

## 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

### 概述

MAX8525 (VRM 10/VRD 10)/MAX8524 (VRM 9.1/VRD 9.1) 电流模式降压控制器，MAX8523 高速、双相MOSFET栅极驱动器，MAX8552 宽输入单相MOSFET栅极驱动器，可提供灵活、低成本的低压CPU核电源方案。高速、大电流栅极驱动器MAX8523和MAX8552可实现高开关频率，以降低外部元件的尺寸和成本，实现小尺寸、薄型设计。工作模式可通过引脚设置为2、3、4相，也可设置为主-从式的6、8相工作方式，为服务器、工作站、台式计算机、笔记本以及网络应用提供可裁减的输出电流容量。

MAX8524/MAX8525的开关频率在150kHz至1.2MHz范围内可调，提供高达200kHz的环路带宽。峰值电流模式控制机制提供快速瞬态响应，并可降低成本。一种专有的电流均衡技术将满载时各相间的不均衡度降至5%以内。

MAX8524/MAX8525具有0.4%的初始精度，并提供远端检测功能。这两款控制器还具有可编程的空载偏移和输出电压定位功能，可随着输出电流的变化调节输出电压。快速有源电压定位功能进一步降低了对大容量输出电容的需求和成本。

电流模式控制消除了电压模式控制器中输出滤波器引起的双极点问题，简化了对于不同电容器的补偿。两款器件均可使用电解、钽、聚合物和陶瓷类电容。输出电流检测克服了高端电流检测所带来的问题，可确保稳定、无抖动地工作。经过温度补偿的无损电感电流检测省去了检流电阻，进一步降低了成本，同时保持足够的电压定位精度，降低功耗。

MAX8525能够控制VID电压瞬变，动态调节VID变化，避免欠压和过压过冲。VID码变化时PWRGD保持准确输出，排除MAX8525的错误故障报警信号。

可调节的折返式限流和过压保护，实现稳固设计。

### 应用

服务器，工作站  
台式计算机  
笔记本和LCD PC  
稳压器模块  
高端交换机和路由器

### 特性

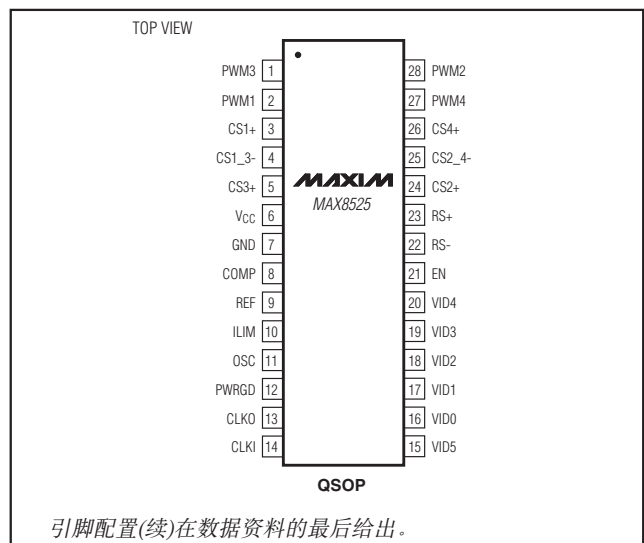
- ◆ VRD/VRM 10 (MAX8525)
- ◆ VRD/VRM 9.1 (MAX8524)
- ◆ 快速负载瞬变响应
- ◆ 快速动态平均电流检测  
优于5%的电流检测  
快速电压定位技术
- ◆ 初始输出电压精度 $\pm 0.4\%$
- ◆ 可通过引脚选择2/3/4相工作模式
- ◆ 主从6/8相工作模式
- ◆ 差分远端电压检测
- ◆ 动态VID变化(MAX8525)
- ◆ 可调节的折返式限流
- ◆ 软启动和软停止
- ◆ 电源就绪输出
- ◆ 每相具有150kHz至1.2MHz的开关频率
- ◆ 28引脚QSOP封装

### 订购信息

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX8524EEI	-40°C to +85°C	28 QSOP
MAX8524EEI+	-40°C to +85°C	28 QSOP
MAX8525EEI	-40°C to +85°C	28 QSOP
MAX8525EEI+	-40°C to +85°C	28 QSOP

+表示无铅封装。

### 引脚配置



功能框图在数据资料的最后给出。

# 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

REF, COMP, VID0 to VID5, OSC, CLKI, CLKO to GND .....	-0.3V to V <sub>CC</sub> + 0.3V
RS+, RS-, ILIM to GND .....	-0.3V to V <sub>CC</sub> + 0.3V
PWM_ to GND .....	-0.3V to V <sub>CC</sub> + 0.3V
EN, PWRGD, V <sub>CC</sub> to GND .....	-0.3V to +6V
CS1_3-, CS2_4-, CS_+ to GND .....	-0.3V to V <sub>CC</sub> + 0.3V
Continuous Power Dissipation (T <sub>A</sub> = +70°C) 28-Pin QSOP (derate 10.8mW/°C above +70°C) .....	860mW

Operating Temperature Range .....	-40°C to +85°C
Junction Temperature .....	+150°C
Storage Temperature Range .....	-65°C to +150°C
Lead Temperature (soldering, 10s) .....	+300°C

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

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V<sub>CC</sub> = 5V, VID\_ = high, ILIM = 1.5V, EN = open, RS- = GND = 0V, CLKI = open, CLKO = open, R<sub>OSC</sub> = 95.3kΩ to GND, PWRGD = 100kΩ to V<sub>CC</sub>, PWM\_ = open, COMP = 1V, CS\_+ = 1.1V, CS1\_3- = CS2\_4- = RS+ = 1.1V, T<sub>A</sub> = 0°C to +85°C, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>GENERAL</b>					
V <sub>CC</sub> Operating Range		4.5		5.5	V
V <sub>CC</sub> UVLO Trip Level	Rising	4.0	4.25	4.5	V
	Hysteresis		270		mV
V <sub>CC</sub> Shutdown Supply Current	V <sub>CC</sub> < 3.75V, VID_ = GND		0.7	3	mA
V <sub>CC</sub> Standby Supply Current	EN = 0V, V <sub>CC</sub> = 5.5V		13	20	mA
V <sub>CC</sub> Operating Supply Current	RS+ = 1.2V (no switching), set VID code for 1.100V		13	20	mA
Thermal Shutdown	Rising temperature, typical hysteresis = 15°C		165		°C
<b>REFERENCE</b>					
Reference Voltage	I <sub>REF</sub> = 200μA	2.0 - 0.4%	2.0	2.0 + 0.4%	V
Reference Load Regulation	100μA < I <sub>REF</sub> < 500μA			-0.05	%
Reference Line Regulation	4.5V < V <sub>CC</sub> < 5.5V	-0.05		+0.05	%
Reference UVLO Trip Level	Rising edge, has 80mV typical hysteresis	1.74	1.84	1.95	V
<b>SOFT-START</b>					
Soft-Start Step Size			12.5		mV
Soft-Start Time per Step	Soft-start counts from EN rising (Note 1)	17	20	23	μs
<b>VOLTAGE REGULATION</b>					
RS+ Input Bias Current	V <sub>RS+</sub> = 1.1V		0.1	1	μA
RS- Input Bias Current	V <sub>RS-</sub> = 0.2V		0.1	1	μA
V <sub>OUT</sub> Initial Accuracy	VID_ = 1.1V, T <sub>A</sub> = +25°C	-0.4		+0.4	%
	VID_ = 1.1V	-0.6		+0.6	
V <sub>OUT</sub> Droop Accuracy	(CS_+) = 1.125V		±5		%
COMP Output Current	(VO+) - (RS+) = 200mV		385		μA
GMV Amplifier Transconductance			2		mS
GMV Amplifier Gain-Bandwidth Product			5		MHz

# 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

MAX8524/MAX8525

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{CC} = 5V$ ,  $VID_{-} = \text{high}$ ,  $ILIM = 1.5V$ ,  $EN = \text{open}$ ,  $RS_{-} = GND = 0V$ ,  $CLKI = \text{open}$ ,  $CLKO = \text{open}$ ,  $R_{OSC} = 95.3k\Omega$  to  $GND$ ,  $PWRGD = 100k\Omega$  to  $V_{CC}$ ,  $PWM_{-} = \text{open}$ ,  $COMP = 1V$ ,  $CS_{+} = 1.1V$ ,  $CS1_{3-} = CS2_{4-} = RS_{+} = 1.1V$ ,  $T_A = 0^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>CURRENT-SENSE AMPLIFIERS</b>					
$CS_{+}$ , $CS_{-}$ Input Bias Current	$CS_{+} = CS_{-} = 2V$ , $RS_{+} = 0V$		0.2	5	$\mu A$
Average Current-Limit Trip Level Accuracy	$V_{ILIM} = 1.5V$ , $T_A = +85^{\circ}C$	-10		+10	%
ILIM Input Bias Current	$V_{ILIM} = 1.5V$		0.01	1	$\mu A$
ILIM Default Program Level	$V_{ILIM} \geq V_{CC} - 0.2V$		1		V
Peak Current-Limit Delay Time			20		ns
<b>OSCILLATOR</b>					
Oscillator Frequency Accuracy			10		%
Switching Frequency Range (per Phase)		150		1200	kHz
Slave-Mode CLKI/Set Frequency Ratio		0.8		4.0	
Maximum CLKO Duty-Cycle Skew	CLKO load < 50pF and $R_{OSC} = 40.2k\Omega$		2		%
<b>LOGIC INPUTS (EN)</b>					
Input Low Level	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$			0.8	V
Input High Level	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$	2.8			V
Input Pullup Level	Internal pullup		$V_{CC}$		V
Input Pullup Resistance	Internal pullup	50	100	200	$k\Omega$
<b>LOGIC INPUTS (CLKI)</b>					
Input Low Level	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$			1.2	V
Input High Level	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$	3.6			V
Input Pulldown Level	Internal pulldown		GND		V
Input Pulldown Resistance	Internal pulldown	50	100	200	$k\Omega$
<b>MAX8524 LOGIC INPUTS (VID0–VID4)</b>					
Input Low Level	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$			0.8	V
Input High Level	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$	1.6			V
Input Pullup Level			$V_{CC}$		V
Input Pullup Resistance	Internal pullup resistance	10	15	20	$k\Omega$
<b>MAX8525 LOGIC INPUTS (VID0–VID5)</b>					
Input Low Level	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$			0.4	V
Input High Level	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$	0.8			V
<b>PWRGD OUTPUT</b>					
Output Low Level	$IPWRGD = 4mA$			0.4	V
Output High Leakage	$VPWRGD = 5.5V$			1	$\mu A$
PWRGD Blanking Time	From EN rising, tracks CLKO	3		5	ms

## 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器, 提供精确均流和快速电压定位

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{CC} = 5V$ ,  $VID_{-} = \text{high}$ ,  $ILIM = 1.5V$ ,  $EN = \text{open}$ ,  $RS_{-} = GND = 0V$ ,  $CLKI = \text{open}$ ,  $CLKO = \text{open}$ ,  $R_{OSC} = 95.3k\Omega$  to GND,  $PWRGD = 100k\Omega$  to  $V_{CC}$ ,  $PWM_{-} = \text{open}$ ,  $COMP = 1V$ ,  $CS_{+} = 1.1V$ ,  $CS1_{3-} = CS2_{4-} = RS_{+} = 1.1V$ ,  $T_A = 0^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PWRGD Upper Threshold	Output rising	VID + 0.125		VID + 0.175	V
	Output falling	VID + 0.075		VID + 0.125	
PWRGD Lower Threshold	Output falling	VID - 0.250		VID - 0.200	V
	Output rising	VID - 0.175		VID - 0.125	
<b>OVP PROTECTION</b>					
Output Overvoltage Trip Threshold, OVP Action	MAX8524 output rising	VID + 0.20		VID + 0.25	V
	MAX8525 output rising	VID + 0.175		VID + 0.225	
<b>PWM, CKLO OUTPUTS</b>					
Output Low Level	$I_{PWM_{-}} = -5mA$		0.1	0.4	V
Output High Level	$I_{PWM_{-}} = +5mA$	4.5	4.9		V
Source Current	$V_{PWM_{-}} = V_{CC} - 2V$		84		mA
Sink Current	$V_{PWM_{-}} = 2V$		83		mA
Rise/Fall Times			10		ns
PWM Selection Threshold	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$	0.8	2.3	3.1	V

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

( $V_{CC} = 5V$ ,  $VID_{-} = \text{high}$ ,  $ILIM = 1.5V$ ,  $EN = \text{open}$ ,  $RS_{-} = GND = 0V$ ,  $CLKI = \text{open}$ ,  $CLKO = \text{open}$ ,  $R_{OSC} = 95.3k\Omega$  to GND,  $PWRGD = 100k\Omega$  to  $V_{CC}$ ,  $PWM_{-} = \text{open}$ ,  $COMP = 1V$ ,  $CS_{+} = 1.1V$ ,  $CS1_{3-} = CS2_{4-} = RS_{+} = 1.1V$ ,  $T_A = -40^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$ , unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>GENERAL</b>					
$V_{CC}$ Operating Range		4.5		5.5	V
$V_{CC}$ UVLO Trip Level	Rising, typical hysteresis 270mV	4.0		4.5	V
$V_{CC}$ Shutdown Supply Current	$V_{CC} < 3.75V$ , $VID_{-} = \text{high}$			3	mA
$V_{CC}$ Standby Supply Current	$EN = 0V$ , $V_{CC} = 5.5V$			20	mA
$V_{CC}$ Operating Supply Current	$RS_{+} = 1.2V$ (no switching), set VID code for 1.100V			20	mA
<b>REFERENCE</b>					
Reference Voltage	$I_{REF} = 200\mu A$	2.0 - 0.5%		2.0 + 0.4%	V
Reference Load Regulation	$100\mu A < I_{REF} < 500\mu A$			-0.05	%
Reference Line Regulation	$4.5V < V_{CC} < 5.5V$	-0.05		+0.05	%
Reference UVLO Trip Level	Rising edge, has 80mV typical hysteresis	1.74		1.95	V

## 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

MAX8524/MAX8525

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{CC} = 5V$ ,  $VID_{-} = \text{high}$ ,  $ILIM = 1.5V$ ,  $EN = \text{open}$ ,  $RS_{-} = GND = 0V$ ,  $CLKI = \text{open}$ ,  $CLKO = \text{open}$ ,  $R_{OSC} = 95.3k\Omega$  to GND,  $PWRGD = 100k\Omega$  to  $V_{CC}$ ,  $PWM_{-} = \text{open}$ ,  $COMP = 1V$ ,  $CS_{+} = 1.1V$ ,  $CS1_{-3-} = CS2_{-4-} = RS_{+} = 1.1V$ ,  $T_A = -40^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$ , unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>SOFT-START</b>					
Soft-Start Time per Step	Soft-start counts from EN rising (Note 1)	17		23	$\mu s$
<b>VOLTAGE REGULATION</b>					
RS+ Input Bias Current	$V_{RS+} = 1.1V$			1	$\mu A$
RS- Input Bias Current	$V_{RS-} = 0.2V$			1	$\mu A$
VO <sub>UT</sub> Initial Accuracy	$VID_{-} = 1.1V$	-1		+1	%
<b>CURRENT-SENSE AMPLIFIERS</b>					
CS <sub>+</sub> , CS <sub>-</sub> Input Bias Current	$CS_{+} = CS_{-} = 2V$ , $RS_{+} = 0V$			5	$\mu A$
ILIM Input Bias Current	$V_{ILIM} = 1.5V$			1	$\mu A$
<b>OSCILLATOR</b>					
Switching Frequency Range (per Phase)		150		1200	kHz
Slave-Mode CLKI/Set Frequency Ratio		0.8		4.0	
<b>LOGIC INPUTS (EN)</b>					
Input Low Level	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$			0.8	V
Input High Level	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$	2.8			V
Input Pullup Resistance	Internal pullup	50		200	k $\Omega$
<b>LOGIC INPUTS (CLKI)</b>					
Input Low Level	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$			1.2	V
Input High Level	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$	3.6			V
Input Pulldown Resistance	Internal pulldown	50		200	k $\Omega$
<b>MAX8524 LOGIC INPUTS (VID0–VID4)</b>					
Input Low Level	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$			0.8	V
Input High Level	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$	1.7			V
Input Pullup Resistance	Internal pullup resistance	10		20	k $\Omega$
<b>MAX8525 LOGIC INPUTS (VID0–VID5)</b>					
Input Low Level	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$			0.4	V
Input High Level	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$	0.8			V

## 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器, 提供精确均流和快速电压定位

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{CC} = 5V$ ,  $VID_{-} = \text{high}$ ,  $ILIM = 1.5V$ ,  $EN = \text{open}$ ,  $RS_{-} = GND = 0V$ ,  $CLKI = \text{open}$ ,  $CLKO = \text{open}$ ,  $R_{OSC} = 95.3k\Omega$  to  $GND$ ,  $PWRGD = 100k\Omega$  to  $V_{CC}$ ,  $PWM_{-} = \text{open}$ ,  $COMP = 1V$ ,  $CS_{+} = 1.1V$ ,  $CS1_{3-} = CS2_{4+} = RS_{+} = 1.1V$ ,  $T_A = -40^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$ , unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>PWRGD OUTPUT</b>					
Output Low Level	$I_{PWRGD} = 4mA$			0.4	V
Output High Leakage	$V_{PWRGD} = 5.5V$			1	$\mu A$
PWRGD Blanking Time	From EN rising, tracks CLKO	3		5	ms
PWRGD Upper Threshold	Output rising	VID + 0.125		VID + 0.175	V
	Output falling	VID + 0.075		VID + 0.125	
PWRGD Lower Threshold	Output falling	VID - 0.250		VID - 0.200	V
	Output rising	VID - 0.175		VID - 0.125	
<b>OVP PROTECTION</b>					
Output Overvoltage Trip Threshold, OVP Action	MAX8524 output rising	VID + 0.20		VID + 0.25	V
	MAX8525 output rising	VID + 0.175		VID + 0.225	
<b>PWM, CLKO OUTPUTS</b>					
Output Low Level	$I_{PWM_{-}} = -5mA$			0.4	V
Output High Level	$I_{PWM_{-}} = +5mA$	4.5			V
PWM Selection Threshold	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$	0.8		3.1	V

**Note 1:** Total soft-start time equals the soft-start time per step times the VID voltage divided by 12.5mV.

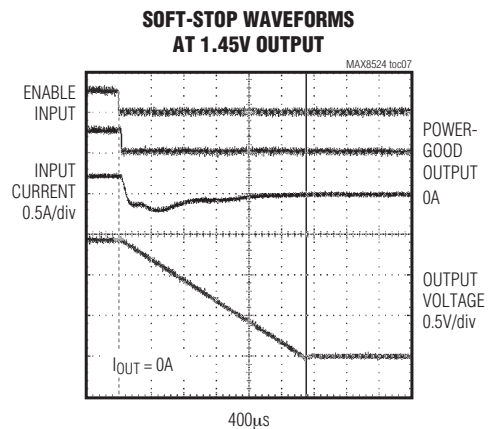
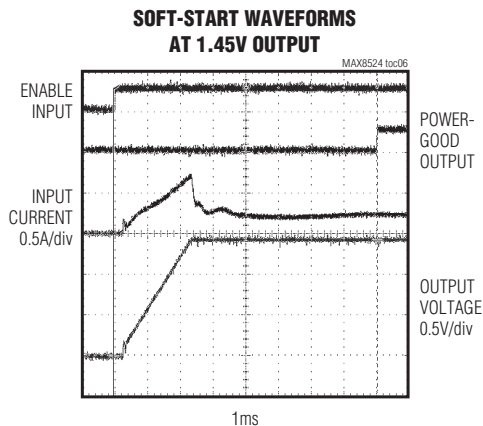
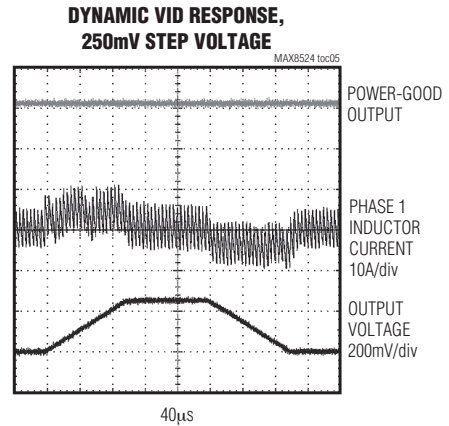
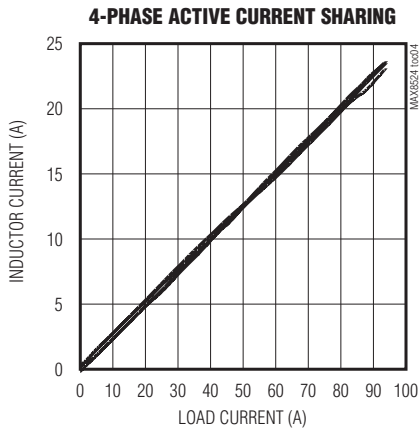
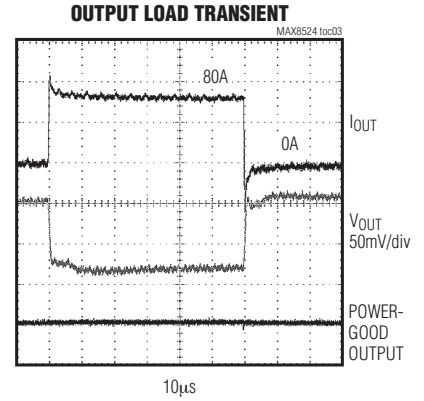
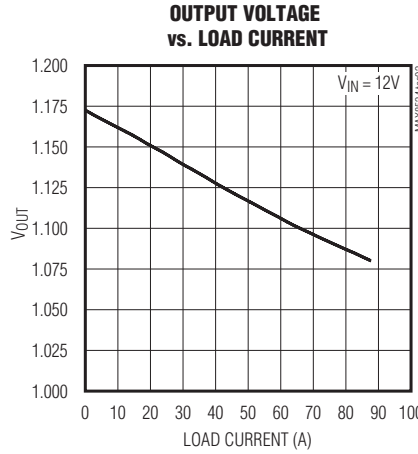
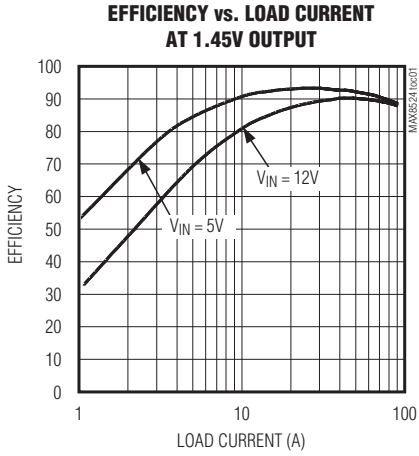
**Note 2:** Specifications at  $-40^{\circ}C$  are guaranteed by design.

# 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

典型工作特性

( $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{OUT} = 1.2V$ ,  $I_{OUT\_MAX} = 80A$ ,  $f_{sw} = 250kHz$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

MAX8524/MAX8525

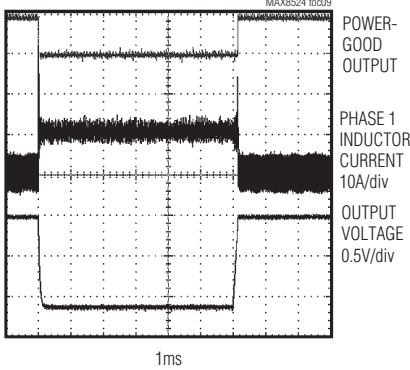


# 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

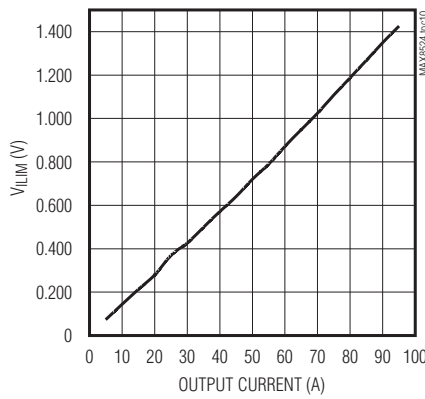
典型工作特性(续)

( $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{OUT} = 1.2V$ ,  $I_{OUT\_MAX} = 80A$ ,  $f_{sw} = 250kHz$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

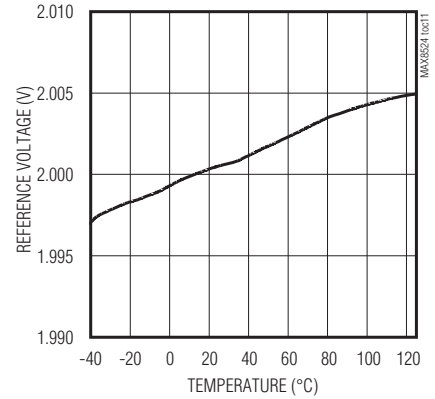
**SHORT-CIRCUIT AND RECOVERY WAVEFORMS**



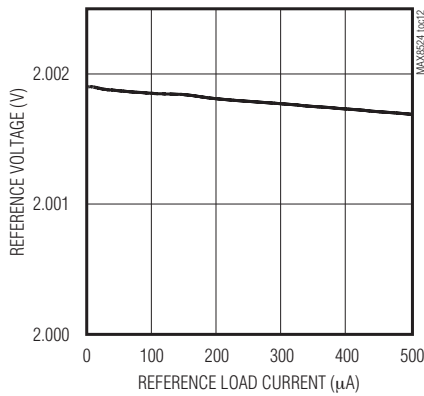
**CURRENT-SENSE THRESHOLD vs.  $V_{ILIM}$**



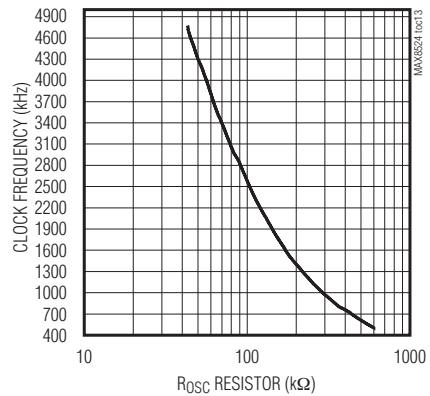
**REFERENCE VOLTAGE vs. TEMPERATURE**



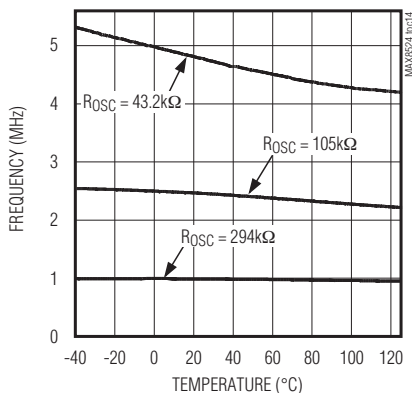
**REFERENCE VOLTAGE LOAD REGULATION**



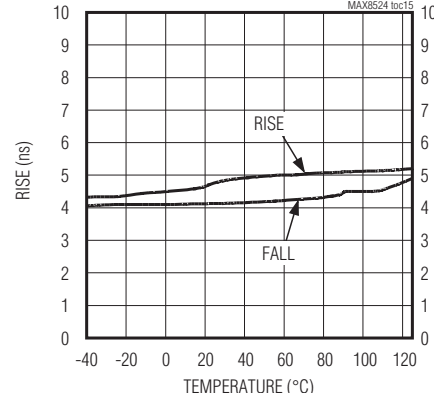
**CLOCK FREQUENCY vs.  $R_{OSC}$**



**CLOCK FREQUENCY vs. TEMPERATURE**



**CLKO RISE AND FALL TIME vs. TEMPERATURE**





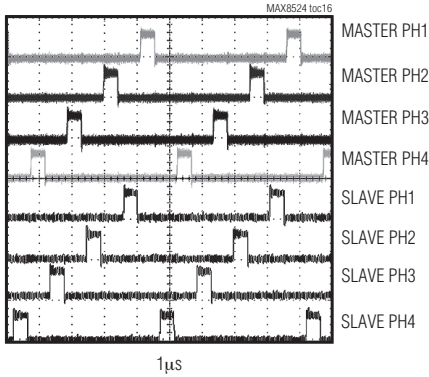
# 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

典型工作特性(续)

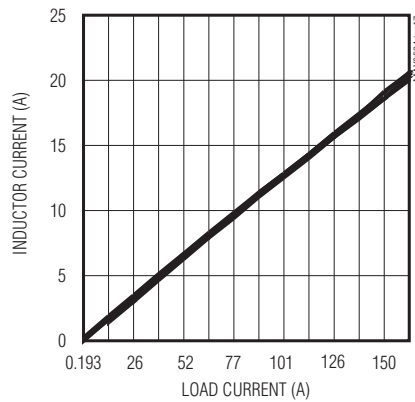
( $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{OUT} = 1.2V$ ,  $I_{OUT\_MAX} = 80A$ ,  $f_{sw} = 250kHz$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

MAX8524/MAX8525

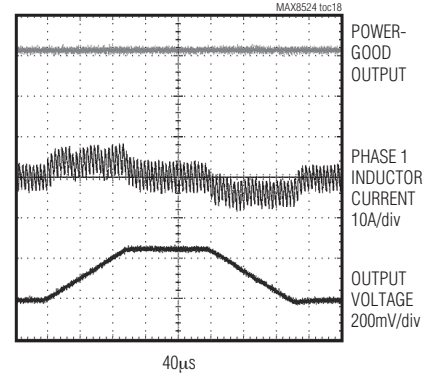
INTERLEAVED 8-PHASE OPERATION:  
LX WAVEFORMS



8-PHASE ACTIVE CURRENT SHARING



8-PHASE OPERATION:  
DYNAMIC VID RESPONSE



引脚说明

引脚		名称	功能
MAX8524	MAX8525		
1	1	PWM3	第3相PWM信号输出。关断时为逻辑低。
2	2	PWM1	第1相PWM信号输出。关断时为逻辑低。
3	3	CS1+	第1相输出电流检测正输入。连接至输出电流检测电阻器的电感侧。
4	4	CS1_3-	第1、3相输出电流检测公共负输入。连接至输出电流检测电阻器的负载侧。
5	5	CS3+	第3相输出电流检测正输入。连接至输出电流检测电阻器的电感侧。
6	6	V <sub>CC</sub>	IC电源输入。采用一只容值至少为1µF的陶瓷电容器旁路至GND。
7	7	GND	IC地。单点连接至系统地。
8	8	COMP	误差放大器输出。连接到REF和GND之间电阻分压器的抽头，设置有限的直流增益，以实现有源电压定位。COMP和GND之间增加一个串联RC网络可以补偿控制环路。对于6相或8相工作模式，将两个控制器的COMP引脚连接在一起，实现有源均流。
9	9	REF	2.0V ±0.4%基准输出。REF通过一只≤2.2µF的低ESR电容器旁路至GND。REF可为外部负载提供0.5mA的源出电流。若V <sub>CC</sub> 大于UVLO，EN为低电平时，REF有效。
10	10	ILIM	输出限流设置。连接到REF和GND之间电阻分压器的抽头，设置逐周期平均限流门限。限流(每相) = V <sub>ILIM</sub> / (50 × R <sub>SENSE</sub> )。ILIM接V <sub>CC</sub> 时限流门限设置为默认值20mV。
11	11	OSC	内部时钟振荡器频率设置输入。OSC和GND之间连接一电阻器，用来设置开关频率。即使IC是在从模式下，OSC也必须连接至外部电阻器。如果V <sub>CC</sub> 大于UVLO，该引脚在关断模式下也工作。
12	12	PWRGD	开漏极电源就绪指示。输出电压稳定后PWRGD拉低。在关断模式和UVLO期间PWRGD为低电平。

## 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

引脚说明(续)

引脚		名称	功能
MAX8524	MAX8525		
13	13	CLKO	主模式同步时钟输出。主控制器的CLKO连接至从控制器的CLKI。只要V <sub>CC</sub> 大于UVLO，EN为低时CLKO仍工作，以便启动同步的从控制器。主模式和从模式下CLKO均接内部振荡器。
14	14	CLKI	同步时钟输入。CLKI接主控制器的CLKO，以实现交错式双控制器系统，或接外部同步时钟。该引脚内部与GND间接100kΩ下拉电阻，因而可以浮空该引脚。有关同步工作的详细信息参见并行工作模式(CLKI和CLKO)部分。
15–19	16–20	VID0–VID4	DAC码输入。MAX8524具有15kΩ内部上拉电阻，连接至V <sub>CC</sub> 。MAX8525则需要外部上拉电阻。
—	15	VID5	DAC码输入。MAX8525需要外部上拉电阻。对于MAX8524，将该引脚连接至V <sub>CC</sub> 。
20	—	N.C.	无连接。
21	21	EN	使能输入，高电平有效。当UVLO条件满足时，EN通过内部100kΩ电阻器上拉至V <sub>CC</sub> 。采用外部漏极开路或集电极开路电路拉低EN可关断控制器。主/从模式下，MAX8524/MAX8525控制器的EN引脚应连接在一起。
22	22	RS-	输出电压远端检测，负输入。在负载端直接连接至GND。
23	23	RS+	输出电压远端检测，正输入。在负载端直接连接至V <sub>OUT+</sub> 。
24	24	CS2+	第2相输出电流检测正输入。连接至输出电流检测电阻器的电感侧。2相工作时短接CS4+与CS2_4-。
25	25	CS2_4-	第2、4相输出电流检测公共负输入。连接至输出电流检测电阻器的负载侧。
26	26	CS4+	第4相输出电流检测正输入。连接至输出电流检测电阻器的电感侧。2、3或6相工作时短接CS4+与CS2_4-。
27	27	PWM4	第4相PWM信号输出。2、3或6相工作时连接至V <sub>CC</sub> 。关断模式下为逻辑低。
28	28	PWM2	第2相PWM信号输出。2相工作时连接至V <sub>CC</sub> 。关断模式下为逻辑低。

### 详细说明

MAX8524/MAX8525是同步、2/3/4相可裁减、电流模式降压型控制器。MAX8524/MAX8525既可用于嵌入式VRD设计，也可与外部MOSFET驱动器(如MAX8523)配合，用于电压调节模块(VRM)设计。

每相的开关频率可以设置为150kHz至1.2MHz，提供高达200kHz的控制带宽。电压误差放大器的5MHz增益带宽积可为大多数应用提供足够的环路增益。在VRM应用中，

满载下各模块间的电流平衡度在5%以内，最大限度地发挥了多相工作的优势。带温度补偿的无损耗电感电流检测降低了功耗，同时又保持了电压跌落的精度。

还可以将一个或两个PWM引脚连接至逻辑电源引脚(V<sub>CC</sub>)，将MAX8524/MAX8525控制器配置为3相或2相VRD或VRM应用。在这些模式下，内部相位控制电路会自动调节，使纹波达到最小。MAX8524/MAX8525具有CLKI(时钟输入)和CLKO(时钟输出)引脚，在采用两片MAX8524/MAX8525

## 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

表1. VID设置的输出电压(VRM 10.0)

VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	V <sub>OUT</sub>
0	0	1	0	1	0	0.8375
1	0	1	0	0	1	0.8500
0	0	1	0	0	1	0.8625
1	0	1	0	0	0	0.8750
0	0	1	0	0	0	0.8875
1	0	0	1	1	1	0.9000
0	0	0	1	1	1	0.9125
1	0	0	1	1	0	0.9250
0	0	0	1	1	0	0.9375
1	0	0	1	0	1	0.9500
0	0	0	1	0	1	0.9625
1	0	0	1	0	0	0.9750
0	0	0	1	0	0	0.9875
1	0	0	0	1	1	1.0000
0	0	0	0	1	1	1.0125
1	0	0	0	1	0	1.0250
0	0	0	0	1	0	1.0375
1	0	0	0	0	1	1.0500
0	0	0	0	0	1	1.0625
1	0	0	0	0	0	1.0750
0	0	0	0	0	0	1.0875
1	1	1	1	1	1	OFF
0	1	1	1	1	1	OFF
1	1	1	1	1	0	1.1000
0	1	1	1	1	0	1.1125
1	1	1	1	0	1	1.1250
0	1	1	1	0	1	1.1375
1	1	1	1	0	0	1.1500
0	1	1	1	0	0	1.1625
1	1	1	0	1	1	1.1750
0	1	1	0	1	1	1.1875
1	1	1	0	1	0	1.2000

VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	V <sub>OUT</sub>
0	1	1	0	1	0	1.2125
1	1	1	0	0	1	1.2250
0	1	1	0	0	1	1.2375
1	1	1	0	0	0	1.2500
0	1	1	0	0	0	1.2625
1	1	0	1	1	1	1.2750
0	1	0	1	1	1	1.2875
1	1	0	1	1	0	1.3000
0	1	0	1	1	0	1.3125
1	1	0	1	0	1	1.3250
0	1	0	1	0	1	1.3375
1	1	0	1	0	0	1.3500
0	1	0	1	0	0	1.3625
1	1	0	0	1	1	1.3750
0	1	0	0	1	1	1.3875
1	1	0	0	1	0	1.4000
0	1	0	0	1	0	1.4125
1	1	0	0	0	1	1.4250
0	1	0	0	0	1	1.4375
1	1	0	0	0	0	1.4500
0	1	0	0	0	0	1.4625
1	0	1	1	1	1	1.4750
0	0	1	1	1	1	1.4875
1	0	1	1	1	0	1.5000
0	0	1	1	1	0	1.5125
1	0	1	1	0	1	1.5250
0	0	1	1	0	1	1.5375
1	0	1	1	0	0	1.5500
0	0	1	1	0	0	1.5625
1	0	1	0	1	1	1.5750
0	0	1	0	1	1	1.5875
1	0	1	0	1	0	1.5875

控制器时，可实现真正的6或8相交错式工作，进一步降低了输入和输出纹波电流。在4相工作模式下，有效开关频率为0.6MHz至4.8MHz。8相工作模式下的有效开关频率为1.2MHz至9.6MHz。

MAX8525包括一个6位DAC (支持Intel VRM 10.0)，MAX8524包括一个5位DAC (支持Intel VRM 9.1)，两款器件的初始

电压精度为±0.4%。MAX8525的电源就绪信号在VID码变化期间保持准确有效，避免在按照CPU指令改变输出电压时产生故障信号。

MAX8524/MAX8525内部还包括可编程空载偏移和输出电压定位，可根据输出电流的大小调节输出电压。

## 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

表2. VID设置的输出电压(VRM 9.1)

VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	Vout
0	0	0	0	0	1.850
0	0	0	0	1	1.825
0	0	0	1	0	1.800
0	0	0	1	1	1.775
0	0	1	0	0	1.750
0	0	1	0	1	1.725
0	0	1	1	0	1.700
0	0	1	1	1	1.675
0	1	0	0	0	1.650
0	1	0	0	1	1.625
0	1	0	1	0	1.600
0	1	0	1	1	1.575
0	1	1	0	0	1.550
0	1	1	0	1	1.525
0	1	1	1	0	1.500
0	1	1	1	1	1.475
1	0	0	0	0	1.450
1	0	0	0	1	1.425
1	0	0	1	0	1.400
1	0	0	1	1	1.375
1	0	1	0	0	1.350
1	0	1	0	1	1.325
1	0	1	1	0	1.300
1	0	1	1	1	1.275
1	1	0	0	0	1.250
1	1	0	0	1	1.225
1	1	0	1	0	1.200
1	1	0	1	1	1.175
1	1	1	0	0	1.150
1	1	1	0	1	1.125
1	1	1	1	0	1.100
1	1	1	1	1	Shutdown

### 时钟频率(OSC)

MAX8524/MAX8525的时钟频率通过OSC与地之间的外部电阻器设置。如表3所示，选择每相开关频率( $f_{sw}$ )和相数后，即可设置相应的时钟频率。对于6相或8相工作模式，

表3. 时钟频率设置与开关频率和相数之间关系

NO. OF PHASES	PIN CONNECTIONS	fCLKO
2	PWM2 = PWM4 = V <sub>CC</sub>	4 x f <sub>sw</sub>
3	PWM4 = V <sub>CC</sub>	3 x f <sub>sw</sub>
4	—	4 x f <sub>sw</sub>
6	PWM4 = V <sub>CC</sub>	3 x f <sub>sw</sub>
8	—	4 x f <sub>sw</sub>

即使MAX8524/MAX8525工作在从模式下，主控制器和从控制器的OSC端都应接外部电阻器。R<sub>OSC</sub>推荐选用精度为1%的电阻器，以保持较高的频率精度，R<sub>OSC</sub>应尽可能靠近OSC引脚放置。

### 电压基准(REF)

MAX8524/MAX8525通过REF引脚输出2V精密基准。REF能够向外部负载供出最高500 $\mu$ A电流。当EN为低电平，而V<sub>CC</sub>高于UVLO时，REF保持有效。REF引脚和GND之间接一只0.22 $\mu$ F陶瓷电容器。该电容器应尽可能靠近REF引脚放置。

内部有一个REFOK电路监视基准电压。基准电压只有高于1.85V的REFOK门限电压以后才会启动控制器。如果基准电压掉到1.81V以下，则控制器被关闭。

### 输出电流检测(CS<sub>+</sub>、CS<sub>-</sub>)

各相输出电流采用差分方式进行检测，每两相共用一条差分返回线。由于采用了低失调电压、高增益(50V/V)差分电流放大器，因而可以采用低值检流电阻，降低了功耗。在每相的输出端检测电流有很多好处，例如较低的噪声敏感度，各相之间更精确的均流，以及给予设计者更多的灵活性，即可采用检流电阻，也可采用电感直流电阻作为检流元件。

采用输出电感的直流电阻R<sub>DC</sub>检测电流可提供较高的效率。这种情况下，在预计输出电压的跌落误差时必须考虑R<sub>DC</sub>的初始容差和温度系数。需要用一个RC滤波网络从输出电感上提取出电流信息，如图1所示。利用公式1计算这个RC网络的时间常数：

$$RC = \frac{L}{R_{DC}} \quad (式1)$$

## 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

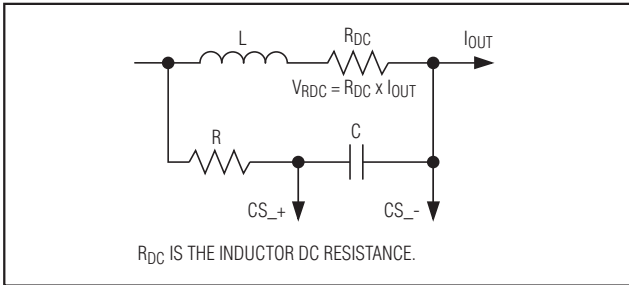


图1. 电感 $R_{DC}$ 作为检流元件

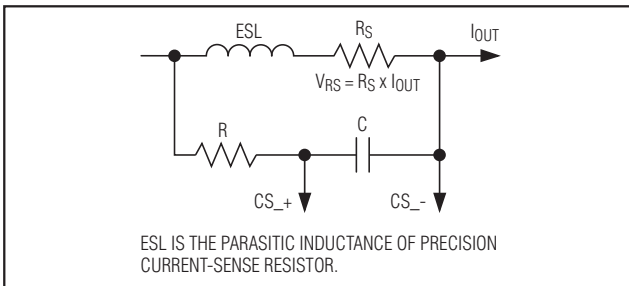


图2. 用检流电阻检测电流

式中L是输出电感的电感量。在每相电流为20A或更大的应用场合，商用电感器的直流电阻约为 $1\text{m}\Omega$ ，如表4所示。为了使电流检测输入的偏置电流所造成的误差足够小，应选择小于 $2\text{k}\Omega$ 的R（参见图1）。用公式1确定C值大小。应选取容差为5%的电容器和容差为1%的电阻器。在采用此种电流检测方式时建议采用温度补偿。详细内容参见环路补偿和输出电压定位部分。

当采用检流电阻进行更精确的输出电压定位设计时，应采用类似的RC滤波电路来消除检流电阻等效串联电感的影响，如图2所示。条件类似于上节所述，可由公式2确定C值大小：

$$C = \frac{ESL}{R_S \times R} \quad (\text{式2})$$

式中ESL是检流电阻的等效串联电感， $R_S$ 是检流电阻的阻值，C是补偿电容的容值。例如， $1\text{m}\Omega$ ，2025外形的检流电阻的ESL为 $1.6\text{nH}$ 。

### 输出限流和短路保护(ILIM)

MAX8524/MAX8525可进行逐周期限流，根据用户在ILIM引脚的设置控制平均输出电流。这种方法不受输入电压变化和电感容差的影响。一旦超过限流门限，占空比立即终止，输出电感电流开始下降。在下一个开关周期，如果电感电流仍在限流门限之上，则跳过PWM脉冲。利用REF和GND引脚间连接的电阻分压器(其中心抽头连接至ILIM)，可在较宽的范围内调节限流门限。ILIM接 $V_{CC}$ 时门限电流默认为 $20\text{mV}$  (检流电阻两端电压)。

在软启动和过载状态下，MAX8524/MAX8525具有电流折返保护功能。该功能可使VRM在短路状态下安全工作，一旦短路条件消除又能自动恢复。当输出电压降至低于PWRGD下限时，电流门限折返为标准限流门限的一半。

### 差分输出电压检测( $RS+$ 、 $RS-$ )

MAX8524/MAX8525采用差分输出电压检测功能实现了极高的输出电压精度。这种方式的控制器直接检测负载端的实际电压，因此能够补偿电压在输出线和地线上的损耗。

表4. 输出电感列表

MANUFACTURER AND PART NO.	BI Technologies HM73-40R50 0.5 $\mu\text{H}/50\text{A}$	Panasonic ETQP1H0R6BFA 0.6 $\mu\text{H}/30\text{A}$	Sumida CDEP149(H) 0.45 $\mu\text{H}/32\text{A}$	Coiltronics HC2-0R68 0.68 $\mu\text{H}/50\text{A}$
$R_{DC}$ ( $\text{m}\Omega$ )	0.78 (typ) 1.0 (max)	0.9 (max)	0.9 (typ) 1.1 (max)	0.6 (max)

## 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

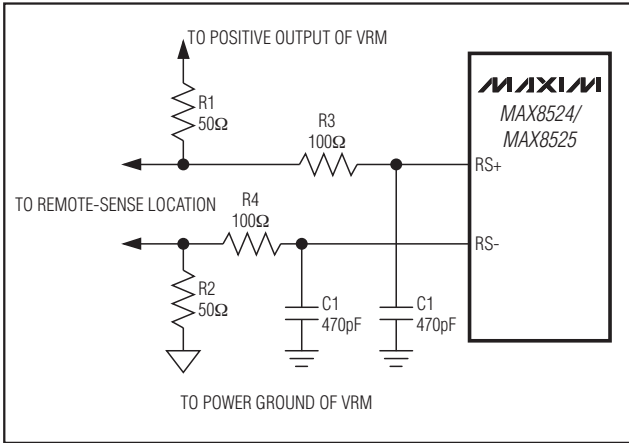


图3. 输出电压远端检测中推荐使用的滤波器

从负载点返回RS+和RS-的布线应相互靠近，并尽可能远离噪声源(如电感器和高di/dt线)。利用地平面将远端检测线同噪声源隔离开来。同时建议在这些引脚上采用RC滤波滤除共模噪声，如图3所示。在VRD应用中，选用一个100Ω电阻器和一个470pF电容器。在VRM应用中，还应在VRM连接器之前采用50Ω电阻接至转换器本地输出。这种安排可在远端检测线意外断开时避免CPU电压过高。

### 环路补偿(COMP)

负载跳变时，输出电容器的ESR会引起输出电压瞬变，变化量等于其ESR乘以负载电流变化值( $\Delta V_{OUT} = -R_{ESR\_CO} \times \Delta I_{LOAD}$ )。采用电压定位可有效地利用输出调节窗口，减少输出电容器的数量。MAX8524/MAX8525采用快速有源均流方案，一种专有的电流模式架构，可根据瞬时输出电压来调节输出电流，从而实现快速电压定位。

电压误差放大器由宽带、高精度跨导放大器(GMV)组成。参见功能框图。跨导放大器的负输入端接远端检测差分放大器的输出，正输入端接内部DAC(受控于VID输入)的输出。跨导放大器的直流增益被COMP到GND的等效电阻 $R_E$  ( $R_E = R_U // R_B$ )设置为一个有限值，以实现快速输出电压定位。 $R_E$ 的取值取决于满载状态下对于输出电压跌落的要求，应根据Intel VRM规范中对于输出阻抗或负载线的规定而定。

根据Intel VRM规范，空载时输出电压不能超过VID码所设定的电压，其中包括初始容差、纹波电压以及其它误差。因此，实际输出电压应被偏置得更低一些，以补偿这些误差。REF和GND间接一个电阻分压器由 $R_U$ 和 $R_B$ 组成，其抽头接COMP来设定偏移电压。

对于6相或8相工作，可将两个控制器的COMP引脚连接在一起，以实现有源均流。

### 动态改变VID (仅MAX8525)

在控制器工作时，MAX8525允许动态改变VID(不中断运行或OTF)。该特性允许处理器在250mV窗口中调节其核电压。当检测到VID变化时，MAX8525以12.5mV步长改变输出电压。

MAX8525的VID输入符合Intel公司的400ns逻辑偏斜定时规范，以防出现错误的编码变化。一旦定时器超时，控制器开始改变DAC输出。图4显示了在发生VID OTF事件时，输出电压的变化情况。MAX8525控制器即可以逐级改变VID输入，也可以一次性改变VID输入。在一次性改变VID输入时，输出电压摆率同样为每级12.5mV，持续时间为2μs。

### 并行工作模式(CLKI和CLKO)

两片MAX8524/MAX8525可连接在一起构成6相或8相核电源。采用这种配置时，一片MAX8524/MAX8525作为主控制器，另一片作为从控制器。从控制器的CLKI引脚接主控制器的CLKO引脚。主控制器与CLKO上升沿同步，从控制器与CLKO下降沿同步，这样就实现了交错工作。图5显示了主控制器和从控制器各相的时序。

### 2相和3相工作模式选择(PWM3和PWM4)

MAX8524/MAX8525可工作在2、3和4相工作模式下。PWM4接 $V_{CC}$ 时为2、3或6相工作模式。也可同时将PWM2接 $V_{CC}$ 实现2相工作模式。关断期间所有PWM输出均保持为低电平。

## 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

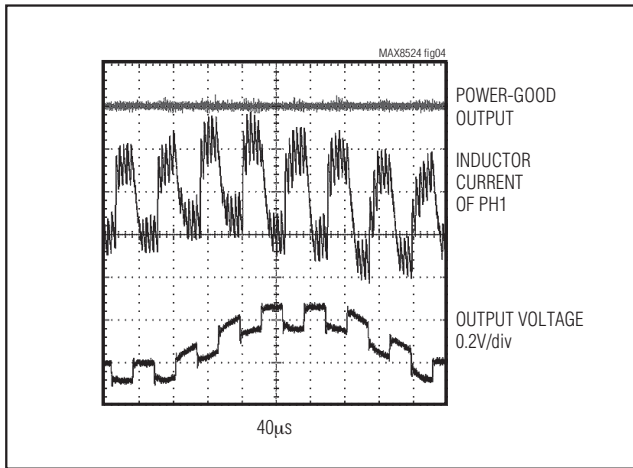


图4. 在动态改变VID (OTF)和负载瞬变时的输出电压波形

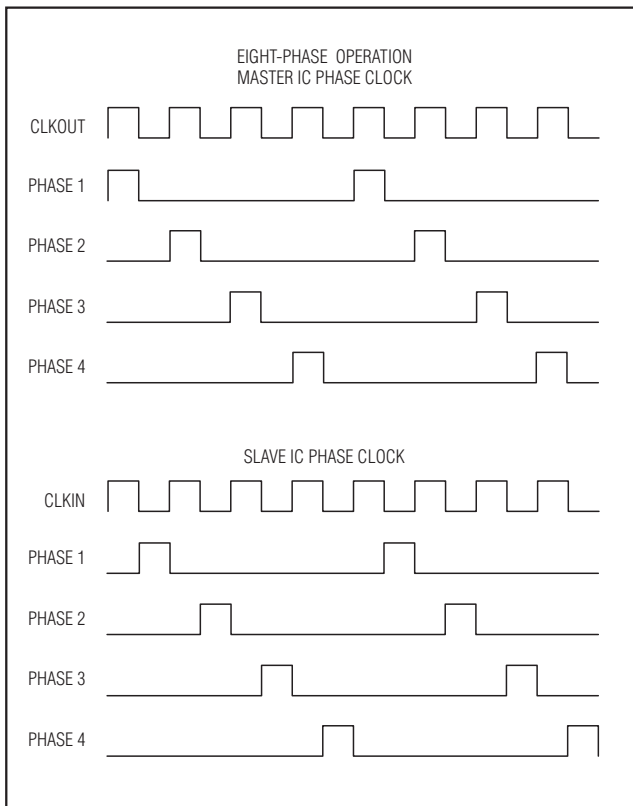


图5. 主控制器和从控制器时钟之间的关系

### 电源就绪输出(PWRGD)

PWRGD是开漏输出，当输出电压高于PWRGD上限或低于PWRGD下限时，PWRGD被拉低。在关断模式、 $V_{CC} < UVLO$  门限以及软启动过程中，PWRGD保持为低电平。要获得逻辑电平输出，可在PWRGD和逻辑电源之间接一个外部上拉电阻。在大多数应用中采用100k $\Omega$ 的电阻器即可正常工作。

### UVLO、输出使能(EN)和软启动

当IC电源电压( $V_{CC}$ )小于UVLO门限时，所有PWM输出保持为低电平，大多数内部电路关断以降低静态电流。EN释放且 $V_{CC} > UVLO$ 门限时，内部100k $\Omega$ 电阻器将EN拉至 $V_{CC}$ ，软启动开始。软启动期间，内部DAC输出以每步12.5mV的幅度缓慢上升。对于6相或8相工作模式，将两个MAX8524/MAX8525的EN连接在一起，并采用开漏信号驱动EN，如图6所示。

### 输出过压保护(OVP)

当输出电压超出稳定电压225mV (MAX8524)或200mV (MAX8525)，所有PWM输出被拉低且控制器闭锁。若要对输出放电，MOSFET驱动器必须使低端MOSFET导通，高端MOSFET关断。MAX8523双相和MAX8552单相MOSFET驱动器可满足该要求。只有输入电压( $V_{CC}$ )再次上电才能清除闭锁状态。

### 热保护

MAX8524/MAX8525具有热故障保护电路。当结温升至大于+150 $^{\circ}$ C时，内部温度传感器启动关断电路，保持所有PWM输出为低电平，禁止开关操作。结温下降15 $^{\circ}$ C后，温度传感器重新启动控制器。

### 设计步骤

#### 设置开关频率

开关频率决定了开关损耗和功率元件的尺寸大小。开关频率越高，外部元件尺寸越小，设计更加紧凑。然而，开关损耗和磁芯损耗与开关频率成正比。选择开关频率时应折衷考虑效率和尺寸。时钟频率可根据表3选取。

## 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

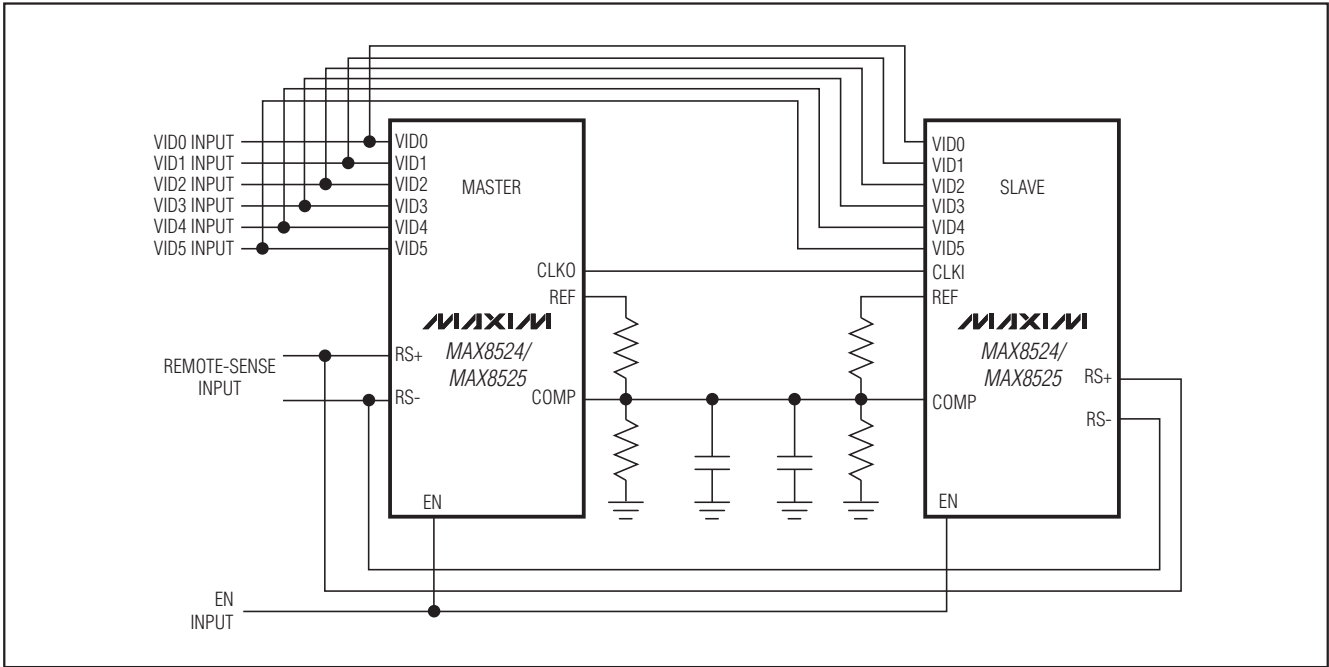


图6. 主控制器和从控制器的连接

时钟频率和频率设定电阻器( $R_{OSC}$ )之间的关系参见典型工作特性中Clock Frequency vs.  $R_{OSC}$ 的关系曲线。给定时钟频率下的 $R_{OSC}$ 值也可根据公式3近似计算:

$$R_{OSC} = 277.704 \times f_{OSC}(\text{MHz})^{-1.197} \text{ k}\Omega \quad (\text{式3})$$

### 输出电感选择

输出电感量的选取取决于允许多大的电感纹波电流(LIR)，以及负载瞬变期间希望电感电流有多大的摆动速率。较大的电感可降低纹波电流，提高效率，但电流摆率较慢。折衷考虑尺寸、成本和效率，推荐选用30%至60%的LIR (LIR=0.3至0.6)。多相工作时，LIR可以高一点。电感值由下式确定:

$$L \geq \frac{V_{OUT} \times (1 - D) \times N}{LIR \times f_{SW} \times I_{OUT\_MAX}} \text{ H} \quad (\text{式4})$$

式中， $f_{SW}$ 是开关频率， $I_{OUT\_MAX}$ 是最大额定输出电流， $D$ 是占空比， $V_{OUT}$ 是给定VID码的输出电压。应对输出电感纹波电流在输出电容的ESR上产生的纹波电压。对于 $n$ 相VRM转换器，输出纹波电压 $V_{RIPPLE}$ 可计算如下:

$$V_{RIPPLE} = \frac{V_{OUT} \times R_{ESR\_CO} \times (1 - (N \times D))}{f_{SW} \times L} \quad (\text{式5})$$

估算纹波电压时，将 $R_{ESR\_CO}$ 替换成 $R_O$  (VRM输出阻抗)是安全的。如果输出纹波电压不能满足要求，应选择更大的输出电感。所选的电感其直流电阻应尽可能小，并且饱和电流应比电感电流的峰值( $I_{PEAK}$ )大，由下式计算 $I_{PEAK}$ :

$$I_{PEAK} = I_{OUT\_MAX} \frac{(2 + LIR)}{2 \times N} \quad (\text{式6})$$

当用输出电感的直流电阻进行电流检测时，直流电阻的范围受下列条件限制:



## 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

$$R_{DC} \leq \frac{5 \times N}{50 \times I_{OUT\_MAX} \times (2 + LIR)} \quad (式7)$$

和

$$R_{DC} \geq \frac{N}{50 \times I_{OUT\_MAX} \times (2 + LIR)} \quad (式8)$$

### 输出电容器选择

大多数情况下，输出电容的选择主要取决于满足内核电源瞬态响应要求所需的ESR。等效串联电阻的目标值为  $R_{ESR\_CO} = R_O$ 。根据能量守恒原理，利用下式计算最小输出电容  $C_O(\min)$ ：

$$C_O(\min) \geq \frac{1}{2} \times \frac{L \times I_{OUT\_MAX}}{N \times R_O \times V_{OUT}} \quad (式9)$$

为满足OTF VID变化之要求，输出电容值还有个上限。过大的输出电容可造成输出电压在OTF时间窗口内无法达到新的VID输出电压：

$$C_O(\max) \leq \frac{(I_{LIM} - I_{OUT\_MAX})^2 \times t_{OTF}}{V_{OTF}} \quad (式10)$$

式中， $t_{OTF}$ 是达到 $V_{OTF}$  (OTF电压步长)的时间窗口。如果 $C_O(\max)$ 小于 $C_O(\min)$ ，则系统无法满足VID OTF规范。

要同时满足 $R_{ESR\_CO}$ 和输出电容两方面的要求，可能需要不同类型电容器的组合，如SPCAP、POSCAP或低ESR铝电解电容器。如果不能实现这种组合，必须调节输出电感值。

### 输入电容器选择

输入电容降低了开关电路从输入电源吸取的电流峰值，降低了输入端的噪声和电压纹波。输入电容必须满足开关电路所需的纹波电流 $I_{RMS}$ 要求，利用公式11计算：

$$I_{RMS} = D \times I_{OUT\_MAX} \times \sqrt{\frac{1}{N \times D} - 1} \quad (式11)$$

在最小输入电压下计算输入纹波电流。应采用低ESR电容器，如低ESR铝电解电容器、聚合物电容器和陶瓷电容器等，以避免在输出端负载大幅变化期间输入端出现较大的电压瞬变。要仔细审查制造商提供的电容器的纹波电流指标。为降低高频振铃，可再并联一个小容值、低ESL陶瓷电容器(1 $\mu$ F至10 $\mu$ F/16V)。

### 功率MOSFET选择

MOSFET的功耗与栅极驱动电压( $V_G$ )、导通阻抗( $R_{DSON}$ )、总栅极电荷( $Q_{GT}$ )以及栅极门限电压( $V_{TH}$ )有关。MOSFET驱动器(MAX8523)的电源电压范围为4.5V至6.5V。由于 $V_{GATE} < 10V$ ，推荐采用逻辑电平的MOSFET。

高端MOSFET的功耗由传导损耗和开关损耗两部分组成。每个高端开关的传导损耗由公式12计算：

$$P_{COND\_HS} = D \times \frac{I_{OUT\_MAX}^2}{N^2} \times \left(1 + \frac{LIR^2}{12}\right) \times \frac{R_{DSON\_HS}}{M_{HS}} \quad (式12)$$

式中， $M_{HS}$ 是每个高端开关并联的MOSFET个数。总计高端开关损耗等于相数乘以 $P_{COND\_HS}$ 。由于导通过程为硬开关，因此开关损耗是高端MOSFET功耗的主要成份，利用下列公式计算开关损耗：

$$P_{SW\_HS} = \frac{2 \times V_{IN} \times I_{OUT\_MAX}}{N} \times \frac{R_{GATE} \times Q_{MILLER}}{V_D - V_{TH}} \times f_{SW} \times M_{HS} \quad (式13)$$

式中， $V_D$ 是栅极驱动电压， $R_G$ 是总的栅极阻抗，其中包括驱动器的导通电阻(MAX8523为0.8 $\Omega$ )和MOSFET的栅极电阻。 $Q_{MILLER}$ 是MOSFET的Miller电荷，可以在MOSFET的数据资料中找到。逻辑电平功率MOSFET的栅极电阻约为2 $\Omega$ 。注意，对于高端开关，增加并联MOSFET的数量会增大开关损耗。通常栅极电荷越少，栅极电阻越低，开关损耗越低。

低端MOSFET的功耗主要是开关损耗。由于体二极管的钳位作用，低端开关是在零电压下导通和关断的，开关损耗可以忽略。各相低端MOSFET的功耗可由下列公式计算：

## 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

$$P_{\text{COND\_LS}} = (1-D) \times \frac{I_{\text{OUT\_MAX2}}^2}{N^2} \times \left(1 + \frac{LIR^2}{12}\right) \times \frac{R_{\text{DSON\_LS}}}{M_{\text{LS}}} \quad (\text{式14})$$

式中， $R_{\text{DSON\_LS}}$ 是低端MOSFET的导通电阻， $M_{\text{LS}}$ 是作为低端开关的并联MOSFET的个数。低端开关总功耗等于相数乘以每相的低端开关损耗。尽管低端MOSFET的开关损耗可以忽略，在选择低端MOSFET时也不能仅仅考虑 $R_{\text{DSON}}$ 。如果Miller电容( $C_{\text{RSS}}$ )比较大，当漏-源电压快速升高时，如果驱动器不能保持栅极电压为低，低端MOSFET会短暂导通。低端MOSFET的 $C_{\text{RSS}}/C_{\text{ISS}}$ 比值应小于1/10，以免低端开关短暂导通时产生直通电流。

栅极驱动器的功耗也很重要。MAX8523是0.8Ω/0.6Ω双通道驱动器，而MAX8552是0.8Ω/0.6Ω单通道驱动器。每个驱动器的功耗计算如下：

$$P_{\text{DRIVER}} = (V_{\text{D}} \times I_{\text{CC}}) + (2 \times V_{\text{D}} \times f_{\text{SW}} \times (M_{\text{LS}} \times Q_{\text{G\_LS}} + M_{\text{HS}} \times Q_{\text{G\_HS}})) \quad (\text{式15})$$

式中， $I_{\text{CC}}$ 是MAX8523的电源电流。确保该功耗不超过封装允许的功耗。

### 环路补偿和输出电压定位

一旦电流检测电阻( $R_{\text{SENSE}}$ )，输出阻抗( $R_{\text{O}}$ )和输出偏置电压( $V_{\text{OS}}$ )确定，可利用公式16和17计算 $R_{\text{U}}$ 和 $R_{\text{B}}$ 的值：

$$R_{\text{U}} = \frac{1}{\frac{G_{\text{M}}}{2} \left[ \frac{N R_{\text{O}}}{R_{\text{SENSE}} \times 50} - V_{\text{OS}} \right]} \quad (\text{式16})$$

$$R_{\text{B}} = \frac{1}{\frac{G_{\text{M}}}{2} \left[ \frac{N R_{\text{O}}}{R_{\text{SENSE}} \times 50} + V_{\text{OS}} \right] - \frac{1}{20 \times 10^6}} \quad (\text{式17})$$

式中， $G_{\text{M}}$ 是跨导(2mS)。必须在COMP和地之间连接电容( $C_{\text{C}}$ )使高频增益降下来。输出电容器的ESR零点频率知道后，用下式计算出的电容值可使增益在过零点以一阶斜率滚降：

$$C_{\text{C}} = \frac{R_{\text{ESR\_CO}} \times C_{\text{O}}}{R_{\text{E}}} \quad (\text{式18})$$

式中， $R_{\text{ESR\_CO}}$ 是总的等效串联电阻， $C_{\text{O}}$ 是输出电容器的总电容量。 $R_{\text{E}}$ 是 $R_{\text{U}}$ 和 $R_{\text{B}}$ 的并联等效电阻。

### 设置限流

限流门限决定了最大输出直流电流。为了满足OTF工作，输出限流( $I_{\text{LIM}}$ )应至少比最大额定输出电流( $I_{\text{OUT\_MAX}}$ )大15%。 $I_{\text{LIM}}$ 引脚电压和电流检测电阻或输出电感的直流电阻决定了限流门限：

$$V_{\text{ILIM}} = 50 \times R_{\text{SENSE}} \times \frac{I_{\text{LIM}}}{N} \quad (\text{式19})$$

对于电阻检流方式。

$$V_{\text{ILIM}} = 50 \times R_{\text{DC}} \times \frac{I_{\text{LIM}}}{N} \quad (\text{式20})$$

对于电感直流电阻检流方式。在公式20中，应使用高温环境下的 $R_{\text{DC}}$ 值，以确保额定输出电流。将 $I_{\text{LIM}}$ 接至REF和GND之间的电阻分压器，来设置 $V_{\text{ILIM}}$ 。图7中电阻器R26和R27的取值应使通过分压器的电流至少为10μA：

$$R_{26} + R_{27} \leq 200\text{k}\Omega \quad (\text{式21})$$

R27的典型值为100kΩ，利用以下公式计算R26：

$$R_{26} = R_{27} \times \frac{2 - V_{\text{ILIM}}}{V_{\text{ILIM}}} \quad (\text{式22})$$

## 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

### 应用信息

#### PCB布局准则

对于任何类型的开关型DC-DC转换器，合理的PCB设计是非常重要的。如有可能，MOSFET、电感、输入/输出电容器和电流检测电阻均应放置在PCB顶层。这些器件的地应彼此靠近，连接至一个功率地平面。所有其他的地连接到独立的模拟地平面。将模拟地通过单点连接至功率地。

为有助于散热，将大功率元件(MOSFET和电感等)放置在大面积PCB上，或使用散热片。大电流要采用短、宽的布线并且连接紧凑，以降低布线电感和电阻。同样，栅极驱动连线(DH\_和DL\_)也应短、宽且紧凑，以降低高频栅极电流产生的EMI和振铃。

电流检测电阻采用开尔文检测连接方式。所有信号线，例如电流检测和电压远端检测等，这些走线都应紧耦合且尽可能远离电感和其它开关噪声源。可用地平面对这些信号线同噪声源隔离开。

REF电容、V<sub>CC</sub>电容、电流检测去耦电容以及远端检测去耦电容应尽可能靠近MAX8524/MAX8525放置。

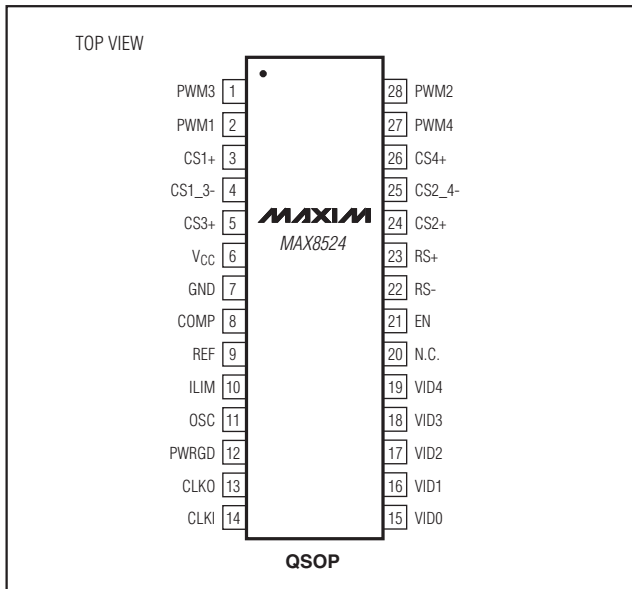
作为一个PCB布局范例，可参考MAX8525评估板。

### 芯片信息

TRANSISTOR COUNT: 9021

PROCESS: BiCMOS

### 引脚配置(续)



# 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

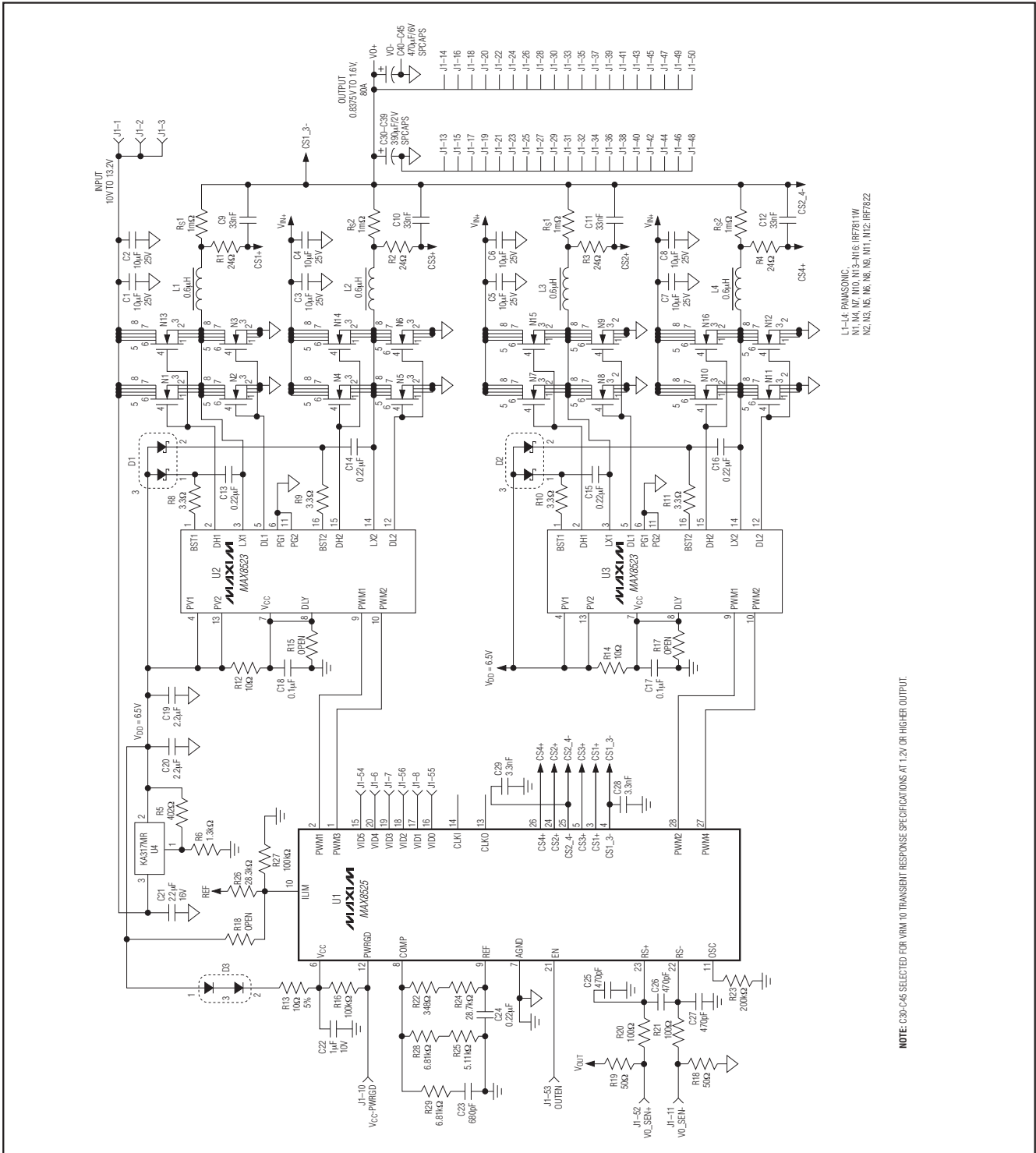


图7. VRM 10典型应用电路，采用检流电阻检测输出电流，8引脚SO封装的MOSFET

# 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

MAX8524/MAX8525

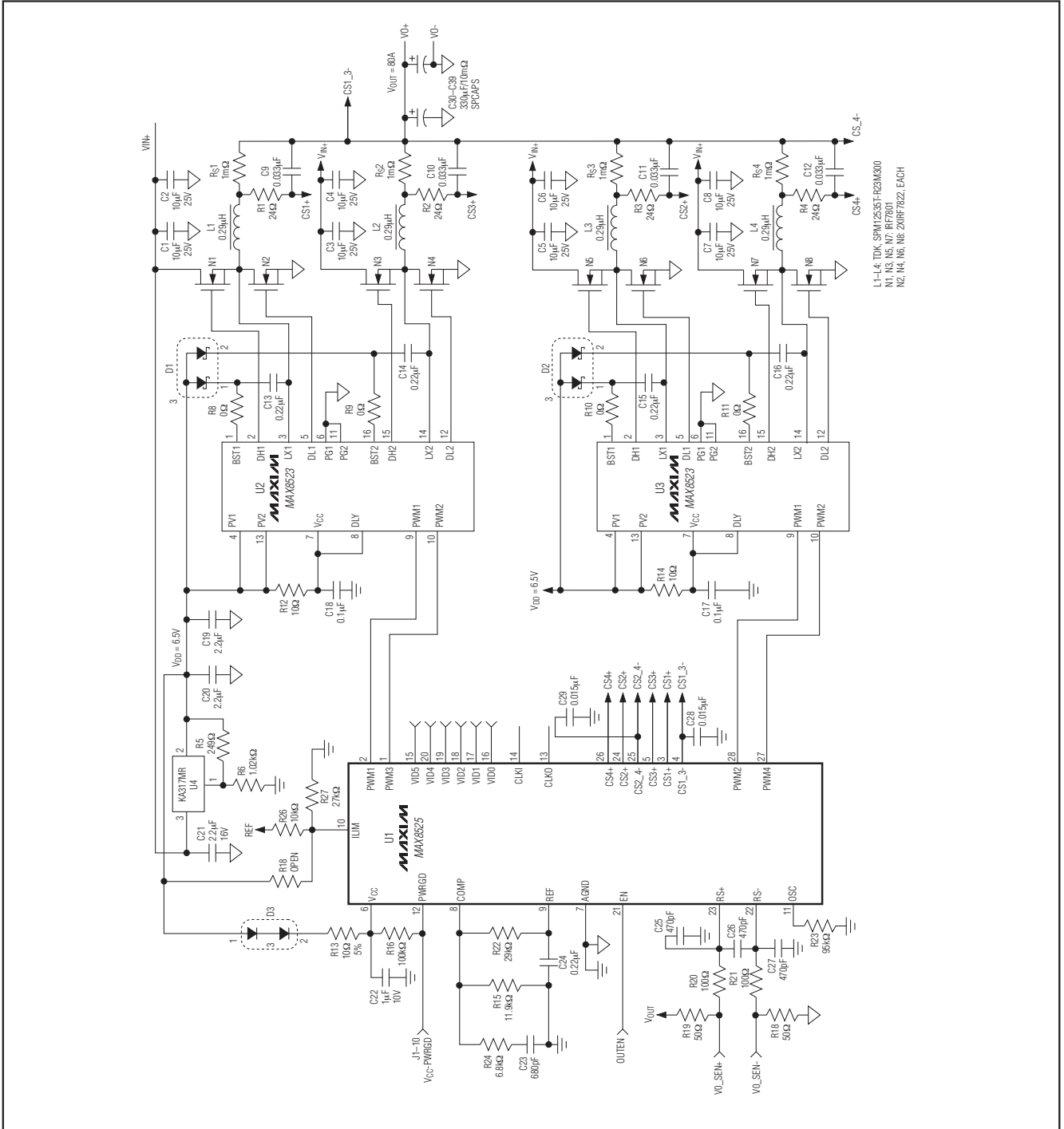
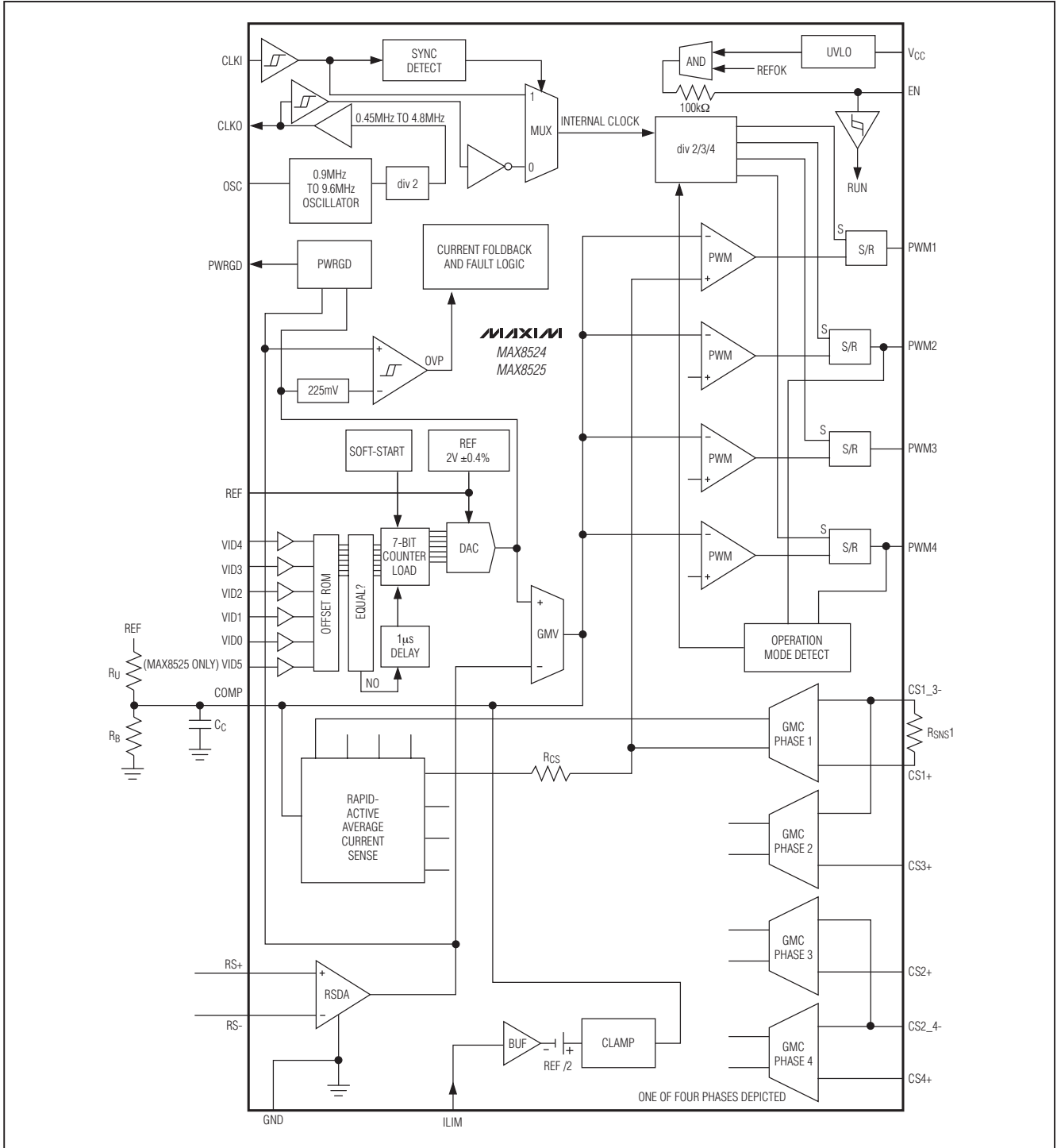


图8. 直接采用MOSFET的600kHz应用电路，实现紧凑的VRM 10设计

# 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

MAX8524/MAX8525

功能框图

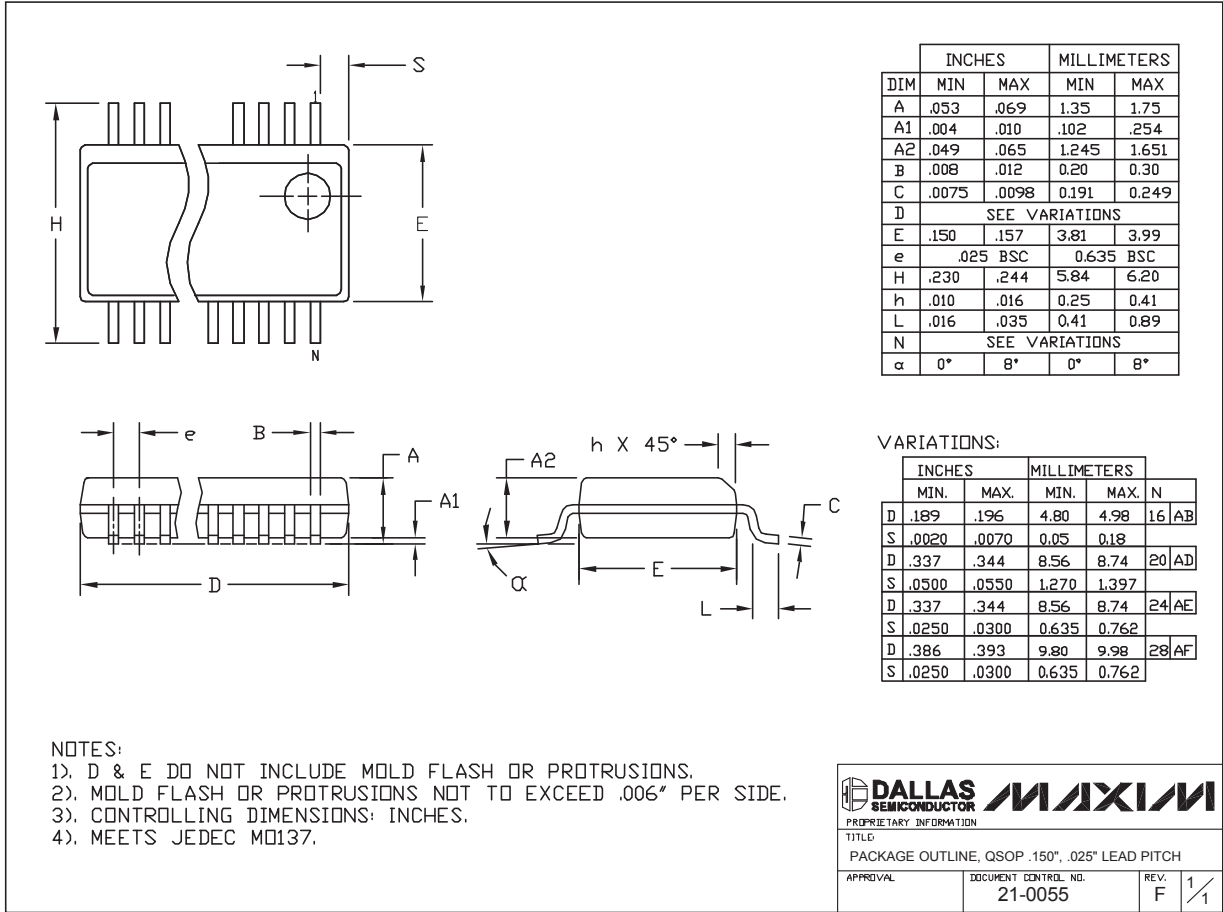


# 2至8相VRM 10/9.1 PWM控制器， 提供精确均流和快速电压定位

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).)

MAX8524/MAX8525



## 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 23