

第3章 无源逆变电路

与整流相对应，将直流电变成交流电的过程称为逆变。交流侧接入电网为有源逆变，交流侧接负载为无源逆变，本章主要讲述无源逆变。在逆变过程中，不断发生电流从一个支路向另一个支路转移的情况，称为换流。按照不同的分类方式，逆变电路具有不同的类型，如图 3-1 所示。

主要内容：换流方式，电压型逆变电路，电流型逆变电路，多重逆变电路和多电平逆变电路。

重点：换流方式，电压型逆变电路。

难点：电压型逆变电路，电流型逆变电路。

基本要求：掌握换流方式，掌握电压型逆变电路，理解电流型逆变电路，了解多重逆变电路和多电平逆变电路。

逆变电路在电力电子电路中占有十分重要的位置，蓄电池、干电池、太阳能电池等直流电源向交流负载供电时，需要逆变电路。交流电机调速用变频器、不间断电源、感应加热电源等电力电子装置的核心部分都是逆变电路。交直交变频电路由交-直变换（整流）和直-交（逆变）变换两部分组成。

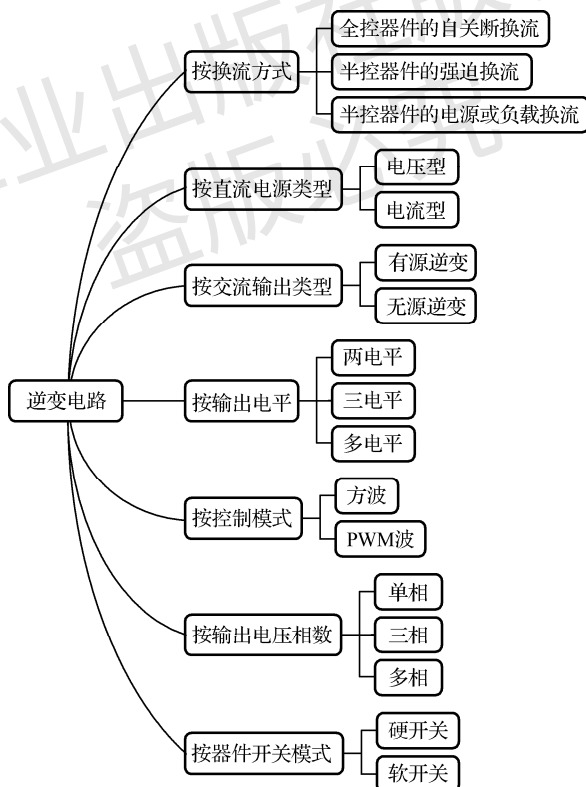


图 3-1 逆变电路分类

3.1 换流方式

3.1.1 逆变电路的基本工作原理

以图 3-2 (a) 的单相桥式逆变电路为例说明最基本的工作原理。图中 $S_1 \sim S_4$ 是桥式电路的 4 个臂，由电力电子器件及辅助电路组成。电压波形如图 3-2 (b) 所示。

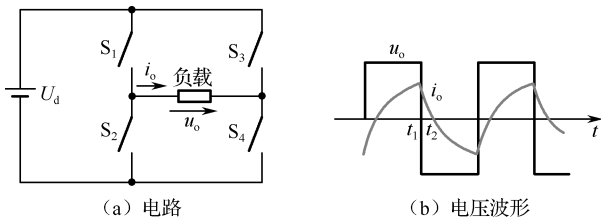


图 3-2 逆变电路图及电压波形

当 $S_1、S_4$ 闭合， $S_3、S_2$ 断开时， U_0 为正。当 $S_1、S_4$ 断开， $S_3、S_2$ 闭合时， U_0 为负。这样就把直流电变成了交流电。当改变开关切换频率时，输出交流电的频率也改变。当负载性质（阻性、阻感性）不同时，电压波形和电流波有区别，即电阻负载时，负载电流 i_o 和 u_o 的波形相同，相位也相同。阻感负载时， i_o 相位滞后于 u_o ，波形也不同。

通常，研究逆变电路换相方式主要是研究如何使器件关断。

3.1.2 换流方式分类

从断态向通态转移时，无论支路是全控型还是半控型电力电子器件组成，只要给门极适当的驱动信号，就可以使其导通。而从通态向断态转移的情况就不同。全控型可由门极控制关断，半控型的晶闸管来说，必须用外部条件或其他措施使关断。

一般来说，换流方式可分以下几种。

(1) 器件换流

利用全控型器件的自关断能力进行换流称为器件换流。器件换相方式利用全控型器件的自关断能力进行换相。采用 IGBT、电力 MOSFET、GTO、GTR 等自关断器件的电路中所采用的换相方式即为器件换流。

(2) 电网换流

由电网提供换流电压称为电网换流。这种换流方式不需要器件具有门极可关断能力，也不需要为换流附加任何元件，但是不适用于没有交流电网的无源逆变电路。对于第 2 章讲述的相控整流电路，无论其工作在整流状态还是有源逆变状态，都是借助于电网电压实现换流的，都属于电网换流。交流调压电路和采用相控方式的交交变频电路，不需要器件具有门极可关断能力，也不需要为换流附加元件。在换流时，只要把负的电网电压施加在欲关断的晶闸管上即可使其关断。

(3) 负载换流

由负载供换流电压称为负载换流。凡是负载电流的相位超前于负载电压的场合（如电容性负载和同步电动机），均可实现负载换流。

图 3-3 (a) 为负载换流方式的并联谐振式逆变电路。负载为阻-感串联后和电容并联，附加电容的目的是使整个负载工作在接近并联谐振而略呈容性的状态。电路的工作波形如图 3-3 (b) 所示。直流侧串入大电感使直流输出电流平直，工作过程可认为 i_d 基本没有脉动。4 个桥臂开关的切换仅使电流流路径改变，所以负载电流基本呈矩形波。因为负载工作在对基波电流接近并联

谐振的状态，故对基波的阻抗很大而对谐波的阻抗很小，因此负载电压 u_o 波形接近正弦波。

在 t_1 前， VT_1 、 VT_4 导通， VT_2 、 VT_3 关断， u_o 、 i_o 均为正。此时 VT_2 、 VT_3 承受正压；在 t_1 时触发 VT_2 、 VT_3 使其开通，负载电压 u_o 通过 VT_2 、 VT_3 分别反向加在 VT_1 、 VT_4 上，使其关断，负载电流就从 VT_1 、 VT_4 分别转移到 VT_2 、 VT_3 上。触发 VT_2 、 VT_3 的 t_1 时，必须在 u_o 过零前并留有足够的裕量，才能使应关断的元件被施加足够的反压时间，使其可靠关断，保证换流顺利完成，实现换相。从 VT_2 、 VT_3 向 VT_1 、 VT_4 换相的过程和上述情况类似。

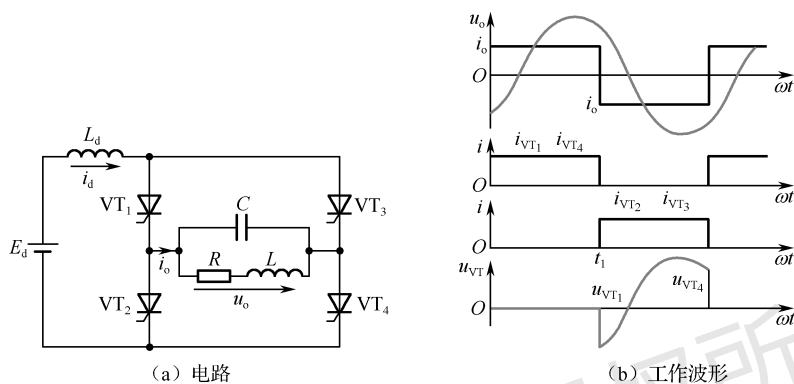


图 3-3 负载换流方式的并联谐振式逆变电路及其工作波形

(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，称强迫换流 (Forced Commutation)，强迫换流通常利用附加电容上所储存的能量来实现，因此也称为电容换流。

强迫换流分为电压换流、电流换流。

如图 3-4 换流电路内电容直接提供换流电压，当晶闸管 VT 处于通态时，预先给电容充电。当 S 合上时，就可使 VT 被施加反压而关断，称为直接耦合式强迫换流，也叫电压换流。

通过换流电路内的电容和电感的耦合来提供换流电压或换流电流则称为电感耦合式强迫换流，也称为电流换流。图 3-5 (a) 中晶闸管在 LC 振荡第一个半周期内关断，图 3-5 (b) 中晶闸管在 LC 振荡第二个半周期内关断，注意两图中电容所充的电压极性不同。在图 3-5 (a) 中，接通 S 后，由于 LC 振荡电流与晶闸管中电流反向，所以迅速抑制晶闸管中的电流，直到正向电流减至零后再流经二极管。而图 3-5 (b) 中正好相反，由于 LC 振荡电流与晶闸管中电流同向，所以先于负载电流叠加流过晶闸管，直到正向电流减至零后再流经二极管。在这两种情况下，晶闸管都是在正向电流减至零且二极管开始流过电流时关断，二极管上的管压降就是加在晶闸管上的反向电压，也叫电流换流。强迫换流可使输出频率不受电源频率的限制，但需附加换流电路，同时还要增加晶闸管的电压、电流定额，对晶闸管的动态特性要求也高。

换流方式总结如下。

(1) 器件换流只适用于全控型器件，其余三种方式主要是针对晶闸管而言的。

(2) 器件换流和电容换流都是因为器件或变流器自身的原因而实现换流的，属于自换流，采用自换相方式的逆变器称为自换流逆变器。电网换相和负载换相是借助外力（电网电压或负载电压）实现换流的，属于外部换流，采用外部换相方式的逆变器称为外部换流逆变器。

(3) 如果电流不是从一个支路向另一个支路转移，而是在支路内部终止流通而变为零，则称为熄灭。

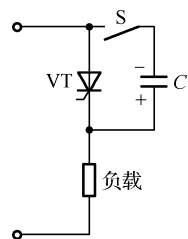


图 3-4 直接耦合式强迫换流原理图

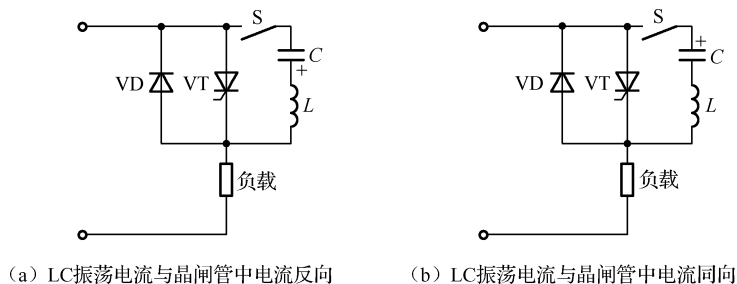


图 3-5 电感耦合式强迫换流原理图

3.2 电压型逆变电路

用于逆变的直流电通常是由电网提供的交流电整流而来。为了实现把“变压变频交流电供给无源负载”，首先把交流电整流为直流电，经过中间滤波环节后，再把直流电逆变成变压变频的交流电，这一过程称为交直交变频。本章介绍的无源逆变就是交直交变频的后面部分。

根据直流侧电源性质分电压源型逆变电路（Voltage Source Inverter, VSI）和电流源型逆变电路（Current Source Inverter, CSI）。当中间直流环节采用大电容滤波时，直流电压波形比较平直，在理想情况下是一个内阻抗为零的恒压源，输出交流电压是矩形或阶梯波，这类变频装置也叫电压型变频器，图 3-6 所示为电压型交直交变频器的逆变电路部分，输入整流部分没有画出来。

当交直交变频器的中间直流环节采用大电感滤波时，直流电流波形比较平直，因而电源内阻抗很大，对负载来说基本上是一个恒流源，输出交流电流是矩形波或阶梯波，这类变频装置也叫电流型变频器，如图 3-7 所示。

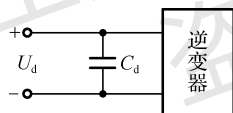


图 3-6 电压型逆变电路

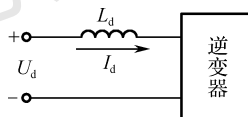


图 3-7 电流型逆变电路

电压型逆变电路有以下主要特点。

(1) 直流侧为电压源或并联有大电容，相当于电压源，直流侧电压基本无脉动，直回路呈现低阻抗。

(2) 由于直流电压源的钳位作用，交流侧输出电压为矩形波，并且与负载阻抗角无关。输出电流波形与负载阻抗有关。

(3) 当交流侧接电感负载时，需要提供无功功率，直流侧电容起缓冲无功能量的作用，由于电压型逆变电路直流侧电压极性不允许改变，回馈无功能量时，只能改变电流方向，所以逆变桥中各桥臂都并联了反馈二极管，这是为滞后的负载电流提供反馈到电源的通路所必需的。

3.2.1 单相电压型逆变电路

1. 半桥逆变电路

在直流侧接有两个相互串联的足够大的电容，两个电容的连接点便成为直流电源的中点，负载连接在直流电源中点和两个桥臂连接点之间。

单相半桥电压型逆变电路及其工作波形如图 3-8 所示。其工作原理为：设开关器件 V_1 和 V_2 的栅极信号在一个周期内各有半周正偏，半周反偏，且二者互补。输出电压 u_o 为矩形波，其幅值

为 $U_m=U_d/2$ 。电路带电感负载， t_2 时刻给 V_1 关断信号，给 V_2 开通信号，则 V_1 关断，但感性负载中的电流 i_o 不能立即改变方向，于是 VD_2 导通续流，当 t_3 时刻 i_o 降零时， VD_2 关断， V_2 导通， i_o 开始反向，由此得出如图所示的电流波形。 V_1 或 V_2 导通时， i_o 和 u_o 同方向，直流侧向负载提供能量； VD_1 或 VD_2 导通时， i_o 和 u_o 反向，电感中贮能向直流侧反馈。 VD_1 、 VD_2 称为反馈二极管，它又起着使负载电流连续的作用，又称续流二极管。

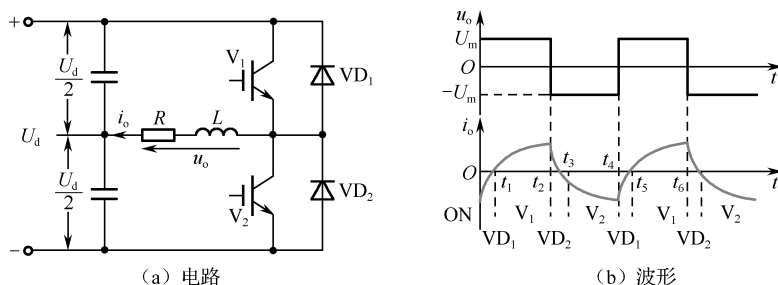


图 3-8 单相半桥电压型逆变电路及其工作波形

半桥逆变电路优点是简单，使用器件少；其缺点是输出交流电压的幅值 U_m 仅为 $U_d/2$ ，且直流侧需要两个电容器串联，工作时还要控制两个电容器电压的均衡；因此，半桥电路常用于几 kW 以下的小功率逆变电源。

2. 全桥逆变电路

(1) 工作原理

全桥逆变电路共四个桥臂，可看成两个半桥电路组合而成。两对桥臂交替导通情况下，要改变输出交流电压的有效值只能通过改变直流电压 U_d 实现。

U_d 矩形波 u_o 展开成傅里叶级数得

$$u_o = \frac{4U_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (3-1)$$

其中基波的幅值 U_{o1m} 和基波有效值 U_{o1} 分别为

$$U_{o1m} = \frac{4U_d}{\pi} = 1.27U_d \quad (3-2)$$

$$U_{o1} = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi} = 0.9U_d \quad (3-3)$$

例题：单相全桥电压型逆变电路输出电压 u_o 为一方波，已知 $U_d=110V$ ，逆变器频率 $f=100Hz$ ，负载 $R=10\Omega$ ， $L=0.02H$ 。求：

- (1) 输出电压有效值 U_o ；
- (2) 输出电压基波分量有效值 U_{o1} ；
- (3) 输出电流基波分量有效值 I_{o1} ；
- (4) 输出电流中 5 次谐波电流有效值 I_{o5} 。

解： $u_o(t) = \frac{4U_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right)$

输出电压有效值： $U_o = U_d = 110V$

输出电压基波分量： $U_{o1} = \frac{4U_d}{\pi\sqrt{2}} = 99V$

基波阻抗： $Z_{o1} = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} = \sqrt{10^2 + (2\pi \times 100 \times 0.02)^2} = 18.59\Omega$

$$\text{输出电流的基波分量: } I_{o1} = \frac{U_{o1}}{Z_{o1}} = \frac{99}{18.59} = 5.33\text{A}$$

$$5 \text{ 次谐波阻抗: } Z_{o5} = \sqrt{R^2 + (5\omega L)^2} = \sqrt{10^2 + (5 \times 2\pi \times 100 \times 0.02)^2} = 63.6\Omega$$

$$\text{输出电流的 5 次谐波有效值: } I_{o5} = \frac{U_{o5}}{Z_{o5}} = \frac{U_{o1}}{5Z_{o5}} = \frac{99/5}{63.6} = 0.31\text{A}$$

(2) 全桥逆变电路的移相调压方式

对于全桥逆变电路, u_o 为正负电压各为 180° 的脉冲时 (此控制脉冲 V_1 、 V_4 和 V_2 、 V_3 之间相差 180°), 要改变输出交流电压的有效值, V_1 、 V_4 控制信号和 V_2 、 V_3 之间不是相差 180° , 但同一桥臂上相差 180° 。即采用移相调压方式, 图 3-9 为单相全桥逆变电路的移相调压方式的电路及波形。

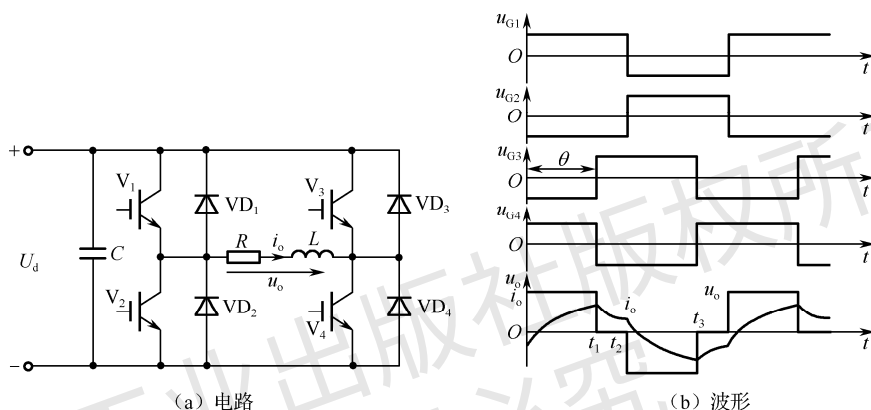


图 3-9 单相全桥逆变电路的移相调压方式

设定 t_1 时刻前 V_1 和 V_2 导通, 输出电压 u_o 为 U_d , t_1 时刻 V_3 和 V_4 栅极信号反向, V_4 关断, 而因负载电感中的电流 i_o 不能突变, V_3 不能立刻导通, VD_3 导通续流。因为 V_1 和 VD_3 同时导通, 所以输出电压为零。到 t_2 时刻 V_1 和 V_2 栅极信号反向, V_1 关断, 而 V_2 不能立刻导通, VD_2 导通续流, 和 VD_3 构成电流通路, 输出电压为 $-U_d$ 。到负载电流过零并开始反向时, VD_2 和 VD_3 关断, V_2 和 V_3 开始导通, u_o 仍为 $-U_d$ 。 t_3 时刻 V_3 和 V_4 栅极信号再次反向, V_3 关断, 而 V_4 不能立刻导通, VD_4 导通续流, u_o 再次为零。以后的过程和前面类似。这样, 输出电压 u_o 正负脉冲宽度就各为 θ 。改变 θ , 就可以调节输出电压。

在纯电阻负载时, 采用上述移相方法也可以得到相同结果, 只是 $VD_1 \sim VD_4$ 不再导通, 不起续流作用。在 u_o 为零的期间, 4 个桥臂均不导通, 负载也没有电流。显然, 上述移相调压方式并不适用于半桥逆变电路。不过在纯电阻负载时, 仍可采用改变正负脉冲宽度的方法调节半桥逆变电路的输出电压, 这时, 上下两桥臂的栅极信号不再是各 180° 正偏并且互补, 而是正偏的宽度为 θ 、反偏的宽度为 $360^\circ - \theta$, 二者相位为 180° 。这时输出电压 u_o 也是正负脉冲的宽度各为 θ 。

3. 电压型串联谐振逆变电路

大多数情况下一般工业负载都是含电感的电感混合型负载, 为了使系统产生谐振, 在负载中一般还要加入电容, 这样负载就变成了一个电阻、电感和电容的混合性负载, 可等效为一个 RLC 负载。

(1) 电压型串联谐振逆变电路主要特点

- ① 逆变电路输出电压波形为方波;
- ② 当逆变频率在负载谐振频率附近时, 可获得正弦的电流输出, 不需要额外的低通滤波器消

除低次谐波，减小了系统体积和成本。

由于利用了负载的谐振特点，电路中的元器件尤其是开关器件要承受较大的电压或电流，对器件的可靠性要求较高。

(2) 电路组成

电压型串联谐振逆变电路如图 3-10 所示。图中逆变主电路采用桥式结构，其中每一导电臂由普通晶闸管及反并联二极管组成。由于直流侧为电压源，故逆变器输出电压 u_o 为矩形波，与负载大小、性质无关，分解为基波与各奇次谐波之和。

由于负载为 RLC 串联，在谐振频率 f_0 附近负载呈低阻抗，因此 u_o 的基波电压在负载上产生很大的基波电流；而在其他频率时负载呈高阻抗， u_o 的谐波电压产生的谐波电流很小甚至可以忽略。所以当晶闸管的开关频率与谐振频率 f_0 接近时，负载中流过电流的是比较理想的正弦波。

(3) 工作原理分析

负载电流有断续、临界及连续 3 种工作状态，下面仅讨论谐振电流 i_o 连续时的工作情况。

当 $t = t_0$ 时，触发晶闸管 VT₁、VT₄，负载电路产生振荡，负载电流方向为从 A 流向 B；上述过程持续到 $t = t_1$ 时刻，电容电压充电至最大值，此时负载电流结束正半波而降为零；

当 $t_1 < t < t_2$ 时，电路继续振荡，电流反向，由于 VT₂、VT₃ 还未导通，电容通过负载经反并联二极管 VD₁、VD₄ 向电源放电，VT₁、VT₄ 承受反压关断；

当 $t = t_2$ 时，触发 VT₂、VT₃，负载两端电压极性反向，VD₁、VD₄ 关断，电流从 VT₂、VT₃ 中流过；上述过程持续到 $t = t_3$ 时刻，电容电压反向充电至最大值，此时负载电流结束负半波而降为零；

当 $t > t_3$ 时，电流再次反向，电流通过 VD₂、VD₃ 续流，VT₂、VT₃ 承受反压关断。上述过程持续到晶闸管 VT₁、VT₄ 的再次触发时刻，之后整个过程开始重复，主要电压电流波形图如图 3-11 所示。

注意：

每次换流结束以后，需要使相应晶闸管承受一段反压时间 t_q 才能保证可靠关断，因此二极管导通时间 t_r 应大于晶闸管关断时间 t_q 。

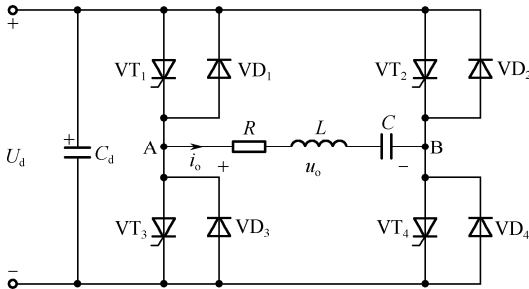


图 3-10 电压型串联谐振逆变电路

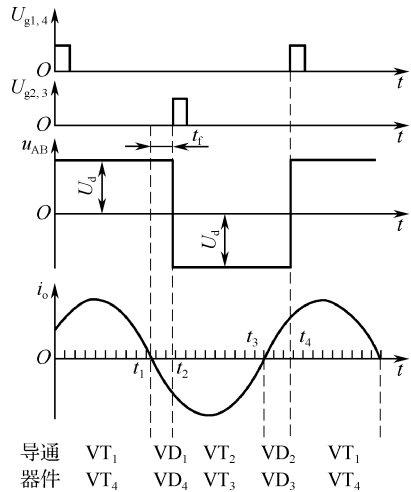


图 3-11 串联谐振式逆变电路的波形

(4) 定量分析

输出电压为矩形波，展开成傅立叶级数：

$$U_o(t) = \frac{4U_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (3-4)$$

基波有效值为

$$U_{o1} = \frac{4U_d}{\sqrt{2}\pi} \approx 0.9U_d \quad (3-5)$$

输出电流为

$$I_o = \frac{\pi I_d}{2\sqrt{2} \cos \varphi} \approx 1.11 \frac{I_d}{\cos \varphi} \quad (3-6)$$

其中 I_d 为直流侧输入平均电流, I_o 为负载电流有效值, $\cos \varphi$ 为负载功率因数。

逆变器工作频率接近于负载谐振频率, 电路对负载电流的基波分量呈低阻抗, 对其它高次谐波呈现高阻抗。因此负载电流可看成由基波分量组成, 波形接近于基波正弦波。

(5) 电压型串联谐振逆变电路总结

电压型串联谐振逆变电路结构简单、功率因数高; 串联逆变电路起动和关断较容易, 但由于其工作条件的限制, 对负载的适应性较差。当负载参数变动较大而使工作频率与负载谐振频率配合不当时, 会影响功率输出或引起电容电压过高。因此, 串联逆变器适用于负载性质变化不大, 需要频繁起动和工作频率较高的场合。

4. 带中心抽头变压器的逆变电路

带中心抽头变压器的逆变电路如图 3-12 所示, 控制信号交替驱动两个 IGBT, 经变压器耦合给负载加上矩形波交流电压。两个二极管的作用也是提供无功能量的反馈通道; U_d 和负载参数相同, 变压器匝比为 1:1:1 时, u_o 和 i_o 波形及幅值与全桥逆变电路完全相同。与全桥电路相比较,

带中心抽头变压器的电压型逆变电路总结如下。

优点:

- (1) 所用的开关器件少, 比全桥电路少用一半开关器件;
- (2) 器件承受的电压为 $2U_d$, 比全桥电路高一倍;
- (3) 必须有一个带中心抽头的变压器, 输入直流侧和输出交流侧由于变压器的隔离而没有电的联系, 变压器可以将输出电压变换到需要的数值, 降低了对输入直流电压的要求。

缺点:

- (1) 变压器必须紧密耦合;
- (2) 原边每个绕组只在半个周期内工作, 需要有较大的容量;
- (3) 变压器体积较大且笨重, 仅适用于功率较小的场合。

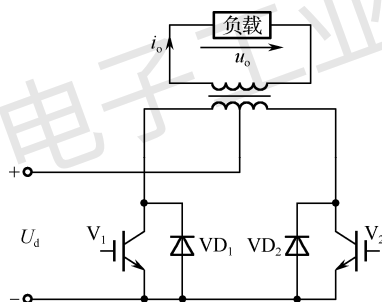


图 3-12 带中心抽头变压器的逆变电路

3.2.2 三相电压型逆变电路

1. 三相桥式电压型逆变电路

(1) 电路组成

三个单相逆变电路可组合成一个三相逆变电路。但在三相逆变电路中, 应用最广的还是三相桥式逆变电路。采用 IGBT 作为开关器件的三相桥式电压型逆变电路如图 3-13 所示, 可以看成由三个半桥逆变电路组成。

三相桥式电压型逆变电路, 基本工作方式是 180° 导电方式。即开关管 $V_1 \sim V_6$ 依次导通, 每个脉冲间隔 60° ; 同一相 (即同一半桥) 上下两臂交替导电, 形成一个宽度为 180° (对应于 $\frac{T_0}{2}$)

的矩形电压波，各相开始导电的角度差 120° ；任一瞬间有三个桥臂同时导通；每个开关管在一个周期 (T) 内的导通时间为 180° ；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) 工作波形

对于 U 相输出来说，当桥臂 1 导通时， $u_{UN'} = U_d/2$ ，当桥臂 4 导通时， $u_{UN'} = -U_d/2$ ， $u_{UN'}$ 的波形是幅值为 $U_d/2$ 的矩形波，V、W 两相的情况和 U 相类似。负载线电压 u_{UV} 、 u_{VW} 、 u_{WU} 可由下式求出

$$\left. \begin{aligned} u_{UV} &= u_{UN'} - u_{VN'} \\ u_{VW} &= u_{VN'} - u_{WN'} \\ u_{WU} &= u_{WN'} - u_{UN'} \end{aligned} \right\} \quad (3-7)$$

负载各相的相电压分别为

$$\left. \begin{aligned} u_{UN} &= u_{UN'} - u_{NN'} \\ u_{VN} &= u_{VN'} - u_{NN'} \\ u_{WN} &= u_{WN'} - u_{NN'} \end{aligned} \right\} \quad (3-8)$$

把上面各式相加并整理可求得

$$u_{NN'} = \frac{1}{3}(u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'}) - \frac{1}{3}(u_{UN} + u_{VN} + u_{WN}) \quad (3-9)$$

$u_{NN'}$ 的波形如图 3-14 (e) 所示，它也是矩形波，但其频率为 u_{uw} 频率的 3 倍，幅值为其 1/3。

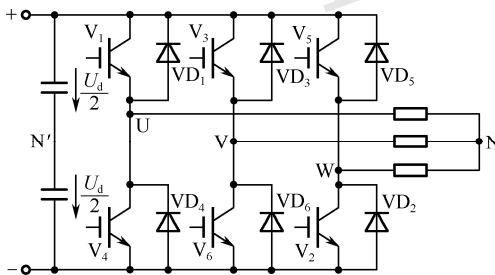


图 3-13 三相桥式电压型逆变电路

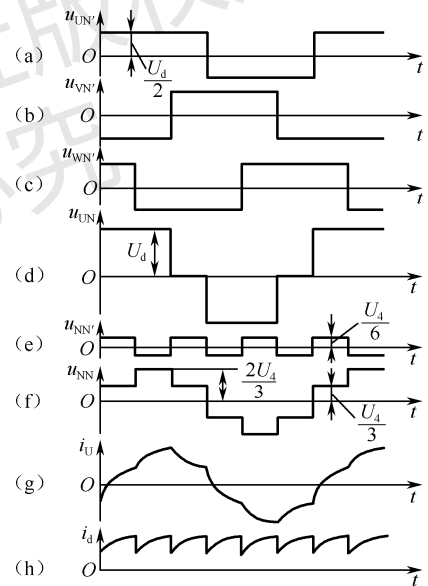


图 3-14 三相桥式电压型逆变电路的工作波形

设负载为三相对称负载，则有 $u_{UN} + u_{VN} + u_{WN} = 0$ ，故可得

$$u_{NN'} = \frac{1}{3}(u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'}) \quad (3-10)$$

图 3-14 (f) 给出了利用式 (3-8) 和式 (3-9) 求出的 u_{UN} 的波形， u_{VN} 、 u_{WN} 的波形形状和 u_{UN} 相同、 $\phi < \pi/3$ 仅相位依次相差 120° 。负载参数已知时，可以由 u_{UN} 的波形求出 U 相电流 i_U 的波形，图 3-14 (g) 给出的是电感负载下 $\phi < \pi/3$ 时 i_U 的波形。

桥臂 1 和桥臂 4 间的换流过程和半桥电路相似。上桥臂 1 中的 V_1 从通态转换到断态时，因负载流不能突变，下桥臂 4 中的 VD_4 先导通续流，待负载电流降到零，桥臂 4 中电流 V_4 才开始导通。负载阻抗角 ϕ 越大， VD_4 导通时间就越长。当 $u_{UN} > 0$ 时，为桥臂 1 导电区间。若 $i_U < 0$ ，则 VD_1 导通，若 $i_U > 0$ ，则 V_1 导通； $u_{UN} < 0$ 为桥臂 4 导电的区间，若 $i_U < 0$ ，则 V_4 导通，若 $i_U > 0$ ，则 VD_4 导通。

注意：因为桥臂 1 要续流只能通过 VD_1 导通续流，续流时 i_U 电流方向与 V_1 导通时 i_U 电流方向相反。

i_V 、 i_W 的波形和 i_U 形状相同，相位依次相差 120° 。把桥臂 1、3、5 的电流加起来，就可得到直流侧电流 i_d 的波形，如图 3-6（h）所示，可以看出 i_d 每隔 60° 脉动一次，而直流侧上的电压基本无脉动，因此逆变器从交流侧向直流侧传送的功率是脉动的，且脉动的情况和大体相同。这也是电压型逆变电路的一个特点。

下面以 180° 导电型的晶闸管交直交电压型变频器为例，详细阐述电压型三相桥式逆变电路的工作原理、晶闸管的换流过程、波形分析及定量计算。

2. 180° 导电型的晶闸管交直交电压型变频器

（1）主电路组成

180° 导电型的晶闸管交直交电压型变频器主电路由整流器、中间滤波电容和晶闸管逆变器三部分组成。图 3-15 为三相串联电感式电压型变频器部分主电路，图中 U_d 为单相或三相整流电路的输出电压， C_d 为滤波电容； $VT_1\sim VT_6$ 为逆变器主晶闸管； $VD_1\sim VD_6$ 为续流二极管； R_U 、 R_V 、 R_W 为衰减电阻； $L_1\sim L_6$ 为换流电感； $C_1\sim C_6$ 为换流电容； Z_U 、 Z_V 、 Z_W 为三相对称负载。6 个晶闸管按一定的规则通断，将 C_d 送来的直流电压 U_d 逆变成频率可调的交流电，调压靠前级的可控整流电路完成。

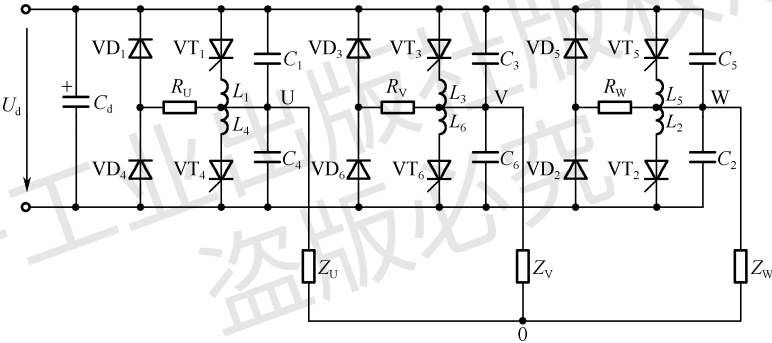


图 3-15 三相串联电感式电压型变频器逆变主电路

（2）开关元件的导通规律（ 180° 电压型）

三相串联电感式电压型变频器的逆变器部分为电压型逆变器，通常采用 180° 导电型，即各开关的触发驱动间隔为 60° ，每个开关器件导通 180° 电角度后被关断，由同相的另一个开关换流导通，每组开关导电间隔为 120° 。各个开关管的导通状态与顺序分别为 $(VT_5、VT_6、VT_1) \rightarrow (VT_6、VT_1、VT_2) \rightarrow (VT_1、VT_2、VT_3) \rightarrow (VT_2、VT_3、VT_4) \rightarrow (VT_3、VT_4、VT_5) \rightarrow (VT_4、VT_5、VT_6)$ ，可以得到 6 个开关器件在 360° 区间里的导通情况，见表 3-1。

表 3-1 逆变器相电压和线电压计算值（ 180° 电压型）

开关	区间					
	$0^\circ\sim60^\circ$	$60^\circ\sim120^\circ$	$120^\circ\sim180^\circ$	$180^\circ\sim240^\circ$	$240^\circ\sim300^\circ$	$300^\circ\sim360^\circ$
VT_1	导通	导通	导通	×	×	×
VT_2	×	导通	导通	导通	×	×
VT_3	×	×	导通	导通	导通	×
VT_4	×	×	×	导通	导通	导通
VT_5	导通	×	×	×	导通	导通
VT_6	导通	导通	×	×	×	导通

(3) 每个 60° 区间内的负载等效电路

根据表 3-1，可以作出每个 60° 区间内负载连接的等效电路，如图 3-16 所示。

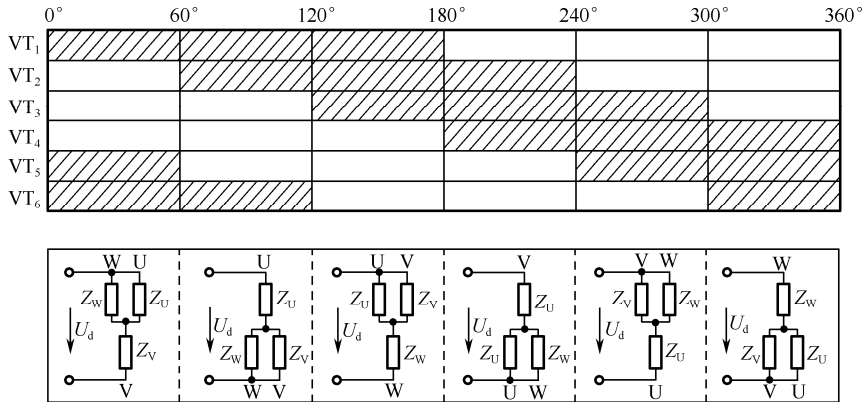


图 3-16 每个 60° 区间内的负载等效电路

(4) 输出相电压和输出线电压

利用图 3-16 中所建立的每个 60° 区间内的负载等效电路，可以求出每个 60° 区间内负载端输出的相电压和线电压（线电压等于相电压之差）。这里仅以 0°~60°、60°~120° 区间为例作说明。

① 0°~60° 区间内，输出相电压的计算方法为

$$\begin{cases} U_{U0} = U_d \frac{Z_U // Z_W}{(Z_U // Z_W) + Z_V} = \frac{1}{3} U_d \\ U_{V0} = -U_d \frac{Z_V}{(Z_U // Z_W) + Z_V} = -\frac{2}{3} U_d \\ U_{W0} = U_{U0} = \frac{1}{3} U_d \end{cases} \quad (3-11)$$

输出线电压的计算方法为

$$\begin{cases} U_{UV} = U_{U0} - U_{V0} = U_d \\ U_{VW} = U_{V0} - U_{W0} = -U_d \\ U_{WU} = U_{W0} - U_{U0} = 0 \end{cases} \quad (3-12)$$

② 60°~120° 区间内，输出相电压的计算方法为

$$\begin{cases} U_{U0} = \frac{2}{3} U_d \\ U_{V0} = -\frac{1}{3} U_d \\ U_{W0} = -\frac{1}{3} U_d \end{cases} \quad (3-13)$$

输出线电压的计算方法为

$$\begin{cases} U_{UV} = U_d \\ U_{VW} = 0 \\ U_{WU} = -U_d \end{cases} \quad (3-14)$$

综合以上分析，可以将三相串联电感式电压型变频器的逆变器（180°电压型）的各相电压、线电压计算后，进行汇总，整理后逆变器的相电压和线电压计算值（180°电压型）如表 3-2 所示。

表 3-2 逆变器的相电压和线电压计算值 (180°电压型)

区 间		0°~60°	60°~120°	120°~180°	180°~240°	240°~300°	300°~360°
相电压	U_{U0}	$\frac{1}{3}U_d$	$\frac{2}{3}U_d$	$\frac{1}{3}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$	$-\frac{2}{3}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$
	U_{V0}	$-\frac{2}{3}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$	$\frac{1}{3}U_d$	$\frac{2}{3}U_d$	$\frac{1}{3}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$
	U_{W0}	$\frac{1}{3}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$	$-\frac{2}{3}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$	$\frac{1}{3}U_d$	$\frac{2}{3}U_d$
线电压	U_{UV}	U_d	U_d	0	$-U_d$	$-U_d$	0
	U_{VW}	$-U_d$	0	U_d	U_d	0	$-U_d$
	U_{WU}	0	$-U_d$	$-U_d$	0	U_d	U_d

(5) 180°逆变器输出的相电压、线电压波形

按表 3-2 将各区间的电压连接起来后即可得到交直交电压型变频器输出的相电压波形和线电压波形, 如图 3-17 所示。由图 3-17 可以看出, 三个相电压是相位互差 120°的阶梯状交变电压波形, 三个线电压为正、负半周各为 120°矩形电压波形。

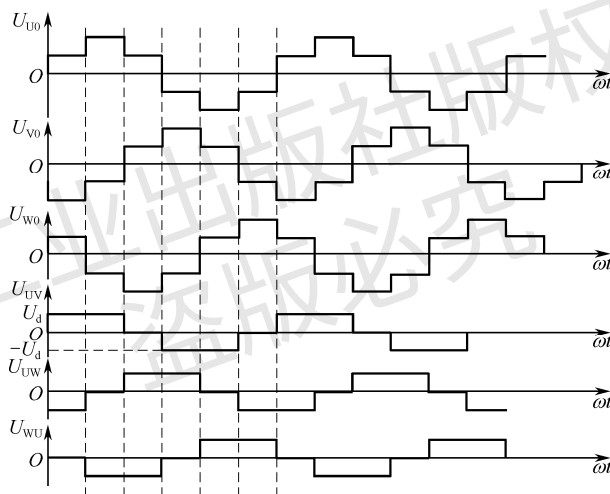


图 3-17 180°逆变器输出的相电压、线电压波形

图中相电压和线电压的有效值为

$$\begin{aligned}
 U_p = U_{U0} = U_{V0} = U_{W0} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{U0}^2 d\omega t} \\
 &= \sqrt{\frac{2}{2\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{3}} \left(\frac{1}{3}U_d\right)^2 d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left(\frac{2}{3}U_d\right)^2 d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \left(\frac{1}{3}U_d\right)^2 d\omega t \right]} \quad (3-15)
 \end{aligned}$$

$$= \sqrt{\frac{2 \times \frac{\pi}{3}}{2\pi} \left[\left(\frac{1}{3}U_d\right)^2 + \left(\frac{2}{3}U_d\right)^2 + \left(\frac{1}{3}U_d\right)^2 \right]} = \frac{\sqrt{2}}{3} U_d$$

$$U_l = U_{UV} = U_{VW} = U_{WU} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{UV}^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} U_d^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \quad (3-16)$$

$$U_l = \sqrt{3} U_p \quad (3-17)$$

由式 (3-17) 可以看出, 180°导电方式的电压型三相桥式逆变器的线电压为相电压的 $\sqrt{3}$ 倍,

其线电压、相电压之间的关系与正弦三相交流是相同的。

(6) 定量分析

由图 3-6 可以看出, 180° 导电方式的电压型三相桥式逆变器的负载线电压为 120° 交流矩形波波形, 各相电压波形为六阶梯波, 中点电压为 3 倍输出频率的方波。改变开关管触发脉冲的频率就可以改变逆变器输出电压的频率。

① 输出线电压

把输出线电压 u_{UV} 展开成傅里叶级数得

$$\begin{aligned} u_{UV} &= \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t - \dots \right) \\ &= \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} \left[\sin \omega t + \sum_n \frac{1}{n} (-1)^k \sin n\omega t \right] \end{aligned} \quad (3-18)$$

式中, $n=6k \pm 1$, k 为自然数。从式 (3-18) 可以看出, 180° 导电方式的电压型三相桥式逆变器的线电压波形中不包含偶次和 3 次谐波, 而只含有 5 次级 5 次以上的奇次谐波, 且谐波幅值与谐波次数成反比。

输出线电压有效值 U_{UV} 为

$$U_{UV} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{UV}^2 d\omega t} = 0.816U_d \quad (3-19)$$

其中基波幅值 U_{UV1m} 和基波有效值 U_{UV1} 分别为

$$U_{UV1m} = \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} = 1.1U_d \quad (3-20)$$

$$U_{UV1} = \frac{U_{UV1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_d = 0.78U_d \quad (3-21)$$

② 输出相电压

由图 3-6 可以看出, 180° 导电方式的电压型三相桥式逆变器的相电压为交流六阶梯状波形, 把输出 u_{UN} 展开成傅里叶级数得

$$\begin{aligned} u_{UN} &= \frac{2U_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t + \dots \right) \\ &= \frac{2U_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \sum_n \frac{1}{n} \sin n\omega t \right) \end{aligned} \quad (3-22)$$

式中, $n=6k \pm 1$, k 为自然数。从式 (3-22) 可以看出, 180° 导电方式的电压型三相桥式逆变器的相电压波形中不包含偶次和 3 次谐波, 而只含有 5 次级 5 次以上的奇次谐波, 且谐波幅值与谐波次数成反比。

负载相电压有效值 U_{UN} 为

$$U_{UN} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{UN}^2 d\omega t} = 0.471U_d \quad (3-23)$$

其中基波幅值 U_{UN1m} 和基波有效值 U_{UN1} 分别为

$$U_{UN1m} = \frac{2U_d}{\pi} = 0.637U_d \quad (3-24)$$

$$U_{UN1} = \frac{U_{UN1m}}{\sqrt{2}} = 0.45U_d \quad (3-25)$$

为了防止同一相上下两桥臂的开关器件同时导通而引起直流侧电源的短路, 要采取“先断后通”的方法。

(7) 180°导电型逆变器工作规律总结

- ① 每个脉冲间隔 60°区间内有 3 个开关导通，它们分属于逆变桥的共阴极管和共阳极组；
- ② 在 3 个导通元件中，若属于同一组的有 2 个元件，则元件所对应相的相电压为 $1/3U_d$ ，另 1 个元件所对应相的相电压为 $2/3U_d$ ；
- ③ 共阳极组元件所对应相的相电压为正，共阴极管组元件所对应相的相电压为负；
- ④ 三个相电压相位互差 120°；相电压之和为 0；
- ⑤ 线电压等于相电压之差；三个线电压相位互差 120°；线电压之和为 0；线电压为 $\sqrt{3}$ 倍相电压。

(8) 180°导电型逆变器中晶闸管的换流过程

交交变频器中晶闸管的换流同普通整流电路一样采用电网电压自然换流，而交直交变频器的逆变部分则无法采用电网电压换流，又由于逆变器的负载一般为三相异步电动机，属电感负载，也无法采用适用于容性负载的负载换流方式，故逆变器中晶闸管只能采用强迫换流方式。

为便于分析换流原理，特作如下假定：

假设逆变器所输出交流电的周期 T 远大于晶闸管的关断时间；在换流过程的短时间内，认为负载电流 I_L 不变；上、下两个换流电感 L_1 和 L_4 、 L_3 和 L_6 、 L_5 和 L_2 耦合紧密；晶闸管的触发时间近似认为等于零，反向关断电流也近似为零；忽略各晶闸管及二极管的正向压降。

从表 3-1 可以看出， VT_1 经 180°导电后换流至 VT_4 ，下面就以这个时刻为例说明其换流原理。

① 换流前的初始状态

换流之前，逆变器工作于 120°~180°区间，这时 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 三个晶闸管导通，与负载形成初始的闭合回路，U 相负载电流 I_L 如图 3-18 (a) 中虚线箭头所示。稳态时 VT_1 、 L_1 上无压降， C_4 上充有电压 U_d ，极性上正下负， VT_4 上承受正压。

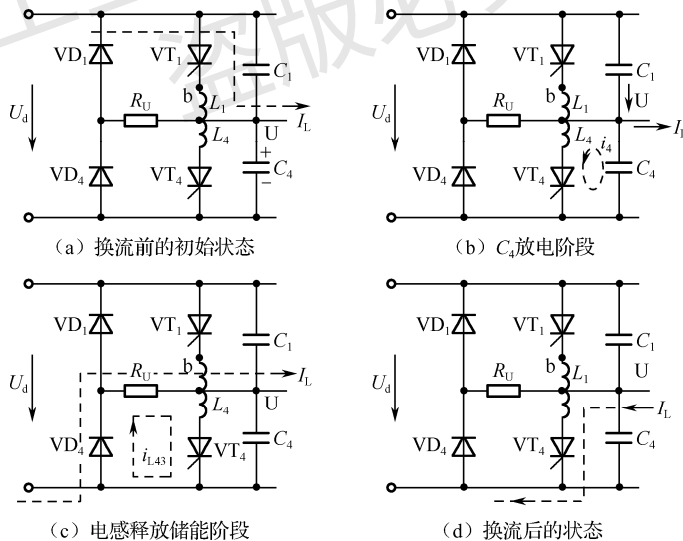


图 3-18 U 相电路的换流过程

② 触发 VT_4 后的 C_4 放电阶段

VT_1 导电 180°后触发 VT_4 ，电路主要有以下三个方面的变化。首先，由于 C_4 上原来充有电压 $U_{C4}=U_d$ ， VT_4 触发后立即导通， C_4 会通过 VT_4 释放能量。 C_4 的放电回路为 $C_4(+)\rightarrow L_4\rightarrow VT_4\rightarrow C_4(-)$ ，设放电电流为 i_4 如图 3-18 (b) 所示。

另一方面，触发 VT_4 后，由于 i_4 放电回路使 L_4 两端感应电压立即变为 $u_{L4}=u_{C4}=U_d$ ，又由于 L_1 和 L_4 紧密耦合，故 L_1 上也必然感应出 $u_{L1}=U_d$ ，于是 b 点电位被抬高至 $2U_d$ ， VT_1 承受反压而关断。

再一方面，电容上的电压 u_{C4} 随着放电的进行而降低，换向电容 C_1 同时开始充电，为下次换流做好准备。这一阶段，负载 U 相电流 I_L 不变，它由 C_1 和 C_4 的充放电电流提供， I_L 的方向也如图 3-18 (b) 所示。当这一阶段结束时， u_{C4} 放电到零，电容 C_4 流向 L_4 的振荡放电电流 i_4 达到最大值 I_{4m} 。各物理量的变化可表示为

$$\begin{array}{ll} \text{电容 } C_4 \text{ 上的电压 } u_{C4}: U_d \downarrow \rightarrow 0 & \text{b 点电位: } 2U_d \downarrow \rightarrow U_d \downarrow \rightarrow 0 \\ \text{电容 } C_1 \text{ 上的电压 } u_{C1}: 0 \uparrow \rightarrow U_d & \text{VT}_1 \text{ 上电压: } -U_d \uparrow \rightarrow 0 \uparrow \rightarrow U_d \end{array}$$

由于 C_4 处于放电阶段，b 点电位由 $2U_d$ 连续降至零，可见 b 点电位必然要经历 U_d 这一时刻，而在这一时刻以前， VT_1 承受的是反偏压，这时刻之后又恢复正偏。因此，应保证 VT_1 承受反偏电压的时间大于 VT_1 元件的关断时间，以确保其可靠关断。

③ 电感释放储能阶段

当电容 C_4 放电完毕后，不能再提供给电感（包括 L_4 及 $L_{\text{负载}}$ ）能量了，于是电路中电感储能开始释放。

电感 L_4 上储能为 $\frac{1}{2}L_4I_{4m}^2$ ，通过 $\text{VT}_4 \rightarrow \text{VD}_4 \rightarrow R_U \rightarrow L_4 \rightarrow \text{VT}_4$ 构成闭合回路放电，放电电流为 i_{L4} 如图 3-18 (c) 所示，电感能量在 R_U 中消耗掉。 VD_4 是本段才开始导通的，由于在第 2 阶段中 C_4 上有正向电压，故 VD_4 上承受反压，在 C_4 放电结束之后， VD_4 才承受 u_{L4} 正压而导通。

负载电感中储能为 $\frac{1}{2}L_{\text{负载}}I_L^2$ ，负载放电回路为 $Z_U \rightarrow Z_V \rightarrow \text{VT}_3 \rightarrow U_d \rightarrow \text{VD}_4 \rightarrow R_U \rightarrow Z_U$ ，回路可参考图 3-18 (c)，该回路经过直流电源 U_d ，可见换流时负载能量回馈电网。

当换流电感 L_4 及负载电感中的能量都释放完毕后，换流过程结束，接着 VT_4 导通，进入新的换流后状态。

④ 换流后的状态

VT_1 与 VT_4 换流后，逆变器进入 $180^\circ \sim 240^\circ$ 区间，该区间 U 相负载电流如图 3-18 (d) 所示。值得注意的是，这种逆变器必须具有足够的脉冲宽度去触发晶闸管。原因是：如果负载电感较大，在第 3 阶段中 L_4 电感中的电能先释放完，而 $L_{\text{负载}}$ 中的储能后释放完，即 i_{L4} 先从 I_{L4m} 变到 0， VT_4 就会因放电电流到零而关断，待负载电流 i_L 从 I_L 变到零再反向为 $-I_L$ 时， VT_4 已先关断了，为了防止 VT_4 先关断而影响换流，触发脉冲应采用宽脉冲（一般取 120° ）或脉冲列，以保证 VT_4 在负载电感量较大时再触发。

除了上述串联电感式逆变器，晶闸管交直电压型逆变器还有串联二极管式、采用辅助晶闸管换流等典型接线形式，由于晶闸管元件没有自关断能力，这些逆变器都需要配置专门的换流元件来换流，装置的体积与重量大，输出波形与频率均受限制。

3.3 电流型逆变电路

直流电源为电流源的逆变电路称为电流型逆变电路。

电流型逆变电路有如下主要特点。

- (1) 直流侧串联有大电感，相当于直流电源，直流侧基本无脉动，直流回路呈现高阻抗。
- (2) 电路中开关器件的作用仅是改变直流电源的流电路径，因此交流输出的电流波形为矩形波，并且与负载阻抗角无关，而交流侧电压波形和相位则因负载阻抗不同而不同。
- (3) 当交流侧为电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。

电流型逆变电路中，采用半控型器件的电路仍应用较多，换流方式有负载换流、强迫换流。

3.3.1 单相电流型逆变电路

单相桥式电流型逆变器是一种并联谐振式逆变电路，其负载是补偿电容与电感线圈的并联，逆变器的开关频率工作于负载的谐振频率附近，因此称为并联谐振逆变器，其主电路结构如图 3-19 所示。该电路主要用于金属的熔炼、淬火等感应加热设备中。

(1) 电路分析

电路由四个桥臂构成，每个桥臂的晶闸管各串联一个电抗器 L_T ， L_T 之间不存在互感，用来限制晶闸管开通时的 di/dt 。电路的换流方式为负载换流，开关器件可采用半控型的晶闸管。为了实现负载换流，要求负载电流的相位略超前于负载电压，即负载略呈容性，因此补偿电容应使负载过补偿。使桥臂 1、4 和桥臂 2、3 以 $1000 \sim 2500\text{Hz}$ 的中频轮流导通，由此在负载上得到中频交流电。

主电路开关器件采用自关断器件时，其反向不能承受高电压，则需在各开关器件支路串入二极管。

因为是电流型逆变器，故交流输出电流波形为矩形波，其中包含基波和各奇次谐波，且第 n 次谐波的幅值为基波幅值的 $1/n$ ， n 为谐波的次数。

并联谐振负载阻抗值随频率不同而变化，其幅频特性如图 3-20 所示。由于逆变器的工作频率与负载的谐振频率很接近，谐振负载对外加矩形波电流的基波（频率约为 f_0 ）呈现高阻抗，对高次谐波（频率约为 f_0 奇数倍）呈低阻抗，甚至可看成短路，因此负载上获得的主要成分是基波电压，非常接近正弦波，而输出电流波形接近矩形波。

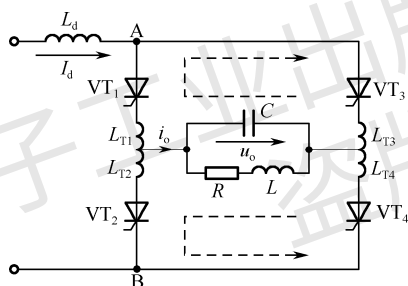


图 3-19 单相桥式电流型（并联谐振式）逆变电路

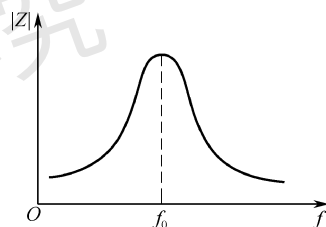


图 3-20 并联谐振负载幅频特性

(2) 工作波形分析

在交流电流的一个周期内，有两个稳定导通阶段和两个换流阶段，图 3-21 是并联谐振式逆变电路工作波形。

$t_1 \sim t_2$: VT_1 和 VT_4 稳定导通阶段， $i_o = I_d$ ， t_2 时刻前在 C 上建立了左正右负的电电压。

在 t_2 时刻触发 VT_2 和 VT_3 开通，开始进入换流阶段。由于换流电抗器 L_T 的作用， VT_1 和 VT_4 不能立刻关断，其电流有一个减小过程， VT_2 和 VT_3 的电流也有一个增大过程。4 个晶闸管全部导通，负载电容电压经两个并联的放电回路同时放电。一个回路是经 L_{T1} 、 VT_1 、 VT_3 、 L_{T3} 回到电容 C 。另一个回路是经 L_{T2} 、 VT_2 、 VT_4 、 L_{T4} 回到电容 C 。

当 $t = t_4$ 时， VT_1 、 VT_4 电流减至零而关断，直流侧电流 I_d 全部从 VT_1 、 VT_4 转移到 VT_2 、 VT_3 ，换流阶段结束。 $t_\gamma = t_4 - t_2$ 称为换流时间。因为负载电流 $i_o = i_{VT1} - i_{VT2}$ ，所以 i_o 在 t_3 时刻，晶闸管需一段时间才能恢复到正向阻断能力， t_4 时刻换流结束后还要使 VT_1 、 VT_4 承受一段反压时间 t_β ， $t_\beta = t_5 - t_4$ 应大于晶闸管的关断时间 t_q 。为保证可靠换流应在 u_o 过零前 $t_\delta = t_5 - t_2$ 时刻触发 VT_2 、 VT_3 。 t_δ 为触发引前时间，得

$$t_\delta = t_\gamma + t_\beta \quad (3-26)$$

i_o 超前于 u_o 的时间 t_ϕ （负载的功率因数角）为

$$t_{\varphi} = \frac{t_{\gamma}}{2} + t_{\beta} \quad (3-27)$$

把 t_{φ} 表示为电角度 φ (弧度) 可得

$$\varphi = \omega \left(\frac{t_{\gamma}}{2} + t_{\beta} \right) = \frac{\gamma}{2} + \beta \quad (3-28)$$

(3) 定量分析

i_o 展开成傅里叶级数可得

$$i_o = \frac{4I_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (3-29)$$

其基波电流有效值 I_{o1} 为

$$I_{o1} = \frac{4I_d}{\sqrt{2}\pi} = 0.9I_d \quad (3-30)$$

负载电压有效值 U_o 和直流电压 U_d 的关系

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{\pi} \int_{-\beta}^{\pi-(\gamma+\beta)} u_{AB} d\omega t \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{-\beta}^{\pi-(\gamma+\beta)} \sqrt{2}U_o \sin \omega t d\omega t \\ &= \frac{\sqrt{2}U_o}{\pi} [\cos(\beta + \gamma) + \cos \beta] \\ &= \frac{2\sqrt{2}U_o}{\pi} \cos \left(\beta + \frac{\gamma}{2} \right) \cos \frac{\gamma}{2} \end{aligned} \quad (3-31)$$

一般情况下 γ 值较小, 可近似认为 $\cos(\gamma/2) \approx 1$, 再考虑到式 (3-31) 可得

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_o \cos \varphi \quad (3-32)$$

或者

$$U_o = \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2} \cos \varphi} = 1.11 \frac{U_d}{\cos \varphi} \quad (3-33)$$

上述讨论是在假设负载参数不变、逆变电路工作频率固定的条件下进行的。实际工作中, 在中频加热和钢料熔化过程中, 感应线圈的参数是随时间变化的, 固定的工作频率无法保证晶闸管的反压时间 t_{β} 大于关断时间 t_{q} , 可能导致逆变失败。为了保证电路正常工作, 必须使工作频率能适应负载的变化而自动调整, 这种控制方式称为自励方式, 此时逆变电路的触发信号取自负载端, 其工作频率受负载谐振频率的控制而比后者高一个适当值。与自励式相对应, 固定工作频率的控制方式称为他励方式。自励方式存在系统未投入运行时, 负载端无输出、无法取出信号问题, 而解决这一问题的其中一种常用方法是先用他励方式, 使系统开始工作后再转入自励方式。另一种方法是附加预充电起动电路, 即预先给电容器充电, 起动时将电容能量释放到负载上, 形成衰减振荡, 再检测出振荡信号实现自励。

3.3.2 三相电流型逆变电路

1. 三相桥式电流型逆变电路

在 180° 导电型的三相桥式电压型逆变器中, 开关器件的换流是在同一相中进行的。换流时,

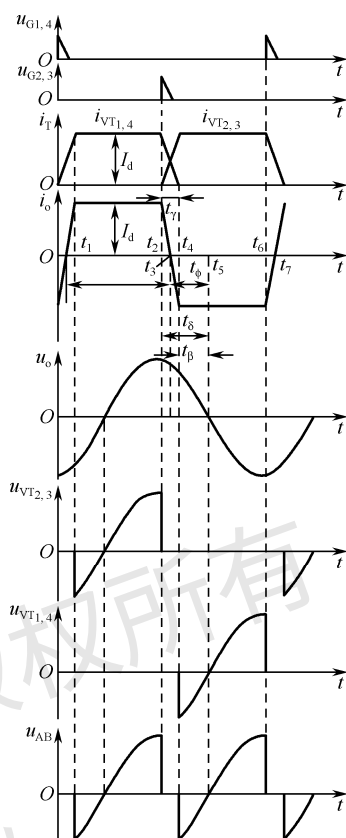


图 3-21 并联谐振式逆变电路工作波形

若需关断的开关器件没能及时关断，它就会和换流后同一相上的器件形成通路，使直流电源发生短路，带来换流安全问题；而三相桥式电流型逆变电路采用 120° 导电方式，逆变电路中的开关器件换流是在同一组（上桥臂组或下桥臂组）内进行的，即每个时刻，上桥臂组的三个臂和下桥臂组的三个臂都各有一个臂导通，为横向换流。所以 120° 导电型的三相桥式电流型逆变器可以有效避免电源短路问题。

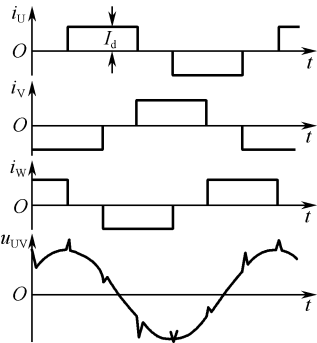


图 3-22 电流型三相桥式逆变电路的输出波形

与画电压型逆变电路波形时先画电压波形类似，画电流型逆变电路波形时，总是先画电流波形。因为输出交流电流波形和负载性质无关，是正负脉冲宽度各为 120° 的矩形波。图 3-22 给出了逆变电路的三相输出交流电流波形及线电压 u_{UV} 的波形。输出电流波形和三相桥式可控整流电路在大电感负载下的交流输入电流波形形状相同。因此，它们的谐波分析表达式也相同。输出线电压波形和负载性质有关，图 3-22 中给出的波形大体为正弦波，但叠加了一些脉冲，这是由逆变器中的换流过程产生的。下面将详细说明三相全控型器件电流型逆变电路的工作原理。

(1) 电路组成

三相全控型器件电流型逆变电路及输出电流波形如图 3-23 所示，主电路与单相电流型逆变电路相比较，也是多了一条桥臂。采用 120° 导电方式，任意瞬间只有两个桥臂导通，导通顺序为 $VT_1 \rightarrow VT_2 \rightarrow VT_3 \rightarrow VT_4 \rightarrow VT_5 \rightarrow VT_6$ ，依次间隔 60° ，每个桥臂导通 120° 。这样每个时刻上桥臂组和下桥臂组中都各有一个臂导通。输出电流波形如图 3-23 (b) 所示，可以看出输出电流与负载性质无关，输出电压波形由负载性质决定。该电路常用于中小功率交流电动机调速系统中。

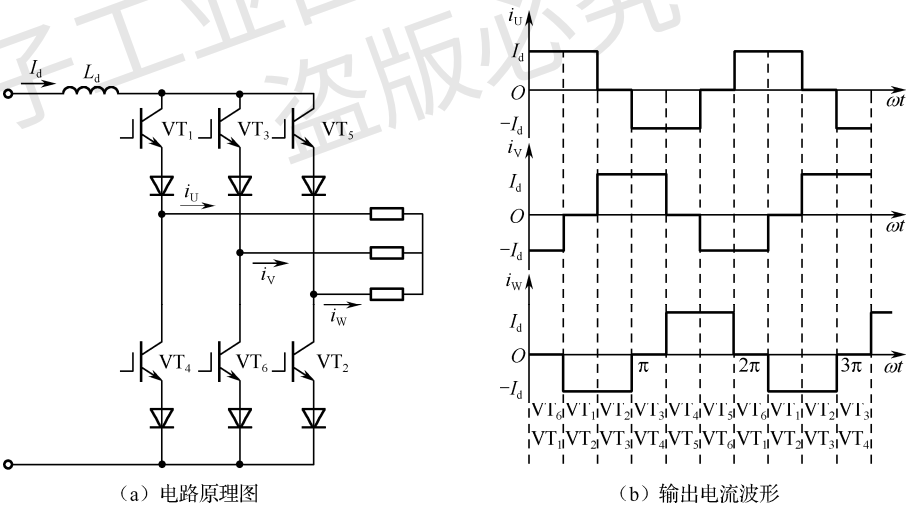


图 3-23 三相全控型器件电流型逆变电路及输出电流波形

(2) 开关器件导通规律

按照每个开关器件驱动触发间隔为 60° ，触发导通后维持 120° 才被关断的特征 (120° 导电型)，可以得到 6 个开关器件在 360° 区间里的导通情况，如表 3-3 所示。

表 3-3 逆变器中开关器件的导通情况 (120° 电压型)

晶闸管	区间					
	$0^\circ \sim 60^\circ$	$60^\circ \sim 120^\circ$	$120^\circ \sim 180^\circ$	$180^\circ \sim 240^\circ$	$240^\circ \sim 300^\circ$	$300^\circ \sim 360^\circ$
VT_1	导通	导通	×	×	×	×

续表

晶闸管	区间					
	$0^\circ \sim 60^\circ$	$60^\circ \sim 120^\circ$	$120^\circ \sim 180^\circ$	$180^\circ \sim 240^\circ$	$240^\circ \sim 300^\circ$	$300^\circ \sim 360^\circ$
VT ₂	×	导通	导通	×	×	×
VT ₃	×	×	导通	导通	×	×
VT ₄	×	×	×	导通	导通	×
VT ₅	×	×	×	×	导通	导通
VT ₆	导通	×	×	×	×	导通

(3) 输出的相电流和线电流

根据每 60° 间隔中开关器件的导通情况，可以作出每个 60° 区间内负载连接的等效电路，如图 3-24 所示。由此可求出输出的相电流和线电流。从表 3-3 和图 3-24 所示的等效电路可以很容易得到表 3-4 的逆变器相电流计算值。

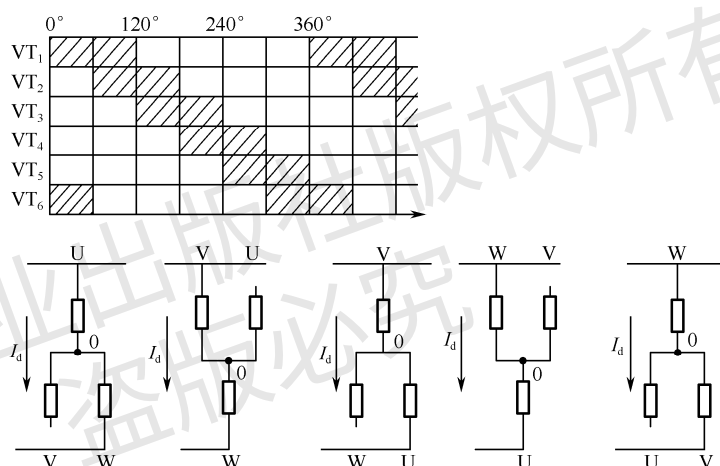


图 3-24 每个 60° 区间内的负载等效电路

按表 3-4 将各区间的相电流连接起来后即可得到电流型变频器输出的相电流波形，如图 3-25 所示。3 个相电流是相位互差 120° 电角度的矩形交变电流波形。

表 3-4 逆变器的相电流计算值 (120° 电流型)

相电流	区间					
	$0^\circ \sim 60^\circ$	$60^\circ \sim 120^\circ$	$120^\circ \sim 180^\circ$	$180^\circ \sim 240^\circ$	$240^\circ \sim 300^\circ$	$300^\circ \sim 360^\circ$
I_{U0}	I_d	I_d	0	$-I_d$	$-I_d$	0
I_{V0}	$-I_d$	0	I_d	I_d	0	$-I_d$
I_{W0}	0	$-I_d$	$-I_d$	0	I_d	I_d

在星形对称负载中，线电流等于相电流；若是三角形对称负载，其线电流与相电流关系的分析与正弦电路类似。

(4) 定量分析

从图 3-25 所示的波形可知，输出电流波形和三相桥式可控整流电路在大电感负载下的交流输入电流（变压器二次电流）波形形状相同，也和电压型三相桥式逆变电路中输出线电压波形形状相同。仿照线电压的谐波分析表达式，可写出相电流波形的谐波分析表达式为

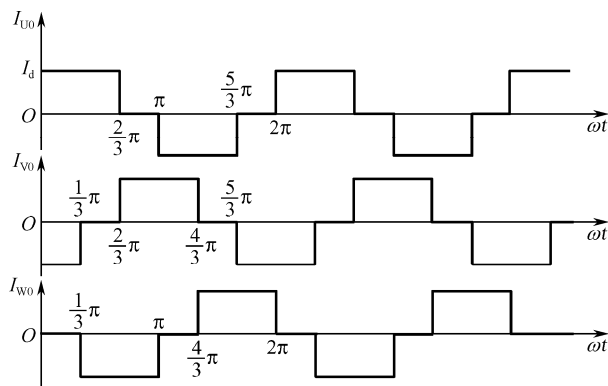


图 3-25 120° 电流型逆变器输出的相电流波形

$$\begin{aligned}
 i_{u0}(t) &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t - \dots \right) \\
 &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\sin \omega t + \sum_{n=6k \pm 1} \frac{(-1)^k}{n} \sin n\omega t \right]
 \end{aligned} \quad (3-34)$$

输出相电流的基波有效值为

$$I_{U1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = 0.78 I_d \quad (3-35)$$

从式 (3-34) 可知, 120° 导电方式电流型三相桥式逆变器的相电流波形中不包含偶次和 3 的倍数次谐波, 而只含有 5 次及 5 次以上的奇次谐波, 且谐波幅值与谐波次数成反比。

(5) 120° 导电型导电规律总结

每个脉冲间隔 60° 内, 有 2 个晶闸管器件导通, 它们分属于逆变桥的共阴极组和共阳极组; 在 2 个导通器件中, 每个器件所对应相的相电流为 I_d 。而不导通器件所对应相的电流为 0; 共阳极组中器件所通过的相电流为正, 共阴极组器件所通过的相电流为负; 每个脉冲间隔 60° 内的相电流之和为 0。

尽管目前随着全控型器件不断进步, 晶闸管逆变电路的应用已越来越少, 串联二极管式晶闸管逆变电路仍应用较多。这种电路主要用于中大功率交流电动机调速系统, 下面将详细说明三相串联二极管式电流型变频器的的工作原理。

2. 120° 导电型的晶闸管交直交电流型变频器

在 180° 导电型电压型的晶闸管逆变器中, 需要外接换流衰减电阻、换流电感和换流电容等强迫换流电路才能完成换流, 使得逆变器体积增加、成本提高、换流损耗加大。而在 120° 导电型的晶闸管交直交电流型变频器的逆变器中, 不需要换流衰减电阻和换流电感等元件。因为三相变频器的负载通常是感应电动机, 所以可以用感应电动机的定子电感来代替换流电路中的换流电感, 并且省去衰减电阻。

(1) 主电路的组成

三相串联二极管式电流型变频器的主电路如图 3-26 所示。图中 L_d 为整流与逆变两部分电路的中间滤波环节——直流平波电抗器, $VT_1 \sim VT_6$ 为主晶闸管, C_{13} 、 C_{35} 、 C_{51} 、 C_{46} 、 C_{62} 、 C_{24} 为换流电容, $VD_1 \sim VD_6$ 为隔离二极管。电动机的电感和换流电容组成换流电路。

图 3-26 中负载电动机采用上述简化后的各相等效电路作出。以 e_{1U} 、 e_{1V} 、 e_{1W} 分别表示各相基波电流感应电动势, L_{1U} 、 L_{1V} 、 L_{1W} 表示各相漏电感 (为定子相漏感与折合到定子侧的转子相漏感之和), 则

$$\begin{cases} u_U = L_{1U} \frac{di_U}{dt} + e_{1U} \\ u_V = L_{1V} \frac{di_V}{dt} + e_{1V} \\ u_W = L_{1W} \frac{di_W}{dt} + e_{1W} \end{cases} \quad (3-36)$$

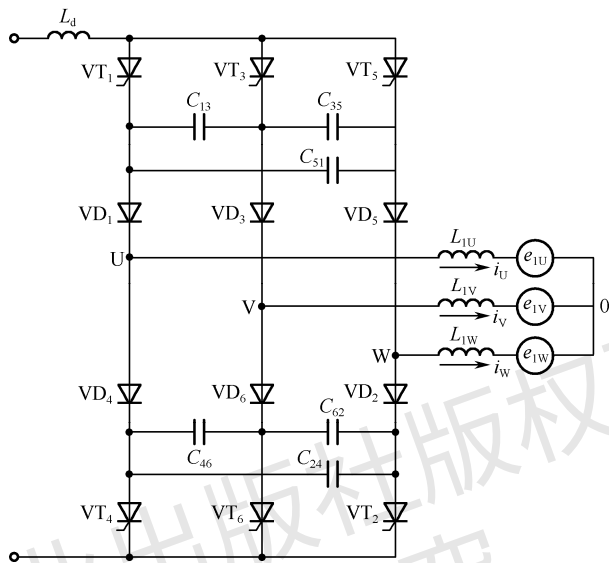


图 3-26 三相串联二极管式晶闸管逆变电路

(2) 换流原理

串联二极管式电流型逆变器的换流过程以 0° 电角度时 VT_5 向 VT_1 换流为例进行分析，它可分为以下几个阶段。

原始导通阶段，逆变器在 0° 电角度之前工作于 $300^\circ \sim 360^\circ$ 区间，晶闸管 VT_5 、 VT_6 导通，负载电流 $I_L = I_d$ 流向为： $VT_5 \rightarrow VD_5 \rightarrow W$ 相负载 $\rightarrow 0 \rightarrow V$ 相负载 $\rightarrow VD_6 \rightarrow VT_6$ ，电容 C_{35} 、 C_{51} 上均充有左负右正的电压 u_C ，因为 C_{35} 、 C_{51} 的右端均为最高电位， C_{13} 上无充电电压。该区间电流流通情况如图 3-27 (a) 所示。

电容器恒流充电阶段，在 0° 电角度处触发 VT_1 ，则 VT_1 由于 C_{51} 与 VT_5 回路所施加的正电压而立即导通， VT_1 导通后又与 C_{51} 一起对 VT_5 施加反压，于是 VT_5 立即关断。这时负载电流 $I_L = I_d$ 不能突变，暂时保持恒定，流向变为： $VT_1 \rightarrow C_{13}$ 与 C_{35} 串，再并 C_{51} 的等效支路 $\rightarrow VD_5 \rightarrow W$ 相 $\rightarrow 0 \rightarrow V$ 相 $\rightarrow VD_6 \rightarrow VT_6$ ，使三个电容接受恒流充电，由于电流 I_d 很大， C_{51} 上电压将立即由左负右正转为左正右负，随着 C_{51} 上充电电压的不断反向升高，当 u_{51} 达到 $u_{51} = e_{1U} - e_{1W}$ 时，将使 VD_1 导通，进入二极管换流阶段。恒流充电阶段电流流电路径如图 3-27 (b) 所示。

二极管换流阶段， VD_1 导通后，等效电容支路立即通过 VD_1 放电，放电具体路径为： C_{13} 串 C_{35} ，再并 C_{51} 等效支路 $\rightarrow VD_1 \rightarrow U$ 相 $\rightarrow 0 \rightarrow W$ 相 $\rightarrow VD_5$ ，此外，负载电流 $I_L = I_d$ 仍由恒流充电段的路径沿 W 、 V 相通过。本阶段中， U 相只流过放电电流 $i_U = i_{放}$ ， VD_5 中流过的电流为 $(I_d - i_U)$ ， W 相电流 $i_W = (I_d - i_U)$ ， V 相电流同前一阶段。由于电容放电是振荡放电，由三个放电电容 $(3/2)C$ 与电机的两相电感 $(2L_1)$ 组成振荡电路，于是放电电流为一个谐振电流，电流 $i_U = i_{放}$ 从零上升，而电容电压下降，当 $i_U = i_{放}$ 上升到 I_d 时， VD_5 关断，这时 $i_U = I_d$ ， $i_W = I_d - i_U = 0$ ，实质上电流从 W 相恰好换流至 U 相。该阶段的 $i_{放}$ 与 I_d 各自的电流流向如图 3-27 (c) 所示。

换流后，二极管换流阶段结束时， VD_5 已被切断，不再存在振荡回路，只有 I_d 流通，其流通回路为： $I_d \rightarrow VT_1 \rightarrow VD_1 \rightarrow U$ 相 $\rightarrow 0 \rightarrow V$ 相 $\rightarrow VD_6 \rightarrow VT_6$ ，进入 $0^\circ \sim 60^\circ$ 稳定运行区段，换流电容 C_{46} 充电极性为左正右负， C_{62} 极性为左负右正，为 VT_6 向 VT_2 换流作好准备，如图 3-27 (d) 所示。

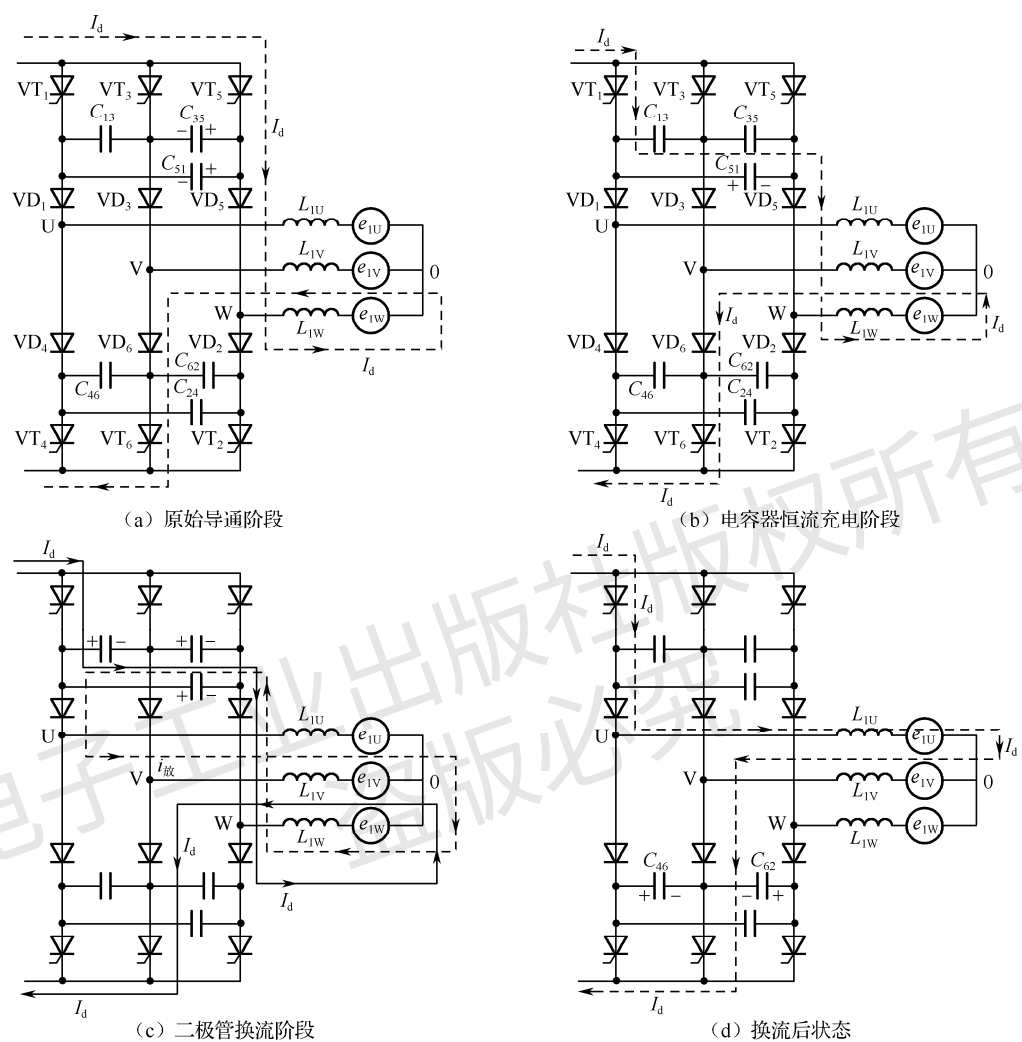


图 3-27 串联二极管式电流型逆变器的换流过程

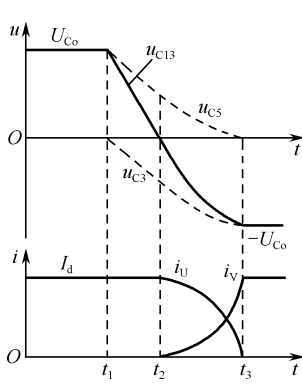


图 3-28 串联二极管晶闸管
逆变电路换流过程波形

图 3-28 给出了电感负载时 u_{C13} 、 i_U 和 i_V 的波形图。 u_{C1} 的波形和 u_{C13} 完全相同。 u_{C3} 从零变到 $-U_{C0}$ ， u_{C5} 从 U_{C0} 变到零，变化幅度是 C_1 的一半。这些电压恰好符合相隔 120° 后从 VT_3 到 VT_5 换流时的要求，为下次换流准备好了条件。

电流型三相桥式逆变器还可以驱动同步电动机，利用滞后于电流相位的反电动势可以实现换流。因为同步电动机是逆变器的负载，因此这种换流方式也属于负载换流。

用逆变器驱动同步电动机时，其工作特性和调速方式都与直流电动机相似，但没有换向器，因此被称为无换向器电动机。图 3-29 是无换向器电动机的基本电路，由三相可控整流电路为逆变电路提供直流电源。逆变电路采用 120° 导电方式，利用电动机反电动势实现换流。例如从 VT_1 向 VT_3 换流时，因 V 相电压高于 U 相， VT_3 导通时 VT_1 就

被关断，这和有源逆变电路的工作情况十分相似。图 3-29 中 BQ 是转子位置检测器，用来检测磁极位置以决定什么时候给哪个晶闸管发出触发脉冲。图 3-30 给出了在电动状态下电路的工作波形。

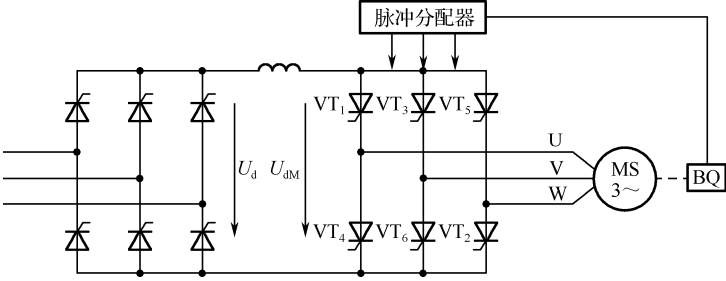


图 3-29 无换向器电动机的基本电路

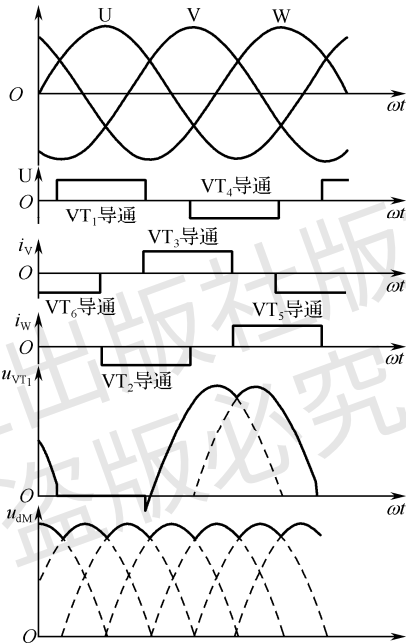


图 3-30 无换向器电动机电路工作波形

3.4 多重逆变电路和多电平逆变电路

电压型逆变电路的输出电压是矩形波，电流型逆变电路的输出电流是矩形波，矩形波中含有较多的谐波，会对负载产生不利影响。常常采用多重逆变电路把几个矩形波组合起来，使之成为接近正弦波的波形。也可以改变电路结构，构成多电平逆变电路，它能够输出较多的电平，从而使输出电压向正弦波靠近。本节以电压型逆变电路为例说明多重逆变电路的基本原理。

3.4.1 多重逆变电路

多重逆变电路分串联多重和并联多重两种方式，串联多重是把几个逆变电路的输出串联起来，电压型逆变电路用串联多重方式；并联多重是把几个逆变电路的输出并联起来，电流型逆变电路多用并联多重方式。本节以电压型逆变电路为例说明逆变电路多重化的基本原理。

1. 单相电压型二重逆变电路

单相电压型二重逆变电路原理图如图 3-31 所示，它由两个单相全桥逆变电路组成，二者输出

通过变压器 T_1 和 T_2 串联起来。单相电压型二重逆变电路的工作波形如图 3-32 所示。

两个单相逆变电路的输出电压 u_1 和 u_2 都是导通 180° 的矩形波，其中包含所有的奇次谐波。现在只考查其中的 3 次谐波。如图 3-32 所示，把两个单相逆变电路导通的相位错开 $\varphi=60^\circ$ ，则对于 u_1 和 u_2 中的 3 次谐波来说，它们就错开了 $3\times 60^\circ=180^\circ$ 。通过变压器串联合成后，两者中所含 3 次谐波互相抵消，所得到的总输出电压中就不含 3 次谐波。从图 3-32 可以看出， u_o 的波形是导通 120° 的矩形波，和三相桥式 180° 导电方式逆变电路下的线电压输出波形相同。其中只含 $6k\pm 1$ ($k=1,2,3\cdots$) 次谐波， $3k$ ($k=1,2,3\cdots$) 次谐波都被抵消了。

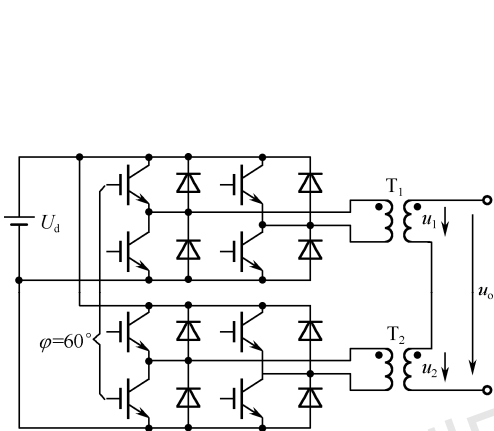


图 3-31 单相电压型二重逆变电路原理图

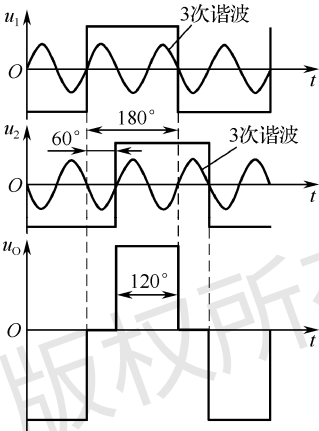


图 3-32 单相电压型二重逆变电路的工作波形

像上面这样，把若干个逆变电路的输出按一定的相位差组合起来，使它们所含的某些主要谐波分量相互抵消，就可以得到较为接近正弦波的波形。

2. 三相电压型二重逆变电路

(1) 主电路的组成

三相电压型二重逆变电路的电路原理图如图 3-33 所示。

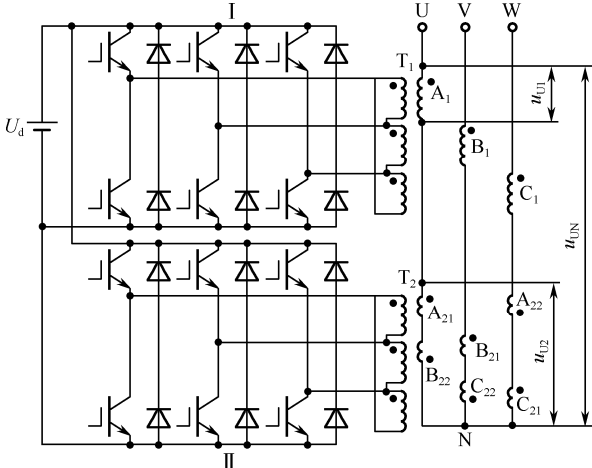


图 3-33 三相电压型二重逆变电路的电路原理图

该电路由两个三相桥式逆变电路构成，其输入直流电源公用，输出电压通过变压器 T_1 和 T_2 串联合成。

两个逆变电路均为 180° 导通方式，这样它们各自的输出线电压都是 120° 矩形波。工作时，使

逆变桥 II 的相位比逆变桥 I 滞后 30° 。

变压器 T_1 和 T_2 在同一水平上画的绕组是绕在同一铁心柱上的。 T_1 为 Δ/Y 连接，线电压比为 $1:\sqrt{3}$ （一次和二次绕组匝数相等）。

变压器 T_2 一次侧也是三角形连接，但二次侧有两个绕组，采用曲折星形接法，即一相的绕组和另一相的绕组串联而构成星形，同时使其二次电压相对于一次电压而言，比 T_1 的接法超前 30° ，以抵消逆变桥 II 比逆变桥 I 滞后的 30° 。这样， u_{U2} 和 u_{U1} 的基波相位就相同。如果 T_2 和 T_1 一次侧匝数相同，为了使 u_{U2} 和 u_{U1} 基波幅值相同， T_2 和 T_1 二次侧间的匝数比就应为 $1:\sqrt{3}$ 。

(2) 相量图与波形

T_1 、 T_2 二次侧基波电压合成情况的相量图如图 3-34 所示。图中 U_{A1} 、 U_{A21} 、 U_{B22} 分别是变压器绕组 A_1 、 A_{21} 、 B_{22} 上的基波电压相量。图 3-35 给出了 u_{U1} (u_{A1})、 u_{A21} 、 $-u_{B22}$ 、 u_{U2} 和 u_{UN} 的波形。可以看出， u_{UN} 比 u_{U1} 更接近正弦波。

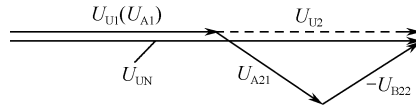


图 3-34 三相电压型二重逆变电路的二次侧基波电压合成相量图

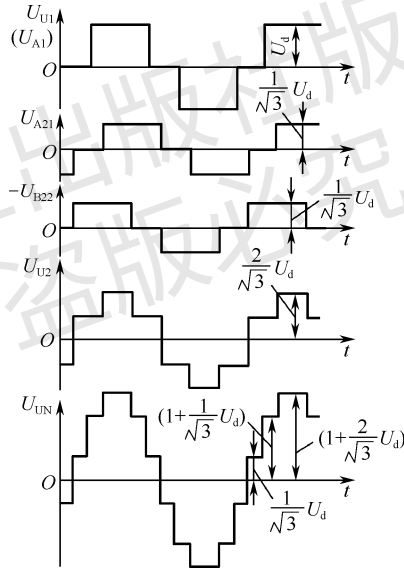


图 3-35 三相电压型二重逆变电路波形

(3) 定量分析

把 u_{U1} 展开成傅里叶级数得

$$\begin{aligned} u_{U1}(t) &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t - \dots \right) \\ &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d \left[\sin \omega t + \sum_{n=6k \pm 1} \frac{(-1)^k}{n} \sin n\omega t \right] \end{aligned} \quad (3-37)$$

式中， $n=6k \pm 1$ ， k 为自然数。

u_{U1} 的基波分量的有效值为

$$U_{U1}(t) = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_d = 0.78 U_d \quad (3-38)$$

u_{U1} 的 n 次谐波分量有效值为

$$U_{U1n} = \frac{\sqrt{6}}{n\pi} U_d \quad (3-39)$$

把由变压器合成后的输出相电压 u_{UN} 展开成傅里叶级数得

$$u_{UN}(t) = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} U_d \left(\sin \omega t + \frac{1}{11} \sin 5\omega t + \frac{1}{13} \sin 7\omega t + \frac{1}{23} \sin 23\omega t + \frac{1}{25} \sin 25\omega t + \dots \right) \quad (3-40)$$

u_{A21} 、 $-u_{B22}$ 的幅值是 u_{A1} 的 $1/\sqrt{3}$ ，而它们的相位分别落后和超前 u_{A1} 波形 30° ，所以 u_{UN} 的基波分量有效值为

$$U_{UN1} = \frac{2\sqrt{6}}{\pi} U_d = 1.56 U_d \quad (3-41)$$

u_{UN} 的 n 次谐波分量有效值为

$$U_{UNn} = \frac{2\sqrt{6}}{n\pi} U_d = \frac{1}{n} U_{UN1} \quad (3-42)$$

式中， $n=12k\pm 1$ ， k 为自然数。

很显然， u_{UN} 中已不再含有 5 次、7 次等谐波。并且直流侧电流每个周期脉动 12 次，为此把它称为 12 脉波逆变电路。一般情况下，按照与上述电路相同的电路结构来拓展电路，使 m 个三相桥逆变电路的相位按照顺序依次分别错开 $\pi/(3m)$ ，连同使它们的输出电压合成并抵消上述相位差的变压器，就可以构成脉波数为 $6m$ 的逆变电路。

3.4.2 多电平逆变电路

多电平变换技术是将单一电源提供的电压转换为多电平电压的技术。采用多电平变换技术的逆变器可以输出多电平交流电，这样可以减小逆变器输出电压的谐波含量，提高输出电压的质量和稳定性。例如，对于三相电压型桥式逆变电路和该电路波形，可以分析到电路的输出电压有 $U_d/2$ 和 $-U_d/2$ 两种电平，故称这种电路为二电平逆变电路。为了使输出波形更接近正弦，可通改变电路的形式，可以输出多种电平，如三电平、五电平、七电平等。近 30 年来，很多学者相继提出了具有实际意义的多电平逆变器电路及多种多电平逆变器的调制控制方法。当前的多电平逆变器的主要结构有：H 桥级联式、电容钳位式、二极管钳位式、飞跨电容嵌位式。

1. 二极管钳位多电平逆变电路

(1) 二极管中点钳位型三电平逆变电路

图 3-36 为二极管中点钳位型三电平逆变电路。该电路的每个桥臂由两个全控型器件串联构成，两个器件都反并联了二极管。两个串联器件的中点通过钳位二极管和直流侧电容的中点相连接。例如，U 相的上、下两桥臂分别通过钳位二极管 VD1 和 VD4 与 O' 点相连接。下面以 U 相为例简要分析其工作情况。

当 VT₁₁ 和 VT₁₂（或 VD₁₁ 和 VD₁₂）导通，VT₄₁ 和 VT₄₂ 关断时，U 点和 O' 点间电位差为 $U_d/2$ ；

当 VT₄₁ 和 VT₄₂（或 VD₄₁ 和 VD₄₂）导通，VT₁₁ 和 VT₁₂ 关断时，U 和 O' 间电位差为 $-U_d/2$ ；

当 VT₁₂ 和 VT₄₁ 导通，VT₁₁ 和 VT₄₂ 关断时，U 和 O' 间电位差为 0。实际上在最后一情况下，VT₁₂ 和 VT₄₁ 不可能同时导通，哪一个导通取决于负载电流 i_U 的方向。按图 3-36 所规定的方向， $i_U > 0$ 时，VT₁₂ 和钳位二极管 VD₁ 导通； $i_U < 0$ 时，VT₄₁ 和钳位二极管 VD₄ 导通。即通过钳位二极管 VD₁ 或 VD₄ 的导通把 U 点电位钳位在 O' 点电位上；通过相电压之间的相减可得到线电压。两电平逆变电路的输出线电压共有 $\pm U_d$ 和 0 三种电平，而三电平逆变电路的输出线电压则有 $\pm U_d$ 、

$\pm U_d/2$ 和 0 五种电平。因此,通过适当的控制,三电平逆变电路输出电压谐波可大大少于两电平逆变电路。

三电平逆变电路还有一个突出的优点就是每个主开关器件关断时所承受的电压仅为直流侧电压的一半,因此,这种电路特别适合于高电压大容量的应用场合。用与三电平电路类似的方法,还可构成五电平、七电平等更多电平的电路。三电平及更多电平的逆变电路统称为多电平逆变电路。

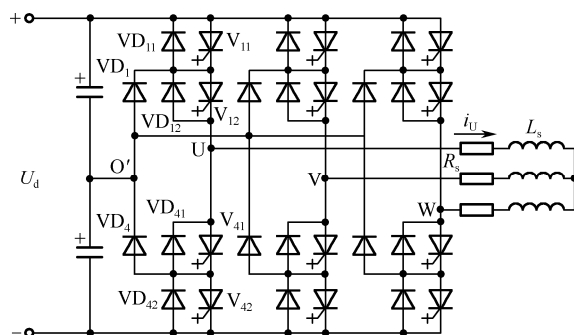


图 3-36 二极管中点钳位型三电平逆变电路

(2) 二极管中点钳位型五电平逆变电路

把上面分析得到的二极管钳位式三电平逆变器拓扑结构扩展到五电平中去,可以得到二极管中点钳位型五电平逆变电路的拓扑结构,如图 3-37 所示。图 3-37 所示五电平逆变器每一相中主开关器件数与续流二极管数都为 8,钳位二极管数为 6,关断时平均每个开关器件承受的正电压为 $U_d/4$ 。现以五电平二极管钳位型五电平逆变电路其中一相 U 相为例,分析图 3-37 所示的五电平逆变器主电路工作情况。

给 U 相上桥臂连接的主开关器件 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 、 VT_4 施加触发脉冲时,如负载电流为流入方向(相对于负载),则电流流过主开关器件 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 、 VT_4 ,若忽略管压降,该相输出端电位等于 $U_d/2$;如负载电流为流出方向,电流流过续流二极管 VD_1 、 VD_2 、 VD_3 、 VD_4 ,该相输出端电位仍等于 $U_d/2$ 。

同理,给 VT_2 、 VT_3 、 VT_4 、 VT_5 导通触发脉冲时,输出端电位等于 $U_d/4$;给 VT_3 、 VT_4 、 VT_5 、 VT_6 导通触发脉冲时,输出端电位等于 0;给 VT_3 、 VT_4 、 VT_5 、 VT_6 、 VT_7 导通触发脉冲时,输出端电位等于 $-U_d/4$;给 U 相下桥臂连接的主开关器件 VT_5 、 VT_6 、 VT_7 、 VT_8 施加触发脉冲时,如负载电流为流入方向(相对于负载),则电流流过主开关器件 VT_5 、 VT_6 、 VT_7 、 VT_8 ,若忽略管压降,该相输出端电位等于 $-U_d/2$;如负载电流为流出方向,电流流过续流二极管 VD_4 、 VD_5 、 VD_6 、 VD_7 ,该相输出端电位仍等于 $-U_d/2$ 。

由上面分析可以得出,主开关器件控制脉冲是有严格要求的,以防止同一桥臂贯穿短路,即 VT_1 与 VT_5 , VT_2 与 VT_6 , VT_3 与 VT_7 , VT_4 与 VT_8 的控制脉冲都要求是互反的,并且可以得到一相电位在由 P2 点电位跳到零电位时,要经过电位的过渡。即在控制过程中,每相电位只能向相邻电位过渡,不允许输出电位跳变。

2. 飞跨电容型逆变电路

飞跨电容型逆变电路(图 3-38)由于要使用较多的电容,而且要控制电容上的电压,因此使用较少。如要构成更多电平的电路,则需要的电容数目会急剧增加。例如一个三相三电平飞跨电容型逆变电路的一相,此逆变器的直流侧采用了一种阶梯型结构,每一层的电容的电压都与下一层的电容的电压不同。为能够产生 M 电平的阶梯型输出电压,在直流侧需要 M-1 个电容。每相

桥臂的结构必须相同，两层电容之间电压增加的大小决定输出波形中每阶电压电平高度。

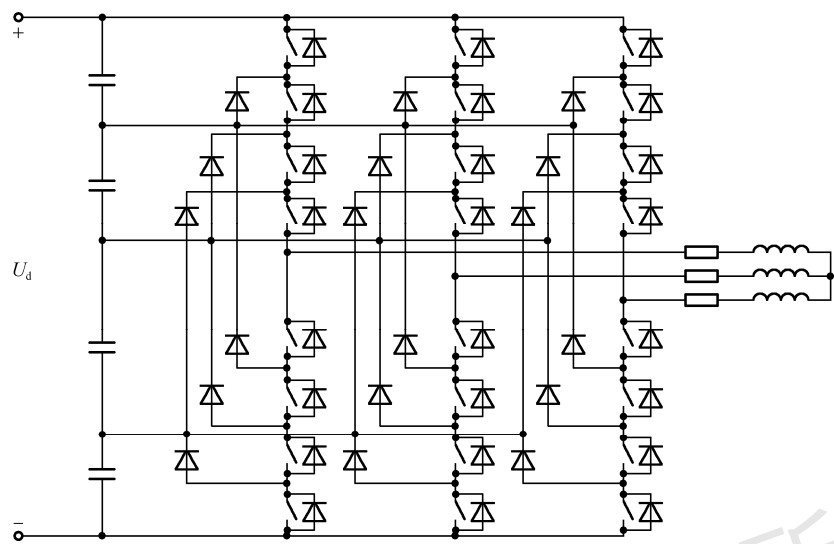


图 3-37 二极管中点钳位型五电平逆变电路

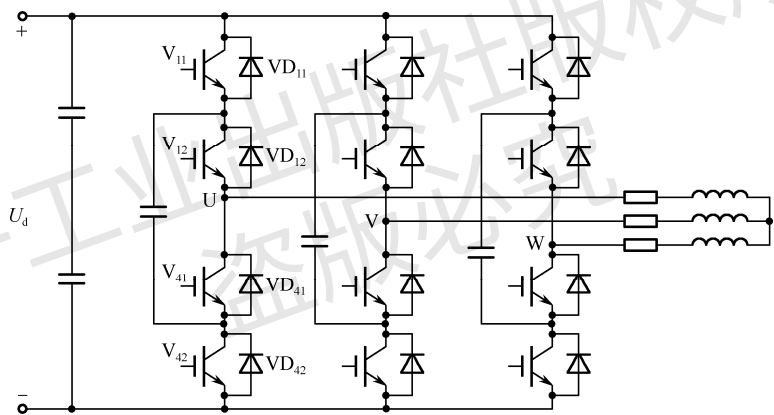


图 3-38 飞跨电容型逆变电路

飞跨电容型多电平逆变电路的优缺点如下。

(1) 优点

- 电平数越多，输出电压谐波的含量越少；
- 逆变器电平数易扩展，电压合成方面，开关状态选择具有较大的灵活性；
- 由于电容的引进，可通过在同一个电平上不同开关组合，使直流侧电容电压保持平衡。

(2) 缺点

- 随着电平数的增加，需要大量的钳位电容，增加了系统的成本；
- 用于纯无功负载时，可能存在飞跨电容电压不平衡的问题；
- 对有功率变换，高频时逆变器的控制非常复杂，同时有很高的开关损耗。

3. 单元串联多电平逆变电路

图 3-39 给出了三单元串联多电平逆变电路原理图。其中的“单元”实际上就是本章前面介绍过的单相电压型全桥逆变电路（又称 H 桥电路），图 3-39 给出了每个单元的电路图。可以看出，实际上单元串联的多电平逆变电路每一相是由多个单相电压型全桥逆变电路串联起来的串联多重

单相逆变电路，通过多个单元输出电压的叠加产生总的输出电压，同时通过不同单元输出电压之间错开一定的相位减小总输出电压的谐波。每个全桥逆变电路都有一个独立的直流电源，因此输出电压的串联可以不用变压器。三单元串联的逆变电路相电压可以产生 $\pm 3U_d$ 、 $\pm 2U_d$ 、 $\pm U_d$ 和 0 共七种电平。如果每相采用更多单元串联，则可以输出更高的电压，其波形也更接近正弦波。

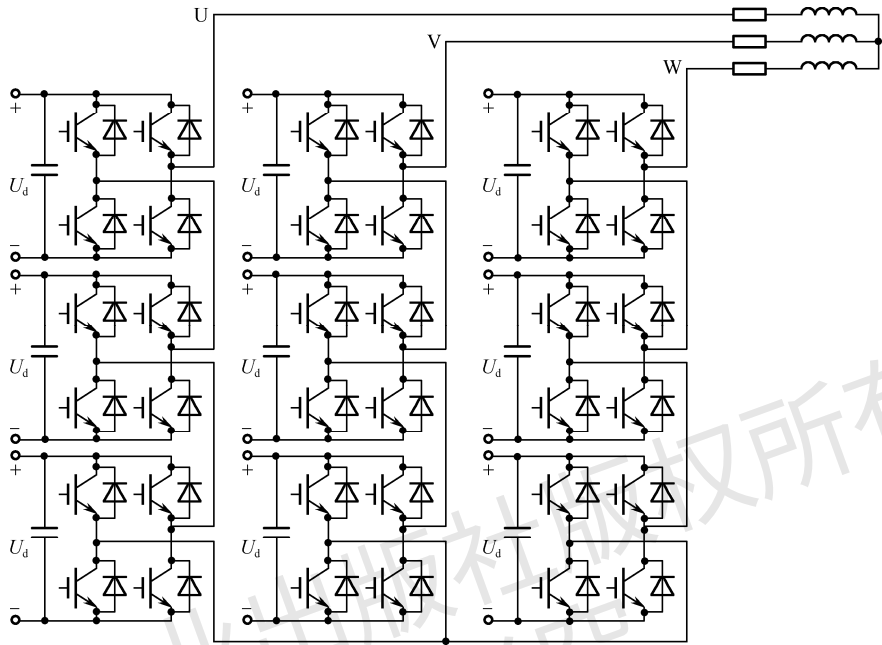


图 3-39 三单元串联多电平逆变电路

对于一个 M 电平的级联型逆变器，每一个桥臂需要 $(M-1)/2$ 个独立直流电压源和 $2(M-1)$ 个主开关器件。例如，三单元串联七电平逆变器拓扑单臂电路，由三个两电平 H 桥单元串联组成，每一个桥臂需要 3 个独立直流电压源和 12 个主开关器件。与二极管钳位式和飞跨电容式多电平逆变器相比较，单元串联多电平逆变电路拓扑不需要大量钳位二极管和飞跨电容，但是需要多个独立的直流电压源。这种拓扑可以方便地通过星形或三角形连接构成三相系统。比较分析，可以得到串联多电平逆变电路的优缺点如下。

(1) 优点

无须大量钳位二极管和钳位电容，在三种多电平变换拓扑中，对于相同的电平数，所需器件最少，易于封装；

电平数越多，输出电压谐波的含量越少；

基于低压小容量逆变器级联的组成方式，技术成熟，易于模块化，较适于七或九电平及更高的电平应用场合。

(2) 缺点

每个单元需要提供一个独立的直流电源，如图 3-40 所示，对其应用不太有利。随着电平数的增加，需要大量独立直流电源，增加了系统的成本。

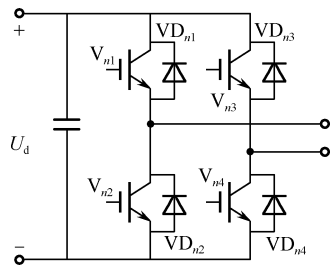


图 3-40 单元串联的基本功能单元

4. 模块化多电平变流器

模块化多电平变流器（Modular Multi-level Converter, MMC）由多个结构相同的子模块级联构成，子模块的结构主要包括半 H 桥型、全 H 桥型、钳位双子模块，MMC 通过各个功率单元之

间的级联实现多电平输出，两电平桥臂是构成功率单元的主要元件，每个功率单元的电容都处于悬浮状态。

模块化多电平变流器每一相交流输出端由上、下两个桥臂通过电感连接而成（图 3-41）。每个桥臂都由相同数量的直流-交流变流器单元串联起来，与前面的三单元串联多电平逆变电路类似。

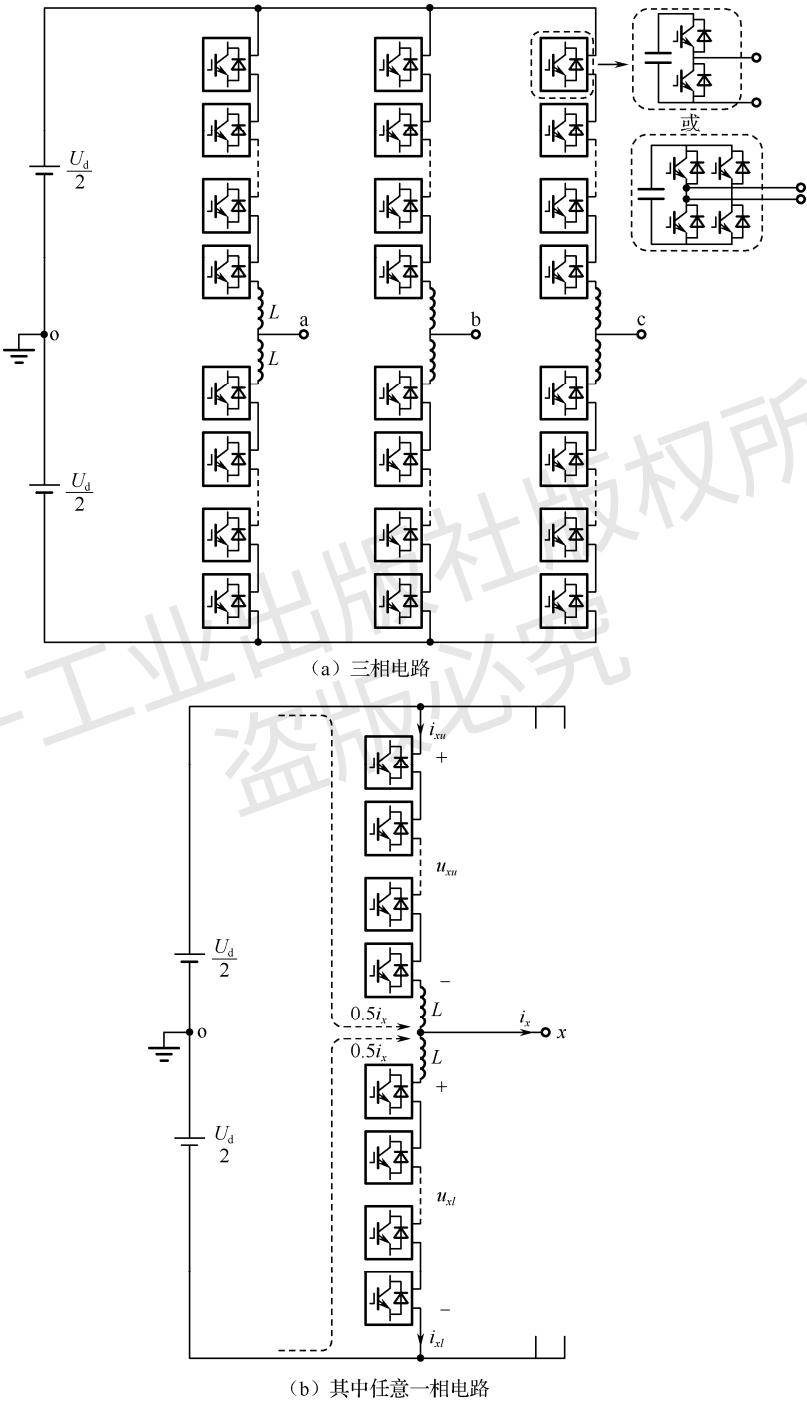


图 3-41 模块化多电平变流器原理图

每个单元的直流侧电容电压相等时，通过控制上、下桥臂各有多少个单元将其直流侧电容电压等效串联进交流侧，来控制上、下桥臂的交流侧总电压 u_{xu} 和 u_{xl} 的大小互补，维持上、下桥臂

交流侧电压总和 $U_d = u_{xu} + u_{xl}$ 不变, 提供了总的直流端口。每相交流侧输出端相对于直流侧中点的输出电压 u_{xo} 由上、下两条支路并联提供。为了输出纯交流电压 u_{xo} , 上、下桥臂的交流侧电压 u_{xu} 和 u_{xl} 除了产生需要的交流电压, 还应该产生大小为 $U_d/2$ 、分别与直流侧上部电压源和下部电压源对消的直流偏置电压。

如图 3-42 所示, 上、下桥臂交流侧电压都是有 $U_d/2$ 直流偏置的多电平交流电压, 而交流侧总的输出电压则是接近正弦的没有直流偏置的纯交流电压。

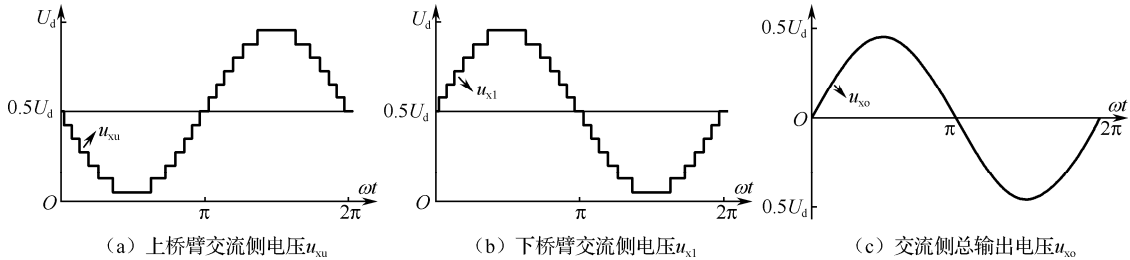


图 3-42 模块化多电平变流器任意一相的电压波形

3.5 逆变电路的 PWM 控制技术

PWM 控制技术在逆变电路中应用最广, 应用的逆变电路绝大部分是 PWM 型, PWM 控制技术正是由于在逆变电路中的应用, 才确定了它在电力电子技术中的重要地位。PWM 控制就是对脉冲的宽度进行调制的技术, 即对一系列脉冲的宽度进行调制, 来等效获得所需要波形 (含形状和幅值)。PWM 控制技术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。目前, 实际工程中主要采用的 PWM 技术是电压正弦 PWM (Sinusoidal PWM, SPWM), 这是因为逆变器输出的波形更接近于正弦波形。SPWM 方案多种多样, 归纳起来可分为电压正弦 PWM、电流正弦 PWM 和磁通正弦 PWM 三种基本类型, 其中电压正弦 PWM 和电流正弦 PWM 是从电源角度出发的 SPWM, 磁通正弦 PWM (也称为电压空间矢量 PWM) 是从电动机角度出发的 SPWM 方法。

本节主要以逆变电路为控制对象介绍 SPWM 控制技术。

3.5.1 PWM 控制的基本原理

采样控制理论中有一个重要结论, 即面积等效原理: 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。

将图 3-43 (a)、(b)、(c)、(d) 所示的脉冲作为输入, 加在图 3-44 (a) 所示的 RL 电路上, 设其电流 $i(t)$ 为电路的输出, 图 3-44 (b) 给出了不同窄脉冲时 $i(t)$ 的响应波形。如果把各输出波形用傅里叶变换分析, 则其低频段非常接近, 仅在高频段略有差异。

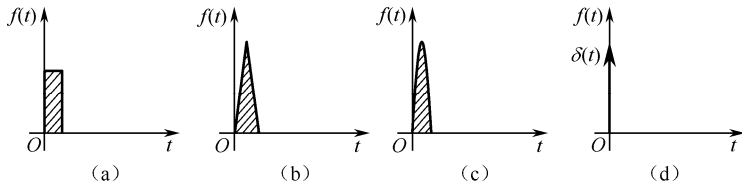


图 3-43 形状不同而冲量相等的各种窄脉冲

电压 SPWM 技术就是希望逆变器的输出平均电压是正弦波形, 它通过调节脉冲宽度调节平均

电压的大小，也就是用 PWM 波代替正弦半波

把图 3-45（a）的正弦半波分成 N 等份，就可以把正弦半波看成是由 N 个彼此相连的脉冲序列所组成的波形。这些脉冲宽度相等，都等于 π/N ，但幅值不等，且脉冲顶部不是水平直线，而是曲线，各脉冲的幅值按正弦规律变化。如果把上述脉冲序列利用相同数量的等幅而不等宽的矩形脉冲代替，使矩形脉冲的中点和相应正弦波部分的中点重合，且使矩形脉冲和相应的正弦波部分面积（冲量）相等，这就是 PWM 波形 [图 3-45（b）]。对于正弦波的负半周，也可以用同样的方法得到 PWM 波形。脉冲的宽度按正弦规律变化而和正弦波等效的 PWM 波形，也称 SPWM 波形。

PWM 波形可分为等幅 PWM 波和不等幅 PWM 波两种，由直流电源产生的 PWM 波通常是等幅 PWM 波。

基于等效面积原理，PWM 波形还可以等效成其他所需要的波形，如等效所需要的非正弦交流波形等。

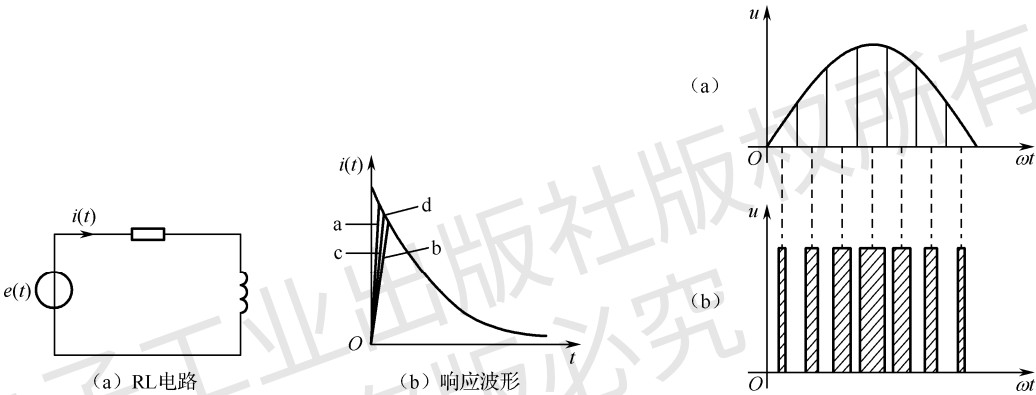


图 3-44 冲量相同的各种窄脉冲的响应波形

图 3-45 用 PWM 波代替正弦半波

3.5.2 单极性 PWM 控制方式

通过对信号的调制可以得到期望的 PWM 波形，通常采用三角波或锯齿波作为载波对所期望的信号进行调制。

如图 3-46、图 3-47 所示，调制信号 u_r 为正弦波，载波 u_c 在 u_r 的正半周为正极性的三角波，在 u_r 的负半周为负极性的三角波。在 u_r 的正半周， V_1 保持通态， V_2 保持断态。当 $u_r > u_c$ 时使 V_4 导通， V_3 关断， $u_o = U_d$ ；当 $u_r < u_c$ 时使 V_4 关断， V_3 导通， $u_o = 0$ ；在 u_r 的负半周， V_1 保持断态， V_2 保持通态；当 $u_r < u_c$ 时使 V_3 导通， V_4 关断， $u_o = -U_d$ ；当 $u_r > u_c$ 时使 V_3 关断， V_4 导通， $u_o = 0$ 。

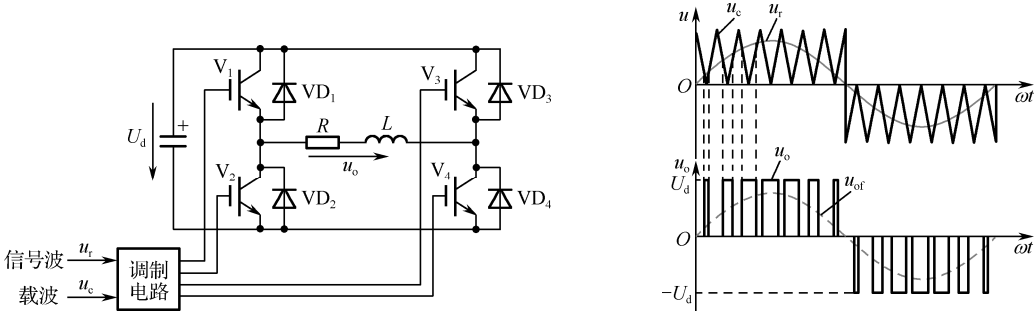


图 3-46 单相桥式 PWM 逆变电路

图 3-47 单极性 PWM 控制方式波形

3.5.3 双极性 PWM 控制方式

与单极性 PWM 控制方式相对的是双极性 PWM 控制方式。如图 3-48 在调制信号 u_r 和载波信号 u_c 的交点时刻控制各开关器件的通断。在 u_r 的半个周期内，三角波载波有正有负，所得的 PWM 波也有正有负，在 u_r 的一个周期内，输出的 PWM 波只有 $\pm U_d$ 两种电平。在 u_r 的正负半周，对各开关器件的控制规律相同。当 $u_r > u_c$ 时， V_1 和 V_4 导通， V_2 和 V_3 关断，这时如果 $i_o > 0$ ，则 V_1 和 V_4 导通，如果 $i_o < 0$ ，则 VD_1 和 VD_4 导通，不管哪种情况都是 $u_o = U_d$ 。当 $u_r < u_c$ 时， V_2 和 V_3 导通， V_1 和 V_4 关断，这时如果 $i_o < 0$ ，则 V_2 和 V_3 导通，如果 $i_o > 0$ ，则 VD_2 和 VD_3 导通，不管哪种情况都是 $u_o = -U_d$ 。

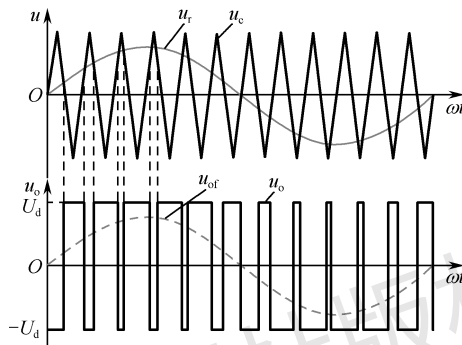


图 3-48 双极性 PWM 控制方式波形

3.5.4 三相桥式逆变电路的 PWM 控制

图 3-49 是三相桥式 PWM 型逆变电路，采用双极性控制方式。

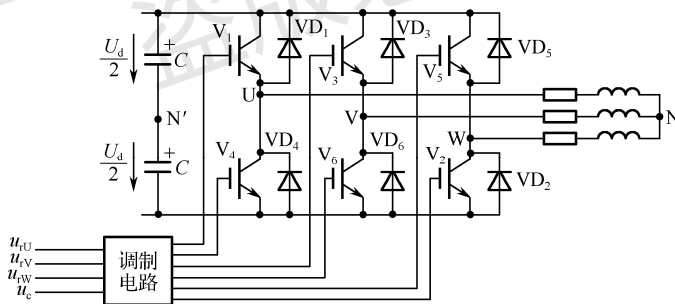


图 3-49 三相桥式 PWM 型逆变电路

电路工作过程（U 相为例）如下。

如图 3-50 所示，当 $u_{rU} > u_c$ 时，上桥臂 V_1 导通，下桥臂 V_4 关断，则 U 相相对于直流电源假想中点 N' 的输出电压 $u_{UN'} = U_d/2$ 。当 $u_{rU} < u_c$ 时， V_4 导通， V_1 关断，则 $u_{UN'} = -U_d/2$ 。 V_1 和 V_4 的驱动信号始终是互补的。当给 $V_1(V_4)$ 加导通信号时，可能是 $V_1(V_4)$ 导通，也可能是二极管 $VD_1(VD_4)$ 续流导通，这主要由电感负载中电流的方向决定。 $u_{UN'}$ 、 $u_{VN'}$ 和 $u_{WN'}$ 的 PWM 波形都只有 $\pm U_d/2$ 两种电平。

当臂 1 和 6 导通时， $u_{UV} = U_d$ ；当臂 3 和 4 导通时， $u_{UV} = -U_d$ ；

当臂 1 和 3 或臂 4 和 6 导通时， $u_{UV} = 0$ 。

因此，输出线电压 PWM 波由 $\pm U_d$ 和 0 三种电平构成。

负载相电压 u_{UN} 可由下式求得

$$u_{UN} = u_{UN'} - \frac{u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'}}{3} \quad (3-43)$$

负载相电压的 PWM 波由 $(\pm 2/3)U_d$ 、 $(\pm 1/3)U_d$ 和 0 共 5 种电平组成。

为了防止上下两个臂直通而造成短路，在上下两臂通断切换时要留一小段上下臂都施加关断信号的死区时间。

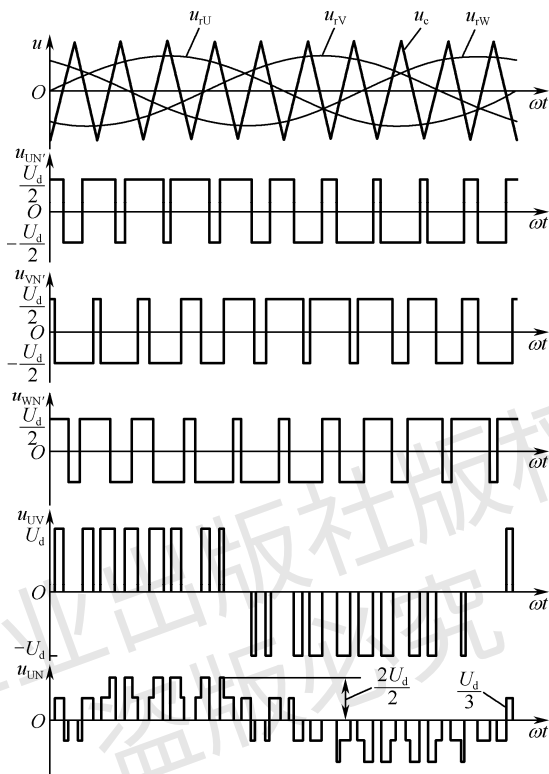


图 3-50 三相桥式 PWM 逆变电路波形

3.5.5 SPWM 逆变电路的同步调制和异步调制

1. 同步调制

载波比 N 等于常数，并在变频时使载波和信号波保持同步的方式成为同步调制。在基本同步调制方式中，信号波频率变化时载波比 N 不变，信号波一个周期内输出的脉冲数是固定的，脉冲相位也是固定的。当逆变电路输出频率较低时，同步调制的载波频率 f_c 也很低，谐波不容易消除。当 f_r 较高时， f_c 也较高，使开关器件难以承受，为克服上述困难，可以采用分段同步调制。

2. 异步调制

载波信号和调制信号不保持同步的调制方式为异步调制。在异步调制过程中，通带保持载波频率 f_c 不变，当 f_r 变化时载波比 N 也变化。PWM 波的脉冲个数不固定，相位也不固定。当 f_r 较大时 PWM 脉冲不对称性就变大。

采用异步调制方式是为了消除上述同步调制的缺点。在异步调制中，在变频器的整个变频范围内，载波比 N 不等于常数。一般在改变调制波频率 f_r 时保持三角载波频率 f_c 不变，因而提高了低频时的载波比。这样，输出电压半波内的矩形脉冲数可随输出频率的降低而增加，相应地可减少负载电动机的转矩脉动与噪声，改善系统的低频工作性能。但异步调制方式在改善低频工作

性能的同时，又失去了同步调制的优点。当载波比 N 随着输出频率的降低而连续变化时，它不可能总是 3 的倍数，必将使输出电压波形及其相位都发生变化，难以保持三相输出的对称性，因而引起电动机工作不平稳。

3. 分段同步调制

分段同步调制把 f_r 范围划分成若干个频段，每个频段内都保持载波比 N 为恒定，不同频段的载波比不同（见图 3-51）。在 f_r 高的频段采用较低的载波比，以使 f_c 不致过高，限制在功率开关器件允许的范围内。在 f_r 低的频段采用较高的载波比，以使 f_c 不致过低而对负载产生不利影响。为了防止 f_c 在切换点附近来回跳动，在各频率切换点采用了滞后切换的方法。有的装置在低频输出时采用异步调制方式，而在高频输出时切换到同步调制方式，这样可以把两者的优点结合起来，和分段同步方式的效果接近。

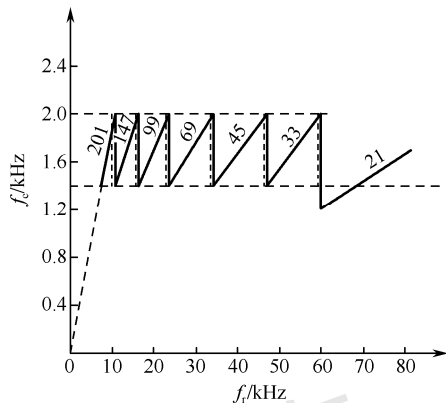


图 3-51 分段同步调制方式举例

3.5.6 SPWM 的实现方法

1. 调制法

在 3.5.2 节和 3.5.3 节，主要介绍的就是调制法，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，通过信波的调制得到所期望的 PWM 波形。通常采用等腰三角波或锯齿波作为载波，其中等腰三角波应用最多。

2. 特定谐波消去法

根据逆变电路的正弦波输出频率、幅值和半个周期内的脉冲数，将 PWM 波形中各脉冲的宽度和间隔准确计算出来，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，这种方法称之为算法。算法很烦琐，当需要输出的正弦波的频率、幅值或相位变化时，结果都要变化。

特定谐波消去法 PWM（Selected Harmonic Elimination PWM，SHEPWM）是算法中一种较有代表性的方法，特定谐波消去法的输出 PWM 波形如图 3-52 所示。

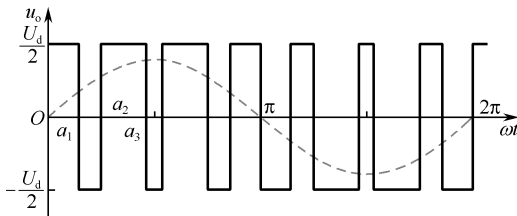


图 3-52 特定谐波消去法的输出 PWM 波形

图 3-52 是图 3-49 的三相桥式 PWM 逆变电路中 u_{UN} 的波形。图 3-52 中在输出电压的半个周期内，器件开通和关断各 3 次（不包括 0 和 π 时刻），共有 6 个开关时刻可以控制。实际上，为了减少谐波并简化控制，要尽量使波形具有对称性。首先，为了消除偶次谐波，应使波形正负两半周期镜对称，即

$$u(\omega t) = -u(\omega t + \pi) \quad (3-44)$$

其次，为消除谐波中的余弦项，简化计算过程，应使波形在正半周期内前后 1/4 周期以 $\pi/2$ 为轴对称。即

$$u(\omega t) = u(\pi - \omega t) \quad (3-45)$$

同时满足上两式波形称为四分之一周期对称波形。这种波形可用傅里叶级数表示为

$$u(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} \alpha_n \sin n\omega t \quad (3-46)$$

式中, α_n 为

$$\alpha_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u(\omega t) \sin n\omega t d\omega t \quad (3-47)$$

因为图的波形是四分之一周期对称的, 所以在一个周期内的 12 个开关时刻 (不包括 0 和 π 时刻) 中, 能够独立控制的只有 α_1 、 α_2 和 α_3 共 3 个时刻。该波形的 α_n 为

$$\begin{aligned} \alpha_n &= \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} \frac{U_d}{2} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \left(-\frac{U_d}{2} \sin n\omega t \right) d(\omega t) \right] \\ &\quad + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} \frac{U_d}{2} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_3}^{\frac{\pi}{2}} \left(-\frac{U_d}{2} \sin n\omega t \right) d(\omega t) \\ &= \frac{2U_d}{n\pi} (1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2 - 2\cos n\alpha_3) \end{aligned} \quad (3-48)$$

式中, $n=1,3,5,\dots$ 。式中含有 α_1 、 α_2 和 α_3 三个可以控制的变量, 根据需要确定基本波分量 α_1 的值, 再令两个不同的 $\alpha_n=0$, 就可以建立三个方程, 联立可求得 α_1 、 α_2 和 α_3 。这样, 就可以消去两种特定频率的谐波。通常在三相对称电路的线电压中, 相电压所含的 3 次谐波相互抵消, 因此通常可以考虑消去 5 次和 7 次谐波。这样, 可得如下联立方程

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \frac{2U_d}{\pi} (1 - 2\cos \alpha_1 + 2\cos \alpha_2 - 2\cos \alpha_3) \\ \alpha_5 &= \frac{2U_d}{5\pi} (1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3) = 0 \\ \alpha_7 &= \frac{2U_d}{7\pi} (1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3) = 0 \end{aligned} \quad (3-49)$$

对于给定的基波幅值 α_1 求解上述方程可得一组 α_1 、 α_2 和 α_3 。基波幅值 α_1 改变时, α_1 、 α_2 和 α_3 也相应改变。

上面是输出电压的半周期内器件导通和关断各 3 次时的情况。一般来说, 如果在输出电压半周期内开关器件导通和关断各 k 次, 考虑到 PWM 波四分之一周期对称, 共有 k 个开关时刻可以控制。除用一个自由度来控制基波幅值外, 可以消去 $k-1$ 个频率的特定谐波。当然, k 越大, 开关时刻的计算也越复杂。

3. 规则采样法

按照 SPWM 控制的基本原理, 在正弦波和三角的自然交点时刻控制功率开关器件的通断, 这种生成 SPWM 波形的方法称为自然采样法。自然采样法是最基本的方法, 所得到的 SPWM 波形很接近正弦波。但这种方法要求解复杂的超越方程, 在采用微机控制技术时需花费大量时间, 难以实时控制中在线计算, 因而在工程实际应用不多。

规则采样法是一种应用较广的工程实用方法, 其效果接近自然采样法, 但计算量却比自然采样法小得多。图 3-53 为规则采样法说明图。取三角波两个正峰值之间为一个采样周期 T_C 。在自然采样法中, 每个脉冲的中点和三角波一周期的中点 (即负峰点) 重合。而规则采样法使两种重合, 也就是使每个脉冲的中点都以相应的三角波中点为对称, 这样就使计算大为简化。如图 3-53 所示, 在三角波的负峰时刻 t_D 对正弦信号波采样而得到 D 点, 过 D 点作一水平直线和三角波分别交 A 点和 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。可以看出, 用这种规则采

样法得到的脉冲宽度 δ 和用自然采样法得到脉冲宽度非常接近。

设正弦调制信号波为

$$u_r = \alpha \sin \omega_r t \quad (3-50)$$

式中, α 为调制度, $0 \leq \alpha < 1$; ω_r 为正弦信号波角频率。从图中可得如下关系式

$$\frac{1 + \alpha \sin \omega_r T_D}{\delta/2} = \frac{2}{T_C/2} \quad (3-51)$$

因此可得

$$\delta = \frac{T_C}{2} (1 + \alpha \sin \omega_r t_D) \quad (3-52)$$

在三角波的一周期内, 脉冲两边的间隙宽度 δ' 为

$$\delta' = \frac{1}{2} (T_C - \delta) = \frac{T_C}{4} (1 + \alpha \sin \omega_r t_D) \quad (3-53)$$

对于三相桥式逆变电路来说, 应该形成三相 SPWM 波形, 通常三角波载波是公用的, 三相正弦调制波的相位依次相差 120° 。

设在同一个三角内三相的脉冲宽度分别为 δ_U 、 δ_V 和 δ_W , 脉冲两边分别为 δ'_U 、 δ'_V 和 δ'_W , 由于在同一时刻三相正弦调制电压之和为零, 故可得:

$$\delta_U + \delta_V + \delta_W = \frac{3T_C}{2} \quad (3-54)$$

同样, 可得

$$\delta'_U + \delta'_V + \delta'_W = \frac{3T_C}{4} \quad (3-55)$$

利用式可以简化生成三相 SPWM 波形时的计算。

3.5.7 PWM 逆变电路的谐波分析

PWM 逆变电路可以使输出电压、电流接近正弦波, 但由于使用载波对正弦信号波调制, 也产生和载波有关的谐波分量, 这些谐波分量的频率和幅值是衡量 PWM 逆变电路性能的重要指标之一。这里主要分析常用的双极性 SPWM 波形。同步调制可以看成异步调制的特殊情况, 因此只分析异步调制方式。分析方法是以前章为基础, 再利用贝塞尔函数可以推导出 PWM 波的傅里叶级数表达式。这种分析过程相当复杂, 而其结论却是很简单而直观的。

在实际电路中, 由于采样时刻的误差以及为避免同一相上下桥臂直通而设置的死区的影响, 谐波的分布情况将更为复杂, 谐波含量比理想条件下要多一些, 甚至还会出现少量的低次谐波。SPWM 波形中所含的谐波主要是角频率为 ω_c 、 $2\omega_c$ 及其附近的谐波, 一般情况下 $\omega_c \gg \omega_r$, 是很容易滤除的。当调制信号波不是正弦波, 而是其他波形时, 其谐波由两部分组成, 一部分是对信号波本身进行谐波分析所得的结果, 另一部分是由于信号波对载波的调制而产生的谐波。

3.5.8 提高直流电压利用率和减少开关次数

提高直流电压利用率、减少开关次数在 PWM 型逆变电路中是很重要的。直流电压利用率是指逆变电路所能输出的交流电压基波最大幅值 U_{1m} 和直流电压 U_d 之比, 提高直流电压利用率可以提高逆变器的输出能力。减少功率器件的开关次数可以降低开关损耗。正弦波调制的三相 PWM 逆变电路的直流电压利用率很低。在调制度 a 为最大值时, 输出相电压的基波幅值为 $U_d/2$, 输出线电压的基波幅值为 $(\sqrt{3}/2)U_d$, 即直流电压利用率仅为 0.866。

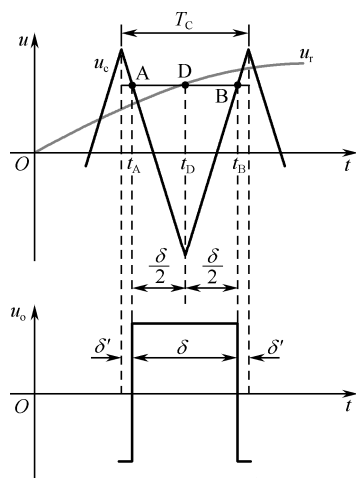


图 3-53 规则采样法

实际电路工作时，考虑到功率器件的导通和关断都需要时间，如不采取其他措施，调制度不可能达到 1，实际能得到的直流电压利用率比 0.866 还要低。

3.5.9 空间矢量 SVPWM 控制

空间矢量 SVPWM 控制技术广泛运用于变频器中，驱动交流电动机时，使电动机的磁链成为圆形的旋转磁场，从而使电机产生恒定的电磁转矩。本节将介绍在变频器中使用十分广泛的空间矢量 SVPWM 控制技术。

对于基本的电压型逆变器，采用 180° 导通方式，如图 3-54 所示，则对三相开关的导通情况进行组合，共有 8 种工作状态，即 V_6 、 V_1 、 V_2 导通， V_1 、 V_2 、 V_3 导通， V_2 、 V_3 、 V_4 导通， V_3 、 V_4 、 V_5 导通， V_4 、 V_5 、 V_6 导通， V_5 、 V_6 、 V_1 导通，以及 V_1 、 V_3 、 V_5 导通和 V_2 、 V_4 、 V_6 导通。用“1”表示每相上桥臂开关导通，用“0”表示下桥臂开关导通，则上述 8 种工作状态可依次表示为 100、110、010、011、001、101 以及 111 和 000。前 6 种状态有输出电压，属有效工作状态，后两种全部是上管通或下管通，没有输出电压，称之为零工作状态，故对于这种基本的逆变器，称为 6 拍逆变器。

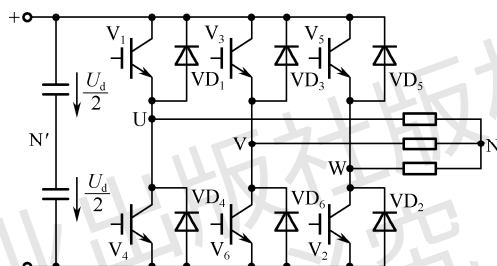


图 3-54 三相电压型桥式逆变电路

对于 6 拍逆变器，在每个工作周期中，6 种有效工作状态各出现一次，每一种状态持续 60°，在一个周期中 6 个电压矢量共转过 360°，形成一个封闭的正六边形，如图 3-55 所示。对于 111 和 000 这两个“零工作状态”，在这里表现为位于原点的零矢量，坐落在正六边形的中心点。

采用 PWM 控制，就可以使交流电动机的磁通尽量接近圆形，工作频率越高，磁通就越接近圆形，需要的电压矢量不是 6 个基本电压矢量时，可以用两个基本矢量和零矢量的组合实现。如图 3-56，所要的矢量为 u_s ，用基本矢量 u_1 和 u_2 的线形组合实现， u_1 和 u_2 的作用时间一般小于开关周期 T_0 的 60°，不足的时间可用“零矢量”补齐。

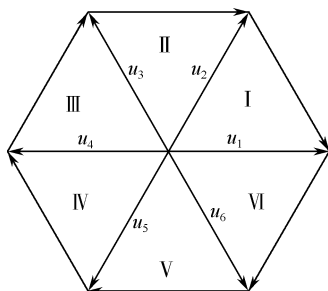


图 3-55 SVPWM 空间电压矢量图

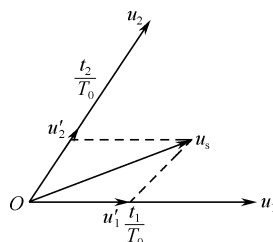


图 3-56 空间电压矢量合成图

3.6 PWM 跟踪控制技术

跟踪控制方式是把希望输出的电流或电压波形作为指令信号，把实际电流或电压波形作为反

馈信号，通过两者的瞬时值比较决定逆变电路各功率开关器件的通断，使实际的输出跟踪指令信号变化。跟踪控制方式中常用的有滞环比较方式和三角波比较方式。

3.6.1 滞环比较方式

滞环比较方式：电流跟踪控制应用最多。

图 3-57 给出了采用滞环比较方式的 PWM 电流跟踪控制单相半桥式逆变电路原理图。图 3-58 给出了其输出电流波形。如图 3-58 所示，把指令电流 i^* 和实际输出电流 i 的偏差 i^*-i 作为带有滞环特性的比较器的输入，通过其输出来控制功率器件 V_1 和 V_2 的通断。

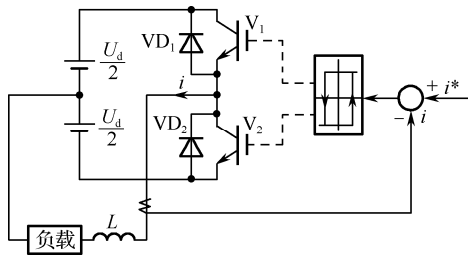


图 3-57 滞环比较方式电流跟踪控制

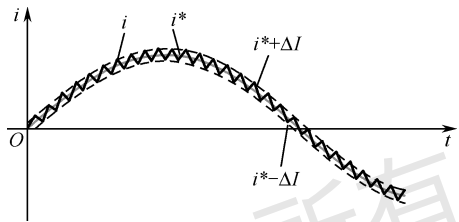


图 3-58 滞环比较方式的指令电流与输出电流波形

当 V_1 （或 VD_1 ）导通时， i 增大。当 V_2 （或 VD_2 ）导通时， i 减小。通过环宽为 $2\Delta I$ 的滞环比较器的控制， i 就在 $i^*+\Delta I$ 和 $i^*-\Delta I$ 的范围内，呈锯齿状跟踪指令电流 i^* 。环宽过宽时，开关频率低，跟踪误差大；环宽过窄时，跟踪误差小，但开关频率过高，开关损耗增大。 L 大时， i 的变化率小，跟踪慢； L 小时， i 的变化率大，开关频率过高。

3.6.2 三角波比较方式

图 3-59 为采用三角波比较的电流跟踪型 PWM 逆变电路原理图，这里是通过闭环的方式进行调制的。

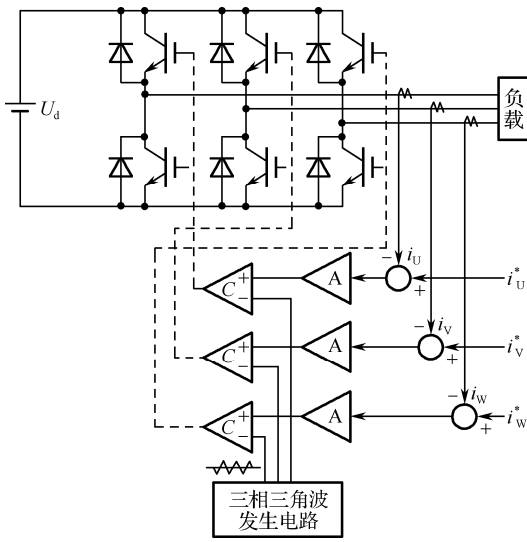


图 3-59 三角波比较方式电流跟踪型 PWM 逆变电路

从图中可以看出，把指令电流 i^*_U 、 i^*_V 和 i^*_W 和逆变电路实际输出的电流 i_U 、 i_V 、 i_W 进行比较，求出偏差电流，通过放大器 A 放大后，再去和三角波进行比较，产生 PWM 波形。放大器 A 通常具有比例积分特性或比例特性，其系数直接影响着逆变电路的电流跟踪特性。

这种调制方法的特点是开关频率固定，等于载波频率，高频滤波器设计方便。

为改善输出电压波形，三角波载波常用三相三角波信号。和滞环比较控制方式相比，这种控制方式输出电流所含的谐波少。

除以上两种方式外，PWM 跟踪控制还有一种定时比较方式。这种方式不用滞环比较器，而是设置一个固定的时钟。以固定的采样周期对指令信号和被控制变量进行采样，并根据二者偏差的极性来控制变流电路开关器件的通断，使被控制量跟踪指令信号。以单相半桥逆变电路为例，在时钟信号到来的采样时刻，如果 $i < i^*$ ， V_1 导通， V_2 关断，使 i 增大。如果 $i > i^*$ ， V_1 关断， V_2 导通，使 i 减小。每个采样时刻的控制作用都使实际电流与指令电流的误差减小。

定时比较方式的特点是器件的最高开关频率为时钟频率的 1/2。和滞环比较方式相比，电流控制误差没有一定的环宽，控制的精度要低一些。

3.7 电压空间相量 SVPWM 的工作原理

电压 SPWM 控制的目的是使逆变器的输出电压接近正弦波；电流跟踪控制 SPWM 的目的是使输出电流按正弦规律变化，它比电压正弦进了一步。然而，根据电机学知识，感应电动机输入正弦电流的最终目的是想在空间产生圆形旋转磁场。如果能够直接按照跟踪圆形旋转磁场来控制 PWM 的逆变电压，其控制效果一定会更好，这样的模式叫做“磁链跟踪控制 SVPWM”，SVPWM 就是基于跟踪圆形旋转磁场这一原理的 PWM 方法。

为了弄清楚 SVPWM 的原理，首先分析感应电动机的圆形旋转磁场与电动机定子三相电压的关系。在图 3-60 中， U 、 V 、 W 分别表示在空间静止不动的电动机定子三相绕组的轴线，它们在空间互差 120° ，三相定子相电压 U_{u0} 、 U_{v0} 、 U_{w0} 分别加在三相绕组上。定义三个电压空间相量 $\dot{U}_{u0}$ 、 $\dot{U}_{v0}$ 和 $\dot{U}_{w0}$ ，它们的方向始终在各相的轴线上，而大小则随时间按正弦规律作脉动式变化，时间相位互差 120° ，与电机原理中三相脉动磁势相加产生的合成旋转磁势相仿，可以证明，三相电压空间相量相加的合成空间相量 $\dot{U}_{sp}$ 是一个旋转的空间相量，它的幅值不变，是每相电压值的 $3/2$ 倍；当频率不变时，它以电源角频率 ω_s 为电气角速度作恒速同步旋转。用公式表示，则有

$$\dot{U}_{sp} = \dot{U}_{u0} + \dot{U}_{v0} + \dot{U}_{w0} \quad (3-56)$$

同理，可以定义电流和磁链的空间相量 $\dot{i}$ 和 $\dot{\psi}$ 。

异步电动机的三相对称绕组由三相对称正弦电压供电时，对每一相都可以写出它的电压方程。三相合起来，可用合成空间相量表示定子的电压方程

$$\dot{U}_1 = R_1 \dot{i}_1 + \frac{d\dot{\psi}_1}{dt} \quad (3-57)$$

式中， $\dot{U}_1$ 为定子三相电压合成空间相量； $\dot{i}_1$ 为定子三相电流合成空间相量； $\dot{\psi}_1$ 为定子三相磁链合成空间相量。

图 3-60 电压空间相量

当转速较高时，可忽略定子电阻压降，则定子电压与磁链的近似关系为

$$\dot{U}_1 \approx \frac{d\dot{\psi}_1}{dt} \quad (3-58)$$

$$\text{或} \quad \dot{\psi}_1 \approx \int U_1 dt \quad (3-59)$$

从电机学知识知道，当电动机由三相对称正弦交流电供电时，电动机产生的是圆形的空间旋转磁场，磁链的空间旋转相量可以表示为

$$\dot{\psi}_1 = \psi_m e^{j\omega_s t} \quad (3-60)$$

式中 ψ_m 为 ψ_1 的幅值， ω_s 为其旋转角速度。它是一个半径为 ψ_m ，旋转角速度为 ω_s 的运动轨迹。

由式 (3-58) 和式 (3-60) 可得

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= \frac{d}{dt}(\psi_m e^{j\omega_s t}) = j\omega_s \psi_m e^{j\omega_s t} = \omega_s \psi_m e^{j(\omega_s t + \pi/2)} \\ &= \omega_s e^{j\pi/2} \cdot \psi_m e^{j\omega_s t} = \omega_s e^{j\pi/2} \cdot \dot{\psi}_1\end{aligned}\tag{3-61}$$

由式 (3-61) 可见，当磁链幅值 ψ_m 一定时， $\dot{U}_1$ 的大小与 ω_s 成正比，其方向为磁链圆形轨迹的切线方向。当磁链相量在空间旋转一周时，电压相量也连续按磁链圆的切线方向运动 2π 弧度，其轨迹与磁链圆重合，如图 3-61 所示。这样，电动机旋转磁场的形状问题就可转化为电压空间相量运动轨迹的形状问题。也就是说，由三相对称正弦电压供电产生的定子磁链空间矢量是一个磁链幅值恒定的圆形轨迹。

在三相桥式六拍逆变器供电情况下，感应电动机的定子输入电压和三相对称正弦电压有所不同，下面的分析表明，六阶梯波逆变器供电方式下电机中形成的是步进磁场而非圆形旋转磁场，它包含很多的低次谐波，将导致电动机运行性能变坏。

图 3-62 给出了三相桥式六拍逆变器供电给异步电动机的原理图。为了简单起见，六个功率开关器件都用开关符号表示。为使电机对称工作，必须三相同同时供电，即在任一时刻一定有处于不同桥臂下的三个功率开关器件同时导通，而相应桥臂的另三个功率开关器件则处于关断状态。这样从逆变器的拓扑结构看，功率器件共有：VT₁、VT₆、VT₂ 导通；VT₁、VT₃、VT₂ 导通；VT₄、VT₃、VT₂ 导通；VT₄、VT₃、VT₅ 导通；VT₄、VT₆、VT₅ 导通；VT₁、VT₆、VT₅ 导通；VT₁、VT₃、VT₅ 导通，VT₄、VT₆、VT₂ 导通等八种工作状态。

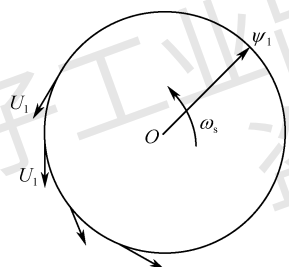


图 3-61 旋转磁场与电压空间相量运动轨迹的关系

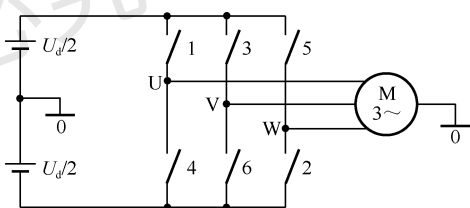


图 3-62 三相桥式六拍逆变器供电给异步电动机原理图

如把上桥臂器件导通用“1”表示，下桥臂器件导通用“0”表示，并依 U、V、W 相序依次排列，则上述八种工作状态可相应表示为 100、110、010、011、001、101 与 111、000 八组数字。八种工作状态见表 3-5。

表 3-5 逆变器的 8 种工作状态

导通的开关管 (按 UVW 相序排列)	工作状态 (数字量)			相 量
	S _U	S _V	S _W	
VT ₁ 、VT ₆ 、VT ₂	1	0	0	V_1
VT ₁ 、VT ₃ 、VT ₂	1	1	0	V_2
VT ₄ 、VT ₃ 、VT ₂	0	1	0	V_3
VT ₄ 、VT ₃ 、VT ₅	0	1	1	V_4
VT ₄ 、VT ₆ 、VT ₅	0	0	1	V_5
VT ₁ 、VT ₆ 、VT ₅	1	0	1	V_6
VT ₁ 、VT ₃ 、VT ₅	1	1	1	V_7
VT ₄ 、VT ₆ 、VT ₂	0	0	0	V_8

从逆变器的正常工作看，前六个工作状态是有效的，后两个工作状态是无意义的。逆变器每工作一个周期，六个有效工作状态各出现一次。逆变器每隔 $2\pi/6=\pi/3$ 转角就改变一次工作状态，而在这 $\pi/3$ 转角内则保持不变。

对于每一个工作状态，逆变器供给交流电动机的三相电压都可用一个空间相量表示。由于逆变器直流侧输入电压恒定，且三相对称工作，所以三相相电压的幅值相等，在空间相位上互差 $\pi/3$ 。因此在任一工作状态下电压空间相量的大小都一样，仅是相位不同而已。如以 V_1 、 V_2 、 $\cdots$ 、 V_6 依次表示 100、110、 $\cdots$ 、101 六个有效工作状态的电压空间相量，它们的关系如图 3-43 所示。如果把六个空间相量首尾相接地画在一起，恰好形成一个封闭的正六边形，见图 3-63 (b)，或者让六个相量都从原点出发，则形成一个正六角星，见图 3-63 (c)。至于 111 和 000 两个无意义的状态，可分别冠以 V_7 和 V_8 ，称作零相量。它们的大小为零，也无相位，可认为坐落在正六边形的中心点或六角星的原点上。

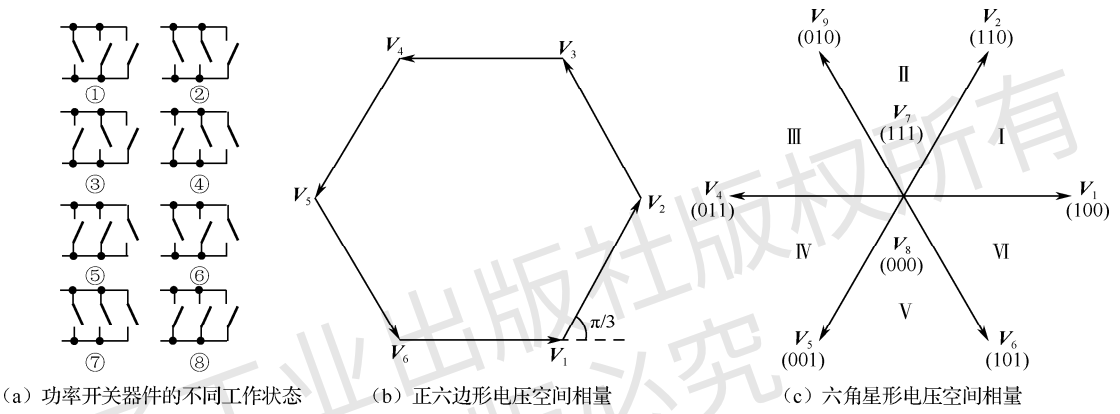


图 3-63 PWM 逆变器供电时三相电动机的电压空间相量

设逆变器的工作周期从 100 状态开始，其电压空间相量 V_1 位于水平线上，它所存在的时间对应的电角度为 $\pi/3$ 。在这段时间以后，工作状态转为 110，电动机的电压空间相量为 V_2 ，它在空间上与 V_1 相差 $\pi/3$ 。随着逆变器工作状态不断切换，电动机电压空间相量的相位跟着变化。到一个周期结束， V_6 的顶端恰好与 V_1 的尾端衔接，一个周期的 6 个电压空间相量共转过 2π 弧度，形成一个封闭的正六边形。

如前所述，电压空间相量运动形成的正六边形轨迹可以看成电动机定子磁链矢量端点的运动轨迹，也就是说由单脉波逆变器供电的异步电动机只产生正六边形旋转磁场，而非圆形磁场，这显然不利于电动机的匀速旋转。

希望获得逼近圆形的旋转磁场，就必须使逆变电路在一个周期中具有更多的开关状态切换，形成更多的空间相量。

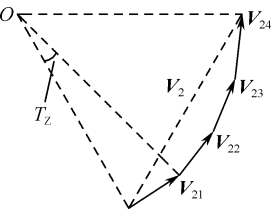


图 3-64 SVPWM 控制下的电压空间相量轨迹

逆变器的电压空间相量虽然只有 $V_1 \sim V_6$ 共 6 个，但可以利用它们的线性组合，以获得更多的新的电压空间相量，构成一组幅值相同相位不同的电压空间相量，从而形成尽可能逼近圆形的旋转磁场。如图 3-64 所示，图中空间相量 V_2 采用 V_{21} 、 V_{22} 、 V_{23} 、 V_{24} 来代替，每个空间相量的作用时间为 T_z 。这样，在一个周期内逆变器的开关状态就要超过 6 个，而有些开关状态会多次重复出现。所以在一周期内逆变器的输出相电压将不再是单脉波，而是一系列等幅不等宽的脉冲波，这就形成了电压空间相量控制的 PWM 逆变器。

将图 3-64 画成放射式结构，如图 3-65 (a) 所示。由图可以看出，矢量 V_{21} 、 V_{22} 的方向介于

V_1 和 V_2 之间, 可以由基本矢量 V_1 和 V_2 的线性组合生成; 而矢量 V_{23} 和 V_{24} 则可以由基本矢量 V_2 和 V_3 线性组合生成。

下面以生成 V_{21} 为例来说明 SVPWM 控制的实现。图 3-65 (b) 表示了由基本相量 V_1 和 V_2 构成新的电压相量 V_{21} 的线性组合。假定希望新相量的幅值为 U_{21} , 运行时间为 T_Z 。由图可得

$$(t_1/T_Z)V_1 + (t_2/T_Z)V_2 = V_{21} \quad (3-62)$$

式中, t_1 、 t_2 分别为基本相量 V_1 和 V_2 的作用时间。

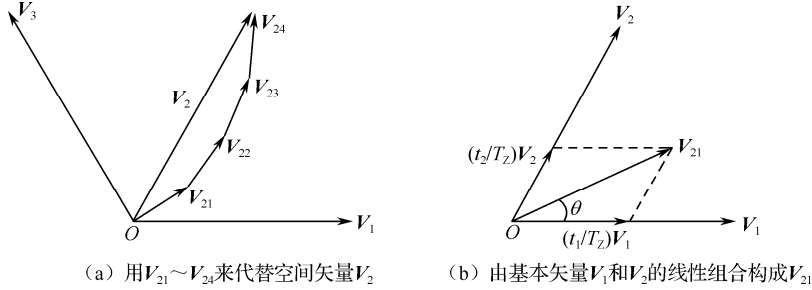


图 3-65 电压空间相量的线性组合

由前述可知, 相量 V_1 和 V_2 的幅值均为 U_d 。把上式变换到直角坐标系上来表示, 得

$$t_1 U_d \cos 0^\circ + t_2 U_d \cos 60^\circ = T_Z U_{21} \cos \theta \quad (3-63)$$

$$t_1 U_d \sin 0^\circ + t_2 U_d \sin 60^\circ = T_Z U_{21} \sin \theta \quad (3-64)$$

在这里, 令 $U_{21} = \frac{\sqrt{3}}{2} m U_d$, m 为调制度, $0 < m < 1$ 。求解上式, 得

$$t_1 = T_Z m \sin(60^\circ - \theta) \quad (3-65)$$

$$t_2 = T_Z m \sin \theta \quad (3-66)$$

式中, θ 的取值范围为 $0 \sim 60^\circ$ 。由式 (3-65)、式 (3-66) 得到的 t_1 和 t_2 之和恒短于 T_Z , 不足的部分将由零矢量 V_7 和 V_8 的作用时间 t_7 和 t_8 来填补, 即

$$T_Z = t_1 + t_2 + t_7 + t_8 \quad (3-67)$$

按照不同的比例取 t_7 和 t_8 的值, 对电路有不同的影响, 一般取

$$t_7 = t_8 = \frac{1}{2}(T_Z - t_1 - t_2) \quad (3-68)$$

实际上, 每一个合成空间相量构成 PWM 输出电压波形中的一个脉冲。例如电压相量 V_{21} 中包含 V_1 、 V_2 和零矢量三种状态, 把零矢量再分配给 V_7 和 V_8 , 这样, 电压相量 V_{21} 由 V_1 、 V_2 、 V_7 和 V_8 构成, 其开关状态为 100、110、111 和 000。为使波形对称, 把每个状态的作用时间都一分为二, 且将 V_7 置于中间, V_8 置于两边, 因而形成电压空间相量的作用序列为 81277218, 其中 8 表示 V_8 的作用, 1 表示 V_1 的作用, ……。这样, 在小区间 T_Z 内, 逆变器三相的开关状态序列为 000、100、110、111、111、110、100、000, 如图 3-66 (a) 所示, 图中同时表示了在 V_{21} 这一区间 T_Z 内逆变器输出的另外两相电压波形, 每相电压都是一个脉冲。

同样, 相量 V_{22} 中也包含 V_1 、 V_2 和零相量三种状态, 其电压空间相量作用序列也为 81277218, 只是每一小段的时间长短与前面的不同。同理, 相量 V_{23} 、 V_{24} 中包含 V_2 、 V_3 和零相量三种状态, 形成的电压空间相量作用序列为 83277238, 波形如图 3-66 (b) 所示, 也是每一小段的时间长短各不相同。由图 3-66 还可以看出, 不同的合成相量之间以零相量 V_8 相连, 没有开关切换现象。

电压空间相量控制方法有以下特点。

(1) 每个小区间均以零电压相量开始与结束;

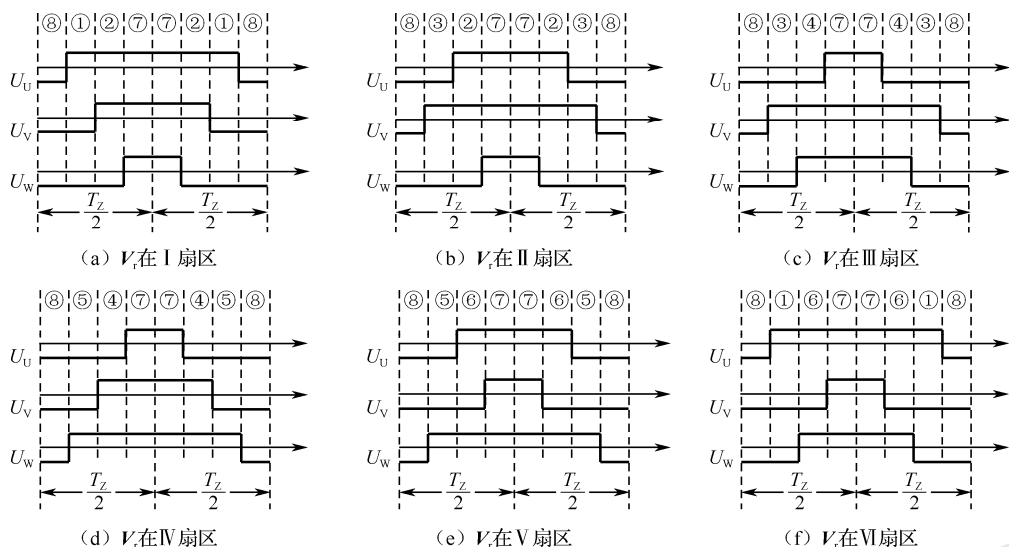


图 3-66 6 个扇区电压空间相量的工作序列与逆变器输出 PWM 电压波形 (V_i 为合成相量)

(2) 在每个小区间内虽有多次开关状态切换, 但每次切换都只牵涉到一个功率开关器件, 因而开关损耗较小;

(3) 利用电压空间相量直接生成三相 PWM 波, 计算简便;

(4) 电机旋转磁场逼近圆形的程度取决于小区间时间 T_z 的长短。 T_z 越小, 旋转磁场越接近圆形。但 T_z 的减小也受到所用开关器件允许开关频率的限制;

(5) 逆变器输出线电压基波最大幅值为直流侧电压, 这比一般的 SPWM 逆变器输出电压高 15%。

最后, 应该指出, 上述的电压空间相量控制方法并不是唯一的, 还有三段逼近式方法、比较判断式方法等。

本章小结

(1) 换流方式分为外部换流和自换流两大类, 外部换流包括电网换流和负载换流两种, 自换流包括器件换流和强迫换流两种。

(2) 逆变电路可按换流方式、输出相数、直流电源的性质或用途等分类。

(3) 本章主要采用按直流侧电源性质分类的方法, 分为电压型和电流型两类。

电压型和电流型的概念用于其他电路, 会对这些电路有更深刻的认识。

(4) 负载为大电感的整流电路可视为电流型整流电路。

电容滤波的整流电路可看成为电压型整流电路。

(5) 整流电路可以工作于逆变状态, 逆变电路也可以工作于整流状态, 取决于变流电路的交流侧与直流侧之间的能量传递关系是否是双向的, 以及变流电路是否能实现双向能量传递。

(6) 多重化和多电平可以在扩展变流器容量的同时通过相位交错等措施提升电压、电流质量。

多重化和多电平结构可以应用于各种类型的电力电子电路。第 5 章中还会接触到直流-直流变流电路的多重化。

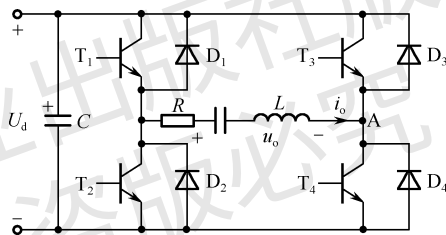
多重化一般指整个电路结构是由多个相同的电路串联或并联而成的。多电平一般指局部电路的结构。

习题及思考题

- 3.1 逆变电路中换流方式有哪些？各有什么特点？
- 3.2 什么是电压型和电流型逆变电路？各有何特点？
- 3.3 电压型逆变电路中的反馈二极管的作用是什么？
- 3.4 为什么在电流型逆变电路的可控器件上要串联二极管？
- 3.5 试阐述图 3-9 电压型全桥逆变电路工作原理，并分析该电路如何实现移相调压。
- 3.6 电压型串联谐振式逆变电路可以利用负载进行换相，为保证换相应满足什么条件？
- 3.7 请尝试说明三相电流型逆变电路输出线电压波形上电压毛刺的原因。
- 3.8 请说明整流电路、逆变电路、变频电路三个概念的意义。
- 3.9 串联二极管式电流型逆变电路中，二极管起什么作用？阐述其换相过程。
- 3.10 逆变电路多重化的意义是什么？怎么实现多重化及其多重化使用场合？
- 3.11 如题 3.11 图所示的全桥逆变电路，如负载为 RLC 串联， $R=10\Omega$ ， $L=31.8\text{mH}$ ， $C=159\mu\text{F}$ ，逆变器频率 $f=100\text{Hz}$ ， $U_d=110\text{V}$ ，求：

逆变器频率 $f=100\text{Hz}$ ， $U_d=110\text{V}$ ，求：

- (1) 基波电流的有效值；
- (2) 负载电流的谐波系数。



题 3.11 图

3.12 在图 3-9 所示的单相全桥逆变电路中，直流电源 $U_d=300\text{V}$ ，向 $R=5\Omega$ ， $L=0.02\text{H}$ 的电感负载供电。若输出波形为近似方波，占空比 $D=0.8$ ，工作频率为 60Hz ，试确定负载电流波形，并分析谐波含量。计算时可略去换相的影响和逆变电路的损耗。试求对应于每种谐波的负载功率。

3.13 请阐述 PWM 的冲量等效原理。设正弦波（ 50Hz ）半周期的脉冲数是 5，脉冲幅值是相应正弦波幅值的两倍，试按冲量等效原理计算各个脉冲的宽度。

3.14 三相桥式电压型逆变电路采用 180° 导电方式，当其直流侧电压 $U_d=100\text{V}$ 时，

- (1) 求输出相电压基波幅值和有效值；
- (2) 求输出线电压基波幅值和有效值；
- (3) 输出线电压中五次谐波的有效值。

3.15 全控型器件组成的电压型三相桥式逆变电路能否构成 120° 导电型？为什么？

3.16 请阐述 SPWM 调制的基本原理。SPWM 波形的生成方法有哪两种？请指出它们各自的特点及应用场合。

3.17 PWM 逆变电路有哪些优点？其开关频率的高低有什么利弊？

3.18 单极性和双极性 PWM 调制有什么区别？

3.19 采用双极性调制控制时，三相桥式 PWM 逆变电路输出相电压（负载端口相对于电源中点的电压）和线电压各有几种电平？

3.20 简要说明特定谐波消去法 PWM 控制的基本原理。

- 3.21 在 PWM 控制中，何为同步调制？何为异步调制？为什么常采用分段同步调制？
- 3.22 什么是 PWM 控制的规则采样法？和自然采样法相比，规则采样法有什么优缺点？
- 3.23 单相和三相 PWM 逆变电路的输出波形中，主要含有哪些频率的谐波？
- 3.24 如何提高 PWM 逆变电路的直流电压利用率？
- 3.25 PWM 跟踪控制中，如何实现电流跟踪？滞环比较方式的电流跟踪控制有何特点？
- 3.26 PWM 整流电路与相控整流电路相比，其原理和性能有何差异？
- 3.27 请阐述单极性 SPWM 调制、双极性 SPWM 调制和单极性倍频 SPWM 调制的基本原理，绘制示意图，并分析它们有何不同。
- 3.28 基于 SPWM 控制的逆变器输出波形中的谐波与哪些因素有关？



拓展资源

电子工业出版社版权所有
盗版必究