

单路Quick-PWM降压型控制器，
提供动态REFIN

概述

MAX17024脉宽调制(PWM)控制器具有高效率、出色的瞬态响应和极高的直流输出精度，能够将较高的电池电压降压转换成笔记本电脑所需的低电压核电源或芯片组/RAM的偏置电源。采用动态REFIN控制输出电压，该动态电压支持0至2V输入电压范围。REFIN调节与反馈输入端的电阻分压器相结合，可将MAX17024输出电压设置在0至 $0.9 \times V_{IN}$ 之间。

Maxim专有的Quick-PWM™快速响应、固定导通时间PWM控制模式，可以轻松应对宽输入/输出电压比(低占空比应用)，并对负载瞬变提供100ns的“立即导通”响应，同时保持相对固定的开关频率。强大的驱动能力使MAX17024能够有效地驱动较大的同步整流MOSFET。

控制器通过检测流过同步整流器的串联检流电阻的电流，实现高精度的谷电流限制保护。

MAX17024包含电压控制的软启动和软关断，有效抑制输入浪涌电流，使供电电压单调上升(即使对于预充电的输出)，并提供可预置的上电时间。控制器还具有输出欠压和过热保护功能。

MAX17024采用微型14引脚、3mm x 3mm TDFN封装。对空间受限的应用可以选用MAX17016单路降压控制器(内置26V MOSFET，支持10A连续负载)，MAX17016采用小尺寸40引脚、6mm x 6mm TQFN封装。

应用

笔记本电脑

I/O和芯片组电源

GPU核电源

DDR存储器——VDDQ或VTT

负载点应用

降压型电源

特性

- ◆ Quick-PWM架构具有快速瞬态响应
- ◆ 支持任何输出电容
 - 使用聚合物/钽电容时无需补偿
 - 使用陶瓷输出电容时，采用外部补偿实现稳定工作
- ◆ $2V \pm 10mV$ 精密基准
- ◆ 动态可调输出电压(范围为0至 $0.9 \times V_{IN}$)
 - 反馈输入调节到0至2V REFIN电压
 - 在整个输入电源和负载变化范围内， V_{OUT} 精度为0.5%
- ◆ 最大输入电压额定值为26V
- ◆ 电阻可编程开关频率
- ◆ 欠压/过热保护
- ◆ 电压软启动和软关断
- ◆ 单调的上电过程，允许预先对输出充电
- ◆ 电源就绪窗比较器

订购信息

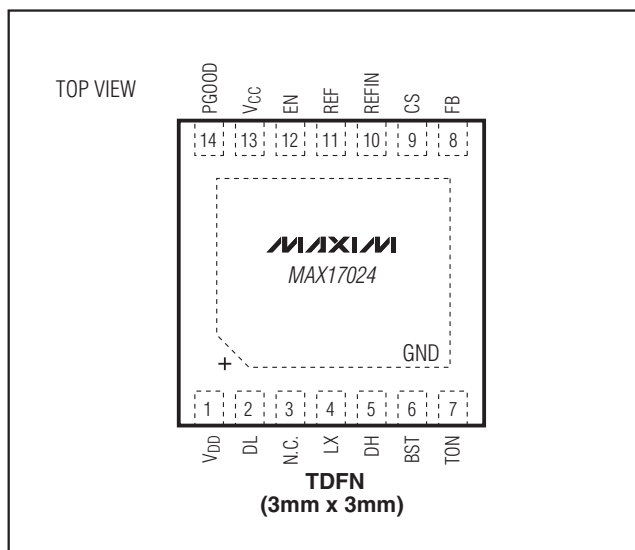
PART	PIN-PACKAGE	PKG CODE	TOP MARK
MAX17024ETD+	14 TDFN-EP* 3mm x 3mm	T1433-1	ADO

注：器件工作在-40°C至+85°C温度范围。

+表示无铅封装。

*EP = 裸焊盘。

引脚配置



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

单路Quick-PWM降压型控制器, 提供动态REFIN

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

TON to GND	-0.3V to +28V	DH to LX	-0.3V to (V _{BST} + 0.3V)
V _{DD} to GND	-0.3V to +6V	REF Short Circuit to GND	Continuous
V _{CC} to GND	-0.3V to (V _{DD} + 0.3V)	Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)	
EN, PGOOD to GND	-0.3V to +6V	14-Pin 3mm x 3mm TDFN	
REF, REFIN to GND	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)	(derated 24.4mW/°C above +70°C)	1951mW
CS, FB to GND	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)	Operating Temperature Range (extended)	-40°C to +85°C
DL to GND	-0.3V to (V _{DD} + 0.3V)	Junction Temperature	+150°C
BST to GND	(V _{DD} - 0.3V) to +34V	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
BST to LX	-0.3V to +6V	Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
BST to V _{DD}	-0.3V to +28V		

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 1, V_{IN} = 12V, V_{DD} = V_{CC} = V_{EN} = 5V, REFIN = REF. T_A = **0°C to +85°C**, unless otherwise specified. Typical values are at T_A = +25°C.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
PWM CONTROLLER							
Input Voltage Range	V _{IN}			2		26	V
Quiescent Supply Current (V _{DD})	I _{DD} + I _{CC}	FB forced above REFIN			0.7	1.2	mA
Shutdown Supply Current (V _{DD})	I _{SHDN}	EN = GND, T _A = +25°C			0.1	2	μA
V _{DD} -to-V _{CC} Resistance	R _{CC}				20		Ω
On-Time	t _{ON}	V _{IN} = 12V, V _{FB} = 1.0V (Note 3)	R _{TON} = 97.5kΩ (600kHz)	118	139	160	ns
			R _{TON} = 200kΩ (300kHz)	250	278	306	
			R _{TON} = 302.5kΩ	354	417	480	
Minimum Off-Time	t _{OFF(MIN)}	(Note 3)			200	300	ns
TON Shutdown Supply Current		EN = GND, V _{TON} = 26V, V _{CC} = 0V or 5V, T _A = +25°C			0.01	1	μA
REFIN Voltage Range	V _{REFIN}	(Note 2)		0		V _{REF}	V
REFIN Input Current	I _{REFIN}	REFIN = 0.5V to 2V, T _A = +25°C		-50		+50	nA
FB Voltage Range	V _{FB}	(Note 2)		0		V _{REF}	V
FB Voltage Accuracy	V _{FB}	V _{REFIN} = 0.5V, measured at FB, V _{IN} = 2V to 26V	T _A = +25°C	0.495	0.5	0.505	V
			T _A = 0°C to +85°C	0.493		0.507	
		V _{REFIN} = 1.0V	T _A = +25°C	0.995	1.0	1.005	
			T _A = 0°C to +85°C	0.993		1.007	
		V _{REFIN} = 2.0V	T _A = 0°C to +85°C	1.990	2.0	2.010	
FB Input Bias Current	I _{FB}	0.5V to 2.0V, T _A = +25°C		-0.1		+0.1	μA
FB Output Low Voltage		I _{SINK} = 3mA				0.4	V
Load-Regulation Error		V _{CS} = 2mV to 20mV			0.1		%
Line-Regulation Error		V _{CC} = 4.5V to 5.5V, V _{IN} = 4.5V to 26V			0.25		%
Soft-Start/Stop Slew Rate	SS _{SR}	Rising/falling edge on EN		0.4	1.2	2.2	mV/μs
Dynamic REFIN Slew Rate	DYN _{SR}	Rising edge on REFIN		3	9.45	18	mV/μs

单路 Quick-PWM 降压型控制器， 提供动态 REFIN

MAX17024

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = V_{CC} = V_{EN} = 5V$, $REFIN = REF$. $T_A = 0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise specified. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
REFERENCE							
Reference Voltage	VREF	VCC = 4.5V to 5.5V	No load	1.990	2.00	2.010	V
			IREF = -10μA to +50μA	1.98	2.00	2.02	
FAULT DETECTION							
Upper PGOOD Trip Threshold	VPGOOD_H	With respect to the internal target voltage (error comparator threshold); rising edge; hysteresis = 50mV		250	300	350	mV
		Dynamic transition		VREF + 0.30			V
		Minimum VPGOOD_H threshold		0.7			
Lower PGOOD Trip Threshold	VPGOOD_L	With respect to the internal target voltage (error comparator threshold) falling edge; hysteresis = 50mV		-240	-200	-160	mV
Output Undervoltage Fault-Propagation Delay	tUVP	FB forced 25mV below VPGOOD_L trip threshold		100	200	350	μs
PGOOD Propagation Delay	tPGOOD	VPGOOD_L falling edge, 25mV overdrive		5			μs
		VPGOOD_H rising edge, 25mV overdrive		5			
		Startup delay		100	200	350	
PGOOD Output Low Voltage		ISINK = 3mA		0.4			V
PGOOD Leakage Current	IPGOOD	FB = REFIN (PGOOD high impedance), PGOOD forced to 5V, TA = +25°C		1			μA
Dynamic REFIN Transition Fault Blanking Threshold		Fault blanking initiated; REFIN deviation from the internal target voltage (error comparator threshold); hysteresis = 10mV		±50			mV
Thermal-Shutdown Threshold	TSHDN	Hysteresis = 15°C		160			°C
VCC Undervoltage Lockout Threshold	VUVLO(VCC)	Rising edge, PWM disabled below this level; hysteresis = 100mV		3.95	4.2	4.45	V
CURRENT LIMIT							
Current-Limit Threshold	VCS			18	20	22	mV
Current-Limit Threshold (Negative)	VINEG			-24			mV
Current-Limit Threshold (Zero Crossing)	VZX	VGND - VCS		1			mV
CS Input Current	ICS	VCS = ±200mV, TA = +25°C		-1	+1		μA

单路Quick-PWM降压型控制器, 提供动态REFIN

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = V_{CC} = V_{EN} = 5V$, $REFIN = REF$. $T_A = 0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise specified. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
GATE DRIVERS						
DH Gate Driver On-Resistance	$R_{ON(DH)}$	BST - LX forced to 5V	Low state	1.2	3.5	Ω
			High state (pullup)	1.2	3.5	
DL Gate Driver On-Resistance	$R_{ON(DL)}$	High state (pullup)		1.7	4	Ω
		Low state (pulldown)		0.9	2	
DH Gate Driver Source/ Sink Current	I_{DH}	DH forced to 2.5V, BST - LX forced to 5V		1.5		A
DL Gate Driver Source Current	$I_{DL(SOURCE)}$	DL forced to 2.5V		1		A
DL Gate Driver Sink Current	$I_{DL(SINK)}$	DL forced to 2.5V		2.4		A
Driver Propagation Delay		DH low to DL high	10	25		ns
		DL low to DH high	15	35		
DL Transition Time		DL falling, $C_{DL} = 3nF$		20		ns
		DL rising, $C_{DL} = 3nF$		20		
DH Transition Time		DH falling, $C_{DH} = 3nF$		20		ns
		DH rising, $C_{DH} = 3nF$		20		
Internal BST Switch On-Resistance	R_{BST}	$I_{BST} = 10mA$, $V_{DD} = 5V$		4	7	Ω
INPUTS AND OUTPUTS						
EN Logic-Input Threshold	V_{EN}	EN rising edge, hysteresis = 450mV (typ)	1.20	1.7	2.20	V
EN Logic-Input Current	I_{EN}	EN forced to GND or V_{DD} , $T_A = +25^{\circ}C$	-0.5		+0.5	μA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = V_{CC} = V_{EN} = 5V$, $REFIN = REF$. $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise specified.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	MAX	UNITS
PWM CONTROLLER						
Input Voltage Range	V _{IN}			2	26	V
Quiescent Supply Current (V _{DD})	I _{DD} + I _{CC}	FB forced above REFIN		1.2		mA
On-Time	t _{ON}	V _{IN} = 12V, V _{FB} = 1.0V (Note 3)	R _{TON} = 97.5kΩ (600kHz)	115	163	ns
			R _{TON} = 200kΩ (300kHz)	250	306	
			R _{TON} = 302.5kΩ (200kHz)	348	486	
Minimum Off-Time	t _{OFF(MIN)}	(Note 3)		350		ns
REFIN Voltage Range	V _{REFIN}	(Note 2)		0	V _{REF}	V
FB Voltage Range	V _{FB}	(Note 2)		0	V _{REF}	V
FB Voltage Accuracy	V _{FB}	Measured at FB, V _{IN} = 2V to 26V	V _{REFIN} = 0.5V	0.49	0.51	V
			V _{REFIN} = 1.0V	0.99	1.01	
			V _{REFIN} = 2.0V	1.985	2.015	
FB Output Low Voltage		I _{SOURCE} = 3mA		0.4		V

单路 Quick-PWM 降压型控制器， 提供动态 REF_{IN}

MAX17024

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = V_{CC} = V_{EN} = 5V$, $REF_{IN} = REF$. $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise specified.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	MAX	UNITS
REFERENCE					
Reference Voltage	V_{REF}	$V_{DD} = 4.5V$ to $5.5V$	1.985	2.015	V
FAULT DETECTION					
Upper PGOOD Trip Threshold	V_{PGOOD_H}	With respect to the internal target voltage (error comparator threshold) rising edge; hysteresis = 50mV	250	350	mV
Lower PGOOD Trip Threshold	V_{PGOOD_L}	With respect to the internal target voltage (error comparator threshold) falling edge; hysteresis = 50mV	-240	-160	mV
Output Undervoltage Fault-Propagation Delay	t_{UVP}	FB forced 25mV below V_{PGOOD_L} trip threshold	80	400	μs
PGOOD Output Low Voltage		$I_{SINK} = 3mA$		0.4	V
V_{CC} Undervoltage Lockout Threshold	$V_{UVLO(VCC)}$	Rising edge, PWM disabled below this level, hysteresis = 100mV	3.95	4.45	V
CURRENT LIMIT					
Current-Limit Threshold	V_{CS}		17	23	mV
GATE DRIVERS					
DH Gate Driver On-Resistance	$R_{ON(DH)}$	BST - LX forced to 5V	Low state (pulldown)	3.5	Ω
			High state (pullup)	3.5	
DL Gate Driver On-Resistance	$R_{ON(DL)}$	High state (pullup)		4	Ω
		Low state (pulldown)		2	
Internal BST Switch On-Resistance	R_{BST}	$I_{BST} = 10mA$, $V_{DD} = 5V$		7	Ω
INPUTS AND OUTPUTS					
EN Logic-Input Threshold	V_{EN}	EN rising edge hysteresis = 450mV (typ)	1.20	2.20	V

Note 1: Limits are 100% production tested at $T_A = +25^{\circ}C$. Maximum and minimum limits over temperature are guaranteed by design and characterization.

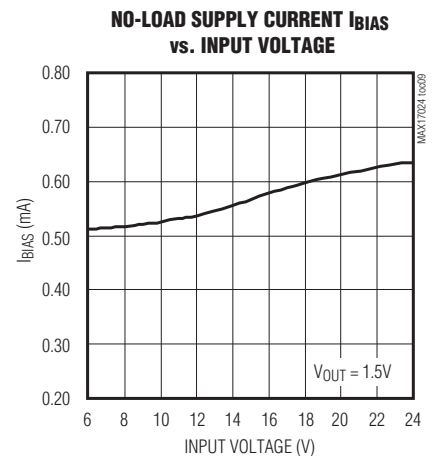
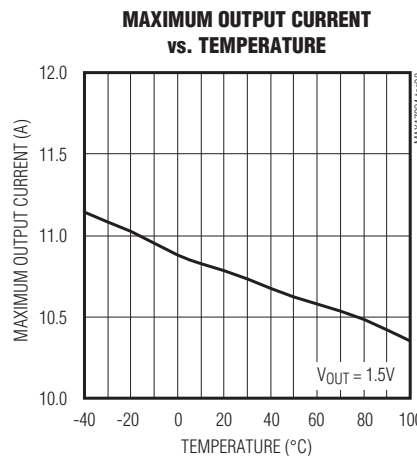
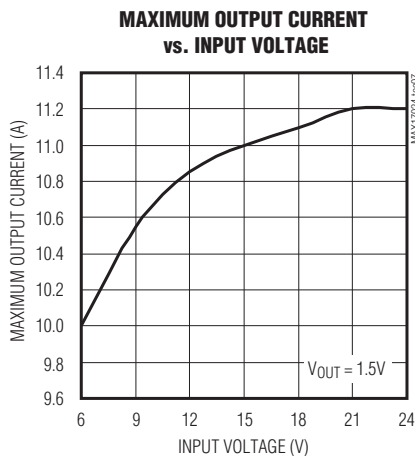
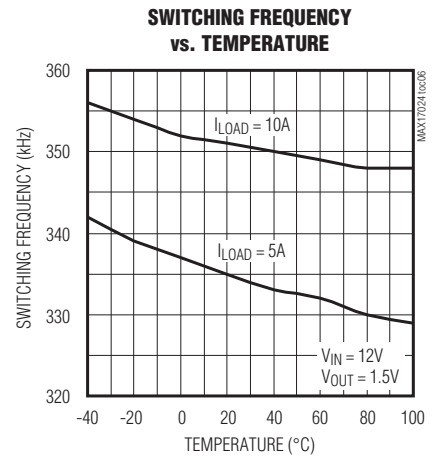
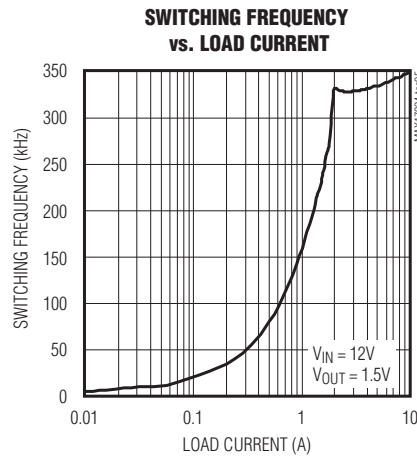
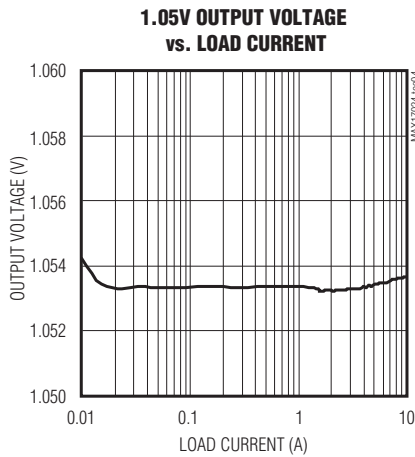
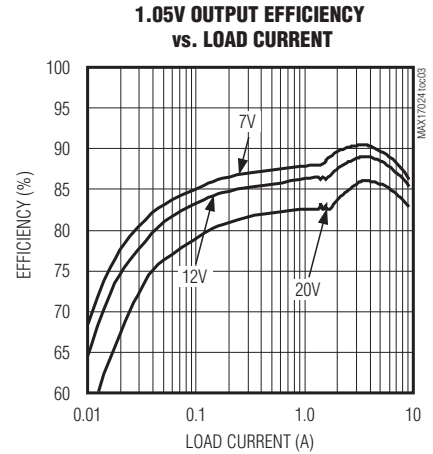
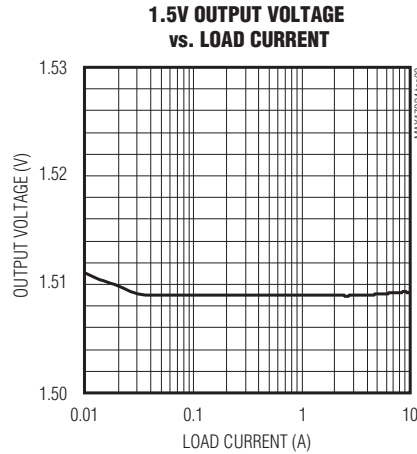
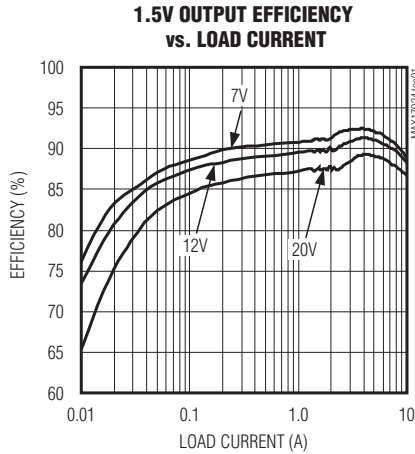
Note 2: The 0 to 0.5V range is guaranteed by design, not production tested.

Note 3: On-time and off-time specifications are measured from 50% point to 50% point at the DH pin with $LX = GND$, $V_{BST} = 5V$, and a 250pF capacitor connected from DH to LX. Actual in-circuit times can differ due to MOSFET switching speeds.

单路Quick-PWM降压型控制器， 提供动态REFIN

典型工作特性

(MAX17024 Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = 5V$, $R_{TON} = 200k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



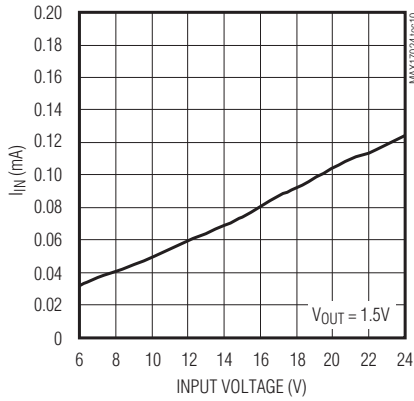
单路Quick-PWM降压型控制器， 提供动态REFIN

典型工作特性(续)

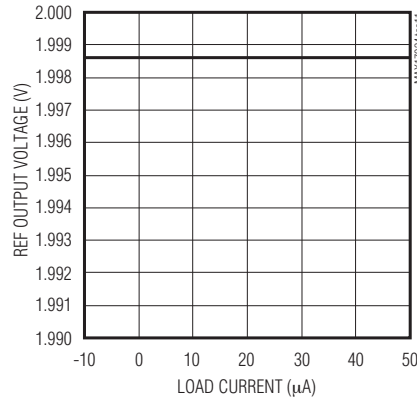
(MAX17024 Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = 5V$, $R_{TON} = 200k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

MAX17024

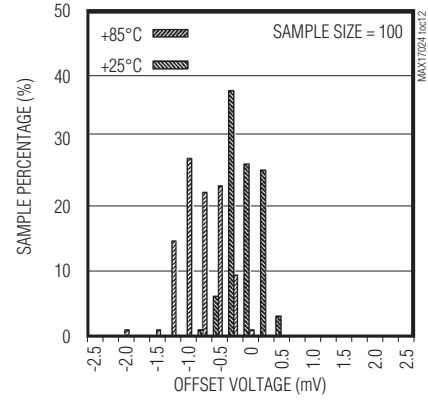
**NO-LOAD SUPPLY CURRENT I_{IN}
vs. INPUT VOLTAGE**



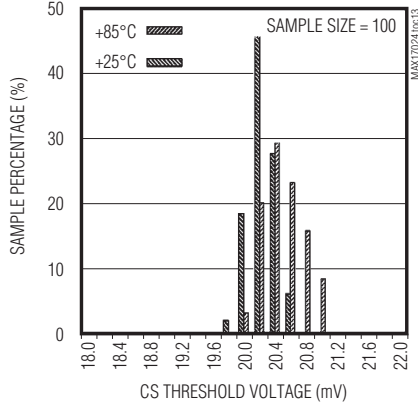
**REF OUTPUT VOLTAGE
vs. LOAD CURRENT**



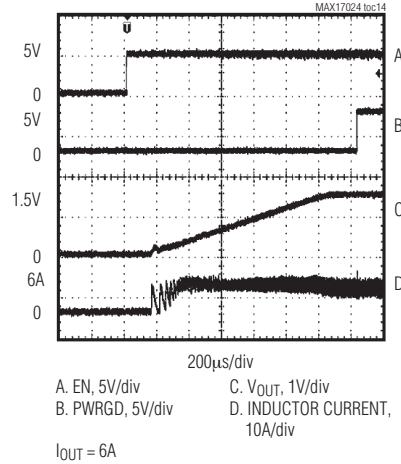
**REFIN-TO-FB OFFSET
VOLTAGE DISTRIBUTION**



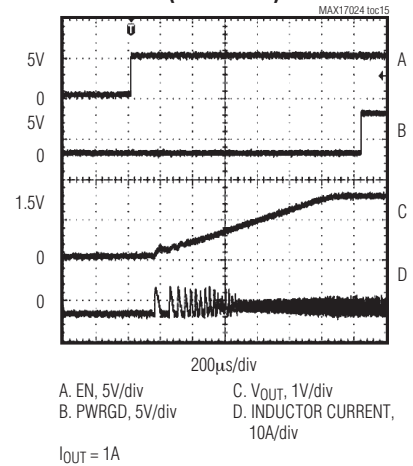
**CURRENT-LIMIT THRESHOLD
VOLTAGE DISTRIBUTION**



**SOFT-START WAVEFORM
(HEAVY LOAD)**



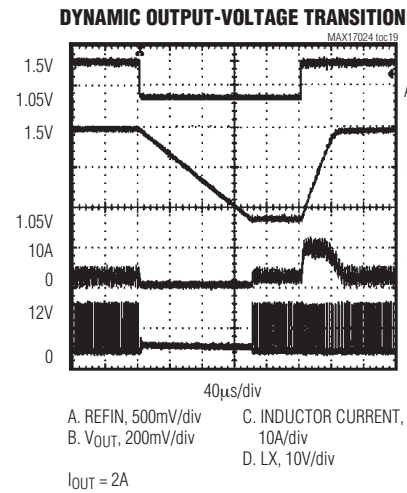
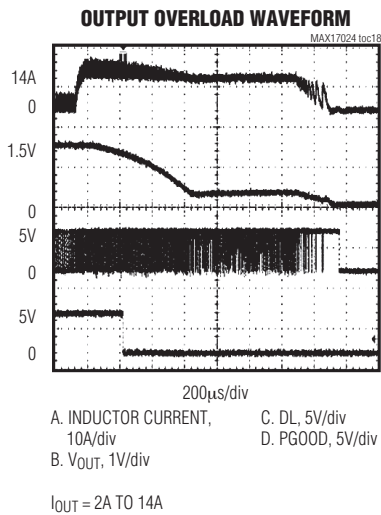
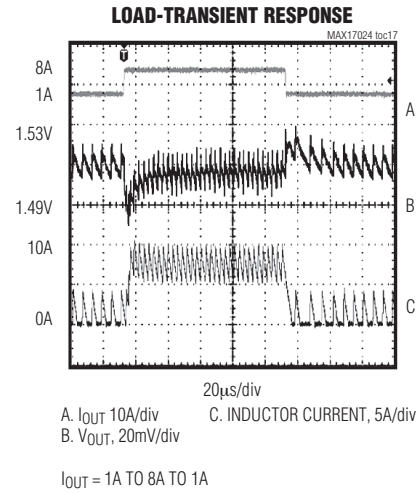
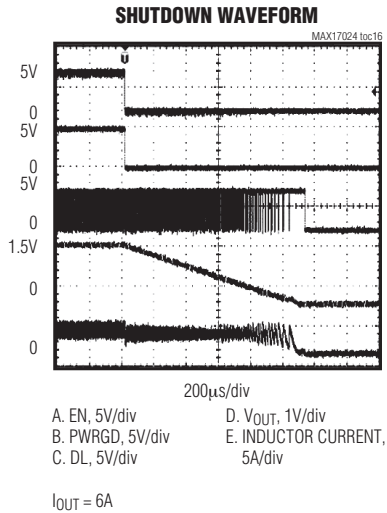
**SOFT-START WAVEFORM
(LIGHT LOAD)**



单路Quick-PWM降压型控制器, 提供动态REFIN

典型工作特性(续)

(MAX17024 Circuit of Figure 1, $V_{IN} = 12V$, $V_{DD} = 5V$, $R_{TON} = 200k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



单路Quick-PWM降压型控制器， 提供动态REFIN

引脚说明

MAX17024

引脚	名称	功能
1	V _{DD}	DL栅极驱动器电源电压输入。连接至系统电源(+4.5V至+5.5V)，采用1μF或更大的陶瓷电容将V _{DD} 旁路至功率地。
2	DL	低边栅极驱动器，DL电压摆幅为GND至V _{DD} 。MAX17024在V _{CC} UVLO和REFOK锁定情况下，强制DL为低电平。
3	N.C.	没有连接。
4	LX	电感连接端。LX连接至电感的开关侧，如图1所示。
5	DH	高边栅极驱动器，DH电压摆幅为LX至BST。MAX17024在控制器禁止时，将DH拉为低电平。
6	BST	自举飞电容连接端。如图1所示，连接至外部0.1μF 6V电容，MAX17024包含一个内部自举开关/二极管(见图2)。
7	TON	开关频率设置输入。输入电源和TON之间的外部电阻按照下式设置开关周期(T _{SW} = 1 / f _{SW})： $T_{SW} = C_{TON}(R_{TON} + 6.5k\Omega)\left(\frac{V_{FB}}{V_{OUT}}\right)$ 其中，正常工作条件下C _{TON} = 16.26pF，V _{FB} = V _{REFIN} 。如果TON电流降至10μA以下，MAX17024关断并进入高阻态。TON在关断模式下为高阻态。
8	FB	反馈电压检测连接端。当输出电压小于2V时，直接连接至输出电容的正端，如图1所示。对于大于2V的固定输出电压，将REFIN连接至REF，并用电阻分压器设置输出电压(图4)。FB通过检测输出电压确定高边开关MOSFET的导通时间。
9	CS	检流输入引脚。连接至低边MOSFET的检流电阻，限流门限为20mV (典型值)。
10	REFIN	外部基准输入。REFIN通过连接在REF和GND之间的电阻分压器设置MAX17024的反馈调节电压(V _{FB} = V _{REFIN})。MAX17024包含一个窗比较器，用于检测REFIN电压的变化，允许控制器屏蔽PGOOD和故障保护。
11	REF	2V基准电压。采用470pF至1nF的陶瓷电容旁路至模拟地。基准可对外部负载源出高达50μA的电流。
12	EN	关断控制输入。正常工作时连接至V _{DD} ；将EN拉至低电平，控制器将进入2μA的关断状态。MAX17024禁止时，将目标/输出电压缓慢降至地电平，在目标电压达到0.1V之后，控制器强制DH和DL为低电平，并进入低功耗关断状态。触发EN可以清除故障保护锁存。
13	V _{CC}	5V模拟电源电压。内部通过一个20Ω电阻连接至V _{DD} ，采用一个1μF陶瓷电容将V _{CC} 旁路至模拟地。
14	PGOOD	漏极开路电源就绪输出。在软启动和软关断期间，当输出电压比目标电压(V _{REFIN})低出200mV (典型值)或高出300mV (典型值)时，PGOOD为低电平。软启动过程结束后，如果输出电压处于稳压值，则PGOOD变为高阻态。当检测到动态REFIN变化时，PGOOD被屏蔽，即强制为高阻态。
EP (15)	GND	地/裸焊盘。内部连接至控制器的地平面和背面， 直接连接至地 。

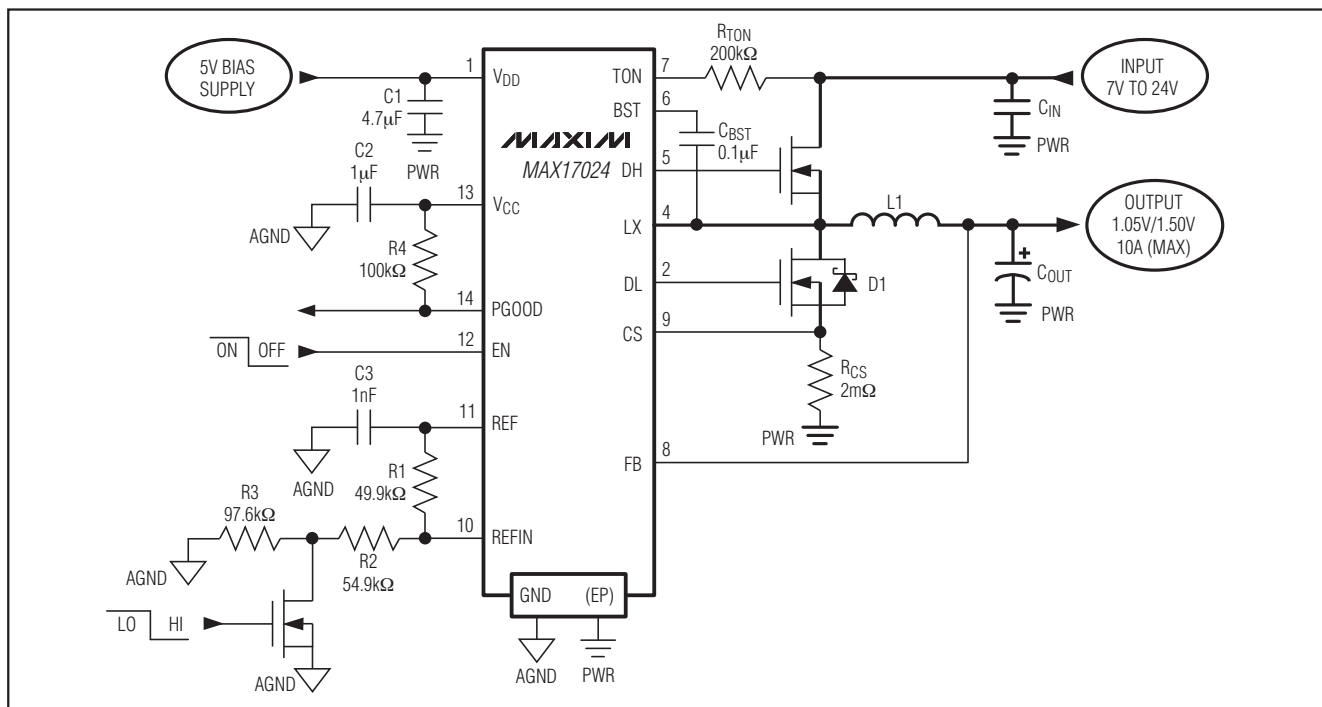


图1. MAX17024标准应用电路

表1. 元件供应商

MANUFACTURER	WEBSITE
AVX	www.avxcorp.com
BI Technologies	www.bitechnologies.com
Central Semiconductor	www.centralsemi.com
Coiltronics	www.cooperet.com
Fairchild Semiconductor	www.fairchildsemi.com
International Rectifier	www.irf.com
KEMET	www.kemet.com
NEC Tokin	www.nec-tokin.com

MANUFACTURER	WEBSITE
Panasonic	www.panasonic.com
Pulse	www.pulseeng.com
Renesas	www.renesas.com
SANYO	www.edc.sanyo.com
Siliconix (Vishay)	www.vishay.com
Sumida	www.sumida.com
Taiyo Yuden	www.t-yuden.com
TDK	www.component.tdk.com
TOKO	www.tokoam.com
Toshiba	www.toshiba.com
Würth	www.we-online.com

标准应用电路

详细说明

Maxim专有的Quick-PWM脉宽调制器,这种控制架构专为处理快速负载阶跃响应,并在一个很宽的输入电压范围内保持相对固定的工作频率和电感工作点而设计。Quick-PWM结构巧妙解决了固定频率电流模式PWM负载瞬态响应差的问题,同时避免了传统PFM控制结构中的固定导通周期(与输入电压无关)内开关频率变化范围较大的问题。

单路Quick-PWM降压型控制器， 提供动态REFIN

+5V偏置电源(V_{CC}/V_{DD})

除了电池，MAX17024还需要一个外部5V偏置电源。通常，这个5V偏置电源取自笔记本电脑效率高达95%的5V主系统电源。将这个偏置电源放在IC外部有助于提高效率，并省下了一个5V线性稳压器的成本，否则，还需集成一个线性稳压器为PWM电路和栅极驱动器供电。需要单独运行时，可外接一片MAX1615等类似的线性稳压器，提供5V电源。

5V偏置电源为PWM控制器和内部栅极驱动器供电，因此最大吸收电流为：

$$I_{BIAS} = I_Q + f_{SW}Q_G = 2\text{mA至}20\text{mA (典型值)}$$

MAX17024在 V_{DD} 和 V_{CC} 之间有一个 20Ω 的电阻，简化了PCB布局。

自由运行、具有输入前馈的恒导通时间PWM控制器

Quick-PWM控制结构是准固定频率、恒导通时间、带有电压前馈的电流模式调节器(图2)。该结构依靠输出滤波电容的ESR作为检流电阻，输出纹波电压被作为PWM斜坡信号。控制原理很简单：高边开关的导通时间仅受控于一个单稳态电路，该电路的脉冲宽度与输入电压成反比，

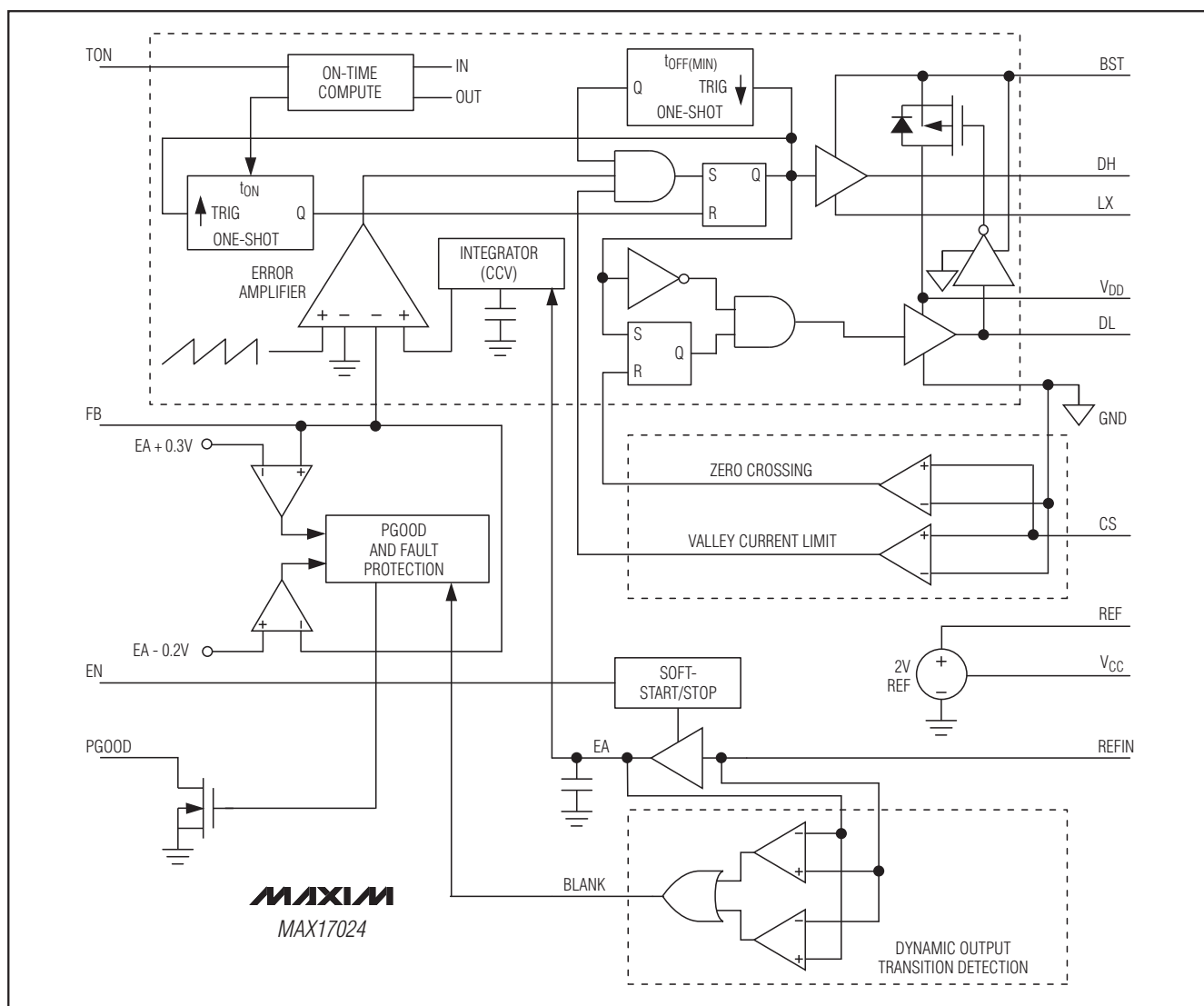


图2. MAX17024功能框图

单路Quick-PWM降压型控制器， 提供动态REFIN

与输出电压成正比。另一个单稳态电路设定最短关断时间(典型值为200ns)。如果误差比较器输出为低电平、低边开关电流低于谷电流门限，而且超出单稳态最短关断时间，则开启单稳态导通周期。

导通时间单稳态

PWM控制器的核心是单稳态电路，它设定了高边开关的导通时间。这种快速、低抖动、可调节的单稳态电路能够根据输入和输出电压改变导通时间。高边开关的导通时间反比于TON端的输入电压，而与FB输入反馈电压成正比：

$$\text{导通时间}(t_{\text{ON}}) = T_{\text{SW}} (V_{\text{FB}} / V_{\text{IN}})$$

其中， T_{SW} (开关周期)通过TON和 V_{IN} 之间的电阻(R_{TON})进行设置。该算法在没有固定频率时钟发生器的情况下能够产生近似恒定的开关频率。在TON和 V_{IN} 之间连接一个电阻(R_{TON})，用来设置开关周期 $T_{\text{SW}} = 1 / f_{\text{SW}}$ ：

$$T_{\text{SW}} = C_{\text{TON}} (R_{\text{TON}} + 6.5\text{k}\Omega) \left(\frac{V_{\text{FB}}}{V_{\text{OUT}}} \right)$$

其中， $C_{\text{TON}} = 16.26\text{pF}$ 。当使用单位增益反馈($V_{\text{OUT}} = V_{\text{FB}}$)时，96.75k Ω 至303.25k Ω 的电阻分别对应167ns (600kHz)至500ns (200kHz)的开关周期。高频(600kHz)工作方式允许使用小尺寸元件，但较大的开关损耗会影响效率。这种工作方式可以应用在负载电流较低、由较低的电源为控制器供电的小型便携设备中。低频(200kHz)工作方式可以提供最高效率，但需要更大的元件尺寸和电路板空间。

在连续导通工作模式下，实际的开关频率可由下式确定：

$$f_{\text{SW}} = \frac{V_{\text{FB}} + V_{\text{DIS}}}{t_{\text{ON}}(V_{\text{IN}} - V_{\text{CHG}} + V_{\text{DIS}})}$$

其中， V_{DIS} 为电感放电通路(包括同步整流器、电感和PCB电阻)的寄生压降之和； V_{CHG} 为充电通路(包括高边开关、电感和PCB电阻)的压降之和； t_{ON} 是由MAX17024计算得到的导通时间。

上电顺序(POR、UVLO)

驱动EN至高电平，使能MAX17024，此时5V偏置电源(V_{DD})已经就绪。基准最先上电，一旦基准电压超过UVLO门限，内部模拟电路开启，并可通过一个50 μs 的单稳态延迟电路进行屏蔽，以保证偏置电路和模拟电路有足够的时间建立到正确状态。在控制电路可靠上电后，PWM控制器启动开关操作。

当 V_{CC} 上升到约3V以上时，触发上电复位(POR)，对故障锁存器进行复位，并设置控制器以备正常工作。在 V_{CC} 上升至4.25V之前， V_{CC} UVLO电路禁止开关动作。一旦系统使能控制器、 V_{CC} 超过4.25V并且EN驱动至高电平，将由控制器为基准供电。通过基准进行调节时，控制器以1.2mV/ μs 的摆率增大输出电压，使其达到目标REFIN电压：

$$t_{\text{START}} = \frac{V_{\text{FB}}}{1.2\text{mV}/\mu\text{s}} = \frac{V_{\text{FB}}}{1.2\text{V}/\text{ms}}$$

软启动电路不具有可变限流值，因此可立即达到满量程输出电流。当达到目标REFIN电压约200 μs 后，PGOOD变为高阻态。MAX17024在软启动期间自动进入跳脉冲模式，软关断期间则工作在强制PWM模式。

自动开启时，应在 V_{CC} 之前加载电池电压。如果控制器试图在没有电池电压的情况下调节输出至稳态值，则会触发故障锁存器。在触发EN或将 V_{CC} 电源置于0.5V以下来清除故障锁存器之前，控制器保持关断状态。

V_{CC} 电压跌落到4.25V以下时，控制器判断电源电压不足以保证正常工作。为了保护输出不产生过压故障，控制器立即关断，并强制输出为高阻态(DL和DH拉为低电平)。

关断

当系统拉低EN后，MAX17024进入低功耗关断模式。PGOOD被立即拉低，输出电压以1.2mV/ μs 的摆率下降：

$$t_{\text{SHDN}} = \frac{V_{\text{FB}}}{1.2\text{mV}/\mu\text{s}} = \frac{V_{\text{FB}}}{1.2\text{V}/\text{ms}}$$

单路Quick-PWM降压型控制器， 提供动态REFIN

通过控制输出电压的摆率，使输出电容在一个较长的时间周期(典型值为0.5ms至2ms)内缓慢放电，可以保持极低的电感平均负电流(阻尼响应)，因而可以防止由于控制器导通低边MOSFET，对输出快速放电所产生的负输出电压(欠阻尼响应)。这种方式省去了通常连接在输出和地之间用于箝位负输出电压的肖特基二极管。当控制器达到零电位后，MAX17024完全关断：驱动器被禁止(DL和DH拉为低电平)、基准关闭、FB端的 10Ω 下拉电阻激活、电源电流降至约 $0.1\mu\text{A}$ (典型值)。

当发生输出UVP或热关断故障时，将启动关断序列，保护电路置于故障锁存状态，防止控制器重启。触发EN或将 V_{CC} 电源降至0.5V以下，可以清除故障锁存，使控制器重新工作。

软启动时，MAX17024可自动进入跳脉冲模式，软关断时则工作在强制PWM模式。

自动跳脉冲

MAX17024工作在自动跳脉冲模式。轻载时，控制器自动切换至PFM模式。这种切换受控于一个比较器，该比较器在电感电流过零时终止低边开关的导通时间。过零比较器的门限值通过接在低边MOSFET上的检测电阻设置。

当负载达到跳脉冲模式和PWM模式的临界点($I_{\text{LOAD(SKIP)}}$)时，控制器自动转换至固定频率的PWM工作模式。

直流输出精度取决于误差比较器的门限值。当电感处于连续导通模式时，MAX17024调节输出纹波的谷值，因此，实际直流输出电压比触发门限高出输出纹波电压的50%。在非连续导通模式($I_{\text{OUT}} < I_{\text{LOAD(SKIP)}}$)下，由于斜率补偿的影响，输出电压的直流稳态值比误差比较器的门限高出约1.5%。

由于输出无法吸收电流，负输出电压的动态跳变时间取决于负载电流和输出电容。建议将输出电压逐渐调低，

以降低可能产生的可闻噪声，这样可以消除负输出电压跳变时产生的输入浪涌电流。

谷电流限制保护

限流电路采用独特的“谷”电流检测算法，可以通过低边MOSFET检流电阻检测电感电流。如果低边MOSFET的电流超过谷电流门限，PWM控制器不能启动新的周期。实际的峰值电流要比谷电流门限高出一个电感纹波电流的量。因此，精确的限流特性和最大带载能力是电感值和输入电压的函数。结合欠压保护电路，这种限流方法在几乎所有的情况下都是有效的。

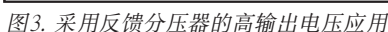
积分输出电压

MAX17024调节输出纹波的谷值，实际直流输出电压比斜率补偿后的目标电压高出输出纹波电压的50%。稳态条件下，MAX17024的内部积分器对这个50%的输出纹波电压误差进行修正，因此，输出电压精度由积分放大器的失调电压决定，参见*Electrical Characteristics*表。

动态输出电压

MAX17024将FB端的电压调节至REFIN端的设定电压。通过改变REFIN电压(图1)，MAX17024可以用于在两个设置点之间动态改变输出电压的应用。REFIN电压发生阶跃变化时，输出电压的变化速率由内部 $9.45\text{mV}/\mu\text{s}$ 的限摆率电路或其它参数(电感电流斜率、总输出电容、限流值和瞬变期间的负载)限制，具体取决于两者之间较慢的数值。总输出电容决定了输出电压变化时的电流量，电感则限制了电流的上升斜率。额外的负载电流会在REFIN电压正向变化时减缓输出电压的变化，在REFIN电压负向变化时加速输出电压的变化。

MAX17024



内部积分

跳脉冲模式下，MAX17024在REFIN开始向下跳变时，可以通过将放大器的输入连接在一起禁止积分器工作。积分器在跳变完成(内部建立目标电压)，输出电压稳定(误差比较器的边沿检测)后的20 μ s内保持禁止。

单路Quick-PWM降压型控制器， 提供动态REFIN

电源就绪输出(PGOOD)和故障保护

PGOOD为漏极开路输出，可连续监测输出电压的欠压和过压故障。PGOOD在软启动和软关断期间被有源拉低关断(EN = GND)。软启动结束约200 μ s(典型值)后，只要反馈电压高于PGOOD_L门限(REFIN - 200mV)并且低于PGOOD_H门限(REFIN + 300mV)，PGOOD变为高阻态。当反馈电压跌落至目标电压(REFIN)以下200mV或上升至目标电压(REFIN)以上300mV，或者SMPS控制器关断时，PGOOD变为低电平。在PGOOD和V_{DD}之间连接一个外部上拉电阻，可以得到PGOOD的逻辑输出电平。大多数应用中，100k Ω 的上拉电阻即可很好地工作。图4所示为电源就绪和故障保护电路。

PGOOD

当反馈电压跌落至目标电压(REFIN)以下200mV时，控制器立即拉低PGOOD，并触发200 μ s单稳态定时器。如果反馈电压在整个200 μ s内一直低于V_{PGOOD_L}门限，则触发欠压故障锁存，SMPS启动关断过程。当内部目标电压跌落至0.1V以下时，MAX17024强制拉低DL。触发EN或将V_{CC}拉低到V_{CC} POR以下重新上电，可以清除故障锁存器，重启控制器。

热故障保护(TSHDN)

MAX17024具有热故障保护电路。当结温升至+160°C以上时，温度传感器激活故障锁存器，拉低PGOOD，并关断控制器。DL和DH均被拉至低电平。结温下降15°C后，触发EN或将V_{CC}拉低到V_{CC} POR以下重新上电，可以重新激活控制器。

MOSFET栅极驱动器

DH和DL驱动器针对驱动中等尺寸的高边功率MOSFET和较大的低边功率MOSFET进行了优化。这与笔记本电脑应用中的低占空比相一致，这类应用中存在很大的V_{IN} - V_{OUT}差。高边栅极驱动器(DH)可源出和吸入1.5A电流，低边栅极驱动器(DL)可源出1.0A电流、吸入2.4A电流，从而保证了大电流应用中栅极驱动的可靠性。DH高边MOSFET驱动器由BST端的内部自举开关电荷泵供电，DL同步整流驱动器直接由5V偏置电源(V_{DD})供电。

自适应死区时间电路监测DL和DH驱动器，防止在完全关断该路FET之前导通另一路FET。自适应驱动器死区时间使得控制器能够在绝大多数不同的MOSFET下正常工作，不会发生击穿，使延迟最小、并保证高效工作。

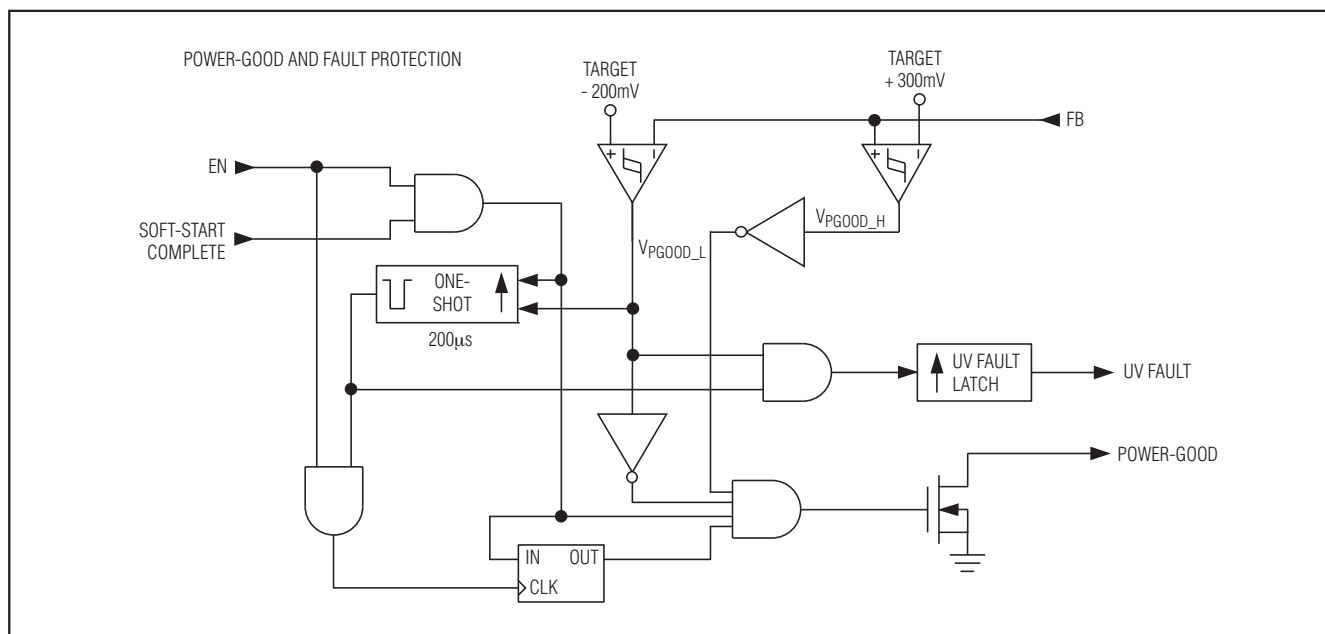


图4. 电源就绪和故障保护

单路Quick-PWM降压型控制器， 提供动态REFIN

在DL和DH驱动器到MOSFET栅极之间必须有一个低电阻、低电感通路，以保证自适应死区时间电路正常工作。否则，MAX17024内部的检测电路可能会在栅极仍有电荷的情况下，将MOSFET栅极误认为“关断”。采用非常短且宽的引线(如果MOSFET距离驱动器1英寸，线宽应在50mil至100mil)。

驱动DL为低电平的内部下拉晶体管具有较强的下拉能力，导通电阻为 0.9Ω (典型值)。这有助于在电感节点(LX)从地快速切换到 V_{IN} 时，防止由于低边MOSFET的漏极到栅极的容性耦合而拉高DL。应用中，如果输入电压较高，电感驱动器引线较长，则必须确保LX的上升沿不会拉高低边MOSFET的栅极，造成穿通电流。由MOSFET栅-漏电容(C_{RSS})、栅-源电容($C_{ISS} - C_{RSS}$)和电路板寄生电容引起的LX与DL之间的容性耦合不应超过下式计算的最小门限：

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

通常，在DL与功率地之间接一个4700pF电容(图5中的 C_{NL})，并靠近低端MOSFET放置，可以大大降低耦合。为了防止关断延时过长，总栅极电容不要超过22nF。

此外，快速高边MOSFET与低速低边MOSFET的组合也可能导致穿通电流。若低边MOSFET的关断延时过长，在低边MOSFET实际关断之前，高边MOSFET可能已经导通。在BST上串联一个小于 5Ω 的电阻(图5中的 R_{BST})，可以减慢高边MOSFET的导通速度，在不降低关断时间的同时消除穿通电流。减缓高边MOSFET的导通速度还会减小LX节点的上升时间，从而减小由开关噪声引起的EMI与高频耦合。

Quick-PWM设计步骤

选择开关频率和电感工作点(纹波电流比)之前，首先要落实输入电压范围和最大负载电流。然后，需要折衷考虑开关频率和电感工作点。以下四个参数确定了设计过程：

- **输入电压范围：**最大值($V_{IN(MAX)}$)必须与最差工作条件下笔记本电脑交流适配器的电压相一致。最小值($V_{IN(MIN)}$)必须考虑经过连接器、保险丝及电池选择开关的压降后的最低输入电压。如果可能，降低输入电压有利于提高效率。

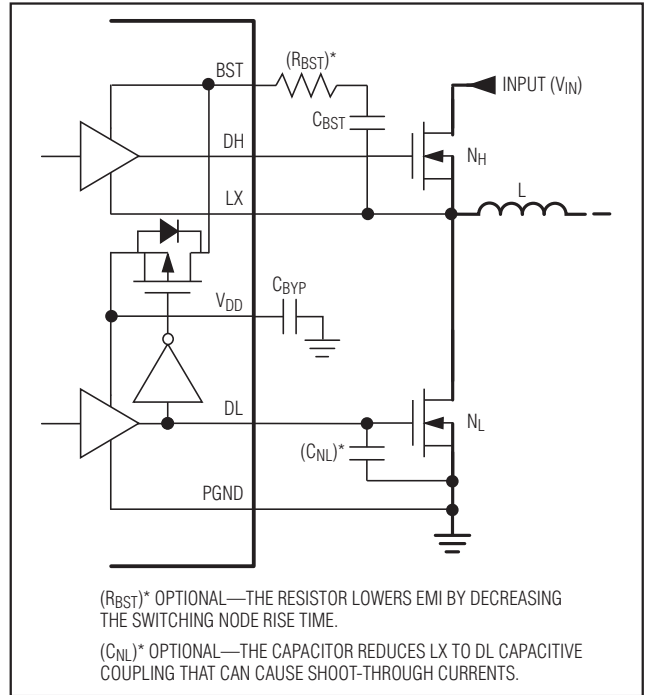


图5. 栅极驱动电路

- **最大负载电流：**需要考虑两个值：峰值负载电流($I_{LOAD(MAX)}$)决定了瞬时元件应力和滤波要求，并因此影响输出电容的选择、电感饱和额定值以及限流电路设计；连续负载电流(I_{LOAD})决定了热应力的大小，制约着输入电容、MOSFET和其他关键热耗元件的选择。大多数笔记本电脑的负载 $I_{LOAD} = I_{LOAD(MAX)} \times 80\%$ 。
- **开关频率：**开关频率的选择应折衷考虑器件尺寸与效率。由于MOSFET开关损耗与频率和 V_{IN}^2 成正比，因此最佳频率在很大程度上取决于最大输入电压。最佳频率也因时而异，随着MOSFET制造技术的飞速发展，越来越高的工作频率已成为现实。

单路Quick-PWM降压型控制器， 提供动态REFIN

- **电感工作点：**这项选择决定了尺寸与效率、瞬态响应与输出噪声之间的平衡点。电感值较低时，瞬态响应较好，物理尺寸也较小，但由于纹波电流增大，使效率降低，输出噪声也较大。实际的最小电感值应使电路工作在临界传导状态(负载最大时电感电流在每个周期正好归零)。电感值低于该最小值将无益于进一步减小尺寸，最佳工作点通常具有20%至50%的纹波电流。

电感选择

开关频率和电感工作点(纹波电流百分比或LIR)确定的电感值如下：

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

在满足尺寸要求的前提下，应尽可能选择低直流电阻、低损耗的电感。虽然铁粉芯较为便宜，且能在200kHz频率下很好地工作，但铁氧体磁芯通常是最佳选择。磁芯应该足够大，以确保在电感电流峰值(I_{PEAK})下不发生饱和：

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

瞬态响应

电感纹波电流会影响瞬态响应性能，尤其是在 $V_{IN} - V_{OUT}$ 差值很小时。低电感值允许电感电流更快地上升，补充输出滤波电容因负载突增而流失的电荷。输出跌落量也与最大占空比有关，可以根据导通时间和最小关断时间计算。最差工作条件下的输出跌落电压为：

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

其中， $t_{OFF(MIN)}$ 是最小关断时间(参见*Electrical Characteristics*表)。

当负载移除后，电感储能所引起的过冲可由下式计算：

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

设置谷电流限制

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

$$I_{LIMIT(LOW)} > I_{LOAD(MAX)} - \frac{\Delta I_L}{2}$$

其中， $I_{LIMIT(LOW)}$ 等于最小检流门限电压(参见*Electrical Characteristics*表)除以低边MOSFET的检流电阻 R_{CS} 。

输出电容选择

输出滤波电容的等效串联电阻(ESR)应足够低，以满足输出纹波及瞬态负载的要求。此外ESR也必须满足稳定性的要求。具有高ESR的电容(聚合物/钽电容)不需要额外的外部补偿元件。

用于内核和芯片组的电源转换器以及其他可能存在剧烈的负载瞬变的应用中，输出电容的大小一般取决于对ESR的要求，防止负载瞬变时输出产生过大的跌落。忽略有限容值引起的电压跌落：

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

在低电压应用中，输出电容的尺寸通常取决于对ESR的要求，从而将输出纹波电压保持在可接受的水平。降压控制器的输出纹波电压等于总电感纹波电流与输出电容ESR之积，满足纹波要求的最大ESR为：

$$R_{ESR} \leq \left[\frac{V_{IN} f_{SW} L}{(V_{IN} - V_{OUT}) V_{OUT}} \right] V_{RIPPLE}$$

其中， f_{SW} 为开关频率。

单路Quick-PWM降压型控制器， 提供动态REFIN

大多数电介质(聚合物/钽/铝电解质)电容所需要的实际容值取决于满足低ESR要求的物理尺寸，也与电容的化学属性有关。陶瓷电容具有较低的ESR，但其容值和额定电压(降额后)必须保证在负载瞬变时， V_{SAG} 和 V_{SOAR} 不会产生问题。通常，只要电容值大到足以满足过冲指标的要求，负载上升沿引起的下冲也不会有问题(参见瞬态响应部分中的 V_{SAG} 和 V_{SOAR} 公式)。因此，输出电容的选择需要权衡电容的化学性质(容值、ESR和电压额定值的关系)和成本，参见图6。

输出电容稳定性考虑

对于Quick-PWM控制器，系统稳定性取决于与开关频率相关的同相反馈纹波，主要由输出ESR决定。临界不稳定点由下式给出：

$$\frac{f_{SW}}{\pi} \geq \frac{1}{2\pi R_{EFF} C_{OUT}}$$

$$R_{EFF} = R_{ESR} + R_{PCB} + R_{COMP}$$

其中 C_{OUT} 是总输出电容， R_{ESR} 是输出电容的总等效串联电阻， R_{PCB} 是输出电容和反馈检测点之间的电路板寄生电阻， R_{COMP} 是直流或交流耦合的检流补偿等效电阻(见图8)。

在频率为300kHz的标准应用中，零点频率必须远远低于95kHz，最好低于50kHz。按照上述频率要求，标准钽电

容和聚合物电容通常具有低于50kHz的典型ESR零点，无需任何额外的检流补偿即可满足稳定性要求。在标准应用电路(图1)中，支持15mV_{P-P}波纹所需的ESR为15mV / (10A x 0.3) = 5mΩ，两只330μF、9mΩ的聚合物电容并联时可提供4.5mΩ(最大)的ESR和1 / (2π x 330μF x 9mΩ) = 53kHz的ESR零点频率，见图7。

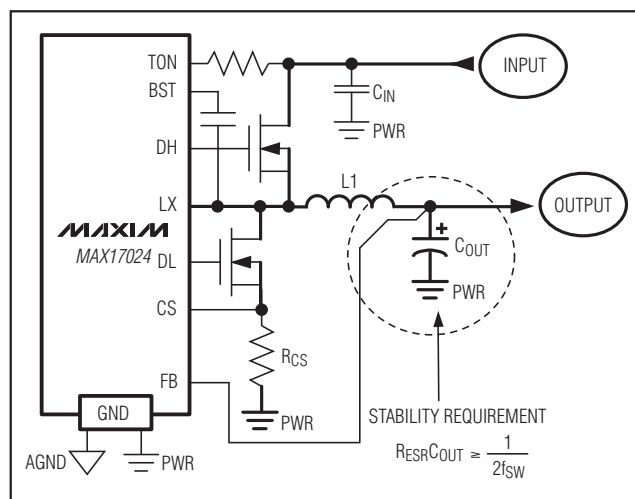


图6. 输出采用聚合物电容或钽电容的标准应用电路

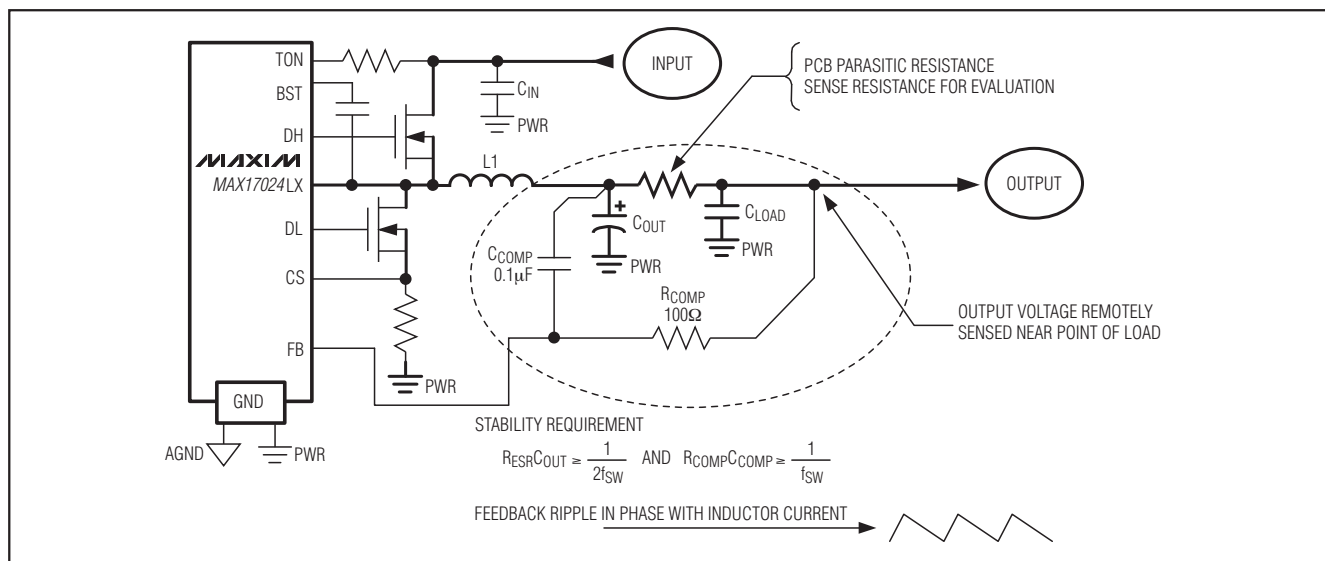


图7. 用于系统稳定和噪声抑制的远端检测补偿

MAX17024

要较少的外部补偿电容,但会产生一个与电感DCR(寄生电阻)有关的输出负载。此外,检流信号也可采用交流耦合,使稳定性仅取决于电感值和补偿元件,消除了直流负载。



单路Quick-PWM降压型控制器， 提供动态REFIN

当输出只采用陶瓷电容时，输出过冲(V_{SOAR})通常决定了所需要的最小输出电容。从满载向空载跳变时，相对较低的电容值会产生较大的输出过冲，除非选用低值电感和高开关频率，从而在负载阶跃恢复期间使电感传递到电容的能量最小。

不稳定工作表现为两种相关但截然不同的形式：双脉冲和反馈环路不稳定。双脉冲的发生是由于输出的噪声，或者ESR太低使输出电压信号中没有足够的斜坡电压。这就“蒙蔽”了误差比较器，使其在最小截止周期结束后立即触发一个新的周期。双脉冲十分恼人但无害，除了增加输出纹波外没有更糟糕的后果。然而，它预示着可能会出现由于ESR过低造成的环路不稳定。环路不稳定会导致输入或负载阶跃变化后输出产生振荡。这种振荡通常是阻尼振荡，但也可能会使输出电压超出或低于容限。

检查稳定性最简单的方法是：施加一个快速的零到满负载瞬变，并仔细观察输出电压纹波的包络，检查它的过冲和振铃。同时用一个交流探头监测电感电流也很有帮助。初始阶跃响应引起的上/下冲之后的振铃不应超过一个周期。

输入电容选择

输入电容必须满足开关电流所引起的纹波电流(I_{RMS})要求，可根据以下公式确定 I_{RMS} ：

$$I_{RMS} = \left(\frac{I_{LOAD}}{V_{IN}} \right) \sqrt{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}$$

最差情况下的RMS电流出现在 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时。此时，上述公式简化为 $I_{RMS} = 0.5 \times I_{LOAD}$ 。

大多数应用中，可优先考虑选择非钽质电容(陶瓷、铝或OS-CON)，因为它们对于浪涌电流具有抑制作用，尤其是在输入端串联了机械式开关或连接器的系统中。如果Quick-PWM控制器用于两级电源转换系统中的第二级，则输入电容可考虑选用钽电容。无论何种配置，都应保证输入电容在RMS输入电流的作用下温升小于+10°C，以获得更长的使用寿命。

功率MOSFET选择

以下MOSFET选择准则集中讨论从高压(> 20V)交流适配器如何获得高负载电流能力的应用。低电流应用时问题不是很大。

高边MOSFET (N_H)必须能耗散 $V_{IN(MIN)}$ 与 $V_{IN(MAX)}$ 下的阻性损耗和开关损耗。下面计算两种损耗之和，理想情况下， $V_{IN(MIN)}$ 下的损耗应当与 $V_{IN(MAX)}$ 下的损耗大致相等，介于两者之间的损耗稍低。若 $V_{IN(MIN)}$ 下的损耗比 $V_{IN(MAX)}$ 下的损耗高很多，可以考虑增大 N_H 的尺寸($R_{DS(ON)}$ 降低， C_{GATE} 增大)。反之，若 $V_{IN(MAX)}$ 下的损耗比 $V_{IN(MIN)}$ 下的损耗高很多，可以考虑减小 N_H 的尺寸($R_{DS(ON)}$ 增大， C_{GATE} 减小)。若 V_{IN} 的变化范围不大，则阻性损耗与开关损耗相等时效率最大。

低边MOSFET的导通电阻($R_{DS(ON)}$)应尽可能低，采用中等尺寸的封装(例如，一或两个8引脚SO、DPAK或D²PAK)，并且价格合理。应确保DL栅极驱动器提供足够的电流支持栅极充电，以及高边MOSFET导通时注入的栅-漏寄生电容电流，否则，可能会出现交叉传导问题(参见MOSFET栅极驱动器部分)。

MOSFET功耗

最差情况下的传导损耗出现在占空比达到极值时。对高边MOSFET (N_H)，由电阻引起的最大功耗出现在输入电压最小时：

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

一般情况下，为了降低高输入电压下的开关损耗，需要小的高边MOSFET。但是，封装功耗对 $R_{DS(ON)}$ 的要求限制了MOSFET的最小尺寸。同样，开关损耗与传导($R_{DS(ON)}$)损耗相等时为最佳条件。通常只有在输入超过15V时，高边开关的开关损耗才会成为一个显著问题。

计算由开关损耗引起的高边MOSFET (N_H)的功耗比较困难，因为它涉及到一些难以量化的、影响导通和关断时间的因素。这些因素包括内部栅极电阻、栅极电荷、阈值电压、源极电感以及PCB布局等特性。以下开关损耗计

单路Quick-PWM降压型控制器， 提供动态REFIN

算仅提供粗略估计，不能替代电路试验板的评估，最好在N_H上安装热电偶进行验证：

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

其中，C_{OSS}是N_H MOSFET的输出电容、Q_{G(SW)}是开启N_H MOSFET所需的电荷、I_{GATE}是栅极驱动源出/吸入的峰值电流(典型值为2.4A)。

当交流适配器电压最大时，由于开关损耗：C × V_{IN}² × f_{SW}中平方项的关系，高边MOSFET的开关损耗可能会带来严重的发热问题。如果具有适当R_{DS(ON)}的高边MOSFET在低电池电压下(偏置在V_{IN(MAX)})变得非常热，则应考虑选择其它寄生电容较低的MOSFET。

对低边MOSFET (N_L)而言，最大功耗总是出现在输入电压为最大值时：

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

MOSFET的最大功耗发生在严重过载情况下，此时负载电流大于I_{LOAD(MAX)}，但还未超出电流上限，并且未触发故障锁存器。为保证这种情况下的安全性，应采用“裕量设计”来增加电路的裕容：

$$\begin{aligned} I_{LOAD} &= I_{VALLEY(MAX)} + \frac{\Delta I_L}{2} \\ &= I_{VALLEY(MAX)} + \left(\frac{I_{LOAD(MAX)} L I_R}{2} \right) \end{aligned}$$

其中，I_{VALLEY(MAX)}为限流电路允许的最大谷电流，包括门限容差和导通电阻的误差。MOSFET必须具有足够的散热能力以处理过载情况下的功率耗散。

选择一只正向压降足够低的肖特基二极管(D_L)，以防止低边MOSFET体二极管在死区时间内导通。此外，选择一个能够应对死区时间内负载电流的二极管，该二极管是可选的，效率要求不高时可以去掉。

自举电容

自举电容(C_{BST})必须足够大，以满足高边MOSFET栅极充电的需求。通常，在驱动中等尺寸MOSFET的低功耗应用中，0.1μF陶瓷电容即可很好工作。不过，在大电流应用中，需要大于0.1μF的自举电容来驱动大的高边MOSFET。在这些应用中，为避免高边MOSFET栅极充电过程中的电容放电超过200mV，应按下式选择自举电容：

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

其中，N是每个调节器使用的高边MOSFET的数量；Q_{GATE}是MOSFET数据资料中给出的栅极电荷。例如，假定在高边使用了两个IRF7811W n沟道MOSFET，根据制造商的数据资料，单个IRF7811W的栅极电荷最大值为24nC (V_{GS} = 5V)。使用上式，所需自举电容为：

$$C_{BST} = \frac{2 \times 24nC}{200mV} = 0.24\mu F$$

选择最接近的标准电容，本例中需要一个0.22μF的陶瓷电容。

最低输入电压要求及压差性能

不可调节的最小关断时间单稳态限制了连续传导工作模式下的输出电压调节范围。为获得最佳压差性能，可以选择较低的导通时间设置(200kHz)。在低输入电压下工作时，必须利用最差工作条件下的导通和截止时间来计算占空比限制。生产容差和内部传输延迟为导通时间引入了误差，频率较高时该误差较大。另外，buck调节器工作在接近最低压差时，瞬态响应很差，必须增加大容量输出电容(参见瞬态响应部分中的V_{SAG}公式)。

压差的极限出现在电感电流在最短截止时间内的下降量(ΔI_{DOWN})等于它在导通时间内的上升量(ΔI_{UP})时。比值h = ΔI_{UP} / ΔI_{DOWN}可作为表示负载增加时电感电流提升能力的指标，它应该始终大于1。h接近1时，对应于绝对最小压差点，电感电流无法在每个开关周期增加更多，除非使用额外的输出电容，否则V_{SAG}将大大上升。

单路Quick-PWM降压型控制器， 提供动态REFIN

合理的h最小值为1.5，但可以上下调节，以权衡 V_{SAG} 、输出电容和最小工作电压。给定h值时，根据以下公式计算最小工作电压：

$$V_{IN(MIN)} = \left(\frac{V_{FB} - V_{DROOP} + V_{CHG}}{1 - (h \times t_{OFF(MIN)} f_{SW})} \right)$$

其中， V_{FB} 是电压定位下降量， V_{CHG} 是充电通道上的寄生电压降， $t_{OFF(MIN)}$ 取自*Electrical Characteristics*表。根据 $h = 1$ 计算出绝对最小输入电压。

如果计算得到的 $V_{IN(MIN)}$ 大于所要求的最小输入电压，则应降低工作频率或增大输出电容，以得到可接受的 V_{SAG} 。若预期会在最小压差附近工作，则应计算 V_{SAG} 以便确保适当的瞬态响应。

压差设计举例：

$$V_{FB} = 1.5V$$

$$f_{SW} = 300kHz$$

$$t_{OFF(MIN)} = 350ns$$

没有跌落/负载线($V_{DROOP} = 0$)

$$V_{DROPCRG} = 150mV \text{ (10A 负载)}$$

$$h = 1.5:$$

$$V_{IN(MIN)} = \left[\frac{1.5V - 0V + 150mV}{1 - (1.5 \times 350ns \times 300kHz)} \right] = 1.96V$$

再次根据 $h = 1$ 进行计算，得到压差的绝对极限：

$$V_{IN(MIN)} = \left[\frac{1.5V - 0V + 150mV}{1 - (1.0 \times 350ns \times 300kHz)} \right] = 1.84V$$

因此，即使输出电容非常大， V_{IN} 也必须大于1.84V，如果采用合理的输出电容，实际输入电压应为2.0V。

应用信息

PCB布局指南

合理的PCB布局对实现低开关损耗和低噪、稳定的工作非常重要。在处理开关功率级电路时需要特别注意。如果可能的话，应将所有功率元件安装在电路板的顶层，并使它们的接地端彼此靠近。良好的PCB布局应遵守以下准则：

- 大电流通路应尽可能短，特别是接地端。这对于实现稳定、无抖动工作非常重要。
- 将所有模拟地接至一个单独的覆铜层，该层连接至Quick-PWM控制器的GND引脚。其中包括 V_{CC} 旁路电容、REF旁路电容、REFIN元件和反馈补偿/分压网络的接地端。
- 电源引线和负载线应尽可能短，这对于提高效率至关重要。采用较厚的覆铜PCB (2oz比1oz)可使满载效率提高1%甚至更多。正确的PCB布线是一项非常艰巨的任务，密集程度在几分之一厘米以内，mΩ级的引线电阻就会造成不容忽视的效率损失。
- 大电流栅极驱动器的引线(DL、DH、LX和BST)要尽量短而宽，尽可能减小引线电阻和电感。这对于要求低阻抗栅极驱动，以防止产生穿通电流的大功率MOSFET尤其重要。
- 如果不得不延长引线长度，应优先考虑延长电感充电通路的长度，而不是放电通路。例如，宁可延长输入电容和高边MOSFET间的距离，也不要延长电感和低边MOSFET或者电感和输出滤波电容之间的距离。
- 高速开关节点应远离敏感的模拟区域(REF、REFIN和FB)。

单路Quick-PWM降压型控制器， 提供动态REFIN

布局步骤

- 1) 首先放置功率器件，并使它们的接地端(低边MOSFET源极、 C_{IN} 、 C_{OUT} 和D1阳极)互相靠近。如有可能，将这些连接安排在顶层，采用大面积敷铜。
- 2) 控制器IC应靠近低边MOSFET放置。DL栅极引线必须短而宽(如果MOSFET距离控制器IC 1英寸，则线宽应为50mil至100mil)。
- 3) 将栅极驱动元件(BST电容、 V_{DD} 旁路电容)靠近控制器IC集中放置。
- 4) DC-DC控制器的接地如图1所示。该图可被视作有4个独立的地平面：所有大功率元件所在的输入/输出地；连接GND引脚和 V_{DD} 旁路电容的功率地；敏感模拟元

件、控制器的GND引脚和 V_{CC} 旁路电容所在的控制器模拟地。控制器的地平面必须与功率地平面仅在IC下方单点直接连接(在MAX17024内部通过背部焊盘自动完成)。地平面应采用短金属线连到大功率输出地，从GND(背部焊盘)到低边MOSFET的源极(星形地中点)。该点还应非常靠近输出电容接地端。

- 5) 用多个过孔直接将输出功率层(V_{CORE} 和系统地平面)连至输出滤波电容的正、负端。根据实际经验，整个DC-DC转换器电路应尽量靠近负载放置。

芯片信息

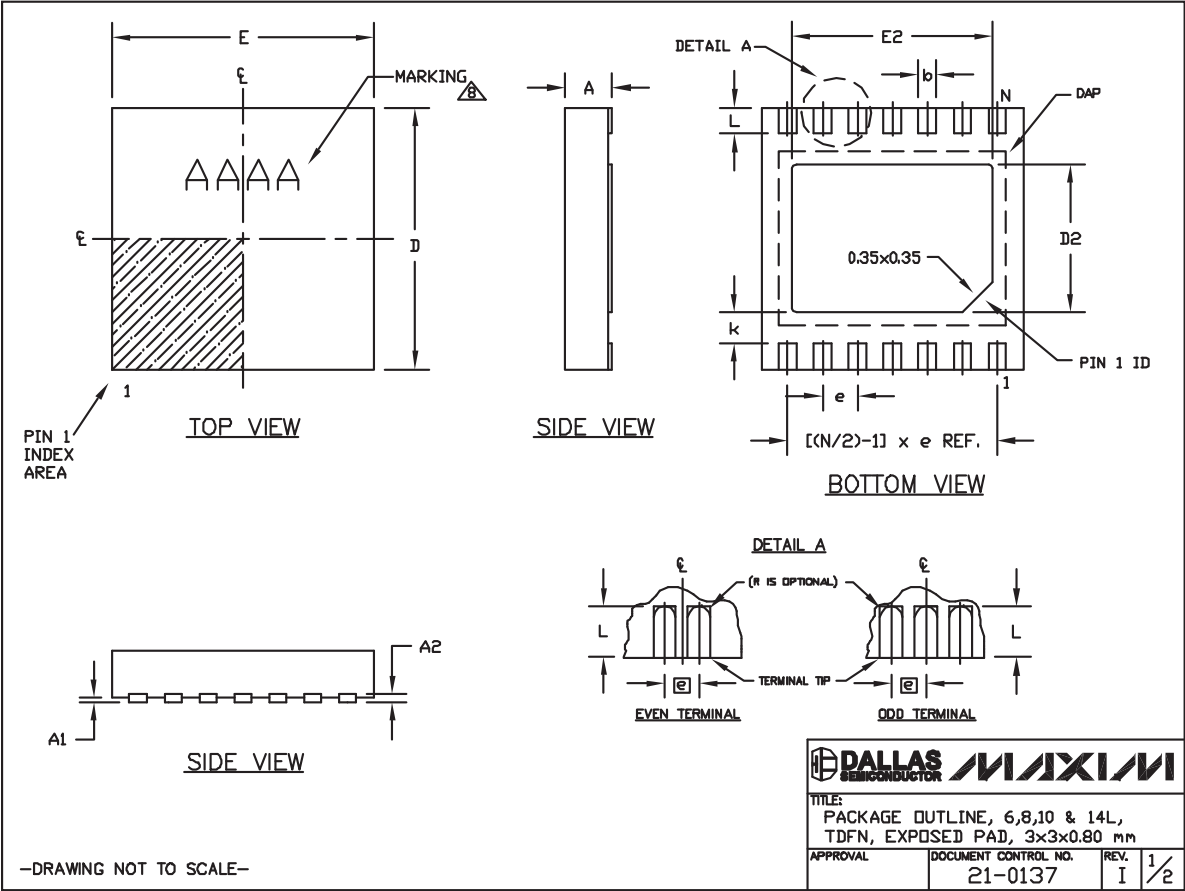
TRANSISTOR COUNT: 7169

PROCESS: BiCMOS

单路Quick-PWM降压型控制器， 提供动态REFIN

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-integrated.com/packages.)



单路Quick-PWM降压型控制器， 提供动态REFIN

MAX17024

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			PACKAGE VARIATIONS							
SYMBOL	MIN.	MAX.	PKG. CODE	N	D2	E2	e	JEDEC SPEC	b	[(N/2)-1] x e
A	0.70	0.80	T633-2	6	1.50±0.10	2.30±0.10	0.95 BSC	MO229 / WEEA	0.40±0.05	1.90 REF
D	2.90	3.10	T833-2	8	1.50±0.10	2.30±0.10	0.65 BSC	MO229 / WEEC	0.30±0.05	1.95 REF
E	2.90	3.10	T833-3	8	1.50±0.10	2.30±0.10	0.65 BSC	MO229 / WEEC	0.30±0.05	1.95 REF
A1	0.00	0.05	T1033-1	10	1.50±0.10	2.30±0.10	0.50 BSC	MO229 / WEED-3	0.25±0.05	2.00 REF
L	0.20	0.40	T1033-2	10	1.50±0.10	2.30±0.10	0.50 BSC	MO229 / WEED-3	0.25±0.05	2.00 REF
k	0.25 MIN.		T1433-1	14	1.70±0.10	2.30±0.10	0.40 BSC	----	0.20±0.05	2.40 REF
A2	0.20 REF.		T1433-2	14	1.70±0.10	2.30±0.10	0.40 BSC	----	0.20±0.05	2.40 REF

NOTES:

1. ALL DIMENSIONS ARE IN mm. ANGLES IN DEGREES.

2. COPLANARITY SHALL NOT EXCEED 0.08 mm.

3. WARPAGE SHALL NOT EXCEED 0.10 mm.

4. PACKAGE LENGTH/PACKAGE WIDTH ARE CONSIDERED AS SPECIAL CHARACTERISTIC(S).

5. DRAWING CONFORMS TO JEDEC MO229, EXCEPT DIMENSIONS "D2" AND "E2", AND T1433-1 & T1433-2.

6. "N" IS THE TOTAL NUMBER OF LEADS.

7. NUMBER OF LEADS SHOWN ARE FOR REFERENCE ONLY.

 MARKING IS FOR PACKAGE ORIENTATION REFERENCE ONLY.

 **DALLAS**
SEMICONDUCTOR



TITLE:
PACKAGE OUTLINE, 6,8,10 & 14L,
TDFN, EXPOSED PAD, 3x3x0.80 mm

APPROVALDOCUMENT CONTROL NO. REV.
21-0137I2/2

-DRAWING NOT TO SCALE-

注：MAX17024ETD+封装编码 = T1433-1

Maxim北京办事处

北京 8328信箱 邮政编码 100083
免费电话：800 810 0310
电话：010-6211 5199
传真：010-6211 5299

Maxim不对Maxim产品以外的任何电路使用负责，也不提供其专利许可。Maxim保留在任何时间、没有任何通报的前提下修改产品资料和规格的权利。

Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600 25