

东北大学

硕士学位论文

同步电动机交—交变频调速系统

姓名：赵东林

申请学位级别：硕士

专业：控制理论与控制工程

指导教师：韩安荣;肖玉源

2001. 11. 1

内 容 提 要

本文对交交变频磁场定向控制同步电机调速系统进行了研究,推导出磁场定向控制同步电机的数学模型,为本文的理论分析和设计交—交变频控制系统奠定了基础。

(本文研究了阻尼绕组对交交变频磁场定向控制同步电机特性的影响,指出,阻尼绕组(尤其是 q 轴阻尼绕组)可以有效地抵消动态电枢反应,改善磁链与转矩解耦控制特性,加快定子电流响应,提高电机的过载能力;同时指出,在突加负载电流瞬间, q 轴阻尼电流的增量近似地等于定子电流的增量(标么值)。本文还指出,半阻尼电机的定子电流谐波要小于全阻尼的,而阻尼参数对电机的谐波转矩影响不大。从改善系统的动态特性和为 q 轴阻尼电流提供合理通路的角度出发,全阻尼要优于半阻尼。)

本文提出同步电机阻尼磁链定向控制的原理,建立了该定向控制同步电机的数学模型,研制出阻尼磁链观测器。理论分析表明,该定向控制调速系统具有与气隙磁链定向控制调速系统完全相同的稳态特性,同时具有更强的磁链抗扰动性和较好的动态性能,适用于轧钢机主传动。

本文的研究成果将应用于首钢中板厂 7000KW 交交变频同步电机调速系统。

关键词: 交交变频器, 同步电机调速系统, 阻尼绕组, 阻尼磁链定向控制

ABSTRACT

This thesis deals with the research works on the field-oriented control system of cycloconverter-fed synchronous machine, and has deduced the mathematical model of this system. which provide a solid base for the further theoretical analysis and design of cycloconverter.

The influences of damper winding on the performance of the field-oriented control system has been analyzed in detail. It is found that the damper winding(especially the q-axis ones)can decrease the dynamic armature reaction efficiently, improve the characteristics of decoupled control of flux and torque, and speed up the response of stator current, enhance the overload ability of synchronous motor. At the instant of time when the load is putted in abruptly, the increment value of q axis damper current is equal to that of the stator current (p.u) approximately. This thesis points out that the harmonic values of stator current of synchronous motor with half-damper winding are smaller than that of synchronous motor with full-damper winding ,and the parameters of damper don't influence the harmonics of torque obviously. In point of improving dynamic performance of control system and providing a proper way for q-axis damper winding, the full-damper winding is superior to the -damper winding.

This thesis brings forth the damper flux filed-oriented principle of synchronous motor, and introduces the mathematical model of field-oriented synchronous motor, develops the observer of damper flux. It is demonstrated from theoretical analysis that the control system established by the principle has the same stable performance as that of the drive system with air gap flux-oriented control. And has better dynamic performance and robust ability of flux resisting disturbance. This principle presented in this thesis can be used in the rolling mill.

The achievements of the thesis will be used in shougang 7000KW synchronous motor AC/AC variable speed drive system.

Student: Zhao Dong Lin

Directed by: Prof. Han An Rong

Senior Engineer Xiao Yu Yuan

Key words: cycloconverter, variable speed control system of synchronous motor, damper winding, damper flux-oriented control.

声 明

本人声明所呈交的学位论文是在导师的指导下完成的。论文中取得的研究成果除加以标注和致谢的地方外，不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包括本人为获得其他学位而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示感谢。

本人签名：

日 期：

第一章 引言

一、前 言

近十年来,随着电力电子学、微电子技术以及现代控制理论的发展,电气传动技术领域已出现交流电机调速取代直流电机调速的发展趋势^[1,2]。对于大容量低速运转的生产机械,例如:轧钢机、矿井提升机及水泥球磨机等,交交变频同步电机调速是一种比较理想的传动方式。与同容量直流电机调速相比,它具有过载能力强、效率高、体积小、转动惯量小、省维护等许多优点。与交交变频异步电机调速相比,它在功率因数高、变频装置容量小、控制性能好等方面占有优势。因此,德国、美国、日本、法国等世界各大电气公司都争相开发交交变频同步电机调速技术。以轧钢机主传动为例,从1981年德国西门子公司研制成功世界第一台4000KW大型交交变频同步电机调速系统以来,世界上已有100多套这类调速系统投入运行,单机容量达到12000KW。进入90年代,交交变频同步电机调速系统成功地应用于连续热轧带钢精轧机主传动上,其运行性能达到并超过了直流调速的水平。

我国钢铁工业从1985年起,先后从国外引进了多套大功率交交变频同步电机调速系统,应用于轧钢机主传动,取得了明显的经济效益。煤炭工业也陆续从国外引进交交变频电机调速系统用于矿井提升机传动。为了赶上世界先进水平,迅速扭转交交变频同步电机调速系统重复引进的局面,国内已有电气传动制造厂商和电机厂等单位合作先后有多台交—交变频调速系统投入使用。2000年首钢控制设备公司承担了首钢中板厂四辊轧机主传动电气设备制造任务,研制7000KW交

交变频同步电机调速系统, 准备在 2002 年 8 月投入运行。

二、交变频同步电机调速系统研究的现状与存在的问题

交交变频磁场定向控制同步电机调速系统主要由交交变频器、同步电机和磁场定向控制系统三大部分组成。该系统结构复杂, 技术难度大, 涉及到电力半导体变流技术, 自动控制理论及电机学三个不同的学科领域, 有关该课题的理论分析与研究论文不多。

交交变频同步电机最简单的磁场定向, 是采用转子励磁磁链定向控制。[3]文指出, 转子励磁磁链定向控制同步电机的数学模型简单, 转矩与磁链控制解耦。但这种定向控制的电机存在着功率因数差, 变频装置容量利用率低的缺点。一般只用于小容量磁阻同步电机或永磁同步电机的调速传动。大容量交交变频电机磁场定向控制原理, 是德国学者拜尔 (Bayer) 于 1971 年继异步电机磁场定向控制原理之后提出来的^[4]。后来分别建立了定子磁链定向控制隐极同步电机和凸极同步电机的数学模型。而[5]文指出, 定子磁链定向控制同步电机在动态过程中, 存在着转子励磁电流过大而造成磁路饱和的缺陷, 对于频繁冲击负载的轧钢机主传动, 应采用气隙磁链定向控制。[6]文对交交变频同步电机调速系统进行了较详细的说明, 指出气隙磁链定向控制同步存在着旋转电势交叉耦合和转矩与磁链的非线性耦合。为了克服这一缺点, 引进电压前馈和磁链自适应控制来消除这些耦合影响, 以实现转矩与磁链的解耦控制。但上述文章建立的同步电机模型都比较粗略, 忽略了负载角变化、阻尼绕组作用以及凸极效应的影响。因此, 磁场定向控制同步电机数学模型, 以及不同磁链定向控制对传动系统特性的影响, 还有待于进一步

研究。

阻尼绕组的作用是变频调速同步电机研究的热点。近年来,电机学者们对交直交负载换流同步电机的阻尼绕组进行了大量的研究,指出阻尼绕组可以改善换流特性,加大电机过载能力^[7]。但同时阻尼绕组使电机定子电流和转矩的脉动加大,增加了电机损耗。取消阻尼绕组可以提高电机效率^[8]。部分学者认为,阻尼绕组对改善调速系统的动态特型作用不大^[9]。

交交变频器靠电网自然换流,因此不需要同步电机的阻尼绕组来改善换流特性。[10]文首先对交交变频同步电机阻尼绕组的作用进行了分析,指出,在定子转矩电流突变时,阻尼绕组将感应出阻尼电流,其作用是使气隙磁链保持恒定,加快传动系统的动态响应;另一方面,阻尼绕组又会阻碍磁链的调节。[11]文定性地指出,阻尼绕组是为了改善系统动态特型而设置的,它加快了定子电流的响应速度,同时弥补了励磁绕组时间常数大,难以瞬时补偿电枢反应的缺点。

交交变频同步电机阻尼绕组的结构形式是国内外学术界争论的焦点之一。[12]文提出,在交交变频谐波供电条件下,全阻尼结构形式的电机谐波转矩要大于阻尼结构形式。因而认为,从减少谐波转矩和降低谐波损耗的角度出发,应选择半阻尼结构。这种看法是在未经仿真及试验研究情况下,且只考虑稳态运行得出的粗略结论。[13]文提出,半阻尼电机的定子电流和电磁转矩,其低次谐波要大于全阻尼的。从减少低次谐波角度出发,则应选择全阻尼结构形式。但该文对阻尼绕组的作用及谐波影响的分析只是定性的,缺乏理论推导与实验证明。应该指出,交交变频同步电机调速系统具有不同的供电形式、工艺要求及运行方式,有必要根据实际的磁场定向控制系统及运行状态,对电机的阻尼绕组进行深入的分析研

究。90 年代初,我国冶金企业引进的半阻尼结构交变变频同步电机,连续出现磁极与磁轭间联接板及鸽尾配合面严重烧蚀的事故,由此进一步引起电机学者对阻尼绕组理论和结构设计的关注。

交变变频磁场定向控制同步电机调速系统十分复杂,如果是模拟电路控制,具有近百块控制板,上百个调整电位器,调整这样一个庞大的系统是非常困难的。国外电气公司都采用“电机模拟器”来进行调试。电机模拟器是一台电子电路构造的同步电机模型计算机。它是一项国外制造专利技术。设想,如果在没有电机模拟器的情况下,对交变变频磁场定向控制同步电机调速电机系统的调试,就成为一个难题。国内有些钢厂在引进设备的调试过程中发现,使用的模拟器,由于本身的精度、电机参数计算偏差以及电子器件的漂移等诸因素,使电机模拟器与实际电机间存在很大的差别。这就是说,由模拟器整定的控制系统,不可能获得较高的磁场定向控制精度。此外,依靠电机模拟器调试只是一种离线调试方法,当控制系统带上实际电机投入运行后,在调试该系统时,仍然要求调试人员具有相当高的技术水平及调试经验,才能最终将系统调好。因此,摒弃电机模拟器,研究交变变频磁场定向控制同步电机调速系统的在线调整理论和方法,有重要意义。

三、本文的主要内容

在 7000KW 交变变频同步电机调速系统的设计过程中,存在着阻尼绕组结构形式的选择以及控制方式和工程调试等问题。本论文是针对这些问题,在理论分析的基础上完成的。论文的主要内容为:

- 1、从同步电机的 dq 轴系数学模型出发,推导了磁场定向控制同步电机 MT

轴系的数学模型，并进一步导出气隙磁链定向同步电机的数学方程。

2、本文提出交交变频同步电机阻尼磁链定向控制的概念，并建立了该定向控制同步电机的数学模型，研制出阻尼磁链观测器及以它为核心的磁场定向控制系统在线调整理论与方法。

第二章 磁场定向控制同步电机的数学模型

电机数学模型是磁场定向控制同步电机理论研究的基础。本章从同步电机的基本模型出发,推导出磁场定向控制 MT 轴系同步电机的数学方程,并进一步系统地导出气隙磁链定向控制同步电机的数学模型。

一、同步电机的 dq 轴数学模型

凸极同步电机定子上有空间对称分布的三相绕组,转子装有直流供电的励磁绕组和短路的阻尼绕组。由于凸极同步电机气隙不均匀,把转子的励磁绕组轴线组叫纵轴(d 轴),与其正交(电角度)轴线叫横轴(q 轴)。阻尼绕组是一个多导条的短路绕组。由于本文主要研究同步电机的外部特性,故采用传统电机分析方法,把阻尼绕组分为 d 轴和 q 轴两个等值绕组。图 2-1 为凸极同步电机基本模型示意图。

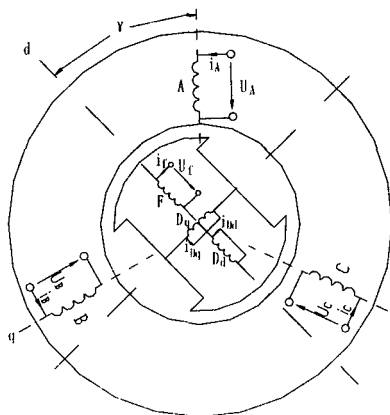


图 2-1 凸极同步电机基本模型示意图

本文建立的同步电机数学模型的假设条件为:

- 1) 三相绕组在空间对层分布, 气隙磁势和磁密在空间作正弦分布;
- 2) 忽略磁路饱和及铁芯损耗;
- 3) 忽略温度对电机参数的影响;
- 4) 采用电动机惯例设定正方向;
- 5) 采用 Xad 制互感系数可逆的标么值系统。

在 dq 轴坐标系, 可以推导出同步电机的基本方程为

1、磁链矩阵方程

$$[\Psi]_{dq} = [L]_{dq} [I]_{dq} \quad (2-1)$$

其中, 磁链矩阵

$$[\Psi]_{dq} = [\psi_{sd} \quad \psi_{sq} \quad \psi_f \quad \psi_{Dd} \quad \psi_{Dq}]^T$$

电流矩阵

$$[I]_{dq} = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad i_f \quad i_{Dd} \quad i_{Dq}]^T$$

电感系数矩阵

$$[L]_{dq} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & L_{ad} & L_{ad} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & L_{aq} \\ L_{ad} & 0 & L_f & L_{ad} & 0 \\ L_{ad} & 0 & L_{ad} & L_{Dd} & 0 \\ 0 & L_{aq} & 0 & 0 & L_{Dq} \end{bmatrix}$$

式中

$L_d = L_{ad} + L_{\sigma 1}$ —— 纵轴同步电感系数;

$L_q = L_{aq} + L_{\sigma 1}$ —— 横轴同步电感系数;

$L_{ad} = L_{ad} + L_{\sigma 1}$ —— 纵轴阻尼绕组电感系数;

$L_{dq} = L_{dq} + L_{dq1}$ ——— 横轴阻尼绕组电感系数;

$L_f = L_{fd} + L_{f1}$ ——— 励磁绕组电感系数;

L_{ad} ——— 纵轴电枢反应电感系数;

L_{aq} ——— 横轴电枢反应电感系数;

L_{s1} ——— 定子绕组漏感系数;

L_{f1} ——— 励磁绕组漏感系数;

L_{ad1} ——— 纵轴阻尼绕组漏感系数;

L_{dq1} ——— 横轴阻尼绕组漏感系数。

2、电压矩阵方程

$$[U]_{dq} = [R]_{dq} [I]_{dq} + p[\Psi]_{dq} + \omega_r [D][\Psi]_{dq} \quad (2-2)$$

其中, 电压矩阵

$$[U]_{dq} = [u_{sd} \quad u_{sq} \quad u_f \quad 0 \quad 0]^T$$

电阻矩阵

$$[R]_{dq} = \text{diag}[R_s \quad R_s \quad R_f \quad R_{Dd} \quad R_{Dq}]$$

式中

R_s ——— 定子绕组电阻;

R_f ——— 励磁绕组电阻;

R_{Dd} ——— 纵轴阻尼绕组电阻;

R_{Dq} ——— 横轴阻尼绕组电阻。

$[D]$ 矩阵

$$[D] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$p = \frac{d}{dt}$ —— 微分算子。

ω_r —— 转子转速。

3、以磁链为状态变量的状态矩阵方程

$$[X] = [A][X] + [B][U] \quad (2-3)$$

式中 $[X] = [\Psi]_{dq}$;

$$[A] = -\{[R]_{dq}[L]_{dq}^{-1} + \omega_r[D]\};$$

$$[B] = [E];$$

$[E]$ —— 单位矩阵。

4、电磁转矩矩阵方程

$$T_e = [I]_{dq}^T [G] [I]_{dq} \quad (2-4)$$

其中: $[G] = [D][L]_{dq}$ 。

5、运动方程

$$T_e - T_L = J \frac{d}{dt} \omega_r \quad (2-5)$$

其中 T_L —— 负载转矩;

J —— 转动惯量。

二、磁场定向控制同步电机 MT 轴系的数学模型

在对电机进行理论分析时,常常采用坐标变换原理对电机的数学模型进行线性变换,以便于电机数学模型的分析 and 计算的简化。交流电机磁场定向控制原理正是从这一原理出发,把坐标变换引入控制系统,使交流电机获得与直流电机相同的传动控制特性。交流电机磁场定向控制系统采用的坐标变换关系见图 2-2。图中 A、B、C, α 、 β 分别为定子三相,两相坐标轴系, d、q, M、T 分别为以电机转子转速 ω_r 及同步转速 ω_s 旋转的坐标轴系。当 $\omega_r = \omega_s$ 时, σ 为常数。

图 2-3 是同步电机稳态运行的矢量图。图中 ψ_r 、 ψ_δ 、 ψ_s 分别是转子励磁、气隙、定子磁链。在交变变频同步电机磁场定向控制时,如果把 M 轴分别放在 ψ_r 、 ψ_δ 、 ψ_s 上,则分别称为转子励磁磁链、气隙磁链和定子磁链定向控制。

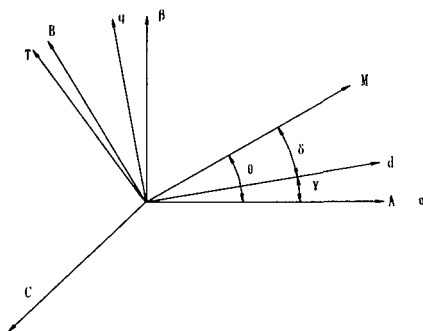


图 2-2 同步电机各轴坐标系

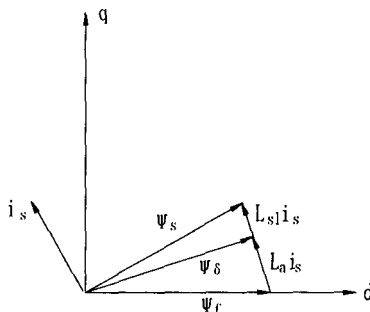


图 2-3 同步电动机稳态运行磁链矢量图

对同步电机 dq 轴系的数学模型进行图 2-2 所示的坐标轴系旋转变换，可以推出含有某一确定 δ 角的 M T 轴系同步电机数学模型。由于凸极同步电机转子磁路不对称，转子励磁呈单轴性，在磁场定向控制同步电机的数学模型中，定子采用 M T 轴系，而转子采用 dq 轴系，模型的建立和分析比较方便。

坐标旋转变换阵为

$$[C] = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta & 0 & 0 & 0 \\ -\sin \delta & \cos \delta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

用 (2-6) 式旋转变换针对 (2-1)、(2-2) 和 (2-4) 式进行旋转变换，可以得到：

1、电感系数矩阵

$$[L]_{mt} = \begin{bmatrix} L_{sl} + L_{am} & -L_{ao} & L_{ad} \cos \delta & L_{ad} \cos \delta & L_{aq} \sin \delta \\ -L_{ao} & L_{sl} + L_{at} & -L_{ad} \sin \delta & -L_{ad} \sin \delta & L_{aq} \cos \delta \\ L_{ad} \cos \delta & -L_{ad} \sin \delta & L_f & L_{ad} & 0 \\ L_{ad} \cos \delta & -L_{ad} \sin \delta & L_{ad} & L_{Dd} & 0 \\ L_{aq} \sin \delta & L_{aq} \cos \delta & 0 & 0 & L_{Dq} \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

$$\text{其中 } L_{am} = \frac{1}{2}(L_{ad} + L_{aq}) + \frac{1}{2}(L_{ad} - L_{aq})\cos 2\delta ;$$

$$L_{ai} = \frac{1}{2}(L_{ad} + L_{aq}) - \frac{1}{2}(L_{ad} - L_{aq})\cos 2\delta ;$$

$$L_{ao} = \frac{1}{2}(L_{ad} - L_{aq})\sin 2\delta \text{ 。}$$

2、磁链矩阵方程

$$[\Psi]_{mi} = [L]_{mi} [I]_{mi} \quad (2-8)$$

其中，磁链矩阵

$$[\Psi]_{mi} = [\psi_{sm} \quad \psi_{st} \quad \psi_f \quad \psi_{Dd} \quad \psi_{Dq}]^T$$

电流矩阵

$$[I]_{mi} = [i_{sm} \quad i_{st} \quad i_f \quad i_{Dd} \quad i_{Dq}]^T$$

3、电压矩阵方程

$$[U]_{mi} = [R]_{mi} [I]_{mi} + p[\Psi]_{mi} + [Y][\Psi]_{mi} \quad (2-9)$$

其中，电压矩阵

$$[U]_{mi} = [u_{sm} \quad u_{st} \quad u_f \quad 0 \quad 0]^T$$

电阻矩阵

$$[R]_{mi} = \text{diag}[R_s \quad R_s \quad R_f \quad R_{Dd} \quad R_{Dq}]$$

$[Y]$ 矩阵

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_r + \omega_\delta) & 0 & 0 & 0 \\ \omega_r + \omega_\delta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

式中

$$\omega_{\delta} = p\delta \quad \text{----- M 轴相对于 d 轴旋转的角速度。}$$

4、电磁转矩公式

$$T_e = \psi_{sm} i_{st} - \psi_{st} i_{sm} \quad (2-10)$$

(2-8)、(2-9)、(2-10)式为同步电机 MT 轴系的数学模型。由上述关系式可以看出，该模型十分复杂， $[L]_{mt}$ 阵中，隐含着 δ 角变量，它是一个变系数数学模型。

5、传递函数

由于同步电机外部控制量只有定子电压和转子励磁电压，电机的阻尼回路的电量不能直接控制，为了分析简单，可以从电机数学模型中消去阻尼电量，使五维模型降到三维模型，推出不含阻尼电量的同步电机 MT 轴系磁链方程。

$$[\Psi]_{mt} = [L]_{mt} [I]_{mt} \quad (2-11)$$

其中，磁链矩阵

$$[\Psi]_{mt} = [\psi_{sm} \quad \psi_{st} \quad \psi_f]^T$$

电流矩阵

$$[I]_{mt} = [i_{sm} \quad i_{st} \quad i_f]^T$$

电感系数矩阵

$$[L]_{mt} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}$$

式中

$$\begin{aligned}
 a_{11} &= L_{sl} + L_{sd} \cos^2 \delta + L_{sq} \sin^2 \delta \\
 a_{12} = a_{21} &= [L_{sq} - L_{sd}] \sin \delta \cos \delta \\
 a_{13} = a_{31} &= L_{sd} \cos \delta \\
 a_{22} &= L_{sl} + L_{sd} \sin^2 \delta + L_{sq} \cos^2 \delta \\
 a_{23} = a_{32} &= -L_{sd} \sin \delta \\
 a_{33} &= L_{fl} + L_{sd} \\
 L_{sd} &= \frac{L_{aq} (R_{Dd} + L_{Ddl} p)}{R_{Dd} + L_{Dd} p} \\
 L_{sq} &= \frac{L_{aq} (R_{Dq} + L_{Dql} p)}{R_{Dq} + L_{Dq} p}
 \end{aligned}$$

电压矩阵

$$[U]_{mt} = [R][I]_{mt} + p[\Psi]_{mt} + [Y][\Psi]_{mt} \quad (2-12)$$

其中，电压矩阵

$$[U]_{mt} = [u_{sm} \quad u_{st} \quad u_f]^T$$

电阻矩阵

$$[R] = \text{diag}[R_s \quad R_s \quad R_f]$$

$[Y]$ 矩阵

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & -(\omega + \omega_s) & 0 \\ \omega + \omega_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

由(2-11)、(2-12)式可以推出 MT 轴系同步电机定子电流与电压之间的传递函数关系为

$$[I]_{mt} = \{[R] + [L]_{mt} p + [Y][L]_{mt} + \omega_s \frac{d}{d\delta}[L]_{mt}\}^{-1} [U]_{mt} \quad (2-13)$$

由(2-13)式可以看出, 矩阵元素中不仅隐含着负载角 δ 变量, 还出现了负载角速度 ω_s 变量, 使该传递函数关系更加复杂。

三、气隙磁链定向控制同步电机的数学模型

交交变频磁场定向控制同步电机调速系统在轧钢机主传动中大都采用气隙磁链定向控制。在气隙磁链定向控制时, 同步旋转轴线 M 轴与气隙磁链矢量重合, 如图 2-4 所示。

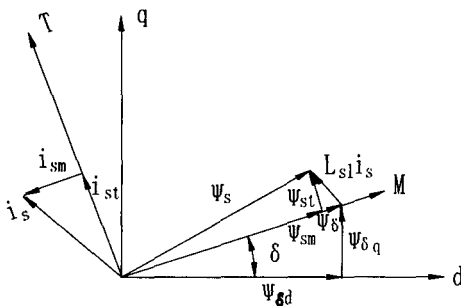


图 2-4 气隙磁链定向控制同步电机磁链矢量图

根据图 2-4 可以写出定子磁链 ψ_s 在 MT 轴系上的分量为

$$\begin{cases} \psi_{sm} = L_{sl} i_{sm} + \psi_{\delta} \\ \psi_{st} = L_{sl} i_{st} \end{cases} \quad (2-14)$$

把(2-14)式代入(2-7)式可以推出气隙磁链表达式为

$$\psi_{\delta} = L_{am}i_{sm} - L_{ao}i_{st} + L_{ad}(i_f + i_{Dd})\cos\delta + L_{aq}i_{dq}\sin\delta \quad (2-15)$$

由(2-14)、(2-10)式可以推出气隙磁链定向控制的转矩公式为

$$T_e = \psi_{\delta}i_{st} \quad (2-16)$$

由上式可以看出,气隙磁链定向控制同步电机具有与直流电机完全相同的转矩表达式。但是,分析(2-15)、(2-16)式可以看出,定子转矩电流 i_{st} 和气隙磁链 ψ_{δ} 并不是独立无关的。由于凸极效应的影响,即使在稳态情况,定子转矩电流 i_{st} 也对气隙磁链 ψ_{δ} 产生去磁作用。同时,阻尼电流以及负载角 δ 都是定子转矩电流 i_{st} 的函数。因此,气隙磁链定向控制同步电机调速系统的磁链与转矩控制不可能是解耦的。

把(2-15)式代入(2-16)式,将转矩表达式写成

$$T_e = \left[\frac{1}{2}(L_{ad} + L_{aq})i_{sm} + L_{ad}i_f \cos\delta \right] i_{st} - \frac{1}{2}(L_{ad} - L_{aq})(i_{sm} \cos 2\delta - i_{st} \sin 2\delta) i_{st} + (L_{ad}i_{Dd} \cos\delta + L_{aq}i_{Dq} \sin\delta) i_{st} \quad (2-17)$$

由上式看出,电机的电磁转矩 T_e 由三部分组成,第一部分是同步电机定子、转子励磁电流 i_{sm} 、 i_f 与定子转矩电流 i_{st} 产生的转矩,它是电磁转矩的主要部分;第二部分是转子凸极效应引起的转矩;而第三部分时阻尼电流定子转矩电流相互作用产生的异步阻尼转矩。

由(2-12)、(2-14)式可以推出气隙磁链定向控制同步电机的定子电压方程为

$$\begin{cases} u_{sm} = (R_s + pL_{st})i_{sm} + p\psi_{\delta} - L_{st}\omega_s i_{st} \\ u_{st} = (R_s + pL_{st})i_{st} + (L_{st}i_{sm} + \psi_{\delta})\omega_s \end{cases} \quad (2-18)$$

其中

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{\delta} \quad \text{--- M 轴相对于 } \alpha \text{ 轴旋转的角速度}$$

当定子转矩电流 i_{st} 变化时,通过调节转子励磁电流 i_f 来补偿电枢反应,以维持气隙磁链恒定不变。为此,由(2-11)式和(2-14)式推出的 ψ_{δ} 且维持不变,得转子励

磁电流的表达式为

$$i_f = \frac{1}{a_{13}} [\psi_\delta - (a_{11} - L_{sl}) i_{sm} - a_{12} i_{sl}] \quad (2-19)$$

以上推导的(2-15)、(2-16)、(2-18)、(2-19)式为气隙磁链定向控制同步电机的数学模型，并由此构造气隙磁链定向同步电机调速系统。

第三章 7000KW 变频调速控制系统设计

2001 年本人承担了首钢中板厂四辊轧机主传动 7000KW 同步电动机交—交变频控制系统的设计、制造、调试工作，在这套控制系统中，我们采用了世界先进水平的西门子公司的全数字交—交变频矢量控制技术，整个系统由我们自己设计、制造、成套。

一、 同步电动机基本数据

型式：交流调速同步电动机，凸极、卧式、可逆、双传动（上辊电机在前）

额定功率： 7000KW

额定电压： 1500V

额定电流： 2808A

效率： 大于 96%

功率因数： $\cos\Phi=1.0$

频率： 6.67-16.0 Hz

极数： 16p

电机转速： 0~50/120r / min

相数： 3 相

定子绕组接线方式： Y，6 出线

额定励磁电压： 215V

额定励磁电流： 601A

强励倍数： 5.0

绝缘等级（定子/转子）：F/F，按 B 级温升考核。

防护等级：IP44（滑环 IP23）

冷却方式：全封闭强迫通风。

最高环境温度：40℃

过载能力：当电机在基速 50r/min 运行时，115%连续运行；250%重复短时 60 秒；275%瞬时切断、脱扣整定；能承受 600%经常重复出现的机械冲击力矩。

供电电源：可控硅循环交交变频装置供电，三相 6 脉冲，梯形波输出，0~16Hz。

电机基速（-15~+50r/min）反向时间 ≤ 2.5 秒；电机高速（-120~+120r/min）反向时间 ≤ 6 秒。

轴向事故推力 $\pm 4000\text{kN}$ ，正常轴向推力小于 $\pm 2000\text{kN}$ 。

转动惯量：40610+（3250） $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 。

冷却风量：2 $\times 1500\text{m}^3/\text{min}$ 。

电机直轴超瞬态电抗 X_d'' 小于 0.20。

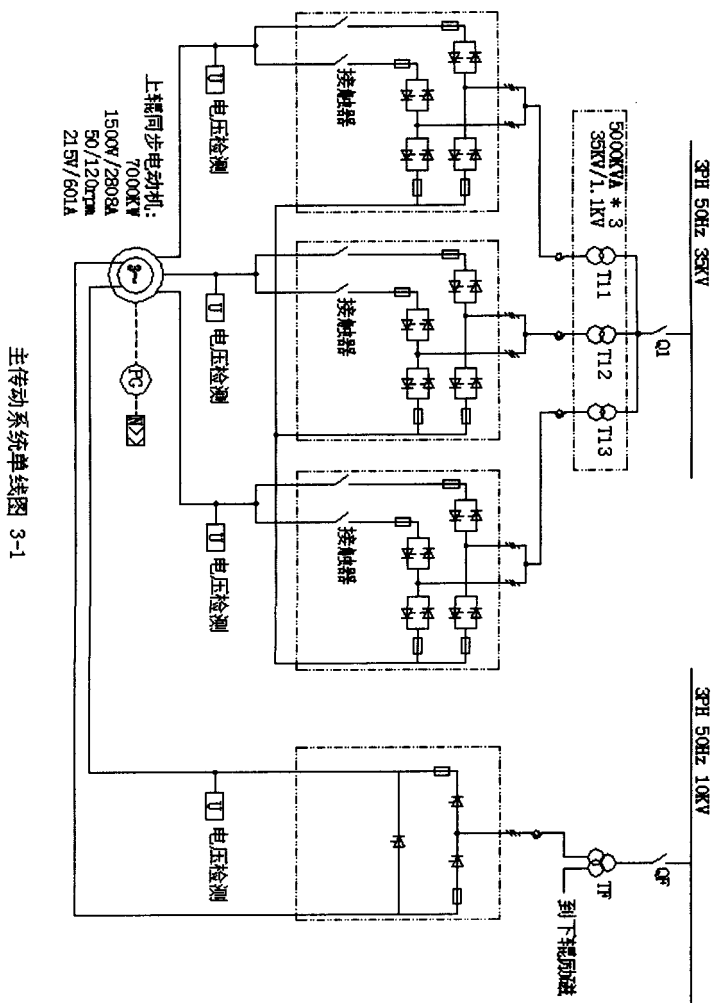
二、变频控制系统组成：

1、 主电路

电机每相主电路由整流变压器、过压吸收装置、整流桥、直流接触器组成。（见

图 3-1 ）

主电路整流变压器为油浸自冷方式，原边电压为 35KV，付边电压为 1.1KV， $UK=8.5\%$ ，为减少变频器对电网产生的谐波，上辊电机整流变压器绕组采用 D/Y-11 接法，下辊电机整流变压器绕组采用 D/D-12 接法，这样上、下辊变频器



对电网形成十二脉冲整流电路，可以大大减少 5 次、7 次谐波。

交—交变频器功率部分采用电网自然环流可逆的三相桥式整流装置组成，采用无环流逻辑控制方式，为了减少换相死区，采用整流桥状态观测电路，进行电路零电流判断，使正、反桥切换死区时间 $\leq 1.1\text{ms}$ 。对于同步电动机 A、B、C 三相，交交变频器采用三相有中点方式，由 3 台整流变压器分别独立供电，输出端采用星点联接。电机三相星接点和变频器星接点独立。

可控硅功率单元由 2 只 $\phi 77$ 元件反并联组成，由 6 套功率单元组成一个三相可逆整流桥，一组可逆桥组成一个柜。该电动机每相由 2 组可逆整流桥并联，每台柜额定输出电流 2425A、额定输出电压 1500V。

触发脉冲功放板安装在功率单元上，主要完成光脉冲转换电脉冲，并对可控硅进行触发控制。

直流接触器用于主电路切断/闭合，当电机停车后和电气系统故障时及时切断主电路以保证电气设备安全，合/分闸控制信号都来自于 SIMADYN-D 控制器。

2、 控制回路

交—交变频控制系统硬件由西门子公司 SIMADYN-D 全数字控制器组成。主要由 CPU 处理器、存储器、输入/输出接口、电流/电压检测、触发脉冲形成、光触发控制板等组成，控制框图见图 3—2。

为了有效地防止干扰，触发脉冲采用光纤传输，采用光纤同时还可以高低电位隔离更加可靠，从而提高了系统的可靠性。

在 SIMADYN-D 控制器中主要完成速度、电流、电压调节、矢量运算、逻辑联锁、运行控制、保护和故障诊断等功能。

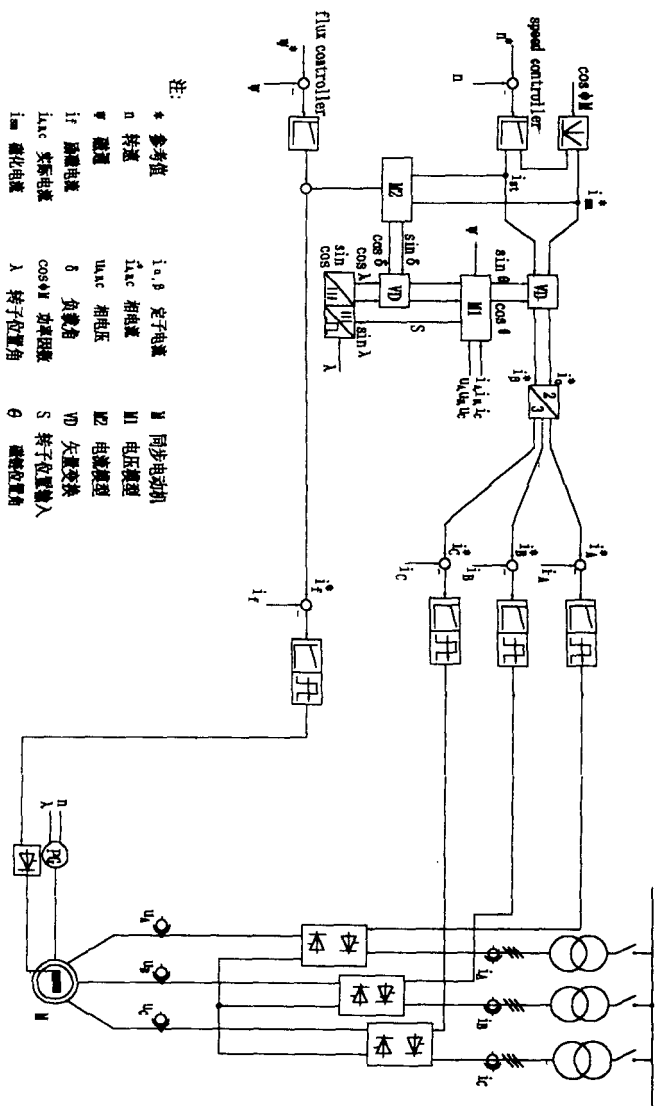


图-2 交-交变频控制框图

3、SIMADYN-D 简介

3.1 SIMADYN-D 是德国西门子公司全数字多微处理器控制系统, 可用于传动装置、输变电控制、过程自动化控制系统, 完成快速的开闭环控制、监测、数学运算、信息采集、逻辑运算、通讯等功能, 它集过程控制机、PLC、传动控制功能于一体。该系统是西门子公司多年来从事交、直流调速和自动化控制经验而发展起来的控制系统。

SIMADYN-D 控制系统的最大特点是:

- 硬件和软件均为模块化, 可自由配置, 用户可根据需要选择不同种类的硬件单元板和软件功能块来组成自己所希望的控制系统, 这对于用户来讲有两大好处, 其一可随时在系统中添加一些硬件便可实现系统的改造, 甚至是直流传动向交流传动的改造, 从而节约大量的改造资金; 其二不用更改任何硬件配置, 只需通过编程手段, 便可实现控制系统功能的升级, 可在系统投入运行后, 随时增加一些新的功能或先进的工艺, 使自己的控制系统的水平始终处于领先的地位。
- 对不同的工艺要求, 从简单的控制系统到复杂的大型的控制系统硬件构成是一致的。
- 构成系统所用的单元板数量少, 因此可减少备件储备, 节省备件费用。
- 使用 STRUC G 功能块语言, 非常适用于应用工程师编程、调试及维护, 图形化的编程方式使技术人员不需要掌握专门的计算机语言也可以编程。
- 具备完善的自检测、自诊断功能, 在 PC 机监视系统上可以显示当前故障所在, 大大缩短故障处理时间。
- 每个机箱允许最多插入 8 块微处理器板, 微处理器板同时工作, 独立承担自己

所分配的任务。

SIMADYN-D 的硬件与软件相结合,可以实现以下的功能:

- 所有与传动相关的工艺过程控制功能,如卷绕机械、多电机传动系统、同步、定位系统、微张力、活套、速度设定、厚度调节、逻辑连锁的控制等。
- 直流传动装置,并可与原有的功率部分配接,节省投资。
- 交流及功率变换装置的控制,如高压电力传输及电流补偿系统、交—交变频和交—直—交变频调速系统等。

SIMADYN-D 控制系统特别适合于冶金工业中的轧机控制。

3.2 SIMADYN-D 的设计

SIMADYN-D 具有一套完整的硬件模板及软件,您可依据不同的应用选配不同的硬件模板,使用 STRUC G 图形软件编辑应用软件系统,从而组成一个完整的控制系统——SIMADYN-D 控制器。

硬件

一套完整的 SIMADYN-D 控制器在硬件方面可由机箱、系统通讯总线、微处理器板、通讯板及输入输出组成,各个机箱之间可以通过工业控制网相连,从而组成一个十分庞大、繁杂的控制系统。

机箱

机箱是 SIMADYN-D 的硬件基础,用于插装硬件板,并可提供两个内部通讯总线,以实现硬件板之间的内部通讯,机箱内带有向硬件板供电的电源。

共有四种机箱可供选择,分别是 2 插槽、6 插槽、12 插槽及 24 插槽,在外接电源方面,有 DC24V 和 AC115V、230V。

微处理器板

微处理器板是 SIMADYN-D 控制器中最主要的硬件板,是控制系统的核心,用于全部系统软件和应用软件的计算和存储,完成应用控制程序的运行,它的功能直接影响着控制系统的功能和运行速度。

依据微处理器板中所使用微处理器的不同,可将微机板分为三大类,即 64 位、32 位和 16 位。目前,32 位微机板主要有 PM3、PM4、PM5 等,16 位微机板主要有 PM16、PG16、PT20、PT20M、PT20G,64 位、32 位微处理器板可与 16 位微处理器板在同一机箱中混合使用。

输入输出板

输入输出板用于过程信号及监测信号的输入与输出,与外部的检测装置、继电器、执行机构等相连,输入输出板的每一个点都可通过软件编程定义其具体的含义,如速度反馈、位置反馈、操作指令、机构状态反馈等。

通讯缓冲板

通讯缓冲板用于在同一机箱内的各微处理器板间的数据传输,数据传输使用机箱内所提供的两种通讯总线,发送时,数据可被写入缓冲存储器,接收时,数据被读出。

通讯板

通讯板用于 SIMADYN-D 与其他设备或系统的通讯,以及 SIMADYN-D 系统之间的通讯,通讯协议有 USS、PROFIBUS、DUST3 及 ETHERNET。

SIMADYN-D 在上述通讯网中即可作为主站,也可作为从站使用。目前的主要通讯板有 CS12、CS13、CS14、CS22、CS61、CSH11 及 CS7 可供选择。

软件存储子板

软件存储子板用于存储用户应用软件，并插入微处理器板中，因微处理器板分为 64、32、16 位三大类，故软件存储子板亦分为三类。即用于 64、32 位处理器板的存储子板和用于 16 位处理器板的存储子板，三者不可互换。目前，主要的软件存储子板有 MS5、MS55、MS41、MS45 和 MS48 可供选择。

另外，SIMADYN-D 还提供了用于与外部设备信号适配的接口板，各种规格的电缆导线，用于存储软件的软件存储器及显示器等辅助硬件，根据系统要求适当选用。

软件

软件的种类

与硬件相同，SIMADYN-D 的软件亦具有模块化的灵活特点。目前，共有四种规格的软件可供选择。

STRULG V4.2.3

是目前功能最强的软件系统，其特点在于所有编辑工作均为图形化，且软件包容量大，它包括了以下软件：基于 WINDOWS 95 对所有微处理器板的图形化编辑软件 STRUCG、在线测试软件 IBS-G、基于 Windos3.1 的服务软件 RCOP4.2 和 IBS。

STRUCGV4.2.3PT

此软件亦为图形化编辑软件，但仅能对工艺类微处理器板进行编辑，即 PT 板，如 PT31、PT32、PT20、PT20M、PT20G 及 PT10，其余方面与 STRUC G 相同。

STRUC L V4.2

为表格形式编辑软件，包括用于所有微处理器板的表格形式的编辑软件，在线测试软件 IBS G、基于 Windos3.1 的服务软件 RCOP4.2 和 IBS。

STRUC L V4.2PT

亦为表格形式的编辑软件，但仅能对工艺类微处理器板进行编辑，即 PT 板，如 PT31、PT32、PT20、PT20M、PT20G 及 PT10，其余方面与 STRUC L 相同。

综合来讲，上述四种 STRUC 软件只是形式及适用范围的不同，但均包含如下内容：

- 用于开闭环控制、通讯、数学及逻辑运算的控制软件；
- 用于确定硬件配置的系统软件；
- 用于启动、在线调试及诊断的服务软件。

在以上三个内容中，系统软件和服务软件仅是 SIMADYN-D 系统中的辅助软件，是为用户提供编程、调试、诊断的手段。应用软件是用户在工程中按照控制技术要求而编制的应用控制软件，他主要由系统所需要的开闭环控制功能、工艺控制功能、通讯功能、数学及逻辑运算等组成，在系统软件中编辑，应用软件主要包括以下几个部分：

一工程名称

一主程序

一功能包

一功能块

功能块 (FB)

是控制软件的最小单元，它是实现各种控制的基础，如用于控制交流传动的脉宽调制功能块 PWM，用于实现 PROFIBUS-DP 通讯的功能块 CSL2D，用于数学运算加法器功能块 ADDN4。目前 STRUC 所提供的功能块种类有：

- 闭环控制功能块
- 数字运算功能块
- 逻辑运算功能块
- 输入输出功能块
- 通讯功能块
- 信号转换功能块
- 诊断服务功能块

功能包 (FP)

功能包是由功能块组成的，并根据实际应用对功能块加以连接编辑的功能框图，每个功能包有 99 页，可在每次调用 4-5 个功能块 (FP)，因此，每个功能包一般可包括最多 495 个功能块，32 位微机板，每一块板子中最多允许运行 64 个功能包 (FP)，16 位微机板，每一块板子中最多允许运行 8 个功能包 (FP)。

(1) 主程序

是 SIMADYN-D 软件运行的基础和前提，用于明确实际使用的硬件板在机箱中排列，每一块微机板所包含的功能包，与外界的通讯方式，输入/输出的地址等。

(2) 工程名称 (PA)

是由主程序，功能包，功能块组成的，满足实际应用要求的一整套软件系统，此名称由用户任意确定。

3.3 运行与维护

SIMADYN-D 控制器运行可靠，维护简单，处理系统故障方便。

在 SIMADYN-D 控制器运行时，它对整个系统的每一个部分都在进行监视，一

但发生故障，无论是外部的还是其本身的，它均可以记录故障所在，并在 PC 机监视系统上显示出当前所发生的故障类型，故障原因及通常的处理方法等信息，维护人员只需简单地看一下显示信息，便可知道系统故障原因所在，从而及时处理，使故障停机时间降至最低。

3.4 SIMADYN-D 的应用

SIMADYN-D 在国内已经广泛应用, 如: 宝钢冷轧厂采用该系统完成了全厂自动化和交直流调速控制, 首钢高炉 7000 立方米风机变频控制、秦皇岛中板厂四辊轧机主传动可控硅调速、首钢中板厂四辊轧机主传动、首钢第三线材厂精轧机可控硅调速系统使用的就是该系统。

第四章 交交变频同步电机阻尼绕组

阻尼绕组的作用及其对调速系统性能的影响，是交交变频同步电机的主要研究课题之一。本章将分析交交变频谐波供电及在磁场定向条件下，同步电机定子转矩电流阶跃、弱磁加减速，以及突加减负载时的动态运行特性。分析和研究全阻尼、半阻尼以及无阻尼绕组结构对系统稳态和动态运行特性的影响。

所谓半阻尼绕组结构，是指装在各磁极里的阻尼导条不像全阻尼式那样，采用铜端环将所有阻尼导条彼此直接短路起来，而是把每个磁极上阻尼导条的两端分别焊在两块磁极压板上，然后在磁极鸽尾处用钢板把磁极与磁轭联接起来如图 4-1 所示。这种结构的优点是加强了阻尼绕组的机械强度，适合于可逆运转、冲击负荷大的轧钢机传动，但在电路上则利用了磁极极身与磁轭作为 q 轴阻尼电流的通路。国内由德国西门子公司引进的交交变频同步电机即采用这种结构形式。国产第一台 2500KW 交交变频同步电机调速装置，其阻尼绕组也采用类似结构形式。哈尔滨电机厂为首钢中板厂生产的 7000KW 交交变频磁场定向控制同步电机，其阻尼绕组改为全阻尼结构。

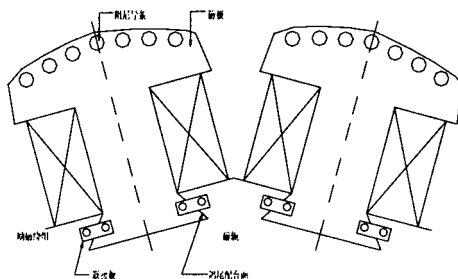


图 4-1 同步电机半阻尼绕组结构示意图

一、交交变频同步电机稳态运行阻尼绕组的研究

由电网供电的同步电机稳态运行时，转子与气隙旋转磁场之间没有相对运动，阻尼绕组不产生电流，因此不起任何作用。但对交交变频器供电的同步电机情况就不一样了。由于其输出电压中含有大量谐波，将在定子绕组里产生谐波电流。定子谐波电流产生的磁势与阻尼绕组在空间有相对运动，阻尼绕组将会感应出谐波电流。谐波阻尼电流一方面与定子对应谐波电流作用产生谐波转矩，引起电机的转矩脉动；另一方面产生谐波损耗，引起阻尼绕组的发热。显然，从稳态运行的角度出发，阻尼绕组的作用是不利的。

根据我在 GE 公司进行交—交变频系统培训时 GE 公司专家的观点，定子电流的谐波是由电压谐波引起的。全阻尼电机定子电流谐波比半阻尼的要大，全阻尼电机的电流谐波损耗要大于半阻尼的。

全阻尼、半阻尼结构电机尽管定子谐波电流幅值差别较大，但其电磁转矩谐波幅值相差不多。由此可见，交交变频供电同步电机产生的谐波电磁转矩对平均电磁转矩影响不大。

二、定子转矩电流阶跃变化时阻尼绕组对电机特性的影响

磁场定向控制同步电机的电磁转矩调节是通过定子转矩电流 i_{st} 的变化来实现的。这就是说，转矩特性的好坏，主要取决于 i_{st} 响应性能。

1、阻尼绕组对定子转矩电流 i_{st} 变化的影响。

在给定值 i_{st}^* 阶跃变化的瞬间，相当于对空载运行的同步电机突加 T 轴定子电压。由电极数学模型 (2-12)、(2-14) 式可以推出 T 轴电压关系式为

$$\begin{aligned}
 u_{st} = & R_s i_{st} + (a_{21} p i_{sm} + a_{22} p i_{st} + a_{23} p i_f) + w_s (L_{st} i_{sm} + \psi_\delta) \\
 & + w_\delta \left(\frac{da_{21}}{d\delta} i_{sm} + \frac{da_{22}}{d\delta} i_{st} + \frac{da_{23}}{d\delta} i_f \right)
 \end{aligned} \quad (4-1)$$

在分析阻尼绕组影响时，对上式作一些简化：

1) 由于转子励磁回路时间常数较大，转子励磁电流的变化相对定子电流要慢得多。在超瞬变过程中，可以近似地认为该电流不受定子电流变化的影响，即励磁电流的微分 $P i_f = 0$ ；

2) 控制系统采用定子励磁电流 $i_{sm}=0$ 的控制方式；

3) 在超瞬变过程中，忽略阻尼电阻，认为 $R_{Dd} = R_{Dq} = 0$ ；

4) 认为机械暂态过程还没有开始，即 $\omega_r = 0$ 。

这样一来，(4-1)时可简化为

$$u_{st} = R_s i_{st} + a_{22} p i_{st} + \omega_s \psi_\delta \quad (4-2)$$

由上式推出定子转矩电流 i_{st} 表达式为

$$i_{st} = \frac{1}{R_s + (L_{yd} \sin^2 \delta + L_{yq} \cos^2 \delta) p} (u_{st} - \omega_s \psi_\delta) \quad (4-3)$$

$$\text{式中 } L_{yd} = L_{st} + \frac{L_{ad} L_{Ddl}}{L_{Dq}};$$

$$L_{yq} = L_{st} + \frac{L_{aq} L_{Dql}}{L_{Dq}} = L_q^*。$$

(4-3)式可以写成一阶惯性环节的形式为

$$i_{st} = \frac{K_i}{1 + T_i p} (u_{st} - \omega_s \psi_\delta) \quad (4-4)$$

$$\text{式中 } K_i = \frac{1}{R_s} \quad \text{—— 放大系数；}$$

$$T_i = \frac{1}{R_s} (L_{yd} \sin^2 \delta + L_{yq} \cos^2 \delta) \quad \text{--- 时间常数}$$

定子转矩电流 i_{st} 的响应特性主要取决于定子回路的时间常数 T_i 。 δ 角不同, 该时间常数的值亦不同。当电机空载运行时, 负载角 $\delta=0$, 时间常数为 $T_i = L_q^* / R_s$ 。由于 q 轴超瞬变电感 L_q^* 数值较小, 使时间常数 T_i 减小, 加快定子转矩电流 i_{st} 的动态响应特性。对于无阻尼电机, 由于 q 轴电感 L_q 远大于全阻尼电机 q 轴超瞬变电感 L_q^* , 其定子转矩电流的动态响应特性显然要慢得多。

图 4-1 为 GE 公司试验电机在定子电流给定值阶跃变化时, 全阻尼、半阻尼及无阻尼情况的定子转矩电流响应过程的波形图。从图中看出, 无阻尼电机定子转矩电流的响应缓慢。因此, 从加快定子转矩电流和转矩的快速响应出发, q 轴设置阻尼绕组是至关重要的。

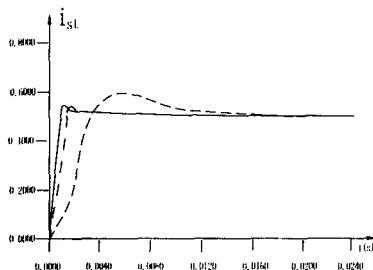


图 4-1 定子电流转矩分量 i_{st} 的响应曲线

—— 全阻尼 - - - - 无阻尼 - · - 半阻尼

2、阻尼绕组对磁链与转矩解耦控制的影响

交流电机磁场定向控制的目的, 是对电机的转矩与磁链实现解耦, 以达到直流电机的传动性能。而同步电机定子电流产生的电枢反应是影响转矩与磁链解耦的主要问题。拜尔 (Bayer) 提出的同步电机磁场定向控制原理, 靠调节转子励磁电流来抵消电枢反应, 实现转矩与磁链控制的解耦。该原理是建立在负载角 δ 不变的基础上, 没有涉及到动态过程。

图 4-2 为 GE 公司试验电机在定子转矩电流给定值 i_{st}^* 阶跃变化时, 无阻尼、半阻尼以及全阻尼情况, 各电量变化的波形。

首先分析无阻尼电机。当电机空载运行时, 负载角 $\delta = 0$, 在定子转矩电流给定值 i_{st}^* 阶跃的瞬间, i_{st} 出现在 q 轴方向。 i_{st} 产生的磁势与 d 轴正交, 转子励磁电流无论如何变化都无法抵消 i_{st} 产生的电枢反应。该电枢反应使气隙磁链轴线迅速偏离 d 轴而形成负载角 δ , 如图 4-2 (b) 所示。由于磁场定向控制的坐标旋转反馈作用, 定子转矩电流 i_{st} 将随着气隙磁链矢量旋转。 i_{st} 的电枢反应将对 d 轴产生去磁作用, 使气隙磁链大为减少, 图 4-2 (a)。尽管控制系统通过磁链闭环的调节来增加转子的励磁电流, 以维持气隙磁链恒定。但由于转子回路时间常数比较大, i_f 的调节需要一段时间, 见图 4-2(f), 所以靠转子励磁电流调节, 无法维持气隙磁链恒定。因此, 经典的同步电机磁场定向控制原理, 存在着动态过程磁链与转矩控制不解耦的缺陷。加上无阻尼同步电机定子转矩电流 i_{st} 响应慢 [见图 4-1], 使其电磁转矩响应缓慢 [见图 4-2(c)]。

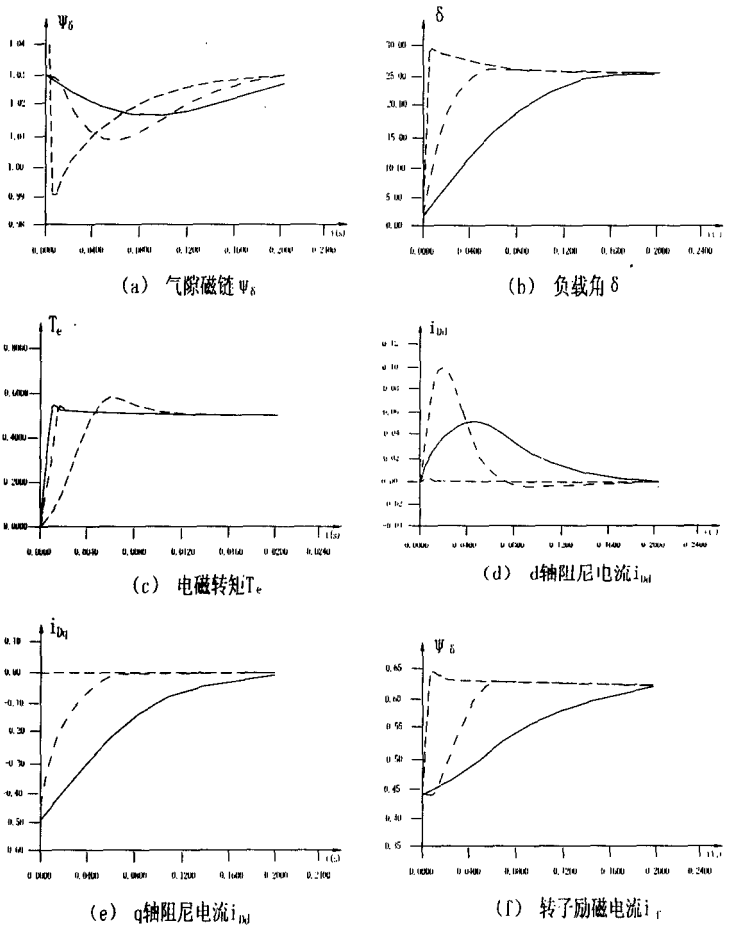


图 4-2 定子转矩电流给定值 i_{s*}^* 阶跃变化时各物理量的关系

—— 全阻尼 - - - 无阻尼 - · - 半阻尼

在动态过程中,要想抵消 i_{st} 产生的电枢反应磁势,必须得产生一个与之大小相等而方向相反的补偿磁势,就能达到目的。控制同步电机外部电量来实现这一目的是比较困难的。只有在同步电机上加装阻尼绕组,才可以补偿动态过程中电枢反应的影响。

当定子转矩电流突变时,阻尼绕组将会产生阻尼电流。由(2—8)、(2—9)式可以推出阻尼电流表达式为

$$\begin{cases} i_{Dd} = \frac{-L_{ad}}{R_{Dd} + PL_{Dd}} [\cos \delta P i_{sm} - \sin \delta P i_{st} + P i_f - \omega_s (i_{sm} \sin \delta + i_{st} \cos \delta)] \\ i_{Dq} = \frac{-L_{aq}}{R_{Dq} + PL_{Dq}} [\sin \delta P i_{sm} + \cos \delta P i_{st} + \omega_s (i_{sm} \cos \delta - i_{st} \sin \delta)] \end{cases} \quad (4-5)$$

同样,在研究 i_{st}' 突变时,即 $t=0$ 瞬间, $\delta=0$,这时的机械暂态还没有开始 ($\omega_s=0$),在忽略电阻 R_{Dd} 、 R_{Dq} 的情况下,(4—5)式可以变为

$$\begin{cases} L_{Dd} P i_{Dd} = -L_{ad} P (i_{sm} + i_f) \\ L_{Dq} P i_{Dq} = -L_{aq} P i_{st} \end{cases} \quad (4-6)$$

由上式可以看出,根据超瞬变状态磁链守恒原理,阻尼电流产生的磁链将抵消电机 d 轴和 q 轴磁链的变化。由(4—6)式可以写出阻尼电流增量关系式为

$$\begin{cases} \Delta i_{Dd} = -\frac{L_{ad}}{L_{Dd}} \Delta (i_{sm} + i_f) \\ \Delta i_{Dq} = -\frac{L_{aq}}{L_{Dq}} \Delta i_{st} \end{cases} \quad (4-7)$$

因为在 $t=0$ 瞬间,定子转矩电流从零开始变化到 i_{st} ,而定子励磁电流 i_{sm} 及转子励磁电流 i_f 没有变化,所以(4—7)式可以写为

$$\begin{cases} i_{Dd} = 0 \\ i_{Dq} = -\frac{L_{dq}}{L_{Dq}} i_{st} \end{cases} \quad (4-8)$$

上式中, 由于阻尼漏感 L_{Dq} 的存在, 使 $L_{dq} < L_{Dq}$, 所以阻尼电流 i_{Dq} 要小于定子转矩电流 i_{st} 。但一般有阻尼电机, L_{Dq} 比较小, $L_{dq} \gg L_{Dq}$, 因此(4-8)式可以进一步简化为

$$i_{Dq} \approx -i_{st} \quad (4-9)$$

由(4-9)式可见, 对于有阻尼同步电机, 在定子转矩电流 i_{st} 由零开始变化的瞬间, q 轴阻尼电流与定子转矩电流大致相等(标么值), 而方向相反[见图 4-2(e)]

从图 4-2(e)中看出, 全阻尼和半阻尼电机 q 轴阻尼电流的幅值, 在 $t=0$ 瞬间基本上等于定子转矩电流的标么值。由于半阻尼电机 q 轴阻尼电阻大, 电流回路时间常数小, 使 q 轴阻尼电流衰减较快。对比图 4-2(b)、(e)可以看出, d 轴阻尼电流变化不大。由此可见, 在动态过程中, q 轴阻尼电流要大于 d 轴阻尼电流。

从图 4-2(b)看出, 对于有阻尼绕组同步电机, 阻尼电流对电枢反应的补偿作用, 使气隙磁链轴线缓慢地旋转, 负载角 δ 的变化要慢于无阻尼电机。阻尼绕组对 δ 角变化的延缓作用, 使转子励磁电流有足够的响应时间来补偿电枢反应影响, 从而弥补了因励磁回路时间常数大, 电流调节响应不快的缺陷。

有阻尼绕组同步电机在动态过程中, 磁链变化小, 负载角和转子励磁电流变化平稳, 电磁转矩响应快。因此, 从抵消动态电枢反应, 实现同步电机磁链与转矩解耦控制的角度出发, 阻尼绕组是必不可少的。

三、阻尼绕组对弱磁运行同步电机特性的影响

阻尼绕组对磁链变化的阻碍作用，对恒磁链控制同步电机的运行起积极作用，能实现转矩与磁链的动态解耦控制。而同步电机在额定速度以上恒功率运行时，电机靠弱磁升高转速，即速度的调节是靠磁链变化来实现的。那么阻尼绕组对弱磁运行的同步电机是否有利，是值得探讨的问题。

电机的转速响应主要取决于电磁转矩的变化，磁场定向控制同步电机的电磁转矩是气隙磁链与定子转矩电流的乘积，在弱磁调速时，控制系统通过改变转子和定子的励磁电流来调节电机的气隙磁链，以达到控制转矩的目的。在忽略凸极效应的条件下，由(2-11)、(2-14)式可以推出励磁电流与气隙磁链之间的关系式为

$$\begin{aligned}\psi_{\delta} &= \frac{L_{ad}(R_{Dd} + L_{Dd}P)}{R_{Dd} + L_{Dd}P}(i_f \cos \delta + i_{sm}) \\ &= \frac{K(1 + T_1P)}{1 + T_2P}(i_f \cos \delta + i_{sm})\end{aligned}\quad (4-10)$$

式中 $K = L_{ad} / R_{Dd}$ —— 放大系数；

$T_1 = L_{Dd} / R_{Dd}$ —— 时间常数；

$T_2 = L_{Dd} / R_{Dd}$ —— 时间常数。

由上式可以看出，由于 $T_2 \gg T_1$ ，阻尼绕组使励磁电流对气隙磁链的调节产生了滞后。

由前面的分析可知，阻尼绕组一方面使定子转矩电流 i_{st} 响应加快 [见图 4-1]；另一方面根据(4-5)式的滞后作用，阻碍气隙磁链减弱的变化。显然，阻尼绕组对磁链减弱的阻碍作用反而增大了加速转矩，有利于电机的加速特性。而无阻尼同

步电机磁链下降不受阻碍, 定子电流的电枢反应影响使气隙磁链进一步下跌, 加上定子电流响应慢, 使其加速转矩小且响应慢。因此, 在弱磁加速过程中, 阻尼绕组加快了同步电机速度响应。

四、负载冲击变化时阻尼绕组对电机特性的影响

应用于轧钢机主传动的交交变频同步电机, 要承受轧钢的频繁负载冲击。图 4-3 为 GE 公司在实验室模拟轧钢冲击负载的响应过程, 即同步电机在 50% 额定转速下稳定运行时, 负载转矩从零突然阶跃到 1.5 倍额定值, 电机运行特性的波形图。

首先分析无阻尼同步电机的运行特性。当电机突加负载时, 负载角 δ 迅速拉开, 电机产生动态速降, 由于速度调节器的控制作用, 同步电机迅速出现定子转矩电流并产生电磁转矩, 阻止速度降落并把电机加速到原来速度。由于定子转矩电流的突变, 电枢反应将造成电机气隙磁链降落, 磁链的下降使电磁转矩减少, 又进一步加剧了电机速降。通过磁链调节器的控制, 增加转子励磁电流来抵消电枢反应影响, 使磁链回升到额定值。由此可见, 无阻尼同步电机在突加负载时出现的速度和磁链的降落是靠控制系统的调节来补偿的。但是, 同步电机的速度和磁链调节回路的调节时间都要在 100ms 以上, 这就是说, 由于控制系统的调节滞后, 使无阻尼同步电机出现较大的磁链降落, 如图 4—3(b), 并产生较大的动态速度降, 如图 4—3(a)。

无阻尼同步电机在负载冲击条件下, 由于控制系统的调节滞后影响, 负载角的突变很容易发生振荡。由图 4—3 看出, 无阻尼同步电机在 1.5 倍负载冲击时, δ 角发生较大幅度的振荡, 并引起磁链、电流也产生振荡。

有阻尼同步电机在突加负载时, 阻尼绕组因负载角 δ 的变化而产生阻尼电流,

该电流一方面补偿定子电流产生的电枢反应，维持气隙磁链恒定，另一方面与定子电流相互作用，直接产生阻尼异步转矩，增强电磁转矩，阻止负载角 δ 的变化。

由(2-17)式可以推出阻尼异步电磁转矩的表达式为

$$T_D = (L_{Dd} i_{Dd} \cos \delta + L_{aq} i_{Dq} \sin \delta) i_{st} \quad (4-11)$$

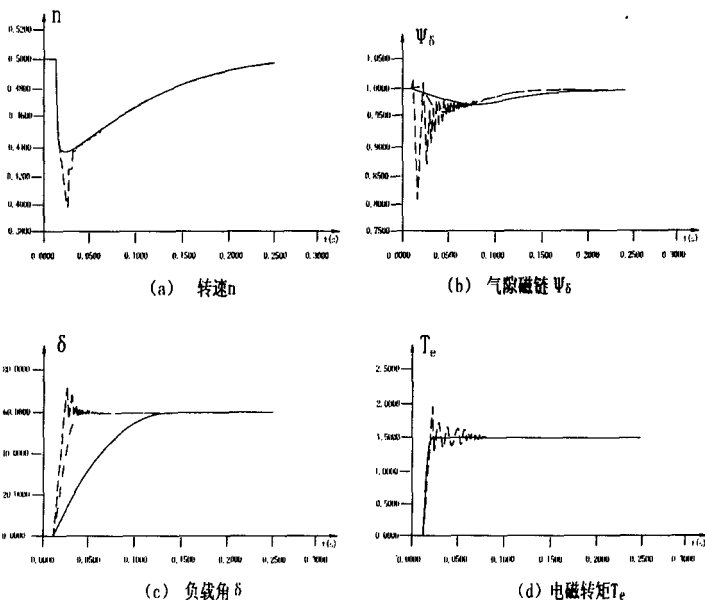


图 4-3 突加负载过渡过程

—— 全阻尼 - - - 无阻尼 - · - 半阻尼

阻尼异步电磁转矩对总的电磁转矩的增强作用远比控制系统调节来得快，来得直接，因此，有阻尼同步电机在负载冲击时，阻尼绕组产生的阻尼异步电磁转矩可以有效地抑制负载角 δ 的振荡，具有比无阻尼同步电机大得多的过载能力。

由图 4-3(b)可见，有阻尼同步电机的气隙磁链下降小，速度降也比无阻尼同步电机小得多[见图 4-3(a)]。

第五章 阻尼磁链定向控制同步电机的研究

工程中常用的气隙磁链和定子磁链定向控制同步电机存在着动态过程电枢反应难以补偿, 转矩与磁链控制不解耦的缺陷, 阻尼绕组是抵消动态电枢反应, 改善系统动态特性的有效手段, 这种具有阻尼绕组的同步电机在动态过程中, 类似于异步电机的运行状态, 这时如果采用阻尼磁链定向, 象异步电机转子磁链定向控制那样, 有可能进一步改善系统的传动特性。本文提出同步电机阻尼磁链定向控制的概念, 并依此建立了阻尼磁链定向控制同步电机调速系统。本章从阻尼磁链定向控制同步电机的数学模型入手, 分析和讨论了阻尼磁链的观测问题, 理论分析与工程实验表明, 这种定向控制调速系统具有较满意的动态特性。

一、同步电机阻尼磁链定向控制原理

在图 3-2 所示的交交变频同步电机的调速系统中, 磁场定向控制是通过同步电机磁链的观测和反馈来实现的。磁链由定子电压和电流通过 M1 单元计算出来。交交变频器的输出电压含有大量的高次谐波, 这些谐波将对同步电机的磁链产生影响。定子旋转磁链受供电高次谐波影响最大, 气隙旋转磁链也受到谐波的扰动, 但阻尼旋转磁链几乎不受高次谐波的干扰, 磁链旋转轨迹基本接近于圆形。为了对阻尼磁链的这一重要特性进行分析, 对同步电机作一些简化。众所周知, 取消转子励磁绕组的有阻尼隐极同步电机就是一台异步电机, 阻尼绕组等同于异步电机的转子绕组, 阻尼磁链即转子磁链。图 5-1 画出异步电机的等值电路。

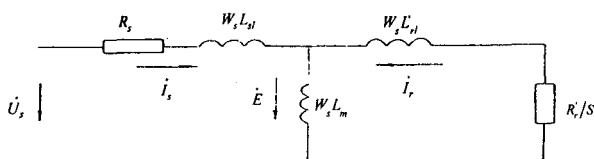


图 5-1 异步电机等值电路

由图 5-1 可以推出转子磁链矢量 $\dot{\psi}_r$ 表达式

$$\dot{\psi}_r = -\frac{R_r \dot{I}_r'}{jS\omega_s} \quad (5-1)$$

式中, $\dot{\psi}_r, \dot{I}_r'$ 表示复量

转子磁链幅值为

$$|\psi_r| = \frac{R_r \dot{I}_r'}{\omega_s - \omega_r} \quad (5-2)$$

当高次谐波供电时, 由于高次谐波旋转磁场的旋转角频率 ω_s 要远大于电机转子的旋转频率 $\omega_r, \omega_s \gg \omega_r$, (5-2) 式近似为

$$|\psi_r| \approx 0 \quad (5-3)$$

由(5-3)可见, 对于高次谐波, 转子磁链幅值 $|\psi_r|$ 趋向于零, 即转子磁链不容易受高次谐波干扰。同理, 交交变频同步电机的阻尼旋转磁链亦基本不受供电谐波的扰动, 基本上为一圆形旋转磁链。可以设想, 如果取阻尼旋转磁链来作为磁场定向控制, 将可获得稳定的控制效果。这对于含有大量高次谐波供电的交交变频同步电机调速系统来说, 是非常有实用价值的。

本文据此提出阻尼磁链定向控制的概念,即在动态过程中,同步电机将产生阻尼磁链(用 ψ_D 来表示),选择 M 轴与阻尼磁链矢量 ψ_D 重合,形成阻尼磁链定向控制。图 5-2 画出了阻尼磁链定向控制同步电机在动态过程某一时刻的磁链矢量图。

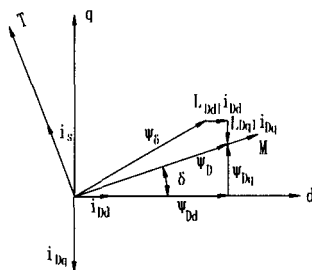


图 5-2 动态过程某一时刻阻尼磁链定向控制同步电机磁链矢量图

二、阻尼磁链定向控制同步电机的数学模型

由图 5-2 动态过程阻尼磁链定向控制同步电机的磁链矢量图,可以写出 MT 轴系与 dq 轴系阻尼磁链的关系式为

$$\begin{bmatrix} \psi_{Dm} \\ \psi_{Dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{Dd} \\ \psi_{Dq} \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

根据阻尼磁链定向控制原理知道(见图 5-2)

$$\begin{cases} \psi_{Dm} = \psi_D \\ \psi_{Dr} = 0 \end{cases} \quad (5-5)$$

把(2-1)式中 dq 轴阻尼磁链 $\psi_{Dd}\psi_{Dq}$ 方程代入(5-4)式,并考虑(5-5)式磁场定

向关系, 可以推出阻尼磁链 ψ_D 的关系式为

$$\psi_D = L_{am} i_{sm} - L_{ao} i_{st} + L_{ad} i_f \cos \delta + L_{Dd} i_{Dd} \cos \delta + L_{Dq} i_{Dq} \sin \delta \quad (5-6)$$

由(2-8)、(2-10)、(5-5)、(5-6)式可以推出阻尼磁链定向控制同步电机的电磁转矩表达式为

$$T_e = \psi_D i_{st} - (L_{Dd} i_{Dd} \cos \delta + L_{Dq} i_{Dq} \sin \delta) i_{st} - (L_{Dd} i_{Dd} \sin \delta - L_{Dq} i_{Dq} \cos \delta) i_{sm} \quad (5-7)$$

由上式可以看出, 等号右边第一项为阻尼磁链 ψ_D 与定子转矩电流 i_{st} 产生的电磁转矩, 第二项和第三项为阻尼漏磁链与定子电流相互作用而产生的电磁转矩。

根据(2-8)、(2-9)、(5-5)式, 可以推出该定向控制的 MT 轴系定子电压方程为

$$\begin{cases} u_{sm} = (R_s + PL_{sl}) i_{sm} + P\psi_D - \omega_s L_{sl} i_{st} - P(L_{Dd} i_{Dd} \cos \delta + L_{Dq} i_{Dq} \sin \delta) \\ \quad - \omega_s (L_{Dd} i_{Dd} \sin \delta - L_{Dq} i_{Dq} \cos \delta) \\ u_{st} = (R_s + PL_{sl}) i_{st} + \omega_s (\psi_D + L_{sl} i_{sm}) + P(L_{Dd} i_{Dd} \sin \delta - L_{Dq} i_{Dq} \cos \delta) \\ \quad - \omega_s (L_{Dd} i_{Dd} \cos \delta + L_{Dq} i_{Dq} \sin \delta) \end{cases} \quad (5-8)$$

(5-6)、(5-7)、(5-8)式构成阻尼磁链定向控制同步电机的数学模型。对比(2-15)、(2-16)、(2-18)式可以看出, 它比气隙磁链定向控制同步电机的数学模型要复杂。为了分析方便, 对该模型做一些简化, 即忽略转子凸极效应, 认为 $L_{ad} = L_{aq}$, $L_{Dd} = L_{Dq}$, $R_{Dd} = R_{Dq}$ 。由(2-9)、(5-6)式可以推出隐极同步电机的磁链方程为

$$\begin{aligned} \psi_D &= \frac{L_{ad} R_{Dd}}{R_{Dd} + PL_{Dd}} (i_{sm} + i_f \cos \delta) \\ &= \frac{K_2}{1 + T_2 P} (i_{sm} + i_f \cos \delta) \end{aligned} \quad (5-9)$$

其中 $K_2 = L_{ad}$ —— 放大系数;

$T_2 = \frac{L_{Dd}}{R_{Dd}}$ —— 阻尼回路时间常数。

由(2-8)、(2-10)、(5-6)式可以推出电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{L_{ad}}{L_{Dd}} [\psi_D i_{st} + L_{Dd} i_f (i_{st} \cos \delta + i_{sm} \sin \delta)] \quad (5-10)$$

下面讨论阻尼磁链定向控制同步电机的特性。

1) 假定转子励磁电流 $i_f=0$, (5-9)、(5-10)式变为

$$\psi_D = \frac{K_2}{1+T_2 P} i_{sm} \quad (5-11)$$

$$T_e = \frac{L_{ad}}{L_{Dd}} \psi_D i_{st} \quad (5-12)$$

由(5-11)、(5-12)式可以看出, 当 $i_f=0$ 时, 阻尼定向控制同步电机与转子磁链定向控制异步电机的磁链与转矩方程完全一致。这在物理上是不难理解的, 由此也揭示了阻尼磁链定向控制同步电机与磁场定向控制异步电机的共性。

2) 同步电机稳态运行时, 负载角 δ 不变, 阻尼电流为零, 由(2-15)、(5-6)式可以得出, 阻尼磁链就等于气隙磁链。即

$$\psi_D = \psi_\delta \quad (5-13)$$

同样, 稳态运行时, 阻尼磁链定向控制的转矩方程、电压方程[见(5-7)、(5-8)式]与气隙磁链定向控制同步电机的对应方程式[见(2-16)、(2-18)式]完全相同。由此可以得出一条非常重要的结论: 阻尼磁链定向控制同步电机具有气隙磁链定向控制同步电机完全相同的稳态运行特性。因此, 在图 3-2 所示的交交变频同步电机调速系统中, 根据气隙磁链定向控制稳态运行理论而设置的各控制环

节和系统结构, 对于阻尼磁链定向控制同步电机调速系统是完全适用的。

3) 同步电机在动态运行时, 负载角 δ 发生变化, 阻尼绕组将产生出阻尼电流, 电机的磁链、转矩和定子电压将分别由(5-6)、(5-7)、(5-8)式来决定。

三、阻尼磁链的观测

磁链观测器是磁场定向控制系统的关键环节。由它计算出磁场定向控制坐标轴线的旋转角度, 并给出作为磁链闭环调节反馈值的磁链幅值。在图 3-2 的交变变频同步电机调速系统中, 磁链观测器分为电流模型磁链观测器 M2 单元和电压模型磁链观测器 M1 单元。在 M2 单元中, 由电流和转子参数计算出磁链。而转子参数的准确性和计算误差使其输出与实际磁链状态有很大差别。电压模型磁链观测器 M1 单元具有结构简单, 观测精度高, 电机参数变化影响小等优点。同步电机磁场定向控制系统在 10% 额定转速以上都采用电压模型来观测磁链, 并用它来校正电流模型磁链观测器。

1. 阻尼磁链观测器的构成

电压模型磁链观测器由电机实际运行的定子电压和定子电流来计算磁链。该电压模型是建立在同步电机定子 α β 静止坐标系上。由图 2-2 可以看出磁链由 d 、 q 轴系变换到 α 、 β 轴系的关系式

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha} \\ \psi_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (5-14)$$

把 dq 轴系数学方程式经(5-14)式旋转变换后, 可以推出 α 、 β 轴系同步电机各种磁链的关系式为

定子磁链

$$\begin{cases} \psi_{sa} = \int (u_{sa} - R_s i_{sa}) dt \\ \psi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (5-15)$$

气隙磁链

$$\begin{cases} \psi_{\delta a} = \int (u_{sa} - R_s i_{sa}) dt - L_{sl} i_{sa} \\ \psi_{\delta \beta} = \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - L_{sl} i_{s\beta} \end{cases} \quad (5-16)$$

阻尼磁链，由于转子凸极效应和阻尼绕组设置的不对称，很难推出 α 、 β 轴系磁链的解析表达式。本文从工程应用目的出发，对电机模型作了一些简化，构造出简化的阻尼磁链观测器。

忽略同步电机的凸极效应，认为 $L_{nd} = L_{nq}$ ， $L_{Dd} = L_{Dq}$ ，由(2-1)、(5-14)式可以推出 α 、 β 轴系阻尼磁链为

$$\begin{cases} \psi_{D\alpha} = \frac{L_{Dd}}{L_{ad}} \left[\int (u_{sa} - R_s i_{sa}) dt - L_{sl} i_{sa} \right] - L_{Ddl} (i_{sa} + i_f \cos \gamma) \\ \psi_{D\beta} = \frac{L_{Dd}}{L_{ad}} \left[\int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - L_{sl} i_{s\beta} \right] - L_{Ddl} (i_{s\beta} + i_f \sin \gamma) \end{cases} \quad (5-17)$$

由于 $L_{ad} \gg L_{Ddl}$ ，(5-17)式可以简化为

$$\begin{cases} \psi_{D\alpha} \approx \int (u_{sa} - R_s i_{sa}) dt - (L_{sl} + L_{Ddl}) i_{sa} - L_{Ddl} i_f \cos \gamma \\ \psi_{D\beta} \approx \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - (L_{sl} + L_{Ddl}) i_{s\beta} - L_{Ddl} i_f \sin \gamma \end{cases} \quad (5-18)$$

由(5-18)式构造出阻尼磁链观测器, 如图 5-3 所示

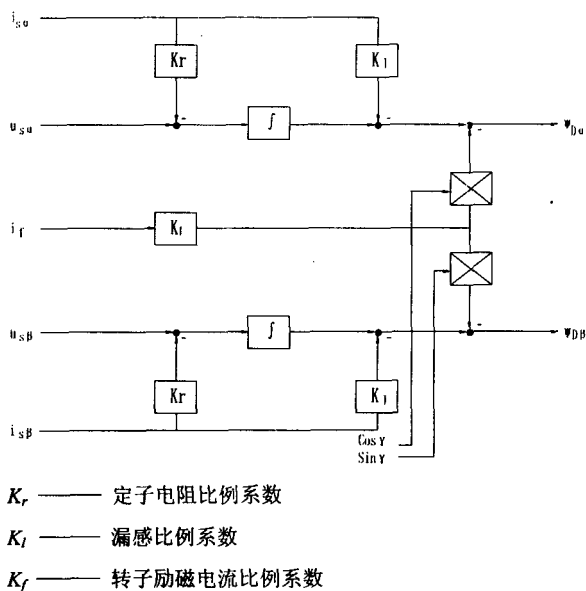


图 5-3 阻尼磁链观测器

对照(5-18)式中可以推出阻尼磁链观测器的比例系数为

$$K_r = R_s, K_l = L_{sl} + L_{Ddl}, K_f = L_{Ddl}。$$

2、阻尼磁链观测器的误差分析

(5-18)式构造的阻尼磁链观测器是在忽略了凸极效应的假定下, 而且认为 $L_{ad} = L_{av}$ 得出的。显然, 这些近似会给阻尼磁链观测带来误差。而误差究竟与哪些参数有关, 该误差是否能为工程应用所容许, 需要进行分析。

(5-18)式经过 α 、 β 轴系的坐标旋转变换, 可以得出:

$$\begin{cases} \dot{\psi}_{Dd} = \dot{\psi}_{\delta d} - L_{Ddl}(i_{sd} + i_f) \\ \dot{\psi}_{Dq} = \dot{\psi}_{\delta q} - L_{ddl}i_{sq} \end{cases} \quad (5-19)$$

式中 $\dot{\psi}_{Dd}, \dot{\psi}_{Dq}$ 为观测器计算出的 d 、 q 轴阻尼磁链。由(5-19)式对比(2-1)，可以推导出 d 、 q 轴阻尼磁链观测值与理论值之间的误差

$$\begin{cases} \Delta\psi_{Dd} = \frac{L_{Ddl}}{L_{ad}}\psi_D \cos\delta \\ \Delta\psi_{Dq} = L_{Ddl} \left[\frac{\sigma}{\rho} \frac{\psi_D}{L_{ad}} \sin\delta - (\sigma-1)i_s \sin\delta \right] \end{cases} \quad (5-20)$$

其中 $\sigma = \frac{L_{\sigma q}}{L_{Ddl}}$ —— 阻尼不对称系数；

$\rho = \frac{L_{\sigma q}}{L_{ad}}$ —— 转子凸极系数。

由此可推出阻尼磁链观测器的观测误差关系式

$$\varepsilon = \arctan \frac{\psi_D \sin\delta + \Delta\psi_{Dq}}{\psi_D \cos\delta + \Delta\psi_{Dd}} - \delta \quad (5-21)$$

$$\Delta\psi = \sqrt{(\psi_D \sin\delta + \Delta\psi_{Dq})^2 + (\psi_D \cos\delta + \Delta\psi_{Dd})^2} - \psi_D \quad (5-22)$$

式中 ε —— 阻尼磁链观测的角度误差；

$\Delta\psi$ —— 阻尼磁链观测的幅值误差。

由(5-20)、(5-21)、(5-22)式可以看出，观测误差随定子电流 i_s 和磁链 ψ_D 的幅值而变化，同时受阻尼漏感系数 L_{Ddl} 、凸极系数 ρ 、阻尼不对称系数 σ 的影响。实验表明，采用该观测器的调速系统达到了直流调速系统同样优越的传动性能。

3、阻尼磁链观测器的调整

同步电机磁场定向控制系统的工程应用，不仅要求磁链观测器具有较高的观

$$\text{阻尼磁链: } K_r = R_s, \quad K_l = L_{sl} + L_{Ddl}, \quad K_f = 0 \quad (5-23)$$

在图 5-3 磁链观测器中, 定子电阻比例系数的调整比较简单。把电机堵转, 加入定子电流 i_{s0} 。由于电机转速为零, 其感应电势也为零, 加入的电流是直流, 电感不起作用, 此时电机定子电压仅为电阻压降。调整 K_r 数值, 使电流产生的电阻压降与定子电压相抵消, 磁链输出值为零, 即完成了 K_r 的调整。

对于漏感比例系数 K_l 的调整, 不同的磁链观测, 调整方法不同。定子磁链观测最简单, 由(5-23)式可知, 把 K_l 调到零, 同步电机将定向于定子磁链。

气隙磁链定向要求把 K_l 调整到等于定子漏感值 L_{sl} , 这在工程上是十分困难的。众所周知, 交流电机漏抗的测量很难将定子漏抗和转子漏抗区分开。为了精确地测量定子漏抗, 大型同步电机往往把电机转子抽出, 显然, 这对于磁场定向的调整是不现实的。采用现代参数辨识理论可以确定定子漏抗, 但该理论与方法应用于磁场定向控制同步电机还需要进一步研究, 当然, 可以按比例把 K_l 系数预置到电机设计值 L_{sl} , 但这种参数预置的方法缺乏准确性, 对于高性能的调速系统显然是不适用的。

根据阻尼磁链不易受谐波扰动, 在供电谐波条件下, 阻尼磁链旋转轨迹接近于圆的原理。本文提出一种同步电机阻尼磁链观测的调整方法。

关于定子电阻比例系数 K_r 的调整与上述的调整方法完全一致。但对漏感系数 K_l 的调整, 这种方法则很简单。首先对空载运行的同步电机加入定子励磁电流 i_{s0} 的脉冲波, 使其对电机磁链产生高次谐波扰动。用示波器测量磁链观测器的输出, 调整 K_l 比例系数, 使示波器观测到的磁链达到不受定子励磁电流脉冲扰动的圆形, 即观测到了阻尼磁链, $K_l = L_{sl} + L_{Ddl}$, 完成了漏感比例系数的调整。应当特别指出,

测精度，而且该观测器必须是易于调整的。磁链观测器是磁场定向控制系统的核心，磁链观测器的调整是同步电机实现磁场定向控制的关键，只有在准确的磁场定向坐标系中，才能对电流、磁链、以及转速调节器进行工程参数整定。而磁链观测的误差将会直接影响整个调速系统的性能。

早期国外电气公司都借助电机模拟器对该系统进行调试。由于电机模拟器能给出电机的气隙磁链，在系统调试过程中，可以作为反馈量直接应用。这就为调节整个控制系统的工程参数提供了依据。在整个系统各环节都调试完毕后，最后调整 M1 单元磁链观测器。这就是说，只要调整 M1 单元的参数，使其输出与电机模拟器输出的气隙磁链波形一致，即完成了磁链观测器调整的全过程。

但是，电机模拟器是一项国外电气公司的制造专利技术，该仪器具有几十块控制插件板，结构复杂，价格昂贵。此外，电机模拟器是由模拟电子电路构成的简化电机模型，采用了 50 多个模拟乘法器。模拟电子放大器的漂移、乘法器的运算精度，以及电机设计参数本身的误差等诸因素，使模拟器与实际电机之间存在很大的差别，由电机模拟器调整的调速系统不可能获得较高的控制精度和传动性能。

要进行同步电机调速系统的调试工作，必须研究一种以磁链观测器调整为核心的调速系统在线调整理论与方法。

对比磁链关系式(5-15)、(5-16)、(5-18)式，由图 5-2 可以看出，调整不同的比例系数，可以分别得到定子磁链、气隙磁链、阻尼磁链，即

$$\text{定子磁链: } K_r = R_s, \quad K_l = 0, \quad K_f = 0$$

$$\text{气隙磁链: } K_r = R_s, \quad K_l = L_{sl}, \quad K_f = 0$$

该方法可以很容易地推广到异步电机转子磁链定向控制的调整,这对于交流电机磁场定向控制在工程中的应用是非常有益的。

试验表明,这种阻尼磁链定向控制调速系统的调整方法简单,准确度高,可以在实际电机运行中随时调整,不仅解决了电控装置制造厂的系统调试难题,也为用户在系统实际运行过程中的调整提供了有效的手段。

四、阻尼磁链定向控制同步电机的运行特性分析

交交变频磁场定向控制同步电机主要应用于大过载,负载急剧变化的轧钢机主传动。

首先分析突加负载瞬间的情况。由于突加负载前,电机空载运行, M 轴 d 轴重合。在突加负载瞬间,定子转矩电流 i_{st} 在 q 轴方向出现跃变,在 q 轴上产生电枢反应磁链。

由(2-1)式可以推出,气隙磁链在 q 轴上的增量 $\Delta\psi_{\delta q}$ 。

$$\Delta\psi_{\delta q} = L_{aq} (\Delta i_{st} + \Delta i_{Dq}) \quad (5-24)$$

由(4-7)式可知,在 $\delta=0$ 时刻,根据超瞬变状态磁链守恒原理,阻尼电流产生的磁链变化将抵消定子电流产生的电枢反应磁链变化。把(4-7)式代入(5-24)式可得

$$\Delta\psi_{\delta q} = (L_q'' - L_{st}) \Delta i_{st} \quad (5-25)$$

气隙磁链 ψ_{s_q} 在该瞬间产生一个跃变,根据图 2-4 可以写出负载角 $\Delta\delta$ 增量关系式

$$\Delta\delta = \arctan \frac{\Delta\psi_{\delta q}}{\psi_{\delta d}} \quad (5-26)$$

因为阻尼电流产生的磁链无法完全抵消定子转矩电流产生电枢反应磁链，负载角 δ 在该瞬间也产生一个跃变。由于 M 轴的快速移动，使气隙磁链产生了降落。转子励磁电流 i_r 因磁链调节器的作用也产生一个阶变。

定子磁链在 q 轴上的增量 $\Delta\psi_{sq}$ ，在气隙磁链增量 $\Delta\psi_{sq}$ 的基础上又增加了电流在定子漏感上产生的磁链增量，即

$$\Delta\psi_{sq} = \Delta\psi_{\delta q} + L_{sl}\Delta i_{st} \quad (5-27)$$

定子磁链定向控制的负载角 δ 有较大的跃变，因而造成磁链产生较大的降落，转子励磁电流 i_r 亦产生较大的跃变以试图维持磁链恒定。

阻尼磁链在 q 轴上的增量由(2-1)、(4-8)、(5-27)式可以推出

$$\begin{aligned} \Delta\psi_{Dq} &= \Delta\psi_{\delta q} + L_{Dql}\Delta i_{Dq} \\ &= (\bar{L}_q - L_{sl})\Delta i_{st} - L_{Dql}\frac{L_{aq}}{L_{Dq}}\Delta i_{st} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (5-28)$$

由(5-28)式可见，在该瞬间，阻尼磁链定向控制完全抵消了定子电流产生的电枢反应影响，负载角 δ 为零。

由图 5-2 可以看出，在动态过程中，由于阻尼电流的出现，阻尼磁链矢量将滞后于定子磁链和气隙磁链矢量，使该定向控制的坐标系旋转角度滞后于其它定向方式。负载角 δ 的变化以及转子励磁电流 i_r 的变化，明显滞后于另外两种定向控制方式，使其具有较好的抗扰动性。在负载冲击过程中，阻尼磁链定向的磁链降落最小。阻尼磁链定向控制的动态速度恢复时间要小于定子磁链定向，同气隙磁链定向控制的完全一致。

图 5-4~图 5-7 是同步电动机调速系统，在 50% 额定转速给定运行，突加

额定负载时，在不同磁链定向控制条件下，磁链变化的波形。

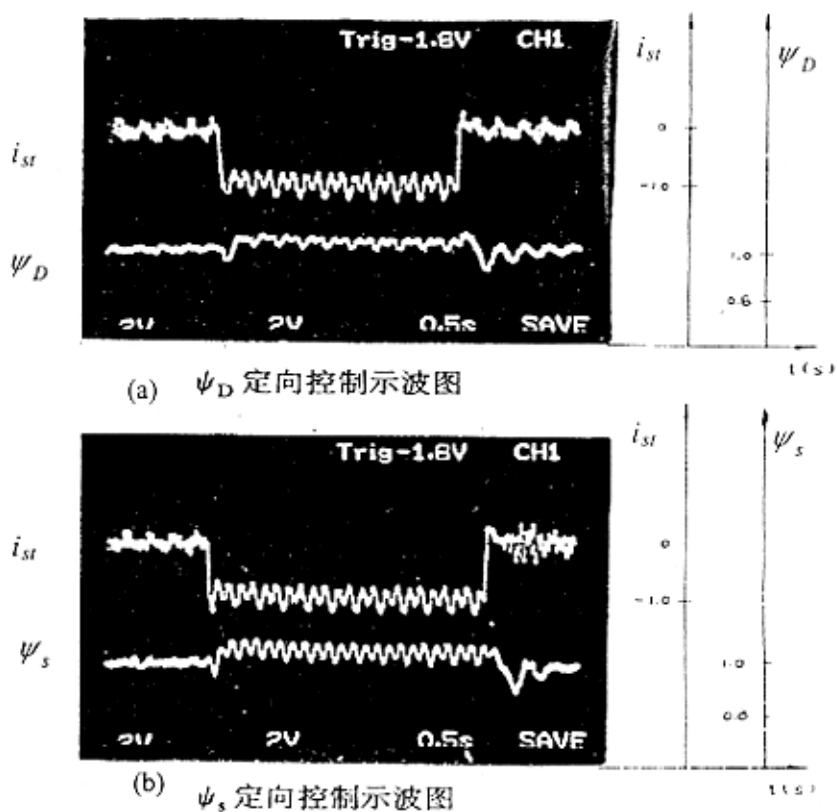


图 5—4 突加负载时的磁链波形

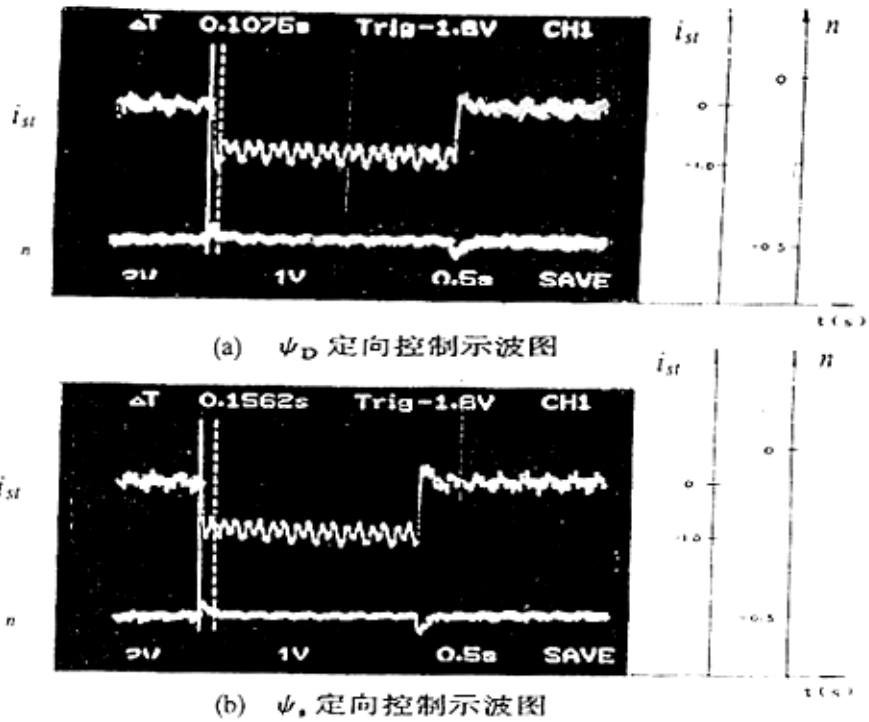


图 5-5 突加负载时的转速波形

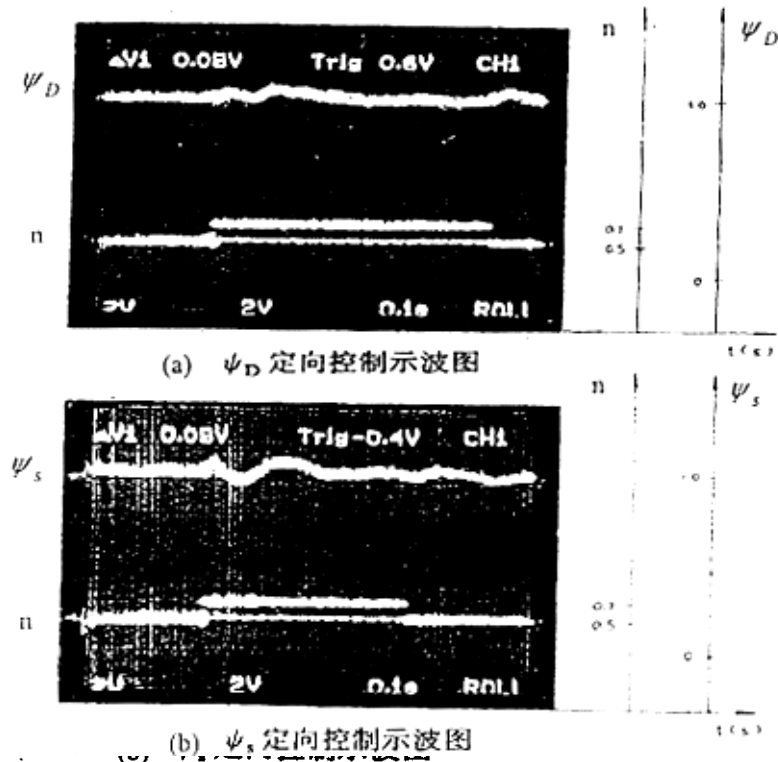


图 5-6 速度给定值阶跃变化时的磁链波形

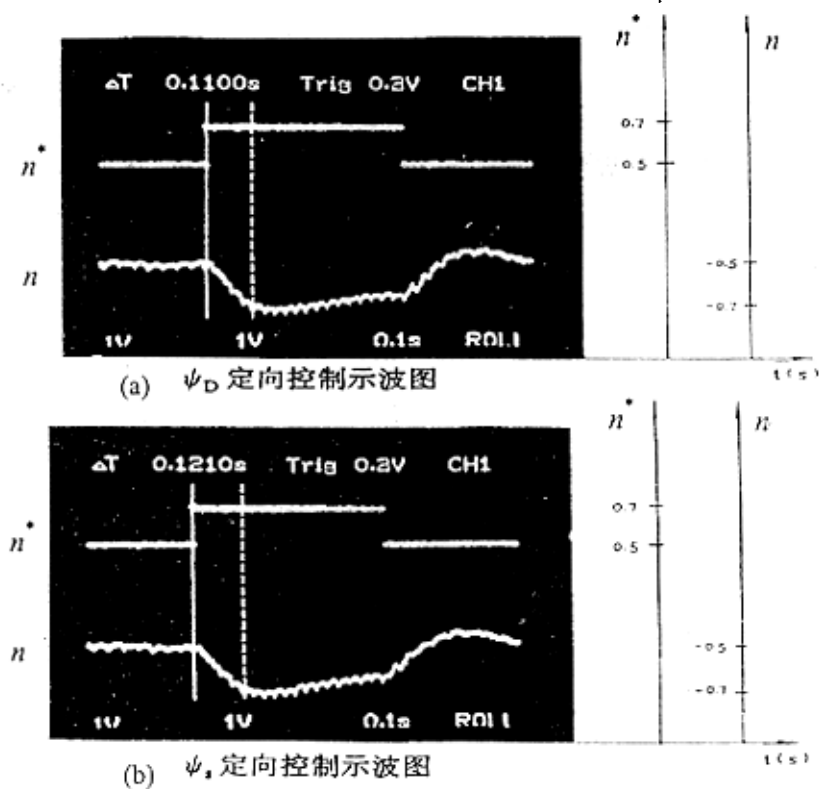


图 5—7 速度阶跃响应过程的转速波形

从理论和工程应用可以看出，阻尼磁链定向控制调速系统具有比定子磁链定向控制好得多的动态特性。同时，由于阻尼磁链定向控制使其磁场旋转坐标系滞后于另外两种定向控制方式，负载角 δ 、转子励磁电流 i_f 和磁链 ψ_s 较其它定向控制方式变化迟缓且变化幅值小。对照第四章阻尼绕组对同步电机特性的影响可以看出，从一定意义上看，阻尼磁链定向是从控制角度加强了阻尼绕组对动态电枢反应的抵消作用，进一步改善磁场定向控制同步电机的动态特性。此外，加上阻尼磁链不易受交交变频器供电谐波干扰，磁链观测器调整方便等优点，该定向控制调速系统适合于轧钢机主传动。

结 论

1、本文在同步电机 MT 轴系数学模型的基础上推导了磁场定向控制同步电机的数学模型,指出磁场定向控制同步电机是一个带磁链旋转坐标系状态反馈的变系数模型。由拜尔(Bayer)提出的同步电机磁场定向控制原理和工程中应用的磁场定向控制系统存在着动态过程磁链与转矩控制不解耦的缺陷。阻尼绕组是抵消动态过程的电枢反应,改善磁链与转矩解耦控制特性的有效手段。因此,阻尼绕组对于交交变频磁场定向控制同步电机是必不可少的。

2、本文研究了阻尼绕组对交交变频磁场定向控制同步电机特性的影响,指出交交变频同步电机阻尼绕组的作用在于加快定子电流响应,抵消动态电枢反应,维持磁链恒定(恒磁链控制),产生异步转矩抑制负载角振荡,提高同步电机的过载能力。同时指出,对于恒功率弱磁运行的同步电机,尽管阻尼绕组对磁链变化的阻碍会成为不利因素,但综合其加快电流响应,抵消电枢反应等优点,有阻尼同步电机仍然具有比无阻尼同步电机好得多的动态特性。

3、本文研究了全阻尼和半阻尼结构参数对交交变频同步电机稳态和动态特性的影响。指出 q 轴阻尼绕组对加快定子电流响应,抵消动态电枢反应具有更重要的作用。同时指出在突加负载电流瞬间, q 轴阻尼电流的增量近似地等于定子电流的增量。

在交交变频器谐波电压供电条件下,全阻尼同步电机由电压谐波引起的定子电流谐波幅值要大于半阻尼电机,但阻尼结构参数的变化对电机转矩谐波影响不大。从降低电流谐波,减少谐波损耗角度出发,半阻尼要优于全阻尼,而从改善

传动系统动态特性，为 q 轴阻尼电流提供合理通路的角度出发，全阻尼显然要优于半阻尼。从轧钢机主传动应用来看，后者更为重要。因此，交交变频磁场定向控制同步电机应选择全阻尼结构，这一结论已用于首钢中板厂 7000KW 交交变频同步电机的设计所采用。

4、本文提出同步电机阻尼磁链定向控制的原理。建立了该定向控制同步电机的数学模型，研制出阻尼磁链观测器。理论分析和工程实验表明，该原理不仅在电机数学模型上是可行的，而且阻尼磁链是可观测的，该原理有明确的物理意义，并具有工程实用性。

5、本文提出的阻尼磁链定向控制同步电机具有以下特点：

1) 具有与气隙磁链定向控制完全相同的稳态特性；

2) 阻尼磁链基本不受高次谐波扰动，对于含有大量供电谐波的交交变频调速系统，取该磁链作反馈量进行控制，可以获得稳定的控制效果。

3) 阻尼磁链定向从控制系统角度增强了阻尼绕组抵消动态电枢反应的作用，该系统具有更强的磁链抗扰动性，进一步提高了传动系统的动态性能，适用于轧钢机主传动。

6、本文提出了以阻尼磁链观测器调整为核心的交交变频同步电机调速系统的调整原理和方法，该方法具有较电机模拟器调整方法简单，调整精度高，可以在实际电机运行中在线操作等优点，易于在工程应用中推广。

参考文献

1. 马小亮, 大功率交交变频调速及其矢量控制, 机械工业出版社, 1992.
2. 李向欣, 热带钢轧机主传动驱动系统交交变频技术改造, 冶金自动化, NO.6, 2000.
3. 陈坚, 交流电机数学模型及其调速系统, 国防工业出版社, 1991.
4. Bayer, Field-oriented Closed-loop Control of a Synchronous Machine With New Transverter Control System, Siemens Review, NO.5, 1972.
5. R.W. Lye, Power Converter Handbook, GE 公司, 1976.
6. Richard A Turton, A Vector-controlled Cycloconverter Drive for an Icebreaker, IEEE Transactions on Industry Applications VOL.1A-23.NO.6, 1987.
7. 高景德、王祥珩、李发海, 交流电机及其系统的分析, 清华大学出版社, 1993.
8. R.D. White, The Analysis of Large Marine Drives Using Synchronous Machines and Cycloconverter, International Conference on The Evolution And Modern Aspects of Synchronous Machines, August, 1991.
9. B.Stanimir, Calculation And Testing of Damper-Winding Current Distribution in a Synchronous Machine With Salient Poles, IEEE T-PAS, VOL.PAS-88, NO.11, 1969.
10. Takayoshi Nakano, A High-Performance Cycloconverter-Fed Synchronous Machine Drive System, IEEE T-IA, VOL.1A-20, NO.5, 1984.
11. 黄进, 同步电动机变频调速系统中阻尼绕组的作用, 电工技术学报, NO.4, 1991.
12. 王保罗, 轧机电气主传动各类方案的综合分析, 第六届中国交流电机调速传动

技术会议论文集, 1999.

13. Cycloconverter Output Voltage Analysis GE 培训资料, 1994.
14. 符曦, 感应电动机的矢量控制及作用, 机械工业出版社, 1986.
15. 电气传动自动化技术手册, 天津电气传动设计研究所编著, 1992.
16. 佟纯厚, 近代交流调速, 冶金工业出版社, 1995.
17. 刘竟成, 交流调速系统, 上海交通大学出版社, 1984.
18. 黄俊, 半导体变流技术, 机械工业出版社.
19. 任兴权, 电力拖动基础, 东北工学院, 冶金工业出版社, 1980.
20. B.K.Bose 主编, 肖幼萍等译, 交流传动调速系统, 中国铁道出版社, 1989.
21. 许大中, 晶闸管无换器电机, 科学出版社, 1984.
22. 陈世坤, 电机设计 (上、下册), 机械工业出版社, 1982.
23. 李发海, 电机学, 科学出版社, 1991.

致 谢

本论文自始至终都是在导师韩安荣教授、肖玉源高级工程师的悉心指导下完成的。在攻读硕士学位的二年多的时间里，二位导师传授了丰富的知识和学习方法，使专业水平得到提高，再次向二位导师表示衷心的感谢！

值得提出的是本论文之所以能够顺利完成，与东北大学信息科学与工程学院、北京首钢高新技术有限公司大力支持是分不开的，在此谨向各位领导和同事表示最诚挚的感谢！