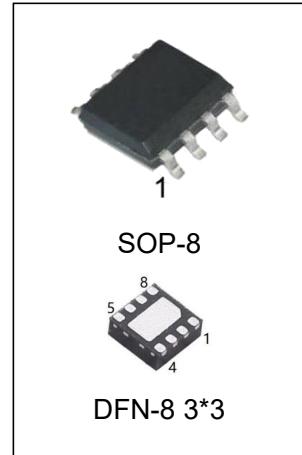


连续传导模式 (CCM) 升压式功率因数校正控制器

特征

- 平均电流传导模式 (CCM)
- 快速瞬态响应
- 极少的外部元件
- 低的启动电流和关断电流
- $\pm 1.5A$ 图腾柱门极驱动能力
- 低工作功耗
- 65KHz 工作频率
- 用于平稳启动运行的软启动
- 欠压检测
- 过压检测
- 掉电检测
- 过温保护
- 精确的过电流限制



产品订购信息

产品名称	封装	打印名称	包装	包装数量
NCP1654BM-1/TR	SOP-8	54B1	编带	2500 只/盘
NCP1654BDQ-1/TR	DFN-8 3*3	54B1	编带	5000 只/盘

概述

NCP1654 是一款应用于连续传导模式 (CCM) 升压式功率因数校正 (PFC) 控制器。它以固定的频率模式控制电源开关导通时间 (PWM) 并依赖于瞬时电感电流。

NCP1654 电路采用 SOP8 封装结构，实现了外部元件数量的最小化并极大简化了 PFC 的电路实现。它还具有高安全性保护特性，使得 NCP1654 成为一个适用于耐用、紧凑型 PFC 控制电路的驱动器，就像一个高效的输入电源失控箝位电路。

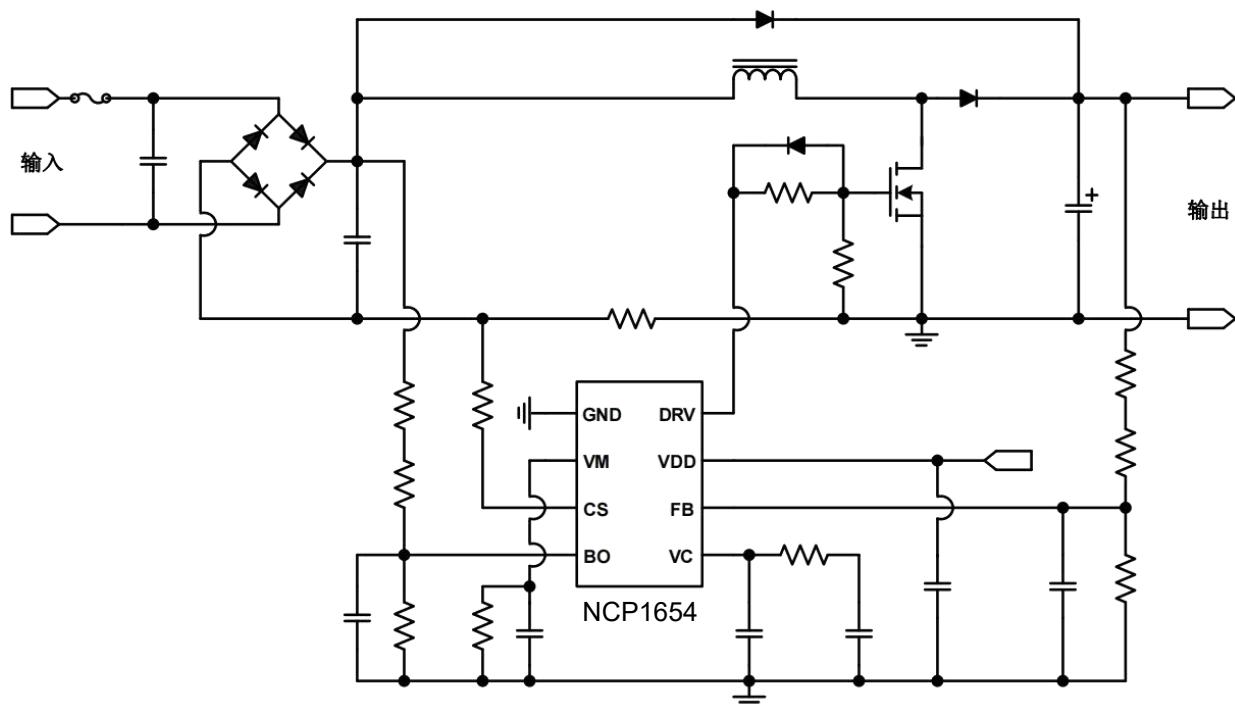
NCP1654 持续监测输出电压，电感电流和结点温度，以保护系统可能的过应力。

NCP1654 提供了全面的保护功能，包括 VDD 欠压保护(UVLO)、软启动、过压保护、电感电流限制、掉电检测、过功率限制、过热关机。

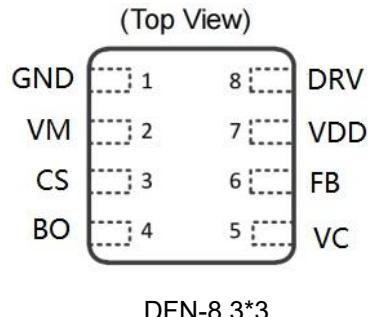
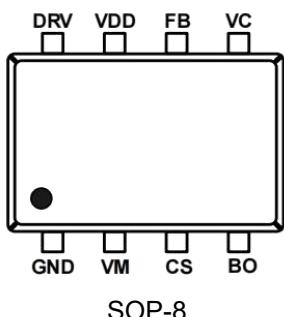
典型应用

- 交流适配器
- 平板电视、台式机等
- 白色家电，其它离线式开关电源

典型应用电路



管脚信息



管脚描述

名称	序号	描述
GND	1	地
VM	2	该引脚为 PFC 占空比调制提供电压。如果该引脚外部连接一个电容 C_M 到地，则 NCP1654 在平均电流模式下运行。否则，它工作在峰值电流模式。
CS	3	该引脚提供与电感电流 I_L 成比例的检测电流 I_{CS} 。检测电流 I_{CS} 用于过流保护 (OCP)、过功率限制(OPL)和 PFC 占空比调制。
BO	4	在整流输入电压、BO 引脚和地之间连接一个电阻网络，并在 BO 引脚与地之间连接一个电容。BO 引脚检测是与平均输入电压成正比的电压信号。这个信号与输入电压 V_{AC} 的有效值成比例，也用于过功率限制(OPL)和 PFC 占空比调制。 V_{BO} 还可以实现掉电保护。
VC	5	该引脚的电压直接控制输入阻抗。该引脚通过连接到外部 2 型补偿组件，以限制 VC 带宽，通常低于 20Hz，以实现接近单位功率因数。启动运行时，功率缓慢增加(软启动)。
FB	6	该引脚接收反馈信号 V_{FB} ，此信号与 PFC 电路输出电压成正例。 V_{FB} 信号用于输出电压调节、输出过压保护和输出欠压保护，以保护系统在反馈异常情况下不受损害。
VDD	7	该引脚为芯片的供电电源。启动后，工作范围为 9 V 到 28 V。
DRV	8	图腾柱栅驱动输出。±1.5 A 的电流能力使其适合于驱动高功率 MOSFET。

绝对最大额定值

标号	参数	最小值	最大值	单位
V_{DD}	电源电压, V_{DD} 引脚, 连续电压	-0.3	30	V
	瞬态电源电压, 持续时间 < 10 ms, $I_{VDD} < 10$ mA		29	V
V_{VM}	工作电压	-0.3	7	V
V_{CS}	工作电压	-0.3	7	V
V_{BO}	工作电压	-0.3	7	V
V_{VC}	工作电压	-0.3	7	V
V_{FB}	工作电压	-0.3	7	V
DRV	输出驱动能力- Source(源电流)		+1.5	A
	输出驱动能力- Sink (灌电流)		-1.5	A
R_{JA}	SOP-8 热阻 (Junction-to-Air)		150	°C/W
T_J	工作结温	-50	150	°C
T_{STG}	储存温度范围	-55	160	°C
T_L	焊接温度(10 秒)		260	°C
ESD	人体模型 HBM: JESD22-A114		2.5	kV
	机器模型 MM: JESD22-A115		250	V

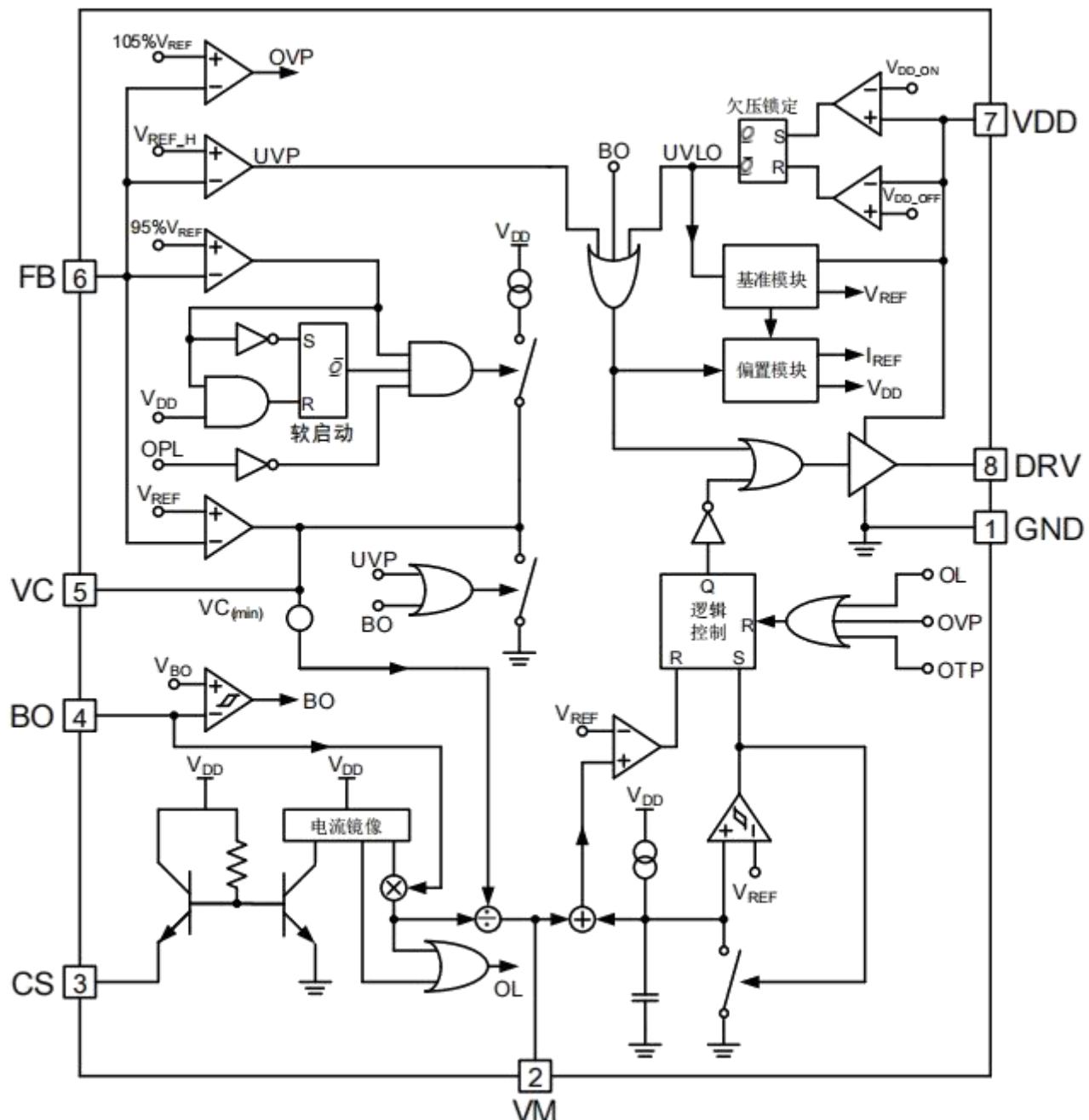
说明: 绝对最大额定值是指超出该工作范围, 器件有可能被损坏。长期工作于绝对最大额定值条件下, 会影响器件的可靠性。绝对最大额定值仅是应力规格值。

推荐工作条件

标号	参数	最小值	最大值	单位
V_{DD}	直流工作电压	10	28	V
T_A	工作环境温度	-40	125	°C

说明: 在环境温度为 45°C 下, 采用开放式框架设计, 具有足够的散热模式, 可实现最大的实际连续功率。更高的输出功率可能与额外增加的散热片或空气循环 (减少热阻) 相关。

功能框图



电气参数 ($T_A = 25^\circ C$, $V_{DD}=15V$, 除注明处外)

标号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
VDD 部分						
I_{DD_ST}	启动电流	$VDD=9.9V$			75	uA
I_{DD_OP1}	工作电流	$VDD=15V$, 无负载, 无输出开关频率		3.5	5.0	mA
I_{DD_OP2}	工作电流	$VDD=15V$, 无负载 输出开关频率		4.5	6.0	mA
$I_{Shutdown}$	关断模式	$VDD=15V, FB=0V$		400	500	uA
V_{DD_ON}	VDD 启动阈值电压	VDD 上升	10.0	10.8	11.5	V
V_{DD_OFF}	VDD 关断阈值电压	VDD 下降	8.6	9.3	10.0	V
V_{DD_H}	欠压锁定的迟滞电压		1.0	1.5		V
V_{DD_Clamp}	VDD 钳位电压	$I_{DD}=10mA$		29.0		V
调节部分						
V_{REF}	FB 参考电压		2.425	2.500	2.575	V
I_{EA}	误差放大器电流能力			± 32		uA
G_{EA}	误差放大器增益		100	200	300	uS
I_{FB}	FB 偏置电流	$V_{FB} = V_{REF}$	-500		500	nA
$V_{C(max)}$	最大控制电压	$V_{FB}=2.0V$		3.6		V
$V_{C(min)}$	最小控制电压	$V_{FB}=3.0V$		0.6		V
ΔV_C	$V_{C(max)} - V_{C(min)}$		2.7	3.0	3.3	V
V_{OUTL}/V_{REF}	比率(V_{OUT} 低检测阈值/ V_{REF})		94	95	96	%
H_{OUTL}/V_{REF}	比率(V_{OUT} 低检测迟滞/ V_{REF})			0.5		%
I_{BOOST}	(V_{OUT} 低检测)激活时的 V_C 源电流		200	230	260	uA
电流检测部分						
V_s	电流检测引脚偏移电压	$I_{CS} = 100 \mu A$		10		mV
I_{S_OCP}	过电流保护阈值		180	200	220	uA
功率限制部分						
$I_{CS} \times V_{BO}$	过载限制阈值			200		uVA
I_{CS_OPL1}	过载电流阈值 1	$V_{BO} = 0.9 V$, $V_M = 3 V$	180	220	260	uA
I_{CS_OPL2}	过载电流阈值 2	$V_{BO} = 2.67 V$, $V_M = 3 V$	60	75	90	uA
振荡器部分						
F_{osc}	工作频率		60	65	70	KHz
D_{cycle}	占空比范围			0-97		%
掉电检测部分						
V_{BOH}	掉电检测阈值电压	上升时	1.20	1.30	1.40	V
V_{BOL}	掉电检测阈值电压	下降时	0.65	0.70	0.75	V
I_{IB}	BO 输入偏置电流	$V_{BO} = 1 V$	-500	-	500	nA

标号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
电流调制部分						
I_{M1}	乘法器输出电流	$VC = VC_{(max)}$, $V_{BO} = 0.9 V$, $I_{CS} = 25 \mu A$		2.0		μA
I_{M2}	乘法器输出电流	$VC = VC_{(max)}$, $V_{BO} = 0.9 V$, $I_{CS} = 75 \mu A$		5.8		μA
I_{M3}	乘法器输出电流	$VC = VC_{(min)} + 0.2 V$, $V_{BO} = 0.9 V$, $I_{CS} = 25 \mu A$		29.0		μA
I_{M4}	乘法器输出电流	$VC = VC_{(min)} + 0.2 V$, $V_{BO} = 0.9 V$, $I_{CS} = 75 \mu A$		86.0		μA
过压部分						
V_{OVP} / V_{REF}	比率	过电压阈值/ V_{REF}	103	105	107	%
T_{OVP}	传输延迟	$(V_{FB} - 107\% V_{REF})$ to 驱动变低		500		nS
欠压保护/关机						
$V_{UVP(on)} / V_{REF}$	UVP 激活阈值比率	$T_J = 0^\circ C$ to $+105^\circ C$	4	8	12	%
$V_{UVP(off)} / V_{REF}$	UVP 禁用阈值比率	$T_J = 0^\circ C$ to $+105^\circ C$	6	12	18	%
V_{UVP_H}	UVP 锁定滞回			4		%
T_{UVP}	传输延迟	$(V_{FB} < 8\% V_{REF})$ to 驱动变低		500		nS
热关机						
T_{SD}	热关机阈值		150			$^\circ C$
H_{SD}	热关机滞后			30		$^\circ C$
驱动部分						
V_{OL}	输出低电压	$I_{O} = 100mA$			1.0	V
V_{OH}	输出高电压	$I_{O} = 100mA$	6.0			V
T_r	输出上升时间	$1.5V \sim 13.5V$ $@ CL=2.2nF$		60		ns
T_f	输出下降时间	$13.5V \sim 1.2V$ $@ CL=2.2nF$		40		ns

功能描述

NCP1654 是一款功率因数校正控制器 (PFC)，设计工作在固定频率，连续导通模式 (CCM)。采用固定频率工作，有助于达到电磁干扰标准及限制可能污染周围系统的辐射噪音。此外，连续导通工作模式减少了应用 di/dt 和由此产生的干扰。更通俗地说，NCP1654 在以成本效益、可靠性和高功率因数为关键参数的系统中是理想的功率因数校正驱动器(PFC)。

NCP1654 要求最少的外部元件。特别地，该电路方案简化了功率因数校正电路(PFC)设计，并消除了任何输入电压检测的需要。此外，该电路提供了一些功能，如掉电 (Brown-out) 或真正的功率限制，使功率因数校正电路 (PFC) 设计得到了优化。

NCP1654 持续监测输出电压、电感电流和结点温度，以保护系统可能的过应力。

NCP1654 经过优化，在所有工作模式下实现尽可能小的功率损耗。在启动阶段和关闭模式下，消耗的电流特别小，因此当电路被禁用时，功率因数校正电路 (PFC) 的功率损耗极小。这一功能有助于满足更严格的低待机功耗规格。只需反馈脚接地就可迫使 NCP1654 处于关机模式。

NCP1654 提供全面的保护，诸如 VDD 欠压保护、软启动、过压保护、电感电流限制、掉电检测、过功率限制、过热关机等。

V_{DD} 欠压锁定 (UVLO)

NCP1654 包含一个欠压锁定模块，以防止电路在 VDD 过低时运行，以确保系统正常工作。UVLO 比较器监控 VDD 引脚电压，使 NCP1654 在 VDD 超过 10.8 V 时正常工作。比较器包含一个迟滞(1.5 V)，以防止 VDD 越过阈值时不稳定工作。当 VDD 低于 UVLO 比较器的下限阈值(通常为 9.3 V)时，电路关闭。开机后，NCP1654 适用的 VDD 工作范围为 9V~28V。

掉电检测 (Brown-out)

NCP1654 检测低交流输入条件，在这种情况下禁用功率因数校正电路 (PFC)。这种保护主要是防止电源开关在这种情况下因为过度应力而损坏。

软启动 (Soft Start)

VC 被拉低，掉电检测激活，或欠压保护激活，驱动器没有输出。在启动时，200uA 增强电流源被禁用。因此，只有 32 uA 的电流给 VC 充电，并使 VC 逐渐提高。这是为了使启动时的占空比缓慢增加，从而降低功率 MOSFET 上的电压和电流应力。因此，它提供了一个软启动特性。

NCP1654 工作原理

连续传导模式功率校正升压电路

连续导通模式功率校正升压转换器如图 1 所示。输入电压是一个整流 50Hz 或者 60Hz 的正弦信号。MOSFET 的开关频率很高(在 NCP1654 中通常为 65kHz)，因此电感电流 I_L 基本上由高频率和低频率部分组成。

滤波器电容 C_F 是一个必不可少的非常小容值的电容，以消除电感 I_L 的高频成分。这个滤波器电容不能太大，因为它会扭曲整流后的正弦输入电压，降低功率因数。

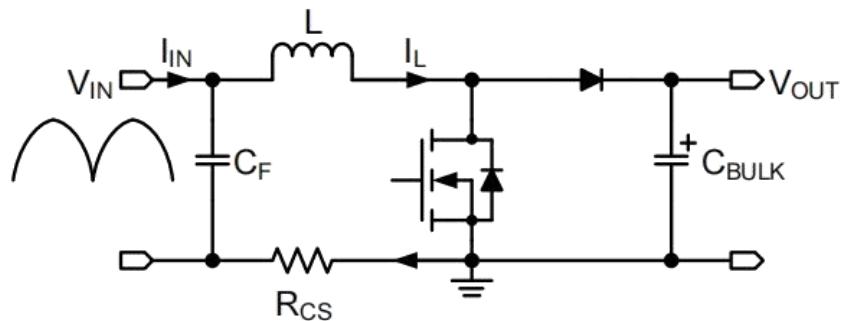


图 1 CCM PFC 转换器

PFC 原理

本节将阐述 PFC 工作原理。

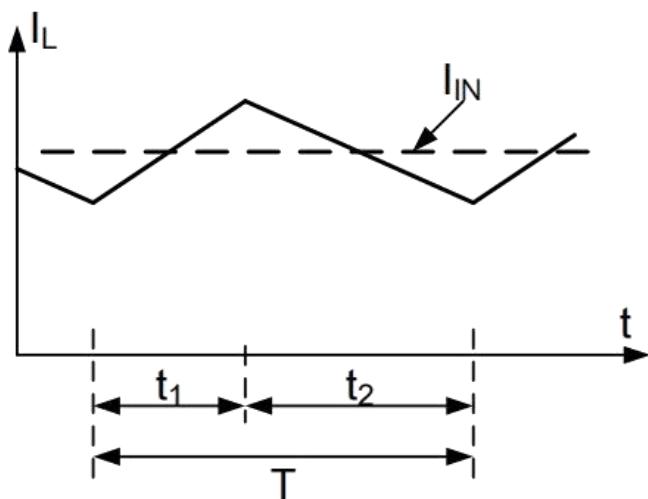


图 2 CCM 模式下电感电流波形

如图 2 所示，在开关周期 T 中，电感电流 I_L 包括持续充电阶段 t_1 和持续放电阶段 t_2 。电压转换比为 (Eq.1)

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{t_1 + t_2}{t_2} = \frac{T}{T - t_1}$$

$$V_{IN} = \frac{T - t_1}{T} V_{OUT} \quad (\text{Eq.1})$$

V_{OUT} : PFC 的输出电压,

V_{IN} : 整流输入电压

t_1 : MOSFET 的导通时间

t_2 : MOSFET 的关断时间

输入滤波电容 C_F 和前端 EMI 滤波器吸收电感电流 I_L 的高频成分, 使输入电流 I_{IN} 仅为电感电流的低频信号

$$I_{IN} = I_{L-50} \quad (\text{Eq.2})$$

I_{IN} : 交流输入电流

I_L : 电感电流

I_{L-50} : 假设工作频率为 50Hz。后缀 50 表示原 I_L 的 带宽为 50Hz。从 (Eq.1) 和 (Eq.2) 得到

$$Z_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}} = \frac{T - t_1}{T} \frac{V_{OUT}}{I_{L-50}} \quad (\text{Eq.3})$$

Z_{IN} : 输入阻抗

当输入阻抗 Z_{IN} (Eq.3) 在 50 或 60Hz 带宽内是常数或变化缓慢时, 对功率因数进行校正。

图 3 给出了 PFC 占空比调制和时序图。MOSFET 开通时间 t_1 是参考电压 V_{REF} 和斜坡电压 V_{ramp} 的交集产生。得到公式 Eq.4

$$V_{ramp} = V_M + \frac{I_{ch} t_1}{C_{ramp}} = V_{REF} \quad (\text{Eq.4})$$

V_{ramp} : 内部斜坡电压, PFC 调制比较器的正输入。

V_M : 乘法器电压

I_{ch} : 内部充电电流

C_{ramp} : 内部斜坡电容

V_{REF} : 内部参考电压, PFC 调制比较器的负输入。

I_{ch} 、 C_{ramp} 和 V_{REF} 也可作为开关频率的斜坡信号。因此充电电流 I_{ch} 被特别设计为(Eq.5)。乘法器电压 V_M 因此被表示为(Eq.6)

$$I_{ch} = \frac{C_{ramp} V_{REF}}{T} \quad (\text{Eq.5})$$

$$V_M = V_{REF} - \frac{t_1}{C_{ramp}} \frac{C_{ramp} V_{REF}}{T} = V_{REF} \frac{T - t_1}{T} \quad (\text{Eq.6})$$

从(Eq.3) 和(Eq.6), 输入阻抗 Z_{IN} 被重新表示为(Eq.7).

$$Z_{IN} = \frac{V_M}{V_{REF}} \frac{V_{OUT}}{I_{L-50}} \quad (\text{Eq.7})$$

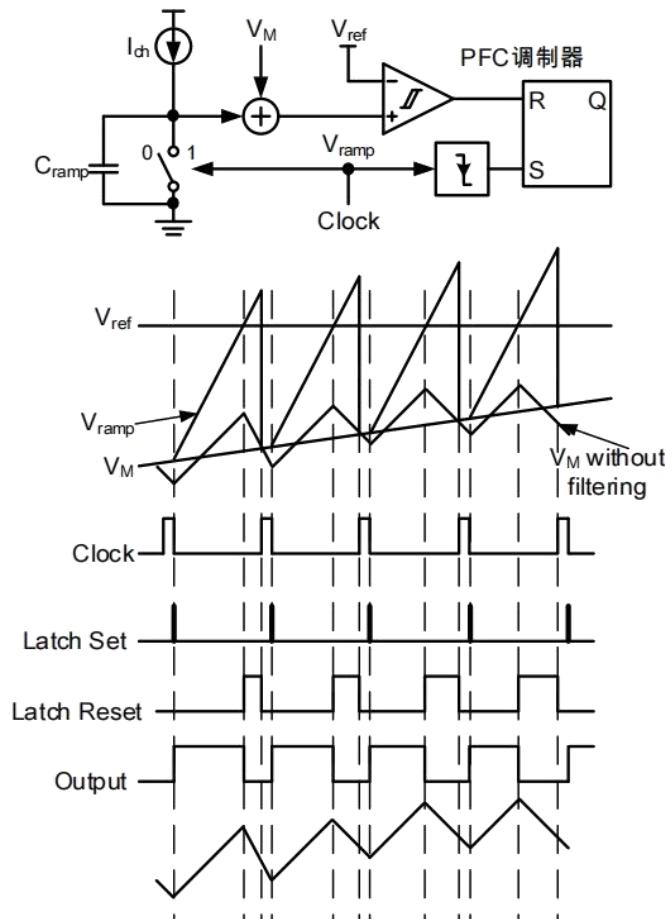


图 3 PFC 占空比调制波形

因为 V_{REF} 和 V_{OUT} 与时间的关系大致是恒定的, 所以乘法器电压 V_M 被设计成与 I_{L-50} 成比例, 以便为 PFC 提供一个恒定的 Z_{IN} 。

从图 3 的时序图中可以看出, V_M 最初由一个来自电感电流 I_L 的开关频率纹波组成。由于这个纹波, 占空比产生可能会不准确。这种调制就是所谓的峰值电流模式。因此, 一个外部电容 C_M 连接到乘法器电压 V_M 引脚是必要的, 为了旁路 V_M 的高频成分。调制成为所谓的平均电流模式, 提高了 PFC 的精度。如图 4 所示

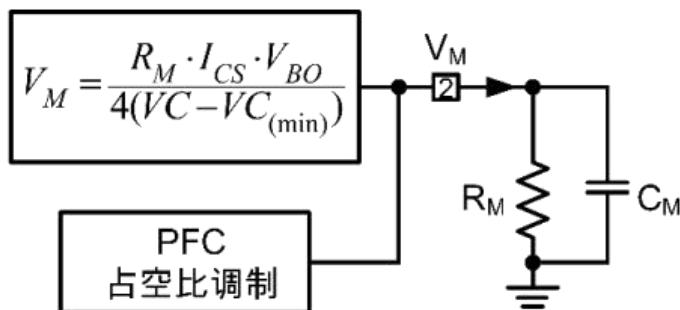


图 4 VM 外部连接方式

乘法器电压 V_M 是根据(Eq.8).

$$V_M = \frac{R_M \cdot I_{CS} \cdot V_{BO}}{4(VC - VC_{(min)})} \quad (\text{Eq.8})$$

R_M : 连接到 V_M 引脚的外部电阻, 是恒定的。

V_{BO} : 出现在 BO 引脚上的输入电压信号, 与输入电压均方根成正比。

I_{CS} : 检测电流, 与电感电流成比例。

I_L : 表示为(Eq.11)。

V_C : 控制电压信号, 即运算跨导放大器(OTA)的输出电压, 如 (Eq.12) 所示。

R_M 直接限制最大输入功率能力, 因此它的值影响 NCP1654 在跟随器升压模式或恒定输出电压模式下工作。

参见图 5 所示,

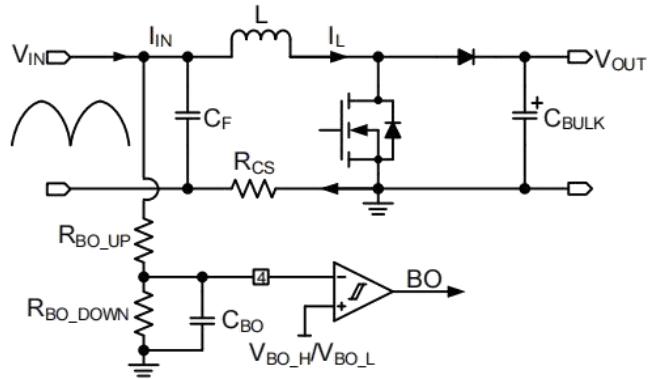


图 5 BO 外部电路连接方式

$$V_{BO} = K_{BO} \overline{V_{IN}} = K_{BO} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{AC} \quad (\text{Eq.9})$$

$$I_{CS} = \frac{R_{SENSE}}{R_{CS}} \cdot I_L \quad (\text{Eq.10})$$

V_{BO} : BO 引脚上的电压

K_{BO} : V_{IN} 与 V_{BO} 的衰减比

$\overline{V_{IN}}$: V_{IN} 的平均电压信号, C_F 上出现的电压。

R_{BO_DOWN} : V_{IN} 和 Bo 引脚之间的分界电阻的低侧电阻

R_{BO_UP} : V_{IN} 和 Bo 引脚之间的分界电阻的上侧电阻参照图 6, 检测电流 I_{CS} 与电感电流 I_L 成正比, 如公式(Eq.11)所示。 I_L 由高频分量(取决于 di/dt 或电感 L)和低频分量(即 I_{L-50})组成。

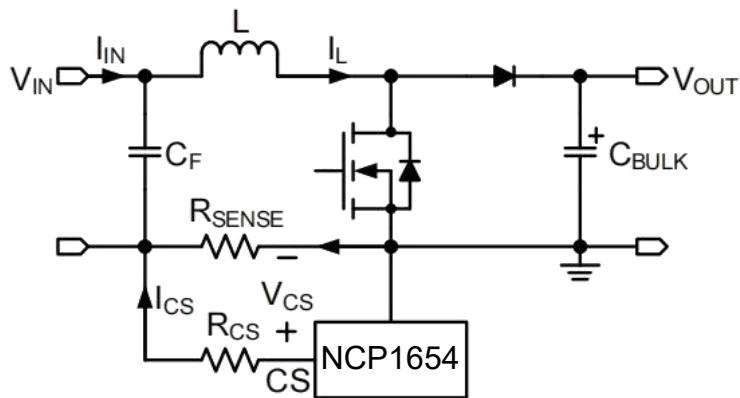


图 6 电流采样

$$I_{CS} = \frac{R_{SENSE}}{R_{CS}} \cdot I_L \quad (\text{Eq.11})$$

R_{SENSE} ：检测 I_L 的检测电阻

R_{CS} ：CS 引脚和 R_{SENSE} 之间的偏置电阻

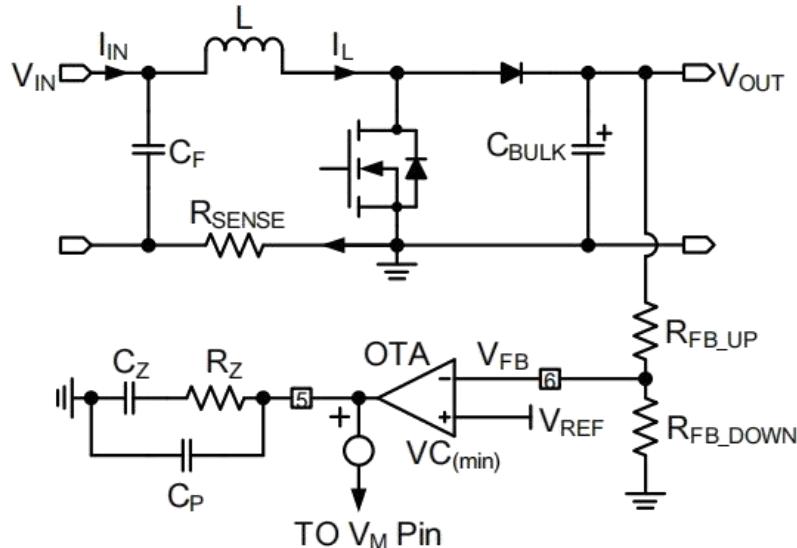


图 7 VC 滤波器

参考图 7 所示, 运算跨导放大器(OTA)通过反馈电 阻分压器 R_{FB_UP} 和 R_{FB_DOWN} 检测 V_{OUT} 。OTA 构造了一个控制电压 VC , 取决于输出功率和 V_{OUT} 。 VC 的运算范围是从 $VC_{(\min)}$ 到 $VC_{(\max)}$ 。用于 PFC 占空 比调制的信号是减小偏置电压后的信号, 即 $VC - VC_{(\min)}$ 。

这个电流 I_C 是一个大致恒定的电流, 来自 PFC 输出电压 $Vout$, 这是一个缓慢变化的信号。 I_C 的带宽可以通过插入的外部 2 型补偿网络(R_Z , C_Z , C_P 如图 7 所示)进行限制。建议限制 fc , 即 VC (或 IC) 的带 宽, 通常低于 20 Hz 来实现功率因数校正的目的。 VC/V_{OUT} 如(Eq.12) (当 $C_Z \gg C_P$) G_{EA} 是误差放大器增益。

$$\frac{VC}{V_{OUT}} = \frac{R_{FB_DOWN} \cdot G_{EA} \cdot R_Z}{R_{FB_DOWN} + R_{FB_UP}} \cdot \frac{1 + sR_Z C_Z}{sR_Z C_Z (1 + sR_Z C_P)} \quad (\text{Eq.12})$$

由 (Eq.7) – (Eq.11), 输入阻抗 Z_{IN} 被重新表达为(Eq.13).

$$Z_{IN} = \frac{\sqrt{2} R_M R_{SENSE} V_{OUT} V_{AC} K_{BO} I_L}{2\pi R_{CS} \cdot (VC - VC_{(\min)}) \cdot V_{REF} \cdot I_{L-50}} \quad (\text{Eq.13})$$

当 $I_L = I_{L-50}$, (Eq.13) Z_{IN} 被重新表达为 (Eq.14).

$$Z_{IN} = \frac{\sqrt{2} R_M R_{SENSE} V_{OUT} V_{AC} K_{BO}}{2\pi R_{CS} \cdot (VC - VC_{(\min)}) \cdot V_{REF}} \quad (\text{Eq.14})$$

乘法器电容 C_M 是用来滤除乘法器电压 V_M 的高频分量的。高频分量基本上来自电感电流 I_L ，而滤波电容 C_F 同样去掉了电感电流 I_L 的高频分量，如果电容 C_M 和 C_F 滤波能力匹配，则 I_L 变为 I_{L-50} 。输入阻抗 Z_{IN} 在 50 或 60 赫兹的带宽上大致是恒定的，所以功率因数被校正。

当得到或假定电路效率 η 时，由(Eq.15)，(Eq.16)导出输入输出功率(P_{IN} 和 P_{OUT})。

V_{AC} : 输入电压有效值

$$P_{IN} = \frac{V_{AC}^2}{Z_{IN}} = \frac{2\pi R_{CS}(VC - VC_{(min)})V_{REF}V_{AC}}{\sqrt{2}R_M R_{SENSE}V_{OUT}K_{BO}} \quad (\text{Eq.15})$$

$$\propto \frac{(VC - VC_{(min)})V_{AC}}{V_{OUT}}$$

$$P_{OUT} = \eta P_{IN} = \eta \frac{2\pi R_{CS}(VC - VC_{(min)})V_{REF}V_{AC}}{\sqrt{2}R_M R_{SENSE}V_{OUT}K_{BO}}$$

$$\propto \frac{(VC - VC_{(min)})V_{AC}}{V_{OUT}} \quad (\text{Eq.16})$$

跟随升压

跟随升压是一种工作模式，其中预变换器输出电压稳定在一个水平，随交流电幅值线性变化。该技术旨在减小输出电压和输入电压之间的间隙，以优化升压效率和降低 PFC 级的成本。

当 VC 为常数时，NCP1654 运行在跟随升压模式，即 VC 上升到其最大值 $VC_{(max)}$ 。将 VC 替换为 $VC_{(max)}$ ，将(Eq.16)重新表述为(Eq.17)和(Eq.18)。如果 VC 基于(Eq.15)是常数，对于恒定的负载或功率需求，变换器的输出电压 V_{OUT} 正比于输入电压 V_{AC} 的有效值。这意味着当有效值输入电压 V_{AC} 变低时，输出电压 V_{OUT} 变低。另一方面，当负载或功率需求变高时，输出电压 V_{OUT} 变低，如图 8 所示。

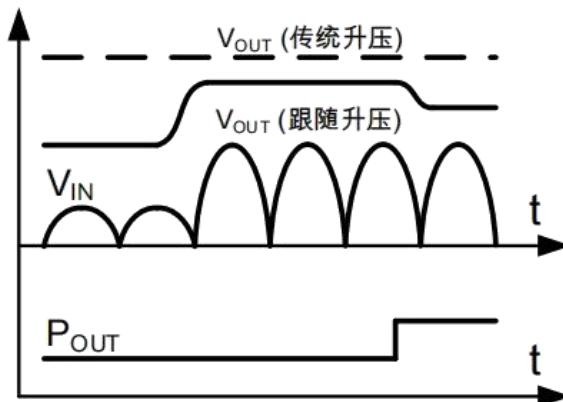


图 8 跟随升压特征

$$P_{OUT} = \eta \frac{2\pi R_{CS}(VC_{(max)} - VC_{(min)})V_{REF}V_{AC}}{\sqrt{2}R_M R_{SENSE}V_{OUT}K_{BO}} = \eta \frac{2\pi R_{CS} \cdot \Delta VC \cdot V_{REF} \cdot V_{AC}}{\sqrt{2}R_M R_{SENSE}V_{OUT}K_{BO}} \quad (\text{Eq.17})$$

$$V_{OUT} = \eta \frac{2\pi R_{CS} \Delta VC \cdot V_{REF}}{\sqrt{2} R_M R_{SENSE} K_{BO}} \cdot \frac{V_{AC}}{P_{OUT}} \quad (\text{Eq.18})$$

where

$VC_{(\max)}$: 最大的控制电压

$\Delta VC = VC_{(\max)} - VC_{(\min)}$.

跟随升压的优点

当有效值输入电压 V_{AC} 较低或功率需求 P_{OUT} 较高时, 跟随升压电路提供并有机会降低输出电压 V_{out} 。由于升压变换器的升压特性, 即使在跟随升压工作中降低 V_{out} , 输出电压 V_{out} 也始终高于输入电压 V_{IN} 。结果, 开通时间 t_1 减少了, 开通时间的降低使得电感和功率 MOSFET 的损耗变小。因此, 它允许电感和功率 MOSFET 的成本更低, 或者允许电路组件在大多数时间内在较低的应力条件下工作。

输出反馈

PFC 电路的输出电压 V_{out} 通过电阻分压器(R_{FB_DOWN} 和 R_{FB_UP})在 V_{FB} 引脚上被检测, 如图 7 所示。 V_{out} 的调节如(Eq.19)所示。

$$V_{OUT} = V_{REF} \cdot \frac{R_{FB_UP} + R_{FB_DOWN}}{R_{FB_DOWN}} \quad (\text{Eq.19})$$

反馈信号 V_{FB} 表示输出电压 V_{out} , 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)。

电流检测

NCP1654 通过电流检测方案检测电感电流 I_L 如图 6。使保持在 CS 引脚的电压为零电压(即 $V_{CS} \approx 0 V$), 以便

$$I_{CS} = \frac{R_{SENSE}}{R_{CS}} I_L \quad (\text{Eq.11}) \text{ 成立。}$$

该方案具有电流检测元件数量最少的优点。检测电流 I_{CS} 表示电感电流 I_L , 将用于 PFC 占空比调制来产生乘法器器电压 V_M , 过功率限制(OPL)和过电流保护。(Eq.11)将坚持这样一个事实, 它提供了 R_{SENSE} 选择的灵活性, 并允许检测浪涌电流。

过流保护 (OCP)

当 I_{CS} 大于 $I_{S(OCP)}$ (典型 200uA)时, 达到过电流保 护。CS 引脚的偏置电压为典型的 10 mV, 在计算中忽略了它。因此, 最大 OCP 电感电流阈值 $I_{L(OCP)}$ 如(Eq.20)所示。

$$I_{L(OCP)} = \frac{R_{CS} I_{S(OCP)}}{R_{SENSE}} = \frac{R_{CS}}{R_{SENSE}} \cdot 200 \mu A \quad (\text{Eq.20})$$

当过电流保护阈值达到时, 器件的驱动器输出变低。当电感电流低于阈值时, 器件自动恢复运行。

输入电压检测

该器件通过图 5 所示的结构在 BO 引脚检测输入电压的有效值。 V_{BO} 通过电阻分压器可以检测平均整流输入电压 V_{IN} 。外部电容 C_{BO} 是为了维持 V_{BO} 为 V_{IN} 的平均值。 V_{BO} 用于掉电保护、PFC 占空比调制和过功率限制(OPL)。

掉电保护

NCP1654 使用 V_{BO} 信号来保护 PFC 级在输入电压低于预期时工作。使用(Eq. 9)得到(Eq.21)。在器件运行之前, V_{IN} 等于输入电压的峰值有效值 V_{AC} 。因此 V_{BO} 如(Eq.21)所述。

$$V_{BO} = \frac{R_{BO_DOWN}}{R_{BO_DOWN} + R_{BO_UP}} \overline{V_{IN}} = \frac{R_{BO_DOWN}}{R_{BO_DOWN} + R_{BO_UP}} \cdot \sqrt{2} V_{AC} \quad (\text{Eq.21})$$

器件工作后, $\overline{V_{IN}}$ 为整流后的正弦输入电压。由于 C_{BO} , V_{BO} 是整流输入电压的平均值。因此, V_{BO} 衰减到有效值输入电压 V_{AC} 的峰值的 $2/\pi$, 如(Eq.22)所述

$$V_{BO} = \frac{R_{BO_DOWN}}{R_{BO_DOWN} + R_{BO_UP}} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{AC} \quad (\text{Eq.22})$$

因此, 需要一个更大的滞后比较器, 这个器件典型值是 0.7 V。当 V_{BO} 低于 V_{BOL} (典型的 0.7 V)时, 器件关闭驱动器输出, 直到 V_{BO} 超过 V_{BOH} (典型的 1.3 V)。当器件处于关闭状态(欠压锁定或关机)后苏醒时, 默认阈值为 V_{BOH} 。

过载限制(OPL)

这是第二个 OCP, 其阈值与线电压相关。检测电流 I_{CS} 表示电感电流 I_L , 近似表示输入电流。输入电压信号 V_{BO} 代表有效值输入电压。该产品($I_{CS} \times V_{BO}$)代表一个近似的输入功率($I_L \times V_{AC}$)。如图 9 所示,

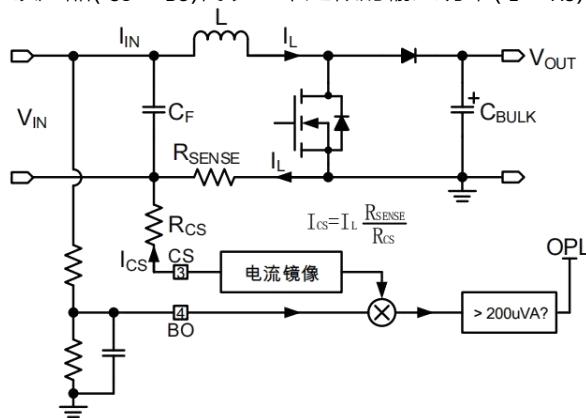


图 9 过功率限制

当($I_{CS} \times V_{BO}$)大于允许水平 200uVA 时, 器件关闭驱动器输出, 从而限制输入功率。当($I_{CS} \times V_{BO}$)低于 200uVA 水平时, OPL 自动停用。这 200 uVA 水平对应的近似输入功率($I_L \times V_{AC}$)小于(Eq.23)中的特定表达式。

$$I_{CS} \times V_{BO} < 200 \mu VA$$

$$(I_L \frac{R_{SENSE}}{R_{CS}}) \cdot (\frac{2\sqrt{2}K_{BO}}{\pi} \cdot V_{AC}) < 200 \mu VA$$

$$I_L \cdot V_{AC} < \frac{R_{CS} \cdot \pi}{R_{SENSE} \cdot K_{BO}} \cdot 50\sqrt{2} \mu VA$$

(Eq.23)

欠压保护(UVP)

当 V_{FB} 小于 V_{REF} 的 8% 时, NCP1654 关闭, 消耗小于 500uA。当 V_{FB} 输出电压超过 V_{REF} 的 12% 时, 器件自动开始工作。在升压变换器配置的正常情况下, 输出电压 V_{OUT} 总是大于输入电压 V_{IN} , 反馈信号 V_{FB} 总是大于 V_{REF} 的 8% 和 12%, 使 NCP1654 能够运行。

欠压保护功能可达到开环保护, 如 V_{FB} 短路接地或反馈电阻 R_{FB_UP} 开路。它还可以禁用 PFC 工作, 并强制一个低功耗模式。这个特性有助于满足严格的待机标准。功率因数在待机状态下是不需要的, PFC 电路通常被抑制以节省预转换器的损耗。为了进一步提高待机性能, PFC 控制器在这种模式下需要消耗最小的电流。

应用指导书

下文主要介绍了 NCP1654 的特征和详细的工作原理，描述了一种采用 NCP1654 设计 300W 功率因数控制系统的简单而高效的设计方法。

设计规格

下表为 300W 系统主要输入输出参数

交流输入电压 (V _{ac})	85V ~ 264V
交流输入频率(f _{ac})	50Hz/60Hz
直流输出电压(V _{dc})	390V
输出电流(I _o)	0.77A
输出功率(P _o)	300W
效率(η)	>92%@满载
工作频率(f _{sw})	65KHz

系统主要器件参数设计

整流桥

为了使系统在 85VAC-264VAC 稳定输出 300W 功率，系统在最低电压下输入的最大有效值电流可表示为(1)式

$$\begin{aligned}
 I_{in_RMS(max)} &= \frac{P_o}{V_{ac_min} \cdot \eta \cdot PF} \\
 &= \frac{300}{85 \cdot 0.92 \cdot 0.99} = 3.87(A) \tag{1}
 \end{aligned}$$

输入交流峰值电流可表示为 (2) 式

$$\begin{aligned}
 I_{in_pk(max)} &= \sqrt{2} \cdot I_{in_RMS(max)} \\
 &= \sqrt{2} \cdot 3.87 = 5.47(A) \tag{2}
 \end{aligned}$$

输入交流平均电流可表示为 (3) 式

$$\begin{aligned}
 I_{in_avg(max)} &= 2 \cdot I_{in_pk(max)} / \pi \\
 &= 2 \cdot 5.47 / \pi = 3.48(A) \tag{3}
 \end{aligned}$$

整流桥的功耗可用 (4) 式进行计算

$$\begin{aligned}
 P_{BR} &= 2 \cdot V_F \cdot I_{in_avg(max)} \\
 &= 2 \cdot 1 \cdot 3.48 = 6.96(W)
 \end{aligned} \tag{4}$$

通过 (3) 和 (4) 代入相应的参数计算结果可知, 应选取至少大于 $5.47/0.85=6.5A$ 的桥堆。我们本例选择 GBU8J(8A/600V)。并且在使用时注意对其进行散热。在实际测试中还要测试在最高输入电压 265VAC/50Hz 90°相位下冷开机时的浪涌电流及时间, 以便算出 I_{2T} 参数, 查看所选桥堆的 I_{2T} 参数, 要大于所实际测试的 I_{2T}。

输入电容

一般允许功率电感的纹波电流为 10-50%最大输入的电流峰值, 纹波电压为输入整流电压的 5%左右, 对 300W 功率及电感尺寸的权衡, 我们选择纹波电压为 6%, 纹波电流为 36%。

纹波电流可用(5)式进行计算

$$\begin{aligned}
 I_{ripple} &= \Delta I_{ripple} \cdot I_{in_pk(max)} \\
 &= 36\% \cdot 5.47 = 1.97(A)
 \end{aligned} \tag{5}$$

纹波电压可用(6)式进行计算

$$\begin{aligned}
 V_{in-ripple(max)} &= \Delta V_{ripple} \cdot V_{in_rectified(min)} \\
 &= 6\% \cdot 85 \cdot \sqrt{2} = 7.21(V)
 \end{aligned} \tag{6}$$

因此输入电容可用(7)式进行计算

$$\begin{aligned}
 C_{in} &= \frac{I_{ripple}}{8 \cdot F_{SW} \cdot V_{in_ripple(max)}} \\
 &= \frac{1.97}{8 \cdot 65 \cdot 1000 \cdot 7.21} = 0.525(uF)
 \end{aligned} \tag{7}$$

本例选择输入电容为 CBB1 电容 105/450V。此电容包含输入 EMI 的滤波 X2 电容。即两个 474 X2 电容再加一个 104/450V CBB1 电容。

升压电感设计

升压电感承受的峰值电流是最低输入电压时的峰值电流加上高频纹波电流。如(8)式进行计算

$$I_{L_pk} = I_{in_pk(max)} + \frac{I_{ripple}}{2} = 5.47 + \frac{1.97}{2} = 6.455(A) \tag{8}$$

最大占空比是在最小输入电压峰值处出现的。计算如(9)式

$$\begin{aligned}
 D_{max} &= 1 - \frac{V_{in_rectified(min)}}{V_{dc}} \\
 &= 1 - \frac{85 \cdot \sqrt{2}}{390} = 0.692
 \end{aligned} \tag{9}$$

升压电感的计算如(10)式

$$\begin{aligned}
 L_{boost} &= \frac{D \cdot (1-D) \cdot V_{out}}{I_{ripple} \cdot f_{SW}} \\
 &= \frac{0.692 \cdot (1-0.692) \cdot 390}{1.97 \cdot 65000} \approx 650\mu H
 \end{aligned} \tag{10}$$

关于磁芯的选择：有两种，一种是铁氧体磁芯，一种是磁粉芯。

A:采用铁氧体变压器做电感:

铁氧体磁芯的优点是损耗小，规格多，价格便宜，开了气隙后，磁导率稳定。缺点是需要开气隙，另外饱和点比较低，耐直流偏磁能力比较差。在高温下，饱和磁密度将大幅下降。

因为铁氧体的规格众多，所以，这时候不妨用 AP 法来初步计算一下，如(11)式

$$AP = \left(\frac{100 \cdot L_{boost} \cdot I_{L_pk}^2}{B_m \cdot K_o \cdot K_j} \right)^{1.14} = \left(\frac{100 \times 650 \times 10^{-6} \times 6.455^2}{0.3 \times 0.75 \times 5} \right)^{1.14} = 2.72(cm^4) \tag{11}$$

PQ3535 的 AP=4.3238cm⁴，满足条件。

因此可以选择 PQ3535 作为升压电感， $A_e = 1.96\text{cm}^2$ 。 N_{boost} 可以用(12)式计算

$$N_{boost} \geq \frac{I_{L_pk} \cdot L_{boost}}{B_m \cdot A_e} \times 10^{-2} \geq \frac{6.455 \times 650}{0.3 \times 1.96} \times 10^{-2} = 71 \text{ (Ts)} \tag{12}$$

其中， B_m - 最大磁通密度，选 0.3mT； K_o - 窗口利用率，取 0.75； K_j - 电流密度，取 5A/每平方毫米。根据有效值算出线径为 1mm 漆包线。为了减少集肤效应，需要用多股线 100* ϕ 0.1mm 绕 71 圈。

本例最终选择 PQ3535 变压器做升压电感，感量：700uH \pm 7%，多股线 100* ϕ 0.1mm 绕 71Ts，共 5 层。

B: 采用磁粉芯做电感:

磁粉芯的优点是， μ 值低，所以不用额外再开气隙了。气隙平均，漏磁小，电磁干扰比较低，不易饱和。缺点是，基本是环形的，绕线比较困难，不过目前市场上也出现了 EE 型的。 μ 值随磁场强度的增加会下降。设计的时候需要反复迭代计算。

我们采用 MAGNETICS 的 Kool M μ 环型磁芯进行设计。

要求是：电感量：650 μ H。电流:6.455A

(1) 计算 $LI^2 = 0.650 \times 6.455 \times 6.455 = 27 \text{ mH A}^2$

(2) 查看图 1,选用 77439 磁环。

(3) 查看图 2: $AL=135\text{nH/T}^2$, $Le=107\text{mm}$, $Aw=427\text{mm}^2$, $Ae=199\text{mm}^2$, $\mu_r=60$ 为了在空载下得到 650 μ H 电感需要

$$\sqrt{\frac{L}{AL \cdot 0.92}} = \sqrt{\frac{650000}{135 \cdot 0.92}} \approx 73 \text{ Ts}$$

(4) 计算满载时所需要的匝数，确定直流偏置水平： $H=4\pi NI/Le=4\pi \times 73 \times 6.455 / 107 = 55.3\text{Oe}$ 。查看图 3，磁导率为初始磁导率的 73%。调整后的匝数为 $73/73\% = 100 \text{ Ts}$ 。

Kool Mu[®] 环型磁芯

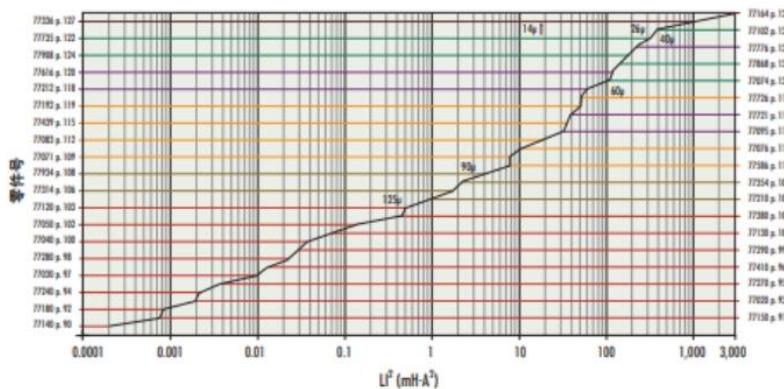


图 1 MAGNETICS 的 Kool Mu[®] 环型磁芯 LI²

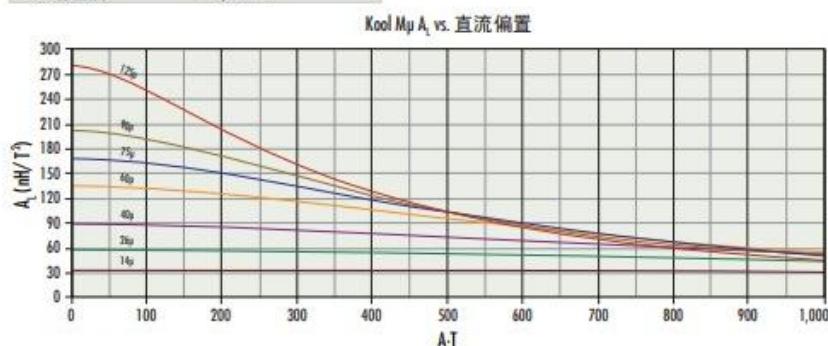
46.7 mm 外径

磁芯尺寸	外径	内径	高度
涂装前 (标称值)	46.74 mm/1.840 in	24.13 mm/0.950 in	18.03 mm/0.710 in
涂装后 (限定值)	47.63 mm/1.875 in	23.32 mm/0.918 in	18.92 mm/0.745 in



磁导率 (μ)	$A_1 \pm 8\%$	零件号						
		Kool Mu [®]	Kool Mu [®] MAX	Kool Mu [®] Hf	Xflux [®]	High Flux	Edge [®]	MPP
14	32	77441	79441	-	-	58441	-	55441
19	43	-	79430	-	78430	-	-	-
26	59	77440	79440	-	78440	58440	-	55440
40	90	77431	79431	-	78431	-	-	-
60	135	77439	79439	-	78439	58439	-	55439
75	169	77443	-	-	78443	-	-	-
90	202	77442	-	-	78442	-	-	-
125	281	77438	-	-	78438	58438	-	55438
147	330	-	-	-	-	58437	-	55437
160	360	-	-	-	-	-	-	55436
173	390	-	-	-	-	-	-	55432
200	450	-	-	-	-	-	-	55435
300	674	-	-	-	-	-	-	55433

物理和磁性参数		每匝绕线长度*	
窗口面积	427 mm ²	绕线因子	长度/匝 (mm)
截面面积 (μ)	199 mm ²	0%	62.1
磁路长度 (l_e)	107 mm	20%	68.2
有效体积 (V_e)	21,300 mm ³	25%	69.2
面积乘积	85,900 mm ⁻⁴	30%	70.9
绕线圈尺寸*		35%	72.7
40% 绕线因子	外径 51.2 mm	40%	74.1
	高度 26.0 mm	45%	76.0
满绕线窗口	最大外径 63.8 mm	50%	77.6
	最大高度 38.7 mm	60%	81.2
表面积*		70%	85.4
无绕线磁芯	6,900 mm ²	* 参见第 19 页“环型磁芯绕线”	
40% 绕线因子	9,600 mm ²		



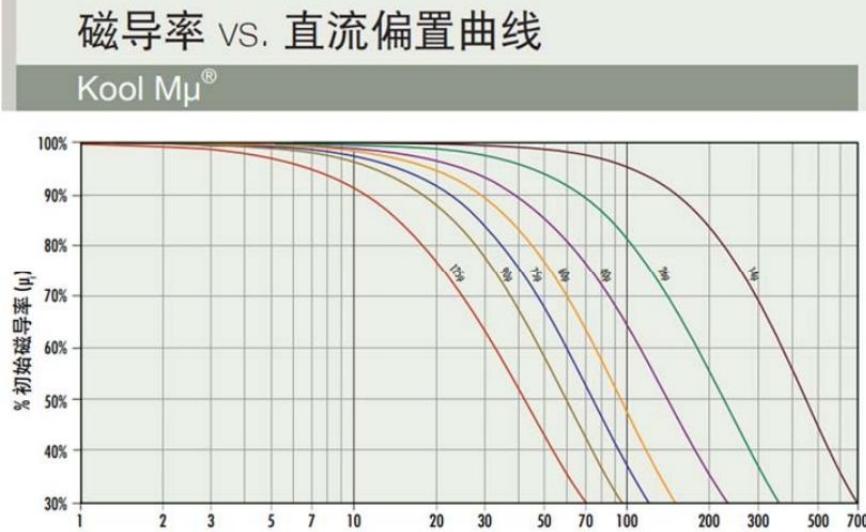


图 3 Kool Mu 直流偏置曲线

(5) 重新计算直流偏置水平: $=4\pi \cdot 100 \cdot 6.455 / 107 = 75.8 \text{ Oe}$ 。从磁导率 - 直流偏置曲线 (图 3) 看出, 直流偏置水平为初始磁导率的 61%。

(6) 在直流偏置水平为 75.8Oe, 磁芯匝数为 100 的条件下, 对应最小的电感量:

135*0.92*61%*100*100=758μH。这样在满载直流偏置条件下可以达到最小 650μH。达到设计要求。

(7) 绕线线径的选择：考虑集肤效应，在 65KHz 工作下，选用 4 根 $\varphi 0.5mm$ 的漆包线并绕。（带漆包层线径最大为 $\varphi 0.55$ ）验证绕线空间： $S/Aw=N^4*4*\pi (D^*D)/4=100^4*\pi*0.55*0.55/427=23\%$ ，绕线空间足够。

验证绕线空间: $S/Aw = N^2 \cdot \pi \cdot (D^2 - d^2) / 4 = 100^2 \cdot \pi \cdot (0.55^2 - 0.55^2) / 427 = 23\%$, 绕线空间足够。

本例如果选用磁粉芯来设计 PFC 升压电感, 需选用 MAGNETICS 的 Kool Mu CORE:77439, 用 4 根 $\phi 0.5$ 的漆包线并绕 100 圈, 空载电感量为 $AL \cdot N \cdot N = 135 \cdot 100 \cdot 100 = 1.35mH \pm 8\%$ 。如果用 $100 \cdot \phi 0.1mm$ 多股线可以绕的下 100 圈, 最好用多股线, 这样损耗会更小。

功率 MOSFET

由于功率 MOSFET 功耗主要体现在 MOS 管的导通损耗、开关损耗及容性损耗。

A:导通损耗:

流过 MOS 管的电流有效值可以用(13)式计算

$$I_{DS_RMS} = Po\sqrt{2-16V_{in_rectified}(\min)/(3\pi V_{dc})} / V_{in_rectified}(\min) \\ = 300\sqrt{2-16 \times 85 \times \sqrt{2}/(3\pi \times 390)} / (85 \times \sqrt{2}) = 3.03(A) \quad (13)$$

在 CCM 工作的系统中, 功率 MOS 管在结温为 125°C 下的导通损耗可表示为 (14)

$$P_{cond} = I_{in_RMS}^2 \cdot R_{ds on_125^{\circ}C} \quad (14)$$

对于 300W 系统设计，选择 SPP20N60C3 作为功率开关管，则

$$P_{cond} = I_{in} \cdot R_{ds on, 125^\circ C}^2 = 3.03 \cdot 3.03 \cdot 0.35 = 3.2(W)$$

其中 $R_{ds(on, 125^\circ C)}$ 是 SPP20N60C3 在 $125^\circ C$ 下的导通电阻，为 0.35Ω 。

B:开关损耗:可以用 (15) 式计算

$$P_{SW} = \frac{1}{2} f_{SW} V_{o} I_{in_pk}(\max) (tr+tf)$$

$$P_{SW} = \frac{1}{2} f_{SW} V_{o} I_{in_pk}(\max) (tr+tf) = 65 \times 390 \times 5.47 \times (5 + 4.5) / 1000000 / 2 = 0.66(W) \quad (15)$$

SPP20N60C3 的 $tr=5nS, tf=4.5nS, C_{COSS}=780pF$

C:容性损耗:可以用 (16) 式计算

$$P_{CAP} = \frac{1}{2} C_{COSS} V^2 f_{SW}$$

$$= \frac{1}{2} \times 780 \times 10^{-12} \times 390^2 \times 65 \times 10^3 = 3.86(W) \quad (16)$$

本例选择 MOS 管为英飞凌的 SPP20N60C3, MOS 总的损耗为 $P_{TOTAL} = P_{COND} + P_{SW} + P_{CAP} = 3.2 + 0.66 + 3.86 = 7.72(W)$ 。

升压二极管

由于反向恢复特性, 升压二极管 D1 对系统的性能影响很大。因此, 有必要使用具有非常低的 t_r 和 Q_{rr} 的超快二极管来减少开关损耗。成本允许的情况下, 可以使用碳化硅 (SiC) 二极管, 碳化硅二极管卓越的性能, 几乎没有反向恢复行为。SiC 肖特基二极管可以忽略其开关损耗, 导通损耗如(17)式

$$P_D = V_F \cdot I_F$$

$$= 2 \times 0.77 = 1.54(W) \quad (17)$$

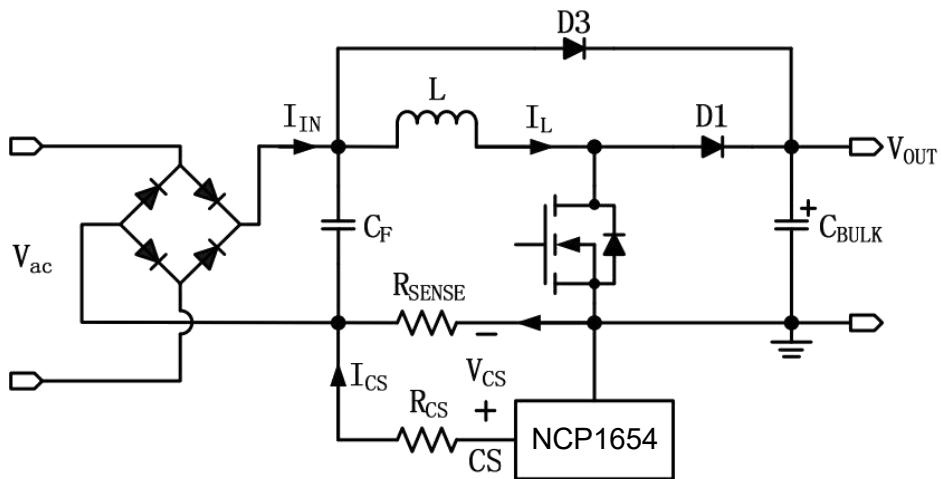


图 4 D3 浪涌电流旁路二极管

SiC 升压二极管通常具有较差的浪涌电流处理能力。因此, 使用旁路二极管是必需的, 例如图 4 中的二极管 D3。

图 4 中的 D3 可以选择型号为 1N5408 的二极管。

本例选择升压二极管 D1 为英飞凌的 IDH04S60C $VR_{RM}=600V, IF=4A, Q_{RR}=0, VF=2V(150^{\circ}C)$ 桥堆, MOS 管, 二极管, 均需要散热片散热。

BOOST 输出电容

大电容必须满足两个要求，即输出 2 倍线频率纹波和保持时间。

(1) 输出 2 倍线频率纹波限制

PFC 固有的总是呈现 $2*f_L$ 的纹波。纹波电压的幅度取决于输出电流和电容的容量，如 (18) 式

$$C_{bulk} \geq \frac{I_o}{2\pi \cdot f_L \cdot V_{bulk_ripple}} \quad (18)$$

其中， I_o 是 PFC 输出电流， V_{bulk_ripple} 是输出电压纹波（峰峰值），而 f_L 是交流电源频率。

请注意，在 NCP1654 中，过压保护 (OVP) 为 105% 调节水平，误差范围从 103% 到 107%。此功能设计仅在负载或线电压变化期间工作。在恒定负载和稳定状态下，不应触发此功能，否则 THD 将恶化。为了避免 OVP 在正常工作时被触发，大电容上的电压纹波应低于 $\pm 3\%$ ($V_{bulk_ripple_max} = 6\% V_{out}$)。在这个要求下， V_{bulk} 电容应满足

$$C_{bulk} > \frac{300}{2 \times 3.14 \times 50 \times 390^2 \times 6\%} = 105(\mu F)$$

(2) 保持时间

在 PFC 阶段之后，通常会有一个 PWM 级为终端用户提供隔离的 DC 输出。在一些应用中，尤其是计算机，具有保持时间要求。这意味着即使交流输入电压在很短的时间内变为零，PWM 级也能够提供隔离的输出，此保持时间的通用规范是 20ms。如果将 PWM 级的最小输入电压定义为 250VDC，那么 V_{bulk} 大电容的容值应当为 (19) 式

$$C_{bulk} \geq \frac{2 \cdot P_o \cdot t_{holdup}}{V_{bulk}^2 - V_{bulk_min}^2} \\ = \frac{2 \times 300 \times 20}{390^2 - 250^2} = 134(\mu F) \quad (19)$$

综合 (1) (2)，考虑到电容的容差选择 180uF/450V 的电容作为输出电容

另外，在选择电解电容时还要考虑其要具有极低的 ESR，以便使其可以承受足够电流，从而不会过热。具体计算流过电解电容电流如下：

$$V_{O_RIPPLE(PP)} \leq 0.06V_o = 0.06 \times 390 = 23.4V$$

纹波电压的计算如 (20) 式

$$V_{O_RIPPLE(PP)} = \frac{I_o}{2\pi \cdot (2f(min)) \cdot C_0} \\ = 0.77 / (2\pi \times 2 \times 47 \times 180) = 7.25V \quad (20)$$

流过电容的 2 倍输入线频率的电流的有效值为 (21) 式

$$I_{CO_2FLINE} = I_O / \sqrt{2}$$

$$= 0.77 / \sqrt{2} = 0.55(A) \quad (21)$$

流过电容的高频的电流的有效值为 (22) 式

$$I_{CO_HF} = I_O \sqrt{\left(\frac{16V_O}{3\pi V_{in_rectified}}\right) - 1.5}$$

$$= 0.77 \times \sqrt{\left(\frac{16 \times 390}{3\pi \times 85 \times \sqrt{2}}\right) - 1.5} = 1.54(A) \quad (22)$$

流过输出电解电容的总的电流 (有效值) 为 (23) 式

$$I_{CO_RMS(TOTAL)} = \sqrt{I_{CO_2LINE}^2 + I_{CO_HF}^2}$$

$$= \sqrt{0.55^2 + 1.54^2} = 1.63(A) \quad (23)$$

因此选择输出电解电容时要保证实际工作的最恶劣条件下流过电容电流的要大于 1.63A。

BO 检测

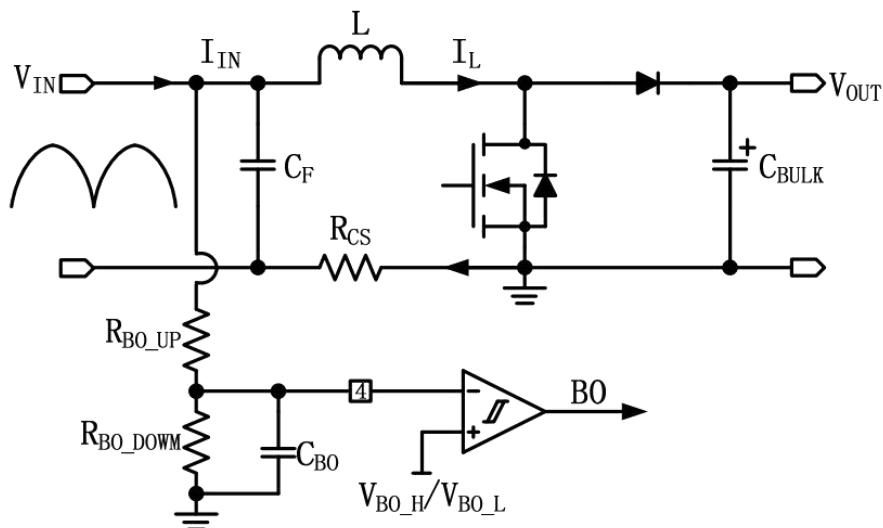


图 5 NCP1654 电流检测网络

NCP1654 监测输入电压 V_{in} ，即是整流的交流正弦波，用于欠压、过功率限制 (OPL) 和 PFC 占空比调制。通过调整 BO 脚的分压电阻的值，可以调整系统的欠压保护。 C_{BO} 与 R_{BO_DOWN} 一起形成低通滤波，以获得输入信号的平均值。应以 5 倍 V_{in} 周期来设定时间常数，以使 V_{BO} 基本恒定并与平均输入电压成比例，如 (24) 式

$$V_{BO} = \frac{R_{BO_down}}{R_{BO_down} + R_{BO_up}} \cdot V_{in_pk} \quad (24)$$

NCP1654 在 V_{BO} 超过 1.3 V 时开始工作，并保持工作直到 V_{BO} 降至 0.7V 以下。600mV 的迟滞可防止系统振荡。如图 5 所示，在器件工作之前， V_{in} 保持在输入交流线电压正弦波 V_{ac} 的峰值，即 $\sqrt{2}V_{ac}$ ，那么此时 V_{BO} 为

(25) 式

$$V_{BO} = \frac{R_{BO_down}}{R_{BO_down} + R_{BO_up}} \cdot V_{in_pk} = \frac{R_{BO_down}}{R_{BO_down} + R_{BO_up}} \cdot \sqrt{2}V_{ac} \quad (25)$$

系统工作后， V_{in} 为整流正弦波输入电压，其平均值变为 $\frac{2\sqrt{2}}{\pi}V_{ac}$ ，则 V_{BO} 为 (26) 式

$$V_{BO} = \frac{R_{BO_down}}{R_{BO_down} + R_{BO_up}} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi}V_{ac} \quad (26)$$

首先，选择 R_{BO_down} 。 R_{BO_down} 应该具有较高的阻抗，以限制流过 R_{BO_down} 的电流和 R_{BO_down} 的相关的损耗。但是请注意，考虑到欠压比较器的偏置电流（最大值为 0.5μA），建议在低线电压时，将流经 R_{BO_up} 和 R_{BO_down} 的电流设置为大于或等于 5μA。在此应用中，我们对 R_{BO_down} 使用 82.5K，这样偏置电流为

$$\frac{0.7}{82.5} = 8.5\mu A$$

其次，根据 V_{ac_on} 选择 R_{BO_up} ，这是启动 PFC 的最小交流输入电压，它来自 (等式 25)，即 (27) 式

$$R_{BO_up} = \frac{\sqrt{2}V_{ac_on} - V_{BO_H}}{V_{BO_H}} \cdot R_{BO_down} \quad (27)$$

在此应用中，交流输入 75V 作为 V_{ac_on} ，因此

$$R_{BO_up} = \frac{\sqrt{2}V_{ac_on} - V_{BO_H}}{V_{BO_H}} \cdot R_{BO_down} = \frac{\sqrt{2} \times 75 - 1.3}{1.3} \times 82.5 \approx 6.65(M\Omega)$$

这里，出于安全考虑，我们使用两颗 3.3M 的电阻串联作为 R_{BO_up} 。

第三，选择 CBO 使时间常数大约在输入交流电压的 5 倍，即 (28) 式

$$C_{BO} = \frac{5 \cdot T_{V_{in}}}{R_{BO_down}} \quad (28)$$

对于 50Hz 的交流输入电压，整流之后 $T_{V_{in}}$ 即为 10mS，因此

$$C_{BO} = \frac{5 \times 10}{82.5} = 0.6(\mu F)$$

最后，检查 V_{ac_off} ，即 AC 输入电压的 PFC 掉电阈值。由于 V_{BO} 上的纹波电压， V_{BO} 的最小值约为 (29) 式

$$V_{BO} = K_{BO} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi}V_{ac} \cdot \left(1 - \frac{f_{BO}}{3 \cdot f_{V_{ac}}}\right) \quad (29)$$

其中：

K_{BO} 为 BO 网络的衰减因子，即 (30) 式

$$K_{BO} = \frac{R_{BO_down}}{R_{BO_up} + R_{BO_down}} = \frac{82.5}{82.5 + 6600} = 0.0123 \quad (30)$$

f_{BO} 是 BO 滤波器的转折频率，即 (31) 式

$$f_{BO} = \frac{R_{BO_down} + R_{BO_up}}{2\pi R_{BO_down} R_{BO_up} C_{BO}} = 4.2 \text{Hz} \quad (31)$$

f_{ac} 是输入交流电压的频率 50 或 60Hz。

当由 (29) 所得到的 V_{BO} 电压等于 V_{BO_L} 时，芯片的输入欠压保护功能被触发，系统将停止工作。BO 比较器的欠压比较低阈值电压 V_{BO_L} 可通过 (32) 计算

$$V_{BO_L} = K_{BO} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{ac_off} \cdot \left(1 - \frac{f_{BO}}{3 \cdot f_{V_{ac}}}\right) \quad (32)$$

因此，我们可以得到 (33) 式

$$\begin{aligned} V_{ac_off} &= \frac{V_{BO_L}}{K_{BO} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \left(1 - \frac{f_{BO}}{3 \cdot f_{V_{ac}}}\right)} \\ &= \frac{0.7}{0.0123 \times \frac{2\sqrt{2}}{3.14} \times \left(1 - \frac{4.2}{3 \times 50}\right)} = 65.0(V) \end{aligned} \quad (33)$$

本例选择 $C_{BO}=0.47$ (uF) , $B_{O_DOWN}=82.5$ (K) , $C_{BO_UP}=C_{BO_UP1}+C_{BO_UP2}=3.3M+3.3M$ 交流 75VAC 开机，65VAC 关机。

电流检测网络

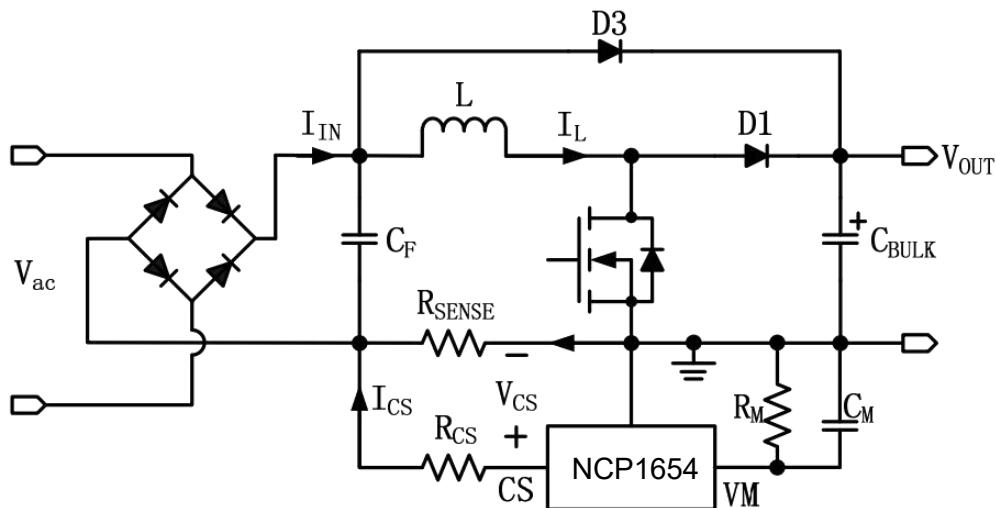


图 6 NCP1654 电流检测网络

电流检测电路包括 (图 6) : 电流检测电阻 R_{SENSE} ; 设置电流限制阈值的电阻 R_{CS} ; 用于调节 PFC 级功率能力的电阻 R_M ; 电容器 C_M , CS 引脚流出电流 I_{CS} , 即与电感电流成正比。 C_M 用来滤除电感电流纹波, 致使 I_{CS} 实际上与输入电流成比例, 并使 PFC 级以平均电流模式工作。

(1) R_{SENSE}

实际上对于 R_{SENSE} 的选择我们需考虑自身功耗和对整机的效率影响。当你选择了 R_{SENSE} 电阻时, 必须选择第二个电阻 R_{CS} 来调整过流阈值。电流检测电阻器的这种灵活性大大减少了损耗。事实上, 与具有传统恒定 1V 过电流的电路阈值相比, 可以轻松提高 PFC 级的效率, 在通常的 PFC 应用效率可提高近 1%。如果忽略纹波电流, 则可以通过 (34) 式估算最大 R_{SENSE} 损耗:

$$P_{R_{SENSE_max}} = R_{SENSE} \cdot \left(\frac{P_{o_max}}{\eta \cdot V_{ac_min}} \right)^2 \quad (34)$$

根据经验, 所选择的 R_{SENSE} 大小其耗散不超过最大 P_{out} 的 0.5%, 通过 (35) 式这个标准, 则有:

$$R_{SENSE} \leq 0.5\% \cdot \frac{(\eta \cdot V_{ac_min})^2}{P_{o_max}} \quad (35)$$

对于此 300W 应用

$$R_{SENSE} \leq 0.5\% \cdot \frac{(\eta \cdot V_{ac_min})^2}{P_{o_max}} = 0.5\% \times \frac{(0.92 \times 85)^2}{300} = 102(m\Omega)$$

因此, 我们可以选择 0.1R 的电阻作为 R_{SENSE} 电阻, 其功耗大约 1.47W。

考虑到散热, 本例选择 0.1Ω/5W 无感线绕电阻。

(2) R_{CS}

可通过等式 (36) 来计算 R_{CS}

$$R_{CS} = \frac{R_{SENSE} \cdot I_{L_pk}}{I_{S_OCP}} \quad (36)$$

其中, I_{S_OCP} 为 NCP1654 内部过流保护阈值电流, 典型值为 $200 \mu A$, 为了留有一定的裕量, 这里我们取 $185 \mu A$ 作为过流保护点, 则

$$R_{CS} = \frac{0.1 \times 6.425}{185} \approx 3.48(K\Omega)$$

本例选择 $3.6K\Omega$ 电阻余量更大。

(3) R_M 和 C_M

R_M 和 C_M 为 NCP1654 VM 脚的外接元器件, 该引脚为芯片内部乘除、法器的输出, 它与外部 R_M 、 C_M 的组合信号再与内部的斜波信号调制, 产生一正弦调制的斜波信号 (可以看作在输入正弦电流上叠加了一斜波信号), 该调制信号与内部 $2.5V$ 基准进行比较来控制占空比, 达到控制输出功率的目的。图 7 说明了其工作原理。如果 VM 外部电容器 C_M 连接到该引脚, 则该系统以平均电流模式工作。否则, 它将以峰值电流模式工作。可使用等式 (37) 来确定 R_M , 即

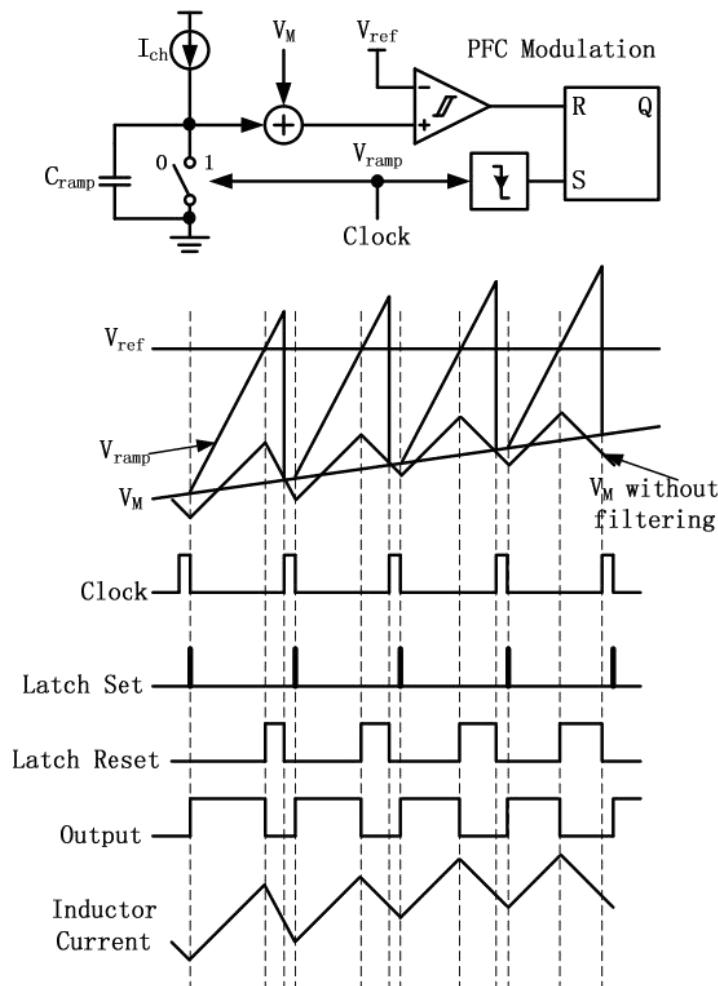


图 7 占空比调制和时序图

$$R_M = 70\% \cdot \eta \frac{2\pi R_{CS} \cdot \Delta V_{CONTROL} \cdot V_{REF}}{\sqrt{2} R_{SENSE} \cdot K_{BO} \cdot V_{O_min} \cdot P_{O_max}} \cdot V_{ac_min} \quad (37)$$

其中：

70%是考虑到 IM 离散性；

$\Delta V_{CONTROL}$ 是 $V_{CONTROL}$ 的工作范围(3V)；

V_{REF} 是内部参考电压 (2.5 V)；

V_{ac_min} 是输入交流最低电压的有效值；

$$K_{BO} = \frac{R_{BO_down}}{R_{BO_up} + R_{BO_down}};$$

K_{BO} 是衰减因子，由 BO 脚上下分压电阻决定，

V_{O_min} 是满载条件下对应于 V_{ac_min} 的输出电压。在一般情况下， V_{O_min} 是目标调节输出电压，通常为 390V； P_{O_max} 为系统最大输出功率。

$$R_M = 70\% \times \frac{0.92 \times 2\pi \times 3.6 \times 3 \times 2.5}{\sqrt{2} \times 0.1 \times \frac{82.5}{6.6 \times 10^3 + 82.5} \times 390 \times 300} \times 85 = 45.6(K\Omega)$$

R_M 本例实际选择 47KΩ 电阻。

为了正确过滤 I_{CS} ，时间常数 ($R_M \cdot C_M$) 应取开关周期的 5 倍范围内，即 $5 \times (1/f_{SW})$ 。这个时间常数足够大滤除开关纹波并使其足够低，以免干扰低频成分，即 100 或 120 Hz 整流的正弦曲线。在此应用中，NCP1654 的工作频率为 65KHz，其工作周期为 15.4μS，因此，时间常数 ($R_M \cdot C_M$) 应在 77μS 以内。

$$C_M = \frac{5 / f_{SW}}{R_M} = \frac{5 / 65000}{47000} = 1.6(nF) \quad (38)$$

本例 C_M 选择 1nF。

本例最终选择 $R_M=47K\Omega$, $C_M=1nF$, $R_{CS}=3.6K\Omega$, $R_{SENSE}=0.1\Omega/5W$ 无感线绕电阻。

输出电压反馈设置

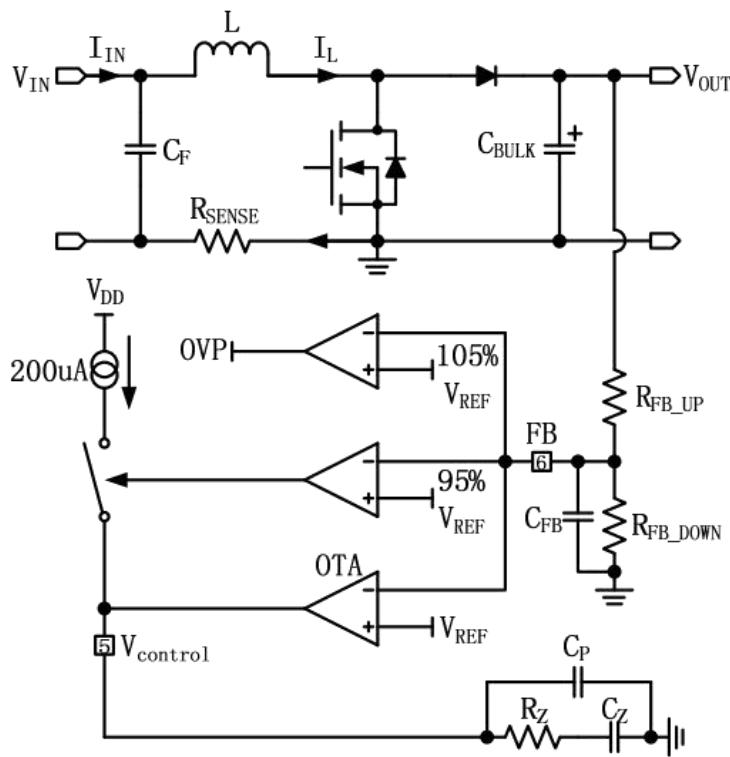


图 8 输出电压反馈及补偿网络

输出电压调整及补偿网络见图 8, 通过分压电阻将输出电压信号采样送入芯片的 FB 脚, 进行内部调整再将反馈量转换为占空比变化的 PWM 信号, 控制高压开关以稳定输出电压。

首先, 选择较低电阻 R_{FB_DOWN} 的值。选择 R_{FB_DOWN} 时, 需要在抗干扰和损耗之间权衡。在本应用中, 我们选择 23.2K 作为 R_{FB_DOWN} , 这样产生 108 μ A 的反馈电流和 42mW 的损耗。上电阻 R_{FB_UP} 的值由下式给出

$$R_{FB_UP} = \frac{V_O - V_{REF}}{V_{REF}} \cdot R_{FB_DOWN} \quad (39)$$

其中: V_O 为输出需要设定的电压, 例如 390V; V_{REF} 为 NCP1654 内部基准电压 2.5V。

$$R_{FB_UP} = \frac{V_O - V_{REF}}{V_{REF}} \cdot R_{FB_DOWN} = \frac{390 - 2.5}{2.5} \times 23.2 = 3.596(M\Omega)$$

本例为安全考虑, 我们选择 $R_{FB_UP} = R_{FB_UP1} + R_{FB_UP2} = 1.8M + 1.8M$

连接到 $V_{control}$ 引脚的 C_P , C_Z 和 R_Z 充当 Type-2 补偿环路来设置调节带宽。为了有效过滤 100 或 120 Hz 的纹波, 建议将带宽设置为 20Hz 以下。如果 $C_Z \gg C_P$, 则 V_O 至 $V_{control}$ 的传递函数

$$\frac{V_{control}}{V_O} = \frac{R_{FB_DOWN} \cdot G_{EA} R_Z}{R_{FB_DOWN} + R_{FB_UP}} = \frac{1 + sR_Z C_Z}{sR_Z C_Z (1 + sR_Z C_P)} \quad (40)$$

其中：

G_{EA} 是误差放大器的增益。此补偿提供一个极点，一个低频零点。

$$f_z = \frac{1}{2\pi \cdot R_z \cdot C_z} \quad (41)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot R_p \cdot C_p} \quad (42)$$

在本例中，不但要保证系统稳定性，而且要保证系统的更低的 THD，所以选择一个更低的高频极点，最终本例选择参数为 $C_p=0.22\mu F$, $C_z=2.2\mu F$, 并且 $R_z=12K$ 。

参考原理图

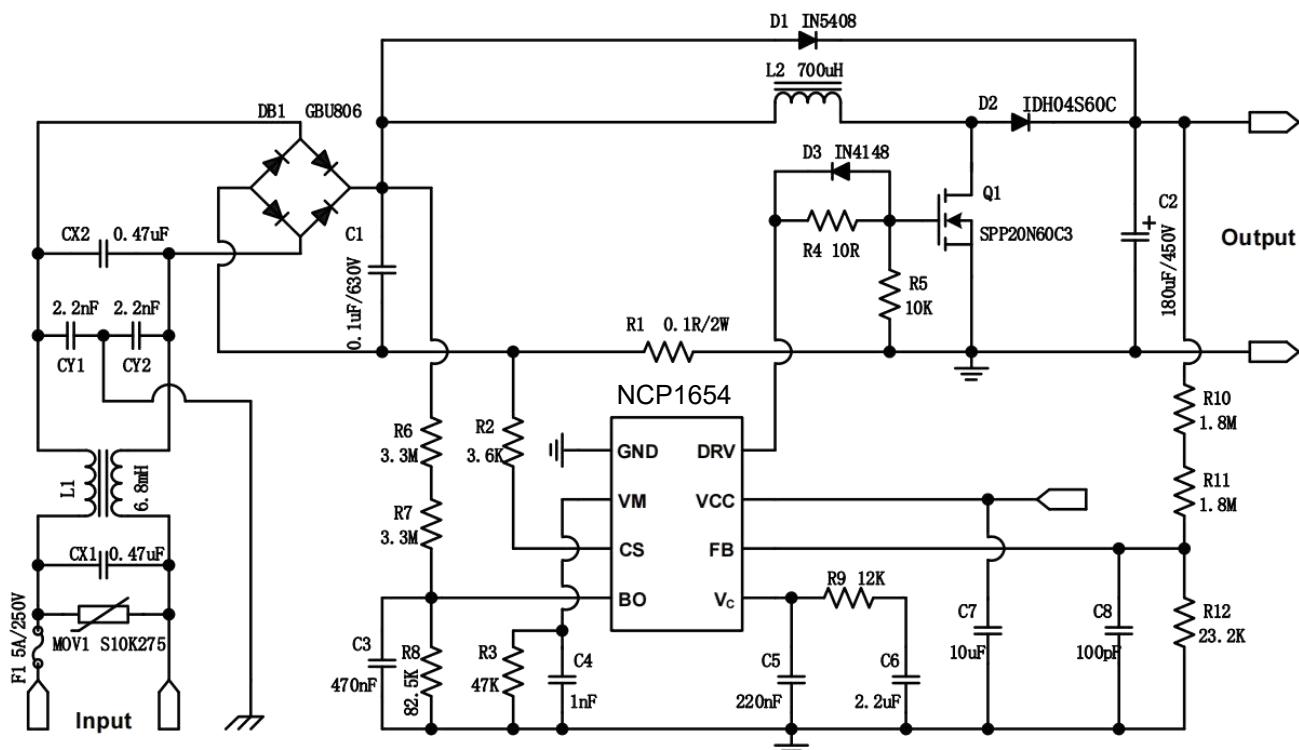
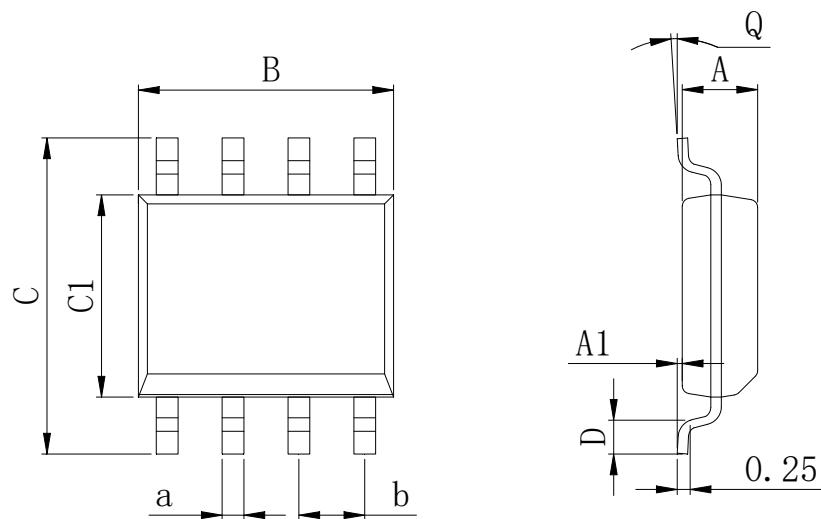


图 9 NCP1654_300W PFC 参考电路

封装外形尺寸

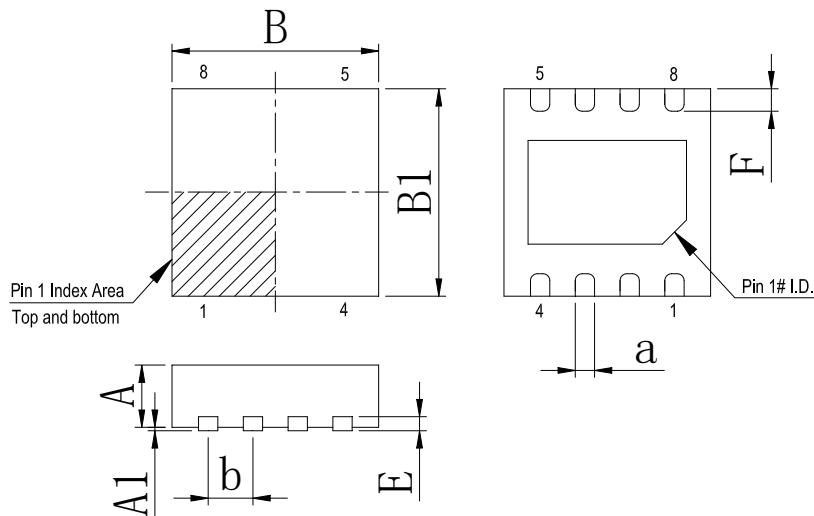
SOP-8 (150mil)



Dimensions In Millimeters(SOP-8)

Symbol:	A	A1	B	C	C1	D	Q	a	b
Min:	1.35	0.05	4.90	5.80	3.80	0.40	0°	0.35	1.27 BSC
Max:	1.55	0.20	5.10	6.20	4.00	0.80	8°	0.45	

DFN-8 3*3



Dimensions In Millimeters(DFN-8 3*3)

Symbol:	A	A1	B	B1	E	F	a	b
Min:	0.85	0.00	2.90	2.90	0.20	0.30	0.20	0.65 BSC
Max:	0.95	0.05	3.10	3.10	0.25	0.50	0.34	

修订历史

版本编号	日期	修改内容	页码
V1.0	2014-7	新修订	1-30
V1.1	2024-12	更新产品型号后缀和打印名称	1-30

重要声明：

华冠半导体保留未经通知更改所提供的产品和服务。客户在订货前应获取最新的相关信息，并核实这些信息是否最新且完整的。华冠半导体对篡改过的文件不承担任何责任或义务。

客户在使用华冠半导体产品进行系统设计和整机制造时有责任遵守安全标准并采取安全措施。您将自行承担以下全部责任：针对您的应用选择合适的华冠半导体产品；设计、验证并测试您的应用；确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保或其他要求。以避免潜在风险可能导致人身伤害或财产损失情况的发生。

华冠半导体产品未获得生命支持、军事、航空航天等领域应用之许可，华冠半导体将不承担产品在这些领域应用造成的后果。因使用方超出该产品适用领域使用所产生的一切问题和责任、损失由使用方自行承担，与华冠半导体无关，使用方不得以本协议条款向华冠半导体主张任何赔偿责任。

华冠半导体所生产半导体产品的性能提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做出任何明示或暗示的担保，测试和其他质量控制技术的使用只限于华冠半导体的质量保证范围内。每个器件并非所有参数均需要检测。

华冠半导体的文档资料，授权您仅可将这些资源用于研发本资料所述的产品的应用。您无权使用任何其他华冠半导体知识产权或任何第三方知识产权。严禁对这些资源进行其他复制或展示，您应全额赔偿因在这些资源的使用中对华冠半导体及其代理造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，华冠半导体对此概不负责。