

高等学校教材

矢量控制 交流伺服驱动电动机

沈阳工业大学 王成元 周美文 郭庆鼎 编著

机械工业出版社

高等学校教材

矢量控制交流伺服驱动电动机

沈阳工业大学 王成元 周美文 郭庆鼎 编著



机械工业出版社

(京)新登字 054 号

本书较系统地介绍了三相感应电动机、无刷直流电动机和三相永磁同步电动机的矢量控制理论、运行特性和实际应用问题。

全书共分十章。前四章介绍了感应电动机矢量变换控制基本原理、磁场定向方法和转子磁通矢量控制系统。第五、六章介绍了无刷直流电动机的运行原理、电磁结构特点与设计以及转矩控制。第七、八、九章介绍了三相永磁同步电动机的矢量控制原理、运行特性和弱磁控制。最后一章,对这三类伺服驱动电动机的特点、应用和选择问题进行了比较和分析。

本书可供研究院(所)、工厂电气工程技术人员和高等院校教师参考,也可作为工科电气类专业高年级或研究生的教学参考书。

图书在版编目(CIP)数据

矢量控制交流伺服驱动电动机/王成元编著. —北京:机械工业出版社, 1994.12

高等学校教材

ISBN 7-111-04632-3

I. 矢… I. 王… 伺服电动机 N. TM383.4

中国版本图书馆CIP数据核字(94)第16384号

出版人:马九荣(北京市百万庄南街1号 邮政编码100037)

责任编辑:高文龙 周性贤 版式设计:冉晓华

责任校对:刘绍曾 封面设计:方 芬

沈阳工业大学印刷厂印刷·新华书店北京发行所发行

1995年6月第1版·1995年6月第1次印刷

787mm×1092mm¹/₁₆·17³/₄印张·431千字·278页

0 001—2 000册

定价 18.50元

前 言

伺服驱动装置是数控机床、工业机器人等高性能机电一体化产品的重要组成部分，也是构成工厂自动化(FA)不可缺少的基本单元。电动机控制技术是伺服驱动系统的核心。从发展的历程来看，电动机控制技术与电动机、功率器件、微电子器件、传感器、微型计算机以及控制理论的发展密切相关。

过去，直流电动机广泛应用于各种伺服驱动系统，因为通过调节励磁和电枢电流可很容易地实现对转矩的控制。特别，在要求伺服驱动四象限运行并能快速响应的场合，直流电动机一直居主导地位。但是，由于换向器和电刷的原因，使直流电动机有它固有的缺点，如制造复杂、成本高、需要定期维修、运行速度受到限制、难以在有防腐防爆等特殊要求的场合下应用，等等。而交流电动机，相对而言，结构简单，坚固耐用，便于维修，价格便宜。由于交流电动机具有这些优势，所以多年来人们一直在致力于交流电动机控制技术的研究，想以交流系统取代直流系统。

1971年德国学者 Blaschke 和 Hasse 提出了对交流电动机可以进行矢量变换控制，这是一种新的控制思想、新的控制理论和新的控制技术。可以说，它的出现对交流电动机控制技术的研究具有划时代的意义。因为这种通过磁场定向构成的矢量变换交流闭环控制系统，其性能完全可与直流系统相媲美。正因如此，随着电力电子、微电子、计算机技术和永磁材料学科的发展，矢量控制技术得以迅速应用和推广，仅这二十多年光景，就已进入实用化阶段，在一些工业先进国家，已逐步取代了直流系统，现正向数字化方向发展。

矢量控制是在机电能量转换、电机统一理论和空间相量理论上发展起来的。它首先应用于三相感应电动机(IM)，很快又扩展到三相永磁同步电动机(PMSM)。目前，由这两类电动机组成的高性能交流伺服驱动装置已占国际市场的主导地位。

由于矢量控制理论和控制技术具有先进性和实用性，国内许多科研院所和高等院校正致力于这方面的研究、开发和推广，很多人想了解 and 掌握它，因此非常需要这方面的书籍。在目前国内这方面资料、专业书籍较少的情况下，我们结合多年来的科研积累和工作体会，在收集部分国内外资料的基础上，编著了《矢量控制交流伺服驱动电动机》一书，期盼对我国交流电动机控制技术的发展能有些帮助。

本书以阐述矢量控制理论为主线，分析了三相感应电动机(IM)、无刷直流电动机(BD-

2000/05

CM) 和三相永磁同步电动机 (PMSM) 的矢量控制技术, 具体讨论了这三种伺服驱动电动机的电磁结构特点、运行原理与控制方法、矢量控制系统和实际应用等问题。

参加本书编写的还有夏加宽同志。这里, 对郭淑芳同志在绘图工作中所付出的辛勤劳动, 深表谢意。

由于我们水平有限, 本书难免存在错误之处, 诚恳希望广大读者指正。

王成元 周美文 郭庆鼎

1993 年 10 月

目 录

前言

第一章 感应电动机矢量控制的稳态分析	1
第一节 感应电动机变频伺服驱动系统	1
第二节 恒定 U_1/f_1 比的转矩控制方式	2
第三节 恒定 E_1/f_1 比的转矩控制方式	5
第四节 转差频率控制方式	6
第五节 转矩的矢量控制	8
第二章 感应电动机的坐标变换和矢量变换	20
第一节 原型电机的统一方程	20
第二节 三相感应电动机动态数学模型	24
第三节 坐标变换及约束条件	27
第四节 从三相感应电动机到原型电机的变换	29
第五节 从静止轴系 dq 到同步旋转轴系 MT 的变换	36
第六节 空间矢量	40
第七节 空间矢量变换	45
第八节 矢量方程式	53
第三章 矢量控制中的磁场定向和基本方程	59
第一节 磁场定向原则	59
第二节 矢量控制基本方程式	60
第三节 矢量图、框图和等效电路	68
第四节 磁场定向技术	72
第五节 电动机参数变化对磁场定向和动态性能的影响	79
第六节 磁路饱和对磁场定向电动机性能的影响	85
第七节 考虑主磁路饱和的矢量控制基本方程	92
第四章 三相感应电动机转子磁通矢量控制系统	105
第一节 定子电压的解耦	105
第二节 由电压源型逆变器馈电的控制系统	109
第三节 由电流可控 PWM 逆变器馈电的控制系统	113

第四节 转矩最佳控制	116
第五节 谐波转矩及其对低速运行性能的影响	119
第六节 矢量控制伺服驱动系统中电动机与逆变器的设计原则	125
第五章 无刷直流电动机的原理、结构与设计的	132
第一节 无刷直流电动机的运行原理	132
第二节 永磁材料特性与选择	136
第三节 转子结构形式和永磁体磁场	140
第四节 电磁设计原则	149
第六章 转矩脉动与系统仿真	161
第一节 纹波转矩	161
第二节 齿槽转矩	169
第三节 动态数学模型和系统仿真	172
第七章 三相永磁同步电动机的矢量控制理论	178
第一节 数学模型	178
第二节 电动机参数和等效电路	183
第三节 矢量变换控制	190
第四节 速度极限与弱磁控制	197
第五节 定子电流最优控制	204
第八章 三相永磁同步电动机的谐波转矩及其削弱方法	212
第一节 纹波转矩及其削弱方法	212
第二节 齿槽转矩及其削弱方法	217
第九章 三相永磁同步电动机的运行与控制	217
第一节 有关名词术语和技术规定	227
第二节 电动机结构、参数与运行性能	230
第三节 转子阻尼作用对运行性能的影响	239
第四节 定子电流控制与调制	243
第五节 瞬态转矩控制	252
第十章 三种交流伺服驱动电动机的比较和选择	256
第一节 三种交流伺服驱动电动机的评价标准	256
第二节 BDCM 和 PMSM 应用特性的比较	262
参考文献	269

第一章 感应电动机矢量控制的稳态分析

本章首先从分析和改进传统的三相感应电动机变频驱动转矩控制方式出发,阐述了矢量变换控制的基本思想。尔后,推导了正弦稳态下矢量控制等效电路、时空相量图和基本方程式,从而初步建立起矢量控制的基本概念。

第一节 感应电动机变频伺服驱动系统

图 1-1 是三相感应电动机带有闭环控制的伺服驱动系统框图。

图 1-1a 是带有转矩闭环控制的伺服驱动系统。 T_e^* 是转矩指令。 T_e 是实际转矩信息,它是根据实际测得的电气量(例如电流和磁通)而确定的。 T_e^* 与 T_e 比较后得到的偏差 $T_e^* - T_e$ 被输入到转矩调节器。

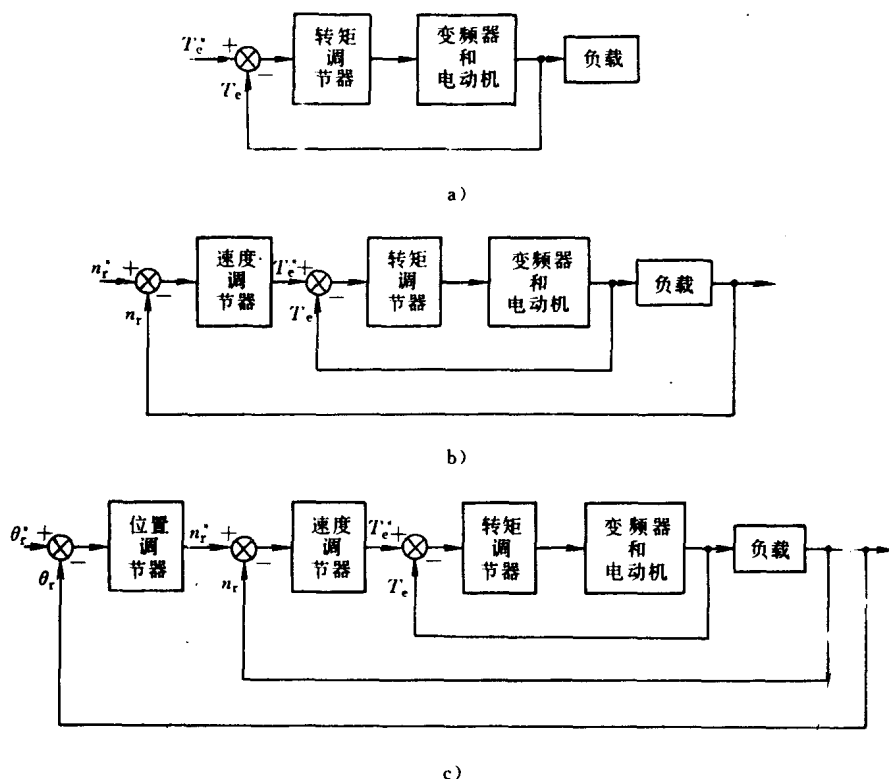


图 1-1 感应电动机伺服驱动系统

a) 转矩控制 b) 速度控制 c) 位置控制

图 1-1b 是速度伺服驱动系统。 n_r^* 是速度指令,如果它以模拟量给出,那么它的大小和极性则表示电动机速度应达到的大小和方向。 n_r 是实际检测值。速度偏差 $n_r^* - n_r$ 通过调节器的

补偿后变为内转矩环的指令信号。

图 1-1c 是位置伺服系统。它将外面的位置环叠加到速度环上。通常,对于这种串级结构,外面控制环的输出总是作为下一个内控制环的指令信号的。

由上分析可以看出,转矩控制是实现高性能速度和位置伺服驱动的基础和关键。对电动机的各种控制,归根结底,是对转矩的控制。对转矩的控制质量将决定或影响到整个伺服驱动系统的性能。

在直流电动机伺服驱动系统中,转矩控制是容易实现的。因为它的转矩在主磁极励磁磁通保持恒定的情况下与电枢电流呈线性关系,所以通过电枢电流环的作用就可以实现快速而准确的转矩控制,不仅使系统具有良好的稳态性能,又具有良好的动态性能。

对于感应电动机则不同,感应电动机的定子电流与电磁转矩具有复杂的非线性关系,因此不可能像直流电动机那样,通过简单地调节定子电流来控制转矩。另外,他励直流电动机的电枢电流和磁场励磁电流是各自分开而独立控制的,而对笼型感应电动机来说,只能通过定子一个输入端口进行控制。这些都会增大感应电动机转矩控制的难度。

尽管如此,由于感应电动机与直流电动机相比,具有结构简单、坚固耐用和成本低的优势,从根本上克服了直流电动机由换向器与电刷间火花而带来的一系列技术上的缺点,所以交流伺服驱动系统仍得以深入研究和发

展。在以往的感应电动机伺服驱动系统中,为实现有效的转矩控制,传统的方法是通过控制气隙磁通和转差频率来控制转矩。这种方法虽然可以使系统获得较好的稳定性能,但动态性能与直流电动机伺服驱动系统相比尚有明显差距。为了改进感应电动机伺服驱动性能,人们在控制思想和策略上进行了大量研究。

直到 70 年代初,德国学者提出了感应电动机矢量控制的思想,才使感应电动机转矩控制的研究取得了突破性进展。时至今日,矢量控制感应电动机伺服驱动系统已全面进入实用化阶段,无论是稳态性能,还是动态性能,都已达到或超过直流系统。目前,在高性能伺服驱动领域,交流系统已逐步取代了直流系统。

为了更好地理解矢量控制的基本概念,我们先简单地阐述在提出矢量控制前对感应电动机电磁转矩的几种传统控制方法。

第二节 恒定 U_s/f_s 比的转矩控制方式

图 1-2 是三相感应电动机 T 型等效电路。图中, R_s 和 $X_{s\sigma}$ 是定子相绕组电阻和漏抗值。 X_m 是三相等效励磁电抗。转子电阻 R_r 和转子漏抗 $X_{r\sigma}$ 是已经归算到定子侧的参数。归算的原则是取转子每相绕组的有效匝数与定子相绕组的有效匝数相等。如果转子为笼型结构,可先将其等效为三相绕线式转子。 U_s 是定子相电压, I_s 是定子相电流, I_r 是转子相

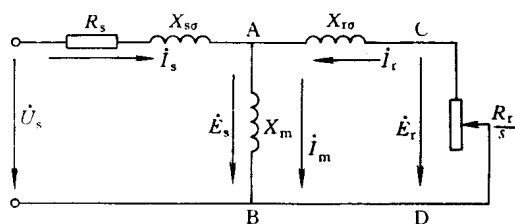


图 1-2 三相感应电动机 T 型等效电路

电流, I_m 是每相励磁电流, E_s 是定子每相感应电动势。以上各量均是正弦稳态值。 s 是转差率。

我们知道,在正弦稳态下,定子三相绕组基波合成磁场的旋转速度(也就是同步速度)与

电源频率的关系为

$$n_s = \frac{60f_s}{p_n} \quad (1-1)$$

式中, n_s 为同步速度 (r/min); f_s 为电源频率 (Hz); p_n 为极对数。

转子速度为

$$n_r = (1-s)n_s \quad (1-2)$$

由式(1-1)和式(1-2)可知, 若均匀地改变定子电源供电频率, 就可以平滑地改变电动机的同步速度, 从而达到调速的目的。

但在变频调速时, 如果保持定子电压 U_s 不变, 则电动机气隙磁通值将会发生变化。因为

$$U_s \approx E_s = 4.44f_s N k_{w1} \phi_m \quad (1-3)$$

式中, N 为每相串联匝数; k_{w1} 为基波绕组因数; ϕ_m 为气隙磁通。

在普通系列电动机设计中, ϕ_m 值是按在固定工频电压下确定的。因此, 在调速过程中, 当频率由工频值向下降低时, 如果 U_s 值不随之降低, 气隙磁通就会增大。这将引起励磁电流急剧增加, 使功率因数下降, 还会使损耗增加, 电动机过热, 带负载能力降低, 这是不允许的。

在实际调频系统中, 一种方法是在调频的同时按比例地调压, 即将下式作为调频调压的约束条件

$$\frac{U_s}{f_s} = \text{常值} \quad (1-4)$$

由图 1-2 等效电路, 可得

$$U_s = (R_s + jX_{so})I_s - \left(\frac{R_r}{s} + jX_{ro} \right) I_r \quad (1-5)$$

$$-jX_m(I_s + I_r) = \left(\frac{R_r}{s} + jX_{ro} \right) I_r \quad (1-6)$$

电磁转矩

$$T_e = \frac{3p_n}{\omega_s} I_r^2 \frac{R_r}{s} \quad (1-7)$$

式中, ω_s 为同步电角速度 (rad/s), ω_s 与 n_s 的关系为

$$\omega_s = \frac{2\pi}{60} p_n n_s \quad (1-8)$$

由式(1-5)、(1-6)和式(1-7), 可得如下电磁转矩表达式

$$T_e = \frac{3p_n^2}{120\pi} \left(\frac{U_s}{f_s} \right)^2 \frac{(n_s - n_r) X_m^2 / R_r}{\left[R_r - \frac{n_s - n_r}{n_s R_r} (X_s X_r - X_m^2) \right]^2 + \left[X_s - \frac{(n_s - n_r) R_s X_s}{n_s R_r} \right]^2} \quad (1-9)$$

式中, X_s 为定子每相绕组等效自感, $X_s = X_{s0} + X_m$; X_r 为转子每相绕组等效自感, $X_r = X_{r0} + X_m$ 。

当电动机参数已知时, 根据式 (1-9) 可得在恒定比 U_s/f_s 下的转矩-速度特性, 如图 1-3 所示。

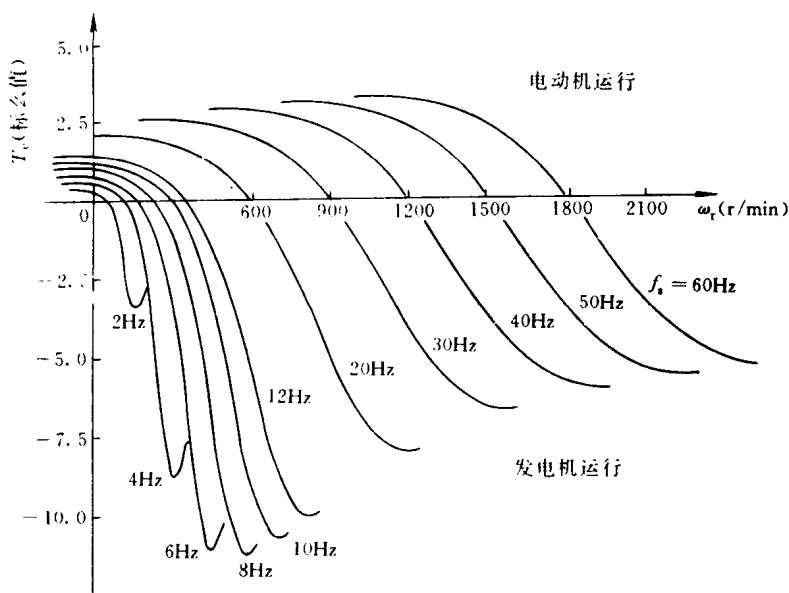


图 1-3 具有恒定 U_s/f_s 比的感应电动机转矩-速度特性

这是一台 4 极电动机, 转矩以标么值表示, 基值是额定转矩。特性曲线扩展到发电机运行区域, 此时转差率为负值。

由图 1-3 可以看出, 在电动机运行区域电磁转矩最大值随频率的减少而下降, 频率愈低, 下降愈快。

由等效电路可知, 在频率较高时, U_s 与 E_s 值相差不大, 所以调频时气隙磁通 ϕ_m 近乎保持恒定。但在频率低到一定程度时, 若继续按 $U_s/f_s = \text{常值}$ 的规律来调节电压, 则气隙磁通将随着频率的下降而明显减少。

实际上, 无论定子频率为何值, 当定子电流一定时, 定子电阻压降始终都是一样的, 但定子漏抗上的压降却与频率成正比。 U_s 与 E_s 的关系为

$$U_s = (R_s + jX_{s0}) I_s - E_s \quad (1-10)$$

当频率较高时, 由于 $R_s \ll X_{s0}$, $X_{s0} \ll X_m$, 所以定子电阻和漏抗压降只占 U_s 的一小部分, 可以忽略不计, 从而使 U_s 与 E_s 近乎相等。但在低频时, U_s 值本身就较小, 这样定子电阻压降占了 U_s 相当大的比例, 使 U_s 与 E_s 的差别明显增大, 继续保持 $U_s/f_s = \text{常值}$ 已不再能维持 ϕ_m 近

乎不变。例如，假若定子电流为额定值，在额定频率下，定子电阻压降只占相电压的4%，而当频率降为额定值的10%时，额定电流下的定子电阻压降将占相电压的40%，这会使气隙电动势 E_s 和气隙磁通明显减少。电动机在低频运行时严重欠励磁，会使输出转矩能力下降。为解决这一问题，应按恒定 E_s/f_s 比的规律来控制气隙磁通。

第三节 恒定 E_s/f_s 比的转矩控制方式

为了在整个速度范围内都获得高转矩，应保持气隙磁通 ϕ_m 恒定。

由图 1-2，可得

$$E_s = -jX_m I_m = -j\omega_s L_m I_m = -j\omega_s N_s \phi_m \quad (1-11)$$

式中， L_m 为三相等效励磁电感， N_s 为每相绕组有效匝数。

气隙磁通 ϕ_m 决定于比值 E_s/f_s ，因此可将下式作为转矩控制的约束，即

$$\frac{E_s}{f_s} = \text{常值} \quad (1-12)$$

但在实际电路中，我们不能直接控制 E_s ，只能通过修正 U_s/f_s 特性来间接控制 E_s/f_s 不变。图 1-4 示出了修正后的 U_s/f_s 特性曲线。图中， U_s 是以标么值给出的，基值是额定值。可以看出，对电压 U_s 要加以补偿。与 $U_s/f_s = \text{常值}$ 的控制方式相比， $E_s/f_s = \text{常值}$ 的控制方式需要在低频时增加补偿电压。

在图 1-2 等效电路中，从 AB 端口看进去，输入转子的电磁功率为

$$P_e = 3E_s I_1 \cos\psi_2 \quad (1-13)$$

式中， P_e 是由定子侧通过气隙传递给转子的有功功率，称之为电磁功率； ψ_2 为转子的内功率因数角，有

$$\psi_2 = \frac{R_r/s}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + X_{ro}^2}} \quad (1-14)$$

转子电流为

$$I_1 = \frac{E_s}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + X_{ro}^2}} \quad (1-15)$$

电磁转矩为

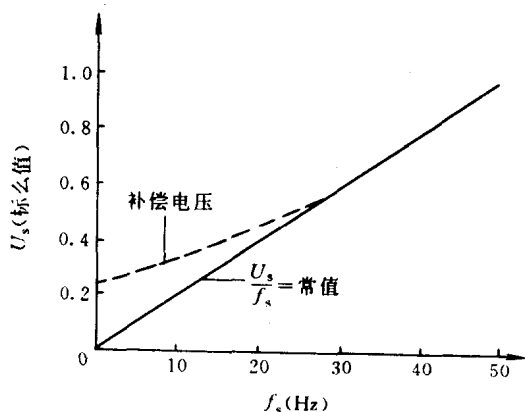


图 1-4 补偿后的电压-频率特性曲线

$$T_e = \frac{3p_n}{\omega_s} E_s I_2 \cos\phi_2 \quad (1-16)$$

将式(1-14)和式(1-15)代入式(1-16),并利用关系式 $s = (n_s - n_r)/n_s$, 可得

$$T_e = \frac{3p_n^2 \left(\frac{E_s}{f_s}\right)^2}{120} \frac{R_r(n_s - n_r)}{R_r^2 + (2\pi L_{rs})^2 \left(\frac{p_n}{60}\right)^2 (n_s - n_r)} \quad (1-17)$$

根据式(1-17),可得如图 1-5 所示的转矩-速度特性曲线。

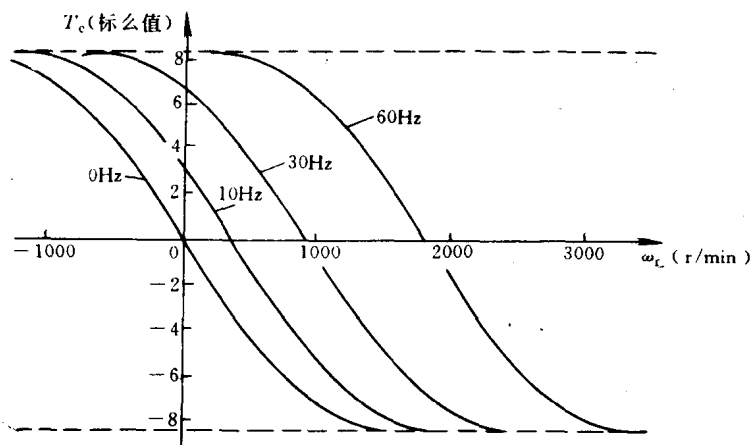


图 1-5 具有恒定 E_s/f_s 比的感应电动机的转矩-速度特性曲线

图 1-5 和图 1-3 是根据同一台电动机参数绘制的。与图 1-3 相比,从图 1-5 中可明显看到,在整个速度范围内电动机提供转矩的能力都提高了,并在所有供电频率下,最大转矩 $T_{\max}$ 始终保持不变,这就解决了 U_s/f_s 控制时产生的低速性能变坏的问题。

第四节 转差频率控制方式

由式(1-17)可以看出,在 $E_s/f_s = \text{常值}$ 的约束下,即在气隙磁通恒定的条件下,电磁转矩直接与转差频率有关。

将式(1-17)改写为

$$T_e = \frac{3p_n}{2\pi f_s} E_s^2 \frac{sR_r}{R_r^2 + (sX_{rs})^2} \quad (1-18)$$

考虑到

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$$

$$\omega_r = \omega_s - \omega_s s$$

$$sX_{r0} = \omega_l L_{r0}$$

$$sE_s = s\omega_s L_m I_m = \omega_l L_m I_m$$

式中, ω_s 为同步电角速度, 或电源角频率; ω_r 为转子电角速度; ω_l 为转差电角速度 (转差角频率)。于是,

可将式(1-18)写为

$$T_e = 3p_n I_m^2 L_m^2 \frac{R_r \omega_l}{R_r^2 + (\omega_l L_{r0})^2} \quad (1-19)$$

上式中, 保持励磁电流不变, 也就是保持气隙磁通不变。此时, 电磁转矩仅取决于转差频率而与定子频率无关。由图 1-5 可以看出, 此时在不同供电频率下转矩-速度特性曲线的形状保持不变, 当供电频率变化时, 该曲线只是沿速度轴发生平移。

对方程 (1-19) 以 ω_l 为自变量求导, 并令其等于零, 可得电磁转矩达最大时的转差频率 ω_{lmax} , 即有

$$\omega_{lmax} = \frac{R_r}{L_{r0}} \quad (1-20)$$

将式 (1-20) 代入式 (1-19), 可得最大电磁转矩为

$$T_{emax} = \frac{3}{2} p_n I_m^2 \frac{L_m^2}{L_{r0}} \quad (1-21)$$

在气隙磁通恒定的约束下, 最大电磁转矩 T_{emax} 仅与参数 L_m 和 L_{r0} 有关, 而与转子电阻无关, 但 R_r 影响到发生最大电磁转矩时的转差频率值。

在变速驱动系统中, 要对转差频率加以限制, 以防电动机转矩超过最大转矩, 否则会产生运行不稳定问题。采用转差频率控制方式对解决稳定性问题是有利的, 因为它直接控制转差频率, 并将其限定在一个小范围内。

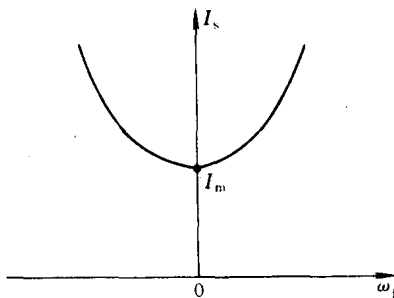


图 1-6 恒定气隙磁通下的 I_r - ω_l 关系曲线

感应电动机的电磁转矩实质上是由转子电流和气隙磁场相互作用产生的, 在气隙磁场恒定的条件下, 电磁转矩自然就取决于转子电流值。此时, 转子电流为

$$I_r = I_m I_m \frac{\omega_l}{\sqrt{R_r^2 + (\omega_l L_{r0})^2}} \quad (1-22)$$

显然, 转子电流仅决定于转差角频率。所以, 控制转差角频率, 更接近从本质上控制电磁转矩。因此, 高性能变速驱动系统多采用转差频率控制方式。

转差频率控制的先决条件是保持气隙磁通恒定,即要满足 $I_m = \text{常值}$ 的约束。但 I_m 不是独立和直接可控的变量,它是定子电流的一部分,只能根据负载的变化,通过随时调节定子电流 I_s 来控制 I_m 恒定。

根据图 1-2 所示等效电路,可得

$$I_m = I_s \frac{R_r^2 + (\omega_r L_{r\sigma})^2}{R_r^2 + \omega_r^2 (L_m + L_{r\sigma})^2} \quad (1-23)$$

式(1-23)给出了为保持 I_m 恒定定子电流 I_s 应随 ω_r 而变化的规律,如图 1-6 所示。

第五节 转矩的矢量控制

上面提到的对转矩的几种控制方法,有一点是共同的,即都是从分析稳态性能出发的。所以,根据这种控制思想和提出的各种控制策略而实现的伺服驱动系统,与直流电动机伺服驱动系统相比,尚有明显差距,除控制比较复杂外,主要是系统的动态性能不够理想。例如,在转差频率控制中,转矩和控制量间的基本关系就是由稳态特性推导出来的,没有考虑到动态过程中电动机内电磁间复杂的依赖关系和变化规律,所以动态转矩仍未能得以有效控制。

在三相感应电动机内,转矩是空间磁动势与磁场之间相互作用的结果。从这一角度出发来分析转矩生成和研究控制方法,更有普遍意义,它也是采用矢量变换方法控制转矩的理论基础。

一、电动机内的时间和空间相量

图 1-7 是与图 1-2 对应的三相感应电动机的时间相量图。在这时间复平面内,定子相电压、感应电动势、电流和磁通(磁链)均是以电角速度 ω_s 旋转的时间相量,它们是时间正弦量。各相量以感应电动势 E_s 为参考相量。应注意,图 1-7 所示的时间相量图表示的是 A 相相量, B 相和 C 相的各相量没有画出,它们分别滞后 A 相相量 $2\pi/3$ 和 $4\pi/3$ 。

感应电动机是一种机电能量转换装置。机电能量转换是电磁场与载流导体相互作用的结果。在旋转电动机内,由于其频率和速度较低,电磁辐射可以忽略不计,因此磁场是机电能量转换的唯一媒介。

感应电动机内的磁场是由定、转子三相绕组磁动势产生的。由电动机旋转磁场理论可知,对称三相绕组中通以对称三相正弦电流时,基波合成磁动势是一个在空间正弦分布、以同步速旋转的磁动势波。

我们可将定子三相绕组基波合成磁动势看成是空间相量,记为 F_s 。在正弦稳态下,它是恒幅、恒速的旋转相量,其波幅的轨迹为一圆形。 F_s 产生的基波磁场也是恒幅、恒速的圆形旋转磁场,也为空间相量,记为 B_s (B_s 是旋转磁场的幅值)。

电动机在负载时,定、转子绕组产生合成磁动势

$$F_s + F_r = F_m \quad (1-24)$$

或者

$$F_s = F_m + (-F_r) \quad (1-25)$$

式(1-25)就是磁动势平衡方程。亦即,负载时,定子磁动势 F_s 分成两部分,一部分是产生

气隙磁场的励磁磁动势 F_m ，另一部分是抵消转子磁动势的负载分量 F_r 。在这磁动势平衡过程中，将电能由定子侧传递给转子，然后由转子实现机电能量转换。

若选择 A 相绕组轴线作为各空间相量的空间参考坐标轴，并取 A 相绕组轴线与图 1-7 中的 $\dot{E}_s$ 一致，这样，当将空间相量图叠合在时间相量图上时， F_s 与 I_s 是重合的，即 F_s 在空间复平面内的空间相位与 I_s 在时间复平面内的时间相位相同。同样， F_r 与 I_r 以及 F_m 与 I_m 的时空相位相同。我们将图 1-7 称为时空相量图。

应注意，时间正弦量的瞬时值是以相量在时间参考轴上的投影表示的，它们随时间按正弦变化。而空间相量是不随时间变化的恒幅旋转相量，它们在空间相量图中的位置就是某时刻在空间的实际位置。

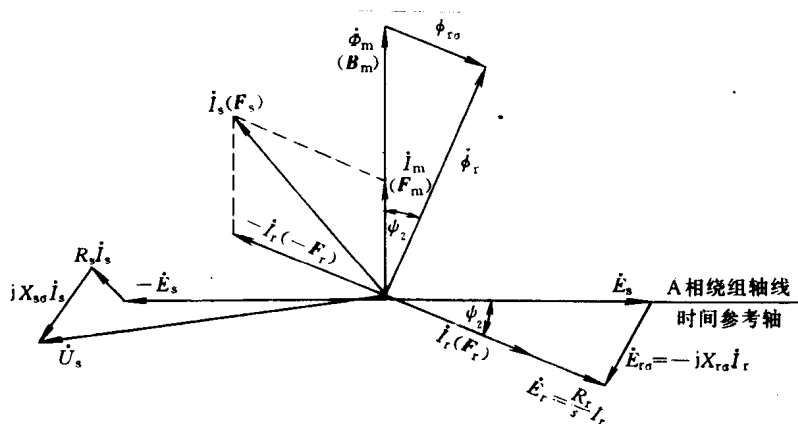


图 1-7 三相感应电动机时空相量图

二、电磁转矩生成

根据图 1-2 等效电路，已得电磁转矩为

$$T_e = \frac{3p_n}{\omega_s} E_s I_r \cos\psi_2 \quad (1-26)$$

这是以时间相量表示的电磁转矩基本方程。将式(1-3)代入式(1-26)，得

$$T_e = \frac{3}{\sqrt{2}} p_n N k_{w1} \phi_m I_r \cos\psi_2 \quad (1-27)$$

转子三相绕组基波合成磁动势为

$$F_r = \frac{4}{\pi} \frac{3}{2} \frac{N k_{w1}}{2p_n} \sqrt{2} I_r \quad (1-28)$$

将式(1-28)代入式(1-27)，得

$$T_e = \frac{\pi}{2} p_n^2 \phi_m F_r \cos\psi_2 \quad (1-29)$$

参照图 1-7，可将式(1-29)改写为

$$T_e = \frac{\pi}{2} p_n^2 \phi_m F_r \sin\left(\psi_2 + \frac{\pi}{2}\right) \quad (1-30)$$

可将 ϕ_m 表示为

$$\phi_m = \frac{2}{\pi} B_m l \tau \quad (1-31)$$

式中, l —铁心长度; τ —极距。

将式(1-31)代入式(1-30),得

$$T_e = p_n^2 l \tau B_m F_r \sin\left(\psi_2 + \frac{\pi}{2}\right) \quad (1-32)$$

式(1-32)表明,电磁转矩是转子磁动势和气隙磁场相互作用的结果, $(\psi_2 + \pi/2)$ 是这两个空间相量间的角度。

在感应电动机中,空间相量的幅值和相位,当然包括 B_m 和 F_r 在内,是随负载变化的,在动态过程中,这会引发电磁间十分复杂的作用关系使电动机产生振荡。正因如此,在转矩控制中,应对电动机某些空间相量的幅值和角度同时加以控制,即便在动态过程中,也应具有这种控制能力,这样才能既保证对转矩的稳态控制,又能实现动态控制,使伺服驱动系统具有良好的稳态和动态性能。因为是对电动机内空间相量进行控制(包括幅值和相位),所以称为矢量控制。矢量是空间特定复平面内的空间相量。

在转差频率控制中,为控制励磁电流 I_m 不变,我们按式(1-23)给出的规律来间接控制定子电流 I_s 。但是,这一控制特性是依据感应电动机稳态等效电路推导出来的。在动态过程中,这一控制难以满足 $I_m = \text{常值}$ 的约束。

由式(1-28)可以看出,转子磁动势空间相量 F_r 与转子电流有固定倍比关系,且 F_r 与 I_r 时空相位一致,所以从电流产生磁动势这一角度而言,也可将转子电流看成是空间相量。感应电动势等于磁链对时间的导数,它取决于磁场空间相量的旋转速率,从这一角度说,也可将感应电动势看成是空间相量,它与磁场空间相量具有微分关系。所以式(1-26)和式(1-30)具有内在的时空联系。

根据转子电流分布(不论是绕线式,还是笼型转子),由 Bli 观点,可以推导出在气隙基波磁场作用下,整个转子电流产生电磁转矩的表达式,此转矩公式就是式(1-30)。式(1-30)更反映了转矩生成的本质。

由磁动势和磁通间关系,可得

$$\phi_m = F_m \Lambda_m \quad (1-33)$$

式中, Λ_m 为每极磁导。

将式(1-33)代入式(1-30),得

$$T_e = \frac{\pi}{2} p_n^2 \Lambda_m F_m F_r \sin\left(\psi_2 + \frac{\pi}{2}\right) \quad (1-34)$$

由图 1-7 可知