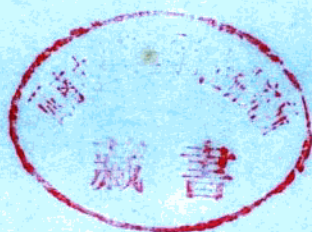


3753

交流电动机调速的控制方法

〔德〕 H. Spath 著



上海电机技术研究所

1986年6月

No. 39-2

Tm3

交流电动机调速的控制方法

〔德〕 H. Spath 著

王雅娟 江安娜 译

俞士谔 校

上海电机技术研究所情报室

1986年6月

交流电动机调速的控制方法

上海电机技术研究所情报室发行
(上海溧阳路 519 号)

江苏省常熟市文化印刷厂印刷

内 部 交 流

译者序

本书系根据西德1983年出版的新书翻译而成,作者为西德卡尔斯鲁厄大学电工系教授工程博士 H.Späth.

1971年西德西门子电气公司 Blaschke 氏提出了交流电动机调速采用矢量控制方式的新概念,这种新型控制方式,具有调速特性优异,系统响应快等特点,十余年在国外犹如异军突起,发展极为迅速,理论上,实用上更加趋于完善,迄今在交流电动机调速方式的应用方面已独占鳌头,一些电气公司纷纷有系列产品问世。本书为有关这一新技术的全面的、系统的理论专著,题材新颖,内容丰富,推理严谨,分析清晰,可供从事电机、自动控制专业的设计,研究工程技术人员、大专院校师生参考。本书主要论述鼠笼转子三相异步电动机调速的控制方法;双馈电型交流电动机调速的控制方法;有阻尼绕组的双馈电型交流电动机调速的控制方法和凸极、有阻尼绕组的三相同步电动机调速的控制方法。

原 序

本书取材于我对大学四年级学生授课之讲稿，着重论述主要类型的交流电动机按磁场定向的控制方法。当前，随着信息电子学和功率电子学的不断发展，促进了这种新型控制方式在应用上的推广。

本书所论述的理论基础，对实践交流电动机的现代控制方法，实属必要。描述电机动态性能的系统方程，系根据空间矢量的概念建立起来，借此可得出电机的最简单的数学模型，若读者已掌握有关电机动态特性方面的基本知识，必将有助于对本书的阅览。本书末的附录中，简捷地推导出三相异步和同步电机的系统方程。

按磁场定向的控制方法，早在1971年F. Blaschke氏即提出专利申请，1973年又发表论文，对此作了全面的、严谨的论述，于该一时期内，K. Hasse在“调节技术”中和L. Abraham在其专利说明书中提出了一些改进的方案。嗣后，陆续出现了大量有关这方面的报导。本书中各种系统的结构框图及其图示方法，均以Blaschke论文为蓝本。

交流电动机按磁场定向的控制方法的实质，系利用相互独立的、表征电磁转矩或磁状态(如转子磁通)的控制量，并根据实际值尽快遵从于控制量的要求，决定出施加于电机的三相电流或电压。磁场定向的特点，在于它必须采用按磁场定向的参考系(如按转子磁通定向)，借以得到非常简化的，电磁转矩的计算式。在使用这种控制方法后，三相交流电动机具有和他激直流

电机类似的特性。这里通常采用多个调节量(如, 转速调节, 磁通调节)的控制系统。

本书利用大家所熟悉的、简单的数学模型来描述电动机的动态特性。在任何情况下, 均仅考虑基波效应, 此即含义为: 忽略气隙磁场的空间谐波, 不计及饱和现象, 铁耗以及挤流效应。尽管这与电机的真实性能会发生一些偏差, 但实践证明, 该数学模型仍适用于发展上述控制方法。鉴于模型的精度, 在个别情况下, 有必要在一些环节采用调节器以代替纯控制方式。

本书适用于从事研究, 设计传动装置的工程技术人员, 高年级大学生。但要求读者具有电机和功率电子学方面的基础理论知识。

H. Späth

目 录

1. 鼠笼型交流异步电动机(DAM)	1
1.1 采用空间矢量表示 DAM 的数学模型	1
1.2 按照转子磁通方向控制 DAM 时的数学模型	5
1.3 按照转子磁通方向对电流源馈电型 DAM 的控制 12 ——采用直接或简接法测定磁通	
1.4 按照转子磁通方向对电流源馈电型 DAM 的控制 21 ——不测定磁场法	
1.5 转矩的最佳控制和最佳设计	31
1.6 按照转子磁通方向对电压源馈电型 DAM	34
的控制	
1.7 按照转子磁通方向对 DAM 进行控制的	39
实现方法	
1.8 按定子磁通方向对 DAM 的控制	44
1.9 按气隙磁通方向对 DAM 的控制	47
1.10 电压源馈电型 DAM 中转矩的控制和转子	49
磁通方向的决定	
1.11 满足最小损耗条件下对转子磁通的调节	55
2. 双馈电型交流电动机(DDM)	58
2.1 DDM 的稳态工作方式	58
2.1.1 通过固定网络对定子馈电的他激式 DDM	63
的稳态工作方式	
2.1.2 由恒定网络对定子馈电的自控式 DDM 的	75

稳态工作方式

2.1.3 DDM 的工作方式和其实现方法	80
2.2 按照磁场方向对 DDM 的控制	85
2.2.1 DDM 在按照定子磁通方向控制时的 数学模型	
2.2.2 按照定子磁通方向对 DDM 的控制	90
2.3 按照定子磁通方向控制时 DDM 的控制极限	95
2.4 DDM 的有功,无功功率和对它们的控制方法	96
3. 带有阻尼绕组的双馈型交流电动机(DDMD)	99
3.1 采用空间矢量表示 DDMD 数字模型的一 段形式	99
3.2 按照阻尼磁通方向对 DDMD 进行控制时的 数字模型	102
3.3 按照阻尼磁通方向对电流源馈电型 DDMD 的控制	105
3.4 转子上带有单轴激磁绕组的电流源馈电型 交流同步电动机的特殊情况	111
3.5 按照阻尼磁通方向对电压源馈电型 DDMD 的控制	115
4. 带有凸极和阻尼绕组的交流同步电动机(DSM)	119
4.1 将转子旋转磁场视为固定坐标系时 DSM 的 数学模型	119
4.2 按照定子磁通方向对电流源馈电型 DSM 的 控制	122
附录	141
1. 表征交流异步电动机的系统方程式	141
2. 表征凸极同步电动机的系统方程式	153

1. 鼠笼型交流异步电动机 (DAM)

按磁场方向(磁场定向)对异步电动机的控制方法,起源于利用空间矢量对电动机动态性能的数学描叙。磁场定向的含意为:将电机数学模型所选定的参考轴的空间位置,同转子磁通空间矢量,定子磁通空间矢量或气隙磁通空间矢量联系起来。若选用转子磁通空间矢量作为定位向量,则可得到最简单的数学模型和控制系统,当定子电流空间矢量为已知时,其数学模型相同于他激、有补偿的直流电动机的情况。按磁场方向对异步电动机的控制,系通过给出电机定子电流空间矢量的两个分量作为控制量来实现。这两个分量为在磁场定向所构成的坐标系上的量。利用简单的去耦方法,可对磁通空间矢量值和内部的电磁转矩独立进行控制。调速系统中的转矩控制量,系由转速控制器产生,而速度控制量,须考虑到电机的许用磁负荷、外施电压或所产生的损耗等因素来选定。

1.1 采用空间矢量表示 DAM 的数学模型

如果在定子绕组中不存在零序电流,也就是说定子绕组为三角形接法,或者为中性点不接通的星形接法,则下列复数形式的电压方程组,可适用于气隙磁场沿空间作正弦分布的对称形电机(基本电机):

$$\begin{bmatrix} u_{s1} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \\ & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i'_{r1} \end{bmatrix} - j \begin{bmatrix} \dot{\psi}_s & \\ & \dot{\psi}_R \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \psi_{s1} \\ \psi_{R1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\psi}_{s1} \\ \dot{\psi}'_{R1} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

转换后的系统方程式(附录中导出),如(1.2)所示。磁通空间矢量和电流空间矢量的关系,通过自感而决定之,这里假定自感为不随电流而变化的量:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{s1} \\ \Psi'_{R1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sh} + L_{\sigma} & L_{sh} \\ L_{sh} & L_{sh} + L'_{R\sigma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i'_{R1} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

以数学方程表征电机特性时所用到的复数形式的电压,电流,磁通空间矢量,均按下述关系式由其各相瞬时值给出之:

$$\left. \begin{aligned} \text{定子电压: } \underline{U}_{s1} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(u_{s1} + \underline{a}u_{s2} + \underline{a}^2u_{s3})e^{j\gamma_s} \\ \text{定子电流: } \underline{i}_{s1} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{s1} + \underline{a}i_{s2} + \underline{a}^2i_{s3})e^{j\gamma_s} \\ \text{转子电流: } \underline{i}'_{R1} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{R1} + \underline{a}i_{R2} + \underline{a}^2i_{R3})\frac{1}{\underline{u}}e^{j\gamma_r} \\ \text{定子磁通: } \underline{\Psi}_{s2} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(\psi_{s1} + \underline{a}\psi_{s2} + \underline{a}^2\psi_{s3})e^{j\gamma_s} \\ \text{转子磁通: } \underline{\Psi}'_{R1} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(\psi_{R1} + \underline{a}\psi_{R2} + \underline{a}^2\psi_{R3})\underline{u}e^{j\gamma_r} \end{aligned} \right\} \quad (1.3)$$

令 $\underline{a} = e^{j2\pi/3}$, 变比 $\underline{u}$ 为:

$$\underline{u} = \omega_s \underline{\xi}_{s1} / (\omega_R \underline{\xi}_{R1} X_1).$$

任何一个不具有零序分量的三相系统,都可以通过一个复数形式的空间矢量而描述之。上述方程组中 γ_s 和 γ_r 的含义,由图 1.1 表明,它们与所选定的参考轴的位置有关。无挤流效应的转子鼠笼型绕组,等值地以三相对称的矩形绕组代替之。 L_{sh} 为换算到定子侧的主电感,并将转子电阻和转子漏电感换算至定子侧,则:

$$R'_R = \underline{u}^2 R_R, \quad L'_{R\sigma} = \underline{u}^2 L_{R\sigma}$$

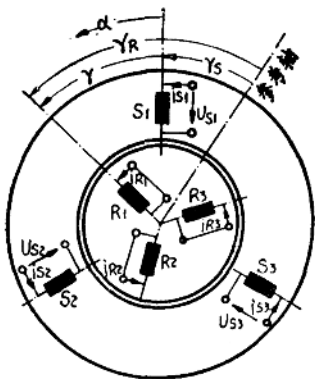


图 1.1 2 极鼠笼型交流异步电动机的模型

$w_S \dot{E}_{S1}$ 和 $w_R \dot{E}_{R1}$ 为定, 转子的有效匝数, α_1 为斜槽系数。

按附录导出所示, 内部电磁转矩方程式, 可通过对定, 转子电流空间矢量的计算而得出:

$$M_{i1} = 2PL_{SN} \text{Im}\{\dot{i}_{S1} \dot{i}_{R1}^*\} \quad (1.4)$$

式中: p ——极对数。由异步电动机和拖动机械组成的传动系统的数学模型, 可以通过电压方程式(1.1)和适用于刚性系统的瞬时转矩平衡条件而确定之:

$$M_{i1} = \frac{1}{p} J \ddot{\gamma} + M_L \quad (1.5)$$

$\gamma = \gamma_R - \gamma_S$, 为转子的空间位置角, J 为全部传动件的轴向惯性矩, M_L 为拖动机械所要求的负载转矩, 需要的话, 可以认为它已包括传动装置的机械损耗转矩在内。

在与定子绕组轴线一致的参考轴(以下简称定子上参考轴) $\gamma_S = 0$ 的坐标系中, 异步电动机的激磁电流空间矢量为:

$$\dot{i}_\mu = \dot{i}_{S1} + \dot{i}_{R1}^* \quad (1.6)$$

它即决定了沿空间作正弦分布的气隙磁场的振幅和其位置的瞬

时值。气隙磁感应的径向分量，与圆周角 α (按图 1.1 为相对于定子 S1 相绕组轴线的位移角) 和时间 t 有关，

$$B(\alpha, t) = \sqrt{3} \mu_0 \frac{w_s \xi_{s1}}{p \pi \delta''} 2 \operatorname{Re} \{ i_a e^{-j(\alpha + \varphi_s)} \} \quad (1.7)$$

这里 δ'' 为等效气隙，考虑槽开口和铁心磁势的影响。它的关系已在附录中导出。若将激磁电流空间矢量采用下式表出：

$$i_a = \frac{1}{\sqrt{2}} i_a e^{j(\varphi_s + \varphi_s)} \quad (1.8)$$

(图 1.2)，则由式(1.7)，可得出气隙磁感应为

$$B(\alpha, t) = \sqrt{6} \mu_0 \frac{w_s \xi_{s1}}{p \pi \delta''} \cdot i_a \cos(\varphi_s - \alpha). \quad (1.9)$$

当电机常数为已知时，通过测量 $\alpha = 0$ 和 $\alpha = \pi/2$ 位置上的气隙磁感应值，则可确定 i_a 和 φ_s ：

$$B(\alpha = 0, t) = \sqrt{6} \mu_0 \frac{w_s \xi_{s1}}{p \pi \delta''} \cdot i_a \cos \varphi_s,$$

$$B\left(\alpha = \frac{\pi}{2}, t\right) = \sqrt{6} \mu_0 \frac{w_s \xi_{s1}}{p \pi \delta''} \cdot i_a \sin \varphi_s.$$

有关测量的问题，在参考文献(略)已有详述。电机数学模型中参考轴的位置，系通过给出 γ_s, γ_R 中任何一个角度而确定。

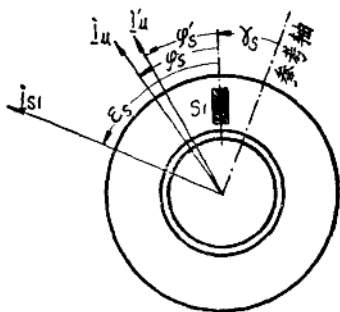


图 1.2 在任意选定参考轴的位置时对空间矢量的定义(假定 $\sigma_R = 0.1$)

另外一个角度即按关系式 $\gamma_R - \gamma_S = \gamma$ 而求出之(图 1.1)。

1.2 按照转子磁通方向控制 DAM 时的数学模型

如果将参考轴重叠在转子磁通空间矢量上, 则可得到异常简单的异步电动机的数学表达式。先对激磁电流空间矢量给出定义, 这个矢量与转子磁通空间矢量成正比。按式 (1.2), 转子磁通空间矢量为:

$$\psi'_{R1} = (L_{S\sigma} + L'_{R\sigma}) i'_{R1} + L_{S\sigma} i_{S1}$$

将(1.6)式代入上式:

$$\begin{aligned} \psi'_{R1} &= (L_{S\sigma} + L'_{R\sigma}) i_{\mu} - L'_{R\sigma} i_{S1}, \\ \psi'_{R1} &= L_{S\sigma} [(1 + \sigma_R) i_{\mu} - \sigma_R i_{S1}], \end{aligned} \quad (1.10)$$

和 $\sigma_R = L'_{R\sigma} / L_{S\sigma}$ 。

现定义关系式:

$$\psi'_{R1} = L_{S\sigma} i'_{\mu} \quad (1.11)$$

并将它与式(1.10)比较, 则可得出与转子磁通空间矢量成比的激磁电流空间矢量为:

$$i'_{\mu} = (1 + \sigma_R) i_{\mu} - \sigma_R i_{S1}. \quad (1.12)$$

忽略转子漏电感($\sigma_R = 0$)时, 则 $i'_{\mu} = i_{\mu}$, 也就是说转子磁通和气隙磁通完全相等。按式(1.8), 得出相应的计算式(图 1.2)为:

$$i'_{\mu} = \frac{1}{\sqrt{2}} i'_{\mu} e^{j(\sigma'_S + \gamma_S)} \quad (1.13)$$

今根据要求, 将参考轴重叠在 ψ_{R1} 即 i'_{μ} 空间矢量上, 于是得到:

$$\gamma_S = -\varphi'_S, \quad \gamma_R = -\varphi'_S + \gamma. \quad (1.14)$$

由式(1.13)和(1.14), 得出:

$$i'_{\mu} = \frac{1}{\sqrt{2}} i'_{\mu}, \quad (1.15)$$

这就是说, 激磁电流空间矢量 i_{μ} 和参考轴(实轴)具有相同的空

间角位置(图 1.3)。以下所讨论的一些关系式,均基于式 (1.14) 中对参考轴位置所作出的规定而进行之。

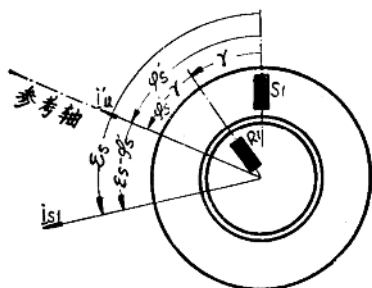


图 1.3 将转子磁通空间位置作为参考轴
($\gamma_s = -\phi'_s$)时的电流空间矢量

考虑到式(1.11), (1.14)和(1.15), 式(1.1)中的转子电压方程式,可采用下列形式:

$$0 = R'_R i'_{R1} + j(\phi'_s + \dot{\gamma}) \frac{1}{\sqrt{2}} L_{Sh} i'_{\mu} + \frac{1}{\sqrt{2}} L_{Sh} \dot{i}'_{\mu}.$$

借助方程式(1.6), (1.12)和(1.15), 转子电流空间矢量可变换为:

$$\begin{aligned} i'_{R1} &= i_{\mu} - i_{S1}, \\ i'_{R1} &= \frac{1}{1 + \sigma_R} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} i'_{\mu} + \frac{\sigma_R}{1 + \sigma_R} i_{S1} - i_{S1}, \\ i'_{R1} &= \frac{1}{1 + \sigma_R} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} i'_{\mu} - i_{S1} \right). \end{aligned} \quad (1.16)$$

由此得出:

$$0 = \frac{R'_R}{1 + \sigma_R} (i'_{\mu} - \sqrt{2} i_{S1}) + j(\phi'_s - \dot{\gamma}) L_{Sh} i'_{\mu} + L_{Sh} \dot{i}'_{\mu}$$

令转子时间常数:

$$\tau_R = \frac{(1 + \sigma_R)L_{S\delta}}{R'_R} \quad (1.17)$$

复数形式的转子电压方程式的最终表达式为:

$$i'_\mu + \tau_R \dot{i}'_\mu = \sqrt{2} i_{S1} - j(\phi'_S - \dot{\gamma}) \tau_R i'_\mu \quad (1.18)$$

一切空间矢量约可分解为实数部分和虚数部分, 若将复数形式的定子电流空间矢量表示为:

$$i_{S1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{Sp} + j i_{Sq}) \quad (1.19)$$

这里 i_{Sp} , i_{Sq} 皆为实数。则由方程式 (1.18) 可导出下列两个实数方程式:

$$i'_\mu + \tau_R \dot{i}'_\mu = i_{Sp} \quad (1.20)$$

$$0 = i_{Sq} - (\phi'_S - \dot{\gamma}) \tau_R i'_\mu \quad (1.21)$$

这两个重要方程式表明, i'_μ 同 i_{Sp} 通过一个 VZ1—环节而联系起来, i_{Sp} 为 $\sqrt{2} i_{S1}$ 在参考轴上的分量。今 i_{Sq} 为 $\sqrt{2} i_{S1}$ 在垂直于参考轴方向上的分量, 在 i'_μ 维持不变的情况下, 与角速度 $(\phi'_S - \dot{\gamma})$ 成正比, 这里角速度为激磁电流空间矢量 i'_μ 或参考轴相对于转子的旋转速度(图 1.3)。

按方程式(1.4)(1.16)和式(1.19), 得出下列电磁转矩方程式:

$$\begin{aligned} M_{11} = 2pL_{S\delta} \operatorname{Im} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{Sp} + j i_{Sq}) \frac{1}{1 + \sigma_R} \right. \\ \left. \times \left[\frac{1}{\sqrt{2}} i'_\mu - \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{Sp} - j i_{Sq}) \right] \right\}, \\ M_{11} = K_1 i'_\mu i_{Sq} \end{aligned} \quad (1.22)$$

代入常数

$$K_1 = \frac{pL_{S\delta}}{1 + \sigma_R} \quad (1.23)$$

式(1.22)为第三个重要方程式, 它表明, 在 i'_μ 保持不变时,

电磁转矩系与 i_{s1} 垂直于参考轴的分量 i_{sq} , 或者与式(1.21)的角速度 $(\omega'_s - \gamma)$ 成正比。

类似于式(1.8), (1.13), 可以导出定子电流空间矢量的一般表达式为(图 1.2 和 1.3),

$$i_{s1} = \frac{1}{\sqrt{2}} i_s e^{j(\varepsilon_s + \gamma_s)}, \quad (1.24)$$

采用式(1.14)的 γ_s 值, 则式(1.19)的二个分量为,

$$\begin{aligned} i_{sp} &= i_s \cos(\varepsilon_s - \varphi'_s), \\ i_{sq} &= i_s \sin(\varepsilon_s - \varphi'_s). \end{aligned} \quad (1.25)$$

通过方程式(1.20)和(1.22)可以看出, 这种对异步电机的控制方式, 和他激有补偿的直流电动机相似, 这里 i_{sp} 相当于励磁电流, i'_μ 相当于主磁通和 i_{sq} 相当于电枢电流。从系统框图(图 1.4)的右侧部分, 可以得出转子磁通定向的坐标系中异步电动机的数学结构式, 这种数学结构式系按式(2.20), (2.21), (2.22)和(1.5)而确定之。

根据式(1.24)表出的电流空间矢量, 在不存在零序分量时, 可以由下述一般方程式组。

$$\begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \text{Re} \left\{ \begin{bmatrix} 1 \\ q^1 \\ q \end{bmatrix} i_{s1} e^{-j\theta} \right\} \quad (1.26)$$

求得 3 相电流值,

$$\begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_s \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_s \\ \cos(\varepsilon_s - 2\pi/3) \\ \cos(\varepsilon_s - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

它们由 i_s 和 ε_s 决定之。为了得到电流源馈电型异步电动机的数学结构式, 必须对定子电流空间矢量(1.24)施行变换, 将

其从定子上参考轴的座标系统转换到以转子磁通矢量定向的参考轴的坐标系。在这种变换中, 需要用到角 φ'_s (图 1.3), 而角 φ'_s 可借助于式(1.5)和(1.21)由 i_μ , $i_{s\alpha}$ 和 M_L 求得之。式(1.24)中的电流空间矢量, 以 $-\varphi'_s = \gamma_s$, 并乘以 $\sqrt{2}$ 倍, 则有:

$$\sqrt{2} i_{s1} = i_s e^{j(\varepsilon_s - \varphi'_s)}$$

上式所表示的空间矢量, 为极座标形式, 参量为 i_s 和 $\varepsilon_s - \varphi'_s$, 通过座标转换器可将上述参量变换为卡氏坐标系中的 $i_{s\beta}$ 和 $i_{s\alpha}$, 其间的关系如式(1.25)所示。图 1.4 中右侧所示出的电流源馈电型异步电动机, 系由式(1.27)的三相电流系统馈电, 实际上, 对定子电流调节动态上具有快速响应的变频器馈电方式, 在特性上很接近于电流源馈电型, 变频器在电流额定值和实际值不完全相等情况下能够瞬态, 正确地变化输入电流, 但通常会产生高次谐波, 所以稳态下式(1.27)表示的电流系统, 不再完全为正弦形, 唯仍可将其理解为基波系统, 并通过常量 i_s 和 ε_s 而表明之。通过上述变换后, 在方框图中(图 1.4)会形成一个以角度 $(-\varphi'_s)$ 为反馈量的负反馈回路, 该回路将决定电流源馈电型异步电动机的瞬变过程。它为具有 3 个储能元件(2 个电气的和 1 个机械的)非线性系统。采用小变量法对它进行小信号特性的精确分析, 可能会出现电动机的不稳定运行区域。在采用完全正弦形、对称电流系统($i_s = \text{常数}$, $\varepsilon_s = \omega_s t$, $\omega_s = \text{常数}$) 馈电和稳定的稳态运行条件下, 当 $M_L = M_{L1} = \text{常数}$, 旋转频率 $\dot{\gamma}$ 亦为常数时, 电流空间矢量 i_{s1} 和 i'_μ 之间的夹角 $\varepsilon_s - \varphi'_s$, 亦保持不变, 根据式(1.21)和(1.22), 并将式(1.25)代入, 且 $i_{s\beta} = i'_\mu$, 则角 $(\varepsilon_s - \varphi'_s)$ 可按式计算之:

$$\sin^2(\varepsilon_s - \varphi'_s) = \frac{\tau_R(\omega_s - \dot{\gamma})M_L}{K_1 \cdot i_s^2}$$

$$\varepsilon_s - \varphi'_s = \arcsin \sqrt{\frac{\tau_R(\omega_s - \dot{\gamma})M_L}{K_1 \cdot i_s^2}}$$