

低电磁骚扰开关电源的实现

陈庭勋, 王建行, 胡佳文

(浙江海洋学院 浙江 舟山 316004)

摘要:设计开关电源的关键点莫过于效率与电磁骚扰问题。以一款简单电源设计为例,对于单极性激励通用电源采用复合整流器电路,重点阐述采用系统互补抑制噪声的新技术来降低开关器件的开关噪声。从源头上消除整流二极管的开关噪声,从而达到降低开关电源电磁骚扰目的。同时,演绎了开关电源变压器、滤波器这些关键部件的单向性设计步骤。经过测试证明可变负载电源可以达到 20 mV_{pp} 以下的差模噪声电压输出,获得较高的电源电磁兼容性指标。

关键词:电源电磁兼容性;电磁噪声;滤波器;电感量

中图分类号: T N86

文献标识码: A

文章编号: 1004-373X(2009)18-201-04

Realization of Low Electromagnetic Disturbance in Switching Power Supply

CHEN Tingxun, WANG Jianxing, HU Jiawen

(Zhejiang Ocean University, Zhoushan, 316004, China)

Abstract: Design of switching power supply is most emphasis on efficiency and disturbance suppression problem. For designing a simple switching power supply, the rectifier introduces complex framework for common power supply of Single polarity drive, expatiates the new technique of reducing disturbance suppression in switching power supply. Taking full advantage of physical effects of the circuit, and avoiding the noise of commutating diode, so that reducing the disturbance of switching power supply, designing process of key part such as transformer and filter is proposed. Experimental result proves that output difference mode noise voltage of the power supply can be achieved below 20 mV_{pp} , which attains best parameter of electromagnetic compatibility.

Keywords: power electromagnetic compatibility; electromagnetic noise; filter; inductance

0 引言

电源装置是电子电气设备中所不可缺少的部件,开关电源以其效率高、体积小、重量轻、电压适应性好等优点,受到相关行业的青睐。但目前存在的缺陷是电磁骚扰大,对环境或其他设备造成不利影响。目前对于可变负载的开关电源,笔者所了解到的产品最低输出电压也在 70 mV 以上。设计低电磁骚扰的开关电源,也就成了许多设计人员的希望,为此提出了种种方法^[1,2]。本例设计要点不同于常规技术,而是采取了从源头上对电磁噪声进行消除,再结合一些常规措施。将电源输出端口的噪声电压降至 20 mV 以下,显著提高开关电源的电磁兼容性指标。

1 开关电源电路结构与降噪原理

该开关电源的设计目标是稳定 20 V 输出,输出电流 $0\sim 2\text{ A}$ 可变,用于音响系统。为了突出降低电磁噪声的处理技术,简化电路,用单片开关电源芯片

TOP224Y 进行设计。TOP224Y 内部已包含了 PWM 调制所需的所有电路以及激励管输出,由它激励变压器,开关频率为 100 kHz ,内部 MOS 激励管的耐压为 700 V ,输出功率小于 45 W 。电路如图 1 所示,该电路可以获得更大的输出功率,只需更改部分器件。图 1 中左边的电路 R_1, L_1, D_1, C_1 至 C_7 是常规的共模滤波和整流电路,获取约 300 V 的直流电压供 DG-DC 变换电路使用;最右边电路 L_5, C_{11} 等是普通的 LC 滤波电路; IC_2, D_8, R_9, R_{10} 组成电压反馈电路,形成闭环结构,稳定电源输出电压;中间部分是 DG-DC 变换器,降噪声的关键是对这一部分的电路进行适当处理。

对于中间部分电路而言, TOP224Y 作为 PWM 控制、激励,都是常规处理。控制端 C 的工作电压取自变压器的反激励电压,其中 D_3 是整流管, D_4 是发光二极管,用作指示灯。C 端的反馈信号来自 IC_2 的输出。芯片的漏极输出端 D 连接变压器和 R_1, D_2 , 其中 R_1 是半导体压敏电阻,与 D_2 一起组成芯片限压保护电路,防止芯片因过压而击穿。该项电路的激励方式采用以正激励为主的正、反混合激励式,变压器有 4 个绕组,其中 2 个是基本相似的输出绕组 n_3, n_4 , 它的同名端关系如图 2 所示。

收稿日期: 2009-03-30

资助项目: 浙江省教育厅资助项目(20070325)

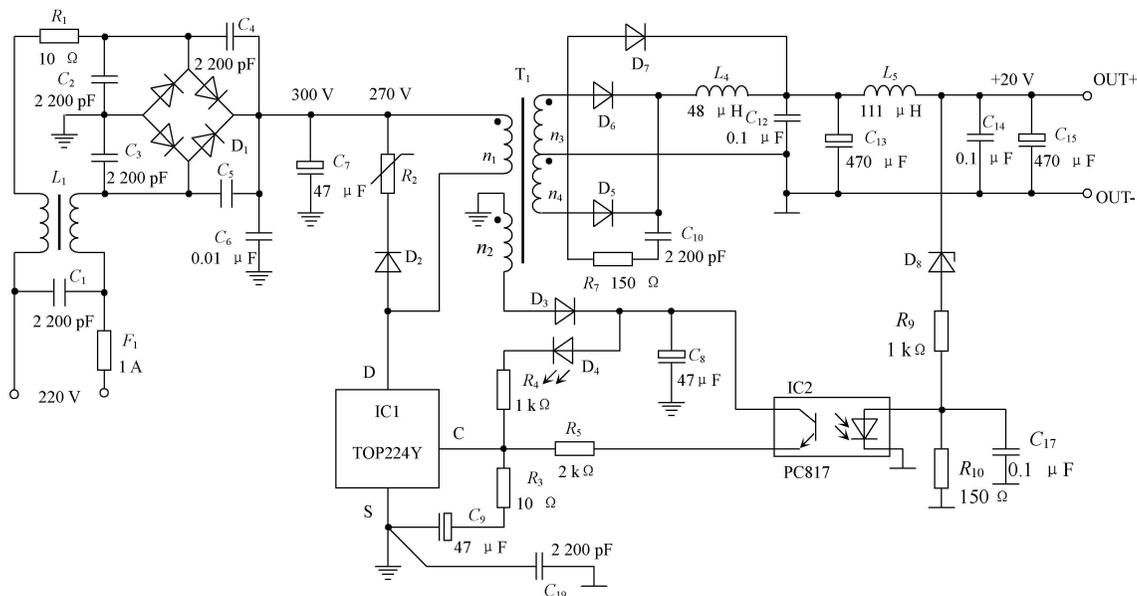


图1 低噪声开关电源原理图

DG-DC 变换后的整流管使用了三只: D_5 、 D_6 和 D_7 , 没有独立设置续流二极管^[3], 不同于其他电源电路。 D_5 为续流而设置的复用二极管, D_6 和是正激励脉冲整流二极管, D_7 是反激励电压整流二极管。 L_4 是 DG-DC 变换后的第一级滤波电感。在正激励期间, 变压器输出绕组 n_3 经 D_6 、 L_4 输出电流, 第一级滤波电感 L_4 中电流 i_4 增大, 同时, 变压器自身利益的激励磁电流 i_1 也在增大。

当正激励结束马上就进入反激励阶段, 滤波电感 L_4 中电流 i_4 将从原值逐步减小。而变压器中也会保持励磁电流, 但它是多绕组结构, 励磁电流可以出现在任意一个绕组中, 各电流方向以维持原磁场方向为准。如果控制当时的滤波电感电流 $i_4 > n_1 i_1 / n_4$, 可以将变压器磁芯中的励磁电流全部转移至 n_4 绕组。也就是电流 i_4 流经变压器输出绕组 n_4 , 除了维持变压器磁芯磁场, 尚有多余, 其余量在 n_4 与 n_3 中按匝数比分配。此时, 二极管 D_5 马上导通, 二极管 D_6 继续导通, 而二极管 D_7 仍然截止。变压器绕组无感生电压, 不释放磁能。随着滤波电感储能的释放, 电流 i_4 逐步减小, 直至 $i_4 = n_1 i_1 / n_4$ 时, D_6 进入截止状态。可见 D_6 没有被除数强迫截止, 处理得当, 可以消除其关断噪声。接着, 变压器开始产生反激励电动势而释放储能, 二极管 D_7 开始导通, 变压器的反激励电压被限制。直到变压器储能释放尽, 等待下一个周期的激励。

按照这一方法处理, 可以消除整流二极管 D_6 的硬关断噪声, 但变压器漏感造成的芯片激励管的硬关断噪声仍然存在, 这里的辅助绕组可以起到一定的吸收作用。对于整流二极管的硬开通噪声, 仍采用 RC 电路吸

收能量, 降低噪声, 如图 1 中的 R_7 、 C_{10} 电路。

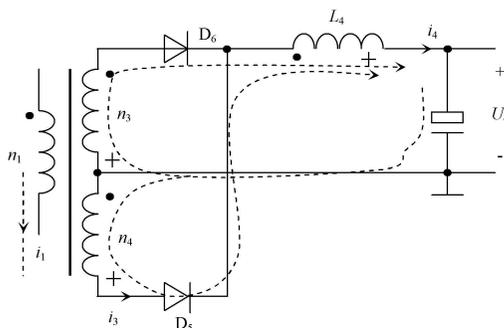


图2 电路续流的路径

2 主要器件参数的设定

2.1 确定变压器参数

电路的正激励电压 U 为 300 V, 根据芯片的反向耐压参数和可靠性要求, 反激电压设为 200 V。开关周期为 10 μ s, 因此, 其中正激励时间为 $t_1 = 4.0 \mu$ s, 反激励时间为 $t_2 = 6.0 \mu$ s。按照 15 W 反激励输出功率计算, 每一个周期里变压器储能应该达到 150 μ J, 即 $L i_{1m}^2 = 300 \mu$ J。而 $L i_{1m} = U_1 t_1$, 所以有:

$$i_{1m} = \frac{2w}{U_1 t_1} = \frac{300 \times 10^{-6}}{300 \times 4.0 \times 10^{-6}} = 0.25$$

式中: i_{1m} 为变压器初级线圈的最大电流值(单位: A)。可以算得变压器初级绕组的电感量 L_0 应该达到 4.8 mH。若该电感量取得再大一些也可以, 只是反激励能量会减小, 要更多地依靠正激励输出。

对于变压器初级绕组的匝数, 按照 40 W 输出功率的要求, 变压器可以采用 EI28 锰锌铁氧体磁芯^[5], 其平

均磁路长度为 56 mm, 中心磁芯截面积 A_{e1} 为 77 mm^2 。这一规格的变压器为了避免磁芯出现磁饱和, 初级绕组的最少匝数为:

$$N_{\min} = \frac{U_{t1}}{B_{\max} A_{e1}} = \frac{300 \times 4.0 \times 10^{-6}}{0.2 \times 77 \times 10^{-6}} = 77$$

B_{\max} 是变压器磁芯允许的最大磁感应强度。为了达到 4.8 mH 电量的初级绕组匝数:

$$\begin{aligned} N &= \sqrt{L[l/(\mu_0 \mu_r A_{e1})]} \\ &= \sqrt{4.8 \times 10^{-3} \times \frac{56 \times 10^{-3}}{4\pi \times 10^{-7} \times 2000 \times 77 \times 10^{-6}}} \\ &= 75 \end{aligned}$$

显然, 绕制 75 匝磁路闭合时已接近磁饱和状态。为了可靠起见, 增加初级绕组匝数, 控制在 80~100 匝间, 这里取为 100 匝。同时, 在磁路中设置气隙以增加磁路磁阻 R_m 。气隙厚度通常根据实际测试情况确定。

这类单极性激励电路将变压器输出绕组设计成不对称结构。根据输出 20 V 输出电压的限制, 输出绕组 n_4 反激电压定为 21 V, 变比 $n = 200:21 = 9.5$ 。反激励输出绕组 n_4 的匝数根据变压比可确定为各 11 匝; 输出绕组 n_3 正激电压定为 $20/0.4 = 50 \text{ V}$, 正激励输出绕组 n_3 的匝数为 $100 \times 50/300 = 16$ 匝; 反馈电压采用反激励输出, 以稳定输出电压值。按照 200:15 计算, 绕组的匝数为 8 匝。按照以上这些参数, 合理绕制变压器^[6]。

2.2 确定第一级滤波电感参数

第一滤波电感的电感量确定原则是: 在变压器的正激励期间, 滤波电感中形成的励磁电流 i_4 足以维持变压器磁芯中励磁的需要。如果是大电流输出, 按连续滤波考虑, L_4 的电感量取值为:

$$\begin{aligned} L_4 &< \frac{(U_2 - U_o) dt_1}{2(nU_1 dt_1 - I_o L_o)} L_o = \\ &= \frac{(50 - 20) \times 4 \times 10^{-6}}{2 \times (9.5 \times 300 \times 4 \times 10^{-6} - 2 \times 4.8 \times 10^{-3})} \times \\ &4.8 = 0.16 \text{ mH} \end{aligned}$$

式中: n 是变压器的反激匝比, 在此为 9.5; U_1 是原边正激励电压; U_2 是副边正激励电压; U_o 是电源输出的直流电压。如果是小电流输出, 按断续滤波考虑, L_4 的电感量为:

$$L_4 < \frac{U_2 - U_o}{U_1} \frac{L_o}{n} = \frac{50 - 20}{300} \times \frac{4.8}{9.5} = 0.05$$

考虑不同输出电流均能符合续流要求, 第一滤波电感 L_4 的电感量可以取为 45 μH , 这一电感量不能取得过小。

滤波器磁芯的材料一般采用粉芯磁环^[5], 它比铁氧

体磁芯的储能值大。若选用 $\Phi 22$ 铁粉芯磁环, 其平均磁路长度为 50 mm, 磁芯横截面积 A_{e2} 为 $6 \times 11 \text{ mm}^2$, 相对磁导率为 70。达到 50 μH 的线圈匝数为:

$$\begin{aligned} N &= \sqrt{L[l/(\mu_0 \mu_r A_{e2})]} \\ &= \sqrt{0.045 \times 10^{-3} \times \frac{50 \times 10^{-3}}{4\pi \times 10^{-7} \times 70 \times 66 \times 10^{-6}}} \\ &\triangleq 20 \end{aligned}$$

滤波器不饱和最大工作电流与磁芯材料的关系为 $I_{\max} = (B_{\max} A_{e2} R_m / N) = (B_{\max} l / \mu_0 \mu_r N)$ 。由此算得允许的最大工作电流为 16 A, 远大于电源的实际输出电流, 不会出现磁饱和, 可以放心使用。该滤波实际在 $\Phi 22$ 铁粉芯磁环上绕 26 匝, 实测为 0.048 mH。

2.3 确定其他主要元件参数

第二级滤波电感器也采用同规格的铁粉芯磁环, 在不出现磁饱和的条件下, 电感量以大为好, 一般要达到 100 μH 以上。

滤波电容的容量在体积与成本许可的条件下, 以大为好, 一般取 1000 μF 左右。而且要将电解电容器与高速的 CBB 电容顺联合使用, 以提高高频脉冲的滤波能力。

高频整流二极管应采用快恢复管或者肖特基管, 否则, 开关噪声还是难以消除。各二极管的最大整流电流值在 2 A 以上, 反向耐压参数在 80 V 以上。

为了降低共模传导和辐射骚扰, 开关电源在装配时应该保证高频交流信号共地结构, 采取有效的电磁屏蔽等措施。

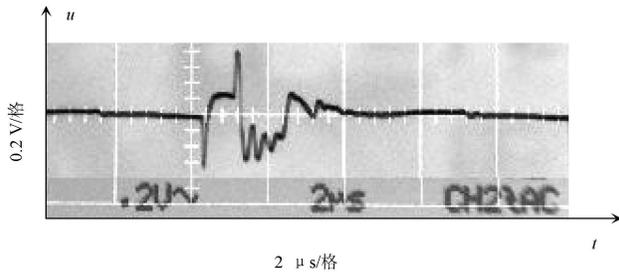
3 电源测试与效果

这一例开关电源电磁骚扰抑制技术主要依靠变压器与滤波器互相协调工作实现的, 可以称之为系统互补抑制噪声技术。该电源经过实验室测试, 其输出噪声相比采用同样器件的常规电源低得多。图 3 是两者输出端口噪声电压波形的比较, 其中, 图 3(a) 是普通电路的效果, 图 3(b) 是系统互补抑制噪声技术的效果。在图 3(b) 中的噪声波形已经包含部分共模辐射噪声波形(淡灰色部分), 实际差模噪声电压比图中的幅度还要小, 在 20 mV 以下。这一点可以将示波器探头芯线与地线短接后, 单点连接电源输出端显示波形加以证明。如果是差模电压, 不会在单点连接时显示在示波器上, 共模噪声电压则会显示。而且, 不管连接在正极还是负极上, 显示波形幅度与特征均相同。共模噪声幅度需要在接地方式和加装外屏蔽壳进行抑制。

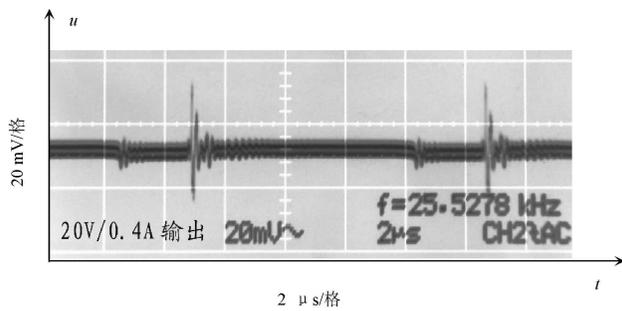
4 结 语

系统互补抑制噪声技术可以大幅度地降低差模噪

声电压输出。从开关器件上电流、电压变化的特点上看, 这一种设计实际是降低了开关器件的硬特性要求, 对于提高电路的工作效率也十分有效。所制作的整个电源装置发热情况比较理想, 说明工作效率较高。开关电源产生电磁骚扰的最主要原因是开关器件上的电流发生突变, 合理使用电感器可以很好地抑制这种电磁骚扰^[2]。



(a) 常规电路的输出噪声波形



(b) 本方案的输出噪声波形

图3 电源输出噪声波形比较

以上重点对于一种新的抑制电磁骚扰技术进行设计, 开关电源的电磁噪声产生的因素有很多^[10], 应该有针对性地逐个加以排除, 才能获得性能比较完善的电源装置。

参 考 文 献

- [1] 夏泽中, 王彬, 李军. 基于 UC3842 的单端反激式开关电源的设计与分析[J]. 电源技术应用, 2008(6): 6-10.
- [2] 陈庭勋. 非线性滤波电感在开关电源中的作用[J]. 电源技术应用, 2006(1): 46-49.
- [3] 刘凤君. 现代高频开关电源技术及应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008.
- [4] 陈保艳, 五志强. 不对称半桥同步整流 DG-DC 变换器[J]. 电源技术应用, 2004(10): 585-589.
- [5] 赵修科. 实用电源技术手册磁性元器件分册[M]. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 2002.
- [6] 黎建荣. 开关电源中的高频变压器设计[J]. 科技信息, 2007(29): 89-101.
- [7] 刘胜利. 高频开关电源新技术应用[M]. 北京: 电力电子出版社, 2008.
- [8] 李定宣. 开关稳压电源设计与应用[M]. 北京: 中国电力出版社, 2006.
- [9] 钱振宇. 开关电源的电磁兼容性设计与测试[M]. 北京: 电子工业出版社, 2006.
- [10] 李意, 尹华杰, 林龙凤. 几种抑制开关电源传导干扰(EMI)的新方法[J]. 电气自动化, 2005, 27(4): 9-10.

作者简介 陈庭勋 男, 1962 出生, 高级实验师。从事海洋电子技术的应用开发与研究工作。

(上接第 200 页)

5 结 语

在此提出的采用 CPLD 实现脉冲均匀调制功率控制逆变器的策略, CPLD 承担 PWM 生成, 密度调节以及死区时间控制的任务, 通过电流的反馈, 实现频率的跟踪, 使逆变器始终工作在谐振状态, 提高工作效率, 减少损耗^[10]。仿真与试验结果表明了该方案的可行性。该方案具有可靠性高, 能有效减少控制板的体积, 电路简单, 易于实现高频化的优点。

参 考 文 献

- [1] 颜文旭, 沈锦飞, 惠晶, 等. 脉冲均匀调制功率制串联谐振式逆变器[J]. 电力电子技术, 2004, 38(4): 43-45.
- [2] 张学勤, 金天均, 陈辉明. 基于 IGBT 100 kHz 高频感应加热电源研制[J]. 电力电子技术, 2006, 40(2): 88-89.

作者简介 邱正伟 男, 1984 年出生, 重庆人, 硕士研究生。主要研究方向为电力电子与电力传动。

- [3] 张业茂, 李晓帆, 郑文娟, 等. 基于 CPLD 的大功率逆变电源控制电路设计[J]. 电力电子技术, 2007, 41(1): 92-94.
- [4] 李宏, 崔立国, 王崇武, 等. 基于 DSP 的大功率感应加热电源设计[J]. 电力电子技术, 2008, 42(7): 43-45.
- [5] 马红斌, 沈景飞. 感应加热电源 PDM-PSM 复合功率控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2007, 41(5): 70-72.
- [6] 林王坚, 冯浩, 华亮. 一种基于 VHDL 与 CPLD 器件的 PWM 发生器[J]. 机电工程, 2008, 25(2): 93-95, 99.
- [7] 段海雁, 张光先. 感应加热电源中的频率跟踪技术[J]. 电焊机, 2007, 37(2): 44-47.
- [8] 郭红. 基于锁相环 1 MHz 感应加热电源频率跟踪的研究[J]. 电焊机, 2008, 38(3): 22-24.
- [9] 王建元, 孙澄宇. 一种基于 CPLD 的特定消谐逆变器设计[J]. 电力电子技术, 2008, 42(1): 16-17.
- [10] 韩晓敏, 伊海, 张光先. 感应加热电源[J]. 2007, 37(7): 38-40.