

谐波分量对异步电机性能的影响及抑制方法

龚育林

(新余学院 机电工程学院, 江西 新余 338004)

摘要: 晶闸管逆变器作为异步电动机的供电电源时,输出的电压和电流中含有丰富的谐波,对异步电机的运行性能会产生显著影响,主要表现在功率损耗增加、效率和功率因数下降等,传统脉宽调制(PWM)方法虽然可以消除低次谐波的影响,但整体效果不理想。通过谐波对定子及其他电机参数影响的具体分析,提出了以电机总损耗最小为目标函数,并根据各种损耗系数随频率变化情况与逆变器晶闸管开关元件切换次数的关系,确定载波比,对传统 PWM 进行优化策略设计方案。试验结果表明,优化后的方案可有效抑制谐波影响。

关键词: 异步电机; 谐波分量; 脉宽调制; 电机参数

中图分类号: TM 343 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)07-0017-05

doi: 10.12177/emca.2020.068

Effect of Harmonic Components on Performance of Asynchronous Motor and Its Suppression Method

GONG Yulin

(School of Mechanical and Electrical Engineering, Xinyu University, Xinyu 338004, China)

Abstract: When the thyristor inverter is used as the power supply for asynchronous motors, the output voltage and current are rich in harmonics. These harmonics will have a significant impact on the operating performance of asynchronous motors, resulting in the increase of power loss and the decrease of efficiency and power factor. Although the traditional pulse width modulation (PWM) method can eliminate the influence of low-order harmonics, the overall effect is not ideal. Through the specific analysis of the influence of harmonic components on the stator and other motor parameters, the minimum total loss of asynchronous motor is taken as the objective function. Then, carrier ratio is determined according to the relationship between the variation of various loss coefficients with frequency and the number of switching times of the inverter thyristor switching element. Finally, the strategy design of general PWM is optimized. The test results show that the optimized design can effectively suppress the influence of harmonics.

Key words: asynchronous motor; harmonic component; pulse width modulation (PWM); motor parameters

0 引言

异步电机在由逆变器供电时,晶闸管变频电源输出电压采用脉宽调制(PWM)后仍是非正弦电压波^[1]。这种非正弦电压波可以分解成一系列谐波,将对异步电机的运行性能产生显著影响,如影响功率因数 $\cos\varphi$ 、效率 η 、功率损耗等^[2]。

正弦脉宽调制(SPWM)型逆变器的调制策略是利用一个高频的三角波调制波(载波)与正弦的基准波相交来确定开关切换的时刻,通过改变正弦基准波的波幅与三角形调制波波幅的比值,即所谓调制因数 M 调节输出电压,其输出电压的基波与 M 是成正比的,对于三相系统,偶次谐波和 3 的倍数次谐波是不存在的。研究^[3]表

收稿日期: 2020-03-01; 收到修改稿日期: 2020-05-28

作者简介: 龚育林(1965—)男,副教授,研究方向为电气工程及自动化、电机学。

明,该调制方法虽可以消除 5 次、7 次等低次谐波的影响,但电机的温升、功率损耗等问题依旧明显,效果并不理想。

为了更好地抑制谐波的影响,本文通过设定电机总损耗最小为目标函数,利用电机各种损耗系数随频率变化情况与逆变器晶闸管开关元件切换次数的关系,对上述 SPWM 调制进行优化策略设计。从试验结果可以看出,这种优化后的方案对异步电机抑制谐波分量的影响效果明显。

1 谐波对定子的影响

如不考虑铁心饱和等非线性因素,利用迭加原理,可认为许多谐波电压是系列独立的电源,分别施加在电机绕组上^[4]。异步电机的谐波分量 T 型等值电路如图 1 所示。

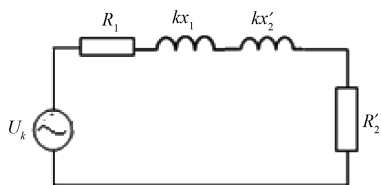


图 1 谐波分量 T 型等值电路

图 1 中, R_1 、 x_1 为定子电阻和电抗, R'_2 、 x'_2 为转子折算后的电阻和电抗, U_k 为 k 次谐波电压幅值。根据等值电路可计算出各个谐波电压所引起的电流及其功率和损耗^[5]。谐波分量之间相互作用会产生脉动转矩,各分量可联系起来考虑,因为脉动转矩的平均值为零,仅引起转速波动、振动和噪声增大等,所以不会产生有用的功率。

激磁回路的电抗与频率成正比,对于谐波分量而言,激磁回路的影响很小。通过对图 1 简化等值电路进行分析,得到定子谐波产生的旋转磁场对转子形成的转差率 s_k 为

$$s_k = \frac{k \pm (1 - s_1)}{k} \quad (1)$$

式中: $k = 6m \pm 1$ 为谐波的级次; $s_1 = (n_1 - n)/n_1$ 为基波转差率; n_1 为同步转速。

对于高次谐波磁场,其转差率 s_k 的变化较小, $s_k \approx 1$ 。简化等值电路中等效电阻与谐波频率下的电抗相比可忽略不计,谐波分量的等值阻抗与电机的转速无关,只决定于电机的漏抗 x_L ,其值为

$$x_L = k(x_{11} + x'_{21}) = kx \quad (2)$$

式中: x_{11} 为定子端漏抗; x'_{21} 为转子端折算后的漏抗。

在电压源供电的情况下,只要电压中的谐波分量确定,异步电机中的谐波电流将保持一定,不受电机的负载影响。由于异步电机的起动电流是受电机漏抗 x_L 限制的,该起动电流的大小可间接作为电机谐波性能的一个度量。当起动电流较大时,在非正弦电压下运行,会产生较大的谐波电流。相对应的定子谐波电流 I_k 为

$$I_k = U_k / k(x_{11} + x'_{21}) \quad (3)$$

总谐波电流有效值 I_h 为

$$I_h = \sqrt{I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + \dots + I_k^2 + \dots} = \sqrt{\sum_{6m \pm 1} I_k^2} \quad (4)$$

包括基波电流在内的总定子电流有效值为

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + \dots + I_k^2 + \dots} = \sqrt{I_1^2 + I_h^2} \quad (5)$$

对于 $6k$ 阶梯波,谐波电压与谐波次数成反比,即有:

$$U_k = U_1 / k \quad (6)$$

$$I_k = U_1 / k^2(x_{11} + x'_{21}) \quad (7)$$

则有电机满载下的定子总电流标么有效值 $\bar{I}_d$ 在 $6k$ 阶梯波电压供电下,当 $k = 1$ 时, $\bar{I}_{d6} = \sqrt{1 + (0.46/\bar{X})^2}$; 当 $k = 2$ 时, $\bar{I}_{d12} = \sqrt{1 + (0.105/\bar{X})^2}$ 。其中, $\bar{X}$ 为 x_L/k 的标么值,定子总电流标么有效值 $\bar{I}_d$ 对漏电抗标么 $\bar{X}$ 的关系如图 2 所示。从图 2 可见,在 $k = 2$ 时,电流标么有效值 $\bar{I}_d$ 随 $\bar{X}$ 的减小而变化缓慢;但在 $k = 1$ 时,根据电机漏抗大小的不同, $\bar{I}_d$ 变化较快。

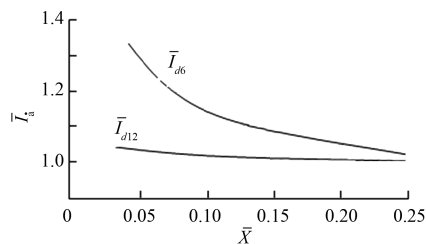


图 2 定子电流有效值与漏抗的关系

定子电流的波形中含有丰富的谐波电流分

量,在电机中会引起相当大的附加损耗^[6]。在频率 $f_1 = \alpha_f f_N$ (α_f 为工作频率 f_1 与额定频率 f_N 的比值)时,定子谐波铜耗可表示为

$$\Delta P_{Cu} = \sum_{k \neq 1} \left(\frac{I_k}{\alpha_f} \right)^2 R_k = \sum_{k \neq 1} \left[\frac{U_k}{k \alpha_f (x_{11} + x'_{21})} \right]^2 R_k \quad (8)$$

电机参数 R_k 和 $x = x_{11} + x'_{21}$ (标么值)与频率无关,则式(8)可写成:

$$\Delta P_{Cu} = \frac{R_k}{x^2} \sum_{k \neq 1} \left(\frac{U_k}{k \alpha_f} \right)^2 = \frac{R_k}{x^2} \cdot \sigma_1 \quad (9)$$

式中: $\sigma_1 = \sum_{k \neq 1} \left(\frac{U_k}{k \alpha_f} \right)^2$ 为定子谐波铜耗系数。

铁损耗主要是由定子谐波电流在铁心端部和气隙中曲折漏磁所引起,也与谐波电流的平方成正比,且正比于频率 f_1 ,可以用铁损耗系数 σ_2 表示为

$$\sigma_2 = \sum_{k \neq 1} \left(\frac{I_k}{\alpha_f} \right)^2 x^2 k \alpha_f \equiv \frac{U_k^2}{k \alpha_f} \quad (10)$$

2 谐波对电机参数的影响

因为存在谐波,所以在同样基波电压的情况下,磁化电流的基波分量将会显著增大,等值电路中的激磁电感 L_m 会减小,产生谐波磁场分量,则电机气隙中旋转磁场可表示为

$$B(\theta, \omega t) = B_1 \cos(\theta_1 - \omega t) + B_5 \cos(\theta_5 + 5\omega t) + B_7 \cos(\theta_7 - 7\omega t) + \dots + B_k \cos(\theta_k \pm k\omega t) \quad (11)$$

正弦电压供电时只有基波磁场,气隙磁场的幅值是恒定的。非正弦电压供电时,存在一系列的高次谐波,气隙磁场可能的最大幅值为

$$B = B_1 + B_5 + B_7 + \dots + B_k + \dots \quad (12)$$

随着气隙最大磁密的增加,磁化电流变大。在保持基波电压相同的条件下,PWM 调制的电压源供电时,电机气隙等效磁密比正弦波供电时约增加了 10%,如果电压波形中有更多的谐波,则等效磁密还要增加^[7]。对在非正弦电压源供电下工作的电机,确定磁路和空载试验决定激磁电感 L_m 时,可适当提高电机输入电压 U'_1 幅值, U'_1 为

$$U'_1 = U_1 (1 + c_f H_B) \quad (13)$$

式中:校正系数 H_B 为

$$H_B = \frac{1}{U_1} \left(\frac{U_5}{5} + \frac{U_7}{7} + \dots + \frac{U_k}{k} + \dots \right) \quad (14)$$

c_f 为经验系数,与电压波形中各谐波分量之间的相位有关; H_B 为各谐波磁场幅值之和。

漏抗决定于绕组的电流,在非正弦电压下,绕组中除了基波电流以外还有谐波电流存在,槽电流增大,漏磁也增加;漏磁饱和程度提高,漏抗会减小。电压源供电时,电机定、转子绕组的漏抗是限制谐波电流的主要因素。电流源供电时,电流中各谐波分量所占的比例是确定的,大小随负载而变。当负载增加时,谐波分量显著增加,电机的功率因数下降,谐波损耗增大。当逆变器换流时,如漏抗过大会产生较大尖峰电压,对开关元件的耐压要求不利。

转子回路的参数与转子频率有关,对于高次谐波分量, $S_k \approx 1$,即转子谐波电流的频率近似等于相应的定子谐波频率。频率较高,转子导体中的集肤效应很强^[8],转子电路中的参数会发生大幅度变化。等效电阻的增大将增加转子上的谐波铜耗。

考虑到集肤效应的影响,转子电阻 R_2 与转子电流频率 f_{2k} 的关系为

$$R_2 \propto \sqrt{f_{2k}} \quad (15)$$

由于 $f_{2k} \approx k f_1$,转子的铜耗为

$$\Delta P_{Cu2} = \sum_{k \neq 1} \frac{R_{2k}}{x_1^2} \left(\frac{U_k}{k \alpha_f} \right)^2 \sqrt{k \alpha_f} = \sum_{k \neq 1} \frac{R_{2k}}{x_1^2} \sigma_3 \quad (16)$$

式中: R_{2k} 为转子 k 次谐波对应的电阻; x_1 为转子漏抗; $\sigma_3 = \sum_{k \neq 1} U_k^2 / (k \alpha_f)^{\frac{3}{2}}$ 为修正后的转子的铜耗系数。

考虑参数的非线性,电机总损耗可表示为

$$\Delta P \propto \sum_{k \neq 1} (I_k)^X (k \alpha_f)^Y \quad (17)$$

其中: X, Y 之值与电机结构有关,经验认为, $X \approx 2$, $Y \approx 1.5$ 。

则电机总损耗为

$$\Delta P \propto \sum_{k \neq 1} \left(\frac{U_k}{k \alpha_f} \right)^2 (k \alpha_f)^{1.5} \quad (18)$$

可用系数 σ_4 来表征:

$$\sigma_4 = \sum_{k \neq 1} \frac{U_k^2}{\sqrt{k \alpha_f}} \quad (19)$$

式(18)表明,电机总损耗与谐波电压的平方成正比,与谐波次数的平方根成反比。

3 抑制方法及效果

采用一般 PWM 技术,包括 SPWM,通过对 PWM 型逆变器合适的调制方法(每个周期内开关切换 22 次)的选择,可消除 5 次、7 次等谐波影

响,能够防止低速运行时出现转速波动现象^[9]。表 1 为 Y180M-4 型异步电机的主要参数。

表 2 为 SPWM 逆变器在 15 Hz 条件下 Y180M-4 型电机运行时得到的电机各项损耗情况。

表 1 Y180M-4 型异步电机的主要参数

型号	额定功率/kW	额定电流/A	转速/(r·min ⁻¹)	效率/%	功率因数 cosφ
Y180M-4	18.5	35.9	1 470	91	0.88

表 2 在 15 Hz SPWM 电源供电下 Y180M-4 型电机的各项损耗

状态	定子基波 铜耗	转子基波 铜耗	其他 损耗	损耗 Σ ₁ ΔP	风摩耗	定子谐波 损耗	转子谐波 损耗	曲折 损耗	定子端部 损耗	转子端部 损耗	损耗 Σ ₂ ΔP
空载	194.3	0	0	194.3	98	158	532	34.0	57.7	54	933.7
满载	509.0	224	5.3	738.3	98	158	532	36.7	64.0	54	942.7

从表 2 可知,电机中损耗分 Σ₁ΔP、Σ₂ΔP 2 组,一组是随负载而变的,而另一组与负载的变化关系较小。数据表明,定子中谐波电流引起的损耗较小,在满载时也只是定子基波损耗的约 30%,而转子的谐波损耗相对比较大,可达到转子基波铜耗的 2 倍以上,这是转子导体的集肤效应使转子电阻显著增加的结果。由于会出现大幅度的高次谐波,特别是在输出电压较低时,其 2p±1 (p 为载波比,即三角形载波的频率与正弦基准波的频率比)次谐波的幅值较大,可以达到与基波电压相等的程度。一方面在异步电机中产生很大的损耗,若提高 PWM 的载波比,则开关切换次数增加,又会在晶体管上产生较大的开关损耗;另一方面,在同样直流中间环节电压作用下,采用 SPWM 以后,逆变器交流输出电压基波将下降,电源的利用率也会变低。

为了进一步抑制谐波对电机性能的影响,尚需对常用的 SPWM 方案进行优化改进。利用逆变器输出电压波形具有基波 1/4 周期对称关系,并将该脉冲电压序列展开成傅氏级数,且仅含奇次谐波分量^[10],则负载电压 u_L 可表示为

$$u_L = \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin k\omega t \tag{20}$$

式中: $U_k = \frac{4U_d}{k\pi} [1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos k\alpha_i]$; N 为 1/4 周期内 α_i 的个数;α_i 为电压脉冲前沿或后沿与 ωt 坐标轴的交点,以电角度表示。

设计 α_i 之值使 U_k=0 便可消去 k 次谐波分量。以电机的功率总损耗 ΔP ∝ σ_i 最小为目标函数 f(σ_i),确定载波比,根据损耗系数 σ₁、σ₂、σ₃、σ₄ 随频率(电压)的变化情况和逆变器本身的开关损耗与单位时间内半导体元件开关次数的关系^[11],将式(20)中的 α_i 设为 α₁、α₂、α₃,即在 1/4 周期中,逆变器的开关管开关切换设计为 3 次。优化调制方案如图 3 所示。U_d 为逆变器的输入电压。

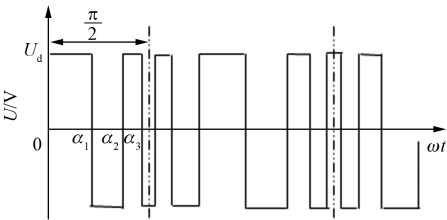


图 3 优化调制方案

研究 3 个开关切换角度 α₁、α₂、α₃ 优化控制与目标函数 f(σ_i) 关系,可得到电机功率损耗最小优化控制策略如图 4 所示。从图 4 可以看出,3 个开关切换角度的变化规律非常接近,可用 3 条

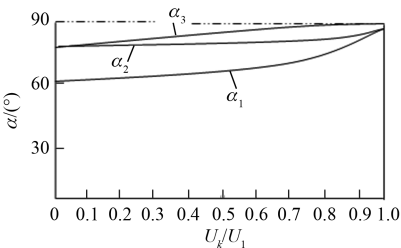


图 4 功率损耗最小优化控制策略

直线近似表示,对其变化规律采用单片机微处理器来控制实现^[12]。

电机功率损耗最小优化控制策略方案流程如图 5 所示。

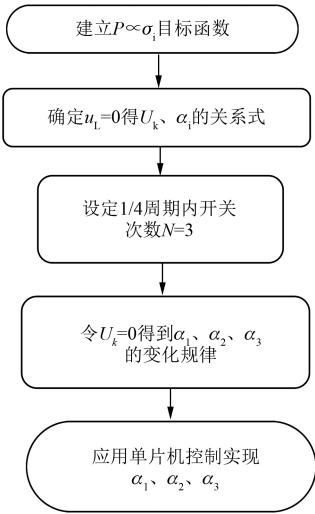


图 5 优化控制策略方案流程图

不同电源在频率为 25、15 Hz 下分别作用于 Y180M-4 型异步电机,经过测试,得到电机的负载特性如图 6 所示。电机的满载特性如表 3 所示。

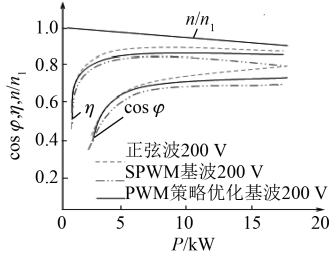


图 6 几种不同电源在 25 Hz 下电机的负载特性

从图 6 可以看出,不同电源作用下异步电机的转速基本相同,但经过优化调制方案后,异步电机运行的功率因数及效率有明显的提高。表 3 中的数据也表明,优化调制方案后电机的谐波电流及功率总损耗下降。

表 3 不同电源在 15 Hz 供电下电机的满载特性

电源	转速/(r·min ⁻¹)	功率/kW	谐波电流/A	定子电流实测/A	定子电流计算/A	总损耗实测/W	总损耗计算/W
正弦波	423.0	3.82	0	36.0	33.5	869	712
一般 SPWM	414.6	3.55	32.7	53.1	57.1	2 505	2 320
PWM 优化	420.7	3.73	17.2	42.2	39.2	1 436	1 378

4 结 语

谐波分量对异步电机运行性能的影响是多方面的,除了会使电机的电流增大、功率因数降低、损耗增加、效率降低等外,还会造成转矩脉动、低频振动和噪声增大、温度升高等。试验结果表明,异步电机在经过了优化调制方案的逆变器供电下运行,不但消除了 5 次、7 次等低次谐波的影响,而且减小了功率总损耗,提高了异步电机运行的工作效率及功率因数。同时,因为降低了电机谐波电流,所以由其引起的温升等性能也会得到改善。因此,该优化方案能够有效地抑制谐波分量对异步电机性能的影响。

【参 考 文 献】

[1] 田效伍. 交流调速系统与变频器应用[M]. 北京: 机械工业出版社,2011.
[2] 沈迪,陈未敏,周明磊,等. 不同调制方式下异步牵引电动机谐波损耗的分析与比较[J]. 机车电传

动,2019(3): 75.
[3] 柯岩. 变频器谐波对电机效率的影响分析[J]. 电力学报,2010,25(3): 221.
[4] 曾令华,程亮,张靖宗. 交流变频调速系统仿真建模及谐波特性分析[J]. 发电技术,2019,40(3): 294.
[5] 李瑞,谢乔富,崔荧莹,等. 基于功率预估和阻抗校正法的主导谐波源追踪[J]. 广东电力,2017,30(6): 73.
[6] 刘万太,彭晓,谢卫才,等. 变频调速异步电机的谐波分析[J]. 湖南工程学院学报(自然科学版),2011,21(3): 1.
[7] 丁鸿昌,刘鲁伟,吕楠,等. 表贴式永磁同步电机气隙磁密的计算与分析[J]. 计算机仿真,2018,35(4): 179.
[8] 吴靖,赵荣祥,王正仕. 异步电机转子复杂槽型集肤效应计算方法研究[J]. 电气传动,2009,39(2): 3.
[9] 李刚,张延华. 基于 SPWM 和 DTC 的异步电动机调速方案[J]. 装备制造技术,2011(3): 35.

(下转第 52 页)

4 结 语

碳刷和换向器间的摩擦系数影响碳刷系统的振动模态,当摩擦系数达到临界值时,系统由于模态耦合导致振动不稳定,将产生尖叫噪声。在新产品开发时,可以通过本文所提方法进行复特征值 FEA 仿真预测系统的振动稳定性,理解摩擦系数对系统稳定性的影响程度,必要时采取设计优化碳刷系统结构来提前避免尖叫噪声的发生。

【参 考 文 献】

- [1] HOFFMAN N, GAUL L. Friction induced vibrations of brakes research fields and activities [C] // SAE Technical Paper, 2008. doi: 10. 4271/2008-01-2579.
 - [2] CHEN F, QUAGLIA R L, TAN C A. On automotive disc brake squeal part I: mechanisms and causes [C] // SAE Technical Paper. 2003. doi: 10. 4271/2003-01-0683.
 - [3] NORTH M R. Disc brake squeal [C] // Braking of Road Vehicles, Automotive Division of the Institution of Mechanical Engineers. London: Mechanical Engineering Publications Limited, 1976: 169-176.
 - [4] KINKAID N M, O'REILLY O M, PAPADOPOULOS P. Review of automotive disc brake squeal [J]. Journal of Sound and Vibration, 2003, 267: 105.
 - [5] 管迪华, 黄锦春. 盘式制动器尖叫的馈入能量分析 [J]. 清华大学学报(自然科学版), 2001, 41(8): 97.
 - [6] 张立军, 刁坤, 孟德建, 等. 摩擦引起的振动和噪声的研究现状与展望 [J]. 同济大学学报(自然科学版), 2013, 41(5): 765.
 - [7] 张立军, 吴军, 孟德建. 模态耦合与能量馈入两种摩擦尖叫机理关系 [J]. 同济大学学报(自然科学版), 2015, 43(10): 1562.
 - [8] 张立军, 吴军, 孟德建. 摩擦引起的模态耦合不稳定性分析 [J]. 机械工程学报, 2015, 51(21): 65.
 - [9] HOFFMANN N, FISCHER M, ALLGAIER R, et al. A minimal model for studying properties of the mode coupling type instability in friction induced oscillations [J]. Mechanics Research Communications, 2002, 29(4): 197.
 - [10] LÜ H, YU D. Brake squeal reduction of vehicle disc brake system with interval parameters by uncertain optimization [J]. Journal of Sound and Vibration, 2014, 333(26): 7313.
-
- (上接第 21 页)
- [10] 曾令全, 魏辉, 李华. PWM 型逆变器输出谐波对异步电机损耗的影响分析 [J]. 微电机, 2011, 44(4): 68.
 - [11] 洪乃刚. 电力电子技术基础 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2008.
 - [12] 周润景. 单片机技术及应用 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2017.
-
- (上接第 43 页)
- [8] Giga Device Semiconductor Inc. GD32F450xx ARM Cortex-M4 32-bit MCU datasheet [EB/OL]. <https://www.gigadevice.com>.
 - [9] 符晓, 朱洪顺. TMS320F28335 DSP 原理、开发及应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2017.
 - [10] 张富成, 杨光. 直接面向驱动电路的 PMSM 多滑模面变结构控制 [J]. 微电机, 2018, 51(10): 47.
 - [11] 李运德, 杨张森. 无刷直流电机的指数趋近律滑模变结构控制 [J]. 电机与控制应用, 2011, 38(3): 32.
 - [12] 肖仁鑫, 王泽林, 申江卫. 车用永磁同步电机变指数滑模控制研究 [J]. 微电机, 2018, 51(5): 43.
 - [13] 李政, 胡广大, 崔家瑞, 等. 永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 431.