

⑤ 81-86

电流型两象限斩波器控制的无刷直流电动机*

周波 赵剑锋[✓] 羊俊

(南京航空航天大学自动控制系, 南京, 210016)

TM330.12

摘要 采用在逆变器输入端加电流型两象限斩波器进行调压的方法, 解决了稀土永磁无刷直流电动机因电枢电感小而带来的电流脉动大、不利于提高系统稳态性能等问题, 并对这种调速系统的四象限工作原理进行了系统的分析, 最后通过数字仿真和系统实验验证了采用电流型两象限斩波器能明显减小电流脉动, 而且系统具有良好的起制动特性。

关键词 无刷电机; 斩波器; 脉宽调制
中国图书资料分类法分类号 TN 26

无刷直流电机
直流电机

0 引言

稀土永磁无刷直流电动机以其体积小、重量轻、效率高、惯量小和控制精度高等优点而广泛应用于航空、数控机床、机器人等领域。但稀土永磁无刷直流电动机的电枢电感较小, 因而电流脉动较大, 导致转矩脉动较大, 轻载时尤为严重, 从而限制了电机稳态性能的提高。因此, 如何减小电流脉动已成为稀土永磁无刷直流电动机研究的一个重要方面^[1-3]。方法之一是提高功率器件的开关频率, 然而随着开关频率的增大, 开关损耗必然增加, 影响系统的可靠性。另一种方法是在电机每一相绕组中串联电感, 但需要三个电感, 体积随之增大。还有一种常用的方法是在逆变器输入端加降压型斩波电路, 其优点是逆变器的输入电压随转速变化, 与电机反电势压差小, 减小了电流脉动, 低速时尤为明显, 对改善稳态性能起了较大的作用。但由于这种斩波器输出端须经电容滤波, 使系统增加了一个惯性环节。另外, 制动时系统动能、滤波元件的储能不能及时返回电源, 只能靠回路电阻和外界摩擦消耗掉, 因此系统快速性较差, 仅限用于对系统快速性要求不高的场合^[4,5]。笔者采用在逆变器输入端加电流型两象限斩波器进行调压, 有效地解决了上述问题, 笔者对该系统的四象限工作原理进行了系统的分析, 并就电流脉动与未采用斩波器的系统进行了比较, 最后通过数字仿真和系统实验验证了其分析方法和工作原理的正确性。笔者的研究对于促进稀土永磁无刷直流电动机系统性能的提高具有重要的理论与实际意义。

1 主电路结构

采用电流型两象限斩波器 PWM 调压的无刷直流电动机系统主电路如图 1 所示, 它由两

* 收文日期 1998-03-19
中国航空科学基金资助研究项目(97F52052)
第一作者: 男, 1961年生, 副教授

象限斩波器和三相逆变器两部分组成。三相逆变器用于实现电动机的工作频率调节,它由功率管 $T_1 \sim T_6$ 和续流二极管 $D_1 \sim D_6$ 组成。 $T_1 \sim T_6$ 工作于 120° 导通状态,其开关状态由与电动机同轴的位置传感器信号确定,开关频率 f_k 与电机转速 n 、极对数 P 关系为

$$f_k = \frac{Pn}{60}$$

由于 $T_1 \sim T_6$ 工作在低频状态,开关损耗大大减小。两象限斩波器主要用于控制电机电压和电流,它由功率管 T_7, T_8 和二极管 D_7, D_8, D_9 及滤波电感 L 等构成, T_7 和 T_8 互补 PWM 工作。电机电动时,以 T_7, D_7 为主,构成降压型斩波电路,实现电机调压调速。制动时,以 T_8, D_8 为主,它们与 L 构成 Boost 电路,使电机能量回馈电源。二极管 D_9 主要用于换相保护,防止逆变器功率管关断时电感电流无续流回路而产生大的 di/dt 损坏功率管。

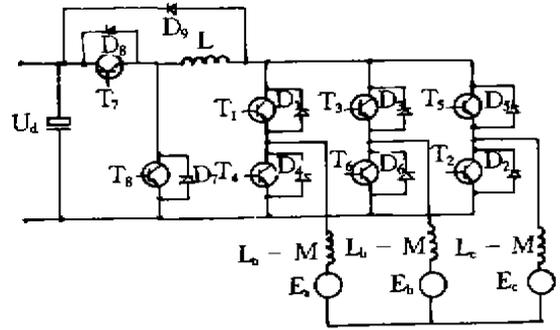


图1 电流型两象限斩波器控制的无刷直流电机调速系统主电路图

2 四象限工作原理

假设电机三相绕组自感 $L_a = L_b = L_c = L_e$, 反电势 $E_a = E_b = E_c = E$, 忽略电枢回路电阻与功率管、二极管通态压降。逆变器功率管导通顺序为 $T_1 \rightarrow T_2 \rightarrow \dots \rightarrow T_6$ 时, 电机为正转工作。

2.1 正转电动

若电机已处于正转电动状态, 且 T_1, T_6 导通使 A、B 相通电。 T_7 开通时, 主电路电流流向如图 2(a) 所示, 主电路电压平衡关系为

$$U_d = L \frac{di_d}{dt} + 2(L_e - M) \frac{di_d}{dt} + 2E \quad (1)$$

电源能量输入电动机, 电流 i_d 增加, 其变化率为

$$\left(\frac{di_d}{dt} \right)_{on} = \frac{U_d - 2E}{L + 2(L_e - M)} \quad (2)$$

T_7 关断时, 电枢电流经 D_7 续流, 如图 2(b) 所示, 这时主电路电压平衡关系为

$$0 = L \frac{di_d}{dt} + 2(L_e - M) \frac{di_d}{dt} + 2E \quad (3)$$

电感储能维持电机运转, i_d 下降, 其变化率为

$$\left(\frac{di_d}{dt} \right)_{off} = \frac{-2E}{L + 2(L_e - M)} \quad (4)$$

稳态时, T_7 导通时电流增量 Δi_{on} 与 T_7 截止时电流减小量 Δi_{off} 相等, 故有

$$\left(\frac{di}{dt} \right)_{on} t_{on} = \frac{U_d - 2E}{L + 2(L_e - M)} t_{on} = \left| \left(\frac{di}{dt} \right)_{off} \right| (T - t_{on}) = \left| \frac{-2E}{L + 2(L_e - M)} \right| (T - t_{on}) \quad (5)$$

得到

$$\frac{2E}{U_d} = \frac{t_{on}}{T} = D_c \quad (6)$$

式中 T 为 PWM 周期, t_{on} 与 t_{off} 分别为 T_7 导通与关断时间, D_c 为 T_7 的导通比。从而得到电动机转速

$$n = \frac{U_d D_c}{2 C_e \Phi} \quad (7)$$

Φ , C_e 分别为电机气隙磁通与电势系数。因此改变 T_7 的导通比 D_c , 即可调节电机转速。

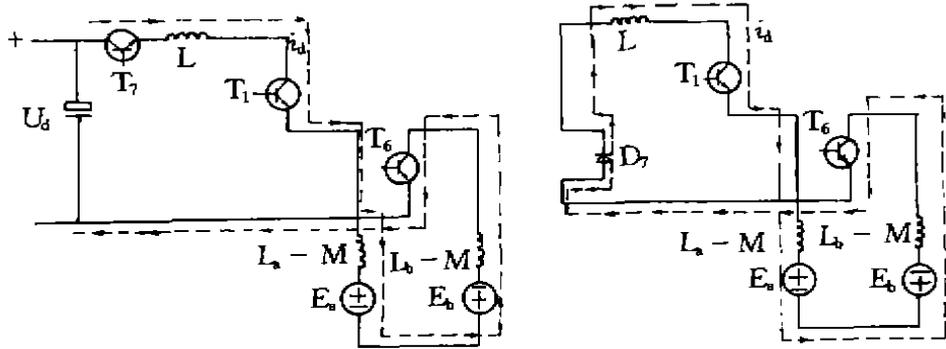


图 2 正转电动电流示意图

2.2 正转制动

通常无刷直流电机制动时是将制动前开通的功率管关断, 而将其互补的功率管开通。如果制动前为 T_1 、 T_6 开通, 制动时将其关断后将 T_4 、 T_3 开通, 从而使电机电流迅速反向, 产生制动转矩使电机实现制动。但采用电流两象限斩波器时不能简单地采用这种制动方式, 因为 A、B 相电流通过 D_7 减少到零后, 反电势 E_a 、 E_b 将使 i_a 反向, 见图 3。由于 T_3 、 T_4 在 120° 导通期内一直处于导通状态, 且导通时间由位置信号确定, 而此时 i_a 不受 T_7 、 T_8 开通与关断控制, 而是以 $\frac{di_a}{dt} = \frac{2E}{[L + 2(L_c - M)]}$ 变化率增加直至 T_3 、 T_4 关断。因此电流将失控, 可能增大超过功率管允许值, 烧毁功率管。所以必须继续保持功率管导通顺序不变, 即仍按 $T_1 \rightarrow T_2 \rightarrow \dots \rightarrow T_6$ 触发, 而通过控制 T_7 、 T_8 使 i_a 反向。

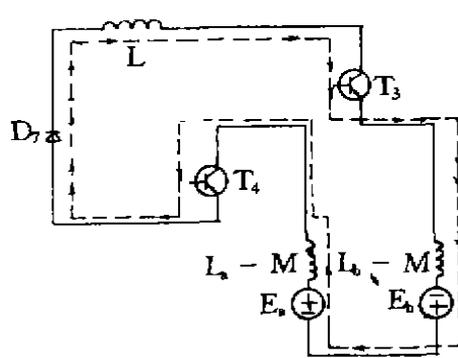


图 3 制动时用常规控制方法造成电流失控的示意图

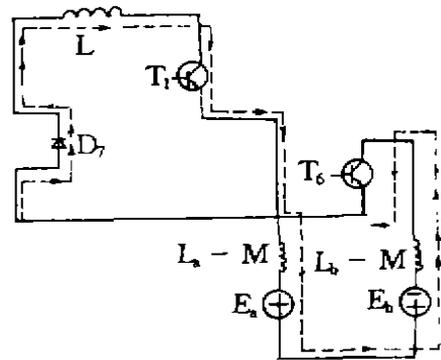


图 4 制动时电机相电流减小示意图

制动开始时关断 T_7 、开通 T_8 , 但 T_1 、 T_6 仍然开通, 电流以 $\frac{di_d}{dt} = \frac{-2E}{[L + 2(L_c - M)]}$ 变化率减小到 0, 如图 4 所示。然后 i_d 通过 $D_1 \rightarrow L \rightarrow T_8 \rightarrow D_6 \rightarrow B$ 相 $\rightarrow A$ 相 $\rightarrow D_1$, 并以变化率 $\frac{di_d}{dt} = \frac{2E}{[L + 2(L_c - M)]}$ 反向增加, 使电机处于制动状态。当 i_d 增加到反向限幅值时, 由于电流调节器的作用, T_7 、 T_8 进入 PWM 状态。这时若 T_7 开通、 T_8 关断, i_d 将通过 D_6 流入电源实现能量回馈, 流向为 $D_1 \rightarrow L \rightarrow D_6 \rightarrow$ 电源 $\rightarrow D_6 \rightarrow B$ 相 $\rightarrow A$ 相 $\rightarrow D_1$ 。

2.3 反转电动与反转制动

转速降至零后, 只需将 $T_1 \sim T_6$ 的触发顺序改变为 $T_6 \rightarrow T_5 \rightarrow \dots \rightarrow T_1$, 即可实现反转电动。这时斩波器中 T_7 、 T_8 仍为互补 PWM 状态。反转制动与正转制动类似, 在此不再重复。

通过对电机的几种运行状态的分析, 不难得出采用电流两象限斩波器控制的无刷直流电机的控制规律: a) 电动和制动时逆变器功率管均维持同一导通顺序, 正转与反转的切换在电机转速为零时, 通过切换功率管导通顺序实现。b) 电动与制动切换通过控制两象限斩波器 T_7 、 T_8 实现。

3 电流脉动分析

由式(5)可得两象限斩波器控制时电动机电枢电流增量

$$\Delta i_m = |\Delta i_{eff}| = \frac{U_d D_c (1 - D_c)}{f[L + 2(L_c - M)]} \quad (8)$$

式中 f 为 T_7 、 T_8 开关频率, 令

$$\frac{d(\Delta i_m)}{dD_c} = \frac{d|\Delta i_{eff}|}{dD_c} = 0$$

当 $D_c = 0.5$ 时, 电流增量最大

$$\Delta I_{max} = \frac{U_d}{4f[2(L_c - M) + L]} \quad (9)$$

如果未采用斩波器(假设逆变器功率管为单极性 PWM 工作), 不难求出电流最大脉动为

$$\Delta I_{max} = \frac{U_d}{8f(L_c - M)} \quad (10)$$

一般情况下, 稀土永磁电机绕组等效电感 $L_c - M$ 较小, 斩波器中滤波电感 L 可以作为电机绕组电感的补充。由于斩波器电流经 L 平直后再送入电机, 所以电机电流脉动明显减小, 从而有效地提高了系统的静态特性。

4 双闭环控制电路

采用电流型两象限斩波器 PWM 调压的无刷直流电动机电流、转速双闭环控制电路原理框图如图 5 所示。与一般无刷直流电动机不同, 这里逆变器只完成调频功能, 电流控制由斩波器完成。因此, 控制电路分成两部分。

4.1 逆变器控制电路

逆变器控制电路主要由位置检测电路、逻辑信号处理电路与功率管驱动电路等构成。

逻辑信号处理电路的作用是：a)控制电机的正反转。对转速给定信号进行极性判别，若 $U_m > 0$ ，使电机正转，逆变器功率管按 $T_1 \rightarrow T_2 \rightarrow \dots \rightarrow T_6$ 的顺序触发；若 $U_m < 0$ ，电机反转，按 $T_6 \rightarrow T_5 \rightarrow \dots \rightarrow T_1$ 的顺序触发。b)对所检测的位置检测信号进行处理，形成 6 路逆变器功率管触发信号，使逆变器输出电流与电机定子电势同相或反相，从而使电机工作在电动或制动状态。

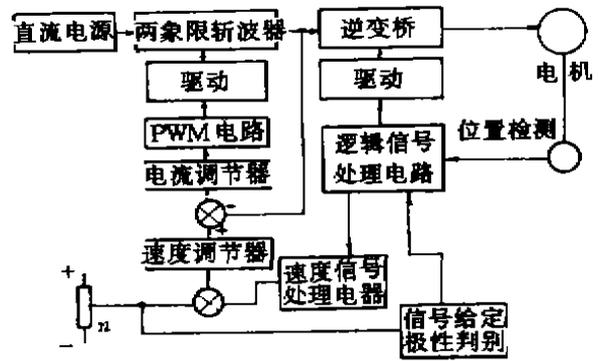


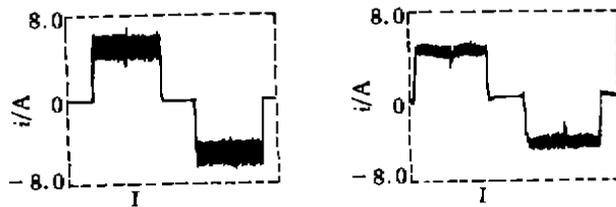
图 5 系统控制原理框图

4.2 转速、电流双闭环控制电路

为使系统具有动态响应快、调速精度高等优点，采用转速、电流双闭环控制。速度与电流调节器均采用 PI 调节器。位置检测信号进行倍频与 f/ω 变换后作为速度反馈信号；电流反馈信号直接取自逆变器输入电流（忽略换流过程，该电流即为电机相电流）。

5 数字仿真与系统实验

为了验证所研究的电流型两象限斩波器控制的无刷直流电机系统的动静态性能，笔者



(a) 加斩波器前

(b) 加斩波器后

图 6 加斩波器前后电枢电流仿真波形

利用 Pspice 软件对系统进行了仿真分析，并在实验机组上进行了系统实验。图 6 为采用斩波器前后电枢电流仿真波形，可以看出采用斩波器后电枢电流脉动明显减小。图 7 为用 KIKUSUI7101 记忆示波器测得的系统动态实验波形。电机带载从停车起动到 500r/min，然后又制动使转速下降到零。起动过程无超调，而且响应很快。图中起动与制动响应时间不同是因为起动时动态加速力矩为电机力矩与负载力矩之差，而制动时减速力矩为两者之和，故制动

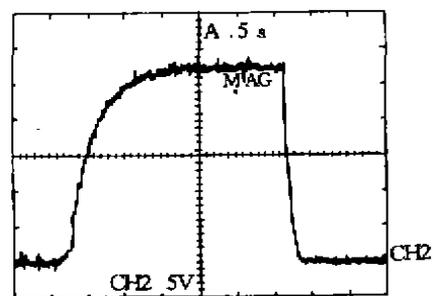


图 7 电机带负载起制动波形

过程要快于起动过程。

6 结 论

采用电流型两象限斩波器 PWM 调压控制的稀土永磁无刷直流电动机具有以下特点:

- 1) 理论分析与仿真结果均表明电机电流脉动明显减小,有利于提高系统的稳态性能;
- 2) 系统不仅在主电路上有其特点,而且控制上也不同于常规无刷直流电动机。逆变器主要完成调频功能,使定子磁场与转子磁场同步。而电压、电流控制由斩波器实现;
- 3) 采用电流型两象限斩波器可方便地实现电机快速制动,但其制动控制规律不同于常规无刷直流电动机;
- 4) 本研究对促进稀土永磁无刷直流电动机性能的提高具有重要意义。

参 考 文 献

- 1 Duane C. Minimum Torque Ripple, Maximum Efficiency Excitation of Brushless Permanent Magnet Motor. IEEE Trans. Industrial Electronics, 1994, 41(3):292~300
- 2 Safi S K. Analysis and Simulation of the High-speed Torque Performance of Brushless DC Motor Drive. IEE Proc. Electrical Power Application. 1995, 142(3):191~200
- 3 朱震莲主编,现代交流调速系统. 西安:西北工业大学出版社,1994
- 4 赵剑锋,采用电流型两象限斩波器控制的无刷直流方波电机调速系统研究:[学位论文]. 南京:南京航空航天大学,1998
- 5 羊俊,采用直-直变换器的无刷直流方波电机调速系统研究:[学位论文]. 南京:南京航空航天大学,1997

Two-quadrant Current Chopper Control for Brushless DC Motor

Zhou Bo Zhao Jianfeng Yang Jun

(Department of Automatic Control, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics)

ABSTRACT In order to decrease the current ripple and improve the operating performances of the rare-earth permanent magnetic brushless DC motor system, a two-quadrant current chopper is used in the system and its operating principles are analyzed in this paper. The results of digital simulation and system experiment are presented and confirm that the system based on the two-quadrant current chopper has attractive performances.

KEYWORDS brushless electric machine; choppers; pulse width modulation

(责任编辑 吕赛英)