

TOPSwitch-GX[®]

反激式电源设计方法

离线式电源的设计涉及到很多电子工程方面的知识，包括模拟数字电路、双极性晶体管和MOSFET功率器件的特性、磁学、散热考虑、安全要求以及控制环路的稳定性等等。在如此多的设计变量之间进行复杂的抉择是一项巨大的挑战。因此，即使对该领域专家级的工程师而言，开发一个新的离线式电源也常是枯燥乏味和费时的。本应用指南介绍了一种基于TOPSwitch-GX的离线式电源的简单而高效的设计方法。关于TOPSwitch-GX反激式设计，Power Integrations建议使用PI Expert来进行设计，同时该软件还提供了—个知识库，并在关键参数的选择中进行优化，这样可以进一步缩短设计时间。

介绍

开关电源的设计从本质上讲就是对设计中的很多变量进行优化调整的一个迭代过程。本文中介绍的设计方法由两个主要部分组成：设计流程图以及详细的设计步骤。

流程图从概念上表明了TOPSwitch-GX反激式电源的设计次序。设计步骤则对设计流程图中的每一步进行了详细说明，包括依据经验得到的一些指导及表格查询的过程。同时也提供所有关键公式以及设计指导，帮助读者更好地理解并优化设计。

基本电路结构

由于TOPSwitch-GX高度集成，很多电源设计方面的问题在芯片内部已经解决了。仅有很少的问题需要在外部进行考量，这样对所有的应用可使用—个共同的电路结构。不同的输出功率只是要求电路中的某些元件具有不同的数值，但电路结构不会改变。TOPSwitch-GX产品系列拥有许多特色。很多高级功能比如欠压、过压、外部设定 I_{LIMIT} 、线电压前馈以及遥控开/关机等可以少量的外部元件轻松地加以实现，只需要额外包括一些设计考量。详细信息请参考TOPSwitch-GX的数据手册。其它应用方面所涉及到的问题，比如恒流、恒功率等不在本应用指南的讨论范围。

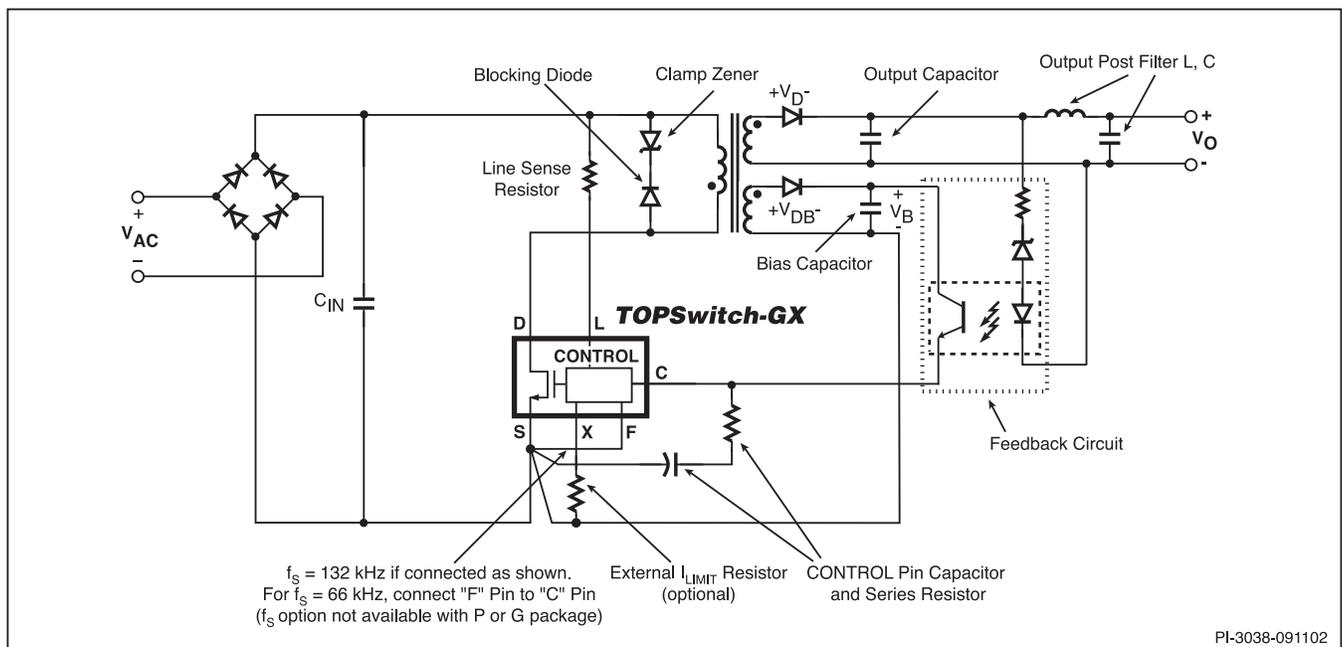


图1. 典型TOPSwitch-GX反激式电源

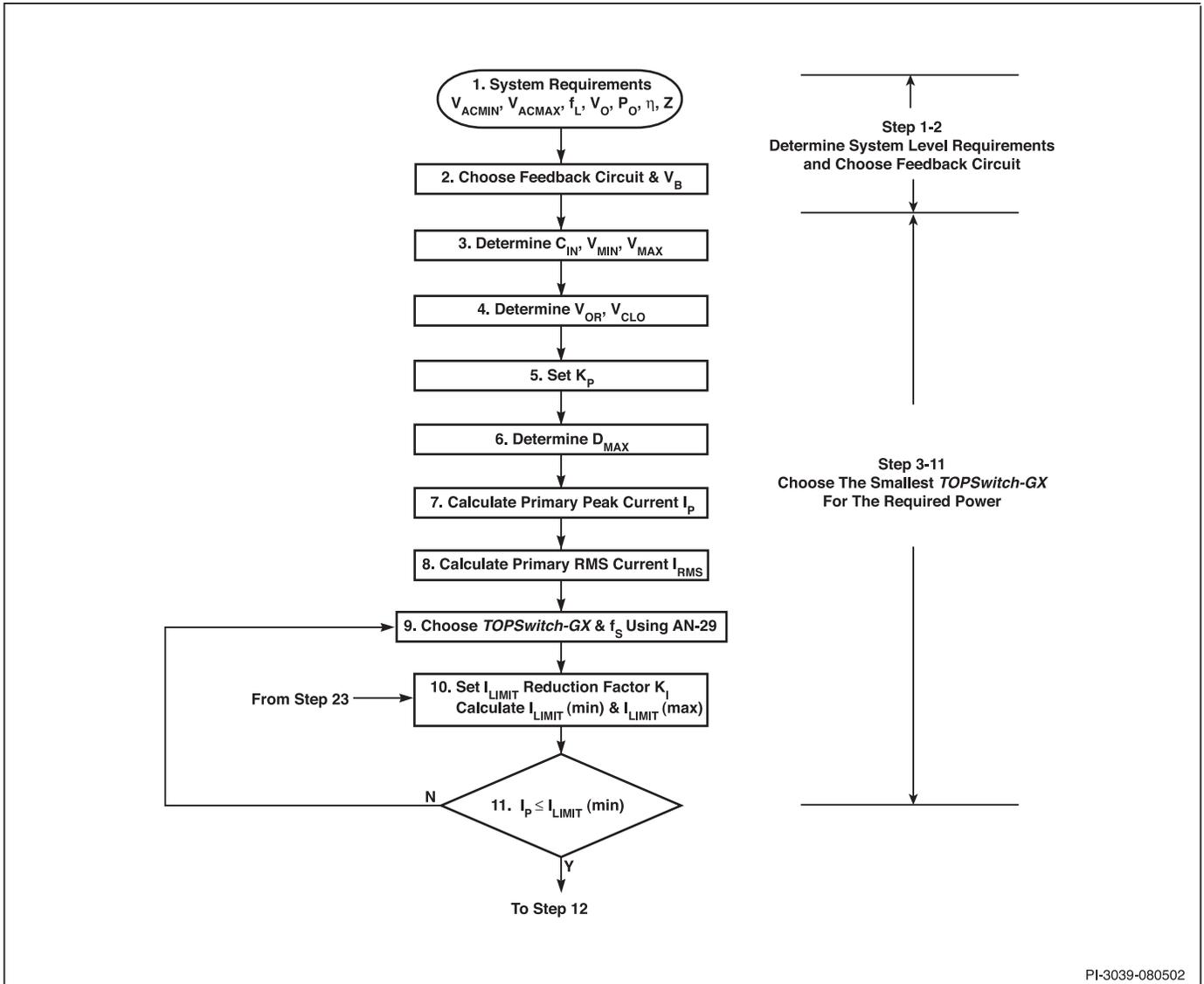


图2A. TOPSwitch-GX设计流程（第1至第11步）

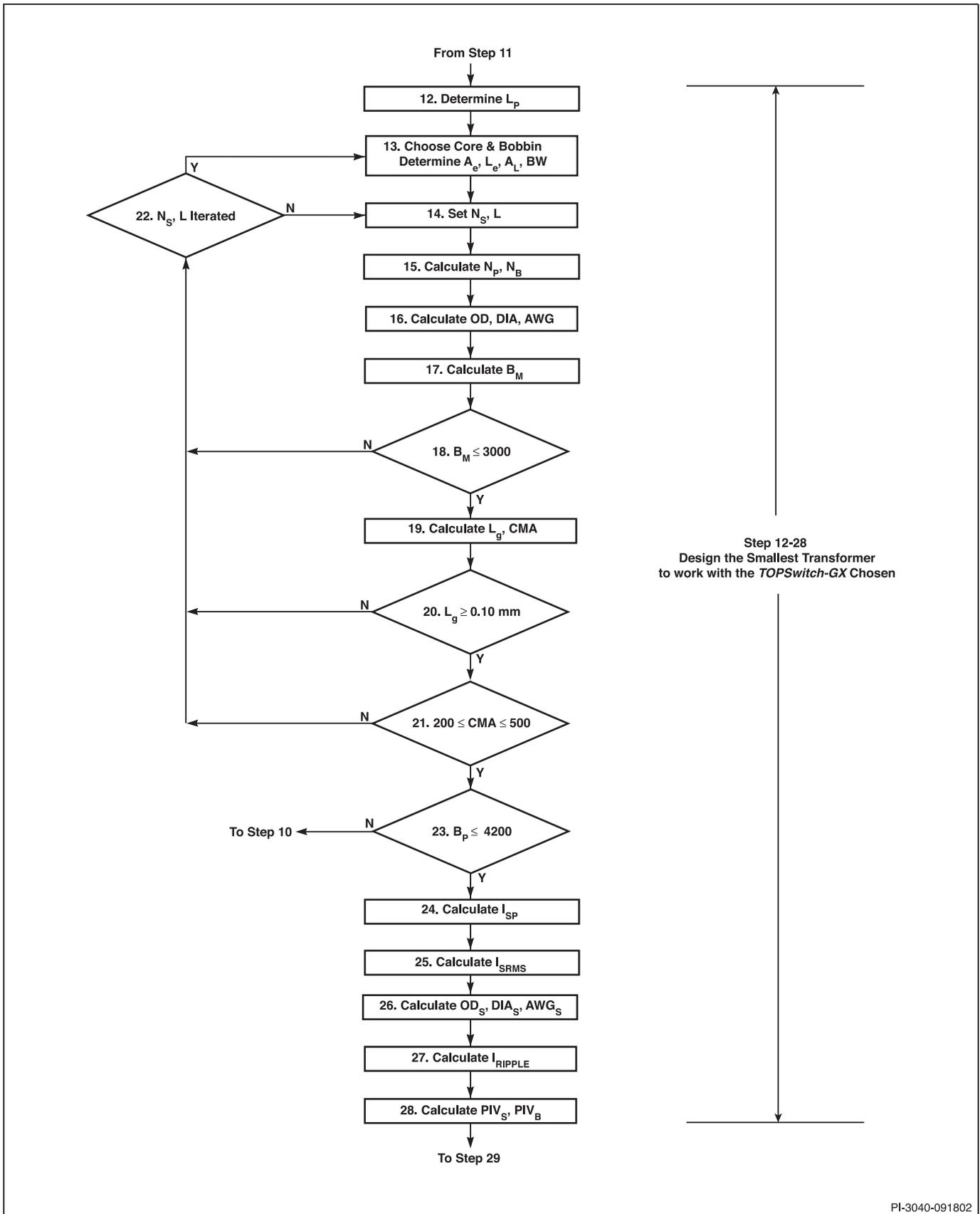
但是，可以在基本的转换器电路当中增加额外的电路来实现这些特别的要求。根据应用的不同，电路结构中可能改变的部分仅为反馈电路部分。根据电源的输出规格，设计时会选择图3、图4、图5及图6中所示的四种反馈电路中的一种作为反馈电路。

TOPSwitch-GX反激电源的基本电路结构如图1所示。本应用指南也使用该电路作为参考电路，对其中的元件设计加以讨论。

设计流程

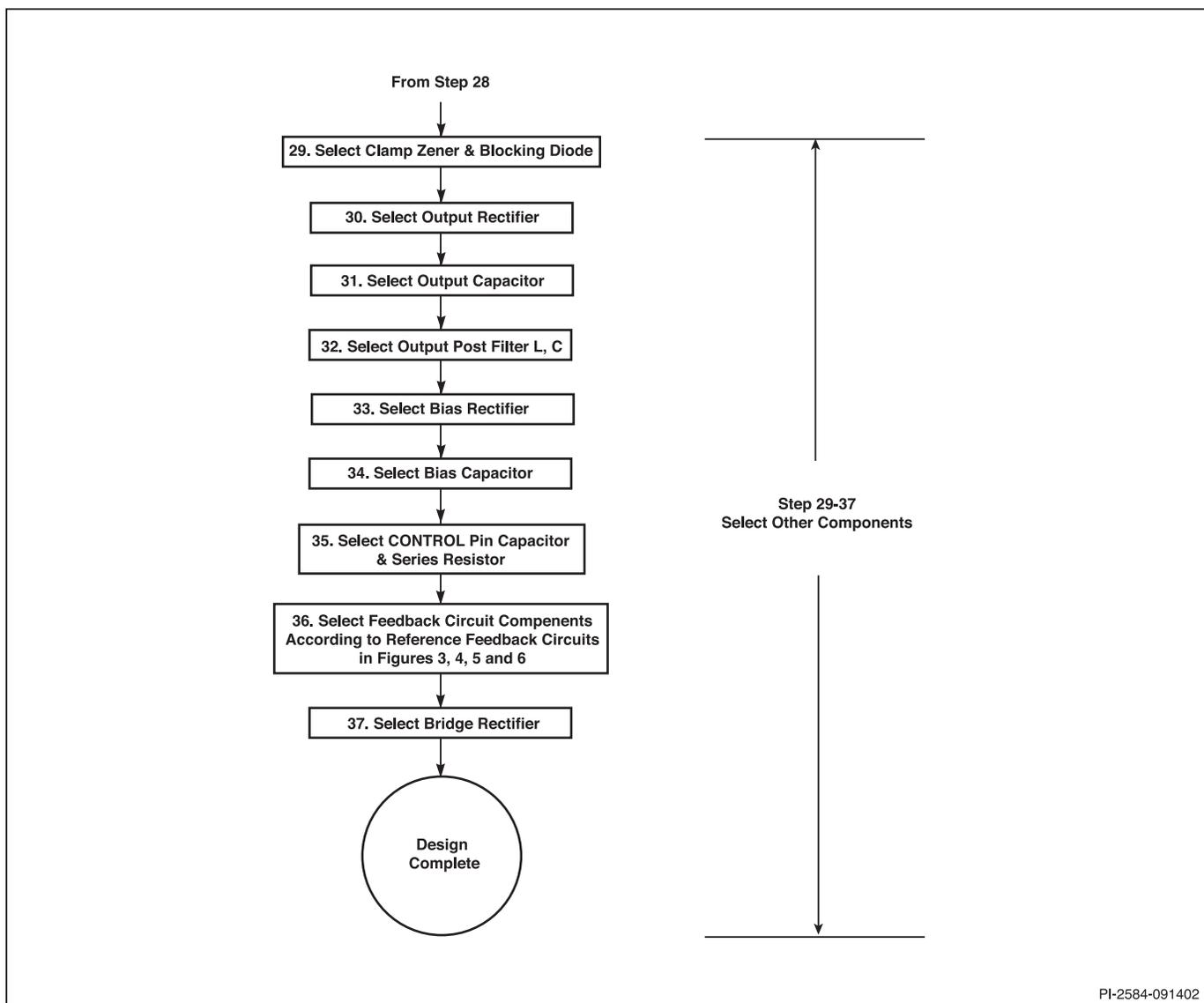
图2A、2B和2C的设计流程对整个设计的37个步骤进行了说明。基于图1所示的基本电路结构，对此设计步骤的逻辑总结如下：

1. 确定系统要求并选择相应的反馈电路。
2. 选择能够满足输出功率要求的最小TOPSwitch-GX。
3. 使用选定的TOPSwitch-GX设计最小的变压器。
4. 对图1中的其它元件进行选择以完成设计。



PI-3040-091802

图2B. TOPSwitch-GX设计流程（第12步至第28步）



PI-2584-091402

图2C. TOPSwitch-GX设计流程（第29步至第37步）

这个流程的一个重要目的就是“完成成本优化的设计”。使用较小型号的元件往往会使电源的成本更低。但是，对于尺寸和重量有严格限定的应用，设计者需要在

成本和特定的设计要求之间进行折衷，以便以最适宜的成本完成最终产品的设计。

详细的设计流程

此设计流程使用PIExpert设计软件(可从Power Integrations获得)。该软件包含所有TOPSwitch-GX反激电源设计所需要的重要公式并自动进行大多数的计算。设计者因此可以避免在复杂及反复迭代的设计过程中进行枯燥的运算。设计流程在适当的环节提供了查询表格以及经验性的设计指南,从而适于简化设计任务。

步骤 1 – 确定系统要求: V_{ACMAX} , V_{ACMIN} , f_L , V_O , P_O , η , Z

- 最小AC输入电压: V_{ACMIN} , 以伏特为单位。
- 最大AC输入电压: V_{ACMAX} , 以伏特为单位。
- 建议的AC输入范围:

输入(VAC)	V_{ACMIN} (VAC)	V_{ACMAX} (VAC)
宽电压范围	85	265
230或115倍压整流	195	265

表1. 建议的AC输入范围

- 输入电压频率: f_L , 50 Hz或者60 Hz。
- 输出电压: V_O , 以伏特为单位。
- 输出功率: P_O 以瓦特为单位。
- 电源效率: η , 如果没有更好的参考数据, 可以使用0.8 (请参考AN-29)。

- 损耗分配因子: Z , 如果 $Z = 1$, 说明所有损耗都在次级侧。如果 $Z = 0$, 说明所有损耗都在初级侧。如果没有更好的参考数据, 可以使用 $Z = 0.5$ 。

步骤 2 – 选择反馈电路并根据输出要求选取偏置电压 V_B :

反馈电路	V_B (V)	电路容差	负载*调整率	输入电压	总调整率
初级 / 基本	5.8	±10%	±5%	±1.5%	±16.5%
初级 / 增强	27.8	±5%	±2.5%	±1.5%	±9%
光耦器 / 稳压管	12	±5%	±1%	±0.5%	±6.5%
光耦器 / TL431	12	±1%	±0.2%	±0.2%	±1.4%

表2. 输出要求。*从10%至100%的负载范围

- 使用初级反馈成本最低 (仅适于低功率的应用)。
- 使用光耦器 / 稳压管反馈成本低且输出精度好。
- 使用光耦器 / TL431反馈则输出精度最好。
- 根据表2选定偏置电压 V_B 。
- 根据表3选择光耦器。

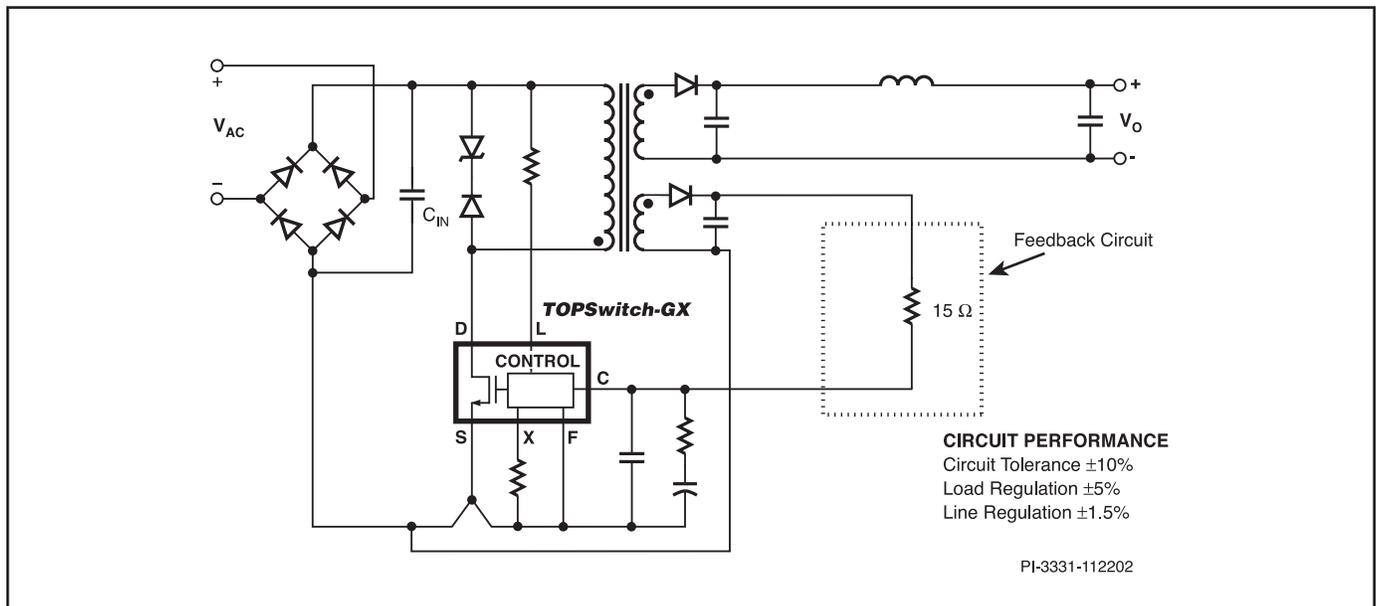


图3. 初级 / 基本反馈电路

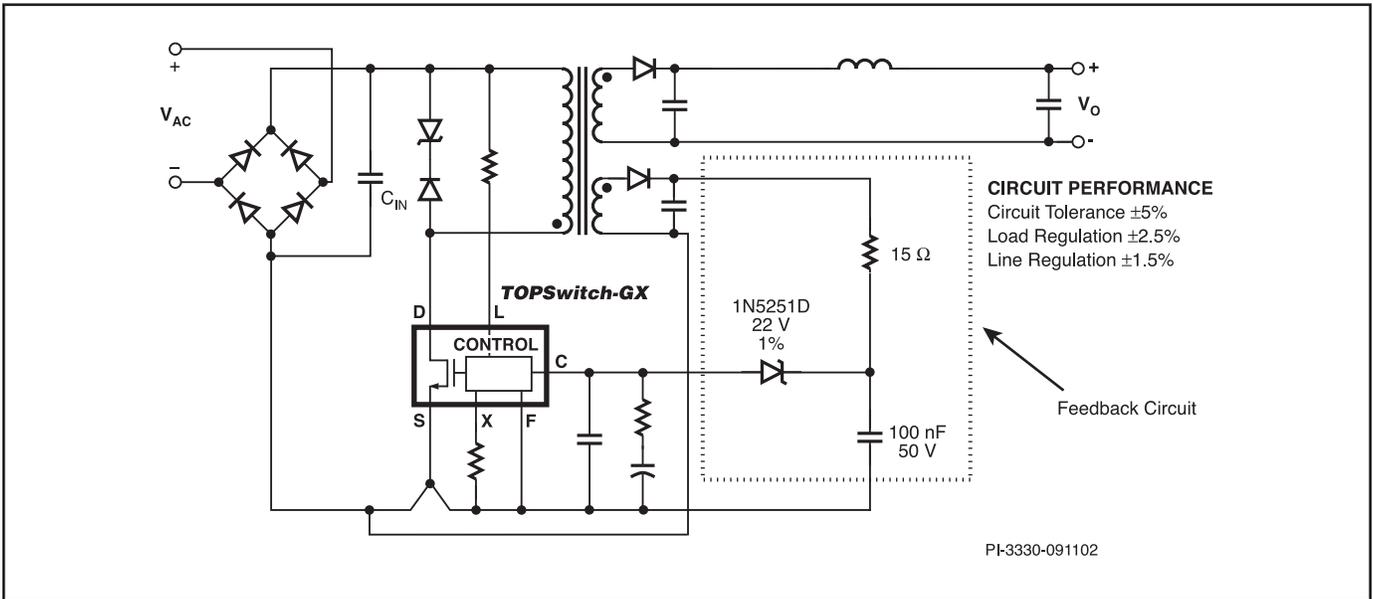


图4. 初级 / 增强反馈电路

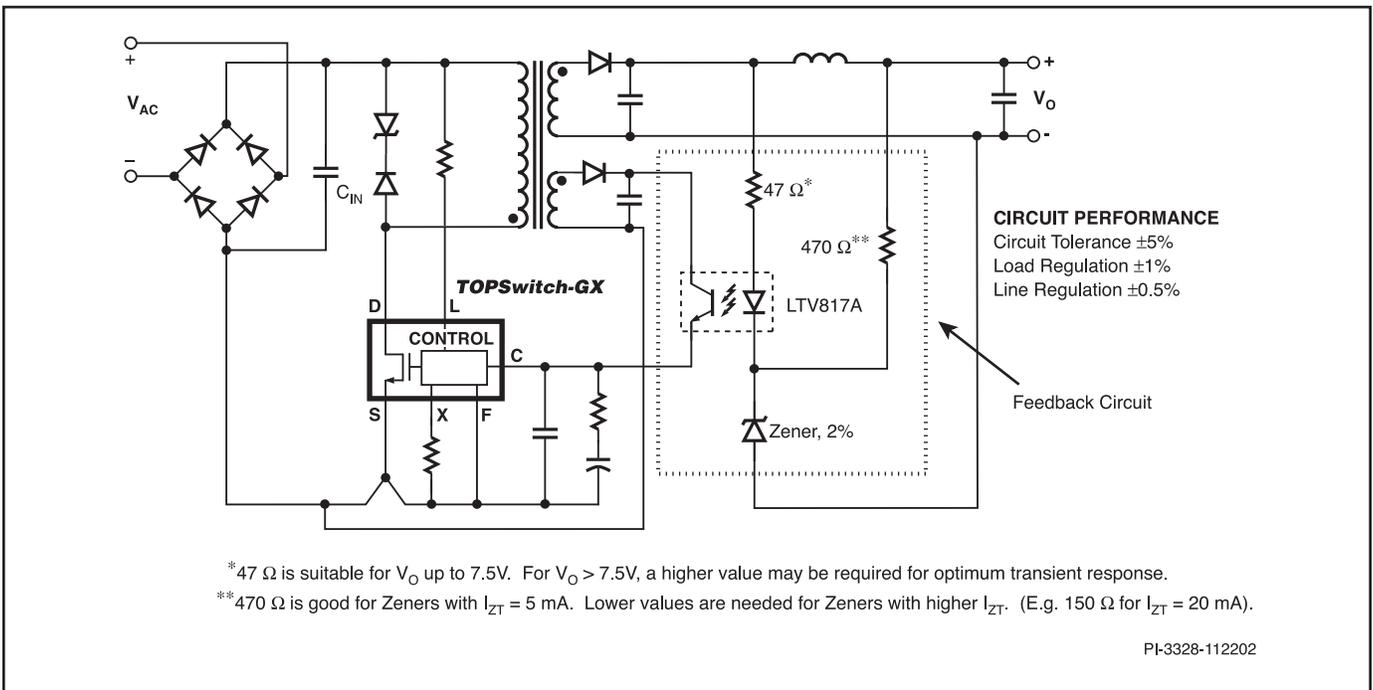


图5. 光耦器 / 稳压管反馈电路

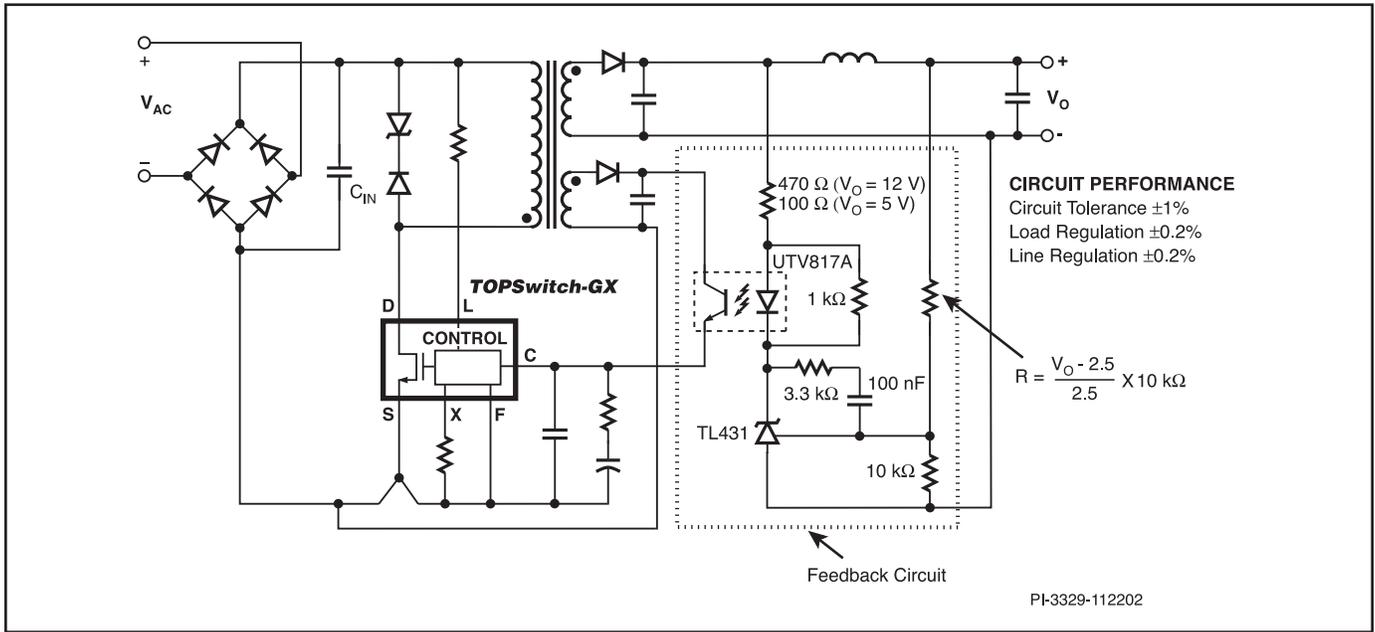


图6. 光耦器 / TL431反馈电路

P/N	CTR(%)	BVCEO	生产商
4 Pin DIP			
PC123Y6	80-160	70 V	Sharp
PC817X1	80-160	70 V	Sharp
SFH615A-2	63-125	70 V	Vishay, Isocom
SFH617A-2	63-125	70 V	Vishay, Isocom
SFH618A-2	63-125	55 V	Vishay, Isocom
ISP817A	80-160	35 V	Vishay, Isocom
LTV817A	80-160	35 V	Liteon
LTV816A	80-160	80 V	Liteon
LTV123A	80-160	70 V	Liteon
K1010A	60-160	60 V	Cosmo
6 Pin DIP			
LTV702FB	63-125	70 V	Liteon
LTV703FB	63-125	70 V	Liteon
LTV713FA	80-160	35 V	Liteon
K2010	60-160	60 V	Cosmo
PC702V2NSZX	63-125	70 V	Sharp
PC703V2NSZX	63-125	70 V	Sharp
PC713V1NSZX	80-160	35 V	Sharp
PC714V1NSZX	80-160	35 V	Sharp
MOC8102	73-117	30 V	Vishay, Isocom
MOC8103	108-173	30 V	Vishay, Isocom
MOC8105	63-133	30 V	Vishay, Isocom
CNY17F-2	63-125	70 V	Vishay, Isocom, Liteon

表3. 光耦器

步骤 3 – 确定最小和最大直流输入电压 V_{MIN} 和 V_{MAX} ，并基于输入电压和 P_o 选择输入存储电容 C_{IN} 的容量 (图7)

- 根据表4选择输入存储电容 C_{IN} 。

输入 (VAC)	C_{IN} (μ F/Watt 输出功率)	V_{MIN} (V)
宽电压范围	2~3	≥ 90
230 或者 115倍压整流	1	≥ 240

表4. 输入存储电容

- 设定桥式整流大额导通时间: $t_c = 3 \text{ ms}$ 。
- 得到最小直流输入电压 V_{MIN} 。

$$V_{MIN} = \sqrt{(2 \times V_{ACMIN}^2) - \frac{2 \times P_o \times \left(\frac{1}{2 \times f_L} - t_c\right)}{\eta \times C_{IN}}}$$

其中所用单位分别为伏特、瓦特、赫兹、秒及法拉第。

- 计算最大直流输入电压 V_{MAX} :

$$V_{MAX} = \sqrt{2 \times V_{ACMAX}}$$

步骤 4 – 确定反射的输出电压 V_{OR} 以及箝位稳压管电压 V_{CLO} (图8)

- 设定反射输出电压。多路输出时选取 $V_{OR} = 100$ V，单输出时取值为 120 V。这些取值可以对交叉稳压精度和效率实现最优设计。对于选定的 *TOPSwitch-GX* 器件， V_{OR} 取值在 135 V 时可以得到最大的输出功率。

- 当且仅当利用限流点降低的特性在芯片外部设定限流时，在 *TOPSwitch-GX* 设计中也可使用 RCD (电阻 / 电容 / 二极管) 箝位，此时限流点为输入电压之间的函数。与稳压管箝位相比，在轻载情况下使用 RCD 箝位的设计通常其效率较低。此外，必须十分注意 RCD 箝位电路的设计。在负载范围内由于其固有的箝位电压的改变，如果设计不当，RCD 箝位可能无法保护 *TOPSwitch-GX*，特别是在开机以及输出过载的情况下。

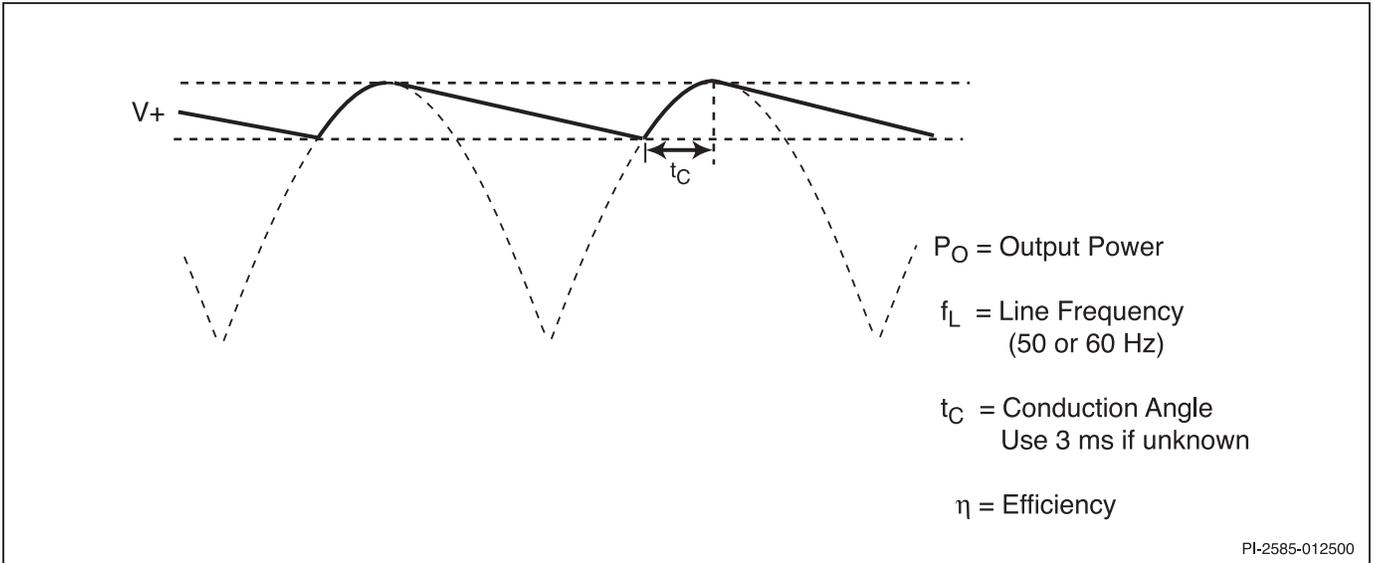


图 7. 输入电压波形

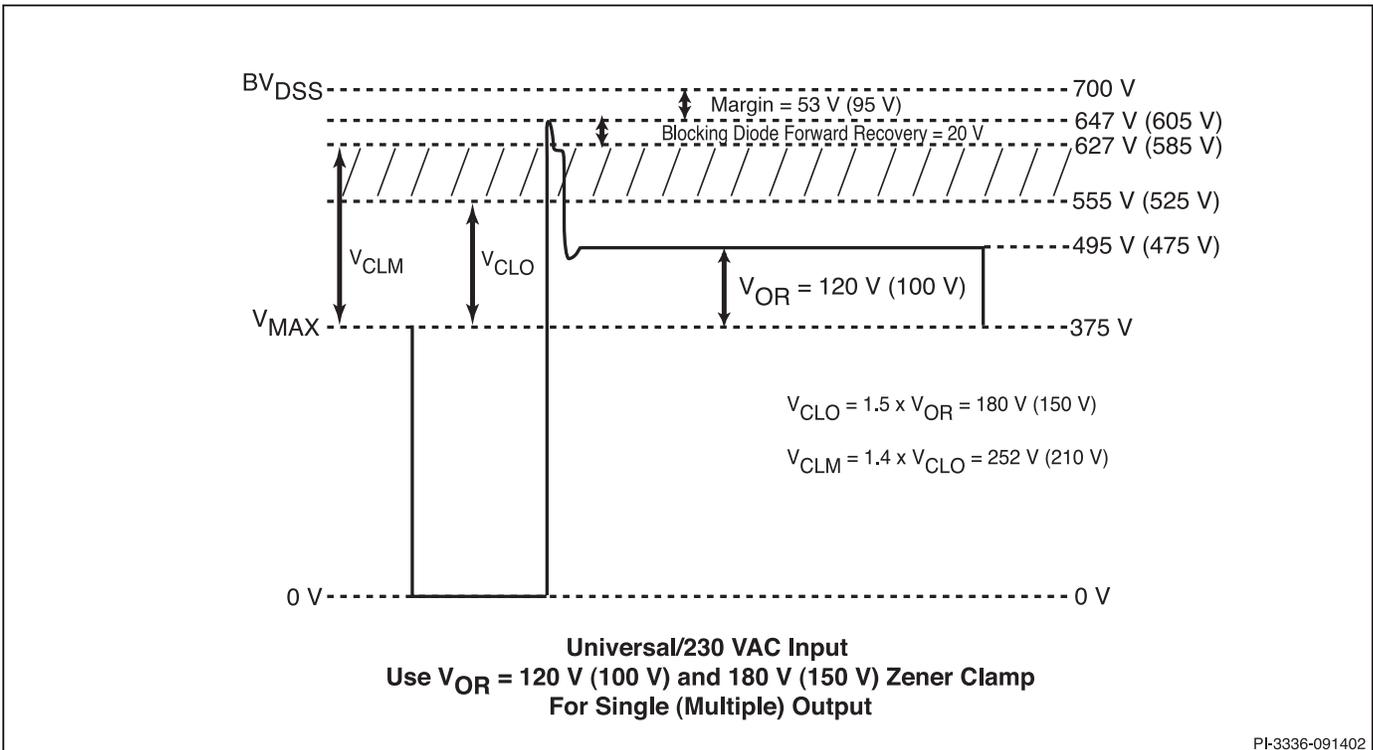


图 8. 输入电压波形反射电压 V_{OR} 以及箝位稳压管电压 V_{CLO}

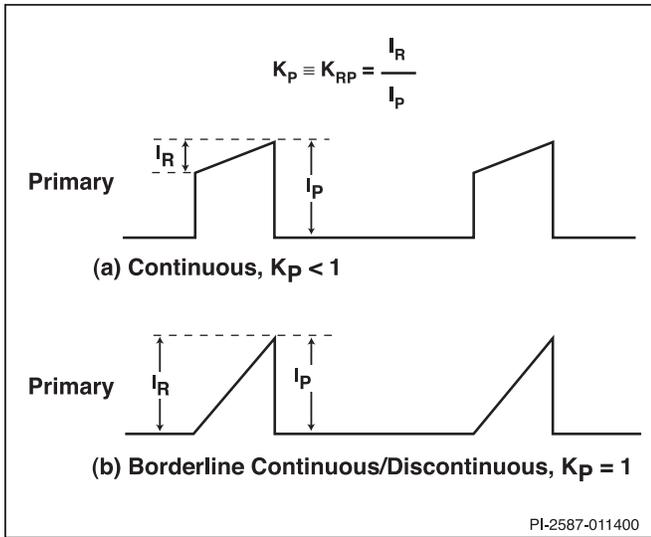


图9. 连续模式电流波形, $K_p \leq 1$

步骤 5 – 对应相应的工作模式及电流波形设定电流波形参数 K_p : 当 $K_p \leq 1.0$ 时, $K_p \equiv K_{RP}$; 当 $K_p \geq 1.0$ 时 $K_p \equiv K_{DP}$ (参见图9及图10)

- 当 $K_p \leq 1.0$, $K_p \equiv K_{RP}$, 连续模式 (见图9)。

$K_p \equiv K_{RP} = \frac{I_R}{I_P}$ 其中 I_R 为初级纹波电流, 而 I_P 为初级峰值电流。

- 当 $K_p \geq 1.0$, $K_p \equiv K_{DP}$, 非连续模式 (见图10)。

$$K_p \equiv K_{DP} = \frac{V_{OR} \times (1 - D_{MAX})}{(V_{MIN} - V_{DS}) \times D_{MAX}}$$

- 在连续模式设计当中, 宽电压输入时设定 $K_p = 0.4$ 230 VAC单电压或115 VAC倍压整流时取值0.6。
- 在非连续模式设计当中, 设定 $K_p = 1.0$ 。
- K_p 值必须在表5所规定的范围之内。

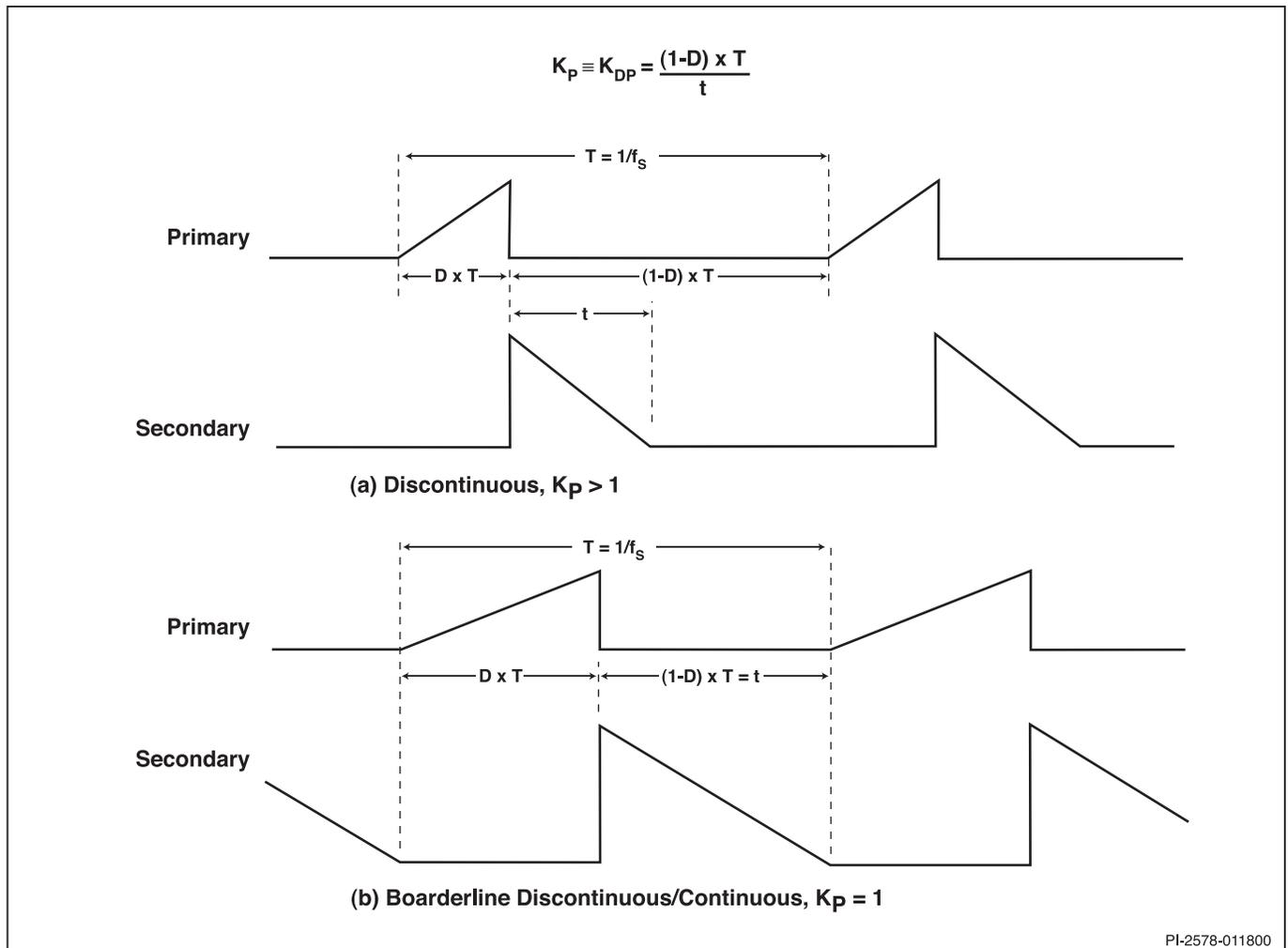


图10. 非连续模式电流波形, $K_p \geq 1$

输入 (VAC)	K_p	
	连续模式	非连续模式
宽电压范围	0.4~1.0	≥ 1.0
230	0.6~1.0	≥ 1.0

表 5. K_p 范围**步骤 6 – 根据 V_{MIN} 和 V_{OR} 确定 D_{MAX}**

- 连续模式。

$$D_{MAX} = \frac{V_{OR}}{(V_{MIN} - V_{DS}) + V_{OR}}$$

- 非连续模式。

$$D_{MAX} = \frac{V_{OR}}{K_p \times (V_{MIN} - V_{DS}) + V_{OR}}$$

- 设定 TOPSwitch-GX 漏极与源极间的电压 $V_{DS} = 10 \text{ V}$ 。

步骤 7 – 计算初级峰值电流 I_p

- 连续模式 ($K_p \leq 1.0$)。

$$I_p = \frac{I_{AVG}}{\left(1 - \frac{K_p}{2}\right) \times D_{MAX}}$$

- 非连续模式 ($K_p \geq 1.0$)。

$$I_p = \frac{2 \times I_{AVG}}{D_{MAX}}$$

- 输入平均电流 $I_{AVG} = \frac{P_o}{\eta \times V_{MIN}}$ 。

步骤 8 – 计算初级 RMS 电流 I_{RMS}

- 连续模式。

$$I_{RMS} = I_p \times \sqrt{D_{MAX} \times \left(\frac{K_p^2}{3} - K_p + 1\right)}$$

- 非连续模式。

$$I_{RMS} = \sqrt{D_{MAX} \times \frac{I_p^2}{3}}$$

步骤 9 – 基于 AC 输入电压、 V_o 、 P_o 以及使用 AN-29 选择曲线所得到的效率选定 TOPSwitch-GX

- 利用 AN-29 中的 TOPSwitch-GX 选择曲线选取最小的 TOPSwitch-GX。
- 根据 AC 输入电压及输出电压 V_o 确定合适的选择曲线。
- 连续模式：使用相应的选择曲线。

- 非连续模式：将输出功率降低 33% 再使用选择曲线。选择 TOPSwitch-GX 时，一个 10 W 的非连续模式设计等效于一个 15 W 的连续模式设计。
- 开关频率 f_s ：对于 DIP 和 SMP 封装，设定 $f_s = 132 \text{ kHz}$ 。对于 TO-220 封装，选择 66 kHz 或 132 kHz。

步骤 10 – 设定外部限流点降低的 I_{LIMIT} 降低因数 K_I

- $K_I = \frac{\text{外部设定后的实际 } I_{LIMIT}}{I_{LIMIT} \text{ 默认值}}$ 其中 $0.3 \leq K_I \leq 1.0$ 。

- K_I 由连接在 M 引脚和源极引脚（请参考 TOPSwitch-GX 数据手册）之间的电阻阻值设定。
- 如果应用要求有很高的效率，可以使用比实际所需更大的 TOPSwitch-GX，在外部将芯片限流点 I_{LIMIT} 降低，从而可以利用其较低的 $R_{DS(ON)}$ 来提高效率。
- 如没有特殊要求，则设定 $K_I = 1.0$ 。
- 计算 $I_{LIMIT}(\text{min})$ 和 $I_{LIMIT}(\text{max})$ 。

$$I_{LIMIT}(\text{min}) = \text{缺省 } I_{LIMIT}(\text{min}) \times K_I$$

$$I_{LIMIT}(\text{max}) = \text{缺省 } I_{LIMIT}(\text{max}) \times K_I$$

步骤 11 – 通过 I_p 和 $I_{LIMIT}(\text{min})$ 的比较验证 TOPSwitch-GX 选择的正确性

- 当 $K_I = 1.0$ ，应满足 $I_p \leq 0.96 \times I_{LIMIT}(\text{min})$ 。
- 当 $K_I < 1.0$ ，应满足 $I_p \leq 0.94 \times I_{LIMIT}(\text{min})$ 。
- 如有必要选择更大型号的 TOPSwitch-GX。

步骤 12 – 计算初级电感量 L_p

- 连续模式。

$$L_p = \frac{10^6 \times P_o}{I_p^2 \times K_p \times \left(1 - \frac{K_p}{2}\right) \times f_s(\text{min})} \times \frac{Z \times (1 - \eta) + \eta}{\eta}$$

其中的单位分别为微亨、瓦特、安培及赫兹。

- 非连续模式。

$$L_p = \frac{10^6 \times P_o}{I_p^2 \times \frac{1}{2} \times f_s(\text{min})} \times \frac{Z \times (1 - \eta) + \eta}{\eta}$$

其中的单位分别为微亨、瓦特、安培及赫兹。

- Z 为损耗分配因子而 η 为步骤 1 中的效率值。

步骤 13 – 使用表6根据 f_s 和 P_o 选择磁芯和骨架，再从磁芯和骨架的数据手册中得到 A_e 、 L_e 、 A_L 和 BW 的参数值

- 磁芯等效截面积 A_e ：单位为平方厘米。
- 磁芯等效磁路长度 L_e ：单位为厘米。
- 磁芯无气隙的等效电感量 A_L ：单位为nH / 圈²。
- 骨架宽度 BW ：单位为毫米。
- 根据 f_s 、 P_o 以及变压器结构类型选择磁芯和骨架。

输出功率	66 kHz		132 kHz	
	三层绝缘线	使用安全边距结构	三层绝缘线	使用安全边距结构
0-10 W	EF12.6 EE13 EF16 EE16 EE19 EI22 EI22/19/6	EI22 EE19 EI22/19/6 EEL16 EF20 EI25 EEL19	EF12.6 EE13 EF16 EE16	EI22 EE19 EI22/19/6 EE16
10 W-20 W	EF20	EI28 EEL22 EF25	EE19 EI22 EI22/19/6 EF20	EF20 EI25 EEL19
20 W-30 W	EF25	EI30 EPC30 EEL25		EI28
30 W-50 W	EI28 EI30 E30/15/7 EER28	E30/15/7 EER28 ETD29 EI35 EI33/29/ 13-Z EER28L	EF25	EEL22 EF25 EI30 EPC30
50 W-70 W	ETD29 EI35 EF32	EF32 ETD34	EI28	EEL25 E30/15/7 EER28
70 W-100 W	ETD34 E36/18/11 EI40	EI40 E36/18/11 EER35	EI30 E30/15/7 EER28 ETD29	ETD29 EI35 EI33/29/ 13-Z EER28L EF32
100 W-150 W	ETD39 EER40	ETD39 EER40 E42/21/15	EI35 EF32 ETD34	ETD34 EI40 E36/18/11 EER35
>150 W	E42/21/15 E42/21/20 E55/28/21	E42/21/20 E55/28/21	E36/18/11 EI40 ETD39 EER40 E42/21/15 E42/21/20 E55/28/21	ETD39 EER40 E42/21/15 E42/21/20 E55/28/21

表 6. 变压器磁芯

步骤 14 – 设定初级绕组的层数 L 以及次级绕组圈数 N_s (可能需要经过迭代的过程)

- L 取值从 $L=2$ 开始 (在整个迭代过程中保持 $1.0 \leq L \leq 2.0$)。
- N_s 取值从 $N_s = 0.6$ 圈 / 伏特开始。
- L 和 N_s 可能都需要迭代的过程。

步骤 15 – 计算初级绕组圈数 N_p 以及偏置绕组圈数 N_b

- 二极管正向电压：对超快速PN结二极管选取0.7 V；对于肖特基二极管选取0.5 V。
- 设定输出整流管正向电压 V_D 。
- 设定偏置绕组整流管正向电压 V_{DB} 。
- 计算初级绕组圈数。

$$N_p = N_s \times \frac{V_{OR}}{V_o + V_D}$$

- 计算偏置绕组圈数 N_b 。

$$N_b = N_s \times \frac{V_B + V_{DB}}{V_o + V_D}$$

步骤 16 – 确定初级绕组线径参数 OD 、 DIA 、 AWG

- 以毫米为单位的初级绕组用线的外径。

$$OD = \frac{L \times (BW - 2 \times M)}{N_p}$$

其中 L 为初级绕组的层数；
 BW 为以毫米为单位的骨架宽度；
 M 为以毫米为单位的安全边距宽度。

- 确定初级绕组用线的裸线导体直径 DIA 以及初级用线 AWG 规格。

步骤17至步骤22 – 检查 B_M 、 CMA 以及 L_g 。如果有必要可以通过改变 L 、 N_s 或磁芯 / 骨架的方法对其进行迭代，直到满足规定的范围

- 设定安全边距 M 。如果使用安全边距的变压器结构则取值为3 mm (118 mils)；如果次级使用三层绝缘线则取值为零。
- 最大磁通密度： $3000 \geq B_M \geq 2000$ ，以高斯为单位；或者 $0.3 \geq B_M \geq 0.2$ ，以特斯拉为单位。

$$B_M = \frac{100 \times I_p \times L_p}{N_p \times A_e}$$

其中单位分别为高斯、安培、微亨以及平方厘米。

- 以毫米为单位的气隙长度： $L_g \geq 0.1$ 。

$$L_g = 40 \times \pi \times A_e \times \left(\frac{N_p^2}{1000 \times L_p} - \frac{1}{A_L} \right)$$

其中 L_g 单位为毫米， A_e 单位为平方厘米， A_L 单位为纳亨/圈²， L_p 单位为微亨。

- 以圆密耳 / 安培为单位的初级绕组电流密度： $500 \geq CMA \geq 200$ 。

$$CMA = \frac{1.27 \times DIA^2 \times \frac{\pi}{4}}{I_{RMS}} \times \left(\frac{1000}{25.4} \right)^2$$

其中DIA为裸线导体直径，以毫米为单位。

- 根据表7通过改变L、 N_s 、磁芯或骨架进行迭代。

		BM	Lg	CMA
L	↑	-	-	↑
N_s	↑	↓	↑	↓
磁芯尺寸	↑	↓	↑	↑

表7. 变压器参数之间的相互影响

步骤 23 – 确认 $B_p \leq 4200$ 高斯。如有必要，减小限流点降低因数 K_1

- $B_p = \frac{I_{LIMIT}(\max)}{I_p} \times B_M$
- 确认 $B_p \leq 4200$ 高斯(0.42特斯拉)，避免变压器在开机和输出过载时出现饱和。
- 如有必要，降低 K_1 ，直至 $B_p \leq 4200$ 高斯。

步骤 24 – 计算次级峰值电流 I_{SP}

- $I_{SP} = I_p \times \frac{N_p}{N_s}$

步骤 25 – 计算次级RMS电流 I_{SRMS}

- 连续模式

$$I_{SRMS} = I_{SP} \times \sqrt{(1 - D_{MAX}) \times \left(\frac{K_P^2}{3} - K_P + 1 \right)}$$

- 非连续模式

$$I_{SRMS} = I_{SP} \times \sqrt{\frac{1 - D_{MAX}}{3 \times K_P}}$$

步骤 26 – 确定次级绕组线径参数 OD_s , DIA_s , AWG_s

- 以毫米为单位的次级绕组用线的外径。

$$OD_s = \frac{BW - (2 \times M)}{N_s}$$

- 以毫米为单位的次级绕组用线裸线导体的直径。

$$DIA = \sqrt{\frac{4 \times CMA_s \times I_{SRMS}}{1.27 \times \pi}} \times \frac{25.4}{1000}$$

其中 CMA_s 为以圆密耳 / 安培为单位的次级绕组电流密度。使用200的 CMA_s 值可以计算出最小的线径。

- 基于 DIA_s 选定绕制次级绕组的AWG_s标准线。如果所用线的裸线导体直径在132 kHz应用当中大于27 AWG或者66 kHz应用当中大于25 AWG，则建议使用多股细线并绕的方式绕制次级绕组，这样可以减小集肤效应的影响。

步骤 27 – 确定输出电容的纹波电流 I_{RIPPLE}

- 输出电容的纹波电流。

$$I_{RIPPLE} = \sqrt{I_{SRMS}^2 - I_O^2}$$

其中 I_O 为输出直流电流。

步骤 28 – 确定次级及偏置绕组的最大峰值反向电压 PIV_s , PIV_B

- 次级绕组最大峰值反向电压

$$PIV_s = V_o + \left(V_{MAX} \times \frac{N_s}{N_p} \right)$$

- 偏置绕组最大峰值反向电压

$$PIV_B = V_B + \left(V_{MAX} \times \frac{N_B}{N_p} \right)$$

步骤 29 – 参照表8，基于 V_{OR} 及输出类型选择初级箝位电路中使用的箝位稳压管以及阻断二极管

电源输出	V_{OR}	阻断二极管	箝位用稳压管
多路输出	100 V	BYV26C MUR160 UF4005	P6KE150
单路输出	120 V	BYV26C MUR160 UF4005	P6KE180

表 8. 箝位稳压管及阻断二极管的选择

步骤 30 – 根据表9选择输出整流管

- $V_R \geq 1.25 \times PIV_S$; 其中 PIV_S 从步骤28中得出, 而 V_R 为整流二极管的反向电压额定值。
- $I_D \geq 3 \times I_O$; 其中 I_D 为二极管的直流电流额定值, 而 $I_O = P_O / V_O$ 。

整流二极管	V_R (V)	I_D (A)	封装	生产商
肖特基				
1N5819	40	1	轴向	General Semi
SB140	40	1	轴向	General Semi
SB160	60	1	轴向	General Semi
MBR160	60	1	轴向	IR
11DQ06	60	1.1	轴向	IR
1N5822	40	3	轴向	General Semi
SB340	40	3	轴向	General Semi
MBR340	40	3	轴向	IR
SB360	60	3	轴向	General Semi
MBR360	60	3	轴向	IR
SB540	40	5	轴向	General Semi
SB560	60	5	轴向	General Semi
MBR745	45	7.5	TO-220	General Semi IR
MBR760	60	7.5	TO-220	General Semi
MBR1045	45	10	TO-220	General Semi IR
MBR1060	60	10	TO-220	General Semi
MBR10100	100	10	TO-220	General Semi
MBR1645	45	16	TO-220	General Semi IR
MBR1660	60	16	TO-220	General Semi
MBR2045CT	45	20(2×10)	TO-220	General Semi IR
MBR2060CT	60	20(2×10)	TO-220	General Semi
MBR20100	100	20(2×10)	TO-220	General Semi IR
超快速				
UF4002	100	1	轴向	General Semi
UF4003	200	1	轴向	General Semi
MUR120	200	1	轴向	General Semi
EGP20D	200	2	轴向	General Semi
BYV27-200	200	2	轴向	General Semi Philips
UF5401	100	3	轴向	General Semi
UF5402	200	3	轴向	General Semi
EGP30D	200	3	轴向	General Semi
BYV28-200	200	3.5	轴向	General Semi Philips
MUR420	200	4	TO-220	General Semi
BYW29-200	200	8	TO-220	General Semi Philips
BYV32-200	200	18	TO-220	General Semi Philips

表 9. 输出二极管的选择

步骤 31 – 输出电容的选择

- 在105 °C及100 kHz频率下纹波电流的规格: 必须大于等于步骤27中得到的 I_{RIPPLE} 数值。
- ESR规格: 使用低ESR的电解电容。输出开关纹波电压等于 $I_{SP} \times ESR$, 其中 I_{SP} 为步骤24中得到的数值。

- 举例:

输出 输出电容

5 V至24 V, 1 A 330 μ F, 35 V, 低ESR, 电解电容
United Chemicon
LXZ35VB331M10X16LL
Rubycon 35YXG330M10×16
Panasonic EEUF1V331

5 V至24 V, 2 A 1000 μ F, 35 V, 低ESR, 电解电容
United Chemicon
LXZ35VB102M12X25LL
Rubycon 35YXG1000M12.5×25
Panasonic EEUF1V102

步骤 32 – 后级滤波器电感L和电容C的选择

- 电感L: 2.2 μ H至4.7 μ H。对于低电流(≤ 1 A)的输出使用磁珠, 而较高电流的输出可以使用非定制的标准电感。如果必要, 可以增大电感的电流额定值从而避免在电感两端出现过高的压降。
- 电容C: 100 μ F至330 μ F、35 V的电解电容
100 μ F、35 V的电解电容举例:
United Chemicon KMG35VB101M6X11LL
Rubycon 35YXA100M6.3×11
Panasonic ECA1VHG101

步骤 33 – 从表10选择偏置绕组的整流管

- $V_R \geq 1.25 \times PIV_B$; 其中 PIV_B 从步骤18中得出; V_R 为整流二极管的反向电压额定值。

整流管	V_R (V)	生产商
BAV21	200	Philips
UF4003	200	General Semi
IN4148	75	Motorola

表10. 偏置绕组整流管的选取

步骤 34 – 偏置绕组电容的选择

- 使用0.1 μ F、50 V的瓷片电容。

步骤 35 – 控制极引脚电容及串联电阻的选择

- 控制极引脚电容：47 μF 、10 V的低成本电解电容 (不要使用低ESR的电容)。
- 串联电阻：6.8 Ω 、1/4 W的电阻 (如果 $K_P \geq 1$ ，比如非连续模式，则不需要此电阻)。

步骤 36 – 根据图3、4、5及6中所示的参考反馈电路的类型，选用相应的反馈电路元件

- 适用的参考反馈：在步骤2中进行确定。

步骤 37 – 输入整流桥的选择

- $V_R \geq 1.25 \times \sqrt{2} \times V_{ACMAX}$ ；其中 V_{ACMAX} 从步骤1中得出。
- $I_D \geq 2 \times I_{AVE}$ ；其中 I_D 为整流桥的电流额定值， I_{AVE} 为平均输入电流。

$$\text{注释： } I_{AVE} = \frac{P_{OUT}}{V_{MIN} \times \eta};$$

其中 V_{MIN} 从步骤3得出， η 从步骤1得出。

附录A

多路输出的反激式电源设计

总输出功率相同的多路输出反激电源和单路输出反激电源设计的唯一区别在于次级侧的设计。在单路输出的情况所有功率都从一个输出传送到负载，多路输出的反激电源则与此不同，它将输出功率分配在几个输出当中给负载供电。因此，两者初级侧的设计过程是相同的，而只需对次级侧的要求进行进一步的考量。

设计时对输出功率加以汇总

进行多路输出反激式设计的简单方法如AN-22（使用TOPSwitch设计多路输出反激式电源）所述。开始设计时，将多个输出的总功率进行汇总，使其等效于一个主输出的输出功率，进行单路输出的设计。这样可以得到次级峰值电流 I_{Sp} 以及RMS电流 I_{SRMS} 。同时也计算出了相当于汇总功率的输出电流平均值 I_o 。

简化设计的假设条件

每路输出的电路阻抗决定了各个输出绕组中的电流波形。该阻抗与漏感、整流管特性、电容值以及起着重要作用的输出负载有关。尽管各个输出的电流波形可能不完全一样，为简化近似，可以合理地假定所有输出的电流都与总功率相同的单路输出电源具有相同的波形。

输出RMS电流与平均值电流

输出电流的平均值总是与直流负载电流相等，而RMS电流值则由电流波形的形状决定。由于假定所有输出的电流波形形状相同，因而它们的RMS电流与平均值电流的比例也是相同的。因此，输出平均值电流已知的情况下，每个输出绕组的RMS电流值可计算如下

$$I_{SRMS}(n) = I_o(n) \times \frac{I_{SRMS}}{I_o}$$

其中 $I_{SRMS}(n)$ 和 $I_o(n)$ 分别为第 n 个输出的次级RMS电流和输出平均值电流，而 I_{SRMS} 和 I_o 则为相同功率的单路输出等效设计中得到的次级RMS电流和平均值电流。

各路输出的次级设计

每个绕组的圈数依据各自的输出电压 $V_o(n)$ 计算得到：

$$N_s(n) = N_p \times \frac{V_o(n) + V_D(n)}{V + V_D}$$

输出整流管的最大反向电压为

$$PIV_s(n) = V_{MAX} \times \frac{N_s(n)}{N_p} + V_o(n)$$

已经得到了输出RMS电流 $I_{SRMS}(n)$ 、次级绕组圈数 $N_s(n)$ 及输出整流管最大反向电压 $PIV_s(n)$ ，则可以采用与单路输出设计完全相同的方法对每个输出进行次级侧的设计。

次级绕组线径尺寸

在计算次级绕组线径时，TOPSwitch-GX设计表格使用200的CMA值。这样得到的线径为每个输出使用独立绕组时对应输出RMS电流所需的最小线径尺寸。为得到更好的温升性能，设计者可能希望用更大尺寸的线。但考虑到其它方面，比如集肤效应以及绕组的骨架覆盖率，则建议使用多股较小线径的线来并行绕制次级绕组。此外，变压器生产当中一些实际考虑的事项也会对用线尺寸加以规定。

版本	注释	日期
A	最终发布。	9/02
B	微小错误修正。	12/02
C	微小错误修正：纠正 V_{MAX} 公式。	7/04

有关最新的产品信息，请访问 www.powerint.com

Power Integrations reserves the right to make changes to its products at any time to improve reliability or manufacturability. Power Integrations does not assume any liability arising from the use of any device or circuit described herein. POWER INTEGRATIONS MAKES NO WARRANTY HEREIN AND SPECIFICALLY DISCLAIMS ALL WARRANTIES INCLUDING, WITHOUT LIMITATION, THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE, AND NON-INFRINGEMENT OF THIRD PARTY RIGHTS.

PATENT INFORMATION

The products and applications illustrated herein (including transformer construction and circuits external to the products) may be covered by one or more U.S. and foreign patents, or potentially by pending U.S. and foreign patent applications assigned to Power Integrations. A complete list of Power Integrations' patents may be found at www.powerint.com. Power Integrations grants its customers a license under certain patent rights as set forth at <http://www.powerint.com/ip.htm>.

LIFE SUPPORT POLICY

POWER INTEGRATIONS' PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF POWER INTEGRATIONS. As used herein:

1. A Life support device or system is one which, (i) is intended for surgical implant into the body, or (ii) supports or sustains life, and (iii) whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use, can be reasonably expected to result in significant injury or death to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

The PI logo, **TOPSwitch**, **TinySwitch**, **LinkSwitch**, **DPA-Switch**, **PeakSwitch**, **Clampless**, **EcoSmart**, **E-Shield**, **Filterfuse**, **StackFET**, **PI Expert** and **PI FACTS** are trademarks of Power Integrations, Inc. Other trademarks are property of their respective companies. ©Copyright 2004, Power Integrations, Inc.

全球销售支持网络

全球总部

5245 Hellyer Avenue
San Jose, CA 95138, USA.
Main: +1-408-414-9200
Customer Service:
Phone: +1-408-414-9665
Fax: +1-408-414-9765
e-mail: usasales@powerint.com

中国（上海）

Rm 807-808A
Pacheer Commercial Centre,
555 Nanjing Rd. West
Shanghai, P.R.C. 200041
Phone: +86-21-6215-5548
Fax: +86-21-6215-2468
e-mail: chinasales@powerint.com

中国（深圳）

Rm 2206-2207, Block A,
Electronics Science & Technology Bldg.
2070 Shennan Zhong Rd.
Shenzhen, Guangdong,
China, 518031
Phone: +86-755-8379-3243
Fax: +86-755-8379-5828
e-mail: chinasales@powerint.com

德国

Rueckertstrasse 3
D-80336, Munich
Germany
Phone: +49-89-5527-3910
Fax: +49-89-5527-3920
e-mail: eurossales@powerint.com

印度

#1, 14th Main Road
Vasanthanagar
Bangalore-560052 India
Phone: +91-80-41138020
Fax: +91-80-41138023
e-mail: indiasales@powerint.com

意大利

Via De Amicis 2
20091 Bresso MI – Italy
Phone: +39-028-928-6000
Fax: +39-028-928-6009
e-mail: eurossales@powerint.com

日本

Keihin Tatemono 1st Bldg 2-12-20
Shin-Yokohama, Kohoku-ku,
Yokohama-shi, Kanagawa ken,
Japan 222-0033
Phone: +81-45-471-1021
Fax: +81-45-471-3717
e-mail: japansales@powerint.com

韩国

RM 602, 6FL
Korea City Air Terminal B/D, 159-6
Samsung-Dong, Kangnam-Gu,
Seoul, 135-728, Korea
Phone: +82-2-2016-6610
Fax: +82-2-2016-6630
e-mail: koreasales@powerint.com

新加坡

51 Newton Road
#15-08/10 Goldhill Plaza
Singapore, 308900
Phone: +65-6358-2160
Fax: +65-6358-2015
e-mail: singapore@powerint.com

台湾

5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1
Nei Hu Dist.
Taipei, Taiwan 114, R.O.C.
Phone: +886-2-2659-4570
Fax: +886-2-2659-4550
e-mail: taiwansales@powerint.com

欧洲总部

1st Floor, St. James's House
East Street, Farnham
Surrey GU9 7TJ
United Kingdom
Phone: +44 (0) 1252-730-140
Fax: +44 (0) 1252-727-689
e-mail: eurossales@powerint.com

技术支持热线

World Wide +1-408-414-9660

技术支持传真

World Wide +1-408-414-9760