

可提供评估板

MAXIM

高度集成的25A、宽输入范围、
内置MOSFET的降压型调节器

MAX8655

概述

MAX8655同步PWM降压型调节器工作于4.5V至25V输入电压范围，可产生0.7V至5.5V可调输出电压，提供高达25A的负载电流。内置功率MOSFET支持小外形设计，易于布线并降低了EMI。减小电路板引线电感，可确保在高频工作时效率最高。

MAX8655采用峰值电流控制架构，具有可调节固定开关频率(200kHz至1MHz)，支持外同步。利用电感的直流电阻提供MAX8655的限流功能，有助于提高效率；也可以使用外部检流电阻提高精度。折返式限流功能可降低严重过载或短路情况下的功耗。提供基准输入，作为高精度外部基准输入或用于DDR跟踪。

单调启动能够保证启动时安全进入预偏置输出，而传统的降压调节器在软启动期间会由于输出电容放电，在输出端产生负压，有可能损坏负载。

180°反相同步输出能够实现与另一个MAX8655的同步工作。

使能输入控制通/断操作，可灵活实现输出排序功能。输出电压检测电路提供可编程过压保护，保护电压与反馈网络无关，进一步提高了输出过压保护的安全性。

综上所述，MAX8655为有经验的用户提供足够的灵活性，对于没有电源设计经验的工程师来说同样简单易用。

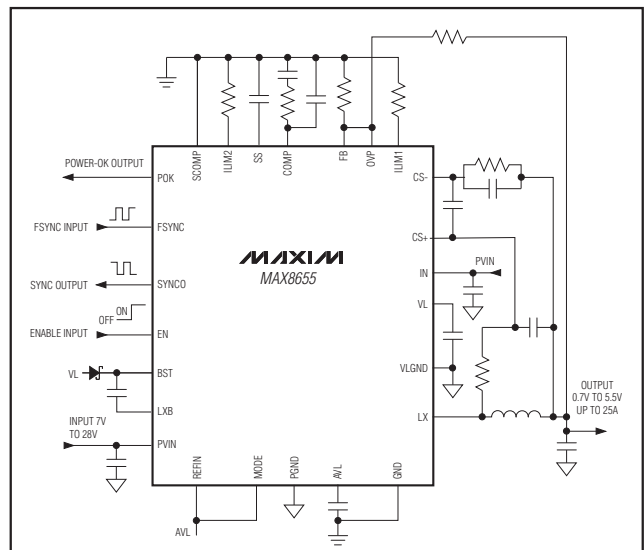
特性

- ◆ 25A输出电流
- ◆ 内置功率MOSFET
- ◆ 4.5V至25V电源供电
- ◆ 在工作温度范围内保证1%的FB电压精度
- ◆ 可调输出电压低至0.7V
- ◆ 200kHz至1MHz可调开关频率和外同步
- ◆ 180°反相同步输出
- ◆ 可调节过流门限
- ◆ 可调节斜率补偿
- ◆ 可选择限流模式：闭锁或自动重启
- ◆ 启动进入预偏置输出时，输出电压单调上升
- ◆ 输出可源出、吸入电流，适合DDR应用
- ◆ 使能输入
- ◆ 电源就绪(POK)输出
- ◆ 可调节软启动
- ◆ 独立的可调节过压保护

应用

负载点电源
电信电源
网络
非隔离型DC-DC电源模块
服务器与工作站
笔记本电脑
IBA电源

典型工作电路



引脚配置在数据资料的最后给出。

订购信息

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX8655ETN+	-40°C to +85°C	56 TQFN-EP* (8mm x 8mm)

+表示无铅(Pb)/符合RoHS标准的封装。
*EP = 裸焊盘。

MAXIM

Maxim Integrated Products 1

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：china.maxim-ic.com。

高度集成的25A、宽输入范围、 内置MOSFET的降压型调节器

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PVIN, IN, EN to GND	-0.3V to +30V
BST to LXB	-0.3V to +7.5V
LX, LXB to GND	(-2.5V for < 50ns transient) -1V to +30V
ILIM2, ILIM1, SYNCO, FSYNC, OVP, SCOMP to GND	-0.3V to (VAVL + 0.3V)
VL to PGND	-0.3V to +7.5V
AVL, FB, POK, COMP, SS, MODE, REFIN to GND ..	-0.3V to +6V
CS+, CS- to GND	-0.3V to +6V
PGND to GND to VLGND	-0.3V to +0.3V

Operating Junction Temperature Range	-40°C to +125°C
Junction Temperature	+150°C
θ_{JC} (thermal resistance from junction to exposed pad) (Note 1)	3.5°C/W
θ_{JT} (thermal resistance from junction to the top)	3.9°C/W
$I_{LX(RMS)}$	27A
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
Soldering Temperature (reflow)	+260°C

Note 1: 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.

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{IN} = 12V$, $V_{BST} - V_{LX} = 6.5V$, $T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$, circuit of Figure 4, typical values are at $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PVIN Operating Voltage Range		3		25	V
IN Operating Voltage Range	$V_L = I_N$ for $V_{IN} < 7V$	4.5		25.0	V
IN Quiescent Supply Current	$V_{FB} = 0.75V$, no switching		2	3	mA
Shutdown Supply Current	$EN = GND$, $V_{IN} \leq 28V$			10	μA
	$I_{IN} + I_{VL} + I_{AVL}$, $EN = GND$, $V_{AVL} = V_{VL} = V_{IN} = 5V$			32	
PVIN Shutdown Supply Current	$V_{PVIN} = V_{LX} = V_{BST}$		1		μA
AVL Undervoltage-Lockout Threshold	V_{AVL} rising, 3% typical hysteresis	3.90	4.15	4.40	V
Output-Voltage Adjust Range	Minimum output voltage is limited by minimum duty cycle and external components	0.7		5.5	V
VL Regulation Voltage	$7V < V_{IN} < 28V$	6.0	6.5	7.0	V
AVL Regulation Voltage	$5.5V < V_{VL} < 7V$, $1mA < I_{LOAD} < 10mA$	4.900	4.975	5.050	V
AVL Output Current		10			mA
SOFT-START					
SS Shutdown Resistance	From SS to GND, $V_{EN} = 0V$		20	100	Ω
SS Soft-Start Current	$V_{REF} = 0.625V$	18	23	28	μA
REFIN INPUT					
REFIN Dual Mode™ Threshold		$V_{AVL} - 1.0V$		V_{AVL}	V
REFIN Input Bias Current	$V_{REFIN} = 0.7V$ to $1.5V$	-250		+250	nA
REFIN Input Voltage Range		0		1.5	V

Dual Mode是Maxim Integrated Products, Inc.的商标。

高度集成的25A、宽输入范围、 内置MOSFET的降压型调节器

MAX8655

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 12V$, $V_{BST} - V_{LX} = 6.5V$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, circuit of Figure 4, typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
ERROR AMPLIFIER						
FB Regulation Voltage	REFIN = AVL	0.693	0.7	0.707	V	
	$V_{REFIN} = 0.7V$ to $1.5V$	$V_{REFIN} - 0.00375$	V_{REFIN}	$V_{REFIN} + 0.00375$		
Transconductance		70	110	160	μS	
COMP Shutdown Resistance	From COMP to GND, $V_{EN} = 0V$		20	100	Ω	
FB Input Leakage Current	$V_{FB} = 0.7V$		5	50	nA	
FB Input Common-Mode Range		-0.1		+1.5	V	
CURRENT-SENSE AMPLIFIER						
Voltage Gain	$V_{CS+} - V_{CS-} = 30mV$, $V_{OUT} = 0$ to $5.5V$		12		V/V	
CURRENT LIMIT						
Peak Current-Limit Threshold ($V_{CS+} - V_{CS-}$)	$R_{ILIM1} = 24k\Omega$	27.2	32	36.8	mV	
	$ILIM1 = AVL$	60	80	92		
Negative Current Limit	% of valley current limit	-90	-120	-150	%	
CS+, CS- Input Bias Current	$V_{CS+} = V_{CS-} = 0V$ or $5.5V$	-25		+25	μA	
CS+, CS- Input Common-Mode Range		0		5.5	V	
SLOPE COMPENSATION						
Slope Compensation at Maximum Duty Cycle	$V_{SCOMP} = 2.5V$	231.25	250.00	268.75	mV	
	$V_{SCOMP} = 1.25V$	113.77	123.00	132.23		
	$SCOMP = AVL$	231.25	250.00	268.75		
	$SCOMP = GND$	$T_A = 0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	113.77	123.00		132.23
		$T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	110.70	123.00		132.23
SCOMP High Threshold				$V_{AVL} - 0.5$	V	
SCOMP Low Threshold		0.5			V	
SCOMP Adjustment Range		1.25		2.50	V	
SCOMP Input Leakage Current	$V_{SCOMP} = 1.25V$ to $2.5V$		5	200	nA	

高度集成的25A、宽输入范围、 内置MOSFET的降压型调节器

MAX8655

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 12V$, $V_{BST} - V_{LX} = 6.5V$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, circuit of Figure 4, typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
OSCILLATOR					
Switching Frequency	$R_{FSYNC} = 21.0k\Omega$	800	1000	1200	kHz
	$R_{FSYNC} = 143k\Omega$	160	200	240	
Minimum Off-Time	Measured at LX		235		ns
Minimum On-Time	Measured at LX		75	100	ns
FSYNC Synchronization Range		160		1200	kHz
FSYNC Input High Pulse Width		100			ns
FSYNC Input Low Pulse Width		100			ns
FSYNC Rise/Fall Time				100	ns
SYNCO Phase Shift			180		Degrees
SYNCO Output Low Level	$I_{SYNCO} = 5mA$			0.4	V
SYNCO Output High Level	$I_{SYNCO} = -5mA$	$V_{AVL} - 1V$			V
FSYNC Input Low				0.4	V
FSYNC Input High		2.5			V
THERMAL PROTECTION					
Thermal Shutdown	Rising temperature		+160		$^{\circ}C$
Thermal-Shutdown Hysteresis			15		$^{\circ}C$
POK					
POK Threshold	$REFIN = AVL$, V_{FB} rising, typical hysteresis is 3%	629	650	671	mV
	$V_{REFIN} = 0.75V$ to $1.5V$, V_{FB} rising, typical hysteresis is 3%	88.7	91.7	94.7	%
POK Output Voltage, Low	$V_{FB} = 0.6V$, $I_{POK} = 2mA$		25	200	mV
POK Leakage Current, High	$V_{POK} = 5.5V$			1	μA
OVP					
OVP Threshold Voltage	$REFIN = AVL$	770	800	840	mV
	$V_{REFIN} = 0.7V$ to $1.5V$	110	115	120	%
OVP, Leakage Current, High	$V_{OVP} = 0.8V$			500	nA
MODE CONTROL					
MODE Logic-Level Low	$4.5V \leq V_{AVL} \leq 5.5V$			0.4	V
MODE Logic-Level High	$4.5V \leq V_{AVL} \leq 5.5V$	1.8			V
MODE Input Current	$V_{MODE} = 0$ to V_{AVL}	-1		+1	μA
SHUTDOWN CONTROL					
EN Logic-Level Low	$4.5V \leq V_{AVL} \leq 5.5V$			0.45	V
EN Logic-Level High	$4.5V \leq V_{AVL} \leq 5.5V$	2			V
EN Input Current	$V_{EN} = 0V$	-1		+1	μA
	$V_{EN} = 28V$		1.5	6.0	

Note 2: Specifications are 100% production tested at $T_A = +85^{\circ}C$. Limits over the operating temperature range are guaranteed by design.

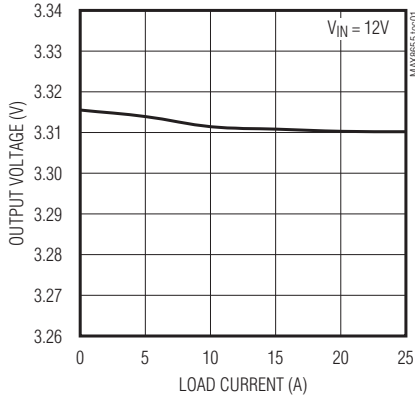
高度集成的25A、宽输入范围、内置MOSFET的降压型调节器

典型工作特性

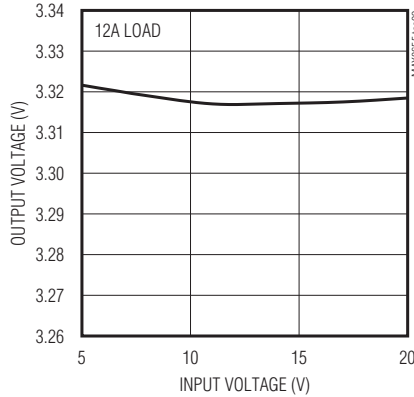
MAX8655

($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

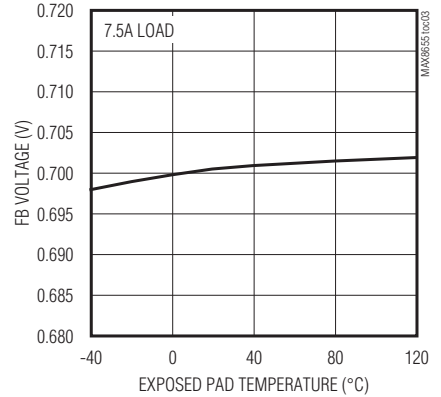
**LOAD REGULATION
(CIRCUIT OF FIGURE 4)**



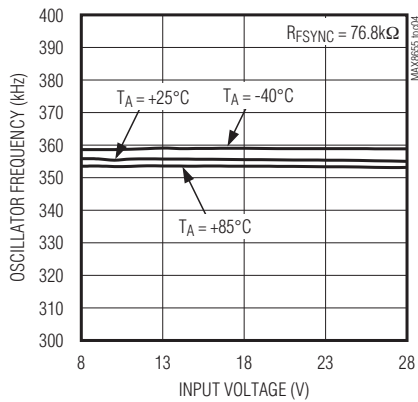
**LINE REGULATION
(CIRCUIT OF FIGURE 4)**



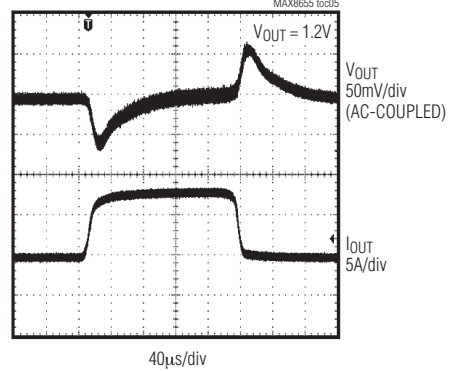
**FB VOLTAGE vs. EXPOSED PAD TEMPERATURE
(CIRCUIT OF FIGURE 4)**



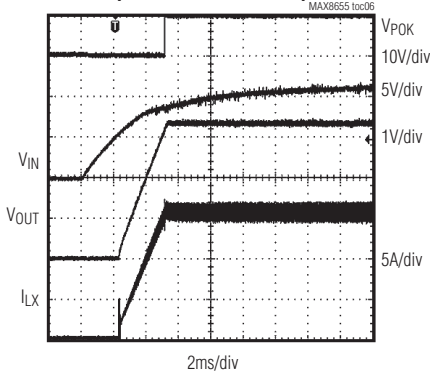
**OSCILLATOR FREQUENCY vs. INPUT VOLTAGE
(CIRCUIT OF FIGURE 4)**



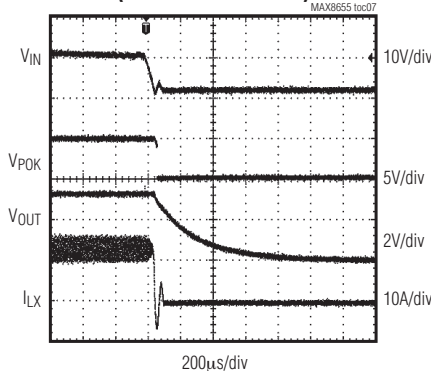
**STEP-LOAD RESPONSE
(CIRCUIT OF FIGURE 3)**



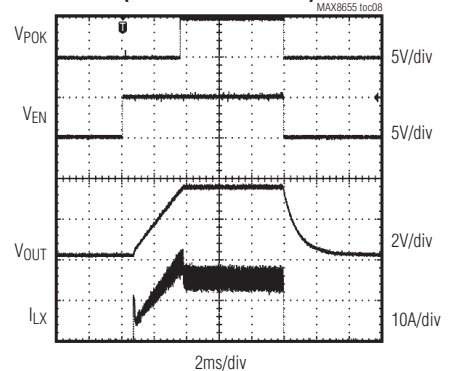
**POWER-UP WAVEFORMS
(CIRCUIT OF FIGURE 4)**



**POWER-DOWN WAVEFORMS
(CIRCUIT OF FIGURE 4)**



**ENABLE WAVEFORMS
(CIRCUIT OF FIGURE 4)**

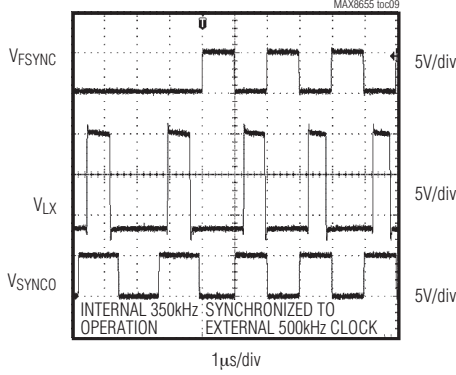


高度集成的25A、宽输入范围、 内置MOSFET的降压型调节器

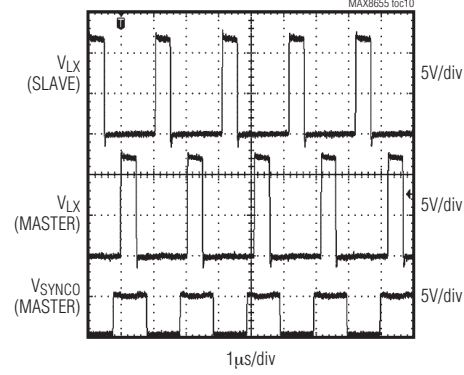
典型工作特性(续)

($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

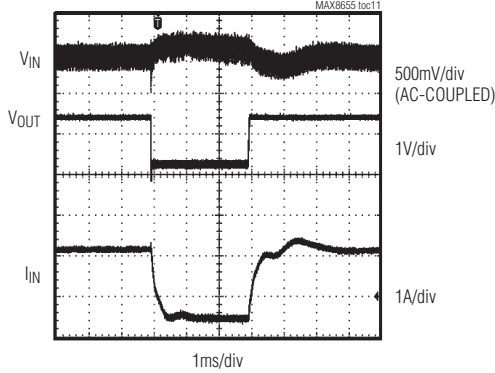
**FSYNC AND SYNCO
(CIRCUIT OF FIGURE 4)**



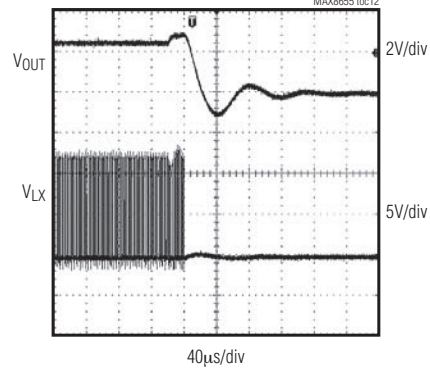
**DUAL-PHASE SWITCHING
(CIRCUIT OF FIGURE 5)**



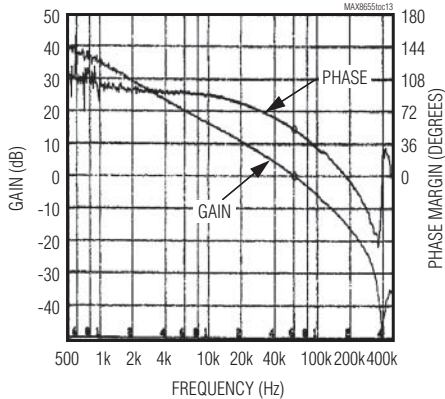
**SHORT CIRCUIT AND RECOVERY
(CIRCUIT OF FIGURE 11)**



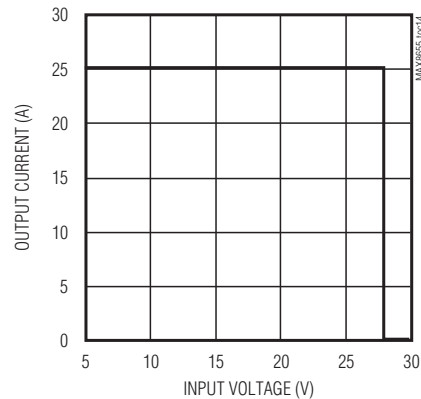
**OVERVOLTAGE PROTECTION
(CIRCUIT OF FIGURE 3)**



**CLOSED-LOOP BODE PLOT
(CIRCUIT OF FIGURE 3)**



SAFE OPERATING AREA



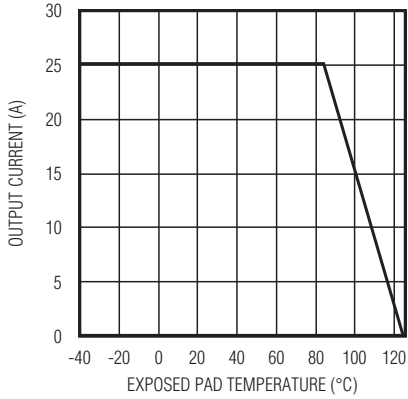
高度集成的25A、宽输入范围、内置MOSFET的降压型调节器

典型工作特性(续)

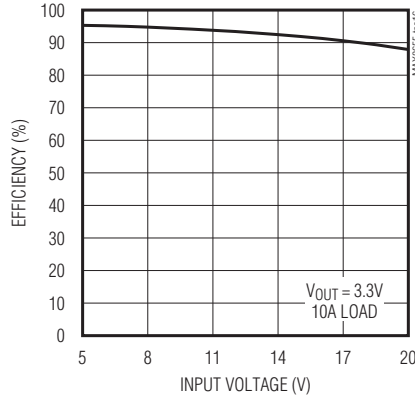
($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

MAX8655

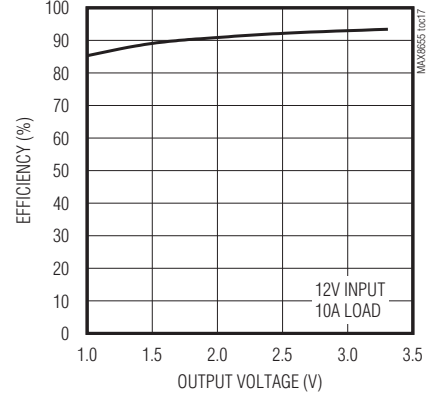
MAXIMUM OUTPUT CURRENT vs. EXPOSED PAD TEMPERATURE (CIRCUIT OF FIGURE 4)



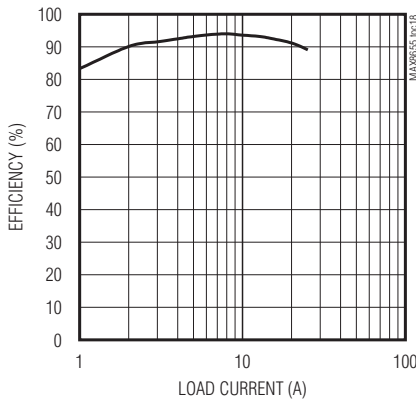
EFFICIENCY vs. INPUT VOLTAGE (CIRCUIT OF FIGURE 4)



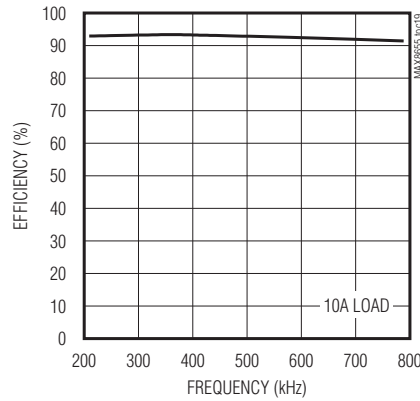
EFFICIENCY vs. OUTPUT VOLTAGE (CIRCUIT OF FIGURE 4)



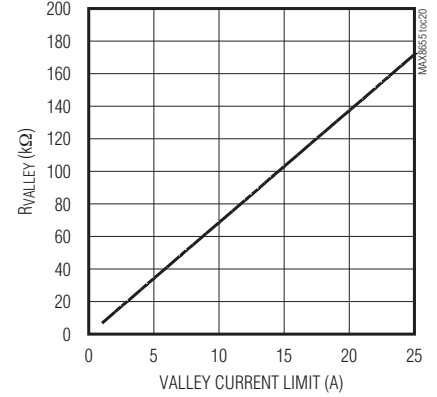
EFFICIENCY vs. LOAD CURRENT 12V INPUT, 3.3V OUTPUT (CIRCUIT OF FIGURE 4)



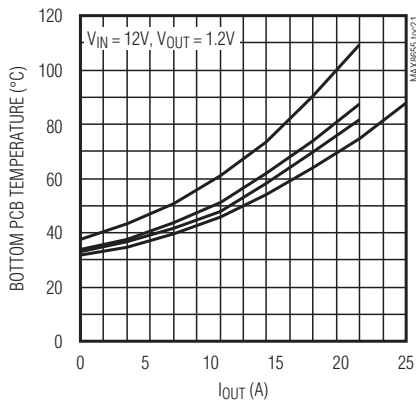
EFFICIENCY vs. FREQUENCY 12V INPUT 3.3V OUTPUT (CIRCUIT OF FIGURE 4)



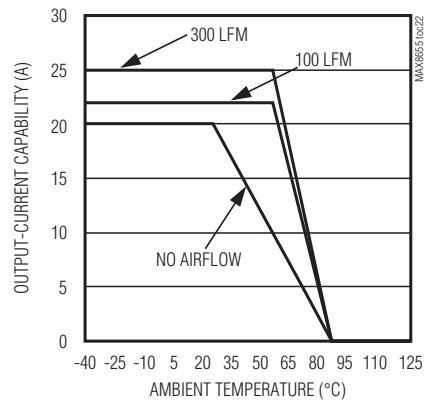
R_{VALLEY} vs. VALLEY CURRENT LIMIT



BOTTOM LAYER PCB TEMPERATURE vs. OUTPUT CURRENT



OUTPUT-CURRENT CAPABILITY vs. AMBIENT TEMPERATURE



高度集成的25A、宽输入范围、 内置MOSFET的降压型调节器

引脚说明

引脚	名称	功能
1-5, 51-56	PVIN	电源输入。PVIN连接至内部高边MOSFET的漏极。在PVIN和PGND之间连接输入去耦电容，并尽量靠近这两个引脚。
6, 16-21	LX	外部电感连接端。连接至外部功率电感。保持引脚6悬空，以实现最佳布线。
7-15	PGND	低边MOSFET源极至功率地的连接端。输入去耦电容应尽可能靠近PVIN和PGND连接。
22	VLGND	低边MOSFET栅极驱动器电流返地端。
23, 28, 39, 48	GND	模拟地。将所有引脚连接至模拟地平面，并将模拟地层和功率地层在输出电容的负端连接在一起。低电流信号返回至GND。必须将28引脚在外部连接至GND-EP：模拟地平面。
24	VL	内部6.5V线性稳压器输出。在VL和VLGND之间连接一只2.2 μ F至10 μ F的陶瓷电容。 $V_{IN} < 7V$ 时，将VL直接连接至IN。VL为内部栅极驱动器供电。VL为AVL内部线性稳压器的输入。
25	IN	输入电源。IN为VL线性稳压器的输入。 $V_{IN} < 7V$ 时，将VL连接至IN。采用一只0.22 μ F的陶瓷电容将其去耦至PGND。
26	EN	使能。EN为高电平时输出使能，低电平时将稳压器置为低功耗关断模式。将EN连接至IN可实现连续工作。
27	AVL	内部5V线性稳压器输出。AVL为MAX8655的内部电路供电。在AVL和GND之间连接一只1 μ F的陶瓷电容。
29, 30, 42, 49	N.C.	无连接。无内部连接。
31	CS+	电流检测差分输入正端。
32	CS-	电流检测差分输入负端。
33	ILIM1	可用模拟量编程的电感电流限制输入。在ILIM1与GND之间连接一个电阻，以设置过流门限。ILIM1向该电阻源出10 μ A电流，并且ILIM1端电压按照7.5:1衰减，以设置最终的电流门限。例如，一个60k Ω 的电阻可以在ILIM1端产生600mV电压，对应的电流限制门限电压($V_{CS+} - V_{CS-}$)为80mV。ILIM1电阻的范围为24k Ω 至60k Ω 。将ILIM1连接至AVL，可设置80mV缺省门限。
34	OVP	输出电压检测，用于过压保护。将OVP连接至稳压器输出与GND之间的电阻分压器中点，以设置独立于FB的输出过压触发点。如果无需独立的触发点，请将OVP连接至FB。OVP门限是标称反馈调节电压的1.15倍。
35	FB	反馈输入。将FB连接至输出与GND之间的电阻分压器中点，以设置输出电压。FB调节至0.7V或 V_{REFIN} 。
36	COMP	环路补偿。将COMP连接至外部RC网络以补偿环路。关断时，COMP通过20 Ω 内部电阻下拉至GND。
37	SS	软启动。在SS和GND之间连接一只0.01 μ F至1 μ F的陶瓷电容。该电容设置启动过程中的软启动时间。更多信息请参考启动和软启动部分。关断过程中，SS通过20 Ω 内部电阻下拉至GND。
38	REFIN	外部基准输入。将REFIN连接至AVL时，使用内部0.7V基准作为反馈门限。

高度集成的25A、宽输入范围、 内置MOSFET的降压型调节器

引脚说明(续)

MAX8655

引脚	名称	功能
40	ILIM2	可编程电流门限输入。在ILIM2与GND之间连接一个电阻以设置谷电流门限。参考设置限流部分。
41	SCOMP	可编程斜坡补偿输入。内部斜坡补偿电压的速率为SCOMP端电压的0.1倍除以振荡器周期(T)。将SCOMP连接至AVL或GND时可分别设置为缺省值250mV/T或125mV/T。
43	POK	漏极开路电源就绪输出。当输出电压上升至高于标称稳压值的91%时，POK变为高阻态。在关断过程中或当输出跌落至低于标称稳压值的88%时，POK拉低。
44	FSYNC	频率设置及同步输入。在FSYNC和GND之间连接一个电阻，以设置开关频率；或由时钟信号驱动，以同步至160kHz至1.2MHz。参考开关频率和同步部分。
45	MODE	限流工作模式选择。将MODE连接至AVL以设置限流锁定，或连接至GND以设置自动恢复限流。
46	SYNCO	同步输出。提供一路180°反相时钟输出，可用来同步另一个MAX8655。
47	BST	自举电容连接端，在BST和LXB之间连接一只0.22μF的陶瓷电容。
50	LXB	LX自举电容连接端，在LXB和BST之间连接一只0.22μF的陶瓷电容。
—	GND-EP	裸焊盘，外部连接至GND，请参考引脚配置。
—	PVIN-EP	裸焊盘，内部连接至PVIN，请参考引脚配置。
—	LX-EP	裸焊盘，内部连接至LX，请参考引脚配置。

高度集成的25A、宽输入范围、 内置MOSFET的降压型调节器

MAX8655

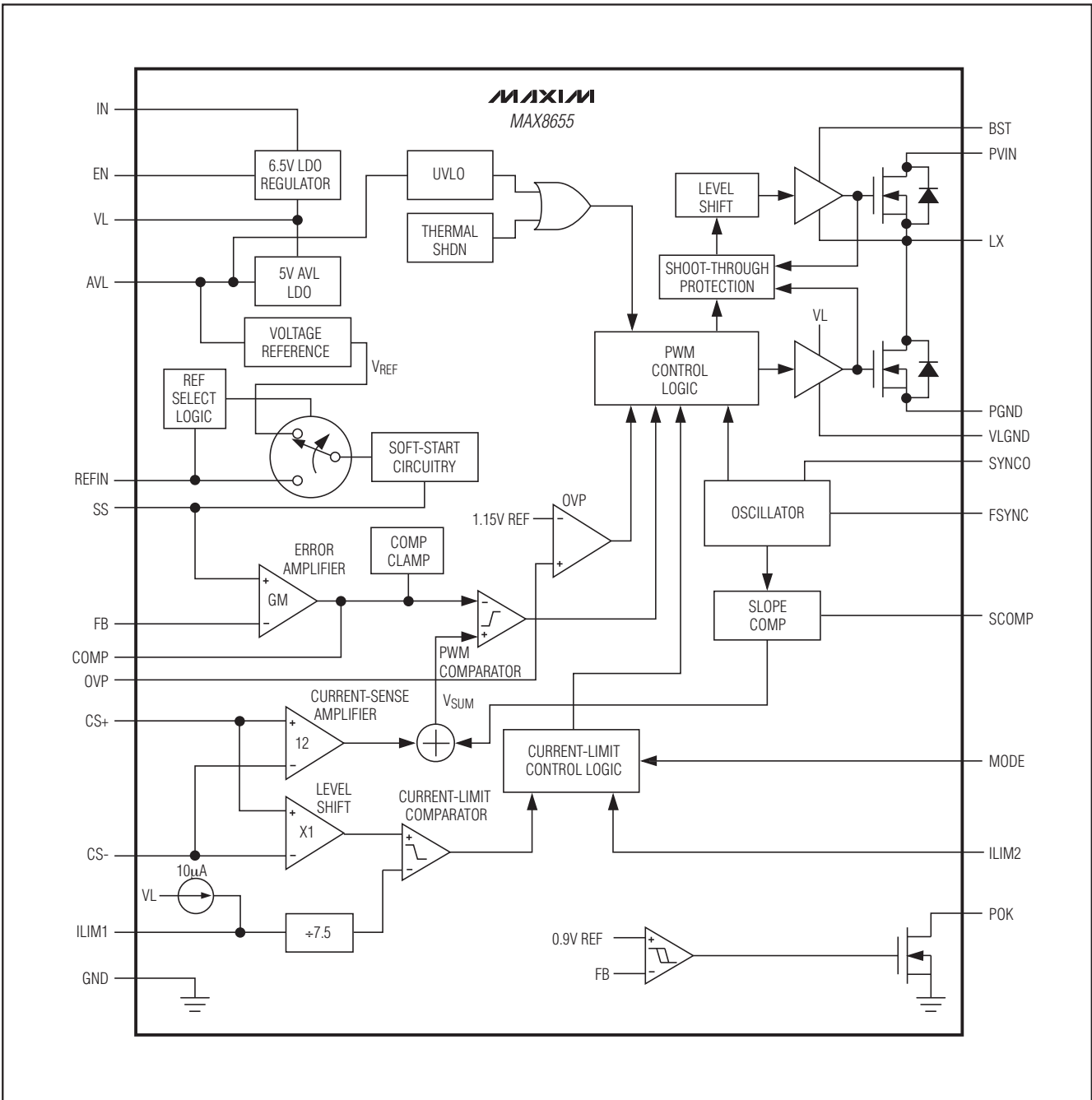


图1. 功能框图

高度集成的25A、宽输入范围、内置MOSFET的降压型调节器

详细说明

DC-DC转换器控制结构

MAX8655降压型稳压器采用PWM、峰值电流模式控制方案。内部跨导放大器产生误差电压的积分输出。PWM控制器的核心是PWM比较器，将积分后的电压反馈信号与放大后的电流检测信号加上可调斜率补偿电压之和(与电流信号求和可确保稳定性)进行比较。在内部时钟的每个上升沿，内部高边MOSFET导通，直到PWM比较器翻转或达到最大占空比。在导通期间，流过电感的电流线性上升，在输出电感内存储能量并向输出端源出电流。电流模式反馈系统将按照一定的函数关系根据输出电压误差信号来调节峰值电感电流。该电路表现为一个开关模式的跨导放大器，并将电压模式PWM中常见的输出LC滤波器极点提升至更高频率，图1给出了功能框图。

在后半周期，内部高边MOSFET关闭而内部低边MOSFET导通。电感释放储能时电感电流下降，为负载提供电流。当电感电流大于负载所需电流时为输出电容充电；当电感电流低于负载电流时，输出电容放电，以平衡负载两端的电压。在轻微过载条件下，当峰值电感电流超出选定的电流限制时(参考限流电路部分)，高边MOSFET立即关闭，而低边MOSFET导通并保持导通状态，使电感电流线性下降，直到下一个时钟周期。在严重过载或短路情况下，谷电流折返限制使能，降低外部元件的功耗。

MAX8655工作于强制PWM模式。因此，调节器保持固定的开关频率，与负载无关，便于滤除开关噪声。

内部线性稳压器

MAX8655内置两个LDO稳压器。AVL稳压器为IC内部电路提供5V电源，VL稳压器为MOSFET栅极驱动器提供

6.5V电源。在VL与VLGND之间连接一只2.2 μ F的陶瓷电容；在AVL与GND之间连接一只1 μ F的陶瓷电容。AVL稳压器输入端在内部连接至VL稳压器的输出端。对于5V应用，直接将VL连接至IN，并在VL与AVL之间连接一个10 Ω 电阻。

欠压锁定

当 V_{AVL} 跌落至4.03V以下时，MAX8655判断为电源电压过低，无法保证正常工作，因此欠压锁定(UVLO)电路禁止开关动作并关断两个内部功率MOSFET。当 V_{AVL} 上升至4.15V以上时，调节器进入上电时序，恢复正常工作。

启动和软启动

内部软启动电路逐步提高基准电压以控制输出电压的上升速率并抑制启动过程中的输入浪涌电流。软启动周期由连接在SS和GND之间的电容值决定。软启动时间近似为： $(30.4\text{ms}/\mu\text{F}) \times C_{SS}$ 。MAX8655还具有输出电压单调上升特性；因此，若FB端电压大于SS端电压，则两个功率MOSFET均保持关断。这一特性允许MAX8655启动时进入预偏置的输出，不会拉低输出电压。

在MAX8655开始软启动和上电时序之前，必须满足下列条件：

- V_{AVL} 高于4.15V UVLO门限。
- EN为逻辑高电平。
- 没有超出热保护门限。

使能

MAX8655具有低功耗关断模式。EN端为逻辑低电平时关断调节器。关断时，输出为高阻态。关断模式将IN电流降至10 μ A以内。EN端为逻辑高电平时，使能调节器。

高度集成的25A、宽输入范围、 内置MOSFET的降压型调节器

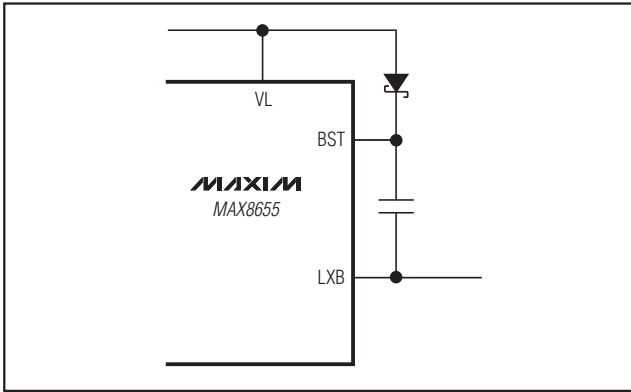


图2. 高边栅极驱动自举电路

高边栅极驱动电源(BST)

内部高边n沟道MOSFET的栅极驱动电压由飞电容自举电路(图2)产生。当低边MOSFET导通时，连接在BST与LXB之间的电容被VL充电至6.5V减去二极管正向压降的电压值。当低边MOSFET关断时，电容存储的电压叠加于LXB端之上，为内部高边MOSFET提供必要的导通电压(V_{GS})。BST与内部高边MOSFET栅极之间的内部开关接通时，MOSFET导通。

电流检测放大器

电流检测电路对差分电流检测电压($V_{CS+} - V_{CS-}$)进行放大。放大后的检流信号与内部斜率补偿信号相加(V_{SUM})，然后送入PWM比较器的反相输入端。当 V_{SUM} 高于积分后的反馈电压(V_{COMP})时，PWM比较器关断高边MOSFET。

差分电流检测还用于峰值电感电流限制，该电流门限比通过测量内部低边MOSFET压降而获得的谷电流限制更精确。

限流电路

MAX8655同时采用折返式限流和峰值限流。当输出严重过载或短路并且POK为低电平时，折返式谷电流限制可降低外部器件(主要是电感、内部功率MOSFET以及前级电源)的损耗。因此，电路可连续承受短路条件，而不会导致任何器件过热。峰值固定电流限制设置的电流门限

更加精确，因为这种算法不受低边功率MOSFET导通电阻公差及其随温度变化的影响。

通过检测低边MOSFET导通电阻上的压降获得谷电流。当检测到的电流超过谷电流门限时，触发谷电流限制。

当输出电压处于其标称稳压值时，设置最小谷值电流门限，该门限应高于最大峰值限流设置。采用这种方法，限流点精度由峰值电流门限控制，不受MOSFET导通电阻较宽变化范围的影响。关于如何设置这些限制，请参考设置限流部分。

MAX8655能够配置可调折返比例的谷电流门限，或闭锁调节器的固定谷电流门限。使用带有自动恢复功能的折返式限流时，请将MODE连接至GND。使用闭锁模式时，请将MODE连接至AVL并通过ILIM2和GND之间的电阻设置电流门限。重新触发EN或重新将输入电源上电可以复位限流闭锁。

峰值电流限制用来检测电感电流，比依赖低边MOSFET导通电阻的谷值限流更精确。通过测量电感电阻上的压降获得峰值电流，能够达到最高效率；另外，可采用检流电阻更精确地检测电流，连接在ILIM1与GND之间的电阻用于设置峰值限流门限。

有关电流限制的更多信息，请参考设置限流部分。

开关频率和同步

MAX8655具有可调节的内部振荡器，振荡频率可设置在200kHz至1MHz之间。需要设置开关频率时，请在FSYNC与GND之间连接一个电阻。

MAX8655还可同步至连接在FSYNC端的外部时钟，提供同步输出(SYNCO)。通过将第一片MAX8655的SYNCO引脚连接至第二片的FSYNC引脚，可将第二片MAX8655以180°相差同步至第一片转换器。当第一片MAX8655同步至外部时钟时，将外部时钟反相产生SYNCO。因此，要使用外部时钟实现180°反相工作，输入至第一片MAX8655的时钟应具有50%的占空比。图3所示为单相、600kHz开关频率，输入电压为10.8V至13.2V，提供1.2V/20A输出。图4所示为单相、350kHz开关频率，输入电压为6V至20V，提供3.3V/20A输出。

高度集成的25A、宽输入范围、 内置MOSFET的降压型调节器

MAX8655

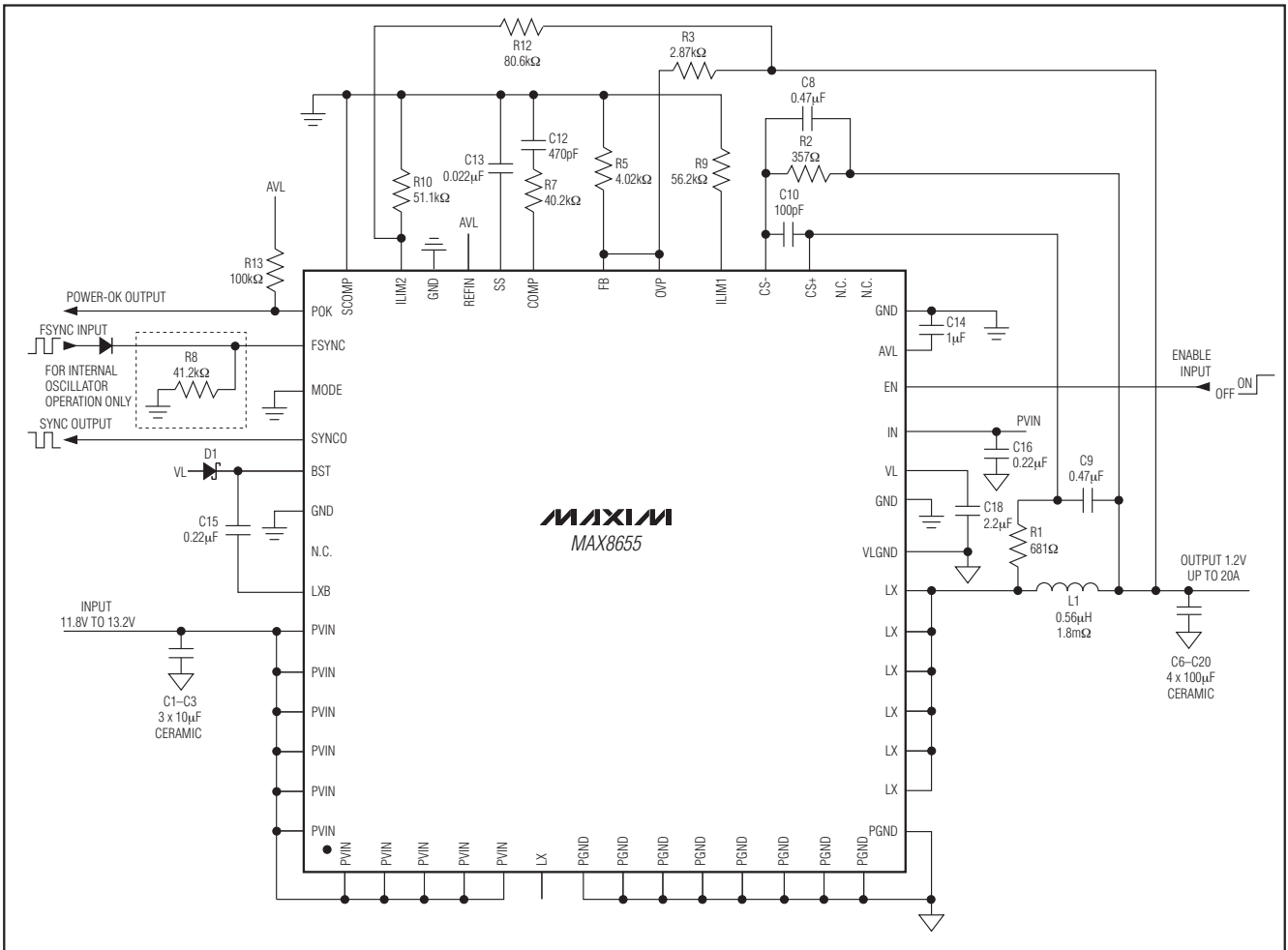


图3. 单相、600kHz开关频率，10.8V至13.2V输入，产生1.2V/20A输出

REFIN

MAX8655具有基准输入(REFIN)。当最高1.5V的外部基准连接至REFIN时，反馈调节电压等于施加至REFIN的电压。将REFIN连接至AVL可使用内部0.7V基准。

过压保护

MAX8655提供输出过压保护(OVP)功能。OVP门限由电阻分压器设置，与输出稳压值无关。当OVP端电压超过OVP门限时，稳压器停止转换并将低边功率MOSFET闭锁。重置EN或重新上电AVL电源可清除闭锁状态。

电源就绪信号(POK)

POK是MAX8655的一个漏极开路输出，用于监视输出电压。当输出电压超过标称稳压值的92%时，POK为高阻态。当输出电压跌落至标称稳压值的89%以下时，POK由内部拉低。当MAX8655关断或处于故障条件下时，POK也由内部拉低。

热过载保护

热过载保护限制MAX8655的总功耗。当结温超过+160°C时，内部温度传感器关断器件，使IC降温。当结温下降15°C后，温度传感器重新开启IC，在连续的热过载情况下将产生脉冲输出。

高度集成的25A、宽输入范围、 内置MOSFET的降压型调节器

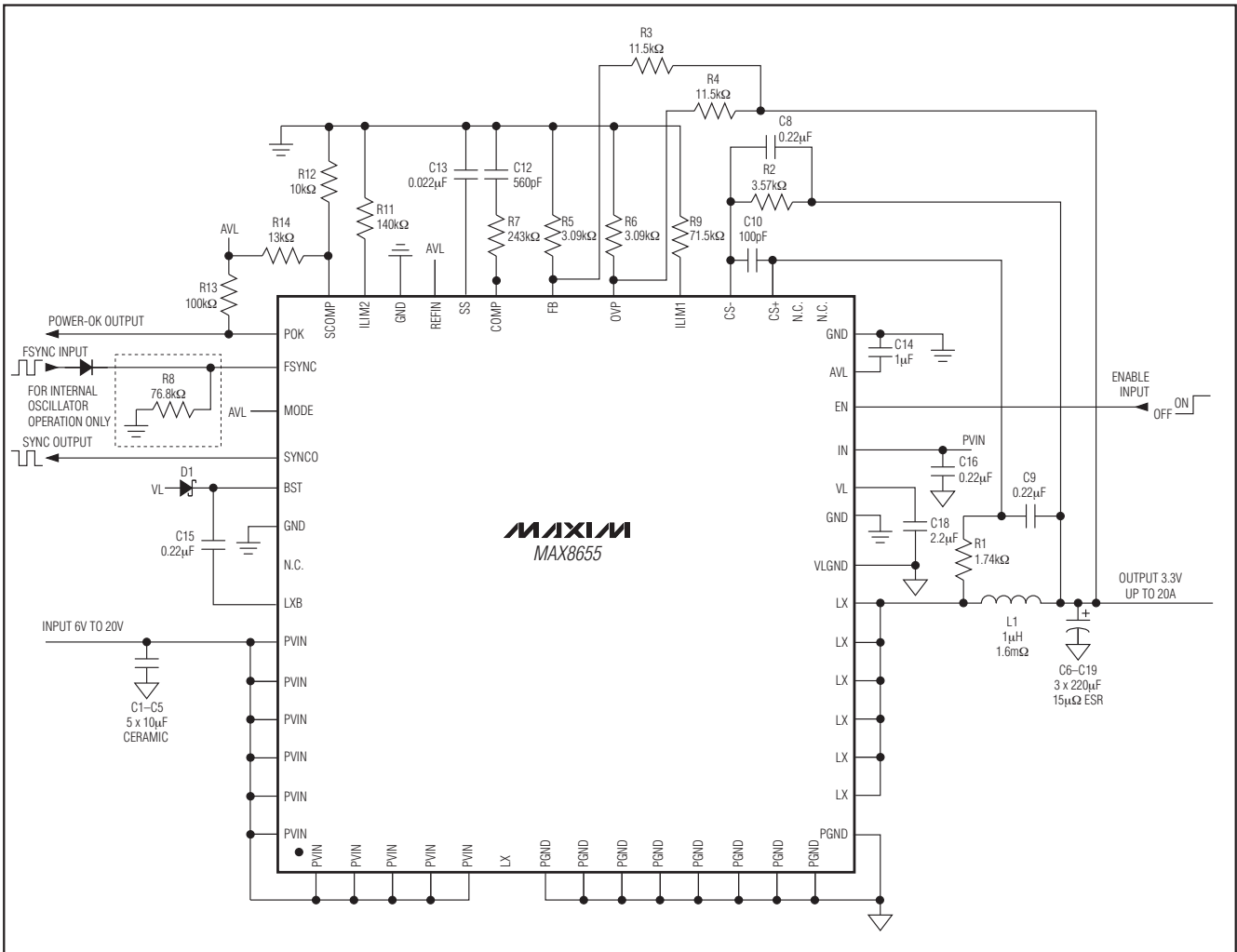


图4. 单相、350kHz开关频率，6V至20V输入，产生3.3V/20A输出

设计步骤

设置输出电压

要设置MAX8655的输出电压，请将FB连接至输出与GND之间的外部电阻分压器(图5中的R3和R5)中点。R5可在5kΩ至24kΩ之间选择，然后利用下面的公式计算R3：

$$R3 = R5 \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{FB}} - 1 \right)$$

其中， $V_{FB} = 0.7V$ 或 V_{REFIN} 。R3和R5应尽可能靠近IC放置。

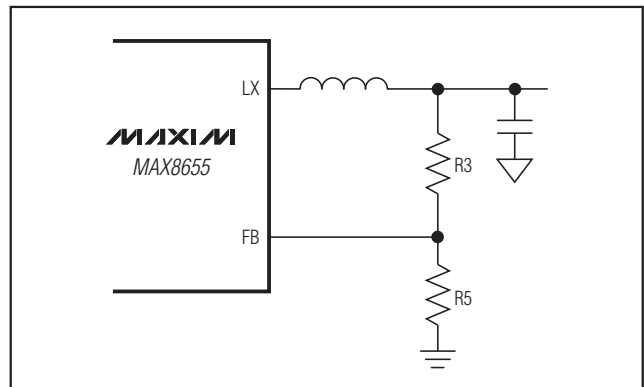


图5. 采用电阻分压器设置输出电压

高度集成的25A、宽输入范围、内置MOSFET的降压型调节器

设置输出过压保护

设置MAX8655的过压保护门限时，将OVP连接至输出与GND之间的外部电阻分压器(图3中的R4和R6)中点。R6可在5kΩ至24kΩ之间选择，然后利用下面的公式计算R4：

$$R4 = R6 \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{OVP}} - 1 \right)$$

其中， $V_{OVP} = 1.15 \times V_{FB}$ 。

电感选择

选择电感时，需要考虑以下几个参数，即输入电压、输出电压、负载电流、开关频率以及LIR。LIR为电感电流纹波与最大直流负载电流的比值。较高的LIR值允许采用较小的电感，但会导致更高的损耗及更大的输出纹波。尺寸与效率之间的较好折衷是LIR取0.3。选定所有参数后，可按下式计算电感值：

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

其中， f_S 为开关频率。可选择一个接近计算值的标准值。电感值的精确度并不重要，而且还可以根据尺寸、成本及效率的要求进行调整。较低的电感值可缩小尺寸降低成本，但会增加输出纹波，而较高的纹波电流降会降低效率。另一方面，较高的电感值可提高效率，但由于需要更多的线圈，阻性损耗的增加最终会抵消降低交流电流所得到的好处。若电感值增加而未加大电感尺寸，这一点将更容易出现。可采用一个适合指定尺寸并具有最低直流电阻的低损耗电感。所选电感的饱和电流额定值必须大于由下式确定的峰值电感电流：

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

设置开关频率

设置开关频率时，在FSYNC与GND之间连接一个电阻。采用下面的公式计算电阻值，单位为kΩ：

$$R_{FSYNC} = \frac{30600}{f_S} - 9.914$$

其中， f_S 为期望的开关频率，单位为kHz。

设置斜坡补偿

对于占空比小于40%的多数应用，SCOMP连接至GND可将内部斜坡补偿设置为默认的125mV/T，其中T为振荡器周期($T = 1/f_S$)。

要使用250mV/T的斜坡补偿，请将SCOMP连接至AVL。

对于占空比大于40%的应用，通过AVL与GND之间的电阻分压器(图6中的R11和R12)来设置SCOMP端电压。首先用下面的公式计算SCOMP电压：

$$V_{SCOMP} = \frac{120 \times R_L}{f_S \times L} \times (V_{OUT} - 0.182 \times V_{IN_MIN})$$

其中， R_L 为电感的直流电阻， V_{IN_MIN} 为最低输入工作电压， f_S 为开关频率。

随后，选定R11 (通常为10kΩ)并按照下面的公式计算R12：

$$R12 = \frac{(5V - V_{SCOMP}) \times R11}{V_{SCOMP}}$$

可将内部斜率补偿电压速率设置在 $V_{SCOMP}/(10 \times T)$ 。

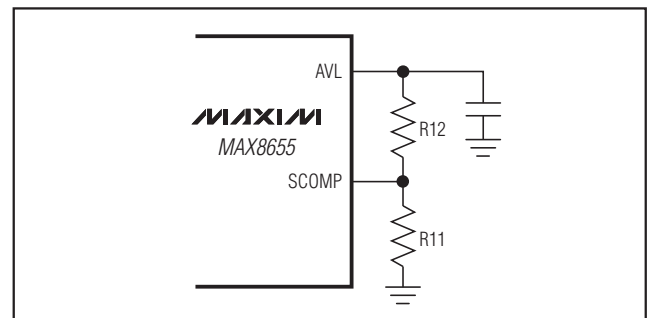


图6. 用于设置斜率补偿的电阻分压器

高度集成的25A、宽输入范围、内置MOSFET的降压型调节器

设置限流 谷值限流

MAX8655具有可调节谷电流门限、带有自动恢复功能的折返式限流，或者是带闭锁功能的固定电流限制。将固定电流门限设置为闭锁模式时，在ILIM2与GND之间连接一个电阻R_{ILIM2}。对于闭锁限流模式，为了得到所要求的谷电流I_{VALLEY}，需要将R_{ILIM2}设置为典型工作特性部分R_{VALLEY} vs. Valley Current Limit曲线中给出的R_{VALLEY}值，I_{VALLEY}为最大负载时的电感谷电流(I_{LOAD(MAX)} - 1/2 I_{P-P})。设置折返式模式下的电流限制时，在ILIM2与输出(R_{FOBK})之间连接一个电阻，并在ILIM2与GND之间连接另一个电阻(R_{ILIM2})，参考图7。R_{FOBK}和R_{ILIM2}的数值按照下面介绍的方法进行计算。

首先，选定折返比例(P_{FB})。该比例等于V_{OUT}为零时的限流值除以V_{OUT}为额定值时的限流值。P_{FB}的典型值范围为15%至40%。较低的P_{FB}值产生较小的短路电流。下列公式用来计算R_{FOBK}和R_{ILIM2}：

$$R_{FOBK} = \frac{P_{FB} \times V_{OUT}}{I_{ILIM2} \times (1 - P_{FB})}$$

$$R_{ILIM2} = \frac{I_{ILIM2} \times R_{VALLEY} \times R_{FOBK}}{V_{OUT} + (I_{ILIM2} \times (R_{FOBK} - R_{VALLEY}))}$$

其中，I_{ILIM2}等于5μA。

如果计算出R_{ILIM2}为负值，须增大P_{FB}。

峰值限流

峰值限流门限(V_{TH})通过连接在ILIM1与GND之间的电阻(R_{ILIM1})来设置。V_{TH}等于检测元件(电感或检流电阻)两端的峰值电压。R_{ILIM1}由下面的公式计算：

$$R_{ILIM1} = \frac{7.5 \times V_{TH}}{10\mu A}$$

这样，所允许的最大直流输出电流为：

$$I_{LIM} = \frac{V_{TH}}{R_L} - \frac{I_{P-P}}{2}$$

其中，R_L为电感的直流电阻。

要确保最大输出电流，各种设定中都采用最小的V_{TH}值和最高工作温度下的R_L最大值。电感铜线的直流电阻具有+0.38%/°C的温度系数。

电感两端接有RC电路(参考图8)。RC时间常数设置为电感时间常数(L/R_L)的1.1至1.2倍。在0.1μF至0.47μF范围内选择C₉的值，然后按下式计算R₁值：

$$R_1 = 1.2L / (R_L \times C_9)$$

在CS-端增加一个电阻(图8中的R₂)可使输入失调误差最低。按下式计算R₂的值：

- 当V_{OUT} ≥ 2.4V：

$$R_2 = \frac{\left(20\mu A + \frac{R_{ILIM1} \times 10\mu A}{32k\Omega}\right) \times R_1}{20\mu A}$$

- 当V_{OUT} < 2.4V：

$$R_2 = \frac{15\mu A \times R_1}{\left(15\mu A + \frac{R_{ILIM1} \times 10\mu A}{32k\Omega}\right)}$$

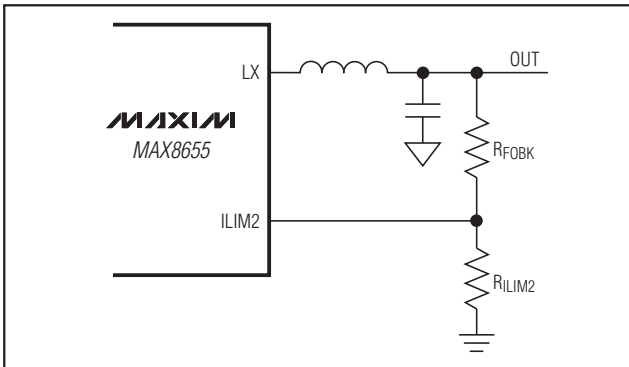


图7. ILIM2电阻连接方式

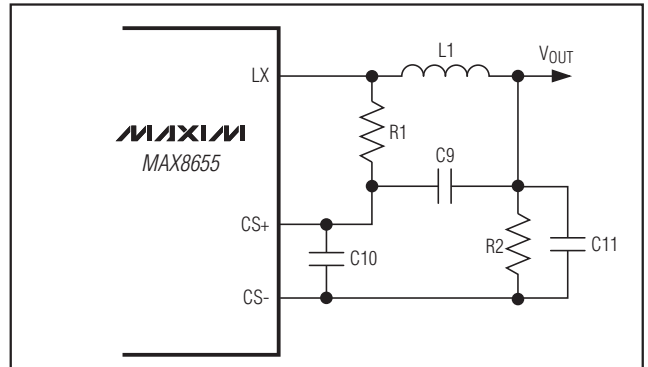


图8. 利用电感的直流电阻检测电流

高度集成的25A、宽输入范围、内置MOSFET的降压型调节器

电容C11与R2并联，其大小与C9相等。

在CS+与CS-输入端之间增加一只100pF (C10)的电容，并靠近IC放置。

输入电容

输入滤波电容有助于降低从电源吸取的峰值电流，并可降低电路进行开关工作时在输入端产生的噪声和纹波电压。输入电容必须满足下式定义的开关电流所产生的纹波电流(I_{RMS})要求：

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

当输入电压等于2倍输出电压($V_{IN} = 2 \times V_{OUT}$)时， I_{RMS} 达到最大值，因此 $I_{RMS(MAX)} = I_{LOAD}/2$ 。推荐使用陶瓷电容，因为其在高频时ESR和ESL较低，并且相对成本较低。选择一只在最大RMS电流工作时温升小于10°C的电容，以优化长期可靠性，推荐选择X5R或温度特性更好的陶瓷电容。

输出电容

选择输出电容的关键参数是实际电容值、等效串联电阻(ESR)、等效串联电感(ESL)以及额定电压要求。这些参数可影响整体稳定性、输出纹波电压以及瞬态响应。输出纹波具有三个分量：输出电容存储电荷的变化、电流流入流出电容时在电容ESR以及ESL上产生的压降。最大输出纹波电压采用下式来估算：

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

由输出电容、ESR和ESL引起的输出电压纹波分别为：

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

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

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

其中， I_{P-P} 为电感电流峰-峰值。

$$I_{P-P} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_S \times L} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

上述等式用来选择初始电容值，但最终值必须根据样机或评估板来选择。通常的规律是，电流的纹波越小，输出电压的纹波越小。由于电感纹波电流是电感值和输入电压的函数，采用较大的电感值有助于减小输出电压纹波，较高的输入电压会增大输出电压纹波。MAX8655设计可以使用聚合物、钽电容、铝电解或陶瓷输出电容。铝电解电容成本最低，但具有较高的ESR。要补偿该缺陷，采用一只陶瓷电容与其并联，以降低开关纹波和噪声。高频(500kHz至1MHz)设计时推荐使用陶瓷电容。为保证可靠、安全地工作，须确保电容电压和纹波电流额定值高于计算值。

负载瞬态响应与输出电容有关。在负载瞬变期间，输出电压的瞬时变化量为 $ESR \times \Delta I_{LOAD}$ 。在调节器响应应该瞬变之前，输出电压偏差将进一步扩大，具体数值取决于电感和输出电容值。很短时间后(参考典型工作特性部分)，调节器将输出电压调节到标称稳压值。调节器的响应时间取决于闭环带宽，带宽越宽响应时间越短，从而避免输出电压过多地偏离标称稳压值。

补偿设计

MAX8655采用内部跨导误差放大器输出来补偿控制环路。外部电感、输出电容、补偿电阻以及补偿电容决定环路的稳定性。综合考虑性能、尺寸及成本来选择电感和输出电容。另外，选择补偿电阻和电容用来优化控制环路的稳定性。图3和图4中所示的元器件值，可在给定的输入至输出电压范围内稳定工作。

调节器采用电流模式控制方案，通过限制流经外部电感的电流调节输出电压。采用电感直流电阻或串联检流电阻的压降测量电感电流。电流控制模式消除了反馈环路中由电感和输出电容产生的双极点，可产生更小的相移；与电压模式控制方案相比，对误差放大器的要求较低。只需简单的 R_C 和 C_C 串联即可在使用陶瓷电容作为输出滤波的应用中实现稳定的宽带工作环路。对于其它类型的电容，由于较大的电容值和ESR，由电容值和ESR产生的零点频率低于闭环单位增益频率。要使非陶瓷输出电容的工作环路保持稳定，应在COMP与GND之间增加一个补偿电容，补偿该ESR零点，请参考图9。

高度集成的25A、宽输入范围、内置MOSFET的降压型调节器

基本的调节器环路可以等效为功率调制器、输出反馈分压器以及误差放大器。功率调制器的直流增益 $G_{MOD(dc)}$ 由 $g_{mc} \times R_{LOAD}$ 设置，极点和零点对由 R_{LOAD} 、输出电容(C_{OUT})及其等效串联电阻(ESR)设置，下式用来定义功率调制器：

$$G_{MOD(dc)} = g_{mc} \times \frac{R_{LOAD}}{\left[1 + \frac{R_{LOAD}}{L \times f_S} \times \left[\left(K_S \times (1-D) \right) - 0.5 \right] \right]}$$

其中， $R_{LOAD} = V_{OUT}/I_{OUT(MAX)}$ 、 f_S 为开关频率、 L 为输出电感值、 $g_{mc} = 1/(A_{VCS} \times R_L)$ 。 A_{VCS} 为检流放大器增益(典型值为12)、 R_L 为电感的直流电阻、占空比 $D = V_{OUT}/V_{IN}$ 。 K_S 为根据下式计算得到的斜率补偿因数：

$$K_S = 1 + \frac{V_{SCOMP} \times L \times f_S}{120 \times (V_{IN} - V_{OUT}) \times R_L}$$

当SCOMP引脚接至GND时， $V_{SCOMP} = 1.25V$ ；当SCOMP引脚接至AVL时， $V_{SCOMP} = 2.5V$ 。

根据下式计算功率调制器产生的极点和零点频率：

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

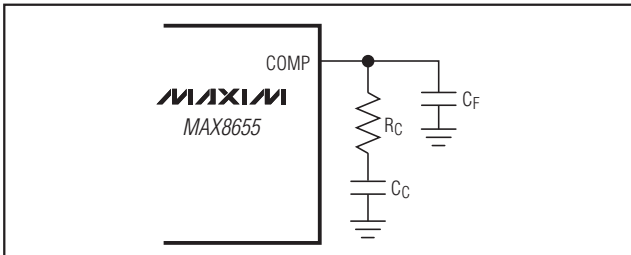


图9. 补偿元件

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

当 C_{OUT} 包含“n”个相同的并联电容时，总的 $C_{OUT} = n \times C_{OUT(EACH)}$ ，而 $ESR = ESR_{(EACH)}/n$ 。请注意相同的电容并联时，电容零点与单个电容一致。图10所示为 $f_{zMOD} > f_C$ 时简化的增益波特图。

反馈分压器的增益为 $G_{FB} = V_{FB}/V_{OUT}$ 。其中， $V_{FB} = 0.7V$ 。

跨导误差放大器的直流增益为 $G_{EA(DC)} = g_{mEA} \times R_O$ 。其中 g_{mEA} 为误差放大器的跨导，等于 $110\mu S$ ； R_O 为误差放大器的输出电阻，等于 $30M\Omega$ 。主极点(f_{pdEA})由补偿电容(C_C)、放大器输出电阻(R_O)以及补偿电阻(R_C)确定；零点(f_{zEA})由补偿电阻(R_C)和补偿电容(C_C)确定。还有一个由 C_F 和 R_C 确定的可选极点(f_{pEA})，若其位置接近单位增益频率(f_C)，则可抵消输出电容ESR的零点。因此：

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

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

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

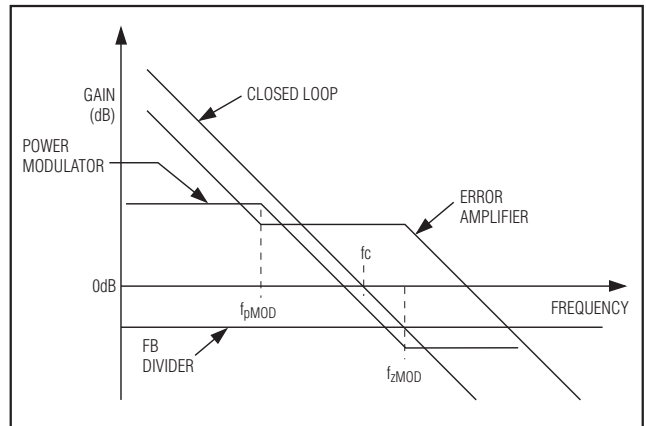


图10. $f_{zMOD} > f_C$ 时简化的增益图

高度集成的25A、宽输入范围、内置MOSFET的降压型调节器

单位增益频率 f_C 应远高于功率调制器极点频率 f_{pMOD} 。另外， f_C 应小于或等于开关频率的1/5。请在以下范围内选择 f_C ：

$$f_{pMOD} \ll f_C \leq \frac{f_S}{5}$$

在单位增益频点，整个环路增益必须等于1，且表示为：

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

对 f_{zMOD} 大于 f_C 的情况：

$$G_{EA}(f_C) = g_{mEA} \times R_C$$

$$G_{MOD}(f_C) = G_{MOD}(dc) \times \frac{f_{pMOD}}{f_C}$$

因此可按下式计算 R_C ：

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

其中 $g_{mEA} = 110\mu S$ 。

由 R_C 和 C_C 形成的误差放大器补偿零点应设置为等于调节器极点频率 f_{pMOD} 。按照下式计算 C_C ：

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

如果 f_{zMOD} 小于 $5 \times f_C$ ，请在COMP与GND之间增加第二个电容 C_F 。 C_F 值为：

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

负载电流减小时，调制器极点频率也降低；但调制器增益会相应增加，因此单位增益频率保持不变。

对 f_{zMOD} 小于 f_C 的情况：

功率调制器在 f_C 频点的增益为：

$$G_{MOD}(f_C) = G_{MOD}(dc) \times \frac{f_{pMOD}}{f_{zMOD}}$$

误差放大器在 f_C 频点的增益为：

$$G_{EA}(f_C) = g_{mEA} \times R_C \times \frac{f_{zMOD}}{f_C}$$

图11所示为 $f_{zMOD} < f_C$ 时简化的增益波特图。

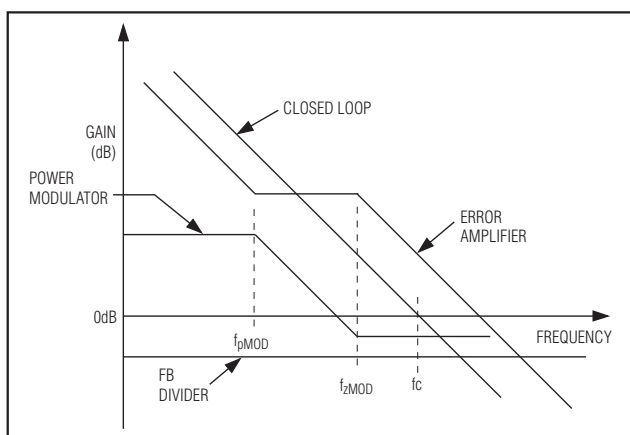


图11. $f_{zMOD} < f_C$ 时简化的增益波特图

R_C 按下式计算：

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

其中 $g_{mEA} = 110\mu S$ 。

C_C 按下式计算：

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

C_F 按下式计算：

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

上面设计步骤中提到的电流模式控制模型需要额外的高频项 $G_S(s)$ ，以解决对峰值电感电流的采样。 $G_S(s)$ 项在单位增益频率会产生额外的相位滞后，并且可以建模以估算由所选补偿器件获得的相位裕量。最后，画出下列环路增益传输函数以dB为单位的增益图和相位图并检查所得的相位裕量将非常有用。推荐的相位裕量至少为45°：

高度集成的25A、宽输入范围、 内置MOSFET的降压型调节器

$$G_{\text{LOOP}}(s) = \frac{g_{\text{mc}} \times R_{\text{LOAD}}}{\left[1 + \frac{R_{\text{LOAD}}}{L \times f_{\text{S}}} \times [(K_{\text{S}} \times (1-D)) - 0.5]\right]} \times \frac{\left(1 + s / (2\pi \times f_{\text{zMOD}})\right)}{\left(1 + s / (2\pi \times f_{\text{pMOD}})\right)} \times \frac{\left(1 + s / (2\pi \times f_{\text{zEA}})\right)}{\left(1 + s / (2\pi \times f_{\text{pEA}})\right) \times \left(1 + s / (2\pi \times f_{\text{pdEA}})\right)} \times \frac{g_{\text{mEA}} \times R_{\text{O}} \times V_{\text{FB}}}{V_{\text{OUT}}} G_{\text{S}}(s)$$

$$G_{\text{S}}(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\pi \cdot Q_{\text{C}} \cdot f_{\text{S}}} + \frac{s^2}{(\pi \cdot f_{\text{S}})^2}\right)}$$

其中，采样效应的品质因数为：

$$Q_{\text{C}} = \frac{1}{\left[\pi \cdot (K_{\text{S}} \cdot (1-D)) - 0.5\right]}$$

下面是计算图3典型工作电路中 R_{C} 、 C_{C} 的实例：

$$A_{\text{VCS}} = 12$$

$$L = 0.56\mu\text{H}$$

$$R_{\text{L}} = 1.8\text{m}\Omega$$

$$f_{\text{S}} = 600\text{kHz}$$

$$g_{\text{mc}} = 1/(A_{\text{VCS}} \times R_{\text{L}}) = 1/(12 \times 0.0018) = 46.29\text{S}$$

$$V_{\text{OUT}} = 1.2\text{V}$$

$$I_{\text{OUT}}(\text{MAX}) = 20\text{A}$$

$$R_{\text{LOAD}} = V_{\text{OUT}}/I_{\text{OUT}}(\text{MAX}) = 1.2/20 = 0.06\Omega$$

$$C_{\text{OUT}} = 4 \times 100\mu\text{F} = 400\mu\text{F}$$

$$\text{ESR} = 2\text{m}\Omega/4 = 0.5\text{m}\Omega$$

$$D = V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}} = 1.2/12 = 0.1:$$

$$K_{\text{S}} = 1 + \frac{V_{\text{SCOMP}} \times L \times f_{\text{S}}}{120 \times (V_{\text{IN}} - V_{\text{O}}) \times R_{\text{L}}}$$

$$= 1 + \frac{1.25(0.56 \times 10^{-6})(600000)}{120(12 - 1.2)(0.0018)}$$

$$= 1.18$$

$$G_{\text{MOD}}(\text{dc}) = g_{\text{mc}} \times \frac{R_{\text{LOAD}}}{\left[1 + \frac{R_{\text{LOAD}}}{L \times f_{\text{S}}} \times [(K_{\text{S}} \times (1-D)) - 0.5]\right]} = 46.29 \times \frac{0.06}{1 + \frac{0.06}{(0.56 \times 10^{-6})(600000)}} \times [1.18(1-0.1) - 0.5] = 2.53$$

$$f_{\text{pMOD}} = \frac{1}{2\pi \times R_{\text{LOAD}} \times C_{\text{OUT}} \times 0.9} + \frac{1}{\left[2\pi \times L \times f_{\text{S}} \times C_{\text{OUT}} \times 0.8 \times [K_{\text{S}} \times (1-D) - 0.5]\right]} = \frac{1}{2\pi(400 \times 10^{-6})(0.06) \times 0.9} + \frac{1}{\left[2\pi(0.56 \times 10^{-6})(600000)(400 \times 10^{-6}) \times 0.8 \times (1.18(1-0.1) - 0.5)\right]} = 8.18\text{kHz}$$

$$f_{\text{pMOD}} \ll f_{\text{C}} \leq \frac{f_{\text{S}}}{5}$$

8.18kHz \ll $f_{\text{C}} \leq 120\text{kHz}$ ，选择 $f_{\text{C}} = 60\text{kHz}$ 。

$$f_{\text{zMOD}} = \frac{1}{2\pi \times 0.9 \times C_{\text{OUT}} \times \text{ESR}} = \frac{1}{2\pi \times 0.9 \times (400 \times 10^{-6}) \times 0.0005} = 884.2\text{kHz}$$

因为 $f_{\text{zMOD}} > f_{\text{C}}$ ：

$$G_{\text{MOD}}(f_{\text{C}}) = G_{\text{MOD}}(\text{dc}) \times \frac{f_{\text{pMOD}}}{f_{\text{C}}} = 2.53 \times \frac{8118}{60000} = 0.345$$

$$R_{\text{C}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{FB}}} \times \frac{1}{g_{\text{mEA}} \times G_{\text{MOD}}(f_{\text{C}})}$$

$$= \frac{1.2}{0.7} \times \frac{1}{(110 \times 10^{-6})(0.307)}$$

$$R_{\text{C}} = 44.7\text{k}\Omega$$

选择最接近的标准值： $R_{\text{C}} = 40.2\text{k}\Omega$ 。

$$C_{\text{C}} = \frac{1}{2\pi \times f_{\text{pMOD}} \times R_{\text{C}}} = \frac{1}{2\pi \times 8181 \times (40.2 \times 10^3)} = 483.9\text{pF}$$

选择最接近的标准值： $C_{\text{C}} = 470\text{pF}$ 。

$$C_{\text{F}} = \frac{1}{2\pi \times R_{\text{C}} \times f_{\text{zMOD}}} = \frac{1}{2\pi \times (40.2 \times 10^3) \times (884.2 \times 10^3)} = 5\text{pF}$$

$$R7 = R_{\text{C}} = 40.2\text{k}\Omega$$

$$C12 = C_{\text{C}} = 470\text{pF}$$

$$C11 = C_{\text{F}} = 5\text{pF} \text{ (未用)}$$

高度集成的25A、宽输入范围、内置MOSFET的降压型调节器

应用信息

PCB布局指南

仔细的PCB布局是实现低损耗和低噪声、稳定工作的关键。布局范例可参考MAX8655评估板，如需改动布局，请遵循下列步骤。为了获得良好的PCB布局，请按照以下准则进行电路板布局：

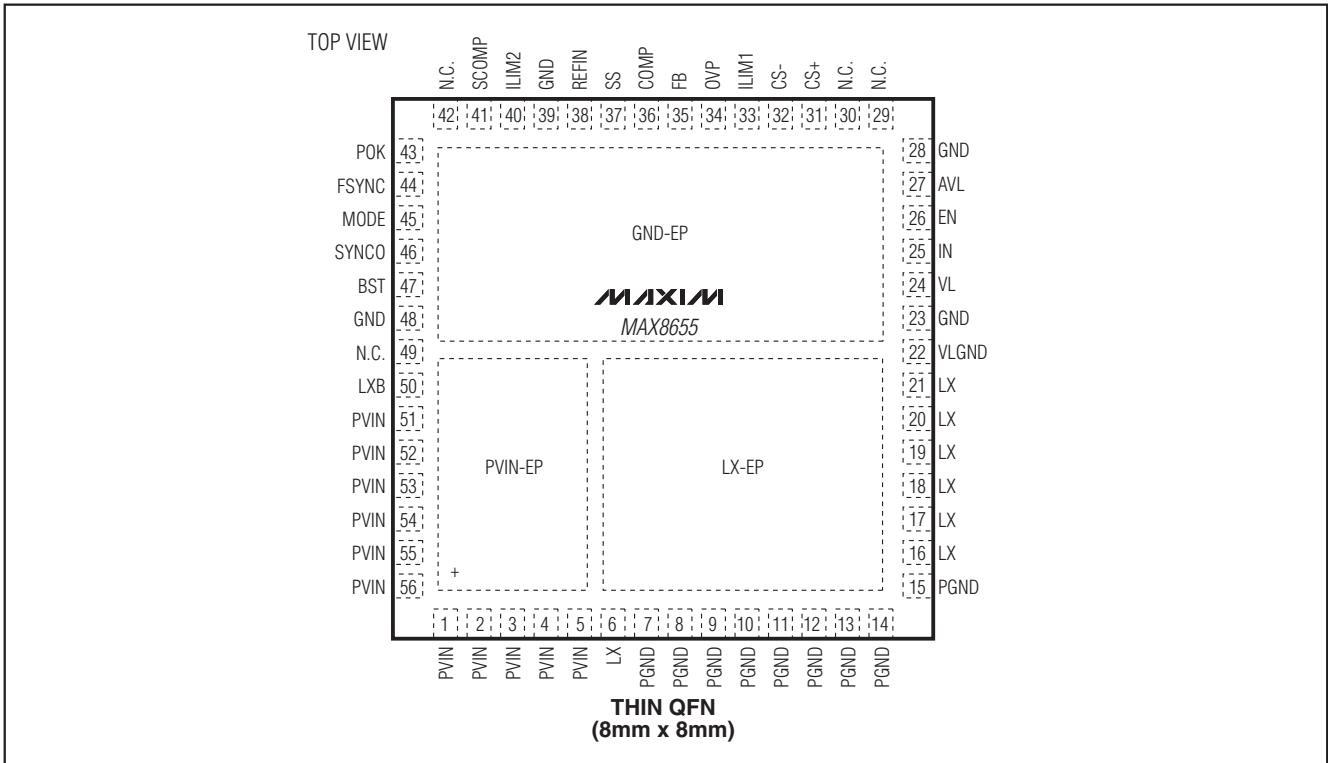
- 1) IC去耦电容应尽可能靠近IC引脚放置。请将功率地层和模拟地层分开。将输入陶瓷去耦电容尽可能靠近的直接跨接在PVIN和PGND之间。这有助于将大的开关电流保持在该小环路中。
- 2) 对于输出电流大于10A的应用，推荐使用四层PCB。在IC底部的第二层布置模拟地平面，以使噪声耦合降至最低。
- 3) 将输入电容、输出和VL电容连接至功率地层；将所有其它电容连接至信号地层。在输出电容处将模拟地层和功率地层连接在一起。
- 4) 电感电流检测电阻和电容应尽可能靠近电感放置。应采用Kelvin连接以降低PCB走线电阻的影响。输入偏置平衡电阻(图8中的R2)应靠近CS-放置。交叉电容C9至CS+的走线和输入偏置平衡电阻R2的走线应采用两条靠近的平行线。
- 5) 将裸焊盘部分连接至对应的IC引脚，并铺设大面积的敷铜区，以帮助器件散热。
- 6) 将反馈和补偿元件尽可能靠近IC引脚放置。连接在FB至V_{OUT}端的反馈电阻分压器尽可能远离输出电容。

芯片信息

PROCESS: BiCMOS

高度集成的25A、宽输入范围、 内置MOSFET的降压型调节器

引脚配置



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。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
56 TQFN-EP	T5688M-4	21-0171	90-0088

高度集成的25A、宽输入范围、 内置MOSFET的降压型调节器

修订历史

修订号	修订日期	说明	修改页
0	10/07	最初版本。	—
1	8/09	修改了典型工作电路、图3和图4以及补偿设计部分。	1, 13, 14, 18, 20
2	10/10	更新了特性和Electrical Characteristics。	1, 3

MAX8655

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 _____ **23**