

高速列车三电平牵引逆变器多模式 PWM 调制方法研究

原佳亮¹, 林飞¹, 方晓春¹, 孙湖¹, 杨中平¹, 余进²

(1. 北京交通大学, 电气工程学院, 北京, 100044;

2. 南车青岛四方机车车辆股份有限公司, 山东, 青岛, 266111)



原佳亮 (1989-), 女, 山东运城人, 硕士研究生, 从事电力电子变换器、交流传动等研究。

摘要: 针对中点箝位式三电平牵引逆变器, 本文重点研究了其多模式 PWM 调制中的同步调制阶段, 给出一种可以实时计算开关角的中间 60° 同步调制方法。对于不同载波比条件, 分析了中间 60° 同步调制的原理, 得出了调制波基波幅值指令与开关角的解析关系式, 并探讨了多模式下不同调制模式的切换条件。利用该方法建立了三电平逆变器-异步电机驱动系统仿真模型, 对异步调制、5 分频同步调制、3 分频同步调制及方波工况进行了仿真。仿真结果表明, 该方法下三电平逆变器输出波形对称性良好, 在载波比较低时能够保证输出电压基波幅值满足要求, 并可实现不同调制模式的平滑切换。

关键词: 交流传动, 中点箝位型三电平逆变器, 多模式 PWM, 同步调制, 中间 60° 调制

中图分类号:

文献标识码:

文章编号:

Multi-mode PWM method for three-level inverter of high-speed train

Yuan Jialiang¹, Lin Fei¹, Fang Xiaochun¹, Sun Hu¹, Yang Zhongping¹, Yu Jin²

(1. School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;

2. Technical Center, CSR Sifang Locomotive & Rolling Stock Co., Ltd., Qingdao, Shandong 266111, China)

Abstract: The central 60° synchronous modulation method is presented in this paper for three-level NPC inverter used in the multi-mode PWM modulation strategy. For the fundamental voltage command, the switching angle could be real-time calculated based on this modulation method with different carrier frequency ratios. The switching strategy between these modes is discussed for multi-mode PWM. According to this method, a simulation model of the drive system with three-level inverter and induction motor is built. The simulation results at asynchronous modulation, central 60° synchronous modulation and square wave area, show that the output voltage values can meet the requirements with a good symmetry even in the case of low carrier frequency ratio. The smooth switching among different modes is also accomplished with low impulse current.

Key Words: AC drive, neutral-point clamped three-level inverter, multi-mode PWM, synchronous modulation, central 60° modulation

0 引言

二极管箝位式三电平逆变器自推出以来就因其特殊结构而受到广泛关注^[1], 它相对于两电平逆变器具有明显的优势: 一方面每个功率开关管承受的最大电压为直流电压的一半, 降低了对器件耐压的要求; 另一方面, 其输出相电压有三种状态, 谐波效果优于两电平逆变器。目前, 我国运行的 CRH2

和 CRH380A 系列高速列车中, 均采用三电平牵引逆变器^[2]。

在三电平牵引逆变器系统中, 为降低开关损耗, 其开关频率通常只有几百赫兹左右。当调制波频率达到电机额定频率时, 还需要进入方波控制, 以充分利用直流母线电压。为了减小低次谐波, 目前常用的调制策略为多模式脉宽调制, 即在低频段采用异步调制, 中频段采用分段同步调制, 基频以上采用方波控制^[3]。

在分段同步调制阶段, 普通的规则采样同步调制将导致逆变器输出电压的基波幅值难以满足指

收稿日期:

修回日期:

基金项目: "中央高校基本科研业务费专项资金资助"(2011JBM120); 国家科技支撑计划课题(2009BAG12A05)

令值的要求,不利于进入方波。因此常采用优化 PWM 调制,包括特定次谐波消除 PWM (SHEPWM)^[4]、谐波电流有效值最小 PWM 等^[5],但都需要通过解超越方程组求得开关角,方法复杂,难以实时计算。文献[6]等提出了近似实现 SHEPWM 的方法,一定程度上解决了实时求解的问题。

文献[7,8]等提出了一种中间 60° 同步调制方法,已在两电平逆变器中得到成功应用。本文将推广到三电平逆变器的多模式调制中,可实时在线计算开关角,且输出波形对称性良好,在载波比较低时能够保证输出电压基波幅值等于指令值,利于进入方波。

1 三电平逆变器中间 60° 同步调制

1.1 三电平逆变器的多模式调制

图 1 为三电平逆变器主电路拓扑结构。

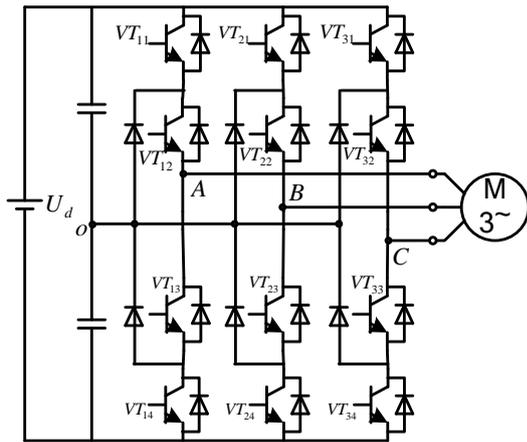


图 1 三电平逆变器
Fig.1 three-level inverter

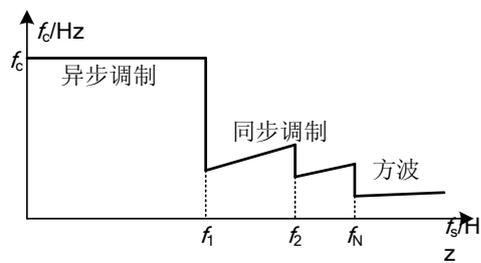


图 2 多模式调制切换策略

Fig.2 Transition strategy of multi-mode modulation

图 2 为大功率逆变器中常采用的多模式 PWM 示意图。由图 2 可知,当调制波频率低于 f_1 时,载波频率保持不变,为异步调制,此时载波比较大,由异步调制方式造成的正负半波不对称的影响较小,引入的低次谐波可以忽略^[3];当调制波频率大

于 f_1 时,需要进入同步调制阶段,即载波比保持不变;当调制波频率大于 f_N 时,为方波控制。三电平逆变器异步调制常采用载波层叠等方法^[9],方波控制实现简单,因此多模式调制中重点是中间分段同步调制阶段。

1.2 中间 60° 同步调制的原理及开关角的计算

在同步调制阶段,若继续普通规则采样的方法获得 PWM 波,则会由于载波比的减小,采样点数减小,输出 PWM 波的基波幅值无法跟随指令值,因此通常需要采用由指令值直接计算开关角的方法得到 PWM 波。

三电平中间 60° 同步调制存在 7 分频、5 分频以及 3 分频等不同情况,本文以 5 分频的情况为例,对其原理及输出波形的实现做具体分析。

以图 1 中的 A 相电压为例,图 3 为 5 分频中间 60° 同步调制输出波形及对应开关管的开关状态,其中 T_s 为调制波周期, T_c 为载波周期。

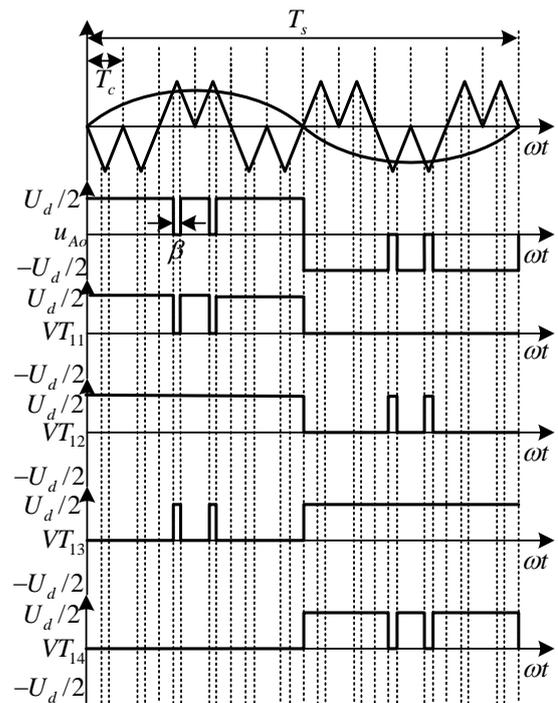


图 3 中间 60° 同步调制输出波形及对应开关管波形

Fig.3 Phase voltage wave of central 60° synchronous modulation and the corresponding switching waves

分析图 3 可以知道,中间 60° 同步调制的输出波形 u_{A0} 具有半波奇对称以及 1/4 周期对称的特点^[8],开关角 β 只分布在调制波正负半波的中间 60°。

因 β 角关于其对应三角载波的中心线对称,对波形 u_{A0} 进行傅里叶分析可以得到:

$$u_{Ao} = \sum_{n=1}^{\infty} [b_n \sin(n\omega_1 t)] \quad (1)$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi} u_{Ao}(t) \sin(n\omega_1 t) d(\omega_1 t) \quad (2)$$

其中:

ω_1 为基波角频率, b_n 为 n 次谐波幅值, b_1 为基波幅值。

基于上述对开关角 β 的假设, 可以在式 (2) 的基础上计算得到输出波形基波幅值关于 β 的表达式:

$$b_1 = \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\frac{5\pi}{12} - \frac{\beta}{2}} \frac{U_d}{2} \sin(\omega_1 t) d(\omega_1 t) + \int_{\frac{5\pi}{12} + \frac{\beta}{2}}^{\pi} \frac{U_d}{2} \sin(\omega_1 t) d(\omega_1 t) \right] \quad (3)$$

$$= \frac{2U_d}{\pi} \left[1 - \frac{\sqrt{2} + \sqrt{6}}{2} \sin \frac{\beta}{2} \right]$$

若基波幅值指令值为 U_{1s} , 则可得开关角为:

$$\beta = 2 \arcsin \left(\frac{1 - \pi U_{1s} / (2U_d)}{(\sqrt{2} + \sqrt{6})/2} \right) \quad (4)$$

同理, 在 7 分频的情况下, 若基波幅值指令为 U_{1s} , 则可得开关角为:

$$\beta = 2 \arcsin \left(\frac{1 - \pi U_{1s} / (2U_d)}{2.8794} \right) \quad (5)$$

在 3 分频的情况下, 若基波幅值指令为 U_{1s} , 则可得开关角为:

$$\beta = 2 \arcsin(1 - \pi U_{1s} / (2U_d)) \quad (6)$$

1.3 三电平中间 60° 同步调制方法的实现

以 5 分频中间 60° 同步调制为例, 根据式 (4) 可以由基波幅值指令值 U_{1s} 计算得到具体的开关角 β 。图 6 为 u_{Ao} 前 1/4 输出波形 u_{Ao} 的具体实现流程。

在实现过程中, 图 2 中输出波形 u_{Ao} 需要通过比较特殊形状的三角载波与调制波的相位得到, 以 u_{Ao} 前 1/4 的波形为例进行分析, 对应于三角载波的相位可以看到, 开关角 β 的前后沿关于调制波相位的 $5\pi/12$ 位置中心对称, 依据图 6 与图 3 同理可以得到整个调制波周期的输出波形 u_{Ao} 。

依据三电平逆变器的原理, 以 A 相电压为例, 当逆变器输出电压 u_{Ao} 为 $U_d/2$ 时, A 相上桥臂两个开关管 VT₁₁、VT₁₂ 导通, 当电压 u_{Ao} 为 0 时, VT₁₂、

VT₁₃ 导通, 并与箝位二极管一起将输出电位箝位到 midpoint, 当电压 u_{Ao} 为 $-U_d/2$ 时, A 相下桥臂两个开关管 VT₁₃、VT₁₄ 导通。因此, 由图 3 中的输出波形 u_{Ao} 可以得到相应各开关管的开关状态, 具体波形如图 3 所示。

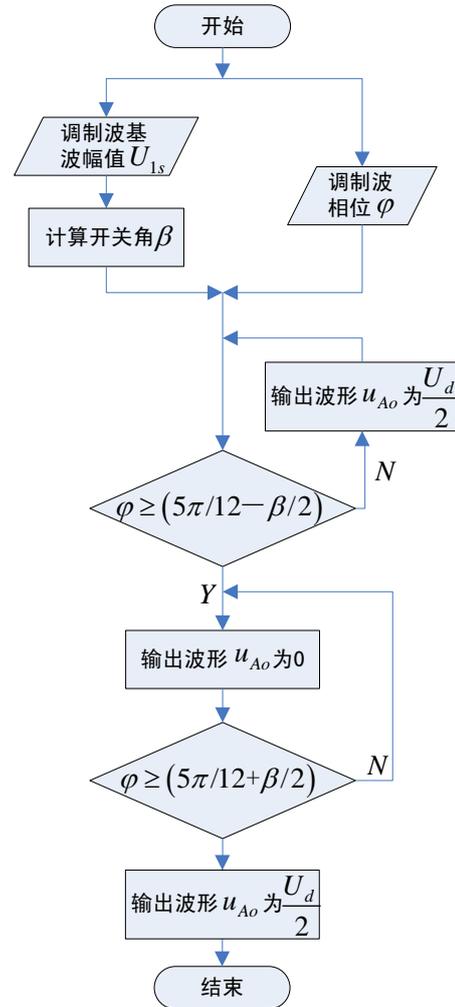


图 6 5 分频实现流程图

Fig.6 Flow chart for N=5

2 多模式调制之间的切换方法

在多模式脉宽调制下, 不同调制模式之间的切换, 要做到不同切换点之间能够平滑过渡, 且不会产生电压、电流冲击, 否则会引起系统机械震荡。三电平逆变器的切换方法与两电平逆变器一致^[3,8]。

3 仿真结果

本文采用 Matlab/Simulink 对三电平逆变器-异步电机驱动系统进行了仿真, 负载电机额定功率为 365kW, 额定电压为 2000V, 额定频率为 140Hz, 直流

电压为 3000V。仿真中采用的多模式调制切换策略为异步调制、5 分频中间 60°同步调制、3 分频中间 60°同步调制、方波，异步调制载波频率为 1000Hz，如图 2 所示， $f_1=58\text{Hz}$ 时切换到 5 分频同步调制， $f_2=90\text{Hz}$ 时切换到 3 分频同步调制，当频率为 140Hz 时，切换到方波工况。

图 7 为多模式 PWM 方式下开关角的变化图。电压基波幅值指令值在基频以下随调制波频率的增大而增大，基频以上则保持为最大值。在分段同步调制阶段需要计算开关角，5 分频与 3 分频下，开关角 β 分别随电压基波幅值指令值的增大而减小，方波控制时，开关角减为 0。

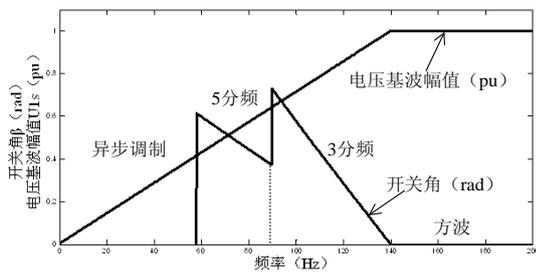
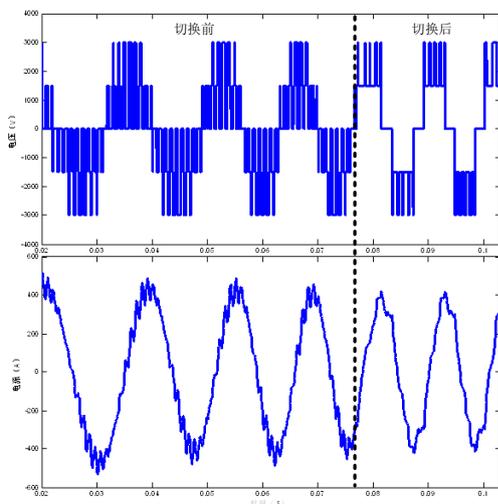


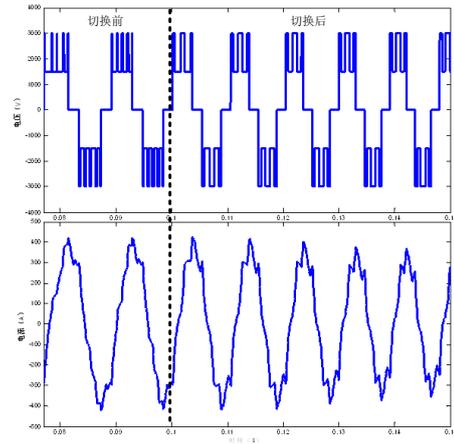
图 7 不同调制模式下的开关角

Fig.7 Switching Angles for different modulation modes

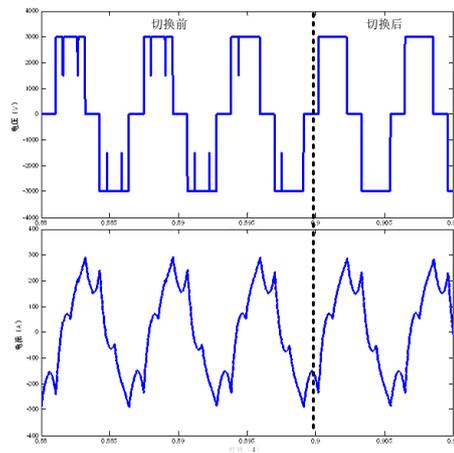
图 8 为不同调制模式之间切换的仿真结果图，上下两幅图分别为线电压及电流波形图，由图中可以看到，采用上述理论分析的切换点进行切换，不同调制模式之间的切换基本没有电流冲击，能够平滑过渡。结合图 7 与图 8 中的 (c) 图可以看到，当开关角 β 逐渐较小时，输出波形由 3 分频同步调制平滑过渡到方波。



(a) 异步调制切换到 5 分频中间 60°



(b) 5 分频中间 60° 调制换到 3 分频中间 60° 调制



(c) 3 分频中间 60° 调制切换到方波

图 8 不同调制模式切换

Fig.8 Transition between different modulation modes

图 9 为 5 分频中间 60°同步调制时线电压的频谱分析图，由图中可以看到，采用中间 60°同步调制的方法，消除了偶次及 3 的倍数次谐波，仿真结果与理论分析一致。

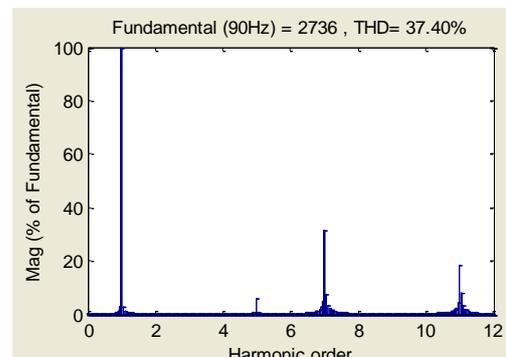


图 9 中间 60°同步调制频谱分析

Fig.9 Spectrum analysis of central 60° synchronous modulation

4 结论

本文针对二极管中性点箝位的三电平逆变器,研究了多模式 PWM 调制方式,重点讨论了中频段的中间 60° 同步调制,其输出波形对称性良好,能够消除偶次谐波,在载波比不为 3 的倍数,如 5、7 等时,也能够消除 3 的倍数次谐波,谐波性能好。同时,开关角的计算方法简单,可实时在线计算,提高了系统的动态性能。不同调制模式之间可实现平滑过渡,不会产生电流冲击,提高了系统的可靠性。

参考文献

- [1] Nabae A, Takahashi I, and Akagi H. A new neutral-point-clamped PWM inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1981, 17(5): 518-523.
- [2] 邓学寿. CRH2 型 200km/h 动车组牵引传动系统[J]. 机车电传动. 2008, 4: 1-7, 38.
- [3] 韦克康, 郑琼林, 周明磊, 等. 低开关频率下混合脉宽调制方法

研究[J]. 北京交通大学学报. 2011, 35(5): 106-112.

- [4] 李瑞夫. 同步调制下异步电机矢量控制研究[D]. 北京交通大学, 2011.
- [5] Ranganathan V T. Modified SVPWM algorithm for three level VSI with synchronized and symmetrical waveform [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 486-494.
- [6] Bowes S R. Optimal regular-sampled PWM inverter control techniques [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(3): 1547-1559.
- [7] 丁荣军. 中间 60° SPWM 控制的特点及其电路的实现[J]. 机车电传动, 1995 (1): 13-17.
- [8] 周明磊, 游小杰, 王琛琛. 低开关频率下 PWM 调制方法研究[J]. 北京交通大学学报, 2010, 34(5): 53-57.
- [9] Holmes D G, Lipo A T. Pulse width modulation for power converters: principle and practice [M]. New York: Wiley-IEEE Press, 2003.