left[ \left( \frac{V_{MON}}{V_{EN\_H\_}} \right) - 1 \right]$$

其中，V<sub>EN\_H\_</sub> = 1.2V(典型值)。

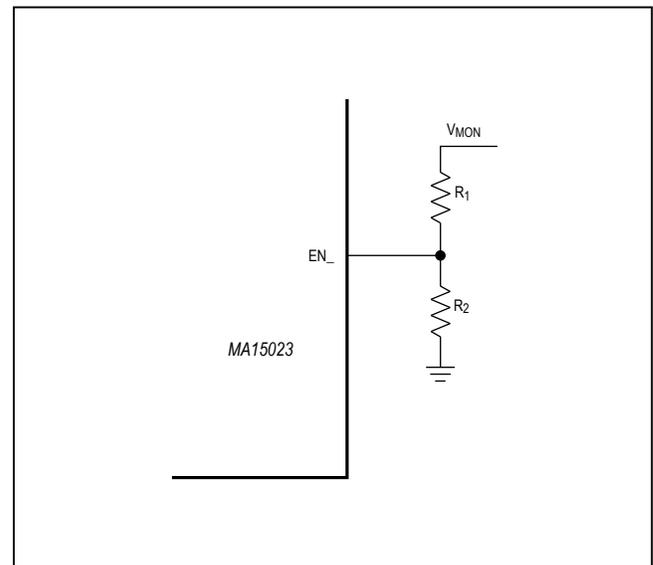


图2. 可调节使能电压

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

### 设置输出电压

通过在输出和FB\_到SGND之间连接电阻分压器，可以设置MAX15023各通道的输出电压(见图3)。选择R<sub>2</sub> (FB\_和SGND间的电阻)小于或等于16 kΩ，利用下式计算R<sub>1</sub> (OUT\_和FB\_间的电阻):

$$R_1 = R_2 \left[ \left( \frac{V_{OUT\_}}{V_{FB\_}} \right) - 1 \right]$$

其中，V<sub>FB\_</sub>为0.6V (典型值) (请参考*Electrical Characteristics*表)，V<sub>OUT\_</sub>介于0.6V至(0.85 × V<sub>IN</sub>)之间。

电阻R<sub>1</sub>也在III类补偿网络设计中起作用。如果采用III类补偿网络，应确保按照III类补偿网络(见图5)检验R<sub>1</sub>与R<sub>2</sub>的电阻值。

### 设置开关频率

各通道的开关频率f<sub>SW</sub>可通过RT与SGND之间的电阻(R<sub>T</sub>)设置，f<sub>SW</sub>与R<sub>T</sub>之间的关系如下:

$$R_T = \frac{24806}{(f_{SW})^{1.0663}}$$

其中，f<sub>SW</sub>单位为kHz，R<sub>T</sub>单位为kΩ，并且24806的单位为1/法拉。例如，设置600kHz的开关频率时可使用R<sub>T</sub> = 27.05kΩ。频率越高，设计中允许使用电感和输出电容越小。因此，在较高开关频率下峰值电流和I<sup>2</sup>R损耗会降低，但内部损耗、栅极充电电流和开关损耗会增加。

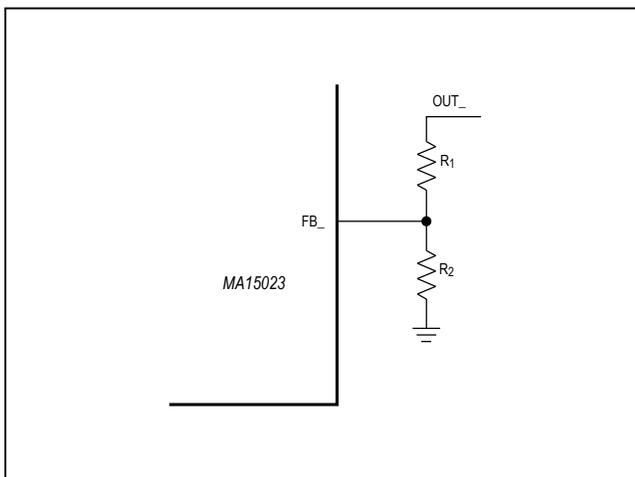


图3. 可调节输出电压

### 电感选择

配合MAX15023工作的电感必须满足下列三个关键参数: 电感值(L)、电感饱和电流(I<sub>SAT</sub>)和直流电阻(R<sub>DC</sub>)。选择电感值必须首先确定电感峰峰交流电流和直流平均电流的比值(LIR)。选择30% (LIR = 0.3)的峰峰纹波电流与平均电流之比可以在尺寸与损耗之间达到较好的折衷。然后，通过开关频率、输入电压、输出电压以及所选择的LIR确定电感值，如下所示:

$$L = \frac{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} f_{SW} I_{OUT} LIR}$$

其中，V<sub>IN</sub>、V<sub>OUT</sub>和I<sub>OUT</sub>为典型值(从而针对典型条件优化效率)。开关频率由R<sub>T</sub>设置(请参考设置开关频率部分)。并不要求精确的电感值，可根据尺寸、成本、效率和瞬态响应进行调整。较低的电感值能够减小系统尺寸、降低成本，由于较高的峰值电流而改善瞬态响应，但会降低效率。另一方面，较高的电感值会由于RMS电流的降低而提高效率，但需要更大的输出电容来满足负载瞬态响应的要求。

选择低损耗电感，在适当尺寸下应具有尽可能低的直流电阻。电感额定饱和电流(I<sub>SAT</sub>)必须足够高，以确保在电流低于最大限流值时不会发生饱和，最大限流值由低边MOSFET导通电阻与I<sub>LIM\_</sub>参考电流(I<sub>LIM</sub>)的容差决定。另一方面，这些容差不应该限制转换器的额定负载电流(I<sub>LOAD(MAX)</sub>)。综合上述条件，电感饱和电流(I<sub>SAT</sub>)应采用下式确定:

$$I_{SAT} > \frac{R_{DS(ON,MAX)}}{R_{DS(ON,TYP)}} \times \left( 1 + \frac{LIR}{2} \right) \times I_{LOAD(MAX)}$$

其中，R<sub>DS(ON,MAX)</sub>和R<sub>DS(ON,TYP)</sub>为低边MOSFET导通电阻的最大值和典型值。对于给定的电感类型和电感值，可选择对应于最差电感容差的LIR。

LIR = 0.4，低边MOSFET的R<sub>DS(ON,MAX)</sub>高出典型值+25%时，电感饱和电流应比转换器的最大负载电流高出50%左右。可选择不同厂商生产的各种电感来满足此类要求(例如Coilcraft的MSS1278系列)。

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

### 设置逐周期低边源出峰值电流门限

由于将低边MOSFET的导通电阻用作电流检测元件，最小检流门限必须足够高，以确保最差情况下低边MOSFET的导通电阻能够支持所要求的最大负载电流。电感的逐周期低边源出峰值电流可通过 $I_{LOAD(MAX)}$ 减去纹波电流的一半得到。当电感值处于其容差下限时，纹波电流最大。在纹波电流处于谷值期间，检流门限电压( $V_{ITH}$ )的最小值应大于低边MOSFET的电压：

$$V_{ITH} > R_{DS(ON)MAX} \times I_{LOAD(MAX)} \times \left(1 - \frac{LIR}{2}\right)$$

其中， $R_{DS(ON)}$ 为低边MOSFET的导通电阻，单位为欧姆。从低边MOSFET的数据资料选择最大 $R_{DS(ON)}$ 。

为了调整电流门限，在LIM\_和SGND之间连接一个电阻( $R_{LIM\_}$ )。电流门限( $V_{ITH}$ )和 $R_{LIM\_}$ 之间的关系如下：

$$R_{LIM\_} = \frac{10 \times V_{ITH}}{50\mu A}$$

其中， $R_{LIM\_}$ 的单位为k $\Omega$ ， $V_{ITH}$ 的单位为mV。

$R_{LIM\_}$ 电阻介于6k $\Omega$ 到60k $\Omega$ 之间，对应的电流门限为30mV到300mV。调整限流时，应使用容差为1%的电阻，以使电流门限设置的误差最小。

### 输入电容

输入滤波器电容可降低从电源吸入的峰值电流，并降低开关工作产生的噪声和输入电压纹波。MAX15023的两个转换器按照180°异相运行，等效于输入开关频率倍频，降低了输入RMS电流。

由于转换器1和转换器2之间的负载电流和占空比不同，输入纹波波形会出现不对称。事实上，输入RMS电流的最坏情形发生在单个控制器工作时。必须在下式中使用转换器能够提供的最大输出功率( $V_{OUT} \times I_{OUT}$ )：

以下等式定义了输入电容RMS电流的要求( $I_{RMS}$ )：

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

当输入电压等于输出电压两倍( $V_{IN} = 2V_{OUT}$ )时， $I_{RMS}$ 具有最大值，因此 $I_{RMS(MAX)} = I_{LOAD(MAX)}/2$ 。

选择在RMS输入电流处温升低于+10°C的电容作为输入电容，以获取长期可靠性。

输入电压纹波由 $\Delta V_Q$  (电容放电产生)和 $\Delta V_{ESR}$  (电容ESR产生)组成。应在输入端使用能够承受高纹波电流、具有低ESR的陶瓷电容。假设ESR与电容放电产生的纹波均占50%。可利用下式计算特定输入电压纹波下所要求的输入电容和ESR：

$$ESR_{IN} = \frac{\Delta V_{ESR}}{I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

其中：

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

且：

$$C_{IN} = \frac{I_{OUT} \times D(1-D)}{\Delta V_Q \times f_{SW}}$$

其中：

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

上述所有公式均在假设两个转换器的输入端口能够在物理布局中合并时才有效，以便只有一个输入电容真正用于两个转换器。如果不是这种情形，应该在每个转换器的输入端口放置额外的低ESR、低ESL的陶瓷电容，并连接在高边MOSFET的漏极和低边MOSFET的源极之间。

### 输出电容

输出电容的关键选择参数为电容值、ESR和额定电压。这些参数会影响到总体稳定性、输出纹波电压和瞬态响应。输出纹波由两部分组成，即输出电容存储电荷变化引起的压降以及电容ESR引起的压降，由流入和流出电容的电流产生。

$$\Delta V_{RIPPLE} \cong \Delta V_{ESR} + \Delta V_Q$$

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

由于ESR和输出电容而形成的输出电压纹波为：

$$\Delta V_{ESR} = \Delta I_L \times ESR$$

$$\Delta V_Q = \frac{\Delta I_L}{8 \times C_{OUT} \times f_{SW}}$$

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

其中， $\Delta I_L$ 为电感纹波电流峰峰值(请参见电感选择部分)。这些公式适合初始电容的选择，最终数值应通过原型或评估电路进行测试得到。

作为一个基本原则，电感纹波电流越小，输出纹波电压也越低。输出电容还必须满足负载瞬态响应的要求。在快速负载瞬变期间，输出电压所允许的偏差也决定了输出电容、ESR及其等效串联电感(ESL)。负载阶跃期间，由输出电容支持负载的供电电流，直至控制器以更大的占空比进行响应。响应时间( $t_{RESPONSE}$ )取决于转换器的环路带宽(请参考补偿部分)。输出电容ESR产生的阻性压降、电容ESL产生的压降( $\Delta V_{ESL}$ )以及电容放电都会在负载阶跃期间导致电压下降。

采用低ESR的钽/铝电解电容或聚合物电容与陶瓷电容并联使用，有助于改善瞬态负载和电压纹波的性能。使用表贴电容和并联电容能够降低ESL，将最大输出电压偏差保持在负载能够允许的范围内。可以利用下式计算负载阶跃期间所要求的ESR、ESL以及电容值：

$$ESR = \frac{\Delta V_{ESR}}{I_{STEP}}$$

$$C_{OUT} = \frac{I_{STEP} \times t_{RESPONSE}}{\Delta V_Q}$$

$$ESL = \frac{\Delta V_{ESL} \times t_{STEP}}{I_{STEP}}$$

$$t_{RESPONSE} \cong \frac{1}{3 \times f_O}$$

其中， $I_{STEP}$ 为负载阶跃， $t_{STEP}$ 为负载阶跃的上升时间， $t_{RESPONSE}$ 为控制器的响应时间，并且 $f_O$ 为闭环单位增益频率。

### 补偿

MAX15023的每个通道均提供了一个内部跨导放大器，用户可以利用放大器的反相输入和输出进行外部频率补偿。每个转换器独立的外部补偿能够允许用户灵活选择输出滤波元件，特别是输出电容。对于成本敏感应用，可采用低ESR的铝电解电容；对于尺寸要求苛刻的应用，可以在输出端选择低ESR的钽电容、聚合物电容或陶瓷电容。MAX15023的高开关频率允许在输出端使用陶瓷电容。可选择适合误差放大器的小信号元件，以获得所要求的闭环带宽和相位裕量。

要选择合适的补偿网络类型，就必须确定电源的零点和极点、单位增益频率以及输出电容的类型。

在buck转换器中，输出级的LC滤波器在如下频率引入一对复数极点：

$$f_{PO} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_{OUT} \times C_{OUT}}}$$

输出电容及其ESR也引入一个零点：

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

环路单位增益频率( $f_O$ ，该频点处环路增益等于1 (0dB))应设置在1/10的开关频率以下：

$$f_O \leq \frac{f_{SW}}{10}$$

选择较低的单位增益频率有助于降低噪声对反馈环路的影响，例如占空比抖动。

为了保持系统稳定，必须满足下列两个稳定性准则：

- 1) 单位增益频率 $f_O$ 处的相移必须小于 $180^\circ$ 。换句话说，环路的相位裕量必须大于零。
- 2) 在相移为 $-180^\circ$  (增益裕量)处，增益必须小于1。

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

建议相位裕量选择在大约+50°到+60°，以便保持可靠的环路稳定性和卓越的瞬态响应。

如果使用电解电容或较高ESR的输出铝电容，则在LC极点和单位增益频率 $f_O$ 之间通常会出现电容ESR产生的零点 $f_{ZO}$  ( $f_{PO} < f_{ZO} < f_O$ )。这种情况下，应采用II类补偿网络(PI或比例-积分型)。

如果使用陶瓷或低ESR输出铝电容，通常会在高于单位增益频率 $f_O$ 处出现电容ESR产生的零点，即 $f_{PO} < f_O < f_{ZO}$ 。这种情况下，应采用III类补偿网络(PID或比例-积分-微分型)。

### II类补偿网络(见图4)

如果 $f_{ZO}$ 低于 $f_O$ 且接近 $f_{PO}$ ，电容ESR零点的相位超前几乎可以抵消单位增益频率附近LC滤波器所产生的复数极点的相位损失。因此，可采用具有中频零点、高频极点的II类补偿网络保持环路稳定。图4中， $R_F$ 和 $C_F$ 引入了一个中频零点( $f_{Z1}$ )。II类补偿网络的 $R_F$ 与 $C_{CF}$ 还提供一个高频极点( $f_{P1}$ )，该极点会影响输出高频纹波的幅度。

请按照下列步骤计算图4中II类补偿网络的元件值：

- 1) 计算调制器在单位增益频率处的增益( $Gain_{MOD}$ )—由调制器脉冲宽度调制器、LC滤波器、反馈分压器以及相关电路的增益组成：

$$Gain_{MOD} = \frac{V_{IN}}{V_{OSC}} \times \frac{ESR}{(2\pi \times f_O \times L_{OUT})} \times \frac{V_{FB}}{V_{OUT}}$$

其中， $V_{IN}$ 为调节器输入电压， $V_{OSC}$ 为脉宽调制器的斜坡幅度， $V_{FB}$ 是FB\_输入电压调节点(典型值为0.6V，请参考 *Electrical Characteristics*表)， $V_{OUT}$ 是所要求的输出电压。

误差放大器在中频处的增益( $Gain_{EA}$ )为：

$$Gain_{EA} = g_m \times R_F$$

其中， $g_m$ 是误差放大器的跨导。

总环路增益为 $f_O$ 处调制器增益与误差放大器增益的乘积，应等于1。公式如下：

$$Gain_{MOD} \times Gain_{EA} = 1$$

因此：

$$\frac{V_{IN}}{V_{OSC}} \times \frac{ESR}{(2\pi \times f_O \times L_{OUT})} \times \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \times g_m \times R_F = 1$$

计算 $R_F$ ：

$$R_F = \frac{V_{OSC} \times (2\pi \times f_O \times L_{OUT}) \times V_{OUT}}{V_{FB} \times V_{IN} \times g_m \times ESR}$$

- 2) 在 $0.75 \times f_{PO}$ 处设置一个中频零点 $f_{Z1}$  (用于抵消一个LC极点)：

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times R_F \times C_F} = 0.75 \times f_{PO}$$

计算 $C_F$ ：

$$C_F = \frac{1}{2\pi \times R_F \times f_{PO} \times 0.75}$$

- 3) 在 $f_{P1} = 0.5 \times f_{SW}$ 处放置一个高频极点(用于衰减开关频率 $f_{SW}$ 处的纹波)，然后用下式计算 $C_{CF}$ ：

$$C_{CF} = \frac{1}{\pi \times R_F \times f_{SW} - \frac{1}{C_F}}$$

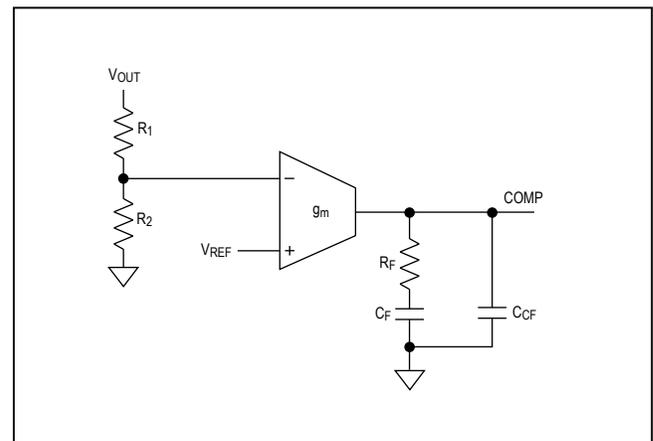


图4. II类补偿网络

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

### III类补偿网络(见图5)

如果所使用的输出电容为低ESR钽电容或陶瓷电容，ESR引入的零点频率通常高于目标单位增益频率( $f_0$ )。这种情况下，推荐采用III类补偿。III类补偿能够在以下频率提供三个极点和两个零点：

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times R_F \times C_F}$$

$$f_{Z2} = \frac{1}{2\pi \times C_1 \times (R_1 + R_I)}$$

两个中频零点( $f_{Z1}$ 与 $f_{Z2}$ )可抵消LC滤波器引入的一对复数极点：

$$f_{P1} = 0$$

$f_{P1}$ 在零频处(积分器)引入一个极点，主要用于消除直流输出电压误差：

$$f_{P2} = \frac{1}{2\pi \times R_I \times C_I}$$

根据ESR零点( $f_{Z0}$ )的具体位置， $f_{P2}$ 可用于抵消该零点，或提供额外的高频输出纹波衰减：

$$f_{P3} = \frac{1}{2\pi \times R_F \times \frac{C_F \times C_{CF}}{C_F + C_{CF}}}$$

$f_{P3}$ 用于衰减高频输出纹波。

零点和极点位置应使相位裕量峰值出现在 $f_0$ 附近。

确保 $R_F \gg 2/g_m$  ( $1/g_m(\text{MIN}) = 1/600\mu\text{S} = 1.67\text{k}\Omega$ )和 $R_1$ 、 $R_2$ 的并联电阻， $R_I$ 应大于 $1/g_m$ 。否则，将在频响中引入 $180^\circ$ 相移，造成不稳定。

推荐采用以下步骤：

1)  $R_F \geq 10\text{k}\Omega$ 时，在 $0.5 \times f_{P0}$ 处放置第一个零点( $f_{Z1}$ )：

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times R_F \times C_F} = 0.5 \times f_{P0}$$

因此：

$$C_F = \frac{1}{2\pi \times R_F \times 0.5 \times f_{P0}}$$

2) 调制器在单位增益频率处的增益( $\text{Gain}_{\text{MOD}}$ )—由调节器的脉宽调制器、LC滤波器、反馈分压器以及相关电路的增益组成，计算公式如下：

$$\text{Gain}_{\text{MOD}} = \frac{V_{\text{IN}}}{V_{\text{OSC}}} \times \frac{1}{(2\pi \times f_0)^2 \times L_{\text{OUT}} \times C_{\text{OUT}}}$$

误差放大器在中频处的增益( $\text{Gain}_{\text{EA}}$ )为：

$$\text{Gain}_{\text{EA}} = 2\pi \times f_0 \times C_I \times R_F$$

调制器和误差放大器在 $f_0$ 处的增益乘积构成总环路增益，应等于1。公式如下：

因此：

$$\text{Gain}_{\text{MOD}} \times \text{Gain}_{\text{EA}} = 1$$

$$\frac{V_{\text{IN}}}{V_{\text{OSC}}} \times \frac{1}{(2\pi \times f_0)^2 \times C_{\text{OUT}} \times L_{\text{OUT}}} \times 2\pi \times f_0 \times C_I \times R_F = 1$$

计算 $C_I$ ：

$$C_I = \frac{V_{\text{OSC}} \times (2\pi \times f_0 \times L_{\text{OUT}} \times C_{\text{OUT}})}{V_{\text{IN}} \times R_F}$$

3) 如果 $f_{P0} < f_0 < f_{Z0} < f_{\text{SW}}/2$ ，则使用第二个极点( $f_{P2}$ )抵消 $f_{Z0}$ 。这样，环路增益曲线的波特图就不会在0dB增益频率后立即变得平坦，而会保持-20dB/十倍频程的滚降直到 $1/2$ 的开关频率。如果输出电容采用低ESR钽电容或聚合物电容，就很可能发生这种情况。将 $f_{P2}$ 设置为：

$$f_{P2} = f_{Z0}$$

如果使用陶瓷电容，那么电容的ESR零点( $f_{Z0}$ )很可能位于 $1/2$ 的开关频率以上，即： $f_{P0} < f_0 < f_{\text{SW}}/2 < f_{Z0}$ 。这种情况下，为了不明显影响单位增益频率处的相位裕量，应将第二个极点( $f_{P2}$ )放置在足够高的频率。例如，可以设置在 $5 \times f_0$ ，这样在单位增益频率( $f_0$ )处引起的相位损失仅为 $11^\circ$ 左右：

$$f_{P2} = 5 \times f_0$$

一旦得到 $f_{P2}$ 值，即可计算 $R_I$ ：

$$R_I = \frac{1}{2\pi \times f_{P2} \times C_I}$$

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

- 4) 在  $0.2 \times f_0$  或  $f_{P0}$  中较低的频率处放置第二个零点 ( $f_{Z2}$ )，利用下式计算  $R_1$ ：

$$R_1 = \frac{1}{2\pi \times f_{Z2} \times C_1} - R_i$$

- 5) 在  $1/2$  的开关频率处放置第三个极点 ( $f_{P3}$ )，并计算  $C_{CF}$ ：

$$C_{CF} = \frac{C_F}{(2\pi \times 0.5 \times f_{SW} \times R_F \times C_F) - 1}$$

- 6) 计算  $R_2$ ：

$$R_2 = \frac{V_{FB}}{V_{OUT} - V_{FB}} \times R_1$$

### MOSFET选择

MAX15023降压控制器可驱动两个外部逻辑电平控制的n沟道MOSFET，作为电路的开关元件。选择此类MOSFET的关键参数包括：

- 导通电阻 ( $R_{DS(ON)}$ )
- 最大漏-源电压 ( $V_{DS(MAX)}$ )
- 最小门限电压 ( $V_{TH(MIN)}$ )
- 总栅极电荷 ( $Q_g$ )
- 反向传输电容 ( $C_{RSS}$ )
- 耗散功率

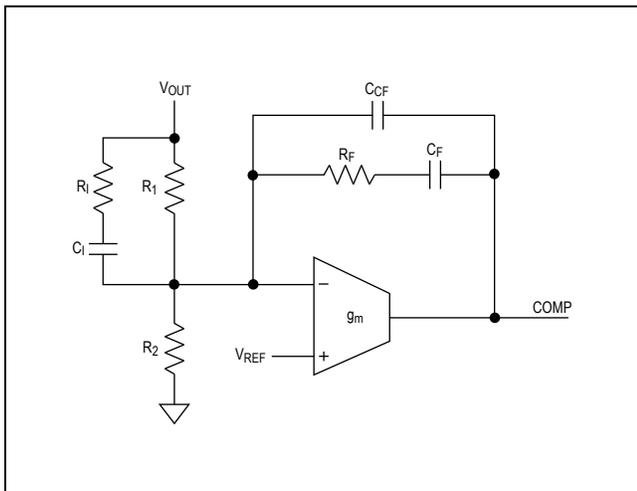


图5. III类补偿网络

所有四个n沟道MOSFET必须为逻辑电平控制型，能够在  $V_{GS} = 4.5V$  时确保导通电阻满足要求。为了获得最大效率，应选择传导损耗等于典型输入电压下开关损耗的高边MOSFET ( $NH_{-}$ )。确保最低输入电压下的传导损耗不超过MOSFET封装的散热极限，或整体的散热容限。此外，还应确保最大输入电压下的传导损耗加上开关损耗不会超出封装的额定值或总体的散热容限。确保MAX15023 DL\_栅极驱动器能够驱动低边MOSFET ( $NL_{-}$ )。尤其要确保  $NH_{-}$  导通时产生的  $dV/dt$  不会通过  $NL_{-}$  的漏-栅电容上拉  $NL_{-}$  的栅极电压，这是产生交叉导通的关键因素。

栅极电荷损耗通过驱动器耗散，不会使MOSFET发热。因此，如果驱动器电流来自内部LDO稳压器，则必须考虑因驱动损耗产生的功耗。须仔细选择每个MOSFET，使总栅极电荷足够低，由此保证  $V_{CC}$  足以支持所有四个驱动器的供电，而不会使IC过热：

$$P_{DRIVE} = V_{IN} \times Q_{G\_TOTAL} \times f_{SW}$$

其中， $Q_{G\_TOTAL}$  为所有四个MOSFET的栅极电荷之和。

### 功耗

器件的最大功耗取决于从管芯到周围环境的热阻以及环境温度，而热阻取决于器件的封装、PCB覆铜面积、其它热源及空气流通条件。

封装需要耗散的功率 ( $P_T$ ) 取决于电源配置(请参考[典型应用电路](#))，此功率可通过下式计算：

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

对于图7和图8电路：

$$P_T = V_{CC} \times (I_{IN} + I_{VCC})$$

其中， $V_{IN}$  和  $V_{CC}$  为各自引脚的电压， $I_{IN}$  为内部LDO输入电流(图7和图8中， $I_{IN}$  实际为零)， $I_{VCC}$  是工作在  $5V$  时 ( $I_{IN} = V_{CC}$ )，内部电路和驱动器消耗的电流，内部稳压器不工作。请参考[典型工作特性](#)中关于不同负载电容下， $I_{IN}$  和  $I_{VCC}$  电流损耗与工作频率的典型关系曲线。

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

利用下式估算管芯温度上升情况：

$$T_J = T_A + (P_T \times \theta_{JA})$$

其中， $\theta_{JA}$ 为封装的结到环境的热阻， $P_T$ 为器件需要耗散的功率， $T_A$ 为环境温度。根据相应的JEDEC标准(JESD51-5和JESD51-7)，对于多层电路板的24引脚TQFN封装，其 $\theta_{JA}$ 为36°C/W。如果实际工作条件与JEDEC标准规定的条件相差较大，则需要直接测量外壳温度( $T_C$ )估算结温。然后，可通过下式计算结温：

$$T_J = T_C + (P_T \times \theta_{JC})$$

对于24引脚的TQFN封装，可选择3°C/W作为其 $\theta_{JC}$ 热阻。外壳到环境的热阻( $\theta_{CA}$ )取决于热量在PCB到环境散热条件。因此，将TQFN封装的裸焊盘焊接到较大面积的覆铜区域有助于通过电路板散热，从而使外壳到环境的热阻最小。可使用面积较大的覆铜区域来保持较低的PCB温度。

### 自举飞电容选择

MAX15023采用自举电路生成导通高边MOSFET所需的栅-源电压。选定n沟道高边MOSFET后，可根据下式确定适当的自举电容([典型应用电路](#)中的CBST<sub>-</sub>)：

$$CBST_{-} = \frac{Q_g}{\Delta V_{BST_{-}}}$$

其中， $Q_g$ 为高边MOSFET的总栅极电荷， $\Delta V_{BST_{-}}$ 为高边MOSFET驱动器导通之后所允许的电压变化。在确定CBST<sub>-</sub>时，选择适当的 $\Delta V_{BST_{-}}$  (例如， $\Delta V_{BST_{-}} = 100\text{mV}$ 至 $300\text{mV}$ )，使栅极驱动电压不会明显下降。该自举飞电容应选择低ESR陶瓷电容，推荐的最小电容值为100nF。

### 应用信息

#### PCB布局指南

按照以下方法连接控制器地：在IC附近构建一个较小的模拟地平线或采用专用的电路板内层。将该层接到SGND，并将其作为IN旁路电容、补偿元件、反馈分压电路、RT电阻以及LIM<sub>-</sub>电阻的接地连接端。

可能的话，将所有功率元件放置在电路板顶层，功率级的电流(尤其是具有较强高频成分信号)仅通过顶层引线或覆铜区域(无需添加过孔)。

在电路板顶端，为通道1和通道2的输出布置一个大面积的PGND覆铜区，然后将高频输入电容、输出电容的底端和低边MOSFET的源极连接到该区域。

随后，在靠近源极检流端，用几个过孔将SGND层与顶端的PGND覆铜区连接起来，构成星形连接。不要在其它任何地方连接PGND和SGND。有关具体的布局指南，请参考MAX15023评估板数据资料。

电源线和负载线应保持尽可能短，尤其是接地端。这对实现高效率、无抖动工作至关重要。采用较厚的覆铜PCB (2oz比1oz)有助于提高效率。

将控制器IC靠近同步整流器MOSFET (NL<sub>-</sub>)放置，并确保LX<sub>-</sub>、PGND<sub>-</sub>、DH<sub>-</sub>和DL<sub>-</sub>引线短且宽。使用多个小过孔连接顶层和底层之间的信号线。栅极电流引线必须短而宽，若低边MOSFET距控制器IC为1英寸，线宽应为50mil到100mil。靠近相应的低边MOSFET源极连接IC的PGND。

高速开关节点(BST<sub>-</sub>、LX<sub>-</sub>、DH<sub>-</sub>和DL<sub>-</sub>)的引线应远离敏感的模拟区域(RT、COMP<sub>-</sub>、LIM<sub>-</sub>和FB<sub>-</sub>)。将所有以SGND为参考的元件和反馈元件靠近IC放置，确保FB<sub>-</sub>和补偿网络的布线区域尽可能小，以防止引入噪声。

# MAX15023

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

### 典型应用电路

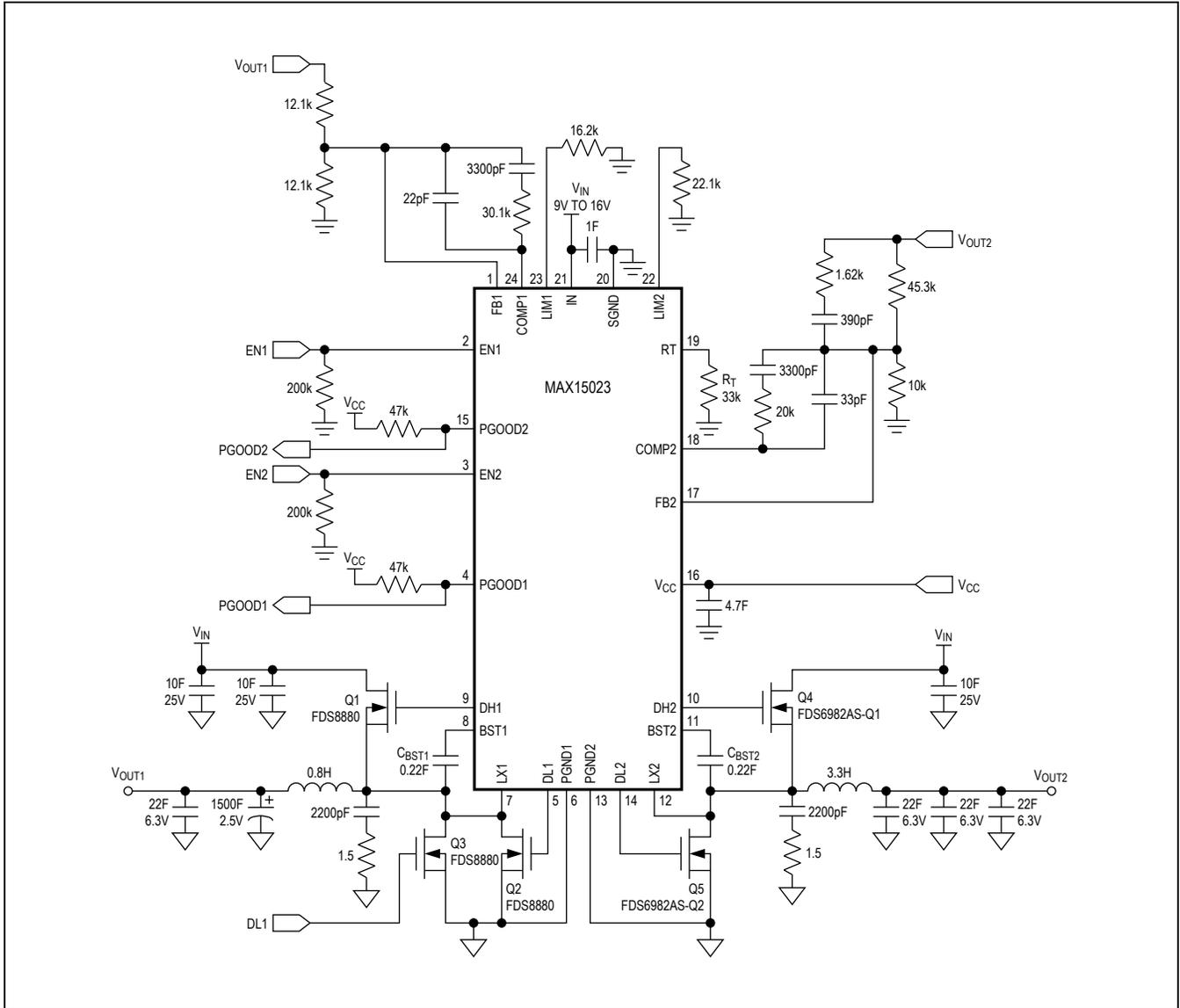


图6. 应用框图(工作在 $V_{IN} = 9V$ 至 $16V$ 单电源)

# MAX15023

4.5V至28V宽范围输入，  
双路输出同步buck控制器

## 典型应用电路(续)

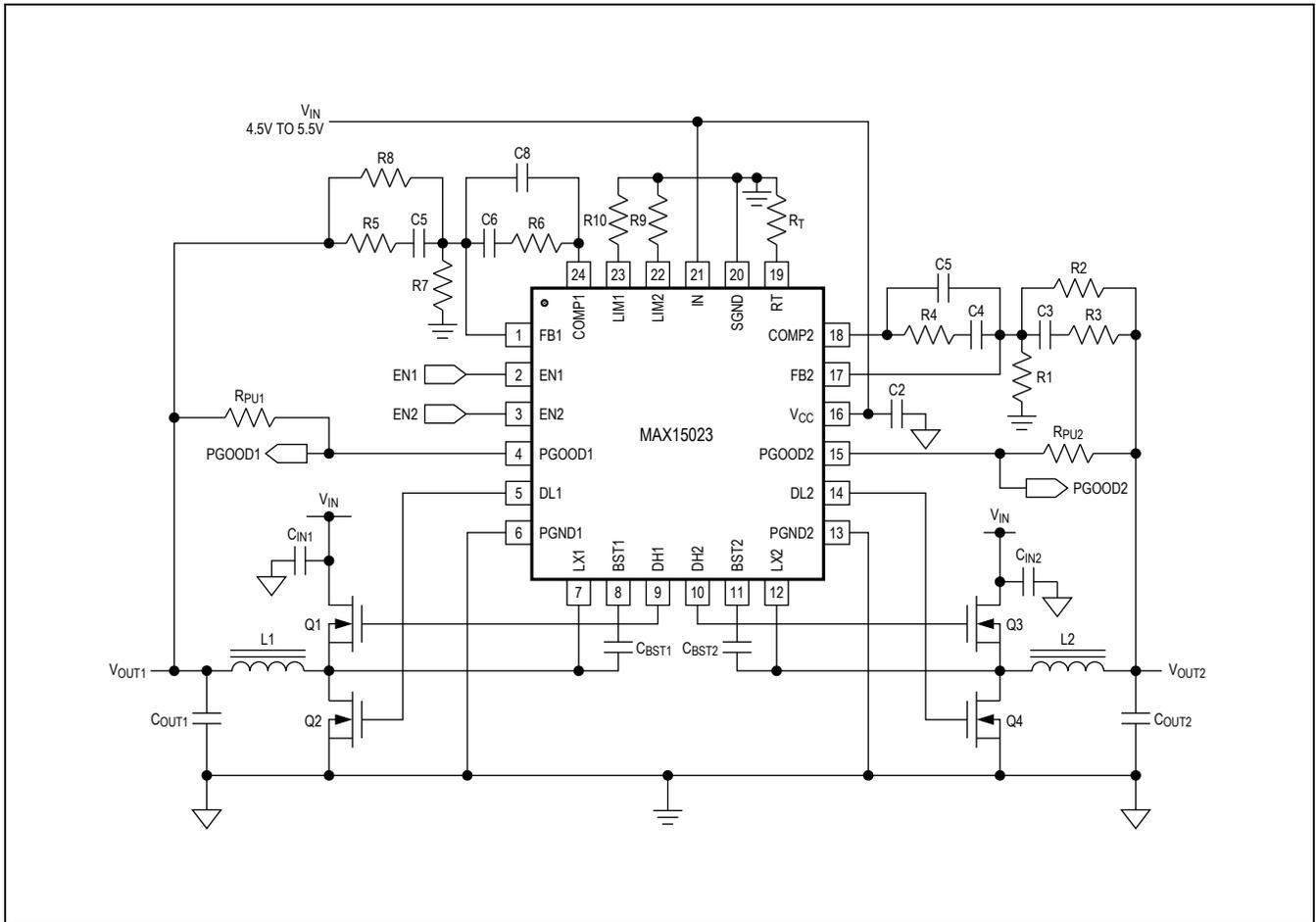


图7. 应用框图(工作在 $V_{IN} = V_{CC} = 5V \pm 10\%$ )

# MAX15023

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

### 典型应用电路(续)

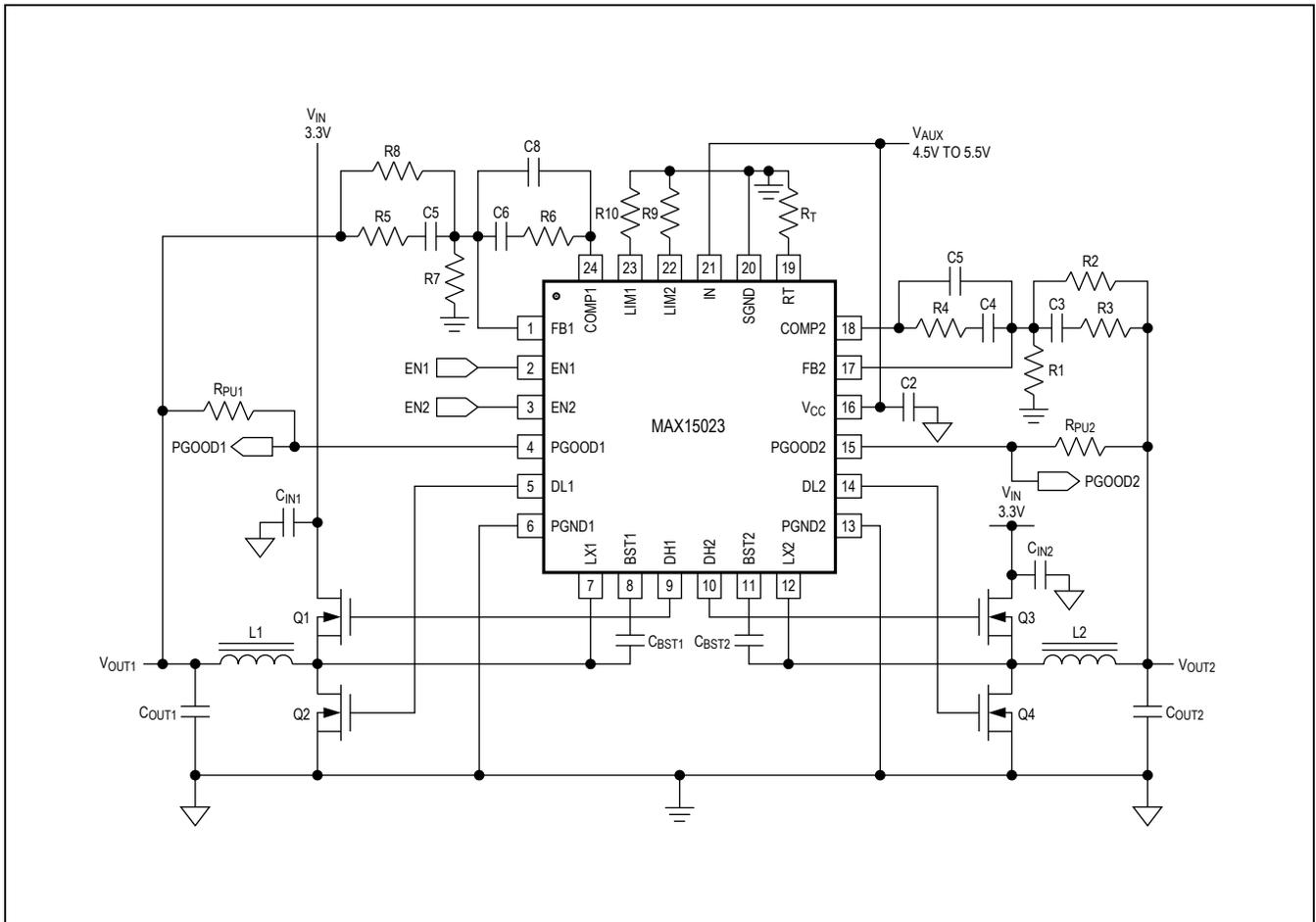


图8. 应用框图(工作在5V辅助电源和3.3V总线电源)

# MAX15023

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

### 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(占位面积)，请查询[www.maximintegrated.com/cn/design/packaging](http://www.maximintegrated.com/cn/design/packaging)。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
24 TQFN-EP	T2444+4	<a href="#">21-0139</a>	<a href="#">90-0022</a>

# MAX15023

## 4.5V至28V宽范围输入， 双路输出同步buck控制器

### 修订历史

修订号	修订日期	说明	修改页
0	7/08	最初版本。	—
1	2/09	更新了 <i>Electrical Characteristics</i> 、限流电路(LIM_)和设置使能输入(EN_)部分。	4, 15, 16
2	3/11	增加汽车级器件MAX5023ETG/V+。	1, 2, 13, 27
3	4/15	添加了汽车指定引脚。	1



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。