



用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A

概述

MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A 双buck开关电源(SMPS)控制器用来为电池供电系统提供逻辑电源。MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A 内置两路脉宽调制(PWM)控制器,提供2V至5.5V可调输出或5V和3.3V固定输出。这些器件还特别提供了两路线性稳压器,产生5V和3.3V常开输出。每路线性稳压器可提供高达100mA的输出电流,并且在主SMPS输出稳定后,可自动将线性稳压器输出切换到主SMPS输出。MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A 内部集成了电源排序、电源就绪(PGOOD)输出、数字软启动以及内部软关断输出放电功能(用来防止关断时输出产生负压)。此外,当输出使能时,如果 V_{CC} 降至其UVLO门限以下,则输出为高阻态。

控制器采用Maxim公司专有的Quick-PWM™快速响应、恒导通时间PWM控制技术,无需检测电阻,可提供100ns的负载瞬态响应时间,同时保持开关频率的相对恒定。独特的超声跳脉冲模式可使开关频率保持在25kHz以上,从而消除了音频应用中的噪声。其他性能包括:轻载时具有最高效率的跳脉冲模式;在敏感应用中可降低射频干扰的固定频率PWM模式。

MAX8732A 提供200kHz/5V和300kHz/3.3V SMPS,具有最高效率;MAX8733A 则具有400kHz/5V和500kHz/3.3V SMPS,适用于轻、薄型应用。MAX8734A 具有引脚可选的开关频率,允许5V/3.3V的SMPS工作在200kHz/300kHz或400kHz/500kHz开关频率下。MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A 采用28引脚QSOP封装,可工作在扩展级温度范围(-40°C至+85°C)。

MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A 是MAX1777/MAX1977/MAX1999系列器件引脚兼容的升级产品。MAX1999评估板(EV kit)能用来评估MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A。

应用

笔记本和亚笔记本电脑

PDA和移动通信设备

3至4节锂离子电池供电设备

特性

- ◆ 无需电流检测电阻(MAX8734A)
- ◆ 也可利用检流电阻进行精密电流检测(MAX8732A/MAX8733A)
- ◆ 1.5%输出电压精度
- ◆ 3.3V和5V、100mA自举线性稳压器
- ◆ 内部软启动和软关断输出放电功能
- ◆ 具有100ns负载阶跃响应的Quick-PWM
- ◆ 3.3V和5V固定输出或可调输出(Dual Mode™)
- ◆ 4.5V至24V输入电压范围
- ◆ 增强型超声跳脉冲模式(最小25kHz)
- ◆ 电源就绪(PGOOD)信号
- ◆ 过压保护使能/禁止

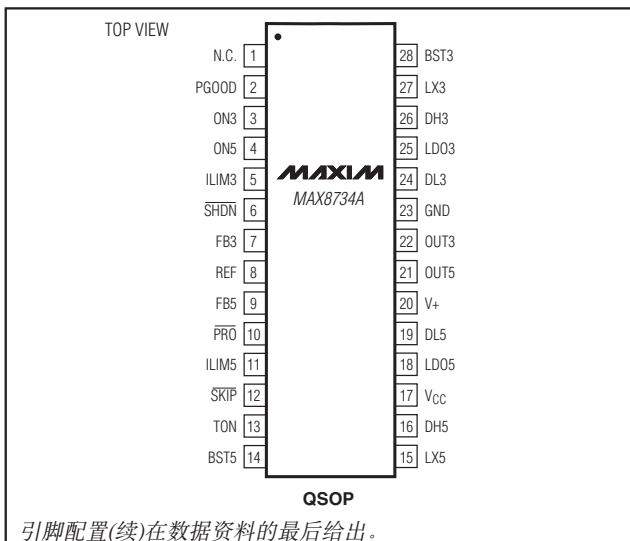
订购信息

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	5V/3.3V SWITCHING FREQUENCY (kHz)
MAX8732AEEI+	-40°C to +85°C	28 QSOP	200/300
MAX8732AEEI	-40°C to +85°C	28 QSOP	200/300
MAX8733AEEI+	-40°C to +85°C	28 QSOP	400/500
MAX8733AEEI	-40°C to +85°C	28 QSOP	400/500

订购信息(续)在数据资料的最后给出。

+ 表示无铅封装。

引脚配置



引脚配置(续)在数据资料的最后给出。

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



Maxim Integrated Products 1

本文是Maxim正式英文资料的译文,Maxim不对翻译中存在的差异或由此产生的错误负责。请注意译文中可能存在文字组织或翻译错误,如需确认任何词语的准确性,请参考Maxim提供的英文版资料。

索取免费样品和最新版的数据资料,请访问Maxim的主页: www.maxim-ic.com.cn。

用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V+, $\overline{\text{SHDN}}$ to GND -0.3V to +25V
 BST_ to GND -0.3V to +30V
 LX_ to BST_ -6V to +0.3V
 CS_ to GND (MAX8732A/MAX8733A only) -2V to +6V
 V_{CC}, LDO5, LDO3, OUT3, OUT5, ON3, ON5, REF,
 FB3, FB5, $\overline{\text{SKIP}}$, PRO, PGOOD to GND -0.3V to +6V
 DH3 to LX3 -0.3V to (V_{BST3} + 0.3V)
 DH5 to LX5 -0.3V to (V_{BST5} + 0.3V)
 ILIM3, ILIM5 to GND -0.3V to (V_{CC} + 0.3V)
 DL3, DL5 to GND -0.3V to (V_{LDO5} + 0.3V)
 TON to GND (MAX8734A only) -0.3V to +6V

LDO3, LDO5, REF Short Circuit to GND Momentary
 LDO3 Current (internal regulator) Continuous +100mA
 LDO3 Current (switched over to OUT3) Continuous +200mA
 LDO5 Current (internal regulator) Continuous +100mA
 LDO5 Current (switched over to OUT5) Continuous +200mA
 Continuous Power Dissipation (T_A = +70°C)
 28-Pin QSOP (derate 10.8mW/°C above +70°C) 860mW
 Operating Temperature Range -40°C to +85°C
 Junction Temperature +150°C
 Storage Temperature Range -65°C to +150°C
 Lead Temperature (soldering, 10s) +300°C

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 1 and Figure 2, no load on LDO5, LDO3, OUT3, OUT5, and REF, V₊ = 12V, ON3 = ON5 = V_{CC}, V $\overline{\text{SHDN}}$ = 5V, T_A = 0°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
MAIN SMPS CONTROLLERS						
V+ Input Voltage Range	LDO5 in regulation		6		24	V
	V+ = LDO5, V _{OUT5} < 4.43V		4.5		5.5	
3.3V Output Voltage in Fixed Mode	V+ = 6V to 24V, FB3 = GND, V _{SKIP} = 5V		3.285	3.330	3.375	V
5V Output Voltage in Fixed Mode	V+ = 6V to 24V, FB5 = GND, V _{SKIP} = 5V, MAX8732A/MAX8734A (TON = V _{CC})		4.975	5.050	5.125	V
	V+ = 7V to 24V, FB5 = GND, V _{SKIP} = 5V, MAX8733A/MAX8734A (TON = GND)					
Output Voltage in Adjustable Mode	V+ = 6V to 24V, either SMPS		1.975	2.00	2.025	V
Output Voltage Adjust Range	Either SMPS		2.0		5.5	V
FB3, FB5 Adjustable-Mode Threshold Voltage	Dual-Mode comparator		0.1		0.2	V
DC Load Regulation	Either SMPS, V _{SKIP} = 5V, 0 to 5A		-0.1			%
	Either SMPS, _{SKIP} = GND, 0 to 5A		-1.5			
	Either SMPS, V _{SKIP} = 2V, 0 to 5A		-1.7			
Line Regulation	Either SMPS, 6V < V+ < 24V		0.005			%/V
Current-Limit Threshold (Positive, Default)	ILIM_ = V _{CC} , GND - CS_ (MAX8732A/MAX8733A), GND - LX_ (MAX8734A)		93	100	107	mV
Current-Limit Threshold (Positive, Adjustable)	GND - CS_ (MAX8732A/MAX8733A), GND - LX_ (MAX8734A)	V _{ILIM_} = 0.5V	40	50	60	mV
		V _{ILIM_} = 1V	93	100	107	
		V _{ILIM_} = 2V	185	200	215	
Zero-Current Threshold	_{SKIP} = GND, ILIM_ = V _{CC} , GND - CS_ (MAX8732A/MAX8733A), GND - LX_ (MAX8734A)		3			mV
Current-Limit Threshold (Negative, Default)	_{SKIP} = ILIM_ = V _{CC} , GND - CS_ (MAX8732A/MAX8733A), GND - LX_ (MAX8734A)		-120			mV
Soft-Start Ramp Time	Zero to full limit		1.7			ms

用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1 and Figure 2, no load on LDO5, LDO3, OUT3, OUT5, and REF, $V_+ = 12V$, $ON3 = ON5 = V_{CC}$, $V_{SHDN} = 5V$, $T_A = 0^\circ C$ to $+85^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Operating Frequency	MAX8732A or MAX8734A (V _{TON} = 5V), $\overline{SKIP}$ = V _{CC}	5V SMPS	200			kHz
		3.3V SMPS	300			
	MAX8733A or MAX8734A (V _{TON} = 0), $\overline{SKIP}$ = V _{CC}	5V SMPS	400			
		3.3V SMPS	500			
	SKIP = REF		25	36		
On-Time Pulse Width	MAX8732A or MAX8734A (V _{TON} = 5V)	V _{OUT5} = 5.05V	1.895	2.105	2.315	μs
		V _{OUT3} = 3.33V	0.833	0.925	1.017	
	MAX8733A or MAX8734A (V _{TON} = 0)	V _{OUT5} = 5.05V	0.895	1.052	1.209	
		V _{OUT3} = 3.33V	0.475	0.555	0.635	
Minimum Off-Time			250	300	350	ns
Maximum Duty Cycle	MAX8732A or MAX8734A (V _{TON} = 5V)	V _{OUT5} = 5.05V	94			%
		V _{OUT3} = 3.33V	91			
	MAX8733A or MAX8734A (V _{TON} = 0)	V _{OUT5} = 5.05V	88			
		V _{OUT3} = 3.33V	85			
INTERNAL REGULATOR AND REFERENCE						
LDO5 Output Voltage	ON3 = ON5 = GND, 6V < V+ < 24V, 0 < I _{LDO5} < 100mA		4.90	5.00	5.10	V
LDO5 Short-Circuit Current	LDO5 = GND		190			mA
LDO5 Undervoltage-Lockout Fault Threshold	Falling edge of LDO5, hysteresis = 1%		3.7	4.0	4.3	V
LDO5 Bootstrap Switch Threshold	Falling edge of OUT5, rising edge at OUT5 regulation point		4.43	4.56	4.69	V
LDO5 Bootstrap Switch Resistance	LDO5 to OUT5, V _{OUT5} = 5V		1.4		3.2	Ω
LDO3 Output Voltage	ON3 = ON5 = GND, 6V < V+ < 24V, 0 < I _{LDO3} < 100mA		3.28	3.35	3.42	V
LDO3 Short-Circuit Current	LDO3 = GND		180			mA
LDO3 Bootstrap Switch Threshold	Falling edge of OUT3, rising edge at OUT3 regulation point		2.80	2.91	3.02	V
LDO3 Bootstrap Switch Resistance	LDO3 to OUT3, V _{OUT3} = 3.2V		1.5		3.5	Ω
REF Output Voltage	No external load		1.980	2.000	2.020	V
REF Load Regulation	0 < I _{LOAD} < 50μA		10			mV
REF Sink Current	REF in regulation		10			μA
V+ Operating Supply Current	LDO5 switched over to OUT5, 5V SMPS		25		50	μA
V+ Standby Supply Current	V+ = 6V to 24V, both SMPSs off, includes I _{SHDN}		150		250	μA
V+ Shutdown Supply Current	V+ = 4.5V to 24V		6		15	μA
Quiescent Power Consumption	Both SMPSs on, FB3 = FB5 = $\overline{SKIP}$ = GND, V _{OUT3} = 3.5V, V _{OUT5} = 5.3V		3		4.5	mW
FAULT DETECTION						
Overvoltage Trip Threshold	FB3 or FB5 with respect to nominal regulation point		+8	+11	+14	%

用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1 and Figure 2, no load on LDO5, LDO3, OUT3, OUT5, and REF, $V_+ = 12V$, $ON3 = ON5 = V_{CC}$, $V_{SHDN} = 5V$, $T_A = 0^\circ C$ to $+85^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Overvoltage Fault Propagation Delay	FB3 or FB5 delay with 50mV overdrive		10		μs
PGOOD Threshold	FB3 or FB5 with respect to nominal output, falling edge, typical hysteresis = 1%	-12	-9.5	-7	%
PGOOD Propagation Delay	Falling edge, 50mV overdrive		10		μs
PGOOD Output Low Voltage	$I_{SINK} = 4mA$			0.3	V
PGOOD Leakage Current	High state, forced to 5.5V			1	μA
Thermal-Shutdown Threshold			+160		$^\circ C$
Output Undervoltage Shutdown Threshold	FB3 or FB5 with respect to nominal output voltage	65	70	75	%
Output Undervoltage Shutdown Blanking Time	From ON_+ signal	10	22	35	ms
INPUTS AND OUTPUTS					
Feedback Input Leakage Current	$V_{FB3} = V_{FB5} = 2.2V$	-200	+40	+200	nA
$\overline{PRO}$ Input Voltage	Low level			0.6	V
	High level	1.5			
$\overline{SKIP}$ Input Voltage	Low level			0.8	V
	Float level	1.7		2.3	
	High level	2.4			
TON Input Voltage	Low level			0.8	V
	High level	2.4			
ON3, ON5 Input Voltage	Clear fault level/SMPS off level			0.8	V
	Delay start level	1.7		2.3	
	SMPS on level	2.4			
Input Leakage Current	$V_{\overline{PRO}}$ or $V_{TON} = 0$ or 5V	-1		+1	μA
	$V_{ON_+} = 0$ or 5V	-2		+2	
	$V_{\overline{SKIP}} = 0$ or 5V	-1		+1	
	$V_{SHDN} = 0$ or 24V	-1		+1	
	$V_{CS_+} = 0$ or 5V	-2		+2	
	$V_{ILIM3}, V_{ILIM5} = 0$ or 2V	-0.2		+0.2	
$\overline{SHDN}$ Input Trip Level	Rising edge	1.2	1.6	2.0	V
	Falling edge	0.96	1.00	1.04	
DH_ Gate-Driver Sink/Source Current	DH3, DH5 forced to 2V		2		A
DL_ Gate-Driver Source Current	DL3 (source), DL5 (source), forced to 2V		1.7		A
DL_ Gate-Driver Sink Current	DL3 (sink), DL5 (sink), forced to 2V		3.3		A
DH_ Gate-Driver On-Resistance	BST - LX_ forced to 5V		1.5	4.0	Ω
DL_ Gate-Driver On-Resistance	DL_, high state (pullup)		2.2	5.0	Ω
	DL_, low state (pulldown)		0.6	1.5	

用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1 and Figure 2, no load on LDO5, LDO3, OUT3, OUT5, and REF, $V_+ = 12V$, $ON3 = ON5 = V_{CC}$, $V_{\overline{SHDN}} = 5V$, $T_A = 0^\circ C$ to $+85^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
OUT3, OUT5 Discharge-Mode On-Resistance			12	40	Ω
OUT3, OUT5 Discharge-Mode Synchronous Rectifier Turn-On Level		0.2	0.3	0.4	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 1 and Figure 2, no load on LDO5, LDO3, OUT3, OUT5, and REF, $V_+ = 12V$, $ON3 = ON5 = V_{CC}$, $V_{\overline{SHDN}} = 5V$, $T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$, unless otherwise noted.) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
MAIN SMPS CONTROLLERS					
V+ Input Voltage Range	LDO5 in regulation	6		24	V
	$V_+ = LDO5$, $V_{OUT5} < 4.41V$	4.5		5.5	
3.3V Output Voltage in Fixed Mode	$V_+ = 6V$ to $24V$, $FB3 = GND$, $V_{\overline{SKIP}} = 5V$	3.27		3.39	V
5V Output Voltage in Fixed Mode	$V_+ = 6V$ to $24V$, $FB5 = GND$, $V_{\overline{SKIP}} = 5V$, MAX8732A/MAX8734A ($T_{ON} = V_{CC}$)	4.95		5.15	V
	$V_+ = 7V$ to $24V$, $FB5 = GND$, $V_{\overline{SKIP}} = 5V$, MAX8733A/MAX8734A ($T_{ON} = GND$)				
Output Voltage in Adjustable Mode	$V_+ = 6V$ to $24V$, either SMPS	1.97		2.03	V
Output Voltage Adjust Range	Either SMPS	2.0		5.5	V
FB3, FB5 Adjustable-Mode Threshold Voltage	Dual-Mode comparator	0.1		0.2	V
Current-Limit Threshold (Positive, Default)	$ILIM_- = V_{CC}$, $GND - CS_-$ (MAX8732A/MAX8733A), $GND - LX_-$ (MAX8734A)	90		110	mV
Current-Limit Threshold (Positive, Adjustable)	$GND - CS_-$ (MAX8732A/MAX8733A), $GND - LX_-$ (MAX8734A)	$V_{ILIM_-} = 0.5V$	40	60	mV
		$V_{ILIM_-} = 1V$	90	110	
		$V_{ILIM_-} = 2V$	180	220	
On-Time Pulse Width	MAX8732A or MAX8734A ($V_{TON} = 5V$)	$V_{OUT5} = 5.05V$	1.895	2.315	μs
		$V_{OUT3} = 3.33V$	0.833	1.017	
	MAX8733A or MAX8734A ($V_{TON} = 0$)	$V_{OUT5} = 5.05V$	0.895	1.209	
		$V_{OUT3} = 3.33V$	0.475	0.635	
Minimum Off-Time		200		400	ns
INTERNAL REGULATOR AND REFERENCE					
LDO5 Output Voltage	$ON3 = ON5 = GND$, $6V < V_+ < 24V$, $0 < I_{LDO5} < 100mA$	4.90		5.10	V
LDO5 Undervoltage-Lockout Fault Threshold	Falling edge of LDO5, hysteresis = 1%	3.7		4.3	V

用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1 and Figure 2, no load on LDO5, LDO3, OUT3, OUT5, and REF, $V_+ = 12.0\text{V}$, $ON3 = ON5 = V_{CC}$, $V_{SHDN} = 5\text{V}$, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
LDO5 Bootstrap Switch Threshold	Falling edge of OUT5, rising edge at OUT5 regulation point	4.43		4.69	V
LDO5 Bootstrap Switch Resistance	LDO5 to OUT5, $V_{OUT5} = 5\text{V}$			3.2	Ω
LDO3 Output Voltage	$ON3 = ON5 = \text{GND}$, $6\text{V} < V_+ < 24\text{V}$, $0 < I_{LDO3} < 100\text{mA}$	3.27		3.43	V
LDO3 Bootstrap Switch Threshold	Falling edge of OUT3, rising edge at OUT3 regulation point	2.80		3.02	V
LDO3 Bootstrap Switch Resistance	LDO3 to OUT3, $V_{OUT3} = 3.2\text{V}$			3.5	Ω
REF Output Voltage	No external load	1.975		2.025	V
REF Load Regulation	$0 < I_{LOAD} < 50\mu\text{A}$			10	mV
REF Sink Current	REF in regulation	10			μA
V_+ Operating Supply Current	LDO5 switched over to OUT5, 5V SMPS			50	μA
V_+ Standby Supply Current	$V_+ = 6\text{V}$ to 24V , both SMPSs off, includes I_{SHDN}			300	μA
V_+ Shutdown Supply Current	$V_+ = 4.5\text{V}$ to 24V			15	μA
Quiescent Power Consumption	Both SMPSs on, $FB3 = FB5 = \text{SKIP} = \text{GND}$, $V_{OUT3} = 3.5\text{V}$, $V_{OUT5} = 5.3\text{V}$			4.5	mW
FAULT DETECTION					
Overvoltage Trip Threshold	FB3 or FB5 with respect to nominal regulation point	+8		+14	%
PGOOD Threshold	FB3 or FB5 with respect to nominal output, falling edge, typical hysteresis = 1%	-12		-7	%
PGOOD Output Low Voltage	$I_{SINK} = 4\text{mA}$			0.3	V
PGOOD Leakage Current	High state, forced to 5.5V			1	μA
Output Undervoltage Shutdown Threshold	FB3 or FB5 with respect to nominal output voltage	65		75	%
Output Undervoltage Shutdown Blanking Time	From ON_+ signal	10		40	ms
INPUTS AND OUTPUTS					
Feedback Input Leakage Current	$V_{FB3} = V_{FB5} = 2.2\text{V}$	-200		+200	nA
$\overline{\text{PRO}}$ Input Voltage	Low level			0.6	V
	High level	1.5			
$\overline{\text{SKIP}}$ Input Voltage	Low level			0.8	V
	Float level	1.7		2.3	
	High level	2.4			
TON Input Voltage	Low level			0.8	V
	High level	2.4			

用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1 and Figure 2, no load on LDO5, LDO3, OUT3, OUT5, and REF, $V_+ = 12.0V$, $ON3 = ON5 = V_{CC}$, $V_{SHDN} = 5V$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ON3, ON5 Input Voltage	Clear fault level/SMPS off level			0.8	V
	Delay start level	1.7		2.3	
	SMPS on level	2.4			
Input Leakage Current	V_{PRO} or $V_{TON} = 0$ or $5V$	-1		+1	μA
	$V_{ON_} = 0$ or $5V$	-1		+1	
	$V_{SKIP} = 0$ or $5V$	-2		+2	
	$V_{SHDN} = 0$ or $24V$	-1		+1	
	$V_{CS_} = 0$ or $5V$	-2		+2	
	V_{ILIM3} , $V_{ILIM5} = 0$ or $2V$	-0.2		+0.2	
$\overline{SHDN}$ Input Trip Level	Rising edge	1.2		2.0	V
	Falling edge	0.96		1.04	
DH_ Gate-Driver On-Resistance	BST - LX_ forced to 5V			4.0	Ω
DL_ Gate-Driver On-Resistance	DL_, high state (pullup)			5.0	Ω
	DL_, low state (pulldown)			1.5	
OUT3, OUT5 Discharge-Mode On-Resistance				40	Ω
OUT3, OUT5 Discharge-Mode Synchronous Rectifier Turn-On Level		0.2		0.4	V

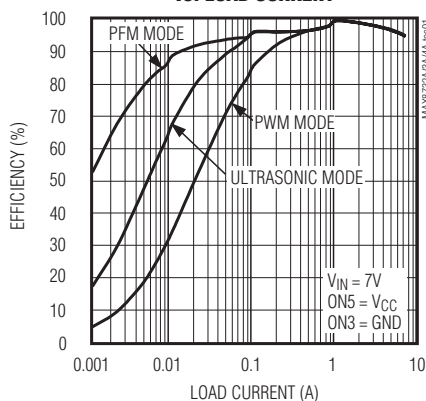
Note 1: Specifications to $-40^{\circ}C$ are guaranteed by design, not production tested.

用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

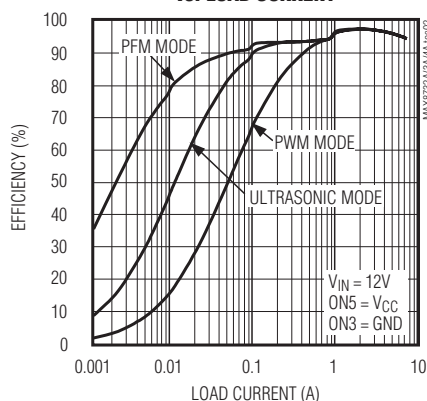
典型工作特性

(Circuit of Figure 1 and Figure 2, no load on LDO5, LDO3, OUT3, OUT5, and REF, $V_+ = 12V$, $ON3 = ON5 = V_{CC}$, $\overline{SHDN} = V_+$, $R_{CS} = 7m\Omega$, $V_{ILIM} = 0.5V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

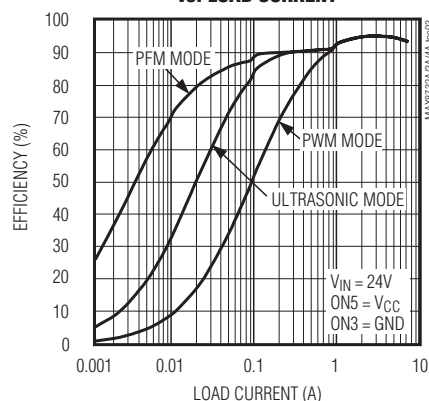
MAX8732A
5V OUTPUT EFFICIENCY
vs. LOAD CURRENT



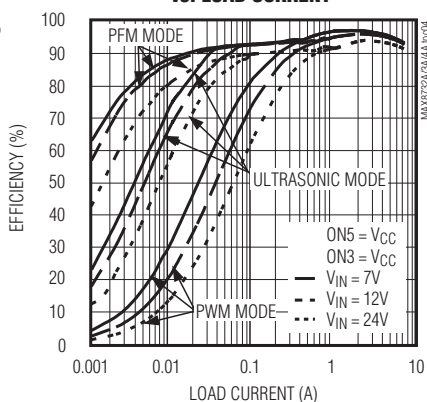
MAX8732A
5V OUTPUT EFFICIENCY
vs. LOAD CURRENT



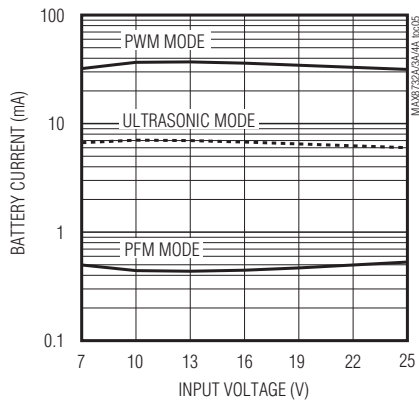
MAX8732A
5V OUTPUT EFFICIENCY
vs. LOAD CURRENT



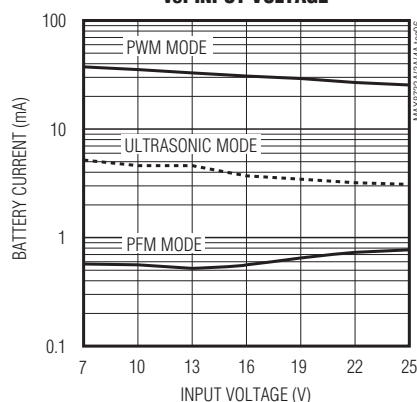
MAX8733A
3.3V OUTPUT EFFICIENCY
vs. LOAD CURRENT



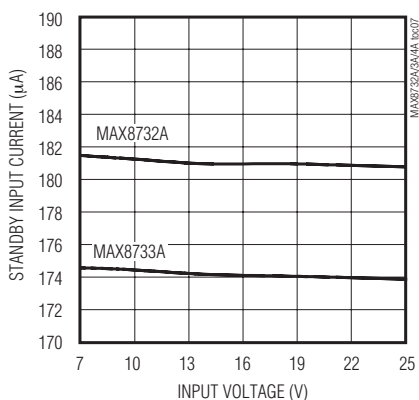
MAX8732A
NO-LOAD BATTERY CURRENT
vs. INPUT VOLTAGE



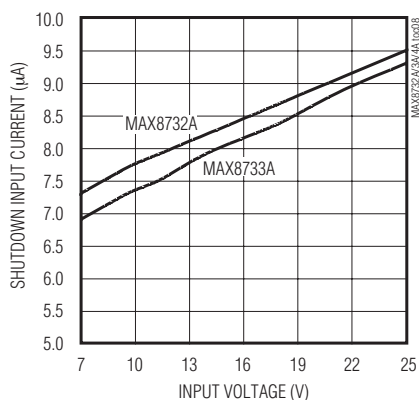
MAX8733A
NO-LOAD BATTERY CURRENT
vs. INPUT VOLTAGE



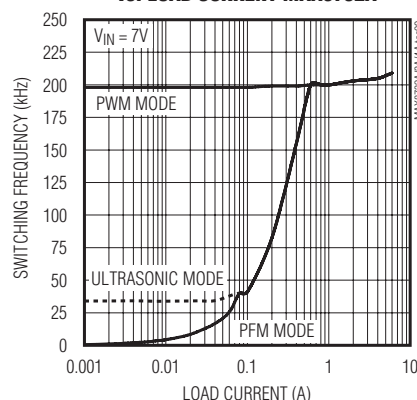
**STANDBY INPUT CURRENT
vs. INPUT VOLTAGE**



**SHUTDOWN INPUT CURRENT
vs. INPUT VOLTAGE**



MAX8732A
5V OUTPUT SWITCHING FREQUENCY
vs. LOAD CURRENT MAX8732A

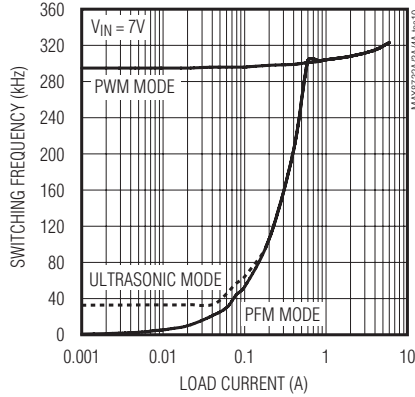


用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

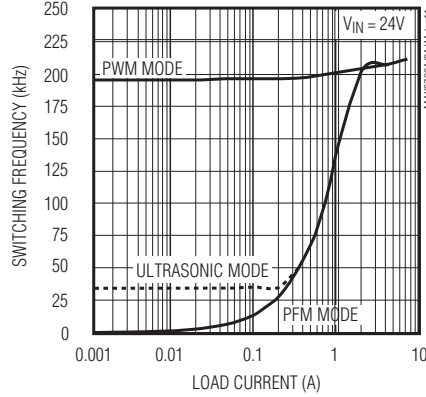
典型工作特性(续)

(Circuit of Figure 1 and Figure 2, no load on LDO5, LDO3, OUT3, OUT5, and REF, $V_+ = 12V$, $ON3 = ON5 = V_{CC}$, $\overline{SHDN} = V_+$, $R_{CS} = 7m\Omega$, $V_{ILIM_} = 0.5V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

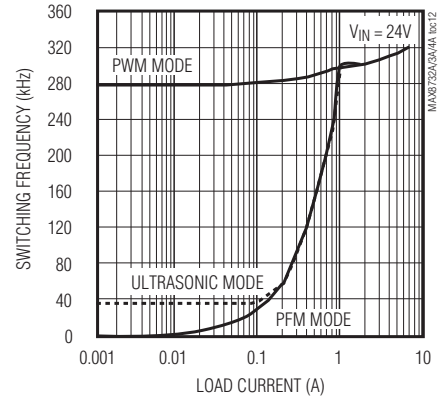
3.3V OUTPUT SWITCHING FREQUENCY vs. LOAD CURRENT (MAX8732A)



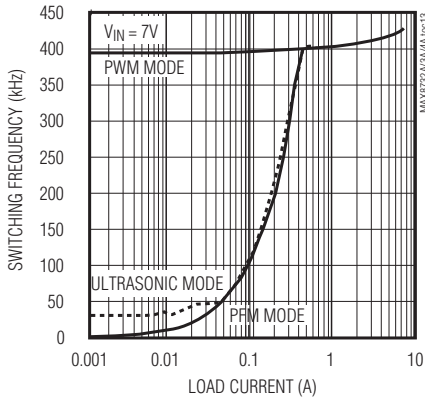
**MAX8732A
5V OUTPUT SWITCHING FREQUENCY vs. LOAD CURRENT**



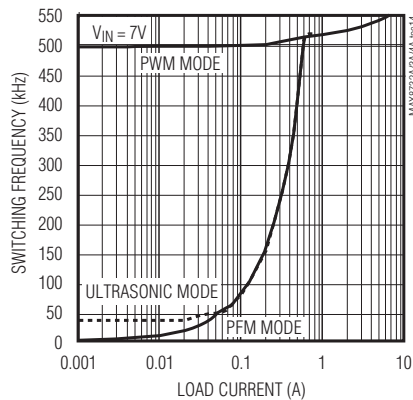
**MAX8732A
3.3V OUTPUT SWITCHING FREQUENCY vs. LOAD CURRENT**



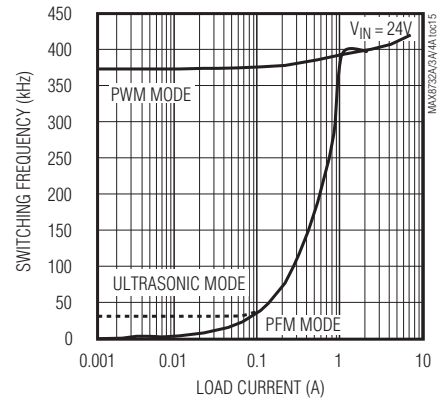
**MAX8733A
5V OUTPUT SWITCHING FREQUENCY vs. LOAD CURRENT**



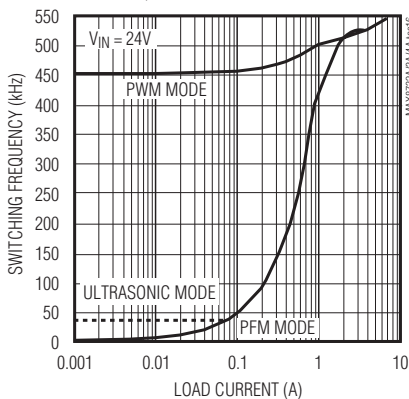
**MAX8733A
3.3V OUTPUT SWITCHING FREQUENCY vs. LOAD CURRENT**



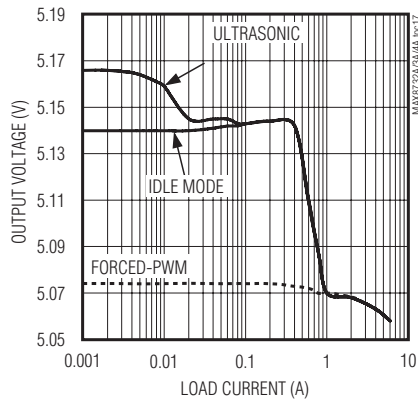
**MAX8733A
5V OUTPUT SWITCHING FREQUENCY vs. LOAD CURRENT**



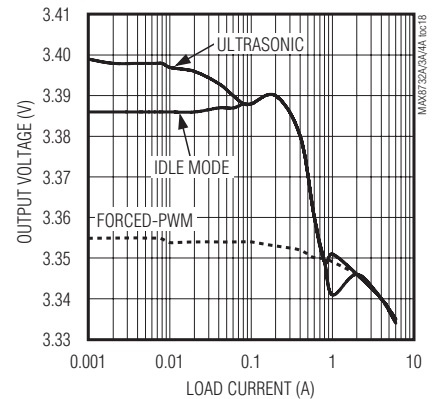
**MAX8733A
3.3V OUTPUT SWITCHING FREQUENCY vs. LOAD CURRENT**



**MAX8732A
OUT5 VOLTAGE REGULATION vs. LOAD CURRENT**



**MAX8732A
OUT3 VOLTAGE REGULATION vs. LOAD CURRENT**

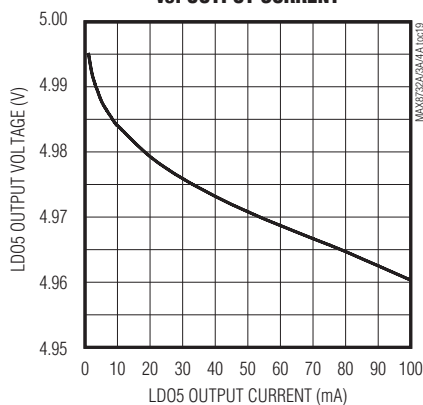


用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

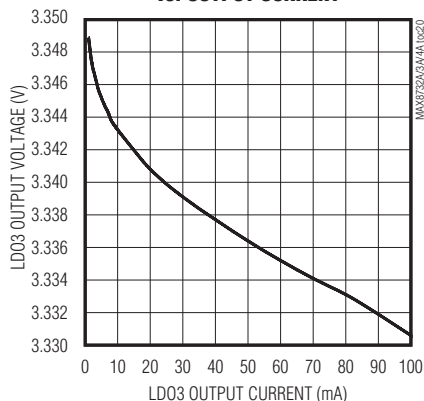
典型工作特性(续)

(Circuit of Figure 1 and Figure 2, no load on LDO5, LDO3, OUT3, OUT5, and REF, $V_+ = 12V$, $ON3 = ON5 = V_{CC}$, $\overline{SHDN} = V_+$, $R_{CS} = 7m\Omega$, $V_{ILIM_} = 0.5V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

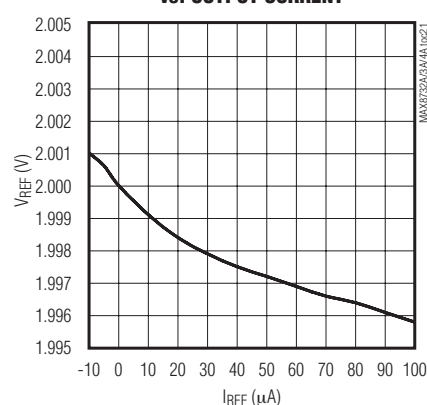
**LD05 REGULATOR OUTPUT VOLTAGE
vs. OUTPUT CURRENT**



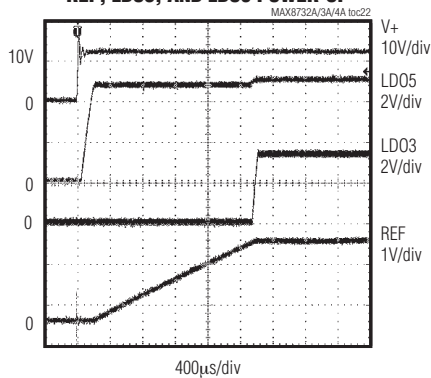
**LD03 REGULATOR OUTPUT VOLTAGE
vs. OUTPUT CURRENT**



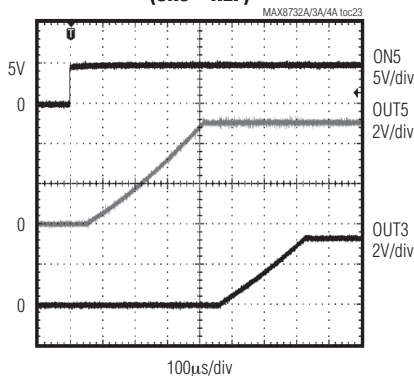
**REFERENCE VOLTAGE
vs. OUTPUT CURRENT**



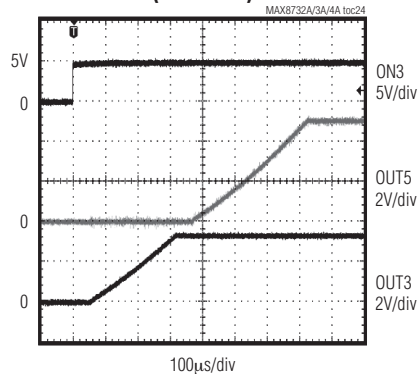
REF, LD03, AND LD05 POWER-UP



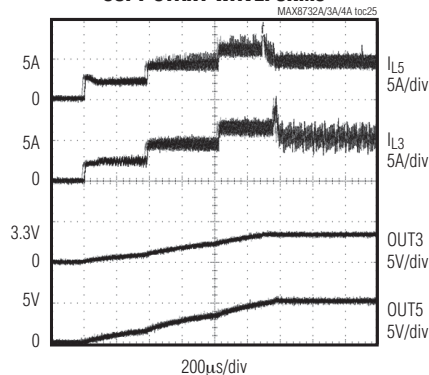
**DELAYED-START WAVEFORMS
(ON3 = REF)**



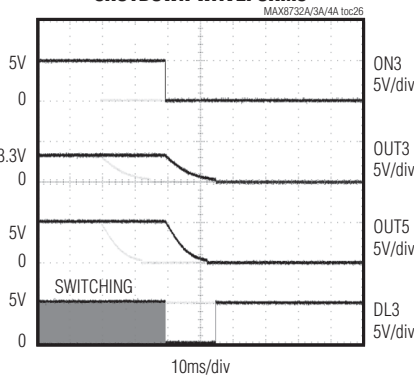
**DELAYED-START WAVEFORMS
(ON5 = REF)**



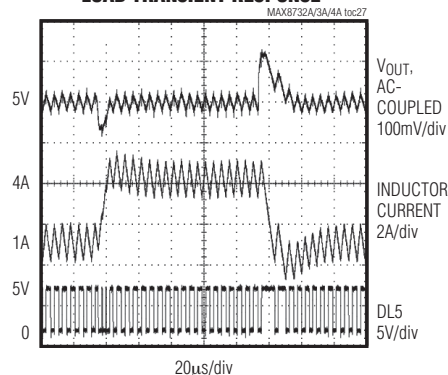
SOFT-START WAVEFORMS



SHUTDOWN WAVEFORMS



**MAX8732A/MAX8734A (TON = VCC)
5V PWM-MODE
LOAD TRANSIENT RESPONSE**

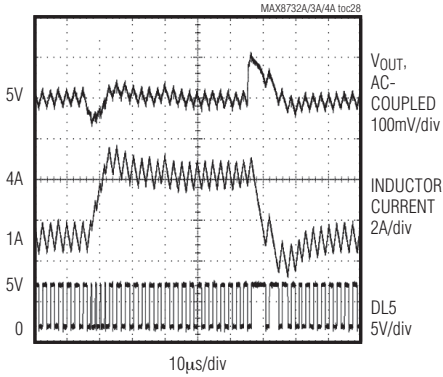


用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

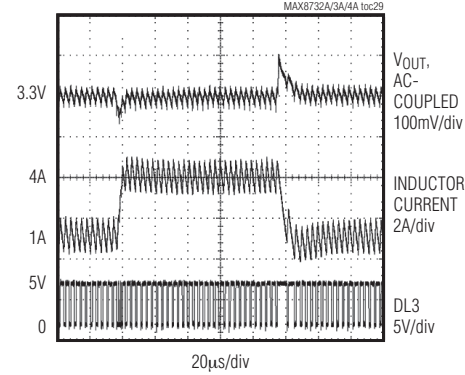
典型工作特性(续)

(Circuit of Figure 1 and Figure 2, no load on LDO5, LDO3, OUT3, OUT5, and REF, $V_+ = 12V$, $ON3 = ON5 = V_{CC}$, $SHDN = V_+$, $R_{CS} = 7m\Omega$, $V_{ILIM} = 0.5V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

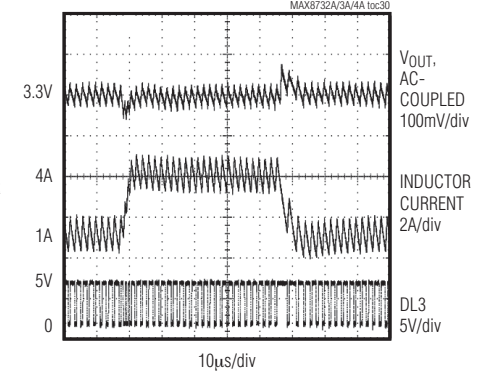
**MAX8733A/MAX8734A (TON = GND)
5V PWM-MODE
LOAD TRANSIENT RESPONSE**



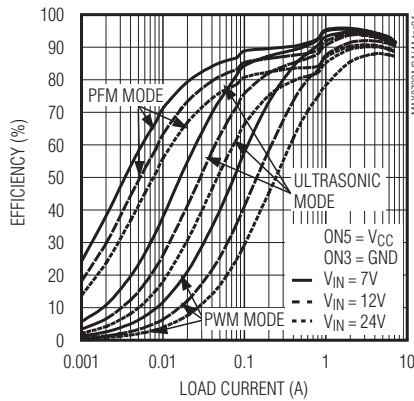
**MAX8732A/MAX8734A (TON = VCC)
3.3V PWM-MODE
LOAD TRANSIENT RESPONSE**



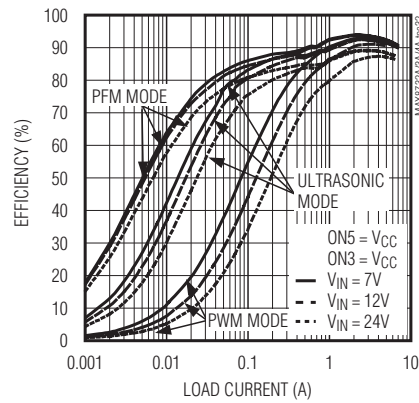
**MAX8733A/MAX8734A (TON = GND)
3.3V PWM-MODE
LOAD TRANSIENT RESPONSE**



**MAX8733A
5V OUTPUT EFFICIENCY
vs. LOAD CURRENT**



**MAX8733A
3.3V OUTPUT EFFICIENCY
vs. LOAD CURRENT**



MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A

用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

引脚说明

引脚		名称	功能
MAX8732A MAX8733A	MAX8734A		
1	—	CS3	3.3V SMPS电流检测输入。CS3连接至同步整流器源极和GND之间的电流检测电阻，ILIM3上的电压决定限流门限(参见限流电路(ILIM_)部分)。
—	1	N.C.	无连接，内部无连接。
2	2	PGOOD	电源就绪输出。PGOOD是开漏输出，如果任一路输出被禁止或输出比标称电压值低10%，PGOOD被拉低。
3	3	ON3	3.3V SMPS使能输入。如果ON3端电压高于SMPS的开启电平，则3.3V SMPS被使能；如果ON3端电压低于SMPS的关断电平，3.3V SMPS就被禁止。如果将ON3与REF相连，3.3V SMPS将在5V SMPS达到稳定后启动(延迟启动)。将ON3端电压驱动至故障清除电平以下，则会使故障锁存器清零。
4	4	ON5	5V SMPS使能输入。如果ON5端电压高于SMPS的开启电平，5V SMPS被使能，如果ON5端电压低于SMPS的关断电平，5V SMPS就被禁止。如果将ON5与REF相连，5V SMPS将在3.3V SMPS达到稳定后启动(延迟启动)。将ON5端电压驱动至故障清除电平以下，则会使故障锁存器清零。
5	5	ILIM3	3.3V SMPS限流调节。ILIM3连接到V _{CC} 时，GND-LX限流门限默认值为100mV。对于可调模式，限流门限为ILIM3端电压的1/10，ILIM3端电压范围为0.5V至3V。转换到100mV默认值的逻辑门限约为V _{CC} - 1V。将ILIM3连接至REF，可设定200mV的固定门限。
6	6	$\overline{\text{SHDN}}$	关断控制输入。如果V _{SHDN} 低于 $\overline{\text{SHDN}}$ 输入下降沿切换电平，器件将进入关断模式，关断模式下电源电流降至6 μ A，直到V _{SHDN} 高于 $\overline{\text{SHDN}}$ 输入上升沿切换电平以后，器件才能重新启动。将 $\overline{\text{SHDN}}$ 连接至V+可实现自动启动。通过电阻分压器将 $\overline{\text{SHDN}}$ 连接至V+能够实现可编程的欠压闭锁。
7	7	FB3	3.3V SMPS反馈输入。将FB3连接GND选择固定的3.3V输出。将FB3连接至OUT3和GND之间的电阻分压器，能够实现2V至5.5V的可调输出。
8	8	REF	2V基准电压输出。在REF和GND之间用一个0.22 μ F (最小值)的电容器进行旁路。REF可为外部负载提供高达100 μ A的电流。用REF驱动负载会降低FB_端的电压和输出电压的精度，精度降低的程度将依据REF的负载调整误差而定。
9	9	FB5	5V SMPS反馈输入。将FB5连接GND选择固定的5V输出。将FB5连接至OUT5和GND之间的电阻分压器，能够实现2V至5.5V的可调输出。
10	10	$\overline{\text{PRO}}$	过压和欠压故障保护使能/禁止。 $\overline{\text{PRO}}$ 接V _{CC} 时，禁止欠压、过压保护以及输出放电模式(DL在关断模式下为低电平)。 $\overline{\text{PRO}}$ 接GND时，使能欠压、过压保护(参见故障保护部分)以及输出放电模式。
11	11	ILIM5	5V SMPS限流调节。ILIM5连接到V _{CC} 时，GND-LX限流门限默认值为100mV。对于可调模式，限流门限是ILIM5端电压的1/10，ILIM5端电压范围为0.5V至3V。转换到100mV默认值的逻辑门限约为V _{CC} - 1V。将ILIM5连接至REF，可设定200mV的固定门限。
12	12	$\overline{\text{SKIP}}$	低噪声模式控制。 $\overline{\text{SKIP}}$ 接GND时工作在空闲(跳脉冲)工作模式， $\overline{\text{SKIP}}$ 接V _{CC} 时工作在PWM工作模式(固定频率)。 $\overline{\text{SKIP}}$ 接REF或悬空则工作在超声模式(跳脉冲，最小25kHz)。

用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

引脚说明(续)

引脚		名称	功能
MAX8732A MAX8733A	MAX8734A		
13	—	CS5	5V SMPS电流检测输入。CS5与同步整流器源极和GND之间的电流检测电阻相连接。ILIM5端的电压决定限流门限(参见限流电路(ILIM_)部分)。
—	13	TON	频率选择输入。TON接V _{CC} 时选择200kHz/300kHz工作模式，接GND时选择400kHz/500kHz工作模式(分别对应5V/3.3V SMPS的开关频率)。
14	14	BST5	5V SMPS的自举电容连接端。按照典型应用电路(图1和图2)，将BST5连接到外部电容和二极管。参见MOSFET栅极驱动器(DH_、DL_)部分。
15	15	LX5	5V SMPS的电感连接端。LX5是高边栅极驱动器DH5的内部低端电源轨。LX5是5V SMPS的电流检测输入(仅MAX8734A)。
16	16	DH5	5V SMPS的高边MOSFET栅极驱动输出。DH5的摆幅为从LX5到BST5。
17	17	V _{CC}	PWM核的模拟电源电压输入。V _{CC} 通过一个50Ω的串联电阻连接至系统电压源。通过一只1μF陶瓷电容旁路至GND。
18	18	LDO5	5V线性稳压器输出。LDO5是外部MOSFET的栅极驱动器电源。LDO5能为MOSFET栅极驱动和外部负载提供100mA的总电流。内部负载的大小取决于选择的MOSFET和开关频率(参见基准和线性稳压器(REF、LDO5和LDO3)部分)。如果OUT5端电压大于LDO5自举开关门限，那么LDO5稳压器关断，并且LDO5通过一个导通电阻1.4Ω的开关与OUT5连接。采用一个4.7μF(最小值)的电容来旁路LDO5。负载电流每增加5mA，电容的容量增大1μF。
19	19	DL5	5V SMPS同步整流器栅极驱动输出。DL5的摆幅为从GND到LDO5。
20	20	V+	电源电压输入。V+为LDO5/LDO3线性稳压器供电，也为Quick-PWM导通时间、单稳态电路供电。V+接电池输入，并用一只0.1μF电容进行旁路。
21	21	OUT5	5V SMPS输出电压检测输入。连接至5V SMPS输出。OUT5是Quick-PWM导通时间，单稳态电路的输入。在固定电源模式下，该输出还作为5V的反馈输入。如果OUT5端电压大于LDO5的自举开关门限值，LDO5线性稳压器关断，LDO5通过一个1.4Ω导通电阻的开关连接至OUT5。
22	22	OUT3	3.3V SMPS输出电压检测输入。连接至3.3V SMPS输出。OUT3是Quick-PWM导通时间、单稳态电路的输入。在固定电源模式下，该输出还作为3V的反馈输入。如果OUT3端电压大于LDO3的自举开关门限值，LDO3线性稳压器关断，LDO3通过一个导通电阻1.5Ω的开关连接至OUT3。
23	23	GND	模拟和功率地。
24	24	DL3	3.3V SMPS同步整流器栅极驱动输出。DL3的摆幅从GND到LDO5。
25	25	LDO3	3.3V线性稳压器输出。REF达到稳定后，LDO3开始上电。LDO3可为外部负载提供100mA的总电流。如果OUT3端电压高于LDO3端的自举开关门限电压，LDO3稳压器关断，LDO3通过一个导通电阻1.5Ω的开关连接至OUT3。采用最小值为4.7μF的电容来旁路LDO3。负载电流每增加5mA，该电容的容量增大1μF。
26	26	DH3	3.3V SMPS的高边MOSFET栅极驱动器输出。DH3的摆幅从LX3到BST3。
27	27	LX3	3.3V SMPS的电感连接端。LX3是3.3V SMPS的电流检测输入(仅MAX8734A)。
28	28	BST3	3.3V SMPS的自举电容连接端。按照典型应用电路(图1和图2)，将BST3连接到外部电容和二极管。参见MOSFET栅极驱动器(DH_、DL_)部分。

MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A

用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

典型应用电路

典型应用电路(图1和2)可用来构建笔记本电脑主电源电路,为其提供5V/5A和3.3V/5A电源。输入电压范围为7V至24V。元件供应商如表1所示。

详细说明

MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A 双buck、BiCMOS开关电源(SMPS)控制器可产生笔记本电脑所需的逻辑电源。MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A 主要针对电池供电应用设计,满足其高效率 and 低静态电源电流要求。MAX8732A 被优化于5V/200kHz SMPS和3.3V/300kHz SMPS,具有最高效率。MAX8733A 则针对轻、薄类应用进行了优化,具

表1. 元件供应商

MANUFACTURER	PHONE	FAX
Central Semiconductor	516-435-1110	516-435-1824
Dale-Vishay	402-564-3131	402-563-6418
Fairchild	408-721-2181	408-721-1635
International Rectifier	310-322-3331	310-322-3332
NIEC (Nihon)	805-843-7500	847-843-2798
Sanyo	619-661-6835	619-661-1055
Sprague	603-224-1961	603-224-1430
Sumida	847-956-0666	847-956-0702
Taiyo Yuden	408-573-4150	408-573-4159
TDK	847-390-4461	847-390-4405

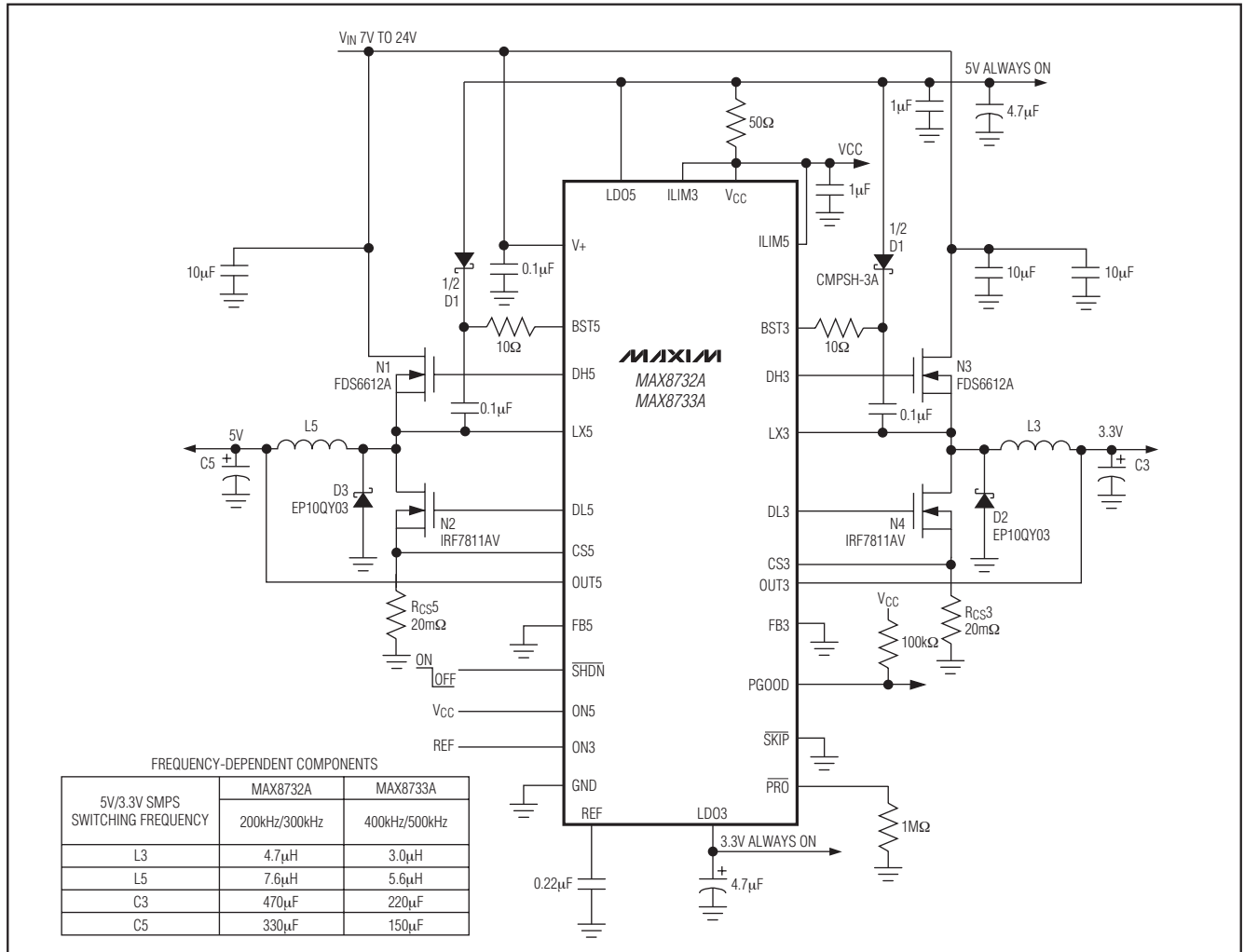
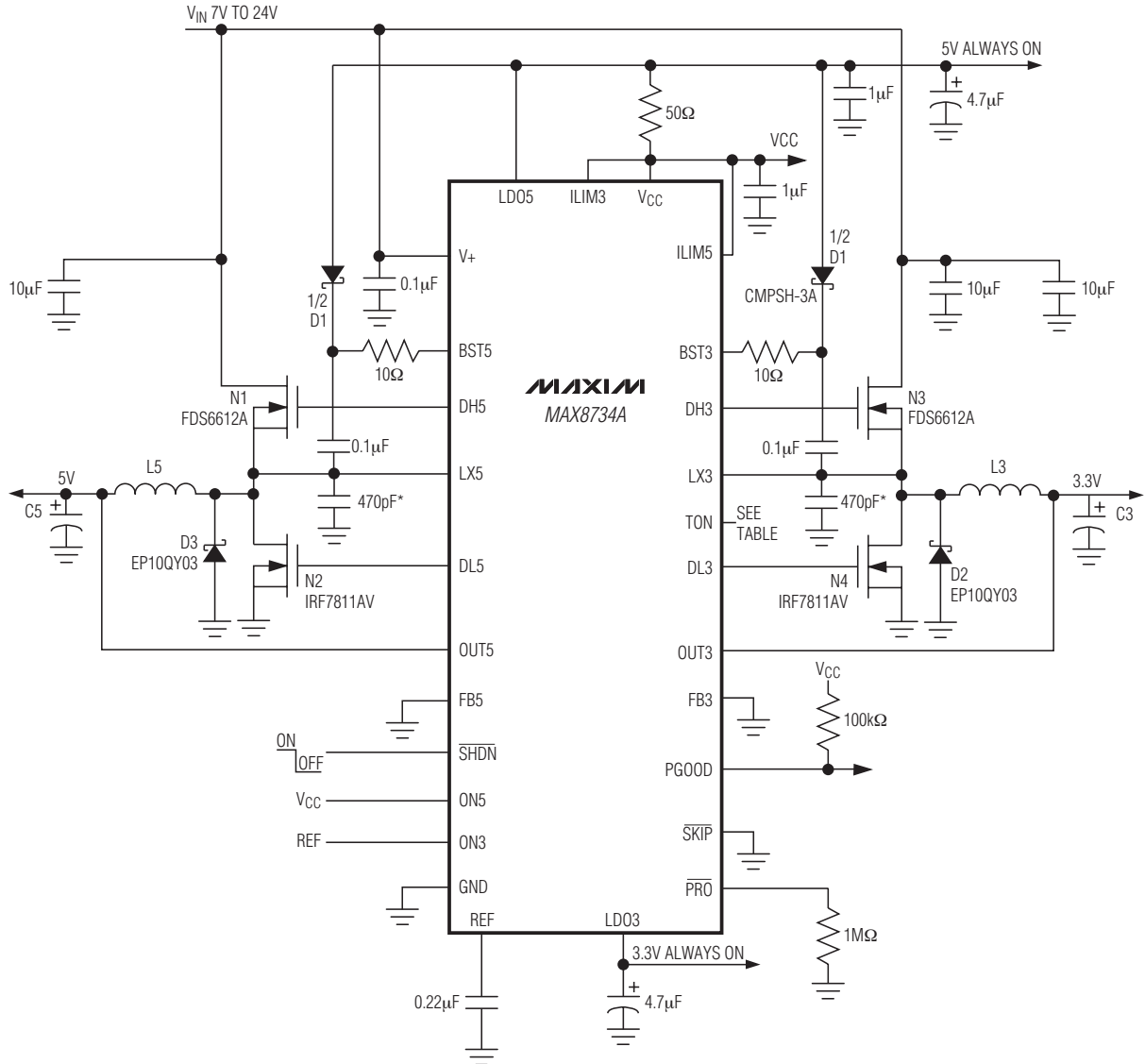


图1. MAX8732A/MAX8733A 典型应用电路

用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A



*OPTIONAL CAPACITANCE BETWEEN
LX AND PGND (CLOSE TO THE IC) ONLY
REQUIRED FOR ULTRASONIC MODE

FREQUENCY-DEPENDENT COMPONENTS

5V/3.3V SMPS SWITCHING FREQUENCY	TON = VCC	TON = GND
	200kHz/300kHz	400kHz/500kHz
L3	4.7μH	3.0μH
L5	7.6μH	5.6μH
C3	470μF	220μF
C5	330μF	150μF

图2. MAX8734A 典型应用电路图

用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

有5V/400kHz SMPS和3.3V/500kHz SMPS。MAX8734A可通过引脚选择开关频率，允许5V和3.3V SMPS分别工作在200kHz/300kHz和400kHz/500kHz开关频率下。

通过自动切换到空闲工作模式可提高轻载效率，这种频率可变的跳脉冲模式降低了开关损耗和栅极充电损耗。每个buck转换器的功率开关电路由两个n沟道MOSFET、

一个整流器以及一个LC输出滤波器组成。输出电压是开关节点的平均AC电压，通过改变MOSFET开关的占空比对这个电压进行调节。高边n沟道MOSFET的栅极驱动信号必须高于电池电压，这是由BST_端的100nF浮动电容构成的自举电路提供的。

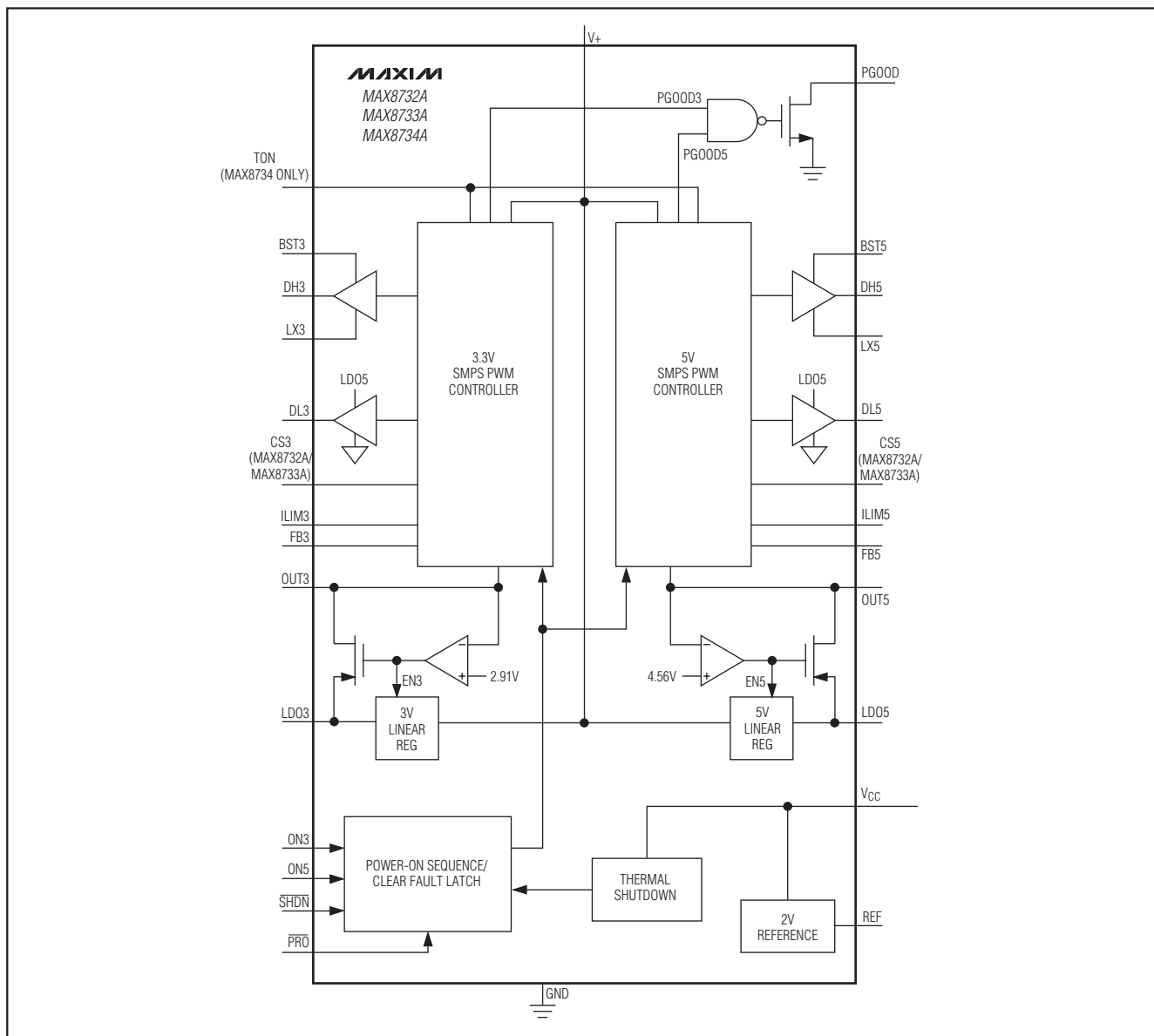


图3. 详细的功能框图

用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

每路PWM控制器由双模式反馈网络和多路复用器、多输入PWM比较器、高边和低边栅极驱动器以及逻辑电路组成。MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A含有故障保护电路，可监视主PWM输出的欠压和过压故障。上电排序模块控

制主PWM的上电顺序，并监视输出的欠压故障。MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A还包括5V和3.3V线性稳压器。偏置电路包括5V (LDO5)线性稳压器、2V精密基准以及自动自举切换电路。

MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A

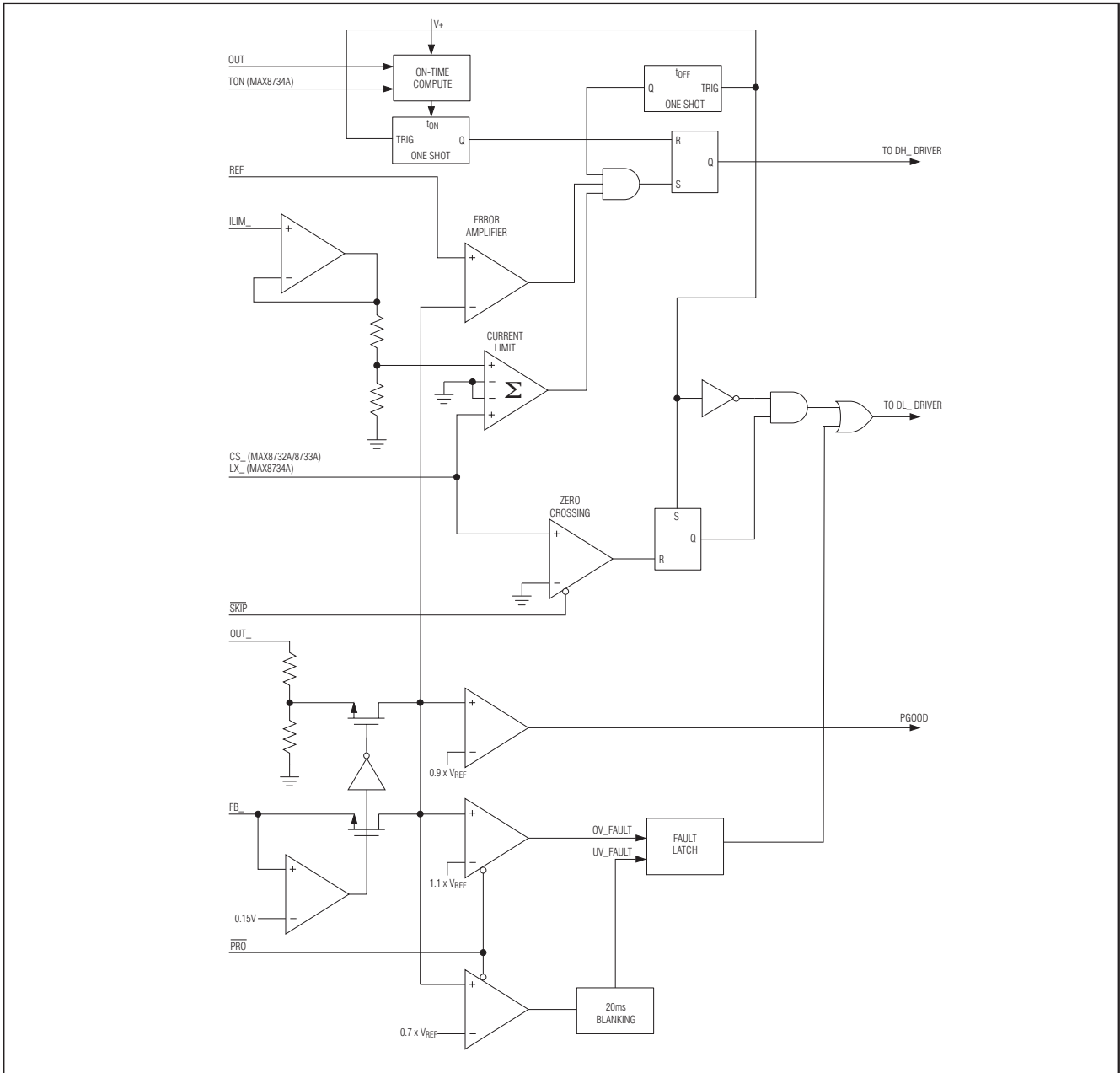


图4. PWM控制器(只是其中一侧)

用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

这些内部模块不是由电池直接供电，而是由5V (LDO5) 线性稳压器先将电池电压降低，再为内部电路和栅极驱动器供电。同步开关栅极驱动器由LDO5直接供电，而高边开关栅极驱动器是通过外部二极管-电容自举电路，由LDO5间接供电。当OUT5电压大于4.56V时，自动自举电路关断5V线性稳压器，并由OUT5为器件供电。

带输入前馈，自由运行的 恒导通时间PWM控制器

Quick-PWM控制架构是一种带电压前馈的伪固定频率、恒导通时间、电流模式控制器。这种控制架构利用输出电压纹波作为PWM斜波信号，因此输出滤波电容的ESR作用类似于电流反馈电阻。高边开关的导通时间仅由一个单稳态电路来决定，其脉宽与输入电压成反比而与输出电压成正比。另一个单稳态电路可设置300ns的最小关断时间(典型值)。导通时间单稳态电路的触发条件为：误差比较器为低，同步整流器电流低于限流门限，并且最小关断时间已过。

导通时间单稳态(t_{ON})

PWM控制器的核心部分是一个单稳态电路，用来设置高边开关的导通时间。这个快速、低抖动、可调节的单稳态电路能够根据电池和输出电压的变化改变导通时间。高边开关的导通时间与电池电压(可通过V+输入测得)成反比，而与输出电压成正比。尽管没有固定频率的时钟发生器，但这种算法可产生近乎恒定的开关频率。恒定开关频率的好处在于可通过选择频率避开敏感频段：

$$t_{ON} = \frac{K(V_{OUT} + 0.075V)}{V+}$$

近似的K因子参见表2。常数0.075V是对同步整流开关压降的近似估计。开关频率会随负载电流的增加而增加，这是因为随着同步整流器两端的压降增大，电感电流以更快的速率下降。

导通时间仅确定了一个大致的开关频率。*Electrical Characteristics* 表格中所保证的导通时间还受外部高边功率MOSFET开关延时的影响。同时，死区时间效应增加了有效导通时间，降低了开关频率。只有在PWM模式下($\overline{SKIP} = V_{CC}$)，在输出电压动态转变期间，当电感电流在轻载或负的负载电流下发生反转时，才会发生死区时间效应。电感电流反向时，电感的感生电动势(EMF)使LX比正常情况下更早地升高，使导通时间延长了 Δt_{DH} 上升沿死区时间。

对于临界传导点以上的负载，实际开关频率为：

$$f = \frac{V_{OUT} + V_{DROP1}}{t_{ON}(V+ + V_{DROP2})}$$

其中 V_{DROP1} 是电感放电通路上的寄生压降之和，包括同步整流器、电感和印制板中的电阻； V_{DROP2} 则是充电通路总的寄生压降，包括高边开关、电感以及印制板中的电阻； t_{ON} 是MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A计算出的导通时间。

跳脉冲自动切换(空闲模式)

在空闲模式下($\overline{SKIP} = GND$)，轻载时将自动切换至PFM模式。这种切换受控于一个比较器，该比较器在电感电流过零时终止低边开关的导通时间。这种方式使跳脉冲的PFM和非跳脉冲的PWM工作模式之间的分界点正好

表2. 近似K因子误差

SMPS	SWITCHING FREQUENCY (kHz)	K-FACTOR (μs)	APPROXIMATE K- FACTOR ERROR (%)
MAX8732A/MAX8734A ($t_{ON} = V_{CC}$), 5V	200	5.0	± 10
MAX8732A/MAX8734A ($t_{ON} = V_{CC}$), 3.3V	300	3.3	± 10
MAX8733A/MAX8734A ($t_{ON} = GND$), 5V	400	2.5	± 10
MAX8733A/MAX8734A ($t_{ON} = GND$), 3.3V	500	2.0	± 10

用于笔记本电脑的高效率、四输出主电源控制器

与连续和非连续电感电流工作模式之间的分界点(也称为临界传导点)相重合。

$$I_{\text{LOAD(SKIP)}} = \frac{K \times V_{\text{OUT-}}}{2 \times L} \left(\frac{V_+ - V_{\text{OUT-}}}{V_+} \right)$$

其中K是导通时间比例因子(参见导通时间单稳态(t_{ON}))。PFM/PWM切换点的负载电流 $I_{\text{LOAD(SKIP)}}$ 等于峰-峰纹波电流的一半,它是电感量的函数(图5)。例如,在MAX8732A典型应用电路中, $V_{\text{OUT2}} = 5\text{V}$, $V_+ = 12\text{V}$, $L = 7.6\mu\text{H}$, $K = 5\mu\text{s}$ 时,向跳脉冲工作模式的转换发生在 $I_{\text{LOAD}} = 0.96\text{A}$ 或者约为满载电流的1/5。如果采用回转(软饱和)电感,切换点发生在更低的值上。

当负载减轻后进入跳脉冲工作模式时,开关波形会出现较大噪声和不同步现象,但这是正常的工作状态,因为它在轻载下具有高效率。通过改变电感值,可在PFM噪声与轻载效率之间取得较好的平衡。通常,低电感值下,效率-负载曲线的变化比较明显;而高电感值则可产生较高的满负载效率(假定线圈电阻保持固定),以及较低的输出电压纹波。使用高值电感的代价是更大的物理尺寸及变差的负载瞬态响应(尤其是在低输入电压时)。

直流输出精度指标与误差比较器的触发电平有关。当电感处于连续传导模式时,输出电压的直流稳压值比触发电平高出50%的纹波电压。而在非连续传导模式下($\overline{\text{SKIP}} = \text{GND}$, 轻载),由于存在斜率补偿,输出电压的直流稳压值比触发电平高大约1.5%。

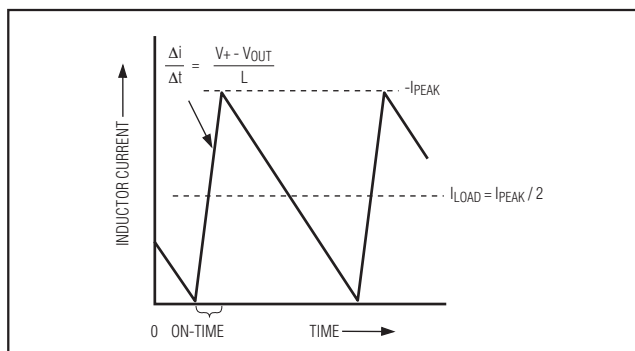


图5. 跳脉冲/不连续模式转换点

强制PWM模式

低噪声、强制PWM ($\overline{\text{SKIP}} = V_{\text{CC}}$)模式下,控制低边开关导通时间的过零比较器被禁止。这使得低边栅极驱动波形与高边栅极驱动波形互补。PWM环路保持占空比为 V_{OUT}/V_+ ,这就会导致电感电流在轻载时反转。强制PWM模式的优点是保持开关频率相对恒定,但也要付出一定的代价:空载时的电池电流会高达10mA至50mA,与具体的开关频率及外部MOSFET有关。

强制PWM模式非常有利于消除音频噪声、改善负载瞬态响应以及提供吸收电流的能力(以便输出电压的动态调节),在基于反激变压器或耦合电感的多输出应用中,还改善了交叉调节性能。

增强型超声模式 (25kHz (最小)跳脉冲)

将 $\overline{\text{SKIP}}$ 悬空或将 $\overline{\text{SKIP}}$ 接REF,将启动特有的、最小开关频率为25kHz的跳脉冲模式。这种超声跳脉冲模式消除了音频调制,从而避免控制器在轻载情况下自动转为跳脉冲模式时出现音频噪声。在超声模式下,当负载达到与正常跳脉冲模式相同的临界传导点($I_{\text{LOAD(SKIP)}}$)时,该控制器可自动转换为固定频率PWM工作模式。

如果在持续28 μs 的时间内,控制器没有检测到开关动作,会产生超声脉冲。一旦触发,超声控制器拉高DL,导通低边MOSFET,产生反向电感电流。当电感电流达到反向超声电流门限时,控制器关断低边MOSFET(DL被拉低),并触发恒导通时间触发器(DH被拉高)。导通时间结束后,控制器重新打开低边MOSFET,直到控制器检测到电感电流跌落至过零检测门限以下。先启动DL脉冲与先启动DH脉冲相比,会大大降低输出电压纹波的峰值。超声脉冲开始时的输出电压决定了反向超声电流的检测门限,可根据下列公式进行计算:

$$V_{\text{ISONIC}} = I_L R_{\text{ON}} = (V_{\text{REF}} - V_{\text{FB}}) \times 0.58$$

其中 $V_{\text{FB}} > V_{\text{REF}}$, R_{ON} 是同步整流器的导通电阻(MAX8734A)或电流检测电阻的阻值(MAX8732A/MAX8733A)。

用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

基准和线性稳压器 (REF、LDO5和LDO3)

在整个温度范围内，2V 基准电压(REF)的精度可达 $\pm 1\%$ ，因此REF非常适合用作系统的精密电压基准。使用一个 $0.22\mu\text{F}$ (最小)的电容将REF旁路至GND。REF可为外部负载提供高达 $100\mu\text{A}$ 的电流。然而，如果主输出电压和REF都需要极高的精度，就要避免在REF上加载。由于基准源的负载调整误差，给REF加载会导致LDO5、LDO3、OUT5和OUT3输出电压轻微下降。

两个内部稳压器产生5V (LDO5)和3.3V (LDO3)输出。LDO5为外部MOSFET的栅极驱动器供电，同时也为PWM控制器、逻辑单元、基准电路以及器件内部的其它模块供电。LDO5稳压器可为内部和外部负载提供100mA的总电流，其中包括MOSFET栅极驱动电流，通常介于10mA至50mA之间，与开关频率和所选的外部MOSFET有关。当基准(REF)达到稳定后，LDO3上电，可为外部负载提供高达100mA的电流。LDO5和LDO3均应通过一只最小 $4.7\mu\text{F}$ 的电容旁路，内部和外部负载电流每增加5mA，该电容的容量应增大 $1\mu\text{F}$ 。

当5V主输出电压高于LDO5自举切换门限时，内部 1.4Ω 的p沟道MOSFET开关将OUT5连接至LDO5，同时关断LDO5线性稳压器。同样，当3.3V主输出电压高于LDO3自举切换门限时，内部 1.5Ω 的p沟道MOSFET开关将把OUT3连接到LDO3，同时关断LDO3线性稳压器。这样将使器件自举工作，由SMPS输出为内部电路和外部负载供电，而

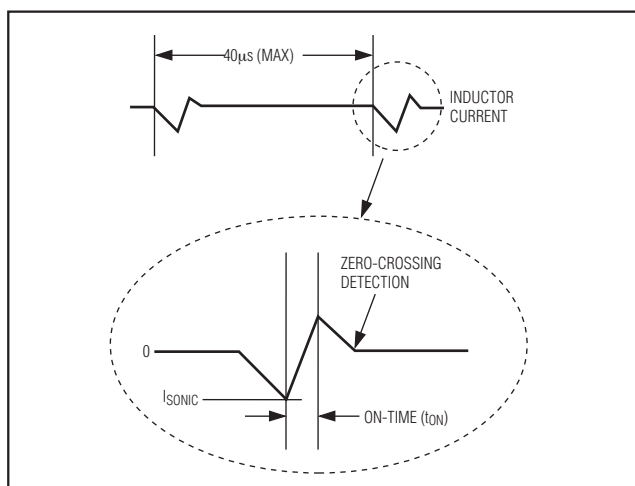


图6. 超声模式电流波形

不是由电池通过线性稳压器调节后的输出供电。由于是通过一个效率为90%的开关调节器提供电源，而不是通过效率低得多的线性稳压器供电，因此，自举工作可降低由于栅极电荷和静态损耗所引起的功耗。

限流电路(ILIM_)

限流电路采用“谷”电流检测法。MAX8734A使用同步整流器导通电阻作为电流检测元件，而MAX8732A/MAX8733A则采用与同步整流器源极串联的分立电阻作为电流检测元件。如果CS_ (MAX8732A/MAX8733A)/LX_ (MAX8734A)端的检流信号幅值大于限流门限，则PWM不启动新的周期(图7)。实际的峰值电流要比限流门限高出一个电感纹波电流的值。因此，实际的限流特性和最大带载能力与限流门限、电感值以及输入和输出电压有关。

对于MAX8732A/MAX8733A，CS_连接到同步整流器源极和电流检测电阻的连接点，该电阻的另一端连接GND。限流门限为100mV时，精度约为 $\pm 7\%$ 。电流检测门限越低，精度也越低。电流检测电阻只在同步整流器导通时消耗功率。

为了进一步降低功耗，MAX8734A利用同步整流器的导通电阻作为电流检测元件。 $R_{DS(ON)}$ 应取MOSFET数据资料中最差情况下的最大值，考虑到 $R_{DS(ON)}$ 会随温度升高而增大，还要留有一定的余量，通常的经验是温度每升高 1°C ，电阻值就要增加0.5%。限流值会随同步整流器的导通电阻变化。这种方式的好处是可靠、无损的过流检测。当与欠压保护电路配合使用时，该限流方式几乎在所有环境中都有效。

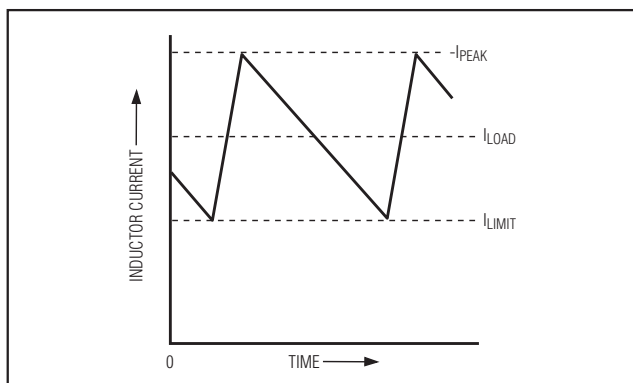


图7. “谷”限流门限点

用于笔记本电脑的高效率、四输出主电源控制器

当 V_{OUT} 吸入电流时，负向限流功能可防止反向电感电流过大。负向限流门限约为正向限流的120%，从而在调整ILIM_时可跟踪正向限流门限。

限流门限通过ILIM_端外接的分压器来调节。限流门限调节范围为50mV至300mV。在可调模式下，限流门限电压精确等于ILIM_端电压的1/10。ILIM_接 V_{CC} 时，限流门限电压为默认值100mV。转换到100mV默认值的逻辑门限约为 $V_{CC} - 1V$ 。

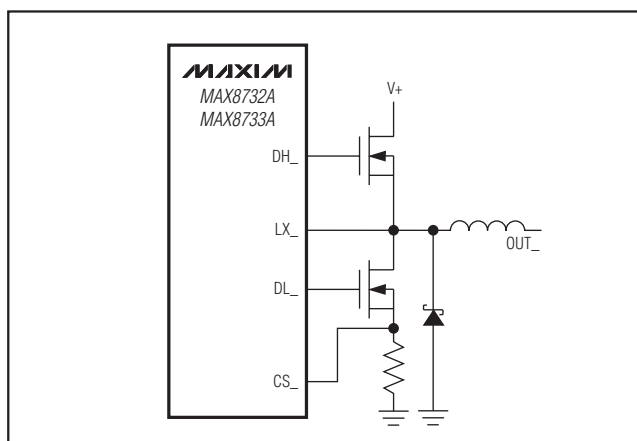


图8. 采用检测电阻检测电流(MAX8732A/MAX8733A)

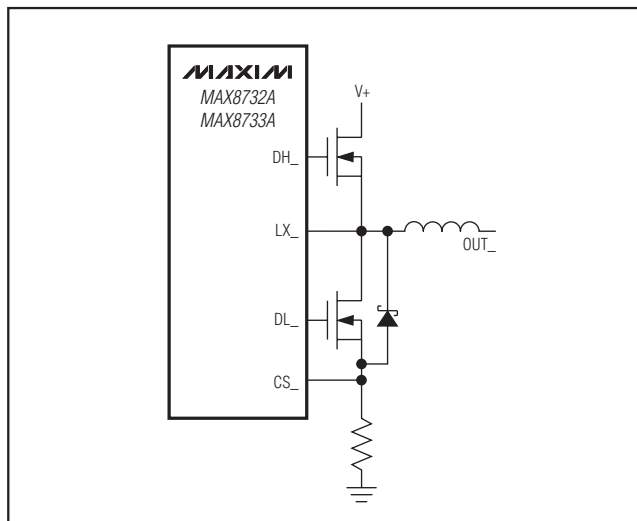


图9. 调整肖特基二极管的连接方式可实现更精确的电流检测

请严格遵循PCB设计指南进行布局，确保噪声和DC误差不会对CS_端的检流信号产生干扰。器件应尽可能靠近同步整流器或检流电阻(取决于采用哪种检流方式)放置，并采用短且直的连线进行连接，检测电阻采用Kelvin检测连接方式。如果同步整流器导通期间肖特基二极管导通，图8中的电流检测精度将降低。为确保所有电流都通过检测电阻，当同步整流器和检测电阻两端的压降大于肖特基二极管的正向电压时，将肖特基二极管只与同步整流器并联(图9)。注意：在高温情况下，同步整流器的导通电阻增加，肖特基二极管的正向电压下降。

MOSFET栅极驱动器(DH_、DL_)

DH_和DL_栅极驱动器可分别吸入2.0A和3.3A的电流，这样可确保在大电流应用中提供强劲的栅极驱动。浮动的DH_高边MOSFET驱动器由BST_端外接的二极管-电容电荷泵供电。而同步整流驱动器DL_则直接由LDO5供电。

内部驱动DL_为低电平的下拉晶体管具有 0.6Ω 的典型导通电阻。在电感节点快速上升期间，这种低导通阻抗可防止DL_引脚由于低边同步整流器MOSFET的漏极到栅极的容性耦合而被拉高。但是，在大电流应用中，高边和低边MOSFET的组合可能会引起栅极-漏极的过量耦合，从而降低效率并产生导致EMI的穿透电流。在BST_上串联一个电阻会延长高边MOSFET的导通时间(同时也会使效率降低)，但不会影响关断时间(图10)。

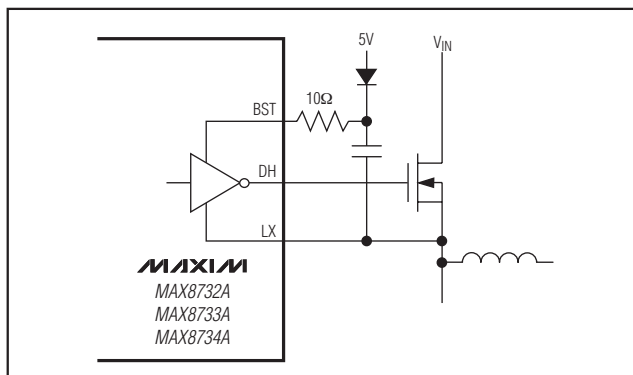


图10. 提高开关节点的上升速度

用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

自适应死区时间控制电路监视DL₋和DH₋驱动器，以防止某个FET在另一个FET完全关断之前导通。这种控制方式能够适应很多MOSFET，消除穿透电流，将延迟减至最小，并保持高效率。为使自适应死区时间控制电路正常工作，栅极驱动器输出和MOSFET栅极之间应采用低电阻、低电感通路；否则，检测电路会在MOSFET栅极实际上仍存在电荷的情况下误判为“关断”状态。应采用非常短且宽的走线(MOSFET与器件之间的距离为1英寸时，走线宽度应为50mil至100mil)。

POR、UVLO和内部数字软启动

当V₊上升到约2.4V以上时，启动上电复位(POR)，复位欠压、过压以及热关断故障锁存器。当LDO5的电压低于4V(典型值)时，LDO5欠压锁定(UVLO)电路禁止开关动作。如果 $\overline{\text{PRO}}$ 被禁止，则DL₋为低电平；如果 $\overline{\text{PRO}}$ 被使能，则DL₋为高电平。一旦V_{CC}超出其UVLO门限值3.25V(典型值)并且REF处于稳定，输出电压开始上升。启动期间，内部数字软启动定时器使允许的最大限流逐渐增加。1.7ms的上升过程分为5个台阶：20%、40%、60%、80%和100%。

当LDO5降至低于其UVLO门限(典型值4V)时，DH₋和DL₋立即被拉低，并且输出为高阻抗。当V_{CC}低于3.25V(典型值)时，REF关断。当V_{CC}低于其POR门限(典型值1V)时，DL₋被重新拉高。

电源就绪输出(PGOOD)

PGOOD比较器持续监视输出电压的欠压状态。在关断、待机和软启动期间，PGOOD被拉低。当两路输出电压都达到误差比较器的门限时，PGOOD释放且数字软启动终止。如果任何一路输出被关断或比正常稳压值低10%时，PGOOD变为低电平。PGOOD为真开漏极输出。注意：PGOOD与 $\overline{\text{PRO}}$ 的状态无关。

故障保护

MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A提供过压/欠压故障保护功能。驱动 $\overline{\text{PRO}}$ 为低电平可激活故障保护功能。驱动 $\overline{\text{PRO}}$ 为高电平可禁止故障保护功能。一旦故障保护功能被激活，该系列器件可持续监视欠压和过压状态。

过压保护

当输出电压超过设定电压11%时，过压故障保护被激活。同步整流器以100%的占空比导通，并且高边MOSFET关断。这使得输出电容快速放电，从而降低输出电压。输出电压可能降至地电平以下。如果负载不能承受负压，可在输出端放置一个功率肖特基二极管来进行反向箝位。在实际应用中，电源(电池)和外部高边开关之间接有保险丝。如果过压故障是由于高边开关短路而引起，则同步整流管100%导通将使电池短路至GND，保险丝熔断，电池被断开。一旦过压故障被锁定，只能通过触发 $\overline{\text{SHDN}}$ 、ON₋或重新施加V₊ (POR)的方法来使它复位。

欠压保护

当输出电压由设置电压下降30%，且持续时间大于22ms(欠压关断消隐时间)时，欠压故障保护被激活。两个SMPS均停止工作。两路输出开始放电(参见放电模式(软关断))。当输出电压跌落至0.3V时，同步整流器导通，将输出箝位至GND。可通过切换 $\overline{\text{SHDN}}$ 、ON₋或重新施加V₊ (POR)来清除欠压故障锁存器。

热保护

MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A具有热关断保护电路，可避免器件由于过热而损坏。当结温超过+160°C时，启动热故障保护。热关断期间所有内部电路均关闭。如果LDO₋不是从OUT₋自举输出，而是在V₊端施加高输入电压，并从LDO₋吸收最大电流(包括短路)，则MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A会启动热关断保护。即使LDO₋是从OUT₋自举，LDO₋过载也会导致自举开关的功耗过大，这样也可能引起热关断保护。触发 $\overline{\text{SHDN}}$ 、ON3、ON5或V₊ (POR)可终止热关断状态。

放电模式(软关断)

当 $\overline{\text{PRO}}$ 为低电平，且器件转换为待机模式或关断模式，或当输出欠压故障锁存器置位时，两路输出通过内部12Ω开关对地放电，直到输出电压降为0.3V。基准仍保持在工作状态，以提供精确的门限和过压保护。当两路SMPS输出都放电至0.3V时，DL₋同步整流驱动器被强制拉高。同步整流器将SMPS输出箝位至GND。当 $\overline{\text{PRO}}$ 为高电平时，SMPS不对输出放电，DL₋同步整流器驱动器保持低电平。

用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A

表3. 工作模式真值表

MODE	CONDITION	COMMENT
Power-Up	LDO5 < UVLO threshold	Transitions to discharge mode after a V+ POR and after REF becomes valid. LDO5, LDO3, and REF remain active. DL_ is active if $\overline{\text{PRO}}$ is low.
Run	$\overline{\text{SHDN}}$ = high, ON3 or ON5 enabled	Normal operation.
Overvoltage Protection	Either output > 111% of nominal level, $\overline{\text{PRO}}$ = low	DL_ is forced high. LDO3, LDO5 active. Exited by a V+ POR or by toggling $\overline{\text{SHDN}}$, ON3, or ON5.
Undervoltage Protection	Either output < 70% of nominal after 22ms time-out expires and output is enabled, $\overline{\text{PRO}}$ = low	If $\overline{\text{PRO}}$ is low, DL_ is forced high after discharge mode terminates. LDO3, LDO5 active. Exited by a V+ POR or by toggling $\overline{\text{SHDN}}$, ON3, or ON5.
Discharge	$\overline{\text{PRO}}$ is low and either SMPS output is still high in either standby mode or shutdown mode	Discharge switch (12 Ω) connects OUT_ to PGND. One output may still run while the other is in discharge mode. Activates when LDO_ is in UVLO, or transition to UVLO, standby, or shutdown has begun. LDO3, LDO5 active.
Standby	ON5, ON3 < startup threshold, $\overline{\text{SHDN}}$ = high	DL_ stays high if $\overline{\text{PRO}}$ is low. LDO3, LDO5 active.
Shutdown	$\overline{\text{SHDN}}$ = low	All circuitry off.
Thermal Shutdown	T _J > +160°C	All circuitry off. Exited by V+ POR or cycling $\overline{\text{SHDN}}$, ON3, or ON5.

关断模式

将 $\overline{\text{SHDN}}$ 拉低至精确的 $\overline{\text{SHDN}}$ 下降沿触发电平以下，可使MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A进入低功耗关断状态。在关断模式下MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A仅消耗6 μ A的静态电流。关断模式下基准源被关闭，因此退出关断模式的门限精度较低。为了确保正常启动，应将 $\overline{\text{SHDN}}$ 上拉至大于2V ($\overline{\text{SHDN}}$ 输入上升沿触发电平)。若希望自

动关断和启动，可将 $\overline{\text{SHDN}}$ 连接至V+。如果 $\overline{\text{PRO}}$ 为低电平，在进入真关断之前，两组SMPS输出被一个导通电阻为12 Ω 的开关放电至0.3V。高精度的1V $\overline{\text{SHDN}}$ 下降沿门限可用来检测某个特定的模拟电压并关断器件。一旦该器件被关断后，1.6V的上升沿门限被激活，可为大多数应用提供足够的滞回。若需增加滞回，可以由REF或LDO_确定欠压门限，关断模式下REF和LDO_变为0V。

表4. 上电顺序

$\overline{\text{SHDN}}$ (V)	VON3 (V)	VON5 (V)	LDO5	LDO3	5V SMPS	3V SMPS
Low	X	X	Off	Off	Off	Off
"> 2.4" => High	Low	Low	On	On (after REF powers up)	Off	Off
"> 2.4" => High	High	High	On	On (after REF powers up)	On	On
"> 2.4" => High	High	Low	On	On (after REF powers up)	Off	On
"> 2.4" => High	Low	High	On	On (after REF powers up)	On	Off
"> 2.4" => High	High	REF	On	On (after REF powers up)	On (after 3V SMPS is up)	On
"> 2.4" => High	REF	High	On	On (after REF powers up)	On	On (after 5V SMPS is up)

用于笔记本电脑的高效率、四输出主电源控制器

上电顺序和开/关控制(ON3、ON5)

ON3和ON5可用于控制SMPS的上电顺序。ON3或ON5电压升至大于2.4V时,可以使能对应的输出。ON3或ON5电压降至1.6V以下时,可以禁止对应的输出。

ON3或ON5接REF时,可强制对应的输出在另外一路输出稳定以前处于关断状态,另外一路输出稳定后启动工作。第一个SMPS关断、器件关断、发生故障或者LDO5发生欠压锁定以前,第二个SMPS一直处于工作状态。当第一组电源被关断时,两组电源立即进入其掉电程序。驱动ON_低于0.8V可清除过压、欠压及热故障锁存器。

可调节的输出反馈(双模FB)

将FB_连接至GND可选择预设的SMPS固定输出电压(3.3V和5V)。若将FB_连接到OUT_和GND之间的电阻分压器上,则可在2V至5.5V范围内调节对应的输出电压(图11)。R2选取10kΩ左右,R1的计算公式如下:

$$R1 = R2 \times \left(\frac{V_{OUT_}}{V_{FB}} - 1 \right)$$

其中 $V_{FB} = 2V$ (标称值)。

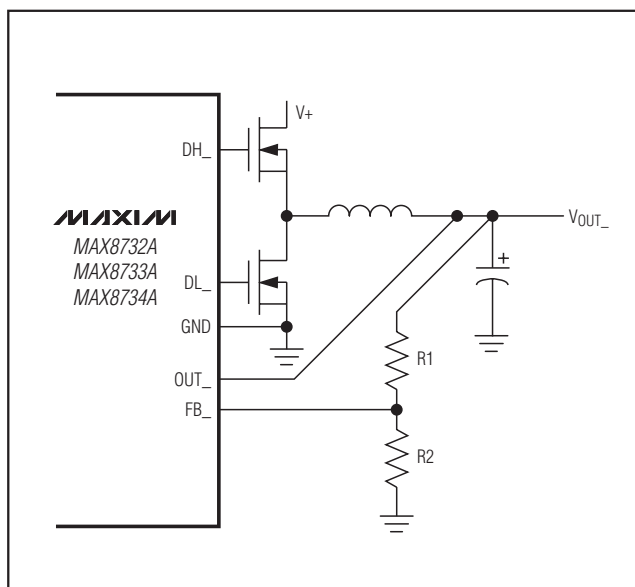


图11. 利用电阻分压器设置 $V_{OUT_}$ 电压

采用可调节输出模式时,应将3.3V SMPS输出设置得比5V SMPS输出低一些。只有当OUT5电压大于LDO5的自举开关门限(4.56V)时,才能通过内部开关将LDO5连接至OUT5。同样,只有当OUT3电压高于LDO3的自举开关门限(2.91V)时,才能通过内部开关将LDO3连接至OUT3。采用固定输出电压时自举电路最为有效。一旦LDO_由OUT_自举,内部线性稳压器将关闭。这样可在输入电压较高时降低内部功耗,提高效率。

设计步骤

在选择电感及其纹波电流比(LIR)之前,首先要确定输入电压范围和最大负载电流。以下四个因素会影响到其余的设计:

- 1) **输入电压范围:** 输入电压的最大值($V_{+(MAX)}$)必须适应AC适配器电压的最大值。最小值($V_{+(MIN)}$)必须考虑经过连接器、保险丝以及电池选择开关降压的最低输入电压。输入电压越低效率越高。
- 2) **最大负载电流。** 峰值负载电流($I_{LOAD(MAX)}$)确定了元件的瞬时应力和滤波要求,因而影响输出电容的选择、电感的饱和指标和限流电路的设计。连续负载电流(I_{LOAD})决定了热应力,制约着输入电容、MOSFET以及其它主要发热元件的选择。
- 3) **开关频率。** 开关频率的选择应权衡考虑尺寸大小和效率。最佳频率在很大程度上取决于最大输入电压和MOSFET开关损耗。MAX8732A的5V SMPS的额定开关频率为200kHz,3.3V SMPS的额定开关频率为300kHz。MAX8733A的5V SMPS的额定开关频率为400kHz,3.3V SMPS的额定开关频率为500kHz。MAX8734A的开关频率可通过引脚选择。
- 4) **电感纹波电流比(LIR)。** LIR是峰-峰纹波电流与平均电感电流之比。在确定电感纹波电流比时,应在尺寸与效率之间权衡考虑。电感值较低时,纹波电流较大,尺寸较小,但效率较低,并具有较高的输出噪声。实用的最小电感值应使电路工作在临界传导模式(负载最大时电感电流在每个周期恰好归零)。选取比这个临界值还低的电感将无益于尺寸的进一步减小。

用于笔记本电脑的高效率、四输出主电源控制器

MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A的跳脉冲控制电路($\overline{\text{SKIP}} = \text{GND}$)在临界传导点时启动跳脉冲模式,因此,电感工作点也决定了PWM/PFM转换时的负载电流值。最佳工作点通常位于20%到50%的纹波电流。

电感选择

开关频率(导通时间)和电感工作点(纹波电流比或LIR)决定了电感值的大小,关系如下:

$$L = \frac{V_{\text{OUT}_-}(V_+ - V_{\text{OUT}_-})}{V_+ \times f \times \text{LIR} \times I_{\text{LOAD}(\text{MAX})}$$

例如: $I_{\text{LOAD}(\text{MAX})} = 5\text{A}$, $V_+ = 12\text{V}$, $V_{\text{OUT}_5} = 5\text{V}$, $f = 200\text{kHz}$, 35%的纹波电流或LIR = 0.35时,有:

$$L = \frac{5\text{V}(12\text{V} - 5\text{V})}{12\text{V} \times 200\text{kHz} \times 0.35 \times 5\text{A}} = 8.3\mu\text{H}$$

在满足尺寸要求的前提下,应选取DC电阻尽可能低的低损耗电感。铁氧磁芯电感通常是最佳选择,磁芯应该足够大,以确保在峰值电感电流(I_{PEAK})下不会饱和:

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

电感纹波电流也会对瞬态响应特性产生影响,特别是在 $V_+ - V_{\text{OUT}_-}$ 差值较小时。较低的电感值允许电感电流更快地摆动,补偿输出滤波电容上由于负载突增而被抽走的电荷。输出瞬态电压(V_{SAG})的峰值振幅也与最大占空比有关,可以根据导通时间和最小关断时间来计算:

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

其中最小关断时间 = $0.350\mu\text{s}$ (最大值), K可从表2中查得。

限流设置

最低限流门限必须足够大,以确保当限流值为公差范围内的最小值时,限流门限仍能满足最大负载电流要求,

电感电流的“谷”值为 $I_{\text{LOAD}(\text{MAX})}$ 减去纹波电流的一半,因此:

$$I_{\text{LIMIT}(\text{LOW})} > I_{\text{LOAD}(\text{MAX})} - [(LIR / 2) \times I_{\text{LOAD}(\text{MAX})}]$$

其中 $I_{\text{LIMIT}(\text{LOW})}$ 等于最小限流门限电压除以N2/N4的 $R_{\text{DS}(\text{ON})}$ (MAX8734A)。对于MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A,最小限流门限电压为93mV ($I_{\text{LIM}_-} = V_{\text{CC}}$)。应采用MOSFET N2/N4数据资料中最差情况下的 $R_{\text{DS}(\text{ON})}$ 最大值,考虑到 $R_{\text{DS}(\text{ON})}$ 会随温度的升高而增大,还应留有一定的裕量。一个较好的规则是温度每增加 1°C ,电阻值增加0.5%。

以5A应用电路为例,高温下的最大 $R_{\text{DS}(\text{ON})} = 12\text{m}\Omega$,则有:

$$I_{\text{LIMIT}(\text{LOW})} = 93\text{mV} / 12\text{m}\Omega > 5\text{A} - (0.35 / 2) \times 5\text{A} \\ 7.75\text{A} > 4.125\text{A}$$

7.75A大于4.125A的谷电流,因此采用固定的100mV限流门限就能输出5A满载电流。

将同步整流器的源极通过一个电流检测电阻接GND (MAX8732A/MAX8733A),并将 CS_- 接至该节点,可以设置器件的限流。MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A采用检测电阻限流,而不是使用N2/N4的 $R_{\text{DS}(\text{ON})}$ 。检测电阻的最大值可由下列公式计算:

$$I_{\text{LIM}_-} = 93\text{mV} / R_{\text{SENSE}}$$

输出电容选择

输出滤波电容的等效串联电阻(ESR)必须足够低,以满足输出纹波和负载瞬变的要求,同时其ESR也不能太低,以满足稳定性的需求。输出电容的容值应足够大,以便能够吸收电感从满载状态转换到空载状态时释放的电感,而不会触发过压故障闭锁。在输出存在剧烈负载瞬变的应用中,输出电容的尺寸取决于所需ESR的大小,要求负载瞬变时ESR不应使输出产生过大的跌落。如果忽略有限容值引起的电压跌落,则有:

$$R_{\text{ESR}} \leq \frac{V_{\text{DIP}}}{I_{\text{LOAD}(\text{MAX})}}$$

其中 V_{DIP} 是所允许的最大瞬态电压跌落值。在CPU以外的应用中,输出电容的尺寸通常取决于需要多大的ESR,以将输出电压纹波保持在可接受的水平。

用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

$$R_{ESR} \leq \frac{V_{P-P}}{LIR \times I_{LOAD(MAX)}}$$

其中 V_{P-P} 是输出电压纹波峰-峰值。实际所需的电容值与满足低ESR要求所需的物理尺寸有关，还与电容器的化学类型有关。因此，通常在选择电容器时，首先考虑的是其ESR和额定电压，而不是电容值大小(该原则适用于钽电容、OS-CON及其它类型的电解电容)。

当采用容值较小的滤波电容如聚合体电容时，其尺寸选择应保证在超声模式下，负载瞬变时的 V_{SAG} 和 V_{SOAR} 不会触发欠压和过压故障闭锁。

输入-输出电压差较小时 ($V_{IN} / V_{OUT} < 2$)，需要额外增加输出电容来确保超声模式下的稳定性和较高的效率。

由电感储能所引起的过冲量可按下式计算：

$$V_{SOAR} = \frac{I_{PEAK}^2 L}{2C_{OUT} V_{OUT-}}$$

其中， I_{PEAK} 是电感的峰值电流。

稳定性考虑

ESR 零点 (f_{ESR}) 和开关频率 (f) 的相对位置决定了系统的稳定性。不稳定点由下式给出：

$$f_{ESR} \leq \frac{f}{\pi}$$

其中，

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

在开关频率为300kHz的典型应用中，ESR零点频率必须远低于95kHz，最好低于50kHz。目前已得到广泛应用的低ESR电容(特别是聚合体或钽电容)通常具有低于30kHz的ESR零点频率。在电感选择部分给出的设计范例中，满足特定纹波电压要求所需的ESR为：

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

其中 LIR 是电感纹波电流比， I_{LOAD} 是平均直流负载电流。取 $LIR = 0.35$ ，平均负载电流为5A时，满足50mV_{P-P}纹波所需的ESR为28mΩ。

不要不加考虑地在快速反馈输入端 (OUT₋ 至 GND 是内反馈，FB₋ 分压点为外反馈) 直接接入大容量的陶瓷电容，以确保稳定性。因为大容量陶瓷电容具有较高的ESR零点频率，会使电路处于不稳定工作状态。增加一只分离式电阻，或将电容放置在电感和OUT₋节点下游几英寸处，也可以改善其稳定性。

不稳定工作有两种相关但截然不同的表现方式：双脉冲和快速反馈环路不稳定。输出噪声或过小的ESR都会导致双脉冲现象。过小的ESR不能在输出中产生幅度足够大的斜坡电压。这就会使误差比较器在350ns的最短关断时间后立即错误地触发一个新的周期。双脉冲导致输出纹波增大，也预示着过低的ESR引起了环路的不稳定。发生电源或负载瞬变后，不稳定的环路会在输出上产生振荡或振铃，并触发过压保护锁存器或导致输出电压跌落到容限以下。

检查稳定性最简单的方法是让负载迅速从零变为最大(参见MAX8734A评估板数据资料)，同时仔细观察输出电压纹波的包络，看是否出现过冲和振荡。用一个AC电流探头监视电感电流也很有帮助。阶跃响应引起的上/下冲之后的振荡不应超过一个周期。

输入电容选择

输入电容必须满足由开关电流引起的输入纹波电流 (I_{RMS}) 要求，MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A双通道开关稳压器工作在不同的频率。这样可使两个开关的吸收电流脉冲相互交错，缩短了它们重叠的时间(重叠时吸收电流相加)。与两个同相SMPS相比，输入RMS电流要小得多。输入RMS电流随负载和输入电压变化而变化。

用于笔记本电脑的高效率、四输出主电源控制器

对于单个SMPS来说，输入电容的最大电流RMS可由下式给出：

$$I_{RMS} \approx I_{LOAD} \left(\frac{\sqrt{V_{OUT-}(V+ - V_{OUT-})}}{V+} \right)$$

当 $V+ = 2 \times V_{OUT-}$ ($D = 50\%$)时， I_{RMS} 具有最大值 $I_{LOAD} / 2$ 。

输入电容的ESR是决定电容功耗的关键因素。功率损耗($I_{RMS}^2 \times ESR$)使电容发热，并降低效率。非钽质电容(陶瓷或OS-CON)具有较低的ESR，并能够承受上电时的浪涌电流，是设计时的首选。为了得到最佳的稳定性和使用寿命，应当选择在输入电流RMS范围内温升小于 $+10^\circ\text{C}$ 的电容。高边开关的漏极要彼此靠近，以均衡公共的输入旁路电容。

功率MOSFET选择

以下MOSFET选择指南着重讨论在采用高压($> 20\text{V}$) AC适配器提供高负载电流($> 5\text{A}$)时所遇到的挑战。通常小电流应用相对要求低一些。

为获得最高效率，应选择在典型电池电压下导通损耗与开关损耗相等的高边MOSFET (N_1/N_3)。确保最小输入电压时，导通损耗不超过封装的散热极限或超出总体散热预算。确保最大输入电压时，导通损耗与开关损耗之和不超过封装允许值或超出总体散热预算。

同步整流器(N_2/N_4)的 $R_{DS(ON)}$ 应尽可能低。确保高边开关打开时，不会由于漏极-栅极寄生电容而将栅极拉高，从而引起交叉导通问题。同步整流器的开关损耗可以忽略，因为在buck拓扑中，它是零电压开关器件。

MOSFET功耗

占空比达到极限时，传导损耗最大。对于高边MOSFET来说，电池电压最小时MOSFET $R_{DS(ON)}$ 引起的功耗(PD)最大：

$$PD(N_H \text{电阻}) = \left(\frac{V_{OUT-}}{V_{IN(MIN)}} \right) (I_{LOAD})^2 R_{DS(ON)}$$

一般情况下，采用小的高边MOSFET可降低高输入电压时的开关损耗。然而，由于封装耗散能力的限制， $R_{DS(ON)}$ 不能太大，这又限制了MOSFET不能太小。当开关(AC)损耗等于传导($R_{DS(ON)}$)损耗时为最佳状态。

输入电池电压最大时，由于开关损耗公式中的平方项 $CV^2 \times f$ ，高边MOSFET的开关损耗会成为散热问题的隐患。若选择的高边MOSFET在低电池电压时具有足够低的 $R_{DS(ON)}$ ，但在施加 $V_{+(MAX)}$ 时变得非常热，则应考虑更换高边MOSFET。

计算 N_H (N_1/N_3)的开关损耗是很困难的，因为它涉及到一些很难量化的、影响导通和关断时间的因素。这些因素包括栅极内部电阻、栅极电荷、门限电压、源极电感以及PCB布局特性等。下面的开关损耗计算只是一个非常粗略的估计，不能替代实验室测试，最好在 N_H (N_1/N_3)上安装热电偶进行验证：

$$PD(N_H \text{ 开关}) = \frac{C_{OSS}(V_{IN(MAX)})^2 f_{SW}}{2} + \frac{V_{IN(MAX)} I_{LOAD} Q_{G(SW)} f_{SW}}{I_{GATE}}$$

其中 C_{OSS} 是 N_H (N_1/N_3)的输出电容， $Q_{G(SW)}$ 是 N_H 的栅极电荷， I_{GATE} 是栅级驱动源出/吸入电流的峰值。

对于同步整流器来说，电池电压最大时功耗最大：

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

最大MOSFET功耗出现在严重过载情况下，此时负载电流大于 $I_{LOAD(MAX)}$ ，但尚未超过限制电流，不足以触发故障闭锁。为了确保安全工作于这种负载条件下，在电路设计中应留有足够的设计余量。

$$I_{LOAD} = I_{LIMIT(HIGH)} + (I_{LR} / 2) \times I_{LOAD(MAX)}$$

其中 $I_{LIMIT(HIGH)}$ 为限流电路允许的最大谷电流，其中考虑了门限容差和电阻偏差。

用于笔记本电脑的高效率、四输出主电源控制器

$$V_{+ (MIN)} = \frac{(5V + 0.1V)}{1 - \left(\frac{0.35\mu s \times 1.5}{2.25\mu s} \right)} + 0.1V - 0.1V = 6.65V$$

h = 1时:

$$V_{+ (MIN)} = \frac{(5V + 0.1V)}{1 - \left(\frac{0.35\mu s \times 1}{2.25\mu s} \right)} + 0.1V - 0.1V = 6.04V$$

因此, V₊必须大于6.65V。实际应用中对于比较合理的输出电容选择, 输入电压最小值应为7.5V。

利用耦合电感产生辅助输出

在5V或3.3V SMPS中, 可使用一个耦合电感或变压器代替电感来产生一路辅助输出(图12)。MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A尤其适合于这种应用, 因为其超声模式或强制PWM模式在主输出负载很轻时能够保证良好的负载调整。此外, 附加的后稳压电路可用于改善负载调整, 限制输出电流。

在进行主输出设计时, 应当考虑辅助电源的功率需求。所设计的变压器必须具有合适的匝数比和电感量, 并能够为主、副输出提供所需的电流。同步整流MOSFET的额定功率和MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A的限流值也应做相应调整。由于变压器寄生参数(例如线间电容、副绕组电阻和漏感)的影响, 极低的输入-输出压差、输出负载的巨大差异和高匝数比都会使设计进一步复杂化。综合主、副输出的功率, 并由此得到等效到主输出的电流。采用这个总电流来确定限流值(参见限流设置):

$$I_{TOTAL} = P_{TOTAL} / V_{OUT}$$

其中I_{TOTAL}是等效到主输出的电流, P_{TOTAL}是主、副输出的总输出功率。

$$L_{PRIMARY} = \frac{V_{OUT}(V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{V_{IN(MAX)} \times f \times I_{TOTAL} \times LIR}$$

$$N = \frac{V_{SEC} + V_{FWD}}{V_{OUT(MIN)} + V_{RECT}}$$

其中L_{PRIMARY}是主电感, N是变压器匝数比, V_{SEC}是最低要求的副绕组整流后的电压, V_{FWD}是副绕组整流器的正向压降, V_{OUT(MIN)}是主输出电压的最小值, V_{RECT}是导通状态下同步整流MOSFET两端的压降。变压器副绕组返回端通常被连接到主输出电压, 而不是连接到地, 这样可减小所需的匝数比。在此情况下, 以上计算变压器匝数比的公式中, 要从副绕组电压中减去V_{OUT} (V_{SEC} - V_{OUT})。

耦合电感应用中的副边二极管必须能承受60V以上的反激电压, 这一规定将大多数肖特基整流管排除在外。普通硅整流管(如1N4001)速度太慢, 也不适合这种应用。这样一来快速硅整流管(如MURS120)便成了唯一选择。整流管两端的反激电压与V_{IN} - V_{OUT}压差和变压器匝数比有关:

$$V_{FLYBACK} = V_{SEC} + (V_{IN} - V_{OUT}) \times N$$

其中N是变压器匝数比(副绕组/主绕组), V_{SEC}是副绕组最大直流输出电压, V_{OUT}是初级(主)输出电压。如果副绕组返回连接至V_{OUT}, 而不是连接至地, 上述公式中的V_{FLYBACK}应减去V_{OUT}。二极管的反向击穿电压额定值还要适应由于漏感引起的振荡。二极管额定电流至少应为副绕组输出直流负载电流的两倍。

可以选择一个后续的线性稳压器来从变压器整流后的直流输出产生必要的负载电流。线性稳压器应在接近压差条件下工作, 以将功耗降至最低, 并具有良好的输出精度。输入和输出电容的选择要满足线性稳压、稳定性和瞬态响应要求。适合此类应用的线性稳压器种类很多, 具体内容详见线性稳压器的数据资料。

输出负载的大幅度变化会影响负载调整性能。特别是当副绕组输出空载, 而主绕组输出为满载时, 由于漏感的关系, 副绕组输出电容可能会被过充电, 使得电压远高于设计值。在这种情况下, 副绕组输出端可能需要一个最小负载或过压保护电路, 以保护连接到该输出的所有器件。

用于笔记本电脑的高效率、四输出主电源控制器

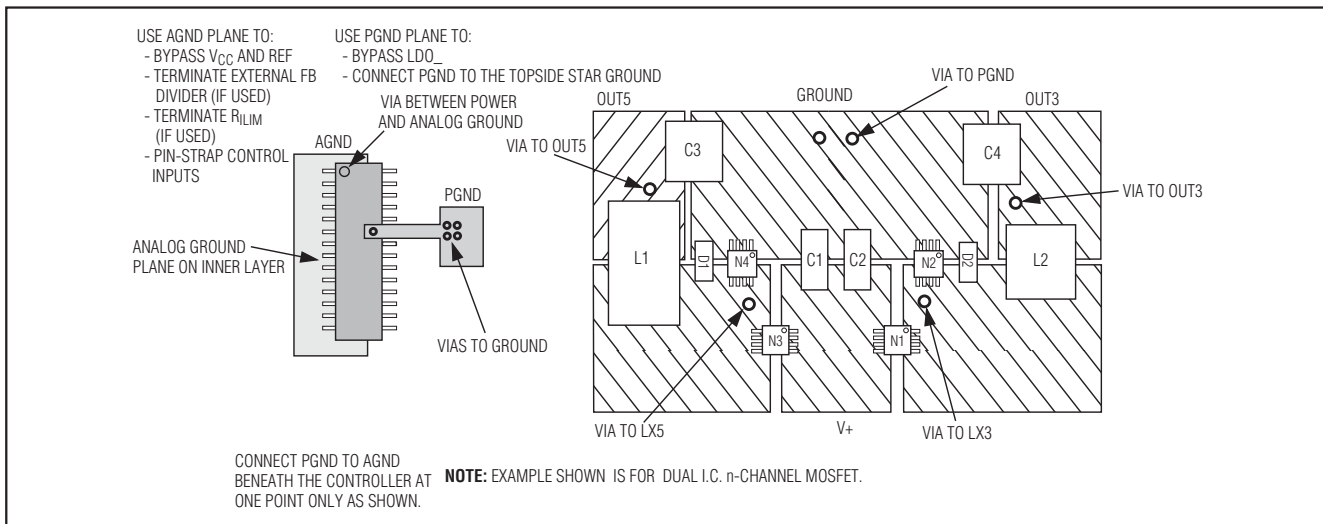


图13. PCB布局实例

PCB布局准则

精心的PCB布局是获得低开关损耗、低噪、稳定工作状态的关键。尤其当多个转换器位于同一块PCB上时更要小心，否则电路之间会相互影响。开关功率级的布局需要特别注意(图13)。参见MAX1999评估板数据资料中给出的详尽的布局实例。

如有可能，应将所有功率元件放置在印制板的顶层，并将其接地端紧靠在一起。良好的PCB布局应遵循以下规则：

- 应用地屏蔽层将顶层的功率元件与底层敏感的模拟元件隔离开。OUT3和OUT5下面采用单独的PGND平面(称为PGND3和PGND5)。避免AC电流流入PGND3和PGND5地平面。如果可能的话，仅在顶层传送功率地电流。
- 在功率层采用星形接地，最大程度降低OUT3和OUT5之间的干扰。
- 大电流通路应尽可能地短，特别是接地端。这是实现稳定、无抖动工作的关键。
- 电源线和负载连线应尽可能短。这是实现高效率的关键。采用厚覆铜PCB (2oz与1oz)可使满载效率提高1%

或更多。正确的PCB布线要求密集程度在几分之一厘米内， $1\text{m}\Omega$ 的引线阻抗就会造成明显的效率损失。

- CS_ (MAX8732A/MAX8733A)/LX_ (MAX8734A)和GND与同步整流器的连接应采用Kelvin感应连接方式，这样可确保限流的精度。采用8引脚SO MOSFET时，最好通过顶层布线从外侧将功率输送到MOSFET，而在MOSFET内侧(下部)布设CS_/LX_连线。
- 必须在走线长度方面有所妥协时，应首选延长电感充电通路的长度，而不要延长放电通路的长度。例如，宁可增加输入电容到高边MOSFET的距离，也不要增大电感到同步整流器或电感到输出滤波电容之间的距离。
- 确保OUT_与C_{OUT}的连线短且直。然而，在某些情况下，可以有意增加OUT_连接点和输出滤波电容之间的布线长度(参见稳定性考虑部分)。
- 高速开关节点(BST_、LX_、DH_和DL_)应远离敏感的模拟区域(REF_、ILIM_和FB_)。采用PGND3和PGND5作为EMI屏蔽，使辐射开关噪声远离IC的反馈分压器和模拟旁路电容。

用于笔记本电脑的高效率、四输出主电源控制器

- 将所有控制引脚($\overline{\text{SKIP}}$ 、ILIM_等)连接至器件的GND或 V_{CC} 。

布局步骤

- 1) 首先放置功率元件,并将其接地端(N2/N4源极、 C_{IN} 、 C_{OUT} 和D1阳极)紧挨在一起。如有可能,将所有这些元件的连线都放在顶层,采用大面积覆铜进行连接。
- 2) 控制器IC应靠近同步整流器MOSFET放置,最好放在电路板的背面,以保证DH_、GND和DL_栅极驱动线短而宽。DL_栅极布线必须短而宽,如果MOSFET与控制器IC的距离为1英寸,线宽应为50mil至100mil。
- 3) 所有栅极驱动元件(BST_二极管和电容、V+旁路电容)靠近控制器集中放置。
- 4) DC-DC控制器的接地方式如下:在器件附近布设一块小面积的模拟地平面。将这一小块模拟地平面连接至GND(图13),并把它做为REF和 V_{CC} 旁路电容、FB分压器以及ILIM电阻(如果有)的接地层。布设另一块小

面积的接地岛作为PGND,并把它做为V+旁路电容的接地层,该地平面应紧靠器件放置。在器件的GND引脚附近将AGND和PGND连接在一起。

- 5) 在电路板顶层(功率层)布设一块星形地,以便减小两层之间的串扰。顶层星形地是输入电容和同步整流器的接地点。为了获得精确的电流门限,星形地和同步整流器源极之间的电阻应尽量小。采用短且宽的连线将顶层星形地(用于MOSFET、输入和输出电容的接地)接至小型接地岛(最好只通过一个过孔连接)。
- 如果采用多层布线,则应在顶层下建立PGND层(参见MAX1999评估板实例)作为EMI屏蔽(强烈推荐)。将这些地分别独立地连接至星形接地过孔,该过孔连接顶层和PGND层。在器件下方布设另外一个实地层,以作为屏蔽,实地层也连接至星形接地过孔。
- 6) 输出电源层(V_{CORE} 和系统地平面)应通过多个过孔直接连接至输出滤波电容的正、负极。

表5. MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A和MAX1777/MAX1977/MAX1999的区别

	MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A	MAX1777/MAX1977/MAX1999
Line Transient Behavior	Improved line transient behavior requires only a 0.1 μ F filter capacitor on V+. Allows fast rising-edge line transients of 10V/ μ s and falling-edge line transients of 5V/ μ s.	A 4 Ω /4.7 μ F filter capacitor is required on V+ to limit the dV/dt on the V+ pin.
Ultrasonic Mode	Simplified Z pattern offers better efficiency and smoother transition into continuous-conduction mode.	Original "W" pattern conducts through the high-side MOSFET's body diode, reducing efficiency. Transition between ultrasonic mode and continuous-conduction mode is not as smooth.
LDO3 and LDO5 Sequencing	LDO3 starts only after LDO5 is in regulation, reducing the inrush current when $\overline{\text{SHDN}}$ goes high.	LDO3 and LDO5 start up together at the current limit of each LDO, causing large inrush currents through the 4 Ω series resistor at V+.
Soft-Shutdown Enable Delay	Soft-shutdown (10 Ω discharge feature) is enabled immediately when an output is enabled, and is not dependent on the 22ms (typ) startup undervoltage blanking timer.	Soft-shutdown (10 Ω discharge feature) is enabled only after the 22ms (typ) startup undervoltage blanking time. This causes DL_ to be driven high if the part is commanded to turn off before the 22ms timer.
High-Output Impedance in UVLO	When LDO5 falls below its 4V (typ) UVLO threshold, DH_ and DL_ are immediately pulled low, and the outputs are high impedance. The outputs are discharged by the load.	When LDO5 falls below its 4V (typ) UVLO threshold, DH_ is immediately pulled low and DL_ forced high to clamp the output rails. This causes the outputs to swing below ground.

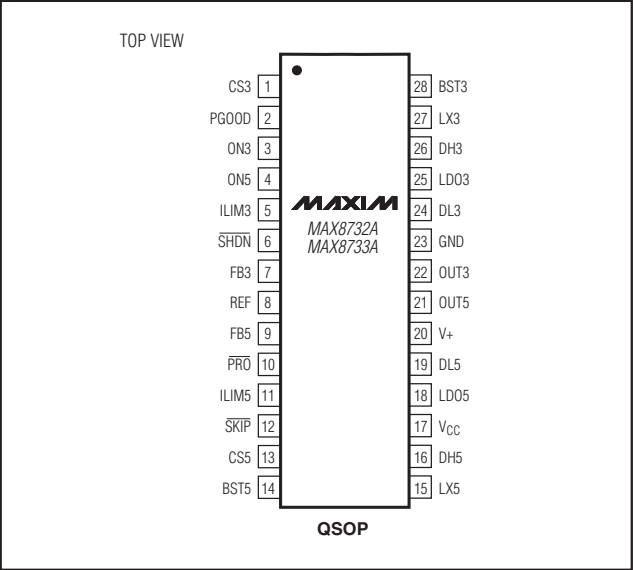
用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

订购信息(续)

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	5V/3V SWITCHING FREQUENCY (kHz)
MAX8734AEEI+	-40°C to +85°C	28 QSOP	200/300 or 400/500
MAX8734AEEI	-40°C to +85°C	28 QSOP	400kHz/500

+ 表示无铅封装。

引脚配置(续)



芯片信息

TRANSISTOR COUNT: 8335
PROCESS: BiCMOS

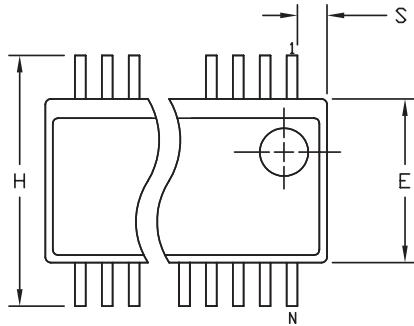
用于笔记本电脑的高效率、 四输出主电源控制器

封装信息

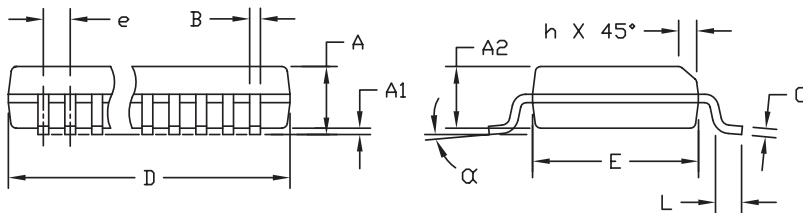
(本数据资料提供的封装图可能不是最近的规格，如需最近的封装外型信息，请查询 www.maxim-ic.com.cn/packages.)

MAX8732A/MAX8733A/MAX8734A

QSOP-EP5



DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	.061	.068	1.55	1.73
A1	.004	.0098	0.102	0.249
A2	.055	.061	1.40	1.55
B	.008	.012	0.20	0.30
C	.0075	.0098	0.191	0.249
D	SEE VARIATIONS			
E	.150	.157	3.81	3.99
e	.025 BSC		0.635 BSC	
H	.230	.244	5.84	6.20
h	.010	.016	0.25	0.41
L	.016	.035	0.41	0.89
N	SEE VARIATIONS			
α	0°	8°	0°	8°



VARIATIONS:

	INCHES		MILLIMETERS		N	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.		
D	.189	.196	4.80	4.98	16	AB
S	.0020	.0070	0.05	0.18		
D	.337	.344	8.56	8.74	20	AD
S	.0500	.0550	1.270	1.397		
D	.337	.344	8.56	8.74	24	AE
S	.0250	.0300	0.635	0.762		
D	.386	.393	9.80	9.98	28	AF
S	.0250	.0300	0.635	0.762		

NOTES:

- 1). D & E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS.
- 2). MOLD FLASH OR PROTRUSIONS NOT TO EXCEED .006" PER SIDE.
- 3). CONTROLLING DIMENSIONS: INCHES.
- 4). MEETS JEDEC MO137.

DALLAS SEMICONDUCTOR		MAXIM	
PROPRIETARY INFORMATION			
TITLE: PACKAGE OUTLINE, QSOP .150", .025" LEAD PITCH			
APPROVAL	DOCUMENT CONTROL NO. 21-0055	REV. E	1/1

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 33