

Abstract

High-quality AC-driving electrical locomotive is required with the fast development of China's railway industry. While vector control technology has been successfully applied to electrical locomotives abroad due to its high-quality control and fast response, only a few researches on vector control are directed to high-power application in China. Therefore, based on the former research in our laboratory, further researches on application of vector control to high-power asynchronous electrical machine are done in this article.

The dual-processor hardware control system is improved aiming at high-power application. Various control schemes and field orienting strategies are compared. Existing solution is refined especially in the field-weakening operation area for successful high-power application.

Because of the low switching frequency of GTO, different PWM modes are adopted according to operation range. The PWM strategies here are focused on transition from one modulation mode to another. Software is carefully designed to realize smooth transition task.

Correct acquisition of machine parameters is indispensable for high-quality operation of vector control system. Off-line VVVF measurement is carried out to get correct values of machine parameters. Furthermore, on-line parameter identification algorithms are provided. Simulating and experimenting results verified their feasibility. This gives a bright future for practical application of vector control system on electrical locomotive.

Key words: Electrical locomotive; Asynchronous Electrical machine; Field Oriented Control(FOC); Pulse Width Modulation(PWM); Digital Signal Processor(DSP); Microcontroller; Parameter Identification;

第一章 绪论

1.1 矢量控制技术的发展现状

矢量控制(Vector Control)又称为磁场定向控制(Field Oriented Control),亦即把交流电机空间磁场矢量的方向作为坐标轴的基准方向,将电机定子电流矢量正交分解为与磁场方向一致的激磁电流分量和与磁场方向垂直的转矩电流分量,通过对激磁电流分量和转矩电流分量分别控制,使交流电机能象他励直流电机一样控制^{[1][2][3][4]}。这个理论 1968 年首先由 Darmstädter 工科大学的 Hasse 博士提出。由于应用理论和硬件条件上的限制,当时矢量控制并没有很快进入实用化。

随着各国学者对矢量控制技术研究逐渐深入,再加上电子计算机技术、大规模集成电路技术以及电力电子器件技术的发展,在 80 年代中后期交流电机矢量控制技术开始逐步迈入实用阶段。

进入 90 年代,数字信号处理器(DSP)的应用,为矢量控制技术的实用化开拓出崭新局面,而 IGBT 的问世和 GTO 向大功率方向的发展也使得矢量控制技术的应用范围更为广阔。以矢量控制技术为核心的交流调速系统将有望在越来越多的领域中取代直流调速^{[5][6]}。

目前,矢量控制的发展方向有以下几个方面:

- (1)无速度传感器矢量控制技术的研究;
- (2)电机参数识别和跟踪;
- (3)大功率矢量控制系统的研究。

在矢量控制技术研究方面,德国、日本和美国走在了世界的前列,日本在研究无速度传感器方面较为先进;美国的研究人员在电机参数识

别方面研究比较深入，并且将神经网络控制、模糊控制等一些最新的控制技术应用到这方面；而德国在将矢量控制技术应用于大功率系统方面的实力很强，SIEMENS 公司已将矢量控制技术应用于交流传动电力机车等兆瓦级功率场合^{[15][16][17]}。

我国在 80 年代初就有有关矢量控制的文章发表，但限于当时的技术手段和工业基础，发展并不迅速。进入 90 年代，矢量控制技术的研究逐渐成为电气传动领域的热点。目前国内的研究工作主要集中在无速度传感器和电机参数识别方面，但许多工作仅限于计算机仿真，而对矢量控制系统在大功率场合中的应用以及实际控制系统的研制方面研究较少。

1.2 交流传动电力机车的发展和现状

本世纪 60 年代以前，电力机车普遍采用控制方式较为简单的直流调速系统，但由于直流电机体积大、单位功率重量指标差、维护和维修工作量大、以及单机最大功率和最大运行速度受电机换向器限制等缺点，制约了它在高速、大功率、高性能电力机车上的应用。

60 年代中期，研究人员开始将交流传动系统应用于电力机车上。进入 70 年代，采用异步交流传动系统的 DE-2500 内燃机车在德国试验成功，使得交流传动在牵引领域重新焕发了前所未有的活力。80 年代中期，随着电力半导体器件制造技术的进步，大功率门极可关断晶闸管(GTO)应用于电力机车上，从而促进了作为交流传动技术重要组成部分的变流技术的发展，也使得交流传动电力机车更趋实用化^[18]。

进入 90 年代，随着铁路工作者对交流电机控制技术研究的深入，矢量控制和直接转矩控制等具有高动态控制性能的新技术开始被采用，使交流传动电力机车的品质进一步得到提升。

我国过去沿用的机车电传动形式，都是采用传统的串激式直流牵引

电机。经过多年研究论证，并吸收了国外发展交流调速的经验，我国也已确定发展交-直-交传动电力机车^{[18][19]}。

90年代初，铁道部株洲电力机车研究所和铁道部科学研究院共同试制了我国第一台 4.0MW 的 4 轴 AC4000 交流传动货运电力机车，它标志着我国电气化铁路进入了交流传动阶段。由于 AC4000 采用的是转差频率控制方法，同高技术性能电力机车还存在差距。

1.3 本论文的提出及研究内容

铁路事业的发展需要高性能的牵引动力，国外发达国家正逐步将矢量控制等高性能的交流电机控制技术应用于电力机车上。北方交通大学变流教研室很早就开始研究矢量控制系统在大功率牵引系统中的应用，致力于高性能、大功率交流传动技术的研究。在前人的研究基础上，本文主要做了以下几方面的工作：

1. 改进了基于 DSP 和单片机的双微机矢量控制硬件系统，使硬件系统的可靠性，可扩展性提高，更加适合大功率矢量控制系统。

2. 对不同的磁场定向方式及矢量控制方案进行深入分析，比较了它们之间的优缺点，针对大功率应用的特点，进一步完善了现有的矢量控制方案。

3. 针对电力机车主逆变器开关频率低的特点，改进了包括异步 SPWM、同步 SPWM、谐波优化 SPWM 的脉宽调制软件设计方案，重点改进了不同调制规律之间的过渡，使得过渡过程电流冲击大大减小。

4. 通过双微机系统对感应电机进行了变压变频条件下的堵转-空载实验，测得了电机的参数。实现了转子电阻的在线辨识，提高了感应电机的矢量控制系统性能。

第二章 矢量控制基本原理及感应电机空间矢量模型

2.1 矢量控制基本原理

感应电机是一种多输入、多输出、非线性、强耦合的系统，其稳态转矩表达式为：

$$T_e = K_T \phi_m I_2 \cos \varphi_2 \quad (2-1)$$

式中， K_T ：与电机结构有关的常数；

ϕ_m ：电机气隙磁通；

$I_2 \cos \varphi_2$ ：转子电流的有功分量。

从式(2-1)中可以看出，感应电机的稳态电磁转矩与定子电流并无直接关系。并且电机的三相定子电流既要产生电机中的旋转磁场又要产生电磁转矩，定子电流的激磁分量和转矩分量又与电机本身的设计情况以及负载有关，很难将两者区分开，若考虑到电机的动态过程，情况将更加复杂，因此感应电机的转矩控制是比较困难的。矢量控制的意义就在于它找到了一种方法，将定子电流瞬时值分解为互不耦合的激磁分量和转矩分量，并建立起电机动态电磁转矩和这两个分量的直接联系，使感应电机能象他励直流电机一样控制。

图 2-1 为感应电机空间矢量图，sD—sQ 为定子静止两相坐标轴系；x—y 为以任意角速度 ω_g 旋转的两相坐标轴系； $\vec{i}_{sg}$ 为 x—y 坐标系上的定子电流空间矢量； $\vec{u}_{sg}$ 为 x—y 坐标系上的定子电压空间矢量； i_{sx} 和 i_{sy} 是 $\vec{i}_{sg}$ 在 x、y 轴上的分量。若令 $\omega_g = \omega_s$ ，即令 x—y 坐标系以电机同步角速度 ω_s 旋转，并令 x 轴与感应电机磁链空间矢量 $\vec{\psi}_g$ 重合，则 i_{sx} 为与磁场方

向一致的励磁电流分量，而 i_{sy} 为与磁场方向垂直的转矩电流分量，通过对 i_{sx} 和 i_{sy} 分别控制，使感应电机能象他励直流电机一样控制，这就是矢量控制的基本原理。

按照图 2-1 对感应电机定子电流空间矢量进行分解，就可使电机拥有类似于它励直流电动机的瞬时电磁转矩表达式：

$$t_e = k_H |\bar{\psi}_g| i_{sy} \quad (2-2)$$

式中， k_H ：与电机结构有关的常数；

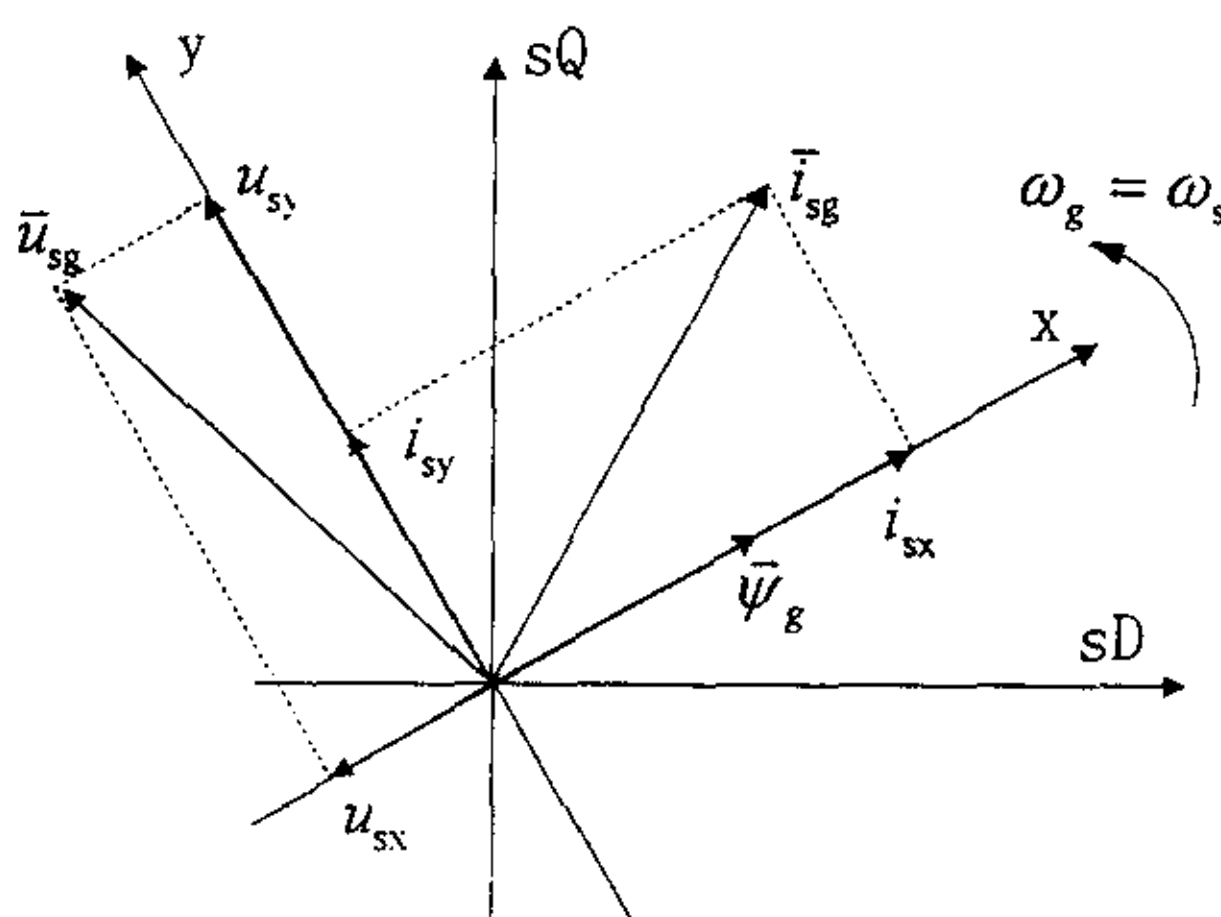


图 2-1 感应电机空间矢量图

2.2 感应电机空间矢量模型

矢量控制技术的基础就是建立旋转直角坐标系下的电机空间矢量模型，这种通过改变坐标系来研究电机模型的理论称为参考系理论^{[21][22]}。

在利用参考系理论建立感应电机空间矢量模型时，为简单计，作以下假设：

- (1) 具有对称的两极、三相绕组（转子亦等效为对称三相绕组形式）；

- (2) 气隙光滑、均匀，忽略电机槽楔影响；
- (3) 不考虑磁路饱和、铁心损耗和集肤效应。

2.2.1 三相/两相静止坐标变换

三相/两相静止坐标变换是将感应电机定、转子变量分别由与各自绕组相对静止的三相坐标系中变换到两相直角坐标系中，也即将定、转子均为三相绕组的电机变为定、转子均为两相绕组的电机。

本文采用变量瞬时峰值不变为原则的三相/两相变换方法，它使变换后两相绕组的相电压（电流）峰值与变换前三相绕组的相电压（电流）峰值相等。变换后的定子电流空间矢量 $\vec{i}_{s2}$ 和定子两相绕组的相电流峰值 $i_{sD\max}$ 、 $i_{sQ\max}$ 以及变换前三相绕组的相电流峰值 $i_{sA\max}$ 、 $i_{sB\max}$ 、 $i_{sC\max}$ 有如下关系：

$$|\vec{i}_{s2}| = i_{sD\max} = i_{sQ\max} = i_{sA\max} = i_{sB\max} = i_{sC\max} \quad (2-3)$$

变换后的电流空间矢量 $\vec{i}_{s2}$ 是一个以电机定子相电流峰值为幅值的旋转矢量，它在定子三相坐标轴上的投影分别等于定子三相电流瞬时值，如图 2-2 所示。

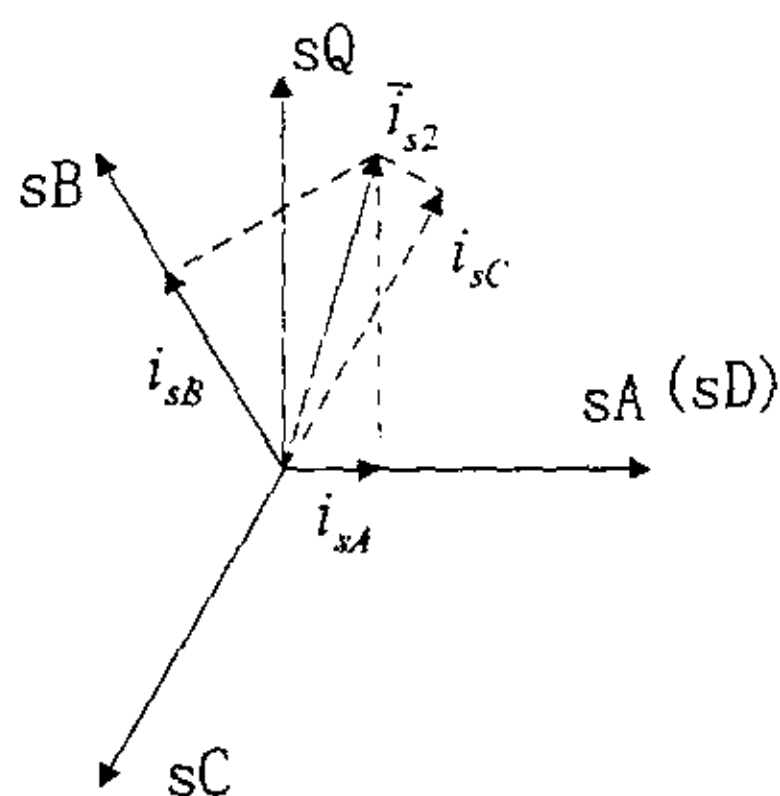


图 2-2 定子电流空间矢量在定子三相坐标轴上的投影

由此可得出变换前后的定子电压、定子电流和定子磁链空间矢量关系:

$$\bar{u}_{s2} = \frac{2}{3} \bar{u}_{s3} \quad (2-4)$$

$$\bar{i}_{s2} = \frac{2}{3} \bar{i}_{s3} \quad (2-5)$$

$$\bar{\psi}_{s2} = \frac{2}{3} \bar{\psi}_{s3} \quad (2-6)$$

转子坐标系的变换关系与定子坐标系相同, 这里从略。

2.2.2 坐标旋转

如图 2-3 所示, 坐标旋转是将静止的定子两相坐标轴系和以角速度 ω_r 旋转的转子两相坐标系分别进行旋转, 使两者都统一在以任意角速度 ω_g 旋转的 x-y 坐标系上, 以建立电机在旋转磁场坐标系上的数学模型。

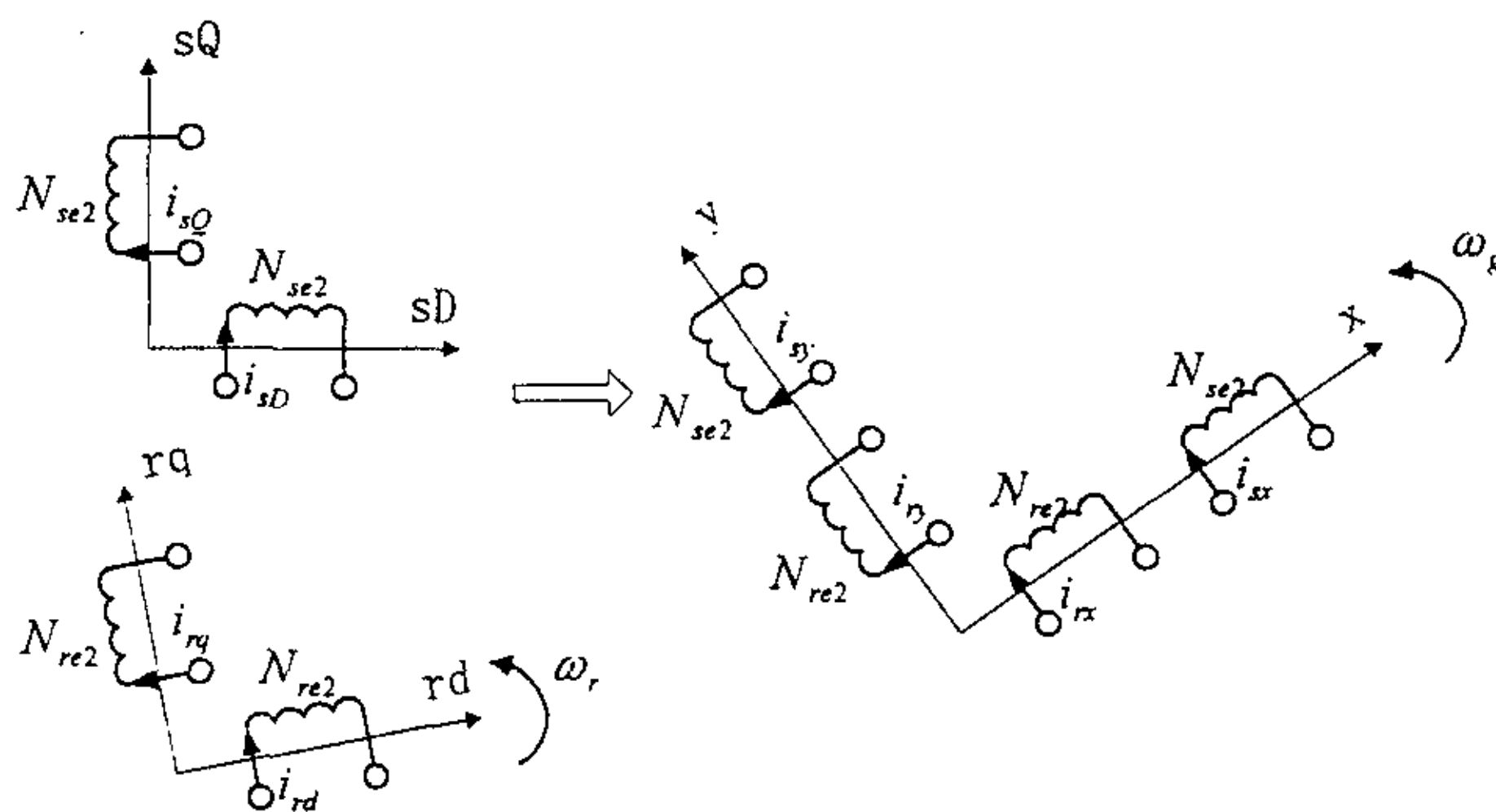


图 2-3 坐标旋转

感应电机在任意旋转两相坐标系上的空间矢量模型为:

(1) 电压方程:

$$\bar{u}_{sg} = R_s \bar{i}_{sg} + \frac{d\bar{\psi}_{sg}}{dt} + j\omega_g \bar{\psi}_{sg} \quad (2-7)$$

$$\bar{u}_{rg} = R_r \bar{i}_{rg} + \frac{d\bar{\psi}_{rg}}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \bar{\psi}_{rg} = 0 \quad (2-8)$$

(2) 磁链方程:

$$\bar{\psi}_{sg} = L_s \bar{i}_{sg} + L_m \bar{i}_{rg} \quad (2-9)$$

$$\bar{\psi}_{rg} = L_r \bar{i}_{rg} + L_m \bar{i}_{sg} \quad (2-10)$$

$$\bar{\psi}_{mg} = L_m \bar{i}_{sg} + L_m \bar{i}_{rg} \quad (2-11)$$

(3) 电磁转矩方程:

$$t_{e3} = C_t P \bar{\psi}_{sg} \times \bar{i}_{sg} \quad (2-12)$$

$$t_{e3} = C_t P \frac{L_m}{L_r} \bar{\psi}_{rg} \times \bar{i}_{sg} \quad (2-13)$$

$$t_{e3} = C_t P \bar{\psi}_{mg} \times \bar{i}_{sg} \quad (2-14)$$

式(2-12)~(2-14)给出了不同磁场定向方式下的电磁转矩的统一表达式, 其中, C_t 为转矩转换常数, 采用变量瞬时峰值不变法时取 3/2。

2.3 矢量控制方案研究

2.3.1 以 VSI 为主电路的矢量控制系统分类

经过多年论证, 我国的交-直-交电力机车牵引主电路已确定采用电压型逆变器(VSI)供电的异步电动机传动方式。尽管以电压型逆变器为主电路的矢量控制系统的具体实现方法有多种, 但根据磁场定向方式、磁链估算方法以及逆变器控制信号产生方法的不同, 可分为三大类, 如图 2-4 所示。

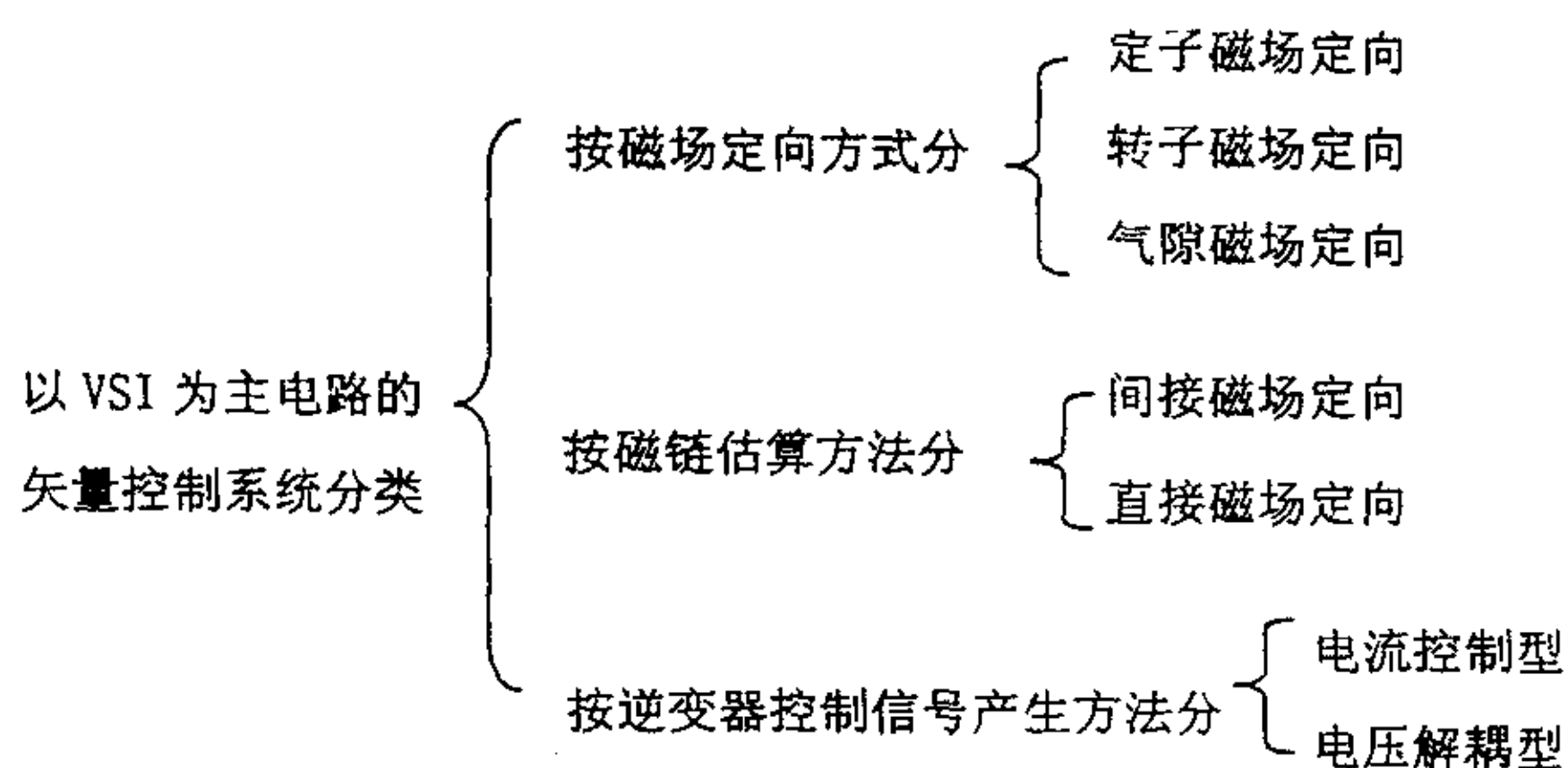


图 2-4 以 VSI 为主电路的矢量控制系统分类

2.3.2 各种矢量控制方案的比较

磁场定向方式分析比较

三种磁场定向方式在旋转参考系下电磁转矩和激磁电流表达式分别为：

定子磁场定向：

$$\begin{aligned} t_{e3} &= C_t P |\bar{\psi}_{sx}| i_{sy} \\ &= C_t P L_m |\bar{i}_{ms}| i_{sy} \end{aligned} \quad (2-15)$$

$$|\bar{i}_{ms}| + T_r \frac{d|\bar{i}_{ms}|}{dt} = \frac{L_s}{L_m} i_{sx} + \frac{L'_s T_r}{L_m} \frac{di_{sx}}{dt} + (\omega_{ms} - \omega_r) \frac{L'_s T_r}{L_m} i_{sy} \quad (2-16)$$

$$\omega_{ms} - \omega_r = \frac{\frac{L_s}{L'_s T_r} i_{sy} + \frac{di_{sy}}{dt}}{\frac{L_m}{L'_s} |\bar{i}_{ms}| - i_{sx}} \quad (2-17)$$

转子磁场定向：

$$\begin{aligned}
 t_{e3} &= C_t P \frac{L_m}{L_r} |\bar{\psi}_{rx}| i_{sy} \\
 &= C_t P \frac{L_m^2}{L_r} |\bar{i}_{mr}| i_{sy}
 \end{aligned} \tag{2-18}$$

$$|\bar{i}_{mr}| + T_r \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} = i_{sx} \tag{2-19}$$

$$\omega_{mr} - \omega_r = \frac{i_{sy}}{T_r |\bar{i}_{mr}|} \tag{2-20}$$

气隙磁场定向:

$$\begin{aligned}
 t_{e3} &= C_t P |\bar{\psi}_{mx}| i_{sy} \\
 &= C_t P L_m |\bar{i}_{mm}| i_{sy}
 \end{aligned} \tag{2-21}$$

$$|\bar{i}_{mm}| + T_r \frac{d|\bar{i}_{mm}|}{dt} = i_{sx} + \frac{L_r}{R_r} \frac{di_{sx}}{dt} + (\omega_{mm} - \omega_r) i_{sy} \tag{2-22}$$

$$\omega_{mm} - \omega_r = \frac{i_{sy} + \frac{L_r}{R_r} \frac{di_{sy}}{dt}}{T_r |\bar{i}_{mm}| - \frac{L_r}{R_r} i_{sx}} \tag{2-23}$$

由式(2-15)、(2-18)和(2-21)可以看出, 三种磁场定向方式下三相鼠笼式感应电机的电磁转矩表达式相类似, 都与相应的激磁电流和定子电流转矩分量 i_{sy} 的乘积成正比, 从表面上看, 三种磁场定向方式都可对电机的电磁转矩实现解耦控制, 通过分别调节激磁电流和定子电流转矩分量来控制转矩, 但由式(2-16)、(2-19)和(2-22)可知, 三种磁场定向方式下激磁电流的表达式有很大差别。转子磁场定向方式下激磁电流 i_{mr} 的表达式最为简单, 只与定子电流的激磁分量 i_{sx} 有关, 当通过改变定子电流转矩分量 i_{sy} 来调节电机转矩时, 激磁电流并不发生变化, 而在通过改变激磁电流来调节电机转矩情况下, 定子电流转矩分量 i_{sy} 也不发生变化, 转子

磁场定向方式对感应电机的电磁转矩实现了真正的解耦控制，使感应电机可象他励直流电机一样控制。而定子磁场定向和气隙磁场定向方式下的激磁电流表达式较为复杂，激磁电流不仅与定子电流的激磁分量 i_{sx} 有关，还和定子电流转矩分量 i_{sy} 有关。改变定子电流转矩分量 i_{sy} 来调节电机转矩时，激磁电流会发生变化，而当改变激磁电流来调节电机转矩时，定子电流转矩分量 i_{sy} 也会发生变化，激磁电流和定子转矩分量并未彻底解耦，与转子磁场定向方式相比，采用定子磁场定向和气隙磁场定向方式对电机电磁转矩进行控制则要复杂的多，因此，对三相鼠笼式感应电机的矢量控制多用转子磁场定向方式来实现。定子磁场定向和气隙磁场定向方式主要用于双馈型感应电机和同步电机矢量控制系统中。

电流控制和电压解耦控制分析比较

● 电流控制型矢量控制系统

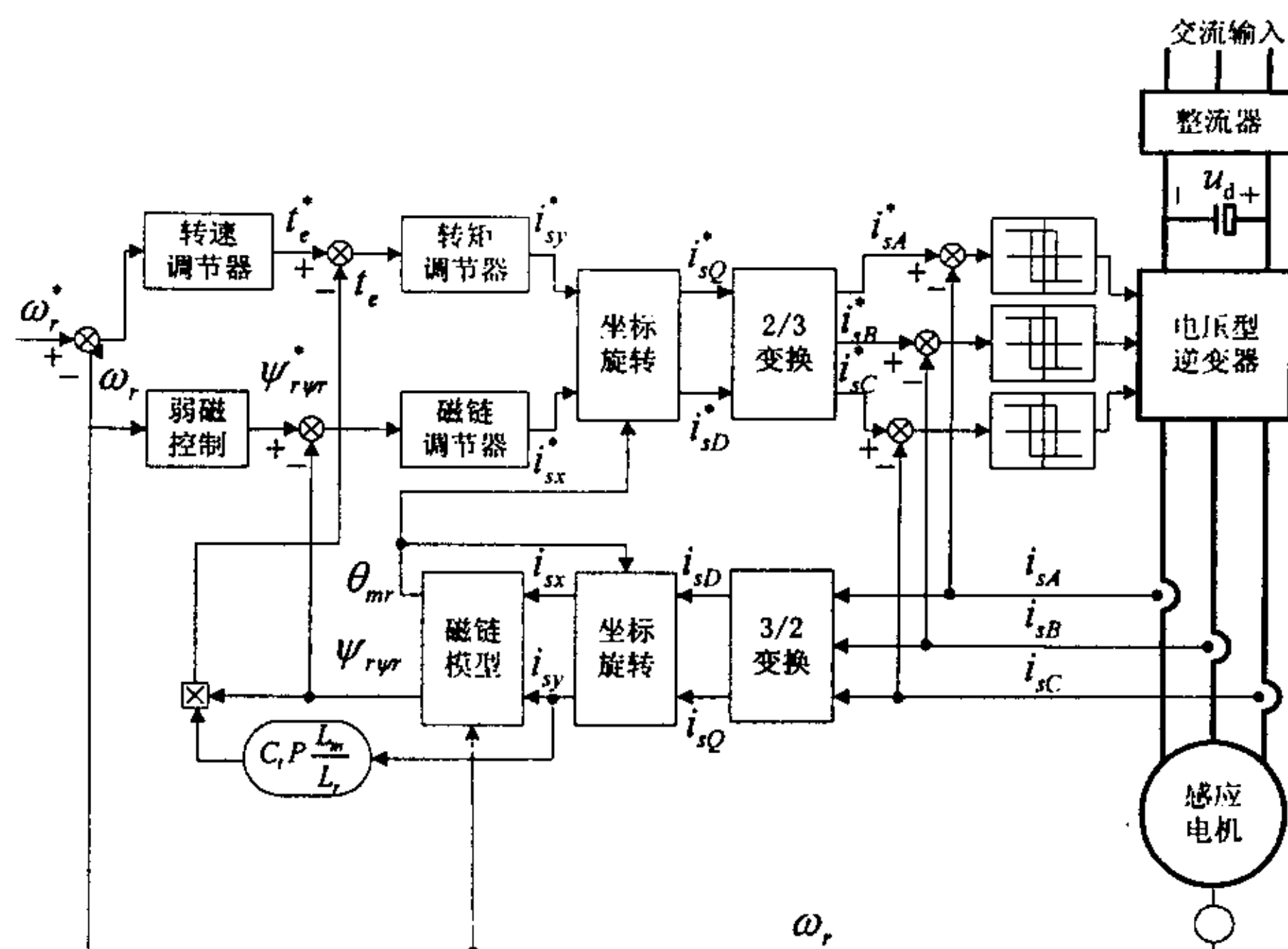


图 2-5 转子磁场直接定向电流控制型矢量控制系统原理图

图 2-5 是一种典型的基于转子磁场定向的电流控制型矢量控制系统，在有关矢量控制的文献中被广泛引用^[1,2,3,4,7]。由于控制感应电机所需要的三相定子电压信号由三相电流通过滞环控制器直接产生，所以这种矢量控制系统称为电流控制型矢量控制系统。

图 2-6 为电流滞环控制器原理示意图，对于小功率系统，采用这种方法是合适的。而对于大功率系统，若采用 GTO 做逆变器主开关器件，开关频率只有几百赫兹，势必要设定较宽的滞环范围，这将使电机定子相电流中产生较大的低次谐波，引起电机转矩波动；另外由于机车的速度调节范围较宽，电机可能会以大于额定转速的速度运行，逆变器将进入方波工况，采用电流闭环控制较难实现从 PWM 到方波的平滑过渡。因此，对于大功率系统，采用电流控制型的矢量控制系统是不合适的。

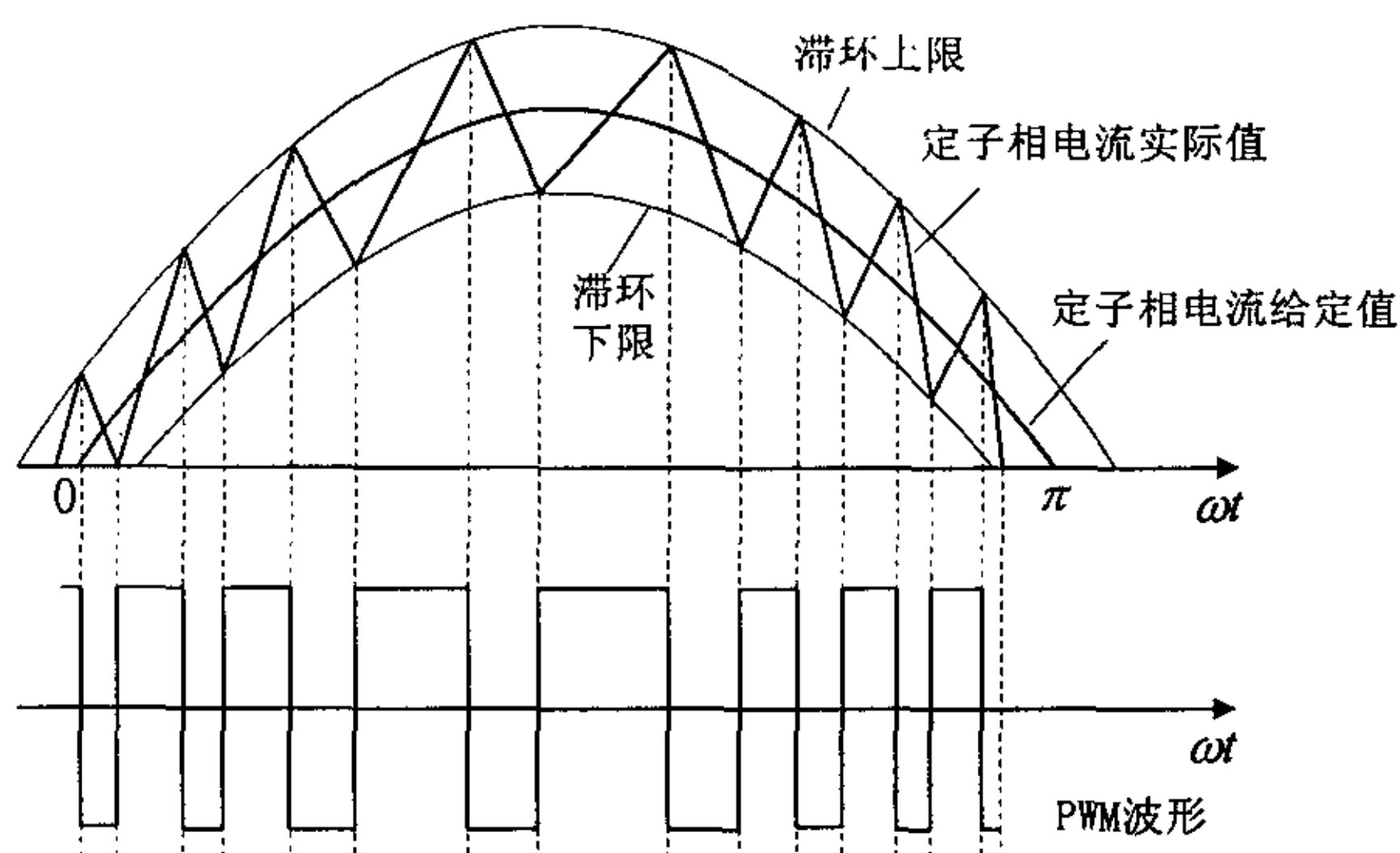


图 2-6 电流滞环控制器原理示意图

● 电压解耦型矢量控制系统

矢量控制的另一种方法是利用电机的定子电压方程，产生电机控制所需要的定子电压信号。将定子电压方程在转子磁场坐标轴系的直轴和

交轴上进行分解，得：

$$u_{sx} = R_s i_{sx} + L'_s \frac{di_{sx}}{dt} + \frac{L_m^2}{L_r} \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} - \omega_{mr} L'_s i_{sy} \quad (2-27)$$

$$u_{sy} = R_s i_{sy} + L'_s \frac{di_{sy}}{dt} + \omega_{mr} \left(\frac{L_m^2}{L_r} |\bar{i}_{mr}| + L'_s i_{sx} \right) \quad (2-28)$$

定义：

$$u'_{sx} = R_s i_{sx} + L'_s \frac{di_{sx}}{dt} \quad (2-29)$$

$$u'_{sy} = R_s i_{sy} + L'_s \frac{di_{sy}}{dt} \quad (2-30)$$

$$u_{dx} = -\omega_{mr} L'_s i_{sy} + (L_s - L'_s) \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} \quad (2-31)$$

$$u_{dy} = \omega_{mr} L'_s i_{sx} + (L_s - L'_s) \omega_{mr} |\bar{i}_{mr}| \quad (2-32)$$

由式(2-27)~(2-32)可以看出，在转子磁场定向的两相感应电机模型中，构成定子电压交轴分量 u_{sy} 的不仅有产生交轴电流 i_{sy} 的电压 u'_{sy} ，还有定子电流直轴分量 i_{sx} 产生的耦合电压 u_{dy} ；而定子电压直轴分量 u_{sx} 中不仅含有产生定子电流直轴分量 i_{sx} 的电压 u'_{sx} ，也包括定子电流交轴分量 i_{sy} 产生的耦合电压 u_{dx} ，为了消除感应电机交、直轴之间的耦合现象，矢量控制系统送给电机的直轴电压 u_{sx}^* 不仅要包含对直轴电流 i_{sx} 进行控制的电压 $\hat{u}_{sx}$ ，还要包含定子电流交轴分量 i_{sy} 产生的耦合电压 u_{dx} ；同样矢量控制系统送给电机的交轴电压 u_{sy}^* 不仅要包含对交轴电流 i_{sy} 进行控制的电压 $\hat{u}_{sy}$ ，还要包含定子电流直轴分量 i_{sx} 产生的耦合电压 u_{dy} 。式(2-33)和(2-34)为矢量控制系统产生的交、直轴电压的表达式：

$$u_{sx}^* = \hat{u}_{sx} + u_{dx} \quad (2-33)$$

$$u_{sy}^* = \hat{u}_{sy} + u_{dy} \quad (2-34)$$

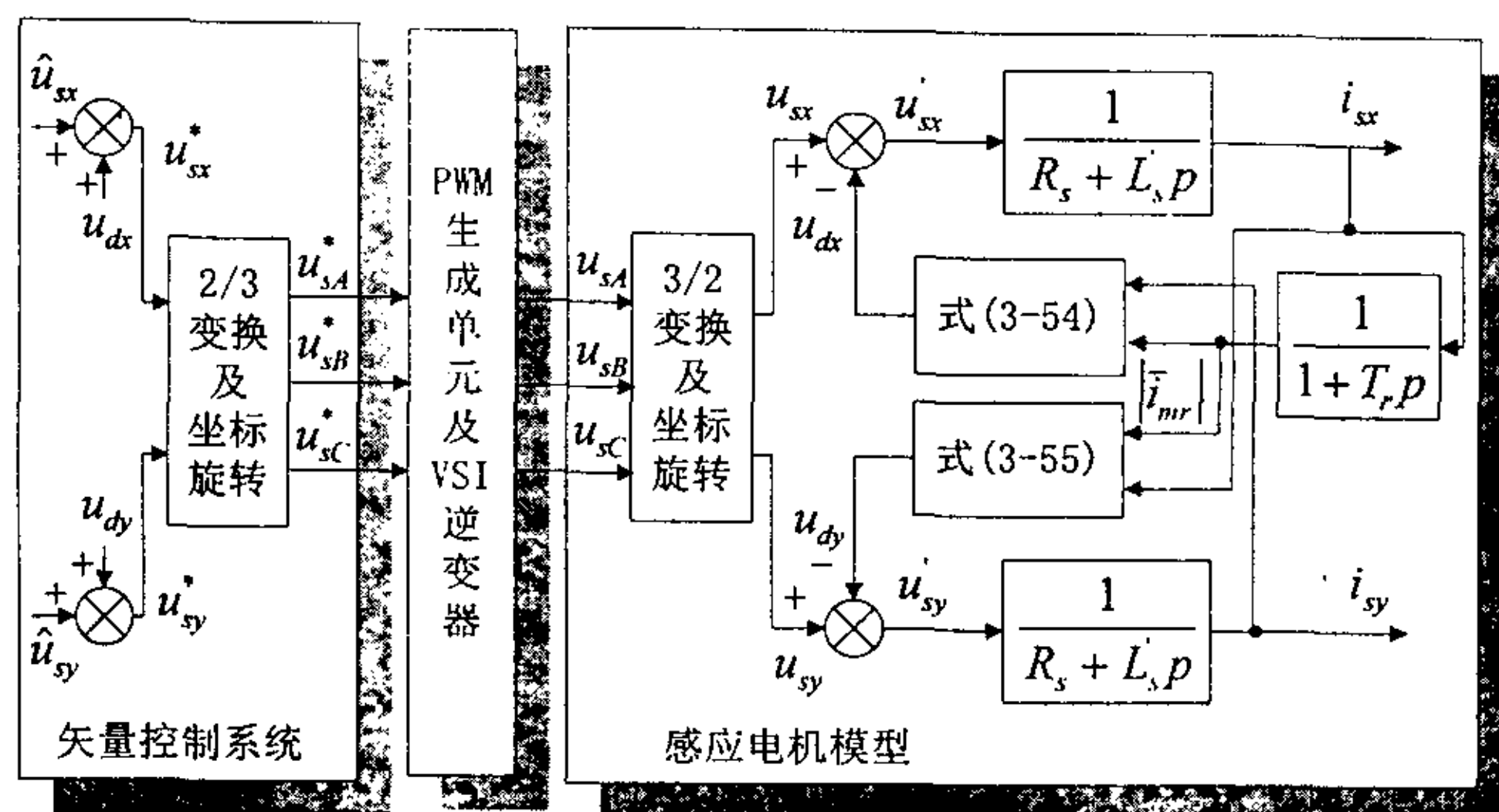


图 2-7 电压解耦型矢量控制系统与感应电机关系示意图

因为这种矢量控制方法依据感应电机的定子电压状态方程，对定子电压交、直轴分量之间的耦合作用进行去耦，所以称之为电压解耦型矢量控制。图 2-7 给出了电压解耦型矢量控制系统与感应电机之间的关系，图中的 p 为微分算子。

在电压解耦型矢量控制系统中，控制感应电机的定子电压信号在 PWM 生成单元之前就已产生，PWM 生成单元的作用只是将其调制成逆变器所需的开关信号，因此 PWM 生成单元和矢量控制单元可分开设计，当主电路功率较大，逆变器工作在较低开关频率下时，可采用一定的优化准则对 PWM 生成波形的谐波进行优化，从而抑制定子电流中低次谐波含量，保证输出转矩平稳，因此这种控制方法比较适合大功率场合。

● 间接磁场定向和直接磁场定向分析比较

间接磁场定向控制（Indirect Field Oriented Control）在有些文献中又被称为转差频率矢量控制（Slip Frequency Vector Control）或磁场前馈控制（Flux-forward Control）。间接磁场定向控制系统中无磁链闭环，磁链的幅值和相角由控制系统给定值计算出。

直接磁场定向控制 (Direct Field Oriented Control) 又称为磁场反馈控制 (Flux-feedback Control), 这种矢量控制系统中有磁链闭环, 必须获得磁链反馈信号方可实现。直接磁场定向控制系统中获得磁链反馈信号的方法有两种, 一种方法是在电机中放入霍尔元件或检测线圈直接测量磁链信号; 另一种方法利用检测到的电机转速、定子电压和定子电流信号建立磁链模型获得磁链的幅值和空间角度。

图 2-8 和图 2-9 给出了两种典型的转子磁场定向电压解耦型矢量控制系统, 图 2-8 为间接磁场定向, 图 2-9 为直接磁场定向。

图 2-8 所示的转子磁场间接定向电压解耦型矢量控制系统和图 2-9 所示的转子磁场直接定向电压解耦型矢量控制系统的核心部分虽然都是定子电压解耦单元, 但两个系统之间的差别还是很大的。间接磁场定向的电压解耦矢量控制系统实际上是对电机模型的逆向推导, 整个系统只有转速闭环这一个闭环, 没有电流闭环, 系统受电机参数影响较大, 无法达到很高的控制精度, 但由于控制系统结构较为简单, 容易实现, 所以可用于对控制性能要求不是很高的场合。直接磁场定向的电压解耦矢量控制系统的结构则要复杂得多, 包括转速、磁链、电流和相角多个闭环, 由于各个闭环的调节作用使得系统对电机参数的依赖性要小得多, 控制性能也比间接磁场定向的电压解耦矢量控制系统要好。

本文将图 2-9 所示的转子磁场直接定向电压解耦型矢量控制系统为基础, 对其所存在的问题进行分析并予以解决, 提出了自己的矢量控制方案。

2.3.3 本文中采用的矢量控制方案及特点

图 2-9 所示的矢量控制系统在实际应用中存在两方面的问题:

- (1) 没有考虑定子电流反馈滤波对系统动态性能的滞后影响;
- (2) 没有考虑逆变器方波工况对系统性能的影响。

本节将对以上两个问题进行分析, 并提出解决方案。

● 解决定子电流反馈滤波对系统动态性能的滞后影响

在大功率应用场合, 由于逆变器的开关频率较低, 电机的定子电流

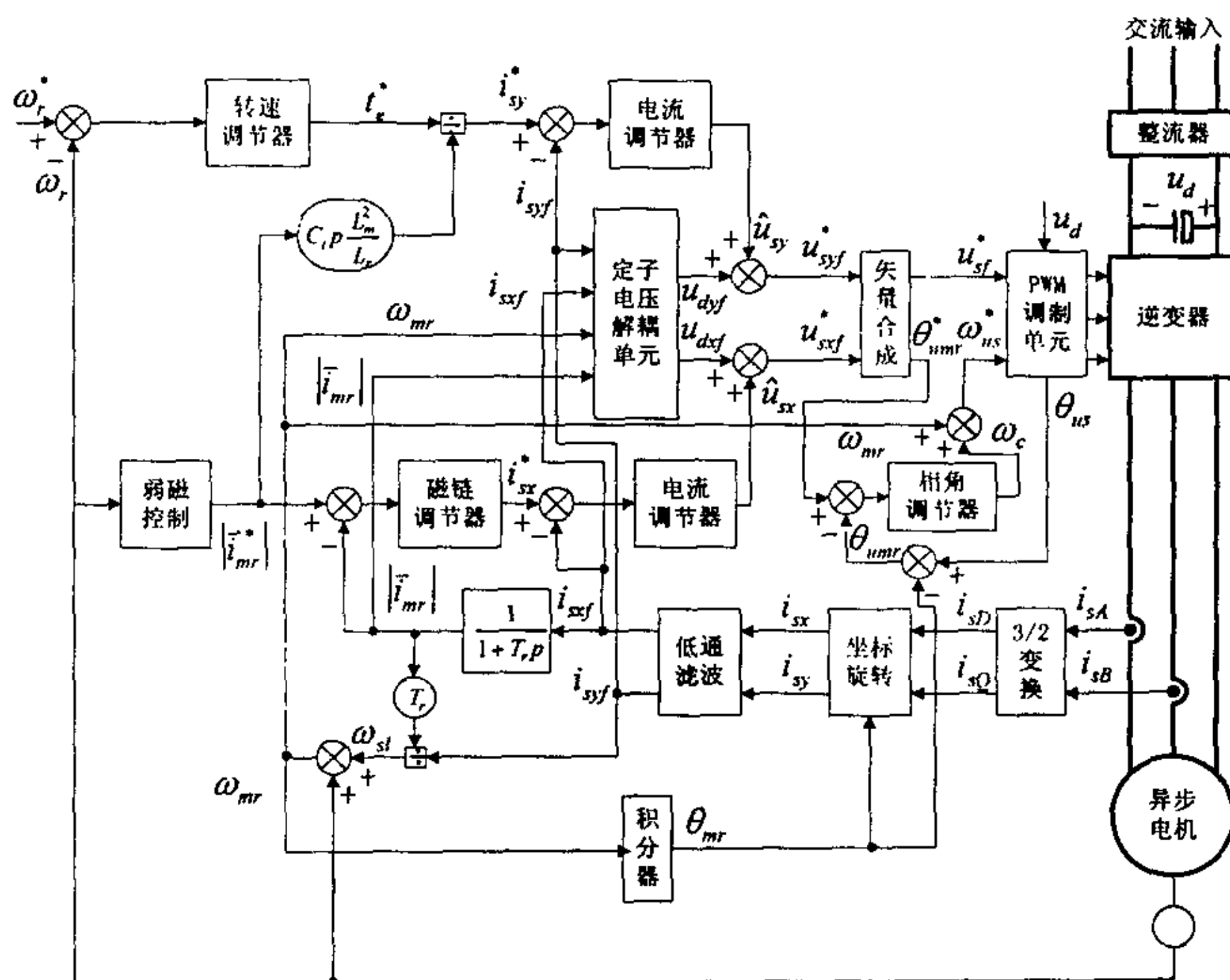


图 2-10 加入定子电流反馈滤波的转子磁场直接定向电压解耦型矢量控制系统原理图

中含有较大的低次谐波成分, 为降低这些低次谐波对系统的不良影响, 应在定子电流的反馈环节中加入低通滤波器。

当电机工作在稳态时,该低通滤波器不会引起直流成分的幅值衰减和相位滞后,但在动态过程中,例如定子电流转矩分量 i_{sy} 突变,滤波器仍会起滞后作用。为减弱这种滞后作用对系统动态性能的影响,需要对图 2-10 所示的转子磁场直接定向电压解耦型矢量控制系统进行改进,改进后的控制系统如图 2-11 所示。与图 2-10 所示的控制系统相比,图 2-11 中定子电压解耦单元的输入用的是定子电流激磁分量给定值 i_{sx}^* 、转矩分量给定值 i_{sy}^* 和激磁电流给定值 $|\bar{i}_{mr}^*|$,即用的是前馈解耦;而不象图 2-10 所示系统那样用反馈解耦。

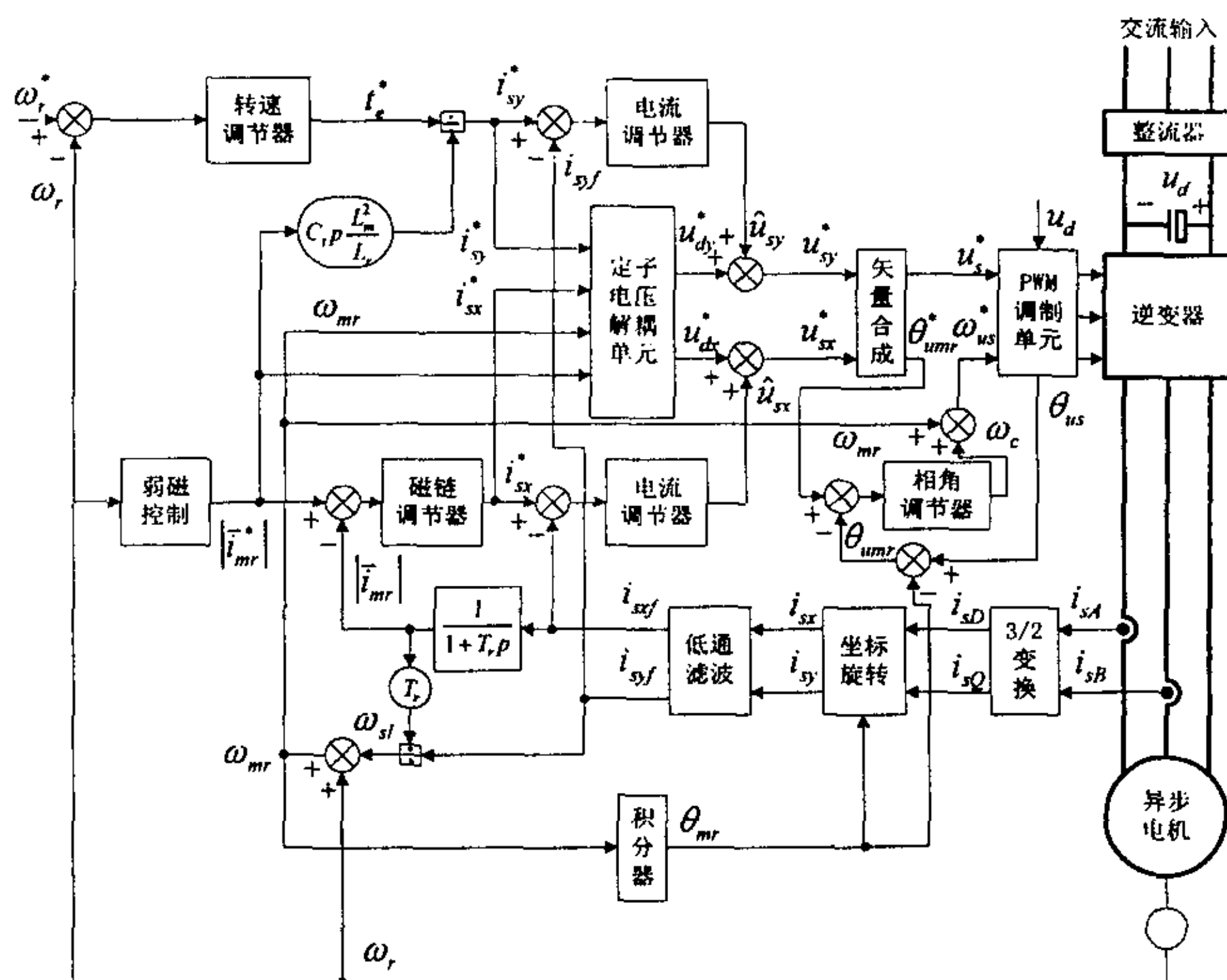


图 2-11 转子磁场直接定向电压前馈解耦型矢量控制系统原理图

反馈解耦的计算公式如式 (2-35)~(2-40)。反馈解耦原理图如图(2-12)所示。系统按反馈解耦计算得到的定子电压给定量 u_{sd}^* 、 u_{sq}^* 经过一系列

变换后加到电机模型上，用以抵消电机模型中的耦合项，使得对定子电流的转矩分量和激磁分量的控制转化为对两个相互独立的一阶惯性环节的控制。

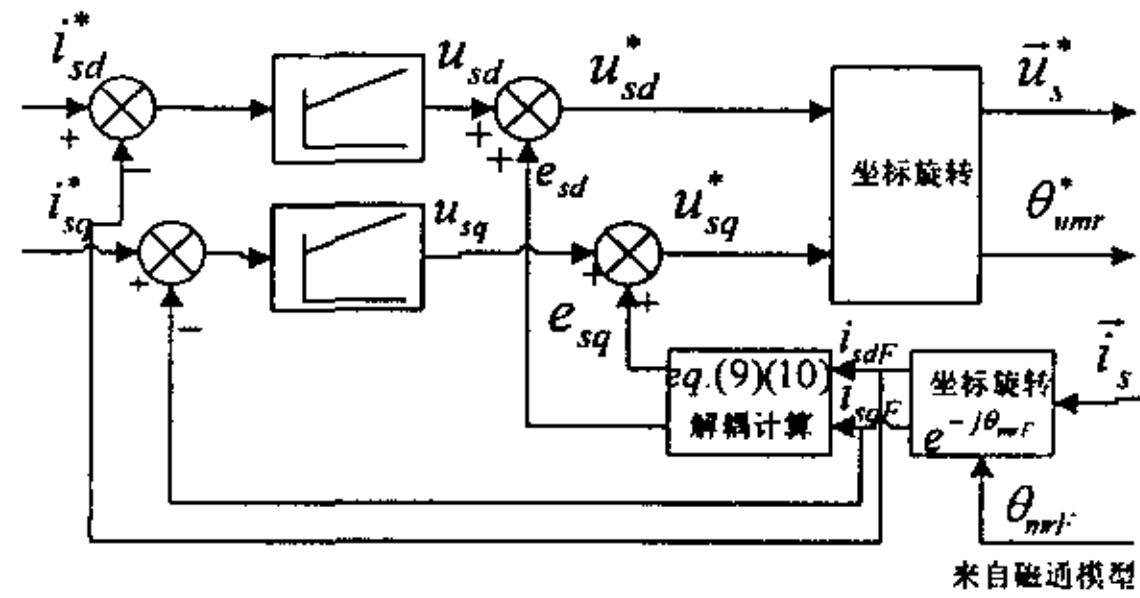
$$u_{sd}^* = u_{sd} + e_{sd} \quad (2-35)$$

$$u_{sq}^* = u_{sq} + e_{sq} \quad (2-36)$$

$$e_{sd} = -\omega_{mr} \sigma L_s i_{sqF} + \frac{1}{1 + \sigma_r} \dot{\psi}_r \quad (2-37)$$

$$e_{sq} = \omega_{mr} \sigma L_s i_{sdF} + \omega_{mr} \frac{1}{1 + \sigma_r} \psi_r \quad (2-39)$$

$$\omega_{mr} = \omega_r + \frac{L_m i_{sqF}}{T_r \psi_r} \quad (2-40)$$



图(2-12). 反馈解耦原理图

前馈解耦方法用电机模型方程直接计算定子电压给定 u_{sd}^* u_{sq}^* ，转矩电流分量和激磁电流分量由给定单元直接计算得出。电流参考给定经过一阶惯性环节后的输出作为解耦单元的输入，这相当于预先设定理想的转矩电流响应，根据电机模型逆推计算出满足给定响应的，即使电机完全解耦的定子电压给定信号 u_{sd}^* u_{sq}^* 。前馈解耦计算方程如下面几式：

$$u_{sd}^* = r_s i_{sd}^* - \omega_{mr} \sigma L_s i_{sq}^* \quad (2-41)$$

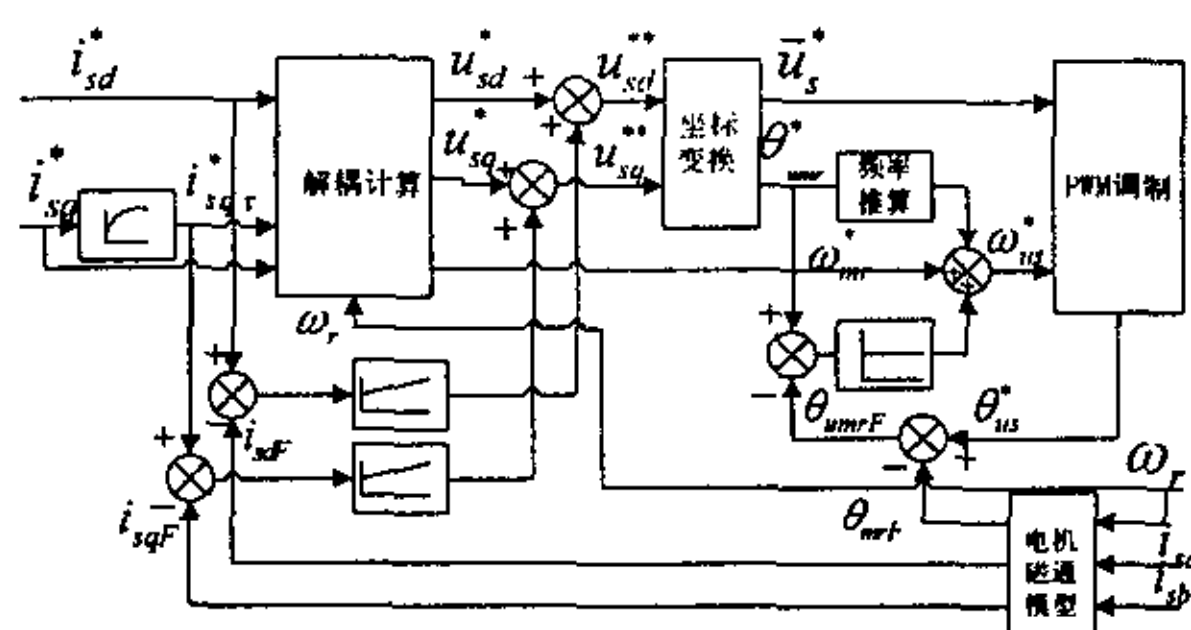
$$u_{sq}^* = r_s \dot{i}_{sq}^* + \sigma L_s \ddot{i}_{sq}^* + \omega_{mr} \sigma L_s i_{sd}^* + \omega_{mr} \frac{1}{1+\sigma_r} \psi_r^* \quad (2-42)$$

$$i_{sq\tau}^* = i_{sq}^* (1 - e^{-t/\tau}) \quad (2-43)$$

$$\omega_{mr}^* = \omega_r + \frac{L_m i_{sq}^*}{T_r \psi_r} \quad (2-44)$$

其中： τ 为预先设定的转矩响应时间。

显然，前馈解耦方式不采用反馈电流作为解耦输入，这就消除了电流低通滤波器滞后对解耦的影响。而且前馈解耦对转矩的调节并不依赖于电流调节器的输出，这样即使电流开环系统也能保证较好的动态响应。但实际应用中应有增量限幅设计，防止产生冲击。若再辅之以相位角闭环和电流闭环可在提高系统动态性能的同时降低电机参数变化对系统性能的影响。



图(2-13) 具有电流闭环和相位角闭环的前馈解耦矢量控制系统

● 解决逆变器方波工况对系统的影响

由于电力机车具有较宽的调速范围，当机车高速运行时，逆变器将进入方波工况。在方波工况下，不管矢量控制系统产生的定子电压信号为何值，实际送入电机的电压幅值都不会发生变化。

图 2-11 所示矢量控制系统的速度闭环和磁链闭环是通过定子电压幅

值信号和定子电压频率信号同时作用于电机后实现的，但在方波工况下，控制系统失去对定子电压幅值信号的控制，仅仅通过对定子电压频率信号的控制无法既保证电机转速与给定转速相等，又保证电机转子磁链与给定转子磁链相等。采用图 2-14 所示的矢量控制系统可使电机在方波工况下正常运行。

由于引入了转子磁链补偿环节，在方波工况下，转速闭环和磁链闭环均能正常工作，不管是转速给定发生变化还是负载转矩突变，电机实际转速均能与转速给定保持一致，电机中实际的转子励磁电流与给定励磁电流也能保持一致。

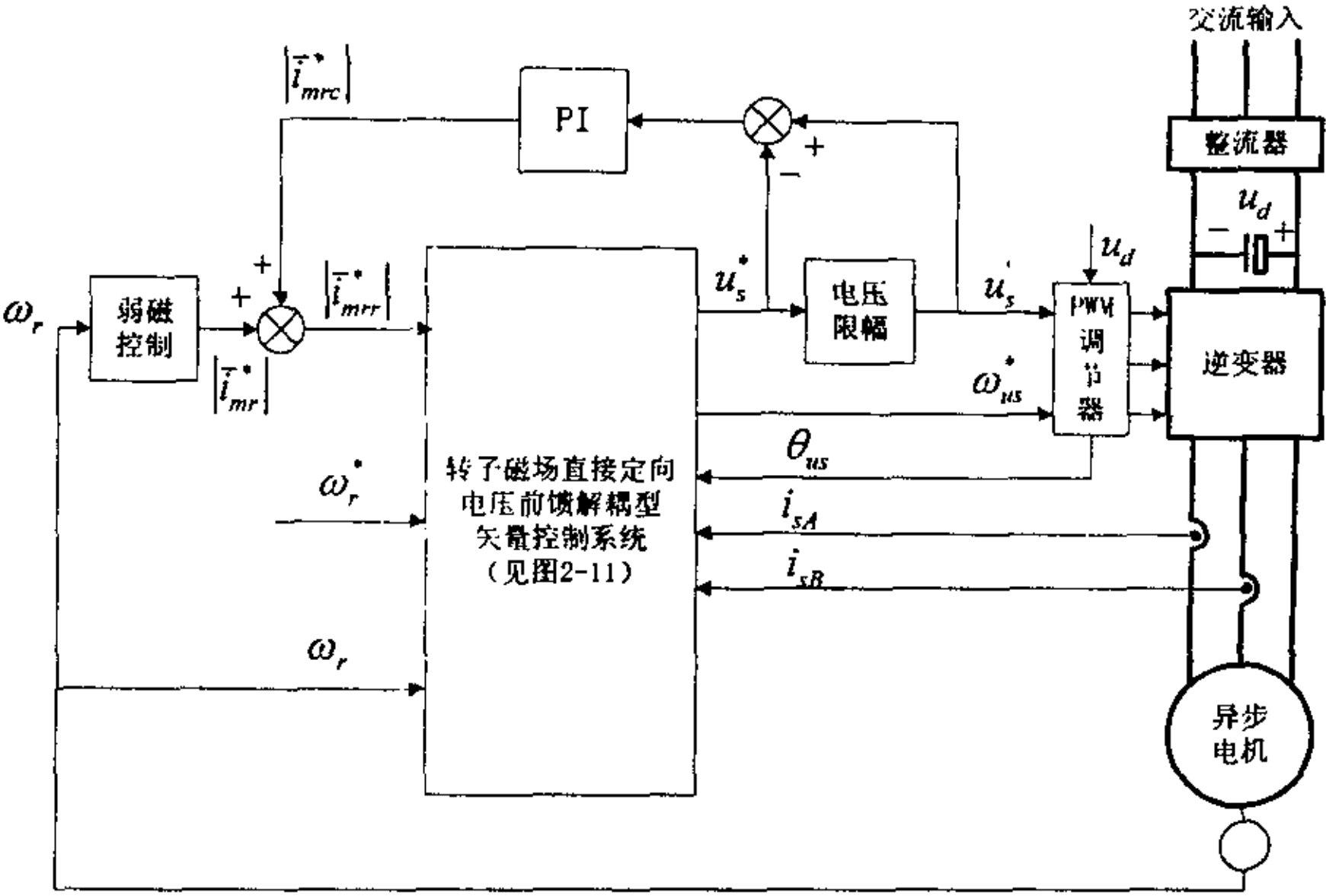


图 2-14 本文提出的矢量控制方案

2.4 本章小结

本章首先对矢量控制的基本原理和感应电机的空间矢量模型进行了阐述和分析，以建立各种矢量控制方案的基础。接着对矢量控制的各种磁场定向方法进行了深入分析，比较了它们之间的优缺点；之后比较了

不同的矢量控制方案。针对大功率系统的特点，以转子磁场直接定向的电压解耦型矢量控制方案为基础，着重研究了电机定子电流反馈滤波环节和逆变器方波工况对系统性能的影响，提出了一种矢量控制方案，该方案除采用电压前馈解耦以提高系统的动态响应能力及稳定性外，还对转子磁链给定进行反馈补偿，使控制系统在方波工况下依然能正常工作。

第三章 矢量控制系统的软硬件设计

为实现本文第二章所提出的矢量控制方案并进一步研究其可行性,需要建立包括主电路和控制电路在内的一整套实验系统。本章给出了实验系统的构成和基于数字信号处理器(DSP)和单片微控制器的双微机控制系统的软、硬件设计方法。

3.1 实验系统总体构成

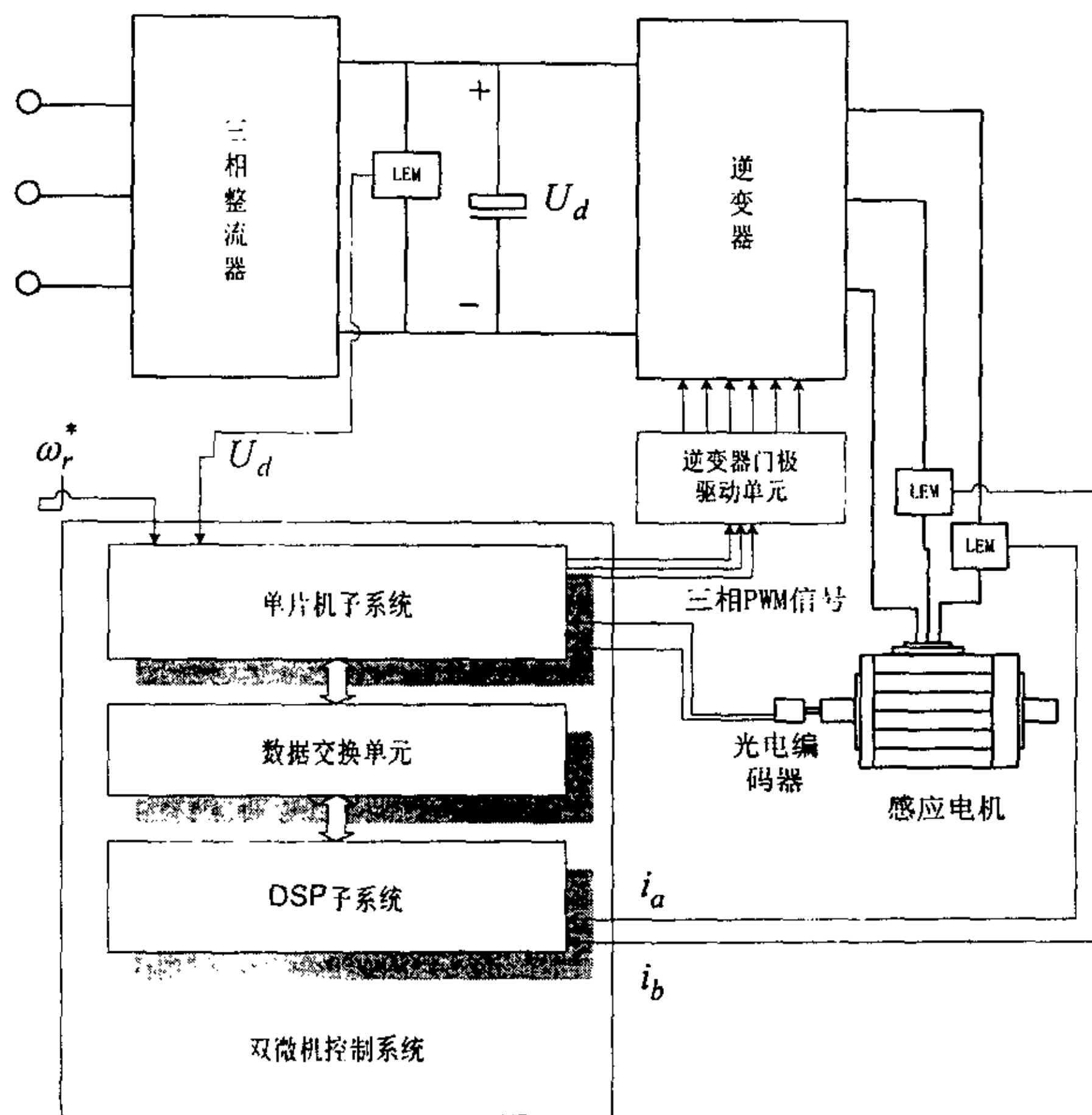


图 3-1 实验系统框图

图 3-1 为实验系统总体构成框图,由功率变换装置、双微机控制系统、感应电机和传感器构成。

功率变换装置由二极管三相整流器、中间支撑电容、两点式 IGBT 逆变器构成。

双微机控制系统由 DSP 子系统、数据交换单元和单片机子系统构成。DSP 子系统用来完成矢量控制系统中复杂的数学运算、数字滤波器和闭环调节器的数字实现;单片机子系统完成 SPWM 波形生成以及与外部电路的接口;数据交换单元用来在 DSP 子系统和单片机子系统之间交换各自所需的数据。

实验系统所用电机为 JO₂-31-4 型三相鼠笼式感应电机,其参数如下表所示:

参数	数值	单位
额定电压 U_n	380	V
额定电流 I_n	4.88	A
额定频率 f_n	50	Hz
极对数 p	2	
额定转速 n_n	1430	r/min
定子电阻 R_s	2.23	Ω
转子电阻 R_r	1.55	Ω
定子漏感 L_{sl}	0.0111	H
转子漏感 L_{rl}	0.0111	H
激磁电感 L_m	0.1988	H

表 3-1 电机参数

实验系统中的电流、电压传感器均采用瑞士 LEM 公司生产的模块。电流传感器用来检测电机定子相电流,型号为 LA-25NP;电压传感器用来检测逆变器直流侧电压,型号为 LV100。电机转速用 Omron 公司的转轴式光学编码器 E6B-CWZ 检测,每转 600 脉冲,其输出为互差 90°的两相脉冲信号。

实验系统中用功率为2.4KW的直流发电机外接可变电阻做感应电机的负载。

3.2 双微机矢量控制系统硬件结构

图3-2为本文所采用的双微机矢量控制系统硬件结构框图,该系统由DSP子系统、单片机子系统和数据交换单元构成。DSP子系统的核心为TEXUS INSTRUMENTS公司的32位浮点DSP芯片TMS320C31,单片机子系统的核心为INTEL公司生产的专门用于电机控制的16位单片微控制器80C196MC。

为了更简明直观地表示,图中省略了地址锁存器和数据缓冲器等基本外围电路。下面各小节将分述各子系统的硬件构成。

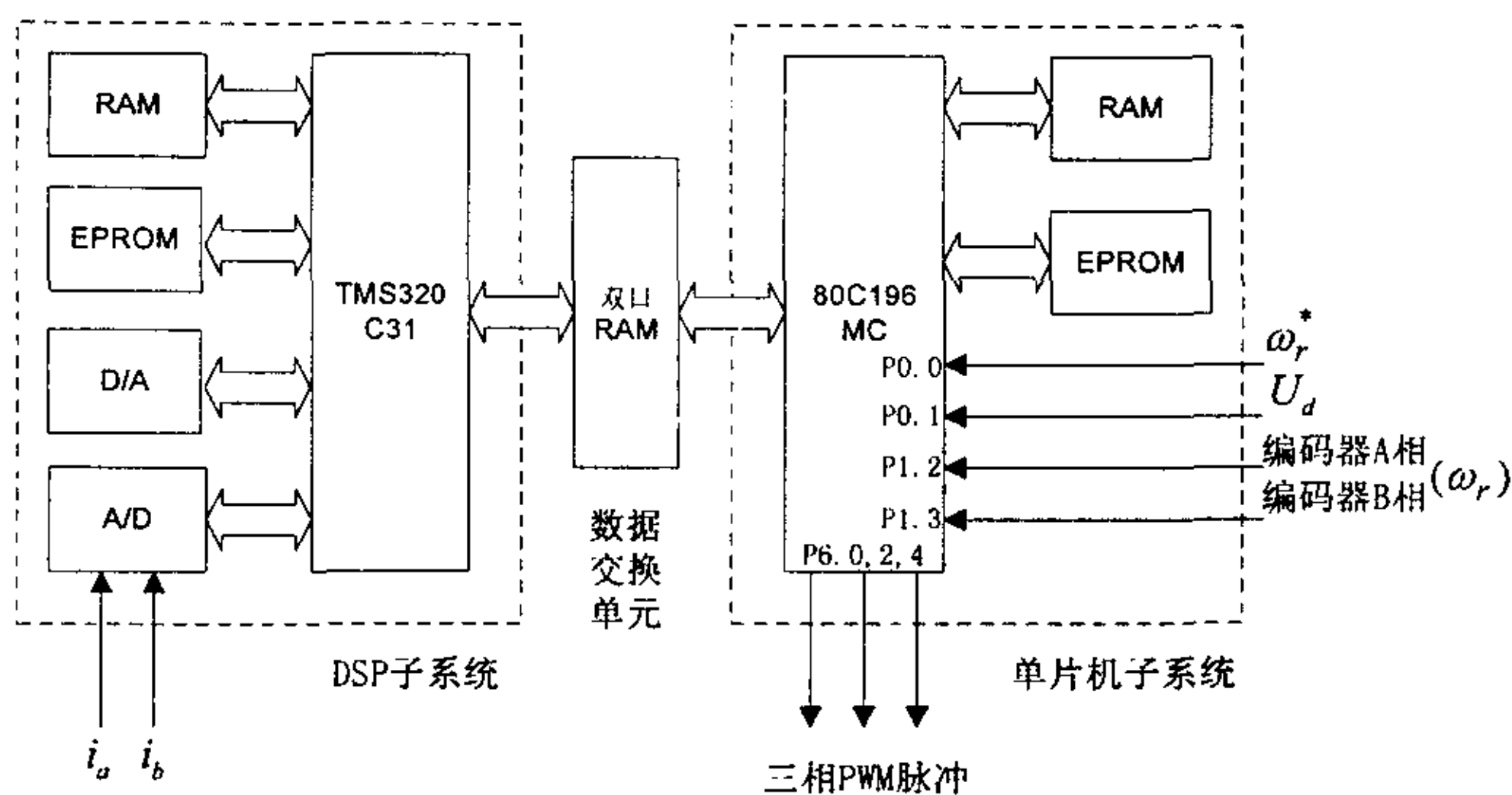


图 3-2 双微机控制系统硬件结构框图

3.2.1 DSP子系统的硬件构成

DSP子系统的核心为采用40MHz晶振的32位浮点DSP芯片TMS320C31。TMS320C31的外围电路包括:8片CY7C199高速RAM(64K

×32 位存储空间), 1 片 27C512EPROM (64K×8 位存储空间), 四路采用 12 位 A/D 采样芯片 AD1674 的模拟-数字转换通道, 两路采用 12 位 D/A 转换芯片 AD7845 的数字-模拟转换通道。AD1674 用来对 LEM 电压电流传感器测得的电机相电流信号采样。由于矢量控制算法均由控制软件完成, 各中间变量无法用示波器直接观测, 所以采用 AD7845 将其转换为模拟信号输出, 便于系统的调试和监控。

3.2.2 单片机子系统的硬件构成

单片机子系统的核心是 80C196MC, 采用 16MHz 晶振, 其外围电路包括: 2 片 6264RAM (16K×8 位存储空间), 2 片 27C128EPROM (32K×8 位存储空间), 1 片 82C55 系统扩展芯片 (8K×8 位存储空间)。本系统利用 80C196MC 的波形发生器 (WG) 产生逆变器所需的各种 PWM 波形, 利用 EPA 定时/计数器的 90°相移工作方式测量电机转速, 用 A/D0 (P0.0 口) 和 A/D1 (P0.1 口) 采样电机转速给定信号 ω_r^* 和由 LEM 电压传感器测得的逆变器中间直流电压信号 U_d 。

3.2.3 数据交换单元

数据交换单元由双端口 RAM 实现。双端口 RAM 是一种特殊的存储器, 它具有两组数据总线、地址总线和两组相应的控制总线。双端口 RAM 两组总线上的 CPU 可同时访问双端口 RAM 上的不同存储单元, 而不会发生访问的冲突和竞争。双端口的特殊结构使得 DSP 子系统和单片机子系统迅速、方便地交换数据, 增强了双微机系统的并行处理能力。

3.3 双微机矢量控制系统软件实现

控制系统软件由两部分构成：DSP 子系统的控制软件和单片机子系统的控制软件。图 2-12 所示矢量控制系统的主要功能是靠 DSP 子系统来完成的，DSP 子系统软件设计包括对系统中转速、磁链和电流调节器的设计、数字滤波算法的实现以及电压解耦、坐标变换和磁链计算等单元的实现。单片机子系统软件设计的重点是编制完善的 SPWM 波形发生程序和速度检测程序，此外还要完成逆变器直流侧支撑电压的检测、速度给定指令信号的跟踪以及对 8225 扩展数字量输入输出口的控制。

DSP 子系统的控制软件和单片机子系统的控制软件通过双端口 RAM 交换各自所需要的数据。经双端口 RAM 由单片机子系统送给 DSP 子系统的有：电机速度给定、电机实际转速、逆变器中间直流电压和电机定子电压空间矢量在定子坐标系中的角度。经双端口 RAM 由 DSP 子系统送给单片机子系统的有：电机定子频率给定值和 SPWM 调制深度给定值。

3.4 PWM 调制方法及各种调制方法之间的过渡

在本文所采用的矢量控制方案中，DSP 子系统在完成一系列矢量控制算法后，最终输出给 PWM 调制单元的只有两个计算结果：定子坐标系中的定子电压频率信号 f_m^* 和定子电压幅值给定信号 u_s^* （ u_s^* 除以逆变器直流侧支撑电压 u_d 即可获得调制深度信号 m_d^* ）。PWM 调制单元的任务就是根据 f_m^* 和 m_d^* 产生正确的三相 PWM 信号，输出给逆变器，控制电机按矢量控制系统的要求运行。

本系统中 PWM 调制单元属于单片机子系统，该单元是在充分利用

80C196MC 的波形发生器 (WG) 的硬件资源的基础上, 通过软件编程来实现的。

当被调制信号频率较低时, 本系统采用了异步 SPWM 调制方式, 在这种情况下由于载波比比较大, 由异步调制方式造成的正负半周不对称较小, 且避免了同步调制法中不同分频段之间频繁切换的问题, 实现起来更为简单, 控制效果也较好。但当被调制信号频率进一步提高时, 由异步调制方式造成的正负半周不对称将不能忽略, 三相 PWM 输出的对称性变差, 这时就应转入同步 SPWM 调制方式。

在电力机车中, 主逆变器的开关器件若采用 GTO, 开关频率只有数百赫兹, 当被调制信号频率高到一定程度时, 若依旧采用同步 SPWM 调制方式, 由于调制比变小, 将会产生较大的低次谐波, 这时就应转入优化 PWM 调制, 采用一定的优化准则对谐波进行一定的优化处理。

优化 PWM 调制都有一个优化准则, 这个优化准则通常为一个函数关系, 通过对该函数求最大值或最小值来获得所需的开关角。目前所采用的优化准则有低次谐波消除、效率最优、转矩脉动最小以及谐波电流畸变 THD (Total Harmonic Current Distortion) 最小等^[39]。谐波消除法可对低次谐波进行消除, 减小低次谐波对转矩脉动的影响, 其开关角在整个电压范围内的分布有很好的连续性, 有一定的规律, 所以得到了广泛的应用^[3], 本系统也将其用在了被调制信号频率较高 (载波比较小) 的情况下。

图 3-3 为低次谐波消除法产生的 PWM 波形, 该波形为四分之一周期对称波形, 不含偶次谐波, 对波形进行傅立叶分解可得各次谐波幅值如式(3-1)所示。

$$A_k = -\frac{4}{k\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^n (-1)^i \cos k\alpha_i \right] \quad (3-1)$$

式中, A_k : 第 k 次谐波的幅值, $k=1, 5, 7, 11, 13, \dots$;
 n : 四分之一周期中的开关角的个数。

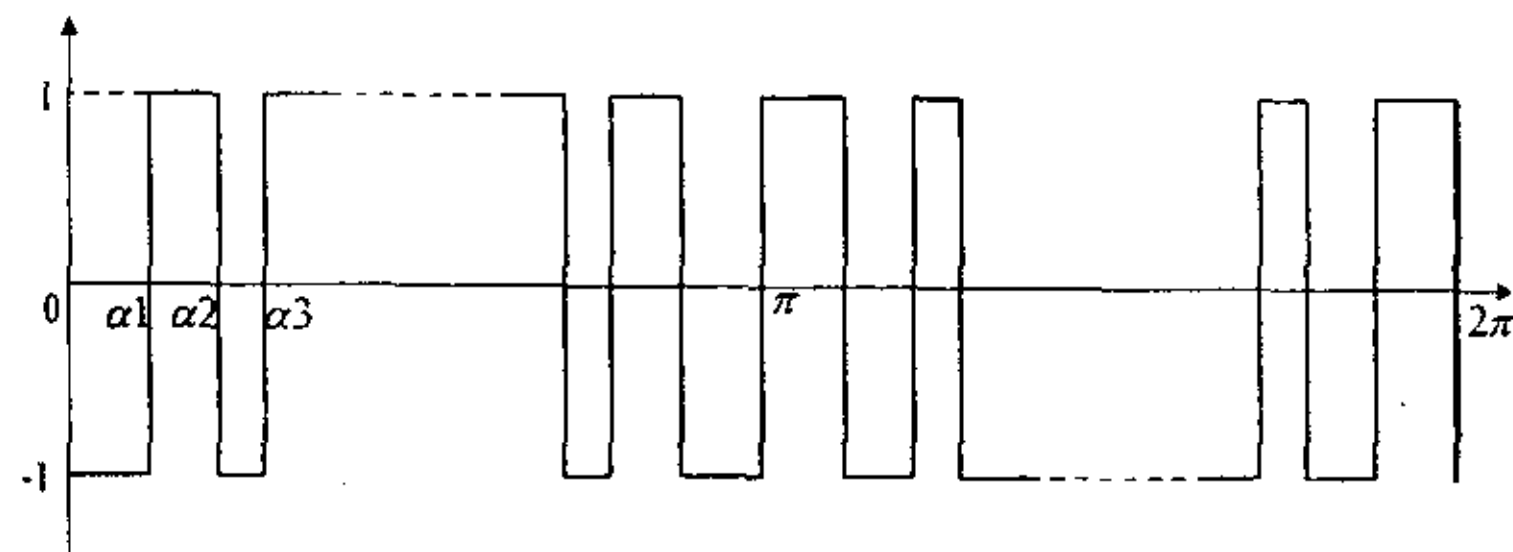


图 3-3 低次谐波消除法 PWM 波形

所谓谐波消除就是令基波幅值 A_1 等于调制深度 m_d , 而令各次谐波 $A_{5,7,11,\dots} = 0$, 通过联立方程求得各开关角。由于在大功率场合受器件开关频率的限制, 四分之一周期内的开关角的数目不能太多, 所以尽可能消除对系统性能影响较大的最低几次谐波。

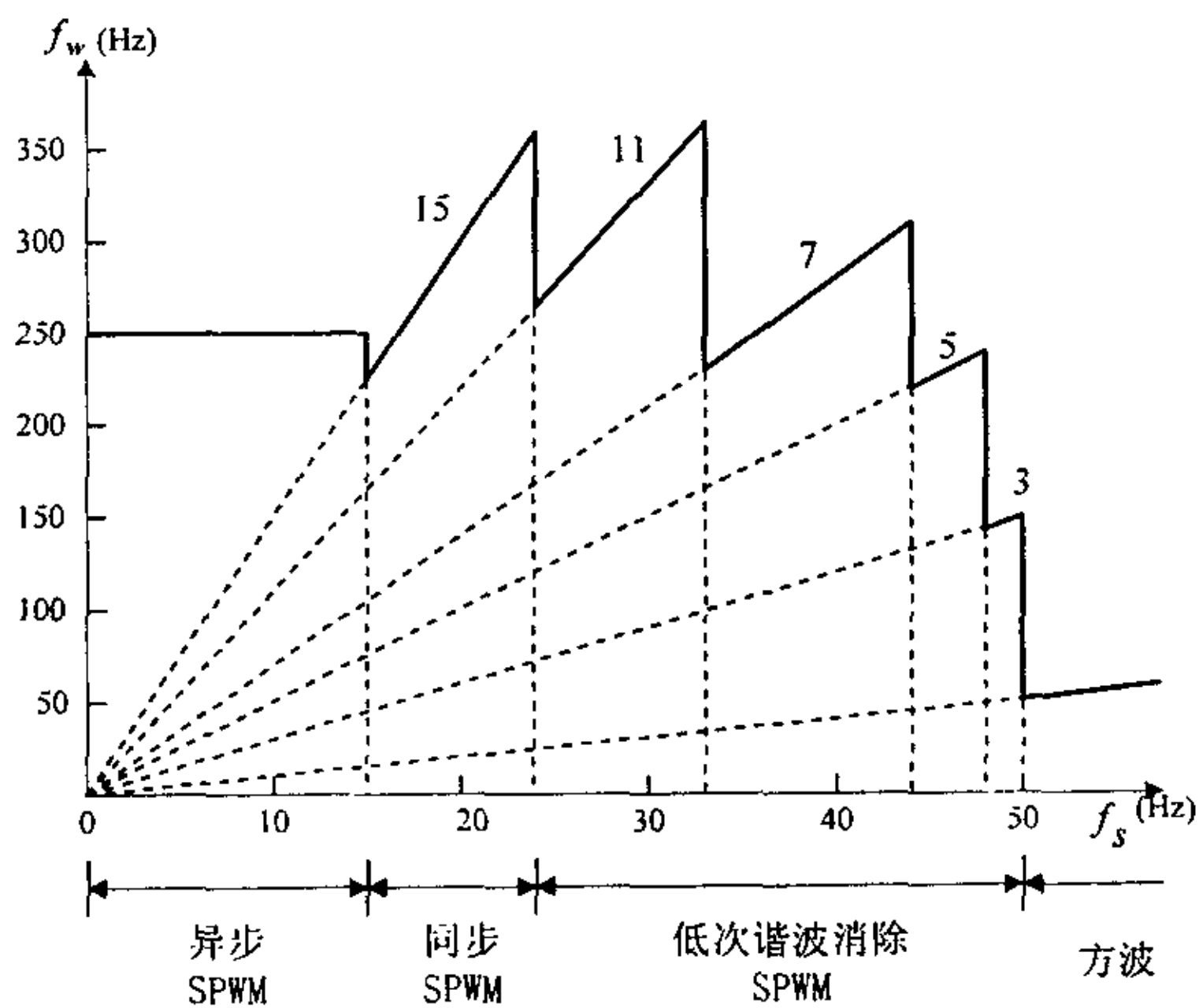


图 3-4 本文中的 SPWM 调制规律

由于矢量控制系统工作在不同的 PWM 模式, 而且机车运行时不断加速和减速, 因此需要在不同模式间频繁的切换, 因此不同 PWM 模式间的过渡非常重要。异步调制和同步调制之间的过渡较为容易, 本系统中异步调制的载波频率为 250Hz, 同步调制的载波比为 15, 异步和同步调制模式切换点的基波频率为 15Hz, 切换点同步调制的载波频率为 225Hz, 切换点处的同步调制和异步调制的载波频率非常接近, 所以在任何位置切换所引起的冲击都非常小。

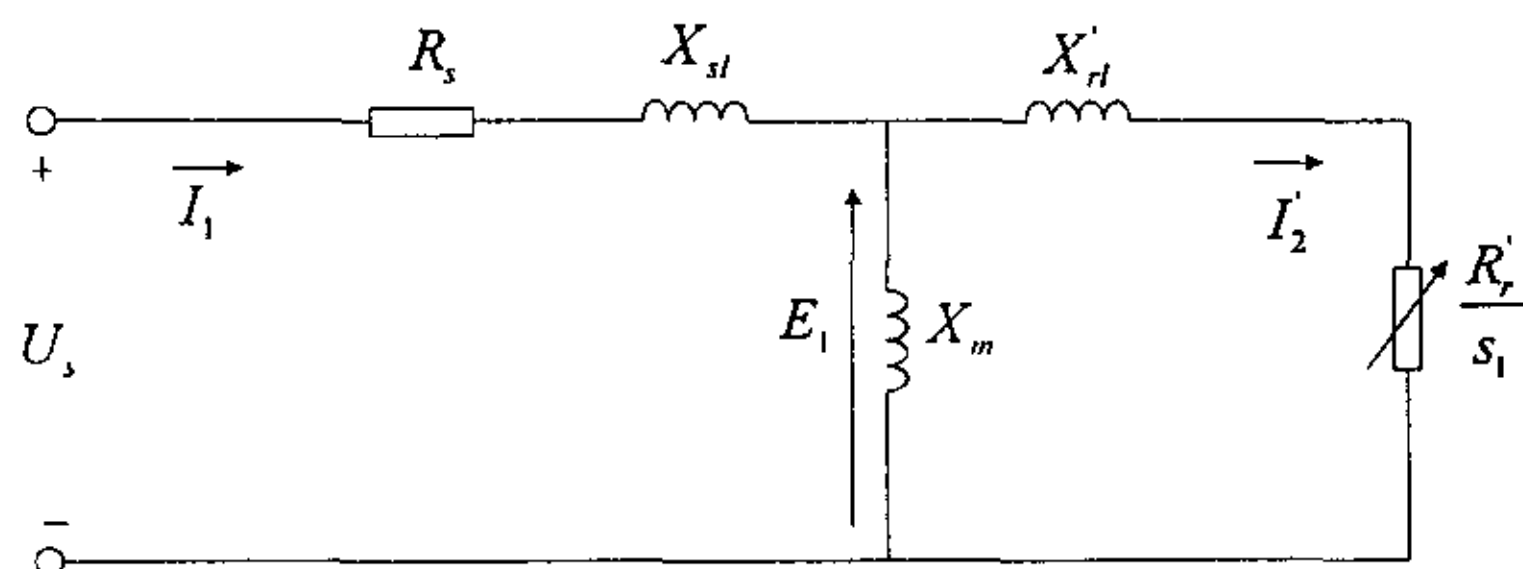
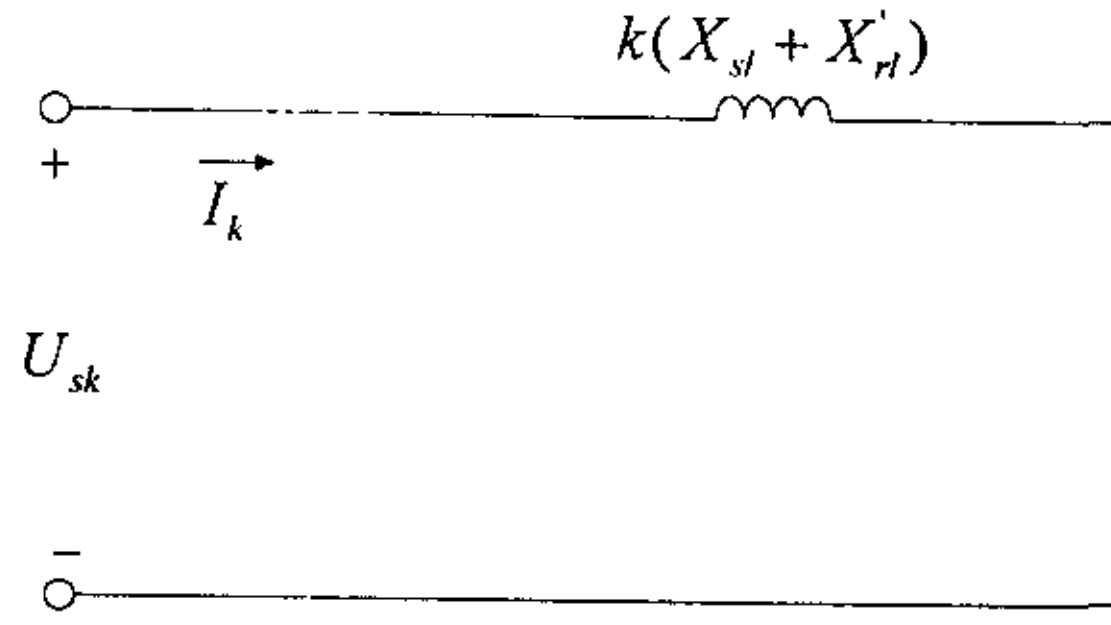


图 3-5 感应电机基波等效电路

对于载波比不同的低次谐波消除 SPWM 模式之间的过渡, 由于载波比较低, 存在次数较低的谐波, 在考虑过渡过程时, 不仅要保证基波的连续性, 还应对谐波进行分析, 确定切换的时刻, 以尽量减小谐波电流对过渡过程的影响, 这就需要利用电机的等效电路。考虑到过渡过程时间较短, 在过渡过程前后电机的工作状态不会发生大的变化, 此处采用了电机的稳态等效电路。图 3-5 为感应电机基波的一相等效电路。图中, U_s 为定子相电压, E_1 为定子电势, X_m 为励磁电抗, R_s 为定子电阻, X_{sl} 为定子漏抗, X'_{rl} 为折算到定子侧的转子静止时的转子漏抗, R'_r 为折算到定子侧的转子电阻, s_1 为基波转差率。

由图 3-5 可得到感应电机的简化谐波等效电路如图 3-6 所示。


 图 3-6 感应电机 k 次谐波等效电路

按照低次谐波消除法产生的逆变器输出电压波形如图 3-3 所示, 图中所示三相电压均为双极性、 $1/4$ 周期对称、 $1/2$ 周期反对称的周期函数, 将其表示为傅立叶级数形式, 如式(3-2)所示。

$$u_{ph0}(\omega t) = \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \sin k(\omega_1 t - \varphi_{ph}) + b_k \cos k(\omega_1 t - \varphi_{ph})] \quad (3-2)$$

ω_1 为基波频率; ph 为 A、B、C 各相; $\varphi_A = 0$, $\varphi_B = \frac{2}{3}\pi$, $\varphi_C = \frac{4}{3}\pi$ 。

由于波形的 $1/4$ 周期对称和 $1/2$ 周期反对称的性质, 可将式(3-2)简化为式(3-3)所示的形式。

$$u_{ph0}(\omega t) = \sum_{k=1}^{\infty} a_k \sin k(\omega_1 t - \varphi_{ph}) \quad (3-3)$$

上式中, k 为奇数。

$u_{A0}(\omega t)$ 、 $u_{B0}(\omega t)$ 和 $u_{C0}(\omega t)$ 为逆变器输出电压, 它们与电机的相电压 $u_{sA}(\omega t)$ 、 $u_{sB}(\omega t)$ 和 $u_{sC}(\omega t)$ 有式(3-4)~(3-6)所示关系。

$$u_{sA}(\omega t) = \frac{2}{3}u_{A0}(\omega t) - \frac{1}{3}u_{B0}(\omega t) - \frac{1}{3}u_{C0}(\omega t) \quad (3-4)$$

$$u_{sB}(\omega t) = \frac{2}{3}u_{B0}(\omega t) - \frac{1}{3}u_{C0}(\omega t) - \frac{1}{3}u_{A0}(\omega t) \quad (3-5)$$

$$u_{sC}(\omega t) = \frac{2}{3}u_{C0}(\omega t) - \frac{1}{3}u_{A0}(\omega t) - \frac{1}{3}u_{B0}(\omega t) \quad (3-6)$$

下面以 A 相电压 $u_{sA}(\omega t)$ 为例来分析电机的电流谐波。式(3-3)为逆变器输出电压的傅立叶级数形式，其中包含了基波成分，将基波成分去除，可得到逆变器输出电压谐波 $u'_{ph0}(\omega t)$ 的傅立叶级数形式，如式(3-7)所示。

$$u'_{ph0}(\omega t) = \sum_{k=3}^{\infty} a_k \sin k(\omega_1 t - \varphi_{ph}) \quad (3-7)$$

上式中， k 为奇数。

电机 A 相谐波电压之和 $u'_{sA}(\omega t)$ 为：

$$u'_{sA}(\omega t) = \frac{2}{3} u'_{A0}(\omega t) - \frac{1}{3} u'_{B0}(\omega t) - \frac{1}{3} u'_{C0}(\omega t) \quad (3-8)$$

利用图 3-6 的感应电机谐波简化等效电路，可求出电机 A 相谐波电流之和 $i'_{sA}(\omega t)$ ：

$$\begin{aligned} i'_{sA}(\omega t) = & -\frac{2}{3} \sum_{k=3}^{\infty} \frac{a_k}{k(X_{sl} + X'_r)} \cos k\omega_1 t \\ & + \frac{1}{3} \sum_{k=3}^{\infty} \frac{a_k}{k(X_{sl} + X'_r)} \cos k(\omega_1 t - \frac{2}{3}\pi) \\ & + \frac{1}{3} \sum_{k=3}^{\infty} \frac{a_k}{k(X_{sl} + X'_r)} \cos k(\omega_1 t - \frac{4}{3}\pi) \end{aligned} \quad (3-9)$$

上式中，当 $\omega_1 t = \frac{\pi}{2}$ 和 $\omega_1 t = \frac{3\pi}{2}$ 时，有 $i'_{sA}(\omega t) = 0$ ，在这些时刻各次谐波电流均为 0，也就是说载波比不同的低次谐波消除 SPWM 调制模式在这些时刻可平稳过渡。同理，分析 B 相和 C 相的情况，在基波电压峰值处也可实现平稳过渡。

在低次谐波消除 SPWM 调制模式中，当载波比为 7、5、3 时，由于 PWM 波形在中间 60° （即 $60^\circ \sim 120^\circ$ 之间和 $240^\circ \sim 300^\circ$ 之间）无开关角，在中间 60° 过渡，与在 90° 、 270° 过渡是等效的。以载波比为 7 到载波比为 5 的低次谐波消除 SPWM 调制过渡为例，过渡时的 PWM 波形如图 3-7

所示。

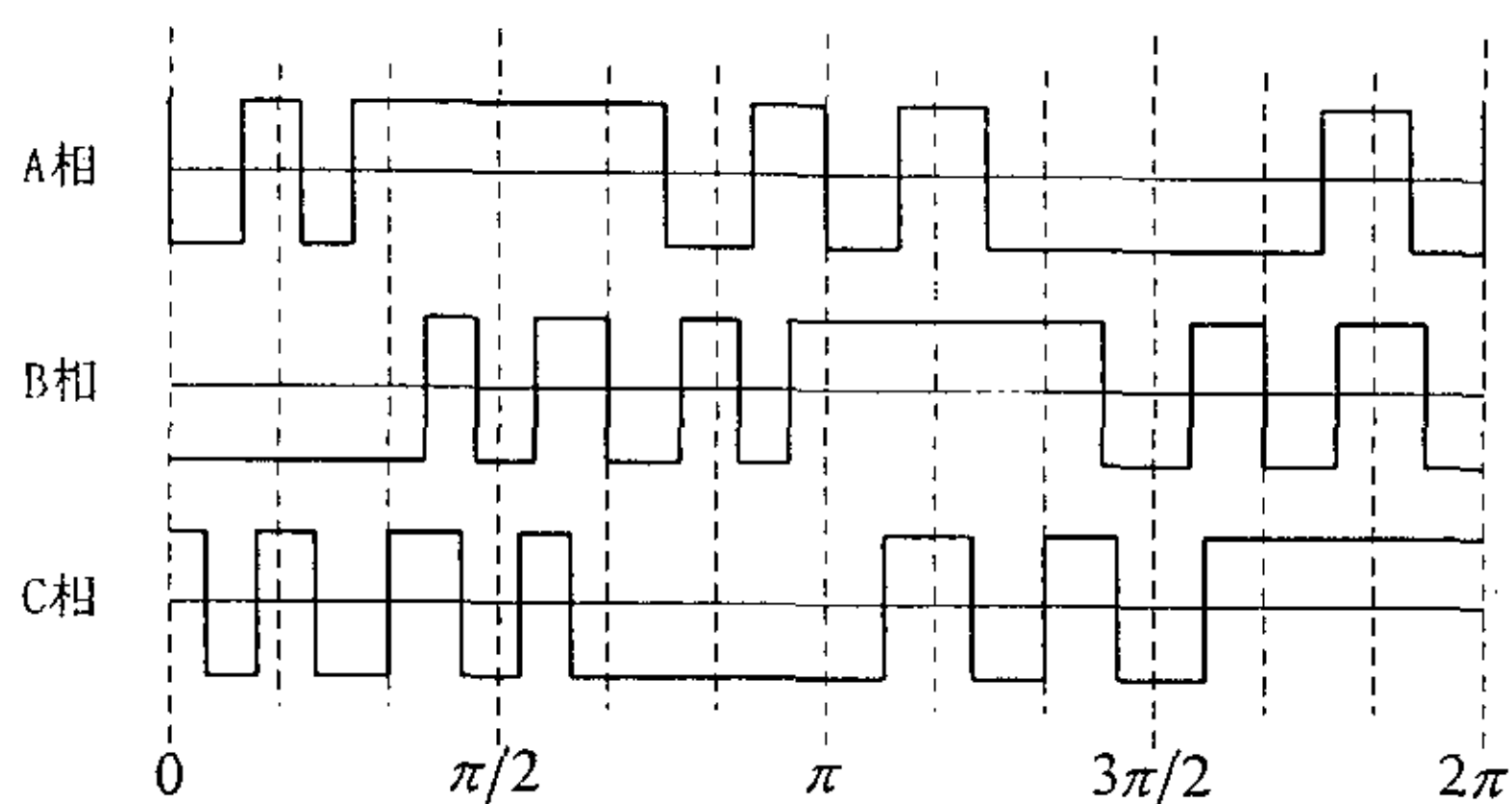


图 3-7 低次谐波消除 SPWM 调制中载波比 7 向 5 过渡时的 PWM 波形

载波比为 11 的低次谐波消除 SPWM 与载波比为 15 的同步 SPWM 的过渡可设计在 60° 、 120° 、 240° 和 300° ，载波比为 11 的低次谐波消除 SPWM 中的最低次谐波为 17 次，载波比为 15 的同步 SPWM 中的 5、7、11 和 13 各次谐波的含量非常小，过渡时不会引起冲击，同时，由于这四个过渡点刚好为载波比为 15 的同步 SPWM 的采样点，这也使得波形的切换更为容易。

另外，为了避免过渡过程的振荡，本系统还在不同 SPWM 模式的过渡频率处设置了滞环。由于系统是一个动态系统，即使稳定工作时，电机定子频率也可能有很小的波动，若系统刚好稳定工作在某一过渡频率处，在没有频率滞环的情况下，就有可能一个周期内发生多次 SPWM 模式的转换，引起过渡过程振荡，对系统造成不良影响。本系统中，频率滞环为 $\pm 0.5\text{Hz}$ 。

3.5 本章小结

本章首先概略介绍了矢量控制实验系统的总体构成，接着简要描述了矢量控制系统的软硬件设计。通过分析感应电动机的基波和谐波等效电路，针对矢量控制系统的不同工作模式，设计了各种 PWM 调制方法并重点分析了不同调制方法之间的过渡。提出了能够在不同 PWM 模式之间实现平滑过渡的调制方案。考虑到实际应用，在过渡模式中还采用了滞环设计。

第四章 感应电动机的参数辨识

4.1 引言

在矢量控制系统中, 参数设定的准确与否直接影响电机运行特性的优劣。因此应当尽可能的获得电机各参数的准确值。对于电力机车应用来说, 控制系统的参数设置与实际电机参数的误差对系统性能的影响, 除了使动态性能变差外, 主要还有:

- (1) 单位电流产生的力矩变小, 导致在机车总体设计时, 不得不将逆变器选取更大的容量。
- (2) 产生的力矩非线性, 导致速度闭环的性能变差。
- (3) 电机效率降低, 造成能源的浪费。
- (4) 动态运行中不能得到一个稳定、准确的磁通值, 产生交直轴电流的耦合效应。

如上所述的四种影响, 对大功率、高性能的牵引动力来讲都是非常重要的。矢量控制系统参数设置的准确程度, 将是控制系统能否可靠运行的关键, 也是多年来人们未能很好解决的难题。在异步电机的诸多参数中, 对电机运行性能影响最大的是转子电阻的值。因为转子电阻值直接影响到解耦和磁场定向时使用的转子时间常数 T_r ($T_r = L_r / R_r$), 转子电阻值随着电机的运行状态在不断发生变化, 而 L_r 相对变化不大, 因此不仅要测得准确的转子电阻值, 还要对变化的转子电阻值进行实时跟踪, 以获得矢量控制的最佳性能。

本章先用变压变频条件下的离线堵转-空载实验测得了电机的基本参数, 然后提出了一种实时计算转子电阻的简单方法, 并用仿真和实验

验证了该方法的有效性。

4.2 离线堵转-空载实验

异步电动机有两种参数，一种是表示空载状态的励磁参数即励磁阻抗 X_m 、 R_m ；另一种是对短路电流的漏阻抗 R_1 、 X_1 、 R_2 、 X_2 ，通常漏阻抗称为短路参数。前者决定于电机主磁路的饱和程度，所以是一种非线性参数；后者基本上与电机的饱和程度无关，是一种线性参数。这些励磁参数、短路参数可分别通过简便的空载实验和短路实验测定，即堵转-空载实验。

堵转和空载法通过对感应电机进行堵转和空载实验，根据感应电机稳态下等效电路算出电机的参数。图 4.1 即为三相对称感应电机稳态等效电路图。图中， R_s 和 R_r 分别代表定子电阻和转子电阻， X_m 为励磁电抗， X_{s1}' 和 X_{r1}' 为定子漏电抗和转换到定子侧的转子漏电抗， R_f 表示铁耗等效电阻。

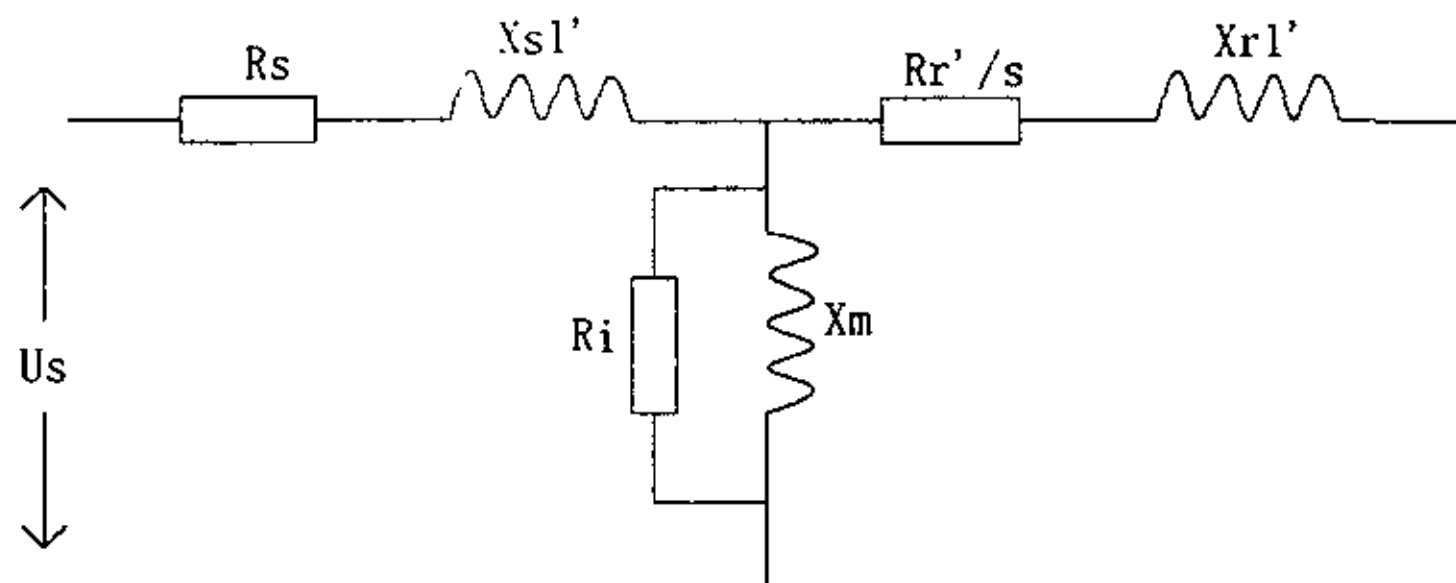


图 4.1 感应电机稳态等效电路

4.2.1 空载实验原理

空载实验是三相对称电机在转子侧不接负载的情况下进行的，此时

其转子转速接近同步转速, 滑差近似为零($S=0$), 并认为没有转子电流。空载时输入功率为空载定子阻耗、摩擦风阻耗与铁耗之和, 此处的铁耗就是定子铁耗。因为转子侧在近同步转速时转子频率很低而使转子铁耗很小, 同时转子阻抗也很大, 他们与励磁阻抗并联时因励磁阻抗远小于转子阻抗而可忽略。空载时感应电机等效电路图见图 4.2。

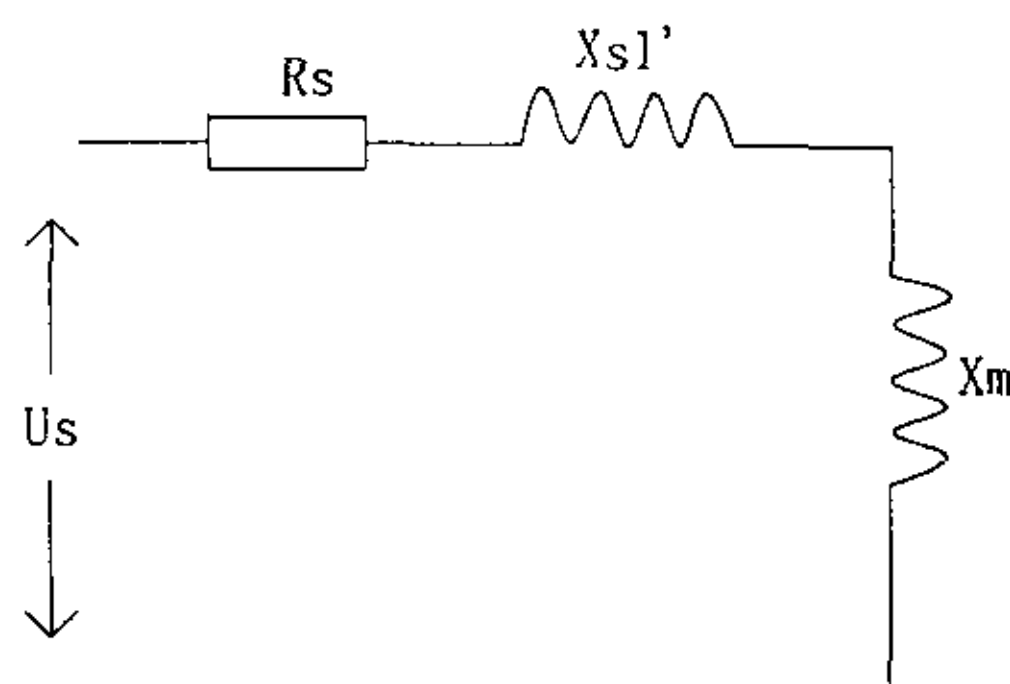


图 4.2 空载时感应电机等效电路

读取电机在额定频率下不同输入电压时的定子电流 I_{nl} 和输入功率 P_i , 根据式 $P_{ohmc} = I_{nl}^2 \times R_s$ (R_s 可直接测出) 可从输入功率 P_i 中提取阻耗功率得 $(P_i - P_{ohmc})$ 。画出空载定子电流 I_{nl} 、输入功率 P_i 以及 $(P_i - P_{ohmc})$ 在额定频率下随输入定子电压变化的曲线。将 $(P_i - P_{ohmc})$ 曲线延续至零电压即得摩擦风阻耗功率 $(P_{frict} + P_{wind})$ 。注意到在零电压得出的摩擦风阻耗并不适合转速高于额定转速时, 因此铁耗 P_{iron} 在额定电压下给出, 即额定定子电压下 $(P_i - P_{ohmc}) - (P_{frict} + P_{wind})$ 为铁耗 P_{iron} 。

根据空载时的等效电路图 4.2, 此电路总阻抗:

$$Z = \sqrt{R_s^2 + (X_{sl}' + X_m)^2} \quad (4.1)$$

推出励磁电抗:

$$X_m = \sqrt{Z^2 - R_s^2} - X_{sl} \quad (4.2)$$

上式 Z 可由实验中空载电流读数 I_{nl} 通过式 (4.3) 得出:

$$Z = U_s / I_{nl} \quad (4.3)$$

R_s 已知, X_{sl} 由下面介绍的堵转实验求出。根据式 (4.2) 便可求出励磁电抗 X_m 进而求出励磁电感 L_m 。

4.2.2 堵转实验原理

堵转实验是在堵住电机转子使其不能旋转的情况下进行的, 此时转子回路短路。因为电机的输入阻抗很低, 在额定电压下定子电流很大, 会引起定子绕组过热。因此需在正常频率下给定子侧加低电压。除了要测量定子线电压外, 还需测量定子线电流 I_{sc} 和输入功率 P_i 。

堵转实验时转子速度为零, 滑差为 1 ($S=1$), 励磁回路阻抗远小于转子回路阻抗, 为计算方便可将励磁回路忽略不计。

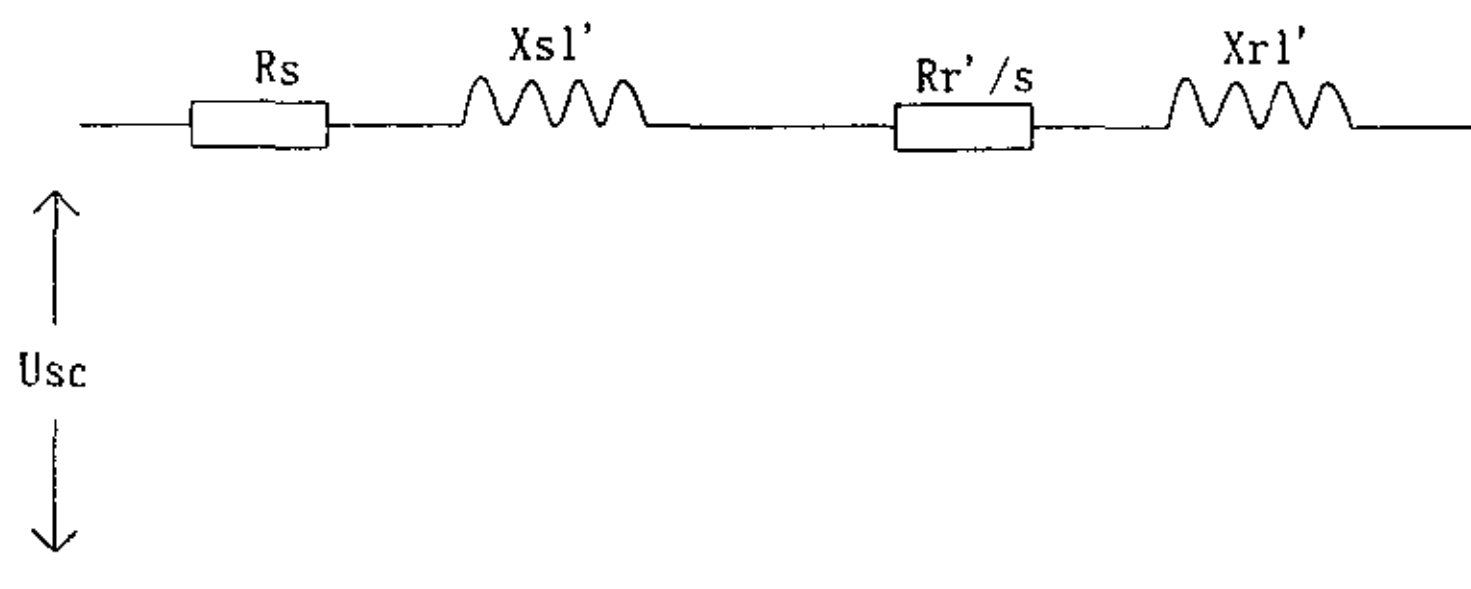


图 4.3 忽略励磁回路的电机等效电路

假设感应电机为星型接法, 则其输入功率为:

$$\begin{aligned} P_m &= 3I_{sc}^2 R_e \\ &= 3I_{sc}^2 (R_s + R_r') \end{aligned} \quad (4.4)$$

其中 R_e 为等效电阻, 由式 4.4 可得出:

$$\begin{aligned}
 R_e &= R_s + R_r' \\
 &= \frac{P_{in}}{3I_{sc}^2}
 \end{aligned}
 \quad (4.5)$$

通过一个简单的直流实验可测出 R_s 值（如果感应电机定子绕组是星型连接的， R_s 为测出两终端的一半。）， R_r 值也可通过电阻仪直接测出。由式 4.5 可得转子电阻 R_r' ：

$$R_r' = \frac{P_{in}}{3I_{sc}^2} - R_s \quad (4.6)$$

在堵转实验中，记录堵转电流 I_{sc} 、堵转电压 U_{sc} 、输入功率 P_{in} 。则堵转时感应电机的阻抗 Z_{sc} 为：

$$Z_{sc} = U_{sc} / I_{sc} \quad (4.7)$$

由忽略了励磁回路的感应电机等效电路图 4.3 可求出定子漏电抗 X_{sl} 和转换后的转子漏电抗 X_{rl}' 之和，如下式：

$$\begin{aligned}
 X &= X_{sl} + X_{rl}' \\
 &= \sqrt{Z_{sc}^2 - (R_s + R_r')^2} \\
 &= \sqrt{\left(\frac{U_{sc}}{I_{sc}}\right)^2 - (R_s + R_r')^2}
 \end{aligned}
 \quad (4.8)$$

假定 $X_{sl} = X_{rl}'$ ，则：

$$X_{sl} = X_{rl}' = \frac{\sqrt{Z_{sc}^2 - (R_s + R_r')^2}}{2} \quad (4.9)$$

感应电机定子漏电感和转子漏电感 X_{sl} 和 X_{rl}' 的比值 IEEE 中给出了 ABCD 四种类型电机的经验值：

对于 A 型和 D 型感应电机，转子绕组型电机， $X_{sl} = X_{rl}' = X/2$ ；

对于 B 型电机 $X_{sl} = 0.4X$ ， $X_{rl}' = 0.6X$ ；

对于 C 型电机 $X_{\sigma} = 0.3X$, $X'_{\sigma} = 0.7X$ 。

当堵转实验在低电压下不同定子频率 f_s 进行时, 等效电阻 R_e 随定子频率的变化描点画出曲线如图 4.4, R_e 随定子频率的降低而降低。延长曲线至定子频率 f_s 为零, 得出直流等效电阻 R_{edc} 。由此可得出转换后的直流转子电阻 R'_{rdc} :

$$R'_{rdc} = R_{edc} - R_s \quad (4.10)$$

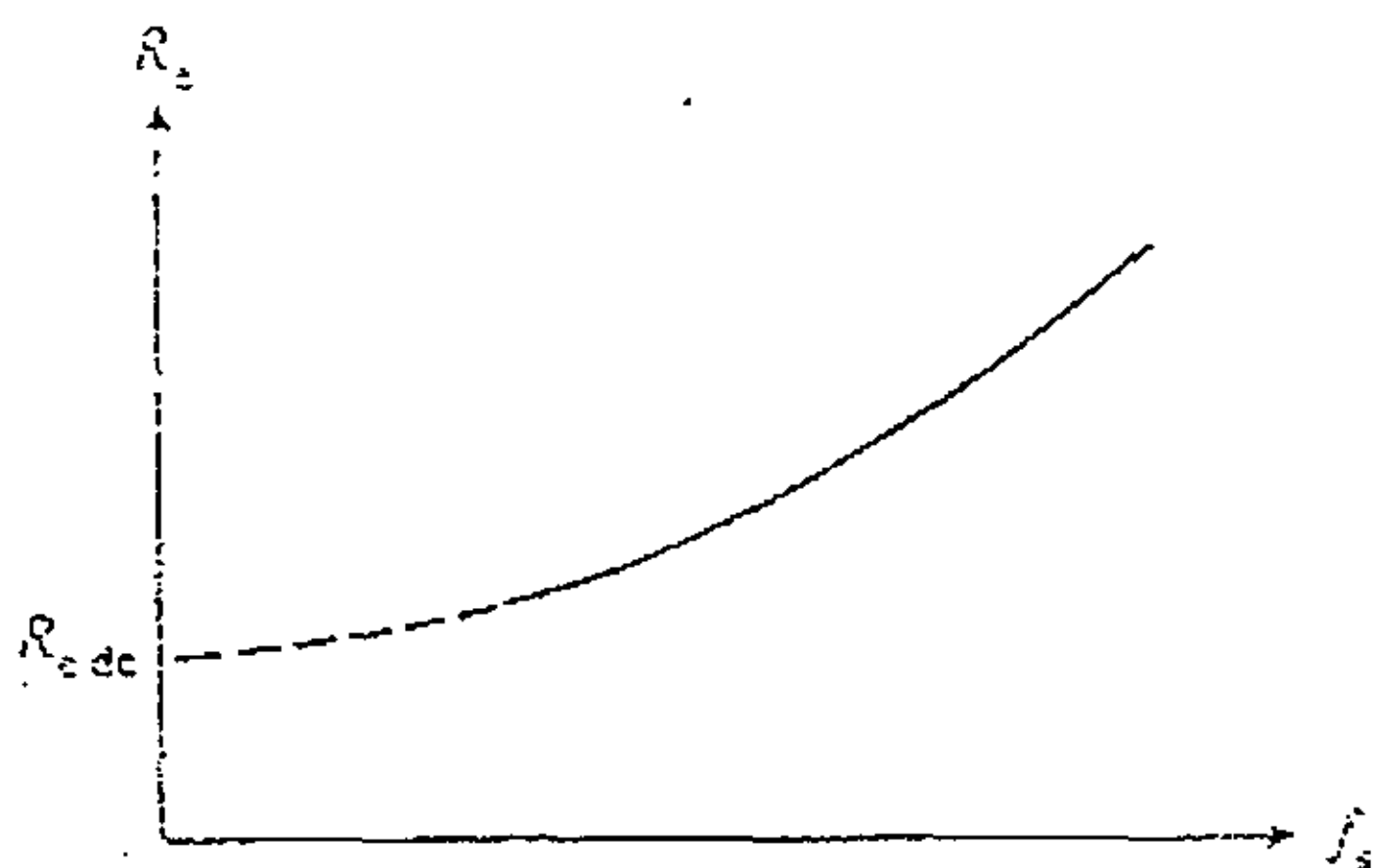


图 4.4 等效电阻随定子频率变化曲线

4.2.3 堵转—空载参数辨识 C 语言实现及其流程框图

空载实验程序思路及框图

空载实验是测量不同定子电压下的定子电流 I_m 和输入功率 P_m , 因此此程序测量计算频率在额定频率 50Hz, 定子电压递减的情况下定子电流和输入功率的值。程序分为三部分: 起动、采样及过流保护、记录计算参数。

起动: 给电机的输入为调制频率 f_s 和调制深度 $deep$, 起动时调制频

率从零逐渐上升至 50Hz

采样及过流保护：定时采样其中一相定子电压、两相定子电流值。当定子电流的绝对值大于某值（此程序取 20A）时，保护动作。

记录计算参数：记录采样值，采样一周期满，计算电流和电压有效值，如果连续十次定子电流有效值的平均值相差不大，则认为电机已达稳态，否则重新记录数据。如此记录连续满足要求的十次数据，求其平均值即为所需定子电压、定子电流、输入功率。

改变定子电压重新测量。C 语言程序框图如图 4.5。

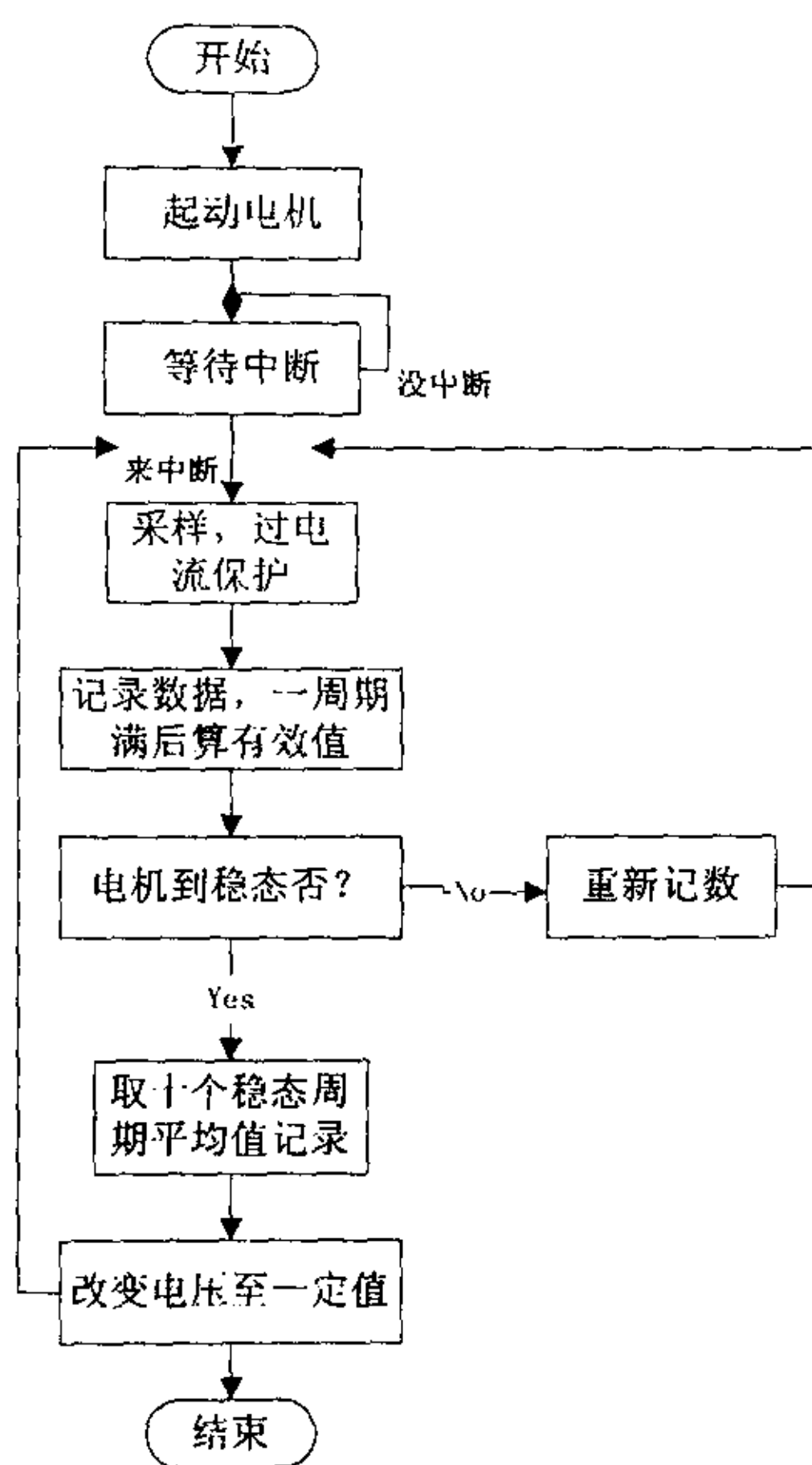


图 4.5 空载实验 C 语言流程框图

堵转实验程序思路及框图:

堵转实验是测量不同频率下固定电压（此电压低于额定电压）的定子电流 I_{sc} 和输入功率 P_{in} ，因此此程序测量计算在固定电压 38.7v，定子频率递减的情况下定子电流和输入功率的值。程序同样分为三部分：启动、采样及过流保护、记录计算参数。

流程图如下所示:

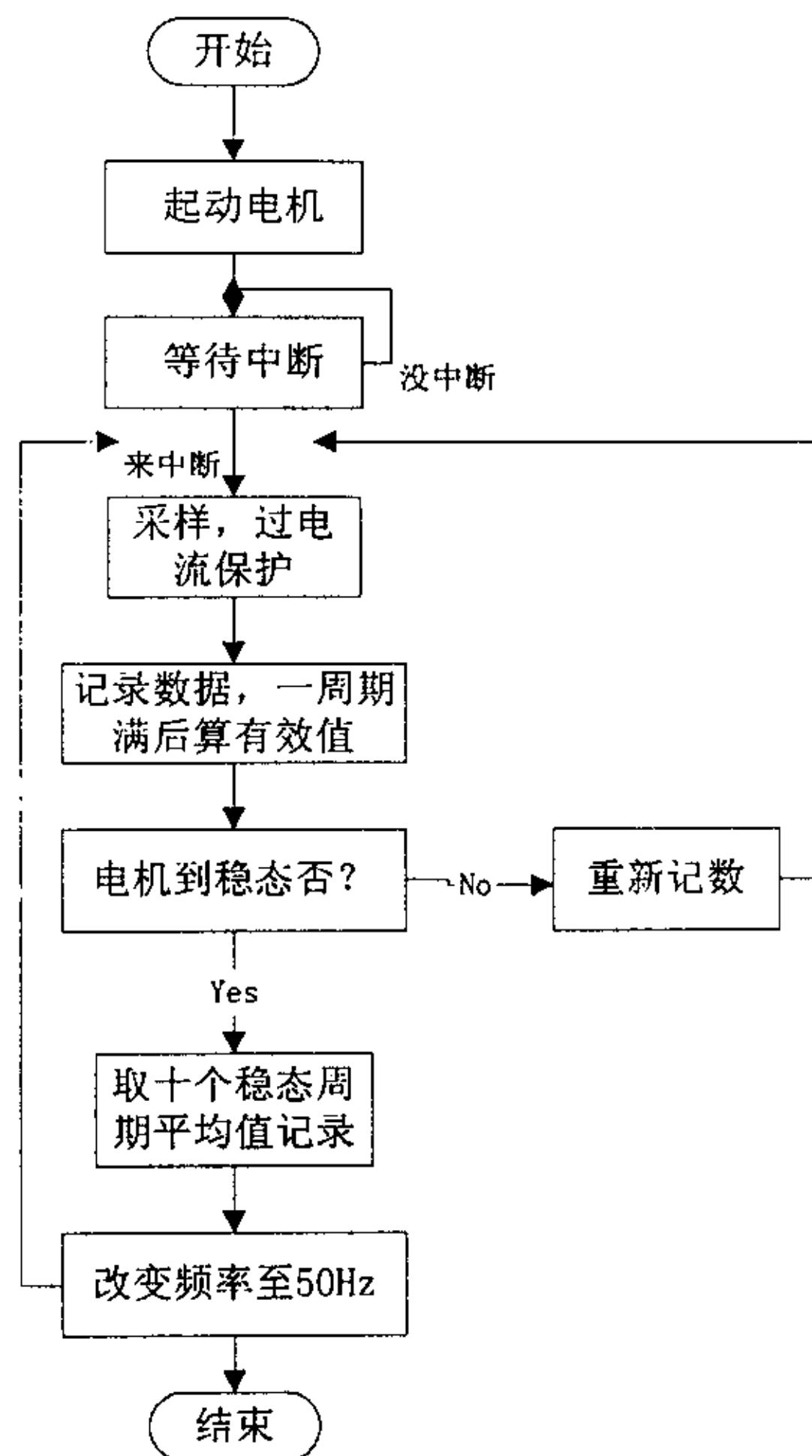


图 4.6 堵转实验 C 语言流程框图

4.2.4 堵转—空载实验数据处理分析

采用 MATLAB 软件对基于上面 C 语言流程图的堵转-空载实验进行了数据的处理和分析。

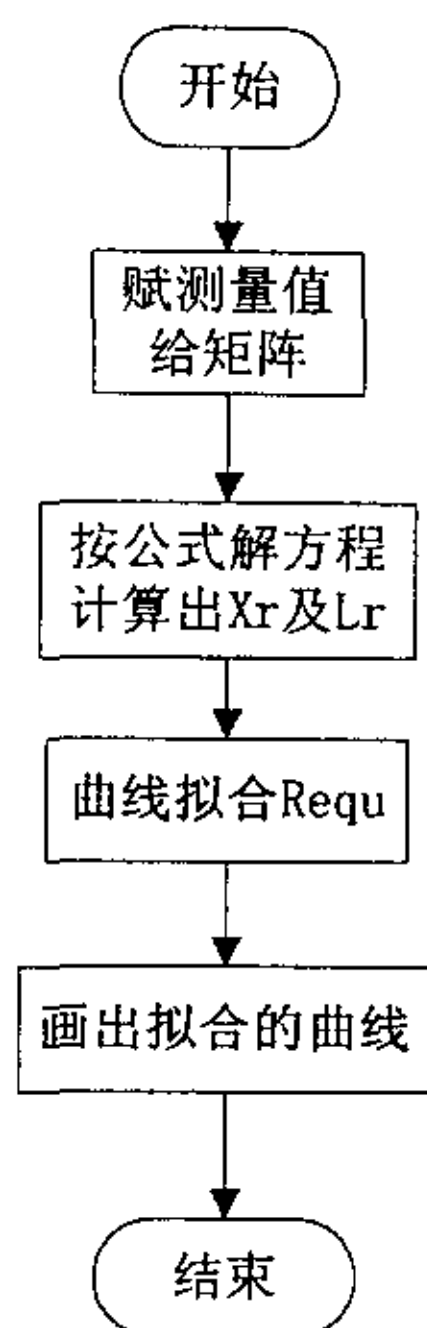


图 4.7 堵转数据处理框图

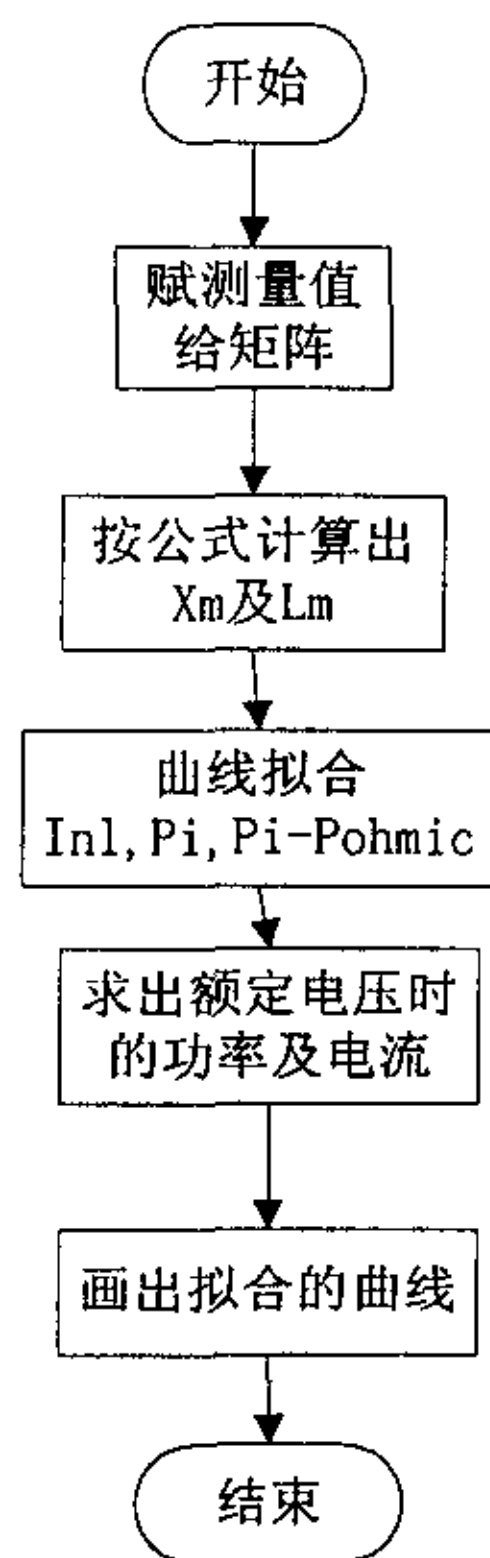


图 4.8 空载实验数据处理框图

所得的曲线拟合结果如图 4-9 和 4-10 所示。

图 4-9 为额定频率空载下铁耗、空载电流和摩擦风阻的拟合曲线。可以看到曲线在第一象限成二次曲线形状。在二次曲线谷点的右侧，由于电压已经足够大，使得空载转子转速很高，电机空载时的稳态简化等效电路成立，空载电流和电压成比例增长。但在谷点的左侧，由于定子电压太小，使得转子转速远低于同步转速，此时转子电流即使在空载也不

能近似为零。简化稳态等效电路不成立。损耗要高于按照等效电路算出的理想值。

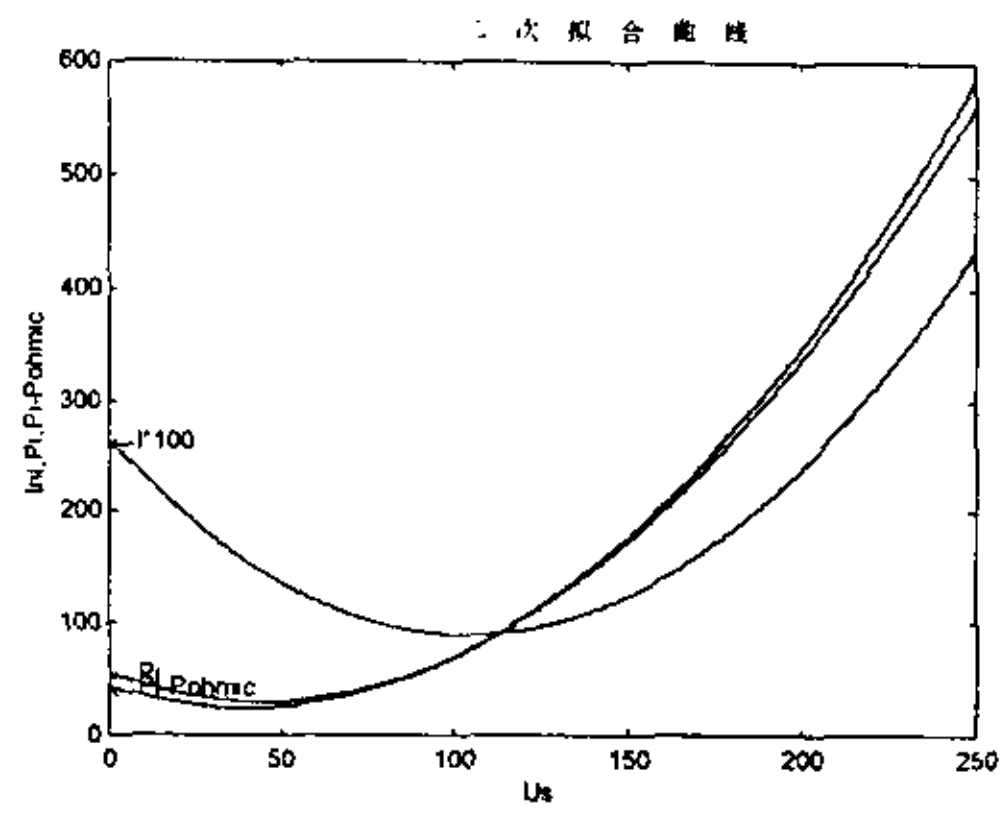


图 4.9 铁耗 P_{iron} 、电流 I_{n1} 、摩擦风阻 $P_{fric}+P_{wind}$ 拟合曲线

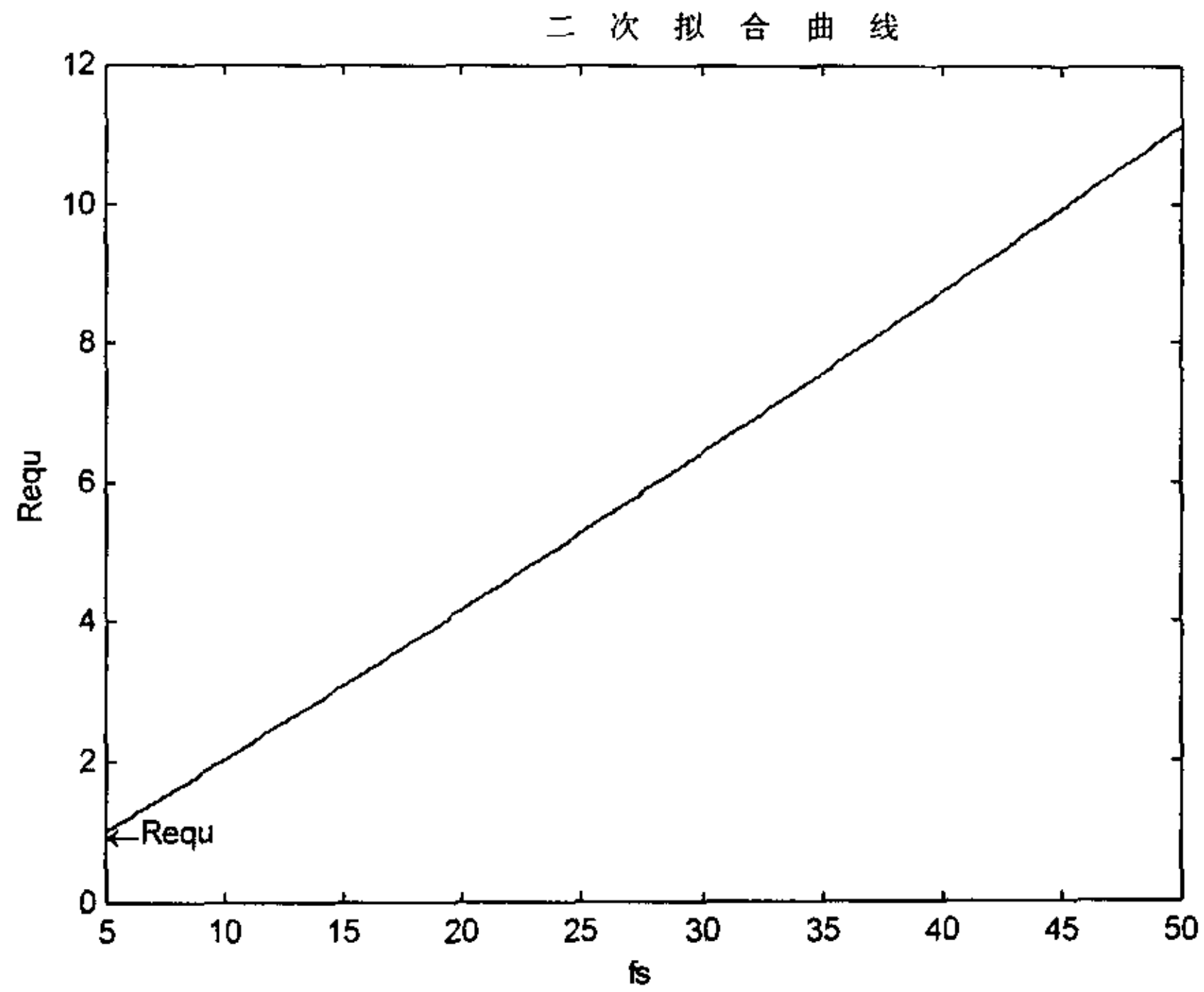


图 4.10 转子等效电阻的二次拟合曲线

图 4-10 为恒压变频条件下转子电阻的二次拟合曲线，由于实验条件

下定子频率不可能做得很低，因此曲线的最低频段没有实测点，是利用最小二乘法进行的拟合曲线。实际转子电阻值应该比图中曲线与纵轴的交点值大一些，实验结果也证明了这一点。

4.3 转子电阻的在线辨识

4.3.1 引言

感应电机参数中尤以转子时间常数影响最大，转子时间常数 $T_r = L_r / R_r$ ，其中 R_r 特易受温度影响，因此对转子电阻 R_r 的辨识尤为重要。关于异步电机转子电阻的辨识问题，已经有许多解决的方法被提出。

Garces 于 1980 年首次提出了利用磁场定向控制的驱动系统的参数自适应问题，所提出的参数自适应方法是基于一个与电机无功功率相关的辅助函数，这一函数与电机的转子电阻值有关，而不受电机的定子电阻的影响，这是一种稳态运行条件下的参数辨识方法。

Gabriel 和 Leonhard 提出了一种通过使电机数学模型的转子磁通矢量与实际电机的转子磁通矢量准确吻合，从而获得电机转子时间常数的实际值的参数辨识方法。这种方法的实现需要在磁场定向控制系统的 d 轴加入一个低电平的真随机双序列信号，然后检测 q 轴的函数输出，通过调整电机的参数使 d、q 轴实现完全解耦，从而获得转子时间常数的准确值，由于真随机双序列信号的加入，导致驱动系统的性能有所降低，因此，这一方法没有得到广泛应用。

还有一些转子电阻的实时辨识方案，如卡耳曼滤波法等等，这些方法共同的缺点在于算法过于复杂，实现起来非常困难，或者在性价比合适的微处理器运算速度下，不能够达到实时辨识的目的。本文给出了一

种对转子电阻的实时辨识方法，这种方法通过感应电机的空间状态模型方程推出一个简单的与电机参数无关的等式，实现起来方便简单，并且仿真和实验都证明了此辨识方法的有效性。

由此种方法演绎出两种方案：即直接公式法和自校正算法。下面对这两种方法的原理与方案进行详细论述。

4.3.2 直接公式法辨识方案

直接公式方案是通过感应电机模型得出转子电阻的直接表达公式，从而进行在线计算的方法。感应电机基于定子侧的电机模型方程如下：

$$V_{qs} = \frac{di_{qr}}{dt} L_m + \frac{di_{qs}}{dt} L_s + i_{qs} R_s \quad (4.11)$$

$$V_{ds} = \frac{di_{dr}}{dt} L_m + \frac{di_{ds}}{dt} L_s + i_{ds} R_s \quad (4.12)$$

$$0 = \frac{di_{qs}}{dt} L_m + \frac{di_{qr}}{dt} L_r + i_{qr} R_r - i_{ds} L_m \omega_r - i_{dr} L_r \omega_r \quad (4.13)$$

$$0 = \frac{di_{ds}}{dt} L_m + \frac{di_{dr}}{dt} L_r + i_{dr} R_r - i_{qs} L_m \omega_r - i_{qr} L_r \omega_r \quad (4.14)$$

在矢量控制系统中，如果定子电流为正弦形式，则有下列式成立：

$$\frac{di_{qr}}{dt} = \omega_1 i_{dr} = (\omega_{sl} + \omega_r) i_{dr} \quad (4.15)$$

$$\frac{di_{dr}}{dt} = -\omega_1 i_{qr} = -(\omega_{sl} + \omega_r) i_{qr} \quad (4.16)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \omega_1 i_{ds} = (\omega_{sl} + \omega_r) i_{ds} \quad (4.17)$$

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\omega_1 i_{qs} = -(\omega_{sl} + \omega_r) i_{qs} \quad (4.18)$$

其中:

V_{qs}	: 定子交轴电压	V_{ds}	: 定子直轴电压
i_{qs}	: 定子交轴电流	i_{ds}	: 定子直轴电流
i_{qr}	: 转子交轴电流	i_{dr}	: 转子直轴电流
R_s	: 定子电阻	R_r	: 转子电阻
L_s	: 定子电抗	L_r	: 转子电抗
L_m	: 励磁电抗	ω_r	: 转子转速
ω_{sl}	: 转速差		

由方程(4.11-4.18)可得出用定子变量表示的转子电流的两方程如下:

$$\frac{di_{dr}}{dt} = \frac{v_{qs} - i_{qs}R_s - L_s i_{ds}\omega_1}{L_m\omega_1} \quad (4.19)$$

$$\frac{di_{qr}}{dt} = \frac{v_{ds} - i_{ds}R_s - L_s i_{qs}\omega_1}{-L_m\omega_1} \quad (4.20)$$

转子电流方程的另外一表示方法为:

$$i_{dr} = \frac{(L_r i_{qr} + L_m i_{qs})\omega_{sl}}{R_r} \quad (4.21)$$

$$i_{qr} = \frac{(L_r i_{dr} + L_m i_{ds})\omega_{sl}}{-R_r} \quad (4.22)$$

由(4.19-4.22)可得:

$$\frac{L_m\omega_{sl}(R_r i_{qs} - L_r i_{ds}\omega_{sl})}{R_r^2 + L_r^2\omega_{sl}^2} = \frac{v_{qs} - i_{qs}R_s - L_s i_{ds}\omega_1}{L_m\omega_1} \quad (4.23)$$

$$\frac{L_m\omega_{sl}(-R_r i_{ds} - L_r i_{qs}\omega_{sl})}{R_r^2 + L_r^2\omega_{sl}^2} = \frac{v_{ds} - i_{ds}R_s - L_s i_{qs}\omega_1}{-L_m\omega_1} \quad (4.24)$$

将式(4.23-4.24)简化得:

$$-\frac{L_r L_m \omega_{sl}^2 (i_{ds}^2 + i_{qs}^2)}{R_r^2 + L_r^2 \omega_{sl}^2} = \frac{(v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}) - L_s \omega_1 (i_{ds}^2 + i_{qs}^2)}{L_m \omega_1} \quad (4.25)$$

令:

$$T = \omega_1 (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \quad (4.26)$$

$$P = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \quad (4.27)$$

$$K = L_s T - P \quad (4.28)$$

得到:

$$\frac{L_r L_m \omega_{sl}^2 T}{(R_r^2 + L_r^2 \omega_{sl}^2)} = \frac{K}{L_m} \quad (4.29)$$

解出 R_r , 有:

$$R_r = \frac{L_r \omega_{sl} \sqrt{\frac{KL_m^2 T}{L_r} - K^2}}{K} \quad (4.30)$$

由式(4.30), 通过计算可以直接得出转子电阻 R_r , 因此称为直接公式法。

4.3.3 自校正算法辨识方案

在 4.3.2 节中介绍了直接公式法方案的原理, 自校正算法是在直接公式法的基础上, 构造出两个函数 $f_1(x)$ 和 $f_2(x)$, 其中函数 $f_1(x)$ 含有转子参数项, 而函数 $f_2(x)$ 不含转子参数项。通过对这两个函数的输出进行比较, 并选择适当的自校正辨识算法, 就能够得出电机的转子电阻 R_r 。

$f_1(x)$ 和 $f_2(x)$ 构造如下:

$$f_1(x) = R_r^2 K^2 \quad (4.31)$$

$$f_2(x) = L_2^2 \omega_{sl}^2 \left(-K^2 + \frac{KL_m^2 T}{L_2} \right) \quad (4.32)$$

自校正辨识算法采用比例积分的形式, 框图如下:

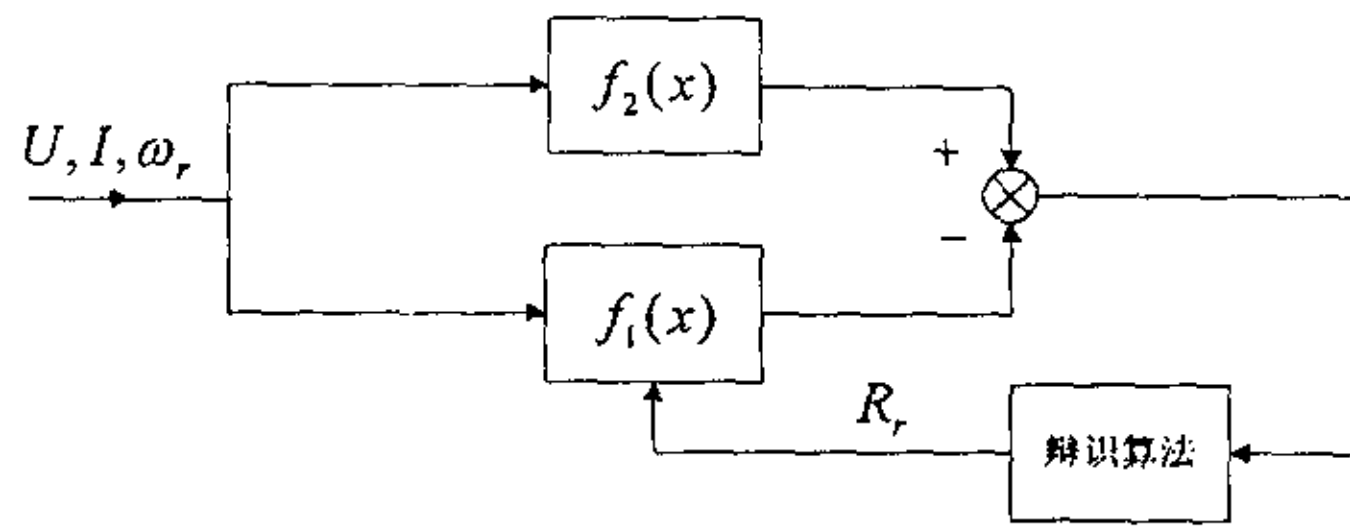


图 4.11 基于自校正算法的异步电机参数辨识器

该参数辨识器的算法用公式表述如下:

$$\hat{R}_r = \int k_i [f_1(x) - f_2(x)] d\tau + k_p [f_1(x) - f_2(x)] + \hat{R}_r(0) \quad (4.33)$$

其中 k_i 为积分系数, k_p 为比例系数。通过比例积分调节器的调节作用, 可以使 R_r 准确调谐到真实值。

4.3.4 在线辨识的程序流程图及关键算法

根据前面几节的参数辨识方案, 可得出在线辨识的 C 语言实现流程图。

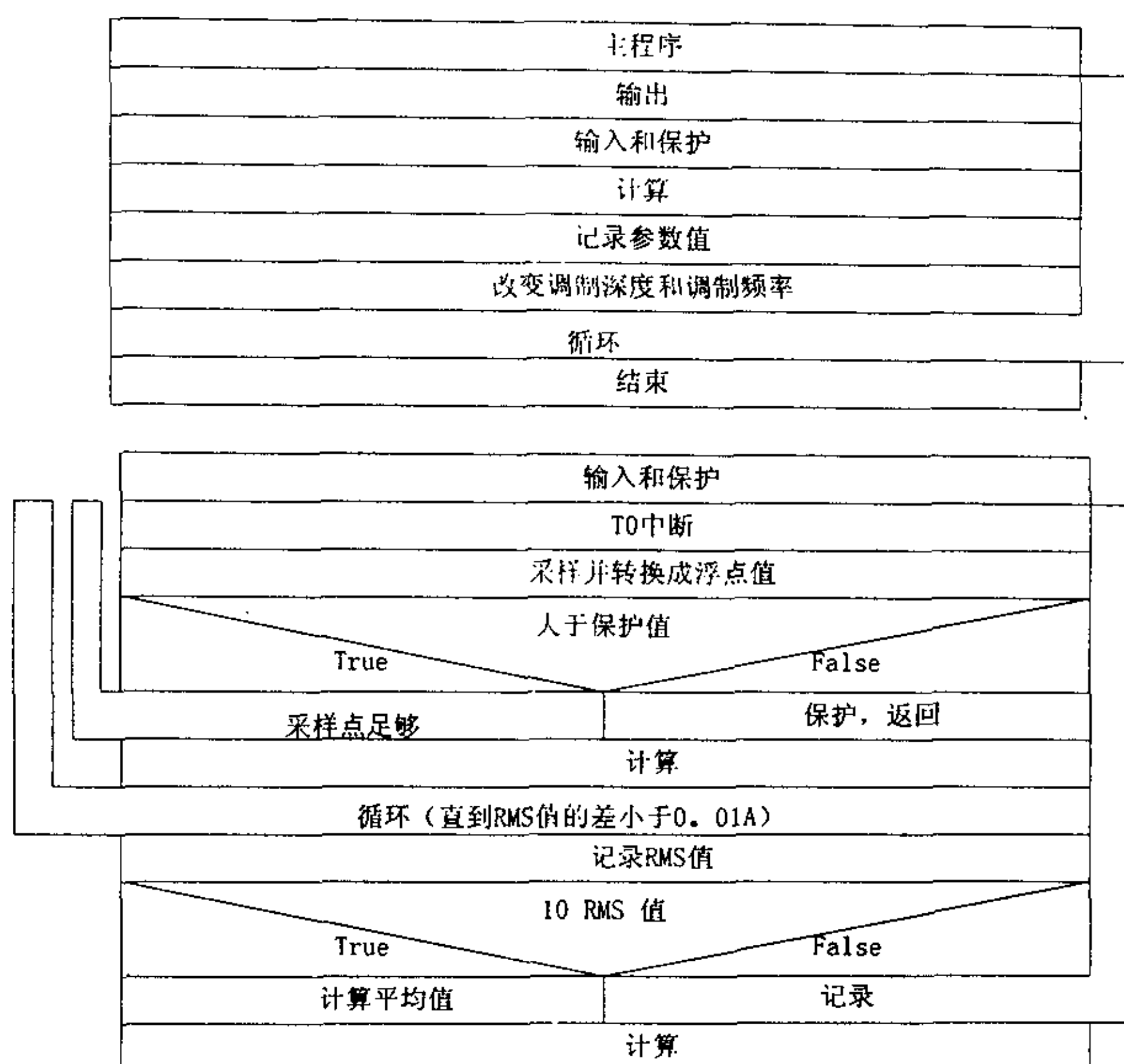


图 4.12 转子电阻在线辨识的 C 语言实现流程图

在转子电阻在线辨识的算法原理中, 假设电机定子电压电流为正弦, 而实际中定子电压为 PWM 波, 电流也不是完全的正弦波, 因此计算中应采用电机定子电压电流的基波作为计算用值。本方案中, 用 PWM 波的调制波也即定子电压的给定值作为计算用定子电压值; 通过计算定子电流采样值的基波成分获得定子电流的基波值。其中, 如何从定子电流中获得基波成分是一个关键算法。本文中采用了作者提出的一种谐波电

流检测方法。

考虑到电流的对称性，单相情况下的负载电流可以用傅立叶级数表示为：

$$i = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t - \phi_n) \quad (4.34)$$

把基波成分展开，其它不变，有：

$$i = I_1 \sin(\omega t) \cos \phi_1 + I_1 \cos(\omega t) \sin \phi_1 + \sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (4.35)$$

将上式两端同乘以 $\sin \omega t$ ，有

$$\begin{aligned} & i \times \sin(\omega t) \\ &= I_1 \cos \phi_1 \sin^2(\omega t) + I_1 \sin \phi_1 \sin(\omega t) \cos(\omega t) + \sin(\omega t) \sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \\ &= I_1 \cos \phi_1 \left[\frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} \right] + I_1 \sin \phi_1 \sin(\omega t) \cos(\omega t) \\ &+ \sin(\omega t) \sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \\ &= \frac{1}{2} I_1 \cos \phi_1 + \frac{1}{2} I_1 \cos \phi_1 \cos(2\omega t) + \frac{1}{2} I_1 \sin \phi_1 \sin(2\omega t) \\ &+ \sin(\omega t) \sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \end{aligned} \quad (4.36)$$

用低通滤波器将直流成分取出，直流成分为：

$$\bar{I}_\beta = \frac{1}{2} I_1 \cos \phi_1 \quad (4.37)$$

同理，两边同乘以 $\cos \omega t$ ，将直流成分取出，直流成分为：

$$\bar{I}_{fc} = \frac{1}{2} I_1 \sin \phi_1 \quad (4.38)$$

则基波电流可表示为:

$$I_f = 2(\bar{I}_\beta \sin \omega t + \bar{I}_{fc} \cos \omega t) \quad (4.39)$$

以上是单相电流的情况, 将其分别应用于三相电流中的每一相, 则可以得到三相电流每一相的基波。

4.4 本章小结

电机参数的测量和在线辨识是矢量控制技术高性能得以发挥的关键。本章对电机参数的测量和在线实时辨识进行了探索。首先进行了经典的堵转和空载实验, 利用电机在这两种特殊工况下的简化稳态等效电路, 测得出了电机参数。在比较各种电机参数实时辨识的优缺点之后, 本文推导了两种简单实用的实时辨识方案, 对方案进行了比较, 最后给出了在线实时辨识的程序流程图和关键算法。

第五章 实验及仿真结果

5.1 仿真框图及仿真结果

仿真使用的软件为 MATLAB。仿真各种算法时的系统框图如图 5.1:



图 5.1 感应电机参数辨识仿真结构框图

图中计算 R_r 可以有各种算法。如前所述，直接公式法是直接根据公式计算出转子阻值的一种方法，仿真电源采用的是三相交流正弦电压源作为感应电机的电源输入。此处电机的参数采用实验系统中电机的参数，详见第三章。

因为直接公式算法算出的转子电阻值波动很大，所以在计算模块之后紧接着限幅与低通滤波，称为带低通滤波的直接公式法。

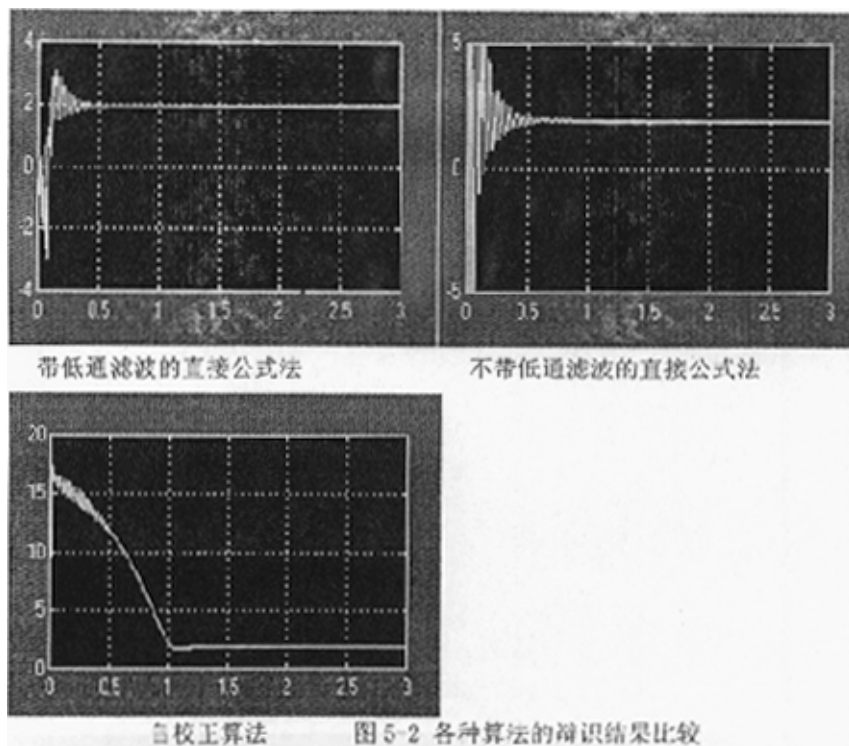
自校正算法仿真与直接公式法仿真的不同之处在于计算模块。自校正算法的计算模块为自校正辨识函数生成，它是利用两轴定子电压电流、转子转速以及电机的一些参数根据自校正辨识方法生成自校正算法所需的两个函数 $f_1(x)$ 和 $f_2(x)$ 。参数设置与直接算法一样，输入增加了反馈回来的转子电阻 R_r ，内部计算框图的不同使其输出不同，输出为函数 $f_1(x)$ 和 $f_2(x)$ 。

函数 $f_1(x)$ 和 $f_2(x)$ 之差经过 PI 调节器产生输出与转子电阻初值之和即为现时计算的转子电阻 R_r ，将此值回馈到此计算模块作为其输入。

5.1.1 不同辨识算法仿真结果的比较

(1) 直接公式法，带低通滤波的直接公式法及自校正算法的比较

直接公式法辨识出来的转子电阻带有明显的噪声干扰，这是由于电压、电流信号中都带有噪声，直接公式法直接利用这些带有噪声的信号进行电阻估计运算，从而把噪声干扰直接带了进来，因此直接公式法估计的转子电阻中含有较大的脉动噪声。后面加一低通滤波器，滤除了噪声信号，而对于自校正辨识算法中有积分环节，这相当于一个低通滤波器，其效果等同于带低通滤波的直接公式法。以下对直接公式法和带低通滤波的直接公式法及自校正算法的波形进行比较，波形如下：



由上图可以看出，直接公式法电机刚开始启动时算出的转子电阻尖峰和波动很大；带低通滤波的直接公式法滤出的效果很明显；自校正算法虽然收敛时间较长，但跟其他两种方法相比，没有明显的振荡过程，因此把自校正算法作为仿真和实验所采用的主要算法。

(2) 不同 R_r 初始给定值时的辨识效果

在额定负载下，令自校正辨识算法中 R_r 初始给定值分别为 1.0、2.5 欧姆，观测辨识结果。从结果图中可以看出 R_r 初始给定值对自校正算法辨识的收敛值的结果无影响，最后辨识结果都收敛到同一个值。

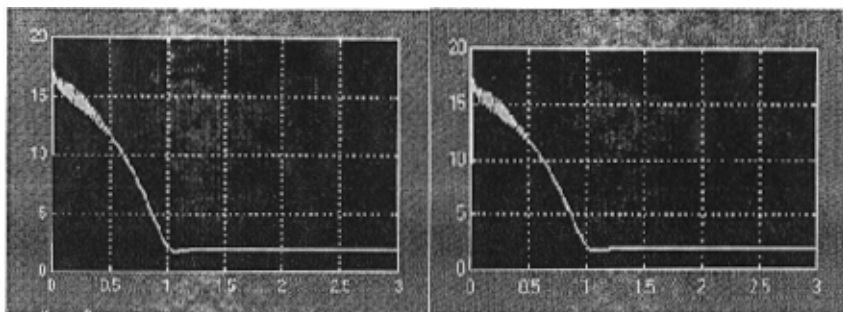
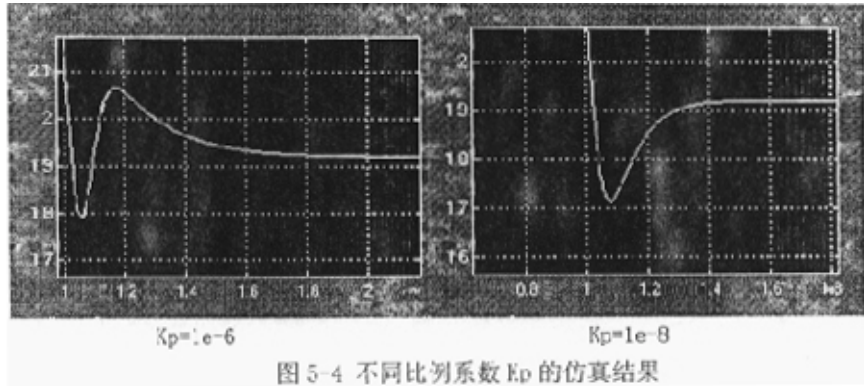


图 5-3 不同 R_r 初始给定值式的辨识结果

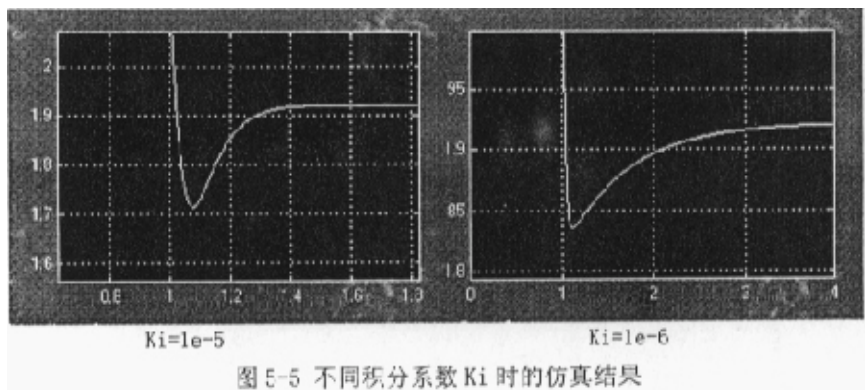
(3) 采用不同比例系数 K_p 时的辨识效果

令 K_p 分别为 10^{-6} 和 10^{-8} ，观测它对辨识结果的影响（见图 5-4）。从图中可以看出 K_p 的变化对自校正算法的收敛值影响不大。但是， K_p 的大小对收敛的速度有影响。正常情况下， K_p 越大，收敛速度越快，但 K_p 过大时，会导致收敛过程发生振荡，使收敛速度变慢。图中便是当 K_p 过大时，收敛速度反而是 K_p 值小的快。

图 5-4 不同比例系数 K_p 的仿真结果

[4] 不同积分系数 K_i 时的辨识效果

在额定负载下，令 K_i 分别取 1^{-5} 和 1^{-6} ，观测它对辨识结果的影响，仿真结果见图 5-5。从图中可以看出 K_i 的变化对自校正算法的收敛值影响不大，但是对辨识的收敛到稳定值的速度影响较大。 K_i 越大，收敛的速度越快。

图 5-5 不同积分系数 K_i 时的仿真结果

从仿真的结果可以看出，仿真算法中采用的 K_i ， K_p 参数的数值非

常小(为 $1^{-5} \sim 1^{-6}$), 而算法的中间变量, K 、 P 、 T (见第四章算法原理部分)的数值又都很大(为 $10^3 \sim 10^5$), 因此对算法的精度要求很高, 算法中必须考虑精度问题, 本文在 C 程序算法实现中对精度进行了特别的处理。如小数点位数, 及四舍五入处理, 限幅等等。

5.2 实验结果

5.2.1 PWM 各种方式过渡时的实验波形

由于本文中的矢量控制系统工作在不同的 PWM 模式(见 3.4 节), 而且机车运行时不断加速和减速, 因此需要在不同模式间频繁的切换。从实验结果可以看出各种 SPWM 调制方式均能正常工作; 各 SPWM 调制方式之间以及载波比为 3 的 SPWM 调制方式与方波之间转换平稳, 过渡过程中定子电流冲击较小, 证明了本文第三章提出的 PWM 调制方案和过渡方案是可行的。图 5-6 至图 5-11 为 PWM 波形过渡过程, 示波器通道 1 为逆变器的门极 PWM 控制信号, 通道 2 为定子相电流波形(4A/格)。

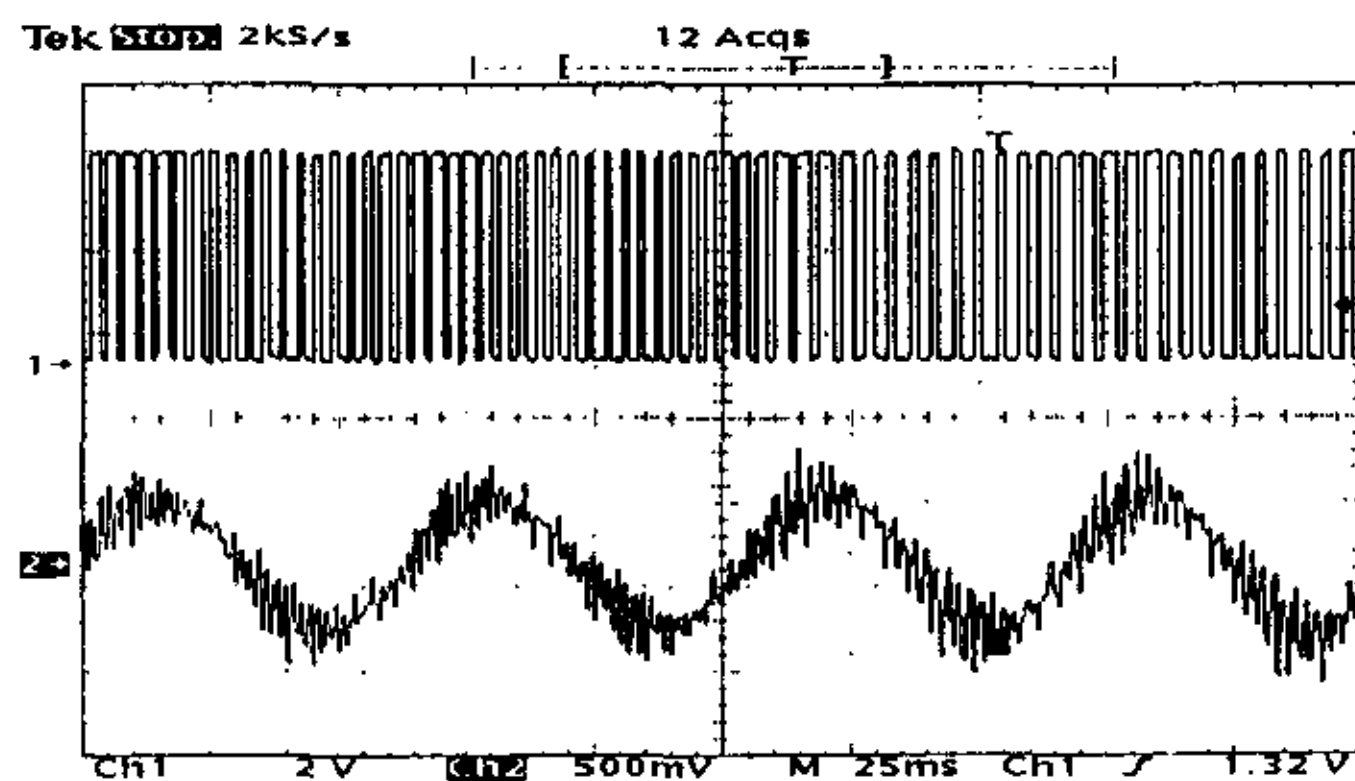


图 5-6 异步 SPWM 向载波比为 15 的同步 SPWM 过渡情况

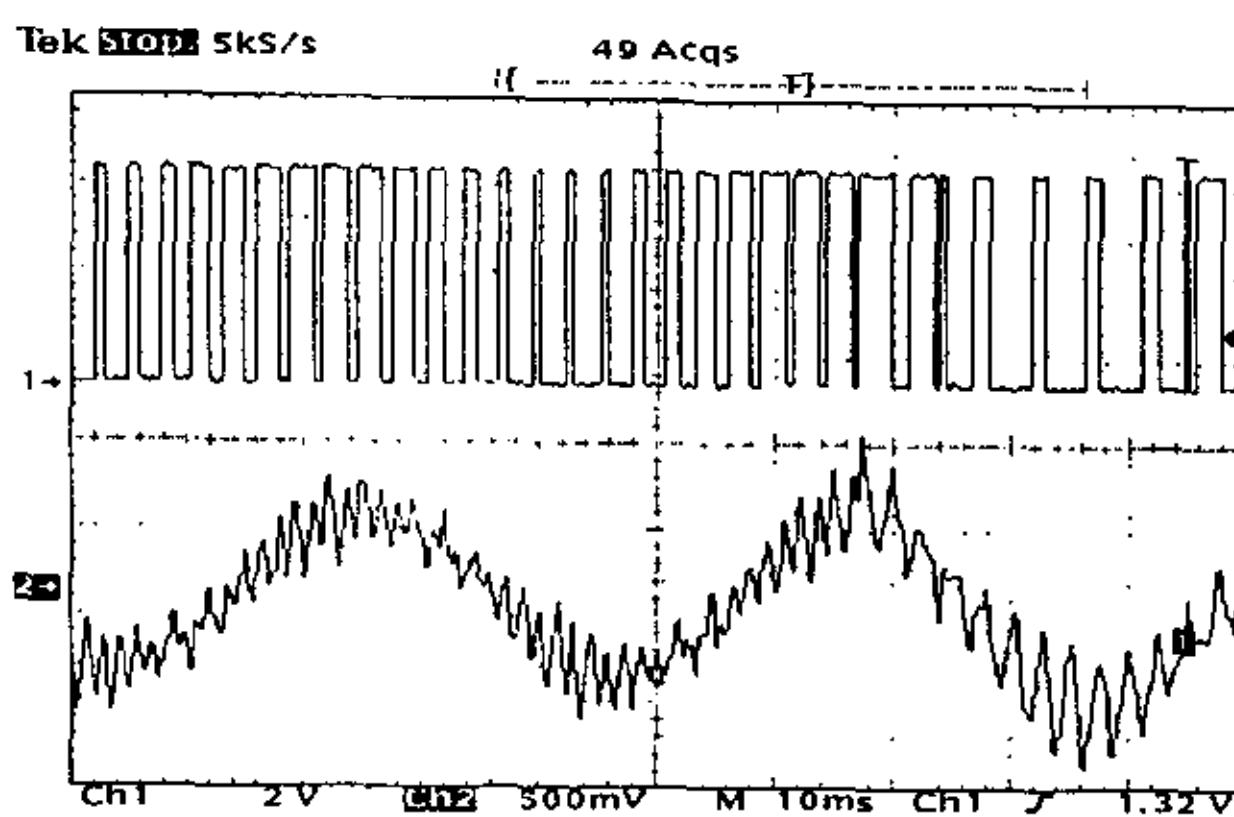


图 5-7 载波比为 15 的同步 SPWM 向载波比为 11 的优化 SPWM 过渡情况

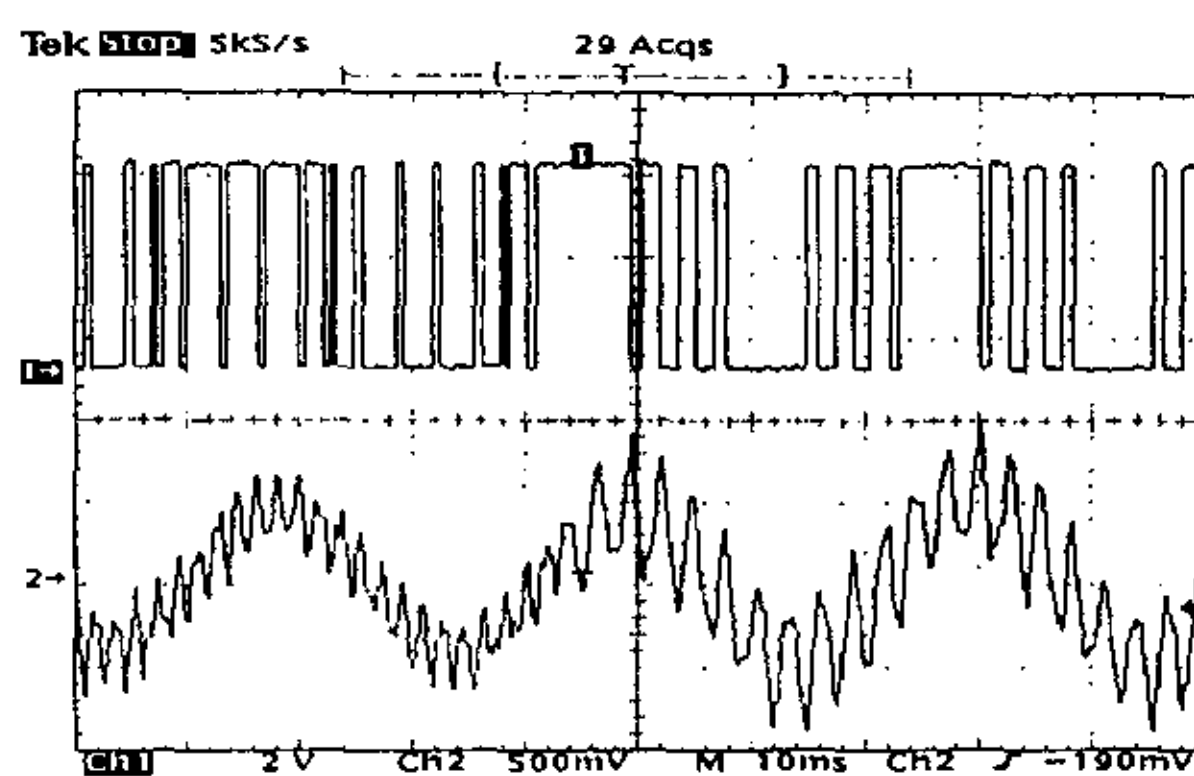


图 5-8 载波比为 11 的优化 SPWM 向载波比为 7 的优化 SPWM 过渡情况

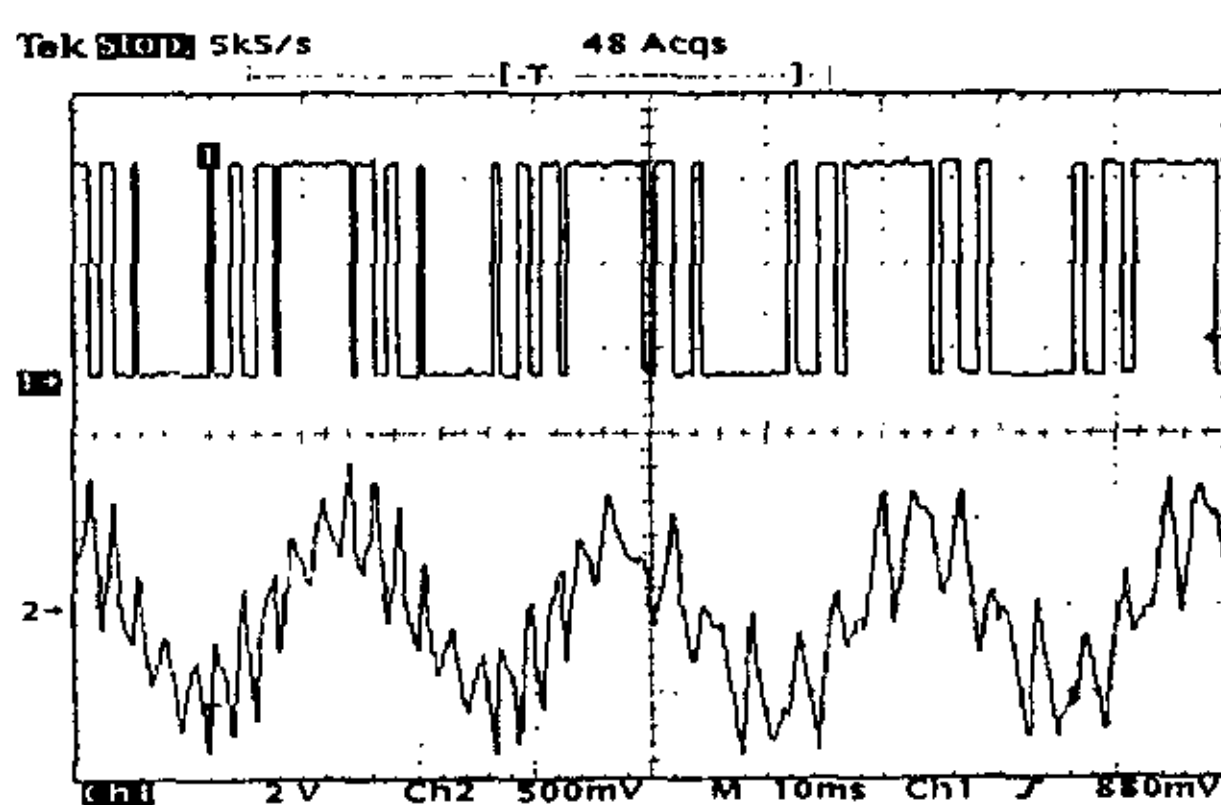


图 5-9 载波比为 7 的优化 SPWM 向载波比为 5 的优化 SPWM 过渡情况

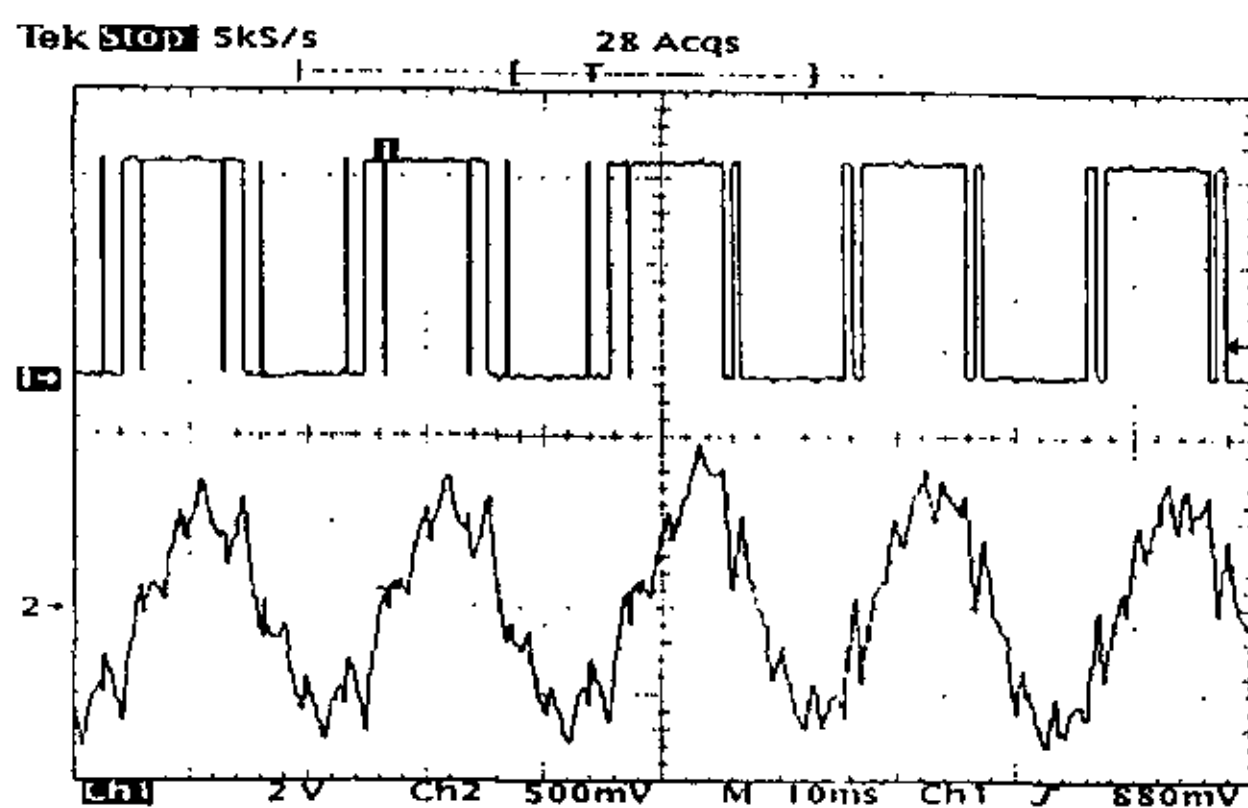


图 5-10 载波比为 5 的优化 SPWM 向载波比为 3 的优化 SPWM 过渡情况

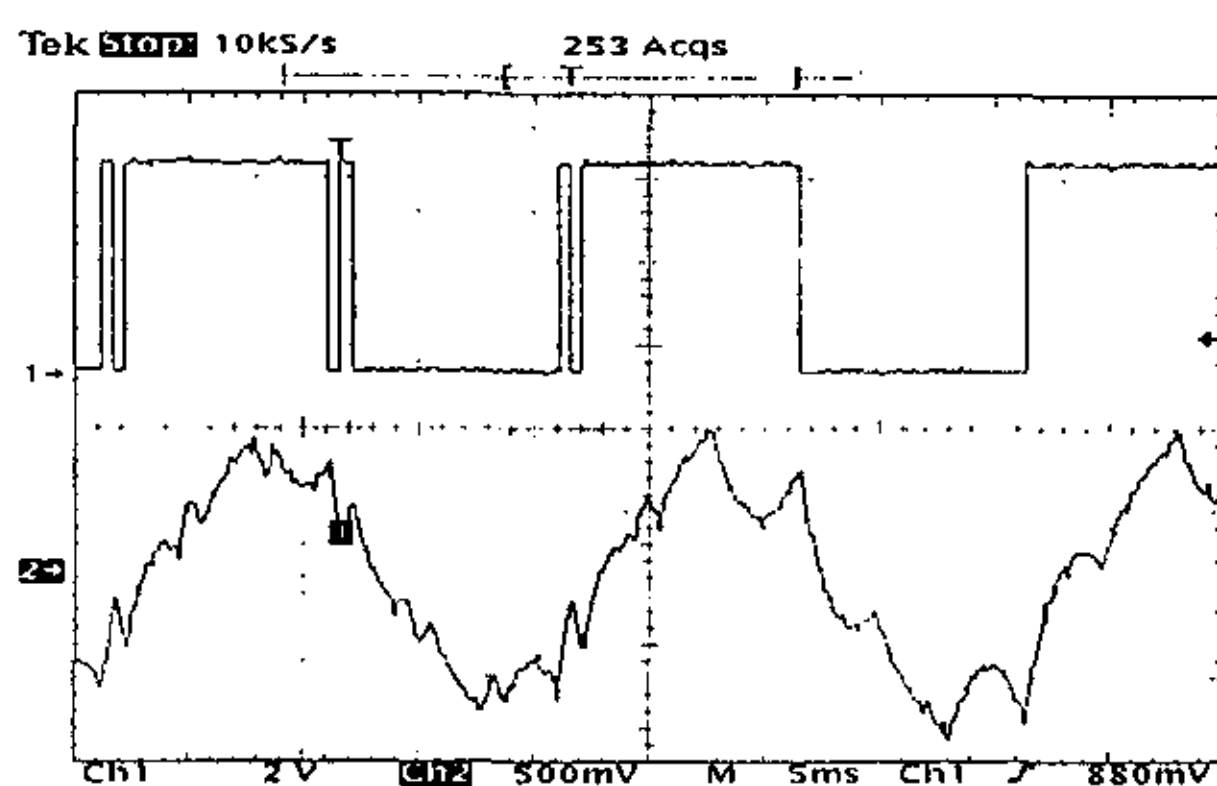


图 5-11 载波比为 3 的优化 SPWM 向方波过渡情况

5.2.1 突加和突减负载转矩的实验波形

突加和突减负载转矩实验可以很好地反映转矩响应的速度并且考验矢量控制系统的鲁棒性。图 5-12 为电机以 1100rpm 稳定运行时，负载转矩突然从额定转矩的 10%增加到 60%，定子电流转矩分量与定子相电流波形；图 5-13 为电机以 1100rpm 运行时，负载转矩突然从额定转矩的 60%减小到 10%，定子电流转矩分量与定子相电流波形。以上二图中，通道 1 均为电机定子电流转矩分量波形(2A/格)，通道 2 均为定子相电流

波形(4A/格)。从图中可以看出,无论在负载转矩突变情况下,控制系统均能快速产生转矩响应,定子电流转矩分量上升时间约为 50ms。

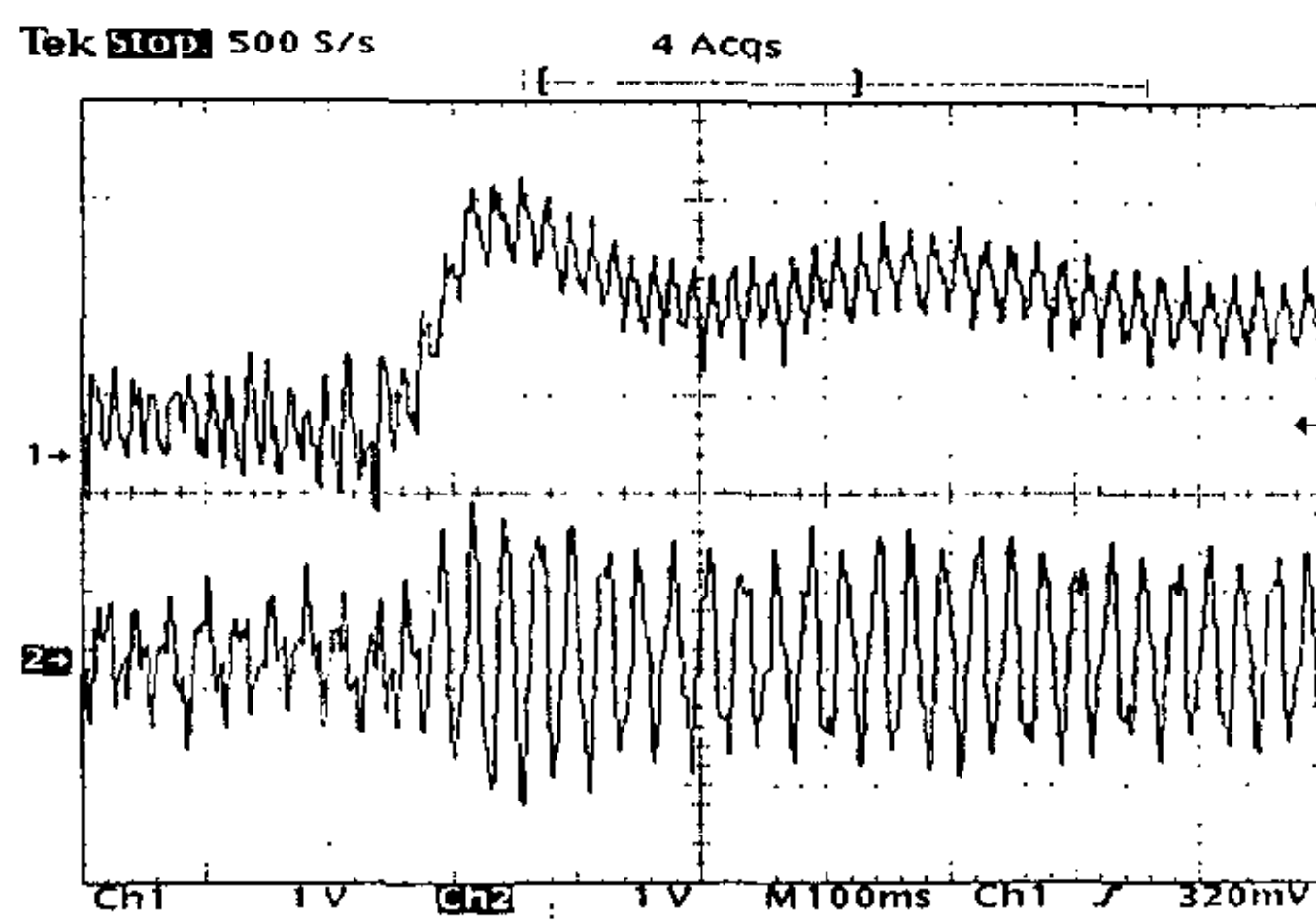


图 5-12 突加负载时定子电流转矩分量响应

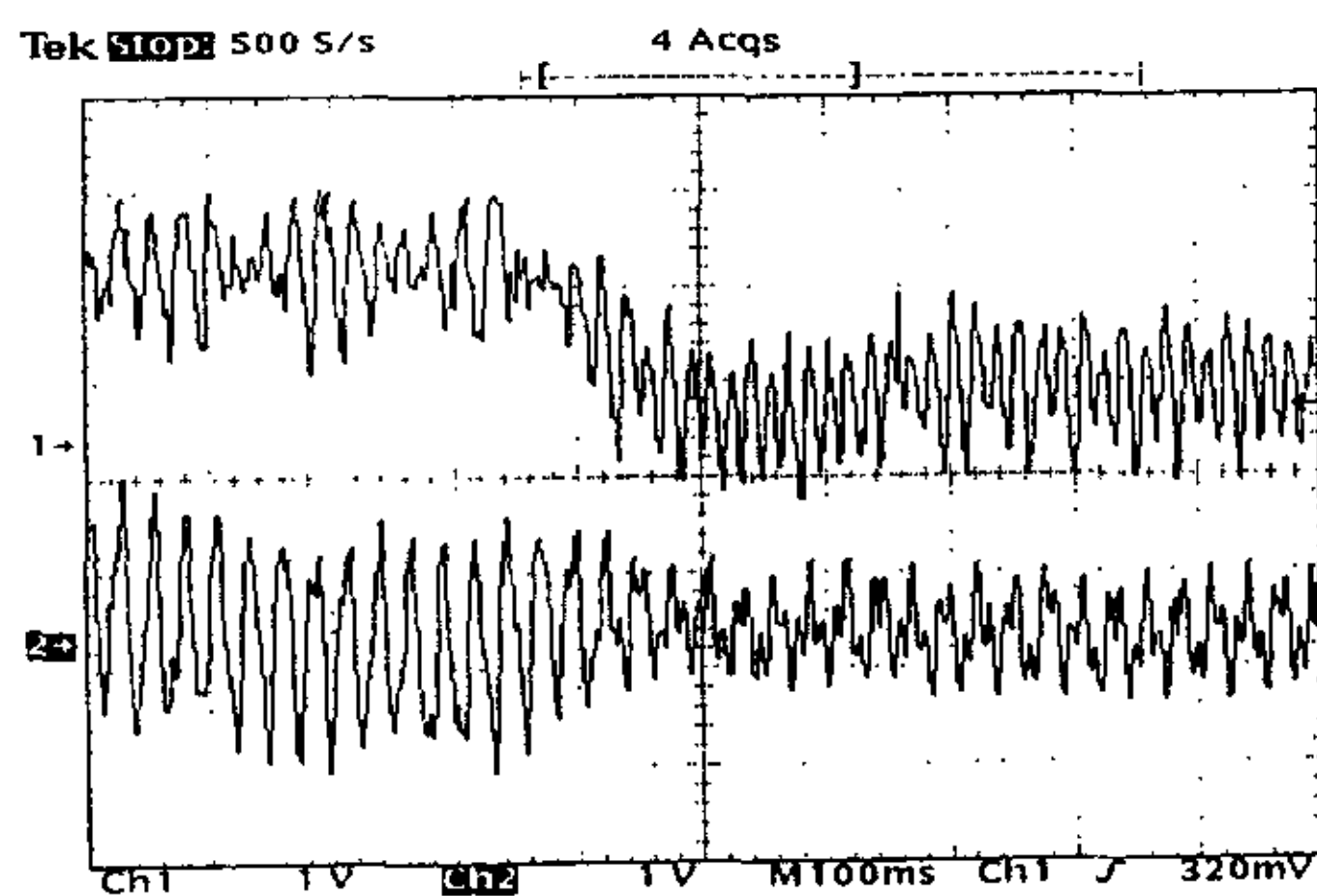


图 5-13 突减负载时定子电流转矩分量响应

图 5-14 为恒速调节下负载转矩突然从额定转矩的 10%增加到 60%时,电机转速变化情况;图 5-15 为负载转矩突然从额定转矩的 60%减小

到 10%，电机转速变化情况。以上两图中，通道 1 均为电机转速波形 (200rpm/格)，通道 2 均为定子相电流波形 (4A/格)，稳定运行时，电机的转速均为 1100rpm。由于转矩响应迅速，负载突变对转速的影响较小，从图中可以看出，转速变化幅度不超过 10%，并且在 1 秒左右又恢复到负载突变之前的值。

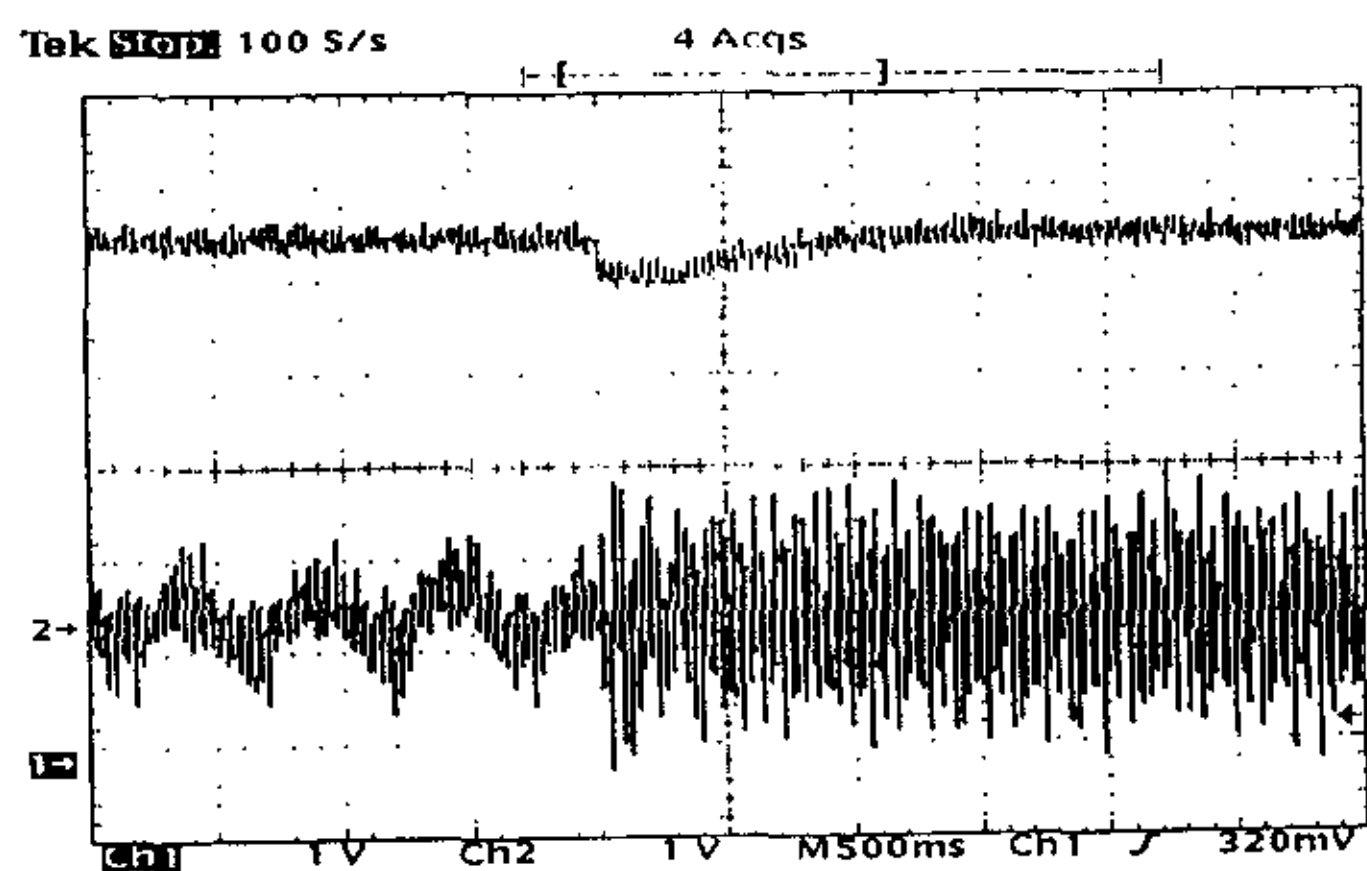


图 5-14 突加负载时的转速波形

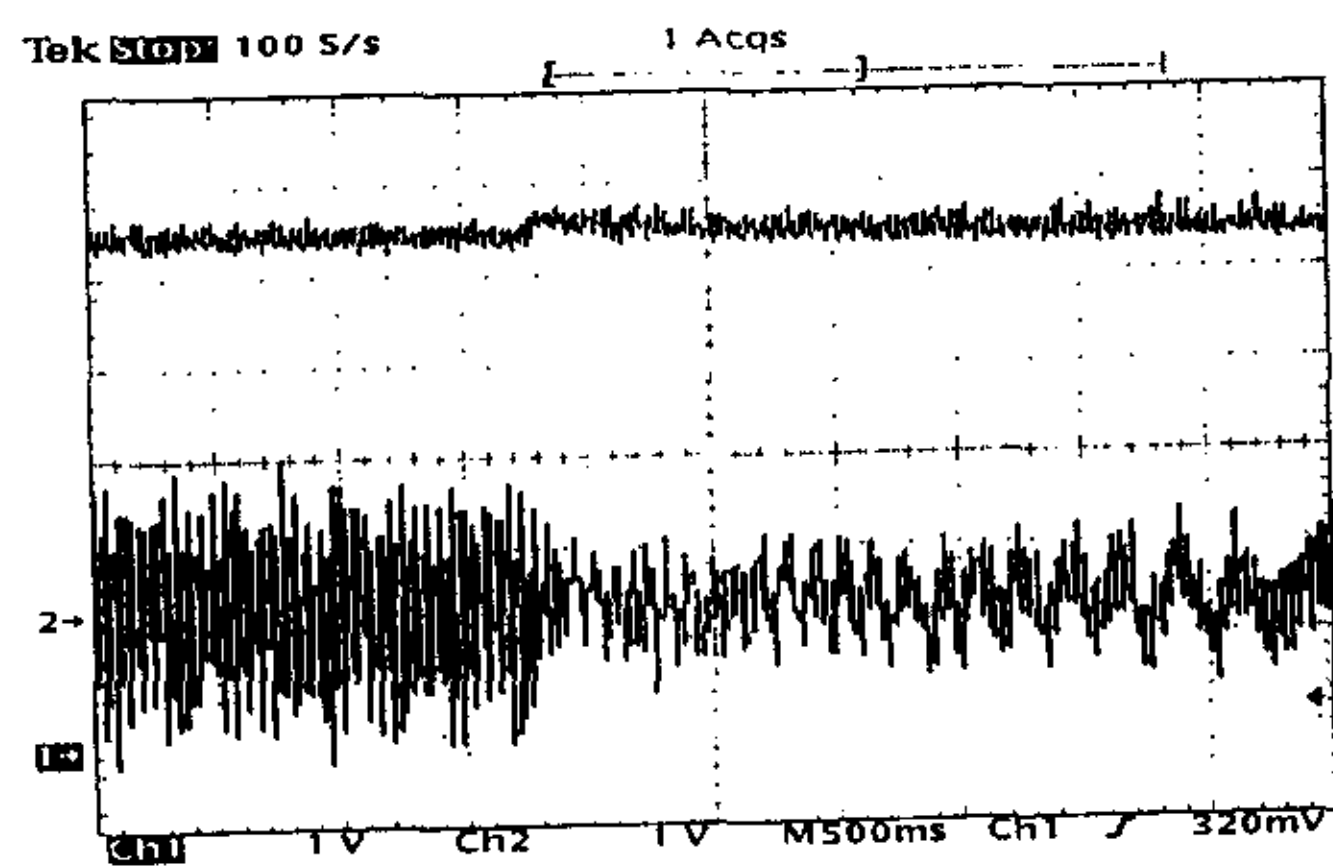


图 5-15 突减负载时的转速波形

电机方波工况运行时，为消除电压限制对转矩的影响，在转矩突变时对转子磁链的大小进行调整。图 5-16 为电机方波工况运行时，负载转矩突然从额定转矩的 10% 增加到 40% 时，电机的转子磁链变化情况。图中，示波器通道 1 为电机转子磁链波形(0.15Wb/格)，通道 2 为定子相电流波形(4A/格)，转子磁链从 0.4Wb 变为 0.35Wb。

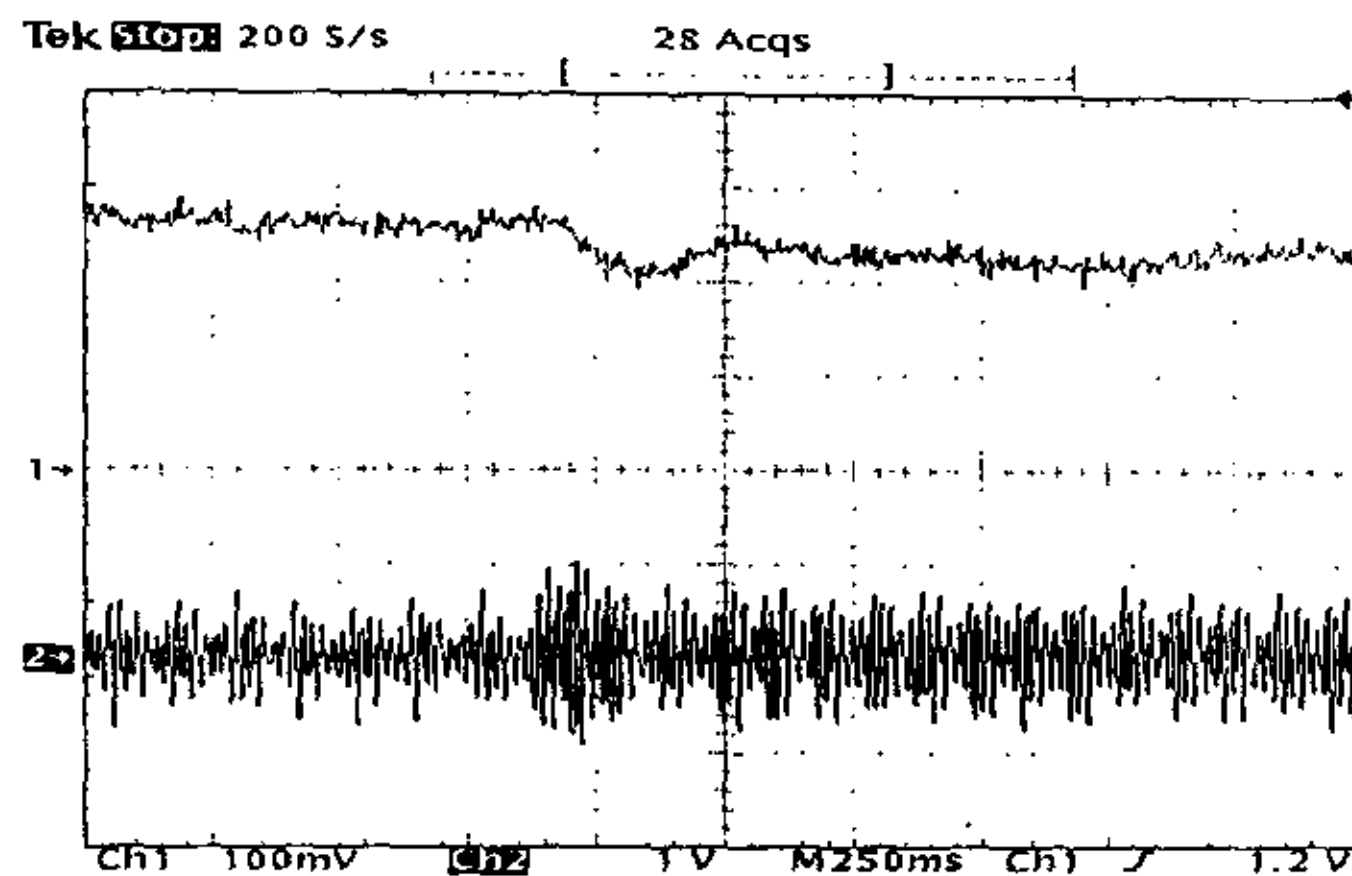


图 5-16 方波工况下突加负载时转子磁链波形

5.2.3 电机在不准确转子电阻值下的转速波形

当矢量控制系统采用准确的转子电阻值时，电机的转速能够准确快速的跟踪给定转速指令的变化，图 5-17 是电机在准确的转子电阻值下给定转速和实际转速的对比波形。(图 5-17 到 5-20 中通道 2 为转速的给定波形，通道 1 为电机的实际转速波形)。

而当控制系统中采用了不准确的转子电阻值，或者当转子电阻值随温度等环境条件变化而发生变化但控制系统不能及时跟踪此变化时，控制系统的性能就会变差。图 5-18 是当控制系统中采用的转子电阻值大于实际转子电阻值时给定转速和实际转速的波形，图 5-19 为图 5-18 局部放

大之后的波形。图 5-20 是系统参数小于实际转子电阻值时的情形。

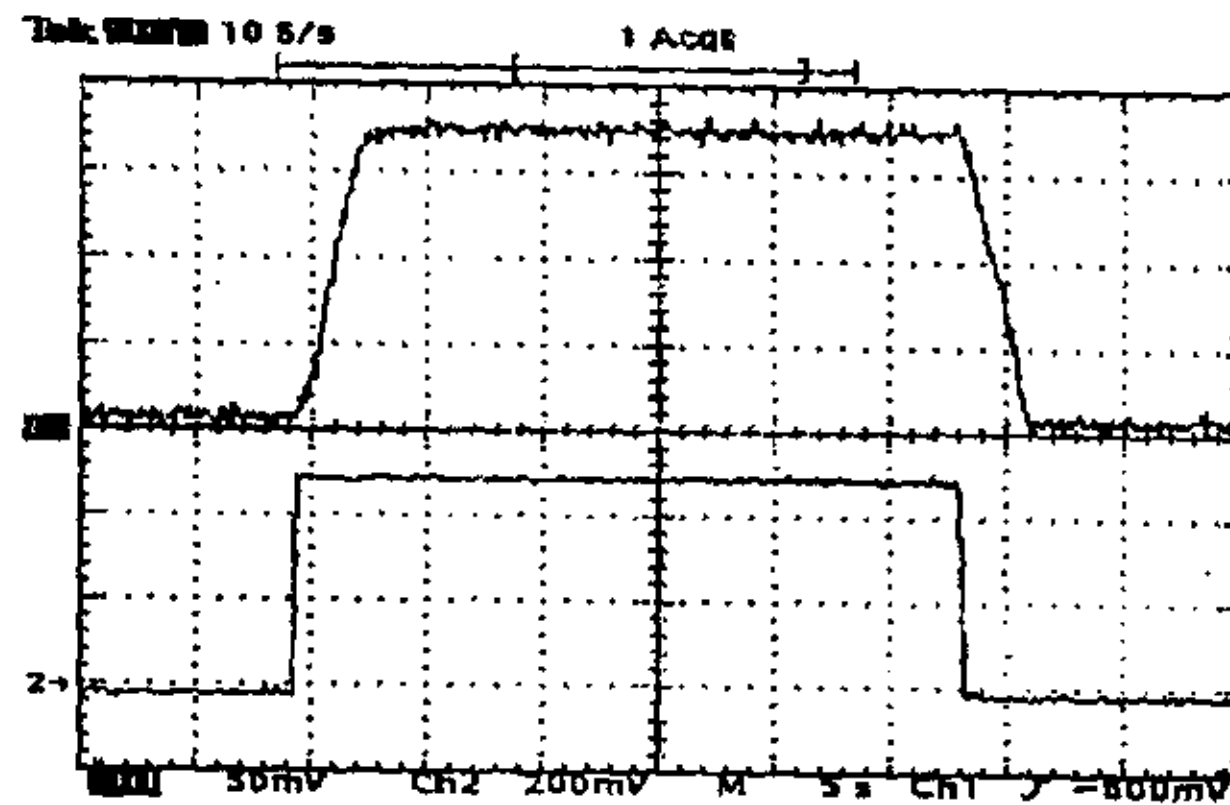


图 5-17 转子电阻值参数值等于实际转子电阻值时给定转速和实际转速的对比

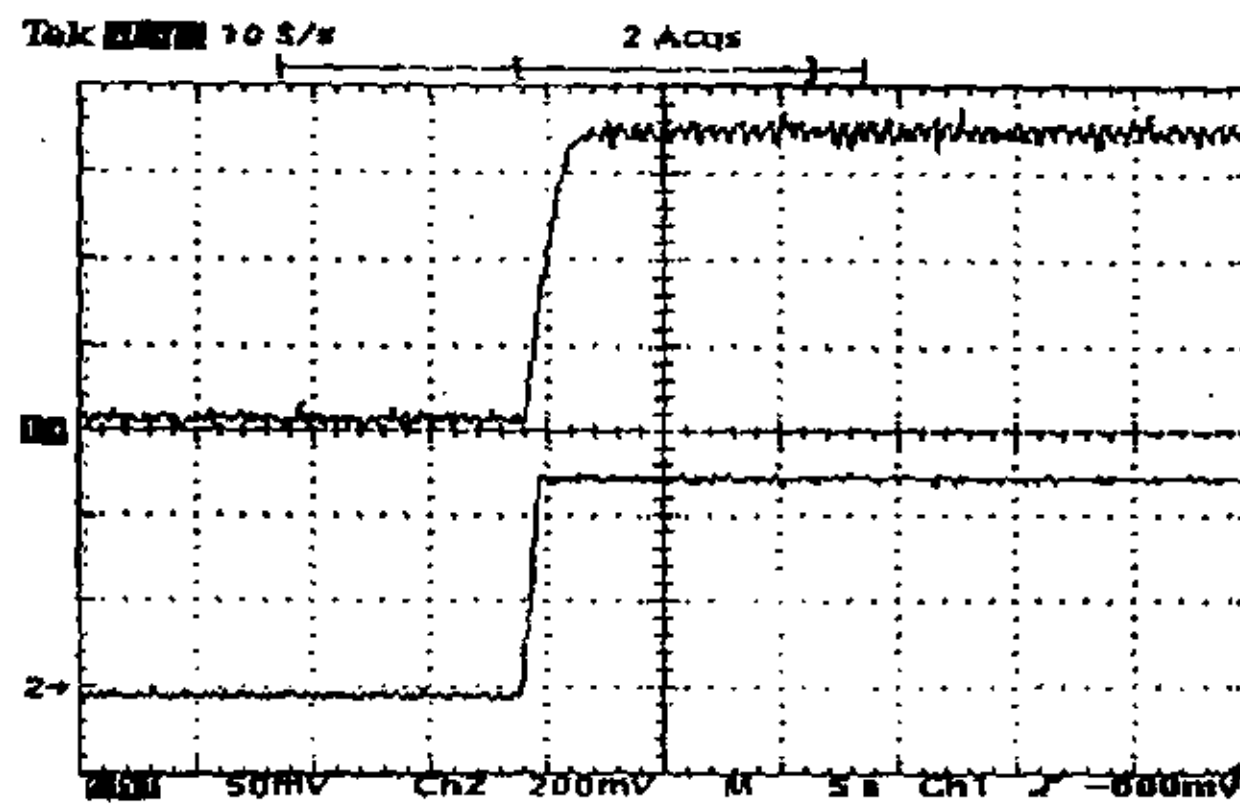


图 5-18 转子电阻参数值大于实际转子电阻值的给定转速和实际转速对比

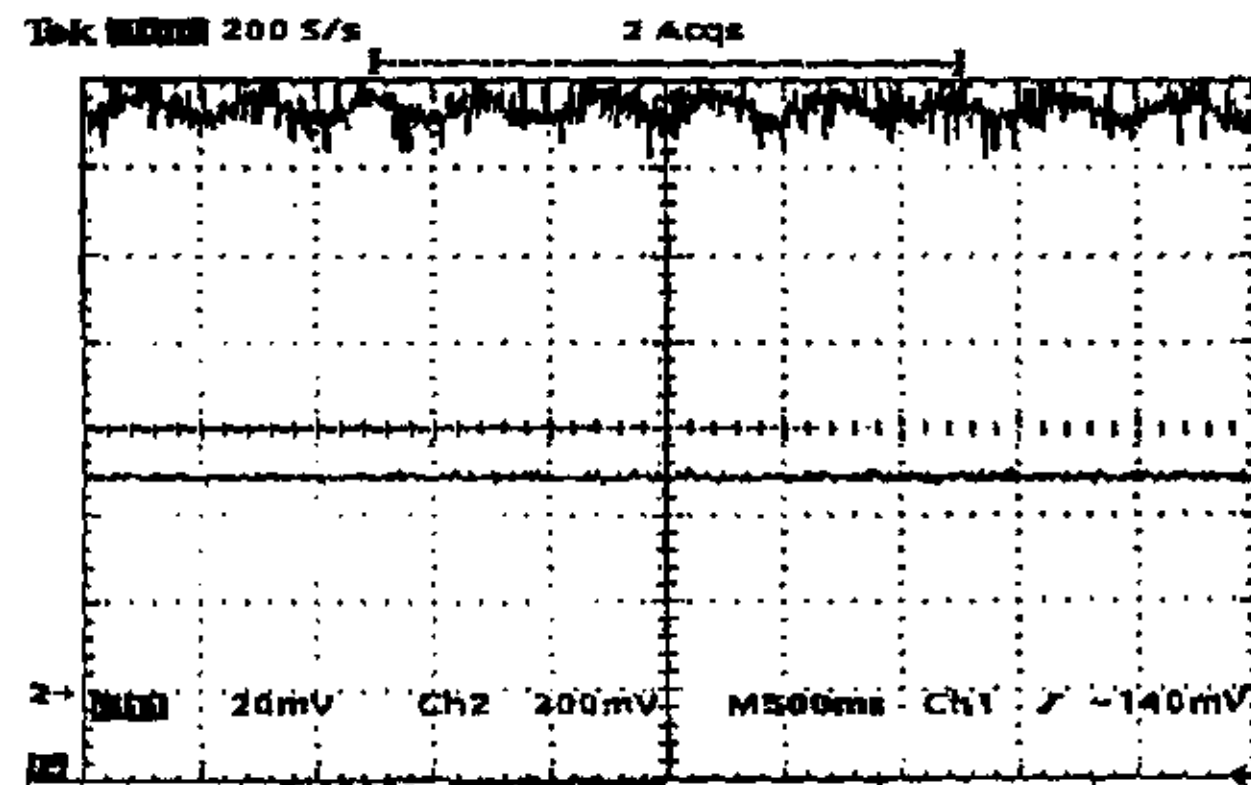


图 5-19 图 5-18 的局部放大波形

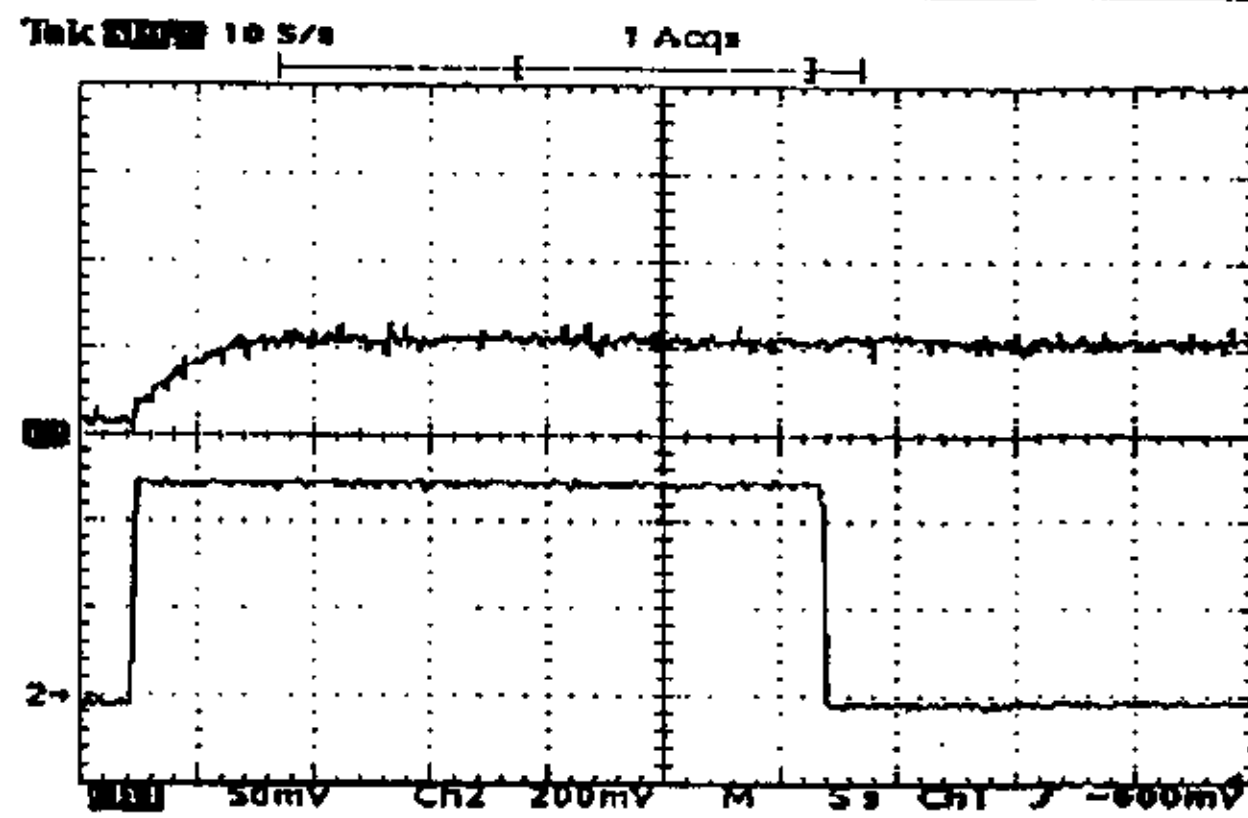


图 5-19 转子电阻参数值小于转子电阻实际值时的给定转速和实际转速对比

可以看出，当转子电阻参数值过大时，电机的稳态转速中出现了低频振荡，电机的转速不稳定，噪音增大。而当参数值过小时，电机根本达不到给定的转速值，解耦关系被破坏，不能跟踪转速给定值的变化。

5.2.4 加入参数在线辨识之后的转速波形

采用在线辨识算法对转子电阻进行实时辨识后，即使转子电阻的初值给定不正确，或者转子电阻随温度等环境条件发生变化，经过适当的收敛时间后，辨识算法亦可实时辨识出当前的准确转子电阻参数值，保证矢量控制系统性能不会因此而下降，图 5-20 即是加入参数在线辨识之后的转速对比波形。

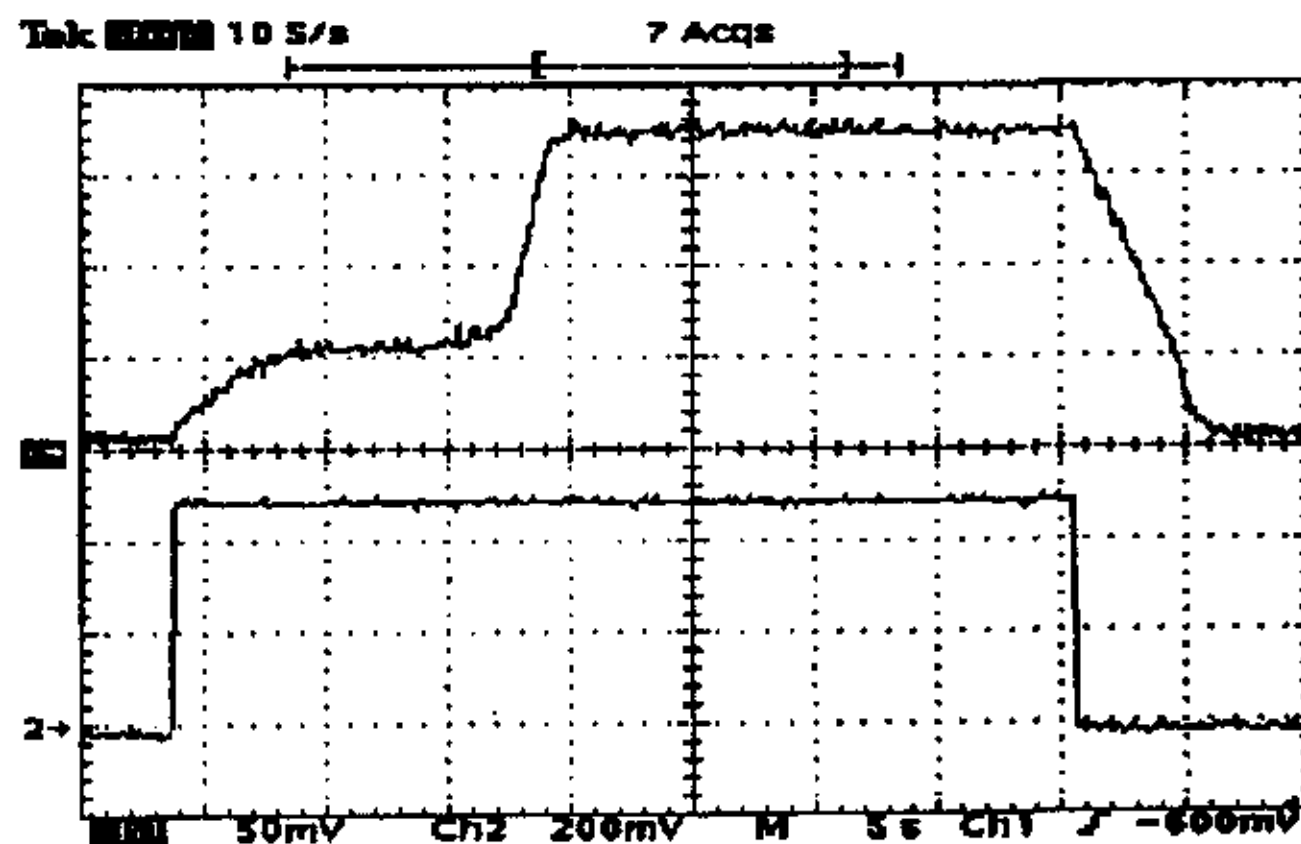


图 5-20 加入参数在线辨识之后的转速对比波形

电机启动时，转子电阻参数值设定不准确，解耦关系不正确，电机转速不能够准确快速地响应给定值的变化。当电机参数在线辨识开始起作用，经过辨识算法的收敛时间后，电机参数设定值就被校正到电机实际参数的真实值附近。这时解耦关系恢复正常，控制系统自动使实际转速准确，快速的恢复到转速给定值，之后电机便可正常运行。

5.3 本章小结

本章给出了参数辨识，PWM 各种模式过渡，及电机突加减速时的仿真和实验结果。证实了本文采用的 PWM 过渡方案能够实现各种不同 PWM 模式间的平滑过渡；本文的矢量控制系统在突加减速负载时具有很快的转矩响应；本文提出的参数在线实时辨识方案简单，辨识效果明显。

第六章 结论

在对国内外矢量控制技术和交流传动电力机车发展和现状进行广泛深入了解的基础上, 本文对矢量控制技术在最大功率场合的应用进行了系统研究, 在前人的工作基础上, 作者主要完成了以下工作:

1. 改进了基于 DSP 和单片机的双微机矢量控制硬件系统, 扩展了 A/D 和 D/A 通道数目, 通过重新设计 PCB 板, 使 DSP 和单片机的双层硬件结构布局更加紧凑, 通用性, 可扩展性提高。

2. 对不同的磁场定向方式及矢量控制方案进行深入分析, 比较了它们之间的优缺点。针对大功率应用的特点, 提出了前馈解耦结合电流和相角闭环的转子磁场直接定向电压前馈解耦型矢量控制系统方案。解决了实际应用中会存在的定子电流反馈滤波对系统动态性能有影响的问题, 以及逆变器方波工况下电压幅值受限对矢量控制系统的影响问题。

3. 针对电力机车主逆变器开关频率低的特点, 改进了包括异步 SPWM、同步 SPWM、谐波优化 SPWM 的脉宽调制软件设计方案, 应用中间 60° 过渡法重点改进了不同调制模式之间的过渡。根据实际情况设定过渡滞环宽度为 $\pm 0.5\text{Hz}$ 。

4. 通过双微机系统对感应电机进行了变压变频条件下的堵转-空载实验, 测得了电机的特性参数, 并应用最小二乘法进行了参数曲线拟合。曲线拟合的结果为矢量控制系统参数设置提供了较为准确的初值, 并为在线辨识的结果提供了参照依据。同时实现了转子电阻的在线辨识, 提高了感应电机的矢量控制系统性能。

实验及仿真结果表明:

(1) 本文的矢量控制方案充分体现了矢量控制系统良好的动态性

能,无论在电机加速过程中还是在负载突变情况下,转矩均能迅速响应,转矩电流上升时间约为 50 毫秒。通过合理调节转子磁链,本文中的矢量控制系统即使在方波工况下电压幅值受限时,也可正常运行;

(2) 本文采用的 PWM 调制方案在较低开关频率下满足了电机宽范围调速需要,不同分频段间 PWM 波形的过渡更加平稳,过渡过程中定子电流波形连续,电流冲击小;

(3) 同其他参数实时辨识方案相比,本文中的参数在线辨识方案简单实用,无论是电机参数初始设定值不准确,还是电机参数随环境条件变化而变化,辨识算法均能辨识出转子电阻值,从而大大提高矢量控制系统的性能。使异步牵引电动机矢量控制技术朝实用化方向更进了一步。

本文对大功率应用场合下的矢量控制系统及实用的参数辨识方法进行了较为深入的研究,但由于学识水平、实践经验及时间、条件的限制,研究的内容还不够全面,例如,电机的制动性能没能进行细致研究,系统还未在大功率地面实验下经受考验等等,这些都有待于将来的科研工作进一步完善该控制系统,使其能早日进入实用阶段。

致 谢

我的论文是在导师郝荣泰教授的悉心指导下完成的。从论文的选题、系统方案的设计、实验现象的分析研究以及论文的审阅等各个方面无不凝聚着导师的心血。他敏锐深刻的思维能力和严谨求实的治学作风为我树立了科学工作者的榜样。导师学习上的指导，使我受益非浅；经济上的资助，帮我渡过难关。在导师身上，我不仅学到了如何作学问，也学会了如何做一个正直、诚实的人。在此谨向导师致以诚挚的敬意，并表示衷心的感谢。

在论文研究过程中，得到了同课题组的徐晓峰博士后、李威博士、周志刚博士的热情帮助，在此向他们表示衷心的感谢。

科研室的郑琼林教授、梁晖博士、童亦斌、游红梅、曾国宏、华伟、刘京斗、张立伟等老师和同学也在研究过程中给予了我热情的帮助，在此向他们表示衷心的感谢。

同时还要感谢电气学院的范瑜、刘志刚、金新民等老师以及其他老师和同学在我学习期间所给予的无私帮助。

最后，对我的家人及所有亲人给予我的理解和支持表示深情的谢意。

参考文献

- [1] Peter Vas, Vector Control of AC Machines, Oxford, Clarendon Press, 1990.
- [2] Peter Vas, Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines, Oxford, Clarendon Press, 1993.
- [3] J. M. D. Murphy, F. G. Turnbull, Power Electronics Control of AC Motors, Oxford, Pergamon Press, 1987.
- [4] R. Samudio,; P. Pillay, Design of a Flexible DSP-based Drive Development System, IAS, 1995. 1854~1861
- [5] D. J. Atkinson, P. P. Acarnley, Practical Implementation of a DSP Dased Induction Motor Drive, EPE, 1993. 202~207
- [6] Controlled Induction Motor Drive Using Only Current Sensors, IEEE Trans. IE, 1992. 39(3): 241~249
- [7] 郝荣泰, 电力电子技术在我国电力机车上的应用, 机车电传动, 1998(5-6): 43~45
- [8] 李威, 车向中, 郝荣泰. 异步电机双微机矢量控制系统的研究, 铁道学报, 1999(6): 30-33
- [9] 符曦. 感应电动机矢量控制及应用. 北京: 机械工业出版社, 1986
- [10] Vichai Saechout, Nakano Michio, Approach for Speed Sensorless Control of Induction Motors Without Speed Estimation, IECON, 1996. 1139~1142
- [11] T. H. Chin, Approaches for Vector Control of Induction Motor Without Speed Sensor, IECON, 1994. 1616~1620
- [12] B. Heber, L. Y. Xu, Y.F. Tang, Fuzzy Logic Enhanced Speed Control of an Indirect Field Oriented Induction Machine Drive, PESC, 1995.

1288~1294

- [13] D. Hostmann, G. Stanke, Die stromrichternahe Antriebsregelung des Steuergerätes für Bahnautomatisierungssysteme SIBAS 32. *Elektrische Bahnen*, 1992.(11), 344~350.
- [14] W. D. Weigel, SIBAS 32 the Way Forward in Vehicle Control. 西门子公司资料. 1997
- [15] AGATE Control System, GEC ALSTHOM 公司资料. 1997
- [16] H. Schneider, J. Vitins, MICAS-S2 Distributed Traction Control for Motive Power Units, *ABB Review*, 1995(5): 11~20
- [17] 姚永康, 现代三相交流传动电力机车技术特点, 牵引动力学会电力机车和电传动学组年会论文, 1992
- [18] 张黎, 200km/h 电动车组牵引变流器控制系统研制, *铁道机车车辆*, 1998(3): 1~6
- [19] 李春阳, 电力电子器件与牵引传动的发展, *电力机车技术*, 1999(1): 1~6
- [20] E. G. Chester, D. J. Kinniment, Techniques for ASIC Implementation of Vector Control, *IEE Proceedings: Computers and Digital Techniques*, 1995. 142(5): 318~324
- [21] 杨顺昌. 参考系理论及感应电动机系统分析. 重庆: 重庆大学出版社, 1987
- [22] 王振永, 王然冉. 电机的数学模型和参数识别. 北京: 机械工业出版社, 1991
- [23] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统. 北京: 机械工业出版社, 1996
- [24] 马小亮. 大功率交-交变频调速及矢量控制技术. 北京: 机械工业出版社, 1996

- [25] 陈坚. 交流电机数学模型及调速系统. 北京: 国防工业出版社, 1989
- [26] S. R. Bowes, P. R. Clark, Transputer-based Harmonic-Elimination PWM Control of Inverter Drives. *IEEE Trans. IA*, 1992. 28(1): 72~80
- [27] S. R. Bowes, P. R. Clark, Simple Microprocessor Implementation of New Regular-Sampled Harmonic Elimination PWM Techniques. *IEEE Trans. IA*, 1992. 28(1): 89~95
- [28] S. R. Bowes, P. R. Clark, Transputer-based Optimal PWM Control of Inverter Drives. *IEEE Trans. IA*, 1992. 28(1): 81~88
- [29] S. R. Bowes, A. Midoun, Microprocessor Implementation of New Optimal PWM Switching Strategies. *IEE Proc. Pt. B*, 1988. 135(5):269~280
- [30] H. Broeck, H. Skudelny, G. Stanke, Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors, *IEEE Trans. IA*, 1988. 24(1): 142~150
- [31] P. Sodermanns, Methods of Generating Pulse Patterns in Voltage Source PWM Inverters and Implementation in an Industrial Drive, *EPE*, 1989. 1273~1277
- [32] E. Sournac, J. C. Hapiot, P. Maussion, Implementation of Optimized Modulation in an Industrial Speed Drive for Asynchronous Machines, *EPE*, 1989. 1291~1296
- [33] P. G. Handley, J. T. Boys, Practical Real-time PWM Modulators: an Assessment, *IEE Proc. Pt. B*, 1992. 139(2):96~102
- [34] R. D. F. Rossi, B. R. Menezes, S. R. Silva, Vector Control of Voltage Fed Three-Phase Inverters: Variable Switching Regions, *PESC*, 1994. 219~224
- [35] A. Khambadkone, J. Holtz, Low Switching Frequency and High Dynamic Pulsewidth Modulation Based on Field-orientation for High-

- power Inverter Drive, IEEE Trans. PE, 1992. 7(4): 627~632
- [36] 黄俊, 王兆安. 电力电子变流技术. 北京: 机械工业出版社, 1996
- [37] Induction Motor in the Field-weakening Region, IEEE Trans. IA, 1992. 28(4): 850~857
- [38] R. D. Lorenz, D. B. Lawson, Flux and Torque Decoupling Control for Field-Weaken Operation of Field-oriented Induction Machines, IEEE Trans. IA, 1990. 26(2): 290~295
- [39] S. R. Bowes, J. C. Clare, R. Pearce, Vector Controlled Drive Simulation Using Circuit Analysis Packages, IAS, 1990. 495~501
- [40] 刘松强. 数字信号处理系统及其应用. 北京: 清华大学出版社, 1996
- [41] 张雄伟. DSP 芯片的原理与开发应用. 北京: 电子工业出版社, 1997
- [42] 孙涵芳. INTEL 16 位单片机. 北京: 航空航天大学出版社, 1995
- [43] 何熙文, 徐承深, 孙翱, Intel 8XC196MC/MD 高档单片机原理及实用技术, 大连, 大连理工大学出版社, 1995
- [44] TMS320C3x User's Guide. Texas Instruments, 1994
- [45] TMS320C3x C Source Debugger User's Guide. Texas Instruments, 1993
- [46] TMS320 Floating-Point DSP Optimizing C Compiler User's Guide. Texas Instruments, 1995
- [47] MAST Reference Manual. Analogy Inc., 1996
- [48] Using SaberDesigner. Analogy Inc., 1996