

MAXIM

三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

MAX15048/MAX15049

概述

MAX15048/MAX15049是三通道输出、脉宽调制(PWM)、降压型DC-DC控制器,具有跟踪(MAX15048)和排序(MAX15049)功能。器件工作在4.7V至23V输入电压范围。每个PWM控制器可提供低至0.6V的可调输出电压和高达15A的负载电流,并具有优异的负载和电源调整率。MAX15049可启动进入预偏置输出。MAX15048/MAX15049非常适合用于高性能、小尺寸电源管理方案。

器件提供同步跟踪、比例跟踪(MAX15048)或输出排序(MAX15049)多种选择,可以根据系统要求改变上电/断电顺序。MAX15048/MAX15049的各个PWM模块采用带有外部补偿的电压模式控制方案,具有优异的噪声抑制能力,并可选择多种电感值和电容类型,极大地提高了设计灵活性。各个PWM模块工作在相同的固定开关频率,可编程范围为200kHz至1.2MHz。120°错相工作时,各个转换器的工作频率高达1.2MHz,将输入电容纹波频率提高至3.6MHz,从而大大降低了RMS输入纹波电流以及输入旁路电容的尺寸。MAX15048/MAX15049集成自举二极管,进一步降低了系统成本。

MAX15048/MAX15049内置带有滞回的欠压锁定(UVLO)、数字软启动(MAX15048/MAX15049)/软停止(MAX15048)功能,保证每个转换器无干扰地上电和断电。电源就绪电路(PGOOD)监测全部三路输出,当所有输出均达到稳定电压时,向系统控制器/处理器提供一路电源就绪信号。器件的保护功能包括无损耗谷电流限制模式、“打嗝式”输出短路保护以及热关断保护。

MAX15048/MAX15049采用节省空间的5mm x 5mm、32引脚TQFN-EP无铅封装,工作在-40°C至+85°C扩展级温度范围。

应用

负载点DC-DC转换器
ASIC/CPU/DSP核与I/O供电
DDR电源
基站电源
电信与网络电源
RAID控制电源
机顶盒

特性

- ◆ 4.7V至23V或5V $\pm 10\%$ 输入电压范围
- ◆ 三输出同步buck控制器,采用120°错相工作方式
- ◆ 预偏置启动(MAX15049)
- ◆ 输出电压最低可调节至0.6V
- ◆ 同步/比例跟踪(MAX15048)
- ◆ 通过使能门限可实现精确的电压排序(MAX15049)
- ◆ 外部补偿提供最大的灵活性
- ◆ 数字软启动(MAX15048/MAX15049)和软停止(MAX15048)
- ◆ 采用低边MOSFET的 $R_{DS(ON)}$ 实现无损谷电流模式电流检测
- ◆ PGOOD输出
- ◆ 集成自举二极管
- ◆ 200kHz至1.2MHz可编程开关频率
- ◆ 热关断和“打嗝式”输出短路保护
- ◆ 节省空间的(5mm x 5mm)、32引脚TQFN封装

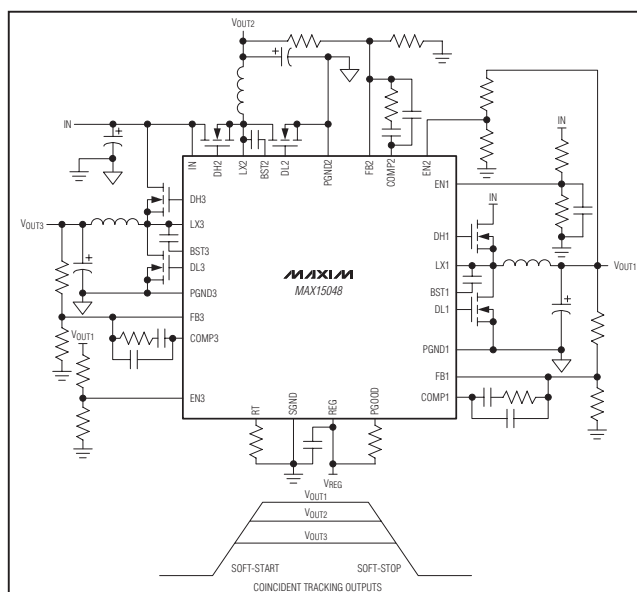
订购信息

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX15048ETJ+	-40°C to +85°C	32 TQFN-EP*
MAX15049ETJ+	-40°C to +85°C	32 TQFN-EP*

+表示无铅(Pb)/符合RoHS标准的封装。

*EP = 裸焊盘。

简化典型工作电路(同步跟踪)



三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN, LX_ to SGND	-0.3V to +30V
BST_ to SGND	-0.3V to +30V
BST_ to LX_	-0.3V to +6V
REG, DREG_, EN_, RT to SGND	-0.3V to +6V
PGOOD, FB_, COMP_ to SGND	-0.3V to +6V
DL_ to PGND_	-0.3V to (VDREG_ + 0.3V)
DH_ to LX_	-0.3V to (VBST_ + 0.3V)
PGND to SGND, PGND_ to Any Other PGND_	-0.3V to +0.3V

Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)	
32-Pin TQFN (derate 34.5mW/°C above +70°C) ...	2758.6mW
Junction-to-Case Thermal Resistance (θ _{JC})	
(Note 1)	2°C/W
Junction-to-Ambient Thermal Resistance (θ _{JA})	
(Note 1)	29°C/W
Operating Junction Temperature Range	-40°C to +85°C
Maximum Junction Temperature	+150°C
Storage Temperature Range	-60°C to +150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
Soldering (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 or V_{IN} = V_{REG} = 5V, V_{DREG_} = V_{REG}, V_{PGND_} = 0V, C_{REG} = 2.2μF, R_{RT} = 39.2kΩ, T_A = -40°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = T_J = +25°C.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SYSTEM SPECIFICATIONS						
Input Voltage Range	V _{IN}		4.7		23	V
		V _{IN} = V _{REG} = V _{DREG_} (Note 3)	4.5		5.5	
Input Undervoltage-Lockout Threshold	V _{UVLO}	V _{IN} rising	4.0	4.2	4.4	V
Input Undervoltage-Lockout Hysteresis				0.3		V
Operating Supply Current		V _{IN} = 12V, V _{FB_} = 0.8V		6	9	mA
Shutdown Supply Current		V _{IN} = 12V, EN_ = 0, PGOOD unconnected		100	200	μA
VOLTAGE REGULATOR (REG)						
Output-Voltage Set Point	V _{REG}	V _{IN} = 6V to 23V	4.75		5.25	V
Load Regulation		I _{REG} = 0 to 60mA, V _{IN} = 6V			0.2	V
BOOTSTRAP SWITCH						
Internal Boost Switch Resistance		V _{BST,LX} = 5V		3		Ω
TRANSCONDUCTANCE ERROR AMPLIFIER/DIGITAL SOFT-START/-STOP						
FB_ Input Bias Current			-1		+1	μA
FB_ Voltage Set Point	V _{FB_}		0.594	0.600	0.606	V
FB_ to COMP_ Transconductance				2.0		mS
COMP_ Output Swing			0.75		3.5	V
Open-Loop Gain				80		dB
Unity-Gain Bandwidth				10		MHz
Soft-Start/-Stop Duration				2048		Clocks
Reference Voltage Steps				64		Steps

三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

MAX15048/MAX15049

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(VIN = 12V or VIN = VREG = 5V, VDREG_ = VREG, VPGND_ = 0V, CREG = 2.2μF, RRT = 39.2kΩ, TA = -40°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at TA = TJ = +25°C.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
OSCILLATOR						
Switching Frequency Range (Each Converter)	f _{SW}	f _{SW} minimum, V _{RT} = 0.5V	200			kHz
		f _{SW} maximum, V _{RT} = 3V	1200			
Switching Frequency Accuracy (Each Converter)		f _{SW} = 500kHz	-4		+4	%
Phase Delay		DH1 rising to DH2 rising and DH2 rising to DH3 rising	120			Degrees
RT Current		V _{RT} = 0.5V to 3V	31.5	32	32.5	μA
Minimum Controllable On-Time	t _{ON} (MIN)		75			ns
Minimum Off-Time	t _{OFF} (MIN)		300			ns
PWM Ramp Amplitude (P-P)			1.0			V
PWM Ramp Valley			1.2			V
DRIVERS						
DL_, DH_ Break-Before-Make Time		C _{LOAD} = 2nF	35			ns
DH1 On-Resistance		Low, sinking 100mA	0.8			Ω
		High, sourcing 100mA	2.4			
DH2 On-Resistance		Low, sinking 100mA	0.8			Ω
		High, sourcing 100mA	2.4			
DH3 On-Resistance		Low, sinking 100mA	0.8			Ω
		High, sourcing 100mA	2.4			
DL1 On-Resistance		Low, sinking 100mA	0.6			Ω
		High, sourcing 100mA	2.4			
DL2 On-Resistance		Low, sinking 100mA	0.6			Ω
		High, sourcing 100mA	2.4			
DL3 On-Resistance		Low, sinking 100mA	0.6			Ω
		High, sourcing 100mA	2.4			
CURRENT-LIMIT AND HICCUP MODE						
Cycle-by-Cycle Valley Current-Limit Threshold	V _{LIM}	T _A = T _J = +25°C	69			mV
Threshold Temperature Coefficient			3333			ppm/°C
Number of Cumulative Current-Limit Events to Hiccup	N _{CL}		8			Events
Number of Consecutive Noncurrent-Limit Cycles to Clear N _{CL}	N _{CLR}		3			Events
Hiccup Timeout	N _{HT}		4096			Clock periods

三通道输出buck控制器，
提供跟踪/排序功能

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 12V$ or $V_{IN} = V_{REG} = 5V$, $V_{DREG_} = V_{REG}$, $V_{PGND_} = 0V$, $C_{REG} = 2.2\mu F$, $R_{RT} = 39.2k\Omega$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = T_J = +25^{\circ}C$.) (Note 2)

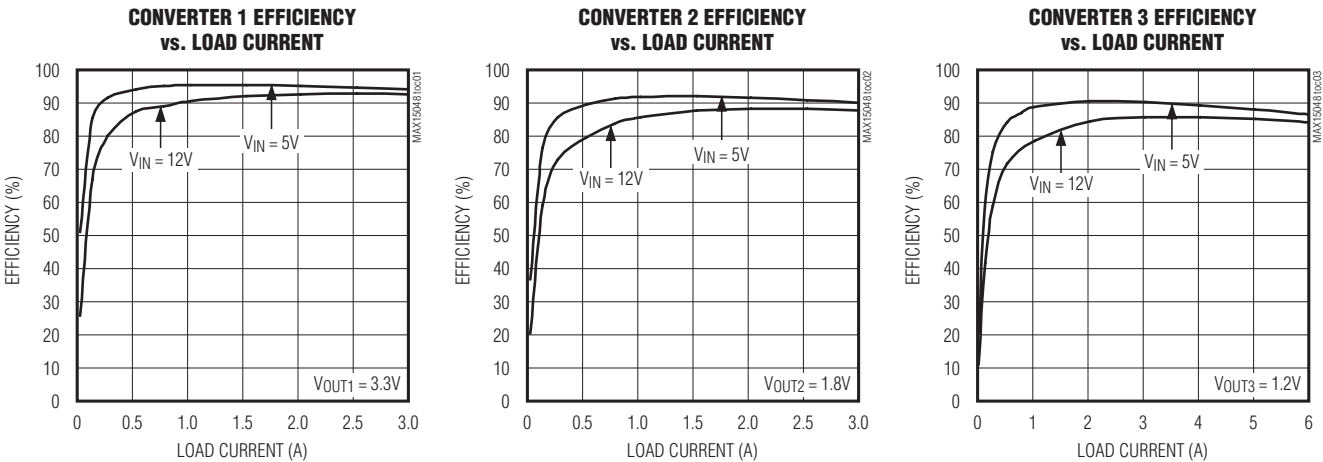
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ENABLE/PGOOD						
EN_ Threshold	V_{EN_TH}	EN_ rising	0.57	0.60	0.63	V
EN_ Threshold Hysteresis				46		mV
EN_ Input Bias Current			-1		+1	μA
PGOOD Threshold		FB_ rising	0.545	0.550	0.555	V
PGOOD Hysteresis				30		mV
PGOOD Output Low Level		Sinking 3mA			0.1	V
PGOOD Leakage		$V_{PGOOD} = 5V$	-1		+1	μA
THERMAL SHUTDOWN						
Thermal-Shutdown Temperature		Temperature rising		+160		$^{\circ}C$
Thermal-Shutdown Hysteresis				20		$^{\circ}C$

Note 2: 100% production tested at $T_A = T_J = +25^{\circ}C$ and $T_A = T_J = +85^{\circ}C$. Limits at other temperatures are guaranteed by design.

Note 3: For 5V applications, connect REG directly to IN.

典型工作特性

($V_{IN} = 12V$, $V_{DREG_} = V_{REG}$, $V_{PGND_} = 0V$, $C_{REG} = 2.2\mu F$, $R_{RT} = 39.2k\Omega$, $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted. See Figure 10.)

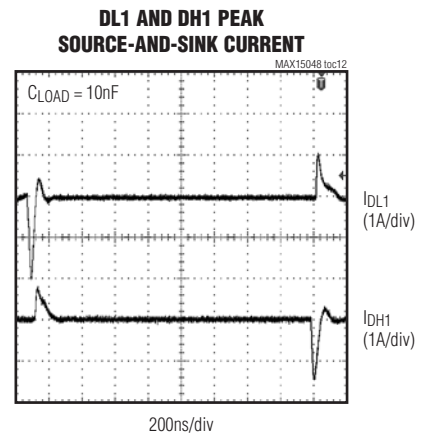
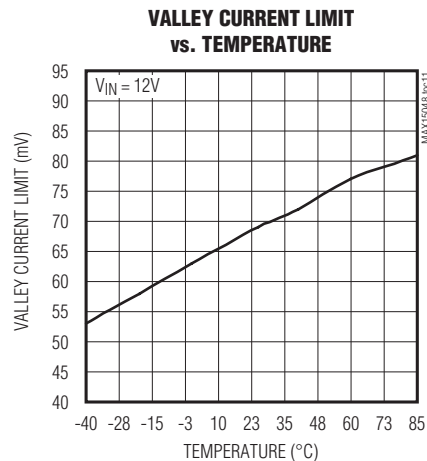
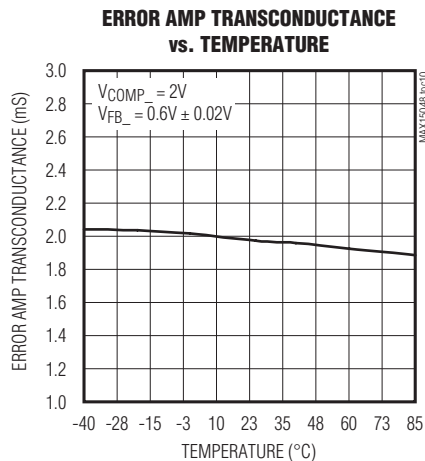
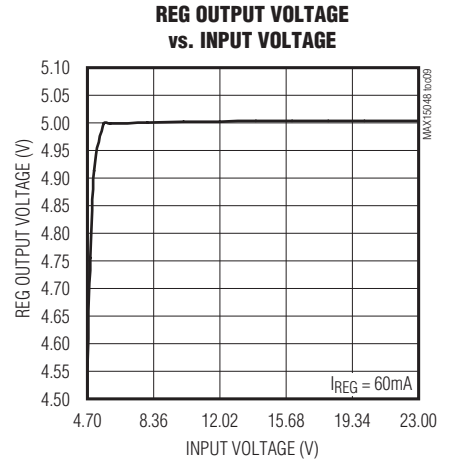
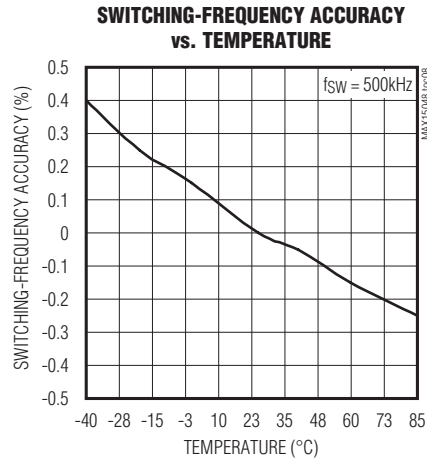
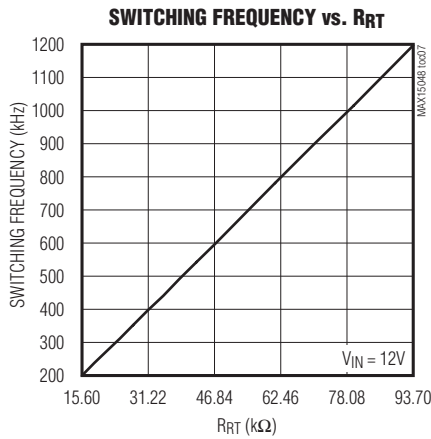
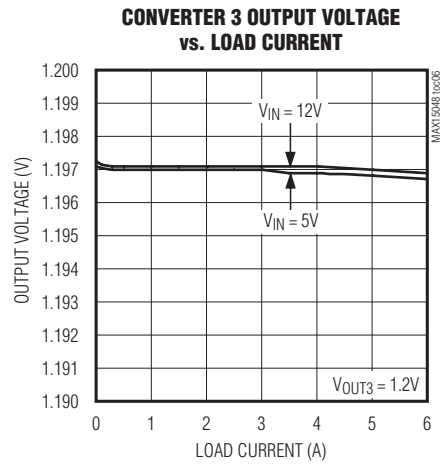
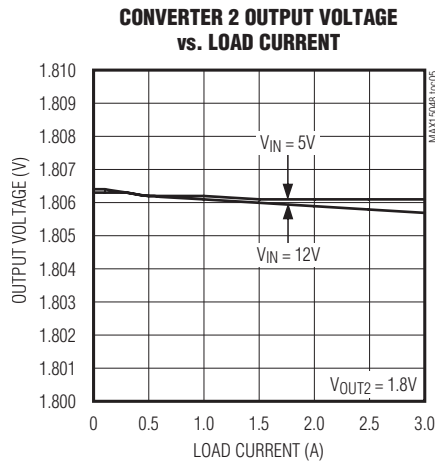
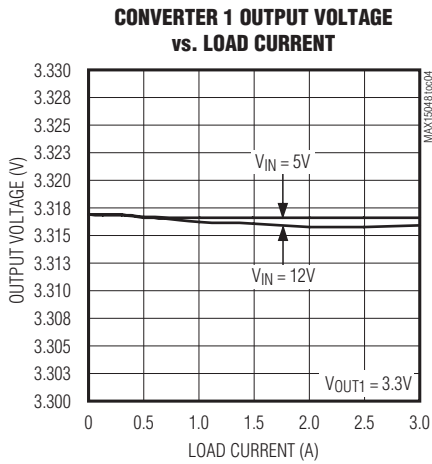


三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

典型工作特性(续)

($V_{IN} = 12V$, $V_{DREG_} = V_{REG}$, $V_{PGND_} = 0V$, $C_{REG} = 2.2\mu F$, $R_{RT} = 39.2k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted. See Figure 10.)

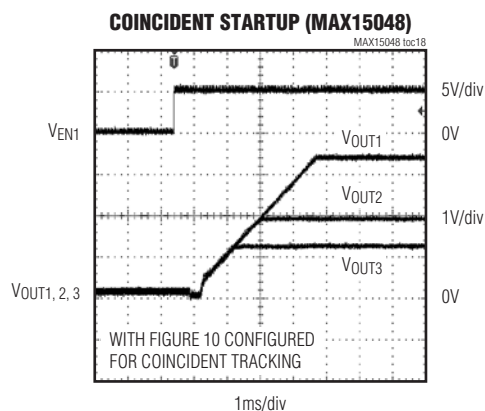
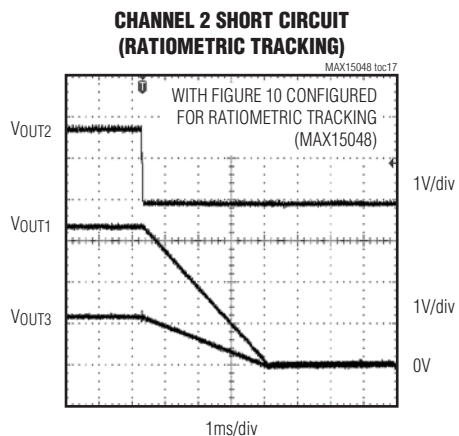
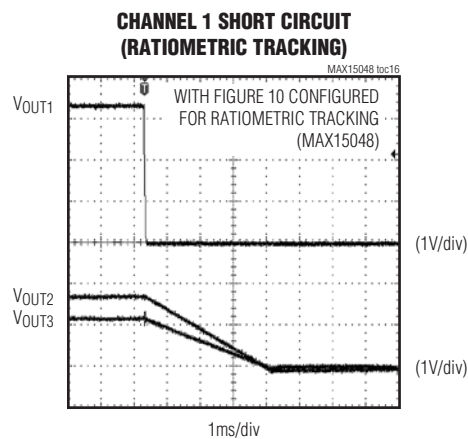
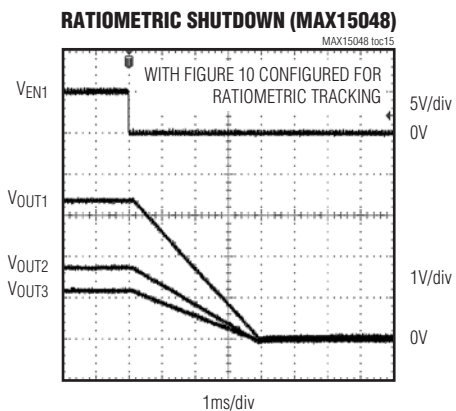
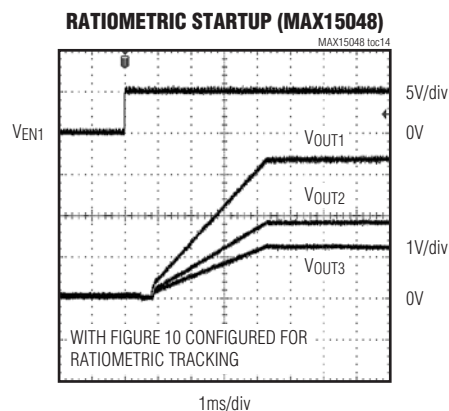
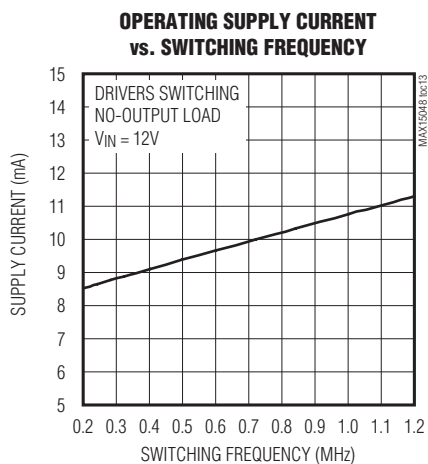
MAX15048/MAX15049



三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

典型工作特性(续)

($V_{IN} = 12V$, $V_{DREG_} = V_{REG}$, $V_{PGND_} = 0V$, $C_{REG} = 2.2\mu F$, $R_{RT} = 39.2k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted. See Figure 10.)

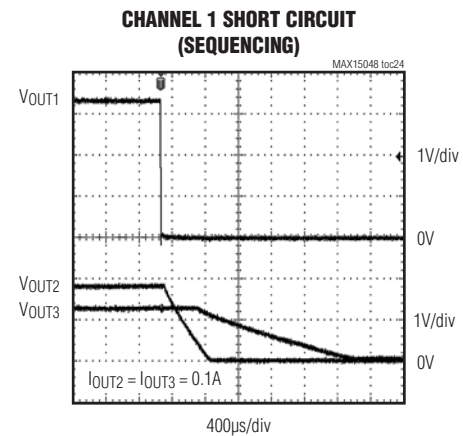
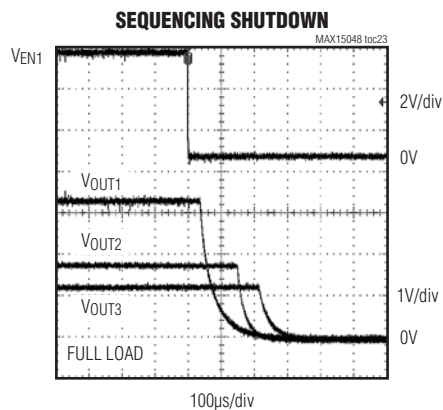
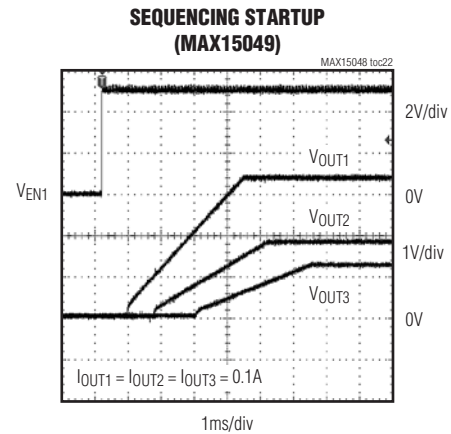
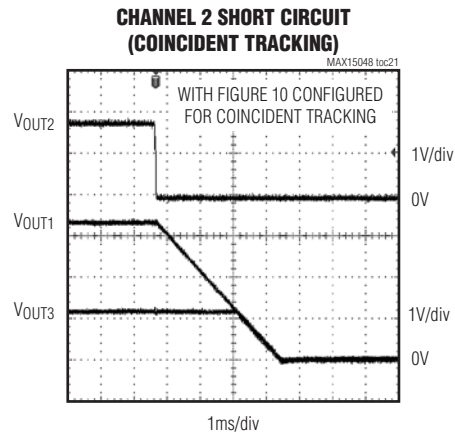
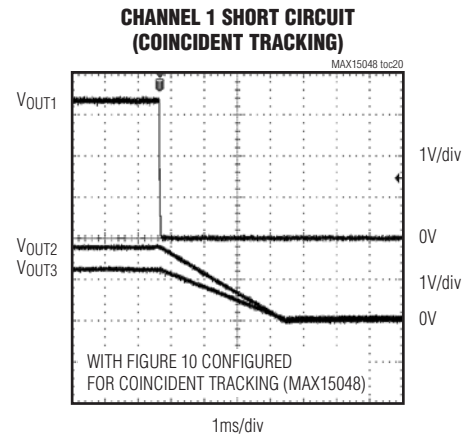
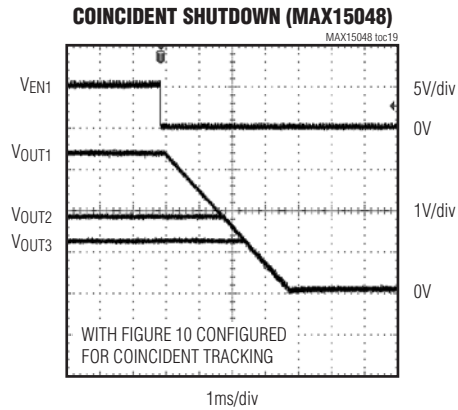


三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

典型工作特性(续)

($V_{IN} = 12V$, $V_{DREG_} = V_{REG}$, $V_{PGND_} = 0V$, $C_{REG} = 2.2\mu F$, $R_{RT} = 39.2k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted. See Figure 10.)

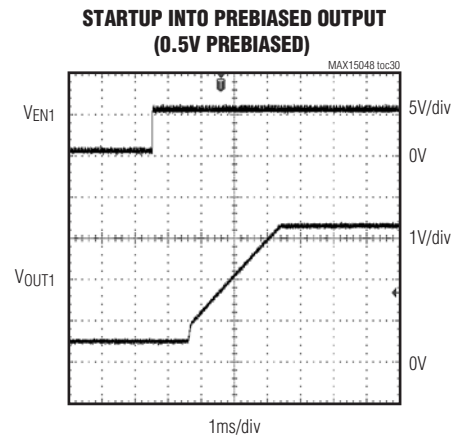
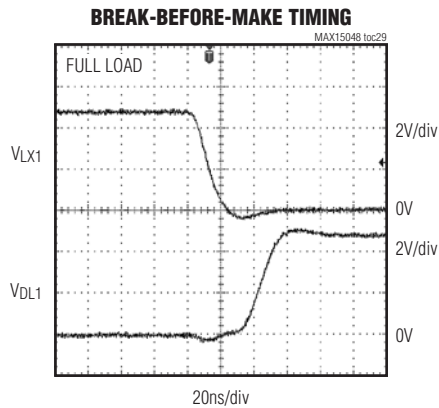
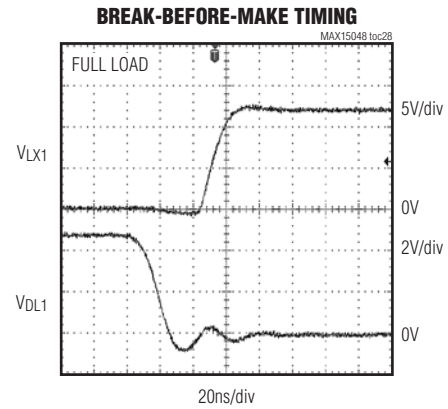
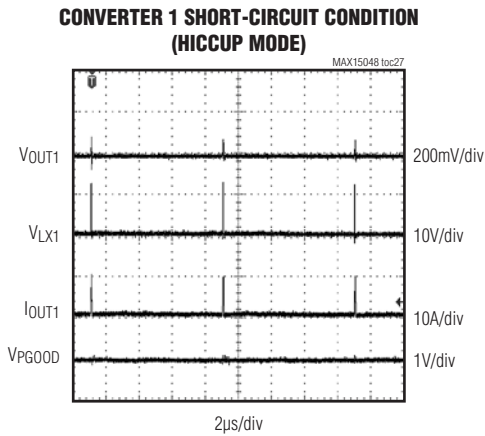
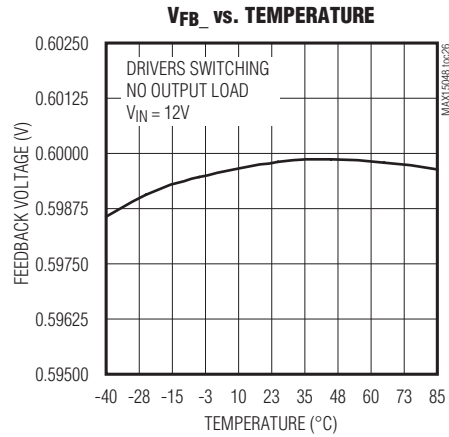
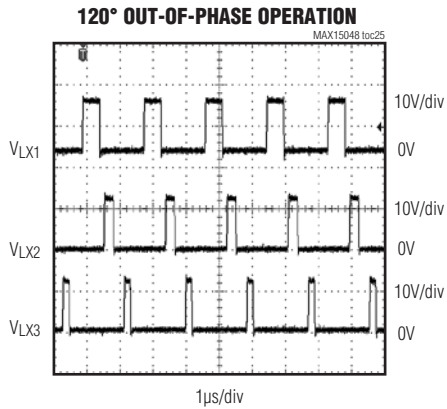
MAX15048/MAX15049



三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

典型工作特性(续)

($V_{IN} = 12V$, $V_{DREG_} = V_{REG}$, $V_{PGND_} = 0V$, $C_{REG} = 2.2\mu F$, $R_{RT} = 39.2k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted. See Figure 10.)

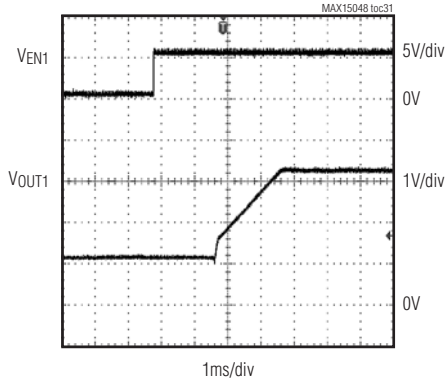


三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

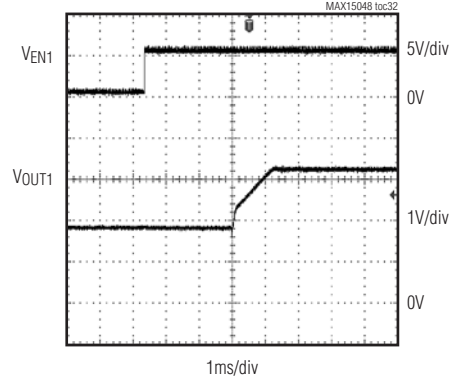
典型工作特性(续)

($V_{IN} = 12V$, $V_{DREG_} = V_{REG}$, $V_{PGND_} = 0V$, $C_{REG} = 2.2\mu F$, $R_{RT} = 39.2k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted. See Figure 10.)

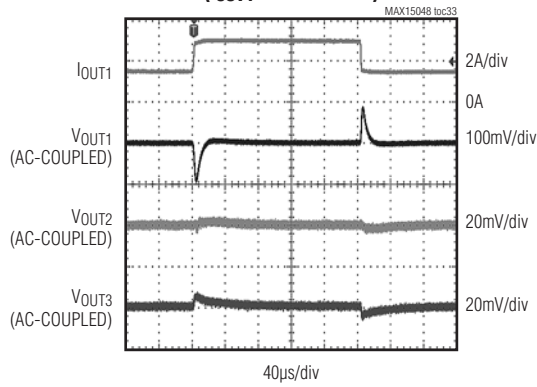
**STARTUP INTO PREBIASED OUTPUT
(1.2V PREBIASED)**



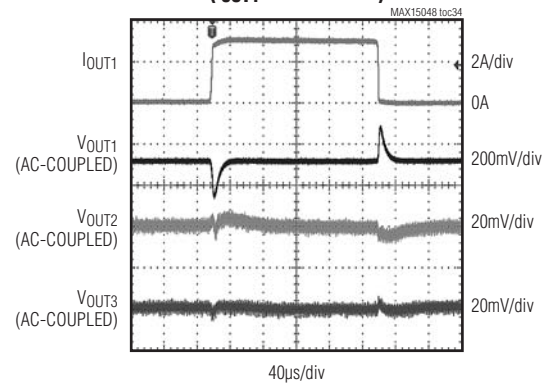
**STARTUP INTO PREBIASED OUTPUT
(1.8V PREBIASED)**



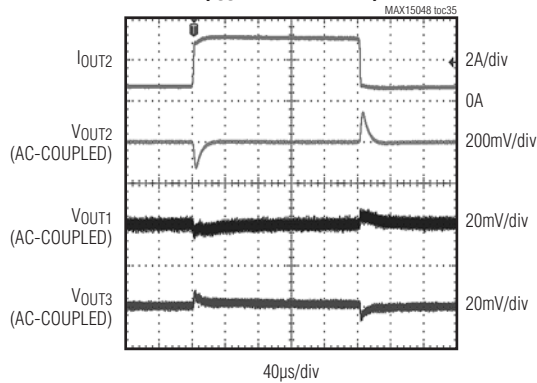
**LOAD-TRANSIENT RESPONSE
($I_{OUT1} = 1.5A$ TO $3A$)**



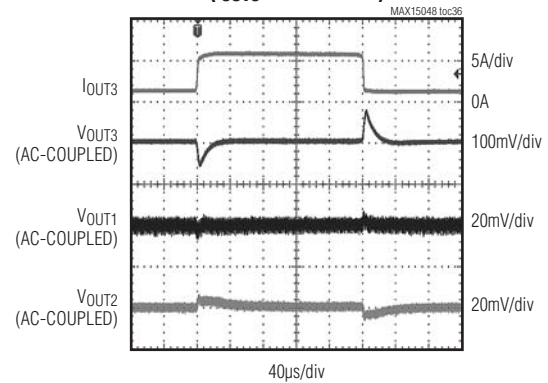
**LOAD-TRANSIENT RESPONSE
($I_{OUT1} = 0.1A$ TO $3A$)**



**LOAD-TRANSIENT RESPONSE
($I_{OUT2} = 0.6A$ TO $3A$)**



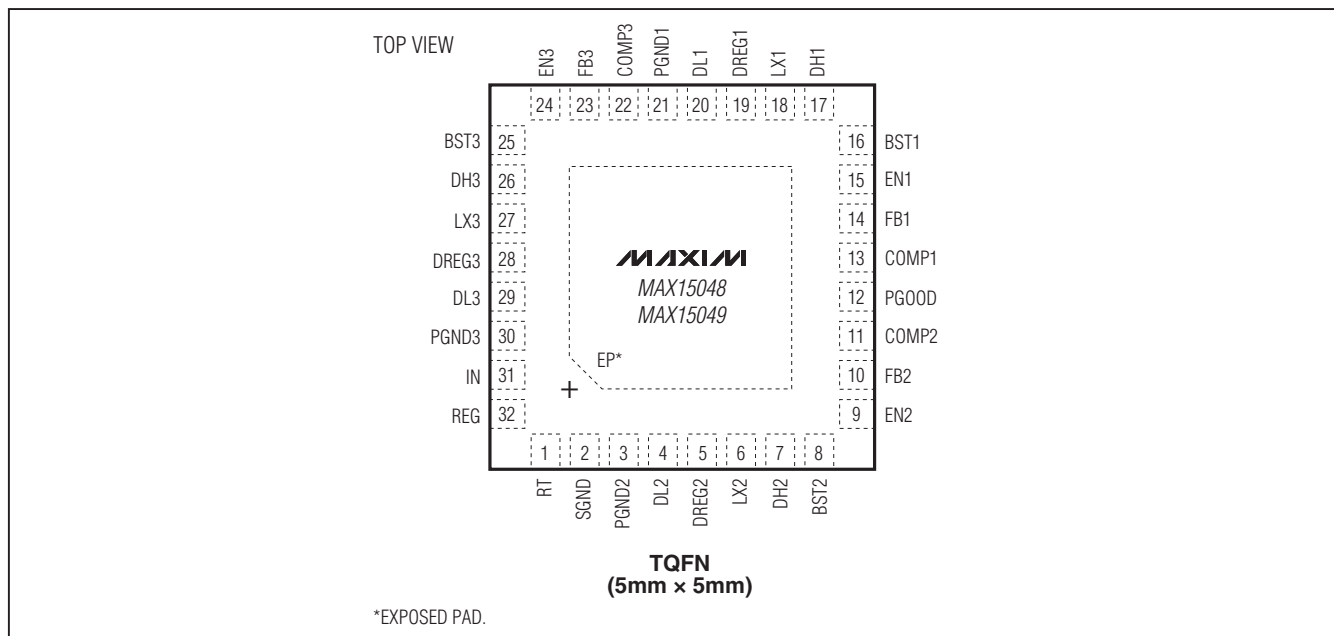
**LOAD-TRANSIENT RESPONSE
($I_{OUT3} = 1.2A$ TO $6A$)**



MAX15048/MAX15049

三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

引脚配置



引脚说明

引脚	名称	功能
1	RT	振荡器定时电阻连接。RT和SGND之间连接一个15.6kΩ至93.75kΩ的电阻，将开关频率设置在200kHz至1.2MHz之间。
2	SGND	模拟地。在靠近输入旁路电容返回端通过单点将SGND和PGND_连接在一起。
3	PGND2	控制器2的功率地。将输入滤波器电容的负极、同步MOSFET的源极和输出滤波器电容的返回端连接至PGND2。
4	DL2	控制器2的低边栅极驱动器输出。DL2是同步MOSFET的栅极驱动器输出。
5	DREG2	控制器2的低边栅极驱动器电源。通过一个1Ω至4.7Ω电阻由外部连接至REG。DREG2至PGND2之间连接一个最小为0.22μF的陶瓷电容。
6	LX2	控制器2的高边MOSFET源极连接/同步MOSFET漏极连接。将电感和自举电容的负极连接至LX2。
7	DH2	控制器2的高边栅极驱动器输出。DH2驱动高边MOSFET的栅极。
8	BST2	控制器2的高边栅极驱动器电源。BST2至LX2之间连接一个0.1μF的陶瓷电容。
9	EN2	控制器2的使能/跟踪输入。参见图2，使用跟踪(MAX15048)功能时，在输出1、EN2与SGND之间连接一个同FB2端相同的电阻分压器，实现同步跟踪；将EN2连接至模拟地，实现比例跟踪。使用排序(MAX15049)功能时，EN2的电压必须大于0.6V，使PWM控制器2启动。
10	FB2	控制器2的反馈稳压点。连接至转换器输出和SGND之间的电阻分压器中心抽头，以设置输出电压。FB2电压稳压至0.6V（典型值）。
11	COMP2	控制器2的跨导误差放大器输出。将COMP2连接至输出2的补偿反馈网络。

三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

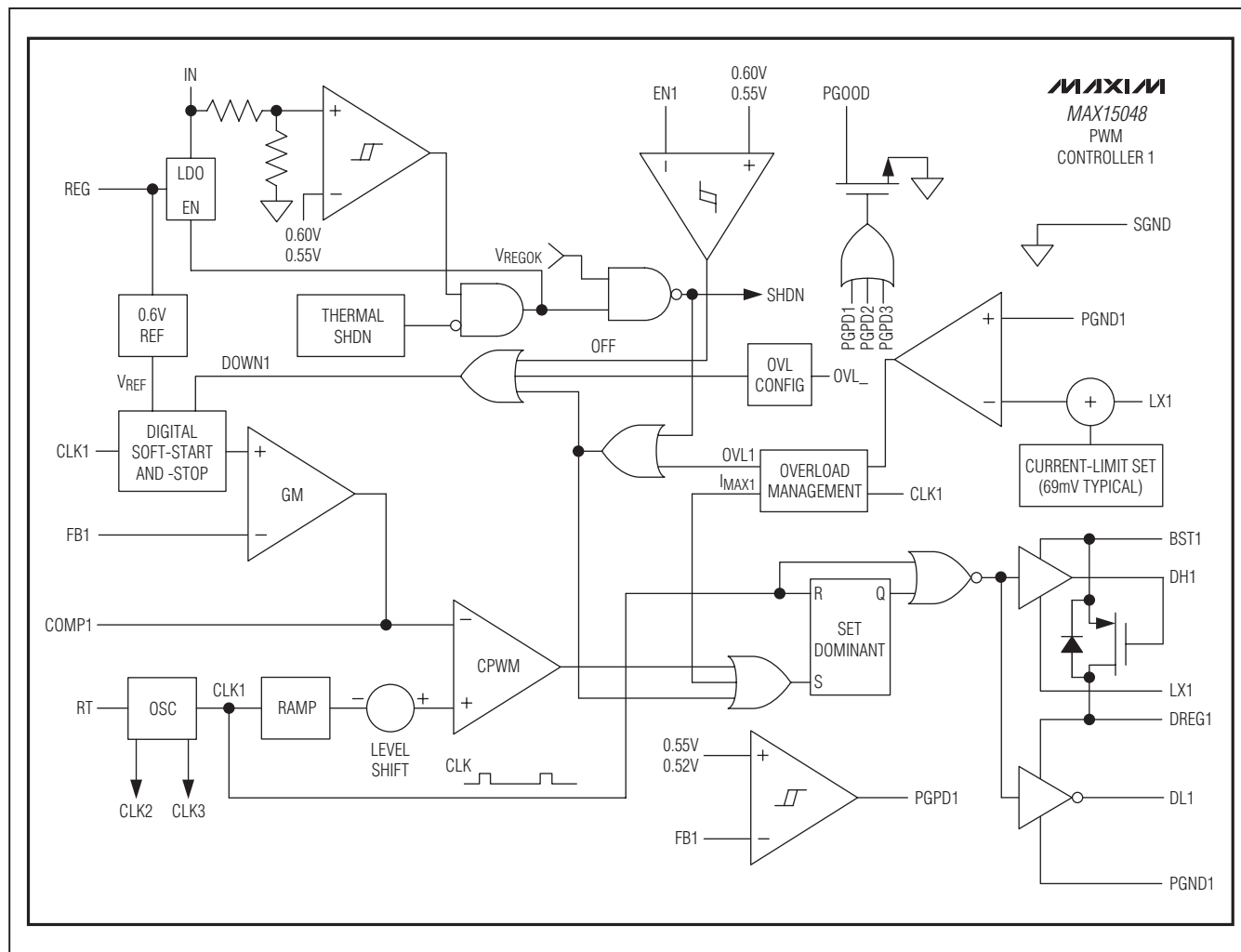
引脚说明(续)

MAX15048/MAX15049

引脚	名称	功能
12	PGOOD	控制器的电源就绪输出。通过一个电阻将PGOOD上拉至低于5.5V的正电压。对于MAX15048, 当所有三路 V_{FB} 电压高于0.55V时, PGOOD输出置为高电平; 对于MAX15049, 当三个控制器均脱离预偏置状态, 且所有三路 V_{FB} 电压高于0.55V时, PGOOD输出置为高电平。
13	COMP1	控制器1的跨导误差放大器输出。将COMP1连接至输出1的补偿反馈网络。
14	FB1	控制器1的反馈稳压点。连接至转换器输出和SGND之间的电阻分压器中心抽头, 以设置输出电压。FB1电压稳压至0.6V (典型值)。
15	EN1	控制器1的使能输入。使用跟踪(MAX15048)功能时, EN1的电压必须大于0.6V的 V_{EN-TH} , 使PWM控制器启动输出1、2和3。控制器1为主机, 在同步跟踪配置下, 主机提供最大输出电压; 对于MAX15049, EN1的电压必须大于0.6V, 使PWM控制器启动输出1。
16	BST1	控制器1的高边栅极驱动器电源。BST1至LX1之间连接一个0.1 μ F的陶瓷电容。
17	DH1	控制器1的高边栅极驱动器输出。DH1驱动高边MOSFET的栅极。
18	LX1	控制器1的高边MOSFET源极连接/同步MOSFET漏极连接。将电感和自举电容的负极连接至LX1。
19	DREG1	控制器1的低边栅极驱动器电源。通过一个1 Ω 至4.7 Ω 电阻由外部连接至REG。DREG1至PGND1之间连接一个最小为0.22 μ F的陶瓷电容。
20	DL1	控制器1的低边栅极驱动器输出。DL1是同步MOSFET的栅极驱动器输出。
21	PGND1	控制器1的功率地。将输入滤波器电容的负极、同步MOSFET的源极和输出滤波器电容的返回端连接至PGND1。在靠近输入电容返回端通过单点连接至SGND。
22	COMP3	控制器3的跨导误差放大器输出。将COMP3连接至输出3的补偿反馈网络。
23	FB3	控制器3的反馈稳压点。连接至转换器输出和SGND之间的电阻分压器中心抽头, 以设置输出电压。FB3电压稳压至0.6V (典型值)。
24	EN3	控制器3的使能/跟踪输入。参见图2, 使用跟踪(MAX15048)功能时, 在输出1、EN3与SGND之间连接一个同FB3端相同的电阻分压器, 实现同步跟踪; 将EN3连接至模拟地, 实现比例跟踪。使用排序(MAX15049)功能时, EN3的电压必须大于0.6V, 使PWM控制器3启动。
25	BST3	控制器3的高边栅极驱动器电源。BST3至LX3之间连接一个0.1 μ F的陶瓷电容。
26	DH3	控制器3的高边栅极驱动器输出。DH3驱动高边MOSFET的栅极。
27	LX3	控制器3的高边MOSFET源极连接/同步MOSFET漏极连接。将电感和自举电容的负极连接至LX3。
28	DREG3	控制器3的低边栅极驱动器电源。通过一个1 Ω 至4.7 Ω 电阻由外部连接至REG。DREG3至PGND3之间连接一个最小为0.22 μ F的陶瓷电容。
29	DL3	控制器3的低边栅极驱动器输出。DL3是同步MOSFET的栅极驱动器输出。
30	PGND3	控制器3的功率地。将输入滤波器电容的负极、同步MOSFET的源极和输出滤波器电容的返回端连接至PGND3。
31	IN	电源输入连接端。连接到4.7V至23V的外部电源。对于4.5V至5.5V输入应用, 将IN和REG连接在一起。
32	REG	5V稳压器输出。采用一个2.2 μ F陶瓷电容将其旁路至SGND。
—	EP	裸焊盘。将裸焊盘焊接至较大的SGND平面, 以改善散热。

三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

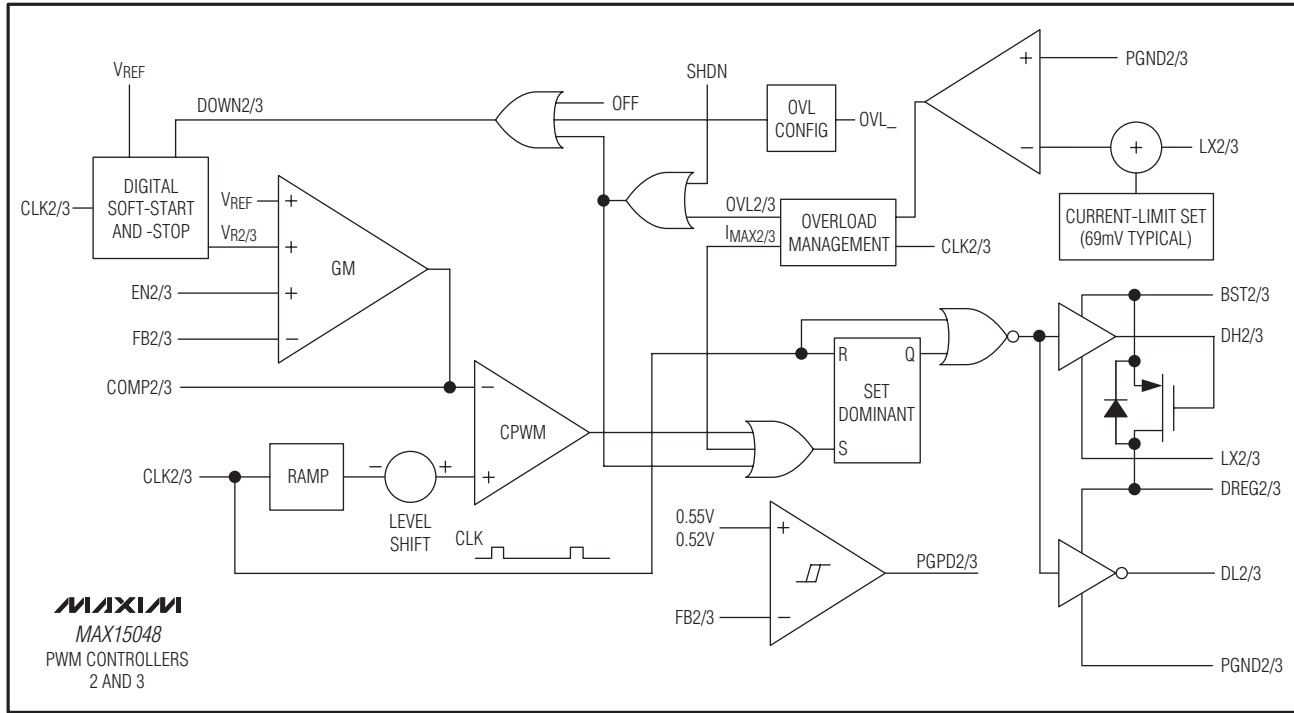
功能框图



三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

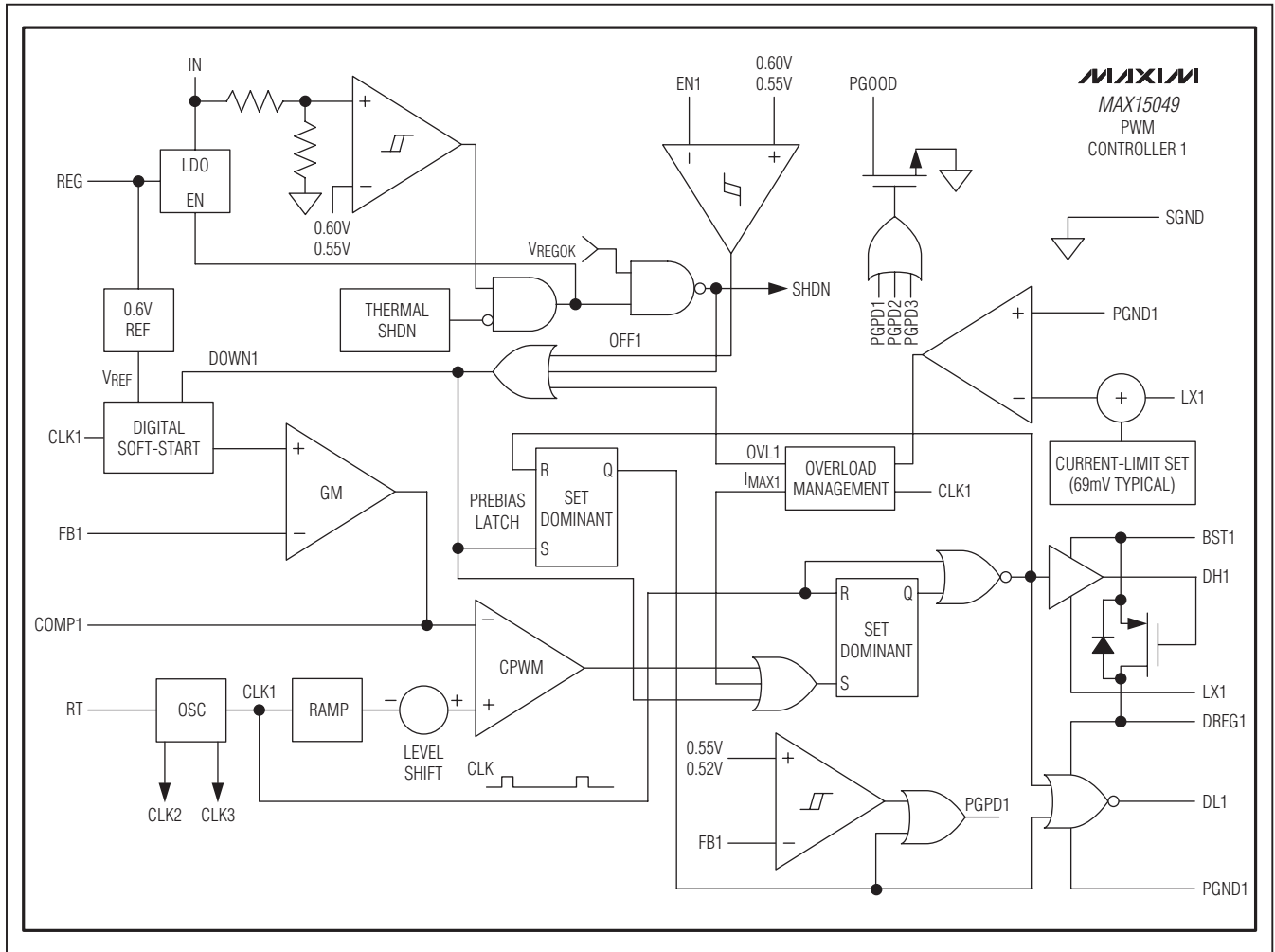
功能框图(续)

MAX15048/MAX15049



三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

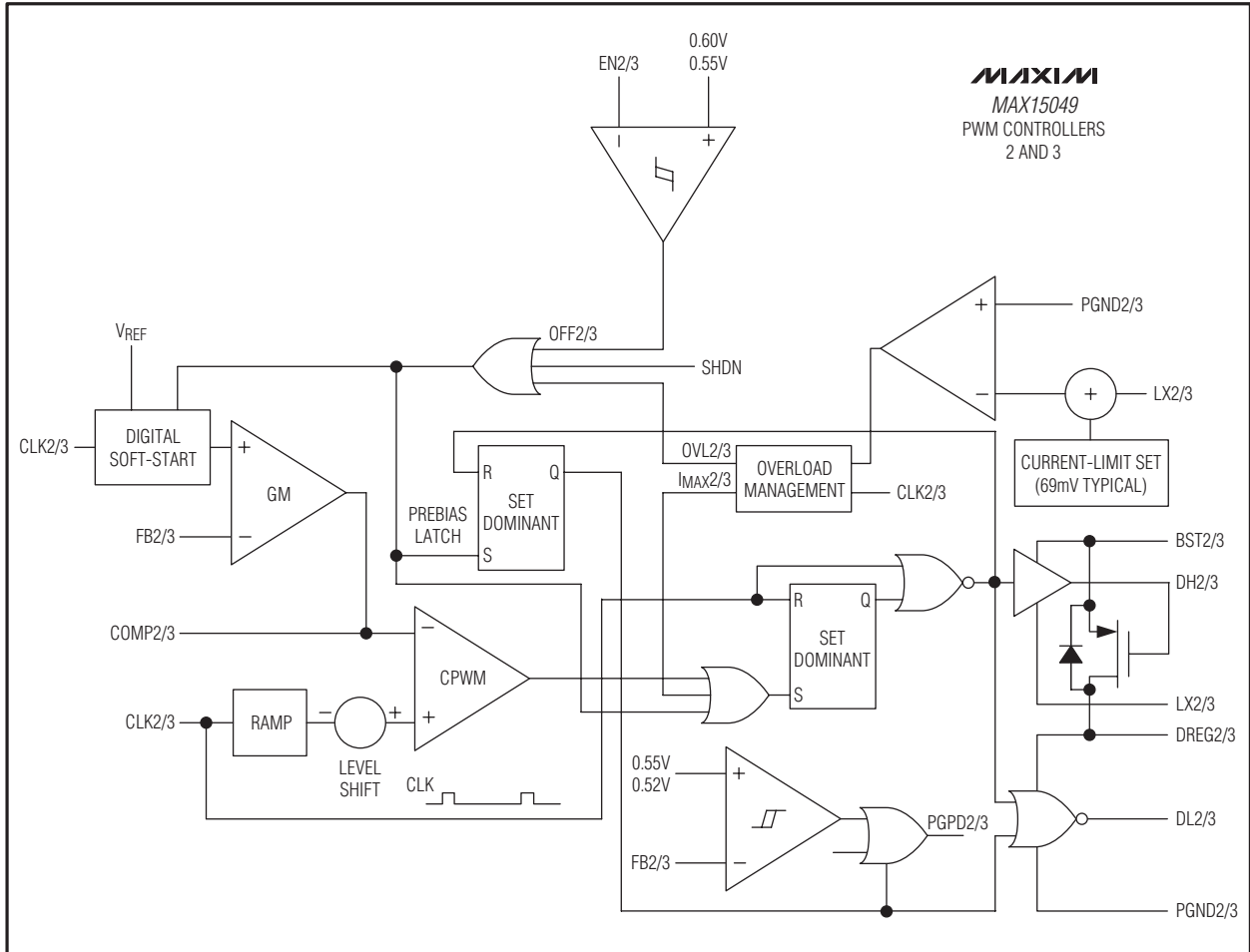
功能框图(续)



三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

功能框图(续)

MAX15048/MAX15049



三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

详细说明

MAX15048/MAX15049是三通道输出、PWM降压型DC-DC控制器,提供跟踪和排序功能。器件工作在4.7V至23V或5V $\pm 10\%$ 的输入电压范围。每个PWM控制器可提供低至0.6V的可调输出电压和高达15A的负载电流,并具有优异的负载和电源调整率。MAX15049可启动进入预偏置输出,确保并行电源模块中的输出电压无干扰上电。MAX15048/MAX15049针对高性能、小尺寸的电源管理方案进行了优化。

MAX15048/MAX15049的各个PWM模块采用电压模式控制方案,具有优异的噪声抑制能力,同时采用外部补偿,可选择多种电感值和电容类型,实现最大的灵活性。器件工作在固定开关频率,可设置范围为200kHz至1.2MHz。120°错相工作时,各个转换器的工作频率高达1.2MHz,将输入电容纹波频率提高至3.6MHz,从而大大降低了RMS输入纹波电流和对输入旁路电容尺寸的要求。

MAX15048提供同步跟踪或比例跟踪两种选择,MAX15049提供输出排序,可以根据系统要求改变上电/断电顺序。MAX15048/MAX15049集成自举二极管,进一步降低了系统成本。

MAX15048/MAX15049通过监测同步MOSFET导通电阻上的压降来实现无损耗谷值限流保护。这些器件的内部电流源具有正温度系数,可补偿MOSFET的温度系数。

MAX15048/MAX15049包括带有滞回的内部UVLO、数字软启动和软停止(MAX15048)功能,保证转换器无干扰地上电和断电。电源就绪电路(PGOOD)可监测所有三路输出,当所有输出达到稳定电压时,向系统控制器/处理器输出PGOOD信号。器件的保护功能包括无损耗谷值限流模式、“打嗝”模式输出短路保护以及热关断。

内部欠压锁定(UVLO)

在进行任何操作之前, V_{IN} 必须超过默认的UVLO门限值。UVLO电路保持MOSFET驱动器、振荡器和所有内部电路处于断电状态,以降低电流损耗。UVLO上升门限是4.2V,带有300mV的滞回。

数字软启动(MAX15048/MAX15049)/ 软停止(MAX15048)/ 预偏置输出(MAX15049)

MAX15048/MAX15049的软启动功能使负载电压以受控方式逐渐升高,避免了输出电压过冲。当 V_{IN} 超过UVLO门限,并且使能输入大于0.6V时,软启动开始。软启动电路逐渐升高基准电压。这一方法控制输出电压的上升速率,从而降低了启动期间的输入浪涌电流。软启动持续时间为2048个时钟周期,输出电压以64个等步长递增。软启动完成时,无论输出电容和负载如何,输出将达到稳压。

当MAX15048的使能输入降至低于0.55V时,启动软停止。软停止电路逐步降低基准电压,从而控制输出电压的下降速率。输出电压在2048个时钟周期中,以64个等步长递减。

MAX15049可启动进入预偏置输出。软启动期间,两个开关均保持断开状态,直到PWM比较器发出第一个PWM脉冲,此后,转换器将不再从输出吸入电流。当基准电压上升至超过FB_电压时,产生第一个PWM脉冲。

内部线性稳压器(REG)

REG是由IN供电的5V LDO输出端,用于向IC供电。在外部将REG连接至DREG_,为低边MOSFET栅极驱动器供电。采用最小2.2 μ F的陶瓷电容将REG旁路至SGND。将电容靠近MAX15048/MAX15049放置,以实现良好的旁路。REG仅用于对内部电路供电,不能用于对外部负载供电。REG可源出最大60mA电流。这一电流 I_{REG} 包括静态电流(I_Q)和栅极驱动电流($I_{DREG_}$):

$$I_{REG} = I_Q + [f_{SW} \times \Sigma(Q_{GHS_} + Q_{GLS_})]$$

其中, $Q_{GHS_}$ 和 $Q_{GLS_}$ 分别是 $V_{GATE} = 5V$ 时高边和低边外部MOSFET的栅极总电荷, f_{SW} 是转换器的开关频率, I_Q 是器件在开关频率下的静态电流。

三通道输出buck控制器， 提供跟踪/排序功能

MOSFET栅极驱动器和内部自举开关

DREG_是低边MOSFET驱动器的电源输入。在外部连接DREG_和REG。每次低边MOSFET开关导通时，将会在短时间内从DREG_吸入较大的峰值电流。在REG和DREG_之间加入一个RC滤波器(一般是1Ω至4.7Ω电阻与220nF陶瓷电容)，以滤除这个较大的峰值电流。此外，也可以将DREG_连接至外部电源($V_{DREG-EXT}$)。注意，DREG_电压应足够高，以保证低边MOSFET完全导通。为避免MOSFET不完全导通，通过EN1，由 $V_{DREG-EXT}$ 在外部设置UVLO。

BST_为高边MOSFET驱动器供电。MAX15048/MAX15049在DREG_和BST_之间具有一个内部开关，将DH_电压提升至 V_{IN} 以上，为高边MOSFET导通提供必要的栅-源电压。在BST_和LX_之间连接一个0.1μF或者更大的自举陶瓷电容。

高边(DH_)和低边(DL_)驱动器驱动外部n沟道MOSFET的栅极。驱动器的1A峰值源出和吸收电流能力为开关MOSFET的快速上升和下降时间提供了足够的驱动。快速上升和下降时间降低了开关损耗。

栅极驱动电路还具有先断后合时间(典型值为35ns)，以防止切换时出现直通电流。

MAX15048同步/比例跟踪(EN_)

使能输入(EN_)结合数字软启动和软停止功能可实现同步/比例跟踪。通过电阻分压器将被跟踪输出连接至使能/跟踪输入，实现对该输出电压的跟踪。例如， V_{OUT2} 要同步跟踪 V_{OUT1} ，在OUT1、EN2和SGND之间连接一个和FB2相同的电阻分压器。参见图2和典型工作特性(同步跟踪)。

连接EN_至SGND实现比例跟踪。这样，实现了所有控制器基准的软启动和软停止的同步，从而比例跟踪各自的输出电压。参见图2以及典型工作特性(比例跟踪)。

对于MAX15048，应仔细处理主机或者从机输出的输出短路故障状态，确保当其它输出被短路至地时，主机或者从机输出不会保持导通状态。当从机短路并且进入“打嗝”模式时，主机和其它从机软停止。当主机短路并且器件进入“打

嗝”模式时，从机按比例软停止。退出“打嗝”模式时，根据最初配置，所有输出同步或者比例软启动。故障状态下的输出情况，请参见典型工作特性。热关断或断电时，当输入降到UVLO以下时，输出电压的下降速率取决于对应的输出电容和负载。

同步/比例跟踪(MAX15048)和排序(MAX15049)示意图请参见图1。

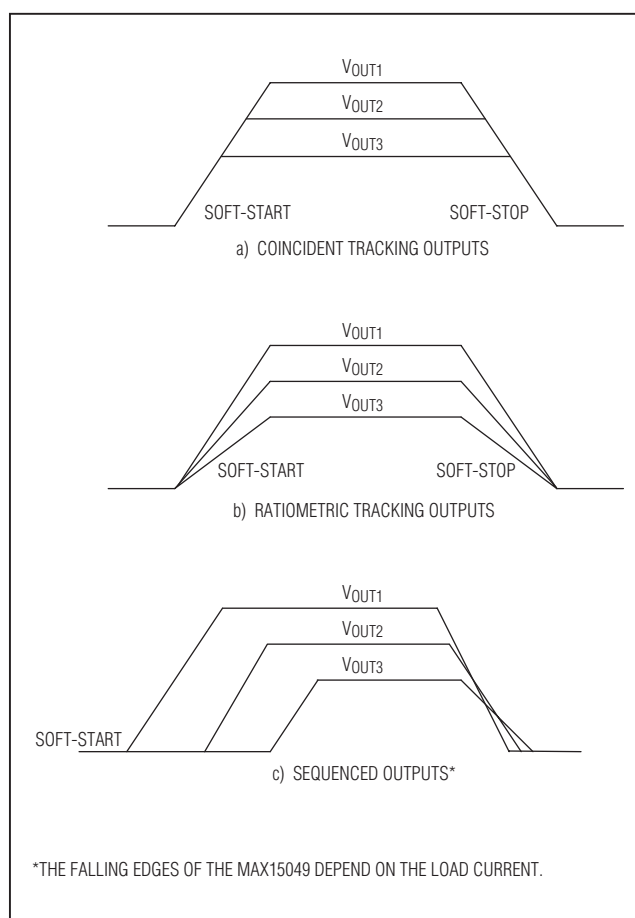


图1. 同步跟踪、比例跟踪(MAX15048)和排序(MAX15049)示意图

三通道输出buck控制器， 提供跟踪/排序功能

MAX15049输出电压排序(EN_)

如图1c所示，排序时使能输入必须大于0.6V，以保证各个PWM控制器能正常启动。 V_{OUT} 输出和EN_输入可采用菊链连接，实现上电排序。请参见图2和典型工作特性(V_{OUT} 至EN_排序)。也可以在使能输入和SGND之间为需要排序的电压增加一个电阻分压器，设置每个控制器的启动时间。

误差放大器

内部误差跨导放大器的输出(COMP_)用于频率补偿(参见补偿设计部分)。FB_是误差放大器的反相输入，COMP_是输出。误差放大器具有80dB开环增益以及10MHz增益带宽积。增益和相位与频率的对应关系请参见典型工作特性。

输出短路保护(“打嗝”模式)

限流电路采用谷值限流算法，使用同步MOSFET的导通电阻作为检流元件。限流门限在内部设置为69mV (典型值)。一旦高边MOSFET关断，器件将监测检流元件上的电压。如果该电压没有超过限流门限，则在下一周期开始时，高边MOSFET正常导通。如果新的PWM周期开始之前，电压超过限流门限，则控制器跳过该周期。在严重过载或者短路条件下，器件开关频率降低，因为低边MOSFET的导通时间已经超过了一个时钟周期。

如果大于限流门限的时间超过8个连续时钟周期(N_{CL})，器件将关断(DH_和DL_都被拉低) 4096个时钟周期(“打嗝”

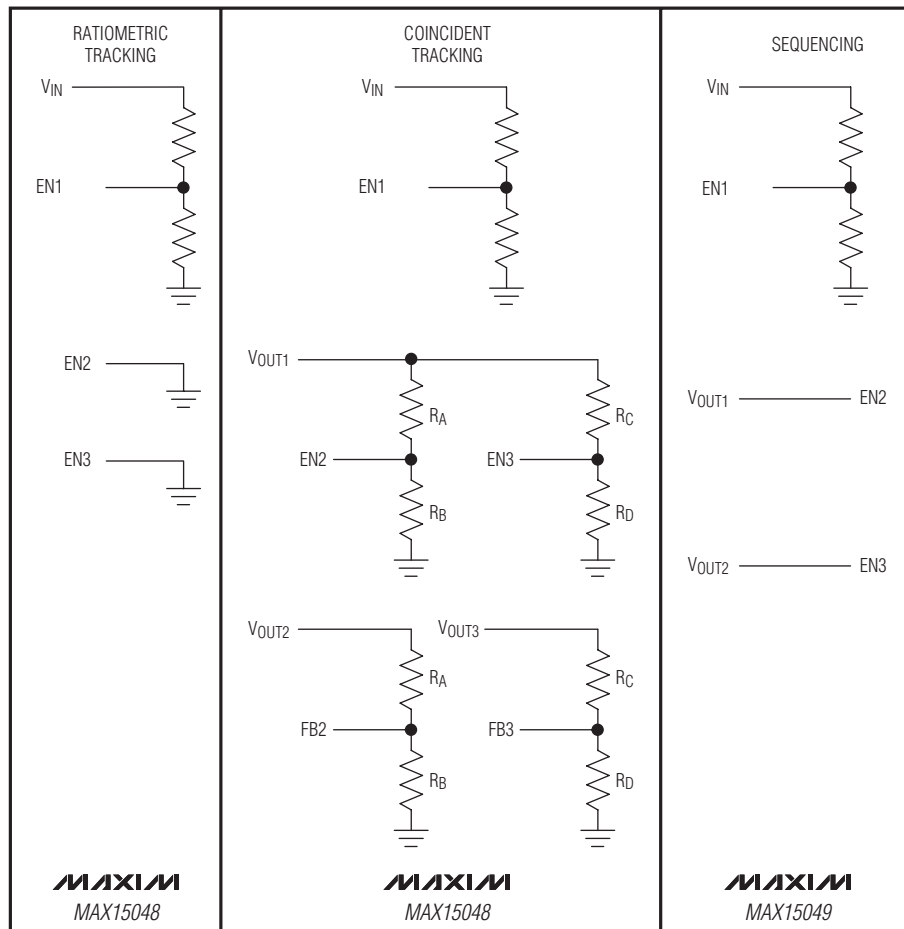


图2. 比例跟踪、同步跟踪(MAX15048)和排序(MAX15049)配置

三通道输出buck控制器， 提供跟踪/排序功能

有效的输入电压范围

尽管MAX15048/MAX15049转换器的工作电压范围可以在4.7V至23V之间，但是在给定输出电压下，占空比有效地限制了输入电压范围。最小导通时间($t_{ON(MIN)}$)限制了最大输入电压：

$$V_{IN(MAX)} \leq \frac{V_{OUT_}}{t_{ON(MIN)} \times f_{SW}}$$

其中， $t_{ON(MIN)}$ 是75ns。

最小输入电压受限于最大占空比，可采用下面的等式来进行计算：

$$V_{IN(MIN)} = \frac{V_{OUT_}}{1 - (t_{OFF(MIN)} \times f_{SW})}$$

其中， $t_{OFF(MIN)}$ 通常为300ns。

电感选择

MAX15048/MAX15049工作时必须指定三个关键电感参数：电感值(L)、电感饱和电流(I_{SAT})和电感串联电阻(DCR)。需要的最小电感值是工作频率、输入至输出电压差和电感电流峰峰值(ΔI_{P-P})的函数。较高的 ΔI_{P-P} 允许使用较低的电感值。较小的电感值降低了电感大小和成本，提高了大信号和瞬态响应。但是，对于相同的输出电容，较大的峰值电流以及较大的输出电压纹波峰峰值将导致效率下降。较大的电感降低了纹波电流，从而提高了效率，但是由于额外的绕线匝数导致阻性损耗增大，会抵消降低纹波电流带来的好处，特别是要求增大电感但是不允许增加电感尺寸的情况。较好的方法是选择 ΔI_{P-P} 等于满载电流的30%。使用下面的公式来计算电感：

$$L = \frac{V_{OUT_}(V_{IN} - V_{OUT_})}{V_{IN} \times f_{SW} \times \Delta I_{P-P}}$$

V_{IN} 和 $V_{OUT_}$ 均为典型数值，因而在典型条件下具有最优效率。可以在200kHz和1.2MHz之间设置开关频率(f_{SW}) (参

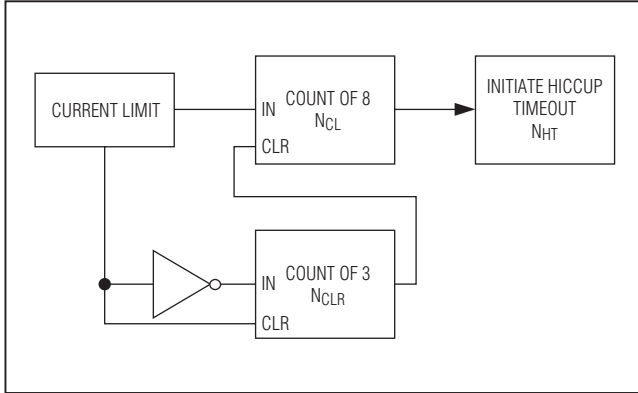


图3. “打嗝”模式方框图

超时)，然后通过软启动重新启动。如果经过了三个连续周期，而没有出现限流，清除 N_{CL} 计数(参见图3)。“打嗝”模式防止电路出现连续输出短路。

热过载保护

MAX15048/MAX15049集成带温度滞回的热过载保护电路。发生持续热故障时，热过载保护电路可限制器件的总功耗并为器件提供保护。管芯温度大于+160°C (典型值)时，内部温度传感器关断器件以及功率MOSFET，使器件降温。当管芯温度下降+20°C (典型值)后，器件通过软启动重启。

设计过程

设置开关频率

RT和SGND之间连接一个15.625kΩ至93.75kΩ电阻，将开关频率设置在200kHz至1.2MHz之间。使用下面的等式来计算开关频率：

$$f_{SW} \text{ (kHz)} = 12.8 \times R_{RT} \text{ (k}\Omega\text{)}$$

较高的开关频率允许设计采用更小的电感值以及更小的输出电容。相应地，开关频率越高，峰值电流和 I^2R 损耗将越小，但是磁芯损耗、栅极电荷电流以及开关损耗将增大。

三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

见设置开关频率部分)。电感电流峰峰值(ΔI_{P-P})反映了输出纹波峰峰值在最大输入电压时最差。参见输出电容选择部分,以确定最差情况下的输出电流纹波是否可以接受。电感饱和电流(I_{SAT})也非常重要,可以避免连续输出短路状态时出现失控电流。选择 I_{SAT} 参数大于最大峰值电流的电感。电感的寄生电阻(DCR)会产生损耗,影响效率。应选择符合尺寸要求且DCR尽可能小的低损耗电感。

输入电容选择

Buck转换器的不连续输入电流导致较大的输入纹波电流,因此,必须仔细选择输入电容,以承受输入纹波电流,并使输入电压纹波保持在设计要求范围内。120°纹波相位提高了输入电容纹波电流的频率,使其达到单个转换器开关频率的三倍。使用纹波相位时,当只有一个具有最大输出电流的转换器导通时,输入电容的纹波电流最大。

输入电压纹波包括 ΔV_Q (由电容放电引起)和 ΔV_{ESR} (由输入电容的ESR引起)。总电压纹波是 ΔV_Q 和 ΔV_{ESR} 之和,其峰值出现在导通周期的最后。使用下面的等式来计算某一纹波的输入电容和ESR:

$$ESR = \frac{\Delta V_{ESR}}{\left(I_{LOAD(MAX)} + \frac{\Delta I_{P-P}}{2} \right)}$$

$$C_{IN} = \frac{I_{LOAD(MAX)} \times \left(\frac{V_{OUT_}}{V_{IN_}} \right)}{(\Delta V_Q + f_{SW})}$$

其中:

$$\Delta I_{P-P} = \frac{(V_{IN_} - V_{OUT_}) \times V_{OUT_}}{V_{IN_} \times f_{SW} \times L}$$

$I_{LOAD(MAX)}$ 是最大输出电流, ΔI_{P-P} 是电感电流峰峰值, f_{SW} 是开关频率。

对于只有一个转换器导通的情况,使用下面的等式来计算输入纹波电流:

$$I_{CIN(RMS)} = I_{LOAD(MAX)} \times \frac{\sqrt{V_{OUT_} \times (V_{IN_} - V_{OUT_})}}{V_{IN_}}$$

MAX15048/MAX15049带有UVLO滞回,以避免导通期间可能出现的啁啾。如果输入源阻抗较大,可加入一个大电容。输入电压较低时,加入的输入电容有助于避免负载瞬态期间出现低于UVLO门限的下冲。

输出电容选择

允许的输出电压纹波以及负载阶跃时输出电压的最大变化决定了所需要的输出电容及其ESR。稳态输出纹波主要包括 ΔV_Q (由电容放电引起)和 ΔV_{ESR} (由输出电容ESR上的压降引起)。根据下列等式计算输出电容及其ESR:

$$C_{OUT} = \frac{\Delta I_{P-P}}{8 \times \Delta V_Q \times f_{SW}}$$

$$ESR = \frac{\Delta V_{ESR}}{\Delta I_{P-P}}$$

ΔV_{ESR} 和 ΔV_Q 不能直接相加,因为它们彼此不同相。如果使用ESR较低的陶瓷电容,则以 ΔV_Q 为主。如果使用电解电容,则以 ΔV_{ESR} 为主。

负载快速瞬变期间,所允许的输出电压变化也会影响对输出电容及其ESR、ESL的要求。负载发生阶跃时,输出电容在控制器以较大的占空比响应之前向负载提供电流。响应时间($t_{RESPONSE}$)取决于转换器的增益带宽(参见补偿设计部分)。输出电容ESR的压降、电容ESL的压降以及电容放电导致负载阶跃(I_{STEP})时的电压跌落。组合使用低ESR的钽/铝电解电容和陶瓷电容,以实现更好的负载瞬态和电压纹波性能。无引线电容和并联电容有助于降低ESL。保持最大输出电压变化低于供电电路的容限。

三通道输出buck控制器， 提供跟踪/排序功能

使用下面的等式来计算负载阶跃时所需要的ESR、ESL和电容值：

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

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

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

$$t_{RESPONSE} = \frac{1}{3 \times f_{CO}}$$

其中， I_{STEP} 是负载阶跃， t_{STEP} 是负载阶跃的上升时间， $t_{RESPONSE}$ 是控制器的响应时间， f_{CO} 是系统闭环单位增益频率(参见补偿设计部分)。

设置限流值

MAX15048/MAX15049采用谷值检流方法来限制电流。谷值限流门限(V_{LIM})由内部设置为69mV (典型值)。

低边MOSFET导通电阻的压降被用于检测电感电流。谷点和 I_{LOAD} 时的低边MOSFET上的压降(V_{VALLEY})为：

$$V_{VALLEY} = R_{DS(ON)} \times (I_{LOAD(MAX)} - \frac{\Delta I_{P-P}}{2})$$

$R_{DS(ON)}$ 是低边MOSFET的导通电阻， I_{LOAD} 是额定负载电流， ΔI_{P-P} 是电感电流峰峰值。

MOSFET的 $R_{DS(ON)}$ 随温度变化。利用MOSFET数据资料中满载时的工作结温计算MOSFET的 $R_{DS(ON)}$ 。为了补偿温度变化，限流电路具有3333ppm/°C的温度系数。这样，可以使谷值限流门限(V_{LIM})跟踪并部分补偿同步MOSFET的 $R_{DS(ON)}$ 随温度的变化。

功率MOSFET选择

选择n沟道MOSFET时，应考虑栅极总电荷、 $R_{DS(ON)}$ 、功耗、最大漏-源电压和封装热阻。MOSFET栅极电荷与导通电阻的乘积是品质因数，数值越小表示性能越好。选择合理的MOSFET以优化高频开关应用。MAX15048/MAX15049输出的平均栅极驱动电流与频率以及驱动MOSFET所需要的栅极电荷成正比。MAX15048/MAX15049的功耗与输入电压以及平均驱动电流成正比(参见功耗部分)。

补偿设计

MAX15048/MAX15049采用固定频率、电压模式控制方案，将“采样”的输出电压与固定基准进行差分比较，由此调节输出电压。误差放大器输出($COMP_{-}$)的“误差”电压与内部斜坡电压进行比较，以产生脉宽调制的占空比。二阶低通LC滤波器消除了开关谐波，将脉宽调制后的信号直流分量传送到输出。LC滤波器的衰减斜率为-40dB/十倍频程，在高于LC谐振频率处引入180°的错相相移，这一相移加上调节器自控制(负)反馈系统固有的180°相移，产生正反馈。误差放大器及其相关电路可以补偿这种不稳定性，构成稳定的闭环系统。

基本调节器环路包括电源调制器(包括调节器的脉宽调制及其相关电路，以及LC滤波器)、输出反馈分压器和误差放大器。电源调制器的直流增益由 V_{IN}/V_{RAMP} 设置，其双极点和单零点由输出电感(L)、输出电容(C_{OUT})及其ESR设置。第二个频率更高的零点是输出电容ESR和ESL的函数，不过这一零点只需要在采用高质量滤波元件和/或在工作频率下才需要考虑。

三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

下式定义了电源调制器:

$$G_{\text{MOD(DC)}} = \frac{V_{\text{IN}}}{V_{\text{RAMP}}}$$

$$f_{\text{LC}} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L \times C_{\text{OUT}}}}$$

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

$$f_{\text{ZERO, ESL}} = \frac{\text{ESR}}{2\pi \times \text{ESL}}$$

利用RT的外部电阻将开关频率设置在200kHz和1.2MHz之间。一般情况下, 应将单位增益频率(f_{CO}), 即系统闭环增益穿过0dB轴时对应的频率值, 设置在开关频率的十分之一($f_{\text{SW}}/10$)或低于十分之一处, 以保持稳定的闭环响应。

MAX15048/MAX15049内部跨导放大器提供反相输入和输出, 允许用户进行外部频率补偿。每个转换器灵活的外部补偿功能为输出滤波元件提供了多种选择, 特别是输出电容。对于成本敏感的应用, 输出使用铝电解电容; 对于空间敏感的应用, 输出采用低ESR钽电容或叠层陶瓷片(MLCC)电容。MAX15048/MAX15049较高的开关频率支持MLCC作为主滤波器电容。

首先, 选择无源和有源功率元件, 以满足应用的输出纹波、元件尺寸以及元件成本的要求。然后, 选择小信号补偿元件, 以获得所需的闭环频率响应和相位余量, 如下所示。

电压模式调节器的闭环响应和补偿

电源调制器的LC低通滤波器根据L、C (及其寄生参数), 可产生不同响应。

图4a所示为这类响应的一个例子。在这个例子中, 电源调制器在补偿前的单位增益频率大约为所要求频率 f_{CO} 的六分之一。请注意, 补偿前0dB增益处的滚降按照双极点、-40dB/十倍频程斜率衰减, 相移接近180°, 表明系统可能出现不稳定。结合负反馈系统固有的180°相移, 可能导致接近360°的相移或“正”反馈, 从而导致系统不稳定。

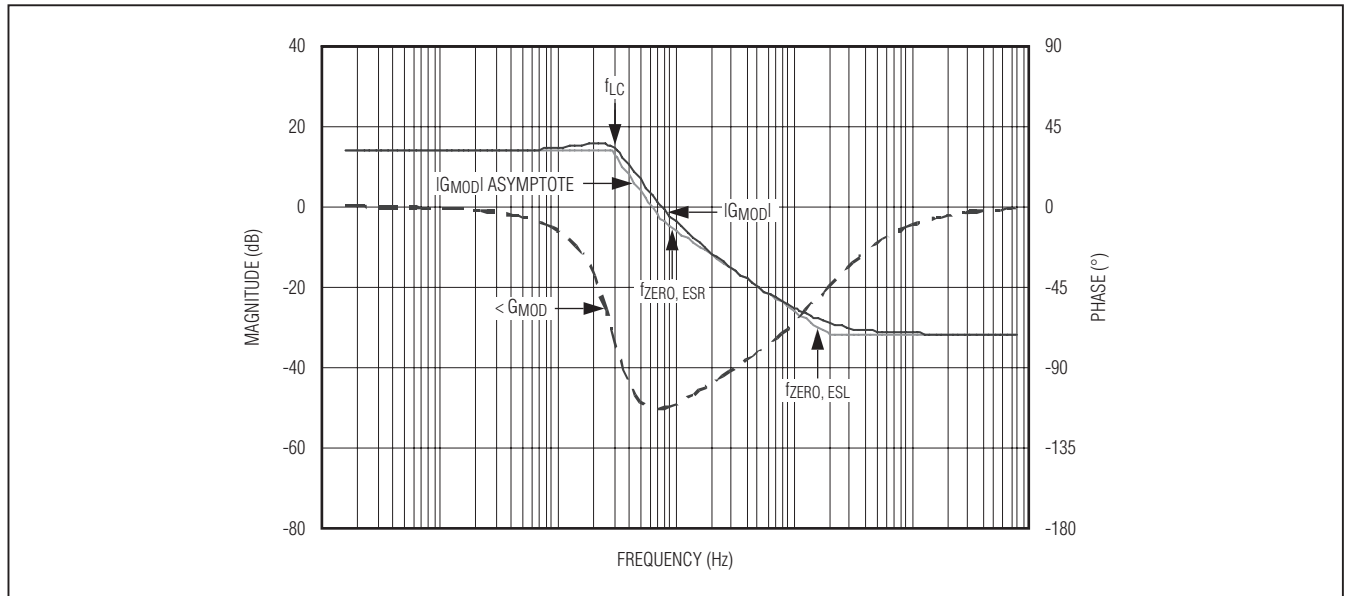


图4a. 电源调制器增益和相位响应(较大的 C_{OUT})

三通道输出buck控制器， 提供跟踪/排序功能

所要求(补偿后)的滚降斜率为-20dB/十倍频程(相当于 90° 相移)，在这个例子中，出现在大约6倍于补偿前单位增益频率 f_{CO} 附近。该例中，II类补偿器利用了电容ESR零点的+20dB/十倍频程斜率，提供稳定的闭环工作(参见图4b)。

II类补偿器的中等频率增益(这里大约为18dB)设计用于补偿所要求的单位增益频率 f_{CO} 处的电源调制器衰减(在 f_{CO} ， $G_{E/A} + G_{MOD} = 0\text{dB}$)。在这个例子中，利用电源调制器在

高于ESR零点($f_{ZERO, ESR}$)处的固有-20dB/十倍频程滚降扩展稳压器的有源调节增益带宽。如图4b所示，最终结果使稳压器增益带宽提高了6倍，相位余量大于 75° (在单位增益频点 f_{CO} 处， $G_{E/A}$ 和 G_{MOD} 之间的相差)。

其它滤波方案存在自身的问题。例如，当选择高质量滤波电容(如MLCC)以及具有最小寄生效应的电感时，固有的ESR零点将出现在更高的频率处，如图4c所示。

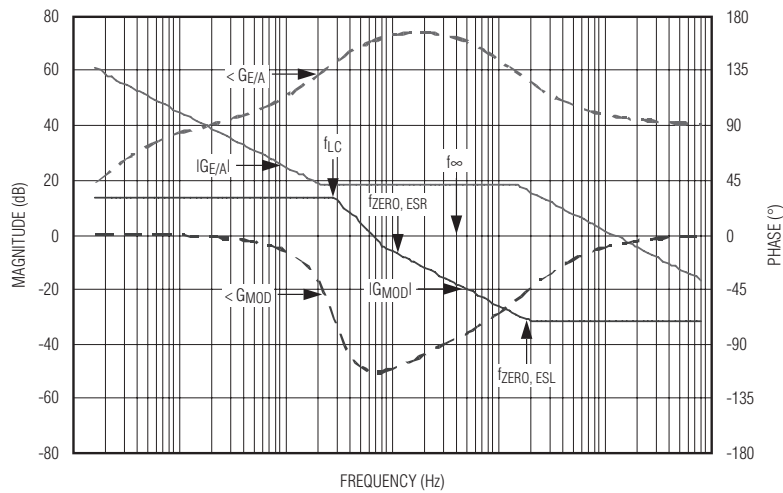


图4b. 电源调制器(较大的 C_{OUT})和II类补偿器响应

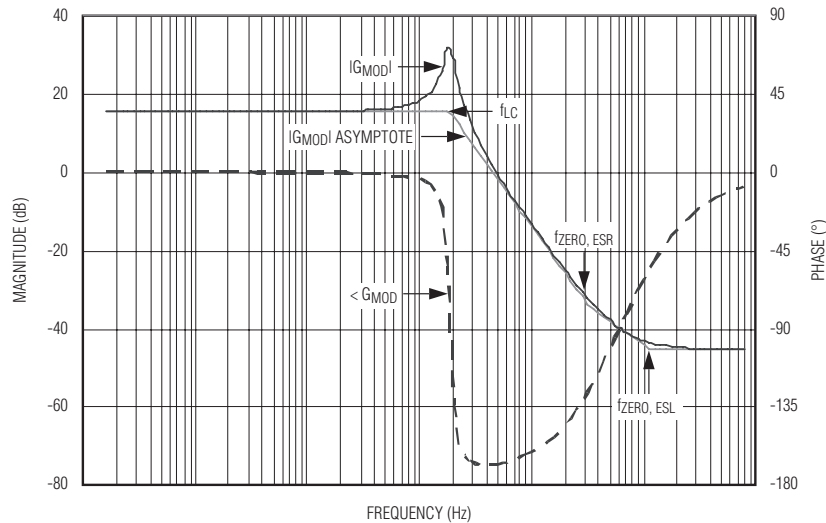


图4c. 电源调制器增益和相位响应(高质量 C_{OUT})

三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

利用前面的例子, 实际增益以及相位响应被电源调制器的指数增益响应覆盖。很容易在电源调制器的谐振频率 f_{LC} 或该点附近观察到更明显的增益和相位瞬变, 而在前面例子中, 响应则不明显。这是由于元件较小的寄生效应导致输出电容ESR零点频率较高。在这个例子中, 所要求的单位增益频率出现在低于ESR零点频率处。

在这个例子中, 需要一个具有中等频率双零点响应特性的补偿器来消除滤波器双极点的影响。III类拓扑可支持这类应用。

如图4d所示, III类补偿的中等频率双零点增益(具有+20dB/十倍频程斜率, 注意补偿器在原点的极点)可补偿在所要求的单位增益频率 f_{CO} ($G_{E/A} + G_{MOD} = 0\text{dB}$)处电源调制器的双极点-40dB/十倍频程衰减。

在上面例子中, 中等频率双零点的+20dB/十倍频程增益抵消了电源调制器固有的(中等频率) -40dB/十倍频程滚降, 扩展了稳压器的有源调节增益带宽。如图4d所示, 最终结果是稳压器增益带宽几乎加倍, 同时提供了大于60°的相位余量(在单位增益频点 f_{CO} 处, $G_{E/A}$ 和 G_{MOD} 之间的相差)。

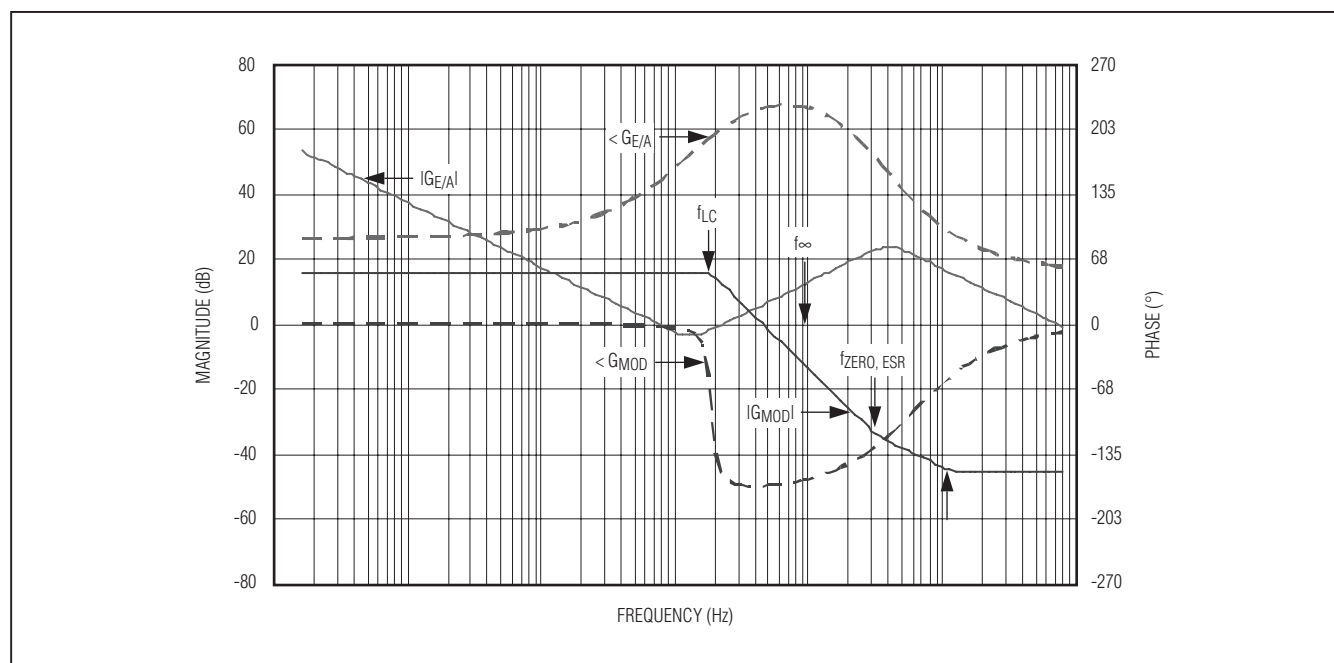


图4d. 电源调制器(高质量 C_{OUT})和III类补偿器响应

三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

下面给出了II类和III类补偿器的设计过程。

II类: 当 $f_{CO} > f_{ZERO, ESR}$ 时, 进行补偿

当 $f_{ZERO, ESR}$ 低于 f_{CO} 、接近 f_{LC} 时, II类补偿网络提供所要求的闭环响应。II类补偿网络提供一个中等频率的补偿零点和高频极点(参见图5a和图5b)。

$R_F C_F$ 提供中等频率的零点 $f_{MID, ZERO}$, $R_F C_{CF}$ 提供高频极点。按照下面的过程计算补偿网络元件:

1) 计算 $f_{ZERO, ESR}$ 和LC双极点 f_{LC} :

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

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L \times C_{OUT}}}$$

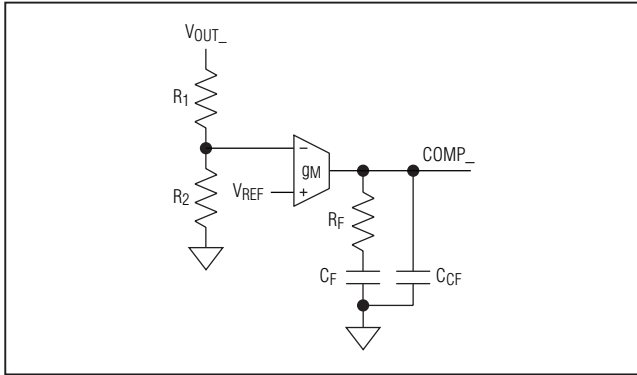


图5a. II类补偿网络

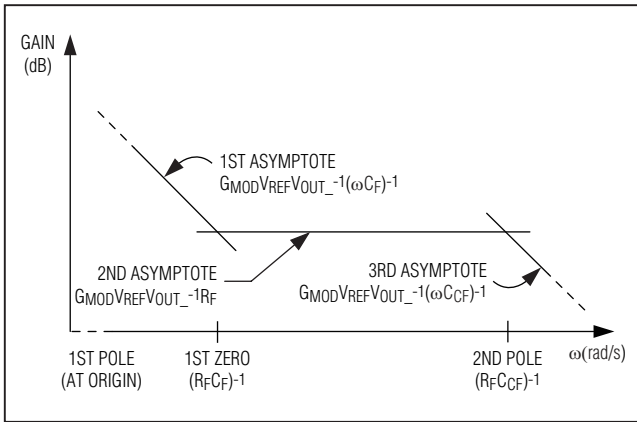


图5b. II类补偿网络响应

2) 选择单位增益频率:

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

3) 由下面的等式确定 R_F :

$$R_F = \frac{V_{RAMP} (2\pi \times f_{CO} \times L) V_{OUT_}}{V_{FB_} \times V_{IN} \times g_M \times ESR}$$

注意: 通过将总环路增益设置为单位增益求得 R_F , 即 $G_{E/A}(f_{CO}) \times G_{MOD}(f_{CO}) = 1V/V$ 。跨导误差放大器增益为 $G_{E/A}(f_{CO}) = g_M \times R_F$, 而调节器增益为:

$$G_{MOD}(f_{CO}) = \frac{V_{IN}}{V_{RAMP}} \times \frac{ESR}{2\pi \times f_{CO} \times L} \times \frac{V_{FB_}}{V_{OUT_}}$$

总环路增益可以以对数表示为:

$$20 \times \log_{10}[g_M R_F] + 20 \times \log_{10} \left[\frac{ESR \times V_{IN} \times V_{FB_}}{(2\pi \times f_{CO} \times L) \times V_{OUT_} \times V_{RAMP}} \right] = 0dB$$

其中, V_{RAMP} 是斜坡振幅峰峰值, 等于1.2V。

4) 在LC双极点 f_{LC} 或低于该点放置一个零点:

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

5) 在 $f_P = 0.5 \times f_{SW}$ 或低于该点放置一个高频极点:

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

6) 选择合适大小的 R_1 (连接在 OUT_- 和 FB_- 之间, 最小为10kΩ)。一旦选择了 R_1 , 可由下式计算 R_2 :

$$R_2 = R_1 \times \frac{V_{FB_}}{V_{OUT_} - V_{FB_}}$$

其中, $V_{FB_} = 0.6V$ 。

三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

III类: 当 $f_{CO} < f_{ZERO, ESR}$ 时, 进行补偿

如上所述, 在设计补偿网络时, 输出电容固有的ESR零点位置非常关键。当采用低ESR陶瓷输出电容时, ESR零点频率($f_{ZERO, ESR}$)通常远高于单位增益频率(f_{CO})。这种情况下, 建议采用III类补偿网络(参见图6a)。

如图6b所示, III类补偿网络在控制环路中引入了两个零点和三个极点。误差放大器具有一个位于原点的低频极点, 以及两个零点和更高频率的极点。所选择的零点和极点位置应该使 f_{CO} 的相位余量最大。

将 f_{CO} 与 f_Z 之比和 f_P 与 f_{CO} 之比均设置为5:

$$\left(\frac{f_{CO}}{f_Z} = \frac{f_P}{f_{CO}} = 5 \right)$$

可在 f_{CO} 获得大约60°相位余量。不论选择哪种方法, 在双极点或低于双极点放置两个零点都非常重要, 这样可以避免条件稳定问题。

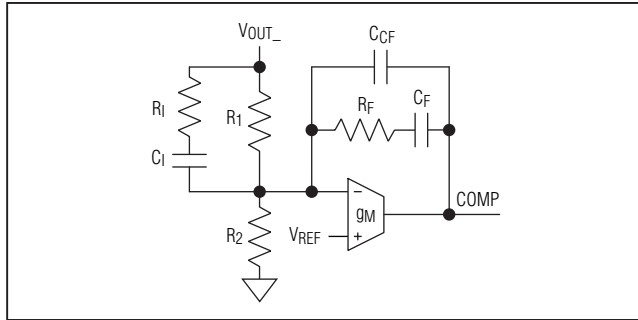


图6a. III类补偿网络

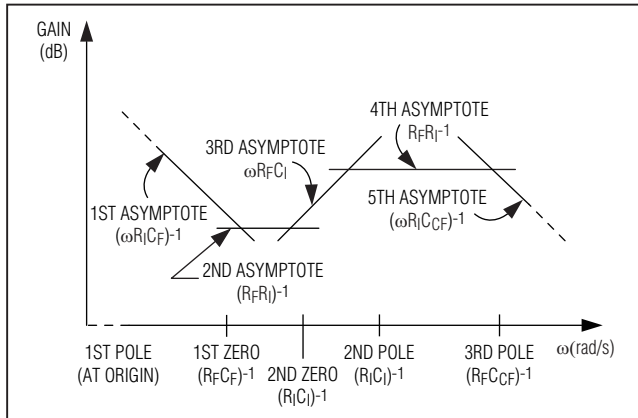


图6b. III类补偿网络响应

利用下面的步骤来计算补偿网络的元件:

- 1) 选择单位增益频率 f_{CO} :

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

- 2) 计算LC双极点频率 f_{LC} :

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L \times C_{OUT}}}$$

- 3) 选择 $R_F \geq 10k\Omega$ 。

- 4) 放置一个零点:

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times R_F \times C_F} \quad (\text{放置在 } 0.75 \times f_{LC} \text{ 处})$$

其中:

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

- 5) 针对目标单位增益频率 f_C 计算 C_1 :

$$C_1 = \frac{2\pi \times f_{CO} \times L \times C_{OUT} \times V_{RAMP}}{V_{IN} \times R_F}$$

注意: 将总环路增益设置为单位增益求得 C_1 , 即 $G_{E/A}(f_{CO}) \times G_{MOD}(f_{CO}) = 1V/V$ 。可以通过下面的对数表达式表示总环路增益:

$$20 \times \log_{10} [2\pi \times f_{CO} \times R_F \times C_1] + 20 \times \log_{10} \left[\frac{G_{MOD}(DC)}{(2\pi \times f_{CO})^2 \times L \times C_{OUT}} \right] = 0dB$$

- 6) 在 f_{LC} 或低于该点放置第二个零点 f_{Z2} , 从而确定 R_1 :

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

- 7) 在 $f_{ZERO, ESR}$ 或低于该点放置一个极点($f_{P1} = \frac{1}{2\pi \times R_1 \times C_1}$):

$$R_1 = \frac{1}{2\pi \times f_{ZERO, ESR} \times C_1}$$

三通道输出buck控制器， 提供跟踪/排序功能

典型工作电路

图7是MAX15048同步跟踪器、图8是MAX15048比例跟踪器、图9是MAX15049排序器的典型工作电路。图10为MAX15049 (排序器)评估板原理图。

8) 在开关频率的一半或低于该点位置放置第二个极点

$$(f_{P2} = \frac{1}{2\pi \times R_F \times C_{CF}}):$$

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

9) 使用下式计算 R_2 :

$$R_2 = R_1 \times \frac{V_{FB_}}{V_{OUT_} - V_{FB_}}$$

其中, $V_{FB_} = 0.6V$ 。

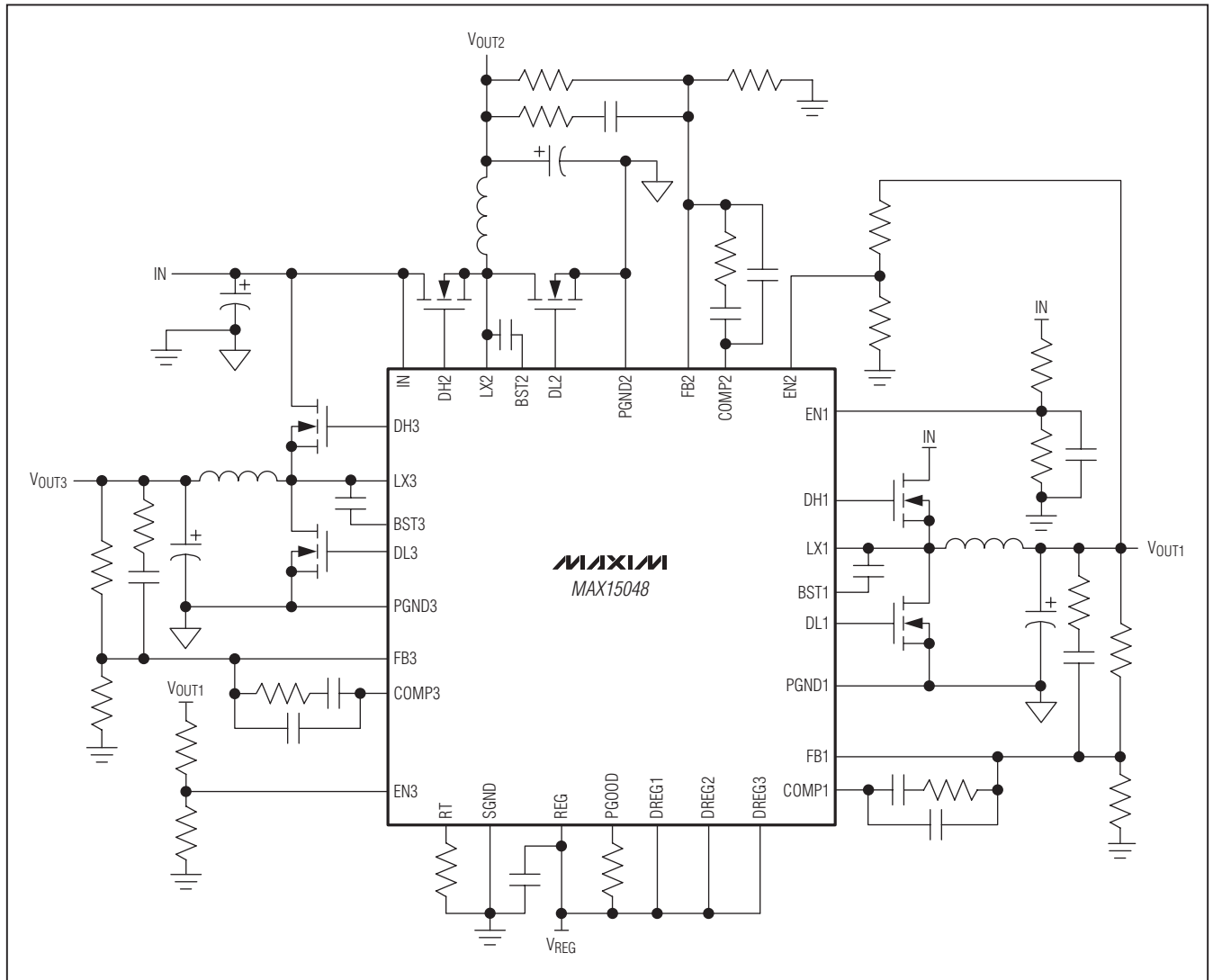


图7. MAX15048同步跟踪器典型工作电路

三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

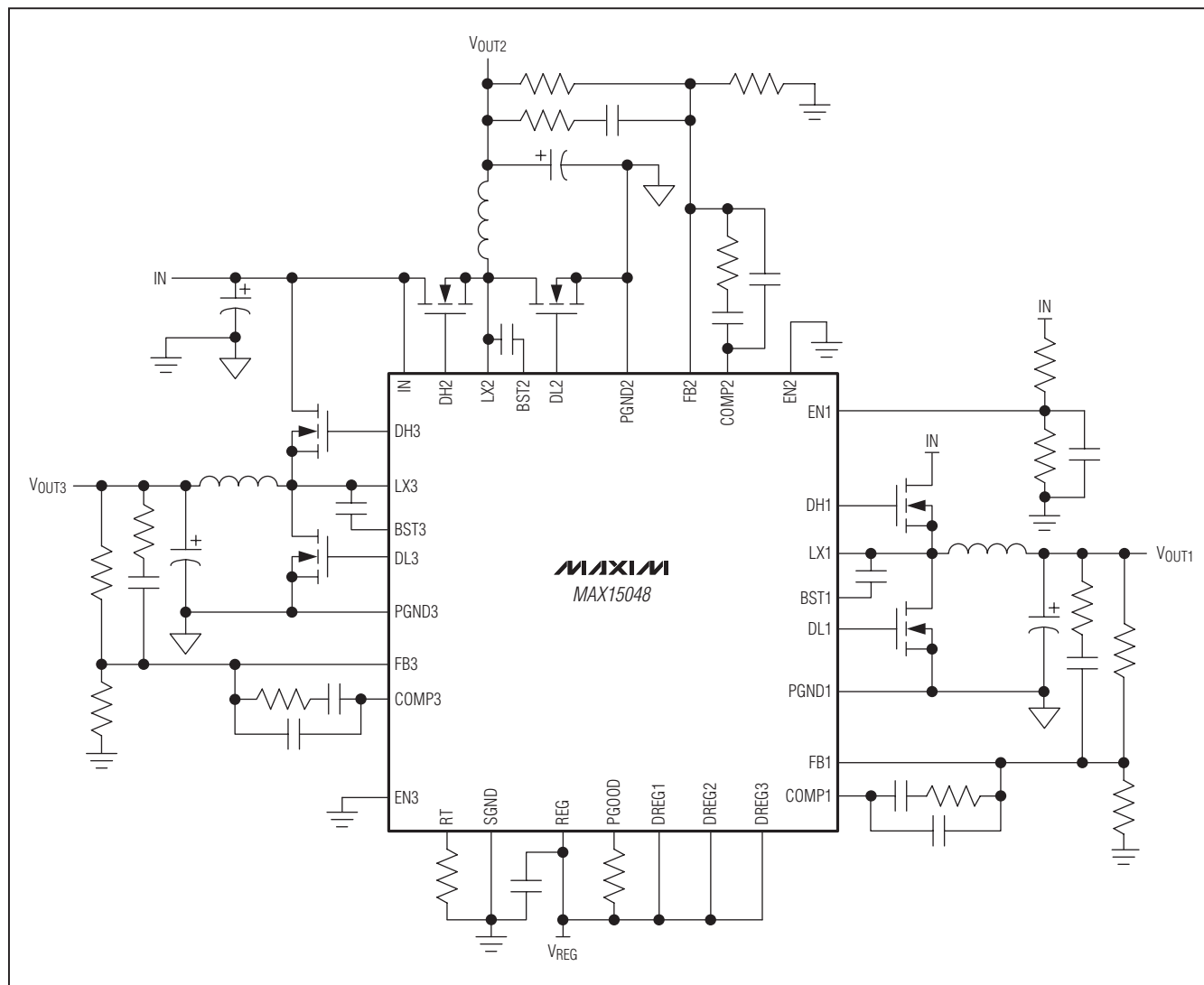


图8. MAX15048比例跟踪器典型工作电路

三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

MAX15048/MAX15049

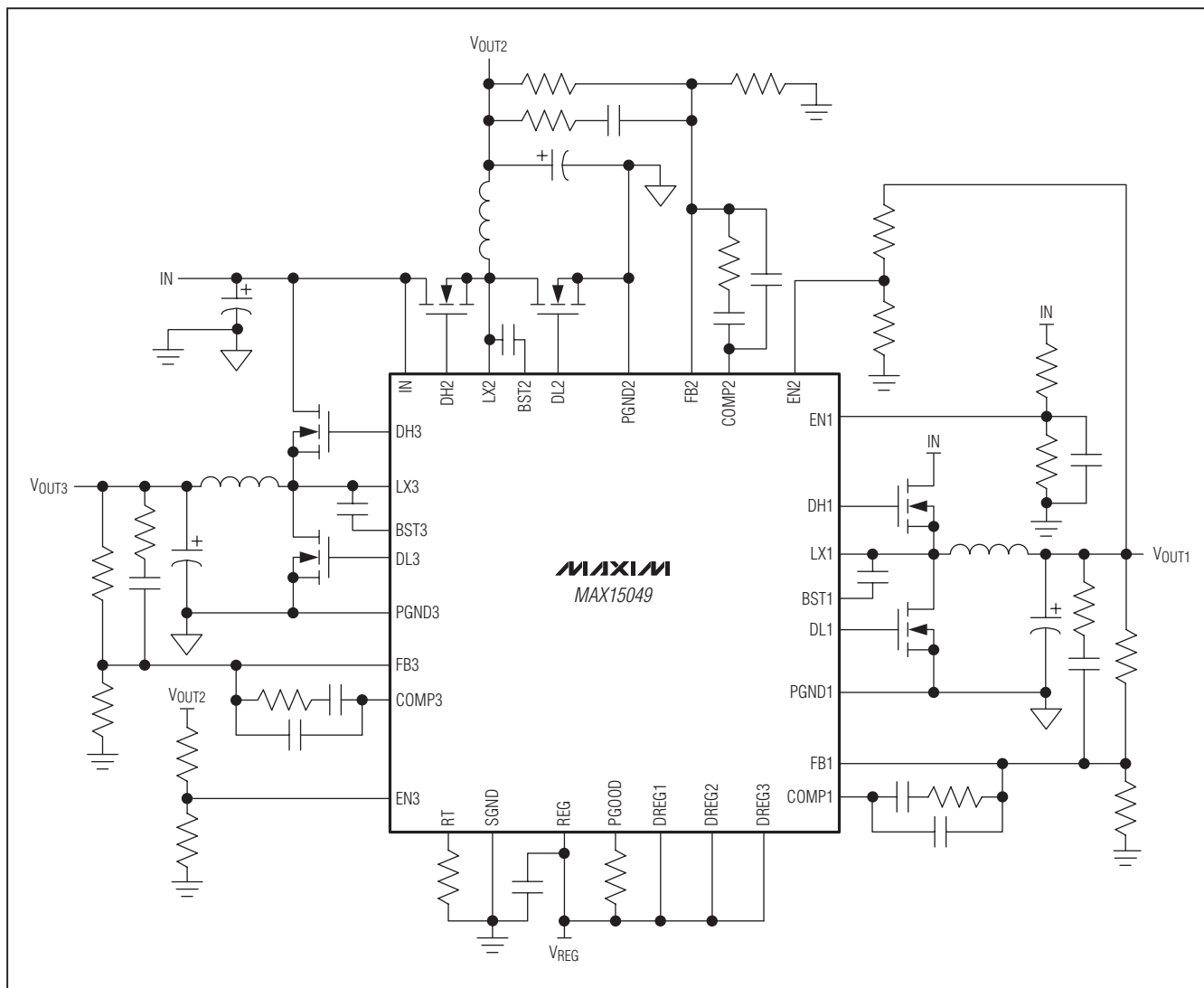


图9. MAX15049排序器典型工作电路

三通道输出buck控制器, 提供跟踪/排序功能

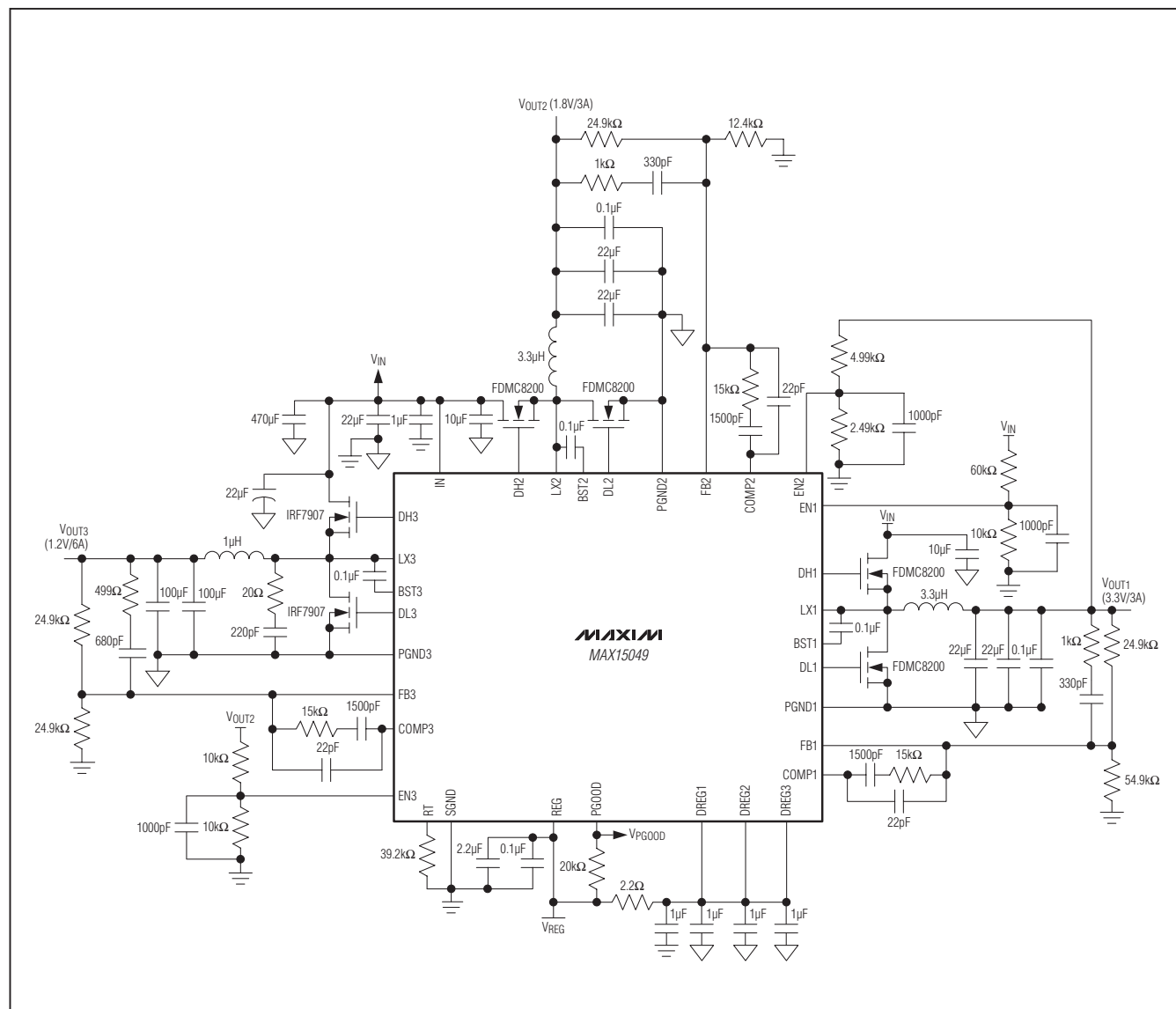


图10. MAX15049 (排序器)评估板原理图

三通道输出buck控制器， 提供跟踪/排序功能

PWM控制器应用信息

功耗

32引脚TQFN增强散热型封装的散热能力达到2758.6mW。输入电压和总REG输出电流(I_{REG})相乘可得到MAX15048/MAX15049的功耗。 I_{REG} 包括静态电流(I_Q)和栅极驱动总电流(I_{DREG}):

$$P_D = V_{IN} \times I_{REG}$$
$$I_{REG} = I_Q + [f_{SW} \times (Q_{G1} + Q_{G2} + Q_{G3} + Q_{G4} + Q_{G5} + Q_{G6})]$$

其中， Q_{G1} 至 Q_{G6} 是低边和高边外部MOSFET的栅极总电荷， f_{SW} 是转换器的开关频率， I_Q 是器件在开关频率下的静态电流。

使用下式计算给定环境温度(T_A)下芯片能够耗散的最大功率(P_{DMAX}):

$$P_{DMAX} = 34.5 \times (150 - T_A) \text{mW}$$

PCB布局

利用下面的准则对开关电压调节器进行布板:

- 1) 将IN、REG和DREG_旁路电容靠近MAX15048/MAX15049放置。
- 2) 减小从输入电容、高边开关MOSFET、电感和输出电容返回至输入电容负端这一大电流环路的面积和长度。
- 3) 保持低边开关MOSFET、电感和输出电容构成的电流环路越短越好。
- 4) 保持SGND和PGND_隔离，在靠近输入滤波电容负端通过单点将其连接在一起。
- 5) 避免DREG_旁路电容、MAX15048/MAX15049低边驱动器输出、MOSFET栅极以及PGND_之间的长走线。尽可能减小DREG_旁路电容、自举电容、MAX15048/MAX15049高边驱动器输出以及高边MOSFET栅极所形成的环路。
- 6) 将输出电容靠近负载放置。
- 7) 在电路板上均匀放置功率元件，以实现合理的散热。
- 8) 在开关MOSFET和电感附近提供足够的覆铜区域，有助于散热。
- 9) 将MAX15048/MAX15049裸焊盘连接至大面积覆铜层，以提高散热能力。将裸焊盘连接至SGND。不要在IC下面直接连接裸焊盘和SGND引脚。
- 10) 使用2oz覆铜层，以减小走线电感和电阻。由于本应用中有较大的电流，因此，较薄的PCB覆铜层不利于提高效率。而较厚的覆铜层能够更有效地散热，从而降低了热阻。

芯片信息

PROCESS: BiCMOS

封装信息

如需最近的封装外形信息和焊盘布局，请查询china.maxim-ic.com/packages。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	文档编号
32 TQFN-EP	T3255+4	21-0140

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 31

© 2010 Maxim Integrated Products

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