

可提供评估板

MAXIM

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

### 概述

MAX1540A/MAX1541双通道脉宽调制(PWM)控制器具有高效率、出色的瞬态响应和高输出精度等优异特性，对于笔记本电脑中，从高压电池降压产生芯片组和RAM所需低压电源的电路来讲，这些特性是必需的。

该器件采用Maxim专有的Quick-PWM™控制技术，是一种自由运行、具有恒定导通时间的控制器，并带有输入前馈。这种结构可提供超快速瞬态响应，适用于很宽的输入/输出(I/O)压差范围，并具有低电源电流和精密的负载调整特性。这种控制器可以利用一个与输出串联的外部检流电阻精确检测电感电流，以便确保可靠的过载及电感饱和保护。作为另一种选择，控制器还可以利用同步整流器自身的电阻或电感本身进行无损检流，以便降低功耗。

如需具有电感饱和保护、外部基准电压输入、以及可动态选择输出电压的单通道降压PWM控制器，可参阅MAX1992/MAX1993数据资料。

### 应用

笔记本电脑

低至0.7V的内核I/O电源

0.7V至5.5V电源

需要动态电压内核电源的CPU/芯片组/GPU  
(MAX1541)

DDR存储器端接(MAX1541)

有源总线端接(MAX1541)

### 特性

- ◆ 电感饱和保护
- ◆ 精确的差分电流检测输入
- ◆ 双通道、超高效率Quick-PWM，具有100ns的负载阶跃响应
- ◆ MAX1540A
  - 1.8V/1.2V固定或0.7V至5.5V可调节输出(OUT1)
  - 2.5V/1.5V固定或0.7V至5.5V可调节输出(OUT2)
  - 固定5V、100mA线性稳压器
- ◆ MAX1541
  - 外部基准输入(REFIN1)
  - 动态可选的输出电压0.7V至5.5V (OUT1)
  - 2.5V/1.8V固定或0.7V至5.5V可调节输出(OUT2)
  - 可选的“电源就绪”和瞬变期间的故障屏蔽
  - 固定5V或可调节100mA线性稳压器
- ◆ 整个输入和负载范围内具有1%  $V_{OUT}$  精度
- ◆ 2V至28V电池输入范围
- ◆ 170kHz至620kHz可选开关频率
- ◆ 过压/欠压保护选项
- ◆ 1.7ms数字软启动
- ◆ 驱动大型同步整流器FET
- ◆ 2V  $\pm$ 0.7%基准输出
- ◆ 独立的“电源就绪”窗口比较器

### 订购信息

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	PKG CODE
MAX1540AETJ	-40°C to +85°C	32 Thin QFN 5mm x 5mm	T3255-4
MAX1540AETJ+	-40°C to +85°C	32 Thin QFN 5mm x 5mm	T3255-4
MAX1541ETL	-40°C to +85°C	40 Thin QFN 6mm x 6mm	T4066-5
MAX1541ETL+	-40°C to +85°C	40 Thin QFN 6mm x 6mm	T4066-5

+表示无铅封装。

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

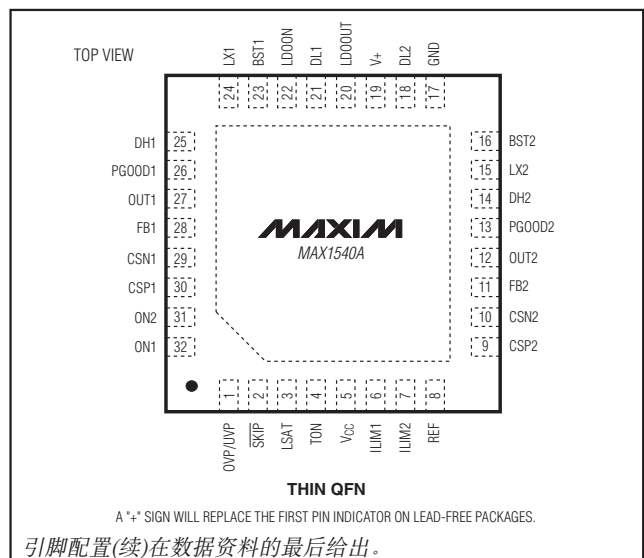
MAXIM

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，如需从非官方渠道获取最新资料，请参考Maxim提供的英文版资料。  
项目开发 芯片解密 零件配单 TEL: 15013652265 QQ: 38537442  
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)

MAX1540A/MAX1541

### 引脚配置



# 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V+, LDOON to GND .....	-0.3V to +28V	DH_ to LX_ .....	-0.3V to (BST + 0.3V)
LDOOUT to GND (MAX1540A, Note 1) .....	-0.3V to +6V	LX_ to GND .....	-2V to +30V
LDOOUT to GND (MAX1541, Note 1) .....	-0.3V to +28V	BST_ to LX_ .....	-0.3V to +6V
V <sub>DD</sub> to GND (MAX1541, Note 1) .....	-0.3V to +6V	REF Short Circuit to GND .....	Continuous
V <sub>CC</sub> , ON_ to GND .....	-0.3V to +6V	Continuous Power Dissipation (T <sub>A</sub> = +70°C)	
SKIP, PGOOD_ to GND .....	-0.3V to +6V	32-Pin 5mm x 5mm Thin QFN (derated 21.3mW/°C	
FB_, CSP_, ILIM_ to GND .....	-0.3V to +6V	above +70°C) .....	1702mW
TON, OVP/UVP, LSAT to GND .....	-0.3V to (V <sub>CC</sub> + 0.3V)	40-Pin 6mm x 6mm Thin QFN (derated 26.3mW/°C	
REF, OUT_ to GND .....	-0.3V to (V <sub>CC</sub> + 0.3V)	above +70°C) .....	2105mW
LDOIN to GND (MAX1541) .....	-0.3V to +28V	Operating Temperature Range .....	-40°C to +85°C
REFIN1, GATE, OD, FBLDO to GND (MAX1541) .....	-0.3V to +6V	Junction Temperature .....	+150°C
FBLANK, CC1 to GND (MAX1541) .....	-0.3V to (V <sub>CC</sub> + 0.3V)	Storage Temperature Range .....	-65°C to +150°C
DL_ to GND (Note 1) .....	-0.3V to (V <sub>DD</sub> + 0.3V)	Lead Temperature (soldering, 10s) .....	+300°C
CSN_ to GND .....	-2V to +30V		

**Note 1:** For the MAX1540A, the gate-driver input supply (V<sub>DD</sub>) is internally connected to the fixed 5V linear-regulator output (LDOOUT), and the linear-regulator input supply (LDOIN) is internally connected to the battery voltage input (V+).

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

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V+ = 15V, V<sub>CC</sub> = V<sub>DD</sub> = ON1 = ON2 = 5V, SKIP = GND, LDOIN (MAX1541) = V+, 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
<b>INPUT SUPPLIES (Note 1)</b>						
Input Voltage Range	V <sub>IN</sub>	MAX1540A: battery voltage, V+ > V <sub>LDOOUT</sub>	5.5		28	V
		MAX1541: battery voltage, V+ > V <sub>LDOOUT</sub>	2		28	
	V <sub>BIAS</sub>	V <sub>CC</sub> , V <sub>DD</sub> (MAX1541)	4.5		5.5	
	V <sub>LDOIN</sub>	MAX1541: LDO input supply, V <sub>LDOIN</sub> > V <sub>LDOOUT</sub>	4.5		28	
Quiescent Supply Current (V <sub>CC</sub> )	I <sub>CC</sub>	FB1 and FB2 forced above the regulation point, LSAT = GND		0.7	1.5	mA
		FB1 and FB2 forced above the regulation point, ON1 or ON2 = V <sub>CC</sub> , V <sub>LSAT</sub> > 0.5V			1.8	
Quiescent Supply Current (V <sub>DD</sub> , MAX1541 Only)	I <sub>DD</sub>	FB1 and FB2 forced above the regulation point, ON1 or ON2 = V <sub>CC</sub>		<1	5	μA
Quiescent Supply Current (V+)	I <sub>V+</sub>	MAX1540A: FB1 and FB2 forced above the regulation point, ON1 or ON2 = V <sub>CC</sub> , V <sub>LDOON</sub> = V+ = 28V			150	μA
		MAX1541: ON1 or ON2 = V <sub>CC</sub> , V <sub>LDOON</sub> = V+ = 28V		25	40	
Quiescent Supply Current (LDOIN, MAX1541 Only)	I <sub>LDOIN</sub>	FB1 and FB2 forced above the regulation point, ON1 or ON2 = V <sub>CC</sub> , V <sub>LDOON</sub> = V+ = 28V			110	μA
Standby Supply Current (V <sub>CC</sub> )		ON1 = ON2 = GND, V <sub>LDOON</sub> = V+ = 28V		<1	5	μA

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V<sub>+</sub> = 15V, V<sub>CC</sub> = V<sub>DD</sub> = ON1 = ON2 = 5V,  $\overline{\text{SKIP}}$  = GND, LDOIN (MAX1541) = V<sub>+</sub>, 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	
Standby Supply Current (V <sub>DD</sub> , MAX1541 Only)		ON1 = ON2 = GND, V <sub>LDOON</sub> = V <sub>+</sub> = 28V		<1	5	μA	
Standby Supply Current (V <sub>+</sub> )		MAX1540A: ON1 = ON2 = GND, LDOON = V <sub>+</sub> = 28V, V <sub>CC</sub> = 0 or 5V			105	μA	
		MAX1541: ON1 = ON2 = GND, LDOON = V <sub>+</sub> = 28V, V <sub>CC</sub> = V <sub>DD</sub> = 0 or 5V		<1	5		
Standby Supply Current (LDOIN, MAX1541 Only)		ON1 = ON2 = GND, V <sub>LDOON</sub> = V <sub>+</sub> = 28V			100	μA	
Shutdown Supply Current (V <sub>CC</sub> )		ON1 = ON2 = LDOON = GND		<1	5	μA	
Shutdown Supply Current (V <sub>DD</sub> , MAX1541 Only)		ON1 = ON2 = LDOON = GND		<1	5	μA	
Shutdown Supply Current (V <sub>+</sub> )		MAX1540A: ON1 = ON2 = LDOON = GND, V <sub>+</sub> = 28V, V <sub>CC</sub> = 0 or 5V		4	15	μA	
		MAX1541: ON1 = ON2 = LDOON = GND, V <sub>+</sub> = 28V, V <sub>CC</sub> = V <sub>DD</sub> = 0 or 5V		<1	5		
Shutdown Supply Current (LDOIN, MAX1541 Only)		LDOON = GND		4	10	μA	
<b>PWM CONTROLLERS</b>							
MAX1540A Main Output-Voltage Accuracy (OUT1) (Note 2)	V <sub>OUT1</sub>	Preset output, V <sub>+</sub> = 5.5V to 28V, $\overline{\text{SKIP}}$ = V <sub>CC</sub>	FB1 = GND	1.782	1.80	1.818	V
			FB1 = V <sub>CC</sub>	1.188	1.20	1.212	
	V <sub>FB1</sub>	Adjustable output, V <sub>+</sub> = 5.5V to 28V, $\overline{\text{SKIP}}$ = V <sub>CC</sub>		0.693	0.70	0.707	
MAX1540A Secondary Output-Voltage Accuracy (OUT2) (Note 2)	V <sub>OUT2</sub>	Preset output, V <sub>+</sub> = 5.5V to 28V, $\overline{\text{SKIP}}$ = V <sub>CC</sub>	FB2 = GND	2.475	2.50	2.525	V
			FB2 = V <sub>CC</sub>	1.485	1.50	1.515	
	V <sub>FB2</sub>	Adjustable output, V <sub>+</sub> = 5.5V to 28V, $\overline{\text{SKIP}}$ = V <sub>CC</sub>		0.693	0.70	0.707	
MAX1541 Main Feedback-Voltage Accuracy (FB1)	V <sub>FB1</sub>	V <sub>+</sub> = 4.5V to 28V, $\overline{\text{SKIP}}$ = V <sub>CC</sub>	REFIN1 = 0.35 x REF	0.693	0.70	0.707	V
MAX1541 Secondary Output-Voltage Accuracy (OUT2) (Note 2)	V <sub>OUT2</sub>	Preset output, V <sub>+</sub> = 4.5V to 28V, $\overline{\text{SKIP}}$ = V <sub>CC</sub>	FB2 = GND	2.475	2.50	2.525	V
			FB2 = V <sub>CC</sub>	1.782	1.80	1.818	
	V <sub>FB2</sub>	Adjustable output, V <sub>+</sub> = 4.5V to 28V, $\overline{\text{SKIP}}$ = V <sub>CC</sub>		0.693	0.70	0.707	
Load-Regulation Error		I <sub>LOAD</sub> = 0 to 3A, $\overline{\text{SKIP}}$ = V <sub>CC</sub>		0.1		%	
Line-Regulation Error		V <sub>CC</sub> = 4.5V to 5.5V, V <sub>+</sub> = 4.5V to 28V		0.25		%	
FB <sub>-</sub> Input Bias Current	I <sub>FB-</sub>			-0.1	+0.1	μA	
Output Adjust Range				0.7	5.5	V	

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V+ = 15V, V<sub>CC</sub> = V<sub>DD</sub> = ON1 = ON2 = 5V,  $\overline{\text{SKIP}}$  = GND, LDOIN (MAX1541) = V+, 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
OUT_ Input Resistance	R <sub>OUT_</sub>	MAX1540A	FB_ = GND	70	145	350	kΩ
			FB_ = V <sub>CC</sub> or adjustable	50	115	220	
		MAX1541	FB1 = OUT1	400	700	1500	
			FB2 = GND	90	170	350	
		FB2 = V <sub>CC</sub> or adjustable	60	130	270		
OUT_ Discharge Mode On-Resistance	R <sub>DISCHARGE</sub>				10	25	Ω
OUT_ Synchronous-Rectifier Discharge-Mode Turn-On Level				0.2	0.3	0.4	V
Soft-Start Ramp Time	t <sub>SS</sub>	Rising edge on ON_ to full current limit			1.7		ms
DH1 On-Time	t <sub>ON1</sub>	V+ = 15V, V <sub>OUT1</sub> = 1.5V (Note 3)	TON = GND (620kHz)	149	169	190	ns
			TON = REF (485kHz)	191	216	242	
			TON = open (345kHz)	274	304	335	
			TON = V <sub>CC</sub> (235kHz)	402	447	491	
DH2 On-Time	t <sub>ON2</sub>	V+ = 15V, V <sub>OUT2</sub> = 1.5V (Note 3)	TON = GND (460kHz)	201	228	256	ns
			TON = REF (355kHz)	260	296	331	
			TON = open (255kHz)	371	412	453	
			TON = V <sub>CC</sub> (170kHz)	556	618	679	
On-Time Tracking		t <sub>ON2</sub> with respect to t <sub>ON1</sub> (Note 3)		120	135	150	%
Minimum Off-Time	t <sub>OFF(MIN)</sub>	(Note 3)			400	500	ns
<b>LINEAR REGULATOR (LDO) (Note 1)</b>							
MAX1540A LDO Output-Voltage Accuracy	V <sub>LDOOUT</sub>	ON1 = ON2 = GND, V+ = 6V to 28V	0 < I <sub>LDOOUT</sub> < 10mA	4.85	5.0	5.10	V
			0 < I <sub>LDOOUT</sub> < 100mA	4.70		5.10	
MAX1541 LDO Output-Voltage Accuracy (Fixed V <sub>LDOOUT</sub> )	V <sub>LDOOUT</sub>	FBLDO = ON1 = ON2 = GND, V <sub>LDOIN</sub> = 6V to 28V	0 < I <sub>LDOOUT</sub> < 10mA	4.85	5.0	5.10	V
			0 < I <sub>LDOOUT</sub> < 100mA	4.70		5.10	
MAX1541 LDO Feedback Accuracy (Adjustable V <sub>LDOOUT</sub> )	V <sub>FBLDO</sub>	FBLDO = LDOOUT, ON1 = ON2 = GND, V <sub>LDOIN</sub> = 4.5V to 28V	0 < I <sub>LDOOUT</sub> < 10mA	1.212	1.25	1.275	V
			0 < I <sub>LDOOUT</sub> < 100mA	1.175		1.275	
MAX1541 LDO Output Adjust Range				1.175		24	V
LDOOUT Short-Circuit Current					130		mA
FBLDO Input Bias Current	I <sub>FBLDO</sub>			-0.1		+0.1	μA
Dropout Voltage		MAX1540A: V+ - V <sub>LDOOUT</sub> , I <sub>LDOOUT</sub> = 50mA			500	800	mV
		MAX1541: V <sub>LDOIN</sub> - V <sub>LDOOUT</sub> , I <sub>LDOOUT</sub> = 50mA			500	800	

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_+ = 15V$ ,  $V_{CC} = V_{DD} = ON1 = ON2 = 5V$ ,  $\overline{SKIP} = GND$ , LDOIN (MAX1541) =  $V_+$ ,  $T_A = 0^\circ C$  to  $+85^\circ C$ , unless otherwise noted. Typical values are at  $T_A = +25^\circ C$ .)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>REFERENCE (REF)</b>							
Reference Voltage	$V_{REF}$	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$ , $I_{REF} = 0V$	$T_A = +25^\circ C$ to $+85^\circ C$	1.986	2.00	2.014	V
			$T_A = 0^\circ C$ to $+85^\circ C$	1.983	2.00	2.017	
Reference Load Regulation	$\Delta V_{REF}$	$I_{REF} = -10\mu A$ to $+50\mu A$	-0.01		+0.01	V	
REF Lockout Voltage	$V_{REF(UVLO)}$	Rising edge, hysteresis = 350mV		1.95		V	
REFIN1 (MAX1541) Voltage Range	$V_{REFIN}$		0.7		$V_{REF}$	V	
REFIN1 (MAX1541) Input Bias Current	$I_{REFIN1}$			0.01	0.05	$\mu A$	
<b>FAULT DETECTION</b>							
Overvoltage Trip Threshold		With respect to error-comparator threshold, $OVP/UVP = V_{CC}$	12	16	20	%	
Overvoltage Fault-Propagation Delay	$t_{OVP}$	FB forced 2% above trip threshold		10		$\mu s$	
Output Undervoltage-Protection Trip Threshold		With respect to error-comparator threshold, $OVP/UVP = V_{CC}$	65	70	75	%	
Output Undervoltage-Protection Blanking Time	$t_{BLANK}$	From rising edge of $ON_+$	10		35	ms	
Output Undervoltage Fault-Propagation Delay	$t_{UVP}$			10		$\mu s$	
PGOOD_ Lower Trip Threshold		With respect to error-comparator threshold, hysteresis = 1%	-13	-10	-7	%	
PGOOD_ Upper Trip Threshold		With respect to error-comparator threshold, hysteresis = 1%	+7	+10	+13	%	
PGOOD_ Propagation Delay	$t_{PGOOD_}$	FB forced 2% beyond PGOOD_ trip threshold		10		$\mu s$	
PGOOD_ Output Low Voltage		$I_{SINK} = 4mA$			0.3	V	
PGOOD_ Leakage Current	$I_{PGOOD_}$	FB = REF (PGOOD high impedance), PGOOD forced to 5.5V			1	$\mu A$	
Fault-Blanking Time (MAX1541 Only)	$t_{FBLANK}$	FBLANK = $V_{CC}$	120	220	320	$\mu s$	
		FBLANK = open	80	140	205		
		FBLANK = REF	35	65	95		
Thermal-Shutdown Threshold	$T_{SHDN}$	Hysteresis = $10^\circ C$	LDOON = $V_{CC}$	+150		$^\circ C$	
			LDOON = GND	+160			
$V_{CC}$ Undervoltage-Lockout Threshold	$V_{UVLO(VCC)}$	Rising edge, PWM disabled below this level, hysteresis = 20mV	4.1	4.25	4.4	V	
<b>CURRENT LIMIT</b>							
ILIM_ Adjustment Range			0.25		2	V	
Current-Limit Input Range		CSP_	0		2.7	V	
		CSN_	-0.3		+28		
CSP_/CSN_ Input Current					0.5	$\mu A$	

# 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V+ = 15V, VCC = VDD = ON1 = ON2 = 5V,  $\overline{\text{SKIP}}$  = GND, LDOIN (MAX1541) = V+, TA = 0°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at TA = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Valley Current-Limit Threshold (Fixed)	V <sub>LIM_</sub> (VAL)	V <sub>CSP_</sub> - V <sub>C<sub>SN_</sub></sub> , I <sub>LIM_</sub> = V <sub>CC</sub>	45	50	55	mV	
Valley Current-Limit Threshold (Adjustable)	V <sub>LIM_</sub> (VAL)	V <sub>CSP_</sub> - V <sub>C<sub>SN_</sub></sub> , V <sub>ILIM_</sub> = 250mV	15	25	35	mV	
		V <sub>CSP_</sub> - V <sub>C<sub>SN_</sub></sub> , V <sub>ILIM_</sub> = 2.00V	170	200	230		
Current-Limit Threshold (Negative)	V <sub>NEG</sub>	V <sub>CSP_</sub> - V <sub>C<sub>SN_</sub></sub> , $\overline{\text{SKIP}}$ = I <sub>LIM_</sub> = V <sub>CC</sub> , TA = +25°C	-90	-65	-45	mV	
Current-Limit Threshold (Zero Crossing)	V <sub>ZX</sub>	With respect to valley current-limit threshold, V <sub>CSP_</sub> - V <sub>C<sub>SN_</sub></sub> , $\overline{\text{SKIP}}$ = GND, I <sub>LIM_</sub> = V <sub>CC</sub>		2.5		mV	
Inductor-Saturation Current-Limit Threshold		With respect to valley current-limit threshold, I <sub>LIM_</sub> = V <sub>CC</sub>	180	200	220	%	
		LSAT = open	157	175	193		
		LSAT = REF	135	150	165		
ILIM_ Saturation Fault Sink Current	I <sub>ILIM_</sub> (LSAT)	V <sub>CSP_</sub> - V <sub>C<sub>SN_</sub></sub> > inductor saturation current limit, 0.25V < V <sub>ILIM_</sub> < 2.0V	4	6	8	μA	
ILIM_ Leakage Current		V <sub>CSP_</sub> - V <sub>C<sub>SN_</sub></sub> < inductor saturation current limit			0.1	μA	
<b>GATE DRIVERS</b>							
DH_ Gate-Driver On-Resistance	R <sub>DH</sub>	BST_-LX_ forced to 5V		1.5	5	Ω	
DL_ Gate-Driver On-Resistance	R <sub>DL</sub>	DL_, high state		1.5	5	Ω	
		DL_, low state		0.6	3		
DH_ Gate-Driver Source/Sink Current	I <sub>DH</sub>	DH_ forced to 2.5V, BST_-LX_ forced to 5V		1		A	
DL_ Gate-Driver Source Current	I <sub>DL</sub> (SOURCE)	DL_ forced to 2.5V		1		A	
DL_ Gate-Driver Sink Current	I <sub>DL</sub> (SINK)	DL_ forced to 2.5V		3		A	
Dead Time	t <sub>DEAD</sub>	DL_ rising		35		ns	
		DH_ rising		26			
<b>INPUTS AND OUTPUTS</b>							
OD On-Resistance	R <sub>OD</sub>	GATE = V <sub>CC</sub>		10	25	Ω	
OD Leakage Current		GATE = GND, OD forced to 5.5V		1	200	nA	
Logic Input Threshold		ON1, ON2, $\overline{\text{SKIP}}$ , GATE rising edge, hysteresis = 225mV	1.2	1.7	2.2	V	
LDOON Input Trip Level		Rising edge, hysteresis = 250mV	1.20	1.25	1.30	V	
Logic Input Current		ON1, ON2, LDOON, $\overline{\text{SKIP}}$ , GATE	-1		+1	μA	
Dual Mode™ Threshold Voltage		FB1 (MAX1540A), FB2 (MAX1540A/MAX1541)	High	1.9	2.0	2.1	V
		Low	0.05	0.1	0.15		

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

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V+ = 15V, VCC = VDD = ON1 = ON2 = 5V,  $\overline{\text{SKIP}}$  = GND, LDOIN (MAX1541) = V+, TA = 0°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at TA = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Four-Level Input Logic Levels		TON, OVP/UVP, LSAT, $\overline{\text{SKIP}}$ , FBLANK	High	VCC - 0.4V		V
			Open	3.15	3.85	
			REF	1.65	2.35	
			Low		0.5	
Four-Level Logic Input Current		TON, OVP/UVP, LSAT, $\overline{\text{SKIP}}$ , FBLANK forced to GND or VCC	-3		+3	μA

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V+ = 15V, VCC = VDD = ON1 = ON2 = 5V,  $\overline{\text{SKIP}}$  = GND, LDOIN (MAX1541) = V+, TA = -40°C to +85°C, unless otherwise noted.) (Note 4)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
<b>INPUT SUPPLIES</b> (Note 1)					
Input Voltage Range	VIN	MAX1540A: battery voltage, V+ > VLDOOUT	5.5	28	V
		MAX1541: battery voltage, V+ > VLDOOUT	2	28	
	VBIAS	VCC, VDD (MAX1541)	4.5	5.5	
	VLDOIN	MAX1541: LDO input supply, VLDOIN > VLDOOUT	4.5	28	
Quiescent Supply Current (VCC)	ICC	FB1 and FB2 forced above the regulation point, LSAT = GND		1.5	mA
		FB1 and FB2 forced above the regulation point, ON1 or ON2 = VCC, VLSAT > 0.5V		1.8	
Quiescent Supply Current (VDD, MAX1541 Only)	IDD	FB1 and FB2 forced above the regulation point, ON1 or ON2 = VCC		5	μA
Quiescent Supply Current (V+)	IV+	MAX1540A: FB1 and FB2 forced above the regulation point, ON1 or ON2 = VCC, VLDOON = V+ = 28V		150	μA
		MAX1541: ON1 or ON2 = VCC, VLDOON = V+ = 28V		40	
Quiescent Supply Current (LDOIN, MAX1541 Only)	ILDGIN	FB1 and FB2 forced above the regulation point, ON1 or ON2 = VCC, VLDOON = V+ = 28V		110	μA
Standby Supply Current (VDD)		ON1 = ON2 = GND, VLDOON = V+ = 28V		5	μA
Standby Supply Current (VDD, MAX1541 Only)		ON1 = ON2 = GND, VLDOON = V+ = 28V		5	μA
Standby Supply Current (V+)		MAX1540A: ON1 = ON2 = GND, LDOON = V+ = 28V, VCC = 0 or 5V		105	μA
		MAX1541: ON1 = ON2 = GND, LDOON = V+ = 28V, VCC = VDD = 0 or 5V		5	
Standby Supply Current (LDOIN, MAX1541 Only)		ON1 = ON2 = GND, VLDOON = V+ = 28V		100	μA

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V<sub>+</sub> = 15V, V<sub>CC</sub> = V<sub>DD</sub> = ON1 = ON2 = 5V,  $\overline{\text{SKIP}}$  = GND, LDOIN (MAX1541) = V<sub>+</sub>, T<sub>A</sub> = -40°C to +85°C, unless otherwise noted.)  
(Note 4)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS	
Shutdown Supply Current (V <sub>CC</sub> )		ON1 = ON2 = LDOON = GND		5	μA	
Shutdown Supply Current (V <sub>DD</sub> , MAX1541 Only)		ON1 = ON2 = LDOON = GND		5	μA	
Shutdown Supply Current (V <sub>+</sub> )		MAX1540A: ON1 = ON2 = LDOON = GND, V <sub>+</sub> = 28V, V <sub>CC</sub> = 0 or 5V		15	μA	
		MAX1541: ON1 = ON2 = LDOON = GND, V <sub>+</sub> = 28V, V <sub>CC</sub> = V <sub>DD</sub> = 0 or 5V		5		
Shutdown Supply Current (LDOIN, MAX1541 Only)		LDOON = GND		10	μA	
<b>PWM CONTROLLERS</b>						
MAX1540A Main Output-Voltage Accuracy (OUT1) (Note 2)	V <sub>OUT1</sub>	Preset output, V <sub>+</sub> = 5.5V to 28V, $\overline{\text{SKIP}}$ = V <sub>CC</sub>	FB1 = GND	1.773	1.827	V
			FB1 = V <sub>CC</sub>	1.182	1.218	
	V <sub>FB1</sub>	Adjustable output, V <sub>+</sub> = 5.5V to 28V, $\overline{\text{SKIP}}$ = V <sub>CC</sub>		0.689	0.711	
MAX1540A Secondary Output-Voltage Accuracy (OUT2) (Note 2)	V <sub>OUT2</sub>	Preset output, V <sub>+</sub> = 5.5V to 28V, $\overline{\text{SKIP}}$ = V <sub>CC</sub>	FB2 = GND	2.462	2.538	V
			FB2 = V <sub>CC</sub>	1.477	1.523	
	V <sub>FB2</sub>	Adjustable output, V <sub>+</sub> = 5.5V to 28V, $\overline{\text{SKIP}}$ = V <sub>CC</sub>		0.689	0.711	
MAX1541 Main Feedback Voltage Accuracy (FB1)	V <sub>FB1</sub>	V <sub>+</sub> = 4.5V to 28V, $\overline{\text{SKIP}}$ = V <sub>CC</sub>	REFIN1 = 0.35 x REF	0.689	0.711	V
			REFIN1 = REF	1.97	2.03	
MAX1541 Secondary Output-Voltage Accuracy (OUT2) (Note 2)	V <sub>OUT2</sub>	Preset output, V <sub>+</sub> = 4.5V to 28V, $\overline{\text{SKIP}}$ = V <sub>CC</sub>	FB2 = GND	2.462	2.538	V
			FB2 = V <sub>CC</sub>	1.773	1.827	
	V <sub>FB2</sub>	Adjustable output, V <sub>+</sub> = 4.5V to 28V, $\overline{\text{SKIP}}$ = V <sub>CC</sub>		0.689	0.711	
DH1 On-Time (Note 3)	t <sub>ON1</sub>	V <sub>+</sub> = 15V, V <sub>OUT1</sub> = 1.5V	TON = GND (620kHz)	149	190	ns
			TON = REF (485kHz)	191	242	
			TON = open (345kHz)	274	335	
			TON = V <sub>CC</sub> (235kHz)	402	491	
DH2 On-Time (Note 3)	t <sub>ON2</sub>	V <sub>+</sub> = 15V, V <sub>OUT2</sub> = 1.5V	TON = GND (460kHz)	201	256	ns
			TON = REF (355kHz)	260	331	
			TON = open (255kHz)	371	453	
			TON = V <sub>CC</sub> (170kHz)	556	679	
On-Time Tracking		t <sub>ON2</sub> with respect to t <sub>ON1</sub> (Note 3)		118	152	%
Minimum Off-Time	t <sub>OFF(MIN)</sub>	(Note 3)			500	ns
<b>LINEAR REGULATOR (LDO) (Note 1)</b>						
MAX1540A LDO Output-Voltage Accuracy	V <sub>LDOOUT</sub>	ON1 = ON2 = GND, V <sub>+</sub> = 6V to 28V	0 < I <sub>LDOOUT</sub> < 10mA	4.85	5.10	V
			0 < I <sub>LDOOUT</sub> < 100mA	4.65	5.10	



## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_+ = 15V$ ,  $V_{CC} = V_{DD} = ON1 = ON2 = 5V$ ,  $\overline{SKIP} = GND$ ,  $LDOIN$  (MAX1541) =  $V_+$ ,  $T_A = -40^\circ C$  to  $+85^\circ C$ , unless otherwise noted.) (Note 4)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS	
MAX1541 LDO Output-Voltage Accuracy (Fixed $V_{LDOOUT}$ )	$V_{LDOOUT}$	FBLDO = ON1 = ON2 = GND, $V_{LDOIN} = 6V$ to $28V$	$0 < I_{LDOOUT} < 10mA$	4.85	5.10	V
			$0 < I_{LDOOUT} < 100mA$	4.65	5.10	
MAX1541 LDO Feedback Accuracy (Adjustable $V_{LDOOUT}$ )	$V_{FBLDO}$	FBLDO = $V_{LDOOUT}$ , ON1 = ON2 = GND, $V_{LDOIN} = 4.5V$ to $28V$	$0 < I_{LDOOUT} < 10mA$	1.212	1.275	V
			$0 < I_{LDOOUT} < 100mA$	1.175	1.275	
Dropout Voltage		MAX1540A: $V_+ - V_{LDOOUT}$ , $I_{LDOOUT} = 50mA$		800	mV	
		MAX1541: $V_{LDOIN} - V_{LDOOUT}$ , $I_{LDOOUT} = 50mA$		800		
<b>REFERENCE (REF)</b>						
Reference Voltage	$V_{REF}$	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$ , $I_{REF} = 0$	1.98	2.02	V	
REFIN1 Input Bias Current	$I_{REFIN1}$			0.05	$\mu A$	
<b>FAULT DETECTION</b>						
Overvoltage Trip Threshold		With respect to error-comparator threshold, $OVP/UVP = V_{CC}$	10	21	%	
Output Undervoltage-Protection Trip Threshold		With respect to error-comparator threshold, $OVP/UVP = V_{CC}$	64	76	%	
PGOOD_ Lower Trip Threshold		With respect to error-comparator threshold, hysteresis = 1%	-14	-5	%	
PGOOD_ Upper Trip Threshold		With respect to error-comparator threshold, hysteresis = 1%	+5	+14	%	
PGOOD_ Output Low Voltage		$I_{SINK} = 4mA$		0.3	V	
$V_{CC}$ Undervoltage-Lockout Threshold	$V_{UVLO(VCC)}$	Rising edge, PWM disabled below this level, hysteresis = 20mV	4.1	4.4	V	
<b>CURRENT LIMIT</b>						
Current-Limit Input Range		CSP_	0	2.7	V	
		CSN_	-0.3	+28.0		
Valley Current-Limit Threshold (Fixed)	$V_{LIM_}(VAL)$	$V_{CSP_} - V_{CSN_}$ , $I_{LIM_} = V_{CC}$	40	60	mV	
Valley Current-Limit Threshold (Adjustable)	$V_{LIM_}(VAL)$	$V_{CSP_} - V_{CSN_}$ , $V_{LIM_} = 2.00V$	160	240	mV	
<b>INPUTS AND OUTPUTS</b>						
Logic Input Threshold		ON1, ON2, $\overline{SKIP}$ , GATE, rising edge, hysteresis = 225mV	1.2	2.2	V	
LDOON Input Trip Level		Rising edge, hysteresis = 250mV	1.2	1.3	V	
Dual Mode Threshold Voltage		FB1 (MAX1540A), FB2 (MAX1540A/MAX1541)	High	1.9	2.1	V
			Low	0.05	0.15	

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_+ = 15V$ ,  $V_{CC} = V_{DD} = ON1 = ON2 = 5V$ ,  $\overline{SKIP} = GND$ ,  $LDOIN$  (MAX1541) =  $V_+$ ,  $T_A = -40^\circ C$  to  $+85^\circ C$ , unless otherwise noted.)  
(Note 4)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS	
Four-Level Input Logic Levels		TON, OVP/UVP, LSAT, $\overline{SKIP}$ , FBLANK	High	$V_{CC} - 0.4V$		V
			Open	3.15	3.85	
			REF	1.65	2.35	
			Low	0.5		

**Note 1:** For the MAX1540A, the gate-driver input supply ( $V_{DD}$ ) is internally connected to the fixed 5V linear-regulator output (LDOOUT), and the linear-regulator input supply (LDOIN) is internally connected to the battery voltage input ( $V_+$ ).

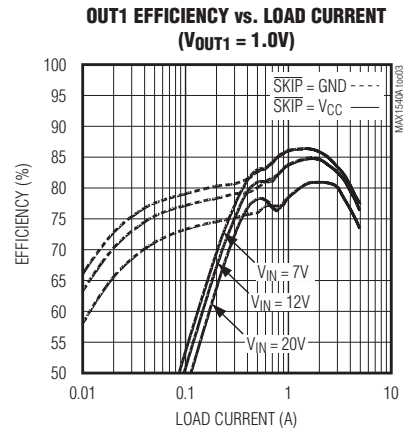
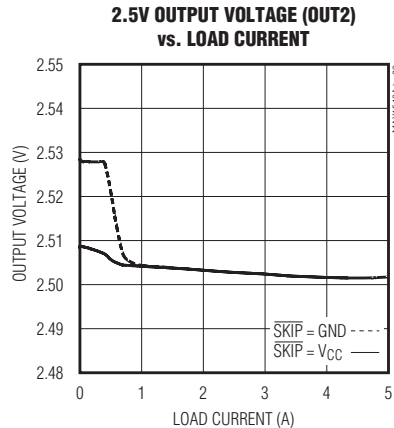
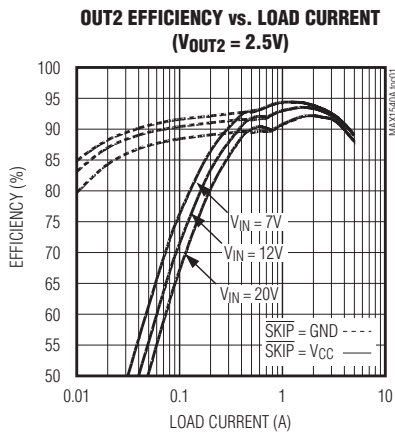
**Note 2:** When the inductor is in continuous conduction, the output voltage has a DC regulation level higher than the error-comparator threshold by 50% of the ripple. In discontinuous conduction ( $\overline{SKIP} = GND$ , light load), the output voltage has a DC regulation level higher than the trip level by approximately 1.5% due to slope compensation.

**Note 3:** On-time and off-time specifications are measured from 50% point to 50% point at the  $DH_-$  pin with  $LX_- = GND$ ,  $VBST_- = 5V$ , and a 250pF capacitor connected from  $DH_-$  to  $LX_-$ . Actual in-circuit times may differ due to MOSFET switching speeds.

**Note 4:** Specifications to  $-40^\circ C$  are guaranteed by design, not production tested.

### 典型工作特性

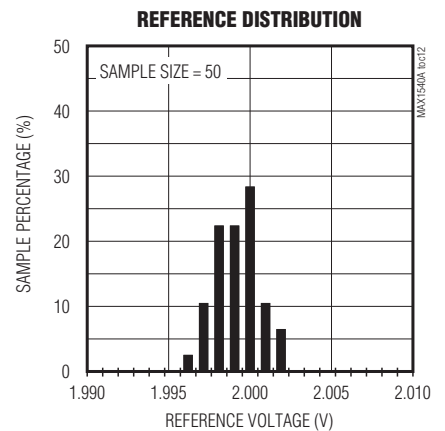
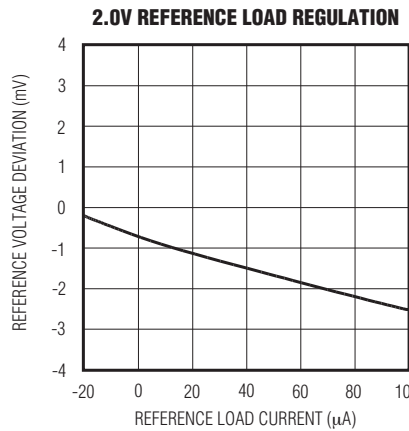
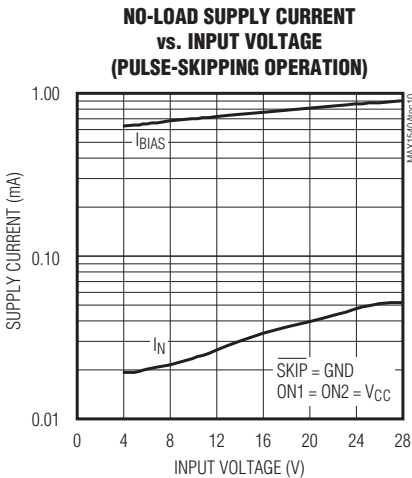
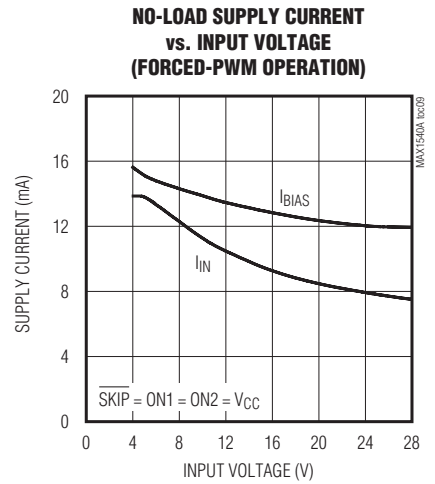
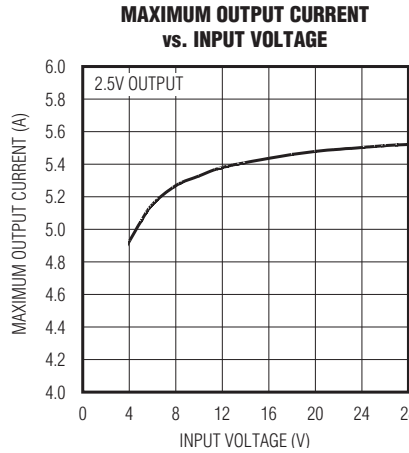
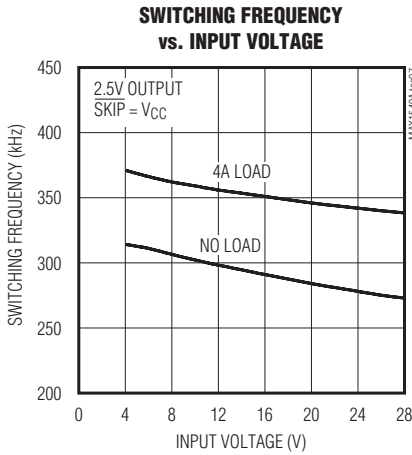
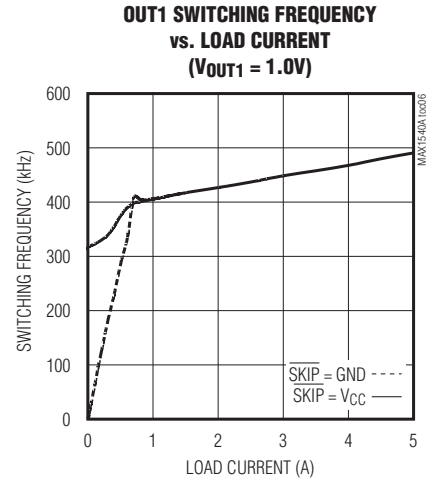
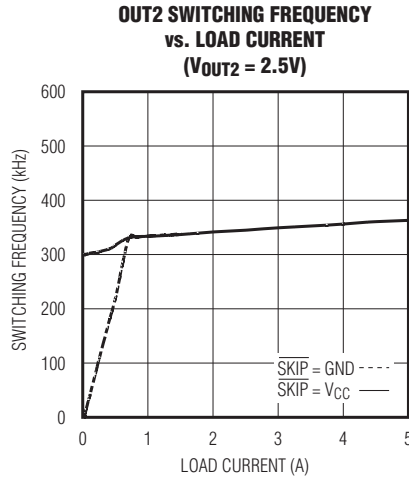
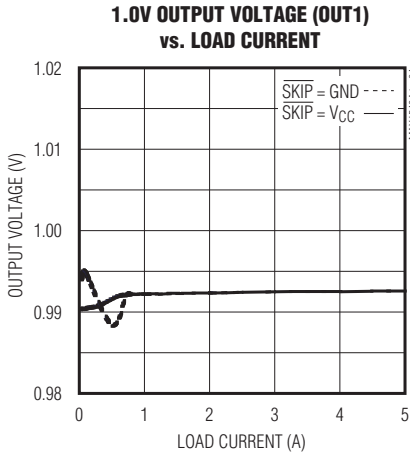
(MAX1541 circuit of Figure 12,  $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{DD} = V_{CC} = 5V$ ,  $\overline{SKIP} = GND$ ,  $TON = REF$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)



## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

典型工作特性(续)

(MAX1541 circuit of Figure 12,  $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{DD} = V_{CC} = 5V$ ,  $\overline{SKIP} = GND$ ,  $T_{ON} = REF$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

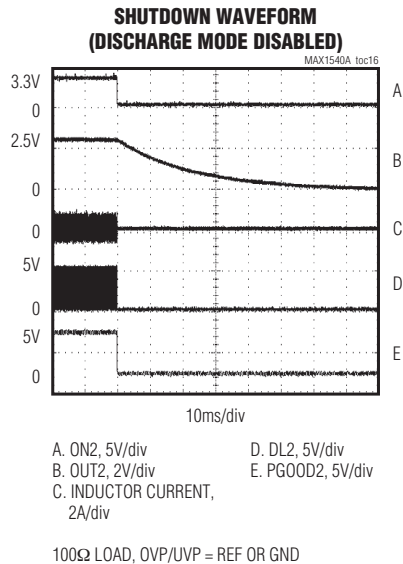
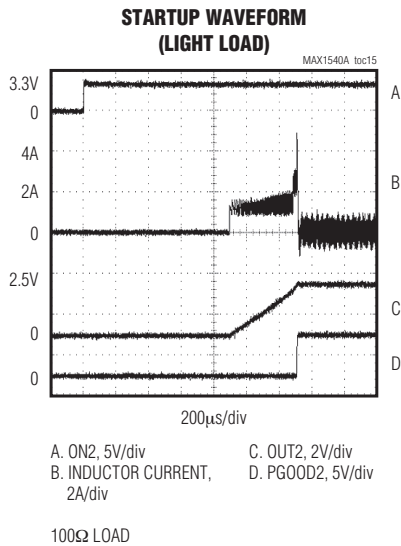
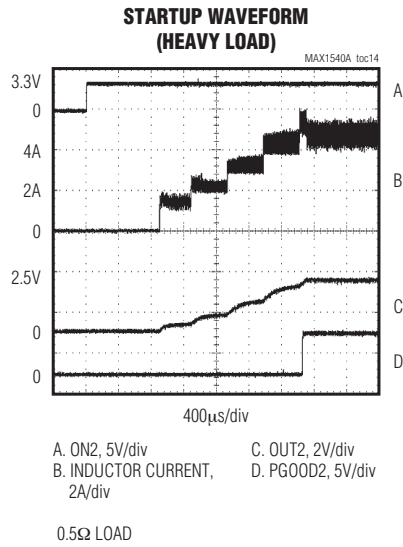
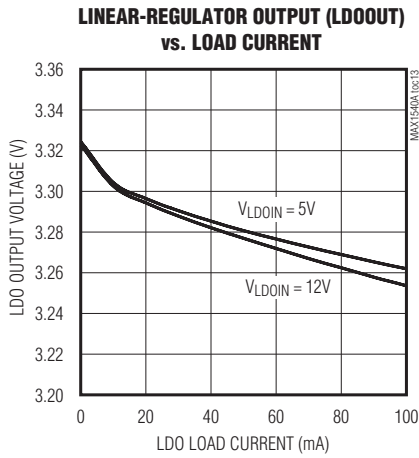


# 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

典型工作特性(续)

(MAX1541 circuit of Figure 12,  $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{DD} = V_{CC} = 5V$ ,  $\overline{SKIP} = GND$ ,  $TON = REF$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

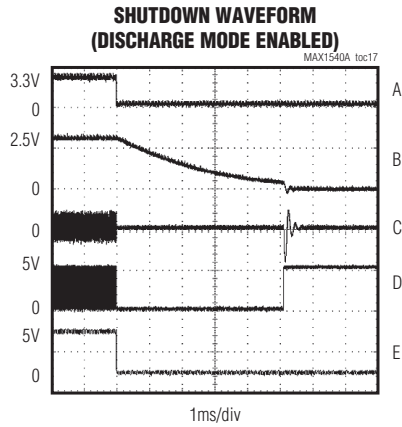


## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

典型工作特性(续)

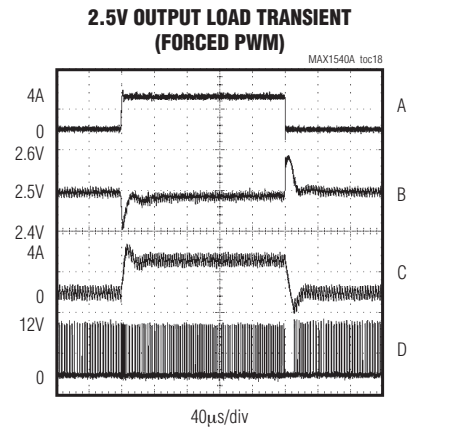
(MAX1541 circuit of Figure 12,  $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{DD} = V_{CC} = 5V$ ,  $\overline{SKIP} = GND$ ,  $T_{ON} = REF$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

MAX1540A/MAX1541



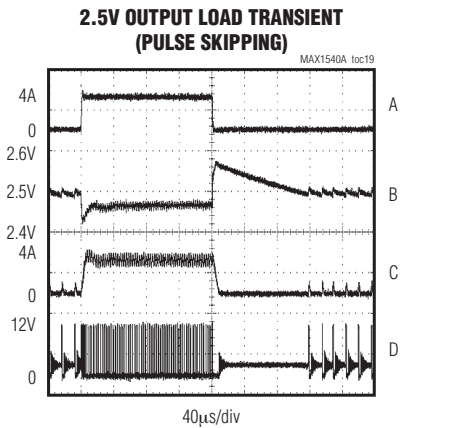
A. ON2, 5V/div  
B. OUT2, 2V/div  
C. INDUCTOR CURRENT,  
2A/div  
D. DL2, 5V/div  
E. PG00D2, 5V/div

100Ω LOAD, OVP/UVP =  $V_{CC}$  OR OPEN



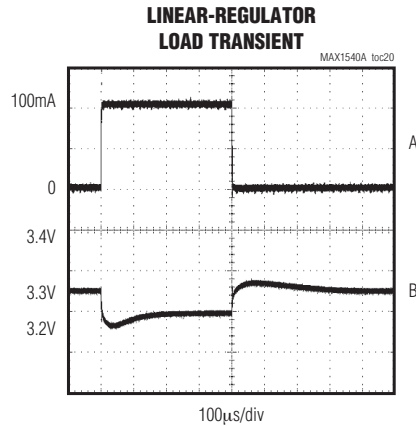
A.  $I_{OUT2} = 0$  TO 4A, 5A/div  
B.  $V_{OUT2} = 2.5V$ , 100mV/div  
C. INDUCTOR CURRENT, 5A/div  
D. LX2, 10V/div

$\overline{SKIP} = V_{CC}$



A.  $I_{OUT2} = 0.1A$  TO 4A, 5A/div  
B.  $V_{OUT2} = 2.5V$ , 100mV/div  
C. INDUCTOR CURRENT, 5A/div  
D. LX2, 10V/div

$\overline{SKIP} = GND$



A.  $I_{LDOOUT} = 1mA$  TO 100mA, 50mA/div  
B.  $V_{LDOOUT} = 3.3V$ , 100mV/div

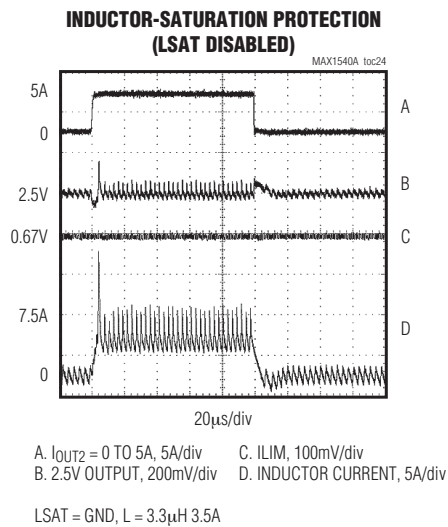
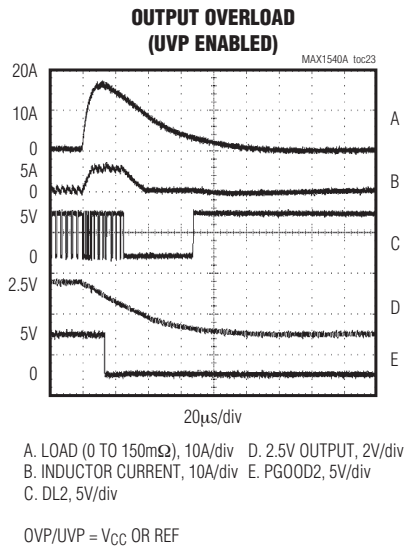
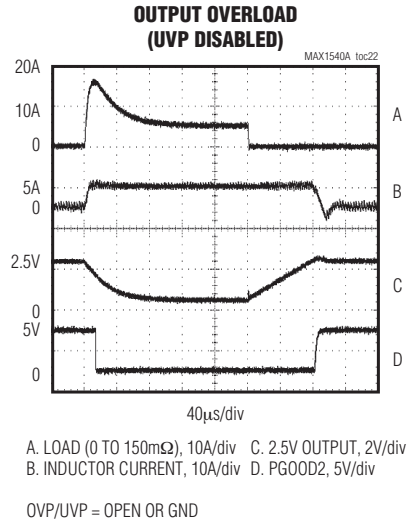
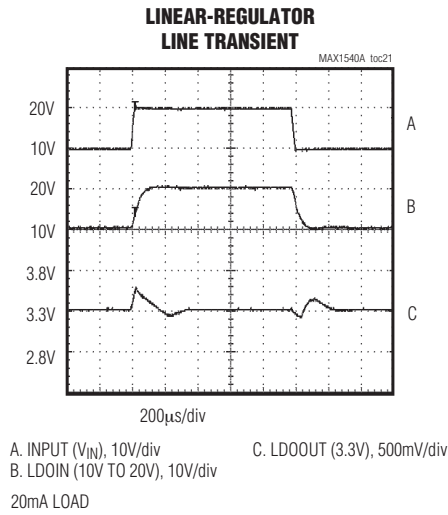
$\overline{SKIP} = GND$

# 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

典型工作特性(续)

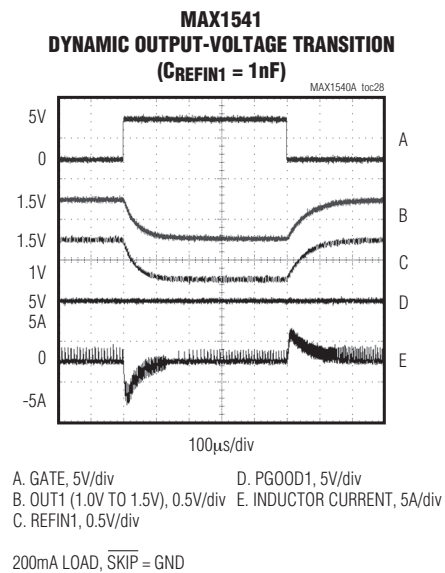
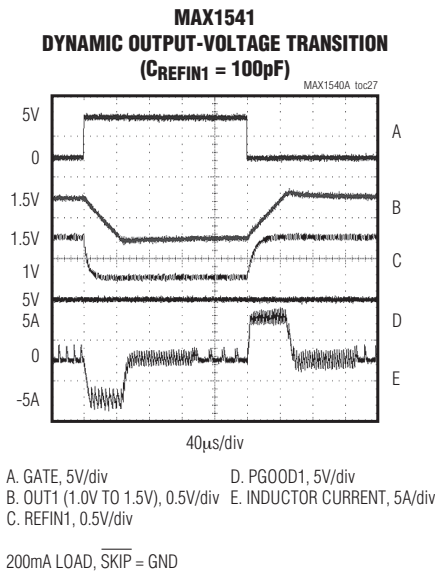
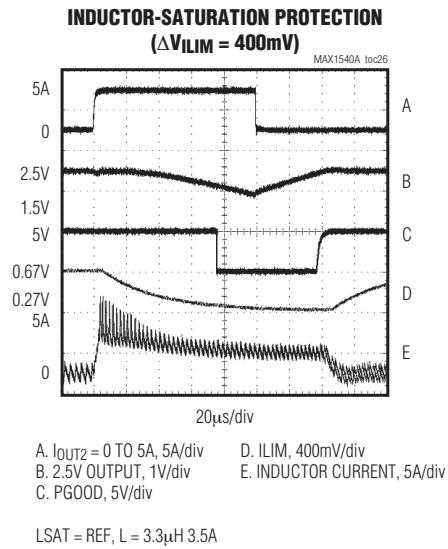
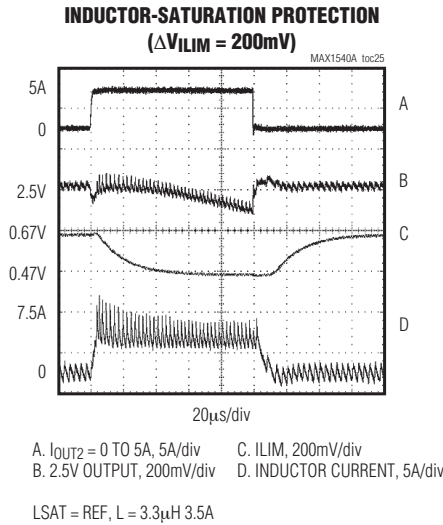
(MAX1541 circuit of Figure 12,  $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{DD} = V_{CC} = 5V$ ,  $\overline{SKIP} = GND$ ,  $TON = REF$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)



## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

典型工作特性(续)

(MAX1541 circuit of Figure 12,  $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{DD} = V_{CC} = 5V$ ,  $\overline{SKIP} = GND$ ,  $TON = REF$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)



MAX1540A/MAX1541

# 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

引脚说明

引脚		名称	功能
MAX1540A	MAX1541		
1	1	OVP/UVP	<p>过压/欠压保护和放电模式控制输出。这一4电平逻辑输入通过有选择地使能OVP保护和UVP保护来配置不同的输出故障保护选项(表7)。当被使能时，缺省情况下OVP门限为额定输出电压的116%，UVP门限缺省值为额定输出电压的70%。当OVP保护被使能时，放电模式也被使能。将OVP/UVP按以下方式连接，以配置不同的功能：</p> <p>V<sub>CC</sub> = 使能OVP和放电模式，使能UVP。                      Open = 使能OVP和放电模式，禁用UVP。                      REF = 禁用OVP和放电模式，使能UVP。                      GND = 禁用OVP和放电模式，禁用UVP。</p> <p>参见故障保护以及关断和输出放电(ON_)部分。</p>
2	2	SKIP	<p>脉冲跳频控制输入。这一4电平逻辑输入用于使能或禁用各输出的轻载脉冲跳频操作：</p> <p>V<sub>CC</sub> = OUT1和OUT2处于强制PWM模式。                      Open = OUT1处于强制PWM模式，OUT2处于脉冲跳频模式。                      REF = OUT1处于脉冲跳频模式，OUT2处于强制PWM模式。                      GND = OUT1和OUT2处于脉冲跳频模式。</p>
3	3	LSAT	<p>电感饱和控制输入。这一4电平逻辑输入可将电感电流饱和门限设置为由ILIM设定的谷电流门限的倍数，或者根据需要禁用该功能。将LSAT按以下方式连接，以设置饱和和电流门限：</p> <p>V<sub>CC</sub> = 2 x I<sub>LIM(VAL)</sub>                      Open = 1.75 x I<sub>LIM(VAL)</sub>                      REF = 1.5 x I<sub>LIM(VAL)</sub>                      GND = 禁用LSAT保护</p> <p>参见电感饱和限制和设置电流限部分。</p>
4	4	TON	<p>导通时间选择控制输入。这一4电平逻辑输入设置用于决定DH_导通时间的K因子值(参见导通时间单稳态触发器(TON)部分)。将TON连接至模拟地(GND)、REF或V<sub>CC</sub>；或者将TON悬空以选择以下标称开关频率：</p> <p>V<sub>CC</sub> = 235kHz (OUT1) / 170kHz (OUT2)                      Open = 345kHz (OUT1) / 255kHz (OUT2)                      REF = 485kHz (OUT1) / 355kHz (OUT2)                      GND = 620kHz (OUT1) / 460kHz (OUT2)</p>
5	5	V <sub>CC</sub>	<p>模拟电源输入。通过一个20Ω的串联电阻连接至系统电源电压(+4.5V至+5.5V)。使用1μF或更大的陶瓷电容将V<sub>CC</sub>旁路至模拟地。</p>
—	6	GATE	<p>带缓冲的N沟道MOSFET栅极输入。将GATE置为逻辑低电平可关断内部MOSFET以使OD变为高阻状态。将GATE置为逻辑高电平可导通内部MOSFET，OD被拉至地。</p>
—	7	CC1	<p>控制器1的积分电容连接。使用47pF至470pF(典型值47pF)的电容连接CC1与模拟地(GND)，以设置MAX1541主控制器(OUT1)的积分时间常数。</p>



## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

引脚说明(续)

MAX1540A/MAX1541

引脚		名称	功能
MAX1540A	MAX1541		
6	8	ILIM1	控制器1的谷电流门限调节。如果ILIM1被连接至V <sub>CC</sub> ，谷电流门限缺省值为50mV。在可调模式下，通过CSP1和CSN1的谷电流门限可精确地设置为ILIM1电压(范围250mV至2.5V)的1/10。切换至50mV缺省值的逻辑门限约为V <sub>CC</sub> - 1V。当超出电感饱和保护门限时，ILIM1灌入6μA电流。参见限流保护(ILIM_)部分。
7	9	ILIM2	控制器2的谷电流门限调节。如果ILIM2被连接至V <sub>CC</sub> ，谷电流门限缺省值为50mV。在可调模式下，通过CSP2和CSN2的谷电流门限可精确地设置为ILIM2电压(范围250mV至2.5V)的1/10。切换至50mV缺省值的逻辑门限约为V <sub>CC</sub> - 1V。当超出电感饱和保护门限时，ILIM2灌入6μA电流。参见限流保护(ILIM_)部分。
8	10	REF	2.0V基准电压输出。使用0.1μF或更大的陶瓷电容将REF旁路至模拟地。该基准可为外部负载提供最高50μA的电流。由于REF的负载调节误差，使用REF会降低输出电压的精度。当MAX1540A/MAX1541关断时，基准被禁用。
—	11	REFIN1	控制器1的外部基准输入。REFIN1设置MAX1541的主反馈调节电压(V <sub>FB1</sub> = V <sub>REFIN1</sub> )。
—	12	OD	漏极开路输出。由GATE控制。
9	13	CSP2	控制器2的正电流检测输入。将CSP2连接至电流检测元件的正极。图14和表9说明了若干电流检测选项。除非被检测的电流低于ILIM2设定的谷电流门限，否则PWM控制器不会启动一个周期。
10	14	CSN2	控制器2的负电流检测输入。将CSN2连接至电流检测元件的负极。图14和表9说明了若干电流检测选项。除非被检测的电流低于ILIM2设定的谷电流门限，否则PWM控制器不会启动一个周期。
11	15	FB2	控制器2的反馈输入： MAX1540A：将FB2连接至V <sub>CC</sub> 选择+1.5V固定输出，或者连接至模拟地(GND)选择+2.5V固定输出。如果需要可调节的输出(0.7V至5.5V)，应将FB2通过一个电阻分压器连接至OUT2。FB2的稳压电平为+0.7V。 MAX1541：将FB2连接至V <sub>CC</sub> 选择+1.8V固定输出，或者连接至模拟地(GND)选择+2.5V固定输出。如果需要可调节的输出(0.7V至5.5V)，应将FB2通过一个电阻分压器连接至OUT2。FB2的稳压电平为+0.7V。
12	16	OUT2	控制器2的输出电压检测连接。将其直接连接至输出电容的正极，如标准应用电路(图1和12)所示。OUT2检测输出电压以决定高侧开关MOSFET的导通时间。当使用预置的内部输出电压时，OUT2被用作反馈输入，如图10所示。当OVP/UVLP使能放电模式时，输出电容通过连接在OUT2和地之间的一个内部10Ω电阻放电。

# 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

引脚说明(续)

引脚		名称	功能
MAX1540A	MAX1541		
13	17	PGOOD2	漏极开路电源就绪输出。在软启动和关断情况下，当输出电压超出正常稳压值10% (典型值)以上时或低于正常稳压值时，PGOOD2为低电平。如果输出在稳压范围内，则在软启动电路完成工作后，PGOOD2变为高阻状态。
14	18	DH2	控制器2的高侧栅极驱动器输出。DH2在LX2和BST2之间摆动。
15	19	LX2	控制器2的电感连接。将其连接至电感的开关侧。LX2作为DH2高侧栅极驱动器的低供电电压。
16	20	BST2	控制器2的升压飞电容连接。将其连接至如图8所示的一个外部电容和二极管。一个可选的与BST2串联的电阻可对DH2的上拉电流进行调节。
17	21	GND	模拟和电源地。将背面焊盘连接至GND。
18	22	DL2	控制器2的低侧栅极驱动器输出。DL2在GND和LDOOUT之间(MAX1540A)或GND和V <sub>DD</sub> (MAX1541)之间摆动。
19	23	V+	电池电压输入。控制器使用V+设置导通时间单稳触发器的定时。DH导通时间反比于输入电压(范围2V至28V)。对于MAX1540A，V+还用作线性稳压器的输入电源。
—	24	LDOIN	内部线性稳压器输入电源。通过1Ω电阻与V+或一个4.5V至28V的电压源连接。使用一个4.7μF或更大的电容将LDOIN旁路至GND。对于MAX1540A，LDOIN被内部连接至V+。对于MAX1541，在不使用LDO时应将LDOIN接至V <sub>DD</sub> 。
—	25	V <sub>DD</sub>	MAX1541 DL <sub>1</sub> 栅极驱动器的电源电压输入。连接至系统电源电压(+4.5V至+5.5V)。使用1μF或更大的陶瓷电容将V <sub>DD</sub> 旁路至电源地。对于MAX1540A，LDOOUT为DL <sub>1</sub> 栅极驱动器供电(V <sub>DD</sub> = LDOOUT)。
20	26	LDOOUT	线性稳压器输出。使用每5mA负载(内部和外部) 1μF或更大、最小4.7μF的电容将LDOOUT旁路。对于MAX1540A，LDOOUT为DL <sub>1</sub> 栅极驱动器供电。(V <sub>DD</sub> 被内部连接至LDOOUT)。
—	27	FBLDO	线性稳压器的反馈输入。连接至GND选择固定的5V输出。如需要可调节的输出(1.25V至V <sub>LDOIN</sub> - 0.6V)，应将FBLDO连接至一个从LDOOUT到模拟地(GND)的电阻分压器。FBLDO稳压电压为+1.25V。对于MAX1540A，FBLDO被内部连接至GND以获得5V固定输出。
21	28	DL1	控制器1的低侧栅极驱动器输出。DL1在GND和LDOOUT之间(MAX1540A)或GND和V <sub>DD</sub> (MAX1541)之间摆动。
22	29	LDOON	线性稳压器使能输入。如需自动启动功能，应连接到V+或LDOIN (MAX1541)。连接到GND将关断线性稳压器。
23	30	BST1	控制器1的升压飞电容连接。将其连接至如图8所示的一个外部电容和二极管。一个可选的、与BST1串联的电阻允许对DH1的上拉电流进行调节。

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

引脚说明(续)

MAX1540A/MAX1541

引脚		名称	功能
MAX1540A	MAX1541		
24	31	LX1	控制器1的电感连接。将其连接至电感的开关侧。LX1作为DH1高侧栅极驱动器的低供电电压。
25	32	DH1	控制器1的高侧栅极驱动器输出。DH1在LX1和BST1之间摆动。
26	33	PGOOD1	漏极开路电源就绪输出。在软启动和关断情况下，当输出电压超出正常稳压值10% (典型值)以上时或低于正常稳压值时，PGOOD1为低电平。如果输出在稳压范围内，则在软启动电路完成工作后，PGOOD1变为高阻状态。对于MAX1541，当FBLANK被使能且控制器检测到GATE发生瞬变时，PGOOD1将被屏蔽(强制为高阻状态)。
27	34	OUT1	控制器1的输出电压检测连接。将其直接连接至输出电容的正极，如标准应用电路(图1和图12)所示。OUT1检测输出电压以决定高侧开关MOSFET的导通时间。对于MAX1540A，当使用预置的内部输出电压时，OUT1被用作反馈输入，如图10所示。当OVP/UVF使能放电模式时，输出电容通过连接在OUT1和地之间的一个内部10Ω电阻放电。
28	35	FB1	控制器1的反馈输入： MAX1540A：将FB1连接至V <sub>CC</sub> 选择+1.2V固定输出，或者连接至模拟地(GND)选择+1.8V固定输出。如果需要可调节的输出(0.7V至5.5V)，应将FB1通过一个电阻分压器连接至OUT1。FB1的稳压电平为+0.7V。 MAX1541：FB1的稳压电平被设置为REFIN1的电压。
29	36	CSN1	控制器1的负电流检测输入。将CSN1连接至电流检测元件的负极。图14和表9说明了若干电流检测选项。除非被检测的电流低于ILIM1设定的谷电流门限，否则PWM控制器不会启动一个周期。
30	37	CSP1	控制器1的正电流检测输入。将CSP1连接至电流检测元件的正极。图14和表9说明了若干电流检测选项。除非被检测的电流低于ILIM1设定的谷电流门限，否则PWM控制器不会启动一个周期。
—	38	FBLANK	故障屏蔽控制输入。这一4电平逻辑输入可以使能或禁用故障屏蔽功能，并设置强制PWM工作时间(t <sub>FBLANK</sub> )。当故障屏蔽被使能时，控制器1的PGOOD1和OVP/UVF故障保护将在MAX1541检测到GATE发生瞬变后的一个选定时期内被屏蔽。此外，GATE在任何时候发生状态改变时，控制器1在由t <sub>FBLANK</sub> 确定的时期内将进入强制PWM模式。按如下方式连接FBLANK： V <sub>CC</sub> ：220μs t <sub>FBLANK</sub> ，故障屏蔽被使能。 Open：140μs t <sub>FBLANK</sub> ，故障屏蔽被使能。 REF：65μs t <sub>FBLANK</sub> ，故障屏蔽被使能。 GND：140μs t <sub>FBLANK</sub> ，故障屏蔽被禁用。 参见Electrical Characteristics表以了解t <sub>FBLANK</sub> 限制。

# 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

引脚说明(续)

引脚		名称	功能
MAX1540A	MAX1541		
31	39	ON2	OUT2使能输入。将ON2下拉至GND将关断控制器2 (OUT2)。连接至V <sub>CC</sub> 可正常工作。当放电模式被OVP/UVLP使能时，输出通过一个连接在OUT2和GND之间的10Ω电阻放电，且在V <sub>OUT2</sub> 跌至0.3V以下后，DL2将被强制拉高。当放电模式被OVP/UVLP禁用时，OUT2保持为高阻输入，且DL2被强制拉低以使LX2表现为高阻状态。ON1或ON2的上升沿可清除故障保护锁存。
32	40	ON1	OUT1使能输入。将ON1下拉至GND将关断控制器1 (OUT1)。连接至V <sub>CC</sub> 可正常工作。当放电模式被OVP/UVLP使能时，输出通过一个连接在OUT1和GND之间的10Ω电阻放电，且在V <sub>OUT1</sub> 跌至0.3V以下后，DL1将被强制拉高。当放电模式被OVP/UVLP禁用时，OUT1保持为高阻输入，且DL1被强制拉低以使LX1表现为高阻状态。ON1或ON2的上升沿可清除故障保护锁存。
—	—	EP	裸露底部焊盘，请将裸焊盘接至模拟地。

表1. 标准应用的元件选择

COMPONENT	MAX1540A		MAX1541	
	PWM1	PWM2	PWM1	PWM2
Input Voltage (V <sub>IN</sub> )	7V to 24V	7V to 24V	7V to 24V	7V to 24V
Output Voltage (V <sub>OUT_</sub> )	1.8V	2.5V	1.0V/1.5V	2.5V
Load Current (I <sub>OUT_</sub> )	4A	8A	4A	4A
Switching Frequency (f <sub>sw_</sub> )	TON = REF (485kHz)	TON = REF (355kHz)	TON = REF (485kHz)	TON = REF (355kHz)
Input Capacitor (C <sub>IN</sub> )	(2) 10μF, 25V Taiyo Yuden TMK432BJ106KM		(2) 4.7μF, 25V Taiyo Yuden TMK325BJ475KM	
Output Capacitor (C <sub>OUT_</sub> )	220μF, 6.3V, 12mΩ Sanyo POSCAP 6TPD220M	330μF, 4V, 12mΩ Sanyo POSCAP 4TPD330M	470μF, 4V, 10mΩ Sanyo POSCAP 4TPD470M	220μF, 6.3V, 12mΩ Sanyo POSCAP 6TPD220M
High-Side MOSFET (N <sub>H_</sub> )	35mΩ, 30V Fairchild 1/2 FDS6982S	20mΩ, 30V Fairchild FDS6690	35mΩ, 30V Fairchild 1/2 FDS6982S	35mΩ, 30V Fairchild 1/2 FDS6982S
Low-Side MOSFET (N <sub>L_</sub> )	22mΩ, 30V Fairchild 1/2 FDS6982S	12.5mΩ, 30V Fairchild FDS6670S	22mΩ, 30V Fairchild 1/2 FDS6982S	22mΩ, 30V Fairchild 1/2 FDS6982S
Low-Side Schottky (D <sub>L_</sub> ) (if needed)	1A, 30V Schottky Nihon EP10QS03L	1A, 30V Schottky Nihon EP10QS03L	1A, 30V Schottky Nihon EP10QS03L	1A, 30V Schottky Nihon EP10QS03L
Inductor (L <sub>_</sub> )	2.5μH, 6.2A, 15mΩ Sumida CDEP105(H)-2R5	2.2μH, 10A, 4.4mΩ Sumida CDEP105(L)-2R2	1.8μH, 9.0A, 6.2mΩ Sumida CDEP105(S)-1R8	4.3μH, 6.8A, 8.7mΩ Sumida CDEP105(L)-4R3
R <sub>SENSE_</sub>	15mΩ ±1%, 0.5W IRC LR2010-01-R015F or Dale WSL-2010-R015F	5mΩ ±1%, 0.5W IRC LR2010-01-R005F or Dale WSL-2010-R005F	15mΩ ±1%, 0.5W IRC LR2010-01-R015F or Dale WSL-2010-R015F	15mΩ ±1%, 0.5W IRC LR2010-01-R015F or Dale WSL-2010-R015F

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

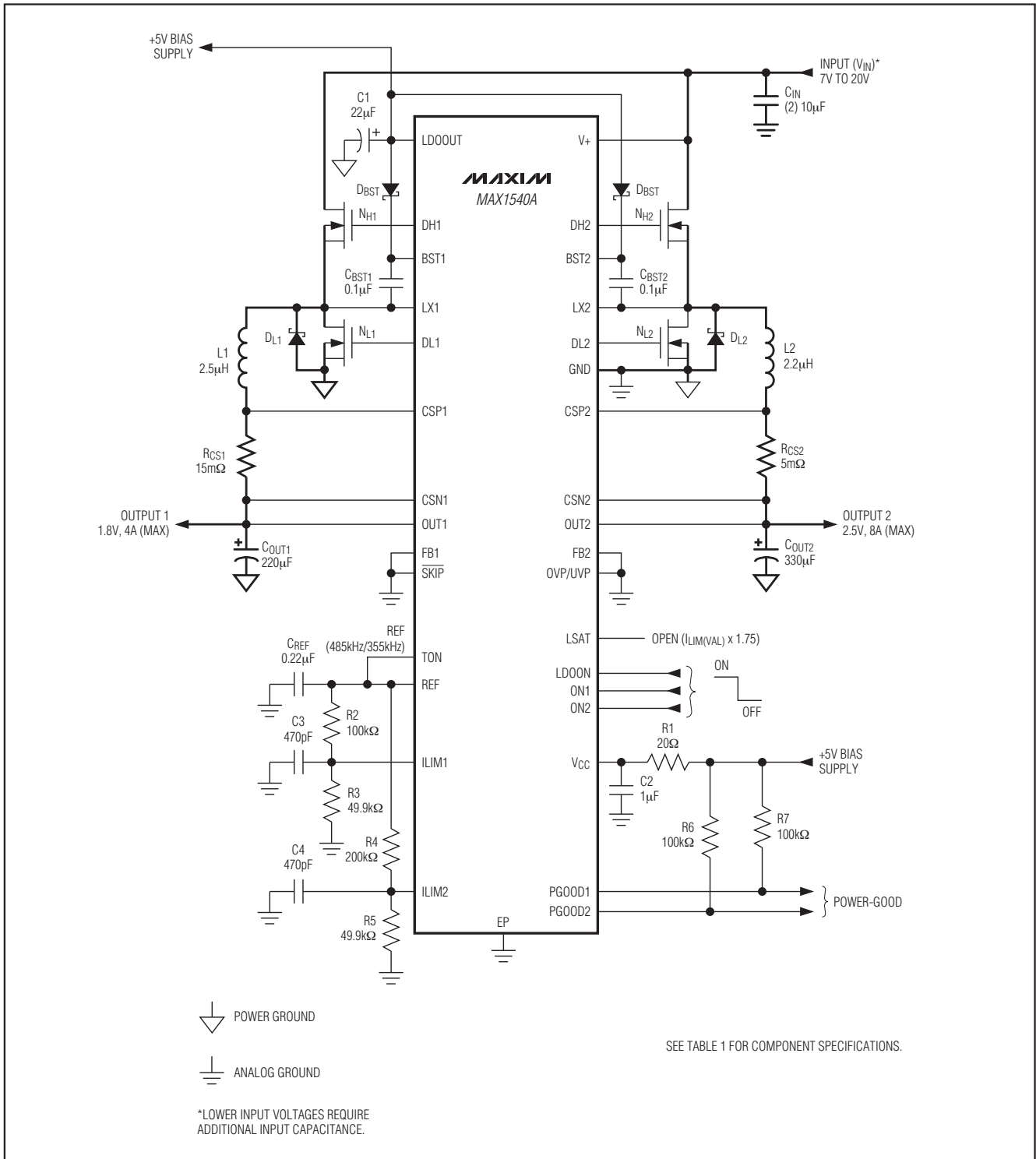


图1. MAX1540A标准应用电路

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

表2. 元件供应商

SUPPLIER	PHONE	WEBSITE
Central Semiconductor	631-435-1110 (USA)	www.centalsemi.com
Coilcraft	800-322-2645 (USA)	www.coilcraft.com
Fairchild Semiconductor	888-522-5372 (USA)	www.fairchildsemi.com
International Rectifier	310-322-3331 (USA)	www.irf.com
Kemet	408-986-0424 (USA)	www.kemet.com
Panasonic	65-6231-3226 (Singapore), 408-749-9714 (USA)	www.panasonic.com
Sanyo	619-661-6835 (USA)	www.sanyovideo.com
Siliconix (Vishay)	203-268-6261 (USA)	www.vishay.com
Sumida	408-982-9660 (USA)	www.sumida.com
Taiyo Yuden	03-3667-3408 (Japan), 408-573-4150 (USA)	www.t-yuden.com
TDK	847-803-6100 (USA), 81-3-5201-7241 (Japan)	www.component.tdk.com
TOKO	858-675-8013 (USA)	www.tokoam.com

### 标准应用电路

MAX1540A标准应用电路(图1)可为笔记本电脑产生1.8V和2.5V通用电源。MAX1541标准应用电路(图12)产生可动态调节的输出电压(OUT1)，图形处理器核的典型电压，以及一路固定的2.5V输出(OUT2)。

元件选择参见表1。表2列出了各种元件的供应商。

### 详细说明

MAX1540A/MAX1541提供3路独立输出，具有独立的使能控制。它们包含两个Quick-PWM降压控制器，适用于笔记本电脑的低电压电源，以及一个100mA线性稳压器。MAX1540A/MAX1541中Maxim特有的Quick-PWM脉宽调制器是为处理快速负载阶跃特别设计的，同时还可以在一个很宽的输入电压范围内保持相对恒定的工作频率和电感工作点。Quick-PWM结构巧妙地解决了固定频率电流模式PWM存在的负载瞬态响应差的问题，同时也避免了传统的恒定导通时间和恒定关断时间PWM方案中开关频率变化大的问题。

MAX1540A线性稳压器由电池电压供电，可产生预置的5V电压，用于降压控制器的自举。MAX1541线性稳压器可连接至任何4.5V至28V的输入电源以产生一个最低1.25V，或者最高至输入电源电压的输出(负载为50mA时，压差800mV)。

单级降压转换允许MAX1540A/MAX1541直接对高电压电池进行降压以获得尽可能高的效率。作为另一种选择，两级转换(从另一个系统电源而非电池进行降压，开关频率更高)允许尽可能小的物理尺寸。

MAX1540A可产生芯片组、动态随机访问存储(DRAM)、CPU I/O或其他低电压电源，最低可达0.7V。MAX1541可为芯片组、图形处理器核等提供可动态调节的输出电压，或者产生跟踪输入基准的有源端接总线。MAX1540A采用32引脚薄型QFN封装，具有可选的电感饱和保护以及过压/欠压保护。MAX1541采用40引脚薄型QFN封装，具有可选的电感饱和保护以及过压/欠压保护。

### +5V偏置电源( $V_{CC}$ 和 $V_{DD}$ )

除了电池，MAX1540A/MAX1541还需要一个5V偏置电源。这个5V偏置电源可取自MAX1540A/MAX1541内部的线性稳压器，也可由效率高达95%的笔记本5V系统电源获得。使用IC外部的偏置电源可提高效率并允许固定5V或可调节的线性稳压器输出(MAX1541)用于其他应用。对于MAX1540A，栅极驱动器输入电源( $V_{DD}$ )被内部连接至固定5V的线性稳压器输出(LDOOUT)。

5V偏置电源必须提供 $V_{CC}$  (PWM控制器)和 $V_{DD}$  (栅极驱动电源)，因此吸收的最大电流为：

$$I_{BIAS} = I_{CC} + f_{SW} (Q_{G(Low)} + Q_{G(High)}) \\ = 4mA \text{ 至 } 50mA \text{ (典型值)}$$

其中 $I_{CC}$ 为1.1mA(典型值)， $f_{SW}$ 为开关频率， $Q_{G(Low)}$ 和 $Q_{G(High)}$ 为MOSFET的数据资料中给出的 $V_{GS} = 5V$ 时的总栅极电荷规格极限值。

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

如果输入电源为固定的4.5V至5.5V电源，V+电池输入和5V偏置输入(V<sub>CC</sub>和V<sub>DD</sub>)可以连接到一起。如果5V偏置电源早于电池电源上电，使能信号(ON1和ON2由低变高)必须被延迟到电池电压就绪，以确保正常启动。

### 自由运行、恒导通时间、 带有输入前馈的PWM控制器

Quick-PWM控制结构是一种伪固定频率、恒导通时间、电流模式的调节器，具有电压前馈(图2)。此架构中，输出滤波电容的ESR起到了类似于电流检测电阻的作用，因此输出纹波电压提供了PWM斜坡信号。Quick-PWM控制规则非常简单：高侧开关的导通时间仅依赖于一个可调的单稳态触发器，其脉冲宽度反比于输入电压而正比于输出电压。另一个单稳态触发器设定了一个固定的最小关断时间(典型400ns)。满足以下条件时，控制器触发导通时间单稳态触发器：误差比较器为低、电感电流在谷电流门限以下单稳态、且最小关断时间触发器已复位。

### 导通时间单稳态触发器 (TON)

PWM控制器的核心部分是一个单稳态触发器，它设定高侧开关的导通时间。这个快速、低抖动、可调节的单稳态触发器能够根据电池和输出电压改变导通时间。高侧开关的导通时间反比于由V+输入测量的电池电压(V<sub>IN</sub> = V+)，且正比于由OUT\_引脚测量到的输出电压。

$$\text{导通时间} = K \left( \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right)$$

其中K (开关周期)由TON引脚的连接状态设置(表3)。这一算法在没有固定频率时钟发生器的情况下产生一个近似恒定的开关频率。恒定开关频率的好处有两方面：1) 可以对频率进行选择以避免诸如455kHz IF频段等噪声敏感区域；2) 电感纹波电流工作点可保持相对恒定，简

化了设计方法并可产生可预测的输出电压纹波。主控制器(DH1)的导通时间比平均频率设置(200kHz、300kHz、420kHz或者540kHz)高15%，而副控制器(DH2)的导通时间比平均设置低15%。这可避免两个异步调节器之间产生音频“差拍”。

导通时间触发器在*Electrical Characteristics*规定的工作点有良好的精度(540kHz和420kHz额定设置下近似为±12.5%，300kHz和200kHz设置为±10%)。工作点偏离*Electrical Characteristics*部分所规定的条件时，导通时间会在较大范围内变化。

恒导通时间控制方式仅能获得大致恒定的开关频率。*Electrical Characteristics*部分所保证的导通时间会受到高侧MOSFET的阻性损耗和开关延迟的影响。阻性损耗—包括电感、两个MOSFET、以及输出和地线上的PCB敷铜损耗—随着负载的增加会增大开关频率。死区时间效应会增加有效的导通时间，当一个或两个死区时间导致有效导通时间增加时开关频率会降低。这种情况只发生在PWM模式(SKIP = V<sub>CC</sub>)或动态改变输出电压期间，电感电流在轻载或“负”载情况下发生反转时。电感电流反转时电感的感生电动势会导致LX\_提前升高，使导通时间延长了驱动器死区时间。

对于临界导通点以上的负载，死时间效应不再出现，实际的开关频率为：

$$f_{\text{SW}} = \frac{V_{\text{OUT}_-} + V_{\text{DROP1}}}{t_{\text{ON}}(V_{\text{IN}} + V_{\text{DROP1}} - V_{\text{DROP2}})}$$

其中V<sub>DROP1</sub>是电感放电路径上的电压降总和，包含同步整流器、电感、以及PCB电阻等产生的压降；V<sub>DROP2</sub>为充电路径上的总电压降，包含高侧开关、电感以及PCB电阻等产生的压降；t<sub>ON</sub>为MAX1540A/MAX1541计算所得的导通时间。

# 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

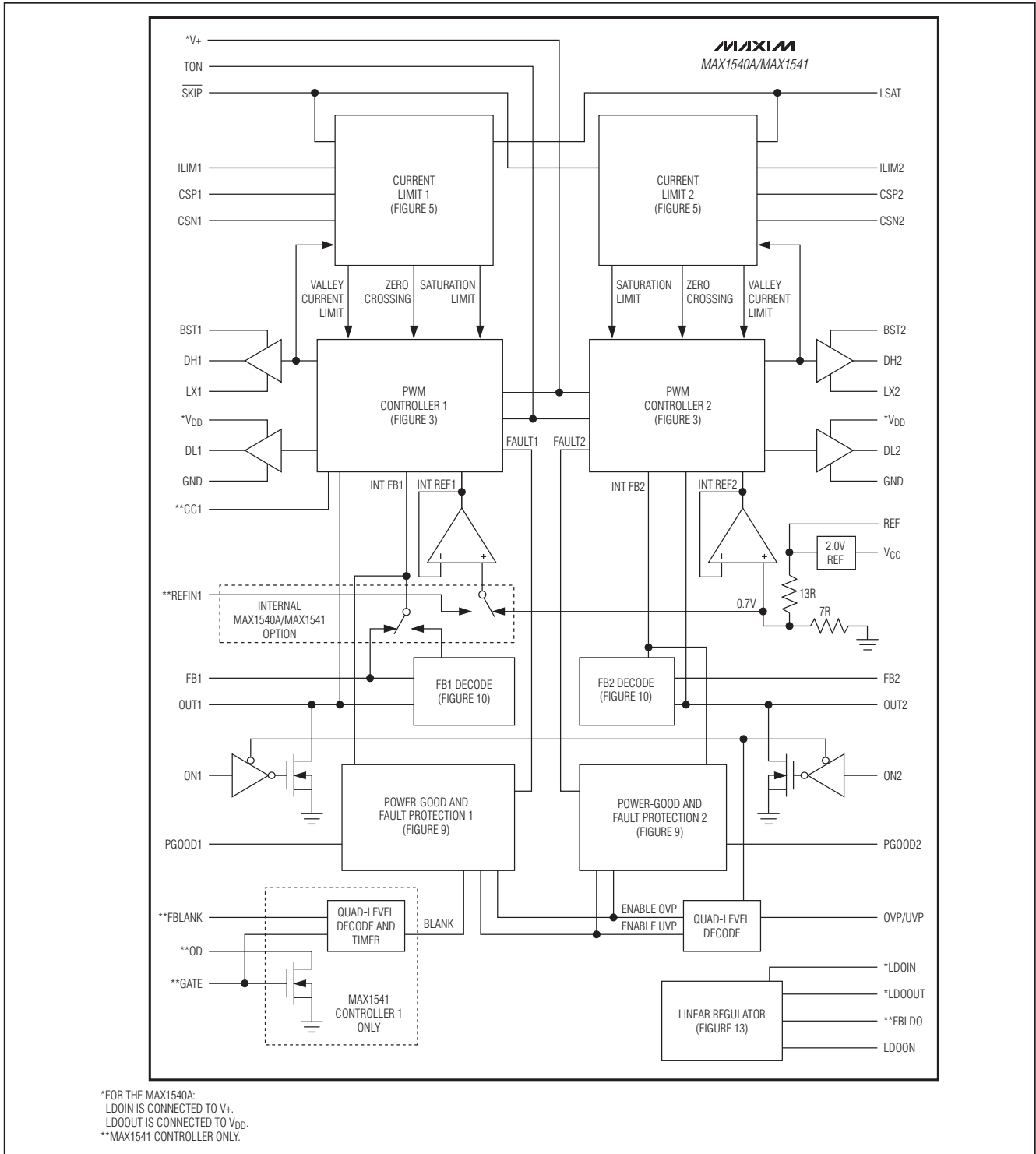


图2. MAX1540A/MAX1541 功能框图



## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

表3. 近似K因子误差

NOMINAL TON SETTING (kHz)	K-FACTOR ERROR (%)	CONTROLLER 1 (OUT1)		CONTROLLER 2 (OUT2)	
		TYPICAL K-FACTOR (μs)	MINIMUM V <sub>IN</sub> AT V <sub>OUT1</sub> = 1.8V* (V)	TYPICAL K-FACTOR (μs)	MINIMUM V <sub>IN</sub> AT V <sub>OUT2</sub> = 2.5V* (V)
200kHz (TON = V <sub>CC</sub> )	±10	4.5 (235kHz)	2.28	6.2 (170kHz)	2.96
300kHz (TON = open)	±10	3.0 (345kHz)	2.52	4.1 (255kHz)	3.18
420kHz (TON = REF)	±12.5	2.2 (485kHz)	2.91	3.0 (355kHz)	3.48
540kHz (TON = GND)	±12.5	1.7 (620kHz)	3.42	2.3 (460kHz)	3.87

\*请参考降压转换器的压差性能部分(h = 1.5, 使用最差条件下的K因子)。

表4. SKIP 配置表

SKIP	OUT1 MODE	OUT2 MODE
V <sub>CC</sub>	Forced PWM	Forced PWM
Open	Forced PWM	Pulse skipping
REF	Pulse skipping	Forced PWM
GND	Pulse skipping	Pulse skipping

I<sub>LOAD(SKIP)</sub>，等于纹波电流峰-峰值的一半，为电感值的函数(图4)。这个阈值相对恒定，仅受电池电压的轻微影响。

$$I_{LOAD(SKIP)} \approx \left( \frac{V_{OUT}K}{2L} \right) \left( \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

其中K为导通时间比例因子(表3)。举例来讲，在MAX1541标准应用电路中(图12) (K = 3.0μs, V<sub>OUT2</sub> = 2.5V, V<sub>IN</sub> = 12V, L = 4.3μH)，脉冲跳频模式切换发生在：

$$\left( \frac{2.5V \times 3.0\mu s}{2 \times 4.3\mu H} \right) \left( \frac{12V - 2.5V}{12V} \right) = 0.69A$$

如果使用了摆动(软饱和)电感，切换点甚至会更低。当轻载情况下进入脉冲跳频模式时，开关波形会看上去显得杂乱且不同步，但这是一种正常的工作情况，可以获得高轻载效率。通过改变电感值可以在PFM噪声与轻载效率之间进行折衷。一般来讲，低电感值产生更宽的效率-负载曲线，而高电感值可产生更高的满负载效率(假设线圈电阻不变)和较低的输出电压纹波。高值电感的负面影响包括更大的物理尺寸以及使负载瞬变响应变差(特别是在低输入电压下)。

直流输出精度指标与误差比较器的门限有关。当电感处于连续传导模式时，MAX1540A/MAX1541的调整点位于输出纹波的谷点，因此实际的直流输出电压比触发电平高出了输出纹波电压的50%。在不连续传导模式(I<sub>OUT</sub> < I<sub>LOAD(SKIP)</sub>)，由于斜率补偿，输出电压的直流调整点比误差比较器门限高大约1.5%。

### 轻载工作(SKIP)

4电平SKIP输入通过单独使能或禁用各个控制器的过零比较器选择轻载、脉冲跳频工作模式(表4)。当过零比较器被使能时，控制器在电流检测输入检测到零电感电流时强制DL<sub>变低</sub>。这可以防止电感为输出电容放电并且可在轻载条件下强制控制器跳过脉冲，以防止对输出过充。当过零比较器被禁用时，控制器在轻载条件下仍保持PWM工作模式(参见强制PWM模式单元)。

### 自动脉冲跳频模式

在脉冲跳频模式下，器件在轻载条件下会自动切换到PFM模式(图3)。这种切换受到一个比较器的影响，该比较器在电感电流的过零点中止低侧开关的导通。过零比较器通过检流输入(CSP<sub>-</sub>至CSN<sub>-</sub>)差分检测电感电流。一旦V<sub>CSP-</sub> - V<sub>CSN-</sub>跌至电流门限的5%以下(对于默认的50mV电流门限为2.5mV)，比较器强制DL<sub>变低</sub>(图3)。这就使得脉冲跳频的PFM和非脉冲跳频的PWM工作模式切换点与电感电流的连续和非连续临界点(亦称为“临界导通”点)相重合。发生PFM/PWM切换时的负载电流，

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

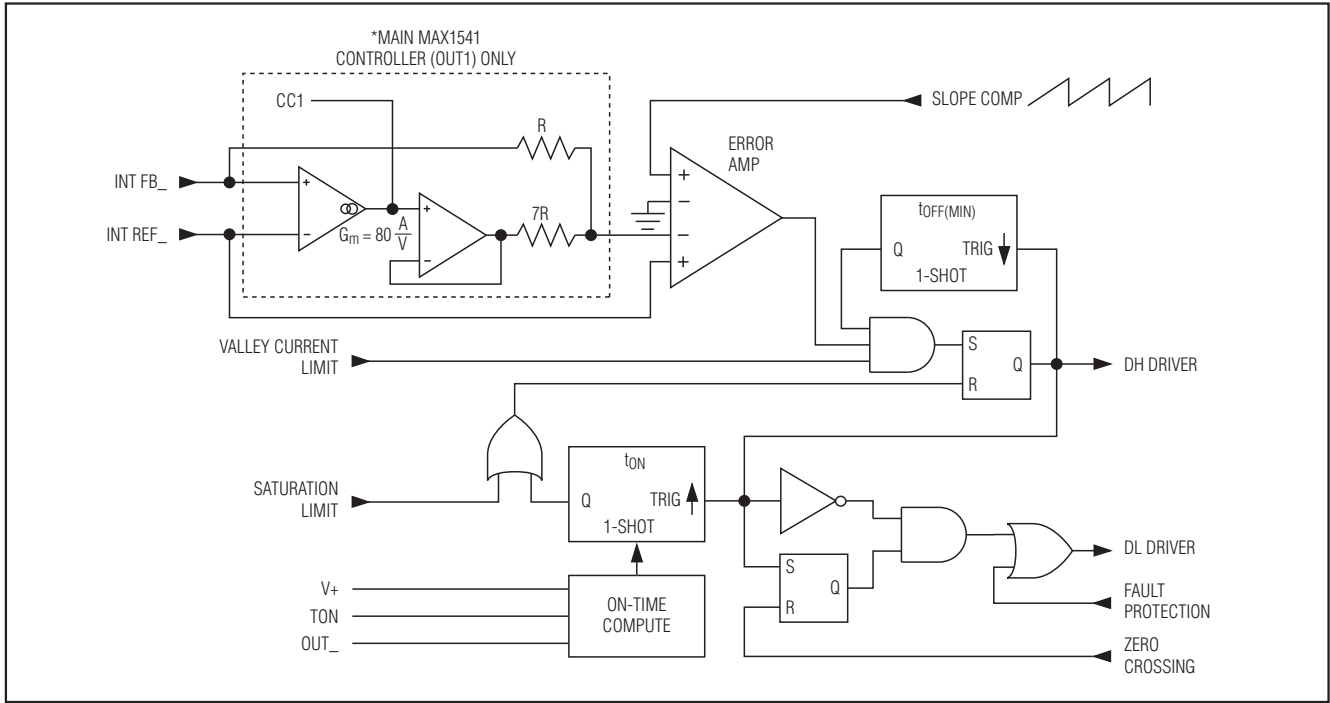


图3. MAX1540A/MAX1541 PWM控制器功能框图

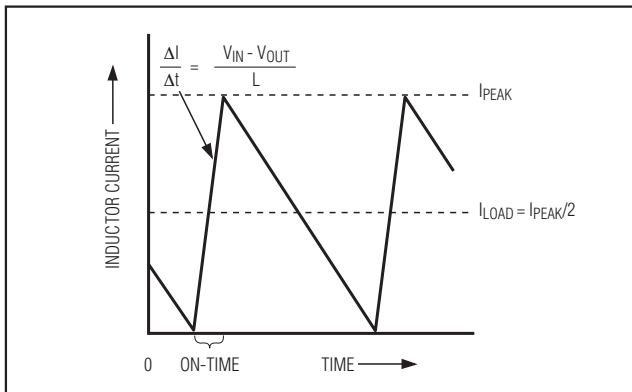


图4. 脉冲跳频/不连续转换点

### 强制PWM模式

低噪声强制PWM模式禁用控制低侧开关导通时间的过零比较器。这样可强制低侧栅极驱动波形保持与高侧栅极驱动波形互补，使电感电流在轻载下反转，同时DH\_占空比保持为 $V_{OUT} / V_{IN}$ 。强制PWM模式的优点是使开关频率保持恒定。然而，使用强制PWM操作也有代价：空载下5V偏置电源的电流会保持在4mA至40mA，依赖于外部MOSFET和开关频率。

强制PWM模式非常适合降低音频噪声、改善负载瞬变响应、以及为动态输出电压调节提供吸收电流能力。MAX1541在所有动态输出电压瞬变期间(GATE检测到的瞬变)使用强制PWM工作模式，以确保快速、精确的转换。由于强制PWM模式禁用了过零比较器，电感电流在轻载情况下反转，快速对输出电容放电。FBLANK决定MAX1541保持强制PWM模式的时间——典型为220 $\mu$ s (FBLANK =  $V_{CC}$ )、140 $\mu$ s (FBLANK = open或GND)或65 $\mu$ s (FBLANK = REF)。

### 限流保护(ILIM\_)

#### 谷电流限制

限流电路使用独特的“谷”电流检测算法，使用CSP\_和CSN\_之间的检流电阻作为电流检测元件(图1)。如果检流信号的幅度大于谷电流门限，PWM控制器就不能启动一个新的周期(图3和图5)。实际的峰值电流比谷电流门限高出了一个电感的纹波电流。因此，实际的限流特性和最大的负载能力是检流电阻、电感值以及电池电压的函数。当与欠压保护电路相配合时，这一限流方法几乎在所有情况下都是相当有效的。图6说明了谷电流门限值。

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

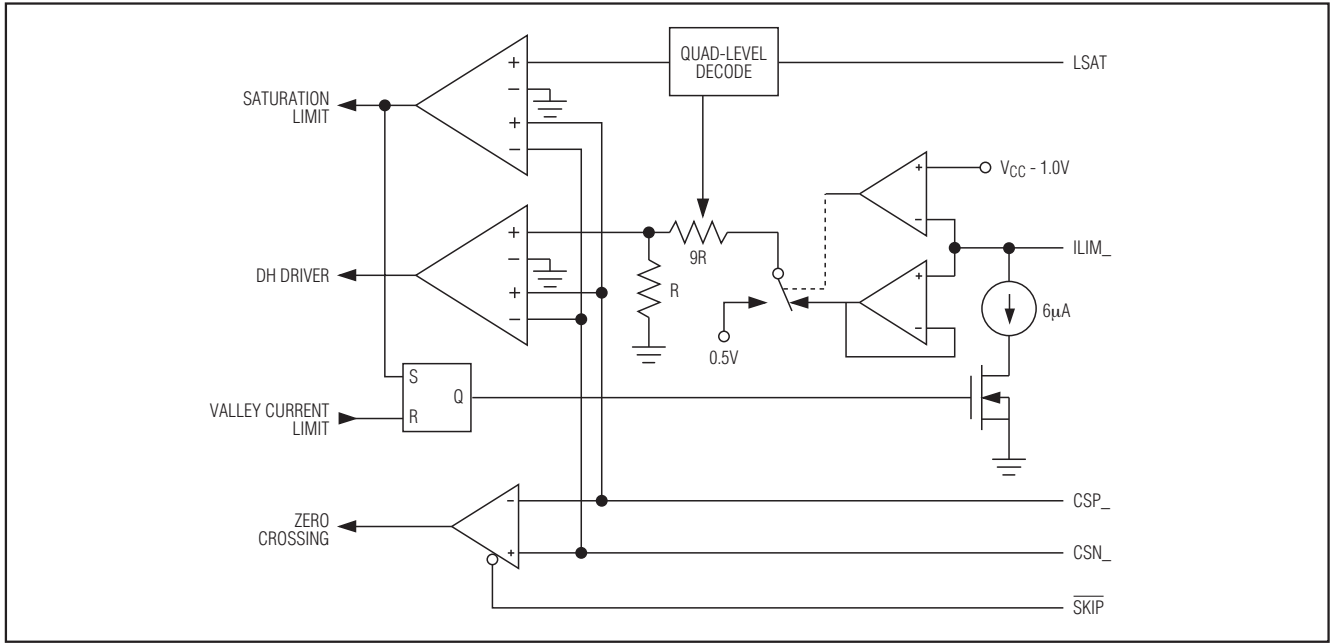


图5. MAX1540A/MAX1541限流功能框图

在强制PWM模式下，MAX1540A/MAX1541还限制负向电流，以防在 $V_{OUT}$ 吸入电流时产生过高的反向电感电流。负电流限被设置为正电流限的大约120%，并且可以在 $ILIM_$ 被调节后跟踪正电流限。

电流门限可通过 $ILIM_$ 处的外部电阻分压器调节。为了保证精度以及不受噪声干扰，分压器电流推荐为 $2\mu A$ 至 $20\mu A$ 。电流门限调节范围为 $25mV$ 至 $200mV$ 。在可调模式下，电流门限电压精确地等于 $ILIM_$ 电压的 $1/10$ 。当 $ILIM_$ 连接到 $V_{CC}$ 时，门限缺省值为 $50mV$ 。切换到 $50mV$ 缺省值的逻辑门限约为 $V_{CC} - 1V$ 。

注意仔细阅读PCB布局准则以确保噪声和直流误差不会影响到 $CSP_$ 和 $CSN_$ 检测到的差分检流信号。芯片应尽可能地靠近检流电阻，两者间使用短且直的连线，与检流电阻采用Kelvin连接。

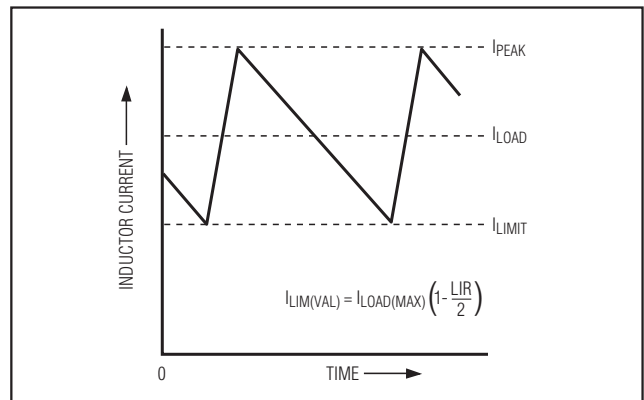


图6. 谷电流门限值

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

### 电感饱和限制

通过LSAT连接可以选择一个检流上限作为电感饱和门限，也可以禁用电感饱和保护功能(LSAT = GND)。使能时，电感饱和门限是正谷电流门限的倍数(表5)，并且可在ILIM调节后跟踪谷电流限。选定的电感饱和门限应该在峰值电感电流之上留出足够的空间，以保证不会因开关噪声而错误地触发保护电路。选择过高的门限可能会使电感饱和和无法被检测到。对于约20%的低LIR(电感纹波电流与设计最大负载电流之比)的电感，选择最低饱和门限 $1.5 \times I_{LIM(VAL)}$ (LSAT = REF)。当使用较高LIR的电感时，需相应提高饱和门限。

当电感饱和和保护被使能时，MAX1540A/MAX1541通过检流电阻两端的电压连续地监视电感电流。当超过了电感饱和门限时，MAX1540A/MAX1541会立即关断高侧栅极驱动器并且在下一个DH\_导通时间开始时使能ILIM\_上的一个 $6\mu A$ 放电电流(图7)。这使得ILIM\_上的电压降低了 $\Delta V_{ILIM}$ ：

$$\Delta V_{ILIM} = - \left( \frac{R_A R_B}{R_A + R_B} \right) I_{ILIM(LSAT)}$$

其中ILIM饱和故障吸收电流( $I_{ILIM(LSAT)}$ )典型值为 $6\mu A$ (参见Electrical Characteristics表)。当使用缺省的50mV谷电流门限( $ILIM_ = V_{CC}$ )时，ILIM\_饱和故障吸收电流不会降低限流门限(图5)。

如果电感电流在下一个周期内保持在饱和门限以下，控制器会禁用ILIM\_放电电流，允许ILIM\_电压恢复到其额定设置值。一旦控制器降低了谷电流门限，电感就不应继续饱和。如果电感仍然饱和，输出电压会降低到足以触发欠压故障保护(UVP使能)的水平，导致MAX1540A/MAX1541建立故障锁存并关断全部两个输出。在ILIM\_和GND之间加入一个电容可以减慢ILIM\_的电压变化，时间常数 $\tau = (R_A/R_B) \times C_{ILIM}$ ，其中 $\tau$ 在5至10个开关周期之间。如果电感饱和只出现在负载瞬变期间，该时间常数有利于电源在输出电压跌至欠压门限以下之前恢复过来。

设置 $\Delta V_{ILIM}$ 至少为ILIM\_设定电压的30%。使用如下等式计算 $R_A$ 和 $R_B$ ：

$$R_A = \frac{V_{REF}}{I_{ILIM(LSAT)}} \left( \frac{\Delta V_{ILIM}}{V_{ILIM(SET)}} \right), \quad \left( \frac{\Delta V_{ILIM}}{V_{ILIM(SET)}} \right) \text{ 设置为 } 30\%$$

$$R_B = \frac{R_A}{\left( \frac{V_{REF}}{V_{ILIM(SET)}} - 1 \right)}$$

当使用一个与电感串联的检流电阻时，电感饱和和检测工作得最好。各种电流检测配置及LSAT的推荐设置，参见设置电流限部分(图14)。

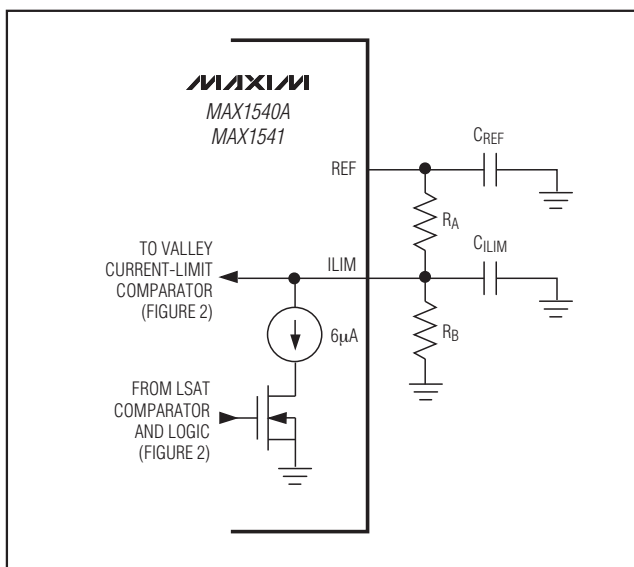


图7. 可调节限流门限

表5. LSAT配置表

LSAT	INDUCTOR-SATURATION THRESHOLD
VCC	$2.00 \times I_{LIM(VAL)}$
Open	$1.75 \times I_{LIM(VAL)}$
REF	$1.50 \times I_{LIM(VAL)}$
GND	Disabled

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

### MOSFET栅极驱动器(DH\_、DL\_)

DH\_和DL\_驱动器适合驱动中型的高侧MOSFET和更大的低侧功率MOSFET。这和笔记本应用中的低占空比工作条件相一致，其间存在很大的 $V_{IN} - V_{OUT}$ 差。自适应死区时间电路监视DL\_输出并防止高侧MOSFET在DL\_关断之前导通。另有一个相似的自适应死区时间电路监视DH\_输出，并防止低侧MOSFET在DH\_关断之前导通。为使自适应死区时间电路正常工作，DL\_和DH\_驱动器到MOSFET的栅极之间必须存在一条低阻抗、低电感的通路；否则，MAX1540A/MAX1541的检测电路会认为MOSFET的栅极已经关断，而实际上栅极中仍留有电荷。注意使用短且宽的连线(如果MOSFET距离驱动器1英寸，连线应宽50mil至100mil)。

内部驱动DL\_的下拉晶体管非常强劲，具有 $0.6\Omega$ (典型)导通阻抗。当电感结点(LX\_)快速从地切换到 $V_{IN}$ 时，这可以防止DL\_由于MOSFET的漏极与栅极间的电容耦合而被拉高。在具有高输入电压以及较长的感性驱动器连线的应用中，可能需要额外的栅-源电容以确保快速上升的LX\_边沿不会将低侧MOSFET的栅极拉高而引发直通电流。LX\_和DL\_之间的电容耦合由MOSFET的栅-漏电容( $C_{RSS}$ )、栅-源电容( $C_{ISS}-C_{RSS}$ )、以及额外的电路板寄生电容产生，不能超过以下最小门限：

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

不同批次之间门限电压的差异在作冗余设计时会带来问题。作为另一种选择，在BST\_引脚串联一个低于 $10\Omega$ 的电阻可解决这一问题，它增加了高侧MOSFET的开启时间，而不影响关断时间(图8)。

### POR、UVLO和软启动

上电复位(POR)在 $V_{CC}$ 升至大约2V时发生，会复位故障锁存器及软启动计数器、为基准加电、以及为PWM工作做好准备。 $V_{CC}$ 达到4.25V(典型值)之前， $V_{CC}$ 欠压锁定电路(UVLO)一直会禁止开关。禁止开关期间，控制器拉低DH\_，并保持DL\_为低(当OVP及关断放电被禁用时)或为高(当OVP及关断放电被使能时)(表7)。当 $V_{CC}$ 升至4.25V以上且ON\_被拉高时，控制器激活PWM并进入软启动。

软启动电路在启动期间逐渐提升内部限流门限，以降低输入浪涌电流。MAX1540A/MAX1541将软启动分为5个阶段。在第一个阶段，控制器电流限为满电流限的20%。如果输出在 $425\mu s$ 内没有达到稳定，软启动进入第二阶段，

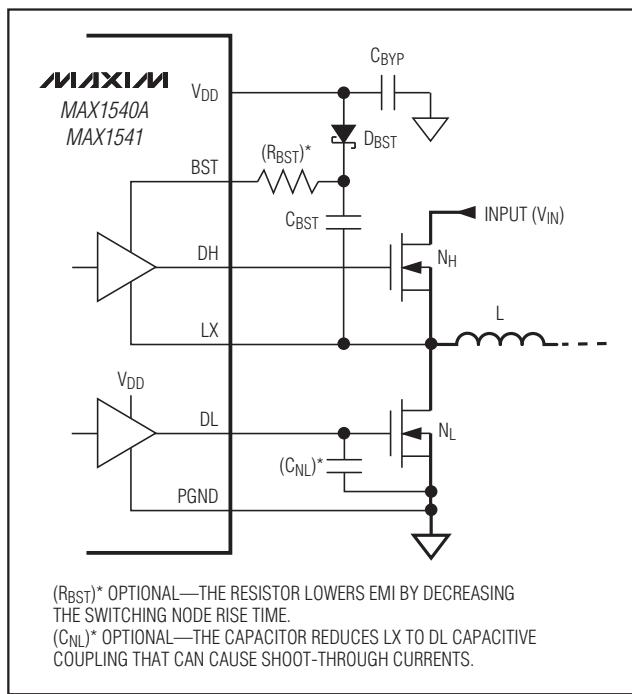


图8. 可选的栅极驱动器电路

电流限进一步增大20%。这一过程不断重复，直到在1.7ms后达到了最大电流门限，或输出达到额定稳定电压，无论先发生哪种情况(参见典型工作特性中的软启动波形)。

### 电源就绪输出(PGOOD\_)

PGOOD\_为一个窗口比较器的漏极开路输出，可连续监视输出。PGOOD\_在关断和软启动期间保持有效的低电平。数字软启动完成后，只要对应的输出电压处于FB\_设定的额定稳压值的 $\pm 10\%$ 以内，PGOOD\_始终为高阻态。当输出电压跌至额定稳压值的10%以下或升至其10%以上时，MAX1540A/MAX1541打开内部MOSFET(图9)将相应的电源就绪输出(PGOOD\_)拉低。任何故障情况都会强制PGOOD1和PGOOD2变低，直到通过切换ON1或ON2，或者使 $V_{CC}$ 电源低于1V来清除故障锁存器。如需逻辑电平输出，可在PGOOD\_和 $V_{CC}$ 之间连接一个外部上拉电阻。在大多数应用中，一个 $100k\Omega$ 电阻可很好地工作。

需要注意的是，电源就绪窗口检测器完全独立于过压和欠压保护故障检测器。

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

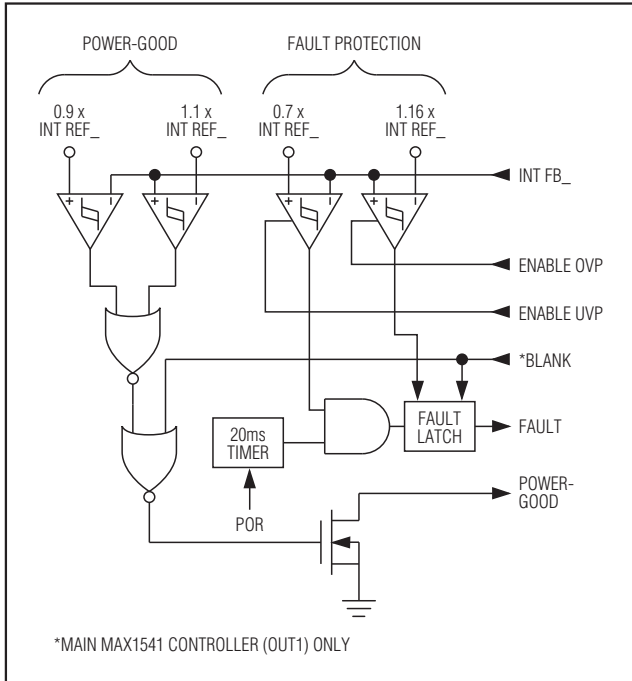


图9. 电源就绪以及故障保护

### 故障屏蔽(MAX1541 FBLANK)

MAX1541的主控制器(OUT1)在所有动态输出电压转换(检测到的GATE瞬变)期间自动进入强制PWM模式，以确保快速、准确的转换。FBLANK决定MAX1541主控制器保持强制PWM模式的时间(参见表6—典型情况下为220 $\mu$ s (FBLANK = V<sub>CC</sub>)、140 $\mu$ s (FBLANK = open或GND)或65 $\mu$ s (FBLANK = REF))。

当故障屏蔽被使能时(FBLANK = V<sub>CC</sub>、open或者REF)，MAX1541同时禁用OUT1的过压和欠压故障保护，并在FBLANK选择的转换期间(表6)强制PGOOD1为高阻状态。这可防止故障保护电路死锁MAX1541，并可在输出电压变化( $\Delta V_{OUT1}$ )无法跟上REFIN1电压变化( $\Delta V_{REFIN1}$ )时防止PGOOD1信号变低。

### 关断和输出放电 (ON\_)

当输出放电模式被使能时(OVP/UVp连接到V<sub>CC</sub>或悬空)，如果任何一个ON\_被拉低，或由于OVP故障或热故障使故障锁存器置位(表7)，控制器通过一个连接在OUT\_和地之间的内部10 $\Omega$ 开关为每个输出放电。当输出放电时，

表6. FBLANK配置表

FBLANK	OUT1 FAULT BLANKING	FORCED-PWM DURATION (MIN/TYP) ( $\mu$ s)
V <sub>CC</sub>	Enabled	120/220
Open	Enabled	80/140
REF	Enabled	35/65
GND	Disabled	80/140

DL\_被强制拉低并且PWM控制器被禁用。一旦输出电压跌至0.3V以下，低侧驱动器会将DL\_拉高，有效地将输出以及LX\_开关节点钳位至地。基准一直保持有效直到两个输出电压都低于0.3V，以提供精确的0.3V放电门限。

当OVP/UVp连接到REF或GND时，控制器不会主动为输出放电，并且DL\_驱动器保持低电平直到系统重新使能控制器。在这些情况下，输出放电速率由负载电流和输出电容决定。

控制器在启动时检测并锁存由OVP/UVp设置的放电模式。

### 故障保护

MAX1540A/MAX1541提供过/欠压故障保护(图9)。可按照表7说明驱动OVP/UVp以使用或禁用故障保护。一旦被激活，控制器会连续地监视输出以及时发现欠压和过压故障。

### 过压保护(OVP)

当输出电压升至额定稳压值的116%以上、并且OVP被使能(OVP/UVp = V<sub>CC</sub>或open)时，OVP电路设置故障锁存器，关闭两个Quick-PWM控制器，立即将DH1和DH2拉低，并且强制拉高DL1和DL2。这会导通同步整流MOSFET并使其工作于100%占空比，快速为输出电容放电，并且将两个输出钳位至地。应注意的是，由于当OV故障发生时，输出LC中仍存有一定电量，因此立即将DL\_锁定为高电平会导致输出电压为负。如果负载不能承受负电压，可在输出端连接一个功率肖特基二极管，作为反极性钳位。如果引发过压故障的条件一直持续(例如高侧MOSFET短路)，输入保险丝将被熔断。当MAX1541检测到一个GATE上的跳变时(FBLANK使能)，它会忽略OUT1的OVP故障。切换ON1或ON2、或者使V<sub>CC</sub>电源低于1V可以清除故障锁存器并重新启动控制器。

当OVP/UVp连接至REF或GND时，OVP被禁用(表7)。

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

### 欠压保护(UVP)

当输出电压跌至额定稳压值的70%以下并且UVP被使能时(OVP/UVP = V<sub>CC</sub>或REF)，控制器将设置故障锁存器并启动两个输出的输出放电程序(参见关断和输出放电(ON\_)部分)。当输出电压跌至0.3V以下时，驱动器会拉高DL以导通同步整流器，将输出钳位至GND。在启动后至少10ms(ON\_上升沿)，以及检测到GATE发生跳变(仅MAX1541, FBLANK使能)时，UVP将被忽略。切换ON1或ON2、或者使V<sub>CC</sub>电源低于1V可以清除故障锁存器并重新启动控制器。

当OVP/UVP连接至GND或悬空时，UVP被禁用(表7)。

### 热故障保护

MAX1540A/MAX1541具有一个热故障保护电路。当线性稳压器被禁用(LDOON = GND)时，控制器设置过热门限为+160°C。当线性稳压器被使能(LDOON = V<sub>CC</sub>)时，控制器设置过热门限为+150°C以防止内部线性稳压器遭遇连续性的短路情况。当结温超过过热门限时，热保护电路将启动故障锁存器，拉低PGOOD1和PGOOD2，禁用

线性稳压器，并启动输出放电程序，不论OVP/UVP如何设置。切换ON1或ON2、或者使V<sub>CC</sub>电源低于1V可以在结温下降10°C后重新启动控制器。

### 输出电压

#### 预置输出电压

MAX1540A/MAX1541的双模工作方式在选择通用电压时无需外部元件(图10)。对于MAX1540A的主控制器(OUT1)，将FB1连接至GND可获得固定1.8V输出，连接至V<sub>CC</sub>可获得固定1.2V输出，也可将FB1直接连接至OUT1以获得固定0.7V输出。对于MAX1540A的从控制器(OUT2)，将FB2连接至GND可获得固定2.5V输出，连接至V<sub>CC</sub>可获得固定1.5V输出，也可将FB2直接连接至OUT2以获得固定0.7V输出。MAX1541的主控制器(OUT1)的稳压值由REFIN1设定的电压决定(V<sub>FB1</sub> = V<sub>REFIN1</sub>)，不支持双模式操作。对于MAX1541的从控制器(OUT2)，将FB2连接至GND可获得固定2.5V输出，连接至V<sub>CC</sub>可获得固定1.8V输出，也可将FB2直接连接至OUT2以获得固定0.7V输出。表8说明了输出电压的配置情况。

表7. 故障保护和关断设置真值表

OVP/UVP	ON_ DISCHARGE*	UVP PROTECTION	OVP PROTECTION	THERMAL PROTECTION
V <sub>CC</sub>	Yes. Output discharged through a 10Ω resistor, and DL forced high when output drops below 0.3V.	Yes. UVP fault activates the discharge sequence.	Yes. DH pulled low and DL forced high immediately.	Yes. Thermal fault activates the discharge sequence.
Open	Yes. Output discharged through a 10Ω resistor, and DL forced high when output drops below 0.3V.	No. UVP disabled.	Yes. DH pulled low and DL forced high immediately.	Yes. Thermal fault activates the discharge sequence.
REF	No. DL forced low when shut down.	Yes. UVP fault activates the discharge sequence.	No. OVP disabled.	Yes. Thermal fault activates the discharge sequence.
GND	No. DL forced low when shut down.	No. UVP disabled.	No. OVP disabled.	Yes. Thermal fault activates the discharge sequence.

\*上电时闭锁放电模式。

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

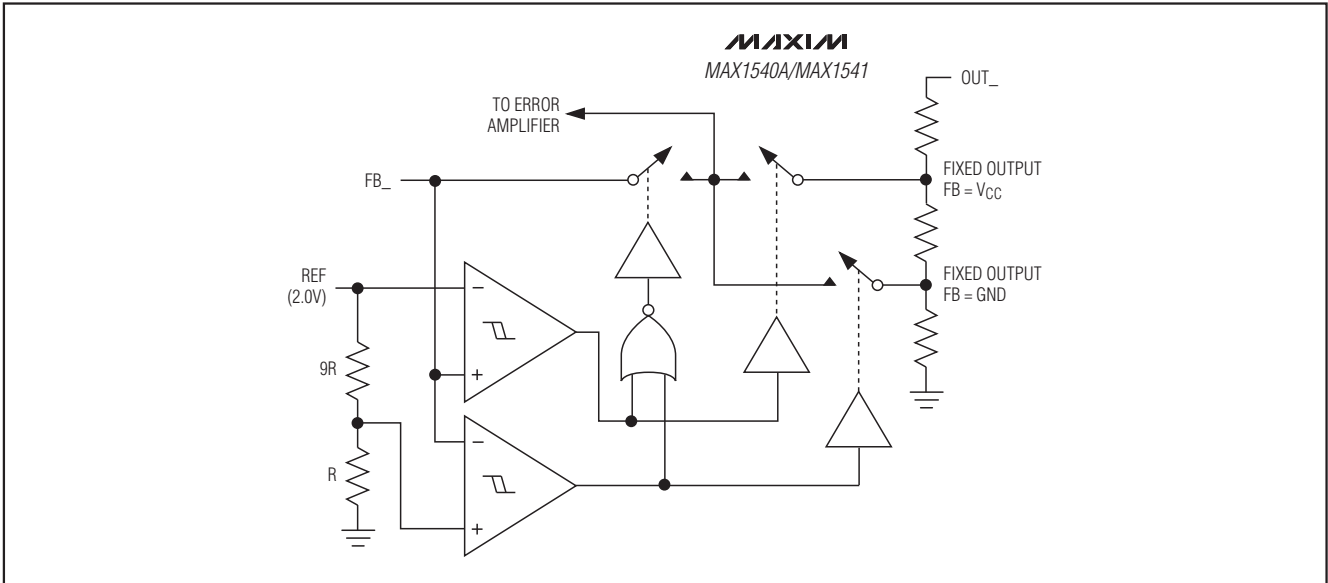


图10. MAX1540A/MAX1541 双模式反馈译码器

表8. 输出电压配置

	OUT1		OUT2	
	MAX1540A	MAX1541	MAX1540A	MAX1541
FB_ = VCC	Fixed 1.2V	Not allowed	Fixed 1.5V	Fixed 1.8V
FB_ = GND	Fixed 1.8V	Not allowed	Fixed 2.5V	Fixed 2.5V
FB_ = OUT_ or adjustable	0.7V	V <sub>REFIN1</sub>	0.7V	0.7V

通过FB<sub>-</sub>上的电阻分压器设置V<sub>OUT</sub>

使用一个电阻分压器(图11)，输出电压可在0.7V至5.5V范围内调节。MAX1540A可使FB1和FB2稳定到固定的0.7V基准电压。MAX1541使FB1稳定到REFIN1设置的电压，使FB2稳定到固定的0.7V基准电压。这使得MAX1541主控制器(OUT1)非常适合存储器应用，这种应用要求端接电源必须跟踪电源电压。可调输出电压为：

$$V_{OUT\_} = V_{FB\_} \left( 1 + \frac{R_C}{R_D} \right)$$

其中，对于MAX1540A，V<sub>FB<sub>-</sub></sub> = 0.7V，对于MAX1541，V<sub>FB1</sub> = V<sub>REFIN1</sub>，V<sub>FB2</sub> = 0.7V。

动态输出电压(仅MAX1541 OUT1)

MAX1541使FB1稳定在REFIN1设定的电压。通过改变REFIN1的电压，MAX1541可用于要求输出电压在两个设定点之间动态变化的应用中。图12给出了一个REFIN1处的动态可调节电阻分压网络。使用GATE信号和漏极开路输出(OD)，一个电阻可以被加入或移出REFIN1的电阻分压器，以改变REFIN1的电压。GATE上的逻辑高电平可以导通内部N沟道MOSFET，使OD变为低阻状态。GATE上的逻辑低禁止N沟道MOSFET，使OD变为高阻态。两种输出电压(FB1 = OUT1)由以下等式决定：

$$V_{OUT1(LOW)} = V_{REF} \left( \frac{R_9}{R_8 + R_9} \right)$$

$$V_{OUT1(HIGH)} = V_{REF} \left[ \frac{(R_9 + R_{10})}{R_8 + (R_9 + R_{10})} \right]$$

MAX1541主控制器(OUT1)在GATE的上升沿和下降沿自动进入强制PWM模式，并在FBLANK选定的时期内(表6)保持强制PWM模式。为了在REFIN1被拉低时确保快速、准确的负向电压转换，强制PWM操作是必需的。由于强制PWM操作禁用了过零比较器，在轻载下电感电流可以反转，快速为输出电容放电。如果故障屏蔽被使能，MAX1541同时禁用主控制器(OUT1)的过压和欠压故障保护，并在由FBLANK选定的时期(表6)内强制PGOOD1为高阻状态。



## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

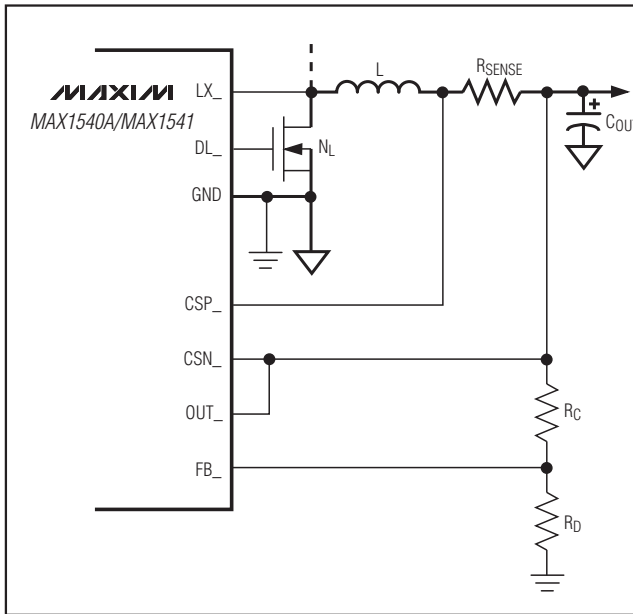


图11. 使用FB\_上的电阻分压器设置V<sub>OUT</sub>

对于REFIN1电压的阶跃变化，输出电压的变化速率取决于电感电流斜率、总输出电容、电流限以及转换期间的负载。电感电流斜率受到电感两端电压以及电感值的限制。总输出电容决定了改变输出电压需要多大电流。增加的负载电流在REFIN1变化为正时会减缓输出电压变化，在REFIN1变化为负时会加速输出电压变化。为获得快速的输出电压正向跳变，电流限必须大于负载电流加上瞬态电流：

$$I_{LIMIT} > I_{LOAD} + C_{OUT} \frac{dV}{dt}$$

在REFIN1和GND之间加入一个电容可以过滤噪声并在动态转换期间控制REFIN1电压的变化速率。使用这个附加电容，REFIN1的电压在两个设置点间以时间常数 $R_{EQ} \times C_{REFIN1}$ 变化，其中 $R_{EQ}$ 为转换电容处的等效并联电阻。参见图12，正REFIN1电压转换的时间常数为：

$$\tau_{POS} = \left[ \frac{R8 \times (R9 + R10)}{R8 + (R9 + R10)} \right] C_{REFIN1}$$

负REFIN1电压转换的时间常数为：

$$\tau_{NEG} = \left( \frac{R8 \times R9}{R8 + R9} \right) C_{REFIN1}$$

### 线性稳压器(LDO)

线性稳压器的最高输入电压为28V，而最小输入电压取决于50mA负载时800mV的(最大值)压差( $V_{LDOIN(MIN)} = V_{LDOOUT} + V_{DROPOUT}$ )。用4.7μF或更大的电容将线性稳压器输出(LDOOUT)旁路，线性稳压器的内部和外部负载电流每增大5mA，电容值增加1μF。LDO可以提供最高100mA的电流来为控制器或者小功率外部负载供电。

对于MAX1540A，线性稳压器提供5V偏置电源用于为栅极驱动器和模拟控制器(图1)供电，具有独立运行的能力。线性稳压器输入由内部连接至电池电压输入(LDOIN = V<sub>+</sub>)，并且栅极驱动器输入电源由内部连接至线性稳压器的输出( $V_{DD} = LDOOUT$ )。图13为内部线性稳压器的功能框图。

对于MAX1541，线性稳压器支持双模式操作，可在无需外部元件的情况下提供5V输出电压(图1)。将FBLDO连接至GND可获得固定5.0V输出。线性稳压器输出电压可使用一个电阻分压器在1.25V至5.5V范围内调节(图12)。MAX1541将FBLDO稳定在1.25V反馈电压。可调输出电压为：

$$V_{LDOOUT} = V_{FBLDO} \left( 1 + \frac{R11}{R12} \right)$$

其中 $V_{FBLDO} = 1.25V$ 。如果不用，可将LDOON连接至GND以禁用MAX1541的线性稳压器。

# 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

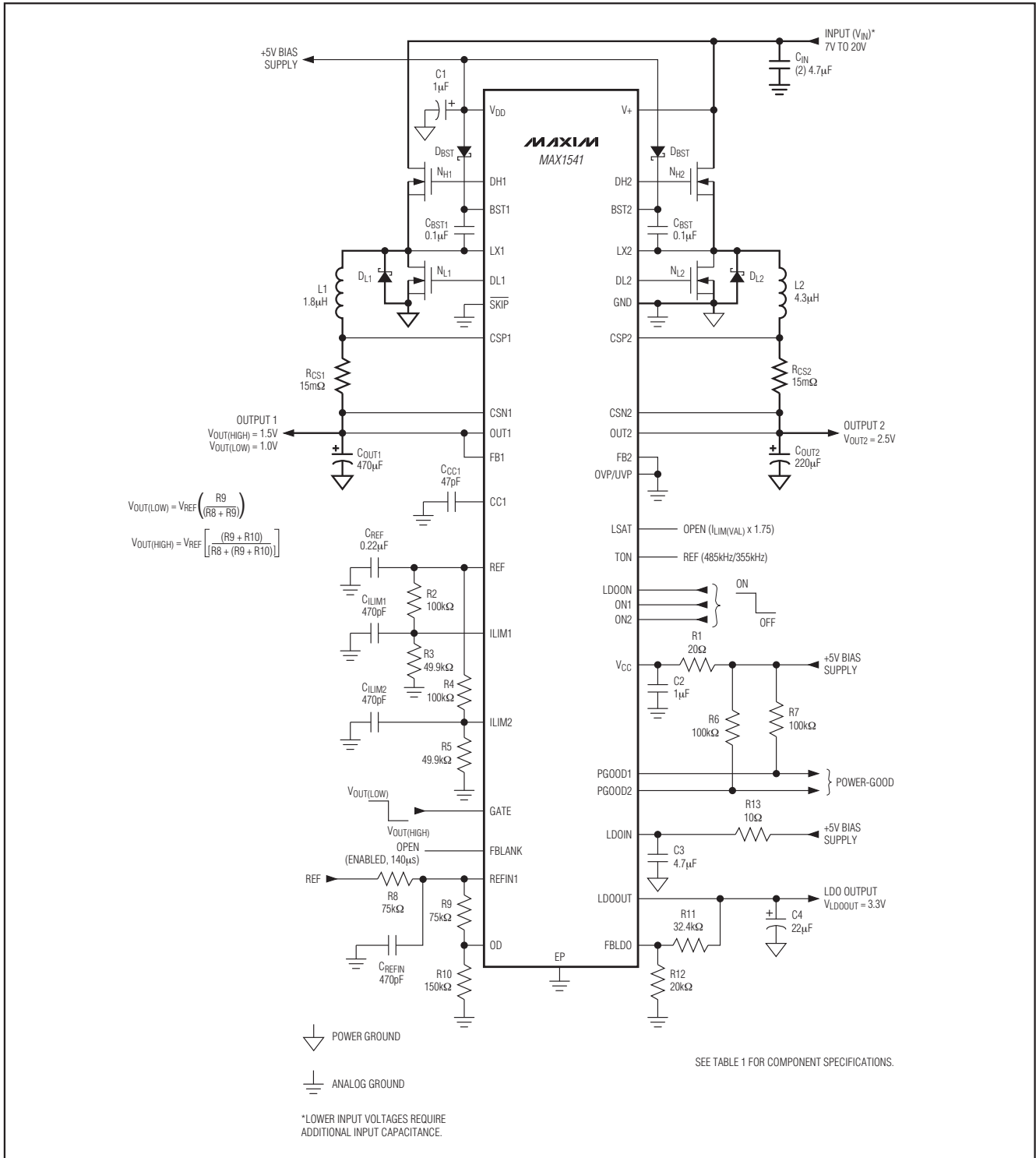


图12. MAX1541标准应用电路

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

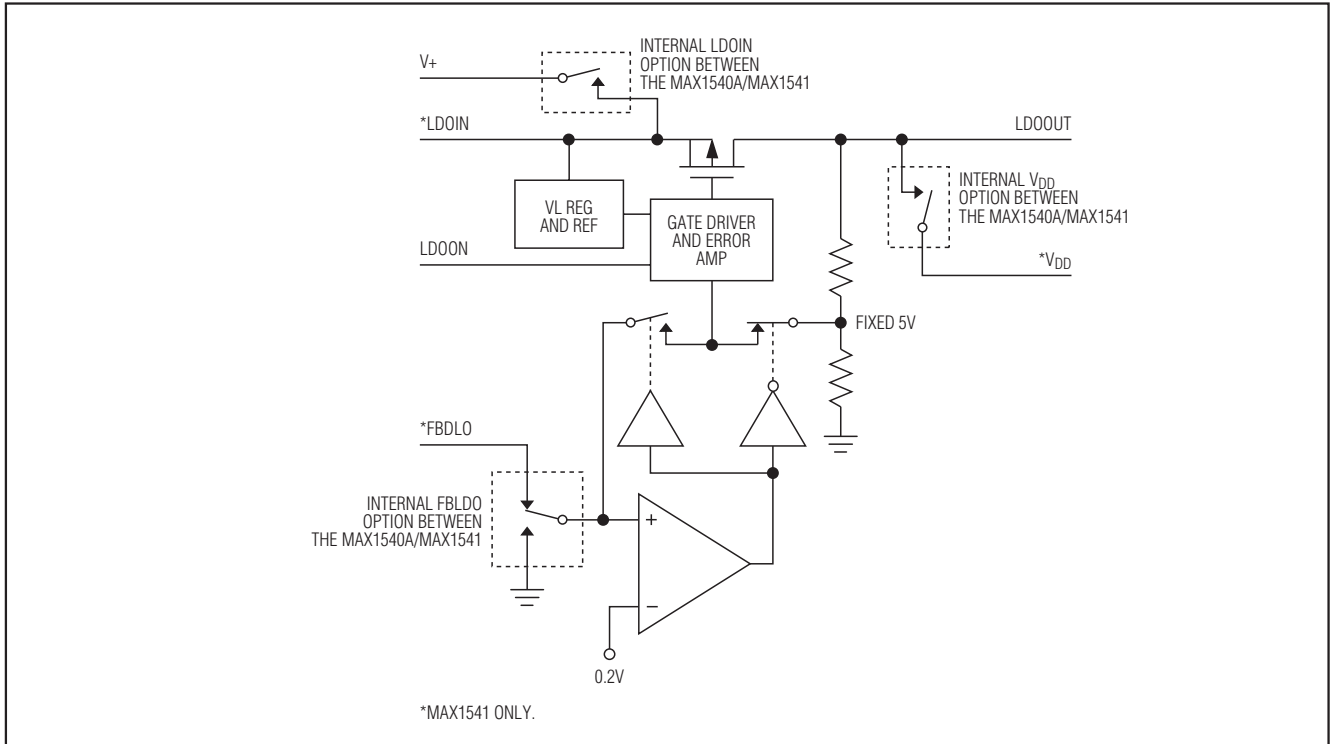


图13. 内部线性稳压器功能框图

### 设计步骤

在选择开关频率和电感工作点(纹波电流比)之前，首先应落实输入电压范围和最大负载电流。最主要的设计考虑集中在最佳开关频率和电感工作点的选择方面，以下4个因素决定了余下的设计：

- **输入电压范围：**最大值( $V_{IN(MAX)}$ )必须考虑到最坏情况下的最高AC适配器电压。最小值( $V_{IN(MIN)}$ )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的衰减后的最低值。如果可以的话，降低输入电压有利于提高效率。
- **最大负载电流：**有两个值需要考虑。峰值负载电流( $I_{LOAD(MAX)}$ )决定了元件的瞬时响应能力和对滤波器的要求，因而也就决定了输出电容选择、电感饱和指标、以及限流电路的设计。连续负载电流( $I_{LOAD}$ )确定了热应力，因而决定了输入电容、MOSFET、以及其他关键散热元件的选择。
- **开关频率：**这一选择取决于尺寸和效率间的基本平衡。由于正比于频率和 $V_{IN2}$ 的MOSFET开关损耗，最优频率很大程度上受到最大输入电压的影响。最优频率还会因时而异，因为MOSFET技术的进步使越来越高的工作频率成为现实。
- **电感工作点：**这一选择是尺寸与效率或者瞬变响应与输出纹波两方面间平衡的结果。低电感值可提供更好的瞬态响应和更小的物理尺寸，但增加的纹波电流会造成效率的降低和更高的输出纹波。实际可用的最小电感值应该使电路工作于临界传导的边缘(在最大负载下，电感电流在每个周期内都接近零)。低于这个值的电感不会带来进一步的尺寸缩减。最优工作点通常在20%和50%纹波电流处。在脉冲跳频模式使能时(轻载且SKIP为低电平)，电感值还决定了PFM/PWM切换发生时的负载电流值。

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

### 电感选择

开关频率和电感工作点决定电感值，见下式：

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

例如： $I_{LOAD(MAX)} = 4A$ ， $V_{IN} = 12V$ ， $V_{OUT2} = 2.5V$ ， $f_{SW} = 355kHz$ ，30%纹波电流或 $LIR = 0.3$ ：

$$L = \frac{2.5V \times (12V - 2.5V)}{12V \times 355kHz \times 4A \times 0.3} = 4.65\mu H$$

选择一个能安装在预定尺寸内，具有尽可能低直流电阻的低损耗电感。虽然铁粉芯价格低并且可以在200kHz下很好地工作，一般情况下最好的选择还是铁氧体芯。磁芯必须足够大，在峰值电感电流( $I_{PEAK}$ )下不发生饱和：

$$I_{PEAK} = I_{LOAD(MAX)} \left( 1 + \frac{LIR}{2} \right)$$

大多数电感制造商提供标准值的电感，例如1.0 $\mu H$ 、1.5 $\mu H$ 、2.2 $\mu H$ 、3.3 $\mu H$ 等。同样也可考虑非标准值的电感，以便更好地平衡输入电压范围和LIR。如果使用摆动电感(空载电感值随着电流的增大线性降低)，应该适当缩小电感值来估计LIR。

### 瞬态响应

电感纹波电流还会影响瞬态响应性能，特别是在 $V_{IN} - V_{OUT}$ 差值较小的情况下。低值电感允许电感电流更快地摆动，补充突增负载从输出滤波电容上移走的电荷。输出下跌量还是最大占空比的函数，可按下列由导通时间和最小关断时间计算：

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

其中 $t_{OFF(MIN)}$ 为最小关断时间(参见Electrical Characteristics部分)，K值来自表3。

在满载至空载瞬变期间，由存储在电感中的能量所引起的过冲可由下式计算：

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

### 设置电流限

最小限流门限必须足够大，以便电流限于容差范围的最小值时仍能支持最大负载电流。电感电流的谷值等于 $I_{LOAD(MAX)}$ 减去纹波电流的一半，因此：

$$I_{LIM(VAL)} > I_{LOAD(MAX)} - \left( \frac{V_{OUT}(V_{IN(MIN)} - V_{OUT})}{2V_{IN(MIN)} f_{SW} L} \right)$$

其中 $I_{LIM(VAL)}$ 等于最小谷电流门限电压除以检流电阻值( $R_{SENSE}$ )。对于50mV缺省设置，最小谷电流门限为40mV。

将 $I_{LIM\_}$ 连接至 $V_{CC}$ 可设置谷电流门限为缺省的50mV。在可调模式下，谷电流门限精确地等于 $I_{LIM\_}$ 处电压的1/10。如果要求门限可调，应在REF和模拟地(GND)之间连接一个电阻分压器， $I_{LIM\_}$ 连接到分压器的中心抽头。外部250mV至2V调节范围对应的谷电流门限为25mV至200mV。当调节电流门限时，使用容限1%的电阻并且使分压器电流约等于10 $\mu A$ ，以防给谷电流限带来显著的误差。

检流方法(图14)和幅度决定了可获得的限流精度和功率损耗(表9)。一般情况下，较高的检流电压门限提供较高的精度，但是同时会消耗较多的功率。大多数应用中谷电流检测电压( $V_{LIM(VAL)}$ )设置为50mV至100mV，因此检流电阻可以由下式计算：

$$R_{SENSE} = V_{LIM(VAL)} / I_{LIM(VAL)}$$

要获得最佳的检流精度和过流保护，在电感和输出之间使用容限1%的检流电阻，如图14a所示。这一配置持续监视电感电流，允许精确的谷电流限制以及电感饱和和保护。

对于需要高效率的低输出电压应用，检流电阻可以连接在低侧MOSFET( $N_L$ )的源极和功率地之间(如图14b)， $CSN\_$ 与 $N_L$ 的源极相连， $CSP\_$ 和功率地相连。在这种配置下，附加的检流电阻仅仅在 $N_L$ 传导电流时消耗功率。在这种配置下，电感饱和和保护必须被禁用( $LSAT = GND$ )，因为电感电流只有在低侧MOSFET导通时才可以被正确检测。

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、动态输出和线性稳压器

对于不需要高精度电流检测或者电感饱和保护的大功率应用，MAX1540A/MAX1541可以使用低侧MOSFET的导通电阻作为检流元件( $R_{SENSE} = R_{DS(ON)}$ )，只需将CSN\_连接至N<sub>L</sub>的漏极，CSP\_连接至N<sub>L</sub>的源极即可(图14c)。使用MOSFET数据资料中给出的最坏情况下 $R_{DS(ON)}$ 的最大值，并加上一些余量以补偿温度引起的 $R_{DS(ON)}$ 的上升。一个较好的常用法则是每摄氏度温升增加电阻0.5%。电感饱和保护在这种配置下必须被禁用(LSAT = GND)，因为电感电流只有在低侧MOSFET导通时才可以被正确检测。

作为另外一种选择，对于需要连续监视电感饱和的大功率应用，可以在电感两端连接一个串联的RC电路来检测电感电流(如图14d)，电路的等效时间常数为：

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

其中 $R_L$ 为电感的串联DC电阻。在这种配置下，检流电阻等于电感的直流电阻( $R_{SENSE} = R_L$ )。使用电感制造商给出的最坏情况下的电感值以及 $R_L$ 值，并加上一些余量以补偿温度和负载引起的电感下降。

各种情况下，无论检流电阻的精确度如何，都应确保足够的谷电流门限电压和电感饱和配置。

### 输出电容选择

输出滤波电容必须具有足够低的等效串联电阻(ESR)以满足输出纹波以及负载瞬变的要求，同时，也需要有足够的ESR以满足稳定性要求。

对于处理器核电源和其他输出可能会面对剧烈的瞬变负载的应用，输出电容的尺寸取决于需要多大的ESR以防止在负载瞬变情况下输出跌至过低。忽略因容量有限而产生的电压跌落：

$$R_{ESR} \leq \frac{V_{STEP}}{\Delta I_{LOAD(MAX)}}$$

对于没有大幅度、快速负载瞬变的应用，输出电容的尺寸通常取决于需要多大的ESR以保持一个可接受的输出电压纹波。降压控制器的输出纹波电压等于总电感纹波电流乘以输出电容的ESR。因此，为满足纹波指标所需的最大ESR为：

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

实际要求的电容值与满足低ESR所需的物理尺寸以及电容的化学类型有关系。因此，选择电容时通常考虑的是ESR和额定电压而非电容值(对于钽、OS-CON、聚合物和其他电解电容的确如此)。

当使用低电容量的滤波电容，例如陶瓷电容时，尺寸通常由电容量决定，以确保在负载瞬变期间， $V_{SAG}$ 和 $V_{SOAR}$ 不会引发问题。通常情况下，一旦电容量足够满足过冲要求时，增大负载引起的下冲也就不成问题了(参见瞬态响应部分的 $V_{SAG}$ 和 $V_{SOAR}$ 等式)。然而，低容值滤波电容通常具有很高的ESR零点，可能会影响总体的稳定性(参见输出电容稳定性考虑部分)。

表9. 电流检测配置

METHOD	CURRENT-SENSE ACCURACY	INDUCTOR-SATURATION PROTECTION	CURRENT-SENSE POWER LOSS (EFFICIENCY)
a) Output current-sense resistor	High	Allowed (highest accuracy)	$R_{SENSE} \times I_{OUT}^2$
b) Low-side current-sense resistor	High	Not allowed (LSAT = GND)	
c) Low-side MOSFET on-resistance	Low	Not allowed (LSAT = GND)	$\left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times R_{SENSE} \times I_{OUT}^2$
d) Equivalent inductor DC resistance	Low	Allowed	No additional loss

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

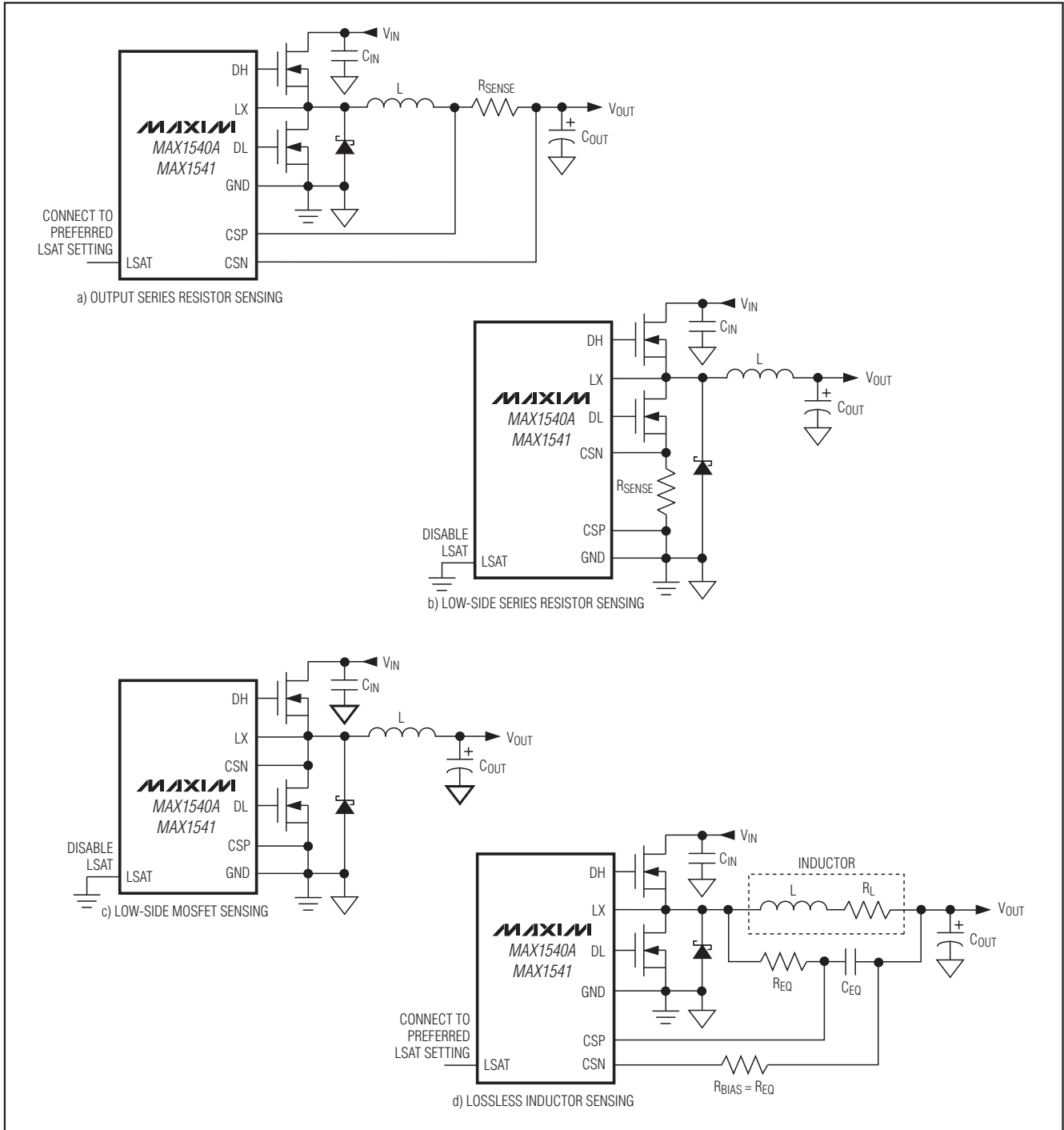


图14. 电流检测配置

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、动态输出和线性稳压器

### 输出电容稳定性考虑

### 输入电容选择

对于Quick-PWM控制器，稳定性取决于ESR零点与开关频率的相对关系。不稳定临界点由下式给出：

输入电容必须满足开关电流所需的纹波电流要求( $I_{RMS}$ ):

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

$$I_{RMS} = \frac{\sqrt{\sum_{X=1}^2 I_{OUTX}^2 V_{OUTX} (V_{IN} - V_{OUTX})}}{V_{IN}}$$

这里

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

对于典型的300kHz应用，ESR零点必须远远低于95kHz，最好低于50kHz。当前广泛使用的钽和OS-CON电容的典型ESR零点为25kHz。在选择电感的设计实例中，支持25mV<sub>p-p</sub>纹波所需的ESR为25mV/1.2A = 20.8mΩ。一个220μF/4V的三洋聚合物(TPE)电容可提供15mΩ(最大值)ESR。提供了一个48kHz的零点，在稳定边界以内。

对于大多数应用，非钽质电容(陶瓷、铝、或OS-CON)常常是首选，它们可以抑制上电时的浪涌电流，在输入端串接机械开关或连接器的系统常常会有这个问题。如果MAX1540A/MAX1541被用作两级电源转换系统中的第二级，钽输入电容是可以接受的。无论何种配置，选择电容应保证在RMS输入电流下温升低于10°C，以保证最佳的可靠性和寿命。

在没有经过认真考虑以确保稳定性之前，不要在反馈检测点两端直接放置高值的陶瓷电容。大型陶瓷电容具有较高的ESR零点，可能会导致不确定的稳定性问题。不过，通过将电容放置在反馈检测点下游几个英寸处可以很容易地加入足够的串联电阻，反馈检测点应该距离电感尽可能近。

### 功率 MOSFET 选择

以下MOSFET选择指导主要聚焦于在使用高电压(>20V)交流适配器产生高负载电流时的设计挑战。低电流应用通常要求更低一些。

不稳定工作以两种相关但明显不同的方式表现出来：双脉冲和快反馈环的不稳定。双脉冲的产生是由于输出上的噪声或者因为ESR过小以至于输出电压信号没有足够的电压斜率。这会使误差比较器错误地在400ns最小关断周期到期后立即启动一个新的周期。双脉冲十分恼人，但危害不大，仅仅会增大输出纹波。然而，它可能预示着由于没有足够的ESR而产生了环路的不稳定性。不稳定环会在输入或负载阶跃后引发输出震荡。这种扰动通常是阻尼的，但可以导致输出电压升高或跌落超出电压容限。

高侧MOSFET ( $N_H$ )必须能够在 $V_{IN(MIN)}$ 和 $V_{IN(MAX)}$ 下消散电阻损耗和开关损耗产生的热量。理想情况下， $V_{IN(MIN)}$ 下的损耗应该大致等于 $V_{IN(MAX)}$ 下的损耗，电压在两者之间时损耗较低。如果 $V_{IN(MIN)}$ 下的损耗明显更高，应考虑增加 $N_H$ 的尺寸。

相反，如果 $V_{IN(MAX)}$ 下的损耗明显更高，应考虑减小 $N_H$ 的尺寸。如果 $V_{IN}$ 不在一个很宽的范围内变动，选择使传导损耗等于开关损耗的高侧MOSFET ( $N_H$ )可获得最高的效率。

检查稳定性的最简单方法是施加一个非常快速的零至最大负载瞬变，并仔细观察输出电压纹波的包络，注意有无过冲和振铃现象。还可同时利用一个交流电流探头监视电感电流。在初始阶跃响应的下/过冲之后的振铃不能超过一个周期。

选择低侧MOSFET ( $N_L$ )时应注意导通电阻( $R_{DS(ON)}$ )尽可能低，封装尺寸合适(如8引脚SO、DPAK或者D<sup>2</sup>PAK封装)，并且价格也要合理。确保MAX1540A/MAX1541的DL\_栅极驱动器可以提供足够的电流以支持栅极电荷和由于高侧MOSFET导通产生的注入漏-栅寄生电容的电流。否则，可能会出现交叉传导问题。对于低侧MOSFET来说，开关损耗不是问题，因为在降压结构中使用它，它是一个零电压切换器件。

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、动态输出和线性稳压器

### 功率MOSFET的功耗

最坏情况的传导损耗出现在占空比为极限值时。对于高侧MOSFET ( $N_H$ )，最坏情况下的阻性损耗出现在最低输入电压下：

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

一般情况下，使用小尺寸的高侧MOSFET可以在高输入电压下降低开关损耗。然而，保持封装功耗限制所要求的  $R_{DS(ON)}$  经常会限制MOSFET的最小尺寸。最优情况出现在开关损耗等于传导损耗 ( $R_{DS(ON)}$ ) 时。如果输入电压低于15V，高侧开关损耗不是很大的问题。

计算高侧MOSFET ( $N_H$ ) 的开关损耗是十分困难的，因为这牵扯到难以量化的因素，它影响到开通和关断时间。这些因素包括内部栅极电阻、栅极电荷、门限电压、源极电感、以及PCB布局特性等等。以下的开关损耗计算公式仅提供相当粗略的估计，不能替代实际的试验板评估，最好使用一个安装在  $N_H$  上的热偶进行验证：

$$PD(N_H \text{ Switching}) = \frac{(V_{IN(MAX)})^2 C_{RSS} \times f_{SW} \times I_{LOAD}}{I_{GATE}}$$

其中  $C_{RSS}$  为  $N_H$  的反向传输电容， $I_{GATE}$  为峰值栅极驱动输出/吸收电流(典型值1A)。

当交流适配器电压达到最大时，由于开关损耗公式中的平方项  $C \times V_{IN}^2 \times f_{SW}$ ，高侧MOSFET的开关损耗可能导致发热问题。在低电池电压下选定的具有足够低  $R_{DS(ON)}$  的高侧MOSFET，如果在面对  $V_{IN(MAX)}$  时严重发热，应考虑选择另外一个具有更低寄生电容的MOSFET。

对于低侧MOSFET ( $N_L$ )，最坏情况的功率损耗总是发生在最大电池电压下：

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

MOSFET功率损耗的绝对最坏情况发生在强过载条件下，超过了  $I_{LOAD(MAX)}$  但仍未超过电流限制并触发故障锁定。针对这种可能性，设计电路时应留有余量以承受：

$$I_{LOAD} = I_{VALLEY(MAX)} + \left( \frac{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}{2V_{IN} f_{SW} L} \right)$$

其中  $I_{VALLEY(MAX)}$  为限流电路所允许的最大谷电流，包含门限和检流电阻的容差。MOSFET必须使用相对大的散热器以处理过载情况下的功率损耗。

选择一个正向压降足够低的肖特基(Schottky)二极管 ( $D_L$ )，以防止低侧MOSFET的体二极管在死区时间期间导通。作为一般的规则，选择额定直流电流等于负载电流1/3的二极管。这个二极管不是必需的，如果对效率要求不高可以省去。

### 应用信息

#### 降压转换器的压差性能

连续传导模式的输出电压调节范围受限于不可调节的最小关断时间。为获得最好的压差性能，应使用较慢的(200kHz)导通时间设置。当输入电压较低时，占空比极限的计算必须使用最坏情况下的导通和关断时间。制造过程的容差和内部传播延时会对TON K因子造成误差。这一误差随频率升高而增大(表3)。此外，应注意的是工作点过于接近压差的降压稳压器的瞬变响应性能是比较差的，必须增加大型输出电容(参见设计步骤部分的  $V_{SAG}$  等式)。

压差的极限点出现在电感电流在最小关断时间期间的下降量 ( $\Delta I_{DOWN}$ ) 等于在导通时间期间的上升量 ( $\Delta I_{UP}$ ) 之时。比率  $h = \Delta I_{UP} / \Delta I_{DOWN}$  指示在负载增大时控制器使电感电流增大的能力，必须总是大于1的。当  $h$  接近1，即绝对的最小压差点时，电感电流在每个开关周期内不会增大太多，但是  $V_{SAG}$  会增大很多，除非增加了输出电容。

$h$  比较合理的最小值是1.5，但是将该值调大或调小允许在  $V_{SAG}$ 、输出电容、以及最小工作电压之间取得折衷。对于给定的  $h$  值，最小工作电压可以由下式计算：

$$V_{IN(MIN)} = \frac{V_{OUT} + V_{DROP1}}{1 - \left( \frac{h \times t_{OFF(MIN)}}{K} \right)}$$

其中  $V_{DROP1}$  为充电路径上的分布电压降(参见导通时间单稳态触发器(TON)部分)， $t_{OFF(MIN)}$  来自 *Electrical Characteristics*， $K$  取自表3。绝对最小输入电压计算时使用  $h = 1$ 。

如果计算所得的  $V_{IN(MIN)}$  大于所要求的最小输入电压，必须降低工作频率或者增加输出电容以获得可接受的  $V_{SAG}$ 。如果期望工作在压差附近，需要认真计算  $V_{SAG}$  以保证满意的瞬变响应。



## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、动态输出和线性稳压器

压差设计实例

电压定位

- $V_{OUT2} = 2.5V$
- $f_{SW} = 355kHz$
- $K = 3.0\mu s$ ，最差情况  $K_{MIN} = 3.3\mu s$
- $t_{OFF(MIN)} = 500ns$
- $V_{DROP1} = 100mV$
- $h = 1.5$

$$V_{IN(MIN)} = \frac{2.5V + 0.1V}{1 - \left( \frac{1.5 \times 500ns}{3.0\mu s} \right)} = 3.47V$$

使用  $h = 1$  和典型的  $K$  因子值 ( $K = 3.3\mu s$ ) 重新进行计算，得到压差的极限值：

$$V_{IN(MIN)} = \frac{2.5V + 0.1V}{1 - \left( \frac{1 \times 500ns}{3.3\mu s} \right)} = 3.06V$$

因此即使输出电容非常大， $V_{IN}$  也必须高于  $3.06V$ 。实际中，使用合理的输出电容，输入电压推荐为  $3.47V$ 。

### 多输出电压设置(仅MAX1541 OUT1)

虽然MAX1541主控制器(OUT1)针对需要两个动态输出电压的应用进行了优化，如果使用离散逻辑或者一个DAC，它也可以产生3个或者更多的输出电压。

图15展示了一个使用离散逻辑提供4个电平的应用电路。将电阻加入或者移出电阻网络可改变REFIN1处的电压。加入的边沿检测电路可以使GATE产生一个  $1\mu s$  的脉冲，用来触发故障屏蔽和强制PWM模式。当主控制器使用PWM模式 ( $\overline{SKIP} = V_{CC}$  或者悬空) 时，只有当故障屏蔽被使能时才需要边界检测电路。否则，不要连接OD。

### 有源总线端接(仅MAX1541 OUT1)

有源总线端接电源可产生一个跟踪参考电压变化的电压摆幅。要求它们能够输出和吸入电流。DDR存储器结构要求有源总线端接。在DDR存储器结构中，端接电压被精确设置在存储器电源电压的一半。配置MAX1541主控制器(OUT1)，在REFIN1处使用一个电阻分压器以产生终端电压。在这一应用中，MAX1541主控制器(OUT1)必须保持在PWM模式下 ( $\overline{SKIP} = V_{CC}$  或者悬空) 以便输出和吸入电流。图16展示了配置为DDR端接调节器的MAX1541主控制器。不使用时，应将GATE和FBLANK连接至GND。

在发生快速负载瞬变的应用中，输出电压的瞬时变化为  $ESR_{COUT} \times \Delta I_{LOAD}$ 。电压定位允许在这种应用中使用较少的输出电容，并在容限要求严格的应用中增大输出电压的AC和DC容限窗口。

图17展示了在电压定位和非电压定位电路中OUT\_和FB\_引脚的连接。在非电压定位电路中，MAX1540A/MAX1541在输出电容处进行稳压，在电压定位电路中，MAX1540A/MAX1541在检流电阻的电感侧进行稳压。 $V_{OUT\_}$  被降低为：

$$V_{OUT(VPS)} = V_{OUT(NO\ LOAD)} - R_{SENSE} \times I_{LOAD}$$

图18展示了电压定位的瞬变响应。

PCB布局准则

合理的PCB布局对于实现低开关损耗和正常稳定工作十分重要。开关功率级需要特别的关注(图19)。如果可能，将所有功率器件安装在电路板的顶层，并使它们的接地端子彼此靠近。依照以下准则可获得良好的PCB布局：

- 大电流通路要尽可能短，尤其是接地端子。这对于实现稳定、无抖动的工作十分重要。
- 保持电源线和负载连线尽可能短。这对于提高效率十分重要。采用厚铜膜PCB (2oz对比1oz)可使满载效率提

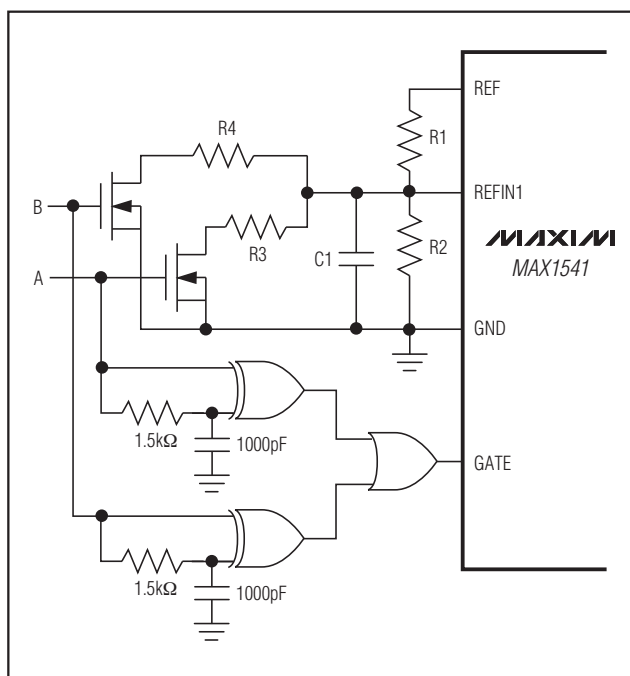


图15. 多输出电压设置

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

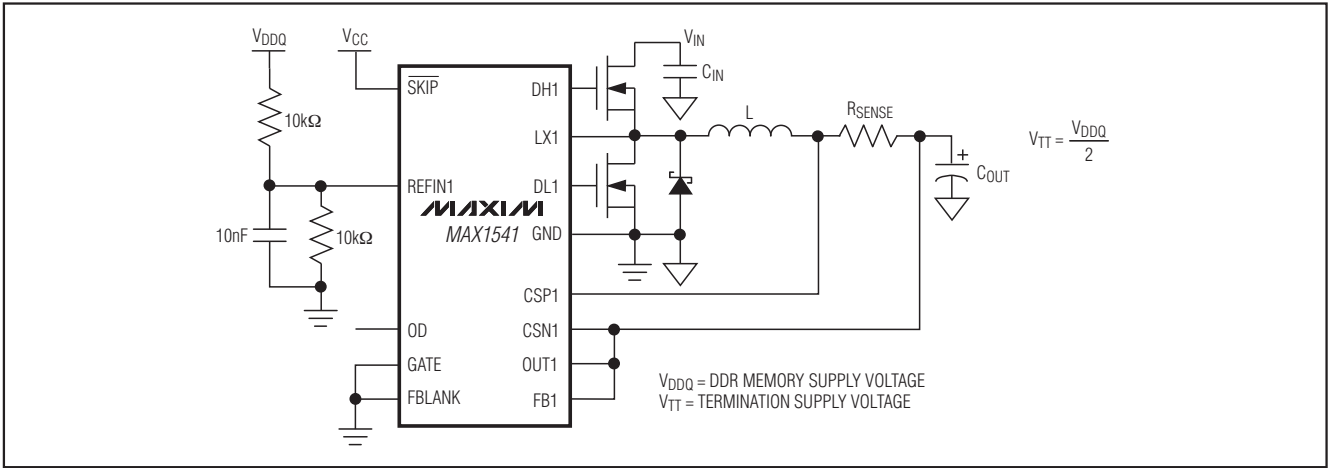


图16. 有源总线端接

- 高1%或更多。良好的PCB布线是一项比较困难的任务，它要求密集程度在几分之一厘米以内，引线电阻增加数毫欧就会造成显著的效率损失。
- 在检流电阻( $R_{SENSE}$ )两端直接连接CSP\_和CSN\_以降低电流检测误差。
- 当必须对走线长度进行折衷时，宁可使电感的充电电流路径长于放电路径。例如，相对于电感和低侧MOSFET或电感和输出滤波电容之间的距离，输入电容和高侧MOSFET之间的距离允许更长一些。
- 高速开关节点(BST\_、LX\_、DH\_和DL\_)的布线要远离敏感的模拟区域(REF、FB\_、CSP\_、CSN\_)。

### 布局步骤

- 1) 首先放置功率元件，使接地端子临近( $N_L$  源极、 $C_{IN}$ 、 $C_{OUT}$  以及 $D_L$  阳极)。如果可能，在电路板的顶层，采用宽敷铜区实现所有这些连接。
- 2) 使控制器IC临近低侧MOSFET，最好在背对 $N_L$  和 $N_H$  处，以保证LX\_、GND\_、DH\_、以及DL\_ 栅极驱动器连线尽可能短且宽。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，线宽应为50mil至100mil)以保证驱动器的低阻抗以及正确的自适应死区时间检测。
- 3) 使栅极驱动元件(BST\_二极管和电容、 $V_{DD}$  旁路电容)相互接近并靠近控制器芯片。
- 4) 如图1和12所示进行DC-DC控制器地线连接。这一框图可被视作具有两个独立的地线层：所有高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。模拟地线层以及功率地线层必须仅通过芯片单点相连。
- 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。使整个DC-DC转换器电路尽可能地靠近负载。

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

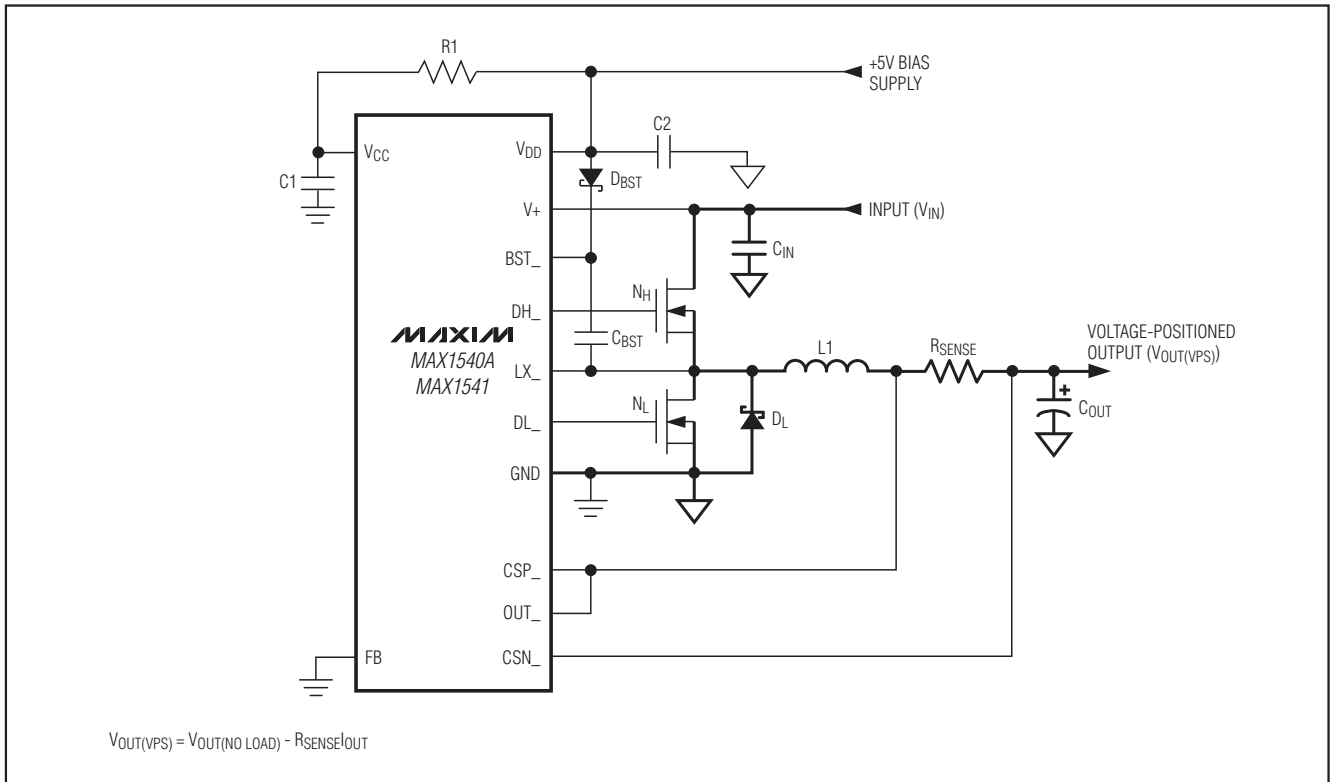


图17. 电压定位

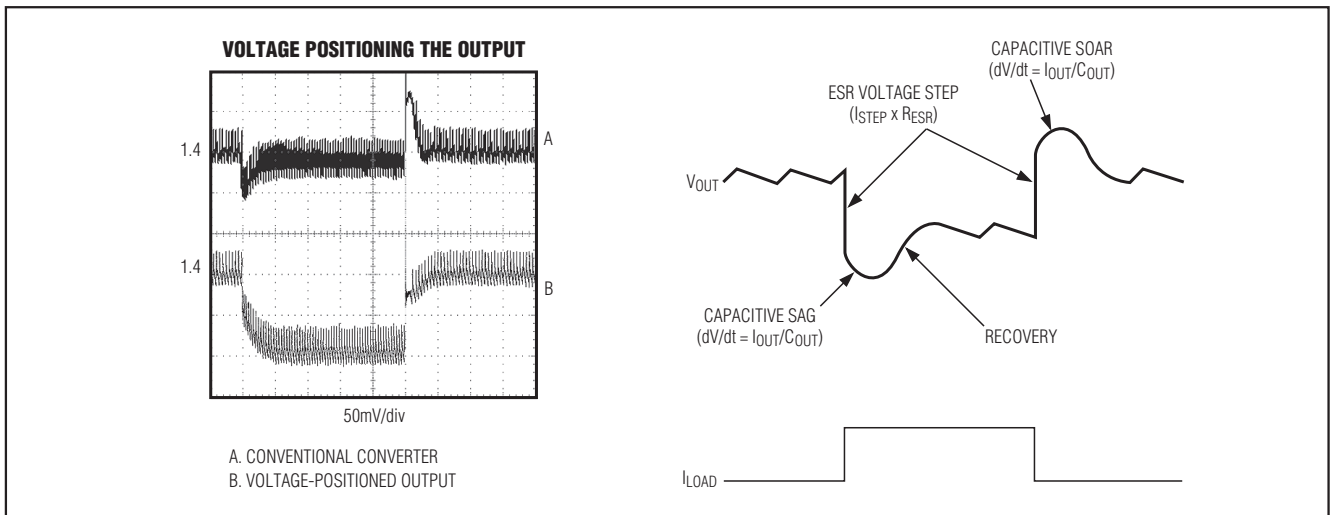


图18. 电压定位瞬态响应

# 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

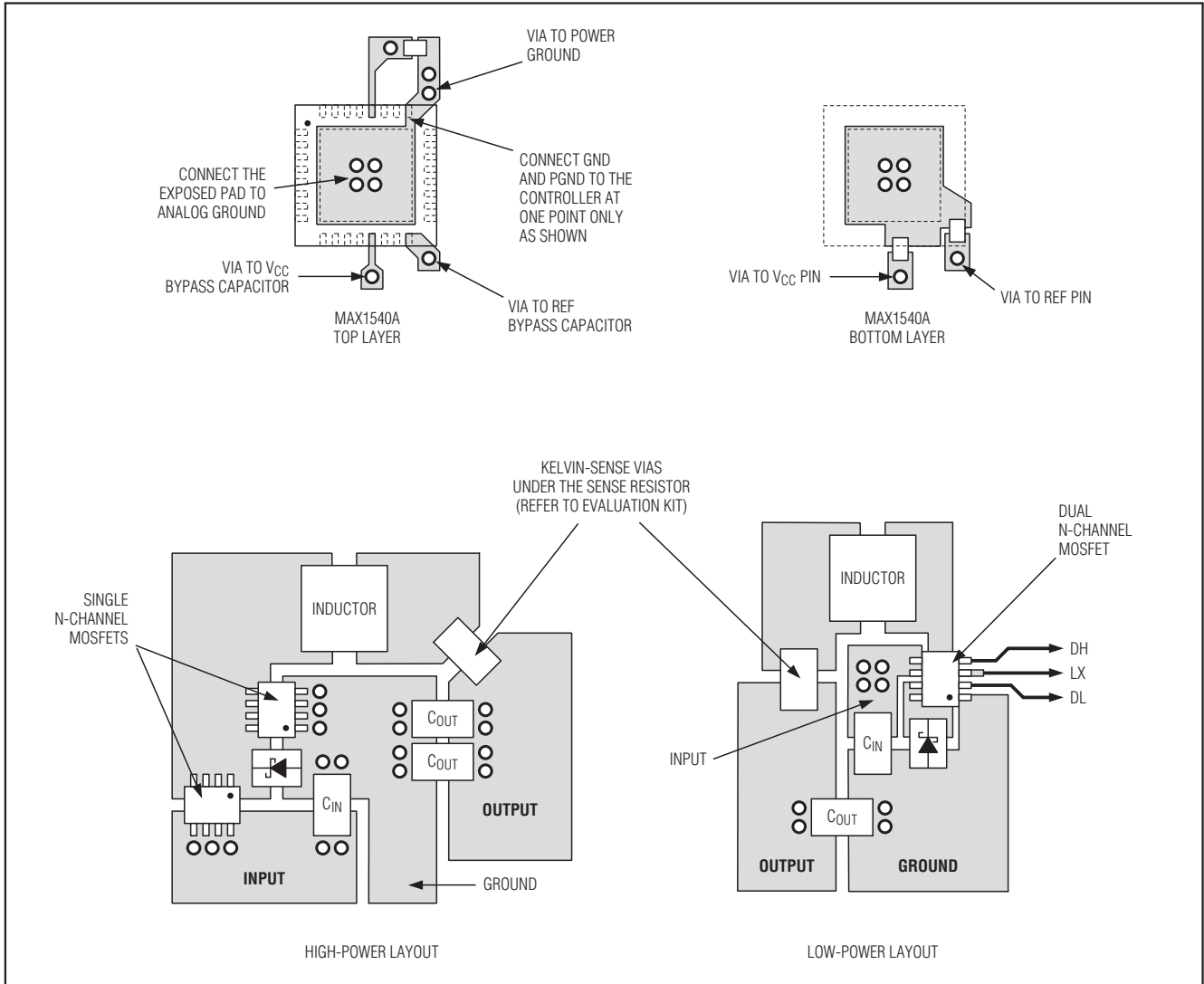


图19. PCB布局

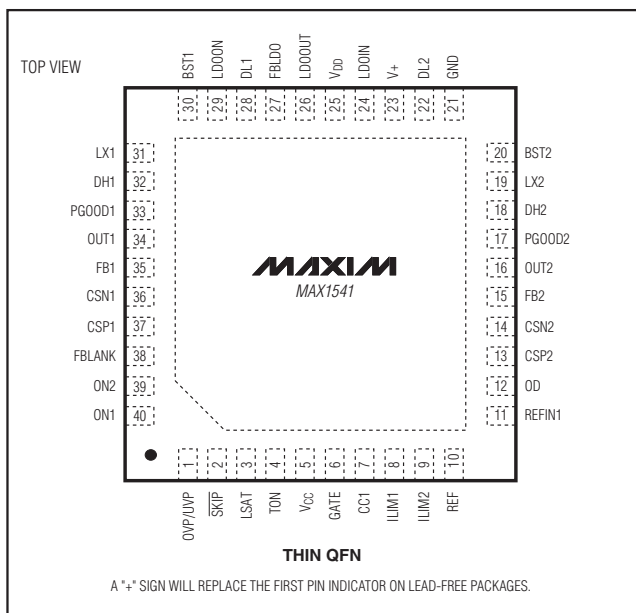
## 芯片信息

TRANSISTOR COUNT: 8612

PROCESS: BiCMOS

## 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

引脚配置(续)



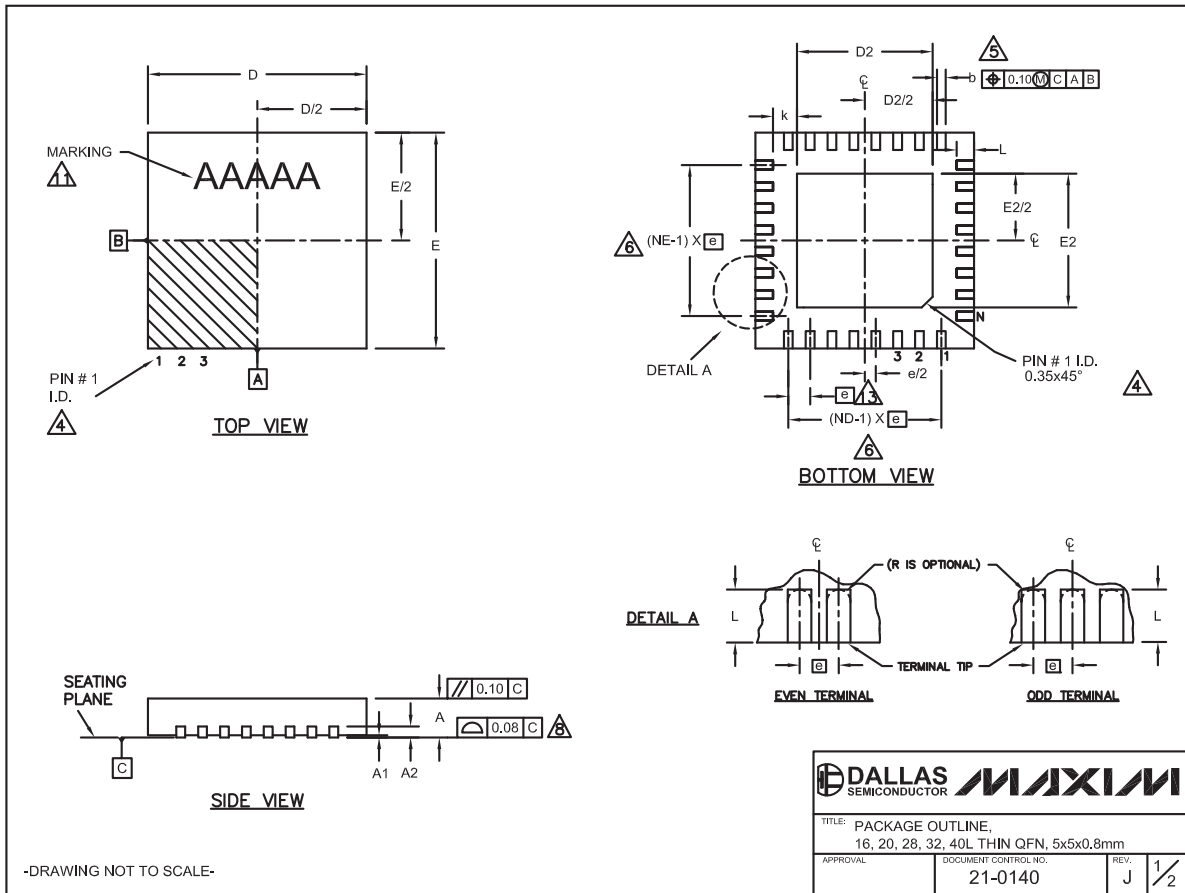
MAX1540A/MAX1541

# 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

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).)



# 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

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).)

MAX1540A/MAX1541

COMMON DIMENSIONS															
PKG.	16L 5x5			20L 5x5			28L 5x5			32L 5x5			40L 5x5		
SYMBOL	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.
A	0.70	0.75	0.80	0.70	0.75	0.80	0.70	0.75	0.80	0.70	0.75	0.80	0.70	0.75	0.80
A1	0	0.02	0.05	0	0.02	0.05	0	0.02	0.05	0	0.02	0.05	0	0.02	0.05
A2	0.20 REF.			0.20 REF.			0.20 REF.			0.20 REF.			0.20 REF.		
b	0.25	0.30	0.35	0.25	0.30	0.35	0.20	0.25	0.30	0.20	0.25	0.30	0.15	0.20	0.25
D	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10
E	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10
e	0.80 BSC.			0.65 BSC.			0.50 BSC.			0.50 BSC.			0.40 BSC.		
k	0.25	-	-	0.25	-	-	0.25	-	-	0.25	-	-	0.25	-	-
L	0.30	0.40	0.50	0.45	0.55	0.65	0.45	0.55	0.65	0.30	0.40	0.50	0.30	0.40	0.50
N	16			20			28			32			40		
ND	4			5			7			8			10		
NE	4			5			7			8			10		
JEDEC	WHHB			WHHC			WHHD-1			WHHD-2			----		

EXPOSED PAD VARIATIONS						
PKG. CODES	D2			E2		
	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.
T1655-2	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T1655-3	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T1655N-1	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T2055-3	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T2055-4	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T2055-5	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35
T2855-3	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35
T2855-4	2.60	2.70	2.80	2.60	2.70	2.80
T2855-5	2.60	2.70	2.80	2.60	2.70	2.80
T2855-6	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35
T2855-7	2.60	2.70	2.80	2.60	2.70	2.80
T2855-8	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35
T2855N-1	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35
T3255-3	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T3255-4	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T3255-5	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T3255N-1	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20
T4055-1	3.40	3.50	3.60	3.40	3.50	3.60
T4055-2	3.40	3.50	3.60	3.40	3.50	3.60

\*\*SEE COMMON DIMENSIONS TABLE

NOTES:

- DIMENSIONING & TOLERANCING CONFORM TO ASME Y14.5M-1994.
- ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS. ANGLES ARE IN DEGREES.
- N IS THE TOTAL NUMBER OF TERMINALS.

⚠ THE TERMINAL #1 IDENTIFIER AND TERMINAL NUMBERING CONVENTION SHALL CONFORM TO JESD 95-1 SPP-012. DETAILS OF TERMINAL #1 IDENTIFIER ARE OPTIONAL, BUT MUST BE LOCATED WITHIN THE ZONE INDICATED. THE TERMINAL #1 IDENTIFIER MAY BE EITHER A MOLD OR MARKED FEATURE.

⚠ DIMENSION b APPLIES TO METALLIZED TERMINAL AND IS MEASURED BETWEEN 0.25 mm AND 0.30 mm FROM TERMINAL TIP.

⚠ ND AND NE REFER TO THE NUMBER OF TERMINALS ON EACH D AND E SIDE RESPECTIVELY.

7. DEPOPULATION IS POSSIBLE IN A SYMMETRICAL FASHION.

⚠ COPLANARITY APPLIES TO THE EXPOSED HEAT SINK SLUG AS WELL AS THE TERMINALS.

9. DRAWING CONFORMS TO JEDEC MO220, EXCEPT EXPOSED PAD DIMENSION FOR T2855-3 AND T2855-6.

⚠ WARPAGE SHALL NOT EXCEED 0.10 mm.

11. MARKING IS FOR PACKAGE ORIENTATION REFERENCE ONLY.

12. NUMBER OF LEADS SHOWN ARE FOR REFERENCE ONLY.

⚠ LEAD CENTERLINES TO BE AT TRUE POSITION AS DEFINED BY BASIC DIMENSION "e", ±0.05.

-DRAWING NOT TO SCALE-

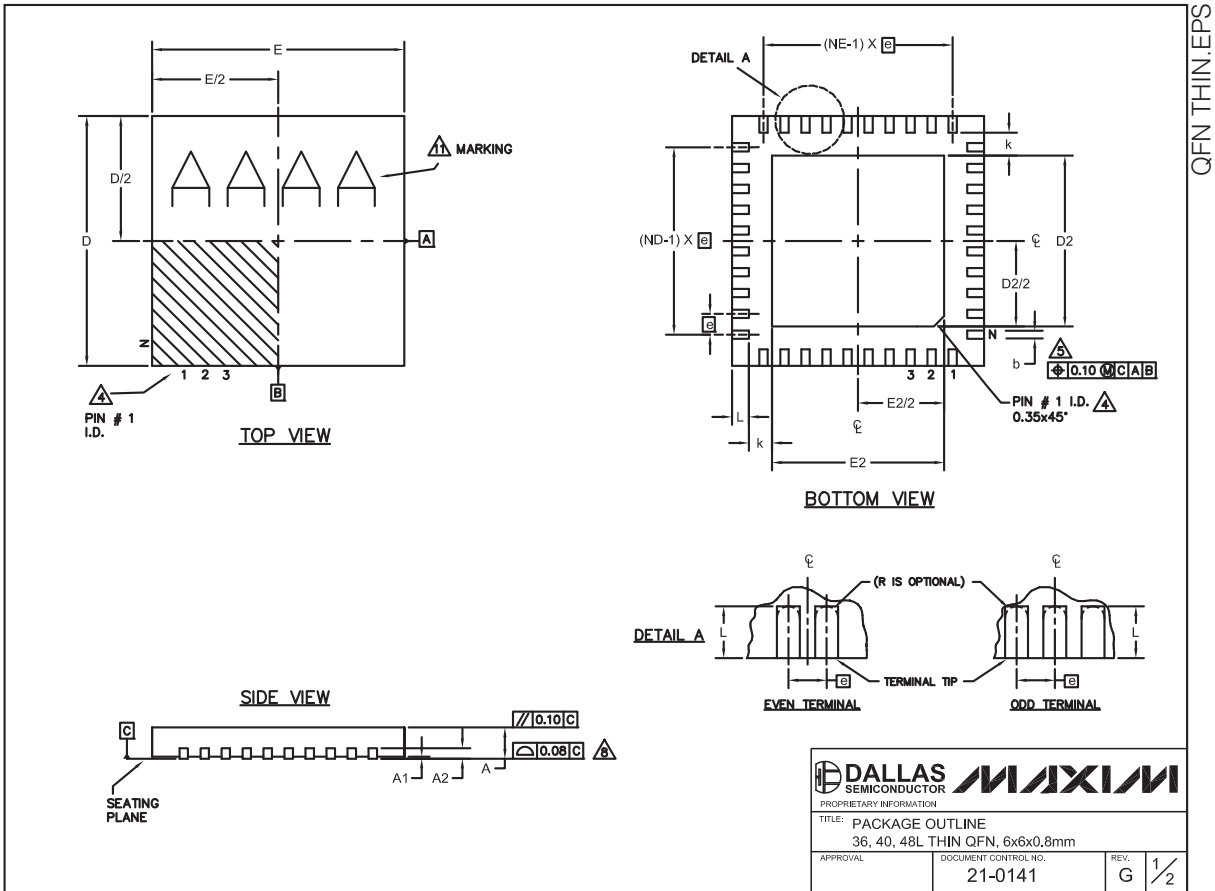
TITLE: PACKAGE OUTLINE, 16, 20, 28, 32, 40L THIN QFN, 5x5x0.8mm	
APPROVAL	DOCUMENT CONTROL NO. 21-0140
REV. J	2/2

# 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

MAX1540A/MAX1541

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).)





# 双路降压型控制器，具有电感饱和保护、 动态输出和线性稳压器

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).)

MAX1540A/MAX1541

COMMON DIMENSIONS									
PKG.	36L 6x6			40L 6x6			48L 6x6		
SYMBOL	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.
A	0.70	0.75	0.80	0.70	0.75	0.80	0.70	0.75	0.80
A1	0	0.02	0.05	0	0.02	0.05	0	-	0.05
A2	0.20 REF.			0.20 REF.			0.20 REF.		
b	0.20	0.25	0.30	0.20	0.25	0.30	0.15	0.20	0.25
D	5.90	6.00	6.10	5.90	6.00	6.10	5.90	6.00	6.10
E	5.90	6.00	6.10	5.90	6.00	6.10	5.90	6.00	6.10
e	0.50 BSC.			0.50 BSC.			0.40 BSC.		
k	0.25	-	-	0.25	-	-	0.25	-	-
L	0.45	0.55	0.65	0.30	0.40	0.50	0.30	0.40	0.50
N	36			40			48		
ND	9			10			12		
NE	9			10			12		
JEDEC	WJJD-1			WJJD-2			-		

EXPOSED PAD VARIATIONS						
PKG. CODES	D2			E2		
	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.
T3666-2	3.60	3.70	3.80	3.60	3.70	3.80
T3666-3	3.60	3.70	3.80	3.60	3.70	3.80
T3666N-1	3.60	3.70	3.80	3.60	3.70	3.80
T4066-2	4.00	4.10	4.20	4.00	4.10	4.20
T4066-3	4.00	4.10	4.20	4.00	4.10	4.20
T4066-4	4.00	4.10	4.20	4.00	4.10	4.20
T4066-5	4.00	4.10	4.20	4.00	4.10	4.20
T4866-1	4.40	4.50	4.60	4.40	4.50	4.60
T4866-2	4.40	4.50	4.60	4.40	4.50	4.60

NOTES:

1. DIMENSIONING & TOLERANCING CONFORM TO ASME Y14.5M-1994.
2. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS. ANGLES ARE IN DEGREES.
3. N IS THE TOTAL NUMBER OF TERMINALS.
4. THE TERMINAL #1 IDENTIFIER AND TERMINAL NUMBERING CONVENTION SHALL CONFORM TO JESD 95-1 SPP-012. DETAILS OF TERMINAL #1 IDENTIFIER ARE OPTIONAL, BUT MUST BE LOCATED WITHIN THE ZONE INDICATED. THE TERMINAL #1 IDENTIFIER MAY BE EITHER A MOLD OR MARKED FEATURE.
5. DIMENSION b APPLIES TO METALLIZED TERMINAL AND IS MEASURED BETWEEN 0.25 mm AND 0.30 mm FROM TERMINAL TIP.
6. ND AND NE REFER TO THE NUMBER OF TERMINALS ON EACH D AND E SIDE RESPECTIVELY.
7. DEPOPULATION IS POSSIBLE IN A SYMMETRICAL FASHION.
8. COPLANARITY APPLIES TO THE EXPOSED HEAT SINK SLUG AS WELL AS THE TERMINALS.
9. DRAWING CONFORMS TO JEDEC MO220, EXCEPT FOR 0.4mm LEAD PITCH PACKAGE T4866-1.
10. WARPAGE SHALL NOT EXCEED 0.10 mm.
11. MARKING IS FOR PACKAGE ORIENTATION REFERENCE ONLY.
12. NUMBER OF LEADS SHOWN FOR REFERENCE ONLY.

TITLE: PACKAGE OUTLINE 36, 40, 48L THIN QFN, 6x6x0.8mm	
APPROVAL	DOCUMENT CONTROL NO. 21-0141
REV. G	2/2

## 修订历史

Rev 3中的修改页：1、10-15、18、20、21、22、24、34、46-49。

## 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 49

© 2007 Maxim Integrated Products, Inc. 项目开发 芯片解密 零件配单 TEL: 15013652265 QQ: 38537442