

可提供评估板



# 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

## 概述

MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757是双路、降压型、交错工作固定频率的开关电源(SMPS)控制器，具有同步整流功能。MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757用于在电池供电系统中产生主电源(5V/3.3V)，而MAX8756经过优化用于产生I/O电源。

该器件采用最优交错固定频率工作模式，从最低输入电压到高达26V的最高输入，均可将输入纹波电流降至最低。在5V/3.3V应用中，经过优化的40/60交错工作允许输入电压降低至8.3V而不会出现占空比交叠，而180°异相工作的调节器在输入电压降至10V以下时即出现占空比重叠。

利用检流电阻实现精确的输出限流。而采用无损电感电流检测方法代替检流电阻则可降低损耗。独立的ON/OFF控制和电源就绪信号可实现灵活的上电顺序。软启动可减小浪涌电流，软关断则通过逐渐降低输出电压来避免电压下冲到负端。

低噪声模式可在保持轻载高效率的同时将开关频率设置在音频范围外。

MAX8716采用24引脚薄型QFN封装，MAX8717/MAX8756/MAX8757采用28引脚薄型QFN封装。

## 应用

2至4节锂离子电池供电设备  
笔记本和亚笔记本电脑  
PDA与移动通信  
主电源或I/O电源

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

## 特性

- ◆ 固定开关频率  
200kHz、300kHz或500kHz  
250kHz、300kHz或400kHz (仅MAX8756)
- ◆ 无需电流检测电阻
- ◆ 40/60优化交错
- ◆ 对输入电容要求较低
- ◆ 固定输出电压或可调输出电压(Dual Mode™)  
固定3.3V/5V或1V至5.5V可调  
固定1.5V/1.8V或1V至2.3V可调(仅MAX8756)
- ◆ 输入电压范围为：4V至26V
- ◆ 独立可选的PWM、跳脉冲和低噪声工作模式
- ◆ 软启动和软关断
- ◆ 精度为0.75%的2V精密基准
- ◆ 独立的电源就绪输出

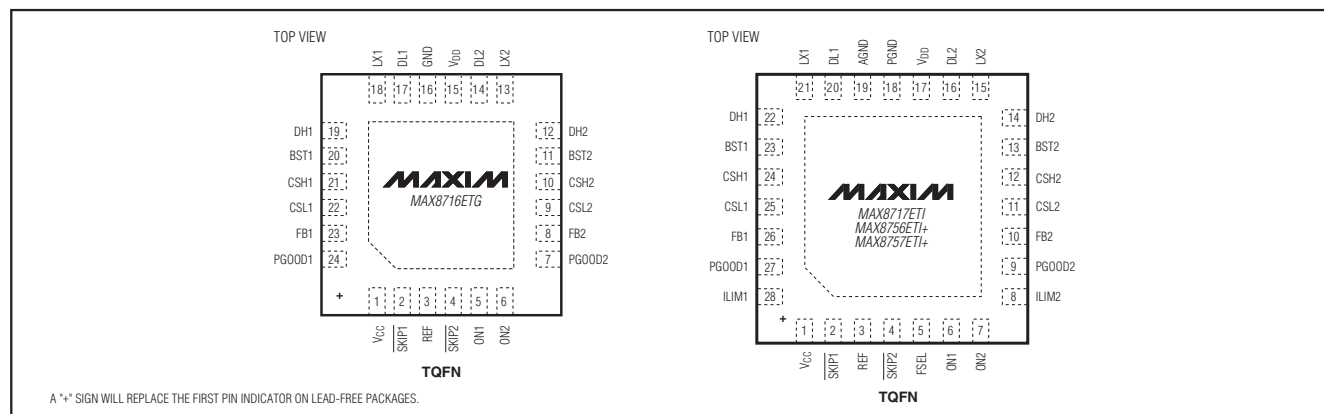
## 订购信息

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	PKG CODE
MAX8716ETG	-40°C to +85°C	24 Thin QFN 4mm x 4mm	T2444-4
MAX8716ETG+	-40°C to +85°C	24 Thin QFN 4mm x 4mm	T2444-4
MAX8717ETI	-40°C to +85°C	28 Thin QFN 5mm x 5mm	T2855-6

+表示无铅封装。

订购信息(续)在数据资料的最后给出。

## 引脚配置



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](http://www.maxim-ic.com.cn)。

MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757

# 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

V <sub>DD</sub> , V <sub>CC</sub> , CSL1, CSH1, CSL2, CSH2 to AGND	.....-0.3V to +6V
ON1, ON2, SKIP1, SKIP2, PGOOD1, PGOOD2 to AGND	.....-0.3V to +6V
FB1, FB2, ILIM1, ILIM2, FSEL to AGND	.....-0.3V to +6V
REF to AGND	.....-0.3V to (V <sub>CC</sub> + 0.3V)
BST1, BST2 to AGND	.....-0.3V to +36V
LX1 to BST1	.....-6V to +0.3V
LX2 to BST2	.....-6V to +0.3V
DH1 to LX1	.....-0.3V to (V <sub>BST1</sub> + 0.3V)
DH2 to LX2	.....-0.3V to (V <sub>BST2</sub> + 0.3V)
DL1, DL2 to PGND	.....-0.3V to (V <sub>DD</sub> + 0.3V)
AGND to PGND	.....-0.3V to +0.3V

REF Short Circuit to AGND	.....Continuous
REF Current	.....+10mA
Continuous Power Dissipation (T <sub>A</sub> = +70°C)	
24-Pin Thin QFN 4mm x 4mm (derate 20.8mW/°C above +70°C)	.....1666.7mW
28-Pin Thin QFN 5mm x 5mm (derate 21.3mW/°C above +70°C)	.....1702.1mW
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

**Note 1:** For the 24-pin TQFN version, AGND and PGND refer to a single pin designated GND.

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

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 1, V<sub>IN</sub> = 12V, FSEL = REF, SKIP<sub>1</sub> = 0, V<sub>ON1</sub> = V<sub>ILIM1</sub> = V<sub>CC</sub> = V<sub>DD</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 0°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at T<sub>A</sub> = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
INPUT SUPPLIES							
Input Voltage Range	V <sub>IN</sub>			26			V
	V <sub>BIAS</sub>	V <sub>CC</sub> , V <sub>DD</sub>		4.5		5.5	
V <sub>CC</sub> Undervoltage-Lockout Threshold	V <sub>UVLO</sub>	200mV typical hysteresis	V <sub>CC</sub> rising	3.9	4.15	4.4	V
			V <sub>CC</sub> falling	3.7	3.95	4.2	
Quiescent Supply Current (V <sub>CC</sub> )	I <sub>CC</sub>	CSL_ and FB_ forced above their regulation points	MAX8716, MAX8717, MAX8757		0.8	1.3	mA
			MAX8756		1	1.8	
Quiescent Supply Current (V <sub>DD</sub> )	I <sub>DD</sub>	CSL_ and FB_ forced above their regulation points			< 1	5	μA
Shutdown Supply Current (V <sub>CC</sub> )		ON1 = ON2 = GND			< 1	5	μA
Shutdown Supply Current (V <sub>DD</sub> )		ON1 = ON2 = GND			< 1	5	μA
MAIN SMPS CONTROLLERS							
PWM1 Output Voltage in Fixed Mode	V <sub>OUT1</sub>	V <sub>IN</sub> = 6V to 26V, SKIP1 = V <sub>CC</sub> , zero to full load	MAX8716, MAX8717, MAX8757	3.265	3.30	3.365	V
			MAX8756	1.484	1.50	1.530	
PWM2 Output Voltage in Fixed Mode	V <sub>OUT2</sub>	V <sub>IN</sub> = 6V to 26V, SKIP2 = V <sub>CC</sub> , zero to full load	MAX8716, MAX8717, MAX8757	4.94	5.00	5.09	V
			MAX8756	1.778	1.800	1.832	
Feedback Voltage in Adjustable Mode (Note 2)	V <sub>FB_</sub>	V <sub>IN</sub> = 6V to 26V, FB1 or FB2, duty factor = 20% to 80%		0.990	1.005	1.020	V
		V <sub>IN</sub> = 6V to 26V, FB1 or FB2, duty factor = 50%		0.995	1.005	1.015	
Output-Voltage-Adjust Range		Either SMPS	MAX8716, MAX8717, MAX8757	1.0		5.5	V
			MAX8756	1.0		2.3	

# 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1,  $V_{IN} = 12V$ ,  $FSEL = REF$ ,  $\overline{SKIP}_- = 0$ ,  $V_{ON}_- = V_{ILIM}_- = V_{CC} = V_{DD} = 5V$ ,  $T_A = 0^\circ C$  to  $+85^\circ C$ , unless otherwise noted. Typical values are at  $T_A = +25^\circ C$ .)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
FB1, FB2 Fixed-Mode Threshold Voltage		Dual Mode comparator	1.9		2.1	V
Feedback Input Leakage Current		FB1 = 1.1V, FB2 = 1.1V	-0.1		+0.1	$\mu A$
DC Load Regulation		Either SMPS, $\overline{SKIP}_- = V_{CC}$ , zero to full load		-0.1		%
Line-Regulation Error		Either SMPS, $4V < V_{IN} < 26V$		0.03		%/V
FB_ Input Bias Current	$I_{FB_-}$	$V_{FB_-} = 0$ to $5.5V$	-0.1		+0.1	$\mu A$
Operating Frequency	$f_{OSC}$	FSEL = GND	MAX8716, MAX8717, MAX8757			kHz
			170	200	230	
			215	250	285	
		FSEL = REF (Note 3)	270	300	330	
		FSEL = $V_{CC}$	MAX8716, MAX8717, MAX8757			
			425	500	575	
			340	400	460	
Maximum Duty Factor	$D_{MAX}$	FSEL = GND	97.5	99		%
		FSEL = REF (Note 3)	97.5	99		
		FSEL = $V_{CC}$	97.5	99		
Minimum On-Time	$t_{ON(MIN)}$	(Note 4)			200	ns
SMPS1 to SMPS2 Phase Shift		SMPS2 starts after SMPS1		40		%
				144		Degrees
Soft-Start Ramp Time	$t_{SSTART}$	Measured from the rising edge of $ON_-$ to full scale, $REF = 2V$		2		ms
Soft-Stop Ramp Time	$t_{SSTOP}$	Measured from the falling edge of $ON_-$ to full scale		4		ms
<b>CURRENT LIMIT</b>						
ILIM_ Adjustment Range			0.5		$V_{REF}$	V
Current-Limit Threshold (Fixed)	$V_{LIMIT_-}$	$V_{CSH_-} - V_{CSL_-}$ , $ILIM_- = V_{CC}$ (Note 3)	45	50	55	mV
Current-Limit Threshold (Adjustable)	$V_{LIMIT_-}$	$V_{CSH_-} - V_{CSL_-}$	$V_{ILIM_-} = 2.00V$			mV
			190	200	210	
			$V_{ILIM_-} = 1.00V$			
			94	100	106	
Current-Limit Threshold (Negative)	$V_{NEG}$	$V_{CSH_-} - V_{CSL_-}$ , $\overline{SKIP}_- = ILIM_- = V_{CC}$ (Note 3)	-67	-60	-53	mV
		$V_{CSH_-} - V_{CSL_-}$ , $\overline{SKIP}_- = V_{CC}$ , adjustable mode, percent of current limit		-120		%
Current-Limit Threshold (Zero Crossing)	$V_{ZX}$	$V_{CSH_-} - V_{CSL_-}$ , $\overline{SKIP}_- = GND$ or $REF$		3		mV
Idle Mode™ Threshold	$V_{IDLE}$	$V_{CSH_-} - V_{CSL_-}$ , $\overline{SKIP}_- = GND$	$ILIM_- = V_{CC}$ (Note 3)			mV
			6	10	14	
		With respect to current-limit threshold		20		%

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

# 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1,  $V_{IN} = 12V$ ,  $FSEL = REF$ ,  $\overline{SKIP}_- = 0$ ,  $V_{ON}_- = V_{ILIM}_- = V_{CC} = V_{DD} = 5V$ ,  $T_A = 0^\circ C$  to  $+85^\circ C$ , unless otherwise noted. Typical values are at  $T_A = +25^\circ C$ .)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS	
Low-Noise-Mode Threshold	V <sub>IDLE</sub>	V <sub>CSH<sub>LM</sub></sub> - V <sub>CSL<sub>LM</sub></sub> SKIP <sub>LM</sub> = REF	MAX8716, MAX8717, MAX8757	2.5	5	7.5	mV	
		ILIM <sub>LM</sub> = V <sub>CC</sub> (Note 3)	MAX8756	1	2.5	4		
		V <sub>CSH<sub>LM</sub></sub> - V <sub>CSL<sub>LM</sub></sub> SKIP <sub>LM</sub> = REF with respect to current- limit threshold	MAX8716, MAX8717, MAX8757	10			%	
			MAX8756	5				
ILIM <sub>LM</sub> Leakage Current				0.1			μA	
Reference Load Regulation	ΔV <sub>REF</sub>	I <sub>REF</sub> = 0μA to 50μA		10			mV	
Reference Sink Current				10			μA	
REF Lockout Voltage	V <sub>REF(UVLO)</sub>	Rising edge, hysteresis = 50mV		1.8			V	
FAULT DETECTION								
Output Overvoltage Trip Threshold		MAX8716/MAX8717/MAX8756 only		11	15	19	%	
Output Overvoltage Fault-Propagation Delay	t <sub>OVP</sub>	50mV overdrive, MAX8716/MAX8717/MAX8756 only		10			μs	
Output Undervoltage-Protection Trip Threshold		With respect to error-comparator threshold		65	70	75	%	
Output Undervoltage Fault-Propagation Delay	t <sub>UVP</sub>	50mV overdrive		10			μs	
Output Undervoltage-Protection Blanking Time	t <sub>BLANK</sub>	From rising edge of ON <sub>LM</sub>		6144			1/f <sub>OSC</sub>	
PGOOD <sub>LM</sub> Lower Trip Threshold		With respect to error-comparator threshold, hysteresis = 1%		-12.5	-10	-8.0	%	
PGOOD <sub>LM</sub> Propagation Delay	t <sub>PGOOD<sub>LM</sub></sub>	Falling edge, 50mV overdrive		10			μs	
PGOOD <sub>LM</sub> Output Low Voltage		I <sub>SINK</sub> = 4mA		0.4			V	
PGOOD <sub>LM</sub> Leakage Current	I <sub>PGOOD<sub>LM</sub></sub>	High state, PGOOD <sub>LM</sub> forced to 5.5V		1			μA	
Thermal-Shutdown Threshold	T <sub>SHDN</sub>	Hysteresis = 15°C		+160			°C	
GATE DRIVERS								
DH <sub>LM</sub> Gate-Driver On-Resistance	R <sub>DH</sub>	BST <sub>LM</sub> - LX <sub>LM</sub> forced to 5V (Note 5)		1.5			5	Ω
DL <sub>LM</sub> Gate-Driver On-Resistance (Note 5)	R <sub>DL</sub>	DL <sub>LM</sub> , high state		1.7			5	Ω
		DL <sub>LM</sub> , low state		0.6			3	
DH <sub>LM</sub> Gate-Driver Source/Sink Current	I <sub>DH</sub>	DH <sub>LM</sub> forced to 2.5V, BST <sub>LM</sub> - LX <sub>LM</sub> forced to 5V		2				A
DL <sub>LM</sub> Gate-Driver Source Current	I <sub>DL</sub> (SOURCE)	DL <sub>LM</sub> forced to 2.5V		1.7				A
DL <sub>LM</sub> Gate-Driver Sink Current	I <sub>DL</sub> (SINK)	DL <sub>LM</sub> forced to 2.5V		3.3				A
Dead Time	t <sub>DEAD</sub>	DL <sub>LM</sub> rising		35			ns	
		DH <sub>LM</sub> rising		26				
LX <sub>LM</sub> , BST <sub>LM</sub> Leakage Current		V <sub>BST<sub>LM</sub></sub> = V <sub>LX<sub>LM</sub></sub> = 26V		< 2			20	μA

# 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1,  $V_{IN} = 12V$ ,  $FSEL = REF$ ,  $\overline{SKIP}_- = 0$ ,  $V_{ON}_- = V_{ILIM}_- = V_{CC} = V_{DD} = 5V$ ,  $T_A = 0^\circ C$  to  $+85^\circ C$ , unless otherwise noted. Typical values are at  $T_A = +25^\circ C$ .)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>INPUTS AND OUTPUTS</b>						
Logic Input Current		ON1, ON2	-1		+1	$\mu A$
ON_ Input Voltage		Rising edge, hysteresis = 225mV	1.2	1.7	2.2	V
Tri-Level Input Logic		$\overline{SKIP}1$ , $\overline{SKIP}2$ , FSEL, high	$V_{CC} - 0.2$			V
Input Leakage Current		$\overline{SKIP}1$ , $\overline{SKIP}2$ , FSEL, 0V, or $V_{CC}$	-3		+3	$\mu A$
Input Leakage Current		ILIM1, ILIM2, 0V, or $V_{CC}$	-0.1		+0.1	$\mu A$
Input Leakage Current		CSH_-, 0V, or $V_{DD}$	-0.1		+0.1	$\mu A$
Input Bias Current		CSL_-, 0V, or $V_{DD}$		25	50	$\mu A$

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 1,  $V_{IN} = 12V$ ,  $FSEL = REF$ ,  $\overline{SKIP}_- = 0$ ,  $V_{ON}_- = V_{ILIM}_- = V_{CC} = V_{DD} = 5V$ ,  $T_A = -40^\circ C$  to  $+85^\circ C$ , unless otherwise noted.) (Note 6)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
INPUT SUPPLIES							
Input Voltage Range	V <sub>IN</sub>					26	V
	V <sub>BIAS</sub>	V <sub>CC</sub> , V <sub>DD</sub>		4.5		5.5	
Quiescent Supply Current (V <sub>CC</sub> )	I <sub>CC</sub>	CSL_ and FB_ forced above their regulation points	MAX8716, MAX8717, MAX8757			1.3	mA
			MAX8756			1.8	
Quiescent Supply Current (V <sub>DD</sub> )	I <sub>DD</sub>	CSL_ and FB_ forced above their regulation points				5	μA
Shutdown Supply Current (V <sub>CC</sub> )		ON1 = ON2 = GND				5	μA
Shutdown Supply Current (V <sub>DD</sub> )		ON1 = ON2 = GND				5	μA
MAIN SMPS CONTROLLERS							
PWM1 Output Voltage in Fixed Mode	V <sub>OUT1</sub>	V <sub>IN</sub> = 6V to 26V, $\overline{\text{SKIP1}}$ = V <sub>CC</sub> , zero to full load	MAX8716, MAX8717, MAX8757	3.255		3.375	V
			MAX8756	1.480		1.534	
PWM2 Output Voltage in Fixed Mode	V <sub>OUT2</sub>	V <sub>IN</sub> = 6V to 26V, $\overline{\text{SKIP2}}$ = V <sub>CC</sub> , zero to full load	MAX8716, MAX8717, MAX8757	4.925		5.105	V
			MAX8756	1.773		1.838	
Feedback Voltage in Adjustable Mode	V <sub>FB_</sub>	V <sub>IN</sub> = 6V to 26V, FB1 or FB2, duty factor = 20% to 80% (Note 1)		0.987		1.023	V
Output Voltage Adjust Range		Either SMPS	MAX8716, MAX8717, MAX8757	1.0		5.5	V
			MAX8756	1.0		2.3	
FB1, FB2 Fixed-Mode Threshold Voltage		Dual Mode comparator		1.9		2.1	V

# 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1,  $V_{IN} = 12V$ ,  $FSEL = REF$ ,  $\overline{SKIP}_1 = 0$ ,  $V_{ON\_} = V_{ILIM\_} = V_{CC} = V_{DD} = 5V$ ,  $T_A = -40^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$ , unless otherwise noted.) (Note 6)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Operating Frequency	fOSC	FSEL = GND	MAX8716, MAX8717, MAX8757	170		230	kHz
			MAX8756	215		285	
		FSEL = REF (Note 3)		270		330	
		FSEL = VCC	MAX8716, MAX8717, MAX8757	425		575	
			MAX8756	340		460	
Maximum Duty Factor	D <sub>MAX</sub>	FSEL = GND		97.5		%	
		FSEL = REF (Note 3)		97.5			
		FSEL = V <sub>CC</sub>		97.5			
Minimum On-Time	t <sub>ON(MIN)</sub>	(Note 4)		200		ns	
CURRENT LIMIT							
ILIM_ Adjustment Range				0.5		V <sub>REF</sub>	V
Current-Limit Threshold (Fixed)	V <sub>LIMIT_</sub>	V <sub>CSH_</sub> - V <sub>CSSL_</sub> , ILIM_ = V <sub>CC</sub> (Note 3)		44		56	mV
Current-Limit Threshold (Adjustable)	V <sub>LIMIT_</sub>	V <sub>CSH_</sub> - V <sub>CSSL_</sub>	V <sub>ILIM_</sub> = 2.00V	188		212	mV
			V <sub>ILIM_</sub> = 1.00V	93		107	
REFERENCE (REF)							
Reference Voltage	V <sub>REF</sub>	V <sub>CC</sub> = 4.5V to 5.5V, I <sub>REF</sub> = 0		1.98		2.02	V
FAULT DETECTION							
Output Overvoltage Trip Threshold		MAX8716/MAX8717/MAX8756 only		11		19	%
Output Undervoltage-Protection Trip Threshold		With respect to error-comparator threshold		65		75	%
PGOOD_ Lower Trip Threshold		With respect to error-comparator threshold, hysteresis = 1%		-12.5		-8.0	%
PGOOD_ Output Low Voltage		I <sub>SINK</sub> = 4mA				0.4	V
GATE DRIVERS							
DH_ Gate-Driver On-Resistance	R <sub>DH</sub>	BST_ - LX_ forced to 5V (Note 5)				5	Ω
DL_ Gate-Driver On-Resistance (Note 5)	R <sub>DL</sub>	DL_, high state				5	Ω
		DL_, low state				3	
INPUTS AND OUTPUTS							
ON_ Input Voltage		Rising edge, hysteresis = 225mV		1.2		2.2	V
Tri-Level Input Logic		SKIP1, SKIP2, FSEL	High	V <sub>CC</sub> - 0.2			V
			REF	1.7		2.3	
			GND			0.5	

**Note 2:** When the inductor is in continuous conduction, the output voltage will have a DC regulation level lower than the error-comparator threshold by 50% of the ripple. In discontinuous conduction, the output voltage will have a DC regulation level higher than the error-comparator threshold by 50% of the ripple.

**Note 3:** Default setting for the MAX8716.

**Note 4:** Specifications are guaranteed by design, not production tested.

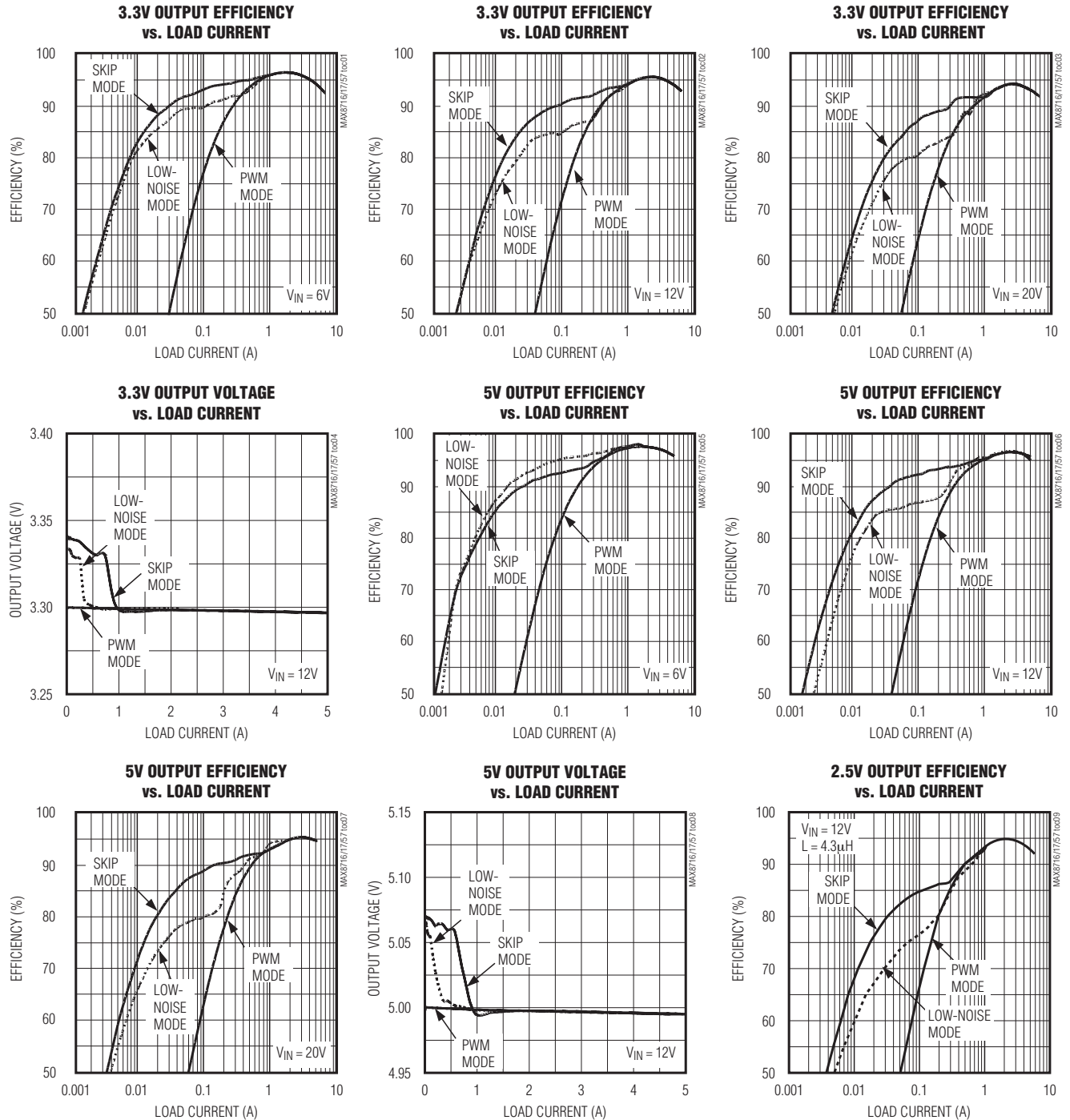
**Note 5:** Production testing limitations due to package handling require relaxed maximum on-resistance specifications for the thin QFN package.

**Note 6:** Specifications from  $0^{\circ}C$  to  $-40^{\circ}C$  are guaranteed by design, not production tested.

# 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

## 典型工作特性

(Circuit of Figure 1, MAX8717,  $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{DD} = V_{CC} = 5V$ ,  $\overline{SKIP}_- = GND$ ,  $FSEL = REF$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)



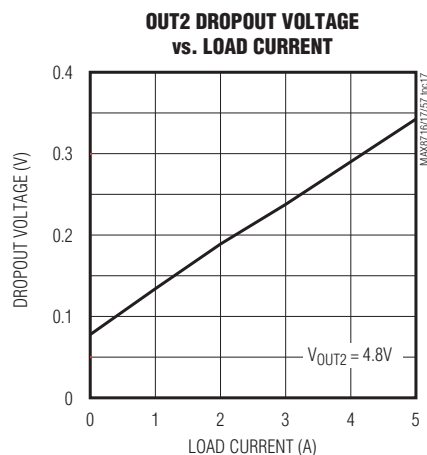
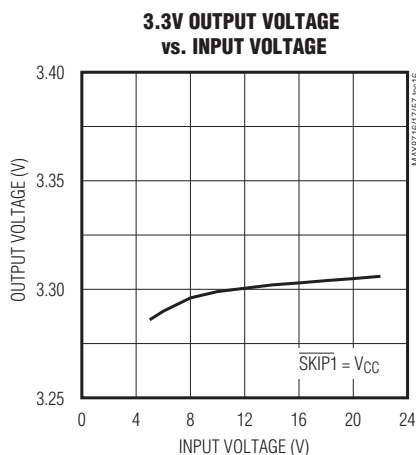
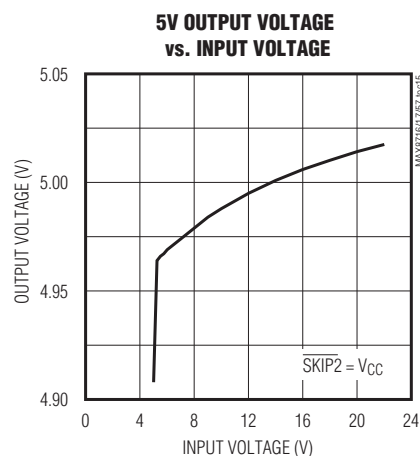
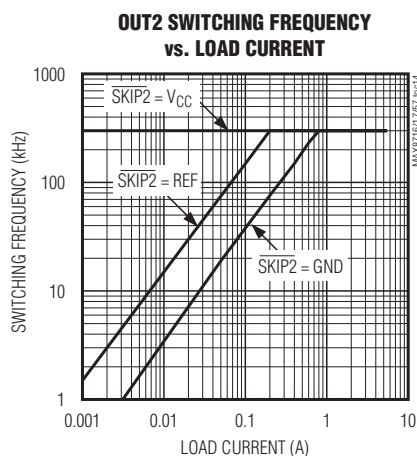
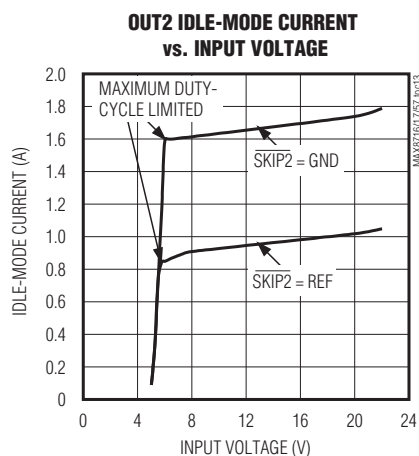
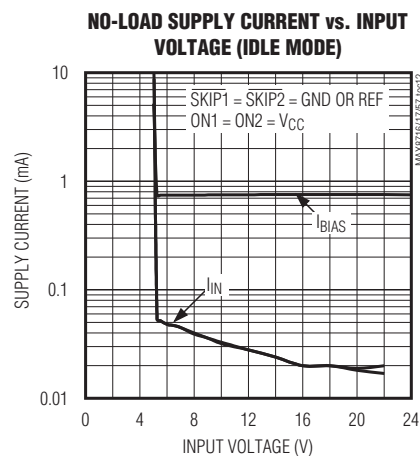
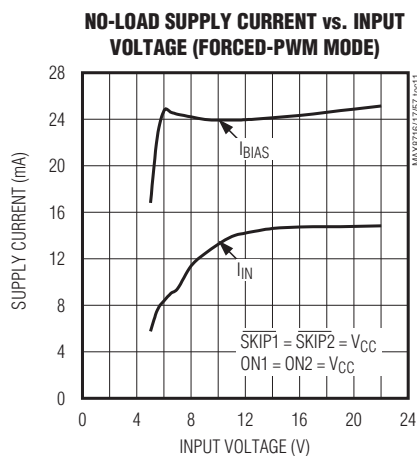
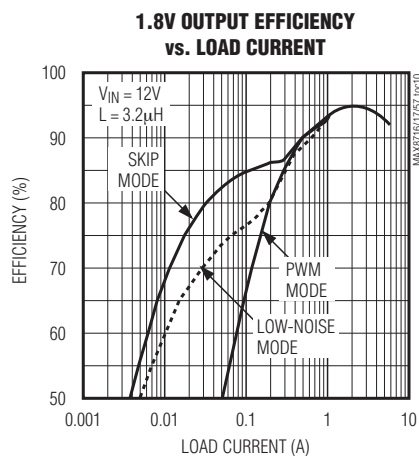
MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757



# 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

## 典型工作特性(续)

(Circuit of Figure 1, MAX8717,  $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{DD} = V_{CC} = 5V$ ,  $\overline{SKIP}_- = GND$ ,  $FSEL = REF$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)



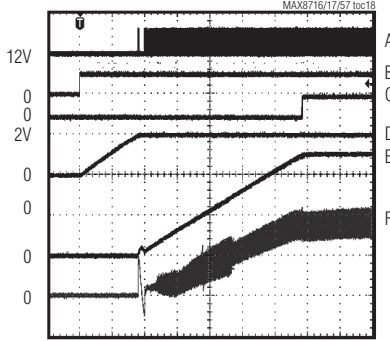


# 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

## 典型工作特性(续)

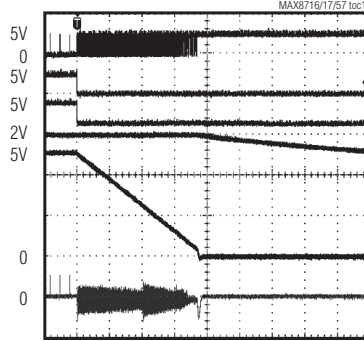
(Circuit of Figure 1, MAX8717,  $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{DD} = V_{CC} = 5V$ ,  $\overline{SKIP}_- = GND$ ,  $FSEL = REF$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

### STARTUP WAVEFORMS



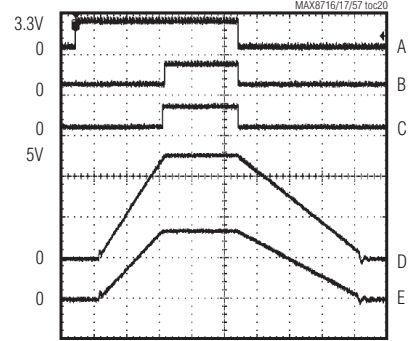
400μs/div  
A. LX2, 20V/div  
B. ON2, 10V/div  
C. PGOOD2, 10V/div  
D. REF, 2V/div  
E. OUT2, 2V/div  
F. ILX2, 2.5A/div  
1.0Ω LOAD ON OUT2

### SHUTDOWN WAVEFORMS



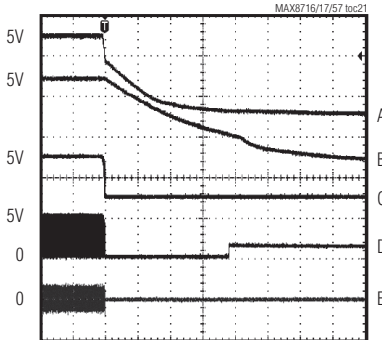
1ms/div  
A. DL2, 10V/div  
B. ON2, 10V/div  
C. PGOOD2, 10V/div  
D. REF, 2V/div  
E. OUT2, 2V/div  
F. ILX2, 2.5A/div  
1.0kΩ LOAD ON OUT2  
SKIP2 = GND

### STARTUP WAVEFORMS



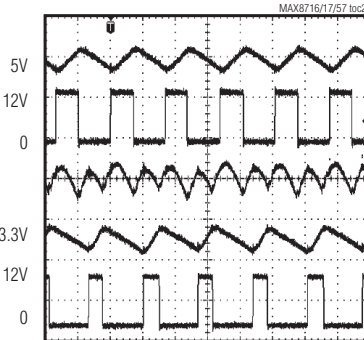
1ms/div  
A. ON1/ON2, 5V/div  
B. PGOOD1, 10V/div  
C. PGOOD2, 10V/div  
D. OUT2, 2V/div  
E. OUT1, 2V/div

### V<sub>CC</sub> UVLO WAVEFORMS



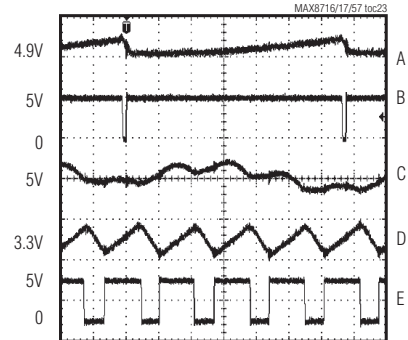
4ms/div  
A. V<sub>CC</sub>, 2V/div  
B. OUT2, 2V/div  
C. PGOOD2, 5V/div  
D. DL2, 5V/div  
E. ILX2, 2.5A/div  
100Ω LOAD ON OUT2  
SKIP2 = V<sub>CC</sub>

### STEADY-STATE WAVEFORMS



2μs/div  
A. OUT2, 50mV/div  
B. LX2, 10V/div  
C. V<sub>IN</sub>, 50mV/div  
D. OUT1, 50mV/div  
E. LX1, 10V/div  
1.0A LOAD ON OUT1, 1.0A LOAD ON OUT2  
SKIP1 = V<sub>CC</sub>, SKIP2 = V<sub>CC</sub>

### DROPOUT WAVEFORMS



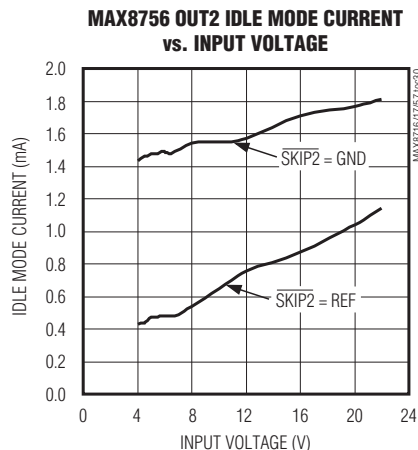
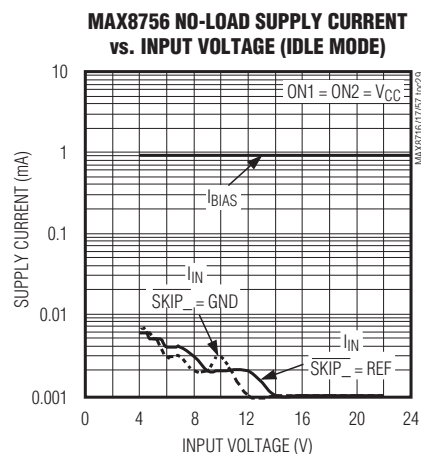
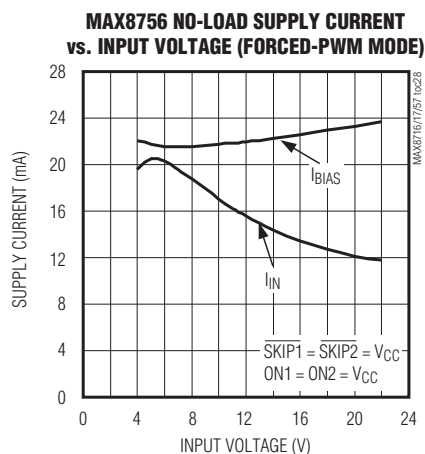
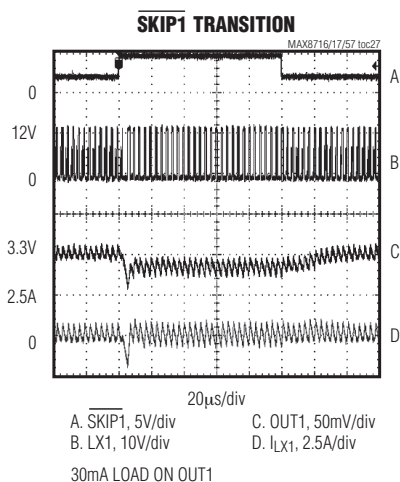
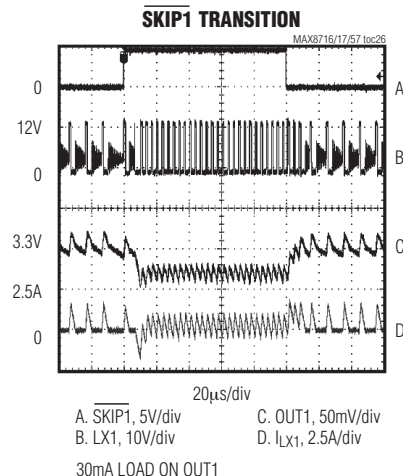
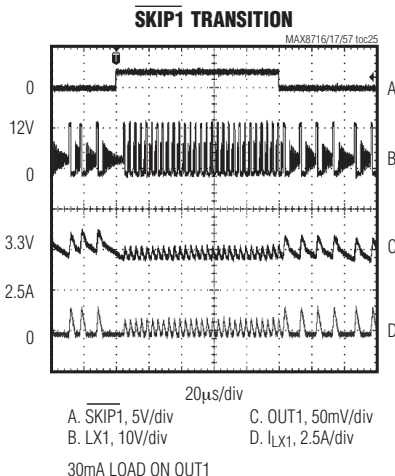
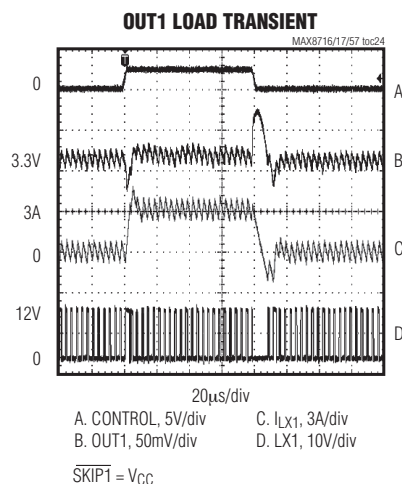
2μs/div  
A. OUT2, 50mV/div  
B. LX2, 10V/div  
C. V<sub>IN</sub>, 50mV/div  
D. OUT1, 50mV/div  
E. LX1, 10V/div  
1.0A LOAD ON OUT1, 1.0A LOAD ON OUT2  
SKIP1 = V<sub>CC</sub>, SKIP2 = V<sub>CC</sub>

MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757

# 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

## 典型工作特性(续)

(Circuit of Figure 1, MAX8717,  $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{DD} = V_{CC} = 5V$ ,  $\overline{SKIP}_- = GND$ ,  $FSEL = REF$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)



# 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

## 引脚说明

MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757

引脚		名称	功能		
MAX8716	MAX8717/ MAX8756/ MAX8757				
1	1	V <sub>CC</sub>	模拟电源输入。通过一个20Ω电阻串联至系统电源(+4.5V至+5.5V)。采用1μF或更大的陶瓷电容将V <sub>CC</sub> 旁路到AGND。		
2	2	$\overline{\text{SKIP1}}$	SMPS1的低噪声模式控制端。 $\overline{\text{SKIP1}}$ 与GND相连时，工作在正常的空闲(跳脉冲)模式。 $\overline{\text{SKIP1}}$ 与V <sub>CC</sub> 相连时，工作在PWM模式(固定频率)。与REF相连时，工作在低噪声模式。		
3	3	REF	2.0V基准电压输出。REF与AGND间连接一个大于等于0.1μF的陶瓷电容进行旁路。该基准电压源可提供高达50μA的电流。但用该电压基准驱动负载会降低输出电压精度，精度降低的程度由基准电压的负载调节误差而定(参见典型工作特性)。当ON1和ON2均为低电平时，基准关闭。		
4	4	$\overline{\text{SKIP2}}$	SMPS2的低噪声模式控制端。 $\overline{\text{SKIP2}}$ 与GND相连时，工作在正常空闲(跳脉冲)模式。 $\overline{\text{SKIP2}}$ 与V <sub>CC</sub> 相连时，工作在PWM模式(固定频率)。与REF相连时，工作在低噪声模式。		
—	5	FSEL	频率选择输入。该四电平逻辑输入用于设置控制器的开关频率。		
			FSEL	MAX8717/MAX8757 (kHz)	MAX8756 (kHz)
			V <sub>CC</sub>	500	400
			REF	300	300
			GND	200	250
5	6	ON1	SMPS1使能输入。ON1为高电平时SMPS1工作；ON1为低电平时SMPS1关断。		
6	7	ON2	SMPS2使能输入。ON2为高电平时SMPS2工作；ON2为低电平时SMPS2关断。		
—	8	ILIM2	SMPS2峰值限流门限调节。ILIM2接至V <sub>CC</sub> 时，限流门限缺省值为50mV。在可调节模式下，CSH2和CSL2之间的限流门限精确等于ILIM2端电压的1/10，ILIM2端电压的范围为500mV至2.0V。切换至50mV缺省值的逻辑门限约为V <sub>CC</sub> - 1V。		
7	9	PGOOD2	SMPS2开电源就绪信号输出。在软启动和关断过程中，如果SMPS2电压比其调整点低10%，PGOOD2为低电平。		
8	10	FB2	SMPS2反馈输入。FB2与V <sub>CC</sub> 相连为MAX8716/MAX8717/MAX8757选择固定5V输出或将MAX8756输出固定在1.8V。可调模式下，FB2调整至1V。		
9	11	CSL2	SMPS2的电流检测负输入端。连接至电流检测元件的负端。图8给出了两种不同的电流检测方式。		
10	12	CSH2	SMPS2的电流检测正输入端。连接至电流检测元件的正端。图8给出了两种不同的电流检测方式。		
11	13	BST2	SMPS2的自举浮动电容连接端。外接一个电容和一个二极管，如图1所示。BST2串联一个可选电阻可对DH2的上拉电流进行调节。		
12	14	DH2	SMPS2的高边栅极驱动输出。DH2的振幅从LX2到BST2。		
13	15	LX2	SMPS2的电感连接端。LX2接至电感的开关侧。LX2也是高边栅极驱动器DH2的电源低端。		

# 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

引脚说明(续)

引脚		名称	功能
MAX8716	MAX8717/ MAX8756/ MAX8757		
14	16	DL2	SMPS2的低边栅极驱动输出。DL2的摆幅从PGND到V <sub>DD</sub> 。
15	17	V <sub>DD</sub>	DL <sub>2</sub> 栅极驱动器的电源输入。连接至5V电源。
16	—	GND	功率地和模拟地。背部焊盘连接至GND。
—	18	PGND	功率地。
—	19	AGND	模拟地。背部焊盘连接至AGND。
17	20	DL1	SMPS1的低边栅极驱动器输出。DL1的摆幅从PGND到V <sub>DD</sub> 。
18	21	LX1	SMPS1的电感连接端。LX1接电感的开关侧。LX1也是高边栅极驱动器DH1的电源低端。
19	22	DH1	SMPS1的高边栅极驱动器输出。DH1的摆幅从LX1到BST1。
20	23	BST1	SMPS1的自举浮动电容连接端。外接一个电容和一个二极管，如图1所示。BST1串联一个可选的电阻可对DH1的上拉电流进行调节。
21	24	CSH1	SMPS1的电流检测正输入端。连接至电流检测元件的正端。图8给出了两种不同的电流检测方式。
22	25	CSL1	SMPS1的电流检测负输入端。连接至电流检测元件的负端。图8给出了两种不同的电流检测方式。
23	26	FB1	SMPS1的反馈输入端。FB1连接至V <sub>CC</sub> 为MAX8716/MAX8717/MAX8757选择固定的3.3V输出，或将MAX8756的输出固定在1.5V。在可调模式下，FB1调整至1V。
24	27	PGOOD1	SMPS1的开漏电源就绪信号输出。在软启动和关断过程中，如果SMPS1电压比其调整点低10%，PGOOD1为低电平。
—	28	ILIM1	SMPS1峰值限流门限调节端。ILIM1连接至V <sub>CC</sub> 时，限流门限缺省值为50mV。在可调模式下，CSH1和CSL1两端的限流门限恰好为ILIM1电压的1/10，ILIM1电压的范围为500mV至2.0V。切换至50mV缺省值的逻辑门限约为V <sub>CC</sub> - 1V。
EP	EP	EP	裸露焊盘。将底部裸露焊盘连接到模拟地。

## 详细说明

MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757标准应用电路(图1)产生笔记本电脑中通常都会用到的5V/5A和3.3V/5A主电源。该电路的输入电压为6V至24V。元件选择见表1，表2列出了各元件的制造商。

MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757内含两个交错式固定频率降压控制器，专为低电压电源设计。最优交错结构可保证两个控制器错相工作，减小了输入电容纹波。

## SMPS 5V偏置电源(V<sub>CC</sub>和V<sub>DD</sub>)

除大功率输入电源(电池或AC适配器)外，MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757开关电源(SMPS)还需要一个5V的偏置电源。V<sub>DD</sub>是MOSFET栅极驱动器的电源，而V<sub>CC</sub>则是芯片的电源。V<sub>DD</sub>直接与外部4.5V至5.5V电源相连，V<sub>DD</sub>和V<sub>CC</sub>间连接一个RC滤波器，如图1所示。所需的最大电源电流为：

$$I_{\text{BIAS}} = I_{\text{CC}} + f_{\text{SW}} (Q_{\text{G(NL1)}} + Q_{\text{G1(NH1)}} + Q_{\text{G2(NL2)}} + Q_{\text{G2(NH2)}}) = 1.3\text{mA至}40\text{mA}$$

其中：I<sub>CC</sub>为1.3mA，f<sub>SW</sub>为开关频率，Q<sub>G</sub>是MOSFET数据资料中给出的、V<sub>GS</sub> = 5V时的总栅极电荷。

# 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757

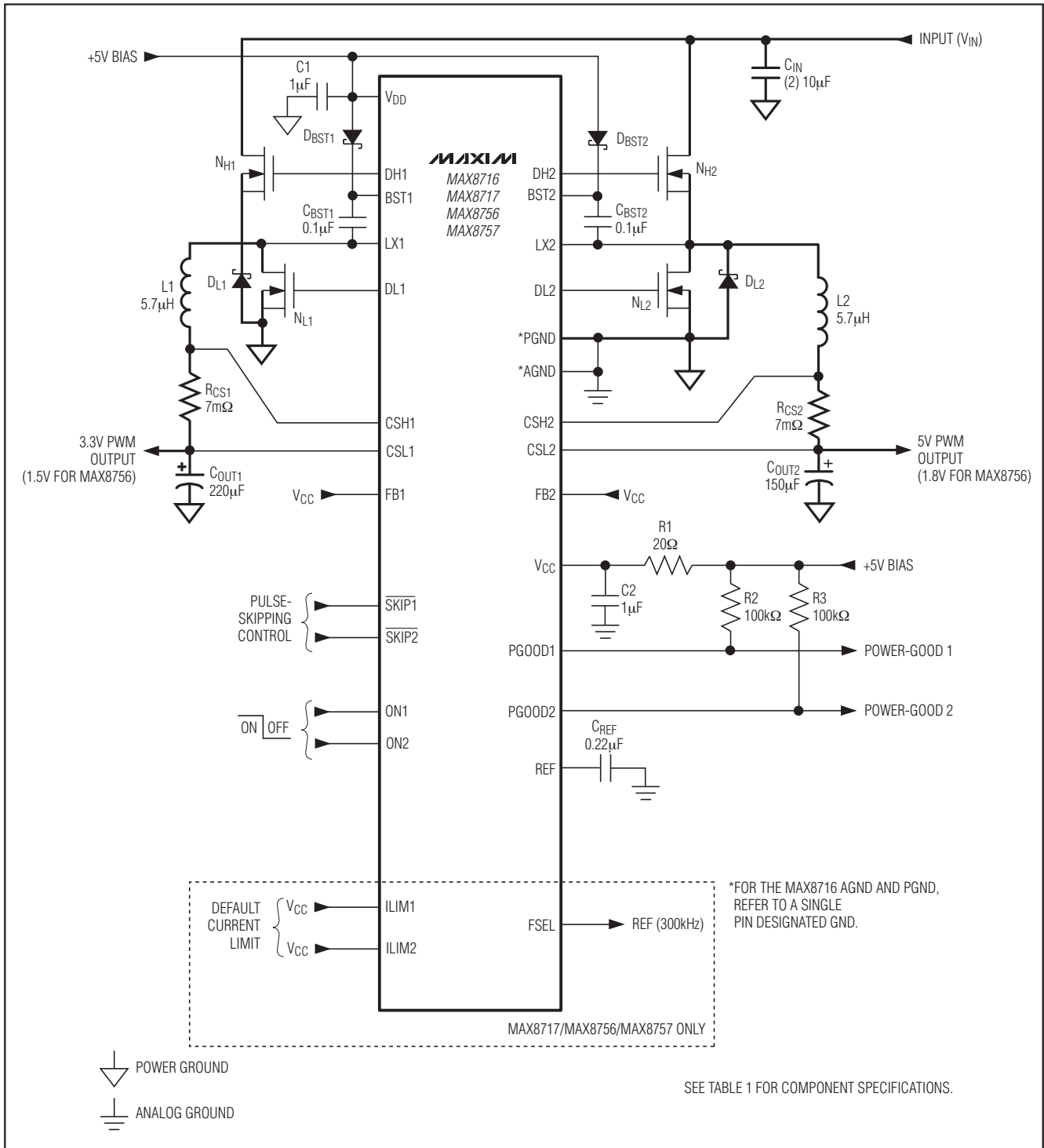


图1. 标准应用电路

# 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

表 1. 标准应用元件选择

COMPONENT	MAX8716/MAX8717/MAX8757 5V/5A, 3.3V/5A, 300kHz	MAX8716/MAX8717/MAX8757 5V/5A, 3.3V/5A, 500kHz	MAX8756 1.8V/5A, 1.5V/5A, 300kHz
Input Voltage	$V_{IN} = 7V$ to 24V	$V_{IN} = 7V$ to 24V	$V_{IN} = 7V$ to 24V
$C_{IN}$ , Input Capacitor	(2) 10 $\mu$ F, 25V Taiyo Yuden TMK432BJ106KM	(2) 10 $\mu$ F, 25V Taiyo Yuden TMK432BJ106KM	(2) 10 $\mu$ F, 25V Taiyo Yuden TMK432BJ106KM
$C_{OUT1}$ , Output Capacitor	220 $\mu$ F, 4V, 25m $\Omega$ low-ESR capacitor, SANYO 4TPE220M	150 $\mu$ F, 4V, 25m $\Omega$ low-ESR capacitor, SANYO 4TPE150M	220 $\mu$ F, 4V, 18m $\Omega$ low-ESR capacitor, SANYO 4TPE220MIC2
$C_{OUT2}$ , Output Capacitor	150 $\mu$ F, 6.3V, 25m $\Omega$ low-ESR capacitor, SANYO 6TPE150M	100 $\mu$ F, 6.3V, 25m $\Omega$ low-ESR capacitor, SANYO 6TPE100M	220 $\mu$ F, 4V, 18m $\Omega$ low-ESR capacitor, SANYO 4TPE220MIC2
$N_H$ , High-Side MOSFET	Fairchild Semiconductor FDS6612A International Rectifier IRF7807V	Fairchild Semiconductor FDS6612A International Rectifier IRF7807V	Fairchild Semiconductor FDS6612A International Rectifier IRF7807V
$N_L$ , Low-Side MOSFET	Fairchild Semiconductor FDS6670S International Rectifier IRF7807VD1	Fairchild Semiconductor FDS6670S International Rectifier IRF7807VD1	Fairchild Semiconductor FDS6670S International Rectifier IRF7807VD1
$D_L$ , Schottky Rectifier (if needed)	Nihon EC21QS03L 2A, 30V, 0.45V $_f$	Nihon EC21QS03L 2A, 30V, 0.45V $_f$	Nihon EC21QS03L 2A, 30V, 0.45V $_f$
$L$ , Inductor	5.7 $\mu$ H Sumida CDEP105-5R7NC	3.9 $\mu$ H Sumida CDRH124-3R9NC	3.1 $\mu$ H Sumida CDRH125-3R1NC
$R_{SENSE}$	7m $\Omega$ $\pm$ 1% 0.5W resistor IRC LR2010-01-R007F or Dale WSL-2010-R007F	7m $\Omega$ $\pm$ 1% 0.5W resistor IRC LR2010-01-R007F or Dale WSL-2010-R007F	7m $\Omega$ $\pm$ 1% 0.5W resistor IRC LR2010-01-R007F or Dale WSL-2010-R007F

表 2. 元件供应商

SUPPLIER	WEBSITE
AVX	www.avx.com
Central Semiconductor	www.centralsemi.com
Coilcraft	www.coilcraft.com
Coiltronics	www.coiltronics.com
Fairchild Semiconductor	www.fairchildsemi.com
International Rectifier	www.irf.com
KEMET	www.kemet.com
Panasonic	www.panasonic.com/industrial
SANYO	www.secc.co.jp
Sumida	www.sumida.com
Taiyo Yuden	www.t-yuden.com
TDK	www.component.tdk.com
TOKO	www.tokoam.com
Vishay (Dale, Siliconix)	www.vishay.com

## 基准(REF)

在整个温度和负载范围内，2V 基准电压的精度可达  $\pm 1.5\%$ ，因此 REF 可作为精确的系统基准。REF 通过一个 0.1 $\mu$ F 或更大的陶瓷电容旁路到 GND。这个基准源可为外部负载提供最高 50 $\mu$ A 的输出电流和 10 $\mu$ A 的吸收电流。

## SMPS 详细说明

当  $V_{CC}$  升至 2V 以上时，启动上电复位(POR)，欠压、过压以及热关断故障锁存器被清零。POR 电路同时确保低边驱动器在 SMPS 控制器被激活之前一直为高。如果  $V_{CC}$  低于  $V_{CC}$  UVLO 门限值， $V_{CC}$  输入欠压锁定(UVLO)电路禁止开关动作。

电路启动期间，内部软启动电路逐渐提升调节电压，从而降低输入浪涌电流(参见典型工作特性中的 Startup Waveforms)。

# 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757

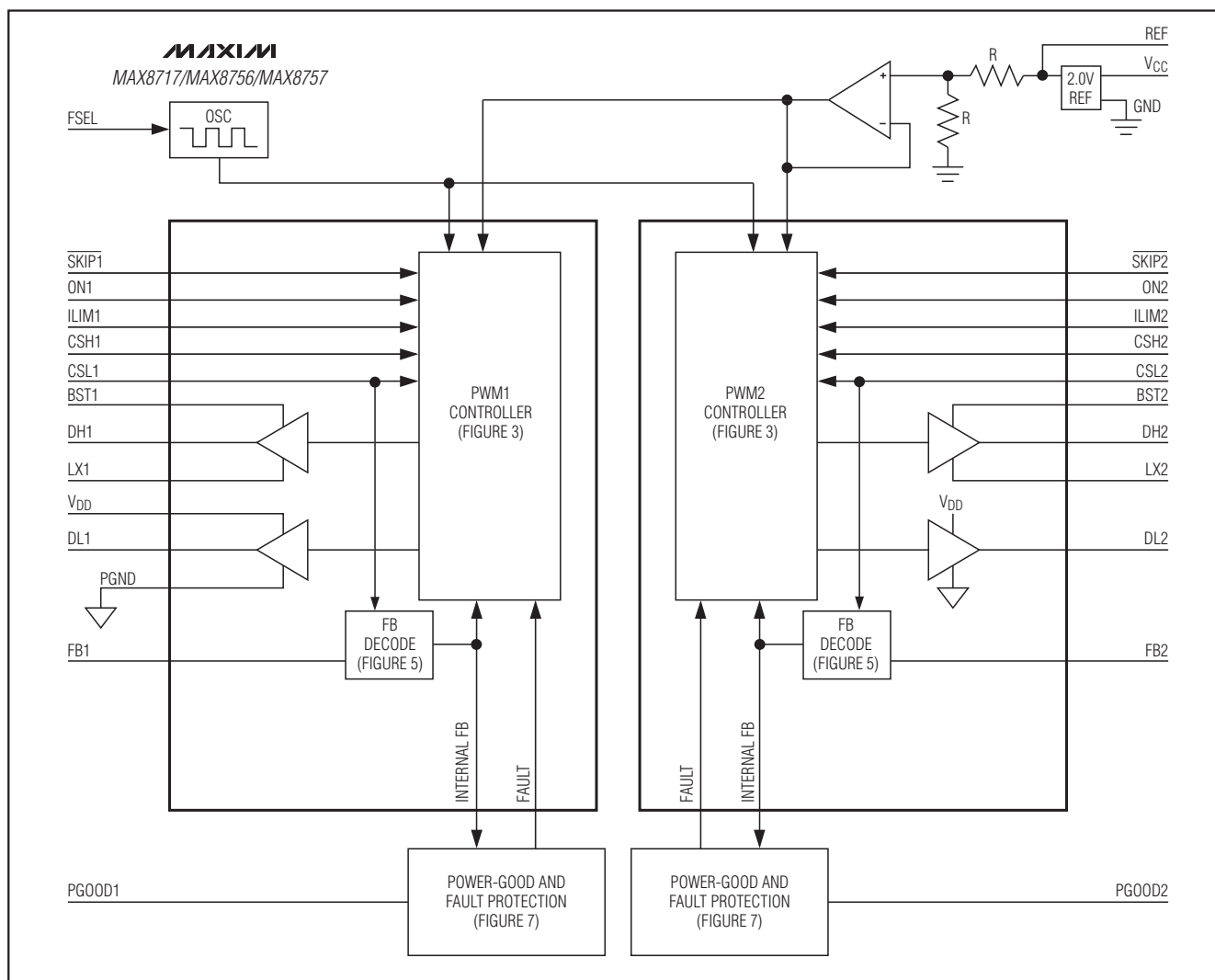


图2. 功能框图

## SMPS使能控制(ON1、ON2)

ON1和ON2可独立控制输出软启动和软关断。从而可灵活控制启动和关断顺序，可使输出同时、顺序或独立启动。若想实现顺序启动，可将一个调节器的ON\_连接到另一个调节器的PGOOD\_。例如，若将ON1连接到PGOOD2，那么OUT1会在OUT2达到稳定后开始软启动。将ON\_拉低可清除过压、欠压和热故障锁存器。

## 软启动和软关断

当ON\_被拉高且REF稳定时开始软启动。软启动期间，输出在2ms内从0V沿一定斜坡爬升至最终设置的电压。这样

减少了浪涌电流，还为电源排序提供了一个可预知的上升时间。

当ON\_变为低电平、发生输出欠压故障或过热故障时启动软关断过程。两路输出是相互独立的。一路输出通道的故障不会触发另一路输出的关断。在软关断期间，输出电压可在4ms内线性下降至0V，这样降低了负向电感电流，从而避免在输出上引起负向电压。软关断结束后，DL\_被驱动为高电平，直到ON\_上升沿再次触发启动过程。当两路输出都被关断时，基准电压关闭。



# 用于笔记本电脑的交错式、高效率、双电源控制器

## 固定频率、电流模式PWM控制器

每个电流模式PWM控制器的核心部分都是一个多输入开环比较器，它对两路信号进行求和：输出电压相对于基准电压的误差信号和斜率补偿信号(图3)。MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757采用直接求和结构，接近于理想的逐周期输出电压控制，省去了传统的误差放大器并避免了随之而来的相移。MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757的环路增益相对较低，允许使用低成本的输出电容。低环路增益产生0.1%的典型负载调节误差，同时使单位增益交越频率下移，有助于减小输出电容的尺寸，降低成本。

## 频率选择(FSEL)

FSEL输入用来选择PWM模式的开关频率。表3给出了FSEL连接方式与开关频率的对应关系。采用较高的工作频率有助于减小产品尺寸，但会增大开关损耗，进而导致效率较低，适合负载电流较小的超小尺寸设备。采用低频率工作模式时效率最高，但要付出增大元件尺寸和电路板空间的代价。

## 强制PWM模式

为保持低噪声固定频率工作模式，将 $\overline{\text{SKIP}}$ 拉高可使输出置于强制PWM模式。这样一来禁止了过零比较器，允许电感电流反向。在强制PWM模式下，开关频率保持恒定，每相的空载电源电流典型值在8mA至20mA之间，因外部MOSFET和开关频率而异。

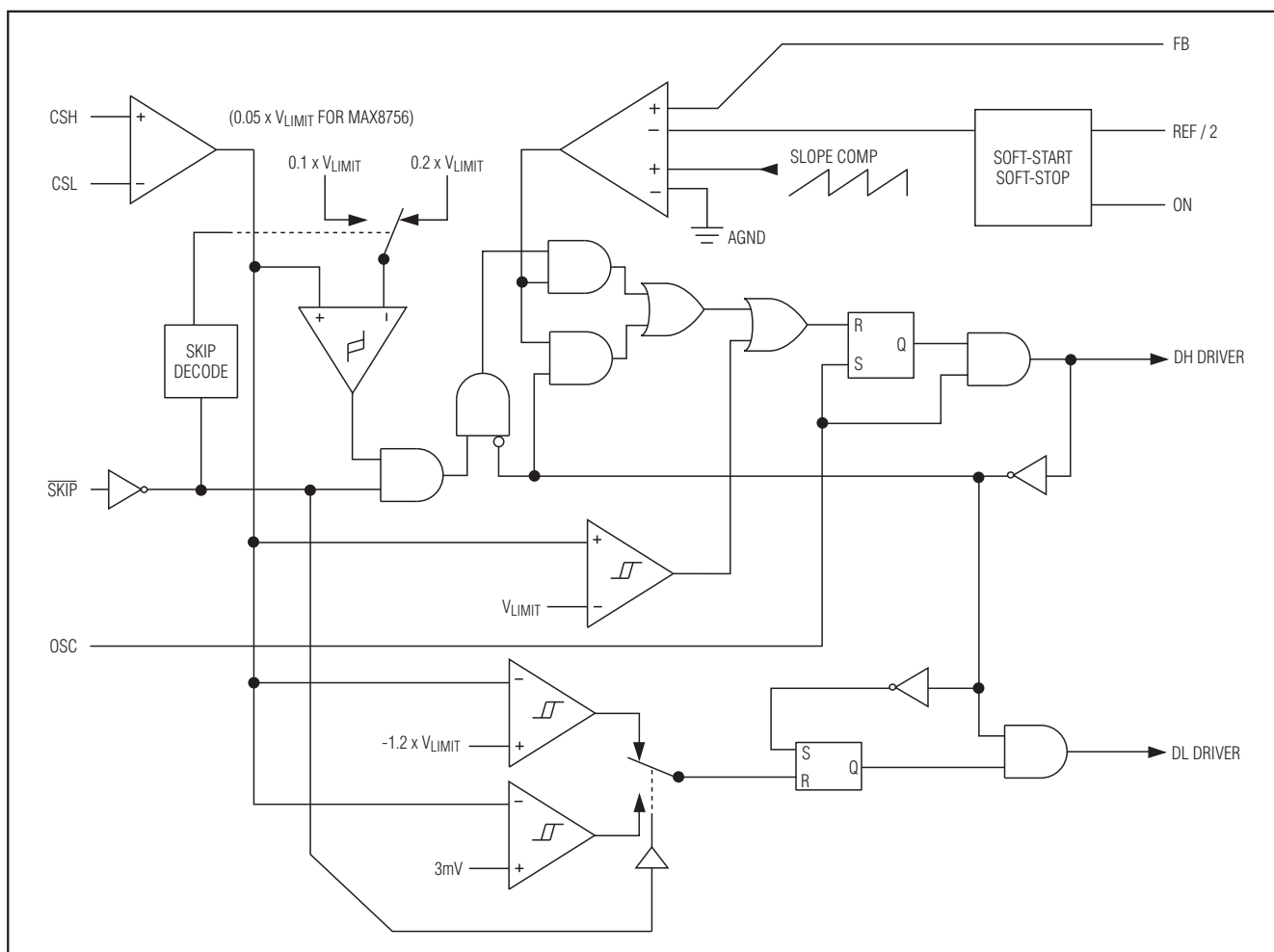


图3. PWM控制功能框图

## 用于笔记本电脑的交错式、高效率、双电源控制器

### 轻载工作控制( $\overline{\text{SKIP}}$ )

MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757有一个 $\overline{\text{SKIP}}$ 输入端，能够使相应输出工作在非连续模式下。如表4所示，将 $\overline{\text{SKIP}}$ 连接到GND或REF，就可以使能或禁止相应控制器的过零比较器。若过零比较器被使能，当电流检测输入检测到电感电流归零时，控制器会将DL\_强制拉低。这样可阻止电感对输出电容放电，并在轻载状态下强制控制器跳过一些脉冲，以避免输出过充电。在跳脉冲模式下， $V_{DD}$ 电流消耗降低，效率有所改善。在低噪声跳脉冲模式下，尽管轻载效率略有降低，但空载纹波幅度小了一半，空载开关频率高了四倍。

表3. FSEL配置表

FSEL	MAX8717/ MAX8757 (kHz)	MAX8756 (kHz)
VCC	500	400
REF	300	300
GND	200	250

### 空闲模式电流检测门限

在跳脉冲模式下，当输出电压超过反馈门限，以及当检流电压超过空闲模式检流门限时，降压控制器终止其导通周期。轻载条件下，导通时间仅取决于空闲模式检流门限，约为满载限流门限(由ILIM\_设定)的20% ( $\overline{\text{SKIP}} = \text{GND}$ )；或者低噪声检流门限，约为满载限流门限(由ILIM\_设定)的10% (MAX8716/MAX8717/MAX8757)或5% (MAX8756) ( $\overline{\text{SKIP}} = \text{REF}$ )。这就迫使控制器在每个周期输出一个最小能量。为避免输出过充电，在输出电压跌至反馈门限以下前不启动另一个导通周期。由于过零比较器阻止开关调节器吸收电流，控制器只能跳过一些脉冲。因此，在轻载情况下，控制器调节的是输出纹波的谷值。

### 自动切换跳脉冲模式

跳脉冲模式下，控制器的内在属性使其在轻载时自动切换到PFM模式(图4)。这种切换受一个比较器的影响，该

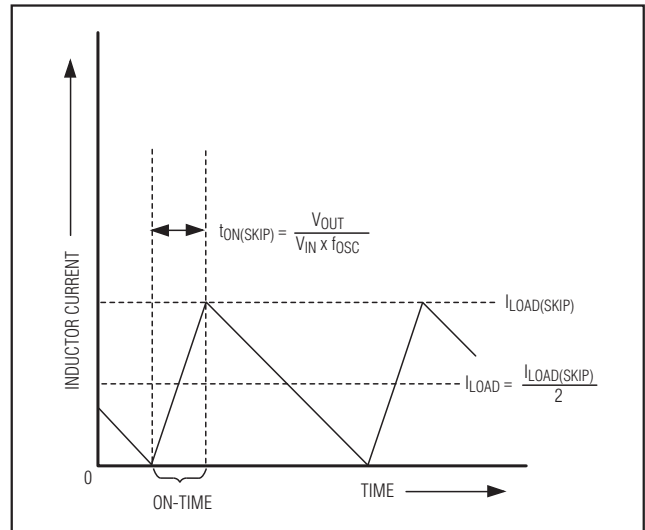


图4. 跳脉冲/非连续模式转折点

比较器在电感电流过零时终止低边开关的导通时间。过零比较器通过CSH\_和CSL\_检测电感电流。一旦 $V_{CSH} - V_{CSL}$ 跌至3mV的过零检流门限以下，比较器会将DL\_强制拉低(图3)。这种工作机制使跳脉冲PFM模式与非跳脉冲PWM模式之间的转折点和连续与非连续电感电流的分界点(所谓的“临界导通”点)保持一致。PFM/PWM交越点的负载电流 $I_{LOAD(SKIP)}$ 的计算公式如下：

$$I_{LOAD(SKIP)} = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})V_{OUT}}{2LV_{IN}f_{OSC}}$$

当轻载情况下器件进入跳脉冲工作模式时，开关波形可能会显得杂乱，这是正常的，这样可以提高轻载效率。通过选择不同的电感值，可在PFM噪声和轻载效率间获得较好的折衷。通常，电感较小时，效率-负载曲线比较平坦；电感较大时，满载效率较高(假定线圈直流电阻保持恒定)，且输出电压纹波较小。然而，使用大电感值产生的负面影响是增大了物理尺寸以及减缓了负载瞬态响应(特别是在低输入电压时)。

# 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

## 输出电压

*Electrical Characteristics*表中的直流输出精度指标与误差比较器的门限有关。当电感工作于连续模式时，MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757的调整点位于输出纹波的峰值，这样，实际的直流输出电压将比斜率补偿后的触发电平低，差值就是输出纹波电压的50%。在PWM模式(连续导通)下，输出电压的精确计算公式如下：

表4. SKIP\_配置表

SKIP_	MODE	COMMENTS
VCC	Forced-PWM mode	Fixed-frequency operation. Constant output ripple voltage. Able to source and sink current.
GND	Skip mode	High efficiency at light loads. Source-only applications.
REF	Low-noise skip mode	Good efficiency at light loads. (V <sub>IDLE</sub> / V <sub>LN</sub> ) times smaller no-load ripple and (V <sub>IDLE</sub> / V <sub>LN</sub> ) <sup>2</sup> times higher frequency compared with skip mode. Source-only applications.

表5. 工作模式真值表

MODE	CONDITION	COMMENT
Power-Up	VCC UVLO	DL_ tracks VCC as VCC rises from 0V to +5V. When ON_ is low, DL_ tracks VCC as VCC falls. When ON_ is high, DL_ is forced low as VCC falls below the 3.95V (typ) falling UVLO threshold. DL_ is forced high when VCC falls below 1V (typ).
Run	ON1 or ON2 enabled	Normal operation.
Output Overvoltage Protection (OVP) MAX8716/MAX8717/ MAX8756 Only	Either output > 115% of nominal level	When the overvoltage (OV) comparator trips, the faulted side sets the OV latch, forcing PGOOD_ low and DL_ high. The other controller is not affected. The OV latch is cleared by cycling VCC below 1V or cycling the respective ON_ pin.
Output Undervoltage Protection (UVP)	Either output < 70% of nominal level, UVP is enabled 6144 clock cycles (1/f <sub>OSC</sub> ) after the output is enabled (ON_ going high)	When the undervoltage (UV) comparator trips, the faulted side sets the UV latch, forcing PGOOD_ low and initiating the soft-shutdown sequence by pulsing only DL_. DL_ goes high after soft-shutdown. The other controller is not affected. The UV latch is cleared by cycling VCC below 1V or cycling the respective ON_ pin.
Shutdown	ON1 and ON2 are driven low	DL_ stays high after soft-shutdown is completed. All circuitry is shut down.
Thermal Shutdown	T <sub>J</sub> > +160°C	Exited by POR or cycling ON1 and ON2. DL1 and DL2 remain high.

$$V_{OUT(PWM)} = V_{NOM} \left( 1 - \frac{A_{SLOPE}(V_{IN} - V_{NOM})}{V_{IN}} \right) - \left( \frac{V_{RIPPLE}}{2} \right)$$

其中，V<sub>NOM</sub>为标称输出电压，A<sub>SLOPE</sub>为1%，V<sub>RIPPLE</sub>是输出纹波电压(V<sub>RIPPLE</sub> = R<sub>ESR</sub> × ΔI<sub>INDUCTOR</sub>，参见输出电容选择部分)。

在非连续导通模式下(I<sub>OUT</sub> < I<sub>LOAD(SKIP)</sub>)，MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757的调整点位于输出纹波的谷值，因此，实际输出电压的直流稳定值要高于误差比较器的门限。在PFM模式(非连续导通模式)下，可按照下列公式近似计算输出电压：

$$V_{OUT(PFM)} = V_{NOM} + \frac{1}{2} \left( \frac{f_{SW}}{f_{OSC}} \right) I_{IDLE} R_{ESR}$$

其中，V<sub>NOM</sub>为标称输出电压，f<sub>OSC</sub>为内部振荡器设定的最大开关频率，f<sub>SW</sub>为实际的开关频率，I<sub>IDLE</sub>为跳脉冲时的空闲模式电感电流。

## 用于笔记本电脑的交错式、高效率、双电源控制器

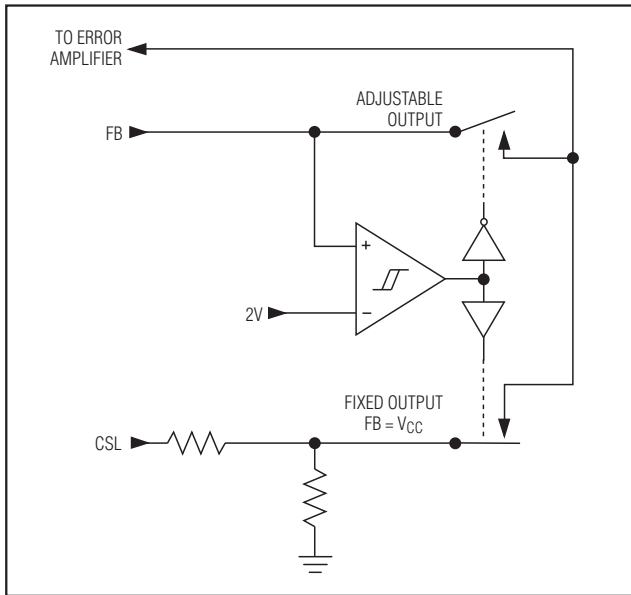


图5. 双模反馈解码器

### 可调/固定输出电压(双模反馈)

将FB1、FB2连接到V<sub>CC</sub>，可获得固定的SMPS输出电压(对于MAX8716/MAX8717/MAX8757，分别为3.3V、5V；对于MAX8757，输出电压分别为1.5V和1.8V)，这个固定输出电压是由内部连接于CSL<sub>-</sub>与模拟地之间的电阻分压器预设的。如图5所示。若将FB<sub>-</sub>连接到CSL<sub>-</sub>和GND之间的电阻分压器上，就可对相应的输出电压进行调节，调节范围为1V至5.5V。R2 (FB和AGND之间的电阻)取10kΩ左右，R1 (OUT和FB之间的电阻)的计算公式如下：

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

其中：V<sub>FB</sub> = 1V (标称值)。

### 限流保护(ILIM<sub>-</sub>)

限流电路利用差分检流输入(CSH<sub>-</sub>和CSL<sub>-</sub>)来检测并限制峰值电感电流。如果检流信号幅值超过了限流门限，PWM控制器将关断高边MOSFET (图3)。当内部振荡器的下一个上升沿到来时，如果检流信号尚未降到限流门限以下，PWM控制器也不会启动新的开关周期。实际的最

大负载电流要比峰值限流门限低，其差值为电感纹波电流的一半。因此，最大带负载能力与电流检测电阻、电感值、开关频率和占空比(V<sub>OUT</sub> / V<sub>IN</sub>)有关。

在强制PWM模式下，MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757还要进行负向限流，以防当V<sub>OUT</sub>吸收电流时电感反向电流过大。负向限流门限约为正向限流门限的-120%，且当调节ILIM时随着正向限流的变化而变化。

ILIM<sub>-</sub>连接至V<sub>CC</sub>时限流门限为缺省值50mV，也可以通过ILIM<sub>-</sub>端的外接电阻分压器来调节限流门限。为了获得足够的精度和抗干扰能力，分压器电流可取2μA至20μA。限流门限的调节范围为50mV至200mV。可调模式下，限流门限电压值精确等于ILIM<sub>-</sub>端电压的1/10。切换到50mV缺省值的逻辑门限约为V<sub>CC</sub> - 1V。

请严格遵照PCB设计准则来布局，以确保噪声和DC误差不会对CSH<sub>-</sub>和CSL<sub>-</sub>上的差分电流检测信号产生影响。IC应尽可能靠近检测电阻放置，检流信号线要短且直，与检流电阻采用Kelvin检测方式连接。

### MOSFET栅极驱动器(DH<sub>-</sub>、DL<sub>-</sub>)

DH<sub>-</sub>和DL<sub>-</sub>驱动器被优化用于驱动中等尺寸的高边、更大尺寸的低边功率MOSFET。这与笔记本应用中低占空比的特点相符，这类应用具有较大的V<sub>IN</sub> - V<sub>OUT</sub>差值。高边栅极驱动器(DH<sub>-</sub>)的源出和吸入电流为2A，低边栅极驱动器(DL<sub>-</sub>)的源出电流为1.7A，吸入电流为3.3A。这样在大电流应用中可确保强劲的栅极驱动能力。DH<sub>-</sub>浮动高边MOSFET驱动器由BST<sub>-</sub>上的二极管-电容电荷泵供电(图6)，DL<sub>-</sub>同步整流驱动器则直接由外部5V电源(V<sub>DD</sub>)供电。

自适应死区时间电路监视DL<sub>-</sub>驱动器和DH<sub>-</sub>驱动器，以防止某个FET在另一个FET完全关断之前导通。这种具有自适应死区时间的驱动器使MOSFET的选择范围很宽，消除了穿透电流，将延迟减至最小，赢得了高效率。为了使自适应死区时间控制电路能够正常工作，DL<sub>-</sub>和DH<sub>-</sub>驱动器到MOSFET栅极间应采用低阻抗、低电感通路连接，否则，MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757中的检测电路会在栅极存在电荷的情况下误判其为“关断”状态。这条通路应采用非常短且宽的走线(当MOSFET与驱动器的距离为1英寸时，走线宽度应为50mil至100mil)。

## 用于笔记本电脑的交错式、高效率、双电源控制器

用来将DL\_拉低的内部下拉晶体管驱动能力很强，其导通电阻为 $0.6\Omega$  (典型值)。这有助于在电感节点(LX\_)从地迅速切换至 $V_{IN}$ 时，防止DL\_由于低边MOSFET漏-栅间的容性耦合而被拉高。在输入电压较高和驱动器引线较长、感性较大的应用中，可能需在栅-源间额外放置电容，以确保快速上升的LX\_沿不会将低边MOSFET的栅极拉高而引起穿透电流。由MOSFET的栅-漏电容( $C_{RSS}$ )、栅-源电容( $C_{ISS} - C_{RSS}$ )以及电路板寄生电容引起的LX\_和DL\_之间的容性耦合不应超过下式所给出的最小门限：

$$V_{GS(TH)} > V_{IN} \left( \frac{C_{RSS}}{C_{ISS}} \right)$$

门限电压的变化给余量设计带来了困难。另一种可选方案是在BST\_端串联一个小于 $10\Omega$ 的电阻，通过增加高边MOSFET的导通时间可对该问题有所补救，同时又不会影响关断时间(图6)。

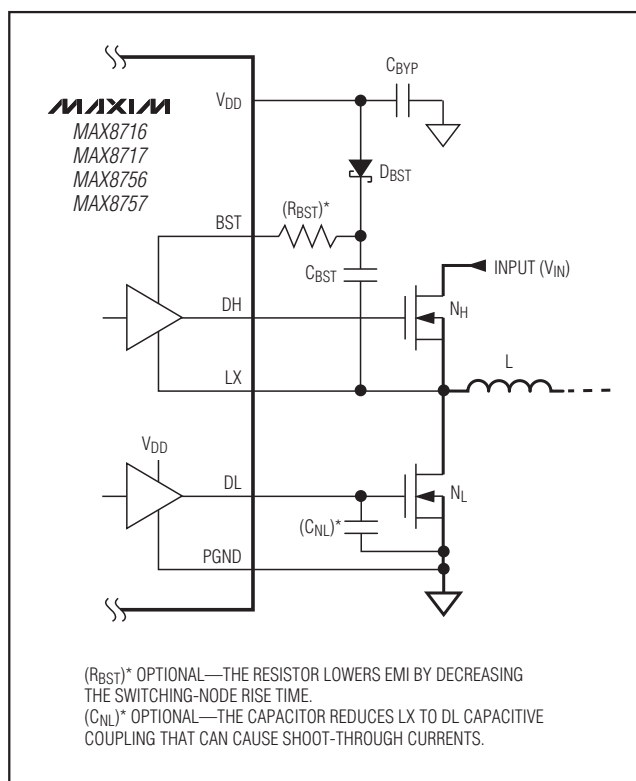


图6. 可选的栅极驱动电路

### 电源就绪输出(PGOOD\_)

PGOOD\_是一个比较器的开漏输出，用来持续监视每一路SMPS输出的过压和欠压状态。在关断(ON\_ = GND)、软启动以及软关断模式下，PGOOD\_被主动拉低。一旦模拟软启动结束，只要输出电压高于FB\_设定的标称稳压值的90%，PGOOD\_即变为高阻态。一旦输出电压从标称调整点下跌超过10%、或发生输出过压故障、或ON\_被拉低，PGOOD\_将变为低电平。要获得逻辑电平的PGOOD\_输出，可在PGOOD\_和+5V或+3.3V之间接一个上拉电阻。100k $\Omega$ 的上拉电阻适用于大多数应用。

### 故障保护

#### 输出过压保护

(仅MAX8716/MAX8717/MAX8756)

如果任一路SMPS输出电压超过其标称调整点的115%，相应的控制器将置位过压故障锁存器，拉低PGOOD\_，并将相应SMPS控制器的DL\_强制拉高。另一个控制器则不受影响。如果过压故障持续下去(如高边MOSFET短路)，电池保险丝将熔断。将 $V_{CC}$ 降至1V以下或触发ON\_可以清除过压故障锁存器，并重新启动SMPS控制器。

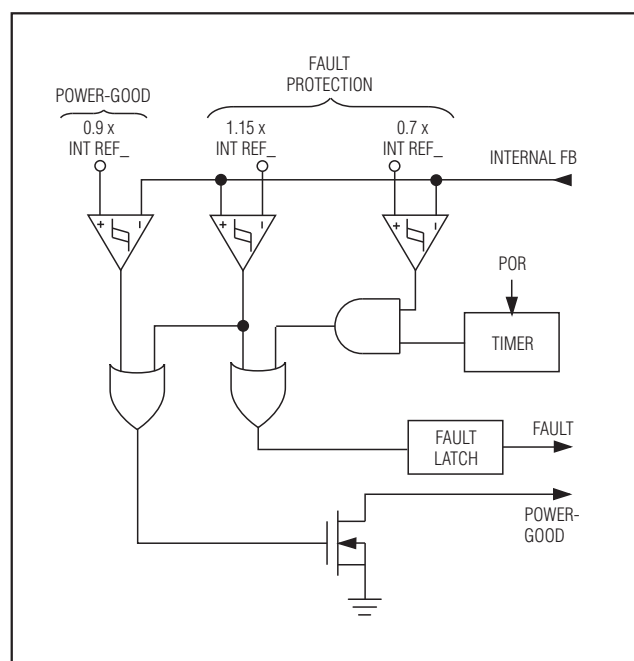


图7. 电源就绪与故障保护



# 用于笔记本电脑的交错式、高效率、双电源控制器

## 输出欠压保护

如果某一路SMPS的输出电压低于其标称调整点的70%，相应的控制器会将其欠压故障锁存器置位，将PGOOD\_拉低，并通过脉冲调制DL\_使相应的SMPS控制器软关断。在欠压故障所引起的软关断期间，DH\_将一直保持关断状态。另一个控制器则不受任何影响。软关断结束后，MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757强制DL\_为高电平、DH\_为低电平。将V<sub>CC</sub>降至1V以下或触发ON\_可以清除欠压故障锁存器，并重新启动SMPS控制器。

## V<sub>CC</sub> POR及UVLO

当V<sub>CC</sub>升至约2V时，执行上电复位(POR)操作，复位故障锁存器，并为PWM的工作做好准备。V<sub>CC</sub>欠压锁定(UVLO)电路禁止开关操作，强制PGOOD\_为低电平，并强制DL\_栅极驱动器为低电平。

当ON\_为高时，如果V<sub>CC</sub>电压下降使UVLO比较器触发，则MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757立即强制两个控制器的DH\_和DL\_为低电平。输出被放电至0V，放电速率取决于负载和总的输出电容。这样可避免出现负向输出电压，无需输出端和GND间另加肖特基二极管。

## 热故障保护

MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757内带热故障保护电路。当结温升至+160°C以上时，内部的温度传感器置位故障锁存器，拉低PGOOD，并通过软关断过程同时关断两个SMPS控制器(参见软启动和软关断部分)。在结温下降15°C后，可通过使V<sub>CC</sub>低于1V或触发ON1和ON2的方式来清除故障锁存器，重新启动SMPS控制器。

## 设计步骤

首先应确定输入电压范围以及最大负载电流，然后再来选择开关频率和电感工作点(纹波电流比)。首要的设计平衡点就在于选择一个合适的开关频率和电感工作点。以下四个因素将影响其余设计：

- **输入电压范围：**最大值(V<sub>IN(MAX)</sub>)必须与最坏情况下AC适配器的电压相符。最小值(V<sub>IN(MIN)</sub>)必须考虑最低电池电压经过连接器、保险丝以及电池选择开关降压后的值。如果可以的话，较低的输入电压可获得较高的效率。

- **最大负载电流：**需要考虑两个值。峰值负载电流(I<sub>LOAD(MAX)</sub>)决定了元件的短时应力和滤波要求，从而影响输出电容选择、电感饱和点以及限流电路的设计。连续负载电流(I<sub>LOAD</sub>)决定了热应力的大小，制约着输入电容、MOSFET以及其他重要的发热元件的选择。
- **开关频率：**开关频率的选择决定了尺寸与效率的基本平衡点。由于MOSFET开关损耗与频率和V<sub>IN</sub><sup>2</sup>成正比，因此最佳频率在很大程度上取决于最大输入电压。最佳频率也因时而异，随着MOSFET制造技术的飞速发展，越来越高的工作频率已成为现实。
- **电感工作点：**这项选择决定了尺寸与效率、以及瞬态响应与输出纹波之间的平衡点。电感值较低时，瞬态响应较好，物理尺寸也较小，但由于纹波电流增大，因此效率较低，输出纹波也大。实用的最小电感值应使电路工作在临界导通状态(负载最大时电感电流在每个周期恰好归零)。电感值低于该最小值将无益于进一步减少尺寸。最佳工作点通常位于20%至50%的纹波电流间。在跳脉冲模式下(SKIP为低电平，轻载)，电感值也决定着PFM/PWM切换时负载电流的大小。

## 电感选择

开关频率和电感工作点决定了电感值：

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

例如：I<sub>LOAD(MAX)</sub> = 5A，V<sub>IN</sub> = 12V，V<sub>OUT</sub> = 5V，f<sub>OSC</sub> = 300kHz，纹波电流为30%或LIR = 0.3时：

$$L = \frac{5V \times (12V - 5V)}{12V \times 300kHz \times 5A \times 0.3} = 6.50\mu H$$

在满足尺寸要求的前题下，应尽可能选择低DC电阻、低损耗的电感。大多数电感制造商提供标准电感值，如：1.0μH、1.5μH、2.2μH、3.3μH等。但如果能在整个输入电压范围内使LIR取得较好的折衷，也可以采用非标准电感。如果使用变感感器(其空载电感值随电流的增大线性减小)，在估计LIR时应用适当的比例因子来修正电感值。选定电感值时，电感纹波电流峰-峰值(ΔI<sub>INDUCTOR</sub>)的计算公式如下：

## 用于笔记本电脑的交错式、高效率、双电源控制器

$$\Delta I_{\text{INDUCTOR}} = \frac{V_{\text{OUT}}(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})}{V_{\text{IN}} f_{\text{OSC}} L}$$

采用铁氧体磁芯的电感通常是最佳选择，不过铁粉芯更为廉价且能在200kHz频率下很好的工作。磁芯应该足够大，以确保不在电感电流峰值( $I_{\text{PEAK}}$ )下饱和。

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

### 瞬态响应

电感纹波电流对瞬态响应性能也有影响，特别是当 $V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}$ 差值较小时。低电感值允许电感电流更快地摆动，以补充负载突变时从输出滤波电容上释放的电荷。输出电压的总下跌量包括两部分，一部分是下一开关周期到来之前的下跌，另一部分是电感电流上升期间的下跌：

$$V_{\text{SAG}} = \frac{L(\Delta I_{\text{LOAD(MAX)}})^2}{2C_{\text{OUT}}(V_{\text{IN}} \times D_{\text{MAX}} - V_{\text{OUT}})} + \frac{\Delta I_{\text{LOAD(MAX)}}(T - \Delta T)}{C_{\text{OUT}}}$$

其中， $D_{\text{MAX}}$ 是最大占空比(参见*Electrical Characteristics*)， $T$ 是开关周期( $1 / f_{\text{OSC}}$ )，在PWM工作模式下， $\Delta T$ 等于 $V_{\text{OUT}} / V_{\text{IN}} \times T$ ，在跳脉冲模式下， $\Delta T$ 等于 $L \times 0.2 \times I_{\text{MAX}} / (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})$ 。在满载向空载瞬变期间，由于电感储能引起的过冲电压可由下式计算：

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

### 限流设置

限流门限的最小值要足够大，要保证当限流值位于公差范围的最小值时仍能满足最大负载电流要求。峰值电感电流等于 $I_{\text{LOAD(MAX)}}$ 加上纹波电流的一半，因此：

$$I_{\text{LIMIT}} > I_{\text{LOAD(MAX)}} + \left( \frac{\Delta I_{\text{INDUCTOR}}}{2} \right)$$

其中 $I_{\text{LIMIT}}$ 等于最小限流门限除以检流电阻( $R_{\text{SENSE}}$ )。对于50mV的默认设置，最小限流门限为50mV。

当 $I_{\text{LIM}}$ 连接到 $V_{\text{CC}}$ 时，限流门限为缺省值50mV。可调模式下，限流门限精确地等于 $I_{\text{LIM}}$ 电压的1/10。如欲对限流门限值进行调节，可在REF和模拟地(GND)之间连接一个电阻分压器，并将 $I_{\text{LIM}}$ 连接到分压器的中心抽头。500mV至2V的外部调节范围对应于50mV至200mV的限流门限。调节能流时，使用1%精度的电阻，并将分压器电流设置为约10 $\mu$ A，以防止给限流门限引入明显的误差。

检流方式(图8)和幅度决定了限流精度和功率损耗的大小。通常情况下，电流限设置的越高精度越高，但功耗也越大。在大多数应用中，将限流门限( $V_{\text{LIM}}$ )设置为50mV至100mV，此时检测电阻的计算公式如下：

$$R_{\text{SENSE}} = V_{\text{LIM}} / I_{\text{LIM}}$$

欲获得最佳的电流检测精度和过流保护，可在电感和输出之间接一个精度为1%的电流检测电阻，如图8a所示。这种结构可对电感电流进行持续监视，实现精确的限流保护。

另外一种选择，对于无需高精度限流保护的大功率应用，可在电感两端连接一个串联的RC电路来替代检流电阻，这样可以减少总功耗(图8b)，RC电路和电感具有相等的时间常数：

$$\frac{L}{R_L} = C_{\text{EQ}} \times R_{\text{EQ}}$$

其中 $R_L$ 为电感的串联直流电阻。采用这种接法时，电流检测电阻等于电感的直流电阻( $R_{\text{SENSE}} = R_L$ )。在使用这个公式时，电感值以及 $R_L$ 值要选择电感制造商给出的最坏情况下的值，此外，考虑到在整个温度和负载范围内，电感值可能还有一些下降，因此要留有一定的余量。



## 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

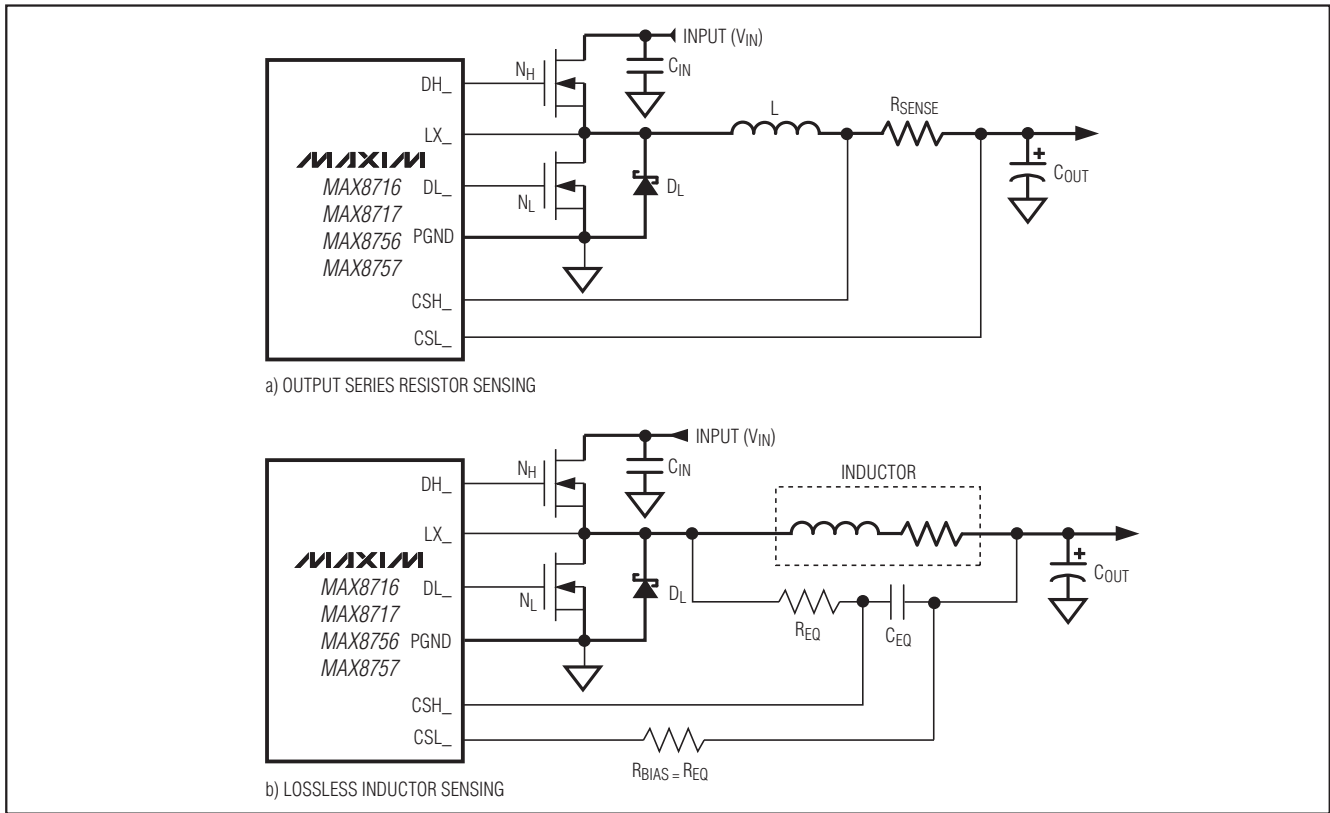


图8. 电流检测电路

### 输出电容选择

输出滤波电容的等效串联电阻(ESR)一方面应足够低,以满足输出纹波以及负载瞬态的要求,另一方面也不能太低,以满足稳定性要求。输出电容的容值应足够大,当发生从满载向空载的瞬变时应当能够吸收电感能量,保持输出电压的过冲不会触发过压故障保护。当采用大容量、低ESR的电容时(参见输出电容对稳定性的影响部分),滤波电容的ESR对于输出电压纹波起决定作用。因此输出电容的大小取决于满足输出电压纹波( $V_{\text{RIPPLE(P-P)}}$ )要求所需的ESR的最大值:

$$V_{\text{RIPPLE(P-P)}} = \text{RESR} \cdot I_{\text{LOAD(MAX)}} \cdot \text{LIR}$$

空闲模式下,电感电流是不连续的,其峰值电流取决于空闲模式检流门限( $V_{\text{IDLE}} = 0.2V_{\text{LIMIT}}$ )。在空闲模式下,空载输出纹波的计算公式如下:

$$V_{\text{RIPPLE(P-P)}} = \frac{V_{\text{IDLE}} \cdot \text{RESR}}{R_{\text{SENSE}}}$$

实际所需电容值与满足低ESR要求所需的物理尺寸有关,还与电容器的工艺技术有关。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、OS-CON、聚合物和其他类型的电解电容)。当使用容值较小的滤波电容(如陶瓷电容)时,其尺寸选择应以保证在负载瞬变期间 $V_{\text{SAG}}$ 和 $V_{\text{SOAR}}$ 不超标为准。通常来讲,只要电容量大到足以满足过冲要求,上升负载引起的下冲也不会有问题(参见瞬态响应部分中的 $V_{\text{SAG}}$ 和 $V_{\text{SOAR}}$ 公式)。然而,低容量滤波电容通常具有较高的ESR零点,可能会影响总体的稳定性(参见输出电容对稳定性的影响部分)。

# 用于笔记本电脑的交错式、高效率、双电源控制器

## 输出电容对稳定性的影响

系统稳定性取决于ESR零点相对于开关频率的位置。稳定临界点由下式给出：

$$f_{\text{ESR}} \leq \frac{f_{\text{SW}}}{\pi}$$

其中：

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

对于频率为300kHz的典型应用，ESR零点频率必须远低于95kHz，最好低于50kHz。到本资料发表为止已得到广泛应用的钽电容和OS-CON电容通常具有25kHz的ESR零点频率。在电感选择部分所举的设计实例中，满足25mV<sub>P-P</sub>纹波要求的ESR为25mV/1.5A = 16.7mΩ。一只220μF/4V SANYO 聚酯膜(TPE)电容的ESR为15mΩ (最大值)。这会在频率为48kHz处产生一个零点，远在临界稳定条件之内。对于占空比大于50% ( $V_{\text{OUT}} / V_{\text{IN}} \geq 50\%$ )的低输入电压应用场合，输出纹波电压不应大于内部斜率补偿电压的两倍。

$$V_{\text{RIPPLE}} \leq 0.02 \times V_{\text{OUT}}$$

其中  $V_{\text{RIPPLE}}$  等于  $\Delta I_{\text{INDUCTOR}} \times R_{\text{ESR}}$ ，最坏情况下对于ESR的限制发生在  $V_{\text{IN}} = 2 \times V_{\text{OUT}}$  时，此时，上式可被简化为下列临界条件：

$$R_{\text{ESR}} \leq 0.04 \times L \times f_{\text{OSC}}$$

不要不加考虑地在反馈取样点直接并接大容量陶瓷电容，以确保稳定性。大容量陶瓷电容具有较高的ESR零点，会使电路处于不稳定工作状态。不过，只需将电容放置在反馈取样点下游几英寸处，就很容易获得足够的串联电阻，反馈取样点应尽可能靠近电感。

不稳定工作状态以两种相关的、但截然不同的方式表现出来：短/长脉冲或者更低开关频率的循环跳脉冲。之所以出现不稳定工作状态，是由于输出端存在噪声，或者是因为ESR太低，以至于输出电压信号中没有足够的电压斜坡。这将“欺骗”误差比较器，使其过早触发或者跳过一个周期。双脉冲除了增加输出纹波外并无其它坏处。不过，它可能预示着由于ESR太小而导致环路工作不稳定。环路不稳定时，电源或负载阶跃可能导致输出端产生振荡。这种振荡通常是有阻尼的，但会使输出电压高出或低于容限。

检查稳定性最简单的方法是让负载从零迅速变为最大，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。同时用一个AC电流探头也可观察电感电流。在阶跃瞬态响应的初始上/下冲之后，不应有超过一个周期以上的振荡。

## 输入电容选择

输入电容必须满足开关电流造成的纹波电流( $I_{\text{RMS}}$ )要求。作为一个错相调节器，输入电容的总RMS电流是负载电流、输入电流、占空比以及图9中所定义的重叠量的函数。MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757采用40/60最佳交错架构，即使输入电压低至8.3V也不会发生占空比交叠。常规的180°错相架构在输入低于10V时占空比就开始交叠，因此这种结构具有更高的效率。图9给出了在一个5V/5A和3.3V/5A的应用中，输入电容RMS电流与输入电压的关系曲线。从图中可以看出：40/60最佳错相方案比50/50错相与同相工作模式更优越。

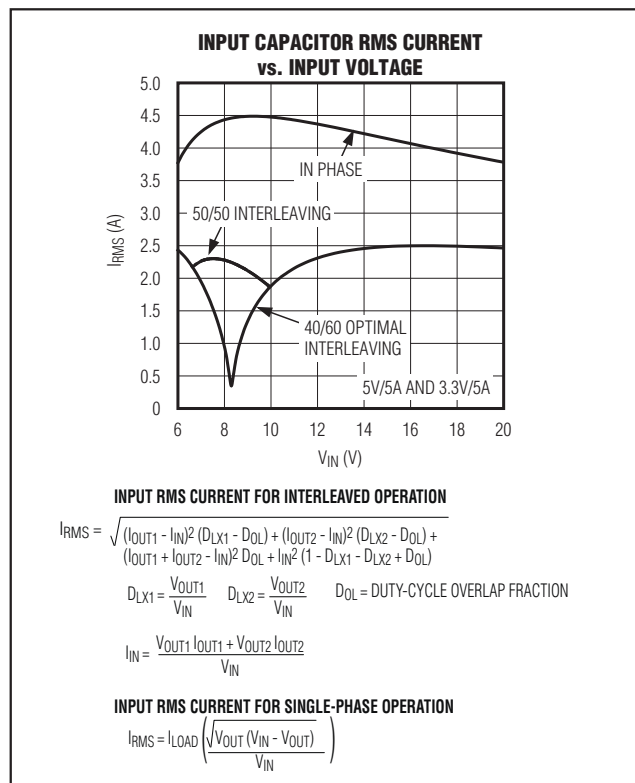


图9. 输入RMS电流

## 用于笔记本电脑的交错式、高效率、双电源控制器

对于大多数应用而言，最好首选非钽电容(陶瓷、铝或OS-CON)作为输入电容，因为它们具有抗上电浪涌的能力，这种上电浪涌常见于那些输入端采用机械开关或连接器的系统中。为了得到最佳的可靠性和使用寿命，应选择RMS输入电流作用下温升小于10°C的电容。

### 功率MOSFET选择

以下有关MOSFET的大部分选择准则主要针对使用高压(> 20V)交流适配器提供大负载电流的设计。低电流应用要简单的多。

高边 MOSFET ( $N_H$ )必须在输入为 $V_{IN(MIN)}$ 和 $V_{IN(MAX)}$ 时均能够耗散掉其阻性损耗加开关损耗所带来的热量。理想情况下， $V_{IN(MIN)}$ 时的损耗应约等于 $V_{IN(MAX)}$ 时的损耗，输入位于两者之间时损耗更低。如果 $V_{IN(MIN)}$ 时的损耗高出很多，应当考虑增大 $N_H$ 的尺寸。反之，如果 $V_{IN(MAX)}$ 时的损耗明显高出，则要考虑减小 $N_H$ 的尺寸。如果 $V_{IN}$ 的范围不是很宽，选择高边 MOSFET ( $N_H$ )使其导通损耗等于开关损耗时可获得最佳效率。

低边 MOSFET ( $N_L$ )应选择导通电阻( $R_{DS(ON)}$ )尽可能小、封装尺寸适中(SO-8、DPAK或者D<sup>2</sup>PAK)、价格合理的器件。应确保MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757的DL\_栅极驱动器提供的电流足以支持栅极电荷，以及高边 MOSFET导通所引起的、通过漏-栅寄生电容产生的注入电流。否则，可能会出现交叉导通问题。在降压拓扑中，低边MOSFET是一个零电压开关，因此不必考虑开关损耗。

### 功率MOSFET的功耗

损耗的最坏情况出现在占空比达到极值时。对于高边 MOSFET ( $N_H$ )而言，输入电压最小时阻性损耗最大：

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

通常，应采用较小的高边MOSFET来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。最佳选择是令开关损耗等于导通( $R_{DS(ON)}$ )损耗。当输入电压在15V以内时，高边开关损耗并不显著。

计算高边 MOSFET ( $N_H$ )的开关损耗是比较困难的，因为它涉及到一些很难量化的、影响导通时间和关断时间的因素。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分布参数等。下面有关开关损耗的计算仅仅是一个非常粗略的估计，不能替代实验板上的评估，最好在 $N_H$ 上安装一个热电偶来进行验证：

$$PD(N_H\text{开关}) = \left( \frac{V_{IN(MAX)} I_{LOAD} f_{SW}}{\eta_{TOTAL}} \right) \left( \frac{Q_G(SW)}{I_{GATE}} \right) + \frac{C_{OSS} V_{IN}^2 f_{SW}}{2}$$

其中 $C_{OSS}$ 为 $N_H$  MOSFET的输出电容， $Q_G(SW)^2$ 是打开 $N_H$  MOSFET所需要的电荷变化量， $I_{GATE}$ 为栅极驱动源出/吸入电流的峰值(典型值1A)。

由于开关损耗公式中平方项的缘故( $C \times V_{IN}^2 \times f_{SW}$ )，当AC适配器电压取最大值时，高边MOSFET中的开关损耗导致的发热问题最为严重。如果选择的高边MOSFET工作于较低的电池电压时具有足够的 $R_{DS(ON)}$ ，而当它工作于 $V_{IN(MAX)}$ 时又格外地热，就应该考虑选择一个寄生电容更低的MOSFET。

对于低边 MOSFET ( $N_L$ )来说，最坏情况下的功率损耗总是出现在最大电池电压下：

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

MOSFET功耗的极限情况出现在严重过载条件下，此时负载大于 $I_{LOAD(MAX)}$ ，但还没有超出限流并触发故障锁存器。为了对这种可能性提供保护，可通过“降额设计”来包容这种情况：

$$I_{LOAD} = I_{LIMIT} - \left( \frac{\Delta I_{INDUCTOR}}{2} \right)$$

其中 $I_{LIMIT}$ 是限流电路所允许的峰值电流，其中考虑了门限容差和检测电阻偏差。MOSFET应具有足够的散热能力，以处理过载时的功耗。

## 用于笔记本电脑的交错式、高效率、双电源控制器

选择一个正向压降足够低的肖特基二极管( $D_L$ )来阻止低边MOSFET的体二极管在死区时间内导通。遵照通用规则,可选择额定DC电流等于负载电流1/3的二极管。如果对效率要求不是很高的话,该二极管可以省去。

### 自举电容

自举电容( $C_{BST}$ )的容量应足够大,以满足高边MOSFET的栅极充电要求。一般情况下,在驱动中等尺寸MOSFET的低功率应用场合,0.1 $\mu$ F的陶瓷电容就可满足要求。然而,在驱动较大尺寸高边MOSFET的大电流应用场合,则应选择大于0.1 $\mu$ F的自举电容。在这些应用中,自举电容的选择原则是,在为高边MOSFET栅极充电时自举电容放电引起的电压跌落不应大于200mV:

$$C_{BST} = \frac{Q_{GATE}}{200mV}$$

其中 $Q_{GATE}$ 是高边MOSFET数据资料中规定的总栅极电荷。例如,假定高边n沟道MOSFET采用FDS6612A。根据制造商提供的数据资料,单个FDS6612A的最大栅极电荷量为13nC ( $V_{GS} = 5V$ )。代入上述公式,可计算出所需的自举电容为:

$$C_{BST} = \frac{13nC}{100mV} = 0.065\mu F$$

在标准值中选一个最接近的值,本例中采用一个0.1 $\mu$ F的陶瓷电容。

### 应用信息

#### 占空比限制

#### 最小输入电压

最小输入工作电压(压差)受最大占空比的限制(参见 *Electrical Characteristics* 表)。为获得最佳的压差性能,可将开关频率设置为最小值( $F_{SEL} = GND$ )。然而,需要牢记的是,当降压调节器在接近于低压差工作时,瞬态性能会变坏,必须增加大尺寸输出电容(参见设计步骤部分中的电压跌落和电压上冲公式)。工作于极端情况下的低压差时,电感电流在关断期间的下降量( $\Delta I_{DOWN}$ )等于开启

时间内的上升量( $\Delta I_{UP}$ )。这样就得到一个最小工作电压,由下式给出:

$$V_{IN(MIN)} = V_{OUT} + V_{CHG} + h \left( \frac{1}{D_{MAX}} - 1 \right) (V_{OUT} + V_{DIS})$$

其中 $V_{CHG}$ 和 $V_{DIS}$ 分别是充电和放电回路中的寄生电压降。比较合理的h最小值是1.5,最小输入电压极限值可按 $h = 1$ 计算。

### 最大输入电压

MAX8716/MAX8717/MAX8756/MAX8757控制器规定了一个最小导通时间,它决定了保持选定的固定开关频率条件下可接受的最大输入工作电压(参见 *Electrical Characteristics* 表)。超出此最大输入电压工作时,无论 **SKIP** 的设置如何,控制器都将工作于跳脉冲模式。在每个周期的开始,如果输出电压仍然大于反馈门限,那么控制器不触发新的导通周期,等效于跳过一个周期。这样当工作于最大输入电压以上时,控制器仍可保持输出稳定,但被迫降低了开关频率。控制器开始跳脉冲操作的输入门限电压( $V_{IN(SKIP)}$ )为:

$$V_{IN(SKIP)} = V_{OUT} \left( \frac{1}{f_{OSC} t_{ON(MIN)}} \right)$$

其中 $f_{OSC}$ 是由FSEL端选定的开关频率。

### PCB布局准则

合理的PCB布局对实现低开关损耗和干净、稳定的工作非常重要。在布设开关功率级电路时更需要特别注意(图10)。如果有可能的话,应将所有功率元件安装在电路板的顶层,并使它们的接地端彼此靠近。良好的PCB布局应遵守以下准则:

- 大电流通路应尽可能短,尤其是接地端。这对于实现稳定、无抖动的工作十分重要。
- 电源线与负载连线应尽可能短。这对提高效率来说至关重要。采用厚覆铜PCB (2oz相比1oz)可使满载效率提高1%或更多。正确地布设PCB走线是一项非常困难的任务,它要求密集程度在几分之一厘米内,毫欧级的布线电阻就会造成可观的效率损失。

## 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

- 将电流检测电阻( $R_{SENSE\_}$ )两端直接连接至CSH\_和CSL\_可以降低电流检测误差。
- 必须对走线长度进行折衷时,宁可使电感充电路径长于其放电路径。例如,宁可延长输入电容和高边MOSFET间的距离,也不要加长电感和低边MOSFET或电感和输出滤波电容之间的距离。
- 高速开关节点(BST\_、LX\_、DH\_和DL\_)应布设在远离敏感的模拟区域(REF、FB\_、CSH\_、CSL\_)的地方。

### 布局步骤

- 1) 首先放置功率元件,其接地端要靠近元件( $N_L$ 源极、 $C_{IN}$ 、 $C_{OUT}$ 和 $D_L$ 阳极)。如果有可能的话,所有这些元件都应放置在电路板的顶层,并采用大面积覆铜进行连接。
- 2) 控制器IC靠近低边MOSFET放置,最好在正对 $N_L$ 和 $N_H$ 的背面,以保证LX\_、GND、DH\_和DL\_栅极驱动线尽可能短且宽。DL\_和DH\_栅极连线必须短且宽(如果MOSFET距离控制器芯片1英寸,则线宽应为50mil至100mil),以保证驱动器的低阻抗以及自适应死区时间电路正确工作。

- 3) 所有和栅极驱动相关的元件(BST\_二极管和电容、LDO5旁路电容)应彼此靠近并放置在控制器芯片附近。
- 4) 按图1和10连接DC-DC控制器的地线。该图可被看作具有两个独立的地线层:所有大功率元件所在的功率地,以及一个放置敏感模拟元件的模拟地平面。模拟地平面和功率地平面只在紧靠IC的单点会合。
- 5) 通过多个过孔直接将输出电源层连接至输出滤波电容的正端和负端。整个DC-DC转换电路尽可能靠近负载放置。

### 芯片信息

TRANSISTOR COUNT: 5879

PROCESS: BiCMOS



# 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

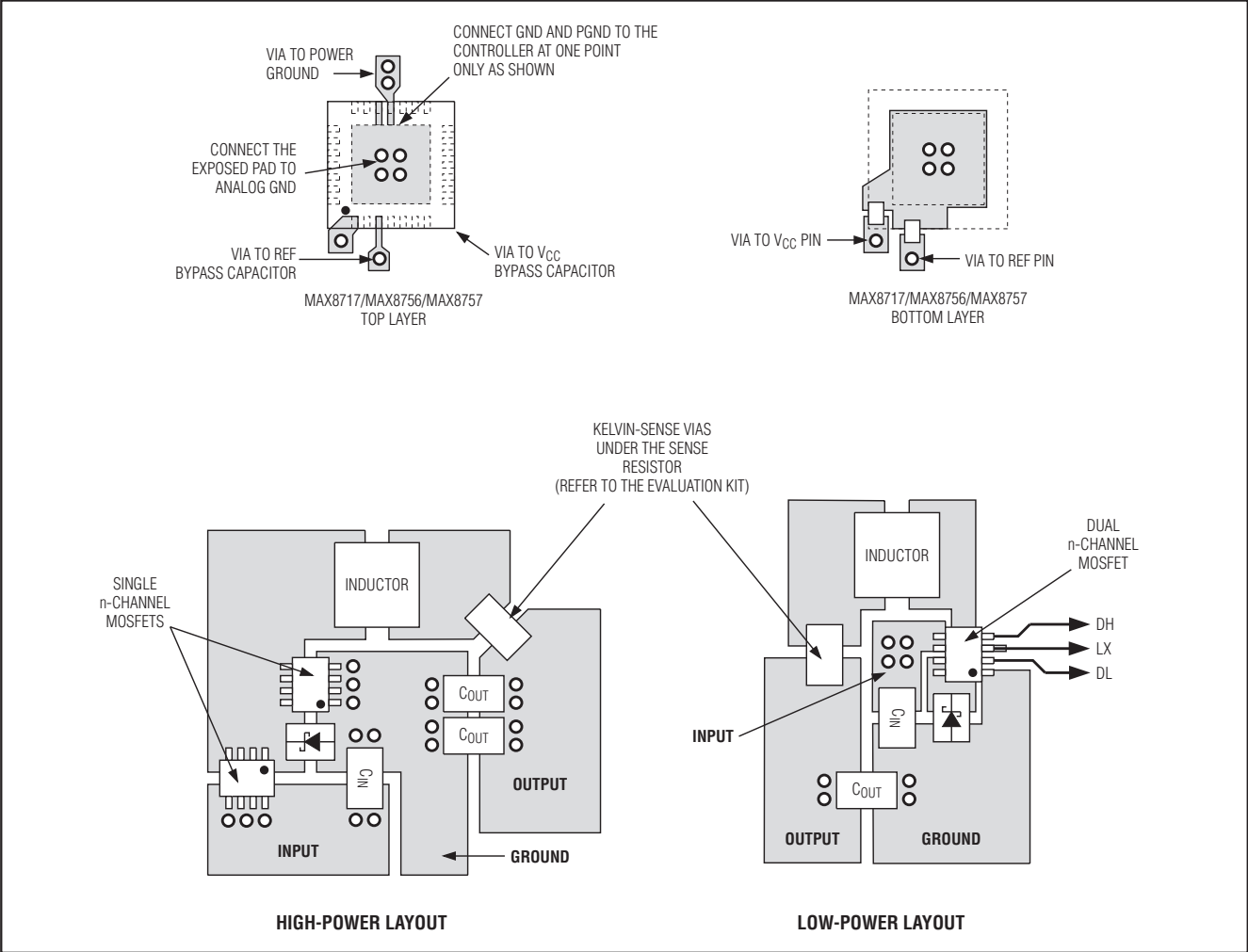


图10. PCB布局举例

## 订购信息(续)

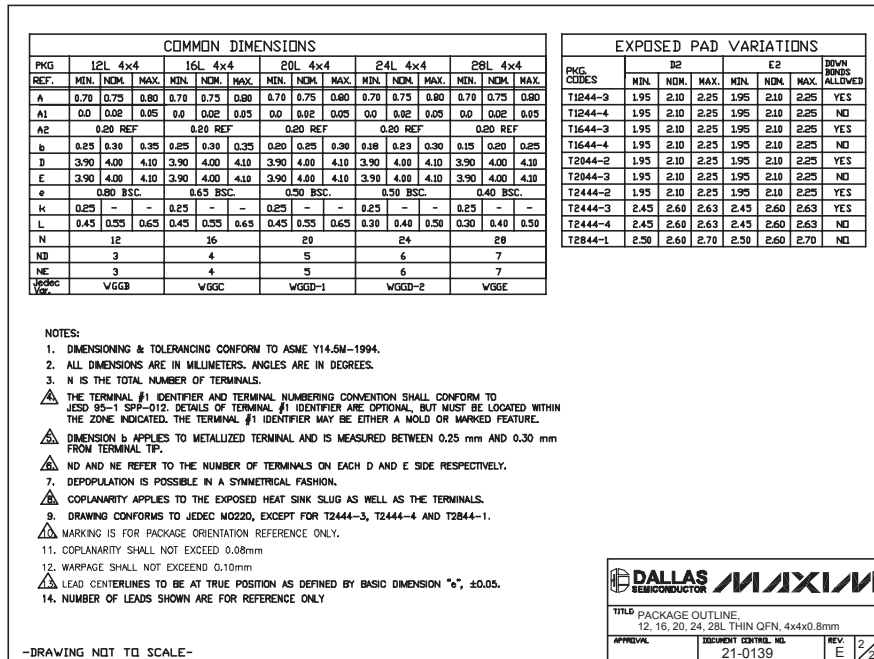
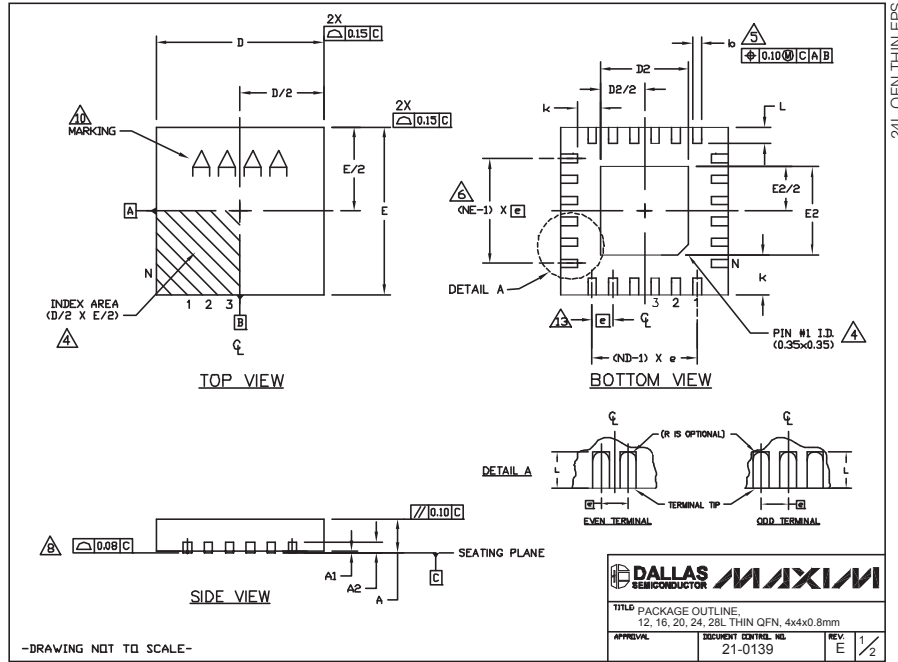
PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	PKG CODE
MAX8717ETI+	-40°C to +85°C	28 Thin QFN 5mm x 5mm	T2855-6
<b>MAX8756ETI+</b>	-40°C to +85°C	28 Thin QFN 4mm x 4mm	T2855-6
<b>MAX8757ETI+</b>	-40°C to +85°C	28 Thin QFN 5mm x 5mm	T2855-6

+表示无铅封装。

# 用于笔记本电脑的交错式、 高效率、双电源控制器

封装信息

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

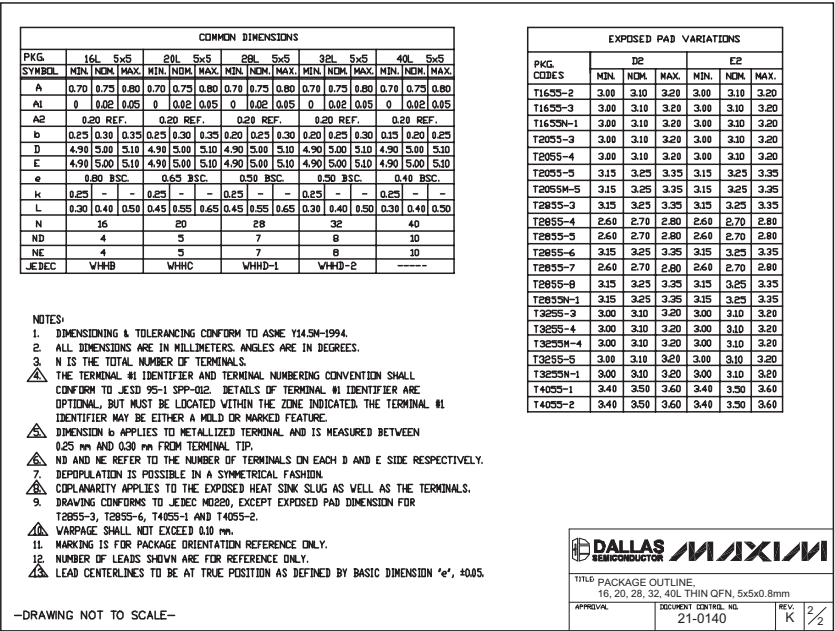
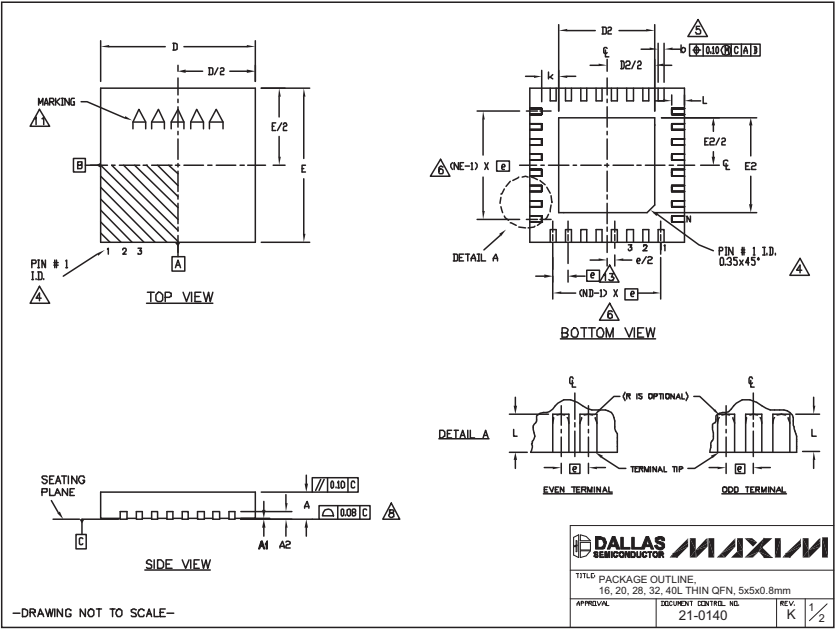




用于笔记本电脑的交错式、  
高效率、双电源控制器

封装信息(续)

(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](http://www.maxim-ic.com.cn/packages).)



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。