



VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

概述

MAX8809A/MAX8810A同步、2/3/4相、降压、电流模式控制器，集成了双相MOSFET驱动器，能够提供灵活的解决方案，完全符合Intel® VRD11/VRD10和AMD K8 Rev F CPU核电源的要求。灵活的设计可提供高达150A的负载电流，满足低电压CPU核电源的要求。

MAX8809A/MAX8810A提供一个三态SEL输入，对VID逻辑进行配置，以适应Intel VRD11/VRD10或者AMD K8 Rev F应用。使能输入端(EN)可用于禁止IC工作。真差分、远端输出电压检测消除了输出和返回通路引线阻抗的影响，从而在负载端实现精密调节。高精度DAC集精密电流检测放大器 and 电压跌落控制于一体，使MAX8809A/MAX8810A能够满足新一代大电流CPU苛刻的容限指标要求。这些IC使用积分或电压定位反馈控制来获得极高的输出电压精度。

COMP输入支持来自VID编码电压的正、负电压偏移。为启动排序和故障报告提供上电就绪信号(VRREADY)。SS/OVP引脚允许对软启动周期进行设置，并提供过压状态指示。软停止功能可防止关断时输出产生负电压脉冲，并省去了外部肖特基箝位二极管。

MAX8809A/MAX8810A采用专有的“快速主动均流”电流模式控制方法，可实现快速、精密的瞬态响应性能，以及精密的负载电流分配。利用电感的DCR或检流电阻进行电流检测。采用DCR检测时，快速主动均流(RA²)消除了电感和相关电流检测元件的容限的影响，提供出色的相位电流匹配、精确的电流限和负载调节。

MAX8809A可以按照单芯片、2相方式工作，还提供一个第3相PWM输出，通过添加MAX8552高性能驱动器，可轻松实现3相设计。MAX8810A在增加了MAX8523高性能、双路驱动器后，可支持4相设计，实现紧凑的2芯片方案。

Intel是Intel Corp.的注册商标。

特性

- ◆ 符合VRD11/VRD10和K8 Rev F电源要求
- ◆ 输出电压初始精度为±0.35%
- ◆ 集成双路驱动器，内置自举二极管
- ◆ 高达26V的输入电压
- ◆ 自适应穿通保护
- ◆ 软启动、软停止和VRREADY输出
- ◆ 快速负载瞬态响应
- ◆ 独立相位，完全经过温度补偿的逐周期平均电流限制
- ◆ 短路时具有折返式限流
- ◆ 电压定位或积分反馈
- ◆ 差分远端电压检测
- ◆ 可编程正、负偏移电压
- ◆ 每相150kHz至1.2MHz开关频率
- ◆ 基于NTC、不受温度影响的负载调节
- ◆ 精密的相电流分配
- ◆ 可编程热监视输出(VRHOT)
- ◆ 6A峰值MOSFET驱动器
- ◆ 0.3Ω/0.85Ω低边、0.8Ω/1.1Ω/高边驱动器(典型值)
- ◆ 40引脚和48引脚薄型QFN封装

应用

台式PC
服务器、工作站
笔记本电脑与LCD PC
稳压模块

订购信息

PART	PIN-PACKAGE	PKG CODE	FUNCTION
MAX8809AETL+	40 Thin QFN 5mm x 5mm	T4055-1	2-/3-phase
MAX8810AETM+	48 Thin QFN 6mm x 6mm	T4866-1	2-/3-/4-phase

+ 表示无铅封装。

注：所有型号均工作在-40°C至+85°C扩展级温度范围。

引脚配置在数据资料的最后给出。



VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

REF, COMP, SS/OVP, OSC, NTC, VRTSET,
RS+, RS-, PWM_ to GND.....-0.3V to (V_{CC} + 0.3V)
CS_+, CS_-, VID_, BUF, EN, ILIM, SEL, VRREADY,
VRHOT, V_{CC} to GND.....-0.3V to +6V
BST_ to PGND_.....-0.3V to +35V
LX_ to PGND_.....-1V to +28V
BST_ to VL_.....-1V to +30V
DH_ to PGND_.....-0.3V to (V_{BST_} + 0.3V)
DH_, BST_ to LX_.....-0.3V to +7V
VL_ to PGND_.....-0.3V to +7V
DL_ to PGND_.....-0.3V to (V_{VL_} + 0.3V)
PGND_ to GND.....-0.3V to +0.3V

CS_+ to CS_-.....-0.3V to +0.3V
DH_, DL_ Current.....±200mA_{RMS}
VL_ to BST_ Diode Current.....50mA_{RMS}
Continuous Power Dissipation (T_A = +70°C)
40-Pin Thin QFN 5mm x 5mm
(derate 35.7mW/°C above +70°C).....2857.1mW
48-Pin Thin QFN 6mm x 6mm
(derate 37mW/°C above +70°C).....2963mW
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_{VL_} = V_{BST_} = 6.5V, V_{CC} = V_{EN} = 5V, V_{ILIM} = 1.5V, VID_ = SEL = REF = BUF = unconnected, V_{COMP} = V_{RS+} = 1.0V, R_VVRREADY = 5kΩ pullup to 5V, R_{SS/OVP} = 12kΩ to GND, R_{NTC} = 10kΩ to GND, f_{SW} = 300kHz, R_VVRTSET = 118kΩ to GND, V_{CS_+} = V_{CS_-} = 1V, PWM_ = unconnected, R_VVRHOT = 249Ω pullup to 1.05V, V_{GND} = V_{PGND_} = V_{LX_} = V_{RS-} = 0V, DL_ = DH_ = unconnected, **T_A = 0°C to +85°C**. Typical values are at T_A = +25°C, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V _{CC} Operating Range		4.5		5.5	V
V _{CC} UVLO Trip Level	Rising	4.0	4.25	4.5	V
	Falling	3.7	4.0	4.3	
V _{CC} Shutdown Supply Current	V _{CC} < 3.75V		0.35		mA
V _{CC} Standby Supply Current	V _{EN} = 0V		0.5		mA
V _{CC} Operating Supply Current	V _{RS+} - V _{RS-} = 1.0V, no switching, V _{DAC} = 1.0V (Note 1)		13		mA
Thermal Shutdown	Temperature rising, hysteresis = 25°C (typ)		+160		°C
INTERNAL REFERENCE (REF)					
Output Voltage	I _{REF} = -100μA	1.992	2.000	2.008	V
Output Regulation (Sourcing)	V _{CC} = 4.5V at I _{REF} = -500μA to V _{CC} = 5.5V at I _{REF} = -100μA	-0.05		+0.05	%
Output Regulation (Sinking)	V _{CC} = 4.5V at I _{REF} = +100μA to V _{CC} = 5.5V at I _{REF} = +500μA	-0.2		+0.2	%
Reference UVLO Trip Level	Rising (100mV typ hysteresis)		1.84		V
BUF REFERENCE					
BUF Regulation Voltage	I _{BUF} = 0A	0.99	1.0	1.01	V
BUF Output Regulation	V _{CC} = 4.5V at I _{BUF} = +100μA to V _{CC} = 5.5V at I _{BUF} = +500μA	-0.25		+0.25	%
SOFT-START					
EN Startup Delay (TD1)	From EN rising to V _{OUT} rising	1.6	2.2	2.8	ms
Soft-Start Period Range (TD2)	12kΩ < R _{SS/OVP} < 90.9kΩ	0.5		6.5	ms
Soft-Start Tolerance	R _{SS/OVP} = 56kΩ	2.25	3.00	3.75	ms
Intel Boot-Level Duration (TD3)	SEL = GND or SEL = V _{CC}	175	250	350	μs

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

MAX8809A/MAX8810A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V_{VL} = V_{BS} = 6.5V, V_{CC} = V_{EN} = 5V, V_{LIM} = 1.5V, V_{ID} = SEL = REF = BUF = unconnected, V_{COMP} = V_{RS+} = 1.0V, R_{VRREADY} = 5k Ω pullup to 5V, R_{SS/OVP} = 12k Ω to GND, R_{NTC} = 10k Ω to GND, f_{sw} = 300kHz, R_{VRTSET} = 118k Ω to GND, V_{CS+} = V_{CS-} = 1V, PWM = unconnected, R_{VRHOT} = 249 Ω pullup to 1.05V, V_{GND} = V_{PGND} = V_{LX} = V_{RS-} = 0V, DL = DH = unconnected, T_A = 0°C to +85°C. Typical values are at T_A = +25°C, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS	
VOLTAGE REGULATION							
RS+ Input Bias Current	VRS+ = 1V		0.1	1		μA	
RS- Input Bias Current	VRS- = 0.2V		0.1	1		μA	
Output Voltage Initial Accuracy	VDAC = 1V (Note 1)		-0.35		+0.35	%	
Droop Accuracy	VDAC = 1V (Note 1), RNTC = 10kΩ	TA = +25°C to +85°C	-3.5		+3.5	%	
		TA = -5°C to +85°C	-5.5		+5.5		
gMV Amplifier Transconductance			1.94	2.00	2.06	mS	
gMV Gain Bandwidth Product			5			MHz	
Comp Output Current	VDAC - VRS+ = 200mV (Note 1)		385			μA	
CURRENT LIMIT							
Average Current-Limit Trip Level Accuracy	VILIM = 1.5V		-6		+6	%	
ILIM Input Bias Current			0.01	1		μA	
ILIM Default Program Level	VILIM > VCC - 0.2V		1.197	1.330	1.463	V	
ENABLE INPUT (EN)							
Turn-On Threshold (Rising)	VCC = 4.5V to 5.5V, 100mV typ hysteresis		0.8	0.85	0.9	V	
LOGIC INPUTS (VID0–VID7)							
INTEL (SEL = HIGH OR LOW)							
Input Low Level	VCC = 4.5V to 5.5V		0.4			V	
Input High Level	VCC = 4.5V to 5.5V		0.8			V	
Input Pulldown Resistance			100			270	kΩ
AMD (SEL = UNCONNECTED)							
Input Low Level	VCC = 4.5V to 5.5V		0.6			V	
Input High Level	VCC = 4.5V to 5.5V		1.4			V	
Input Pulldown Resistance			100			270	kΩ
LOGIC INPUT (SEL)							
Internal Bias Resistance			50	100	200	kΩ	
Internal Bias Voltage	VCC = 4.5V to 5.5V		VCC / 2			V	
Input Low Level	VCC = 4.5V to 5.5V		0.5			V	
Input High Level	VCC = 4.5V to 5.5V		VCC - 0.5			V	
VRREADY OUTPUT							
Output Low Level	IVRREADY = +4mA		0.4			V	
Output High Leakage	VVRREADY = 5.5V		1			μA	
VRREADY Blanking Time	From EN rising to VRREADY rising, RSS/OVP = 12kΩ		3.0			5.5	ms

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{L_} = V_{BST_} = 6.5V$, $V_{CC} = V_{EN} = 5V$, $V_{ILIM} = 1.5V$, $V_{ID_} = SEL = REF = BUF = \text{unconnected}$, $V_{COMP} = V_{RS+} = 1.0V$, $R_{VRREADY} = 5k\Omega$ pullup to 5V, $R_{SS/OVP} = 12k\Omega$ to GND, $R_{NTC} = 10k\Omega$ to GND, $f_{SW} = 300kHz$, $R_{VRTSET} = 118k\Omega$ to GND, $V_{CS_+} = V_{CS_} = 1V$, $PWM_ = \text{unconnected}$, $R_{VRHOT} = 249\Omega$ pullup to 1.05V, $V_{GND} = V_{PGND_} = V_{LX_} = V_{RS-} = 0V$, $DL_ = DH_ = \text{unconnected}$, $T_A = 0^\circ C$ to $+85^\circ C$. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
VRREADY Upper Threshold (Note 1)	(VRS+ - VRS-) rising	VDAC + 0.150		VDAC + 0.200	V
	(VRS+ - VRS-) falling	VDAC + 0.075		VDAC + 0.125	
VRREADY Lower Threshold (Note 1)	(VRS+ - VRS-) falling	VDAC - 0.250		VDAC - 0.200	V
	(VRS+ - VRS-) rising	VDAC - 0.175		VDAC - 0.125	
OVERVOLTAGE PROTECTION					
Intel (SEL = High or Low)	(VRS+ - VRS-) rising (Note 1)	VDAC + 0.150	VDAC + 0.175	VDAC + 0.200	V
AMD (SEL = Unconnected)	(VRS+ - VRS-) rising	1.750	1.775	1.800	V
SS/OVP High Level	ISS/OVP = -10mA	VCC - 0.450			V
OSCILLATOR					
Oscillator Frequency Accuracy (per Phase)	Frequency per phase = 300kHz	-10		+10	%
Switching Frequency Range (per Phase)		150		1200	kHz
CURRENT-SENSE AMPLIFIERS					
Current-Sense Amplifier Gain (GCA)	RNTC = 10kΩ, TA = +25°C to +85°C	28.8	30.0	31.2	V/V
CS+ Input Bias Current	VCS+ = VCS- = 2V		0.3	3.0	μA
CS- Input Bias Current	VCS+ = VCS- = 2V		0.6	5.5	μA
CS to PWM_ Delay	VCOMP falling		20		ns
GAIN TEMPERATURE COMPENSATION (NTC)					
Compensation Accuracy	RNTC temperature = 0°C to +125°C (10k NTC Panasonic ERTJ1VR103)	-6		+6	%
VRHOT TEMPERATURE MONITORING					
VRHOT Output Low Voltage	IVRHOT = +4mA			0.4	V
VRHOT Output High Leakage Current	VVRHOT = 5.5V			5	μA
VRTSET Temperature Range		+60		+125	°C
VRTSET Accuracy	RNTC temperature = +60°C to +125°C, 15°C hysteresis (typ) (10k NTC Panasonic ERTJ1VR103)	-5		+5	°C

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{L_}$ = $V_{BST_}$ = 6.5V, V_{CC} = V_{EN} = 5V, V_{LIM} = 1.5V, $V_{ID_}$ = SEL = REF = BUF = unconnected, V_{COMP} = V_{RS+} = 1.0V, $R_{VRREADY}$ = 5k Ω pullup to 5V, $R_{SS/OVP}$ = 12k Ω to GND, R_{NTC} = 10k Ω to GND, f_{SW} = 300kHz, R_{VRTSET} = 118k Ω to GND, V_{CS+} = V_{CS-} = 1V, $PWM_$ = unconnected, R_{VRHOT} = 249 Ω pullup to 1.05V, V_{GND} = $V_{PGND_}$ = $V_{LX_}$ = V_{RS-} = 0V, $DL_$ = $DH_$ = unconnected, T_A = 0°C to +85°C. Typical values are at T_A = +25°C, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PWM DRIVER					
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		52		mA
Sink Current	$V_{PWM_}$ = 2V		65		mA
Rise/Fall Times			10		ns
PWM Disable Program Threshold	4V < V_{CC} < 5.5V	3.0	V_{CC} - 0.7		V
GATE-DRIVER SPECIFICATIONS					
$V_{L_}$, $BST_$ to $LX_$ Input Voltage Range		4.5		6.5	V
$LX_$ Operating Range				26	V
$V_{L_}$ UVLO Threshold (V_{L12} , MAX8809A; V_{L1} , MAX8810A)	$V_{L_}$ rising, 250mV hysteresis (typ)	3.25	3.55	3.80	V
Driver Static Supply Current, $I_{VL_}$ (per Channel)	$DH_$ = $BST_$		1	1.6	mA
	$DH_$ = $LX_$		1.1	1.8	
Boost Static Supply Current, $I_{BST_}$ (per Channel)	$DH_$ = $BST_$		0.6	1	mA
DH Driver Resistance	Sourcing current, $V_{L_}$ = 6.5V		1.1	2.0	Ω
	Sinking current, $V_{L_}$ = 6.5V		0.8	1.2	
DL Driver Resistance	Sourcing current, $V_{L_}$ = 6.5V		0.85	1.7	Ω
	Sinking current, $V_{L_}$ = 6.5V		0.3	0.6	
$DH_$ Rise Time (t_{rDH})	$C_{DH_}$ = 3000pF		14		ns
$DH_$ Fall Time (t_{fDH})	$C_{DH_}$ = 3000pF		9		ns
$DL_$ Rise Time (t_{rDL})	$C_{DL_}$ = 3000pF		10		ns
$DL_$ Fall Time (t_{fDL})	$C_{DL_}$ = 3000pF		7		ns
$DH_$ Propagation Delay (t_{pDHf})	$CS+$ rising to DH falling		32		ns
Dead Time (t_{pDLr})	$LX_$ falling to $DL_$ rising		18		ns
Dead Time (t_{DEAD})	$DL_$ falling to $DH_$ rising		35		ns
INTERNAL BOOST-DIODE SPECIFICATIONS					
On-Resistance	$I_{BST_}$ = 2mA		6		Ω

MAX8809A/MAX8810A

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{VL_} = V_{BST_} = 6.5V$, $V_{CC} = V_{EN} = 5V$, $V_{ILIM} = 1.5V$, $V_{ID_} = SEL = REF = BUF =$ unconnected, $V_{COMP} = V_{RS+} = 1.0V$, $R_{VRREADY} = 5k\Omega$ pullup to 5V, $R_{SS/OVP} = 12k\Omega = R_{NTC} = 10k\Omega$ to GND, $f_{sw} = 300kHz$, $R_{VRTSET} = 50k\Omega$ to GND, $V_{CS+} = V_{CS-} = 1V$, $PWM_$ = unconnected, $R_{VRHOT} = 249\Omega$ pullup to 1.05V, $V_{GND} = V_{PGND_} = V_{LX_} = V_{RS-} = 0V$, $DL_ = DH_ =$ unconnected, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
VCC Operating Range		4.5		5.5	V
VCC UVLO Trip Level	Rising	4.0		4.5	V
	Falling	3.7		4.3	
INTERNAL REFERENCE (REF)					
Output Voltage	IREF = -100μA	1.99		2.01	V
Output Regulation (Sourcing)	VCC = 4.5V at IREF = -500μA to VCC = 5.5V at IREF = -100μA	-0.065		+0.065	%
Output Regulation (Sinking)	VCC = 4.5V at IREF = +100μA to VCC = 5.5V at IREF = +500μA	-0.2		+0.2	%
BUF REFERENCE					
BUF Regulation Voltage	IBUF = 0A	0.99		1.01	V
BUF Output Regulation	VCC = 4.5V at IBUF = +100μA to VCC = 5.5V at IREF = +500μA	-0.4		+0.4	%
SOFT-START					
EN Startup Delay (TD1)	From EN rising to VOUT rising	1.6		2.8	ms
Soft-Start Period Range (TD2)	12kΩ < RSS/ovp < 90.9kΩ	0.5		6.5	ms
Soft-Start Tolerance	RSS/ovp = 56kΩ	2.25		3.75	ms
Intel Boot Level Duration (TD3)	SEL = GND or SEL = VCC	175		350	μs
VOLTAGE REGULATION					
RS+ Input Bias Current	VRS+ = 1.0V			1	μA
RS- Input Bias Current	VRS- = 0.2V			1	μA
Output-Voltage Initial Accuracy	VDAC_ = 1V (Note 1)	-0.35		+0.35	%
gmV Amplifier Transconductance		1.91		2.06	mS
CURRENT LIMIT					
Average Current-Limit Trip-Level Accuracy	VILIM = 1.5V	-11		+11	%
ILIM Input Bias Current				1	μA
ILIM Default Program Level	VILIM > VCC - 0.2V	1.197		1.463	V
ENABLE INPUT (EN)					
Turn-On Threshold (Rising)	VCC = 4.5V to 5.5V, 100mV typ hysteresis	0.8		0.9	V
LOGIC INPUTS (VID0–VID7)					
INTEL (SEL = HIGH OR LOW)					
Input Low Level	VCC = 4.5V to 5.5V			0.4	V
Input High Level	VCC = 4.5V to 5.5V	0.8			V
Input Pulldown Resistance		100		270	kΩ

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

MAX8809A/MAX8810A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{L-} = V_{BST-} = 6.5V$, $V_{CC} = V_{EN} = 5V$, $V_{ILIM} = 1.5V$, $V_{ID-} = SEL = REF = BUF = \text{unconnected}$, $V_{COMP} = V_{RS+} = 1.0V$, $R_{VRREADY} = 5k\Omega$ pullup to 5V, $R_{SS/OVP} = 12k\Omega = R_{NTC} = 10k\Omega$ to GND, $f_{SW} = 300kHz$, $R_{VRTSET} = 50k\Omega$ to GND, $V_{CS+} = V_{CS-} = 1V$, $PWM- = \text{unconnected}$, $R_{VRHOT} = 249\Omega$ pullup to 1.05V, $V_{GND} = V_{PGND-} = V_{LX-} = V_{RS-} = 0V$, $DL- = DH- = \text{unconnected}$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
AMD (SEL = UNCONNECTED)					
Input Low Level	VCC = 4.5V to 5.5V			0.6	V
Input High Level	VCC = 4.5V to 5.5V	1.4			V
Input Pulldown Resistance		100		270	kΩ
LOGIC INPUT (SEL)					
Internal Bias Resistance		50		200	kΩ
Input Low Level	VCC = 4.5V to 5.5V			0.5	V
Input High Level	VCC = 4.5V to 5.5V	VCC - 0.5			V
VRREADY OUTPUT					
Output Low Level	IVRREADY = +4mA			0.4	V
Output High Leakage	VVRREADY = 5.5V			1	μA
VRREADY Blanking Time	From EN rising to VRREADY rising, RSS/OVP = 12kΩ	3.0		5.5	ms
VRREADY Upper Threshold (Note 1)	(VRS+ - VRS-) rising	VDAC + 0.150		VDAC + 0.200	V
	(VRS+ - VRS-) falling	VDAC + 0.075		VDAC + 0.125	
VRREADY Lower Threshold (Note 1)	(VRS+ - VRS-) falling	VDAC - 0.250		VDAC - 0.200	V
	(VRS+ - VRS-) rising	VDAC - 0.175		VDAC - 0.125	
OVERVOLTAGE PROTECTION					
Intel (SEL = High or Low)	(VRS+ - VRS-) rising (Note 1)	VDAC + 0.150		VDAC + 0.200	V
AMD (SEL = Unconnected)	(VRS+ - VRS-) rising	1.75		1.80	V
SS/OVP High Level	ISS/OVP = 10mA	VCC - 0.450			V
OSCILLATOR					
Oscillator Frequency Accuracy (per Phase)	Frequency per phase = 300kHz	-20		+20	%
Switching Frequency Range (per Phase)		150		1200	kHz

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{L_} = V_{BST_} = 6.5V$, $V_{CC} = V_{EN} = 5V$, $V_{LIM} = 1.5V$, $V_{ID_} = SEL = REF = BUF = \text{unconnected}$, $V_{COMP} = V_{RS+} = 1.0V$, $R_{VRREADY} = 5k\Omega$ pullup to 5V, $R_{SS/OVP} = 12k\Omega = R_{NTC} = 10k\Omega$ to GND, $f_{SW} = 300kHz$, $R_{VRTSET} = 50k\Omega$ to GND, $V_{CS+} = V_{CS-} = 1V$, $PWM_ = \text{unconnected}$, $R_{VRHOT} = 249\Omega$ pullup to 1.05V, $V_{GND} = V_{PGND_} = V_{LX_} = V_{RS-} = 0V$, $DL_ = DH_ = \text{unconnected}$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$.) (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CURRENT-SENSE AMPLIFIERS					
Current-Sense Amplifier Gain (G_{CA})	$R_{NTC} = 10k\Omega$	27		33	V/V
CS_{+} Input Bias Current	$V_{CS+} = V_{CS-} = 2V$			4.5	μA
CS_{-} Input Bias Current	$V_{CS+} = V_{CS-} = 2V$			7	μA
GAIN TEMPERATURE COMPENSATION (NTC)					
Temperature Compensation Accuracy	R_{NTC} temperature = $0^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$ (10k NTC Panasonic ERTJ1VR103)	-7.5		+7.5	%
VRHOT TEMPERATURE MONITORING					
VRHOT Output Low Voltage	4mA sink current			0.4	V
VRHOT Output High Leakage Current	$V_{VRHOT} = 5.5V$			5	μA
VRTSET Temperature Range		+60		+125	$^{\circ}C$
VRTSET Accuracy	R_{NTC} temperature = $+60^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$ (10k NTC Panasonic ERTJ1VR103)	-5		+5	$^{\circ}C$
PWM DRIVER					
Output Low Level	$I_{PWM_} = +5mA$			0.4	V
Output High Level	$I_{PWM_} = -5mA$	4.5			V
PWM Disable Program Threshold	$4V < V_{CC} < 5.5V$	3			V
GATE-DRIVER SPECIFICATIONS					
VL_{-} , BST_{-} to LX_{-} Input Voltage Range		4.5		6.5	V
LX_{-} Operating Range				26	V
VL_{-} UVLO Threshold (MAX8809A, $VL12$; MAX8810A, $VL1$)	$V_{VL_{-}}$ rising, 250mV hysteresis (typ)	3.25		3.80	V
Driver Static Supply Current, $I_{VL_{-}}$ (per Channel)	$DH_{-} = BST_{-}$			1.6	mA
	$DH_{-} = LX_{-}$			1.8	
Boost Static Supply Current, $I_{BST_{-}}$ (per Channel)	$DH_{-} = BST_{-}$			1	mA
DH_{-} Driver Resistance	Sourcing current, $V_{VL_{-}} = 6.5V$			2.0	Ω
	Sinking current, $V_{VL_{-}} = 6.5V$			1.2	
DL_{-} Driver Resistance	Sourcing current, $V_{VL_{-}} = 6.5V$			1.7	Ω
	Sinking current, $V_{VL_{-}} = 6.5V$			0.6	

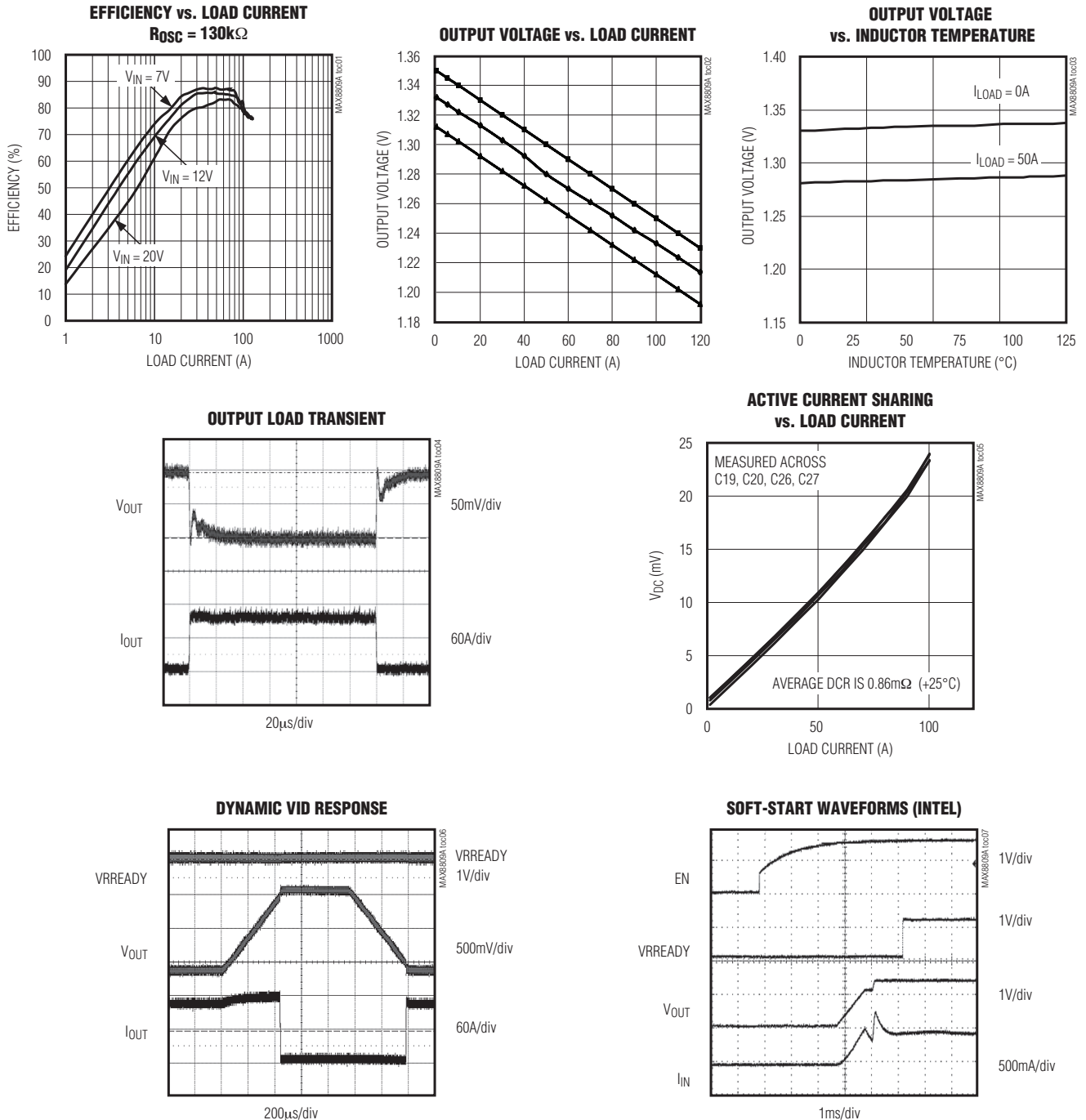
Note 1: V_{DAC} refers to the internal voltage set by the VID code.

Note 2: Specifications to $-40^{\circ}C$ are guaranteed by design and characterization.

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

典型工作特性

(Circuit of Figure 14, $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.35V$, $I_{OUT_MAX} = 115A$, $R_O = 1m\Omega$, $f_{sw} = 200kHz$, $V_{CC} = 5V$, $V_{VL_} = 6.5V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

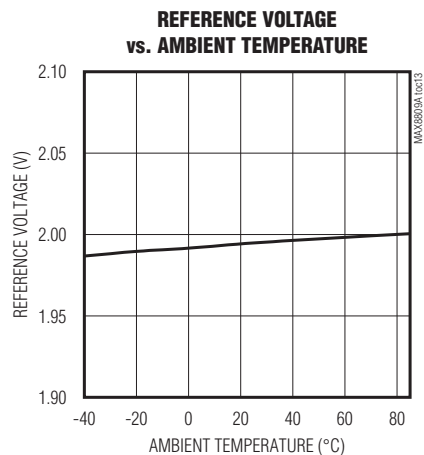
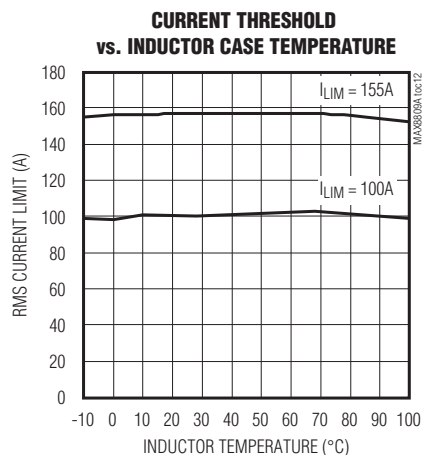
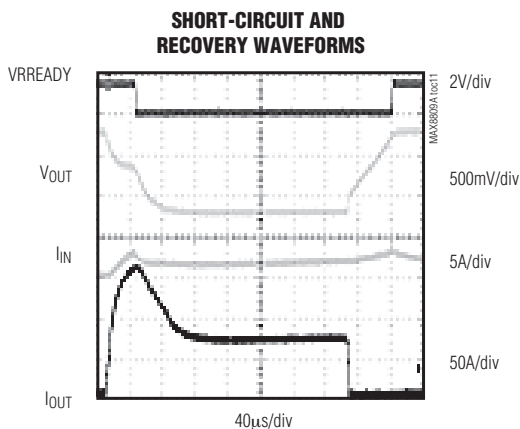
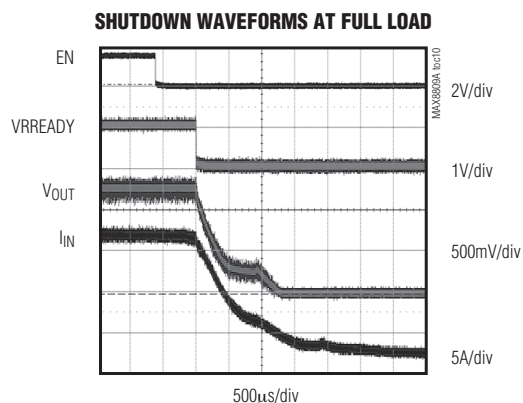
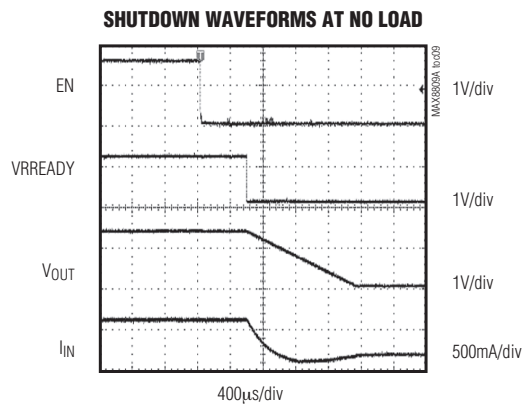
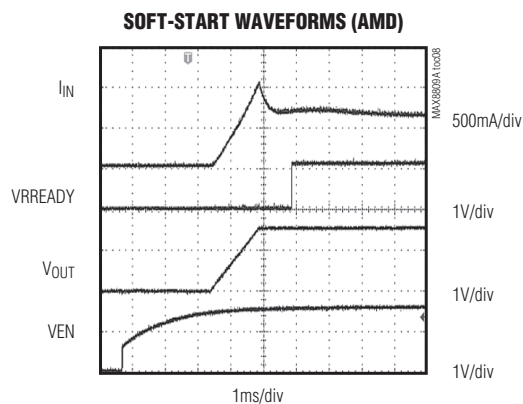


MAX8809A/MAX8810A

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

典型工作特性(续)

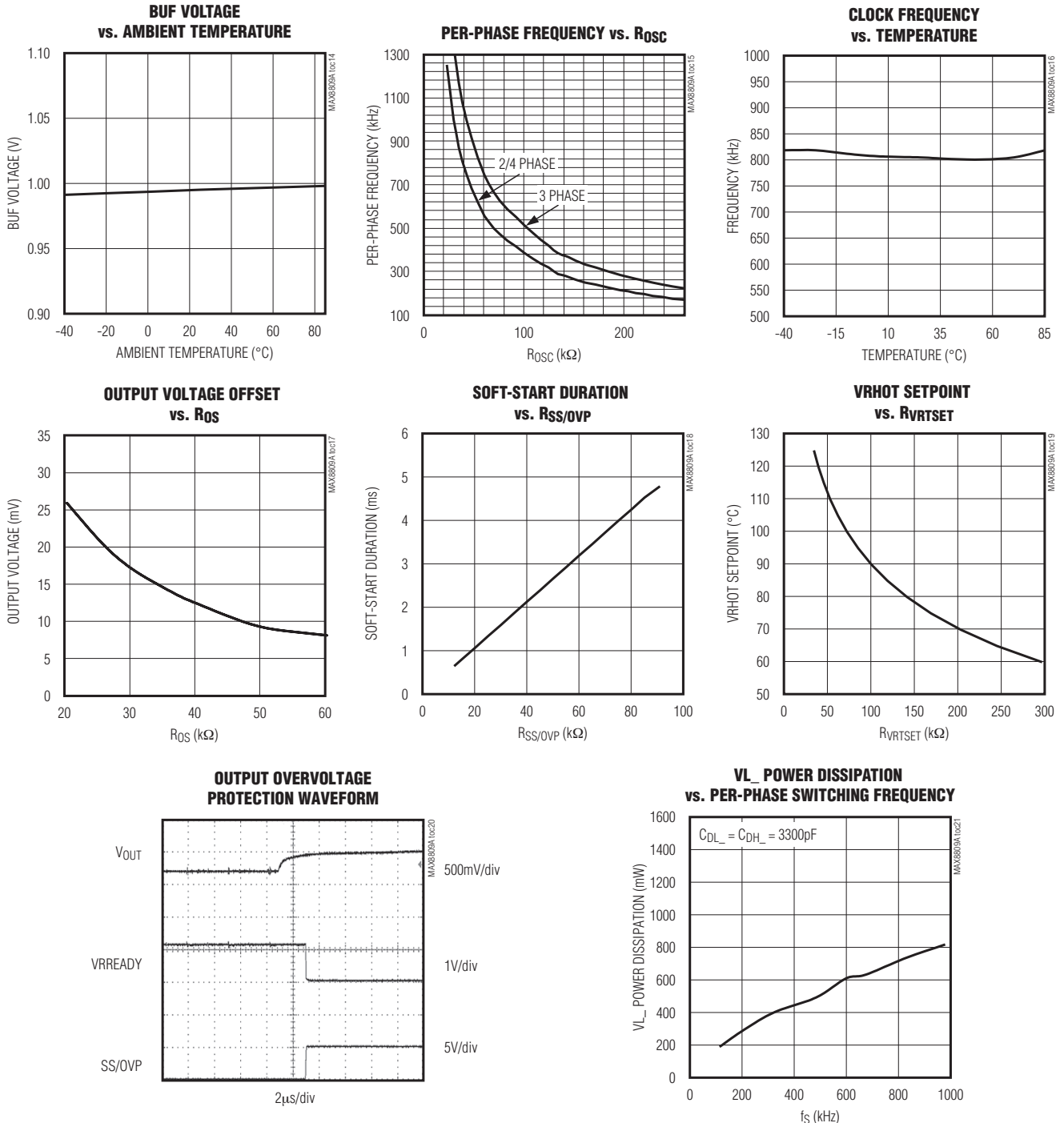
(Circuit of Figure 14, $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.35V$, $I_{OUT_MAX} = 115A$, $R_O = 1m\Omega$, $f_{SW} = 200kHz$, $V_{CC} = 5V$, $V_{L_} = 6.5V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

典型工作特性(续)

(Circuit of Figure 14, $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.35V$, $I_{OUT_MAX} = 115A$, $R_O = 1m\Omega$, $f_{SW} = 200kHz$, $V_{CC} = 5V$, $V_{VL_} = 6.5V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

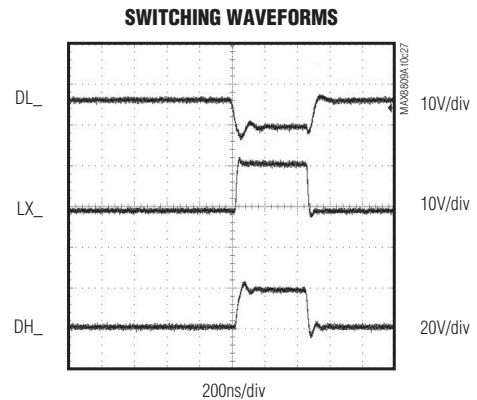
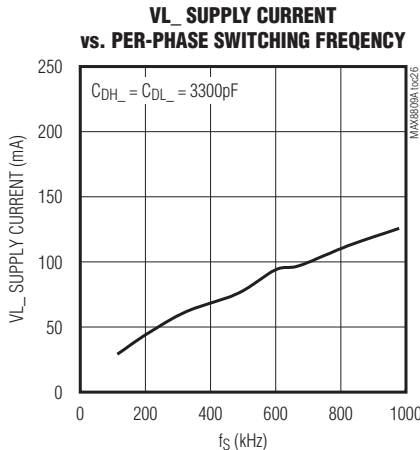
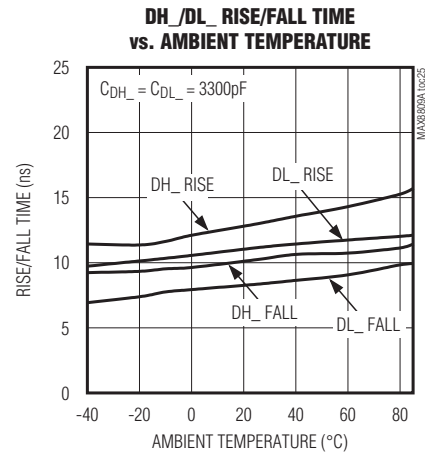
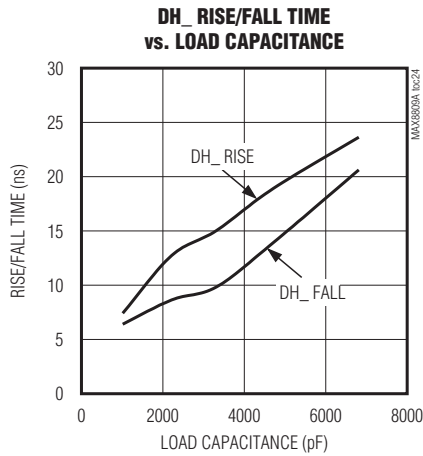
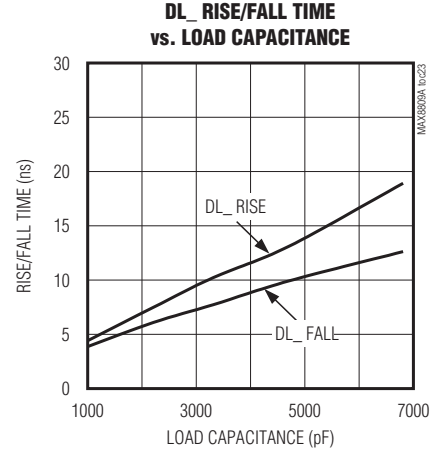
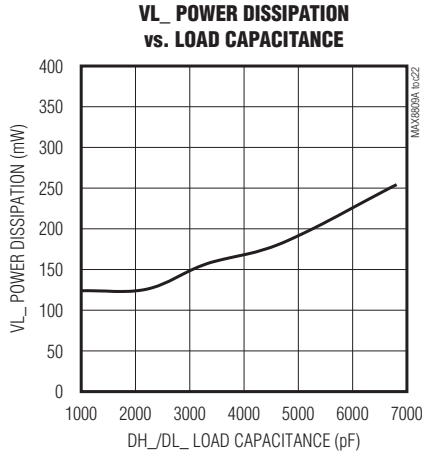


MAX8809A/MAX8810A

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

典型工作特性(续)

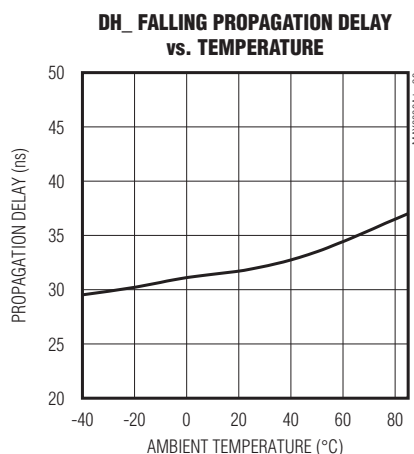
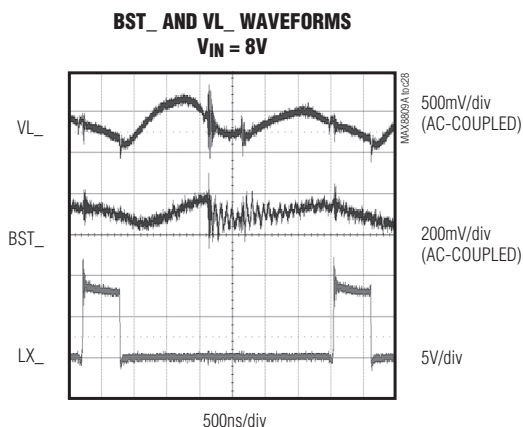
(Circuit of Figure 14, $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.35V$, $I_{OUT_MAX} = 115A$, $R_O = 1m\Omega$, $f_{SW} = 200kHz$, $V_{CC} = 5V$, $V_{VL_} = 6.5V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

典型工作特性(续)

(Circuit of Figure 14, $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.35V$, $I_{OUT_MAX} = 115A$, $R_O = 1m\Omega$, $f_{SW} = 200kHz$, $V_{CC} = 5V$, $V_{VL_} = 6.5V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



引脚说明

引脚		名称	功能
MAX8809A	MAX8810A		
1	48	VRREADY	漏极开路、电源就绪指示输出。VRREADY是漏极开路输出，当输出达到稳压值时为高阻抗；输出处于稳压范围以外、器件关断或 V_{CC} 低于UVLO门限时，VRREADY拉低。
2	1	ILIM	限流设置输入。ILIM接REF和GND之间外部分压电阻的中心抽头，用于设置逐周期限流门限。ILIM接 V_{CC} 时限流门限为默认值。
3	2	REF	内部参考输出，REF输出稳定在2V。REF与GND间接 $0.1\mu F$ 至 $1\mu F$ 陶瓷旁路电容。不要采用大于 $1\mu F$ 的电容。REF可为外部负载提供高达 $500\mu A$ 的电流。 V_{CC} 高于UVLO门限时，REF即有效，与EN状态无关。
4	3	COMP	误差放大器输出。COMP接补偿网络，以实现电压定位及内部反馈控制。COMP与GND间接一个电阻，用来设置偏移电压。有关补偿网络的详细信息请参考环路补偿设计部分。
5	5	GND	模拟地。GND接模拟地平面。
6	6	V_{CC}	IC电源输入。 V_{CC} 接4.5V至5.5V电源。 V_{CC} 与GND之间接 $1\mu F$ 或更大尺寸的陶瓷旁路电容。
7	8	RS-	输出电压远端检测负极输入。使用远端检测时，RS-接负载的 V_{SS_SEN} 远端检测点；不使用该功能时，RS-接负载端的GND。
8	9	RS+	输出电压远端检测正极输入。使用远端检测时，RS+接负载的 V_{CC_SEN} 远端检测点；不使用该功能时RS+接负载端的输出。

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

引脚说明(续)

引脚		名称	功能
MAX8809A	MAX8810A		
9	11	OSC	内部时钟振荡器频率设置输入。OSC与GND之间接一个电阻，用来设置内部时钟振荡器的频率。有关电阻值的确定，请参考设置开关频率部分。
10	12	SS/OVP	软启动编程输入及过压保护故障标记。SS/OVP与GND之间接一个电阻，用来设置软启动周期。发生OVP时，SS/OVP拉高至 V_{CC} ，表明发生了故障。电阻值的选取参见软启动部分。
11	13	VRTSET	温度比较器编程输入。VRTSET与GND之间接一个电阻，用来设置VRHOT温度门限。VRTSET接 V_{CC} 时禁止VRHOT监测功能。电阻值的选取参见温度检测(VRTSET、VRHOT)部分。
12	14	NTC	温度检测输入。NTC与GND之间接一个10k Ω NTC电阻，使负载调节不受温度的影响。NTC接 V_{CC} 时禁止温度补偿和VRHOT监测功能。有关NTC元件的选择，请参考温度检测(VRTSET、VRHOT)部分。
13	—	CS3-	第3相电流检测负输入端，接输出检流元件的负载端。
14	17	CS3+	第3相电流检测正输入端，CS3+接输出检流电阻的正端，或在利用电感DCR实现电流检测时，接滤波电容的正端。
15	18	CS2+	第2相电流检测正输入端，CS2+接输出检流电阻的正端，或在利用电感DCR实现电流检测时接滤波电容的正端。
16	19	CS12-	第1、2相电流检测负输入端，CS12-接输出检流器件的负载端。
17	20	CS1+	第1相电流检测正输入端，CS1+接输出检流电阻的正端，或在利用电感DCR实现电流检测时接滤波电容的正端。
18	21	EN	使能输入，EN为高电平时使能MAX8809A；EN为低电平时禁止器件工作。如果 V_{CC} 大于UVLO门限，EN通过内部100k Ω 电阻拉至 V_{CC} ；如果 V_{CC} 小于UVLO门限，EN通过内部2k Ω 电阻拉至GND。
19	23	PWM3	第3相PWM信号输出，器件关断、发生UVLO以及OVP故障期间PWM3为低电平。PWM3接 V_{CC} 使能2相工作。
20	24	VRHOT	温度故障标记。VRHOT为高电平有效、漏极开路输出。当NTC外接热敏电阻检测到温度高于VRTSET端设置的门限时，VRHOT为高阻输出。
21	25	DH1	第1相高边MOSFET栅极驱动输出。DH1接第1相高边MOSFET的栅极。器件关断、UVLO以及OVP故障期间DH1为低电平。
22	26	LX1	第1相电感检测点。LX1接1相电感的开关侧。

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

引脚说明(续)

MAX8809A/MAX8810A

引脚		名称	功能
MAX8809A	MAX8810A		
23	27	BST1	第1相高边MOSFET栅极驱动电源。BST1与LX1间接0.22 μ F或更大的陶瓷电容，用来为高边MOSFET提供栅极驱动。BST1端电容值的计算详见自举电容选择部分。
24	28	DL1	第1相低边MOSFET栅极驱动输出。DL1接1相低边MOSFET的栅极。欠压锁定时DL1被拉低，OVP故障期间DL1被拉高。如果V _{CC} 大于UVLO门限时器件关断，DL1为高。
25	29	PGND1	第1相驱动器的电源地。PGND1接1相低边MOSFET的源极。PGND1必须从外部接PGND2和GND。详见PCB布局准则部分。
26	—	VL12	第1、2相低边MOSFET栅极驱动电源。VL12接4.5V至6.5V电源。VL12通过2.2 μ F或更大的陶瓷电容旁路到电源地。
27	32	PGND2	第2相驱动器的电源地。PGND2接2相低边MOSFET的源极。PGND2必须从外部接PGND1和GND。详见PCB布局准则部分。
28	33	DL2	第2相低边MOSFET栅极驱动输出。DL2接2相低边MOSFET的栅极。欠压锁定时DL2被拉低，OVP故障期间DL2被拉高。如果V _{CC} 大于UVLO门限时器件关断，DL2为高。
29	34	BST2	第2相高边MOSFET栅极驱动电源。BST2与LX2间接0.22 μ F或更大的陶瓷电容，用来为高边MOSFET提供栅极驱动。BST2端电容值的计算请参考自举电容选择部分。
30	35	LX2	第2相电感检测点。LX2接2相电感的开关侧。
31	36	DH2	第2相高边MOSFET栅极驱动输出。DH2接2相高边MOSFET的栅极。器件关断、发生UVLO以及OVP故障期间DH2为低电平。
32	38	SEL	VID表选择输入。SEL接GND时选择VRD10 VID码(见表5)；SEL接V _{CC} 时选择VRD11 8位VID码(见表6)；SEL悬空时选择K8 Rev F VID码(见表4)。
33–40	39–46	VID7–VID0	电压识别码输入。VID ₇ 用来设置输出电压。SEL设置VRD10、VRD11或K8 Rev F VID码。VID ₇ 通过680 Ω 电阻接系统V _{TT} ，得到Intel VR方案中的逻辑高电平；VID ₇ 通过1k Ω 电阻接系统V _{DDQ} ，得到AMD VR方案中的逻辑高电平。

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器，
集成了双MOSFET驱动器

引脚说明(续)

引脚		名称	功能
MAX8809A	MAX8810A		
—	4	BUF	1V基准输出。BUF通过1μF或更大的陶瓷电容旁路到GND。COMP和BUF之间接一个电阻，用来设置负载调节。详见环路补偿设计部分。
—	7, 10, 37, 47	N.C.	没有内部连接。
—	15	CS4+	第4相电流检测正输入端，CS4+接输出检流电阻的正端，或在利用电感DCR实现电流检测时接滤波电容的正端。
—	16	CS34-	第3、4相电流检测公共负输入端，接输出检流器件的负载端。
—	22	PWM4	第4相PWM信号输出。器件关断、UVLO以及OVP故障期间PWM4为低电平。PWM4接V _{CC} 使能3相工作；PWM3和PWM4接V _{CC} 使能2相工作。
—	30	VL1	第1相低边MOSFET栅极驱动电源。VL1接4.5V至6.5V电源，VL1必须外部连接到VL2。VL1/VL2通过2.2μF或更大的陶瓷电容旁路到电源地。
—	31	VL2	第2相低边MOSFET栅极驱动电源。VL2接4.5V至6.5V电源，VL2必须外部连接到VL1。VL1/VL2通过2.2μF或更大的陶瓷电容旁路到电源地。
—	—	EP	裸露焊盘。接模拟地平面，可以获得更好的散热性能。

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

MAX8809A/MAX8810A

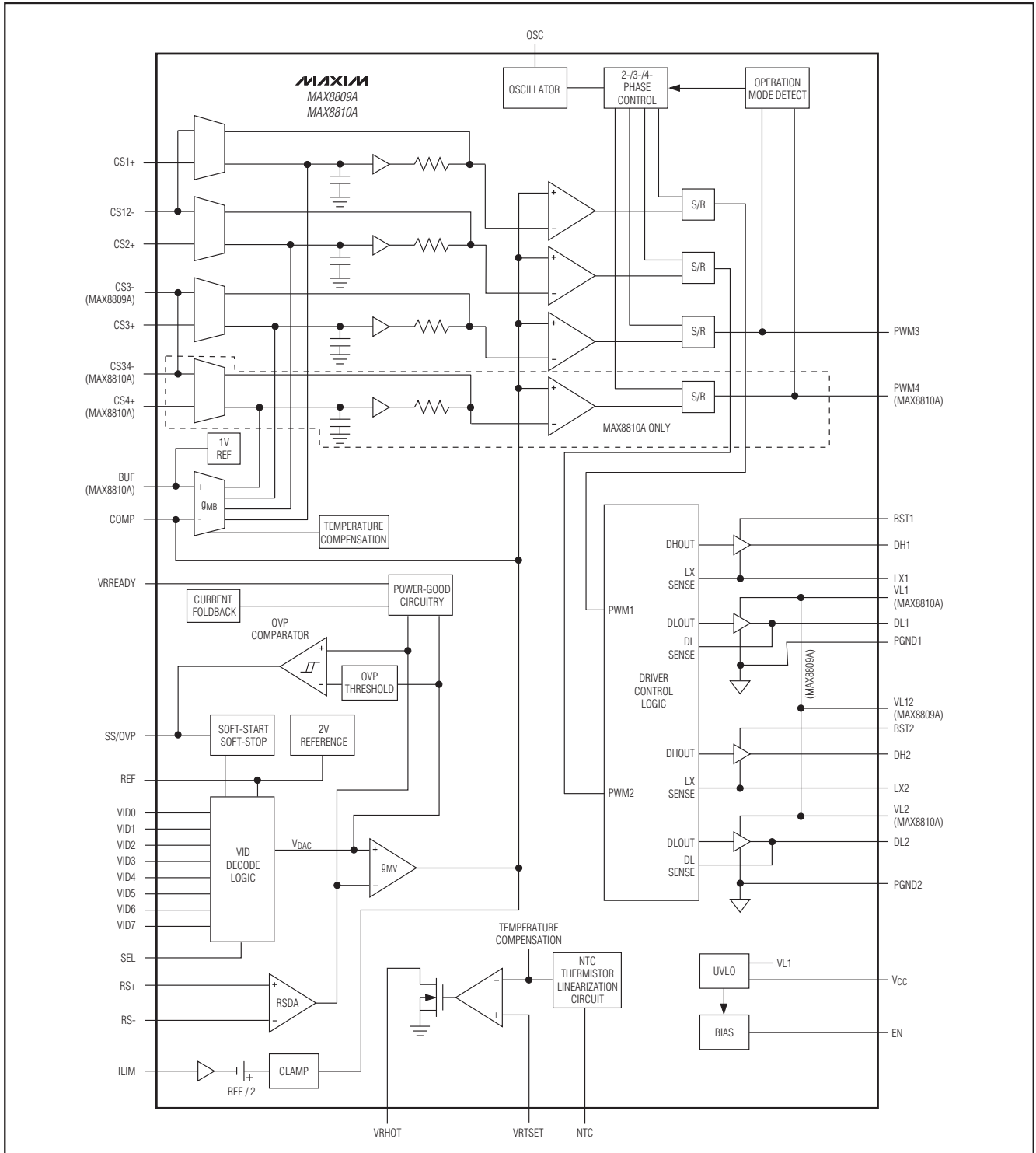


图1. 方框图

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

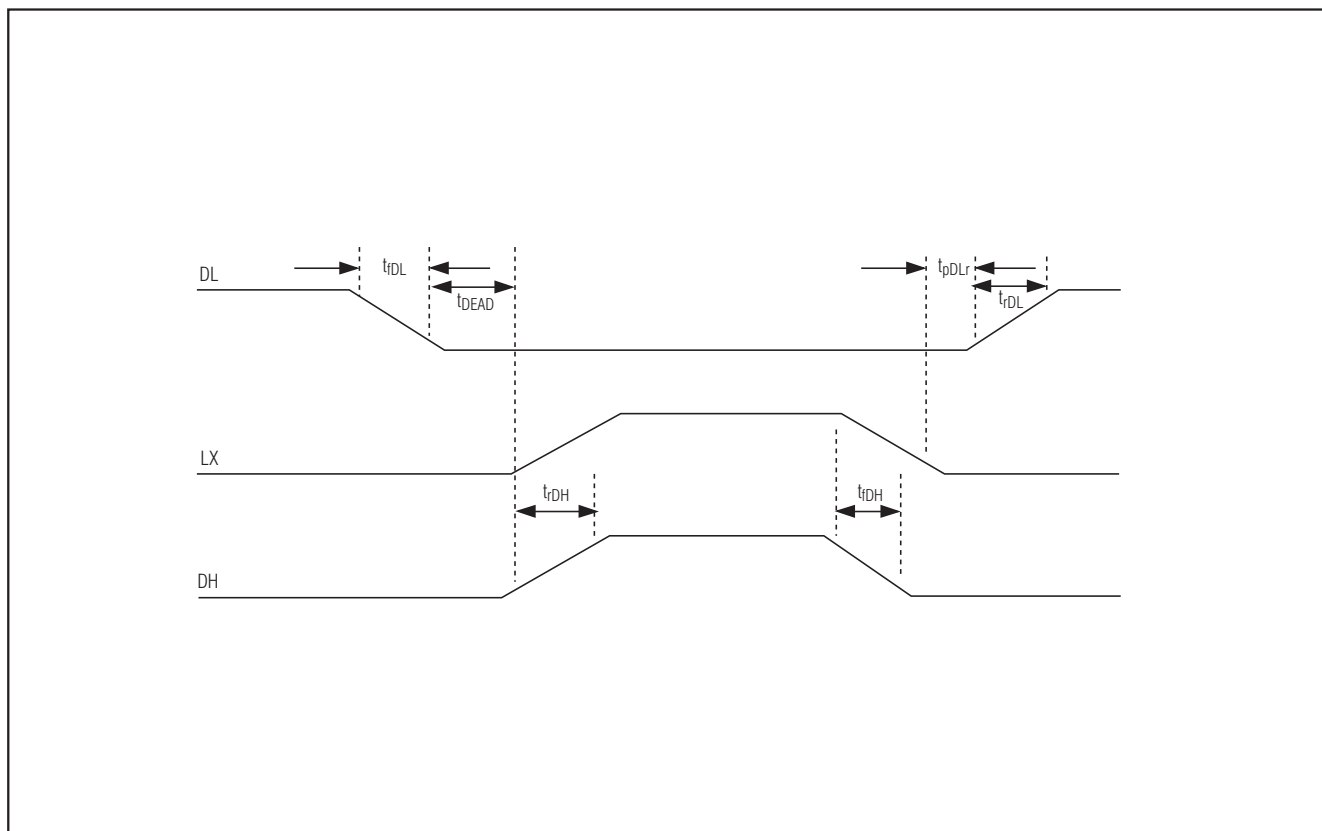


图2. 驱动器时序图

详细说明

MAX8809A/MAX8810A同步、2/3/4相、降压、电流模式控制器集成了双相MOSFET驱动器，能够提供灵活的解决方案，完全符合Intel VRD11/VRD10和AMD K8 Rev F CPU核电源的要求。灵活的设计可提供高达150A的负载电流，满足低电压CPU核电源要求。

MAX8809A适合2相或3相核电源应用，由于集成了双MOSFET驱动器，MAX8809A可为双相核电源提供单芯片解决方案。与MAX8552高性能单相MOSFET驱动器配合使用时，MAX8809A可支持三相核电源。同样，MAX8810A也是双相核电源的单芯片解决方案。额外增加一个MOSFET驱动器(MAX8552)或双MOSFET驱动器(MAX8523)，还可实现3相或4相核电源的双IC方案。

MAX8809A和MAX8810A均符合Intel VRD11、扩展VRD10规范和AMD K8 Rev F VID编码。SEL输入允许用户选择系统的规范。

时钟频率(OSC)

OSC与GND间的外部电阻 R_{OSC} 用来设置MAX8809A/MAX8810A的内部时钟频率，建议使用1%精度的电阻，以维持较高的频率精度。内部时钟频率设置每相的开关频率，每相开关频率的选择受下列因素的影响，如MOSFET的开关速度、电感的磁芯材料、输入与输出电容的类型以及电路板可用空间。一旦选定每相开关频率，则可按照设置开关频率部分确定内部时钟频率。

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

电压基准(REF)

MAX8809A/MAX8810A在REF输出端提供精密的2V基准。REF能够吸入或源出高达500 μ A的电流，REF与GND之间接0.1 μ F至1 μ F的陶瓷电容进行旁路。内部REFOK电路监视基准电压，基准电压必须高于REFOK阈值(1.84V)，以便开启控制器。如果基准电压下降至1.74V以下，控制器将停止工作。

输出电流检测(CS_+、CS_-)

各相输出电流采用差分检测，各相的低失调、差分电流放大器(30V/V)允许使用低阻值检流电阻，可有效降低功耗。分别检测各相的输出电流具有诸多优点，例如，可以获得低噪声灵敏度、各相之间更精确的电流分配，另外，既可使用检流电阻，也可利用输出电感的直流电阻进行检测，允许用户灵活选择。

图3所示，利用输出电感的直流电阻 R_{DC} 可以获得更高的效率。在这种结构中，估算输出电压下降误差时，必须考虑初始余量和 R_{DC} 的温度系数。可以对温度系数进行补偿，详见独立于电感直流电阻温度补偿的负载调节部分。需要一个RC滤波网络吸收输出电感电流。RC网络的时间常数由下式计算：

$$R1 \times C1 = \frac{L}{R_{DC}}$$

式中，L为输出电感。对于各相电流为20A及上述应用场合，现有电感的直流电阻约为1m Ω 。为了减小由电流检

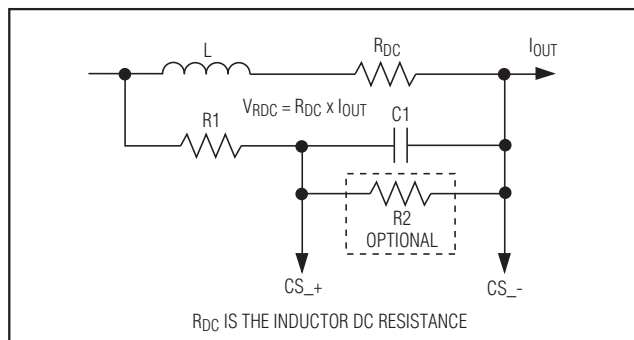


图3. 电感 R_{DC} 电流检测

测输入偏置电流引起的检测误差， $R1$ 选用小于2k Ω 的电阻， $C1$ 可按下式计算：

$$C1 = \frac{L}{(R_{DC} \times R1)}$$

$R1$ 选用1%的电阻，对于主流PC，建议 $C1$ 采用容差为20%的电容；对于高性能PC，应考虑选择容差为10%的电容。如果使用 R_{DC} 大于1m Ω 的电感，可能需要连接一个电阻($R2$)对 CS_+ 和 CS_- 之间的电压进行分压。检流放大器输入端的平均信号幅度不应超出85mV。

当采用检流电阻以获得更精确的电流分配和负载调节时，建议使用类似的RC滤波电路，以消除电流检测电阻的等效串联电感的影响，如图4所示。同样， $R2$ 选则小于2k Ω 的电阻，由下式确定 $C2$ ：

$$C2 = \frac{ESL}{(R_S \times R2)}$$

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。例如，1m Ω 、2025封装的检测电阻其 ESL 是1.6nH。如果使用 R_S 大于1m Ω 的电感，可能需要连接一个电阻($R2$)对 CS_+ 和 CS_- 之间的电压进行分压。检流放大器输入端的平均信号幅度不应超出85mV。

输出限流与短路保护(ILIM)

MAX8809A/MAX8810A采用Maxim的 RA^2 专利技术实现逐周期精确限流。电流限的设置不受输入电压变化、电感

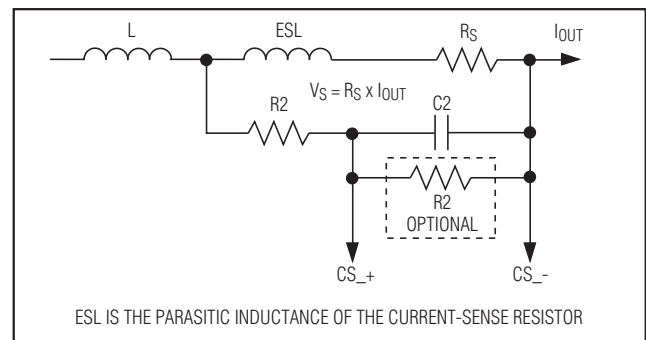


图4. 电阻电流检测

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器，集成了双MOSFET驱动器

容差和检流电容容差的影响，可选用低成本元件以降低BOM成本。此外，电流限有足够的温度补偿，使得在整个工作温度范围内输出电流限保持恒定。无需使用大尺寸MOSFET和电感来补偿热效应。ILIM接 V_{CC} 时限流门限为默认值；REF与GND间接电阻分压器(ILIM接中心抽头)时，用来选择不同的限流阈值。ILIM引脚电压与限流阈值成正比。详见设置电流限部分。

当电流检测电压($V_{CS+} - V_{CS-}$)超过限流阈值时，限流电路立即终止DH_导通，使输出电感电流线性下降。在下一个开关周期，如果输出电感电流仍然超过限流阈值，则跳过PWM脉冲。否则，开始新的控制周期。

在软启动或过载情况下，MAX8809A/MAX8810A提供折返限流保护。保证VRM在短路情况下安全工作，而且，一旦短路故障解除即可自动恢复。如果在发生过流期间，输出电压降至VRREADY阈值以下，则折返限流电路将限流阈值置为用户设置的一半。

输出差分检测(RS+、RS-)

MAX8809A/MAX8810A可对输出电压进行差分检测，以获得尽可能高的输出精度。控制器检测负载的实际电压，以补偿电源输出和地线上的电压损失。从负载点回到RS+和RS-的引线应该相互靠近，并尽可能远离噪声源(如电感

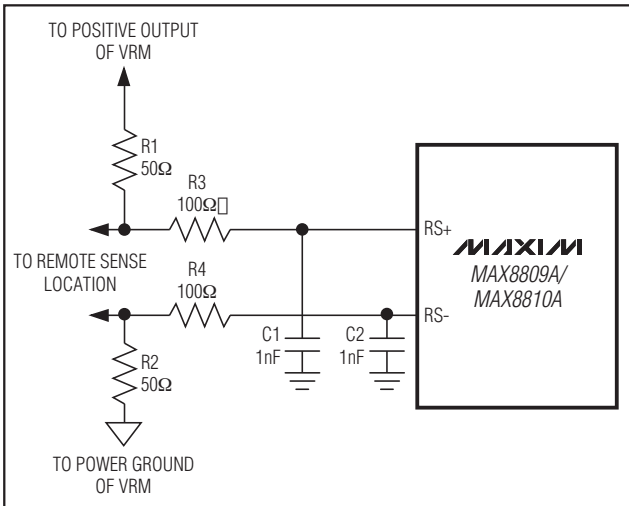


图5. 使用输出电压远端检测时所推荐的滤波器

和高di/dt引线)。利用地层屏蔽远端检测的引线，使其不受噪声干扰。为滤除共模噪声，最好在这些输入端使用RC滤波，图5所示。对于VRD应用，应该用100Ω的电阻和1nF的电容。对于VRM应用，应在这些输入端与VRM连接器前面的转换器本地输出之间增加一个50Ω电阻，以避免断开远端检测时在CPU上产生过压。

输出电压压降设置

MAX8809A和MAX8810A都能利用有限增益的峰值电流模式设置输出压降。图6给出了简化控制框图。N相DC-DC转换器的输出电感电流与电压误差放大器输出的关系如下：

$$V_C = \frac{I_{OUT}}{N} \times R_{SENSE} \times G_{CA}$$

式中， G_{CA} (典型值为30V/V)是差分电流放大器的增益，N是相数， I_{OUT} 是总输出电流。输出电流增大时， V_C 增大。另外， V_C 与转换器输出电压的关系如下：

$$V_C = g_{MV} \times R_{COMP} \times (V_{DAC} - V_{OUT})$$

式中， g_{MV} 是电压误差放大器的跨导(典型值为2mS)， V_{DAC} 是VID产生的电压。

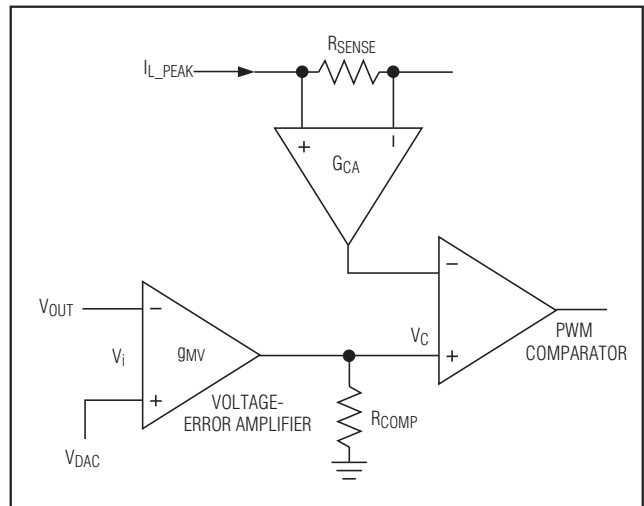


图6. 带有源输出电压定位功能的简化峰值电流模式控制IC

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

电压误差放大器的直流增益等于 $g_{MV} \times R_{COMP}$ 。从上述公式可知：如果电压误差放大器的直流增益可以设置为有限值，则可对输出电压跌落进行精确设置。随着输出电流的增大， V_C 增大， V_{OUT} 降低。输出电压跌落电阻 R_{DROOP} 定义为：

$$R_{DROOP} = \frac{(V_{DAC} - V_{OUT})}{I_{OUT}}$$

则 R_{DROOP} 可表示为：

$$R_{DROOP} = \frac{R_{SENSE} \times G_{CA}}{N \times g_{MV} \times R_{COMP}}$$

因为 G_{CA} 和 g_{MV} 都是常数，当选定 R_{SENSE} 和 N 后，可由 R_{COMP} 单独确定 R_{DROOP} 。

在不引入独立电流环路的情况下，控制输出电压跌落最简单的方法是增益有限的峰值电流模式控制，是电压模式控制的一个例子。因此，输出电压跌落的响应时间和电压反馈环路相同，可以获得快速的电压跌落瞬态响应，输出电容比采用电压模式控制方案小。

峰值电流模式控制的另一特点是可以获得良好的线性调节和相位间固有的电流分配。当然，标准峰值电流模式控制也存在缺点，即相位之间的电流匹配受相位间电感一致性的影响。因为只能控制电流峰值，两相之间电感的任何不匹配都会引起电感纹波电流不匹配，从而导致两相之间直流电流的不匹配。用于DCR电流检测的电容容差(不匹配)会导致与电感不匹配相同的直流电流失配。

Maxim的RA²专利技术通过对每相电感纹波电流取平均值解决了这个问题，如图7所示。快速有源平均电路可在5至10个开关周期获得每相的峰值纹波电流，然后将峰值电流信号偏置在峰值纹波电流的一半，由此消除了输出电感和DCR电流检测电容变化的影响。因为快速有源平均电路不是电流环路的一部分，因此它不会减缓瞬态响应的速度。

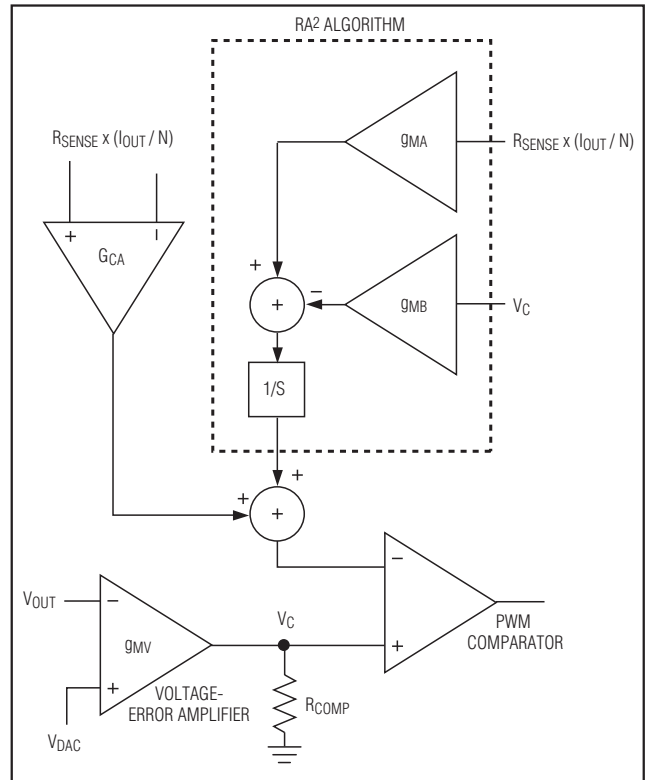


图7. 快速有源均流(RA²)方案

输出偏移电压设置

按照Intel VRD规范，空载时的输出电压不能超过VID码规定的电压，包括初始设置误差、纹波电压和其它误差。因此，实际输出电压应设置在较低值，以补偿这些误差的影响。对于MAX8809A，通过接在REF和GND之间的电阻分压器设置输出电压偏移量，分压电路的中心抽头接COMP，如图8所示。该分压器也可设置输出负载电压。MAX8810A包含一个BUF输出，使输出电压偏移量设置独立于输出负载调节。设置输出电压偏移量时，可在COMP与GND之间接一个电阻。BUF与COMP之间的电阻设置输出负载电压。关于输出电压偏移量设置的详细情况，请参考环路补偿设计部分。

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器，集成了双MOSFET驱动器

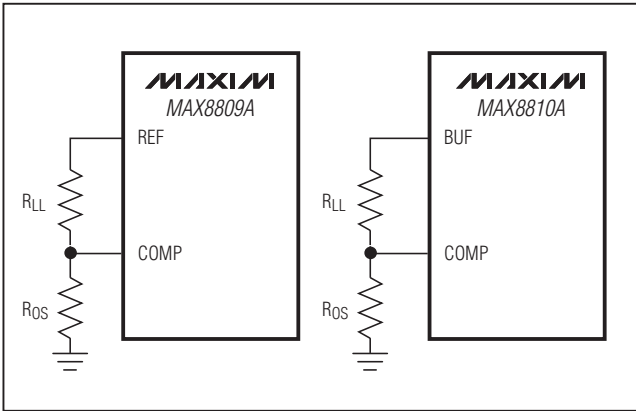


图8. 输出偏移电压设置

独立于电感直流电阻温度补偿的负载调节

因温度变化引起的感抗变化会导致输出压降变化。这一效应通过改变检流放大器增益的温度特性予以补偿。补偿过程中，COMP电压不随温度变化，实现与温度变化无关的负载调节。另外，由于通过箝位COMP电压实现限流，所以输出短路保护也与温度无关。该技术利用一个热敏电阻实现温度补偿，使之不会影响输出负载调节。对任何负载电压，只需一个NTC热敏电阻即可，同一NTC热敏电阻还可用于VRHOT输出温度检测。MAX8809A/MAX8810A与Panasonic的ERTJ1VR103 10k Ω NTC热敏电阻相结合，能够实现最优的温度补偿，也可使用其它热敏电阻，详情可与Maxim当地办事处联系。

环路补偿

负载瞬变期间，输出电容ESR将导致输出电压随即变化，变化量等于ESR乘以负载电流的变化量($\Delta V_{OUT} = R_{ESR} \times \Delta I_{LOAD}$)。输出电压会由于环路补偿的负载瞬变响应速度的不同而产生不同程度的偏差。电压定位可以很好地利用输出调节窗口，降低对输出电容数量的需求。RA²技术根据瞬间输出电压调节电流，因此，电压定位速度快。电压误差放大器由宽带、高精度跨导放大器组成(如图7 gMV)。跨导放大器的负输入端接远端电压差分放大器的输出，正输入端接由VID输入控制的内部DAC输出。将跨

导放大器的直流增益设为最小值，通过COMP和GND之间的RC电路(R_{COMP} 和 C_{COMP})实现快速电压定位。有关元件选择的详细信息，请参考环路补偿设计部分。

VR就绪输出(VRREADY)

VRREADY是开漏极输出，输出电压达到稳压值时，该输出变为高阻态； V_{OUT} 小于($V_{DAC} - 225mV$)或大于($V_{DAC} + 175mV$)时，VRREADY变为低电平，发出故障信号。VRREADY在关断、 V_{CC} 小于UVLO阈值或软启动时保持低电平。为得到逻辑电平输出，需在VRREADY和逻辑电源之间接上拉电阻，大多数应用场合，使用100k Ω 电阻比较理想。

VID动态调节

MAX8809A/MAX8810A能够在控制器处于运行状态(OTF)下为CPU提供动态调节的VID输出。检测到VID变化时，输出电压以6.25mV步长(Intel)或12.5mV/25mV步长(AMD)变化。

控制器产生400ns逻辑电平偏移窗口，防止代码的错误变化。控制器可以接受VID输入的逐级变化，也可以接受VID输入的一次性变化。VID输入一次性变化时，输出电压摆率相同，为1 LSB/步，持续2 μs 。动态VID变化期间，VRREADY被屏蔽。

多相工作选择

MAX8809A可以工作在2相或3相状态。2相工作时，PWM3接 V_{CC} 。

MAX8810A可工作在2相、3相或4相状态。3相工作时PWM4接 V_{CC} ；2相工作时PWM4和PWM3均接 V_{CC} 。关闭状态下，所有有效PWM输出保持低电平。

UVLO和输出使能

当芯片供电电压(V_{CC})小于UVLO门限(一般为4.25V)时，所有有效PWM输出由内部拉低，大部分内部电路关闭，以降低静态电流。当EN失效并且 $V_{CC} > UVLO$ 时，内部100k Ω 电阻将EN上拉至 V_{CC} ，开始软启动(一般需要大约2.2ms延迟)。

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

当驱动器供电电压(V_{VL})小于其UVLO阈值(一般为3.55V)时，DH_和DL_保持低电平。如果 V_{VL} 高于UVLO阈值且EN为低电平，则DL_拉高，并且DH_保持低电平，可避免转换器输出在EN高电平有效之前升高。

软启动

MAX8809A/MAX8810A以6.25mV步长进行软启动，与处理器结构无关。在SS/OVP和GND之间接一个电阻设置软启动时间。器件使能后，SS/OVP拉高到2V，测量设置电阻吸取的电流。该电流设置DAC电压步进的内部延迟时间。软启动时间在500 μ s至6.5ms之间时，相应选取的电

表 1. Intel 启动顺序规定

PARAMETER	MIN	MAX
TD1	1ms	5ms
TD2	50 μ s	5ms
TD3	50 μ s	3ms
TD4	—	2.5ms
TD5	50 μ s	3ms

阻在12k Ω 和90.9k Ω 之间。对于Intel解决方案，电阻值由下式计算：

$$R_{SS/OVP}(k\Omega) = \frac{t_{ss} - 0.0183}{0.0532}$$

式中， t_{ss} 是到达1.1V V_{BOOT} 电平的启动时间(以ms为单位)。图9为Intel启动顺序，表1为时间延迟值。

对于AMD应用，控制器通过软启动达到VID输入设置的输出电压。软启动时间由下式决定：

$$R_{SS/OVP}(k\Omega) = \frac{t_{ss} - 0.0183}{0.0532} \times \frac{1.1V}{V_{DAC}}$$

式中， V_{DAC} 是由VID输入设置的输出电压。图10为AMD启动顺序，表2为时间延迟。

软停止

当EN为低时，变换器输出以6.25mV DAC步长，在由SS/OVP输入设置的时间内缓慢下降为0V。一旦输出达到0V，DL保持高电平，同时DH保持低，使输出保持在0V。这种方法可

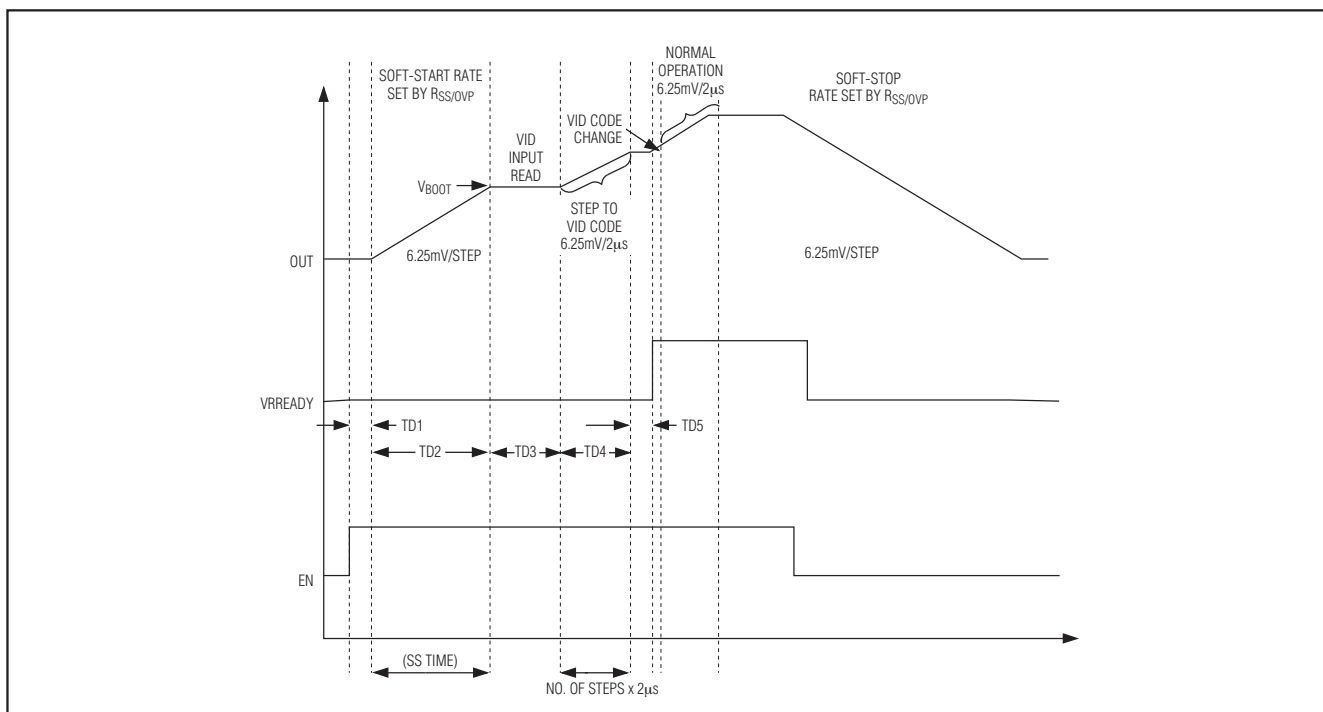


图9. Intel VRD11/VRD10启动顺序

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器，集成了双MOSFET驱动器

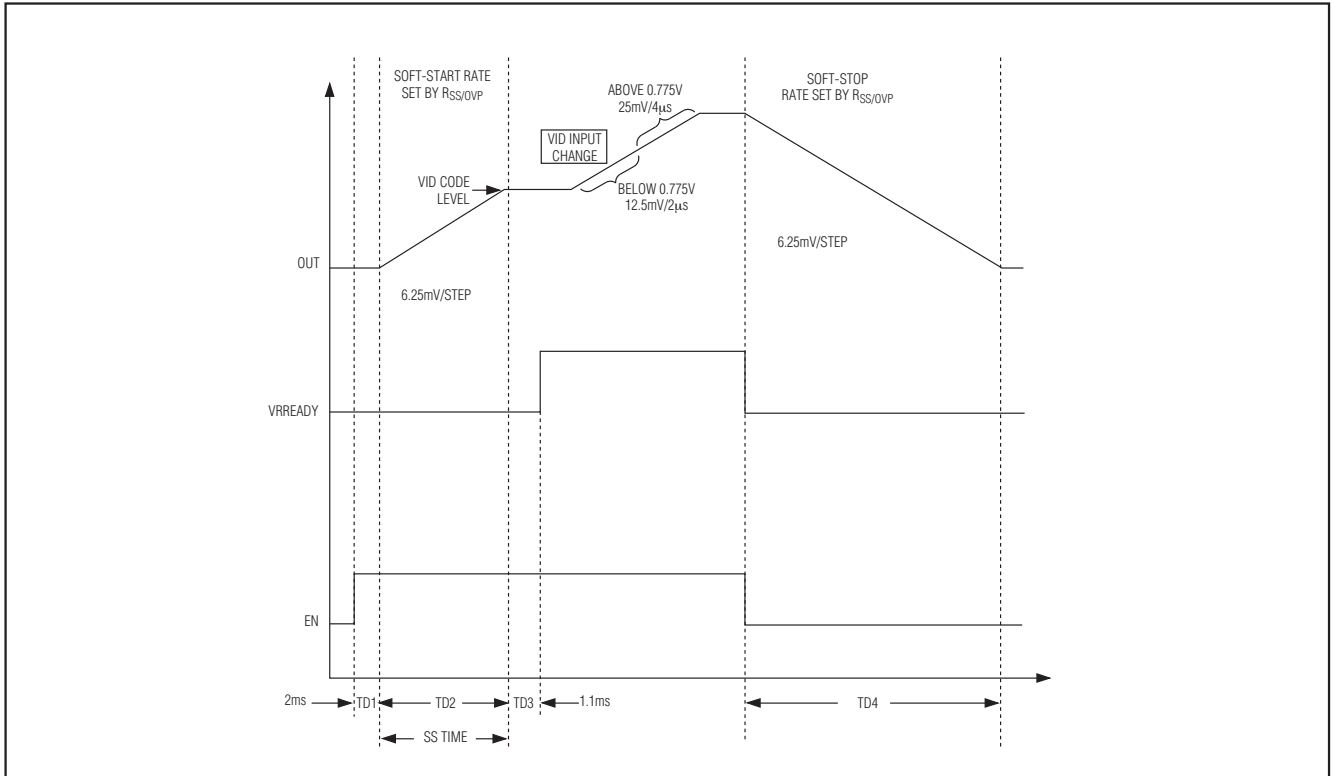


图10. K8 Rev F启动顺序及时序

表2. AMD启动顺序

PARAMETER	MINIMUM TIME (μ s)	MAXIMUM TIME (ms)
TD1	1	—
TD2*	500	6.5
TD3	—	20
TD4	—	500

*用户可设置。

避免输出在关闭期间产生大的负电压，无需输出端的肖特基箝位二极管。

输出过压保护(OVP)

当输出电压超过稳压值200mV (Intel)或1.8V (AMD)时，所有有效的PWM输出拉低，控制器锁存。SS/OVP内部上拉到 V_{CC} ，发出过压故障信号。所有DH_输出保持低，同时DL_输出保持高，使输出放电。闭锁只能通过输入电压(V_{CC})再次上电来清除。

集成双MOSFET驱动器

MAX8809A/MAX8810A 含有一个能驱动3000pF容性负载的双相栅极驱动器，传输延迟时间仅为32ns，典型上升和下降时间为11ns，能够使每相工作在1.2MHz频率。自适应死区时间控制低边MOSFET和高边MOSFET的开启。这样可以将效率提高到最大，同时允许使用多种MOSFET。UVLO电路确保正常上电顺序。

自适应穿通保护

自适应穿通保护用于高边MOSFET关闭之后、低边MOSFET导通之前的开关转换。通常只有当LX_电压低于2.5V时，低边驱动器导通。另外，低边MOSFET关闭和高边MOSFET打开之间有一个固定35ns延迟，提供进一步保护，避免穿通。一般DL_低于1.5V后，开始35ns延迟时间。

MOSFET驱动UVLO

当 V_{VL12} (MAX8809A)或 V_{VL1} (MAX8810A)低于UVLO阈值(典型值为3.55V)时，DH_和DL_保持低电平。一旦 V_{VL} 高

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

于UVLO阈值且EN为低电平，DL_保持高电平，同时DH_保持低电平。这可避免输出在EN有效之前升高。

高边MOSFET驱动器自举电路

高边MOSFET驱动器的栅极电压由飞电容自举电路产生。低边MOSFET导通时，BST_和LX_之间的电容由VL_通过内部开关充电。低边MOSFET关闭后，电容中存储的电压加在LX_，产生高边MOSFET导通所需的电压。不需要外部升压二极管。有关正确选择电容的详细信息请参考自举电容选择部分。

热保护

MAX8809A/MAX8810A具有热保护电路。当结温升至+160°C时，内部温度传感器触发关断电路，保持所有MOSFET驱动器和PWM输出为低，关闭开关。结温下降25°C以后，温度传感器重新激活控制器。

温度检测(VRTSET、VRHOT)

MAX8809A/MAX8810A内置温度检测电路，用户可以在+60°C至+125°C之间设置温度检测门限，监视高电平有效、漏极开

路输出VRHOT。VRTSET和GND之间接一个电阻，用来设置温度检测阈值。电阻由下式计算：

$$R_{VRTSET} = \frac{800}{0.6K_T} \text{ k}\Omega$$

式中 K_T 为指定Panasonic ERTJ1VR103 NTC热敏电阻的温度比例系数。表3给出了在+60°C至+125°C范围内设置VRHOT阈值所需的 K_T 和最接近的标准1% R_{VRTSET} 。 R_{VRTSET} 必须大于20k Ω 。如需使用其它热敏电阻，可联系当地Maxim办事处获取相关信息。

结构选择和时序

AMD K8 Rev F

AMD K8 Rev F处理器使用6位VID码定义0.375V至1.55V输出电压范围(见图4)。SEL悬空时选择AMD K8 Rev F结构。启动顺序和时序见图10。注意，VID输入电压决定AMD处理器启动电平，无内部默认值。启动电平不锁存，所以，如果软启动期间编码变化，启动电平也发生变化。

扩展Intel VRD10

Intel VRD10处理器用7位VID码定义0.83125V至1.6V输出电压范围(见表5)。SEL接GND时选择VRD10结构。启动顺序和时序见图9。Intel启动电平内部设置为1.1V，所以，软启动阶段VID输入不起作用。根据Intel VRD规范，在软启动开始以前，EN变高以后，存在大约2.2ms的延迟。该延迟不包含在由SS/OVP设置的软启动时间内。

Intel VRD11

Intel VRD11处理器用8位VID码定义0.3125V至1.6V输出电压范围(见表6)。SEL接 V_{CC} 时选择VRD11结构。启动顺序和时序见图9。Intel启动电平内部设置为1.1V，所以，软启动阶段VID输入不起作用。根据Intel VRD规范，在软启动开始以前，EN变高以后，存在大约2.2ms的延迟。该延迟不包含在由SS/OVP设置的软启动时间内。

表3. 温度比例系数

TEMPERATURE (°C)	K_T	R_{VRTSET} (k Ω)
+60	4.497	294
+65	5.453	243
+70	6.580	200
+75	7.903	169
+80	9.447	140
+85	11.244	118
+90	13.325	100
+95	15.725	84.5
+100	18.484	71.5
+105	21.643	61.9
+110	25.247	52.3
+115	29.345	45.3
+120	33.988	39.2
+125	39.231	34

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

表4. AMD K8 Rev F VID码, SEL悬空

VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	V _{OUT} (V)
1	1	1	1	1	1	0.3750
1	1	1	1	1	0	0.3875
1	1	1	1	0	1	0.4000
1	1	1	1	0	0	0.4125
1	1	1	0	1	1	0.4250
1	1	1	0	1	0	0.4375
1	1	1	0	0	1	0.4500
1	1	1	0	0	0	0.4625
1	1	0	1	1	1	0.4750
1	1	0	1	1	0	0.4875
1	1	0	1	0	1	0.5000
1	1	0	1	0	0	0.5125
1	1	0	0	1	1	0.5250
1	1	0	0	1	0	0.5375
1	1	0	0	0	1	0.5500
1	1	0	0	0	0	0.5625
1	0	1	1	1	1	0.5750
1	0	1	1	1	0	0.5875
1	0	1	1	0	1	0.6000
1	0	1	1	0	0	0.6125
1	0	1	0	1	1	0.6250
1	0	1	0	1	0	0.6375
1	0	1	0	0	1	0.6500
1	0	1	0	0	0	0.6625
1	0	0	1	1	1	0.6750
1	0	0	1	1	0	0.6875
1	0	0	1	0	1	0.7000
1	0	0	1	0	0	0.7125
1	0	0	0	1	1	0.7250
1	0	0	0	1	0	0.7375
1	0	0	0	0	1	0.7500
1	0	0	0	0	0	0.7625

VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	V _{OUT} (V)
0	1	1	1	1	1	0.7750
0	1	1	1	1	0	0.8000
0	1	1	1	0	1	0.8250
0	1	1	1	0	0	0.8500
0	1	1	0	1	1	0.8750
0	1	1	0	1	0	0.9000
0	1	1	0	0	1	0.9250
0	1	1	0	0	0	0.9500
0	1	0	1	1	1	0.9750
0	1	0	1	1	0	1.0000
0	1	0	1	0	1	1.0250
0	1	0	1	0	0	1.0500
0	1	0	0	1	1	1.0750
0	1	0	0	1	0	1.1000
0	1	0	0	0	1	1.1250
0	1	0	0	0	0	1.1500
0	0	1	1	1	1	1.1750
0	0	1	1	1	0	1.2000
0	0	1	1	0	1	1.2250
0	0	1	1	0	0	1.2500
0	0	1	0	1	1	1.2750
0	0	1	0	1	0	1.3000
0	0	1	0	0	1	1.3250
0	0	1	0	0	0	1.3500
0	0	0	1	1	1	1.3750
0	0	0	1	1	0	1.4000
0	0	0	1	0	1	1.4250
0	0	0	1	0	0	1.4500
0	0	0	0	1	1	1.4750
0	0	0	0	1	0	1.5000
0	0	0	0	0	1	1.5250
0	0	0	0	0	0	1.5500

注：0.3875至0.775范围内VID电压增量为12.5mV，0.775至1.550范围内VID电压增量为25mV。

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

表5. 扩展Intel VRD10 VID码, SEL = GND

VID6	VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	V _{OUT} (V)
1	1	0	1	0	1	0	1.60000
0	1	0	1	0	1	0	1.59375
1	0	0	1	0	1	1	1.58750
0	0	0	1	0	1	1	1.58125
1	1	0	1	0	1	1	1.57500
0	1	0	1	0	1	1	1.56875
1	0	0	1	1	0	0	1.56250
0	0	0	1	1	0	0	1.55625
1	1	0	1	1	0	0	1.55000
0	1	0	1	1	0	0	1.54375
1	0	0	1	1	0	1	1.53750
0	0	0	1	1	0	1	1.53125
1	1	0	1	1	0	1	1.52500
0	1	0	1	1	0	1	1.51875
1	0	0	1	1	1	0	1.51250
0	0	0	1	1	1	0	1.50625
1	1	0	1	1	1	0	1.50000
0	1	0	1	1	1	0	1.49375
1	0	0	1	1	1	1	1.48750
0	0	0	1	1	1	1	1.48125
1	1	0	1	1	1	1	1.47500
0	1	0	1	1	1	1	1.46875
1	0	1	0	0	0	0	1.46250
0	0	1	0	0	0	0	1.45625
1	1	1	0	0	0	0	1.45000
0	1	1	0	0	0	0	1.44375
1	0	1	0	0	0	1	1.43750
0	0	1	0	0	0	1	1.43125
1	1	1	0	0	0	1	1.42500
0	1	1	0	0	0	1	1.41875
1	0	1	0	0	1	0	1.41250
0	0	1	0	0	1	0	1.40625

VID6	VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	V _{OUT} (V)
1	1	1	0	0	1	0	1.40000
0	1	1	0	0	1	0	1.39375
1	0	1	0	0	1	1	1.38750
0	0	1	0	0	1	1	1.38125
1	1	1	0	0	1	1	1.37500
0	1	1	0	0	1	1	1.36875
1	0	1	0	1	0	0	1.36250
0	0	1	0	1	0	0	1.35625
1	1	1	0	1	0	0	1.35000
0	1	1	0	1	0	0	1.34375
1	0	1	0	1	0	1	1.33750
0	0	1	0	1	0	1	1.33125
1	1	1	0	1	0	1	1.32500
0	1	1	0	1	0	1	1.31875
1	0	1	0	1	1	0	1.31250
0	0	1	0	1	1	0	1.30625
1	1	1	0	1	1	0	1.30000
0	1	1	0	1	1	0	1.29375
1	0	1	0	1	1	1	1.28750
0	0	1	0	1	1	1	1.28125
1	1	1	0	1	1	1	1.27500
0	1	1	0	1	1	1	1.26875
1	0	1	1	0	0	0	1.26250
0	0	1	1	0	0	0	1.25625
1	1	1	1	0	0	0	1.25000
0	1	1	1	0	0	0	1.24375
1	0	1	1	0	0	1	1.23750
0	0	1	1	0	0	1	1.23125
1	1	1	1	0	0	1	1.22500
0	1	1	1	0	0	1	1.21875
1	0	1	1	0	1	0	1.21250
0	0	1	1	0	1	0	1.20625

MAX8809A/MAX8810A

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

表5. 扩展Intel VRD10 VID码, SEL = GND (续)

VID6	VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	V _{OUT} (V)
1	1	1	1	0	1	0	1.20000
0	1	1	1	0	1	0	1.19375
1	0	1	1	0	1	1	1.18750
0	0	1	1	0	1	1	1.18125
1	1	1	1	0	1	1	1.17500
0	1	1	1	0	1	1	1.16875
1	0	1	1	1	0	0	1.16250
0	0	1	1	1	0	0	1.15625
1	1	1	1	1	0	0	1.15000
0	1	1	1	1	0	0	1.14375
1	0	1	1	1	0	1	1.13750
0	0	1	1	1	0	1	1.13125
1	1	1	1	1	0	1	1.12500
0	1	1	1	1	0	1	1.11875
1	0	1	1	1	1	0	1.11250
0	0	1	1	1	1	0	1.10625
1	1	1	1	1	1	0	1.10000
0	1	1	1	1	1	0	1.09375
1	0	1	1	1	1	1	OFF
0	0	1	1	1	1	1	OFF
1	1	1	1	1	1	1	OFF
0	1	1	1	1	1	1	OFF
1	0	0	0	0	0	0	1.08750
0	0	0	0	0	0	0	1.08125
1	1	0	0	0	0	0	1.07500
0	1	0	0	0	0	0	1.06875
1	0	0	0	0	0	1	1.06250
0	0	0	0	0	0	1	1.05625
1	1	0	0	0	0	1	1.05000
0	1	0	0	0	0	1	1.04375
1	0	0	0	0	1	0	1.03750
0	0	0	0	0	1	0	1.03125

VID6	VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	V _{OUT} (V)
1	1	0	0	0	1	0	1.02500
0	1	0	0	0	1	0	1.01875
1	0	0	0	0	1	1	1.01250
0	0	0	0	0	1	1	1.00625
1	1	0	0	0	1	1	1.00000
0	1	0	0	0	1	1	0.99375
1	0	0	0	1	0	0	0.98750
0	0	0	0	1	0	0	0.98125
1	1	0	0	1	0	0	0.97500
0	1	0	0	1	0	0	0.96875
1	0	0	0	1	0	1	0.96250
0	0	0	0	1	0	1	0.95625
1	1	0	0	1	0	1	0.95000
0	1	0	0	1	0	1	0.94375
1	0	0	0	1	1	0	0.93750
0	0	0	0	1	1	0	0.93125
1	1	0	0	1	1	0	0.92500
0	1	0	0	1	1	0	0.91875
1	0	0	0	1	1	1	0.91250
0	0	0	0	1	1	1	0.90625
1	1	0	0	1	1	1	0.90000
0	1	0	0	1	1	1	0.89375
1	0	0	1	0	0	0	0.88750
0	0	0	1	0	0	0	0.88125
1	1	0	1	0	0	0	0.87500
0	1	0	1	0	0	0	0.86875
1	0	0	1	0	0	1	0.86250
0	0	0	1	0	0	1	0.85625
1	1	0	1	0	0	1	0.85000
0	1	0	1	0	0	1	0.84375
1	0	0	1	0	1	0	0.83750
0	0	0	1	0	1	0	0.83125

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

表6. Intel VRD11 VID码, SEL = V_{CC}

VID7	VID6	VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	V _{OUT} (V)
0	0	0	0	0	0	0	0	OFF
0	0	0	0	0	0	0	1	OFF
0	0	0	0	0	0	1	0	1.60000
0	0	0	0	0	0	1	1	1.59375
0	0	0	0	0	1	0	0	1.58750
0	0	0	0	0	1	0	1	1.58125
0	0	0	0	0	1	1	0	1.57500
0	0	0	0	0	1	1	1	1.56875
0	0	0	0	1	0	0	0	1.56250
0	0	0	0	1	0	0	1	1.55625
0	0	0	0	1	0	1	0	1.55000
0	0	0	0	1	0	1	1	1.54375
0	0	0	0	1	1	0	0	1.53750
0	0	0	0	1	1	0	1	1.53125
0	0	0	0	1	1	1	0	1.52500
0	0	0	0	1	1	1	1	1.51875
0	0	0	1	0	0	0	0	1.51250
0	0	0	1	0	0	0	1	1.50625
0	0	0	1	0	0	1	0	1.50000
0	0	0	1	0	0	1	1	1.49375
0	0	0	1	0	1	0	0	1.48750
0	0	0	1	0	1	0	1	1.48125
0	0	0	1	0	1	1	0	1.47500
0	0	0	1	0	1	1	1	1.46875
0	0	0	1	1	0	0	0	1.46250
0	0	0	1	1	0	0	1	1.45625
0	0	0	1	1	0	1	0	1.45000
0	0	0	1	1	0	1	1	1.44375
0	0	0	1	1	1	0	0	1.43750
0	0	0	1	1	1	0	1	1.43125
0	0	0	1	1	1	1	0	1.42500
0	0	0	1	1	1	1	1	1.41875
0	0	1	0	0	0	0	0	1.41250
0	0	1	0	0	0	0	1	1.40625
0	0	1	0	0	0	1	0	1.40000
0	0	1	0	0	0	1	1	1.39375
0	0	1	0	0	1	0	0	1.38750
0	0	1	0	0	1	0	1	1.38125
0	0	1	0	0	1	1	0	1.37500
0	0	1	0	0	1	1	1	1.36875

MAX8809A/MAX8810A

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

表6. Intel VRD11 VID码, SEL = V_{CC} (续)

VID7	VID6	VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	V _{OUT} (V)
0	0	1	0	1	0	0	0	1.36250
0	0	1	0	1	0	0	1	1.35625
0	0	1	0	1	0	1	0	1.35000
0	0	1	0	1	0	1	1	1.34375
0	0	1	0	1	1	0	0	1.33750
0	0	1	0	1	1	0	1	1.33125
0	0	1	0	1	1	1	0	1.32500
0	0	1	0	1	1	1	1	1.31875
0	0	1	1	0	0	0	0	1.31250
0	0	1	1	0	0	0	1	1.30625
0	0	1	1	0	0	1	0	1.30000
0	0	1	1	0	0	1	1	1.29375
0	0	1	1	0	1	0	0	1.28750
0	0	1	1	0	1	0	1	1.28125
0	0	1	1	0	1	1	0	1.27500
0	0	1	1	0	1	1	1	1.26875
0	0	1	1	1	0	0	0	1.26250
0	0	1	1	1	0	0	1	1.25625
0	0	1	1	1	0	1	0	1.25000
0	0	1	1	1	0	1	1	1.24375
0	0	1	1	1	1	0	0	1.23750
0	0	1	1	1	1	0	1	1.23125
0	0	1	1	1	1	1	0	1.22500
0	0	1	1	1	1	1	1	1.21875
0	1	0	0	0	0	0	0	1.21250
0	1	0	0	0	0	0	1	1.20625
0	1	0	0	0	0	1	0	1.20000
0	1	0	0	0	0	1	1	1.19375
0	1	0	0	0	1	0	0	1.18750
0	1	0	0	0	1	0	1	1.18125
0	1	0	0	0	1	1	0	1.17500
0	1	0	0	0	1	1	1	1.16875
0	1	0	0	1	0	0	0	1.16250
0	1	0	0	1	0	0	1	1.15625
0	1	0	0	1	0	1	0	1.15000
0	1	0	0	1	0	1	1	1.14375
0	1	0	0	1	1	0	0	1.13750
0	1	0	0	1	1	0	1	1.13125
0	1	0	0	1	1	1	0	1.12500
0	1	0	0	1	1	1	1	1.11875

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

表6. Intel VRD11 VID码, SEL = V_{CC} (续)

VID7	VID6	VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	V _{OUT} (V)
0	1	0	1	0	0	0	0	1.11250
0	1	0	1	0	0	0	1	1.10625
0	1	0	1	0	0	1	0	1.10000
0	1	0	1	0	0	1	1	1.09375
0	1	0	1	0	1	0	0	1.08750
0	1	0	1	0	1	0	1	1.08125
0	1	0	1	0	1	1	0	1.07500
0	1	0	1	0	1	1	1	1.06875
0	1	0	1	1	0	0	0	1.06250
0	1	0	1	1	0	0	1	1.05625
0	1	0	1	1	0	1	0	1.05000
0	1	0	1	1	0	1	1	1.04375
0	1	0	1	1	1	0	0	1.03750
0	1	0	1	1	1	0	1	1.03125
0	1	0	1	1	1	1	0	1.02500
0	1	0	1	1	1	1	1	1.01875
0	1	1	0	0	0	0	0	1.01250
0	1	1	0	0	0	0	1	1.00625
0	1	1	0	0	0	1	0	1.00000
0	1	1	0	0	0	1	1	0.99375
0	1	1	0	0	1	0	0	0.98750
0	1	1	0	0	1	0	1	0.98125
0	1	1	0	0	1	1	0	0.97500
0	1	1	0	0	1	1	1	0.96875
0	1	1	0	1	0	0	0	0.96250
0	1	1	0	1	0	0	1	0.95625
0	1	1	0	1	0	1	0	0.95000
0	1	1	0	1	0	1	1	0.94375
0	1	1	0	1	1	0	0	0.93750
0	1	1	0	1	1	0	1	0.93125
0	1	1	0	1	1	1	0	0.92500
0	1	1	0	1	1	1	1	0.91875
0	1	1	1	0	0	0	0	0.91250
0	1	1	1	0	0	0	1	0.90625
0	1	1	1	0	0	1	0	0.90000
0	1	1	1	0	0	1	1	0.89375
0	1	1	1	0	1	0	0	0.88750
0	1	1	1	0	1	0	1	0.88125
0	1	1	1	0	1	1	0	0.87500
0	1	1	1	0	1	1	1	0.86875

MAX8809A/MAX8810A

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

表6. Intel VRD11 VID码, SEL = V_{CC} (续)

VID7	VID6	VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	V _{OUT} (V)
0	1	1	1	1	0	0	0	0.86250
0	1	1	1	1	0	0	1	0.85625
0	1	1	1	1	0	1	0	0.85000
0	1	1	1	1	0	1	1	0.84375
0	1	1	1	1	1	0	0	0.83750
0	1	1	1	1	1	0	1	0.83125
0	1	1	1	1	1	1	0	0.82500
0	1	1	1	1	1	1	1	0.81875
1	0	0	0	0	0	0	0	0.81250
1	0	0	0	0	0	0	1	0.80625
1	0	0	0	0	0	1	0	0.80000
1	0	0	0	0	0	1	1	0.79375
1	0	0	0	0	1	0	0	0.78750
1	0	0	0	0	1	0	1	0.78125
1	0	0	0	0	1	1	0	0.77500
1	0	0	0	0	1	1	1	0.76875
1	0	0	0	1	0	0	0	0.76250
1	0	0	0	1	0	0	1	0.75625
1	0	0	0	1	0	1	0	0.75000
1	0	0	0	1	0	1	1	0.74375
1	0	0	0	1	1	0	0	0.73750
1	0	0	0	1	1	0	1	0.73125
1	0	0	0	1	1	1	0	0.72500
1	0	0	0	1	1	1	1	0.71875
1	0	0	1	0	0	0	0	0.71250
1	0	0	1	0	0	0	1	0.70625
1	0	0	1	0	0	1	0	0.70000
1	0	0	1	0	0	1	1	0.69375
1	0	0	1	0	1	0	0	0.68750
1	0	0	1	0	1	0	1	0.68125
1	0	0	1	0	1	1	0	0.67500
1	0	0	1	0	1	1	1	0.66875
1	0	0	1	1	0	0	0	0.66250
1	0	0	1	1	0	0	1	0.65625
1	0	0	1	1	0	1	0	0.65000
1	0	0	1	1	0	1	1	0.64375
1	0	0	1	1	1	0	0	0.63750
1	0	0	1	1	1	0	1	0.63125
1	0	0	1	1	1	1	0	0.62500
1	0	0	1	1	1	1	1	0.61875

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

表6. Intel VRD11 VID码, SEL = V_{CC} (续)

VID7	VID6	VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	V _{OUT} (V)
1	0	1	0	0	0	0	0	0.61250
1	0	1	0	0	0	0	1	0.60625
1	0	1	0	0	0	1	0	0.60000
1	0	1	0	0	0	1	1	0.59375
1	0	1	0	0	1	0	0	0.58750
1	0	1	0	0	1	0	1	0.58125
1	0	1	0	0	1	1	0	0.57500
1	0	1	0	0	1	1	1	0.56875
1	0	1	0	1	0	0	0	0.56250
1	0	1	0	1	0	0	1	0.55625
1	0	1	0	1	0	1	0	0.55000
1	0	1	0	1	0	1	1	0.54375
1	0	1	0	1	1	0	0	0.53750
1	0	1	0	1	1	0	1	0.53125
1	0	1	0	1	1	1	0	0.52500
1	0	1	0	1	1	1	1	0.51875
1	0	1	1	0	0	0	0	0.51250
1	0	1	1	0	0	0	1	0.50625
1	0	1	1	0	0	1	0	0.50000
1	1	1	1	1	1	1	0	OFF
1	1	1	1	1	1	1	1	OFF

设计过程

以下各节详细说明MAX8809A/MAX8810A外部元件的选择。设计时可与当地的Maxim办事处联系，索取基于电子数据表格的工具，加速设计进程。

设置开关频率

开关频率影响开关损耗、功率MOSFET体积，以及输出电感和电容等功率元件的体积。开关频率越高，外部元件越小，设计更紧凑。然而，功率MOSFET开关损耗和输出电感磁芯损失随开关频率的升高而增大，导致效率降低。设置频率时，应权衡体积和效率。一旦每相开关频率选定，必须设置内部振荡器频率(f_{OSC})。根据表7每相的开关频率(f_{SW})确定所需的振荡频率。

对2相和4相设计，内部时钟频率应设置为每相所需开关频率的4倍。在3相设计中，应设置为每相所需开关频率的3倍。用OSC与GND之间的电阻(R_{OSC})设置时钟频率。内部频率确定后， R_{OSC} 由下式估算：

表7. 每相开关频率所需要的时钟频率

NO. OF PHASES	CONFIGURATION	f_{OSC}
2	PWM3 = V _{CC} (MAX8809A); PWM3 = PWM4 = V _{CC} (MAX8810A)	4 × f_{SW}
3	PWM4 = V _{CC} (MAX8810A)	3 × f_{SW}
4	MAX8810A only	4 × f_{SW}

$$R_{OSC} = 161.88 \times f_{OSC}^{-1.2074}$$

式中 f_{OSC} 的单位为MHz， R_{OSC} 的单位为k Ω 。也可根据典型工作特性中Per Phase Frequency vs. R_{OSC} 曲线确定时钟频率与频率设置电阻的关系。

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

输出电感选择

依据所需的电感纹波电流选择输出电感。电感值越大，则输出纹波电流越小，效率越高，但是负载瞬变时输出电感电流的摆率减慢。LIR是各相纹波电流与总电流的比值。为优化体积、成本和效率，建议选择LIR为30%至60% (LIR = 0.3 至 0.6)。相数较多时，LIR应选择得大一些，以利用纹波电流补偿。电感值由下式确定：

$$L \geq \frac{V_{OUT} \times (1-D) \times N}{LIR \times f_{SW} \times I_{OUT_MAX}}$$

式中 f_{SW} 为每相开关频率， I_{OUT_MAX} 为最大额定输出电流， D 为占空比， N 为相数， V_{OUT} 为VID码对应的输出电压。输出电感纹波电流在输出电感ESR上产生纹波，该电压通常为输出电压纹波的主要成分。对于 $D \times N$ 因子小于1的 N 相补偿转换器，输出纹波电压 V_{RIPPLE} 可由下式计算：

$$V_{RIPPLE} = \frac{V_{OUT} \times R_{ESR_CO} \times (1 - (D \times N))}{f_{SW} \times L}$$

该式考虑到了多相设计中的电压补偿。最佳电压定位(闭环)要求有效输出电容ESR与负载电阻 R_O 匹配。估算初始纹波电压时，用 R_O 代替 R_{ESR_CO} 。如果输出纹波电压不满足要求，应增大输出电感。所选电感直流电阻应尽量小，饱和电流应大于电感电流峰值 I_{PEAK} ， I_{PEAK} 由下式确定：

$$I_{PEAK} = \frac{I_{OUT_MAX}}{N} \times \left(1 + \frac{LIR}{2}\right)$$

当使用输出电感的直流电阻(R_{DC})检测电流时，直流电阻最小值为 $0.5m\Omega$ 。

保持检流放大器输入端的电压纹波峰值不要超过23mV是一个同样重要的因素：

$$(V_{CS+} - V_{CS-}) = I_{RIPPLE} \times R_{SENSE}$$

其中， R_{SENSE} 是最高温度下的检流电阻阻值，如果不满足这一条件，则必须调节LIR或通过分压电阻降低检流放大器输入端的信号幅度。

输出电容选择

大多数情况下，输出电容的选择由ESR确定， $R_{ESR_CO} = R_O$ (负载电阻)，满足内核电源瞬态响应的要求。然而，根据能量守恒，满足负载突降要求的最小输出电容 $C_{O(MIN)}$ 由下式确定：

$$C_{O(MIN)} \geq \frac{1}{2} \times \frac{L \times (I_{INIT}^2 - I_{FIN}^2)}{N \times (V_{FIN} - V_{INIT} + V_{OV}) \times V_{INIT}}$$

式中 I_{INIT} 和 I_{FIN} 分别为负载突降期间电感电流的初始值和终值， V_{INIT} 为负载突降前的电压值， V_{FIN} 为突降后的电压， V_{OV} 是允许超过 V_{FIN} 的过冲。上式为近似计算，由其得到的输出电容可以作为一个好的起点，终值应由实际测量确定。

为适应OTF VID变化，输出电容也有一上限值。输出电容太大会使输出电压在OTF时间窗口内达不到新的VID输出电压：

$$C_{O(MAX)} \leq \frac{(I_{LIM} - I_{OUT_MAX}) \times t_{OTF}}{\Delta V_{OTF}}$$

式中 t_{OTF} 为达到 ΔV_{OTF} (输出电压变化)的时间窗口。如果 $C_{O(MAX)}$ 小于 $C_{O(MIN)}$ ，系统不满足VID OTF条件。 I_{LIM} 通常设为 I_{OUT_MAX} 的110%至120%。

RMS纹波电流是输出电容的另一制约因素。对多相降压转换器，输出电容的RMS纹波电流由下式确定：

$$I_{CO_RMS} = \frac{V_{OUT} \times (1 - N \times D)}{2\sqrt{3} \times L \times f_{SW}}$$

由于 $(N \times D) \leq 1$ ， D 为占空比，由下式确定：

$$D = \frac{N \times V_{OUT} + I_{OUT_MAX} \times (R_{DS_{ON_LS}} + R_{DC})}{N \times V_{IN} - I_{OUT_MAX} \times (R_{DS_{ON_HS}} - R_{DS_{LO}})}$$

用最大输入电压计算占空比，得到最坏情况下的RMS纹波电流。 $R_{DS_{ON_LS}}$ 和 $R_{DS_{ON_HS}}$ 分别为低边MOSFET和高边MOSFET的导通电阻， R_{DC} 为输出电感的直流电阻。

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

输入电容选择

输入电容有助于降低电源的峰值电流，减小由电路开关引起的输入电压上的噪声和纹波。输入电容必须满足由开关电流引起的纹波电流要求(I_{RMS})，由下式确定：

$$I_{RMS} = D \times I_{OUT_MAX} \times \sqrt{\frac{1}{N \times D} - 1}$$

$$(D \times N) \leq 1$$

用最低输入电压计算占空比，得到最差情况下输入电容纹波电流的RMS。应该使用低ESR的铝电解电容、聚合物电容或陶瓷电解电容，避免在输出负载大幅变化期间输入端出现大的电压变化。应仔细检查厂商提供的纹波电流指标随温度变化的特性。可将几个低容量、低ESL陶瓷电容(1 μ F至10 μ F，具有适当额定电压)并联使用，以降低高频振荡。

自举电容选择

MAX8809A/MAX8810A用自举电路产生高边驱动器所需的浮动电压。所选则的高边MOSFET确定自举电容值，由下式确定：

$$C_{BST} = \frac{Q_{GATE_HS} \times M_{HS}}{\Delta V_{BST}}$$

式中 M_{HS} 为各BST_电容连接的高边MOSFET数， Q_{GATE_HS} 为各高边MOSFET的总栅极电荷， ΔV_{BST} 为高边MOSFET驱动器容许的电压变化。计算 C_{BST} 值时 ΔV_{BST} 在0.1V至0.2V之间选取。 C_{BST} 选则低ESR陶瓷电容。注意： Q_{GATE_HS} 为栅极驱动电压 $V_{VL_}$ 的函数，应由MOSFET数据表中的 V_{GS} 与 Q_{GATE} 曲线确定。

VL_旁路电容选择

低边驱动器电源由VL_提供。低边MOSFET导通期间，VL_端去耦电容也起到给高边驱动器BST电容充电的作

用。所以，VL_端去耦电容容量应足够大，以尽可能降低开关期间的纹波电压。 $C_{VL_}$ 由下式确定：

$$C_{VL_} = 10 \times C_{BST_}$$

功率MOSFET选择

MOSFET的功耗由栅极驱动电压(V_D)、导通电阻($R_{DS(on)}$)、总栅极电荷(Q_{GATE})和栅极阈值电压(V_{TH})决定。MOSFET驱动器的(VL_)供电范围在4.5V到7V之间。 $V_{GATE} < 10V$ 时，建议用逻辑电平门限的MOSFET。

高边MOSFET功耗包含两部分：导通损耗和开关损耗。每相高边开关的导通损耗由下式确定：

$$P_{COND_HS} = D \times \frac{I_{OUT_MAX}^2}{N^2} \times \left(1 + \frac{LIR^2}{12}\right) \times \frac{R_{DS(on)_HS}}{M_{HS}}$$

式中N为相数， M_{HS} 为各相并联的MOSFET数。总的高边开关导通损耗等于相数与 P_{COND_HS} 的乘积。

由于每次导通时硬开关发生瞬态转换，因此开关损耗是高边MOSFET功耗的主要因素，开关损耗由下式确定：

$$P_{SW_HS} = \frac{2 \times V_{IN} \times I_{OUT_MAX}}{N} \times \frac{R_{GATE} \times Q_{MILLER}}{V_D - V_{TH}} \times f_{SW} \times M_{HS}$$

式中 V_D 为栅极驱动电压， R_{GATE} 为总栅极电阻，包括驱动器导通电阻(见*Electrical Characteristics*表)。逻辑电平功率MOSFET的栅极电阻约为2 Ω 。 Q_{MILLER} 为MOSFET数据表中的MOSFET米勒电荷。注意：高边并联更多的MOSFET时会增大开关损耗。较小的米勒栅极电荷以及低栅极电阻会降低开关损耗。

低边MOSFET功耗主要是导通损耗。由于导通时的零电压开关以及关断时的寄生二极管箝位，开关损耗可忽略。各相低边MOSFET功耗可由下式确定：

$$P_{COND_LS} = (1-D) \times \frac{I_{OUT_MAX}^2}{N^2} \times \left(1 + \frac{LIR^2}{12}\right) \times \frac{R_{DS(on)_LS}}{M_{LS}}$$

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器，集成了双MOSFET驱动器

式中 M_{LS} 为各相低边并联的MOSFET数。低边总功耗等于相数乘以各相低边导通损耗。

虽然低边MOSFET开关损耗不大，但选择低边MOSFET时也不应该只考虑 $R_{DS(on)}$ 。当漏-源电压快速升高时，如果驱动器无法将栅极维持在低电平，大的米勒电容(C_{RSS})可随即导通低边MOSFET。低边MOSFET的 C_{RSS}/C_{ISS} 比值应小于1/10，以避免低边开关瞬间导通时产生的穿通电流。在 BST_{-} 和 $C_{BST_{-}}$ 之间加一个电阻，可降低高边MOSFET的导通速度。同样，在高边MOSFET栅极和源极之间加一个电容也会达到这一效果。但是，上述两种方法都会增大高边开关损耗。

环路补偿设计

带电压定位的闭环补偿

处理器供电规范通常要求在负载电流增大时输出电压以固定斜率从其空载值下降，该斜率称为负载调节电阻(R_O)。一旦确定电流检测电阻(R_{SENSE})、负载电阻和输出偏置电压(V_{OS})， R_{LL} 和 R_{OS} (见图8)可由下式计算：

对于MAX8809A:

$$R_{LL} = \frac{1}{\frac{g_{MV}}{2} \times \left(\frac{N \times R_O}{R_{SENSE} \times G_{CA}} - V_{OS} \right)}$$

$$R_{OS} = \frac{1}{\frac{g_{MV}}{2} \times \left(\frac{N \times R_O}{R_{SENSE} \times G_{CA}} + V_{OS} \right) - \frac{1}{20 \times 10^6}}$$

对于MAX8810A:

1V BUF输出大大简化了 R_{OS} 的计算。 R_{OS} 和 R_{LL} 由下式计算：

$$R_{OS} = \frac{1}{g_{MV} \times V_{OS}}$$

$$R_{LL} = \frac{R_{OS} \times R_{COMP}}{R_{OS} - R_{COMP}}$$

其中：

$$R_{COMP} = \frac{R_{SENSE} \times G_{CA}}{N \times g_{MV} \times R_O}$$

由负载(R_{OUT})和输出电容确定的极点会在输出电容ESR零点频率之前产生每十倍频程-20dB的斜率。为了在更高的频率之前保持每十倍频程-20dB的滚降，可以在ESR零点

频率处加一个补偿极点，需要在COMP和地之间加RC电路(R_{COMP} 和 C_{COMP})。 R_{COMP} 为 R_{LL} 和 R_{OS} 的并联。一旦输出电容的ESR确定，电容值可由下式计算：

$$C_{COMP} = \frac{R_{ESR_CO} \times C_O}{R_{COMP}}$$

式中 R_{ESR_CO} 为总的等效串联电阻， C_O 为总输出电容。

带积分反馈的环路补偿

对于不需要电压跌落补偿的场合，需采用积分反馈补偿环路。

电感电流 $i_L(t)$ 和输出之间的传输函数为：

$$G_{VI}(\omega) = R_{OUT} \times \frac{1 + \frac{\omega}{\omega_{ZERO}}}{1 + \frac{\omega}{\omega_{POLE}}}$$

直流增益为输出阻抗 R_{OUT} ：

$$R_{OUT} = V_{OUT} / I_{OUT_MAX}$$

因输出电容值(C_O)、输出电容ESR (R_{ESR_CO})和负载阻抗(R_{OUT})产生的极点和零点为：

$$\omega_{POLE} = \frac{1}{(R_{OUT} + R_{ESR_CO}) \times C_O}$$

和：

$$\omega_{ZERO} = \frac{1}{\left(\frac{R_{OUT} \times R_{ESR_CO}}{R_{OUT} + R_{ESR_CO}} \right) \times C_O}$$

控制电压 $v_C(t)$ 和电感电流 $i_L(t)$ 之间的传输函数为：

$$g_{PWM} = \frac{i_L(t)}{v_C(t)} = \frac{1}{R_{SENSE} \times G_{CA}}$$

式中 R_{SENSE} 为电流检测元件的电阻， G_{CA} 为电流检测放大器增益。

简化后的控制-输出传输函数为：

$$G_{CONTR_OUTPUT}(\omega) = g_{PWM} \times G_{VI}(\omega) \times N$$

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

这个简化后的传输函数忽略了电流模式采样效应引起的双极点，大约在每相开关频率的1/2处。

根据经验，应该将环路设计为接近每相开关频率的1/5和1/10。这时，应确定是下列两种交叉频率的哪一种：

- 情况1: $\omega_{POLE} < 2\pi \times f_{CROSSOVER} < \omega_{ZERO}$

在由于使用低ESR的小容量电容(如560 μ F/7m Ω (或采用全陶瓷电容设计)而导致零点频率(ω_{ZERO})相对较高时，一般会出现这种情况。

通过分析这种情况下的控制-输出传输函数，可以得出：
1) 低频极点(ω_{POLE})引起的交叉频率处斜率为-1；2) 补偿时必须使交叉频率处增益上升，使过零点处环路增益为零。由于上述第一条，过零点处补偿电路的增益必须保持平坦，使闭环增益在该处斜率为-1。

对于这种情况，建议补偿电路设计为II类补偿。零点的放置应确保零点处增益平坦，第二极点保证在过零点处产生相移。COMP与GND之间的补偿电路包括一个串联电阻(R_{COMP})和电容(C_{COMP1})，COMP与GND之间放置第二个电容(C_{COMP2})，与 R_{COMP} 和 C_{COMP1} 并联(见图11)。

补偿设计的第一步是选择零点所需的相位余量，并解决误差放大器相位漂移：

$$\phi_{ERROR_AMPLIFIER} = \phi_{MARGIN} - \phi_{CONTR_OUTPUT}$$

式中： ϕ_{MARGIN} 为零点处的相位余量， ϕ_{CONTR_OUTPUT} 为控制-输出(零点处)之间的相位偏差。

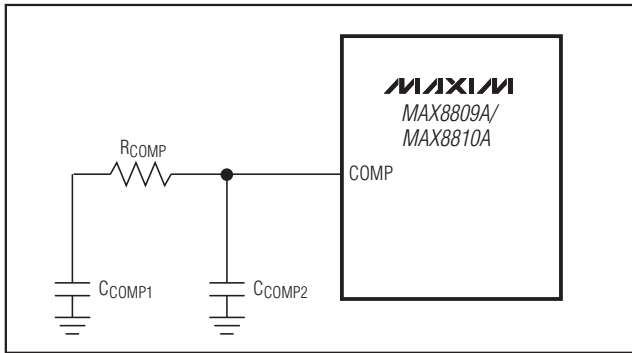


图11. II类补偿方案

下面确定下列公式中的常数K，下式可计算上面提到的误差放大器的相位漂移。K值决定误差放大器零点和高频极点相对于交叉频率的位置。

$$\phi_{ERROR_AMPLIFIER} = \left(\arctan(K) - \arctan\left(\frac{1}{K}\right) \right) \times \frac{180}{\pi} + 90$$

$$\omega_{ZERO_ERROR_AMPLIFIER} = \frac{2\pi \times f_{CROSSOVER}}{K}$$

$$\omega_{POLE_ERROR_AMPLIFIER} = 2\pi \times f_{CROSSOVER} \times K$$

补偿电路的低频传输函数可以简化为：

$$g_{MV} \times \left(R_{COMP} + \frac{1}{\omega \times C_{COMP1}} \right)$$

式中 g_{MV} 为误差放大器跨导。在过零点处， C_{COMP1} 实际短路，可以忽略。补偿电路必须提升增益，使过零点处环路增益为零。选择 R_{COMP} 时须考虑下列条件：

$$R_{COMP} = \frac{1}{g_{MV} \times |G_{CONTR_OUTPUT}(f_{CROSSOVER})|}$$

可以解出 C_{COMP1} 和 C_{COMP2} ：

$$C_{COMP1} = \frac{1}{\omega_{ZERO_ERROR_AMPLIFIER} \times R_{COMP}}$$

$$C_{COMP2} = \frac{1}{\omega_{POLE_ERROR_AMPLIFIER} \times R_{COMP}}$$

- 情况2: $\omega_{ZERO} < 2\pi \times f_{CROSSOVER} < \omega_{POLE-CM}$

式中， $\omega_{POLE-CM}$ 为采样效应产生的双极点频率。这种情况一般发生在使用高容量、高ESR输出电容(如2800 μ F/12m Ω (廉价电解电容)的条件下。

通过分析控制-输出传输函数，可以了解到：1) 过零点处斜率为零，因此补偿电路必须产生-1斜率的滚降；2) 补偿电路必须提升零点频率处的增益，使零点处环路增益为零。两个条件都可通过下式得到满足：

$$g_{MV} \times \frac{1}{2\pi \times f_{CROSSOVER} \times C_{COMP}} = \frac{1}{|G_{CONTR_OUTPUT}(f_{CROSSOVER})|}$$

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器，集成了双MOSFET驱动器

式中 g_{MV} 为误差放大器跨导， C_{COMP} 为误差放大器输出端 (COMP)与GND之间的电容。利用下式解出 C_{COMP} ：

$$C_{COMP} = g_{MV} \times \frac{I_{GCONTR_OUTPUT}(f_{CROSSOVER})}{2\pi \times f_{CROSSOVER}}$$

多负载电压编程(MAX8810A)

在有些应用中，需要实现多负载电压，这种需求可以通过在 R_{LL} 上并联开关控制的电阻来实现(图12)。在 R_{LL} 上并联电阻会增大负载电源的电阻。MAX8810A使用这种设计时，新增负载不会影响电压偏差，另外，也没有必要根据新的负载电压设置改变温度补偿。小信号n沟道MOSFET可使用开关S1和S2。

R_{LL1} 和 R_{OS} 由环路补偿设计中的方法确定。 R_{O1} 、 R_{O2} 和 R_{O3} 为所需要的负载阻抗。由下式计算 R_{LL2} 和 R_{LL3} ：

$$R_{COMP1} = R_{LL} \parallel R_{OS}$$

$$R_{LL2} = \frac{R_{COMP1} \times R_{COMP2}}{R_{COMP1} - R_{COMP2}}$$

其中：

$$R_{COMP2} = \frac{R_{O1}}{R_{O2}} \times R_{COMP1}$$

和：

$$R_{COMP1} = \frac{R_{LL1} \times R_{OS}}{R_{LL1} + R_{OS}}$$

$$R_{LL3} = \frac{R_{COMP2} \times R_{COMP3}}{R_{COMP2} - R_{COMP3}}$$

其中：

$$R_{COMP3} = \frac{R_{O2}}{R_{O3}} \times R_{COMP2}$$

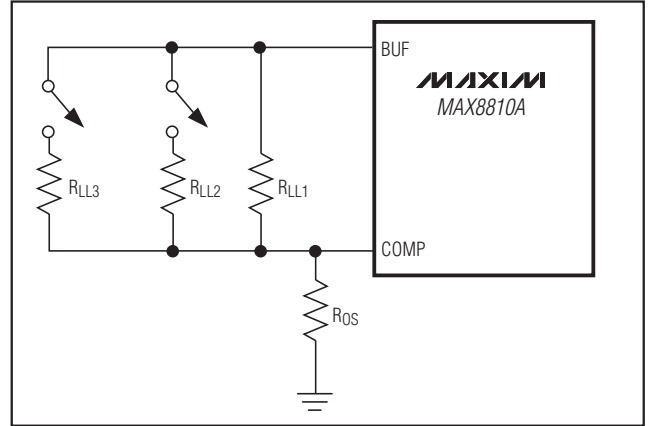


图12. 负载开关电路

设置电流限

限流门限决定了最大可用输出DC电流。选择输出电流限时应满足输出电容选择部分对OTF的要求。限流门限取决于 I_{LIM} 上的电压、电流检测电阻或输出电感的直流电阻：

$$V_{LIM} = G_{CA} \times R_{SENSE} \times \frac{I_{LIM}}{N}$$

式中 R_{SENSE} 为电流检测元件的电阻。由于MAX8809A和MAX8810A提供温度补偿的限流，所以必须使用室温下的 R_{SENSE} 值。 I_{LIM} 接REF和地之间电阻分压器的中心抽头，用来设置 V_{LIM} 。选择R1和R3(图13)，使分压网络的电流至少为10 μ A：

$$R1 + R3 < 200k\Omega$$

R1典型值为10k Ω ；R3由下式解出：

$$R3 = R1 \times \frac{V_{LIM}}{2 - V_{LIM}}$$

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

MAX8809A/MAX8810A

应用信息

PCB布局准则

在开关型DC-DC转换器的设计中，正确的PCB布局非常重要。将MOSFET、电感、输入/输出电容、电流检测电阻均置于PCB顶层。最好用一个大的地平面；将板上模拟地和功率地分开。确保模拟地与功率地的连接点远离功率地开关电流的区域。不要将模拟地环回单点接地；尽量使用多个直接接地过孔。在顶层将IC的GND接IC的散热焊盘。散热焊盘通过9个孔径至少10mil的过孔连接到地。

为帮助散热，将大功率元件(MOSFET和电感)置于大面积覆铜区上，或者使用散热片。大电流引线要短、宽、紧耦合，以减小引线电感和电阻。栅极驱动引线至少宽20mil，并尽可能短、紧耦合，以减小电磁干扰和由高频栅极电流引起的振铃。相邻DH_和LX_引线应紧耦合。将PGND_引脚用两个过孔(各一个)连接到控制器附近的地层。

干净的电流检测信号对成功设计电路板很重要。应始终将检流引线放置在底层。确保所有相邻引线(如CS1+、CS2+和CS12-)紧耦合。电流检测器件必须采用Kelvin连接。用电感DCR进行电流检测时，除滤波电容靠近控制IC外，所有电流检测元件应靠近电感，从而保证LX节点较高的di/dt所

产生的噪声远离电流检测信号和控制电路。为确保电流检测信号的完整性，底层上方的内层必须为接地层。

将VL_去耦电容置于顶层并靠近VL_脚。VL_去耦电容的负端接顶层的PGND_。BST电容应置于顶层并靠近控制器。必要时，驱动器引线上应使用双过孔，以减小电感。不要将PGND_引脚连接到顶层的散热焊盘。

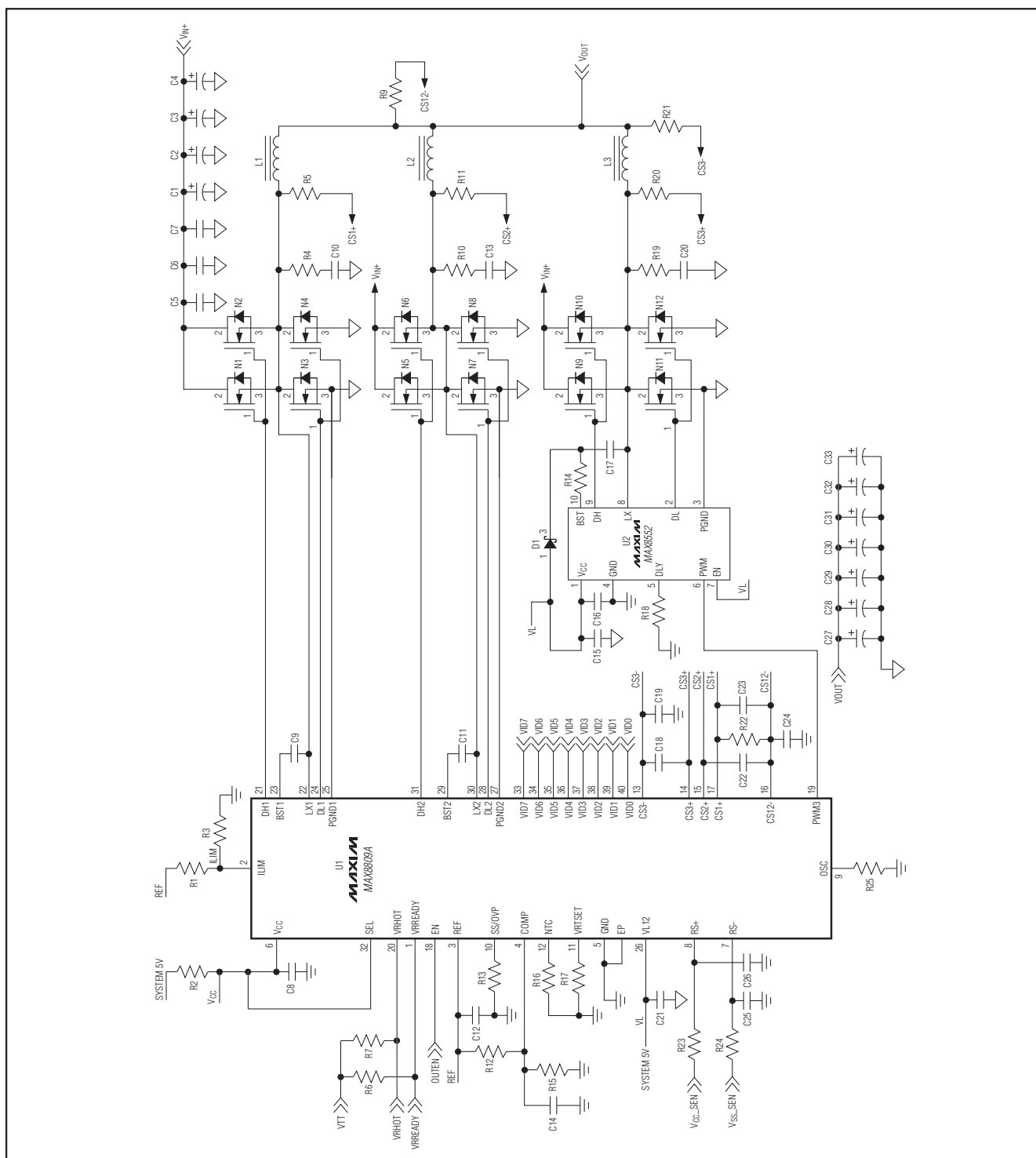
NTC热敏电阻应靠近温度最高的电感。使用双线、紧耦合返回控制器。为确保温度补偿精度，NTC的GND不能随便接到其它地线或返回控制器的地平面。

BUF电容、REF电容、VCC电容、电流检测去耦电容和远端检测去耦电容应尽量靠近MAX8809A/MAX8810A安装。所有去耦电容要直接连接到相应引脚。通过过孔进行层间连接时会产生寄生电感，削弱去耦电容的效果，如果无法避免，最好使用双过孔，以最大限度地减小寄生电感。

可以参考评估板布局以加快设计进程。

芯片信息

PROCESS: BiCMOS



VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

MAX8809A/MAX8810A

表 8. Intel VRD11 3相笔记本电脑应用电路元件清单(图 13)

COMPONENTS	DESCRIPTION	PART NUMBER
C1–C4	1500 μ F, 16V aluminum electrolytic capacitors	Rubycom 16VMBZ1500
C5, C6, C7	10 μ F, 16V X5R ceramic capacitors (1206)	Taiyo Yuden EMK316BJ106ML
C8, C15, C21	2.2 μ F, 10V X5R ceramic capacitors (0603)	Taiyo Yuden LMK107BJ225MA
C9, C11, C12, C16, C17	0.22 μ F, 16V X5R ceramic capacitors (0603)	Taiyo Yuden EMK107BJ224KA
C10, C13, C20	2200pF, 50V X7R ceramic capacitors (0603)	TDK C1608X7R1H222K
C14	68pF, 50V C0G ceramic capacitor (0603)	Kemet C0603C101J5GACTU
C18, C22, C23	0.22 μ F, 10V X5R ceramic capacitors (0603)	TDK C1608X5R1A224K
C19, C24, C25, C26	1000pF, 50V X7R ceramic capacitors (0603)	Kemet C0603C102J5RACTU
C27–C33	560 μ F, 4V, 7m Ω ESR OS-CON capacitors	Sanyo 4R5SEP560M
D1	30V, 200mA Schottky diode (SOT23)	Central Semiconductor CMPSH-3
L1, L2, L3	0.20 μ H, 30A toroid cores	Falco T50069
N1, N2, N5, N6, N9, N10	30V, 12m Ω n-channel logic MOSFETs (DPAK)	International Rectifier IRLR7821
N3, N4, N7, N8, N11, N12	30V, 4.5m Ω n-channel logic MOSFETs (DPAK)	International Rectifier IRLR7843
R1	10k Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
R2	10 Ω $\pm$ 5% resistor (0603)	—
R15	5.62k Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
R4, R9, R10, R19, R21	2.2 Ω $\pm$ 5% resistors (0603)	—
R5, R11, R20	1.62k Ω $\pm$ 1% resistors (0603)	—
R6, R7	680 Ω $\pm$ 1% resistors (0603)	—
R3, R12	8.06k Ω $\pm$ 1% resistors (0603)	—
R13	22k Ω $\pm$ 5% resistor (0603)	—
R14	0 Ω $\pm$ 5% resistor (0603)	—
R16	10k Ω NTC thermistor	Panasonic ERTJ1VR103
R17	61.9k Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
R18	7.1k Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
R22	Not installed	—
R23, R24	100 Ω $\pm$ 1% resistors (0603)	—
R25	220k Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
U1	VRD11, VRD10, and K8 Rev F 3-phase controller	Maxim MAX8809A
U2	High-speed, single-phase MOSFET driver	Maxim MAX8552

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

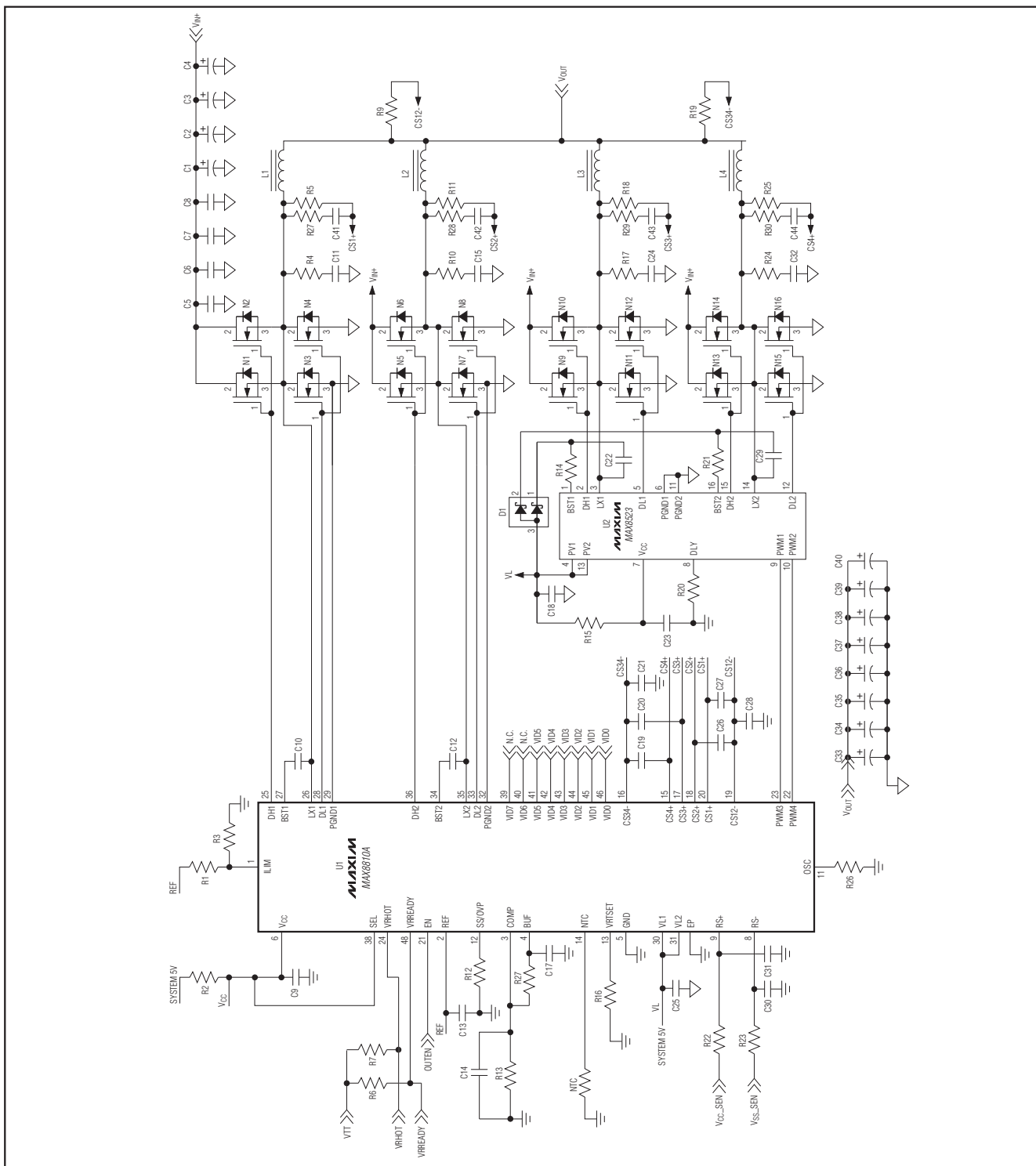


图14. 基于MAX8810A的Intel VRD11笔记本电脑应用电路——4相、115A

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

表9. Intel VRD11 4相笔记本电脑应用电路元件清单(图14)

COMPONENTS	DESCRIPTION	PART NUMBER
C1–C4	1500 μ F, 16V aluminum electrolytic capacitors	Rubycom 16VMBZ1500
C5–C8	10 μ F, 16V X5R ceramic capacitors (1206)	Taiyo Yuden EMK316BJ106ML
C9, C17, C18, C25	2.2 μ F, 10V X5R ceramic capacitors (0603)	Taiyo Yuden LMK107BJ225MA
C10, C12, C13, C22, C29	0.22 μ F, 16V X5R ceramic capacitors (0603)	Taiyo Yuden EMK107BJ224KA
C11, C15, C24, C32	2200pF, 50V X7R ceramic capacitors (0603)	TDK C1608X7R1H222K
C14	68pF, 50V C0G ceramic capacitor (0603)	Kemet C0603C101J5GACTU
C19, C20, C26, C27	0.22 μ F, 10V X5R ceramic capacitors (0603)	TDK C1608X5R1A224K
C21, C28, C30, C31	1000pF, 50V X7R ceramic capacitors (0603)	Murata C0603C102J5RACTU
C33–C40	560 μ F, 4V, 7m Ω ESR OS-CON capacitors	Sanyo 4R5SEP560M
D1	30V, 200mA Schottky diode (SOT23)	Central Semiconductor CMPSH-3A
L1–L4	0.20 μ H, 30A toroid cores	Falco T50069
N1, N2, N5, N6, N9, N10, N13, N14	30V, 12m Ω n-channel logic MOSFETs (DPAK)	International Rectifier IRLR7821
N3, N4, N7, N8, N11, N12, N15, N16	30V, 4.5m Ω n-channel logic MOSFETs (DPAK)	International Rectifier IRLR7843
R1	10k Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
R2, R15	10 Ω $\pm$ 5% resistors (0603)	—
R3	7.15 Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
R4, R9, R10, R17, R19, R24	2.2 Ω $\pm$ 5% resistors (0603)	—
R5, R11, R18, R25	1.62k Ω $\pm$ 1% resistors (0603)	—
R6, R7	680 Ω $\pm$ 1% resistors (0603)	—
R12	22.0k Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
R13	26.1k Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
R14, R21	0 Ω $\pm$ 5% resistors (0603)	—
R16	61.9k Ω , $\pm$ 1% resistor (0603)	—
R20	7.17 Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
R22, R23	100 Ω $\pm$ 1% resistors (0603)	—
R26	160k Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
R27	2.87k Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
NTC	10k Ω NTC thermistor	Panasonic ERTJ1VR103
U1	VRD11, VRD10, and K8 Rev F 4-phase controller	Maxim MAX8810A
U2	High-speed, dual-phase MOSFET driver	Maxim MAX8523

MAX8809A/MAX8810A

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

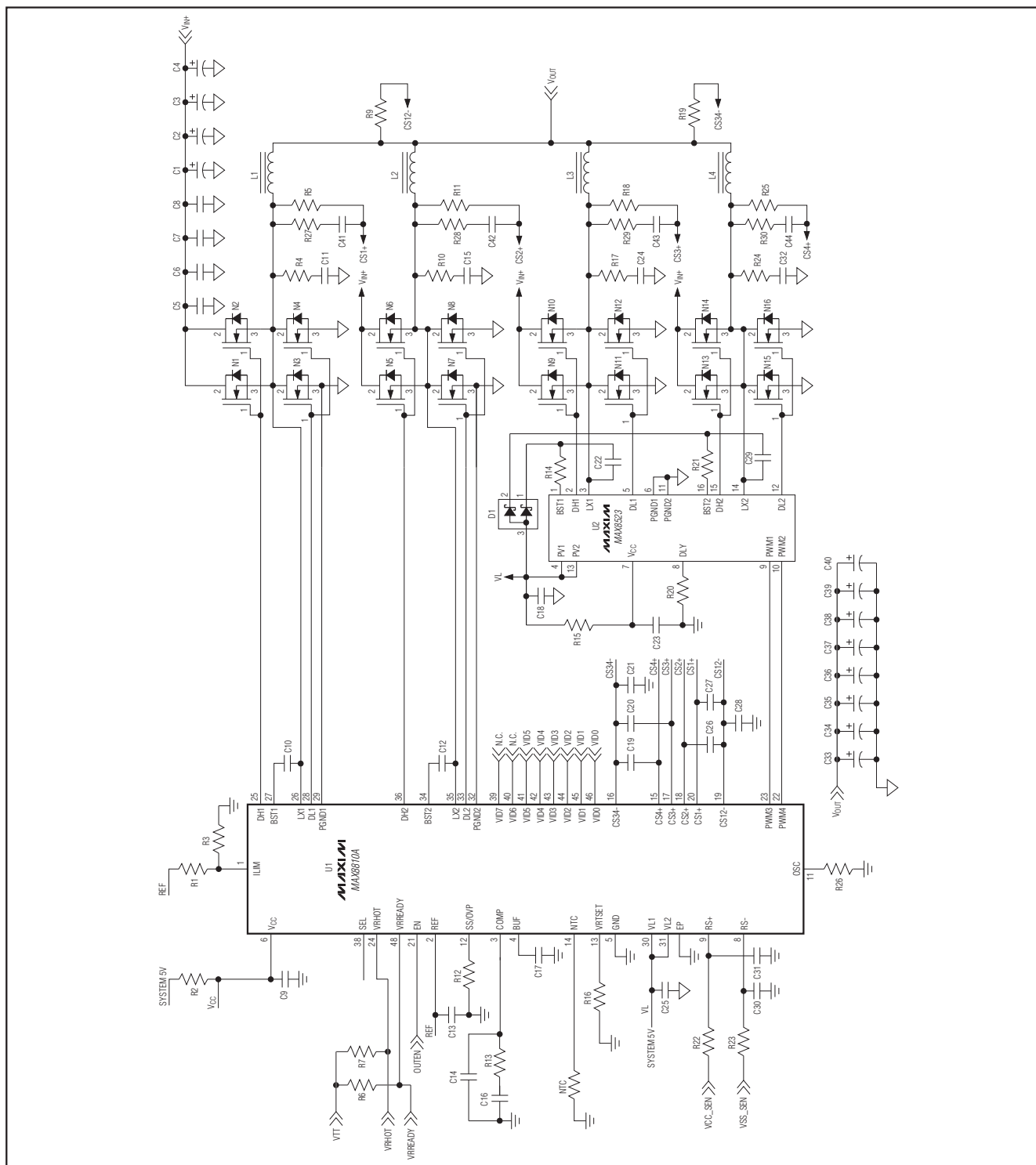


图15. 基于MAX8810A的AMD K8 Rev F笔记本电脑应用电路——4相、115A

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

表 10. AMD K8 Rev F 笔记本电脑应用电路元件清单(图 15)

COMPONENTS	DESCRIPTION	PART NUMBER
C1–C4	1500 μ F, 16V aluminum electrolytic capacitors	Rubycom 16VMBZ1500
C5–C8	10 μ F, 16V X5R ceramic capacitors (1206)	Taiyo Yuden EMK316BJ106ML
C9, C17, C18, C25	2.2 μ F, 10V X5R ceramic capacitors (0603)	Taiyo Yuden LMK225BJ225ML
C10, C12, C13, C22, C29	0.22 μ F, 10V X5R ceramic capacitors (0603)	Taiyo Yuden EMK107BJ224KA
C11, C15, C24, C32	2200pF, 50V X7R ceramic capacitors (0603)	TDK C1608X7R1H222K
C14	Not installed (0603)	—
C16	0.015 μ F, 50V C0G ceramic capacitor (0603)	Murata GRM39X7R153K50
C19, C20, C23, C26, C27	0.22 μ F, 10V X5R ceramic capacitors (0603)	TDK C1608X5R1A224K
C21, C28, C30, C31	1000pF, 50V X7R ceramic capacitors (0603)	Kemet C0603C102J5RACTU
C33–C40	2200 μ F, 6.3V, 12m Ω ESR aluminum electrolytic capacitors	Rubycon 6.3VMBZ2200
C41–C44	Not installed (0603)	—
D1	30V, 200mA Schottky diode (SOT23)	Central Semiconductor CMPSH-3A
L1–L4	0.28 μ H, 30A toroid cores	Falco T50183
N1, N2, N5, N6, N9, N10, N13, N14	30V, 12m Ω n-channel logic MOSFETs (DPAK)	International Rectifier IRLR7821
N3, N4, N7, N8, N11, N12, N15, N16	30V, 4.5m Ω n-channel logic MOSFETs (DPAK)	International Rectifier IRLR7843
R1	10k Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
R2, R15	10 Ω $\pm$ 5% resistors (0603)	—
R3	7.15k Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
R4, R9, R10, R17, R19, R24	2.2 Ω $\pm$ 5% resistors (0603)	—
R5, R11, R18, R25	1.62k Ω $\pm$ 1% resistors (0603)	—
R6, R7	680 Ω $\pm$ 1% resistors (0603)	—
R12	22.0k Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
R13	4.32k Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
R14, R21	0 Ω $\pm$ 5% resistors (0603)	—
R16	61.9k Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
R20	7.10k Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
R22, R23	100 Ω $\pm$ 11% resistors (0603)	—
R26	160k Ω $\pm$ 1% resistor (0603)	—
R27–R30	Not installed (0603)	—
NTC	10k Ω NTC thermistor	Panasonic ERTJ1VR103
U1	VRD11, VRD10, and K8 Rev F 4-phase	Maxim MAX8810A
U2	High-speed, dual-phase MOSFET driver	Maxim MAX8523

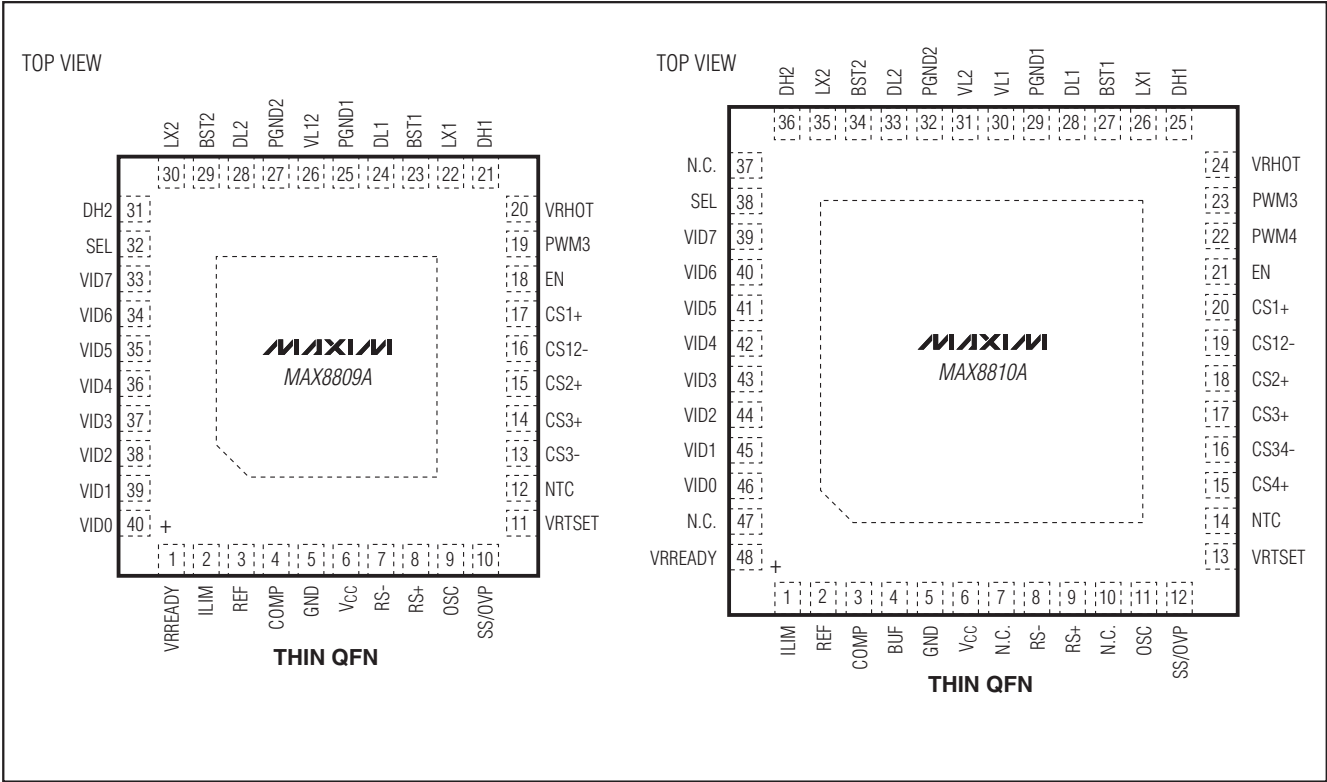
MAX8809A/MAX8810A

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

表 11. 推荐元件供应商

COMPONENT SUPPLIER	PHONE	FAX	WEBSITE
BI Technologies	714-447-2300	714-388-0046	www.bitechnologies.com
Falco	305-662-7276	928-752-3256	www.falco.com
International Rectifier	310-252-7105	310-252-7903	www.irf.com
Kemet	864-963-6300	408-986-1442	www.kemet.com
Murata	770-436-1300	770-436-3030	www.murata.com
Pulse	215-781-6400	215-781-6403	www.pulseeng.com
Panasonic	800-344-2112	—	www.panasonic.com
Sanyo	619-661-6835	619-661-1055	www.sanyo.com
Taiyo Yuden	81-3-3833-5441	81-3-3835-4754	www.t-yuden.com
TDK	408-437-9585	408-437-9591	www.component.tdk.com

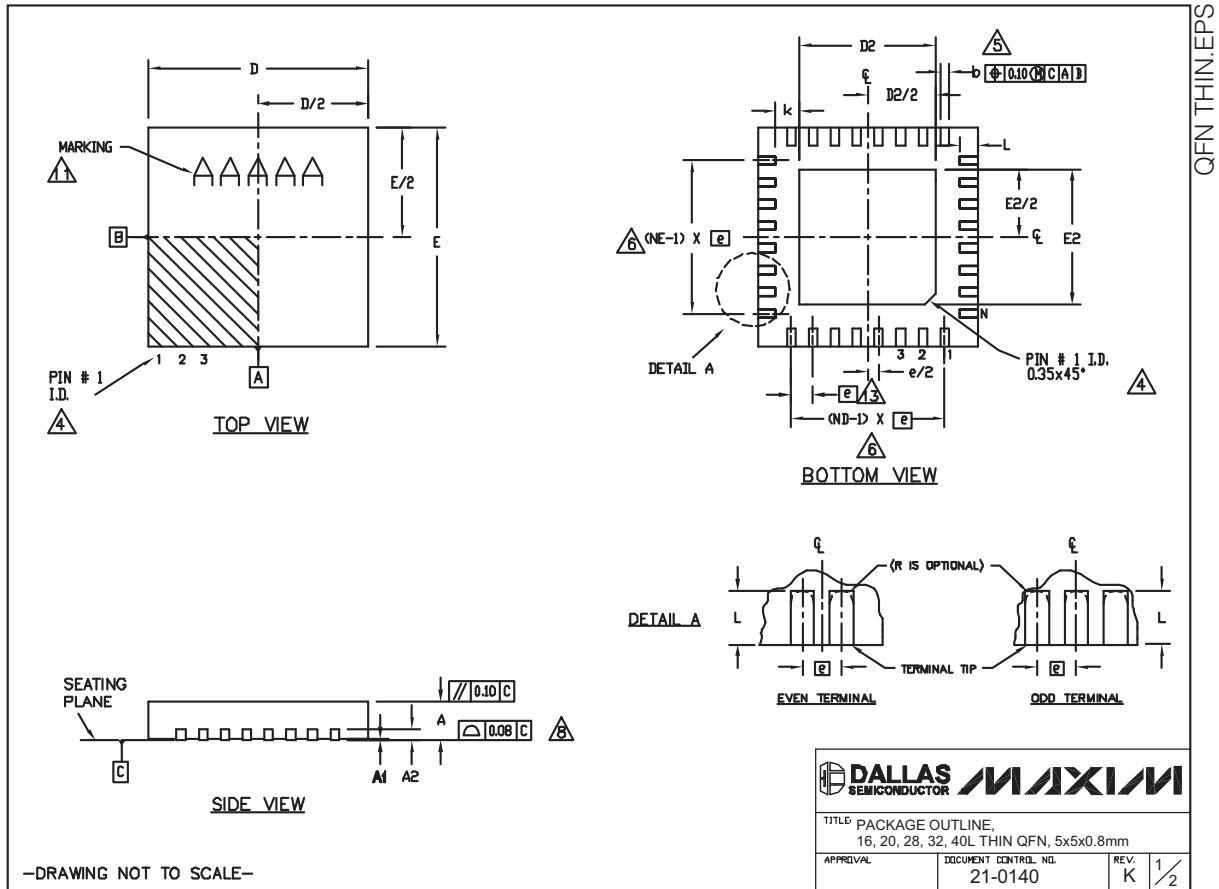
引脚配置



VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

封装信息

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



MAX8809A/MAX8810A

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

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.)

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	VHBB			VHHC			VHHD-1			VHHD-2			-----		

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 JEDEC 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.
- DEPOPULATION IS POSSIBLE IN A SYMMETRICAL FASHION.
- COPLANARITY APPLIES TO THE EXPOSED HEAT SINK SLUG AS WELL AS THE TERMINALS.
- DRAWING CONFORMS TO JEDEC MO220, EXCEPT EXPOSED PAD DIMENSION FOR T2855-3, T2855-6, T4055-1 AND T4055-2.
- WARPAGE SHALL NOT EXCEED 0.10 mm.
- MARKING IS FOR PACKAGE ORIENTATION REFERENCE ONLY.
- 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-

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
T2055M-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
T3255M-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



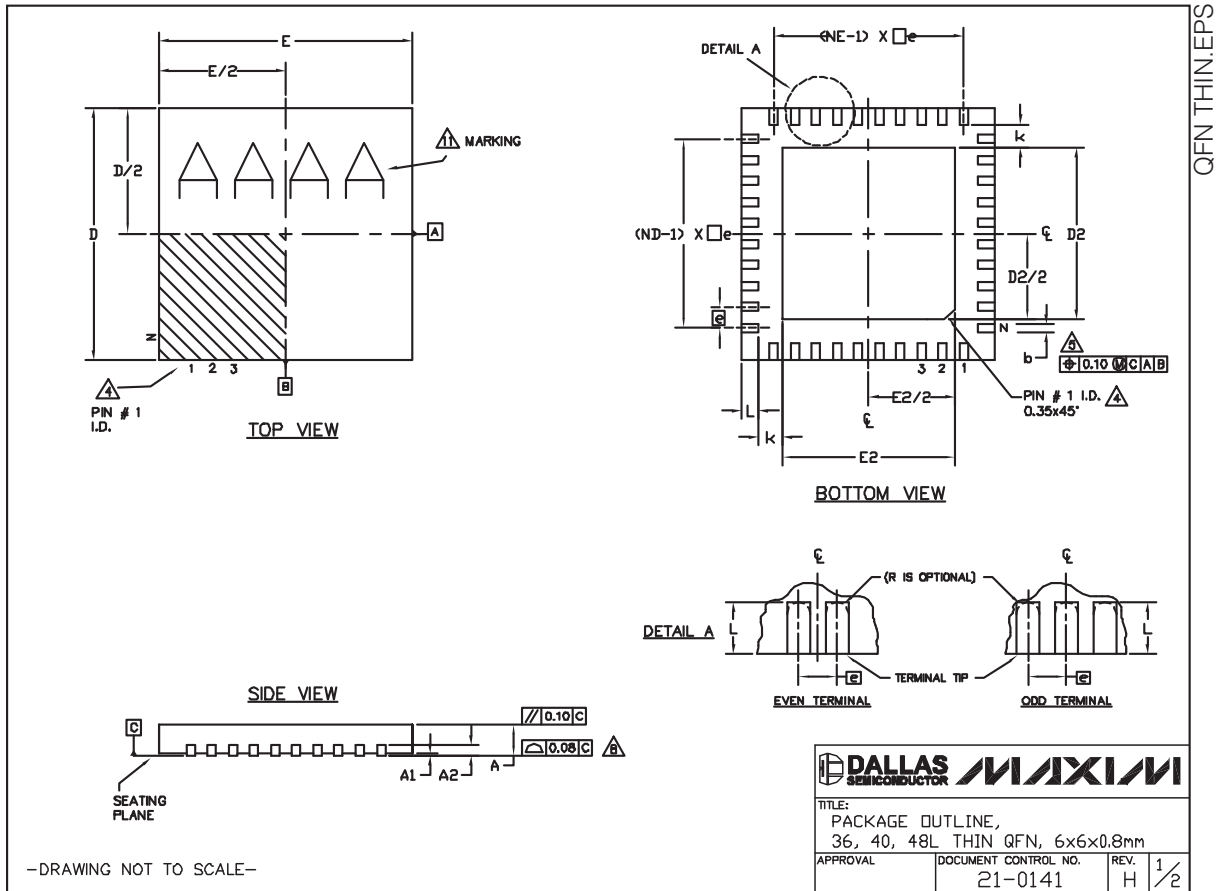
TITLE PACKAGE OUTLINE,
16, 20, 28, 32, 40L THIN QFN, 5x5x0.8mm

APPROVAL	DOCUMENT CONTROL NO. 21-0140	REV. K	2/2
----------	---------------------------------	--------	-----

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

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.)



MAX8809A/MAX8810A

VRD11/VRD10、K8 Rev F 2/3/4相PWM控制器， 集成了双MOSFET驱动器

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.)

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
T3666MN-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.

DALLAS SEMICONDUCTOR MAXIM

TITLE:
PACKAGE OUTLINE,
36, 40, 48L THIN QFN, 6x6x0.8mm

APPROVAL
21-0141

REV.
H

2/2

—DRAWING NOT TO SCALE—

修订历史
Rev 1中的修改页：1-6、8、13-16、19、20、22、30-37、40、43。

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。