

学
术
交
流CRH₂型动车组网侧变流器
谐波研究及电感设计

章志兵, 张志学, 姚中红

(株洲南车时代电气股份有限公司 技术中心, 湖南 株洲 412001)



摘 要: CRH₂型动车组网侧变流器采用单相三电平拓扑结构。以单相二电平网侧变流器输入电压的谐波计算为基础, 进而分析单相三电平网侧变流器输入电压和输入电流的谐波特性, 最后研究了影响其输入电流谐波畸变率的因素, 并详细介绍了电感设计原理。MATLAB 仿真和试验结果与理论分析一致。

关键词: 网侧变流器; 三电平; 谐波分析; 谐波畸变率; CRH₂型动车组

中图分类号: U264.3+7; U266.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-128X(2012)02-0065-05

作者简介: 章志兵 (1981-), 男, 硕士, 工程师, 主要从事牵引变流器控制、电力电子变换器等方面的研究。

Harmonic Analysis and Inductance Design for Line Converter of CRH₂ EMUs

ZHANG Zhi-bing, ZHANG Zhi-xue, YAO Zhong-hong

(Technology Center, Zhuzhou CSR Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: Line converter of CRH₂ EMUs was constituted of single-phase three-level topological structure. Based on the calculation of single-phase two-level converter input harmonic, harmonic characteristic of single-phase three-level converter input voltage & current was analyzed. The factors impacting THD of converter input current were studied, and the input inductance design principle was expounded. Results of simulation with MATLAB and practical test validated the theoretical analysis.

Key words: line converter; three-level; harmonic analysis; THD; CRH₂ EMUs

0 引言

CRH₂型动车组的网侧变流器采用单相三电平拓扑结构, 与应用更为广泛的单相二电平网侧变流器相比, 它有众多优点。如单管耐压降低一半; 在相同开关频率及控制方式下, 其输入电压和输入电流的谐波含量较低; 即使在开关频率较低时, 输入电流波形也能保持一定的正弦度等。单相三电平网侧变流器在拓扑构成、控制策略等方面的研究已在很多文献^[1-2]中讨论过, 本文从理论上对单相三电平网侧变流器输入电压、输入电流的谐波分布进行分析, 并通过MATLAB仿真及试验进行验证。

1 输入电压谐波分析

图1是机车或动车组上常用的二电平拓扑网侧变流器的主电路。

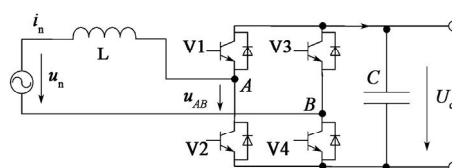


图1 单相二电平网侧变流器电路图

为了抑制谐波, 单相二电平网侧变流器一般采用单极性调制。实现单极性调制, 主要有2种方法。方法一用2个相位相反而幅值相同的正弦调制波, 与同一个载波三角波进行比较, 得到2个二阶SPWM波, 用这2个二阶SPWM波相减, 就得到三阶SPWM波; 方法二则采用2个相位相反而幅值相等的三角波与同一个正弦调制波比较, 直接得到三阶SPWM波。为了便于对单相二电平网侧变流器和单相三电平网侧变流器的调制策略作比较, 文中采用方法二进行分析。

1.1 单相二电平网侧变流器输入电压谐波分析

方法二的调制原理^[3]如图2所示。在正弦波的正半周, 当它大于三角波时, 图1中开关管V1和V4导通, 得

收稿日期: 2011-07-11; 收修改稿日期: 2011-08-15

到SPWM波的正脉冲；小于部分则V1和V4关断，得到SPWM的零电压。正弦波负半周中，正弦波小于三角波时开关管V2和V3导通，得到SPWM波的负脉冲；大于时则关断V2和V3，得到SPWM的零电压。

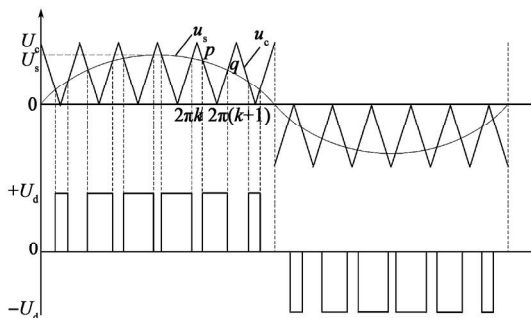


图2 采用载波反相法获取的3阶SPWM波

如图2所示，正弦调制波为 $u_s = U_s \sin \omega_s t$ ，幅值调制比 $M = \frac{U_s}{U_c} \leq 1$ ，频率调制比 $N = \frac{\omega_c}{\omega_s}$ ， ω_c, ω_s 分别为载波和调制波的角频率。

为了简化分析，忽略开关器件的死区影响，图中三角载波幅值为 U_c ，则其数学方程式如下：

$$u_c = \begin{cases} -(\omega_c t - 2k\pi) \frac{U_c}{\pi} + U_c, & 2k\pi \leq \omega_c t \leq 2k\pi + \pi \\ (\omega_c t - 2k\pi - \pi) \frac{U_c}{\pi}, & 2k\pi + \pi \leq \omega_c t \leq 2k\pi + 2\pi \end{cases} \quad (1)$$

式中： $k=0,1,2,\dots,0.5N$ (半个周期内)。

图2中正弦调制波与三角载波的交点处 $u_s = u_c$ ，在p交点处有

$$U_s \sin \omega_s t = -(\omega_c t - 2k\pi) \frac{U_c}{\pi} + U_c \quad (2)$$

设 $X = \omega_c t$ ， $Y = \omega_s t$ ，考虑变量 k 的取值，则有

$$X = 2k\pi + \pi - \pi M \sin Y \quad (3)$$

同理求得q点处有

$$X = 2k\pi + \pi + \pi M \sin Y \quad (4)$$

在调制波正半周期内，图1所示输入电压 u_{AB} 表达式为

$$u_{AB} = \begin{cases} 0, & X < 2k\pi + \pi - \pi M \sin Y \text{ 或 } X \geq 2k\pi + \pi + \pi M \sin Y \\ U_d, & X \geq 2k\pi + \pi - \pi M \sin Y \text{ 且 } X < 2k\pi + \pi + \pi M \sin Y \end{cases} \quad (5)$$

如图2所示，SPWM波形对称于原点，因此 u_{AB} 为奇函数，相应它的傅里叶函数表达式中只含有正弦项，不包含恒定分量和余弦项。另外，该SPWM波形镜对称，因此它只包含正弦项中的奇次谐波。

假设 m 为相对于载波的谐波次数， n 为相对于调制波的谐波次数，则 u_{AB} 的双重傅里叶级数表达式为^[4]

$$u_{AB} = \frac{1}{2} A_{00} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{0n} \cos nY + B_{0n} \sin nY) + \sum_{m=1}^{\infty} (A_{m0} \cos mX + B_{m0} \sin mY) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \{A_{mn} \cos(mX + nY) + B_{mn} \sin(mX + nY)\} \quad (6)$$

式中：

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_{AB} e^{j(mX + nY)} dX dY$$

省略谐波分析的数学计算，得到二电平SPWM波的傅里叶级数表达式为

$$u_{AB} = MU_d \sin \omega_s t + \frac{2U_d}{\pi} \sum_{m=1,2,3,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1,3,\dots}^{\infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cos(m\pi) \sin[(mN + n)\omega_s t] \quad (7)$$

设图1中单管开关频率为 ε ，分析图2有 $\varepsilon = 0.5N$ 。式(7)表明，二电平网侧变流器单极性调制后，可以将输入电压的高次谐波频带分布提高至 2ε 附近。

1.2 单相三电平网侧变流器输入电压谐波分析

图3是CRH2型动车组网侧变流器的主电路结构。三电平网侧变流器同一桥臂的4个开关器件只需控制其中2个，另外2个器件脉冲互补^[5]。A桥中V1、V2导通则 $u_{ao} = 0.5U_{dc}$ ；V2、V3导通则 $u_{ao} = 0$ ；V3、V4导通则 $u_{ao} = -0.5U_{dc}$ ，B桥原理类似。

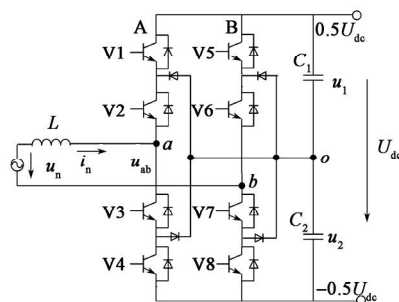


图3 单相三电平网侧变流器电路图

单相三电平网侧变流器同样采用方法二调制，其原理如下。正弦波 u_s 与三角波 u_{c1} 比较：当 $u_s > u_{c1}$ 时，开关管V1和V2导通，得到SPWM波的正脉冲； $u_s < u_{c1}$ 时，V2和V3导通，得到SPWM的零电压。正弦波 u_s 与三角波 u_{c2} 进行比较： $u_s > u_{c2}$ 时，开关管V7和V8导通，得到SPWM波的正脉冲； $u_s < u_{c2}$ 时，V6和V7导通，得到SPWM的零电压。正弦波 u_s 负半周调制与正半周类似，不再说明。

图4中，输入电压 u_{ab} 为2个三阶SPWM电压 u_{ao} 、 u_{bo} 之差，即 $u_{ab} = u_{ao} - u_{bo}$ ，得到一个具有五电平阶梯的SPWM波形。令正弦调制波 $u_s = U_s \sin \omega_s t$ ，三角波 u_{c1} 、 u_{c2} 的幅值均为幅值 U_c ，调制比 $M' = \frac{U_s}{U_c} \leq 1$ ，频率调制比 $N' = \frac{\omega_c}{\omega_s}$ 。

三电平网侧变流器调制中，半个正弦波周期内有2个三角波 u_{c1} 和 u_{c2} ，它们的数学方程式统一表示为

$$u_c = \begin{cases} -(\omega_c t + \alpha - 2k\pi) \frac{U_c}{\pi} + U_c, & 2k\pi \leq \omega_c t \leq 2k\pi + \pi \\ (\omega_c t + \alpha - 2k\pi - \pi) \frac{U_c}{\pi}, & 2k\pi + \pi \leq \omega_c t \leq 2k\pi + 2\pi \end{cases} \quad (8)$$

式中： $k=0,1,2,\dots,0.5N'$ (半个周期内)。

对图4中SPWM波，采用同样分析方法，则 u_{bo} 的表达式如下：

$$u_{bo} = \begin{cases} 0, & X < 2k\pi + \pi - \alpha - \pi M' \sin Y \\ \text{或 } X \geq 2k\pi + \pi - \alpha + \pi M' \sin Y \\ -0.5U_{dc}, & X \geq 2k\pi + \pi - \alpha - \pi M' \sin Y \\ \text{且 } X < 2\pi + \pi - \alpha + \pi M' \sin \end{cases} \quad (9)$$

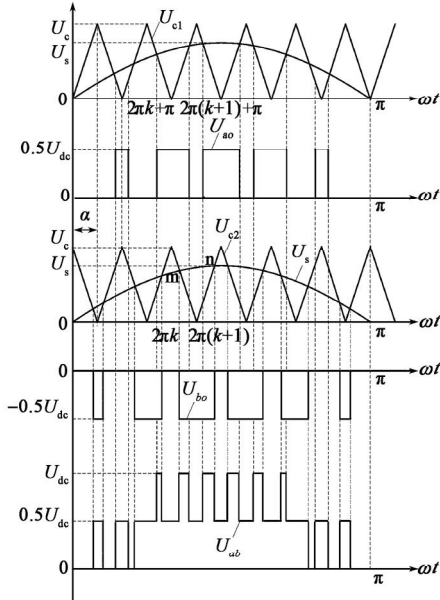


图 4 采用载波反相法获取的五阶 SPWM 波

图 4 中三角波 u_{c2} 的 $\alpha=0$, 相应三角波 u_{c1} 的 $\alpha=\pi$ 。依据二电平傅里叶变换的推导方式, 则相电压 u_{bo} 的双重傅里叶级数表达式为

$$u_{bo} = -0.5M'U_{dc} \sin \omega_s t - \frac{U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1,2,3,\dots} \sum_{n=\pm 1,3,\dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM'\pi)}{m} \cos m(\pi-0) \cdot \sin[(mN'+n)\omega_s t] + \frac{U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1,2,3,\dots} \sum_{n=\pm 1,3,\dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM'\pi)}{m} \sin m(\pi-0) \cdot \cos[(mN'+n)\omega_s t] \quad (10)$$

相应 u_{ao} 的表达式为

$$u_{ao} = 0.5M'U_{dc} \sin \omega_s t + \frac{U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1,2,3,\dots} \sum_{n=\pm 1,3,\dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM'\pi)}{m} \cos m(\pi-\alpha) \cdot \sin[(mN'+n)\omega_s t] - \frac{U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1,2,3,\dots} \sum_{n=\pm 1,3,\dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM'\pi)}{m} \sin m(\pi-\alpha) \cdot \cos[(mN'+n)\omega_s t] \quad (11)$$

u_{ao} 的基波电压和 u_{bo} 的基波电压相同, 二者差值表达式中 $\sin m(\pi-\alpha) + \sin m(\pi-0) = 0$; 对于表达式中 $\cos m(\pi-\alpha) + \cos m(\pi-0) = 0$, 当 m 为偶数时其值等于 2, 当 m 为奇数时等于零, 所以:

$$u_{ab} = u_{ao} - u_{bo} = M'U_{dc} \sin \omega_s t + \frac{2U_{dc}}{\pi} \sum_{m=2,4,\dots} \sum_{n=\pm 1,3,\dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM'\pi)}{m} \sin[(mN'+n)\omega_s t] \quad (12)$$

图 3 中开关器件 V1、V2、V5 和 V6 开关状态变化如图 5 所示。由图 5 可知: 一个完整正弦周期内, 单个器件开关状态只在半周期内变化。因此三电平变流器频率调

制比为 N 时, 单管实际开关频率 ε' 满足 $\varepsilon' = 0.5N$ 。

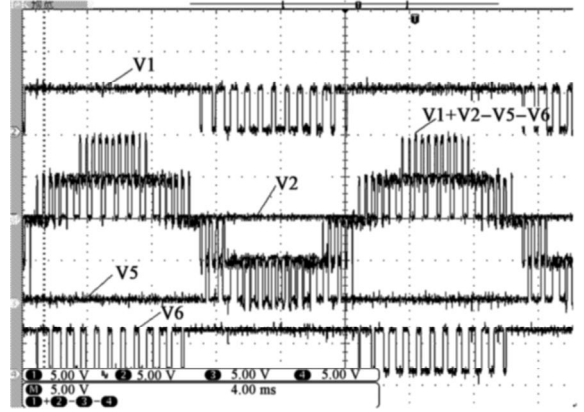


图 5 三电平拓扑变流器开关示意

综合式 (12) 可知, 单管开关频率为 ε' 时, 三电平网侧变流器可以将输入电压的高次谐波频带分布提高至 $4\varepsilon'$ 附近。

2 单相三电平变流器输入电流谐波分析

牵引工况下, 单相网侧变流器输入电流 i_n 基波分量与电源电压 u_n 同相。 u_n 、输入电压基波分量 u_s 及输入电感两端电压之间的矢量关系如图 6。

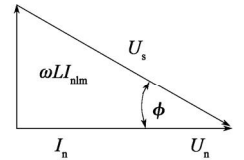


图 6 单相网侧变流器矢量关系

输入电压基波分量为

$u_s = U_s \sin \omega_s t$ 时, 电源电压为 $u_n = U_n \sin(\omega_s t + \phi)$, 则输入电流基波分量为

$$i_{n1} = \frac{M'U_{dc} \sin \phi}{\omega_s L} \sin(\omega_s t + \phi) \quad (13)$$

对于输入电流 $mN' + n$ 次谐波电流分量 $i_{nmN'+n}$, 它必须满足:

$$L \frac{di_{nmN'+n}}{dt} = -u_{abmN'+n} \quad (14)$$

综合式 (12)、式 (13) 和式 (14), 得到输入电流 i_s :

$$i_s = \frac{M'U_{dc} \sin \phi}{\omega_s L} \sin(\omega_s t + \phi) + \frac{2U_{dc}}{\pi \omega_s L} \sum_{m=2,4,\dots} \sum_{n=\pm 1,3,5,\dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM'\pi)}{m(mN'+n)} \sin[(mN'+n)\omega_s t] \quad (15)$$

式 (15) 代入电流谐波畸变率 (THD_i) 公式

$$\text{THD}_i = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{I_1}, \text{ 则单相三电平网侧变流器输入电流 THD}_i \text{ 表达式为}$$

$$\text{THD}_i = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{km}^2}}{I_{s1m}} = \frac{2U_{dc}/\pi \omega_s L}{M'U_{dc} \sin \phi / \omega_s L} \sqrt{\sum_{m=2,4,\dots} \sum_{n=\pm 1,3,5,\dots}^{\pm \infty} \left(\frac{J_n(mM'\pi)}{m(mN'+n)} \right)^2} = \frac{2U_{dc}}{\pi \omega_s L I_{n1m}} \sqrt{\sum_{m=2,4,\dots} \sum_{n=\pm 1,3,5,\dots}^{\pm \infty} \left(\frac{J_n(mM'\pi)}{m(mN'+n)} \right)^2} \quad (16)$$

由式 (16) 可知, CRH₂ 型动车组网侧变流器的输入电流 THD_i 与直流电压 U_{dc} 成正比, 与输入电感 L 、输入电流基波分量幅值 I_{nlm} 成反比。在变流器设计完成后, U_{dc} 和 L 固定不变, 为了降低输入电流谐波畸变率, 必须避免变流器长时间运行在轻载状态, 或者在轻载状态时适当提高开关频率。

3 CRH₂ 网侧变流器输入电感计算

从输入电流的谐波分析可知, 输入电感大小对谐波畸变率至关重要, 因此文中对 CRH₂ 网侧变流器的输入电感设计进行分析, 主要考虑满足稳态功率和抑制电流谐波两方面要求^[6]。从满足稳态功率指标要求分析, CRH₂ 的三电平网侧变流器与二电平网侧变流器相同, 其基本原理从图 6 中的矢量关系分析, 即输入电感

$$L \leq \frac{\sqrt{U_{dc}^2 - U_n^2}}{I_{nlm} \omega} \quad (17)$$

式中: U_{dc} 为直流电压; U_n 为电源侧电压基波峰值; I_{nlm} 为输入电流基波峰值。

下面主要分析抑制电流谐波指标的电感设计。输入电流峰值时, 其谐波电流脉动最严重, 此时电感应足够大以抑制谐波电流。考虑电流峰值 $\omega t = 90^\circ$ 附近一个 PWM 开关周期中电流瞬态过程, 其波形如图 7 所示。

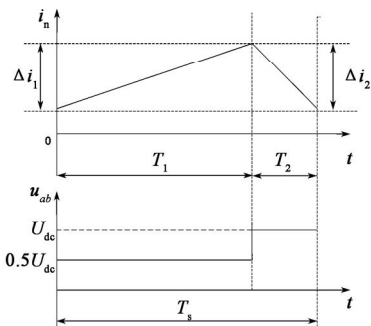


图 7 正弦电流峰值附近波形

如图 7 所示, 三电平拓扑网侧变流器调制过程中, T_1 阶段, 输入电压 u_{ab} 大小为 $0.5U_{dc}$; T_2 阶段, u_{ab} 大小为 U_{dc} 。因此, 稳态条件下, $0 \leq t \leq T_1$ 时有

$$U_n - u_{ab} = U_n - 0.5U_{dc} \approx L \frac{\Delta i_1}{T_1} \quad (18)$$

$T_1 \leq t \leq T_s$ 时有

$$U_n - u_{ab} = U_n - U_{dc} \approx L \frac{\Delta i_2}{T_2} \quad (19)$$

电流在峰值附近 1 个开关周期内应满足:

$$|\Delta i_1| = |\Delta i_2| \quad (20)$$

又因为 $T_1 + T_2 = T_s$, 代入计算有

$$T_2 = \frac{2(U_n - U_{dc})T_s}{U_{dc}} \quad (21)$$

单极性调制时, 单个开关周期时间 T_s 与开关频率 f_s

满足关系式 $T_s = \frac{1}{2f_s}$ 。

令 $\Delta i_{\max}$ 为最大允许谐波电流脉动值, 联合式 (18)

~ 式 (21), 则满足抑制电流谐波指标的电感需满足:

$$L \geq \frac{(U_{dc} - U_n)(U_n - 0.5U_{dc})}{U_{dc} \Delta i_{\max} f_s} \quad (22)$$

综合上述分析, 可得 CRH₂ 网侧变流器输入电感的取值范围为

$$\frac{(U_{dc} - U_n)(U_n - 0.5U_{dc})}{U_{dc} \Delta i_{\max} f_s} \leq L \leq \frac{\sqrt{U_{dc}^2 - U_n^2}}{I_{nlm} \omega} \quad (23)$$

4 仿真验证与试验波形

4.1 仿真及试验条件

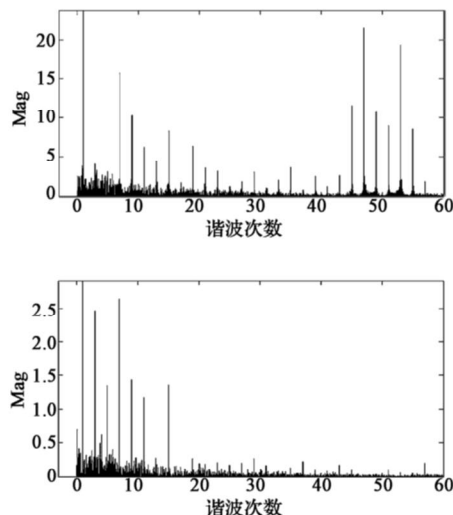
CRH₂ 型动车组网侧变流器相关参数如下: ①电源额定电压 1 500 V/50 Hz, 额定电流 857 A, 直流电压 3 000 V, 开关频率为 1 250 Hz。②变压器短路阻抗 21.4% (等效电感 1.2 mH), 直流支撑电容为 8 mF, 无二次谐振回路。③动车组采用 4 动 4 拖编组, 4 节动车的网侧变流器构成 4 重化运行。

4.2 仿真及试验波形

仿真及试验均在牵引工况进行, 分为 20% 额定负载和 100% 额定负载 2 种情况。

1) 牵引工况下 20% 额定负载

有关电流电压波形见图 8 和图 9。



(b) 变压器一次侧电流谐波分布

图 8 20% 额定负载电流频谱分布图

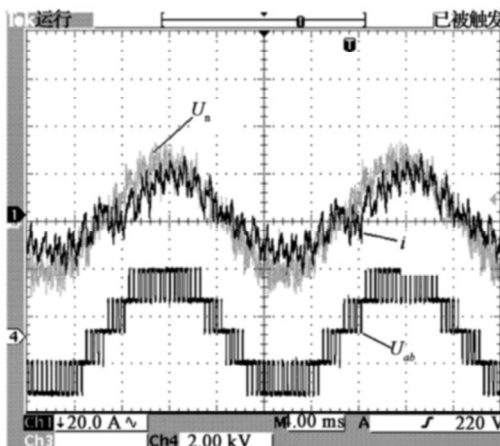


图 9 20% 额定负载网侧变流器波形

20% 负载牵引工况下, 变压器二次侧电流谐波畸变率 (THD) 高达 17.48%; 动车组一次侧电流谐波畸变率 (THD) 达到 7.66%。由此可见, 轻载情况下, 多重化策略并不能显著降低一次侧电流 THD。

2) 牵引工况下 100% 额定负载

有关电压电流波形见图 10 和图 11。

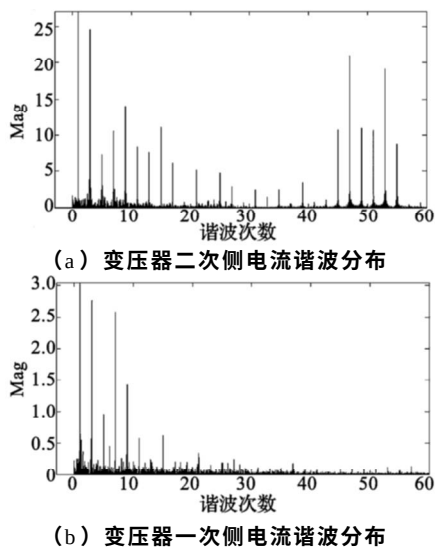


图 10 100% 额定负载电流频谱分布图

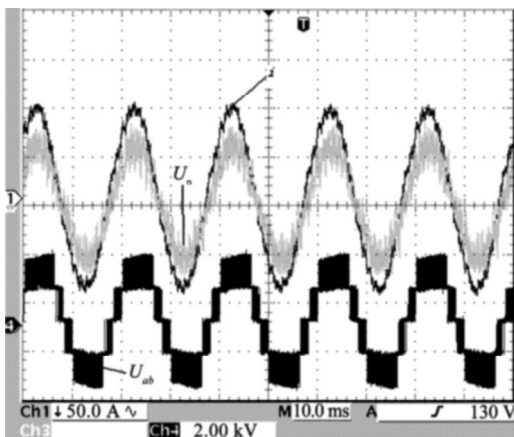


图 11 100% 额定负载网侧变流器波形

100% 负载牵引工况下, 变压器二次侧电流 THD 只有 4.13%; 4 重化处理后, 动车组一次侧电流 THD 只有

1.47%。由此可见, 负载功率提升后, 相同开关频率下, 动车组一次侧和变压器二次侧电流 THD 均明显降低。

从图 8、图 10 二次侧电流 THD 分析波形看出, 高次谐波主要集中在 $50 \pm 1 (2N' \pm 1)$ 、 $50 \pm 3 (2N' \pm 3)$ 次上, 这与理论分析一致; 对比图 9 和图 11 试验波形, 负载功率从 20% 提升到 100% 时, 变压器二次侧电流的正弦度明显提升, 其谐波畸变率相应也会有较大改善。

5 结论

本文对 CRH₂ 型动车组的单相三电平网侧变流器输入电压及输入电流谐波进行傅里叶分析, 并与二电平网侧变流器分析结果进行对比; 完成单相三电平网侧变流器输入电感选取计算。理论分析及仿真结果表明:

①单管开关频率相同条件下, 单相三电平网侧变流器显著改善输入电压的谐波分布, 它相当于将二电平网侧变流器单极性调制的开关频率提高了 1 倍。

②三电平网侧变流器可以有效改善输入电流的品质, 但在负载较小时, 输入电流谐波含量同样很高, 谐波畸变率较大。

参考文献:

- [1] Hongyang Wu, Xiangning He. Single phase three-level power factor correction circuit with passive lossless snubber [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 6 (17): 946-952.
- [2] Bor-Ren Lin. Analysis and implementation of a three-level PWM rectifier and inverter [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronics System, 2000, 3 (6): 948-955.
- [3] 张志学. 单相电压源 PWM 变流器的谐波分析 [J]. 大功率变流技术, 2006 (5): 17-22.
- [4] 刘凤君. 现代逆变技术及应用 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2006.
- [5] 章志兵, 张志学. 单相三电平整流器控制方法及中点平衡研究 [J]. 机车电传动, 2008 (4): 25-29.
- [6] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.

(本篇文章为南车株洲电力机车研究所有限公司 2011 年度学术交流论文)

(上接第 64 页)

④在线测试倾角变化范围为 $-10^\circ \sim +10^\circ$, 在测试台不能测试该项参数。

4 结语

机车油压减振器在线检测系统能获得减振器真实的在线运行性能指标, 如最大拉伸阻力力和压缩阻力力、活塞的拉压行程、活塞拉压行程的运动速度、减振器活塞的振动频率、最大摆角和旋转角、减振器内部关键部位的压力、减振器内部关键部件的温度等油压减振器在线运行数据, 达到了设计目标。

本系统是国内第 1 个减振器在线检测系统, 将传感器检测技术、计算机技术、机车运行等有机结合, 将测

量结果通过图形及报表直观显示出来, 并成功地实现了在线检测, 填补了国内该领域的空白。

参考文献:

- [1] 杨国桢, 王天福. 机车车辆液压减振器 [M]. 北京: 中国铁道出版社, 2002.
- [2] 黄伟福. 微机控制油压减振器试验台的研制 [D]. 上海: 上海交通大学, 2009.
- [3] 郭宽明. CAN 总线原理和应用系统设计 [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 1996.
- [4] 于兆华, 尚景华. 国内油压减振器试验台现状及未来发展探讨 [J]. 铁道技术监督, 2005 (2).
- [5] 薛群. 新型油压减振器的研制 [J]. 机车电传动, 1997 (2).
- [6] 梁志杰, 柯坚, 等. 一系垂向油压减振器仿真系统的研究 [J]. 机车电传动, 2002 (3).