

双重移相控制的双向全桥 DC-DC 变换器 及其功率回流特性分析

赵彪¹, 于庆广¹, 孙伟欣²

(1. 清华大学电机工程与应用电子技术系, 北京市 海淀区 100084;

2. 中国电力工程顾问集团公司华北电力设计院工程有限公司, 北京市 西城区 100120)

Bi-directional Full-bridge DC-DC Converters With Dual-phase-shifting Control and Its Backflow Power Characteristic Analysis

ZHAO Biao¹, YU Qingguang¹, SUN Weixin²

(1. Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Haidian District, Beijing 100084, China; 2. North China Power Engineering Co. Ltd., China Power Engineering Consulting Group Corporation, Xicheng District, Beijing 100120, China)

ABSTRACT: In order to reduce the power circulating flow in bi-directional full-bridge DC-DC converters, this paper analyzed the backflow power characteristic of converter. On this basis, the paper presented a dual-phase-shifting control method. The operation principle of the dual-phase-shifting control and the operation stages of the converter were analyzed in the paper. By establishing mathematical models of transmission power and backflow power, the paper comparatively analyzed control performances of the traditional phase-shifting control and the dual-phase-shifting control. At last, experimental results verify the excellent performance of the dual-phase-shifting control.

KEY WORDS: bi-directional DC-DC converter; phase-shifting control; power circulating flow; backflow power

摘要: 为了减小双向全桥 DC-DC 变换器的功率环流, 分析传统移相控制中存在的功率回流现象, 并分析回流功率对提高功率环流和电流应力所起的作用。在此基础上, 提出一种双重移相控制方法。相比传统移相控制, 该方法不仅具有更小的功率环流和电流应力, 同时扩大了传输功率的调节范围, 增强了功率调节的灵活性。详细介绍和分析双重移相控制的工作原理, 给出变换器的工作模式分析, 建立传输功率及回流功率的数学模型, 并对比双重移相控制和传统移相控制的控制性能。最后, 通过实验结果验证了双重移相控制的优越性。

关键词: 双向直流变换器; 移相控制; 功率环流; 回流功率

基金项目: 国家自然科学基金项目(51077076)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (51077076).

0 引言

双向全桥 DC-DC 变换器是可以二象限运行的 DC-DC 变换器。由于其在功能上相当于 2 个单向 DC-DC 变换器, 所以能减小系统的体积、质量和成本^[1], 在直流电机驱动、不间断电源和电动汽车等需要进行能量双向流动的场所应用广泛^[2-7]。

典型的双向全桥 DC-DC 变换电路^[8]通常有 2 种控制方式: 1) 直流变压控制^[9], 即通过全桥逆变把直流逆变成交流, 经高频变压器后, 再通过全桥整流把交流变成直流电压。由于全桥逆变器的交流输出电压有效值只能低于直流侧电压, 所以其升压能力往往取决于变压器变比, 调压范围受到限制^[10]。2) 移相控制^[11-13], 即通过控制两个全桥变换器的驱动脉冲, 在变压器原边和副边产生具有相移的方波信号, 通过对方波移相角的调节便可以调节功率的大小和流向。这种控制方式由于容易实现软开关、系统惯性小、动态响应快等优点引起广泛关注^[14-16]。但传统移相控制方法中, 主要是通过变压器漏感(或少量串联电感)传递能量, 在输入输出电压幅值不匹配时, 变换器的功率环流和电流应力会大大增加, 进而也增大了功率器件、磁性元件的损耗, 降低了变换器效率^[17-18]。为了改进上述控制方法的缺点, 文献[11]提出了一种脉宽调制(pulse width modulation, PWM)加相移控制, 但是该控制主要是针对该文中所提出的电路结构, 而该结构不是传统全桥结构。文献[17]的工作与本文工作类似, 但是

该文提出的移相控制中,左侧和右侧全桥均有移相,而本文中仅有一侧桥臂有移相,所以该文所提出的控制相比本文要复杂。

为了减小双向全桥 DC-DC 变换器的功率环流和电流应力,本文分析了传统移相控制中存在的功率回流现象。在此基础上,提出一种双重移相控制方法,相比传统移相控制,它具有更小的功率环流以及电流应力,同时使得传输功率的调节范围扩大,灵活性增强。

1 传统移相控制的功率回流现象

图 1 为典型的双向全桥 DC-DC 变换电路^[8]。

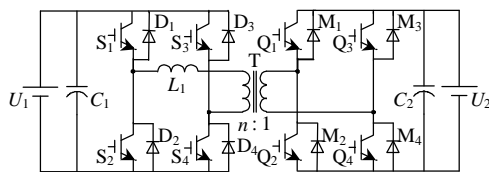


图 1 双向全桥 DC-DC 变换器

Fig. 1 Bi-directional full-bridge DC-DC converter

双向全桥 DC/DC 变换器工作过程中,两侧全桥的开关频率相同,对角开关管轮流导通,导通角为 180° ,这样全桥逆变输出电压 u_{h1} 和 u_{h2} 便是占空比为 50% 的方波电压。通过控制方波之间的相角,就可以控制加在串联电感两端电压的大小和相位,进而控制功率的大小和流向。本文以功率由 U_1 侧传输到 U_2 侧为例进行分析,即 u_{h1} 相位超前 u_{h2} ,可以得到如图 2 所示的传统移相控制原理波形。

图 2 中, U_1 和 U_2 为变换器两侧电压; u_{h1} 为

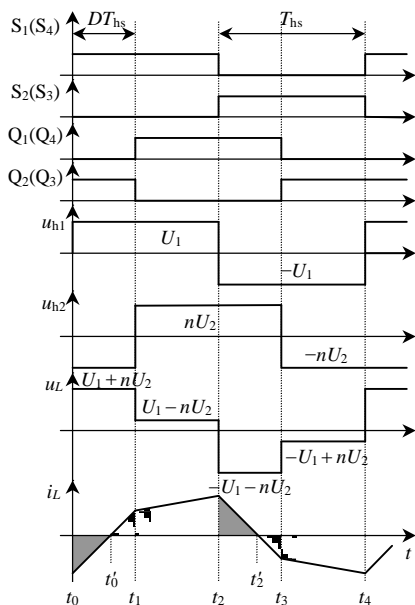


图 2 传统移相控制工作原理波形

Fig. 2 Waveforms of traditional phase-shifting control

U_1 侧全桥的逆变输出电压; u_{h2} 为 U_2 侧全桥的逆变输出折合到 U_1 侧后的电压; u_L 为串联电感与变压器漏感之和 L 的端电压; n 为变压器变比; T_{hs} 为半个开关周期; D 为半个开关周期内的移相比, $0 \leq D \leq 1$;为表示方便,开关管 S_1 的驱动信号用其名称 S_1 表示,其他开关管表示方法同此。从图中可以看出,由于 u_{h1} 与 u_{h2} 间相移的存在,在功率传输过程中,电感电流与原边侧电压存在相位相反的阶段,如图 3 中 $t_0-t'_0$ 及 $t_2-t'_2$ 。在这段时间内,传输功率为负,功率回流到电源中,本文定义此功率为回流功率。容易发现,在传输功率一定时,回流功率增大,为了补偿此段功率,正向传输功率量也增大,这将导致变换器功率环流以及电流应力的增大,进而也增大了功率器件、磁性元件的损耗,降低了变换器效率。

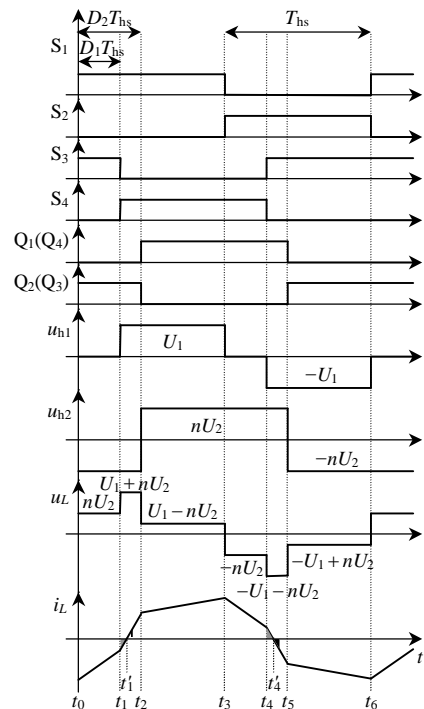


图 3 双重移相控制工作原理波形

Fig. 3 Waveforms of dual-phase-shifting control

2 双重移相控制的工作原理

2.1 双重移相控制原理

本文提出的双重移相控制原理波形如图 3 所示。通过在 U_1 侧全桥中引入移相控制,使图 2 所示的 $t_0-t'_0$ 及 $t_2-t'_2$ 阶段分别拆分为图 3 中的 t_0-t_1 、 $t_1-t'_1$ 及 t_3-t_4 、 $t_4-t'_4$ 阶段。而在 t_0-t_1 及 t_3-t_4 时间段内,变压器原边侧电压为 0,即回流功率为 0。进而减小了回流功率,在传输功率一定时,具有更

小的电流应力及通态损耗，提高了传输效率。

图 3 中， D_1 为半个开关周期内 U_1 侧全桥内的移相比，称为内移相比； D_2 为半个开关周期内 U_1 全桥与 U_2 侧全桥的移相比，称为外移相比， $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$ 。其他变量定义与图 2 一致。

2.2 变换器工作模式分析

假设变换器已工作于稳定状态，根据图 3 所示的双重移相控制工作原理波形，将变换器工作模式分为 8 种状态，如图 4 所示。

1) 模式 1： $t_0—t_1$ 阶段。

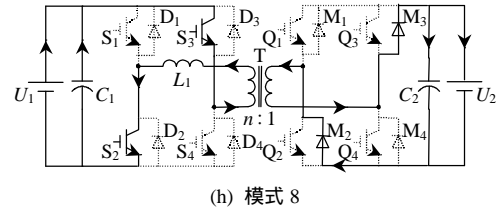
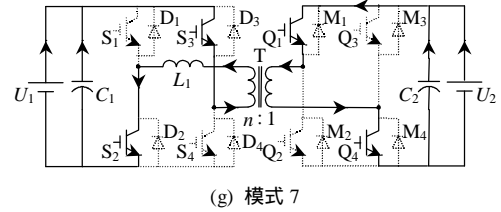
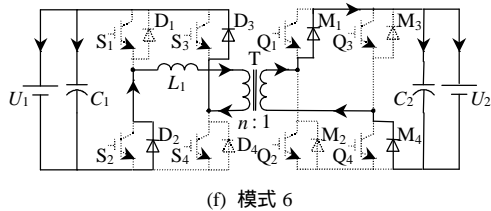
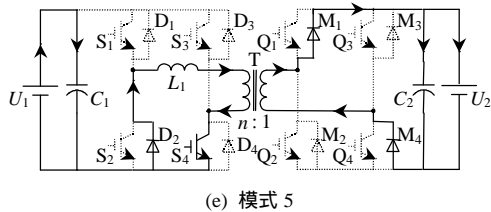
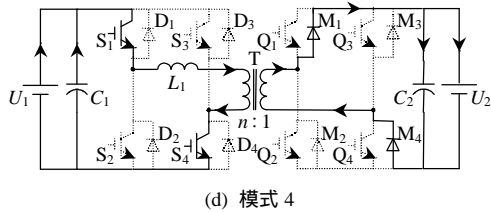
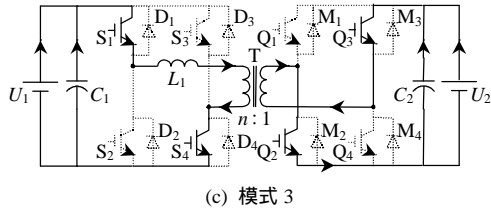
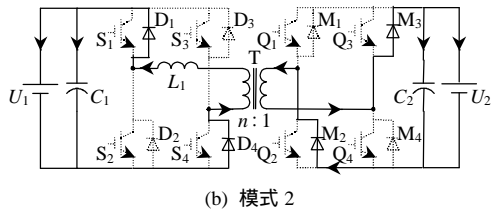
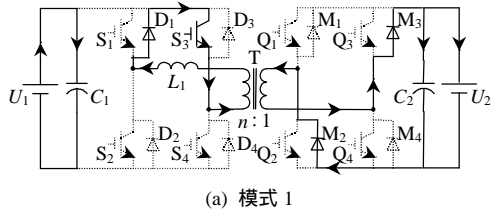


图 4 双重移相控制下变换器的工作模式

Fig. 4 Operation stages of the converter in dual-phase-shifting control

工作状态如图 4(a)所示。在 t_0 时刻之前，开关管 S_2 、 S_3 导通，电流为负；在 t_0 时刻，开关管 S_2 关断， S_1 导通，由于电流仍为负，所以电流经过 D_1 和 S_3 续流， U_2 侧全桥通过 M_2 及 M_3 给 U_2 供电，电流逐渐减小。 L_1 的电流可以表示为

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{nU_2}{L}(t - t_0) \quad (1)$$

2) 模式 2： $t_1—t'_1$ 阶段。

工作状态如图 4(b)所示。若在 t_1 时刻电感电流仍小于 0；在 t_1 时刻，开关管 S_3 关断， S_4 导通，电流变换为经过 D_1 和 D_4 续流， U_2 侧全桥状态与模式 1 相同，电感同时给 U_1 和 U_2 侧放电，直到 t'_1 时刻电流降为 0。 L_1 的电流可以表示为

$$i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{U_1 + nU_2}{L}(t - t_1) \quad (2)$$

3) 模式 3： $t'_1—t_2$ 阶段。

工作状态如图 4(c)所示。在 t'_1 时刻电感电流由负变正；开关管 S_1 、 S_4 、 Q_2 及 Q_3 导通有电流流过，并且是 U_1 和 U_2 侧同时给电感充电，电感电流迅速增大。 L_1 的电流表达式与(2)式相同。

4) 模式 4： $t_2—t_3$ 阶段。

工作状态如图 4(d)所示。在 t_2 时刻，开关管 Q_2 和 Q_3 关断， Q_1 和 Q_4 导通， U_2 侧全桥经过 M_1 和 M_4 给 U_2 侧供电，由于 $U_1 \geq nU_2$ ，电感电流继续增大。 L_1 的电流可以表示为

$$i_L(t) = i_L(t_2) + \frac{U_1 - nU_2}{L}(t - t_2) \quad (3)$$

5) 模式 5： $t_3—t_4$ 阶段。

工作状态如图 4(e)所示。在 t_3 时刻，开关管 S_1 关断， S_2 导通， U_1 全桥变换为经过 D_2 和 S_4 续流，

U_2 侧全桥经过 M_1 和 M_4 给 U_2 侧供电, 电流逐渐减小。 L_1 的电流可以表示为

$$i_L(t) = i_L(t_3) + \frac{-nU_2}{L}(t - t_3) \quad (4)$$

6) 模式 6: $t_4 \sim t_4'$ 阶段。

工作状态如图 4(f) 所示。若在 t_4 时刻电感电流仍大于 0; 在 t_4 时刻, 开关管 S_4 关断, S_3 导通, 电流变换为经过 D_2 和 D_3 续流, U_2 侧全桥状态与模式 1 相同, 电感同时给 U_1 和 U_2 侧放电, 直到 t_4' 时刻电流降为 0。 L_1 的电流可以表示为

$$i_L(t) = i_L(t_4) + \frac{-U_1 - nU_2}{L}(t - t_4) \quad (5)$$

7) 模式 7: $t_4' \sim t_5$ 阶段。

工作状态如图 4(g) 所示。在 t_4' 时刻电感电流由正变负; 开关管 S_2 、 S_3 、 Q_1 及 Q_4 导通有电流流过, U_1 和 U_2 侧同时给电感充电, 电感电流迅速增大。 L_1 的电流表达式与(5)式相同。

8) 模式 8: $t_5 \sim t_6$ 阶段。

工作状态如图 4(h) 所示。在 t_5 时刻, 开关管 Q_1 和 Q_4 关断, Q_2 和 Q_3 导通, U_2 侧全桥经过 M_2 和 M_3 给 U_2 侧供电, 由于 $U_1 \geq nU_2$, 电感电流继续增大。 L_1 的电流可以表示为

$$i_L(t) = i_L(t_5) + \frac{-U_1 + nU_2}{L}(t - t_5) \quad (6)$$

从上述分析可以看出, $t_0 \sim t_1$ 和 $t_3 \sim t_4$ 阶段, 变压器原边电压为 0, 功率并没有回流到 U_1 侧, 这使得回流功率减少。事实上, 若 t_1 和 t_4 时刻前电感电流已经降为 0, 则回流功率就被消除了。

3 变换器功率特性分析

3.1 数学模型建立

根据第 2 节的分析, 令 $t_0 = 0$, 则各时刻可以表示为 $t_1 = D_1 T_{hs}$, $t_2 = D_2 T_{hs}$, $t_3 = T_{hs}$, $t_4 = T_{hs} + D_1 T_{hs}$, $t_5 = T_{hs} + D_2 T_{hs}$, $t_6 = 2T_{hs}$ 。设电压调节比 $k = U_1 / (nU_2) \geq 1$, 开关频率 $f_s = 1 / (2T_{hs})$, 由对称性 $i_L(t_3) = -i_L(t_0)$, 根据式(1)~(5)可以得到:

$$i_L(t_0) = -\frac{nU_2}{4f_s L} [k(1 - D_1) + (2D_2 - 1)] \quad (7)$$

$$i_L(t_1) = -\frac{nU_2}{4f_s L} [k(1 - D_1) + (2D_2 - 2D_1 - 1)] \quad (8)$$

$$i_L(t_2) = \frac{nU_2}{4f_s L} [k(2D_2 - 1 - D_1) + 1] \quad (9)$$

式中 $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$ 。则双重移相控制下, 传输功率为

$$P' = \frac{1}{T_{hs}} \int_0^{T_{hs}} u_{h1} i_L(t) dt = \frac{nU_1 U_2}{2f_s L} [D_2(1 - D_2) + \frac{1}{2} D_1(2D_2 - D_1 - 1)] \quad (10)$$

根据第 1 节定义的回流功率, 可以得到

$$P'_{cir} = \frac{1}{T_{hs}} \int_{t_1}^{t_4'} u_{h1} |i_L(t)| dt = \frac{nU_1 U_2 [k(1 - D_1) + (2D_2 - 2D_1 - 1)]^2}{16f_s L(k + 1)} \quad (11)$$

事实上, 若 t_1 和 t_4 时刻前电感电流已经降为 0, 则回流功率 $P'_{cir} = 0$ 。此时有 $i_L(t_1) \geq 0$, 即

$$k \leq \frac{2D_1 - 2D_2 + 1}{1 - D_1} \quad (12)$$

考虑到回流功率与传输功率大小的相关性, 定义回流功率比 M'_{cir} 为

$$M'_{cir} = \frac{P'_{cir}}{P'} = \frac{[k(1 - D_1) + (2D_2 - 2D_1 - 1)]^2}{8(k + 1)[D_2(1 - D_2) + \frac{1}{2} D_1(2D_2 - D_1 - 1)]} \quad (13)$$

根据式(13), 得到式(12)的约束条件:

$$k > \frac{2D_1 - 2D_2 + 1}{1 - D_1} \quad (14)$$

同理, 参考图 3, 可以得到传统移相控制下的传输功率:

$$P = \frac{nU_1 U_2}{2f_s L} D(1 - D) \quad (15)$$

回流功率为

$$P_{cir} = \frac{nU_1 U_2 [k + (2D - 1)]^2}{16f_s L(k + 1)} \quad (16)$$

回流功率比为

$$M_{cir} = \frac{P_{cir}}{P} = \frac{[k + (2D - 1)]^2}{8(k + 1)D(1 - D)} \quad (17)$$

式(15)~(17)中: $k > 1$; $0 \leq D \leq 1$ 。

3.2 传输功率调节范围比较分析

为了分析方便, 将传输功率标么化, 取传统移相控制下的最大传输功率为标么化功率 P_N , 则有

$$P_N = \frac{nU_1 U_2}{8f_s L} \quad (18)$$

根据式(9)和(18), 可以得到双重移相控制下标

么化传输功率 p' 随内移相比 D_1 和外移相比 D_2 变化的三维曲线关系,如图 5(a)所示。其中, $p' = P'/P_N$, $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$ 。为了观察方便,将图 5(a)变化到二维平面得到关系曲线,如图 5(b)所示。图中阴影区给出了双重移相控制下传输功率的调节区域,加粗虚线给出了传统移相控制下传输功率的调节曲线。从图中可以看出,两种控制方式下的最大传输功率相同,但是由于内移相比 D_1 的加入使得传输功率的调节范围由单纯的曲线变为区域,调节范围扩大,灵活性增强。

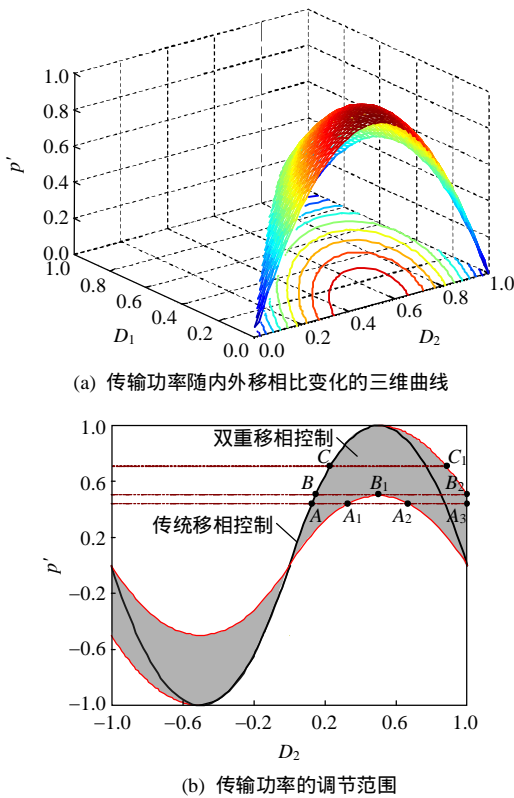


图 5 传输功率的调节曲线

Fig. 5 Regulation curve of transmission power

3.3 回流功率比较分析

对回流功率进行比较分析的前提条件是两种控制方式下的传输功率相同。从图 5(b)中可以看出,对于传统移相控制下的特定传输功率,双重移相控制可选取不同的运行点使其相等。考虑到双重移相控制在不同区域运行情况下,回流功率可能存在的不同特性,这里分别选取功率运行点 A、B 和 C 作为传统移相控制下不同区域运行的特征点,那么与其传输功率相等的双重移相控制下的特征点分别选取 $A_1/A_2/A_3$ 、 B_1/B_2 以及 C_1 。A、B 和 C 点的移相比分别为 $D=1/8$ 、 $(2-\sqrt{2})/4$ 和 $1/4$;根据式(9)和(15)可计算出: A_1 点 $D_1 = D_2 = (4-\sqrt{2})/8$; A_2 点

$D_1 = D_2 = (4+\sqrt{2})/8$; A_3 点 $D_2 = 1$ 、 $D_1 = (4+\sqrt{2})/8$ 或 $D_1 = (4-\sqrt{2})/8$; B_1 点 $D_1 = D_2 = 1/2$; B_2 点 $D_2 = 1$ 、 $D_1 = 1/2$; C_1 点 $D_2 = (2+\sqrt{2})/4$ 、 $D_1 = \sqrt{2}/4$ 。根据式(12)和(17),可以得到在不同区域运行下,两种控制方式的回流功率比 M_{cir} 随电压调节比 k 的变化曲线,如图 6 所示。

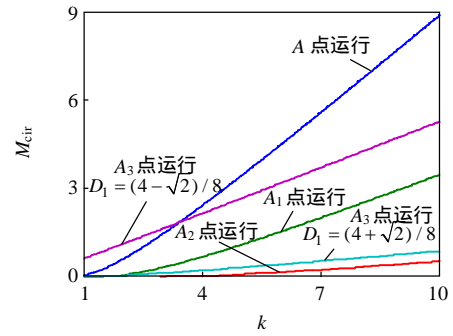
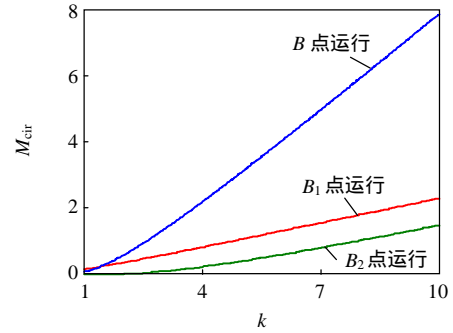
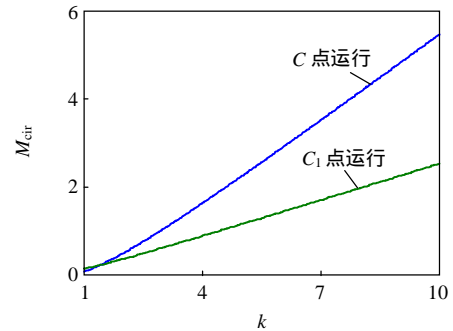
(a) 传统移相控制运行在 A 点,双重移相控制运行在 A_1 、 A_2 和 A_3 点(b) 传统移相控制运行在 B 点,双重移相控制运行在 B_1 和 B_2 点(c) 传统移相控制运行在 C 点,双重移相控制运行在 C_1 点

图 6 回流功率比随电压调节比的变化曲线

Fig. 6 Curve of backflow power ratio varied with voltage regulation ratio

从图 6 可以看出,在各种运行区域,回流功率均随着电压调节比的增大而增大;但是在相同的传输功率下,双重移相控制能够选择不同的运行点始终保证比传统移相控制的回流功率要小,进而减小了变换器的功率环流。

4 实验分析

本文以 DSP 芯片 TMS320F2812 为控制系统搭

建了实验样机, 样机主要参数如下: 串联电感 $L_1=0.2\text{ mH}$, 直流电容 $C_1=C_2=2\ 200\ \mu\text{F}$, 变压器变比 $n=2$, 开关频率 $f_s=10\text{ kHz}$ 。图 7 给出了实验中所采用的控制框图, 主要是给定 D_1 , 闭环调节 D_2 以保证输出电压恒定。

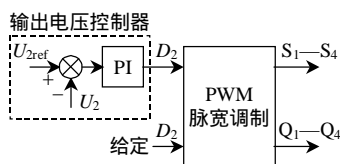


图 7 控制框图

Fig. 7 Control block diagram

双重移相控制下, 输入电压为 120 V , 外移相比 D_2 固定为 0.4 , 开环调整内移相比 D_1 由 0 变化至 0.4 时, 得到传输功率 P 的变化曲线如图 8 所示。从图中可以看出, 在外移相比固定时, 可以通过调节内移相比来改变输出功率, 且输出功率随着内移相比的增大而减小。这使得功率调节范围扩大, 灵活性增强。

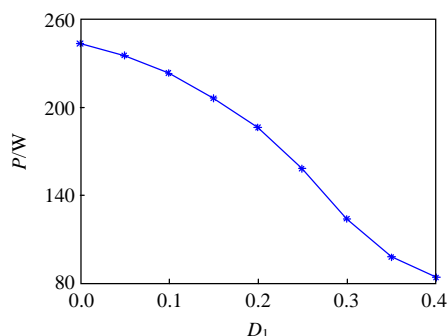
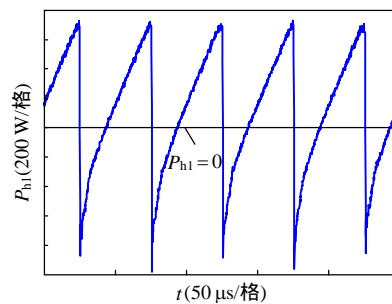


图 8 传输功率随内移相比的变化曲线

Fig. 8 Curve of transmission power varied with inner phase-shifting ratio

当输入电压为 120 V , 闭环控制输出电压为 30 V , 输出功率为 130 W 时, 两种控制方式下 U_1 侧逆变桥输出功率 P_{h1} 的瞬时波形如图 9 所示。图 10 为两种控制方式下, 回流功率随输入电压变化的对比曲线。从图中可以看出, 两种控制方式下, 回流功率均随输入电压的增大(即电压调节比 $k=U_1/(nU_2)$ 增大)而增大; 但是双重移相控制始终比传统移相控制的回流功率要小, 进而也减小了变换器功率环流, 且选择不同的内移相比, 回流功率不同。

当输入电压为 120 V , 闭环控制输出电压为 30 V , 输出功率为 130 W 时, 两种控制方式下的全桥逆变输出电压 u_{h1} 、 u_{h2} 及电感 L_1 电流 i_L 的波形如图 11 所示。图 12 为两种控制方式下, 电流应力随



(a) 传统移相控制

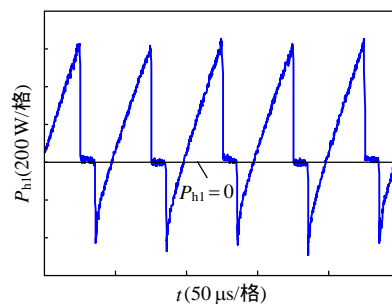
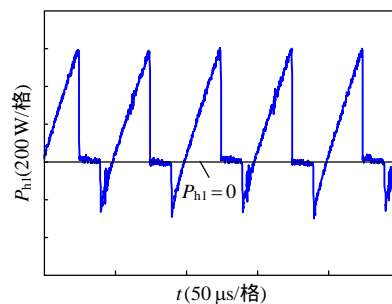
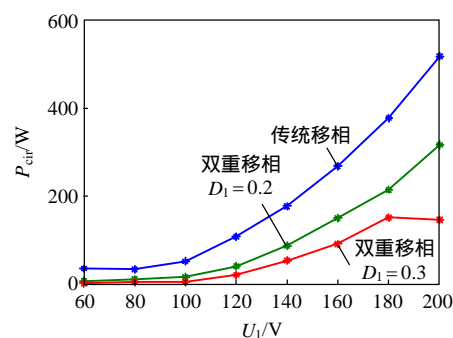
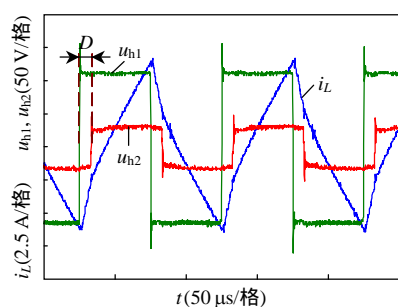
(b) 双重移相控制, $D_1=0.2$ (c) 双重移相控制, $D_1=0.3$ 图 9 U_1 侧逆变桥输出功率 P_{h1} 的瞬时波形Fig. 9 Transient waveforms of output power of H-bridge of U_1 side

图 10 回流功率随输入电压的变化曲线

Fig. 10 Curve of backflow power varied with input voltage

输入电压变化的对比曲线。从图中可以看出, 两种控制方式下, 电流应力均随输入电压的增大(即电压调节比 $k=U_1/(nU_2)$ 增大)而增大; 但是双重移相控制始终比传统移相控制的电流应力要小, 且选择不同的内移相比, 电流应力不同。



(a) 传统移相控制

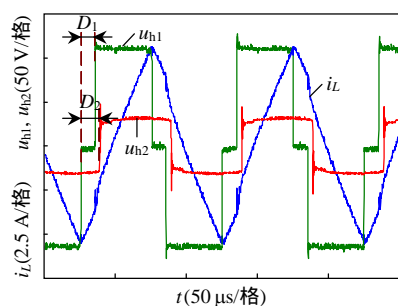
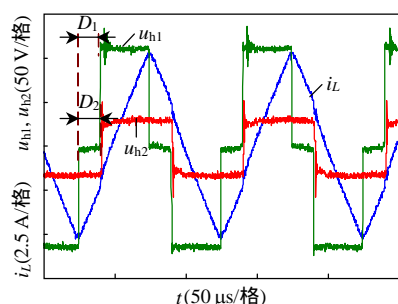
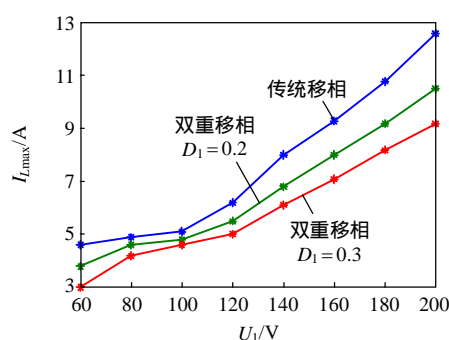
(b) 双重移相控制, $D_1 = 0.2$ (c) 双重移相控制, $D_1 = 0.3$ 图 11 两种控制方式下 u_{h1} 、 u_{h2} 及 i_L 的实验波形Fig. 11 Experimental waveforms of u_{h1} , u_{h2} and i_L in both control methods

图 12 电流应力随输入电压的变化曲线

Fig. 12 Curve of current stress varied with input voltage

5 结论

本文分析了传统移相控制中存在的功率回流现象,并在此基础上提出了一种双重移相控制方法。从理论分析和实验结果,可以看到该控制方法相比传统移相控制具有以下特性:

1) 扩大了变换器传输功率的调节范围,增强

了功率调节的灵活性。

2) 减小了变换器的功率环流,从而减小了变换器的损耗,提高了变换效率。

3) 双重移相控制原理简单,实现容易,扩展了双向全桥 DC-DC 变换器的控制思路。

参考文献

- [1] Jain M, Jain P K, Daniele M. A bi-directional DC-DC converter topology for low power application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(4): 595-600.
- [2] Schuch L, Rech C. Analysis and design of a new high-efficiency bi-directional ZVT converter for DC bus and battery bank interface[C]//IEEE APEC '02. Dallas: IEEE, 2002: 567-573.
- [3] 赵彪,于庆广,王立雯,等.具有馈电功能的新型并网 UPS 系统及其分散逻辑控制策略[J].中国电机工程学报, 2011, 31(31): 85-93.
Zhao Biao, Yu Qingguang, Wang Liwen, et al. Novel grid-connected UPS system with the electricity feedback function and its distributed logic control strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(31): 85-93(in Chinese).
- [4] Huang J C, Li W L. A bidirectional DC-DC converter for fuel cell electric vehicle driving system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(4): 950-958.
- [5] Chen Gang, Lee Yim-Shu, Xu Dehong, et al. A novel soft-switching and low-conduction-loss bi-directional DC-DC converter[C]//Proceedings of IPEMC. Beijing, China: IEEE, 2000: 1166-1171.
- [6] Wang Kunrong, Lee F C, Lai J. Operation principle of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability[C]//Proceedings of APEC. New Orleans: IEEE, 2000: 111-118.
- [7] Shigenori I, Hirofumi A. A bidirectional isolated DC-DC converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2): 535-542.
- [8] 董亦斌,吴峰,金新民,等.双向 DC/DC 变换器的拓扑研究[J].中国电机工程学报, 2007, 27(13): 81-86.
Dong Yibin, Wu Tong, Jin Xinmin, et al. Study of bi-directional DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(13): 81-86(in Chinese).
- [9] Chung I Y, Liu W X, Schoder K, et al. Integration of a bi-directional DC-DC converter model into a real-time system simulation of a shipboard medium voltage DC system[J]. International Journal of Electric Power Systems Research, 2011, 81(4): 1051-1059.
- [10] 赵彪,于庆广,王立雯. Z 源双向 DC-DC 变换器及其

- 移相直通控制策略[J].中国电机工程学报,2011,31(9):43-49.
- Zhao Biao, Yu Qingguang, Wang Liwen. A Z-source bi-directional DC/DC converter and its phase shifting-short control strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(9): 43-49(in Chinese).
- [11] 赵川红,徐德鸿,范海峰,等. PWM 加相移控制的双向 DC/DC 变换器[J].中国电机工程学报,2003,23(10):72-77.
- Zhao Chuanhong, Xu Dehong, Fan Haifeng, et al. A PWM plus phase-shift control bidirectional DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 72-77(in Chinese).
- [12] Xie Y H, Sun J, James S F. Power flow characterization of a bidirectional galvanically isolated high-power DC/DC converter over a wide operating range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(1): 54-65.
- [13] Kheraluwala M N, Gascoigne R W, Divan D M, et al. Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28(6): 1294-1301.
- [14] Liu D, Hui L. A ZVS bi-directional DC-DC converter for multiple energy storage elements[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(5): 1531-1517.
- [15] Hosseini S H, Sabahi M, Goharrizi A Y. Multi-function zero-voltage and zero-current switching phase shift modulation converter using a cycloconverter with bi-directional switches[J]. IET Power Electronics, 2008, 1(2): 275-286.
- [16] Peng F Z, Li H, Su G J, et al. A new ZVS bidirectional DC-DC converters for fuel cell and battery application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(1): 54-65.
- [17] Hua B, Chris M. Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converters using novel dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 2905-2914.
- [18] Mi C, Bai H, Wang C, et al. Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC-DC converter[J]. IET Power Electronics, 2008, 1(4): 507-517.



赵彪

收稿日期:2011-11-27。

作者简介:

赵彪(1987),男,博士研究生,研究方向为电力电子变流技术及应用, zhaobiao112904829@126.com;

于庆广(1966),男,博士,副教授,研究方向为柔性交流输配电技术及应用;

孙伟欣(1966),男,硕士,工程师,研究方向为柔性交流输配电技术及应用。

(责任编辑 张玉荣)