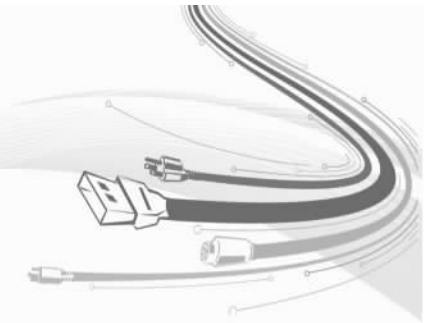


模块 2

变频器的工作原理



现在使用的变频器主电路大多数为交 - 直 - 交电压型变频器，它是由整流器、中间电路和逆变器组成，而对逆变器的控制主要采用 U/f 控制、VC 和直接转矩控制 3 种方式。变频器的组成方框图如图 2 - 1 所示。

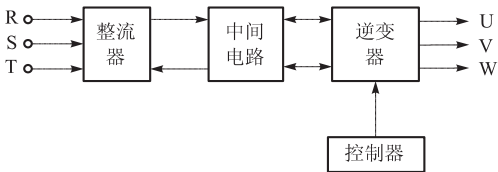


图 2 - 1 变频器的组成方框图

专题 2.1 变频器的主电路

交 - 直 - 交电压型变频器典型主电路如图 2 - 2 所示。

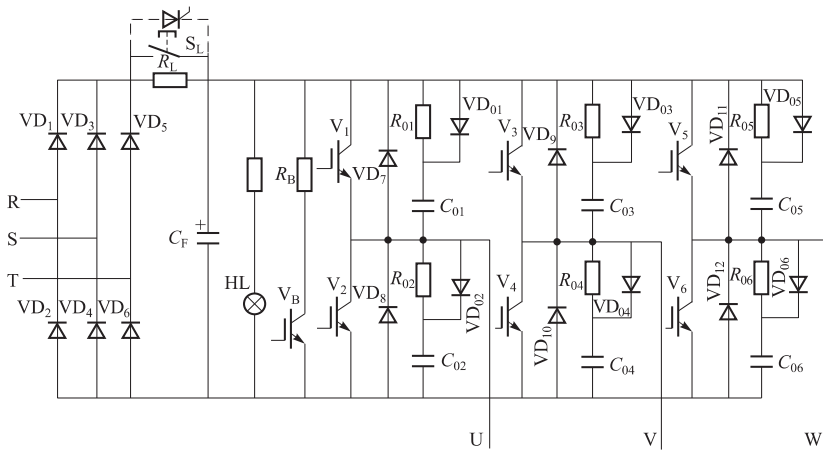


图 2 - 2 交 - 直 - 交电压型变频器典型主电路



2.1.1 整流器 (交 - 直)

图 2-2 中的整流器由 $VD_1 \sim VD_6$ 组成三相整流桥, 它们将三相 380 V 工频交流电整流成直流电, 其整流前、后的波形如图 2-3 所示。从图中可以看出, 整流后的波形是一个脉动的波形。

设电源的线电压有效值为 U_L , 那么三相全波整流后的平均直流电压 U_D 大小是:

$$U_D = 1.35 U_L = 1.35 \times 380 \text{ V} = 513 \text{ V}$$

整流管 $VD_1 \sim VD_6$ 通常采用可以承受高压大电流、具有较大耗散功率的电力二极管, 其外形如图 2-4 所示。

2.1.2 中间电路

中间电路包括滤波电路、限流电路和制动电路 3 部分。

1. 滤波电路

整流电路输出的整流电压是脉动的直流电压, 必须加以滤波。图 2-2 中的滤波电容 C_F 的主要作用就是对整流电压进行滤波, 另外, 它在整流器与逆变器之间起去耦作用, 以消除相互间的干扰。值得指出的是, C_F 是一个大容量电容器, 这样可使加于负载上的电压值不受负载变动的影响, 基本保持恒定, 通常称这样的变频器为电压型变频器。电压型变频器逆变电压波形为方波, 而电流波形经电动机绕组感性负载滤波后接近于正弦波, 如图 2-5 所示。如果将滤波电路的元件改为电感, 如图 2-6 所示, 这样可使加于逆变器的电流值稳定不变, 所以输出电流基本不受负载影响, 通常称这样的变频器为电流型变频器。电流型变频器逆变电流波形为方波, 而电压波形经电动机绕组感性负载的滤波后接近于正弦波, 如图 2-7 所示。

2. 限流电路

在电压型变频器的二极管整流电路中, 由于在接通电源时滤波电容 C_F 的充电电流很大, 该电流过大时能使三相整流桥损坏, 还可能形成对电网的干扰, 影响同一电源系统的其他装置正常工作。为了限制滤波电容 C_F 的充电电流, 在变频器开始接通电源的一段时间内, 电路串入限流电阻 R_L , 当滤波电容 C_F 充电到一定程度时将 S_L 闭合, 将 R_L 短接。

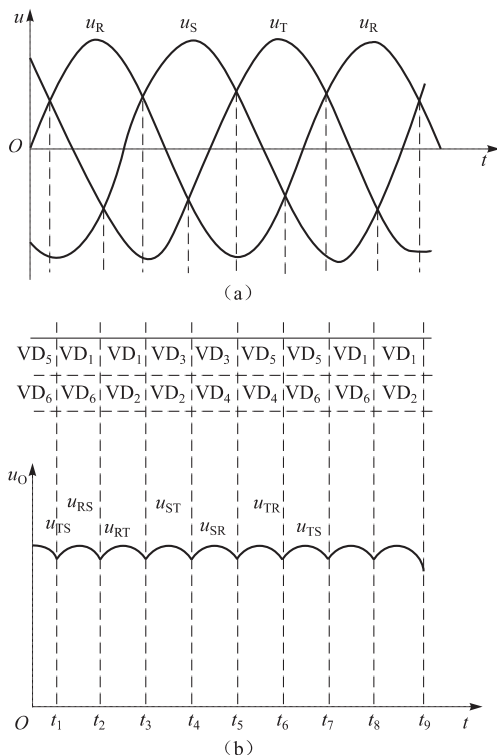


图 2-3 三相桥式整流器的电压波形
(a) 三相交流电压波形; (b) 输出电压波形

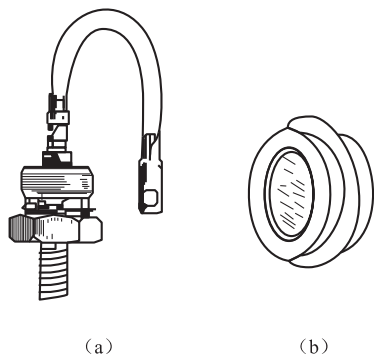


图 2-4 电力二极管的外形
(a) 螺旋式二极管；(b) 平板式二极管

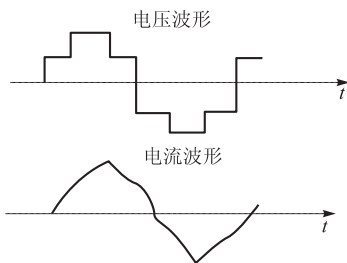


图 2-5 电压型变频器输出电压及电流波形

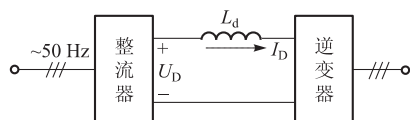


图 2-6 电流型变频器的电路框图

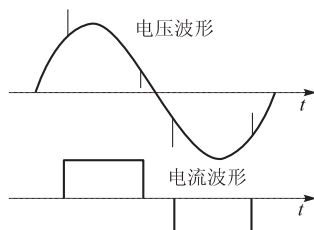


图 2-7 电流型变频器输出电压及电流波形

3. 制动电路

制动电路包括制动电阻 R_B 和制动控制管 V_B 。

(1) 制动电阻 R_B 。电动机在降速时处于再生制动状态，回馈到直流电路中的能量将使电压 U_D 不断上升，可能导致危险。因此需要将这部分能量消耗掉，使 U_D 保持在允许的范围，制动电阻 R_B 就是用来消耗这部分能量的。

(2) 制动控制管 V_B 。制动控制管一般由功率晶体管 GTR（或 IGBT）及其驱动电路构成，其作用是控制流经 R_B 的放电电流。

2.1.3 逆变器（直-交）

1. 电路组成

逆变器的基本作用是将直流变成交流，是变频器的核心部分。它一般由逆变桥、续流电路和缓冲电路组成。

(1) 逆变桥。

在图 2-2 中，由 $V_1 \sim V_6$ 组成三相逆变桥。 $V_1 \sim V_6$ 工作在开关状态，其导通时相当于

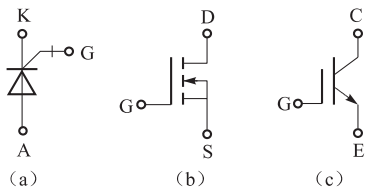


图 2-8 常用逆变管的电气图形符号

(a) GTO; (b) MOSFET; (c) IGBT

开关接通, 截止时相当于开关断开。 $V_1 \sim V_6$ 交替通、断, 将整流后的直流电压变成交流电压。目前, 常用的逆变管有可关断晶闸管 (GTO)、电力场效应管 (MOSFET)、绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 和智能功率模块 (IPM) 等, 它们的电气图形符号如图 2-8 所示。

其各自的特点如下:

① 可关断晶闸管的优点是电压、电流容量较大,

目前其电压可达到 6 000 V, 电流可达到 6 000 A, 多应用于大功率高压变频器。其缺点是: 驱动功率大, 驱动电路复杂; 关断控制易失效, 工作频率不够高, 一般在 10 kHz 以下。

② 电力场效应管属于电压驱动型器件, 其输入阻抗高, 驱动功率小, 驱动电路简单; 开关速度快, 开关频率可达 500 kHz 以上。MOSFET 的缺点是电流容量小, 耐压低。

③ 绝缘栅双极晶体管的输出特性好, 开关速度快, 工作频率高, 一般可达 20 kHz 以上, 其通态压降比 MOSFET 低, 输入阻抗高, 耐压、耐流能力比 MOSFET 高, 最大电流可达 1 800 A, 最高电压可达 4 500 V。目前在中、小容量变频器电路中, IGBT 的应用处于绝对优势。

④ 智能功率模块是将大功率开关器件、驱动电路、保护电路和检测电路集成在同一个模块内。这种功率集成模块特别适应逆变器高频化发展的需要, 而且由于高度集成化和结构紧凑, 避免了由于分布参数、保护延迟所带来的一系列技术难题。目前 IPM 一般采用 IGBT 作为功率开关器件, 构成一相或三相逆变器的专用功能模块, 在中、小容量变频器中广泛应用。

(2) 续流电路。

续流电路由反向并联在 6 个逆变管的 6 个续流二极管 $VD_7 \sim VD_{12}$ 组成。续流二极管主要有以下功能:

① 由于电动机是一种感性负载, 在导通的桥臂开关管关断时, 电流不可能降为零, 此时由与其并联的二极管进行续流, 将其能量返回直流电源。

② 当电机降速时, 电动机处于再生制动状态, $VD_7 \sim VD_{12}$ 为再生电流返回直流电源提供通道。

(3) 缓冲电路。

缓冲电路由 $R_{01} \sim R_{06}$ 、 $VD_{01} \sim VD_{06}$ 、 $C_{01} \sim C_{06}$ 组成。当逆变管 $V_1 \sim V_6$ 每次由导通状态切换至截止状态的关断瞬间, 集电极和发射极 (即 C、E) 之间的电压 U_{CE} 很快地由 0 V 升至直流电压 U_D , 这过高的电压增长率会导致逆变管损坏。 $C_{01} \sim C_{06}$ 的作用就是减少电压增长率。当逆变管 $V_1 \sim V_6$ 每次由截止状态切换到导通状态的瞬间, $C_{01} \sim C_{06}$ 上所充的电压将向 $V_1 \sim V_6$ 放电。该放电电流的初始值是很大的, $R_{01} \sim R_{06}$ 的作用就是减小 $C_{01} \sim C_{06}$ 的放电电流。而 $VD_{01} \sim VD_{06}$ 接入后, 在 $V_1 \sim V_6$ 的关断过程中, 使 $R_{01} \sim R_{06}$ 不起作用。而在 $V_1 \sim V_6$ 的接通过程中, 又迫使 $C_{01} \sim C_{06}$ 的放电电流流经 $R_{01} \sim R_{06}$ 。



2. 逆变原理

电压型三相桥式逆变电路的基本工作方式是 180° 导电方式，即每个桥臂的导电角度为 180° ，同一组上、下两个桥臂的两个逆变管交替导电，6 个逆变管每隔 60° 触发导通一次，相邻两相的逆变管触发导通时间互差 120° ，一个周期共换相 6 次，对应 6 个不同的工作状态。逆变器输出的电压波形如图 2-9 所示，图中 N 为电动机的中心点。

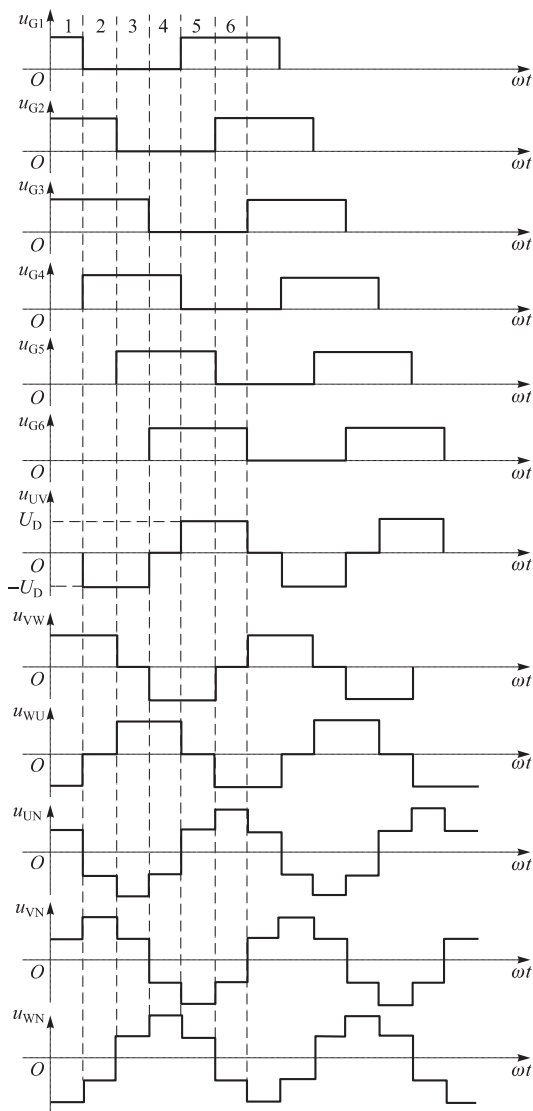


图 2-9 180° 导电型三相逆变器的输出电压波形



从上述分析可以看出,通过6个开关的交替工作可以得到一个三相交流电,只要调节开关的通断速度就可调节交流电频率。当然交流电的幅值可通过调节 U_D 的大小来实现。

专题 2.2 变频器的控制方式

2.2.1 变频变压 (U/f) 控制

前已述及,改变逆变管的通断速度就可改变变频器输出交流电的频率,其中输出交流电的幅值等于整流后的直流电压。经过研究发现,异步电动机调速时仅仅改变变频器输出的交流电频率,并不能正常调速,还必须同步改变变频器的交流输出电压。这是为什么呢?

1. 变频对异步电动机定子绕组反电动势的影响

由《电机学》中的相关知识可知,异步电动机的轴转速为

$$n = \frac{60f}{p}(1-s) \quad (2-1)$$

式中 n ——电动机的转速, r/min;

f ——定子供电频率, Hz;

s ——异步电动机的转差率;

p ——磁极对数。

由公式(2-1)可知,只要平滑地调节异步电动机的供电频率 f ,就可以平滑地调节异步电动机的转速,实现调速运行。

异步电动机在调速时,电机的每相定子绕组的感应电动势 E 的有效值为

$$E = 4.44k_N f N \Phi_m \quad (2-2)$$

式中 E ——旋转磁场切割定子绕组产生的感应电动势, V;

f ——定子供电频率, Hz;

N ——定子每相绕组串联匝数;

k_N ——与绕组有关的结构常数;

Φ_m ——每极磁通量, Wb。

由式(2-2)可知,如果定子每相电动势的有效值 E 不变,改变定子供电频率时会出现下面两种情况:

如果 f 大于电动机的额定频率 f_N , 气隙磁通 Φ_m 就会小于额定气隙磁通 Φ_{mN} , 结果电动机的铁芯没有得到充分利用,造成浪费。

如果 f 小于电动机的额定频率 f_N , 气隙磁通 Φ_m 就会大于额定气隙磁通 Φ_{mN} , 结果电动机的铁芯产生过饱和,从而导致过大的励磁电流,使电动机功率因数、效率下降,严重时会同绕组过热烧坏电动机。



由此可见,变频调速时,单纯调节频率的办法是行不通的。

因此,要实现变频调速,且在不损坏电动机的情况下充分利用电机铁芯,应保持每极磁通 Φ_m 不变。

2. 额定频率以下的调速

由式(2-2)可知,要保持气隙磁通 Φ_m 不变,当频率 f 从额定频率 f_N 向下调节时,必须降低 E ,使 $E/f = \text{常数}$,即采用电动势与频率之比恒定的控制方式。但绕组中的感应电动势不易直接控制,当电动势的值较高时,可以认为电机的输入电压 $U = E$,即可通过控制 U 达到控制 E 的目的,即保持

$$\frac{U}{f} = \text{常数} \quad (2-3)$$

通过以上分析可知,在额定频率以下调速时($f < f_N$),调频的同时也要调压。

在恒压频比条件下改变频率时,异步电动机的机械特性基本上是平行下移的,不同的运行速度,电动机输出的转矩恒定,如图2-10所示。因此,额定频率以下的调速属于“恒转矩”调速。

需要注意的是,当频率较低,即电机低速时, U 和 E 都较小,电机定子绕组上的压降不能忽略。这种情况下,可以人为地提高定子电压以补偿定子压降的影响,使气隙磁通基本保持不变。如图2-11恒转矩调速部分所示,其中曲线1为 $U/f = \text{常数}$ 时电压、频率关系曲线,曲线2为有电压补偿时(近似的 $E/f = \text{常数}$)的电压、频率关系曲线。

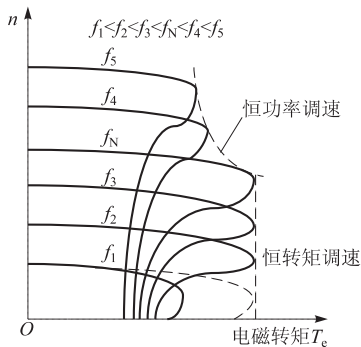


图2-10 异步电动机变频调速的机械特性

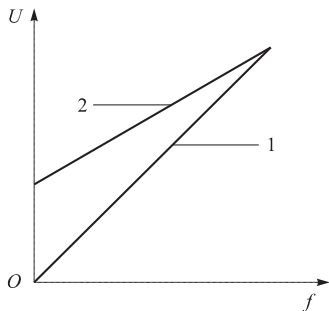


图2-11 U/f 控制曲线

3. 额定频率以上的调速

当电动机超过额定频率 f_N 工作时,由于电压 U 受其额定电压 U_N 的限制不能再升高,只能保持 $U = U_N$ 不变。必然使主磁通 Φ_m 随着 f 的上升而减小,电机的最大电磁转矩也减小,机械特性上移,但电机的转速与转矩的乘积即电机的输出功率却保持不变,如图2-10中恒功率调速部分所示。因此,额定频率以下的调速属于“恒功率”调速。



把额定频率以下的调速和额定频率以上的调速结合起来,可得到变频器的基本控制曲线如图 2-12 所示。

4. 变频变压的实现方法

要使变频器在频率变化的同时电压也同步变化,并且保持 $U/f = \text{常数}$,通常采用正弦脉宽调制 SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation) 的方法。

脉宽调制 PWM 的指导思想是将输出电压分解成很多脉冲,调频时控制脉冲的宽度和脉冲间的间隔时间就可控制输出电压的幅值,如图 2-13 所示。

从图中可以看到,脉冲的宽度 t_1 越大,脉冲的间隔 t_2 越小,输出电压的平均值就越大。为了说明 t_1 、 t_2 和电压平均值之间的关系,引入了占空比的概念。所谓占空比是指脉冲宽度与一个脉冲周期的比值,用 D 表示,即

$$D = \frac{t_1}{t_1 + t_2}$$

由此可以说,输出电压的平均值与占空比成正比,调节电压输出就可以转变为调节脉冲的宽度,所以叫脉宽调制。图 2-13 (a) 所示为调制前的波形,电压周期为 T_N ,图 2-13 (b) 所示为调制后的波形,电压周期为 T_x 。与图 2-13 (a) 所示相比,图 2-13 (b) 所示的电压周期变大(也就是说频率降低),电压脉冲的幅值不变,而占空比则减小,故平均电压降低。

由于变频器的输出是正弦交流电,即输出电压的幅值是按正弦波规律变化,因此在一个周期内的占空比也必须是变化的。也就是说,在正弦波的幅值部分, D 取大一些,在正弦波到达零处, D 取小一些,如图 2-14 所示。

可以看到,这种脉宽调制的占空比是按正弦规律变化的,因此这种调制方法被称为正弦波脉宽调制,即 SPWM。在 SPWM 的脉冲系列中,各脉冲的脉冲宽度 t_1 和脉冲间隔 t_2 都是变化的。

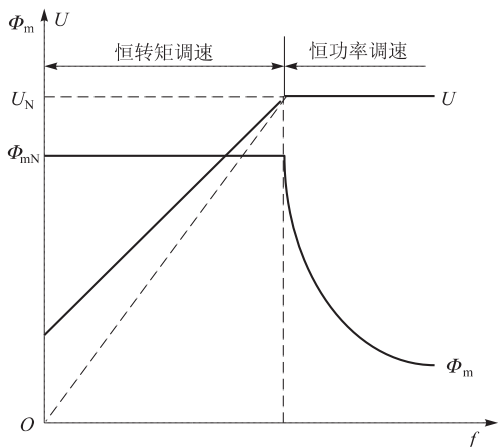


图 2-12 变频器的基本控制曲线

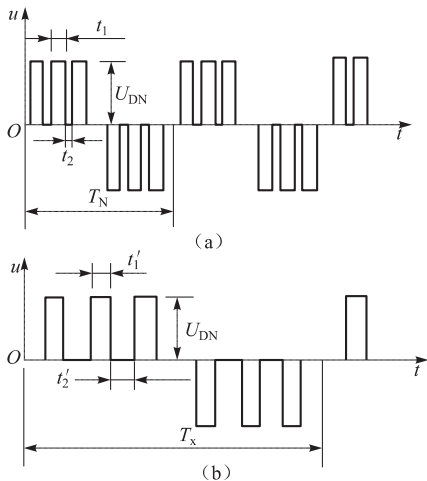


图 2-13 脉宽调制的输出电压

(a) 调制前的波形; (b) 调制后的波形



那么变频器的正弦脉宽调制 SPWM 是如何产生的呢? 通常是利用 3 个互差 120° 、既变幅又变频的正弦波参考电压波 u_{rU} 、 u_{rV} 、 u_{rW} 与载频三角波 u_c 互相比对后, 得到三相幅值不变而宽度按照正弦规律变化的脉冲调制波, 去控制逆变管的通断时间进行调压、调频。经过 SPWM 调制的变频器 U、V、W 3 个端子输出的电压波形 u_U 、 u_V 、 u_W 如图 2-15 所示。

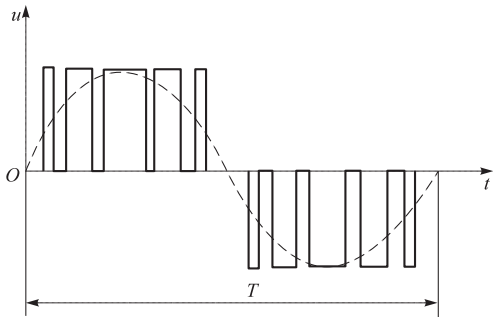


图 2-14 SPWM 的输出电压

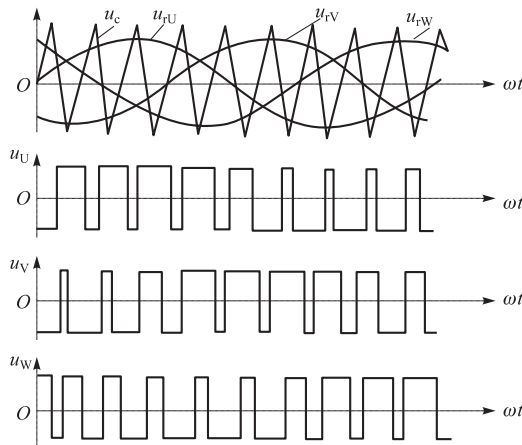


图 2-15 变频器 U、V、W 端子输出的电压波形

2.2.2 矢量控制

矢量控制是通过控制变频器输出电流的大小、频率及相位, 用以维持电动机内部的磁通为设定值, 产生所需的转矩。它是从直流电动机的调速方法得到启发, 利用现代计算机技术解决了大量的计算问题, 从而使得矢量控制方式得到了成功的实施, 成为高性能的异步电动机控制方式。

1. 矢量控制的理论基础

异步电动机的矢量控制是建立在动态数学模型的基础上的。数学模型的推导是一个专门性的问题, 这里不再做数学推导, 仅就矢量控制的概念做简要说明。

(1) 直流电动机的调速特征。

直流电动机具有两套绕组, 即励磁绕组和电枢绕组, 它们的磁场在空间上互差 $\pi/2$ 电角度, 两套绕组在电路上是互相独立的。直流电动机的励磁绕组流过电流 I_F 时产生主磁通 Φ_M , 电枢绕组流过负载电流 I_A , 产生的磁场为 Φ_A , 两磁场在空间互差 $\pi/2$ 电角度。直流电动机的电磁转矩可以用式 (2-4) 表示, 即

$$T = C_T \Phi_M I_A \quad (2-4)$$

当励磁电流 I_F 恒定时, Φ_M 的大小不变。直流电动机所产生的电磁转矩 T 和电枢电流 I_A 成正比, 因此调节 Φ_A 就可以调速。而当 I_A 一定时, 控制 I_F 的大小可以调节 Φ_M , 也就可以



调速。这就是说,只需要调节两个磁场中的一个就可以对直流电动机调速。这种调速方法使直流电动机具有良好的控制性能。

(2) 异步电动机的调速特征。

异步电动机虽然也有两套绕组,即定子绕组和转子绕组,但只有定子绕组和外部电源相接,定子电流是从电源吸取的电流,转子电流是通过电磁感应产生的感应电流。因此异步电动机的定子电流应包括两个分量,即励磁分量和负载分量。励磁分量用于建立磁场;负载分量用于平衡转子电流磁场。

(3) 直流电动机与交流电动机的比较。

① 直流电动机的励磁回路、电枢回路相互独立,而异步电动机将两者都集中于定子回路。

② 直流电动机的主磁场和电枢磁场互差 $\pi/2$ 。

③ 直流电动机是通过独立地调节两个磁场中的一个来进行调速的,而异步电动机则做不到。

(4) 对异步电动机调速的思考。

既然直流电动机的调速有那么多的优势,调速后电动机的性能又很优良,那么能否将异步电动机的定子电流分解成励磁电流和负载电流,并分别进行控制,而它们所形成的磁场在空间上也能互差 $\pi/2$? 如果能实现上述设想,异步电动机的调速就可以和直流电动机相差无几了。

2. 矢量控制中的等效变换

异步电动机的定子电流实际上就是电源电流,将三相对称电流通入异步电动机的定子绕组中,就会产生一个旋转磁场,这个磁场就是主磁场 Φ_M 。设想一下,如果将直流电流通入某种形式的绕组中,也能产生和上述旋转磁场一样的 Φ_M ,那么就可以通过控制直流电流来实现先前所说的调速设想。

(1) 坐标变换的概念。

由三相异步电动机的数学模型可知,研究其特性并控制运行时,若用两相就比三相简单,如果能用直流控制就比交流控制更方便。为了对三相系统进行简化,就必须对电动机的参考坐标系进行变换,这就称为坐标变换。在研究矢量控制时,定义有3种坐标系,即三相静止坐标系(3s)、两相静止坐标系(2s)和两相旋转坐标系(2r)。

众所周知,交流电动机三相对称的静止绕组A、B、C通入三相平衡的正弦电流 i_A 、 i_B 、 i_C 时,所产生的合成磁动势是旋转磁动势 F ,它在空间呈正弦分布,并以同步转速 ω_1 按A、B、C相序旋转,其等效模型如图2-16(a)所示。图2-16(b)则给出了两相静止绕组 α 和 β ,它们在空间互差 90° ,再通以时间上互差 90° 的两相平衡交流电流,也能产生旋转磁动势,与三相等效。图2-16(c)则给出两个匝数相等且互相垂直的绕组M和T,在其中分别通以直流电流 i_M 和 i_T ,在空间产生合成磁动势 F 。如果让包含两个绕组在内的铁芯(图



中以圆表示)以同步转速 ω_1 旋转,则磁动势 F 也随之旋转成为旋转磁动势。如果能把这个旋转磁动势的大小和转速也控制成A、B、C和 α 与 β 坐标系中的磁动势一样,那么,这套旋转的直流绕组也就和这两套交流绕组等效了。当观察者站到铁芯上和绕组一起旋转时,会看到M和T是两个通以直流而相互垂直的静止绕组,如果使磁通矢量 Φ 的方向在M轴上,就和一台直流电动机模型没有本质上的区别。可以认为,绕组M相当于直流电动机的励磁绕组,T相当于电枢绕组。

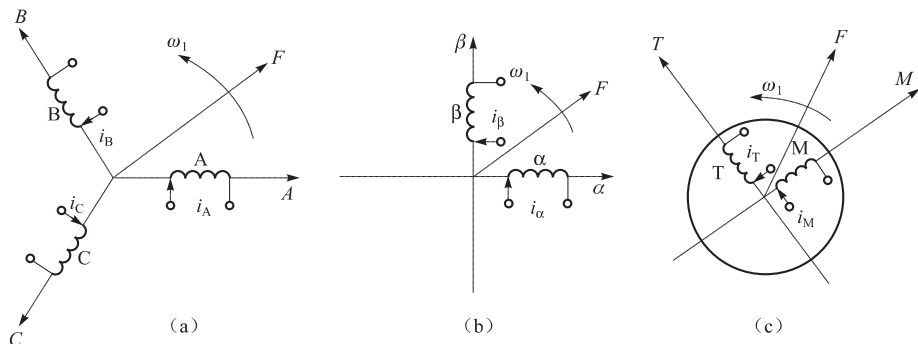


图 2-16 异步电动机的几种等效模型

(a) 三相电流绕组; (b) 两相交流绕组; (c) 旋转的直流绕组

(2) 三相/二相(3 s/2 s)变换。

三相静止坐标系A、B、C和两相静止坐标系 α 和 β 之间的变换,称为3 s/2 s变换。变换原则是保持变换前的功率不变。

设三相对称绕组(各相匝数相等、电阻相同、互差 120° 空间角)内通入三相对称电流 i_A 、 i_B 、 i_C 形成定子磁动势,用 F_3 表示,如图2-17(a)所示。两相对称绕组(匝数相等、

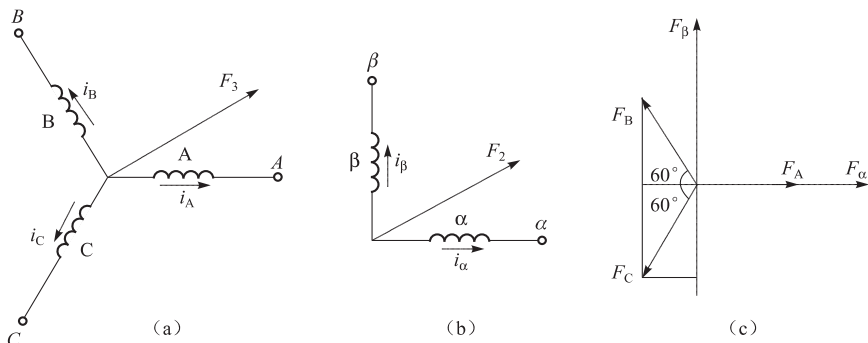


图 2-17 绕组磁动势的等效关系

(a) 三相绕组; (b) 两相绕组; (c) 磁动势



电阻相同、互差 90° 空间角) 内通入两相电流后产生定子旋转磁动势, 用 F_2 表示, 如图 2-17 (b) 所示。适当选择和改变两套绕组的匝数和电流, 即可使 F_3 和 F_2 的幅值相等。若将这两种绕组产生的磁动势置于同一图中比较, 并使 F_α 与 F_A 重合, 如图 2-17 (c) 所示, 完成三相/二相 (3 s/2 s) 变换。

(3) 二相/二相 (2 s/2 r) 旋转变换。

二相/二相旋转变换又称为矢量旋转变换。因为 α 和 β 绕组在静止的直角坐标系 (2 s) 上, 而 M、T 绕组则在旋转的直角坐标系 (2 r) 上, 所以变换的运算功能由矢量旋转变换来完成。图 2-18 所示为旋转变换矢量图。

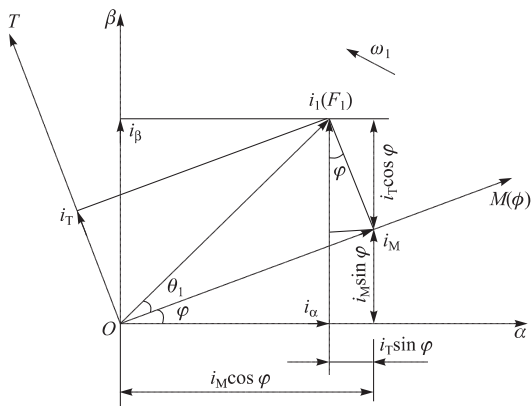


图 2-18 旋转变换矢量图

在图 2-18 中, 静止坐标系的两相交流电流 i_α 、 i_β 和旋转坐标系的两相直流电流 i_M 、 i_T 均合成为 i_1 , 产生以 ω_1 转速旋转的磁动势 F_1 。由于 $F_1 \propto i_1$, 故在图上亦用 i_1 代替 F_1 。图中的 i_α 、 i_β 、 i_M 、 i_T 实际上是磁动势的空间矢量, 而不是电流的时间相量。设磁通矢量为 Φ , 并定向于 M 轴上, Φ 和 α 轴的夹角为 φ , φ 是随时间变化的, 这就表示 i_1 的分量 i_α 、 i_β 长短也随时间变化, 但 $i_1(F_1)$ 和 Φ 之间的夹角 θ_1 是表示空间的相位角。稳态运行时 θ_1 不变, 因此, i_M 、 i_T 大小不变, 说明 M、T 绕组只是产生直流磁动势。

3. 变频器矢量控制的基本方法

图 2-16 所示 3 种绕组所形成的旋转磁场中, 旋转的直流绕组磁场无论是在绕组的结构上, 还是在控制的方式上都和直流电动机最相似。可以设想有两个相互垂直的直流绕组同处一个旋转体上, 通入的是直流电流 i_M^* 和 i_T^* , 其中 i_M^* 为励磁电流分量, i_T^* 为转矩电流分量。它们都是由变频器的给定信号分解而来的 (* 表示变频器的控制信号)。经过直/交变换, 将 i_M^* 和 i_T^* 变换成两相交流信号 i_α^* 和 i_β^* , 再经二相/三相变换, 得到三相交流控制信号 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* 去控制三相逆变器, 如图 2-19 所示。

因此控制 i_M^* 和 i_T^* 中的任意一个, 就可以控制 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* , 也就控制了变频器的交流输出。通过以上变换, 成功地将交流电动机的调速转化成控制两个电流量 i_M^* 和 i_T^* , 从而更接近直流电动机的调速。

图 2-19 所示为反馈信号, 一般有电流反馈信号和速度反馈信号两种, 电流反馈用于反映负载的状态, 使电流能随负载而变化。速度反馈反映出拖动系统的实际转速和给定值之间的差异, 从而以最快的速度进行校正, 提高了系统的动态性能。一般的矢量控制系统均需速

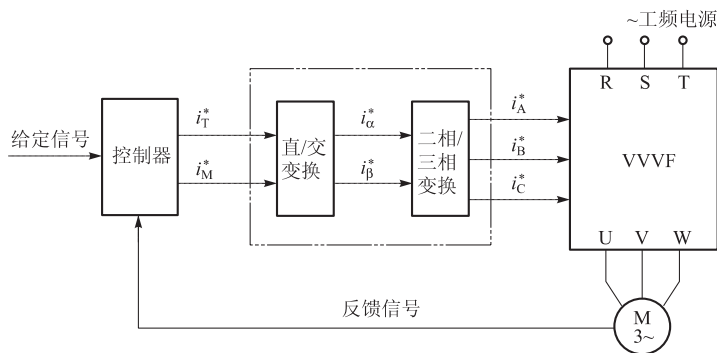


图 2-19 矢量控制的示意图

度传感器，然而速度传感器会使整个传动系统不可靠，安装也很麻烦，因此现代的变频器又通常使用无速度传感器矢量控制技术，它的速度反馈信号不是来自于速度传感器，而是通过 CPU 对电动机的一些参数进行计算得到的一个转速的实在值。对于很多新系列的变频器都设置了“无反馈矢量控制”这一功能，这里“无反馈”，是指不需要用户在变频器的外部再加其他的反馈环节，而矢量控制时变频器内部还是存在反馈的。

2.2.3 直接转矩控制

1. 直接转矩控制的基本思想

直接转矩控制是继矢量控制之后发展起来的另一种高性能的异步电动机控制方式，该技术在很大程度上解决了上述矢量控制的不足，并以新颖的控制思想、简洁明了的系统结构、优良的动静态性能得到了迅速发展。

直接转矩控制的基本思想是：在准确观测定子磁链的空间位置和大小并保持其幅值基本恒定以及准确计算负载转矩的条件下，通过控制电动机的瞬时输入电压来控制电动机定子磁链的瞬时旋转速度，改变它对转子的瞬时转差率，从而达到直接控制电动机输出的目的。

直接转矩控制直接在定子坐标系下分析交流电动机的数学模型，控制电动机的磁链和转矩。它不需要将交流电动机等效为直流电动机，从而省去了矢量旋转变换中的许多复杂计算；它不需要模仿直流电动机的控制，也不需要为解耦而简化交流电动机的数学模型。

2. 直接转矩控制的特点及应用

不同于矢量控制，直接转矩控制具有鲁棒性强、转矩动态响应性好、控制结构简单、计算简便等优点；它在很大程度上解决了矢量控制中结构复杂、计算量大、对参数变化敏感等问题，然而作为一种诞生不久的新理论、新技术，自然有其不完善、不成熟之处，一是在低速区，由于定子电阻的变化带来了一系列问题，主要是定子电流和磁链的畸变非常严重；二是低速时转矩脉动大，因而限制了调速范围。



随着现代科学技术的不断发展,直接转矩控制技术必将有所突破,具有广阔的应用前景。目前,该技术已成功地应用在电力机车牵引的大功率交流传动上。

思考与练习

1. 交-直-交变频器主要由哪几部分组成?简述每部分的作用。
2. 常用逆变管有哪些?各自有什么优、缺点?
3. 简述逆变的原理。
4. 画出变频器的基本控制曲线。
5. 在何种情况下变频也需变压?在何种情况下变频不能变压?为什么?在上述两种情况下电动机的调速特性有何特征?
6. 当电动机具有恒转矩、恒功率输出时,反映在机械特性上有何特征?
7. 简述变频变压的实现方法。
8. 矢量控制的理论基础是什么?
9. 矢量控制有什么优越性?
10. 直接转矩控制有什么特点?