

永磁同步电机矢量控制系统频域模型及其应用

罗学鸿, 金佳跃, 孔建会, 杨向萍, 陈家新

(东华大学 机械工程学院, 上海 201620)

摘要: 针对伺服系统频域分析中模型辨识建模方法过程繁琐且模型物理意义模糊的问题,以永磁同步电机双闭环矢量控制系统为例,给出其频域模型的理论建模方法。使用内模原理以及傅里叶级数研究电流环的等效模型,将逆变器与数字系统采样恢复延迟直接体现在模型中,经过与模型辨识法得出的频响特性以及典型 I 型系统模型的频响特性进行对比,验证了所得模型的正确性。依据所构建的模型对系统的带宽进行优化,系统带宽扩大至原先的 2.5 倍。验证结果表明所构建的频域模型与实际系统吻合,这对高性能伺服系统研究具有指导意义。

关键词: 永磁同步电机; 矢量控制; 频率特性分析; 带宽扩展

中图分类号: TM 341

文献标志码: A

Spectral-domain model of PMSM vector control system and its application

LUO Xuehong, JIN Jiayue, KONG Jianhui, YANG Xiangping, CHEN Jiaxin

(College of Mechanical Engineering, Donghua University, Shanghai 201620, China)

Abstract: Aiming at the problem of cumbersome modeling process and fuzzy physical meaning of model identification in frequency domain analysis of servo system, a theoretical modelling approach to its frequency domain model was given, taking a double closed-loop vector control system for a permanent magnet synchronous motor as an example. The equivalent model of current loop was studied using internal mode principle and Fourier series, and the sampling recovery delay of inverter and digital system was directly reflected in the model construction. The correctness of the model was verified by comparing it with the identification model and the frequency response characteristics of a typical Type I system model. The bandwidth of the system was optimized based on the model, and the bandwidth of the system was increased to 2.5 times of the original. The validation results show that the frequency domain model fits the actual system, which is a guiding meaning for the study of high-performance servo systems.

Key words: permanent magnet synchronous motor; vector control; frequency-response analysis; bandwidth extension

随着永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)实际应用要求的不断提

高,对其控制系统的性能提出了更高的要求,相关的分析方法也被不断完善,涌现出大量的 PMSM 控制

收稿日期: 2021-10-28

通信作者: 陈家新,男,教授,研究方向为电力电子、电机设计及其智能控制技术及智能装备, E-mail: chjiaxin@dhu.edu.cn

引用格式: 罗学鸿,金佳跃,孔建会,等. 永磁同步电机矢量控制系统频域模型及其应用[J]. 东华大学学报(自然科学版), 2022, 48(5): 84-90.

LUO X H, JIN J Y, KONG J H, et al. Spectral-domain model of PMSM vector control system and its application[J]. Donghua University (Natural Science), 2022, 48(5): 84-90.

系统建模与参数整定方法。文献[1-4]将逆变器等效为一个惯性环节进行电流环分析,通过参数配置降低了速度环的阶次。王莉娜等^[5]基于PMSM调速系统的频域模型推导出系统等效传递函数,并结合工程应用给出了开环截止频率与相位裕度的取值范围。杨淑英等^[6]提出以磁链为状态量的对称化建模思路,采用复矢量技术以简化模型描述。文献[7-9]基于系统传递函数增益尺度和频域尺度因子设计了一种带宽参数化PD反馈控制器。文献[10-11]基于二自由度控制方式的研究表明,二自由度控制器使得系统抗扰性与快速性实现独立调节。文献[12-14]通过研究逆变器与四象限变流器拓扑结构的一致性,进而提出逆变器直流侧的等效数学模型,揭示了直流侧等效数学模型与逆变器及交流侧电路参数之间的定量关系。

上述研究采用时域状态方程模型,而在频域下伺服系统的特性明显、参数联系明确,因此有研究者通过频域模型研究伺服系统参数与性能的关系。目前对伺服系统的频域分析与建模以文献[15-17]中的模型辨识法为主,该方法建立在试验的基础上,即根据试验测试结果利用模型辨识得到系统相关参数,进而获得伺服系统频域模型。该建模方法较为复杂繁琐,所得的模型物理意义模糊,为此本文提出一种伺服矢量系统频域模型的理论建模

方法。

本文提出的双闭环矢量控制系统的频域模型理论建模方法将逆变器延迟与采样延迟直接体现在系统模型中。通过逆变器的输出特性以及组成逆变桥的场效应管的物理特性给出了逆变器的等效模型,使用傅里叶级数展开的方式研究延迟环节的替代模型,并通过与模型辨识法所建立的模型对比,检验理论模型的正确性,同时在所得等效模型的基础上利用线性优化手段对系统进行改进。

1 频域模型关键环节建模

双闭环矢量控制系统框图如图1所示。由图1可知,要得到系统的频域模型必须解决以下问题:电机的数学模型在经过坐标变换后 d 、 q 轴电流虽解耦,但转矩电流方程中反电动势的存在导致电流依旧存在耦合关系,在建模时应如何处理反电动势对电流环模型的影响;三相逆变器拓扑结构的精确数学模型无法获得,如何建立逆变器的等效数学模型使其与实际效果吻合;矢量控制系统多为数字化控制系统,数字系统信号处理过程会带来延迟作用,而延迟时间的确定将影响系统模型的准确度,应如何确定延迟时间。针对上述问题对频域模型的关键环节进行分析,并给出解决方案以期为频域模型构建提供依据。

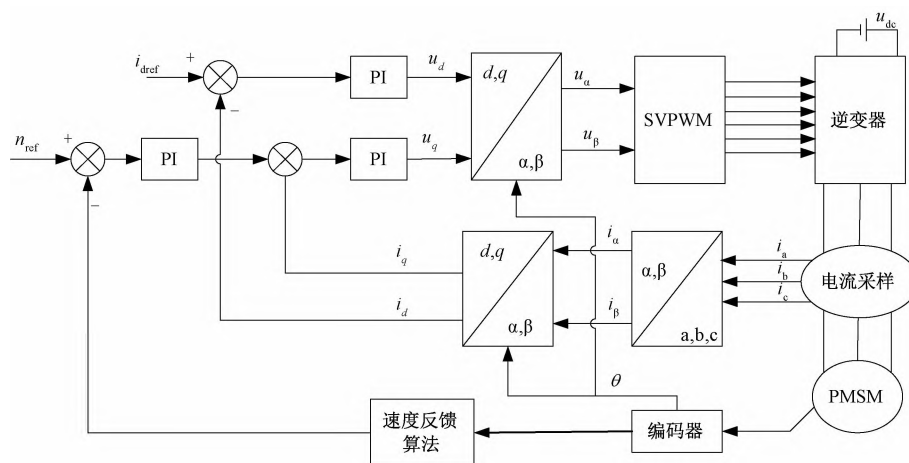


图1 双闭环系统控制框图

Fig.1 The double closed-loops control system

1.1 转矩电流解耦分析

永磁同步电机在旋转坐标下的电压方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 为 d 轴电压; u_q 为 q 轴电压; R 为定子绕组电

阻; L_d 为 d 轴电感; L_q 为 q 轴电感; ω_e 为电机的电角速度; i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴电流; φ_f 为电机永磁体磁链。

当采用 $i_d=0$ 的控制策略时,上述电压方程简化为式(2)的形式。

$$\begin{cases} u_d = -\omega_e L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e \varphi_f \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\omega_e \varphi_f$ 为反电动势。

将式(2)中的 q 轴电压方程中的反电动势项右移得到式(3)。

$$u_q - \omega_e \varphi_f = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \quad (3)$$

采用矢量控制策略将交流电机模拟成直流电机,根据直流电机的电枢电压方程,可得 q 轴电流与反电动势的关系如下:

$$i_q - i_{qL} = \frac{T_m}{R} \frac{dE}{dt} \quad (4)$$

式中: i_{qL} 为对应的负载电流; T_m 为伺服系统的机电时间常数; E 为电机旋转坐标下等效反电动势。

对式(4)进行拉普拉斯变换得到反电动势的传递函数如下:

$$\frac{E(s)}{I_q(s) - I_{qL}(s)} = \frac{R}{T_m s} \quad (5)$$

根据式(5)得到永磁同步电机电枢反应过程如图2所示。

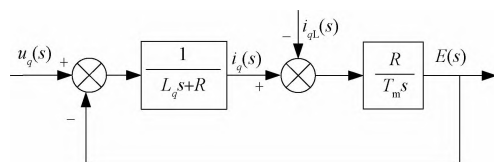


图2 q 轴电枢反应流程

Fig.2 Armature reaction process in q axis

为便于分析永磁同步电机双闭环矢量控制系统的等效模型,假设负载为零。通过移动框图节点得到图2的等效控制框图,如图3所示。

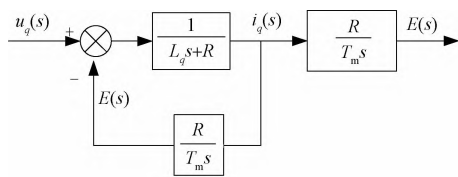


图3 空载下电流等效控制框图

Fig.3 Current equivalent control block diagram under no load

根据图3得到电流的开环传递函数:

$$\frac{i_q(s)}{u_q(s)} = \frac{T_m s / R}{T_m T_l s^2 + T_m s + 1} \quad (6)$$

式中: $T_l = \frac{L_q}{R}$ 。

由式(6)可知电流环是一个二阶系统,进一步对电流环进行简化使系统降阶,得到图3所示系统的开环传递函数的频率特性,如式(7)所示。

$$\frac{j\omega T_m / R}{T_m T_l (j\omega)^2 + j\omega T_m + 1} = \frac{j\omega T_m / R}{(1 - T_m T_l \omega^2) + j\omega T_m} \quad (7)$$

由于系统的电流环响应角频率一般都很高,当 $T_m T_l \omega^2 \gg 1$ 时,进一步简化式(7)得到式(8)所示结果。

$$\frac{1/R}{j\omega T_l + 1} = \frac{1/R}{T_l s + 1} \quad (8)$$

由式(8)可知,坐标变换后结合 $i_d = 0$ 的控制策略,转矩电流可以独立控制,在该情况下可忽略耦合的影响,电流环相当于一阶惯性环节,因此解耦后转矩电流与电压关系为

$$\frac{i_q(s)}{u_q(s)} = \frac{1}{L_q s + R} \quad (9)$$

1.2 逆变器等效模型

由矢量控制的实现过程可知,矢量算法的最终执行是通过三相逆变器的开关组合顺序给定电机运行所需的绕组电压。因此,在系统的建模中逆变器模型的构建对系统是至关重要的。为了提高传递函数模型的准确性,需考虑逆变器的物理过程对系统带来的影响,综合考虑可得电流环的控制框图如图4所示。

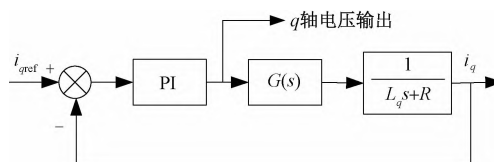


图4 实际电流内环结构

Fig.4 The inner structure of actual current

图4中 i_{qref} 为输入的 q 轴参考电流, $G(s)$ 为逆变器的等效传递函数。为得到图4的电流环传递函数,必须先得到逆变器的等效传递函数模型。逆变器的物理过程是通过开关管的不同状态输出不同的电压组合,根据这一物理过程可将逆变器等效为特定的环节。三相电机控制中典型的三相逆变器拓扑结构的等效电路图如图5所示。

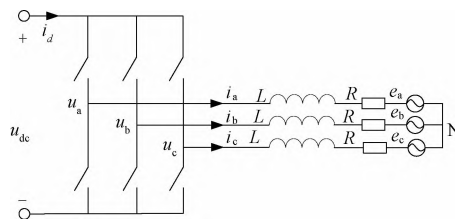


图5 三相逆变器等效电路模型

Fig.5 Equivalent circuit model of three-phase inverter

图5中 L 为电机的相电感, a, b, c 分别对应三相电机的各个相线, N 表示星型连接电机的中性点。根据图5可知相电压是开关状态的函数,则电机相电压的关系式为

$$u_{kN} = R i_k + L \frac{di_k}{dt} - e_k \quad (10)$$

式中: e_k 为三相等效反电势; u_{kN} 为相电压; i_k 为三相电流; 在分析每一相线时 k 分别对应 a、b、c。

式(10)表明电压与开关的状态有关, 根据开关平均函数可知, 开关的导通时间由占空比控制, 在一个周期内假设桥臂上管占空比为 d_k , 此时逆变器输出的相电压和母线电压的关系如式(11)所示。

$$u_{kN} = (d_k - d'_k) u_{dc} \quad (11)$$

式中: d'_k 为桥臂下管的占空比, $d'_k = 1 - d_k$ 。

根据式(11)可得逆变器的输入电压到输出电压的等效线性关系为

$$K_{\text{pwm}} = \frac{u_{kN}}{u_{dc}} = (d_k - d'_k) \quad (12)$$

在脉宽调制中由于载波频率(开关频率)远高于输出电压基波频率, 根据式(12)在逆变器的输出电压幅值上可将逆变器等效为一个比例环节, 比例系数为 K_{pwm} , 根据调制原理并在矢量控制中采用电压前馈解耦控制, 可将 K_{pwm} 近似处理为 1。

上述分析表明逆变器相当于一个比例环节, 但在实际的 PWM(pulse width modulation)调制过程中由于开关器件的特性以及死区时间的影响, 逆变器的输出会存在延迟。在矢量控制系统硬件执行过程中上述延迟主要的来源是电流的采样更新过程, 而电流采样到 PWM 更新过程的延迟时间与电流采样更新算法有关。本文采用单周期双次采样电流算法分析电流采样到更新延迟的产生过程, 如图 6 所示。

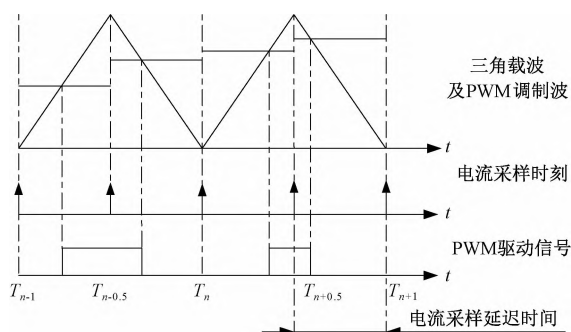


图 6 电流采样时序

Fig.6 Current sampling sequence

由图 6 可知, 在第 n 个采样时间点完成采样后, 要在下一个采样命令即第 $n+0.5$ 时刻更新 PWM 波, 这是由硬件的特性所决定的, 因此逆变器输出 PWM 波的延迟时间为半个载波周期, 记为 T_{car} 。

1.3 数字控制系统信号恢复

矢量控制系统多为数字化系统, 在数字控制系统中经过采样的离散信号需要恢复成连续的信号, 实际工程中一般用零阶保持器来恢复信号。在 MATLAB 的矢量控制仿真系统中于离散控制器的积分输出后

面设置零阶保持器, 在系统建模时需要考虑零阶保持器信号恢复过程的影响, 由自动控制理论的知识可得零阶保持器的频率特性, 如式(13)所示。

$$G_h(s) = \frac{2 \sin \frac{\omega T_s}{2}}{\omega} e^{-\frac{T_s}{2} j \omega} \quad (13)$$

式中: T_s 为采样周期; ω 为系统响应频率。

根据采样定律将式(13)中的采样时间转换成与频率相关的函数, 可得到式(13)的另一种表达方式如式(14)所示。

$$G_h(s) = T_s \frac{\sin \frac{\omega}{2\omega_s}}{\frac{\omega}{2\omega_s}} e^{-\frac{T_s}{2} j \omega} \quad (14)$$

式中: ω_s 为采样频率。

为简化分析过程, 假设 $\omega \ll \omega_s$, 当上述条件存在 $\frac{\omega}{\omega_s} \rightarrow 0$ 时, 有

$$\sin \frac{\omega}{2\omega_s} \approx \frac{\omega}{2\omega_s} \quad (15)$$

由式(14)与(15)可知, 采样频率足够高时, 零阶保持器恢复的信号与被采样的信号较为接近, 此时零阶保持器可等效为一个延迟时间为半个采样周期的延迟环节。

在一般的采样系统中当系统的响应频率满足 $\omega < \frac{1}{4} \omega_s$ 时, 即可近似视为 $\omega \ll \omega_s$ 。在矢量控制系统中速度环的带宽一般比电流环的小很多, 而由香浓采样定理可知, 采样频率至少是信号频率的 2 倍, 因此整个系统的带宽满足上述的等价条件。综上所述, 数字控制系统相当于给原来的连续系统传递函数增加了一个延迟环节, 延迟时间记为 T_{OH} 。

则电流环带来的总延迟时间为

$$T_{\text{delay}} = T_{\text{car}} + T_{\text{OH}} \quad (16)$$

上述分析根据逆变器的输出幅值特性将逆变器等效为一个比例环节, 又从开关器件的硬件特性和数字采样系统的实现方式的角度分析了逆变器具有的延迟效应, 综合可得逆变器的等效数学模型如式(17)所示。

$$G(s) = K_{\text{pwm}} e^{-\tau s} \quad (17)$$

式中: τ 为电流采样到逆变器输出时总的延迟时间, 并且 $\tau = T_{\text{delay}}$ 。

2 双闭环系统频率特性模型

2.1 按典型 I 型系统设计电流环的等效传递函数

传统的双闭环矢量控制系统等效处理方式是将

电流环中逆变器看成具有一定时间常数的一阶惯性环节和在幅值效果上看成是放大倍数为 1 的放大环节。据传统的分析方法得到 q 轴电流环的结构框图,如图 7 所示。

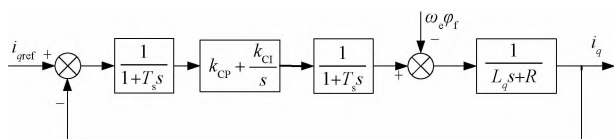


图 7 逆变器等效为惯性环节电流环框图

Fig.7 Current loop diagram of inverter equivalent to inertia link

图 7 中第一个惯性环节是滤波带来的影响,第二个惯性环节是逆变器的延迟效果。为分析方便,忽略反电动势带来的扰动影响,将 PI 控制器写成零极点形式,可得图 7 的闭环传递函数为

$$W_{ic}(s) = \frac{k_{cp}s + k_{ci}}{2T_s L_q s^3 + (L_q + 2RT_s)s^2 + (R + k_{cp})s + k_{ci}} \quad (18)$$

式中: k_{cp} 为电流环比例增益; k_{ci} 为电流环积分增益。

按照典型 I 型系统的设计方法对系统模型进行简化,对电流环的闭环系统进行降阶处理,通过设置 PI 参数使式(18)降阶。PI 参数设计如式(19)所示。

$$G_{cs}(s) = \frac{45p_n\varphi_f K_{sp}s + 45p_n\varphi_f K_{si}}{4J\pi T_s s^3 + (J\pi + 4B\pi T_s)s^2 + (B\pi + 45p_n\varphi_f K_{sp})s + 45p_n\varphi_f K_{si}} \quad (21)$$

式中: J 为电机转动惯量; B 为阻尼系数; K_{sp} 为按典型 II 型系统参数设计的速度环比例增益, $K_{sp} = 0.125$; K_{si} 为按典型 II 型系统参数设计的速度环积分增益, $K_{si} = 25$; p_n 为电机的极对数。

对式(21)所示双闭环矢量控制系统的等效模型频率特性与原矢量控制系统频率特性进行对比,结果如图 9 所示。图 9 中离散点是矢量控制系统的频率特性,实线是按典型 I 型系统设计方法处理电流环后矢量系统的传递函数模型的频率特性。

图 9 表明,由传统的按 I 型系统设计电流环的方法得到的传递函数与实际系统相差较大,对系统的分析与优化起到的作用较小,难以发挥频域分析的指导作用。

2.2 改进后的等效传递函数

由于传统模型与实际的频率特性吻合精度的不足,提出一种改进的频域模型理论建模方法,该方法在基于内模原理的参数整定方式下对电流环进行等效。根据第 1 节的分析以及内模参数的设计可得不含延迟环节的电流内环的闭环传递函数,如式(22)所示。

$$\begin{cases} k_{cp} = \frac{L_q}{4T_s} \\ k_{ci} = \frac{R}{4T_s} \end{cases} \quad (19)$$

将设计的 PI 参数代入式(18)所示的电流环闭环传递函数中,又由于 T_s 的值很小,有 $T_s^2 \ll T_s$,因此可以忽略高次项的影响。简化后的电流闭环传递函数为

$$W_{ic}(s) = \frac{1}{1 + 4T_s s} \quad (20)$$

在分析速度环传递函数时,用式(20)所示的电流环函数代替电流内环,可得传统分析法的双闭环矢量控制系统结构框图,如图 8 所示。

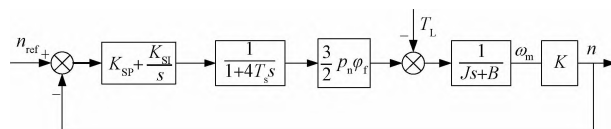


图 8 传统分析法的双闭环系统结构框图

Fig.8 Block diagram of double closed-loop system structure of traditional analysis method

图 8 中: T_L 表示外部负载; K 为电机角速度与转速的换算系数, $K = 30/\pi$ 。根据图 8 可得按典型 I 型系统处理电流环后的双闭环矢量控制系统的闭环传递函数,如式(21)所示。

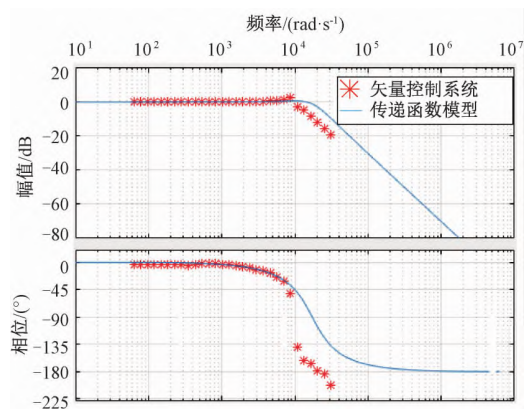


图 9 按照典型 I 型系统参数整定下的频率特性

Fig.9 Frequency characteristics of typical type I system parameters

$$G_{current}(s) = \frac{\alpha K_{pwm}}{s + \alpha K_{pwm}} \quad (22)$$

式中: α 为电流环的期望带宽。

将逆变器以及采样保持的延迟环节考虑到系统模型中,再将延迟环节进行泰勒级数展开,得到式(23)所示的等效表达式。

$$e^{-\tau s} = 1 - \tau s + \frac{1}{2}(\tau s)^2 + \dots + \frac{(-\tau s)^n}{n!} \quad (23)$$

式(23)的阶次根据系统的阶次以及实际情况选定,当延迟时间较大时,为提高近似精度,延迟环节近似模型的阶次应该选得高些,本文电流环等效传递函数的分母只有一阶,这是因为若分子近似阶次高于分母,在工程中不易实现,所以选取一阶近似模型。

此时电流环的传递函数变为

$$G_{in}(s) = \frac{\alpha K_{pwm}(1-\tau s)}{(1-\tau K_{pwm})s + \alpha K_{pwm}} \quad (24)$$

根据对电流环的解耦分析以及数字控制系统中的延迟分析,可得旋转坐标系下双闭环控制系统的等效控制模型,如图10所示。

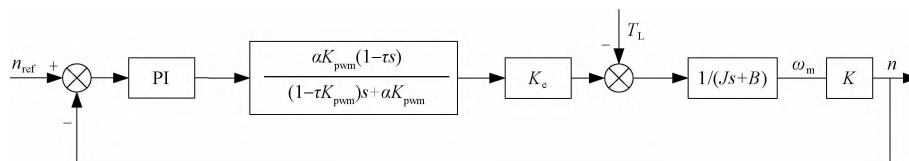


图10 改进的矢量控制系统传递函数模型

Fig.10 Transfer function model of the improved vector control system

根据图10的控制结构示意图,推导出矢量控制系统在旋转坐标下的闭环传递函数如式(25)所示。

$$G_o(s) = [-cK_p\tau s^2 + c(K_p - K_1\tau)s + cK_1] / [J\pi bs^3 + (Bb\pi + J\pi\alpha K_v - cK_p\tau)s^2 + (B\pi\alpha K_v + cK_p - cK_1\tau)s + cK_1] \quad (25)$$

式中: K_p 为速度环比例增益; K_1 为速度环积分增益; K_v 为逆变器等效比例放大系数; K_e 为转矩系数, $K_e = 1.5p_n\varphi_f$ 。满足:

$$\begin{cases} b = 1 - \alpha\tau K_v \\ c = 30\alpha K_e K_v \\ K_v = K_{pwm} \end{cases} \quad (26)$$

3 理论模型频率特性验证

为验证本文构建的传递函数与实际系统的吻合度,从频率响应特性与阶跃响应两方面进行验证试验。参数设计依据内模控制原理进行整定,最终选取的参数如表1所示。

电流环总延迟时间为零阶保持器所带来的延迟与电流采样更新延迟时间之和,PWM的开关频率为20 kHz,据此得到仿真系统的延迟时间常数 $\tau =$

表1 电机与控制器的主要参数

Table 1 Main parameters of motor and controller

参数	参考值
K_p	0.039 6
K_1	19.8
φ_f/Wb	0.05
p_n	5
$\alpha/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	2 559
$J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.000 03
$B/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s})$	0.000 02

1.25×10^{-5} 。

依据表1所示参数以及式(25)得到选定参数下的等效传递函数模型如式(27)所示。

$$G_o(s) = (-157.84s^2 + 12\,548\,292.73s + 6\,313\,606\,405) / (s^3 + 2\,486.39s^2 + 12\,550\,055.10s + 6\,313\,606\,405) \quad (27)$$

对矢量控制系统与基于图10构建的传递函数系统进行阶跃仿真对比,结果如图11所示。图11中传递函数系统所示的曲线是通过本文理论建模方法即图10得到的频域模型的阶跃响应结果,矢量控制系统所示的曲线是MATLAB中搭建的矢量控制仿真系统阶跃响应结果。

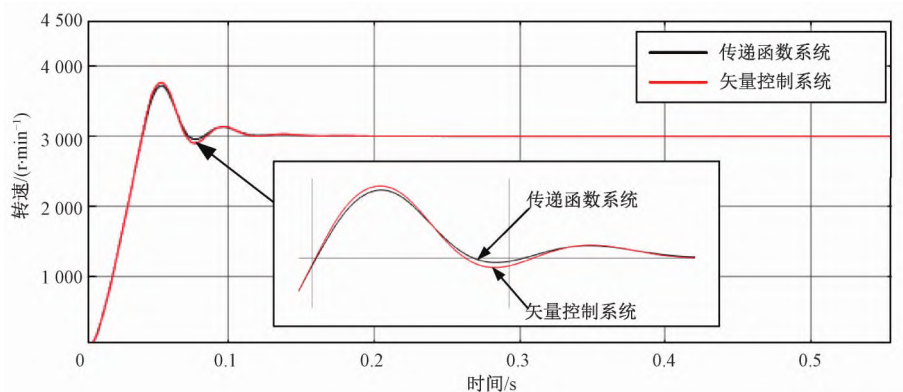


图11 理论模型与矢量控制系统的阶跃仿真对比

Fig.11 Comparison of step simulation between theoretical model and vector control system

图 11 表明,改进电流环处理方式下的等效传递函数控制模型与矢量控制系统仿真模型两者的阶跃响应性能几乎一致。为进一步验证等效模型的正确性,对比模型辨识建模方式所得模型、理论建模方法所得模型及原矢量控制系统的频率特性的吻合情况,结果如图 12 所示。图 12 中离散点是内模参数下矢量控制系统的频率特性,虚线是基于模型辨识所得系统的频率特性,实线是本文所提理论建模法所得的系统频率特性。

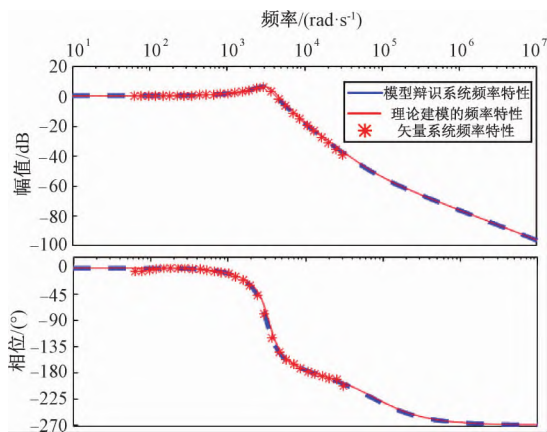


图 12 频率特性对比图

Fig.12 Comparison of frequency characteristics

从图 12 可以看出,矢量控制系统、模型辨识所得的频域模型以及理论建模所得的频域模型的频率特性基本吻合。图 11 与图 12 的结果表明,本文构建的模型与实际系统在阶跃性能与频率特性上都相吻合,因此可采用构建的频域模型对矢量控制系统进行分析与优化。

4 系统优化

根据三阶系统的阶跃响应理论可知,系统的快速性与超调量很难同时满足最优,即系统响应较快时超调量随之增加,要求系统无超调时系统的过渡时间又会增加。当然目前有很多抑制超调的策略,比如采用积分分离式 PI 控制器、跟踪微分器等减小超调量。但这些方法设计复杂,本文根据第 3 节构建的传递函数模型,利用线性分析方法对系统进行改进。由自动控制理论中典型校正方式的特点可知,超前校正可提高系统的带宽。超前校正环节及其参数设计如下:

$$H(s) = \frac{1 + aTs}{1 + Ts} \quad (28)$$

$$10 \times \lg a = g \quad (29)$$

$$\frac{1}{\sqrt{a}T} = \omega_c \quad (30)$$

式中: a 为校正分子系数; g 为根据频率特性曲线配置截止频率时校正环节所提供的增益; ω_c 为设定的开环截止频率。

由图 12 的频率特性曲线可知,系统幅值衰减到 -3 dB 时的频率为 808.92 Hz,为验证传递函数描述下的系统正确性,选择校正环节所提供的 23.7 dB 增益,此时截止频率为 2117.83 Hz,计算得到 $\alpha = 234.42$, $T = 4.911 \times 10^{-6}$ 。将式(28)的校正环节加至矢量控制系统的速度环调节器前对系统性能进行验证。根据行业标准,输入信号的幅值为额定转速的 0.01 倍即 30,输入频率为 2117.83 Hz。系统的带宽测试结果如图 13 所示。图 13 中原矢量系统是在 MATLAB 软件中搭建的图 1 所示系统,根据频域模型优化系统是指在矢量系统中根据构建的频域模型计算加入校正环节后的系统。

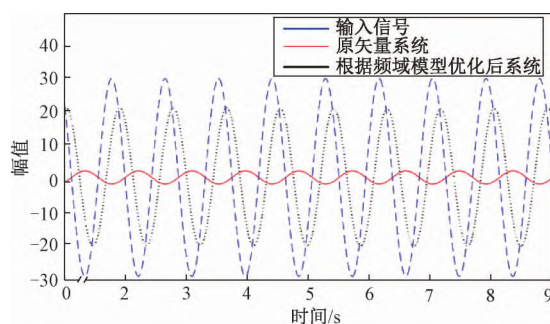


图 13 基于频域模型的带宽扩展试验结果

Fig.13 Experimental results of bandwidth expansion on frequency domain model

由图 13 表明,在 2117.83 Hz 正弦测试信号下,加入校正环节的矢量控制系统带宽得到了有效扩展,与理论分析一致,而未加入校正环节的矢量控制系统在该带宽下幅值明显衰减。

根据构建的频域模型对已有的矢量控制系统进行优化,为验证系统的阶跃响应性能是否得到改善,对比校正前后系统的阶跃响应,结果如图 14 所示。

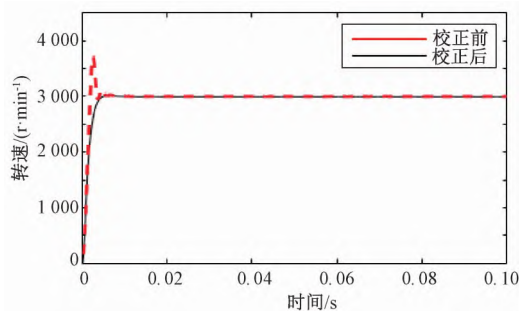


图 14 校正前后阶跃仿真对比

Fig.14 Step simulation comparison before and after correction

图 14 表明,矢量控制系统经过校正后阶跃响应

(下转第 100 页)

北京:机械工业出版社,2018:43-45.

- [15] 康件丽,陈国强,赵俊伟. 3-PRS 机构工作空间的蒙特卡洛方法分析[J]. 河南理工大学学报(自然科学版),2014,33(4):

478-481.

- [16] 柳纪琛,吴孟丽,王明曦,等. 一种 2T1R 并联机构的运动学分析及尺度优化[J]. 机械设计,2020,37(12):71-81.

(责任编辑:杜 佳)

(上接第 90 页)

性能得到大幅改善,在过渡阶段几乎无超调,且调整时间变短了。图 13 与图 14 的结果进一步说明,本文的频域模型在频率响应与阶跃响应上都与原系统吻合,并且基于频率特性分析的校正方式在原系统中得到有效应用,使系统的校正变得简单。

5 结 语

针对现有双闭环矢量控制系统的频域分析模型存在过程繁琐以及典型数学模型频率特性与实际系统误差较大的缺点,提出了 PMSM 矢量控制系统频域模型的理论建模方法,并验证了该方法在带宽扩展和抑制超调两个环节的作用效果。结果表明,系统带宽从原来的 808.92 Hz 提高至 2 117.83 Hz。该模型可弥补现有分析方法中频域模型准确性差的不足,为高性能伺服系统的开发奠定基础,同时为系统性能优化提供可靠依据。

参 考 文 献

- [1] 董恒,王辉,黄科元. 永磁同步电动机驱动系统数字 PI 调节器参数设计[J]. 电气传动,2009,39(1):7-10.
- [2] PANAGOPOULOS H, ASRTOM K J, HAGGLUND T. A numerical method for design of PI controllers[C]// IEEE International Conference on Control Applications. IEEE, 2002: 1336-1343.
- [3] TANG E W, HUANG J, WU J, et al. A PID tuning method based on dominant poles and phase margin[C]//Proceedings of the 29th Chinese Control Conference, Beijing. 2010: 3477-3480.
- [4] LIDOZZI A, SOLERO L, CRESCIMBINI F, et al. Direct

tuning strategy for speed controlled PMSM drives[C]// IEEE International Symposium on Industrial Electronics. 2010: 1265-1270.

- [5] 王莉娜,朱鸿悦,杨宗军. 永磁同步电动机调速系统 PI 控制器参数整定方法[J]. 电工技术学报,2014,29(5):104-117.
- [6] 杨淑英,王奇帅,东野亚兰,等. 永磁同步电机离散化建模与分析[J]. 电气传动,2021,51(5):15-24.
- [7] 丁健,杨慧中. 一种直流调速系统带宽参数化反馈控制[J]. 南京理工大学学报,2020,44(2):149-153.
- [8] HARNEFORS L, NEE H P. Model-based current control of AC machines using the internal model control method[J]. Industry Applications IEEE Transactions on, 1998, 34(1): 133-141.
- [9] 张旭秀,孙婧,李卫东,等. 基于内模控制的 PMSM 双闭环调速系统控制器设计与仿真[J]. 大连交通大学学报,2019,40(3):108-113.
- [10] 任虹霞,王桐. 机器人用永磁同步电机的双自由度控制[J]. 微电机,2019,52(11):61-64.
- [11] 左月飞,符慧,刘闯,等. 永磁同步电机调速系统的一种新型二自由度控制器[J]. 电工技术学报,2016,31(17):140-146.
- [12] 华中科技大学. PMSM 伺服系统电流环的控制方法: 110635735A[P]. 2019-12-31.
- [13] 张加胜,张磊. PWM 逆变器的直流侧等效模型研究[J]. 中国电机工程学报,2007(4):103-107.
- [14] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京:机械工业出版社,2011:187-189.
- [15] 郑雯. 基于频率域的伺服系统建模、分析与控制[D]. 南京:东南大学,2016.
- [16] 甘肃省有色地质调查院. 一种获取待辨识系统频率响应函数的方法及装置: 104794313A[P]. 2015-07-22.
- [17] 张继志,黄俊钦. 线性系统传递函数频域辨识的一种方法[J]. 北京航空学院学报,1983(2):37-51.

(责任编辑:杜 佳)