

高效率交直流开关电源转换器

特点

- 原边反馈, 可省光耦和 TL431
- 高精度恒压/恒流输出
- 采用 PFM 和准谐振 QR 模式, 满足 6 级能效
- 优异的输出纹波特性, 无音频噪声
- 优异的容性负载起机特性
- 内置抖频功能以改善 EMI 性能
- 内置 750V 高压功率开关
- 外部可调的输出线损补偿
- 内置输入线电压补偿
- 智能保护功能:
 - ◊ 逐周期峰值电流限制
 - ◊ VCC 过压/欠压保护(OVP/UVLO)
 - ◊ 过温保护(OTP)
 - ◊ 开环保护
 - ◊ 输出短路保护

概述

FT8395 是一款原边反馈控制芯片, 用于高性能的恒压恒流的充电器、适配器电源。原边反馈的拓扑结构简化了电路设计, 可省略光耦和 TL431, 降低了物料成本。芯片工作在准谐振(QR)和自适应的 PFM 模式, 使得系统满足 6 级能效标准, 通过芯片内部的抖频技术, 使得 EMI 处理更加简单。

FT8395 提供了非常多的保护功能, 比如逐周期的峰值电流限制和恒流控制保证了在重载下的过流保护, 过温保护, 过压保护, FB 引脚输入欠压锁定, 使得系统在发生异常时能快速关断, 当异常状况解除后能及时重启。

通过使用FT8395, 充电器及适配器电源能够用很少的外围器件和最低的成本实现恒压和恒流的功能。

典型应用

- 手机, 平板电脑, 带电池的家用电器等充电器 /USB 排插电源
- 路由器, 机顶盒, 交换机, PoE 电源等适配器电源
- 对待机功耗要求严格的待机电源

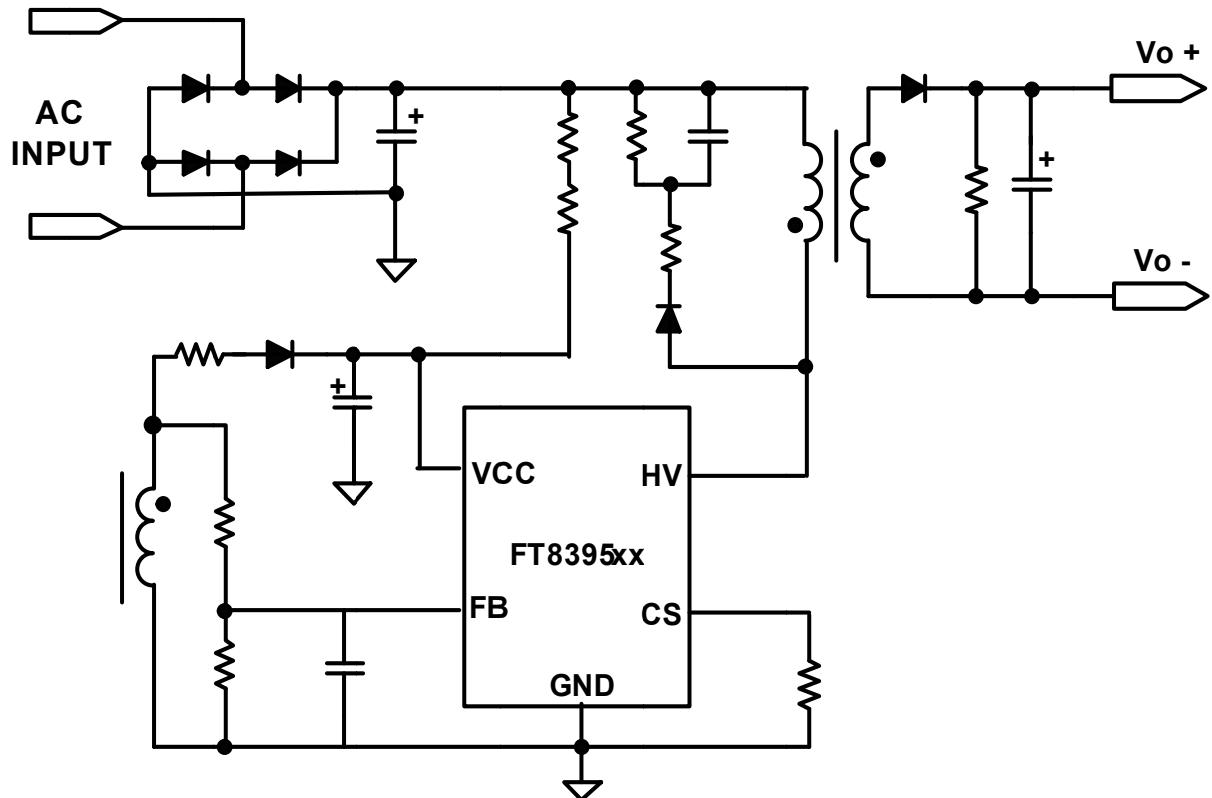
典型应用电路

图 1. FT8395xx (内置高压管)典型应用电路

极限参数

参数	范围
VCC耐压	-0.3V至+30V
FB耐压	-0.3V至+18V
CS耐压	-0.3V至+7V
HV耐压	-0.3V至+750V
结工作温度范围(T _j)	-40°C至+150°C
存储温度范围(T _{stg})	-55°C至+150°C
推荐的工作环境温度范围(T _a)	-20°C至+85°C
管脚焊接温度(10秒)	260°C
PN结至环境的热阻(θ_{JA}) SOP8	150°C/W
PN结至壳的热阻(θ_{JC}) SOP8	36°C/W
HBM ESD Protection	4000V
CDM ESD Protection	1000V

注意: 超出极限参数可能会对器件造成永久性损坏, 且不可修复。在超出推荐的工作条件和应力情况下, 器件可能无法正常工作, 如过度暴露在高于推荐的最大工作条件, 可能会影响芯片可靠性和寿命, 因此, 正常应用时, 请使用推荐的工作条件。

*Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

注意: PN 结至环境的热阻(θ_{JA})与焊料/PCB 材质/铺铜面积/铜厚等有关, 表值仅供参考;

管脚定义及典型功率

脚位图		管脚号	管脚名称	管脚描述
HV	HV	1	VCC	芯片电源脚
8	7	2	GND	芯片地
HV	HV	3	FB	反馈电压输入端
6	5	4	CS	电流采样端
FT8395KB2		5/6/7/8	HV	内置高压功率开关
①②③④⑤⑥				
1	2	3	4	
VCC	GND	FB	CS	
产品	封装	典型功率(90~264Vac)		
FT8395KB2	SOP8	18W		

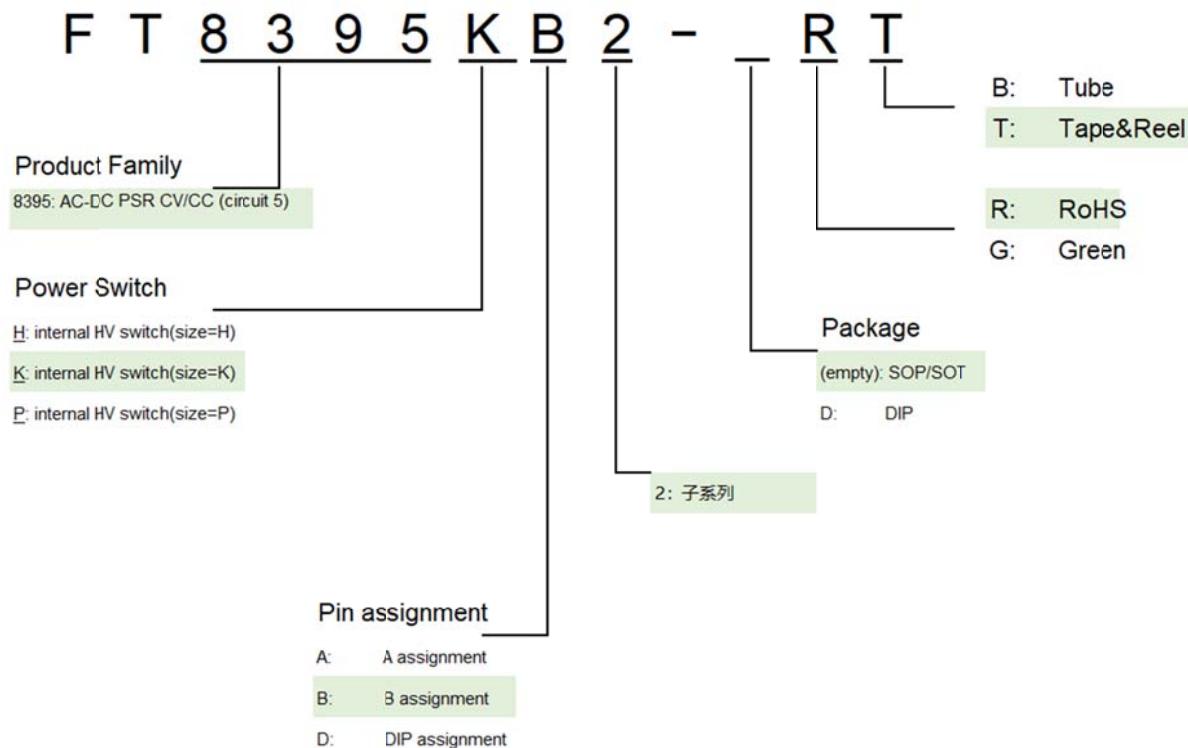
注: 最大的应用功率, 与整机效率、PCB 和外壳的散热处理能力有关, 高效率和良好充分的散热可提高应用功率。以上数据测试条件为装壳, 置于 45 度环境内, 仅供参考, 用户应以实际环境和板壳测试决定。

丝印信息:

第 1 行: 产品名称(见上图);

第 2 行: ①②③④⑤⑥: 内部追溯码(生产周期/批次信息等)

订货信息



典型功率(90~264Vac)	订购代码	封装形式	丝印(第1行)	包装形式
18W	FT8395KB2-RT	SOP8	FT8395KB2	编带
	FT8395KB2-RB			管装

内部框图

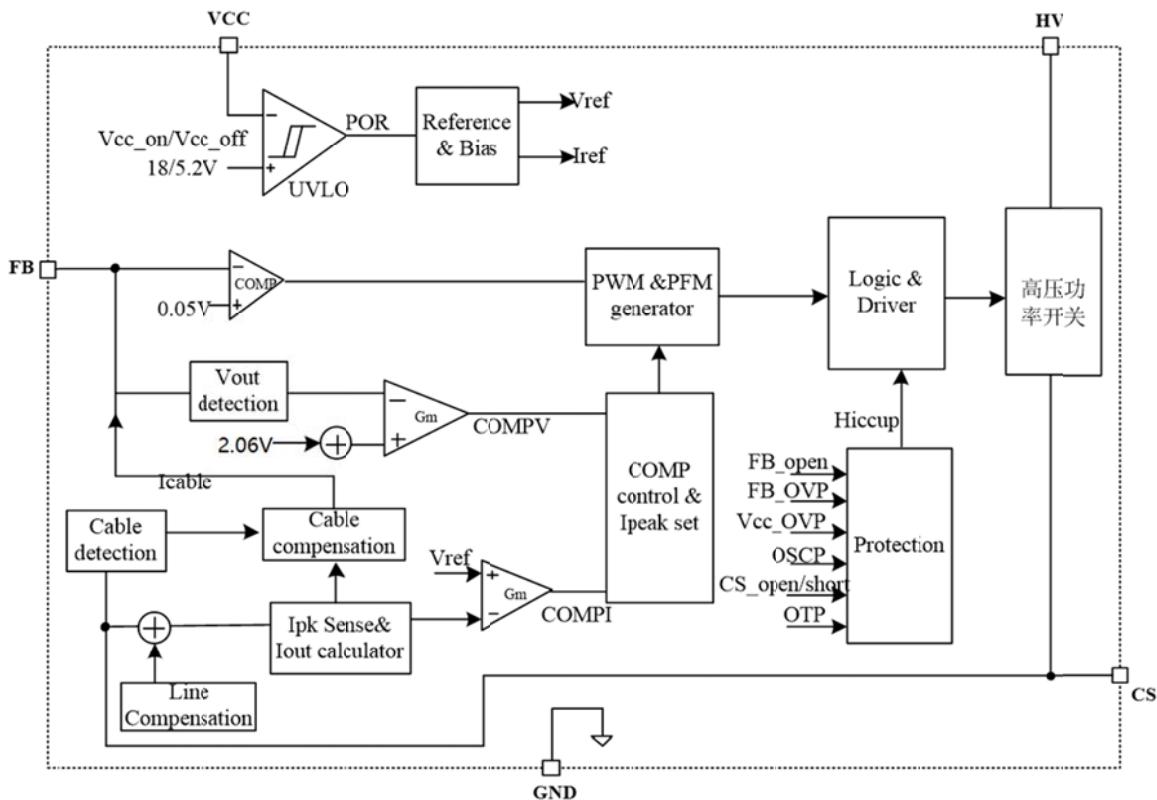


图 3: FT8395xx 内部框图

电气特性

表 5 电气特性表 (条件:Ta=25°C, Vcc=12V, 除非另有说明)

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位
电流检测 CS					
最大 CS 检测阈值电压	Vcs_max		1.35		V
最小 CS 检测阈值电压	Vcs_min		400		mV
内部恒流反馈参考电压	Kcc		550		mV
前沿消隐时间	Tleb		450		ns
电压反馈 FB					
FB 反馈基准电压	VFB	2.04	2.06	2.08	V
输出过压保护阈值电压	Vfb,ovp	2.620	2.675	2.730	V
输出欠压保护阈值电压	Vfb,uvp		1.15		V
VCC 供电					
VCC 启动电压	Vcc_on	14	15.5	17	V
VCC 欠压保护电压	Vcc_off	4.8	5.2	5.6	V
VCC 启动电流	Istart_up		3	5	uA
VCC 工作电流	Iop		0.7	0.8	mA
保护部分					
FB 开环保护	lfb_open	50	70	90	uA
VCC 过压保护	Vcc_OVP	25	26	27	V
过温保护温度	T OTP		150		°C
过温保护回差	Totp_hys		10		°C
补偿部分					
输入线电压补偿	k1		155		mV
输出线损补偿电流(FB 脚)		18	19	20	uA
驱动部分					
驱动电压	Vdrv		7		V
最大驱动 Source 电流	IsOURCE,MAX		20		mA
最大驱动 SINK 电流	IsINK,MAX		300		mA
最大关断时间	tOFF,MAX		3.3		ms
最大开关频率	fMAX	85	100	115	kHz
功率管部分					
功率管耐压 (VGS=0V, ID=250uA)	BV	750	800		V
关态漏电流 (VGS=0V, VDS=700V)	loff			10	uA
最大连续电流(DC)	Idc		3		A
最大脉冲电流(PULSE)	Ipulse		6		A
推荐的最大 CS 电流	Ics_max		1.1		A
导通内阻 (Id=1.1A时)	Ron		1.2		Ω

功能描述

恒压控制

原边反馈的控制方法可以在无需副边电压与电流检测的情况下实现精确的恒压/恒流控制。图 3/4 是 FT8395 的典型应用线路。图 5 是芯片 FT8395 内部框图, 图 6 是一些主要的波形。副边输出状态是在功率开关关断时从原边的辅助绕组得到的。使用一种独特的采样方法来复制输出绕组电压(V_s)和副边二极管的放电时间(T_{dis})。采样后的电压与内部精准的参考电压(V_{FB})比较后再通过调制误差放大器的输出来确定开关管的关断时间。这种简易的方法可实现精确的输出电压调节。

恒流控制

如图 6 所示, 输出电流 I_o 在临界模式(BCM)的反激拓扑中可以通过方程(1) 来表达。

$$I_o = \frac{N_{ps} \times K_{cc}}{2 \times R_{cs}} \quad (1)$$

其中:

N_{ps} 是原边与副边线圈匝数比;

K_{cc} 是 IC 内部设定的恒流常数;

R_{cs} 是电流检测电阻的阻值, 其值为 $R_{cs} = V_{cs_max} / I_{pkp_max}$ (V_{cs_max} 为 1.35V, I_{pkp_max} 为原边 I_{pk} 的最大值, 出现在 90Vac 波谷最大载附近)

所以, 输出电流 I_o 可以通过 N_{ps} 和 R_{cs} 来计算, 确定好 N_{ps} 和 R_{cs} 后, 原边反馈控制芯片就可以确定功率开关管的关断时间, 从而提供恒定的输出电流。

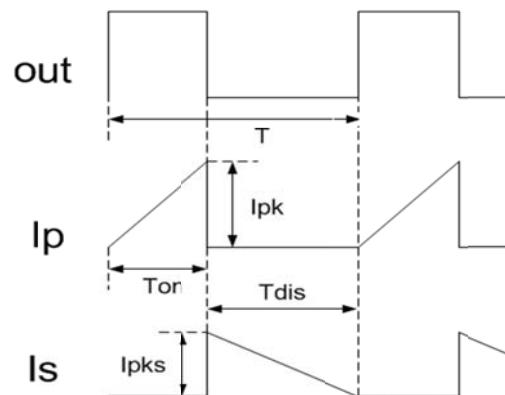
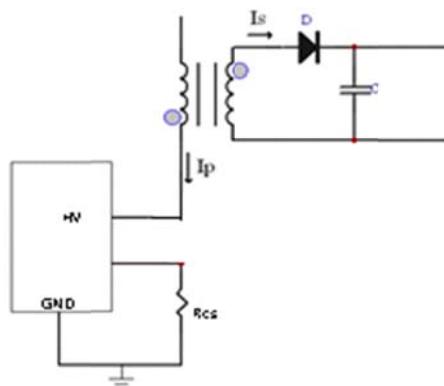


图 6. 主要波形

通过在 BCM 下良好的变压器设计, 原边反馈控制芯片能够实现精确而稳定的恒流输出特性。在接下来的篇章中, 有一个变压器的具体设计的介绍。

降频工作模式

原边反馈控制芯片在恒压工作模式下时, 工作频率最高限制在 100kHz 左右, 随着负载电流减小到 0 时, 频率降到最低 400Hz 左右。有了这种控制模式, 电源控制芯片能轻松满足最严格的功率转换效率的要求。同时为了改善输出瞬态相应特性, 在频率随负载电流减小的同时降低原边峰值电流, 避免空载时输出频率过低, 达到提高输出瞬态相应速度的目的。

频率抖动

这款原边反馈控制芯片集成了内部的抖频功能来提高 EMI 的性能。

输出电压电流特性

电池充电器一般会设计两种工作模式, 恒压充电与恒流充电。图 7 所示为基本的充电特性。当电池电压很低时, 充电器工作在恒流充电状态。这是电流充电的主要方式。当电池电压达到它的最终电压时, 电流便逐渐减小。充电器便进入恒压充电模式。最终, 充电电流逐渐减小直到零。

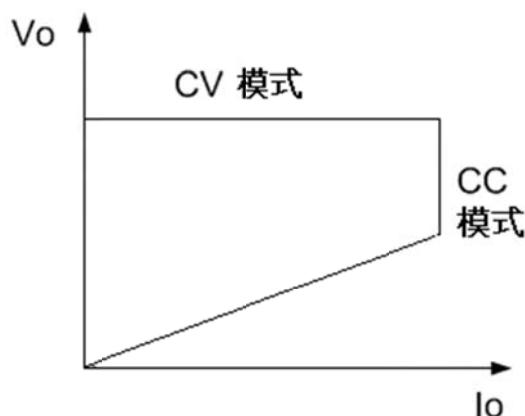


图 7. Vo-Io 曲线

启动电路

当电源启动时，如图 8 所示，输入电压 V_{bus} 通过启动电阻 $R1$ 对电容 $C1$ 进行充电。当电容的电压(V_{CC})达到芯片启动电压(V_{CC-ON})时，原边反馈控制芯片开始启动。

电源的启动延迟 T_{st} 可以通过下式来计算：

$$T_{st} = -R1 \times C1 \times \ln\left(1 - \frac{V_{CC-ON}}{\sqrt{2} \times V_{ac} - I_{st} \times R1}\right) \quad (2)$$

其中： V_{CC-ON} 是芯片启动电压；

I_{st} 是芯片启动电流。

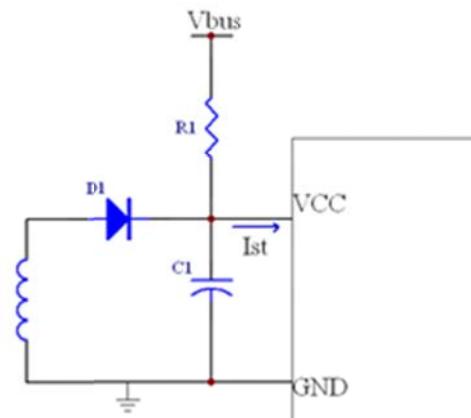


图 8. 启动电路

VCC 欠压锁定

如图 9 所示，在启动时， V_{CC} 电容必须通过启动电阻 $R1$ 充电至 V_{CC_on} 从而来启动控制芯片。在能量不能从辅助绕组中得到时， V_{CC} 电容将一直对控制芯片供电，直到辅助绕组开始对 V_{CC} 供应大于 V_{CC_off} 的电压。如果 V_{CC} 电压低于 V_{CC_off} ，芯片将进入 V_{CC} 欠压锁定状态，关闭芯片内部的一些电路，此时， V_{bus} 通过 $R1$ 给电容 $C1$ 充电，直到 V_{CC} 电压达到 V_{CC_on} ，芯片再次启动，打开所有的内部电路。这个欠压锁定的滞环将保证在启动时 V_{CC} 电容足够对控制芯片供电。

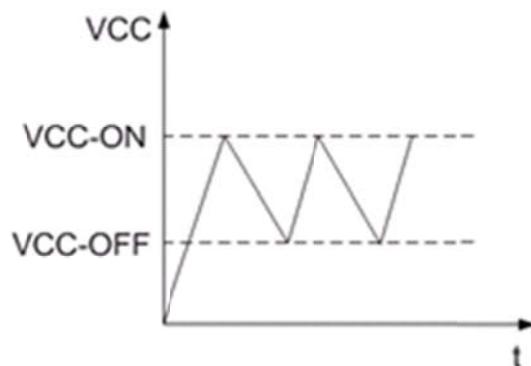


图 9. VCC 启动和关断电压

反馈开环/短路保护

如图 10 所示，正常工作时，输出电压反馈为辅助绕组的电压，辅助绕组通过 $R4$ 和 $R5$ 分压反馈到芯片的 FB 脚，芯片通过调节关断时间使 FB 脚电压一直稳定在 2.06V。

若电阻 $R4$ 开路或 $R5$ 短路或辅助绕组开路，没有信号输入到芯片的 FB 脚，则芯片会在启动后工作若干个周期，然后关闭功率开关管，直到芯片下一次启动。

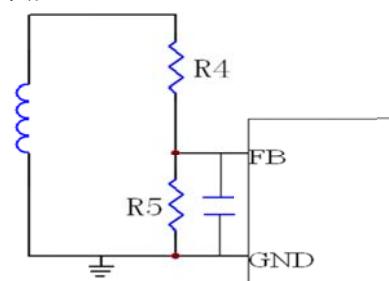


图 10. 芯片的 FB 脚工作电路

输入欠压保护

这款原边反馈控制芯片有一个内置的输入欠压保护功能。如图 11 所示,当功率开关管导通时,

$$I_{FB} \approx \frac{V_{bus} \times N_{aux}}{N_p \times R_4} \quad (3)$$

当输入电压 V_{bus} 下降时,从芯片的 FB 脚流出的电流 I_{FB} 也会下降,当 V_{bus} 下降到一定程度, I_{FB} 低于芯片内设定值 115uA(Typ.) 时,芯片的 gate 脚的输出就会立即关闭, VCC 的电压逐渐地下降到欠压锁定电压,然后进入 VCC 重启的过程。

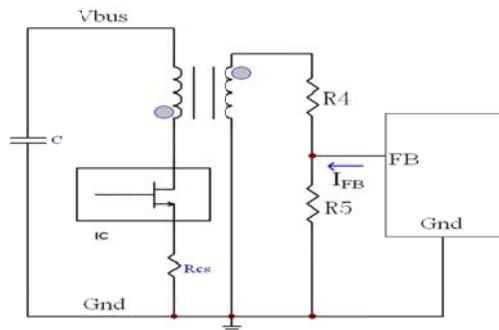


图 11. 输入低压保护

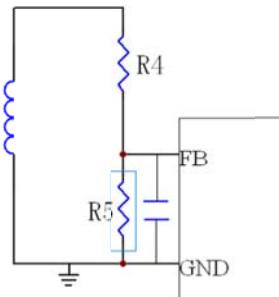


图 12 FB Cable 可调电路

下表为常用的几种线补比例推荐值:

R5 (kΩ)	线损补偿比例
2.2	1.5%
4.7	3.0%
9.1	6.0%

上表仅供参考,请以机子实测值为准;

举例,设计一款 5V/3A 的充电器,空载输出电压为 5.0V,满载时输出线压降为 0.15V,如希望在线端获得 5.0V 的电压,则需设置板端的满载电压为 5.15V, $K_{cab}=0.15/5=3\%$,根据上表,可选择 R5 为 4.7k 左右,再调节 R4,以获得合适的 V_{out} 电压;

输出线损补偿

输出线上的压降将会带来一定的电压线损,根据不同的输出线规格和长度,可通过调节 R_{fb_down} 电阻来获得适合的线端电压。

假设空载的板端输出电压为 V_{out0} ,满载的板端输出电压为 V_{out1} ,则线补比例为:

$$K_{cab} = \frac{V_{out1}-V_{out0}}{V_{out1}} \approx 0.65 * R_{fb_down} / 100$$

其中 R_{fb_down} : FB 下拉电阻(单位为 kΩ),即下图的 R5,注意: R5 取值必须在 2K~11K 之间,以避免一些风险;

LEB 时间

每一次 IC 内置功率开关管开通时,由吸收二极管 D5 的反向恢复和功率开关管的寄生电容所产生的尖峰将会反映在 CS 的检测的信号上。为了防止功率开关管的误动作。这款原边反馈控制芯片的检测将会在上升沿有一段时间空白 (LEB)。在这一空白的时间内,芯片关断输出。这款芯片的 LEB 时间约为 450ns。

过温保护

当芯片温度超过 150℃ 时,芯片触发过温保护功能,停止开关动作;当温度下降 10℃ 后,芯片将自动恢复工作;

PCB 设计注意事项

在设计 PCB 布局时，需考虑并遵循一些常见的事项，包括(并不限于)如下：

1. VCC 电容：

VCC 电容要尽量靠近 VCC 管脚和 GND 管脚，以得到更好的去耦效果；

VCC 供电二极管推荐使用快管(反向恢复时间 0.3~0.6uS 左右,如 RS1M)，以获得更优系统性能；

2. 地线：

a. 变压器辅助绕组的地线，尽量单独走线到母线高压电容的负端(不要和芯片的 GND 共线)，以得到更好的 EMC/ESD 性能；

b. 功率地线：CS 采样电阻的地线，尽量短而粗，并单独接到母线高压电容的负端；

c. Y 电容：如 Y 电容原边接地，尽量单独走线到母线高压电容的负端，以得到更好的 EMC/ESD 性能；

3. FB 引脚：

FB 的上下偏分压电阻尽量靠近芯片引脚，可以降低噪音耦合。

推荐 FB 脚并联 33pF 电容到地，可获得更好的输出稳定性,以实际变压器漏感调整..

4. 功率环路：

尽量减小功率环路的面积，如变压器原边绕组、功率管、母线高压电容等的环路面积，以及变压器次边绕组、续流管、输出电容等的环路面积，以减小 EMI 辐射；

如次边使用同步整流芯片，则整个次边的大电流回路，走线尽量短而粗，比如变压器次级 A 线到输出正端，输出负端到同步整流的 SOURCE 端，同步整流芯片的 DRAIN 端到变压器次边的 B 线，以减小损耗，提高效率。

5. 散热处理：

芯片功率开关管的 Drain 端、变压器管脚、次边续流管，是主要的热源，尽量加大铜箔面积并做镀锡处理，以加大散热能力；

6. 安全距离：

PCB 布局时，请注意保持安全距离，比如高压部分和低压部分的安全距离，原边侧和次边侧的安

全距离等，以避免电路出现击穿放电现象。

7. RCD 吸收：

选择合适的 RCD 吸收电路，可获得更好的系统稳定性、Vds 尖峰和 EMI，以下为常用的推荐值：

吸收二极管：推荐使用慢管(反向恢复时间 1~2uS,如 M7)；

串联限流电阻：推荐 100~330 Ω；

吸收电容：推荐 470 pF~1nF

并联电阻：推荐 100~300 kΩ；

仅供参考，请用户以实测为准。

应用设计举例及设计步骤

变压器设计是系统设计中最关键的部分，系统的工作频率、最大饱和磁通密度和系统工作状态(BCM)等都由变压器设定。下面以FT8395KB2-12V1.5A为例介绍设计步骤及对应的Excel应用。

以下为设计中用到的参数及其表示方法：

Vac_min: 最小交流输入电压；
Vac_max: 最大交流输入电压；
Vdc_min: 输入母线电压最小值；
Vdc_max: 输入母线电压最大值；
C1: 主输入电容的容值；
T: 开关管工作周期；
f: 开关管工作频率；
FL: 交流输入电压频率；
Ton: 功率开关管开通时间；
Vd_max: 功率管的击穿电压
Tdis: 输出电感放电时间；
L: 初级电感量；
Ls: 次级电感量；
Ipk: 初级电流峰值；
Ipks: 次级电流峰值；
Np: 初级线圈匝数；
Ns: 次级线圈匝数；
Naux: 辅助绕组线圈匝数；
Nps: 初次级线圈匝数比；
Vo: 输出电压；
Io: 输出电流；
V_D: 输出二极管的正向压降；
V_s: Vo与V_D之和；
Vaux: 辅助绕组供电电压；
η: 变压器转换效率；
K: 芯片内部设定的比例参数；
Rcs: 初级电流采样电阻；
Vref: Rcs上电压的限制值；

1. 设定已知参数：

交流输入电压：

Vac_min=90V, Vac_max=264V;

输入交流电压频率 FL=50HZ；

输出： Vo=12V, Io=1.5A;

系统工作频率 f=60KHZ (90Vac 波峰满载)；

磁芯规格：EE16 卧式加宽加长；

磁芯截面积：AE =50mm²；

最大磁通密度：Bm=360mT(PC95 磁芯材质)；

反馈供电电压：Vaux=12V；

将以上参数设定好填入设计表格中的输入部分。

2. 确定输入电容 C1

根据经验，当输入交流电压范围为 90~264V 时，输入电容 C1 一般根据输入功率来选择，其典型值为 2uF/W，由于输出为 12V1.5A，Excel 表格中计算出 C1 推荐值为 36uF，所以在设计表格的 C1 修正值中填入 32uF(10uF+22uF)。

3. 确定最低 BUS 电压和最高 BUS 电压

如图 12 所示，一般 AC 给电容 C1 充电时间 Tc=3ms 左右，所以最低输入母线电压可以由下式计算：

$$V_{dc_min} = \sqrt{2 \times V_{ac_min}^2 - \frac{2 \times V_o \times I_o \times (\frac{1}{2 \times FL} - T_c)}{\eta \times C_{bulk}}} \quad (5)$$

$$= \sqrt{2 \times 90^2 - \frac{2 \times 12 \times 1.5 \times (10 - 3)}{0.85 \times 32 \times 10^{-6} \times 1000}}$$

$$= 83V$$

最大输入母线电压为：

$$V_{dc_max} = \sqrt{2} \times V_{ac_max} = 373 \text{ V} \quad (6)$$

Excel 表格会自动计算出上面的值，以便后面计算。

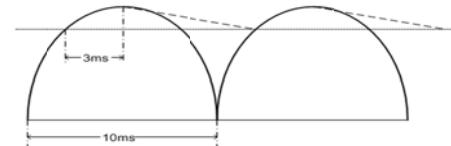


图 13. 输入母线电压波形(虚线)

4. 确定最大匝比

Nps 由功率开关管的电应力特性决定，需要满足：

$$N_{ps} \leq \frac{Vd_{max} * 0.9 - Vdc_{max} - 120}{V_O + V_D} \quad (7)$$

$$N_{ps} < \frac{700 * 0.9 - 375 - 110}{12 + 0.5} = 11.7$$

所以为了保证功率开关管工作在正常范围, 选择的 N_{ps} 不能大于上面的计算值, 根据经验, 一般 N_{ps} 取值在 8-11 之间为宜, 这里我们选择 $N_{ps}=10.3$ 。

5. 计算初级尖峰电流 I_{pk} 和电流采样电阻 R_{cs}

假定 N_{ps} 我们取 10, $I_{out}=1.5A$, 留 20%余量, 取 I_{out_ocp} 为 1.8A;

根据方程 1 推算 $R_{cs}=N_{ps} \cdot K_{cc}/2 \cdot I_{ocp}=1.58\Omega$; FT8395 满载时工作在 BCM, 因此输入 V_{ac} 越低, 频率越低, I_{pkp} 越大。为满足 B_{max} 在所有输入电压时都保证在正常范围内, 我们计算 I_{pkp} 时一般以最大的 I_{pkp} 为参考, 此时一般在满载 90Vac 附近, 可得:

$$I_{pkp_max} = \frac{V_{csmax}}{R_{cs}} = \frac{1.35V}{1.58\Omega} = 0.85A \quad (8)$$

根据经验, 90Vac 波峰满载时 I_{pkp} 约为 0.68A 左右($V_{cs}=1.07V$); 230Vac 满载时 I_{pkp} 约为 0.5A 左右($V_{cs}=0.79V$);

6. 确定初级电感量 L

FT8395 满载时工作在 BCM, 因此满载时, 输入 V_{ac} 越低, 频率越低, I_{pkp} 越大。

根据经验, 为保证更高的效率和更低的温度, 一般推荐 90Vac 波峰满载时频率为 60kHz 左右, 此时 230Vac 波峰满载时频率约为 110kHz 左右; 因此, 计算电感时, 一般以最大 I_{pkp} 所在的 90Vac 波峰为参考, 推荐频率为 60kHz 左右, 由以下公式可求出初级电感量:

$$Lm = \frac{2 \times P_{out}}{\eta \times I_{PKP}^2 \times f} \quad (9)$$

$$= \frac{2 \times 12 \times 1.5}{0.85 \times 0.68^2 \times 60 \times 10^3} \approx 1.5mH$$

这里取 $Lm=1.5mH$ 。

7. 确定初级线圈匝数 N_p

先设定磁场强度 B_{max} , 对于加宽磁芯的 B_{max} 一般取 0.35(PC95 磁芯材质), 然后计算初级匝数

$$N_p = \frac{Lm \times I_{pkp_max}}{AE \times B_m} = \frac{1.5 \times 850}{50 \times 0.35} \approx 73Ts \quad (10)$$

其中 AE 为所选磁芯 EE16 卧式加宽加长的 AE 值。根据骨架和线径, 这里我们取 72Ts。

8. 计算次级和辅助线圈匝数 N_s 和 N_{aux}

次级线圈匝数为:

$$N_s = \frac{N_p}{N_{ps}} = \frac{72}{10.3} \approx 7Ts \quad (11)$$

次级线圈匝数选取 7; 辅助线圈匝数为(V_{CC} 设为 12V 左右)

$$N_{aux} = N_s \times \frac{V_{aux}}{V_O + V_D} \quad (12)$$

$$= 7 \times \frac{12 + 0.7}{12 + 0.5} \approx 7Ts$$

请以实测 V_{CC} 电压为准, 适当调整辅助绕组匝数, 建议轻载 V_{CC} 电压控制在 9V 以上, 满载 V_{CC} 电压控制在 16V 以内。

9. 确定 FB 采样电阻 R_4 和 R_5

由于芯片可以对输出线电压进行补偿, 调节 FB 下拉电阻 R_5 使 $K_{cab}=3\%$ 时; 如图 12 所示, 当 R_5 接近

$$R_5 = \frac{K_{cab} \times 100}{0.65} \quad (13)$$

$$= \frac{3\% \times 100}{0.65} = 4.6K\Omega$$

时, 可以获得最佳的输入线电压补偿, 所以 R_5 一般根据公式(13)来确定, 这里取 4.7K Ω ; 输出电压由 FB 反馈到芯片, 所以:

$$\frac{(V_o + V_D) \times N_{aux}}{N_s} = \frac{V_{FB} \times (R_4 + R_5)}{R_5} \quad (14)$$

其中 V_{FB} 为芯片内部设定, 为 2.06V。

这样就可以求出:

$$R_4 = \frac{(N_{aux} \times (V_o + V_D) - N_s \times V_{FB}) \times R_5}{N_s \times V_{FB}}$$
$$= \frac{4.7 \times (7 \times (12 + 0.5) - 7 \times 2.06)}{7 \times 2.06} \approx 27.5K\Omega \quad (15)$$

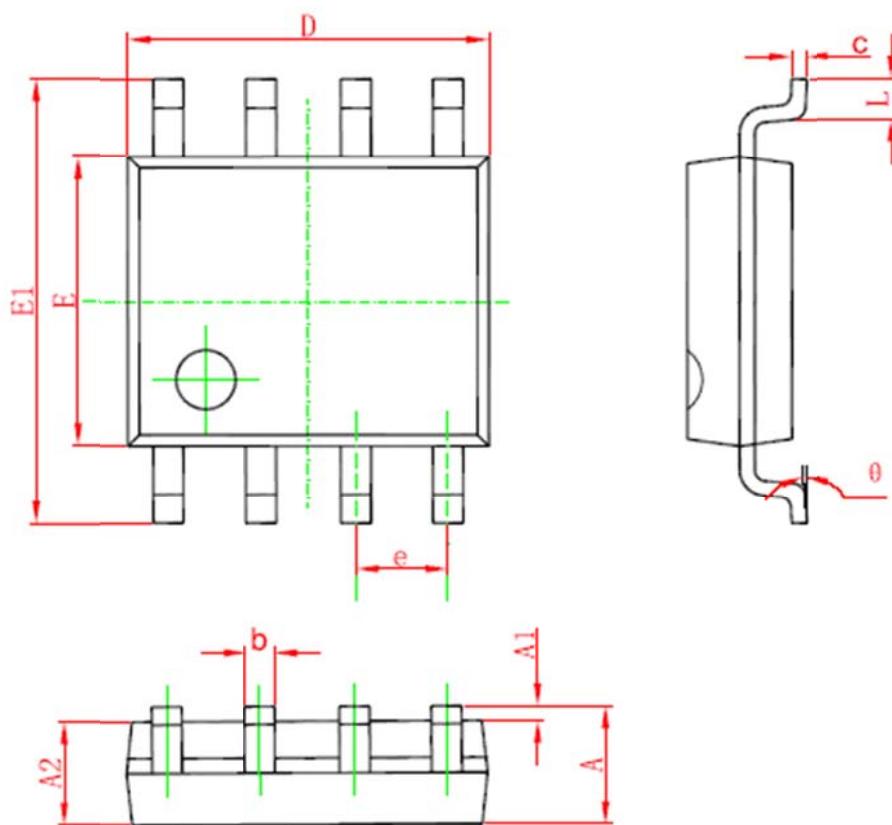
在实际应用中, 因二极管的压降和匝数有差异, 另外考虑到变压器变化, 设计时请以实际情况作微调。

设计表格

为了更方便设计, 我司按照以上步骤制作了 Excel 的计算表格, 并根据实际经验适当微调了个别参数, 如需要, 请咨询 FMD 获取设计表格。

封装信息

SOP8 封装外形尺寸



Symbol	Dimensions In Millimeters		Dimensions In Inches	
	Min	Max	Min	Max
A	1.350	1.750	0.053	0.069
A1	0.100	0.250	0.004	0.010
A2	1.350	1.550	0.053	0.061
b	0.330	0.510	0.013	0.020
c	0.170	0.250	0.006	0.010
D	4.700	5.100	0.185	0.200
E	3.800	4.000	0.150	0.157
E1	5.800	6.200	0.228	0.244
e	1.270 (BSC)		0.050 (BSC)	
L	0.400	1.270	0.016	0.050
θ	0°	8°	0°	8°



Fremont Micro Devices

FT8395KB2 规格书

联系我们

Fremont Micro Devices (SZ) Corporation

辉芒微电子(深圳)股份有限公司

#5-8, 10/F, Changhong Building, Ke-Ji Nan 12 Road, Nanshan District, Shenzhen

深圳市南山区科技南十二路长虹科技大厦 10 楼 1005~1008

Tel: (86 755) 86117811

Fax: (86 755) 86117810

Fremont Micro Devices (Hong Kong) Limited

#16, 16/F, Blk B, Veristrong Industrial Centre, 34-36 Au Pui Wan Street, Fotan, Shatin, Hong Kong

Tel: (852) 27811186

Fax: (852) 27811144

Web Site: <http://www.fremontmicro.com/>

* Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, Fremont Micro Devices (SZ) Limited assumes no responsibility for the consequences of use of such information or for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent rights of Fremont Micro Devices (SZ) Limited. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. Fremont Micro Devices (SZ) Limited products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of Fremont Micro Devices (SZ) Limited. The FMD logo is a registered trademark of Fremont Micro Devices (SZ) Limited. All other names are the property of their respective owners.