# 一族新颖的桥式混合 DC/DC 变换器

解妮娜， 王志强
（华南理工大学雅达实验室， 广东 广州， 510640）

**摘 要**：介绍了一族桥式混合 **DC/DC** 变换器的拓扑结构，并以其中一种为例分析工作原理，验证了该族变换器具有高效率、高功率密度、低电磁干扰，在全负载范围内实现软开关，及较好的动态特性等优点。

**关键词**：混合式 **DC/DC** 变换器；软开关；功率密度；电磁干扰

## Novel Class of Hybrid DC/DC Converter

XIE Ni-na, WANG Zhi-qiang
(South China University of Technology, Guangzhou Guangdong 510640, China)

**Abstract**: Several novel bridge hybrid converter topologies are proposed and one of topologies is used to analyze and validate its advantages, including high efficiency, high power-density and lower EMI, Zero-voltage-switching for all the switches from no-load to full-load and better dynamic characteristics.

**Keywords**: hybrid DC/DC converter; soft-switching; power-density; EMI

**中图分类号**：TM46 **文献标识码**：B **文章编号**：0219-2713(2006)05-0025-05

## 0 引言

电力电子技术的发展对电源的要求越来越高，高效、高功率密度、低电磁干扰、良好的电气性能、小型轻量已成为现代电源的发展趋势。在中大功率应用中，通常采用传统的全桥或半桥拓扑，但在功率管关断期间，变压器不再为副边提供能量，同等情况下对输出滤波电容和滤波电感要求较高。本文提出的混合式 DC/DC 变换器，通过全桥和半桥的组合，并且施以一定的控制策略，使变换器在功率管关断期间，继续给负载提供部分能量，从而减小对输出滤波器件的要求。滤波器件要求的减低又可以提高系统动态特性。并且由于该类变换器改进后的优越结构，从而能够从空载到满载范围内实现软开关，并具有低 EMI 特性，使得变换器可以工作于较高的开关频率。高频开关、低滤波元件要求使变换器具有较高的功率密度。

**收稿日期**：2005-11-28

## 1 几种混合式 DC/DC 变换器拓扑结构

混合式 DC/DC 变换器通过全桥和半桥适当的组合而形成一族新颖的拓扑结构。全桥和半桥的组合分为公用和独立混合式 DC/DC 变换器，公用式采用公用的桥臂或者分压电容，因而公用的桥臂比独立式电流应力大，但是电路结构一旦固定，在变压器副边只能得到相加或相减的波形，而独立混合式 DC/DC 变换器通过对开关管的导通顺序的控制，可以在变压器副边得到相加和相减的波形，并可以减少开关管的数量。

### 1.1 公用桥臂半桥/全桥混合式 DC/DC 变换器

图 1 所示的是公用桥臂式半桥/全桥混合式 DC/DC 变换器主电路拓扑，可以看出 $S_1$、$S_3$ 同属于全桥和半桥变换器，对这 4 个开关管采用例如 UC3875 这样的移相控制信号，在变压器 $T_1$ 原副边即得到纯方波电压波形，而在变压器 $T_2$ 上由于输入及负载变化，而得到是类似 ZVS PWM 全桥



PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.cn

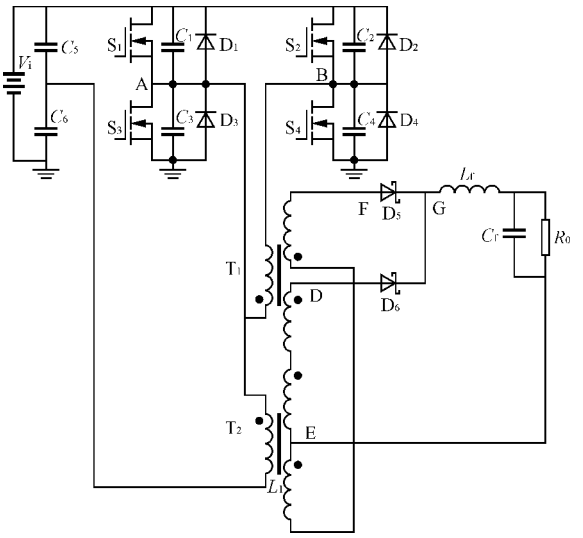


图 1　公用桥臂式半桥/全桥混合式 DC/DC 变换器主电路

移相变换器的波形。这样经整流后形成多阶梯的阶梯波形。

### 1.2　公用桥臂双全桥混合式 DC/DC 变换器

图 2 所示为公用桥臂双全桥混合式 DC/DC 变换器主电路拓扑。$S_1$ 和 $S_3$ 是两个全桥公用的管子,对右边全桥可以采用 UC3875 控制芯片控制,同时使得 $S_5$ 跟踪 $S_3$ 的驱动信号,$S_6$ 跟踪 $S_1$ 的驱动信号，这样在整流后同样得到 2 阶梯的电压波形。

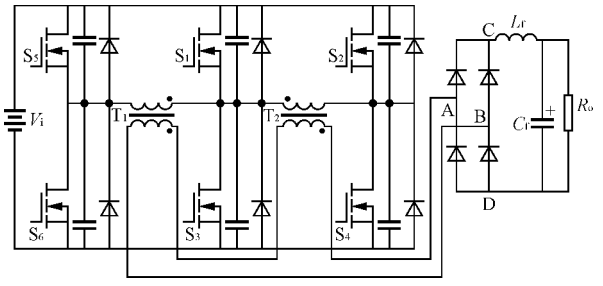


图 2　公用桥臂式全桥和全桥混合式 DC/DC 变换器主电路

### 1.3　公用分压电容式半桥/半桥混合式 DC/DC 变换器

图 3 所示为半桥并联混合式 DC/DC 变换器的主电路。对 4 只开关管采用诸如 UC3875 控制芯片控制，从而使变压器次级叠加后电压波形有加有减，相加时为 2 倍副边电压，相减时为 0 电

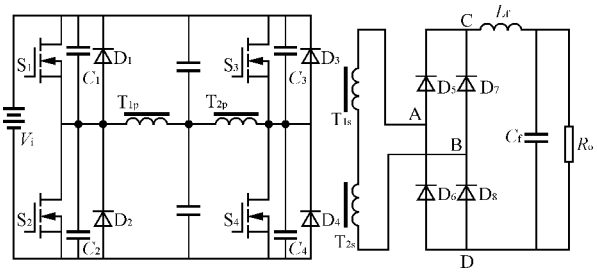


图 3　半桥并联混合式 DC/DC 变换器的主电路

平,从而得到与移相全桥相似的副边电压波形。若变压器 $T_1$ 和 $T_2$ 的变比不同，则可产生四阶梯波形,从而降低了输出高频分量。此变换器的最大特点就在于用两个半桥去模拟全桥。

### 1.4　独立桥臂式半桥/全桥混合式 DC/DC 变换器

图 4 所示为独立桥臂式半桥/全桥混合式 DC/DC 变换器主电路拓扑,6 只开关管承受独立的电流应力。对右边全桥部分采用诸如 UC3875 的控制芯片控制,通过反馈控制让 $S_5$ 或是 $S_6$ 跟踪 $S_1$ 的驱动信号，这样在变压器副边就会得到相加和相减的电压波形,该变换器特别适合输入/输出电压变化范围较大的场合。

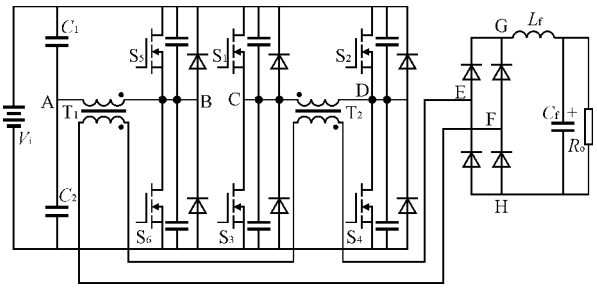


图 4　独立桥臂式半桥/全桥混合式 DC/DC 变换器的主电路

### 1.5　独立桥臂式双全桥混合式 DC/DC 变换器

图 5 所示独立桥臂式双全桥混合式 DC/DC

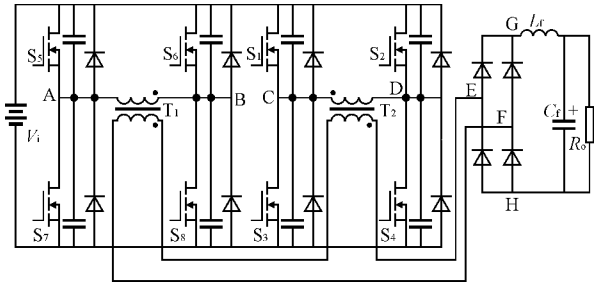


图 5　独立桥臂式双全桥混合式 DC/DC 变换器主电路



PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.cn

变换器主电路拓扑。该变换器的特点是：当 C 点所在桥臂驱动信号跟踪 B 点所在桥臂驱动信号时就可以得到 $T_1$ 和 $T_2$ 变压器电压相加的波形，而当 D 点所在桥臂跟踪驱动信号 B 接点所在桥臂驱动信号时就可以得到 $T_1$ 和 $T_2$ 变压器电压相减的波形。

## 2 新颖变换器的优势分析

### 2.1 减小对滤波器件的要求

在传统的移相全桥变换器中，输出滤波电感主要是限制高频纹波电流波峰峰值在为 ΔI 以下，对于传统的移相全桥变换器滤波电感值是

$$L_{pmc}=\frac{V_0(1-D)\frac{T_s}{2}}{\Delta I} \quad (1)$$

式中：$T_s$ 为开关周期；

占空比 $D=V_0/(nV_{in})$。

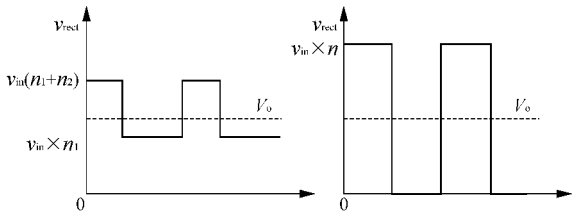
对于这类新颖的变换器结构，同样也是将高频纹波电流波峰峰值限制在 ΔI 以下，滤波电感大小由式(2)确定

$$L_{new}=\frac{(V_0-n_1V_{in})(1-D_2)\frac{T_s}{2}}{\Delta I} \quad (2)$$

式中：$n_1$ 为 $T_1$ 的匝比；

右边全/半桥的占空比 $D_2=\left(\frac{V_0}{V_{in}}-n_1\right)\frac{1}{n_2}$ 。

比较式(1)和式(2)可知，在同样指标情况下，显然混合式 DC/DC 变换器比传统的移相全桥变换器的滤波要求低很多，如图 6 所示。小的输出滤波电感不仅仅减小变换器体积和成本，重要的是可以得到更好的动态特性。




(a) 混合式变换器的输出电压波形　　(b) 传统变换器的输出电压波形

图 6 两种变换器输出电压波形比较

### 2.2 软开关特性

以图 1 所示的公用桥臂式半桥/全桥混合式 DC/DC 变换器为例，分析混合式 DC/DC 变换器的软开关特性如图 7 所示。

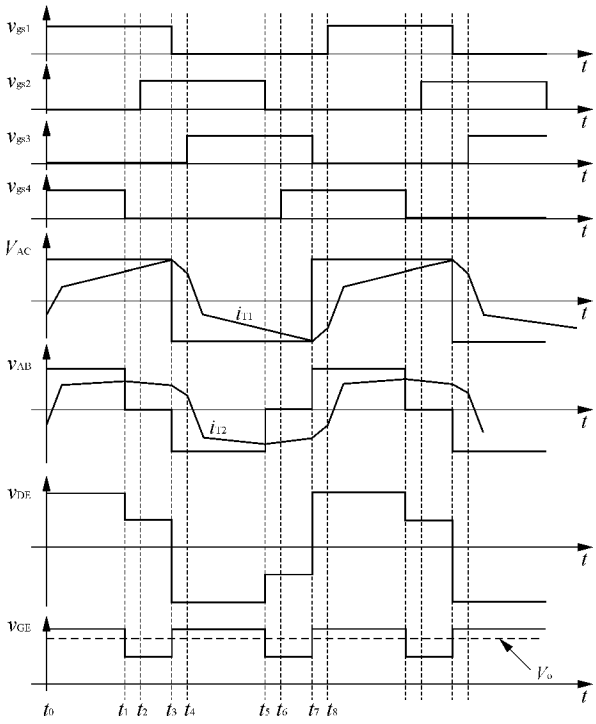



图 7 四管混合式 DC/DC 变换器的工作波形

阶段 1[$t_0$~$t_1$]　此时 $S_1$ 和 $S_4$ 导通，变压器 $T_1$ 和 $T_2$ 一起向负载传送能量。此时变压器 $T_1$ 和 $T_2$ 的电流分别为 A→$T_1$→C 和 A→$T_2$→B。$T_1$ 和 $T_2$ 的磁化电流逐渐增大，由于 $T_2$ 的磁化电流很小，$T_2$ 原边电流主要反映负载电流，变化缓慢。

阶段 2[$t_1$~$t_2$]　此时 $S_4$ 关断，由于开关管的寄生电容或者并联电容，所以 $S_4$ 是零电压关断。仅仅依靠变压器 $T_1$ 向负载传送能量。此时变压器 $T_1$ 的原边电流继续增大，从负载反射回 $T_2$ 原边的电流也基本不变。在此时间内，从负载反射回 $T_2$ 原边的电流参与 $T_2$ 的漏抗 $L_2$ 与 $C_2$、$C_4$ 的谐振，当 $C_2$ 电压等于 0 时，与 $S_2$ 并联的 $D_2$ 导通，为 $S_2$ 零电压开通创造条件，在 $t_2$ 时刻 $S_2$ 零电压开通。

阶段 3 [$t_2$~$t_3$]　$S_2$ 开通后，$S_1$ 继续开通，$T_1$ 继续为负载提供能量，$T_1$ 磁化电流继续增大，所以流过 $T_2$ 的电流继续通过 $S_1$、$D_2$ 续流，电流基本不变。

阶段 4[$t_3$~$t_4$]　$t_3$ 时刻 $S_1$ 关断，此后变压器 $T_1$ 的漏抗 $L_1$ 与 $C_1$、$C_3$ 产生谐振，当 $C_3$ 电压谐振到 0 时，通过 $D_3$ 进行续流，为 $S_3$ 零电压开通创造条件。该阶段变压器副边开始换相，$D_5$、$D_6$ 同时导通，负



PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.cn

载电流不能反射到变压器原边，只有变压器的磁化电流参与谐振，同时该阶段的续流向电源馈电，因此 $L_1$ 中的电流下降较快。但该阶段时间仅为上下桥臂的逻辑延时时间，因此，要保证在 $S_3$ 开通前 $L_1$ 中的电流不下降到 0，需要略加大变压器 $T_1$ 的磁化电流。

阶段 5[$t_4$~$t_5$]　$t_4$ 时刻，$S_3$ 零电压开通。变压器 $T_1$、$T_2$ 开始承受反相电压，当 $T_1$、$T_2$ 副边完成电流换相后为负载提供能量，在此期间 $S_2$、$S_3$ 导通。

阶段 6[$t_5$~$t_6$]　$t_5$ 时刻，$S_2$ 关断，同样由于有电容 $C_2$，所以 $S_2$ 是零电压关断。此时 $T_1$ 磁化电流继续反方向增大，从负载反射回 $T_2$ 原边的电流也基本不变。在此时间内，从负载反射回 $T_2$ 原边的电流参与 $T_2$ 的漏感 $L_2$ 与 $C_2$、$C_4$ 的谐振，当 $C_4$ 上电压等于 0 后通过 $D_4$ 续流，在 $t_6$ 时刻 $S_4$ 零电压开通。

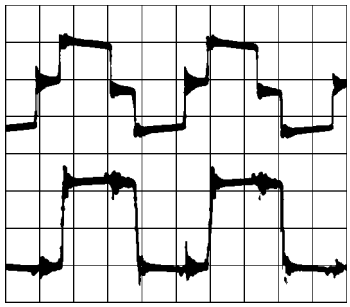
阶段 7 [$t_6$~$t_7$]　$t_6$ 时刻 $S_4$ 开通，$S_3$ 继续开通，变压器 $T_1$ 的磁化电流继续反相增大，负载电流反射到变压器 $T_2$ 原边的电流继续通过 $D_4$、$S_3$ 续流，电流基本不变。

阶段 8[$t_7$~$t_8$]　$t_7$ 时刻 $S_3$ 关断，此时 $C_3$ 充电、$C_1$ 放电，当 $C_1$ 上电压为 0 时，此时通过 $D_1$ 续流，为 $t_8$ 时刻 $S_1$ 零电压开通创造条件，该阶段其它分析同阶段 4。

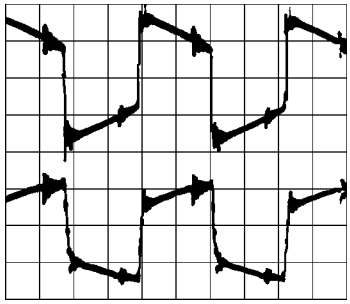
以上分析表明，超前桥臂的开关管 $S_2$、$S_4$ 的换相和通常的移相全桥 ZVS-PWM 电路相同，由于负载电流参与谐振，且续流时间较短，从轻载到满载均可以实现零电压开通。而滞后桥臂利用变压器 $T_1$ 的漏感 $L_1$ 和 $C_1$、$C_3$ 产生谐振，虽然负载电流不参与谐振，但由于续流时间较短，只要略加大变压器 $T_1$ 的磁化电流或漏感，就可以实现滞后桥臂 $S_1$ 和 $S_3$ 的零电压开通。

## 3　实验结果

图 8(b)所示为重载时混合式 DC/DC 变换器原边的电压电流波形。半桥部分变压器原边的电压(上边)、电流(下边)波形。图 8 中可以看出电压波形为满占空比的方波，与分析相同；对于滞后桥臂，在上管(或下管)关断后，$T_1$ 原边电流通过下管(或上管)反并联的二极管续流，下管(或上管)开通时，电流尚未下降到零，表明下管(或上管)是零电压开通。



(a)　全桥部分变压器原边电压、电流波形



(b)　半桥部分变压器原边电压、电流波形

图 8　重载时混合式 DC/DC 变换器
变压器原方电压和电流波形

## 4　结语

良好的电气性能、小型轻量已成为现代电源的发展趋势。在中大功率应用中，通常采用传统的全桥或半桥拓扑，但对输出滤波电容和滤波电感要求较高。本文所提出的新颖的桥式混和变换器就可以很好地解决这个问题。通过对电路拓扑的分析，可以看出该族改进的变换器相对于传统的全桥移相变换器，具有高效率、高功率密度、低电磁干扰等特性，并且在全负载范围内均能实现软开关，有着较好的动态特性。

**参考文献**

[1] Cho Jung-Guo, Sabate J, Hua G, Lee F C. Zero-voltage and Zero-current Switching Full Bridge PWM Converter for High Power Applications[A]. Proceedings Record of IEEE PESC[C]. 1994, 102-108.

[2] Ayyanar R. A Novel Class of Hybrid, Soft-switching DC-DC Converters with High Power-density, High Efficiency and Low EMI [D]. Doctoral Dissertation of the University of Minnesota, 2000.

[3] Ayyanar R, Mohan N. Extensions of a New Full-ZVS-Range DC-DC Converters with Reduced Magnetic Re-



PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.cn

quirement [A]. Proceedings of European Power Electronics Conference (EPE'99)[C]. 1999.

[4] Sable D M, Lee F C. The Operation of a Full-bridge, Zero-voltage Switched PWM Converter [A]. Proceeding of VPEC Power Electronics Seminar[C]. 1989, 92-97.

[5] Ayyanar R, Mohan N. A Novel Full-bridge DC-DC Converter for Bbattery Charging Using Secondary-side Control Combines Soft-switching Over the Full Load Range and Low Magnetics Requirement[A]. Proceedings IEEE Applications Power Electronics Conference [C]. 2000, 340-346.

[6] Chen W, Lee F C, Jovanovic M M, et al. A Comparative Study of a Class of Full Bridge ZVS PWM Converters [A]. Proceedings IEEE Applications Power Electronics Conference[C]. 1995, 893-899.

作者简介

**解妮娜**,女,在读硕士研究生,主要研究方向为电力电子、开关电源等。

**王志强**,男,华南理工大学副教授,主要研究方向为电力电子。

## 为 UPS 渠道注入新动力

### ——艾默生网络能源 UPS 巡展华东线启航

继 3 月初刚刚结束的艾默生网络能源小功率 UPS 西北站巡展,活动主题为"助力 IT 经理人,体验无忧商网"小功率 UPS 巡展华东线又传喜讯。2006 年 3 月 28 日,同属全球 500 强的艾默生网络能源有限公司携手英迈在山东济南索菲特银座酒店举行了巡展山东站的启动仪式,区内的 150 余家渠道商出席了此次会议。

至此,艾默生网络能源携手英迈小功率 UPS 巡展已经覆盖了全国主要城市和地区。此次小功率 UPS 全国巡展除展现艾默生 iTrust 系列小功率 UPS 的产品魅力外,同时,也是艾默生网络能源有限公司在原有渠道架构的基础上,对渠道进行全面的升级和细化,迈向渠道建设新的制高点的具体体现。

艾默生网络能源从事 UPS 产品的研究,生产和经营已经有近 60 多年的历史,是全球最大的计算机和通讯信息产业支持系统的供应商之一, 优久的制造经验和雄厚的产品技术,铸造了艾默生网络能源在全球 UPS 行业领先者的地位。此次巡展的主打产品 iTrust 系列小功率 UPS 是艾默生 UPS 产品线中的杰出代表。

艾默生 iTrust 系列小功率 UPS 采用零转换时间–双变换,在线式设计,确保市电掉电时的输出零中断。

其超宽输入电压范围(120~288 V) 最大限度减少电池放电频度,保护电池寿命。智能风扇调速,降低环境噪音和节约能源,特别适合办公和医疗环境使用。其 100%针对中国电网环境可用性的专业设计,基于 DSP 的高可靠性设计以及强大的网络管理功能,及易于安装,操作简洁的特性,全方位满足客户对产品的要求,从而给广大客户和渠道合作伙伴对小功率 UPS 产品提供更多选择。

如果说对 UPS 产品国际领先技术的研发已经让艾默生网络能源有限公司享誉业界,那么不断完善、细化的渠道建设则使艾默生网络能源在激烈的竞争中深耕 UPS 市场,全面服务客户。

艾默生网络能源携手英迈通过小功率 UPS 全国巡展等活动, 不断优化原有小功率 UPS 渠道、销售体系,同时,也展现了英迈国际一流的储运系统和成熟分销能力。相信艾默生网络能源与英迈的强强联手有助于整合双方的渠道资源和优势, 帮助合作伙伴提升核心竞争力,通过合作开创"多赢"的全新局面。



PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.cn