

NCP1654

功率因数控制器 紧凑和坚固， 连续传导 模式预转换器

NCP1654是连续导通模式的控制器 (CCM) 功率因数校正升压转换器。它控制在固定频率模式下的电源开关导通时间 (PWM) 并依赖于瞬时线圈电流。

该电路采用SO8封装，最大限度地减少了数量外部组件并大大简化了PFC实现。它还集成了高安全保护功能使NCP1654成为稳健而紧凑的PFC级的驱动器。一个有效的输入功率失控钳位电路。

特征

- 符合IEC61000-3-2
- 平均电流连续导通模式
- 快速瞬态响应
- 非常少的外部组件
- 非常低的启动电流 (<75 mA)
- 非常低的关断电流 (<400 mA)
- 低运行消耗
- ±1.5V图腾柱门驱动器
- 精确完全集成的65/133/200 kHz振荡器
- 锁存PWM，用于逐周期占空比控制
- 内部修整的内部参考
- 滞后欠压闭锁
- 软启动以平稳启动操作
- 关机功能
- 引脚对引脚兼容行业标准
- 这是一款无铅设备

安全特性

- 浪涌电流检测
- 过压保护
- 开环检测或关断的欠电压检测
- 掉电检测
- 软启动
- 准确的过流限制
- 压制限制

典型应用

- 平板电视，PC台式机
- AC适配器
- 白色家电，其他离线开关电源



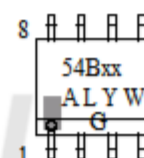
ON Semiconductor®

www.onsemi.com



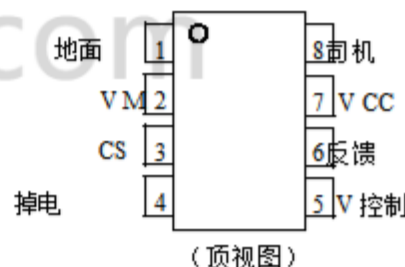
SO-8
D后缀
CASE 751

标记图



XX = 65, 133 或 200
一个 = 大会位置
大号 = 晶圆批次
y = 年份
w = 工作周
G = 无铅封装

引脚连接



订购信息

设备	包	运输†
NCP1654BD65R2G	SO-8 (无铅)	2500 / 磁带 & 卷轴
NCP1654BD133R2G	SO-8 (无铅)	2500 / 磁带 & 卷轴
NCP1654BD200R2G	SO-8 (无铅)	2500 / 磁带 & 卷轴

†有关磁带和卷轴规格的信息，包括零件方向和胶带尺寸，请参阅我们的磁带和卷轴包装规格小册子，BRD8011 / D。

最大额定值表

符号	销	评分	值	单元
DRV	8	输出驱动能力 - 来源 输出驱动能力 - 接收器	-1.5 +1.5	一个
VCC	7	电源电压, VCC 引脚, 连续电压	-0.3, +20	V
	7	瞬态电源电压, 持续时间<10 ms, IVCC<10 mA	+25	V
VIN	2, 3, 4, 5,	输入电压	-0.3, +10	V
PD (SO) RqJA (SO)		功耗和热特性 D后缀, 塑料包装, 案例751 最大功耗 @ TA = 70°C 热阻结到空气	450 178	MW °C / W
TJ		工作结温范围	-40至+125	C
TJmax		最大结温	150	C
TSmax		存储温度范围	-65到+150	C
TLmax		铅温度 (焊接, 10秒)	300	C

强调超出最大额定值表中列出的值可能会损坏设备.如果超出这些限制中的任何一个, 设备功能不应假定, 损坏可能会发生, 可靠性可能会受到影响.

1.该器件系列包含ESD保护, 并且超过以下测试:

人体模型 (HBM) 2000 V, 根据JEDEC标准JESD22, 方法A114E

根据JEDEC标准JESD22, 方法A115A, 机器型号 (MM) 200 V (符合150 V的引脚# 7除外).

2.此设备包含门锁保护并超出

每个JEDEC标准JESD78±100 mA.



NCP1654

典型电气特性表 (VCC = 15 V, TJ 从 -40°C 至 +125°C, 除非另有说明) (注3)

符号	评分	敏	典型	马克斯	单元
门驱动部分					
R OH	源电阻 @ I源 = 100 mA	-	9	20	w ^
R OL	下沉电阻 @ Isink = -100 mA	-	6.6	18	w ^
Tr	栅极驱动电压上升时间从 1.5 V 到 13.5 V (CL = 2.2 nF)	-	60	-	NS
Tf	从 13.5 V 到 1.5 V (CL = 2.2 nF) 的栅极驱动电压下降时间	-	40	-	NS
调节块					
V REF	电压参考	2.425	2.5	2.575	V
我 EA	误差放大器电流能力	-	±28	-	嘛
G EA	误差放大器增益	100	200	300	女士
我 B pin6	引脚6偏置电流 @ VFB = VREF	-500	-	500	nA的
V 控制	Pin5 电压	-	3.6	-	V
V 控制 (最大)	最大控制电压 @ VFB = 2 V	-	0.6	-	
V 控制 (分钟)	最小控制电压 @ VFB = 3 V	-	3.0	3.3	
DV 控制	DV 控制 = V 控制 (最大) - V 控制 (最小)	2.7			
V OUT L / V REF	比率 (V OUT 低检测Thresold / VREF)	94	95	96	%
H OUT L / V REF	比率 (V OUT 低检测迟滞 / VREF)	-	0.5	-	%
我 提升	当 (V OUT 低电平检测) 被激活时, 引脚5源电流	190	228	260	嘛
电流感应块					
V S	电流检测引脚失调电压 (ICS = 100 mA)	-	10	-	毫伏
我 S (OCP)	过流保护阈值	185	200	215	嘛
功率限制块					
我 CS x V BO	超过限制阈值	-	200	-	MVA
I CS (OPL1)	过功率电流阈值 (V BO = 0.9 V, VM = 3 V)	186	222	308	嘛
I CS (OPL2)	过功率电流阈值 (V BO = 2.67 V, VM = 3 V)	62	75	110	
PWM 模块					
Dcycle	占空比范围	-	0-97	-	%
振荡器/斜坡发生器模块					
FSW	开关频率				千赫
	65 千赫	58	65	72	
	133 千赫	120	133	146	
	200 kHz	180	200	220	
欠压检测模块					
V BOH	欠压阈值 (上升)	1.22	1.30	1.38	V
V BOL	欠压阈值 (下降)	0.65	0.7	0.75	V
我 IB	引脚4输入偏置电流 @ VBO = 1 V	-500	-	500	nA的
电流调制模块					
我 M1	乘法器输出电流 (V 控制 = V 控制 (最大), VBO = 0.9 V, ICS = 25 mA)	-	1.9	-	嘛
我 M2	乘法器输出电流 (V 控制 = V 控制 (最大), VBO = 0.9 V, ICS = 75 mA)				
	(@ 125°C)	1.5	4.7	8.8	
	(@ -40°C)	1.5	4.7	9.8	
我 M3	乘法器输出电流 (V 控制 = V 控制 (min) + 0.2 V, VBO = 0.9 V, ICS = 25 mA)	-	28.1	-	
我 M4	乘法器输出电流 (V 控制 = V 控制 (min) + 0.2 V, VBO = 0.9 V, ICS = 75 mA)	-	84.4	-	
过电压保护					
V OVP / V REF	比率 (过压阈值 / VREF)	103	105	107	%
T OVP	传播延迟 (VFB - 107% VREF) 驱动为低电平	-	500	-	NS

NCP1654

典型电气特性表 (VCC = 15 V, TJ 从 -40°C 至 +125°C, 除非另有说明) (注3)

符号	评分	敏	典型	马克斯	单元
----	----	---	----	-----	----

欠压保护/关断

V UVP (on) / V REF UVP 激活阈值比率 (TJ = 0°C 至 +105°C)		4	8	12	%
V UVP (关闭) / V REF UVP 关闭阈值比率 (TJ = 0°C 至 +105°C)		6	12	18	%
V UVP (H) UVP 锁定滞后		-	4	-	%
T UVP 传播延迟 (V FB < 8% V REF) 驱动为低电平		-	500	-	NS

热关机

T SD 热关断阈值		150	-	-	C
H SD 热关断滞后		-	三十	-	C

VCC 欠压闭锁部分

V CC (上) 启动阈值 (欠压锁定阈值, V CC 上升)		9.6	10.5	11.4	V
V CC (关闭) 开启后禁用电压 (欠压锁定阈值, V CC 下降)		8.25	9	9.75	V
V CC (H) 欠压锁定滞后		1.0	1.5	-	V

设备消耗

我 STUP 电源电流:		-	-	75	嘛
我 CC1 启动 (@ V CC = 9.4 V)		-	-	5	嘛
我 CC2 运行 (@ V CC = 15 V, 空载, 不切换)		-	3.7	6	嘛
我 STDN 运行 (@ V CC = 15 V, 空载, 开关)		-	4.7	400	嘛
	关断模式 (@ V CC = 15 V 和 V FB = 0 V)	-	300		

除非另有说明, 否则产品参数性能在所列测试条件的电气特性中指示. 产品

如果在不同条件下运行, 电气特性可能不会表现出性能.

3. 以上规格给出了参数的目标值. 最终规格将在完整电路后提供

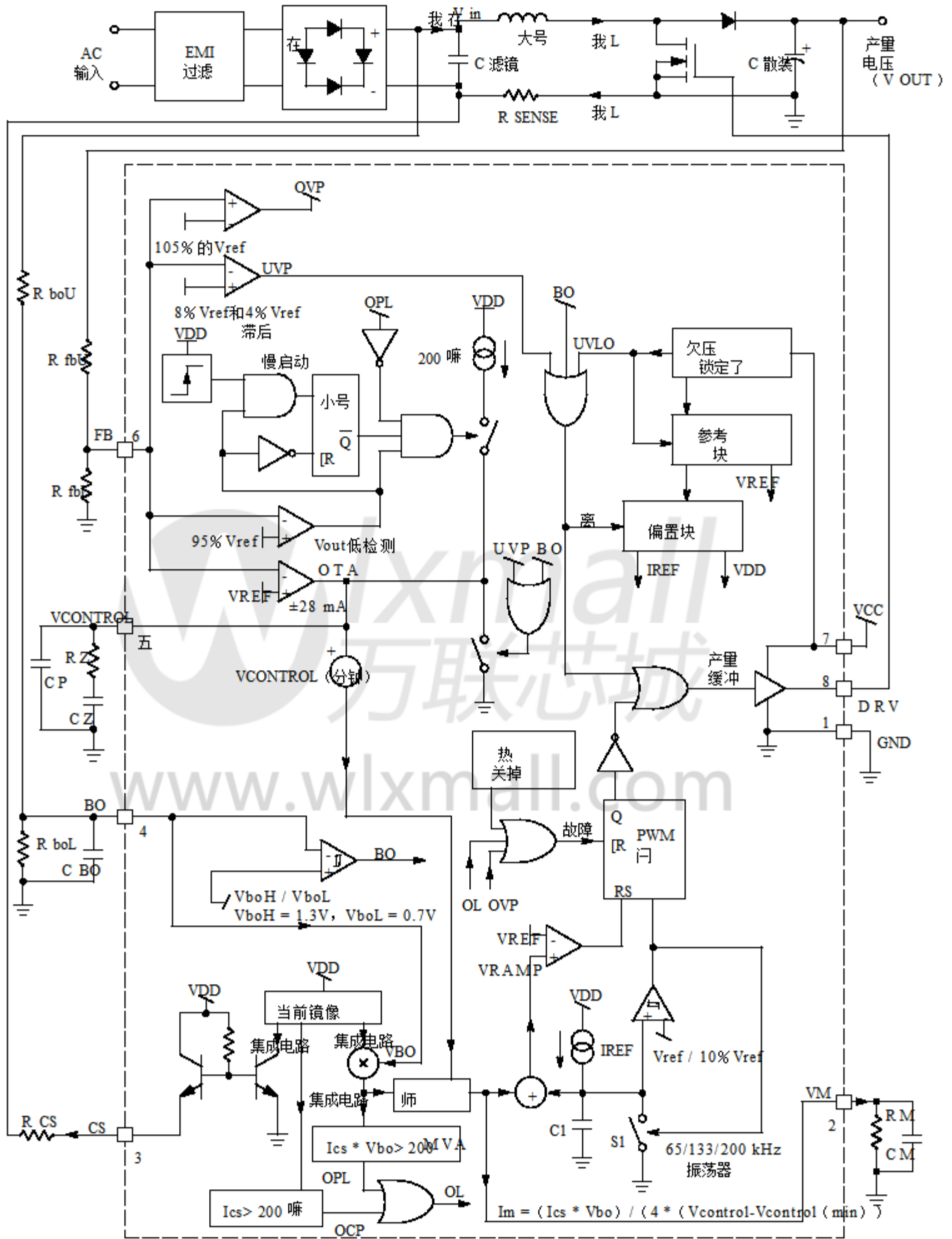
表征已被执行.

注意: $\frac{1}{4} \times \frac{V_{CS} \times V_{BO}}{V_{控制} \times V_{控制} (分钟)}$

详细的引脚说明

引脚	符号	名称	功能
1	GND	地面	-
2	V _{in}	乘数电压	该引脚为 PFC 占空比调制 提供电压 V _M . 输入阻抗 PFC 电路与 外部连接到该引脚的电阻 R _M 成正比. 装置如果外部电容 C _M 连接到引脚, 则以平均电流模式工作. 否则, 它工作在峰值电流模式.
3	CS	电流感输入	该引脚产生 与电感电流 I _L 成比例的电流 I _{CS} . 感电流 I _{CS} 用于过流保护 (OCP), 过功率限制 (OPL) 和 PFC 占空比调制. 当 I _{CS} 高于 200 mA 时, OCP 被激活并且驱动输出被禁用.
4	V _{BO}	掉电/进入	在整流输入电压, BO 引脚和地之间连接一个电阻网络. 并连接 BO 引脚和地之间的电容. BO 引脚检测与电压成比例的电压信号平均输入电压. 当 V _{BO} 低于 V _{BOL} 时, 检测到输入电压过低的电路 (掉电), 关闭输出驱动器并将其保持在低电平状态, 直到 V _{BO} 超过 V _{BOH} . 与 RMS 输入电压 V _{ac} 成比例的这个信号 也用于过功率限制 (OPL) 和 PFC 占空比调制.
五	V 控制	控制电压 / 软启动	该引脚 V 控制的电压 直接控制输入阻抗. 此引脚连接到外部 2 型补偿组件, 以将 V 控制 带宽 限制在 20 Hz 以下实现接近 1 的功率因数. 当 V 控制 < V _{控制} (最小) 时, 该装置不提供输出. 当它开始运作时, 电力缓慢增加 (软启动).
6	V _{FB}	反馈/ 关掉	该引脚接收 与 PFC 电路输出电压成比例的反馈信号 V _{FB} . 该信息用于输出调节, 过压保护 (OVP) 和输出欠压保护 (UVP) 以保护系统免受反馈损坏异常情况. 当 V _{FB} 高于 105% V _{REF} 时, OVP 被激活并且驱动输出被禁止. 当 V _{FB} 低于 8% V _{REF} 时, 器件进入低功耗关断模式.
7	V _{CC}	电源电压	该引脚是 IC 的正电源. 当 V _{CC} 时电路通常开始工作. 超过 10.5 V 并在 V _{CC} 低于 9 V 时关闭. 启动后, 工作范围为 9 V 至 20 V.
8	D _{RV}	驱动器输出	图腾柱门驱动器的高电流能力 (±1.5 A) 使其适用于有效驱动高栅极电荷功率 MOSFET.

www.wlxml.com



典型特征

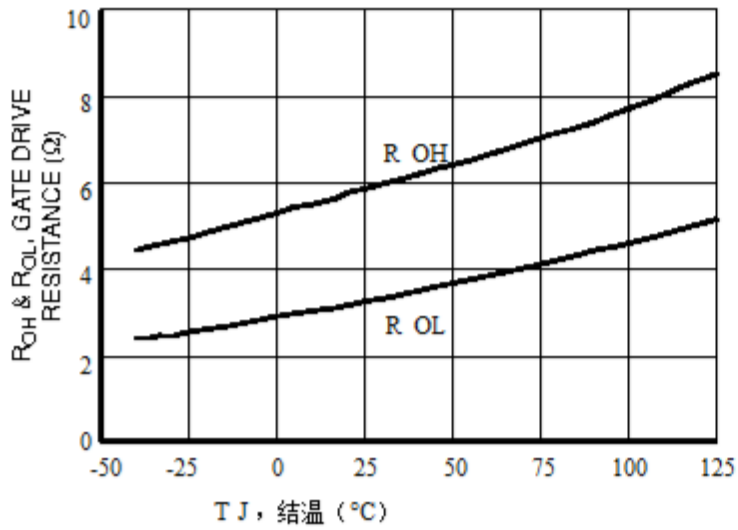


图2.栅极驱动电阻 vs. 温度

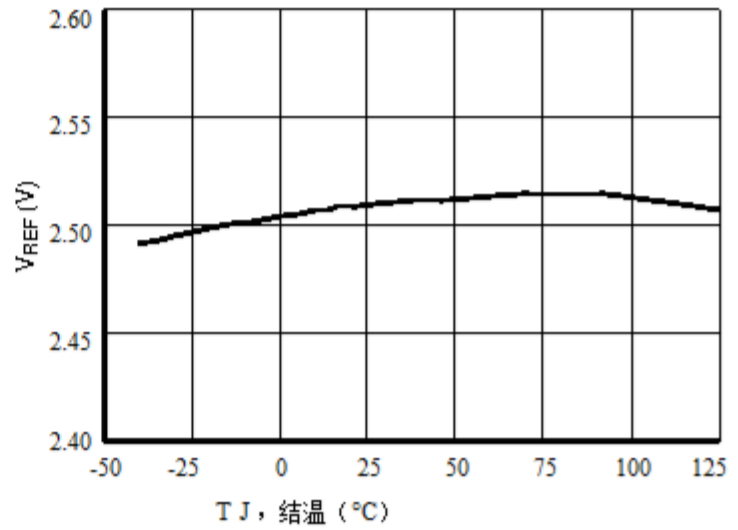


图3.参考电压与温度的关系

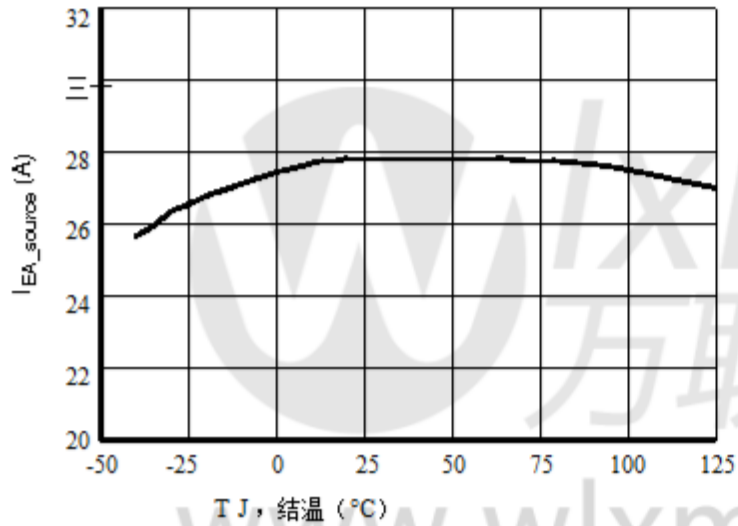
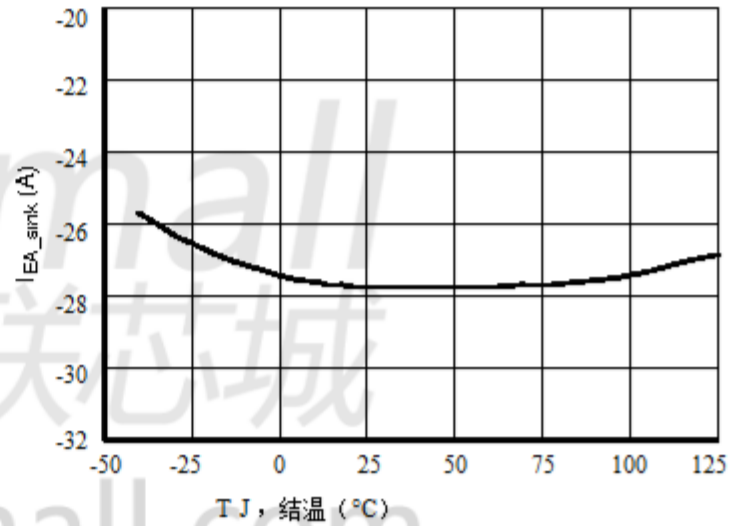
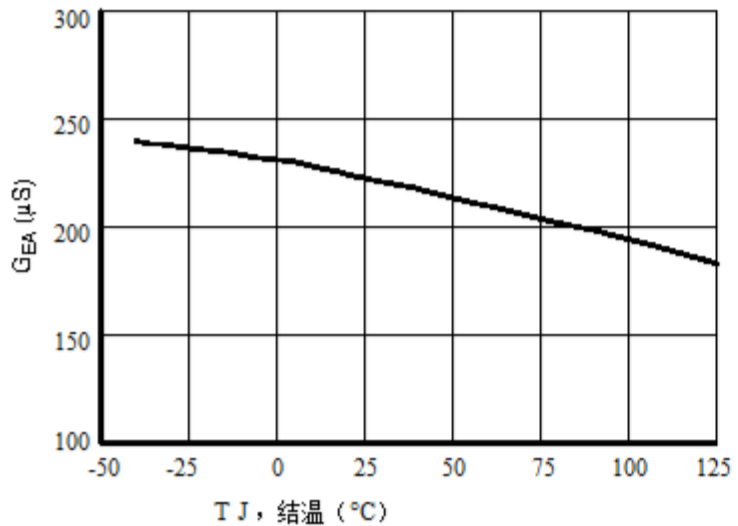
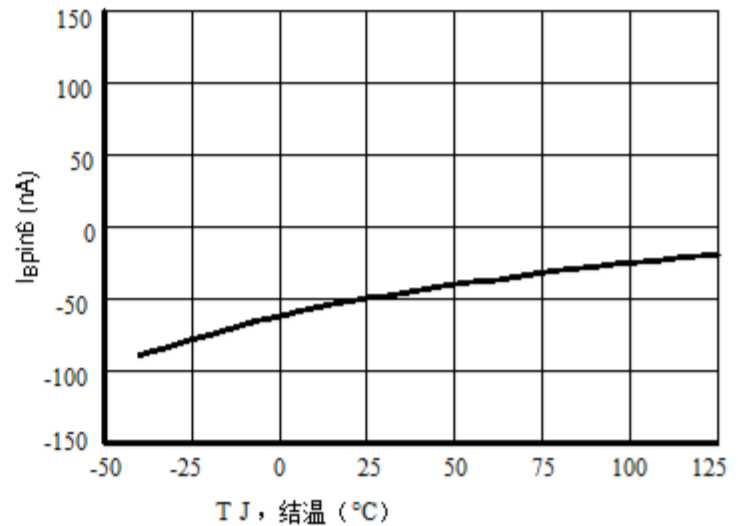
图4.电源电流能力
误差放大器与温度的关系图5.漏电流能力的错误
放大器与温度的关系

图6.误差放大器增益与温度的关系

图7.反馈引脚电流与
温度 (@ V_fb = V_REF)

典型特征

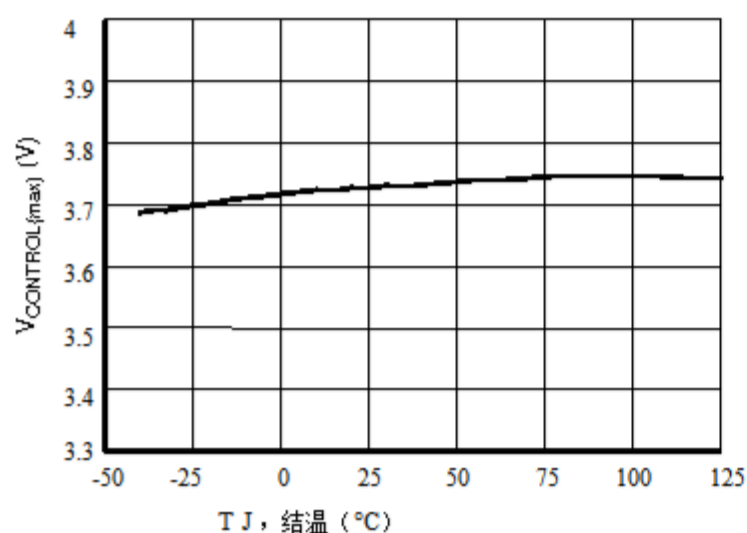


图8. V 控制 最大电压 vs. 温度

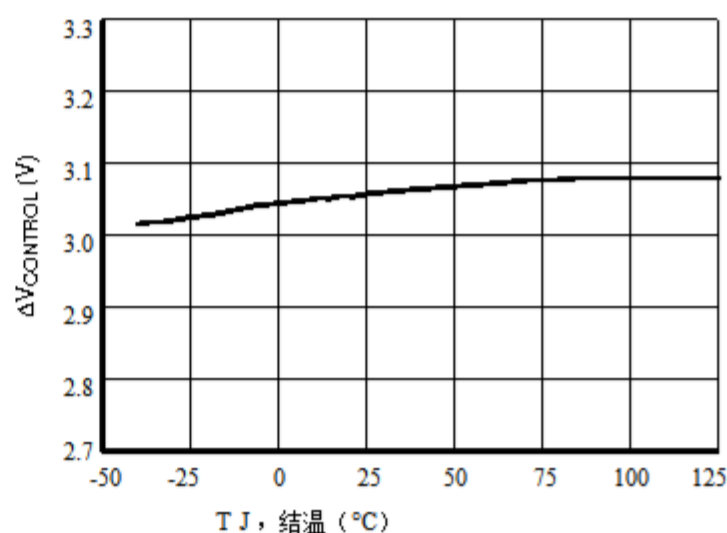


图9. V 控制 最大摆动 (DV 控制) 与温度

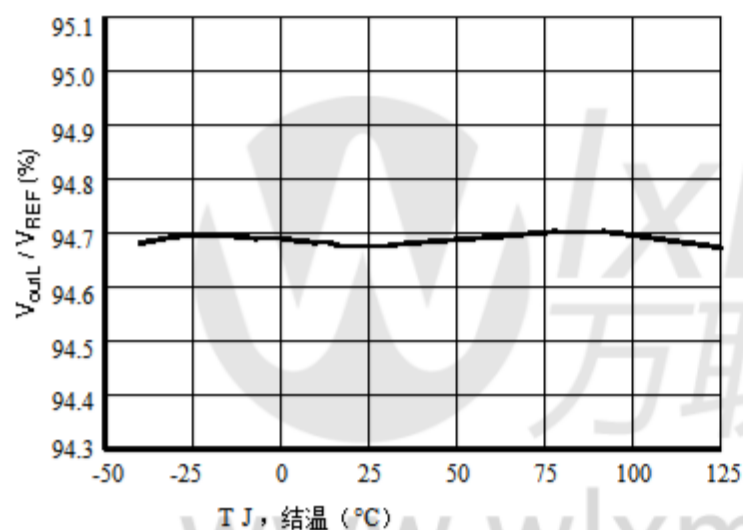


图10. 比率 (V OUT 低检测阈值 / V REF) 与温度的关系

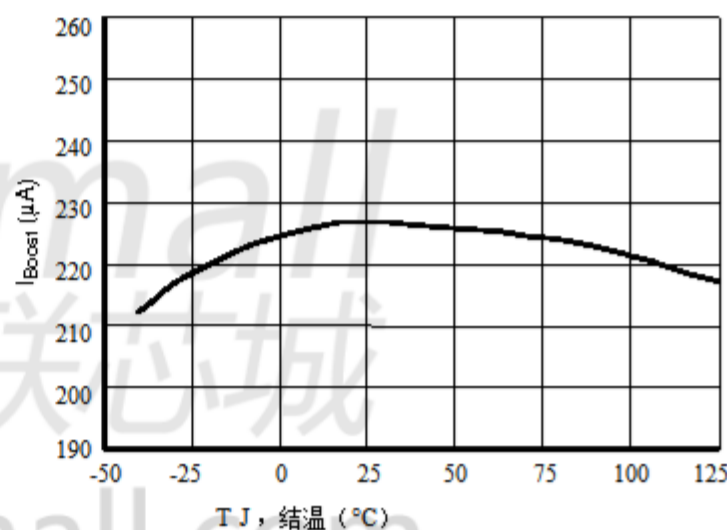


图11. 引脚5源电流 (V OUT 低检测) 被激活与温度

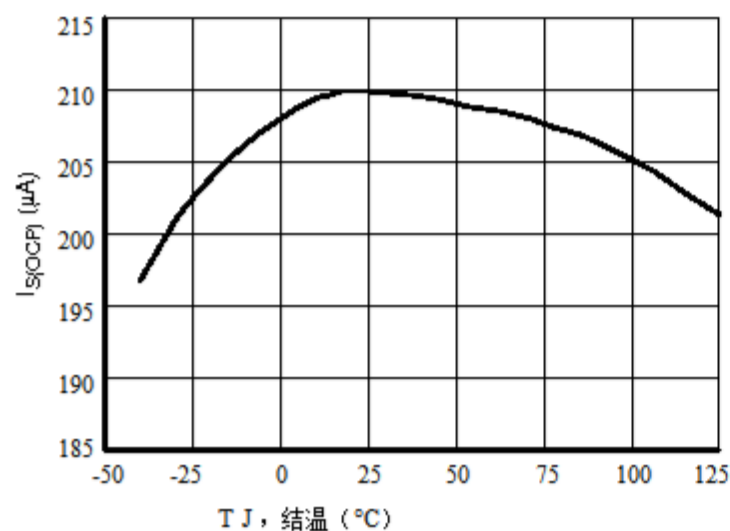


图12. 过流保护阈值 与温度

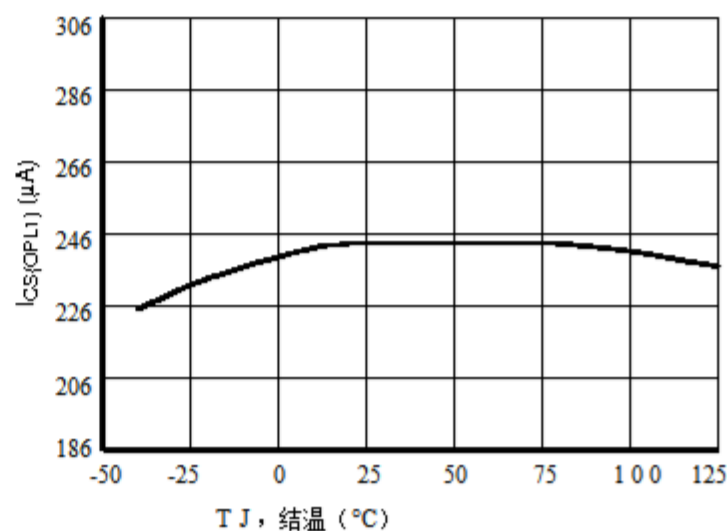


图13. 过功率电流阈值 (@VBO = 0.9V & Vm = 3V) 与温度的关系

典型特征

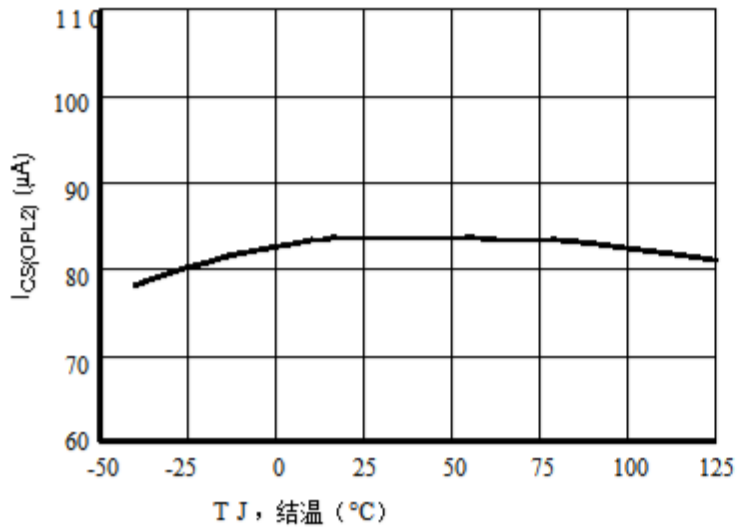


图14.过功率电流限值
(@ $V_{BO}=2.67V$ & $V_m=3V$) 与温度的关系

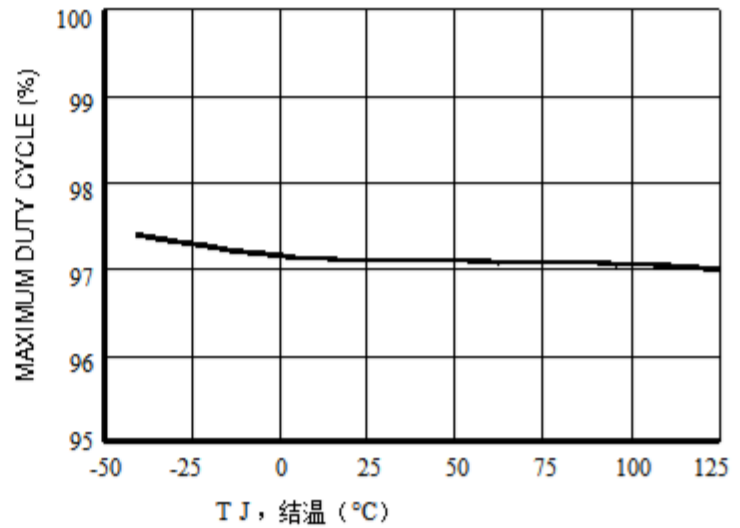


图15.最大占空比与
温度

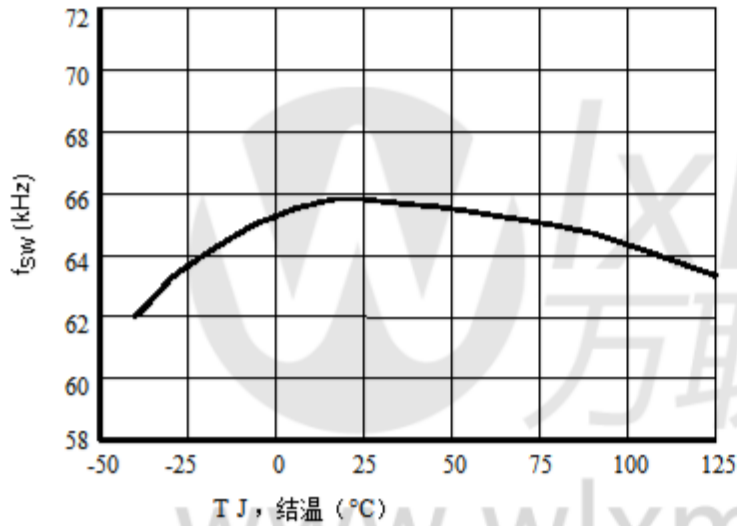


图16.开关频率与
温度 (65千赫版本)

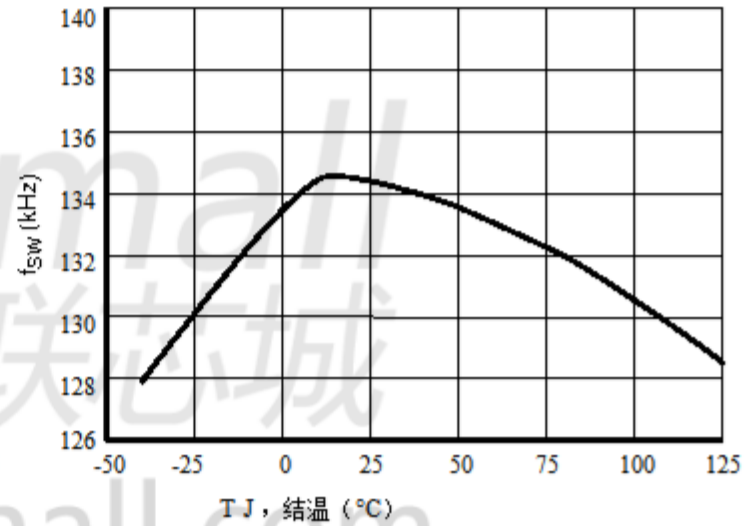


图17.开关频率与
温度 (133千赫版本)

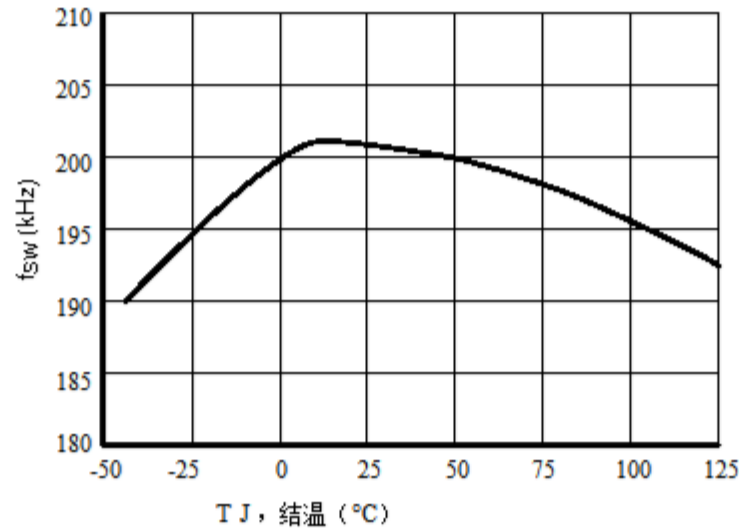


图18.开关频率与
温度 (200千赫版本)

典型特征

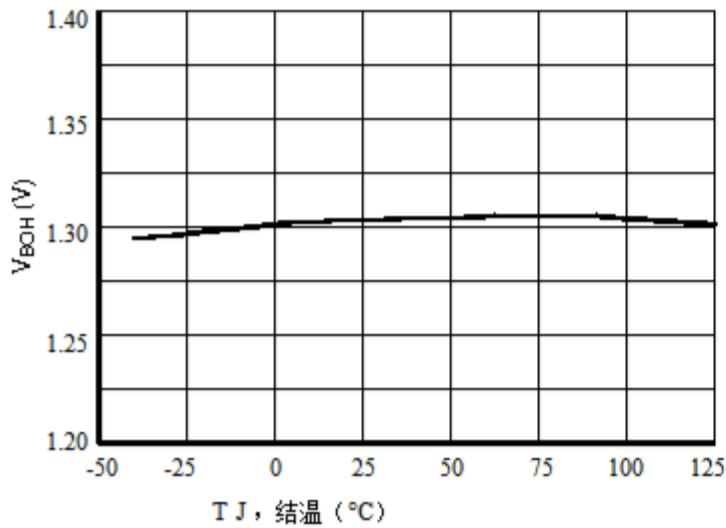


图19.欠压电压阈值
(上升)与温度的关系

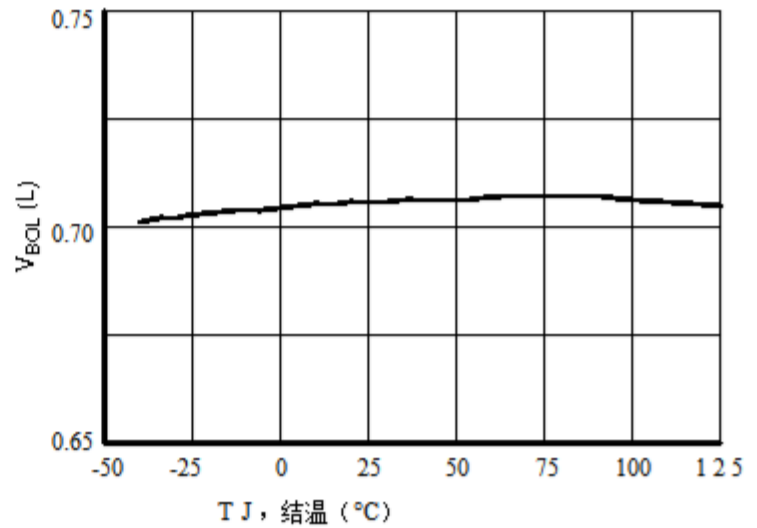


图20.欠压电压阈值
(下降)与温度

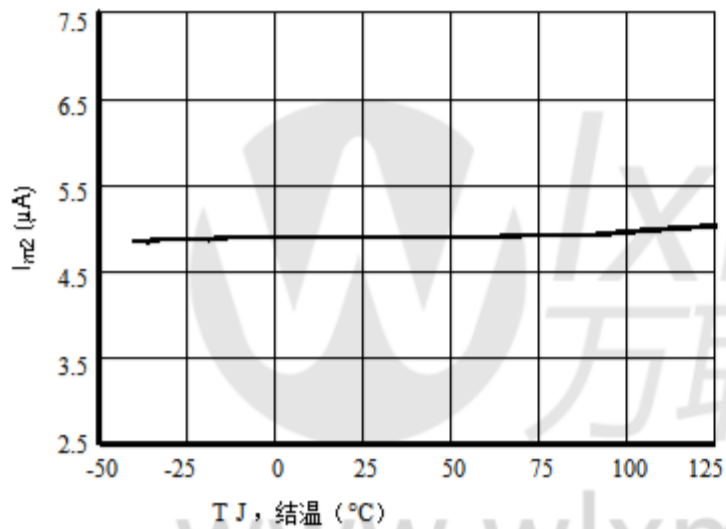


图21.乘法器输出电流 (V 控制 =
V CONTROL (max), $V_{bo} = 0.9V$, $I_{CS} = 75mA$) 与
温度

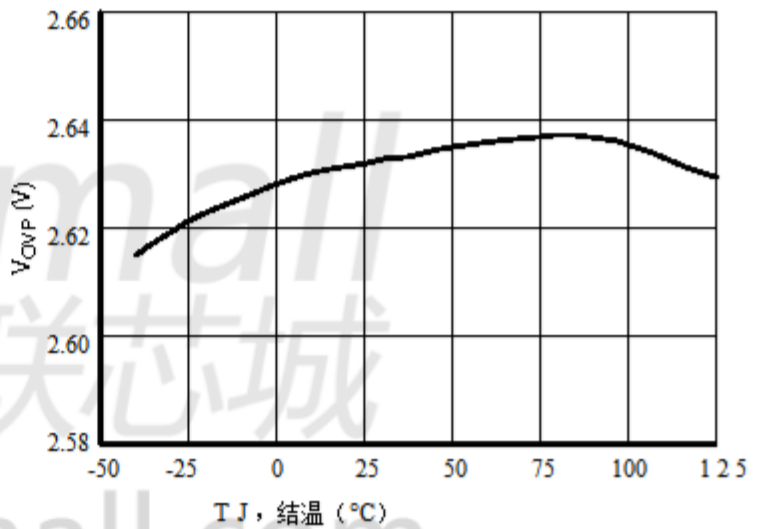


图22.过压阈值与
温度

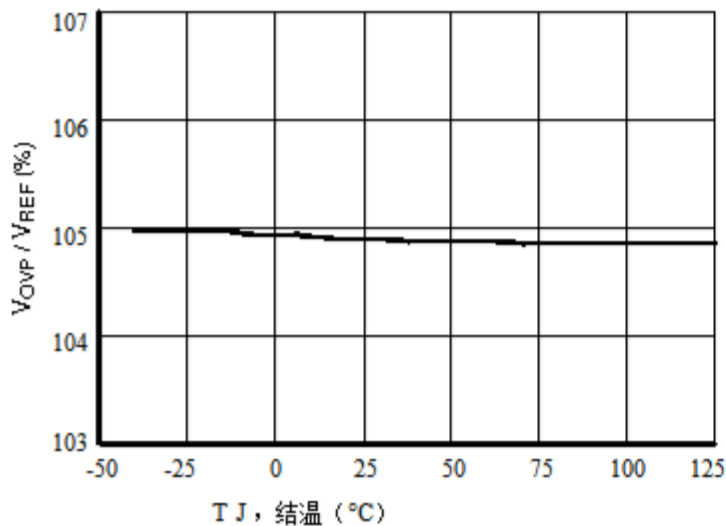


图23.比率 (过压阈值/
V REF) 与温度的关系

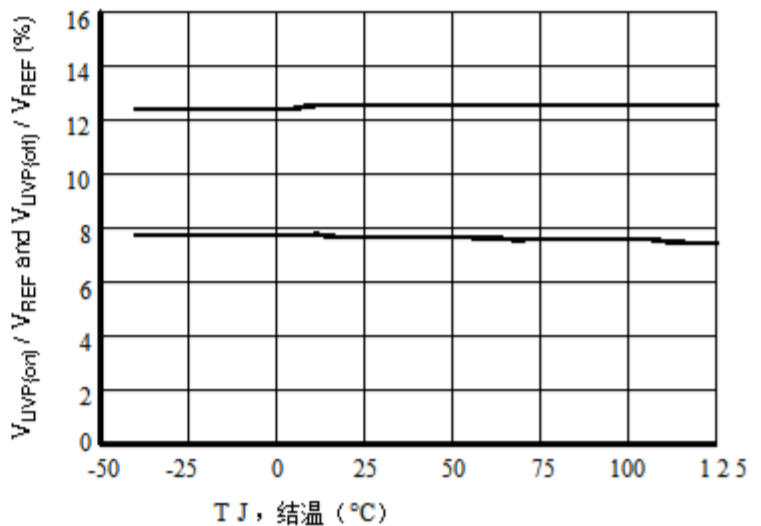


图24. UVP激活和停用
阈值比与温度的关系

典型特征

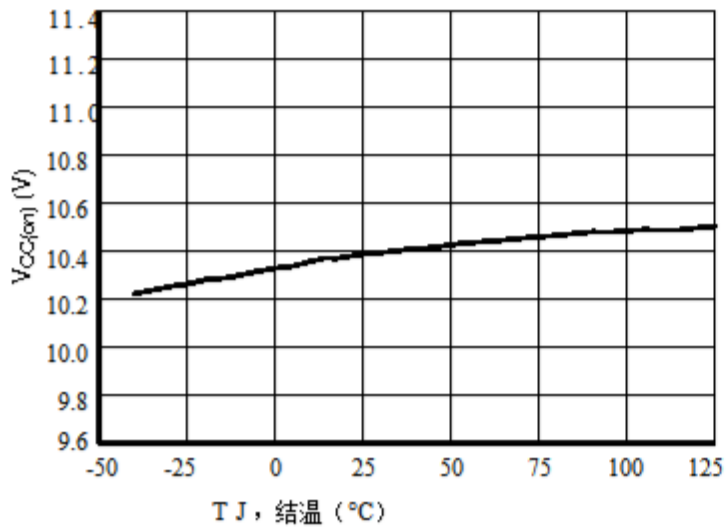


图25. VCC 启动阈值 (VCC 上升) 与温度的关系

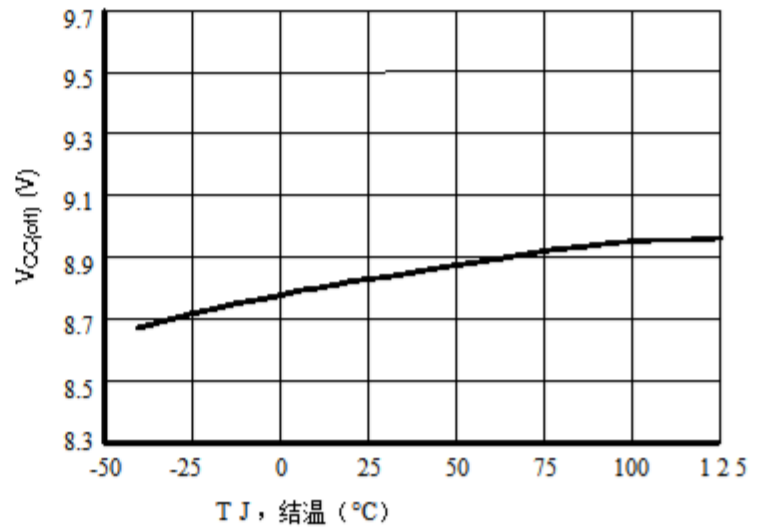


图26. VCC 在开启后禁用电压 (VCC 下降) 与温度的关系

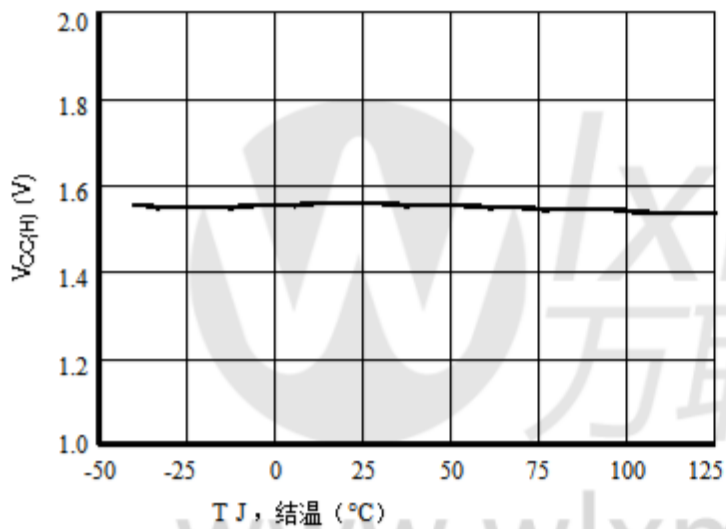


图27. VCC UVLO 迟滞与温度

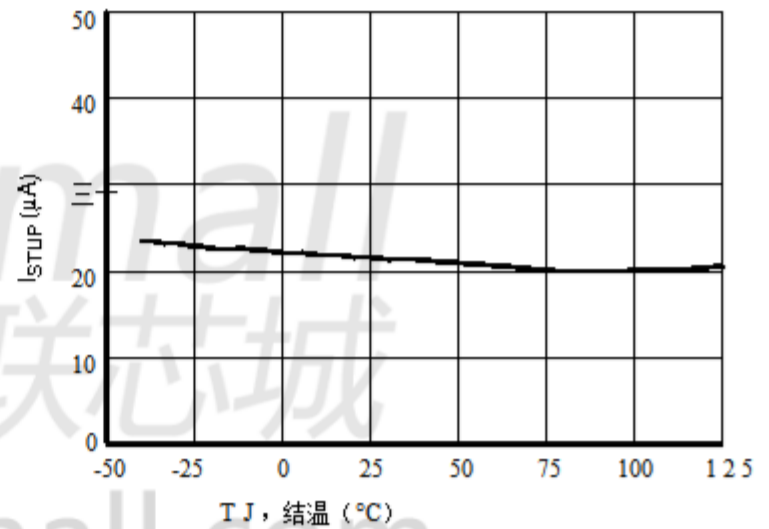


图28. 启动模式下的电源电流与温度

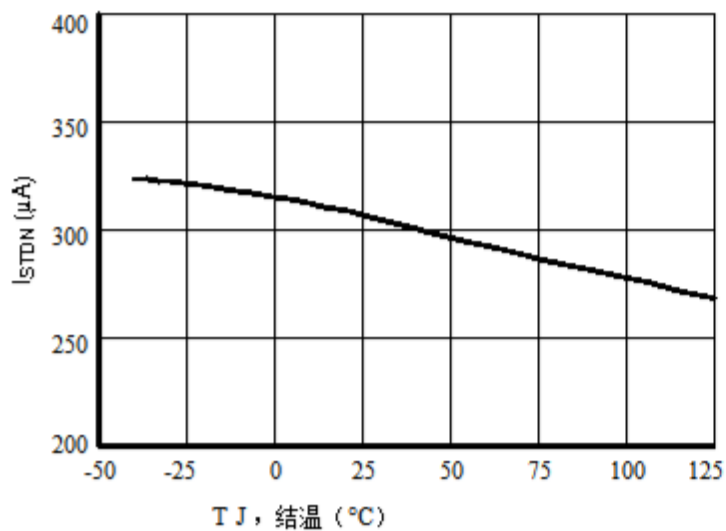


图29. 关断模式下的电源电流与温度

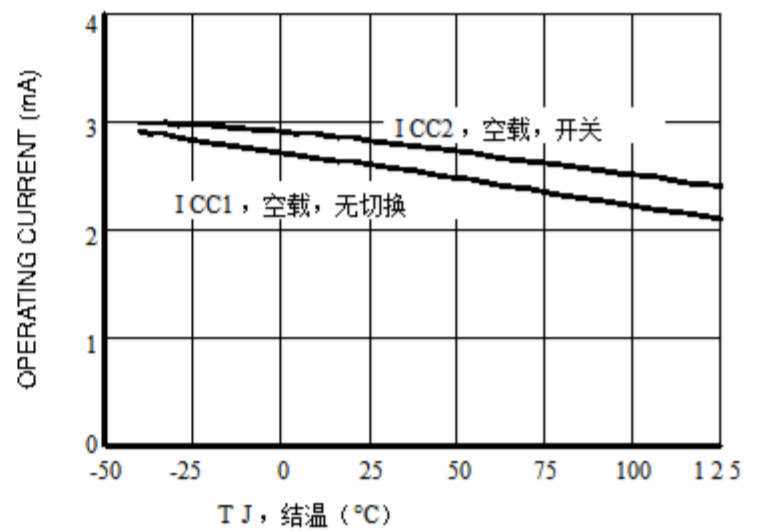


图30. 工作电源电流与温度

详细的操作说明

介绍

NCP1654是一款PFC驱动器，专为运行而设计固定频率，连续导通模式。固定的频率操作简化了对EMI的依从性标准和可能的辐射噪声的限制。可能会污染周围的系统。此外，持续导通操作减少了应用 di/dt 及其产生的干扰。更一般地说，NCP1654是一个理想的候选系统成本效益，可靠性和高功率因数都是关键参数。它包含了所有必要的功能建立一个紧凑而坚固的PFC阶段：

- **紧凑性和灵活性：安装在S08中**

包，NCP1654至少需要一个外部组件。特别是电路方案简化了PFC舞台设计并消除了这个问题。需要任何输入电压感测。除此之外，电路提供了一些功能，如布朗输出或实现优化的真正功率限制的PFC设计。

• 低功耗和关闭功能：

NCP1654经过优化以显示消费在所有操作模式下尽可能小。该在这期间消耗的电流特别减少启动阶段和关机模式，以便PFC。当这个阶段的功率损失极大地降到最低。电路被禁用。此功能有助于满足更多严格的待机低功耗规格。只是接地反馈引脚强制NCP1654进入关机模式。

• 安全保护：NCP1654永久监视

输出电压，线圈电流和芯片温度来保护系统不受影响。过度的压力。综合保护（过压保护，线圈电流限制，热关断.....）使PFC阶段非常强大和可靠：

- **最大电流限制：电路永久**
感应线圈电流并立即关闭电源开关，如果它高于设定的电流限制。NCP1654还可以防止任何打开只要线圈电流不低于电源开关其最大允许等级。此功能可以保护从可能的过度应力MOSFET可能由更高电流的切换引起比电源开关的尺寸要大。在特别是，这种方案有效地保护了PFC在启动阶段，当大的冲击阶段电流为输出电容充电。
- **开环保护的欠压保护**
或关机：电路检测何时反馈电压低于约8%

监管级别。在这种情况下，电路将关闭其消费量降至非常低的水平。这个功能可以保护PFC阶段免于启动在交流线路条件较低的情况下运行或在反馈网络出现故障的情况（即不良连接）。

- **快速瞬态响应：给定低带宽**
的调节块，PFC的输出电压阶段可能表现出过度或过低的情况因为突然的负载或输入电压变化（例如在启动时）。如果输出电压太远法规等级：

过压保护：NCP1654关闭

电源开关一旦 V_{out} 超过OVP阈值（监管级别的105%）。于是成本和尺寸有效的大容量电容器额定电压适用于此应用。

动态响应增强器：NCP1654

通过其大幅度加速了监管循环内部200 mA时增强电流源输出电压低于其调节水平的95%。

- **欠压检测：电路检测到低AC**
线条件并禁用PFC阶段案件。这种保护主要是保护电力从可能损害它的过度压力转换在这种情况下，
- **功率限制：NCP1654计算**
最大允许电流取决于平均输入电压由欠压测量块。这是第二个OCP的阈值是线依赖。当电路检测到一个过度的功率传输，会重置驱动器输出立即，
- **热关机：内部热电路**
禁用电路门驱动器，然后保持电源结温时关闭电源超过150 °C典型的°C。电路恢复一旦温度降到约低于一定的温度120 °C（30°C滞后），
- **软启动：V控制** 拉低低电压 检测激活或欠压保护激活，并且没有提供驱动器。
在开始时，“200 毫安增强型电流源”禁用。所以只有28个 毫安充电补偿成分，并提高V控制逐渐。这是为了获得缓慢增加的责任循环，从而降低电压和电流压力在MOSFET上。因此它提供了一个软启动特征。
- **输出阶段图腾柱：NCP1654包含在内**
— 4.5A栅极驱动器可有效驱动TO220或TO247功率MOSFET。

NCP1654方案原理

CCM PFC Boost

图31显示了CCM PFC升压转换器输入电压是经整流的50欧姆60赫兹正弦信号。

MOSFET正在高频率切换（通常情况下，在NCP1654中为65/133/200 kHz），以使电感电流我基本上由高频和低频组成组件。

滤波电容器C滤波器是一个必不可少的且非常小的值电容器，以消除高频电感器IL的组件。这个滤波电容不能太笨重，因为它会污染功率因数扭曲整流的正弦输入电压。

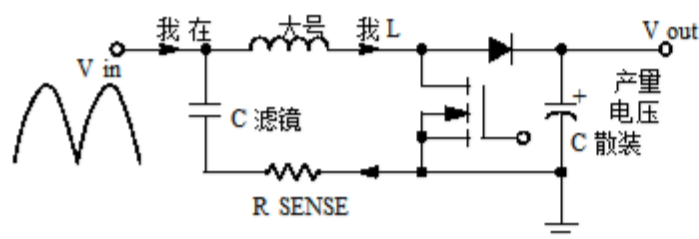


图31. CCM PFC升压转换器

PFC方法论

NCP1654采用专有的PFC方法特别为CCM操作而设计。PFC方法在本节中描述。

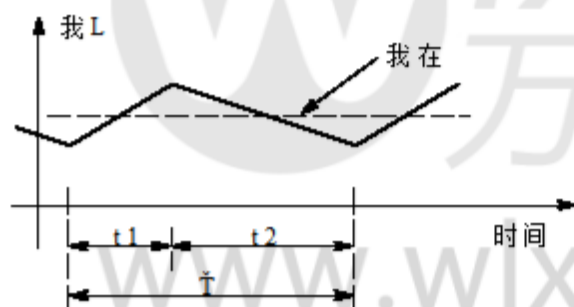


图32. CCM中的电感电流

如图32所示, 电感电流 $I_{L \text{ in a}}$ 开关周期 T 包括持续时间的充电阶段 t_1 和持续时间 t_2 的放电阶段. 电压(等式1)中获得转化率.

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{在}}} + \frac{\ddot{T}_1}{\ddot{T}_2} t_2 + \frac{\ddot{T}^*}{\ddot{T}} \frac{t_1}{t_1} \\ V_{\text{in}} + \frac{\ddot{T}^*}{\ddot{T}} t_1 V_{\text{out}} \quad (\text{等式1})$$

哪里

V_{out} 是PFC级的输出电压，

V_{in} 是整流输入电压，

T是开关周期，

t_1 是MOSFET的导通时间，

t_2 是MOSFET关断时间.

输入滤波电容C滤波器 和前端EMI
滤波器吸收电感器的高频分量
当前IL, 它使输入电流I处于低频
只有电感电流信号。

$$\text{in}^* \text{IL}^* \quad 50 \quad (\text{等式2})$$

哪里

我输入的是交流电流

I_L 是电感电流

我 L-50 假设 50 赫兹的操作. 后缀 50 表示它具有原始 IL 的 50 Hz 带宽.

从 (等式1) 和 (等式2) 输入
阻抗 Z_{in} 被制定.

$$\dot{z}_{in} + \frac{V_{在+}}{V_{在-}} \frac{\ddot{T}^* t_1}{\ddot{T}} = \frac{V_{out}}{V_{大号}} \quad (\text{等式3})$$

Z_{in} 是输入阻抗

当输入阻抗 Z_{in} 时功率因数被校正
(等式3)中的值是恒定的或在50或60中缓慢变化
Hz带宽。

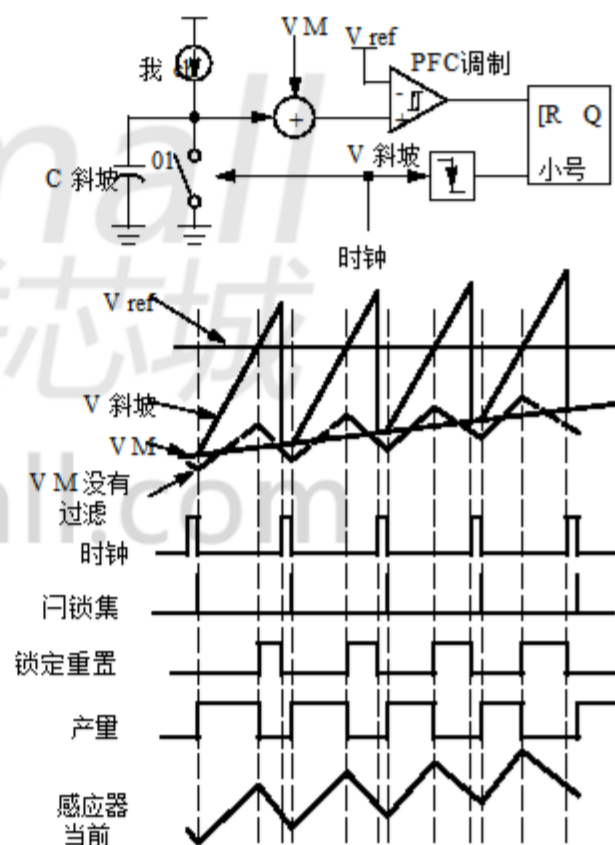


图33. PFC占空比调制和时序图

PFC调制和时序图如图所示

图33.时间t₁上的MOSFET 由 MOSFET 产生参考电压V_{REF} 和斜坡电压的交点V_{斜坡}。(等式4) 中的关系被获得。

$$V_{\text{斜坡}} + V_m) \frac{1}{C_{\text{斜坡}}} + V_{REF} \quad (\text{等式4})$$

哪里

$V_{\text{斜坡}}$ 是内部斜坡电压，是正向输入 PFC 调制比较器，

V_m 是出现在 V_m 引脚上的乘法器电压，

I_{ch} 是内部充电电流，

$C_{\text{斜坡}}$ 是内部斜坡电容，并且

V_{REF} 是内部参考电压，即负输入 PFC 调制比较器。

I_{ch} ， $C_{\text{斜坡}}$ 和 V_{REF} 也可以作为斜坡信号

开关频率。因此充电电流 I_{ch} 是

(等式 5) 中特别设计。乘数

因此电压 V_m 以 t_{lin} 表示

(等式 6)。

$$\frac{1}{C_{\text{斜坡}}} + \frac{C_{\text{斜坡}} V_{\text{REF}}}{\dot{t}} \quad (\text{等式 5})$$

$$V_m + \frac{V_{\text{REF}}}{C_{\text{斜坡}}} \frac{\dot{t}}{V_{\text{REF}}} + \frac{C_{\text{斜坡}} V_{\text{REF}}}{\dot{t}} + \frac{V_{\text{REF}}}{\dot{t}} \cdot t_{\text{lin}} \quad (\text{等式 6})$$

从 (等式 3) 和 (等式 6) 可以看出输入阻抗 (方程 7) 重新公式化 Z_{in} 。

$$Z_{\text{in}} = \frac{V_m}{V_{\text{REF}}} \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{REF}}} \quad (\text{等式 7})$$

由于 V_{REF} 和 V_{out} 与时间大致相同，乘法器电压 V_m 被设计为与成比例 $I_{\text{L-50}}$ 为了有一个恒定的 Z_{in} 用于 PFC 目的。如图 34 所示。

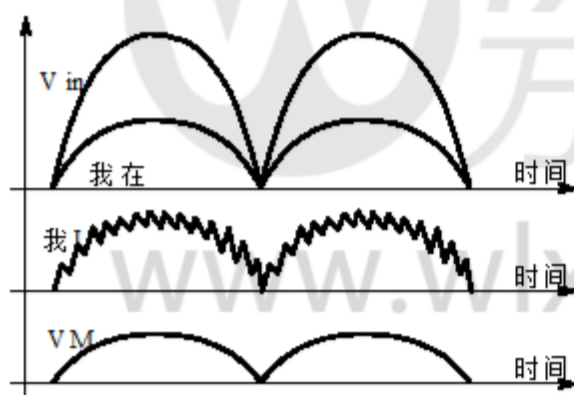


图 34. 乘法器电压时序图

在图 33 的时序图中可以看出 V_m 最初由一个开关频率波纹组成来自电感电流 I_L 。占空比可以是由于这种波动而不准确地产生。这种调制是所谓的“峰值电流模式”。因此，外部连接到乘法器电压 V_m 引脚的电容器 C_M 是对绕过 V_m 的高频分量至关重要。调制成为所谓的“平均电流模式”，PFC 的精度更高。



图 35. 乘法器上的外部连接电压引脚

乘法器电压 V_m 根据

(等式 8)。

$$V_m + \frac{R_M I_{\text{cs}} V_{\text{bo}}}{4 (V_{\text{控制}} * V_{\text{CONTROL}} (\text{min}))} \quad (\text{等式 8})$$

哪里，

R_M 是连接到 V_m 引脚的外部乘法器电阻，这是不变的。

V_{bo} 是 BO 引脚上出现的输入电压信号，这与有效值输入电压成正比，

I_{cs} 是与电感电流成正比的感应电流如方程式 11 所述。

$V_{\text{控制}}$ 是控制电压信号，即输出电压运算跨导放大器 (OTA)，如 (等式 12) 所述。

R_M 直接限制最大输入功率能力因此它的价值影响 NCP1654 的运行“跟随器升压模式”或“恒定输出电压模式”。

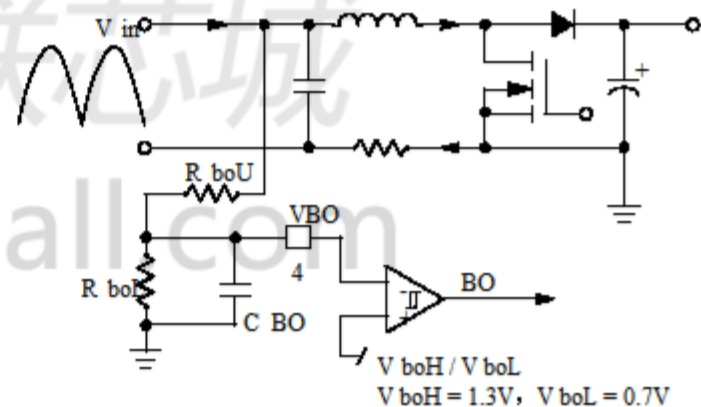


图 36. 欠压引脚上的外部连接

参考图 36，

$$V_{\text{bo}} + K_{\text{BO}} (V_{\text{in}}) + K_{\text{BO}} \frac{22}{\pi} V_{\text{ac}} \quad (\text{等式 9})$$

$$K_{\text{BO}} = \frac{R_{\text{BOU}}}{R_{\text{BOU}} + R_{\text{boL}}} \quad (\text{等式 10})$$

哪里

V_{bo} 是 BO 引脚上的电压。

K_{BO} 是 V_{in} 到 V_{bo} 的衰减比率。

$\langle V_{\text{in}} \rangle$ 是 V_{in} 的平均电压信号，电压出现在 C 滤镜上。

V_{ac} 是 RMS 输入电压。

R_{boL} 是分压电阻之间的低端电阻
 V_{in} 和BO引脚.

R_{BOU} 是分压电阻之间的上侧电阻
 V_{in} 和BO引脚。

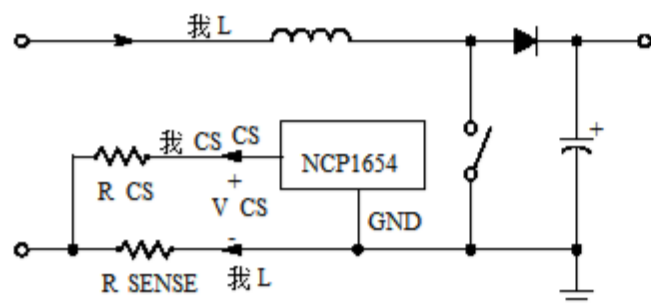


图37.电流检测

参考图37, 感测电流 I_{cs} 正比于 (式11) 所述的电感器电流 I_L 。我 L 由高频分量组成 (依赖于 di/dt 或电感 L) 和低频分量 (即 I_{L-50})。

$$\text{我感} = \frac{R_{\text{感}}}{R_{\text{CS}}} \text{天世} \quad (\text{等式11})$$

哪里

R SENSE 是检测 I L 的检测电阻。

R_{CS} 是CS引脚和 R_{SENSE} 之间的偏移电阻。

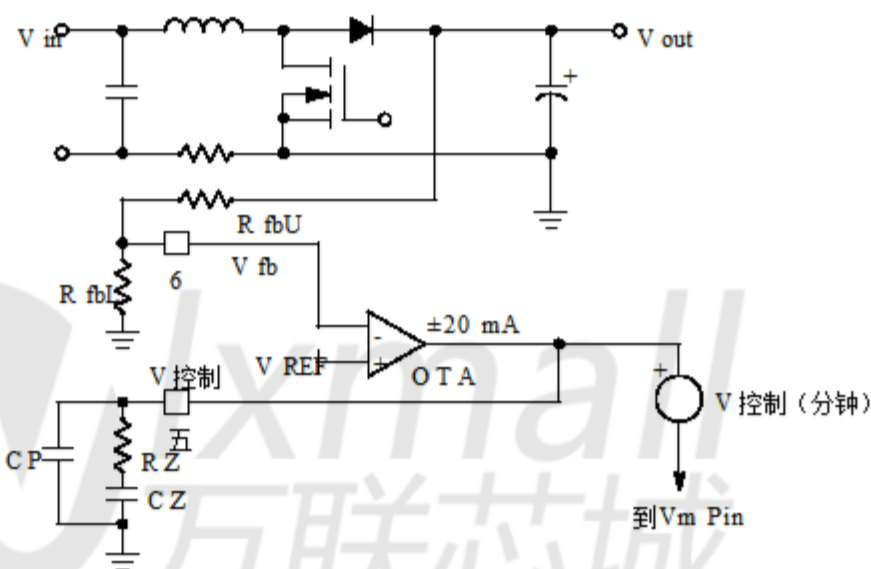


图38. V控制 低通滤波

请参阅图38，操作跨导

放大器 (OTA) 通过反馈电阻 检测 V_{out} 分频器, R_{fbU} 和 R_{fbL} . OTA 构建一个控件电压, $V_{control}$, 取决于输出功率, 因此 V_{out} . 该 操作 范围 的 $V_{control}$ 是从 $V_{CONTROL}(min)$ 至 $V_{CONTROL}(max)$. 用于的信号 PFC 占空比调制是在减小偏移电压之后, $V_{CONTROL}(min)$, 即 $V_{control} - V_{CONTROL}(min)$.

该控制电流 I 控制 是大致恒定的电流 即来自 PFC 输出电压 V_{out} 的缓慢 不同 信号。 I 控制的带宽 可以是 另外通过插入外部类型 2 来限制 补偿分量 (即 RZ , CZ 和 CP) 如图 38 所示)。建议限制 f 控制 是 V 控制 (或 I 控制) 的带宽, 低于 20 Hz 通常要实现功率因数校正的目的。

V 输出到 V 控制的变压器如上所述
(等式 12) 如果 CZ 是 >> CPGEA 是误差放大器增益.

$$\frac{V_{\text{控制}}}{V_{\text{out}}} + \frac{[R_{fbL} @ GEAR @ Z] \cdot 1 \cdot s R_{ZCZ}}{[R_{fbL} @ R_{fbU} @ SR] \cdot ZCZ \cdot (1 + s R_{ZCP})} \quad (\text{等式 } 12)$$

从(等式7) - (等式11)可以看出输入阻抗 Z_{in} 在(公式13)中重新公式化:

$$Z_{in} + \frac{R_{CS} @ (V_{控制} * V_{控制} (最小)) @ V_{REF} f_L}{2} \frac{R_{MRSENSE} V_{out} V_{ac} K_{BOIL}}{50} \quad (等式13)$$

当IL等于IL-50时，（公式13）被重新制定在（等式14）中，

$$\frac{z_{in} + \frac{2R_{M.R.SENSE} V_{out} V_{ac} K_{BO}}{CS @ (V_{控制} * V_{控制(最小)}) @ V_{REF}}}{2} \quad (\text{等式14})$$

乘法器电容器 C_M 是用于过滤的乘法器电容器。乘法器电压 V_m 的高频分量。高频部分基本上来自于电感电流 I_L 。另一方面，过滤器电容器 C 滤波器类似地去掉高频电感电流 I_L 的分量。如果电容 C_M 和 C 滤波器在滤波能力方面相互匹配， I_L 变成 I_{L-50} 。输入阻抗 Z_{in} 大致恒定超过50或60赫兹的带宽和功率因数是纠正。

输入和输出功率 (P_{in} 和 P_{out}) 由电路效率 (式15) 推导出来
变量 V_{ac} 代表均方根输入电压。

η 被获得或假定。

$$P_{in} + \frac{V_{ac}^2}{2} + \frac{2 \times 10^{-9} R_{CS} @ (V_{控制} * V_{控制(最小)}) @ V_{REF} @ V_{ac}}{2 R_{M R SENSE} V_{出} K_{BO}} \quad (等式15)$$

$$P_{out} + h P_{in} + h \frac{2 \times 10^{-9} R_{CS} @ (V_{控制} * V_{控制(最小)}) @ V_{REF} @ V_{ac}}{2 R_{M R SENSE} V_{出} K_{BO}} \quad (等式16)$$

追随者提升

“Follower Boost”是一种操作模式
预转换器输出电压稳定在一个变化的水平
与交流线幅度成线性关系。这项技术的目的
减少输出电压和输入电压之间的差距
优化提升效率并降低成本

PFC阶段 (更多信息请参考MC33260数据手册
细节在 <http://www.onsemi.com>)。

当NCP1654工作在跟随器升压模式
V控制 是恒定的，即V控制 升至其最大值

V CONTROL (最大) . 重新制定 (等式16) 成为
(等式17) 和 (等式18) 通过替换V控制
V CONTROL (最大) . 如果V控制 是基于恒定的
(等式15)，对于恒定的负载或功率需求
输出电压 V_{out} 与转换器成正比
有效值输入电压 V_{ac} . 这意味着输出电压 V_{out}
当均方根输入电压 V_{ac} 变得越来越低
降低. 另一方面，输出电压 V_{out} 变成
当负载或功率需求变高时降低。

$$P_{out} + h \frac{2 \times 10^{-9} R_{CS} @ (V_{CONTROL(max)} * V_{CONTROL(min)}) @ V_{REF} @ V_{ac}}{2 R_{M R SENSE} V_{出} K_{BO}} \quad (等式17)$$

$$+ h \frac{2 \times 10^{-9} R_{CS} @ DV_{CONTROL} @ V_{REF} @ V_{ac}}{2 R_{M R SENSE} V_{出} K_{BO}} \quad (等式18)$$

哪里

V CONTROL (最大) 是最大控制电压。

DV CONTROL 是V CONTROL (最大) 和 之间的差距

V CONTROL (分钟) .

如图39所示。

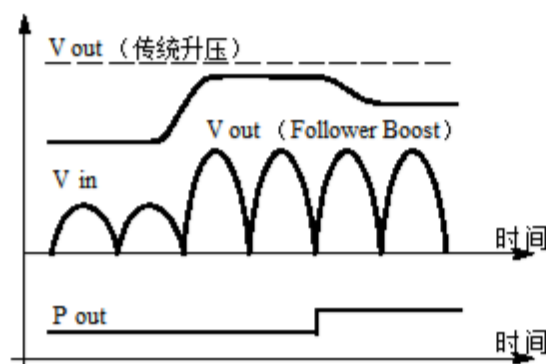


图39.随动器升压特性

追随者提升优势

跟随者升压电路提供和机会
每当有效值输入时 降低输出电压 V_{out}
电压 V_{ac} 较低或功率需求 P_{out} 较高.
由于升压转换器的升压特性，

输出电压 V_{out} 将总是高于输入
即使 V_{out} 在跟随器升压中降低，电压 V 也是 如此
操作. 结果，开启时间 t_1 减少. 减少
准时会使电感和功率损失
MOSFET 更小. 因此，它允许更便宜的成本
电感和功率 MOSFET 或允许电路
组件在大多数情况下在较低的应力条件下运行的
时间。

参考部分

内部参考电压 (V_{REF}) 被调整为
在整个温度范围内精度为 $\pm 2\%$ (典型值
是 $2.5V$) . V_{REF} 是用于规定的参考.
 V_{REF} 也用于建立快速瞬态的阈值
响应，过压 (OVP)，欠压 (BO) 和
欠压保护 (UVP) .

输出反馈

PFC电路 的输出电压 V_{out} 在
 V_{fb} 引脚通过电阻分压器 (R_{fbL} 和 R_{fbU}) 如图所示
图38. V_{out} 按 (式19) 所述进行调节。

$$V_{out} + V_{REF} \frac{R_{fbU}}{R_{fbL}} \quad (等式19)$$

反馈信号 V_{fb} 代表输出电压 V_{out} 并将用于输出电压调节，过压保护（OVP），快速瞬态响应和欠压保护（UVP）

输出电压调节

NCP1654 使用 一个高 获得 操作 反式 - 电导放大器（OTA）作为误差放大器。参考图38，OTA $V_{control}$ 操作范围的输出从 $V_{control}$ （最小）到 $V_{control}$ （最大）。

快速瞬态响应

考虑到监管区块的低带宽，PFC级的输出电压可能表现出过度或过高由于突然的负载或输入电压而导致欠拍变化（例如启动持续时间）。如图所示图40，如果输出电压超出规定，NCP1654有两个功能来维持输出电压规。

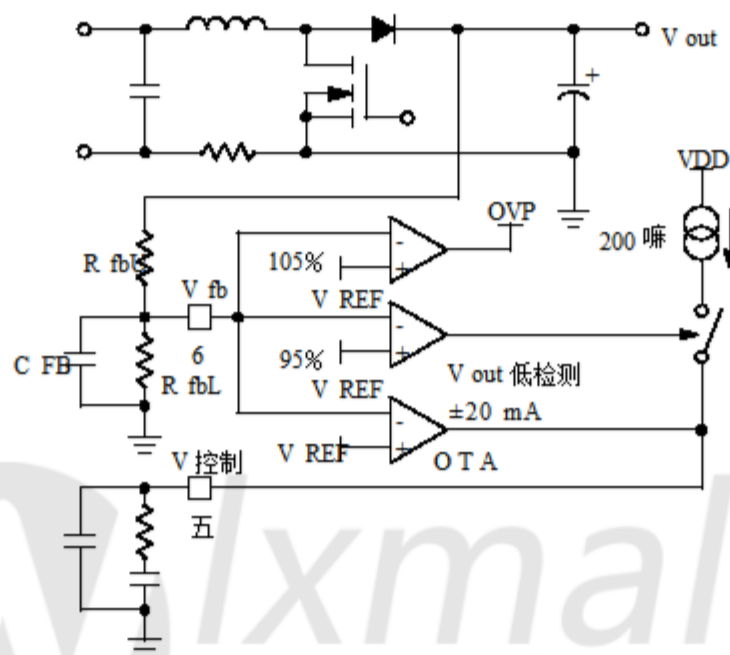


图40. OVP和快速瞬态响应

• 过压保护：当 V_{fb} 高于

V_{REF} 的 105%（即 $V_{out} >$ 标称输出的105%电压），器件的驱动器输出变低保护。电路自动恢复。
当 V_{fb} 低于105%时的操作
 V_{REF} 。如果标称 V_{out} 设置在390V，那么最大输出电压为 $390V \times 1.05 = 410V$ 。
因此，成本和体积有效的大容量电容器的体积较小。

• 动态响应增强器：NCP1654显著

通过内部200加速调节回路
增加输出电压时的电流源
低于其监管水平的95%。正常情况下

条件，最大汇和输出源
OTA的当前能力约为28
当 V_{fb} 低于“ $V_{out\ low\ detect}$ ”时
95% V_{REF} ，额外200毫安电流源将升高
 $V_{control}$ 迅速。因此防止来自PFC输出
降低过低并改善瞬态响应
性能。当前的关系
流入/流出 $V_{control}$ 引脚和 V_{fb} 如图所示
图41。

建议添加一个典型的100 pF电容 C_{fb}
去耦电容旁边的反馈引脚，以防止
噪音影响。

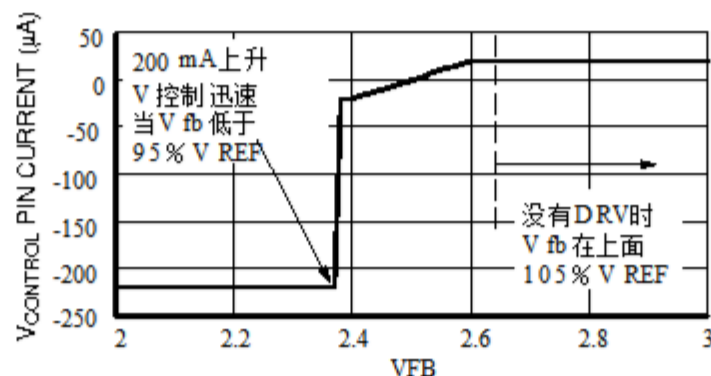


图41. V_{fb} 与电流流入/流出 $V_{control}$ 引脚

慢启动

软启动的框图和时序图

功能如图42和图43所示

器件不提供输出（或无占空比）

V控制 低于V CONTROL (min) .V控制 拉低

什么时候:

• 布朗, 或

• 欠压保护

当IC从以下之一恢复时

条件: 欠压

闭锁,

欠压

欠压保护, 200

毫安电流源块

保持关闭.因此只有操作跨导

放大器 (OTA) 提升V 控制 .V控制 上升

慢.这是为了获得缓慢增加的工作周期和

从而降低电压和电流应力

MOSFET.软启动操作获得.

要么

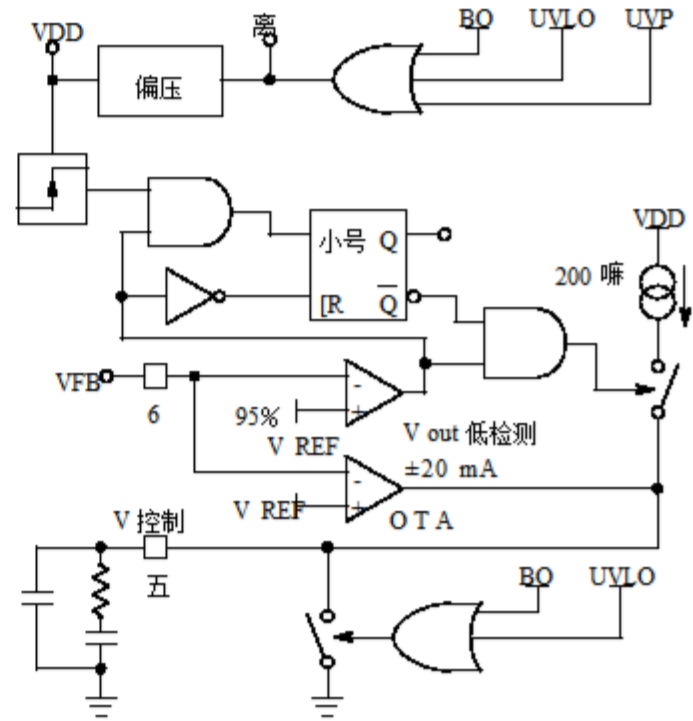


图42.软启动框图

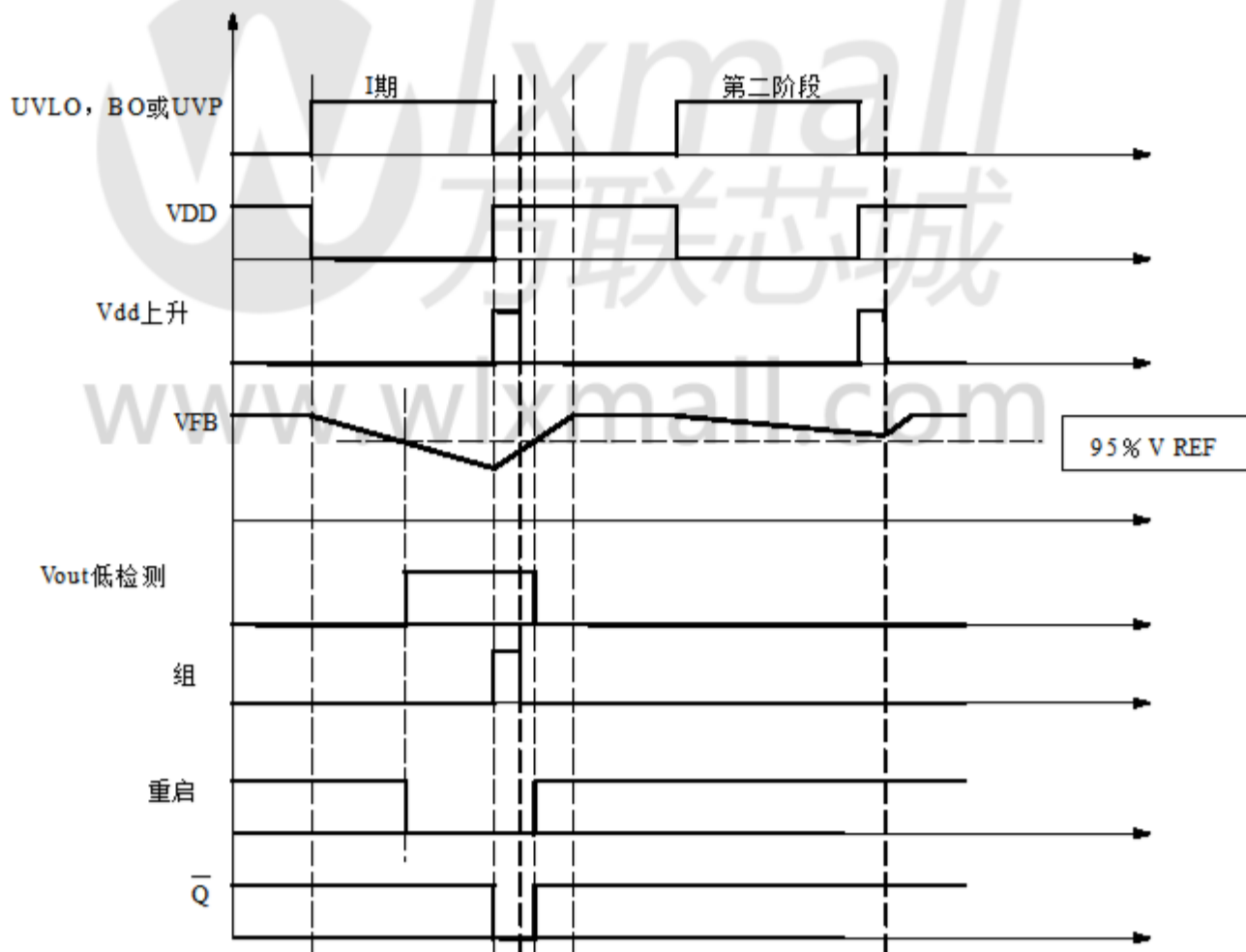


图43.软启动时序图

欠压保护 (UVP) 用于开环保护或关机

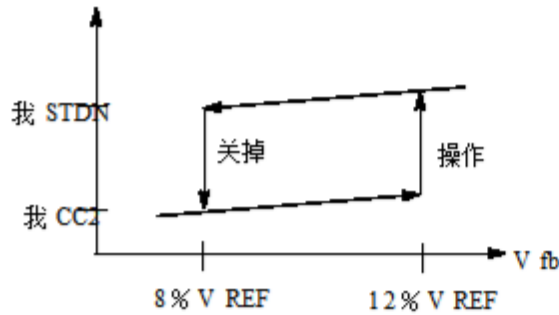


图44.欠压保护

如图44所示, 当 V_{fb} 小于 V_{REF} 的8%时, 该设备关闭并且消耗少于400设备在输出时自动开始操作电压高于 V_{REF} 的12%。在正常情况下升压转换器配置, 输出电压 V_{out} 是总是大于输入电压 V_{in} 和反馈信号 V_{fb} 总是大于 V_{REF} 的8%和12%启用NCP1654进行操作。

- 该欠压保护功能有两个目的。
- 开环保护 - 保护功率级

反馈回路损坏异常, 如 V_{fb} 为对地短路或反馈电阻 R_{fbU} 短路打开。

- 关机模式 - 禁用PFC舞台并强制a

低消费模式. 此功能有助于满足严格的待机规格. 功率因数在待机状态下不需要PFC阶段抑制以节省转换器前的损失. 进一步提高PFC控制器的待机性能应在此模式下消耗最小电流。

电流感

该设备通过电流感测电感器电流 I_L 图37中的感应方案. 设备维护CS引脚的电压为零电压 (即 $V_{CS} \approx 0V$), 这样 (等式11),

$$I_{CS} = \frac{R_{CS}}{R_{CS}} I_{CS}$$

可以制定。

该方案具有最小数量的优点用于电流感测的组件. 感测电流 I_{CS} 代表电感电流 I_L , 并将用于

PFC占空比调制产生乘法器电压 V_m , 过功率限制 (OPL) 和过流保护. (等式11) 会坚持这一事实. 在 R_{SENSE} 选择中提供了灵活性允许检测浪涌电流。

过电流保护 (OCP)

当 I_{CS} 较大时达到过电流保护比我 $S(OCP)$ (200A典型). CS的失调电压引脚典型值为10 mV, 在计算中忽略. 因此, 最大的OCP电感电流阈值 $I(OCP)$ 在 (式20) 中获得。

$$I_{OCP} = \frac{R_{CS} I_{S(OCP)}}{R_{SENSE}} \frac{R_{CS}}{R_{SENSE}} @ 200 \text{ mA} \quad (\text{等式20})$$

嘛。

当达到过流保护阈值时, 驱动器的输出变低. 装置电感电流自动恢复工作低于门槛。

输入电压检测

该器件通过电容检测有效值输入电压 V_{ac} 传感方案如图45所示. V_{bo} 检测平均值通过电阻分压器对输入电压 V_{in} 进行整流. 一个外部电容 C_{BO} 是维持 V_{bo} 的平均值 V_{in} 的值. V_{bo} 用于欠压保护, PFC负载调制和过功率限制 (OPL)。

掉电保护

该器件使用 V_{bo} 信号来保护PFC级从输入电压低于预期时开始工作. 重新制定 (等式9) 以得到 (等式21). 参考图45中, V_{in} 在器件前后不同操作。

- 设备运行之前, V_{in} 等于峰值

有效值输入电压值 V_{ac} . 因此 V_{bo} 是 (等式21) 中描述。

$$V_{bo} = \frac{R_{BOL}}{R_{BOL} + R_{boU}} (V_{in}) + \frac{R_{BOL}}{R_{BOL} + R_{boU}} \frac{1}{2} V_{ac} \quad (\text{等式21})$$

- 设备运行后, V_{in} 是整流后的正弦波

输入电压. 由于 C_{BO} , V_{bo} 是平均值整流输入电压. 因此 V_{bo} 衰减到2/有效值输入电压 V_{ac} 的峰值如所述 (等式22)。

$$V_{bo} = \frac{R_{BOL}}{R_{BOL} + R_{boU}} \frac{2}{P} V_{ac} \quad (\text{等式22})$$



压制限制 (OPL)

[illegible]

图46.过功率限制

偏向控制器

我的电压是 200毫瓦 (等式23)

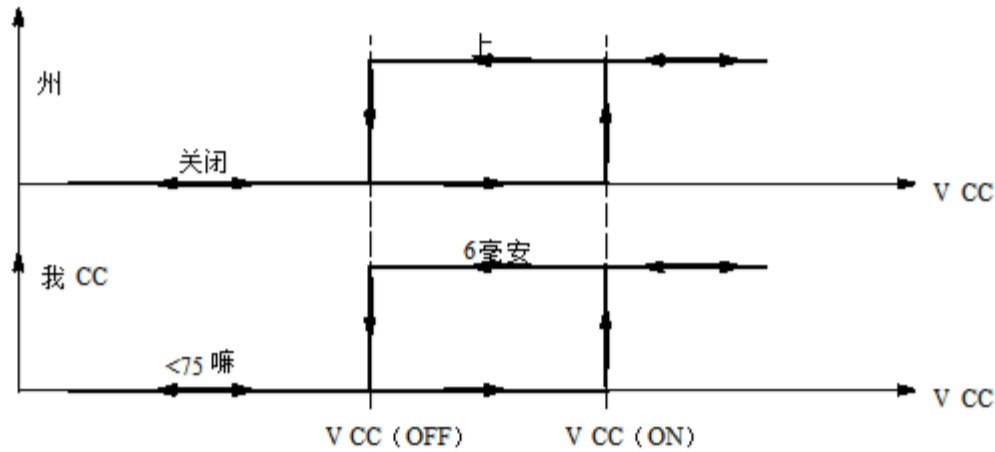
$$\frac{R_{CS}}{R_{SENSE} @ KBO} @ \frac{22 K}{P} BO @ V_{act} 200 mVA$$

$$\frac{R_{CS} @ P}{R_{SENSE} @ KBO} @ 50 \bar{2} mVA$$

V_{cc} 欠压LockOut (UVLO)

该器件包含一个欠压闭锁模块以防止V_{cc}过低时电路工作以确保正确的操作。一个UVLO比较器监视V_{cc}引脚电压以允许NCP1654当V_{cc}通常超过10.5 V时工作。该

比较器包含一些迟滞(1.5 V)以防止V_{cc}越过阈值时运行不稳定。当V_{cc}低于UVLO比较器下限(9 V通常), 电路关闭。如图47所示。启动后, 工作范围介于9 V和20 V。

图47. V_{cc} 欠压LockOut (UVLO)**热关机**

内部热电路禁用电路门驱动器, 然后在交界处关闭电源开关。那么输出阶段就是温度超过150

一旦温度降至通常120以下, 即启用(即30 °C滞后)。提供热关机以防止可能导致的设备故障意外过热。

C

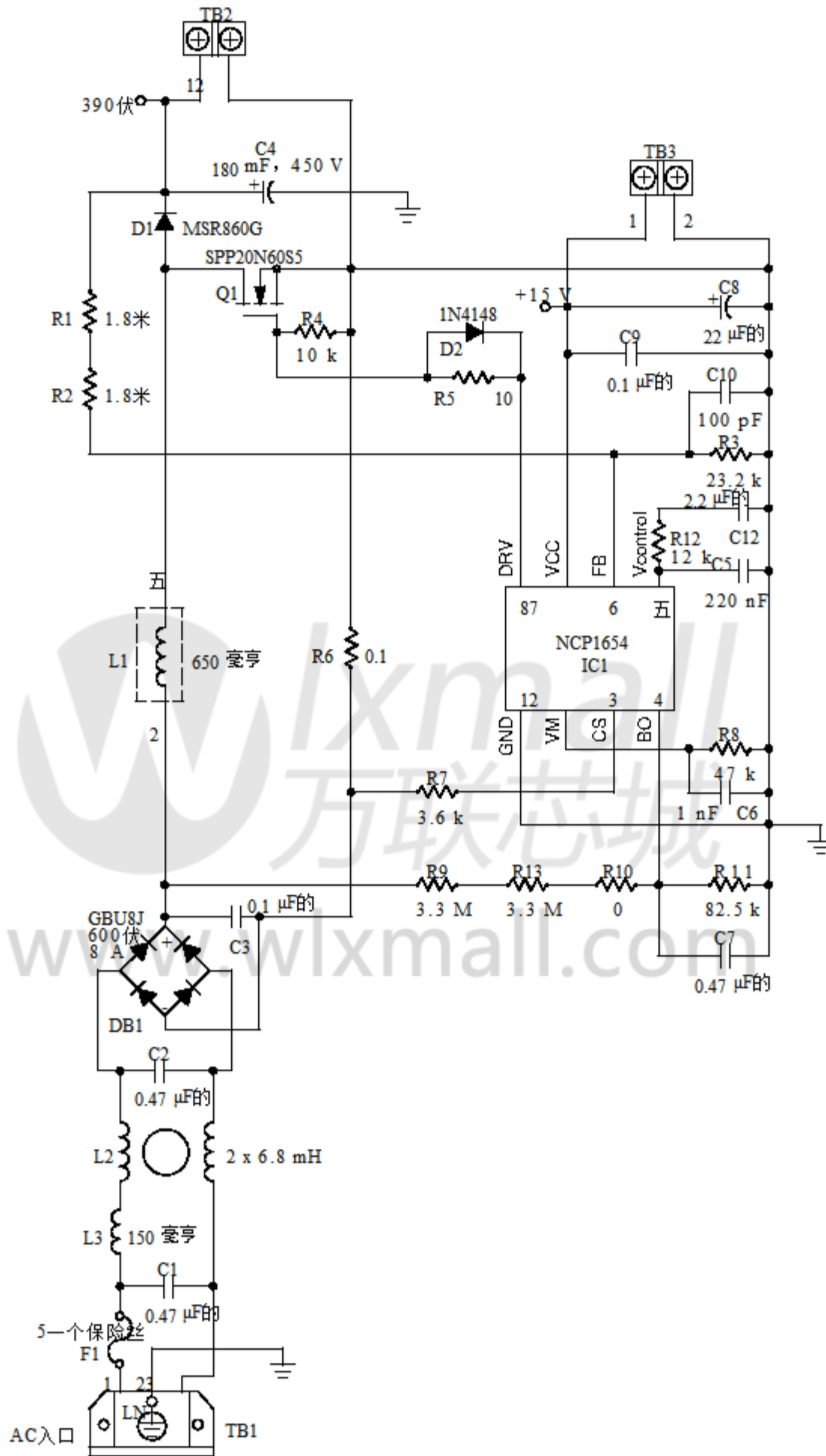
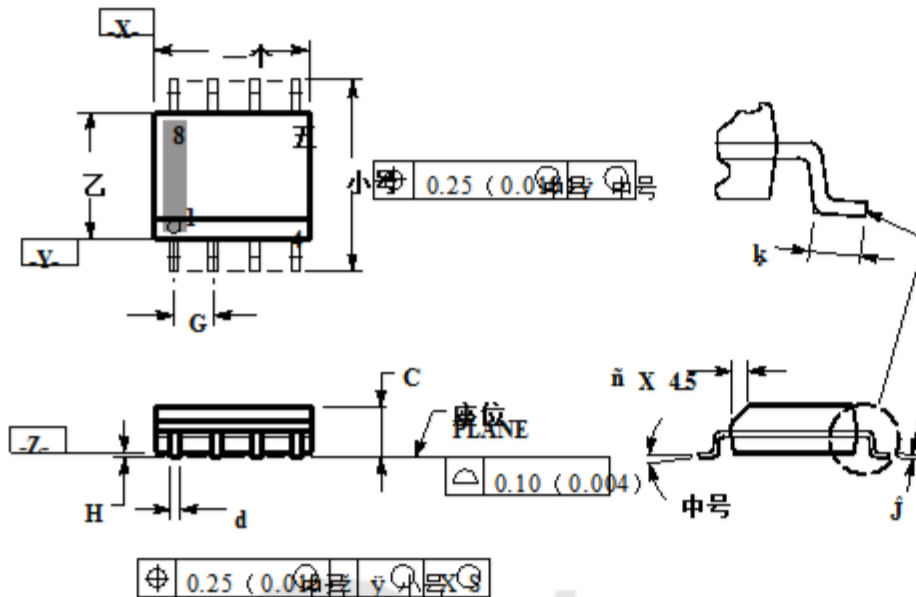


图48.应用原理图 - 300 W 65 kHz
功率因数校正电路

包装尺寸

SO-8
D后缀
CASE 751-07
问题AJ

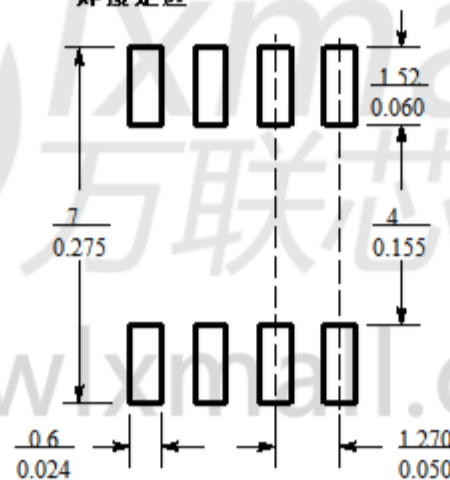


笔记:

1. 尺寸和公差
2. ANSI Y14.5M, 1982.
3. 控制尺寸: 毫米
4. 尺寸A和B不包括在内
5. 模具制造
6. 最大模具长度0.15 (0.006)
7. 每边
8. D尺寸不包括DAMBAR
9. 突出允许的DAMBAR
10. PROTRUSION应为0.127 (0.005) 总计
11. 在D尺寸上超过
12. 最大的材料状态
13. 6. 751-01 THRU 751-06现已停产. 新标准是751-07.

暗漆	单位为毫米		英寸	
	MIN	MAX	MIN	MAX
Z	4.80	5.00	0.189	0.197
C	3.80	4.00	0.150	0.157
a	1.25	1.75	0.053	0.069
d	0.33	0.51	0.013	0.020
G	1.27 BSC	0.050 BSC		
H	0.10	0.25	0.004	0.010
J	0.19	0.25	0.007	0.010
k	0.40	1.27	0.016	0.050
中号	0	8	0	8
n	0.25	0.50	0.010	0.020
小号	5.80	6.20	0.228	0.244

焊接足迹*



规模 6: 1 毫米
英寸

*有关我们的无铅策略和焊接的更多信息
详细信息, 请下载安森美半导体焊接和
安装技术参考手册, SOLDERM / D.

安森美半导体和 是 Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC) 或其子公司在美国和/或其他国家的注册商标。SCILLC 拥有许多专利、商标、版权、商业秘密和其他知识产权的权利。可以访问 SCILLC 的产品/专利范围的列表在 www.onsemi.com/site/pdf/Patent%20Notice.pdf。SCILLC 保留对本文件任何产品进行更改的权利, 恕不另行通知。SCILLC 不作任何保证或保证, 其产品在特定用途下使用, SCILLC 也不承担因应用或使用任何产品而引起的任何责任。SCILLC 数据表和/或规格在不同的应用中可能会有所不同, 实际性能可能会随着时间而变化。所有操作参数, 包括“典型”必须由客户的技术专家为每个客户应用程序进行验证。SCILLC 并没有根据其专利或他人的权利转让任何许可证。SCILLC 产品并非设计, 打算或授权用作外科植入体内系统的组件, 或旨在支持或维持生命或其他应用的其他应用的组件; 或对于 SCILLC 产品故障可能导致人身伤害或死亡可能发生的任何其他应用。买方应购买或使用 SCILLC 产品。对于任何此类意外或未经授权的使用, 买方应赔偿 SCILLC 及其高级职员、雇员、子公司、附属公司和分销商, 使其免受损害。所有因直接或间接引起与此类意外相关的人身伤害或死亡索赔而引起的任何索赔, 费用, 损害赔偿和费用以及合理的律师费用或未经授权的使用, 即使此类声明声称 SCILLC 对事件的设计或制造有疏忽。SCILLC 是一个平等的机会/平权行动雇主。本文献受所有适用版权法的约束, 不得以任何方式转售。

发布订购信息

文献完成:

安森美半导体文献分发中心

19521 E. 32nd Pkwy, Aurora, Colorado 80017 美国/加拿大

电话: 303-675-2175 或 800-344-3860 免费美国/加拿大 421-333-790 2910

传真: 303-675-2176 或 800-344-3867 免费美国/加拿大 客户焦点中心

电子邮件: orderlit@onsemi.com

N. 美国技术支持: 800-282-9855 免费

美国/加拿大

欧洲、中东和非洲技术支持:

加拿大: 421-333-790 2910

加拿大客户焦点中心

电话: 81-3-5817-1050

安森美半导体网站: www.onsemi.com订购文献: <http://www.onsemi.com/orderlit>有关更多信息, 请联系您当地的
销售代表