

输入串联输出并联半桥变换器研究*

郑连清¹, 赵世华¹, 周晨²

(1.重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400044;

2.广西电网公司河池供电局, 广西 河池 547000)

摘要: 提出了一种适合于高输入电压、大输出电流的输入串联输出并联半桥组合式变换器。对组合式变换器进行统一建模分析, 并分析其不均压均流原因, 提出了相应的均压均流控制方案, 进行均压环、均流环等设计, 同时引进了交错控制技术。

关键词: 半桥变换器; 输入串联输出并联; 均压; 均流; 交错控制

Research on input-series output-parallel half-bridge converter

ZHENG Lian Qing¹, ZHAO Shi Hua¹, ZHOU Chen²

(1.State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology,

Chongqing University, Chongqing 400044, China;

2.Hechi Electrical Power Company of Guangxi Power Grid Corporation, Hechi 547000, China)

Abstract: This paper proposes an input-series output-parallel half-bridge converter based on single half-bridge converter. The model of combination converter is established. The reasons of not being voltage-sharing and not being current-sharing are introduced. The corresponding voltage-sharing and current-sharing control method are presented and designed, at the same time, interleaving control technology is introduced.

Key words: half-bridge converter; input-series output-parallel (ISOP); voltage-sharing; current-sharing; interleaving control

在高输入电压大功率场合, 要进行功率变换, 一般采用 IGBT 功率管, 但 IGBT 存在电流拖尾现象, 即使采用软开关技术, 要想获得高效率, 开关频率也被限制在 30kHz 左右, 不利于减小变压器和滤波器件的体积。而采用高压 MOSFET, 它的通态电阻大, 导致导通损耗大。在输入端串联输出端并联变换器中, 单个变换器的输入电压减少至 V_m/n (V_m 为输入电压, n 为模块数目), 输出电流减少至 I_o/n (I_o 为输出电流), 能满足高输入电压大功率场合的需求, 其优点在于^[1-2]: 由于电压应力的减少, 容易选择功率器件; 每个模块只承担 P_o/n 的功率, 便于单个模块设计和系统热设计; 利用交错控制技术能够减少输出电流纹波、减少输出滤波器件体积和提高动态性能; 使用低电压等级的 MOSFET, 通态电阻非常小, 可提高效率。针对输入串联输出并联变换器, 有文献采用不同的拓扑结构进行组合, 参考文献[1-3]采用全桥为基本单元进行组合, 参考文献[3]提出以双管正激变换器为基本单元进行组合。

本文选择半桥变换器为基本单元进行输入串联输出并联组合, 半桥变换器具有结构简单, 所需开关管少及其承受关断电压不高的优点, 因此得到广泛应用。但其存在桥臂直通现象, 降低了可靠性。针对半桥变换器的优缺点, 本文提出了输入串联输出并联半桥组合变换器。该拓扑结构适用于高输入电压、大功率场合。

1 输入串联输出并联半桥变换器建模分析

以两个半桥变换器为基本单元进行输入串联输出并联组合, 其主电路如图 1 所示。该拓扑结构利用单个半桥变换器本身的电容作为输入均压电容, 无需另加输入均压电容, 由于开关管的增加, 桥臂直通现象的几率减少, 所以该拓扑结构简单。

对输入串联输出并联半桥变换器进行统一建模, 其电路模型如图 2 所示, 图中: V_{i1} 、 V_{i2} 分别为模块 1、2 的输入电压稳态值, $V_{i1}=V_{i2}=0.5V_i$; I_{L1} 、 I_{L2} 分别为模块 1、2 的电感电流平均值, $I_{L1}=I_{L2}=0.5I_o$; D_{n1} 、 D_{n2} 分别为模块 1、2

* 基金资助: 重庆市自然科学基金(2006BB2218)

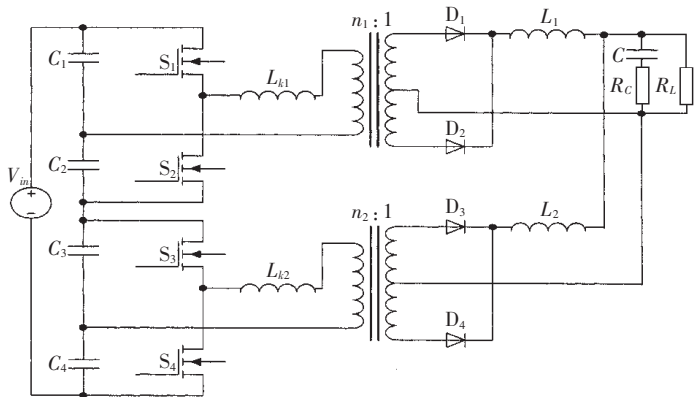


图1 半桥输入串联输出并联变换器

变压器副边绕组的占空比丢失, $D_{n1} = \frac{4L_{k1}I_{L1}f_s}{n_1V_i}$, $D_{n2} = \frac{4L_{k2}I_{L2}f_s}{n_2V_i}$; D_{e1} 、 D_{e2} 分别为模块 1、2 变压器副边绕组的等效占空比, $D_{e1} = D_1 - D_{n1}$, $D_{e2} = D_2 - D_{n2}$; \hat{v}_{i1} 、 \hat{v}_{i2} 分别为模块 1、2 的输入电压扰动量, $\hat{v}_{i1} + \hat{v}_{i2} = \hat{v}_i$; \hat{d}_1 、 \hat{d}_2 分别为模块 1、2 的占空比扰动量; \hat{i}_{L1} 、 \hat{i}_{L2} 分别为模块 1、2 的电感电流扰动量。

由图 2 可得到下列算式:

$$\hat{i}_i = \frac{2D_{n1}I_{L1}}{n_1V_i} \hat{v}_{i1} - \frac{D_{n1}}{n_1} \hat{i}_{L1} + \frac{I_{L1}}{n_1} \hat{d}_1 + \frac{D_{e1}}{n_1} \hat{i}_{L1} \quad (1)$$

$$(\hat{v}_{i1} + \frac{V_i}{2D_{e1}} \hat{d}_1) \frac{D_{e1}}{n_1} + \frac{D_{n1}}{n_1} \hat{v}_{i1} - \frac{D_{n1}V_i}{2n_1I_{L1}} \hat{i}_{L1} = \hat{v}_o + sL_1 \hat{i}_{L1} \quad (2)$$

$$\hat{i}_i = \frac{2D_{n2}I_{L2}}{n_2V_i} \hat{v}_{i2} - \frac{D_{n2}}{n_2} \hat{i}_{L2} + \frac{I_{L2}}{n_2} \hat{d}_2 + \frac{D_{e2}}{n_2} \hat{i}_{L2} \quad (3)$$

$$(\hat{v}_{i2} + \frac{V_i}{2D_{e2}} \hat{d}_2) \frac{D_{e2}}{n_2} + \frac{D_{n2}}{n_2} \hat{v}_{i2} - \frac{D_{n2}V_i}{2n_2I_{L2}} \hat{i}_{L2} = \hat{v}_o + sL_2 \hat{i}_{L2} \quad (4)$$

$$\hat{i}_{L1} + \hat{i}_{L2} = \hat{i}_{o1} \quad (5)$$

$$\hat{v}_{i1} + \hat{v}_{i2} = \hat{v}_i \quad (6)$$

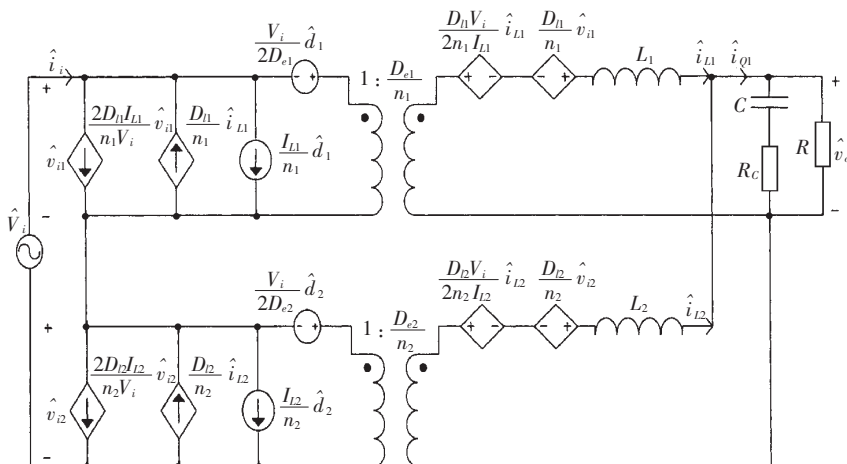


图2 半桥输入串联输出并联小信号电路模型

$$\hat{i}_{o1} \frac{sR_cC + 1}{s(R + R_c)C + 1} = \hat{v}_o \quad (7)$$

在稳态时,假设 $D_{n1} = D_{n2} = D_n$, $D_{e1} = D_{e2} = D_e$, $I_{L1} = I_{L2} = I_L$, $L_{k1} = L_{k2} = L_k$, $V_{i1} = V_{i2} = \frac{1}{2} V_i$, $n_1 = n_2 = n$, 所以由式(1)~(7)可以得到占空比到输出电压的传递函数为:

$$G_{vd1}(s) = G_{vd2}(s) = \frac{V_i}{2n} \times \frac{sR_cC + 1}{s^2(R + R_c)LC + s[L + (2 + 2L_k f_s/n^2)(R + R_c)C] + 2L_k f_s/n^2 + 2} \quad (8)$$

输入电压到输出电压的传递函数为:

$$G_{vg}(s) = \frac{D}{n} \times \frac{sR_cC + 1}{s^2(R + R_c)LC + s[L + (2 + 2L_k f_s/n^2)(R + R_c)C] + 2L_k f_s/n^2 + 2} \quad (9)$$

占空比到输入电压传递函数为:

$$\frac{\hat{v}_{i2} - \hat{v}_i}{\hat{d}_1 - \hat{d}_2} = \frac{V_i}{2n} + \frac{D_e V_i}{2n(D_e - D_n)} + s \frac{L I_L}{D_e - D_n} \quad (10)$$

2 输入串联输出并联半桥变换器不均压分析

对于模块 1, 输入输出电压关系为:

$$V_o = \frac{D_{e1}}{n_1} V_{i1} - V_{Dn1} = \frac{1}{n_1} (D_1 - \frac{2L_{k1}I_{L1}f_s}{n_1V_i}) V_{i1} - V_{Dn1} \quad (11)$$

式中, V_{Dn1} 为开关管折算到副边的导通压降和输出整流二极管导通压降之和。

由式(11)可推出:

$$V_{i1} = \frac{1}{D_1} [n_1(V_o + V_{Dn1}) + \frac{2L_{k1}I_{L1}f_s}{n_1}] \quad (12)$$

对于模块 2, 同理可得:

$$V_{i2} = \frac{1}{D_2} [n_2(V_o + V_{Dn2}) + \frac{2L_{k2}I_{L2}f_s}{n_2}] \quad (13)$$

式中, V_{Dn2} 为开关管折算到副边的导通压降和输出整流二极管导通压降之和。

式(12)减去式(13)得到两模块输入电压之差 ΔV_i 为:

$$\Delta V_i = V_{i1} - V_{i2} = (\frac{n_1}{D_1} - \frac{n_2}{D_2}) V_o + 2f_s (\frac{L_{k1}I_{L1}}{D_1 n_1} - \frac{L_{k2}I_{L2}}{D_2 n_2}) + \frac{n_1}{D_1} V_{Dn1} - \frac{n_2}{D_2} V_{Dn2} \quad (14)$$

从式(14)可知, 影响输入不均压的因素有: 两个模块中变压器匝数比、变压器原边漏感、占空比、管压降等参数。

3 控制回路设计

该半桥输入串联输出并联变换器的控制电路包括一个电压外环、两个电流内环、输入电压反馈均压环和移相电路, 其控制结

构框图如图 3 所示。输出电压环输出量为各个模块的电流内环提供一个共同的参考电流，采用平均电流控制方法，既实现了输出电感电流均流，也提高了系统的动态性能。本文所提出的均压控制实现了与电压环、电流环的完全解耦，均压环的输出量与电流环的输出量之和直接控制占空比的大小，其均压原理是：假设模块 1 的输入电压 V_{i1} 大于模块 2 的输入电压 V_{i2} ，则均压环的输出量为一个正值，该输出量送到模块 1 中与模块 1 电流环的输出量相加，使得占空比 D_1 增加，同时均压环输出量经过一个运放后产生一个大小相等、方向相反的负值送到模块 2 中与模块 2 中电流环的输出量相加，使得占空比 D_2 减少，这样就会使得模块 1 的输入电压减少，模块 2 的输入电压增加，最终实现各模块输入电压的均衡。同时本文采用了交错控制技术，模块 2 中的开关管相对于模块 1 中的开关管滞后 1/4 个开关周期。交错控制技术能够减少输出电流、电压纹波，同时减少输出滤波电感、电容体积，提高整个系统的动态性能。

3.1 电压环和电流环的设计

由于输入电压均压环与电压环、电流环实现了完全解耦，而且输入电压均压环的输出量送入两个模块的数值大小相等，方向相反，从而使输入电压均压环对整个系统的影响可以忽略^[5]。所以电压环与电流环的设计可

以简化为基于单个半桥变换器等效模型来进行设计。图 4 为模块 1 及其控制等效模型。模块 1 中主电路各参数如下： $V_{i1}=400\text{V}$ ， $L_1=39\mu\text{H}$ ， $L_{k1}=1\mu\text{H}$ ， $n_1:1=23:8$ ， $C=470\mu\text{F}$ ， $R_c=0.05\Omega$ ， $V_o=48\text{V}$ ， $f_s=100\text{kHz}$ ， $I_{l1}=20\text{A}$ 。

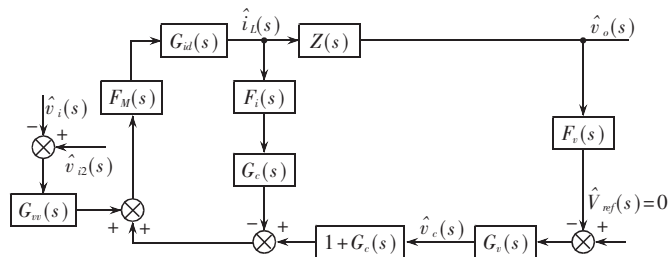


图 4 模块 1 等效模型框图

图中：

$$G_{ad}(s) = \frac{V_{i1}}{n_1 \times (2R)} \times \frac{s(R_c + 2R)C + 1}{s^2 L_1 C + s(L_1/R + 2L_{k1}f_s/n_1^2) + 2L_{k1}f_s/n_1^2 R + 1} \quad (15)$$

$$Z(s) = R \times \frac{sR_c C + 1}{(R + R_c)C + 1} \quad (16)$$

$$F_M(s) = \frac{1}{3}, F_i(s) = 0.05, F_v(s) = 0.25 \quad (17)$$

$G_c(s)$ 、 $G_v(s)$ 和 $G_m(s)$ 分别为电流、电压补偿器和均压环补

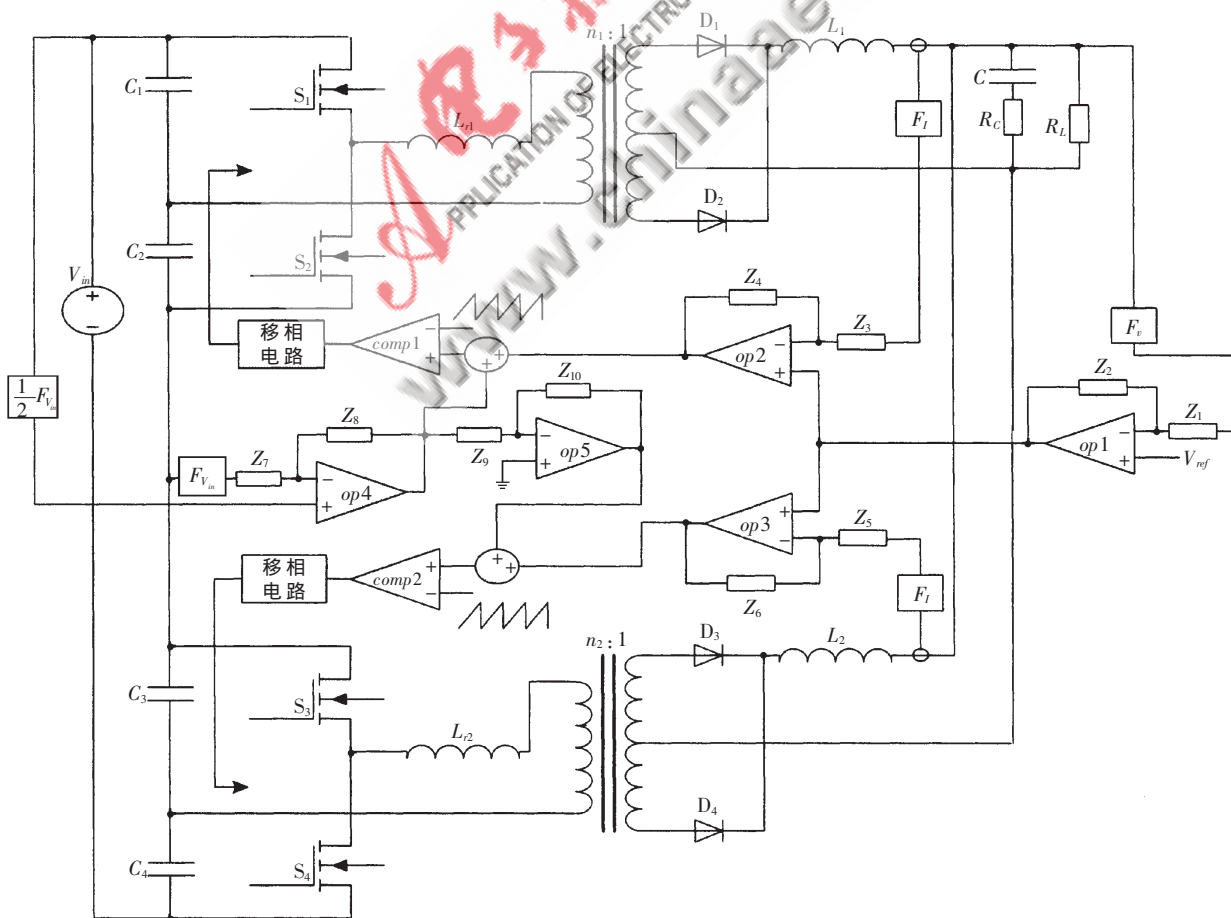


图 3 控制电路框图

偿器。

由图 4 可得出电流环开环传递函数为 $T_i(s)$:

$$T_i(s) = G_{id}(s) \times F_i(s) \times G_c(s) \times F_m(s) \quad (18)$$

根据电流环开环传递函数,按照常规方法,可以设计出单极点单零点电流补偿器 $G_c(s)$ 为:

$$G_c(s) = \frac{k_c(1 + \frac{s}{\omega_{cz1}})}{s(1 + \frac{s}{\omega_{cp1}})} \quad (19)$$

式中, $k_c = 1.19 \times 10^4$, $\omega_{cz1} = 3 \times 10^3$, $\omega_{cp1} = 6.28 \times 10^5$ 。

图 5 为电流环开环传递函数的 Bode 图,由图可知,

穿越频率 $f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = 35.8\text{kHz}$,相角裕度 $\varphi_m = 69.7^\circ$ 。

Gm=Inf dB(at Inf rad/s),
Pm=69.7°(at 2.25e+005 rad/s)

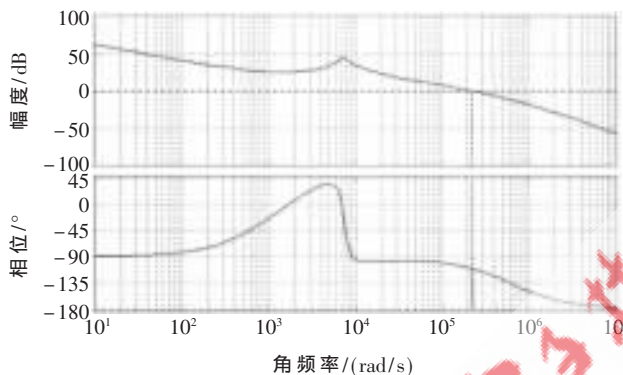


图 5 电流环开环传递函数频率特性

由图 4 可得出电压控制环传递函数 $T_v(s)$ 为:

$$T_v(s) = \frac{G_v(s) \times [1 + G_c(s)] \times F_M(s) \times G_{id}(s) \times Z(s) \times F_N(s)}{1 + T_i(s)} \quad (20)$$

根据电压控制环传递函数 $T_v(s)$ 可设计出双极点双零点电压补偿器 $G_v(s)$ 为:

$$G_v(s) = \frac{k_v(1 + \frac{s}{\omega_{cz1}})(1 + \frac{s}{\omega_{cz2}})}{s(1 + \frac{s}{\omega_{cp1}})(1 + \frac{s}{\omega_{cp2}})} \quad (21)$$

式中, $k_v = 9\ 332$, $\omega_{cz1} = 868$, $\omega_{cz2} = 3.14 \times 10^4$, $\omega_{cp1} = 4.26 \times 10^4$, $\omega_{cp2} = 6.28 \times 10^5$ 。

图 6 为电压控制环开环传递函数的 Bode 图,由图可知,穿越频率 $f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = 10.2\text{kHz}$,相角裕度 $\varphi_m = 78^\circ$ 。

3.2 均压环的设计

均压控制环实现了与电压环、电流环的完全解耦,均压环的输出量与电流环的输出量直接控制占空比的大小,所以均压环设计简单。本文所设计的均压补偿器采用比例调节器,经过多次仿真调试,得到均压环比例调节器 $G_m(s) = 2.6$ 时,均压效果比较好。由于半桥变换器的占空比不能超过 0.5,所以均压环的输出量必须设定一个上限值,当两模块输入电压完全均衡时,电流环的输出值 c 为:

Gm=21.4dB(at 4.7e+005 rad/s),
Pm=78deg(at 6.44e+004 rad/s)

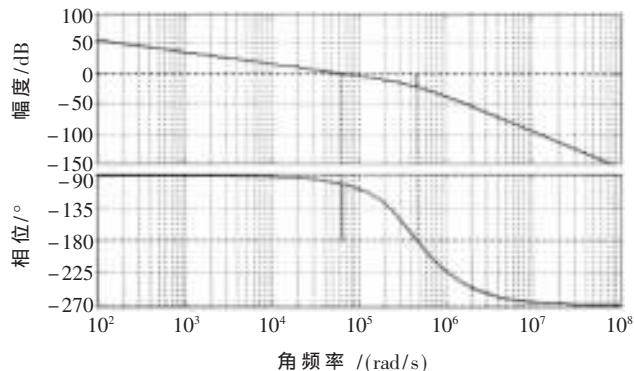


图 6 电压控制环开环传递函数频率特性

$$c = V_{pp} \times D = 3\text{V} \times 0.35 = 1.05\text{V} \quad (22)$$

式中, V_{pp} 为三角波幅值。

要满足占空比不超过 0.5,则均压环的输出值 v 必须满足:

$$v \leq V_{pp} \times D - c = 0.45\text{V} \quad (23)$$

从而得出均压环的输出量上限值设定为 0.45V。

4 仿真结果与分析

为了验证本文所提出的输入串联输出并联半桥组合式变换器拓扑结构及其均压均流控制方法的正确性,利用 Saber 仿真软件对该变换器进行了仿真实验。主要参数如下:输入电压 $V_i = 800\text{V}$,变压器原副边变比 $n:1 = 23:8$,变压器原边漏感 $L_k = 1\mu\text{H}$,输出滤波电感 $L_f = 39\mu\text{H}$,输出滤波电容 $C = 470\mu\text{F}$,其等效电阻 $R_c = 0.05\Omega$,输出电压 $V_o = 48\text{V}$,输出端电流 $I_o = 40\text{A}$,开关频率 $f_s = 100\text{kHz}$ 。由两模块组成的半桥输入串联输出并联变换器主电路如图 1 所示。仿真时,模块 1 和模块 2 中的参数在上述给定参数的附近存在 10% 的差异。

图 7 给出了负载变化时均压均流效果及输出电压波形,在 $t = 12\text{ms}$,负载由正常负载突变成 50% 正常负载,在 $t = 13.5\text{ms}$,负载由 50% 正常负载突变成正常负载。从图中可以看出在负载突变时,均压均流效果非常好,输出电压特性比较好,经过不到 0.2ms 的时间调整很快又稳定了。

图 8 给出了输入电压突变减少时均压均流效果及输出电压波形,在 $t = 5\text{ms}$ 时,输入电压由正常输入电压 $V_i = 800\text{V}$ 突变到 $V_i = 700\text{V}$ 。从图中可以看出在输入电压突变减少时,均压均流效果及输出电压特性都非常好。

图 9 给出了输入电压突变增加时均压均流效果及输出电压波形,在 $t = 8\text{ms}$ 时,输出电压由正常输入电压 $V_i = 800\text{V}$ 突变到 $V_i = 900\text{V}$ 。从图中可以看出在输入电压突变增加时,均压均流效果及输出电压特性都非常好。

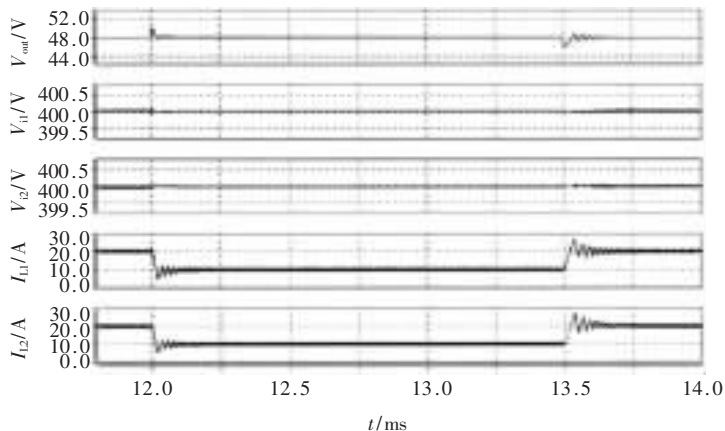


图7 负载变化时均压均流及输出电压效果

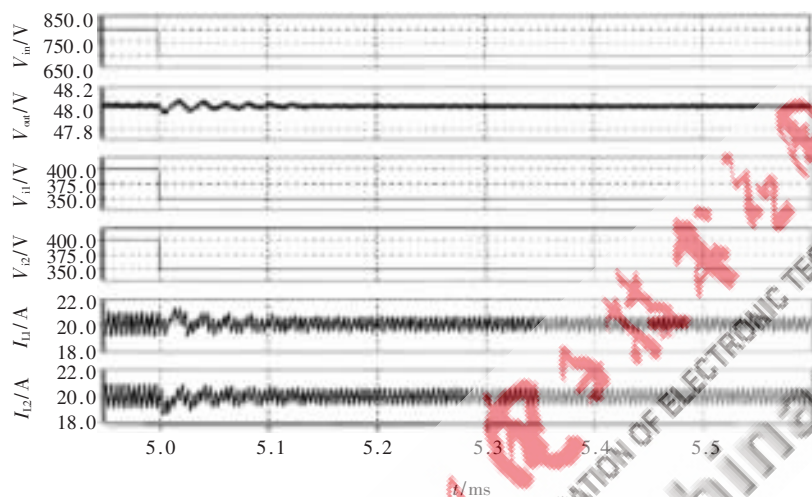


图8 输入电压突变减少时均压均流及输出电压效果

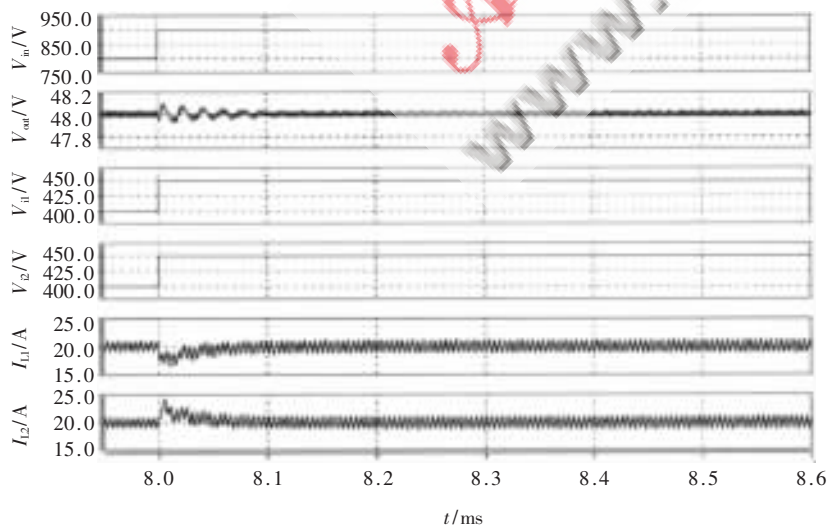


图9 输入电压突变增加时均压均流及输出电压效果

本文引入了交错控制技术, 图10给出了在交错控制方法下, 各模块输出电感电流的波形, 从图中可以看出, 模块1的电感电流与模块2的电感电流相差四分之一一个开关周期, 实现了交错控制, 减少了输出电流纹波,

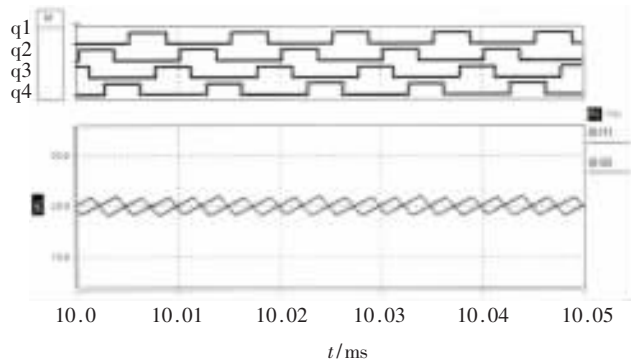


图10 交错控制下各模块电感电流波形

提高了系统的动态性能。

本文提出了一种输入串联输出并联半桥组合式变换器拓扑结构, 利用单个半桥变换器本身的电容作为输入均压电容, 无需另加输入均压电容, 该拓扑结构适用于高输入电压大输出电流场合。针对该变换器的特点, 提出了相应的均压均流控制方法。仿真实验证明了该半桥组合式拓扑结构及其相应均压均流控制方法的正确性, 使得输入电压、输出电流得到了很好的均衡, 具有良好的输出特性。

参考文献

[1] RUAN Xin Bo, CHENG Lu Lu, ZHANG Tao. Control strategy for input-series output-parallel converter[J]. In Proc. IEEE PESC, 2006; 1-8.

[2] GIRI R, AYYANAR R, LEDEZMA E. Input-series and output-series connected modular dc-dc converters with active input voltage and output voltage sharing[C]. In Proc. IEEE APEC, 2004; 1751-1756.

[3] KIM J W, YOU J S, CHO B H. Input series-output parallel connected converter for high voltage power conversion applications employing charge control[C]. in Proc. Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, 1999; 2593-2599.

[4] SHI Jian Jiang, PAN Xin, CHEN Li Feng, et al. Development of a novel combined converter with low-voltage and high-current input, high power and high-voltage output[J]. In Proc. IEEE IAS, 2005; 620-624.

[5] 欧阳长莲. DC-DC 开关变换器的建模分析与研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2004.

(收稿日期: 2008-01-24)