

基于状态空间平均模型的 全数字双闭环斩波内馈串级调速系统

江友华¹, 宁宇^{1,2}, 吴国祥^{1,3}

(1. 上海大学自动化学院, 上海 200072; 2. 韶关学院, 广东 韶关 512005; 3. 南通大学电子信息学院, 江苏 南通 226007)

摘要: 首先介绍了内馈斩波串级调速的工作原理, 其次采用状态空间平均模型建立了内馈斩波串级调速系统的小信号模型, 推导了斩波器双闭环控制系统的动态模型, 并用 DSP 实现了全数字控制. 斩波器电流内环控制, 提高了系统的可靠性, 改善了速度稳态精度和动态响应. 本系统已运行于工业现场, 节能效果显著.

关键词: 状态空间平均模型; 双闭环; 斩波; 串级调速

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A

Study on digital dual closed-loop chopper inner-feed cascade variable speed drive system based on state-space averaging model and its application

JIANG You-hua¹, NING Yu^{1,2}, WU Guo-xiang^{1,3}

(1. School of Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China;

2. Shaoguan University, Shaoguan Guangdong 512005, China;

3. School of Electronics and Information, Nantong University, Nantong Jiangsu 226007, China)

Abstract: A novel model of inner-feed chopper cascade variable speed drive system using the state-space averaging method is proposed in this paper. The dual closed loop control strategy is then presented based on the model. The control circuits for realizing the control strategy are also investigated. Finally, a drive test is carried out, and the experiment results indicate the feasibility of the model and control strategy. Based on the control strategy, several devices with remarkable energy-saving effect are running well in the industry field. They exhibit excellent performance such as reliable DC-current protection ability, good dynamic response and static precision.

Key words: state-space averaging model; dual closed-loop; chopper; cascade speed drive system

1 引言 (Introduction)

串级调速在高压大功率风机、水泵的节能改造中得到广泛应用. 目前, 国内工业现场使用的串级调速装置只是对后端的有源逆变进行闭环控制, 而对斩波部分均是采用开环控制^[1], 存在直流母线电流不可控, 不具备直流母线限流功能, 容易发生母线电流过流故障等不足, 装置的可靠性降低. 最近也有相关文献对串级调速系统斩波部分进行双闭环控制研究^[2,3], 但仅限于实验室的低压、小电流研究. 本文介绍的数字式斩波双闭环控制串级调速系统已经有 20 多套设备在工业现场成功运行, 很好地克服了高压、大电流的电磁干扰以及现场恶劣环境影响, 提高了产品的可靠性. 本文还采用状态空间平均模型对串级调速系统的斩波部分进行了系统建模和数字式双闭环控制器的设计, 从而提高了装置的动态性

能及调速精度.

2 内馈斩波串级调速的主回路及其工作原理^[3] (Principle of dual closed loop chopper inner-feed cascade speed drive system and its main circuit)

内馈斩波串级调速系统主电路如图1所示. 图中DR 是由二极管组成的三相桥式不可控整流电路, UI 为由晶闸管组成的有源逆变器, 中间直流回路通过 IGBT 斩波器相连, 其中 L 为平波电抗器, 电容 C 起储能滤波作用, 电动机采用绕线式内馈异步电动机.

在图1所示内馈斩波串级调速原主回路中, IGBT 工作在开关状态. 当它接通时逆变器输出的附加电动势被短接, 此时 b 点电位为 0, 断开时, b 点电位为电容电压 U_C .

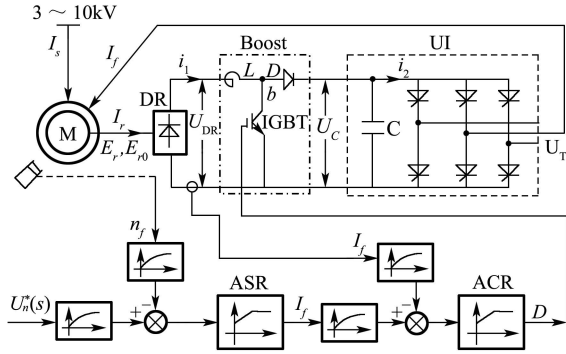


图1 双闭环内馈斩波串级调速系统框图

Fig. 1 Block diagram of dual closed-loop chopper inner-feed cascade speed drive system

设斩波器的开关周期为 T , 开关接通的时间为 τ , 则逆变器经斩波器送出的平均电动势为 U_b , 改变占空比 D 的大小, 即可调节平均电动势的大小, 从而调节内馈电机的转速. 图2(a)为斩波器工作时 b 点的斩波理想波形, 图2(b)为实测的IGBT两端电压波形. 由此可知转子整流回路电压平衡方程式为

$$K_1 s E_{r0} = (1 - \frac{\tau}{T}) U_C. \quad (1)$$

因此

$$n = n_{syn} [1 - (1 - \frac{\tau}{T}) \frac{U_C}{K_1 E_{r0}}], \quad (2)$$

式中: s 为电机转差率, E_{r0} 为转子开路电动势, K_1 为变流器电压系数, 对于三相桥式整流电路, $K_1 = 2.34$, 为不同占空比时的转速, n_{syn} 为异步电动机的同步转速.

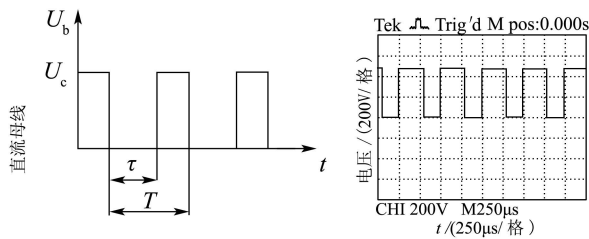


图2(a) 斩波器 b 点电势 图2(b) 斩波器IGBT两端管压降
Fig. 2(a) Voltage in chopper at b Fig. 2(b) Terminal voltage at IGBT

由式(2)可见, 内馈斩波串级调速装置是通过改变斩波器的占空比来调节电机的转速, 不需要改变晶闸管移相角, 而是把它固定在最小逆变角, 因此功率因数可以得到提高. 串级调速的后端是晶闸管构成的有源逆变器, 把转子的转差功率逆变回电机辅助绕组, 即把转子整流的直流电转变成交流电, 并反送到电机. 从图1可以看出, 由于二极管整流以及晶闸管器件的单向导电性, 转子整流电流及逆变电流只能单方向流动, 因此储能电容 C 的电压极性为上正下负, 为了防止两电动势顺向串联, 晶闸管的逆变电

压极性也必须是上正下负, 才能把转子的转差功率逆变回电机内部.

3 斩波串级调速系统的建模(Modeling for chopper inner-feed cascade speed drive system)

3.1 斩波器的状态空间模型(State-space averaging model of chopper)

从相关文献[4~8]可知, 内馈斩波串级调速系统的斩波器在连续导电模式下可以用两个线性非时变电路来表示, 它们一个开关周期中有两种开关状态相对应(参见图3).

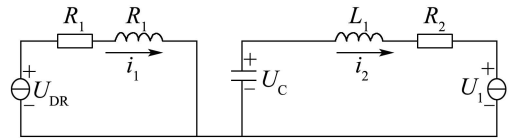


图3(a) 斩波IGBT开通时转子直流回路等效图

Fig. 3(a) Rotor equivalent direct circuit(IGBT on)

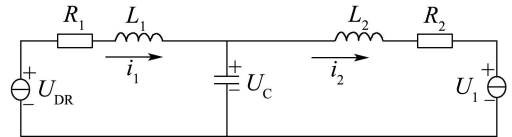


图3(b) 斩波IGBT关断时转子直流回路等效图

Fig. 3(b) Rotor equivalent direct circuit(IGBT off)

1) 斩波 IGBT 导通时, 其等效电路如图 3(a) 所示. 此时有

$$U_{DR} = i_1 R_1 + L_1 \frac{di_1}{dt}, \quad (3)$$

$$U_C = i_2 R_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + U_I. \quad (4)$$

式中: R_1, L_1 为转子整流回路等效电阻及电感, i_1 为转子整流电流, R_2, L_2 为有源逆变回路等效电阻及电感, i_2 为逆变电流, U_{DR} 为转子整流电压, U_C 为电容电压, U_I 为有源逆变电压.

2) 斩波 IGBT 关断时, 其等效电路如图3(b)所示. 此时有

$$U_{DR} = i_1 R_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} U_C, \quad (5)$$

$$U_C = i_2 R_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + U_I. \quad (6)$$

式(3) $\times D + (5) \times (1 - D)$ 可得其状态空间平均式为

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{R_1}{L_1} i_1 + \frac{U_{DR}}{L_1} - \frac{U_C(1 - D)}{L_1}, \quad (7)$$

式中 D 为占空比, $D = \frac{\tau}{T}$, T 为斩波周期.

对式(7)进行摄动^[8,9]可得

$$\frac{d(i_1 + \hat{i}_1)}{dt} = -\frac{R_1}{L_1}(i_1 + \hat{i}_1) + \frac{(U_{DR} + \hat{U}_{DR})}{L_1} - \frac{(U_C + \hat{U}_C)[1 - (D + d)]}{L_1}, \quad (8)$$

式(8)中上标带 $\wedge$ 的表示其对应的扰动量. 但由于电压 U_{DR}, U_C 比较稳定, 可以认为其扰动量为 0. 式(8)减去式(7)可得其动态状态方程如下

$$\frac{d\hat{i}_1}{dt} = -\frac{R_1}{L_1}\hat{i}_1 + \frac{d\hat{U}_C}{L_1}. \quad (9)$$

3.2 双闭环斩波内馈串级调速的动态模型(Dynamic model of dual closed loop chopper inner-feed cascade speed drive system)

由此, 可得占空比同转子直流母线电流的传递函数如下

$$G(s) = \frac{U_C/R_1}{L_1/R_1 s + 1} = \frac{K_{Lr}}{T_{Lr}s + 1}, \quad (10)$$

式中: $T_{Lr} = L_1/R_1$ 为转子直流回路的时间常数, $K_{Lr} = U_C/R_1$ 为转子直流回路的放大系数.

由于 PWM 脉冲发出到开关动作会有延时, 因此, 占空比的变化到直流母线电流发生作用存在一个载波周期的滞后, 为方便起见, 看作一个时间常数为 T_a , 放大系数为 K_a 的一阶惯性环节, 即

$$G_f(s) = \frac{K_a}{T_a s + 1}. \quad (11)$$

内馈电机的电磁转矩可以用式(12)表示为^[3]

$$T_e = C_M i_1, \quad (12)$$

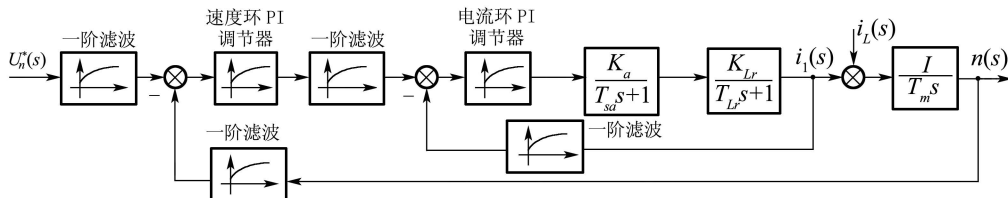


图 4 双闭环控制系统动态结构图

Fig. 4 Dynamic structure block diagram of dual closed loop control system

4 实验及相关分析(Experimental results and its analysis)

按照上述算法设计的数字式双闭环斩波串级调速装置有 20 多套在浙江恒洋热电厂、江苏宜兴热电厂、无锡热电厂以及杭州獐山自来水厂成功的运行, 取得良好的节能效果. 现场测得的一些数据和实验波形, 如表 1 及图 5、图 6 所示.

电机参数为: 电机功率 800 kW, 功率因数 0.88, 防护等级 IPS4, 定子端电压/电流为 6 kV/92.7A,

式中 C_M 为串级调速系统的转矩系数. 系统运动方程为

$$T_e - T_L = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt}. \quad (13)$$

由上式可得

$$\frac{n(s)}{(i_1 - i_L)} = \frac{1}{T_m s}, \quad (14)$$

式中: i_L 为负载转矩所对应的等效直流电流, $T_m = \frac{GD^2}{375 C_M}$.

把式(10)(11)和式(14)都画成传递函数框图, 再考虑给定滤波环节和反馈滤波环节就可得到双闭环控制串级调速系统的动态结构框图如图 4 所示.

3.3 数字控制器设计(Design of PI controller)

为了实现转速和电流的数字式双闭环控制, 按照图 4 的动态结构框图, 可在系统中设置两个调节器, 分别调节转速和电流. 图中转速反馈信号取自内馈电机轴上连接的测速接近开关. 电流反馈信号通过霍尔变换器取自内馈斩波转子整流电流, 由于高压、大电流的电磁干扰以及恶劣的现场环境, 这两个反馈信号需要进行相应的处理后才能送入 DSP, 否则不能得到正确的反馈信号. 转速电流双闭环控制中, 转速调节器的输出当作电流调节器的输入, 再用电流调节器的输出去控制斩波器占空比. 为了获得良好的静、动态性能, 转速和电流两个调节器均采用 PI 调节器, 其中电流调节器按典型 I 型系统设计, 速度调节器按典型 II 型系统设计, 调节器参数按参考文献 [3] 计算并离散化以便于数字控制器实现. 不过这些参数还需要根据现场实际情况进行整定.

调节绕组电压/电流为 530 V/350 A, 转子绕组电压/电流为 923 V/545 A, 额定转速 988 r/min, 最低转速 503 r/min.

从图 5、图 6 可以看出, 系统的稳态精度和动态响应良好.

从表 1 可知, 转速越低, 逆变回电网的电流越大, 节能效果越明显. 随着占空比越来越小, 电机转速越来越低, 但转子整流电压却越来越高, 直流母线电压同它的比值也就越来越小.

表1 内馈斩波串级调速各变量之间的关系

Table 1 Relation between variables in chopper inner-feed cascade variable speed drive system

直流母线电容电压/V	转子整流电压/V	输入输出电压比	占空比	电机转速/(1000r/min)	整流电流/A	逆流电流/A
536	38.8	13.81	0.928	930	286	14
548	81.6	6.71	0.856	900	260	31.5
560	129.3	4.33	0.784	870	243	48.7
560	170.3	3.28	0.704	840	220	62
555	216.3	2.59	0.624	810	204	74.5
560	264.5	2.11	0.552	780	185	82.4
558	314.5	1.78	0.464	750	170	90.5
560	360.5	1.55	0.39	720	155	95.7

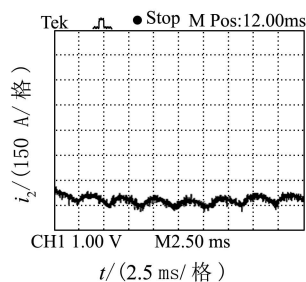
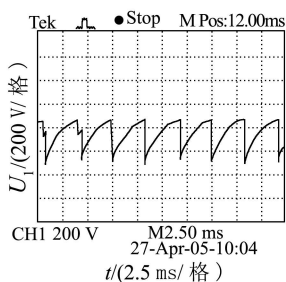
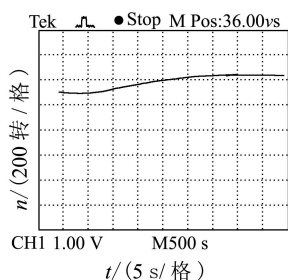
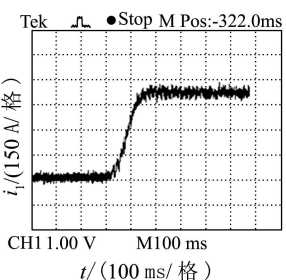
图 5(a) 逆变电流
Fig. 5(a) inverted Current图 5(b) 晶闸管有源逆变的
电压波形
Fig. 5(b) inverted Voltage

图 6(a) 阶跃给定速度波形

图 6(b) 阶跃给定电流波形
Fig. 6(b) Current step response

5 结论(Conclusion)

本文采用了状态空间平均法建立了内馈斩波串级调速系统的小信号模型,从而得到了斩波器的动态结构框图,并以此模型和原理设计了全数字双闭环控制的斩波串级调速系统.相比于传统的串级调速,该装置能很好的控制直流母线电流,有效的防止了过流故障,提高了装置的可靠性和动态性能,并且功率因数也比较高.此外,针对高压、大电流引起的电磁干扰以及现场恶劣环境影响,本系统采用了一系列抗干扰措施,使系统能成功的应用于高压大功率风机、水泵等调速场合.

参考文献 (References):

- [1] 魏泽国. 晶闸管串级调速的原理及应用[M]. 北京: 冶金工业出版社, 1985.
(WEI Zhanguo. *Principle of Cascade Variable Speed Drive System and Its Application*[M]. Beijing: Metallurgical Industry Press, 1985.)
- [2] 王春杰. 大功率异步机转子变频调速系统及其控制策略的研究[D]. 天津: 天津大学出版社, 2004.
(WANG Chunjie. *Research on rotor-side variable frequency drive and its control strategy of high power induction motor*[D]. Tianjin: Tianjin University Press, 2005.)
- [3] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统-运动控制系统[M]. 第3版. 北京: 机械工业出版社, 2003.
(CHEN Boshi. *Autocontrol of Electrical Drives*[M]. 3rd ed. Beijing: Mechanical Industry Press, 2003.)
- [4] LIPO T A. Dual stator winding induction machine drive[J]. *IEEE Trans on Industry Applications*, 2000, 36(5): 1369 – 1379.
- [5] 江友华, 蔡文, 曹以龙, 等. 内馈斩波串级调速装置设计及需要注意的几个问题[J]. 上海师范大学学报, 2005, 34(3): 31 – 34.
(JIANG Youhua, CAI wen, CAO Yilong, et al. The design of inner-feeding chopper cascade variable speed system and some problem need been noticed[J]. *Shanghai Normal University*, 2005, 34(3): 31 – 34.)
- [6] 蔡宣三, 龚绍文. 高功率电子学—直流—直流变换部分[M]. 科学出版社, 1993.
(CHAI Xunsan, GONG Shaowen. *High Frequency Power Electronics*[M]. Beijing: Science Press, 1993.)
- [7] GUO L, HUNG J Y, NELMS R M. PID controller modifications to improve steady-state performance of digital controllers for buck and boost converters[C]// *Conf Rec of IEEE Applied Power Electronics Conf*. Dallas, Texas: [s.n.], 2002: 381 – 388.
- [8] POWA LEE, YIMSHU, LEE CHENG, et al. Steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors[J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2000, 47(4): 787 – 795.

作者简介:

江友华 (1974—), 男, 博士, 从事电力电子技术与电力传动领域的研究, E-mail: jyhua0306@sina.com;

宁宇 (1962—), 男, 副教授, 博士研究生, 从事新型电机及其驱动控制领域的研究, E-mail: shningyu@sina.com;

吴国祥 (1967—), 男, 博士研究生, 研究方向为新型电力电子变换技术, E-mail: wuguoxiangnttc@163.com.