

文章编号: 1001-8360(2010)03-0125-06

三电平逆变器无拍频控制策略研究

葛兴来, 冯晓云

(西南交通大学 电气工程学院, 四川 成都 610031)

摘 要: 在高速动车组牵引传动系统中, 当单相脉冲整流器工作时, 会在主牵引传动系统的中间直流电路产生 2 倍于电网频率的脉动电流分量, 该脉动电流传递到逆变器输出端会在牵引电机上产生拍频现象, 引起转矩脉动和牵引电机过热。本文提出: 若逆变器处于同步脉冲调制阶段而输出电压可调, 可采用无拍频控制策略, 根据与直流侧电压变化成反比例的关系调节参考电压幅值, 保证输出波形的正弦性; 若逆变器处于单脉冲控制阶段, 逆变器输出电压恒定而频率可调, 则可采用无拍频控制策略, 瞬时改变逆变器的频率。模型仿真以及对小功率异步牵引电机系统的实验表明, 这些策略使拍频现象得到较好的抑制。

关键词: 三电平逆变器; 拍频现象; 空间矢量; 谐波谱; 变频调速

中图分类号: U264.3; TM464 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1001-8360.2010.03.012

Research on Beat-less Control Technology in Three Level Inverter

GE Xing-lai, FENG Xiao-yun

(School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: In the traction drive system of high-speed electric multiple units, a voltage ripple, with the frequency twice as high as that of the AC supplied voltage, appears in the DC-link due to single phase rectification of the three-level converter. A beat phenomenon appears when the output frequency of the inverter is close to the DC-link ripple frequency, causing current overload of the inverter and torque ripple of the motor. Beat-less control strategies are proposed to solve this problem. In variable-voltage operation of a drive system, the modulation depth varies inversely with the DC-link voltage to keep the output voltage sinusoidal. In the condition of constant voltage operation, a frequency modulation method is used for minimizing the effect of beat phenomenon. The validity of the proposed method for beat-less control is verified by Matlab simulation and the experiment using a DSP-based control system.

Key words: three level inverter; beat phenomenon; space vector; harmonic spectrum; variable frequency speed control

在高速动车组(如 CRH2 型动车组)中, 主牵引传动系统的中间直流电路主要由中间电压支撑电容、瞬时过电压限制电路和主接地保护电路组成。这种系统在运行时, 中间回路直流电压会产生 2 倍于电源频率的脉动, 当逆变器输出频率接近直流电源脉动频率时, 逆变器输出会产生拍频现象, 由此带来的问题是牵引电机电流增加、转矩脉动增大^[1-4]。

一般情况下, 电力牵引交流传动系统采用 LC 串联谐振滤波器来消除二次脉动现象, 但不可避免有质量重、体积大、成本高等缺点^[5-6]。而新型动车组采用一种新方案, 取消了逆变器直流侧的二次滤波电路, 通过逆变器的软件控制来消除二次脉动电压影响。本文在传统逆变器控制策略的基础上, 通过分析传动系统运行时的工作机理, 探讨二次脉动电压对牵引电机电流、转矩产生影响的成因, 设计一种软件控制的方法, 即: 同步 SVPWM 无拍频控制和单脉冲控制无拍频控制策略, 来消除二次脉动对牵引电机的影响, 并用 Matlab/Simulink 仿真平台和小功率实验平台验证上述算法的有效性。

收稿日期: 2008-12-05; 修回日期: 2009-11-02

基金项目: 国家科技支撑计划(2007BAA12B06); 西南交通大学博士研究生创新基金(2008); 西南交通大学青年教师科研起步项目(2008Q013); 中央高校基本科研业务费专项资金资助(SWJTU09BR059)

作者简介: 葛兴来(1979—), 男, 山西太原人, 讲师, 博士研究生。

E-mail: xlge@swjtu.cn

1 拍频现象

1.1 主电路结构

图 1 为高速动车组用三电平整流器-逆变器系统主电路结构。受电弓从接触网取电供给牵引变压器，牵引变压器输出单相恒频交流电给三电平脉冲整流器，直流环节的直流电通过牵引逆变器输出频率可变的三相交流电给 4 个牵引电机。

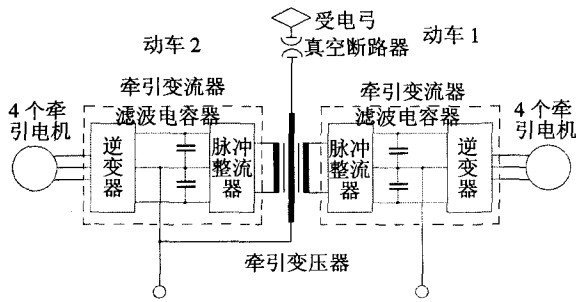


图 1 牵引传动系统主电路图

1.2 拍频的产生

定义牵引变压器二次侧电压 $u_{ab}(t)$ 和电流 $i_N(t)$ 分别为

$$\begin{cases} u_{ab}(t) = U_{abm} \cos(\omega_N t - \varphi) \\ i_N(t) = I_m \cos \omega_N t \end{cases} \quad (1)$$

式中, U_{abm} 为变压器二次侧电压幅值; I_m 为变压器二次侧电流幅值; φ 为二次侧电压与电流之间的相位角; ω_N 为牵引电网供电频率。

若忽略功率器件的开关损耗, 由瞬时功率平衡的原理, 有

$$u_{ab}(t) \cdot i_N(t) = \frac{1}{2} U_{abm} I_m \cos \varphi + \frac{1}{2} U_{abm} I_m \cos(2\omega_N t - \varphi) = u_d \cdot i_d \quad (2)$$

式中, u_d 为脉冲整流器输出给逆变器直流侧的电压; i_d 为脉冲整流器输出电流。

理想情况下, 控制目标为使逆变器直流侧电压 u_d 为恒定值, 即 $u_d = U_d$ 。此时

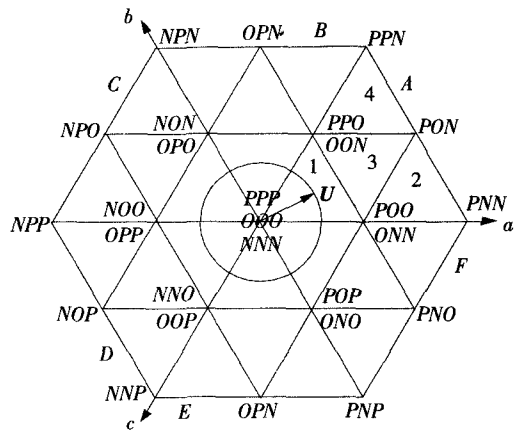
$$i_d = \frac{U_{abm} I_m}{2U_d} - \frac{U_{abm} I_m}{U_d} \cos(2\omega_N t - \varphi) \quad (3)$$

当未采用 LC 串联谐振电路滤波时, 式 (3) 所示的脉动电流流过支撑电容时, 会产生脉动的直流电压。当该脉动直流电压给逆变器供电且逆变器输出频率接近脉动频率时, 逆变器输出端将产生低频的谐波成分^[7], 使牵引电机产生绕组过热、转矩脉动等影响, 这种现象称之为拍频现象。

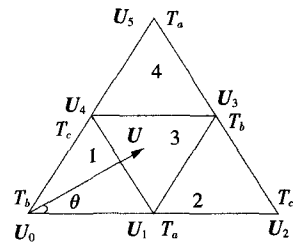
2 空间矢量同步调制策略

2.1 空间矢量的定义

图 2 为对应所有开关状态的三电平逆变器输出电压的空间矢量图。图 2(a) 为各开关状态在复平面上的分布。a、b、c 代表夹角为 120° 的空间坐标系中各坐标轴。从 a 轴逆时针每隔 $\pi/3$ 为一个电压扇区, 定义为扇区 A~F。对于三相三电平逆变器, 状态 P 表示每相桥臂的上桥臂 IGBT 器件导通; 状态 N 表示下桥臂 IGBT 器件导通; 状态 O 表示输出零电位时的 IGBT 器件导通。则逆变器共有 $3^3 = 27$ 种开关状态^[8]。



(a) 开关状态图



(b) 扇区 A 及其电压矢量图

图 2 逆变器电压空间矢量图

图 2(b) 显示了扇区 A 及其电压矢量。该扇区可分为 4 个小区间, 当与 a 轴夹角为 θ 的参考电压矢量 U 落在其中一个小区间, 例如区间 3 时, 在一个电压空间矢量调制周期中, 用该区间顶点所对应的 3 个电压矢量, 如 U_1 、 U_3 、 U_4 , 去拟合参考电压矢量。 T_a 、 T_b 、 T_c 分别为电压矢量 U_1 、 U_3 、 U_4 的作用时间。电压拟合的基本原则是:

- (1) 使参考电压矢量的积分等于逆变器输出电压矢量的积分;
- (2) 在状态转换过程中只有一个桥臂开关发生改变。

2.2 同步调制的条件

大功率低开关频率逆变器的输出电压富含各类谐波,可能对系统造成严重影响。为了消除谐波的影响,在逆变器输出基波频率较高时,输出电压必须满足同步及各类对称的条件。逆变器输出电压为周期 $T = 2\pi/\omega$ 的非正弦相电压 $u_i(\omega t)$,它一般满足狄里赫利条件,可分解为如下形式的傅里叶级数

$$u_i(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (4)$$

式中, a_0 为函数 $u_i(\omega t)$ 的平均值, $i = a, b, c$; 系数 a_n 和 b_n 为第 n 次谐波的两个直角坐标分量; ω 为逆变器输出角频率。

对其进行分析,可知:

同步:当 $u_i(\omega t)$ 满足 $u_i(\omega t \pm 2\pi) = u_i(\omega t)$ 时,用式(4)进行谐波分析,输出将不含有分数次谐波。

奇对称:当 $u_i(\omega t)$ 为奇函数时,其波形以坐标原点对称,这时式(4)中只含正弦项,直流分量和余弦项系数为零。

半波对称: $u_i(\omega t + \pi) = -u_i(\omega t)$,即把波形的正半波向右平移半个周期,和负半波以横轴对称,此时式(4)中只含基波分量和奇次谐波分量。

1/4 周期对称: $u_i(\omega t + \pi) = -u_i(\omega t)$,且在正半周期中,前后 $\pi/2$ 的波形以 $\pi/2$ 轴线对称。当选择波形起始点,使其成为奇函数时,用式(4)进行谐波分析,其中只含基波和奇次谐波中的正弦项。

2.3 同步调制的算法

在理想交直交电路中,即不考虑直流侧电压波动时,在变压变频运行区对直流侧电压进行检测,并经低通滤波后得到恒定的直流电压 U_d 。如图 2(b) 所示,当 U 在电压扇区 A 中央,即 $\theta = 30^\circ$ 处,选择矢量 U_3 替代 U ; 在 θ 为 $0^\circ \sim 30^\circ$ 内选择 U_2, U_3, U_1 为一组, U_1, U_3, U_2 为另一组交替合成一矢量来替代 U ; 同理,在 θ 为 $30^\circ \sim 60^\circ$ 内选择 U_4, U_3, U_5 为一组, U_5, U_3, U_4 为另一组交替替换 U ; 可分别输出脉冲数为 $P = 3, 5, 7, 9, \dots$ 。另外一种情况是,在 $\theta = 30^\circ$ 处,选择矢量 U_3 替代 U ; 在 θ 为 0° 处选择 U_2, U_1, U_2 ; θ 为 60° 处选择 U_5, U_4, U_5 ; $0^\circ \sim 30^\circ$ 内选择 U_2, U_3, U_1 为一组, U_1, U_3, U_2 为另一组交替出现, θ 为 $30^\circ \sim 60^\circ$ 内选择 U_4, U_3, U_5 为一组, U_5, U_3, U_4 为另一组交替出现; 则可分别输出脉冲数为 $P = 2, 4, 6, 8, \dots$ 。分析可知,电压矢量组合生成的逆变器输出电压波形满足同步、三相对称、半波对称和 1/4 周期对称的条件。

以每周输出脉冲数 $P = 4$ 为例,在扇区 A 中,当 $\theta = 0^\circ$ 时,根据伏秒平衡原则

$$\begin{cases} U_1 T_a + U_2 T_c = U T_s \\ T_a + T_c = T_s \end{cases} \quad (5)$$

可得各有效矢量和零矢量的作用时间为

$$\begin{cases} T_a = \left(2 - \frac{6}{\pi} m\right) T_s \\ T_c = \left(\frac{6}{\pi} m - 1\right) T_s \end{cases} \quad (6)$$

式中, m 为调制度。由对称性分析可知, $\theta = 60^\circ$ 时计算结果与式(6)相同。

当 θ 在 $0^\circ \sim 30^\circ$ 之间时,根据伏秒平衡原则

$$\begin{cases} U_1 T_a + U_2 T_c + U_3 T_b = U T_s \\ T_a + T_b + T_c = T_s \end{cases} \quad (7)$$

可得各有效矢量和零矢量的作用时间为

$$\begin{cases} T_a = 2T_s - \frac{4\sqrt{3}}{\pi} m T_s \sin(\theta + 60^\circ) \\ T_b = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} m T_s \sin\theta \\ T_c = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} m T_s \sin(60^\circ - \theta) - T_s \end{cases} \quad (8)$$

由对称性分析可知, $\theta = 30^\circ \sim 60^\circ$ 内电压矢量作用时间计算结果与式(8)相同。其余 5 个扇区情况相似。

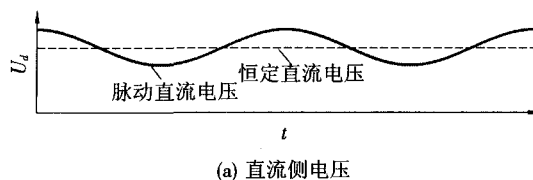
3 无拍频控制策略

3.1 基于同步 SVPWM 的无拍频控制策略

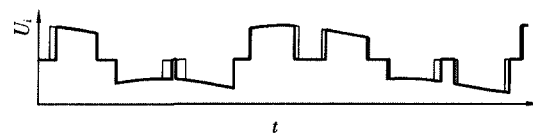
当考虑逆变器直流侧电压波动时,以逆变器输出电压 PWM 波形保持正弦为目标,即

$$m' = \frac{U_d}{u_d} m \quad (9)$$

式中, m 为逆变器直流侧无脉动时的调制度; m' 为考虑直流侧脉动的调制度。



(a) 直流侧电压



(b) 逆变器输出相电压

—— 不采用无拍频控制策略; —— 采用无拍频控制策略。

图 3 逆变器输出电压在 2 脉冲同步调制时的抑制脉动结果

采用调制度 m' 计算每个采样周期中电压矢量的作用时间,就可使逆变器每周输出电压的波形趋近正弦形式。由式(9)可知,当直流侧实测电压大于理

想值(直流侧电压恒定值)时,调制度 $m' < m$, 每个采样周期中有效矢量作用时间减小,零矢量作用时间增加。反之,当直流侧实测电压小于理想值时,调制度 $m' > m$, 每个采样周期中有效矢量作用时间增加,零矢量作用时间减小。图 3 为逆变器输出电压在 2 脉冲同步调制时的抑制脉动结果。相应地可看出,当直流侧实测电压大于理想值时,图 3(b)中虚线所代表的逆变器输出相电压脉冲的宽度减小。反之,逆变器输出电压脉冲宽度增加。

3.2 基于单脉冲控制的无拍频控制策略

在恒压运行区,逆变器的控制方式一般为单脉冲控制,此时逆变器输出频率可调,但电压不可调,无法使用上述同步 SVPWM 无拍频控制策略,这时可通过控制频率来抑制输出电压的脉动。

设逆变器直流侧电压脉动部分为 Δu_d , 其幅值为 ΔU_d , 脉动部分频率为 f_r , 按正弦波变化; 设逆变器输出电压基波频率平均值为 F_s , 调节分量为 Δf_s , 其幅值为 ΔF_s , Δf_s 与 Δu_d 同相。当 Δf_s 用式(10)取值时,逆变器输入电压 u_d 和逆变器输出电压的基波频率 f_s 可用式(11)、式(12)计算。

$$\frac{\Delta f_s}{f_s} = \frac{\Delta u_d}{u_d} \quad (10)$$

$$u_d = U_d + \Delta U_d \cdot \sin(2\pi f_r t) \quad (11)$$

$$f_s = F_s + \Delta F_s \cdot \sin(2\pi f_r t) \quad (12)$$

逆变器输出电压 u_i 所对应的角度为

$$\theta = 2\pi \int f_s dt = 2\pi F_s t - \frac{\Delta U_d \cdot F_s}{U_d \cdot f_r} \cos(2\pi f_r t) \quad (13)$$

在无逆变器频率调节分量时,在输出线电压的正半周中,设三电平阶梯单脉冲电压的第一段上升沿时刻为 T_1 , 第二段上升沿时刻 T_2 , 第一段下降沿时刻为 T_3 , 第二段下降沿时刻 T_4 , 则有

$$\begin{cases} T_1 = \frac{N}{2F_s} + \frac{1}{24F_s} \\ T_2 = \frac{N}{2F_s} + \frac{1}{8F_s} \\ T_3 = \frac{N}{2F_s} + \frac{3}{8F_s} \\ T_4 = \frac{N}{2F_s} + \frac{11}{24F_s} \end{cases} \quad (14)$$

$E_r(N)$ 为逆变器第 N 个输出电压周期中半周的电压与时间的乘积。

$$E_r(N) = \int_{T_1}^{T_2} \frac{u_d}{2} dt + \int_{T_2}^{T_3} u_d dt + \int_{T_3}^{T_4} \frac{u_d}{2} dt = \frac{U_d}{3F_s} - K \cdot \sin \left[\frac{2\pi(F_s - f_r)N}{2F_s} - \frac{\pi f_r}{2F_s} \right] \quad (15)$$

式中

$$K = (-1)^N \frac{\Delta U_d}{\pi f_r} \cos \left(\frac{\pi f_r}{12F_s} \right) \sin \left(\frac{\pi f_r}{3F_s} \right) \quad N = 0, 1, 2, \dots$$

式(15)说明逆变器输出电压正负周期有不平衡量,即每一周期含有直流分量,输出有脉动。

以逆变器输出电压正半周为例,当有逆变器频率调节时,由式(12)、式(13)有

$$\begin{cases} T_1' = T_1 + \Delta T_1 \\ T_2' = T_2 + \Delta T_2 \\ T_3' = T_3 + \Delta T_3 \\ T_4' = T_4 + \Delta T_4 \end{cases} \quad (16)$$

式中

$$\Delta T_1 = \frac{\Delta U_d}{2\pi U_d f_r} \cos(2\pi f_r (T_1 + \Delta T_1))$$

$$\Delta T_2 = \frac{\Delta U_d}{2\pi U_d f_r} \cos(2\pi f_r (T_2 + \Delta T_2))$$

$$\Delta T_3 = \frac{\Delta U_d}{2\pi U_d f_r} \cos(2\pi f_r (T_3 + \Delta T_3))$$

$$\Delta T_4 = \frac{\Delta U_d}{2\pi U_d f_r} \cos(2\pi f_r (T_4 + \Delta T_4))$$

其电压与时间的乘积 E_r' 可表示为

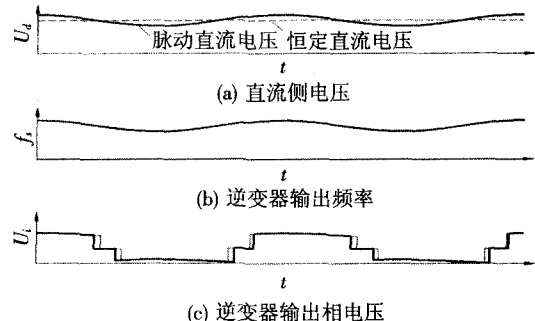
$$E_r' = \int_{T_1'}^{T_2'} \frac{u_d}{2} dt + \int_{T_2'}^{T_3'} u_d dt + \int_{T_3'}^{T_4'} \frac{u_d}{2} dt = \frac{U_d}{3F_s} \quad (17)$$

式(17)说明逆变器输出的正负周期电压与时间乘积的不平衡量(直流分量)消失,脉动现象得到抑制。

将式(10)进行转换,可得

$$f_s = F_s \left(\frac{u_d - U_d}{U_d} + 1 \right) \quad (18)$$

按式(18)对逆变器的输出频率进行瞬态调节,可得图 4 所示单脉冲控制下的抑制脉动结果。从图 4 可见,当图 4(a)中脉动电压低于理想恒定直流电压时,图 4(c)中逆变器输出电压脉冲宽度增加,对应输出频率下降;同样,图 4(a)中脉动电压高于理想恒定直流电压时,图 4(c)中逆变器输出电压脉冲宽度减小,对应输出频率上升。



—— 不采用无拍频控制策略; —— 采用无拍频控制策略。

图 4 逆变器输出电压在单脉冲控制下的抑制脉动结果

4 仿真及实验结果

从策略有效性验证的角度出发,用仿真软件 Matlab/Simulink 建立控制策略模型进行仿真,观察逆变器输出到牵引电机的电流仿真结果。仿真系统参数为:逆变器直流侧电压平均值为 3 000 V,直流侧电压的脉动值为 40 V,控制时间步长为 100 μ s,采样周期为 100 μ s。图 5 为同步 2 脉冲控制的 90 Hz 牵引电机电流仿真结果。由图 5(b)可见,牵引电机电流除了传统的基波(f_s)、5 次和 7 次谐波外,还存在脉动部分频率与输出频率合成的 $f_r - f_s$ 次(10 Hz)和 $f_s + f_r$ 次(190 Hz)频率的谐波,尤其是 $f_r - f_s$ 次谐波幅值较大,对系统影响显著,引起图 5(a)中明显的电流脉动。采用无拍频控制策略后,图 5(d)中频率为 $f_r - f_s$ 次的谐波(10 Hz)较图 5(b)大为减弱,所对应的牵引电机电流脉动得到抑制。

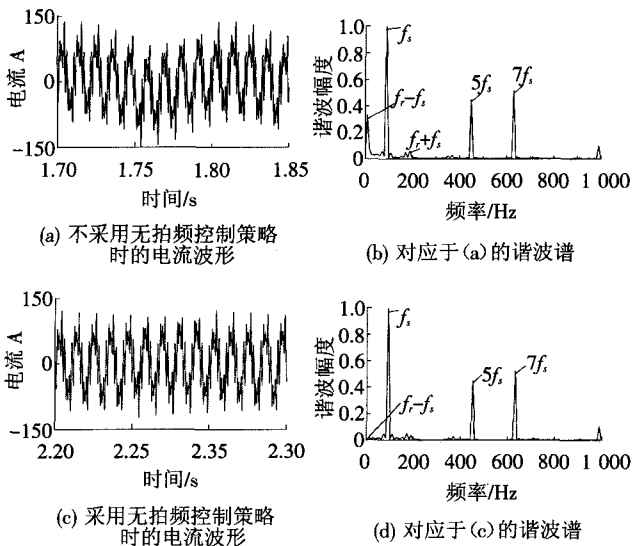


图 5 同步 2 脉冲控制下的 90 Hz 牵引电机电流仿真结果

单脉冲控制的 95 Hz 牵引电机电流仿真结果如图 6 所示。同样,图 6(b)中也存在 $f_r - f_s$ 次(5 Hz)和 $f_s + f_r$ 次(195 Hz)等谐波,引起明显的电流脉动。采用无拍频控制策略后,频率为 $f_r - f_s$ 次(5 Hz)的谐波较之图 5(b)大为减弱。说明在单脉冲控制阶段,牵引电机电流的脉动也得到抑制。

采用小功率实验平台对这些控制策略进行实验验证。实验装置包括:PESX- I 型组合电力电子实验台,最高频率为 200 Hz 的 YP-50-3-4 型变频电机机组,控制器采用 TMS320F2812 型数字信号处理器(DSP)。示波器采样周期为 100 μ s。图 7 为 2 脉冲同步控制的 90 Hz 变频电机电流实验结果。图 7(a)~图 7(d)的图形及分析结论与图 5(a)~图 5(d)基本相同。在直

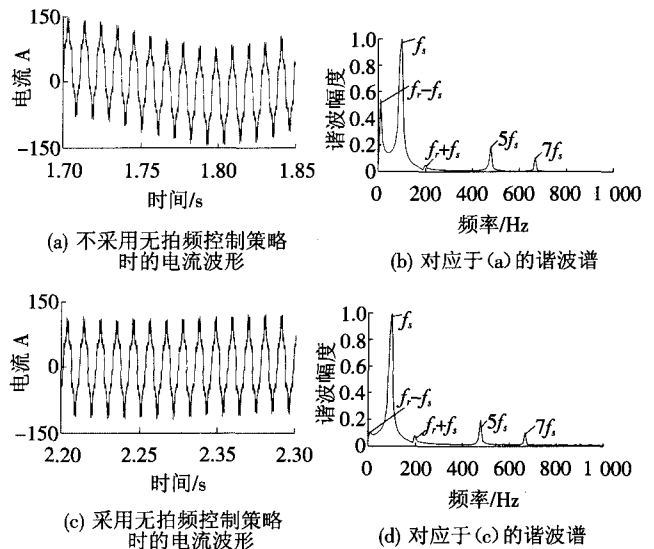


图 6 单脉冲控制下的 95 Hz 牵引电机电流仿真结果

流侧加入 LC 串联谐振电路($L=1.2$ mH, $C=2$ 200 μ F)后,输入到逆变器的电压将没有脉动。图 7(e)~图 7(f)为该条件控制下变频电机电流实验结果。对比图 7(d)和图 7(f)可看出,软件无拍频控制的性能和硬件滤波的性能较为接近。

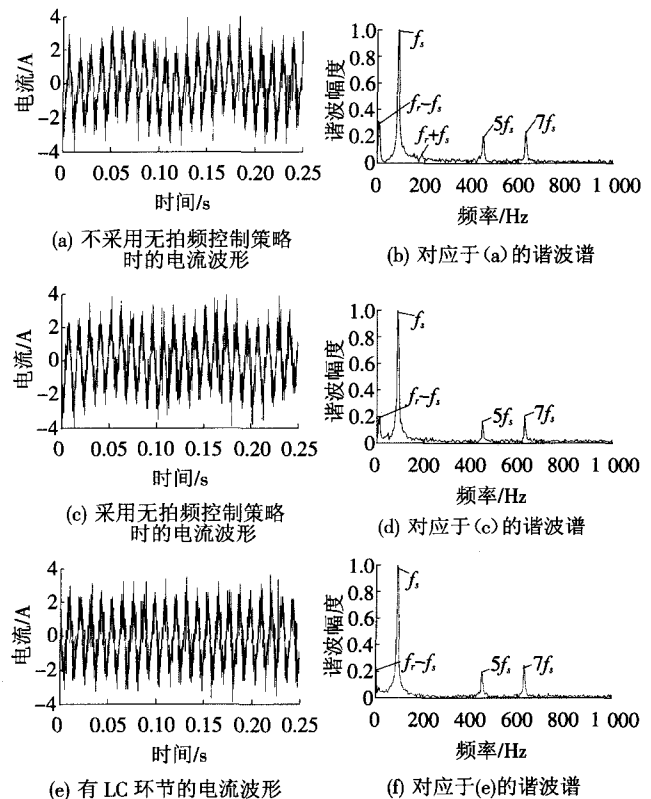


图 7 同步 2 脉冲控制下的 90 Hz 牵引电机电流实验结果

图 8 为单脉冲控制的 95 Hz 变频电机电流实验结果。图 8(a)~图 8(f)所产生的效果及分析结论与图 7 基本相同。

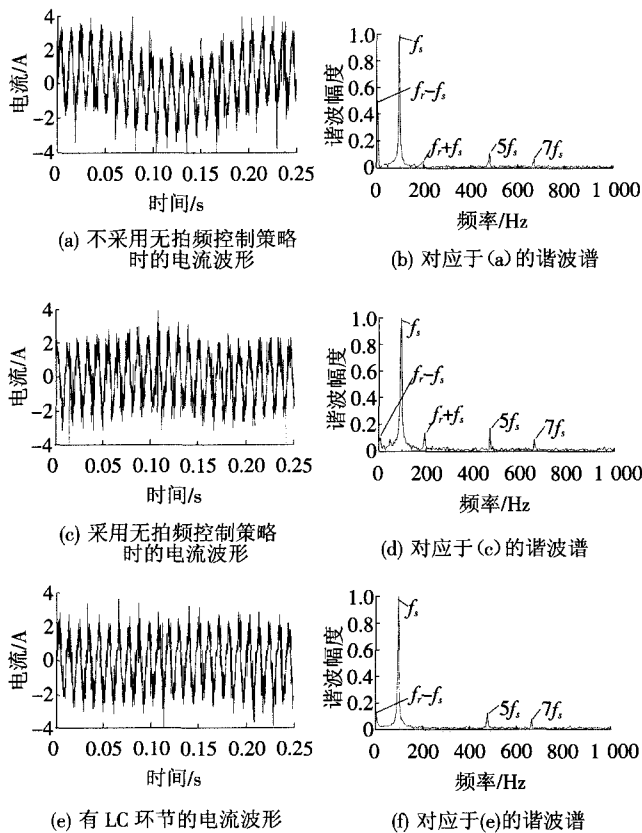


图 8 单脉冲控制下的 95 Hz 牵引电机电流实验结果

5 结 论

综上所述,在牵引传动系统中,逆变器直流侧的二次脉动电压会影响逆变器输出电流,产生拍频,导致牵引电机电流脉动,进而引起牵引电机转矩脉动。本文给出了在同步调制和单脉冲控制情况下通过软件方法抑制拍频的逆变器无拍频控制策略。通过仿真和小功率牵引电机平台实验,证明该策略可有效地抑制电流的脉动,从而可作为牵引变流器直流侧二次谐振滤波回路的一种替代方案。

(责任编辑 武晓明)

参考文献:

- [1] A Cheok, S Kawamoto, T Matsumoto, H Obi. AC Drive with Particular reference to traction drives[C]//Mitsubishi Electra Corp. Fourth International Conference on APSCOM. 1997, 1:348-353. <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [2] J Y Lee, Y Y Sun. Adaptive Harmonic Control in PWM Inverters with Fluctuating Input Voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1996,33(1):92-98.
- [3] S Funabiki, Y Sawada. A Computative Decision of Pulse Width in Three-phase PWM inverter[C] //IEEE Industry Application Society Annual Meeting. Pittsburgh, 1988,1: 694-699. <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [4] T Hashimoto, S Sone. PWM Converter-Inverter System for AC Supplied Train[C] // International Conference on Main Line Railway Electrification. 1989:93-97. <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [5] A D Cheok, S Kawamoto, T Matsumoto, H Obi. High power AC/DC converter and DC/AC inverter for high speed train applications[C]// TENCON. 2000,1:24-27.
- [6] A Pankhurst, H J Thompson. Control of induction motor [C] //IEE Railway Professional Network, Seventh residential course on electric traction systems. Manchester, 2000:B2 1-B2 10.
- [7] Jiang Ying, F Ekstrom. General analysis of harmonic transfer through converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12(2):287-293.
- [8] 葛兴来,冯晓云. 动车组牵引传动三电平逆变器 SVPWM 控制[J]. 西南交通大学学报, 2008,43(5):566-572. GE Xing-lai, FENG Xiao-yun. SVPWM control of three level inverter for traction drive in EMUs[J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2008,43(5):566-572.

《铁道学报》网上投稿系统于 2009 年 8 月 1 日正式开通

《铁道学报》网上投稿系统(<http://www.tdxb.org>)在詹天佑科学技术发展基金会的资助下于 2009 年 8 月 1 日正式开通。欢迎广大作者使用该系统投稿、查询稿件;审稿专家审阅稿件;读者反馈意见以及在线上传订阅单,等等。使用中遇到问题希望与编辑部及时联系,以利问题的解决以及系统的不断改进和完善。多谢支持与合作!