

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2013.05.002

# 电动汽车电驱动系统辅助电源设计\*

胥 志, 李红梅\*, 冯之健

(合肥工业大学 电气工程系, 安徽 合肥 230009)

**摘要:** 针对电动汽车电驱动系统辅助电源要实现宽范围电压输入和多路隔离输出的问题,在比较了开关电源的各种多路输出技术的基础上,选择了单端反激式多路输出变换器作为辅助电源主电路拓扑结构。基于单端反激式变换器原理及电流型PWM控制芯片TL2844B,给出了单端反激多路输出开关电源的设计方案,详细介绍了高频变压器、漏感吸收电路、启动电路、电压反馈电路、电流反馈电路的设计过程,并给出了高频噪声的各种抑制方法,最后进行了辅助电源样机试验。实验研究结果表明,该辅助电源系统通过使用Y电容达到了抑制重要输出路的高频噪声的目的,从而减少了重要输出路的高频振荡,并且明显降低了重要输出路的噪声峰值;所建议的设计方案可完全满足电动汽车电驱动系统辅助电源的最初设计需求,并且性能良好。

**关键词:** 电动汽车; 电驱动系统; 辅助电源; 反激式开关电源; 多路输出

中图分类号: U463.6; TM912

文献标识码: A

文章编号: 1001-4551(2013)05-0518-06

## Auxiliary power supply design of electric drive system in electric vehicle

XV Zhi, LI Hong-mei, FENG Zhi-jian

(Department of Electrical Engineering, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

**Abstract:** Aiming at auxiliary power supply of electric drive system to achieve wide range of voltage input and isolated multiple output, after the comparison of various multiple-output technologies of switching power supply, the single-ended flyback multi-output converter was chosen as main circuit topology of auxiliary power supply. Based on a single-ended flyback converter and current mode PWM control chip TL2844B, the design scheme of single-ended flyback multi-output switching power supply was first given. Then, the design process of the high-frequency transformer, leakage inductance snubber circuit, start-up circuit and voltage and current feedback circuit were introduced in detail, and various suppression methods of high-frequency noise were given. Finally, auxiliary power prototype was tested. System experiments results indicate that the suppression of high-frequency noise of important output was achieved by using Y capacitor to reduce high-frequency oscillation and to lower obviously the peak-to-peak of high-frequency noise, the suggested design scheme can satisfy the initial design demand of auxiliary power supply of electrical drive system in electric vehicle (EV), with good performance.

**Key words:** electric vehicle(EV); electric drive system; auxiliary power supply; flyback switching power supply; multi-output

## 0 引 言

从20世纪70年代开始,多路输出开关变换器广泛应用于工业及军事设备的电子系统中,特别是在需要电池供电的设备中,通过采用多路电源供电可减少能耗。最初人们通过把几个独立的DC/DC变换器组

装在一起获得多路输出电源,但这种方式造成了电源成本及体积的增加,并且引入了拍频干扰。此后,多路输出技术引起了研究人员的广泛关注。以往的众多研究表明:由单电感实现的多路输出及PWM—PD(脉宽调制—脉冲延迟)实现的多路输出都无法实现各路输出隔离,且后者只能使变换器工作在不连续导

收稿日期: 2013-01-10

基金项目: 国家级大学生创新训练计划资助项目(201210359015);安徽省教育厅重点资助项目(KJ2011A217);安徽省变频及控制系统工程技术研究中心资助项目(2010AKSY0273)

作者简介: 胥 志(1986-),男,江西临川人,主要从事电动汽车电驱动系统DC/DC方面的研究. E-mail: xz405245897@126.com

通信联系人: 李红梅,女,教授,博士生导师. E-mail: lhmyy01@sina.com

通模态。此后,单绕组实现多路输出技术利用同一个绕组实现多路输出变换器将磁性元件的数量减到最小,但由于同步整流技术的应用,使得其驱动电路设计变得较为严格。多绕组实现多路输出技术同样能实现各路隔离输出,其中变压器耦合调节式多绕组由于其电路设计简单、成本低,能实现主路输出的精确稳压,适合辅路输出要求不高的场合,虽然耦合电感调节式多绕组缓解了各路输出之间的交叉调节误差,但是由于耦合电感的存在使得变换器存在结构比较复杂且成本上升的不足。加权电压调节式多绕组虽然在变换器整体的稳压精度有所提高,但只是将误差在各支路上重新分配,没有从根本上消除误差,并且无法实现各路相互隔离输出。其他各类后置调节式多绕组实现多路输出技术大多通过增加控制变量得到精确调节的各路电压,但结构相对复杂,成本较高,并且部分元器件或部分电路的设计比较困难,有些甚至还对输入电压的范围有一定要求<sup>[1-3]</sup>。

鉴于电动汽车电驱动系统对其辅助电源设计需求是主路输出±15 V,要求精确稳压,而其它路输出电压的纹波要求不高,为此,本研究采用结构简单的反激拓扑结构,通过变压器耦合调节式多绕组实现多路输出的设计方案,旨在满足设计需求的同时兼顾成本;变压器在绕制+15 V与-15 V两绕组时采用双股并绕方式实现两路输出电压的精确稳压,同时使用Y电容对高频共模噪声进行抑制,以满足噪声纹波的要求。

## 1 系统原理及PWM控制芯片简介

### 1.1 单端反激式变换器基本原理

单端反激式变换器基本原理图如图1所示。

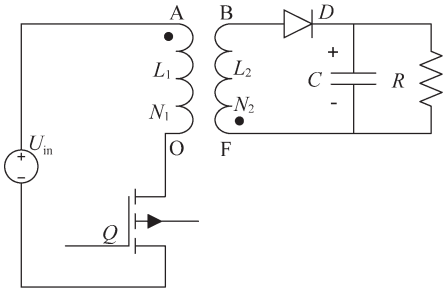


图1 单端反激式变换器基本原理图

其基本原理如下:

在开关管Q导通期间 $T_{on} = \alpha T_s$ (式中: $\alpha$ —开关管占空比, $T_s$ —开关管开关周期),电源电压 $U_{in}$ 加到一次绕组 $N_1$ 上,其电流直线上升,磁通增加,电感 $L_1$ 储能增加,二次绕组 $N_2$ 的感应电动势 $e_{BF} < 0$ ,二极管D截止,负载由电容C提供能量,C放电;在开关管Q关断期间 $T_{off} = (1 - \alpha)T_s$ , $N_1$ 绕组的电流转移到绕组 $N_2$

上,电源停止对变压器供电,二次绕组 $N_2$ 电流和磁通从最大值减小,感应电动势 $e_{BF} > 0$ ,使得二极管D导通,将二次绕组 $N_2$ 中电流所代表的变压器磁能变为电能向负载R供电,并使电容C充电<sup>[4-5]</sup>。

### 1.2 电流型PWM控制原理

电流型PWM控制系统框图如图2所示,该系统采用电流内环电压外环的双闭环串级控制结构。

其控制原理如下:

输出电压 $U_o$ 经反馈电路得到的反馈输出 $U_r$ 与给定指令电压 $U_i$ 进行比较,电压误差经电压调节器的输出 $U_c$ 作为电流调节器的电压参考指令信号,该信号与通过电阻采样并反映电流变化的信号 $U_s$ 进行比较,输出占空比可调节的PWM脉冲信号,使得输出电压 $U_o$ 保持恒定<sup>[6]</sup>。

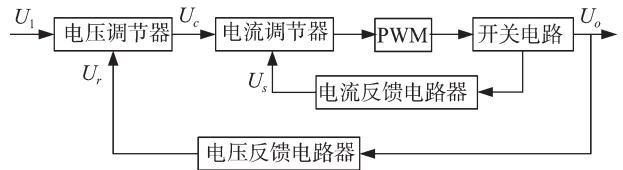


图2 电流型PWM控制系统框图

### 1.3 电流型PWM控制芯片TL2844B简介

TL2844B是工业级(-40℃~85℃)电流型PWM控制芯片,它主要由:高频振荡、误差比较、电流取样比较、脉宽调制锁存、欠压锁定、过压保护等功能电路组成。

其内部结构框图和引脚图如图3所示。

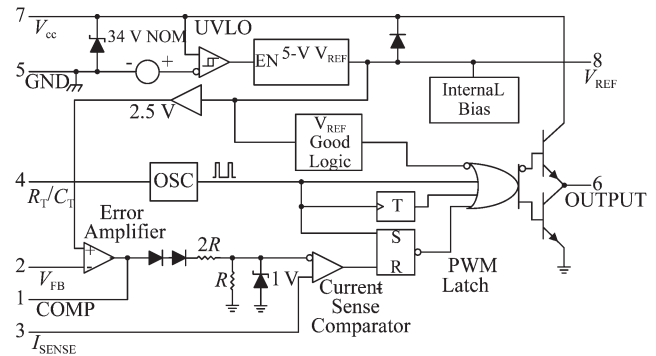


图3 TL2844B内部结构框图和引脚图

引脚1(COMP)—误差放大器补偿端;引脚2( $V_{FB}$ )—接电压反馈信号;引脚3( $I_{SENSE}$ )—接电流检测信号;引脚4( $R_T/C_T$ )—外接电阻 $R_T$ 及电容 $C_T$ 用来设置振荡器的频率;引脚5(GND)—接地端;引脚6(OUTPUT)—推挽PWM输出端,可提供大电流图腾柱输出;引脚7( $V_{CC}$ )—接芯片工作电压;引脚8( $V_{REF}$ )—提供5 V的基准电压

## 2 辅助电源主电路设计

### 2.1 辅助电源设计原理图

该辅助电源设计原理图如图4所示。

图4中,高压直流电取自电动汽车动力电池组的输出,经过单端反激变换器转换为15 V、±15 V、24 V

输出,分别为TL2844B芯片、运放、风扇与继电器供电,还有4路输出为IGBT驱动供电,±15 V输出是最重要且纹波要求较高的一路,所以本研究对该路输出进行电压反馈。考虑到辅助电源的负载相对比较固定,其他各路输出电压的质量要求不高,所以从节约成本的角度出发,本研究没有采用类似7815的二次稳压模块和附加的LC滤波器。

该辅助电源主要技术指标如表1所示。

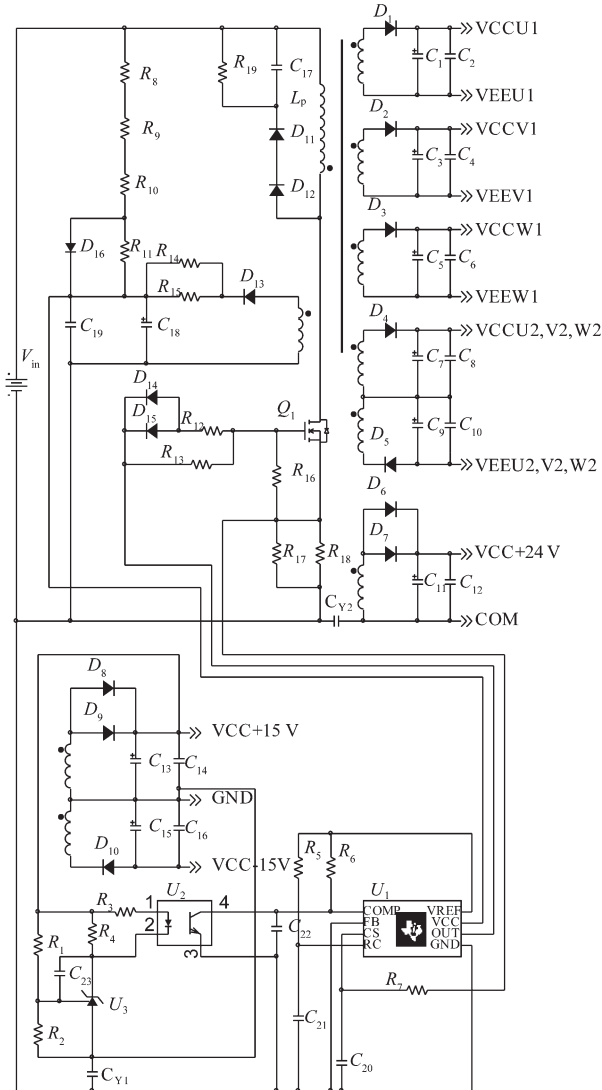


图4 辅助电源设计原理图

表1 辅助电源主要技术指标

输入电压为 220 V~400 V		
各路输出	带载能力/W	精度要求
+15 V	5.5	2%
-15 V	1.5	3%
+24 V	16	10%
上桥臂U相驱动绕组	3.5	满足驱动要求
上桥臂V相驱动绕组	3.5	满足驱动要求
上桥臂W相驱动绕组	3.5	满足驱动要求
下桥臂驱动绕组	10.5	满足驱动要求

## 2.2 高频变压器设计

根据变压器原副边电流情况,单端反激变换器可以处于断续工作模式(DCM),临界工作模式(BCM),连续工作模式(CCM)。由于输入电压及负载的变化,变换器可能在不同工作模式切换。考虑当变换器输入电压最小值为220 V且带满载的1/3时处于临界工作模式,对其变压器主要参数确定如下:

根据系统相关的设定参数可以求得原边电感 $L_p$ (单位为mH),如下式所示:

$$L_p = \frac{3(U_{in\min} D_{max})^2 \eta}{2P_{o\max} f_s} \quad (1)$$

式中: $U_{in\min}$ —最低输入电压,V; $D_{max}$ —输出最大占空比; $\eta$ —系统效率; $P_{o\max}$ —最大输出功率,W; $f_s$ —开关频率,kHz。

变压器磁芯面积乘积 $A_p$ 计算值(单位为 $mm^4$ )可由下式求得:

$$A_p = A_e A_w = \frac{P_{o\max} \times 10^6}{2\eta k_o k_c B_m f_s} \quad (2)$$

式中: $A_e$ —磁芯的有效截面积, $mm^2$ ; $A_w$ —磁芯的窗口面积, $mm^2$ ; $k_o$ —窗口的铜填充系数,一般取0.4; $k_c$ —磁芯填充系数,对铁氧体磁芯取1; $B_m$ —变压器工作磁密T,且 $B_m \leq 0.5B_{sat}$ , $B_{sat}$ —磁芯的饱和磁密T。

对于这种8路输出的高频变压器,由于绕组比较多,在选择磁芯时一般 $A_p$ 比计算值大很多,这样方便变压器绕制,同时变压器的散热比较好,温升问题也较小。

原边匝数 $N_p$ 可由下式求得:

$$N_p = \frac{U_{in\min} D_{max} \times 10^3}{A_e B_m f_s} \quad (3)$$

计算气隙 $l_1$ (单位:mm)可由下式求得:

$$l_1 = \frac{4\pi A_e N_p^2 \times 10^{-7}}{L_p} \quad (4)$$

值得注意的是计算气隙 $l_1$ 表示近似值,需要进一步计算得修正气隙 $l_2$ (单位:mm),如下式所示:

$$l_2 = l_1 - l_e / \mu \quad (5)$$

式中: $l_e$ —选择磁芯数据里的实效磁路长度; $\mu$ —磁芯材质表里查到的初始磁导率,但要考虑修正气隙的合理性,既不能太小,小于0.2 mm就很难实现,也不能太大,太大就会使漏感问题很严重,一般会控制这个气隙在0.8 mm以内。

主反馈输出绕组的匝数 $N_s$ 可由下式求得:

$$N_s = \frac{N_p}{n} \quad (6)$$

式中: $n$ — $N_p$ 与 $N_s$ 的比值,它的计算取值与系统采用的功率器件最大耐压值及系统最大输入电压相



关,此处就不详细阐述。但由于考虑到原边与副边导线尺寸相差太大会造成变压器线圈绕制工艺问题,一般  $n$  最大为 10:1,最小为 1:10。

其他输出绕组匝数  $N_k$  均可由输出电压比得到,如下式所示:

$$N_k = N_s \frac{U_k + 1}{15 + 1} \quad (7)$$

式中:  $U_k$ ,  $N_k$  一所求输出绕组的电压和匝数。

### 2.3 漏感吸收电路

在反激变换器中,高频变压器由于防止磁芯饱和的气隙存在,必然会引起漏感,在开关管关断时,变压器漏感与开关管及变压器的寄生电容之间的谐振会在开关管两端产生很大的尖峰电压,容易击穿开关管。在不计成本追求效率的情况下,采用有源无损的瞬态电压抑制器 TVS 保护开关管抑制漏感尖峰电压,笔者建议采用低成本的 RCD 无源有损箝位电路保护开关管<sup>[7-9]</sup>。

RCD 箝位电路参数的选取很重要,系统负载发生变化时箝位电压会随之变化,若  $R$ 、 $C$  参数选择合适,不仅能抑制开关管的关断尖峰电压,而且箝位电阻  $R$  的损耗较低;若  $R$ 、 $C$  参数选择不合适,不仅关断时尖峰电压较大易击穿开关管,而且箝位电阻  $R$  会消耗变压器励磁电感能量,从而降低整个电源系统的效率。箝位电路的参数确定如下:

RCD 电路箝位电压  $V_{\text{clamp}}$  可由下式确定:

$$V_{\text{clamp}} = 0.8V_{\text{DSS}} - V_{\text{in max}} \quad (8)$$

式中:  $V_{\text{DSS}}$  —MOS 管的最大反向耐压,  $V_{\text{in max}}$  —最大输入电压。

箝位电阻  $R_{19}$  可由下式确定:

$$R_{19} = \frac{2V_{\text{clamp}}(V_{\text{clamp}} - V_{\text{OR}})}{L_s I_{\text{PK}}^2 f_s} \quad (9)$$

式中:  $V_{\text{OR}}$  —反射电压;  $L_s$  —高频变压器的原边漏感, mH;  $I_{\text{PK}}$  —原边绕组或开关管的最大电流。

箝位电容  $C_{17}$  (单位:  $\mu\text{F}$ ) 由式(10)确定:

$$C_{17} = \frac{L_s I_{\text{PK}}^2 \times 10^3}{V_{\text{clamp}}^2} \quad (10)$$

## 3 控制电路设计

### 3.1 控制芯片 TL2844B 的启动及正常工作

TL2844B 第 7 脚  $V_{\text{cc}}$  为其工作电源,其启动电压是 16 V,关闭阈值为 10 V。

电池的直流高压分为两路:一路经变压器初级绕组直接加至 MOS 管的漏极;另一路经启动电阻降压给 TL2844B 第 7 脚  $V_{\text{cc}}$  并联的电容  $C_{18}$  充电,当  $V_{\text{cc}} > 16 \text{ V}$  时芯

片立即启动工作,此时芯片需要的启动电流  $< 0.5 \text{ mA}$  (启动电阻应选择合适值),同时变压器次级馈电绕组可能由于系统逐渐稳定在 10 ms 后才感应输出到  $V_{\text{cc}}$  供给 TL2844B,以保持芯片的正常工作,所以当启动电阻确定后,  $C_{18}$  电容值需要合适选择。本研究在 TL2844B 内部的第 7 脚输入端设有 34 V 的稳压二极管,用于保证其内部电路绝对工作在 34 V 以下,防止高压可能带来的损害<sup>[10]</sup>。

此外,TL2844B 内第 7 脚  $V_{\text{cc}}$  具有欠压锁定保护的作用,当电路由于某种原因导致电压下降时,次级馈电绕组感应输出到第 7 脚  $V_{\text{cc}}$  也会下降,当低至 10 V 以下时,芯片将停止工作。在系统过载或输出短路时,两个并联电阻  $R_{14}$ 、 $R_{15}$  能滤除负载绕组漏感引起的初始尖峰电压(因为起始的尖峰部分整流就足够给 7 脚供电的电压),使得  $V_{\text{cc}}$  电压掉落到欠压保护点达到打嗝保护目的(此外,  $C_{18}$  电容值的选择对打嗝保护也会有影响)。

### 3.2 电压反馈电路设计

电压反馈电路通过电阻  $R_1$ 、 $R_2$  对 +15 V 的输出电压进行分压,将  $R_2$  得到的采样电压与 TL431 的参考端 2.5 V 进行比较。若采样电压小于 2.5 V (或相等),则 TL431 未工作,阴极电流很小(小于 1 mA),此时流过 PS2501 光耦(非线性光耦、高速开关)二极管的电流很小,光敏晶体管不导通,TL2844B 的第 1 脚 COMP 为高电位,约为 5.8 V (经过两个二极管压降再通过电阻分压得到的电压约为 1.8 V,但由于 TL2844B 芯片内部有 1 V 稳压管,电流感应比较器反相输入端为 1 V,其输出  $R$  为低电平)。或门输出保持原有状态(当  $S$  为高电平时,无论  $R$  是何状态, MOS 管此时关断,即  $R$  对或门的输出无影响,当  $S$  转为低电平, RS 触发器保持原有状态),从而输出以最大占空比  $D$  进行输出。

当输出电压因某种原因偏高,则采样电压大于 2.5 V,流过 TL431 的阴极电流增大,流过光耦二极管的电流增加,光耦二极管导通发光,光敏晶体管导通,其输出  $R$  为高电平。在开关周期内,  $S$  为高电平表示开关管关断,输出  $R$  对或门输出无影响,若  $S$  为低电平, RS 触发器输出高电平,表示无论开关管在什么状态,或门输出为高电平,开关管关断,输出占空比  $D$  下降,导致输出电压降低。

### 3.3 电流反馈电路设计

在电流控制型 DC/DC 变换器中,由于内环采用了直接峰值电流控制技术,可以及时准确地检测出变压器以及开关管中的瞬态电流,从而形成了逐个电流脉冲检测电路。只要研究者给定限制参考电流,就可以准确地限制流过开关管和变压器中的最大电流,从而在输出过载或短路时保护开关管和变压器,同时有效

克服因输入电压的浪涌产生很大的尖峰电流而损害功率开关管。

开关管导通时,其流过的电流逐渐增大,并在由  $R_{17}$ 、 $R_{18}$  并联组成的电流检测电阻  $R_c$  上产生压降,该电压与电流比较器的另一端进行比较,当这电压达到一定值时,锁存器复位,开关管截止;正常运行时,检测电阻上的峰值电压由误差放大器控制。

原边检测电流  $I$  由下式确定:

$$I = \frac{(U_c - 1.4)}{3R_c} \quad (11)$$

式中:  $U_c$  — 电压误差放大器的输出电压。

TL2844B 的内部电流感应比较器反向输入端钳位为 1V,因此最大峰值电流限制为  $I = 1/R_c$ 。本研究设计了由  $R_7$ 、 $C_{20}$  组成的滤波电路,是为了滤除开关管导通时锯齿波的前端小尖峰。为了防止误控,  $C_{20}$  电容值不能大,否则让正常的锯齿波衰减导致电流峰值失控爆管,其时间常数通常近似等于电流尖峰持续时间,约为几百纳秒。此处的  $R_7$ 、 $C_{20}$  分别是 1 k $\Omega$  和 1 nF。

### 3.4 振荡频率的设定

电源的工作频率可由 TL2844B 的数据手册中查到,该芯片 PWM 输出的开关频率  $f_s$  是振荡器频率  $f_c$  的一半。

若时间电阻  $R_5$  小于等于 5 k $\Omega$  时,振荡频率  $f_c$  由下式确定:

$$f_c = \frac{1}{R_5 C_{21}} \quad (12)$$

若时间电阻  $R_5$  大于 5 k $\Omega$  时,振荡频率  $f_c$  由下式确定:

$$f_c = \frac{1.72}{R_5 C_{21}} \quad (13)$$

式中:  $C_{21}$  — 充电电容。

而开关频率  $f_s = 0.5f_c$ ,开关频率直接影响高频变压器体积的大小,但太大又会增大开关损耗,一般取 50 kHz 左右。为此,开关频率设定为:  $f_s = 0.5f_c = 43$  kHz,  $R_5$  和  $C_{21}$  的取值为:  $R_5 = 20$  k $\Omega$ ,  $C_{21} = 1$  nF。

## 4 输出整流电路及高频噪声抑制方法

### 4.1 输出整流电路

在每一路输出都是由快恢复整流二极管和滤波电容(大容量电解电容滤低频和小贴片电容滤高频)构成。在满足系统负载供电性能需求度前提下,从节约成本角度考虑,本研究方法中的各路输出没附加 LC 滤波器。

### 4.2 高频噪声抑制方法

引起输出高频噪声的原因较多,所以降低高频噪

声的方法各异,主要采用的方法为:①在布板方面,尽可能缩小高频环路面积,尽可能减小布板时因走线不合理所引起的分布参数对高频噪声的影响;②关键元器件选择时需要关注的一些参数,如电解电容的 ESR、ESL,开关 MOSFET 管的门极电荷、反向恢复电荷,整流二极管的寄生电容、反向恢复时间等;③变压器绕制方式对变压器分布参数有不同的影响,低压输入时可以只需考虑漏感的影响,但高压输入时必须考虑分布电容的影响<sup>[1]</sup>。

当然,除了前面从源头减小高频噪声的方法外,还可以采用外加的高频噪声抑制手段,即:①在 MOS 管漏源极和整流二极管两端加合理的 RC 吸收电路;②在整流二极管上串磁珠;③增大 MOS 管的驱动电阻;④在输入侧加 X 电容减小差模噪声;⑤在一、二次侧间加 Y 电容,并尝试改变 Y 电容的位置及参数值以达到较好地减少共模噪声。

相比于差模干扰,共模干扰的幅度大、频率高,可以通过电源线形成辐射,所以干扰较大。该设计在一、二次侧间加合适的 Y 电容  $C_{Y1}$  和  $C_{Y2}$ ,抑制高频噪声,减少高频振荡和降低噪声峰峰值。

设计的辅助电源系统在整个输入电压范围内带满载时,+15 V 输出的最大噪声峰峰值如图 5 所示(左图是无 Y 电容方案,右图是有 Y 电容方案)。

-15 V 输出的最大噪声峰峰值如图 6 所示(左图是无 Y 电容方案,右图是有 Y 电容方案)。

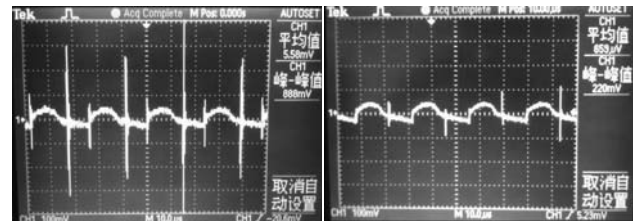


图 5 +15 V 输出最大噪声峰峰值

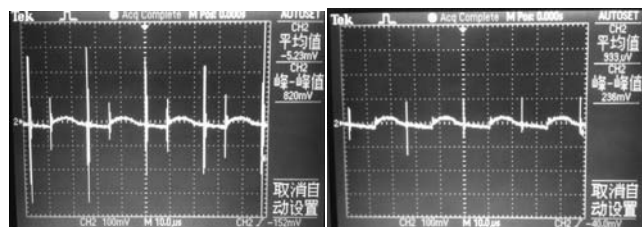


图 6 -15 V 输出最大噪声峰峰值

## 5 结束语

在满足电动汽车电驱动系统辅助电源设计需求的同时,兼顾系统成本,本研究采用了单端反激多路输出的辅助电源设计方案达到了最初的设计目的,并给出详细的设计过程。

经系统实验性能测试,结果表明,本研究所设计的辅助电源具有结构简单、性能良好的技术优势,实现了在输入电压宽范围变化时系统多路电压的稳定输出;所采用的RCD电路既能保护开关管又能保证系统的效率,同时,还通过一、二次侧间加合适的Y电容抑制了共模噪声。目前,该方案可以直接应用于电动汽车的电驱动系统。

### 参考文献(References):

- [1] 甘久超,谢运祥,颜凌峰. DC/DC变换器的多路输出技术综述[J]. 电工技术杂志,2002(4):1-3.
- [2] 吴冬梅,蔡丽娟. 开关电源的多路输出技术发展综述[J]. 电气传动,2006,36(4):8-11.
- [3] 蒋伟,喻浩. DC/DC变换器在新能源汽车上的应用[J]. 机电工程技术,2011,40(8):143-144.
- [4] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京:电子

工业出版社,2004.

- [5] 陈坚. 电力电子学[M].2版.北京:高等教育出版社,2004.
- [6] 刘俊,楚君,王玲. 一种基于UC3844的多路输出电源设计[J]. 电子工程师,2007,3(9):49-52.
- [7] 张兰红,陈道炼. 反激变换器开关应力抑制技术研究[J]. 电力电子技术,2002,36(2):29-31.
- [8] 邹华昌,乔江,宋浩谊. 开关电源的缓冲电路设计[J]. 微电子学,2008,38(1):141-144.
- [9] 刘国伟,董纪清. 反激变换器中RCD箝位电路的研究[J]. 电工电气,2011(1):21-23.
- [10] 夏亮. 电动汽车驱动器用开关电源的设计研究[D]. 上海:同济大学电子与信息工程学院,2008.
- [11] 赵志英,龚春英,秦海鸿. 高频变压器分布电容的影响因素分析[J]. 中国电机工程学报,2008,28(9):55-60.

[编辑:罗向阳]

(上接第517页)

- [14] 刘晶. 等离子体渗氮钛基金属双极板的制备及其性能研究[D]. 武汉:武汉理工大学材料科学与工程学院,2009.
- [15] HORNUNG R, KAPPELT G. Bipolar plate materials development using Fe-based alloys for solid polymer fuel cells[J]. **Journal of Power Sources**, 1998,72(1):20-21.
- [16] 黄乃宝,衣宝廉,侯明. PEMFC薄层金属双极板研究进展[J]. 化学进展,2005,17(16):963-969.
- [17] DAVIES D P, ADCOCK P L, TURPIN M. Bipolar plate material for polymer fuel cells[J]. **Journal of Applied Electrochemistry**, 2000,30(1):101-105.
- [18] 马小杰,方为民. 质子交换膜燃料电池双极板研究进展[J]. 材料导报,2006,20(1):26-30.
- [19] ZHANG Jie, ZOU Yan-wen, HE Jun. Influence of graphite particle size and its shape on performance[J]. **Journal of Zhejiang University: Science A**, 2005,6(10):1080-1083.
- [20] 潘朝光. PEM燃料电池蠕虫石墨/树脂复合双极板的研究[D]. 天津:天津大学化工学院,2003.
- [21] 陈惠,刘洪波,涂文懋. 膨胀石墨/酚醛树脂复合材料双极板研究[J]. 中南大学学报:自然科学版,2011,42(11):3326-3330.
- [22] 杨涛,史鹏飞. 质子交换膜燃料电池复合双极板材料研究[J]. 电源技术,2008,32(5):306-309.
- [23] 杜超,明平文,侯明. 乙烯基树脂/膨胀石墨燃料电池复合双极板[J]. 电源技术,2010,34(7):667-671.
- [24] MULLER A, K AURANEN P, VON G A. Injection moulding of graphite composite bipolar platers[J]. **Journal of Power Sources**, 2006,154(2):467-471.
- [25] 曾宪林,毛宗强,王利生. 质子交换膜燃料电池双极板制

作方法[P]. 中国:CN01118343.8,2003-01-01.

- [26] 骆兵,胡鸣若,李飞. 低温催化石墨化质子交换膜燃料电池双极板的制备方法[P]. 中国:CN200910050738.8,2009-10-07.
- [27] LI Xian-guo, IMRAN S. Review of bipolar plates in PEM fuel cells: Flow-field design[J]. **International Journal of Hydrogen Energy**, 2005,30(4):359-371.
- [28] 王科. 质子交换膜燃料电池双极板流场的研究[D]. 南京:南京航空航天大学航空宇航学院,2007.
- [29] JOHNSON M C, WILKINSON D P, KENNA J. Differential Pressure Fluid Flow Fields for Fuel Cells[P]. US Patent, NO.6,586,128,2003.
- [30] BAI Ding-rong. Flow Field Plate for Use in Fuel Cells[P]. US Patent,NO.7,524,575,2009.
- [31] GURAU. Fuel Cell Collector Plates with Improved Mass Transfer Channels[P]. US Patent,NO.6,551,736,2003.
- [32] KLOESS J P, WANG Xia, LIU Joan. Investigation of bio-inspired flow channel design for bipolar plates in proton exchange membrane fuel cells[J]. **Journal of Power Sources**, 2009,188(1):132-140.
- [33] TUBER K, OEDEGAARD A. Investigation of fractal flow-fields in portable proton exchange membrane and direct methanol fuel cells[J]. **Journal of Power Sources**, 2004,13(1):175-181.
- [34] WANG Chin-Tsan, HU Yuh-Chung, ZHENG Pei-Lun. Novel biometric flow slab design for improvement of PEMFC performance[J]. **Applied Energy**, 2010,87(4):1366-1375.

[编辑:罗向阳]