



8-Pin连续导电模式 (CCM) PFC控制器

特征

- 8-pin解无感测电压减少了外部元件
- 宽输入电压范围通用AC
- 工作频率固定65-kHz
- 最大占空比97%
- 输出过/欠压保护
- 输入欠压保护
- Cycle-by-Cycle 峰值电流限制
- 开环检测
- 低功耗待机模式控制用户

应用

- CCM升压功率因数校正电源
- 在100 W转换器>2 kW范围
- 服务器和台式机电源
- 电信整流器
- 工业电子
- 家用电子产品

目录

- [电气特性](#) 3
- [设备信息](#) 10
- [应用信息](#) 12
- [设计实例](#) 23
- [其他参考资料](#) 43

描述

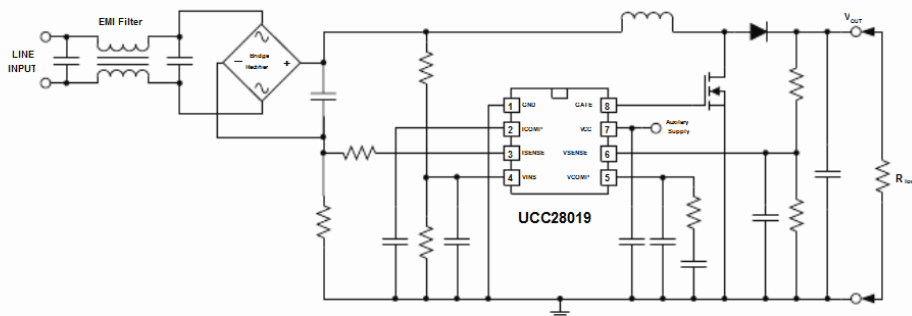
该UCC28019 8-pin有源功率因数校正 (PFC) 控制器uses升压拓扑经营连续导电模式 (CCM). 控制器是在100 W系统适合>2 kW范围在很宽的范围普遍AC线路输入. 启动在欠压分离电流小于200少µA. 用户可以控制的低功耗待机模式拉下面0.77 V. VSENSE的脚

低失真波形整形的输入电流采用平均电流模式控制实现无输入线电压检测, 减少法案材料元件的数量. 简单的外部网络允许的弹性补偿电流和电压控制回路. 的开关频率在内部固定和修整, 以更好地在±5%比25° C. 快速1.5-A门准确性峰值外部开关电流驱动器.

许多系统级的保护功能包括峰值电流限制, 软过流, 开环检测, 输入 欠压, 输出过/欠电压, 无功率放电路径VCOMP, 人口方案理事会和超载保护. 软启动限制启动期间电流刺激行动. 内部基准提供了精确的微调保护阈值和调节设定点. 一个内部钳位限制在12.5 V. 栅极驱动电压

分享到...

典型应用图



请注意, 一个重要的通知关于在得克萨斯州的关键应用的可用性, 保证标准, 并使用半导体产品和仪器仪表及其免责声明出现在本数据资料的最后.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2007, Texas Instruments Incorporated

订购信息

零件号	包装 ⁽¹⁾	工作温度 范围, T _A
UCC28019D	SOIC 8-Pin (D) ead (Pb) -Free /绿	- 40° C到125° C
UCC28019P	塑料DIP 8引脚 (P) (Pb) -Free /绿	

(1) SOIC (D) 包装可录制和添加“R”后缀的上述零件编号跌落碰撞，摇摇晃晃的设备数量是每2500卷轴。

绝对最大额定值

(1)

在工作 自由空气的温度范围内（除非另有说明）

		价值	单位
输入电压范围	VCC	- 0. 3到22	V
	GATE	- 0. 3到16	
	VINS, VSENSE的, VCOMP, 人口方案理事会	- 0. 3到7	
	ISENSE	- 24到7	
输入电流范围	VSENSE的, ISENSE	- 1到1	mA
结温, T _J	经营	- 55到150	°C
	存储	- 65到150	
铅的温度, T _{SOL}	焊接, 10s	300°	

(1) 超越“绝对最大额定值”，即可能造成永久性损坏设备。这些都是强调额定值只有和功能器件的工作在这些或任何其他条件以外的包括在“推荐工作条件”是不是暗示。对于暴露于absolute-maximum-rated长时间可能会影响器件的可靠性的条件。

耗散额定值

(1)

包装	热阻抗 结到环境 (°C/W)	T _A = 25° C电力额定值 (W) T	T _A = 85° C电力额定值 (W)
SOIC-8 (D)	160	0.65	0.25
PDIP-8 (P)	110	1	0.36

(1) 根据JEDEC EIA/JESD 51-1, 热阻测试的是董事会建设一个强大的功能和布局。空气流量减少热阻力。这个数字只属一般指南。见德州仪器文件SPRA953热度量。

推荐工作条件

在工作 自由空气的温度范围内（除非另有说明）

	参数	最小	最大	单位
	VCC从低阻抗源的输入电压	VCC _{OFF(max)} + 1 V	21	V
T _J	工作结温	- 40	125	°C

静电放电保护 (ESD)

在工作 自由空气的温度范围内（除非另有说明）

参数	额定值	单位
人体模型 (HBM)	2	kV
带电器件模型 (CDM)	500	V

电气特性

除非另有说明, $V_{CC} = 15\text{ V}$ $I_{DC}, 0.1\text{ }\mu\text{F}$ 从 V_{CC} 到 GND , $-40^{\circ}\text{ C} \leq T_J = T_A \leq 125^{\circ}\text{ C}$. 所有的电压是相对于 GND . 电流为正, 负到指定的终端了.

参数		测试条件	最小	TYP	最大	单位
VCC 偏置供应						
I _{VCC(start)}	预启动电流	VCC = VCC _{ON} - 0.1 V	25	100	200	μA
I _{VCC(stby)}	待机电流	V _{SENSE} 的= 0.5 V	1.0	2.1	2.9	mA
I _{VCC(on_load)}	工作电流	V _{SENSE} 的= 4.5 V, C _{GATE} = 4.7 nF	4	7	10	
根据电压分离 (UVLO)						
VCC _{ON}	打开门阈		10.0	10.5	11.0	V
VCC _{OFF}	关闭门阈		9	9.5	10	
UVLO	迟滞		0.8	1.0	1.2	
振荡器						
f _{SW}	开关频率,	T _A = 25°C	61.7	65.0	68.3	千赫
		- 40°C ≤ T _A ≤ 125°C	59	65	71	
PWM						
D _{MIN}	最小占空比	V _{COMP} = 0 V, V _{SENSE} 的= 5 V, 人口方案理事会= 6.4 V			0%	
D _{MAX}	最大占空比	V _{SENSE} 的= 4.95 V	94%	97%	99.3%	
t _{OFF(min)}	最小关断时间	V _{SENSE} 的= 3 V, 人口方案理事会= 1 V	100	250	600	ns
系统保护						
V _{SOC}	I _{SENSE} 门阈, 过流软 (SOC),		-0.66	-0.73	-0.79	V
V _{PCL}	I _{SENSE} 门阈, 峰值电流限制 (PCL),		-1.00	-1.08	-1.15	
V _{OLP}	V _{SENSE} 的门阈, 开环保护(OLP),	人口方案理事会= 1 V, I _{SENSE} = 0 V, V _{COMP} = 1 V	0.77	0.82	0.86	
	Open (OLP) 内部回路保护 下拉电流	V _{SENSE} 的= 0.5 V		100	250	nA
V _{UVD}	V _{SENSE} 的阈值, 输出欠压检测(UVD),		4.63	4.75	4.87	V
V _{OVP}	V _{SENSE} 的阈值, 输出过电压保护(OVP),	I _{SENSE} = -0.2 V	5.12	5.25	5.38	
VINS _{BROWNOUT_th}	Input 掉电检测 (IBOP) high-to-low门阈		0.76	0.82	0.88	
VINS _{ENABLE_th}	Input 掉电检测 (IBOP) low-to-high门阈		1.4	1.5	1.6	
I _{VINS_0_V}	当前VINS 偏置	VINS = 0 V		0	± 0.1	
	人口方案理事会门阈, 外部超载保护			0.6		V

电气特性 (续)

除非另有说明, $V_{CC} = 15\text{ V}$ $I_{DC}, 0.1\text{ }\mu\text{F}$ 从VCC到GND, $-40^{\circ}\text{ C} \leq T_J = T_A \leq 125^{\circ}\text{ C}$. 所有的电压是相对于GND. 电流为正, 负到指定的终端了.

参数		测试条件	最小	TYP	最大	单位
电流回路						
gmi	跨导增益	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$	0.75	0.95	1.15	mS
	输出线性范围			± 50		μA
	人口方案理事会电压的OLP	$V_{\text{SENSE}}= 0.5\text{ V}$	3.7	4.0	4.3	V
电压回路						
V_{REF}	参考电压	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 125^{\circ}\text{C}$	4.90	5.00	5.10	V
gmV	跨导增益		31.5	42	52.5	μS
	最大灌电流下正常操作	$V_{\text{SENSE}}= 6\text{ V}, V_{\text{COMP}} = 4\text{ V}$	21	30	38	μA
	在软启动电流源	$V_{\text{SENSE}}= 4\text{ V}, V_{\text{COMP}} = 0\text{ V}$	-21	-30	-38	
	最大源电流下EDR操作	$V_{\text{SENSE}}= 4\text{ V}, V_{\text{COMP}} = 0\text{ V}$ $V_{\text{SENSE}}= 4\text{ V}, V_{\text{COMP}} = 4\text{ V}$	-100 -60	-170 -100	-250 -140	
	增强的动态响应, V 门阈值, 降	SENSE	4.63	4.75	4.87	V
	V_{SENSE} 电流输入偏置	$1\text{ V} \leq V_{\text{SENSE}} \leq 5\text{ V}$		100	250	nA
	V_{COMP} 电压的OLP	$V_{\text{SENSE}}= 0.5\text{ V}, I_{V_{\text{COMP}}} = 0.5\text{ mA}$	0	0.2	0.4	V
GATE 驱动器						
	GATE current, 峰值, sinking ⁽¹⁾	$C_{\text{GATE}} = 4.7\text{ nF}$		2.0		A
	GATE current, 峰值, 采购 ⁽¹⁾	$C_{\text{GATE}} = 4.7\text{ nF}$		-1.5		
	门上升时间	$C_{\text{GATE}} = 4.7\text{ nF}, I_{\text{门}} = 2\text{ V到}8\text{ V}$		40	60	ns
	门下降时间	$C_{\text{GATE}} = 4.7\text{ nF}, I_{\text{门}} = 8\text{ V到}2\text{ V}$		25	40	
	GATE low voltage, no load	$\text{GATE} = 0\text{ A}$		0	0.05	V
	GATE low voltage, sinking	$\text{GATE} = 20\text{ mA}$		0.3	0.8	
	GATE low voltage, sourcing	$I_{\text{门}} = -20\text{ mA}$		-0.3	-0.8	
	GATE low voltage, sinking	$V_{\text{CC}} = 5\text{ V}, I_{\text{门}} = 5\text{ mA}$	0.2	0.75	1.2	
	GATE low voltage, sinking	$V_{\text{CC}} = 5\text{ V}, I_{\text{门}} = 20\text{ mA}$	0.2	0.9	1.5	
	GATE high voltage	$V_{\text{CC}} = 20\text{ V}, C_{\text{GATE}} = 4.7\text{ nF}$	11	12.5	14	
	GATE high voltage	$V_{\text{CC}} = 11\text{ V}, C_{\text{GATE}} = 4.7\text{ nF}$	9.5	10.5	11.0	
	GATE high voltage	$V_{\text{CC}} = V_{\text{CC OFF}} + 0.2\text{ V}, C_{\text{GATE}} = 4.7\text{ nF}$	8.0	9.0	10.2	

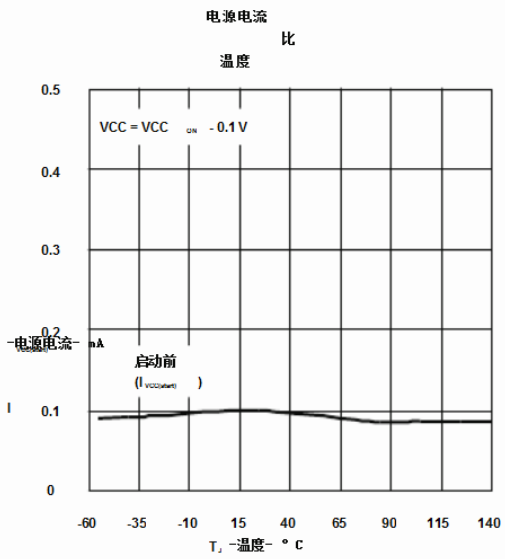
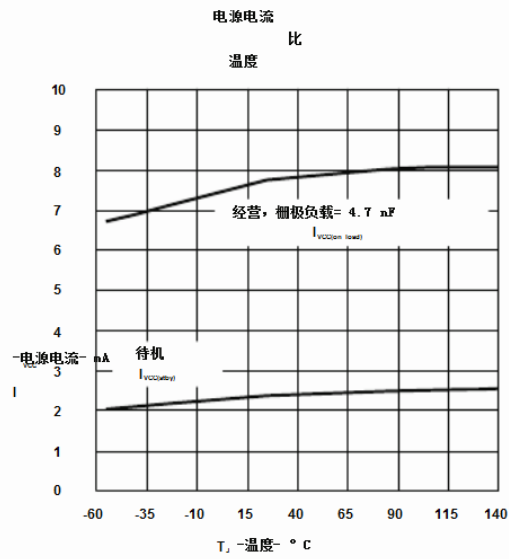
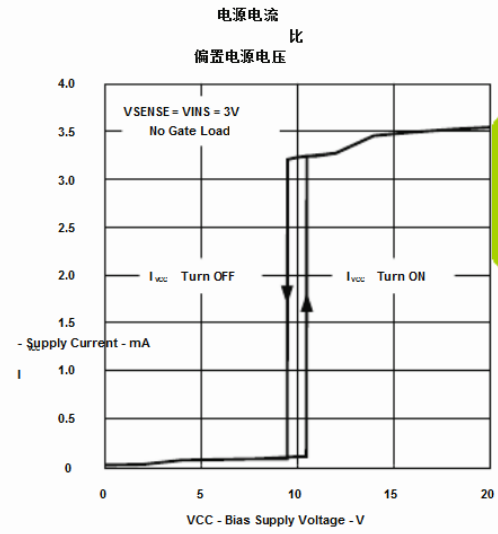
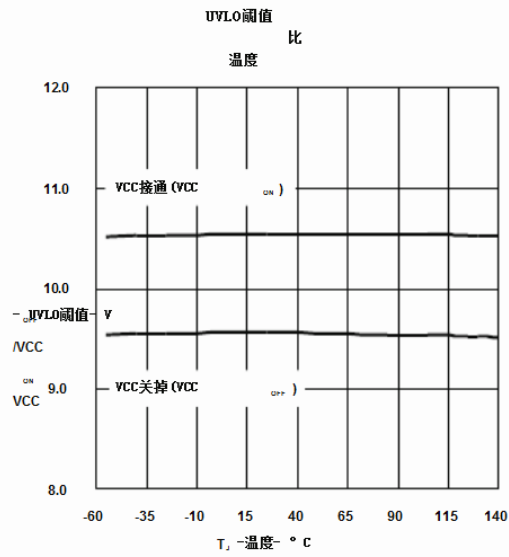
(1) 未经测试, 其特点是设计.

典型特征

除非另有说明, $V_{CC} = 15\text{ V}$
到GND. 电流为正, 负出到指定的终端.

$C_{DC} = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ 从VCC到GND, T

$J = T_A = 25^\circ\text{ C}$. 所有电压都尊重



典型特性 (续)

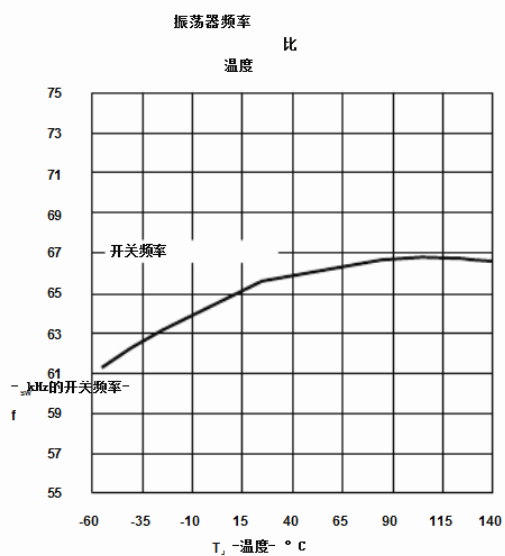


图5.

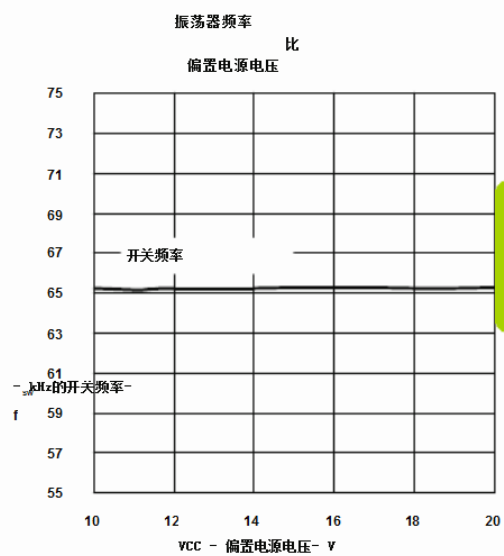


图6.

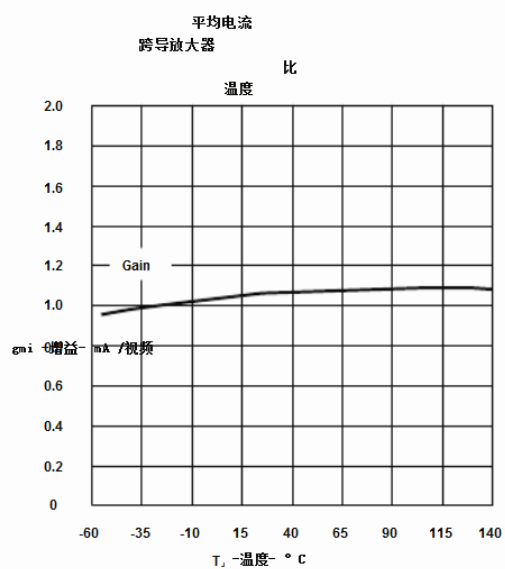


图7.

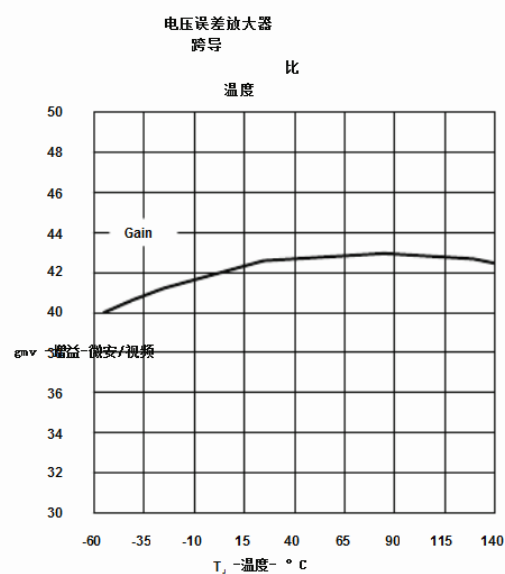


图8.

分享到...

典型特性 (续)

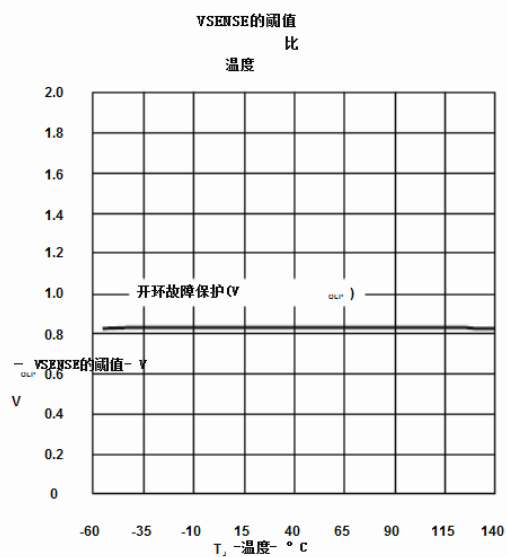


图9.

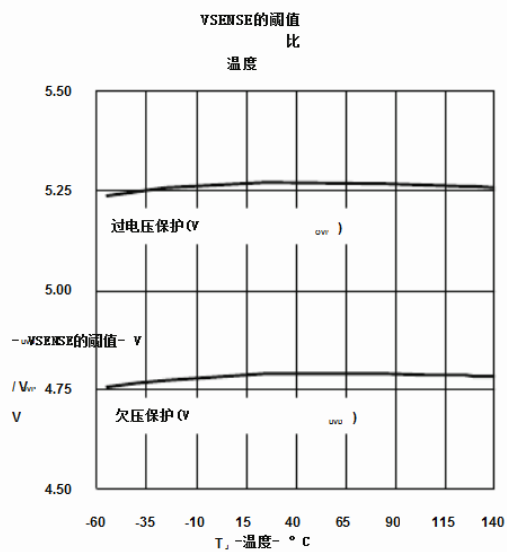


图10.

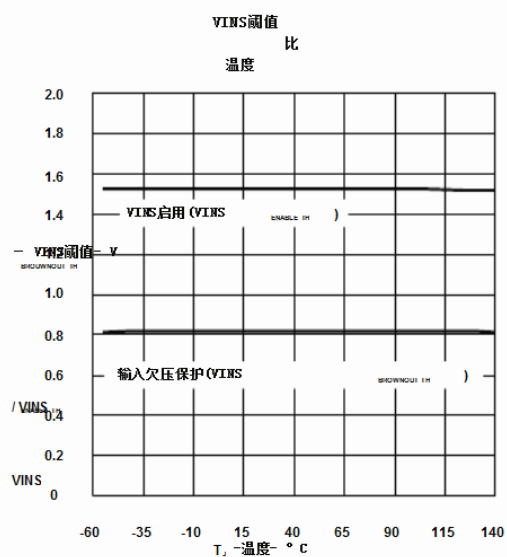


图11.

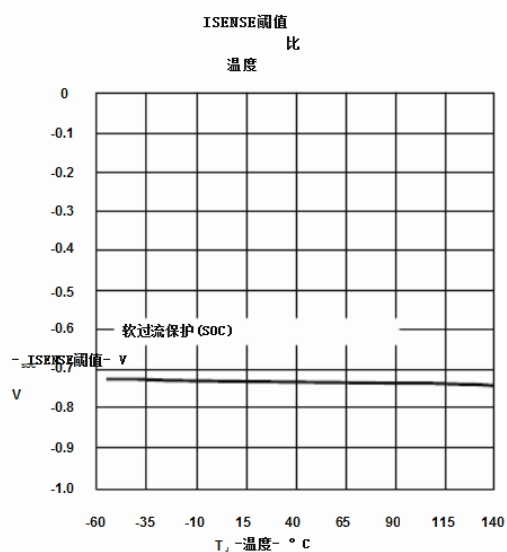
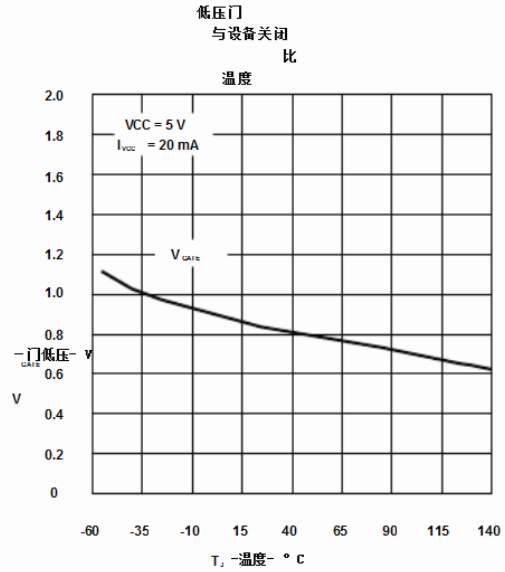
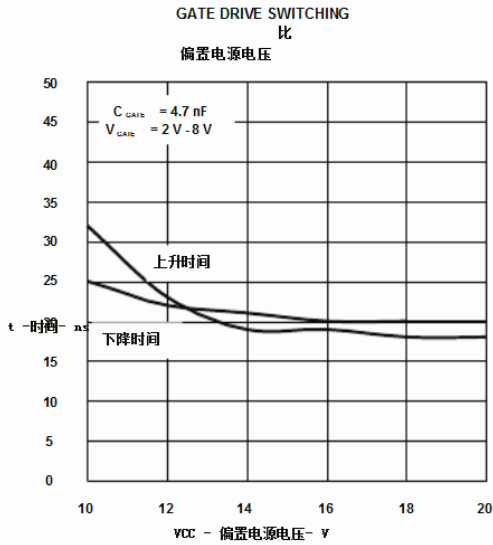
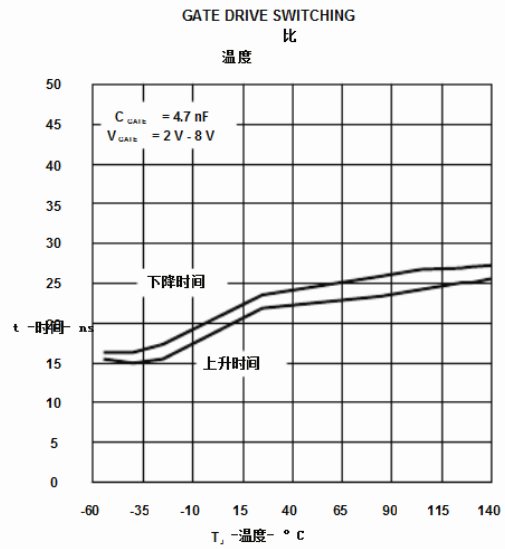
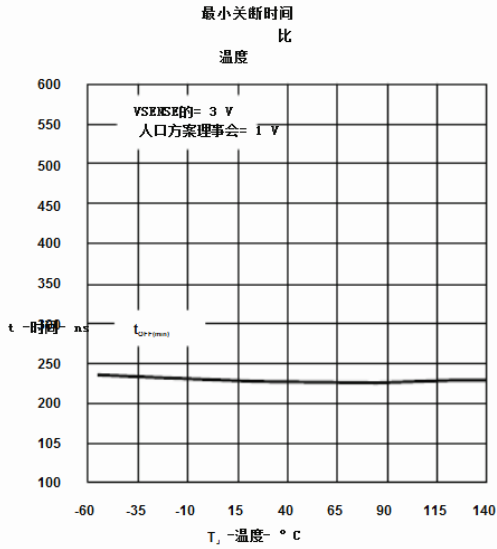


图12.

典型特性 (续)



典型特性 (续)

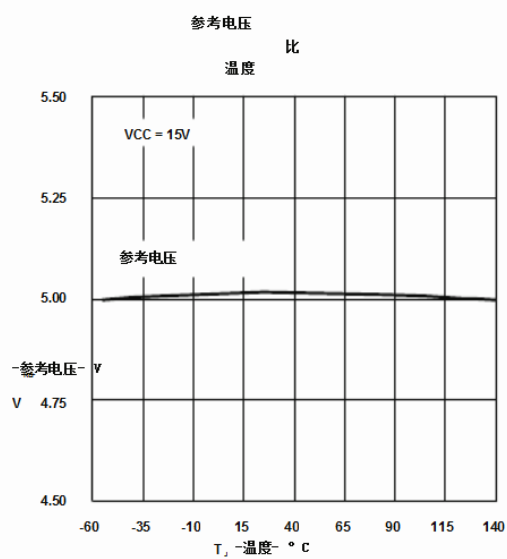
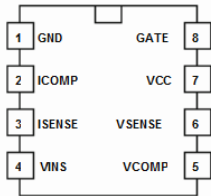


图17.

器械信息

连接图

UCC28019顶视图 (SOIC-8, PDIP-8)



引脚说明

终端功能

终端		I / O	功能
名称	#		
GATE	8	O	Gate drive: 综合推挽一个或多个外部电源MOSFET的门驱动器。2.0-A水槽和1.5-A源的能力。输出电压被钳位在12.5 V。
GND	1		地面: 设备接地参考。
人口方案理事会 2	2	O	电流环补偿: 跨导放大器的输出电流。一个电容器连接到GND提供补偿和电流控制回路中的电流感应信号平均。该控制器残疾人如果对人口方案理事会电压低于0.6 V。少
ISENSE	3	I	电感电流检测: 跨导外部电流检测电阻器的输入电压, 这代表通过PFC升压电感的瞬时电流。这个电压平均值, 以消除噪声和纹波的影响。软过流(SOC)限制了平均电感电流。Cycle-by-cycle峰值电流限制(PCL)立即关断门极驱动, 如果峰值电压超过极限。使用220-Ω在该引脚与电阻电流感应电阻器来限制这个引脚浪涌浪涌电流。
VCC	7		设备供应: 外部偏置电源输入。在欠压锁定(UVLO)禁用, 直到VCC控制器超过一转, 对10.5 V。操作门继续, 直到VCC低于关闭(UVLO)阈值的9.5 V。陶瓷旁路电容的0.1 μF 最小值应连接到从VCC GND尽可能接近该设备的高电压的VCC滤波频率。
VCOMP	5	O	电压环路补偿: 跨导放大器的输出电压误差。一个电阻电容网络从这个引脚连接到GND提供补偿。VCOMP是举行GND直到VCC, VINS, 和VSENSE的所有超过其阈值电压。一旦这些条件得到满足, VCOMP充电, 直到在VSENSE的电压达到其标称监管水平95%。当增强动态响应(EDR)已经订婚了, 额外电流应用于VCOMP减少充电时间。EDR附加电流被禁止在软启动。软启动程序由该引脚上的电容。
VINS	4	I	Input ac电压检测: 输入欠压保护(IBOP)检测时, 系统的交流输入电压为上述用户定义的正常经营水平, 或低于用户定义的“欠压”的水平。一个过滤电阻分压网络连接从这一纠正, 电源波节引脚。在启动控制器被禁用直到VINS电压超过阈值的1.5 V, 开始软启动。该控制器也被禁止, 如果VINS下降将不会恢复, 直到两个0.8和VSENSE的低于V。VINS操作欠压阈值使电压超过其阈值, 启动另一软启动。
VSENSE	6	I	输出电压感: 外部电阻分压器网络从该引脚输出连接到PFC电压提供反馈的输出电压调节感应。一个小电容从这个引脚GND过滤器高频率的噪音。待机禁用控制器和排放VCOMP时, 在VSENSE的电压下面滴使0.8V。门内部100nA电流源为拉VSENSE的以GND开环保护(OLP), 包括引脚断开。输出过电压保护(OVP)禁用GATE output when VSENSE exceeds 105% of the reference voltage. Enhanced Dynamic Response (EDR) 输出电压迅速返回到正常水平时, 监管系统线路或负载阶跃原因VSENSE的下降低于参考电压95%。

图18. 框图

应用信息

UCC28019操作

该UCC28019是开关模式控制器的功率因数校正升压转换器操作在使用固定频率连续导通模式. 该UCC28019需要很少的外部组件运作积极PFC预调节. 其修剪振荡器提供一个固定的65千赫额定开关频率, 确保双方的根本和第二次举办, 电磁干扰噪声频谱谐波成分低于EN55022进行波段150-kHz测量上限.

它的紧微调5-V内部参考电压精确调节输出电压超过规定的典型世界各地85 V_{AC} 到265 V_{AC} 电源输入范围从零到满负荷输出. 在可用的系统负载范围从100 W到2 kW, 可在特殊情况下延长.

规例中完成两个循环. 内部电流环形状的平均输入电流匹配连续电感电流条件下正弦输入电压. 在极轻负载条件下, 在升压电感值的不同, 电感电流不连续, 但仍可能去满足D类. 尽管对IEC 1000-3-2要求的高次谐波. 外部电压环路调节输出电压关于VCOMP (根据线路和负载情况而定), 它决定了内部增益参数维持低失真的稳态输入电流波形.

应用信息（续）

电源

该UCC28019工作于外部偏置供应. 建议将设备从供电调节辅助电源. 此装置是不打算从一个自举偏置供应. 自举偏置供应是美联储通过与VCC足够的电容电阻来支撑从输入高电压直到上VCC电压电流可提供从对升压电感线圈偏置. 最小迟滞关于VCC将需要一个套牢电容不合理的价值.

在正常操作期间, 当输出是经过调整, 由当前的设备上绘制包含的名义运行目前加上当前提供外部升压开关门. 电源去耦的偏置必须考虑到目前的交换, 以保持VCC纹波电压降至最低. 陶瓷电容器与最低值的0.1 μF 建议从VCC到GND短, 宽的痕迹.

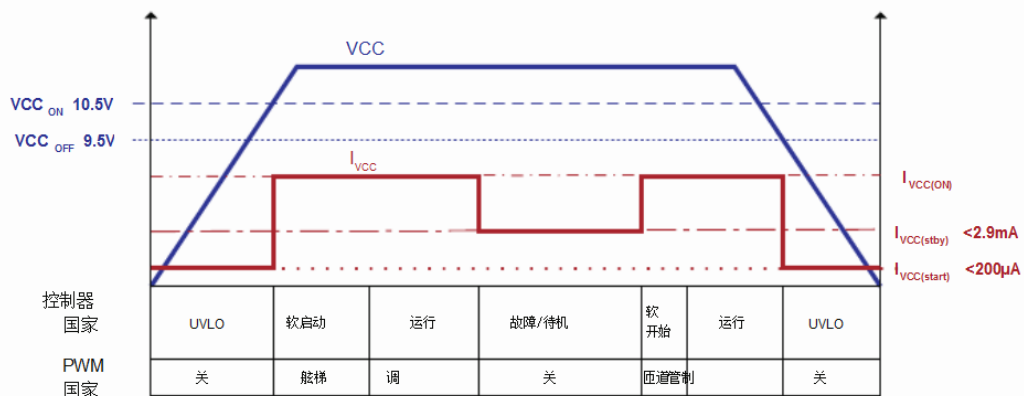


图19. 设备供应国

该器件偏置工作在几个州. 在启动期间, VCC欠压分离 (UVLO) sets 最低业务dc的PFC控制器的输入电压. 有两个UVLO门槛. 当UVLO启动阈值被超过, 则控制器打开. 如果VCC低于UVLO低关断的阈值, 控制器关断. 期间由目前的设备上绘制UVLO, 是最小的. 设备开启后, 软启动 (SS) 启动, 产量ramped控制的方式以减少对外部的压力组件和防止输出电压过冲. 在软启动和输出后, 在监管其正常运行器件消耗的电流. 如果几个故障或遇到任何条件, 如果设备被置于待机与外部信号, 设备消耗的减少待机电流.

应用信息（续）

软启动

VCOMP，对跨导放大器的输出电压环，是拉低并在UVLO，IBOP，OLP（开环保护）/待机。故障情况后发布，软启动控制上升速率。VCOMP为了获得一个与时间的函数增加占空比线性控制。在软启动恒30当前 μA 是源到该引脚上的补偿造成元件的电压斜坡线性，直到输出电压达到其最终值85%。在这一点上，电流开始采购降低，直到输出电压达到额定电压，其最终95%。软启动时间是受电压误差放大器补偿元件选择，是用户可编程的基础上所需的环交叉频率。一旦V_{OUT}超过95%的额定电压，EDR不再抑制。

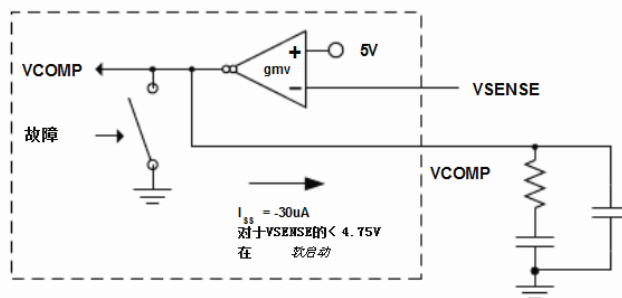


图20. 软启动

系统保护

系统级的保护功能，让操作限制在安全系统：

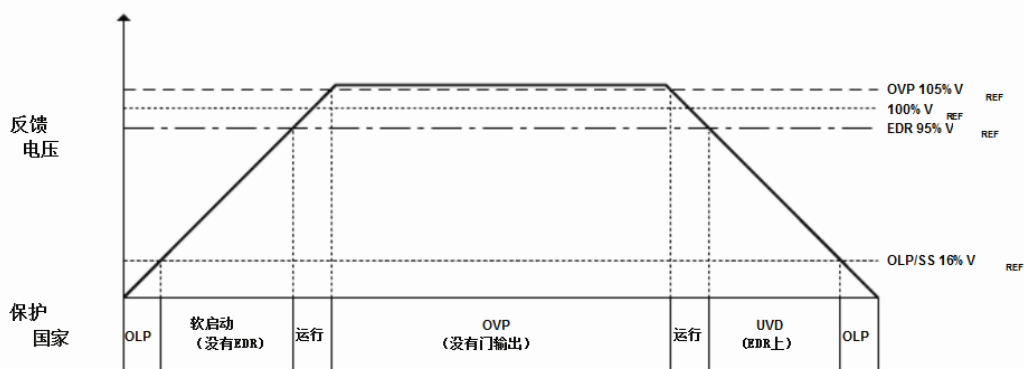


图21. 输出保护国

应用信息 (续)

VCC欠压分离 (UVLO)

在启动期间, UVLO保持在关机状态, 直到上述VCC 10.5-V阈值上升使该装置, VCC_{ON} 的典型1对V滞后UVLO消除噪音, 设备关闭时VCC下降至 9.5-V禁用门槛, VCC

OFF

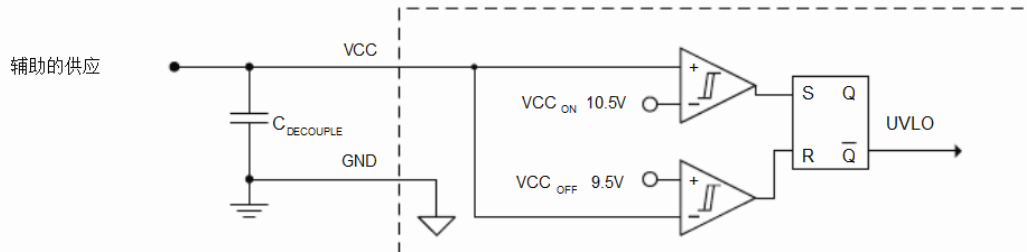


图22. UVLO

输入欠压保护 (IBOP)

该VINS₁ (感应输入线电压), 输入为设计师提供所需的电源设置的一种手段RMS 电压等级在哪个PFC预调节应该启动, V_{AC(turnon)}, 以及RMS水平所需的电源 在它应该关闭, V_{AC(turnoff)}. 这样可以防止不必要的或低于持续系统运行 “欠压” 电压, 线电流过大的地方可能过热的组件. 此外, 由于VCC 偏置是不直接来自线电压, IBOP保护电路由低压条件下, 可能不会触发 在VCC UVLO关闭.

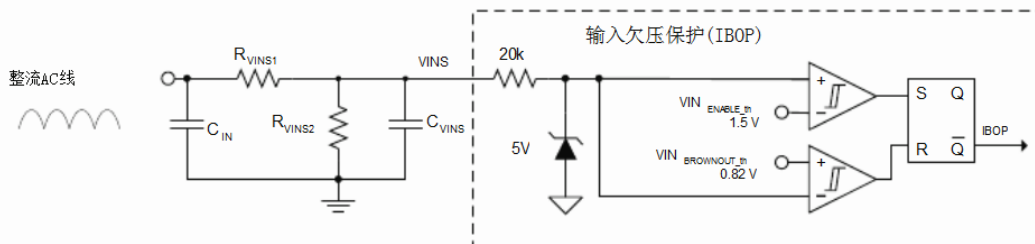


图23. 输入欠压保护 (IBOP)

输入线电压是感觉到从纠正ac电源电压通过一个电阻分压器网络直接过滤器 提供一个在规模和VINS输入滤波值. IBOP puts设备在待机模式时VINS下降 (high-to-low)以下0.8 V, VINS_{BROWNOUT_th}. 设备出来的待机时VINS上升 (low-to-high) 上述1.5 V, VINS_{ENABLE_th}. 偏置源于电流从VINS, 比0.1 μ A. 目前较少一偏置 这样低的, 对于本有电流通过传感网络上流动而造成的任何设定误差小的关注. 这个网络的最高值电阻应合理选择, 尽量减少功耗, 尤其是在适用于需要低待机功率. 要知道, 高电阻值更易受杂音, 但低噪音PCB布局技术可以帮助减轻此. 此外, 根据 电阻器使用, 其电压额定值, R_{VINS1} 应实行串联电阻, 以减少多 电压应力.

应用信息（续）

首先，选择 R_{VINS1} 根据合理的电阻值最高为典型的应用程序。

然后选择 R_{VINS2} 在此基础上的价值：

$$R_{VINS2} = R_{VINS1} \frac{VINS_{ENABLE_th(max)}}{\sqrt{2}V_{AC(on)} - VINS_{ENABLE_th(max)} - V_{F_BRIDGE}}$$

凡 V_{F_BRIDGE} 是整个ac整流桥正向压降。

功率消耗在电阻网络是：

$$P_{VINS} = \frac{V_{IN_RMS}^2}{R_{VINS1} + R_{VINS2}}$$

滤波电容， C_{VINS} ，有两个功能。第一，电压纹波衰减之间的水平能使和欠压阈值，这将阻止错误地触发对VINS当转换器纹波IBOP

运转在低线。第二， C_{VINS} 为一条线所需数量的延误欠压保护运行半周期时间，同时还具有一个实际的欠压事件反应良好。

电容的选择，使其排放到VINS线的延迟，以适应辍学。

$BROWNOUT_th$ 水平后N线周期数的一半

$$C_{VINS} = \frac{t_{CVINS_dschrg}}{R_{VINS2} \ln \frac{VINS_{BROWNOUT_th(min)}}{0.9V_{IN_RMS(min)} \left(\frac{R_{VINS2}}{R_{VINS1} + R_{VINS2}} \right)}}$$

其中：

$$t_{CVINS_dschrg} = \frac{N_{half_cycles}}{2 f_{LINE(min)}}$$

和 $V_{IN_RMS(min)}$ 是最低的正常工作RMS输入电压。

应用信息（续）

输出过电压保护 (OVP)

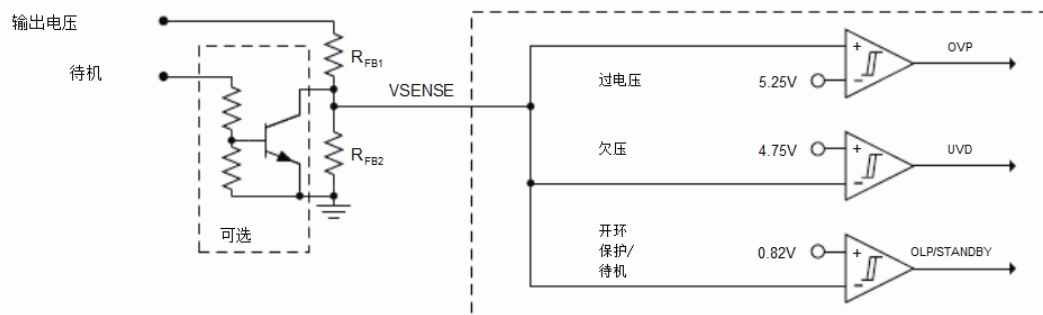
$V_{OUT(OVP)}$ 是输出电压超过额定值的5%，造成超过—5.25-V V_{SENSE} 的门槛
(5-V参考电压+ 5%)。V_{OVP} . 正常的电压控制回路绕过和门输出
直到 V_{SENSE} 的残疾人瀑布例如，下面5.25 V。V_{OUT(OVP)} 因此在一个系统420 V一个额定400-V
输出。

开环保护/待机 (OLP /待机)

如果输出电压反馈元件发生故障，断开（开环）从 V_{SENSE} 的信号
输入，那么它很可能是电压误差放大器将增加门输出为最大占空比。要
防止这种情况，内部下拉力量 V_{SENSE} 的低。如果输出电压低于其额定电压16%，
造成 V_{SENSE} 的以下0.8 V,秋季设备置于待机状态，一凡PWM切换暂停状态
和设备，但仍低于3 mA.吸引待机电流关断功能，这也给设计师
拉动与外部开关 V_{SENSE} 的低选项。

输出欠压检测 (UVD) /增强的动态响应 (EDR)

在负荷大的变化，增强的动态响应 (EDR) acts以加快反应迟缓
低带宽的电压回路。



图过电压保护，开环故障保护24. /待机

应用信息（续）

过流保护

电感电流由 R_{SENSE} 检测到，在输入整流回路低值电阻。另一边该电阻连接至系统接地。电压是在检测电阻的感应和整流侧是总是负面的。有两个过电流保护功能：峰值可防止电流限制(PCL)电感饱和和过电流保护对一个软(SOC)在输出过载。

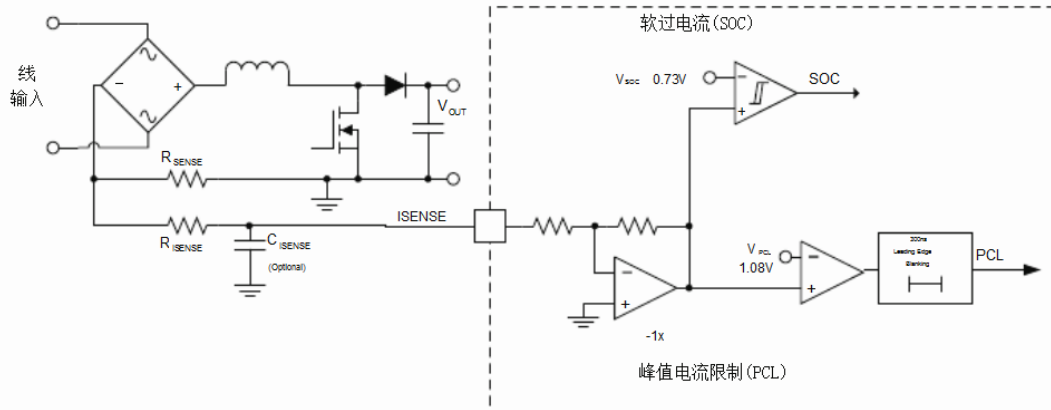


图25. 过电流(SOC) / 峰值电流限制(PCL)软

软过流 (SOC)

SOC限制了输入电流。SOC被激活时，社会上ISENSE电流检测电压达到-0.73 V，影响内部VCOMP水平，控制回路调整，以减少PWM占空比。

峰值电流限制 (PCL)

峰值电流限制运行在一cycle-by-cycle基础。当有关ISENSE电流检测电压达到-1.08 V，PCL活动启动开关周期结束。在ISENSE电压是由一个固定的放大增益-1.0，然后领先的空白，提高对虚假触发抗噪声性能。

应用信息（续）

电流检测电阻, R_{SENSE}

SENSE

电流感应电阻器, R_{SENSE} , 使用过电流的大小的软(SOC), 最低阈值 $V_{SOC(min)} = 0.66 \text{ V}$. 以避免触发此期间正常运行的门槛, 同时考虑到所产生的收益内部非线性电源的限制, 在一个占空比下降, 导致电阻通常为一过载大小目前25%比峰值更峰值电感电流.

$$R_{SENSE} \leq \frac{V_{SOC(min)}}{1.25 I_{L_PEAK(max)}}$$

由于 R_{SENSE} sees 平均输入电流, 最坏的功耗发生在输入时输入的低线电流最大. 由检测电阻消耗功率为:

$$P_{RSENSE} = (I_{IN_RMS(max)})^2 R_{SENSE}$$

峰值电流限制(PCL)保护关闭输出驱动器当检测电阻上的电压到达PCL门槛, V_{PCL} 的峰值电流, I_{PCL} 绝对最大

PCL, 可表示为:

$$I_{PCL} = \frac{V_{PCL}}{R_{SENSE}}$$

Gate 驱动器

门输出设计与电流优化结构, 以直接驱动MOSFET的大值总额栅极电容在高导通和关断速度. 内部钳位电压限制MOSFET的门12.5 V. 外部栅极驱动电阻, R_{GATE} , 限制了上升时间和坐伤引起的寄生振荡电感和电容的栅极驱动电路从而降低EMI. 电阻的最终价值取决于经与布局和其他因素相关的寄生元件. 阿10-k Ω 电阻接近MOSFET的门与地面之间的门, 门放电杂散电容和抵御无意中 dv/dt 的触发导通.

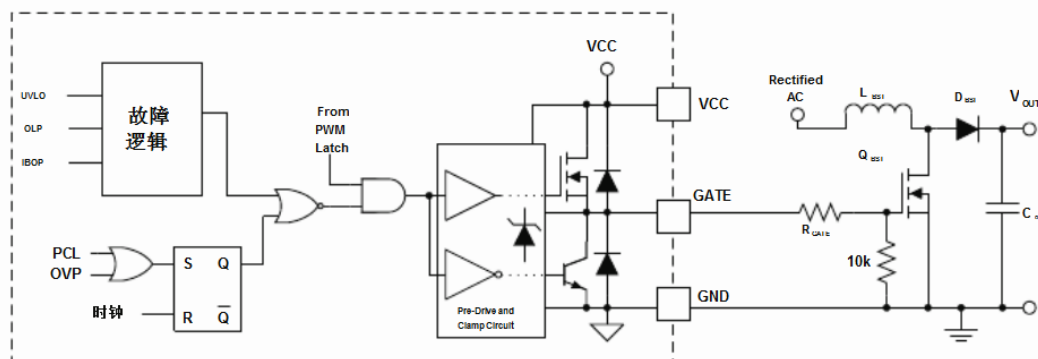


图26. 门驱动器

应用信息（续）

电流回路

整个系统电流环由目前的平均放大级，脉宽调制器（PWM）阶段，外部升压电感的阶段，外部电流传感电阻。

ISENSE和人口方案理事会的职能

从目前的检测电阻负极信号进行缓冲，并在ISENSE输入倒置。该内部积极的信号，然后由平均电流放大器（ g_{mi} ），其输出是人口方案理事会引脚。该在人口方案理事会电压成正比的平均电感电流。一个外部电容器来GND应用于人口方案理事会引脚电流回路补偿和电流纹波过滤。该放大器增益平均由内部VCOMP电压。这个增益是非线性的，以适应世界各地ac-line电压范围。人口方案理事会是在内部连接到4 V只要设备出现故障或在待机状态。

脉宽调制器

该PWM阶段相比之下，定期坡道的人口方案理事会信号输出产生leading-edge-modulated高信号，只要是超过了人口方案理事会斜坡电压的电压。该斜坡坡度的定义由内部VCOMP电压的非线性函数。

该PWM输出信号总是从低在周期开始时由内部时钟触发。该输出保持低的最小关断时间， $t_{OFF(min)}$ ，之后，线性上升的斜相交的人口方案理事会电压。斜坡-1 I_{COMP} 相交决定 $t_{OFF(min)}$ ，因此 $D_{OFF} = V_{IN} / V_{OUT}$ 由升压拓扑结构方程，并自 V_{IN} 在波浪形正弦，由于人口方案理事会成正比电感电流，因此，控制回路迫使电感电流跟随输入电压波形维持提高监管。因此，平均输入电流也是在波形正弦波。

控制逻辑

该阶段的输出是比较PWM转达了门极驱动阶段，受各种控制保护功能纳入IC。门输出占空比可高达99%，高，但会总是有一个最小关断时间 $t_{OFF(min)}$ 。正常工作周期操作可直接由OVP和中断PCL在cycle-by-cycle基础。UVLO，IBOP和OLP /待机也终止门输出脉冲，进一步抑制输出，直到SS操作就可以开始。

电压回路

该PFC外部控制回路控制器的电压回路。该循环包括传感输出的PFC阶段，电压误差放大器的阶段，非线性增益一代。

输出传感

来自PFC输出电压的电阻分压网络，GND形式为电压控制传感块循环。该电阻之比是由所需的输出电压调节和内部参考5-V电压。

像VINS输入，非常低偏置在VSENSE的输入电流允许的最高可行的选择实现最低的功耗和待机电流的电阻值。从VSENSE的小电容，GND服务过滤在高噪声环境中的信号。这个过滤器时间常数一般应小于100

μs。

应用信息（续）

电压误差放大器

误差放大器的跨导 (gmv) 产生一个输出电流成比例的差异。在 VSENSE 的电压反馈信号和内部 5-V 参考。此输出或电流收费放大电路上的 VCOMP 补偿网络，建立适当的电容器电压 VCOMP。该系统的运行条件，正确选择网络组件补偿导致了稳定 PFC 预调节整个 ac-line 范围和 0-100% 负载范围内。总电容还确定对在软启动电压 rate-of-rise VCOMP，如前所述。

放大器的输出 VCOMP 被拉到 GND 在任何故障或待机条件履行补偿电容初始零状态。通常，大电容的串联电阻，延误完全解除了各自的时间常数（这可能是几百毫秒）。如果 VCC 偏置电压后迅速 UVLO，取消了对 VCOMP 失去正常放电晶体管驱动器和大电容可以在上面留下了大量的电压，随后否定了软启动受益。该 UCC28019 采用了并联放电电路路径中不需要 VCC 偏置工作，进一步履行补偿后 VCC 网络被删除。

当输出电压扰动比 $\pm 5\%$ 更大出现在 VSENSE 的输入，放大器移出线性操作。上过电压，OVP 功能 acts 直接关闭，直到 VSENSE 的 GATE 输出在监管 $\pm 5\%$ 返回。在一个不足电压，UVD 函数调用 EDR 紧接增加了由 2 V 内部 VCOMP 电压，并增加了外部 VCOMP 充电电流通常以 $100 \mu\text{A}$ 到 $170 \mu\text{A}$ 。这种更高的充电电流有利于更快的补偿电容器新经营水平，改善瞬态响应时间。

非线性增益代

在 VCOMP 电压用于设置电流放大器增益和 PWM 坡道的斜坡。这个电压内部缓冲，然后被须经 EDR 功能和 SOC 函数进行修改，因为讨论早。

一起电流增益和斜坡 PWM 适应不同系统的运行条件（所定 ac-line 电压和输出负载水平 VCOMP 变化），提供低失真，high-power-factor 输入电流波形的形状后，该输入电压。

应用信息（续）

布局指南

正如所有PWM控制器，对信号pins后的滤波电容的有效性取决于完全地面的回报。该UCC28019 接脚分布非常适合高 di/dt 诱导分离噪音低电流从静态信号需要足够的抗噪声地面电源地。一星点设备的GND引脚接地，才能实现一个简单的切出地面平面印刷电路板。所示

图27. 在ISENSE, VINS, VCOMP和VSENSE的电容器 (C11, C12, C15, C17, 和C16, 分别) 都必须直接返回到地面安静的部分平面，而不是由信号GND, 表明高转换器的电流返回路径，表现为动力GND.

由于电路中的例子 图27. uses表面装载组成部分，人口方案理事会电容，C10, 有其自己的专用返回GND引脚.

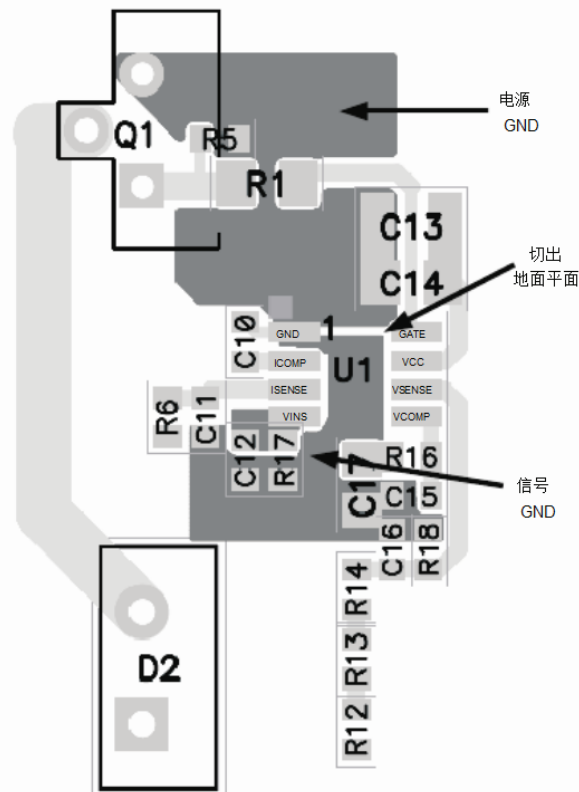


图27. 的推荐UCC28019布局

设计实例

350-W, 通用输入, 390-V_{DC} 输出, PFC转换器

设计目标

这个例子说明了设计过程的连续导通模式功率和元件选择
因数校正升压转换器利用UCC28019. 目标设计是一种通用的输入, 350W PFC
设计用于ATX供应中的应用. 这个设计过程是直接关系到UCC28019设计计算器
电子表格可在UCC28019产品文件夹工具部分找到德州仪器
网站.

设计目标参数表1.

参数	测试条件	最小	TYP	最大	单位
输入特性					
输入电压	V_{IN}	85	115	265	伏
输入频率	f_{LINE}	47		63	Hz
掉电电压	$V_{AC(on)}$ $I_{OUT} = 0.9 A$		75		伏
	$V_{AC(off)}$ $I_{OUT} = 0.9 A$		65		
输出特性					
输出电压	V_{OUT} $85 \text{ 伏} \leq V_{IN} \leq 265 \text{ 伏}$ $47 \text{ Hz} \leq f_{LINE} \leq 63 \text{ Hz}$ $0 A \leq I_{OUT} \leq 0.9 A$	370	390	410	VDC
行规	$85 \text{ 伏} \leq V_{IN} \leq 65 \text{ VAC}$ $I_{OUT} = 0.440 A$			5%	
负载调整	$V_{IN} = 115 \text{ 伏交流电}$, $f_{LINE} = 60 \text{ Hz}$ $0 A \leq I_{OUT} \leq 0.9 A$			5%	
	$V_{IN} = 230 \text{ 伏交流电}$, $f_{LINE} = 50 \text{ Hz}$ $0 A \leq I_{OUT} \leq 0.9 A$			5%	
高频输出电压 波纹	$V_{RIPPLE(SW)}$ $V_{IN} = 115 \text{ 伏交流电}$, $f_{LINE} = 60 \text{ Hz}$ $I_{OUT} = 0.9 A$			3.9	Vpp
	$V_{RIPPLE(SW)}$ $V_{IN} = 230 \text{ 伏}$, $f_{LINE} = 50 \text{ Hz}$ $I_{OUT} = 0.9 A$			3.9	
行频输出电压 波纹	$V_{RIPPLE(f_{LINE})}$ $V_{IN} = 115 \text{ 伏交流电}$, $f_{LINE} = 60 \text{ Hz}$, $I_{OUT} = 0.9 A$			19.5	
	$V_{RIPPLE(f_{LINE})}$ $V_{IN} = 230 \text{ 伏交流电}$, $f_{LINE} = 50 \text{ Hz}$ $I_{OUT} = 0.9 A$			19.5	
输出负载电流	I_{OUT} $85 \text{ 伏} \leq V_{IN} \leq 265 \text{ 伏}$ $47 \text{ Hz} \leq f_{LINE} \leq 63 \text{ Hz}$			0.9	A
输出功率	P_{OUT}			350	W
输出过电压保护	$V_{OUT(OVP)}$		410		V
输出欠压保护	$V_{OUT(UVP)}$		370		

设计实例（续）

表1. 设计目标参数（续）

参数	测试条件	最小	TYP	最大	单位
控制回路的特点					
开关频率	f_{SW} , $T_J = 25^{\circ}C$	61.7	65	68.3	千赫
控制回路频宽	$f_{(CO)}$ $V_{IN} = 162\text{ VDC}$, $I_{OUT} = 0.45\text{ A}$		10		Hz
相边缘	$V_{IN} = 162\text{ VDC}$, $I_{OUT} = 0.45\text{ A}$		70		度
功率因数	PF $V_{IN} = 115\text{ 伏交流电}$, $I_{OUT} = 0.9\text{ A}$		0.99		
总谐波失真	THD $V_{IN} = 115\text{ 伏交流电}$, $f_{LINE} = 60\text{ Hz}$ $I_{OUT} = 0.9\text{ A}$		4.13%	10%	
	THD $V_{IN} = 230\text{ 伏交流电}$, $f_{LINE} = 50\text{ Hz}$ $I_{OUT} = 0.9\text{ A}$		6.67%	10%	
满载效率	η $V_{IN} = 115\text{ 伏交流电}$, $f_{LINE} = 60\text{ Hz}$, $I_{OUT} = 0.9\text{ A}$	0.92			
环境温度	T_{AMB}			50	$^{\circ}C$

下面的过程是指在原理图所示

图28.

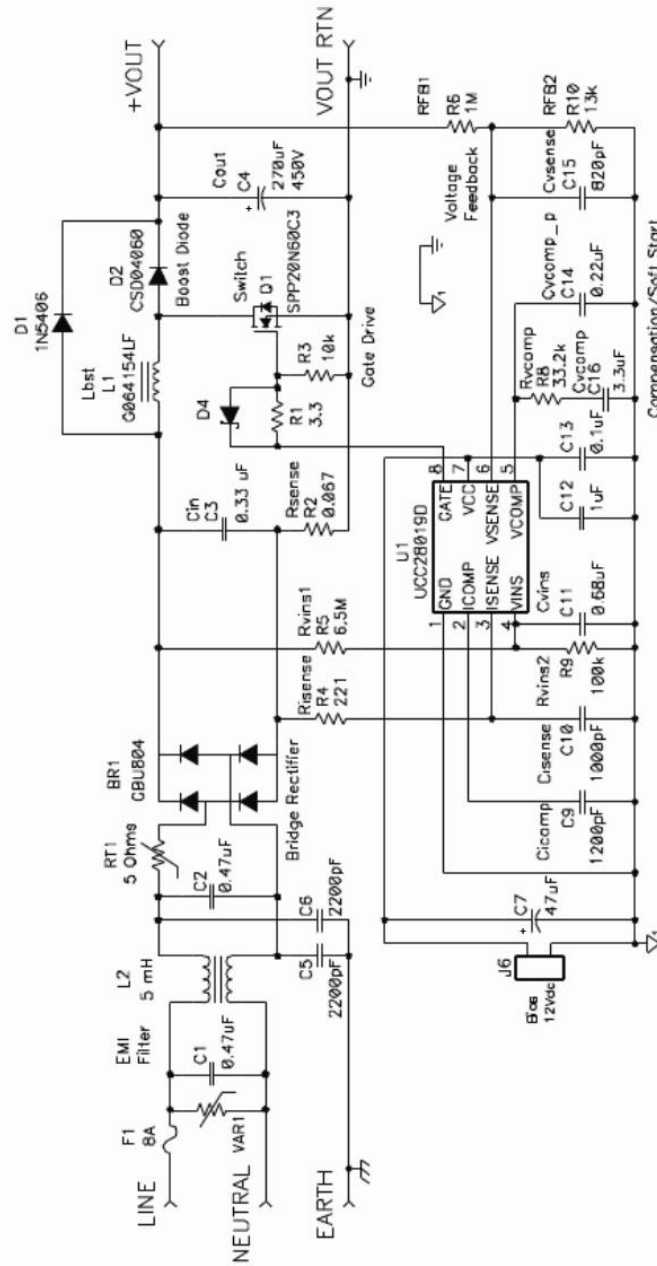


图28. 设计实例示意图

电流计算

首先，确定最大平均输出电流， $I_{OUT(max)}$ ：

$$I_{OUT(max)} = \frac{P_{OUT(max)}}{V_{OUT}}$$

$$I_{OUT(max)} = \frac{350W}{390V} @0.9A$$

最大输入RMS线电流， $I_{IN_RMS(max)}$ ，使用参数计算从效率^{表1}和功率因数的初步设想：

$$I_{IN_RMS(max)} = \frac{P_{OUT(max)}}{V_{IN(min)} PF}$$

$$I_{IN_RMS(max)} = \frac{350W}{0.92 \cdot 85V \cdot 0.99} = 4.52A$$

根据计算RMS价值计算，最大峰值输入电流， $I_{IN_PEAK(max)}$ ，和最大平均输入电流， $I_{IN_AVG(max)}$ ，假设波形为正弦波，可确定。

$$I_{IN_PEAK(max)} = \sqrt{2} I_{IN_RMS(max)}$$

$$I_{IN_PEAK(max)} = \sqrt{2} \cdot 4.52A = 6.39A$$

$$I_{IN_AVG(max)} = \frac{2 I_{IN_PEAK(max)}}{\pi}$$

$$I_{IN_AVG(max)} = \frac{2 \cdot 6.39A}{\pi} = 4.07A$$

整流桥

假设一个正向压降， V_{F_BRIDGE} ，的0.95V整个整流二极管，BR1，在电力损耗输入桥， P_{BRIDGE} ，可以计算：

$$P_{BRIDGE} = 2V_{F_BRIDGE} I_{IN_AVG(max)}$$

$$P_{BRIDGE} = 2 \cdot 0.95V \cdot 4.07A = 7.73W$$

输入电容

请注意，UCC28019是连续传导模式控制器，因此电感纹波电流应相应的大小。允许一个电感纹波电流， $I_{\text{RIPPLE_IN}}$ ，纹波系数， $V_{\text{RIPPLE_IN}}$ ，对，6%，最大输入电容值， C_{IN} ，输入纹波电流， I_{RIPPLE} ，和输入电压纹波， $V_{\text{IN_RIPPLE(max)}}$ 。

I_{RIPPLE} ，的20%和高频电压 V_{IN} ，的计算方法是首先确定 I_{RIPPLE} 。

$$I_{\text{RIPPLE}} = D' I_{\text{IN_PEAK(max)}}$$

$$D I_{\text{RIPPLE}} = 0.2$$

$$I_{\text{RIPPLE}} = 0.2 \cdot 6.39 \text{ A} = 1.28 \text{ A}$$

$$V_{\text{IN_RIPPLE(max)}} = D V_{\text{RIPPLE_IN}} V_{\text{IN_RECTIFIED(max)}}$$

$$D V_{\text{RIPPLE_IN}} = 0.06$$

$$V_{\text{IN_RECTIFIED}} = \sqrt{2} V_{\text{IN}}$$

$$V_{\text{IN_RECTIFIED(max)}} = \sqrt{2} \cdot 265 \text{ V} = 375 \text{ V}$$

$$V_{\text{IN_RIPPLE(max)}} = 0.06 \cdot 375 \text{ V} = 7.21 \text{ V}$$

为输入X电容值现在可以计算：

$$C_{\text{IN}} = \frac{I_{\text{RIPPLE}}}{8 f_{\text{SW}} V_{\text{IN_RIPPLE(max)}}$$

$$C_{\text{IN}} = \frac{1.28 \text{ A}}{8 \cdot 65 \text{ kHz} \cdot 7.21 \text{ V}} = 0.341 \text{ mF}$$

升压电感

升压电感, L_{BST} , 被选中后确定峰值电流, 电感的最大I

$I_{L_PEAK(max)}$

$$I_{L_PEAK(max)} = I_{IN_PEAK(max)} + \frac{I_{RIPPLE}}{2}$$

$$I_{L_PEAK(max)} = 6.39A + \frac{1.28A}{2} = 7.03A$$

升压电感的最低值的计算方法基于一个最坏的案件0.5:占空比

$$L_{BST(min)} = \frac{V_{OUT} D(1-D)}{f_{SW(typ)} I_{RIPPLE}}$$

$$L_{BST(min)} = \frac{390V \cdot 0.5(1-0.5)}{65kHz \cdot 1.28A} = 1.17mH$$

该升压电感的实际值, 将要采用的1.25 mH.

最大占空比, 责任 $D_{(max)}$, 可以计算出来, 并会出现在最小输入电压:

$$D_{(max)} = \frac{V_{OUT} - V_{IN_RECTIFIED(min)}}{V_{OUT}}$$

$$V_{IN_RECTIFIED(min)} = \sqrt{2} \cdot 85V = 120V$$

$$D_{(max)} = \frac{390V - 120V}{390V} = 0.692$$

升压二极管

二极管的损失估计依据的正向压降, V_F

f_r , 在125°C和反向恢复

充电, Q_{RR} , 的二极管. 使用碳化硅二极管, 虽然比较贵, 基本上消除反向恢复损耗:

$$P_{DIODE} = V_{F_{125C}} I_{OUT(max)} + 0.5 f_{SW(typ)} V_{OUT} Q_{RR}$$

$$V_{F_{125C}} = 1.5V$$

$$Q_{RR} = 0nC$$

$$P_{DIODE} = 1.5V \cdot 0.897A + 0.5 \cdot 65kHz \cdot 390V \cdot 0nC = 1.35W$$

开关元件

该开关的导通损失估计使用R_{DS(on)}表,并计算出漏源RMS电流, I_{DS_RMS}

在AT FET 125° C ,数据中发现FET
DS(on)
DS_RMS :

$$P_{COND} = I_{DS_RMS}^2 R_{DS(on) (125\text{ }^{\circ}\text{C})}$$

$$R_{DS(on) (125\text{ }^{\circ}\text{C})} = 0.35\text{ }\Omega$$

$$I_{DS_RMS} = \frac{P_{OUT (max)}}{V_{IN_RECTIFIED(min)}} \sqrt{2 - \frac{16V_{IN_RECTIFIED(min)}}{3p V_{OUT}}}$$

$$I_{DS_RMS} = \frac{350\text{W}}{120\text{V}} \sqrt{2 - \frac{16 \cdot 120\text{V}}{3p \cdot 390\text{V}}} = 3.54\text{ A}$$

$$P_{COND} = 3.54\text{ A}^2 \cdot 0.35\text{ }\Omega = 4.38\text{W}$$

开关损耗的估计使用的门, t_r上升时间
对于选定的设备:

r_{DS(on)}和输出电容的损失.

$$t_r = 4.5\text{ ns}$$

$$C_{OSS} = 780\text{ pF}$$

$$P_{SW} = f_{SW (typ)} (t_{OUT} I_{IN_PEAK (max)} + 0.5 C_{OSS} V_{OUT}^2)$$

$$P_{SW} = 65\text{ kHz} (4.5\text{ ns} \cdot 390\text{V} \cdot 6.39\text{ A} + 0.5 \cdot 780\text{ pF} \cdot 390\text{V}^2) = 4.59\text{W}$$

Total FET损失:

$$P_{COND} + P_{SW} = 4.38\text{W} + 4.59\text{W} = 8.97\text{W}$$

检测电阻

为了适应内部非线性电源限制，R增益ISENSE，的大小，这样会触发软SOC，VISENSE.

$$R_{SENSE} = \frac{V_{SOC}}{I_{L_PEAK(max)} \cdot 1.25}$$

$$R_{SENSE} = \frac{0.66V}{7.03A \cdot 1.25} = 0.075W$$

使用现有的标准值电阻的并联组合，检测电阻的选择.

$$R_{SENSE} = 0.067W$$

通过检测电阻，P的功耗Rsense，必须计算：

$$P_{Rsense} = I_{IN_RMS(max)}^2 R_{SENSE}$$

$$P_{Rsense} = 4.52A^2 \cdot 0.067W = 1.36W$$

该峰值电流限制，PCL，保护功能将被触发时，电流通过检测电阻的结果要等于Vthreshold. For a worst case analysis, the maximum VISENSE PCL

$$I_{PCL} = \frac{V_{PCL}}{R_{SENSE}}$$

$$I_{PCL} = \frac{1.15V}{0.067W} = 17.25A$$

为防止浪涌电流的装置，一个标准220-mΩ电阻，RISENSE，放在同串联ISENSE引脚. 阿1000-pF电容放置在靠近设备以改善ISENSE端子的噪声免疫力.

输出电容

输出电容, C_{OUT} , 的大小, 以满足转炉含率的要求. 假设下游转换器要求的PFC阶段的输出, 决不低于300 V, V
 $t_{HOLDUP} = 1/f_{LINE(min)}$, 最小的电容值计算为:

$V_{OUT_HOLDUP(min)}$, 在一个线周期,

$$C_{OUT(min)} = \frac{2P_{OUT} t_{HOLDUP}}{V_{OUT}^2 - V_{OUT_HOLDUP(min)}^2}$$

$$C_{OUT(min)} = \frac{2 \cdot 350W \cdot 21.28ms}{390V^2 - 300V^2} = 240mF$$

明智的做法是由derate 20%; 电容值电容实际使用的270

μF.

设置最大输出纹波电压peak-to-peak/小于5%的输出电压将确保纹波电压不会触发输出过电压或输出欠压保护功能控制器. 最大peak-to-peak纹波电压, 线路频率的两倍发生, 纹波输出电容的电流计算:

$$V_{OUT_RIPPLE(pp)} < 0.05V_{OUT}$$

$$V_{OUT_RIPPLE(pp)} < 0.05 \cdot 390V < 19.5V_{pp}$$

$$V_{OUT_RIPPLE(pp)} = \frac{I_{OUT}}{p(2f_{LINE(min)})C_{OUT}}$$

$$V_{OUT_RIPPLE(pp)} = \frac{0.9A}{p(2 \cdot 47Hz) \cdot 270mF} = 11.26V$$

所需的纹波电流线路频率的两倍额定值等于:

$$I_{Cout_2fline} = \frac{I_{OUT(max)}}{\sqrt{2}}$$

$$I_{Cout_2fline} = \frac{0.9A}{\sqrt{2}} = 0.635A$$

也将有一个高频率的纹波电流通过输出电容:

$$I_{Cout_HF} = I_{OUT(max)} \sqrt{\frac{16V_{OUT}}{3pV_{IN_RECTIFIED(min)}} - 1.5}$$

$$I_{Cout_HF} = 0.9A \sqrt{\frac{16 \cdot 390V}{3p \cdot 120V} - 1.5} = 1.8A$$

总输出电容纹波电流是两者的结合, 输出电容必须据此选择:

$$I_{Cout_RMS(total)} = \sqrt{I_{Cout_2fline}^2 + I_{Cout_HF}^2}$$

$$I_{Cout_RMS(total)} = \sqrt{0.635A^2 + 1.8A^2} = 1.9A$$

输出电压设置点

对于低功耗和最小的贡献, 电压设定误差, 建议使用 $1\text{ M}\Omega$ 为顶部电压反馈分压电阻, R_{FB1} . 多个串联电阻用于由于最大允许电压在每个. 使用内部 5-V 参考, V_{REF} , 选择底部分压电阻, R_{FB2} , 到满足输出电压的设计目标.

$$R_{FB2} = \frac{V_{REF} R_{FB1}}{V_{OUT} - V_{REF}}$$

$$R_{FB2} = \frac{5V \cdot 1M\Omega}{390V - 5V} = 13.04k\Omega$$

使用 $13\text{ k}\Omega$ R_{FB2} 在额定输出电压的结果集 391 V . 点

过电压保护, 将会触发OVP, 当输出电压超过其标称设定点5%:

$$V_{OUT(OVP)} = V_{SENSE_OVP} \cdot \frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}}$$

$$V_{OUT(OVP)} = 5.25V \cdot \frac{1M\Omega + 13k\Omega}{13k\Omega} = 410.7V$$

欠电压检测, UVD, 将被触发时, 输出电压低于其标称5%瀑布设定点:

$$V_{OUT(UVD)} = V_{SENSE_UVD} \cdot \frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}}$$

$$V_{OUT(UVD)} = 4.75V \cdot \frac{1M\Omega + 13k\Omega}{13k\Omega} = 371.6V$$

关于 V_{SENSE} 的小电容必须被添加到过滤掉噪音, 将触发动态增强响应无负荷高线配置. 限制滤波电容, 使得RC时间值常数大于 0.1ms 少, 以免显著减少控制输出电压的响应时间偏差.

环路补偿

补偿元件的选择，同时为电流环和电压环，是由更容易使用UCC28019设计计算器电子表格，可在UCC28019工具部分找到产品文件夹德州仪器网站。目前的第一环，是通过确定补偿产品的内部循环变量， $M_1 M_2$ ，使用内部控制常数 K_1 和 K_{FQ} ：

$$M_1 M_2 = \frac{I_{OUT(max)} V_{OUT}^2 R_{SENSE} K_1}{h^2 V_{IN_RMS}^2 K_{FQ}}$$

$$K_{FQ} = \frac{1}{f_{SW(typ)}}$$

$$K_{FQ} = \frac{1}{65 \text{ kHz}} = 15.385 \text{ ms}$$

$$K_1 = 7$$

$$M_1 M_2 = \frac{0.9 \text{ A} \cdot 390 \text{ V}^2 \cdot 0.067 \text{ W} \cdot 7}{0.92^2 \cdot 115 \text{ V}^2 \cdot 15.385 \text{ ms}} = 0.372 \frac{\text{V}}{\text{ms}}$$

该VCOMP工作点上找到反复选择适当的VCOMP价值。

图29. 计算器电子表格的设计使用户能够

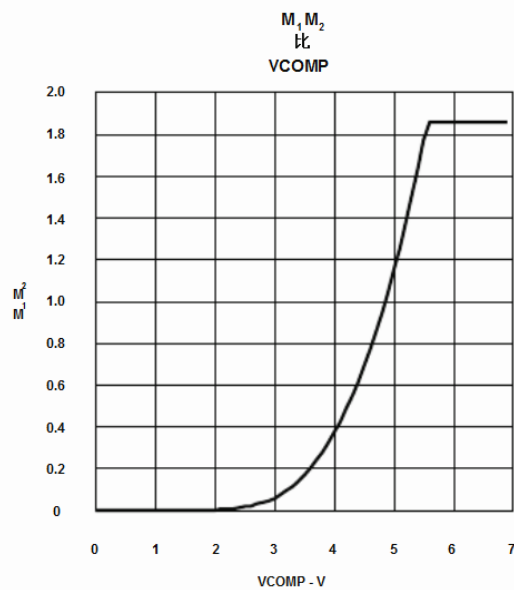


图29. $M_1 M_2$ 主战场迎VCOMP

对于给定的 $M_1 M_2$ 对0.372第V / μ s的VCOMP，约等于4，所示

图29.

个别循环因素， M_1 这是当前环路增益因子， M_2 这是斜坡电压回路PWM
边沿，乃以下列条件：

该 M_1 电流环增益系数：

如果 $V_{COMP} < 2$

然后： $M_1 = 0.064$

如果 $2 \leq V_{COMP} < 3$

然后： $M_1 = 0.139 \cdot V_{COMP} - 0.214$

如果 $3 \leq V_{COMP} < 5.5$

然后： $M_1 = 0.279 \cdot V_{COMP} - 0.632$

如果 $5.5 \leq V_{COMP} < 7$

然后： $M_1 = 0.903$

$V_{COMP} = 4$

$M_1 = 0.279 \cdot 4 - 0.632 = 0.484$

该 M_2 PWM 坡道坡度：

如果 $V_{COMP} < 1.5$

然后： $M_2 = 0 \frac{V}{ms}$

如果 $1.5 \leq V_{COMP} < 5.6$

然后： $M_2 = 0.1223 \cdot (V_{COMP} - 1.5)^2 \frac{V}{ms}$

如果 $5.6 \leq V_{COMP} < 7$

然后： $M_2 = 2.056 \frac{V}{ms}$

$V_{COMP} = 4$

$M_2 = 0.1223 \cdot (4 - 1.5)^2 \frac{V}{ms} = 0.764 \frac{V}{ms}$

确认个人的增益因子的乘积约等于M

如果没有，重新选择和重新计算M VCOMP M₁M₂.

M₂ 上述因素决定，

$$M_1 \cdot M_2 = 0.484 \cdot 0.764 \frac{V}{mS} = 0.37 \frac{V}{mS}$$

$$0.37 \frac{V}{mS} @ M_1 M_2 = 0.372 \frac{V}{mS}$$

非线性增益可调，M₃，现在可以计算：

如果: $VCOMP < 3$

然后: $M_3 = 0.0510 \cdot VCOMP^2 - 0.1543 \cdot VCOMP - 0.1167$

如果: $VCOMP < 7$

然后: $M_3 = 0.1026 \cdot VCOMP^2 - 0.3596 \cdot VCOMP + 0.3085$

$VCOMP = 4$

$$M_3 = 0.1026 \cdot 4^2 - 0.3596 \cdot 4 + 0.3085 = 0.512$$

当前平均杆，频率，是选定在9.5千赫。所需的电容
人口方案理事会。这，乃采用跨导增益，内部电流放大器gmi，

$$C_{ICOMP} = \frac{gmiM_1}{K_1 2\pi f_{IAVG}}$$

$$C_{ICOMP} = \frac{0.95mS \cdot 0.484}{7 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 9.5千赫} = 1100 pF$$

当前环传递函数可绘制:

$$G_{CL}(f) = \frac{K_1 R_{SENSE} V_{OUT}}{K_{FQ} M_1 M_2 L_{BST}} \cdot \frac{1}{s(f) + \frac{s(f)^2 K_1 C_{ICOMP}}{g_{mi} M_1}}$$

$$G_{CLdB}(f) = 20 \lg |G_{CL}(f)|$$

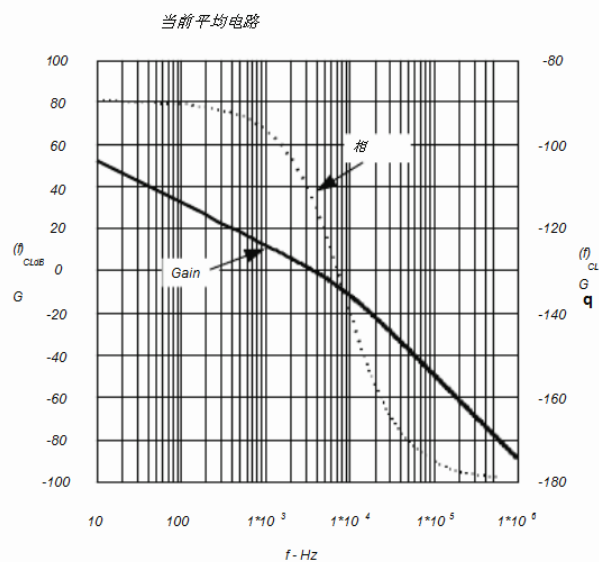


图30. 波特当前平均电路图.

电压的传递函数， G_{FB} 开环电压反馈增益， $G_{VL}(f)$ 包含电压反馈增益， G_{PWS} 功率级增益， $G_{PWS}(f)$ 包含脉冲宽度调制器增益与功率级增益， $G_{PWS}(f)$ 功率级增益， f_{PWS} 功率级增益， f_{PWS} 功率级增益。绘制的结果显示在图31。

$$G_{FB} = \frac{R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}}$$

$$G_{FB} = \frac{13k\Omega}{1M\Omega + 13k\Omega} = 0.013$$

$$f_{PWS} = \frac{1}{2\pi \frac{K_1 R_{SENSE} V_{OUT}^3 C_{OUT}}{K_{FQ} M_1 M_2 V_{IN}^2 (typ)}}$$

$$f_{PWS} = \frac{1}{2\pi \frac{7 \cdot 0.067W \cdot 390V^3 \cdot 270mF}{15.385ms \cdot 0.484 \cdot 0.764 \frac{V}{ms} \cdot 115V^2}} = 1.589 \text{ Hz}$$

$$G_{PWS}(f) = \frac{\frac{M_3 V_{OUT}}{M_1 M_2 \cdot 1ms}}{1 + \frac{s(f)}{2\pi f_{PWS}}}$$

$$G_{VL}(f) = G_{FB} G_{PWS}(f)$$

$$G_{VLdB}(f) = 20 \log |G_{VL}(f)|$$

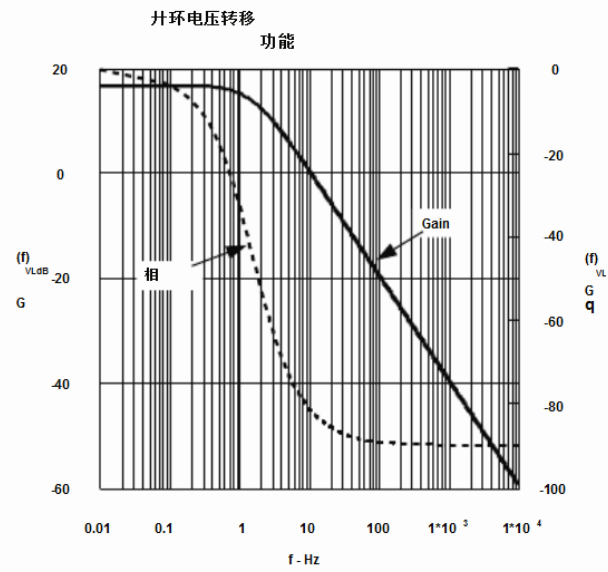


图31. 博德开环电压传输函数图

电压误差放大器补偿, 零, f
Hz拒绝高频噪声和增益滚降幅度. 总的电压环交叉, f
渴望在10 Hz. 的电压误差放大器的补偿元件据此选择.

ZERO, 在 f PWM_PS 极, 一极, f POLE, 放在20 f_v 是

$$f_{ZERO} = \frac{1}{2\pi R_{VCOMP} C_{VCOMP}}$$

$$f_{POLE} = \frac{1}{2\pi \frac{R_{VCOMP} C_{VCOMP} C_{VCOMP_P}}{C_{VCOMP} + C_{VCOMP_P}}}$$

$$G_{EA}(f) = gmv \frac{1 + s(f)R_{VCOMP} C_{VCOMP}}{(C_{VCOMP} + C_{VCOMP_P})s(f) \frac{R_{VCOMP} C_{VCOMP} C_{VCOMP_P}}{C_{VCOMP} + C_{VCOMP_P}}}$$

$$f_v = 10 \text{ Hz}$$

从 图31. 计算器和电子表格的设计, 在电压传输函数开环增益在10
Hz约0.709 dB. 估计, 在并联电容器, C
电容器, C_{VCOMP} , 单位增益将在 f_v 和零将在 f
决定:

C_{VCOMP_P} , 比系列小
PWM_PS 串联补偿电容器的,

$$C_{VCOMP} = \frac{gmv \frac{f_v}{f_{PWM_PS}}}{10^{\frac{0.709 \text{ dB}}{20}} \cdot 2\pi f_v}$$

$$C_{VCOMP} = \frac{42 \text{ mS} \cdot \frac{10 \text{ Hz}}{1.589 \text{ Hz}}}{10^{\frac{0.709 \text{ dB}}{20}} \cdot 2\pi \cdot 10 \text{ Hz}} = 3.88 \text{ mF}$$

阿3.3-μF电容器用于C

C_{VCOMP}

$$R_{VCOMP} = \frac{1}{2\pi f_{ZERO} C_{VCOMP}}$$

$$R_{VCOMP} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \text{ Hz} \cdot 3.88 \text{ mF}} = 30.36 \text{ k}\Omega$$

阿33-kΩ电阻用于R

R_{VCOMP}

$$C_{VCOMP_P} = \frac{C_{VCOMP}}{2\pi f_{POLE} R_{VCOMP} C_{VCOMP} - 1}$$

$$C_{VCOMP_P} = \frac{3.3 \text{ mF}}{2\pi \cdot 20 \text{ Hz} \cdot 33 \text{ k}\Omega \cdot 3.3 \text{ mF} - 1} = 0.258 \text{ mF}$$

阿0.22-μF电容器用于C

C_{VCOMP_P}

总闭环传递函数, G

V_{L_total} , 包含合并阶段, 并绘制

图32.

$$G_{V_{L_total}}(f) = G_{FB}(f)G_{PWM_PS}(f)G_{EA}(f)$$

$$G_{V_{L_total}dB}(f) = 20 \log_{10} |G_{V_{L_total}}(f)|$$

闭环电压转移

功能

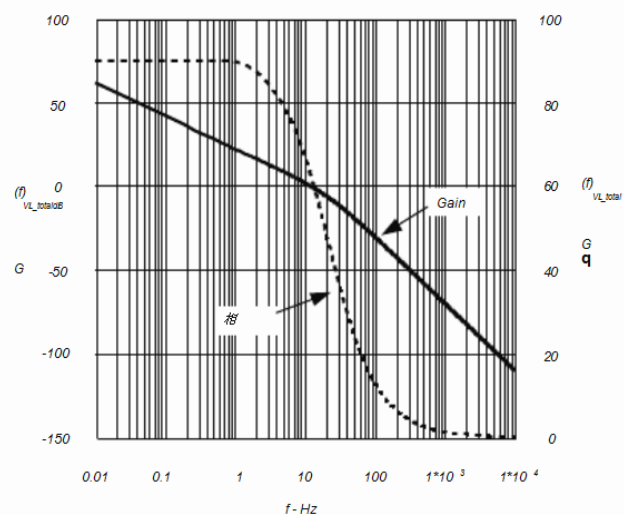


图32. 闭环电压波特图

欠压保护

选择到VINS顶端分压电阻引脚，以免损失过大的权力作出贡献。极低偏置到VINS电流指R价值可能是megaohms数百人。出于实际目的，值小于10 MΩ通常选择较少。假设通过约150倍偏置电流输入VINS1电阻分压器将导致R。这是比10 MΩ，少，以便不利于过量噪音，还有维持最小的功率损耗。掉电保护将关闭门驱动器时，输入下面的瀑布用户可编程的最低电压，V AC(off)，并打开时，输入上述V上升 AC(on)。

$$I_{VINS} = 150 \cdot I_{VINS_0V}$$

$$I_{VINS} = 150 \cdot 0.1mA = 150mA$$

$$V_{AC(on)} = 75V$$

$$V_{AC(off)} = 65V$$

$$R_{VINS1} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{AC(on)} - V_{F_BRIDGE} - VINS_ENABLE_th(max)}{I_{VINS}}$$

$$R_{VINS1} = \frac{\sqrt{2} \cdot 75V - 0.95V - 1.6V}{150mA} = 6.9M\Omega$$

选择一个6.5MΩ阻力。

$$R_{VINS2} = \frac{VINS_ENABLE_th(max) \cdot R_{VINS1}}{\sqrt{2} \cdot V_{AC(on)} - VINS_ENABLE_th(max) - V_{F_BRIDGE}}$$

$$R_{VINS2} = \frac{1.6V \cdot 6.5M\Omega}{\sqrt{2} \cdot 75V - 1.6V - 0.95V} = 100k\Omega$$

对V_{INS}, C_{OUT}电容器选择, 以便它的放电时间大于输出电容器容纳更大时间. C_{OUT} 被选为满足一个周期的保持时间, 使C_{OUT} 将选择以满足2.5半年线周期.

$$t_{CVINS_dischrg} = \frac{N_{HALF_CYCLES}}{2 \cdot f_{LINE (min)}}$$

$$t_{CVINS_dischrg} = \frac{2.5}{2 \cdot 47 \text{ Hz}} = 25.6 \text{ ms}$$

$$C_{VINS} = \frac{-t_{CVINS_dischrg}}{R_{VINS2} \cdot \ln \left(\frac{V_{INS_BROWNOUT_th(min)}}{0.9 \cdot V_{IN_RMS (min)}} \right) \cdot \frac{R_{VINS2}}{R_{VINS1} + R_{VINS2}}}$$

$$C_{VINS} = \frac{-25.6 \text{ ms}}{100 \text{ kW} \cdot \ln \left(\frac{0.76 \text{ V}}{0.9 \cdot 85 \text{ V}} \right) \cdot \frac{100 \text{ kW}}{6.5 \text{ MW} + 100 \text{ kW}}} = 0.63 \text{ mF}$$

参考文献

这些引用，额外的设计工具，并附加引用链接，包括设计软件和模型可以发现，在<http://www.power.ti.com>在技术文档Web.

评估模块，350-W通用输入，390-V
SLUA272

DC 输出PFC转换，文学德州仪器号

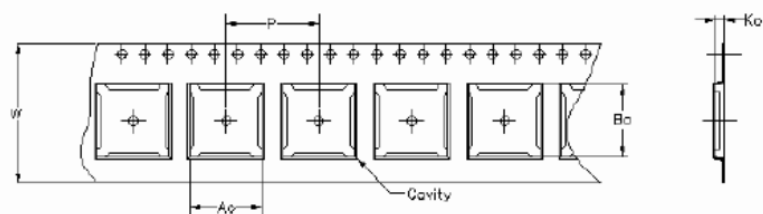
设计表格，UCC28019设计计算器，德州仪器

有关产品

下面的部分特征类似的UCC28019，可能是利益.

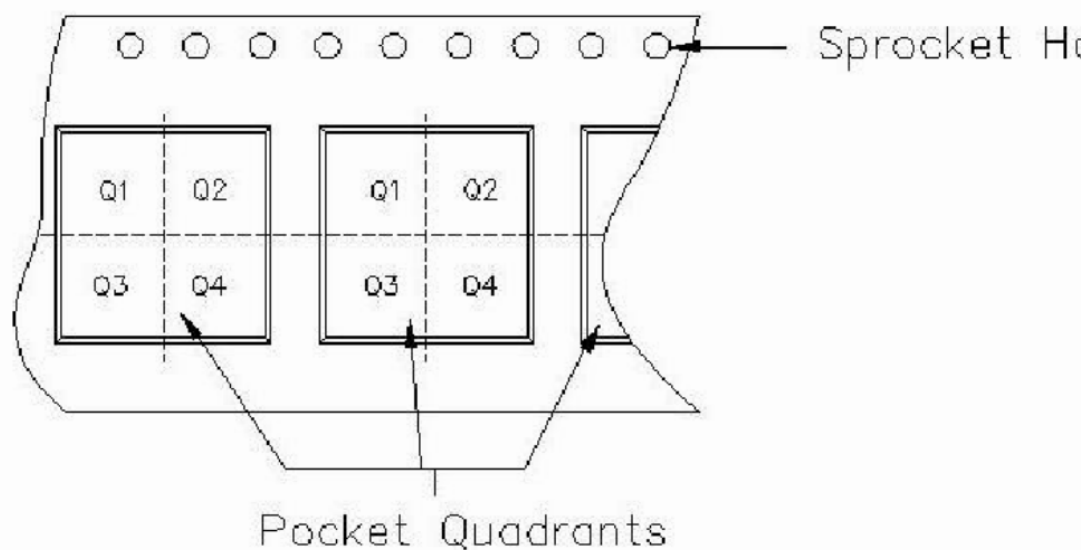
相关产品

装置	描述
UCC3817/18	全功能PFC控制器
UC2853A	8-Pin CCM PFC控制器



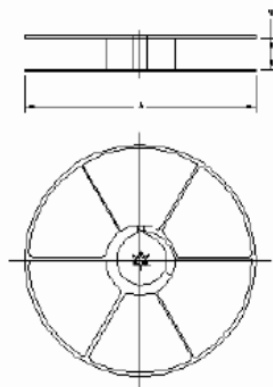
Carrier tape design is defined largely by the component length, width, and thickness.

A_0 = Dimension designed to accommodate the component width.
B_0 = Dimension designed to accommodate the component length.
K_0 = Dimension designed to accommodate the component thickness.
W = Overall width of the carrier tape.
P = Pitch between successive cavity centers.



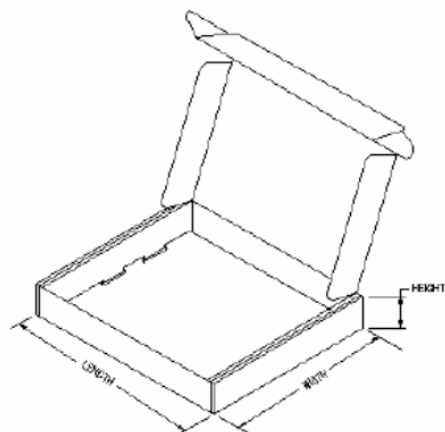
卷带式信息

设备	包装	Pins	网站	卷筒直径 (mm)	卷筒宽度 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	象限	Pin1
UCC28019DR	D	8	FMX	330	0	6.4	5.2	2.1	8	12	PKGORN	T1TR-MS P



卷带式框信息

设备	包装	Pins	网站	长度 (mm)	宽度E HHH (mm)	身高 (mm)
UCC28019DR	D	8	FMX	342.9	336.6	20.6

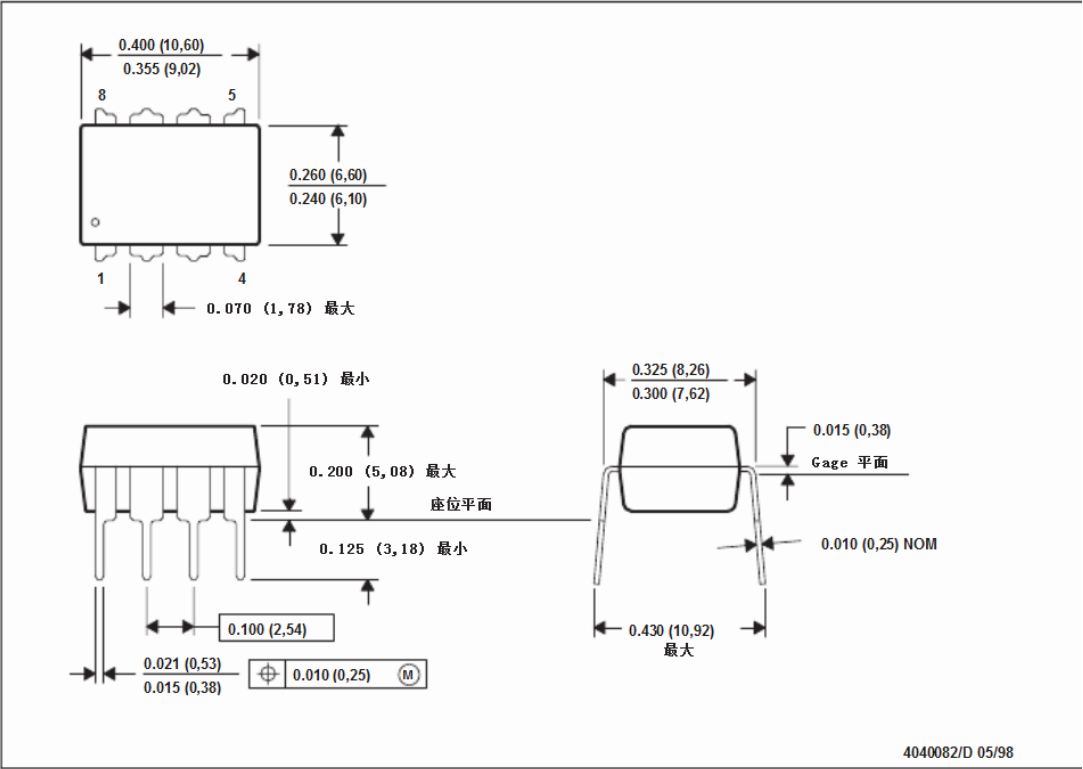


机械数据

MPDI001A – JANUARY 1995 – REVISED JUNE 1999

P (R-PDIP-T8)

塑料DUAL-IN-LINE



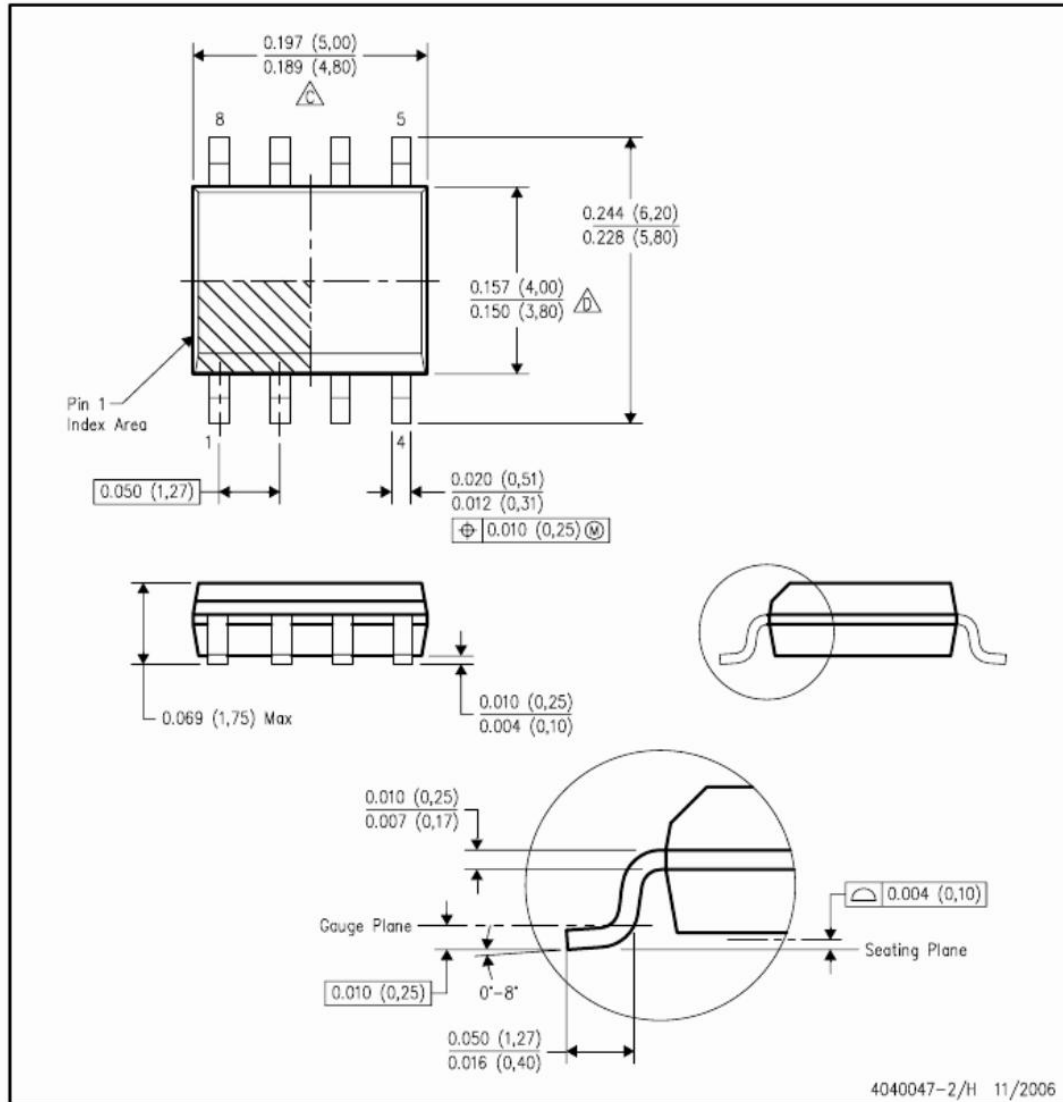
4040082/D 05/98

注：A. 所有的线性尺寸为英寸（毫米）。
B. 本图如有变更，恕不另行通知。
C. 属于JEDEC的MS-001

MECHANICAL DATA

D (R-PDSO-G8)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body length does not include mold flash, protrusions, or gate burrs. Mold flash, protrusions, or gate burrs shall not exceed .006 (0,15) per end.
 - D. Body width does not include interlead flash. Interlead flash shall not exceed .017 (0,43) per side.
 - E. Reference JEDEC MS-012 variation AA.

重要通知

德州仪器及其附属公司（TI）的保留权利作出更正，修改，增强，改善，以及其他变更在任何时间，其产品和服务，恕不另行通知停止任何产品或服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息，并验证这些信息是否是最新的，完成。所有产品的销售受到了TI的条款，并在订单确认时所提供的销售条件。

德州仪器保证性能的硬件产品的规格在销售时根据TI的适用标准保修。测试和其它质量控制技术用于德州仪器认为必要的范围内支持这一保修。除非政府做出了硬性规定，对每个产品的所有参数进行测试不一定漏出。

德州仪器不承担应用帮助或客户产品设计的责任。客户有自己的产品负责应用程序使用TI组件。为了尽量减少与客户产品和应用相关的风险，客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI不声明或保证任何许可，明示或暗示的，是根据任何TI授予专利权，著作权，掩膜工作的权利，或其它TI知识产权有关的任何组合，机器或过程中，TI产品或服务被使用。发布的信息由TI关于第三方产品或服务不构成从TI授权使用这些产品或服务或担保或认可。使用此类信息可能需要从第三方群牌照下专利或其他知识产权的第三群，或从TI的专利权或其它知识产权的许可技术创新。

对于TI的数据手册或数据表，只允许复制，如果复制的，并没有改变伴随着相关授权，条件，限制和声明。这种与蚀变信息复制是不公平和欺诈性商业行为。TI是对这种不负责或修改的文件负责。

转售TI产品或服务的不同声明的或超越德州仪器表示该产品或服务的参数所有空障Express和相关的TI产品或服务有任何暗示的保证，是不公平和欺诈性商业实践。TI是不负责或承担任何此类陈述。

TI产品未被授权用于安全关键型应用（如寿命支持）凡使用的TI产品故障会合理预期会导致严重的人身伤害或死亡，除非当事方人员签订的协议专门针对这类使用。买家表示，他们都在安全和管理所需的专业知识后果其申请，并承认和同意，他们将全权负责所有法律，法规和安全相关其产品的有关规定，任何在这样的安全关键应用TI产品的使用，即使有任何应用相关的信息或可能提供的支持了TI。此外，买家必须充分TI及其赔偿对任何损害所产生的代表，在这种安全关键应用TI产品的使用。

TI产品既不是设计或为军事/航空应用程序和环境使用的产品，除非德州仪器专门指定由TI作为车事级别或“增强plastic.”由TI指定为车用级产品，只有满足车事规格。买方承认并同意，任何此种使用的TI产品的TI还没有军用级指定为仅在买方的风险，他们全权负责与所有法律及监管规定的遵守情况这种连接使用。

TI产品既不是设计或为汽车应用，或除非特定的环境中使用的TI产品被指定由TI，与ISO/TS 16949各项要求。买方承认并同意，如果他们使用任何非指定的汽车应用产品，TI将不承担任何责任故障为满足这些要求。

以下是URLs在这里您可以获取有关其它TI产品和应用解决方案的信息：

产品		应用	
放大器	amplifier.ti.com	音频	www.ti.com/audio
数据转换器	dataconverter.ti.com	汽车	www.ti.com/automotive
DSP	dsp.ti.com	宽带	www.ti.com/broadband
接口	interface.ti.com	数字控制	www.ti.com/digitalcontrol
逻辑	logic.ti.com	车事	www.ti.com/military
电力Mgmt	power.ti.com	光网络	www.ti.com/opticalnetwork
微控制器	microcontroller.ti.com	安全	www.ti.com/security
RFID	www.ti-rfid.com	电话	www.ti.com/telephony
低功耗	www.ti.com/low	视频和影像	www.ti.com/video
无线		无线	www.ti.com/wireless

邮寄地址：德州仪器，邮政信箱655303, 得克萨斯州的达拉斯75265
版权所有© 2007, 德州仪器