

多输入双向全桥 DC-DC 变换器及其能量管理策略研究

沈 超, 赵世伟

(华南理工大学电力学院, 广东 广州 510641)

摘要:在直流微网中,大量储能单元需要通过双向 DC-DC 变换器接入系统。为简化系统结构,本文在双有源桥式变换器的基础上设计了一款新颖的多输入双向 DC-DC 变换器。同时基于双重移相控制,通过对变换器回流功率进行分析,得出了回流功率与输入电压以及传输功率的数学模型,据此提出了一种能降低小功率运行状态下回流功率的能量管理策略,实现了在合理分配各储能单元出力的同时提升变换器效率。最后通过一个 300W 的实验样机验证了设计方案的可行性和控制策略的优越性。

关键词:双向 DC-DC 变换器;多输入;能量管理;双重移相;回流功率

DOI: 10.12067/ATEEE1908020 **文章编号:** 1003-3076(2020)06-0034-08 **中图分类号:** TM46

1 引言

随着直流微电网的不断发展,双向 DC-DC 变换器作为平衡直流母线电压的重要装置一直是国内外研究的热点^[1-4]。其中隔离型双有源桥式变换器(Isolated Dual Active Bridge, IDAB)由于具备电气隔离、高升降压变比、易于实现软开关等优点一直被广泛采用。在直流微网中,采用多输入双向 DC-DC 变换器取代多个单输入变换器能有效地降低系统复杂度^[5-7]。同时多输入源的能量管理策略也极其重要,考虑不同的因素能按不同的方式安排各储能单元出力,具有较大灵活性,值得深入探究。

文献[8]利用多绕组变压器磁耦合的方式将多个输入源连接在一起,实现多电源输入功能,同时采用主从能量管理策略对多输入源进行控制,使得光伏电源作为主输入源运行在最大功率点追踪(Maximum Power Point Tracking, MTTP)模式,不足功率由蓄电池补充,但该策略只适用于能量单向传递。文献[9,10]利用脉冲电压源或电流源的串并联构造了一系列多输入拓扑,在能量管理上同样采用主从能量管理策略。文献[11]对于蓄电池和超级电容构成的多输入双向 DC-DC 变换器,利用二者特性不同,使得超级电容提供所需功率的高频部分,蓄电池

提供低频部分。对于多蓄电池组构成的多输入变换器,文献[12]通过移相加 PWM 控制,以变换器整体损耗最小为目标,实现多输入源的能量管理。在 IDAB 电路的控制方式上,文献[13]以回流功率为优化目标对双重移相(Dual Phase Shift, DPS)控制进行优化,使得变换器的回流功率减小,电流应力降低。但由于其输入电压一定,故并未说明输入电压与回流功率的关系。本文因采用了多输入结构可以改变输入电压,故在文献[13]的基础上继续探究了输入电压对回流功率的影响,并据此提出了一种适合于多输入双向 DC-DC 变换器的能量管理策略。

本文在 IDAB 电路的基础上设计了一款多输入双向直流变换器,简化了系统结构。同时在双重移相控制下,通过对变换器输入电压与回流功率进行分析,提出了一种合适的能量管理策略。该能量管理策略在不同传输功率下,利用多输入结构改变各储能单元接入状态来调节输入电压,从而降低了变换器在小功率运行时的回流功率,在合理分配各储能单元出力的同时提升了变换器效率。

2 多输入 IDAB 变换器工作原理

通过将多个同步 BUCK 的开关结构串联在一起替换原本的单输入源可以得到如图 1(a)所示的多

收稿日期: 2019-08-05

作者简介: 沈 超(1994-),男,湖北籍,硕士研究生,主要从事直流微电网变换器研究;
赵世伟(1977-),男,湖南籍,副教授,博士,主要从事电机控制及直流微电网研究。

输入 IDAB 变换器。本文以两个储能单元为例对其开关模式以及能量管理进行分析,双输入时变换器的结构如图 1(b)所示,由两个蓄电池 U_1 、 U_2 、开关网络 $S_{W1} \sim S_{W4}$ 、输入输出电容 C_1 、 C_2 、原副边 H 桥、串联电感 L 以及高频变压器 T 组成。

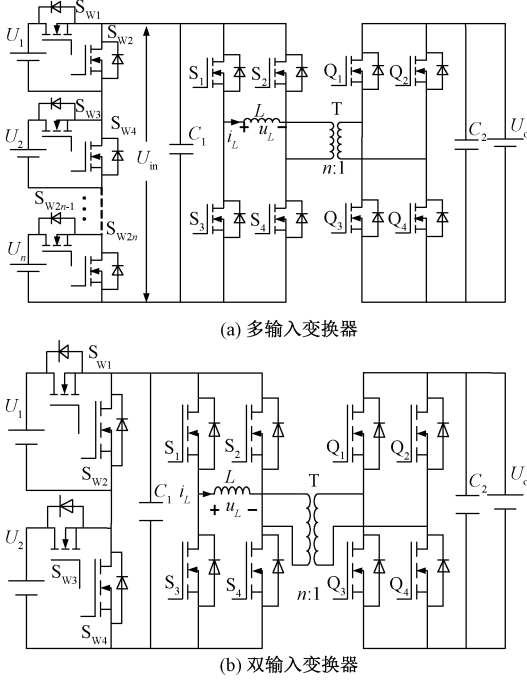


图 1 多输入双有源桥式变换器

Fig.1 Multi-input dual active bridge converter

通过不同的功率需求确定开关网络中相应开关器件的导通和关断来改变各个蓄电池的接入状态,从而改变输入电压。根据设计的能量管理策略,蓄电池可以分别单独接入,由单电源供电或是串联接入,由双电源供电。不同电源接入模式所对应的电路如图 2(a)~2(c)所示。

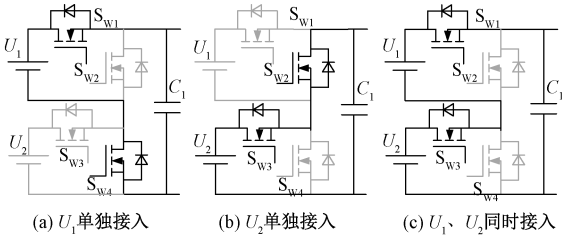


图 2 双电压源各接入模式电路

Fig.2 Dual voltage source at different access modes

相比于单移相,双重移相控制在原副边 H 桥间移相的同时加入原边 H 桥内 S_1 和 S_4 之间的移相(分别称之为外移相和内移相),通过两个移相的共同作用来调节传输功率。以 U_1 单独接入电路,

能量由 U_1 传递到 U_o 为例进行分析,变换器的工作波形如图 3 所示。

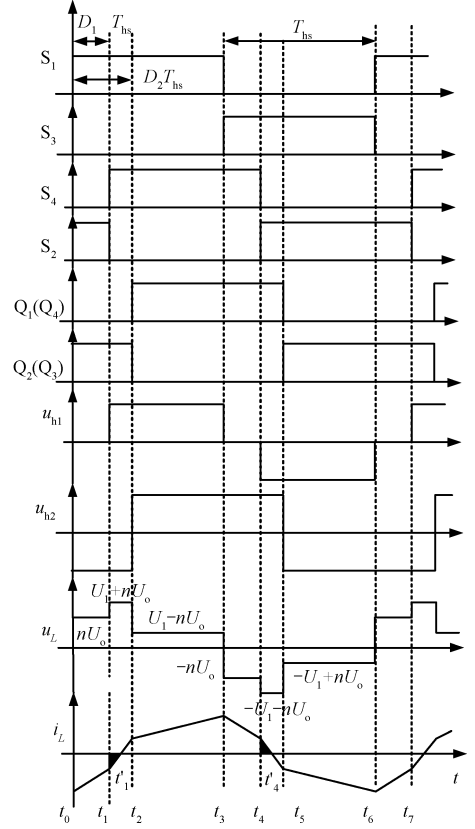


图 3 双重移相下变换器工作波形

Fig.3 Double phase shift converter work waveform

图 3 中 $S_1 \sim S_4$ 、 $Q_1 \sim Q_4$ 为对应开关管的驱动信号; u_{h1} 为原边侧 H 桥的逆变输出电压; u_{h2} 为副边折算到原边的逆变输出电压; u_L 为串联电感和变压器漏感之和的电压; i_L 为电感电流; D_1 、 D_2 分别为半个开关周期内的内移相比和外移相比, $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$; T_{hs} 为半个开关周期。在 $t_1 \sim t'_1$ 以及 $t_4 \sim t'_4$ 时间段内, i_L 与 u_{h1} 的方向相反,则 i_L 和 u_{h1} 乘积所表示的原边向副边传输的功率小于零,表明此时功率回流到输入电容,定义此时间段内传输的功率为回流功率。回流功率使得变换器功率因数降低,电流应力增大,效率降低。

3 变换器功率特性分析

3.1 数学模型建立

以 U_1 单独接入电路为例,对双重移相功率特性进行分析。图 3 中, $t_1 = D_1 T_{hs}$ 、 $t_2 = D_2 T_{hs}$ 、 $t_3 = T_{hs}$ 、 $t_4 = (1 + D_1) T_{hs}$ 、 $t_5 = (1 + D_2) T_{hs}$; 定义 $k = U_1 / (n U_o)$ 为电压调节比,其中 n 为变压器变比, $k \geq 1$; 开关频率

$f = 1/T = 1/(2T_{\text{hs}})$; U_o 为输出电压。

根据电感电流的对称性以及伏秒平衡方程可以得出一个周期内各时刻电感电流表达式为:

$$\begin{cases} i_L(t_0) = -\frac{nU_o}{4fL}[k(1-D_1) + (2D_2-1)] \\ i_L(t_1) = -\frac{nU_o}{4fL}[k(1-D_1) + 2(D_2-D_1)-1] \\ i_L(t_2) = -\frac{nU_o}{4fL}[k(D_1-2D_2+1)-1] \end{cases} \quad (1)$$

由图 3 可以计算出从原边 H 桥传输到副边的功率 P 以及回流功率 Q 为:

$$\begin{cases} P = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_6} i_L u_{\text{h1}} dt \\ = \frac{nU_1 U_o}{2fL} \left(D_1 D_2 + D_2 - D_2^2 - \frac{1}{2} D_1^2 - \frac{1}{2} D_1 \right) \\ Q = \frac{-2}{T} \int_{t_1}^{t_1'} i_L u_{\text{h1}} dt \\ = \frac{nU_1 U_o}{16fL(k+1)} [k(1-D_1) + (2D_2-2D_1-1)]^2 \end{cases} \quad (2)$$

对于一个确定的电路当 $D_1=0, D_2=0.5$ 时有最大传输功率:

$$P_{\text{max}} = \frac{nU_1 U_o}{8fL} \quad (3)$$

以该最大功率为基值可以得到标么化传输功率 P^* 、回流功率 Q^* 与移相比 $D_1、D_2$ 的关系:

$$\begin{cases} P^* = 4 \left(D_1 D_2 + D_2 - D_2^2 - \frac{1}{2} D_1^2 - \frac{1}{2} D_1 \right) \\ Q^* = \frac{1}{2(k+1)} [k(1-D_1) + (2D_2-2D_1-1)]^2 \end{cases} \quad (4)$$

由式(4)可以看出,传输功率、回流功率与两个移相比均有关,同一传输功率或回流功率对应着多个移相比组合。

3.2 回流功率分析与优化

双重移相控制可以通过对回流功率进行优化使得变换器在任一传输功率及电压调节比下回流功率最小。根据式(4), D_2 用 D_1 与 P^* 表示并代入 Q^* 中,由 $dQ^*/dD_1=0$ 可得:

$$\begin{cases} D_1 = (k+1) \sqrt{\frac{1-P^*}{1+(k+1)^2}} \\ D_2 = \frac{1}{2} + \frac{k}{2} \sqrt{\frac{1-P^*}{1+(k+1)^2}} \end{cases} \quad (5)$$

同时内外移相比存在约束条件 $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$, 将式(5)中 $D_1、D_2$ 的表达式代入约束关系中可得:

$$P^* k^2 + (4P^* - 2)k + 4P^* - 2 \geq 0 \quad (6)$$

在满足式(6)中的约束关系下使得回流功率最小的 $D_1、D_2$ 取值如表 1 所示。

表 1 满足最优回流功率的内外移相比取值

Tab.1 Value of D_1 and D_2 satisfying optimal backflow power

P^*	k	Q_{\min}^*	D_1	D_2
$0 \leq P^* < \frac{3}{8}$	$1 \leq k < 2$	$\frac{[(1 + \sqrt{1-2P^*})k-2]^2}{8(k+1)}$	$\frac{1 - \sqrt{1-2P^*}}{2}$	$\frac{1 - \sqrt{1-2P^*}}{2}$
	$2 \leq k < -2 + \frac{2}{1 - \sqrt{1-2P^*}}$	$\frac{[(1 - \sqrt{1-2P^*})k-2]^2}{8(k+1)}$	$\frac{1 + \sqrt{1-2P^*}}{2}$	$\frac{1 + \sqrt{1-2P^*}}{2}$
	$-2 + \frac{2}{1 - \sqrt{1-2P^*}} \leq k$	$\frac{[k - \sqrt{(1-P^*)(k^2+2k+2)}]^2}{2(k+1)}$	$(k+1)\sqrt{\frac{1-P^*}{k^2+2k+2}}$	$\frac{1}{2} + \frac{k}{2}\sqrt{\frac{1-P^*}{k^2+2k+2}}$
$\frac{3}{8} \leq P^* < \frac{4}{9}$	$1 \leq k < -2 + \frac{2}{1 - \sqrt{1-2P^*}}$	$\frac{[(1 + \sqrt{1-2P^*})k-2]^2}{8(k+1)}$	$\frac{1 - \sqrt{1-2P^*}}{2}$	$\frac{1 - \sqrt{1-2P^*}}{2}$
	$-2 + \frac{2}{1 - \sqrt{1-2P^*}} \leq k$	$\frac{[k - \sqrt{(1-P^*)(k^2+2k+2)}]^2}{2(k+1)}$	$(k+1)\sqrt{\frac{1-P^*}{k^2+2k+2}}$	$\frac{1}{2} + \frac{k}{2}\sqrt{\frac{1-P^*}{k^2+2k+2}}$
$\frac{4}{9} \leq P^* \leq 1$	$k \geq 1$	$\frac{[k - \sqrt{(1-P^*)(k^2+2k+2)}]^2}{2(k+1)}$	$(k+1)\sqrt{\frac{1-P^*}{k^2+2k+2}}$	$\frac{1}{2} + \frac{k}{2}\sqrt{\frac{1-P^*}{k^2+2k+2}}$

根据表 1 可做出最小回流功率 Q_{\min}^* 与传输功率 P^* 及电压调节比 k 的关系曲线如图 4 所示。

由图 4 可知,当电路参数以及所能传输的最大

功率一定的条件下,在功率较大时,回流功率随传输功率标么值 P^* 增大而增大。

在功率较小时,回流功率随传输功率标么值

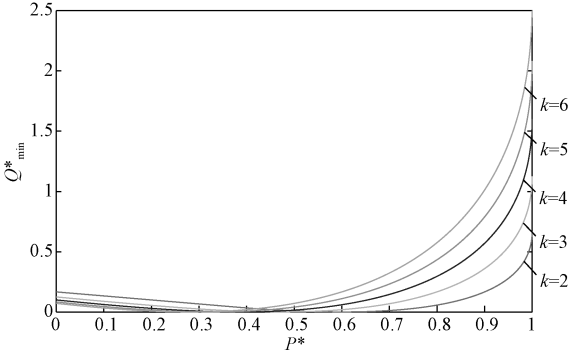


图4 最小回流功率关系曲线

Fig.4 Minimum back-flow power relation curve

P^* 的增大而减小,所以可以通过降低输入电压来降低最大传输功率,使得在传输相同实际功率的情况下传输功率标么值增大,回流功率减小,电流应力降低,增大变换器效率。

回流功率 Q 与传输功率 P 的实际值为:

$$\begin{cases} Q = Q^* P_{\max} = Q^* U_1 [nU_o / (8fL)] \\ P = P^* P_{\max} = P^* U_1 [nU_o / (8fL)] \end{cases} \quad (7)$$

在电路参数及输出电压一定时,回流功率与输入电压以及传输功率的关系曲线如图5所示。

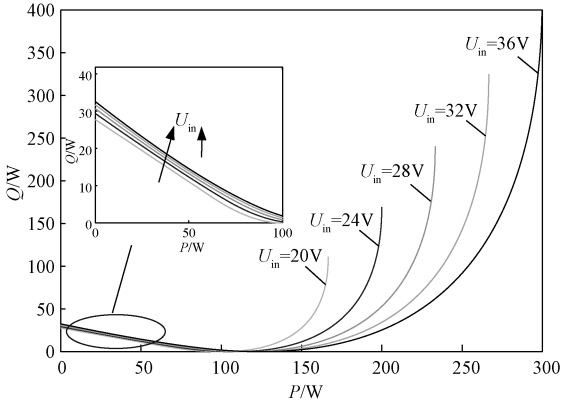


图5 不同输入电压的回流功率

Fig.5 Backflow power at different input voltages

由图5可知,在传输相同实际功率时,小功率运行状态下,回流功率随着输入电压减小而减小;而大功率运行时正好相反,回流功率随着输入电压的减小而增大,同时输入电压越小,最大传输功率极限越小。本文据此利用多输入结构的特点,提出了一种能量管理策略,减小了小功率运行时的回流功率,提升了变换器的效率。

4 能量管理策略

现有多输入结构一般利用开关网络的高频切换

来改变各储能单元的出力,但大量开关管的开关动作会使得变换器的损耗大大增加,效率过低。本文根据图5中回流功率与输入电压关系,在不同传输功率下只改变电源连接状态,在一个开关周期中,输入开关网络的开关管保持导通或关断,故其损耗更小,变换器整体效率更高。

图4表明,在电压调节比 k 变化范围不大时, $Q^* = 0$ 所对应的 P^* 取值在0.5左右。故为了简化计算与控制方便,可以认为当传输功率小于该电压下所能传输的最大功率的1/2时,输入电压越低,回流越小;当传输功率大于该值时,输入电压越高,回流越小。同时此时要考虑最大传输功率的限制。在考虑直流微网中存在各种不同电压与容量的储能单元的特点,本文据此提出一种依据输入电压大小以及所需传输功率的范围来改变储能单元接入状态,从而降低变换器回流功率的能量管理策略。

对于具有 n 个蓄电池接入的多输入变换器结构,各蓄电池电压分别为 $U_{bat1}, U_{bat2}, \dots, U_{batn}$, 单个蓄电池接入或多个蓄电池串联接入时,输入电压 U_{in} 可能的取值有 $U_1 \leq U_2 \leq \dots \leq U_{i-1} \leq U_i \leq \dots \leq U_m$ ($m \geq n$), U_m 表示输入电压最大值,此时 n 个蓄电池串联接入。对于其中任意一个输入电压 U_i , 其最大传输功率为:

$$P_{\max}(U_i) = \frac{nU_i U_o}{8fL} \quad (8)$$

输入电压越大,能传输的最大功率也越大。根据本文所提的能量管理策略,对于任一输入电压 U_i , 只有当传输功率 P 小于 $P_{\max}(U_i)/2$ 且大于 $P_{\max}(U_{i-1})/2$ 即式(9)的条件时, U_i 所对应的蓄电池组合才会接入变换器。

$$\frac{1}{2} \frac{nU_{i-1} U_o}{8fL} \leq P < \frac{1}{2} \frac{nU_i U_o}{8fL} \quad (9)$$

若传输功率 P 满足式(10):

$$\frac{1}{2} \frac{nU_{m-1} U_o}{8fL} \leq P \quad (10)$$

则 n 个蓄电池串联接入,此时输入电压最高,回流功率最小,且传输的功率极限最大。变换器存在单个蓄电池接入或多个蓄电池串联接入等多个状态,使得输入母线电压具有较大灵活性。输入电压与传输功率的关系如表2所示,其中 $P_{1\max}, P_{2\max}, \dots, P_{m\max}$ 分别表示输入电压为 U_1, U_2, \dots, U_m 时变换器所能传输的最大功率。

表 2 不同功率下输入电压大小

Tab.2 Input voltage under different power

传输功率范围	输入电压大小
$0 \leq P < \frac{1}{2}P_{1\max}$	U_1
$\frac{1}{2}P_{1\max} \leq P < \frac{1}{2}P_{2\max}$	U_2
\vdots	
$\frac{1}{2}P_{(i-1)\max} \leq P < \frac{1}{2}P_{i\max}$	U_i
\vdots	
$\frac{1}{2}P_{(m-1)\max} \leq P < \frac{1}{2}P_{m\max}$	U_m
$\frac{1}{2}P_{m\max} \leq P$	U_m

对于图 1 中与任一蓄电池串联的开关管 S_{W2i-1} 以及并联的开关管 S_{W2i} ,其开关状态可用一个开关函数 $s(i)$ 表示。当 $s(i)=1$ 时表示开关管 S_{W2i-1} 导通、 S_{W2i} 关闭,此时蓄电池 U_i 接入母线;当 $s(i)=0$ 时表示开关管 S_{W2i-1} 关闭、 S_{W2i} 导通,此时蓄电池 U_i 从母线断开。则输入电压表达式为:

$$U_{in} = \sum_{i=1}^n (U_{bati} s(i)) \tag{11}$$

根据表 2 与式 (11) 可以得到一定传输功率下各开关管的导通状态。

图 6 给出了按本文提出的能量管理策略,在一定传输功率下变换器的回流功率情况,其中 $Q_1 \sim Q_4$ 表示对应的各条曲线在传输功率小于 $Q=0$ 所对应的传输功率值时,该曲线对应的输入电压下变换器的回流功率大小。从图 6 中可以看出,该控制策略在传输功率较小时,将该功率段中对应电压较低的蓄电池组合接入变换器,通过减小输入电压降低了变换器在小功率运行状态下的回流功率。

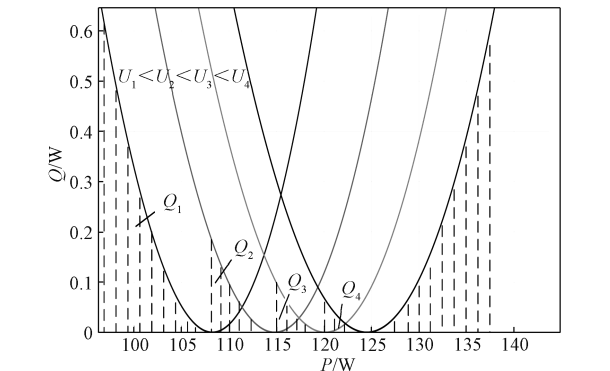


图 6 所提能量管理策略下变换器回流功率情况

Fig.6 Back-flow power of converter under proposed energy management strategy

当传输功率较大超过 $P_{m\max}/2$ 时,多电源串联输入,提高了输入电压从而提高了变换器所能传输的最大功率,并且由于电流相等,各个蓄电池按电压高低分配出力大小,电压越高的储能单元输出的功率越大,此时较高的输入电压也能减小变换器的回流功率,提升变换器的效率。

根据该能量管理策略以及双重移相原理,本文设计控制框图如图 7 所示。其中 U_{in} 为输入母线电压, I_{in} 为输入母线电流, U_o 为输出电压, U_{ref} 为输出参考电压。利用输入电压与电流的乘积得到此时的输入功率,由该输入功率与各蓄电池组合所能传输的最大功率的关系来确定 $S_{W1} \sim S_{W2n}$ 的状态。实际输出电压与参考电压做差后经过 PI 控制器得到目标传输功率 P_{ref} , 然后根据此时的目标功率 P_{ref} 以及电压调节比 k 通过优化后的双重移相控制得到内外移相比 D_1 、 D_2 从而确定各开关管的工作状态,稳定输出电压。

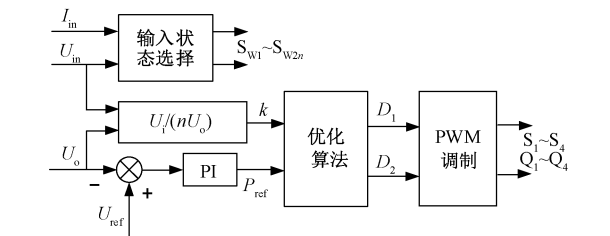


图 7 控制框图

Fig.7 Control block diagram

5 实验验证

本文以 STM32F103RCT6 为控制核心搭建了最大功率 300W 的实验样机,以两蓄电池输入为例对理论进行验证。样机参数如表 3 所示。实验平台如图 8 所示,由控制板和主功率板构成。

表 3 实验参数

Tab.3 Experimental parameters

参数	数值
1 号蓄电池	24V(100A·h)
2 号蓄电池	12V(36A·h)
输出电压 U_o/V	40
最大功率 P_{\max}/W	300
输入输出电容 $C_1、C_2/\mu F$	4000
串联电感 $L/\mu H$	7.5
变压器变比	1:4
开关频率 f/kHz	20

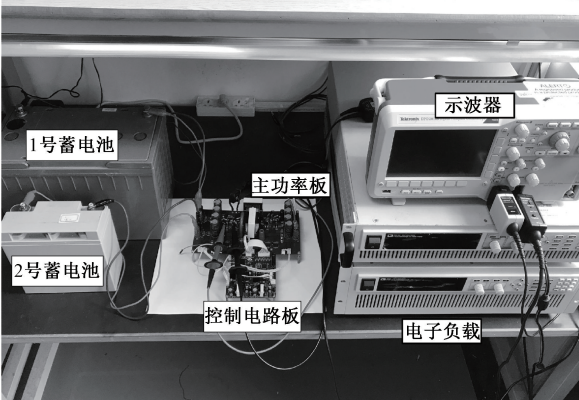


图 8 实验平台

Fig.8 Experiment platform

由表 3 参数可以计算出蓄电池 1 单独接入所能传输的最大功率为 200W,蓄电池 2 单独接入传输的最大功率为 100W。

根据表 2 可以得到两蓄电池下开关管的开关状态如表 4 所示。

表 4 $S_{W1} \sim S_{W4}$ 的开关状态

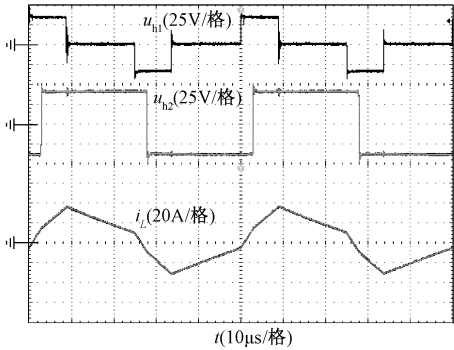
Tab.4 Switch state of $S_{W1} \sim S_{W4}$

传输功率范围	接入蓄电池	S_{W1}	S_{W2}	S_{W3}	S_{W4}
$P < 50W$	2 号	OFF	ON	ON	OFF
$50W \leq P < 100W$	1 号	ON	OFF	OFF	ON
$100W \leq P$	1, 2 号	ON	OFF	ON	OFF

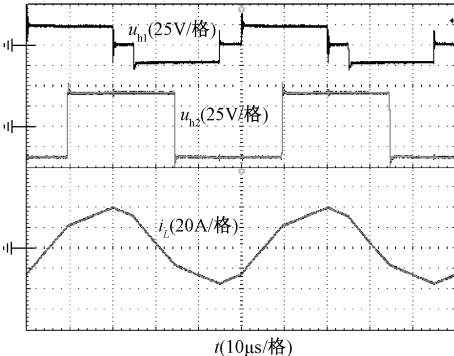
当传输功率为 180W 时,按设计的能量管理策略,两个蓄电池应串联接入,同时供电。图 9(a)表示两个蓄电池串联接入,输入电压 36V,传输功率 180W 时,全桥逆变电压 u_{h1} 、 u_{h2} 以及电感电流 i_L 的波形;图 9(b)表示单个 24V 蓄电池接入,输入电压 24V,传输功率 180W 时,全桥逆变电压 u_{h1} 、 u_{h2} 以及电感电流 i_L 的波形。从两个波形图中可以看出,当传输功率为 180W 时,输入电压 36V 下的回流功率和电流应力均比输入电压 24V 下的要小,变换器的效率更高。说明在传输功率较大时,输入电压越高,回流功率越小,电流应力越低,故此时应提高输入母线电压。

图 10 所示为传输功率范围在 10~150W,采用本文提出的能量管理策略,变换器的电流应力以及效率曲线。

可以看出随着传输功率增大,电流应力也在相应地增大,但传输相同功率时,采用该能量管理策略下变换器的电流应力要更低,效率更高。从图 10 中可以看出,在小功率范围段,传输相同功率时,降低



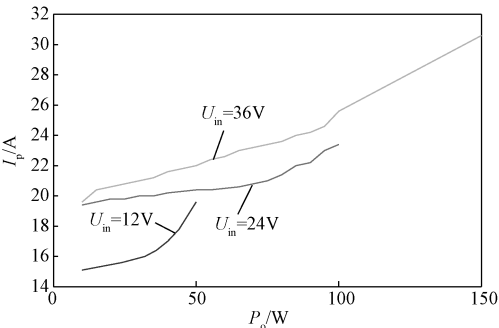
(a) 传输功率180W,输入36V波形



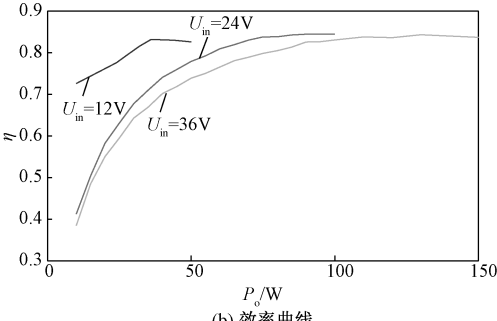
(b) 传输功率180W,输入24V波形

图 9 传输功率 180W 实验波形

Fig.9 Experimental waveform of transmission power 180W



(a) 电流应力曲线



(b) 效率曲线

图 10 小功率段电流应力以及效率曲线

Fig.10 Current stress and efficiency curve of low power section

输入电压可以使得回流功率更小,电流应力更低。故在小功率时选择合适的蓄电池组合接入有利于减小此时变换器的电流应力,提高变换器效率。

图 11 所示为传输功率由 80W 变到 240W 时, 输入输出电压以及两个蓄电池输出电流的变化曲线。从图 11 中可以看出, 当传输功率增大到一定范围时, 输入电压从 24V 变到 36V; 蓄电池 1 的输出电流 i_1 由 5.2A 变到 9.8A; 蓄电池 2 的输出电流 i_2 由 0 变到 9.8A, 2 号蓄电池接入变换器, 电源由单蓄电池供电变换到多蓄电池串联供电, 从而获得更大的传输功率, 证明了表 2 的可行性。由于电压的跳变, 输入电容会有一个较大的电流冲击。

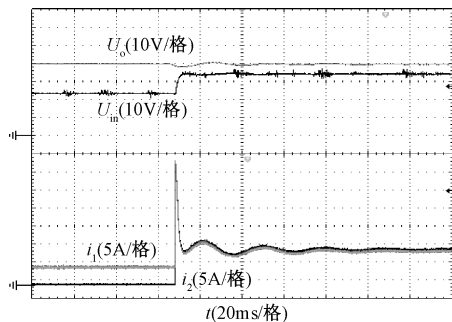


图 11 电源切换时电压电流波形

Fig.11 Voltage and current waveform during power switching

6 结论

本文设计了一款基于 IDAB 的多输入双向 DC-DC 变换器, 并且通过对双重移相控制下的回流功率进行分析, 提出了一种能量管理策略, 从理论分析和实验结果可以看出该能量管理策略具有如下特点:

(1) 在变换器参数一定的条件下, 传输功率较小时, 回流功率随输入电压的减小而减小; 传输功率较大时, 回流功率随输入电压的减小而增大。

(2) 根据传输功率与输入电压大小决定各蓄电池接入状态, 合理分配各储能单元出力。

(3) 输入开关管工作在通断状态, 避免了开关管高频切换带来的开关损耗, 提升了变换器效率。

(4) 通过在小功率时降低输入电压可使得电流应力降低, 提升了变换器在小功率传输中的效率。

参考文献 (References):

[1] 王归新, 杨斌, 陈海东 (Wang Guixin, Yang Bin, Chen Haidong). 混合式隔离双向 DC-DC 变换器建模与控制 (Modeling and control of hybrid isolated bi-directional DC-DC converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (11): 48-57.

[2] 王跃, 郭海平, 高远 (Wang Yue, Guo Haiping, Gao Yuan). 双向全桥直流变换器的全功率范围软开关控制技术研究 (Research on full power range soft-switching control technology of dual active bridge DC-DC converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (1): 7-12.

[3] 王磊, 王秋实, 赵君君, 等 (Wang Lei, Wang Qishi, Zhao Junjun, et al.). 新能源发电系统用多相耦合交错型双向 DC-DC 变换器及控制研究 (Research on staggered parallel magnetic DC-DC converters for new energy power generation system) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (7): 41-50.

[4] Zhao B, Song Q, Liu W, et al. Current-stress-optimized switching strategy of isolated bidirectional DC-DC converter with dual-phase-shift control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60 (10): 4458-4467.

[5] 陈旭玲, 刘福鑫 (Chen Xuling, Liu Fuxin). 电动汽车用三端口 Buck&Boost 变换器的能量管理策略 (Power management strategy of three-port Buck&Boost converter in electric vehicles) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2014, 33 (2): 1-6, 17.

[6] Kumar L, Jain S. Multiple-input DC/DC converter topology for hybrid energy system [J]. IET Power Electronics, 2013, 6 (8): 1483-1501.

[7] Wang Y, Han F, Yang L, et al. A three-port bidirectional multi-element resonant converter with decoupled power flow management for hybrid energy storage systems [J]. IEEE Access, 2018, 6: 61331-61341.

[8] 邱琰辉, 陈道炼, 江加辉 (Qiu Yanhui, Chen Daolian, Jiang Jiahui). 多绕组同时供电直流变换器型多输入逆变器 (Multi-winding simultaneously-supplying DC-DC converter mode multi-input inverter) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2017, 32 (6): 181-190.

[9] 刘福鑫, 阮洁, 阮新波, 等 (Liu Fuxin, Ruan Jie, Ruan Xinbo, et al.). 采用交变脉冲电源单元的隔离型多输入直流变换器 (Isolated multiple input DC-DC converter using alternative pulsating source as building cells) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2012, 27 (7): 174-183.

[10] Li Y, Ruan X, Yang D, et al. Synthesis of multiple-input DC/DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25 (9): 2372-2385.

[11] 刘宇翔, 吉培荣, 赵宇辉 (Liu Yuxiang, Ji Peirong, Zhao Yuhui). 含超级电容的新能源直流微电网系统控

制策略研究 (Research on control strategy of new energy DC micro-grid system with super capacitance) [J]. 电力学报 (Journal of Electric Power), 2018, 33 (3): 201-206.

[12] Zhao C, Round S D, Kolar J W. An isolated three-port bidirectional DC-DC converter with decoupled power flow management [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 (5): 2443-2453.

[13] 张勋, 王广柱, 商秀娟, 等 (Zhang Xun, Wang Guangzhu, Shang Xiujuan, et al.). 双向全桥 DC-DC 变换器回流功率优化的双重移相控制 (An optimized strategy based on backflow power of bi-directional dual-active-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2016, 36 (4): 1090-1097.

Research on multi-input bi-directional full-bridge DC-DC converter and its energy management strategy

SHEN Chao, ZHAO Shi-wei
(Electric Power College, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

Abstract: In the DC micro grid, a large number of energy storage units need to be connected to the system through bi-directional dc-dc converter. In order to simplify the system structure, a novel multi-input bi-directional dc-dc converter is designed on the basis of double active bridge converter. At the same time, based on the dual phase shift control, the mathematical model of backflow power, input voltage and transmitted power is obtained by analyzing the backflow power of the converter. Based on this, an energy management strategy which can reduce the backflow power under the condition of low power operation is proposed, which can reasonably allocate the output of each energy storage unit and improve the efficiency of the converter. Finally, a 300W experimental prototype verifies the feasibility of the design scheme and the superiority of the control strategy.

Key words: bi-directional DC-DC converter; multi-input; energy management; dual-phase-shift; reactive back-flow