

DOI : 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.L70439

MTPA 控制下逆变器-IPMSM 系统 直流侧电压稳定性研究

钟志宏 方晓春 林 飞 杨中平

(北京交通大学电气工程学院 北京 100044)

摘要 在电机闭环控制系统中,由于转矩的快速跟随,可将逆变器-电机负载当做恒功率负载。恒功率负载的负阻抗特性使得牵引传动系统阻尼较小,从而引发直流侧电压和电流的振荡。通过分析牵引变流器模型、内置式永磁同步电机数学模型以及控制系统的数学模型,从机理上阐述了恒功率负载引发的牵引传动系统直流侧振荡产生的原因;进而通过小信号分析法,推导了最大转矩电流比控制下,逆变器-内置式永磁同步电机系统的导纳模型。在该导纳模型的基础上,通过频域下的伯德图以及奈奎斯特稳定性判据,分析了直流侧 LC 参数、电机电感参数、定子电阻参数以及功率对系统稳定性的影响,发现了各参数对稳定性的影响规律以及电机运行过程中的稳定性变化过程。基于该文的理论分析,实现了一种主动阻尼补偿方式,并通过仿真和实验验证了该补偿方式能有效增大系统阻尼,提升系统的稳定性。

关键词: 直流振荡 最大转矩电流比控制 阻尼补偿 小信号分析 导纳模型 参数变化
中图分类号: TM351

DC Voltage Stability Studies with IPMSM System under the Control of MTPA

Zhong Zhihong Fang Xiaochun Lin Fei Yang Zhongping

(College of Electrical Engineering Beijing Jiaotong University Beijing 100044 China)

Abstract In the motor closed-loop control system, the inverter-motor load can be treated as a constant power load due to the fast follow-up of the torque. The negative impedance characteristic of the constant power load(CPL) causes the traction drive system to have less damping, which causes the DC side voltage and current to oscillate. In this paper, the cause of DC side oscillation of the traction drive system induced by constant power load is expounded by analyzing the traction converter model, the mathematical model of the built-in interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) and the mathematical model of the control system. Then, through the small signal analysis. The admittance model of the inverter-built-in permanent magnet synchronous motor system under the control of Maximum Torque Per Ampere(MTPA) is deduced. On the basis of the admittance model in this paper, the influence of LC parameters, inductance parameters, stator resistance parameters and power on the stability of the system is analyzed by the stability analysis method in the frequency domain, and also, the influence of the parameters on the stability and the process of change of motor's stability was found. Based on the theoretical analysis, a kind of active damping compensation method is realized. Simulation and experiment prove that the compensation method can effectively increase the system damping and improve the stability of the system.

Keywords : DC oscillation, maximum torque per ampere(MTPA), damping compensation, small-signal analysis, admittance model, parameters change

收稿日期 2016-08-19 改稿日期 2017-01-03

0 引言

近几年,我国自主研发的牵引变流器在地面试验及装车现场试验时发现,牵引电传动系统直流侧电压、电流及电机输出转矩在牵引电机采用矢量控制的情况下,当输出功率上升至一定程度时出现持续振荡,直接影响车辆运行的稳定性及舒适度,严重时频繁触发 TCU 故障保护、脉冲封锁,甚至引起变电站高速直流断路器大电流脱扣。

引起这种持续振荡的主要原因就是直流侧 LC 环节和逆变器-电机系统的阻抗不匹配。一方面,由于空间和损耗等限制,往往都会选择较小的电容和较大的电感,这使得直流侧的 LC 滤波环节阻抗较小^[1];另一方面,由于电力电子变换器的恒功率特性,使得逆变器-电机系统呈现负阻抗特性^[2],两者的综合作用,使得整个系统的阻尼较小,特别是在 LC 谐振频率附近,阻尼比可能会等于甚至小于 0,使得系统产生等幅振荡甚至是发散振荡。

要解决阻抗不匹配带来的直流侧振荡问题,就必须增加系统的阻尼。一方面,可以通过设计直流侧的 LC 参数^[3]以及改变直流侧滤波电路的拓扑^[4]来增大直流侧的输出阻抗。这类方式虽然简单有效,但会给系统带来更大的损耗,也会大大增加成本^[1]。另一方面,可以通过控制的方式,对逆变器-电机系统进行补偿,增加逆变器-电机系统的输入阻抗。但由于逆变器-电机系统较为复杂,不仅受各个参数影响,还与控制方式有关^[5]。因此,要提出有效的补偿方式,必须先对整个系统进行建模分析。

逆变器-电机输入阻抗模型可以分为理想恒功率(Constant Power Load, CPL)模型和控制系统频域导纳模型。理想 CPL 模型在建模时将逆变器-电机系统等效为可控电流源^[2,6],据此进行系统参数设计和阻尼补偿,即使在大信号模型下得到的分析结果和补偿策略仍然偏保守^[7]。而将电机及其控制模型纳入建模过程,线性化后得到的频域模型是目前主流的建模方法,其利于分析系统的渐进稳定性和系统动态性能,据此可进行系统主动阻尼补偿控制器设计和性能分析。

建立频域内的系统导纳模型,一般将系统分为三个部分,即牵引变流器部分、电机部分和控制系统部分。对于牵引变流器部分,最为常见的是忽略饱和、采样以及损耗,按照功率平衡建立系统状态空间平均模型^[8,9]。电机部分则主要分为异步电机、表贴式永磁同步电机(Surface Permanent Magnet

Synchronous Motor, SPMSM)以及内置式永磁同步电机(Interior Permanent Magnet Synchronous Motors, IPMSM)。其中,国内文献以异步电机模型居多^[2,6],永磁同步电机模型中,以简单的表贴式永磁同步电机居多^[5,10],文献[11]推导了内置式永磁同步电机的数学模型,但控制方式仍采用 $i_d=0$ 控制。控制系统部分模型则集中在简单的 $i_d=0$ 控制^[11,12],未对实际中应用较多的最大转矩电流比(Maximum Torque Per Ampere, MTPA)控制系统进行建模。

由上述分析可得,当前的逆变器-电机系统导纳模型有三个不足之处:一是牵引变流器模型忽略系统的采样延时,导致模型不准确;二是对内置式永磁同步电机建模较少;三是未对工业中应用较多的 MTPA 控制方式进行建模分析。为此,本文针对内置式永磁同步电机,利用小信号分析法,建立了考虑采样延时的 MTPA 控制下的导纳模型,并利用伯德图和奈奎斯特判据分析了系统的稳定性,得出了各个参数对系统稳定性的影响规律,最后实现了一种主动阻尼补偿方式,在理论上分析了其可行性,并通过仿真和实验证实该补偿方式能够有效提升系统的稳定性。

1 IPMSM 的 MTPA 导纳模型

1.1 振荡的机理分析

假设系统控制器带宽无限,逆变器为连续能量转换系统,电机输出转矩或转速完美跟随指令值,呈现高性能的转矩控制,做到转矩的快速跟随。在高性能的转矩控制下,一般直流侧电压的变化不影响负载吸收的功率,所以从直流侧来看,此时逆变器+电机负载相当于一个恒功率负载。由于是恒功率负载,逆变器-电机系统的输入电压和输入电流呈现出反比例的关系,如图 1 所示。图中, u 为负载输入电压, i 为负载输入电流, P 为负载输入功率, Δu 为输入电压的变化量, Δi 为输入电流的变化量。

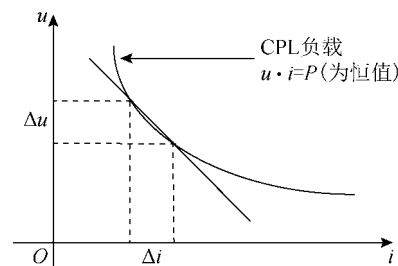


图 1 恒功率负载伏安特性曲线

Fig.1 Constant power load voltage-current curve

由图1中可以看出,伏安特性曲线的斜率小于0,即恒功率负载的阻抗小于0,如式(1)所示。

$$r = \frac{du}{di} = \frac{d(P/i)}{di} = -\frac{P}{i^2} = -\frac{u}{i} = -R_0 \quad (1)$$

式中, r 为负载等效阻抗; R_0 为负载等效阻抗的幅值。

进而可以列出恒功率负载的输入阻抗公式为

$$Z_{inv} = -\frac{U_C}{P} \quad (2)$$

为了列出整个系统的阻尼比公式,将牵引传动系统进行简化,如图2所示。

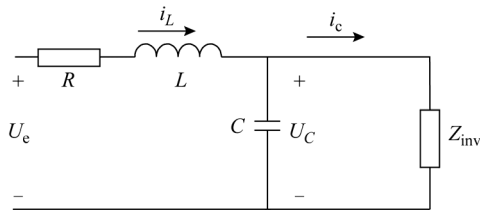


图2 牵引传动系统简化模型

Fig.2 Constant power load model

图2中, R 为系统直流侧线路阻抗, L 和 C 分别为直流侧的滤波电感和支撑电容, U_e 为直流侧母线电压, i_L 为电感电流, i_c 为逆变器直流侧输入电流, U_C 为电容电压。列出整个牵引传动系统的阻尼比公式^[13]为

$$\zeta = \frac{1}{2}R\sqrt{C/L} + \frac{1}{2Z_{inv}}\sqrt{L/C} \quad (3)$$

联立式(2)和式(3),令系统的阻尼比大于0,可以得到理想情况下的系统稳定性判据

$$P_0 \frac{RC}{L} U_{C0}^2 \quad (4)$$

式中, U_{C0} 为稳态时直流侧电容两端的电压。

从判据中可以得出,系统存在一个失稳功率,失稳功率的大小与直流侧参数的取值息息相关,当系统输入功率大于失稳功率,则使系统阻尼比小于0,发生振荡失稳。

在 LC 谐振频率附近,直流侧电路中电感的感抗和电容的容抗数值上相等,系统直流侧的输出阻抗达到最小,最容易发生振荡,因此该低频振荡的振荡频率一般在 LC 谐振频率附近。

1.2 牵引传动系统的数学模型

由前文可知,牵引传动系统可以分为三个部分,即牵引变流器部分、电机部分和控制系统部分。其中,牵引变流器在 dq 轴上的数学模型^[14]为

$$\begin{bmatrix} u_d & u_q \end{bmatrix}^T = D(s) \begin{bmatrix} u_d^* & u_q^* \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} u_{d0} & u_{q0} \end{bmatrix}^T \frac{1-D(s)}{U_{C0}} \cdot U_C \quad (5)$$

式中, $D(s) = 1/e^{-sT_d}$ 为延时部分,其中 T_d 为系统的采样周期,延时函数的拉普拉斯变换形式为 $1/(s+T_d)$; u_d 和 u_q 分别为系统 dq 轴电压瞬时值; u_d^* 和 u_q^* 分别为系统 dq 轴电压的指令值; u_{d0} 和 u_{q0} 分别为系统 dq 轴电压的稳态值。

由于大功率牵引传动系统中开关频率较低,开关损耗较小,且为了更加方便地分析系统的稳定性,本文假设交流侧输出功率等于直流侧输入功率,功率守恒公式为

$$U_C i_c = \frac{3}{2}(u_d i_d + u_q i_q) \quad (6)$$

永磁同步电机选用的是输出转矩能力较大的内置式永磁同步电机,其电压方程和运动方程分别为

$$\begin{cases} u_d = (R_s + L_d s) i_d - p_n \Omega_r L_q i_q \\ u_q = (R_s + L_q s) i_q + p_n \Omega_r (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (7)$$

$$J s \Omega_r = \frac{3}{2} p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] - T_L - T_m \quad (8)$$

式中, Ω_r 为机械角速度; p_n 为电极极对数; J 为驱动系统旋转结构转动惯量; T_L 为负载转矩; T_m 为摩擦转矩; R_s 为定子电阻; L_d 为直轴电感; L_q 为交轴电感; i_d 为直轴电流; i_q 为交轴电流; ψ_f 为永磁体磁链。

本文采用的控制方式是双电流环控制下的 MTPA 控制方式,其中,电流调节器可以表示为

$$\begin{cases} u_d^* = G_d(s)(i_d^* - i_d) - p_n \Omega_r L_q i_q \\ u_q^* = G_q(s)(i_q^* - i_q) + p_n \Omega_r (\psi_f + L_d i_d) \end{cases} \quad (9)$$

式中, $G_q(s) = (K_{qp} + K_{qi}/s)$ 和 $G_d(s) = (K_{dp} + K_{di}/s)$ 分别表示交、直轴电流环 PI 控制器; $p_n \Omega_r L_q i_q$ 和 $p_n \Omega_r (\psi_f + L_d i_d)$ 为电机的解耦项。

本文采用的 MTPA 控制是给定 i_q 指令,然后通过公式法计算出 i_d 指令值, dq 轴电流指令间的关系为

$$i_d^* = \frac{\psi_f}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\psi_f^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_q^{*2}} \quad (10)$$

1.3 小信号分析法建立导纳模型

在包含电力电子变换器的系统设计中,小信号稳定性分析是必不可少的环节,其中最为常见的方式就是建立系统的小信号模型^[15]。

对式(5)~式(10)进行小信号化,可得到

$$\begin{bmatrix} \Delta u_d & \Delta u_q \end{bmatrix}^T = D(s) \begin{bmatrix} \Delta u_d^* & \Delta u_q^* \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} \Delta u_{d0} & \Delta u_{q0} \end{bmatrix}^T \frac{1-D(s)}{U_{C0}} \quad (11)$$

$$U_{C0} \Delta i_c + i_{c0} \Delta U_C = \frac{3}{2}(u_{q0} \Delta i_q + i_{q0} \Delta u_q + u_{d0} \Delta i_d + i_{d0} \Delta u_d) \quad (12)$$

$$\Delta u_d = (R_s + L_d s) \Delta i_d - p_n L_q (\Omega_{r0} \Delta i_q + i_{q0} \Delta \Omega_r) \quad (13)$$

$$\Delta u_q = (R_s + L_q s) \Delta i_q + p_n L_d (\Omega_{r0} \Delta i_d + i_{d0} \Delta \Omega_r) + p_n \psi_f \Delta \Omega_r \quad (14)$$

$$Js \Delta \Omega_r = \frac{3}{2} p_n [\psi_f \Delta i_q + (L_d - L_q) (i_{d0} \Delta i_q + i_{q0} \Delta i_d)] \quad (15)$$

$$\Delta u_d^* = G_d(s) (\Delta i_d^* - \Delta i_d) - p_n L_q (\Omega_{r0} \Delta i_q + i_{q0} \Delta \Omega_r) \quad (16)$$

$$\Delta u_q^* = G_q(s) (\Delta i_q^* - \Delta i_q) + p_n L_d (\Omega_{r0} \Delta i_d + i_{d0} \Delta \Omega_r) + \psi_f \Delta \Omega_r \quad (17)$$

$$\Delta i_d^* = -\frac{i_{q0}^*}{A} \Delta i_q^* \quad (18)$$

其中

$$A = \sqrt{\frac{\psi_f^2}{4(L_d - L_q)} + i_{q0}^{*2}}$$

由于摩擦转矩变化量较小，因此在小信号分析时将其忽略；为便于分析，小信号范围内认为负载转矩不变。针对系统电流环进行建模，可设定电流指令的变化值也应为 0，即 Δi_d^* 和 Δi_q^* 均为 0。从而，式 (13) ~ 式 (17) 可以简化为

$$\begin{bmatrix} \Delta u_d^* \\ \Delta u_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -G_d(s) & -L_q \Omega_{r0} \\ L_d \Omega_{r0} & -G_q(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -p_n L_q i_{q0} \\ p_n L_d i_{d0} + p_n \psi_f \end{bmatrix} \Delta \Omega_r \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta u_d \\ \Delta u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -p_n L_q \Omega_{r0} \\ p_n L_d \Omega_{r0} & R_s + L_q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -p_n L_q i_{q0} \\ p_n L_d i_{d0} + p_n \psi_f \end{bmatrix} \Delta \Omega_r \quad (20)$$

$$\Delta \Omega_r = \begin{bmatrix} K(L_d - L_q) i_{q0} & K((L_d - L_q) i_{d0} + \psi_f) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} \quad (21)$$

其中

$$K = \frac{3p_n}{2Js}$$

令

$$G_{dc}(s) = \begin{bmatrix} u_{d0} & u_{q0} \end{bmatrix}^T \frac{1-D(s)}{U_{C0}} \quad (22)$$

$$G_{dq}^*(s) = \begin{bmatrix} -G_d(s) & -L_q \Omega_{r0} \\ L_d \Omega_{r0} & -G_q(s) \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$G_{dq}(s) = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -p_n L_q \Omega_{r0} \\ p_n L_d \Omega_{r0} & R_s + L_q s \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$F = \begin{bmatrix} -p_n L_q i_{q0} \\ p_n L_d i_{d0} + p_n \psi_f \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$W = \begin{bmatrix} K(L_d - L_q) i_{q0} & K((L_d - L_q) i_{d0} + \psi_f) \end{bmatrix} \quad (26)$$

其中，式 (19) 为电流调节器小信号模型的矩阵形式，式 (20) 为电机电压方程的矩阵形式，式 (21) 为电机运动方程的矩阵形式。

综上可得出逆变器-IPMSM 系统的输入导纳方程为

$$Y_{in_MTPA} = \frac{\Delta i_c}{\Delta U_C} = G_{dc}(s) \begin{bmatrix} \frac{3u_{d0}}{2U_{C0}} & \frac{3u_{q0}}{2U_{C0}} \end{bmatrix} [P_1 - D(s)P_2]^{-1} + G_{dc}(s) \begin{bmatrix} \frac{3i_{d0}}{2U_{C0}} & \frac{3i_{q0}}{2U_{C0}} \end{bmatrix} [I - D(s)P_1P_2^{-1}]^{-1} - \frac{i_{c0}}{U_{C0}} \quad (27)$$

其中

$$\begin{cases} P_1 = [G_{dq}^*(s) + FW] \\ P_2 = [G_{dq}(s) + FW] \end{cases}$$

2 牵引系统的稳定性分析

文献[16]提出，对于典型直流分布式电源系统，即使各子模块单独设计满足稳定性要求，集成的大系统由于各子系统间的交互关系，也可能出现系统性能下降现象，甚至出现不稳定现象，导致中间直流母线电压、电流的振荡。其根本原因是电源侧输出导纳 Y_{out} 与负载侧输入阻抗 Y_{in} 不匹配^[16-18]。

文献[19]提出，这类系统的稳定性判据如式 (28) 所示。文献[20]提出，传统的牵引传动系统和直流分布式电源系统类似，也可使用式 (28) 作为稳定性分析判据。

$$G_{drive} = \frac{1}{1 + \frac{Y_{in}}{Y_{out}}} \quad (28)$$

式中， Y_{in} 为逆变器-电机系统输入导纳； Y_{out} 为直流侧 LC 环节输出导纳。其中， Y_{in} 在 1.3 节中已经进行了详细的推导， Y_{out} 的推导过程如下。

首先，列出直流侧滤波回路公式为

$$\begin{cases} U_e = (R + Ls)i_L + U_C \\ i_L = sCU_C + i_c \end{cases} \quad (29)$$

对式 (29) 进行小信号分析得到

$$\Delta U_e = (LCs^2 + RC + 1)\Delta U_C + (Ls + R)\Delta i_c \quad (30)$$

从而得到直流侧滤波回路的输出导纳方程为

$$Y_{out} = \frac{LCs^2 + RCs + 1}{Ls + R} \quad (31)$$

2.1 直流侧参数的选择

上文已经列出逆变器直流侧 LC 环节的输出导

纳以及逆变器-电机系统的输入导纳,在本节中,选取电机以及直流侧参数见表1,通过奈奎斯特曲线对直流侧参数进行分析,观察直流侧LC参数以及直流侧线路电阻对系统稳定性的影响。

表1 7.5 kW PMSM 参数
Tab.1 Parameter of PMSM of 7.5 kW

参数	数值
额定功率/kW	7.5
额定电压/V	380
交轴电感/mH	100
直轴电感/mH	50
永磁体磁链/Wb	1.25
极对数	2
绕组电阻/ Ω	1.3

保持电机机械角速度 40 rad/s、交轴电流指令值 12 A、直轴电流指令值 -5 A 不变,交、直轴电流指令满足 MTPA 公式 (10),改变支撑电容以及滤波电感参数,绘制系统奈奎斯特曲线如图3所示。其中图3a是支撑电容变化系统的奈奎斯特图,图3b是滤波电感变化系统的奈奎斯特图,图3c是线路电阻变化系统的奈奎斯特曲线。

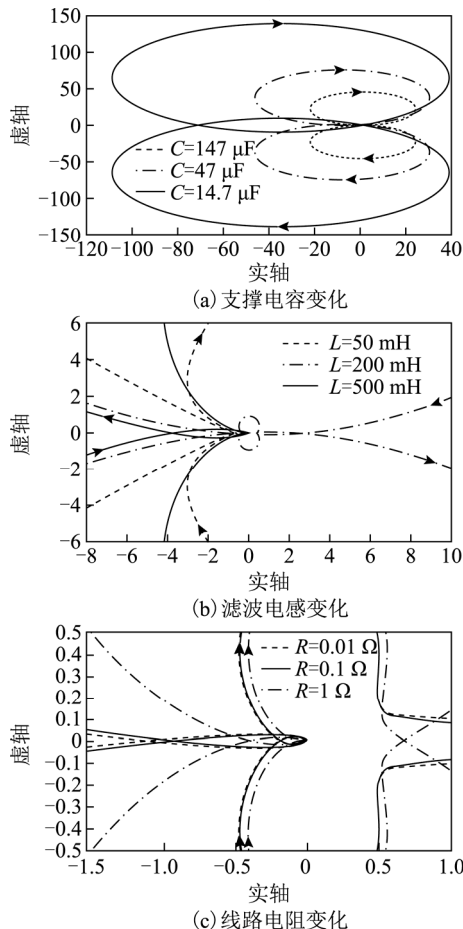


图3 直流侧参数改变时系统的奈奎斯特图

Fig.3 Nyquist diagram with variable DC parameters

可以看到,与常规结论相似,随着线路电阻的增大,奈奎斯特曲线从包围点(-1,0)逐渐变为不包围点(-1,0),即系统随着线路电阻的增大越来越稳定;随着直流侧支撑电容的减小,奈奎斯特图与负实轴的交点逐渐向左移动,系统越来越不稳定;随着直流侧滤波电感的增大,奈奎斯特图与负实轴的交点向左移动,系统越来越不稳定。

因此,在可选择的范围内,选择较大的支撑电容以及较小的滤波电感,可以使系统更加稳定。

2.2 考虑磁饱和和效应的电机参数变化

在电机的运行过程中,随着 dq 轴电流的变化, dq 轴的电感分量也会随之变化。IPMSM 的 d 轴等效气隙比 q 轴大,磁极在 d 轴,磁极的磁导率几乎和空气一样,因此 d 轴电感的变化小于 q 轴电感的变化。牵引用的凸极永磁同步电机 q 轴电感能够根据运行条件变化数倍,由于磁饱和的影响,电感值随 q 轴电流的增加而减小。

通过参数测量实验,得出实验电机 L_d 参数最大可减小至 1/8 倍, L_q 参数最大可减小至 1/10 倍,为了方便分析,本节假定 dq 轴电感均最大降至原来的 1/10。

由表1所示,电机直轴电感参数为 50 mH,仿真中将直轴电感分别减小至 20 mH 和 5 mH,系统伯德图和奈奎斯特图分别如图4和图5所示。

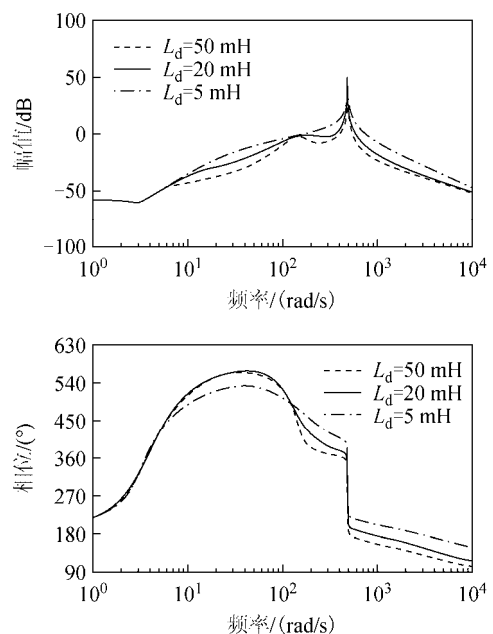


图4 直轴电感变化时系统的伯德图

Fig.4 Bode diagram with variable direct axis inductance

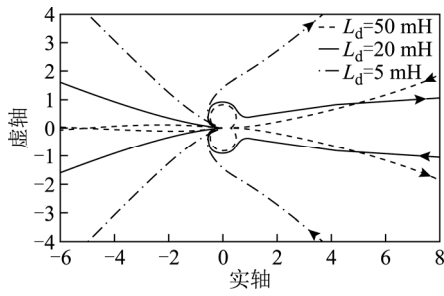
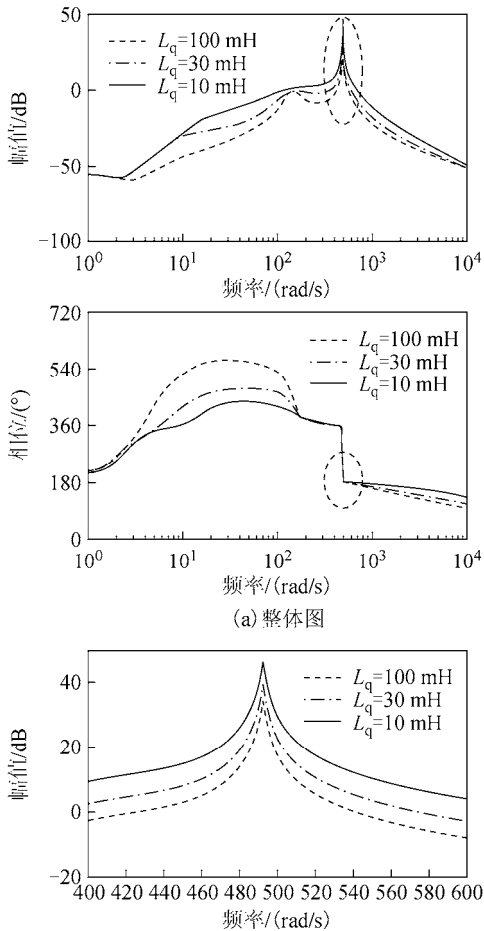


图 5 直轴电感变化时系统的奈奎斯特图

Fig.5 Nyquist diagram with variable direct axis inductance

从图 4 可以看出,随着直轴电感的减小,相频曲线穿越 180°时,对应的幅频曲线值越来越小,即系统的幅值裕度越来越大,同样,相角裕度也越来越大。从图 5 可看出,随着直轴电感的减小,奈奎斯特曲线与负实轴的交点不断向右移动。综上可得出结论,直轴电感的减小有利于系统稳定。

由表 1 可知,实验电机的交轴电感参数为 100 mH,减小交轴电感至 30 mH 和 10 mH,系统对应的伯德图和奈奎斯特图分别如图 6 和图 7 所示。其中,为了在伯德图中更清晰地显示相频曲线穿越 180°的情况,图 6b 为放大后的相频曲线穿越 180°附近的伯德图。



(a) 整体图

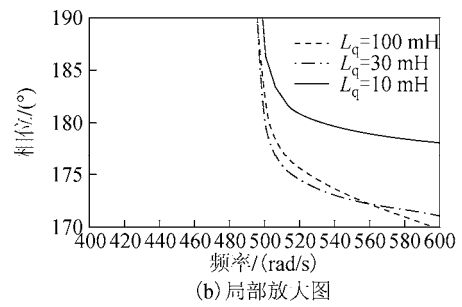


图 6 交轴电感变化时系统的伯德图

Fig.6 Bode diagram with variable quadrature axis inductance

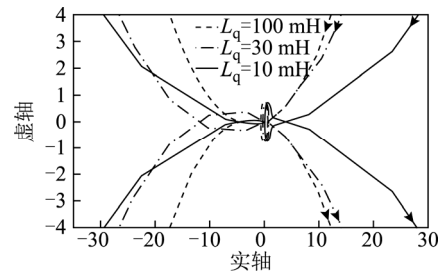


图 7 交轴电感变化时系统的奈奎斯特图

Fig.7 Nyquist diagram with variable quadrature axis inductance

从图 6 可以看出,随着交轴电感的减小,系统的稳定裕度先减小再增大。从图 7 可以看出,随着交轴电感的减小,奈奎斯特曲线与负实轴的交点先向左移动再向右移动。综上可得出结论,随着交轴电感的减小,系统稳定性有着先减弱后增强的趋势。

按照实验电机的温升标准,计算得出实验电机的定子电阻在电机运行过程中会逐渐增大,最大可增大 0.5 Ω^[21]。由表 1 所示,电机定子电阻为 1.3 Ω,分别取 1.5 Ω 和 1.8 Ω 进行对比分析。图 8 为定子电阻变化时的伯德图,图 9 为相应的奈奎斯特图。

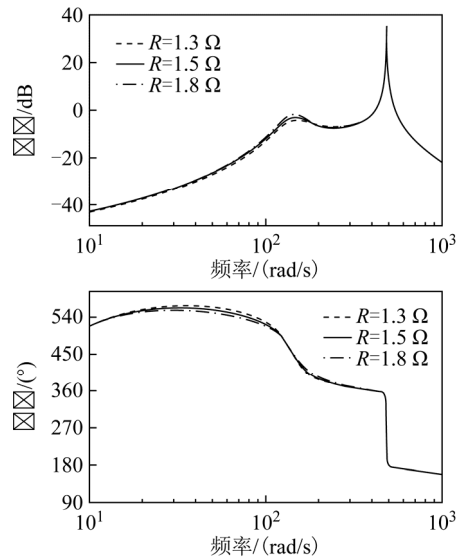


图 8 定子电阻变化时系统的伯德图

Fig.8 Bode diagram with variable stator resistance

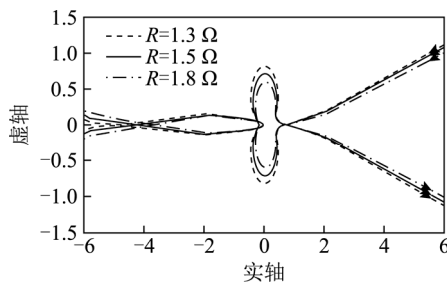


图9 定子电阻变化时系统的奈奎斯特图

Fig.9 Nyquist diagram with variable stator resistance

综上，随着电机的运行，直轴电感和交轴电感对系统稳定性影响相对较大，定子电阻影响较小。其中，随着直轴电感的减小，系统越来越稳定；随着交轴电感的减小，系统是趋于不稳定，而后越来越稳定；而随着电阻的增大，系统趋于稳定。总体上来说，随着电机的运行，若不考虑功率的变化，系统趋向于越来越稳定。

2.3 系统输出功率对稳定性的影响

从式(3)和式(4)可以看出，理想情况下，当直流侧参数固定，随着功率的上升，系统的阻尼比会逐渐减小，即系统在理想情况下存在一个固定的失稳速度。然而实际情况较为复杂，系统并不能等效为完美的恒功率源，为了更加形象地分析功率对系统稳定性的影响，本文固定电机参数见表1，令 i_q 指令值分别为 3 A、8 A 和 12 A，系统对应的奈奎斯特图如图 10 所示。

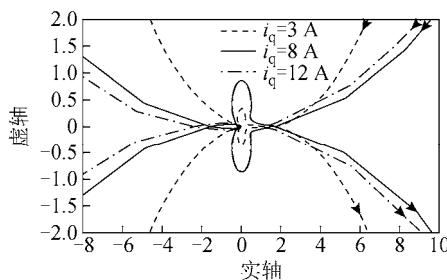


图10 功率变化时系统的奈奎斯特图

Fig.10 Nyquist diagram with variable output power

可以发现，随着功率的上升，奈奎斯特曲线和负实轴的交点逐渐向左移动，系统趋向于不稳定的状态，在仿真中也可以得到验证，如图 11 所示。

整个仿真过程长 4 s：0~4 s 保持机械角速度为 40 rad/s，0~2 s 令 i_q 指令值为 3 A，2 s 时增加 i_q 指令值至 8 A，3 s 时增加 i_q 指令值至 12 A。可以看到，随着功率的增加，直流侧的电压由基本无振荡，变为产生振荡但很快消除，最后呈现等幅振荡。仿真结果与理论分析结论相符。

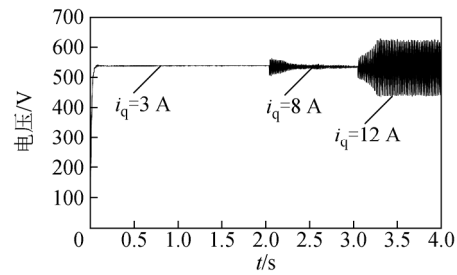


图11 功率变化时的直流侧电压曲线

Fig.11 DC voltage with variable output power

3 主动补偿策略

对于恒功率负载引发的直流侧电压电流振荡，从系统的角度看，需要通过控制手段增加逆变器-电机系统的输入阻抗；从能量的角度看，则是将振荡的信号通过移相和调幅，补偿到控制系统中，使之和振荡能量相互抵消，因此，补偿点的选择至关重要。

直流侧电压的振荡，一方面可能导致开关器件过电压而损坏，另一方面可能引发输出转矩的振荡，因此，补偿信号叠加在转矩上是比较直观的想法。但由于转矩作为一个机械量，缓慢的响应速度会影响补偿的效果，而 q 轴电流直接决定了转矩的大小，且电流环带宽远大于转矩环带宽，因此，许多学者选择将信号补偿在 q 轴电流上。然而，若直流侧振荡频率超过电流环带宽，对电流信号的补偿会产生较大的滞后。且有文献指出，对 q 轴电流进行振荡信号的补偿，会影响电机的整体控制性能。因此，本文将信号补偿在 q 轴电压上，从理论推导、仿真和实验三个方面分析其对直流侧振荡抑制的有效性。

该主动补偿方式的具体控制框图如图 12 所示，其中中心思想是提取直流环节电压振荡信号，经过比例控制器进行缩放，修正交轴电压指令，从而抑制系统振荡。

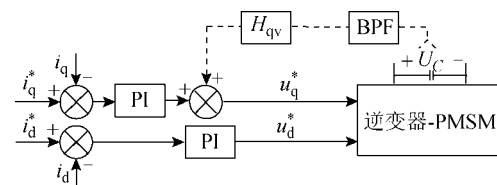


图12 主动补偿方式控制框图

Fig.12 Diagram of active compensation method

图 12 中，BPF 为带通滤波器， H_{qv} 为补偿控制器，其表达式为

$$H_{qv}(s) = K_{qv} \frac{2\zeta\omega_c s}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} \quad (32)$$

式中， ζ 为阻尼比； ω_c 为带通滤波器中心截止频率；

K_{qv} 为该补偿方式的补偿系数，取负值。

采用主动阻尼补偿前后，牵引传动系统的伯德图如图 13 所示。

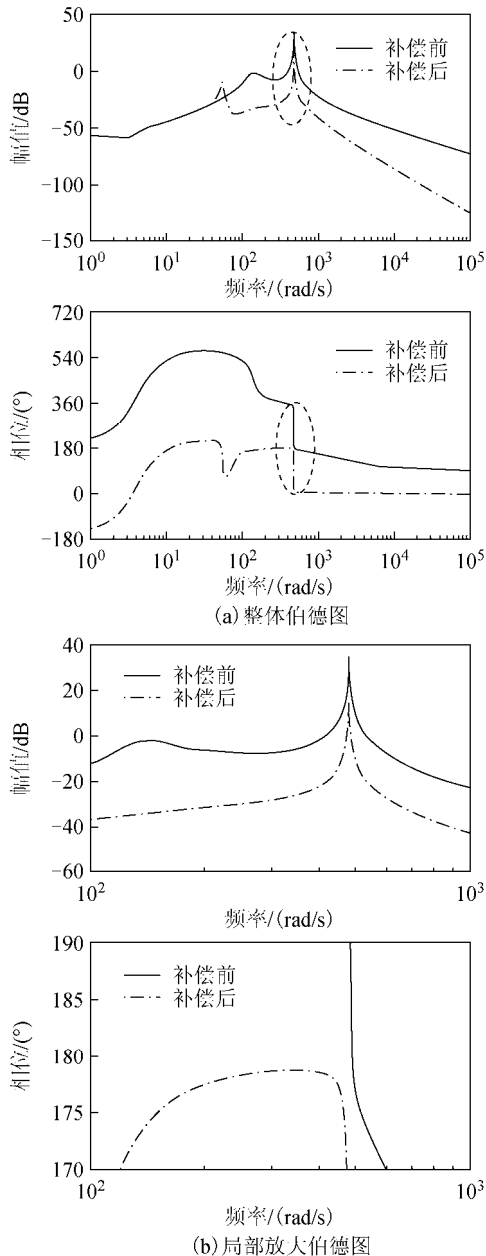


图 13 主动补偿前后系统伯德图

Fig.13 Bode diagram of the system before and after active compensation

从图 13 中可以看出，加入补偿信号之前，相频特性曲线在 LC 谐振频率前后穿越 180° 线，系统不稳定；加入补偿信号之后，系统稳定裕度明显上升，系统变得更加稳定。

4 仿真和实验分析

为了更加直观地验证主动补偿方式的有效性，本

节对上文中的主动补偿方式进行仿真和实验分析，为了保持仿真和实验的一致性，仿真所用参数见表 1，与实验电机实际参数一致，7.5 kW 实验平台如图 14 所示。

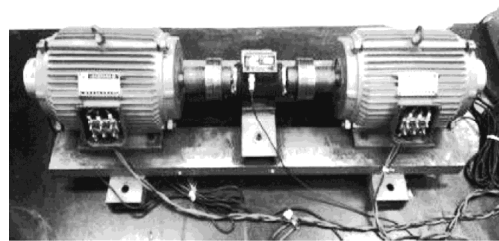


图 14 7.5 kW 电机实验平台

Fig.14 Motor experimental platform of 7.5 kW

在 Matlab/Simulink 仿真平台中进行仿真，控制方式采取 MTPA 控制，加入补偿前后直流侧电压的波形如图 15 所示。图 15 中，0~4 s 保持机械角速度为 40 rad/s，0~2 s 令 i_q 指令值为 3 A，2 s 时增加 i_q 指令值至 8 A，3 s 时增加 i_q 指令值至 12 A。可以看到，加入补偿方式之前，随着功率的增加，直流侧电压逐渐开始振荡，系统稳定性下降；加入主动阻尼补偿方式之后，系统稳定性对功率的上升变得不敏感。

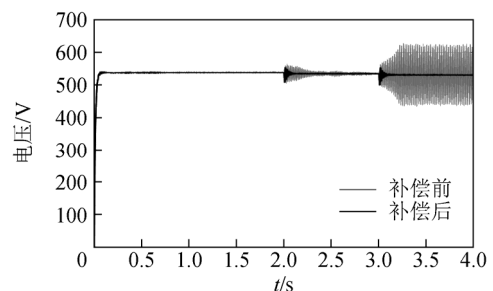
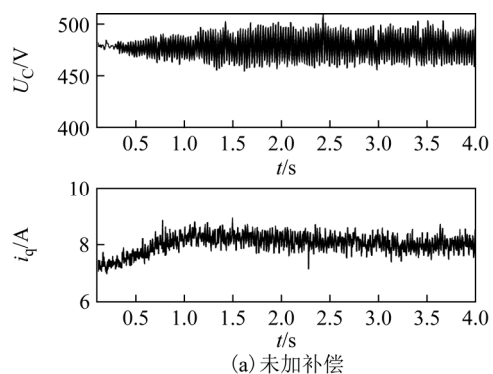


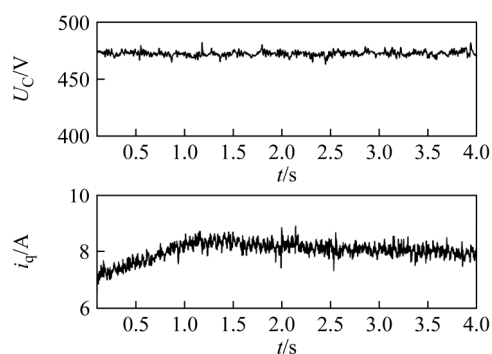
图 15 主动补偿前后直流侧电压仿真波形

Fig.15 Voltage of DC side before and after active compensation in simulation

在如图 14 所示的实验平台上进行实验，控制方式与仿真中一致，加入补偿前后直流侧电压的波形如图 16 所示。可以看到，加入补偿方式之后，直流侧电压和 q 轴电流振荡明显减弱，补偿方式起到了明显抑制振荡的作用。



(a) 未加补偿



(b)主动阻尼补偿

图16 主动补偿前后直流侧电压实验波形

Fig.16 Voltage of DC side before and after active compensation in experiment

5 结论

本文基于 IPMSM 模型, 利用小信号分析法, 详细推导了 MTPA 控制下逆变器-IPMSM 系统的输入导纳模型, 该模型考虑了控制中的采样延时作用, 在理论分析上更为准确。

在该模型的基础上, 对牵引传动系统进行了稳定性分析, 着重分析了直流侧 LC 参数、电机电感参数、电机定子电阻以及功率对系统稳定性的影响, 总结了电机运行过程中牵引传动系统稳定性的变化规律, 发现功率不变的情况下, 随着电机的运行, 系统趋向于越来越稳定; 而随着功率的增大, 系统趋向于越来越不稳定, 需要采取一定的补偿方式。

最后, 实现了一种主动阻尼补偿方式, 并通过理论分析、仿真和实验三个方面验证了其有效性, 得出在 MTPA 控制下, 该主动阻尼补偿方式对恒功率源引发的直流侧电压振荡有着良好的抑制作用。

参考文献

[1] Lee W J, Sul S K. DC-link voltage stabilization for reduced DC-link capacitor inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2014, 50(1): 404-414.

[2] 孙大南, 刘志刚, 林文立, 等. 地铁牵引变流器直流侧振荡抑制策略研究[J]. 铁道学报, 2011, 33(8): 52-57.

Sun Danan, Liu Zhigang, Lin Liwen, et al. Research on DC-link oscillation suppression strategy in metro traction converter[J]. Journal of the China Railway Society, 2011, 33(8): 52-57.

[3] Maheshwari R K, Munk-Nielsen S, Lu Kaiyuan. An active damping technique for small DC-link capacitor

based drive system[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 848-858.

[4] Liu Xinyun, Fournier N, Forsyth A J. Active stabilisation of an HVDC distribution system with multiple constant power loads[C]//IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Harbin, China, 2008, 12: 1-6.

[5] Mohamed Y A R I, Radwan A A A, Lee T K. Decoupled reference-voltage-based active DC-link stabilization for PMSM drives with tight-speed regulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(12): 4523-4536.

[6] 林文立, 刘志刚, 孙大南, 等. 地铁牵引系统的稳定性提升控制[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(2): 56-61.

Lin Wenli, Liu Zhigang, Sun Da'nan, et al. Stability improvement control for metro traction drive system[J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(2): 56-61.

[7] Magne P, Marx D, Nahid-Mobarakeh B, et al. Large-signal stabilization of a DC-Link supplying a constant power load using a virtual capacitor: impact on the domain of attraction[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2012, 48(3): 878-887.

[8] Liu Xinyun, Forsyth A J, Cross A M. Negative input-resistance compensator for a constant power load[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6): 3188-3196.

[9] Liutanakul P, Awan A B, Pierfederici S, et al. Linear stabilization of a dc bus supplying a constant power load: a general design approach[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(2): 475-488.

[10] 赵冬. 考虑直流环节振荡的城轨永磁同步电机控制系统研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2015.

[11] Mosskull H, Galic J, Wahlberg B. Stabilization of induction motor drives with poorly damped input filters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5): 2724-2734.

[12] Rahimi A M, Williamson G A, Emadi A. Loop-cancellation technique: a novel nonlinear feedback to overcome the destabilizing effect of constant-power loads[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(2): 650-661.

[13] Jenum P A, Holberg-Petersen M, Melby K K, et al. Stabilization of an induction motor drive-part I: modeling and analysis[M]. Center for Far Eastern Studies University of Toyama, 2008.

- [14] Mosskull H. Robust control of an induction motor drive[M]. Sweden: Control Engineering, 2006.
- [15] 岳小龙, 卓放, 张政华, 等. 电力电子系统阻抗测量的分段二叉树法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(24): 76-83.
Yue Xiaolong, Zhuo Fang, Zhang Zhenghua, et al. Segmented binary tree method for power electronic system impedance measurement[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(24): 76-83.
- [16] Feng Xiaogang, Liu Jinjun, Lee F C. Impedance specifications for stable DC distributed power systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(2): 157-162.
- [17] 支娜, 张辉, 肖曦. 提高直流微电网动态特性的改进下垂控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2016, 31(3): 31-39.
Zhi Na, Zhang Hui, Xiao Xi. Improve dynamic behavior of micro-grid to improve sagging control strategy[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(3): 31-39.
- [18] 方晓春, 钟志宏, 杨中平, 等. 阻抗不匹配引起的逆变器-IPMSM 系统直流侧振荡抑制方法对比[J]. 电工技术学报, 2017, 32(15): 50-58.
Fang Xiaochun, Zhong Zhihong, Yang Zhongping, et al. Comparative research on DC side oscillation suppression methods for inverter-IPMSM system caused by impedance mismatch[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(15): 50-58.
- [19] 近藤稔 (日). 永磁同步电动机在铁道机车动车上的应用[J]. 变流技术与电力牵引, 2003(1): 1-5.
Jin Tengren. Application of permanent magnet synchronous motors to railway locomotive on the train[J]. Converter Technology & Electric Traction, 2003(1): 1-5.
- [20] 方晓春. 城轨列车永磁同步牵引电机控制与逆变器直流侧振荡抑制研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2016.

作者简介

钟志宏 男, 1993 年生, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail: 15121522@bjtu.edu.cn

方晓春 男, 1987 年生, 博士, 研究方向为轨道交通电力牵引传动。

E-mail: me330221789@163.com (通信作者)

(编辑 于玲玲)