

3V至28V输入、低成本、
滞回同步降压控制器

概述

特性

MAX8576-MAX8579同步PWM降压控制器采用滞回电压模式的控制方案，实现快速瞬态响应，而无需环路补偿。MAX8576/MAX8577内部集成一个LDO稳压器，使控制器可以在3V至28V单个输入电源下工作。MAX8578/MAX8579内部没有LDO，当输入电压高于5.5V时，需要独立的电源对IC供电。MAX8576-MAX8579的输出电压可在0.6V至 $0.9 \times V_{IN}$ 之间调节，负载能力高达15A。

额定开关频率在200kHz至500kHz范围内可调。利用高侧MOSFET检测实现了可调节的“打嗝”式限流和短路保护。MAX8576/MAX8578能够从预充电的输出启动，无需拉低输出电压。MAX8577/MAX8579具有启动输出过压保护(OVP)功能，会将预充电的输出拉低。

- ◆ 3V至28V供电电压范围
- ◆ 整个温度范围内保持1.2%精度
- ◆ 低至0.6V的可调输出电压
- ◆ 200kHz至500kHz的开关频率
- ◆ 可调节的、具有温度补偿的“打嗝”式限流
- ◆ 无损峰值电流检测
- ◆ 从预偏置输出单调启动(MAX8576/MAX8578)
- ◆ 启动过压保护(MAX8577/MAX8579)
- ◆ 使能/关断
- ◆ 可调软启动

应用

主板电源

AGP和PCI-Express电源

图形卡电源

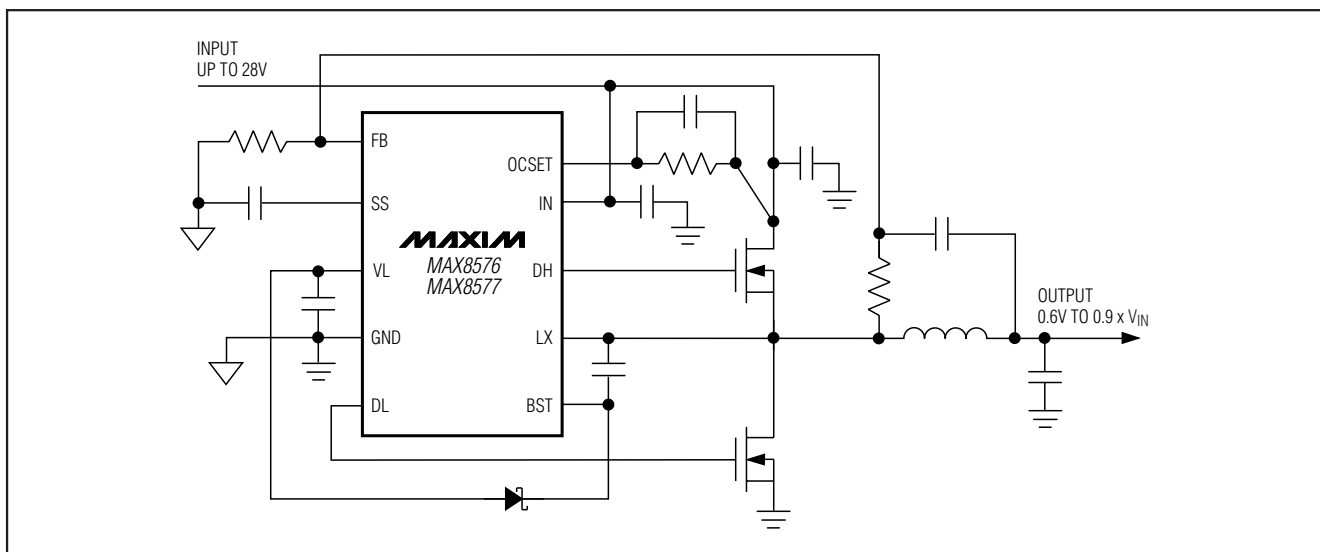
机顶盒

负载点电源

订购信息

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX8576EUB	-40°C to +85°C	10 μ MAX [®]
MAX8577EUB	-40°C to +85°C	10 μ MAX
MAX8578EUB	-40°C to +85°C	10 μ MAX
MAX8579EUB	-40°C to +85°C	10 μ MAX

典型工作电路



μ MAX是Maxim Integrated Products, Inc.的注册商标。

引脚配置在数据资料的最后给出。

3V至28V输入、低成本、 滞回同步降压控制器

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

IN to GND (MAX8576/MAX8577)	-0.3V to +30V
VL to GND (MAX8576/MAX8577)	-0.3V to +6V
IN to VL (MAX8576/MAX8577)	-0.3V to +30V
V _{CC} to GND (MAX8578/MAX8579)	-0.3V to +6V
SS to GND (MAX8576/MAX8577)	-0.3V to (V _{VL} + 0.3)V
SS to GND (MAX8578/MAX8579)	-0.3V to (V _{CC} + 0.3)V
DL to GND (MAX8576/MAX8577)	-0.3V to (V _{VL} + 0.3)V
DL to GND (MAX8578/MAX8579)	-0.3V to (V _{CC} + 0.3)V
BST to GND	-0.3V to +36V
BST to LX	-0.3V to +6V
LX to GND	-1V (-2.5V for <50ns Transient) to +30V
DH to LX	-0.3V to +(V _{BST} + 0.3)V
FB to GND	-0.3V to +6V

EN to GND (MAX8578/MAX8679EUB)	-0.3V to +6V
OCSET to GND (MAX8576/MAX8677)	-0.3V to (V _{IN} + 0.3)V
OCSET to GND (MAX8578/MAX8679)	-0.3V to +30V
OCSET to LX (MAX8576/MAX8677)	-0.6V to (V _{IN} + 0.3)V
OCSET to LX (MAX8578/MAX8679)	-0.6V to +30V
DH and DL Continuous Current	±250mA RMS
Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)	
10-Pin μMAX (derate 5.6mW/°C above +70°C)	444mW
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_{IN} = 12V (MAX8576/MAX8577 only), 4.7μF capacitor from VL (MAX8576/MAX8577 only) or V_{CC} (MAX8578/MAX8579 only) to GND; V_{CC} = V_{EN} = 5V (MAX8578/MAX8579 only); 0.01μF capacitor from SS to GND; V_{FB} = 0.65V; V_{BST} = 5V; V_{LX} = V_{GND} = 0V; V_{OCSET} = 11.5V; DH = unconnected; DL = unconnected; T_A = 0°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
SUPPLY VOLTAGES						
IN Supply Voltage	MAX8576/MAX8577		5.5	28.0		V
	IN = VL (MAX8576/MAX8577)		3.0	5.5		
VCC Input Voltage	MAX8576/MAX8577		3.0	5.5		V
VL Output Voltage	I _{VL} = 10mA (MAX8576/MAX8577)		4.75	5.0	5.25	V
VL Maximum Output Current	MAX8576/MAX8577		20			mA
VL or VCC Undervoltage Lockout (UVLO)	Rising		2.75	2.8	2.90	V
	Falling		2.4	2.45	2.5	
	Hysteresis		350			mV
Supply Current	No switching, V _{FB} = 0.65V (MAX8576/MAX8577)	V _{IN} = 12V	0.6		2	mA
		V _{IN} = V _{VL} = 5V	1.1		3	
		V _{IN} = V _{VL} = 3.3V	0.6		2	
	V _{EN} = 0V or V _{FB} = 0.65V, no switching (MAX8578/MAX8579)	V _{CC} = 5V	0.6		2	
		V _{CC} = 3.3V	0.6		2	
REGULATOR						
Output Regulation Accuracy	V _{FB} peak		0.593	0.6	0.607	V
Output Regulation Hysteresis	(Note 1)		12.5	20	28.0	mV
FB Propagation Delay	FB falling to DL falling		50			ns
	FB rising to DH falling		70			
Overvoltage-Protection (OVP) Threshold			0.70	0.75	0.80	V
High-Side Current-Sense Program Current (Note 2)	T _A = +85°C		60			μA
	T _A = +25°C		42.5	50	57.5	

3V至28V输入、低成本、 滞回同步降压控制器

MAX8576-MAX8579

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 12V$ (MAX8576/MAX8577 only), 4.7 μF capacitor from VL (MAX8576/MAX8577 only) or V_{CC} (MAX8578/MAX8579 only) to GND; $V_{CC} = V_{EN} = 5V$ (MAX8578/MAX8579 only); 0.01 μF capacitor from SS to GND; $V_{FB} = 0.65V$; $V_{BST} = 5V$; $V_{LX} = V_{GND} = 0V$; $V_{OCSET} = 11.5V$; DH = unconnected; DL = unconnected; $T_A = 0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
High-Side Current-Sense Overcurrent Trip Adjustment Range	$V_{IN} - V_{OCSET}$	0.05		0.40	V
Soft-Start Internal Resistance		45	80	125	k Ω
Fault Hiccup Internal SS Pulldown Current	$V_{LX} < V_{OCSET}$ and $V_{FB} < V_{SS}$		250		nA
DRIVER SPECIFICATIONS					
DH Driver Resistance	Sourcing current		2.6	4.0	Ω
	Sinking current		1.9	3.0	
DL Driver Resistance	Sourcing current		2.6	4.0	Ω
	Sinking current		1.1	2.0	
Dead Time	DH low to DL high and DL low to DH high (adaptive)		40		ns
DH Minimum On-Time			140	245	ns
DL Minimum On-Time	Normal operation		120	220	ns
	Current fault		580		
BST Current	$V_{BST} - V_{LX} = 5.5V$, $V_{LX} = 28V$, $V_{FB} < V_{SS}$		1.65		mA
EN					
Input Voltage Low	$V_{CC} = 3V$ (MAX8578/MAX8579)			0.7	V
Input Voltage High	$V_{CC} = 5.5V$ (MAX8578/MAX8579)	1.5			V
THERMAL SHUTDOWN					
Thermal Shutdown	Rising temperature, hysteresis = $20^{\circ}C$ (typ)		+160		$^{\circ}C$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{IN} = 12V$ (MAX8576/MAX8577 only), 4.7 μF capacitor from VL (MAX8576/MAX8577 only) or V_{CC} (MAX8578/MAX8579 only) to GND; $V_{CC} = V_{EN} = 5V$ (MAX8578/MAX8579 only); 0.01 μF capacitor from SS to GND; $V_{FB} = 0.65V$; $V_{BST} = 5V$; $V_{LX} = V_{GND} = 0V$; $V_{OCSET} = 11.5V$; DH = unconnected; DL = unconnected; $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted. Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SUPPLY VOLTAGES					
IN Supply Voltage	MAX8576/MAX8577	5.5		28.0	V
	IN = VL, MAX8576/MAX8577	3.0		5.5	
V_{CC} Input Voltage	MAX8576/MAX8577	3.0		5.5	V
VL Output Voltage	$I_{VL} = 10mA$, MAX8576/MAX8577	4.75		5.25	V
VL Maximum Output Current	MAX8576/MAX8577	20			mA

3V至28V输入、低成本、 滞回同步降压控制器

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

($V_{IN} = 12V$ (MAX8576/MAX8577 only), 4.7 μF capacitor from VL (MAX8576/MAX8577 only) or V_{CC} (MAX8578/MAX8579 only) to GND; $V_{CC} = V_{EN} = 5V$ (MAX8578/MAX8579 only); 0.01 μF capacitor from SS to GND; $V_{FB} = 0.65V$; $V_{BST} = 5V$; $V_{LX} = V_{GND} = 0V$; $V_{OCSET} = 11.5V$; DH = unconnected; DL = unconnected; $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted. Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
VL or V _{CC} Undervoltage Lockout (UVLO)	Rising		2.75		2.90	V
	Falling		2.40		2.55	
Supply Current	No switching, V _{FB} = 0.65V (MAX8576/MAX8577)	V _{IN} = 12V			2	mA
		V _{IN} = V _{VL} = 5V			3.5	
		V _{IN} = V _{VL} = 3.3V			2	
	V _{EN} = 0V or V _{FB} = 0.65V, no switching (MAX8578/MAX8579)	V _{CC} = 5V			2	
		V _{CC} = 3.3V			2	
REGULATOR						
Output Regulation Accuracy	V _{FB} peak		0.591		0.607	V
Overvoltage-Protection (OVP) Threshold			0.70		0.80	V
High-Side Current-Sense Over-Current Trip Adjustment Range	V _{IN} - V _{OCSET}		0.05		0.40	V
DRIVER SPECIFICATIONS						
DH Driver Resistance	Sourcing current				4	Ω
	Sinking current				3.0	
DL Driver Resistance	Sourcing current				4.0	Ω
	Sinking current				2.0	
DH Minimum On-Time					245	ns
DL Minimum On-Time	Normal operation				220	ns
EN						
Input Voltage Low	V _{CC} = 3V, MAX8578/MAX8579				0.7	V
Input Voltage High	V _{CC} = 5.5V, MAX8578/MAX8579		1.5			V

Note 1: Guaranteed by design.

Note 2: This current linearly compensates for the MOSFET temperature coefficient.

Note 3: Specifications to $-40^{\circ}C$ are guaranteed by design and not production tested.

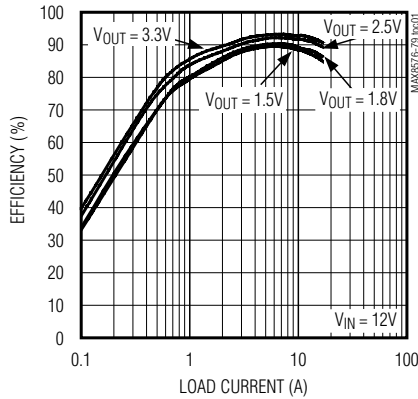
3V至28V输入、低成本、 滞回同步降压控制器

典型工作特性

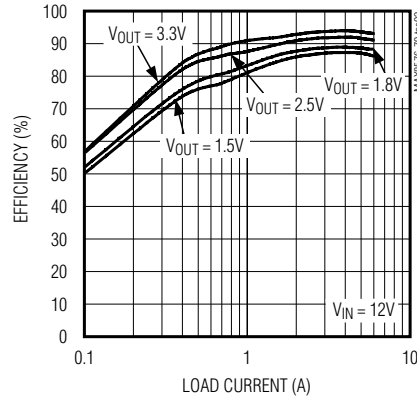
($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

MAX8576-MAX8579

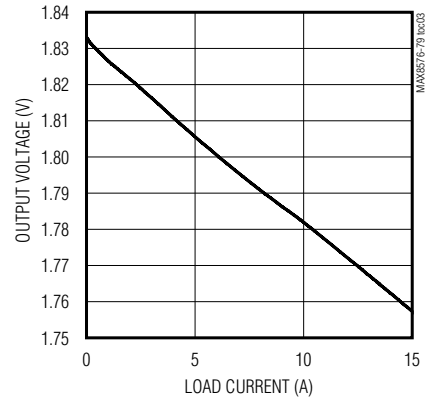
**EFFICIENCY vs. LOAD CURRENT
(CIRCUIT OF FIGURE 2)**



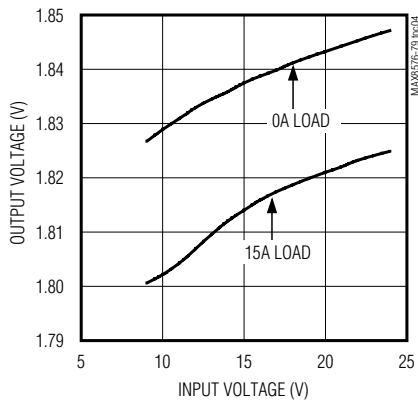
**EFFICIENCY vs. LOAD CURRENT
(CIRCUIT OF FIGURE 3)**



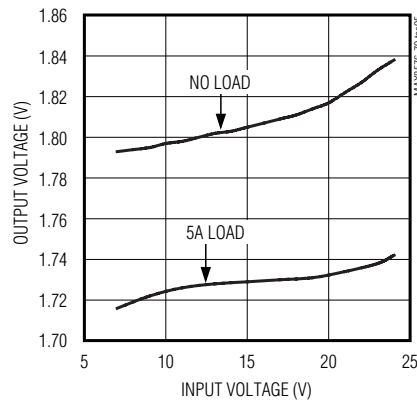
**LOAD REGULATION
(CIRCUIT OF FIGURE 2)**



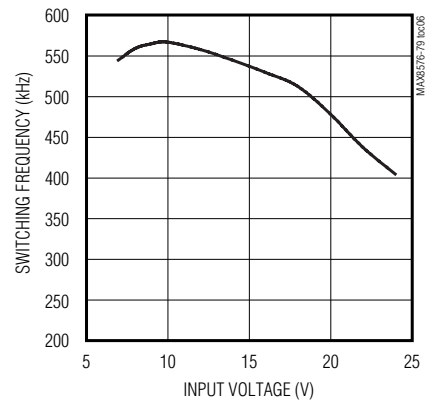
**LINE REGULATION
(CIRCUIT OF FIGURE 2)**



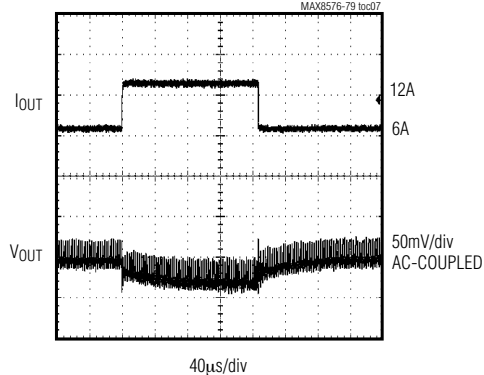
**LINE REGULATION
(CIRCUIT OF FIGURE 3)**



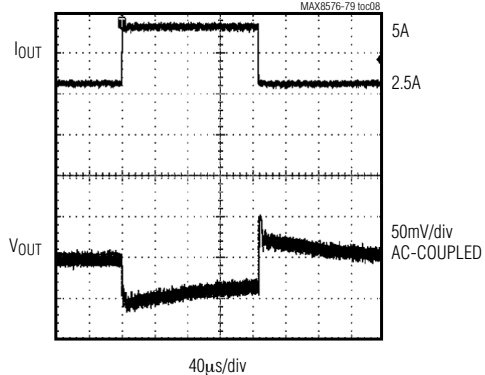
**SWITCHING FREQUENCY vs. INPUT
VOLTAGE (CIRCUIT OF FIGURE 3)**



**LOAD TRANSIENT
(CIRCUIT OF FIGURE 2)**



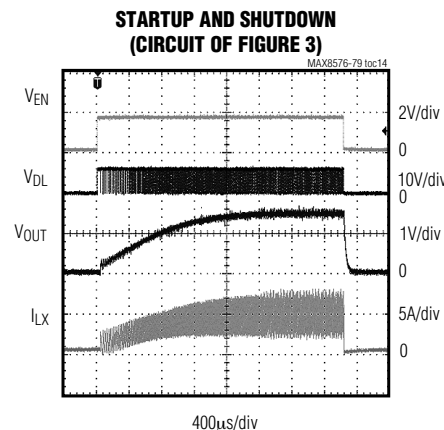
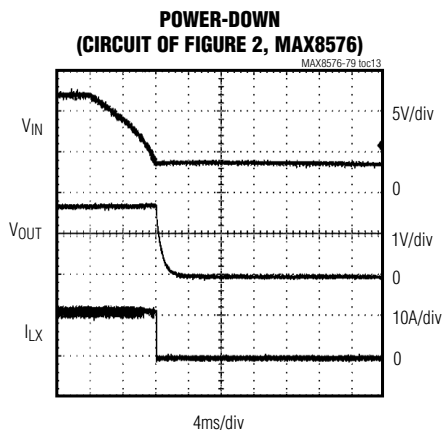
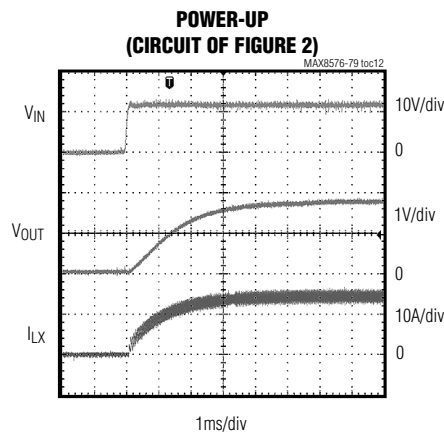
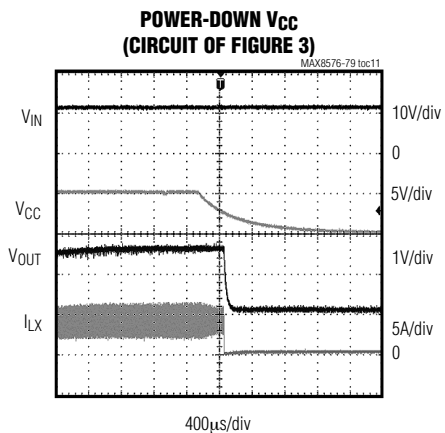
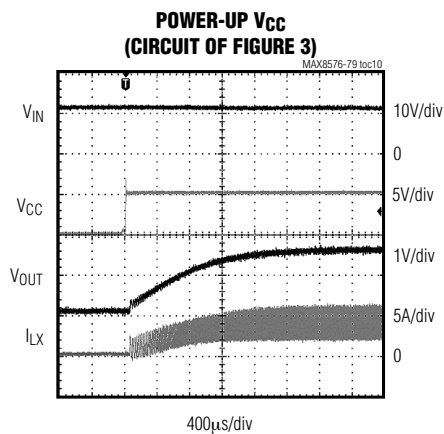
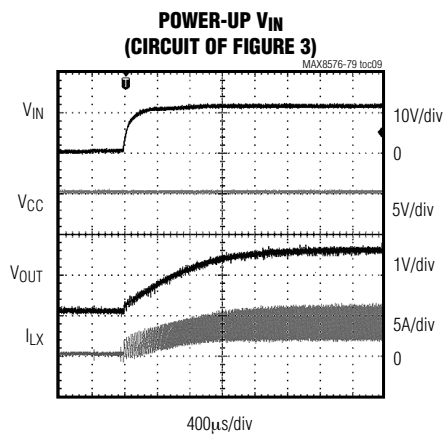
**LOAD TRANSIENT
(CIRCUIT OF FIGURE 3)**



3V至28V输入、低成本、 滞回同步降压控制器

典型工作特性(续)

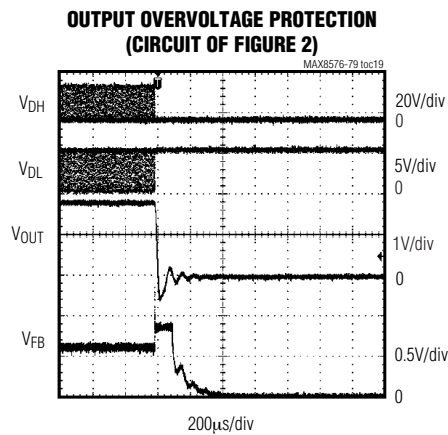
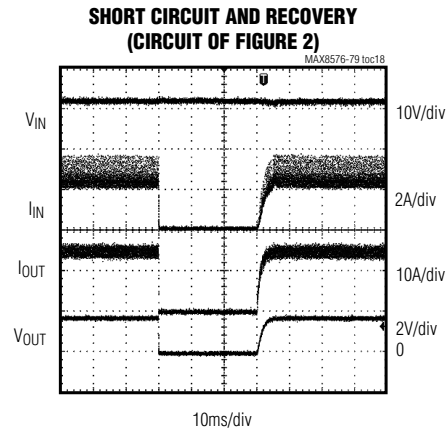
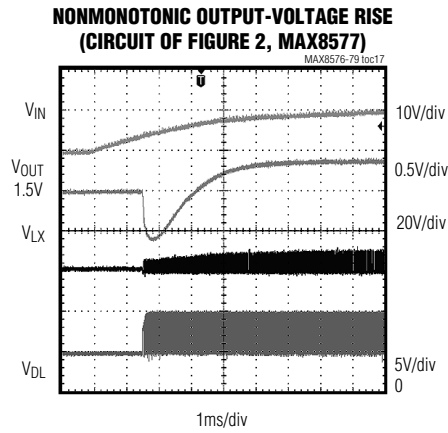
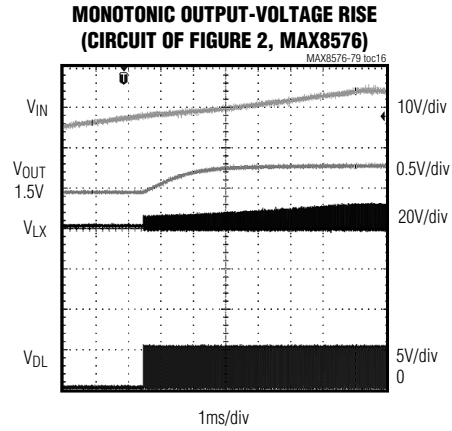
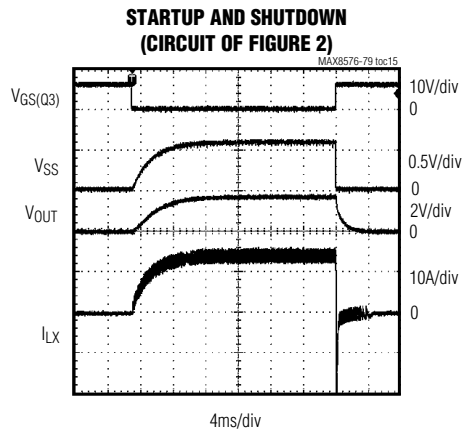
($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)



3V至28V输入、低成本、 滞回同步降压控制器

典型工作特性(续)

($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)



3V至28V输入、低成本、
滞回同步降压控制器

引脚说明

引脚		名称	功能
MAX8576/ MAX8577	MAX8578/ MAX8579		
1	1	FB	反馈输入。稳压在 $V_{FB} = 0.59V$ 。将FB连接至分压电阻，设定输出电压。请参见设置输出电压一节。
2	2	SS	软启动。利用一只外部电容(C_{SS})来调节软启动时间。内部一只 $80k\Omega$ 电阻在外电容为 $0.01\mu F$ 时提供约 $4ms$ 的软启动时间。故障时，内部 $250nA$ 的吸收电流产生占空比大约10%的“打嗝”方式。
3	—	VL	内部 $5V$ 线性稳压器输出。连接一只 $4.7\mu F$ 或容值更高的旁路陶瓷电容。工作在 $3.3V$ 至 $5V$ 输入时，必须接至IN引脚。
—	3	VCC	供电输入($3V$ 至 $5.5V$)。对GND接一只 $4.7\mu F$ 或容值更高的旁路陶瓷电容。
4	4	GND	地。
5	5	DL	低侧栅极驱动输出。驱动同步整流器 MOSFET。
6	6	BST	高侧栅极驱动输出的自举电容连接点。在BST和LX之间接一 $0.1\mu F$ 的陶瓷电容，在BST与VL之间(MAX8576/MAX8577)或与VCC之间(MAX8578/MAX8579)接一只肖特基二极管或开关二极管和一只 4.7Ω 的串联电阻。请参见图4。
7	7	LX	外部电感连接点。将LX接至 MOSFET和电感的连接点。
8	8	DH	高侧栅极驱动输出。驱动高侧 MOSFET。
9	—	IN	内部线性稳压器的供电输入($3V$ 至 $28V$)。工作于 $3V$ 至 $5.5V$ 输入时连接至VL。IN对GND接一只 $0.47\mu F$ 或容值更高的旁路陶瓷电容。
—	9	EN	使能输入。EN脚逻辑低会关闭转换器，并使软启动电容放电。为正常工作，需拉高或接至VCC引脚。
10	10	OCSET	过流门限设定。通过设置高侧 MOSFET上的最大允许 V_{DS} 压降来设定高侧峰值电流门限。从IN到OCSET连接一只电阻：内部 $50\mu A$ 的吸收电流设定相对于 V_{IN} 的最大压降。参见设置电流门限一节。

3V至28V输入、低成本、
滞回同步降压控制器

MAX8576-MAX8579

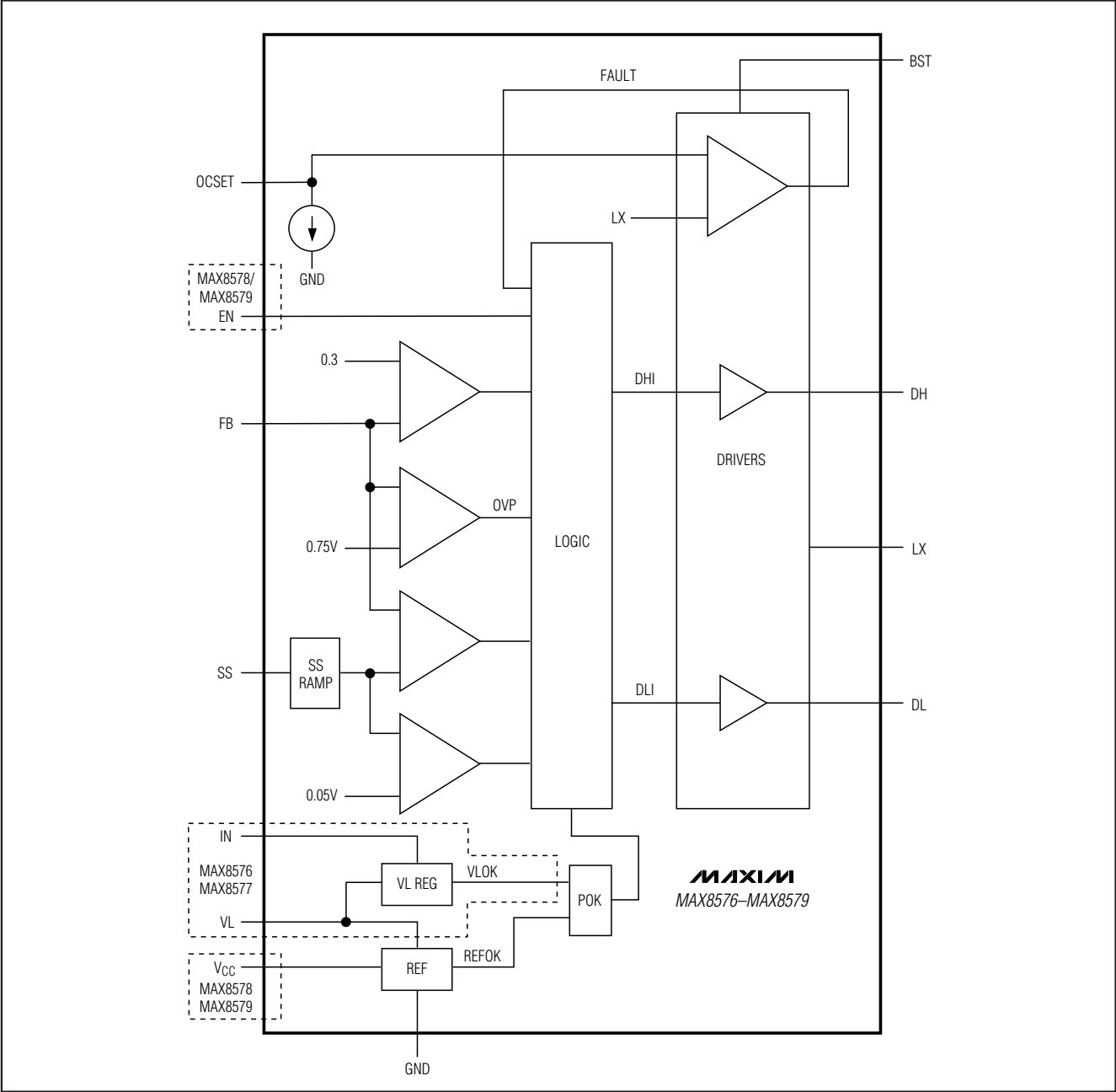


图1. 功能框图

3V至28V输入、低成本、 滞回同步降压控制器

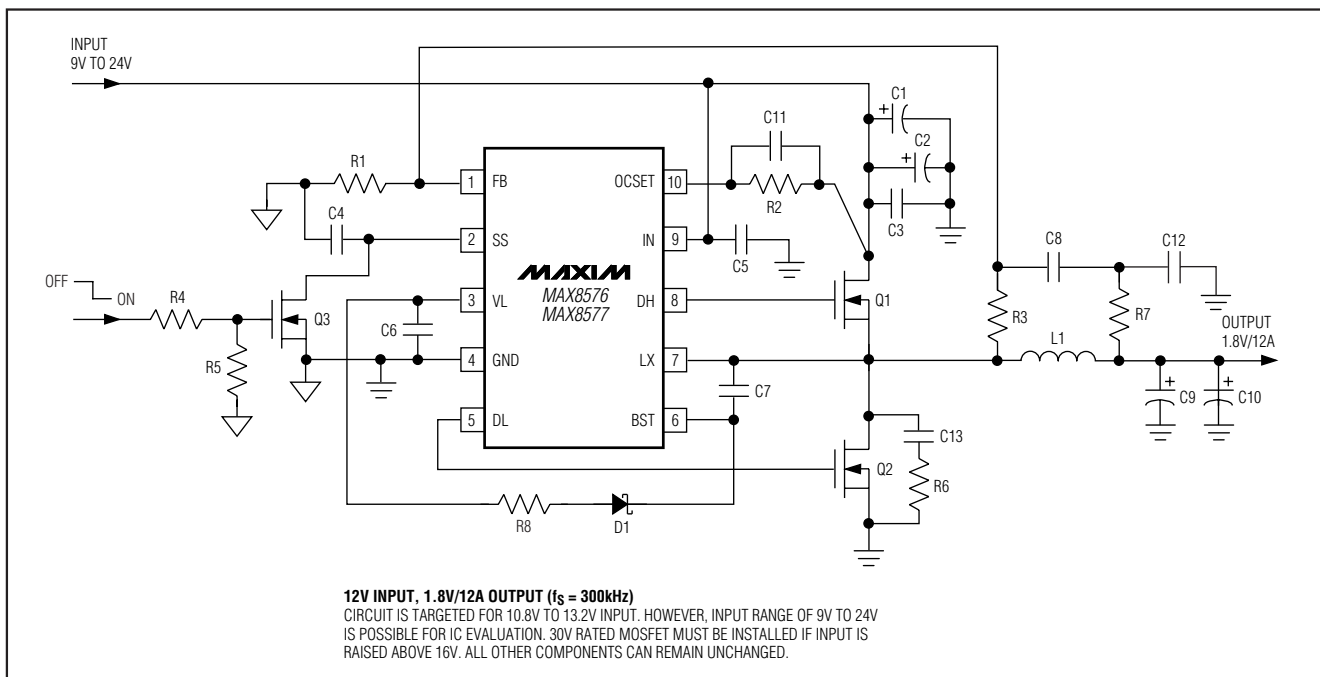


图2. MAX8576/MAX8577 典型应用电路

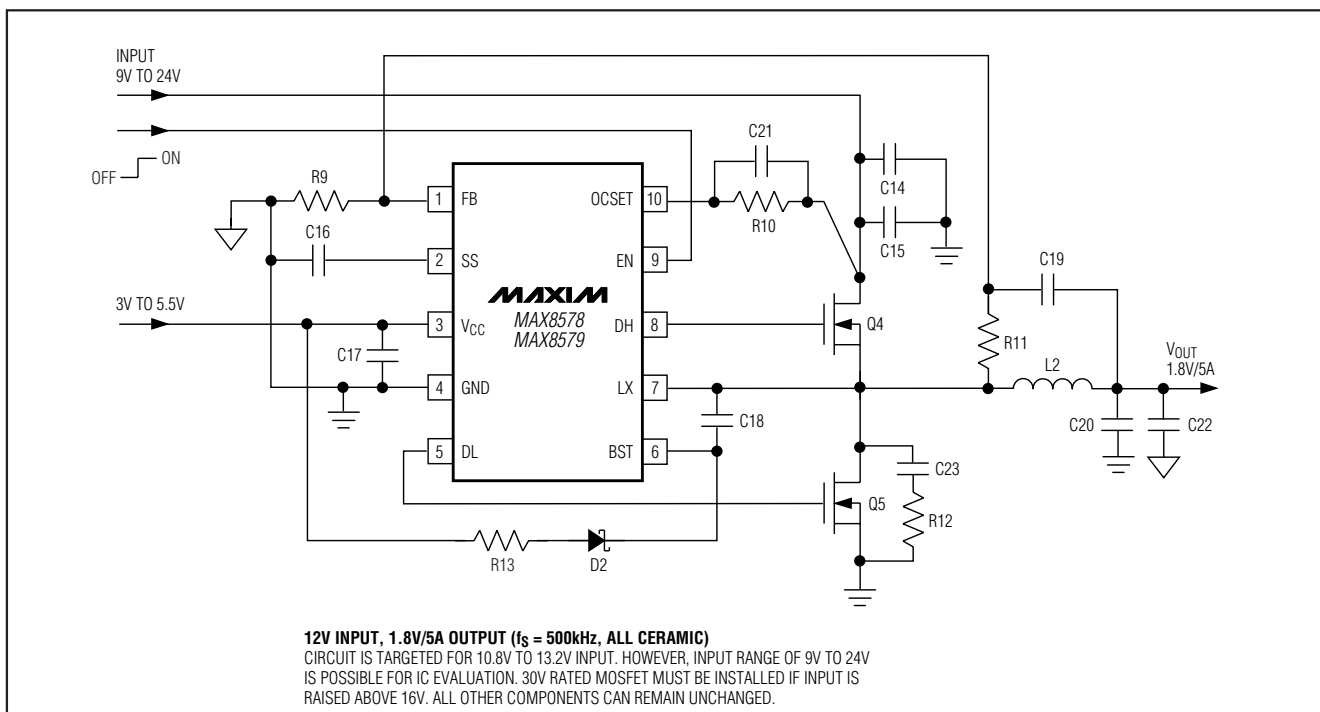


图3. MAX8578/MAX8579 典型应用电路

3V至28V输入、低成本、 滞回同步降压控制器

MAX8576/MAX8577
外部元件列表

COMPONENTS	QTY	DESCRIPTION/VENDOR PART NUMBER
C1, C2	2	470μF, 35V aluminum electrolytic capacitors Sanyo 35MV470WX
C3	1	10μF, 25V X7R ceramic capacitor
C4	1	0.01μF, 10V X7R ceramic capacitor
C5	1	1μF, 35V X7R ceramic capacitor
C6	1	4.7μF, 6.3V X5R ceramic capacitor
C7, C12	2	0.1μF, 10V X7R ceramic capacitors
C8	1	0.027μF, 25V X7R ceramic capacitor
C9, C10	2	2200μF, 6.3V aluminum electrolytic capacitors Rubycon 6.3MBZ2200M10X20
C11	1	0.01μF, 25V X5R ceramic capacitor
C13	1	3300pF, 6.3V X5R ceramic capacitor
D1	1	High-speed diode, 100V, 250mA Philips BAS316 (SOD-323)
L1	1	1.8μH, 14A, 3.48mΩ Panasonic ETQP2H1R8BFA
Q1	1	30V, 12.5mΩ (max), SO-8 International Rectifier IRF7821
Q2	1	30V, 3.7mΩ, SO-8 International Rectifier IRF7832
Q3	1	2N7002 SOT-23
R1	1	6.04kΩ ±1% resistor
R2	1	5.11 kΩ ±1% resistor
R3	1	12.4kΩ ±1% resistor
R4	1	1kΩ ±5% resistor
R5	1	20kΩ ±5% resistor
R6	1	2Ω ±5% resistor
R7	1	10Ω ±5% resistor
R8	1	4.7Ω ±5% resistor

MAX8578/MAX8579
外部元件列表

COMPONENT	QTY	DESCRIPTION/VENDOR PART NUMBER
C14	1	10μF, 25V X5R ceramic capacitor
C15	1	1μF, 25V X5R ceramic capacitor
C16	1	4700pF, 10V X7R ceramic capacitor
C17	1	4.7μF, 6.3V X5R ceramic capacitor
C18	1	0.1μF, 10V X7R ceramic capacitor
C19	1	0.01μF, 25V X7R ceramic capacitor
C20	1	47μF, 6.3V, ESR = 5mΩ, ceramic capacitor Taiyo Yuden JMK432476MM
C21	1	0.01μF, 25V X5R ceramic capacitor
C22	0	Optional (47μF, 6.3V, ESR = 5mΩ ceramic capacitor Taiyo Yuden JMK432476MM)
C23	1	1000pF, 25V X5R ceramic capacitor
D2	1	High-speed diode, 100V, 250mA Philips BAS316 (SOD-323)
L2	1	2.2μH, 7.3A, 9.8mΩ Sumida CDEP104L-2R2
Q4	1	30V, 18mΩ (max), SO-8 International Rectifier IRF7807Z
Q5	1	30V, 9.5mΩ, SO-8 International Rectifier IRF7821
R9	1	6.04kΩ ±1% resistor
R10	1	2.49kΩ ±1% resistor
R11	1	12.4kΩ ±1% resistor
R12	1	2Ω ±5% resistor
R13	1	4.7Ω ±5% resistor

MAX8576-MAX8579

详细说明

MAX8576-MAX8579同步PWM降压控制器采用Maxim专有的滞回电压模式控制方案，实现快速瞬态响应，无需任何环路补偿。控制器驱动一对外部n沟道功率MOSFET以提高效率、降低成本。MAX8576/MAX8577内部集成一个线性低压差(LDO)稳压器使控制器可以在

3V至28V的单电源输入下工作。MAX8578/MAX8579内部不含LDO，当供电电压大于5.5V时需要独立的电源对IC供电。MAX8576-MAX8579输出电压可在0.6V至0.9 x V_{IN}间调节，负载电流高达15A。

3V至28V输入、低成本、 滞回同步降压控制器

可在 200kHz 至 500kHz 之间设定额定开关频率。利用高侧 MOSFET 检流，实现了可调节的“打嗝”式限流和短路保护。MAX8576/MAX8578 能够由预充电的输出启动，不会拉低输出电压。MAX8577/MAX8579 具有启动输出过压保护 (OVP) 功能。

MAX8578/MAX8579 具有逻辑使能输入，可开启和关闭输出。利用一个外部的小型 n 沟道 MOSFET 将 SS 置低，可关闭 MAX8576/MAX8577 (见图 2)。

DC-DC 转换器控制方案

一种专有的滞回 PWM 控制方案实现了高效率、快速切换和快速瞬态响应。该控制方案很简单：当输出电压低于稳压门限时，误差比较器打开高侧开关，开始一个开关周期。这个开关一直保持导通状态，直到最短导通时间期满并且输出电压达到稳定范围，或超过了限流门限。一旦关闭，高侧开关将一直截止，直到最短截止时间期满，并且输出电压降低至稳压门限以下。在此阶段，低侧同步整流器一直开启，直至 FB 脚的电压下降至其稳压门限以下。内部同步整流器省掉了外部肖特基二极管。

具有电压定位功能的负载调整

如图 2 和图 3 所示，MAX8576-MAX8579 采用了一种独特的反馈网络。通过从 LX 节点经由 R3 (MAX8578/MAX8579 中为 R11) 取反馈，通常所见的由输出电容引起的相位滞后不复存在，使环路在输出电容为电解电容或陶瓷电容时均能保持稳定。这种结构还能使输出电压随着负载偏移，偏移量等于电感的直流阻抗与负载电流的乘积。这种电压定位负载调整方式极大地降低了负载瞬变时的输出过冲，与传统的降压转换器相比，这种方案等效于将峰-峰输出电压偏移减小了一半。请参见典型工作特性中的 Load Transients 曲线图。

内部 5V 线性稳压器

MAX8576/MAX8577 所有功能模块均由片上低压差 5V 稳压器供电，其输入端接至 IN 引脚。用一只 1 μ F 或容值更高的陶瓷电容旁路稳压器的输出 (VL)。该电容的等效串联电阻 (ESR) 必须小于 10m Ω 。当 V_{IN} 小于 5.5V 时，将 VL 与 IN 短接。MAX8578/MAX8579 片上没有集成 5V 稳压器，当输入电压大于 5.5V 时， V_{CC} 必须外接一个独立的 3V 至 5.5V 电源。

欠压锁定

如果 VL (MAX8576/MAX8577) 或 V_{CC} (MAX8578/MAX8579) 下降到 2.45V (典型) 以下时，MAX8576-MAX8579 认为电源电压太低，电路不能正常工作，因此 UVLO 电路禁止开关切换，并将 DL 和 DH 脚栅极驱动强制拉低 (MAX8576/MAX8578) 或将 DH 置低、DL 置高 (MAX8577/MAX8579)。当 V_{IN} 上升到 2.8V (典型值) 以上时，控制器进入启动程序并恢复正常工作。

输出过压保护

MAX8576-MAX8579 的输出过压保护由 FB 上的一个抗干扰比较器提供，触发门限为 750mV (典型值)。出现过压故障时过压保护电路被锁定，终止正在运行的周期，置低 DH，置高 DL。触发 EN 或 UVLO 可以清除故障。只要内部基准达到稳定，输出过压保护功能就被激活。

启动和软启动

软启动程序在以下情况下启动：初次上电，自 UVLO 状态恢复，驱动 EN (MAX8578/MAX8579) 引脚从低变为高，或者从低态释放 SS (MAX8576/MAX8577)。外部软启动电容 (C_{SS}) 被连接至一个内部的电阻分压器，按指数规律将该电容充至 0.6V，SS 上升时间为 $5 \times RC$ 或 4ms 每 0.01 μ F。SS 为内部电压误差放大器的一个输入端，FB 为另一输入端。输出电压反馈到 FB 的电压跟踪上升中的 SS 电压。如果 V_{FB} 开始小于 V_{SS} ，开关立即动作；若 V_{FB} 大于 V_{SS} ，DH 保持为低，直至 V_{FB} 小于 V_{SS} 。在 MAX8576/MAX8578 中 DL 保持为低。这样可以防止转换器工作在反向状态。不过，在 MAX8577/MAX8579 中，启动前 DL 为高，以确保在高侧 MOSFET 短路的情况下提供过压保护。

使能

将 EN 接至 GND 或置为逻辑低，可以使 MAX8578/MAX8579 进入关断模式。在关断模式下，DH 和 DL 被强制拉低，SS 处的电压以 250nA 的电流放电，使其沿着一个斜坡下降，下降时间约为软启动上升时间的 10 倍。只有当 V_{SS} 降至距离地电位 50mV 以内后才能重新启动。在一次过流事件后无需循环启动 SS (MAX8576/MAX8577) 或 EN (MAX8578/MAX8579)。正常工作时，将 EN 引脚接至 V_{CC} 引脚或置为逻辑高。若要关断 MAX8576/MAX8577，需要在 SS 上连接一个电路。详见图 2。图中那个外部的小型 n 沟道 MOSFET 的最大导通电阻应小于 40 Ω ，以使 SS 电压低于 10mV。

3V至28V输入、低成本、 滞回同步降压控制器

同步整流器驱动器(DL)

同步整流器利用低阻 MOSFET 开关替代通常的肖特基整流二极管，降低了整流器中的传导损耗。MAX8576-MAX8579 还利用同步整流器来保证自举栅极驱动电路的正确启动。DL 低侧波形始终与 DH 高侧驱动波形互补(具有受控的死时间以防交叉传导或穿通)。死时间电路监视 DL 输出并阻止高侧 MOSFET 在 DL 完全关闭前导通。为使死时间电路正常工作，DL 驱动器至 MOSFET 栅极必须有一条低电阻和低感抗的通道。否则，MAX8576-MAX8579 内的检测电路可能会在 MOSFET 栅极还存有电荷的情况下误判其已经关闭。应采用很短且宽的连线(如果 MOSFET 距器件为 1 英寸时，线宽为 50mil 至 100mil)。另一边沿(DH 关断)的死时间也通过栅极检测确定。

高侧栅极驱动电源(BST)

高侧 n 沟道开关的栅极驱动电压由浮动电容自举电路提供(图 4)。低侧 MOSFET 开启时，在 BST 和 LX 之间的电容由 IN 引脚上的电源充电至 V_{IN} 减去一个二极管的正向压降。当关闭低侧 MOSFET 时，电容上的电压叠加在 LX 上，为高侧 MOSFET 提供所需的开启电压(V_{GS})。然后控制器闭合内部 BST 与 DH 之间的一个开关使高侧 MOSFET 导通。

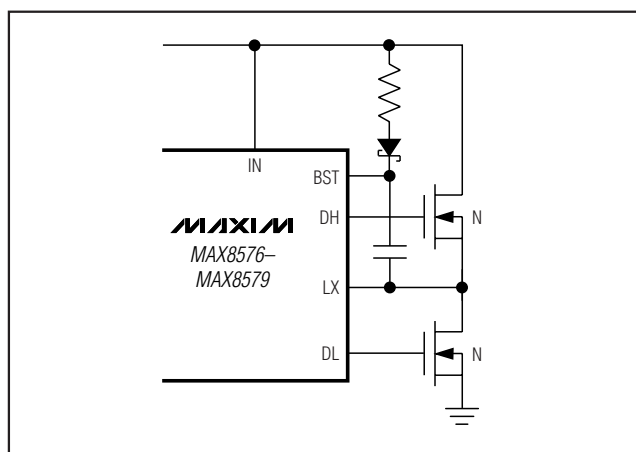


图4. DH 自举电路

限流电路

电流门限由 OCSET 引脚与高侧 n 沟道 MOSFET 的漏极(通常接至输入电源)之间连接的一只电阻在外部设定。这个电阻决定了高侧 MOSFET 上最大允许的 $V_{DS(ON)}$ 压降，从而也设定了高侧峰值电流极限。一个内部的 $50\mu A$ 吸入电流设定了相对于 V_{IN} 的最大压降。如果 $V_{FB} < 300mV$ ，任何过流事件(高侧 n 沟道 MOSFET 的 V_{DS} 高于 OCSET 已设门限)会立刻将 DH 置低并终止进行中的周期。如果 $V_{FB} > 300mV$ 时检测到过流，则立即置低 DH，连续四个过流事件会终止运行周期。一旦运行周期被终止，SS 电容会通过内部的 $250nA$ 吸收电流缓慢放电，实现“打嗝”式限流效果。关于正确选择阻值的讨论参见设置电流门限一节。

开关频率

在 200kHz 至 500kHz 之间设定额定开关频率。这样可权衡效率、开关频率、电感值和元件尺寸之间的关系。较高的开关频率可降低电感量，但会导致一定的效率损失。在电感值一节中提供了电感值的计算方法。选择前馈电容(C_{FF})，可对开关频率进行调节。请参见前馈电容一节。

过热保护

热过载保护限制了 MAX8576-MAX8579 的总功耗。当结温超过 $T_J = +160^{\circ}C$ 时，内部温度传感器关断 IC，使 IC 降温。当结温降低到 $+140^{\circ}C$ 时，温度传感器再次开启 IC，在持续过热情况下产生脉冲式的输出。

设计步骤

设定输出电压

将 FB 接至 LX 与 GND 之间的分压电阻，可在 $0.6V \times V_{IN}$ 和 $0.9 \times V_{IN}$ 之间设定输出电压(见图 2 和图 3)。选择 R_1 ，使分压电阻的偏置电流约为 $50\mu A$ 至 $150\mu A$ 。可以在很宽的范围选择阻值，但选则 R_1 为 $6.04k\Omega$ 是一个很好的出发点。接下来，可根据下式计算 R_3 ：

3V至28V输入、低成本、 滞回同步降压控制器

$$R3 = R1 \times \left(\frac{V_{OUT} + 0.01V + (R_{DC} \times 0.5 \times I_{OUTMAX})}{V_{FB}} - 1 \right)$$

其中， $V_{FB} = 0.590V$ ， R_{DC} 为输出电感的直流电阻， I_{OUTMAX} 为最大输出电流。0.01V项代表反馈门限滞回的1/2。

电感值

电感值与两个工作参数有关：开关频率和峰-峰电感纹波电流。峰值纹波电流通常为最大输出电流的20%至40%。电感值可用下式确定：

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

其中， LIR 为电感电流纹波与直流负载电流的比值， f_S 为开关频率。取 LIR 为30%可较好地折衷尺寸、效率和成本。所选电感的饱和电流必须大于最大输出电流与一半的峰-峰纹波电流之和。电感的额定直流电流必须高于最大输出电流，以确保温升在期望范围内。并且，电感的直流电阻必须满足下式要求：

$$R_{DC} \leq \frac{\Delta V_{OUT}}{I_{OUTMAX}}$$

其中， ΔV_{OUT} 为负载从空载到满载(I_{OUTMAX})跳变时，所允许的最大输出电压下跌量。

设定电流门限

图2 (对于MAX8577/MAX8579为图3) 中连接在OCSET和高侧n沟道MOSFET漏极之间的电阻 $R2$ (对于MAX8577/MAX8579为 $R7$) 设定了电流门限。内部 $50\mu A$ 的吸收电流设定了相对于 V_{IN} ，高侧n沟道MOSFET所产生的电压降。需要确定最大 V_{DS} 压降。根据下式计算：

$$V_{DS(ON)MAX} = I_{DS(MAX)} \times R_{DS(ON)MAX}$$

$I_{DS(MAX)}$ 必须等于或大于最大输出电流时的最大峰值电感电流。 $R_{DS(ON)MAX}$ 应使用结温为 $+25^\circ C$ 时的参数。限流经过温度补偿。

由 $V_{DS(ON)MAX}$ 根据下式计算 R_{OCSET} ：

$$R_{OCSET} = \frac{V_{DS(ON)MAX}}{50\mu A}$$

需要在 R_{OCSET} 两端并联一只 $0.01\mu F$ 陶瓷电容，用于高频噪声去耦。

MOSFET选择

MAX8576-MAX8579驱动两个外部的、逻辑电平的n沟道MOSFET作为电路的开关器件。其关键选择参数为：

- 1) 导通电阻($R_{DS(ON)}$)：越小越好。
- 2) 最大漏-源电压(V_{DSS})：至少应比高侧MOSFET漏极的输入电压高20%。
- 3) 栅极电荷(Q_g 、 Q_{gd} 和 Q_{gs})：越低越好。

在3.3V输入的应用中，选择一个在 $V_{GS} = 2.5V$ 下规定 $R_{DS(ON)}$ 的MOSFET。在5V输入的应用中，选择一个在 $V_{GS} \leq 4.5V$ 下规定 $R_{DS(ON)}$ 的MOSFET。若要很好地兼顾效率和成本，在额定输入电压和输出电流时，高侧MOSFET(N1)应具有相等的传导损耗和开关损耗。选定的高侧MOSFET(N1)的 $R_{DS(ON)}$ 必须满足前面的限流设定。对于N2，确保其不会因N1导通时产生的 dV/dt 而被错误导通，从而产生短路电流，降低效率。 Q_{gd}/Q_{gs} 比值较低的MOSFET对 dV/dt 具有更好的承受力。

为实现正确的热管理设计，必须在预期的最大工作结温、最大输出电流和最坏的输入电压情况(对于低侧MOSFET，最坏情况为 $V_{IN(MAX)}$)；对于高侧MOSFET，既可能为 $V_{IN(MAX)}$ 也可能为 $V_{IN(MIN)}$)下计算功耗。由于电路的工作特点，N1和N2具有不同的损耗成分。N2工作于零电压开关；因此主要损耗为：沟道传导损耗(P_{N2CC})和体二极管传导损耗(P_{N2DC})。

$$P_{N2CC} = \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \times I_{LOAD}^2 \times R_{DS(ON)}$$

采用 $T_{J(MAX)}$ 下的 $R_{DS(ON)}$ 。

$$P_{N2DC} = 2 \times I_{LOAD} \times V_F \times t_{dt} \times f_S$$

3V至28V输入、低成本、 滞回同步降压控制器

输入电容

输入滤波电容减小了从电源吸取的峰值电流，降低了开关电路在输入端产生的噪声和电压纹波。输入电容必须满足开关电流所需的纹波电流要求 (I_{RMS})，由下式计算：

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

当输入电压等于输出电压的两倍时 ($V_{IN} = 2 \times V_{OUT}$)， I_{RMS} 值最大，因此 $I_{RMS(MAX)} = I_{LOAD} / 2$ 。由于陶瓷电容在高频时的 ESR 和 ESL 很低，并且成本相对较低，建议采用此类电容。选择在最大 RMS 电流时温升小于 10°C 的电容器，以满足长期可靠性要求。

输出电容

输出电容的关键选择参数包括：实际电容值、ESR、等效串联电感 (ESL) 和额定电压要求。这些参数影响整体稳定性、输出电压纹波和瞬态响应。输出纹波由三方面构成：输出电容中存储电荷的变化、流入和流出电容器的电流在 ESR 和 ESL 上产生的电压降。最大输出纹波电压可由下式估计：

$$V_{RIPPLE} = V_{RIPPLE(ESR)} + V_{RIPPLE(C)} + V_{RIPPLE(ESL)}$$

由 ESR 和输出电容引起的输出电压纹波为：

$$V_{RIPPLE(ESR)} = I_{P-P} \times ESR$$

$$V_{RIPPLE(C)} = \frac{I_{P-P}}{C_{OUT} \times f_S}$$

$$V_{RIPPLE(ESL)} = \left(\frac{V_{IN}}{L} \right) \times ESL$$

$$I_{P-P} = \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_S \times L} \right) \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

其中， I_{P-P} 为峰-峰电感电流 (参见电感值一节)。这些方程适用于电容值的初始选择，最终值应基于样机或评估电

其中， V_F 是体二极管正向压降， t_{DT} 为 N1 和 N2 开关转变期间的死时间 (典型值为 40ns)， f_S 为开关频率。

N1 作为一个占空比控制开关，主要有以下损耗：沟道传导损耗 (P_{N1CC})、 V_L 重叠开关损耗 (P_{N1SW}) 以及驱动损耗 (P_{N1DR})。由于体二极管没有传导电流，故 N1 没有二极管传导损耗。

$$P_{N1CC} = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \times I_{LOAD}^2 \times R_{DS(ON)}$$

采用 $T_{J(MAX)}$ 下的 $R_{DS(ON)}$ 。

$$P_{N1SW} = V_{IN} \times I_{LOAD} \times \left(\frac{Q_{gs} + Q_{gd}}{I_{GATE}} \right) \times f_S$$

其中， I_{GATE} 是 DH 驱动器的平均电流驱动能力，由下式确定：

$$I_{GATE} \cong 0.5 \times \frac{V_L}{R_{DH} + R_{GATE}}$$

其中， R_{DH} 是高侧 MOSFET 驱动器的导通电阻 (典型值为 2Ω)， R_{GATE} 为 MOSFET 内部栅极阻抗 (约 2Ω)。

$$P_{N1DR} = Q_g \times V_{GS} \times f_S \times \frac{R_{GATE}}{R_{GATE} + R_{DH}}$$

其中 V_{GS} 近似等于 V_L 。

除上述损耗外，还应考虑 20% 的额外损耗，因为 MOSFET 输出电容和 N2 体二极管的反相恢复电荷均会在 N1 中造成损耗，但在 MOSFET 数据资料中没有明确定义。根据以上计算出的功耗，请参考 MOSFET 数据资料中热阻规格，来计算保持期望最大工作结温所需的 PC 板面积。

为降低由开关噪声引起的 EMI，请在高侧开关漏极和低侧开关源极之间添加 0.1μF 陶瓷电容，或在 DH 和 DL 上串电阻以减缓开关速率。但是，串连电阻会增加 MOSFET 的损耗，应确保它不会使 MOSFET 过热。

考虑到故障情况，最小负载电流必须大于整个温度范围内高侧 MOSFET 的最大漏电流。

3V至28V输入、低成本、 滞回同步降压控制器

路通过试验来确定。通常纹波电流越小，输出电压纹波越小。由于电感纹波电流和电感值和输入电压有关，输出电压纹波会随电感值的增加而减小，而随输入电压的增加而增大。为保证可靠和安全地工作，应确保电容额定电压和纹波电流大于计算值。

MAX8576-MAX8579对瞬变负载的响应依赖于所选的输出电容。负载瞬变之后，输出电压立刻改变 $ESR \times \Delta I_{LOAD}$ 。在控制器响应之前，输出电压会进一步偏离，与电感和输出电容值有关。随着输出电压偏离其稳压门限，控制器会立刻响应(请参见典型工作特性)。

MAX8576-MAX8579允许使用铝电解电容和陶瓷输出电容。由于陶瓷电容有限的容量，它通常被用于较高的开关频率和较低的输出电流。铝电解电容适合于最高至 300kHz 的频率，由于其容值较高，能支持更高的输出电流。

由于铝电解电容的 ESL 和 ESR 高得多，需要一个 RC 滤波器(图2中的 R7 和 C12)，以避免过大的 ESL 和 ESR 纹波提前触发反馈门限。

MOSFET 缓冲电路

由于开关节点的离散电感和电容形成的谐振电路，快速开关转换会造成振荡。这个高频振荡产生于 LX 上升和下降转换过程，会干扰系统性能，产生 EMI。为阻止这个振荡，可在每个开关上跨接一个 RC 缓冲电路。以下是选择 RC 串联电路值的步骤：

- 1) 连接一个示波器探头，测量 V_{LX} 对 GND 电压，并观察阻尼振荡频率 f_R 。
- 2) 寻找使阻尼振荡频率减半的电容值(接于 LX 和 GND 之间)。

于是 LX 处的离散电容 (C_{PAR}) 就等于上述增加电容容值的 1/3。根据下式来计算寄生电感 (L_{PAR})：

$$L_{PAR} = \frac{1}{(2\pi f_R)^2 \times C_{PAR}}$$

临界阻尼所需电阻值等于 $2\pi \times f_R \times L_{PAR}$ 。调节电阻值大小，以得到所需的阻尼效果以及峰值电压偏移量。

电容 (C_{SNUB}) 应至少为 C_{PAR} 的 2 至 4 倍才有效。缓冲电路的功率损耗主要消耗在电阻上 (P_{RSNUB})，可由下式计算：

$$P_{RSNUB} = C_{SNUB} \times (V_{IN})^2 \times f_{SW}$$

其中， V_{IN} 为输入电压， f_{SW} 为开关频率。按照特定应用的降额规则，根据计算所得的功耗选择 R_{SNUB} 的额定功率。

前馈电容

前馈电容，C8 (图2，采用铝电解输出电容的 MAX8576/MAX8577) 或 C19 (图3，采用陶瓷输出电容的 MAX8578/MAX8579)，是影响开关频率的主要元件。根据下式计算的容值选择一个 X7R 陶瓷电容：

$$C8 = \frac{1}{R_{FB}} \times \left(\frac{1}{F_S} - 120ns \times \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \right) \times 49.5 \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

或

$$C19 = \frac{1}{R_{FB}} \times \left(\frac{1}{F_S} - 120ns \times \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \right) \times 39.5 \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

其中， F_S 是期望的开关频率， R_{FB} 是两个反馈分压电阻的并联值(图2中的 R1 和 R3，图3中的 R9 和 R11)。

选择尽可能接近的标准值用于 C8 和 C19。

输出电感和输出电容也会影响开关频率，不过程度要小很多。

在大多数应用中，上述公式计算出的 C8 和 C9 所产生的频率应在预期值的 $\pm 30\%$ 范围以内。C8 和 C19 的容值可以增大以降低频率，或减小以提升频率，从而获得更高的准确度。

应用信息

PC 板布局

仔细的 PC 板布局对于获得低开关损耗和干净稳定的工作非常重要。开关功率级电路需要特别注意。良好的 PC 板布局应遵循以下准则：

3V至28V输入、低成本、 滞回同步降压控制器

MAX8576-MAX8579

- 1) 尽可能靠近 IC 引脚放置 IC 退耦电容。将输入陶瓷退耦电容直接跨接或尽可能靠近高侧 MOSFET 漏极与低侧 MOSFET 源极放置。这样有助于将高开关电流限制在很小的环路内。

2) 当输出电流大于 10A 时，推荐使用四层 PC 板。在 IC 下第二层铺地层，以减小噪声耦合。

3) 输入、输出以及 VL 电容都连接到功率地层，除 C12 和 C22 外。这些电容和其他所有电容都接至模拟地层。

4) 电流门限设定电阻直接连接至高侧 MOSFET 的漏极，最大程度降低印刷导线的电阻和电感的影响。
- 5) 尽可能靠近 IC 放置 MOSFET，以减小连线电感。如果使用并联 MOSFET，则保持到两个栅极的连线相等。

6) 将功率 MOSFET 的漏极引线连接至大面积覆铜区，以辅助器件降温。推荐的覆铜面积参见功率 MOSFET 资料。

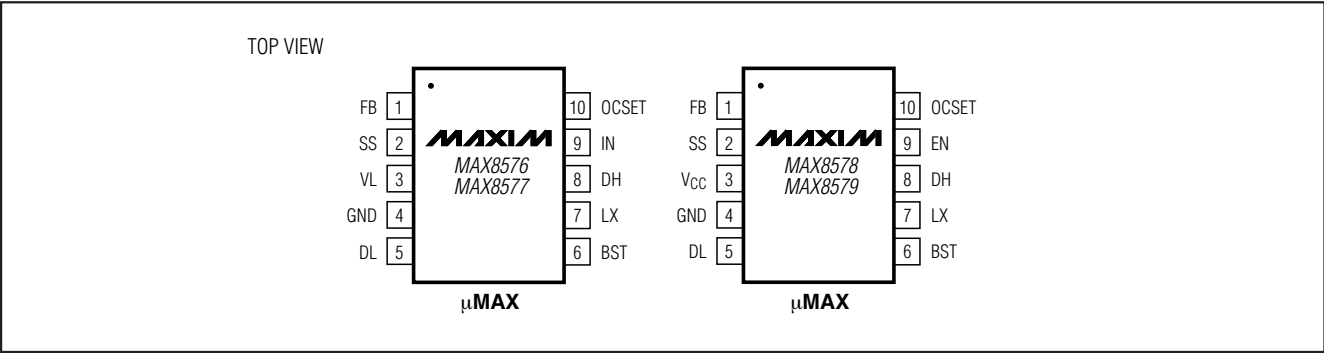
7) 尽可能靠近 IC 引脚放置反馈器件。FB 引脚与输出电感之间的反馈分压电阻应直接与电感连接，不要与其他到该节点的连接共享连线。

8) 详细的布板设计可参考评估板。

推荐的外部元件制造商

MANUFACTURER	COMPONENT	WEBSITE	PHONE
Central Semiconductor	Diodes	www.centralsemi.com	631-435-1110
Panasonic	Inductors	www.panasonic.com	402-564-3131
Sumida	Inductors	www.sumida.com	847-956-0666
International Rectifier	MOSFETs	www.irf.com	800-341-0392
Kemet	Capacitors	www.kemet.com	864-963-6300
Taiyo Yuden	Capacitors	www.t-yuden.com	408-573-4150
TDK	Capacitors	www.component.tdk.com	888-835-6646
Rubycon	Capacitors	www.rubycon.com	408-467-3864

引脚配置



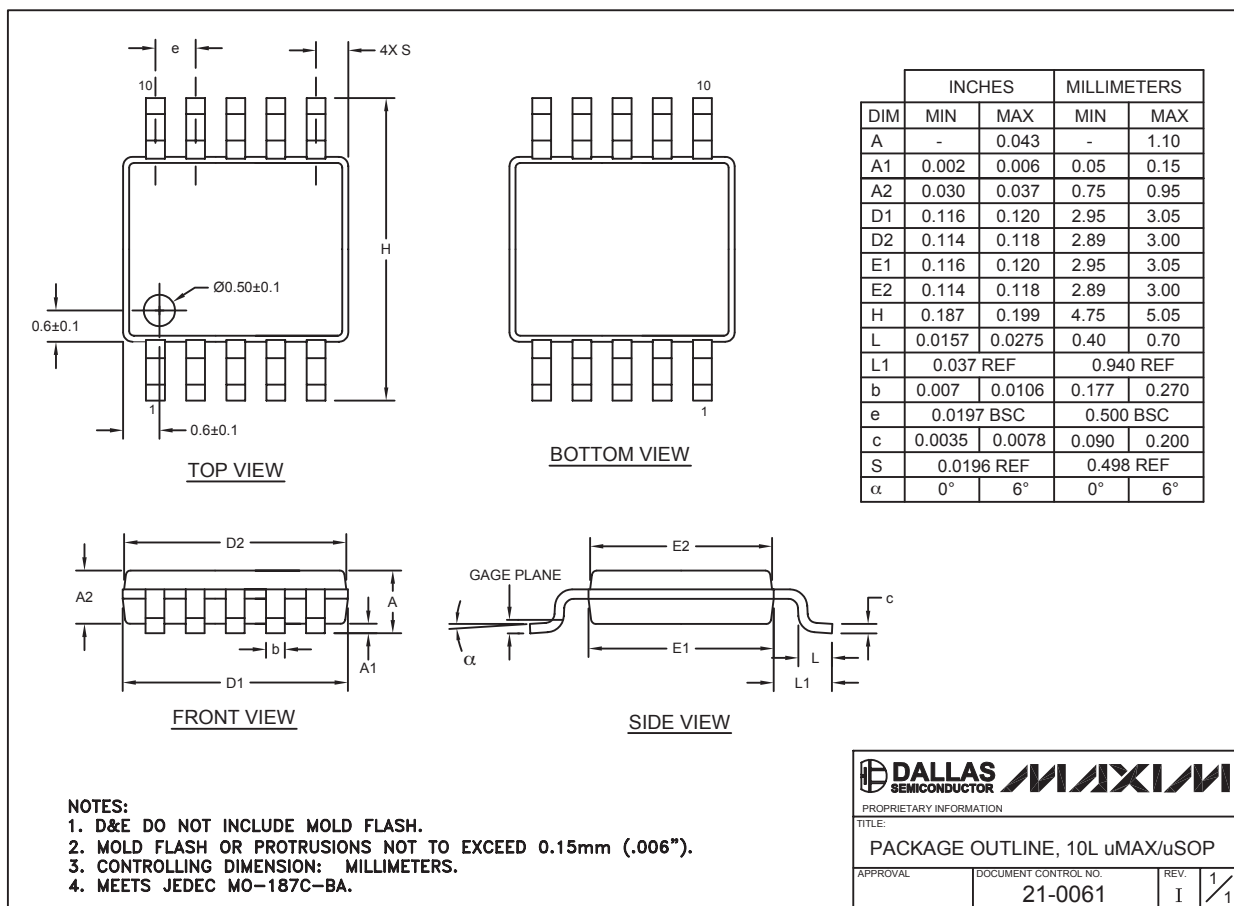
芯片信息

TRANSISTOR COUNT: 2087
PROCESS: BICMOS

3V至28V输入、低成本、 滞回同步降压控制器

封装信息

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



10L uMAX/EPs

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。

18 **Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 (408) 737-7600**

© 2005 Maxim Integrated Products

Printed USA

MAXIM 是 Maxim Integrated Products, Inc. 的注册商标。