

电流型双向多脉冲变流器

杨鸣强 陈乾宏 胡翔

(南京航空航天大学自动化学院, 南京, 210016)

摘要:提出了两种电流型双向多脉冲变流器的拓扑结构, 实现了传统多脉冲整流器能量的双向流动。当其运行于逆变器状态时, 变流器等效为一个电流型多重化逆变器, 相较于传统分立式电流型多重化逆变器, 此变流器具有电源与磁性元件数量少、系统体积小等优点。以 18 脉冲双向变流器为例, 详细介绍了其工作原理, 求出了 18 脉冲变流器总谐波失真 (Total harmonic distortion, THD) 最小时, 各电平作用角度, 提出了一种脉宽调制方式以实现交直流侧电压电流调节。最后通过仿真与硬件实验验证了所提系统的可行性。

关键词:电力电子与电力传动; 双向多脉冲变流器; 电流型多重化逆变器; 脉宽调制

中图分类号: TM461

文献标志码: A

文章编号: 1005-2615(2014)01-0159-06

Bi-directional Current Multiple Pulse Converter

Yang Mingqiang, Chen Qianhong, Hu Xiang

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: Two bi-directional-current multi-pulse converter topologies are proposed, which can achieve a bi-directional flow of energy in the traditional multi-pulse rectifier. When it is operating in the inverter state, the converter is equivalent to a multiplex current type inverter. Compared with traditional discrete current-multiplex inverter, the inverter has less number of the power and magnetic elements, and smaller size of the system. In this paper, a bi-directional 18-pulse converter is taken for example, and its working principle is introduced and the effect of the level angle is obtained with the minimum total harmonic distortion (THD) of a 18-pulse converter. A pulse-width modulation to achieve the voltage and current regulation in the AC and DC sides is proposed. Finally, simulation and hardware experiments verify the feasibility of the proposed system.

Key words: power electronics and power drives; bi-directional current multiple pulse converter; current multiple inverter; pulse-width modulation(PWM)

多重化逆变技术采用移相变压器对多相逆变的输出进行叠加, 消除低次谐波, 使合成的波形逼近正弦波, 具有谐波含量少、开关频率低、可靠性高、效率高、过载能力强、不会产生额外的电磁干扰等优点。同时, 系统中的移相变压器还可使输入输出电气隔离, 对电网污染小。基于以上特点, 多重化逆变技术广泛应用于大功率交流驱动、新能源应用和电能质量控制中。

根据叠加对象不同, 多重化逆变技术可分为电压型 (即实现电压叠加) 与电流型 (即实现电流叠加)。相较于电压型, 电流型因其储能效率和储能器件的体积价格都具有明显的劣势, 故其应用没有电压源型广泛。但电流型逆变器用于电机驱动具有动态响应快, 便于实现再生制动和四象限运行, 限流能力强, 短路保护可靠性高, 能在宽范围内精确控制转矩和速度等优点, 且随着超导技术的发

展,电流型逆变器储能效率低的问题终将解决。因而其在大功率应用场合具有广泛的应用前景^[1]。但文献[2]提到目前的电流型多重化逆变器通过分立的多个移相变压器输出侧并联实现电流叠加,其磁性元件数量多,且必须通过与变压器数量相等的多个电流源供电,以实现各个逆变单元均流。

与多重化逆变技术相对应的是多重化整流技术。在航空供电系统、电力机车牵引等场合,通常使用以单个移相变压器结合二极管不控整流的多脉冲变压整流器,以实现交流侧电流呈阶梯形,进而减小输入电流谐波。而随着节能环保意识的深入,为有效利用直流电动机制动时回馈的能量,需使原本只能实现能量单向流动的整流器具备能量双向流动的能力^[3-4],即既能将三相电能整流为直流电流供给负载,又能将负载回馈到直流侧的能量逆变回电网。

本文在传统的多脉冲变压整流器电路拓扑的基础上提出两种新型的电流源型双向多脉冲电路拓扑,使其具有能量双向流动的能力。由于新型的电路拓扑采用可控器件,原本不可控的电路将可实现总谐波失真(Total harmonic distortion, THD)的自由调节。同时,当电路工作在逆变状态时,其等效为一电流型多重化逆变器,将具有所有传统电流源型逆变器的优点,而单个的移相变压器相较于传统分立式变压器,将使系统体积质量得到减小,且直流电源也只需一个。本文选择了18脉冲双向变流器为对象,详细介绍了其电路拓扑与工作原理;对电路的开关角进行分析,并给出谐波含量最低时各电平的导通角度;提出了一种脉宽调制方式,最后通过仿真与样机实验验证了系统的可行性。

1 18脉冲双向变流器的工作原理

由于多脉冲变流器阶梯波实现方式已有许多

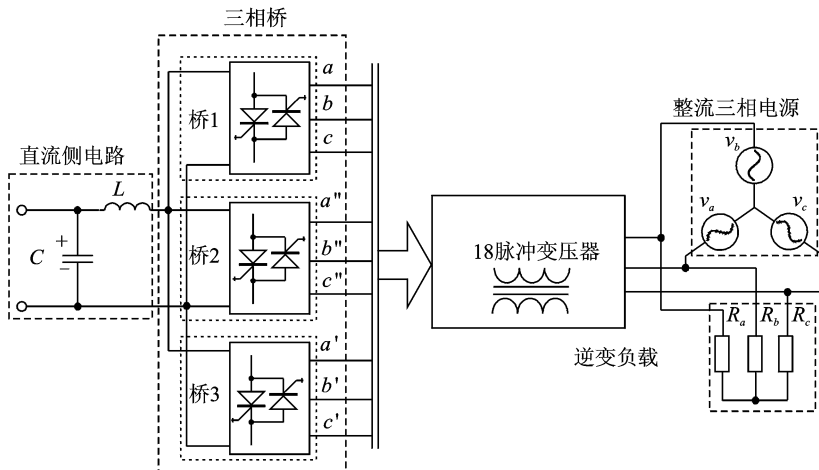


图1 18脉冲双向变流器拓扑1

Fig. 1 Topology 1 of bi-directional 18-pulse converter

文献进行论述,故本文不复赘述。本文以18脉冲双向变流器为例,详细介绍其电路拓扑与工作原理。18脉冲双向变流器电路拓扑分为两种,拓扑1如图1所示,为基于双向开关管的双向变流器,其特点是电路中三相桥的开关单元具有实现电流双向可控的能力,图中为两个晶闸管反向并联组成。拓扑2如图2所示,为基于可变直流母线的双向变流器,其特点为直流母线通过开关管组成的桥式电路实现极性可变,三相桥中开关单元采用电压双象限,电流单象限的开关管或复合开关管组成,图中采用MOSFET反串二极管构成三相桥开关单元。图3为18脉冲双向变流器的开关管导通矢量图,与传统的18脉冲整流器的电压矢量图一致。

如图1,2中所示,分别将三相桥各桥臂编号为 $a, b, c, a', b', c', a'', b'', c''$ 。当拓扑1工作在整流状态时,双向开关单元为右侧开关管有效,即相应的驱动信号只加给右侧开关管。电路工作时,信号处理器找到 a 相电压由负变正的过零点,在此处导通矢量 $V_{cb}10^\circ$,即驱动 c 桥臂上管与 b 桥臂下管导通 10° ,之后按照图3所示开关管导通矢量图顺时针依次导通 $V_{cb}, V_{a'b}$ 等矢量 20° 。当拓扑1工作在无源逆变状态时,双向开关单元为左侧开关管有效,只需以任意开关矢量为起点,按照开关矢量图顺时针导通相应开关管相应角度即可。

当拓扑2工作在整流状态时,直流侧 Q_2, Q_3 导通,三相桥中所有开关管全部导通,电路变成不控整流。当电路工作在无源逆变状态时,导通直流侧 Q_1, Q_4 ,只需以任意开关矢量为起点,按照开关矢量图顺时针导通相应开关管相应角度即可。

由于此双向多脉冲变流器属于电流型变换器,在直流侧将串入电感维持直流侧电流恒定,为防止出现三相桥无电流通路导致电感能量无处泄放而产生电压尖峰,进而损坏电路,需在即将交替导通

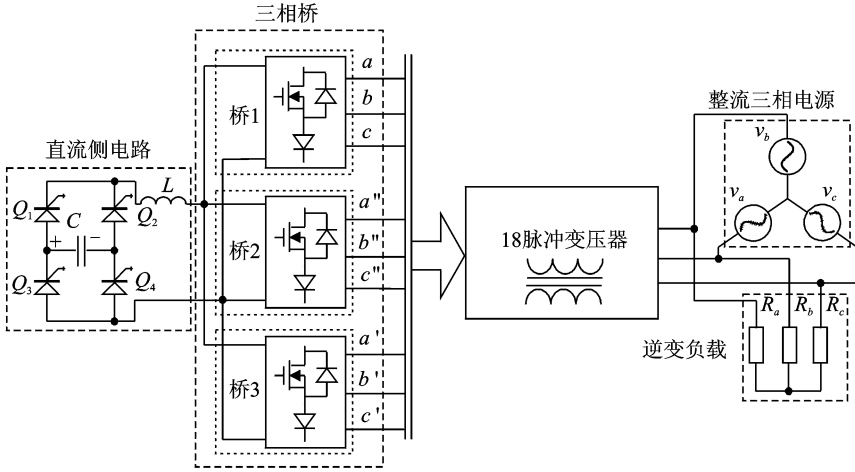


图 2 18 脉冲双向变流器拓扑 2

Fig. 2 Topology 2 of bi-directional 18-pulse converter

的两管驱动之间加入换相重叠角。两种拓扑工作时的开关单元均具有单向导电性, 可实现在换相重叠角内开关管电流的自然换流, 防止换流结束后, 交替导通的两管出现电流反向迅速增长现象。

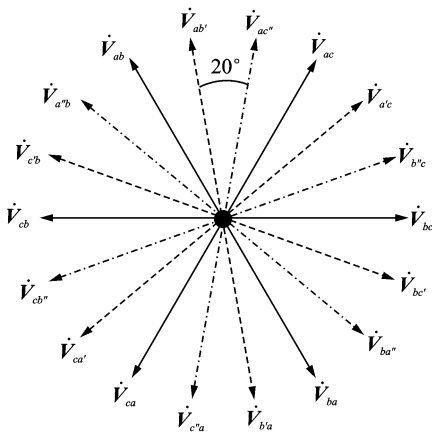


图 3 18 脉冲双向变流器开关矢量图

Fig. 3 Switching vector of bi-directional 18-pulse converter

2 18 脉冲双向变流器最优脉宽设计

在 18 脉冲双向变流器中, 交流侧电流波形如图 4 所示。图中 A, B, C, D 为阶梯波各电平值, 由于 18 脉冲变流器的匝比是确定的, 故各电平值也相应确定, 分别为 $A = 1.137kI_d$, $B = kI_d$, $C = 0.742kI_d$, $D = 0.395kI_d$, 其中 k 为各电平值的公因数, I_d 为直流侧电流。图中 $\alpha_A, \alpha_B, \alpha_C, \alpha_D$ 为阶梯波与基波的相交角度; $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$ 为阶梯波的导通角度。

根据低次谐波最少法原则^[5], 令阶梯波的基波为

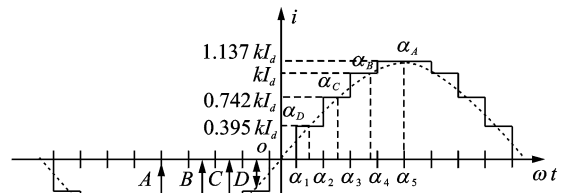


图 4 18 脉冲变流器交流侧波形

Fig. 4 Waveform of AC side in bi-directional 18-pulse converter

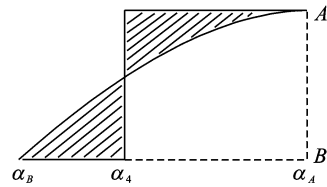


图 5 基波与电平 A 和 B 相交部分放大图

Fig. 5 Enlargement of fundamental and level A and B intersection

$$i(\omega t) = 1.137kI_d \sin \omega t \quad (1)$$

$$\text{令 } i(\omega t) = x(x = A, B, C, D) \quad (2)$$

可得各阶梯波与基波的相交角度分别为 $\alpha_A = 90^\circ$, $\alpha_B = 61.58^\circ$, $\alpha_C = 40.74^\circ$, $\alpha_D = 20.33^\circ$ 。

图 5 为基波与阶梯波的电平 A 和 B 相交部分的放大图, 要想阶梯波低次谐波含量最少, 需图 5 中两阴影面积相等, 可得

$$\int_{\alpha_B}^{\alpha_4} [i(\omega t) - B] d(\omega t) = \int_{\alpha_4}^{\alpha_A} [A - i(\omega t)] d(\omega t) \quad (3)$$

$$\alpha_4 = \frac{A\alpha_4 - B\alpha_B + \cos \alpha_A - \cos \alpha_B}{A - B} \quad (4)$$

故 $\alpha_1 = 71.247^\circ$ 。同理,可得 $\alpha_1 = 10.047^\circ$, $\alpha_2 = 30.047^\circ$, $\alpha_3 = 50.32^\circ$ 。由此可以得出 18 脉冲变流器 THD 最小时各开关管的导通角。

3 18 脉冲双向变流器脉宽调制方式

由于本多脉冲双向变流器实现了传统多脉冲整流器从不可控到可控的转化,故可通过脉宽调制方式实现对系统直流侧与交流侧电压、电流调节。由第 3 节中分析可知,18 脉冲变流器中各开关矢量作用时间相等时,交流侧电流 THD 最小,故在此基础上进行脉宽调制必然导致系统 THD 增大。为尽量减小脉宽调制对交流侧电流谐波含量的影响,在选择脉宽调制方式时,必须满足以下约束条件:(1)三相电流波形各自偶对称;(2)三相电流波形相同,各自相差 120° 。

由于电路为电流型逆变器,电路中电流必须存在通路,故不可出现三相电流同时为 0 的情况。同时,与传统的分立式多重化电流型变流器不同,图 3 所示的开关矢量图中的任意一个开关矢量将唯一地确定 A、B、C 三相电平的大小,即相应的两只开关管将确定三相电压的工作状态。

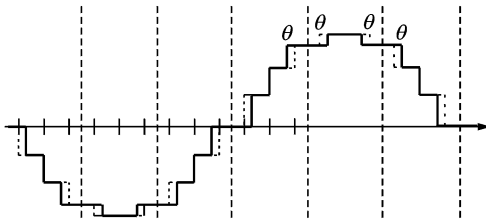


图 6 18 脉冲双向变流器脉宽调制图

Fig. 6 Pulse width modulation chart of bi-directional 18-pulse converter

综上所述,结合 18 脉冲工作特点,可采用如下脉宽调制方式:以图 6 所示 6 条虚线为对称轴,虚线所在的电平关于对称轴增加或减小 θ 度,左右相邻的两个电平相应减小或增加 θ 度,3 个电平的总导通角度保持 60° 。其中 θ 的变化范围为 $-10 \sim +20^\circ$ 。图 6 中点划线为调制前交流侧电流波形,实线为调制后的波形。由此可保证上述所要求的两条约束条件。

4 仿真以及实验结果

4.1 脉宽调制仿真分析

对第 3 节中所述脉宽调制方式进行仿真,采用航空用 400 Hz,三相 115 V AC/270 V DC 18 脉冲双向变流器结构,使其工作在逆变状态,直流侧输

入电压 270 V,当 θ 在 $-10 \sim +20^\circ$ 变化时,相电压基波有效值与 THD 值如表 1 所示。

表 1 相电压基波有效值与 THD 值随 θ 变化值

Tab. 1 Phase voltage effective value and THD value with changes of θ value

$\theta/(^\circ)$	相电压基波有效值/V	THD/%
-10	108.1	17.25
0	109	10.10
10	107.7	17.75
20	104.5	30.85

当 θ 在 $-10 \sim 0^\circ$ 之间时,相电压基波有效值在 108.1 V 到 109 V 之间单调上升,当 θ 在 $0 \sim 20^\circ$ 之间时,相电压有效值在 109 V 到 104.5 V 之间单调下降。当系统工作于整流状态时,对应输出整流电压与交流侧电压比值与逆变状态下两者比值相等。由此可知,此脉宽调制法可实现对 18 脉冲双向变流器输出的有效调节。

4.2 实验结果

依据本文思路,按图 2 搭建了一个 18 脉冲双向变流器样机,多脉冲变压器选用额定工作状态为交流侧三相 115 V AC,400 Hz,直流侧 270 V DC 的 18 脉冲自耦变压器,变压器满载为 10 kW。电路选用前述两种拓扑中的拓扑 2 作为主电路,各开关管导通角度由第 3 节中所述 THD 最小时最优脉宽计算方式得到,即各开关矢量依次导通 20° ,开关管换相重叠角取 1° 。电路采用 TI 公司的 TMS320F2812 作为主控芯片, MOSFET 选用 47N60CFD,反串二极管选用 BYC10-600,负载电阻 17Ω 。由于多脉冲变流器工作在整流状态时的研究已十分成熟,此处将不复赘述。当变流器工作在逆变状态下时,系统电路如图 7 所示。

图 7 中 C_a, C_b, C_c 为换相电容。当多脉冲变流器中各开关管处于换流状态时,输出电流将在短时间内发生突变,换相电容将为各相的感性能量提供电流通路,避免由于 di/dt 过大而产生很高的电压尖峰,进而损坏电路中的器件。同时换相电容还可

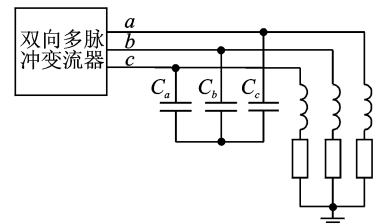


图 7 系统逆变状态下电路图

Fig. 7 Circuit diagram of system in inverter state

起到滤波作用,改善输出电压电流波形,减小 THD^[6]。实验中选取 10 μ F/250 V 薄膜电容作为换相电容。图 8 为开关管缓冲电路,用于吸收开关器件上的电压尖峰,实验中其由 15 Ω /3 W 电阻与 2.2 nF 电容构成。

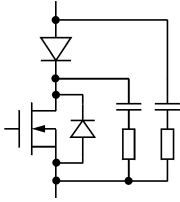


图 8 开关管缓冲电路

Fig. 8 Switch buffer circuit

当未加入换相电容、直流侧电压为 80 V 时,某相电流波形如图 9 所示,在各电平变化的阶梯上存在明显的电流尖峰。加入换相电容后,直流侧电压为 270 V,当系统输出功率为 2.3 kW 时,某两相电流波形如图 10 所示。从波形上可知,换相电容可很好地吸收电路中由于电路换相引起电流尖峰,并具有良好的滤波作用,使输出电流十分接近正弦。由表 2,3 中数据可得到系统工作在逆变状态时,输出功率为 2.3 kW 时系统效率达到 96.77%,由于实验室负载条件限制,系统未能加到满载,由损耗分析可知,如继续加大负载,系统效率可进一步提高。

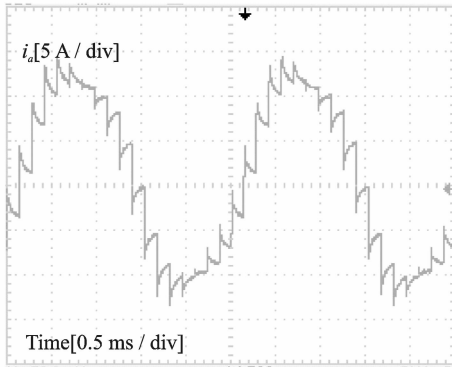


图 9 未加换相电容时交流侧电流波形

Fig. 9 Current waveforms of AC side without commutation capacitance

直流侧各实验数据如表 2 所示;交流侧各实验数据如表 3 所示。

表 2 直流侧各实验数据

Tab. 2 Experimental data of DC side

输入电压/V	输入电流/A	输入功率 P_i /W
272.7	8.78	2 394.306

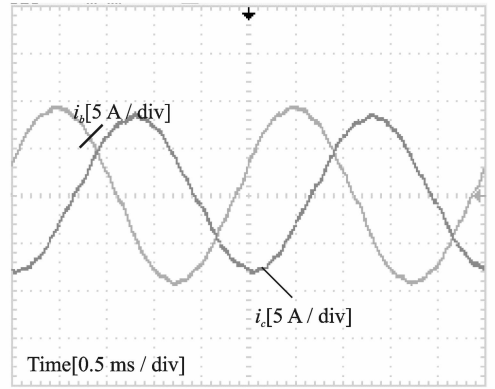


图 10 加入换相电容时交流侧电流波形

Fig. 10 Current waveforms of AC side with commutation capacitance

表 3 交流侧各实验数据

Tab. 3 Experimental data of AC side

输出三相	A	B	C
电压/V	122.58	114.79	115.64
电流/A	6.525	6.605	6.582
THD/%	2.691	2.277	2.534
输出总功率 P_o /W	2 317		

故可得当输出功率为 2.3 kW 时,系统效率

$$\eta = \frac{P_i}{P_o} = 96.77\%$$

5 结束语

本文提出了两种电流型双向多脉冲变流器的电路拓扑,实现了多脉冲整流器能量的双向流动。当其工作在逆变状态时可等效为电流型的多重化逆变器,相较于传统的电流型多重化逆变器,其不需要多个电流源作为每个移相变压器的电源以实现均流,同时其磁性元件数量也少于传统电流型多重化逆变器,有利于系统体积质量的减少。本文以 18 脉冲双向逆变器为例,详细介绍了其工作原理,分析了 18 脉冲最小 THD 时各电平作用的开关角度,并提出了一种脉宽调制方式。最后通过仿真和实验验证了所提出系统的可行性。系统工作在逆变状态,输出功率为 2.3 kW 时,效率达到 96.77%,由损耗分析可知进一步加载后,效率可继续提升。

参考文献:

- [1] 熊宇. 电流型多电平变流器拓扑和控制策略的研究 [D]. 杭州:浙江大学,2004.

- Xiong Yu. Research on the topologies and control strategies of multilevel current source converters[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2004.
- [2] 刘凤君. 多电平逆变技术及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.
- Liu Fengjun. Multilevel inverting technology and its application[M]. Beijing: Machinery Industry Press, 2007.
- [3] 许爱国. 城市轨道交通再生制动能量利用技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2009.
- Xu Aiguo. City rail traffic braking energy regeneration technology research and utilization[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2009.
- [4] Chang Jie, Wang Anhua. New VF-power system architecture and evaluation for future aircraft[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42(2): 527-539.
- [5] 江友华, 曹以龙. 级联型多电平变频器不同阶梯波调制算法的谐波分析[J]. 上海电力学院学报, 2008, 24(4): 369-373.
- Jiang Youhua, Cao Yilong. Harmonic analysis of cascaded multilevel converter with different wave modulation algorithm[J]. Journal of Shanghai University of Electric Power, 2008, 24(4): 369-373.
- [6] 袁兆凯. 三相电流型逆变器的 PWM 控制方法研究[D]. 北京: 中国石油大学, 2008.
- Yuan Zhaokai. Research on PWM control method of three phase current source inverter[D]. Beijing: China University of Petroleum, 2008.