

# 一种新型四象限多电平变流器

高志刚<sup>1</sup>, 冬雷<sup>1</sup>, 廖晓钟<sup>1</sup>, 庄亚平<sup>2</sup>, 周德佳<sup>2</sup>

(1. 北京理工大学 自动化学院, 北京 100081; 2. 海军装备研究院, 北京 100073)

**摘要:** 提出了一种新型四象限多电平变流器拓扑结构, 由级联 H 桥型整流器、中频变压器和级联 H 桥型逆变器三部分构成。建立了变流器的能量传输模型, 提出了相应的控制方法和调制策略; 分析了输入侧变换器的输出电压模型, 给出了相应的调制算法流程。阐述了各中频 H 桥的工作相位的作用, 即达到了控制各电容电压平衡的目的, 实现了变流器的四象限运行。实验结果验证了拓扑结构和控制方法的正确性。所提变流器拓扑结构省去了传统的工频变压器, 降低了变换器体积和重量, 可以应用于高压大容量场合。

**关键词:** 变流器; 中频变压器; H 桥; 载波相移; 电压控制

**中图分类号:** TM 46

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.06.010

## 0 引言

多电平变流器在许多大容量场合都得到了广泛的应用, 在轧钢、提升机等场合, 使用高压大容量多电平变流器可以实现对电机的高性能控制<sup>[1-5]</sup>。机车牵引、船舶推进等场合对变流器的体积、重量和功率密度等有较高的要求。由于机车在运行过程中频繁起停, 电机制动时的能量往往通过卸荷电阻转变为热量加以消耗, 造成严重的能量浪费, 因此为了提高电能利用效率, 一般还要求变流器具有能量双向流动能力, 实现电机的四象限运行<sup>[6-7]</sup>。

采用二极管箝位型多电平变流器进行“背靠背”连接, 是一种应用较多的四象限多电平变流器拓扑结构<sup>[8-10]</sup>。文献[8]将 2 组二极管箝位型三电平变流器背靠背连接, 用于 3 MW 直驱型风力发电系统。然而二极管箝位型多电平变流器存在电容电压均衡问题, 在三电平以上不能稳定运行<sup>[11]</sup>, 因此不容易扩展到 6 kV 以上的场合。采用级联结构的多电平变流器具有模块化程度高的优点, 且通过增加级联个数可以进一步提高变换器的输出电压等级, 因此在 6 kV 以上场合获得了广泛的应用<sup>[12-13]</sup>。为了实现四象限运行, 文献[14]将传统级联 H 桥型变换器中的三相不控整流桥用 PWM 整流器代替, 文献[15]利用 2 个 H 桥背靠背连接构成一个单元, 级联后同样可以实现四象限运行。文献[16]则采用半桥 PWM 整流器, 进一步降低了系统成本。然而文献[12-16]介绍的变换器中都存在工频变压器, 该变压器的成本高, 且体积、重量庞大, 因此降低了整个变流器的功率密度, 并带来了相应的载重和空间浪费。

随着磁性材料技术发展和开关器件制造技术的进步, 目前采用中高频变压器组成新型多电平变流器已经得到了越来越多的重视, 并产生了很多实用化成

果<sup>[17-19]</sup>。本文基于中频(5 kHz)变压器, 提出了一种四象限多电平变流器拓扑结构, 省去了传统的工频变压器, 减小了系统的体积和重量, 提高了变流器的功率密度。本文提出的变流器可以直接与高压电网相接, 并实现变流器网侧高功率因数。通过控制变流器的工作状态, 可实现能量双向流动。由于采用了级联结构, 因此变流器的扩展性好, 通过增加级联个数可进一步提高工作电压。此外变流器还具有模块化程度高、维护简单的优点, 因此具有较好的应用前景。

## 1 拓扑结构

本文提出的四象限变流器拓扑结构如图 1 所示, 其中输入侧为高压工频交流电, 经滤波电感后经过级联 H 桥型变流器得到多个直流电源,  $N$  表示 H 桥的个数。各级 H 桥的交流侧输出电压用  $u_{H-1}, \dots, u_{H-N}$  表示; 各直流母线电压分别用  $U_{dc-1}, \dots, U_{dc-N}$  表示; 各直流电源经过原边中频 H 桥后, 变换为中频方波, 分别用  $u_{M-1}, \dots, u_{M-N}$  表示; 各中频方波电压经中频变压器后, 再由副边中频 H 桥变换为直流电压, 用  $U_{dc-0}$  表示; 流入中频变压器各绕组的电流分别用  $i_{T-0}, \dots, i_{T-N}$  表示; 副边中频 H 桥的交流侧输出电压为  $u_{M-0}$ , 经三相逆变器后驱动电机。

图 1 的变流器中, 各直流电容电压保持相同, 各开关器件的电压等级相同, 有利于器件选型。当需要提高输入(输出)侧的工作电压等级时, 可以增加中频变压器的独立绕组个数, 并采用原边(副边)各直流母线串联等形式加以实现, 因此具有较好的扩展性。通过控制变流器输入侧各 H 桥单元的工作模式, 可以实现输入电流近似正弦以及变流器的单位功率因数运行, 降低谐波含量, 消除变流器运行时的无功功率。

## 2 功率传输模型

电网电压用相量  $U_g$  表示, 电感电压用相量  $U_L$  表

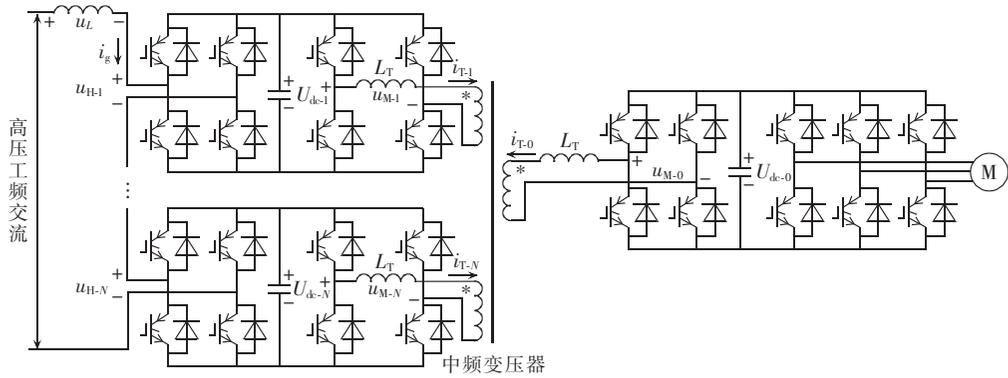


图 1 基于中频变压器的四象限变流器拓扑

Fig.1 Four-quad converter topology based on middle-frequency transformer

示,输入变流器的电流基波近似正弦,用相量  $I_g$  表示,变流器的输入侧各 H 桥的输出总电压的基波用相量  $U_H$  表示,则各相量的空间近似关系如图 2 所示。其中,  $\beta$  表示电网电流滞后电网电压的角度;  $\gamma$  表示电感电压超前电网电流的角度,在忽略线路及滤波电感的电阻时,  $\gamma$  近似为  $90^\circ$ 。

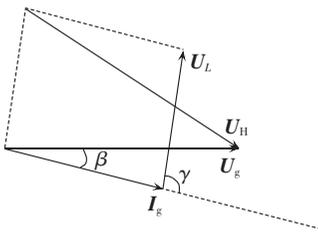


图 2 变流器输入侧相量图

Fig.2 Input-side phasor diagram of converter

在图 2 规定的相位关系下,电网发出的平均功率为:

$$P_g = \frac{1}{2} |U_g| \times |I_g| \cos\beta \quad (1)$$

当通过控制  $U_H$ ,使电网电压、电流同相位时,即实现了变流器的单位功率因数运行,此时忽略电感电阻损耗,则送入变流器的功率即为电网发出的功率,如式(2)所示。

$$P_{in} = \frac{1}{2} |U_g| \times |I_g| \quad (2)$$

假设各开关器件理想,忽略线路电阻损耗,式(2)中注入变流器的能量一部分存储于电容之中,其余部分则流入后续各中频 H 桥中。因此通过改变流入变流器的电流  $i_g$ ,即可以实现对电容电压  $U_{dc-1}, \dots, U_{dc-N}$  的控制,控制框图如图 3 所示。

图 3 中,  $U_{dc-total}^*$  表示  $N$  个直流母线电压之和的给定值,经过 PI 控制器后与电网电压  $u_g$  相乘,得到

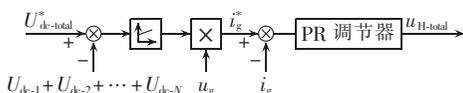


图 3 整流器控制框图

Fig.3 Block diagram of rectifier control

电感电流的给定值  $i_g^*$ ,此时  $i_g^*$  为与  $u_g$  相位相同的正弦信号。由于电流环的给定信号为工频交流信号,因此电流环控制器选择比例谐振(PR)调节器[4],谐振频率点设置在工频,调节器的输出为各 H 桥输出的总电压  $u_{H-total}$ ,每个 H 桥的输出电压为  $u_{H-total}/N$ 。

实际运行中由于系统非理想,各 H 桥的输出电压  $u_{H-1}, \dots, u_{H-N}$  不可能完全相同,因此流入各 H 桥的能量不同,导致各电容电压  $U_{dc-1}, \dots, U_{dc-N}$  的变化趋势不同,若不加以控制,将出现母线电容过压或欠压,导致变流器无法正常运行,危害设备安全。本文提出的方案是通过对各中频 H 桥的输出电压  $u_{M-1}, \dots, u_{M-N}$  以及副边中频 H 桥的输出电压  $u_{M-0}$  进行控制,达到维持各电容电压平衡的目的。

各中频 H 桥的输出电压  $u_{H-1}, \dots, u_{H-N}$  以及  $u_{M-0}$  均为 5 kHz 方波信号,经过输入电感  $L_T$  后与中频变压器绕组相连。近似认为中频变压器理想,穿过各绕组的磁通相同,则此时可由图 4 所示的等效电路分析能量传输规律。

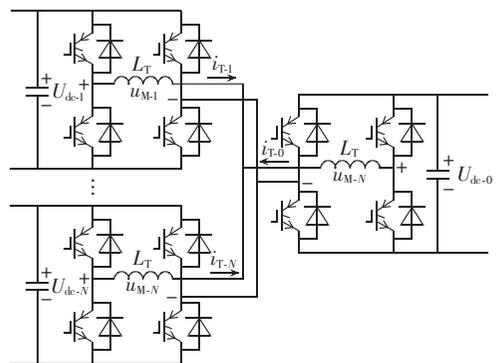


图 4 中频变压器与中频 H 桥等效电路

Fig.4 Equivalent circuit of middle-frequency transformer and H-bridge

图 4 中,各直流母线电容电压在运行时稳定于  $U_{dc}$ ,并定义特征函数  $f(\theta) = (\pi - |\theta|)\theta$ ,则以  $u_{M-i}$  为研究对象,其发出的平均功率  $P_i$  为[17]:

$$P_i = -\frac{U_{dc}^2}{\pi \omega N L_T} \sum_{j=0}^N (\pi - |\theta_{ij}|) \theta_{ij} = -\frac{U_{dc}^2}{\pi \omega N L_T} \sum_{j=0}^N f(\theta_{ij}) \propto \sum_{j=0}^N f(\theta_{ij}) \quad (3)$$

其中,  $\theta_{ij}$  表示第  $i$  个电压与第  $j$  个电压的相位差, 即  $\theta_{ij} = \theta_i - \theta_j$ ,  $\theta_i (i=0, 1, \dots, N)$  表示电压  $u_{M-i}$  的相位, 各电压相位均属于区间  $[-\pi, \pi]$ , 特别地, 规定  $u_{M-0}$  的相位为 0, 即  $\theta_0=0$ 。由式(3)可以看出, 在保持其余电压相位不变的情况下, 通过控制  $\theta_i$  即可改变  $P_i$ 。

采用正弦函数对  $f(\theta)$  进行近似逼近, 并令方差最小, 于是有:

$$\min \int_{-\pi}^{\pi} [f(\theta) - A \sin \theta]^2 d\theta \quad (4)$$

求解后, 得:

$$A = 8/\pi \quad (5)$$

特征函数及逼近函数波形如图 5 所示。

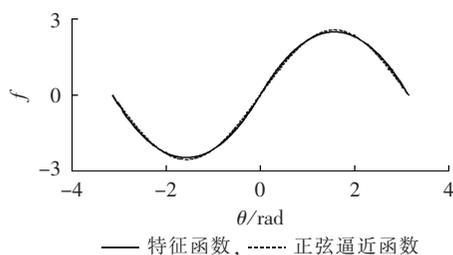


图 5 特征函数及逼近函数波形

Fig.5 Waveforms of  $f(\theta)$  and equivalent function

将式(5)代入式(3)并化简, 近似可得各电压源输出的功率为:

$$P_i = \frac{8U_{dc}^2}{\pi^2 \omega N L_T} \sum_{j=0}^N \sin(\theta_i - \theta_j) \quad (6)$$

在实际运行过程中, 设计  $L_T$  较小以节省体积和重量并减少材料使用量, 各中频 H 桥的工作相位  $\theta_i (i=0, 1, \dots, N)$  均在 0 附近, 因此式(6)可进一步化简为:

$$P_i = \frac{8U_{dc}^2}{\pi^2 \omega N L_T} (N\theta_i - \sum_{j=0}^N \theta_j) \quad (7)$$

由于  $\theta_0=0$ , 代入式(7), 得:

$$P_0 = -\frac{8U_{dc}^2}{\pi^2 \omega N L_T} \sum_{j=1}^N \theta_j \quad (8)$$

由式(7)、(8)可得:

$$\theta_i = (P_i - P_0) \frac{\pi^2 \omega L_T}{8U_{dc}^2} \quad (9)$$

实际系统的控制目标是平衡各直流母线电容, 电容电压控制环的输出量为功率值, 由此可得系统的功率控制框图如图 6 所示, 其中  $j=1, 2, \dots, N$ 。图 6 中,  $U_{dc}^*$  表示各直流电容电压的给定值,  $U_{dc-0}$  的电压环得到  $P_0$ ,  $U_{dc-1}, \dots, U_{dc-N}$  的电压环输出分别为  $P_1, \dots, P_N$ , 减去  $P_0$  后再经过比例环节, 得到  $\theta_1, \dots, \theta_N$ 。

图 6 中所示的电容电压控制方法的运行过程如

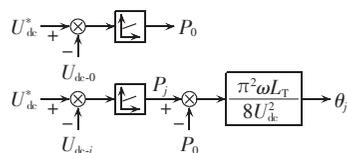


图 6 电容电压控制框图

Fig.6 Block diagram of capacitor voltage control

下: 当第  $j$  级电容电压的实际值  $U_{dc-j}$  小于参考电压  $U_{dc}^*$  时, 控制器动作导致  $P_j$  减小, 因此其工作相位减小, 由此导致电容电压升高; 当第  $j$  级电容电压的实际值  $U_{dc-j}$  大于参考电压  $U_{dc}^*$  时, 控制器动作导致  $P_j$  增大, 因此其工作相位增大, 导致电容电压降低。由该过程可知, 稳定运行时, 电容电压  $U_{dc-j}$  将稳定于  $U_{dc}^*$ 。图 6 中  $P_0$  在控制过程中起前馈补偿作用, 当负载功率突然增加(减小)时,  $U_{dc-0}$  减小(增加),  $P_0$  减小(增加), 从而导致各中频 H 桥的工作相位增加(减小), 达到维持电容电压  $U_{dc-0}$  的目的。由图 6 的控制框图可以实现各电容电压趋于相同的给定值  $U_{dc}^*$ , 即实现各电容电压的平衡控制。此时  $U_{dc}^*$  如式(10)所示:

$$U_{dc}^* = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N U_{dc-j} \quad (10)$$

### 3 调制算法及四象限运行策略

变流器的输入侧采用级联 H 桥型结构, 各 H 桥的参考电压相同, 由文献[4]可知, 图 1 中第 1 级 H 桥的输出电压可以表示为:

$$u_{H-1} = \frac{U_{dc-1}(x_L - x_R)}{2\pi} + \sum_{n=1}^{+\infty} \left[ \frac{4U_{dc-1}}{n\pi} \times \cos(n\omega_c t) \cos \frac{n(x_L + x_R)}{4} \sin \frac{n(x_L - x_R)}{4} \right] \quad (11)$$

其中,  $x_L, x_R$  分别为 H 桥左、右桥臂在一个开关周期内的脉冲净面积<sup>[4]</sup>,  $\omega_c$  为载波频率。当  $x_L, x_R$  之和为  $2\pi$  时, 可以消去所有的开关频率奇数倍谐波。对于  $N$  级级联 H 桥型变流器, 各级 H 桥的载波相位依次相差  $\pi/N$  时, 还可以消去开关频率  $2Nm (m$  为自然数) 倍之外的偶数倍谐波, 因此等效开关频率将等效提高为原来的  $2N$  倍。

由此可得级联 H 桥型整流器的调制流程如下:

a. 确定 H 桥的参考电压  $u_{ref}$ ;

b. 根据式(11),  $u_{ref} = [U_{dc-1}(x_L - x_R)] / (2\pi)$ , 得  $x_L - x_R = 2\pi u_{ref} / U_{dc-1}$ ;

c. 为消去开关频率奇数倍谐波, 有  $x_L + x_R = 2\pi$ ;

d. 确定左、右桥臂的脉冲净面积,  $x_L = \pi u_{ref} / U_{dc-1} + \pi$ ,  $x_R = -\pi u_{ref} / U_{dc-1} + \pi$ ;

e. 根据左、右桥臂的脉冲净面积得到脉冲波形。

其余各级 H 桥的左、右桥臂的计算流程相同, 而计数器的初始值不同, 从而实现数字载波的相移效果。为实现电机的四象限运行, 需要变流器具备能量

双向流动的能力。负载侧三相逆变器采用 PWM, 可以输出三相参考指令电压, 满足电机正反转和加减速控制。在电机加速过程中, 能量由网侧流向电机侧; 在电机减速过程中, 能量由电机侧流向网侧。

当能量由网侧流向电机侧时, 根据图 3 给出的控制框图, 控制网侧直流母线电压之和保持为恒定值且输入侧保持单位功率因数, 此时网侧电压与电流保持同相, 能量由电网输送到各 H 桥的直流电容和负载中。系统通过采集各直流电容的电压, 调整输入中频变压器各绕组的相位。此时中频变压器网侧各绕组的相位超前负载侧绕组的相位, 相位差由需要从网侧传递到负载侧的能量大小决定, 如图 6 所示。当能量由电机侧流向网侧时, 此时为控制网侧直流母线电压之和保持为恒定值且输入侧保持单位功率因数, 网侧电压与电流保持反相。系统根据各直流电容的电压, 调整输入中频变压器各绕组的相位。此时中频变压器负载侧绕组的相位超前网侧各绕组的相位, 相位差由从负载侧传递到网侧的能量大小决定。

#### 4 实验验证

采用 F28335 浮点型 DSP 作为控制器, DSP 通过数据线将数据写入 CPLD, CPLD 负责完成 PWM 信号的生成、编码以及传输。主电路采用 IRF640 作为开关器件, 驱动芯片选择 HCPL-315J。变流器输入侧采用 2 级 H 桥级联, 滤波电感为 1 mH。变流器负载使用三相阻感负载, 电阻为 50  $\Omega$ , 电感为 1 mH。

变流器中各器件的开关频率均为 5 kHz; 各级直流电容电压参考值为 80 V; 输入侧交流电采用调压器获取, 相电压幅值为 120 V; 各直流母线电容采用 2 个 2200  $\mu\text{F}$  的电容并联, 容值为 4400  $\mu\text{F}$ 。

图 7 为输入侧变流器工作于不控整流时的电网电压  $u_g$  和电流  $i_g$ , 此时  $U_{dc-1}$  和  $U_{dc-2}$  上分别跨接 50  $\Omega$  的电阻负载。图 7 的电流为典型二极管整流器的电流波形, 受输入侧电感  $L_g$  的影响, 其相位滞后电网电压  $u_g$ , 且含有大量的谐波电流。

图 8 为采用 PWM 整流后的电网电压  $u_g$  和电流  $i_g$  波形。可以看出  $u_g$  与  $i_g$  同相位, 表明采用 PR 调节器可以实现对 50 Hz 正弦信号的无静差跟踪, 消除了无功功率, 提高了线路的传输能力; 由于采用多电平 PWM, 电网电流正弦度较高, 减少了对电网的谐波污染。

图 9 为变流器输入侧的交流电压  $u_{H-1}$ 、 $u_{H-2}$  以及二者电压之和  $u_{H-1}+u_{H-2}$ 。可见,  $u_{H-1}$ 、 $u_{H-2}$  均为三电平 PWM 波, 二者幅值近似相同, 表明此时两直流母线电容电压  $U_{dc-1}$ 、 $U_{dc-2}$  近似相等, 验证了变流器中电容

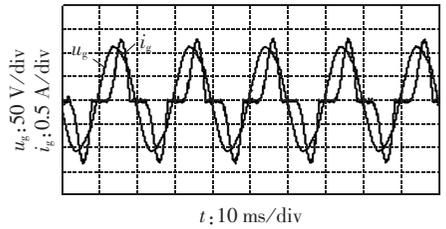


图 7 电网电压与电流 (二极管整流)

Fig.7 Grid voltage and current (diode rectifier)

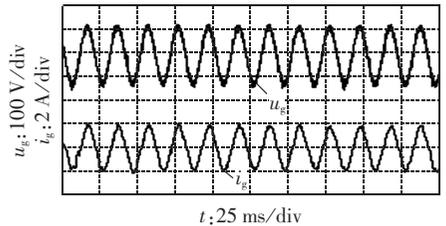


图 8 电网电压与电流 (PWM 整流)

Fig.8 Grid voltage and current (PWM rectifier)

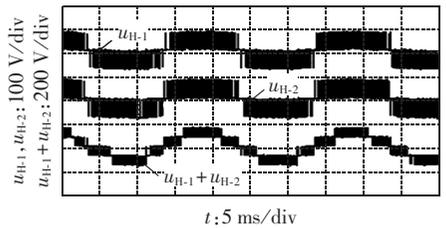


图 9 变流器输入侧交流电压

Fig.9 Input-side AC voltage of converter

电压均压特性良好;  $u_{H-1}+u_{H-2}$  为五电平 PWM 波, 这是由于采用了第 3 节中给出的调制算法, 将系统的开关频率提高为了原来的 4 倍, 改善了输出电压的波形质量。

图 10 为  $u_{H-1}+u_{H-2}$  的谐波分析, 其中最低次开关频率整数倍的谐波出现在 20 kHz 位置, 这与式 (11) 的理论结果吻合, 表明本文对 PWM 算法的建模正确, 第 3 节中的调制算法流程有效、可行。

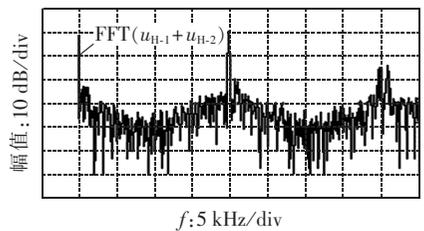


图 10 输入侧交流电压的谐波分析

Fig.10 FFT of input-side AC voltage

图 11 为变流器运行过程中, 中频变压器绕组 1 的输入电压  $u_{M-1}$  与电流  $i_{T-1}$ 。由  $u_{M-1}$  的幅值可以看出, 此时  $U_{dc-1}$  稳定在 90 V, 与设定值相同。由  $u_{M-1}$  与  $i_{T-1}$  的相位关系可知, 当输入电压为正时, 输入电流为正; 当输入电压为负时, 输入电流为负。因此输入绕组 1 的功率为正。

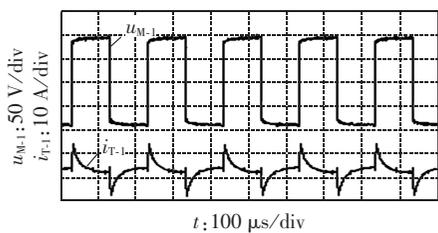


图 11 中频变压器绕组 1 的电压与电流

Fig.11  $u_{M-1}$  and  $i_{T-1}$  of middle-frequency transformer

图 12 为中频变压器绕组 2 的输入电压和电流波形,  $u_{M-2}$  的幅值表明  $U_{dc-2}$  维持在 90 V 附近, 与系统的设定电压相同。当电压在正半周期内时, 电流由负变正, 总功率为正; 当电压在负半周期内时, 电流由正变负, 总功率为正。因此绕组 2 的输入功率为正。图 11 和图 12 的实验结果表明, 此时绕组 1、2 输入功率均为正, 这与能量通过绕组 1、2 传递到负载的工作状况吻合。

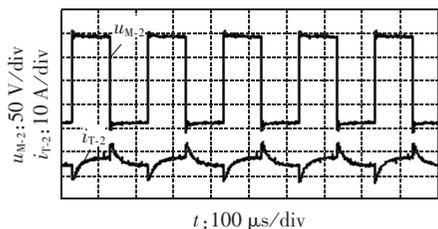


图 12 中频变压器绕组 2 的电压与电流

Fig.12  $u_{M-2}$  and  $i_{T-2}$  of middle-frequency transformer

图 13 给出了副边绕组的输入电压与电流,  $u_{M-0}$  的峰峰值为 180 V, 表明  $U_{dc-0}$  稳定运行于 90 V, 验证了本文提出的电容电压控制算法的正确性。图 13 中  $u_{M-0}$  与  $i_{T-0}$  保持反相, 因此输入绕组 0 的功率为负, 这表明能量通过绕组 0 供给负载, 与实际能量流动方向相同。

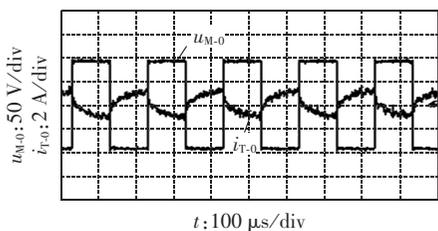


图 13 中频变压器副边绕组的电压与电流

Fig.13  $u_{M-0}$  and  $i_{T-0}$  of middle-frequency transformer

图 14 为此时变流器输出的三相电流波形, 分别用  $i_a$ 、 $i_b$  和  $i_c$  表示, 可以看出三相电流均为近似正弦, 幅值相同, 频率相同, 相位互差  $120^\circ$ , 表明变流器输出的三相正弦电流正常。

为了实现能量双向流动, 使变流器的输出端经电感后接三相反电动势运行, 三相反电动势由三相电网经隔离变压器和调压器后降压得到。通过调整变流器输出电压的幅值和相位, 即可改变功率的流动方向。

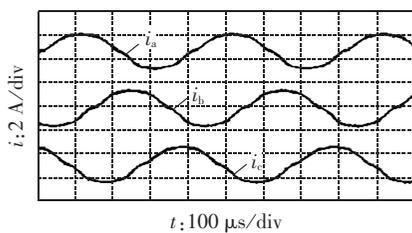


图 14 三相负载电流

Fig.14 Three-phase load currents

图 15 给出了能量双向流动时输入侧的电网电压和电流波形。观察图 15 中的电流波形可知, 开始时电压、电流相位相反, 表明功率由负载流向电网; 从 75 ms 附近开始, 经过 50 ms 左右的过渡过程, 电流与电压相位变为相同, 表明能量由电网流向负载, 验证了本文提出的变换器具有四象限运行能力。

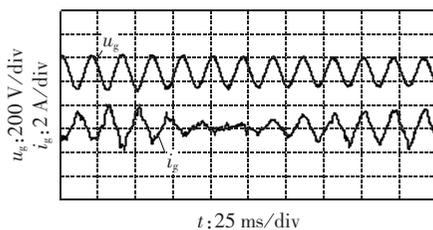


图 15 能量双向流动时输入侧电压、电流波形

Fig.15 Waveforms of input-side voltage and current for bi-directional power flow

图 16 是变换器负载突变情况下的动态实验波形, 开始时能量由负载流向电网, 因此图 16 中左侧 30 ms 内, 电压、电流相位近似相反, 之后能量由电网流向负载, 电流与电压的相位迅速变为相同, 输入侧保持了较高的功率因数。整个动态过程中, 两直流电容电压近似保持不变, 表明本文提出的变换器控制策略正确可行。

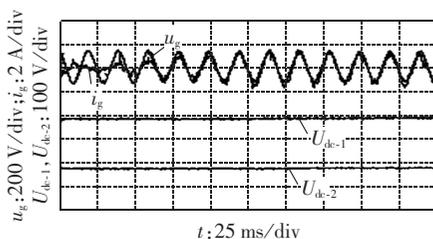


图 16 直流母线电压动态波形

Fig.16 Dynamic waveforms of DC-bus voltage

实验结果表明, 本文提出的变流器拓扑结构工作正常, 提出的调制算法可以实现变流器输入侧的电流与电压同相位, 使系统运行于单位功率因数, 降低输入电流的谐波含量; 通过对各中频 H 桥进行控制, 可以使各直流母线电容电压维持在设定值, 实现能量的双向流动。变流器的输出侧采用三相逆变桥, 可以驱动三相电机负载, 实现对电机的高性能控制。

## 5 结论

本文提出了一种适合于机车牵引的四象限变流器拓扑结构,该变流器输入侧采用级联H桥结构,可以通过滤波电感直接与高压电网相连,从而省去了传统的工频降压变压器,降低了系统的体积、重量和成本。采用中频H桥和中频变压器,可以实现能量的双向流动,并显著节省材料。由于可以实现能量双向流动,因此可以四象限运行,将电机制动的能量反馈入电网,起到较好的节能作用。本文提出的变流器拓扑具有功率密度高的特点,因此适合于机车等对空间和重量等要求较高的场合。本文分析了变流器中能量的传递规律以及对电容电压的影响,提出了相应的电容电压控制算法和调制策略。实验结果表明该拓扑结构工作正常,所提出调制策略和控制算法正确可行,且具有计算量小、工作可靠的特点,应用前景较好。

## 参考文献:

- [1] 李建林. 载波相移级联H桥型多电平变流器及其在有源电力滤波器中的应用研究[D]. 杭州:浙江大学,2005.  
LI Jianlin. Cascade H-bridge multilevel converter with carrier phase-shifted SPWM technique and its application to active power filter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2005.
- [2] 李永东,肖曦,高跃. 大容量多电平变换器原理控制应用[M]. 北京:科学出版社,2005:1-18.
- [3] IMAN-EINI H, SCHANEN J L, FARHANGI S, et al. A modular strategy for control and voltage balancing of cascaded H-bridge rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(5):2428-2442.
- [4] 高志刚. 高频变压器隔离式级联型多电平变换器研究[D]. 北京:清华大学,2011.  
GAO Zhigang. Research on high-frequency transformer isolated cascaded multilevel converter[D]. Beijing: Tsinghua University, 2011.
- [5] BUSQUETS-MONGE S, ALEPUZ S, BORDONAU J, et al. Voltage balancing control of diode-clamped multilevel converters with passive front-ends[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4):1751-1758.
- [6] HAMMOND P W. Enhancing the reliability of modular medium-voltage drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(5):948-954.
- [7] CORZINE K, FAMILIANT Y. A new cascaded multilevel H-bridge drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(1):125-131.
- [8] PORTILLO R C, PRATS M M, LEON J I, et al. Modeling strategy for back-to-back three-level converters applied to high-power wind turbines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5):1483-1491.
- [9] YAZDANI A, IRAVANI R. A generalized state-space averaged model of the three-level NPC converter for systematic DC-voltage-balancer and current-controller design[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(2):1105-1114.
- [10] YAZDANI A, IRAVANI R. Dynamic model and control of the NPC-based back-to-back HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, 21(1):414-424.
- [11] 申张亮, 郑建勇, 梅军. 基于改进虚拟空间矢量调制方法的中点箝位型三电平逆变器电容电压平衡问题[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(3):79-84.  
SHEN Zhangliang, ZHENG Jianyong, MEI Jun. Capacitor potential balancing of neutral-point clamped three-level inverter based on improved virtual space vector PWM[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(3):79-84.
- [12] MANJREKAR M D, STEIMER P K, LIPO T A. Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(3):834-841.
- [13] 丁凯, 邹云屏, 王展, 等. 一种适用于高压大功率的新型混合二极管箝位级联多电平变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(9):62-67.  
DING Kai, ZOU Yunping, WANG Zhan, et al. A novel hybrid diode-clamp cascade multilevel converter for high power application[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(9):62-67.
- [14] 吴凤江, 赵克, 孙力, 等. 一种新型四象限级联型多电平逆变器拓扑[J]. 电工技术学报, 2008, 23(4):81-86.  
WU Fengjiang, ZHAO Ke, SUN Li, et al. A novel four-quadrant cascade multi-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(4):81-86.
- [15] RODRIGUEZ J, MORAN L, PONTT J, et al. High-voltage multilevel converter with regeneration capability[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4):839-846.
- [16] LEZANA P, RODRIGUEZ J, OYARZUN D A. Cascaded multilevel inverter with regeneration capability and reduced number of switches[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(3):1059-1066.
- [17] SHI Jiangjiang, GOU Wei, YUAN Hao, et al. Research on voltage and power balance control for cascaded modular solid-state transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(4):1154-1166.
- [18] HAGIWARA M, WADA K, FUJITA H, et al. Dynamic behavior of a 21-level BTB-based power-flow controller under single-line-to-ground fault conditions[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(5):1379-1387.
- [19] INOUE S, AKAGI H. 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.

## 作者简介:

高志刚(1983-),男,河北石家庄人,讲师,博士,研究方向为电力电子与电力传动、电力系统与新能源发电技术(E-mail: gzg@bit.edu.cn);

冬雷(1967-),男,河北唐山人,副教授,博士,研究方向为电力电子与电力传动、新能源发电技术;

廖晓钟(1962-),女,广东汕头人,教授,博士研究生导师,博士,研究方向为运动控制、电力电子技术、绿色能源变换等。

- [12] 国家电网公司. 国家电网公司电网基建储备项目评价标准细则 [EB/OL]. (2010-07-13). <http://www.sgcc.com.cn/ztlz/sjy/xgwj/184768.shtml>.
- [13] 周博文,杨军. 电网运营效率全视角综合评价指标体系与评价模型[C]//中国高等学校电力系统及其自动化专业第 27 届学术年会. 秦皇岛,中国:[s.n.],2011:1-6.  
ZHOU Bowen,YANG Jun. Full-scale comprehensive evaluating index system and evaluating model on operating efficiency of electric power networks[C]//Proceedings of 27th CSU-EPSA. Qinhuangdao,China:[s.n.],2011:1-6.
- [14] WANG Z,ZHANG L,FAN Y. A study on bacterial colony chemotaxis algorithm and simulation based on differential strategy[J]. International Journal of Modelling,Identification and Control, 2010,9(1-2):136-143.
- [15] 黄伟,张建华,张聪,等. 基于细菌群体趋药性算法的电力系统无功优化[J]. 电力系统自动化,2007,31(7):29-33.  
HUANG Wei,ZHANG Jianhua,ZHANG Cong,et al. Reactive power optimization in power system based on bacterial colony chemotaxis algorithm [J]. Automation of Electric Power Systems, 2007,31(7):29-33.
- [16] BREMERMAN H J. Chemotaxis and optimization[J]. Journal of the Franklin Institute,1974,297(5):397-404.
- [17] MULLER S D,MARCHETTO J,AIRAGHI S P. Optimization based on bacterial chemotaxis[J]. IEEE Trans on Evolutionary Computation,2002,6(1):16-29.

#### 作者简介:

宋伶俐(1978-),女,湖北武汉人,博士研究生,主要研究方向为电力系统规划与管理;

杨军(1977-),男,湖北武汉人,通讯作者,副教授,博士,主要研究方向为电力系统运行与控制(E-mail:JYang@whu.edu.cn);

周博文(1987-),男,辽宁沈阳人,硕士研究生,主要研究方向为电力系统运行与控制。

### Assistant decision making scheme for construction projects of power network

SONG Lingli<sup>1,2</sup>, YANG Jun<sup>1</sup>, ZHOU Bowen<sup>1</sup>, WU Yaowen<sup>2</sup>, HU Zixiu<sup>2</sup>, LI Jun<sup>2</sup>,  
DENG Changhong<sup>1</sup>, SUN Yuanzhang<sup>1</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China;

2. Hubei Electric Power Corporation, Wuhan 430077, China)

**Abstract:** An assistant decision making scheme improving the operating efficiency is proposed for the construction projects of electric power network. Its index system is set in six aspects: power system stability, equipment utilization rate, power supply reliability, power quality, coordinated network promotion and economic development, based on which, an assistant decision making model is established in three aspects: project mark, unit investment mark and integrated optimization, and the corresponding algorithms are given.

**Key words:** operating efficiency; construction project; assistant decision making; index system; bacterial chemotaxis; decision making; models

(上接第 57 页 continued from page 57)

### Four-quad multilevel converter

GAO Zhigang<sup>1</sup>, DONG Lei<sup>1</sup>, LIAO Xiaozhong<sup>1</sup>, ZHUANG Yaping<sup>2</sup>, ZHOU Dejie<sup>2</sup>

(1. Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China;

2. Naval Academy of Armament, Beijing 100073, China)

**Abstract:** A four-quad multilevel converter topology is proposed, which is composed of H-bridge rectifier, middle-frequency transformer and cascaded H-bridge inverter. The power flow model of converter is established, and its control algorithm and modulation strategy are presented. The output voltage model of input-side converter is analyzed and the corresponding modulation strategy is proposed. The working phase of each middle-frequency H-bridge is described, which functions to keep the voltage balance for each capacitor and realize the four-quad operation of converter. The experimental result validates the correctness of the proposed topology and algorithm. Without the power frequency transformer, the proposed converter has small size and weight, and is applicable in high-voltage large-capacity condition.

**Key words:** electric converters; middle-frequency transformer; H-bridge; carrier phase shifting; voltage control