

降低直流电容容值的PMSM驱动控制策略

李丽, 连黎明

(新乡学院 机电工程学院, 河南 新乡 453000)

摘要: 为了降低电网电流谐波, 前端带整流电路的永磁同步电机(PMSM)驱动系统通常使用无源滤波器, 故在减小直流电容时需考虑LC谐振和负输入阻抗的问题。对此, 提出了一种主动阻尼控制方案, 其通过阻尼电流控制来抑制LC谐振, 并可设置PMSM驱动系统的极点分布。主动阻尼控制方案通过电压指令实现, 可以克服电流控制器的有限带宽限制。较之传统虚拟阻抗方法, 主动阻尼控制方案可通过伯德图精确地优化参数。最后, 通过实验验证了主动阻尼控制方案的效果。

关键词: 永磁同步电机; 电机驱动; 主动阻尼; 电容减小

中图分类号: TM921 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd20257

PMSM Drive Control Strategy for Reducing DC Capacitance

LI Li, LIAN Liming

(Mechanical and Electrical Engineering College, Xinxiang University, Xinxiang 453000, Henan, China)

Abstract: In order to reduce the harmonics of the grid current, the permanent magnet synchronous motor (PMSM) driving system with rectifier circuit on the front end usually uses a passive filter, so the problem of LC resonance and negative input impedance should be considered when reducing the DC link capacitor. In this regard, an active damping control scheme was proposed, which suppressed the LC resonance by damping current control, and could formulate the pole distribution of the PMSM driving system. The active damping control scheme was realized by voltage commands and could overcome the limited bandwidth of the current controller. Compared to the traditional virtual impedance methods, the active damping control scheme can accurately optimize the parameters through the Bode diagrams. Finally, the effect of the active damping control scheme was verified by experiments.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); motor driving; active damping; capacitance reduction

近年来, 学者对小电容电机驱动器开展了较多研究, 传统电解电容采用小薄膜电容取代可增加系统生命周期、减小体积和降低成本^[1-2]。然而, 输入滤波器和直流电容之间的LC谐振会造成电网污染。同时, 系统为恒功率负载系统, 负阻抗特性易导致失稳^[3]。对此, 已有文献开展了研究^[4-8]。

文献[4]中通过修改 q 轴电流参考来实现稳定控制, 同时分析了带宽限制和开关频率的影响。这些方案都是通过修改直轴电流参考值实现的, 实现稳定控制的另一种方法是应用电压指令。

文献[5]基于主动阻尼技术实现了虚拟电阻, 其通过直接修改逆变器输出电压可主动改变系统动态阻抗。虚拟阻尼电阻是通过注入阻尼电流来实现的。在文献[6]中, 建立了平均电压裕度的概念, 以分析整个系统的稳定性条件。文献[7]使用电压参考的有源补偿器修改 q 轴电压指令, 可在整个负载轨迹上保持稳定。文献[8]将标准有限控制集模型预测控制和基于模型的成本函数相结合, 以实现稳定控制。

基于以上研究, 本文设计了一种主动阻尼控制方案, 以减轻小电容永磁同步电机(permanent mag-

基金项目: 河南省高等学校重点科研项目(17B460008)

作者简介: 李丽(1983—), 女, 硕士, 讲师, Email: 2495992213@qq.com

net synchronous motor, PMSM)驱动系统的LC谐振。新方案中建立了新的阻尼电流反馈环,以消除直流环节振荡。最后,实验验证了新方案的效果。

1 电机驱动系统的稳定性分析

图1为PMSM驱动系统简化模型。分析中可忽略二极管整流器的非线性,因为稳定性分析主要关注瞬态响应,且只有当整流器处于导通模式时才发生LC谐振。进一步,逆变器和电机可视为电流源,其电流大小取决于负载。

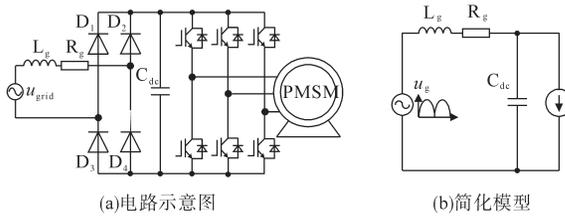


图1 带前级整流电路的电机驱动系统

Fig.1 Motor driving system with preamp rectifier circuit

电网电流为

$$i_g = i_{inv} + i_{cap} \quad (1)$$

式中: i_{inv} , i_{cap} 分别为逆变器等效电流源电流和直流电容电流; i_g 为电网电流。

等效电源电压可计算为

$$u_g = L_g di_g/dt + R_g i_g + u_{dc} \quad (2)$$

式中: L_g , R_g , u_{dc} 分别为线路电感、等效线路电阻和直流电压; u_g 为等效电源电压。

等效电流源可表示为

$$i_{inv} = P_L/u_{dc} = P_L R_g i_g / (u_{dc,0} + \tilde{u}_{dc}) + u_{dc} \quad (3)$$

式中: P_L , $u_{dc,0}$, \tilde{u}_{dc} 分别为电机负载功率,直流电压平均值和直流电压偏差。

式(3)线性化处理可得:

$$i_{inv} = P_L/u_{dc,0} - P_L \tilde{u}_{dc}/u_{dc,0}^2 \quad (4)$$

同时,直流电容电流满足:

$$i_{cap} = C_{dc} du_{dc}/dt \quad (5)$$

式中: C_{dc} 为直流电容的容值。

由式(1)~式(5),可推导系统小信号等效模型的特征多项式为

$$s^2 + \left(\frac{R_g}{L_g} - \frac{P_L}{C_{dc} u_{dc,0}^2} \right) s + \frac{1}{L_g C_{dc}} \left(1 - \frac{P_L R_g}{u_{dc,0}^2} \right) = 0 \quad (6)$$

根据Routh判据,系统稳定性条件为

$$\begin{cases} 1 - \frac{P_L R_g}{u_{dc,0}^2} > 0 \\ \frac{R_g}{L_g} - \frac{P_L}{C_{dc} u_{dc,0}^2} > 0 \end{cases} \quad (7)$$

式(4)中的负输入阻抗导致了式(7)中为负的项,这使得负载功率 P_L 增加时出现不稳。假设输入阻抗为正,则无论 P_L 如何,系统都将保持稳定。但负输入阻抗特性影响系统稳定性,随着 C_{dc} 减小,稳定性问题更严重。通常,等效电压源平均值满足下式:

$$u_{dc,0}^2 \gg P_L R_g \quad (8)$$

故稳定性主要取决于式(7)中的第2个方程,即

$$R_g/L_g > P_L/C_{dc} u_{dc,0}^2 \quad (9)$$

因此,电机驱动系统稳定性与电路组成元件有关。电解电容换成薄膜电容后,即 C_{dc} 减小后将导致极点移至右半平面,使系统失稳。同时,谐振产生,谐振频率可计算如下:

$$\omega_r > 1/\sqrt{L_g C_{dc}} \quad (10)$$

式中: ω_r 为谐振频率。

此时入网电流谐波容易超出相关电网标准要求^[9],故需抑制LC谐振。

2 电机驱动系统的主动阻尼控制方案

直接阻尼电流控制如图2a所示,有源阻尼可视为电流源,即阻尼电流叠加在逆变器电流上。然而,在小电容电机驱动系统中调节从直流侧流向逆变器的电流很难,因为谐振频率通常高于电流环带宽。但阻尼电流的影响可通过阻尼功率 P_{damp} 来等效,等效阻尼功率控制如图2b所示。故可通过电压指令来实现主动阻尼。

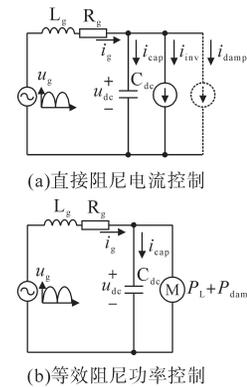


图2 增加主动阻尼控制的电机驱动系统

Fig.2 Motor driving system with active damping control

2.1 直接阻尼电流控制

由于电机驱动系统中消除了功率因数校正电路,线路电感和直流电容之间的谐振将影响直流电压,故可由直流电压来检测谐振。本文采用比例控制定律作用于电网电流,如下式:

$$i_g = i_{inv} + i_{cap} + K_p \tilde{u}_{dc} \quad (11)$$

式中: K_p 为控制器增益。

设 i_{damp} 为阻尼电流,则增加阻尼的系统框图如图3所示。由图3中可看出, i_{damp} 对 i_{cap} 有影响,这可以抑制谐振。

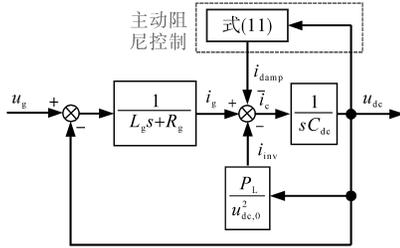


图3 增加 i_{damp} 的电机驱动系统控制框图

Fig.3 Block diagram of the motor driving system with i_{damp}

2.2 稳定性分析

采用比例控制律可得到等效模型的传递函数,对应的系统特征多项式和稳定判据如下式所示:

$$s^2 + \frac{1}{L_g C_{dc}} \frac{K_p L_g u_{dc,0}^2 + R_g C_{dc} u_{dc,0}^2 - L_g P_L}{u_{dc,0}^2} s + \frac{1}{L_g C_{dc}} \frac{K_p R_g u_{dc,0}^2 + u_{dc,0}^2 - R_g P_L}{u_{dc,0}^2} = 0 \quad (12)$$

$$\begin{cases} K_p L_g u_{dc,0}^2 + R_g C_{dc} u_{dc,0}^2 > L_g P_L \\ K_p R_g u_{dc,0}^2 + u_{dc,0}^2 > R_g P_L \end{cases} \quad (13)$$

式中: s 为微分算子。

基于典型三阶特征多项式的稳定性判据,可得比例控制律下稳定性判据为

$$K_p > \text{Max}\left(\frac{R_g P_L - u_{dc,0}^2}{R_g u_{dc,0}^2}, \frac{L_g P_L - R_g C_{dc} u_{dc,0}^2}{L_g u_{dc,0}^2}\right) \quad (14)$$

式中: $\text{Max}(\cdot)$ 为取最大值函数。

图4中绘出了比例控制律下的极点分布。

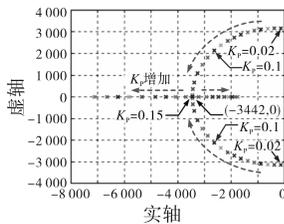


图4 比例控制律下系统极点分布

Fig.4 Pole distribution of the system with proportional control

从图4可看出,随着 K_p 增加,极点分布被调整,故比例控制器可有效稳定系统。对比式(14)和式(7),可看出两者分子相等,这证明了 K_p 的稳定条件与无阻尼系统特征值密切相关。在式(14)中应用Routh判据可确定系统稳定时对应 K_p 最小值,即图4中 K_p 大于0.02时,系统开始稳定。

2.3 直接阻尼电流控制的实现

由于与直流电容并联,直流阻尼电流难以精

确生成。故考虑转换为产生等效阻尼功率 P_{damp} ,并由逆变器功率产生,阻尼功率计算如下式:

$$P_{damp} = u_{dc} i_{damp} \quad (15)$$

忽略开关损耗,电机功率即为逆变器功率:

$$P_{inv} = 1.5(u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta) \quad (16)$$

式中: P_{inv} 为逆变器功率; $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta$ 分别为 α - β 静止坐标系中的电压和电流分量。

可通过附加电流或电压指令来生成阻尼功率。与电流指令相比,基于电压指令的方案可克服电流控制器带宽限制而精确生成阻尼功率,如下式:

$$P_{inv} + P_{damp} = 1.5[(u_\alpha + \Delta u_\alpha) i_\alpha + (u_\beta + \Delta u_\beta) i_\beta] \quad (17)$$

式中: $\Delta u_\alpha, \Delta u_\beta$ 为 α - β 静止坐标系中添加的电压指令修改量分量。

图5为所提出的主动阻尼控制器框图。电流控制器输出由前馈电压去耦,并转换为 $u_{\alpha\beta}$ 。 i_{damp} 由高通滤波器和比例控制律处理后的直流电压产生。同时, P_{damp} 由 i_{damp} 与 u_{dc} 相乘产生, Δu_α 和 Δu_β 被添加到 $u_{\alpha\beta}$ 中。考虑减小电压指令对电机驱动系统的影响,电压指令幅值应尽可能小。

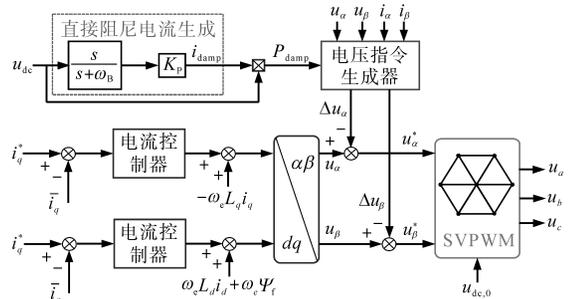


图5 主动阻尼控制框图

Fig.5 Block diagram of the active damping control

逆变器调制比主要取决于SVPWM的电压参考,因为直流电压在最小值附近时,逆变器无法输出功率。实际应用中SVPWM的参考电压是直流母线电压的平均值 $u_{dc,0}$,如图5所示。其可被认为是逆变器输出功率的平均值,与实际直流电压密切相关。设逆变器调制比固定,则逆变器功率随直流电压波动。电压参考修改范围与逆变器输出功率的能力保持一致,可避免不必要的逆变器调制比饱和问题。

进一步,阻尼功率又可表示如下:

$$P_{damp} = \Delta u_{\alpha\beta} \cdot i_{\alpha\beta} \quad (18)$$

式中: $\Delta u_{\alpha\beta}, i_{\alpha\beta}$ 分别为 α - β 静止坐标系中的附加电压指令和电流。

电压指令生成器实现如图6所示,电压指令

的可能方向是无穷的,所有这些电压指令均可以产生相同的阻尼功率 P_{damp} 。而最小幅值的电压指令位于与电流矢量平行的方向上,此处取值可最大限度减小电压指令对电机驱动系统的影响。

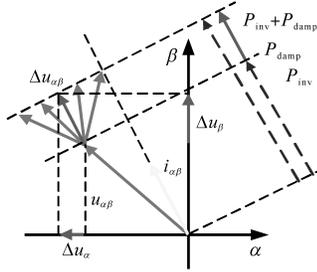


图6 电压指令生成器的实现

Fig.6 Realization of a voltage command generator

α - β 静止坐标系下电压矢量的幅值等于 d - q 同步坐标系中的幅值。因此,附加电压指令 $\Delta u_{\alpha\beta}$ 作用下的系统稳定性可基于 d - q 同步坐标系中电流环进行分析。 d 轴电流的传递函数为

$$G(s) = \frac{i_d(s)}{\Delta u_d(s)} = \frac{s}{L_d s^2 + (R_s + k_p)s + k_i} \quad (19)$$

式中: L_d 、 R_s 、 k_p 和 k_i 分别为 d 轴电感、定子电阻,以及PI控制器的比例和积分参数。

$G(s)$ 幅值非常小,这意味着附加电压指令对系统几乎无影响。故系统在 $\Delta u_{\alpha\beta}$ 扰动下是稳定的。

2.4 参数设计

应用高通滤波器可获得直流电压偏差:

$$\tilde{u}_{dc} = u_{dc} s / (s + \omega_b) \quad (20)$$

式中: ω_b 为滤波器带宽。

ω_b 主要取决于谐振频率,且其值应足够低以保证可完全检测到直流电压谐波。但过低的带宽将提取到基频分量。故折衷设置 ω_b 为250 Hz,谐振频率处衰减0.9 dB,这可有效提取谐波分量。增加主动阻尼后,闭环传递函数为

$$G_b(s) = \frac{1}{s^2 + b_0 s + b_1} \quad (21)$$

其中

$$b_0 = \frac{1}{L_g C_{dc}} \frac{K_p L_g u_{dc,0}^2 + R_g C_{dc} u_{dc,0}^2 - L_g P_L}{u_{dc,0}^2}$$

$$b_1 = \frac{1}{L_g C_{dc}} \frac{K_p R_g u_{dc,0}^2 + u_{dc,0}^2 - R_g P_L}{u_{dc,0}^2}$$

通常,谐振波峰与系统阻尼有关。典型二阶系统阻尼高于0.707时将消除谐振波峰。故系统阻尼达到0.707时,阻尼将占主导。实际上,系统超调在动态性能中起重要作用。系统中的直流

电压在其平均值附近波动,可视为动态过程。随着 K_p 的增加,驱动系统成为阻尼系统,当完全消除超调时,阻尼性能将得到较大改善。临界阻尼对应 K_p 值为

$$b_0^2 - 4b_1 = 0 \quad (22)$$

不同 K_p 对应伯德图如图7所示。从图7中可以看出,随着 K_p 增加,谐振波峰逐渐衰减,当系统成为临界阻尼系统时, K_p 取得合适的值。

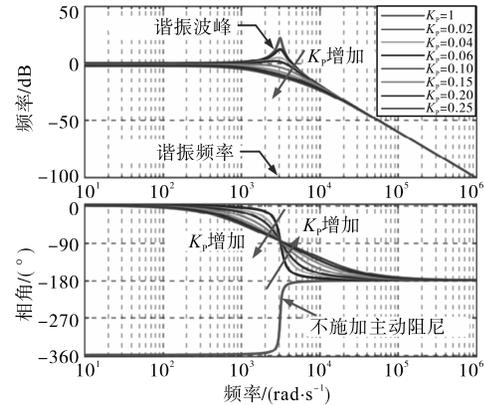


图7 当 K_p 增加时的系统伯德图

Fig.7 Bode diagrams of the system with K_p increases

3 实验验证

为验证所提出的主动阻尼控制方法,进行了实验。实验系统参数如下:电网电压 u_g (RMS)=220 V,电机永磁磁链 $\Psi_{PM}=0.11$ Wb,直流电容 $C_{dc}=20$ μ F,电机定子 d 轴电感 $L_d=7.9$ mH,电机定子 q 轴电感 $L_q=11.7$ mH,滤波电感 $L_g=5$ mH,电机额定功率 $P_N=1$ kW,电机额定转速 $n_r=3000$ r/min,电机极对数 $P=3$,电机定子电阻 $R_s=2.75$ Ω 。PMSM驱动系统的控制算法由DSP芯片TMS320F28034实现,开关频率和采样频率均为10 kHz。

图8和图9分别为电机转速为3000 r/min时,不采用和采用新型主动阻尼控制时的实验波形,主动阻尼控制中 K_p 设置为0.15。

从图8中可看出,谐振会导致直流电压和电网电流显著失真。谐振频率附近的谐波会污染电网并降低PMSM驱动系统的稳定性。图9显示采用所提出的主动阻尼控制后,谐振得到抑制,同时系统稳定性增强。

采用所提出的主动阻尼方案时的 α - β 静止坐标系中电压和电流波形如图10所示。由于直流电压和电机负载的波动,电机电流是不规则的。

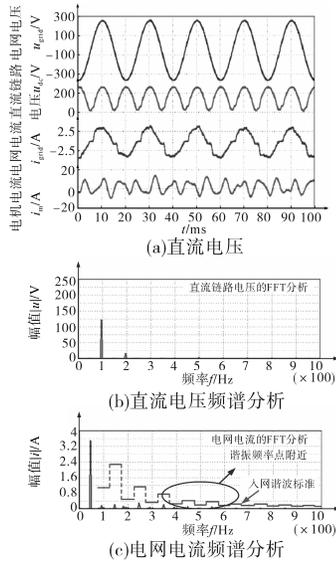


图8 不采用主动阻尼控制的实验波形

Fig.8 Experimental waveforms without active damping control

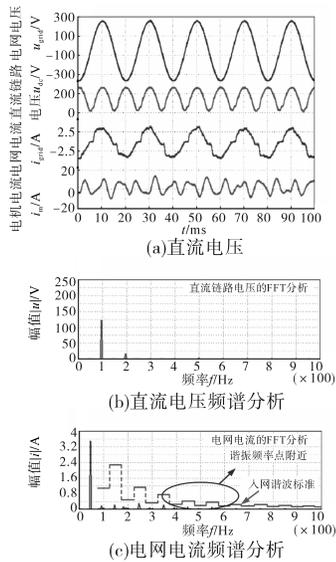


图9 采用主动阻尼控制的实验波形

Fig.9 Experimental waveforms with active damping control

为评估电压指令对电机电流的影响,图11给出了不采用和采用主动阻尼控制时的电机电流FFT对比分析。图11中显示两者在谐振频率附近谐波相同。因此,通过新型控制策略不会将谐振频率附近的电网电流谐波传递到电机侧。故附加电压指令对系统影响微小。同时,新方案通过产生阻尼功率 P_{damp} 来稳定系统并抑制谐振, P_{damp} 是由电机负载决定的,故电机谐波电流受电压指令影响小。

图12为附加电压指令 $\Delta u_\alpha, \Delta u_\beta$ 和调制比 d 的波形。图11中 Δu_α 和 Δu_β 的变化是周期性的,并且每个周期两者总和为零,且 Δu_α 和 Δu_β 的幅值与 α - β 轴电压幅值相比较小。进一步,调制比 d 在

0.1和0.8之间波动,无饱和情况,故主动阻尼生成的附加电压指令是有效实施的。

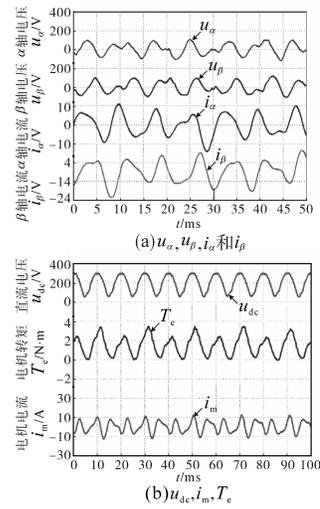


图10 主动阻尼控制下 $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta, u_{dc}, T_c$ 和 i_m 实验波形

Fig.10 Experimental waveforms of $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta, u_{dc}, T_c$ and i_m with active damping control

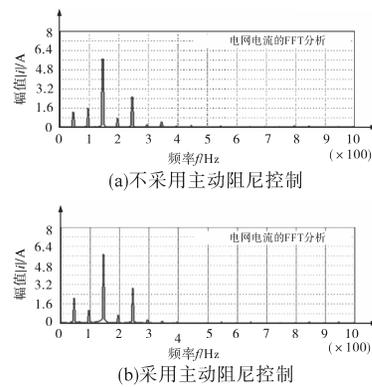


图11 电压指令对电机电流影响

Fig.11 Influence of voltage command on motor current

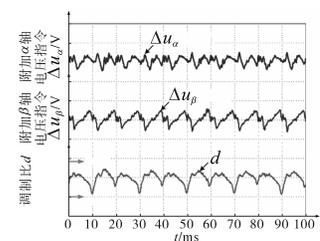


图12 附加电压指令和调制比试验波形

Fig.12 Test waveforms of additional voltage command and modulation ratio

4 结论

本文设计了主动阻尼控制方法并应用于小电容PMSM驱动系统。新方案对电机驱动系统极点进行重分布,可有效抑制LC谐振,并提高稳定性。控制器采用电压指令实现,克服了电流环的

有限带宽问题并保持了系统性能。同时,阻尼电流仅取决于直流电压,因而结构简单,鲁棒性强。最后,实验结果验证了所设计的主动阻尼控制方案的有效性。

参考文献

- [1] Jung H S, Chee, S J, Sul S K, *et al.* Control of three-phase inverter for ac motor drive with small DC-link capacitor fed by single-phase AC source[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(2):1074-1081.
- [2] 罗慧,陈威龙,尹泉. 无电解电容永磁同步电机驱动系统控制策略综述[J]. 电气传动, 2019, 49(4):11-18.
- [3] 霍军亚,王高林,赵楠楠,等. 无电解电容电机驱动系统谐振抑制控制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24):5641-5648.
- [4] 张国柱,徐殿国,朱良红,等. 高功率因数无电解电容电机驱动系统电流控制策略[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(1):100-106.
- [5] Lee W J, Sul S K. DC-link voltage stabilization for reduced DC-link capacitor inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(1):404-414.
- [6] 尹泉,吴根平,罗慧,等. 无电解电容逆变器永磁同步电机驱动系统控制研究[J]. 电气传动, 2015, 45(7):3-6.
- [7] Mohamed 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.
- [8] 张超,胡鑫,朱孝勇,等. 基于预测控制的无电解电容功率变换器电机驱动系统[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24):5649-5658.
- [9] GBT 14549—1993. 电能质量公用电网谐波[S]. 北京:北京标准出版社, 1994.
- 收稿日期:2019-05-10
修改稿日期:2019-06-14
- ~~~~~
- (上接第14页)
- [2] 李权,贾红云,徐放,等. 双绕组定子永磁型无轴承电机设计[J]. 微特电机, 2017, 45(1):15-18.
- [3] 张松. 一种用于小型水泵的无轴承电机磁悬浮性能分析[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(12):53-57.
- [4] 程帅,姜海博,黄进,等. 基于滑模观测器的单绕组多相无轴承电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(7):71-77.
- [5] 李权,贾红云,徐放,等. 双绕组定子永磁型无轴承电机设计[J]. 微特电机, 2017, 45(1):15-18.
- [6] Qiang D, Ni T, Wang X, *et al.* Optimal winding configuration of bearingless flux-switching permanent magnet motor with stacked structure[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(1):78-86.
- [7] Radman K. Control design of a bearingless flux-switching slice drive[C]//2014 6th European Embedded Design in Education & Research Conference. (EDERC), 2014.
- [8] Zhao C, Zhu H. Design and analysis of a novel bearingless flux-switching permanent magnet motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(8):6127-6136.
- [9] 马俊婷. 无轴承磁通切换电机设计与及其悬浮控制[D]. 福州:福州大学, 2015.
- [10] 史乐乐. 无轴承磁通切换电机控制系统研究[D]. 南京:东南大学, 2017.
- [11] 孙宇新,吴昊洋,施凯,等. 新型双绕组无轴承磁通切换永磁电机的设计与分析[J]. 排灌机械工程学报, 2017, 35(12):1096-1104.
- [12] 王晓琳,倪拓成,丁强,等. 一种新型无轴承磁通切换电机原理及其实现[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(12):3612-3620.
- [13] Ni T, Wang X, Ding Q, *et al.* Novel structure of bearingless flux-switching motor for improvement of levitation force characteristics[C]// IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, 2016:1929-1933.
- [14] Qiang D, Ni T, Wang X, *et al.* Analysis of winding forms for bearingless flux-switching PM motor with U-core stator laminations[J]. Electric Power Components & Systems, 2018, 45(2):1-9.
- [15] Gruber W, Radman K, Schob R T. Design of a bearingless flux-switching slice motor[C]//2014 International Power Electronics Conference. 2014.
- 收稿日期:2019-03-19
修改稿日期:2019-04-20