

文章编号:1005-0523(2019)02-0119-07

三级 CHBR 电感磁损特性研究

袁义生, 陈旭, 毛凯翔

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要: 推导了三级 CHBR 各级电路交流端电压的占空比, 分析了电路的工作状态, 进而推导了各工作状态下电感电流的纹波公式。在此基础上得到了输入电压正半周期内电感纹波电流的变化曲线以及电感磁芯损耗的变化曲线。对比单级 H 桥整流器、单级三倍频 H 桥整流器可以看出, 三级 CHBR 电感的磁损特性与单级 H 桥整流器并不相同, 将单级 H 桥整流器的频率提高至三倍也不能反映三级 CHBR 电感的磁损特性, 通过计算可得三级 CHBR 电感的总磁芯损耗仅为单级 H 桥整流器的 0.05 倍。最后通过实验证明了所分析理论的正确性。

关键词: 级联 H 桥整流器; 纹波电流; 磁损特性

中图分类号: TM46

文献标志码: A

我国现有交流电力机车的电传动系统由牵引变压器, 牵引变流器和三相异步电动机构成, 其中牵引变压器的重量占了机车电气设备的主要部分^[1-2]。因此, 研究牵引变压器的轻量化和小型化具有重要意义。与传统的工频变压器相比, 电力电子变压器(power electronic transformer, PET)的体积和重量大幅减小, 能够有效的减小机车的体积。2003年, 阿尔斯通公司为适应全低地板的新型动车组而首次设计了牵引 PET 样机代替传统的机车牵引变压器和四象限整流器。它由输入级 AC/DC 变换器和隔离级 DC/DC 变换器构成, 隔离级后面再接传统的三相逆变器。整个系统相对于传统的传动系统, 体积大大减小, 重量也减小了 50%左右。其中, 输入级采用了级联 H 桥整流器(cascaded h-bridge rectifier, CHBR), 该拓扑高度模块化, 可扩展, 容易实现冗余设计和模块化设计^[3-4]。且具有耐压等级高、效率高、功率因数高的特点^[5-7]。决定 CHBR 级联数量的关键是功率管的电压等级, 而目前发展最迅速的是 SiC 器件^[8-10]。文献[11]中成功采用 15 kV 的 SiC IGBT 和 10 kV 的 SiC MOSFET 研发了一款 13.8 kV 输入, 480 V 输出的电力电子变压器。根据这个器件等级, 在 25 kV 的牵引网中级联 CHBR 采用三级结构就可以了。

三级 CHBR 一般采用载波移相或者载波调幅的调制方法, 使得输入电感等效开关频率提高, 降低电感纹波电流, 从而降低电感磁损, 提高装置效率; 或者降低电感量, 从而提高装置的功率密度。因此, 评估此中电感的磁损是三级 CHBR 电感设计的关键。然而, 由于调制方法复杂, 也使 CHBR 中的电感磁损的建模变得困难。为此, 本文详细推导了三级 CHBR 中电感的纹波电流、磁损, 并与传统电路中的电感进行了比较。

1 CHBR 拓扑结构及调制方式

CHBR 的拓扑结构如图 1 所示, 3 个单相 H 桥单元通过输入端级联。图中, u_{in} 和 i_{in} 为输入电压和电流; L 为输入电感; $u_{ac1}, u_{ac2}, u_{ac3}$ 为各级交流侧电压; u_{o1}, u_{o2}, u_{o3} 为各级输出电压; C 为直流电容; R_1, R_2, R_3 为各级负载; $i_{dc1}, i_{dc2}, i_{dc3}$ 为各级直流电流; i_{o1}, i_{o2}, i_{o3} 为各级负载电流。图 2 给出了三级 CHBR 的调制方式, 电路采用单极性倍频调制, 它通常需要 2 个正弦调制波 u_m 和 u_{-m} , 它们的幅值和频率相同, 相位互差 180° , 2 个调制波与 3 个相位相差 120° 的三角载波 $u_{cr1}, u_{cr2}, u_{cr3}$ 比较产生驱动脉冲。

收稿日期: 2018-10-12

基金项目: 国家自然科学基金(51467005); 江西省自然科学基金(20181BAB206033); 江西省应用研究培育计划(20181BBE58008)

作者简介: 袁义生(1974—), 男, 教授, 博士, 研究方向为电力电子及电力传动。

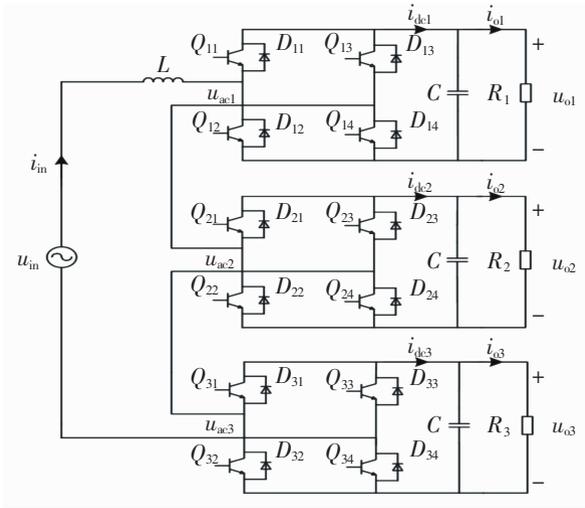


图 1 CHBR 拓扑结构
Fig.1 Topology structure of CHBR

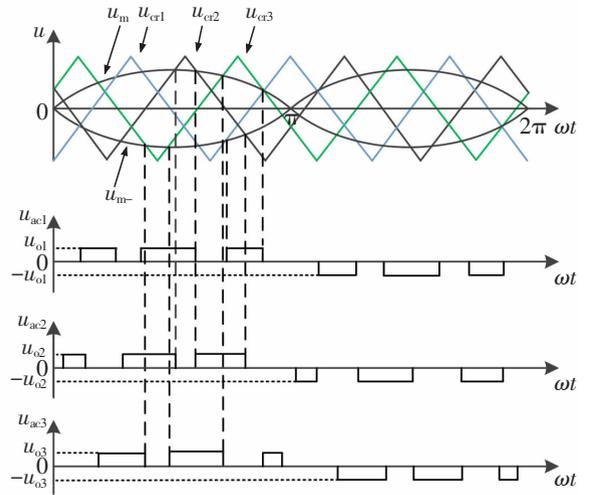


图 2 CHBR 调制方式
Fig.2 Modulation mode of CHBR

2 电路的工作状态分析

研究三级 CHBR 电感的磁损特性,首先需要对电路的工作状态进行分析,根据工作状态得出电感的纹波电流公式。分析三级 CHBR 的工作状态,需要推导电路交流侧电压 $u_{ac1}, u_{ac2}, u_{ac3}$ 的占空比 $D_{1(N)}, D_{2(N)}$ 以及 $D_{3(N)}$

$$\begin{cases} D_{1(N)} = \frac{\sqrt{2} U_{in} \sin(\frac{NT_s}{T_g} \times 2\pi)}{3u_o} \\ D_{2(N)} = \frac{\sqrt{2} U_{in} \sin(\frac{NT_s + \frac{2T_s}{3}}{T_g} \times 2\pi)}{3u_o} \\ D_{3(N)} = \frac{\sqrt{2} U_{in} \sin(\frac{NT_s + \frac{T_s}{3}}{T_g} \times 2\pi)}{3u_o} \end{cases} \quad (1)$$

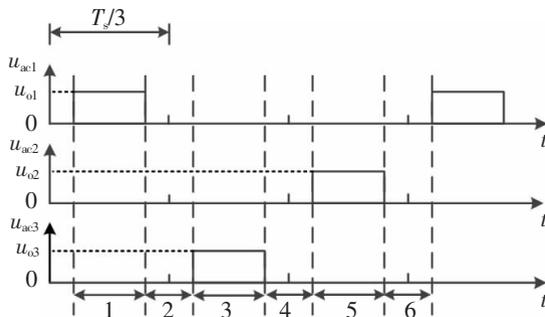
式中:下标(N)表示第 N 拍的相应变量; U_{in} 为输入电压的有效值; u_o 为各级电路直流侧电压; T_s 为开关周期; T_g 为输入电压周期。

从式(1)中可以看出占空比 $D_{1(N)}, D_{2(N)}$ 以及 $D_{3(N)}$ 呈正弦量变化,且三者互差角度 $2\pi T/3$,以输入电压正半周期为例,根据三级占空比的大小可以将电路划分为 3 种工作状态。当占空比变化到式(2)所示的范围时,则会出现第 1 种工作状态,如图 3(a)所示。当占空比变化到式(3)所示的范围时,则会出现第 2 种工作状态,如图 3(b)所示。当占空比变化到式(4)所示的范围时,则会出现第 3 种工作状态,如图 3(c)所示。

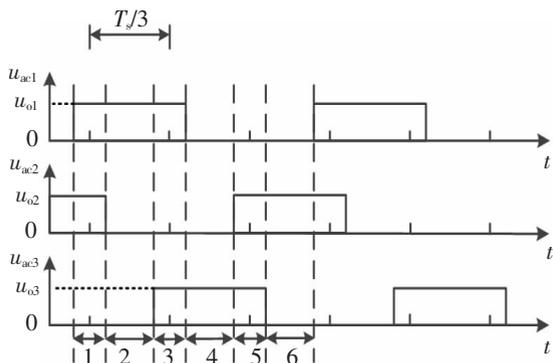
$$\begin{cases} 0 < D_{1(N)} < \frac{1}{3} \\ 0 < D_{2(N)} < \frac{1}{3} \\ 0 < D_{3(N)} < \frac{1}{3} \end{cases} \quad (2) \quad \begin{cases} \frac{1}{3} < D_{1(N)} < \frac{2}{3} \\ \frac{1}{3} < D_{2(N)} < \frac{2}{3} \\ \frac{1}{3} < D_{3(N)} < \frac{2}{3} \end{cases} \quad (3) \quad \begin{cases} \frac{2}{3} < D_{1(N)} < 1 \\ \frac{2}{3} < D_{2(N)} < 1 \\ \frac{2}{3} < D_{3(N)} < 1 \end{cases} \quad (4)$$

通过图 3 可以看出,随着 $u_{ac1}, u_{ac2}, u_{ac3}$ 的占空比 $D_{1(N)}, D_{2(N)}, D_{3(N)}$ 以正弦规律变化,在输入电压正半周期内,电路将会从工作状态 1 经工作状态 2 逐渐变为工作状态 3,再经工作状态 2 逐渐变回工作状态 1。当三

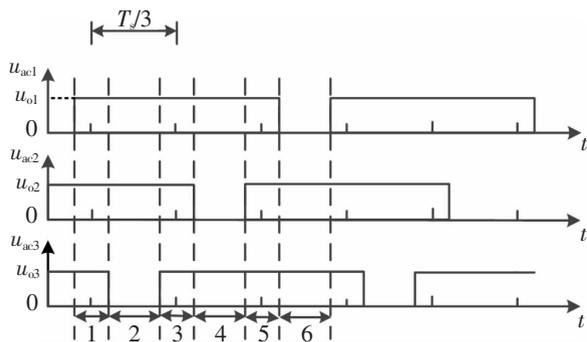
级电路交流侧电压 $u_{ac1}, u_{ac2}, u_{ac3}$ 的占空比 $D_{1(N)}, D_{2(N)}, D_{3(N)}$ 小于 $1/3$ 时, $u_{ac1}, u_{ac2}, u_{ac3}$ 不会出现在某一时刻重叠的情况, 此时为第 1 种工作状态; 当 $D_{1(N)}, D_{2(N)}, D_{3(N)}$ 大于 $1/3$ 且小于 $2/3$ 时, $u_{ac1}, u_{ac2}, u_{ac3}$ 会两两重叠, 此时为第 2 种工作状态; 当 $D_{1(N)}, D_{2(N)}, D_{3(N)}$ 大于 $2/3$ 且小于 1 时, $u_{ac1}, u_{ac2}, u_{ac3}$ 会同时重叠, 此时为第 3 种工作状态。在每种工作状态内都可以划分成 6 个不同阶段, 在每个阶段内都可以给出电感电流的纹波电流公式, 如表 1~表 3 所示。



(a) 工作状态 1



(b) 工作状态 2



(c) 工作状态 3

图 3 工作状态分析

Fig.3 Working state analysis

表 1 工作状态 1 的纹波电流公式

Tab.1 Ripple current formula of working state 1

阶段	纹波电流公式
1	$\Delta i_{in(N)} = \frac{(u_{in} - u_o) D_{1(N)} T_s}{L}$
2	$\Delta i_{in(N)} = \frac{u_{in} \left(\frac{1}{3} - \frac{D_{1(N)}}{2} - \frac{D_{3(N)}}{2} \right) T_s}{L}$
3	$\Delta i_{in(N)} = \frac{(u_{in} - u_o) D_{3(N)} T_s}{L}$
4	$\Delta i_{in(N)} = \frac{u_{in} \left(\frac{1}{3} - \frac{D_{2(N)}}{2} - \frac{D_{3(N)}}{2} \right) T_s}{L}$
5	$\Delta i_{in(N)} = \frac{(u_{in} - u_o) D_{2(N)} T_s}{L}$
6	$\Delta i_{in(N)} = \frac{u_{in} \left(\frac{1}{3} - \frac{D_{1(N+1)}}{2} - \frac{D_{2(N)}}{2} \right) T_s}{L}$

表2 工作状态2的纹波电流公式

Tab.2 Ripple current formula of working state 2

阶段	纹波电流公式
1	$\Delta i_{in(N)} = \frac{(u_{in} - 2u_o) \left(-\frac{1}{3} + \frac{D_{1(N)}}{2} + \frac{D_{2(N-1)}}{2}\right) T_s}{L}$
2	$\Delta i_{in(N)} = \frac{(u_{in} - u_o) \left(\frac{2}{3} - \frac{D_{2(N-1)}}{2} - \frac{D_{3(N)}}{2}\right) T_s}{L}$
3	$\Delta i_{in(N)} = \frac{(u_{in} - 2u_o) \left(-\frac{1}{3} + \frac{D_{1(N)}}{2} + \frac{D_{3(N)}}{2}\right) T_s}{L}$
4	$\Delta i_{in(N)} = \frac{(u_{in} - u_o) \left(\frac{2}{3} - \frac{D_{1(N)}}{2} - \frac{D_{2(N)}}{2}\right) T_s}{L}$
5	$\Delta i_{in(N)} = \frac{(u_{in} - 2u_o) \left(-\frac{1}{3} + \frac{D_{2(N)}}{2} + \frac{D_{3(N)}}{2}\right) T_s}{L}$
6	$\Delta i_{in(N)} = \frac{(u_{in} - u_o) \left(\frac{2}{3} - \frac{D_{1(N+1)}}{2} - \frac{D_{3(N)}}{2}\right) T_s}{L}$

表3 工作状态3的纹波电流公式

Tab.3 Ripple current formula of working state 3

阶段	纹波电流公式
1	$\Delta i_{in(N)} = \frac{(u_{in} - 3u_o) \left(-\frac{2}{3} + \frac{D_{1(N)}}{2} + \frac{D_{3(N-1)}}{2}\right) T_s}{L}$
2	$\Delta i_{in(N)} = \frac{(u_{in} - 2u_o) \left(1 - \frac{D_{3(N-1)}}{2} - \frac{D_{3(N)}}{2}\right) T_s}{L}$
3	$\Delta i_{in(N)} = \frac{(u_{in} - 3u_o) \left(-\frac{2}{3} + \frac{D_{2(N+1)}}{2} + \frac{D_{3(N)}}{2}\right) T_s}{L}$
4	$\Delta i_{in(N)} = \frac{(u_{in} - 2u_o) \left(1 - \frac{D_{2(N-1)}}{2} - \frac{D_{2(N)}}{2}\right) T_s}{L}$
5	$\Delta i_{in(N)} = \frac{(u_{in} - 3u_o) \left(-\frac{2}{3} + \frac{D_{1(N)}}{2} + \frac{D_{2(N)}}{2}\right) T_s}{L}$
6	$\Delta i_{in(N)} = \frac{(u_{in} - 2u_o) \left(1 - \frac{D_{1(N)}}{2} - \frac{D_{1(N+1)}}{2}\right) T_s}{L}$

3 磁损特性分析

为了计算电感的磁芯损耗,进而分析电感的磁损特性,需要对三级 CHBR 电感的纹波电流峰峰值 $\Delta i_{in(N)}$ 进行计算。三级 CHBR 的电路参数如表 4 所示,通过各工作状态下电感的纹波电流公式可以计算出输入电压正半周期内电感每拍的纹波电流峰峰值 $\Delta i_{in(N)}$,进而可以绘制出图 4 所示的电感纹波电流峰峰值变化曲线。图 4 中同时给出了与三级 CHBR 电路参数相同,且输出电压为 270 V 的单级 H 桥整流器电感纹波电流峰峰值的变化曲线,以及将单级 H 桥整流器开关频率提高至三倍的单级三倍频 H 桥整流器电感纹波电流峰峰值的变化曲线。

表4 电路参数

Tab.4 Circuit parameters

参数	数值
输入电压的有效值 U_{in}/V	150
各级输出电压 u_o/V	90
输入电感 L/mH	846
直流电容 $C/\mu F$	470
开关频率 f/kHz	20
输入电压频率 f_s/Hz	50
各级负载 R_s/Ω	34.57

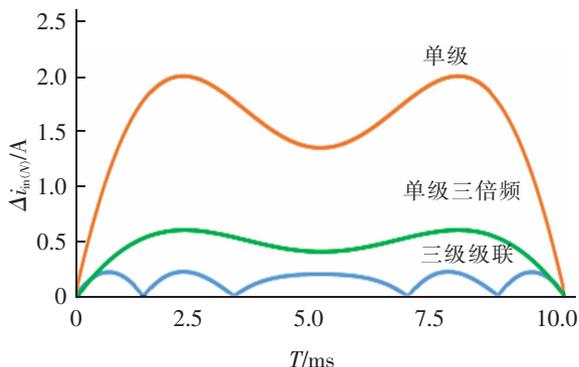


图4 纹波电流峰峰值变化曲线

Fig.4 Ripple current peak-to-peak variation curve

从图 4 中可以看出提高频率和级联都会使得电感的纹波电流峰峰值变小,但三级 CHBR 电感的纹波电流峰峰值的变化趋势与单级三倍频 H 桥整流器不同,且纹波电流峰峰值也比单级三倍频 H 桥整流器小。

将计算所得的电感纹波电流带入式(5)则可以对电感的磁芯损耗进行计算。

通过式(5)计算可得单级 H 桥整流器、单级三倍频 H 桥整流器、三级 CHBR 电感每一拍的磁芯损耗 $E_{(N)}$ 。将三者的 $E_{(N)}$ 分别除以单级 H 桥整流器电感磁芯损耗的最大值,将归一化的损耗值绘制图 5 所示的磁损变化曲线,从图中可以看出提高频率和级联都会使得电感磁芯损耗变小,但磁损的变化趋势不同。

$$\begin{cases} \Delta B_{(N)} = L \frac{\Delta i_{in(N)}}{N_s} \\ E_{1(N)} = \Delta B_{(N)}^2 \left(\frac{f_s}{1000} \right)^{1.46} \\ E_{(N)} = V \times E_{1(N)} \times 10^{-3} \\ P_m = \frac{1}{n} \sum_{n=1}^n E_{(N)} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\Delta i_{in(N)}$ 表示第 N 拍的电感的纹波电流; $\Delta B_{(N)}$ 表示第 N 拍纹波电流的磁通密度; $E_{1(N)}$ 表示第 N 拍的磁损耗密度; $E_{(N)}$ 表示第 N 拍的磁损耗; V 表示磁芯体积; P_m 表示磁损耗。

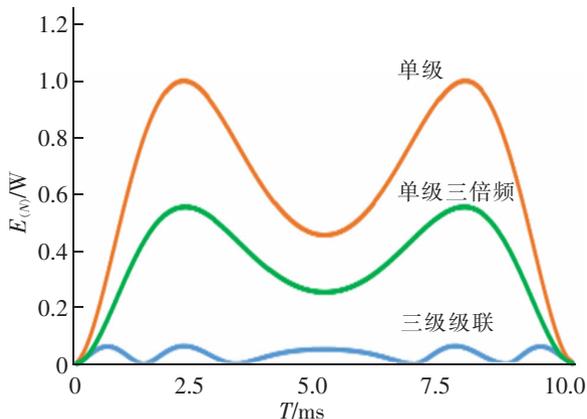


图 5 磁损变化曲线
Fig.5 Magnetic loss curve

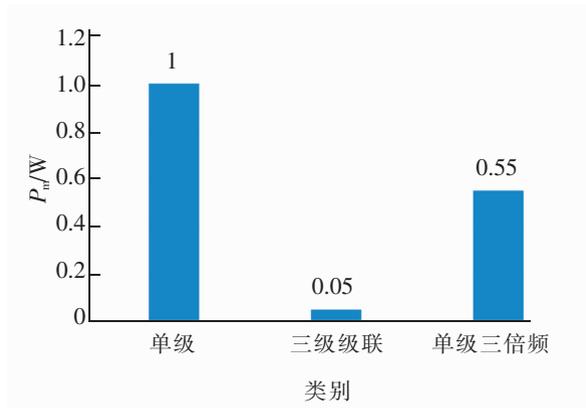


图 6 磁损直方图
Fig.6 Magnetic loss histogram

将三者电感总磁芯损耗 P_m 分别除以单级 H 桥整流器的电感总磁芯损耗, 可以得到图 6 所示归一化后的磁芯损耗直方图。从图中可以看出, 单级三倍频 H 桥整流器和三级 CHBR 的磁芯损耗分别为单级 H 桥整流器的 0.55 倍和 0.05 倍, 二者电感磁芯损耗 P_m 都较小。

4 实验验证

为了验证上述理论分析的正确性, 搭建了单相三级 CHBR 实验平台如图 7 所示, 数字控制器采用 TMS320F28335, 电路参数如表 4 所示, 实验波形如图 8 所示。

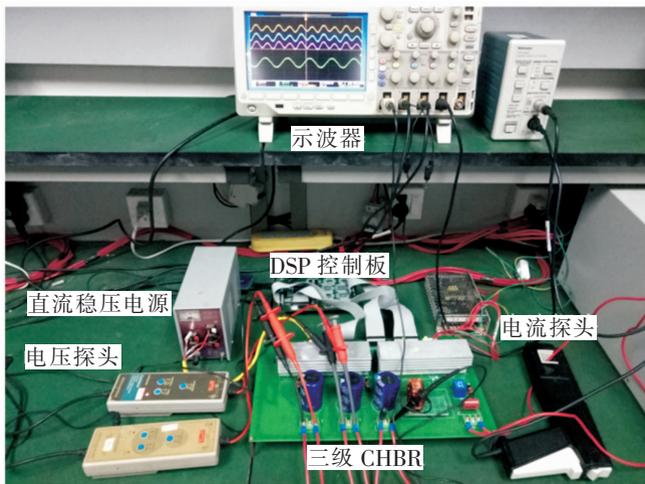


图 7 三级 CHBR 实验平台
Fig.7 Three-stage CHBR experimental platform

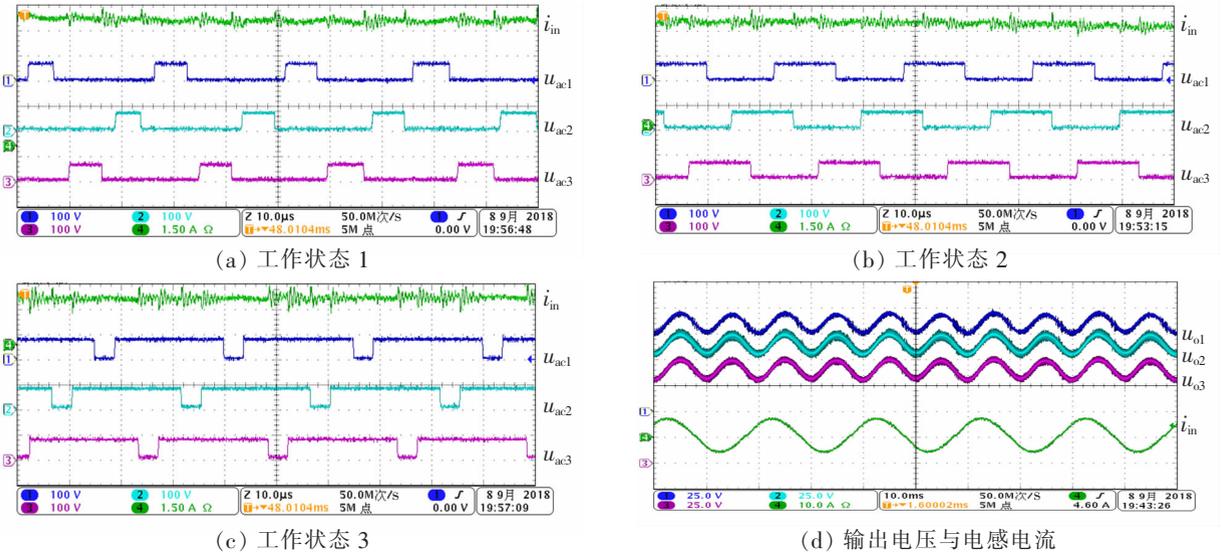


图8 实验波形

Fig.8 Experimental waveforms

从图8(a)至8(c)为不同相角下输入电流 i_{in} 及3个H桥单元交流侧电压 u_{ac1} , u_{ac2} , u_{ac3} 波形。图8(a)是电路的第1种工作状态, CHBR交流端电压的占空比为0.26, 属于小于1/3区间, u_{ac1} , u_{ac2} , u_{ac3} 彼此之间互不重叠, i_{in} 的纹波频率为3倍开关频率; 图8(b)是电路的第2种工作状态, CHBR的占空比为0.47, 属于大于1/3且小于2/3区间, u_{ac1} , u_{ac2} , u_{ac3} 出现了两两重叠的情况, i_{in} 的纹波频率为6倍开关频率, 纹波电流下降, 磁损降低; 图8(c)是电路的第3种工作状态, CHBR的占空比为0.81, 属于大于2/3且小于1区间, u_{ac1} , u_{ac2} , u_{ac3} 出现了同时重叠的情况, i_{in} 的纹波频率更高, 纹波电流继续下降, 磁损大大降低。图8(d)给出了CHBR三级电路的输出电压 u_{o1} , u_{o2} , u_{o3} 的波形以及输入电流 i_{in} 波形, 从图中可以看出 u_{o1} , u_{o2} , u_{o3} 平衡, 均为平均值接近90V的正弦波; 输入电流正弦度很好, 表明功率因数校正控制方法有效。

5 结论

1) 由于三级CHBR各级电路交流端电压的占空比呈正弦量变化, 且互差角度 $2\pi T_s/3$, 根据各级交流端电压是否重叠, 可以将三级CHBR划分为3种工作状态, 每种工作状态都可以划分为6个不同阶段, 具有不同的纹波电流。

2) 对比单级H桥整流器、单级三倍频H桥整流器和三级CHBR的纹波电流, 三级CHBR的纹波电流变化趋势与二者不同, 在输入电压的正半周期内出现了5个峰值且纹波电流更小。

3) 对比单级H桥整流器、单级三倍频H桥整流器和三级CHBR电感的磁芯损耗, 三级CHBR的电感磁芯损耗的变化趋势与二者不同, 与其纹波电流变化趋势类似, 在输入电压的正半周期内出现了5个峰值, 且三级CHBR的总磁芯损耗仅为单级H桥整流器的0.05倍。

参考文献:

- [1] 袁歆. 电力机车电力电子牵引变压器研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2016.
- [2] 张杰. 电力电子变压器机车网侧级联H桥整流器电容电压平衡方法[D]. 成都: 西南交通大学, 2015.
- [3] 王琛琛, 李永东. 多电平变换器拓扑关系及新型拓扑[J]. 电工技术学报, 2011, 26(1): 92-99.
- [4] 李子欣, 高范强, 赵聪, 等. 电力电子变压器技术研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(5): 1274-1289.
- [5] 张海燕, 张超. H桥级联整流器的原理与控制技术研究[J]. 电力电子技术, 2014, 48(9): 65-67.
- [6] 周桂煜, 张超. 单相PWM整流器设计[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(8): 49-53.
- [7] 袁义生, 梅相龙, 毛凯翔. 一种新型双变压器三电平DC/DC变压器的研究[J]. 华东交通大学学报, 2018, 35(2): 105-112.
- [8] 邓小川, 谭彝, 万殊燕. 超高压SiC电力电子器件及其在电网中的应用[J]. 智能电网, 2017, 5(8): 733-741.
- [9] KAJI N, NIWA H, SUDA J, et al. Ultrahigh-voltage Si C p-i-n diodes with improved forward characteristics[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2015, 62(2): 374-381.

- [10] PALMOUR J W, CHENG L, PALA V, et al. Silicon carbide power MOSFETs: breakthrough performance from 900 V up to 15 kV[C]// International Symposium on Power Semiconductor Devices & Ics, Waikoloa HI, United States: IEEE, 2014: 79–82.
- [11] Madhusoodhanan S, Tripathi A, Patel D, et al. Solid-state transformer and MV grid tie applications enabled by 15 kV SiC IGBTs and 10 kV SiC MOSFETs based multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(4): 3343–3360.

Research on Inductance Magnetic Loss Characteristics of Three-Stage CHBR

Yuan Yisheng, Chen Xu, Mao Kaixiang

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: The duty cycle of the AC terminal voltage of the three-stage cascaded H-bridge rectifier was derived and the working state of the circuit was analyzed in this study. Then, the ripple formula of the inductor current under each working condition was derived. On this basis, the curve of the inductor ripple current and the variation of the inductor magnetic loss in half of the mains cycle were obtained. Comparing the single-stage H-bridge rectifier and the single-stage triple-frequency H-bridge rectifier, it can be seen that the magnetic loss characteristic of the three-stage CHBR inductor was different from that of the single-stage H-bridge rectifier, and the frequency of the single-stage H-bridge rectifier was increased to Triple times also does not reflect the magnetic loss characteristics of the three-stage CHBR. By calculation, the total core loss of the three-stage CHBR inductor is only 0.05 times that of the single-stage H-bridge rectifier. Finally, the correctness of the analyzed theory was proved by experiments.

Key words: cascaded H bridge rectifier; ripple current; magnetic loss characteristics

(上接第 110 页)

- [8] RODRIGUEZ A, LAIO A. Clustering by fast search and find of density peaks[J]. Science, 2014, 344(6191): 1492–1496.
- [9] 关晓, 李刚, 汤禹成, 等. 基于设计结构矩阵的辅助优化系统[J]. 计算机辅助工程, 2015, 24(1): 57–62.
- [10] CHENG X, XIAO R, WANG H. A method for coupling analysis of association modules in product family design[J]. Journal of Engineering Design, 2018, 29(6): 327–352.

A Module Partition Approach Based on Density Algorithm and Design Structure Matrix

Cheng Xianfu, Wan Chong, Qiu Haoyang, Wan Liyun, Zhou Jian

(Key Laboratory of Conveyance and Equipment of the Ministry of Education, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: A module partition approach based on density algorithm and design structure matrix is proposed for solving the problem of product modular design, considering the diversity of design structure matrix in actual process. Design structure matrix is utilized to describe the relationship between components, which are clustered according to the density reachable principle, by judging the Euclidean distance of the n-dimensional space. Different partitioning results are obtained while adopting the different algorithm parameters, and the modularity metric is acted as the evaluation index of the clustering results to select the optimal module partition scheme. Finally, the module division process is illustrated by taking the truck crane as an example.

Key words: modular design; module partition; density algorithm; design structure matrix; crane