



DOI:10.12404/j.issn.1671-1815.2403120

引用格式:梁炳炎,马捷,张高生,等.直流供电伺服驱动器母线电压纹波研究[J].科学技术与工程,2025,25(6):2371-2378.

Liang Bingyan, Ma Jie, Zhang Gaosheng, et al. Bus voltage ripple of DC power supply servo driver[J]. Science Technology and Engineering, 2025, 25(6): 2371-2378.

电工技术

直流供电伺服驱动器母线电压纹波研究

梁炳炎, 马捷*, 张高生, 肖文山, 齐志强

(西北机电工程研究所, 咸阳 712099)

摘 要 伺服驱动器功率器件开关切换会导致母线电压产生纹波,可能造成永磁同步电机伺服驱动系统性能下降、电磁干扰以及谐波问题。为应对上述问题,针对直流供电伺服驱动系统,分析研究了功率器件开关过程对母线电压纹波的影响。首先根据永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)工作原理与空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)算法,分析了母线电容的纹波电流;然后根据电荷守恒定律,理论分析了七段式和五段式 SVPWM 调制方式下母线电容容量与母线电压以及电流幅值之间的关系,给出了其简化表达式。最后,通过仿真试验对理论结果进行了验证。

关键词 直流供电; 伺服驱动器; 母线电压纹波; 母线电容; 空间矢量脉宽调制算法

中图分类号 TM135;

文献标志码 A

Bus Voltage Ripple of DC Power Supply Servo Driver

LIANG Bing-yan, MA Jie*, ZHANG Gao-sheng, XIAO Wen-shan, QI Zhi-qiang

(Northwest Institute of Mechanical & Electrical Engineering, Xianyang 712099, China)

[Abstract] The switching of power devices in servo drive can lead to bus voltage ripple, which may result in performance degradation, electromagnetic interference, and harmonic issues in permanent magnet synchronous motor AC servo systems. To address these issues, the influence of the switching process of power device on the voltage ripple of bus was analyzed and studied for the DC power supply servo drive system. Firstly, based on the working principle of PMSM (permanent magnet synchronous motor) and SVPWM (space vector pulse width modulation) algorithm, the ripple current of the busbar capacitor was analyzed. Then, according to the law of charge conservation, the relationship between the busbar capacitance, busbar voltage and current amplitude under the seven-stage and five-stage SVPWM modulation was analyzed theoretically, and its simplified expression was given. Finally, the theoretical results were verified by simulation experiments.

[Keywords] DC power supply; servo driver; bus voltage ripple; busbar capacitance; svpwm algorithm

永磁同步电机交流伺服驱动系统主要由伺服驱动器和永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)组成,伺服驱动器具有控制精度高、体积小、质量轻、效率高、响应速度快、调速范围宽等优点^[1-2],广泛应用于武器伺服系统、电动汽车等高性能要求场合^[3-6]。

直流供电伺服驱动器是直接采用直流电源进行供电,其功率器件的开关切换动作会引起母线电压的快速变化,从而产生电压纹波,这些纹波可能引起电磁干扰并增加系统的谐波^[7-9],导致系统性能下降、设备故障以及干扰其他电子设备运行。母线电容能够吸收功率器件开关变化引起的高脉冲

电流、抑制谐波、防止瞬时电压冲击以及平滑母线电压^[10-12],是直流供电伺服驱动器的必备器件,同时也是影响其性能、体积和成本的关键因素之一^[13-14]。通过对母线电压纹波的分析计算,能够有效指导母线电容的选型,为工程设计应用提供参考依据。

目前,关于 PMSM 伺服驱动系统母线电容的研究较多。文献[15]根据交-直-交无电解电容变频器,分析了电路开关过程中母线电容纹波和谐振原因,为电容参数的选择提供依据。文献[16]根据六脉波电压供电的交-直-交变频电路结构,分析了不同功率因数下逆变器侧回馈电流及能量的大小,由

收稿日期: 2024-04-26; 修订日期: 2024-12-16

第一作者: 梁炳炎(2000—),男,汉族,河南禹州人,硕士研究生。研究方向:电机驱动控制技术。E-mail:you208046643@163.com。

*通信作者: 马捷(1985—),男,回族,甘肃天水人,硕士,研究员。研究方向:火炮伺服控制技术。E-mail:190052486@qq.com。

投稿网址:www.stae.com.cn

此得到电容容量的计算方法。文献[17]通过建立单相无电解电容逆变器驱动的PMSM驱动系统拓扑结构,分析得到母线电容与母线电压及电机性能的关系。为了能够抑制母线电压波动,提高驱动系统稳压能力,一些学者针对PMSM伺服驱动系统控制策略展开了研究^[18-21]。上述文献主要针对交流供电伺服驱动系统整流模块造成的母线电压波动进行了深入研究,却未涉及直流供电伺服驱动系统有关特性分析。

直流供电伺服驱动系统母线电容相关研究主要是围绕新能源汽车应用进行的^[22-25]。文献[22-23]从高压母线对汽车安全的方向入手,研究了母线电容的主动放电控制策略。文献[24]分析了电动汽车电机控制器母线电容纹波电流特征及影响因素,为母线电容选型匹配提供了参考。文献[25]提出了一种准在线金属薄膜电容估计方法,为薄膜电容的状态监测和故障诊断提供数据支持。然而,鲜见对功率器件开关过程所引起的母线电压纹波进行深入分析的报道。

因此,现对直流供电伺服驱动系统母线电压纹波进行深入的理论分析。首先根据伺服驱动器工作原理,分析母线电容的纹波电流;然后根据母线电容充放电电荷守恒定律,推导出母线电压纹波的精确表达式,给出七段式和五段式空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)调制方法的母线电容简化计算公式。最后通过将电压纹波仿真值与理论计算值进行对比,验证理论分析的有效性。为母线电压波动研究分析进行有效补充,为直流供电伺服驱动器母线电容设计提供重要理论依据。

1 伺服驱动器工作原理

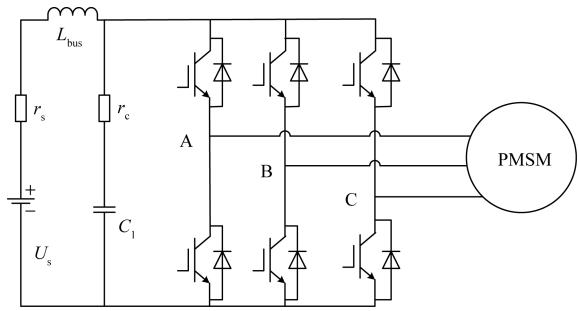
1.1 PMSM 数学模型

为了更直观分析直流供电伺服驱动器功率器件开关切换引起的母线电压纹波状态变化,PMSM交流伺服驱动系统工作原理简化成如图1所示。直流电源经逆变模块进行DC-AC变换后,为交流负载侧PMSM供电;直流母线上并联有母线电容等效模型,且工作频率较低时,其等效串联电感忽略不计^[25]。功率器件本身的死区时间、寄生电容等因素不作考虑,后续分析中将其简化为理想开关。

PMSM定子绕组三相电流 i_A, i_B 与 i_C 可表示为

$$\begin{cases} i_A = I \sin(-\theta_e) \\ i_B = I \sin\left(-\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \\ i_C = I \sin\left(-\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中: I 为相电流幅值; θ_e 为电角度。



U_s 直流侧电路包括直流电源; r_s 为电源内阻; L_{bus} 为直流母线杂散电感; C_1 为母线电容; r_c 为母线电容等效串联电阻

图1 PMSM交流伺服驱动系统工作原理图

Fig. 1 PMSM AC servo drive system working principle diagram

将自然坐标系 ABC 变换到同步旋转坐标系 $d-q$,各变量具有如下关系,即

$$\begin{bmatrix} f_d & f_q & f_0 \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_{3s/2r} \begin{bmatrix} f_A & f_B & f_C \end{bmatrix}^T \quad (2)$$

式(2)中: $\mathbf{T}_{3s/2r}$ 为坐标变换矩阵。

$$\mathbf{T}_{3s/2r} = k \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin\theta_e & -\sin\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式(3)中: k 为变换系数,采用功率不变作为约束条件时, $k = \sqrt{2/3}$;在后续分析中均采用幅值不变作为约束条件,此时 $k = 2/3$ 。

PMSM同步旋转坐标系 $d-q$ 下定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (4)$$

式(4)中: u_d, u_q 分别为定子电压 $d-q$ 轴分量; i_d, i_q 分别为定子电流的 $d-q$ 轴分量; R 为定子电阻; ω_e 为电角速度; L_d, L_q 分别为 $d-q$ 轴电感分量; ψ_f 为永磁体磁链。

电机稳态运行时,可认为电机转速 ω_m 恒定,PMSM的机械运动方程为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m = 0 \quad (5)$$

电磁转矩 T_e 方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n i_q [i_d (L_d - L_q) + \psi_f] \quad (6)$$

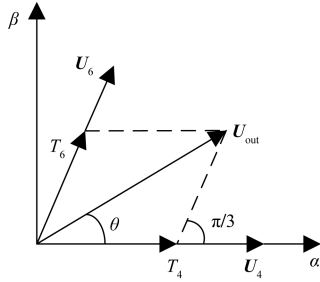
式(6)中: ω_m 为电机的机械角速度; J 为转动惯量; B 为阻尼系数; T_L 为负载转矩; p_n 为磁极对数。

1.2 SVPWM 算法原理

根据SVPWM算法调制原理,电压空间矢量 $\mathbf{U}_{out}$ 旋转空间被划分为6个扇区,后续就 $\mathbf{U}_{out}$ 位于第

I 扇区为例,针对电机稳态运行时,功率器件开关切换引起的母线电压纹波进行深入分析。

SVPWM 算法采用平均值等效原理,即在一个开关周期 T_s 内通过对基本电压矢量进行组合,使其平均值与目标电压空间矢量 U_{out} 相等。基本电压矢量是由逆变模块三相桥臂的 8 种不同开关状态组合产生。在第 I 扇区内,电压空间矢量 U_{out} 可由基本电压矢量 U_4 、 U_6 和零矢量在时间上的不同组合得到。电压空间矢量合成示意图如图 2 所示。



θ 为合成的电压空间矢量 U_{out} 与 α 轴的夹角; T_4 、 T_6 分别为基本电压矢量 U_4 、 U_6 的作用时间

图 2 电压空间矢量合成示意图

Fig. 2 Voltage space vector synthesis diagram

基本电压矢量在一个开关周期 T_s 内作用时间表达式为

$$\begin{cases} T_4 = \sqrt{3} \frac{|U_{out}|}{U_{dc}} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_6 = \sqrt{3} \frac{|U_{out}|}{U_{dc}} T_s \sin\theta \end{cases} \quad (7)$$

式(7)中: U_{dc} 为三相两电平电压源逆变器的直流母线电压。

开关周期 T_s 内功率器件导通时间为

$$t_{on} = T_4 + T_6 = \sqrt{3} \frac{|U_{out}|}{U_{dc}} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \quad (8)$$

记 $m = \sqrt{3} \frac{|U_{out}|}{U_{dc}}$, 令 $D = \frac{t_{on}}{T_s}$, 则

$$D = m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \quad (9)$$

定义 S_a 、 S_b 、 S_c 分别表示 A、B、C 三相桥臂功率器件开关状态,三相桥臂开关函数表示为

$$s_{(a,b,c)} = \begin{cases} 1, & \text{上桥臂开通、下桥臂关断} \\ 0, & \text{上桥臂关断、下桥臂开通} \end{cases} \quad (10)$$

SVPWM 算法的合成方式主要有七段式和五段式两种。采用七段式 SVPWM 算法时,电压空间矢量 U_{out} 位于第 I 扇区内三相桥臂的开关切换顺序为 $000 \rightarrow 100 \rightarrow 110 \rightarrow 111 \rightarrow 110 \rightarrow 100 \rightarrow 000$ 。该扇区单个开关周期 T_s 内七段式 SVPWM 算法开关状态时间分配如图 3 所示。

图 3 中,零矢量 U_0 、 U_7 的作用时间分别表示为

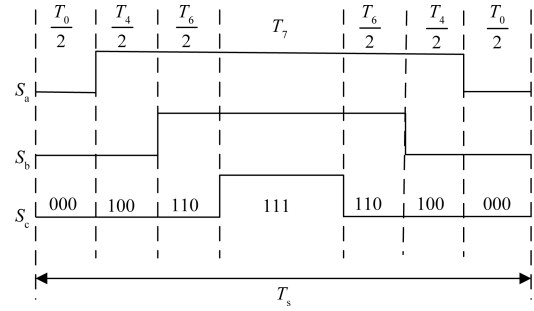


图 3 七段式第 I 扇区内时间分配

Fig. 3 Time allocation in sector I of seven-segment formula

$T_0 = T_7 = 1/2(T_s - T_4 - T_6)$ 。七段式在时间上对零矢量进行了平均分配,产生的 PWM 波形对称,能够有效降低谐波分量。

采用五段式 SVPWM 算法时,开关切换顺序为 $100 \rightarrow 110 \rightarrow 111 \rightarrow 110 \rightarrow 100$, 开关周期 T_s 内五段式 SVPWM 算法开关状态时间分配如图 4 所示。

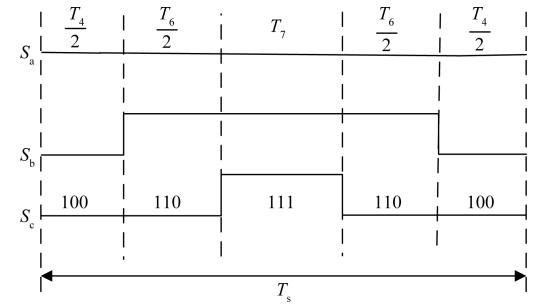


图 4 五段式第 I 扇区内时间分配

Fig. 4 Time allocation in sector I of the five-segment formula

图 4 中,零矢量 U_7 作用时间可以表示为 $T_7 = T_s - T_4 - T_6$ 。五段式 SVPWM 算法相较于七段式,每个开关周期内开关切换次数减少 2 次,减小了开关损耗,但明显增大了电流的谐波含量。

2 母线电压纹波分析

2.1 纹波电流分析

根据不同基本电压矢量作用效果,可以将直流供电伺服驱动器的工作状态分为三种:零矢量 U_0 或 U_7 作用;矢量 U_4 作用和矢量 U_6 作用。

第一种情况:零矢量 U_0 或 U_7 作用时,三相桥臂开关状态为 000 或 111,即三相上桥臂均关断或均开通,交流侧断路,负载 PMSM 被屏蔽。负载电流等于各相上桥臂电流和,因而此时负载电流为 0,母线电容续流,直流电源给电容供电,纹波电流流向母线电容,其处于充电状态,母线电压升高。

第二种情况:矢量 U_4 作用时,三相桥臂开关状态为 100,A 相上桥臂开通,B、C 相下桥臂开通。此时负载电流为 A 相电流 i_A ,直流电源与母线电容共同为交流负载侧供电,纹波电流流出电容,其处于放电状态,母线电压下降。

第三种情况:矢量 U_6 作用时,三相桥臂开关状态为 110, A 、 B 相上桥臂开通, C 相下桥臂开通。此时负载电流为 A 相与 B 相电流和,直流电源与母线电容共同为交流负载侧供电,纹波电流流出电容,其仍为放电状态,母线电压继续下降。

由上述分析可知,功率器件开关状态切换直观表现为负载电流的剧烈变化,进而造成直流供电伺服驱动器直流侧电路工作状态发生改变。在对直流侧纹波电流进行分析时,交流负载侧部分整体可由直流电流源替换,则 PMSM 伺服驱动系统的等效电路如图 5 所示。

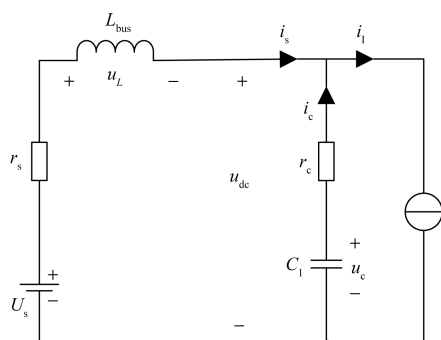


图 5 PMSM 交流伺服驱动系统等效电路

Fig. 5 PMSM AC servo drive system equivalent circuit

此时等效电路的直流侧电源与杂散电感、母线电容构成二阶回路,交流侧是幅值大小随功率器件开关状态切换而变化的直流电流源,在保持某一开关状态不变的时间段内可认为是定值。根据图 5,基于基尔霍夫电路定律构建电路方程为

$$\begin{cases} i_1 = i_s + i_c \\ i_c = -C_1 \frac{du_c}{dt} \\ u_L = L_{bus} \frac{di_s}{dt} \\ U_s = i_s r_s - i_c r_c + u_L + u_c \end{cases} \quad (11)$$

解方程组,求解得到纹波电流表达式为

$$\begin{cases} i_c = \frac{A\lambda_1 + B}{\lambda} e^{\lambda_1 t} - \frac{A\lambda_2 + B}{\lambda} e^{\lambda_2 t} \\ A = L_{bus} [i_L - i_{s(0+)}], B = i_L r_s - U_s + u_{c(0+)} \\ \lambda = \sqrt{(r_s + r_c)^2 - \frac{4L_{bus}}{C_1}} \\ \lambda_1 = \frac{-(r_s + r_c)}{2L_{bus}} + \frac{\lambda}{2L_{bus}} \\ \lambda_2 = \frac{-(r_s + r_c)}{2L_{bus}} - \frac{\lambda}{2L_{bus}} \end{cases} \quad (12)$$

式(12)中: $i_{s(0+)}$ 、 $u_{c(0+)}$ 分别为功率器件开关状态切

换后 0+ 时刻母线电流值和母线电容电压值; A 、 B 、 λ 、 λ_1 、 λ_2 均为过程量。

2.2 电压纹波解析计算

2.2.1 七段式调制电压纹波分析

本文研究中 PMSM 采用 $i_d^* = 0$ 的控制策略,通过调节 i_q 电流控制电机电磁转矩。

定子电压的矢量表达如图 6 所示。

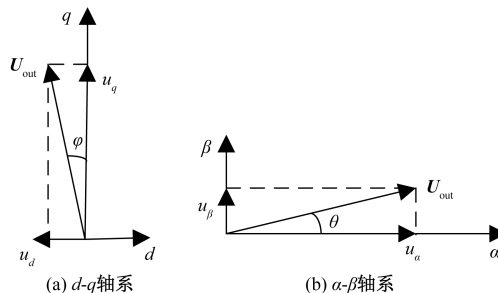


图 6 电压矢量图

Fig. 6 Voltage vector diagram

U_{out} 分别在 d - q 和 α - β 轴系进行矢量表达,通过反 Park 变换统一在 α - β 轴系表示,之后利用三角函数诱导公式,得到角度关系式为

$$\varphi + \theta_e = \theta - \frac{\pi}{2} \quad (13)$$

ABC 轴系定子三相绕组相电压 u_A 、 u_B 、 u_C 对应的合成空间电压矢量为

$$U_{out1} = u_A + a u_B + a^2 u_C = \frac{3}{2} U_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \quad (14)$$

式(14)中: U_{out1} 为 ABC 轴系内电压空间矢量; U_m 为相电压幅值; ω 为相电压角频率; $a = e^{j\frac{2}{3}\pi}$, $a^2 = e^{j\frac{4}{3}\pi} = e^{-j\frac{2}{3}\pi}$ 。

记等效占空比为

$$e = \frac{|U_{out1}|}{U_{dc}} = \frac{\frac{3}{2} U_m}{U_{dc}} = \frac{\sqrt{3}}{2} m \quad (15)$$

式(15)中: U_{dc} 为直流母线电压。

由 SVPWM 算法功率器件开关特性可知 $U_m \leq \frac{2}{3} U_{dc}$, 则等效占空比 $e \leq 1$ 。

为方便后续分析计算,将单个开关周期 T_s 内七段式调制基本电压矢量作用时间分配调整为如图 7 所示。

由图 7 可知,母线电容进行了两次充放电操作。PMSM 稳态运行,且直流供电伺服驱动器输出等效占空比较小时,母线电容在单个开关周期 T_s 内两次充放电过程母线电压变化近似一致,因而可简化为对其中一个完整充放电过程进行研究,半个周期 $T_s/2$ 内

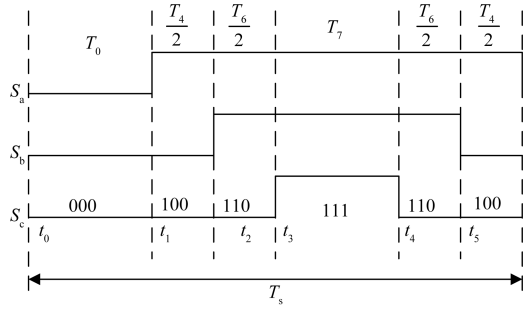


图7 七段式第I扇区作用时间调整

Fig. 7 Seven section I sector action time adjustment

开关状态切换为000 → 100 → 110。且一个完整的充放电过程中,流入流出母线电容的电荷量 Q 相等。

为方便分析计算母线电压纹波,做出假设:忽略直流母线杂散电感 L_{bus} 和母线电容等效串联电阻 r_c , 此时有 $\Delta u_{dc} = \Delta u_c = \Delta u$ 。

图7中,开关状态000持续时间 $t_0 \sim t_1$, 负载电流 $i_l = 0$; 100状态持续时间 $t_1 \sim t_2$, 负载电流 $i_l = i_A = I \cos(\theta - \varphi)$, 考虑到该开关状态时间段内 i_A 变化很小,可以视为定值,因此记 $i_l = I_{l1}$; 110状态时间 $t_2 \sim t_3$, 负载电流 $i_l = i_A + i_B = I \cos[\frac{\pi}{3} - (\theta - \varphi)]$, 该时间段内 i_A, i_B 变化很小,可以视为定值,记 $i_l = I_{l2}$ 。在半个开关周期 $T_s/2$ 内纹波电流表达式为

$$i_c = \begin{cases} \frac{1}{r_s} [u_{c(t_0+)} - U_s] e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}, & t_0 \leq t < t_1 \\ \frac{1}{r_s} [u_{c(t_1+)} - U_s + I_{l1} r_s] e^{-\frac{t-t_1}{\tau}}, & t_1 \leq t < t_2 \\ \frac{1}{r_s} [u_{c(t_2+)} - U_s + I_{l2} r_s] e^{-\frac{t-t_2}{\tau}}, & t_2 \leq t < t_3 \end{cases} \quad (16)$$

式(16)中: $\tau = r_s C_1$, 表示时间常数。

在母线电容充电阶段,即开关状态000时,流入母线电容电荷量表达式为

$$Q = C_1 \Delta u = \int_0^{(1-D)\frac{T_s}{2}} \frac{1}{r_s} [U_s - u_{c(t_0+)}] e^{-\frac{t}{\tau}} dt \quad (17)$$

开关状态100时间段内,流出母线电容电荷量表达式为

$$Q_1 = C_1 \Delta u_1 = \int_0^{\frac{T_4}{2}} \frac{1}{r_s} [u_{c(t_1+)} - U_s + I_{l1} r_s] e^{-\frac{t}{\tau}} dt \quad (18)$$

开关状态110时间段内,流出母线电容的电荷量表达式为

$$Q_2 = C_1 \Delta u_2 = \int_0^{\frac{T_6}{2}} \frac{1}{r_s} [u_{c(t_2+)} - U_s + I_{l2} r_s] e^{-\frac{t}{\tau}} dt \quad (19)$$

同时有

$$\begin{cases} Q = Q_1 + Q_2 \\ u_{c(t_1+)} = u_{c(t_0+)} + \Delta u \\ u_{c(t_2+)} = u_{c(t_0+)} + \Delta u - \Delta u_1 \end{cases} \quad (20)$$

联立式(16)~式(20)解得

$$\Delta u = \frac{r_s I_{l2} (1 - e^{-\frac{T_6}{2\tau}}) + r_s I_{l1} (e^{-\frac{T_6}{2\tau}} - e^{-D\frac{T_s}{2\tau}})}{1 - e^{-\frac{T_s}{2\tau}}} \times [1 - e^{-(1-D)\frac{T_s}{2\tau}}] \quad (21)$$

为便于工程应用分析计算,对公式进行化简。在 $T_s \ll 2\tau$ 时,利用等价无穷小替换公式,可以得到

$$\Delta u = \frac{I_{l1} D T_s + T_6 (I_{l2} - I_{l1})}{2C_1} (1 - D) \quad (22)$$

将式(7)、式(9)代入式(22)可得

$$\Delta u = \frac{IT_s \frac{\sqrt{3}}{2} m \cos \varphi}{2C_1} \left[1 - m \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta \right) \right] \quad (23)$$

PMSM 稳态运行时, θ 是公式内的唯一变量,在第I扇区的变化范围为 $0 \sim \pi/3$, 可以判断出 $\theta = 0$ 或 $\pi/3$ 时,母线电压纹波最大,此时 $D = \frac{\sqrt{3}}{2} m = e$, 表示为

$$\Delta u = \frac{IT_s e \cos \varphi}{2C_1} (1 - e) \quad (24)$$

式(24)中: $\cos \varphi$ 为电机的功率因数; I 为相电流幅值; T_s 为开关周期; C_1 为母线电容。

由式(24)分析可得,等效占空比为0.5时,有电压纹波最大值为

$$\Delta u_{\max} = \frac{IT_s \cos \varphi}{8C_1} \quad (25)$$

则母线电容容量计算式为

$$C_1 = \frac{I_{\max} T_s \cos \varphi}{8r U_{dc}} \quad (26)$$

式(26)中: r 为母线电压纹波率; $I_{\max}$ 为PMSM最大功率运行时的最大相电流幅值。

值得注意的是,直流供电伺服驱动器输出等效占空比大于0.5时,由于基本电压矢量 U_6 作用时间段内出现 $i_s > I_{l2}$, 在该时段内电源同时给母线电容和交流负载侧供电,则母线电容为充电状态,有别于先前分析的放电状态,导致式(24)计算结果偏小。但是实际母线电压纹波最大值同样出现在等效占空比0.5附近,因此电压纹波最大值仍然可以用式估算,母线电容可由式(26)计算。

2.2.2 五段式调制电压纹波分析

根据图3和图4中单个开关周期 T_s 内基本电

压矢量作用时间的不同分配,可以发现五段式调制时,零矢量只有 U_7 作用,且其作用时间两倍于七段式调制时 U_7 的作用,表明五段式中母线电容单次充电时间是七段式的两倍,因此产生的母线电压纹波值可近似为七段式时的两倍。

五段式调制时电压纹波表达式为

$$\Delta u = \frac{IT_s e \cos \varphi}{C_1} (1 - e) \quad (27)$$

在等效占空比为 0.5 时,电压纹波同样有最大值为

$$\Delta u_{\max} = \frac{IT_s \cos \varphi}{4C_1} \quad (28)$$

母线电容容量计算式为

$$C_1 = \frac{I_{\max} T_s \cos \varphi}{4rU_{dc}} \quad (29)$$

3 仿真验证

考虑直流电源电压 $U_s = 500 \text{ V}$, 电源内阻 $r_s = 0.3 \Omega$; 母线电容 $C_1 = 160 \mu\text{F}$, 母线电容等效串联电阻 $r_c = 2 \text{ m}\Omega$; 直流母线杂散电感 $L_{\text{bus}} = 300 \text{ nH}$; 永磁同步电机磁极对数 $p_n = 4$, 永磁体磁链 $\psi_f = 0.192 \text{ Wb}$, 电机功率因数 $\cos \varphi = 0.96$; 功率器件开关频率 $f_s = 10 \text{ kHz}$ 。在 1500 r/min 、 $100 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的仿真条件下,电机稳态运行时单个开关周期 T_s 内母线电流、负载电流和纹波电流波形变化如图 8 所示。

根据图 8 中电流波形可知,负载电流因功率器件开关状态切换表现为矩形脉冲;母线电流在电容缓冲下在一定范围内波动。零矢量作用,负载电流为 0 时,交流负载侧被屏蔽断路,母线电容起到续流作用,为充电状态,纹波电流为负值;矢量 U_4 、 U_6 作用,负载侧电路开通,母线电容吸收冲击脉冲电流,为放电状态,纹波电流为正值,同母线电流一起向交流负载侧供电。

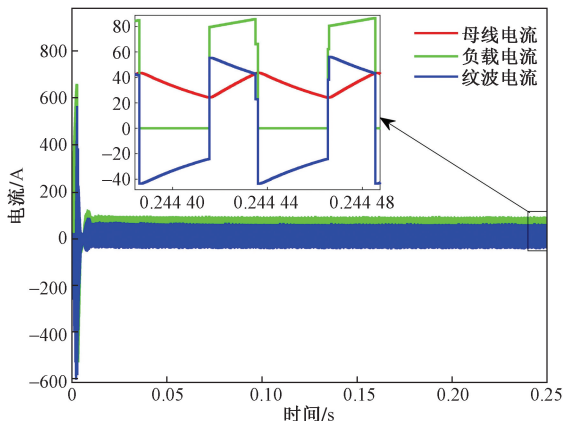


图 8 母线电流/负载电流/纹波电流波形图

Fig. 8 Bus current/load current/ripple current waveform

直流母线杂散电感 L_{bus} 大小与母线长短正相关,导线越长,杂散电感值越大。分别取杂散电感值为 0 nH 、 500 nH 、 $1 \mu\text{H}$, 母线电压波形如图 9 所示。

根据图 9 电压波形可知,杂散电感 L_{bus} 主要影响是功率器件开关切换瞬间在母线电压上产生尖峰脉冲。直流母线越长, L_{bus} 越大,开关切换瞬间母线电压尖峰脉冲越大。进一步研究发现,电压尖峰脉冲大小同时与母线电容等效串联电阻 r_c 阻值相关,由于选取的薄膜电容的 r_c 阻值很小,因此图 9 中电感值增大后尖峰脉冲变化不明显。

基于七段式 SVPWM 算法仿真模型和估算公式,可以得到不同等效占空比下母线电压纹波值,如表 1 所示。

根据表 1 中结果,可以看出电压纹波仿真值、估算值均在等效占空比 0.5 处达到最大,仿真结果与理论分析的结论具有一致性;且估算误差不足 1%,表明式(25)计算得到的电压纹波最大值与纹波仿真值吻合,具有很高的准确度。

对比表 1 纹波仿真值和纹波估算值数据发现,等效占空比较大时,电压纹波估算误差增大,此时单个开关周期 T_s 内电流波形如图 10 所示。

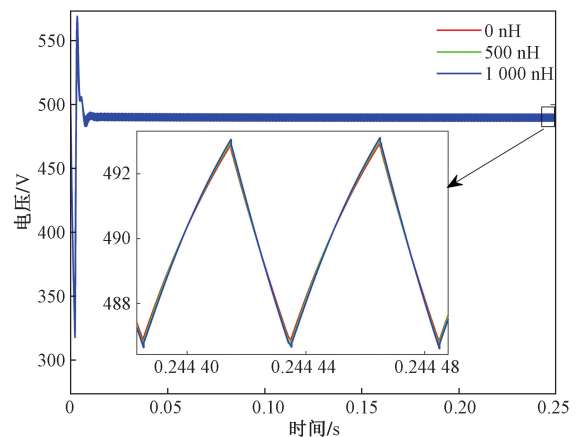


图 9 母线电压波形图

Fig. 9 Bus voltage waveform diagram

表 1 七段式不同等效占空比下电压纹波值

Table 1 Voltage ripple value under different equivalent duty cycle of seven phases

等效占空比	纹波仿真值 u_f / V	纹波估算值 u_g / V	估算误差 $(u_f - u_g / u_f) / \%$
0.19	4.037	4.01	0.67
0.27	5.088	5.133	0.88
0.41	6.251	6.30	0.78
0.5	6.5	6.51	0.15
0.61	6.346	6.195	2.38
0.74	5.885	5.01	14.87
0.78	5.648	4.469	20.87

对比图 8 和图 10 电流波形图,可以发现等效占空比较大时,在基本电压矢量 U_0 作用时间段内,出现母线电流大于负载电流,纹波电流为负值的情况,此时母线电容转换为充电状态,母线电压纹波仿真值会大于式(24)的估算值,造成偏差,验证了前文理论分析的正确性。

基于五段式 SVPWM 算法仿真模型和估算公式,可以得到不同等效占空比下母线电压纹波值,如表 2 所示。

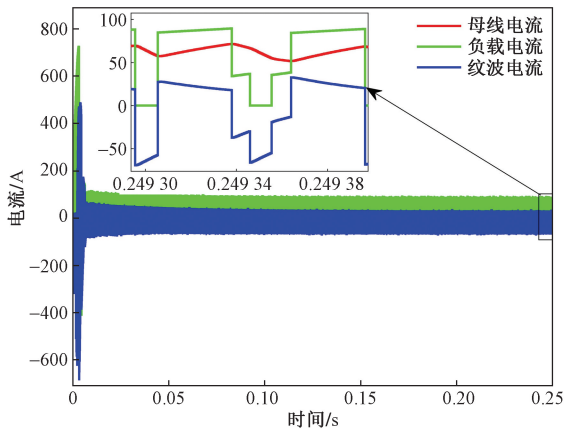


图 10 等效占空比较大时电流波形图

Fig. 10 Current waveform diagram with large equivalent duty cycle ratio

表 2 五段式不同等效占空比下电压纹波值
Table 2 Voltage ripple value under different equivalent duty cycle of five phases

等效占空比	纹波仿真值 u_f/V	纹波估算值 u_g/V	估算误差 $ u_f-u_g /u_f/\%$
0.19	7.696	8.02	4.21
0.27	9.705	10.266	5.78
0.41	11.824	12.6	6.56
0.5	12.042	13.02	8.12
0.61	11.628	12.39	6.55
0.74	9.649	10.02	3.84
0.78	8.632	8.938	3.54

采用五段式 SVPWM 调制算法时,纹波仿真值与估算值大小变化规律一致,均在等效占空比为 0.5 处达到最大,且具有较高的准确度。因此五段式调制时,电压纹波最大值可以由式(28)估算,进而直流供电伺服驱动器设计中母线电容参数能够由式(29)进行计算。

4 结论

针对直流供电伺服驱动器功率器件开关切换引起的母线电压纹波进行了分析研究,通过仿真结果验证了理论分析的正确性,得到了如下结论。

(1)等效占空比较小时,零矢量作用时段内,直

流电源给母线电容供电;非零矢量作用时段内,直流电源与母线电容共同给交流负载侧供电。而等效占空比较大时,母线电流值较大,非零矢量作用时段内,功率器件开关切换过程中存在母线电流大于负载电流的情况,则直流电源同时给母线电容和负载供电。

(2)基于七段式 SVPWM 算法原理,利用电荷守恒定律,推导出母线电压纹波准确计算公式。进一步分析发现在转角 θ 变化范围 $0 \sim \pi/3$ 中,母线电压纹波在 $\theta = 0$ 或 $\pi/3$ 时最大,在 $\theta = \pi/6$ 时最小。在此基础上,深入研究发现等效占空比为 0.5 时,母线电压纹波存在最大值。

(3)在单个开关周期内,五段式调制时相较于七段式,母线电容仅有一个完整的充放电周期,且其充电时间两倍于七段式调制。根据 SVPWM 算法两种合成方式的不同特点,推导得到相应的母线电容计算公式,为不同电机参数下母线电容选型提供了有效依据。

参 考 文 献

[1] 冯立杰,盛泽,张虎翼. 基于改进型指数趋近律的模糊滑模控制[J]. 科学技术与工程, 2024, 24(10): 4108-4114.
Feng Lijie, Sheng Ze, Zhang Huyi. Fuzzy sliding mode control based on improved exponential reaching law[J]. Science Technology and Engineering, 2024, 24(10): 4108-4114.

[2] 胡启国,王泽霖,胡豁然. 基于 MATLAB/Simulink 仿真的永磁同步电机新型超螺旋二阶滑模转速控制[J]. 科学技术与工程, 2023, 23(28): 12108-12114.
Hu Qiguo, Wang Zelin, Hu Huoran. New super twisting second order sliding mode speed control for permanent magnet synchronous motor based on MATLAB/Simulink simulation[J]. Science Technology and Engineering, 2023, 23(28): 12108-12114.

[3] 杜仁慧,秦雅,陶春荣,等. 全数字交流伺服驱动器设计[J]. 雷达与对抗, 2019, 39(4): 32-35.
Du Renhui, Qin Ya, Tao Chunrong, et al. Design of an all-digital AC servo drive[J]. Radar & ECM, 2019, 39(4): 32-35.

[4] 焦旸,袁斌斌,王喆,等. 大口径火炮链式自动化弹仓控制系统设计[J]. 火炮发射与控制学报, 2020, 41(2): 69-72, 81.
Jiao Yang, Yuan Binbin, Wang Zhe, et al. Control system design of large-calibre gun automatic chain shell magazine[J]. Journal of Gun Launch & Control, 2020, 41(2): 69-72, 81.

[5] 高建树,田翼萌,张埔宁. 电动特种车辆超低速电机控制策略[J]. 科学技术与工程, 2021, 21(8): 3359-3364.
Gao Jianshu, Tian Yimeng, Zhang Puning. Control strategy of ultra-low speed motor for electric special vehicles[J]. Science Technology and Engineering, 2021, 21(8): 3359-3364.

[6] Selvaraj G, Rajashekara K, Ramachandran Potti K R. Minimization of DC-link capacitance for a DC-link-based variable speed constant frequency aircraft power system[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(4): 5068-5080.

[7] 李海东. 伺服系统 EMI 抑制方法[D]. 北京: 北京交通大学, 2020.

- Li Haidong. EMI suppression method for servo system [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2020.
- [8] 贾圣钰, 赵争鸣, 施博辰, 等. 电力电子系统电磁干扰数值建模分析[J]. 电工技术学报, 2021, 36(11): 2383, 2393, 2423.
Jia Shengyu, Zhao Zhengming, Shi Bochen, et al. Numerical modeling and analysis of electromagnetic interference in power electronics systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(11): 2383-2393, 2423.
- [9] 周天翔, 陈恒林, 袁文琦, 等. 基于高通滤波测试的逆变器端口共模干扰建模[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(13): 4686-4695.
Zhou Tianxiang, Chen Henglin, Yuan Wenqi, et al. Terminal common-mode electromagnetic interference modeling of inverter based on high-pass filter measurement [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(13): 4686-4695.
- [10] 呼明亮, 王凌伟, 陈奎, 等. 离心式作动器及驱动系统研究与实现[J]. 科学技术与工程, 2023, 23(6): 2649-2655.
Hu Mingliang, Wang Lingwei, Chen Kui, et al. Research and implementation of centrifugal harmonic force generator and drive system[J]. Science Technology and Engineering, 2023, 23(6): 2649-2655.
- [11] 任泽坤. 无电解电容永磁电机驱动系统母线电压控制策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2022.
Ren Zekun. Research on DC-link voltage control strategy for electrolytic capacitor-less PMSM drives[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2022.
- [12] 陈铁, 张会颖, 李咸善, 等. 基于超级电容的交直交牵引供电系统及控制策略[J]. 科学技术与工程, 2022, 22(5): 1921-1928.
Chen Tie, Zhang Huiying, Li Xianshan, et al. AC-DC-AC traction power supply system based on super capacitor and control strategy[J]. Science Technology and Engineering, 2022, 22(5): 1921-1928.
- [13] 赵磊. 无电解电容永磁驱动系统网侧电流质量控制策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2022.
Zhao Lei. Research on grid-side current quality control strategy of electrolytic capacitor-less permanent magnet drive system [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2022.
- [14] 黄元峰, 徐松, 王海峰, 等. 直流无刷电机方波控制系统母线电容纹波电流的分析计算[J]. 电工技术学报, 2018, 33(19): 4544-4552.
Huang Yuanfeng, Xu Song, Wang Haifeng, et al. Analytical calculation of ripple current on DC-link capacitor for brushless DC motor square wave control system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(19): 4544-4552.
- [15] 杨逸帆, 尹晗, 陆治治, 等. 无电解电容变频器的母线电压振荡抑制研究[J]. 电气传动, 2023, 53(12): 40-46.
Yang Yifan, Yin Han, Lu Zhiye, et al. Research on bus voltage oscillation suppression of electrolytic capacitor-less inverter[J]. Electric Drive, 2023, 53(12): 40-46.
- [16] 孟彦京, 王一兆, 马汇海, 等. 变频器最小母线电容参数计算及其控制策略[J]. 实验室研究与探索, 2021, 40(1): 81-86.
Meng Yanjing, Wang Yizhao, Ma Huihai, et al. Calculation of DC-link capacitor parameters and control strategy of the AC-DC-AC converter[J]. Research and Exploration in Laboratory, 2021, 40(1): 81-86.
- [17] 卢春宏, 章玮. 无电解电容永磁同步电机驱动系统母线电压解析分析[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(10): 15-22.
Lu Chunhong, Zhang Wei. Analytical analysis on PMSM control systems without electrolytic capacitor[J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(10): 15-22.
- [18] Heo H J, Choi S U, Park G Y, et al. DC-link voltage stabilization using d-axis current injection for SPMSM driver with small DC-link capacitance[J]. Journal of Electrical Engineering and Technology, 2019, 14(4): 1597-1606.
- [19] 周峰. 无电解电容永磁电机驱动系统有源阻尼控制策略[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2021.
Zhou Feng. Active damping control strategy for electrolytic capacitor-less permanent magnet motor drive system[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2021.
- [20] 张珍睿, 刘彦呈, 杨鹏明, 等. 直流供电下的永磁同步电机驱动系统母线电压振荡抑制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(12): 2982-2991.
Zhang Zhenrui, Liu Yancheng, Yang Pengming, et al. Suppression strategy of bus voltage oscillation for PMSM in DC power supply drive system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(12): 2982-2991.
- [21] 姚绪梁, 罗兴鸿, 马赫, 等. 小电容双PWM调速系统直流母线电压波动抑制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(12): 2971-2981.
Yao Xuliang, Luo Xinghong, Ma He, et al. DC bus voltage fluctuation suppression strategy for small capacitance dual-PWM speed regulating system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(12): 2971-2981.
- [22] 杨昊林. 电动汽车永磁电机主驱动器母线电容主动放电控制策略研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2022.
Yang Haolin. Research on DC-bus capacitor active discharge control strategy of permanent motor main driver for electric vehicles [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2022.
- [23] 张晓军, 杨家强, 杨昊林. 一种基于永磁同步电机绕组铜耗功率最大的电动汽车母线电容放电方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(17): 6460-6471.
Zhang Xiaojun, Yang Jiaqiang, Yang Haolin. A DC-bus capacitor discharge method based on maximum copper consumption power of permanent magnet synchronous motor windings in electric vehicles [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(17): 6460-6471.
- [24] 陈俊, 殷召凯, 孙新函, 等. 电动汽车电机控制器母线电容纹波电流研究[J]. 微电机, 2023, 56(3): 63-66, 82.
Chen Jun, Yin Zhaokai, Sun Xinhan, et al. Research on bus capacitor ripple current of electric vehicle inverter[J]. Micromotors, 2023, 56(3): 63-66, 82.
- [25] 张超, 杜博超, 崔淑梅, 等. 一种为实现电动汽车薄膜母线电容准在线故障诊断的容值辨识方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(S1): 220-227.
Zhang Chao, Du Bochao, Cui Shumei, et al. Aquasi-online estimation of metallized film capacitor for fault diagnosis used in electric vehicle drive system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(S1): 220-227.