

电力电子逆变技术培训

上海电力学院

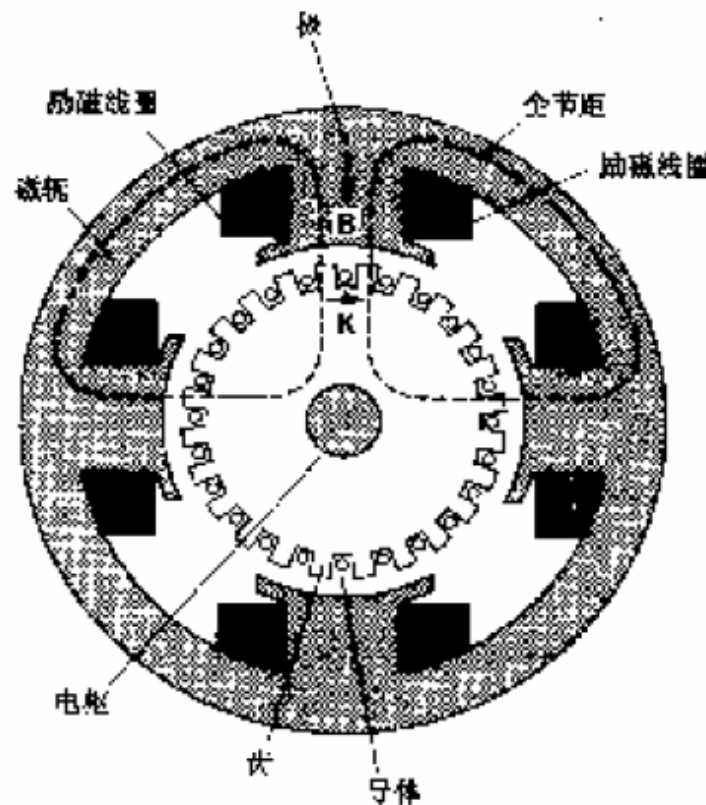
曹以龙

caoyilong2004@126.com

一、传动装置的电动机

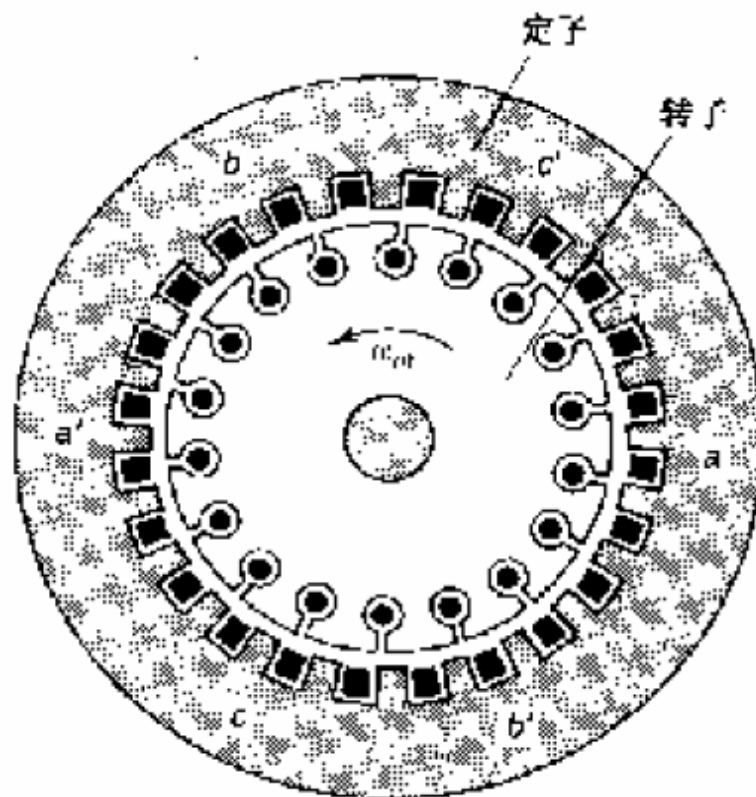
1、换向器电动机

直流电动机就是一种有换向器的电动机，结构如图所示。由于具有很好的调速性能而被广泛应用。它可以实现恒转矩运行也可以实现恒功率运行。四象限运行简单。



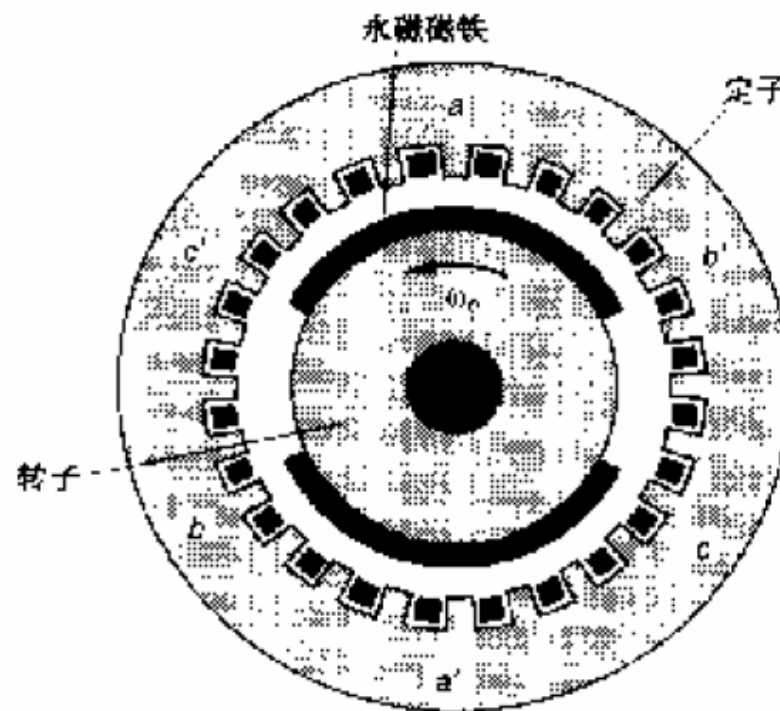
2、感应电动机

多数感应电动机都设计成工作于三相交流电源的。对于高速驱动系统，其电源一般是逆变器，它产生幅值、频率可调、近似正弦的电压和电流。最常见的感应电动机为笼型转子。



3、永磁同步电动机

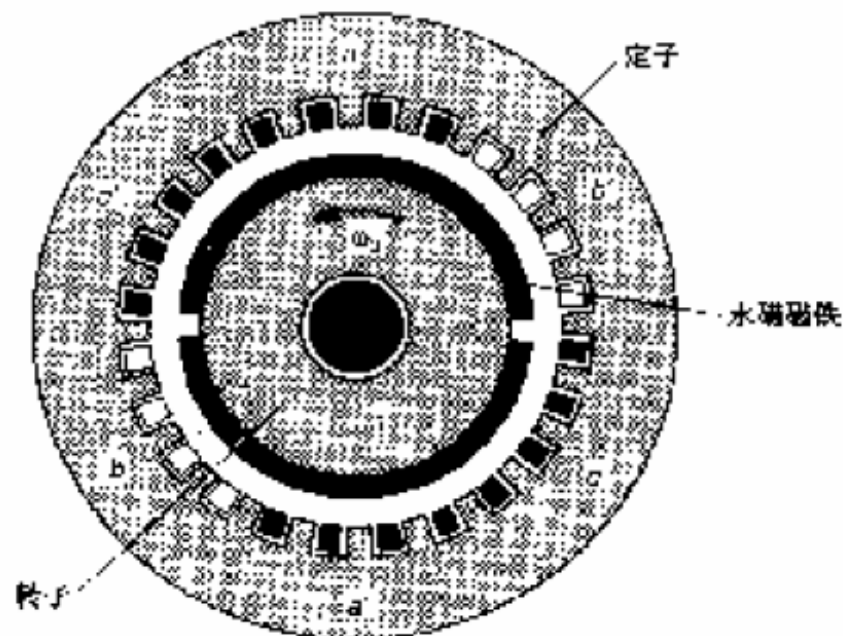
采用永磁体产生气隙磁场，而不是像换向器电动机那样用励磁线圈产生气隙磁场，也不像感应电动机那样用定子电流的励磁分量产生气隙磁场。结构简单、损耗小、效率高。



4、开关永磁电动机或梯形永磁电动机

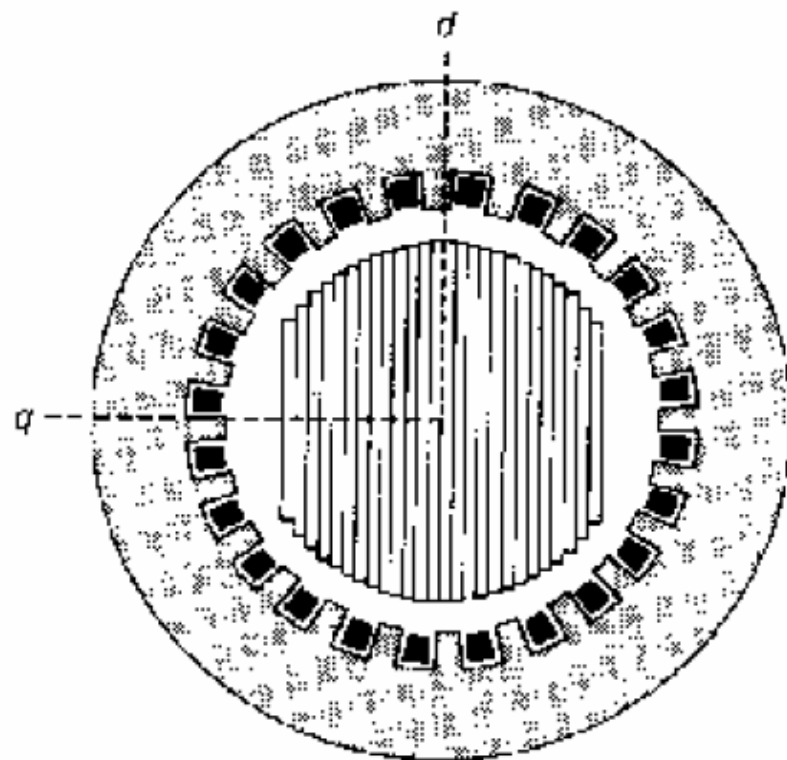
也称无刷直流电动机（BLDC）。

一般，其定子绕组由序列的近似梯形脉冲电流供电。



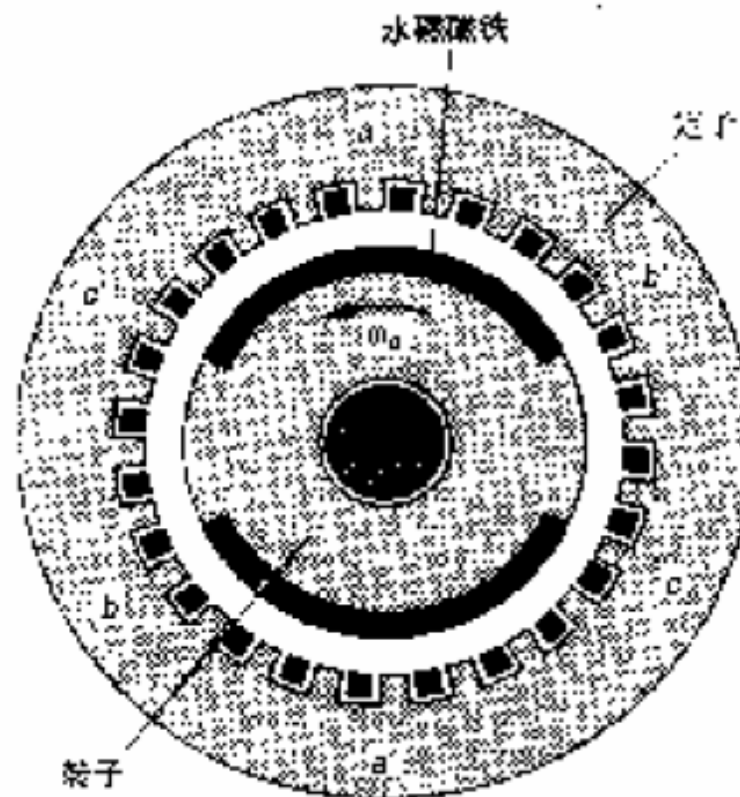
5、同步磁阻电动机

图中给出一台两极同步磁阻电动机的截面图，定子与感应电动机和同步电动机相同。三相正弦电流流过近似正弦分布的定子绕组，产生正弦分布的旋转磁场。转子加工成直轴（d）气隙小、交轴（q）气隙大。电动机转子由非磁性材料隔离的铁心叠片构成，以进一步增加磁通穿越交轴的磁阻。



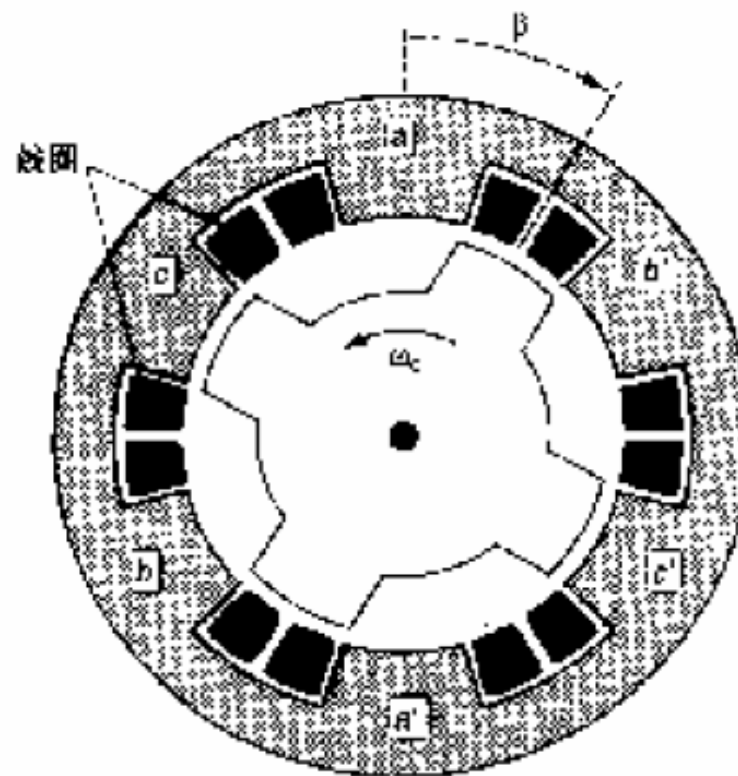
6、永磁磁阻电动机

表面永磁电动机不适于以弱磁方式运行于恒功率范围内。如果将磁阻电动机的特性与永磁电动机的特性相结合，便可实现有效的弱磁。



7、开关磁阻电动机

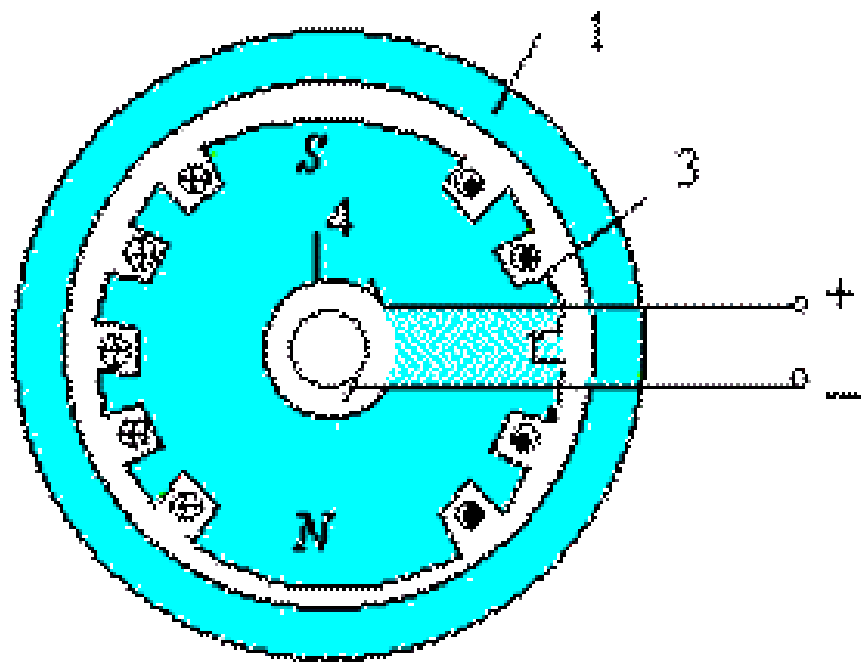
开关磁阻电动机具有双凸极结构。图中为6个定子极和4个转子极的6/4结构电动机的截面图。每个定子极上绕有线圈，且三相绕组中的每相绕组由两个径向相对的定子极线圈串联构成。三相绕组依次与功率变换器接通，功率变换器一般由轴上的位置传感器触发。



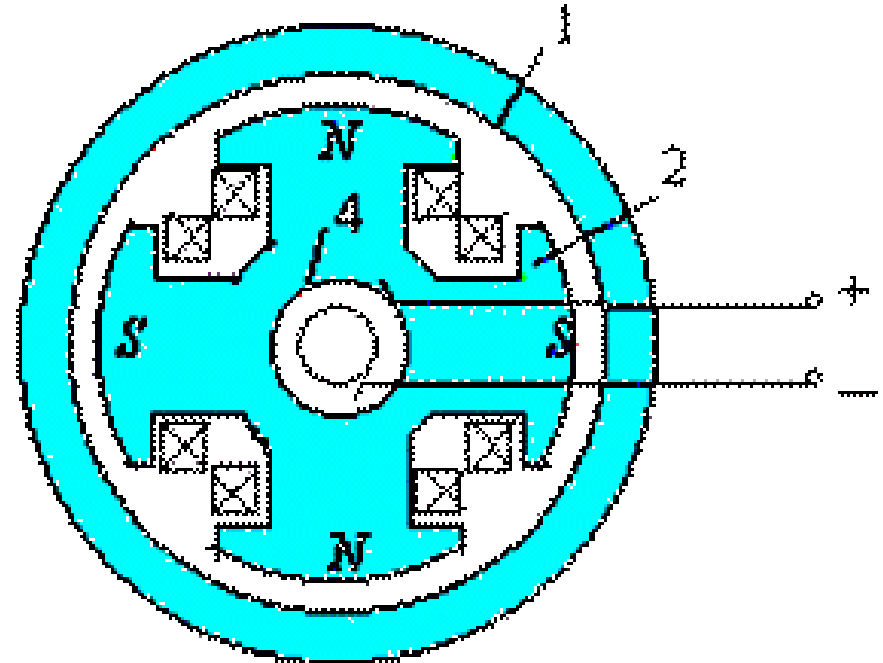
8、绕组励磁式同步电动机

在数千kW范围内的变速轧钢传动装置上，常选用由励磁绕组建立磁通的同步电动机。用可控直流电源通过滑环向电机提供励磁电流。

可以通过调节励磁电流产生超前功率因数，用于电网的功率因数补偿。



隐极式转子



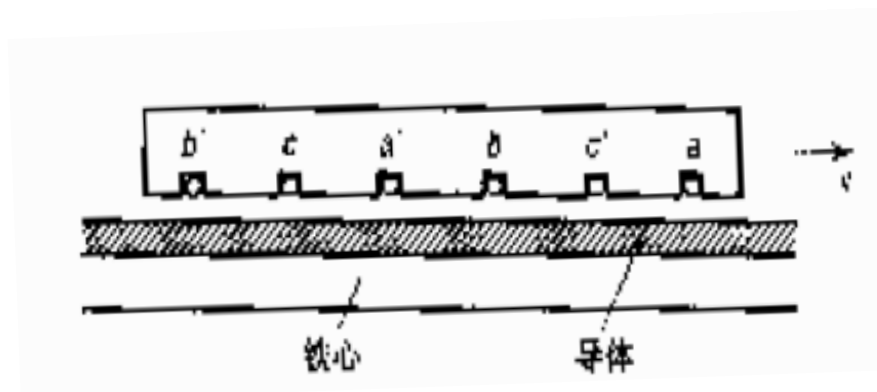
凸极式转子

9、直线电动机

在运输和很多工业应用场合，需要的是直线运动，这就需要一系列直线电动机。

大容量直线感应电动机已应用于公共运输车辆、高速列车、材料加工、挤压加工及液体金属泵上。


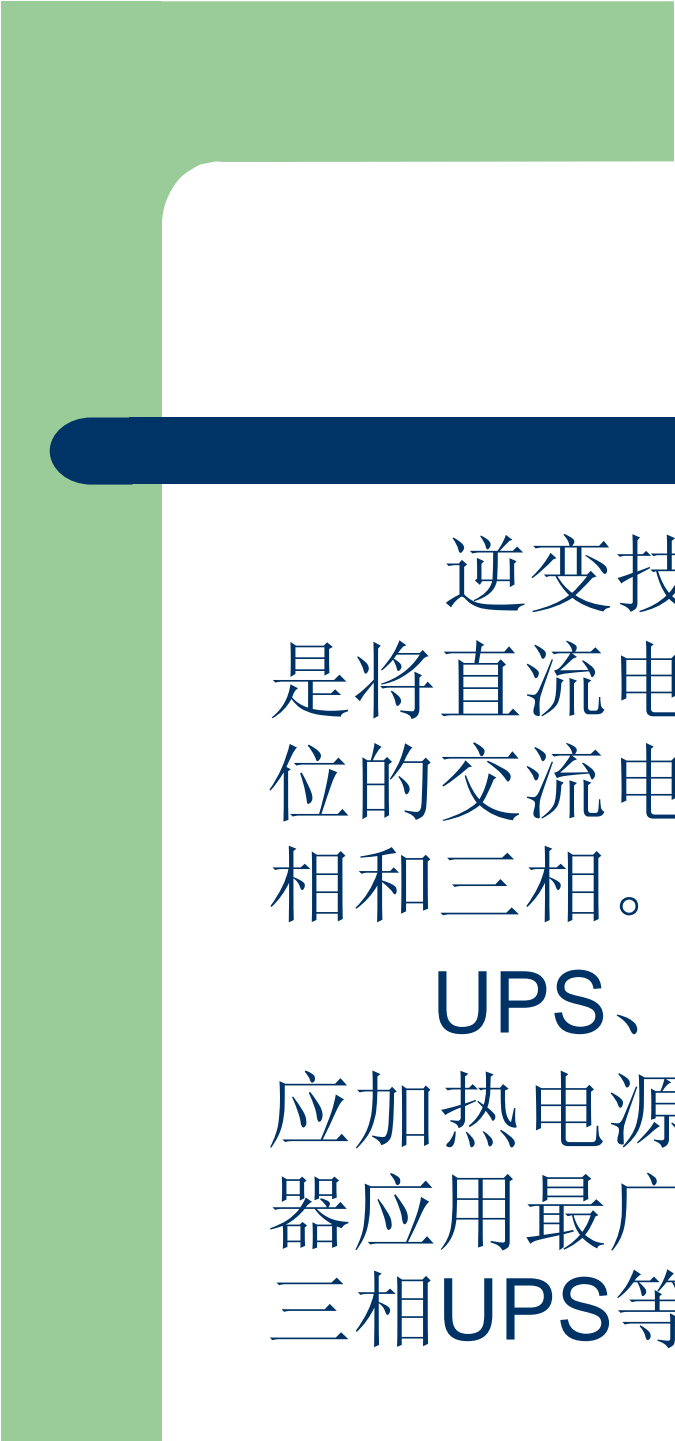
小容量直线感应电动机可应用于各种行业，如幕帘牵拉器和滑动门开闭装置。



二、电力电子变换技术

通常所说的电力是指交流和直流两种。从公用电网直接得到的电力是交流电，从蓄电池和干电池得到的电力是直流电。由于用户需求的多样性，现有的往往不能满足，因此需要进行电力变换。

电力变换通常分为四大类，即交流变直流、直流变交流、直流变直流和交流变交流。交流变直流称为整流，直流变交流则称为逆变。直流变直流可用斩波控制实现，交流变交流可以是电压或电力的变换，称交流电力控制，也可以是频率或相数的变换，称变频或变相控制。



逆变技术是上述电力变换之一，主要是将直流电力变换为所需幅值、频率和相位的交流电力。目前常用的交流形式是单相和三相。单相逆变器主要应用有：

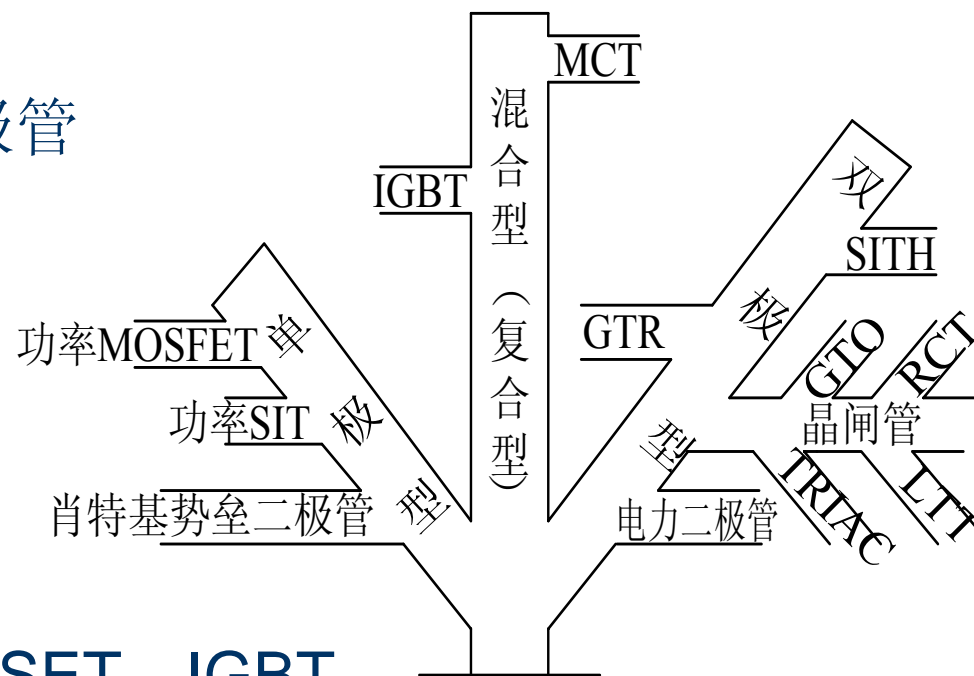
UPS、EPS、铁路25Hz信号电源、感应加热电源、高频焊接电源等；三相逆变器应用最广的仍然是电动机驱动，此外有三相UPS等。

1、电力电子器件

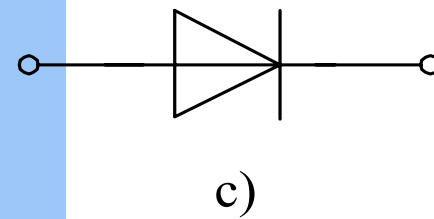
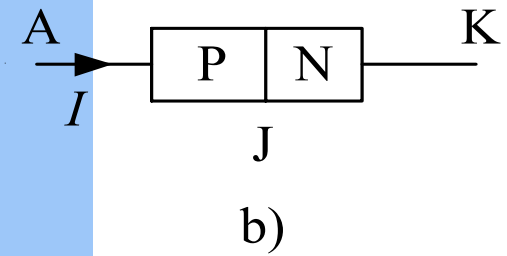
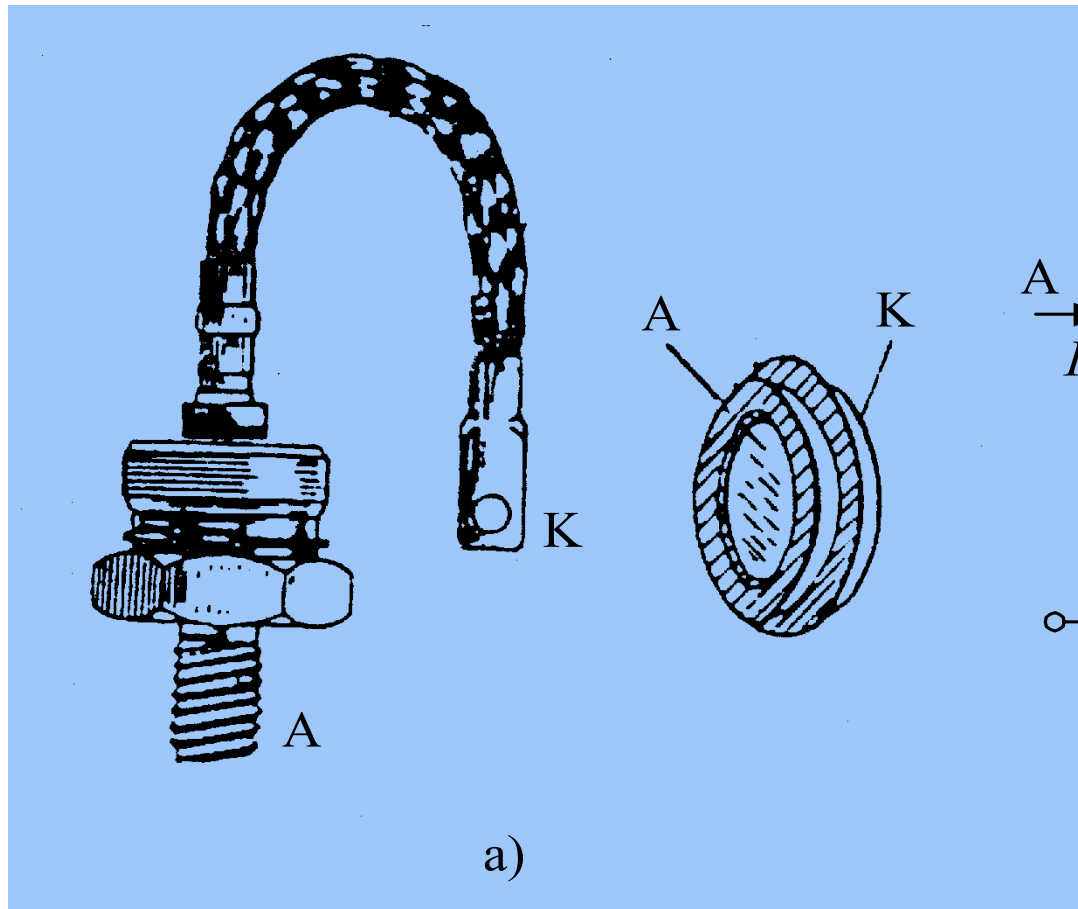
不可控器件：功率二极管

半控器件：晶闸管

全控器件：GTR、MOSFET、IGBT

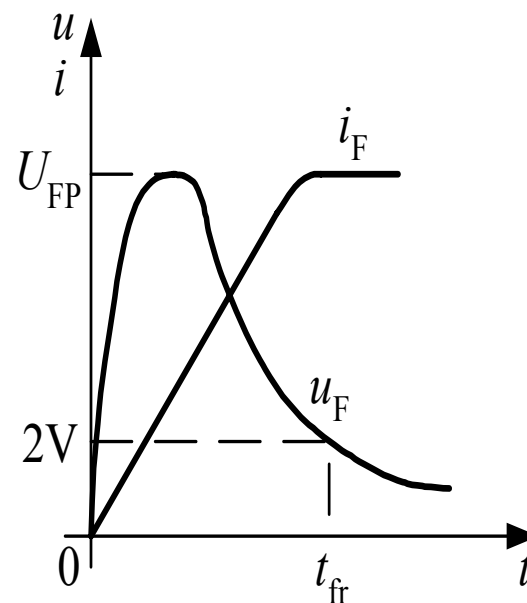
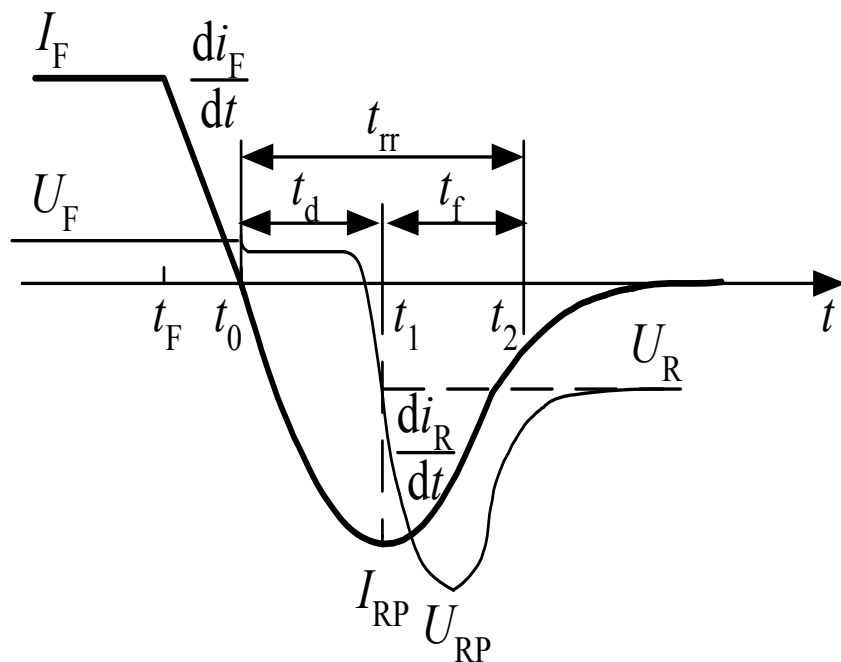


不可控器件：功率二极管



关断过程:

- 1) 须经过一段短暂的时间才能重新获得反向阻断能力, 进入截止状态;
- 2) 在关断之前有较大的反向电流出现, 并伴随有明显的反向电压过冲。



延迟时间: $t_d = t_1 - t_0$, 电流下降时间: $t_f = t_2 - t_1$

反向恢复时间: $t_{rr} = t_d + t_f$

恢复特性的软度: 下降时间与延迟时间的比值 t_f/t_d , 或称恢复系数, 用 S_r 表示

开通过程:

电力二极管的正向压降先出现一个过冲 U_{FP} ，经过一段时间才趋于接近稳态压降的某个值（如 $2V$ ）。这一动态过程时间被称为正向恢复时间 t_{fr} 。

- 1) 电导调制效应起作用需一定的时间来储存大量少子，达到稳态导通前管压降较大；
- 2) 正向电流的上升会因器件自身的电感而产生较大压降。电流上升率越大， U_{FP} 越高。

功率二极管的主要参数

1. 正向平均电流 $I_{F(AV)}$

额定电流——在指定的管壳温度（简称壳温，用 T_C 表示）和散热条件下，其允许流过的最大工频正弦半波电流的平均值

- 正向平均电流是按照电流的发热效应来定义的，因此使用时应按有效值相等的原则来选取电流定额，并应留有一定的裕量。
- 当用在频率较高的场合时，开关损耗造成的发热往往不能忽略。
- 当采用反向漏电流较大的电力二极管时，其断态损耗造成的发热效应也不小。

功率二极管的主要参数

2. 正向压降 U_F

指电力二极管在指定温度下，流过某一指定的稳态正向电流时对应的正向压降；

有时参数表中也给出在指定温度下流过某一瞬态正向大电流时器件的最大瞬时正向压降。

3. 反向重复峰值电压 U_{RRM}

指对电力二极管所能重复施加的反向最高峰值电压；

通常是其雪崩击穿电压 U_B 的**2/3**；

使用时，往往按照电路中电力二极管可能承受的反向最高峰值电压的两倍来选定。

功率二极管的主要参数

4. 最高工作结温 T_{JM}

- 结温是指管芯PN结的平均温度，用 T_J 表示
- 最高工作结温是指在PN结不致损坏的前提下所能承受的最高平均温度
- T_{JM} 通常在 $125\sim 175^\circ\text{C}$ 范围之内

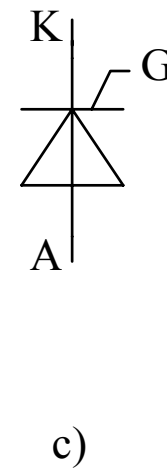
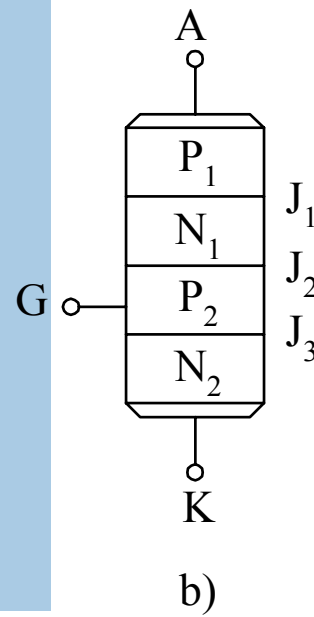
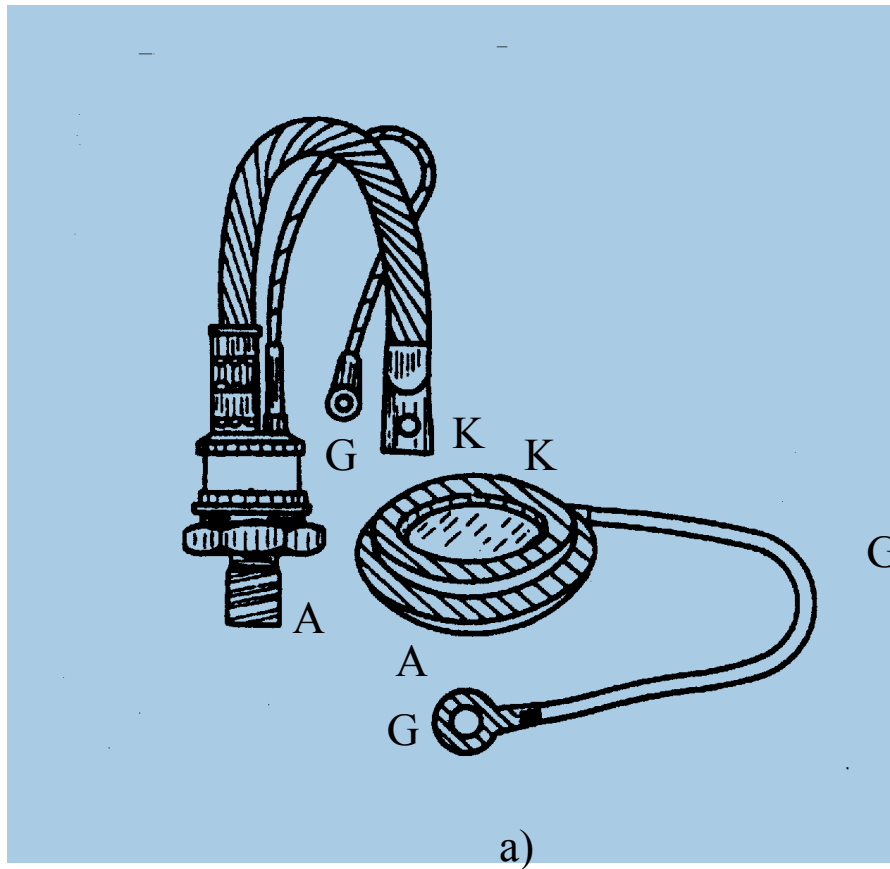
5. 反向恢复时间 t_{rr}

- $t_{rr} = t_d + t_f$ ，关断过程中，电流降到0起到恢复反响阻断能力止的时间

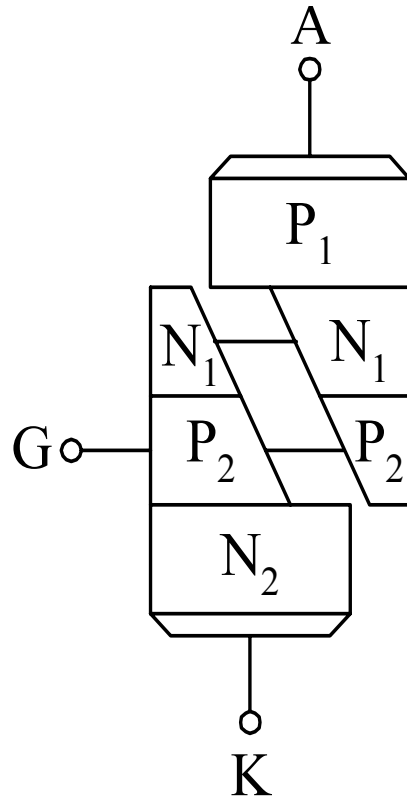
6. 浪涌电流 I_{FSM}

- 指电力二极管所能承受最大的连续一个或几个工频周期的过电流。

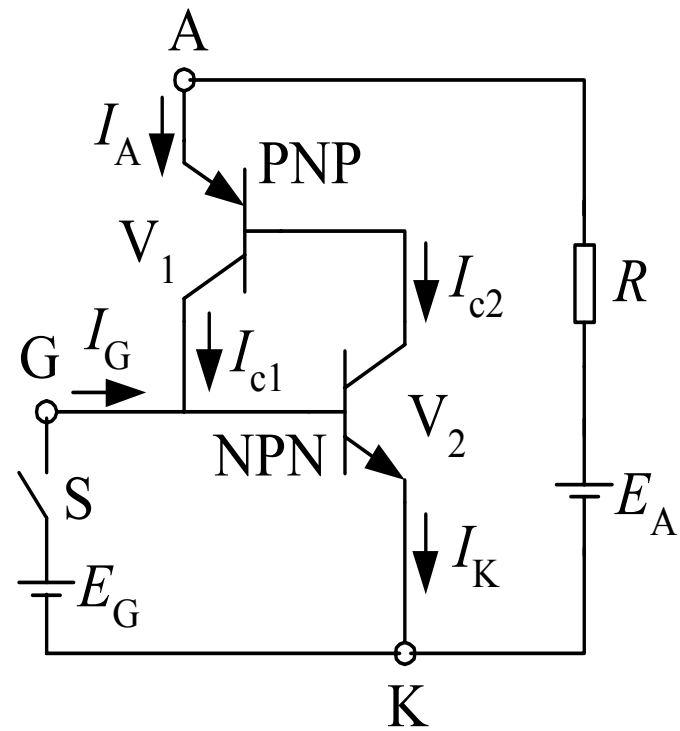
半控型器件：晶闸管



晶闸管的等效模型

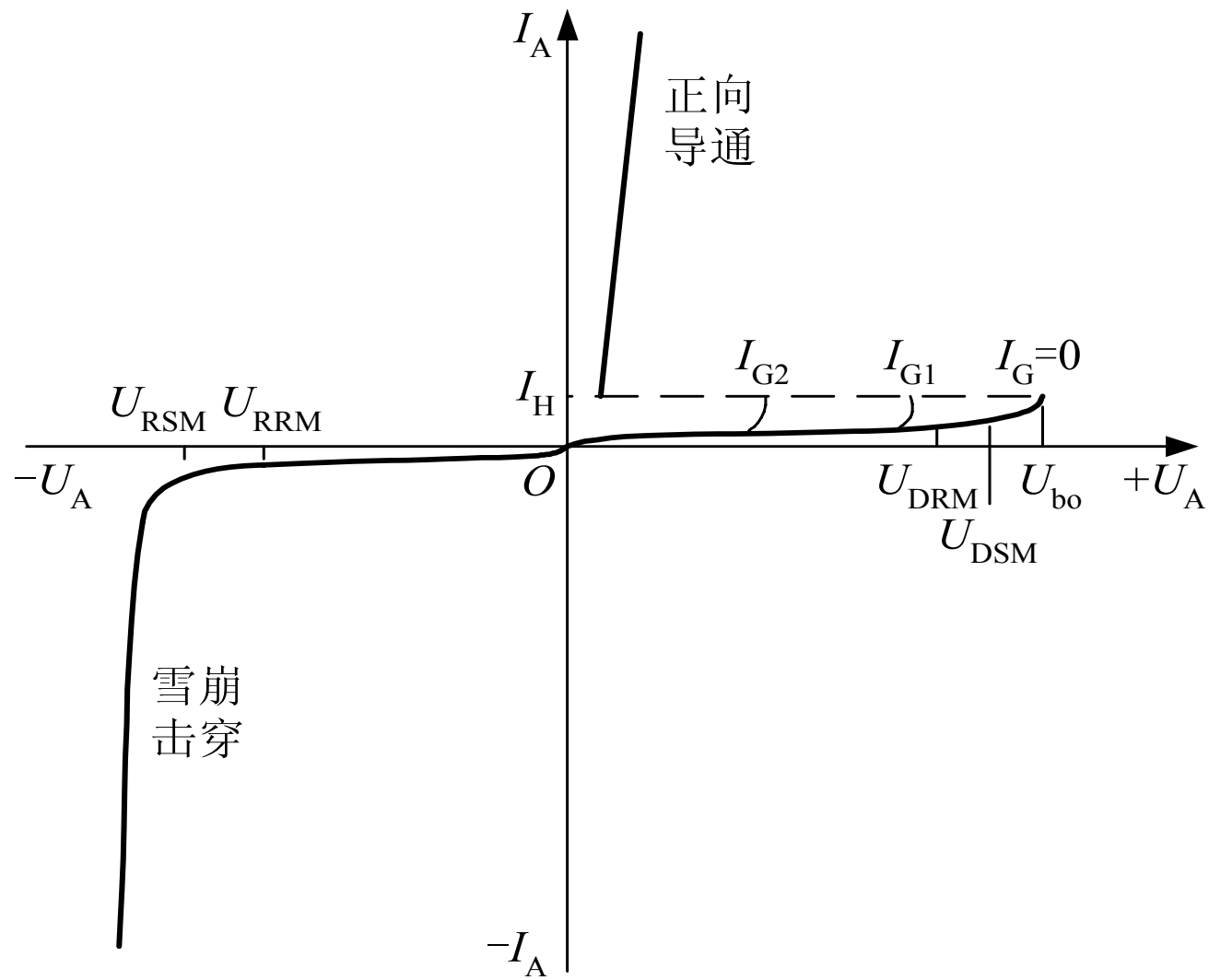


a)

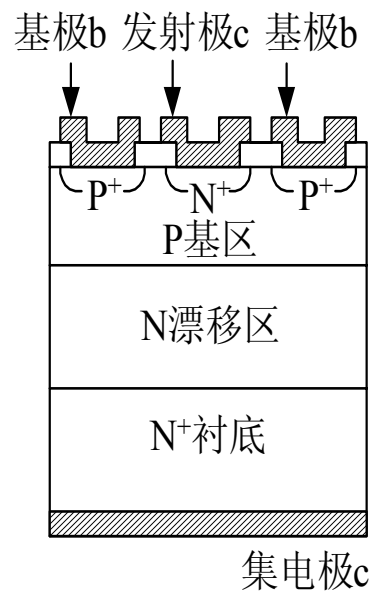


b)

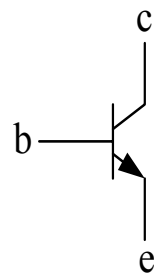
晶闸管的伏安特性



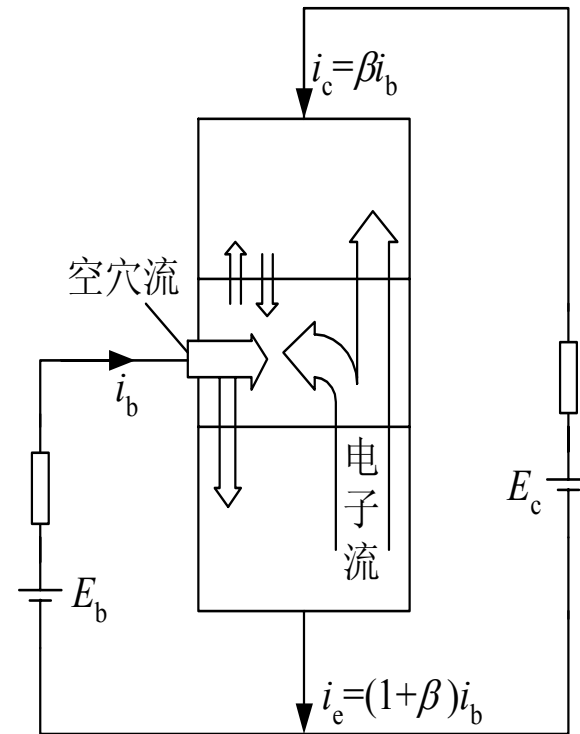
全控器件：功率晶体管



a)

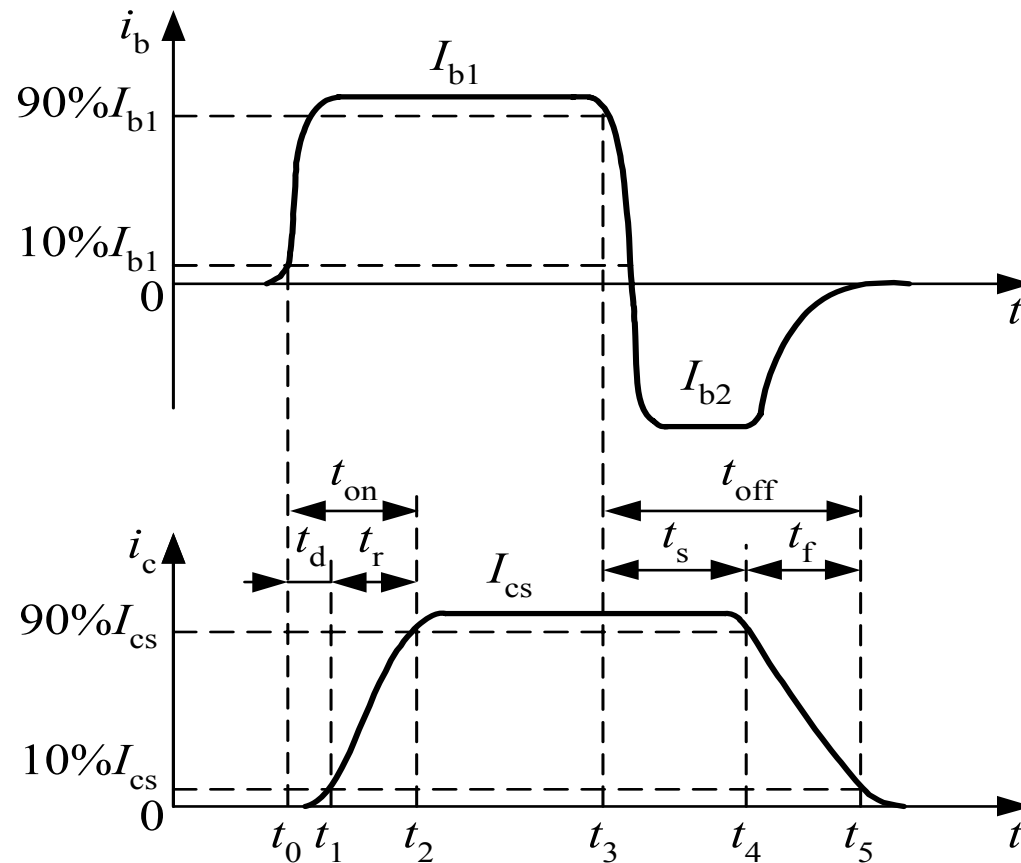


b)



c)

动态特性：开通、关断过程



GTR的二次击穿现象与安全工作区

一次击穿

- 集电极电压升高至击穿电压时， I_C 迅速增大，出现雪崩击穿
- 只要 I_C 不超过限度，GTR一般不会损坏，工作特性也不变

二次击穿

- 一次击穿发生时 I_C 增大到某个临界点时会突然急剧上升，并伴随电压的陡然下降
- 常常立即导致器件的永久损坏，或者工作特性明显衰变

安全工作区 (Safe Operating Area——SOA)

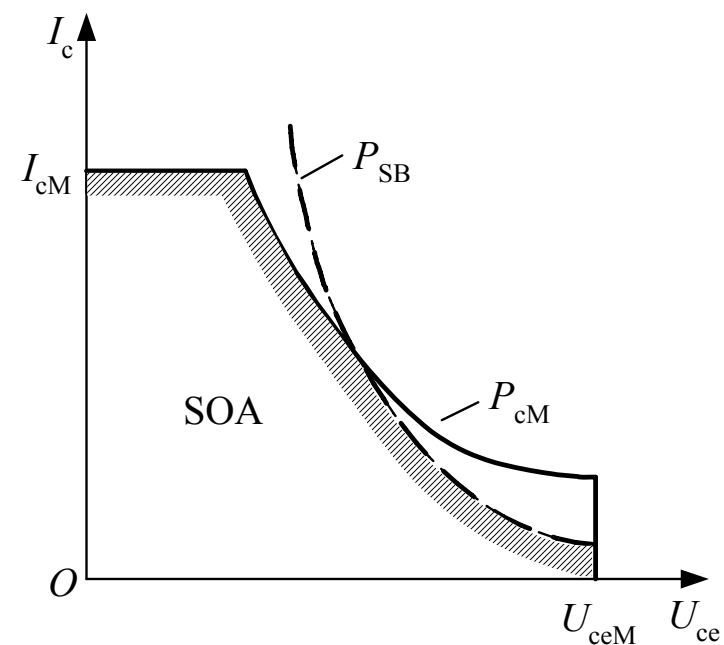
最高电压 U_{ceM}

集电极最大电流 I_{cM}

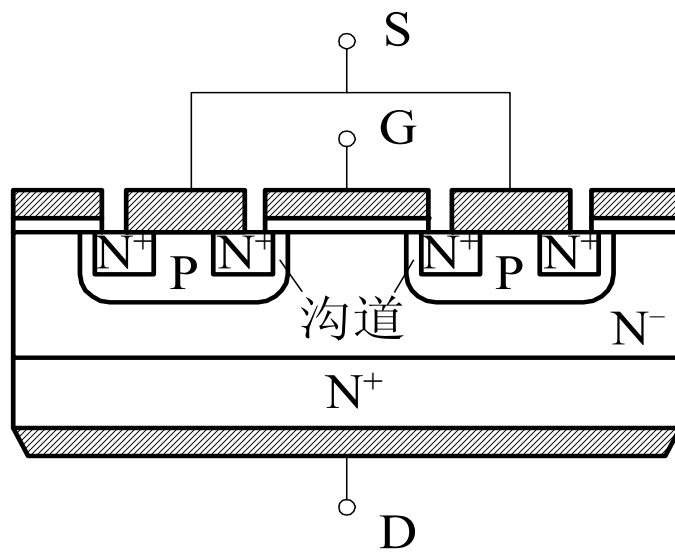
最大耗散功率 P_{cM}

二次击穿临界线 P_{SB}

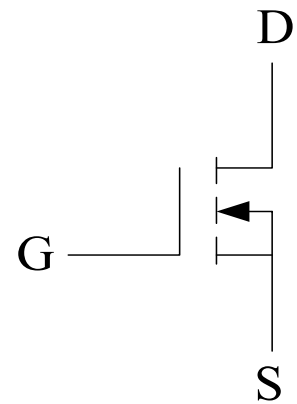
的限定。



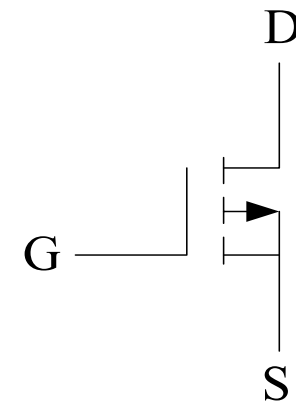
全控器件：功率场效应晶体管



a)



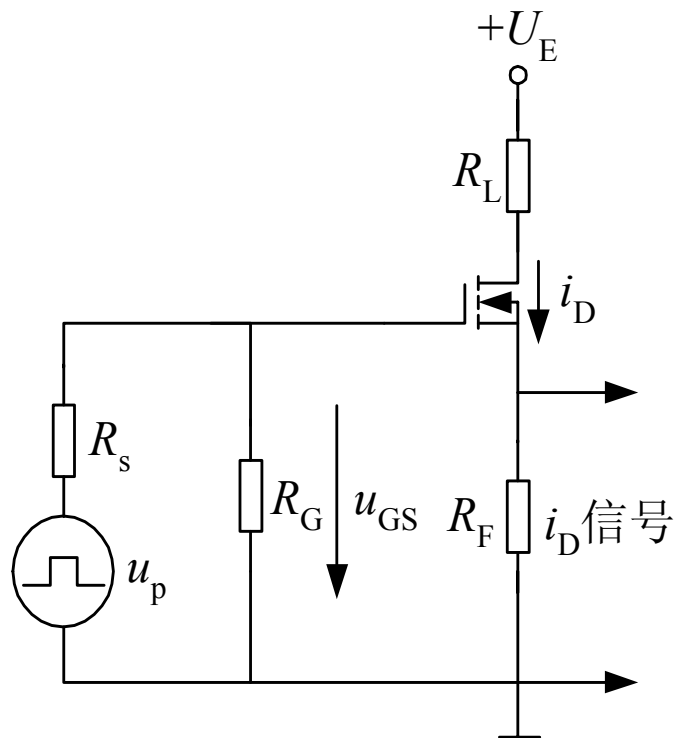
N沟道



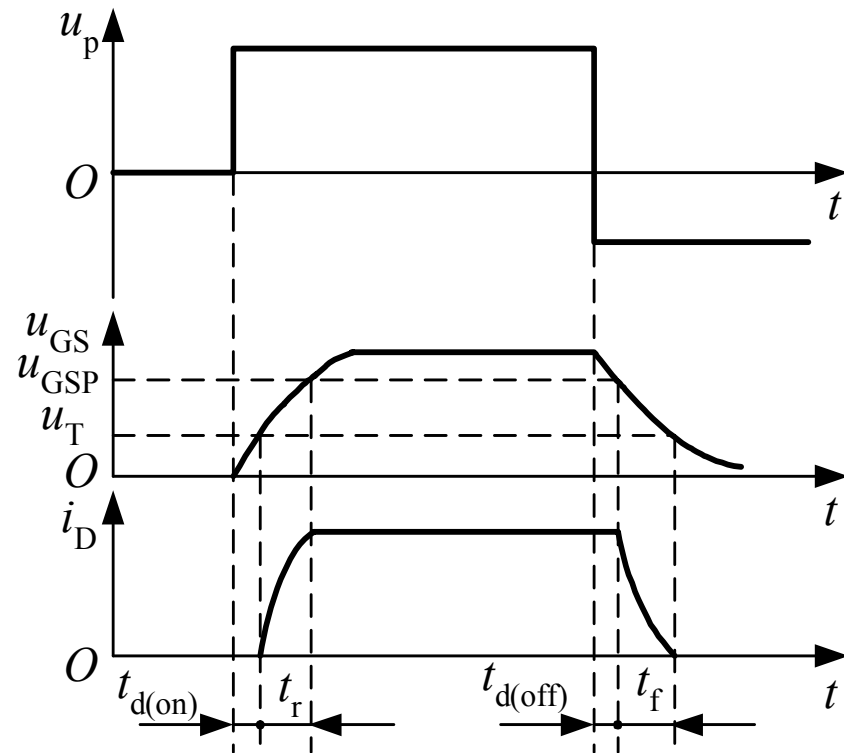
P沟道

b)

动态特性：开通、关断过程

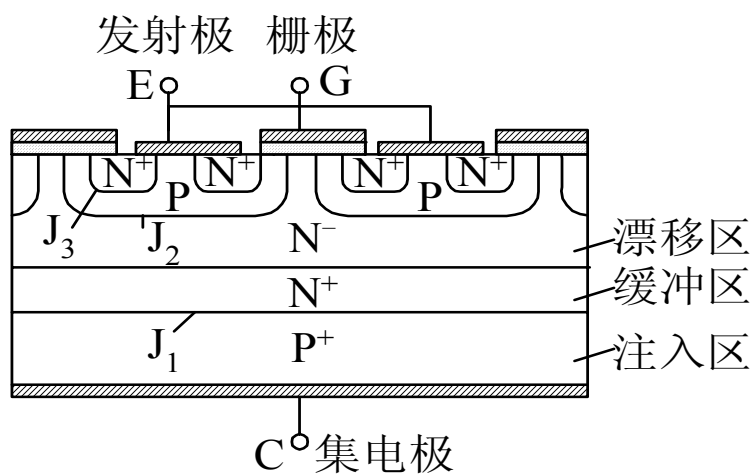


a)

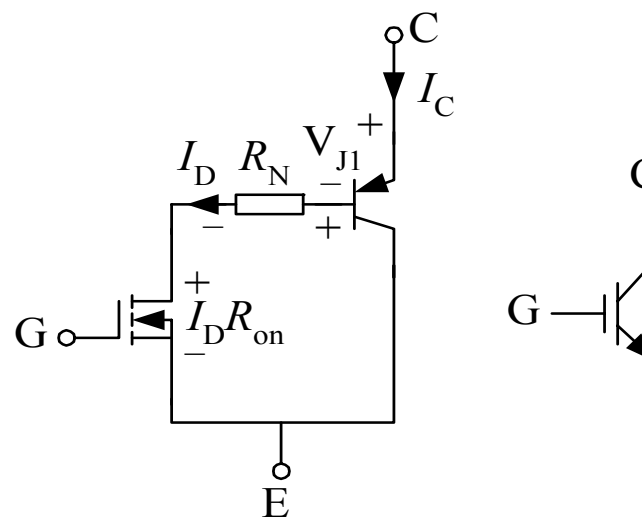


b)

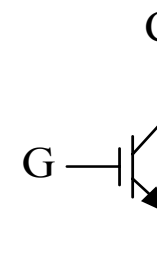
全控器件：绝缘栅双极晶体管



a)

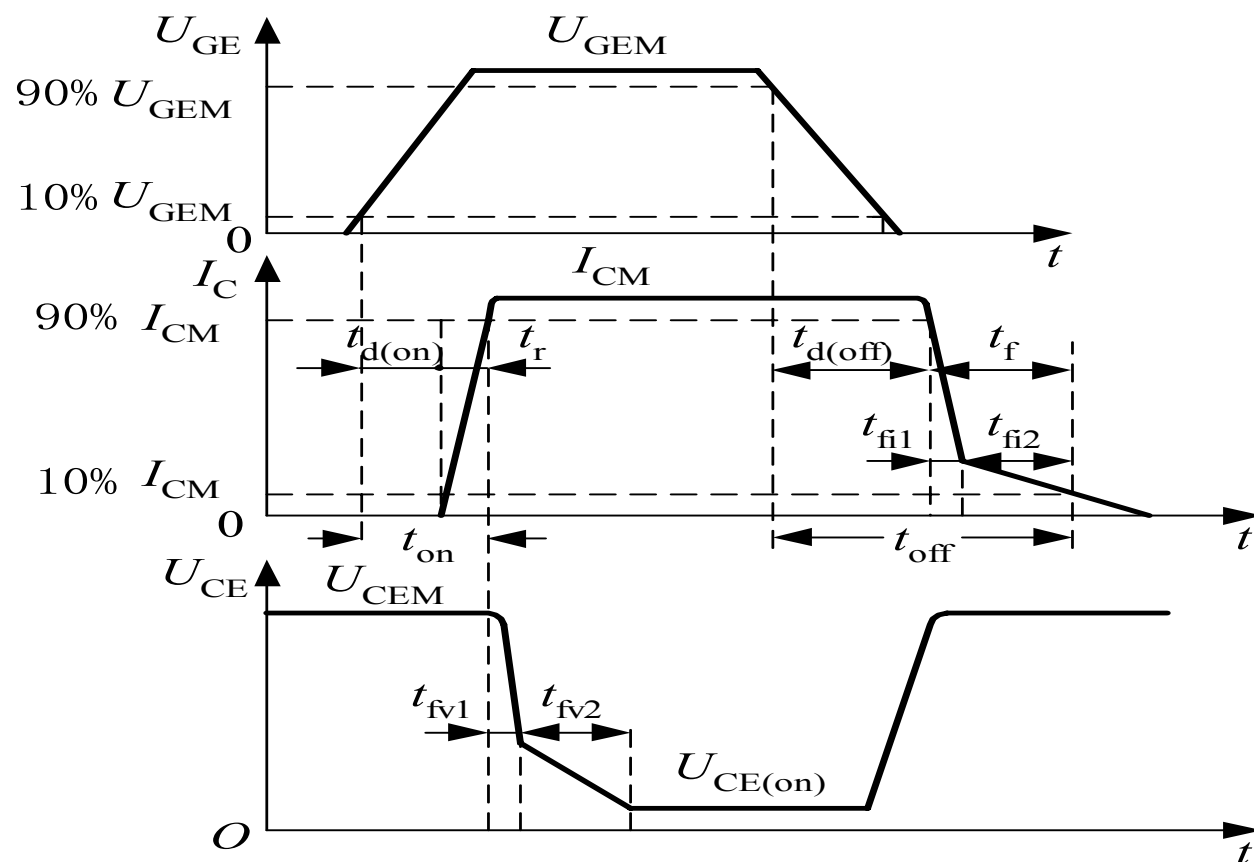


b)



c)

IGBT的开关过程



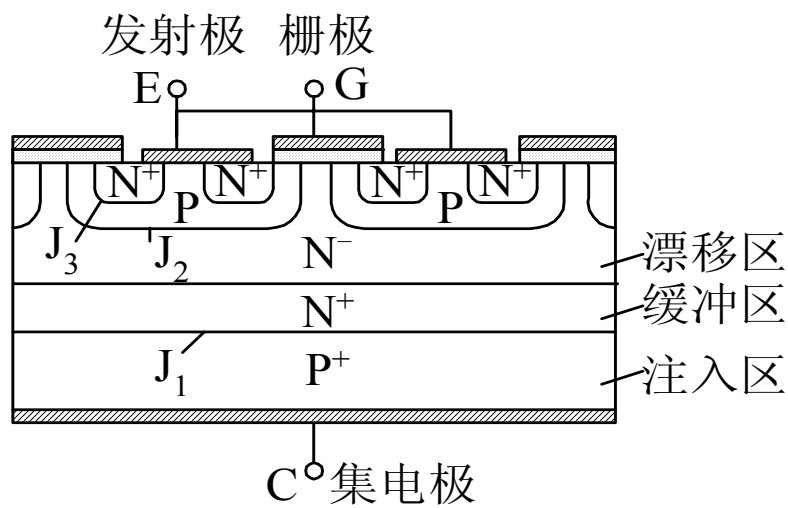
IGBT的开通过程

- 与MOSFET的相似，因为开通过程中IGBT在大部分时间作为MOSFET运行
 - 开通延迟时间 $t_{d(on)}$ ——从 u_{GE} 上升至其幅值10%的时刻，到 i_C 上升至 $10\% I_{CM}^2$
 - 电流上升时间 t_r —— i_C 从 $10\%I_{CM}$ 上升至 $90\%I_{CM}$ 所需时间
 - 开通时间 t_{on} ——开通延迟时间与电流上升时间之和
 - u_{CE} 的下降过程分为 t_{fv1} 和 t_{fv2} 两段。 t_{fv1} ——IGBT中MOSFET单独工作的电压下降过程； t_{fv2} ——MOSFET和PNP晶体管同时工作的电压下降过程

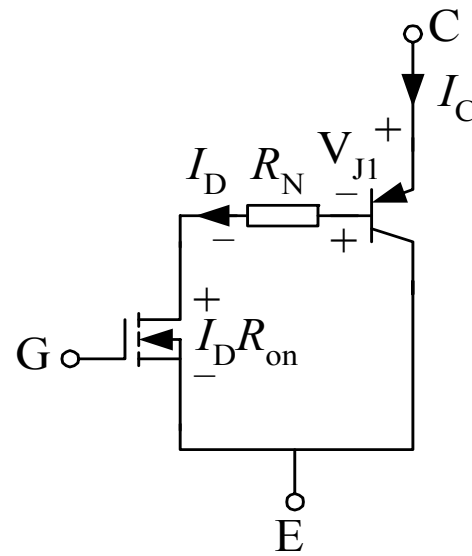
IGBT的关断过程

- 1、关断延迟时间 $t_d(\text{off})$ ——从 u_{GE} 后沿下降到其幅值90%的时刻起，到 i_C 下降至 $90\%I_{CM}$
- 2、电流下降时间—— i_C 从 $90\%I_{CM}$ 下降至 $10\%I_{CM}$
- 3、关断时间 t_{off} ——关断延迟时间与电流下降之和
- 4、电流下降时间又可分为 t_{fi1} 和 t_{fi2} 两段。
 - t_{fi1} ——IGBT内部的MOSFET的关断过程， i_C 下降较快；
 - t_{fi2} ——IGBT内部的PNP晶体管的关断过程， i_C 下降较慢。

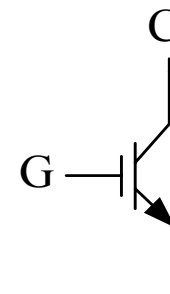
IGBT的擎住效应和安全工作区



a)



b)



c)

寄生晶闸管——由一个N-PN⁺晶体管和作为主开关器件的P⁺N-P晶体管组成

正偏安全工作区（**FBSOA**）——最大集电极电流、最大集射极间电压和最大集电极功耗确定

反向偏置安全工作区（**RBSOA**）——最大集电极电流、最大集射极间电压和最大允许电压上升率 du_{CE}/dt 确定

擎住效应或自锁效应： NPN晶体管基极与发射极之间存在体区短路电阻，P形体区的横向空穴电流会在该电阻上产生压降，相当于对 J_3 结施加正偏压，一旦 J_3 开通，栅极就会失去对集电极电流的控制作用，电流失控。

动态擎住效应比静态擎住效应所允许的集电极电流小；

擎住效应曾限制IGBT电流容量提高，20世纪90年代中后期开始逐渐解决。

IGBT往往与反并联的快速二极管封装在一起，制成模块，成为逆导器件

功率模块与功率集成电路

- ▶ 20世纪80年代中后期开始，模块化趋势，将多个器件封装在一个模块中，称为功率模块
- ▶ 可缩小装置体积，降低成本，提高可靠性
- ▶ 对工作频率高的电路，可大大减小线路电感，从而简化对保护和缓冲电路的要求
- ▶ 将器件与逻辑、控制、保护、传感、检测、自诊断等信息电子电路制作在同一芯片上，称为功率集成电路（Power Integrated Circuit——PIC）

类似功率集成电路的还有许多名称，但实际上各有侧重：

- 高压集成电路（High Voltage IC——HVIC）一般指横向高压器件与逻辑或模拟控制电路的单片集成
- 智能功率集成电路（Smart Power IC——SPIC）一般指纵向功率器件与逻辑或模拟控制电路的单片集成
- 智能功率模块（Intelligent Power Module——IPM）则专指IGBT及其辅助器件与其保护和驱动电路的单片集成，也称智能IGBT（Intelligent IGBT）

电力电子器件驱动电路

驱动电路——主电路与控制电路之间的接口

- ▶ 使电力电子器件工作在较理想的开关状态，缩短开关时间，减小开关损耗，对装置的运行效率、可靠性和安全性都有重要的意义
- ▶ 对器件或整个装置的一些保护措施也往往设在驱动电路中，或通过驱动电路实现

电力电子器件驱动电路

驱动电路的基本任务：

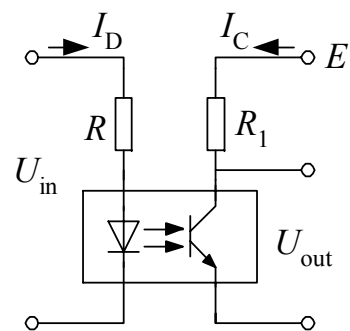
- 将信息电子电路传来的信号按控制目标的要求，转换为加在电力电子器件控制端和公共端之间，可以使其开通或关断的信号
- 对半控型器件只需提供开通控制信号
- 对全控型器件则既要提供开通控制信号，又要提供关断控制信号

驱动电路的隔离

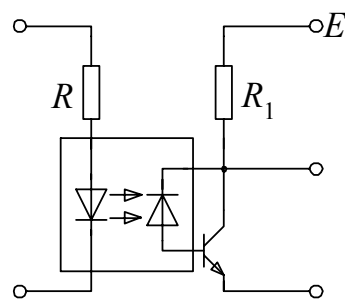
驱动电路还要提供控制电路与主电路之间的电气隔离环节，一般采用光隔离或磁隔离

- 光隔离一般采用光耦合器
- 磁隔离的元件通常是脉冲变压器

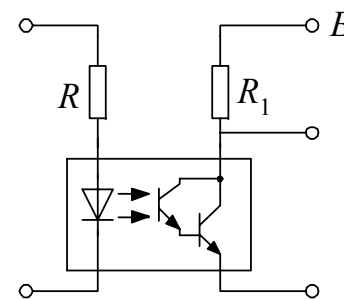
光耦合器的类型及接法



a)

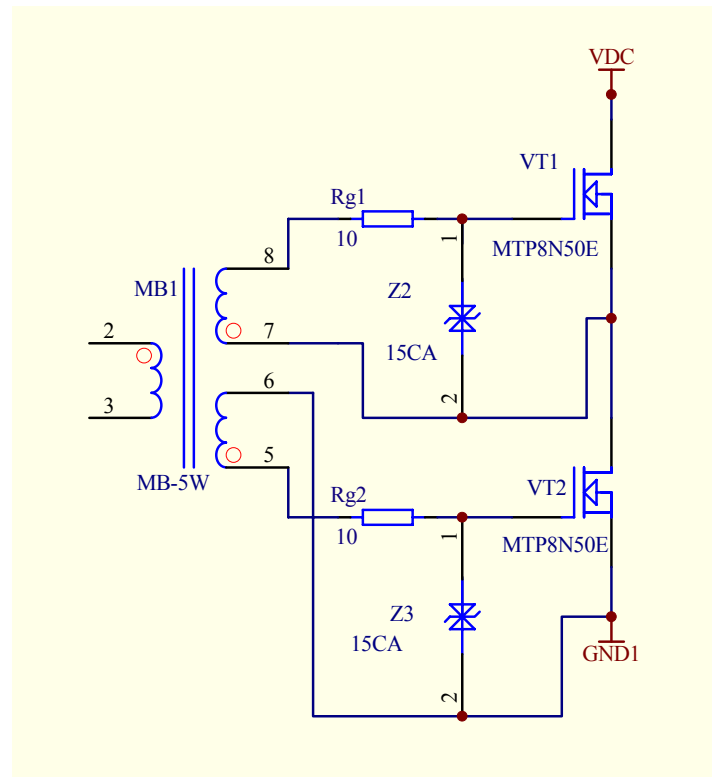


b)



c)

变压器耦合驱动

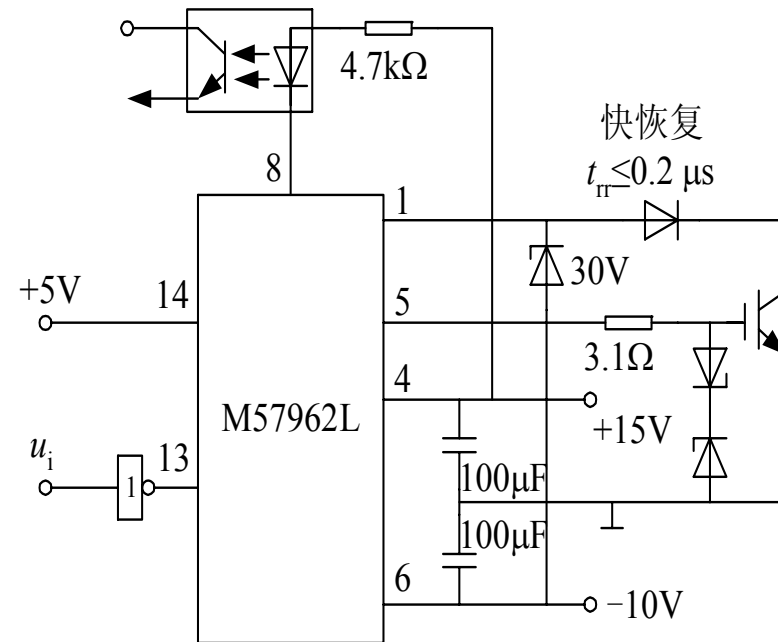
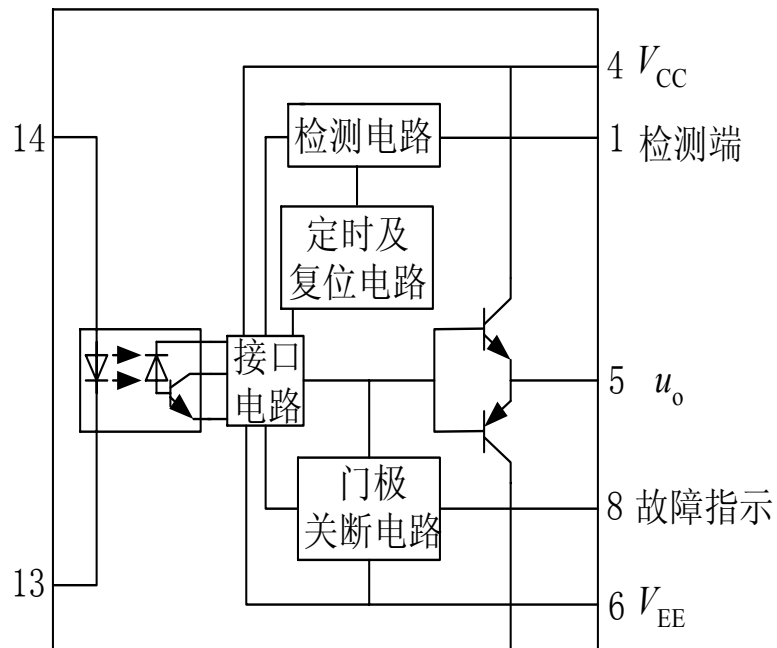


- 电流驱动型和电压驱动型

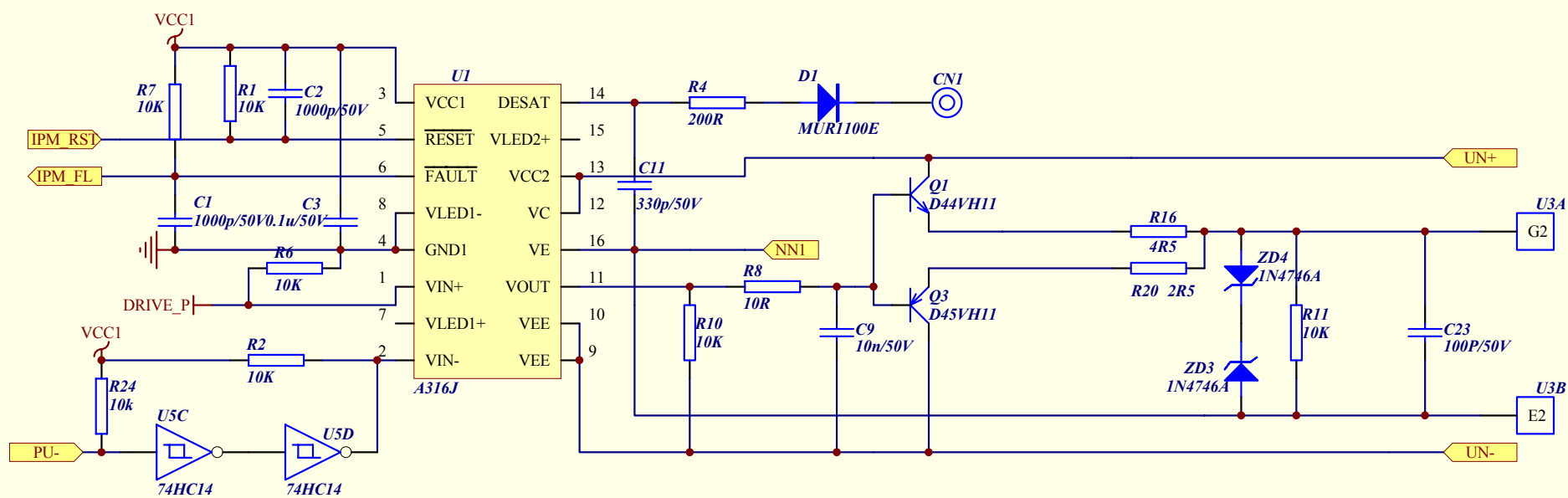
具体形式可为分立元件的，但目前的趋势是采用专用集成驱动电路

- 双列直插式集成电路及将光耦隔离电路也集成在内的混合集成电路
- 为达到参数最佳配合，首选所用器件生产厂家专门开发的集成驱动电路

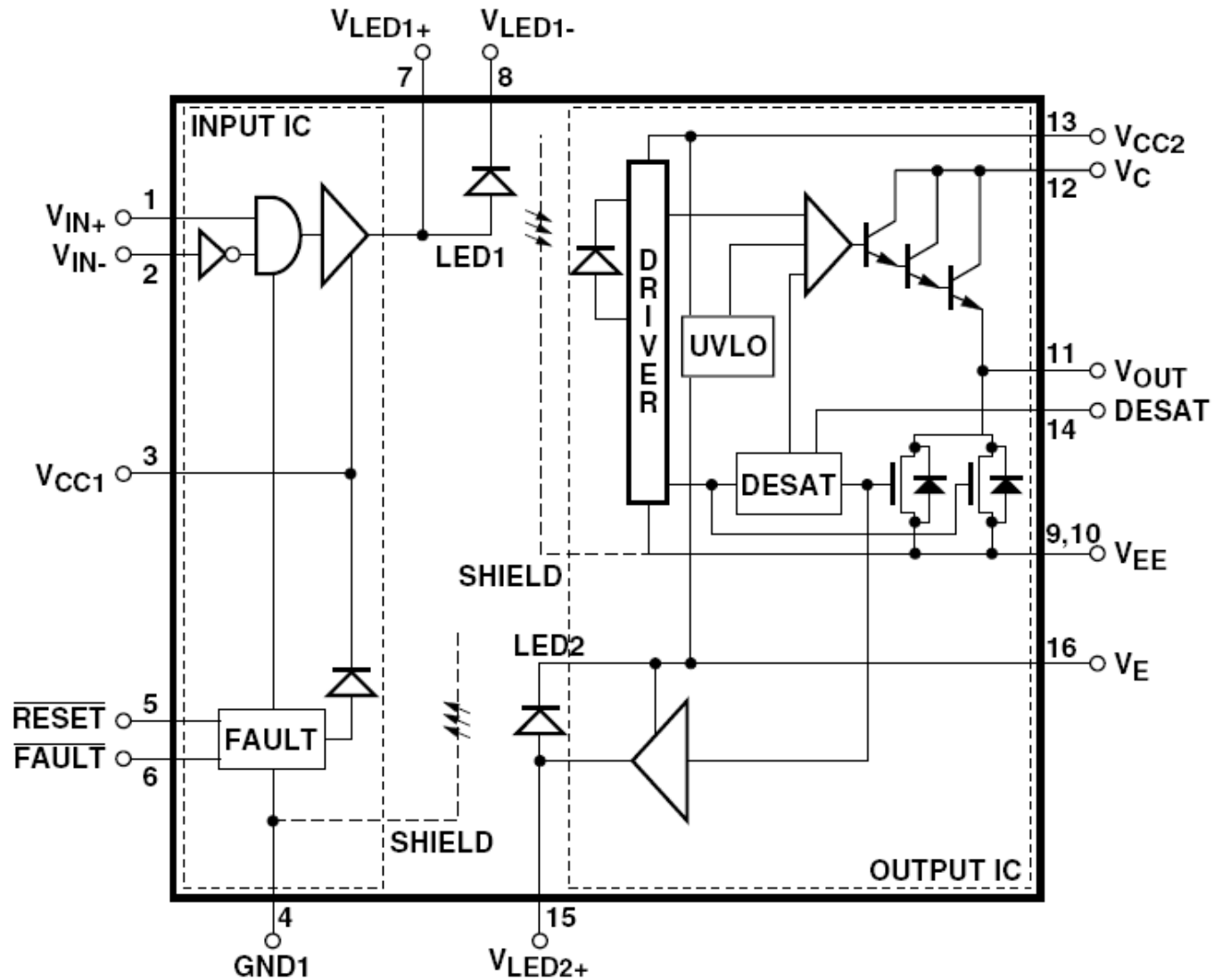
IGBT专用驱动电路 M57962



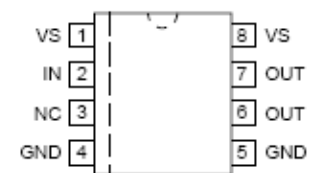
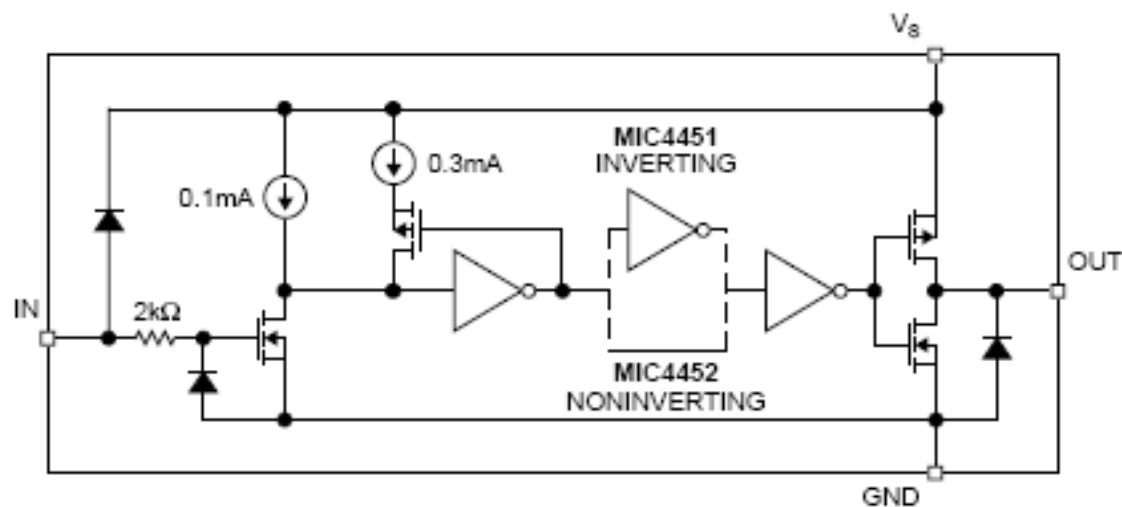
IGBT专用驱动电路 316J



IGBT专用驱动电路 316J



MOSFET驱动电路 4451、4452

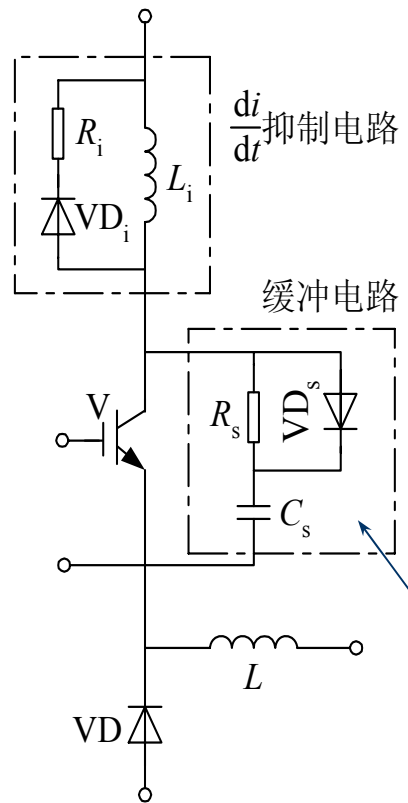


Plastic DIP (N)
SOIC (M)

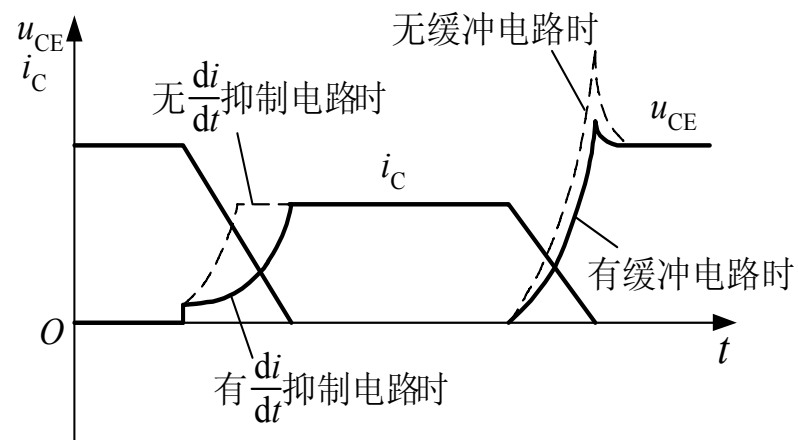


TO-220-5 (T)

缓冲电路 (Snubber Circuit)



a)



b)

充放电型RCD缓冲电路

缓冲电路作用分析

无缓冲电路:

- V开通时电流迅速上升, di/dt 很大
- 关断时 du/dt 很大, 并出现很高的过电压

有缓冲电路

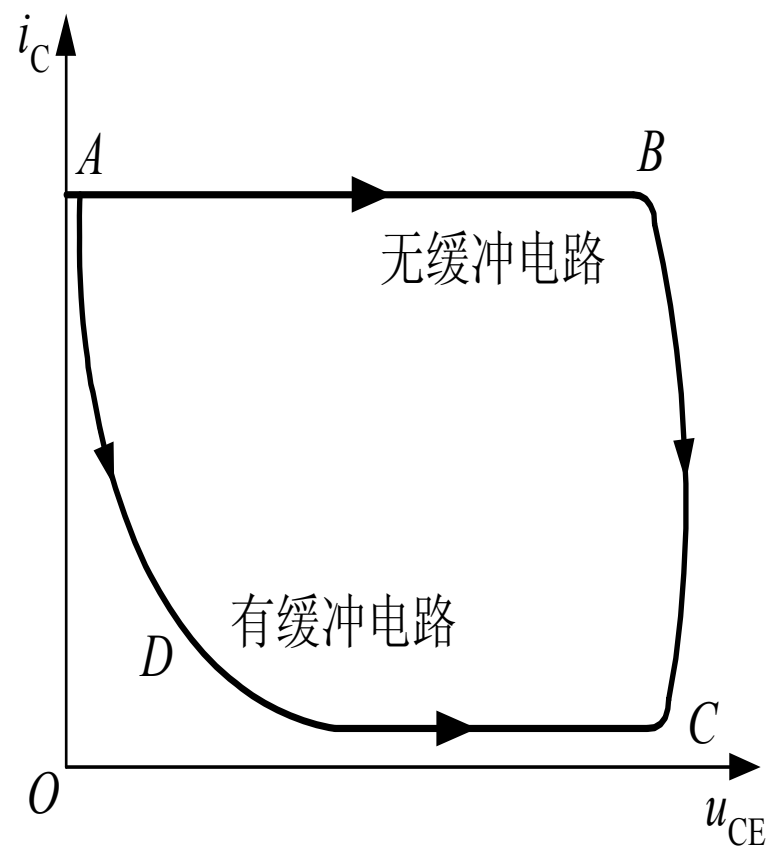
- V开通时: C_s 通过 R_s 向V放电, 使 i_C 先上一个台阶, 以后因有 L_i , i_C 上升速度减慢
- V关断时: 负载电流通过 VD_s 向 C_s 分流, 减轻了V的负担, 抑制了 du/dt 和过电压

关断时的负载线

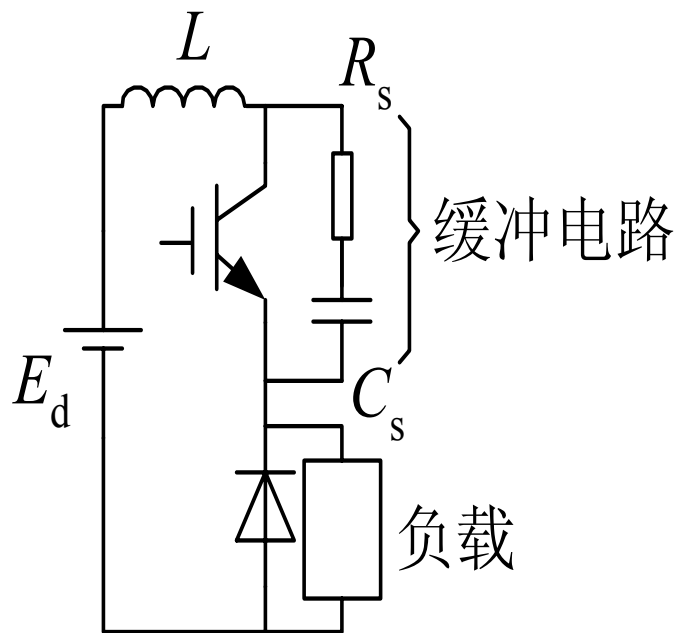
无缓冲电路时： u_{CE} 迅速上升， L 感应电压使VD通，负载线从A移到B，之后 i_C 才下降到漏电流的大小，负载线随之移到C

有缓冲电路时： C_s 分流使 i_C 在 u_{CE} 开始上升时就下降，负载线经过D到达C

负载线ADC安全，且经过的都是小电流或小电压区域，关断损耗大大降低

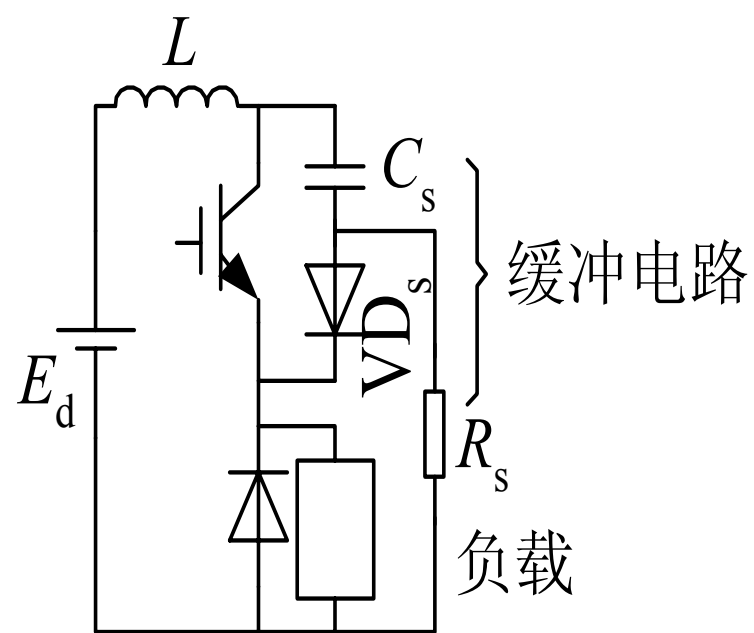


另外两种缓冲电路



a)

RC吸收电路



b)

放电阻止型RCD吸收电路

缓冲电路中的元件选取及其他注意事项

- C_s 和 R_s 的取值可实验确定或参考工程手册
- VD_s 必须选用快恢复二极管，额定电流不小于主电路器件的1/10
- 尽量减小线路电感，且选用内部电感小的吸收电容
- 中小容量场合，若线路电感较小，可只在直流侧设一个 du/dt 抑制电路
- 对IGBT甚至可以仅并联一个吸收电容
- 晶闸管在实用中一般只承受换相过电压，没有关断过电压，关断时也没有较大的 du/dt ，一般采用RC吸收电路即可

2、逆变电路结构

逆变电路可以从不同的角度进行分类。如按换流方式分，按输出相数分，也可按直流电源的性质分为电流型和电压型。

在逆变电路中，换流是非常重要的过程。换流方式一般有下面几种：

- 1) 器件换流：利用器件自身的关断能力进行换流。
- 2) 电网换流：由电网提供换流电压。
- 3) 负载换流：由负载提供换流电压。凡是负载电流的相位超前于负载电压的场合，都可以实现负载换流。
- 4) 强迫换流：设置附加的换流电路，给欲关断的晶闸管强迫施加反向电压或反向电流的换流方式。

2.1、电压性型逆变电路

电压型逆变电路的特点：直流侧为电压源，或并联有大电容，相当于电压源；

由于直流电压源的钳位作用，交流侧输出电压波形为矩形波，并且与负载阻抗角无关，而交流侧输出电流波形和相位因负载阻抗情况的不同而不同；当交流侧为阻感负载时需要提供无功功率，直流侧电容起缓冲无功能量的作用。为了给交流侧向直流侧反馈的无功能量提供通道，逆变桥各臂都并联反馈二极管。



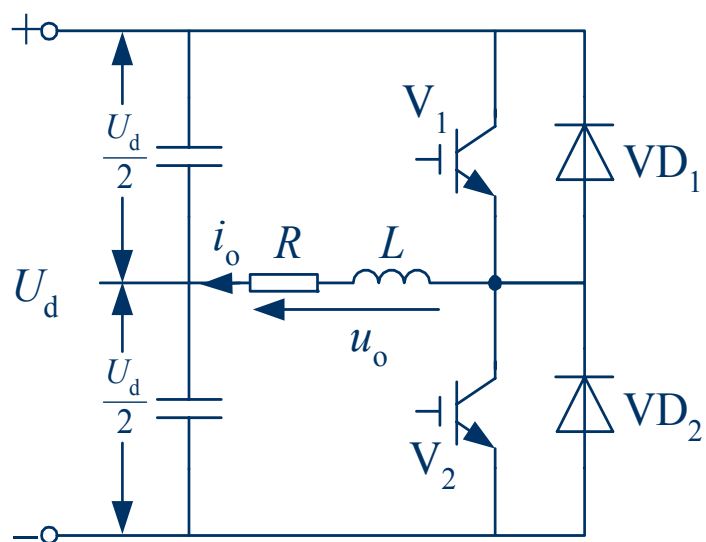
1) 单相电压型逆变电路:

半桥逆变电路、全桥逆变电路

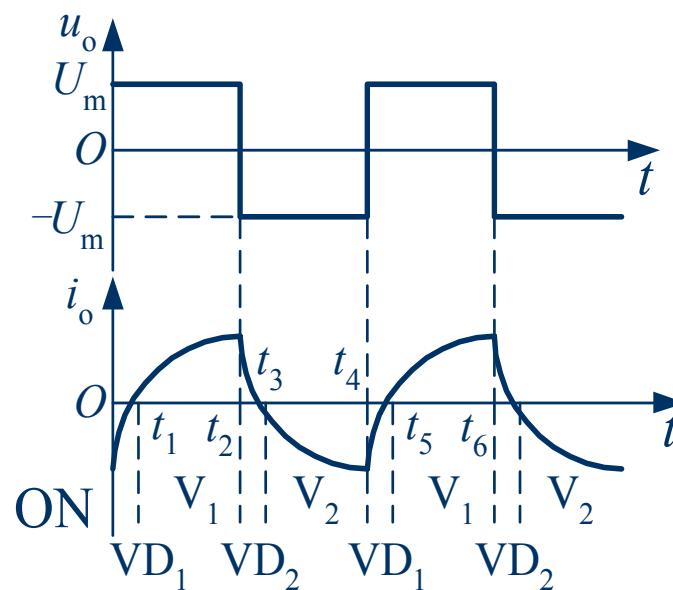
2) 三相电压型逆变电路:

三相桥式逆变电路

半桥逆变电路

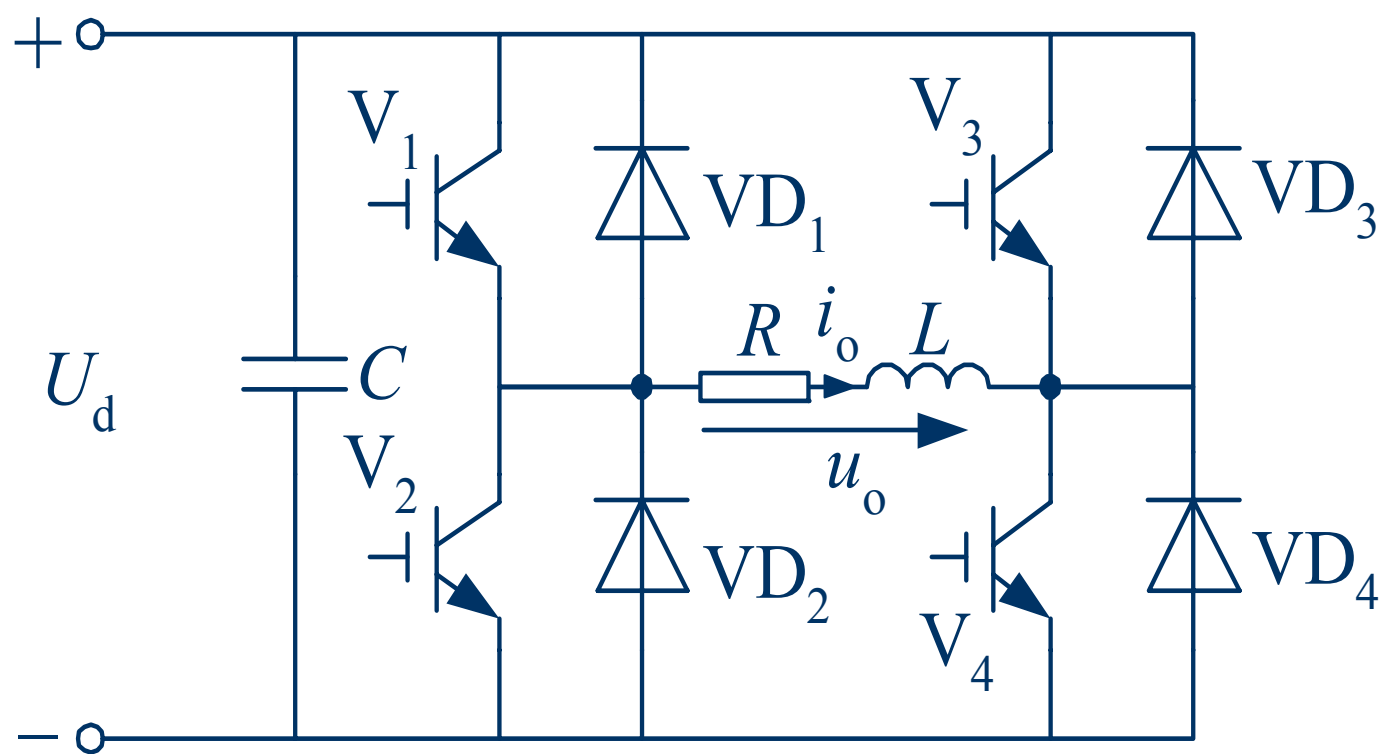


a)

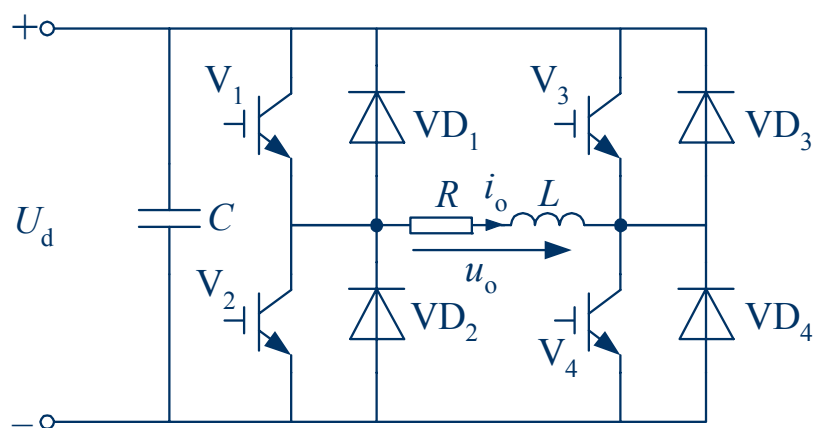


b)

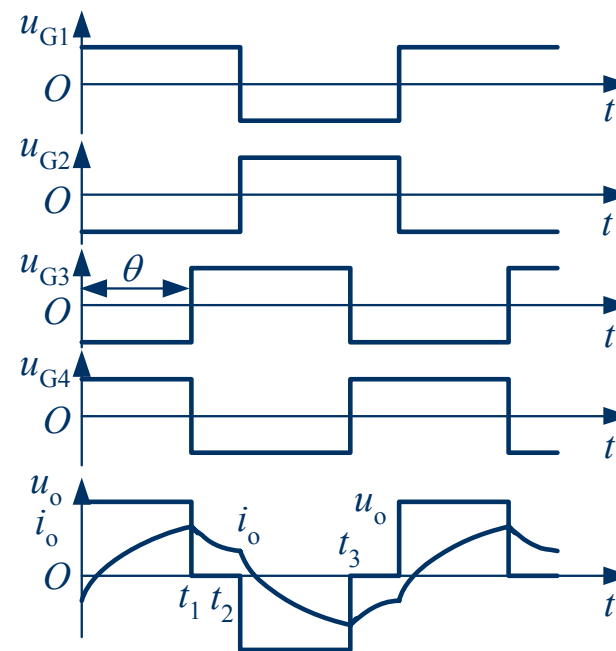
全桥逆变电路



移相调压

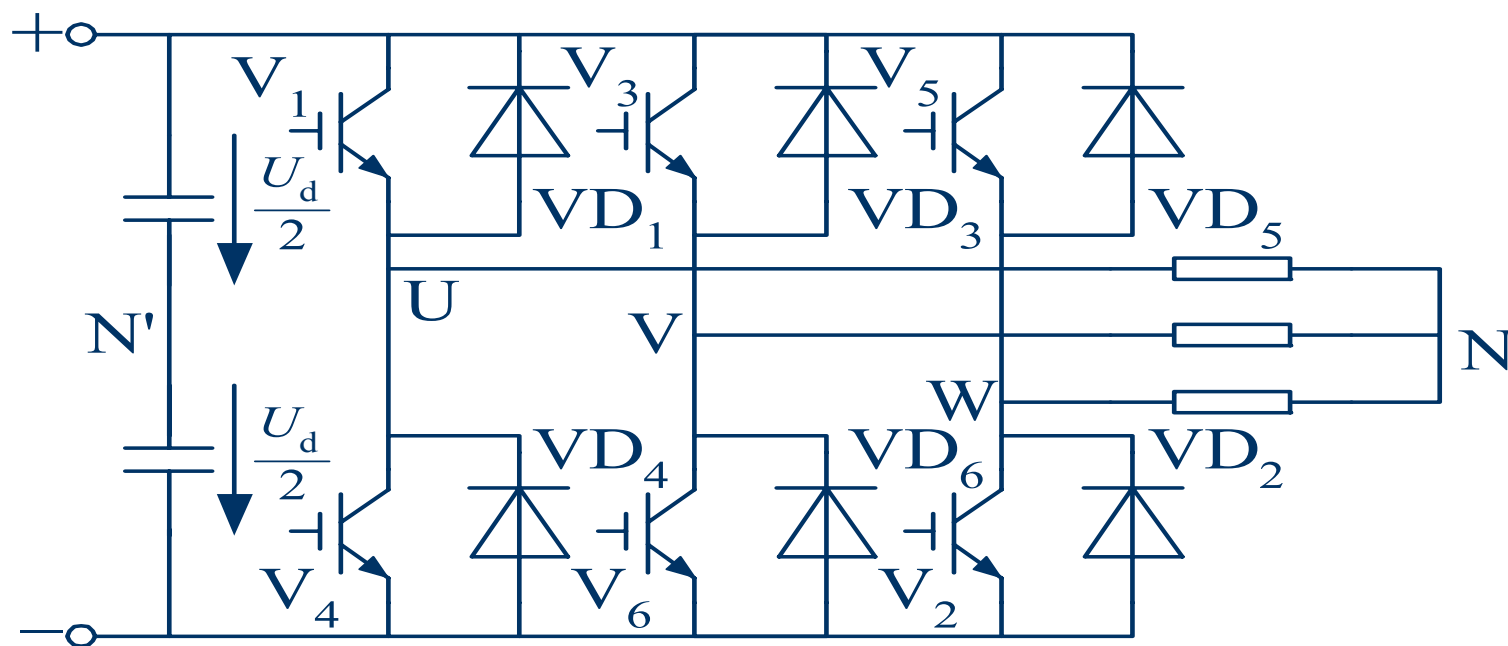


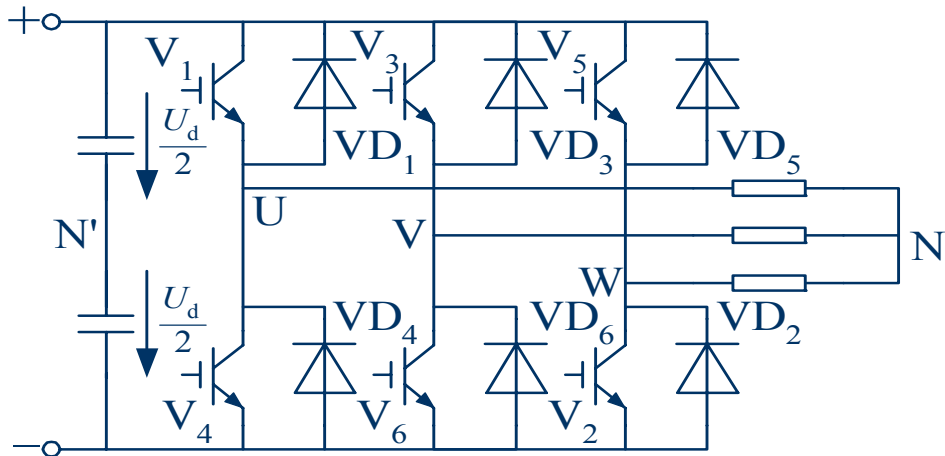
a)



b)

三相桥式逆变电路





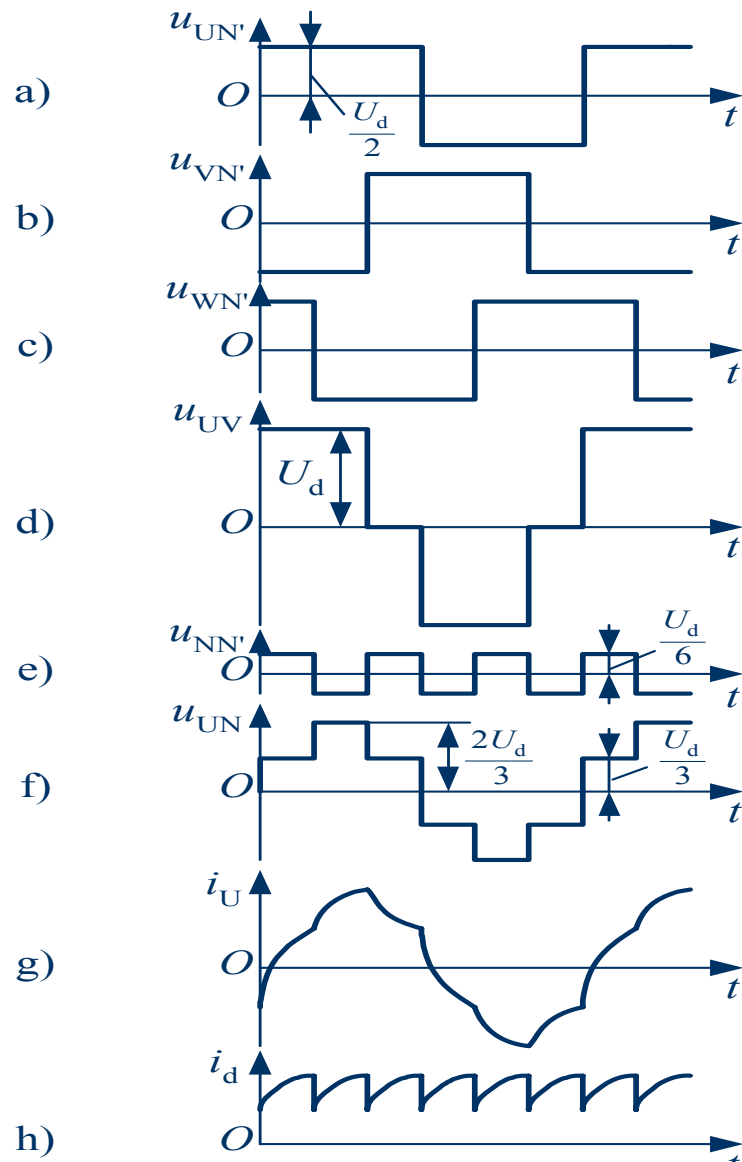
三个单相逆变电路可组合成一个三相逆变电路
应用最广的是三相桥式逆变电路可看成由三个半桥逆变电路组成

180° 导电方式:

每桥臂导电**180°**，同一相上下两臂交替导电，各相开始导电的角度差**120°**

任一瞬间有三个桥臂同时导通

每次换流都是在同一相上下两臂之间进行，也称为纵向换流

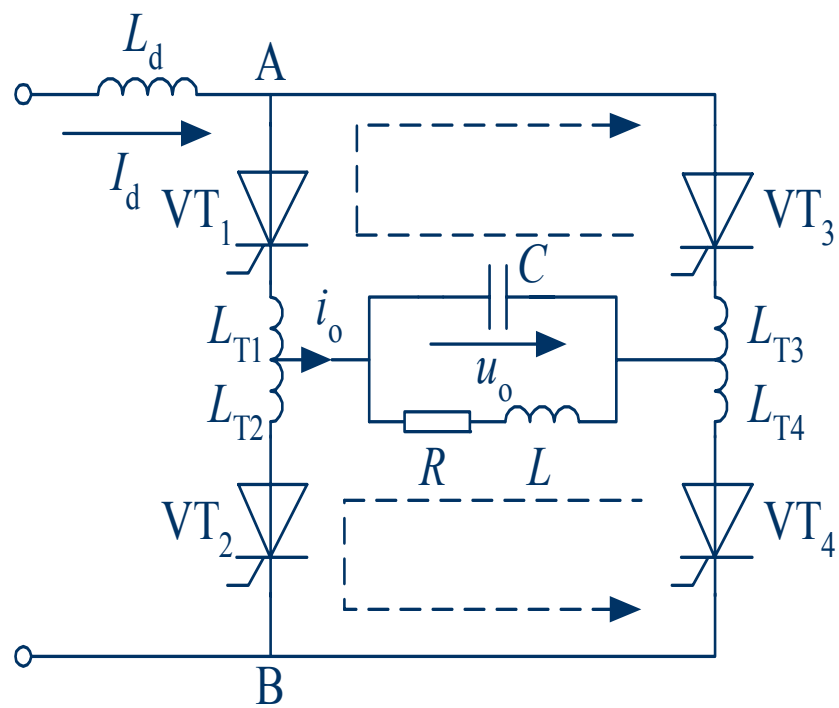


2.2、电流型逆变电路

直流侧串联有大电感，相当于电流源。直流侧电流基本无脉动，直流回路呈现高阻抗；电路中开关器件的作用仅是改变直流电流的流通过径，因此交流侧输出电流为矩形波，并且与负载阻抗角无关。而交流侧输出电压波形和相位则因负载阻抗情况的不同而不同；当交流侧为阻感负载时需要提供无功功率，直流侧电感起缓冲无功能量的作用。因为反馈无功能量时直流电流并不反向，因此不必像电压型逆变电路那样要给开关器件反并联二极管。

- 
- 
- 1) 单相电流型逆变电路
 - 2) 三相电流型逆变电路

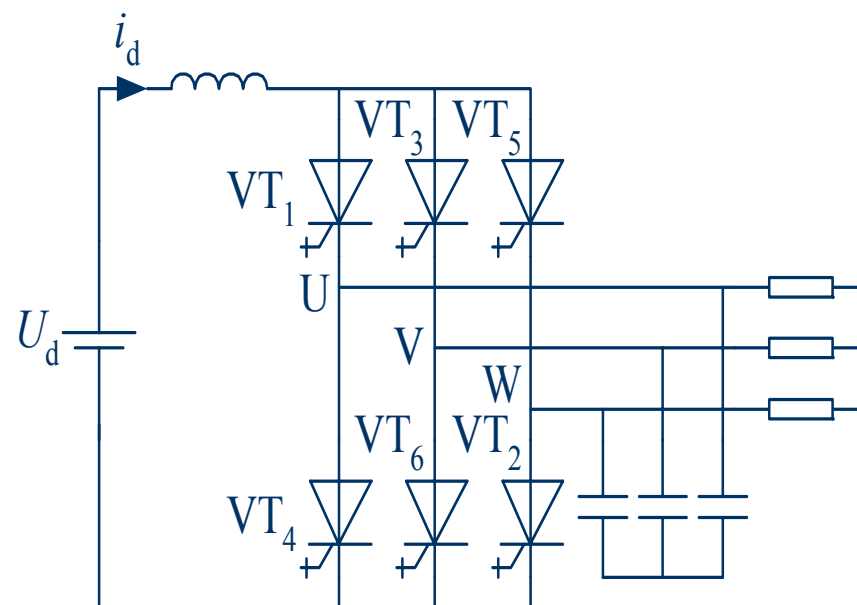
单相电流型逆变电路



三相电流型逆变电路

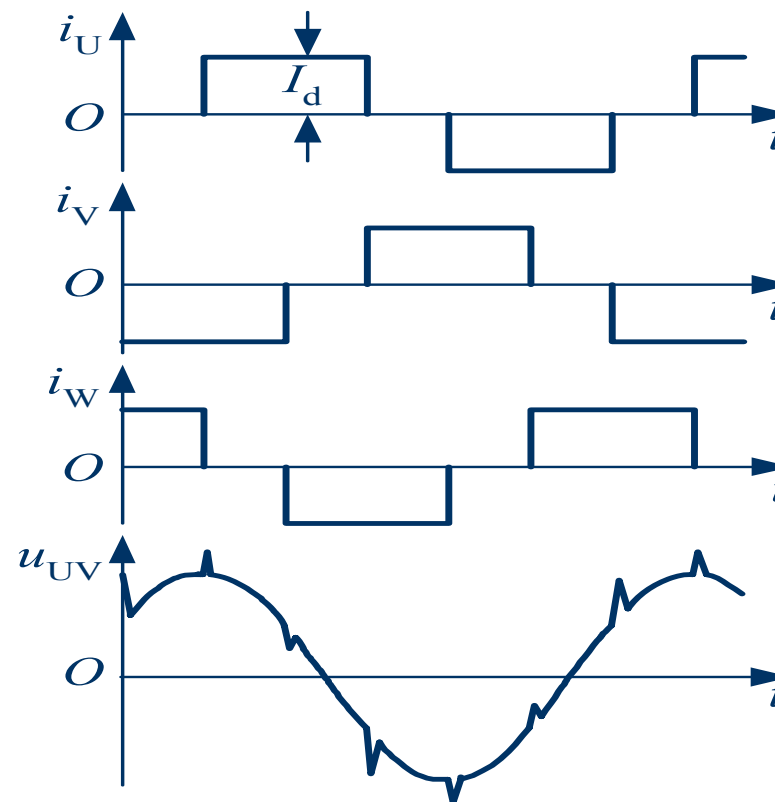
电流型三相桥式逆变电路

交流侧电容用于吸收换流时负载电感中存贮的能量



基本工作方式是**120°**
导电方式：

每个臂一周期内导
电120° 每时刻上下桥
臂组各有一个臂导通，
横向换流



2.3、多重化逆变电路和多电平逆变电路

对电压型电路来说，输出电压是矩形波；对电流型电路来说，输出电流是矩形波。矩形波中含有大量的谐波，对负载会产生不利影响。为了减少谐波含量，一般采用多重化技术或构成多电平电路结构。

- 1) 多重逆变电路
- 2) 多电平逆变电路

二重单相逆变电路

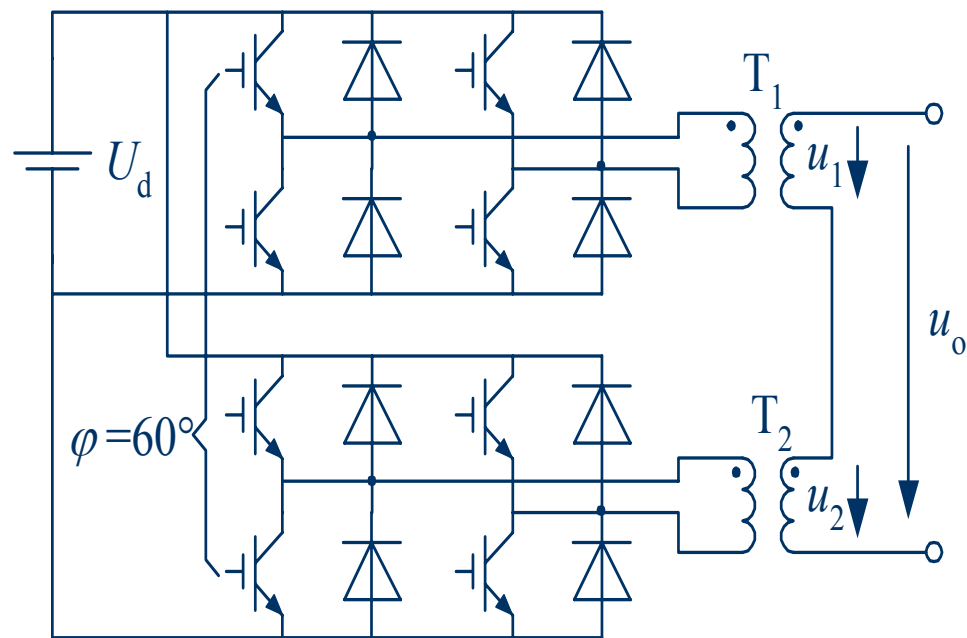
两个单相全桥逆变电路组成，输出通过变压器 T_1 和 T_2 串联起来

输出波形：两个单相的输出 u_1 和 u_2 是 180° 矩形波

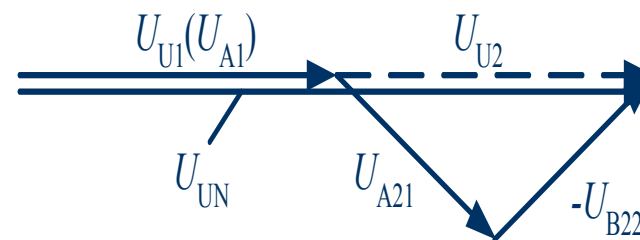
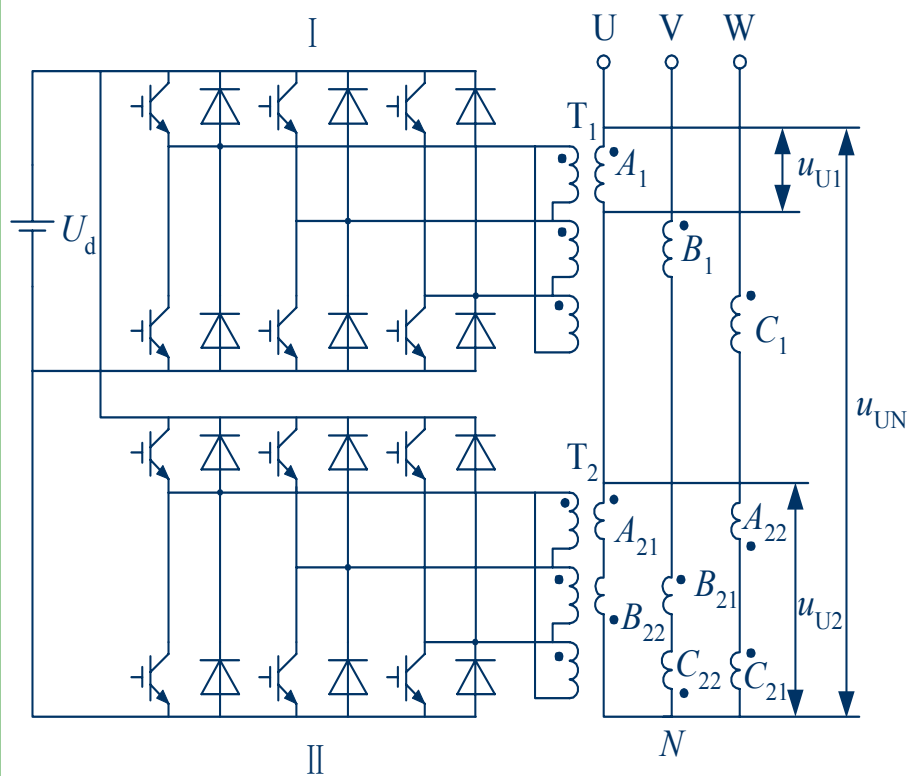
u_1 和 u_2 相位错开 $\theta = 60^\circ$ ，其中3次谐波就错开了 $3 \times 60^\circ = 180^\circ$

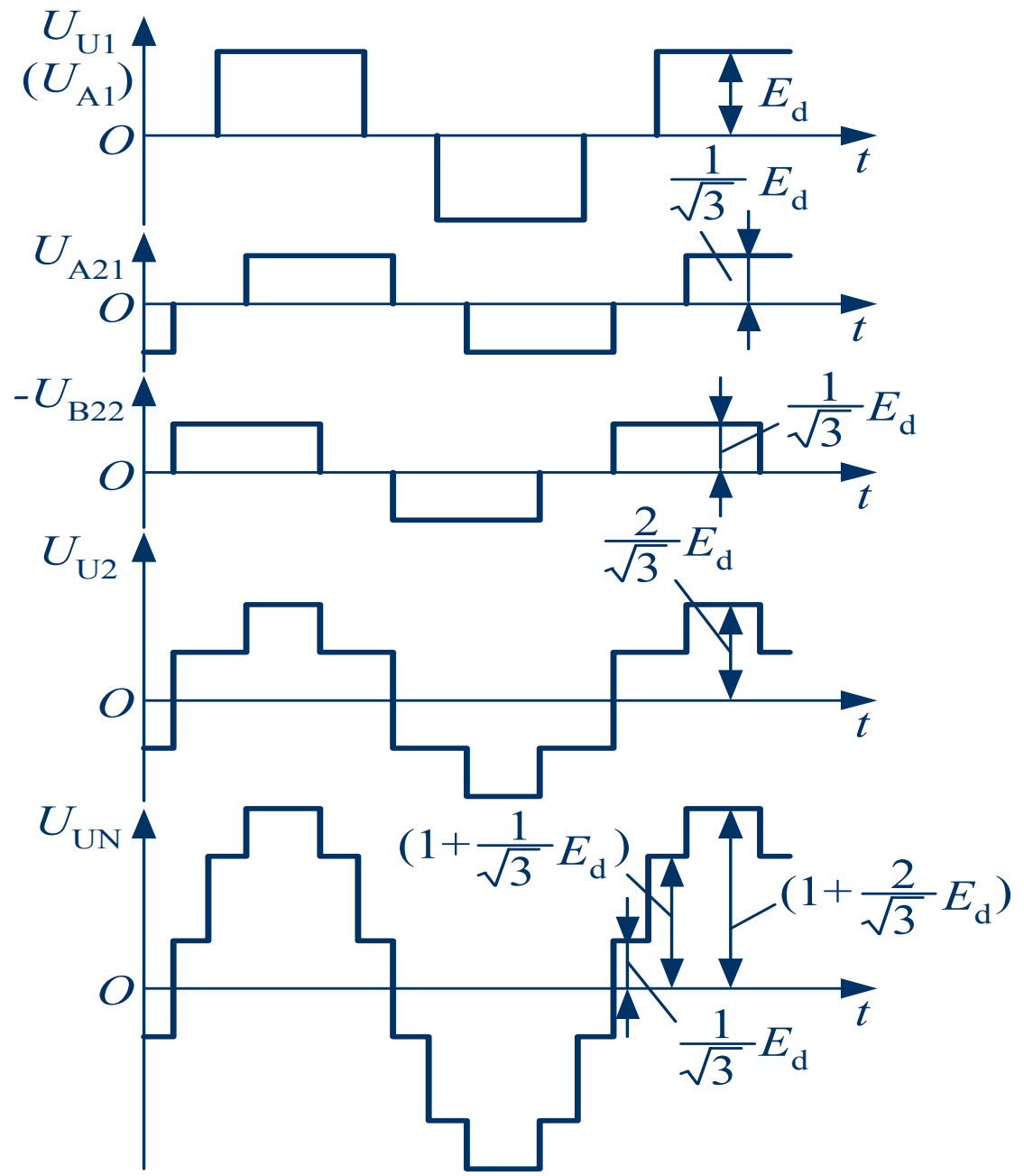
变压器串联合成后，3次谐波互相抵消，总输出电压中不含3次谐波

u_o 波形是 120° 矩形波，含

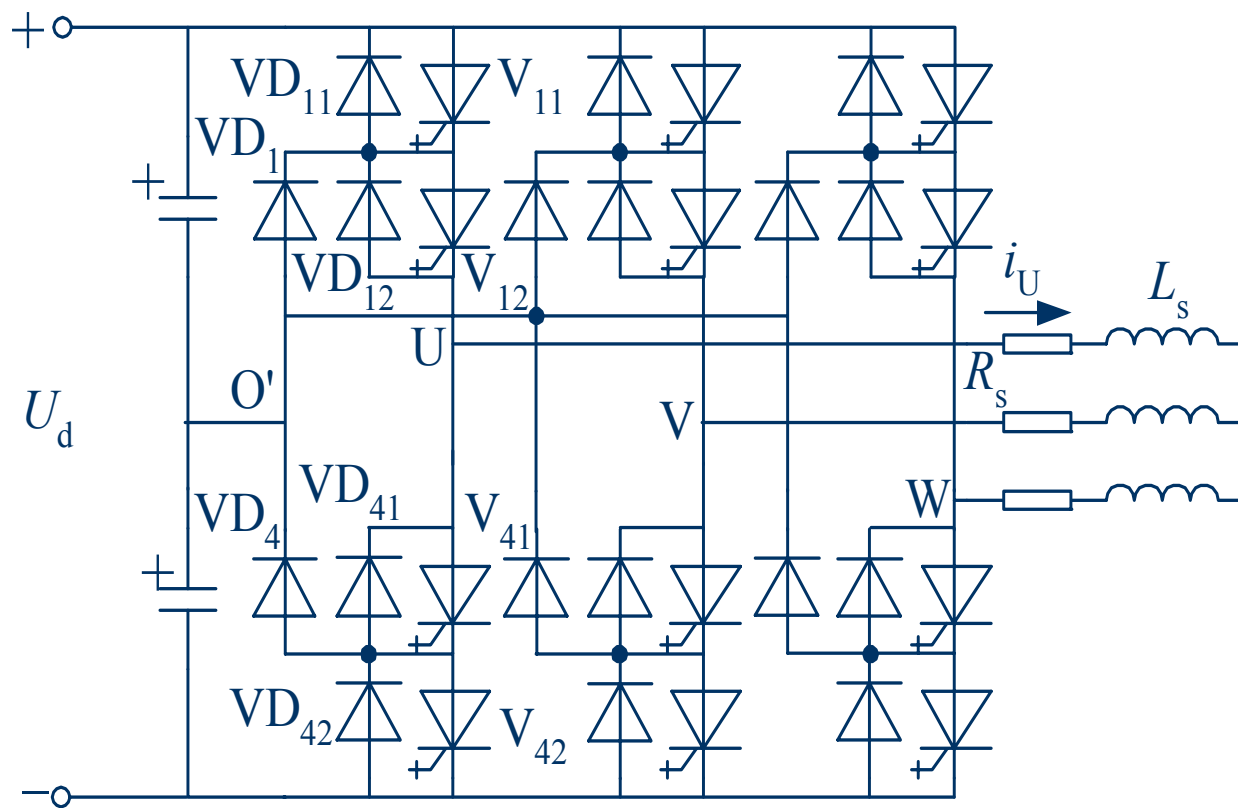


三相电压型二重逆变电路





三电平逆变电路



三、PWM控制技术

PWM控制就是对脉冲的宽度进行调制的技术。即通过对一系列脉冲的宽度进行调制，来等效地获得所需要波形（含形状和幅值）。

PWM控制在逆变电路中的应用最为广泛，对逆变电路的影响也最为深刻。现在大量应用的逆变电路中，绝大部分都是PWM型逆变电路。可以说PWM控制技术正是有赖于在逆变电路中的应用，才发展得比较成熟，才确定了它在电力电子技术中的重要地位。

3.1、PWM控制的基本原理

采样控制理论中一个重要的结论：冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时，其效果基本相同。冲量就是指窄脉冲的面积。

➤ 理论基础

- 冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时，其效果基本相同
- 冲量指窄脉冲的面积
- 效果基本相同，是指环节的输出响应波形基本相同
- 低频段非常接近，仅在高频段略有差异

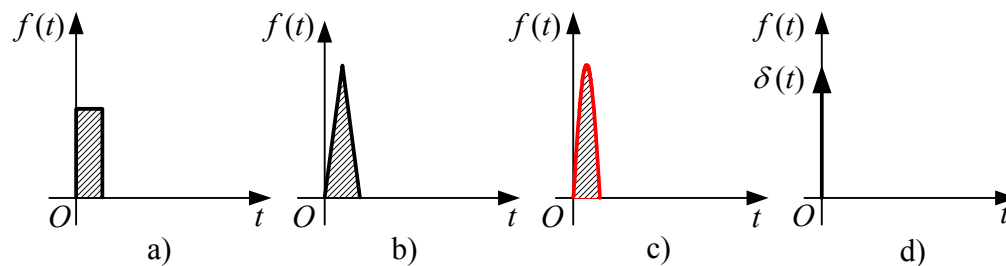

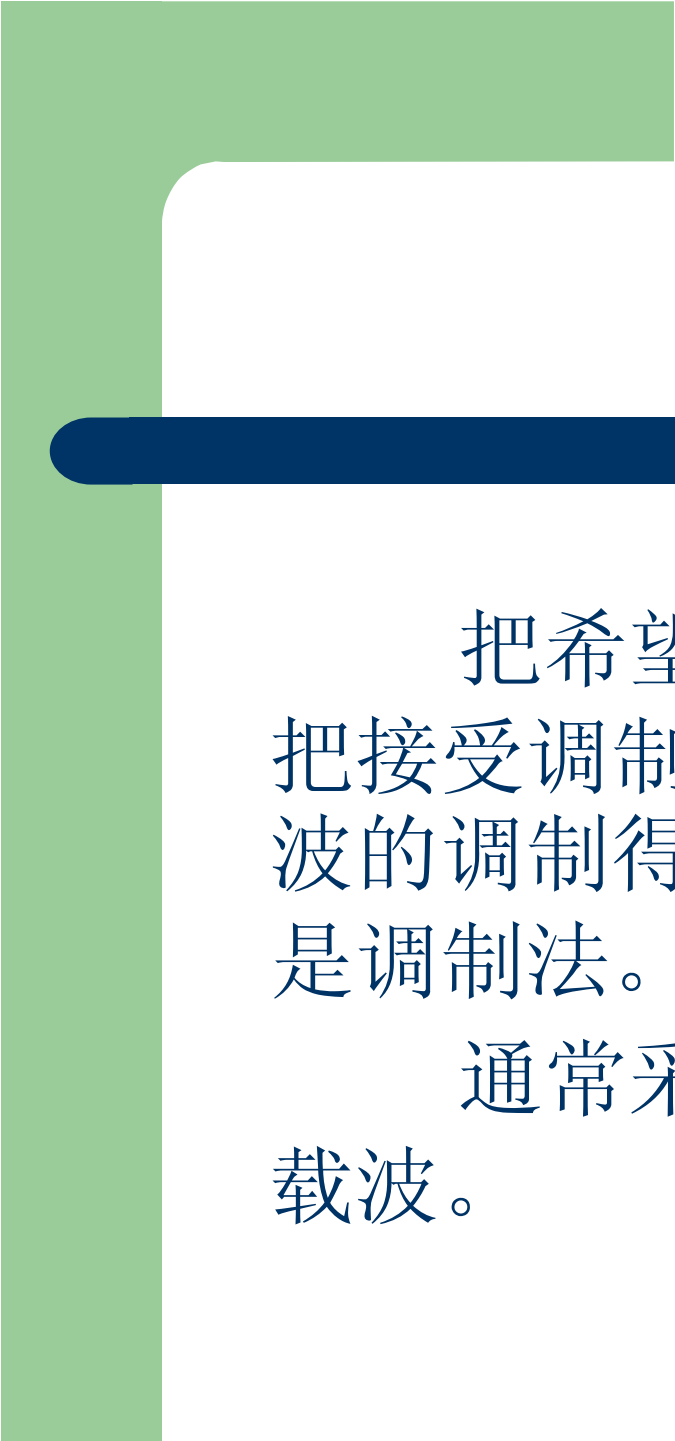


图3-1 形状不同而冲量相同的各种窄脉冲

3.2、PWM控制方法

PWM逆变电路和前面介绍的逆变电路一样，也可以分为电压型和电流型两种。但目前实用的PWM逆变电路几乎都是电压型电路。

按照PWM控制的基本原理，如果给出了逆变电路的正弦波输出频率、幅值和半个周期内的脉冲数，PWM波形中各脉冲的宽度和间隔就可以准确计算出来。按照计算结果控制逆变电路中各开关器件的通断，就可以得到所需要的PWM波形，称之为计算法。计算法很麻烦。

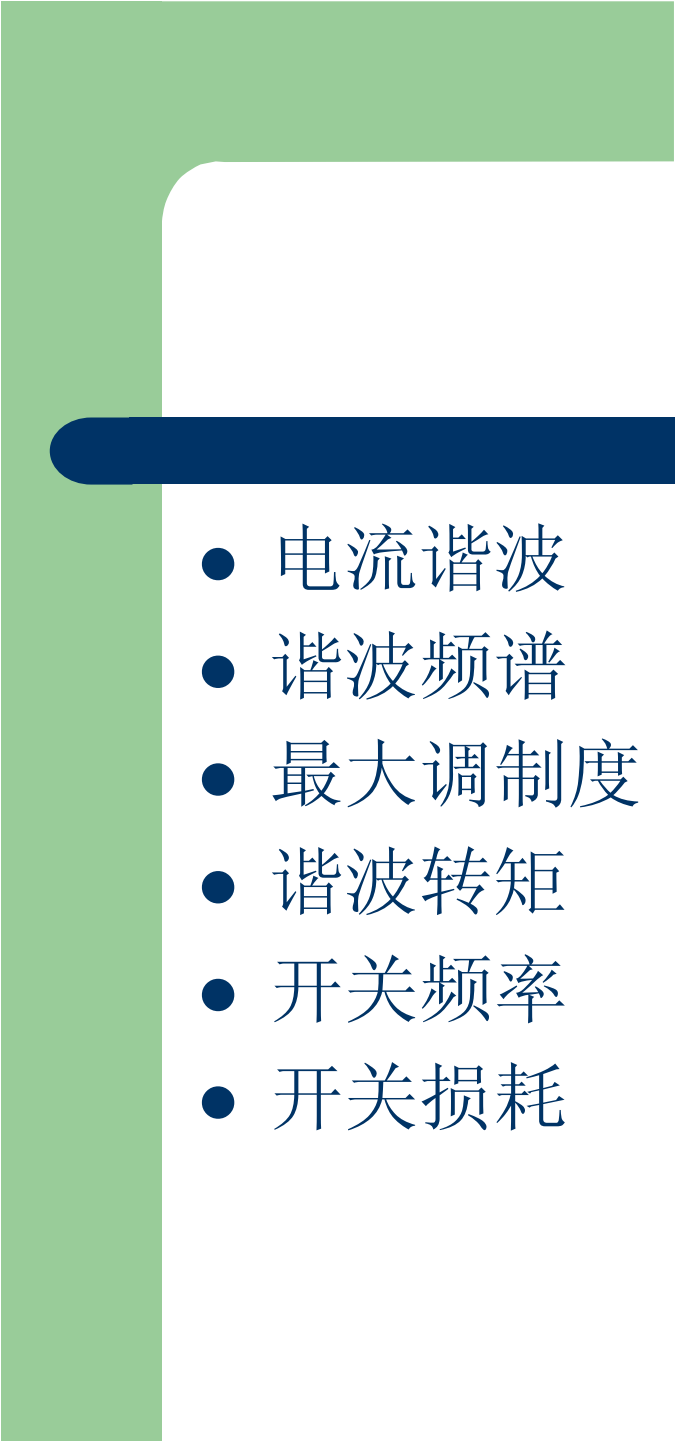



把希望输出的波形作为调制信号，把接受调制的信号作为载波，通过信号波的调制得到所期望的**PWM**波形。这就是调制法。

通常采用等腰三角形或锯齿波作为载波。

1) PWM控制性能指标

以PWM控制方式运行，引起的问题主要是电流畸变、变换器中开关损耗、负载中的谐波损耗以及电机转矩的脉动。这些影响可以用性能指标来描述，并为不同PWM控制方式的选择和设计提供依据。

- 
- 
- 电流谐波
 - 谐波频谱
 - 最大调制度
 - 谐波转矩
 - 开关频率
 - 开关损耗

2) 正弦PWM控制技术

电压正弦PWM控制技术

电流正弦PWM控制技术

磁通正弦PWM控制技术

A、正弦波脉宽调制(SPWM)技术

1). PWM调制原理

以正弦波作为逆变器输出的期望波形，以频率比期望波高得多的等腰三角波作为载波（Carrier wave），并用频率和期望波相同的正弦波作为调制波（Modulation wave），当调制波与载波相交时，由它们的交点确定逆变器开关器件的通断时刻，从而获得在正弦调制波的半个周期内呈两边窄中间宽的一系列等幅不等宽的矩形波。

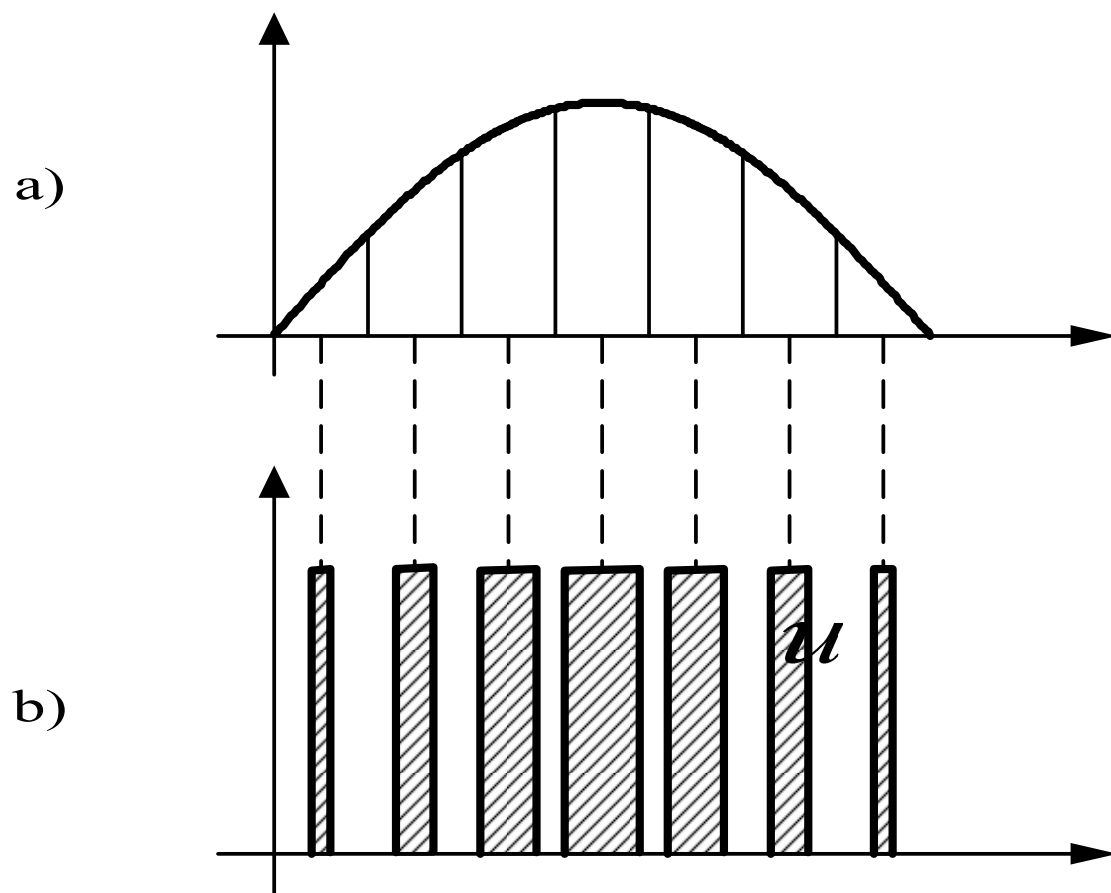

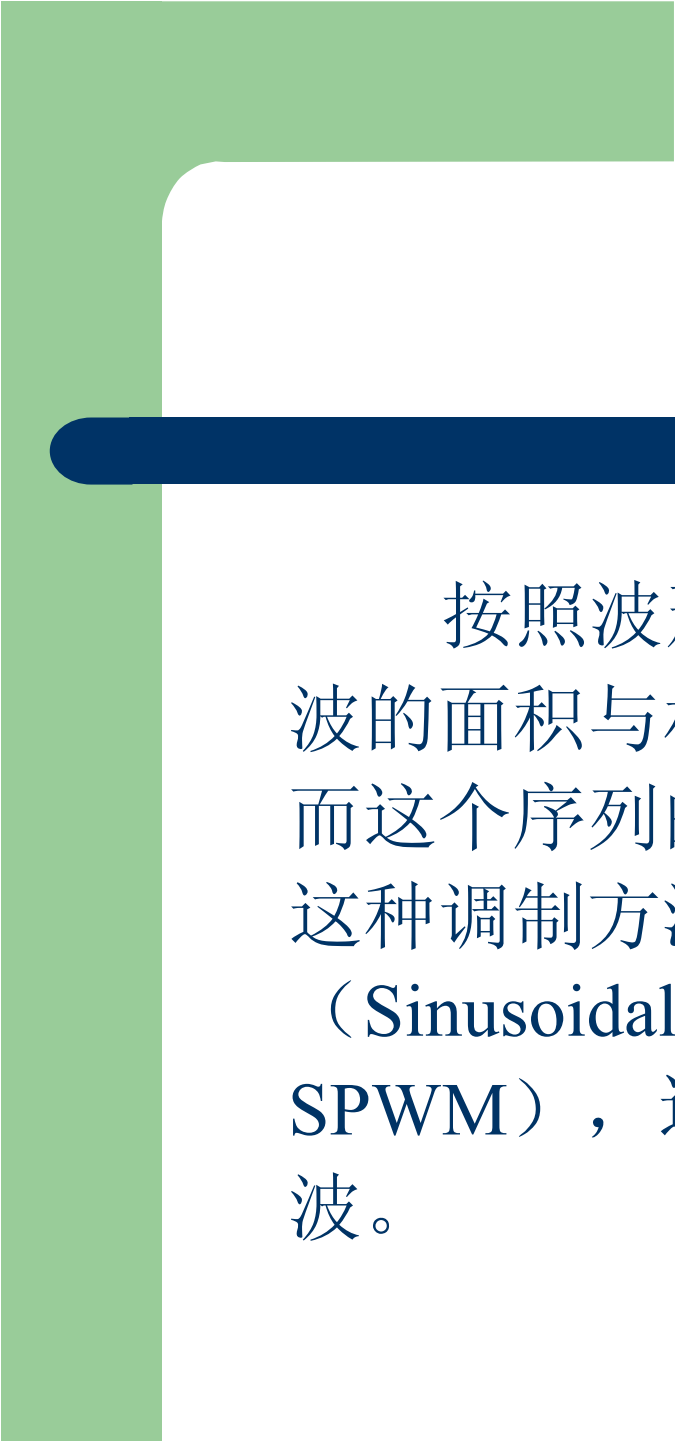


图3-2 PWM调制原理



按照波形面积相等的原则，每一个矩形波的面积与相应位置的正弦波面积相等，因而这个序列的矩形波与期望的正弦波等效。这种调制方法称作正弦波脉宽调制

（Sinusoidal pulse width modulation，简称SPWM），这种序列的矩形波称作SPWM波。

2). SPWM控制方式

- 如果在正弦调制波的半个周期内，三角载波只在正或负的一种极性范围内变化，所得到的SPWM波也只处于一个极性的范围内，叫做单极性控制方式。
- 如果在正弦调制波半个周期内，三角载波在正负极性之间连续变化，则SPWM波也是在正负之间变化，叫做双极性控制方式。

• 单相桥式PWM逆变电路

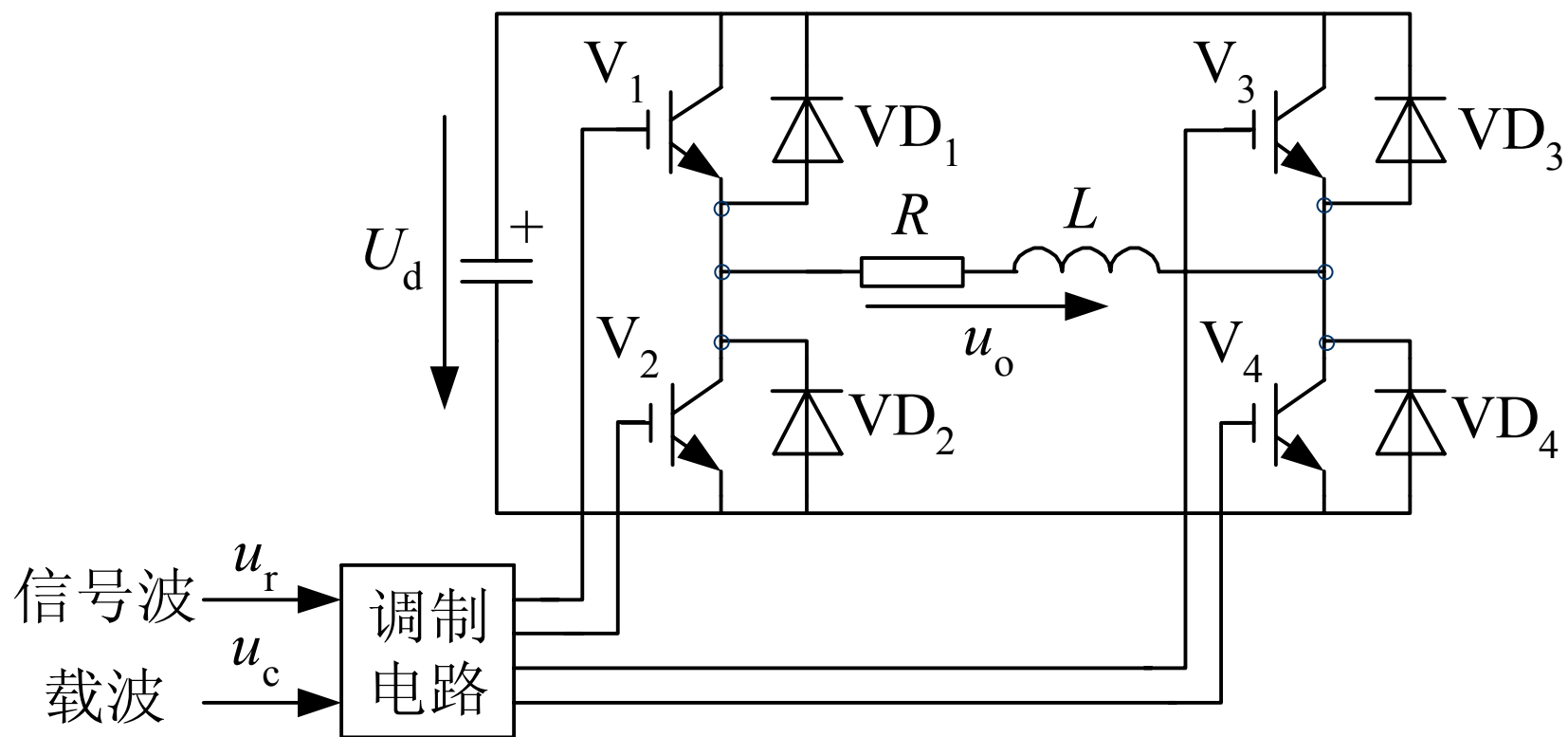


图3-3 单相桥式PWM逆变电路

(1) 单极性PWM控制方式

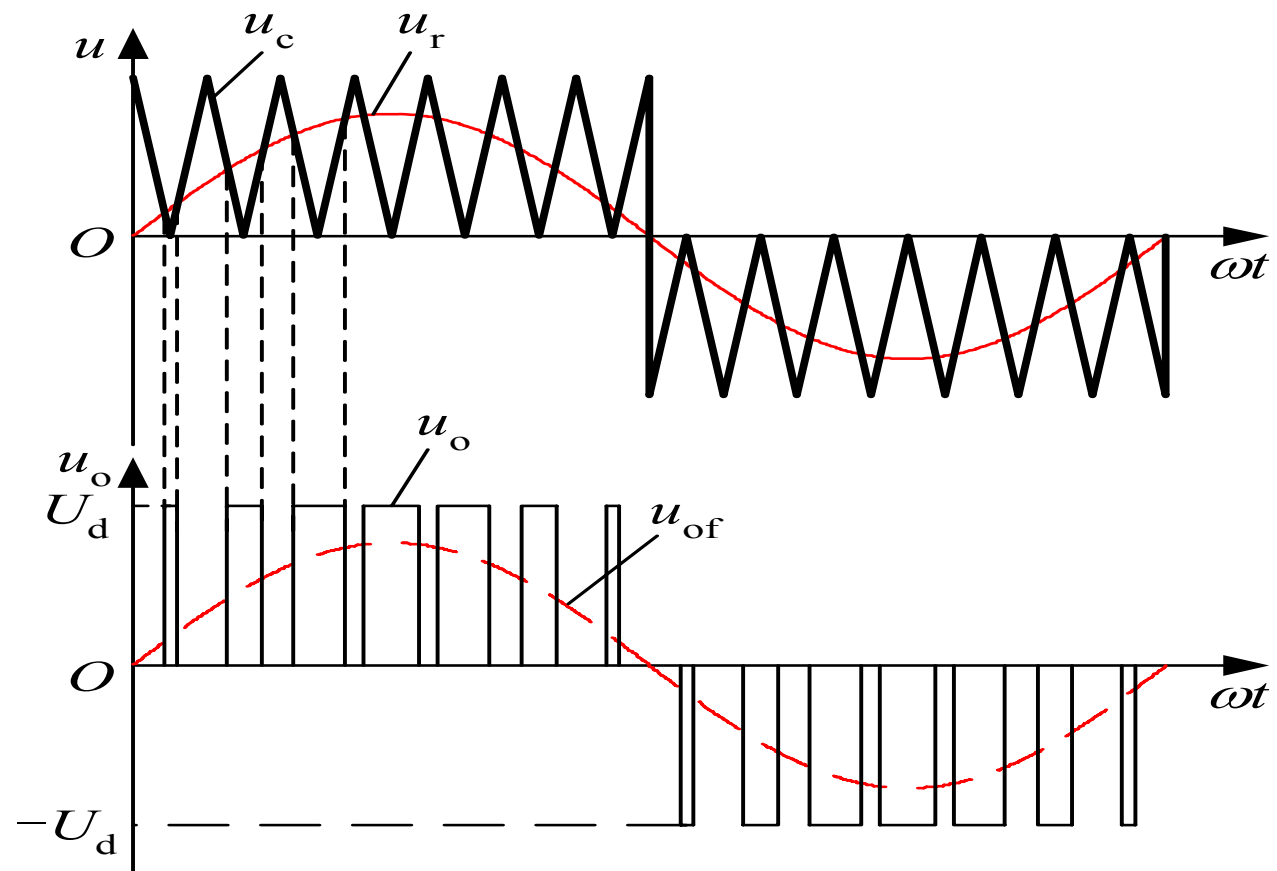


图3-4

(2) 双极性PWM控制方式

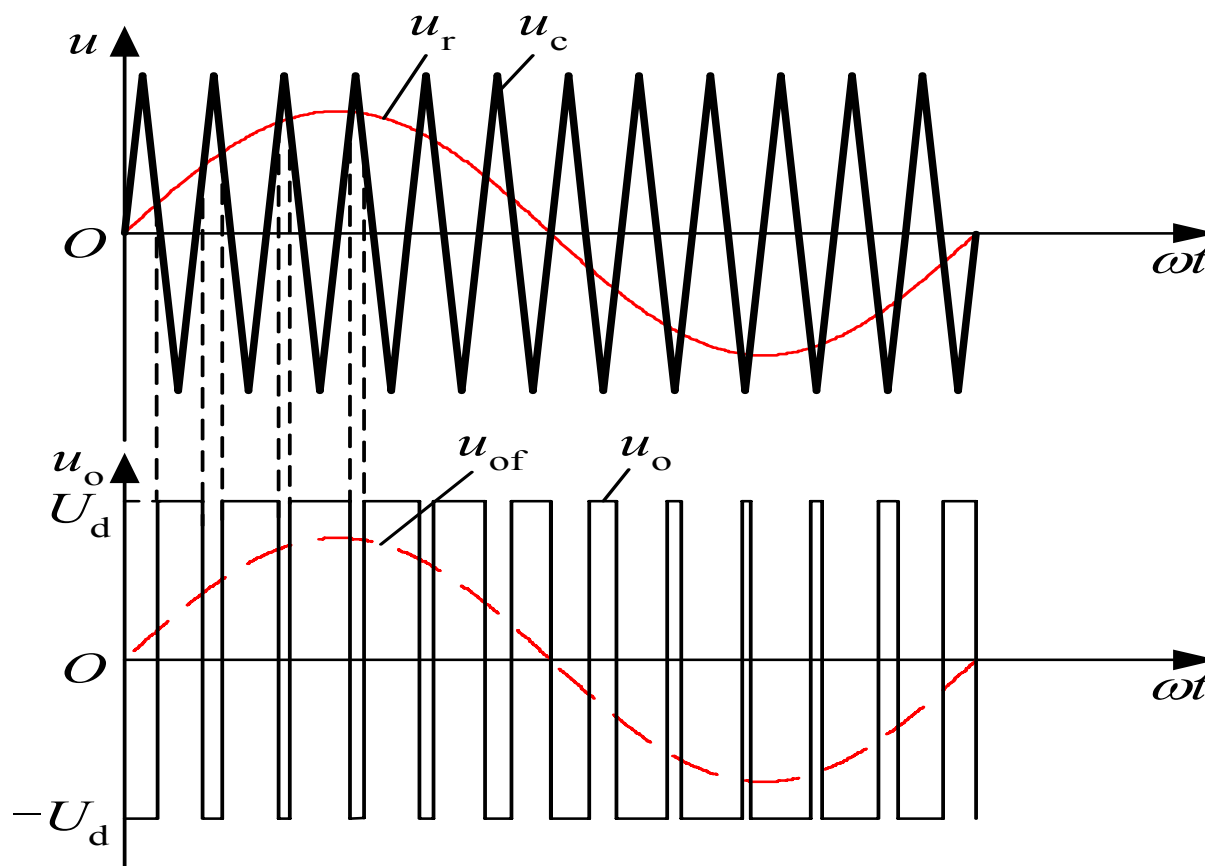


图3-5

3). PWM控制电路

- 模拟电子电路

采用正弦波发生器、三角波发生器和比较器来实现上述的SPWM控制；

- 数字控制电路

- 硬件电路；
- 软件实现。

- 模拟电子电路

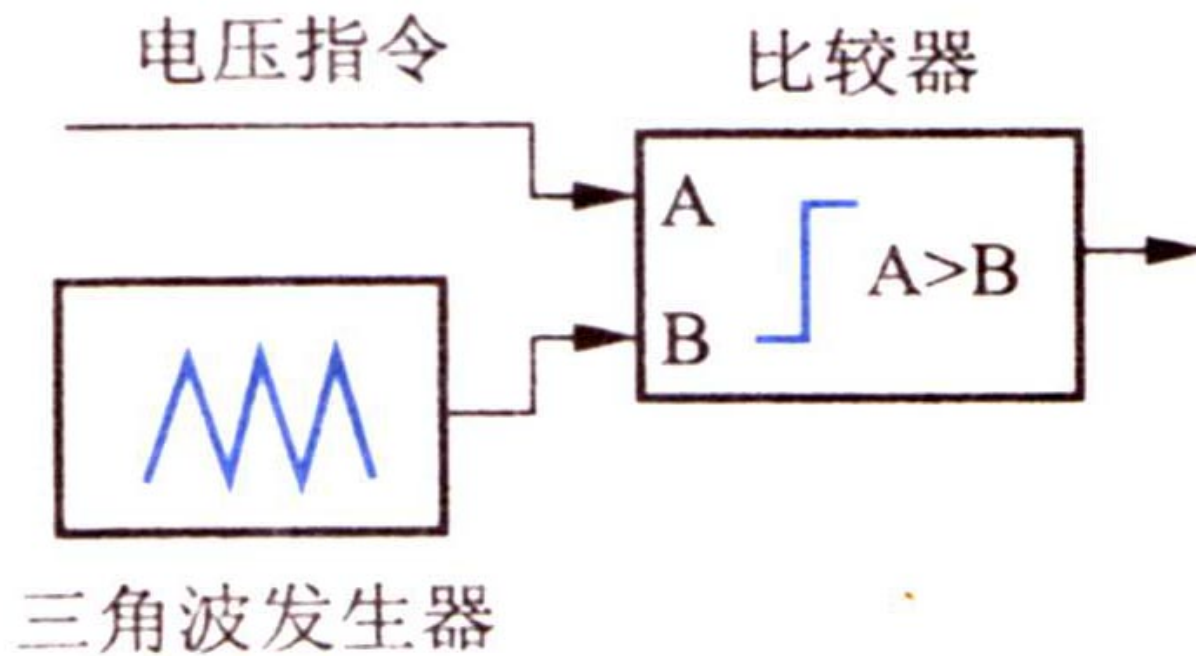


图3-6

• 数字控制电路

- 自然采样法——只是把同样的方法数字化，自然采样法的运算比较复杂；
- 规则采样法——在工程上更实用的简化方法，由于简化方法的不同，衍生出多种规则采样法。

(1) 自然采样法原理

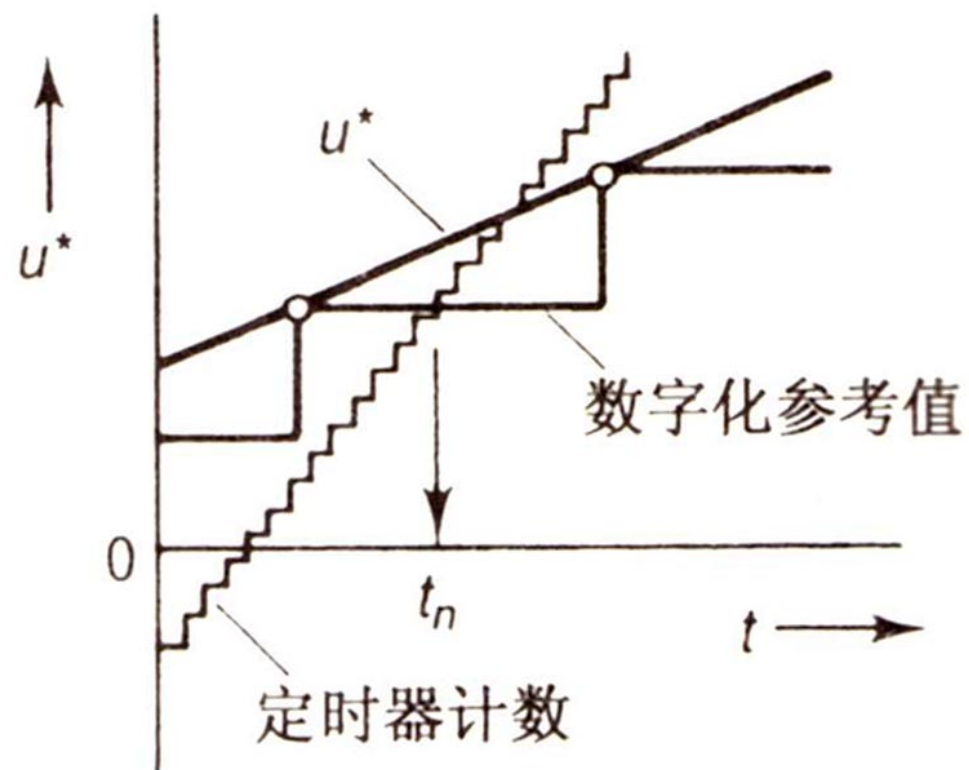


图3-7

(2) 规则采样法

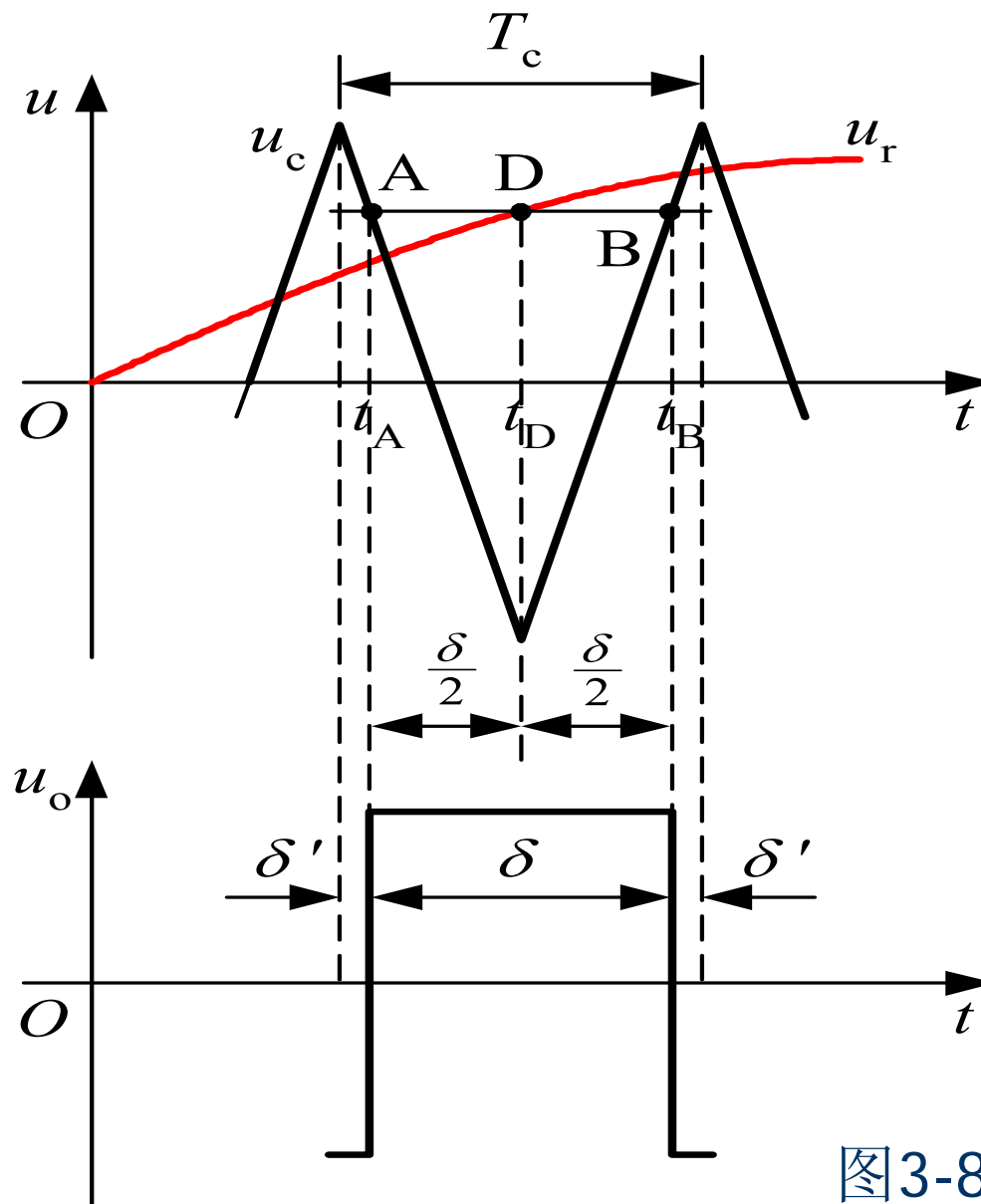


图3-8

规则采样法原理

- 三角波两个正峰值之间为一个采样周期 T_c
- 自然采样法中，脉冲中点不和三角波一周期的中点（即负峰点）重合
- 规则采样法使两者重合，每个脉冲的中点都以相应的三角波中点为对称，使计算大为简化

- 在三角波的负峰时刻 t_D 对正弦信号波采样得D点，过D作水平直线和三角波分别交于A、B点，在A点时刻 t_A 和B点时刻 t_B 控制开关器件的通断
- 脉冲宽度d和用自然采样法得到的脉冲宽度非常接近

规则采样法原理

正弦调制信号波

$$u_r = M \sin \omega_r t \quad (3-1)$$

式中， M 称为调制度， $0 \leq a < 1$ ； ω_r 为信号波角频率。从图中可得

$$\frac{1 + M \sin \omega_r t_D}{\delta / 2} = \frac{2}{T_c / 2} \quad (3-2)$$

因此可得

$$\delta = \frac{T_c}{2} (1 + M \sin \omega_r t_D) \quad (3-3)$$


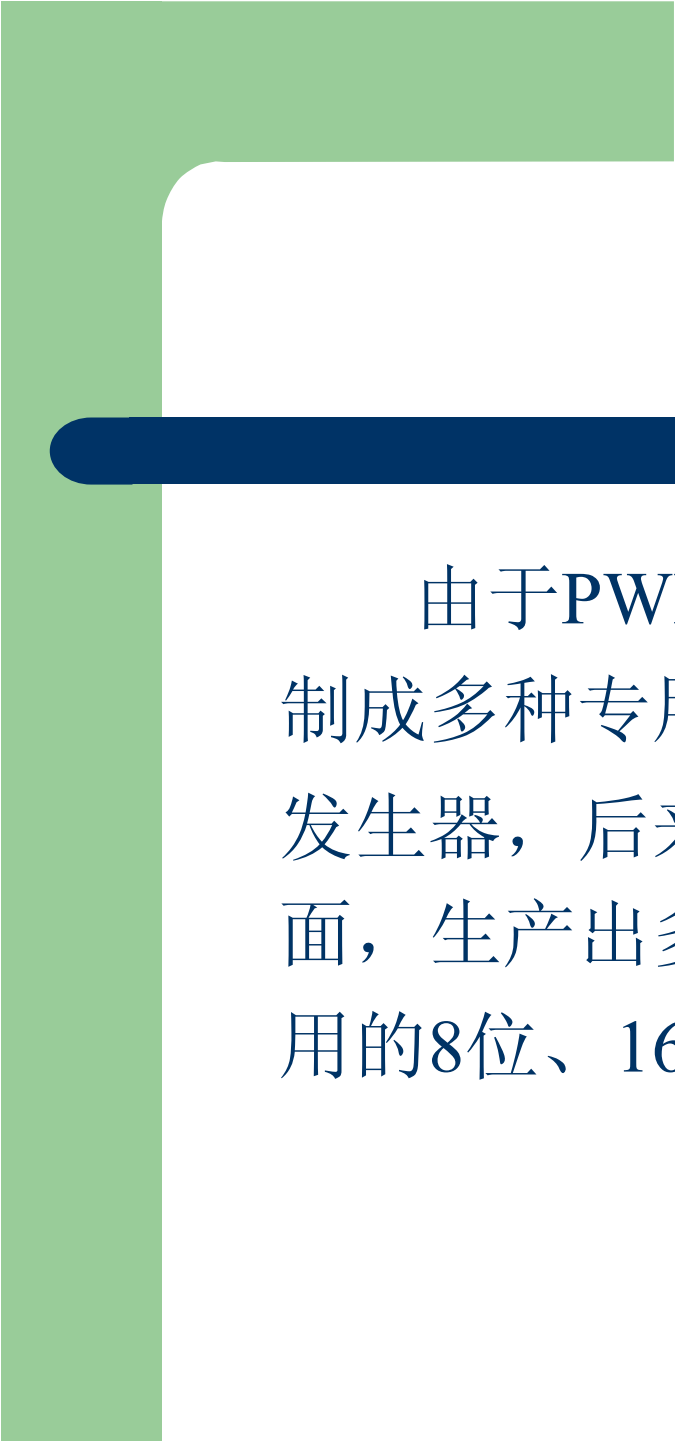
三角波一周期内，脉冲两边间隙宽度

$$\delta' = \frac{1}{2} (T_c - \delta) = \frac{T_c}{4} (1 - M \sin \omega_r t_D) \quad (3-4)$$

根据上述采样原理和计算公式，可以用计算机实时控制产生SPWM波形，具体实现方法有：

- 查表法——可以先离线计算出相应的脉宽 d 等数据存放在内存中，然后在调速系统实时控制过程中通过查表和加、减运算求出各相脉宽时间和间隙时间。

- 实时算法——事先在内存中存放正弦函数和 $T_c/2$ 值，控制时先查出正弦值，与调速系统所需的调制度 M 作乘法运算，再根据给定的载波频率查出相应的 $T_c/2$ 值，由计算公式计算脉宽时间和间隙时间。



由于PWM变压变频器的应用非常广泛，已制成多种专用集成电路芯片作为SPWM信号的发生器，后来更进一步把它做在微机芯片里面，生产出多种带PWM信号输出口的电机控制用的8位、16位微机芯片和DSP。

4). PWM调制方法

- 载波比——载波频率 f_c 与调制信号频率 f_r 之比 N ，既 $N = f_c / f_r$

根据载波和信号波是否同步及载波比的变化情况，PWM调制方式分为异步调制和同步调制。

(1) 异步调制

异步调制——载波信号和调制信号不同步的调制方式。

- 通常保持 f_c 固定不变，当 f_r 变化时，载波比 N 是变化的；
- 在信号波的半周期内，PWM波的脉冲个数不固定，相位也不固定，正负半周期的脉冲不对称，半周期内前后1/4周期的脉冲也不对称；

- 当 f_r 较低时， N 较大，一周期内脉冲数较多，脉冲不对称产生的不利影响都较小；
- 当 f_r 增高时， N 减小，一周期内的脉冲数减少，PWM 脉冲不对称的影响就变大。

(2) 同步调制

同步调制—— N 等于常数，并在变频时使载波和信号波保持同步。

- 基本同步调制方式， f_r 变化时 N 不变，信号波一周期内输出脉冲数固定；
- 三相电路中公用一个三角波载波，且取 N 为 3 的整数倍，使三相输出对称；

- 为使一相的PWM波正负半周镜对称， N 应取奇数；
- f_r 很低时， f_c 也很低，由调制带来的谐波不易滤除；
- f_r 很高时， f_c 会过高，使开关器件难以承受。

•同步调制三相
PWM波形

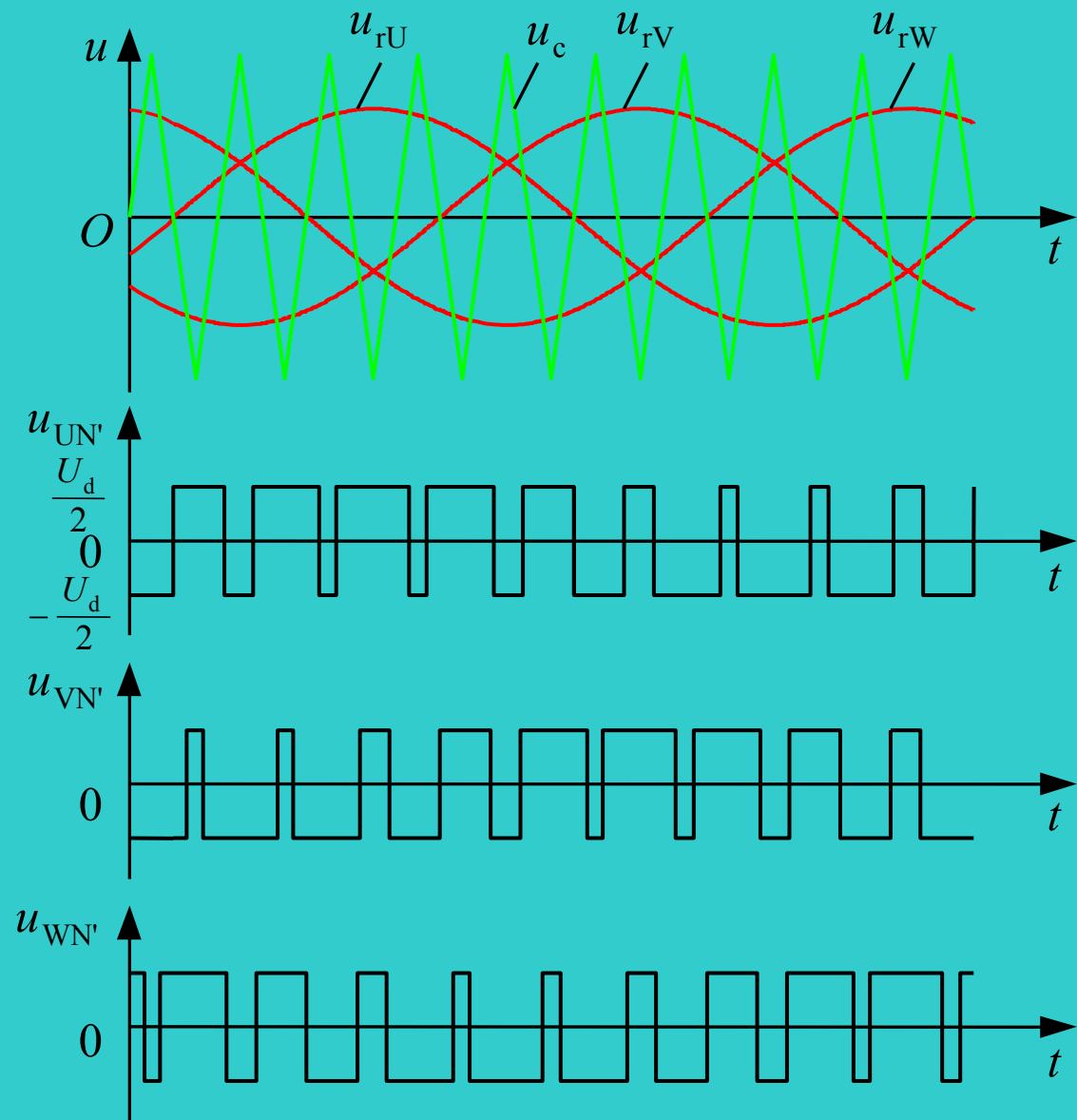


图3-9

(3) 分段同步调制

- 把 f_r 范围划分成若干个频段，每个频段内保持 N 恒定，不同频段 N 不同；
- 在 f_r 高的频段采用较低的 N ，使载波频率不致过高；
- 在 f_r 低的频段采用较高的 N ，使载波频率不致过低；

- 分段同步调制方式

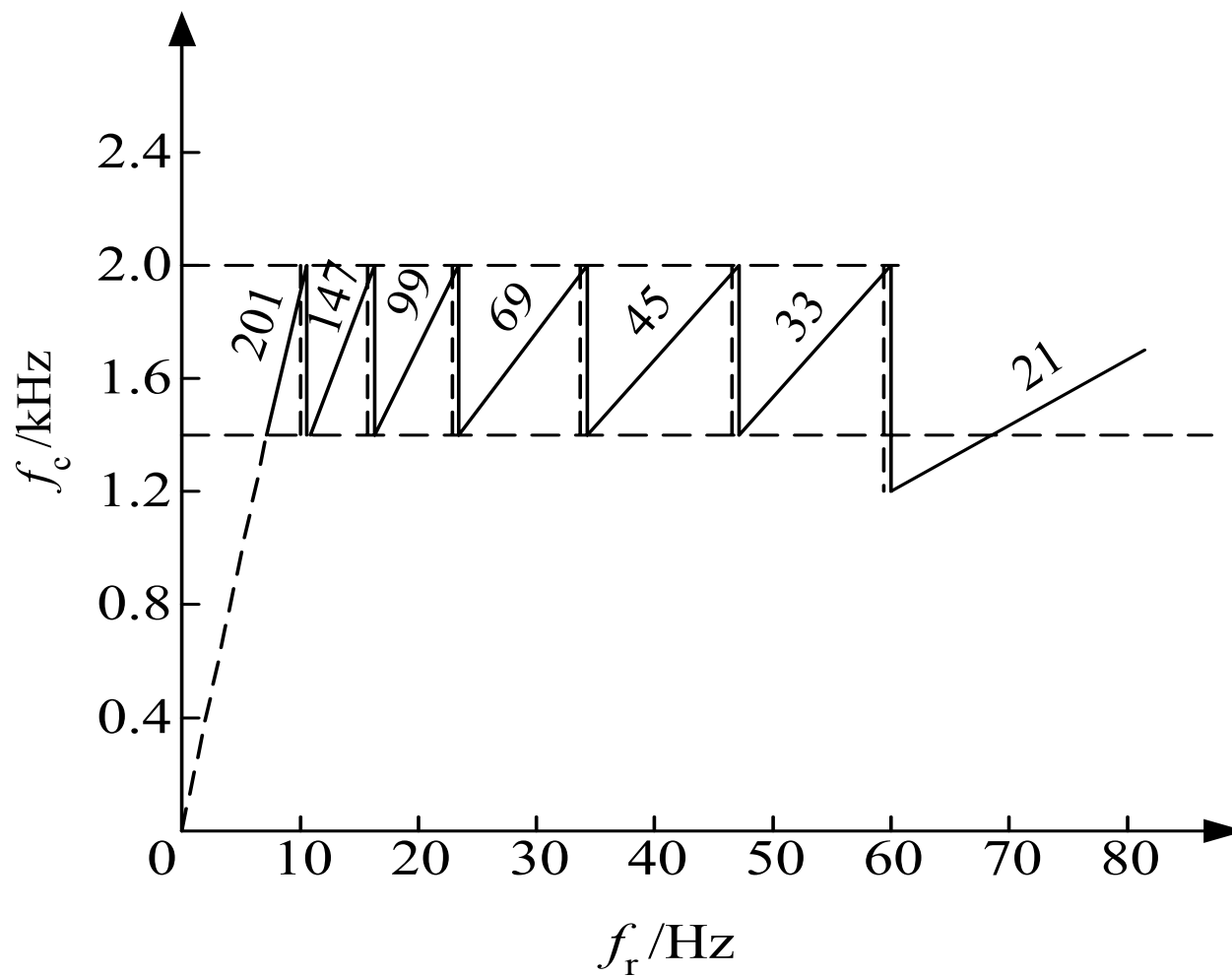


图3-10

(4) 混合调制

可在低频输出时采用异步调制方式，高频输出时切换到同步调制方式，这样把两者的优点结合起来，和分段同步方式效果接近。

5). PWM逆变器主电路及输出波形

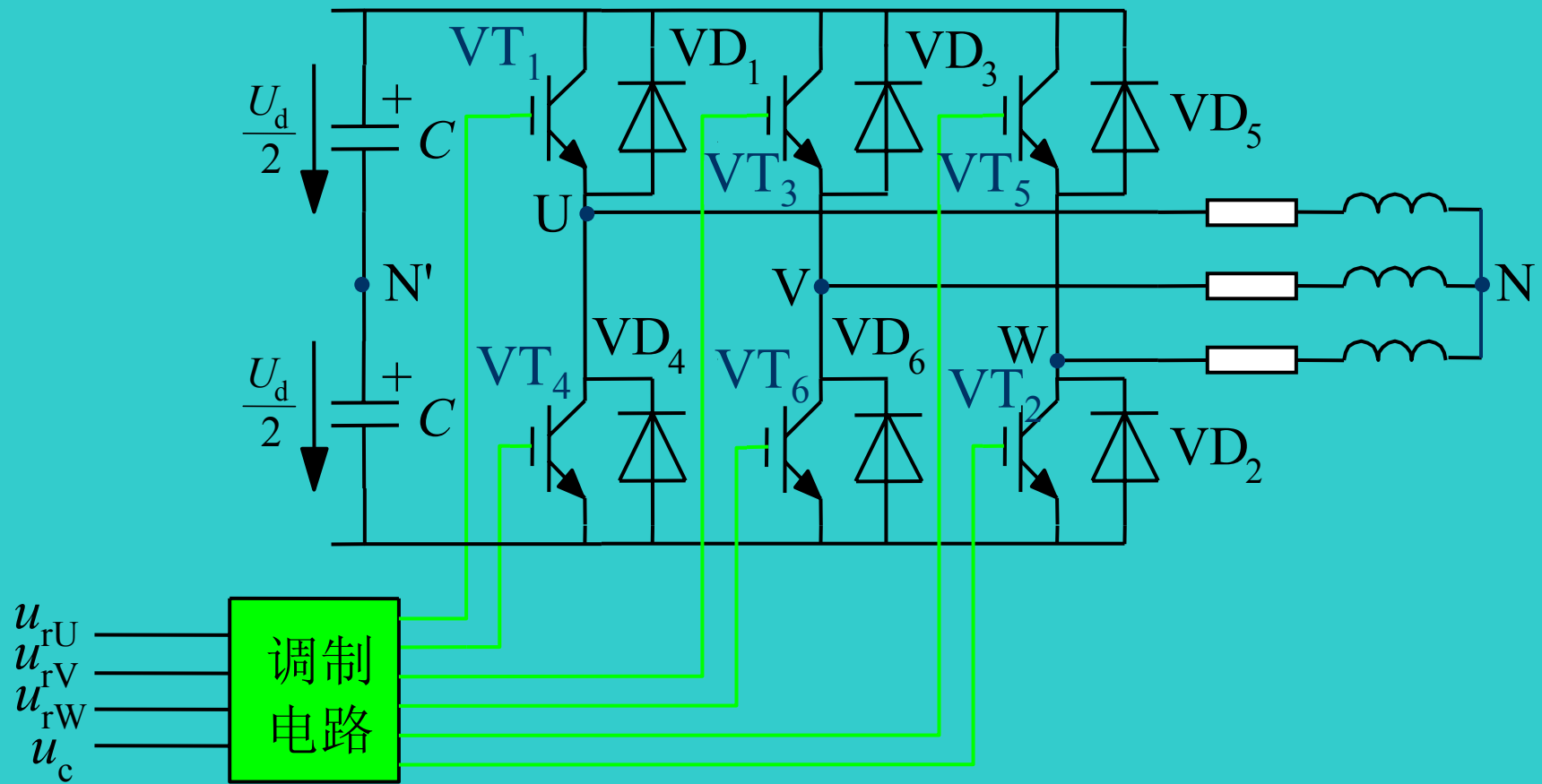


图3-11 三相桥式PWM逆变器主电路原理图

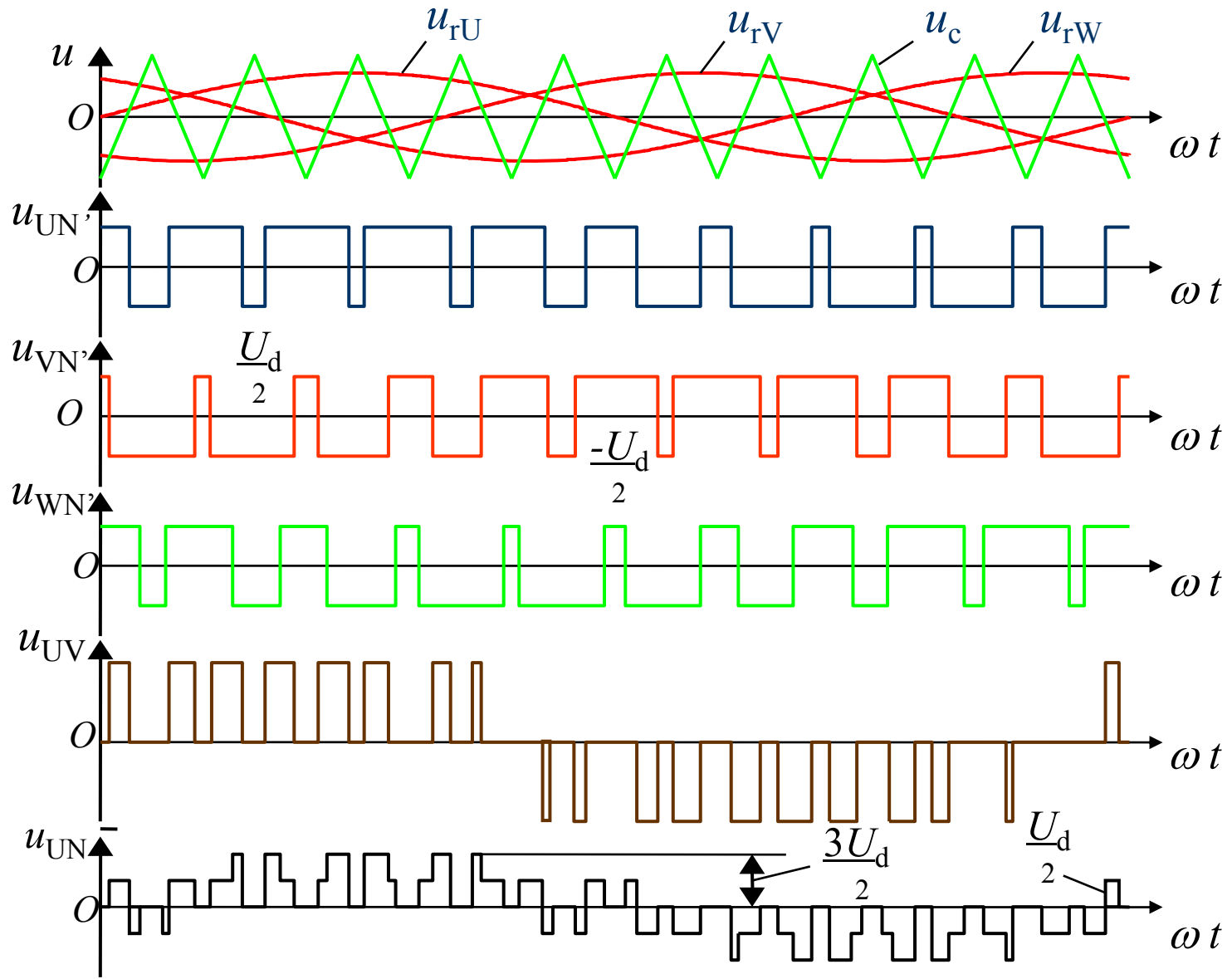



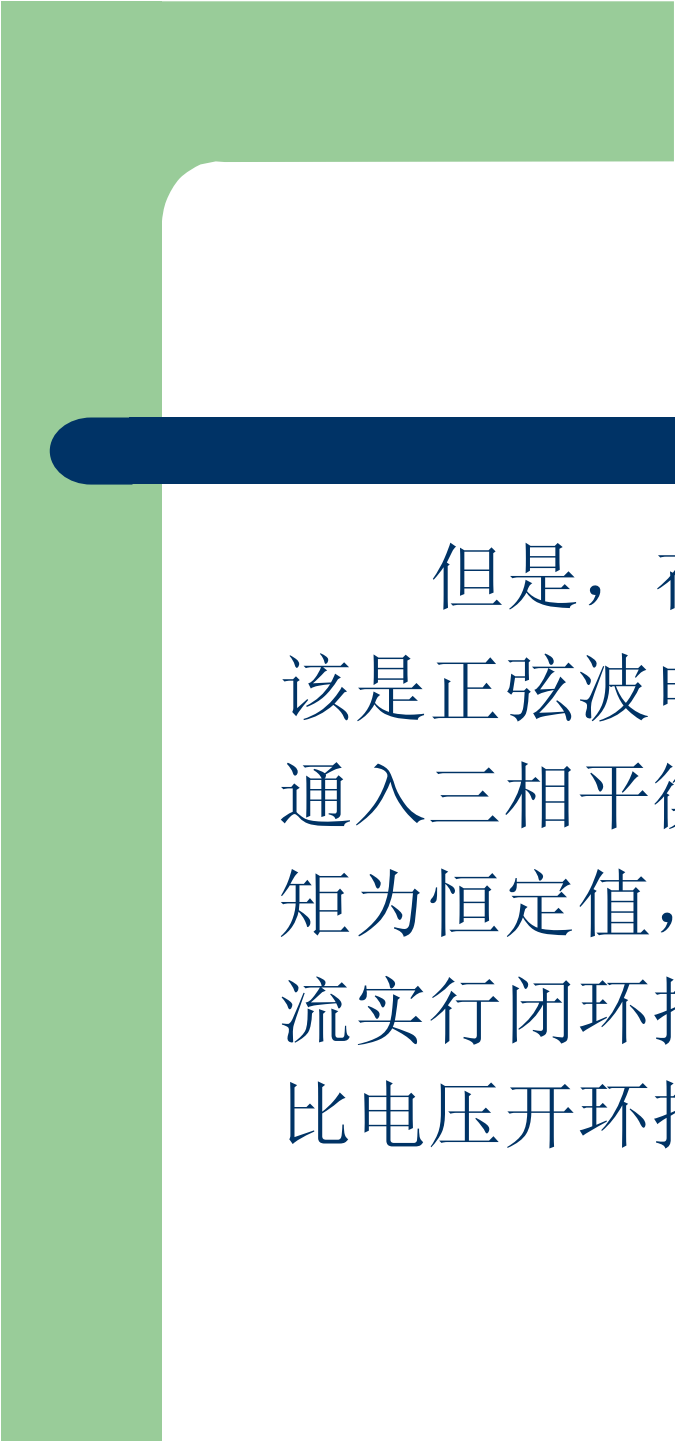
图3-12 三相桥式PWM逆变器的双极性SPWM波形

上图为三相PWM波形，其中


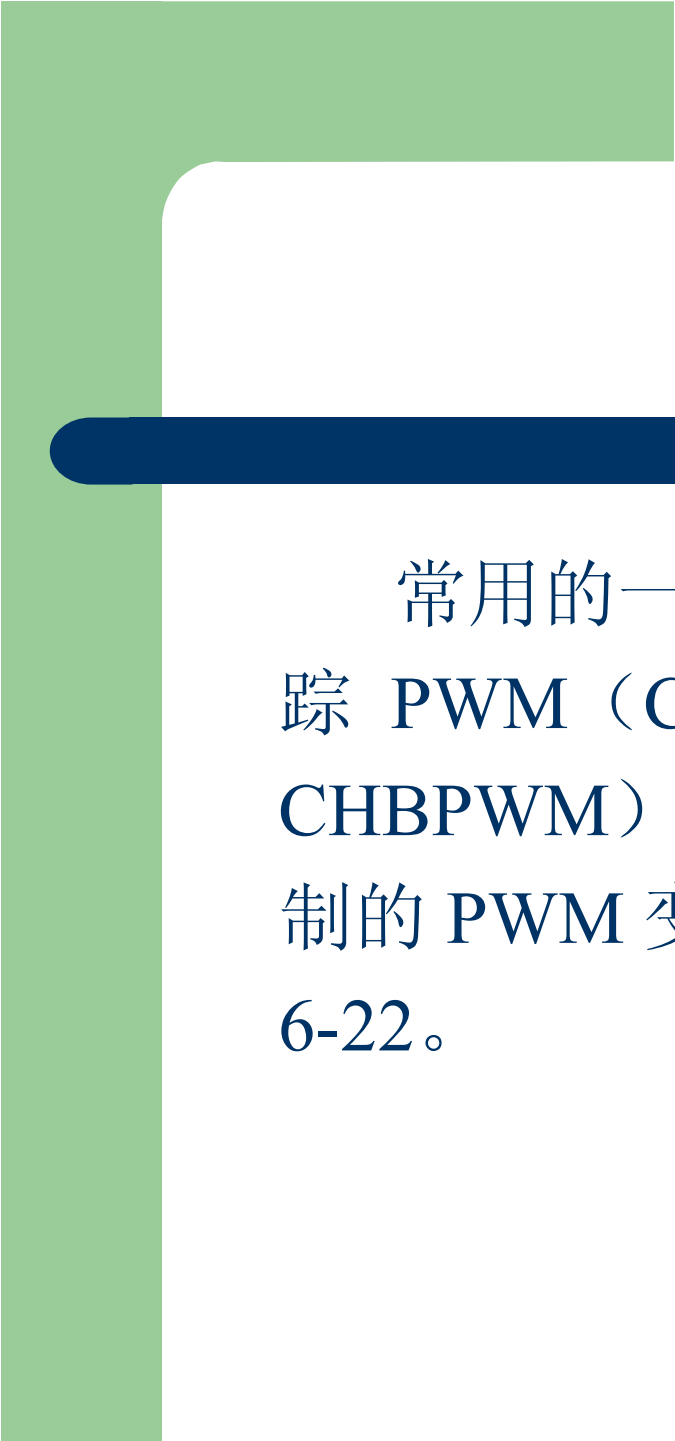
- u_{rU} 、 u_{rV} 、 u_{rW} 为U，V，W三相的正弦调制波， u_c 为双极性三角载波；
- $u_{UN'}$ 、 $u_{VN'}$ 、 $u_{WN'}$ 为U，V，W三相输出与电源中性点N'之间的相电压矩形波形；
- u_{UV} 为输出线电压矩形波形，其脉冲幅值为 $+U_d$ 和 $-U_d$ ；
- u_{UN} 为三相输出与电机中点N之间的相电压。

B、电流滞环跟踪PWM(CHBPWM)控制技术

应用PWM控制技术的变压变频器一般都是电压源型的，它可以按需要方便地控制其输出电压，为此前面两小节所述的PWM控制技术都是以输出电压近似正弦波为目标的。



但是，在电流电机中，实际需要保证的应该是正弦波电流，因为在交流电机绕组中只有通入三相平衡的正弦电流才能使合成的电磁转矩为恒定值，不含脉动分量。因此，若能对电流实行闭环控制，以保证其正弦波形，显然将比电压开环控制能够获得更好的性能。



常用的一种电流闭环控制方法是电流滞环跟踪 PWM（Current Hysteresis Band PWM —— CHBPWM）控制，具有电流滞环跟踪 PWM 控制的 PWM 变压变频器的A相控制原理图示于图 6-22。

1). 滞环比较方式电流跟踪控制原理

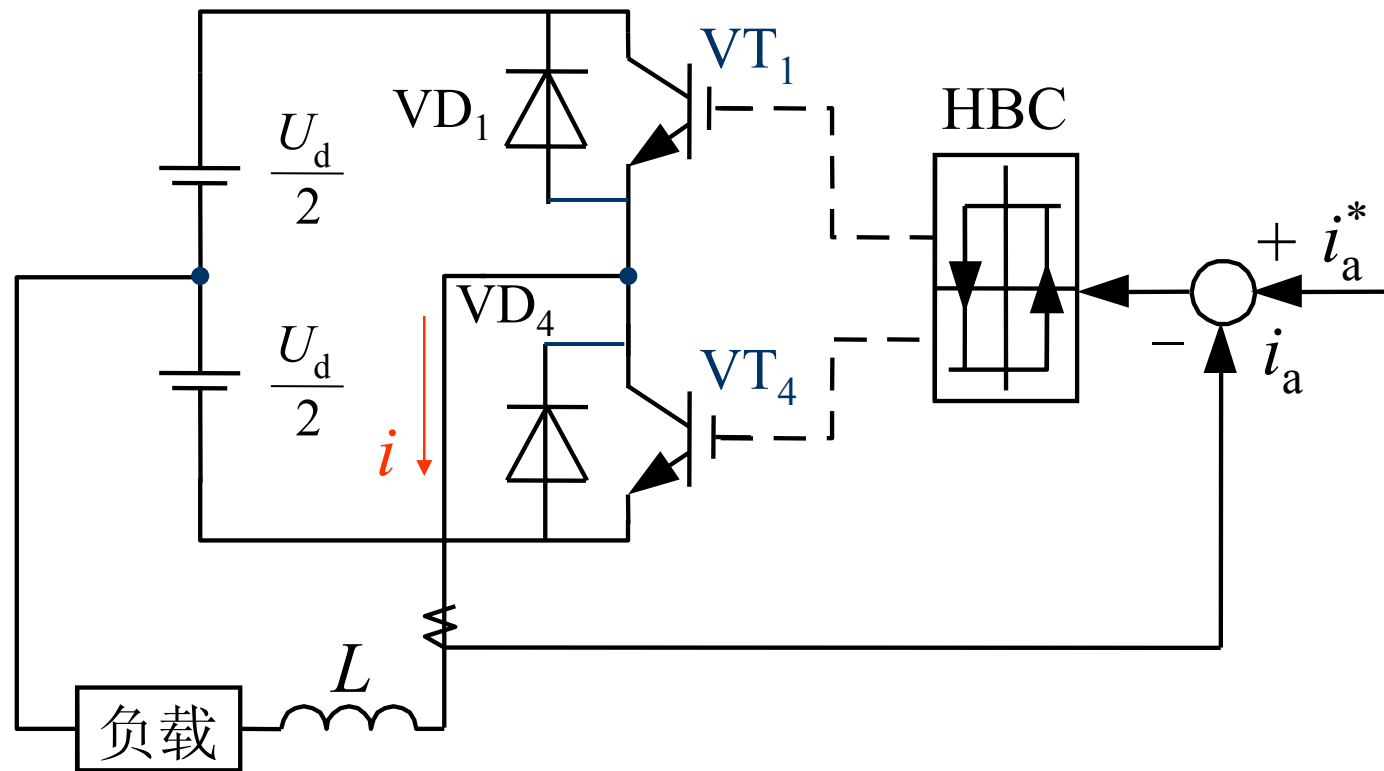


图3-13 电流滞环跟踪控制的A相原理图

图中，电流控制器是带滞环的比较器，环宽为 $2h$ 。

将给定电流 i_a^* 与输出电流 i_a 进行比较，电流偏差 Δi_a 超过时 $\pm h$ ，经滞环控制器HBC控制逆变器 A 相上（或下）桥臂的功率器件动作。 B 、 C 二相的原理图均与此相同。

采用电流滞环跟踪控制时，变压变频器的电流波形与PWM电压波形示于图3-14。

- 如果， $i_a < i_a^*$ ，且 $i_a^* - i_a \geq h$ ，滞环控制器 HBC输出正电平，驱动上桥臂功率开关器件 V_1 导通，变压变频器输出正电压，使增大。当增长到与相等时，虽然，但HBC仍保持正电平输出，保持导通，使继续增大
- 直达到达到 $i_a = i_a^* + h$ ， $\Delta i_a = -h$ ，使滞环翻转，HBC输出负电平，关断 V_1 ，并经延时后驱动 V_4

但此时未必能够导通，由於电机绕组的电感作用，电流不会反向，而是通过二极管续流，使受到反向钳位而不能导通。此后，逐渐减小，直到时，，到达滞环偏差的下限值，使HBC再翻转，又重复使导通。这样，与交替工作，使输出电流给定值之间的偏差保持在范围内，在正弦波上下作锯齿状变化。从图3-14中可以看到，输出电流是十分接近正弦波的。

2). 滞环比较方式的指令电流和输出电流

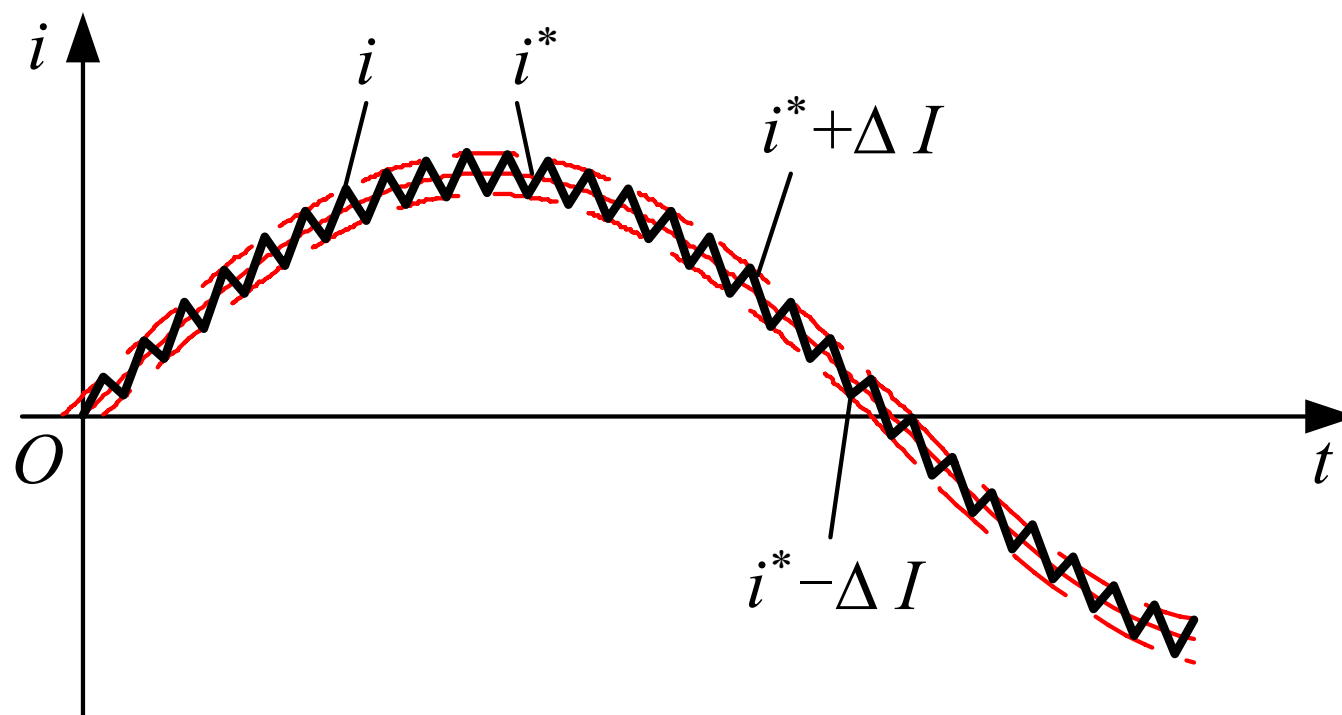

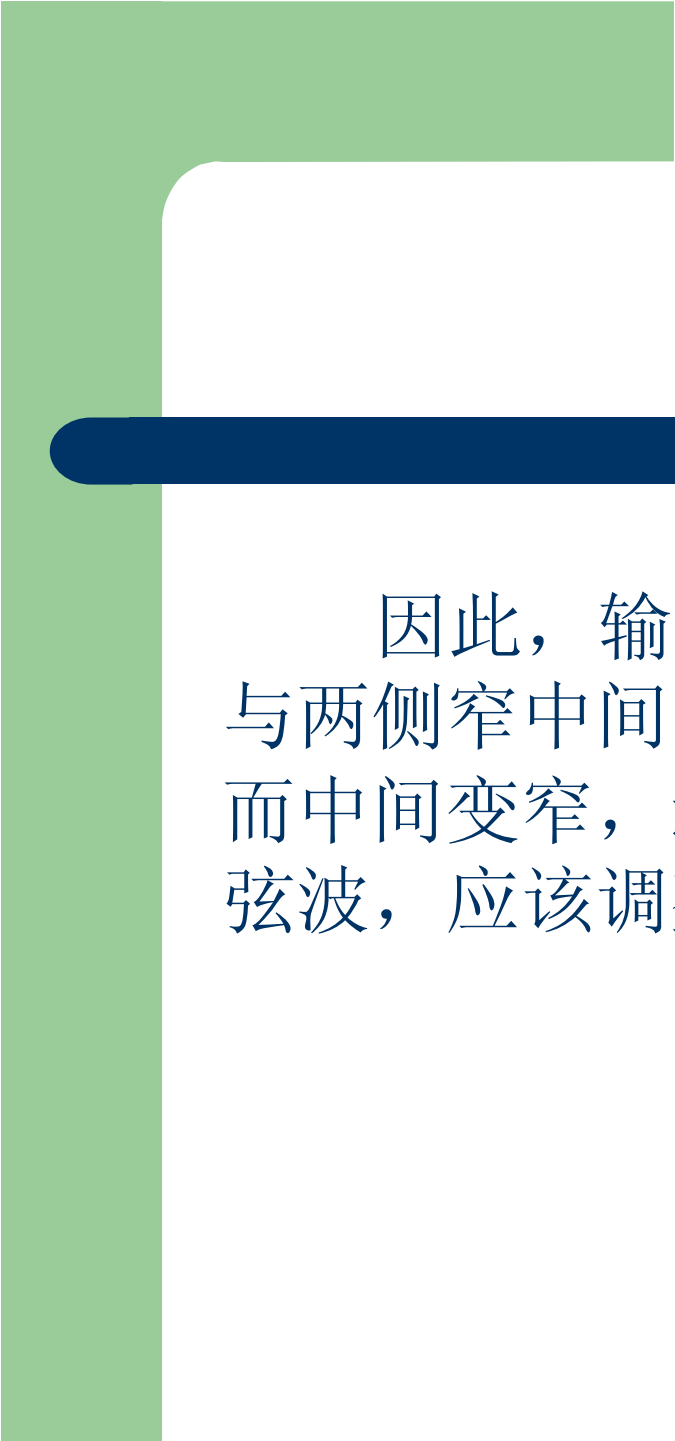

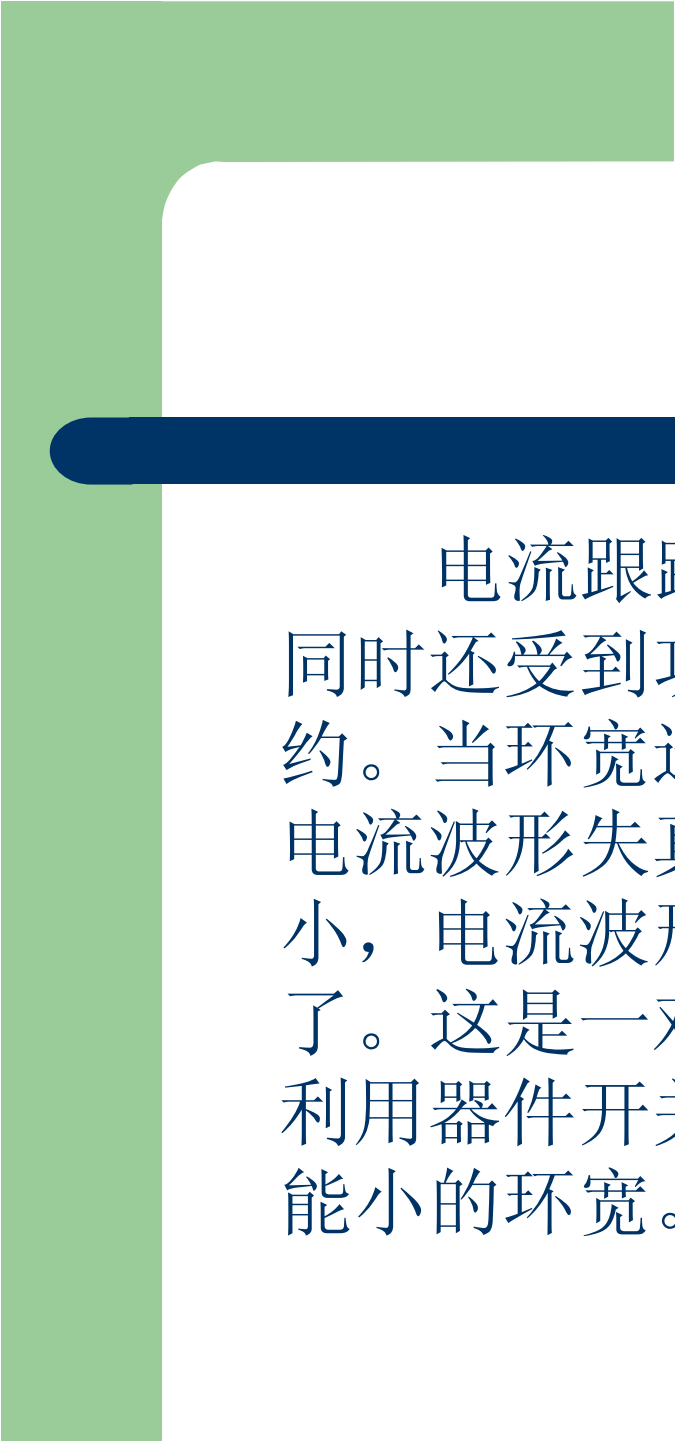


图3-14 电流滞环跟踪控制时的电流波形



因此，输出相电压波形呈PWM状，但与两侧窄中间宽的SPWM波相反，两侧增宽而中间变窄，这说明为了使电流波形跟踪正弦波，应该调整一下电压波形。



电流跟踪控制的精度与滞环的环宽有关，同时还受到功率开关器件允许开关频率的制约。当环宽选得较大时，可降低开关频率，但电流波形失真较多，谐波分量高；如果环宽太小，电流波形虽然较好，却使开关频率增大了。这是一对矛盾的因素，实用中，应在充分利用器件开关频率的前提下，正确地选择尽可能小的环宽。

小 结

电流滞环跟踪控制方法的精度高，响应快，且易于实现。但受功率开关器件允许开关频率的限制，仅在电机堵转且在给定电流峰值处才发挥出最高开关频率，在其他情况下，器件的允许开关频率都未得到充分利用。为了克服这个缺点，可以采用具有恒定开关频率的电流控制器，或者在局部范围内限制开关频率，但这样对电流波形都会产生影响。

C、电压空间矢量PWM(SVPWM)控制技术 (或称磁链跟踪控制技术)

提要

- 问题的提出
- 空间矢量的定义
- 电压与磁链空间矢量的关系
- 六拍阶梯波逆变器与正六边形空间旋转磁场
- 电压空间矢量的线性组合与SVPWM控制

■ 问题的提出

经典的SPWM控制主要着眼于使变压变频器的输出电压尽量接近正弦波，并未顾及输出电流的波形。而电流滞环跟踪控制则直接控制输出电流，使之在正弦波附近变化，这就比只要求正弦电压前进了一步。然而交流电动机需要输入三相正弦电流的最终目的是在电动机空间形成圆形旋转磁场，从而产生恒定的电磁转矩。

如果对准这一目标，把逆变器和交流电动机视为一体，按照跟踪圆形旋转磁场来控制逆变器的工作，其效果应该更好。这种控制方法称作“**磁链跟踪控制**”，下面的讨论将表明，磁链的轨迹是交替使用不同的电压空间矢量得到的，所以又称“**电压空间矢量PWM（SVPWM, Space Vector PWM）控制**”。

1). 空间矢量的定义

交流电动机绕组的电压、电流、磁链等物理量都是随时间变化的，分析时常用时间相量来表示，但如果考虑到它们所在绕组的空间位置，也可以如图所示，定义为空间矢量 \boldsymbol{u}_{A0} ， \boldsymbol{u}_{B0} ， \boldsymbol{u}_{C0} 。

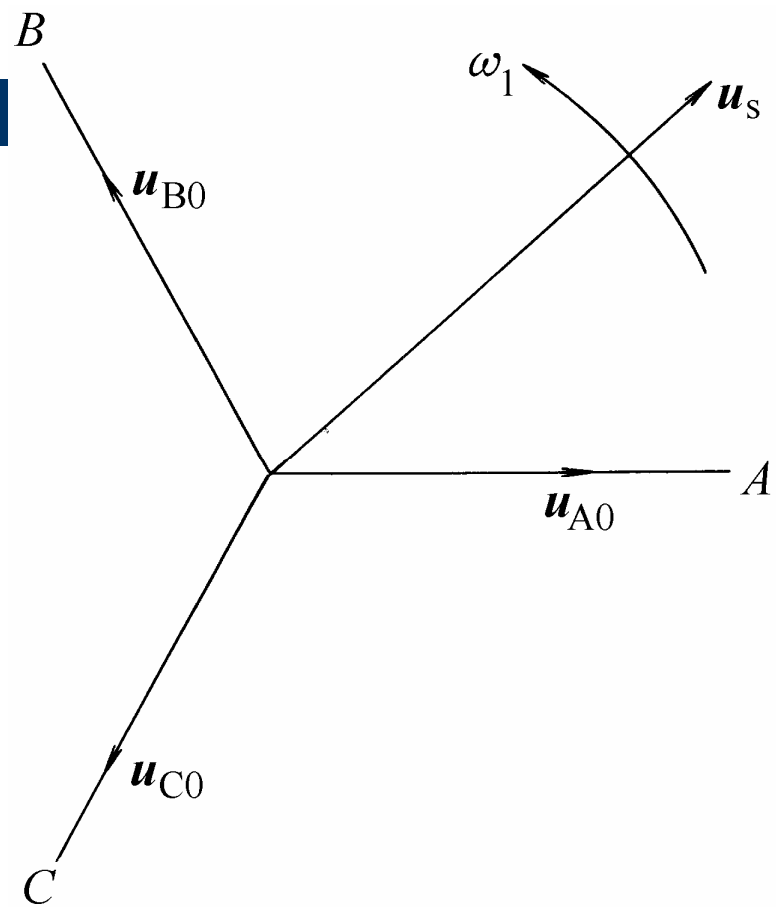


图3-15 电压空间矢量

- 电压空间矢量的相互关系

- 定子电压空间矢量： u_{A0} 、 u_{B0} 、 u_{C0} 的方向始终处于各相绕组的轴线上，而大小则随时间按正弦规律脉动，时间相位互相错开的角度也是 120° 。
- 合成空间矢量：由三相定子电压空间矢量相加合成的空间矢量 u_s 是一个旋转的空间矢量，它的幅值不变，是每相电压值的 $3/2$ 倍。

电压空间矢量的相互关系（续）

当电源频率不变时，合成空间矢量 \boldsymbol{u}_s 以电源角频率 ω_1 为电气角速度作恒速旋转。当某一相电压为最大值时，合成电压矢量 \boldsymbol{u}_s 就落在该相的轴线上。用公式表示，则有

$$\boldsymbol{u}_s = \boldsymbol{u}_{A0} + \boldsymbol{u}_{B0} + \boldsymbol{u}_{C0} \quad (3-5)$$

与定子电压空间矢量相仿，可以定义定子电流和磁链的空间矢量 \boldsymbol{I}_s 和 $\boldsymbol{\Psi}_s$ 。

2). 电压与磁链空间矢量的关系

三相的电压平衡方程式相加，即得用合成空间矢量表示的定子电压方程式为

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{I}_s + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt} \quad (3-6)$$

式中 \mathbf{u}_s 一定子三相电压合成空间矢量；
 \mathbf{I}_s 一定子三相电流合成空间矢量；
 $\boldsymbol{\Psi}_s$ 一定子三相磁链合成空间矢量。

- 近似关系

当电动机转速不是很低时，定子电阻压降在式（3-6）中所占的成分很小，可忽略不计，则定子合成电压与合成磁链空间矢量的近似关系为

$$\mathbf{u}_s \approx \frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt} \quad (3-7)$$

或

$$\boldsymbol{\Psi}_s \approx \int \mathbf{u}_s dt \quad (3-8)$$

- 磁链轨迹

当电动机由三相平衡正弦电压供电时，电动机定子磁链幅值恒定，其空间矢量以恒速旋转，磁链矢量顶端的运动轨迹呈圆形（一般简称为磁链圆）。这样的定子磁链旋转矢量可用下式表示。

$$\Psi_s = \Psi_m e^{j\omega_1 t} \quad (3-9)$$

其中 Ψ_m 是磁链 Ψ_s 的幅值， ω_1 为其旋转角速度。

由式 (3-7) 和式 (3-9) 可得

$$\mathbf{u}_s \approx \frac{d}{dt} (\Psi_m e^{j\omega_1 t}) = j\omega_1 \Psi_m e^{j\omega_1 t} = \omega_1 \Psi_m e^{j(\omega_1 t + \frac{\pi}{2})} \quad (3-10)$$

上式表明，当磁链幅值一定时，的大小与（或供电电压频率）成正比，其方向则与磁链矢量正交，即磁链圆的切线方向，

- 磁场轨迹与电压空间矢量运动轨迹的关系

如图所示，当磁链矢量在空间旋转一周时，电压矢量也连续地按磁链圆的切线方向运动 2π 弧度，其轨迹与磁链圆重合。

这样，电动机旋转磁场的轨迹问题就可转化为电压空间矢量的运动轨迹问题。

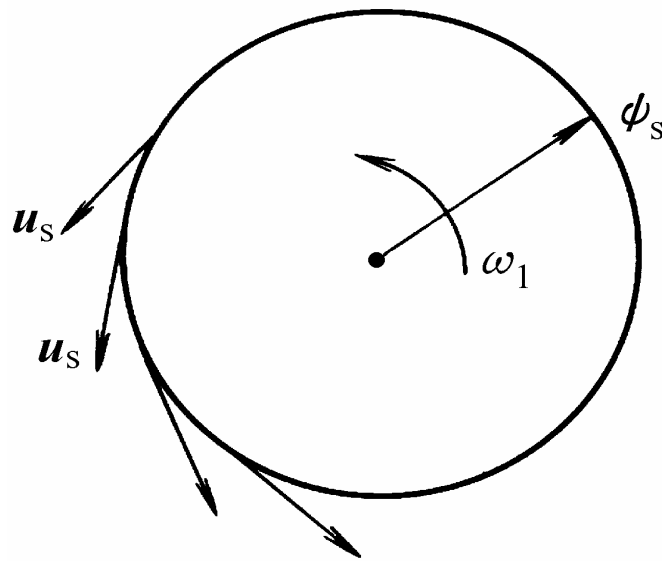


图3-16 旋转磁场与电压空间矢量的运动轨迹

3). 六拍阶梯波逆变器与正六边形空间旋转磁场

(1) 电压空间矢量运动轨迹

在常规的 PWM 变压变频调速系统中，异步电动机由六拍阶梯波逆变器供电，这时的电压空间矢量运动轨迹是怎样的呢？

为了讨论方便起见，再把三相逆变器-异步电动机调速系统主电路的原理图绘出，图3-17中六个功率开关器件都用开关符号代替，可以代表任意一种开关器件。

- 主电路原理图

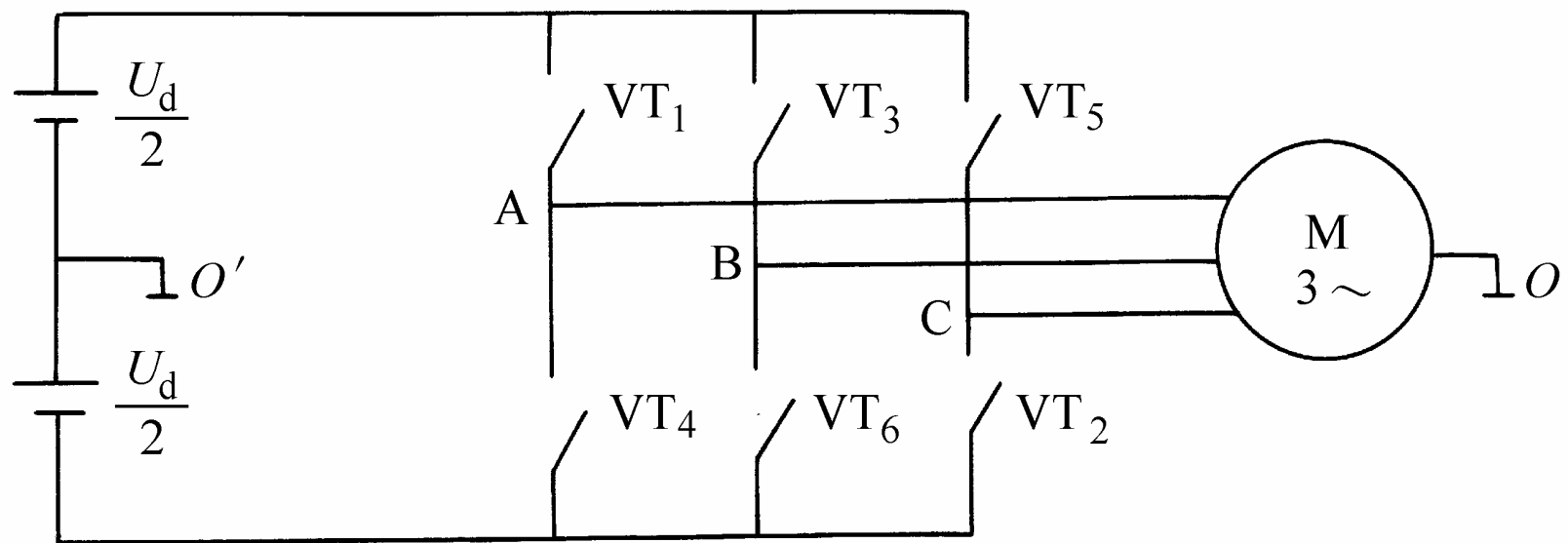


图3-17 三相逆变器-异步电动机调速系统主电路原理图

• 开关工作状态

如果，图中的逆变器采用 180° 导通型，功率开关器件共有8种工作状态（见附表），其中

- 6 种有效开关状态；
- 2 种无效状态（因为逆变器这时并没有输出电压）：
 - ◆ 上桥臂开关 VT_1 、 VT_3 、 VT_5 全部导通
 - ◆ 下桥臂开关 VT_2 、 VT_4 、 VT_6 全部导通

开关状态表

序号	开关状态	开关代码
1	$VT_6 VT_1 VT_2$	100
2	$VT_1 VT_2 VT_3$	110
2	$VT_2 VT_3 VT_4$	010
4	$VT_3 VT_4 VT_5$	011
5	$VT_4 VT_5 VT_6$	001
6	$VT_5 VT_6 VT_1$	101
7	$VT_1 VT_3 VT_5$	111
8	$VT_2 VT_4 VT_6$	000

- 开关控制模式

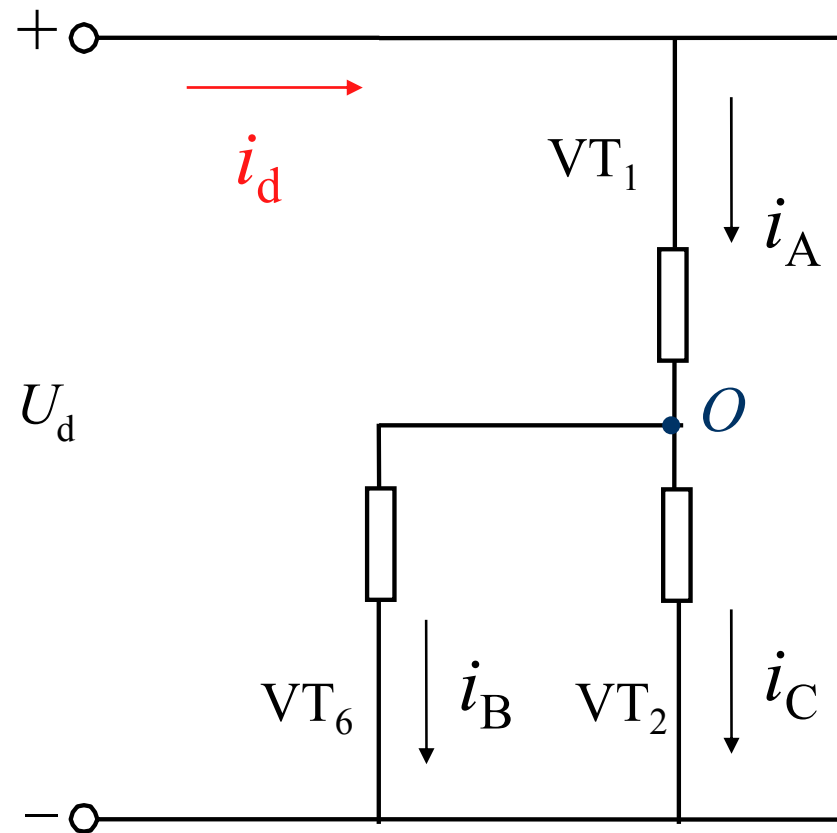
对于六拍阶梯波的逆变器，在其输出的每个周期中6种有效的工作状态各出现一次。逆变器每隔 $\pi/3$ 时刻就切换一次工作状态（即换相），而在这 $\pi/3$ 时刻内则保持不变。

(a) 开关模式分析

- 设工作周期从100状态开始，这时VT₆、VT₁、VT₂导通，其等效电路如图所示。各相对直流电源中点的电压都是幅值为

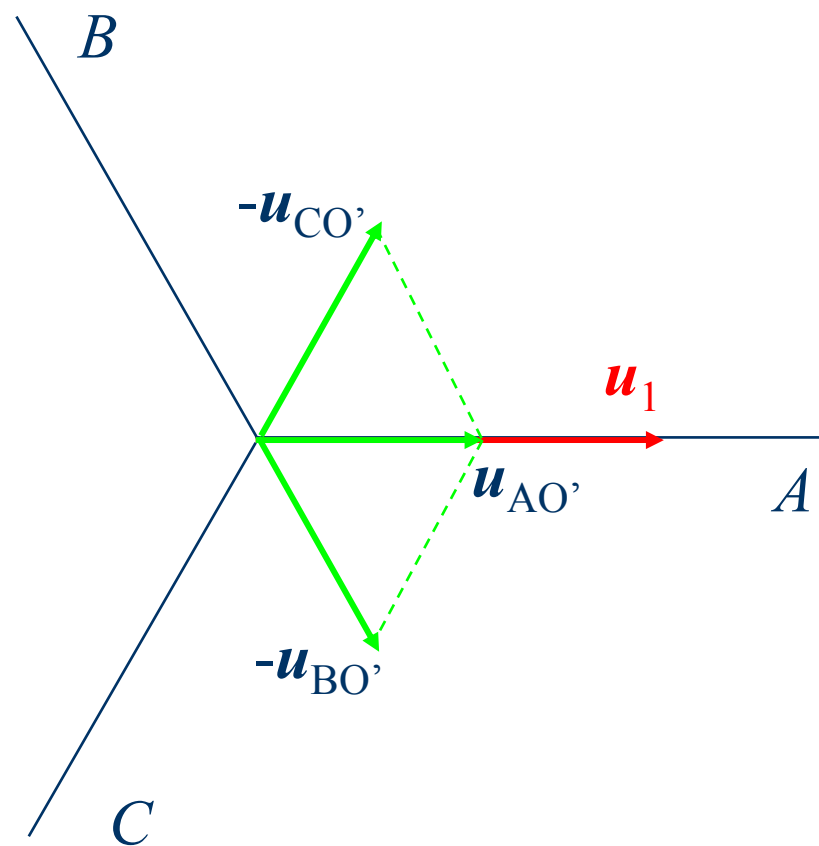
$$U_{AO'} = U_d / 2$$

$$U_{BO'} = U_{CO'} = - U_d / 2$$



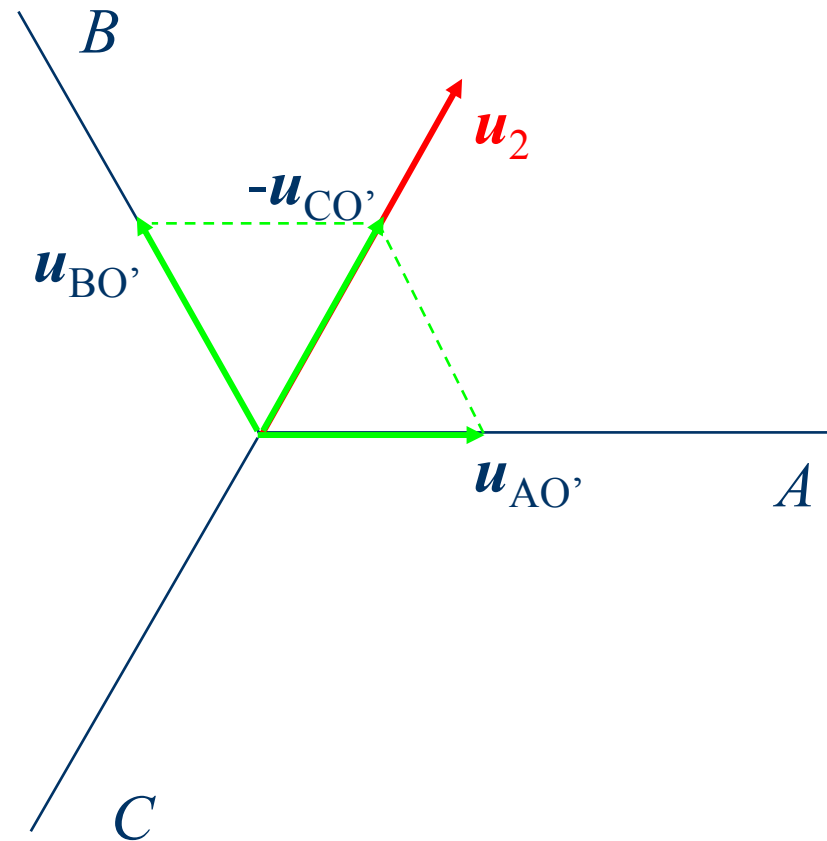
(b) 工作状态100的合成电压空间矢量

- 由图可知，三相的合成空间矢量为 \mathbf{u}_1 ，其幅值等于 U_d ，方向沿A轴（即X轴）。



(c) 工作状态110的合成电压空间矢量

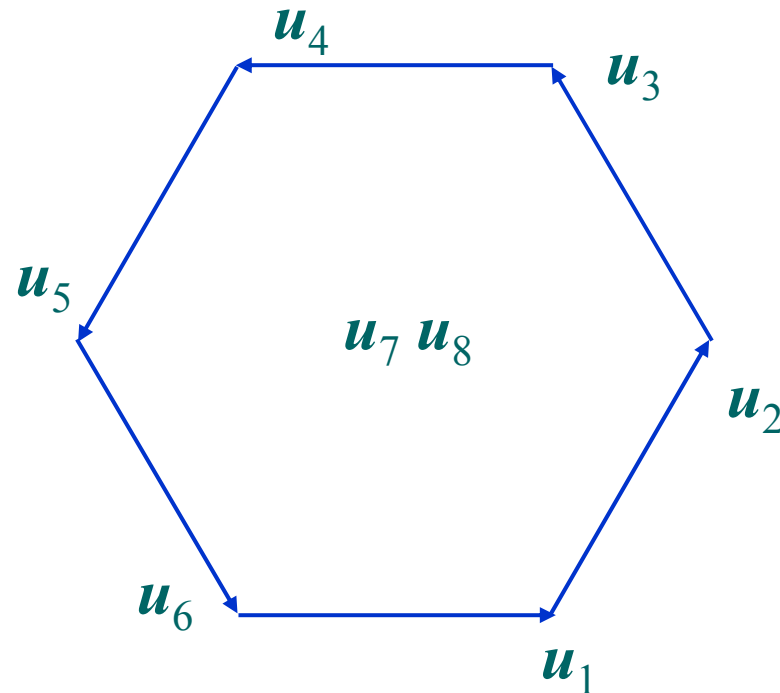
- u_1 存在的时间为 $\pi/3$ ，在这段时间以后，工作状态转为110，和上面的分析相似，合成空间矢量变成图中的 u_2 ，它在空间上滞后于 u_1 的相位为 $\pi/3$ 弧度，存在的时间也是 $\pi/3$ 。



(d) 每个周期的六边形合成电压空间矢量

依此类推，随着逆变器工作状态的切换，电压空间矢量的幅值不变，而相位每次旋转 $\pi/3$ ，直到一个周期结束。

这样，在一个周期中 6 个电压空间矢量共转过 2π 弧度，形成一个封闭的正六边形，如图所示。



(2) 定子磁链矢量端点的运动轨迹

一个由电压空间矢量运动所形成的正六边形轨迹也可以看作是异步电动机定子磁链矢量端点的运动轨迹。对于这个关系，进一步说明如下：

设在逆变器工作开始时定子磁链空间矢量为 ψ_1 ，在第一个 $\pi/3$ 期间，电动机上施加的电压空间矢量为图6-28d中的 u_1 ，把它们再画在图3-18中。按照式（3-7）可以写成

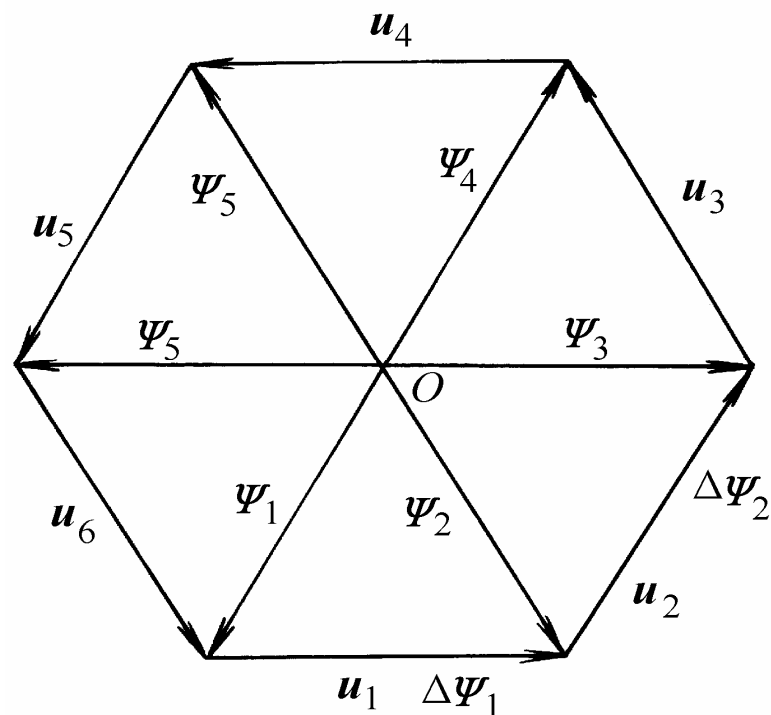


图3-18 六拍逆变器供电时电动机电压空间矢量与磁链矢量的关系

$$\mathbf{u}_1 \Delta t = \Delta \Psi_1 \quad (3-11)$$

也就是说，在 $\pi/3$ 所对应的时间 Δt 内，施加 \mathbf{u}_1 的结果是使定子磁链 ψ_1 产生一个增量 $\Delta\psi$ ，其幅值 $|\mathbf{u}_1|$ 与成正比，方向与 \mathbf{u}_1 一致，最后得到图3-18所示的新的磁链，而

$$\psi_2 = \psi_1 + \Delta\psi_1 \quad (3-12)$$

依此类推，可以写成 $\Delta\psi$ 的通式

$$\mathbf{u}_i \Delta t = \Delta \Psi_i \quad i = 1, 2, \dots, 6 \quad (3-13)$$

$$\psi_{i+1} = \psi_i + \Delta \psi_i \quad (3-14)$$

总之，在一个周期内，6个磁链空间矢量呈放射状，矢量的尾部都在O点，其顶端的运动轨迹也就是6个电压空间矢量所围成的正六边形。

■ 磁链矢量增量与电压矢量、时间增量的关系

如果 u_1 的作用时间 Δt 小于 $\pi/3$ ，则 $\Delta\psi_i$ 的幅值也按比例地减小，如图 3-19 中的矢量 \overrightarrow{AB} 。可见，在任何时刻，所产生的磁链增量的方向决定于所施加的电压，其幅值则正比于施加电压的时间。

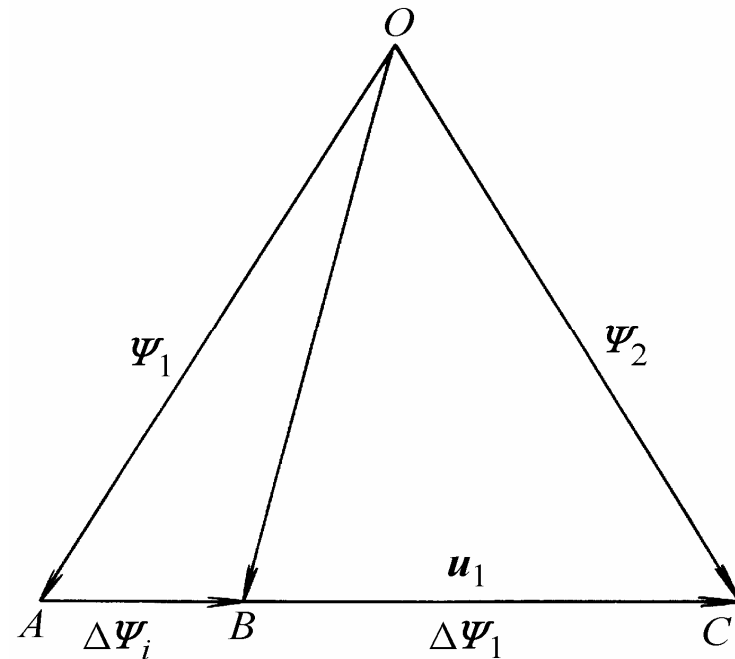


图3-19 磁链矢量增量与电压矢量、时间增量的关系

4). 电压空间矢量的线性组合与SVPWM控制

如前分析，我们可以得到的结论是：

- 如果交流电动机仅由常规的六拍阶梯波逆变器供电，磁链轨迹便是六边形的旋转磁场，这显然不象在正弦波供电时所产生的圆形旋转磁场那样能使电动机获得匀速运行。
- 如果想获得更多边形或逼近圆形的旋转磁场，就必须在每一个期间内出现多个工作状态，以形成更多的相位不同的电压空间矢量。为此，必须对逆变器的控制模式进行改造。

•圆形旋转磁场逼近方法

PWM控制显然可以适应上述要求，问题是，怎样控制PWM的开关时间才能逼近圆形旋转磁场。

科技工作者已经提出过多种实现方法，例如线性组合法，三段逼近法，比较判断法等，这里只介绍线性组合法。

- 基本思路

如果要逼近圆形，可以增加切换次数，设想磁链增量由图中的 $\Delta\psi_{11}$ ， $\Delta\psi_{12}$ ， $\Delta\psi_{13}$ ， $\Delta\psi_{14}$ 这4段组成。这时，每段施加的电压空间矢量的相位都不一样，可以用基本电压矢量线性组合的方法获得。

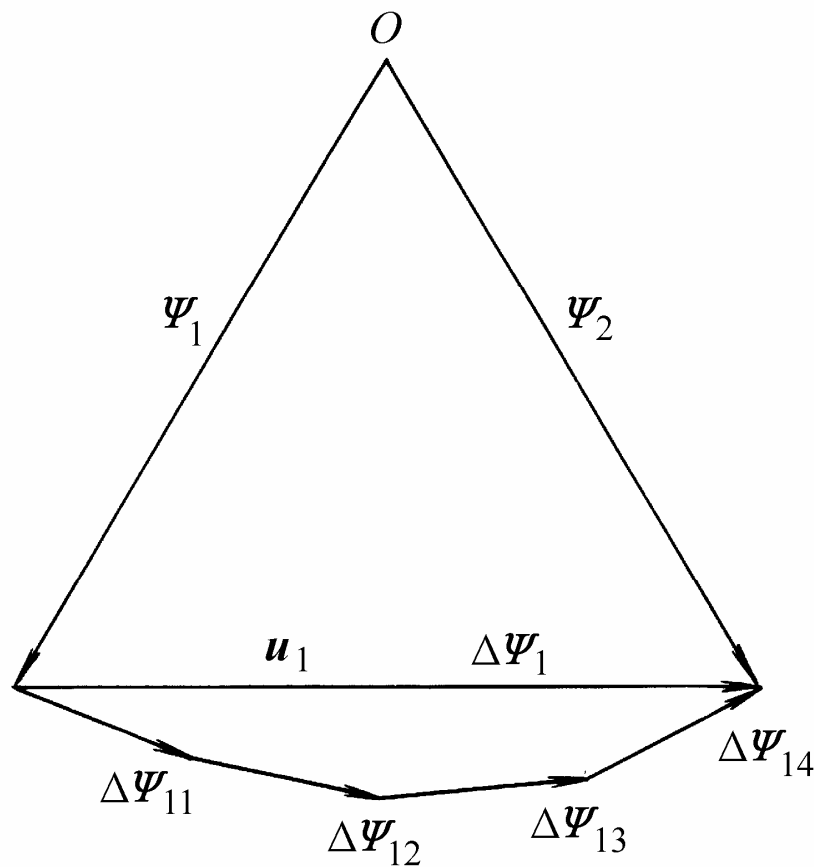


图3-20 逼近圆形时的磁链增量轨迹

- 线性组合的方法

图3-21表示由电压空间矢量和的线性组合构成新的电压矢量。

设在一段换相周期时间 T_0 中，可以用两个矢量之和表示由两个矢量线性组合后的电压矢量 u_s ，新矢量的相位为 θ 。

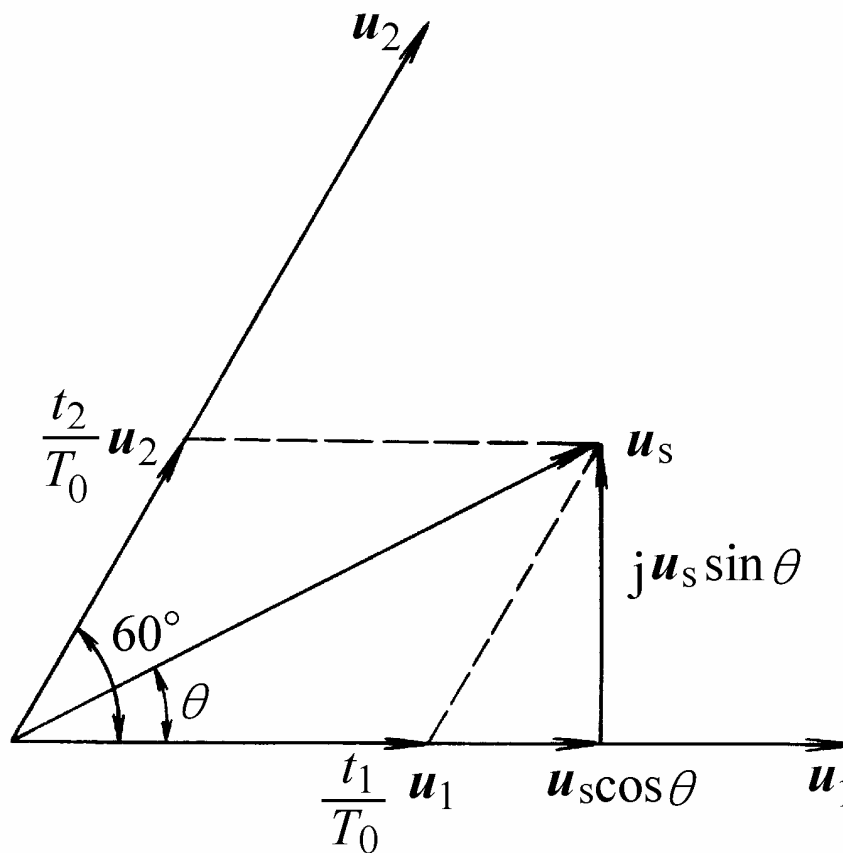


图3-21 电压空间矢量的线性组合

(1) 线性组合公式

可根据各段磁链增量的相位求出所需的作用时间 t_1 和 t_2 。在图3-21中，可以看出

$$\mathbf{u}_s = \frac{t_1}{T_0} \mathbf{u}_1 + \frac{t_2}{T_0} \mathbf{u}_2 = \mathbf{u}_s \cos \theta + j \mathbf{u}_s \sin \theta \quad (3-15)$$

(2) 相电压合成公式

根据式 (3-5) 用相电压表示合成电压空间矢量的定义, 把相电压的时间函数和空间相位分开写, 得

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{u}_{A0}(t) + \mathbf{u}_{B0}(t)e^{j\gamma} + \mathbf{u}_{C0}(t)e^{j2\gamma} \quad (3-16)$$

式中 $\gamma = 120^\circ$ 。

(3) 线电压合成公式

若改用线电压表示，可得

$$\boldsymbol{u}_s = \boldsymbol{u}_{AB}(t) - \boldsymbol{u}_{BC}(t)e^{-j\gamma} \quad (3-17)$$

■ 几种表示法的比较：由图3-17可见，当各功率开关处于不同状态时，线电压可取值为 U_d 、0 或 $-U_d$ ，比用相电压表示时要明确一些。

- 作用时间的确定

这样，根据各个开关状态的线电压表达式可以推出

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s &= \frac{t_1}{T_0} U_d + \frac{t_2}{T_0} U_d e^{j\pi/3} = U_d \left(\frac{t_1}{T_0} + \frac{t_2}{T_0} e^{j\pi/3} \right) \\ &= U_d \left[\frac{t_1}{T_0} + \frac{t_2}{T_0} \left(\cos \frac{\pi}{3} + j \sin \frac{\pi}{3} \right) \right] = U_d \left[\frac{t_1}{T_0} + \frac{t_2}{T_0} \left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right] \\ &= U_d \left[\left(\frac{t_1}{T_0} + \frac{t_2}{2T_0} \right) + j \frac{\sqrt{3}t_2}{2T_0} \right] \end{aligned} \quad (3-18)$$

比较式（6-52）和式（6-49），令实数项和虚数项分别相等，则

$$u_s \cos \theta = \left(\frac{t_1}{T_0} + \frac{t_2}{2T_0} \right) U_d$$

$$u_s \sin \theta = \frac{\sqrt{3}t_2}{2T_0} U_d$$

- 解 t_1 和 t_2 , 得

$$\frac{t_1}{T_0} = \frac{\mathbf{u}_s \cos \theta}{U_d} - \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\mathbf{u}_s \sin \theta}{U_d} \quad (3-19)$$

$$\frac{t_2}{T_0} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\mathbf{u}_s \sin \theta}{U_d} \quad (3-20)$$

- 零矢量的使用

换相周期 T_0 应由旋转磁场所需的频率决定， T_0 与 $t_1 + t_2$ 未必相等，其间隙时间可用零矢量 u_7 或 u_8 来填补。为了减少功率器件的开关次数，一般使 u_7 和 u_8 各占一半时间，因此

$$t_7 = t_8 = \frac{1}{2}(T_0 - t_1 - t_2) \geq 0 \quad (3-21)$$

- 电压空间矢量的扇区划分

为了讨论方便起见，可把逆变器的一个工作周期用6个电压空间矢量划分成6个区域，称为扇区（Sector），如图所示的 I、II、...、VI，每个扇区对应的的时间均为 $\pi/3$ 。

由于逆变器在各扇区的工作状态都是对称的，分析一个扇区的方法可以推广到其他扇区。

- 电压空间矢量的6个扇区

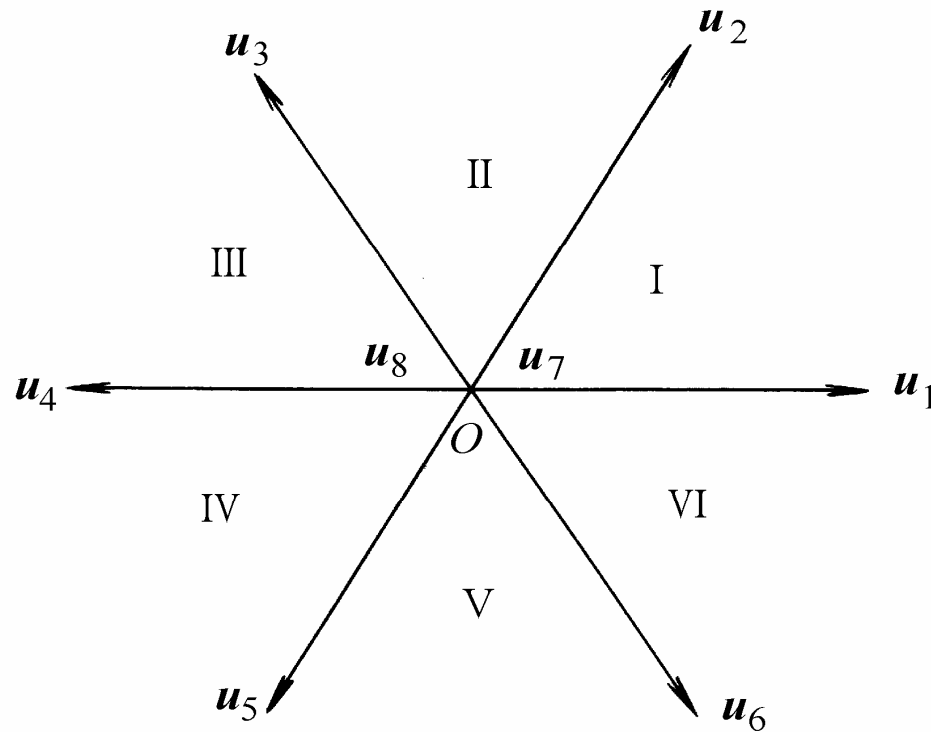


图3-22 电压空间矢量的放射形式和6个扇区

- 在常规六拍逆变器中一个扇区仅包含两个开关工作状态。
- 实现SVPWM控制就是要把每一扇区再分成若干个对应于时间 T_0 的小区间。按照上述方法插入若干个线性组合的新电压空间矢量 \mathbf{u}_s ，以获得优于正六边形的多边形（逼近圆形）旋转磁场。

- 开关状态顺序原则

在实际系统中，应该尽量减少开关状态变化时引起的开关损耗，因此不同开关状态的顺序必须遵守下述原则：每次切换开关状态时，只切换一个功率开关器件，以满足最小开关损耗。

- 插值举例

每一个 T_0 相当于 PWM 电压波形中的一个脉冲波。

- 例如：

图3-21所示扇区内的区间包含 t_1 , t_2 , t_7 和 t_8 共4段，相应的电压空间矢量为 u_1 , u_2 , u_7 和 u_8 ，即 100, 110, 111 和 000 共4种开关状态。

为了使电压波形对称，把每种状态的作用时间都一分为二，因而形成电压空间矢量的作用序列为：12788721，其中1表示作用 u_1 ，2表示作用 u_2 ，……。

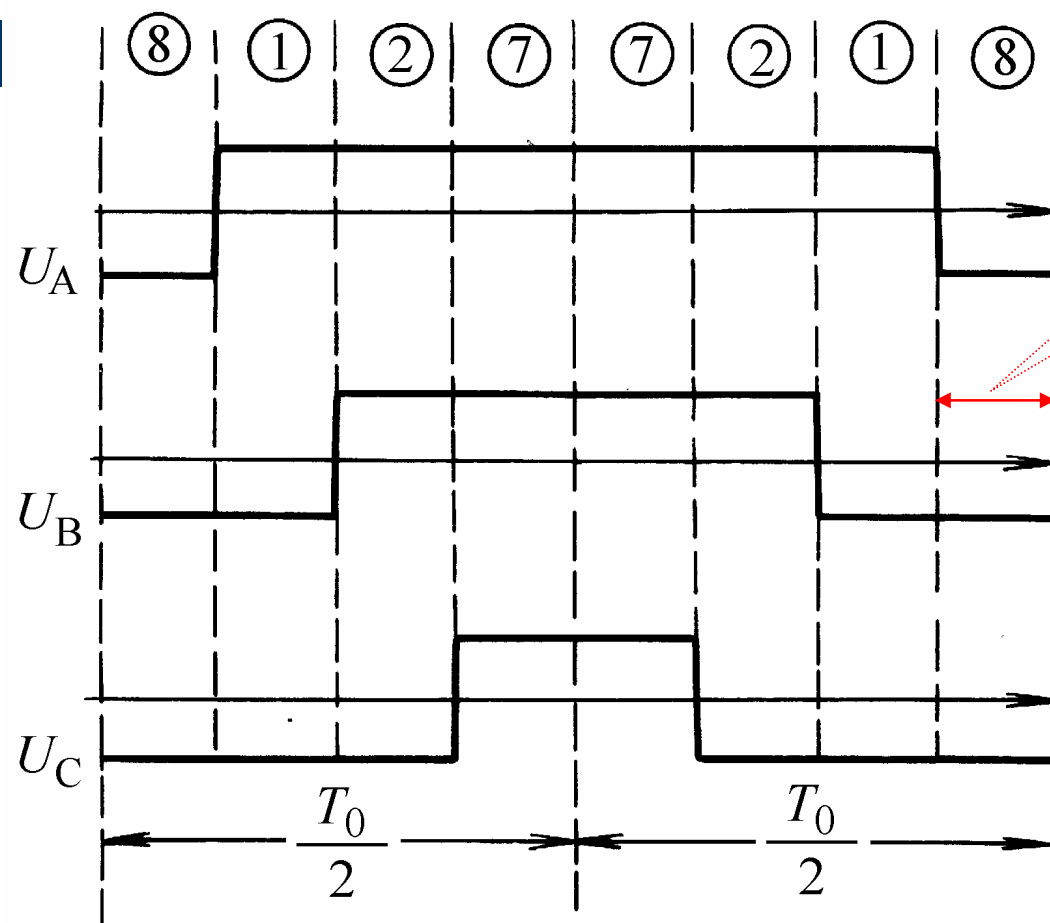
这样，在这一个时间内，逆变器三相的开关状态序列为100，110，111，000，000，111，110，100。



按照最小开关损耗原则进行检查，发现上述1278的顺序是不合适的。

为此，应该把切换顺序改为81277218，即开关状态序列为000，100，110，111，111，110，100，000，这样就能满足每次只切换一个开关的要求了。

• T_0 区间的电压波形



虚线间的每一小段表示一种工作状态

图3-23 第 I 扇区内一段区间的开关序列与逆变器三相电压波形

- 如上所述，如果一个扇区分成4个小区间，则一个周期中将出现24个脉冲波，而功率器件的开关次数还更多，须选用高开关频率的功率器件。当然，一个扇区内所分的小区间越多，就越能逼近圆形旋转磁场。

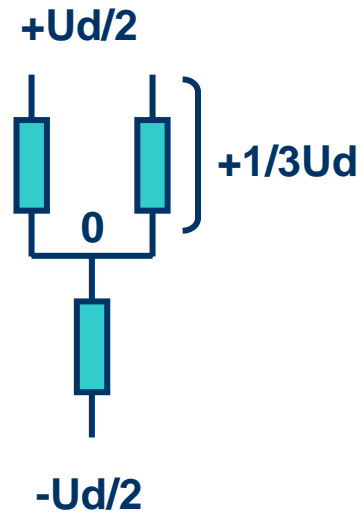
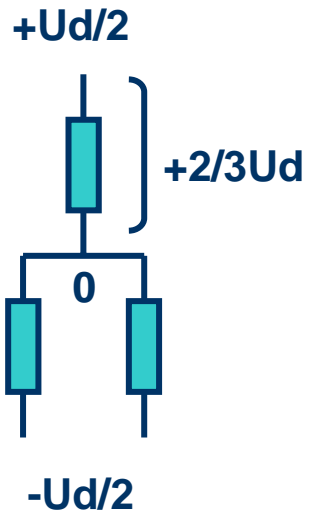
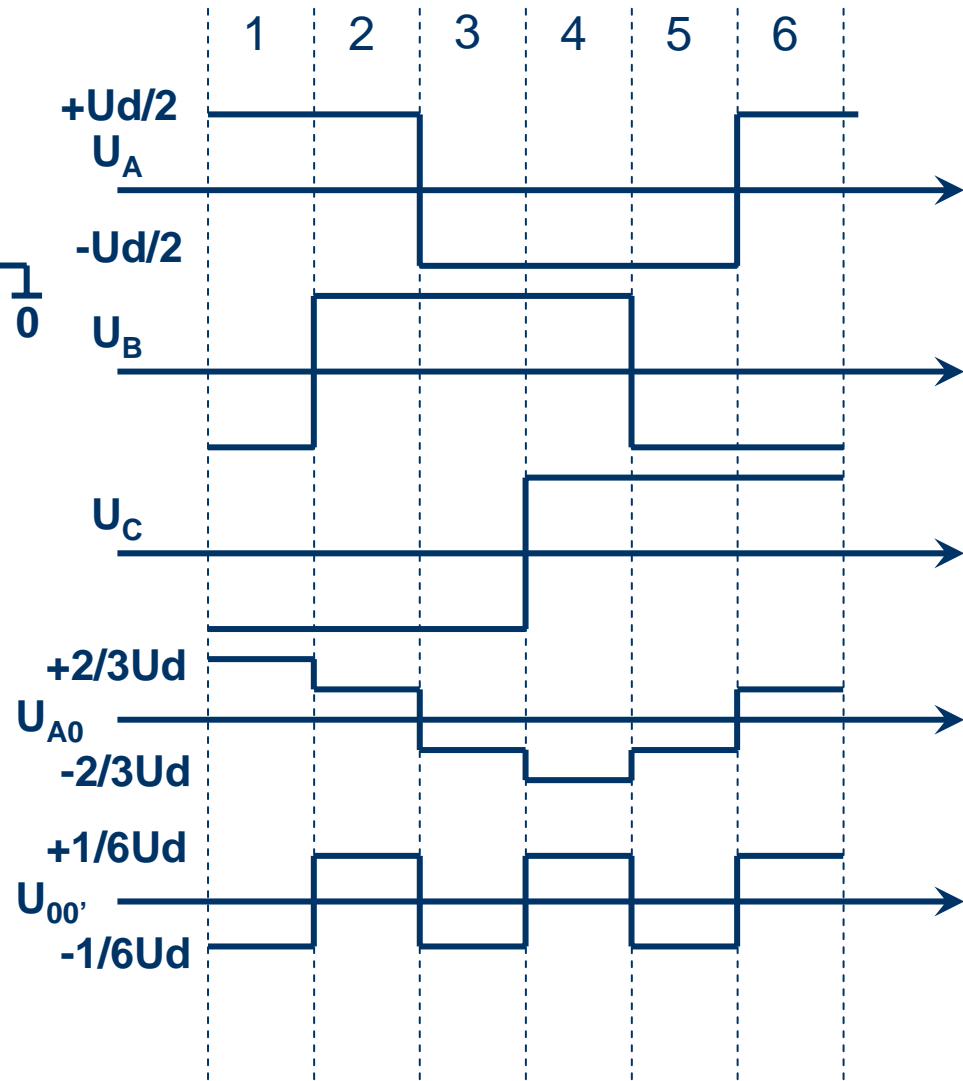
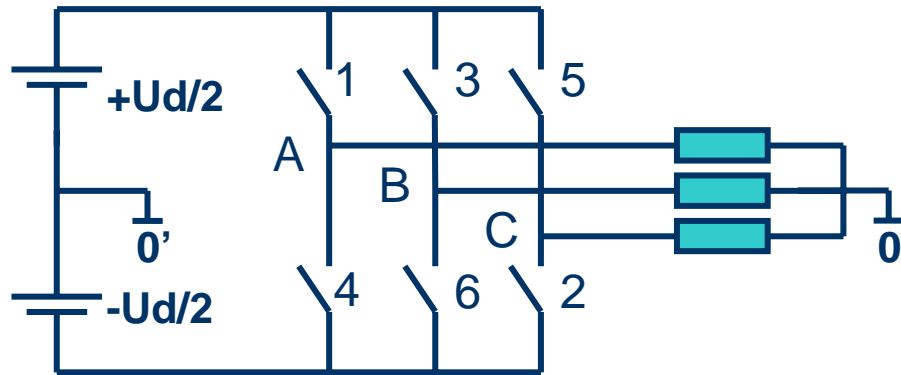
小 结

归纳起来，SVPWM控制模式有以下特点：

- 1) 逆变器的一个工作周期分成6个扇区，每个扇区相当于常规六拍逆变器的一拍。为了使电动机旋转磁场逼近圆形，每个扇区再分成若干个小区间 T_0 ， T_0 越短，旋转磁场越接近圆形，但 T_0 的缩短受到功率开关器件允许开关频率的制约。

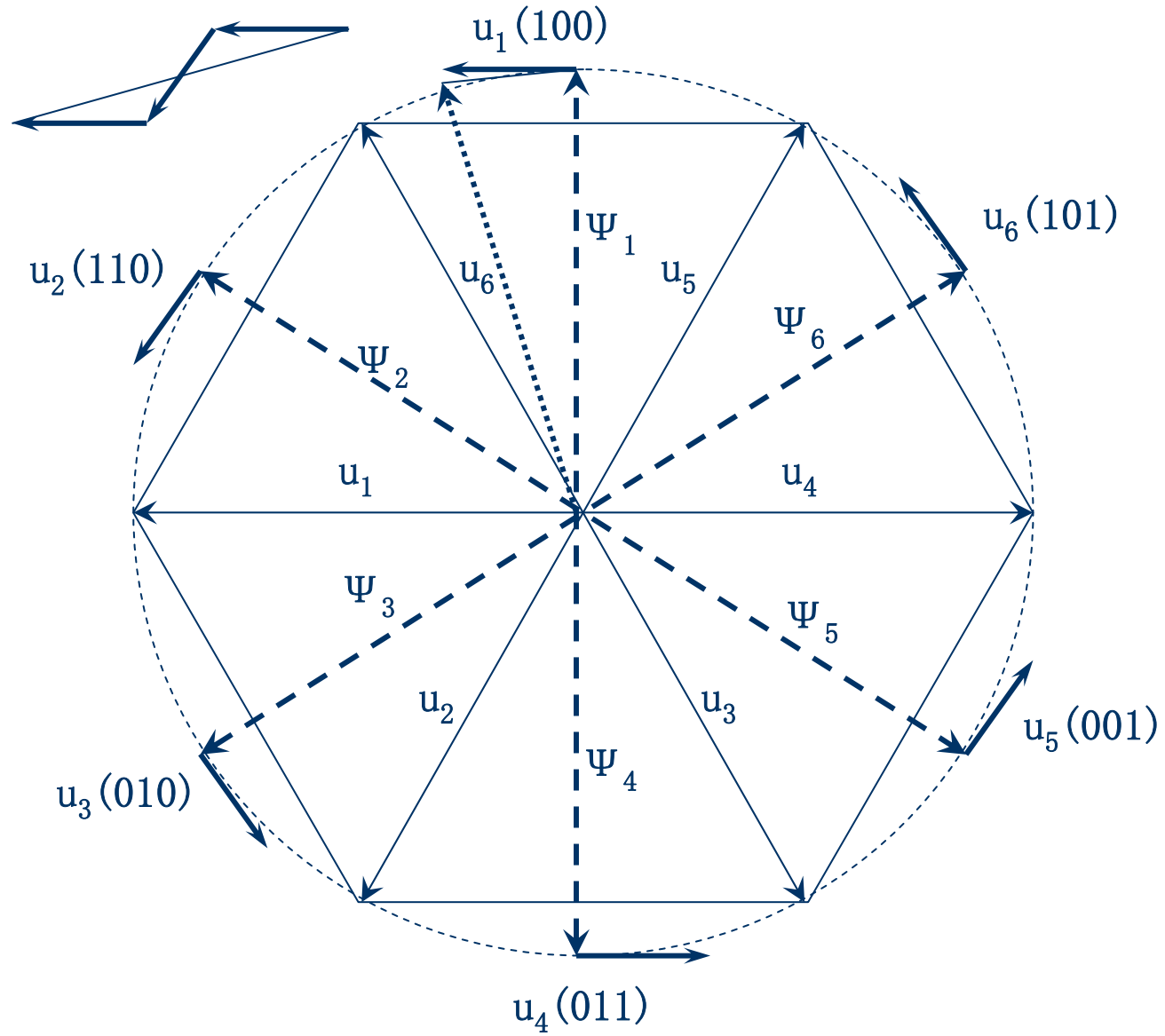
- 2) 在每个小区间内虽有多次开关状态的切换，但每次切换都只涉及一个功率开关器件，因而开关损耗较小。
- 3) 每个小区间均以零电压矢量开始，又以零矢量结束。
- 4) 利用电压空间矢量直接生成三相PWM波，计算简便。
- 5) 采用SVPWM控制时，逆变器输出线电压基波最大值为直流侧电压，这比一般的SPWM逆变器输出电压提高了15%。

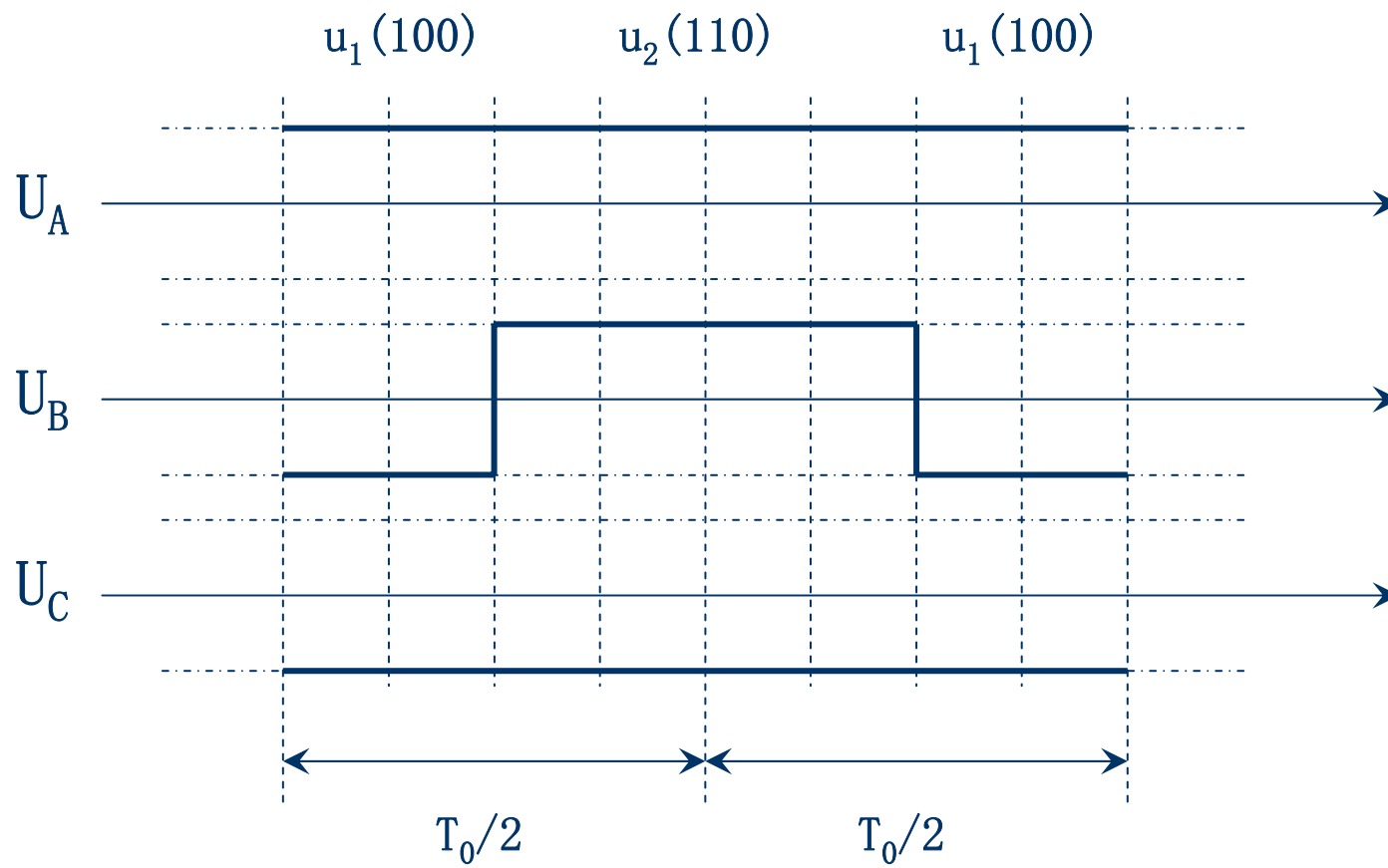
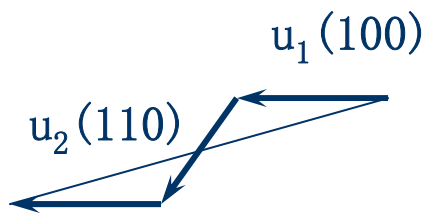
六阶梯波逆变器原理

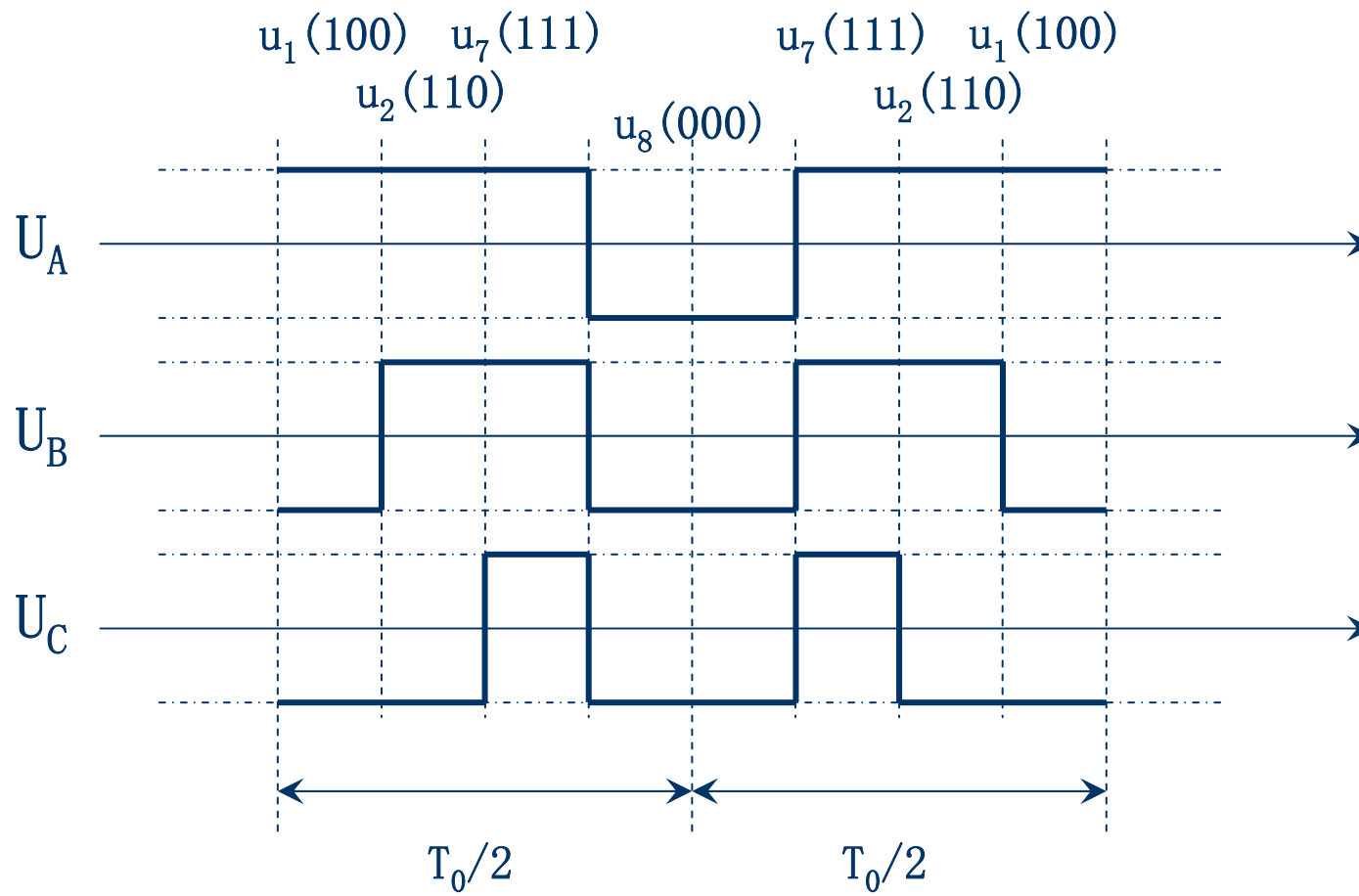
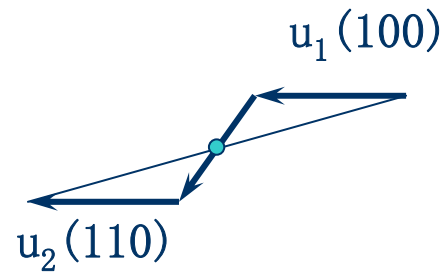


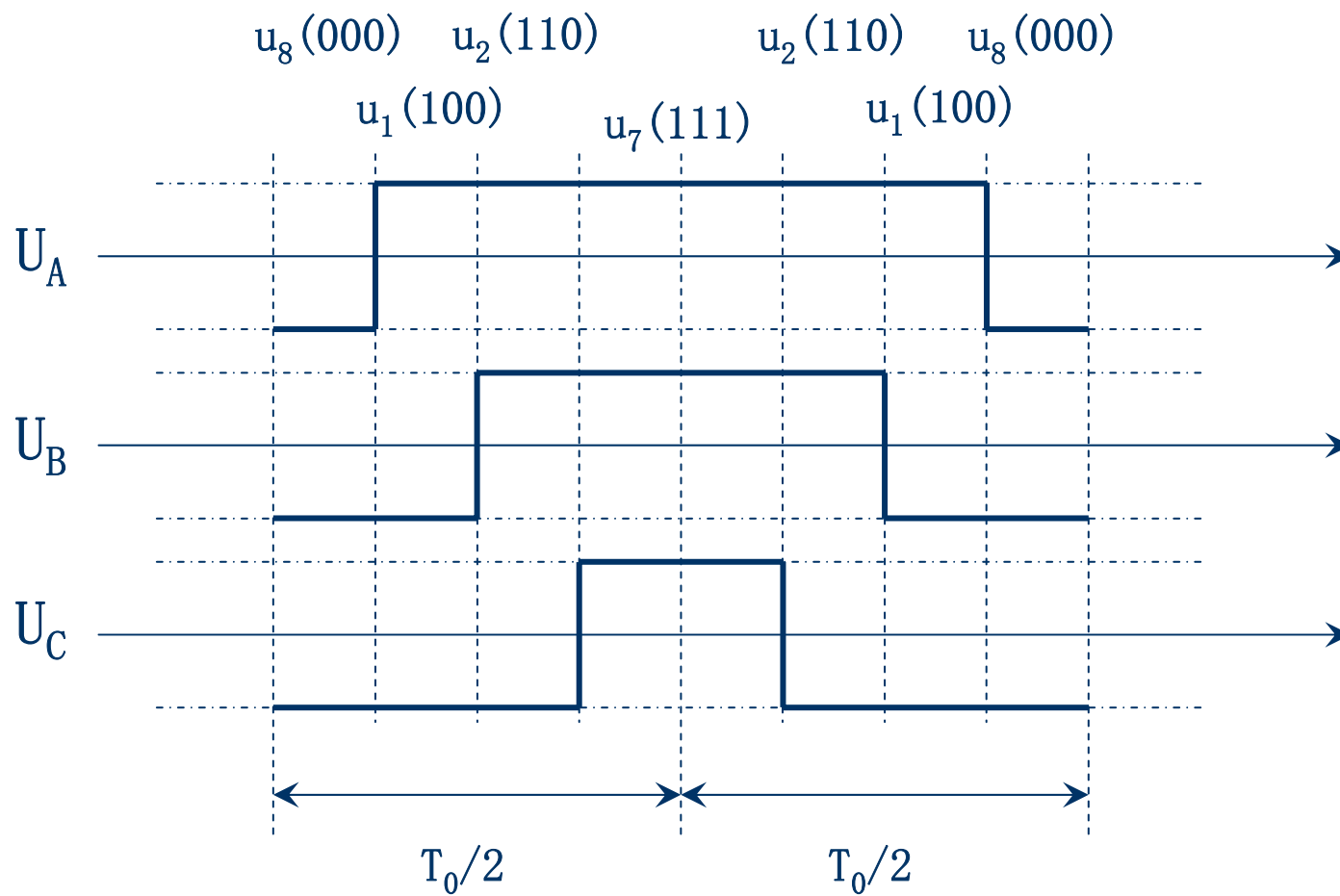
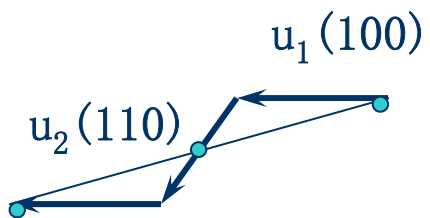
$U_d/2 - 2/3U_d = -1/6U_d$ $U_d/2 - 1/3U_d = +1/6U_d$

SVPWM产生原理











3) 其它PWM控制技术
优化PWM控制技术
随机PWM控制技术

A、消除指定次数谐波的PWM(SHEPWM) 控制技术

脉宽调制（PWM）的目的是使变压变频器输出的电压波形尽量接近正弦波，减少谐波，以满足交流电机的需要。要达到这一目的，除了上述采用正弦波调制三角波的方法以外，还可以采用直接计算的下图中各脉冲起始与终止相位 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2m}$ 的方法，以消除指定次数的谐波，构成近似正弦的PWM波形（Selected Harmonics Elimination PWM—SHEPWM）。

- 特定谐波消去法的输出波形

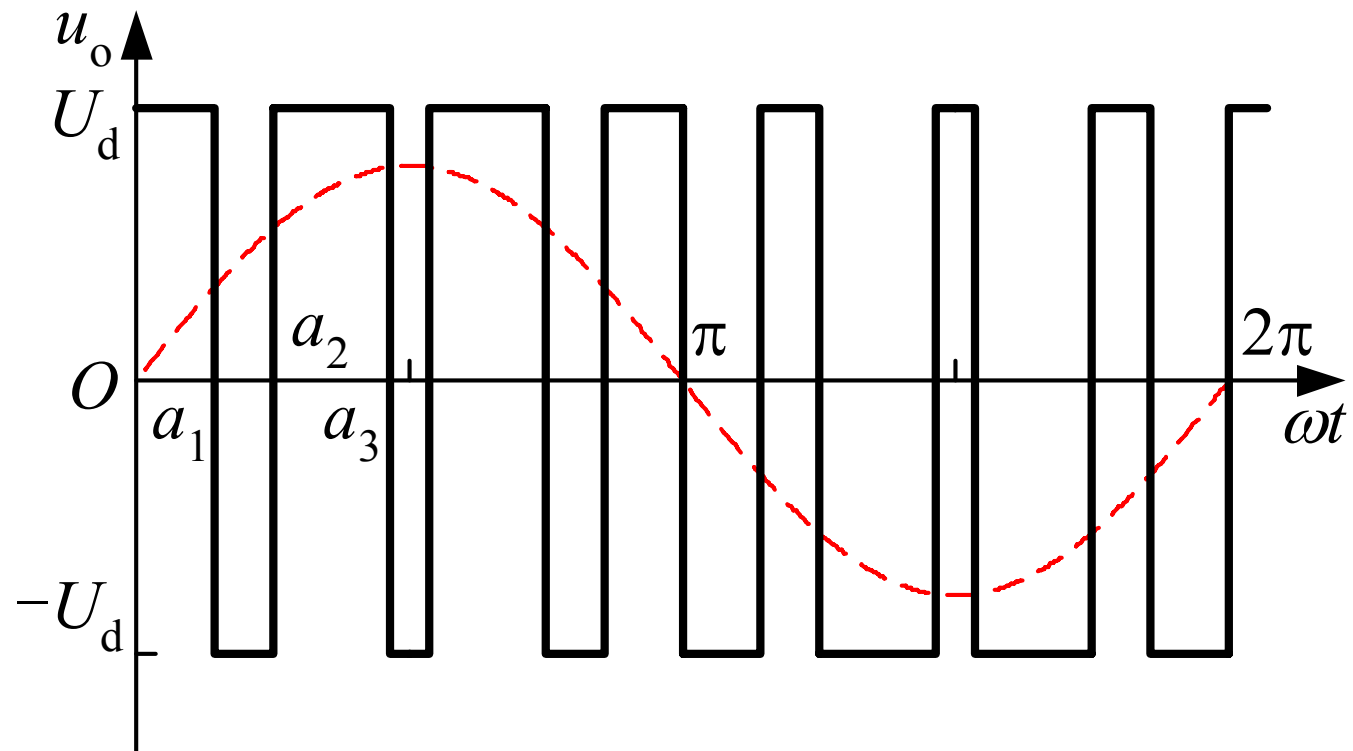


图3-24 特定谐波消去法的输出PWM波形

对图3-24的PWM波形作傅氏分析可知，其 k 次谐波相电压幅值的表达式为

$$U_{km} = \frac{2U_d}{k\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^m (-1)^i \cos k\alpha_i \right] \quad (3-22)$$

式中 U_d —变压变频器直流侧电压；


α_i —以相位角表示的PWM波形第 i 个起始或
终止时刻。

从理论上讲，要消除第 k 次谐波分量，只须令式（3-22）中的，并满足基波幅值为所要求的电压值，从而解出相应的值即可。

然而，图3-24的输出电压波形为一组正负相间的PWM波，它不仅半个周期对称，而且有 $1/4$ 周期按纵轴对称的性质。在 $1/4$ 周期内，有 m 个值，即 m 个待定参数，这些参数代表了可以用于消除指定谐波的自由度。

其中除了必须满足的基波幅值外，尚有 $(m-1)$ 个可选的参数，它们分别代表了可消除谐波的数量。

- 例如，取 $m=5$ ，可消除 4 个不同次数的谐波。常常希望消除影响最大的 5、7、11、13 次谐波，就让这些谐波电压的幅值为零，并令基波幅为需要值，代入式 (3-22) 可得一组三角函数的联立方程。


$$U_{1m} = \frac{2U_d}{\pi} [1 - 2 \cos \alpha_1 + 2 \cos \alpha_2 - 2 \cos \alpha_3 + 2 \cos \alpha_4 - 2 \cos \alpha_5] = \text{需要值}$$


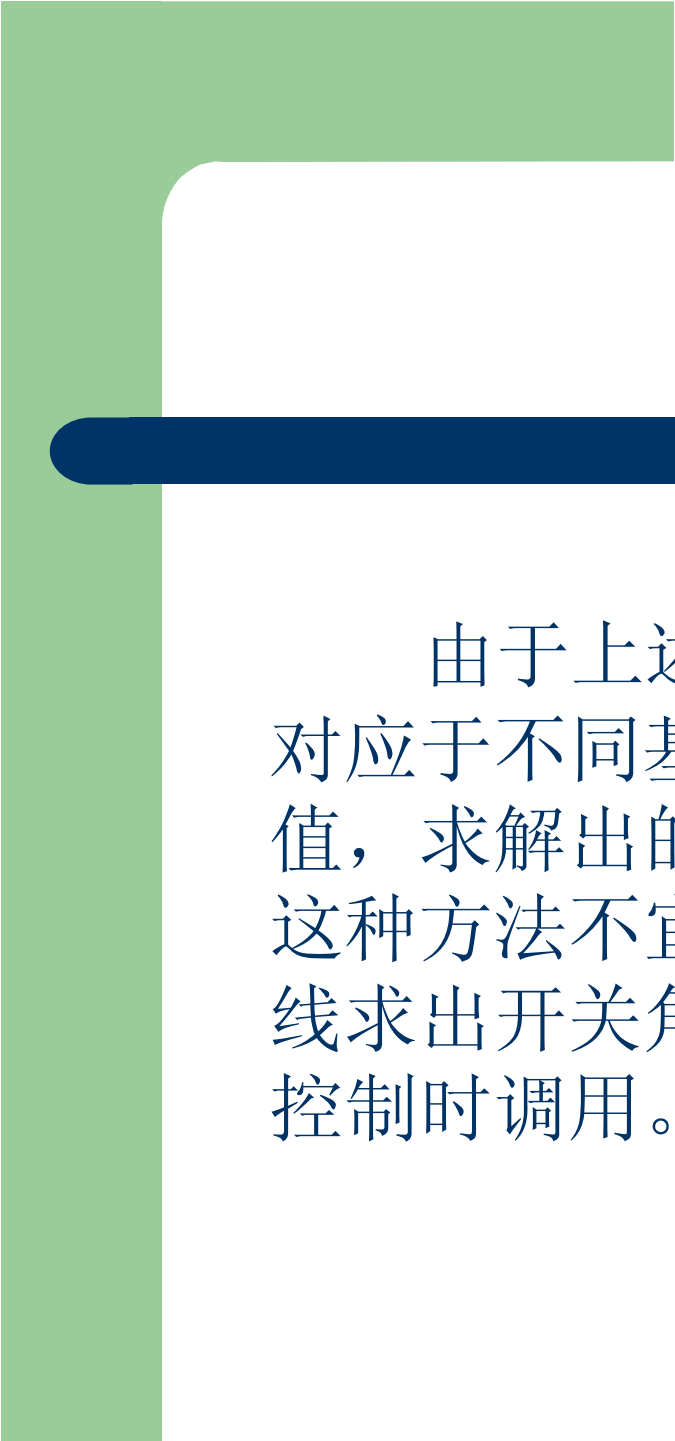
$$U_{5m} = \frac{2U_d}{5\pi} [1 - 2 \cos 5\alpha_1 + 2 \cos 5\alpha_2 - 2 \cos 5\alpha_3 + 2 \cos 5\alpha_4 - 2 \cos 5\alpha_5] = 0$$

$$U_{7m} = \frac{2U_d}{7\pi} [1 - 2 \cos 7\alpha_1 + 2 \cos 7\alpha_2 - 2 \cos 7\alpha_3 + 2 \cos 7\alpha_4 - 2 \cos 7\alpha_5] = 0$$

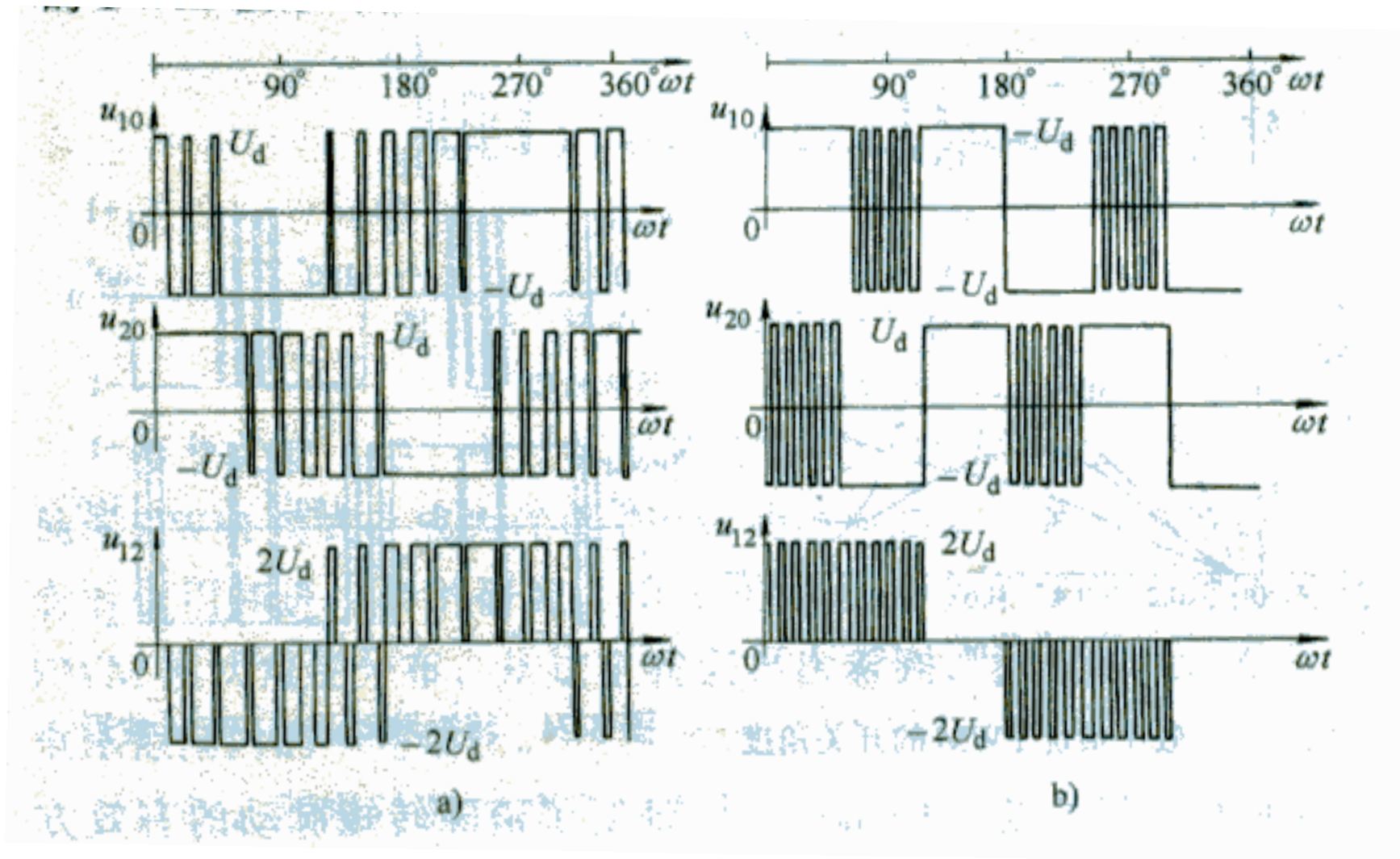
.....

可采用数值法迭代，在上述方程组求解出开关时刻相位角 $\alpha_1, \alpha_2, \dots$ ，然后再利用 1/4 周期对称性，计算出 $\alpha_{2m} = \pi - \alpha_1$ ，以及 $\alpha_{2m-1} \dots$ 各值。

这样的数值计算法在理论上虽能消除所指定的次数的谐波，但更高次数的谐波却可能反而增大，不过它们对电机电流和转矩的影响已经不大，所以这种控制技术的效果还是不错的。

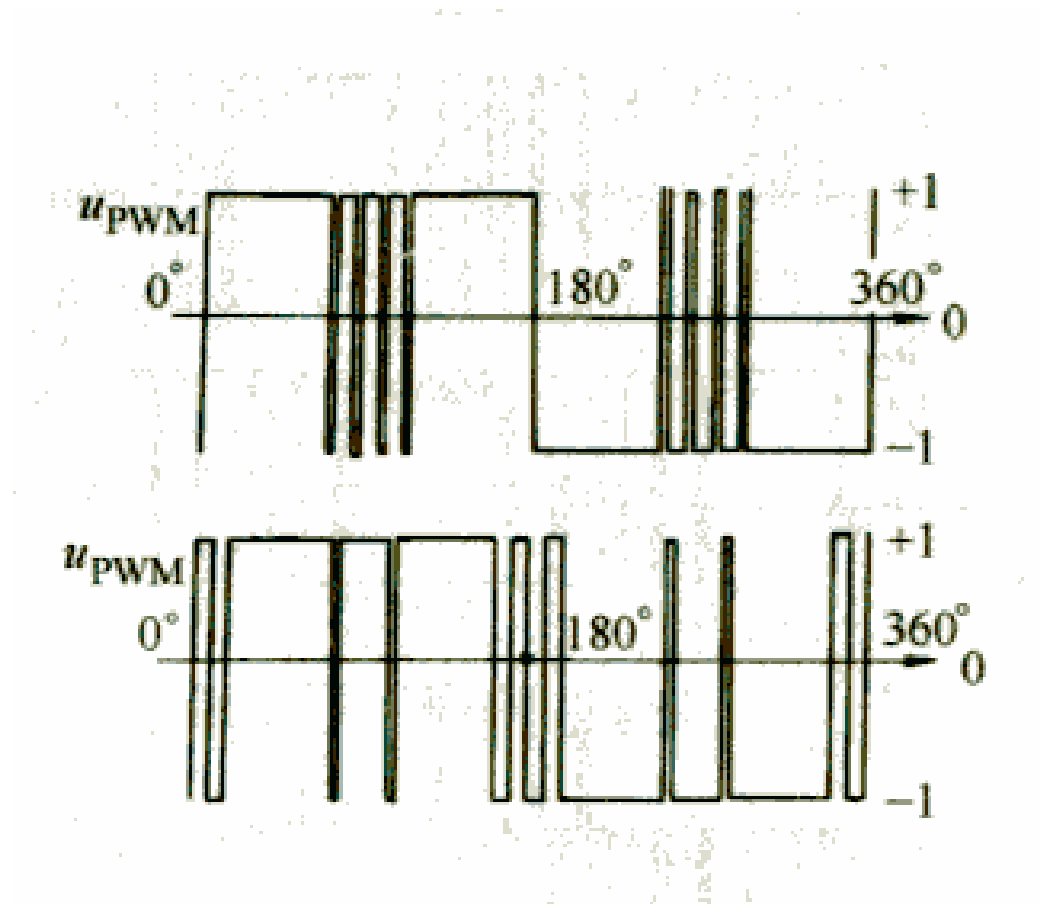


由于上述数值求解方法的复杂性，而且对应于不同基波频率应有不同的基波电压幅值，求解出的脉冲开关时刻也不一样，所以这种方法不宜用于实时控制，须用计算机离线求出开关角的数值，放入微机内存，以备控制时调用。



消除谐波的PWM波形

效率最优的PWM波形



转矩脉动最小的PWM波形

B、随机PWM控制技术

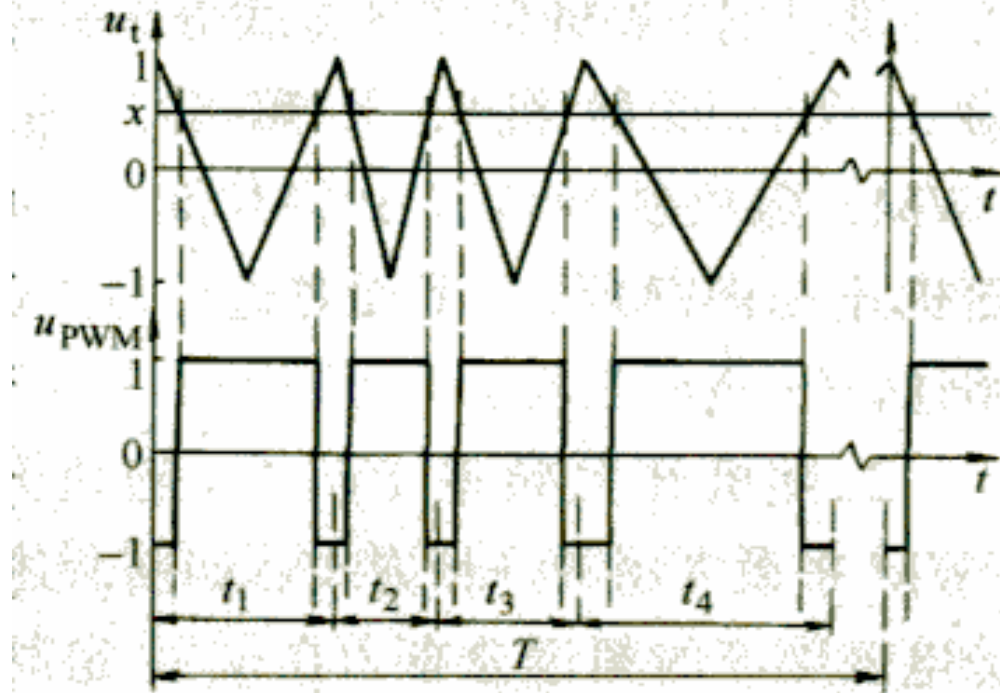
PWM逆变器的电流中含有较大的谐波成分，此谐波电流将引起脉动转矩。作用在电动机定、转子上，使电动机产生振动而发出噪声，其强度和频率范围取决于脉动转矩的大小和频率。由谐波电流引起的电磁噪声一般集中在一倍和二倍开关频率附近。

解决上述问题，可以提高开关频率到18kHz，但较高的开关损耗将无法忍受。随机PWM控制方法从改变噪声的频谱分布入手，使逆变器输出电压的谐波成分均匀地分布在较宽的频率范围内，以达到抑制噪声和机械共振的目的。

1). 随机开关频率PWM控制技术

随机开关频率方式是目前随机PWM中最常用的一种方式。通过改变开关频率，使谐波电压不再集中在一个开关频率下，而是分布在一个范围内，从而使电磁噪声也分布在一个范围内。为尽量减小某一特定频率的噪声，希望开关频率变化的范围尽可能大。但因受开关损耗散热的限制，开关频率存在上限；如果开关频率变的较小，又会因电动机低次谐波增加而效率下降，噪声的总分贝数增大。特别是低频噪声会引发共振现象。因此开关频率存在下限。

所以，将开关频率控制为一限带的白噪声信号，以达到抑制某一噪声的目的。

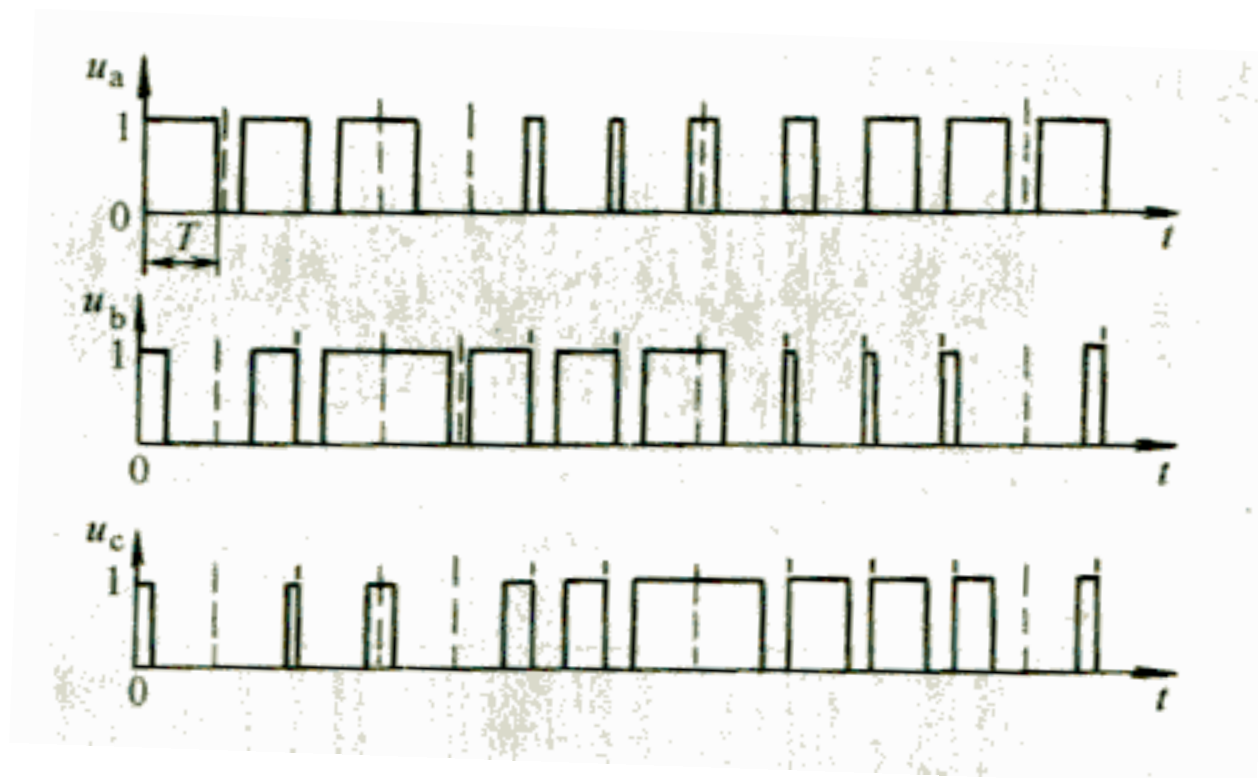


随机开关频率的PWM波形

2).随机脉冲位置PWM控制技术

随机脉冲位置PWM是一种简单而有效的随机PWM控制策略。

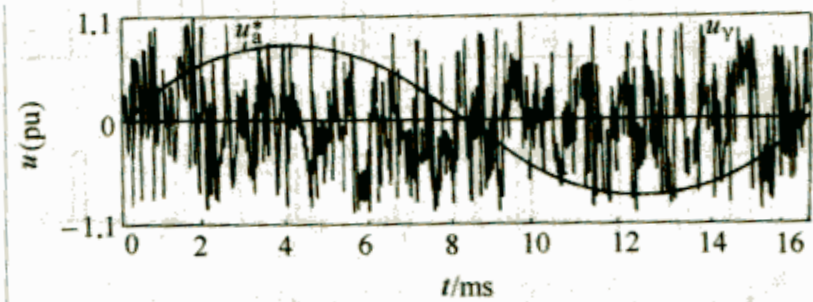
通过随机地控制每个采样周期的具体调制方式，是超前边缘调制还是滞后边缘调制，来实现。



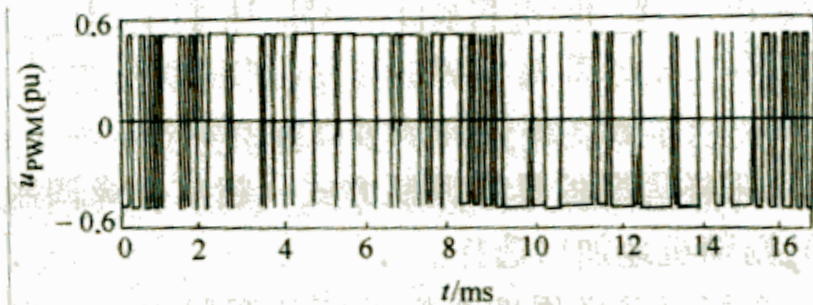
随机脉冲位置的PWM波形

3).随机开关PWM控制技术

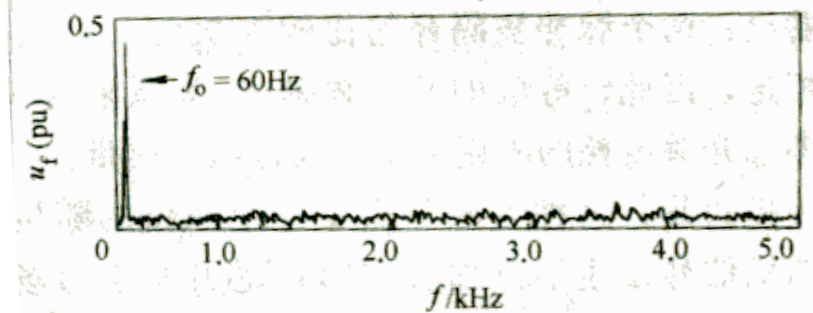
该方法用正弦波参考电压与一服从均匀分布的随机信号相比较，以决定相电压是置1还是置0。这和正弦波PWM极为相似，只不过载波信号由三角波变成了随机信号。



a)



b)



c)

随机开关的PWM波形

四、交流电动机变频调速

- 4.1 变压变频调速的基本控制方式
- 4.2 恒压恒频正弦波供电时异步电动机的机械特性
- 4.3 **PWM**变频调速异步电动机开环控制
- 4.4 异步电动机转速闭环控制系统
- 4.5 数字控制系统的硬件设计

4.1 变压变频调速的基本控制方式

在进行电机调速时，常须考虑的一个重要因素是：希望保持电机中每极磁通量 Φ_m 为额定值不变。如果磁通太弱，没有充分利用电机的铁心，是一种浪费；如果过分增大磁通，又会使铁心饱和，从而导致过大的励磁电流，严重时会使绕组过热而损坏电机。

- 对于直流电机，励磁系统是独立的，只要对电枢反应有恰当的补偿， Φ_m 保持不变是很容易做到的。
- 在交流异步电机中，磁通 Φ_m 由定子和转子磁势合成产生，要保持磁通恒定就需要费一些周折了。

- 定子每相电动势

$$E_g = 4.44 f_1 N_s k_{N_s} \Phi_m \quad (4-1)$$

式中： E_g —气隙磁通在定子每相中感应电动势的有效值，单位为V；

f_1 —定子频率，单位为Hz；

N_s —定子每相绕组串联匝数；

k_{N_s} —基波绕组系数；

Φ_m —每极气隙磁通量，单位为Wb。

由式（4-1）可知，只要控制好 E_g 和 f_1 ，便可达到控制磁通 Φ_m 的目的，对此，需要考虑基频（额定频率）以下和基频以上两种情况。

1. 基频以下调速

由式（4-1）可知，要保持 Φ_m 不变，当频率 f_1 从额定值 f_{1N} 向下调节时，必须同时降低 E_g ，使

$$\frac{E_g}{f_1} = \text{常值} \quad (4-2)$$

即采用恒值电动势频率比的控制方式。

- 恒压频比的控制方式

然而，绕组中的感应电动势是难以直接控制的，当电动势值较高时，可以忽略定子绕组的漏磁阻抗压降，而认为定子相电压 $U_s \approx E_g$ ，则得

$$\frac{U_s}{f_1} = \text{常值} \quad (4-3)$$

这是恒压频比的控制方式。

但是，在低频时 U_s 和 E_g 都较小，定子阻抗压降所占的份量就比较显著，不再能忽略。这时，需要人为地把电压 U_s 抬高一些，以便近似地补偿定子压降。

带定子压降补偿的恒压频比控制特性示于下图中的 b 线，无补偿的控制特性则为 a 线。

- 带压降补偿的恒压频比控制特性

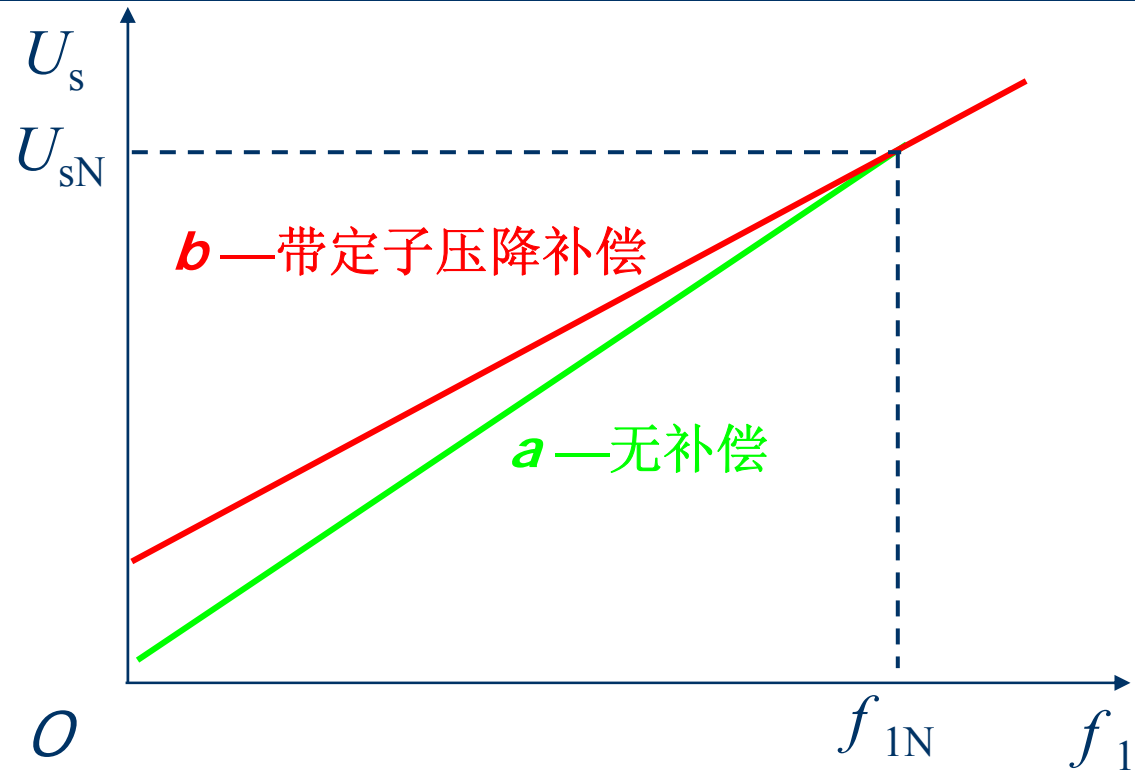


图4-1 恒压频比控制特性

2. 基频以上调速

在基频以上调速时，频率应该从 f_{1N} 向上升高，但定子电压 U_s 却不可能超过额定电压 U_{sN} ，最多只能保持 $U_s = U_{sN}$ ，这将迫使磁通与频率成反比地降低，相当于直流电机弱磁升速的情况。

把基频以下和基频以上两种情况的控制特性画在一起，如图4-2所示。

- 变压变频调速控制特性

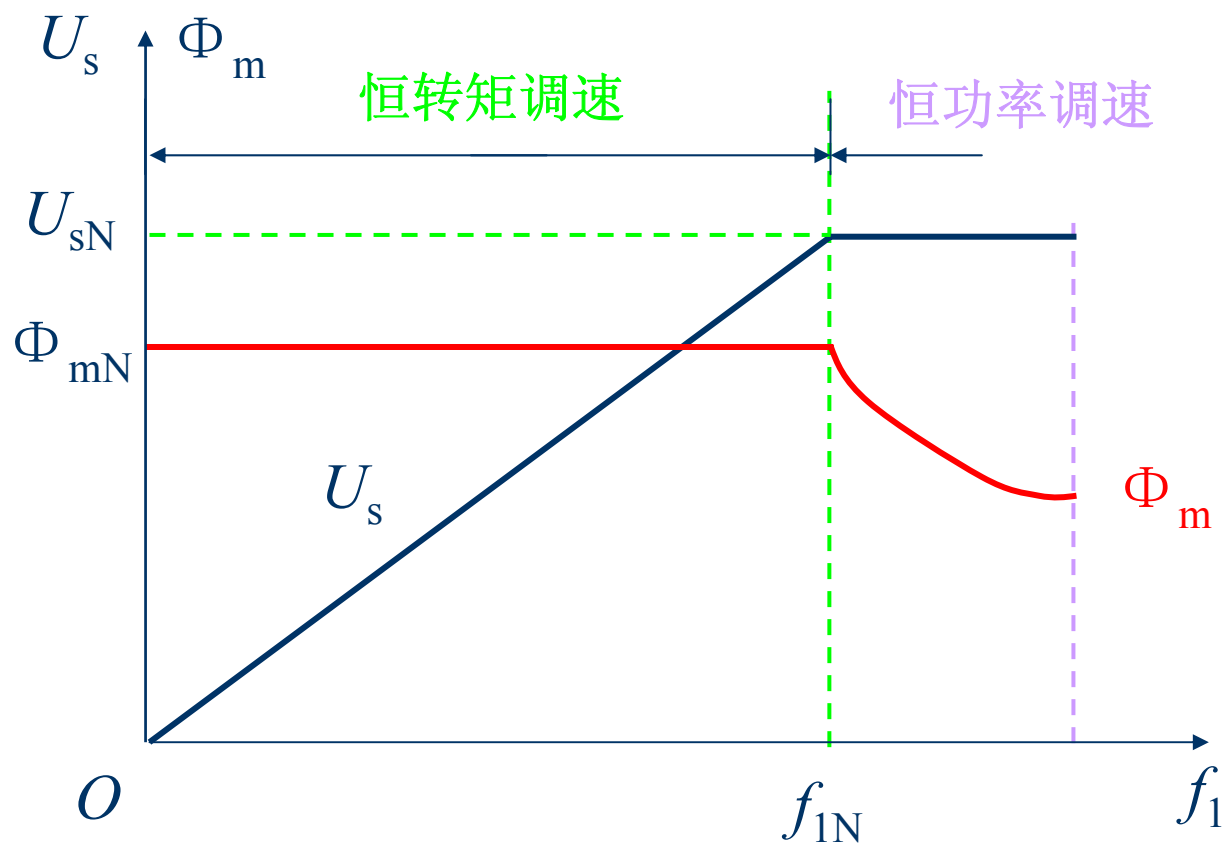

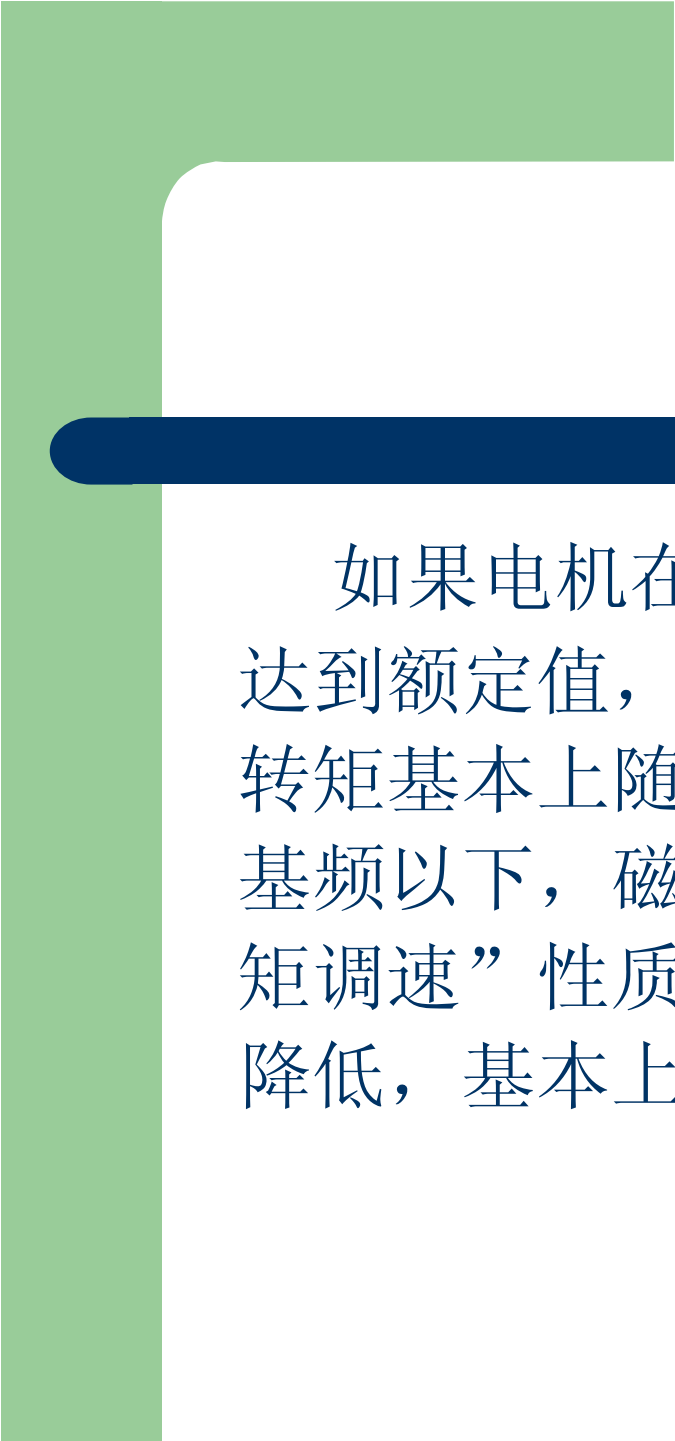


图4-2 变压变频调速控制特性



如果电机在不同转速时所带的负载都能使电流达到额定值，即都能在允许温升下长期运行，则转矩基本上随磁通变化，按照电力拖动原理，在基频以下，磁通恒定时转矩也恒定，属于“恒转矩调速”性质，而在基频以上，转速升高时转矩降低，基本上属于“恒功率调速”。

4.2 恒压恒频正弦波供电时异步电动机的机械特性

异步电机在恒压恒频正弦波供电时的机械特性方程式 $T_e = f(s)$ 。当定子电压 U_s 和电源角频率 ω_1 恒定时，可以改写成如下形式：

$$T_e = 3n_p \left(\frac{U_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1 R'_r}{(sR_s + R'_r)^2 + s^2\omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2} \quad (4-4)$$

- 特性分析

当 s 很小时，可忽略上式分母中含 s 各项，则

$$T_e \approx 3n_p \left(\frac{U_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1}{R_r'} \propto s \quad (4-5)$$

也就是说，当 s 很小时，转矩近似与 s 成正比，机械特性 $T_e = f(s)$ 是一段直线。

特性分析（续）

当 s 接近于1时，可忽略式（4-4）分母中的 R_r' ，则

$$T_e \approx 3n_p \left(\frac{U_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{\omega_1 R_r'}{s [R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2]} \propto \frac{1}{s} \quad (4-6)$$

即 s 接近于1时转矩近似与 s 成反比，这时， $T_e = f(s)$ 是对称于原点的一段双曲线。

- 机械特性

当 s 为以上两段的中间数值时，机械特性从直线段逐渐过渡到双曲线段，如图4-3所示。

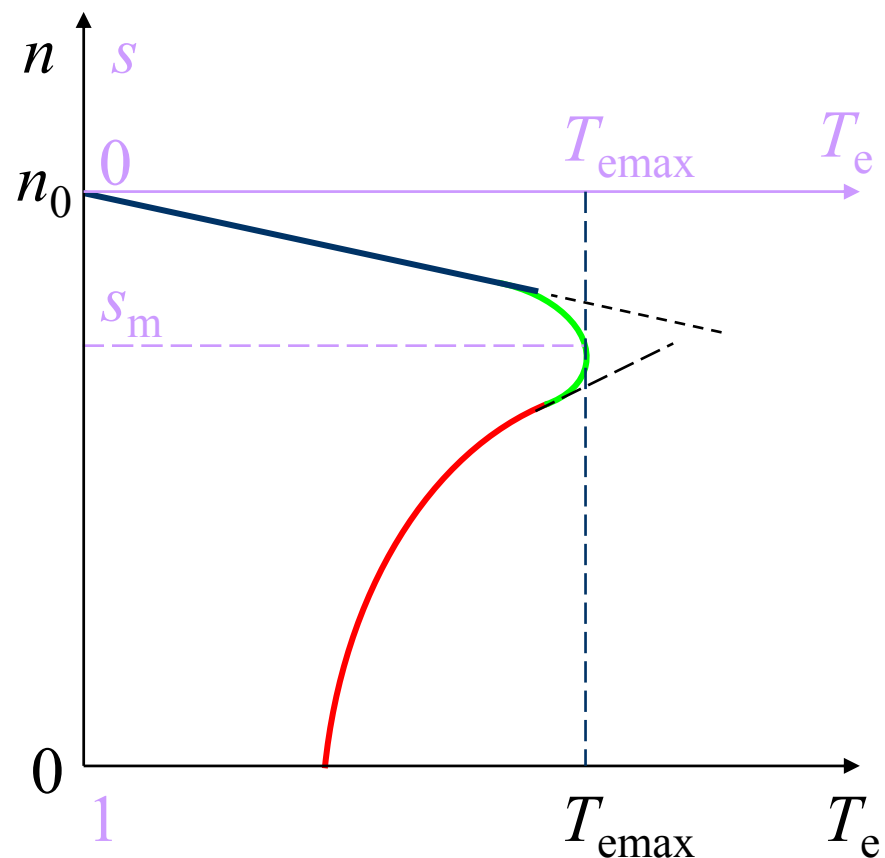


图4-3 恒压恒频异步电动机机械特性

4.2.1 基频以下电压-频率协调控制时的机械特性

由式（4-4）机械特性方程式可以看出，对于同一组转矩 T_e 和转速 n （或转差率 s ）的要求，电压 U_s 和频率 ω_1 可以有多种配合。

在 U_s 和 ω_1 的不同配合下机械特性也是不一样的，因此可以有不同方式的电压—频率协调控制。

1. 恒压频比控制 (U_s / ω_1)

前面已经指出，为了近似地保持气隙磁通不变，以便充分利用电机铁心，发挥电机产生转矩的能力，在基频以下须采用恒压频比控制。这时，同步转速自然要随频率变化。

$$n_0 = \frac{60 \omega_1}{2 \pi n_p} \quad (4-7)$$

带负载时的转速降落为

$$\Delta n = sn_0 = \frac{60}{2\pi n_p} s\omega_1 \quad (4-8)$$

在式（4-5）所表示的机械特性近似直线段上，可以导出

$$s\omega_1 \approx \frac{R_r' T_e}{3n_p \left(\frac{U_s}{\omega_1} \right)^2} \quad (4-9)$$

由此可见，当 U_s / ω_1 为恒值时，对于同一转矩 T_e ， $s\omega_1$ 是基本不变的，因而 Δn 也是基本不变的。这就是说，在恒压频比的条件下改变频率 ω_1 时，机械特性基本上是平行下移，如图4-4所示。它们和直流他励电机变压调速时的情况基本相似。

所不同的是，当转矩增大到最大值以后，转速再降低，特性就折回来了。而且频率越低时最大转矩值越小。

$$T_{\text{emax}} = \frac{3n_p}{2} \left(\frac{U_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{1}{\frac{R_s}{\omega_1} + \sqrt{\left(\frac{R_s}{\omega_1} \right)^2 + (L_{ls} + L'_{lr})^2}} \quad (4-10)$$

可见最大转矩 T_{emax} 是随着的 ω_1 降低而减小的。频率很低时， T_{emax} 太小将限制电机的带载能力，采用定子压降补偿，适当地提高电压 U_s ，可以增强带载能力，见图4-4。

• 机械特性曲线

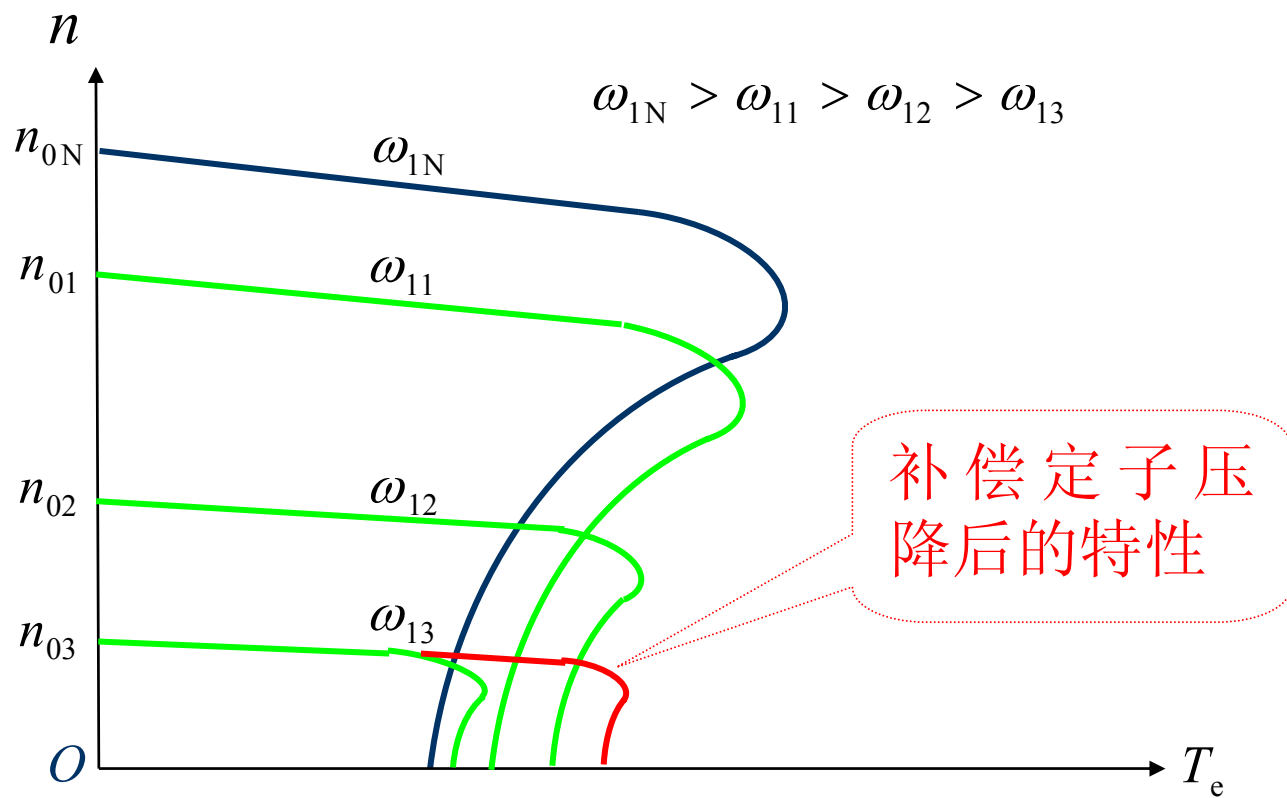


图4-4 恒压频比控制时变频调速的机械特性

2. 恒 E_g / ω_1 控制

下图绘出异步电机的稳态等效电路，图中几处感应电动势的意义如下：

- E_g — 气隙（或互感）磁通在定子每相绕组中的感应电动势；
- E_s — 定子全磁通在定子每相绕组中的感应电动势；
- E_r — 转子全磁通在转子绕组中的感应电动势（折合到定子边）。

- 异步电动机等效电路

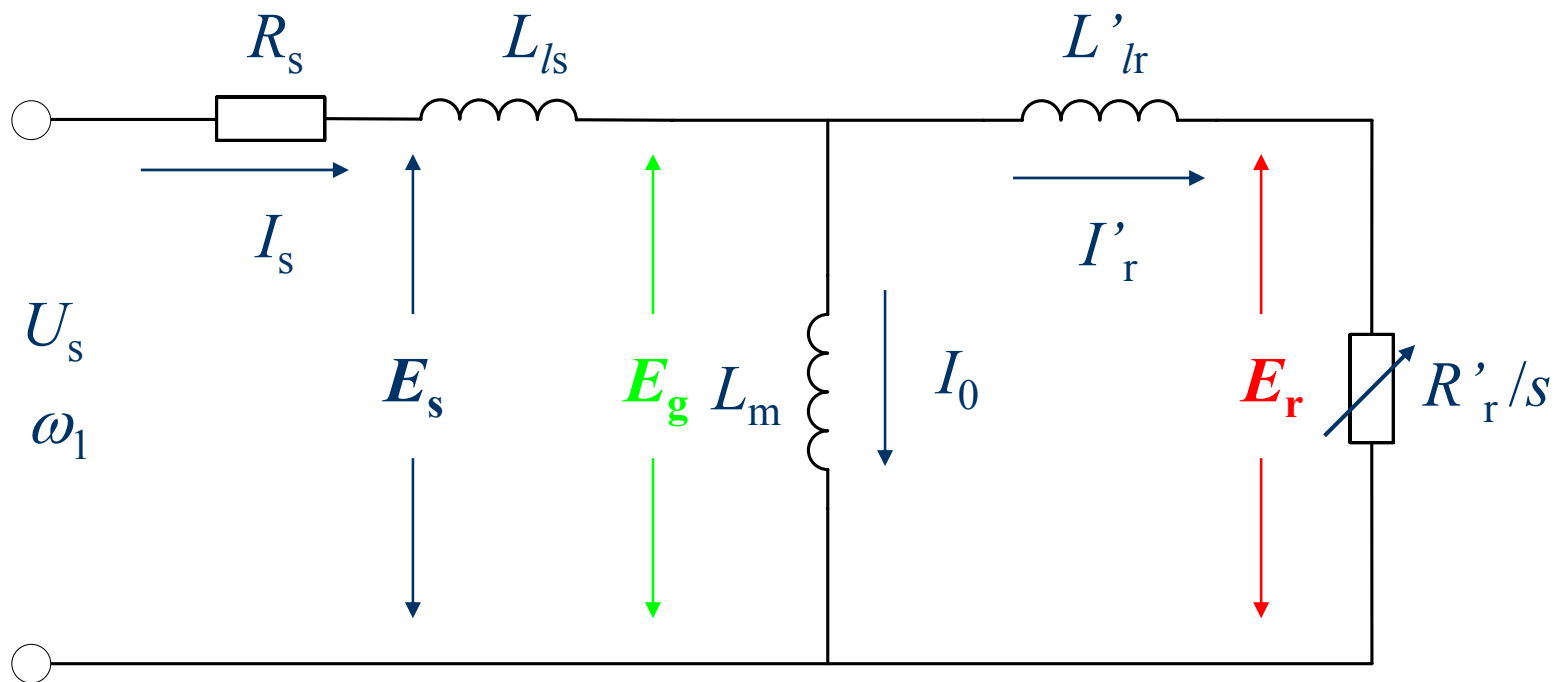


图4-5 异步电动机稳态等效电路和感应电动势

- 特性分析

如果在电压—频率协调控制中，恰当地提高电压 U_s 的数值，使它在克服定子阻抗压降以后，能维持 E_g / ω_1 为恒值（基频以下），则由式（4-1）可知，无论频率高低，每极磁通 Φ_m 均为常值。

特性分析（续）

$$I_r' = \frac{E_g}{\sqrt{\left(\frac{R_r'}{s}\right)^2 + \omega_1^2 L_{lr}'^2}} \quad (4-11)$$

代入电磁转矩关系式，得

$$T_e = \frac{3n_p}{\omega_1} \bullet \frac{E_g^2}{\left(\frac{R_r'}{s}\right)^2 + \omega_1^2 L_{lr}'^2} \bullet \frac{R_r'}{s} = 3n_p \left(\frac{E_g}{\omega_1}\right)^2 \frac{s\omega_1 R_r'}{R_r'^2 + s^2 \omega_1^2 L_{lr}'^2} \quad (4-12)$$

特性分析（续）

利用与前相似的分析方法，当 s 很小时，可忽略式（4-12）分母中含 s 项，则

$$T_e \approx 3n_p \left(\frac{E_g}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1}{R_r'} \propto s \quad (4-13)$$

这表明机械特性的这一段近似为一条直线。

特性分析（续）

当 s 接近于1时，可忽略式（4-12）分母中的 $R_r'^2$ 项，则

$$T_e \approx 3n_p \left(\frac{E_g}{\omega_1} \right)^2 \frac{R_r'}{s \omega_1 L_{lr}'^2} \propto \frac{1}{s} \quad (4-14)$$

s 值为上述两段的中间值时，机械特性在直线和双曲线之间逐渐过渡，整条特性与恒压频比特性相似。

- 性能比较

但是，对比式（4-4）和式（4-12）可以看出，恒 E_g / ω_1 特性分母中含 s 项的参数要小于恒 U_s / ω_1 特性中的同类项，也就是说， s 值要更大一些才能使该项占有显著的份量，从而不能被忽略，因此恒 E_g / ω_1 特性的线性段范围更宽。

性能比较（续）

将式（4-12）对 s 求导，并令 $dT_e/ds = 0$ ，可得恒 E_g/ω_1 控制特性在最大转矩时的转差率

$$s_m = \frac{R_r'}{\omega_1 L_{lr}'} \quad (4-15)$$

和最大转矩

$$T_{emax} = \frac{3}{2} n_p \left(\frac{E_g}{\omega_1} \right)^2 \frac{1}{L_{lr}'} \quad (4-16)$$

性能比较（续）

值得注意的是，在式（4-16）中，当 E_g / ω_1 为恒值时， T_{emax} 恒定不变，如图4-6所示，其稳态性能优于恒 U_s / ω_1 控制的性能。

这正是恒 E_g / ω_1 控制中补偿定子压降所追求的目标。

• 机械特性曲线

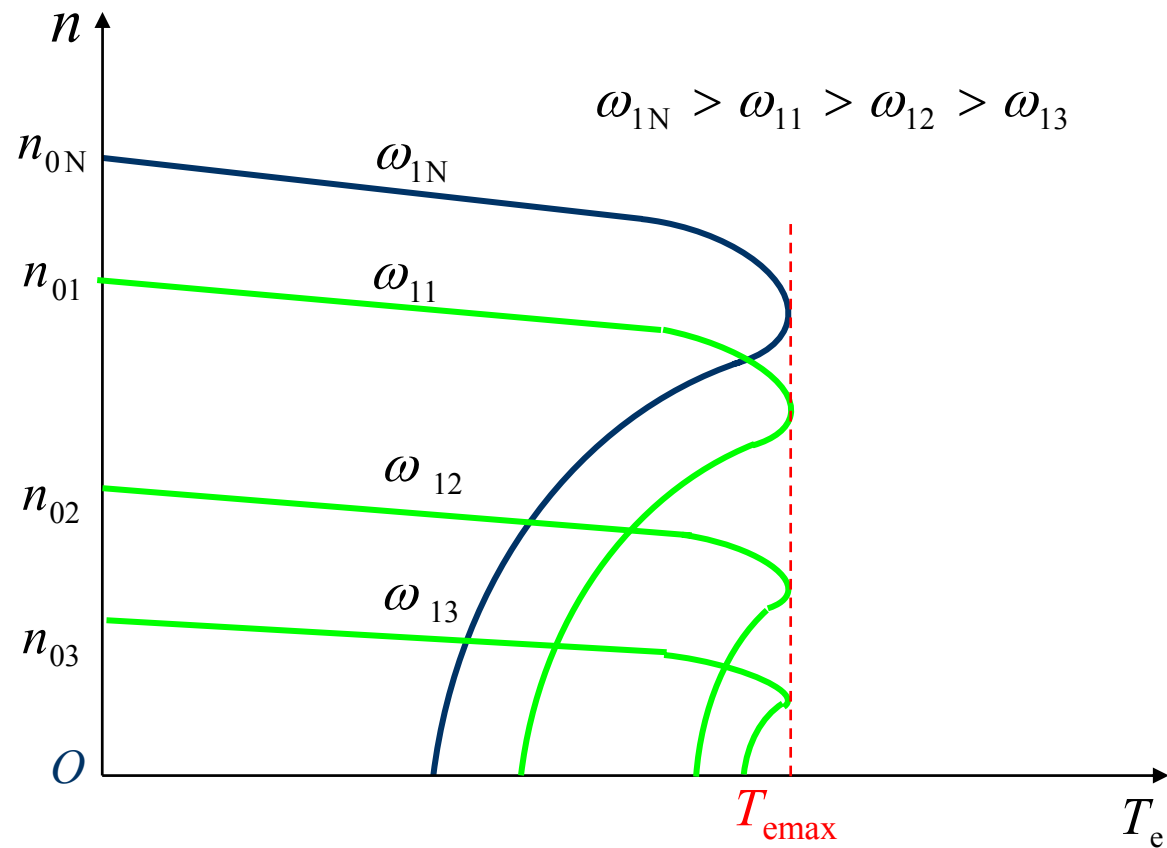


图4-6 恒 E_g / ω_1 控制时变频调速的机械特性

3. 恒 E_r / ω_1 控制

如果把电压—频率协调控制中的电压再进一步提高，把转子漏抗上的压降也抵消掉，得到恒 E_r / ω_1 控制，那么，机械特性会怎样呢？由此可写出

$$I_r' = \frac{E_r}{R_r' / s} \quad (4-17)$$

代入电磁转矩基本关系式，得

$$T_e = \frac{3n_p}{\omega_1} \bullet \frac{E_r^2}{\left(\frac{R_r'}{s}\right)^2} \bullet \frac{R_r'}{s} = 3n_p \left(\frac{E_r}{\omega_1}\right)^2 \bullet \frac{s\omega_1}{R_r'} \quad (4-18)$$

现在，不必再作任何近似就可知道，这时的机械特性完全是一条直线，见图4-7。

- 几种电压—频率协调控制方式的特性比较

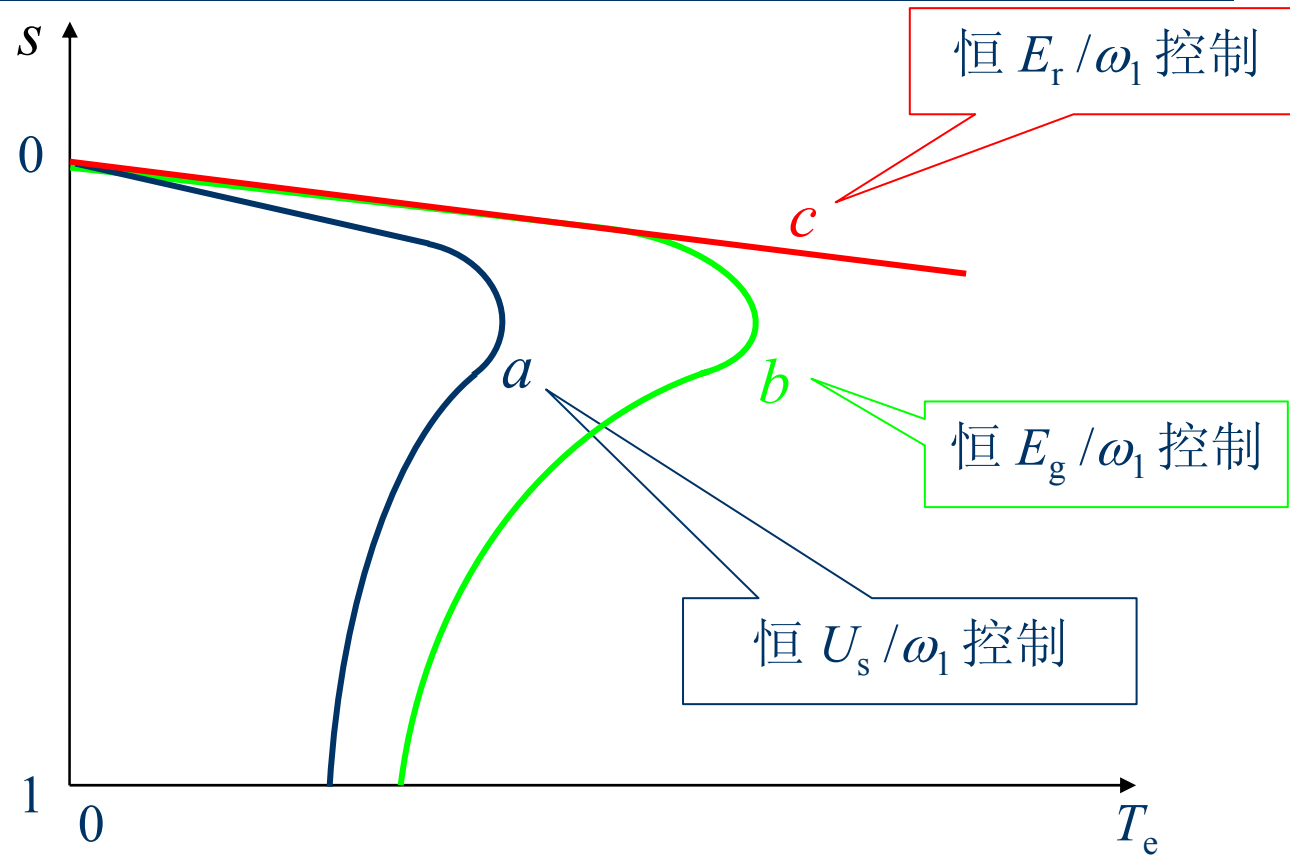


图4-7 不同电压—频率协调控制方式时的机械特性

显然，恒 E_r / ω_1 控制的稳态性能最好，可以获得和直流电机一样的线性机械特性。这正是高性能交流变频调速所要求的性能。

现在的问题是，怎样控制变频装置的电压和频率才能获得恒定的 E_r / ω_1 呢？

按照式（4-1）电动势和磁通的关系，可以看出，当频率恒定时，电动势与磁通成正比。在式（4-1）中，气隙磁通的感应电动势 E_g 对应于气隙磁通幅值 Φ_m ，那么，转子全磁通的感应电动势 E_r 就应该对应于转子全磁通幅值 Φ_{rm} ：

$$E_r = 4.44 f_1 N_s k_{Ns} \Phi_{rm} \quad (4-19)$$

由此可见，只要能够按照转子全磁通幅值 $\Phi_{rm} = \text{Constant}$ 进行控制，就可以获得恒 E_r / ω_1 了。这正是矢量控制系统所遵循的原则。

4. 几种协调控制方式的比较

综上所述，在正弦波供电时，按不同规律实现电压—频率协调控制可得不同类型的机械特性。

(1) 恒压频比 ($U_s / \omega_1 = \text{Constant}$) 控制最容易实现，它的变频机械特性基本上是平行下移，硬度也较好，能够满足一般的调速要求，但低速带载能力有些差强人意，须对定子压降实行补偿。

(2) 恒 E_g / ω_1 控制是通常对恒压频比控制实行电压补偿的标准，可以在稳态时达到 $\Phi_{rm} = \text{Constant}$ ，从而改善了低速性能。但机械特性还是非线性的，产生转矩的能力仍受到限制。

(3) 恒 E_r / ω_1 控制可以得到和直流他励电机一样的线性机械特性，按照转子全磁通 Φ_{rm} 恒定进行控制，即得

$$E_r / \omega_1 = \text{Constant}$$

而且，在动态中也尽可能保持 Φ_{rm} 恒定是矢量控制系统的目标，当然实现起来是比较复杂的。

4.2.2 基频以上恒压变频时的机械特性

• 性能分析

在基频以上变频调速时，由于定子电压 $U_s = U_{sN}$ 不变，式（4-4）的机械特性方程式可写成

$$T_e = 3n_p U_{sN}^2 \frac{sR_r'}{\omega_1 \left[(sR_s + R_r')^2 + s^2 \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2 \right]} \quad (4-20)$$

性能分析（续）

而式（4-10）的最大转矩表达式可改写成

$$T_{\text{emax}} = \frac{3}{2} n_p U_{\text{sN}}^2 \frac{1}{\omega_1 \left[R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2} \right]} \quad (4-21)$$

同步转速的表达式仍和式（4-7）一样。

- 机械特性曲线

由此可见，当角频率提高时，同步转速随之提高，最大转矩减小，机械特性上移，而形状基本不变，如图所示。

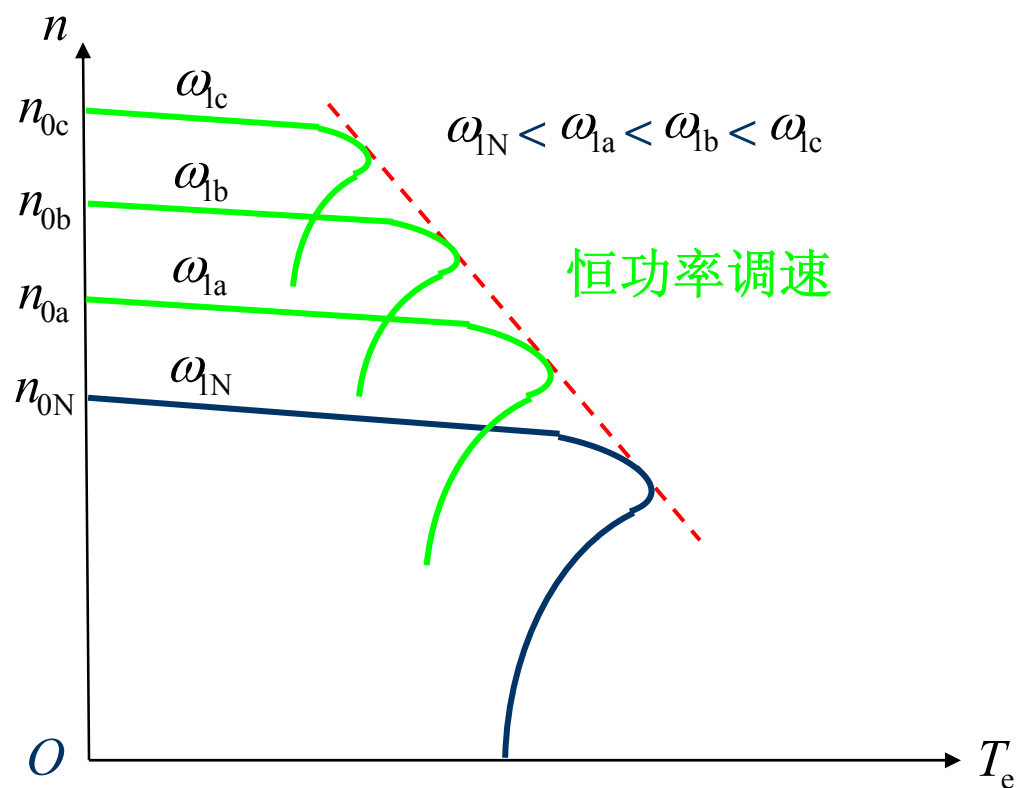


图4-8 基频以上恒压变频调速的机械特性

由于频率提高而电压不变，气隙磁通势必减弱，导致转矩的减小，但转速升高了，可以认为输出功率基本不变。所以基频以上变频调速属于弱磁恒功率调速。

最后，应该指出，以上所分析的机械特性都是在正弦波电压供电下的情况。如果电压源含有谐波，将使机械特性受到扭曲，并增加电机中的损耗。因此在设计变频装置时，应尽量减少输出电压中的谐波。

小 结

- 电压 U_s 与频率 ω_1 是变频器—异步电动机调速系统的两个独立的控制变量，在变频调速时需要对这两个控制变量进行协调控制。
- 在基频以下，有三种协调控制方式。采用不同的协调控制方式，得到的系统稳态性能不同，其中恒 E_r/ω_1 控制的性能最好。
- 在基频以上，采用保持电压不变的恒功率弱磁调速方法。

4.3 PWM变频调速异步电动机开环控制

在交流调速领域中，大量使用的是风机、水泵类负载。这类负载一般对调速性能要求不高，因此，利用异步电动机开环控制系统就可以满足使用要求。

- 概述

现代通用变频器大都是采用二极管整流和由快速全控开关器件 IGBT 或功率模块IPM 组成的 PWM逆变器，构成交-直-交电压源型变压变频器，已经占领了全世界0.5~500KVA 中、小容量变频调速装置的绝大部分市场。

所谓“通用”，包含着两方面的含义：

- (1) 可以和通用的笼型异步电机配套使用；
- (2) 具有多种可供选择的功能，适用于各种不同性质的负载。

- 系统介绍

图4-9绘出了一种典型的数字控制通用变频器-异步电动机调速系统原理图。

1. 系统组成

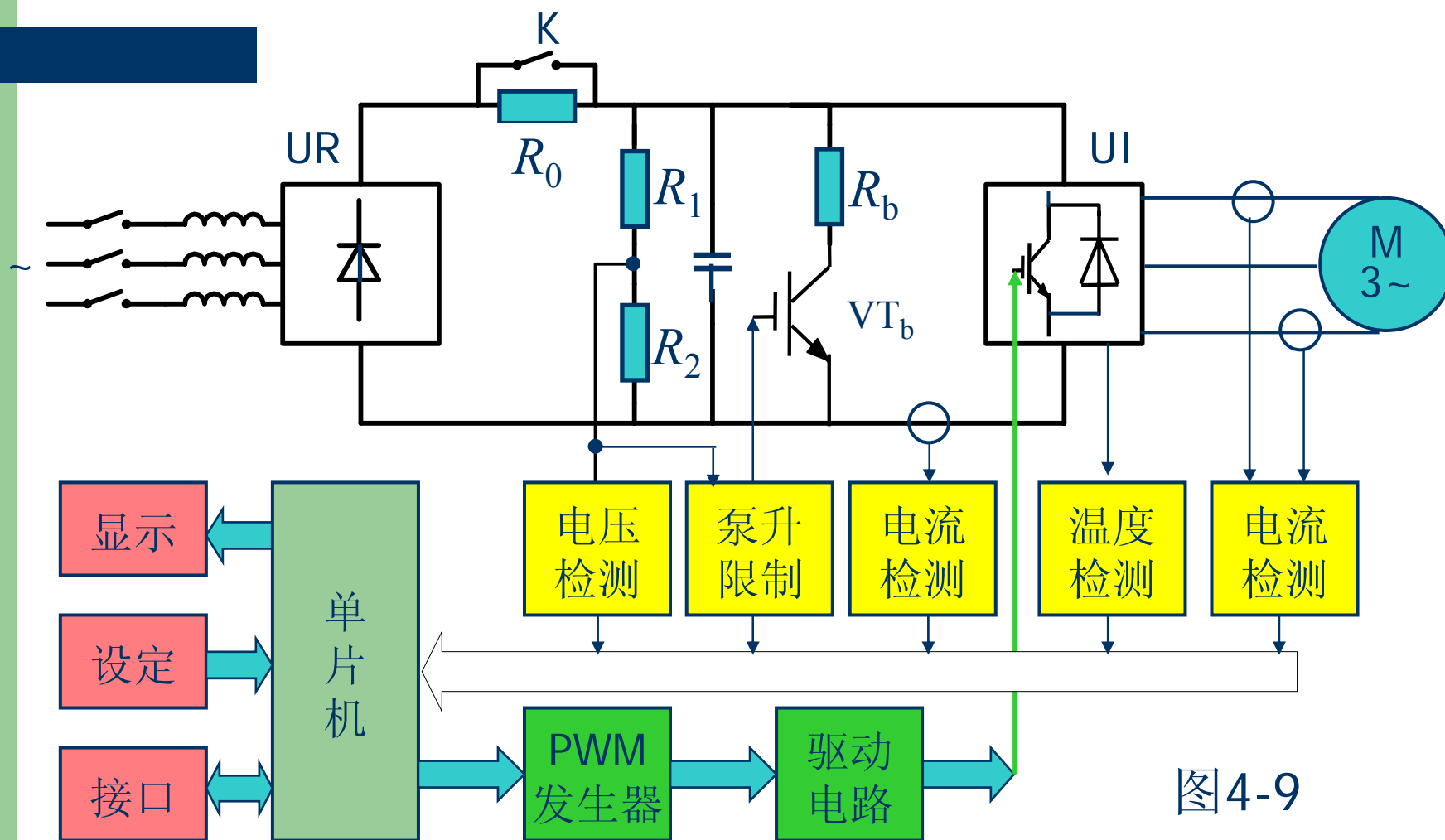


图4-9

2. 电路分析

- **主电路**——由二极管整流器UR、PWM逆变器UI和中间直流电路三部分组成，一般都是电压源型的，采用大电容C滤波，同时兼有无功功率交换的作用。

主电路（续）

- ◆ **限流电阻：**为了避免大电容 C 在通电瞬间产生过大的充电电流，在整流器和滤波电容间的直流回路上串入限流电阻（或电抗），通上电源时，先限制充电电流，再延时用开关 K 将短路，以免长期接入时影响变频器的正常工作，并产生附加损耗。

主电路（续）

- ◆ **泵升限制电路**——由于二极管整流器不能为异步电机的再生制动提供反向电流的通路，所以除特殊情况外，通用变频器一般都用电阻吸收制动能量。减速制动时，异步电机进入发电状态，首先通过逆变器的续流二极管向电容 C 充电，当中间直流回路的电压（通称泵升电压）升高到一定的限制值时，通过泵升限制电路使开关器件导通，将电机释放的动能消耗在制动电阻上。为了便于散热，制动电阻器常作为附件单独装在变频器机箱外边。

主电路（续）

- ◆ 进线电抗器 —— 二极管整流器虽然是全波整流装置，但由于其输出端有滤波电容存在，因此输入电流呈脉冲波形，如图4-10所示。

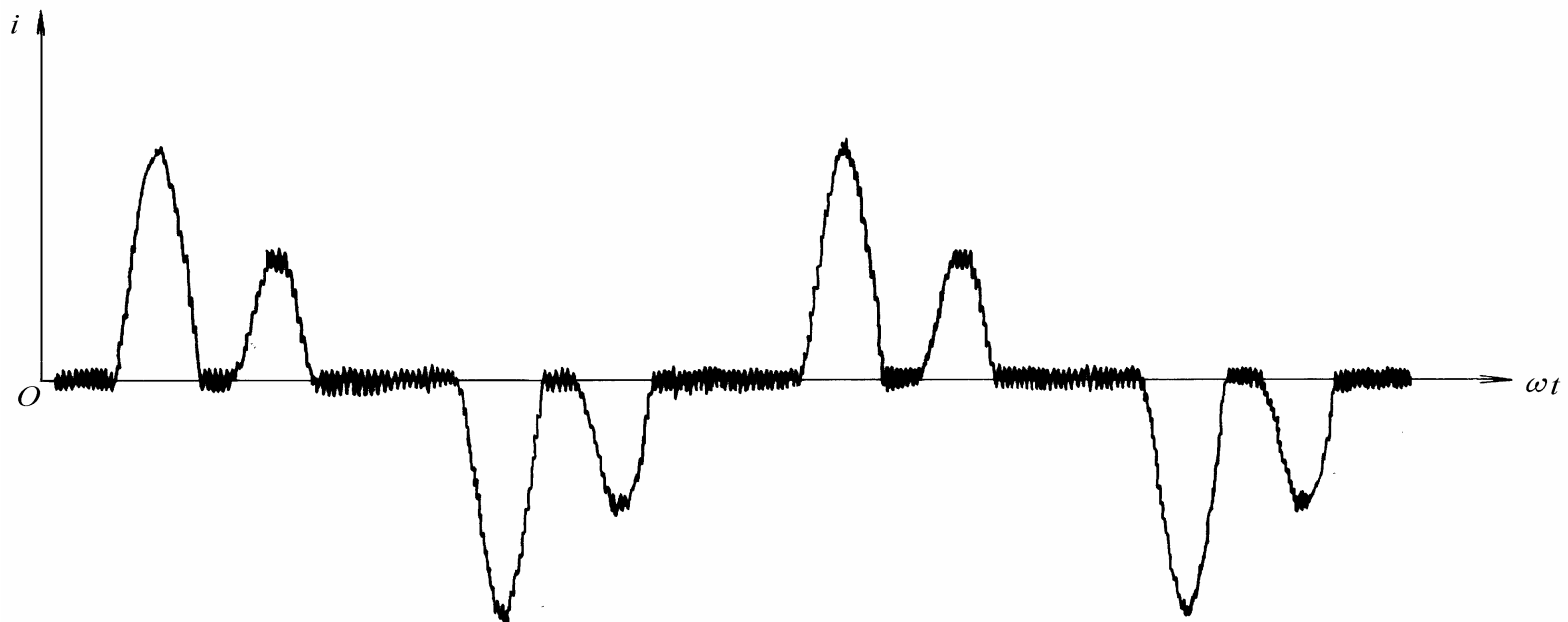


图4-10 三相二极管整流电路的输入电流波形



这样的电流波形具有较大的谐波分量，使电源受到污染。

为了抑制谐波电流，对于容量较大的PWM变频器，都应在输入端设有进线电抗器，有时也可以在整流器和电容器之间串接直流电抗器。还可用来抑制电源电压不平衡对变频器的影响。

电路分析（续）

- **控制电路**——现代PWM变频器的控制电路大都是以微处理器为核心的数字电路，其功能主要是接受各种设定信息和指令，再根据它们的要求形成驱动逆变器工作的PWM信号，再根据它们的要求形成驱动逆变器工作的PWM信号。微机芯片主要采用8位或16位的单片机，或用32位的DSP，现在已有应用RISC的产品出现。

控制电路（续）

- ◆ **PWM信号产生**——可以由微机本身的软件产生，由PWM端口输出，也可采用专用的PWM生成电路芯片。
- ◆ **检测与保护电路**——各种故障的保护由电压、电流、温度等检测信号经信号处理电路进行分压、光电隔离、滤波、放大等综合处理，再进入A/D转换器，输入给CPU作为控制算法的依据，或者作为开关电平产生保护信号和显示信号。

控制电路（续）

- ◆ **信号设定**——需要设定的控制信息主要有： U/f 特性、工作频率、频率升高时间、频率下降时间等，还可以有一系列特殊功能的设定。由于通用变频器-异步电动机系统是转速或频率开环、恒压频比控制系统，低频时，或负载的性质和大小不同时，都得靠改变 U/f 函数发生器的特性来补偿，使系统达到恒定，甚至恒定的功能（见第6.2.2节），在通用产品中称作“电压补偿”或“转矩补偿”。

补偿方法

实现补偿的方法有两种：

- 一种是在微机中存储多条不同斜率和折线段的 U/f 函数，由用户根据需要选择最佳特性；
- 另一种办法是采用霍尔电流传感器检测定子电流或直流回路电流，按电流大小自动补偿定子电压。但无论如何都存在过补偿或欠补偿的可能，这是开环控制系统的不足之处。

控制电路（续）

- ◆ **给定积分**——由于系统本身没有自动限制起制动电流的作用，因此，频定设定信号必须通过给定积分算法产生平缓升速或降速信号，升速和降速的积分时间可以根据负载需要由操作人员分别选择。

综上所述，PWM变压变频器的基本控制作用如图6-39所示。近年来，许多企业不断推出具有更多自动控制功能的变频器，使产品性能更加完善，质量不断提高。

控制电路（续）

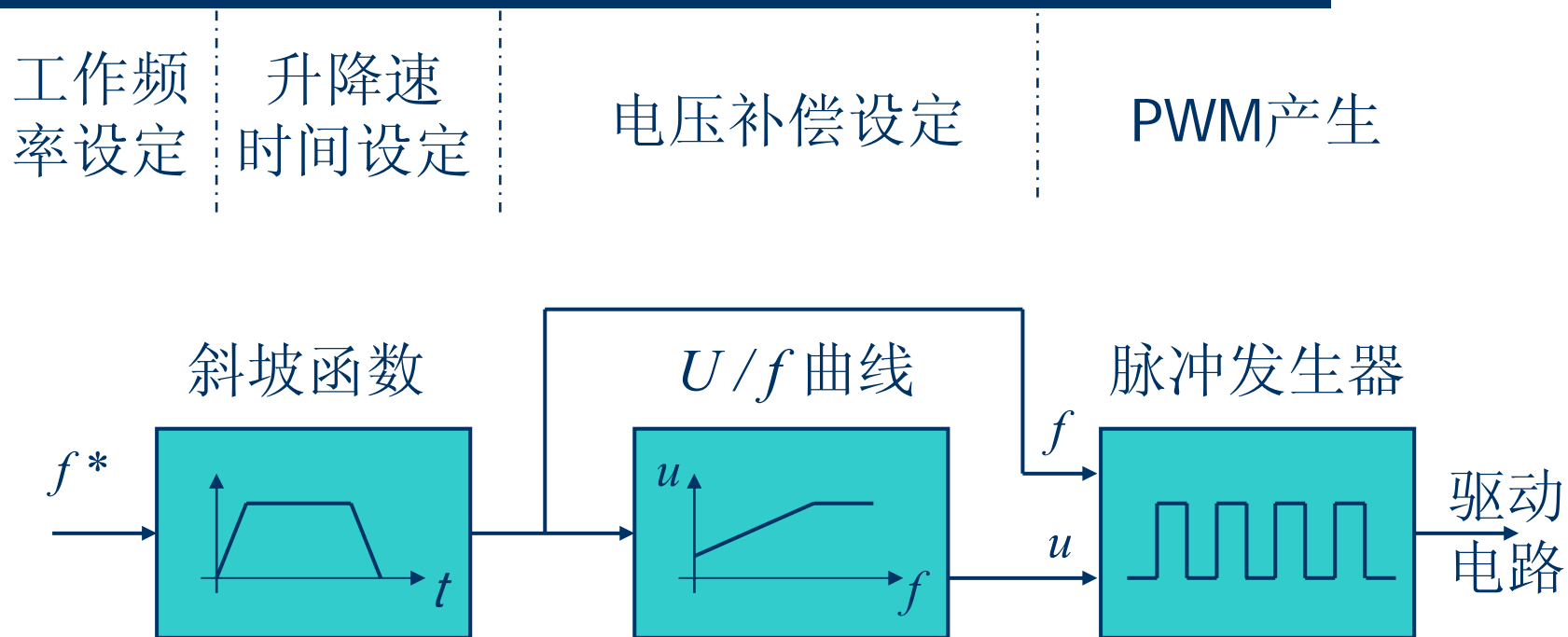


图4-11 PWM变压变频器的基本控制作用

4.4 异步电动机转速闭环控制系统

0. 问题的提出


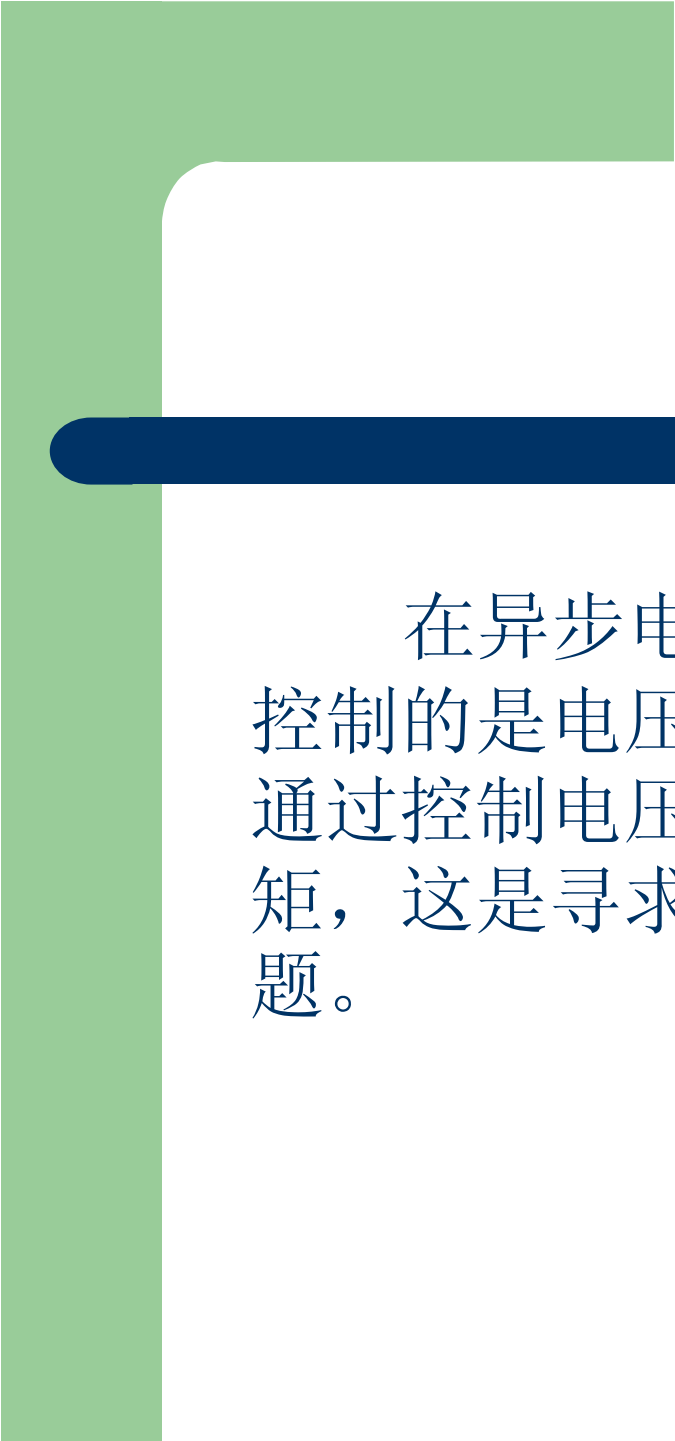
前面所述的转速开环变频调速系统可以满足平滑调速的要求，但静、动态性能都有限，要提高静、动态性能，首先要用转速反馈闭环控制。转速闭环系统的静特性比开环系统强，这是很明显的，但是，是否能够提高系统的动态性能呢？还得进一步探讨一下。

- 电力传动的的基本控制规律

我们知道，任何电力拖动自动控制系统都服从于基本运动方程式

$$T_e - T_L = \frac{J}{n_p} \cdot \frac{d\omega}{dt}$$

提高调速系统动态性能主要依靠控制转速的变化率 $d\omega / dt$ ，根据基本运动方程式，控制电磁转矩就能控制 $d\omega / dt$ ，因此，归根结底，调速系统的动态性能就是控制转矩的能力。



在异步电机变压变频调速系统中，需要控制的是电压（或电流）和频率，怎样能够通过控制电压（电流）和频率来控制电磁转矩，这是寻求提高动态性能时需要解决的问题。

1. 转差频率控制的基本概念

直流电机的转矩与电枢电流成正比，控制电流就能控制转矩，因此，把直流双闭环调速系统转速调节器的输出信号当作电流给定信号，也就是转矩给定信号。

在交流异步电机中，影响转矩的因素较多，控制异步电机转矩的问题也比较复杂。

按照恒 E_g/ω_1 控制（即恒 Φ_m 控制）时的电磁转矩公式（4-12）重写为

$$T_e = 3n_p \left(\frac{E_g}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1 R_r'}{R_r'^2 + s^2\omega_1^2 L_{lr}'^2} \quad (4-12)$$

将 $E_g = 4.44 f_1 N_s k_{Ns} \Phi_m = 4.44 \frac{\omega_1}{2\pi} N_s k_{Ns} \Phi_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega_1 N_s k_{Ns} \Phi_m$

代入上式，得

$$T_e = \frac{3}{2} n_p N_s^2 k_{Ns}^2 \Phi_m^2 \frac{s \omega_1 R_r'}{R_r'^2 + s^2 \omega_1^2 L_{lr}'^2} \quad (4-22)$$

令 $\omega_s = s \omega_1$ ，并定义为转差角频率；

$$K_m = \frac{3}{2} n_p N_s^2 k_{Ns}^2 \quad , \quad \text{是电机的结构常数；}$$


则

$$T_e = K_m \Phi_m^2 \frac{\omega_s R_r'}{R_r'^2 + (\omega_s L_{lr}')^2} \quad (4-23)$$

当电机稳态运行时， s 值很小，因而 ω_s 也很小，只有 ω_1 的百分之几，可以认为 $\omega_s L_{lr}' \ll R_r'$ ，则转矩可近似表示为

$$T_e \approx K_m \Phi_m^2 \frac{\omega_s}{R_r'} \quad (4-24)$$

式（6-61）表明，在 s 值很小的稳态运行范围内，如果能够保持气隙磁通 Φ_m 不变，异步电机的转矩就近似与转差角频率 ω_s 成正比。这就是说，在异步电机中控制 ω_s ，就和直流电机中控制电流一样，能够达到间接控制转矩的目的。



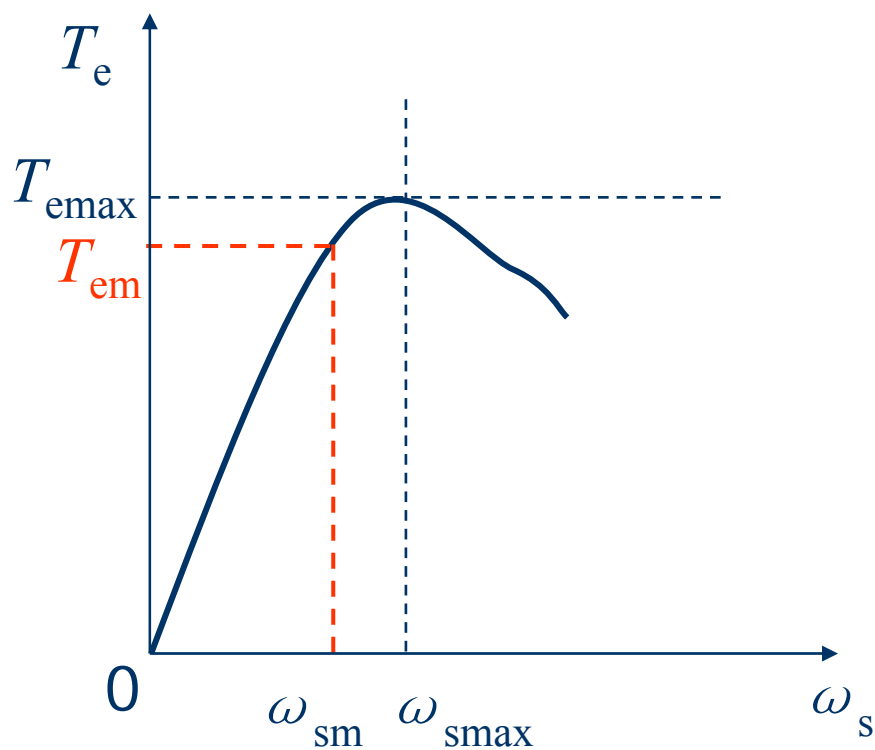
控制转差频率就代表控制转矩，这就是转差频率控制的基本概念。

2. 基于异步电机稳态模型的转差频率控制规律

上面分析所得的转差频率控制概念是在转矩近似公式（4-24）上得到的，当 ω_s 较大时，就得采用式（4-12）的精确转矩公式，把这个转矩特性（即机械特性）

$$T_e = f(\omega_s)$$

画在下图，



可以看出：

- 在 ω_s 较小的稳态运行段上，转矩 T_e 基本上与 ω_s 成正比，
- 当 T_e 达到其最大值 T_{emax} 时， ω_s 达到 ω_{smax} 值。

图4-12 按恒 Φ_m 值控制的 $T_e=f(\omega_s)$ 特性

- 对于式 (4-12)，取 $dT_e / d\omega_s = 0$ 可得

$$\omega_{s\max} = \frac{R_r'}{L_{lr}'} = \frac{R_r}{L_{lr}} \quad (4-25)$$

$$T_{e\max} = \frac{K_m \Phi_m^2}{2L_{lr}'} \quad (4-26)$$

在转差频率控制系统中，只要给 ω_s 限幅，使其限幅值为

$$\omega_{sm} < \omega_{smax} = \frac{R_r}{L_{lr}} \quad (4-27)$$

就可以基本保持 T_e 与 ω_s 的正比关系，也就可以用转差频率控制来代表转矩控制。这是转差频率控制的基本规律之一。

上述规律是在保持 Φ_m 恒定的前提下才成立的，于是问题又转化为，如何能保持 Φ_m 恒定？我们知道，按恒 E_g/ω_1 控制时可保持 Φ_m 恒定。在上图的等效电路中可得：

$$\dot{U}_s = \dot{I}_s(R_s + j\omega_1 L_{ls}) + \dot{E}_g = \dot{I}_s(R_s + j\omega_1 L_{ls}) + \left(\frac{\dot{E}_g}{\omega_1}\right)\omega_1$$

(4-28)

由此可见，要实现恒 E_g/ω_1 控制，须在 $U_s/\omega_1 = \text{恒值}$ 的基础上再提高电压 U_s 以补偿定子电流压降。

如果忽略电流相量相位变化的影响，不同定子电流时恒 E_g/ω_1 控制所需的电压-频率特性 $U_s = f(\omega_1, I_s)$ 如下图所示。

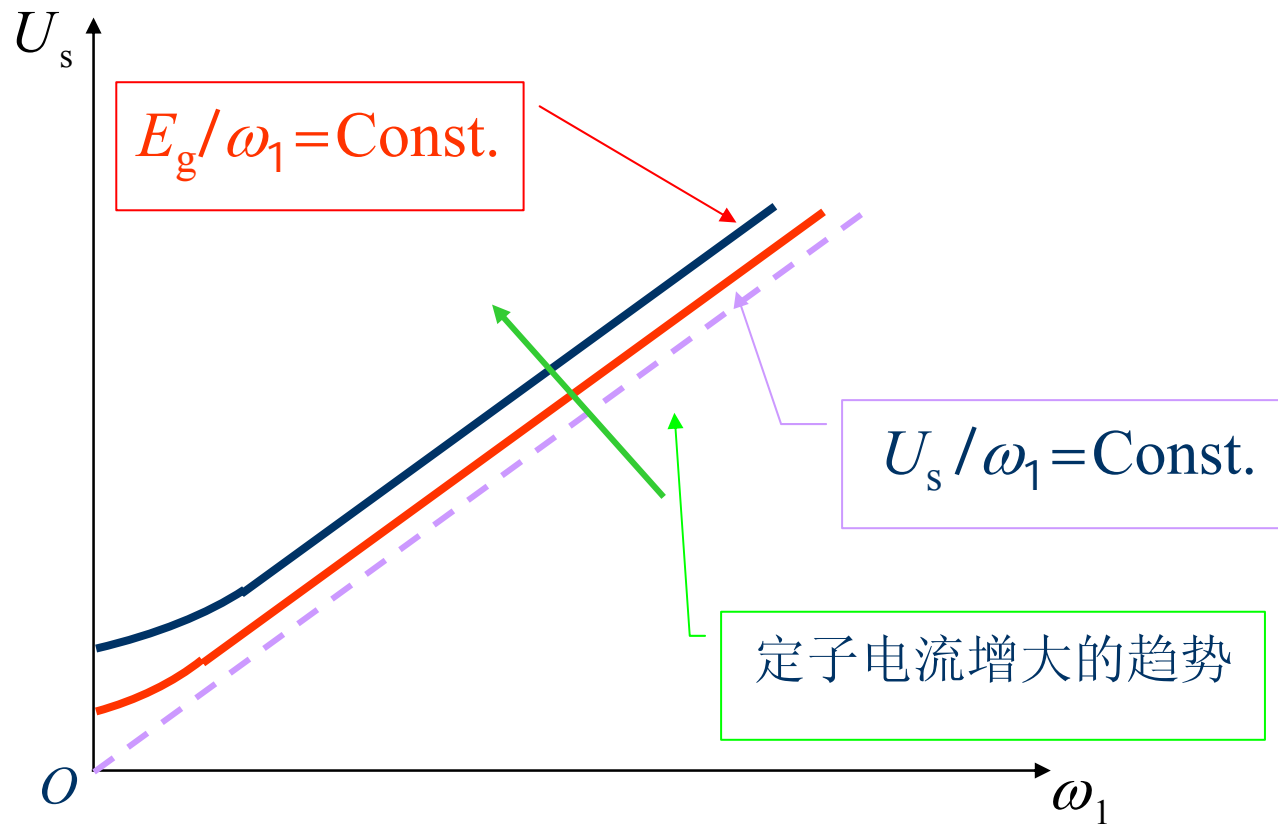


图4-13 不同定子电流时恒控制所需的电压-频率特性

上述关系表明，只要 U_s 和 ω_1 及 I_s 的关系符合上图所示特性，就能保持 E_g/ω_1 恒定，也就是保持 Φ_m 恒定。这是转差频率控制的基本规律之二。

总结起来，转差频率控制的规律是：

(1) 在 $\omega_s \leq \omega_{sm}$ 的范围内，转矩 T_e 基本上与 ω_s 成正比，条件是气隙磁通不变。

(2) 在不同的定子电流值时，按上图的函数关系 $U_s = f(\omega_1, I_s)$ 控制定子电压和频率，就能保持气隙磁通 Φ_m 恒定。

3. 转差频率控制的变压变频调速系统

实现上述转差频率控制规律的转速闭环变压变频调速系统结构原理图如图4-14所示。

• 系统组成

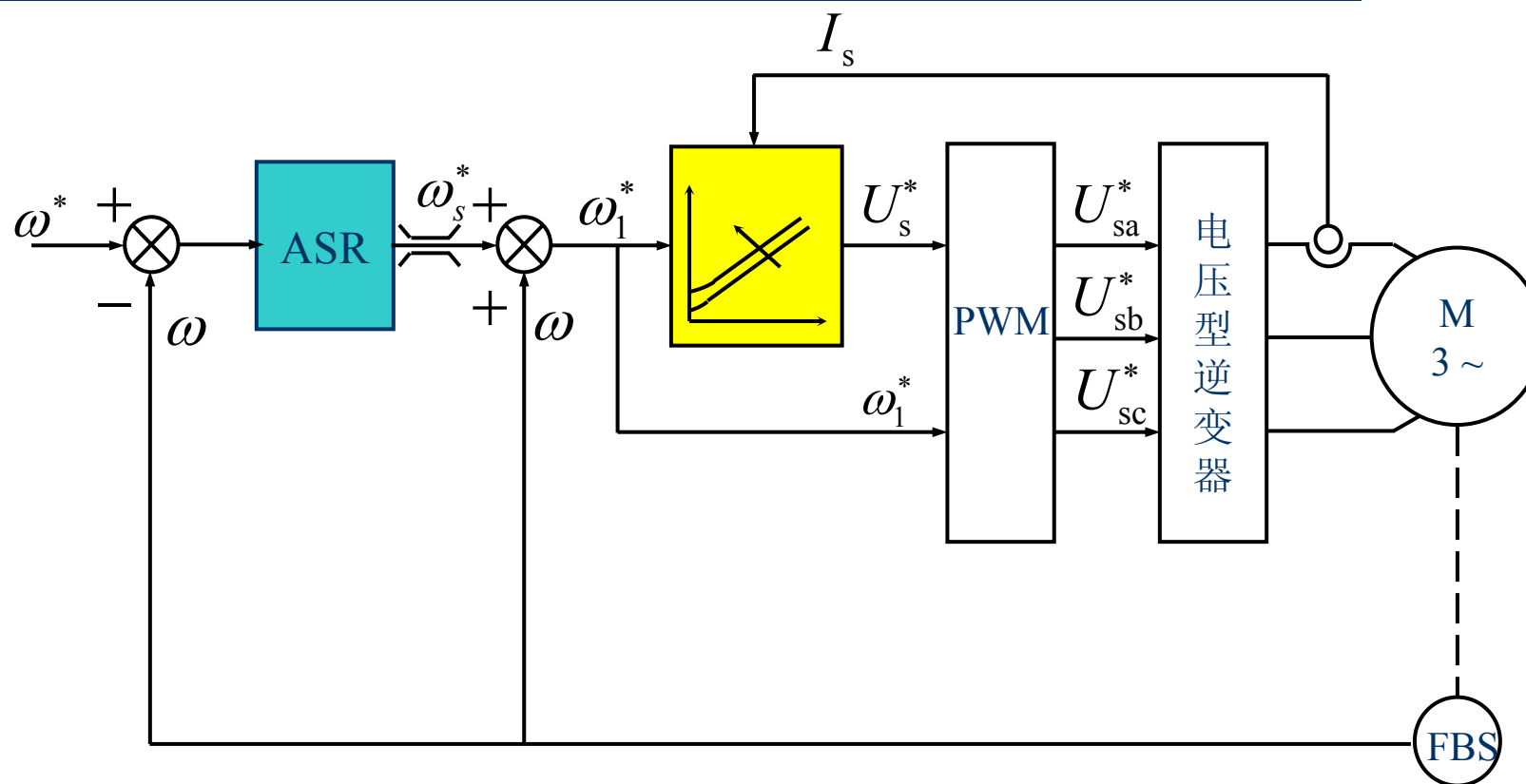


图4-14 转差频率控制的转速闭环变压变频调速系统结构原理图

- 控制原理

- 频率控制——转速调节器ASR的输出信号是转差频率给定 ω_s^* ，与实测转速信号 ω 相加，即得定子频率给定信号 ω_1^* ，即

$$\omega_s^* + \omega = \omega_1^* \quad (4-29)$$

- 电压控制——由 ω_1 和定子电流反馈信号 I_s 从微机存储的 $U_s = f(\omega_1, I_s)$ 函数中查得定子电压给定信号 U_s^* ，用 U_s^* 和 ω_1^* 控制PWM电压型逆变器，即得异步电机调速所需的变压变频电源。

- 性能评价

式（4-29）所示的转差角频率 ω_s^* 与实测转速信号 ω 相加后得到定子频率输入信号 ω_1^* 这一关系是转差频率控制系统突出的特点或优点。它表明，在调速过程中，实际频率 ω_1 随着实际转速 ω 同步地上升或下降，有如水涨而船高，因此加、减速平滑而且稳定。

性能评价（续）

同时，由于在动态过程中转速调节器ASR饱和，系统能用对应于 ω_{sm} 的限幅转矩 T_{em} 进行控制，保证了在允许条件下的快速性。

性能评价（续）

由此可见，转速闭环转差频率控制的交流变压变频调速系统能够象直流电机双闭环控制系统那样具有较好的静、动态性能，是一个比较优越的控制策略，结构也不算复杂。

然而，它的静、动态性能还不能完全达到直流双闭环系统的水平，存在差距的原因有以下几个方面：

性能评价（续）

(1) 在分析转差频率控制规律时，是从异步电机稳态等效电路和稳态转矩公式出发的，所谓的“保持磁通 Φ_m 恒定”的结论也只在稳态情况下才能成立。在动态中 Φ_m 如何变化还没有深入研究，但肯定不会恒定，这不得不影响系统的实际动态性能。

性能评价（续）

(2) $U_s = f(\omega_1, I_s)$ 函数关系中只抓住了定子电流的幅值，没有控制到电流的相位，而在动态中电流的相位也是影响转矩变化的因素。

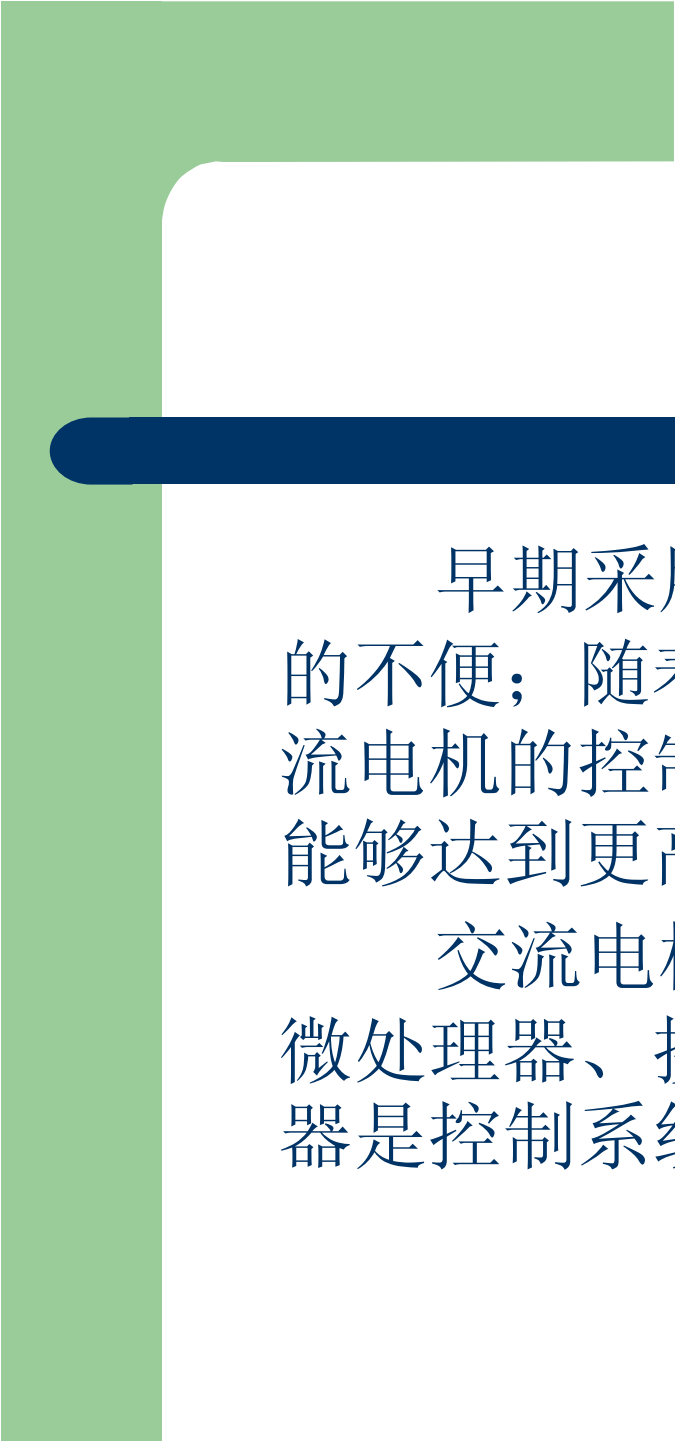
性能评价（续）

(3) 在频率控制环节中，取 $\omega_1 = \omega_s + \omega$ ，使频率得以与转速同步升降，这本是转差频率控制的优点。然而，如果转速检测信号不准确或存在干扰，也就会直接给频率造成误差，因为所有这些偏差和干扰都以正反馈的形式毫无衰减地传递到频率控制信号上来了。

4.5 数字控制系统的硬件设计

交流电机的数字控制系统包括信号的测量、滤波、整形，核心算法的实时完成及驱动信号的产生，系统的监控、保护等功能。

由于矢量控制、直接转矩控制、无速度传感器控制、基于智能化的系统控制（如模糊控制、滑模变结构控制、人工神经网络控制）等新理论的应用，使交流传动中的控制算法越来越复杂。





早期采用模拟电路组成控制系统，有诸多的不便；随着微处理器技术的迅猛发展，为交流电机的控制提供了更大的灵活性，也使系统能够达到更高的性能。

交流电机数字控制系统的硬件部分，包括微处理器、接口电路及外围设备，其中微处理器是控制系统的核心。

微处理器技术的最新发展包括以下几个方面：处理器、系统结构和存储器体。

目前适用于交流电机数字控制系统的微处理器主要有单片机、数字信号处理器（**DSP**）、精简指令集计算机（**RISC**）、并行处理器（**Transputer**）以及专用集成电路（**ASIC**）等。其中，高性能的计算机结构形式有采用超高速缓冲存储器、多总线结构、流水线结构和多处理器结构等。高速和大容量存储器也已经存在。所有这些，使得由微处理器组成的系统达到了较高的性能价格比。



尽管已经出现了许多性能较高的微处理器，但考虑到性价比的最大化，大多数仍然采用单片机或**DSP**作为交流电机的控制核心。此外，在系统总体设计时，还要合理进行软硬件的分工，以达到系统的最优。

1) 硬件设计的一般问题

交流电机的数字控制系统的硬件设计是一个综合运用多学科知识、解决系统的基础和可靠性问题的过程，涉及的知识面较广，包括交流电机的控制、计算机技术、测试技术、数字电路、电力电子技术、功率变换及其驱动技术等，因此它的设计也是一个复杂的系统问题。

硬件设计是整个交流电机的数字控制系统设计中的重要基础，没有一个可靠的硬件基础，任何功能都难以发挥作用。

(1) 设计方法和步骤

交流电机的数字控制系统设计主要包括以下几个方面内容：

- 控制系统总体方案设计，包括系统的要求、控制方案的选择，以及控制系统的性能指标等；
- 设计主电路拓扑结构；
- 选择各变量的检测元件及变送器；
- 建立数学模型，并确定控制算法；
- 选择控制芯片，并决定控制部分是自己设计还是购买；
- 系统硬件设计，包括与CPU相关的电路、外围设备、接口电路、逻辑电路及键盘显示模块、主电路的驱动与保护；
- 系统软件设计，包括应用程序的设计、管理以及监控；
- 在各部分软硬件调试过的基础上，进入系统的联调与实验。

清楚系统需求和功能极为重要

在设计初始阶段，必须确定系统的总体要求及技术条件。系统的技术要求必须尽量详细。这些要求不仅涉及控制系统的基本功能，还要明确规定系统应达到的性能指标。功能方面的技术条件要详细列出控制策略、结构和控制系统必须完成的各种控制和调节任务，以及控制系统的主要性能指标（包括响应时间、稳态精度、通讯接口）等。

进行硬件设计的基础

1、必须具备一定的硬件基础知识。

硬件不仅包括各种微处理器、存储器及I/O接口，而且还包括电力电子、数字电路、模拟电路、对装置或系统进行信息设定的键盘及开关、检测各种输入量的传感器、控制用的执行装置与单片机及各种仪器进行通信的接口，以及打印及显示设备。

进行硬件设计的基础（续）

2、具有综合运用知识的能力。

必须善于将一个微机控制系统或装置的复杂设计任务划分许多便于实现的组成部分。特别是对软件、硬件之间需要折衷协调时，通常解决的方法是尽量减少硬件（以便使控制系统的价格减到最低），并且应对软件的进一步改进留有余地。因此，对交流电机的数字控制系统而言，衡量设计水平时，往往看其在“软硬兼施”方面的应用能力。一种功能往往是既能用硬件实现，也可用软件实现，一般的，在保证实时性控制的情况下，尽量采用软件实现。对于主电路的保护要有多级保护，以提高系统的可靠性。要有硬件保护，还要在软件上做相应的处理。

进行硬件设计的基础（续）

- 3、需要具有一定的软件设计能力，能够根据系统的要求，灵活地设计出所需要的程序，主要有数字采集程序、A/D和D/A转换程序、数码转换程序、数字滤波程序、标度变换程序、键盘处理程序、显示及打印程序，以及各种控制算法及非线性补偿程序等。
- 4、在确定系统的总方案时，要与工艺部门互相配合，并征求用户的意见在进行设计，同时还必须掌握生产过程的工艺性能及实际系统的控制方法。

(2) 总体方案的确定

确定交流电机的数字控制系统总体方案，是进行系统设计的第一步。总体方案的好坏直接影响整个控制系统的投资、调节品质及实施难易程度。应根据应用需要和要求，结合具体被控对象而定。但有一定的共性，大体上可以从以下几个方面进行考虑。

确定控制系统方案：

根据控制系统的要求，首先确定出系统是通用型控制系统，还是高性能的控制系统，或是特殊要求的控制系统。其次要确定系统的控制策略，是采用VVVF、矢量控制，还是采用直接转矩控制等。第三要确定是单机控制系统、主从控制系统，还是采用分布式控制系统。

选择主电路拓扑结构：

必须根据系统容量的大小以及实际应用的具体要求来选择适当的主电路拓扑结构。现在各种逆变器主电路的发展也日趋多样化。通常有：

- 普通三相逆变器
- 降压-普通变频-升压电路
- 交-交变频电路
- 变压器耦合的多脉冲及多电平逆变器

选择检测元件

在确定总体方案时，必须首先选择好被测变量的测量元件，它是影响控制精度的重要因素之一。

测量各种变量，有电量和非电量。如电压、电流、温度、速度等，传感器种类繁多，规格各异，因此，要正确选择测量元件。

选择CPU和输入/输出通道及外围设备

选择时一定要注意下面问题：

- 控制系统方案及控制策略；
- PWM的产生方式及PWM的数量与互锁；
- 被控对象变量的数目；
- 各输入/输出通道是串行操作还是并行操作；
- 各数据通道的传递速率；
- 各通道数据的字长及选择位数；
- 对键盘、显示及外部控制的特殊要求。

画出整个系统原理图

完成上述之后，结合工业流程图，最后要画出一个完整的交流电机数字控制系统原理图，其中包括整流电路、逆变电路、驱动电路，以及各种传感器、变送器、外围设备、输入/输出通道及微处理器部分。这是整个系统的总图，要求全面、清晰、明了。

(3) 微处理器芯片的选择

- 在总体方案确定之后，下面的任务就是选择一种合适的微处理器芯片。由于微处理器芯片的种类繁多，选择合适的微处理器芯片是交流电机数字控制系统设计的关键之一。
- 以微处理器为控制核心的交流电机数字控制系统设计时通常有两种方法：一是用现成的微处理器总线系统；二是利用微处理器芯片自行设计最小目标系统。

4.6 数字控制系统的软件考虑

软件设计的基本方法：

对于软件设计，用程序语言编写有关具体的程序只是整个软件设计工作中的一个很小的环节，甚至可以说不属于软件设计的范围。它只是软件设计完成后的一个具体化过程，即编程不等于设计。

一个软件在研制者了解了软件的功能要求之后着手进行设计，其工作可分为两个阶段：总体设计（概要设计）和详细设计。

总体设计中要完成：

- ★ 程序结构的总体设计
- ★ 数据结构设计
- ★ 完成设计说明书
- ★ 制定初步的测试计划
- ★ 总体设计的评审

详细设计要完成：

- ★ 确定软件各个组成部分的算法以及各个部分的内部数据结构
- ★ 使用程序流程图或**N-S**图等方式，对各个算法进行描述，并完成整个软件系统的流程图或**N-S**图。
- ★ 对详细设计进行评审。

- 在完成详细设计之后，就完成了软件的设计工作，软件设计的目标是要取得最佳的设计方案。最佳的意义是指在多个方案中，在节省研制费用、降低资源消耗、缩短研制时间的条件下，赢得较高的工作效率，以及较高的软件可靠性和可维护性。
- 软件设计是软件开发的关键，它要比具体程序的编写重要得多，软件设计工作做得充分，程序的编写将非常容易。

交流电动机微机控制系统软件设计的具体问题:

- 对于电力电子系统控制软件来说，特点是与硬件的密切联系和实时性。因此在设计时，一般是硬件和软件同时考虑，强调“软硬兼施”的能力。在保证实时控制的条件下，尽量用软件。但也不能一味地硬件软化。
- 此外，对于数字实时控制和反馈等方面，还涉及到连续系统的离散化、输入输出量化及字长处理、采样频率等诸多问题，都需要在设计阶段进行考虑。

数字控制系统的软件抗干扰措施：

要使数字控制系统正常工作，除了采用硬件抗干扰措施外，在软件上也要采取一定的抗干扰措施。下面介绍几种提高软件可靠性的方法。

- ★ 数字滤波
- ★ 程序高速循环法
- ★ 设立软件陷阱
- ★ 时间监视器
- ★ 输入/输出软件的抗干扰措施

量化误差和比例因子：

量化误差：

- 1) 截尾量化误差
- 2) 舍入量化误差

比例因子配置和溢出保护：

控制算法在计算机实现之前，必须考虑量化效应的影响，首先是选择合理的结构形式，其次是配置比例因子，使数字控制器的各个支路不产生溢出，而量化误差又足够小，即充分利用量化信号的线性动态范围。

比例因子配置的一般原则：

★ 绝大多数情况下，各支路的动态信号不产生上溢。但在个别的最坏情况下，某支路信号可能溢出，可以采用限幅或溢出保护措施，因为这种情况是很少出现的。如果按最坏的情况考虑，在绝大多数情况下，信号的电平偏低，分辨率降低，影响精度。

★ 尽量减少各支路动态信号的下溢值，减少不灵敏区，提高分辨率。

比例因子配置的一般原则（续）：

★ A/D和D/A比例因子的选择比较单纯，只需使物理量的实际最大值对应于小于最大表示范围的数字量，而物理量的最小值所对应的数字量不小于转换器的一个量化值。在给定转换装置的字长下，有时也会出现两头不能兼顾的情况。此外，A/D和D/A比例因子是有量纲的。

比例因子配置的一般原则（续）：

- ★ 控制算法各支路的比例因子宜尽量采用2的正负乘幂，便于移位运算，以提高运算速度。数字信号的比例因子是无量纲的。
- ★ 各环节、各支路配置比例因子 2^y 后，应在相应的节点配置反比例因子 2^{-y} ，以使支路增益和传递特性不变。
- ★ 比例因子的配置需要反复调整和协调

数据处理和数字滤波：

在微机控制系统中需要大量的数据处理工作，以满足控制系统的不同需要，由于各方面数据来源不同，有的是从A/D转换而得，有的是直接输入等，因而数值范围不同，精度要求也不一致，表示方法各有差别，需要对这些数据进行一定的预处理和加工，才能满足控制要求。

数据的表示方法

定点数和定点运算
浮点数和浮点运算

数字滤波程序的设计

程序判断滤波：限幅滤波、限速滤波。

中值滤波

算术平均值滤波

加权平均滤波

滑动平均值滤波

RC低通数字滤波

复合数字滤波

五、变频空调控制系统

5.1 变频空调系统概述

变频空调以其效率高，噪声低以及控制灵敏等特点在空调器市场上名声大噪。

目前市场上的变频空调有两种——**直流变频空调**与交流变频空调，他们的区别在于使用何种压缩机(交流变频压缩机还是**直流变频**压缩机)以及因压缩机的不同而带来控制器的变化。

交流变频

交流变频压缩机本质上仍是三相交流异步电动机，通过定、转子之间磁场的相互作用使转子旋转。但其特别的设计使得可以在较大范围内通过改变电源的频率和电压来改变电机的转速，因此称之为交流变频。

直流变频

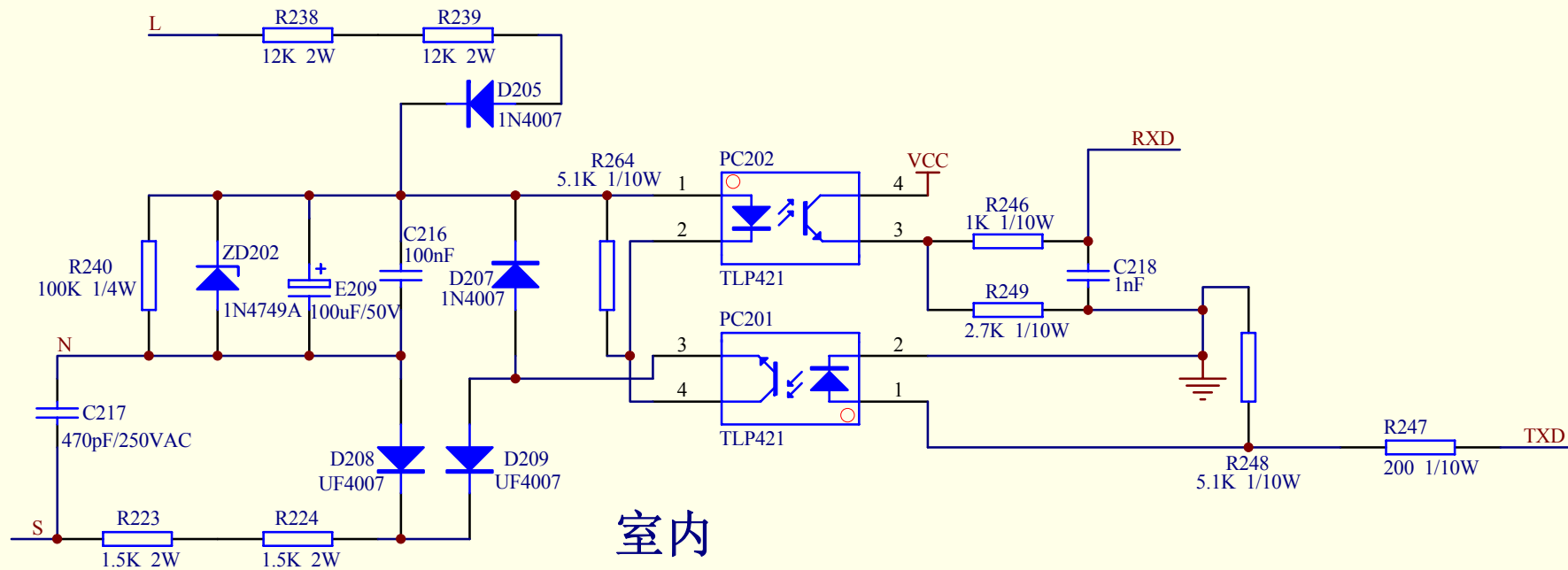
直流变频压缩机转子采用稀土永磁材料制作而成，其工作原理为：定子产生旋转磁场与转子永磁磁场直接作用，实现压缩机运转。可以通过改变送给电机的直流电压来改变电机的转速，直流变频压缩机不存在定子旋转磁场对转子的电磁感应作用，克服了交流变频压缩机的电磁噪音与转子损耗，具有比交流变频压缩机效率高与噪音低特点，直流变频压缩机效率比交流变频压缩机高**10%-30%**，噪音低**5分贝-10分贝**。但是，直流变频空调的成本要高于交流变频空调。

5.2 变频空调主电路

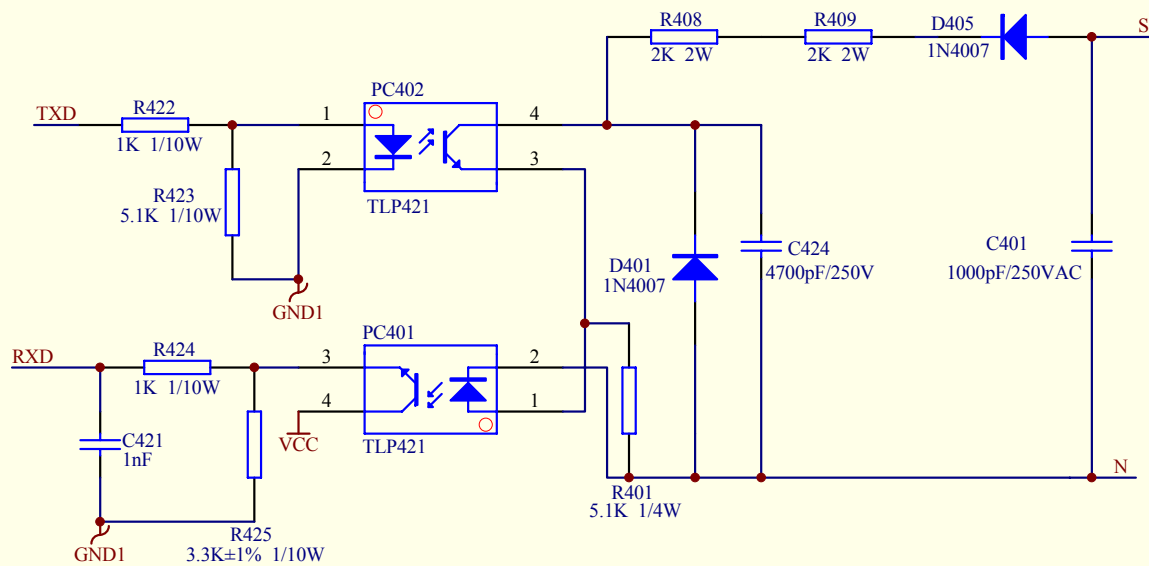
- 交流异步电动机
- 无刷直流电动机
- 永磁同步电动机
- 改善功率因数的PFC控制
- 功率器件的驱动控制

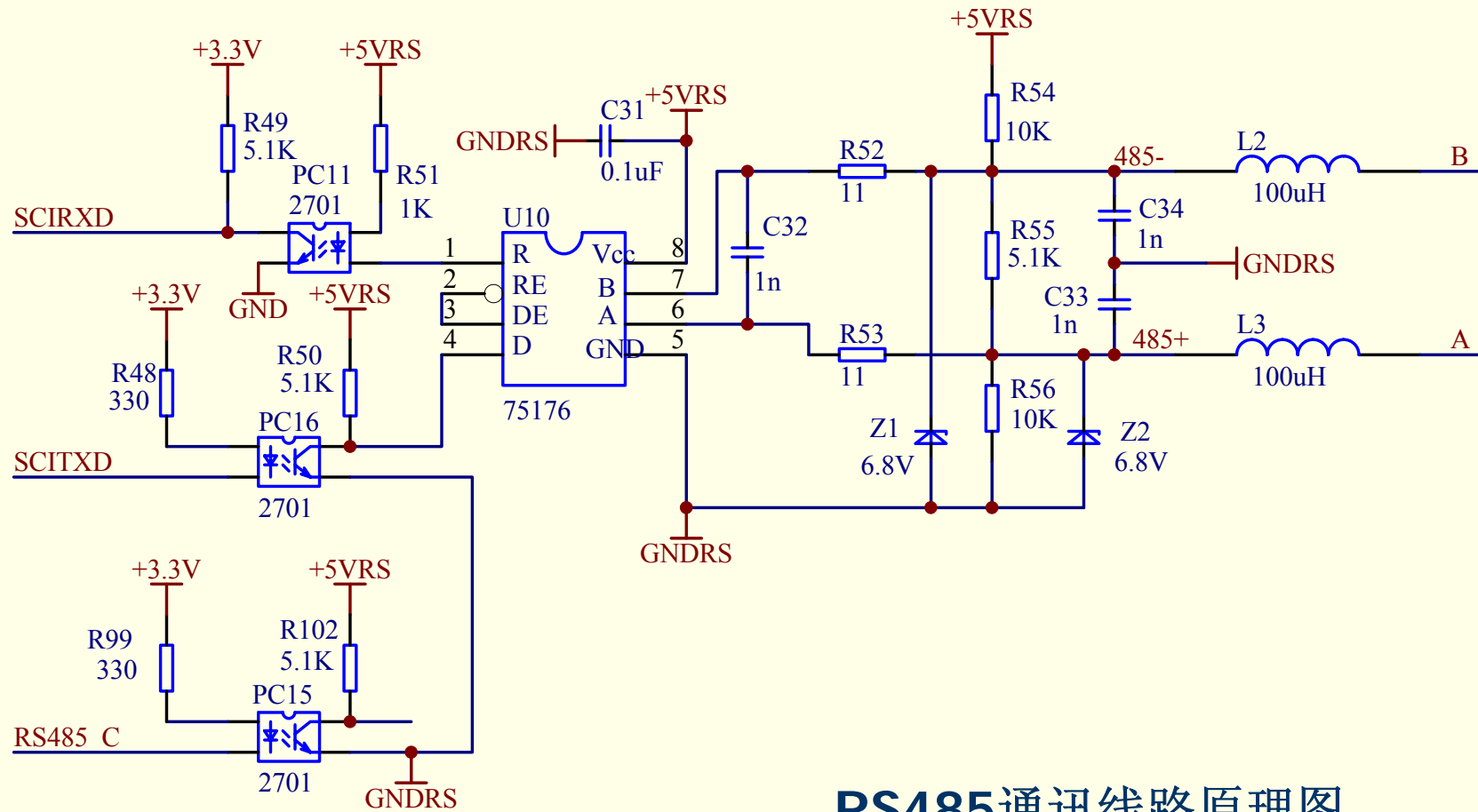
5.3 变频空调控制电路

- 控制芯片的选择
- 室内机
- 室外机
- 通讯方案（利用交流线通讯、RS485通讯）



AC通讯线路原理图





RS485通讯线路原理图

5.4 变频空调软件设计

- 变频驱动程序
- 工艺控制程序