

具有真正的直流输出电流的离线LED驱动器

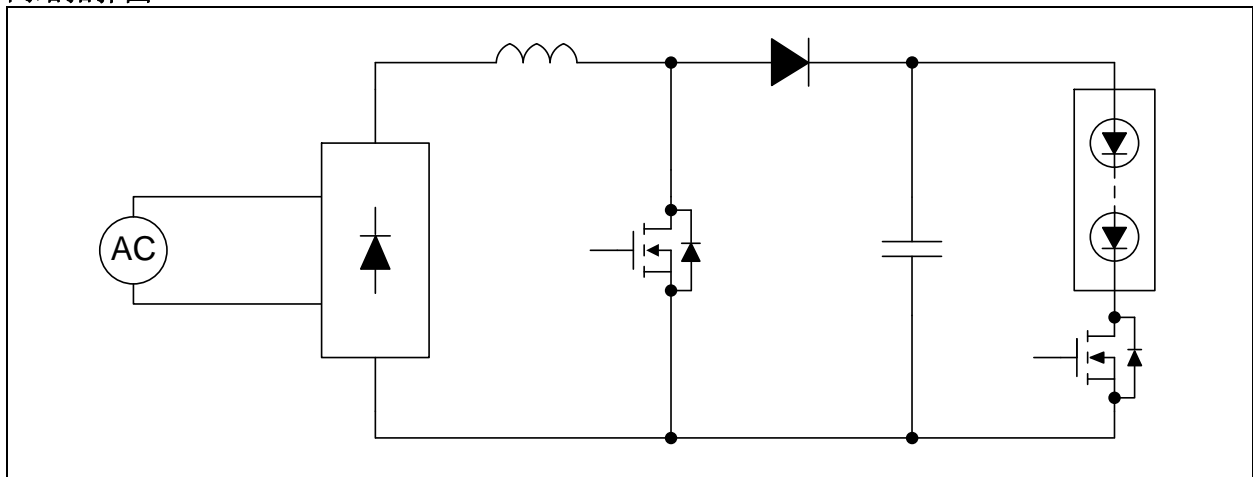
特性

- 提供真正的直流照明并防止负载受线路电压瞬变的影响
- 驱动器拓扑包括：
 - 具有功率因数校正的边界导通模式（Boundary Conduction Mode, BCM）升压转换器
 - a) 高功率因数（典型值为98%）
 - b) 高效率（典型值为90%）
 - 具有低开销电压的线性后置稳压器
 - a) 零LED电流/亮度纹波
 - b) LED过压保护
 - c) 高效率
 - d) $\pm 4\%$ 的参考过温范围
- 简单的 V_{DD} 电源：
 - 无需辅助绕组
- 升压转换器共源共栅开关：
 - 内部开关额定峰值电流为700 mA
 - 120V_{AC}下支持最高25W的功率
 - 230V_{AC}下支持最高50W的功率
- 与SEPIC拓扑兼容，适合低输出电压应用

应用

- LED灯
- LED照明器材

网络拓扑图



概述

HV9805驱动器集成电路（Integrated Circuit, IC）针对LED灯和LED照明器材等通用LED照明产品设计，这些产品在120V_{AC}下的最大额定功率约为25W，在230V_{AC}下的最大额定功率约为50W。

两级拓扑既为LED负载提供了真正的恒流驱动，同时又能以较高功率因数消耗电网电能。第一级是边界导通模式升压转换器，用于将交流线路的电能以高功率因数高效传输到第二级。第二级是以低开销电压工作的线性稳压器，用于将第一级的电能以真正的恒定电流传输给LED负载并防止LED负载受过压（过压可能会从电网传到第一级的输出）的影响。

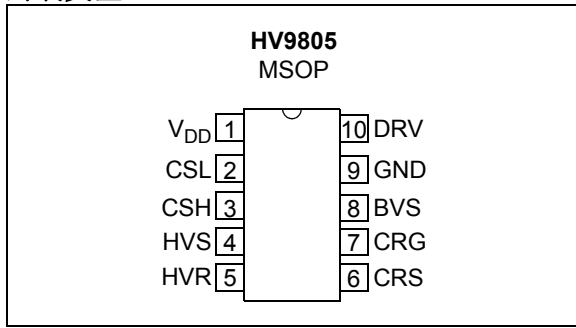
此IC尤其适合驱动高电压LED负载。对于热管理和光学应用，归类为高电压负载的LED负载能够带来成本优势。

升压转换器采用共源共栅开关来实现高速开关以及轻松生成 V_{DD} 电源。共源共栅开关的控制器件是HV9805不可或缺的一部分，其额定峰值电流为700 mA。 V_{DD} 电源的供电电流通过内部连接到共源共栅开关获得。

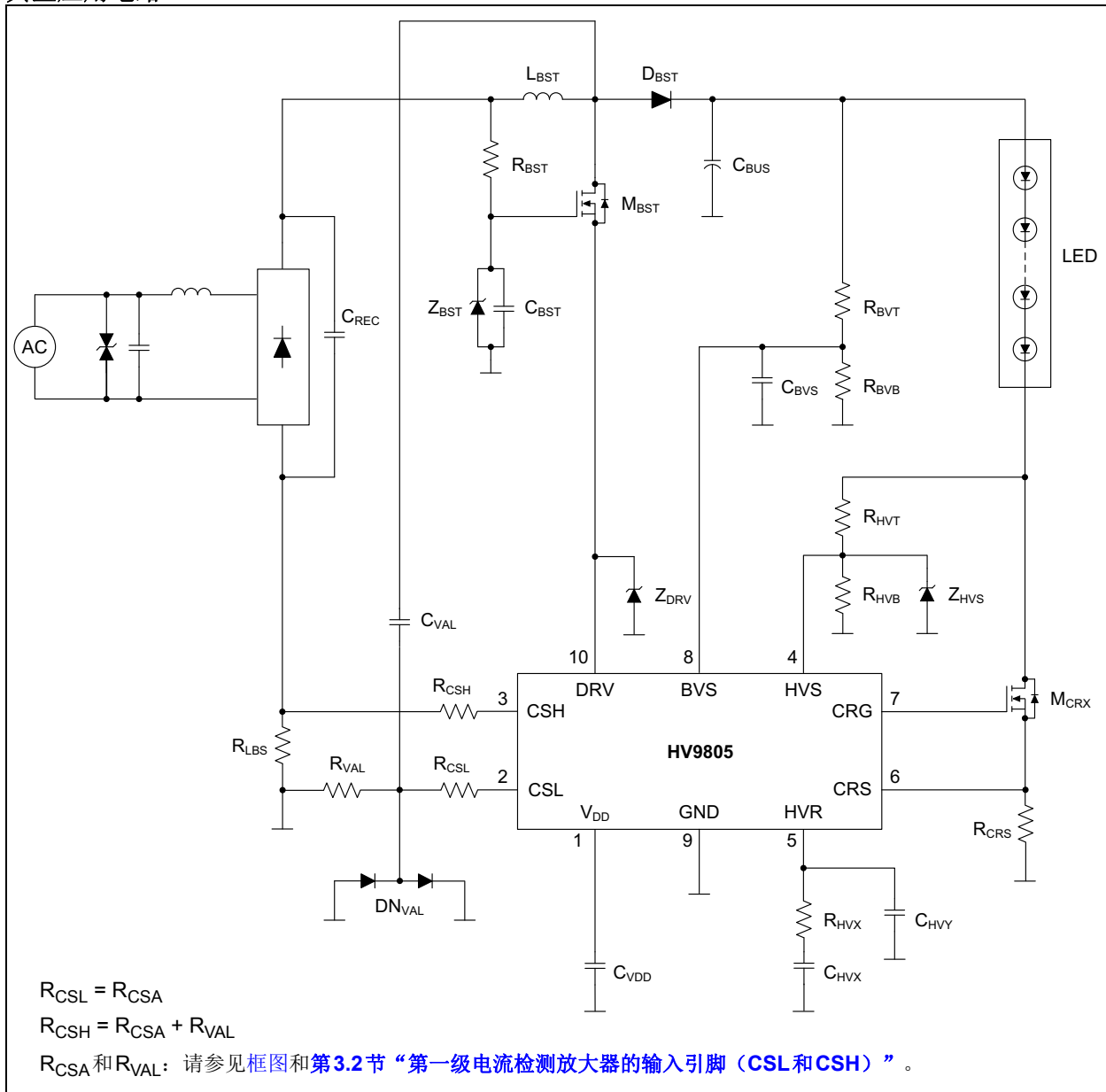
可采用SEPIC拓扑来适应具有低输出电压的应用。

HV9805

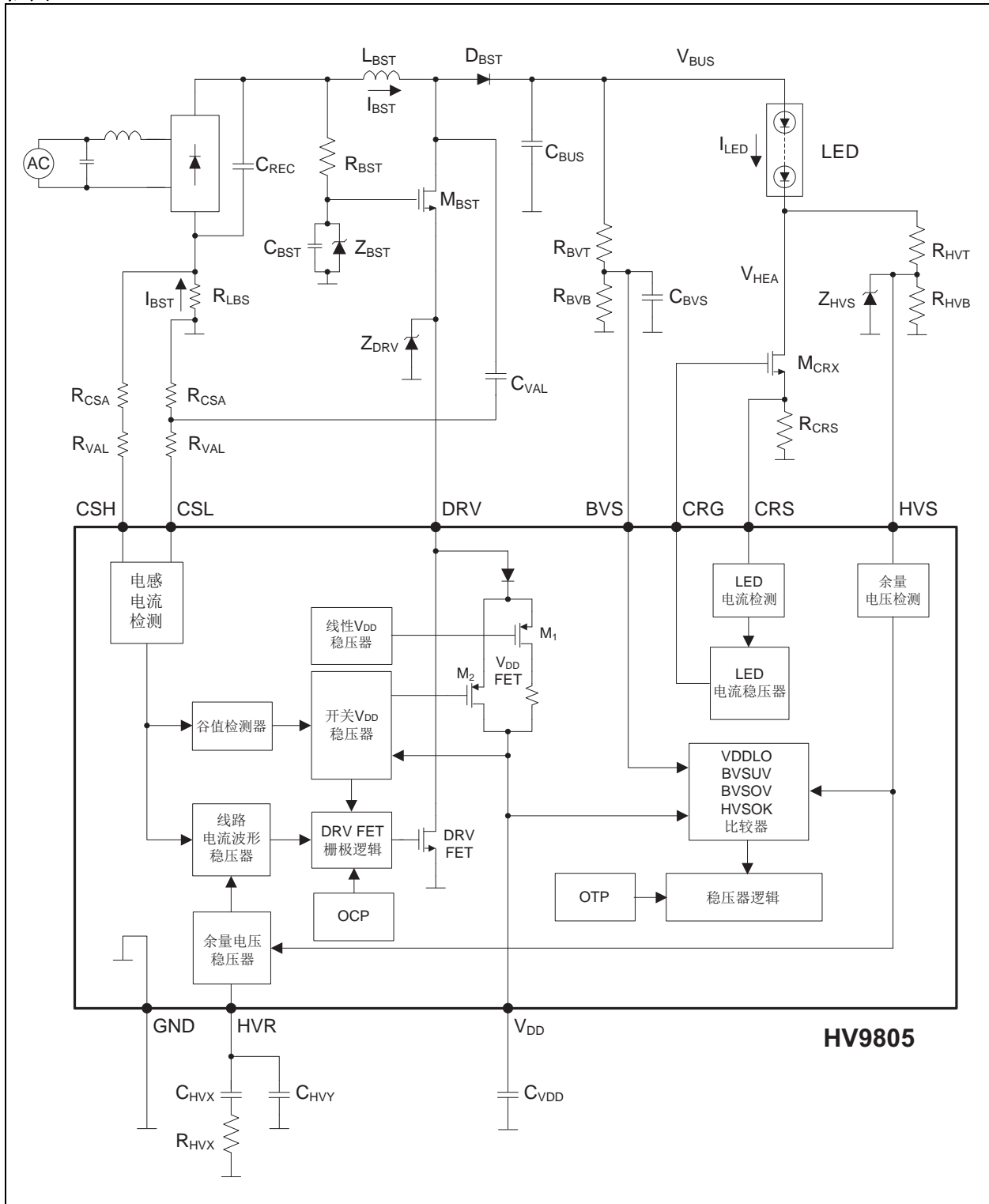
封装类型



典型应用电路



框图



HV9805

注:

1.0 电气特性

绝对最大值†

V _{DD}	-0.5V至+12V
V _{DRV}	-0.5V至+20V
V _{CSL} 、V _{CSH} 、V _{BVS} 、V _{CRS} 、V _{CRG} 、V _{HVS} 和V _{HVR}	-0.5V至+5.5V
结温范围	-40°C至+125°C
存储温度范围	-65°C至+150°C
25°C时的功耗	625 mW
所有引脚的ESD保护 (HBM)	2 kV
所有引脚的ESD保护 (MM)	150V

†注：如果器件的工作条件超过上述“最大值”，可能对器件造成永久性损坏。上述数值仅是工作条件最大值，我们建议不要使器件工作在最大值甚至超过最大值的条件下。器件长时间工作在最大值条件下，其可靠性可能受到影响。

直流和交流特性

电气规范：除非另外说明，否则所有规范的适用条件为V_{DD} = 8.2V，T_A = T_J = +25°C，f_{SWI} = 100 kHz。
粗体字规范适用的环境温度 (T_A = T_J) 范围为-40°C至+125°C。

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
V_{DD} 电源 (V_{DD})						
使能阈值电压	V _{ENA}	7.2	7.5	7.8	V	V _{DD} 上升
禁止阈值电压	V _{DIS}	6.4	6.7	7.1		V _{DD} 下降
线性稳压器电阻	R _{REG}	0.42	—	1.2	kΩ	
V _{DD} 电压	V _{DD}	7.9	8.2	8.6	V	
开关稳压器控制增益 K _{VDD} = (ΔT _{ON,VDDFET})/(ΔV _{DD})	K _{VDD}	—	3	—	μs/V	V _{DD} = 8.0V (注2)
供电电流, RUN 状态, 在 DRV 引脚上测得	I _{DD}	1	2.5	5	mA	
第一级, 升压稳压器 (DRV)						
控制 FET 导通电阻	R _{DRV}	—	1	—	Ω	注2
过流比较器阈值	I _{OCF}	0.75	—	2.75	A	
过流比较器消隐时间	T _{BLK}	—	330	—	ns	注2
标称导通时间	T _{ONN}	—	2.7	—	μs	V _{HVR} = 1.2V (注2)
最大导通时间	T _{ONH}	8	—	13		
最大关断时间	T _{OFH}	80	—	110		
余量电压稳压器 (HVS 和 HVR)						
稳压器参考电压	V _{REF,HVR}	1.17	1.25	1.32	V	
运行比较器阈值	V _{RUN}	—	1.25	—		注2
稳压器输出电压, 最大级别	V _{HVR}	—	5.0	5.5		
稳压器控制增益 K _{HVR} = (ΔT _{ON,DRVFET})/(ΔV _{HVR})	K _{HVR}	—	2.2	—	μs/V	V _{HVR} = 1.0V (注2)
控制放大器跨导	G _{HVR}	55	75	95	μA/V	
控制放大器灌电流	I _{SNK,HVR}	50	—	80	μA	V _{HVR} = 2.5V, V _{HVS} = 2.25V
控制放大器拉电流	I _{SRC,HVR}	50	—	80		V _{HVR} = 2.5V, V _{HVS} = 0.25V

注 1：规范由特性确定，未经完全测试。

注 2：规范仅供设计参考。

HV9805

直流和交流特性（续）

电气规范：除非另外说明，否则所有规范的适用条件为 $V_{DD} = 8.2V$, $T_A = T_J = +25^\circ C$, $f_{SWI} = 100\text{ kHz}$ 。
粗体字规范适用的环境温度 ($T_A = T_J$) 范围为 $-40^\circ C$ 至 $+125^\circ C$ 。

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
电流检测放大器（CSL和CSH）						
检测放大器跨导	R_{CSA}	—	10	—	mV/ μA	注1
检测放大器输入电流范围	I_{CSA}	-100	—	100	μA	注2
谷值检测传播延时	TP_{VAL}	50	120	200	ns	过驱动电流 ($I_{CSH} - I_{CSL}$) = $-5\ \mu A$
总线电压比较器（BVS）						
欠压阈值上限	V_{UVU}	0.45	0.5	0.55	V	V_{BVS} 上升
欠压阈值下限	V_{UVL}	0.36	0.4	0.46		V_{BVS} 下降
过压阈值上限	V_{OVU}	1.19	1.25	1.31		V_{BVS} 上升
过压阈值下限	V_{OVL}	1.11	1.15	1.2		V_{BVS} 下降
第二级，恒流稳压器（CRS和CRG）						
稳压器参考电压	$V_{REF,CCR}$	0.96	1.00	1.04	V	
软启动参考电平	V_{SSR}	—	20	—	% V_{REF}	注2
栅极输出电压，最大级别	V_{CRG}	4.5	—	5.5	V	
栅极输出灌电流	$I_{SNK,CCR}$	1	2	—	mA	$V_{CRG} = 4.0V$
栅极输出拉电流	$I_{SRC,CCR}$	1	1.5	—		$V_{CRG} = 0V$
过温保护						
禁止阈值	T_{DIS}	—	145	—	$^\circ C$	注1
使能阈值	T_{ENA}	—	130	—	$^\circ C$	注1

注 1：规范由特性确定，未经完全测试。

注 2：规范仅供设计参考。

温度规范

电气规范：除非另外说明，否则所有电压均以 GND 引脚为参考， $T_A = T_J = +25^\circ C$ 。
粗体字规范适用的整个工作环境温度 (T_A) 范围为 $-40^\circ C$ 至 $+125^\circ C$ 。

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
温度范围						
工作环境温度范围	T_A	-40	—	+125	$^\circ C$	
存储温度范围	T_A	-65	—	+150	$^\circ C$	
最高结温	T_J	-40	—	+150	$^\circ C$	
封装热阻						
热阻，10 引脚 MSOP	θ_{JA}	—	202	—	$^\circ C/W$	

2.0 典型性能曲线

注：以下图表为基于有限数量样本的统计结果，仅供参考。所列出的性能特性未经测试，我们不做保证。在一些图表中，所列数据可能超出规定的工作范围（如，超出规定的电源电压范围），因而不在于担保范围内。

注：除非另外说明，否则 $V_{DD} = 8.2V$ ， $T_A = +25^\circ C$ ， $f_{SWI} = 100\text{ kHz}$ 。

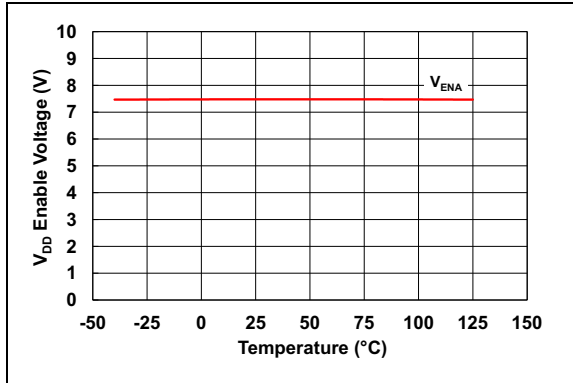


图2-1: V_{DD} 电源使能电压—温度曲线

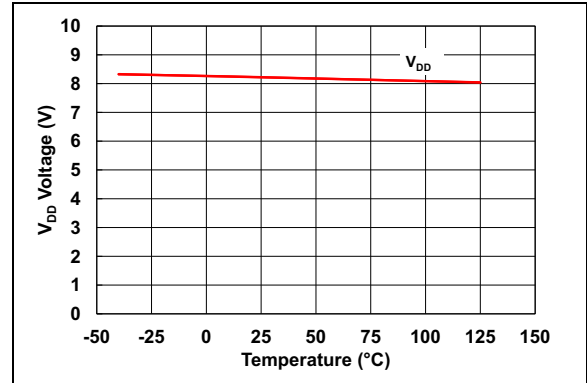


图2-4: V_{DD} 电源稳压电压—温度曲线

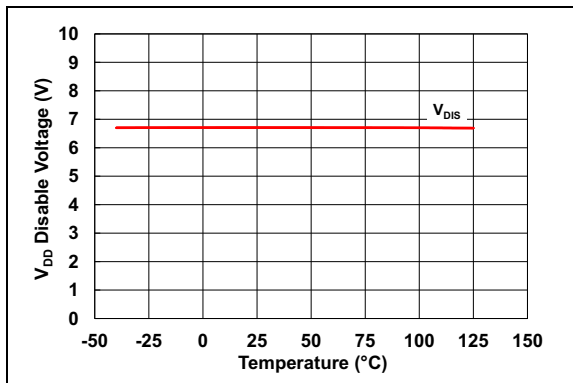


图2-2: V_{DD} 电源禁止电压—温度曲线

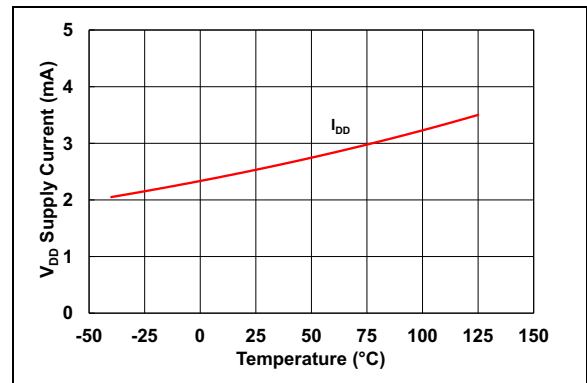


图2-5: V_{DD} 电源电流消耗—温度曲线

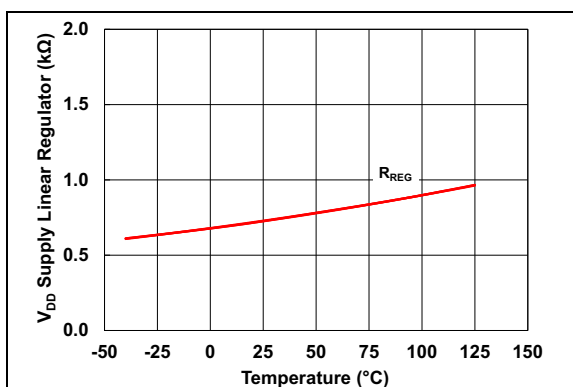


图2-3: V_{DD} 电源线性稳压器电阻—温度曲线

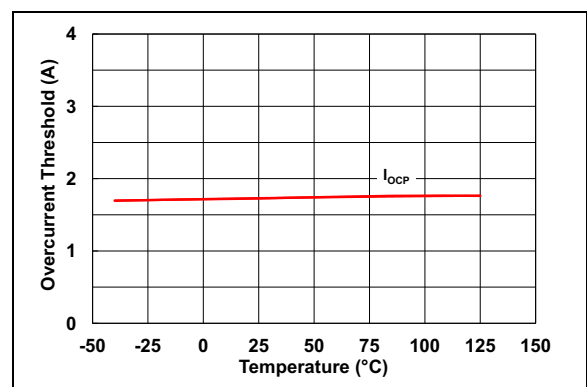


图2-6: 过流阈值—温度曲线

HV9805

注：除非另外说明，否则 $V_{DD} = 8.2V$ ， $T_A = +25^\circ C$ ， $f_{SWI} = 100\text{ kHz}$ 。

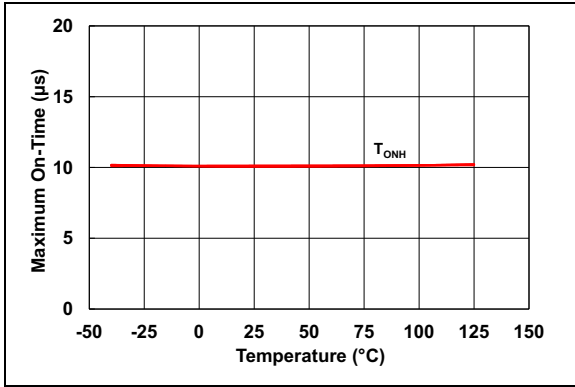


图2-7: 最大导通时间—温度曲线

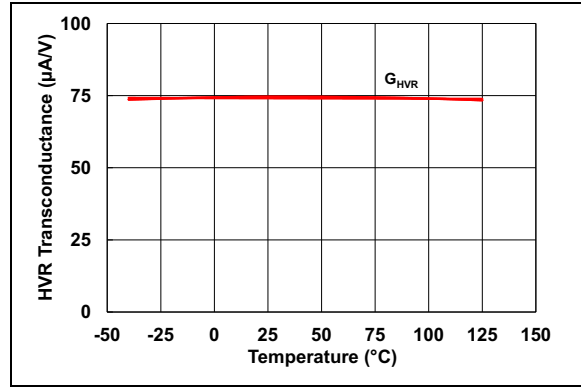


图2-10: HVR跨导—温度曲线

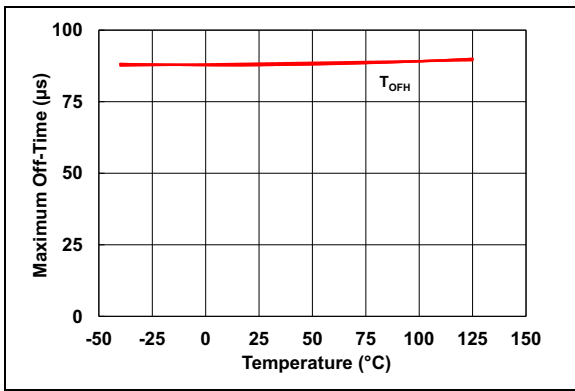


图2-8: 最大关断时间—温度曲线

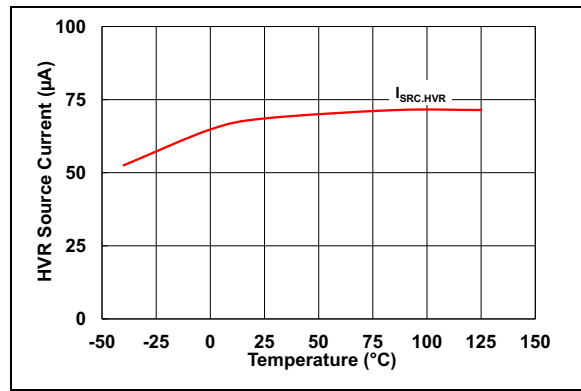


图2-11: HVR最大拉电流—温度曲线

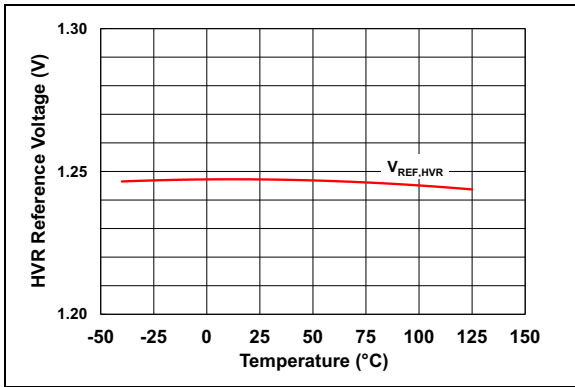


图2-9: 余量电压稳压器参考电压—温度曲线（RUN状态）

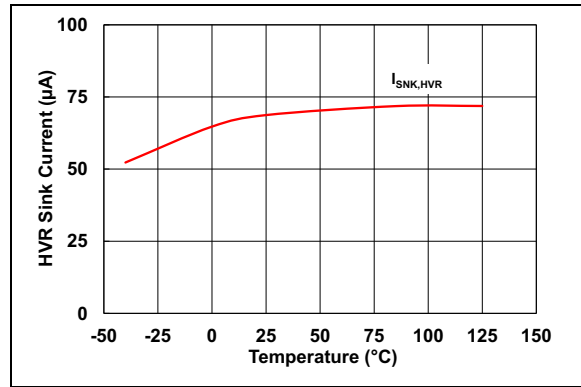


图2-12: HVR最大灌电流—温度曲线

注：除非另外说明，否则 $V_{DD} = 8.2V$ ， $T_A = +25^\circ C$ ， $f_{SWI} = 100\text{ kHz}$ 。

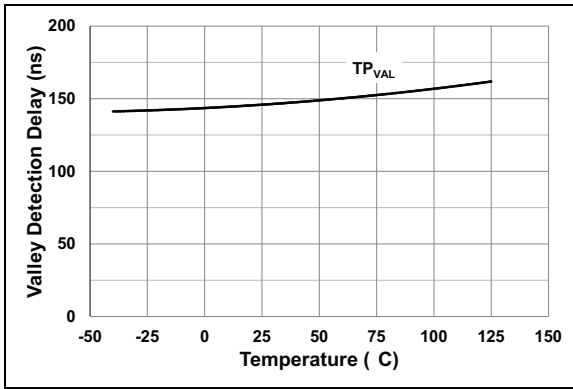


图2-13: 谷值检测器传播延时—温度曲线

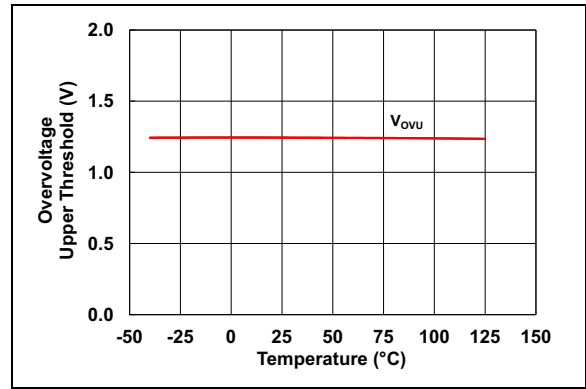


图2-16: 过压阈值电压上限—温度曲线

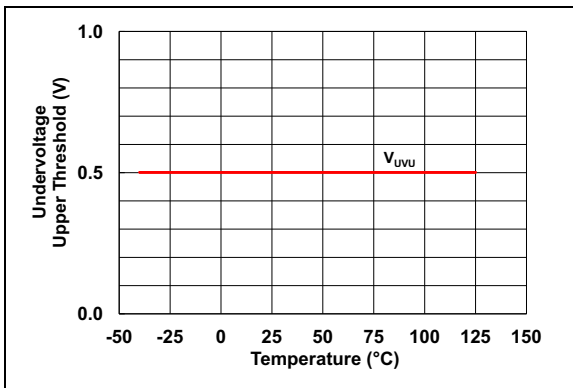


图2-14: 欠压阈值电压上限—温度曲线

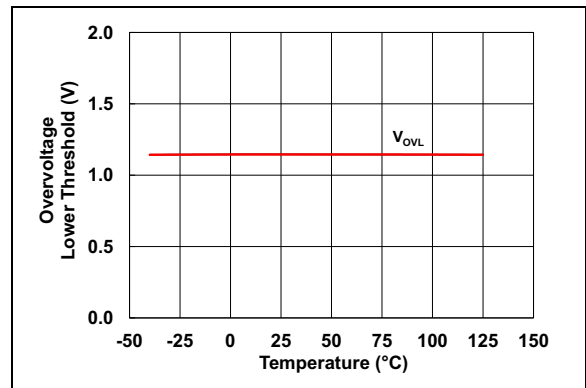


图2-17: 过压阈值电压下限—温度曲线

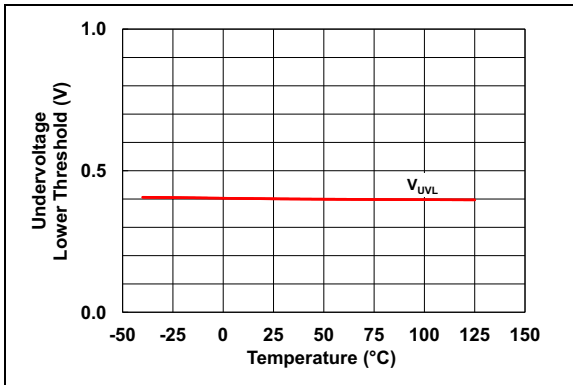


图2-15: 欠压阈值电压下限—温度曲线

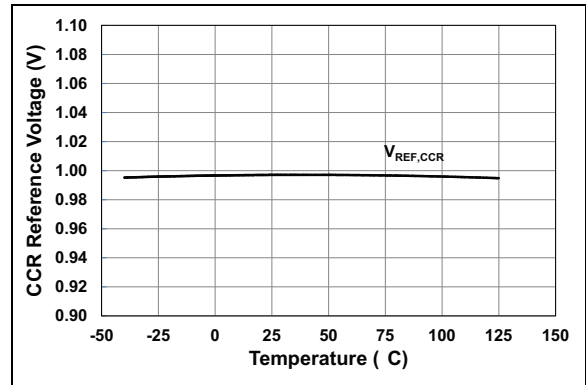


图2-18: 恒流稳压器参考电压—温度曲线 (RUN 状态)

HV9805

注：除非另外说明，否则 $V_{DD} = 8.2V$ ， $T_A = +25^\circ C$ ， $f_{SWI} = 100\text{ kHz}$ 。

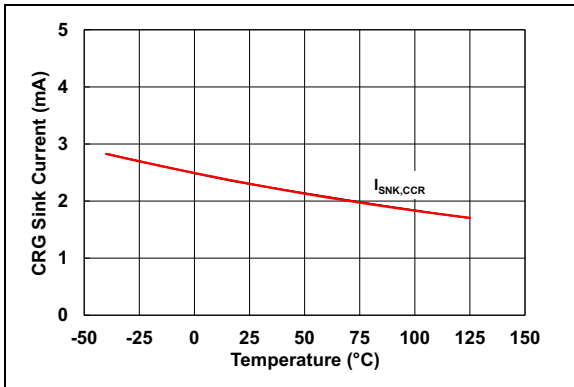


图2-19: CRG 栅极灌电流—温度曲线

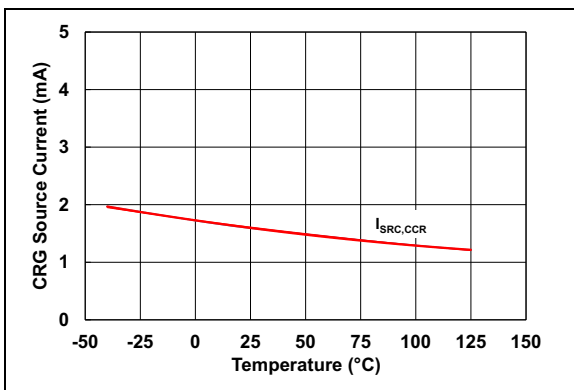


图2-20: CRG 栅极拉电流—温度曲线

3.0 引脚说明

表3-1列出了引脚说明。

表3-1: 引脚功能表

引脚	符号	I/O	说明
1	V _{DD}	—	支持V _{DD} 电源的引脚
2	CSL	I	第一级电流检测放大器的同相输入引脚
3	CSH	I	第一级电流检测放大器的反相输入引脚
4	HVS	I	余量电压检测放大器的输入引脚
5	HVR	O	余量电压稳压器控制放大器的输出引脚
6	CRS	I	第二级电流检测放大器的输入引脚
7	CRG	O	恒流稳压器控制放大器的输出引脚
8	BVS	I	总线电压检测放大器的输入引脚
9	GND	—	接地引脚
10	DRV	O	升压转换器开关的控制驱动引脚

3.1 V_{DD} 电源支持引脚 (V_{DD})

V_{DD} 电源无法为外部电路提供大电流。可通过升压电感上的辅助绕组来提供较大的供电电流。

在V_{DD} 和GND引脚间连接一个10 μF陶瓷电容可提供V_{DD} 电源滤波和V_{DD} 电源保持功能。

要在交流线路电压的过零点（此处V_{DD} 电源电路的供电电流明显降低）附近保持足够的V_{DD} 电源电压，需要一个相当大的保持电容。

3.2 第一级电流检测放大器的输入引脚 (CSL和CSH)

电流检测放大器用于检测升压电感的电流，以调整线路电流波形和检测漏极电压谷值。

检测放大器归类为具有单位增益和1.25V输出失调电压的差分放大器，如图4-3所示。该失调能够使负的升压电感检测电压作为正电压进行处理。请注意，正的升压电感电流会在电流检测电阻R_{LBS}上产生负的检测电压。

每个增益设置电阻R_{CSA}的阻值通常为10 kΩ。其中两个增益设置电阻从内部提供给HV9805，还有两个从外部提供。通过添加两个阻值为10 kΩ、容差为1%的R_{CSA}电阻完成差分放大器设置，如图4-3所示。

要改善漏极电压谷值检测，可以向放大器设置中添加第二组电阻R_{VAL}和电容C_{VAL}，如图4-3所示。检测信号幅值可通过C_{VAL}和R_{VAL}的选择自由调节，值越大，通过漏极电压摆幅产生的检测信号就越

大。R_{VAL}和C_{VAL}的建议起始值分别为100Ω和10 pF。检测放大器的两个引脚上均提供了检测电阻以使放大器设置保持平衡。

CSH引脚上的R_{VAL}和R_{CSA}电阻组合可以用单个电阻R_{CSSH}代替。更多详细信息，请参见典型应用电路和框图。

3.3 余量电压检测放大器的输入引脚 (HVS)

将HVS引脚连接到带电阻分压器的恒流稳压器FET的漏极。

为防止HVS引脚在LED驱动器关断时出现过压状态，需要在HVS引脚上添加一个齐纳二极管。当总线电容在LED驱动器关断后长时间保持充电状态时，HVS引脚会出现过压状态。当LED负载两端的正向压降向零逐渐降低时，余量电压将显著升高。结果，HVS引脚上的电压也会升高，并且会在未安放外部齐纳二极管的情况下超出其绝对最大值。

3.4 余量电压稳压器控制放大器的输出引脚 (HVR)

在HVR引脚和地之间连接一个增益设置网络，以设置余量电压稳压器控制放大器的响应特性。

3.5 第二级电流检测放大器的输入引脚 (CRS)

检测放大器用于检测LED负载电流以实现恒流调节。将此引脚连接到LED电流检测电阻 R_{CRS} 。

3.6 恒流稳压器控制放大器的输出引脚 (CRG)

连接到恒流稳压器FET的栅极。

控制放大器的输出电压能力有限。将低阈值FET用于恒流稳压器的传输晶体管。

3.7 总线电压检测放大器的输入引脚 (BVS)

检测总线电压的目的是检测欠压或过压状态。

利用电阻分压器将此引脚连接到总线电压节点。

<p>注： 应根据总线电压确定 R_{BVT} 电阻的额定值。典型方法是将R_{BVT}拆分为电压额定值较低的多个串联电阻。</p>

3.8 接地引脚 (GND)

接地引脚。

3.9 升压转换器开关的控制驱动引脚 (DRV)

升压转换器开关的导通状态由源极开关控制，更多详细信息，请参见第4.11.1.2节“升压转换器开关”。将DRV引脚连接到外部FET的源极端子。为防止DRV引脚在开关关断期间出现过压状态，将齐纳二极管连接到地。

4.0 功能说明

4.1 简介

HV9805控制IC通过简单的两级电源拓扑（包含边界模式升压转换器和线性恒流稳压器）为LED灯和照明器材提供真正的直流电流驱动。

恒流稳压器消除了总线电压变化对LED电流的影响，能够避免LED负载受线路电压瞬变的影响，线路电压瞬变可能导致总线电压瞬时升高。

对升压转换器输出电压进行稳压的目的是使恒流稳压器的传输晶体管上保持充足但较小的余量电压。较小的余量电压能够使传输晶体管保持较低的功耗和较高的总体效率。

IC面向在120V_{AC}或230V_{AC}等单一线路电压下工作的设计，不支持通用输入电压范围的设计。

4.2 稳压器结构

多个具有各种工作模式的反馈稳压器、一个状态机（用于控制这些模式）和多个电压比较器（用于控制这些状态机）可以支持控制IC的操作。

控制IC的四个稳压器分别为：

- V_{DD}稳压器
- LED电流稳压器
- 余量电压稳压器
- 线路电流波形稳压器

稳压器逻辑的状态机具有以下几种状态：

- IDLE 状态
- START 状态
- RUN 状态

状态切换由以下比较器标志控制：

- VDDLO, V_{DD}欠压标志
- BUSUV, 总线电压欠压标志
- BUSOV, 总线电压过压标志
- HVROK, 余量电压正常标志
- OTPHI, 过温保护标志

4.3 V_{DD}稳压器

为了向HV9805的内部电路供电，V_{DD}稳压器设定了大约8V的V_{DD}电源电压。

V_{DD}稳压器有下列两种工作模式：用于V_{DD}电源启动的低效率线性模式和用于V_{DD}电源常规工作的高效率开关模式。

如框图所示，V_{DD}电源的工作电流流经升压电感、外部FET、DRV引脚、内部二极管和两个内部FET。

在线性模式下工作时，将使能带串联电阻的第一个V_{DD}FET M₁，以向V_{DD}电源提供升压电感电流。此电阻可使V_{DD}电容实现渐进式充电，并避免充电路径中出现高频振荡。

在开关模式下工作时，将在每个升压转换器开关周期的第一阶段完全使能第二个V_{DD}FET M₂，以使线性升高的升压电感电流流向内部V_{DD}电源和V_{DD}电容。终止上述第一阶段的方法是导通DRV FET，以使升压电感电流流向地并有效地终止向V_{DD}电源提供电流。

开关V_{DD}稳压器部分通过调节开关周期第一阶段的时长来调整V_{DD}电源电压，并通过导通DRV FET终止第一阶段。

稳压器逻辑按如下方式设置稳压器模式：

- 在IDLE状态下：线性模式
- 在START状态下：开关模式
- 在RUN状态下：开关模式

4.4 LED 电流稳压器

LED 电流稳压器将 LED 电流 I_{LED} 调节为可编程的大小。可借助公式 4-1 编程 LED 电流。

公式 4-1:

$$V_{REF,CCR} = I_{LED} \times R_{CRS}$$

其中:

$V_{REF,CCR}$ = LED 电流稳压器的参考电压, 请参见 [直流和交流特性表](#)

I_{LED} = LED 电流, 请参见 [典型应用电路](#)

R_{CRS} = 用于检测 LED 电流的检测电阻, 请参见 [典型应用电路](#)

稳压器调节外部传输 FET 导通的方法是: 调节 CRG 引脚电压, 进而调节 FET 的栅极-源极电压。

LED 电流稳压器的控制放大器具有高带宽并在内部进行补偿。

该稳压放大器提供两个参考电平 (V_{REF}): 一个是 200 mV, 对应于标称 LED 电流的 20%; 第二个是 1V, 对应于标称 LED 电流的 100%。提供较低参考电平的目的是在 START 状态下快速累积总线电压。

通过电流检测电阻和 CRS 引脚上的电流检测电压提供反馈。

稳压器逻辑按如下方式控制稳压器模式:

- IDLE 状态: 20% 参考电平 ($V_{REF} = 200 \text{ mV}$)
- START 状态: 20% 参考电平 ($V_{REF} = 200 \text{ mV}$)
- RUN 状态: 100% 参考电平 ($V_{REF} = 1\text{V}$)

注 1: 控制外部传输 FET 的最大 V_{GS} 电压限制为约 3.5V, 此电压足以控制逻辑电平 FET, 但对于控制标准栅极 FET 通常过低。常规工作期间, 在传输 FET 的栅极侧, CRG 引脚的最大对地电压约为 4.5V, 而在源极侧, 检测电阻两端的电压为 1.0V。

2: 传输晶体管的电压额定值无需与总线电压一样高。常规工作期间, 传输晶体管漏极的工作电压较低。当 LED 电流稳压器关断时, 余量电压将向总线电压逐渐升高。总线电压将根据 LED 负载和传输晶体管的阻抗大小分配到这两个器件上, 两个器件承载的电流都极小。将根据这两个器件的泄漏特性来确定分压。只需添加一个与传输晶体管并联的辅助泄漏路径, 即可相对轻松地降低传输晶体管两端的电压。请注意, 用于 HVS 信号的反馈分压器可用作适当的下拉负载来控制最大漏极电压。

3: 随着余量电压在 LED 电流稳压器关断后的不断升高, HVS 引脚上的电压也将升高。齐纳二极管 Z_{HVS} 将 HVS 引脚电压钳位到 HVS 引脚的绝对最大值范围内的某个电压。

4.5 余量电压稳压器

LED 电流稳压器的余量电压由余量电压稳压器控制。

最大程度降低 LED 电流稳压器的功耗，从而最大程度降低余量电压的直流电压 (V_{HDC})，功耗根据公式 4-2 计算。

公式 4-2:

$$P_{DIS} = I_{LED} \times V_{HDC}$$

其中:

P_{DIS} = LED 电流稳压器在正常工作期间的平均功耗，其中包括传输晶体管 M_{CRX} 中的功耗和检测电阻 R_{CRS} 中的功耗

V_{HDC} = 余量电压的理想直流电压，请参见第 4.5.2 节“所需的余量电压”。

升压转换器输出电压（总线电压）的直流电压调节为余量电压的直流电压和 LED 负载工作电压的总和。常规工作期间，总线电压将根据 LED 负载工作电压的变化进行调节。

4.5.1 稳压过程

余量电压稳压器通过调节升压转换器开关的导通时间来调节余量电压的直流电压。

余量电压稳压器包括带外部增益设置网络的内部控制放大器、内部产生的参考电压以及反馈电压，当 LED 电流稳压器传输 FET 的漏极连接外部电阻分压器时，HVS 引脚上会提供此反馈电压。

稳压过程如下:

1. 余量电压与理想余量电压的偏差会在控制放大器的输出端产生一个与此偏差成比例的电流。
2. 此电流会使控制放大器输出端的输出电压发生变化。
3. 控制放大器输出端的电压变化会使升压转换器开关导通时间发生变化。
4. 导通时间的变化会使升压转换器输出电流发生变化。
5. 升压转换器输出电流的变化会使总线电压发生变化。
6. 总线电压的变化随后会减小余量电压的偏差。

控制放大器的响应特性由控制放大器输出端的补偿网络确定。

为防止线路电流失真，最好在线路周期期间驱动具有恒定导通时间的边界导通模式升压转换器。相应地，应通过定制控制放大器的频率响应特性来抑制因线路周期内的余量电压变化引起的导通时间变化。

由于交流线路供电的脉冲特性，当工频为原来的两倍时，余量电压会出现极大的变化。将一个 $1 \mu F$ 至 $10 \mu F$ 范围内的电容与一个 $0.1 k\Omega$ 至 $1 k\Omega$ 范围内的电阻串联可有效补偿控制放大器。大电容会减小导通时间的变化并减少线路电流失真，但会降低对线路电压变化的响应速度。余量电压纹波和导通时间之间的成比例变化会导致线路电流波形失真，而电阻越大则失真度越高，但可更好地衰减对线路电压或负载电压干扰的瞬态响应。

根据公式 4-3 将余量电压设定为所需大小。

公式 4-3:

$$V_{REF, HVR} = V_{HDC} \times K_{DIV}$$

$$K_{DIV} = \frac{R_{HVB}}{R_{HVB} + R_{HVT}}$$

其中:

$V_{REF, HVR}$ = 余量电压稳压器的参考电压，请参见直流和交流特性表

K_{DIV} = 余量电压分压器的衰减系数

R_{HVT} , R_{HVB} = 余量电压分压器的顶部和底部电阻，请参见典型应用电路

可根据公式 4-4 得出控制放大器的输出电压 V_{HVR} 。

公式4-4:

$$\Delta V = (V_{REF,HVR} - V_{HVS})$$

$$I = \Delta V \times G_{HVR}$$

$$V_{HVR} = I \times Z_{GAIN}$$

$$Z_{GAIN} = (R_{HVX} + C_{HVX}) \parallel C_{HVV}$$

$$V_{HVS} = K_{DIV} \times V_{HEA}$$

其中:

V_{HVS} = HVS 引脚上的余量电压稳压器检测电压, 请参见[典型应用电路](#)

ΔV = 余量电压稳压器控制放大器输入端的差分电压

I = 余量电压稳压器控制放大器的输出电流

G_{HVR} = 余量电压稳压器控制放大器的跨导, 请参见[直流和交流特性表](#)

V_{HVR} = 余量电压稳压器控制放大器的输出电压

Z_{GAIN} = 增益设置网络的阻抗

R_{HVX} 、 C_{HVX} 和 C_{HVV} = 增益设置元件的电阻和电容, 请参见[典型应用电路](#)

根据公式4-5, 控制放大器的输出电压为升压转换器控制电路提供导通时间参考。

公式4-5:

$$T_{ON} = K_{HVR} \times V_{HVR}$$

其中:

T_{ON} = 升压转换器开关的导通时间参考信号

K_{HVR} = 导通时间调制器的增益, 请参见[直流和交流特性表](#)

4.5.2 所需的余量电压

要获得余量电压的理想直流电压, 需要在LED电流稳压器的效率和总线电容的大小之间进行折衷。

较小的总线电容可降低成本, 但会增大余量电压纹波。纹波较大, 需要的余量电压直流电压越大, 这会增加LED电流稳压器内的功耗。功耗越大, 效率越低, 反之亦然。

余量电压的理想直流电压应大于峰值总线电压纹波和LED电流检测电阻两端电压 (1V) 之和。

公式4-6:

$$V_{HDC} > (\Delta V_{BUS} + V_{CRS})$$

其中:

ΔV_{BUS} = 总线电压 V_{BUS} 的峰值纹波, 有关 V_{BUS} , 请参见[典型应用电路](#)

V_{CRS} = 电流检测电阻的电压, 正常工作期间实际上等效于 $V_{REF,CCR}$, 请参见[直流和交流特性表](#)

总线电压纹波通常以频率为电网频率两倍 (100 Hz 或 120 Hz) 的准正弦纹波分量为主。此纹波分量源自交流供电的脉冲特性。

例如, 假设总线电压纹波的峰值幅值为5V。然后, 假设电流检测电阻两端的额外压降为1V, 则需要至少6V的余量电压才能使LED电流稳压器在整个电网线路周期内保持稳定状态。

总线电压纹波的幅值与总线电容的大小直接相关。如公式4-7所示, 可根据给定的总线电容的值来估算纹波电压。

公式4-7:

$$\Delta V_{BUS} \approx I_{LED} \times Z_{BUS} = I_{LED} \times \frac{1}{2 \times 2\pi \times f_{MAINS} \times C_{BUS}}$$

其中:

Z_{BUS} = 升压转换器输出端的阻抗

f_{MAINS} = 电网频率, 50 Hz 或 60 Hz

C_{BUS} = 总线电容的容值, 请参见[典型应用电路](#)

升压转换器产生输出电流，此电流的平均值等于LED电流，但实际值以两倍于工频的速率在零和平均值的两倍之间振荡。因此，LED电流的直流电流和峰值纹波电流幅值几乎相等。

升压转换器的负载本质上是电容与电流阱的并联。此负载的行为在一定程度上类似于每增十倍增益减小20 dB且具有90°相移的真正积分器。要使控制环稳定，误差放大器不应在交叉频率附近向环中另外添加90°相移。因此，通常需要比例增益来确保交叉频率附近具有足够的相位裕量。要使控制环具有较高的直流精度，需要处于较低频率的积分项。

余量电压稳压器根据稳压器逻辑的状态在不同模式下工作：

- 在IDLE状态下：
 - 控制放大器的输出接地，从而产生零导通时间的命令。升压转换器有效关断。
- 在START状态下：
 - 控制放大器的输出开路且使能10 μA内部电流源，从而对外部增益设置网络进行渐进式充电，使输出电压达到约1V。
- 在RUN状态下：
 - 控制放大器处于活动状态，同时向增益设置网络灌入/拉出电流，以实现余量电压的闭环控制。

4.6 线路电流波形稳压器

线路电流波形稳压器用于通过反馈控制技术最大程度地减少线路电流波形的谐波失真。该稳压器通过调节整个交流线路周期内的导通时间命令信号来最大程度地减少线路电流失真。

所需的惟一用户配置是，向升压电感电流检测放大器提供升压电感电流检测信号时，为信号提供足够的幅值。升压电感波形在桥式整流器的返回路径中检测。调节检测电阻 R_{LBS} 以使峰值幅值等于或小于1V。

线路电流波形稳压器将导通时间命令信号解析为线路电流幅值的参考。线路电流波形稳压器内的采样单元在瞬间对每个开关周期内升高的升压电感电流进行采样，采样的电流与此导通时间参考信号成比例。所采样的值与线路电压成比例，考虑到线路电压通常为正弦波形，这一系列采样也具有正弦包络线。相应地，线路电流波形的正弦参考通过采样升压电感电流来构建。

线路电流波形稳压器中的误差放大器将线路电流参考与真正的升压电感电流的平均值进行比较。平均值表示从交流线路汲取的线路电流。参考值与实际电流间的差异由内部控制放大器累积，随后被转换为导通时间校正信号。此校正信号会添加到从余量电压稳压器接收的导通时间命令信号中。

实际上，在接近线路电压的过零点时，需要的导通时间明显增加。

HV9805

4.7 电压比较器

稳压器逻辑操作由用于检查是否存在表4-1中所列状态的多个电压比较器提供支持。

表4-1: 稳压器逻辑操作

条件	说明	值	
		真	假
VDDLO	V _{DD} 电源处于欠压状态	V _{DD} 电压降至禁止阈值V _{DIS} (标称值为6.75V) 以下	V _{DD} 电压升至使能阈值V _{ENA} (标称值为7.5V) 以上
BVSUV	总线电压处于欠压状态	V _{BVS} 电压降至阈值下限V _{UVL} (标称值为0.4V) 以下	V _{BVS} 电压升至阈值上限V _{UVU} (标称值为0.5V) 以上
BVSOV	总线电压处于过压状态	V _{BVS} 电压升至阈值上限V _{OVU} (标称值为1.25V) 以上	V _{BVS} 电压降至阈值下限V _{OVL} (标称值为1.15V) 以下
HVSOK	余量电压为标称工作电压	V _{HVS} 电压升至运行阈值V _{RUN} (标称值为1.25V) 以上	V _{HVS} 电压降至运行阈值V _{RUN} (标称值为1.25V) 以下

4.8 过温保护

过温保护会使稳压器逻辑切换到IDLE状态，此时将禁止转换器开关。

表4-2: 过温保护

条件	说明	值	
		真	假
OTPHI	—	结温升至禁止阈值T _{DIS} (标称值为145°C) 以上	结温降至使能阈值T _{ENA} (标称值为130°C) 以下

4.9 STOP 信号

STOP 信号指示是否存在应禁止驱动器常规操作的状态。

VDDL0、BVSUV 和 BVSOV 信号中的任意一个为真或检测到芯片过温时，STOP 信号为真。STOP 信号实际上是三个比较器信号和过温保护信号经 OR 函数运算后的结果。

表4-3: STOP 信号

条件	说明	值	
		真	假
STOP	—	VDDL0、BVSUV、BVSOV 或 OTPHI 为真	VDDL0、BVSUV、BVSOV 和 OTPHI 为假

4.10 稳压器逻辑状态图

图4-1 给出了稳压器逻辑的状态图。

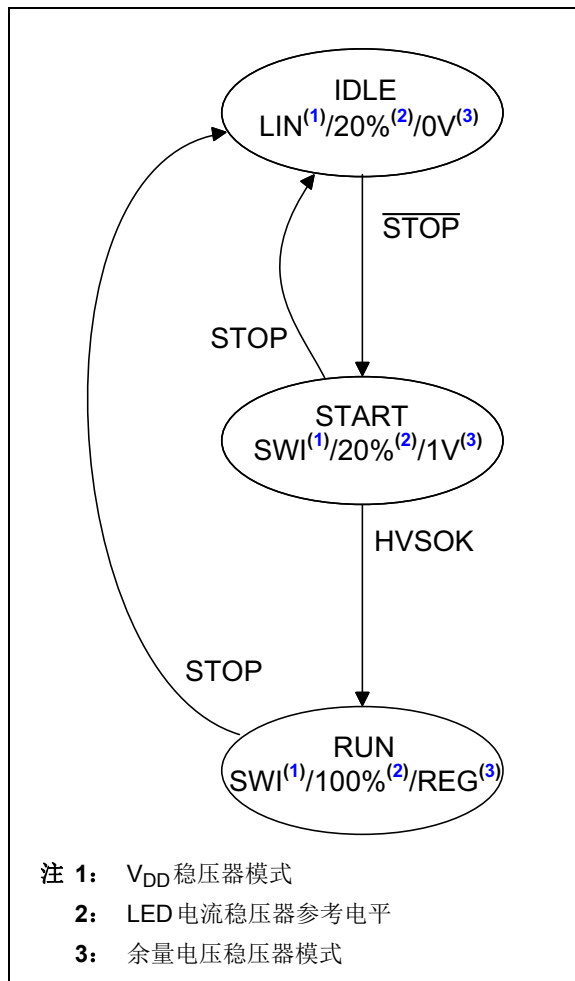


图4-1: 稳压器逻辑状态图

第4.10.1节“IDLE 状态”至第4.10.3节“RUN 状态”中介绍了各个逻辑状态及相关状态切换。

4.10.1 IDLE 状态

首次施加电源时，驱动器将进入 IDLE 状态。

IDLE 状态的特性如下：

- 禁止升压转换器开关；V_{DD} 电源在线性模式下工作。
- LED 电流稳压器的参考值调节为标称 LED 电流的 20%。
- 余量电压稳压器的控制放大器输出端短接至地，因此输出电压为零且导通时间命令信号等于零。

只要因 V_{DD} 电源或总线电压欠压或者总线电压过压导致 STOP 信号为真，逻辑就会保持 IDLE 状态。因 V_{DD} 电源欠压导致冷启动后，STOP 信号会变为假。

4.10.2 START 状态

当 STOP 信号变为假时，逻辑将切换到 START 状态。

START 状态使能平滑累积总线电压，并一直保持到 LED 电流稳压器的余量电压达到标称工作电压（通过 HVSOV 指示）为止。

START 状态的特性如下：

- 使能升压转换器开关；V_{DD} 电源在开关模式下工作。
- LED 电流稳压器的参考值调节为标称 LED 电流的 20%。
- 余量电压稳压器的控制放大器输出处于高阻态且使能 10 μA 内部电流源，以使放大器输出逐渐斜升至 1V 电压。

4.10.3 RUN 状态

当余量电压累积到正常工作电压后，逻辑切换到RUN状态；当STOP信号激活时，逻辑恢复为IDLE状态。

RUN状态使能LED驱动器的常规操作。

RUN状态的特性如下：

- 使能升压转换器开关； V_{DD} 电源在开关模式下工作。
- LED电流稳压器的参考值调节为标称LED电流的100%。
- 使能余量电压稳压器的控制放大器输出，调节升压转换器开关在闭环模式下的导通时间。

如果STOP信号为真（表示 V_{DD} 损耗、总线过压或总线欠压），逻辑将恢复为IDLE状态。

请注意，RUN状态下将忽略HVSOK。没有理由立即关注余量电压的损耗。保持RUN状态可使余量电压稳压器调节导通时间，余量电压的直流电压应小于期望值。此外，由于实际余量电压会在高于和低于目标余量电压之间变化，因此在常规操作期间，HVSOK会在真、假之间切换。

4.11 升压转换器操作

升压转换器在导通时间通常恒定的边界导通模式下工作。这种工作模式本质上会产生与线路电压具有相同波形和相位的线路电流，从而实现高功率因数操作。

图4-2显示了理想的波形。在边界导通模式这种工作模式中，电感电流 I_{BST} 在整个开关周期内以零开始并以零结束，进而形成三角波形。

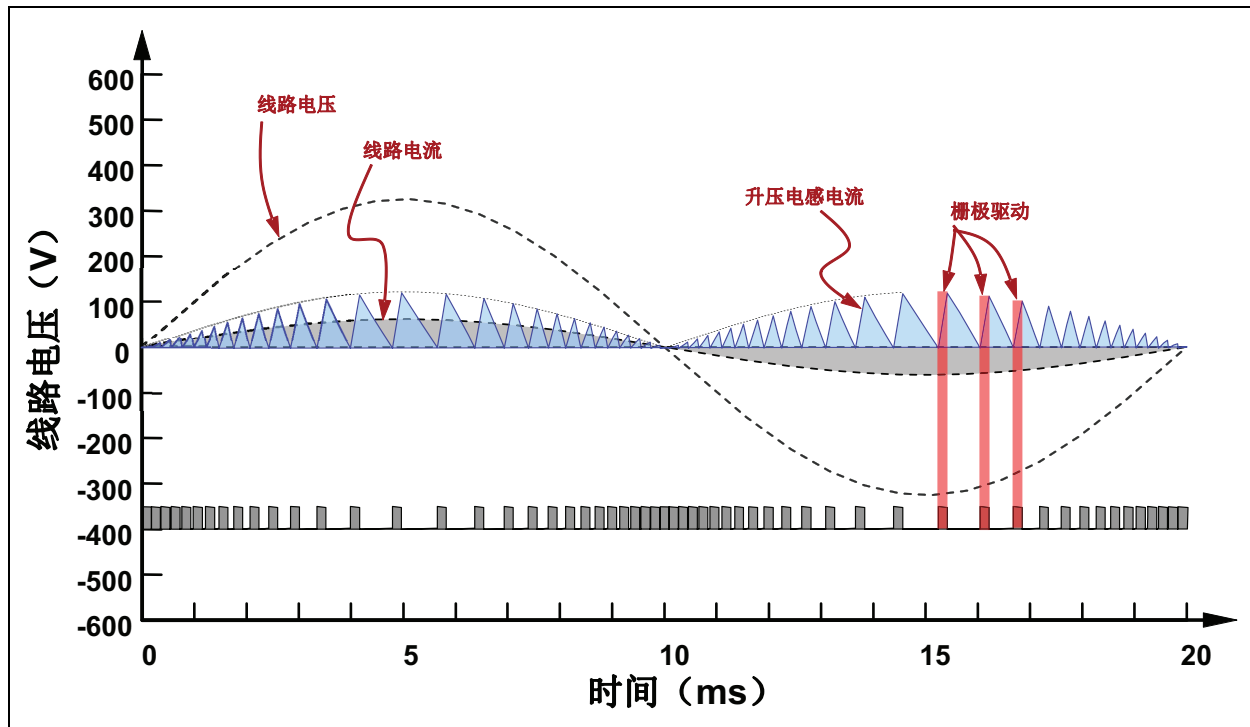


图4-2：理想的升压转换器波形（230V_{AC}，50 Hz，10W，400V_{DC}）

三角形电流的平均值本质上等于峰值幅值的一半。低通滤波器和桥式整流器将三角形升压电感电流整形为几乎无纹波的线路电流，幅值则等于峰值电感电流的一半。

在整个线路周期内，导通时间保持恒定，关断时间则不断变化；当线路电压向总线电压逐渐升高时，关断时间不断延长。相应地，开关频率在整个线路周期内不断变化：在峰值线路电压时最低，接近线路电压的过零点时最高。

4.11.1 谷值开关

驱动器利用谷值开关（准谐振开关）技术来降低升压FET导通时的开关损耗。

谷值开关向基本升压电感波形中添加了第三阶段，此阶段允许漏极电压向地电压逐渐降低，如图4-3所示。

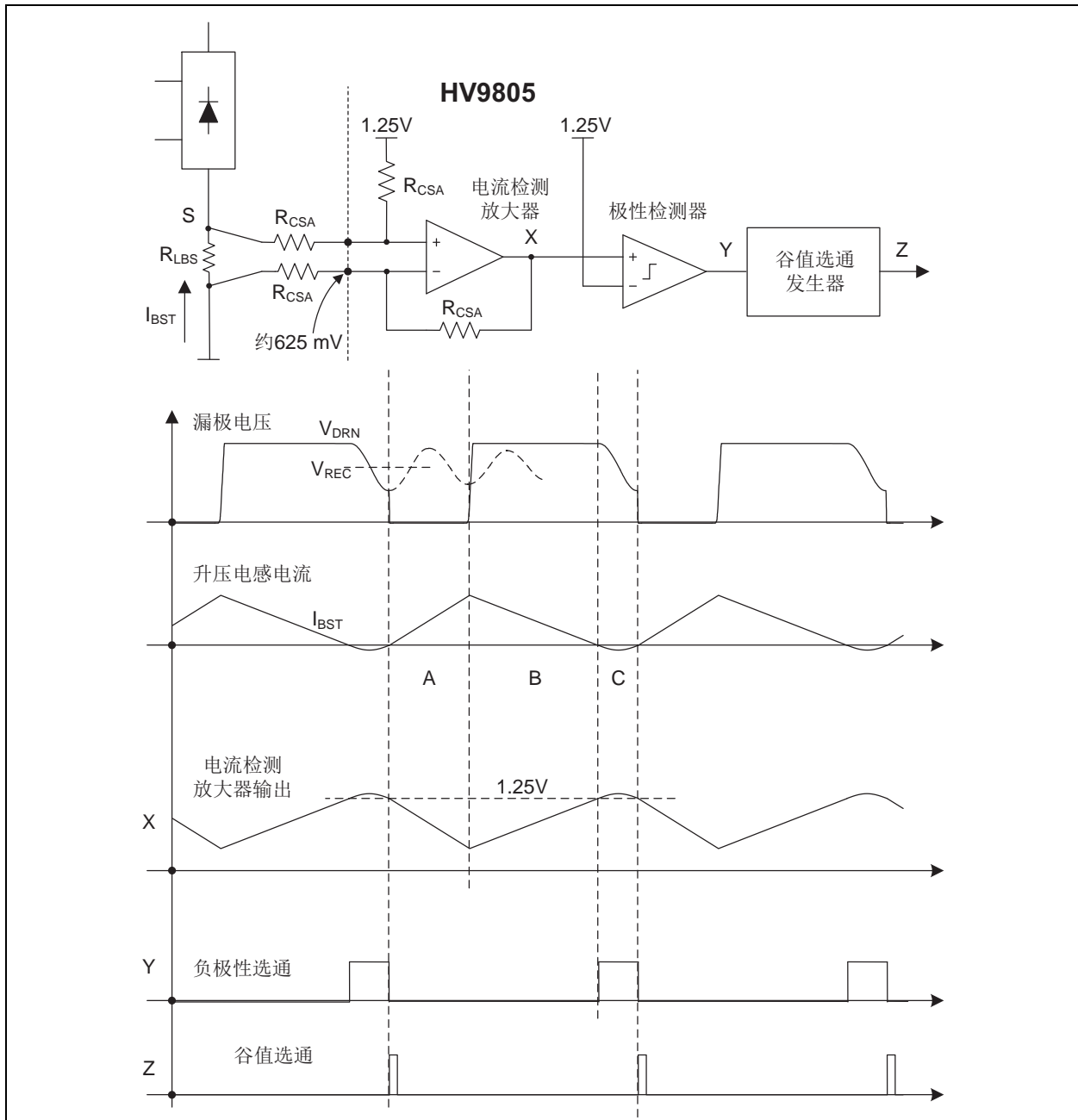


图4-3: 谷值开关波形图

如图4-3所示，开关周期的三个阶段如下：

- A—— I_{BST} 线性上升； V_{DRN} 接近零
- B—— I_{BST} 线性下降； V_{DRN} 接近 V_{BUS}
- C—— I_{BST} 反向； V_{DRN} 向地电压逐渐降低

如果开关FET保持关断状态，则在升压电感恢复为零后，升压电感电流将反转。谐振由漏极节点上电容存储的能量驱动。图4-3给出了允许漏极电压谐振持续半个周期以上时会产生的电压波形。

根据整流电压和总线电压的幅值，漏极电压会降至地电压以上的某个值或一直降至地电压。整流线路电压与总线电压之间的差值越大，漏极电压的摆幅就越大。

当整流线路电压接近总线电压时，漏极电压会部分摆动至地电压；当整流线路电压接近地电压时，漏极电压会完全摆动至地电压。无论哪种方式，当漏极节点上电容存储的能量部分或全部返回到线路输入电容时，都将提高效率。

4.11.1.1 谷值检测

谷值检测涉及升压电感电流检测放大器、电压比较器和边沿检测器。

电流检测放大器归类为差分放大器，它跟随增益为1的升压电感检测信号并添加一个大小约1.25V的失调电压（ $R_{CSA} = 10\text{ k}\Omega$ ）来使放大器输出保持为正。请注意，当升压电感电流按指示的方向流经电阻时，升压电感检测信号本身的极性主要为负。凭借1.25V的失调电压，可以在检测电阻节点S上检测幅值为1.25V的负电压，如图4-3所示。

极性比较器通过将检测放大器的输出与1.25V失调电压进行比较来指示升压电感电流何时变为负值。检测到负极性时将触发谷值选通发生器。当升压电感的电流恢复为正极性时将产生选通信号。

这一检测技术要求负升压电感电流的幅值以及随之产生的漏极电压摆幅超过某个最小值（例如，25V）。

对于总线电压与整流线路电压峰值间的差值并不太大的设计而言，需要添加一个辅助信号来协助检测。框图和典型应用电路包括 C_{VAL} 电容和 R_{VAL} 电阻。此阻容（Resistor Capacitor, RC）网络会产生一个信号，该信号为漏极电压的时间导数，因此其波形和相位与在谐振间隔内摆动的升压电感电流完全相同。要避免在漏极电压快速变化（例如，在升压转换器开关关断期间）时过驱动检测放大器，可能需要二极管钳位网络。

4.11.1.2 升压转换器开关

驱动器采用源极驱动来控制升压转换器FET的导通状态。

此方法也称为共源共栅开关，其中低电压FET与高电压FET串联。共源共栅开关配置能够实现低损耗、快速开关，因此能够提供低损耗电流源来为 V_{DD} 电源供电。

FET的导通状态由其栅极-源极电压决定。外部高电压FET的栅极将通过外部偏置网络（ R_{BST} 、 C_{BST} 和 Z_{BST} ）永久偏置以实现完全导通。在HV9805应用中，外部高电压FET的栅极应提供至少15V的电压。

外部高电压FET的源极电压由DRV引脚上的电压控制。反过来，DRV引脚的电压由驱动器内部的多个低电压FET（即DRV FET和两个 V_{DD} 稳压器FET）控制。

4.11.1.3 外部FET导通模式

理想情况下，外部高电压FET将进行偏置以在升压转换器开关工作期间实现完全导通模式。

DRV FET的导通会使DRV引脚的电压接近地电势，当外部高电压FET的栅极偏置电压为15V时，这将产生15V的栅极-源极电压。相应地，外部高电压FET的栅极-源极电压会超过典型高电压FET的阈值电压。结果，外部高电压FET和共源共栅开关将在完全导通模式下作为一个整体导通。

V_{DD} FET的导通将使DRV引脚的电压接近 V_{DD} 电压、一个二极管正向压降和FET导通电阻两端压降之和。如果外部高电压产生的栅极-源极电压超过高电压FET的阈值电压，则由外部高电压FET和 V_{DD} FET组成的共源共栅开关在 V_{DD} 电容充电期间也会处于完全导通模式。

在某些情况下，要使外部FET和外部高电压FET栅极上的 V_{DD} FET完全导通，需要大于15V的偏置电压。当外部高电压FET具有高阈值电压或者LED驱动器针对高功率设计时， V_{DD} 充电的时间缩短并具有较高的电流。电流越高， V_{DD} 稳压器FET导通电阻两端的压降和DRV引脚的电压越大，这可降低外部高电压FET的栅极-源极电压。

4.11.1.4 DRV引脚电压钳位

由于外部高电压FET的漏极电压快速升高以及该FET的寄生电容，关断期间，DRV引脚上的电压可能超过DRV引脚电压的绝对最大值。外部FET的漏极电压升高时，内部FET的漏极电压也会升高。升高的程度由器件电容比确定，难以计算具体值。

建议在DRV引脚上提供某种形式的电压钳位，以将漏极电压钳位到引脚最大电压额定值以下的某个电压。电压钳位可通过多种方式实现，例如，在DRV引脚与地之间添加一个外部齐纳二极管、在接地的DRV引脚上添加一个小型电容，或者在DRV引脚与外部高电压FET偏置网络的齐纳二极管之间添加一个二极管。

4.11.1.5 DRV FET的过流保护

内部DRV FET提供逐周期的过流保护来保护内部DRV FET。DRV FET将在检测到过流状态时关断。过流比较器信号在DRV FET导通时间开始后的一小段时间内消隐，以避免因过流保护而引发不当跳闸。

4.11.1.6 导通时间

升压转换器开关的导通时间以两部分之和的形式提供。

余量电压稳压器提供第一部分开关导通时间，此部分使用低带宽进行调节以控制余量电压的直流电压。此部分开关导通时间在整个交流线路周期内几乎恒定，因此当升压转换器在[第4.11节“升压转换器操作”](#)中介绍的边界导通模式下工作时，线路电流波形接近正弦。

实际上，恒定的开关导通时间会导致交流线路电压的过零点附近产生明显的线路电流失真。要减少这种线路电流失真，需要在线路电压过零点附近显著增加开关导通时间。

线路电流波形稳压器提供第二部分开关导通时间，此部分使用高带宽进行调节以减少线路电流失真。线路电流波形稳压器针对幅值受第一部分开关导通时间控制的线路电流生成正弦参考信号。随后，它将产生第二部分开关导通时间来减少线路电流失真，以便最大程度减小参考电流与平均升压电感电流间的差值。

升压转换器的导通时间调制器的标称导通时间(T_{ONN})设计为2.7 μ s，有关更多信息，请参见[直流和交流特性表](#)。所选的标称导通时间对应于大约70 kHz的开关频率。

4.11.1.7 最大导通时间

在线路电压的过零点附近，线路电流波形稳压器提供的导通时间的调节范围非常大。为了避免开关导通时间的值过大，提供一个内部定时器来将导通时间限制在最大导通时间规范值 T_{ONH} （约10 μ s）以内。

4.11.1.8 最大关断时间

内部定时器将最大关断时间限制在最大关断时间规范值 T_{OFF} (约 100 μs) 以内。如果未在最大关断时间周期内检测到漏极电压谷值, 此定时器将触发启动开关周期。此定时器有助于在升压转换器启动后启动开关过程, 以及在由于漏极电压摆幅不足而导致谷值检测丢失时重启该过程。

4.11.1.9 升压电感大小

升压电感 L_{BST} 的起始值可以通过下面一组公式计算得出:

公式4-8:

$$P_{AC} = V_{AC, RMS} \times I_{AC, RMS}$$

$$I_{AC, PEAK} = \sqrt{2} \times I_{AC, RMS}$$

$$V_{AC, PEAK} = \sqrt{2} \times V_{AC, RMS}$$

$$I_{SWI, PEAK} = 2 \times I_{AC, PEAK}$$

$$I_{SWI, PEAK} = \frac{V_{AC, PEAK} \times T_{ONN}}{L_{BST}}$$

$$\text{求解: } L_{BST} = \frac{1}{2} \times \frac{V_{AC, RMS}^2 \times T_{ON, NOM}}{P_{AC}}$$

其中:

- P_{AC} = 升压转换器所需的功率能力
- $V_{AC, RMS}$ = RMS线路电压
- $I_{AC, RMS}$ = RMS线路电流
- $V_{AC, PEAK}$ = 峰值线路电压
- $I_{AC, PEAK}$ = 峰值线路电流
- $I_{SWI, PEAK}$ = 峰值开关电流
- T_{ONN} = 标称导通时间, 请参见[直流和交流特性表](#)

由于以下两个主要原因, 上述起始值通常过大, 应向下调整:

- 补偿元件损耗
- 存在谷值开关

存在谷值开关会导致功率能力出现明显损耗, 原因是漏极电压谐振不参与功率传输。[第5.2节“BCM升压转换器的实际功率额定值”](#)中详细介绍了谷值开关的作用。

5.0 设计指南

5.1 理想BCM升压转换器的功率额定值

升压转换器的最大功率取决于下面几个因素：

- 交流线路电压
- 内部开关的电流额定值
- 是否存在元件损耗
- 是否存在谷值开关

表5-1列出了BCM升压转换器的功率额定值，假设：

- 峰值开关电流为700 mA
- 元件损耗为零
- 未实现谷值开关

表5-1： 边界模式升压转换器的功率额定值（注1）

标称线路电压 (V_{RMS})	线路电压偏差 (%)	RMS线路电压 (V_{RMS})	峰值线路电压 (V_{PEAK})	峰值开关电流 (A_{PEAK})	功耗 (W)
120	-15	102	144	0.7	25.3
	0	120	170		29.7
	+15	138	195		34.2
230	-15	196	276		48.4
	0	230	325		56.9
	+15	265	374		65.5

注 1： 假设元件损耗为零且不存在谷值开关，作为交流线路电压的函数。

5.2 BCM升压转换器的实际功率额定值

HV9805边界模式升压转换器设计的最大功率将低于表5-1中列出的值。这是因为存在谷值开关，120V_{AC}设计的功率估值为25W，230V_{AC}设计的功率估值为50W。

功率能力的主要损耗由谷值开关所致。由于开关周期的第三阶段不参与功率传输，谷值开关会降低可获得的功率额定值；实际上，谷值开关会将所传输功率的一小部分返回给转换器输入，这可通过负升压电感电流得到证实。

此外，如果考虑低压线路中的操作，功率额定值将下降。从表5-1中可以看出，当120V_{AC}设计中的线路电压下降15%时，BCM升压转换器的功率额定值从29.7W降至25.3W。

5.3 总线电压和LED负载电压的选择

可通过监视升压电感电流的极性反转来检测漏极电压谷值。总线电压和整流线路电压之间的微小差值可导致谱

振升压电感电流的幅值不足。相应地，整流线路电压和升压转换器的输出电压之间应保持某个最小的差值。

对于120V_{AC}应用，LED串电压的建议最小电压为210V_{DC}；对于230V_{AC}应用，LED串电压的建议最小电压为420V_{DC}。

如第3.2节“第一级电流检测放大器的输入引脚（CSL和CSH）”中所述，可通过在升压电感电流检测放大器中添加C_{VAL}和R_{VAL}电路来减少对（峰值）线路电压与升压转换器输出电压之间的较大差值的需求。

5.4 SEPIC驱动器的最大功率额定值

在给定转换器开关峰值电流额定值的情况下，SEPIC转换器的功率额定值低于升压转换器的功率额定值。SEPIC配置中的开关在开关导通期间承载输出电流和输入电流，因而会降低输入功率能力。

相应地，SEPIC设计的最大功率低于升压设计的最大功率额定值。

HV9805

注:

6.0 封装信息

6.1 封装标识信息



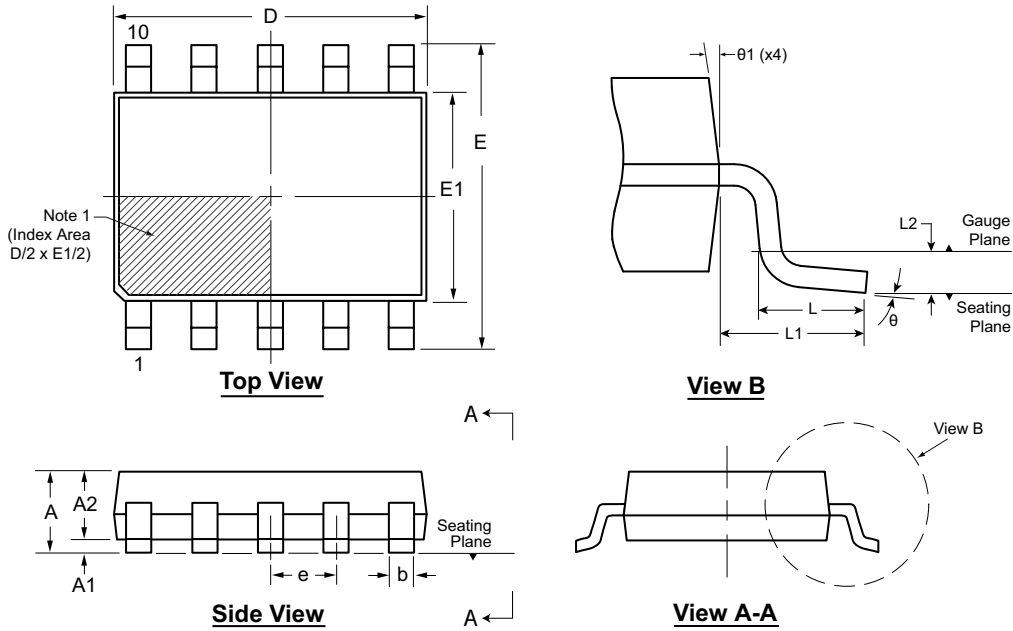
图注:

XX...X	客户指定信息
Y	年份代码（日历年的最后一位数字）
YY	年份代码（日历年的最后两位数字）
WW	星期代码（一月一日的星期代码为“01”）
NNN	以字母数字排序的追踪代码
(e3)	雾锡（Matte Tin, Sn）的JEDEC无铅标志
*	表示无铅封装。JEDEC无铅标志 ((e3)) 标示于此种封装的外包装上。

注: Microchip 部件编号如果无法在同一行内完整标注，将换行标出，因此会限制表示客户指定信息的字符数。

10 引脚 MOSFET 外形封装 (MG)

主体 3.00x3.00 mm, 高度 1.10 mm (最大值), 间距 0.50 mm



Note: For the most current package drawings, see the Microchip Packaging Specification at www.microchip.com/packaging.

Note:

1. A Pin 1 identifier must be located in the index area indicated. The Pin 1 identifier can be: a molded mark/identifier; an embedded metal marker; or a printed indicator.

Symbol	A	A1	A2	b	D	E	E1	e	L	L1	L2	θ	$\theta 1$	
Dimension (mm)	MIN	0.75*	0.00	0.75	0.17	2.80*	4.65*	2.80*	0.50 BSC	0.95 REF	0.25 BSC	0°	5°	
	NOM	-	-	0.85	-	3.00	4.90	3.00				0.40	-	-
	MAX	1.10	0.15	0.95	0.33	3.20*	5.15*	3.20*				0.80	8°	15°

JEDEC Registration MO-187, Variation BA, Issue E, Dec. 2004.

* This dimension is not specified in the JEDEC drawing.

Drawings are not to scale.

附录 A: 版本历史

版本 A (2015年2月)

- 本文档的初始版本。

HV9805

注:

产品标识体系

欲订货或获取价格、交货等信息，请与我公司生产厂或各销售办事处联系。

<u>器件编号</u> 器件	XX 封装	-X 环保	示例: a) HV9805MG-G: 离线LED驱动器, 10引脚MSOP封装
器件:	HV9805: 离线LED驱动器		
封装:	MG = 10引脚MSOP封装 (主体3.00x3.00 mm, 高度1.10 mm (最大值), 间距0.50 mm)		
环保:	G = 符合ROHS标准的无铅封装		

HV9805

注:

请注意以下有关 Microchip 器件代码保护功能的要点：

- Microchip 的产品均达到 Microchip 数据手册中所述的技术指标。
- Microchip 确信：在正常使用的情况下，Microchip 系列产品是当今市场上同类产品中最安全的产品之一。
- 目前，仍存在着恶意、甚至是非法破坏代码保护功能的行为。就我们所知，所有这些行为都不是以 Microchip 数据手册中规定的操作规范来使用 Microchip 产品的。这样做的人极可能侵犯了知识产权。
- Microchip 愿与那些注重代码完整性的客户合作。
- Microchip 或任何其他半导体厂商均无法保证其代码的安全性。代码保护并不意味着我们保证产品是“牢不可破”的。

代码保护功能处于持续发展中。Microchip 承诺将不断改进产品的代码保护功能。任何试图破坏 Microchip 代码保护功能的行为均可视为违反了《数字千年版权法案 (Digital Millennium Copyright Act)》。如果这种行为导致他人在未经授权的情况下，能访问您的软件或其他受版权保护的成果，您有权依据该法案提起诉讼，从而制止这种行为。

提供本文档的中文版本仅为了便于理解。请勿忽视文档中包含的英文部分，因为其中提供了有关 Microchip 产品性能和使用情况的有用信息。Microchip Technology Inc. 及其分公司和相关公司、各级主管与员工及事务代理机构对译文中可能存在的任何差错不承担任何责任。建议参考 Microchip Technology Inc. 的英文原版文档。

本出版物中所述的器件应用信息及其他类似内容仅为您提供便利，它们可能由更新之信息所替代。确保应用符合技术规范，是您自身应负的责任。Microchip 对这些信息不作任何明示或暗示、书面或口头、法定或其他形式的声明或担保，包括但不限于针对其使用情况、质量、性能、适销性或特定用途的适用性的声明或担保。Microchip 对因这些信息及使用这些信息而引起的后果不承担任何责任。如果将 Microchip 器件用于生命维持和 / 或生命安全应用，一切风险由买方自负。买方同意在由此引发任何一切伤害、索赔、诉讼或费用时，会维护和保障 Microchip 免于承担法律责任，并加以赔偿。在 Microchip 知识产权保护下，不得暗中以其他方式转让任何许可证。

商标

Microchip 的名称和徽标组合、Microchip 徽标、dsPIC、FlashFlex、flexPWR、JukeBlox、KEELOQ、KEELOQ 徽标、Kleer、LANCheck、MediaLB、MOST、MOST 徽标、MPLAB、OptoLyzer、PIC、PICSTART、PIC³² 徽标、RightTouch、SpyNIC、SST、SST 徽标、SuperFlash 及 UNI/O 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的注册商标。

The Embedded Control Solutions Company 和 mTouch 为 Microchip Technology Inc. 在美国的注册商标。

Analog-for-the-Digital Age、BodyCom、chipKIT、chipKIT 徽标、CodeGuard、dsPICDEM、dsPICDEM.net、ECAN、In-Circuit Serial Programming、ICSP、Inter-Chip Connectivity、KleerNet、KleerNet 徽标、MiWi、MPASM、MPF、MPLAB Certified 徽标、MPLIB、MPLINK、MultiTRAK、NetDetach、Omniscient Code Generation、PICDEM、PICDEM.net、PICKit、PICtail、RightTouch 徽标、REAL ICE、SQI、Serial Quad I/O、Total Endurance、TSHARC、USBCheck、VariSense、ViewSpan、WiperLock、Wireless DNA 和 ZENA 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的商标。

SQTP 为 Microchip Technology Inc. 在美国的服务标记。

Silicon Storage Technology 为 Microchip Technology Inc. 在除美国外的国家或地区的注册商标。

GestIC 为 Microchip Technology Inc. 的子公司 Microchip Technology Germany II GmbH & Co. & KG 在除美国外的国家或地区的注册商标。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2015, Microchip Technology Inc. 版权所有。

ISBN: 978-1-63277-455-2

**QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
= ISO/TS 16949 =**

Microchip 位于美国亚利桑那州 Chandler 和 Tempe 与位于俄勒冈州 Gresham 的全球总部、设计和晶圆生产厂及位于美国加利福尼亚州和印度的设计中心均通过了 ISO/TS-16949:2009 认证。Microchip 的 PIC[®] MCU 与 dsPIC[®] DSC、KEELOQ[®] 跳码器件、串行 EEPROM、单片机外设、非易失性存储器 and 模拟产品严格遵守公司的质量体系流程。此外，Microchip 在开发系统的设计和生产方面的质量体系也已通过了 ISO 9001:2000 认证。

全球销售及及服务网点

美洲

公司总部 **Corporate Office**
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 1-480-792-7200
Fax: 1-480-792-7277

技术支持:

<http://www.microchip.com/support>

网址: www.microchip.com

亚特兰大 Atlanta

Duluth, GA
Tel: 1-678-957-9614
Fax: 1-678-957-1455

奥斯汀 Austin, TX

Tel: 1-512-257-3370

波士顿 Boston

Westborough, MA
Tel: 1-774-760-0087
Fax: 1-774-760-0088

芝加哥 Chicago

Itasca, IL
Tel: 1-630-285-0071
Fax: 1-630-285-0075

克里夫兰 Cleveland

Independence, OH
Tel: 1-216-447-0464
Fax: 1-216-447-0643

达拉斯 Dallas

Addison, TX
Tel: 1-972-818-7423
Fax: 1-972-818-2924

底特律 Detroit

Novi, MI
Tel: 1-248-848-4000

休斯敦 Houston, TX

Tel: 1-281-894-5983

印第安纳波利斯

Indianapolis
Noblesville, IN
Tel: 1-317-773-8323
Fax: 1-317-773-5453

洛杉矶 Los Angeles

Mission Viejo, CA
Tel: 1-949-462-9523
Fax: 1-949-462-9608

纽约 New York, NY

Tel: 1-631-435-6000

圣何塞 San Jose, CA

Tel: 1-408-735-9110

加拿大多伦多 Toronto

Tel: 1-905-673-0699
Fax: 1-905-673-6509

亚太地区

亚太总部 Asia Pacific Office

Suites 3707-14, 37th Floor
Tower 6, The Gateway
Harbour City, Kowloon
Hong Kong
Tel: 852-2943-5100
Fax: 852-2401-3431

中国 - 北京

Tel: 86-10-8569-7000
Fax: 86-10-8528-2104

中国 - 成都

Tel: 86-28-8665-5511
Fax: 86-28-8665-7889

中国 - 重庆

Tel: 86-23-8980-9588
Fax: 86-23-8980-9500

中国 - 东莞

Tel: 86-769-8702-9880

中国 - 杭州

Tel: 86-571-8792-8115
Fax: 86-571-8792-8116

中国 - 香港特别行政区

Tel: 852-2943-5100
Fax: 852-2401-3431

中国 - 南京

Tel: 86-25-8473-2460
Fax: 86-25-8473-2470

中国 - 青岛

Tel: 86-532-8502-7355
Fax: 86-532-8502-7205

中国 - 上海

Tel: 86-21-5407-5533
Fax: 86-21-5407-5066

中国 - 沈阳

Tel: 86-24-2334-2829
Fax: 86-24-2334-2393

中国 - 深圳

Tel: 86-755-8864-2200
Fax: 86-755-8203-1760

中国 - 武汉

Tel: 86-27-5980-5300
Fax: 86-27-5980-5118

中国 - 西安

Tel: 86-29-8833-7252
Fax: 86-29-8833-7256

中国 - 厦门

Tel: 86-592-238-8138
Fax: 86-592-238-8130

中国 - 珠海

Tel: 86-756-321-0040
Fax: 86-756-321-0049

亚太地区

台湾地区 - 高雄

Tel: 886-7-213-7828

台湾地区 - 台北

Tel: 886-2-2508-8600
Fax: 886-2-2508-0102

台湾地区 - 新竹

Tel: 886-3-5778-3666
Fax: 886-3-5770-955

澳大利亚 Australia - Sydney

Tel: 61-2-9868-6733
Fax: 61-2-9868-6755

印度 India - Bangalore

Tel: 91-80-3090-4444
Fax: 91-80-3090-4123

印度 India - New Delhi

Tel: 91-11-4160-8631
Fax: 91-11-4160-8632

印度 India - Pune

Tel: 91-20-3019-1500

日本 Japan - Osaka

Tel: 81-6-6152-7160
Fax: 81-6-6152-9310

日本 Japan - Tokyo

Tel: 81-3-6880-3770
Fax: 81-3-6880-3771

韩国 Korea - Daegu

Tel: 82-53-744-4301
Fax: 82-53-744-4302

韩国 Korea - Seoul

Tel: 82-2-554-7200
Fax: 82-2-558-5932 或
82-2-558-5934

马来西亚 Malaysia - Kuala Lumpur

Tel: 60-3-6201-9857
Fax: 60-3-6201-9859

马来西亚 Malaysia - Penang

Tel: 60-4-227-8870
Fax: 60-4-227-4068

菲律宾 Philippines - Manila

Tel: 63-2-634-9065
Fax: 63-2-634-9069

新加坡 Singapore

Tel: 65-6334-8870
Fax: 65-6334-8850

泰国 Thailand - Bangkok

Tel: 66-2-694-1351
Fax: 66-2-694-1350

欧洲

奥地利 Austria - Wels

Tel: 43-7242-2244-39
Fax: 43-7242-2244-393

丹麦 Denmark - Copenhagen

Tel: 45-4450-2828
Fax: 45-4485-2829

法国 France - Paris

Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

德国 Germany - Dusseldorf

Tel: 49-2129-3766400

德国 Germany - Munich

Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

德国 Germany - Pforzheim

Tel: 49-7231-424750

意大利 Italy - Milan

Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

意大利 Italy - Venice

Tel: 39-049-7625286

荷兰 Netherlands - Druenen

Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

波兰 Poland - Warsaw

Tel: 48-22-3325737

西班牙 Spain - Madrid

Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91

瑞典 Sweden - Stockholm

Tel: 46-8-5090-4654

英国 UK - Wokingham

Tel: 44-118-921-5800
Fax: 44-118-921-5820