

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

概述

MAX8664双输出PWM控制器为低成本、高性能解决方案，适用于双电源供电系统。该器件提供两路180°错相工作的独立输出，使输入纹波电流降至最小，从而降低了对电容的需求。内部驱动器驱动外部MOSFET，每路可提供25A输出电流。MAX8664工作于4.5V至28V输入电压范围，每通道可产生0.6V至90%输入电压的输出。在整个负载、输入电压和工作温度范围内，总输出调节误差小于±0.8%。MAX8664工作于100kHz至1MHz可调节的固定开关频率，内置自举二极管减少了外部元件数量。数字软启动消除了启动时的浪涌电流。第二路输出具有可选的外部REFIN2，简化电源跟踪的设计。每路输出都可源出和吸收电流，非常适合DDR应用。

MAX8664采用Maxim专有的峰值电压模式控制结构，在负载或输入电压发生瞬变时提供极佳的瞬态响应。对于任何类型的输出电容，该结构简单采用两个电阻和一个电容即可实现稳定工作。快速瞬态响应需要较小的输出电容，从而降低了系统的总体成本。MAX8664B在故障条件下同时闭锁两个控制器；MAX8664A在其中一个控制器出现故障时，允许另一个控制器继续工作。

应用

台式机 and 笔记本电脑
图形卡
ASIC/CPU/DSP电源
机顶盒电源
打印机电源
网络电源
POL电源

引脚配置在数据资料的最后给出。

特性

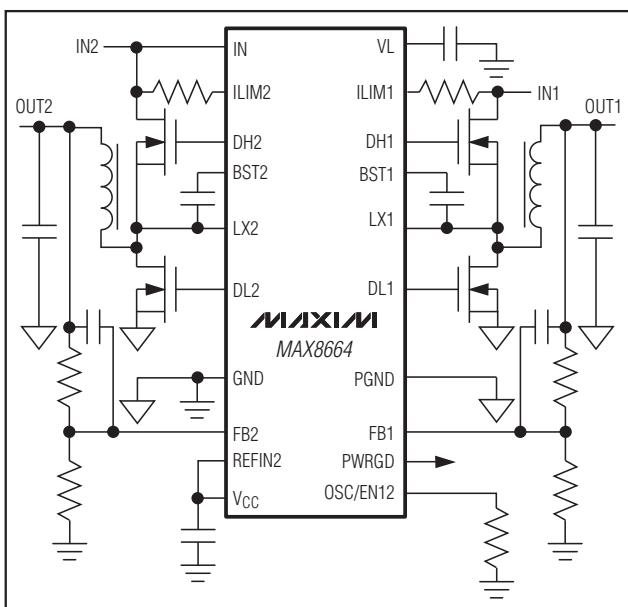
- ◆ 在整个负载、输入电压范围内，输出精度为±0.8%
- ◆ 工作在4.5V至28V单电源
- ◆ 可简单补偿任意类型的输出电容
- ◆ 内置6.5V稳压器用于栅极驱动
- ◆ 集成自举二极管
- ◆ 0.6V至0.9 × V_{IN}可调输出
- ◆ 数字软启动降低浪涌电流
- ◆ 100kHz至1MHz可调开关频率
- ◆ 180°错相工作减小输入纹波电流
- ◆ 过流和过压保护
- ◆ 外部基准输入用于第二个控制器
- ◆ 预偏置启动功能

订购信息

PART	PIN-PACKAGE	PKG CODE	FAULT ACTION
MAX8664A	E20+ QSOP	E20-1	Independent
MAX8664B	E20+ QSOP	E20-1	Joint

注：该器件工作温度范围为-40°C至+85°C。
+表示无铅封装。

典型工作电路



低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN to GND	-0.3V to +30V	ILIM_ to GND	-0.3V to (V _{IN} + 0.3V)
VL to GND	-0.3 to +8V	ILIM_ to LX_	-0.6V to +30V
IN, BST_ to VL	-0.3V to +30V	OSC/EN12, REFIN2 to GND	-0.3V to (V _{VCC} + 0.3V)
V _{CC} , FB_, PWRGD to GND	-0.3V to +6V	VL Continuous Current	125mARMS
VL to V _{CC}	-2V to +8V	V _{CC} Continuous Current	10mARMS
PGND to GND	-0.3V to +0.6V	Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C) (Note 1)	
DL_ to PGND	-0.3V to (V _{VL} + 0.3V)	20-Pin QSOP (derate 11.0mW/°C above +70°C)	884mW
DH_ to PGND	-0.3V to (V _{BST_} + 0.3V)	Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
BST_ to GND	-0.3V to 38V	Junction Temperature	+150°C
BST_ to LX_	-0.3V to +8V	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
LX_ to PGND	-1V (-2.5V for < 50ns transient) to +30V	Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
DH_ to LX_	-0.3V to (V _{BST_} + 0.3V)		

Note 1: Package mounted on a multilayer PCB.

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, R_{OSC/EN12} to GND = 56.1kΩ, REFIN2 = V_{CC}, T_A = -40°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
SUPPLY VOLTAGES						
IN Supply Voltage		7.2		28.0	V	
	IN = VL = V _{CC}	4.5		5.5		
VL Output Voltage	7.2V < V _{IN} < 28V, 0 < I _{VL} < 60mA	6.10	6.6	6.75	V	
V _{CC} Output Voltage	7.2V < V _{IN} < 28V, 0 < I _{CC} < 5mA	4.5	5.0	5.5	V	
V _{CC} Undervoltage Lockout (UVLO)	Rising	3.4	3.5	3.6	V	
	Hysteresis		350		mV	
Standby Supply Current	OSC/EN12 not connected V _{IN} = 12V, I _{IN} V _{CC} = V _{IN} = V _{VL} = 5V, I _{IN} + I _{VL} + I _{VCC}		0.095	0.2	mA	
			0.08	0.2		
Operating Supply Current	No switching, V _{FB_} = 0.65V V _{IN} = 12V, I _{IN} V _{CC} = V _{IN} = V _{VL} = 5V, I _{IN} + I _{VL} + I _{VCC}		1.4	2.5	mA	
			1.1	1.8		
REGULATOR SPECIFICATIONS						
Reference Accuracy	T _A = 0°C to +85°C	0.5955	0.600	0.6045	V	
	T _A = -40°C to +85°C	0.5930	0.600	0.6070		
FB_ Regulation Accuracy	V _{REFIN2} = V _{VCC}	T _A = 0°C to +85°C	0.5952	0.600	0.6048	V
		T _A = -40°C to +85°C	0.5925	0.600	0.6075	
	V _{REFIN2} = 1.000V	0.995	1.000	1.005		
REFIN2 to Internal Reference Switchover Threshold	Not to be switched during operation	2	V _{VCC} - 0.7	V _{VCC} - 0.3	V	
REFIN2 Maximum Program Voltage			1.3		V	
REFIN2 Disable Threshold			50		mV	
FB Input Bias Current	V _{FB} = 0.5V		3		nA	
REFIN2 Bias Current	V _{REFIN2} = 0.65V		3		nA	
FB Propagation Delay	FB rising to DH falling		90		ns	

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

MAX8664

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 12V$, $R_{OSC/EN12}$ to GND = 56.1k Ω , $REFIN2 = V_{CC}$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
PROTECTION FEATURES						
Overvoltage Protection (OVP) Threshold	V_{FB1} rising	0.75			V	
	V_{FB2} rising, $V_{REFIN2} \leq 1.3V$	REFIN2 + 0.15				
Power-Good (PWRGD) Threshold	$V_{REFIN2} = V_{VCC}$, $V_{FB_}$ rising, MAX8664B	0.500	0.525	0.550	V	
	V_{FB1} rising, MAX8664A					
	Hysteresis	5			%	
High-Side Current-Sense Program Current (Note 3)	$T_A = +85^{\circ}C$	60			μA	
	$T_A = +25^{\circ}C$	44	50	60		
ILIM Leakage	$T_A = +25^{\circ}C$	0.1			μA	
	$T_A = +85^{\circ}C$	0.1				
High-Side Current-Sense Overcurrent Trip Adjustment Range		0.05	0.40		V	
Internal Soft-Start Time	$R_{OSC/EN12} = 56.1k\Omega$, 400kHz	2.5			ms	
REFIN2 Internal Pulldown Resistance	Engaged momentarily at startup	10			20	Ω
Thermal-Shutdown Threshold	Junction temperature	+160			$^{\circ}C$	
DRIVER SPECIFICATIONS						
DH_ Driver Resistance	Sourcing current, $I_{DH} = -50mA$	$V_{VL} = 6.5V$	1.35	2.1	Ω	
		$V_{IN} = V_{VL} = V_{VCC} = 5V$	1.55			
	Sinking current, $I_{DH} = 50mA$	$V_{VL} = 6.5V$	0.9	1.4		
		$V_{IN} = V_{VL} = V_{VCC} = 5V$	1.0			
DL_ Driver Resistance	Sourcing current, $I_{DL} = -50mA$	$V_{VL} = 6.5V$	1.3	2	Ω	
		$V_{IN} = V_{VL} = V_{VCC} = 5V$	1.5			
	Sinking current, $I_{DL} = 50mA$	$V_{VL} = 6.5V$	0.6	1.1		
		$V_{IN} = V_{VL} = V_{VCC} = 5V$	0.7			
Dead Time for Low-Side to High-Side Transition	DL_ falling to DH_ rising	$V_{VL} = 6.5V$	13	25	43	ns
		$V_{VL} = 5V$	28			
DH_ Minimum On-Time		70	108	149	ns	
BST Current	$V_{BST} - V_{LX} = 7V$, $V_{LX} = 28V$, $V_{FB_} = 0.55V$	1.25			2.3	mA
	OSC/EN12 not connected	0.001			μA	
Internal Boost Switch Resistance		6			Ω	
PWM CLOCK OSCILLATOR						
PWM Clock-Frequency Accuracy		-15	+15		%	
PWM Clock-Frequency Adjustment Range	$R_{OSC/EN12} = 226k\Omega$ to $22.6k\Omega$	100	1000		kHz	
OSC/EN12 Disable Current		1.5	2.5		μA	

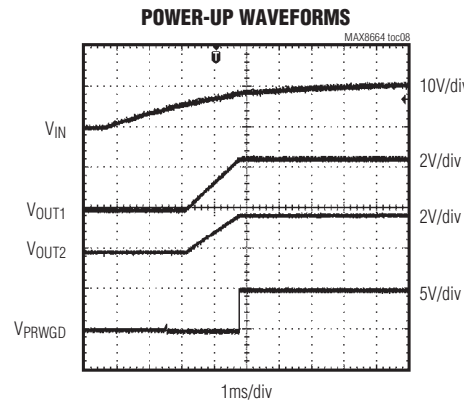
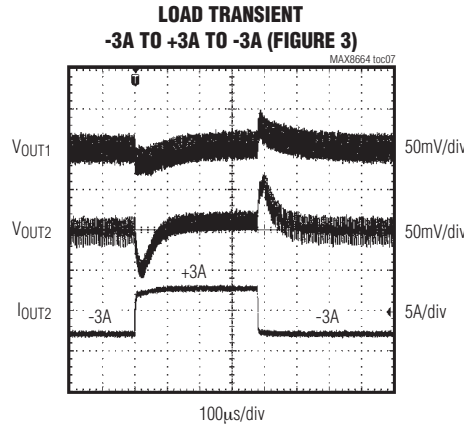
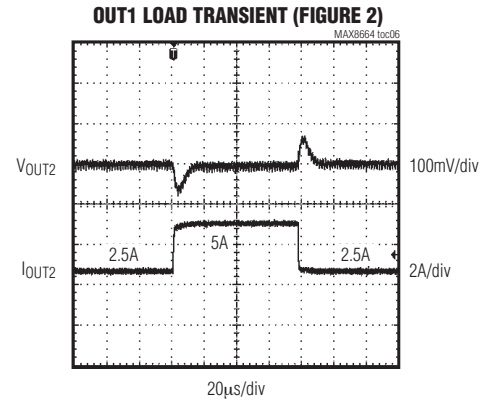
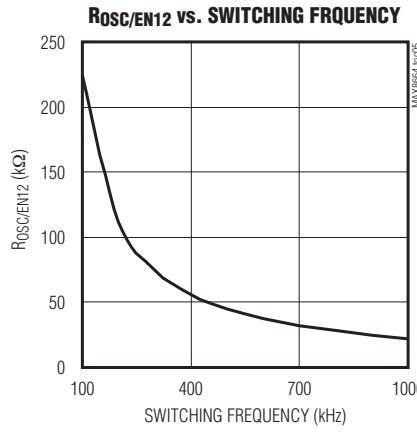
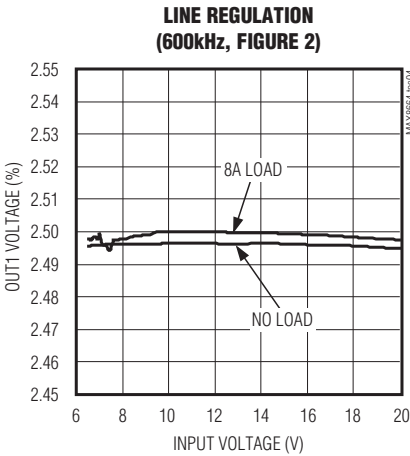
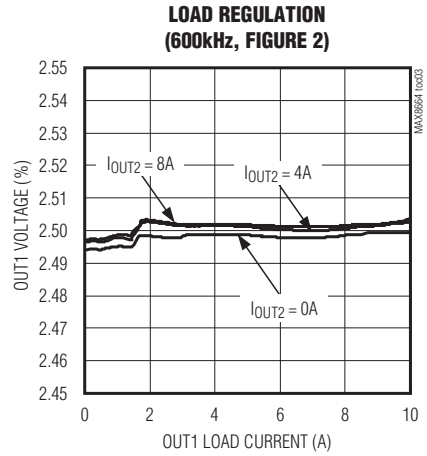
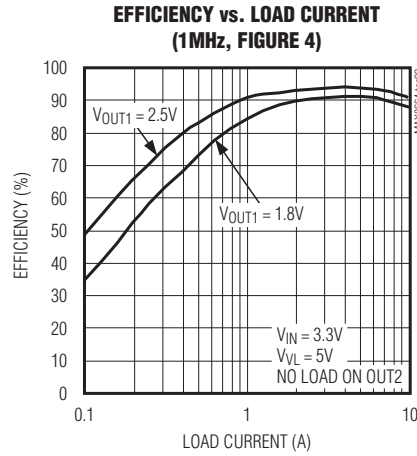
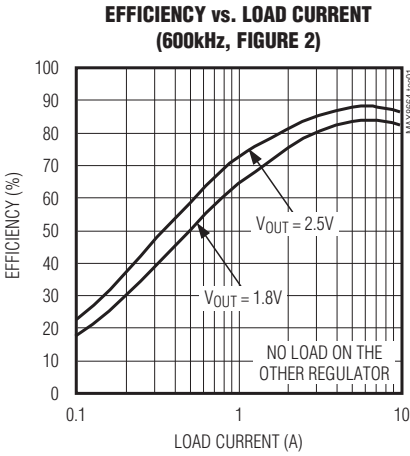
Note 2: Specifications at $-40^{\circ}C$ are guaranteed by design and not production tested.

Note 3: This current linearly compensates for the MOSFET temperature coefficient.

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

典型工作特性

(Circuit of Figure 2, 600kHz, $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT1} = 2.5V$, $V_{OUT2} = 1.8V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



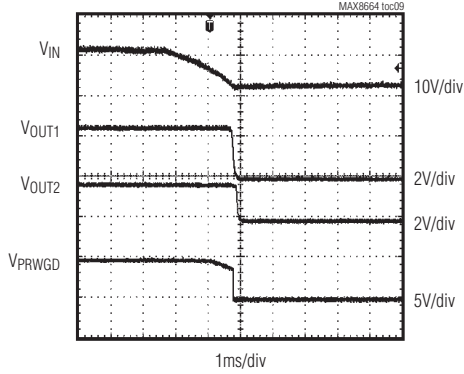
低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

典型工作特性(续)

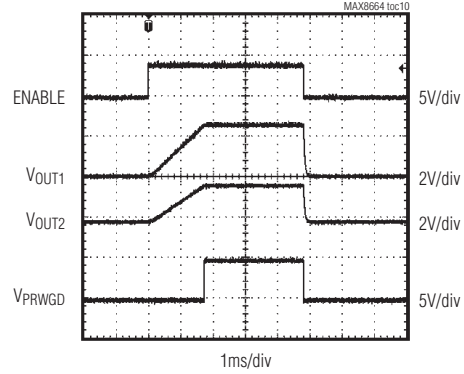
(Circuit of Figure 2, 600kHz, $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT1} = 2.5V$, $V_{OUT2} = 1.8V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

MAX8664

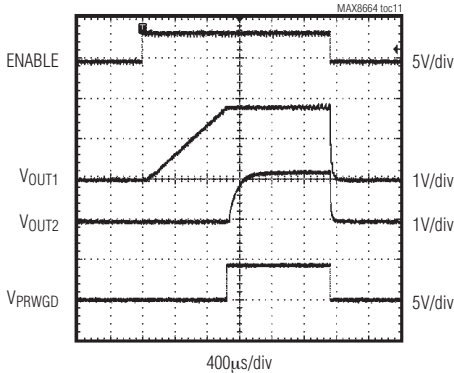
POWER-DOWN WAVEFORMS



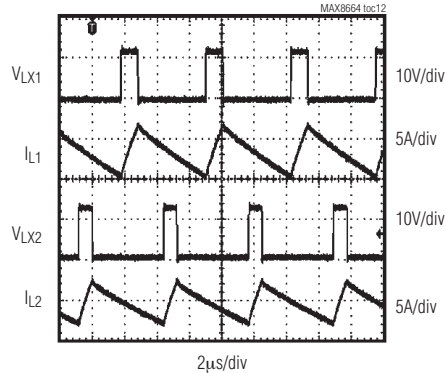
ENABLE WAVEFORMS (FIGURE 2)



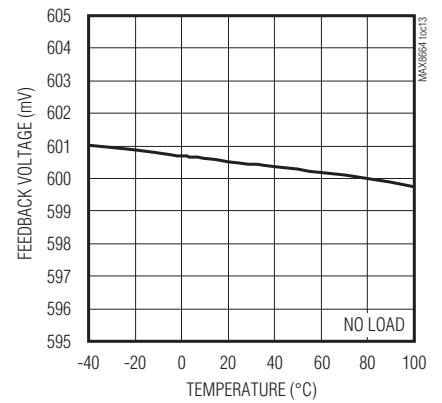
ENABLE WAVEFORMS (FIGURE 4)



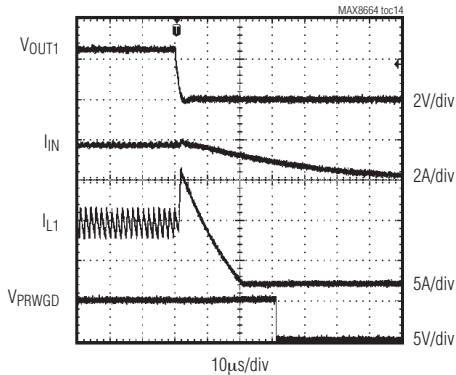
SWITCHING WAVEFORMS



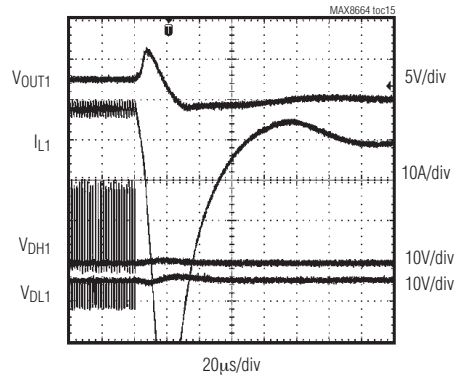
FEEDBACK VOLTAGE vs. TEMPERATURE



SHORT-CIRCUIT WAVEFORMS



OVERVOLTAGE PROTECTION



低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

引脚	名称	功能
1	DH1	控制器1的高边MOSFET驱动输出。DH1连接至高边MOSFET的栅极，关断模式和UVLO模式下DH1为低电平。
2	LX1	控制器1的外部电感连接端。LX1与MOSFET的开关节点和电感相连，确保LX1靠近高边MOSFET的源极放置并构成开尔文连接，以实现高边电流检测。在单调启动和关断期间，LX1为高阻态。
3	BST1	控制器1高边MOSFET驱动器自举电容的连接端。在BST1和LX1之间连接一个0.22 μ F的陶瓷电容。
4	DL1	控制器1的低边MOSFET驱动器输出端。将DL1连接至控制器1低边MOSFET的栅极，关断期间和UVLO模式下DL1为低电平。
5	VL	低边栅极驱动电源以及6.5V线性稳压器的输出端。在VL和PGND之间连接一个4.7 μ F陶瓷电容。使用4.5V至5.5V电源时，将VL连接至IN。VL是V _{CC} 电源的输入端，IC处于禁止状态时不能加载VL。
6	PGND	功率地，连接至功率地层。在输出电容的接地端附近单点连接功率地和模拟地。
7	DL2	控制器2的低边MOSFET驱动输出端。DL2连接至控制器2低边MOSFET的栅极，关断期间和UVLO模式下DL2为低电平。
8	BST2	控制器2高边MOSFET驱动器自举电容的连接端。在BST2和LX2之间连接一个0.22 μ F的陶瓷电容。
9	LX2	控制器2的外部电感连接端。LX2与MOSFET的开关节点和电感相连，确保LX2靠近高边MOSFET的源极并构成开尔文连接，以实现高边电流检测。在单调启动和关断期间LX2为高阻态。
10	DH2	控制器2的高边MOSFET驱动输出端。DH2连接至控制器2高边MOSFET的栅极，关断期间和UVLO模式下DH2为低电平。
11	ILIM2	控制器2的限流设置。在高边MOSFET漏极与ILIM2之间连接一个电阻，请参考过流门限设置部分。
12	FB2	控制器2的反馈输入。将FB2连接至控制器2输出与GND之间电阻分压器的中点，以设置所要求的输出电压，V _{FB2} 调节至V _{REFIN2} 或内部0.6V基准电压。使用内部基准电压时，请将REFIN2连接至V _{CC} 。
13	REFIN2	控制器2的外部基准输入端。使用内部0.6V基准时，请将REFIN2连接至V _{CC} ；使用外部基准时，通过一个电阻(> 1k Ω)将REFIN2连接至0V至1.3V的基准电压。采用外部基准时，推荐使用RC低通滤波器，并且使用外部基准时不具备软启动功能。对于跟踪设计，需将REFIN2连接到控制器1输出与GND之间电阻分压器的中点(参考图3)，REFIN2连接至GND时控制器2不工作。
14	OSC/EN12	开关频率设置输入。在OSC/EN12与GND之间连接一个22.6k Ω 至226k Ω 的电阻，可将开关频率设置在1000kHz至100kHz。与该电阻串联一个开关可以实现使能/关断控制。当开关断开时，IC进入低功耗关断模式。关断模式下，OSC/EN12由内部驱动至约800mV。
15	IN	内部6.5V线性稳压器输入。IN连接到7.2V至28V电源，并在IN与PGND之间连接一个0.47 μ F或更大的陶瓷电容。采用4.5V至5.5V电源时，IN接VL。
16	GND	模拟地，连接至模拟地层。在输出电容的接地端附近单点连接功率地与模拟地。

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

引脚说明(续)

引脚	名称	功能
17	VCC	内部模拟电路供电电源。V _{CC} 稳定在比V _{VL} 低1.5V的电压。在V _{CC} 和GND之间连接一个1μF的陶瓷电容。采用4.5V至5.5V电源时，V _{CC} 通过一个10Ω电阻连接至IN。V _{CC} 为IC的内部电路供电。
18	PWRGD	漏极开路的电源就绪指示输出。当控制器1和2 (采用内部基准)处于稳压状态时，PWRGD为高阻态。如果输出电压不稳、处于故障状态或IC关断，则PWRGD为低电平。对于MAX8664A，PWRGD不反映输出2的状态；对于MAX8664B，REFIN2接外部基准时PWRGD不反映输出2的状态。
19	FB1	控制器1的反馈输入。将FB1连接至控制器1输出与GND之间电阻分压器的中点，以设置所要求的输出电压，V _{FB1} 调节至0.6V。
20	ILIM1	控制器1的限流设置。在高边MOSFET的漏极和ILIM1之间连接一个电阻，请参考过流门限设置部分。

MAX8664

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

详细说明

MAX8664双输出PWM控制器是低成本双电源系统解决方案。该器件提供两路独立的180°错相输出，使得对输入电容的需求降至最低。内部驱动器驱动外部MOSFET，每路可提供高达25A的输出电流。MAX8664工作在4.5V至5.5V或7.2V至28V输入，每通道可产生0.6V至90%输入电压的输出。在整个负载、输入电压和工作温度范围内，输出总误差小于 $\pm 0.8\%$ 。

MAX8664工作于100kHz至1MHz可调节的固定开关频率，内部自举二极管减少了外部元件数量，数字软启动消除了启动时的浪涌电流。第二路输出具有可选择的REFIN2输入，允许使用外部基准，从而简化了跟踪电源的设计。每路输出都可源出和吸收电流。内部6.5V和5V线性稳压器为栅极驱动以及内部IC电路供电。MAX8664内置输出过压、过流以及热故障保护电路。MAX8664B在故障条件下同时闭锁两个控制器，而MAX8664A在一个控制器出现故障时允许另一个控制器继续工作。

MAX8664采用Maxim专有的峰值电压模式控制结构，在负载或输入电压瞬变期间提供优异的瞬态响应。对于任何类型的输出电容，该结构可简单采用两个电阻和一个电容实现稳定工作。快速瞬态响应只需要较小的输出电容，有效降低了系统的总体成本。

DC-DC控制器结构

峰值电压模式PWM控制方案可确保稳定工作，简化任何类型输出电容的补偿，并可实现快速瞬态响应。片上积分器有助于消除波纹电压导致的直流误差。这种控制方案非常简单：当输出电压跌落至稳压门限以下时，误差比较器在下一个时钟周期的上升沿打开高边开关，开始一个开关周期。开关将保持导通状态直到最小导通时间结束且输出电压处于稳压范围，或电流超出限流门限。随后，低边同步整流器导通并在输出电压跌落至稳压门限以下的第一个时钟上升沿之前保持导通状态。

内部线性稳压器

MAX8664A和MAX8664B的内部VL低压差线性稳压器可为栅极驱动提供6.5V电源。在VL和PGND之间连接一个4.7 μ F的陶瓷电容。使用4.5V至5.5V输入电源时，将VL直接连接至IN。

为IC内部电路供电的5V电源(V_{CC})由连接至VL的内部1.5V并联稳压器提供。用一个2.2 μ F的陶瓷电容将 V_{CC} 连接至GND。使用4.5V至5.5V电源时，将 V_{CC} 通过一个10 Ω 电阻连接至IN。

高边栅极驱动电源(BST₋)

高边MOSFET的栅极驱动电源由飞电容自举电路产生。在低边MOSFET导通过程中，BST₋和LX₋之间的自举电容通过集成的BST₋二极管充电至VL。当低边MOSFET关断时，BST₋电压叠加在LX₋电压上，为高边MOSFET提供必要的开启电压(V_{GS})。控制器闭合BST₋与DH₋之间的开关，打开高边MOSFET。

电压基准

内部0.6V基准用于设置反馈调节电压。控制器1始终采用内部基准，控制器2提供外部基准输入。如果采用外部基准，应将REFIN2连接至0至1.3V的电源，可以简化跟踪设计。若控制器2采用内部0.6V基准，应将REFIN2连接至 V_{CC} 。

欠压闭锁(UVLO)

当 V_{CC} 电源电压跌落至UVLO门限(下限典型值3.15V)以下时，欠压闭锁(UVLO)电路禁止两个控制器的开关操作，并强制DL和DH栅极驱动器为低电平。当 V_{CC} 上升至UVLO门限(上限典型值3.5V)以上时，控制器进入启动过程并恢复正常工作。

输出过流保护

当MAX8664检测到过流状态时，立即拉低DH。如果过流状态持续4个连续周期，控制器闭锁并将DH₋和DL₋都拉为低电平。在软启动期间，当FB₋低于300mV时，控制器在首次出现过流时即关断。保护电路通过检测高边MOSFET的漏-源压降来检测过流状态。触发过流保护的门限由连接在ILIM₋和高边MOSFET漏极之间的电阻设定，ILIM₋通过该电阻吸收50 μ A(典型值)电流。在高边MOSFET导通期间，当漏-源电压高于电阻两端的压降时，触发过流故障。为了防止误触发过流保护，过流设置电阻应并联一个滤波电容(典型值0.01 μ F)。

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

输出过压保护(OVP)

在一路或两路输出发生过压故障时，MAX8664关断控制器。这发生在反馈电压超过其正常稳定电压150mV并持续10 μ s的情况下。这种状态下，低边MOSFET导通，高边MOSFET关断，以对输出进行放电。需要触发EN或再次上电解除闭锁状态。

热过载保护

热过载保护可限制MAX8664的总功耗。当结温超过+160°C时，内部温度传感器关断器件，并将两个控制器的DH_和DL_拉为低电平。需通过触发EN或再次上电来重新启动控制器。

电源就绪输出(PWRGD)

PWRGD是漏极开路输出，在输出电压高于PWRGD上限或低于PWRGD下限时拉低。在关断模式、 V_{CC} 低于UVLO门限、软启动过程或故障状态下，PWRGD保持低电平。PWRGD不反映MAX8664A中控制器2的状态；当REFIN2接外部基准时，PWRGD不反映两种版本器件输出2的状态。故障情况下，图2-5电路中的PWRGD状态请参考表1。为了得到逻辑电平输出，在PWRGD与逻辑电源之间连接一个外部上拉电阻。大多数应用中，100k Ω 的电阻即可正常工作。

故障关断模式

当MAX8664A的一个控制器出现过压或过流故障时，另一个控制器可继续工作。对于MAX8664B，一个控制器出现故障将同时自动闭锁两个控制器，并将PWRGD拉低。图2-5电路中的故障关断模式请参考表1。

表1. 图2-5电路中的故障关断模式

CIRCUIT	MAX8664A (INDEPENDENT)		MAX8664B (JOINT)	
	CONTROLLER 1 FAULT	CONTROLLER 2 FAULT	CONTROLLER 1 FAULT	CONTROLLER 2 FAULT
Figure 2, Figure 5 (Independent)	Controller 2 remains on. PWRGD is pulled low.	Controller 1 remains on. PWRGD remains high.	Controller 2 is shut down. PWRGD is pulled low.	Controller 1 is shut down. PWRGD is pulled low.
Figure 3 (Tracking)	Controller 2 shuts down. PWRGD is pulled low.	Controller 1 remains on. PWRGD remains high.	Controller 2 is shut down. PWRGD is pulled low.	Controller 1 is shut down. PWRGD is pulled low.
Figure 4 (Sequenced)	Controller 2 shuts down. PWRGD is pulled low.	Controller 1 remains on. PWRGD remains high.	Controller 2 is shut down. PWRGD is pulled low.	Controller 1 is shut down. PWRGD is pulled low.

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

MAX8664

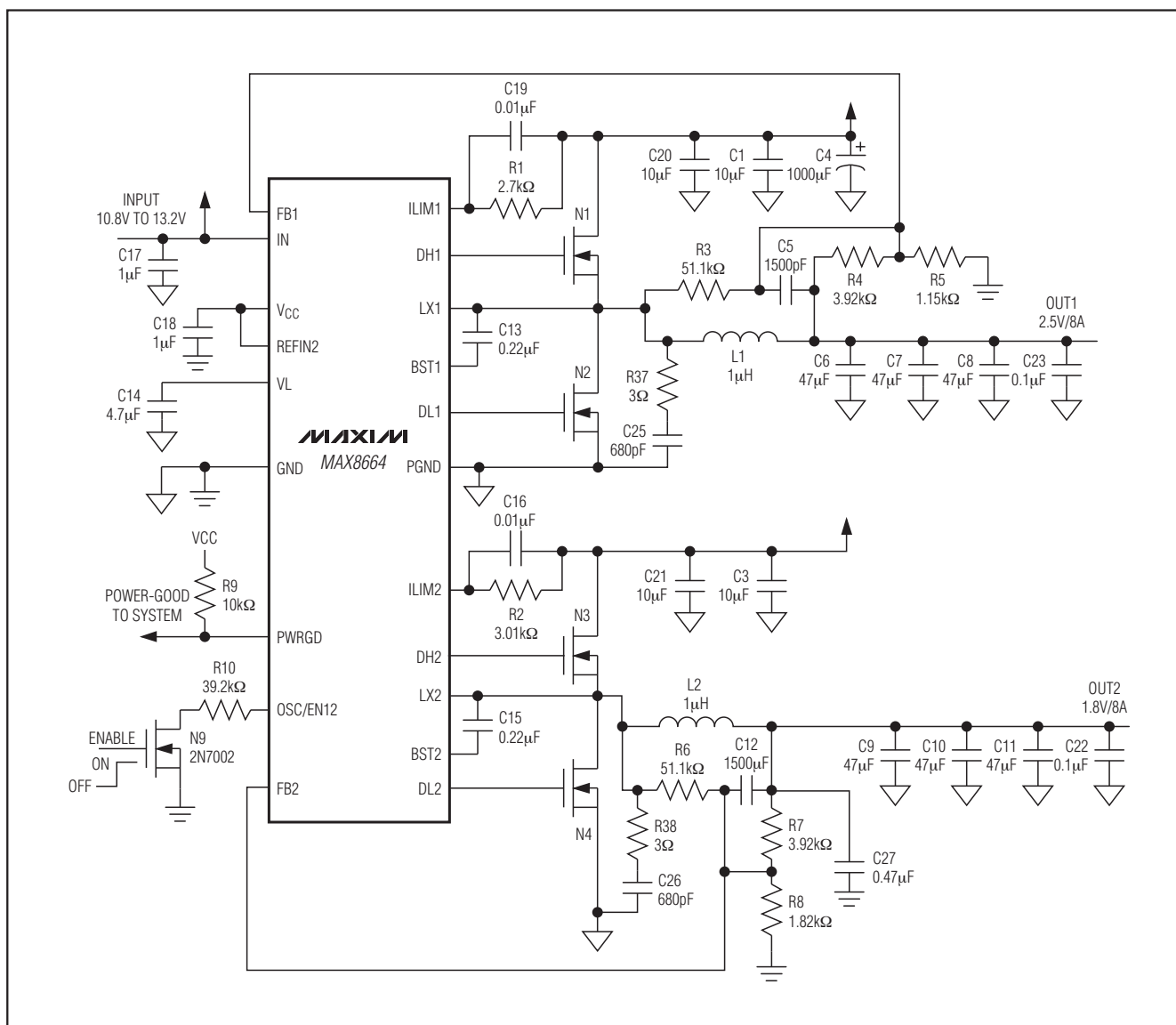


图2. 低成本、600kHz典型应用电路

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

MAX8664

表2. 图2电路的元件列表

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
C1, C3, C20, C21	4	10 μ F \pm 20%, 16V X5R ceramic capacitors (1206)
C4	1	1000 μ F \pm 20%, 16V electrolytic capacitor (8mm diameter, 20mm height)
C5, C12	2	1500pF, 50V C0G ceramic capacitors (0603)
C6–C11	6	47 μ F \pm 20%, 6.3V X5R ceramic capacitors (1206)
C13, C15	2	0.22 μ F \pm 10%, 25V X7R ceramic capacitors (0603)
C14	1	4.7 μ F \pm 10%, 6.3V X5R ceramic capacitor (0805)
C16, C19	2	0.01 μ F \pm 10%, 50V X7R ceramic capacitors (0603)
C17	1	1 μ F \pm 20%, 16V X5R ceramic capacitor (0603)
C18	1	1 μ F \pm 20%, 6.3V X5R ceramic capacitor (0603)
C22, C23	2	0.1 μ F \pm 20%, 16V X7R ceramic capacitors (0603)

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
C25, C26	2	680pF, 50V C0G ceramic capacitors (0603)
C27	1	0.47 μ F \pm 10%, 16V ceramic capacitor (0603)
L1, L2	2	1 μ H inductors TOKO FDV0630-1R0M
N1–N4	4	n-channel MOSFETs (8-pin SO) International Rectifier IRF7821
N9	1	n-channel MOSFET (SOT23) Central 2N7002
R1	1	2.74k Ω \pm 1% resistor (0603)
R2	1	301k Ω \pm 1% resistor (0603)
R3, R6	2	51.1k Ω \pm 1% resistors (0603)
R4, R7	2	3.92k Ω \pm 1% resistors (0603)
R5	1	1.15k Ω \pm 1% resistor (0603)
R8	1	1.82k Ω \pm 1% resistor (0603)
R9	1	10k Ω \pm 5% resistor (0603)
R10	1	39.2k Ω \pm 1% resistor (0603)
R37, R38	2	3 Ω \pm 5% resistors (0805)
U1	1	MAX8664 (20-pin QSOP)

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

MAX8664

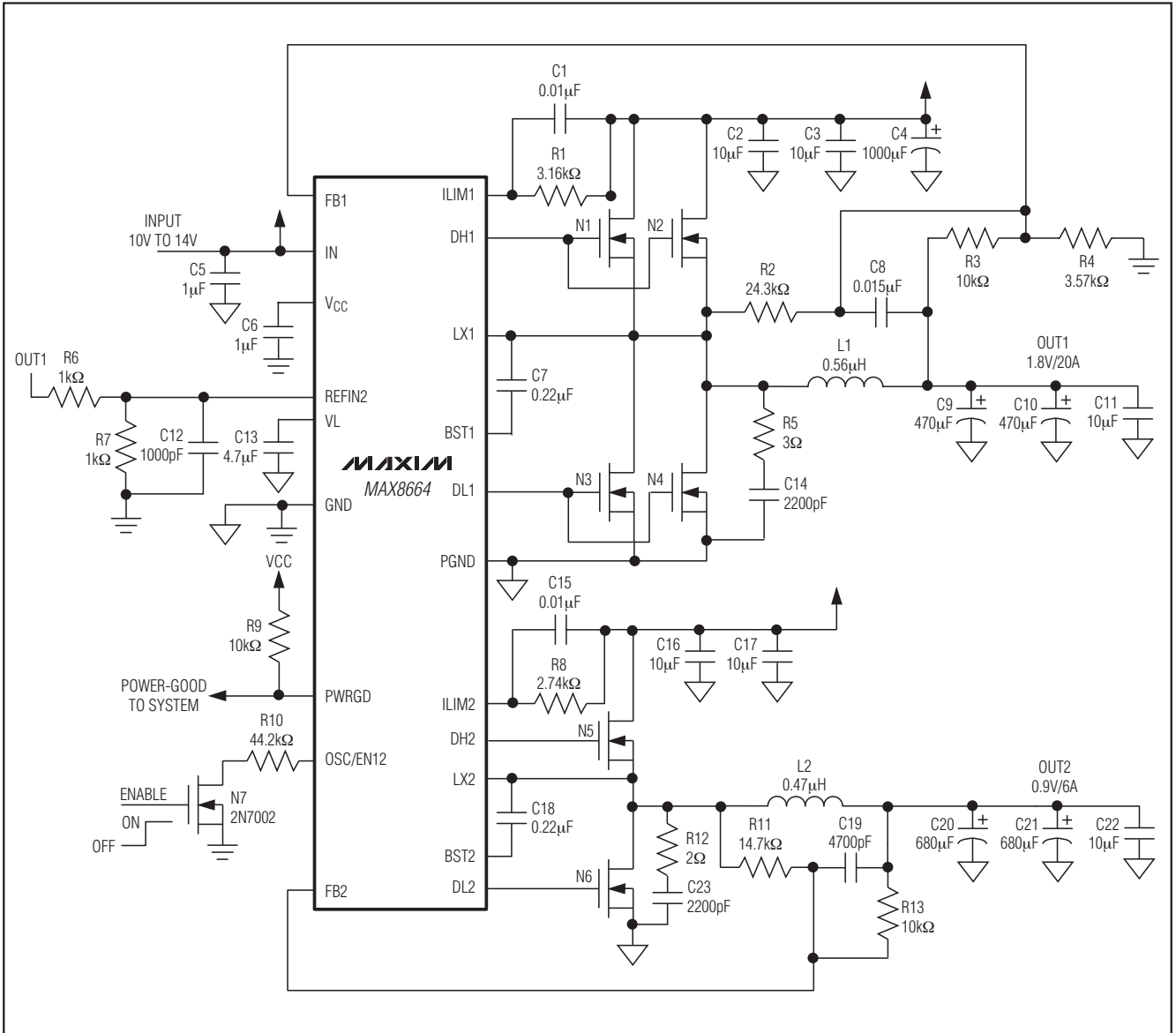


图3. 适合于DDR2应用的500kHz电压跟踪电路

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

MAX8664

表3. 图3电路的元件列表

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
C1, C15	2	0.01 μ F, 10V X7R ceramic capacitors
C2, C3, C16, C17	4	10 μ F, 16V X5R ceramic capacitors
C4	1	1000 μ F/16V aluminum electrolytic capacitor Rubycon 16MBZ1000M
C5	1	1 μ F, 16V X5R ceramic capacitor
C6	1	1 μ F, 10V X5R ceramic capacitor
C7, C18	2	0.22 μ F, 10V X7R ceramic capacitors
C8	1	0.015 μ F, 10V X7R ceramic capacitor
C9, C10	2	470 μ F, 2.5V POS capacitors Sanyo 2R5TPD470M6
C11, C22	2	10 μ F, 6.3V X5R ceramic capacitors
C12	1	1000pF, 10V X7R ceramic capacitor
C13	1	4.7 μ F, 10V X5R ceramic capacitor
C14, C23	2	2200pF, 25V X7R capacitors
C19	1	4700pF, 10V X7R capacitor
C20, C21	2	680 μ F, 2.5V POS capacitors Sanyo 2R5TPD680M6
L1	1	0.56 μ H, 4.6m Ω inductor Panasonic ETQP4LR56WFL

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
L2	1	0.47 μ H, 1.2m Ω inductor TOKO FDV0603-R47M
N1, N2	2	n-channel MOSFETs IRLR7821 (D-Pak)
N3, N4	2	n-channel MOSFETs IRLR3907Z (D-Pak)
N5	1	n-channel MOSFET IRF7807Z (8-pin SO)
N6	1	n-channel MOSFET IRF7821 (8-pin SO)
N7	1	n-channel MOSFET 2N7002 (SOT23)
R1	1	3.16k Ω \pm 1% resistor (0402 or 0603)
R2	1	24.3k Ω \pm 1% resistor (0402 or 0603)
R3, R13	2	10k Ω \pm 1% resistors (0402 or 0603)
R4	1	3.57k Ω \pm 5% resistor (0402 or 0603)
R5	1	3.0 Ω \pm 5% resistor (0603)
R6, R7	2	1k Ω \pm 1% resistors (0402 or 0603)
R8	1	2.74k Ω \pm 1% resistor (0402 or 0603)
R9	1	10k Ω \pm 5% resistor (0402 or 0603)
R10	1	44.2k Ω \pm 1% resistor (0402 or 0603)
R11	1	14.7k Ω \pm 1% resistor (0402 or 0603)
R12	1	2.0 Ω \pm 5% resistor (0402 or 0603)

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

MAX8664

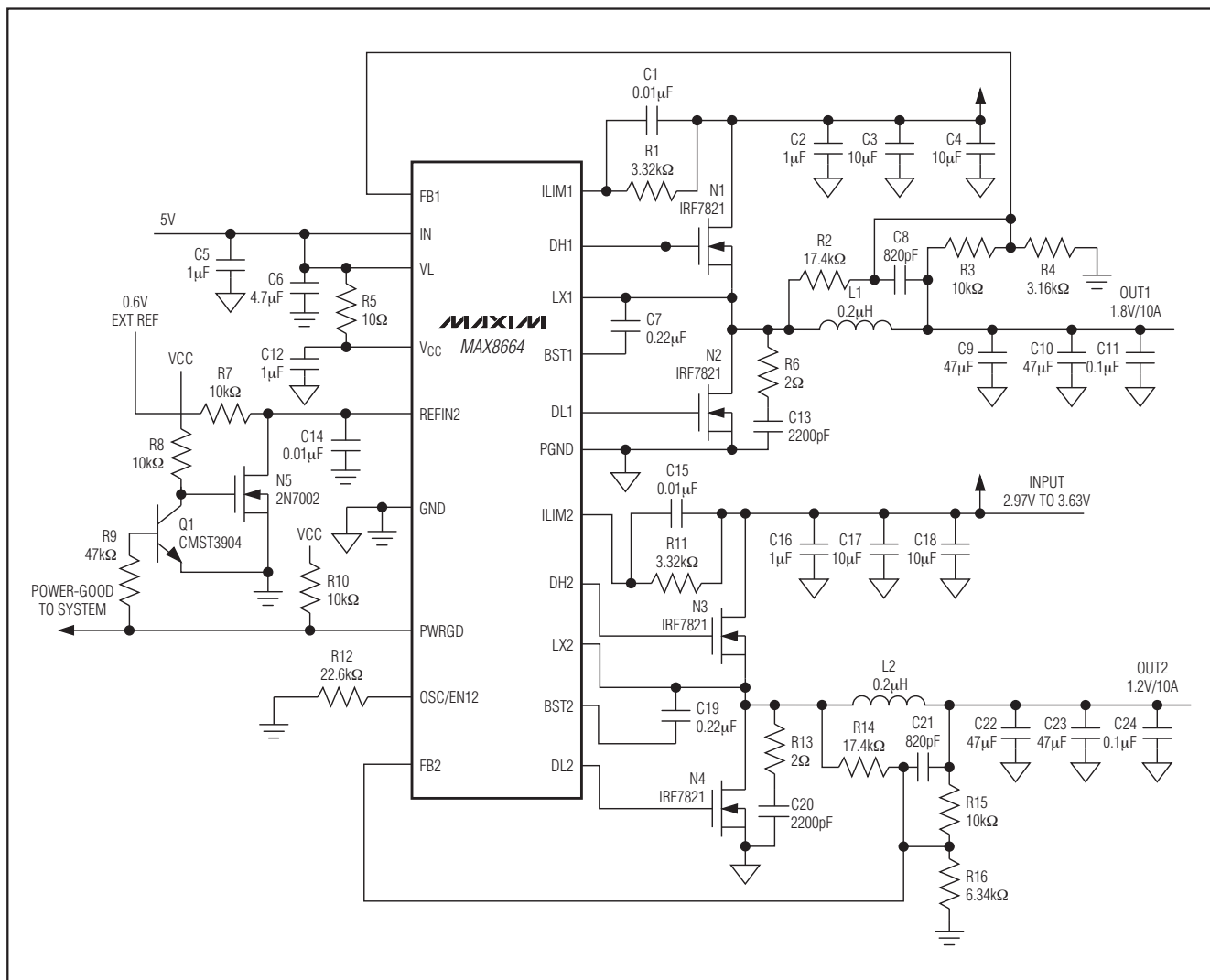


图4. 全陶瓷电容并具有顺序输出的1MHz应用电路

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

MAX8664

表4. 图4电路的元件列表

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
C1, C14, C15	2	0.01 μ F, 10V X7R ceramic capacitors
C2, C16	2	1 μ F, 6.3V X5R ceramic capacitors
C3, C4, C17, C18	4	10 μ F, 6.3V X5R ceramic capacitors
C5, C12	2	1 μ F, 10V X5R ceramic capacitors
C6	1	4.7 μ F, 10V X5R ceramic capacitor
C7, C19	2	0.22 μ F, 10V X7R ceramic capacitors
C8, C21	2	820pF, 10V X7R ceramic capacitors
C9, C10, C22, C23	4	47 μ F, 6.3V X5R ceramic capacitors
C11, C24	2	0.1 μ F, 10V X7R ceramic capacitors
C13, C20	2	2200pF, 25V X7R ceramic capacitors

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
L1, L2	2	0.2 μ H, 2.4m Ω inductors TOKO FDV0603-R20M
N1-N4	4	n-channel MOSFETs IRF7821 (8-pin SO)
N5	1	n-channel MOSFET 2N7002 (SOT23)
Q1	1	Transistor, bipolar, npn Central CMST3904
R1, R11	2	3.32k Ω \pm 1% resistors (0402 or 0603)
R2, R14	2	17.4k Ω \pm 1% resistors (0402 or 0603)
R3, R15	2	10k Ω \pm 1% resistors (0402 or 0603)
R4	1	3.16k Ω \pm 1% resistor (0402 or 0603)
R5	1	10.0 Ω \pm 5% resistor (0402 or 0603)
R6, R13	2	2.0 Ω \pm 5% resistors (0603)
R7, R8, R10	3	10k Ω \pm 5% resistors (0402 or 0603)
R9	1	47k Ω \pm 5% resistor (0402 or 0603)
R12	1	22.6k Ω \pm 1% resistor (0402 or 0603)
R16	1	6.34k Ω \pm 1% resistor (0402 or 0603)

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

MAX8664

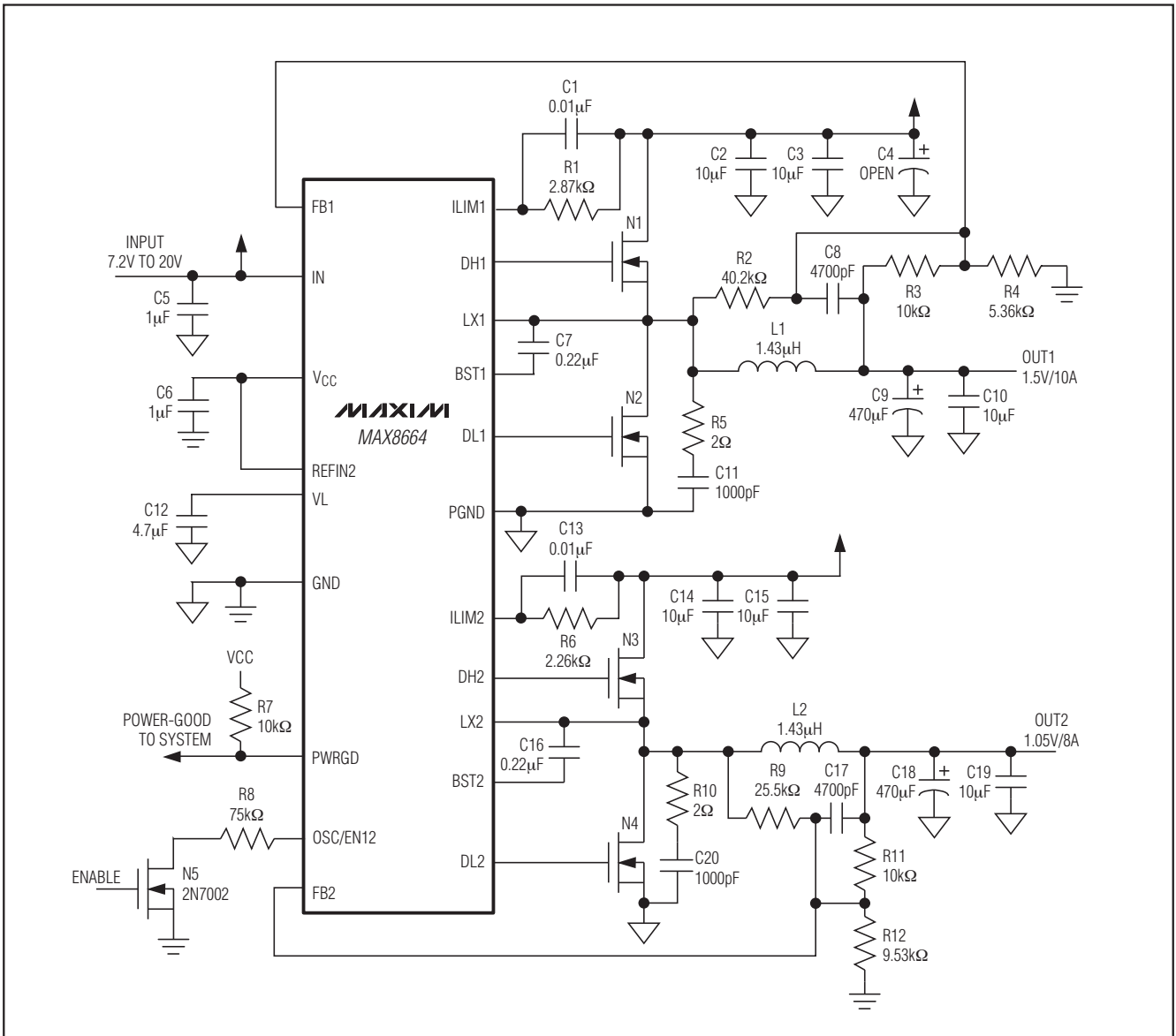


图5. 采用7.2V至20V输入的300kHz工作电路

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

表5. 图5电路的元件列表

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
C1, C13	2	0.01 μ F, 10V X7R ceramic capacitors
C2, C3, C14, C15	4	10 μ F, 25V X5R ceramic capacitors
C5	1	1 μ F, 25V X5R ceramic capacitor
C6	1	1 μ F, 10V X5R ceramic capacitor
C7, C16	2	0.22 μ F, 10V X7R ceramic capacitors
C8, C17	2	4700pF, 10V X7R ceramic capacitors
C9, C18	2	470 μ F/2.5V POSCAP capacitors Sanyo 2R5TPD470M6
C10, C19	2	10 μ F, 6.3V X5R ceramic capacitors
C11, C20	2	1000pF, 25V X7R ceramic capacitors
C12	1	4.7 μ F, 10V X5R ceramic capacitor

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
L1, L2	2	1.43 μ H, 4.52m Ω inductors Panasonic ETQP3H1E4BFA
N1–N4	4	n-channel MOSFETs IRF7821 (8-pin SOs)
N5	1	n-channel MOSFET 2N7002 (SOT23)
R1	1	2.87k Ω \pm 1% resistor (0402 or 0603)
R2	1	40.2k Ω \pm 1% resistor (0402 or 0603)
R3, R11	2	10k Ω \pm 1% resistors (0402 or 0603)
R4	1	5.36k Ω \pm 1% resistor (0402 or 0603)
R5, R10	2	2.0 Ω \pm 5% resistors (1206)
R6	1	2.26k Ω \pm 1% resistor (0402 or 0603)
R7	1	10k Ω \pm 5% resistor (0402 or 0603)
R8	1	75k Ω \pm 1% resistor (0402 or 0603)
R9	1	25.5k Ω \pm 1% resistor (0402 or 0603)
R12	1	9.53k Ω \pm 1% resistor (0402 or 0603)

上电和排序

MAX8664具有一个OSC/EN12输入，用于设置开关频率并作为两个控制器的使能输入。OSC/EN12与GND之间的电阻可用于设置开关频率，当OSC/EN12为高阻态时，两个控制器进入低功耗关断模式，利用电阻和GND之间的晶体管可以很容易地实现这一配置。图6a给出了独立输出时的启动配置，REFIN2接V_{CC}时，两个控制器均采用内部基准。

对于跟踪设计，将REFIN2连接到控制器1输出与GND之间电阻分压器的中点，如图6b所示。该设计中，稳压器2的输出跟踪控制器1的输出电压。分压电阻设置V_{OUT2}/V_{OUT1}之比。跟踪设计的典型应用是DDR存储器的VTT供电。

图6c给出了一种顺序输出方案，输出1首先开始上升。当PWRGD为高电平时，晶体管允许外部基准驱动REFIN2，输出2开始上升。图6d电路具有类似功能，只是使能信号由外部提供，而非由PWRGD信号驱动。

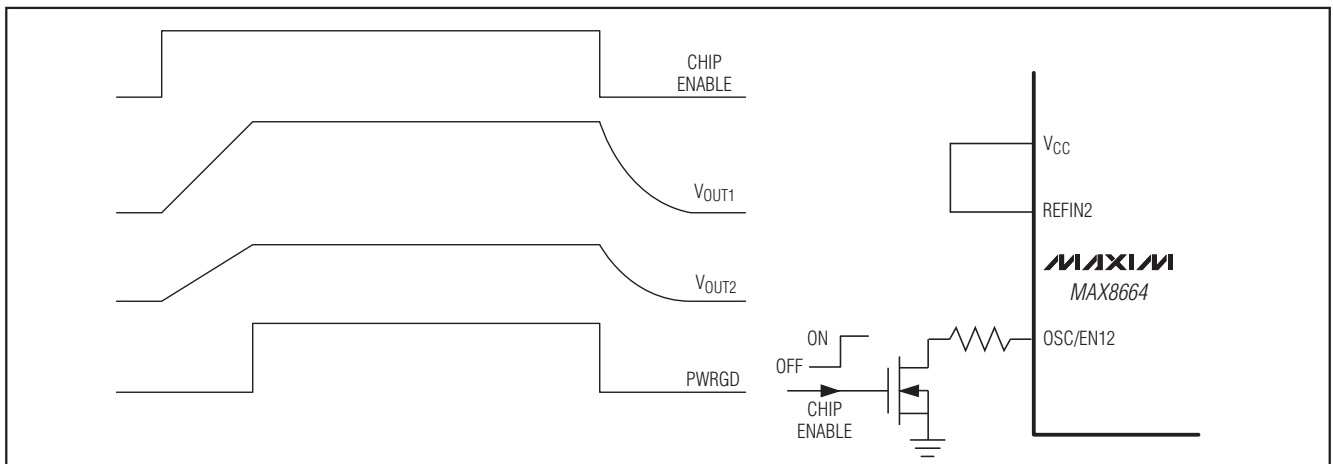


图6a. 两个独立输出的启动和关断波形

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

MAX8664

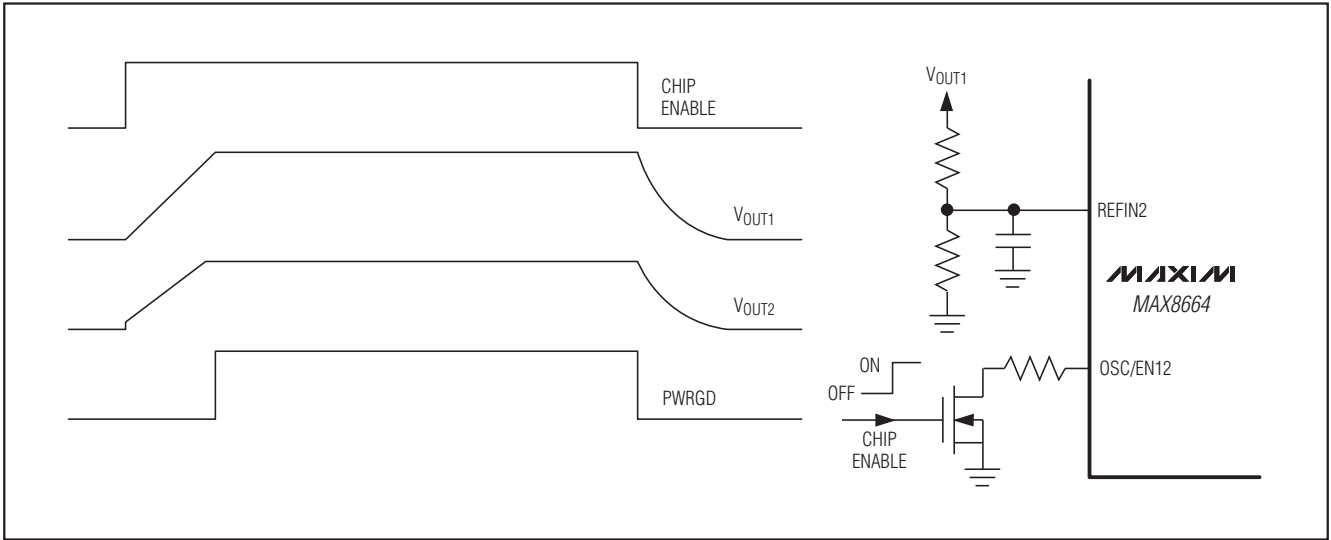


图6b. 比例跟踪的启动和关断波形

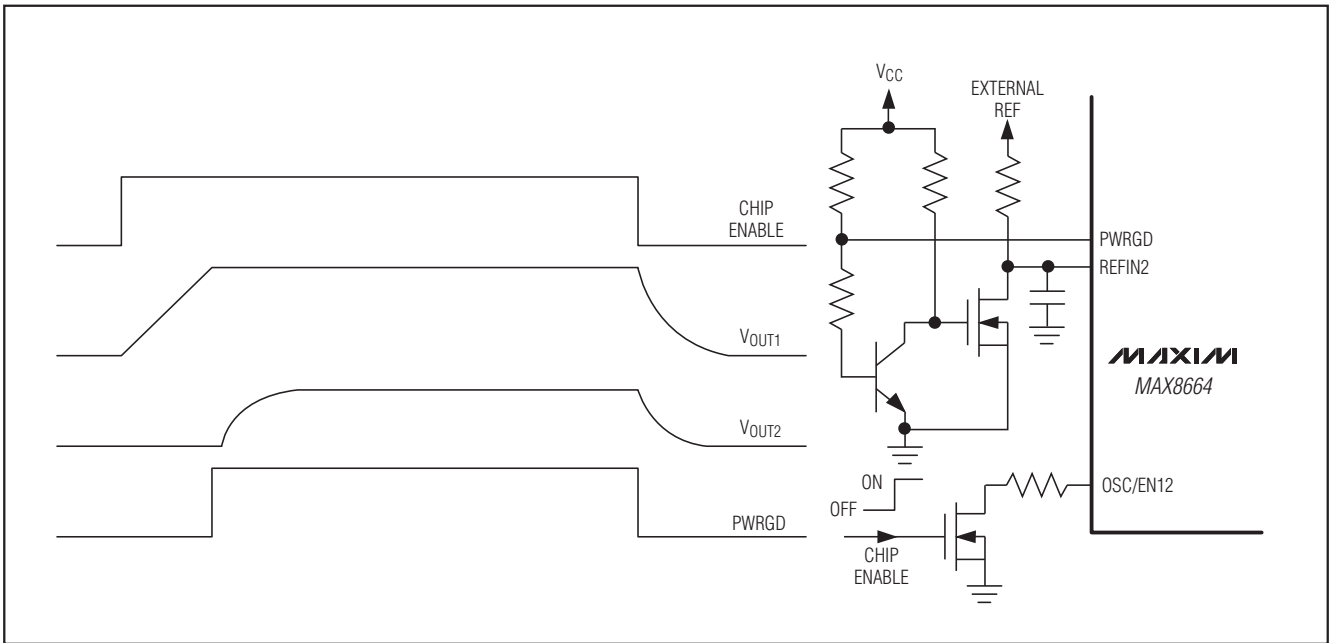


图6c. 顺序输出的启动和关断波形

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

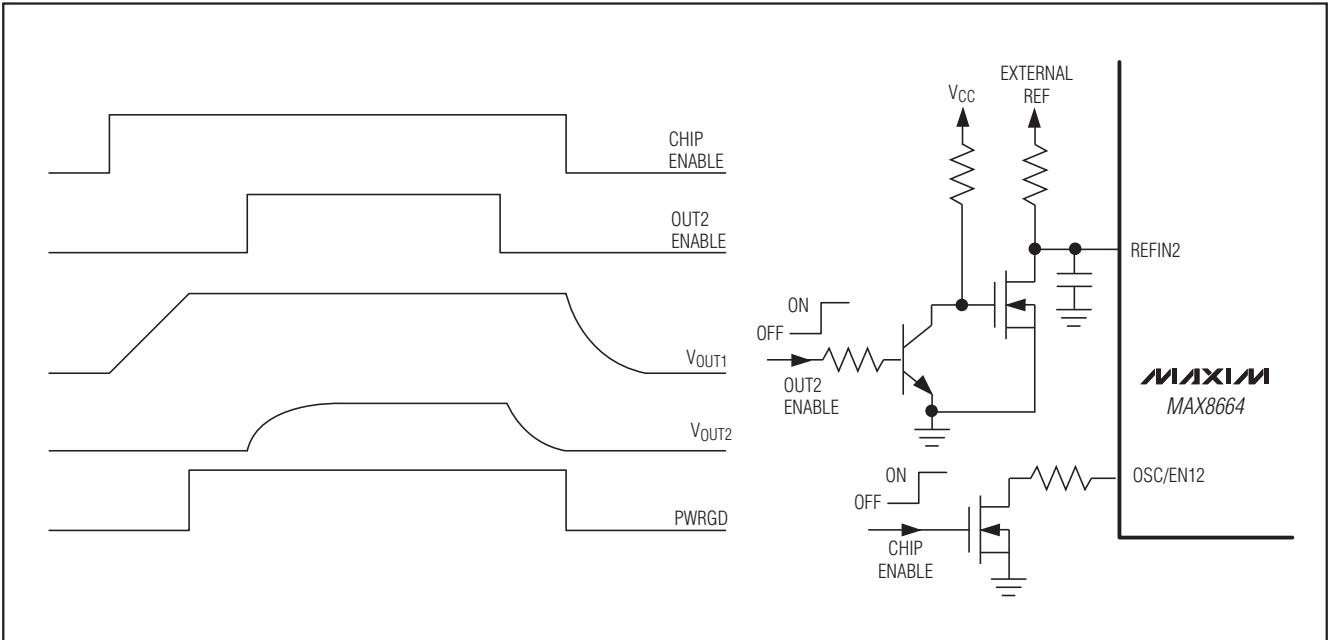


图6d. 具有第2路系统使能控制信号时的顺序启动和关断波形

设计步骤

开关频率设置

OSC/EN12与GND之间连接的电阻用于设置开关频率，范围为100kHz至1000kHz。电阻(图2-5中的R10)值可根据下式计算：

$$R_{10} = \frac{2.24 \times 10^{10} (\text{Hz})}{f_s} (\Omega)$$

电感选择

选择电感时需要检查几个关键参数：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($I_{\text{LOAD(MAX)}}$)之比。较高的LIR允许使用较小的电感，但会导致较高的损耗和较高的输出纹波。LIR取0.3时能够较好地兼顾尺寸与效率，选定所有参数后，由下式确定电感：

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

其中， f_s 是开关频率。应选择与计算数值接近的标准电感。对电感值的要求并不严格，可以折衷考虑尺寸、成本以及效率进行调整。较低的电感值有助于减小尺寸、降低成本，但峰值电流较高，会降低效率，增大输出电压纹波。另一方面，较高的电感值有利于提高效率，但其额外的绕线匝数带来的阻性损耗还会抵消低交流电流带来的好处。在增大电感值而没有增大电感物理尺寸时，这一点尤为明显。在满足尺寸要求的前提下，应选择直流电阻尽可能小的低损耗电感。所选电感的额定饱和电流必须高于下式给出的峰值电感电流：

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

输出电容

选择输出电容的关键参数包括实际电容值、等效串联电阻(ESR)、等效串联电感(ESL)以及额定电压。这些参数会影响整体稳定性、输出电压纹波以及瞬态响应。输出纹波由三部分组成：输出电容存储电荷变化引起的纹波、电流流入和流出电容时在电容ESR和ESL两端产生的压降。最大输出电压纹波可由下式估算：

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

$V_{\text{RIPPLE}} = V_{\text{RIPPLE(ESR)}} + V_{\text{RIPPLE(C)}} + V_{\text{RIPPLE(ESL)}}$
由ESR、ESL和输出电容产生的输出电压纹波分别为：

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

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

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

其中， $I_{\text{P-P}}$ 是电感电流峰-峰值：

$$I_{\text{P-P}} = \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{f_{\text{S}} \times L} \times \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}$$

这些公式可用来选择电容初始值，但最终值要根据样机调试和电路评估确定。通常，纹波电流越小输出电压纹波越小。由于电感纹波电流是电感值和输入电压的函数，输出电压纹波随电感的增大而减小，随着输入电压的升高而增大。推荐使用陶瓷、钽电容或铝聚合物电解电容。铝电解电容最廉价，但却具有较高的ESR和ESL。为了补偿这一点，可并联一个陶瓷电容来降低开关纹波和噪声。为确保安全可靠的工作，电容的额定电压和纹波电流应大于计算值。

负载瞬态响应取决于所选择的输出电容。负载发生瞬变后，输出电压瞬间变化： $\text{ESR} \times \Delta I_{\text{LOAD}}$ 。在控制器响应之前，输出电压会发生进一步偏离，具体取决于电感和输出电容值。短暂的时间间隔(见典型工作特性)后，控制器开始响应，调整输出电压使其恢复到标称值。控制器响应时间取决于闭环带宽，带宽越宽响应速度越快，可防止输出电压进一步偏离其稳定值。

输出电压设置和电压定位

图7给出了MAX8664的反馈网络。采用这种配置，电感的开关(LX)侧可以检测到一部分反馈信号，由于电感具有直流电阻(DCR)，当负载电流增大时，输出电压略有下降。这样，在发生负载瞬变时能够设置负载调整使其与电压跌落保持一致(电压定位)，从而减小负载瞬变期间输出电压偏移的峰值，降低对输出电容的要求。

为了设置电压定位的幅值，在 $8\text{k}\Omega$ 至 $24\text{k}\Omega$ 范围内选择R2，然后按照下式计算R1：

$$R1 = R2 \times \left(\frac{I_{\text{OUT(MAX)}} \times \text{DCR}}{\Delta V_{\text{OUT(MAX)}}} - 1 \right)$$

其中 $I_{\text{OUT(MAX)}}$ 是最大输出电流， $\Delta V_{\text{OUT(MAX)}}$ 是满载时所允许的输出电压最大压降。

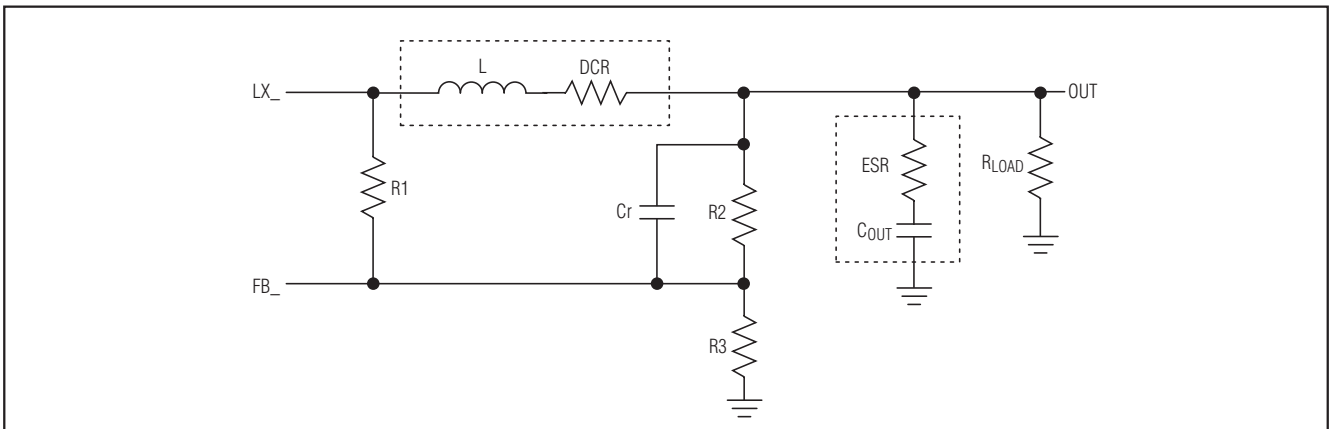


图7. 反馈网络

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

为了设置空载输出电压(V_{OUT})，按下式计算 $R3$ ：

$$R3 = \left(\frac{V_{FB}}{V_{OUT} - V_{FB}} \right) \left(\frac{R1 \times R2}{R1 + R2} \right)$$

其中， V_{FB} 是反馈调节电压(采用内部基准时电压值为0.6V，采用外部基准时电压值为 V_{REFIN2})。如果要求输出电压等于基准电压(常见于跟踪应用)，则无需安装 $R3$ 。

在不使用电压定位的应用中为了获得尽可能低的负载调整率，不要安装 $R1$ ，并按照下式计算 $R3$ ：

$$R3 = \left(\frac{V_{FB}}{V_{OUT} - V_{FB}} \right) \times R2$$

补偿

为了确保稳定工作，应在高边反馈电阻两端连接一个补偿电容(C_r)，如图7所示。请按照以下补偿设计步骤计算该电容。

选择闭环带宽(f_c)小于开关频率(f_s)的1/3，输出双极点(f_o)计算公式为：

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \times C_{OUT} \times \frac{R_{LOAD} + ESR}{R_{LOAD} + DCR}}}$$

FB峰-峰电压纹波为：

$$V_{FB_RIPPLE} = \left(\frac{1 + \frac{R2}{R1}}{1 + \frac{R2}{R3} + \frac{R2}{R1}} \right) \times \left(\frac{V_{OUT}}{\left(1 + \frac{DCR}{R_{LOAD}} \right) \times \frac{f_c}{f_o}} \right)$$

由输出电容 C_{OUT} ESR产生的输出电压纹波：

$$V_{OUT_RIPPLE} = \frac{V_{OUT} (V_{IN} - V_{OUT})}{L \times f_s} \times \left(ESR + \frac{1}{8 \times C_o \times f_s} \right)$$

反馈纹波应在25mV至60mV范围，对于高占空比应用(> 70%)，推荐反馈纹波为25mV。

最后，按照下式计算 C_r ：

$$C_r = \frac{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} (V_{IN} - V_{OUT})}{R1 \times f_s \times | (V_{FB_RIPPLE} - V_{OUT_RIPPLE}) |}$$

MOSFET选择

MAX8664的每路输出都可驱动两个到四个作为电路开关元件的外部逻辑电平控制n沟道MOSFET，关键的选型参数为：

- 导通电阻($R_{DS(ON)}$)：越低越好。
- 最大漏-源电压(V_{DSS})：至少比高边MOSFET漏极输入电压高20%。
- 栅极电荷(Q_g 、 Q_{gd} 、 Q_{gs})：越低越好。

对于5V输入电压的应用，选择 $V_{GS} \leq 4.5V$ 时额定 $R_{DS(ON)}$ 满足要求的MOSFET。输入电压更高时，内部VL稳压器为栅极驱动器提供6.5V电源，可以在较宽的MOSFET范围内选择导通电阻最低的器件。

为了较好地兼顾效率和成本，选择高边MOSFET时最好在标称输入电压和输出电流下的导通损耗等于开关损耗。低边MOSFET首选低 $R_{DS(ON)}$ 器件，确保低边MOSFET不会因为高边MOSFET导通引起的 dV/dt 而错误地导通，因为这将产生直通电流，降低效率。 Q_{gd} / Q_{gs} 较低的MOSFET能够承受更高的 dV/dt 。对于大电流应用，采用两个并联MOSFET效果要优于采用一个大电流MOSFET。

为了保证适当的热管理，必须在最高工作结温、最大输出电流和最差输入电压的情况下计算功耗，对于低边MOSFET，最大功耗发生在最大占空比($V_{IN(MAX)}$)的情况下。低边MOSFET作为零电压开关工作，因此，其主要损耗为沟道导通损耗(P_{LSCC})和体二极管导通损耗(P_{LSDC})：

$$P_{LSCC(MAX)} = \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right) \times I_{LOAD(MAX)}^2 \times R_{DS(ON)}$$

采用 $T_{J(MAX)}$ 下的 $R_{DS(ON)}$ 。

$$P_{LSDC(MAX)} = 2 \times I_{LOAD(MAX)} \times V_F \times t_{DT} \times f_s$$

其中， V_F 为体二极管正向压降， t_{DT} 为高边和低边MOSFET切换瞬间的死区时间(典型值25ns)， f_s 为开关频率。

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

高边MOSFET为占空比控制开关，主要损耗为：沟道导通损耗(P_{HSCC})、交叉开关损耗(P_{HSSW})和驱动损耗(P_{HSDR})。最大功耗发生在 $V_{IN(MAX)}$ 或 $V_{IN(MIN)}$ 时：

$$P_{HSCC(MAX)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MIN)}} \times I_{LOAD(MAX)}^2 \times R_{DS(ON)}$$

采用 $T_{J(MAX)}$ 时的 $R_{DS(ON)}$ 。

$$P_{HSSW(MAX)} = V_{IN(MAX)} \times I_{LOAD(MAX)} \times \frac{Q_{GD}}{I_{GATE}} \times f_S$$

其中， I_{GATE} 是DH驱动器能够提供的平均输出电流，可由下式计算：

$$I_{GATE} \approx \frac{0.5 \times V_{VL}}{R_{DS(ON)(DR)} + R_{GATE}}$$

其中 $R_{DS(ON)(DR)}$ 是DH驱动器的导通电阻(见 *Electrical Characteristics*表)， R_{GATE} 是MOSFET的栅极内部电阻(约为 2Ω)：

$$P_{HSDR} = Q_G \times V_{GS} \times f_S \times \frac{R_{GATE}}{R_{GATE} + R_{DS(ON)(DR)}}$$

其中 $V_{GS} \approx V_{VL}$ 。

高边MOSFET没有体二极管导通损耗，除非转换器正在吸收电流。吸收电流时，该损耗的计算公式如下：

$$P_{HSDC(MAX)} = I_{LOAD(MAX)} \times V_F \times (2 \times t_{DT} + t_{WD}) \times f_S,$$

其中， t_{WD} 约为130ns。

考虑到MOSFET输出电容以及低边MOSFET体二极管反向恢复电荷，还应该在高边MOSFET功耗中附加20%的损耗。请参考MOSFET数据资料中的热阻指标，以计算在上述功耗下不超出最高工作结温所需的PCB面积。

MOSFET缓冲电路

由于开关节点的寄生电感和电容形成谐振回路，快速开关切换会引起振铃。高频振铃发生在LX上升沿和下降沿的跳变过程中，会影响电路性能并产生EMI。为了抑制该振铃，应在每个低边开关两端串联一个RC缓冲电路。下面给出了选择RC串联电路器件的步骤：

连接示波器探针测量 $V_{LX_}$ 与GND之间的电压，并观察振铃频率 f_R 。

选择使振铃频率减半的电容值(连接在LX_和GND之间)。

LX_端电路的寄生电容(C_{PAR})等于上述电容增加值的1/3。电路寄生电感(L_{PAR})可由下式计算：

$$L_{PAR} = \frac{1}{(2\pi f_R)^2 \times C_{PAR}}$$

临界阻尼电阻(R_{SNUB})等于 $2\pi \times f_R \times L_{PAR}$ 。调节电阻可以得到所要求的阻尼和峰值电压偏移。

电容(C_{SNUB})至少应为 C_{PAR} 的2至4倍才有效。缓冲电路的功耗(P_{RSNUB})主要消耗在电阻上，计算公式为：

$$P_{RSNUB} = C_{SNUB} \times (V_{IN})^2 \times f_{SW}$$

其中， V_{IN} 为输入电压， f_{SW} 为开关频率。按照特定应用的降额规则，根据计算出的功耗选择 R_{SNUB} 的额定功率。

过流门限设置

ILIM_和高边MOSFET漏极之间的电阻用于设置过流保护门限。ILIM_通过该电阻吸收50 μ A(典型值)电流。在高边MOSFET导通期间，当漏-源电压高于该电阻的压降时触发过流保护。设置触发过流保护的输出电流(I_{LIMIT})时，使用下式计算ILIM_电阻：

$$R_{ILIM_} = \frac{R_{DS(ON)HS} \times I_{LIMIT}}{50\mu A}$$

其中 $R_{DS(ON)HS}$ 为+25 $^{\circ}$ C下高边MOSFET的最大导通电阻。温度较高时，ILIM_电流增大以补偿高边MOSFET的温度系数。

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

输入电容

输入滤波电容降低了从电源吸取的峰值电流，并降低了电路开关工作时在输入端产生的噪声和电压纹波。输入电容必须满足对开关电流产生的纹波电流(I_{RMS})的要求，纹波电流可由下式估算：

$$I_{RMS} = \frac{1}{V_{IN}} \sqrt{(I_{OUT1})^2 \times V_{OUT1} \times (V_{IN} - V_{OUT1}) + (I_{OUT2})^2 \times V_{OUT2} \times (V_{IN} - V_{OUT2})}$$

为了获得最佳的长期稳定性，应选择在最大RMS工作电流下温升不超过10°C的输入电容。

应用信息

PCB布局指南

仔细的PCB布局布线对于保证低开关损耗和低噪稳定的工作非常重要，开关功率级电路需要特别注意。良好的PCB布局布线应遵循以下准则：

- 1) 推荐采用多层PCB。
- 2) IC去耦电容应尽可能靠近IC引脚放置。功率地与信号地应保持隔离。低边MOSFET应靠近PGND引脚放置。

按照高边MOSFET漏极靠近低边MOSFET源极的方式放置高边MOSFET和低边MOSFET，从而使输入去耦陶瓷电容尽可能近地跨接在高边MOSFET漏极和低边MOSFET源极两端。这有助于将较大的开关电流限制在很小的环路内。

- 3) 在IC下方的第二层铺设模拟地层，使噪声耦合最低。
- 4) 输入、输出和VL电容连接至功率地；其它所有电容连接至信号地。
- 5) MOSFET应尽可能靠近IC放置，使栅极驱动回路的引线电感最小。如果采用并联MOSFET，应确保到两个栅极的引线长度相等，并尽可能短。
- 6) 将功率MOSFET的漏极连接到大面积的覆铜区域，以帮助器件散热。请参考功率MOSFET数据资料获取所推荐的覆铜面积。
- 7) 反馈网络元件应尽可能靠近IC引脚放置。
- 8) 限流设置RC应采用开尔文方式连接到高边MOSFET的漏极。

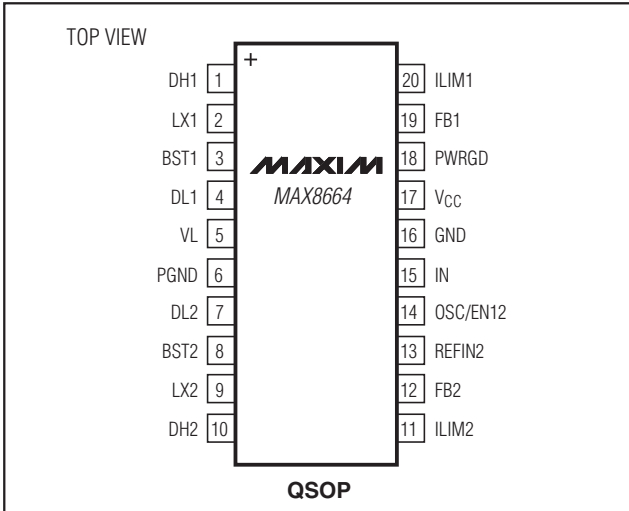
布局实例请参考MAX8664评估板。

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

引脚配置

芯片信息

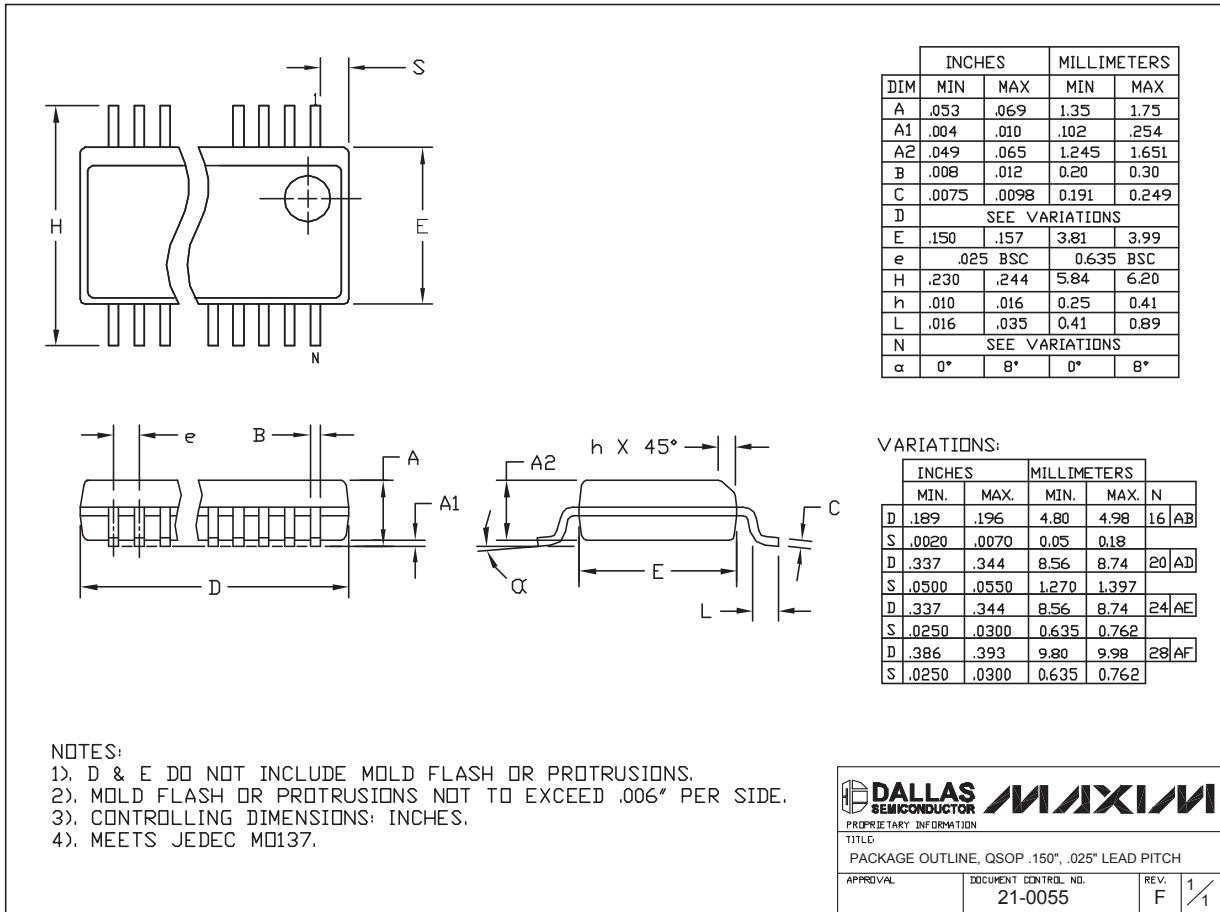
PROCESS: BiCMOS



MAX8664

低成本、双输出、降压控制器， 提供快速瞬态响应

封装信息

(本数据资料提供的封装图可能不是最近的规格，如需最近的封装外形信息，请查询 www.maxim-ic.com.cn/packages.)

QSOP-EP5

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。

26 **Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600**

© 2007 Maxim Integrated Products

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