

绪 论

一、交流调速拖动的特点

根据转速是否变化的观点，各类生产机械可以分为恒速拖动机械和调速拖动机械两大类。由于电能生产变换经济，传输分配容易，使用控制方便，因而电力拖动已广泛应用于各类生产机械。为了满足电力拖动调速机械的生产工艺要求，提高产品质量和生产率，电力拖动系统的调速性能具有重要意义。

长期以来，由于直流调速拖动系统的性能指标优于交流调速拖动系统，因此直流调速拖动系统一直在调速领域内占居首位。例如发电机电动机（ $F-D$ ）机组列欧纳德（Leonard）控制方式，带有交磁放大机的发电机电动机（ $JF-F-D$ ）机组以及可控硅电动机（ $SCR-D$ ）机组调速系统，在额定转速以下用改变电枢电压的方法调速，在额定转速以上用改变励磁的方法调速。采用反馈和前馈的直流调速拖动系统可以得到高精度的转速调节。因此，在过去的年代里，人们在概念上已形成直流调速拖动比交流调速拖动好的深刻印象。但是由于直流电机本身结构上存在有机械整流器和电刷，所以给直流调速拖动系统带来了下面三个主要缺点：

- （1）维护困难；
- （2）设置环境受到限制，易燃易爆以及环境恶劣的地方不能适用；
- （3）在结构发展上，制造大容量、高转速及高电压的直流电机比较困难。

随着电力电子学的飞速发展，各种大功率半导体器件诸如可控硅等的出现，促使交流调速飞跃进步。它已进入与直流调速拖动相媲美、相竞争的时代，并有取而代之的趋势，从而开始转变了人们过去的旧印象。

在交流调速拖动系统中，通过可控硅功率变换器改变输出电压、电流和频率等参数来给交流电动机提供调速电源，从而进行转速调节，其示意图如图 0-1 所示。这里可控硅功率变换器有下列四种形式：

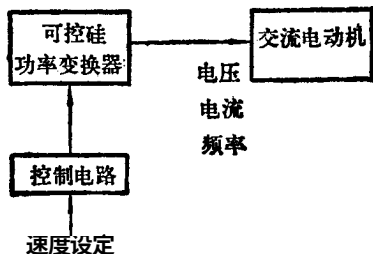


图 0-1 交流调速拖动系统

- （1）AC/DC 由定压定频的交流变换为直流的功率变换器，称之为顺变器或整流器；
- （2）DC/DC 由定压直流变换为可调直流电压的功率变换器，称之为斩波器，相当直流脉冲调压方式；

(3) DC/AC 由可调直流变换为可调频率的交流,称为逆变器或变频器;

(4) AC/AC 由定压定频交流变换为调压调频交流,称为循环变流器。

由前三种或二种组成的可控硅功率变换器,称为交-直-交变频器或间接式变频器。由后者组成的可控硅功率变换器,称为交-交变频器或直接式变频器。各类变频器,其输出一般为可变电压可变频率形式,可简称为VVVF变频器。由这样功率变换器组成的交流拖动调速系统有如下特点:

(1) 可以扩大交流电机的容量,增高交流电机的转速和电压;

(2) 交流电机特别是鼠笼式异步电动机设置环境适应性广;

(3) 维护省力;

(4) 异步机结构简单,坚固耐用,经济可靠,惯性小;

(5) 由于高性能、高精度新型调速系统的不断出现和发展,完全可以得到同直流调速系统一样好的性能指标。

正是这样,交流调速系统在性能上可和直流调速一样,但它克服了直流调速系统现存的缺点,且发挥了交流机本身固有的优点,所以近些年来交流调速拖动,在国内外引起了人们极大的重视和飞跃的发展。

二、交流调速拖动系统的发展动向

交流调速的方式多种多样,这里只介绍带有方向性的近代交流调速主要发展动向。

1. 串级调速

它是将绕线式异步机的转差功率回馈到电网的一种比较经济的调速方法。可以有低同步及超同步两种串调方式。对于低同步串级调速,技术上已经成熟,我国已有大容量的系列生产,应用的地方也不少。超同步串级调速具有其它电机所没有的运行特点,也就是它在低同步运行时,不仅可以运行在电动状态,还可以运行在再生发电制动状态;在超同步运行时,不仅可以运行在再生发电制动状态,还可以运行在电动状态。这样,扩大了调速范围,方便了四象限运行。超同步串级调速目前我国正处于工业性试验阶段,对同步速度信号的准确检测、控制死区的消除及控制精度的提高以及静态特别是动态特性的理论分析还有待于进一步研究。除这种电气串级调速方式以外,还有机械串级调速(克雷默)方式,它向着同轴无换向器电机及无刷串级调速方式方向发展,但无论何种串级调速的应用都要受到绕线式异步电动机的限制。

2. 变频调速

它是最有发展前途的一种交流调速方式,其调速方法花样繁多。从60年代初提出的麦克默雷(MCMURRY)电压型变频器开始,发展到电流型、脉宽调制(PWM)型及循环变流器,现在又向着高性能、高精度、响应快、大容量化、微型化及理想化方面发展,并不断出现新的控制结构及控制方式。由简单的开环控制转为各种方式的闭环控制,诸如位置控制、锁相控制、速度闭环、频率闭环及数字控制等。随着功率半导体器件质量的提高,从普通可控硅(SCR)发展到快速可控硅及可关断可控硅(GTO)的应用,从普通晶体管发展到动力晶体管(GTR)的应用。控制单元和系统从分立元件向着大规模集成电路微型化和数字控制方向发展,从而使可控硅变频调速装置的可靠性及经济性不断提高。

3. 无换向器电机

无换向器电机又称可控硅电机。由于相当于用位置检测器及可控硅代替了直流电机的

电刷和整流器，所以它可视为具有三个换向片的直流机，其原理和特性同直流电机相似。这种新型电机的严格名称应是自控式变频调速的同步电动机。它是由转子磁极位置检测来的信号，自动控制与转子转速相对应的频率，因此没有失步现象产生。这一点不同于普通的他控式变频调速。无换向器电机的功率因数高；采用反电势自然换流，可省去强迫换流电路；一般以改变直流电压 U_d 用相位控制 α 角的方法进行调速，调速特性与直流电动机相似。

4. 矢量变换控制

这是一种新的控制思想，新的控制技术和理论。它的想法是模拟直流机的控制特点来进行交流机的控制。我们知道，直流电机所以调速性能好的根本原因在于直流电机的转矩控制容易，分别控制电枢电流 I_a 和磁通 Φ 两个参数就能控制转矩。 I_a 和 Φ 之间互成直角且独立，可互不影响地分别进行调节。而异步机的转矩不仅与转子电流 I_2 和磁通 Φ_m 有关，且与转速有关。 I_2 和 Φ_m 两个参数既不成直角又不是两个独立变量。转矩的这种复杂性是异步机难于控制的根本原因。如果通过坐标变换理论将交流机的定子电流 I_1 分解成磁场定向坐标的磁场电流分量 I_{1M} 和与之相垂直的坐标转矩电流分量 I_{1T} ，由于 I_{1M} 、 I_{1T} 在同一个同步旋转坐标系上，其相对关系是静止的，相当于直流量，因此对这种直流量进行控制就同于直流机的控制了。至于如何进行磁场检测和坐标变换等将有专章进行讨论。矢量变换控制实际有两种，一种是磁场定向式，如上所述；另一种是滑差频率控制式。对于滑差频率控制式，不用进行复杂的磁通检测，而是通过测速机测出转子角频率 ω ，又通过模拟运算电路求得滑差角频率 ω_s ，二者之和得出定子角频率 ω_1 ，即 $\omega_1 = \omega + \omega_s$ ，从而可求出给定定子电流 I_1^* 所需要的瞬时相位角 φ_1^* ，然后用 I_1^* 和 φ_1^* 这两个量来控制变频装置。该装置为电动机提供幅值为 I_1^* ，瞬时相位为 φ_1^* 的定子电流，满足负载所需要的转矩及磁通，于是实现了矢量控制。矢量变换控制装置在国外已进入实用化阶段，而在我国目前已引起人们的极大兴趣，并正在积极研制试验发展中。

5. 微处理机控制

近些年来，在交流调速领域中，出现了以微处理机为核心的新一代控制系统及单元，控制系统从部分采用微处理机控制向着全面采用微处理机控制方向发展，微处理机控制并且具有监视、保护、诊断及自复原等多种功能。

6. 交流调速技术在节能节电方面广泛应用

把一些旧有的恒速交流电力拖动系统改造为转速可调的交流调速系统，可以取得明显的节电效果。它为交流调速在工业中的应用开辟了新的前景。例如交流调速应用于风机水泵类机械，把原来用挡板节流阀控制风量、流量方式改为转速控制方式，由于所耗功率与转速的立方成正比，因而可以得到显著地节电经济效益。一般改造用的设备投资可在1~3年内收回。

三、可控硅功率变换器存在的共同性问题

可控硅功率变换器虽然在交流调速领域中得到广泛应用，但它们还存在着缺点和问题，其共同性的主要问题有：

1. 对供电电源及电机等带来不利的影响

由于可控硅功率变换器的功率因数 $\cos\varphi$ 变坏及输出波形非正弦，对电源侧将产生基波和谐波的无功功率，以致影响供电电源的质量，同时也将不可避免地使电动机的特性恶化。

图0-2对异步电动机在正弦波电源和逆变器电源下运转时的效率、功率因数、电流与输出功

率间的关系曲线做了比较。从图中看出，在逆变器电源下电动机的效率减低5~7%，功率因数差8%，而电流增加10%。由于高次谐波的影响，使附加损耗增加和温升增高，限制了电机的出力，使电机电器的噪音增大以及对无线电通讯干扰增大等。开发输出波形为正弦波及功率因数高的可控硅功率变换装置，同时研究改善功率因数的有效措施并设计最佳结构新型系列的可控硅供电专用电动机，是当前主要研究课题之一。

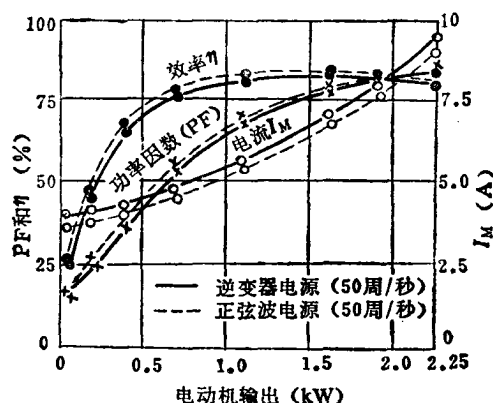


图 0-2 异步电动机在正弦波电源下和在逆变器电流（矩形波）下运转时的效率、功率因数及电流的比较

2. 电动机转矩的脉动

由于高次谐波的原因，电动机还会产生转矩的脉动，其转矩脉动频率为 $6kf$ ($k=1, 2, 3, \dots$)。这些脉动转矩是由 $6k \pm 1$ 次谐波电流而产生的，例如 6 次的脉动转矩是由 5 次和 7 次谐波电流所产生。当转矩脉动频率较低并接近机械固有频率时，容易产生机械共振现象。即使脉动转矩很小（例如 1%），如其共振倍率为 130~300，则当机械共振时将会产生大于几倍额定转矩的力。这样大的力会远大超过机械的允许应力，导致生产机械迅速破坏的严重后果，这是绝对不允许的。为此调速装置必须注意避免在共振点以下运行。同时必须改善输出波形，减少高次谐波成分。一般采取的措施有：

(1) 利用细分电路进行控制，使一周期内波形阶梯多段化，例如采用正弦电流变频器等；

(2) 采用脉宽调制 (PWM) 型变频器；

(3) 电流型及电压型变频器采用多重化技术等。

3. 瞬时停电措施

电源供电系统因雷击或其它原因发生接地故障时，将产生紊乱。从事故发生到瞬时事故消除或通过继电保护切断事故回路，这一段时间为瞬时停电时间，一般为一秒以下并常在 0.3 秒以内。如果变频装置没有瞬时停电措施，在复电时可能产生逆变器换流失败以及过电流和过电压现象，因此应设有必要的瞬时停电措施。首先对瞬时停电（不管是三相停电、缺相或三相电压不平衡等）要能快速检测出来，一方面保证吸收回路及时吸收瞬态能量，另一方面使变频装置仍能维持运行，并在恢复供电时能按正常顺序运转。

第一章 变频调速的一般基础

我们知道，交流电机的同步转速表达式为

$$n_1 = \frac{60f}{p}$$

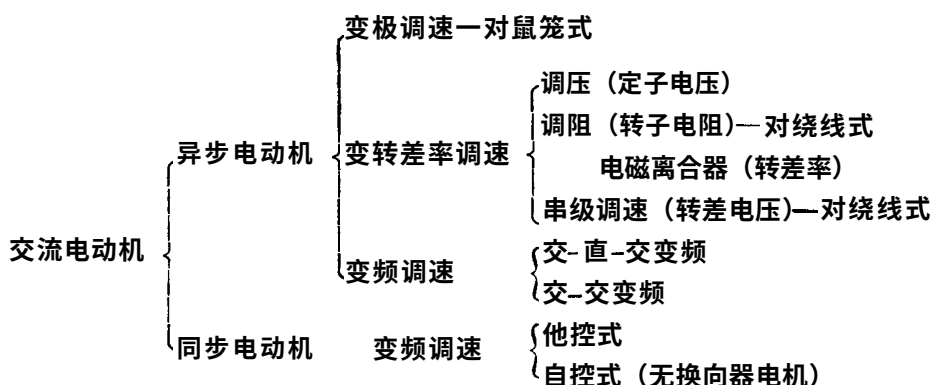
根据异步机转差率的定义

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = 1 - \frac{n}{n_1}$$

可知异步机的转速为

$$n = n_1(1-s) = \frac{60f}{p}(1-s)$$

因而异步电动机的调速方法可以有变转差率、变极对数及变频三种。其中变转差率的方法又可以通过调定子电压、转子电阻、转差电压以及定、转供电频率差等方法来实现。同步电动机的调速可以用改变供电频率，从而改变同步转速的方法来实现。这样，交流电动机就有很多不同的调速方法，如下所示：



在上述各种调速方法中，绕线式异步机的串级调速、鼠笼式异步机的变频调速及无换向器电机调速很受到人们的重视，并且已在工业中获得了应用。

靠改变转差率对异步机进行调速时，由于低速时转差率大，转差损耗也大，所以效率低。在串级调速中通过“能量回馈”的办法将这部分功率加以利用，可以提高效率。

变频调速方法与变转差率调速方法有本质的不同。变频调速时，从高速到低速都可以保持有限的转差率，因而变频调速具有高效率、宽范围和高精度的调速性能。可以认为变频调速是交流电动机的一种比较合理和理想的调速方法。

为了使交流电动机供电频率可变，自然需要一套变频电源。但在过去是采用一整套旋转变频机组或离子变频器来改变电源频率，这套设备初投资大，效率低，可靠性差，因此这种变频调速方法没能得到推广。

六十年代可控硅元件及变流技术的发展，使变频调速方法重新受到人们的重视，并已经在生产的很多领域中获得了应用，目前可控硅变频调速是交流电动机调速的重要发展方

向之一，国内外在这方面已做了大量的工作。

在本章中，将对可控硅变频调速的原理、分类、变频原则、机械特性及变频调速时系统的传递函数等加以介绍。

第一节 可控硅变频器的的工作原理

为了方便起见，现以交-直-交变频器为例说明其变频工作原理。图1-1所示为交-直-交变频器的主电路，它由顺变器、中间滤波环节及逆变器三部分组成。

顺变器或称整流器为可控硅三相桥式电路，它的作用是将定压定频交流电变换为可调直流电，然后作为逆变器的直流供电电源。逆变器也是可控硅三相桥式电路，但它的作用与顺变器相反。它将直流电变换调制为可调频率的交流电，是变频器的主要组成部分。中间滤波环节由电容器或电抗器组成，它的作用是对整流后的电压或电流进行滤波。

根据中间滤波环节滤波方法的不同，可以形成两种不同的线路，一种为电压型变频器，一种为电流型变频器。由于电压型变频器采用电容器进行滤波，所以它的特点是电源阻抗很小，类似于电压源，其逆变器输出的电压波形为一比较平直的矩形波，而输出的电流波形是由矩形波电压与电动机正弦感应电势之差形成的。电流型变频器由于采用电抗器滤波，故它的特点是电源阻抗很大，类似于电流源，逆变器输出的电流波形为一比较平直的矩形波，输出的电压波形由电动机感应电势决定并近似为正弦波。

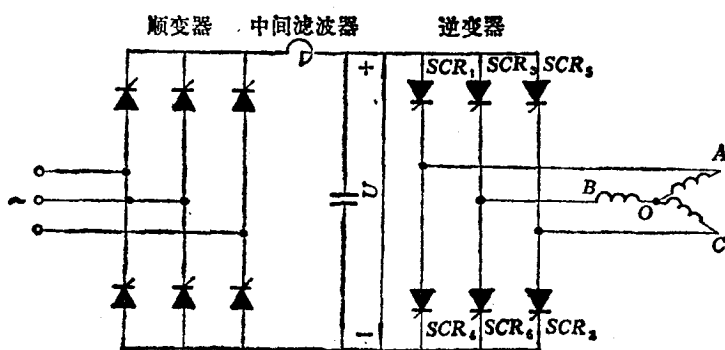


图 1-1 交-直-交变频器

在逆变器中，所用的可控硅或者晶体管，都是作为开关元件使用的，因此要求它们要有可靠的开通和关断能力。可控硅的触发导通比较容易，只要对控制极加入正的触发信号且阳阴极间有正向电压即可。而可控硅的关断却不太容易，因为普通可控硅一旦触发导通后，控制极就失去了控制作用。要使普通可控硅元件由导通转为截止，必须在阳阴极间施以反向电压或使阳极电流小于维持电流，因而在交-直-交变频的逆变器中，需增设专门的换流电路（图中未画出）以保证可控硅按时关断。从这个意义上来说，用可关断可控硅GTO及动力晶体管GTR作为开关元件就显有突出的优越性。

根据脉冲信号波形的不同，三相桥式逆变电路可以有如下两种不同的工作方式，一种是 180° 通电型，另一种是 120° 通电型。

180°通电型

在三相逆变器中，电动机正转时可控硅的导通顺序是 SCR_1 、 SCR_2 、 SCR_3 、 SCR_4 、

SCR_5 、 SCR_6 ，各触发信号间相隔 60° 电角度。180。通电型的特点是每只可控硅的导通时间为 180° ，在任意瞬间有三个可控硅 SCR 同时导通（每条桥臂上有一只 SCR 导通），它们的换流是在同一条桥臂内进行，即在 SCR_1-SCR_4 ， SCR_3-SCR_6 ， SCR_5-SCR_2 之间进行相互换流。

设负载为星形连接，逆变器的换流是瞬间完成，若以中性点 O 点电位为参考点时，则可控硅 SCR_1 、 SCR_2 、 SCR_3 、…… 顺次导通时的电压波形如图 1-2 (a) 所示。其在不同导通区间的相电压可通过图 1-3 (a) 中的等值电路求得。例如在区间①中， SCR_1 、 SCR_6 、

SCR_5 导通， $u_{AO} = u_{CO} = \frac{1}{3}U$ ， $u_{BO} = -\frac{2}{3}U$ ；在区间②： SCR_1 、 SCR_6 、 SCR_2 导通，

$u_{AO} = \frac{2}{3}U$ ， $u_{BO} = u_{CO} = -\frac{1}{3}U$ ；在区间③： SCR_1 、 SCR_3 、 SCR_2 导通， $u_{AO} = u_{BO} =$

$\frac{1}{3}U$ ， $u_{CO} = -\frac{2}{3}U$ ；区间④至⑥与上面区间情况基本相同，只是电源极性反了，从而可画

出相电压波形为一梯形波。线电压波形可按相电压两波形之差求得，即 $u_{AB} = u_{AO} - u_{BO}$ ；

$u_{BC} = u_{BO} - u_{CO}$ ； $u_{CA} = u_{CO} - u_{AO}$ ，线电压波形为一矩形波。

从图 1-2 看出，逆变器的输出为三相交流，各相之间互差 120° ，三相是对称的。由于交流频率 $f = \frac{1}{T}$ ，所以改变周期时间 T 的长短，即可改变频率的大小。在实际中是由给定信

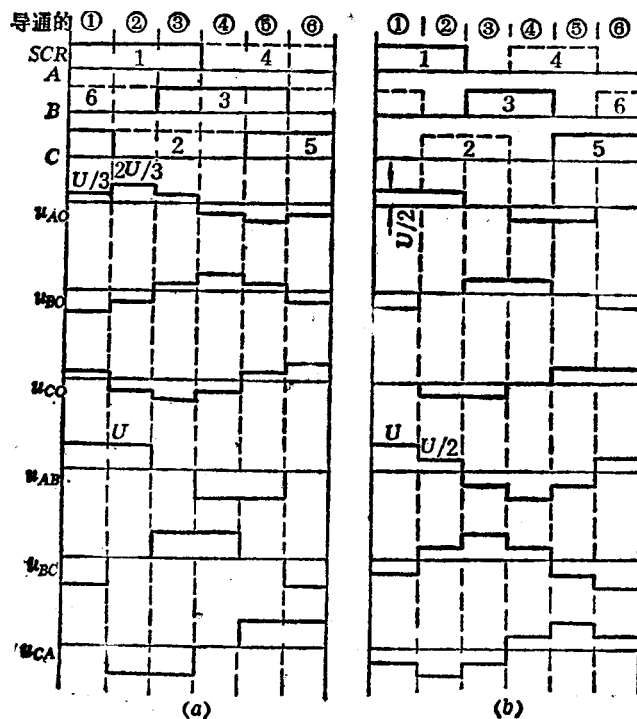


图 1-2 三相逆变器电压波形

(a) 180° 通电型；(b) 120° 通电型

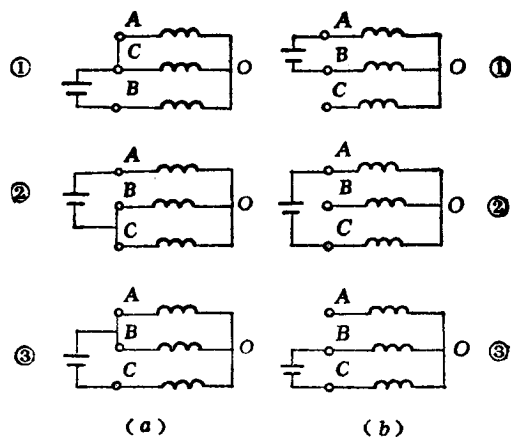


图 1-3 三相逆变器中各区间的等值电路
(a) 180°通电型；(b) 120°通电型

号来改变频率发生器的振荡频率大小，从而改变逆变器输出的交流频率。

从图1-2 (a) 波形图中，可以容易地求出电压的有效值：

$$\begin{aligned}
 U_{AB} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_{AB}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{AB}^2 dt} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[U^2 \left(\frac{2\pi}{3} - 0 \right) + (-U)^2 \left(\frac{5\pi}{3} - \pi \right) \right]} \\
 &= \sqrt{\frac{2}{3}} U = 0.817U
 \end{aligned} \tag{1-1}$$

$$\begin{aligned}
 U_{AO} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_{AO}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{AO}^2 dt} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\left(\frac{U}{3} \right)^2 \frac{4\pi}{3} + \left(\frac{2U}{3} \right)^2 \frac{2\pi}{3} \right]} \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{3} U = 0.471U
 \end{aligned} \tag{1-2}$$

如果直流电压为400伏，则 $U_{AB} = 0.817 \times 400 = 327$ 伏， $U_{AO} = 0.471 \times 400 = 188$ 伏。

在对线电压、相电压进行谐波分析时，可将其分解成富氏级数，即

$$u_{AB} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U \left(\sin\omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \right) \tag{1-3}$$

$$u_{AO} = \frac{2}{\pi} U \left(\sin\omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \right) \tag{1-4}$$

显然，线电压和相电压中都不包含三次及 $3n$ ($n=1, 2, 3, \dots$) 次谐波，故对电机的运行影响不大。线电压和相电压中含有的 5、7、11……高次谐波，会给电压波形带来一些畸变和增加一些损耗。

实际的电压波形较上面的分析稍有出入。这是因为在以上分析中忽略了换流中的一些过程以及逆变电路中的压降的缘故。

二、120°通电型

这种120°通电型逆变器，其可控硅的导通顺序仍是 SCR_1 、 SCR_2 、 SCR_3 、 SCR_4 、 SCR_5 、 SCR_6 ，各触发脉冲相互间隔60°，但每只可控硅导通时间为120°，任意瞬间有两只可控硅同时导通，它们的换流在相邻相桥臂中进行。

这种120°通电型逆变器从换流安全角度来看，比180°通电型有利。这是因为在180°通电型逆变器中，换流是在同一条桥臂上进行，例如 SCR_4 导通则 SCR_1 立即关断，若 SCR_1 稍延迟一点关断，则将形成 SCR_1 、 SCR_4 同时导通，产生电源短路事故。而120°通电型逆变器同一条桥臂上的两只可控硅导通之间因有60°的间隔，所以换流比较安全。

120°通电型三相逆变器的相电压及线电压波形如图 1-2 (b) 所示。其各区间的等值电路如图 1-3 (b) 所示。在区间①中， SCR_1 、 SCR_6 导通， $u_{Ao} = \frac{U}{2}$ ， $u_{Bo} = -\frac{U}{2}$ ；在区间②： SCR_1 、 SCR_2 导通， $u_{Ao} = \frac{U}{2}$ ， $u_{Co} = -\frac{U}{2}$ ；在区间③： SCR_2 、 SCR_3 导通， $u_{Bo} = \frac{U}{2}$ ， $u_{Co} = -\frac{U}{2}$ ，在区间④至⑥与上面重复，但电压极性相反。由图 1-2(b) 可知，相电压为一矩形波，幅值为 $\frac{1}{2}U$ ；线电压为一梯形波，幅值为 U 。

从电压波形图中，求出电压有效值为

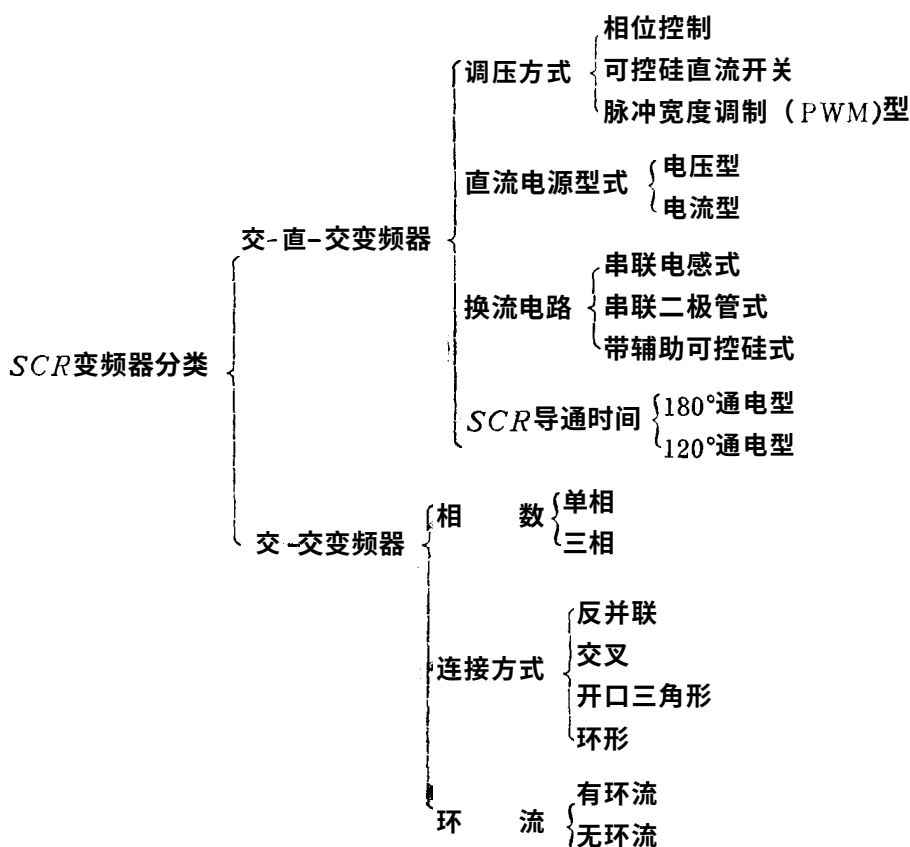
$$\begin{aligned} U_{AB} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_{AB}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{AB}^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\left(\frac{U}{2} \right)^2 \frac{4\pi}{3} + U^2 \frac{2\pi}{3} \right]} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2}} U = 0.707U \end{aligned} \quad (1-5)$$

$$\begin{aligned} U_{Ao} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_{Ao}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{Ao}^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\left(\frac{U}{2} \right)^2 \frac{4\pi}{3} \right]} \\ &= \sqrt{\frac{1}{6}} U = 0.409U \end{aligned} \quad (1-6)$$

比较两种通电型的电压有效值可以看出，120°通电型的电压有效值低于180°通电型的电压有效值，这是不难理解的。

第二节 可控硅变频器的分类

可控硅变频器可以分为交-直-交变频器与交-交变频器两大类。前者又常称带直流环节的间接式变频器，后者又常称直接式变频器。每一类中又可以根据不同分类方法加以区分，如下表所示。



下面几章中将分别介绍其中一些主要类型变频器的原理、换流分析、参数计算及其控制系统等。

第三节 变频调速原则及其机械特性

根据控制方式的不同，可以有三种不同的变频调速原则：

- (1) 恒磁通变频调速；
- (2) 恒流变频调速；
- (3) 恒功率变频调速。

下面分别讨论各变频调速原则的控制条件及其机械特性。

一、恒磁通变频调速

我们知道，异步电动机的电势方程为

$$E_1 = 4.44 f_1 W_1 K_{r1} \Phi_m \quad (1-7)$$

如果忽略定子压降，则上式可写成

$$U_1 \approx E_1 = K_E f_1 \Phi_m \quad (1-8)$$

式中 $K_E = 4.44 W_1 K_{r1}$ —— 电势常数。

若异步机定子供电源电压一定时，则磁通 Φ_m 随频率 f_1 的变化而变化。一般在电机设计中，为了充分利用铁心材料，都把磁通的数值选在接近磁饱和的数值上。因此，如果频率 f_1 从额定值（通常为 50Hz）往下降低，磁通会增加，造成磁路过饱和、励磁电流大大增

加。这将使电机带负载能力降低，功率因数变坏，铁损增加，电机过热，因此这是不允许的。反之如果频率往上升高，磁通减少，在一定的负载下有过电流的危险，这也是不允许的。为此通常要求磁通保持恒定，即

$$\Phi_m = \text{const} \quad (1-9)$$

为了保持 Φ_m 恒定，根据式 (1-8) 可知，必须使定子电压随频率成正比变化，即

$$\frac{U_1}{f_1} = \frac{U'_1}{f'_1} \quad (1-10)$$

式中 U'_1 、 f'_1 为变化后的定子电压和频率。或者保持定子电压和频率的比值不变，即

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const} \quad (1-11)$$

上式是恒磁通变频原则所要遵循的协调控制条件。

根据异步电动机的转矩表达式

$$M = C_M \Phi_m I_2 \cos \varphi_2 \quad (1-12)$$

当有功电流额定， $\Phi_m = \text{常数}$ 时，电动机的输出转矩也恒定，因而这种按比例协调控制方式属于恒转矩调速性质。

从“电力拖动基础”课程内容知道，异步机的机械特性有三种表达式：物理表达式、参数表达式及实用表达式，分别如式 (1-12)、式 (1-13) 及式 (1-14) 所示。

$$M = \frac{pmU_1^2 r'_2/s}{2\pi f_1 [(r_1 + r'_2/s)^2 + x_k^2]} \quad (1-13)$$

$$M = \frac{2M_L}{\frac{s}{s_L} + \frac{s_L}{s}} \quad (1-14)$$

物理表达式 (1-12) 反映了不同转速时 M 与 Φ_m 及转子电流有功分量 $I_2 \cos \varphi_2$ 间的关系，它经常用于从物理概念上讨论机械特性的变化规律。参数表达式 (1-13) 反映了异步电动机的转矩与电机内部参数及电源参数间的关系，它经常用于讨论各种参数对机械特性的影响及参数计算。例如当转矩一定时，转子电阻与滑差的比值 r_2/s 不变。这个概念在计算异步机起动电阻和制动电阻时是很重要的。又如，异步机的转矩和定子电压的平方成正比，受电网电压波动的影响较为严重。根据电机的名牌数据，实用表达式 (1-14)，最适用于电机机械特性的工程计算。

由于改变定子电源频率可以改变同步转速和电机转速，所以容易画出异步电动机在不同频率下， U_1/f_1 比值为常数时的一族机械特性曲线，如图 1-4 所示。其临界转矩为

$$M_L = \frac{pmU_1^2}{4\pi f_1 (r_1 + \sqrt{r_1^2 + x_k^2})} \quad (1-15)$$

式中短路电抗 $x_k = 2\pi f_1 L_k$ 。

当频率较高时， $x_k \gg r_1$ ，故 r_1 可忽略，则

$$M_L = \frac{pmU_1^2}{4\pi f_1 \cdot 2\pi f_1 L_k}$$

在压频比 $U_1/f_1 = \text{常数}$ 时 M_L 保持不变。

当频率较低时， $r_1 \gg x_k$ ，忽略 x_k ，则

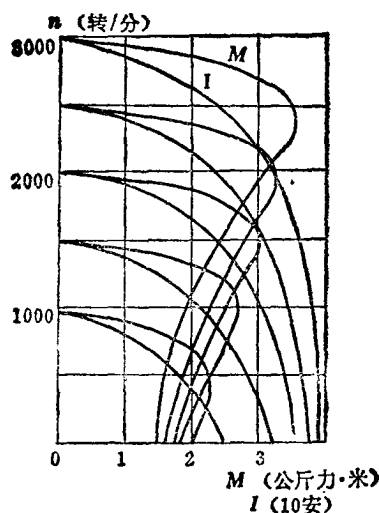


图 1-4 $U_1/f_1 = \text{常数}$ 时变频调速机械特性

$$M_L = \frac{pmU_1^2}{4\pi f_1 \cdot 2r_1} = \frac{pmk_{uf}^2}{8\pi r_1} \cdot f_1$$

如仍保持压频比 $U_1/f_1 = k_{uf}$ 不变时，临界转矩将随频率 f 的降低而减少。从图 1-4 中可以明显看出来这一点，其根本原因在于电机定子电阻 r_1 引起的电压降下在低频低压时相对影响较大所致。

从 (1-8) 式中知道，理想地保持磁通 Φ_m 恒定， U_1/f_1 该满足

$$\frac{E_1}{f_1} = \text{const} \quad (1-16)$$

这也是保持恒最大转矩 M_L 变频调速的协调控制条件。但由于电机的感应电势 E_1 难以测得和控制，故在实际应用中为了在低频时仍能近似保持恒磁通变频调速，一般在控制回路中加入一个函数发生器控制环节，以补偿低频时定子电阻所引起的压降影响。图 1-5 为函数发生器的各种补偿特性，曲线①为无补偿时的 U_1 与 f_1 的关系曲线，曲线②、③、④、⑤为有补偿时各种 U_1 与 f_1 的关系曲线，其中②、③补偿特性由于函数发生器容易组成且补偿效果良好，故比较常用。图 1-6 为补偿后得到的 E_1/f_1 近似等于常数时恒最大转矩 M_L 变频调速的一族机械特性曲线。

由以上分析可见，异步机恒磁通变频调速必须在变频的同时进行调压并在低频时加以补偿，才可以获得恒磁通恒最大转矩的调速特性。

二、恒流变频调速

可控硅变频器给异步机供电，可以采用恒流变频调速方式。这种控制线路最简单，工作可靠性高。

这种变频电源属于恒流源，在变频调速过程中始终保持定子电流恒定，即

$$I_1 = \text{const} \quad (1-17)$$

当电流设定值给定后，通过电流调节器的闭环控制，可以保持异步机的定子电流不变。

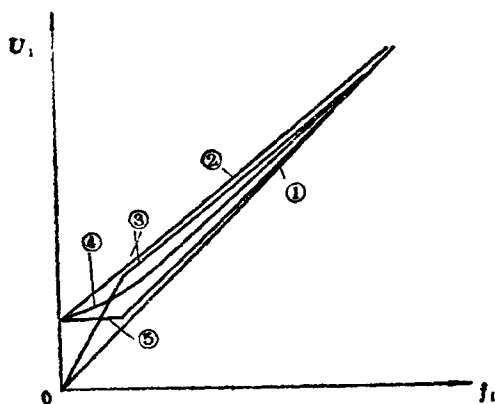


图 1-5 恒磁通变频调速时的补偿特性

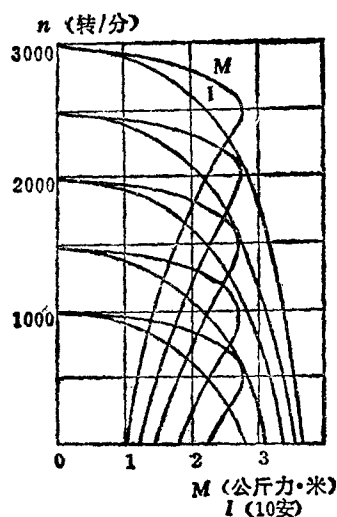


图 1-6 补偿后的恒 M_L 变频调速的机械特性

恒流变频调速机械特性的分析与异步机能耗制动时机械特性的分析方法基本相同。由于它们的定子电流都是属于恒值，当定子恒定的直流等效成三相交流以后，就和恒定的定子交流电流情况一样，故二者的分析方法和结论基本相同。

根据分析结果得出的转矩参数式为

$$M = \frac{pmf_1^2 x_m^2 r_2' / s}{2\pi f_1 [(r_2' / s)^2 + (x_2' + x_m)^2]} \quad (1-18)$$

临界滑差 s_L 及临界转矩 M_L 分别为

$$s_L = \frac{r_2'}{x_2' + x_m} \quad (1-19)$$

$$M_L = \frac{pmf_1^2 x_m^2}{4\pi f_1 (x_2' + x_m)} \quad (1-20)$$

由此可见，恒流变频调速方式与恒磁通变频调速方式的机械特性形状基本相同，都具有恒转矩调速性质。在变频时，最大转矩大小不受影响，可以认为最大转矩 M_L 与频率 f_1 无关。由于在式(1-18)中分母包含有激磁电抗 x_m ， x_m 比短路电抗 x_k 大一个数量级，所以恒流变频调速时的最大转矩较恒磁通变频时小，过载能力也低。这是它的严重缺点，因而恒流变频调速方式仅适用于小容量负载变化不大的地方。

三、恒功率变频调速

电机在额定转速以上运转时，定子频率将大于额定频率（一般为50周/秒）。如按恒磁通变频调速则应要求电机的定子电压随着升高，但是由于电机绕组本身不允许耐受过高的电压，电机电压必须限制在允许值范围内，这样就不能再保持恒磁通或恒转矩变频调速了。在这种情况下，可以采取恒功率变频调速，恒功率变频调速和他激直流机电枢电压一定减弱磁通的调速方法类似。我们知道，异步电动机的转矩表达式和功率表达式为

$$M = C_M \Phi_m I_2 \cos \varphi_2$$

$$P = \frac{Mn}{975} \quad (1-21)$$

随着频率的增加，相当于磁通减少，转矩减少，而速度增加，故属恒功率调速性质。

恒功率变频调速原则所要求的电压频率协调控制条件，可作如下推导。

根据临界转矩的表达式

$$M_L = \frac{pmU_1^2}{4\pi f_1[r_1 + \sqrt{r_1^2 + x_k^2}]}$$

如忽略 r_1 ，则

$$M_L \propto \frac{U_1^2}{f_1^2} \quad (1-22)$$

$$M_e \propto \frac{U_1^2}{\lambda f_1^2} \quad (1-23)$$

$$M'_e \propto \frac{U_1'^2}{\lambda' f_1'^2} \quad (1-24)$$

式中 $M_L = \lambda M_e$ ， λ 为电机的过载能力， M_e 为额定转矩， M'_e 、 U_1' 、 λ' 及 f_1' 为变频后的相应值，取式 (1-24) 与式 (1-23) 之比，得

$$\frac{M'_e}{M_e} = \left(\frac{U_1'}{U_1}\right)^2 \left(\frac{f_1}{f_1'}\right)^2 \left(\frac{\lambda}{\lambda'}\right) \quad (1-25)$$

设变频前后的过载能力相等，即 $\lambda = \lambda'$ ，则式 (1-25) 变为

$$\frac{U_1'}{U_1} = \frac{f_1'}{f_1} \sqrt{\frac{M'_e}{M_e}} \quad (1-26)$$

当恒转矩调速，即变频前后额定转矩 $M_e = M'_e$ 时，则得

$$\frac{U_1}{f_1} = \frac{U_1'}{f_1'} \quad (1-27)$$

这和恒磁通（恒转矩）变频调速原则要求的协调控制条件是一致的。

当恒功率调速， $M_e \cdot f_1 = M'_e \cdot f_1'$ 时，则

$$\frac{M'_e}{M_e} = \frac{f_1}{f_1'} \quad (1-28)$$

将式 (1-28) 代入式 (1-26)，则得

$$\frac{U_1'}{U_1} = \sqrt{\frac{f_1'}{f_1}} \quad (1-29)$$

或

$$\frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = \frac{U_1'}{\sqrt{f_1'}} \quad (1-30)$$

式 (1-29) 或式 (1-30) 就是恒功率变频调速原则要求的电压频率协调控制条件。在频率升高时，要求电压升高相对小一些。实际上在额定转速以上调速时，由于电动机定子电压受额定电压的限制，因此在升高频率时，定子电压保持额定值不变。随着转速的上升，磁通将减少，转矩也减少，可得到近似恒功率调速。

图1-7所示为某台电机在整个调速范围的一族机械特性曲线。在额定转速以下采用恒

转矩变频调速，而在额定转速以上采用恒功率变频调速，因此调速范围和直流机一样，可得到明显扩大。由图可知，恒功率变频调速适用于负载随转速的增高而变轻的地方。

下面讨论变频调速时，电动机的不同运行状态及四个象限运行。

当异步电动机在某一频率下运转时，如果将频率迅速降低，使转差变负，则可以使电机处于再生发电运转状态，此时电机运行于第二象限（图 1-8），而电能通过可控硅变频装置回馈给电网。在减速过程中若始终保持频率比电机转速下降得快，那么可以一直维持再生发电制动，其回馈的能量 W_f 大致可由下式确定：

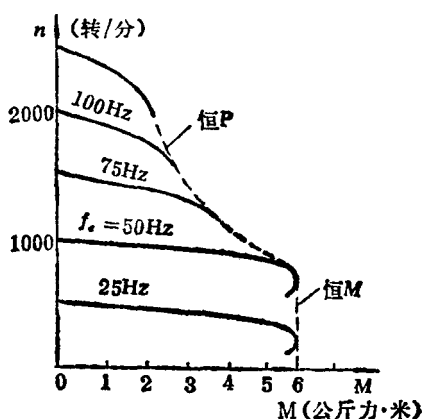


图 1-7 异步电动机变频调速时的机械特性

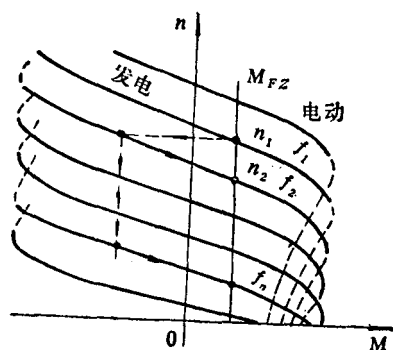


图 1-8 异步电动机降低频率时的发电运行状态

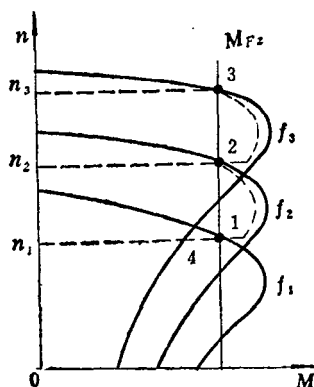


图 1-9 异步电动机变频调速的加速过程

$$W_f \approx \frac{\eta M \Delta n}{975} \quad (\text{千瓦}) \quad (1-31)$$

式中 η —— 电动机效率；

Δn —— 降低的转速(转/分)；

M —— 电动机转矩，为负值 (公斤·米)。

反之，若要使电机急剧加速，则应当连续地提高频率。如图 1-9 所示，当频率由 $f_1 \rightarrow f_2 \rightarrow f_3$ 时，电动机将沿着图示虚线由点 1 → 2 → 3 加速，转速由 $n_1 \rightarrow n_2 \rightarrow n_3$ ，达到新的稳定运行点。为了缩短加速时间，应当使电机在加速过程中始终保持有最大转矩，即应当使电机

沿着最大转矩的包络线进行加速。加速时间可由下式确定：

$$\tau \approx \frac{GD^2 \Delta n}{375 M} \quad (\text{秒}) \quad (1-32)$$

式中 GD^2 ——电动机及负载（折算到电机轴）的总飞轮惯量（公斤·米²）；

Δn ——转速的变化（转/分）；

M ——加速转矩（公斤·米）。

必须注意，在有的场合下频率增加的速度要与电机实际转速相适应。如图1-9中，当频率由 f_1 突变至 f_3 时，在改变后的瞬间电动机转矩（点4）将小于负载转矩（点1），电动机最终会停下来。

在起动时，同样也应当从低频开始起动。因为在低频下起动电流小而起动转矩大，有利于缩短起动时间。

异步电动机变频调速也很容易实现电机反转。为了使电机在反转过程中产生再生发电制动把动能回馈给电网，也应当均匀降低频率和电压，到电机停止后，再反向起动电机。如果不降低电压和频率，一下子将定子绕组相序反接，则电机进入反接制动状态。此时动能将消耗在转子上面，造成损耗和过热。

综上所述可见，异步电动机变频调速可以实现四象限运行。如果按照一定的规律控制，异步电动机的起动、制动、反转和调速过程时间都可以缩至很短，因此在变频调速时，异步电动机也可具有良好的动态特性。

第四节 变频调速时的传递函数

异步电动机变频调速时传递函数的推导过程是相当复杂的，即使作了很多简化（例如假设磁势是正弦分布，磁路不饱和，没有磁滞与涡流损耗等）所得到的一组微分方程式也是非线性的，一般不能用解析法来求解，而只能借助于模拟计算机去模拟系统的动态方程或者借助于数字计算机去求取一组数值解。

下面简单地推导一下在小信号时异步电动机变频调速时的近似传递函数，以便粗略地看到一些动态关系。

在变频调速时，若忽略定子电路损耗，则转子感应电势为

$$E_2 = s E_{20} = s K_1 E_1 \approx s K_1 U_1 \quad (1-33)$$

另一方面，由于异步电动机变频调速时转差率 s 很小，因此转子漏感抗 $s x_2$ 也很小，故近似有

$$E_2 = I_2 r_2 \quad (1-34)$$

于是变频调速时转子电流可由式（1-33）和（1-34）得到

$$I_2 = \frac{s K_1 U_1}{r_2} \quad (1-35)$$

但 $s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{K_f f - n}{K_f f}$ ， $\left(K_f = \frac{60}{p}, p \text{ 为磁极对数} \right)$ ，因此式（1-35）可变为

$$I_2 = \frac{(K_f f - n) K_1 U_1}{r_2 K_f f} \quad (1-36)$$

当磁通 ϕ 保持一定时，转矩公式

$$M = C_M \Phi I_2$$

(假定 $\cos\varphi \approx 1$) 但 $U_1 \approx E_1 \propto f$, 因此

$$M = K'_M (K_f f - n) \quad (1-37)$$

式中 K'_M 为常数。

又机械运动方程式为

$$M - M_{Fs} = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt} = J_G \frac{dn}{dt} \quad (1-38)$$

由式 (1-37)、(1-38) 取拉普拉斯变换便可以画出变频调速时的方块图, 如图 1-10 所示 (图中的 s 为拉普拉斯算子)。

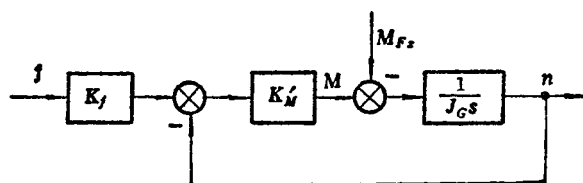


图 1-10 变频调速时的近似方块图

从图中可以看出, 异步机变频调速特性与直流电动机调电枢电压调速时的特性有些相似。

进一步分析表明, 异步电动机在轻载情况下, 当突加电压起动时可能伴随产生一些轻微的振荡 (当电压突变或负载突变情况下有时也有这种现象)。特别是当电机由静止起动到 10~20% 额定频率下的转速时, 振荡现象可能更明显一些。这就影响了低速时系统的动态特性 (在小型异步电动机中甚至会使工作不稳定), 因此在设计和选用电动机及调速系统时应当考虑到这种情况。