

永磁同步电机方波控制技术探讨

文字良¹, 郑汉锋¹, 黄佳德², 何亚屏², 冯江华³

- (1. 中车株洲所电气技术与材料工程研究院, 湖南 株洲 412001;
2. 株洲中车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 412001;
3. 中车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘 要: 永磁同步电机在方波模式下具有满电压输出的突出优点, 可以极大提高系统的输出功率, 特别适合高转速和高功率应用场合。但普通的方波控制存在需要模式切换、动态性能差等缺点。通过采用调制线性化、增加基波电流观测器和采用动态弱磁技术等方法, 统一了全速段永磁同步电机矢量控制方法。仿真验证表明, 文章所提出的方法在方波工况下具有高性能转矩响应能力。

关键词: 方波控制; 调制线性化; 基波电流观测; 动态弱磁; 永磁同步电机

中图分类号: TM351

文献标识码: A

doi: 10.13890/j.issn.1000-128x.2018.06.005

Discussion of Square Wave Control Technology for Permanent Magnet Synchronous Motor

WEN Yuliang¹, ZHENG Hanfeng¹, HUANG Jiade², HE Yaping², FENG Jianghua³

- (1. CRRC ZIC Research Institute of Electrical Technology & Material Engineering, Zhuzhou, Hunan 412001, China;
2. Zhuzhou CRRC Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China;
3. CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: Permanent magnet synchronous motor (PMSM) has the outstanding advantage of full voltage output in square wave mode, which can greatly improve the output power of the system, especially for high speed and high power applications. However, the common square wave control has some shortcomings such as mode switching and poor dynamic performance. By using modulation linearization, adding fundamental current observer and dynamic flux weakening technology, the vector control method of full speed permanent magnet synchronous motor was unified. Simulation results showed that the proposed method has high performance torque response capability under square wave conditions.

Keywords: square wave control; modulation linearization; fundamental current observer; dynamic flux weakening; PMSM

0 引言

永磁同步电机具有高效、高功率密度等优点, 已经广泛应用于轨道交通^[1-6]、电动汽车等各种牵引传动系统中。永磁同步电机方波控制是一种单脉冲控制方法, 输出电压频率和电机的工作频率完全一致, 因此在很多应用场合采用该方法可以提高传动系统的整体性能。

在轨道交通领域, 由于变流器输出功率大、功率

开关器件散热能力有限, 通常变流器的最大开关频率限制在 500 Hz 以内。永磁同步电机的最高运行频率可以达到 300 Hz 以上, 采用同步 3 分频调制需要开关频率达到 900 Hz 以上, 因此采用单脉冲调制的方波控制技术降低功率器件开关频率。在电动汽车领域, 乘用车用永磁同步电机的最高运行频率超过 1 000 Hz 以上, 也可以采用方波控制模式降低系统开关频率。虽然方波控制模式下存在一些问题, 比如大转矩波动、高噪声等, 但它可以提高变流器电压利用率, 其输出的最大电压超出 SVPWM 调制最大电压的 10% 以上, 从而

收稿日期: 2018-10-28

基金项目: 国家重点研发计划项目(2017YFB1200903)

能够拓宽电机恒转矩区域、增大电机输出功率和增加电机弱磁升速范围。

目前针对永磁同步电机方波控制技术研究主要有两类: 一类是方波电压输出合成方法研究^[3-7], 但只研究分析了稳态特性; 另一类是方波模式下电压相角控制研究^[8-9], 其策略是在基速以下采用双电流环控制, 基速以上只控制电压相位角, 抛弃了电流调节器。电压相角控制方案需要控制模式的切换, 在切换的过程中会带来很多不稳定因素。此外, 永磁同步电机在高速弱磁下的性能提升一直是一个难题, 国内外有很多学者进行了专门的研究^[9-10], 但在方波工况下, 输出电压已经达到最大, 没有任何余量, 如何提高方波下动态弱磁性能也是一道难题。

1 传统方波控制方法分析

永磁同步电机经典矢量控制模式下随着转速或转矩的升高, 为了保持电流调节器的能力, 逆变器的输出电压也要随转速或转矩的增加而增加。但是逆变器的输出电压受中间电压的限制, 当逆变器的输出电压达到逆变器所能输出的最大电压限制时, 经典矢量控制系统将不能正常地工作, 需要切换控制模式进入方波模式下的电压相角控制。

永磁同步电机的电压方程:

$$\mathbf{v}_s = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + sL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} \left[\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right] \quad (2)$$

式中: $\mathbf{v}_s$ 为电机定子电压矢量; v_d 和 v_q 分别为电机电压 d 轴、 q 轴分量; R_s 为定子电阻; s 为拉普拉斯微分算子; L_d 和 L_q 分别为电机电感 d 轴、 q 轴分量; ω_r 为电机角速度; i_d 和 i_q 为电机定子电流 d 轴、 q 轴分量; ψ_f 为电机永磁体磁链幅值; T_e 为电机转矩; P 为电机极数。

电机稳态模式下, 忽略电阻电感。可以得到下式:

$$\left. \begin{aligned} i_d &= \frac{v_q}{L_d \omega_r} - \frac{\psi_f}{L_d} \\ i_q &= -\frac{v_d}{L_q \omega_r} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

将式(3)代入式(2)可得稳态的转矩公式

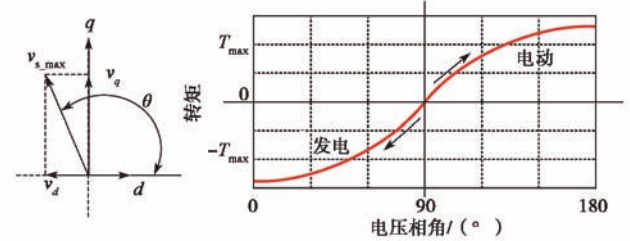
$$T_e = -\frac{3P}{4L_d L_q \omega_r^2} \left[L_q \omega_r \psi_f v_d + (L_d - L_q) v_d v_q \right] \quad (4)$$

改写为电压相位角相关的公式如下:

$$T_e = -\frac{3P}{8L_d L_q \omega_r^2} \left[2L_q \omega_r \psi_f v_s \cos \theta + (L_d - L_q) v_s^2 \sin 2\theta \right] \quad (5)$$

式中: θ 为电机定子电压矢量与电机转子 d 轴的夹角。

图1(a)中最大电压指逆变器方波模式下输出的最高电压, 从式(5)中看出输出转矩在电压幅值固定的情况下只与电压相角相关。转矩与电压相角关系曲线如图1(b)所示。以上就是方波模式下电压相角控制的转矩闭环的工作原理, 其控制原理框图如图2所示。



(a) v_{s_max} 与 θ 的定义

(b) 电压相角与转矩的关系

图1 永磁同步电机在方波控制模式下的输出转矩和电压相角关系图

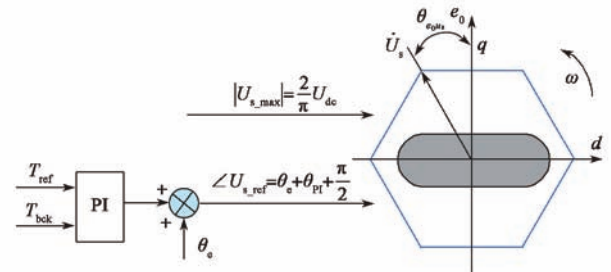


图2 永磁同步电机方波模式下转矩闭环控制示意图

经典矢量控制与方波模式下电压相角控制之间的有机结合是解决传统永磁牵引系统高速段无法进入方波工作模式、电压利用率低这个弊端的可用方案, 但是这一方案中需要在矢量控制与方波模式下电压相角控制之间的模式切换, 它们之间的过渡切换质量直接影响到过渡电流波形的质量和转矩波动, 恶劣情况下会造成过流而使过渡失败。矢量控制与方波模式下的电压相角控制相结合的控制框图如图3所示。

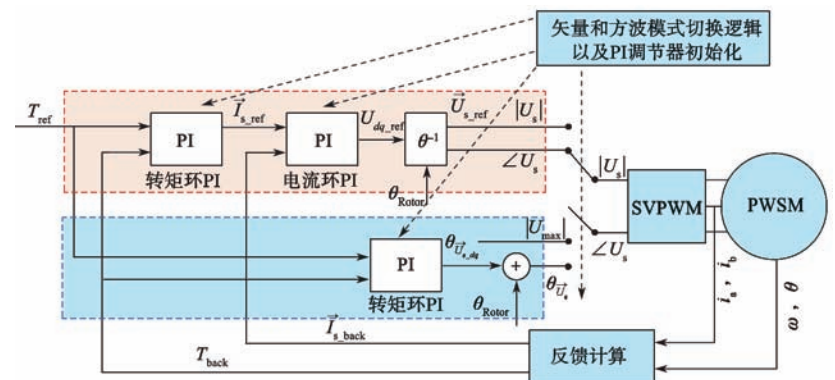


图3 矢量控制与方波模式下的电压相角控制相结合的控制框图

经典矢量控制与方波模式下电压相角控制之间的模式切换, 通常选择调制深度作为两种模式切换的判断。如图4(a)所示, 当调制深度大于1时进入方波电压相角控制, 当调制深度小于0.93时退出方波进入矢量控制, 为了避免频繁切换, 通常都会留有一定的滞环区。

矢量控制与方波模式切换并不是固定在某一特定速

度点,而是随着转矩与转速的变化而变化,再加上滞环区的存在,则过渡点会形成图 4(b)中以 A 点、B 点、C 点和 D 点为顶点的这样一个过渡区域,在满转矩的情况下方波切入点 A 对应速度为 $\omega_{\text{dow}2}$,空载情况下方波切入点 B 对应速度为 $\omega_{\text{up}2}$,永磁电机的特性决定了 $\omega_{\text{dow}2}$ 与 $\omega_{\text{up}2}$ 会相差很大,这点与异步电机有明显不同。在相同转速下永磁电机满载与空载需要的电压会相差很远,因此造成永磁牵引系统控制模式频繁切换的因素,除了与异步牵引系统相同的电压波动、转速波动这 2 个因素外还包括转矩波动,永磁牵引系统面临的方波切换问题更加棘手。

2 基于双电流闭环的方波控制

传统的模式切换加电压相角控制的方法存在许多弊端,本文提出了一种基于双电流闭环的方波控制方法,去掉了控制模式切换环节,统一了全速段矢量控制模式。

如图 5 所示,为了实现从低速到高速的方波切换,对调制模块进行异步过调制处理和同步调制线性化处理,保证自然过渡到方波工况;为了增加方波下电流环的响应带宽,增加了基波电流观测器,对基波电流进行提取用于电流内环控制;为了提高方波下弱磁动态性能,对弱磁控制的电流指令轨迹规划进行优化,

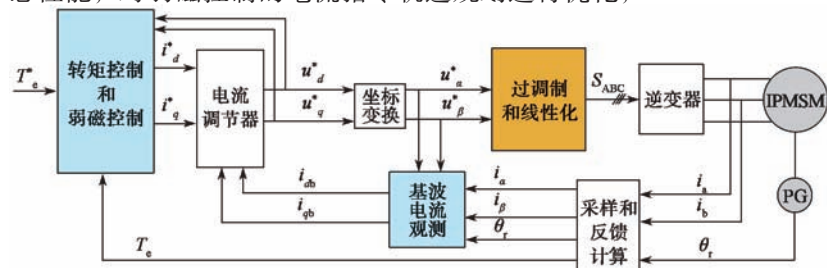
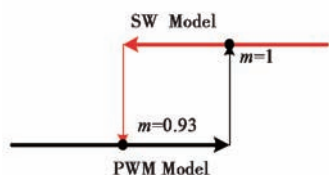
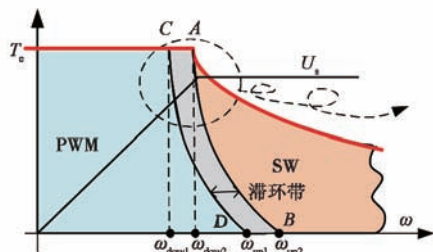


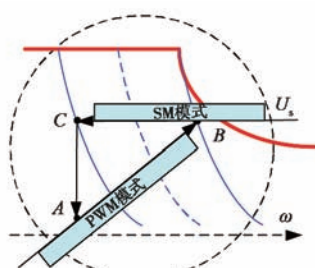
图 5 基于双电流闭环的全速度统一的控制方法



(a) 调制深度滞环



(b) 模式切换速度点随速度与转矩变化图



(c) 模式切换路线图

图 4 经典矢量控制与方波模式切换判据和线路图

保证转矩的高动态响应。下面对这 3 个部分进行详细分析和探讨。

2.1 调制算法过渡到方波

2.1.1 异步过调制进方波

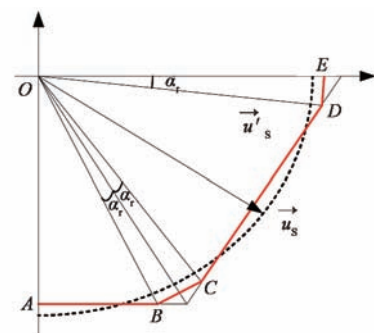
由于方波模式只工作中高速区,低速区仍然采用 SVPWM 异步调制方式,因此许多研究者提出采用过调制的方法,将 SVPWM 输出的电压提高到方波电压。异步过调制的基本原理是采用 2 个过调制区使得输出电压达到方波模式。

定义调制深度 m 如下:

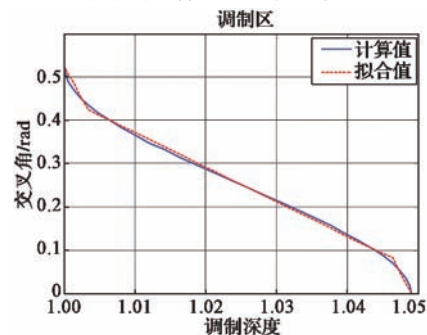
$$m = \sqrt{3} \frac{|\vec{u}_s|}{U_{dc}} \quad (6)$$

式中: $\vec{u}_s$ 为逆变器输出电压矢量; U_{dc} 为逆变器母线电容电压。

在过调制 I 区保持电压矢量相角不变,修正电压矢量幅值,算法实现上采用控制交叉角 α_r 来改变修正电压幅值,随着输出电压增加,电压矢量的运行轨迹全部在电压矢量六边形的 6 条边上,此时对应的调制深度约为 1.05,如图 6 所示。



(a) 过调制 I 区电压矢量轨迹



(b) 交叉角和调制深度的关系

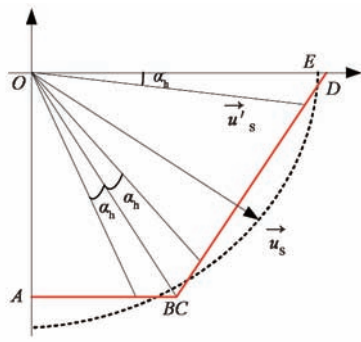
在过调制 II 区电压矢量的相角和幅值都要修正,输出电压矢量的相位和幅值都不连续了,电压矢量轨迹在六边形的边沿行走且在顶点处驻停一段时间。矢量在边沿行走时,其旋转速度加快,在到顶点时又停留一段时间,这段时间对应的角度叫做保持角 α_h 。最终电压矢量运行轨迹全部在 6 个顶点上运行,从而达到方波工况,对应调制深度约为 1.1,如图 7 所示。

以上过调制方案的理论推导是建立在连续系统模型上,而实际工程应用是数字化离散系统,因此,异步过调制进入方波工作模式适合于高开关频率中小功率应用场合,此时电机的控制周期较短,离散误差小,能够较好地吻合理论曲线输出目标电压,从而降低实际电压的谐波,提高控

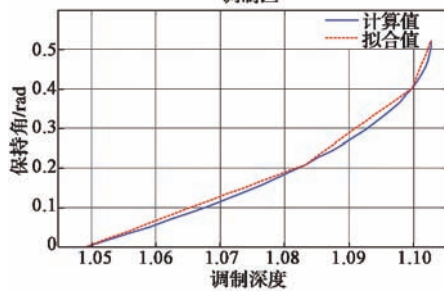
制性能。

2.1.2 同步调制进方波

以上介绍的是异步调制区的过调制算法, 由于轨道交通领域的特殊性, 一般情况下在进入方波之前由于开关频率的限制是必须要进入同步调制的。与异步过调制不同的是, 同步3分频自动过渡到方波模式, 不存在对输出电压矢量幅值和相位修正的问题。



(a) 过调制 II 区电压矢量轨迹



(b) 保持角和调制深度的关系

图7 过调制 II 区的电压矢量轨迹和保持角

典型同步3分频矢量排布如图8所示, 选取两电平三相变流器电压空间矢量复平面上 30° 位置作为参考矢量拟合点, 在第1个扇区内, 拟合点非零基本矢量和零矢量拟合参考矢量的切换顺序为:

$$\pi/6: U_0(0, 0, 0) \rightarrow U_1(1, 0, 0) \rightarrow U_2(1, 1, 0) \rightarrow U_7(1, 1, 1)$$

在第2个扇区内, 选取复平面上 90° 位置作为参考矢量拟合点, 拟合点非零基本矢量和零矢量拟合参考矢量的切换顺序为:

$$\pi/2: U_7(1, 1, 1) \rightarrow U_2(1, 1, 0) \rightarrow U_3(0, 1, 0) \rightarrow U_0(0, 0, 0)$$

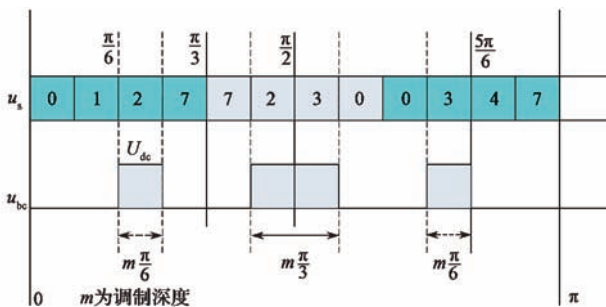


图8 同步3分频脉冲排布

由于矢量控制输出电压是基波电压, 对于同步调制而言, 特别是3分频同步调制, 由于开关次数少, 含有大量谐波, 目标输出调制深度和实际输出电压调制深度相差很大, 因此需要对同步3分频进行线性化研究。图8绘出半个周期内的线电压脉冲及脉冲矢量排布, 对半个周期内的电压分3段计算基波, 利用傅里叶级数展开可以很容易地解出调制深度与电压基波幅值之间的关系, 如图9所示。

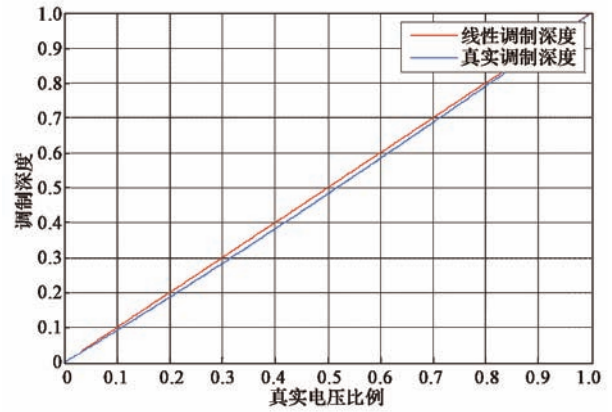


图9 同步3分频调制深度线性化曲线

随着调制深度的增加, 零矢量作用时间变短, 当零矢量作用时间为零时便自动进入方波工况。同时对3分频同步调制, 采用线性化处理, 可以很好地输出目标电压基波值, 有利于方波过渡的平稳性和可靠性。

2.2 方波工况下的基波电流提取

在方波模式下, 由于开关次数少, 不可避免出现较大的电流脉动, 此时 dq 轴电流都出现了6次脉动, 这对于永磁同步电机矢量控制是不利的。由于电流谐波的存在, 为了防止噪声信号引入, 必须减小电流环PI的控制参数, 因而影响了控制器带宽, 削弱了方波下转矩动态响应能力。

本文采用了一种基波电流观测器, 可以对永磁同步电机的基波电流进行提取, 用于电流环PI控制器的反馈电流计算。

永磁同步电机定子磁链和电压方程如式(7)所示:

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}) dt \\ \psi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - r_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$ 为永磁同步电机静止坐标系下的磁链分量; $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$ 和 $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ 分别为静止坐标系下的电压分量和电流分量; r_s 为定子相电阻。

永磁同步电机在转子旋转坐标系下的磁链和电流的方程如式(8)所示:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (8)$$

利用式(7)计算定子磁链时, 容易受到积分漂移的影响而使磁链观测不准, 为此在静止坐标系和旋转坐标系下构建混合的磁链观测模型。如图10所示, 式(7)中的输入电压 $u_{s\alpha}$ 和 $u_{s\beta}$ 为程序计算的基波指令电压。观测的电流和采样的电流之差经过PI调节器后, 作为输入的电压补偿值送入电压模型中, 这样可以消除电压模型积分漂移的影响, 得到最终的定子磁链 ψ_s 。通过式(8)磁链模型得到观测的电流 $i_{s, \text{obs}}$ 。

需要特别指出的是, 在方波模式下, 不能采用由实际脉冲重构得到的电压, 而是采用矢量控制得到的

基波指令电压值经线性化后的电压,作为基波电流观测器的输入,才能得到基波电流。因此异步过调制和同步调制的线性化是基波电流观测准确的前提条件。

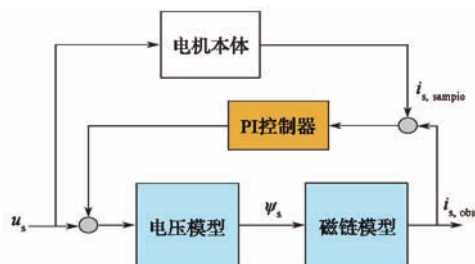


图 10 基波电流观测器框图

2.3 方波工况下的弱磁控制性能提升

永磁同步电机的矢量弱磁控制持续改进一直是业界研究的重点,但在方波模式下进行矢量控制的研究却鲜见报道。一方面是在方波模式下,输出电压已经没有任何调节余量,电流 PI 控制器从理论上已经失去闭环能力;另一方面,方波模式下只有电压相角一个调节量,要想同时控制 I_d 和 I_q 是十分困难的。因此,永磁同步电机在方波模式下矢量弱磁控制具有更大的挑战。

永磁同步电机矢量弱磁控制主要对 dq 轴电流目标值进行二次规划。目前比较有效的方法是采用梯度下降法实时

修正电流指令值。

如图 11 所示,永磁电机在非弱磁区按照 MTPA 曲线运行,但在转矩

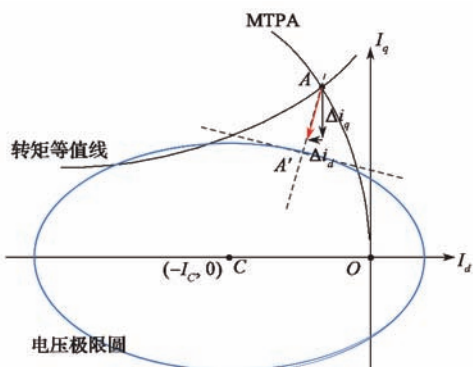


图 11 弱磁控制电压最速下降法

上升增大的过程中,永磁电机 dq 轴电流工作点 A 则会超出电压极限圆,这时候需要修正给定电流的轨迹,本文选择“电压最速下降法”作为最优运行轨迹。

由于通过计算得到的目标电流值对电机参数敏感,因此在实际工程应用中,将解析法计算值作为前馈值,然后再加上电压闭环得到的最终目标电流给定。这样做可以以最快的速度逼近目标转矩对应的最终弱磁电流工作点,同时通过电压闭环抑制参数变化带来的影响。

如图 12 所示,转矩闭环输出定子电流总电流值 I_s^* ,根据电机的转速和电压选择最优的运行曲线对 dq 轴电流进行规划分配,由此得到前馈给定目标电流 $I_{dq_fwd}^*$ 。另外,根据输出电压闭环,输出调整量 ΔI_{dq}^* ,该调整量按照最速下降法进行分配,从而得到最终的给定电流 I_{dq}^* 。采用这种方法,充分利用电机本身的模型,同时采用闭环控制,能够极大地提高系统的动态响应能力。

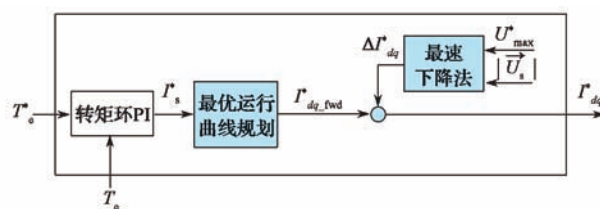


图 12 方波下动态弱磁原理图

2.4 仿真研究

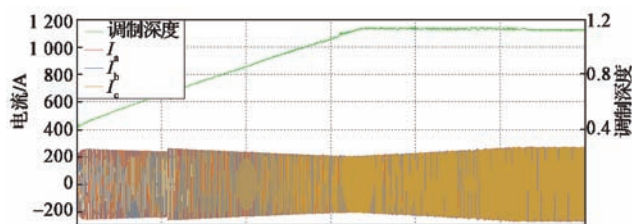
依照前文中所提的控制方案,基于地铁永磁牵引系统试验平台,进行了仿真验证。试验用永磁同步牵引电机技术性能参数如下:

额定功率	190 kW
接触网额定电压	DC 1 500 V
额定转矩	1 008 N·m
额定转速	1 900 r/min
极数	8
最高转速	4 000 r/min

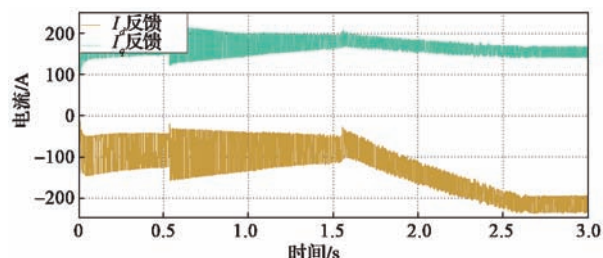
2.4.1 升速过渡到方波工况仿真

为了验证异步过调制和同步过调制的线性化效果,对电机的升速过程中输出电压过渡到方波模式的工况进行仿真验证。模拟牵引系统恒转矩牵引升速过程,速度从 1 000 r/min 上升到 3 600 r/min,给定额定转矩 1 008 N·m 保持不变。由于轨道交通的特殊性,一般限定逆变器最大开关频率为 500 Hz。

如图 13 所示,随着转速升高,整个过程中调制深度从 0.4 到最大 1.1,调制过程经历了异步调制、同步调制以及方波工况。整个过程中,三相电流波形外包络平稳;当调制深度达到 1.1 之后,即方波工况后, dq 轴电流开始下降,进入方波下的弱磁升速过程。



(a) 全速度段调制深度和三相电流



(b) 全速度段电机 dq 轴电流反馈值

图 13 恒转矩升速到方波下的电流和调制深度曲线波形

如图 14 所示,随着转速升高,当调制深度达到最大 1.1 的方波工况,输出电压从 3 分频自然过渡到方波电压,并且三相电流波形外包络平稳,这说明 3 分频同步调制下过调制和线性化处理合适,保证平滑切换。

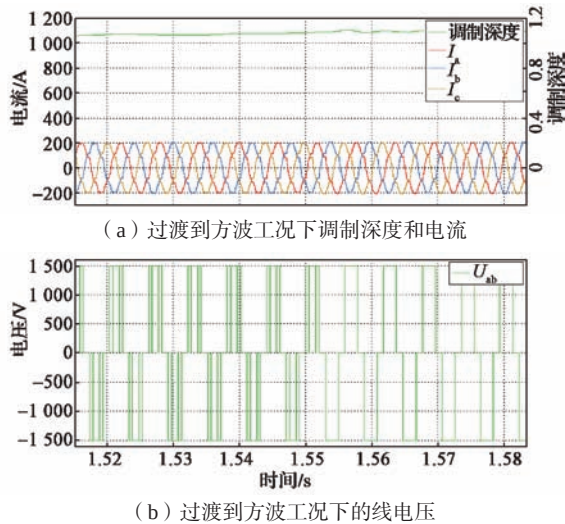


图14 恒转矩升速到方波下的电流和电压波形

2.4.2 方波工况下阶跃转矩响应仿真

目前讨论永磁同步电机弱磁控制性能的研究文章大多数仅仅以满转矩升速弱磁作为评价工况, 忽视了牵引传电机在高速弱磁区恒定转速下的转矩增减变化这种常见工况。以下专门针对高速(速度为 3 000 r/min)方波区转矩阶跃响应能力进行仿真分析。

1) 基于传统电压闭环弱磁方法的阶跃响应

传统的电压闭环弱磁方法只有最终输出电压反馈矫正环节, 没有前馈矫正环节, 适用于对转矩动态响应要求不高的场合。本文选择具有代表性的弱磁方法^[10]进行仿真验证。

如图 15 所示, 在转速固定时, 转矩由 0 阶跃至给定额定转矩 1 008 N·m, 稳定后, 转矩由额定转矩阶跃卸载为 0。

从图 15 中可以看出, 在转矩阶跃上升动态过程中, dq 轴电流反馈值滞后目标值, 存在短时间的“跟踪失效”, 但随后 dq 轴电流目标值和反馈值经过一段较长的调整后收敛到同一值, 达到稳定状态。这是由于在阶跃响应过程中, 电压已经没有余量, 电流环跟踪效果必然受到影响, 只能通过不断修正 dq 轴电流目标值, 保证系统回到电压极限圆上, 因此动态性能差, 收敛时间长。

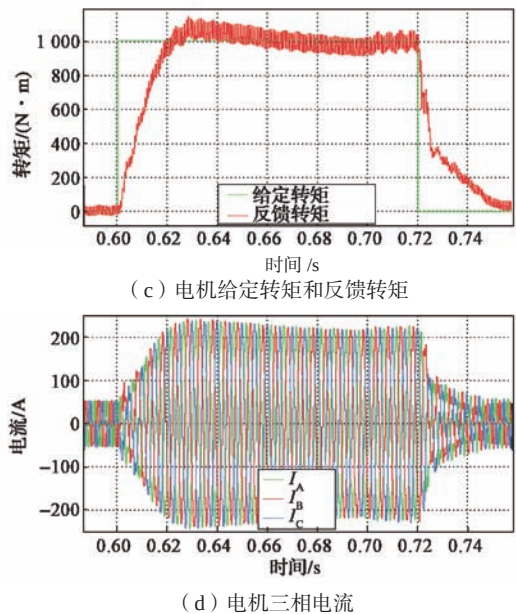
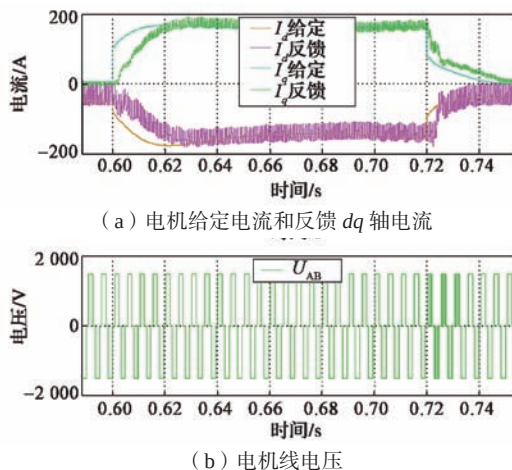
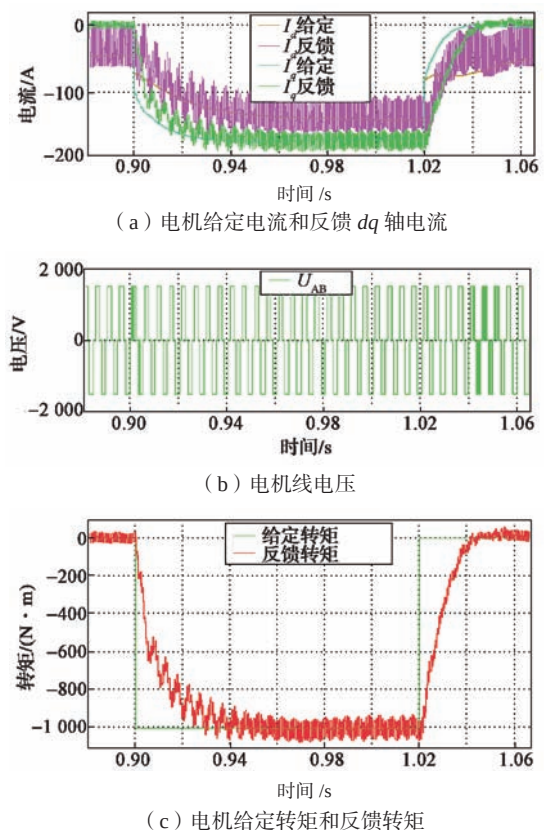
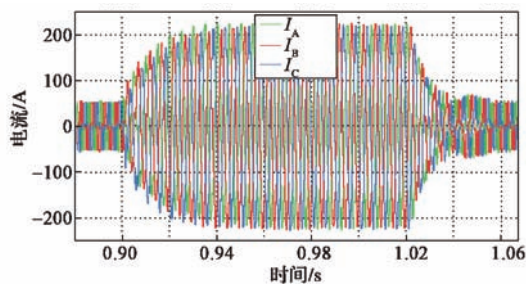


图15 普通弱磁方法下牵引转矩阶跃响应

为了测试制动下转矩响应特性, 在转速固定在 3 000 r/min 时, 转矩由 0 阶跃给定至额定转矩 -1 008 N·m, 稳定后, 转矩阶跃卸载为 0。

同样地, 从图 16 中可以看到, 在制动阶跃响应过程中, dq 轴电流的跟踪也存在较大的滞后; 并且在制动过程中, dq 轴电流反馈值还发生了振荡情况, 经过多次调整才收敛; 从额定制动力回到零扭矩的过程中电流跟踪效果也不好。在制动情况下普通的弱磁方法也很难有好的转矩动态响应能力, 仅仅是稳态下电流波形平稳良好。





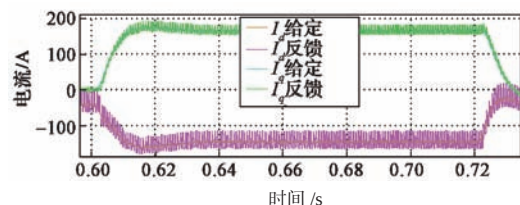
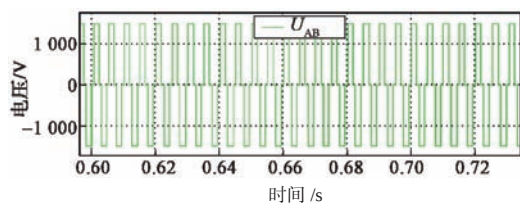
(d) 电机三相电流

图 16 普通弱磁方法下制动转矩阶跃响应

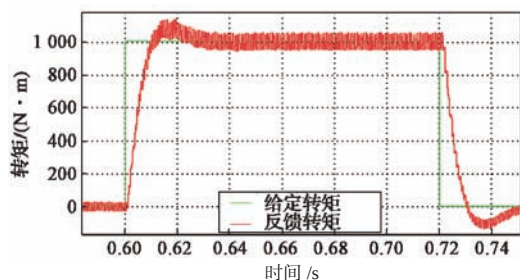
2) 基于前馈加反馈动态弱磁方法的阶跃响应

下面采用本文提出的基于前馈加反馈的动态弱磁方法进行相同工况下的阶跃响应仿真和对比分析。

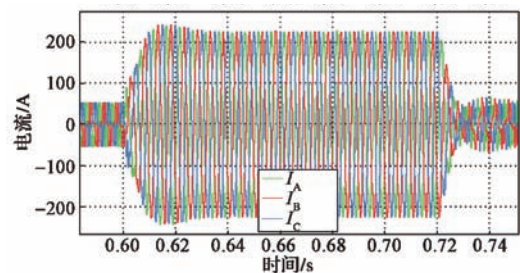
同样在 3 000 r/min 的转速下, 电机已经完全工作在方波模式下, 进行牵引额定转矩的阶跃上升和清零。如图 17 所示, 通过仿真结果可以看出, 整个过程具有三相电流变化平稳、电流超调小和收敛速度快的特点; dq 轴给定电流和反馈电流跟踪良好, 电流一致性好, 具有很好的动态响应能力和良好的稳态性能。

(a) 电机给定电流和反馈 dq 轴电流

(b) 电机线电压



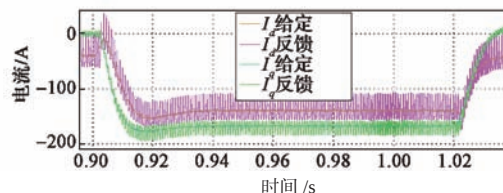
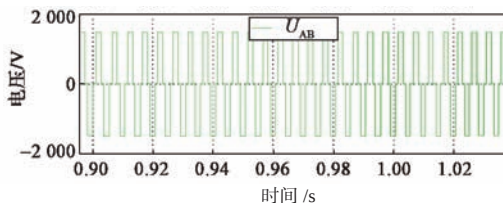
(c) 电机给定转矩和反馈转矩



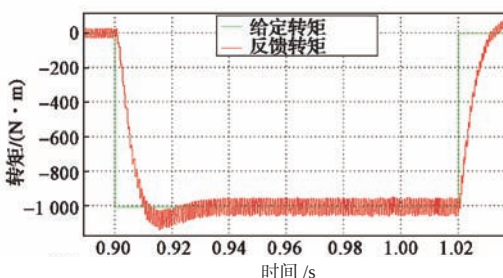
(d) 电机三相电流

图 17 改进弱磁方法下牵引转矩阶跃响应

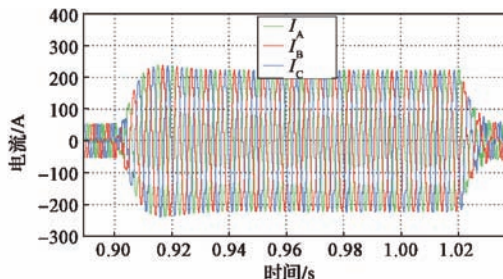
如图 18 所示, 在 3 000 r/min 的转速下, 进行制动额定转矩的阶跃下降和转矩清零。通过仿真结果可以看出, 整个过程三相电流光滑平稳, 电流无冲击, 收敛速度快; dq 轴给定电流和反馈电流跟踪速度快, dq 轴电流曲线平稳光滑, 一致性好。

(a) 电机给定电流和反馈 dq 轴电流

(b) 电机线电压



(c) 电机给定转矩和反馈转矩



(d) 电机三相电流

图 18 改进弱磁方法下制动转矩阶跃响应

通过仿真对比, 相对传统的弱磁方法, 基于前馈加反馈的动态弱磁方法, 动态响应的时间短, 电流更加平滑, 可以极大地提高方波下的弱磁控制性能。

3 结 论

本文首先介绍了方波控制技术在轨道交通和电动汽车永磁牵引传动系统中的应用情况, 然后对传统的永磁电机方波控制方法进行了分析, 得出了由于永磁同步电机空载和满载下输出电压相差很大, 导致其进入方波工况的因素除了中间直流电压和转速变化外, 还和输出转矩大小相关。因此, 采用模式切换的方波控制算法存在算法复杂、频繁切换和稳定性差等一系列缺点。

针对上述这些缺点, 本文提出了一种基于双电流 (下转第 37 页)

变轨装置的作用下, 2 个侧架和车轮一起向着新的轨距移动; 到达新的轨距后, 枕梁下降, 侧架和枕梁在新轨距的位置锁紧, 枕梁上的转动机构转回原位, 载荷重新通过枕梁传递给转向架各部件, 最后传递给钢轨, 完成整个轨距变换过程, 列车在新的轨距上运行。

表 2 转向架各零部件的方案确定

项目	采取方案
轨距变换方式	构架移动车轮跟随
锁紧机构	在枕梁和侧架之间设置, 横梁对插
车轮	独立旋转车轮
侧架	双侧轴承支撑的形式
枕梁	活动式可变结构枕梁
牵引装置	中心牵引销 + 叠层弹簧
一系悬挂	无
二系悬挂	设置空气弹簧、横向减振器、横向止挡和抗侧滚扭杆
基础制动装置	轮盘制动 + 紧凑式制动夹钳
驱动装置	永磁电机直驱

4 结语

本文在分析了国内外现有的变轨距转向架结构之后, 确定了 600/1 067 mm 变轨距转向架的变轨方式, 进而确定了 600/1 067 mm 变轨距转向架各个零部件的结构方案及变轨过程。开展 600/1 067 mm 变轨距转向架技术的研究有助于完善变轨距转向架技术体系, 增强我国变轨距转向架技术实力。本文作为变轨距转向架技术方案的前期研究, 对变轨距转向架的深入研究和工程应用具有一定的指导意义。

参考文献:

[1] 李蒨, 黄运华, 傅茂海. 变轨距转向架的发展及其可行性研究 [J]. 铁道机车车辆, 2002(5): 1-5.

[2] CARL-PETER Zander. TALGO BT 型可变轨距内燃动车 [J]. 国外内燃动车, 2001(2): 1-10.

[3] GOMEZ J L Lopez, AISA J Lacasta. Talgo automatic gauge change system for freight wagons [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part F Journal of Rail & Rapid Transit, 2001, 205(1): 13-24.

[4] TOKUDA Noriaki, OKAMOTO Isao, FUJITA Toyoshi. Development of gauge change bogies [J]. QR of RTRI, 2003, 44(3): 109-113.

[5] 黄运华. 基于独立旋转车轮的变轨距转向架研究 [D]. 成都: 西南交通大学, 2003.

[6] 黄运华. 变轨距转向架国内外调研报告 [R]. 成都: 西南交通大学, 2017.

[7] 瞿芳. 轴类零件形位公差的选择 [J]. 机械制造与研究, 2004, 33(6): 68-69.

[8] 中华人民共和国技术委员会, 中华人民共和国铁道部. 762 mm 轨距铁路机车车辆限界和建筑接近限界分类及基本尺寸: GB 188—1963[S]. 1963.

[9] 何翠微. 高速万向轴式动力车转向架研究及方案设计 [D]. 成都: 西南交通大学, 1997.

[10] 刘绍勇. 重庆跨座式单轨车辆转向架 [J]. 现代城市轨道交通, 2006(1): 5-9.

[11] 严隽雋, 傅茂海. 车辆工程 [M]. 3 版. 北京: 中国铁道出版社, 2007.

作者简介: 刘晓妍 (1993—), 女, 硕士研究生, 研究方向为机车车辆系统动力学。

(上接第 32 页)

闭环的方波控制方法, 去掉了控制模式切换环节, 统一了全速段矢量控制模式, 并对其进行了仿真验证分析。仿真结果表明, 基于双电流闭环的控制模型, 其方波模式下 dq 轴电流闭环控制是可行的, 同时采用动态弱磁算法提高了方波模式下系统的转矩动态响应能力, 具有电流无冲击、收敛速度快等特点。后续将针对该方法加强试验验证研究, 以提升工程化应用水平。

参考文献:

[1] 黄佳德, 曾小凡, 许峻峰, 等. 永磁同步电机全速度无位置传感器控制策略分析与应用 [J]. 机电传动, 2016(3): 10-14.

[2] 石敏, 冯江华, 许峻峰, 等. 一种在超调区快速响应的 PMSM 无位置传感器控制策略 [J]. 大功率交流技术, 2015(1): 10-14.

[3] 文字良, 张朝阳, 刘雄, 等. 基于无位置传感器的永磁同步电机带速度重新投入控制算法研究 [J]. 大功率交流技术, 2012(3): 39-40.

[4] 冯江华. 轨道交通永磁同步牵引系统研究 [J]. 机电传动, 2010(5): 15-21.

[5] 郭晓燕, 张黎. 永磁同步电机在铁道牵引领域中的应用 [J]. 铁道机车车辆, 2005, 25(10): 61-65.

[6] 许峻峰, 李耘龙, 许建平. 永磁同步电机作为机车牵引电机的应用现状及前景 [J]. 铁道学报, 2005, 27(2): 50-52.

[7] 冯江华, 桂卫华, 许峻峰. 考虑参数变化的永磁同步电动机弱磁控制研究 [J]. 微电机, 2008, 41(4): 20-31.

[8] 程秋良, 朱焜秋. 无轴承永磁同步电机增磁调压转速控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 91-95.

[9] 窦汝振, 温旭辉. 永磁同步电机直接转矩控制的弱磁运行分析 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(12): 117-121.

[10] 盛义发, 喻寿益, 桂卫华. 轨道车辆用永磁同步电机系统弱磁控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(9): 76-77.

作者简介: 文字良 (1981—), 男, 博士研究生, 高级工程师, 主要从事永磁同步电机交流传动系统的研究工作。