

不同模式下反激式开关电源的分析

邹 贤, 赵新龙, 鲁文其

(浙江理工大学机械与自动控制学院, 杭州 310018)

摘 要: 为优化反激式开关电源的参数设计,在不同模式反激变换器的参数分析基础上,设计了断续模式和连续模式下的 22 W 多路输出反激式开关电源,推导了两种模式下的电源参数计算方法,分析了功率开关管、高频变压器、次级二极管、输出滤波电容等元器件的损耗机理及计算方法,并对全负载范围内的多组数据进行测量。实验表明,电源纹波电压、工作效率等各项指标均符合要求,性能良好;不同模式下反激变换器的参数分析合理,实验效率曲线与损耗分析结果基本一致。

关键词: 断续模式; 连续模式; 反激变换器; 损耗分析

中图分类号: TM919

文献标志码: A

0 引 言

随着电力电子技术的发展,高性能的功率开关管以及集成化芯片的出现,更小损耗的开关电源正广泛应用于通信、航天、家电等领域。但是,开关电源本身仍然存在一些问题,其中包括元器件损耗、高频变压器噪声、电源效率、电磁干扰等。这就需要对反激变换器^[1-3]的工作模式进行一定的研究与分析。

本研究在对 DCM(断续模式)和 CCM(连续模式)^[4-7]模式下反激变换器的参数分析基础上,制作了不同模式下的基于 Top246Y^[8-12]的 22 W 多路输出反激式开关电源,然后列出反激变换器在 DCM 和 CCM 模式、满载条件下的主要参数表,并通过对反激变换器的损耗进行分析和计算,分析两者的差异,得出相应的结论。

1 反激式变换器工作模式分析

1.1 DCM 模式下相关参数的分析

DCM 模式下反激变换器主要波形如图 1 所示。图 1 中, T_{on} 为功率开关管导通结束时刻; T_z 为次级电流发生断续时刻; T_s 为功率开关管关断结束时刻,即工作周期; U_P 为初级电压; I_P 为初级电感电流; I_S 为次级电感电流。

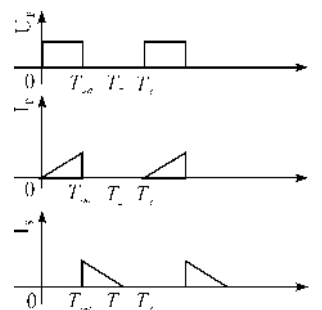


图 1 DCM 模式下反激变换器主要波形

功率开关管的最大占空比由最小输入电压和感应电压、功率开关管漏-源导通电压决定,一般 $U=85\sim 265$ V 的宽范围交流输入条件下,感应电压的允许范围为 90~150 V,当 $U=(1+15\%)110$ V 时,可选感应电压为 65 V。

$$D_{\max} = \frac{U_{OR}}{U_{OR} + U_{IN\min} - U_{DS(ON)}} \times 100\% \quad (1)$$

由于反激式开关电源中高频变压器起到储能电感的作用,因此高频变压器可以类似于设计电感。因此一次侧电感量 L_P 为

$$L_P = \frac{2P_O}{\eta I_R^2 f} \quad (2)$$

初级电感平均电流为

$$I_{AV} = D_{\max} \frac{I_{P\max} + I_{P\min}}{2} \quad (3)$$

收稿日期: 2013-06-13

基金项目: 国家自然科学基金(61273184)

作者简介: 邹 贤(1989-),男,江西南昌人,硕士研究生,主要从事电子与电力传动方面的研究。

通信作者: 赵新龙, E-mail: zhaoxinlong@zstu.edu.cn

式中: I_{Pmin} 为初级最小电流, I_{Pmax} 为初级峰值电流, 由于工作于 DCM 模式, $I_{Pmin} = 0$ 。

$$I_{AV} = \frac{P_O}{\eta U_{INmin}} \quad (4)$$

将式(3)代入式(4), 可得初级峰值电流为

$$I_{Pmax} = \frac{2P_O}{\eta D_{max} U_{INmin}} \quad (5)$$

初级有效电流为

$$I_{PRMS} = I_{Pmax} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \quad (6)$$

初级电感线径为

$$D_1 = 1.13 \times \sqrt{\frac{I_{PRMS}}{J}} \quad (7)$$

开关管截止时, 功率器件承受的峰值电压为

$$U_{Pmax} = U_{INmax} + U_{OR} + U_L \quad (8)$$

面积乘积法仍为选择磁芯的一种有效方法, 表示磁芯有效截面积与窗口面积的乘积, 根据计算的 AP 值, 即可查表找出所需磁芯的型号。DCM 模式时, 磁芯面积乘积值的计算公式为

$$AP = A_w A_e = \frac{0.433(1+\eta)P_O}{\eta K_w D J B_M f} \times 10^4 \quad (9)$$

式中: K_w 为窗口利用系数, 一般取 0.35; J 为电流密度, 一般取 400 A/cm²; B_M 为磁芯最大磁通密度, 一般取 0.25 T;

由于交流输入端电压不同, 功率开关管占空比不同, 一般初级匝数 N_P 可根据工频电压来计算

$$N_P = \frac{U_{IN} \sqrt{D} \times 10^4}{B_M f} \quad (10)$$

考虑到次级输出回路超快恢复二极管正向导通压降为 0.8 V, 可得变压器匝数比为

$$n = \frac{N_P}{N_S} = \frac{U_{OR}}{U_O + 0.8} \quad (11)$$

变压器次级线圈电感量为

$$L_S = A_L N_S^2 \quad (12)$$

式中, A_L 根据变压器磁芯型号获得。

初级平均电流可用输出端负载来表示, 则可写为

$$I_{AV} = \frac{P_O}{\eta U_{INmin}} \quad (13)$$

初级峰值电流为

$$I_{Pmax} = \frac{2P_O}{\eta D_{max} U_{INmin}} \quad (14)$$

次级峰值电流取决于初级峰值电流和初、次级的匝数比, 可得

$$I_{Smax} = n I_{Pmax} \quad (15)$$

次级有效电流为

$$I_{SRMS} = I_{Smax} \sqrt{\frac{1-D_{max}}{3}} \quad (16)$$

高频变压器输出端线径 D_{sm} 为

$$D_{sm} = 1.13 \times \sqrt{\frac{I_{SRMS}}{J}} \quad (17)$$

功率开关管导通时, 变压器初级电压感应到次级, 次级二极管截止, 二极管承受的峰值电压为

$$U_{Smax} = \frac{U_{INmax}}{n} + U_O \quad (18)$$

1.2 CCM 模式下相关参数的分析

CCM 模式下反激变换器主要波形如图 2 所示。

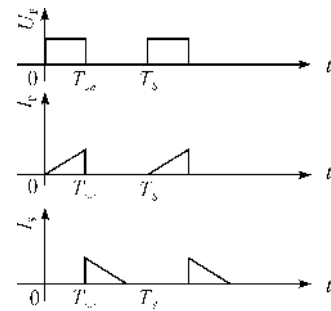


图2 CCM 模式下反激变换器主要波形

图 2 中, T_{on} 为功率开关管导通结束时刻; T_s 为功率开关管关断结束时刻, 即工作周期; U_p 为初级电压; I_p 为初级电感电流; I_s 为次级电感电流。

根据磁通平衡定律, MOSFET 导通期间磁通增加量等于截止期间磁通减小量, 则

$$\Delta\phi_{(+)} = \frac{U_{INmin}}{N_1} D_{max} T_S \quad (19)$$

$$\Delta\phi_{(-)} = \frac{U_O + 0.8}{N_2} (1 - D_{max}) T_S \quad (20)$$

输出电压 U_O 表达式为

$$U_O = \frac{N_S}{N_P} U_{OR} - 0.8 \quad (21)$$

由于反激变换器中高频变压器起到储能电感的作用, 因此高频变压器可以类似于设计电感。因此一次侧电感量 L_P 为

$$L_P = \frac{2P_O}{\eta I_{Rf}^2 f} \quad (22)$$

初级电感平均电流为

$$I_{AV} = D_{max} \frac{I_{Pmax} + I_{Pmin}}{2} \quad (23)$$

式中: I_{Pmin} 为初级最小电流, I_{Pmax} 为初级峰值电流。

$$I_{AV} = \frac{P_O}{\eta U_{INmin}} \quad (24)$$

将式(23)代入式(24), 可得初级峰值电流为

$$I_{P_{\max}} = \frac{2P_O}{\eta D_{\max} V_{IN_{\min}} (2 - K_{RP1})} = \frac{I_{AVG}}{(1 - 0.5K_{RP1}) \times D_{\max}} \quad (25)$$

$K_{RP1} = \frac{I_R}{I_{P_{\max}}} = \frac{I_{P_{\max}} - I_{P_{\min}}}{I_{P_{\max}}}$ 为初级电流脉动系数,取值范围为 0 和 1 之间;在 CCM 模式时 $K_{RP1} < 1$;DCM 模式时 $K_{RP1} = 1$ 。

初级有效电流为

$$I_{PRMS} = \sqrt{D_{\max} \times \left(\frac{K_{RP1}^2}{3} - K_{RP1} + 1 \right) \times I_{P_{\max}}} \quad (26)$$

初级电感线径为

$$D_1 = 1.13 \times \sqrt{\frac{I_{PRMS}}{J}} \quad (27)$$

开关管截止时,功率器件承受的峰值电压为

$$U_{P_{\max}} = U_{IN_{\max}} + U_{OR} + U_L \quad (28)$$

式中, U_L 为漏感产生的尖峰脉冲。

CCM 模式时,磁芯面积乘积值的计算公式为

$$AP = \frac{0.433(1 + \eta)P_O}{\eta K_w D J B_M K_{RP1} f} \times 10^4 \quad (29)$$

由于输入端交流电压不同,功率开关管占空比不同,一般初级匝数 N_P 可根据工频电压来计算

$$N_P = \frac{U_{IN} \sqrt{D} \times 10^4}{B_M f} \quad (30)$$

考虑到超快恢复二极管还有正向导通电压 0.8 V,可得变压器匝数比为

$$n = \frac{N_P}{N_S} = \frac{D_{\max} U_{IN_{\min}}}{(1 - D_{\max})(U_O + 0.8)} = \frac{U_{OR}}{U_O + 0.8} \quad (31)$$

初级平均电流可用输出端负载来表示,则可写为

$$I_{AV} = \frac{P_O}{\eta U_{IN_{\min}}} \quad (32)$$

初级峰值电流为

$$I_{P_{\max}} = \frac{I_{AV}}{(1 - 0.5K_{RP1}) \times D_{\max}} \quad (33)$$

次级峰值电流取决于初级峰值电流和初、次级的匝数比,可得

$$I_{S_{\max}} = n I_{P_{\max}} \quad (34)$$

K_{RP2} 是次级电流在占空比为 $1 - D_{\max}$ 时的比例系数。因此,次级有效电流 I_{SRMS} 为

$$I_{SRMS} = \sqrt{(1 - D_{\max}) \times \left(\frac{K_{RP2}^2}{3} - K_{RP2} + 1 \right) \times I_{S_{\max}}} \quad (35)$$

高频变压器输出端线径 D_{sm} 为

$$D_{sm} = 1.13 \times \sqrt{\frac{I_{SRMS}}{J}} \quad (36)$$

(其中 J 值取经验值, $J = 2 \sim 6 \text{ A/mm}^2$)

功率开关管导通时,变压器初级电压感应到次级,次级二极管截止,二极管承受的峰值电压为

$$U_{S_{\max}} = \frac{U_{IN_{\max}}}{n} + U_O \quad (37)$$

2 反激变换器损耗分析

在不同输入电压、不同负载情况下反激变换器各部分损耗对电源变换效率的影响是不同的,本研究在 220 V 交流输入的条件下,分析反激变换器主要损耗。

由于反激变换器一次侧电路中电流较小,可忽略 EMI 滤波电路、输入滤波电容、钳位电路、原边二极管、磁珠等损耗,因此电源主要损耗包括功率器件、次级整流二极管及高频变压器、输出滤波电容。

本研究采用的是 TOP 系列开关电源集成电路,Top246y 在 110 V 交流输入时损耗为 80 mW,在 230 V 交流输入时损耗为 160 mW。

二极管的损耗包括正向损耗、反向损耗、开关损耗。由于反向时间、开关时间比较短,因此只考虑正向损耗。由于二极管导通时存在内阻,因此损耗公式为

$$P_F = U_F I_{F(AV)} + r_D I_{F(RMS)}^2 \quad (38)$$

式中: $r_D = \frac{\Delta V_F}{\Delta I_F}$ 是动态电阻,沿着电压—电流曲线移动的时候,阻抗值是随着曲线变化的。

高频变压器损耗包括磁芯损耗和线圈损耗。而磁芯损耗是磁芯在交流磁化过程中产生的磁滞损耗、涡流损耗和剩余损耗,因此损耗公式为

$$P_{fe} = P_v V_e = k f^m B_p^n V_e \quad (39)$$

其中 P_v 为磁芯比损耗、 B_p 为峰值磁通密度、 n 是 Steinmetz 指数,对铁氧体来说典型值是 2.5,指数 m 典型值为 1.3, V_e 是磁芯有效体积。

线圈损耗分为直流电阻损耗和交流电阻损耗,因此损耗公式为

$$P_{cu} = I_{dc}^2 \cdot R_{dc} + I_{ac}^2 \cdot R_{ac} = I_{dc}^2 \cdot R_{dc} + I_{ac}^2 \cdot F_R(x, m) \cdot R_{dc} = I_{av}^2 \cdot R_{dc} + (I_{RMS}^2 - I_{av}^2) \cdot F_R(x, m) \cdot R_{dc} \quad (40)$$

其中交流电阻系数 $F_R(x, m)$ 可采用道威尔模式^[13]计算。

$$F_R(x, m) = M(x) + \frac{m^2 - 1}{3} \cdot R(x) \quad (41)$$

$$M(x) = x \cdot \frac{\sinh(2x) + \sin(2x)}{\cosh(2x) - \cos(2x)} \quad (42)$$

$$R(x)=2x \cdot \frac{\sinh(x)-\sin(x)}{\cosh(x)+\cos(x)} \quad (43)$$

式中: m 为层数, x 可用下式求得:

$$x=\frac{h \sqrt{F_l}}{\Delta} \quad (44)$$

式中: h 为层厚度或导线厚度, F_l 为铜层系数。对于铜带或铜箔线圈, h 就是铜带的厚度, $F_l=1$;对于每层相互叠直径为 d 的远导线, $h=0.83 d, F_l=N_l d / \omega$,叠直径为 d 的圆导线, $h=0.83 d, N_l$ 为每层匝数, ω 为层的厚度。

直流分量电阻计算公式为

$$R_{dc}=\frac{\rho \cdot L_{av} \cdot N}{N \cdot \left(\frac{\pi \cdot d_{av}^2}{4}\right)} \quad (45)$$

考虑到滤波电容有等效串联电阻 R_{ESR} ,一般设计时采用多个电解电容并联使用,以加强滤波效果,因此损耗公式为

$$P_c=I_{ac}^2 \cdot R_{ESR} \quad (46)$$

3 实验

为验证上述分析的正确性,制作了不同模式下的基于 Top246Y 的 22 W 多路输出反激式开关电源,主电路共有 7 路输出: +15 V \times 4、+5 V、 \pm 12 V 以及反馈绕组输出 +12 V。样机包括输入保护电路、EMI 滤波电路、RCD 钳位电路、反激变换器电路、输出滤波电路、反馈电路、控制电路。由于文章篇幅有限,具体的参数设计不赘述,仅给出了不同模式反激变换器满载条件下的主要参数及元器件损耗,分析其对反激变换器的影响,并得出相应的结论;对全负载范围内多组数据进行测量,绘出实验效率曲线和分析效率曲线并对比,最后给出 CCM 模式、空载情况下的电源模块主要实验波形。

3.1 两种模式下反激变换器主要参数的分析

在相同占空比、相同输入电压的条件下,不同模式下反激变换器主要参数如表 1 所示。

表 1 DCM 和 CCM 模式下反激变换器主要参数

反激变换器		CCM 模式	DCM 模式
初级	峰值电流/A	0.871	0.959
	有效电流/A	0.355	0.371
	匝数/匝	60	60
	感值/ μ H	688.5	563.3
+5 V	峰值电流/A	3.57	3.92
	有效电流/A	2.09	1.678
	匝数/匝	4	4
	感值/ μ H	4	1.92

表 1 续

反激变换器		CCM 模式	DCM 模式
+12 V	峰值电流/A	0.713	0.871
	有效电流/A	0.414	0.373
	匝数/匝	10	10
	感值/ μ H	20.25	9.72
\pm 12 V	峰值电流/A	0.713	0.871
	有效电流/A	0.414	0.373
	匝数/匝	10	10
	感值/ μ H	20.25	9.72
+15 V	峰值电流/A	0.972	1.07
	有效电流/A	0.564	0.458
	匝数/匝	11	11
	感值/ μ H	25	12
+15 V \times 3	峰值电流/A	0.162	0.178
	有效电流/A	0.094	0.076
	匝数/匝	11	11
	感值/ μ H	25	12
磁芯面积乘积/ mm^2		1 828	1 310
磁芯		EER28	EE16

由于已经给出反激变换器损耗详细分析过程,所以这里不再赘述。在此仅给出 DCM 和 CCM 模式下电源模块满载时各部分元器件损耗计算结果,如表 2 所示。

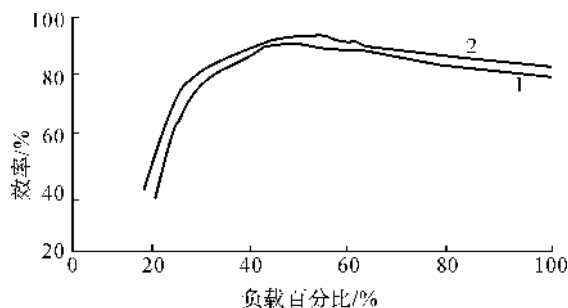
表 2 DCM 和 CCM 模式下电源模块满载时损耗

损耗	CCM 模式	DCM 模式
二极管损耗/W	2.127	1.836
Top 损耗/W	0.16	0.16
变压器一次侧损耗/W	0.522	0.592
变压器二次侧损耗/W	1.262	0.954
输出电路损耗/W	0.173	0.134
总损耗/W	3.936	3.984
效率/%	84.83%	84.67%

通过表 1、表 2 参数的分析,可得如下结论:在相同占空比、输入电压、负载的条件下,CCM 模式下的初级峰值电流和次级峰值电流都比较小,因此,DCM 模式下的三角波峰值高于 CCM 模式下的梯形波峰值;采用 CCM 模式可比 DCM 模式降低一次侧高频变压器和功率开关管等损耗,而提高了二次侧高频变压器和二极管的损耗。另外,CCM 模式下的磁芯乘积面积值较大,高频变压器的体积也大。需要指出的是,CCM 和 DCM 模式下反激变换器参数的差异体现在初级电流脉动系数的选取上。

3.2 不同负载对反激变换器效率的影响

在上述基础上,得出反激变换器分析效率曲线,实验样机完成与调试后,进行了相应的实验损耗分析,主要包括轻载、半载、满载等多组负载测量,得出反激变换器实验效率曲线。实验效率和分析效率对比曲线如图 3 所示。



1. 实验效率曲线; 2. 分析效率曲线

图 3 反激变换器效率曲线

由图 3 可知,实验结果与分析结果基本一致。可得如下结论:轻载时,反激变换器损耗所占比例较大,效率较低;半载时,负载电流比较适中,反激变换器功率损耗相对负载功率较小,负载百分比为 0.6 时,效率较高,最高可达 90%;满载时,变换器效率下降。

3.3 CCM 模式下的电源空载实验

图 4~图 7 为 CCM 模式、交流侧输入 220 V、空载时,测得的该电源主要输出电压波形。

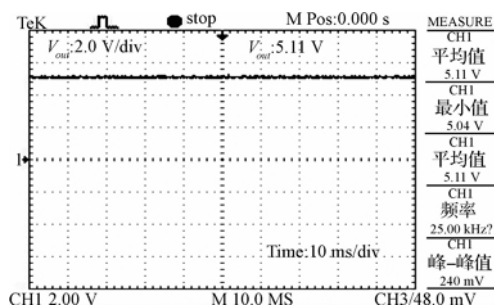


图 4 CCM 模式下变压器副边电压波形 $V_{out+5 V}$

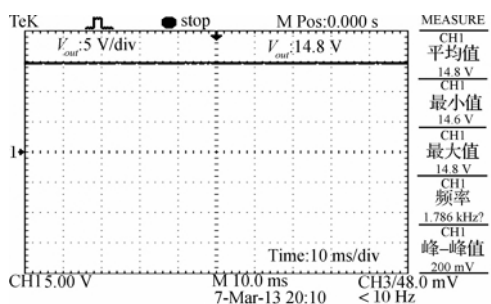


图 5 CCM 模式下变压器副边电压波形 $V_{out+15 V}$

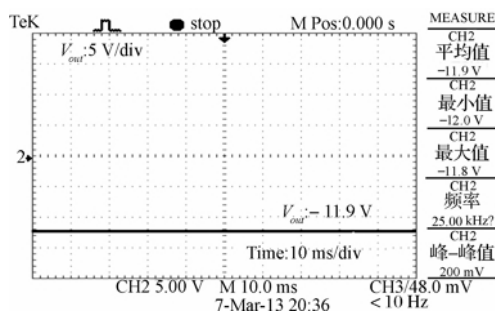


图 6 CCM 模式下变压器副边电压波形 $V_{out-12 V}$

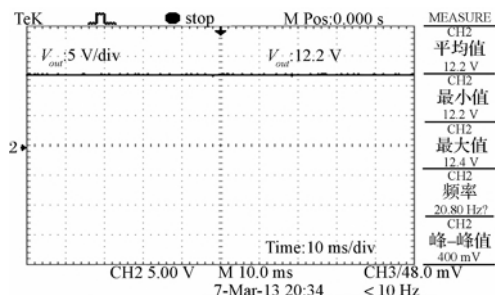


图 7 CCM 模式下变压器副边电压波形 $V_{out+12 V}$

空载时测得的输出电压均值 V'_{out} , V_{out} 为额定输出电压,电压精度计算公式为

$$\gamma = \frac{|V'_{out} - V_{out}|}{V_{out}} \times 100\% \quad (47)$$

图 4 为 +5 V 输出波形,输出电压纹波为 110 mV,电压精度为 2.2%;图 5 为一路 +15 V 输出波形,输出电压纹波为 200 mV,电压精度为 1.3%;图 6 为 -12 V 输出波形,输出电压纹波为 100 mV,电压精度 0.83%;图 7 为 +12 V 输出波形,输出电压纹波为 200 mV,电压精度为 1.67%。

从以上分析可得如下结论,电压精度均在 3% 的范围内,输出稳定,纹波小,电源各项指标均符合要求。

4 结 论

通过对断续模式和连续模式下反激式开关电源的参数和损耗的分析,设计了 22 W 的基于 Top246Y 的多路输出反激式开关电源,并对测试实验样机进行验证。实验结果表明:电源纹波电压、工作效率等各项指标均符合要求,断续模式和连续模式下反激变换器的参数和损耗分析合理。

参考文献:

- [1] 张 维. 单端反激式开关电源研究与设计[D]. 西安:西安电子科技大学, 2011.
- [2] 杨立杰. 多路输出单端反激式开关电源设计[J]. 现代电子技术, 2007, 30(6):23-26.
- [3] 梅阳凤. 数字开关电源的设计与实现[D]. 广州:广东工

- 业大学, 2011.
- [4] 张旺华. 直流电机控制电源设计[D]. 上海: 华东理工大学, 2011.
- [5] 牛力. 多路输出反激式开关电源的设计与实现[D]. 西安: 陕西科技大学, 2012.
- [6] 徐欣. 反激式单片开关电源芯片的研究和设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2010.
- [7] 孟建辉, 刘文生. 反激式变换器 DCM 与 CCM 模式的分析与比较[J]. 通信电源技术, 2010, 27(6): 33-38.
- [8] 何东升, 刘永强, 王端阳, 等. 基于 TOP245Y 芯片的高可靠性电源设计[J]. 微计算机信息, 2007, 23(28): 163-165.
- [9] 赵书红, 谢吉华, 曹曦. 一种基于 Topswitch-GX 的变频器专用开关电源[J]. 电源技术应用, 2007, 10(8): 17-21.
- [10] 李君, 曾岳南. 基于 TOP247Y 的电机伺服系统用多路开关电源设计[J]. 通信电源技术, 2012, 29(1): 8-11.
- [11] 王正, 朱兴动, 张六韬. 基于 TOP249Y 芯片的开关电源设计[J]. 国外电子元器件, 2004, 3: 22-24.
- [12] 许水平, 施蔚加. 基于 TOP256Y 的开关电源设计[J]. 电子技术应用, 2009, 35(8): 72-75.
- [13] 姬海宁, 兰中文, 张怀武. 高频开关电源变压器的设计方法[J]. 磁性材料及器件, 2004, 35(2): 31-34.

Analysis on Flyback Switching Power Supply under Different Modes

ZOU Xian, ZHAO Xin-long, LU Wen-qi

(School of Mechanical Engineering and Automation, Zhejiang Sci-Tech University,
Hangzhou 310018, China)

Abstract: To optimize parameter design of flyback switching power supply, this paper designs 22 W multi-output flyback switching power supply under discontinuous current mode and continuous mode based on the parameter analysis of flyback converter under different modes, deduces the power parameter calculation method under two modes, analyses the loss mechanism and calculation methods of power switch tube, high-frequency transformer, secondary diode, output filter capacitor and so on, and measures multiple sets of data within full load scope. The experiment shows that the indicators such as power supply ripple voltage, work efficiency conforms to the requirement, shows good performance, the parameter analysis of flyback converter is reasonable under different modes, experimental efficiency curve and loss analysis result basically consistent.

Key words: discontinuous current mode, continuous mode, flyback converter, loss analysis

(责任编辑: 张祖尧)