

一种低开关频率下 PWM 调制算法

刘良杰, 刘 勇, 郭 维, 王文韬, 王永通

(南车电气技术与材料工程研究院, 湖南 株洲 412001)

摘要: 大功率逆变器开关器件容许开关频率极低, 导致 PWM 波形谐波较大。为解决此问题, 对低开关频率下 PWM 调制算法进行了分析和研究, 并对研究得出的优化脉冲模式进行了 Matlab 仿真和试验验证。结果表明: 相应优化脉冲模式具备优良的输出效果; 该脉冲模式可用于与具体控制算法相结合, 以降低逆变器的输入、输出谐波。

关键词: 低开关频率; PWM; 谐波; 大功率逆变器

中图分类号: TM464.55; TP273

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2013)01-0007-05

An Algorithm of PWM Modulation under Low Switching Frequency

LIU Liang-jie, LIU Yong, GUO Wei, WANG Wen-tao, WANG Yong-tong

(CSR Research of Electrical Technology & Material Engineering, Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: The switching frequency of high power inverters is extreme low, so that the harmonic of PWM is very large. For solving the problem, a PWM modulation algorithm under low switching frequency was analyzed and studied, and the Matlab simulations and experiments were implemented for the optimized pulse pattern. The results indicate that the pulse pattern has excellent output, and can reduce input and output harmonics combined with specific control algorithm.

Key words: low switching frequency; PWM; harmonic; high power inverter

0 引言

为不断提高轨道交通用牵引装备的速度等级和功率等级, 采用高压大功率器件(6 500 V IGBT)的两电平牵引变流器开始得到批量应用, 如在我国 HXD1B 型电力机车和 CRH3 型高速动车组上。随着所用功率器件电压的增高以及功率的加大, 其开关损耗也随之加大, 因此需降低功率器件的开关频率 f_c 。在实际应用中, HXD1B 型电力机车和 CRH3 型高速动车组的车载牵引变流器最大开关频率为 350 Hz, 低于同领域应用中 3 300 V 等级 IGBT 的开关频率(500 Hz)。

随着开关频率的降低, 每个输出基波周期 f_1 中的

PWM 脉冲数 $\left(FR = \frac{f_c}{f_1}\right)$ 将减少, 造成电流谐波增大, 尤其是具有较宽调速范围的客运机车和动车组。因此, 对低开关频率下的 PWM 调制技术进行研究, 有效减小输出谐波、降低电机损耗, 对实际应用有着重大的意义。本文将对低开关频率下的调制策略进行深入分析, 并进行仿真和实验验证。

1 PWM 调制模式分析

低开关频率或 $FR < 10$ 时, 为减小输出谐波, 输出 PWM 模式须保持半波对称和 1/4 波对称, 并采用同步调制方式^[1]。如图 1 所示, 脉冲波形在 $[0, \pi]$ 半周期内相对纵坐标 $\pi/2$ 左右对称; 在 $[\pi, 2\pi]$ 半周期内相对纵坐标 $3\pi/2$ 左右对称; 且在 $[0, 2\pi]$ 全周期内, 波形相对 $(\pi, 0)$ 点正负对称 (即波形参考该点旋转 180° 后与原波形重合)。采用同步且对称的 PWM 脉冲输出波形中将只含有 $6n \pm 1 (n=1,$

收稿日期: 2012-10-10

作者简介: 刘良杰(1982-), 男, 工程师, 从事交流传动控制的研究工作。

2,3,⋯)次谐波。

在任意给定基波周期内脉冲数 $FR(FR \neq 1)$ 的条件下,同步脉冲的调制模式有多种。但由于各种模式下,各拟合矢量作用位置与作用时间不同,将形成不同的输出效果和谐波含量。因此,低开关频率下须采用优化同步调制策略,目前应用较为广泛的有特定谐波消除法(SHE-PWM)和谐波电流最小法(CHM-PWM)^[2]。CHM-PWM的目的在于实现输出电流总谐波THD的最小化,当输出负载为牵引电机时,该负载即实现电流谐波损耗的最小化。本文研究将主要围绕CHM-PWM展开。

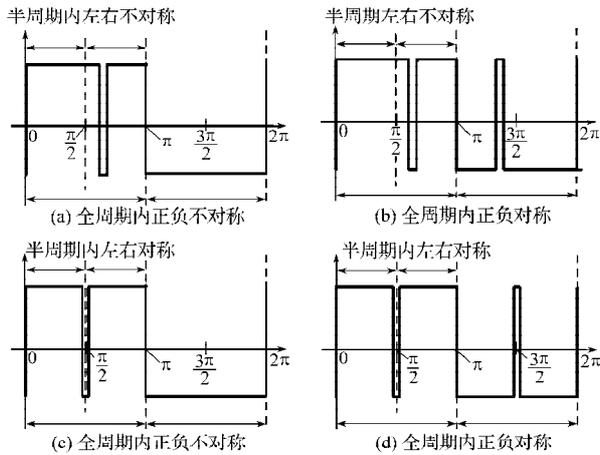


图1 PWM脉冲模式示意图

Fig. 1 Schematic of PWM pulse pattern

2 CHM-PWM 算法研究

逆变器输出电流总谐波含量表达式为:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=5,7,11,\dots} I_n^2}}{I_1} \quad (1)$$

式中: I_n ——输出的第 n 次谐波电流; I_1 ——输出的基波电流。

考虑到输出的谐波电流主要与电机漏抗有关,在忽略电机定子电阻后,第 n 次谐波电流可表示为:

$$I_n = \frac{V_n}{n\omega L_\sigma} \quad (2)$$

式中: V_n ——输出的第 n 次谐波电压; ω ——输出电角频率; L_σ ——电机漏感。

因此,式(1)可转换为:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=5,7,11,\dots} \frac{V_n^2}{n}}}{V_1} \quad (3)$$

对逆变器输出电压 $u(t)$ 进行傅里叶级数展开:

$$u(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n2\pi f_1)t + b_n \sin(n2\pi f_1)t] \quad (4)$$

式中: a_n ——傅里叶第 n 次余弦系数; b_n ——傅里叶第

n 次正弦系数。

考虑到脉冲的同步且对称,式(4)可简化为式(5)。

$$\left. \begin{aligned} u(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n2\pi f_1)t \\ b_n &= \frac{2U_d}{n\pi} \int_0^{\pi/2} \sin(n2\pi f_1)t d(n2\pi f_1)t, n=1,5,7,11,\dots \\ b_n &= 0, n=2,3,4,6,8,9,\dots \end{aligned} \right\} (5)$$

式中: U_d ——直流输入电压。

在输出电压基波的 $[0, \pi/2]$ 周期内,用 α_N 表示第 N 次开关动作时的开关角,如图2所示。

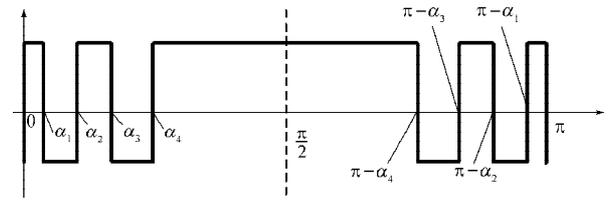


图2 逆变器输出开关角示意图

Fig.2 Schematic of switching angles for inverter output

因此第 n 次正弦系数(即第 n 次电压谐波幅值)为:

$$b_n = \pm \sum_{i=1}^N \frac{2U_d}{n\pi} [1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos(n\alpha_i)] \quad (6)$$

式中: $n=1,5,7,\dots$; $[0, \alpha_1]$ 角度范围电压输出为正时,式(6)等号右边取正号,否则取负号。

输出基波电压幅值可表示为:

$$b_1 = \frac{2U_d}{\pi} \{ \pm [1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos(n\alpha_i)] \} = \frac{2U_d}{\pi} \times a \quad (7)$$

式中: a ——调制比。

将式(5)~式(7)代入式(3),在给定调制比 a 和开关角个数 N 的情况下,即可离线求解出THD最小时对应的开关角 $\alpha_1 \sim \alpha_N$ 。图3以5分频同步模式为例,给出全速度范围内的CHM-PWM脉冲分布。同时根据逆变器三相输出脉冲相位相差 120° ,可以推出全基波周期内的逆变器输出电压矢量排布顺序,从而得到如图3中所示定子磁链轨迹。

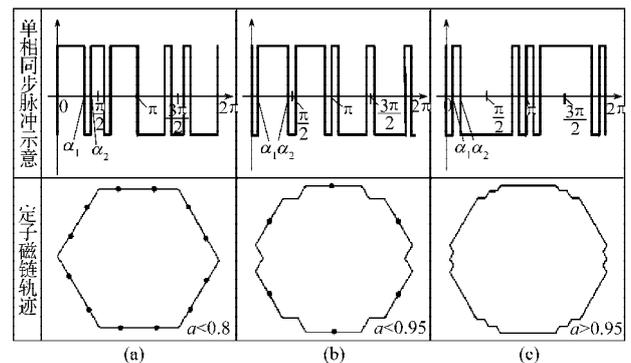


图3 5分频同步模式下脉冲输出及其定子磁链轨迹

Fig.3 PWM pattern and stator-flux trajectory for 5-pulse

同理可得7分频、9分频以及更高脉冲分频情况下

的同步脉冲模式分布及其相应的定子磁链轨迹(图4)。从9分频到3分频,脉冲模式的分布趋势相近,随着调制系数的提高,同步脉冲模式零矢量逐步减少,磁链轨迹的有效边长逐步增多,直至最后高调制系数条件下零矢量消失,得出全是由有效矢量组合成多边形磁链轨迹的效果。图5给出的是350 Hz开关频率条件下各同步分频的最大分布范围,实际应用中仍需要根据具体电机V-F特性来进行调整。

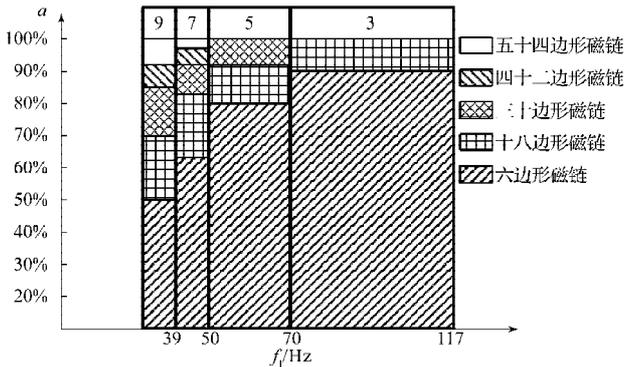


图4 350 Hz 开关频率条件下 CHM-PWM 同步模式分布示意图

Fig.4 Distribution schematic of CHM-PWM pattern with 350 Hz

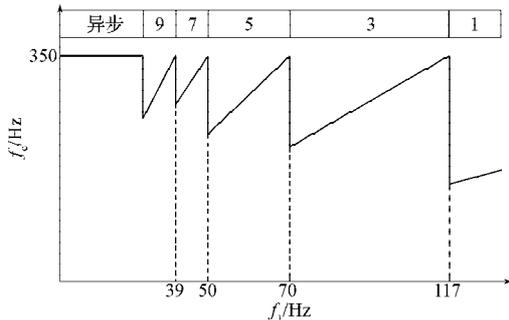


图5 输出开关频率变化示意图

Fig.5 Schematic of output switching-frequency variation

3 脉冲模式工程应用研究

本文根据出口格鲁吉亚动车组电机V-F特性,结合350 Hz频率条件下CHM-PWM结果,分析如何为实际工程应用选择同步脉冲模式。图6是直流输入3 000 V条件下的电机V-F曲线。

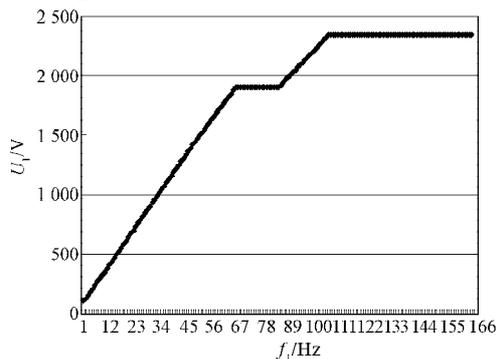


图6 牵引电机V-F特性曲线

Fig.6 Voltage-frequency curve of drive motor

首先利用式(8)将V-F特性中的输出线电压折算成调制系数,并与图4结合可得图7。由于给定特性中调制系数为1时对应的输出频率较高,因此9、7、5分频的应用分布范围没有变化,仅3分频的分布范围按特性要求进行了调整——提前至103 Hz,即进入方波控制阶段。

$$a = \frac{U_1}{\sqrt{6} U_d} \pi \tag{8}$$

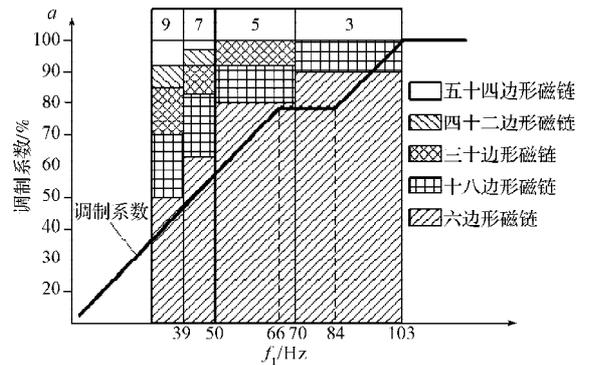


图7 给定V-F特性条件下的同步模式分布示意图

Fig.7 Pulse pattern for a given V-F curve

从图8所示的磁链轨迹变化趋势来看,对应的同步轨迹切换也较为简单,从9分频开始是六边形定子磁链轨迹,随着输出频率、调制系数的提高,每次同步切换时,零矢量逐个减少,直至变成没有零矢量的十八边形定子磁链轨迹,然后十八边形磁链的折角再逐步变小,最后切换进入方波。整个过程中的脉冲模式切换有两种:第一种是分频数不同情况下的切换,如9分频进入7分频、7分频进入5分频等;第二种是分频数相同情况下的切换,如3分频中,从六边形磁链(长边有一个零矢量)切换进入十八边形磁链无零矢量模式。给定特性中调制系数1对应的输出频率越低,上述第二种切换次数也越多,同时相应的切换控制也更为复杂。

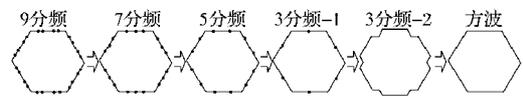


图8 给定V-F特性下同步切换定子磁链轨迹变化示意图

Fig.8 Schematic of flux trajectory variation for a given V-F curve

4 仿真分析

采用Matlab对相应同步脉冲模式的控制效果进行仿真分析。异步电机参数为:中间直流电压为3 000 V,极对数为2,最大功率为246 kW,额定频率为82 Hz,定子电阻为0.362 Ω,转子电阻为0.181 Ω,定子漏感为2.4 mH,转子漏感为3.2 mH,互感为94.7 mH。最大开关频率限制为350 Hz,最大给定转矩为1 700 N·m,并根据最大功率进行限制。

考虑到3分频模式下输出频率较高,零矢量或折角的作用时间较短,综合考虑死区和最小脉宽的限制,从3分频第一种模式直接进入方波工况,整个仿真过程中PWM脉冲模式经历异步、5分频、3分频到最后方波共4个阶段。图9为满手柄牵引工况下的转矩、电流仿真波形,截图所示过程中的仿真时刻为1.5~6s,电机转速从1500 r/min升至3300 r/min,逆变器输出频率从51 Hz升至111 Hz,由于最大功率限制,输出转矩随速度的提高呈双曲线下降趋势。各模式切换过程如图10所示。

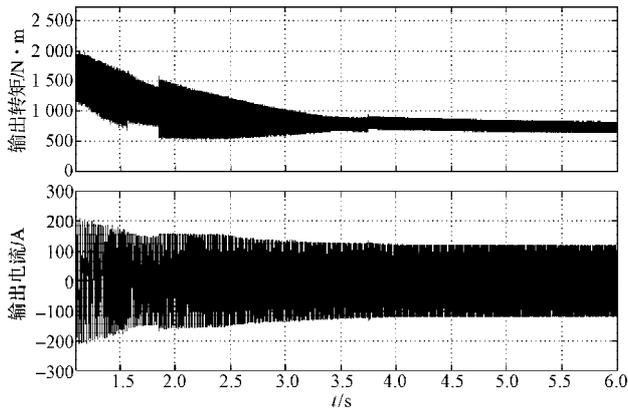


图9 转矩、电流仿真波形

Fig.9 Simulation result for torque and current

仿真波形表明:(1)由于输出脉冲的同步、对称,逆变器输出的电流有着规则的峰值包络线;(2)相同分频模式下,随着输出频率的升高,开关频率也不断提高,转矩脉动幅度随之变小;(3)不同分频模式间切换时,开关频率的突变,使转矩脉动幅度、电流峰值也变化。从图10可以看出,转矩脉动幅度和电流峰值的变化是稳态和持续增加的,并非是在转换过程中出现突变。

图11为不同分频数同步PWM模式下逆变器交流输出、直流输入的电流谐波FFT分析图。仿真结果与理论分析一致,采用同步脉冲的交流输出只含有5、7、11、13等次谐波;对直流输入的谐波影响也呈规则分布,谐波主要分布在 $6k(k=1,2,3,\dots)$ 倍输出频率点^[3]。

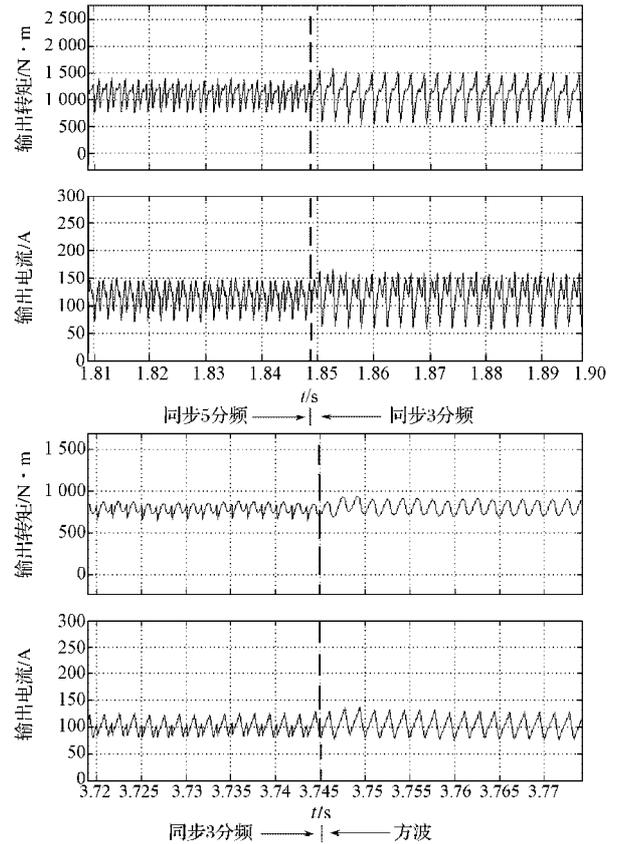
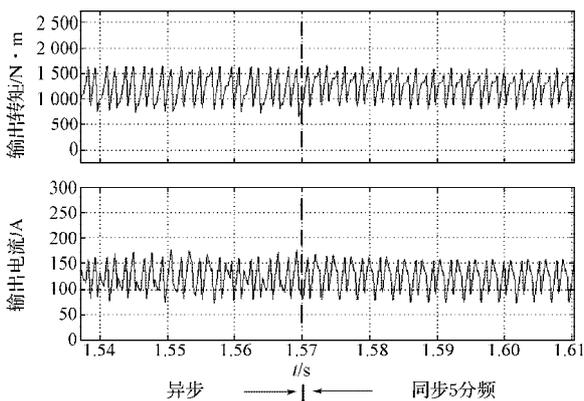
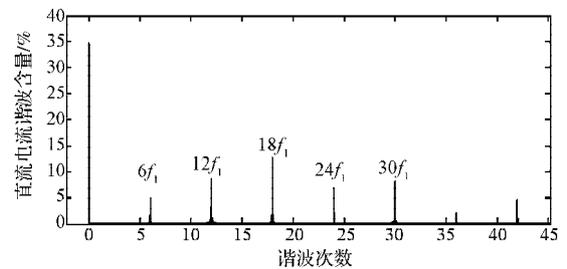
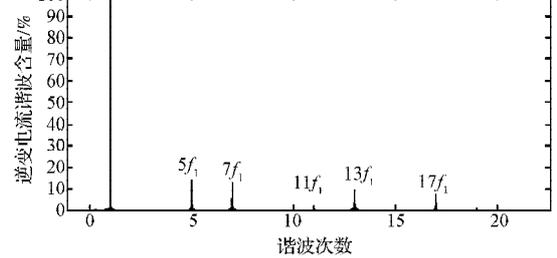


图10 各切换过程中转矩、电流峰值仿真波形

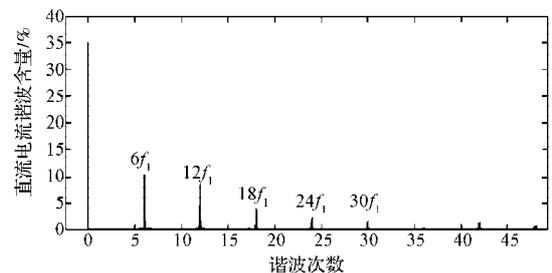
Fig.10 Simulation waveforms for torque and peak current during pulse pattern changing

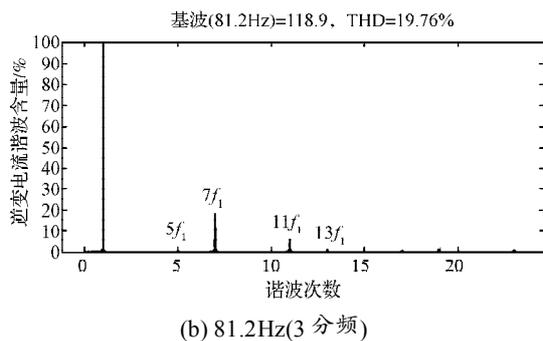


基波(66.3Hz)=120.5, THD=20.61%



(a) 66.3Hz(5分频)





(b) 81.2Hz(3分频)

图 11 不同分频下直流电流、逆变电流 FFT 分析

Fig. 11 FFT analysis of DC current and AC current in different pulse numbers

5 实验验证

根据仿真中给定的电机参数和V-F特性,对优化的PWM调制模式进行试验,以验证实际控制效果。试验中主回路参数为:6500V IGBT模块,输入电压为DC 3000V,输入直流回路支撑电容为3mF,电抗为17mH,一个模块输出控制4台异步牵引电机,每台电机额定功率为246kW。

图12~图14为满手柄牵引工况下试验波形。试验中调制系数达到0.8时,控制策略切换到优化同步脉冲模式。图12为异步模式切换进入同步模式时的实验波形。试验结果表明,进入优化同步脉冲模式后,观测到的电磁转矩和输出电流有规则的外包络线,且电流波形具有较强的一致性。图13为同步5分频切换到同步3分频的实验波形,波形表明在切换过程中直流电压没有明显变化,即表明逆变器负载功率(即负载转矩)在过渡过程中切换平稳;同时也说明,即便是由于开关频率降低而引起了转矩脉动幅度增大,但并没有导致整体输出转矩突变。图14为同步3分频切换到方波工况下的实验波形,因综合考虑死区和最小脉宽的影响,提前切换进入方波。因此切换过程中存在输出电压的不连续变化,从试验波形可以看出,在切换时刻输出转矩存在小幅的调整,同时反映到直流电压上也出现了小幅的波动。而脉冲模式通过结合实际控制策略后,可以实现如图14中所示动态过程的快速响应,将波动的输出转矩迅速恢复至给定值。

从试验结果可分析出,优化同步脉冲模式本质上基于稳态控制效果,因此在稳态工况下会出现规则的电流波形和转矩脉动幅度,且电流谐波含量低。文中通过将其与实际控制算法相结合,实现了快速动态控制,有效保证了动态切换过程的快速响应性能。试验结果还表明,在优化同步脉冲控制模式下,中间直流电流的谐波分布规则且谐波频点间隔大,因此能有效地避开

直流回路的LC谐振频点^[4],调速过程中,未出现直流回路的振荡现象。

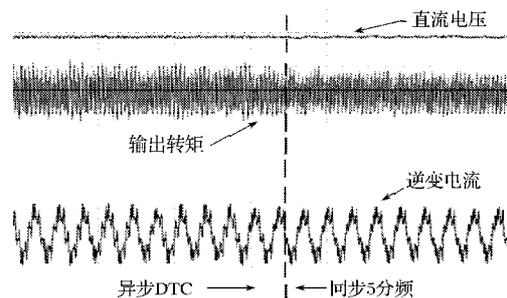


图 12 异步切换到同步 5 分频试验波形

Fig. 12 Experiment result from asynchronous pulse pattern to synchronous 5-pulse pattern

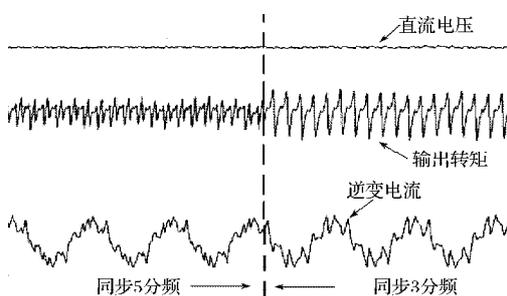


图 13 同步 5 分频切换到同步 3 分频试验波形

Fig. 13 Experiment result from synchronous 5-pulse pattern to synchronous 3-pulse pattern

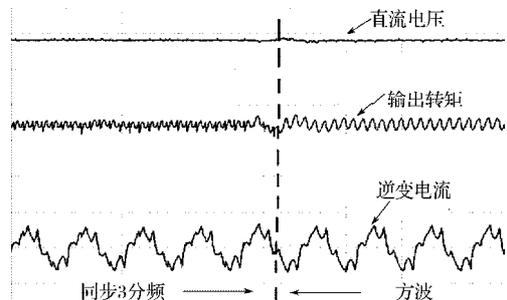


图 14 同步 3 分频切换到方波试验波形

Fig. 14 Experiment result from synchronous 3-pulse pattern to synchronous 1-pulse pattern

6 结语

基于轨道交通领域的低开关频率控制需求,本文对逆变器PWM调制的模式及策略进行了研究,并对相关策略下的模式分布进行了仿真分析和试验验证,实际控制效果均与理论分析、仿真结果相吻合。该方法能与现有控制算法(DSC、FOC、TLC等)^[5-6]相结合,用于优化控制效果,减小输出谐波含量,降低电机损耗,在实际工程中有广阔的应用前景。

参考文献:

- [1] Abdul R B. Modified SVPWM Algorithm for Three Level VSI with Synchronized and Symmetrical Waveforms[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 486-494.

