

15A降压型稳压器，内置开关

概述

MAX15035脉宽调制(PWM)控制器具有高效率、出色的瞬态响应和极高的直流输出精度。与内部低导通电阻MOSFET相结合，MAX15035能够为大功率密度的小外型应用提供高效紧凑的解决方案。

Maxim专有的Quick-PWM™快速响应、固定导通时间PWM控制架构可轻松应对宽输入/输出电压比(低占空比)，并对负载瞬变提供100ns的“立即导通”响应，并可保持相对固定的开关频率。采用动态REFIN能够动态控制输出电压，支持0V至2V输入范围。REFIN调节与反馈输入端的电阻分压器相结合，可将MAX15035输出电压设置在0V至 $0.9V_{IN}$ 之间。

控制器检测流过同步整流器的电流，从而实现低成本、高效谷电流限制保护。外部限流控制允许设置较高的电流门限，用于需要散热和空气流通的设备，或用于需要较低限流值以避免超安全标准设计的低电流应用场合。可调节的限流提高了设计灵活性，通过采用输出分压方式能够实现热补偿保护或折返式限流保护。

MAX15035包含电压控制的软启动和软关断，有效抑制输入浪涌电流，保证单调上电至预充电电压，并可预置软启动时间。该控制器还具有输出故障保护功能(欠压和过压保护)以及热保护功能。

MAX15035采用小型40引脚、6mm x 6mm、TQFN封装。

应用

服务器

GPU核电源

DDR存储—VDDQ或VTT

负载点应用

降压型电源

存储设备电源

Quick-PWM是Maxim Integrated Products, Inc.的商标。

特性

- ◆ 4.5V至26V输入电压范围
- ◆ 快速瞬态响应
- ◆ 单调上电至预充输出
- ◆ 支持任何输出电容
 - 采用聚合物/钽电容，无需补偿
 - 采用陶瓷输出电容时，可借助外部补偿实现稳定工作
- ◆ 可动态调节输出电压
 - 在整个输入电源和负载变化范围内， V_{OUT} 精度保持在0.5%
- ◆ 可调谷电流限制保护
 - 采用NTC热补偿
 - 支持折返式限流
- ◆ 可设置开关频率
- ◆ 过压保护
- ◆ 欠压保护
- ◆ 电压软启动和软关断
- ◆ 电源就绪窗比较器

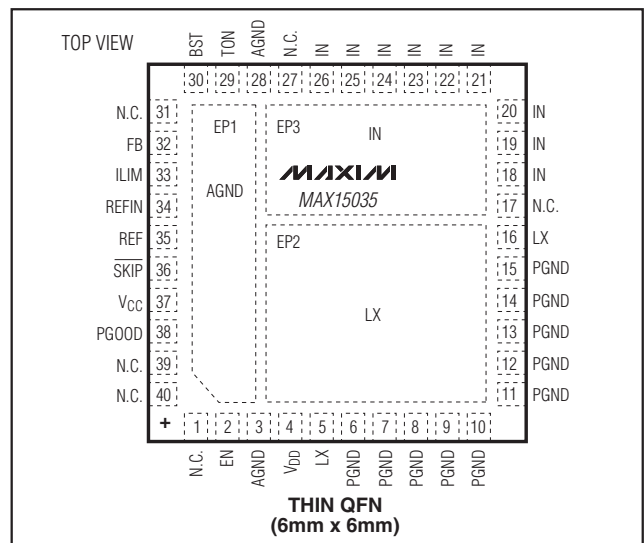
订购信息

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX15035ETL+	-40°C to +85°C	40 TQFN-EP*

+表示无铅/符合RoHS标准的封装。

*EP = 裸焊盘。

引脚配置



15A 降压型稳压器，内置开关

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN to PGND	-0.3V to +28V	BST to V _{DD}	-0.3V to +28V
TON to GND	-0.3V to +28V	REF Short Circuit to GND	Continuous
V _{DD} to GND	-0.3V to +6V	IN RMS Current Rating (continuous)	15A
V _{CC} to GND	-0.3V to (V _{DD} + 0.3V)	PGND RMS Current Rating (continuous)	20A
EN, SKIP, PGOOD to GND	-0.3V to +6V	Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)	
REF, REFIN to GND	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)	40-Pin, 6mm x 6mm Thin QFN (T4066-MCM)	
ILIM, FB to GND	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)	(derate 27mW/°C above +70°C)	2162mW
GND to PGND	-0.3V to +0.3V	Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
LX to PGND	-1V to +28V	Junction Temperature Range	+150°C
BST to PGND	(V _{DD} - 0.3V) to +34V	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
BST to LX	-0.3V to +6V	Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°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

(Circuit of Figure 1, V_{IN} = 12V, V_{DD} = V_{CC} = V_{EN} = 5V, REFIN = ILIM = REF, $\overline{\text{SKIP}}$ = GND. T_A = 0°C to +85°C, unless otherwise specified. Typical values are at T_A = +25°C.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS	
PWM CONTROLLER								
Input Voltage Range	V _{IN}			4.5		26.0	V	
Quiescent Supply Current (V _{DD})	I _{DD} + I _{CC}	FB forced above REFIN			0.7	1.2	mA	
Shutdown Supply Current (V _{DD})	I _{SHDN}	EN = GND, T _A = +25°C			0.1	2	μA	
V _{CC} Undervoltage Lockout Threshold	V _{UVLO(VCC)}	Rising edge, PWM disabled below this level; hysteresis = 100mV		3.95	4.2	4.45	V	
V _{DD} -to-V _{CC} Resistance	R _{CC}				20		Ω	
On-Time	t _{ON}	V _{IN} = 12V, V _{FB} = 1.0V (Note 3)	R _{TON} = 97.5kΩ (600kHz)	123	164	205	ns	
			R _{TON} = 200kΩ (300kHz)	275	303	331		
			R _{TON} = 302.5kΩ (200kHz)	379	442	505		
Minimum Off-Time	t _{OFF(MIN)}	(Note 3)			225	350	ns	
TON Shutdown Supply Current		EN = GND, V _{TON} = 26V, V _{CC} = 0V or 5V, T _A = +25°C			0.01	1	μA	
REFIN Voltage Range	V _{REFIN}	(Note 2)		0		V _{REF}	V	
REFIN Input Current	I _{REFIN}	T _A = +25°C, REFIN = 0.5V to 2V		-50		+50	nA	
FB Voltage Range	V _{FB}	(Note 2)		0		V _{REF}	V	
FB Voltage Accuracy	V _{FB}	V _{REFIN} = 0.5V, measured at FB, V _{IN} = 4.5V to 26V, SKIP = V _{DD}	T _A = +25°C	0.495	0.5	0.505	V	
			T _A = 0°C to +85°C	0.493		0.507		
			V _{REFIN} = 1.0V	T _A = +25°C	0.995	1.0		1.005
			T _A = 0°C to +85°C	0.993		1.007		
FB Input Bias Current	I _{FB}	V _{FB} = 0.5V to 2.0V, T _A = +25°C	T _A = +25°C	-0.1		+0.1	μA	
			T _A = 0°C to +85°C					
FB Output Low Voltage		I _{SINK} = 3mA				0.4	V	
Load-Regulation Error		SKIP = V _{DD}			0.1		%	
Line-Regulation Error		V _{CC} = 4.5V to 5.5V, V _{IN} = 4.5V to 26V			0.2		%	

15A 降压型稳压器，内置开关

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = V_{CC} = V_{EN} = 5V$, $REF_{IN} = ILIM = REF$, $\overline{SKIP} = GND$. $T_A = 0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise specified. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Soft-Start/Soft-Stop Slew Rate	SSSR	Rising/falling edge on EN	0.4	1.2	2.2	mV/ μ s	
Dynamic REF _{IN} Slew Rate	DYNSR	Rising edge on REF _{IN}	3	9.45	18	mV/ μ s	
REFERENCE							
Reference Voltage	V_{REF}	$V_{CC} = 4.5V$ to 5.5V	No load	1.990	2.00	2.010	V
			$I_{REF} = -10\mu A$ to $+50\mu A$	1.98		2.02	
FAULT DETECTION							
Output Overvoltage-Protection Trip Threshold	OVP	With respect to the internal target voltage (error comparator threshold); rising edge; hysteresis = 50mV	250	300	350	mV	
		Dynamic transition	$V_{REF} + 0.30$			V	
		Minimum OVP threshold	0.7				
Output Overvoltage Fault-Propagation Delay	t_{OVP}	FB forced 25mV above trip threshold	5			μ s	
Output Undervoltage-Protection Trip Threshold	UVP	With respect to the internal target voltage (error comparator threshold) falling edge; hysteresis = 50mV	-240	-200	-160	mV	
Output Undervoltage Fault-Propagation Delay	t_{UVP}	FB forced 25mV below trip threshold	100	200	350	μ s	
PGOOD Propagation Delay	t_{PGOOD}	UVP falling edge, 25mV overdrive	5			μ s	
		OVP rising edge, 25mV overdrive	5				
		Startup delay	100	200	350		
PGOOD Output-Low Voltage		$I_{SINK} = 3mA$	0.4			V	
PGOOD Leakage Current	I_{PGOOD}	FB = REF _{IN} (PGOOD high impedance), PGOOD forced to 5V, $T_A = +25^{\circ}C$	1			μ A	
Dynamic REF _{IN} Transition Fault Blanking Threshold		Fault blanking initiated; REF _{IN} deviation from the internal target voltage (error comparator threshold); hysteresis = 10mV	± 50			mV	
Thermal-Shutdown Threshold	T_{SHDN}	Temperature rising, hysteresis = 15 $^{\circ}C$	160			$^{\circ}C$	
CURRENT LIMIT							
ILIM Input Range			0.4	V_{REF}		V	
ILIM Input Bias Current		$T_A = +25^{\circ}C$, ILIM = 0.4V to 2V	-0.1	+0.1		μ A	
Current-Limit Threshold	V_{LIMIT}	$V_{ILIM} = 0.4V$, $V_{GND} - V_{LX}$	18	20	22	mV	
		ILIM = REF (2.0V), $V_{GND} - V_{LX}$	92	100	108		
Current-Limit Threshold (Negative)	V_{INEG}	$V_{ILIM} = 0.4V$, $V_{GND} - V_{LX}$	-24			mV	
Current-Limit Threshold (Zero Crossing)	V_{ZX}	$V_{ILIM} = 0.4V$, $V_{GND} - V_{LX}$, $\overline{SKIP} = GND$ or open	1			mV	
Ultrasonic Frequency		$\overline{SKIP} = \text{open}$ (3.3V); $V_{FB} = V_{REFIN} + 50mV$	18	30	kHz		

15A 降压型稳压器，内置开关

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = V_{CC} = V_{EN} = 5V$, $REFIN = ILIM = REF$, $\overline{SKIP} = GND$. $T_A = 0^\circ C$ to $+85^\circ C$, unless otherwise specified. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Ultrasonic Current-Limit Threshold		$\overline{SKIP} = \text{open}$ (3.3V); $V_{FB} = V_{REFIN} + 50mV$, $V_{GND} - V_{LX}$		-35		mV
Internal BST Switch On-Resistance	R_{BST}	$I_{BST} = 10mA$, $V_{DD} = 5V$		4	7	Ω
INPUTS AND OUTPUTS						
EN Logic-Input Threshold	V_{EN}	EN rising edge, hysteresis = 450mV (typ)	1.20	1.7	2.20	V
EN Logic-Input Current	I_{EN}	EN forced to GND or V_{DD} , $T_A = +25^\circ C$	-0.5		+0.5	μA
\overline{SKIP} Quad-Level Input Logic Levels	$V_{\overline{SKIP}}$	High (5V V_{DD})	$V_{CC} - 0.4$			V
		Open (3.3V)	3.0		3.6	
		Ref (2.0V)	1.7		2.3	
		Low (GND)			0.4	
\overline{SKIP} Logic-Input Current	$I_{\overline{SKIP}}$	\overline{SKIP} forced to GND or V_{DD} , $T_A = +25^\circ C$	-2		+2	μA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = V_{CC} = V_{EN} = 5V$, $REFIN = ILIM = REF$, $\overline{SKIP} = GND$. $T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$, unless otherwise specified.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS	
PWM CONTROLLER						
Input Voltage Range	V_{IN}		4.5	26	V	
Quiescent Supply Current (V_{DD})	$I_{DD} + I_{CC}$	FB forced above $REFIN$		1.2	mA	
On-Time	t_{ON}	$V_{IN} = 12V$, $V_{FB} = 1.0V$ (Note 3)	$R_{TON} = 97.5k\Omega$ (600kHz)	115	213	ns
			$R_{TON} = 200k\Omega$ (300kHz)	270	336	
			$R_{TON} = 302.5k\Omega$ (200kHz)	368	516	
Minimum Off-Time	$t_{OFF(MIN)}$	(Note 3)		400	ns	
$REFIN$ Voltage Range	V_{REFIN}	(Note 2)	0	V_{REF}	V	
FB Voltage Range	V_{FB}	(Note 2)	0	V_{REF}	V	
FB Voltage Accuracy	V_{FB}	Measured at FB, $V_{IN} = 4.5V$ to 26V, $\overline{SKIP} =$ V_{DD}	$V_{REFIN} = 0.5V$	0.49	0.51	V
			$V_{REFIN} = 1.0V$	0.99	1.01	
			$V_{REFIN} = 2.0V$	1.985	2.015	

15A 降压型稳压器，内置开关

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = V_{CC} = V_{EN} = 5V$, $REF_{IN} = ILIM = REF$, $\overline{SKIP} = GND$. $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise specified.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
REFERENCE					
Reference Voltage	V_{REF}	$V_{DD} = 4.5V$ to $5.5V$	1.985	2.015	V
FAULT DETECTION					
Output Overvoltage-Protection Trip Threshold	OVP	With respect to the internal target voltage (error comparator threshold) rising edge; hysteresis = 50mV	250	350	mV
Output Undervoltage-Protection Trip Threshold	UVP	With respect to the internal target voltage (error comparator threshold); falling edge; hysteresis = 50mV	-240	-160	mV
Output Undervoltage Fault-Propagation Delay	t_{UVP}	FB forced 25mV below trip threshold	80	400	μs
PGOOD Output-Low Voltage		$I_{SINK} = 3mA$		0.4	V
V_{CC} Undervoltage Lockout Threshold	$V_{UVLO(VCC)}$	Rising edge, PWM disabled below this level, hysteresis = 100mV	3.95	4.45	V
CURRENT LIMIT					
ILIM Input Range			0.4	V_{REF}	V
Current-Limit Threshold	V_{LIMIT}	$V_{ILIM} = 0.4V$, $V_{GND} = V_{LX}$	17	23	mV
		$ILIM = REF$ (2.0V), $V_{GND} = V_{LX}$	90	110	
Ultrasonic Frequency		$\overline{SKIP} = open$ (3.3V), $V_{FB} = V_{REFIN} + 50mV$	17		kHz
INPUTS AND OUTPUTS					
EN Logic-Input Threshold	V_{EN}	EN rising edge hysteresis = 450mV (typ)	1.20	2.20	V
\overline{SKIP} Quad-Level Input Logic Levels	$V_{\overline{SKIP}}$	High (5V V_{DD})	$V_{CC} - 0.4$		V
		Mid (3.3V)	3.0	3.6	
		Ref (2.0V)	1.7	2.3	
		Low (GND)		0.4	

Note 1: Limits are 100% production tested at $T_A = +25^{\circ}C$. Maximum and minimum limits over temperature are guaranteed by design and characterization.

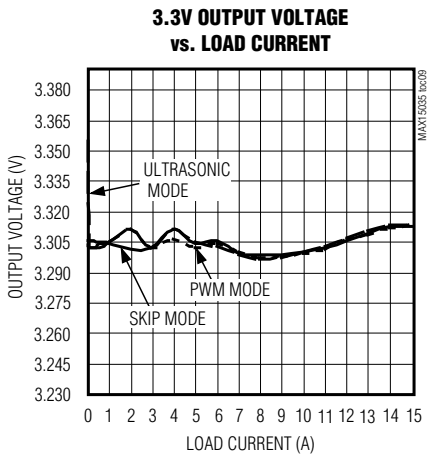
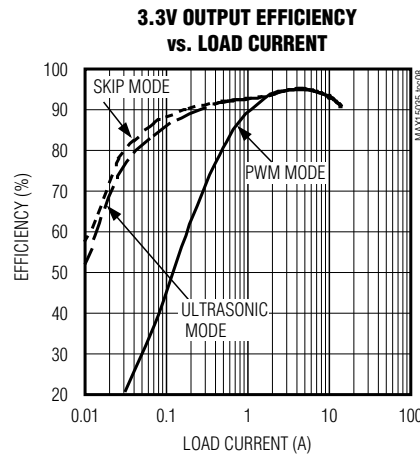
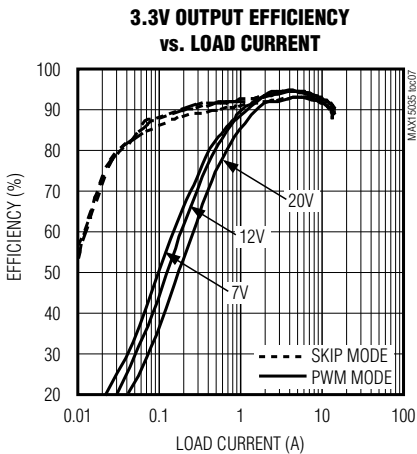
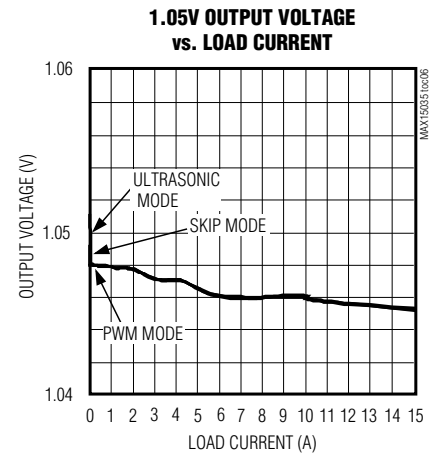
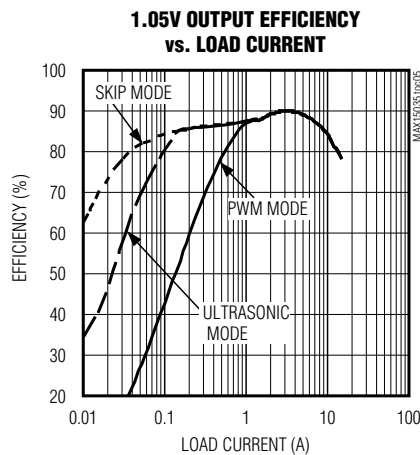
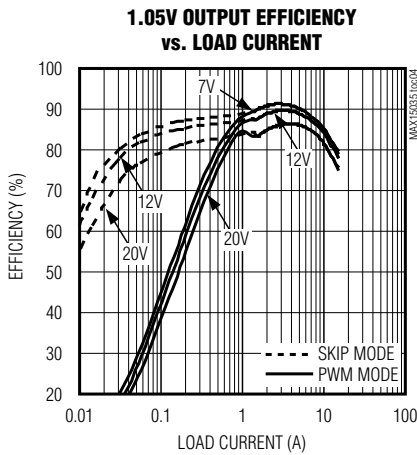
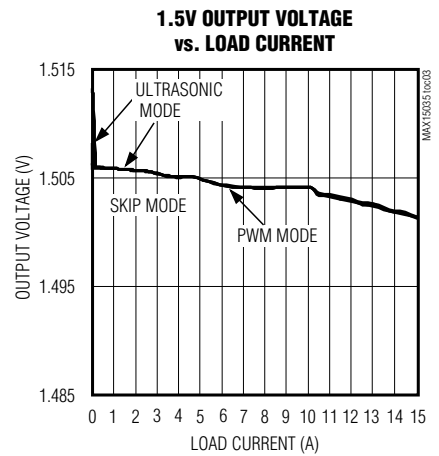
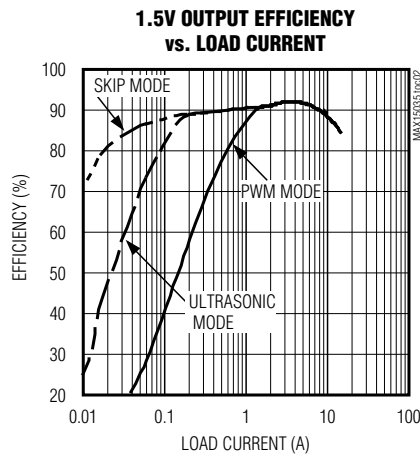
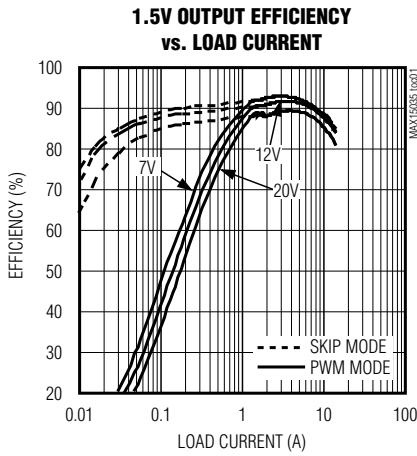
Note 2: The 0 to 0.5V range is guaranteed by design, not production tested.

Note 3: On-time and off-time specifications are measured from 50% point to 50% point at the unloaded LX node. The typical 25ns dead time that occurs between the high-side driver falling edge (high-side MOSFET turn-off) and the low-side MOSFET turn-on) is included in the on-time measurement. Similarly, the typical 25ns dead time that occurs between the low-side driver falling edge (low-side MOSFET turn-off) and the high-side driver rising edge (high-side MOSFET turn-on) is included in the off-time measurement.

15A降压型稳压器，内置开关

典型工作特性

(MAX15035 Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = 5V$, $\overline{SKIP} = GND$, $R_{TON} = 200k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

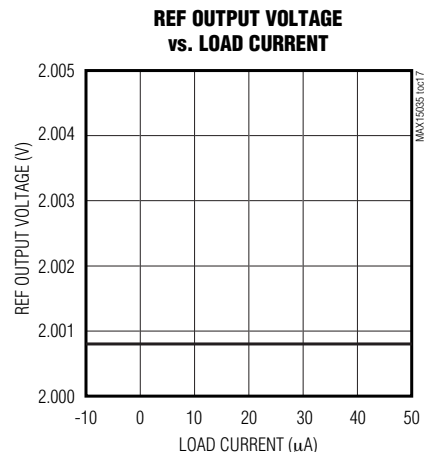
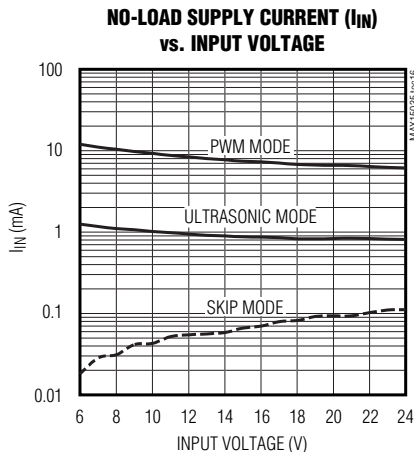
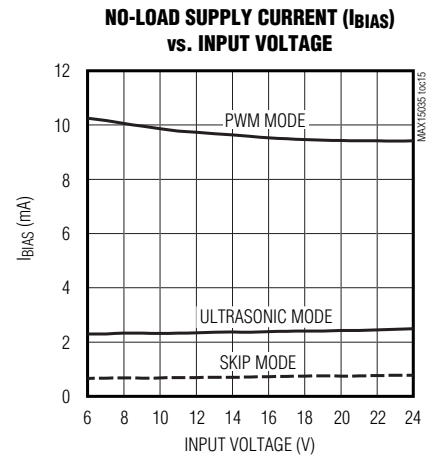
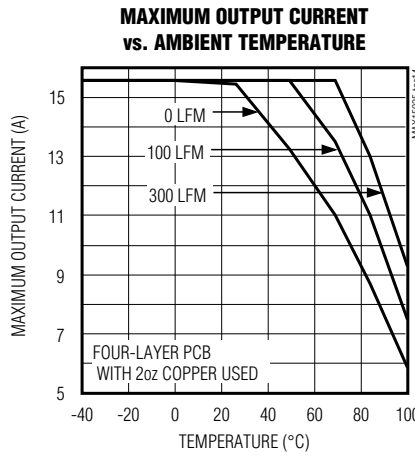
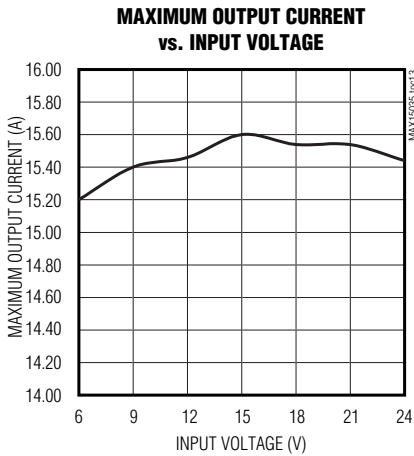
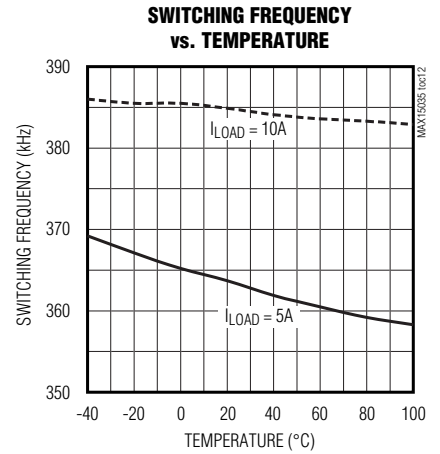
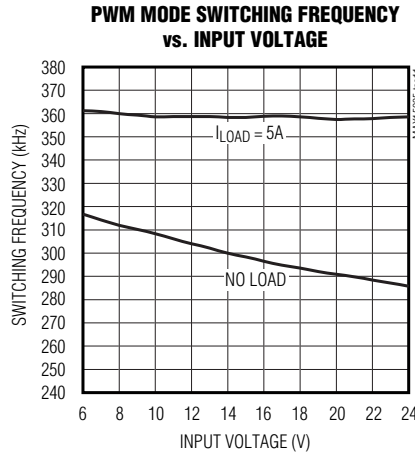
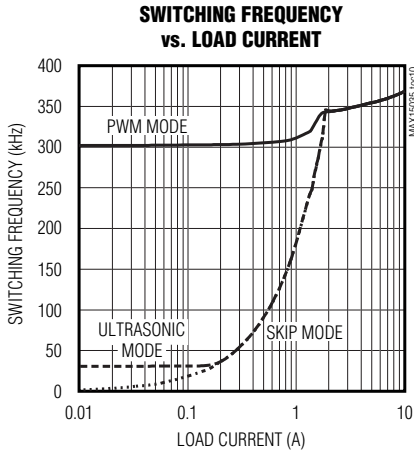


15A降压型稳压器，内置开关

MAX15035

典型工作特性(续)

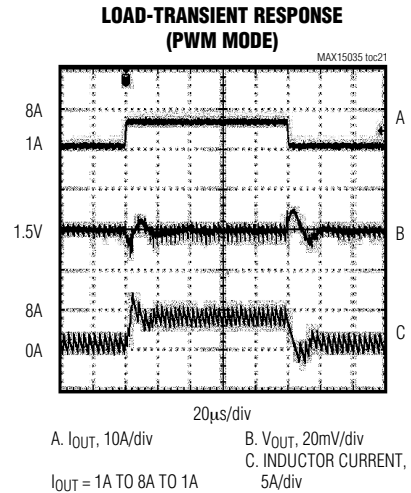
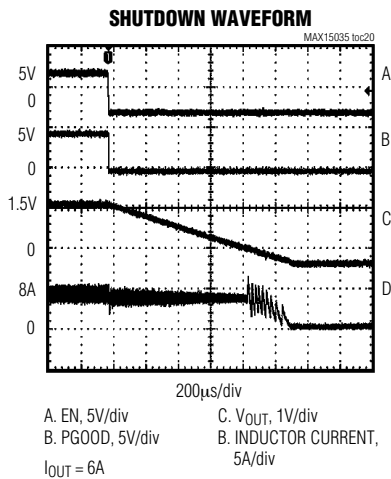
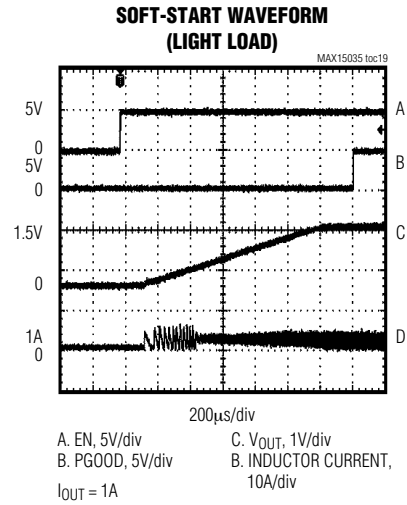
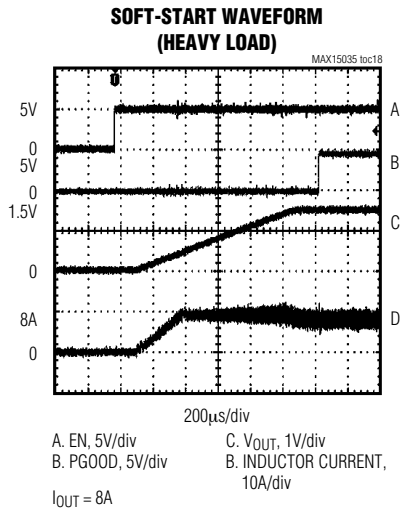
(MAX15035 Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = 5V$, $\overline{SKIP} = GND$, $R_{TON} = 200k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



15A降压型稳压器，内置开关

典型工作特性(续)

(MAX15035 Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = 5V$, $SKIP = GND$, $R_{TON} = 200k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



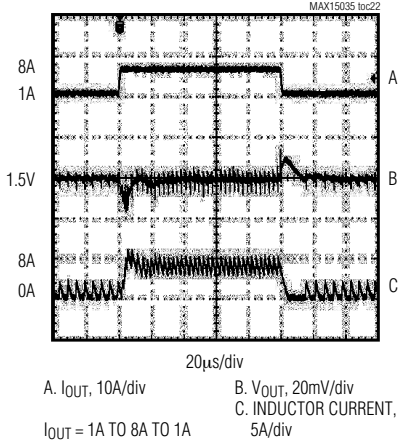
15A降压型稳压器，内置开关

典型工作特性(续)

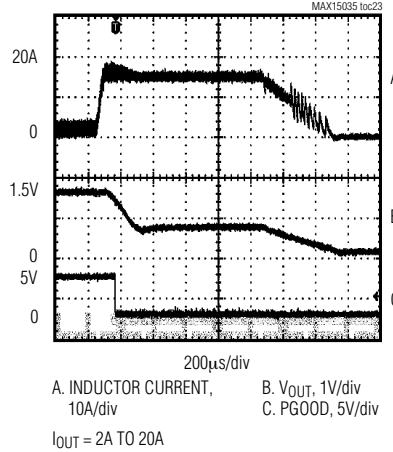
(MAX15035 Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = 5V$, $\overline{SKIP} = GND$, $R_{TON} = 200k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

MAX15035

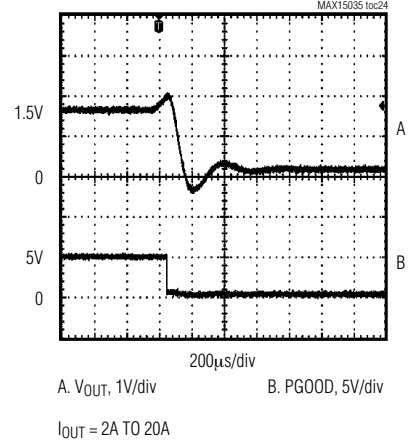
LOAD-TRANSIENT RESPONSE (SKIP MODE)



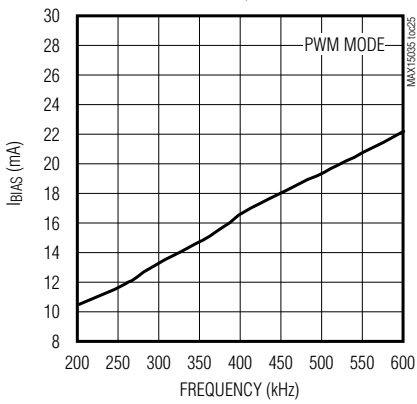
OUTPUT OVERCURRENT WAVEFORM



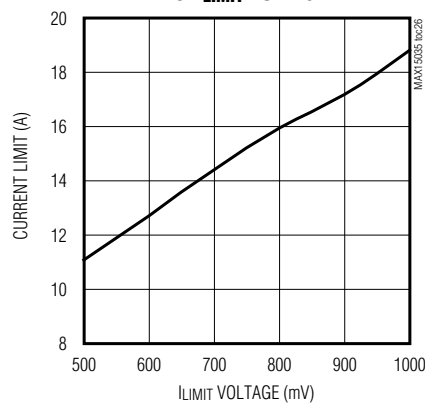
OUTPUT OVERVOLTAGE WAVEFORM



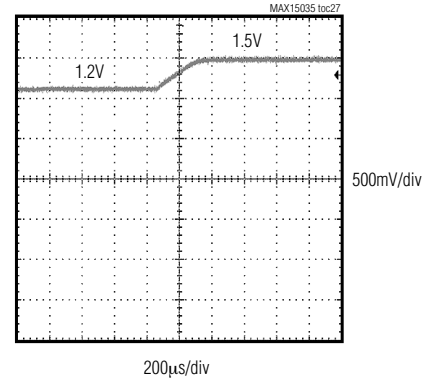
NO-LOAD BIAS CURRENT vs. FREQUENCY



OUTPUT CURRENT LIMIT vs. I_{LIMIT} VOLTAGE



PREBIAS STARTUP-OUTPUT VOLTAGE

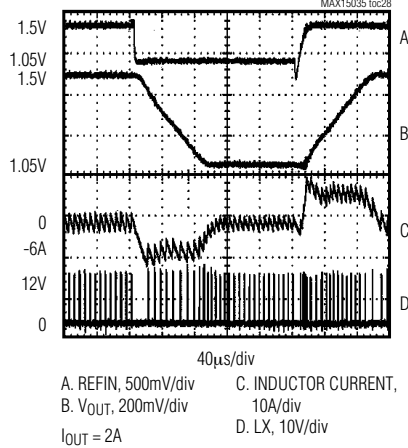


15A降压型稳压器，内置开关

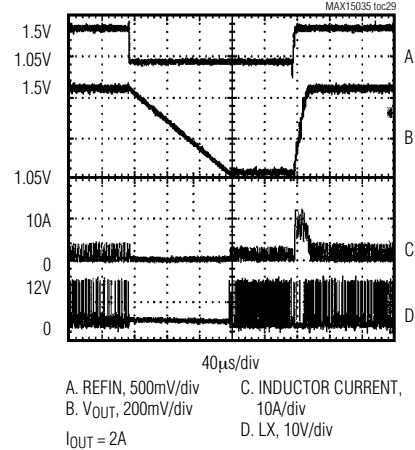
典型工作特性(续)

(MAX15035 Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = 5V$, $SKIP = GND$, $R_{TON} = 200k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

**DYNAMIC OUTPUT-VOLTAGE TRANSITION
(PWM MODE)**



**DYNAMIC OUTPUT-VOLTAGE TRANSITION
(SKIP MODE)**



引脚说明

引脚	名称	功能
1, 17, 27, 31, 39, 40	N.C.	无连接。无内部连接。
2	EN	关断控制输入。正常工作时连接至 V_{DD} 。将 EN 拉至低电平，控制器进入 2 μ A (最大值) 的关断状态。MAX15035 将目标/输出电压缓慢降至地电平，并且在目标电压达到 0.1V 之后，控制器强制 LX 为高阻态，并进入低功耗关断状态。触发 EN 可清除故障保护锁存。
3, 28	AGND	模拟地。内部连接至 EP1。
4	V_{DD}	DL 栅极驱动器电源电压输入。连接至系统电源(+4.5V 至 +5.5V)。采用一只 1 μ F 或更大的陶瓷电容将 V_{DD} 旁路至功率地。
5, 16	LX	电感连接端。内部连接至 EP2。LX 连接至电感的开关侧，如图 1 所示。
6–15	PGND	功率地。
18–26	IN	功率 MOSFET 输入电源。内部连接至 EP3。
29	TON	开关频率设置输入。输入电源和 TON 之间的外部电阻按照下式设置开关周期($t_{SW} = 1/f_{SW}$): $t_{SW} = C_{TON} (R_{TON} + 6.5k\Omega) \left(\frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \right)$ 其中，在正常工作条件下 $C_{TON} = 16.26pF$ 且 $V_{FB} = V_{REFIN}$ 。如果 TON 电流降至低于 10 μ A，MAX15035 关断并进入高阻态。TON 在关断模式下为高阻态。
30	BST	自举飞电容连接端。如图 1 所示，连接至外部 0.1 μ F 电容。MAX15035 包含一个内部自举开关/二极管 (图 2)。

15A降压型稳压器，内置开关

引脚说明(续)

MAX15035

引脚	名称	功能
32	FB	反馈电压检测连接端。当输出电压小于2V时，直接连接至输出电容的正端，如图1所示。对于大于2V的固定输出电压，将REFIN连接至REF，并用电阻分压器设置输出电压(图6)。FB通过检测输出电压确定高边开关MOSFET的导通时间。
33	ILIM	限流门限调节端。限流门限为0.05 (1/20)乘以ILIM引脚上电压。将ILIM连接至电阻分压器(接在REF端)，用于在20mV至100mV (ILIM上电压为0.4V至2V)范围内设置限流门限。
34	REFIN	外部基准输入。REFIN通过连接在REF和AGND之间的电阻分压器设置MAX15035的反馈调节电压($V_{FB} = V_{REFIN}$)。MAX15035包含一个窗比较器，用于检测REFIN电压的变化，允许控制器屏蔽PGOOD和故障保护。
35	REF	2V基准电压。采用一只1nF陶瓷电容将其旁路至模拟地。基准可对外部负载源出高达50 μ A的电流。
36	$\overline{\text{SKIP}}$	跳脉冲控制输入。4种不同的输入电平决定正常稳定状态以及动态输出电压变化下的工作模式： V_{DD} (5V) = 强制PWM模式 REF (2V) = 跳脉冲模式(转换过程中带有强制PWM模式) 开路(3.3V) = 超声模式(转换过程中无强制PWM模式) GND = 跳脉冲模式(转换过程中无强制PWM模式)
37	V _{CC}	5V模拟电源电压。通过一个内置的20 Ω 电阻内部连接至V _{DD} 。采用一只1 μ F陶瓷电容将V _{CC} 旁路至模拟地。
38	PGOOD	漏极开路电源就绪输出。在软启动和软关断期间，当输出电压比目标电压(V_{REFIN})低出200mV (典型值)或高出300mV (典型值)时，PGOOD为低电平。软启动过程结束后，如果输出电压处于稳压值，则PGOOD变为高阻态。当检测到动态REFIN变化时，PGOOD被屏蔽，即强制为高阻态。
EP1 (41)	AGND	裸焊盘1/模拟地。内部连接至控制器的地层和背面，直接连接至地。
EP2 (42)	LX	裸焊盘2/电感连接。内部连接至低边MOSFET的漏极和高边MOSFET的源极(图2)。连接LX至电感的开关侧，如图1所示。
EP3 (43)	IN	裸焊盘3/功率MOSFET输入电源。内部连接至高边MOSFET的漏极(图2)。

15A降压型稳压器，内置开关

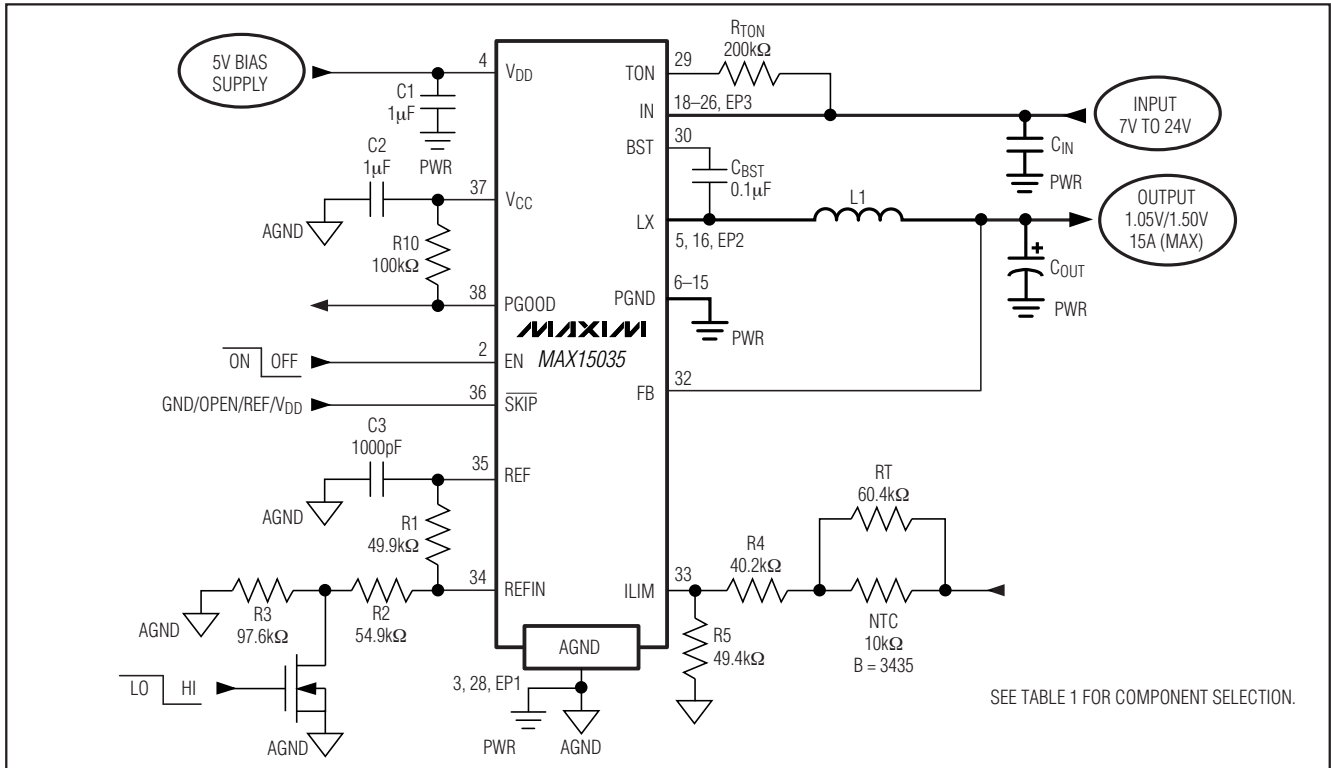


图1. MAX15035标准应用电路

表1. 标准应用电路的元件选择

COMPONENT	V _{OUT} = 1.5V/1.05V AT 15A (FIGURE 1)	V _{OUT} = 3.3V AT 6A (FIGURE 6)	V _{OUT} = 1.5V/1.05V AT 10A (FIGURE 1)
	V _{IN} = 7V to 20V TON = 200kΩ (300kHz)	V _{IN} = 7V to 20V TON = 332kΩ (300kHz)	V _{IN} = 5V to 12V TON = 100kΩ (600kHz)
Input Capacitor	(3x) 10μF, 25V Taiyo Yuden TMK432BJ106KM	(2x) 10μF, 25V Taiyo Yuden TMK432BJ106KM	(3x) 10μF, 25V Taiyo Yuden TMK432BJ106KM
Output Capacitor	(2x) 330μF, 6mΩ, 2V Panasonic EEFSX0D331XR	(1x) 330μF, 18mΩ, 4V SANYO 4TPE330MI	(1x) 470μF, 7mΩ, 2.5V SANYO 2R5TPLF470M7
Inductor	1.0μH, 5.3mΩ, 27.5A Vishay IHLP4040DZER1R0	1.5μH, 14mΩ, 9A NEC TOKIN MPLC1040L3R3	0.47μH, 3.7mΩ, 15A Cooper FP3-R47-R

表2. 元件供应商

SUPPLIER	WEBSITE
AVX Corp.	www.avxcorp.com
BI Technologies	www.bitechnologies.com
Cooper Bussmann	www.cooperet.com
KEMET Corp.	www.kemet.com
Murata Mfg. Co., Ltd.	www.murata.com
NEC TOKIN Corp.	www.nec-tokin.com
Panasonic Corp.	www.panasonic.com

SUPPLIER	WEBSITE
Pulse Engineering	www.pulseeng.com
SANYO NA Corp.	www.sanyo.com
Sumida Corp.	www.sumida.com
Taiyo Yuden	www.t-yuden.com
TDK Corp.	www.component.tdk.com
TOKO America, Inc.	www.tokoam.com
Vishay	www.vishay.com
Würth Elektronik GmbH & Co. KG	www.we-online.com

15A降压型稳压器，内置开关

标准应用电路

MAX15035标准应用电路(图1)提供一路通用的1.5V或1.05V输出电压。表1给出了元件选择。表2列出了元件供应商。

详细说明

MAX15035降压型控制器专为低占空比(低输出电压与高输入电压之比)应用而设计。MAX15035采用Maxim专有的Quick-PWM脉宽调制器，这种控制架构专为处理快速负载阶跃变化、并在一个很宽的输入电压范围内保持相对固定的工作频率和电感工作点而设计。Quick-PWM结构巧妙地解决了固定频率电流模式PWM负载瞬态响应差的问题，同时避免了传统的恒定导通时间(与输入电压无关)脉冲频率调制(PFM)控制结构中开关频率变化范围较大的问题。

+5V偏置电源(V_{CC}/V_{DD})

MAX15035除输入外还需要一个外部5V偏置电源，可选的5V偏置电源电路如图6所示。

5V偏置电源为PWM控制器和内部栅极驱动器供电，因此最大吸收电流为：

$$I_{BIAS} = I_Q + f_{SW}Q_G = 2\text{mA至}20\text{mA (典型值)}$$

MAX15035在 V_{DD} 和 V_{CC} 之间有一个 20Ω 电阻，简化了PCB布局。

自由运行、具有输入前馈的恒导通时间PWM控制器

Quick-PWM控制结构是准固定频率、恒导通时间、带有电压前馈的电流模式调节器(图2)。该结构依靠输出滤波电容的ESR作为检流电阻，所以输出纹波电压提供PWM斜坡信号。控制原理很简单：高边开关的导通时间仅受控于一个单稳态电路，该电路的脉冲宽度与输入电压成反比，与输出电压成正比。另一个单稳态电路设定最短关断时间(典型值为200ns)。如果误差比较器输出为低电平、低边开关电流低于谷电流门限、而且超出单稳态最短关断时间，则开启单稳态导通周期。

导通时间单稳态

PWM控制器的核心是单稳态电路，它设定了高边开关的导通时间。这种快速、低抖动、可调节的单稳态电路能够根据输入和输出电压改变导通时间。高边开关的导通时间反比于TON端的输入电压，而与FB输入反馈电压成正比：

$$\text{导通时间}(t_{ON}) = t_{SW} (V_{FB}/V_{IN})$$

其中， t_{SW} (开关周期)通过TON和IN之间的电阻(R_{TON})进行设置。该算法在没有固定频率时钟发生器的情况下能够产生近似恒定的开关频率。在TON和IN之间连接一个电阻(R_{TON})，用来设置开关周期 $t_{SW} = 1/f_{SW}$ ：

$$t_{SW} = C_{TON} (R_{TON} + 6.5\text{k}\Omega) \left(\frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \right)$$

其中， $C_{TON} = 16.26\text{pF}$ 。当使用单位增益反馈($V_{OUT} = V_{FB}$)时， $96.75\text{k}\Omega$ 至 $303.25\text{k}\Omega$ 的电阻分别对应167ns (600kHz)至500ns (200kHz)的开关周期。高频(600kHz)工作方式允许使用小尺寸元件，但较大的开关损耗会影响效率。这种工作方式可以应用在负载电流较低、由较低的电源为控制器供电的小型便携设备中。低频(200kHz)工作方式可以提供最高效率，但需要更大的元件尺寸和电路板空间。

在连续导通工作方式下，实际的开关频率可由下式确定：

$$f_{SW} = \frac{V_{FB} + V_{DIS}}{t_{ON}(V_{IN} - V_{CHG})}$$

其中， V_{DIS} 为电感放电通路(包括同步整流器、电感和PCB电阻)的寄生电压降之和； V_{CHG} 为充电通路(包括高边开关、电感和PCB电阻)的压降之和； t_{ON} 是由MAX15035计算所得的导通时间。

上电顺序(POR、UVLO)

驱动EN至高电平，且5V偏置电源(V_{DD})已经就绪时，使能MAX15035。基准最先上电，一旦基准电压超过其UVLO门限，内部模拟电路开启，并通过一个 $50\mu\text{s}$ 的单稳态延迟电路进行屏蔽，以保证偏置电路和模拟电路有足够的时间建立到正确状态。在控制电路可靠上电之后，PWM控制器启动开关操作。

15A降压型稳压器，内置开关

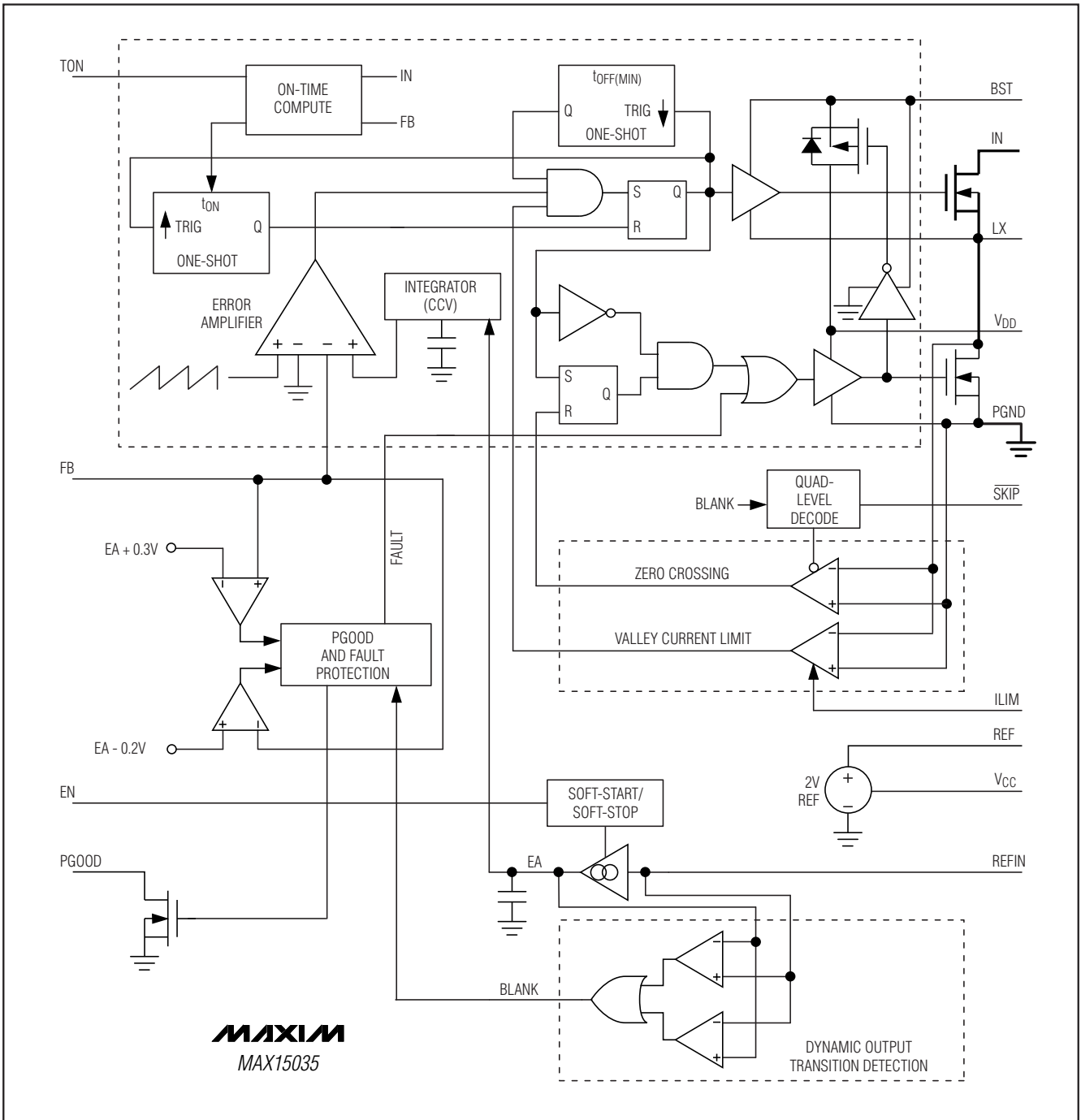


图2. MAX15035方框图

15A降压型稳压器，内置开关

当 V_{CC} 上升至约3V以上时，触发上电复位(POR)，对故障锁存器进行复位，并设置控制器以备正常工作。在 V_{CC} 上升至4.25V之前， V_{CC} UVLO电路禁止开关动作。一旦系统使能控制器、 V_{CC} 超过4.25V并且驱动EN至高电平，将由控制器为基准供电。通过基准进行调节时，控制器以 $1.2\text{mV}/\mu\text{s}$ 的摆率增大输出电压，使其达到目标REFIN电压：

$$t_{\text{START}} = \frac{V_{\text{FB}}}{1.2\text{mV}/\mu\text{s}} = \frac{V_{\text{FB}}}{1.2\text{V}/\text{ms}}$$

软启动电路不具有可变限流值，因此可立即达到满量程输出电流。当达到目标REFIN电压约 $200\mu\text{s}$ 后，PGOOD变为高阻态。MAX15035在软启动期间自动进入跳脉冲模式，在软关断期间则工作在强制PWM模式，与SKIP的配置无关。

自动启动时，应在 V_{CC} 之前加载输入电压。如果控制器试图在没有输入电压的情况下调节输出至稳态值，则会触发故障锁存器。在触发EN或将 V_{CC} 电源置于0.5V以下来清除故障锁存器之前，控制器保持关断状态。

如果 V_{CC} 电压跌落至4.25V以下，控制器则认为电源电压不足以保证正常工作。为了保护输出不产生过压故障，控制器立即关断，并强制LX为高阻态。

关断

当系统拉低EN时，MAX15035进入低功耗关断模式。PGOOD被立即拉低，并且输出电压以 $1.2\text{mV}/\mu\text{s}$ 的摆率下降：

$$t_{\text{SHDN}} = \frac{V_{\text{FB}}}{1.2\text{mV}/\mu\text{s}} = \frac{V_{\text{FB}}}{1.2\text{V}/\text{ms}}$$

通过控制输出电压的摆率，使输出电容在一个较长的时间周期内(典型值为0.5ms至2ms)缓慢放电，可以保持极低的电感平均负电流(阻尼响应)，因而可以防止由于控制器持续导通低边MOSFET，对输出快速放电所产生的负输出电压(欠阻尼响应)。这种方式省去了通常连接在输出和地之间用于钳位负输出电压的肖特基二极管。当控制器达到零电位后，MAX15035完全关断：驱动器被禁止(LX为高阻态)、基准关闭、电源电流降至约 $0.1\mu\text{A}$ (典型值)。

当发生输出UVP或者热关断故障时，将启动关断序列，保护电路置于故障锁存状态，防止控制器重启。触发EN或将 V_{CC} 电源降至0.5V以下，可以清除故障锁存，使控制器重新工作。

MAX15035在软启动期间自动采用跳脉冲模式，在软关断期间则工作在强制PWM模式，与SKIP的配置无关。

工作模式

超声模式(SKIP = 开路 = 3.3V)

将SKIP悬空可启动独特的跳脉冲模式，具有最小18kHz的开关频率。超声跳脉冲模式可以消除轻载时控制器自动跳脉冲模式可能产生的音频调制。在超声模式中，当负载达到与跳脉冲临界点($I_{\text{LOAD(SKIP)}}$)时，控制器自动切换到固定频率的PWM模式。

当控制器检测到连续 $33\mu\text{s}$ 内无开关动作时，将发出超声脉冲。一旦触发，超声控制器打开低边MOSFET，以吸收电感负电流(图3)。在电感电流达到负超声电流门限之后，控制器断开低边MOSFET并触发固定导通时间。当导通时

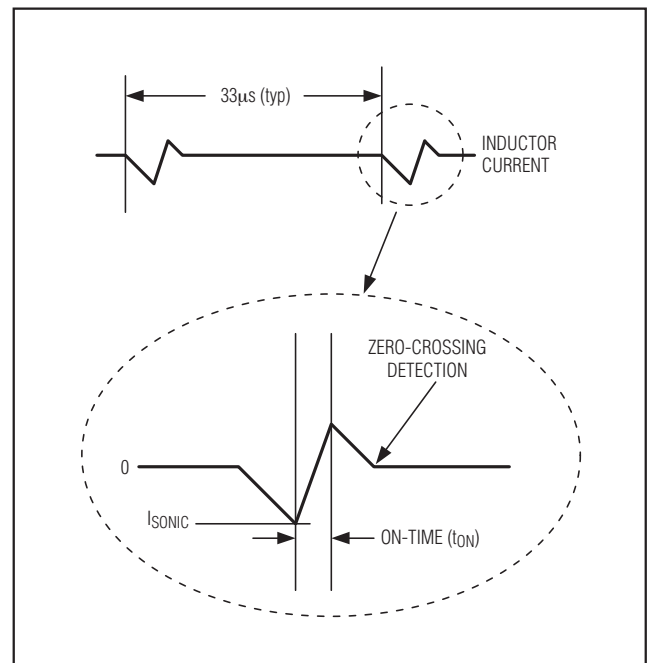


图3. 超声波形

15A降压型稳压器，内置开关

间结束时，控制器重新使能低边MOSFET，直到控制器检测到电感电流降至过零门限以下。与以正电感电流脉冲启动相比，以负电感电流脉冲启动大大降低了峰值输出电压。

超声脉冲起点上的输出电压决定负超声电流门限，根据下式计算：

$$V_{\text{ISONIC}} = I_L \times 0.006 = (V_{\text{REFIN}} - V_{\text{FB}}) \times 0.7$$

其中， $V_{\text{FB}} > V_{\text{REFIN}}$ 。

强制PWM模式($\overline{\text{SKIP}} = V_{\text{DD}}$)

低噪声强制PWM模式($\overline{\text{SKIP}} = V_{\text{DD}}$)将禁止过零比较器，该比较器用于控制低边开关的导通时间。这将使低边开关栅极驱动波形与高边开关栅极驱动波形始终保持互补，从而LX保持占空比为 $V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}}$ ，电感电流在轻载时反转。强制PWM模式的优点是开关频率相当固定。然而，强制PWM模式的代价是：空载时，5V电源仍会消耗10mA至50mA的偏置电流，具体取决于开关频率。

关断过程中，MAX15035自动采用强制PWM模式，与 $\overline{\text{SKIP}}$ 的配置无关。

自动跳脉冲模式($\overline{\text{SKIP}} = \text{GND或REF}$)

跳脉冲模式($\overline{\text{SKIP}} = \text{GND或3.3V}$)下，内部电路控制在轻载时自动转换至PFM模式。这种转换受控于一个比较器，该比较器检测到电感电流过零时终止低边开关的导通。过零比较器门限取决于LX和PGND之间的差分电压。

直流输出精度取决于误差比较器的门限值。当电感处于连续导通模式时，MAX15035调节输出纹波的谷值，因此实际直流输出电压比触发门限高出输出纹波电压的50%。在非连续导通模式($\overline{\text{SKIP}} = \text{GND}$ 且 $I_{\text{OUT}} < I_{\text{LOAD(SKIP)}}$)下，由于斜率补偿的影响，输出电压的直流稳态值比误差比较器的门限值高出约1.5%。

当连接 $\overline{\text{SKIP}}$ 至GND时，MAX15035保持在跳脉冲模式。由于输出无法吸收电流，所以负输出电压的动态跳变时间取决于负载电流和输出电容。建议将输出电压逐渐调低，以降低可能产生的可闻噪声，这样可以消除负输出电压跳变时产生的输入浪涌电流。参见图4和图5。

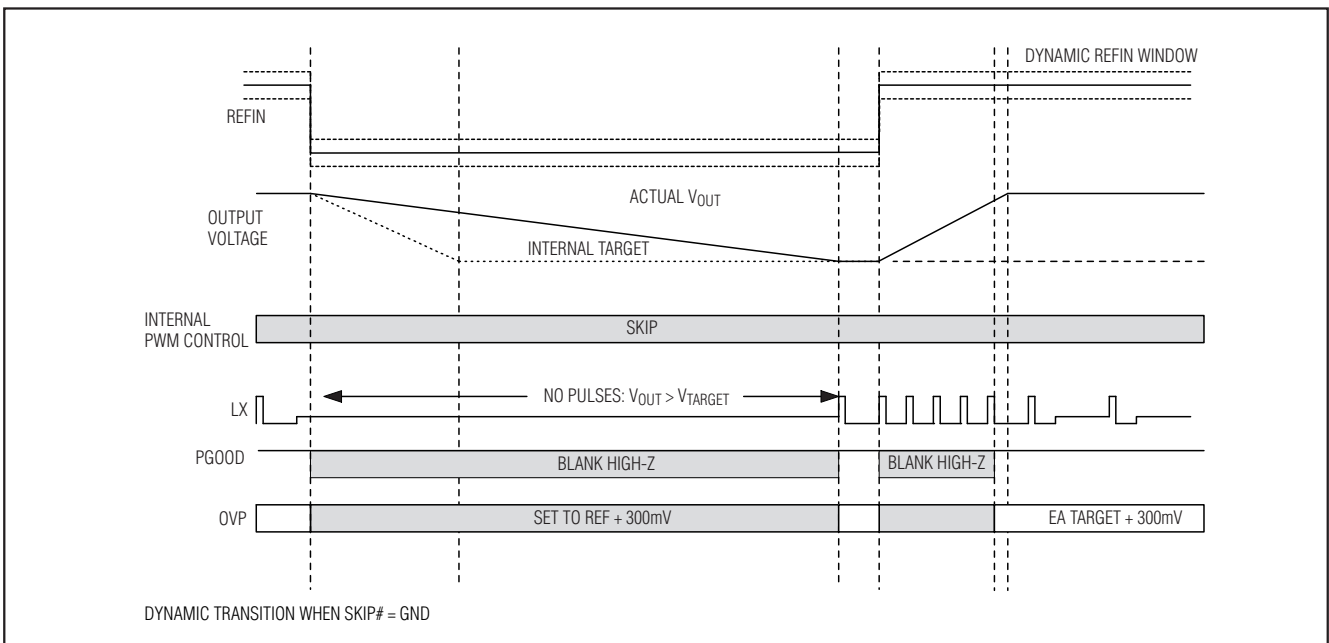


图4. $\overline{\text{SKIP}} = \text{GND}$ 时的动态转换

15A降压型稳压器，内置开关

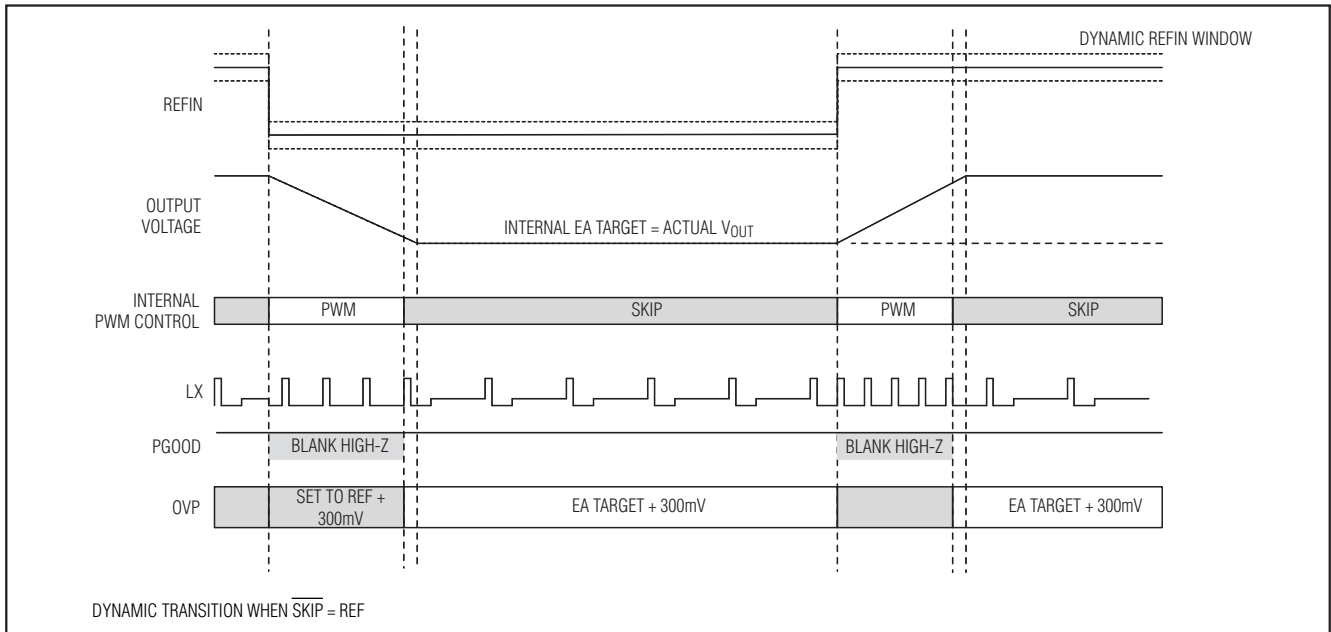


图5. SKIP = REF时的动态转换

谷电流限制保护

限流电路采用独特的“谷”电流检测算法，可以通过低边MOSFET检测电感电流。如果低边MOSFET的电流超过谷电流限制门限，PWM控制器不能启动新的周期。实际的峰值电流要比谷电流限制门限高出一个电感纹波电流的量。因此，精确的限流特性和最大带载能力是电感值和输入电压的函数。结合欠压保护电路，这种限流方法在几乎所有的情况下都是有效的。

在强制PWM模式中，MAX15035还具有负的限流值，以防止在V_{OUT}吸收电流时出现过多的反向电感电流。负的限流门限被设置在约为正限流门限的120%。

积分输出电压

MAX15035调节输出纹波的谷值，所以实际直流输出电压比斜率补偿后的目标电压高出输出纹波电压的50%。稳态

条件下，MAX15035的内部积分器对这个50%的输出纹波电压误差进行修正，因此，输出电压仅取决于积分放大器的失调电压，参见 *Electrical Characteristics* 表。

动态输出电压

MAX15035将FB端的电压调节至REFIN端的设定电压。通过改变REFIN电压(图1)，MAX15035可以用于在两个设置点之间动态改变输出电压的应用。REFIN电压发生阶跃变化时，输出电压的变化速率由内部9.45mV/μs的限摆率电路或其它元件选择(电感电流斜率、总输出电容、限流值和瞬变期间的负载)限制，具体取决于较慢的数值。总输出电容决定了输出电压变化时的电流量，电感则限制了电流的变化斜率。额外的负载电流会在REFIN电压正向变化时减缓输出电压的变化，在REFIN电压负向变化时加速输出电压的变化。

15A降压型稳压器，内置开关

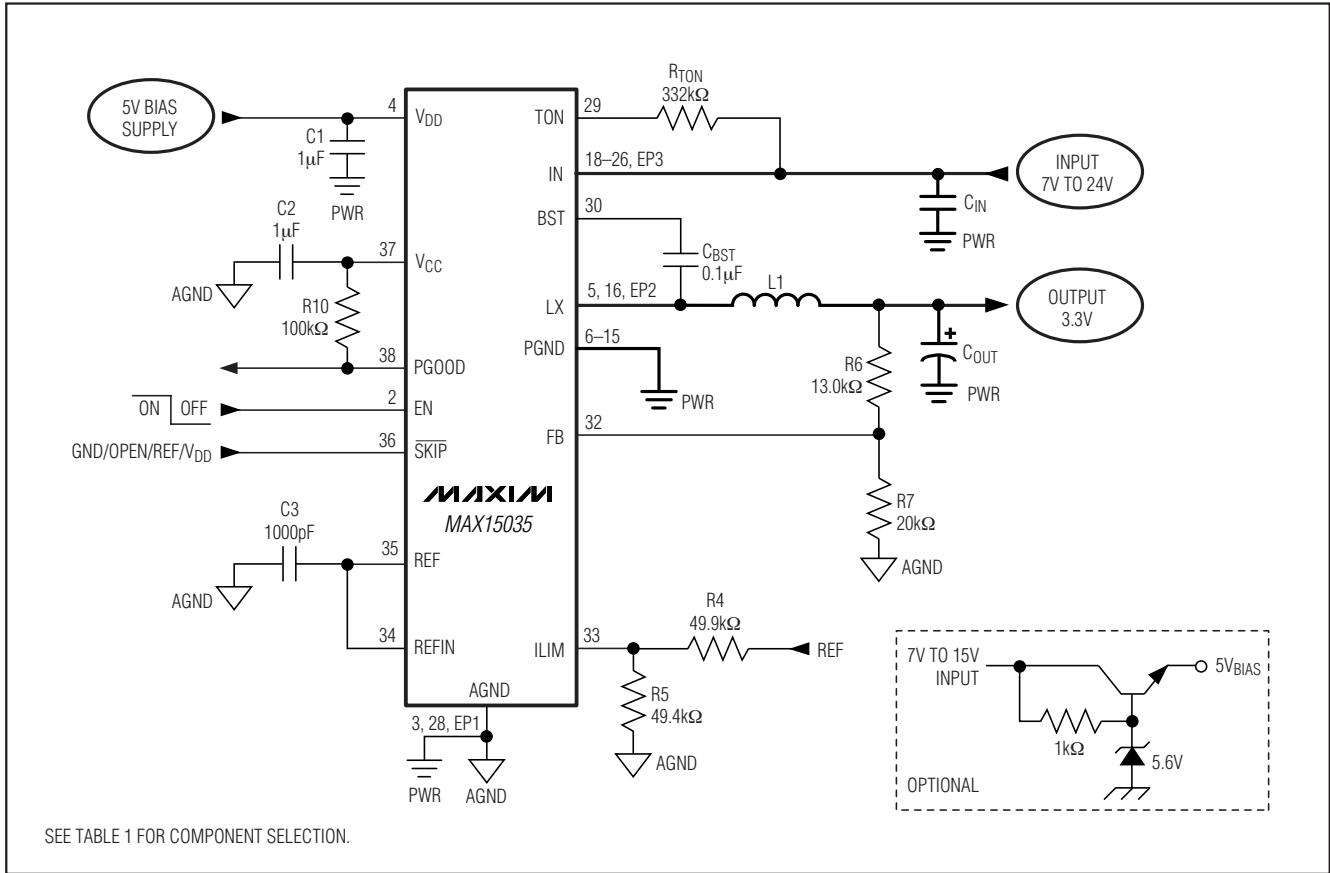


图6. 采用反馈分压器的高输出电压应用

输出电压大于2V

尽管REFIN限制在0至2V范围内，但是，由于MAX15035采用高阻反馈输入(FB)，并没有限制输出电压的范围。在输出经FB至模拟地之间加入电阻分压器(图6)，MAX15035可以支持2V以上的输出电压。然而，由于控制器的导通时间也与FB有关，因此分压电路会影响实际开关频率，详细信息请参考导通时间单稳态部分。

内部积分

积分放大器使FB端的直流平均电压等于目标电压值。该内部放大器对反馈电压进行积分，微调稳态电压(图2)，无论补偿的反馈纹波电压和内部斜率补偿如何变化，都能够提供精确的直流稳态输出电压。积分放大器可以将输出电压偏移 $\pm 55\text{mV}$ (典型值)。跳脉冲模式下，MAX15035在REFIN开始向下跳变时，可以通过将放大器的输入连接在一起禁止积分器工作。积分器保持禁止，直到跳变

完成(内部建立目标电压)且输出电压稳定(误差比较器的边沿检测)后 $20\mu\text{s}$ 。

电源就绪输出(PGOOD)和故障保护

PGOOD为漏极开路输出，可连续监测输出电压的欠压和过压故障。PGOOD在关断(EN = GND)、软启动和软关断期间被有效拉低。软启动结束约 $200\mu\text{s}$ (典型值)后，只要反馈电压高于UVPI门限(REFIN - 200mV)并且低于OVP门限(REFIN + 300mV)，PGOOD变为高阻态。当反馈电压跌落至目标电压(REFIN)以下200mV或上升至目标电压(REFIN)以上300mV，或者SMPS控制器关断时，PGOOD变为低电平。在PGOOD和 V_{DD} 之间连接一个外部上拉电阻，可以得到PGOOD的逻辑输出电平。大多数应用中， $100\text{k}\Omega$ 的上拉电阻即可很好地工作。图7所示为电源就绪和故障保护电路。

15A降压型稳压器，内置开关

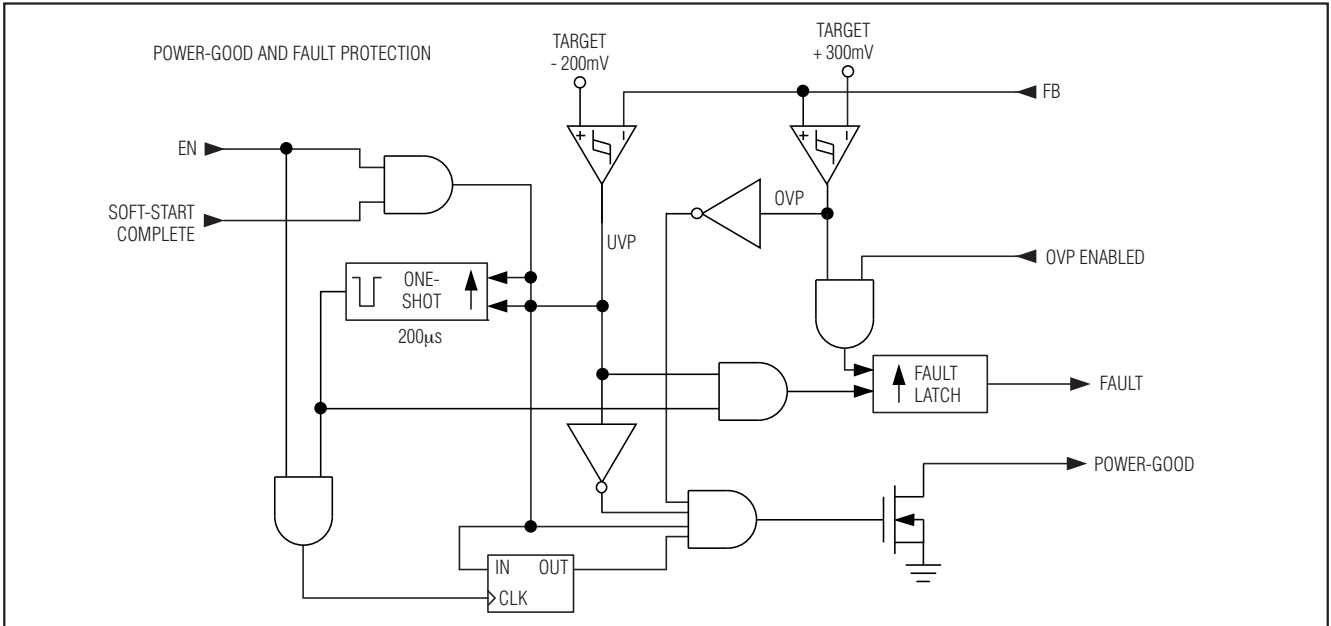


图7. 电源就绪和故障保护电路

过压保护(OVP)

当内部反馈电压上升至超过目标电压300mV，且OVP保护功能使能的情况下，OVP比较器立即强制LX为低、拉低PGOOD、设置故障锁存并禁止SMPS控制器。触发EN或将 V_{CC} 拉低到 V_{CC} POR以下重新上电，可清除故障锁存器，并重新启动控制器。

欠压保护(UVP)

当反馈电压跌至低于目标电压(REFIN)以下200mV时，控制器立即将PGOOD拉低并触发一个200 μ s的单稳态定时器。如果反馈电压在整个200 μ s内保持低于欠压故障门限，则触发欠压故障锁存并且SMPS开始关断时序。当内部目标电压跌至0.1V以下，MAX15035强制LX为高阻态。触发EN或将 V_{CC} 拉低到 V_{CC} POR以下重新上电，可清除故障锁存器，并重新启动控制器。

热故障保护(T_{SHDN})

MAX15035具有热故障保护电路。当结温升至+160°C以上时，温度传感器激活故障锁存器，拉低PGOOD，并关断控制器，且强制LX为高阻态。结温下降15°C后，触发EN或将 V_{CC} 拉低到 V_{CC} POR以下重新上电，可以重新激活控制器。

Quick-PWM设计步骤

选择开关频率和电感工作点(纹波电流比)之前，首先要落实输入电压范围和最大负载电流。然后，需要折衷考虑开关频率和电感工作点。以下四个参数确定了设计过程：

- **输入电压范围：**最大值($V_{IN(MAX)}$)必须与最差工作条件下的输入电源电压相一致。最小值($V_{IN(MIN)}$)必须考虑经过连接器、保险丝及电池选择开关压降后的最低输入电压。如果可能，降低输入电压有利于提高效率。
- **最大负载电流：**需要考虑两个值：峰值负载电流($I_{LOAD(MAX)}$)决定了瞬时元件应力和滤波要求，并因此影响输出电容的选择、电感饱和额定值以及限流电路设计；连续负载电流(I_{LOAD})决定了热应力的大小，制约着输入电容、MOSFET和其他关键热耗元件的选择。
- **开关频率：**开关频率的选择应折衷考虑器件尺寸与效率。由于MOSFET开关损耗与频率和 V_{IN}^2 成正比，因此最佳频率在很大程度上取决于最大输入电压。最佳频率也因时而异，随着MOSFET制造技术的飞速发展，越来越高的工作频率已成为现实。

15A降压型稳压器，内置开关

- **电感工作点：** 这项选择决定了尺寸与效率、瞬态响应与输出噪声之间的折衷。电感值较低时，瞬态响应较好，物理尺寸也较小，但由于纹波电流增大，使效率降低，输出噪声也较大。实际的最小电感值应使电路工作在临界导通状态(负载最大时电感电流在每个周期正好归零)。电感值低于该最小值将无益于进一步减小尺寸，最佳工作点通常具有20%至50%的纹波电流。

电感选择

开关频率和电感工作点(纹波电流百分比或LIR)确定的电感值如下：

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

在满足尺寸要求的前提下，应尽可能选择低直流电阻、低损耗的电感。虽然铁粉芯较为便宜，且能在200kHz频率下很好地工作，但铁氧体磁芯通常是最佳选择。磁芯应该足够大，以确保在电感电流峰值(I_{PEAK})下不发生饱和：

$$I_{PEAK} = I_{LOAD(MAX)} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

瞬态响应

电感纹波电流会影响瞬态响应性能，尤其是在 $V_{IN} - V_{OUT}$ 差值很小时。低电感值允许电感电流更快地上升，补充输出滤波电容因负载突增而流失的电荷。输出跌落量也与最大占空比有关，可以根据导通时间和最小关断时间计算。最差工作条件下的输出跌落电压为：

$$V_{SAG} = \frac{L (\Delta I_{LOAD(MAX)})^2 \left[\left(\frac{V_{OUT} t_{SW}}{V_{IN}} \right) + t_{OFF(MIN)} \right]}{2C_{OUT} V_{OUT} \left[\left(\frac{(V_{IN} - V_{OUT}) t_{SW}}{V_{IN}} \right) - t_{OFF(MIN)} \right]}$$

其中， $t_{OFF(MIN)}$ 是最小关断时间(参见 *Electrical Characteristics* 表)。

当负载移除后，电感储能所引起的过冲可由下式计算：

$$V_{SOAR} \approx \frac{(\Delta I_{LOAD(MAX)})^2 L}{2C_{OUT} V_{OUT}}$$

设置谷电流限制

最小限流门限必须足够大，以使限流值位于容差范围的最小值时仍能支持最大负载电流。电感电流的谷值等于 $I_{LOAD(MAX)}$ 减去电感纹波电流(ΔI_L)的一半，因此：

$$I_{LIMIT(LOW)} > I_{LOAD(MAX)} - \frac{\Delta I_L}{2}$$

其中， $I_{LIMIT(LOW)}$ 等于最小限流门限电压除以0.006。

谷电流门限精确等于 I_{LIM} 引脚电压的1/20。要设置一个固定的谷电流门限值，可在REF经 I_{LIM} 至模拟地(AGND)之间接一个电阻分压器。外部400mV至2V的调节范围对应于20mV至100mV的谷电流门限。调节限流门限时，应采用1%精度的电阻，并把分压器的电流设在5 μ A至10 μ A左右，以避免给谷电流门限引入较大的误差。

MAX15035采用低边MOSFET的导通电阻作为检流元件($R_{SENSE} = R_{DS(ON)}$)。通常比较好的原则是温度每升高1°C，允许增加0.5%的电阻，增加的电阻必须包含到设计裕量中去，除非设计时在 I_{LIM} 电阻分压器上接有NTC热电阻对限流门限进行温度补偿。

折返式限流

利用一个在 I_{LIM} 和输出之间的额外电阻自动产生一个限流门限，在输出电压降低时提供折返式限流保护(参见图8)。折返式限流帮助限制故障情况下的电感电流，但必须仔细设计，以便在正常工作情况下提供可靠的性能。不能将折返式限流门限设置的过低，否则控制器将不能可靠上电。为确保控制器正确上电，限流门限最小值(当 $V_{OUT} = 0V$ 时)必须始终大于启动过程中的最大负载电流(至少包含漏电流)与给输出电容充电所需的最大电流之和：

$$I_{START} = C_{OUT} \times 1mV/\mu s + I_{LOAD(START)}$$

15A降压型稳压器，内置开关

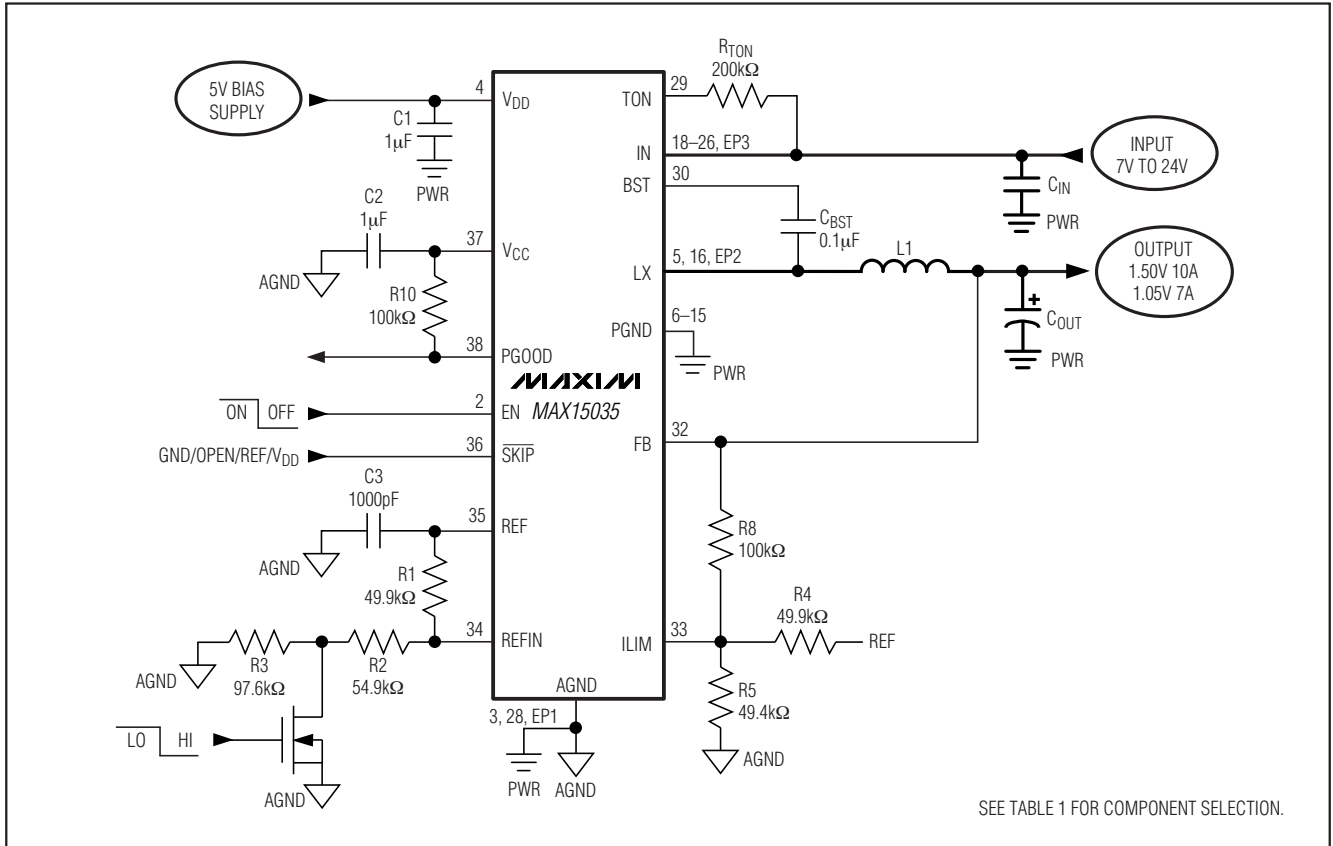


图8. 带折返式限流保护的标准应用

输出电容选择

输出滤波电容的等效串联电阻(ESR)应足够低，以满足输出纹波及瞬态负载的要求。此外ESR也必须满足稳定性的要求。具有高ESR的电容(聚合物/钽电容)不需要额外的外部补偿元件。

在内核和芯片组的电源转换器以及其他可能存在剧烈的负载瞬变的应用中，输出电容的大小一般取决于在负载瞬变时防止输出产生过大跌落所需的ESR大小。忽略有限容值引起的电压跌落：

$$(R_{ESR} + R_{PCB}) \leq \frac{V_{STEP}}{\Delta I_{LOAD(MAX)}}$$

在低电压应用中，输出电容的尺寸通常取决于将输出纹波电压保持在可接受的水平时所需的ESR大小。降压控制器的输出纹波电压等于总电感纹波电流与输出电容ESR之积，满足纹波要求的最大ESR为：

$$R_{ESR} \leq \left[\frac{V_{IN} \times f_{SW} \times L}{(V_{IN} - V_{OUT}) V_{OUT}} \right] V_{RIPPLE}$$

其中， f_{SW} 为开关频率。

15A降压型稳压器，内置开关

所需的大多数电介质(聚合物、钽、铝电解质)电容的实际容值取决于满足低ESR要求的物理尺寸，也与所选电容的化学属性有关。陶瓷电容具有较低的ESR，但其容值和额定电压(降额后)必须保证在负载瞬变时， V_{SAG} 和 V_{SOAR} 不会产生问题。通常，只要电容值大到足以满足过冲指标的要求，负载上升沿引起的下冲也不会有问题(参见瞬态响应部分中的 V_{SAG} 和 V_{SOAR} 公式)。因此，输出电容的选择需要权衡电容的化学性质(容值、ESR和电压额定值的关系)和成本，参见图9。

输出电容稳定性考虑

对于Quick-PWM控制器，系统稳定性取决于与开关频率相关的同相反馈纹波，主要由输出ESR决定。临界不稳定点由下式给出：

$$\frac{f_{SW}}{\pi} \geq \frac{1}{2\pi R_{EFF} C_{OUT}}$$

$$R_{EFF} = R_{ESR} + R_{PCB} + R_{COMP}$$

其中， C_{OUT} 是总输出电容， R_{ESR} 是输出电容的总等效串联电阻， R_{PCB} 是输出电容和反馈检测点之间的电路板寄生电阻， R_{COMP} 是直流或交流耦合的检流补偿等效电阻(见图11)。

在频率为300kHz的标准应用中，零点频率必须远远低于95kHz，最好低于50kHz。按照上述频率要求，标准钽电容和聚合物电容通常具有低于50kHz的典型ESR零点，无需任何额外的检流补偿即可满足稳定性要求。在标准应用电路(图1)中，支持15mV_{p-p}波纹所需的ESR为15mV/(10A x 0.3) = 5mΩ。两个330μF、9mΩ的聚合物电容并联时可提供4.5mΩ(最大值)的ESR和1/(2π x 330μF x 9mΩ) = 53kHz的ESR零点频率，参见图10。

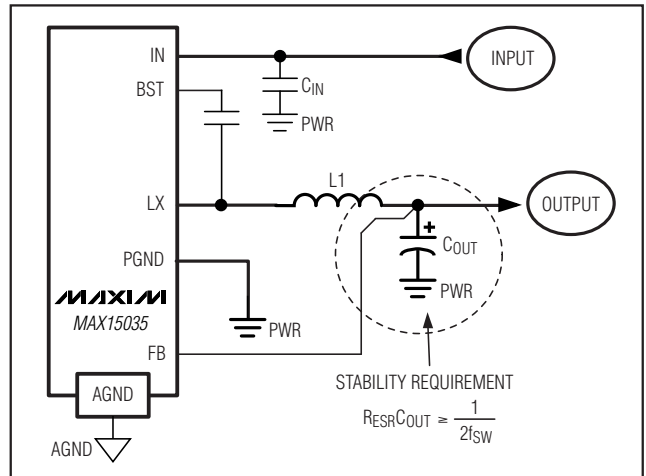


图9. 输出采用聚合物电容或钽电容的标准应用电路

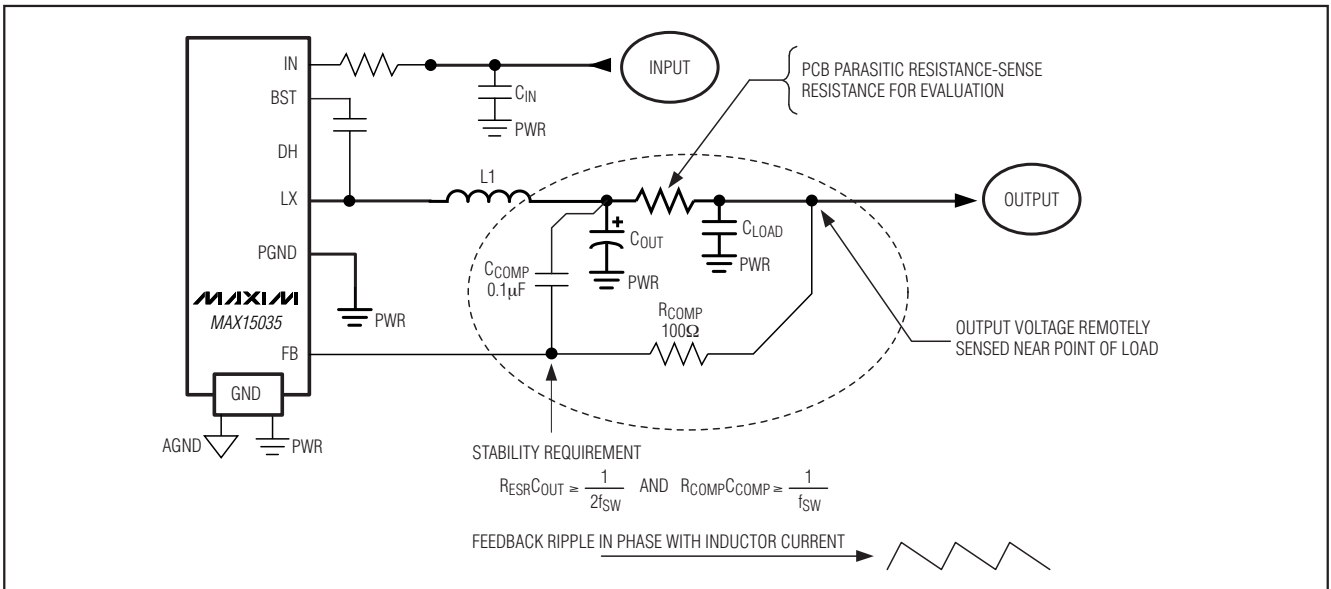


图10. 用于系统稳定和噪声抑制的远端检测补偿

15A降压型稳压器，内置开关

陶瓷电容具有较高的ESR零点频率，但是，对于具有足够的检流补偿的设计仍可使用具有小尺寸、低ESR和高可靠性的陶瓷电容。利用电感DCR，使用陶瓷输出电容的设计可以通过直流或交流方式进行补偿(图11)。直流耦合需

要较少的外部补偿电容，但会产生一个与电感DCR (寄生电阻)有关的输出负载线。此外，检流信号也可采用交流耦合，使稳定性仅取决于电感值和补偿元件，消除了直流负载。

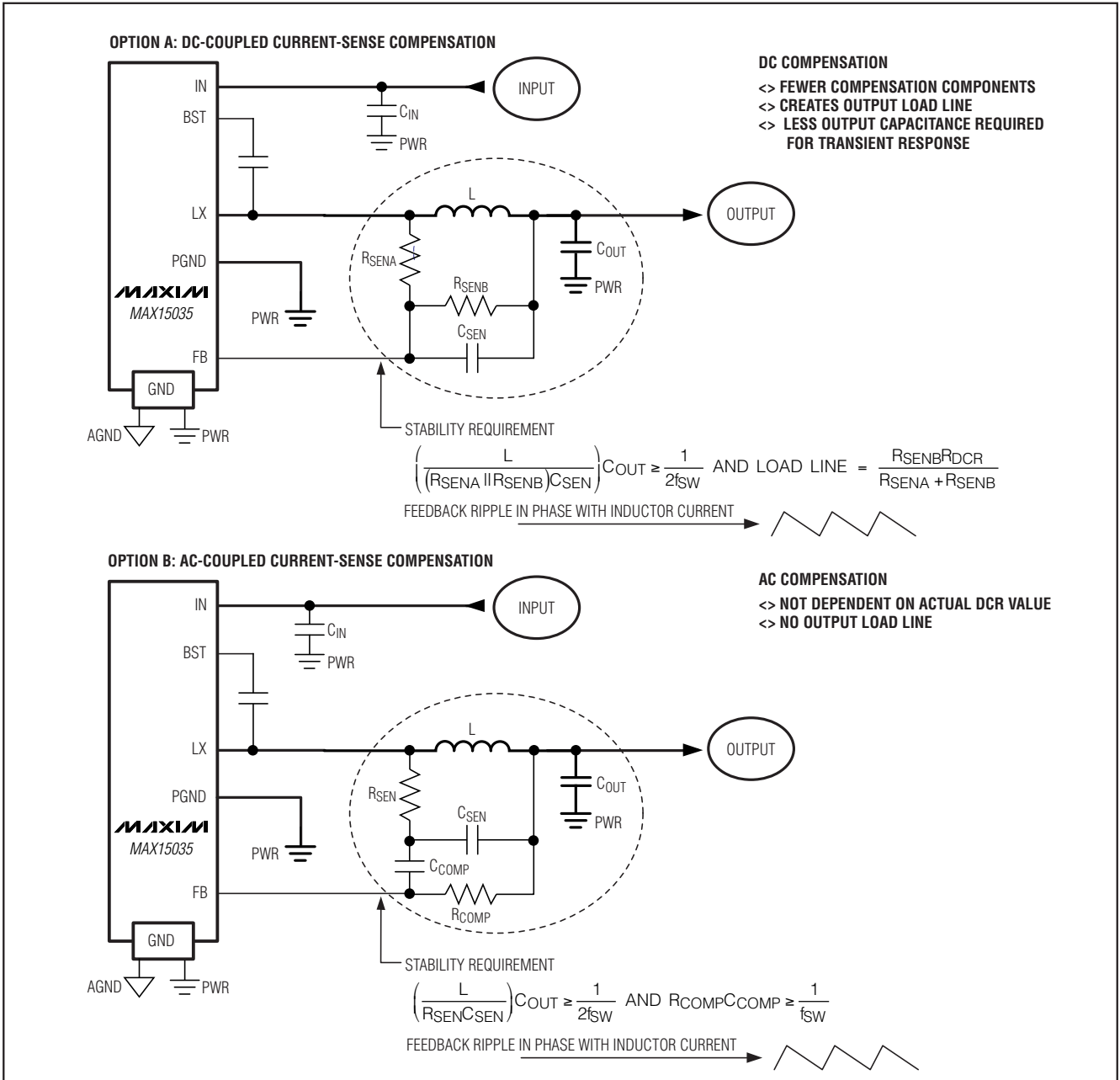


图11. 采用陶瓷输出电容的反馈补偿

15A降压型稳压器，内置开关

当输出只采用陶瓷电容时，输出过冲(V_{SOAR})通常决定了所需要的最小输出电容。从满载向空载跳变时，相对较低的电容值会产生较大的输出过冲，除非选用低值电感和高开关频率，从而在负载阶跃恢复期间使电感传递到电容的能量最小。

不稳定工作表现为两种相关但截然不同的形式：双脉冲和反馈环路不稳定。双脉冲的发生是由于输出的噪声，或者ESR太低使输出电压信号中没有足够的斜坡电压。这就“蒙蔽”了误差比较器，使其在最小截止周期结束后立即触发一个新的周期。双脉冲十分恼人但无害，除了增加输出纹波外没有更糟糕的后果。然而，它预示着可能会出现由于ESR过低造成的环路不稳定。环路不稳定会导致输入或负载阶跃变化后输出产生振荡。这种振荡通常是阻尼振荡，但也可能会使输出电压超出或低于容限。

检查稳定性最简单的方法是：施加一个快速的零到满负载瞬变，并仔细观察输出电压纹波的包络，检查它的过冲和振铃。同时用一个交流探头监测电感电流也很有帮助。初始阶跃响应引起的下冲/过冲之后的振铃不应超过一个周期。

输入电容选择

输入电容必须满足开关电流所引起的纹波电流(I_{RMS})要求，可根据以下公式确定 I_{RMS} ：

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

最差情况下的RMS电流出现在 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时。此时，上述公式简化为 $I_{RMS} = 0.5 \times I_{LOAD}$ 。

大多数应用中，可优先考虑选择非钽介质电容(陶瓷、铝或OS-CON)，因为它们对于浪涌电流具有抑制作用，尤其是在输入端串接了机械式开关或连接器的系统中。如果Quick-PWM控制器用于两级电源转换系统中的第二级，则输入电容可考虑选用钽电容。无论何种配置，都应保证输入电容在RMS输入电流的作用下温升小于+10°C，以获得更长的使用寿命。

最低输入电压要求及压差性能

不可调节的最小关断时间单稳态限制了连续导通工作模式下的输出电压调节范围。为获得最佳压差性能，可以选择较低(200kHz)的导通时间设置。在低输入电压下工作时，必须利用最差工作条件下的导通和截止时间来计算占空比限制。生产容差和内部传输延迟为导通时间引入了误差，频率较高时该误差较大。另外，buck调节器工作在接近最低压差时，瞬态响应很差，必须增加大输出电容(参见Quick-PWM设计步骤中的 V_{SAG} 公式)。

压差的极限出现在电感电流在最短截止时间内的下降量(ΔI_{DOWN})等于它在导通时间内的上升量(ΔI_{UP})时。比值 $h = \Delta I_{UP} / \Delta I_{DOWN}$ 可作为表示负载增加时电感电流提升能力的指标，它应该始终大于1。 h 接近1时，对应于绝对最小压差点，电感电流无法在每个开关周期增加更多，除非使用额外的输出电容，否则 V_{SAG} 将大大上升。

合理的 h 最小值为1.5，但可以上下调节，以便在 V_{SAG} 、输出电容和最小工作电压之间折衷。给定 h 值后，根据以下公式计算最小工作电压：

$$V_{IN(MIN)} = \left(\frac{V_{OUT} - V_{DROOP} + V_{CHG}}{1 - (h \times t_{OFF(MIN)} f_{SW})} \right)$$

其中， V_{DROOP} 是电压定位下降量， V_{CHG} 是充电通道的寄生压降， $t_{OFF(MIN)}$ 取自*Electrical Characteristics*表。根据 $h = 1$ 计算出绝对最小输入电压。

如果计算得到的 $V_{IN(MIN)}$ 大于所要求的最小输入电压，则应降低工作频率或增大输出电容，以得到可接受的 V_{SAG} 。若预期会在压差附近工作，则应计算 V_{SAG} 以确保适当的瞬态响应。

压差设计举例：

$$V_{OUT} = 3.3V$$

$$f_{SW} = 300kHz$$

$$t_{OFF(MIN)} = 350ns$$

$$V_{DROOP} = 0V$$

$$V_{CHG} = 150mV (10A \text{ 负载})$$

$$h = 1.5$$

15A降压型稳压器，内置开关

$$V_{IN(MIN)} = \left[\frac{3.3V - 0V + 150mV}{1 - (1.5 \times 350ns \times 300kHz)} \right] = 3.74V$$

再次根据 $h = 1$ 进行计算，得到压差的绝对极限：

$$V_{IN(MIN)} = \left[\frac{3.3V - 0V + 150mV}{1 - (1.0 \times 350ns \times 300kHz)} \right] = 3.52V$$

因此，即使输出电容非常大， V_{IN} 也必须大于3.52V，如果采用合理的输出电容，实际输入电压应为3.74V。

应用信息

PCB布局指南

细致的PCB布局对实现低开关损耗和低噪、稳定的工作非常重要。在处理开关功率级电路时需要特别注意。可能的话，应将所有功率元件安装在电路板的顶层，并使它们的接地端彼此靠近。良好的PCB布局应遵守以下准则：

- 1) 大电流通路应尽可能短，特别是接地端。这对于实现稳定、无抖动工作非常重要。
- 2) 将所有模拟地接至一个单独的覆铜层，该层连接至Quick-PWM控制器的AGND引脚。其中包括 V_{CC} 旁路电容、REF旁路电容、REFIN元件和反馈补偿/分压网络的接地端。

- 3) 电源引线和负载线应尽可能短，这对于提高效率至关重要。采用较厚的覆铜PCB (2oz比1oz)可使满载效率提高1%甚至更多。正确的PCB布线是一项非常艰巨的任务，密集程度在几分之一厘米以内， $m\Omega$ 级的引线电阻就会造成不容忽视的效率损失。
- 4) 保持电源层(特别是LX)远离敏感的模拟区域(REF、REFIN、FB和ILIM)。

布局步骤

- 1) 首先放置功率器件，并使它们的接地端(C_{IN} 和 C_{OUT})互相靠近。如有可能，将这些连接安排在顶层，采用大面积敷铜。
- 2) DC-DC控制器的接地如图1所示。该图可被视作有4个独立的地平面：所有大功率元件所在的输入/输出地；连接PGND引脚和 V_{DD} 旁路电容的功率地；敏感模拟元件、控制器的AGND引脚和 V_{CC} 旁路电容所在的控制器模拟地。控制器的AGND层必须仅在IC下方与PGND层单点直接连接。该点还应非常靠近输出电容接地端。
- 3) 用多个过孔直接将输出电源层(V_{CORE} 和系统地平面)直接连至输出滤波电容的正、负端。根据实际经验，整个DC-DC转换器电路应尽量靠近负载放置。

15A降压型稳压器，内置开关

芯片信息

TRANSISTOR COUNT: 7169
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
www.maxim-ic.com.cn/packages。

封装类型	封装编码	文档编号
40 TQFN	T4066-MCM	21-0177

15A降压型稳压器，内置开关

修订历史

修订次数	修订日期	说明	修改页
0	5/08	最初版本。	—
1	7/08	修改了图1、表1和表2。	12
2	10/08	更新了引脚说明、图1和详细说明。	11, 12, 13, 16, 18-21, 24

MAX15035

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 _____ **27**