

第四章 DC/AC 变换技术

——无源逆变

将直流变换成交流称之为 DC/AC 变换,也就是通常所说的(无源)逆变。它是电力电子技术领域中最为活跃的部分,是读者学习的重点。

逆变技术在科研、国防、生产和生活领域广泛应用中,因负载对其要求的不同,而以其复杂繁多的电路现象呈现在人们的面前。初学者对此颇感困难,为此,本章将结合电路理论和器件知识,较详细地阐述基本电路的工作原理、特点及其分析方法,以便使读者通过本章的学习能较好地分析、理解许多实际电路及其在应用中遇到的问题。

4.1 概述及逆变器分类

4.1.1 概述

随着电力半导体器件的发展,逆变技术的应用范围得到进一步拓宽,它几乎渗透到国民经济的各个领域。尤其是高压、大电流、高频三者兼备的场控器件的开发成功,为简化逆变主电路,提高逆变器的性能以及高频脉宽调制(PWM)技术的广泛应用奠定了基础,推动着高频逆变技术的发展,使电力电子技术的应用进入了比较灵活自如地改变频率的发展阶段。当今基本电路的逆变频率已从早期的几十赫~几千赫提高到几十千赫~几百千赫。因此逆变器的应用频率将在下述几方面得到扩展。

1. 非工频交流负载

- (1) 感应加热:几十赫~几百千赫。
- (2) 长波通讯:几十千赫。
- (3) 甚低频发射机:十几千赫。
- (4) 功率超声应用:十几千赫~几十千赫。
- (5) 电火花加工:几百赫~几十千赫。
- (6) 声纳电源:十几千赫。
- (7) 臭氧发生器:几十千赫。
- (8) 其它。

2. 交流电机变频调速

- (1) SCR 变频调速:调制频率小于 1kHz。
- (2) GTR 变频调速:调制频率为 2~3kHz。
- (3) IGBT 变频调速:调制频率为几十千赫(国外已有系列产品)。

3. 高频内调制的应用

- (1) 不间断电源(UPS)及备用电源:几十千赫。
- (2) 高频逆变式整流焊机:几十千赫。

- (3) 激光电源:几十千赫。
- (4) 高频电镀电源:几十千赫。
- (5) X射线机高压直流电源:几千赫~几十千赫。
- (6) 通用高压直流电源:几千赫~几十千赫。
- (7) 其它小型轻量化电源。

4. 通用逆变器:几十赫~几十千赫

5. 特殊用途逆变器

- (1) 高频电子镇流器。
- (2) 太阳能、风能和波能等发电。
- (3) 快速充电。
- (4) 脉冲镀膜。
- (5) 等离子脉冲发生器电源。
- (6) 其它。

4.1.2 逆变器的分类

逆变器基本上分为单相和三相两大类,单相逆变器适用于小、中功率,三相逆变器适用于中、大功率。这两大类又可按下面特点进行归类。

1. 按输入电源的特点

- (1) 电压型(VFI):输入电源为恒压源。
- (2) 电流型(CFI):输入电源为恒流源。
- (3) 谐振环型:谐振交流环和谐振直流环。

2. 按电路结构特点

- (1) 半桥式。
- (2) 全桥式。
- (3) 推挽式。
- (4) 其它形式:例如单管逆变电路等。

3. 按器件的换流特点

- (1) 换流型:互补形式、辅助形式、串联逆变和并联逆变(SCR)等。
- (2) 自换流型:采用自关断器件的均属此类。

4. 按负载特点

- (1) 非谐振式。
- (2) 谐振式。

5. 按输出波形特点

- (1) 正弦波。
- (2) 非正弦波。

当然逆变器的分类方法很多,本书采用上述分类方法。

4.1.3 逆变器的波形参数指标

实际逆变器的输出波形总含有谐波,而偏离理想正弦波形,为了评价逆变器输出波形的质量,可引入下述几个参数。

1. 谐波因子 HF (Harmonic factor)

第 n 次谐波因子 HF_n 定义为第 n 次谐波分量有效值同基波分量有效值之比,即

$$HF_n = \frac{U_n}{U_1} \quad (4.1)$$

2. 总谐波(畸变)因子 THD (Total harmonic distortion factor)

定义如下:

$$THD = \frac{1}{U_1} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} U_n^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (4.2)$$

该参数表征了一个实际波形同其基波分量接近的程度。输出为理想正弦波的 THD 为零。

3. 畸变因子 DF (Distortion factor)

总谐波因子 THD 指示了总的谐波含量,但它并不能告诉我们每一个谐波分量的影响程度。很显然,如果逆变输出通过滤波时,高次谐波将衰减得更加厉害,因此了解各次谐波的频率和幅值是非常重要的,为了表征经二阶滤波后谐波引起波形畸变的程度,引入畸变因子,并定义如下:

$$DF = \frac{1}{U_1} \left[\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{U_n}{n^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.3)$$

因此对于第 n 次谐波的畸变因子 DF_n 可定义如下:

$$DF_n = \frac{U_n}{U_1 n^2} \quad (4.4)$$

4. 最低次谐波 LOH (Lowest-order harmonic)

最低次谐波定义为与基波频率最接近的谐波。

对于逆变装置来说,其性能指标,除波形参数指标外,还应包括下列内容:

- (1) 逆变效率。
- (2) 单位重量(或单位体积)输出功率。
- (3) 可靠性指标。
- (4) 其它。

4.2 基本的逆变电路

4.2.1 单相半桥式逆变电路(电压型)

图 4.1 给出了电压型半桥式逆变电路。当电容 C 相对逆变频率足够大时,则电容上的电压基本上维持不变,则可用图 4.2(a)代替图 4.1。若负载为纯电阻(R), T_1 和 T_2 分别接通 $\frac{T_0}{2}$ 时间,则获得如图 4.2(b)的输出波形。对于电阻负载,两只整流管(D_1 和 D_2)都不

参与导电,因此这两只整流管可以取消。由波形可知,输出电压波形是方波,其幅值为

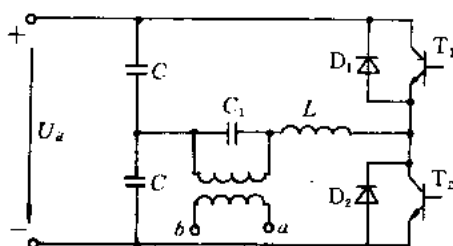


图 4.1 半桥式逆变电路(电压型)

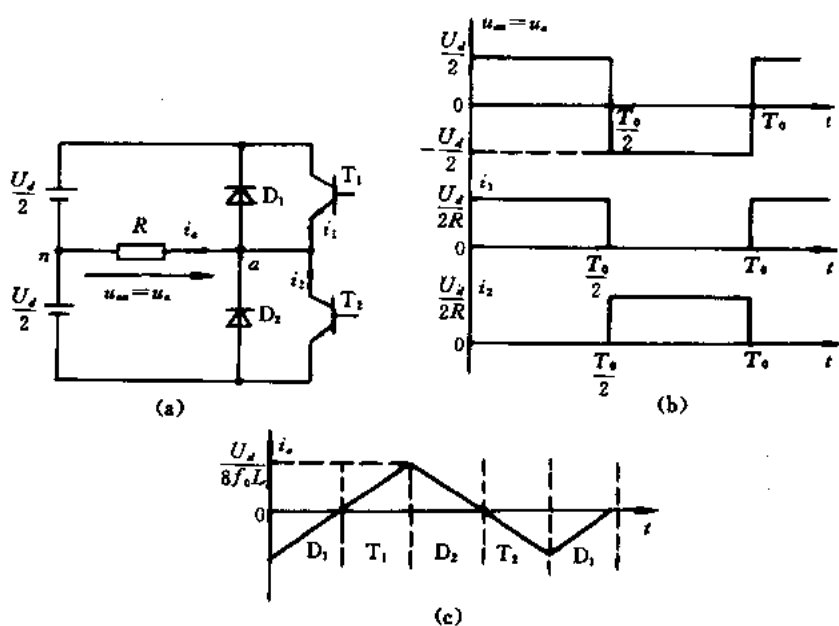


图 4.2 单相半桥式逆变电路及其波形(电压型)

(a) 电路; (b) 负载波形(\$R\$); (c) 负载波形(\$L\$)

\$U_d/2\$, 因此输出电压有效值为

$$U_a = \left[\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} \frac{U_d^2}{4} dt \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{U_d}{2} \quad (4.5)$$

其瞬时值表达式为

$$u_a = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2U_d}{n\pi} \sin n\omega t \quad (4.6)$$

其中, \$\omega=2\pi f_0\$ 为输出电压的角频率。当 \$n=1\$ 时, 其基波分量的有效值为

$$U_1 = \frac{2U_d}{\sqrt{2}\pi} = 0.45U_d \quad (4.7)$$

为保证电路正常工作, \$T_1\$ 和 \$T_2\$ 管不能同时导通, 否则将出现直流侧短路的现象, 即所谓逆变颠覆问题。改变晶体管的激励信号的频率, 输出电压的频率也随之改变。

当负载为纯电感(L)时,若 T_1 管在 $\frac{T_0}{2}$ 关断(激励信号消失),由于电感中电流不能突然改变方向,此时即使 T_2 管加上激励信号,负载电流 i_a 也必须通过 D_2 管流通直到 $i_a=0$ 时, T_2 管才导通,负载电流开始反向。同理可分析, T_2 管关断时,负载电流先要通过 D_1 管流通,直至 $i_a=0$ 时, T_1 管才导通,负载电流开始又一次反向。当 D_1 或 D_2 管导通时,能量返回电源,故称此二极管为反馈二极管。

对纯电感负载,每个晶体管的导通时间均为 $\frac{T_0}{4}$ 。对于感性负载随着负载的功率因数从零变到 1,每个晶体管的导通时间从 $\frac{T_0}{4}$ 变到 $\frac{T_0}{2}$ 。纯电感(L)时的波形示于图 4.2(c),其负载电流峰值(i_{am}),可由下式求得

$$i_{am} = \frac{U_d}{8f_0L} \quad (4.8)$$

该电路中,不能简单地用晶闸管(SCR)去代替晶体管,必须用带有辅助关断电路的单元去替换之,而且要求向欲导通的晶闸管发出触发脉冲的时刻至少要比向欲关断的晶闸管发出关断脉冲时刻延后一段时间(t_{off}),以避免出现逆变颠覆现象。

4.2.2 单相桥式逆变电路(电压型)

电压型桥式逆变电路示于图 4.3(a),带纯阻和纯感负载时的波形示于图 4.3(b)和(c)。其电路工作原理同半桥式逆变电路一样,此处不再赘述。

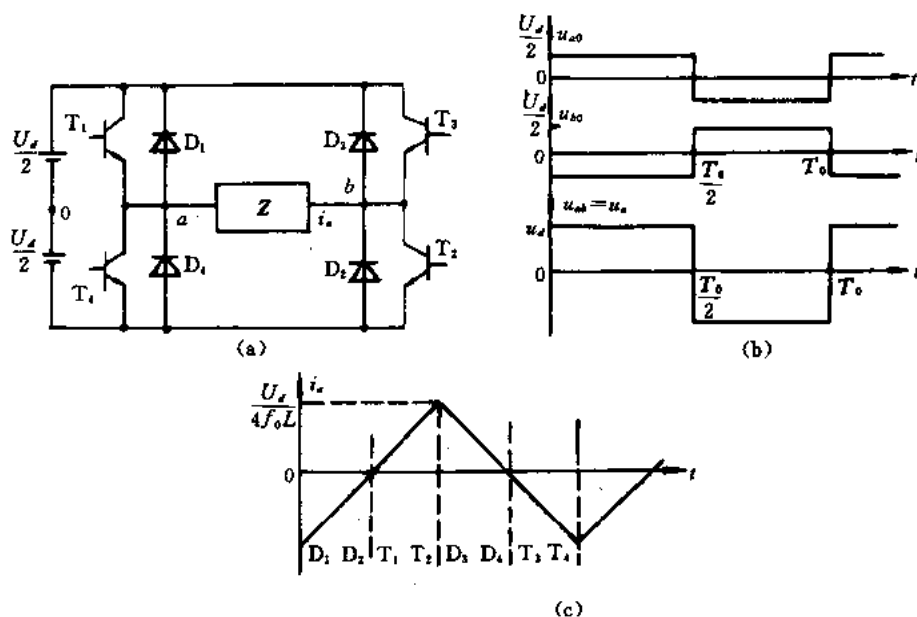


图 4.3 单相桥式逆变电路及其波形(电压型)
(a) 电路; (b) 波形(R 负载); (c) 波形(L 负载)

但其输出电压有效值和瞬时值分别为

$$U_a = \left[\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} U_d^2 dt \right]^{1/2} = U_d \quad (4.9)$$

$$u_a = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4U_d}{n\pi} \sin n\omega t \quad (4.10)$$

其基波分量有效值可表示为

$$U_1 = \frac{4U_d}{\sqrt{2}\pi} = 0.9U_d \quad (4.11)$$

需注意的是,当电源电压(U_d)和负载(R)不变时,桥式电路的输出功率是半桥式的4倍。对于纯电感负载,其负载电流峰值为

$$i_{am} = \frac{U_d}{4f_0 L} \quad (4.12)$$

无论是半桥式还是桥式逆变电路,若逆变电路输出频率比较低,其电路中的开关元件可以采用 GTO 或 GTR;若逆变输出频率比较高,可以采用双极型晶体管, VDMOS, IGBT 以及其它高频自关断器件。

当负载为感性负载(RL)时,亦可求得瞬时负载电流 i_a 的表达式为

$$i_a = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{U_m}{nZ_n} \sin(n\omega t - \theta_n) \quad (4.13)$$

其中

$$U_m = \begin{cases} \frac{4U_d}{\pi} & (\text{全桥}) \\ \frac{2U_d}{\pi} & (\text{半桥}) \end{cases} \quad (4.14)$$

$$Z_n = [R^2 + (n\omega L)^2]^{1/2} \quad (4.15)$$

$$\theta_n = \arctg\left(\frac{n\omega L}{R}\right) \quad (4.16)$$

4.3 谐振(负载)式逆变电路

4.3.1 概述

当负载为 RLC 且满足振荡条件时,这种负载称为谐振负载。这种谐振负载既可以是串联的,也可以是并联的。对于谐振负载,可以通过改变逆变频率来改变输出电压和功率,例如,感应加热负载和中频 X 射线机高压逆变负载。因此,对输出频率没有严格要求,而又要求改变输出电压的场合,可以利用谐振式逆变电路来达到目的。

谐振式逆变电路的特点是:

(1) 逆变电路输出波形为方波(方波电压或方波电流)。

(2) 对于这种负载,可以将逆变频率调谐在谐振频率附近,从而获得正弦的输出电流或电压,而无需通过低通滤波器来消除其最低次谐波,所谓“谐振”逆变电路也是因此而得名的。

(3) 因为是利用负载的谐振特点,电路中的元件要承受很大的电流或电压。对于电力

半导体器件来说,就会因此而引起很大的器件应力,这是谐振式逆变器的一大缺点。

谐振式逆变器有电压型串联谐振式和电流型并联谐振式两种。对于串联谐振式逆变器,其输出电压为方波,负载电流波形接近正弦波,而并联谐振式逆变器的输出电流为方波,负载的电压波形接近正弦波。

4.3.2 电压型串联谐振式逆变电路

(一) 串联谐振槽路及频域响应特性

串联谐振槽路(RLC)示于图 4.4(a)。其导纳可表示为:

$$Y(s) = \frac{1}{sL + \frac{1}{Cs} + R} = \frac{sC}{s^2LC + sRC + 1} \quad (4.17)$$

它是复频率 $s=j\omega$ 的函数。若令 $\alpha = \frac{R}{2L}$, $\omega_0 = \frac{1}{(LC)^{\frac{1}{2}}}$, 则有

$$Y(s) = \left(\frac{1}{R} \right) \frac{2\alpha s}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2} \quad (4.18)$$

由式(4.18)可知,在谐振,即 $s=j\omega_0$ 时,电感和电容阻抗互相抵消, $Y(s_0) = 1/R$, 即电路阻抗为纯阻性质,频域的对数幅频特性示于图 4.4(b)。曲线的陡峭程度可用半宽度来描述,也就是半功率点或 3 分贝(3dB)点的频率范围。对于串联谐振,3dB 点出现在 $s = j(\omega_0 \pm \alpha)$ 处,所以其半宽度为 2α 。

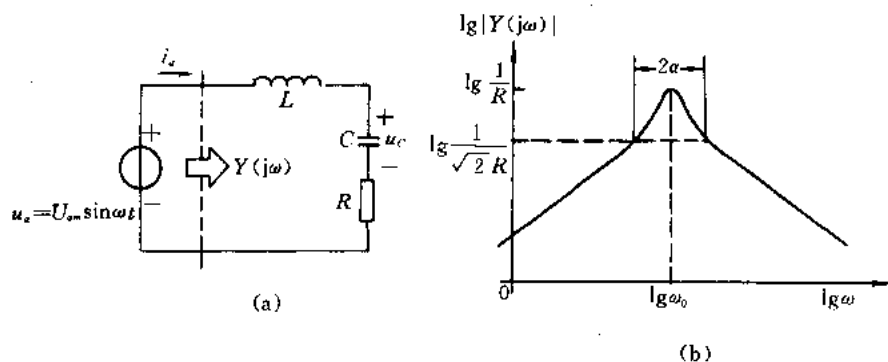


图 4-4 串联谐振槽路及其频率响应

(a) 电路; (b) 对数幅频特性

若令串联谐振电路的品质因数为

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\omega_0}{2\alpha} \quad (4.19)$$

则式(4.18)可变为

$$Y(s) = \left(\frac{1}{R} \right) \frac{\frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0}}{\left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_0} + 1} \quad (4.20)$$

(二) 谐振时的特点

(1) 当 $s=j\omega_0$ 时, $Y(s_0)=\frac{1}{R}$ 也就是说, 谐振时的负载 (R) 电压等于电源电压, 即

$$u_R = u_{am} = U_{am} \sin \omega_0 t$$

所以

$$i_a = \frac{U_{am}}{R} \sin \omega_0 t$$

(2) 电容和电感上的电压, 可达电源电压的 Q 倍。在一般情况下, 电路中电流 i_a 可表达为

$$I_a(s) = U_a(s) Y(s)$$

而

$$\begin{aligned} U_C(s) &= \frac{I_a(s)}{sC} = U_a(s) \frac{Y(s)}{sC} = U_a(s) \frac{2as}{s^2 + 2as + \omega_0^2} \frac{1}{sCR} \\ &= U_a(s) \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2as + \omega_0^2} \frac{2a}{\omega_0^2 RC} = U_a(s) \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2as + \omega_0^2} \end{aligned} \quad (4.21)$$

于是有

$$\left| \frac{U_C}{U_a} \right| = \left| \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2as + \omega_0^2} \right| \quad (4.22)$$

当 $s=j\omega_0$ 时

$$\left| \frac{U_C}{U_a} \right|_{s=j\omega_0} = \frac{\omega_0}{2a} = Q \quad (4.23)$$

式 (4.23) 表明, 谐振时电容 (或电感) 上的电压值正比于谐振电路的 Q 值, 可比输入电源电压值高出许多倍。

(三) 输入电源为交流方波电压

前面所讨论的只是针对输入电源为正弦波的情况, 加交流方波电压源的串联谐振电路示于图 4.5(a)。

只要 $\omega=\omega_0$, 而且 Q 值足够大时, 则 i_a 中所含的谐波分量很少, 而且电流 i_a 非常接近正弦波, 故有

$$i_a \approx |Y(j\omega_0)| U_{a1m} \sin \omega_0 t = \left(\frac{1}{R} \right) \frac{4U_d}{\pi} \sin \omega_0 t \quad (4.24)$$

其中, U_{a1m} 为方波电压的基波分量幅值, 在这种情况下, 谐振槽路电流 i_a 与输入方波电压同相。在此处, 我们看到了, 利用电路的谐振性质来滤除谐波的例子, 其波形示于图 4.5(b)。

当电压源频率大于谐振频率, 即 $\omega > \omega_0$ 时, LC 作用相当于一个电感 (L_E), 即

$$L_E = L \left(1 - \frac{1}{\beta^2} \right) \quad (4.25)$$

其中, $\beta = \frac{\omega}{\omega_0}$ 。在这样情况下, 谐振电路的阻抗等值于 LR 电路, 如图 4.6(a), 于是输入电源的基波电压 u_{a1} 就加在 $L_E R$ 上。若假定滤波器能将高次谐波滤除, 使得 $i_a \approx i_{a1}$, 则有

$$i_a \approx i_{a1} = I_{a1m} \sin(\omega t - \theta) \quad (4.26)$$

$$I_{a1m} = \frac{4U_d}{\pi R} \left[\frac{1}{\sqrt{\frac{\omega^2 L_E^2}{R^2} + 1}} \right] \quad (4.27)$$

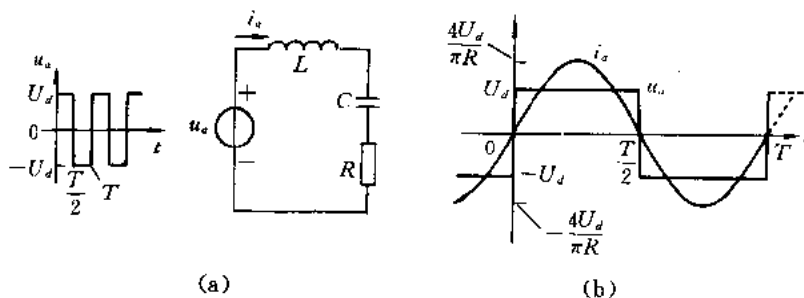


图 4.5 输入为方波电压的串联谐振电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形 ($\omega = \omega_0$)

$$\theta = \arctg\left(\frac{\omega L_E}{R}\right) \quad (4.28)$$

显然, 在 $\omega > \omega_0$ 时, i_a 的幅值比 $\omega = \omega_0$ 时的小。其波形示于图 4.6(b)。

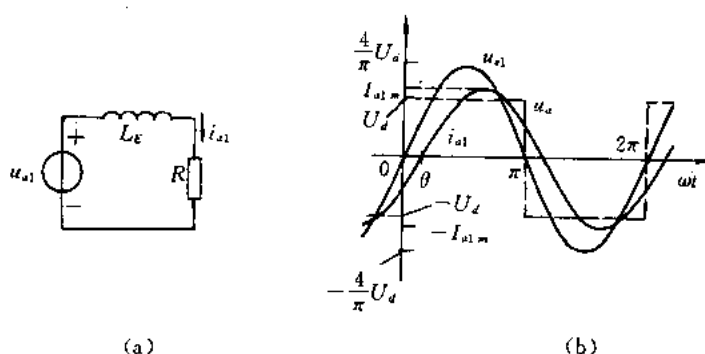


图 4.6 $\omega > \omega_0$ 时的等值电路及其波形

(a) 等值电路; (b) 波形

当 $\omega < \omega_0$ 时, LC 的作用相当于一个电容 (C_E), 即

$$C_E = \frac{C}{1 - r^2} \quad (4.29)$$

其中, $r = \omega / \omega_0$ 。此时的谐振电路阻抗等值于 RC 网络, 如图 4.7(a)。只要 ω 不是比 ω_0 低得太多, 仍足以使 $i_a \approx i_{a1}$, 则有

$$i_a \approx i_{a1} = I_{a1m} \sin(\omega t + \theta) \quad (4.30)$$

$$I_{a1m} = \frac{4U_d}{\pi R} \left[\frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(\omega C_E R)^2} + 1}} \right] \quad (4.31)$$

$$\theta = \arctg\left(\frac{1}{\omega R C_E}\right) \quad (4.32)$$

同理, 在 $\omega < \omega_0$ 时, i_a 的幅值比 $\omega = \omega_0$ 时的小。其波形示于图 4.7(b)。

(四) 输出电压和功率的控制

从上面分析可知, 只要电源频率 (ω) 偏离槽路的谐振频率 (ω_0), 在附加阻抗上就引起了电压降落, 因此负载 (R) 上的电压就要减少。当槽路的 Q 值比较大, 这种偏离将会引起负载上电压大的变化。也就是说, 可以通过改变逆变器的工作频率来改变负载上的电压和

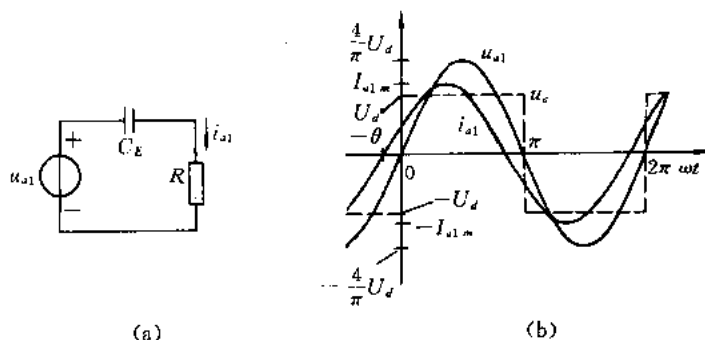


图 4.7 $\omega < \omega_0$ 时的等值电路及其波形

(a) 等值电路; (b) 波形

功率,即所谓调频调压和调频调功。

(五) 电压型串联谐振式逆变电路

电压型串联谐振式逆变电路示于图 4.8,利用该电路,使 T_1 和 T_2 轮流工作半个逆变周期,则在串联谐振槽路的端口获得交流方波电压。

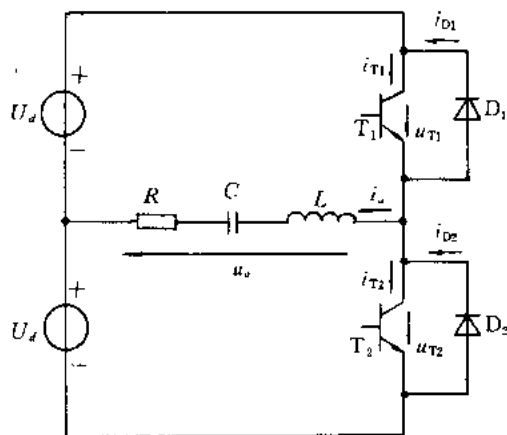


图 4.8 电压型串联谐振式逆变电路(半桥)

当逆变电路工作在谐振频率(ω_0)时,开关器件的状态转换总是发生在开关器件电流过零的时刻,因而降低了器件的开关损耗[见图 4.5(b)]。在这种情况下,所有反并联二极管始终不通过电流。

当逆变电路的工作频率大于谐振频率,即 $\omega > \omega_0$,且 $\omega \approx \omega_0$ 时,电路工作于感性负载条件下,负载电流 i_a 滞后于槽路端口电压 u_a ,如图 4.9(a)所示。由图 4.9(a)波形可知,在 $\omega > \omega_0$ 的情况下,图 4.8 中的晶体管不能用 SCR 去代替。这是因为去触发欲导通的 T_1 管时, T_2 管仍在导通。

当逆变电路的工作频率小于谐振频率,即 $\omega < \omega_0$,且 $\omega \approx \omega_0$,谐振槽路呈现容性,所以负载电流 i_a 领先于槽路端口电压 u_a ,如图 4.9(b)所示。

由图 4.9(b)波形可知,在 $\omega < \omega_0$ 的条件下,图 4.8 中的晶体管可以用 SCR 去代替。这是因为 T_2 管在 u_a 负半周后期已不导通了,这时的负载电流 i_a 通过与 T_2 管反并联的二极

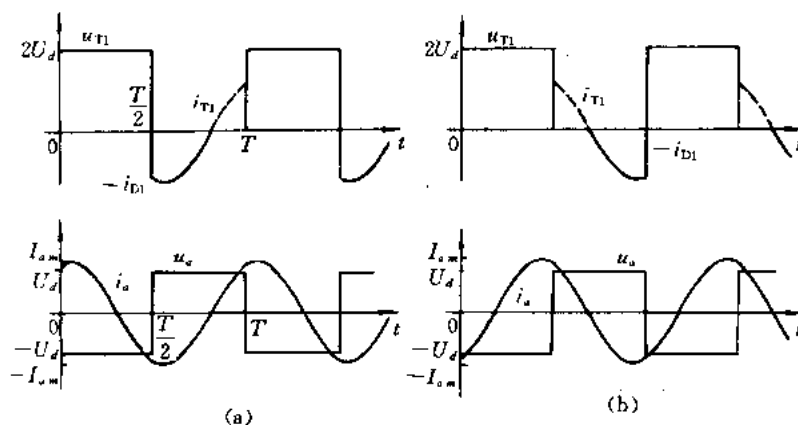


图 4.9 图 4.8 所示电路的工作波形

(a) $\omega > \omega_0$; (b) $\omega < \omega_0$

管(D_2)流通。只要 D_2 管导通时间大于 T_2 管(晶闸管)的关断时间(t_{off})就能保证 SCR 逆变电路的正常工作。利用 SCR 的串联谐振式逆变电路示于图 4.10(a)和图 4.11(a)。

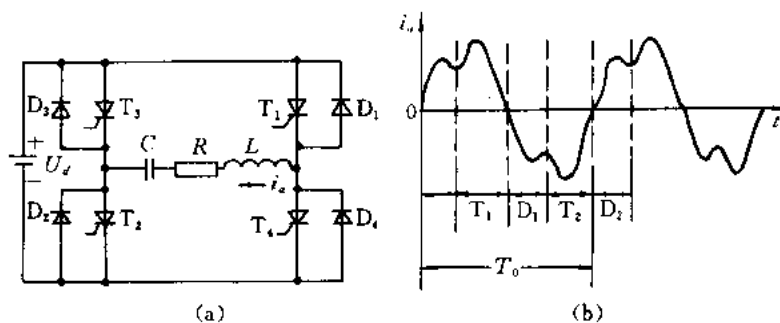


图 4.10 SCR 全桥串联谐振式逆变电路及其波形($\omega < \omega_0$)

(a) 电路; (b) 波形

当 $\omega < \omega_0$ 时, 逆变电路的频率逐渐偏离槽路的谐振频率(ω_0), 负载电流(i_a)波形可从图 4.10(b)的形状变到图 4.11(b)的形状。若 ω 仍继续降低, 则 i_a 波形变成断续了[参见图 4.17(b)]。然而, 无论哪一种情况, SCR 均工作在自然换流状态, 而且逆变器的频率下限要受到限制, 以避免最低次谐波频率接近槽路谐振频率。在上述三种情况下, 负载电流波形将越来越偏离正弦波。

4.3.3 电流型并联谐振式逆变电路

(一) 并联谐振槽路及频率响应特性

并联谐振槽路示于图 4.12(a), 其中, i_a 为正弦波。其导纳可表示为

$$Y(s) = \frac{1}{sL} + sC + \frac{1}{R}$$

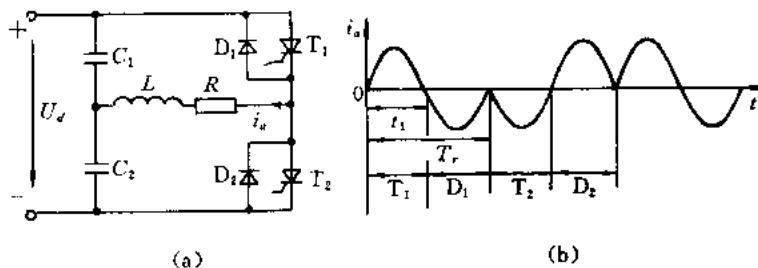


图 4.11 SCR 半桥串联谐振式逆变电路及其波形(ω 进一步降低)

(a) 电路; (b) 波形

$$Z(s) = \frac{1}{Y(s)} = R \frac{\frac{s}{Q\omega_0}}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q\omega_0} + 1} \quad (4.33)$$

式中

$$\omega_0 = \frac{1}{(LC)^{\frac{1}{2}}}$$

并令

$$Q = \omega_0 RC \quad (4.34)$$

比较式(4.20)和(4.33)可知,只是系数不同,因此它们的幅频特性曲线的形状是一样的。图 4.12(b)给出了并联谐振槽路的对数幅频特性。同串联谐振一样,其半宽度为 2α ,可用以表征曲线的陡峭程度。

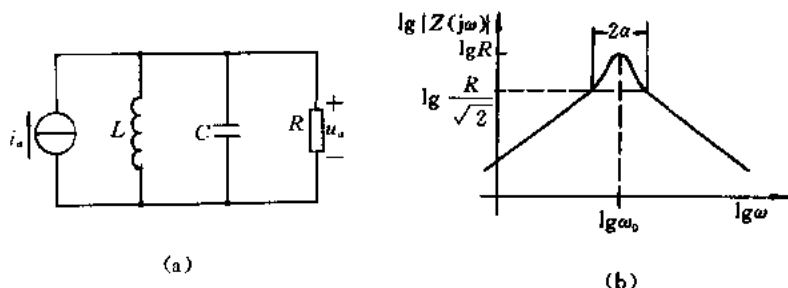


图 4.12 并联谐振槽路及其频域响应

(a) 电路; (b) 对数幅频特性

(二) 谐振时的特点

(1) 当 $s = j\omega_0$ 时, $Z(s_0) = R$ 。也就是说,谐振时负载 R 中的电流就等于电流源的电流 i_a ($= I_a \sin \omega_0 t$), LC 并联槽路相当于开路,但 L 和 C 中都流过很大的电流。这时,整个并联槽路的阻抗为纯阻性质。

(2) 通过电容和电感的电流为电流源电流的 Q 倍。谐振时,槽路的电压为

$$u_a = R(I_a \sin \omega_0 t) = I_a R \sin \omega_0 t$$

所以

$$I_L = I_C = I_a R \omega_0 C$$

即

$$\frac{I_L}{I_a} = \frac{I_C}{I_a} = \omega_0 RC = Q \quad (4.35)$$

(三) 输入电源为交流方波电流

前面讨论的是电流源为正弦波的情形。方波电流输入的并联谐振槽路示于图 4.13(a)。丙分下述几种情况加以讨论。

(1) 在 $\omega = \omega_0$, 即电流源频率(ω)等于谐振频率(ω_0)时, 只要 Q 值足够大, 槽路电压 u_a 中所含的谐波很低, 则可以认为

$$u_a \approx u_{a1} = RI_{a1} \sin \omega_0 t = \frac{4I_d R}{\pi} \sin \omega_0 t \quad (4.36)$$

其波形示于图 4.13(b)。负载电压 u_a 同输入电流 i_a 同相, 槽路显示电阻性。

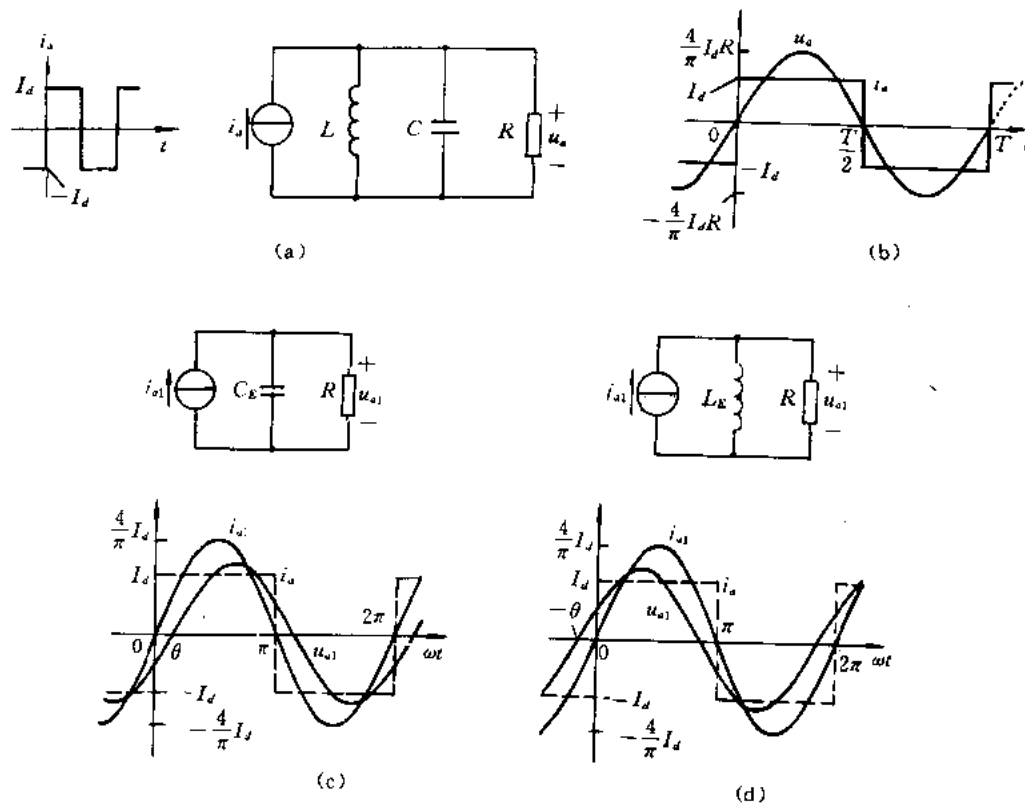


图 4.13 方波电流输入的并联谐振槽路及其波形

(a) 电路; (b) $\omega = \omega_0$ 的波形; (c) $\omega > \omega_0$ 的波形; (d) $\omega < \omega_0$ 的波形

(2) 当 $\omega > \omega_0$ 时, LC 槽路的作用相当一个电容 C_E , 它同负载电阻 R 相并联, 起分流作用[见图 4.13(c)]. 这样一来, 流过 R 的电流减少, 槽路电压 u_{a1} 也降低。因整个槽路显容性, 槽路电压 u_{a1} 滞后于 i_a , 其波形如图 4.13(c) 所示。

(3) 当 $\omega < \omega_0$ 时, LC 槽路的作用相当一个电感 L_E , 它也是同电阻 R 并联, 也起分流作用。因此, 流过 R 的电流也减少, 槽路电压 u_{a1} 也同样降低。因整个槽路显感性, 槽路电压 u_{a1} 领先于 i_a , 其波形如图 4.13(d) 所示。

很显然, 同串联谐振一样, 通过改变输入频率可以改变并联槽路的电压, 从而也就改变了负载的功率。当然, 实际应用时, 频率改变范围受下面三个因素的限制: 器件开关频

率,最低次谐波频率不得接近槽路的谐振频率,元件的电流容量。

(四) 电流型并联谐振式逆变电路

电流型并联谐振式逆变电路示于图4.14。利用该电路,使 Q_1, Q_4 同 Q_2, Q_3 轮流工作半个逆变周期,则在并联谐振槽路端口获得交流方波电流。

当逆变电路工作在谐振频率(ω_0)时,同串联谐振电路类似,开关器件的状态转变总是发生在器件电压过零时刻[见图4.13(b)],从而降低了器件的开关损耗。

当 $\omega > \omega_0$ 且 $\omega \approx \omega_0$ 时,电路工作于容性负载条件下,负载的电压 u_{a1} 滞后于 i_a [见图4.13(c)],由图4.13(c)波形可知,当一对 Q_2 和 Q_3 导通时,另一对 Q_1 和 Q_4 就加上反向电压,这就为将自关断器件更换成SCR提供了条件,也就说在 $\omega > \omega_0$ 条件下,可采用SCR的并联谐振式逆变电路,即将图4.14中的IGBT管改为SCR,如图4.15所示。但为了限制SCR开通时的 $\frac{di}{dt}$ 值,需增加四个支路电感。对于采用自关断器件,若其反向不能承受高的电压,则需在各开关器件支路中串入二极管,如图4.14所示。

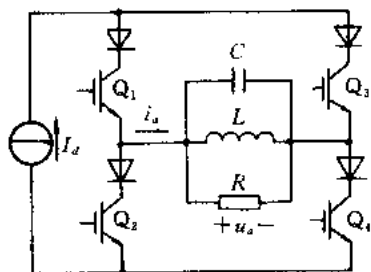


图 4.14 电流型并联谐振式逆变电路

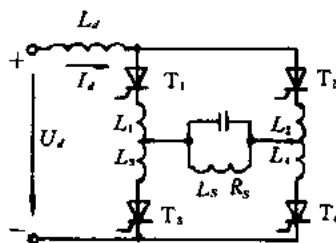


图 4.15 SCR 并联谐振式逆变电路

当 $\omega < \omega_0$ 且 $\omega \approx \omega_0$ 时,电路工作于感性负载条件下,负载的电压 u_{a1} 领先于 i_a [见图4.13(d)]。在这种条件下,当一对开关管导通时,另一对开关管就立刻加上正向电压。对于自关断器件的电路,可以先撤除需关闭那对器件的激励信号,让其关断后,再导通欲导通的那一对器件,然而对于SCR器件,却做不到这一点。因此,在 $\omega < \omega_0$ 的条件下,不能简单地用SCR去代替IGBT器件,若是那样做了,则会出现逆变颠覆现象。

4.3.4 有关问题的讨论

(一) 有关反向恢复时间的影响

在电压型串联谐振式逆变电路(参见图4.8)中,若 $\omega < \omega_0$,当 T_1 管导通时,已导通的二极管 D_2 会突然地加上反偏置电压。这时因实际二极管存在反向恢复时间,而使 T_1 和 D_2 管同时流过一个很大的冲击电流(反向恢复电流)。为了减少这种冲击电流,可以在 T_1 和 T_2 支路中串入附加的小电感,以起到开通缓冲作用。另一种解决办法是,把谐振电感(L)移到每一个开关元件的支路中去,构成所谓Mapham电路,如图4.16(a)电路所示。其波形示于图1.16(b)。从中可知,将出现两支路电流(i_1 和 i_2)同时导通的时期,这时负载电流 i_a 更加偏离正弦波。

(二) 串联谐振式逆变电路的断续工作模式

当逆变器的工作频率低于谐振频率较多时,负载电流 i_a 出现断续现象,如图4.17(b)

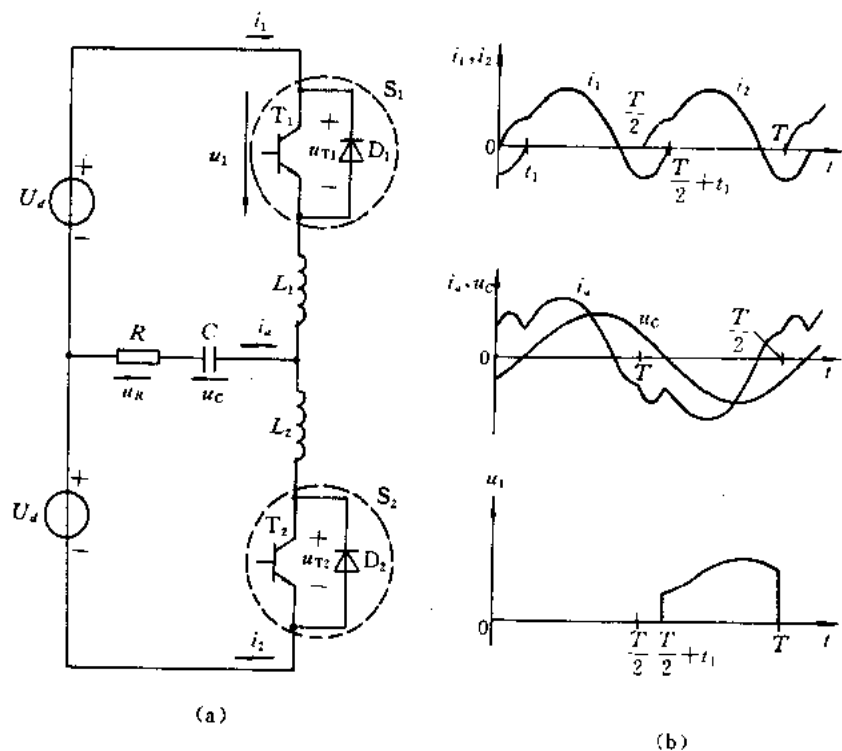


图 4.16 Mapham 逆变电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形

所示,它不同于前面所讨论的连续工作模式。每当 T 管导通时,负载上都出现一次振荡电流,即振荡电流先通过 T 管,然后再流过 D 管。两次振荡之间存在着两个开关都停止工作的间隙。

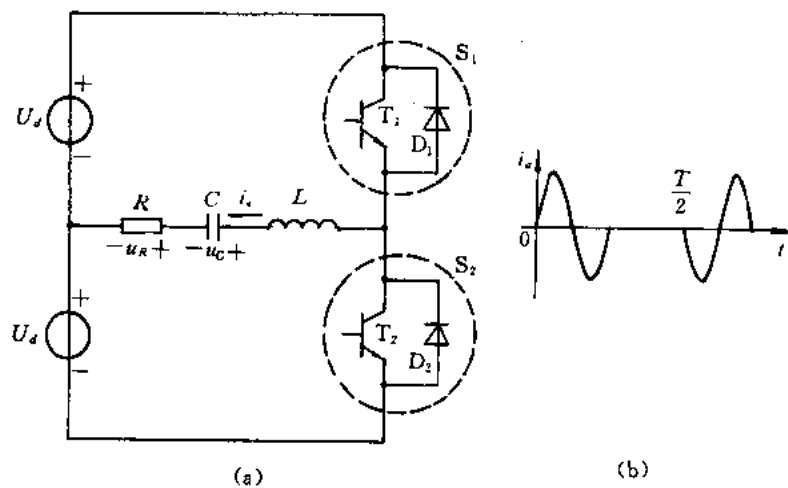


图 4.17 串联谐振电路的断续工作模型

(a) 电路; (b) 波形(断续)

由电路分析可知,在断续模式下,负载电流 i_a 为

$$i_a = \left[\frac{U_d + U_{C0}}{\sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q} \right)^2}} \right] e^{-\alpha} \sin \omega_1 t \quad (4.37)$$

$$U_{C0} = U_d \frac{1 - e^{\frac{-2\pi\alpha}{\omega_1}}}{\frac{\omega_0}{\omega_1} - \left(1 - e^{\frac{2\pi\alpha}{\omega_1}} \right)} \quad (4.38)$$

其中

$$\alpha = \frac{R}{2L}, \quad Q = \frac{\omega_0}{2\alpha}, \quad \omega_1 = (\omega_0^2 - \alpha^2)^{\frac{1}{2}}$$

一个逆变周期传输到负载的能量为

$$E = 2 \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} R i_a^2 dt \quad (4.39)$$

那么,传输给负载的平均功率为

$$P = \frac{\omega}{2\pi} E \quad (4.40)$$

其中, $\omega = \frac{2\pi}{T}$ 。它是逆变器工作频率(ω)的线性函数。

(三) 关于输出功率控制问题

对于谐振式逆变器,当工作在连续工作模式时,利用幅频特性曲线的陡峭区段,通过改变逆变的频率可控制输出功率(或电压)。对于串联谐振,工作频率偏离谐振点,引起负载电流降低;对于并联谐振,偏离谐振点,引起负载电压降低,这都造成负载功率减少的效果。但这种功率控制方法有以下几个缺点:

(1) 无论是 i_a (并联)还是 u_a (串联)波形中都含有三次谐波。

(2) 一般电路 Q 值不可能很高,为使功率在比较大的范围内变化,则要求频率改变范围大。

(3) 对于某些负载(感应淬火),调功率时,要保持频率不变,因此调频调功方法就变得不适用了。

下面介绍另一种调功方法,即不改变逆变电路的工作频率,通过调宽度的方法来实现功率的调节。其电路及波形示于图 4.18。

前面所讨论的电压型逆变器工作总是始终以对角激励方式进行的。但若在两个对角激励方式转换过程中引入上半部两个开关(T_1 和 T_3)或下半部两个开关(T_2 和 T_4)同时导通的方式,则能获得如图 4.18(a)那种波形,这种波形称之为准方波。对于电流型逆变器,可采用图 4.18(b)那种激励方式。这时槽路端口出现的波形也为准方波。

对于串联谐振,端口电压 u_a 的基波分量为

$$U_{a1m} = \frac{4U_d}{\pi} \cos \alpha \quad (4.41)$$

对于并联谐振,端口电流 i_a 的基波分量为

$$I_{a1m} = \frac{4I_d}{\pi} \cos \alpha \quad (4.42)$$

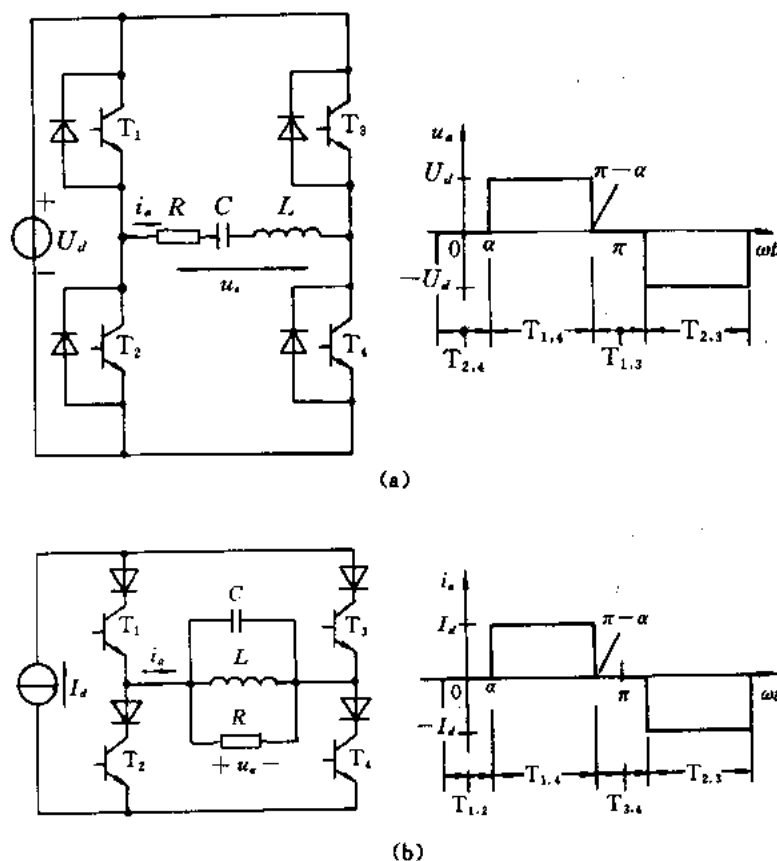


图 4.18 恒频调宽调功原理示意图
(a) 电压型调功原理; (b) 电流型调功原理

由式(4.41)和(4.42)可知,改变 α 角,则能改变基波分量值,从而达到调功的目的。这种调功原理有如下的优点:

- (1) 调功时,输出频率既可以保持不变,也可以变,比较灵活。
- (2) 调功范围宽(α 从零变到 $\pi/2$)。
- (3) 因为频率固定,滤波器设计容易,便于消除开关噪声对外部敏感设备工作的影响。

4.4 三相逆变电路

4.4.1 概述

通常中、大功率的三相负载均采用三相逆变电路,三相逆变电路可以由三个单相逆变器组成。图 4.19(a)为三相逆变器框图,图 4.19(b)为其电路图。单相逆变器可以是半桥式的,也可以是全桥式的。三个单相逆变器的激励脉冲之间彼此相差 120° (领先或滞后),以便获得三相平衡(基波)的输出。输出变压器原副边绕组在电上要互相绝缘,副边绕组接成 Y 或 Δ ,通常副边绕组接成星形,以便消除输出电压中的三倍数谐波($n=3,6,9\cdots$)。采

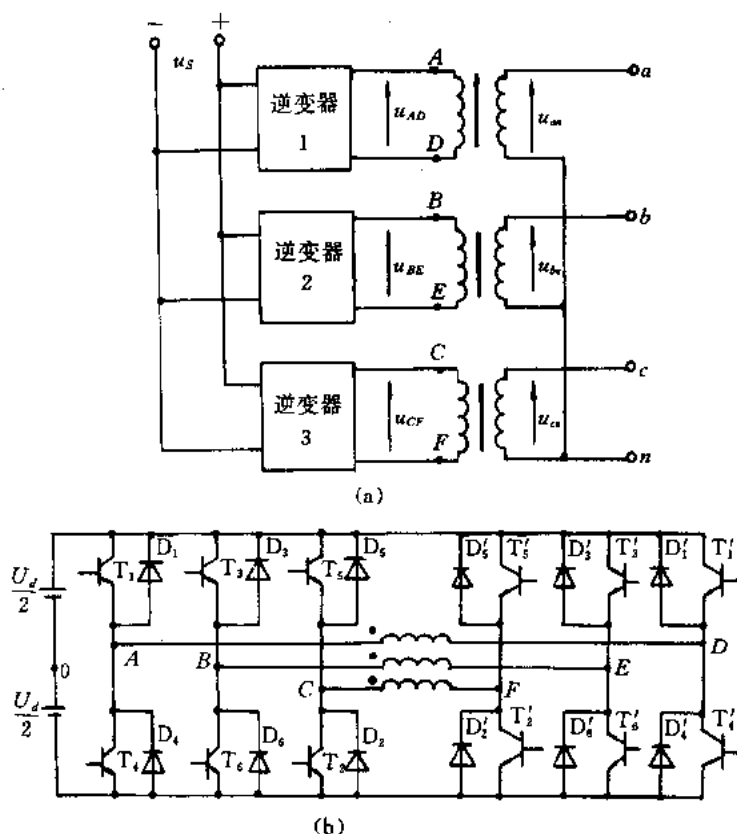


图 4.19 三个单相逆变器构成的三相逆变器
(a) 框图; (b) 电路图

用这种结构的三相逆变电路时,所用的元器件数比较多,而且当三个单相逆变器在幅值或相位上不满足三相平衡要求时,三相输出电压将不平衡。其工作原理此处就不再赘述。更常见的三相逆变电路采用三相桥式接线方式。

4.4.2 电压型三相桥式逆变电路

三相桥式逆变电路是实际应用中广泛采用的一种形式。图 4.20(a)给出了电压型三相桥式逆变电路。当 T_1 导通时,节点 a 接于直流电源正端;当 T_4 导通时,节点 a 接于直流电源负端。同理, b 和 c 节点也是根据上下管导通与否决定其电位的。按图 4.20(a)中标号的开关器件的激励信号彼此间相差 60° 。若每个晶体管导通 180° ,即任何时刻都有三个 GTR 导通,并按 1,2,3—2,3,4—3,4,5—4,5,6—5,6,1—6,1,2 顺序导通,则能获得图 4.20(b)所示的输出电压波形,它们的基波分量彼此之间相位差 120° 。

逆变器的负载可以按星形或三角形联结。当负载为三角形接法时,很容易求得相电流,那么线电流也就知道了。

当负载为星形接法时,必须先求出负载的相电压,才能求出线电流。现以电阻负载为例说明如下。

由图 4.20(b)波形图中可知,在输出半周内有下列三种工作模式。

1. 模式 1 $\left(0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}\right)$

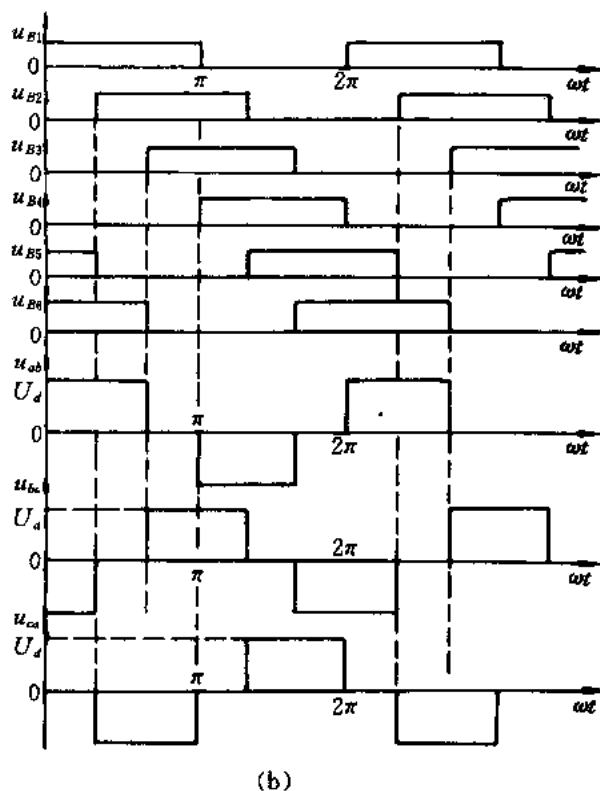
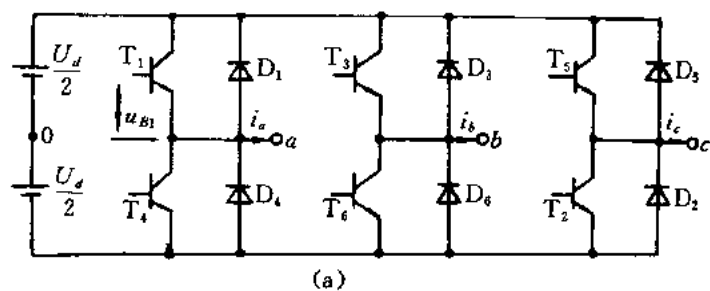


图 4.20 电压型三相桥式逆变电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形(180°导电类型)

$$R_E = R + \frac{R}{2} = \frac{3}{2}R$$

$$i_1 = \frac{U_d}{R_E} = \frac{2U_d}{3R}$$

$$u_{an} = u_{cn} = \frac{U_d}{3}$$

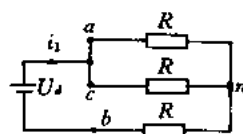
$$u_{bn} = -i_1 R = -\frac{2U_d}{3}$$

2. 模式 2 $\left(\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}\right)$

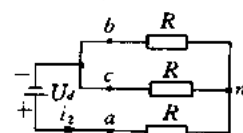
$$R_E = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_2 = \frac{U_d}{R_E} = \frac{2U_d}{3R}$$

模式 1



模式 2



$$u_{an} = i_2 R = \frac{2U_d}{3}$$

$$u_{bn} = u_{cn} = -\frac{i_2 R}{2} = -\frac{U_d}{3}$$

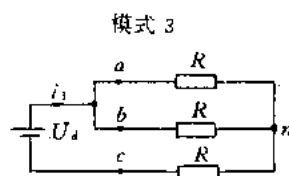
3. 模式 3 $\left(\frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \pi\right)$

$$R_E = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_3 = \frac{U_d}{R_E} = \frac{2U_d}{3R}$$

$$u_{an} = u_{bn} = \frac{i_3 R}{2} = \frac{U_d}{3}$$

$$u_{cn} = -i_3 R = -\frac{2U_d}{3}$$



根据上述分析可知,星形负载电阻[见图 4.21(a)]上的电压波形如图 4.21(b)所示。比较图 4.20(b)和图 4.21(b)可知,负载的线电压为准方波,而相电压为更接近正弦的阶梯波。

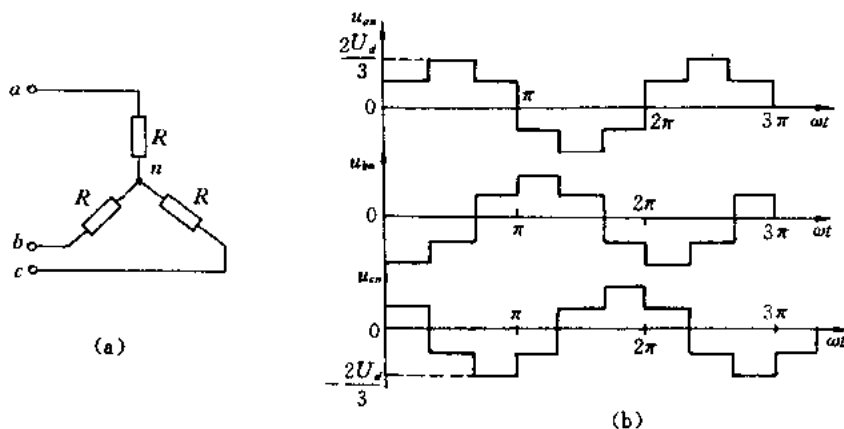


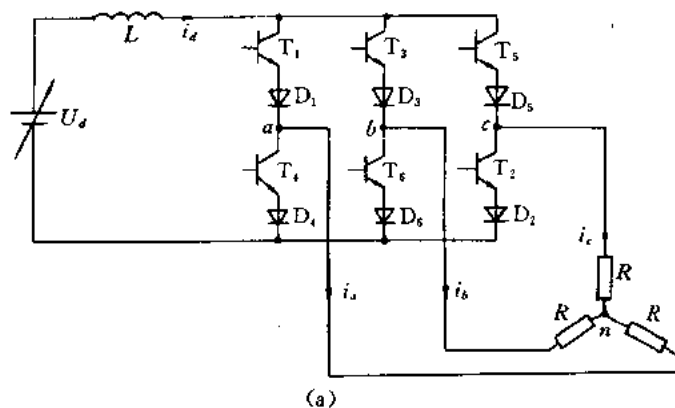
图 4.21 星形负载及相电压波形
(a) 星形负载; (b) 负载相电压波形

4.4.3 电流型三相桥式逆变电路

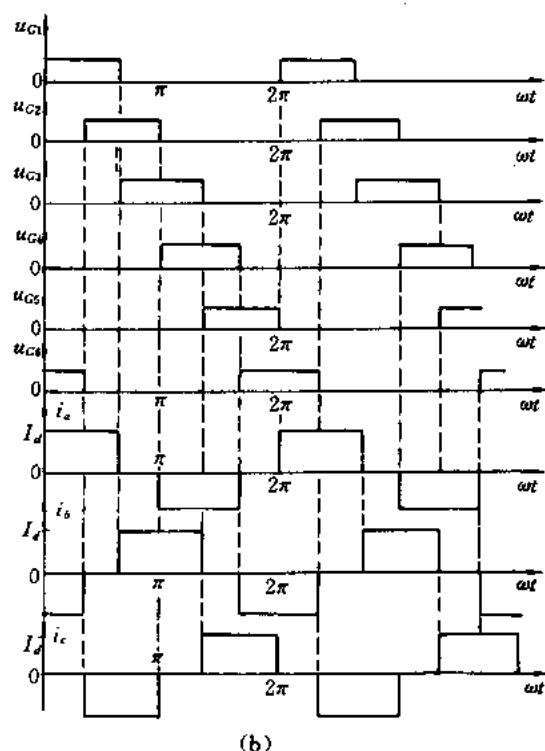
图 4.22(a) 是电流型三相桥式逆变电路,其负载电阻为星形接法。按图示标号 GTR 的激励信号彼此之间相位差 60° 。若每一只器件导通 120° ,即任何时刻只有两只管导通,并按 1,2—2,3—3,4—4,5—5,6—6,1 顺序导通,则能获得如图 4.22(b)那样的线电流 (i_a, i_b, i_c) 波形。

负载可以按星形或三角形联结。当负载为星形接法时,很容易求得负载相电压,于是线电压也就知道了。线电压应为阶梯波。

当负载为三角形接法时,可仿上例分析方法,先求得相电流,其波形应为阶梯波。那么,线电压波形也就一目了然了。



(a)



(b)

图 4.22 电流型三相桥式逆变电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形(120°导电类型)

4.4.4 SCR 三相逆变电路

对于大容量(几千千瓦至几万千瓦)交流电机变频调速,目前均采用 SCR 三相逆变器或交-交变频器(AC/AC 变换器),SCR 的变流器仍占据着主导地位。这是因为目前自关断器件在电压和电流容量上还不能满足大容量交流电机调速的要求。本节仅限于讨论 SCR 三相逆变电路。

(一) 电压型三相逆变电路

图 4.23 是一种电压型串联电感式三相逆变电路。这是一种强迫换流电路。由电路图可知,某一相(\$a\$ 相)中已导通晶闸管(\$T_1\$)的关断只能靠同一相中的另一只互补晶闸管

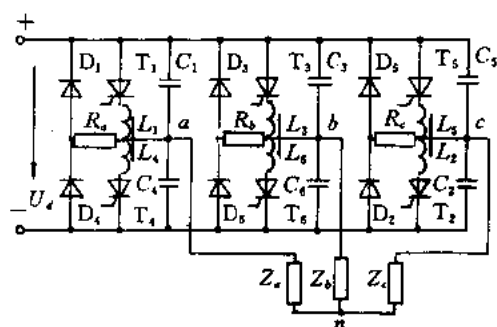


图 4.23 电压型串联电感式三相逆变电路(180°导电类型)

(T_4)的导通来实现。因为三相电路中的 6 只晶闸管的触发脉冲彼此之间相位差 60° , 所以 T_1 和 T_4 的触发信号之间相位互差 180° 。这样即可判断每只晶闸管的导电时间必为 180° 。在任何时刻, 电路中都有三只晶闸管同时导通, 故属 180° 导电类型的三相逆变电路。其输出电压波形同于图 4.20(b)。

(二) 电流型三相逆变电路

图 4.24 是一种电流型串联二极管式三相逆变电路。这也是一种强迫换流电路。由电路图可知, a 相晶闸管(T_1)的关断是靠另一相(b 相)晶闸管(T_3)的导通实现的。因为 T_1 和 T_3 的触发脉冲互差 120° , 所以电路中每只晶闸管的导电时间为 120° , 故属于 120° 导电类型的逆变电路。其输出电流波形同于图 4.22(b)。

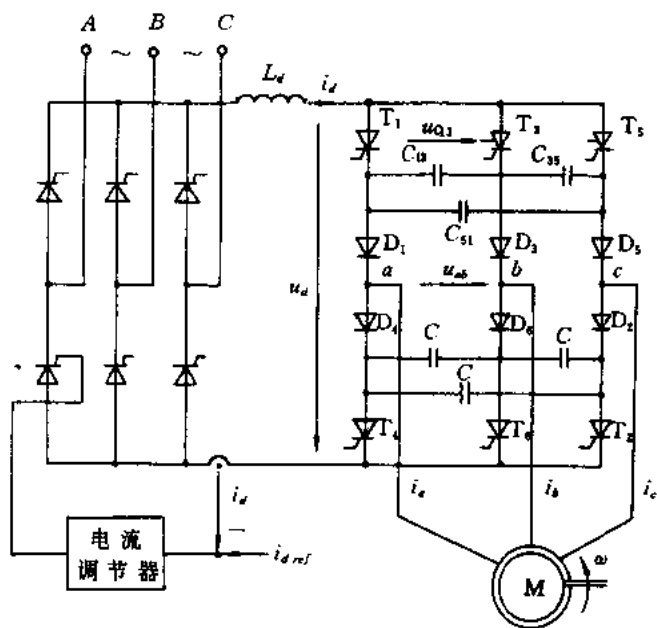


图 4.24 电流型串联二极管式三相逆变电路(120°导电类型)

晶闸管的强迫换流电路很多, 此处不再赘述。上述两种电路的换流过程的分析省略,

读者在掌握了 SCR 器件知识后就可以自行分析。

需要提醒的是,上述两种电路无法实施 PWM 控制。欲想达到目的,应将 SCR 改成 GTO,并按自关断器件原则组成电路,则可以去掉辅助换流元件。

对于大容量无刷同步电机的变频启动,可以采用简单的电流型 SCR 三相逆变器,如图 4.25 所示。也就是说,无需增设强迫换流电路。

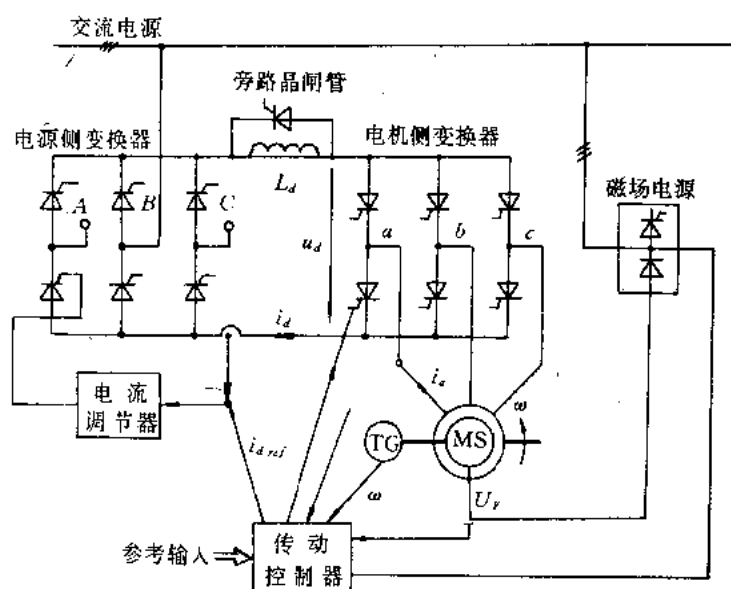


图 4.25 供给无刷同步电机的电流型 SCR 三相逆变器

随着 MCT 器件的进一步发展,它有可能用于大容量交流电机的变频调速,从而使主电路得以简化,并可方便地施以 PWM 控制。

4.5 时间分割逆变电路

当逆变工作频率比较高,而所用器件的标称频率又比较低时,可以选用时间分割逆变电路,如图 4.26(a)所示。现以此种电路为例加以分析。

(一) 电路的特点

(1) 当晶闸管的工作频率为 f_0 时,逆变电路的输出频率可达 Nf_0 (N 为整数,是逆变桥路的个数)。图中逆变桥是两个,所以时分割逆变电路的输出频率为 $2f_0$ 。

(2) 使用这种电路,可以降低对器件重复频率的要求,即利用低频器件可以构造出高频逆变电路。

(3) 使用这种电路,可以为 SCR 器件提供更长的线路换向时间(t_q),但不降低对器件 $\frac{di}{dt}$ 耐量指标的要求。

(4) 逆变电路输出频率越高,所用的器件数量越大。

(二) 电路工作过程

该电路由两个逆变桥(I, II)组成。电路中各晶闸管按 $T_1, T_2, T_3, T_4, T_1 \dots$ 顺序被触发而轮流导通工作。在 $L-C-R'$ 满足振荡条件下,若正负半周间无休止期,而正好衔接,就能在负载 R' 上流过如图 4.26(b) 所示的电流波形。第一正半周 T_1 管导通,第一负半周 T_2 管导通,第二正半周 T_3 管导通,第二负半周 T_4 管导通,第三正半周 T_1 管又导通,依此不断重复下去,显然,若器件的重复工作频率为 f_0 ,则逆变电路输出频率(f)为 $2f_0$ 。若逆变桥路个数为 N ,则时分割逆变电路的输出频率为 Nf_0 。此时,晶闸管工作在占空系数为 $\frac{1}{2N}$ 状态下,每个晶闸管导电时间为 $\frac{1}{2Nf_0}$ 。也就说,晶闸管的 $\frac{di}{dt}$ 耐量指标并不因此而降低(与晶闸管工作频率为 Nf_0 而又工作半周时一样)。每个晶闸管都工作在自然换流状态。

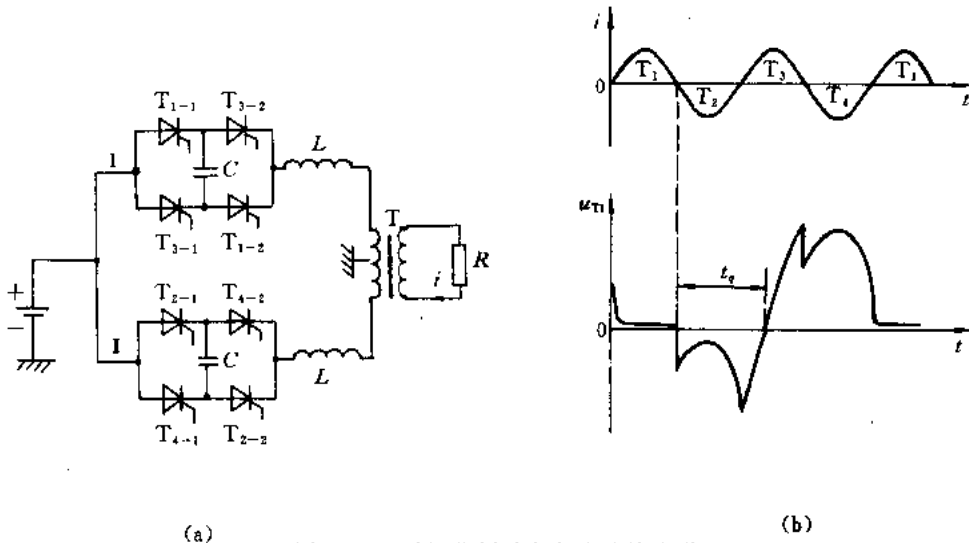


图 4.26 时间分割逆变电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形

为使输出波形正负半周衔接好,槽路的固有振荡频率应与输出频率一样,同时各路触发脉冲要严格互差 $\frac{1}{2f}$ 。在这样情况下则有

$$f = Nf_0 \quad (4.43)$$

晶闸管导电时间为

$$t_w = \frac{1}{2f} = \frac{1}{2Nf_0} \quad (4.44)$$

当逆变桥路个数为 N ,而输出波形正负半周正好衔接时,晶闸管上承受的反向电压时间可按下式估算:

$$t_q = \left(\frac{N-1}{2} + \frac{\Delta t}{T} \right) T = \left(\frac{N-1}{2} T + \Delta t \right) \quad (4.45)$$

对于这种电路,每一对晶闸管导通时的等值电路都是一样的,如图 4.27 所示。设导通开始时电容器上的初始电压为 U_0 ,则可获得

$$u_c = U_d - \frac{1}{\omega_0 \sqrt{LC}} (U_d - U_0) e^{-\alpha \cos(\omega t - \phi)} \quad (4.46)$$

其中

$$\alpha = \frac{R'}{2L}$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{(R')^2}{4L^2}}$$

$$\psi = \arctg\left(\frac{\alpha}{\omega}\right)$$

因为电路的对称性,在晶闸管开始导通和结束导通时刻,电容器上的电压为数值相等而极性相反,即

$u_C\left(\frac{\pi}{\omega}\right) = -U_0$,代入式(4.46),得

$$U_0 = -\frac{1 + e^{-\frac{\pi}{Q}}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}}} U_d \quad (4.47)$$

其中, $Q = \frac{\omega L}{R'}$,并令 $u_C(\Delta t) = 0$,即

$$0 = U_d - \frac{1}{\omega \sqrt{LC}} e^{-\alpha \Delta t} \cos(\omega \Delta t - \psi) \quad (4.48)$$

式(4.48)虽是一个超越函数,但总可以求得 Δt 。由式(4.45)可知,若逆变电路个数为2,输出频率为20kHz,则晶闸管承受反压时间 t_q 将超过25 μ s,这在一般逆变电路中是很难做到的。

若将SCR改为自关断器件,情形将是怎样?请读者思考!

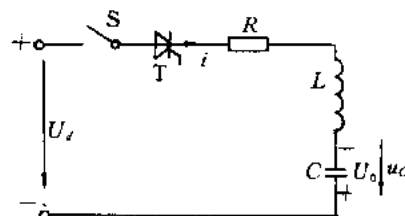


图 4.27 SCR 导通时的等值电路

4.6 逆变器输出参数及谐波的控制

4.6.1 概述

在实际应用中,很多负载都希望逆变器的输出电压(电流)、功率以及频率能够得到有效和灵活的控制,以满足实际应用中所出现的各种各样的要求。异步电动机的变频调速就需逆变器的输出电压和频率都能改变,以实现 U/f 为常数的控制。对于 UPS 电源,则要求在输入电压和负载变化情况下维持逆变器输出电压和频率的恒定。前者称为变频变压(VFVV)系统,后者称为恒频恒压(CFCV)系统,而且,二者都有输出波形正弦失真度的要求。类似上述的例子还很多,例如高频逆变直流焊机的恒流、恒压以及各种焊接特性的控制,太阳能和风力发电所要求的恒频恒压控制,小型轻量化电镀和充电电源的恒流控制以及通用逆变器的电压精度控制,加热装置的功率控制等等。

频率控制相对来说比较单一,有各种各样的集成电路片可供选择,或利用软件编程技术加以解决。本节着重讨论电压和功率控制以及伴随出现的输出波形中所含有的谐波的消除及控制。

逆变器输出电压的控制可有三种基本方案供选择:

(1) 可控整流方案。通过改变整流输出电压来改变逆变器的输出电压,如图 4.28(a)所示。

(2) 斩波调压方案。不可控整流输出后,通过斩波技术改变逆变器的直流输入电压来

改变逆变器的输出电压,如图 4.28(b)。

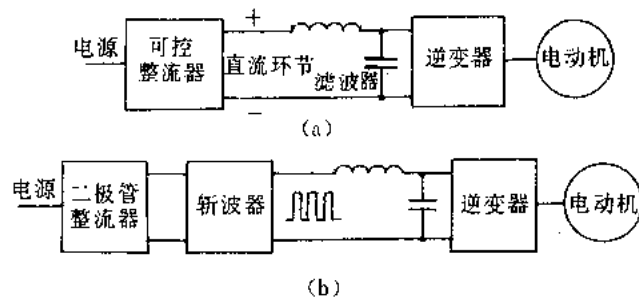


图 4.28 逆变器输出电压调节方案框图

(a) 可控整流方案; (b) 斩波调压方案

(3) 逆变器自身调压方案。逆变器的直流输入电压不加以控制,而通过逆变器内部自身调节作用来达到改变其输出电压的目的。

第一种方案已在第二章讨论过,第二种方案将在第五章中介绍,本节主要讨论第三种方案的控制原理。

4.6.2 逆变器输出电压的控制

通过逆变器内部的自身调节作用实现输出电压控制也有多种办法,可根据实际对象的要求加以合理的选择,但尤以脉宽调制方案特别受到重视。现介绍下面几种方法,供选择。

(一) 单脉冲调制

单脉冲调制原理及输出波形示于图 4.29,其特点是每半周只有一个脉冲,且通过改变单脉冲的宽度来控制其输出电压,实现脉冲调制原理的逆变电路示于图 4.30。根据前面

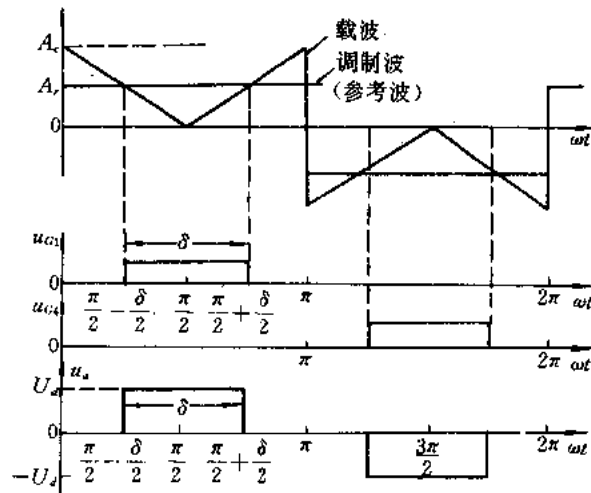


图 4.29 单脉冲调制原理及输出波形

分析可知,逆变器输出电压波形同激励脉冲信号是一致的。

将幅值为 A_r 的矩形调制波(或称参考波)与幅值为 A_c 的三角形载波进行比较,其交点确定了激励信号的点燃和熄灭时刻,如图 4.29 所示。改变载波的频率(f_c)就能改变输出电压基波的频率,改变调制波的幅值(A_r),则能改变激励信号的脉冲宽度(δ)。调制因子(M)定义为

$$M = \frac{A_r}{A_c} \quad (4.49)$$

即改变调制因子(M)就能改变输出电压的准方波宽度,达到改变输出基波电压幅值的目的。

根据输出波形,可求得输出电压的有效值及瞬时值的表达式为

$$U = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} U_d^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = U_d \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (4.50)$$

$$u_a(t) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n\omega t \quad (4.51)$$

$$\text{令} \quad \frac{4U_d}{\sqrt{2}n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} = U_n \quad (4.52)$$

图 4.31 给出了输出电压标么值和畸变因子同调制因子的关系,供参考。

(二) 多脉冲调制(UPWM)

利用均匀脉宽的多脉冲调制(UPWM),可使输出电压的谐波含量进一步减少。这时每半周的脉冲数(p)可表示为

$$p = \frac{f_c}{2f_o} = N(\text{整数}) \quad (4.53)$$

其中, f_c 为载波频率; f_o 为输出频率。图 4.32 给出了均匀脉宽的多脉冲调制原理及输出波形。根据其输出波形可求得输出电压有效值及瞬时值表达式为

$$U = \left[\frac{2p}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{p}}^{\frac{\pi}{p}} U_d^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = U_d \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \quad (4.54)$$

$$u_a = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t) \quad (4.55)$$

对于脉冲宽度为 δ 的一对正负脉冲,其傅里叶系数为

$$a_n = \frac{2U_d}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta} \cos n\omega t d(\omega t) = \frac{2U_d}{n\pi} [\sin n(\alpha_m + \delta) - \sin n\alpha_m]$$

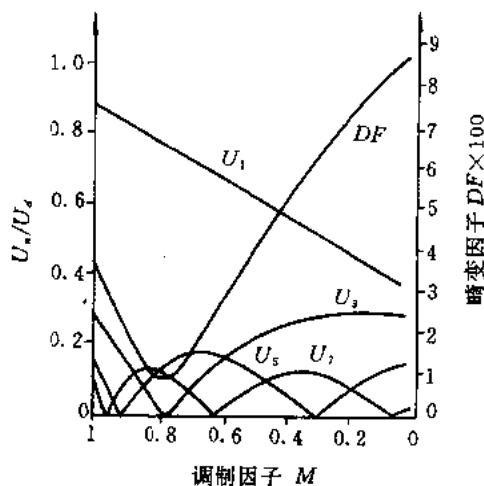


图 4.31 $\frac{U_n}{U_d}$ 和 DF, M 的关系曲线(单相桥式)

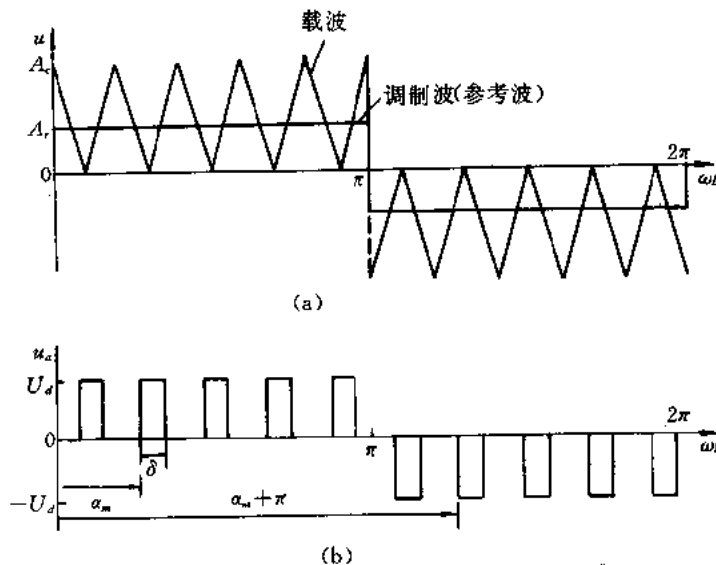


图 4.32 均匀脉宽的多脉冲调制原理及输出波形
(a) 激励信号形成原理; (b) 输出电压波形

$$= \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \cos n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \quad (4.56)$$

$$b_n = \frac{2U_d}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta} \sin n \omega t d(\omega t) = \frac{2U_d}{n\pi} [\cos n \alpha_m - \cos n (\alpha_m + \delta)]$$

$$= \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \quad (4.57)$$

那么对于一周内所有成对脉冲来说,其傅里叶系数为

$$A_n = \sum_{m=1}^p \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \cos n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \quad (4.58)$$

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \quad (4.59)$$

对于单相桥式逆变电路, $p=5$ 时的计算曲线表示在图 4.33。计算还表明,随着半周脉冲数(p)的增多,输出电压中,低次谐波含量将进一步减少,但某些高次谐波分量将增加,不过,这种增加无妨大局,而且滤除它也很容易。

(三) 正弦脉宽调制(SPWM)

若将等脉宽调制改为正弦脉宽调制,则能显著地降低低次谐波分量,并使畸变因子变小。正弦脉宽调制的生成可按图 4.34(a)和(b)两种方法得到,即由正弦波和三角波的交点确定。对于单相桥式逆变电路, $p=5$ 时的 U_n/U_d 和 DF, M 的关系示于图 4.35。采用正弦脉宽调制时, $2p-1$ 次以下的谐波可以得到消除,当 $p=5$ 时,9 次以下谐波被有效地消除。通过改变调制因子(M),则可改变输出电压;改变调制波的频率(f_r),输出频率就跟着变化。目前正弦脉宽调制技术被广泛地采用,各种单相和三相 PWM 集成电路片均可购到,实现这种方案就变得很容易了。

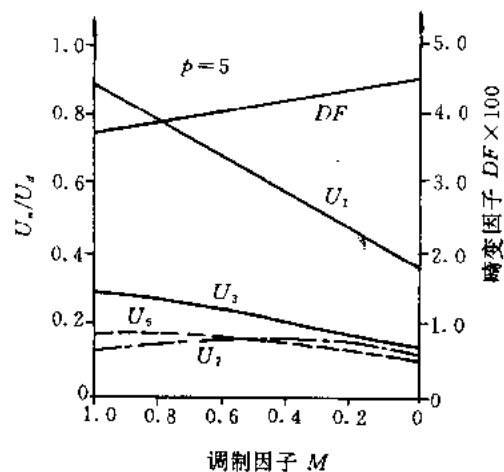


图 4.33 均匀脉宽下 U_n/U_d 和 DF, M 的关系曲线

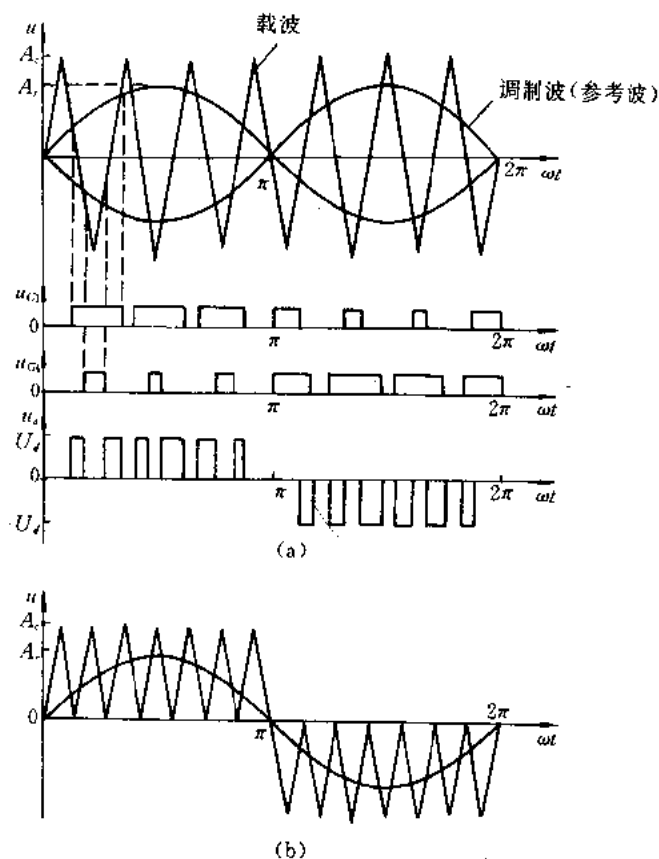


图 4.34 正弦脉宽调制原理及其输出波形

(四) 改进的正弦脉宽调制(MSPWM)

由图 4.34 可知,改变调制波的幅值,可改变输出半周内各处激励脉冲的宽度,但中间处的激励脉冲宽度变化不显著。为此,采取改进办法,只在半周的前 60° 和后 60° 期间内发出载波,而在中间保持一个不变的宽脉冲,如图 4.36 所示。采用调制波为梯形波,也能达

到这种效果,如 HEF4752 集成电路片,称为双边沿调制。这样做的结果,带来了基波分量增大和器件开关次数降低的好处。为了获得好的结果,特别对于三相逆变器,应满足下式的要求:

$$\frac{f_c}{f_o} = 6p + 3 \quad (4.60)$$

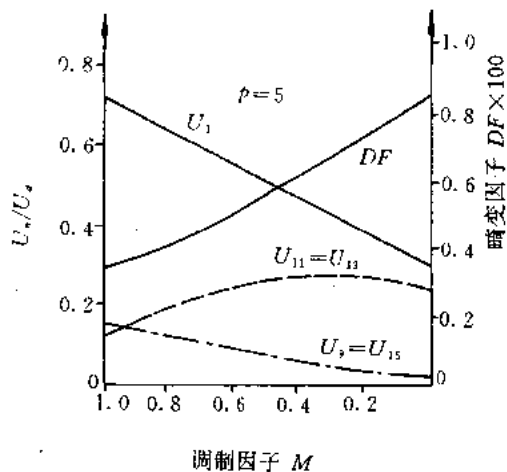


图 4.35 正弦脉宽下 U_n/U_d 和 DF, M 的关系曲线

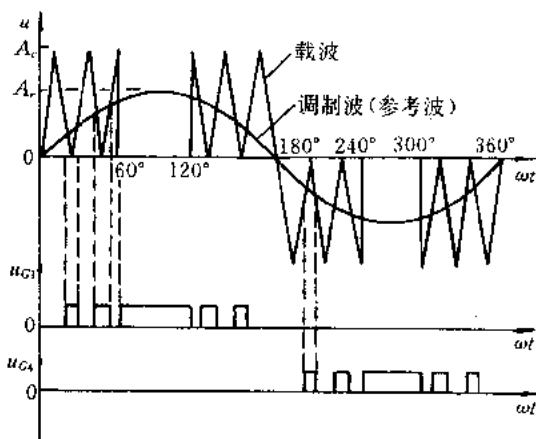


图 4.36 MSPWM 波形生成原理

其中, p 为 60° 期间的脉冲数; f_o 为输出频率; f_c 为载波频率。

4.6.3 逆变器输出功率的控制

4.6.2 节所述的所有控制逆变器输出电压的方法都可用于控制功率。下面再介绍一些其它的控制功率的原理。

(一) 负载功率因数小于 1 的控制

电压型桥式逆变电路带功率因数小于 1 的负载的功率控制原理及波形示于图 4.37。

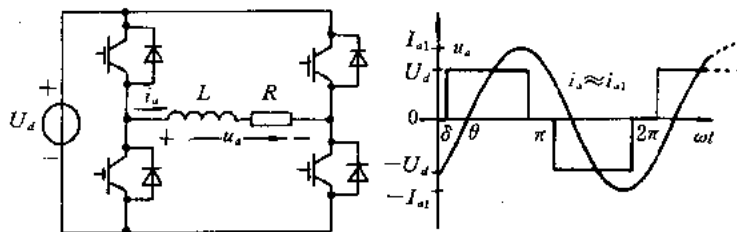


图 4.37 $\cos\theta < 1$ 负载的功率控制原理及波形

若 $\frac{L}{R} > \frac{\pi}{\omega}$, 则 i_a 中的三次谐波分量可以忽略。在这种情况下, 负载电流 i_a 可近似为

$$i_a(t) \approx I_{a1} \sin(\omega t - \theta) \quad (4.61)$$

其中

$$\theta = \arctg\left(\frac{\omega L}{R}\right) \quad (4.62)$$

$$I_{a1} = \frac{U_{a1}}{\sqrt{(\omega L)^2 + R^2}} \quad (4.63)$$

根据输出电压波形,可求得输出电压中的基波幅值为

$$U_{a1} = \frac{2U_d}{\pi} \int_{\delta}^{\pi-\delta} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{4U_d}{\pi} \cos \delta \quad (4.64)$$

那么,传输给负载电阻的平均功率为

$$P = \frac{I_{a1}U_{a1}}{2} \cos \theta \quad (4.65)$$

将式(4.63)和(4.64)代入式(4.65),则得

$$P = \frac{8U_d^2}{\pi^2 \sqrt{(\omega L)^2 + R^2}} \cos^2 \delta \cos \theta \quad (4.66)$$

式(4.66)表明,控制输出功率除了改变直流电源的电压(U_d)外,还可以通过改变 δ 来实现。

(二) 带有交流电压源负载的功率控制

带有交流电压源负载的逆变器及其波形示于图 4.38。这种负载相当于逆变器带等值单相同步电机(模拟电动机的反电动势),或是同市电网并联运行的情况(其中逆变器直流侧电源可以看成是太阳能光电转换器所产生的)。如图 4.38 波形所示,现在我们可以通过控制 u_{ac} 和 u_a 之间的相位角 φ 来控制功率。但也可以通过控制 i_a 的基波分量与 u_{ac} 之间的相位角来达到改变输出功率的目的。

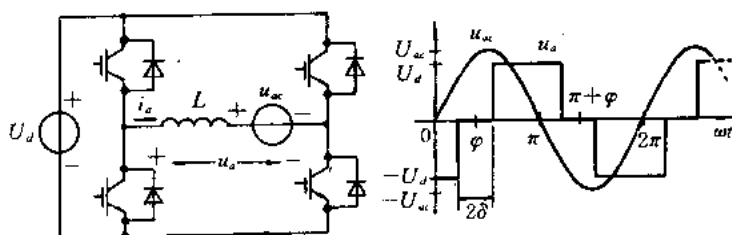


图 4.38 带有交流电压源负载的功率控制原理及波形

(三) 电流型逆变器带交流电压源时的功率控制

在图 4.38 中,两个电压源之间的瞬时电压差是通过缓冲元件——电感(L)来平衡。这个电感也可以安置到直流侧,就构成电流型逆变器,这时,电感和电压源用电流源来代替如图 4.39 所示。现假定功率从直流电流源传输到交流电压源。

由图 4.39 波形可容易求得传输给交流电压源的平均功率为

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u_{ac} i_a dt = \frac{U_{ac} I_{a1}}{2} \cos \theta \quad (4.67)$$

而

$$I_{a1} = \frac{2I_d}{\pi} \int_{\delta}^{\pi-\delta} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{4I_d}{\pi} \cos \delta \quad (4.68)$$

这样一来,式(4.67)可变为

$$P = \frac{2U_{ac} I_d}{\pi} \cos \delta \cos \theta \quad (4.69)$$

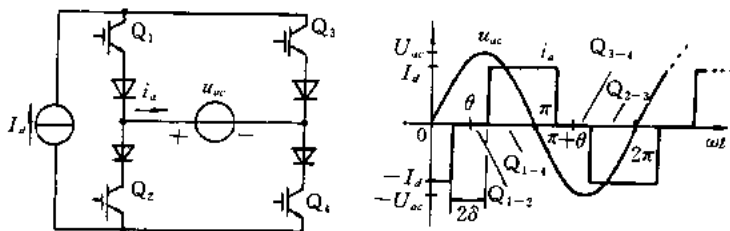


图 4.39 电流型逆变器带交流电压源的功率控制原理及波形

式(4.69)表明,若固定 δ ,通过改变 θ 角,就能达到控制功率的目的。同时也能看到,增大 θ ,输出功率减少,同时也就降低了负载侧的功率因数,但电路损耗并不因此而下降,因为输出电流峰值(I_d)没有变化。

4.6.4 逆变器输出谐波的控制

逆变器输出端的电压或电流谐波是在 DC/AC 变换器设计中遇到的最艰巨的任务。由于谐波的存在,不仅造成功率因数降低,影响效率,而且还可能引起逆变器自身以及其它设备的工作失调。对于机电负载,谐波将会引起机械共振,同时造成电机低速转矩脉动。所以控制逆变器的输出谐波是一项重要课题;有效地抑制,以至消除输出谐波,也是一种重要技术。

在 DC/AC 变换器中,在其输出端简单地增加滤波环节,常常不是一种有效的办法,应当同下面将要介绍的方法配合使用,才能达到更好的效果。

(一) 波形控制方法

若逆变器采用自关断器件,则很容易实现如图 4.40 和图 4.41(c)的波形。若 $\gamma=0$,就

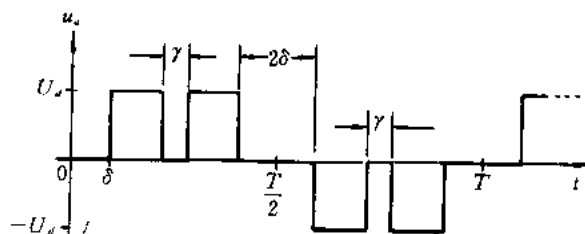


图 4.40 具有陷波宽度为 γ 的电压波形

获得准方波。根据准方波,则求得最低次(三次)谐波的幅值为:

$$U_{a3} = \frac{2U_d}{\pi} \int_{\delta}^{\pi-\delta} \sin 3\omega t d(\omega t) = \frac{4U_d}{3\pi} \cos 3\delta \quad (4.70)$$

若控制 $\delta=30^\circ$,则由式(4.70)可知,三次谐波被消除,但五次谐波无法消除,如图 4.41(a)和(b)。为了能同时消除三次和五次谐波,则可以在每半周内出现二次陷波,其陷波宽度为 $\gamma=12^\circ$,陷波起始角度分别为 54° 和 114° ,这时同时保持 $\delta=30^\circ$,如图 4.41(c)所示。

对于图 4.42 波形(利用双极三角波与矩形波比较得到),其输出电压的瞬时值可表示为

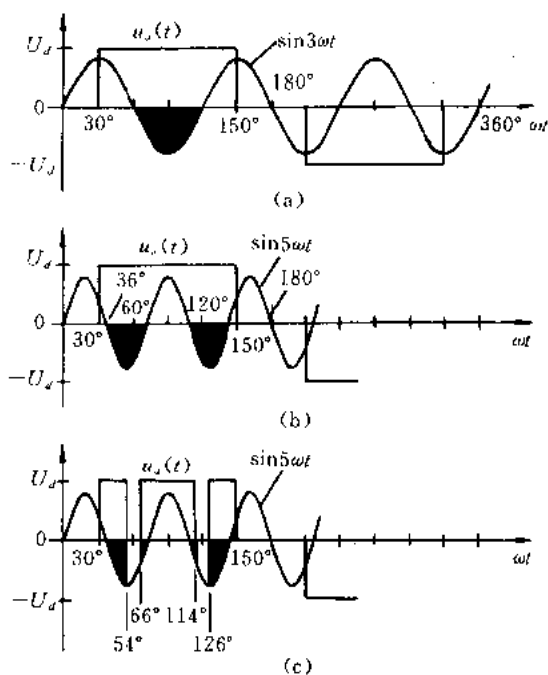


图 4.41 波形控制法原理

(a) 消除三次谐波；(b) 对应(a)的五次谐波行为；(c)同时消除三次和五次谐波

$$u_a = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} U_n \sin n\omega t \quad (4.71)$$

其中

$$U_n = \frac{4U_d}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} \sin n\omega t d(\omega t) - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_2}^{\frac{\pi}{2}} \sin n\omega t d(\omega t) \right]$$

$$= \frac{4U_d}{\pi} \frac{1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2}{n} \quad (4.72)$$

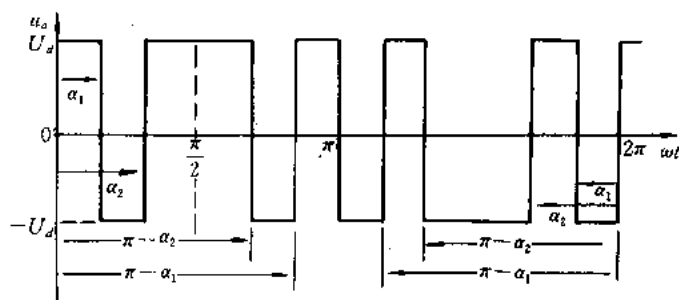


图 4.42 每半周具有二次陷波的输出波形

若令 $U_3 = U_5 = 0$, 则可得

$$1 - 2\cos 3\alpha_1 + 2\cos 3\alpha_2 = 0 \quad (4.73)$$

$$1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 = 0 \quad (4.74)$$

联立求解式(4.73)和(4.74)可得

$$\alpha_1 = 23.6^\circ, \alpha_2 = 33.3^\circ \quad (4.75)$$

也就是说,只要控制 $\alpha_1=23.6^\circ, \alpha_2=33.3^\circ$,则能同时消除输出电压中三次和五次谐波。

总之,这种办法着眼于消除低次谐波。因为高次谐波的幅值较小($1/n$),同时谐波频率增高,因此滤波相对容易些。

(二) 谐波相互抵消原理(波形叠加)

采用两台逆变器输出的电压在副边叠加,如图 4.43。两台逆变器的输出波形每半周内都保持 60° “0”状态间隙,然后第二台逆变器输出波形(u_2)相对第一台逆变器的输出波形(u_1)相移 36° 。这样 u_1 中的五次谐波和 u_2 中的五次谐波的相位相差 180° ,五次谐波在变压器副边互相抵消,则能达到同时消除三次和五次谐波的目的,如图 4.44 所示。

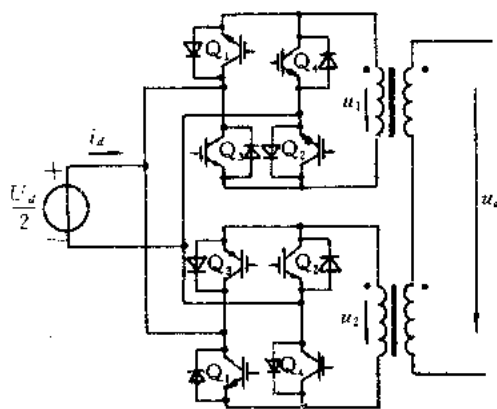


图 4.43 两台逆变器输出波形叠加原理电路图

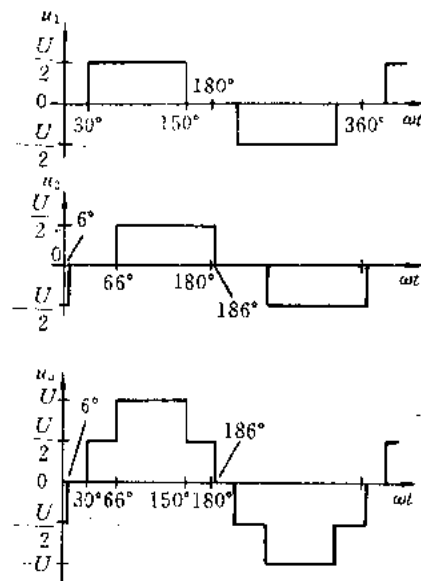


图 4.44 谐波互相抵消原理

(三) 利用 PWM 方法消除谐波

这种方法最主要的思想是提高最低次谐波的次数,即谐波频率,然后进行滤波,以获得接近正弦的电压波形或电流波形。有关这种方法已在 2.7.3 和 4.6.2 节提到过,此处不再赘述,请参看之。目前,因为场控自关断器件的迅速发展,这种方法被广泛应用于各个方面。

(四) 逆变器输出侧滤波(略)

思考与练习四

- 4.1 请说明有源逆变同无源逆变的异同点。
- 4.2 请从关断角度说明图题 4.2 所示电路中哪一种电路能正常工作?同时阐明应注意的事项。
- 4.3 在图题 4.3 所示电路情况下,若 T 管过零后,D 管中流过理想的正弦半波电流(i_D),试问在 D 管支路中存在 L 和不存在 L 时,给予 T 管的反压时间 t_q 各为多少?

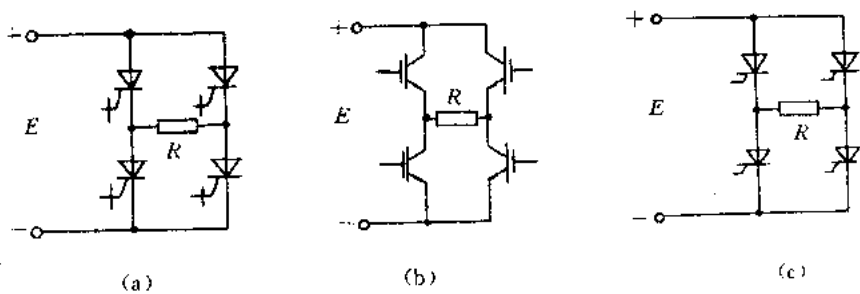


图 题 4.2

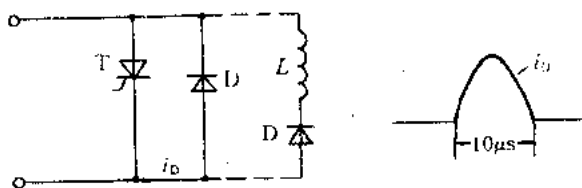


图 题 4.3

4.4 请说明,整流器、逆变器和变流器三个概念之间的差别。

4.5 如图题 4.5 所示, AD 端加有直流电压 E , 而 BC 端接有负半周正弦电压, 当四只晶闸管都不工作时, 若电容 C 上有图示极性的 $2E$ 电压, 试问 T_1 和 T_2 管上出现的峰值电压各为多少?

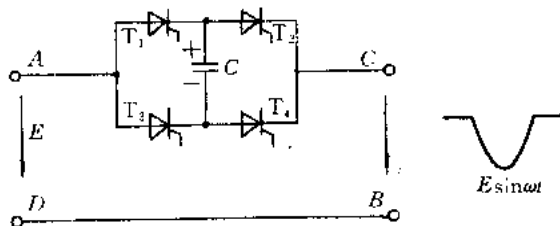


图 题 4.5

4.6 试分析图题 4.6 所示电路的工作原理(电路的谐振频率高于逆变频率), 并画出 i 和 u_T 的波形。

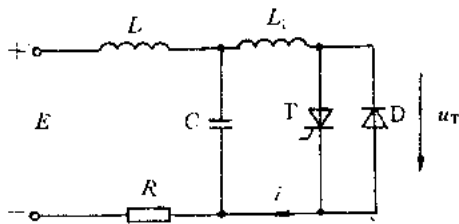


图 题 4.6

4.7 在上题电路中, 试问: 晶闸管上的电压 u_T 能否超过 E ? 为什么? 若该电路不接 D

管,能否用 IGBT 代替之?

4.8 图题 4.8 所示两种电路能否正常工作? 为什么?

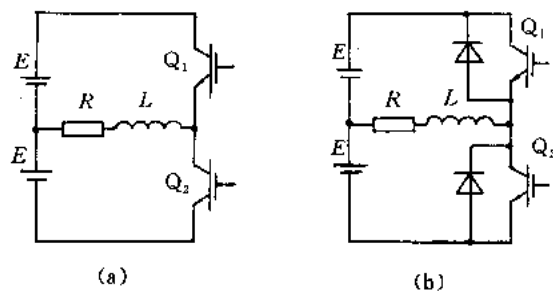


图 题 4.8

4.9 请画出题图 4.9 所示电路谐振频率(f_r)正好等于逆变频率(f)时电流(i_a)的波形。若逆变频率固定在 f_r , 问: 当 L 增加时 i_a 的波形; 当 L 减少时 i_a 的波形。

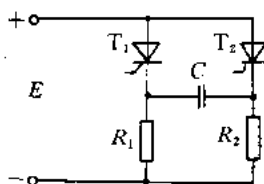


图 题 4.9

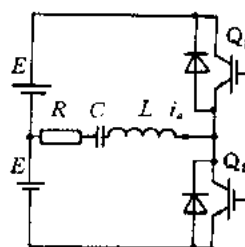


图 题 4.10

4.10 试分析图题 4.10 所示逆变电路的工作原理(定性分析)

4.11 若电路及其输出波形如图题 4.11 所示, 请画出开关管上的电压波形。

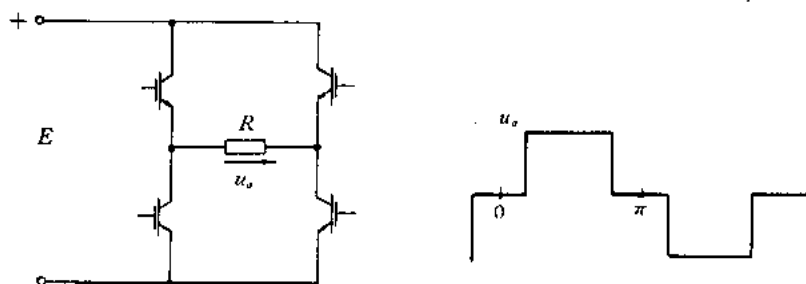


图 题 4.11

4.12 试比较图题 4.12 所示两种电路的优缺点。

4.13 请按本章图 4.38 的波形, 推导传送给交流电压源的功率。

4.14 对于图题 4.14 所示电路, 测得 u_{DS} 波形如图右边, 请分析 u_{DS} 波形出现电压尖峰的原因, 并说明削弱其电压尖峰的办法。

4.15 试求逆变器输出波形如图题 4.15 所示时的三次谐波电压的幅值。

4.16 试问由自关断器件组成的电压型三相桥式逆变器能否改成 120° 导电类型? 为什么?

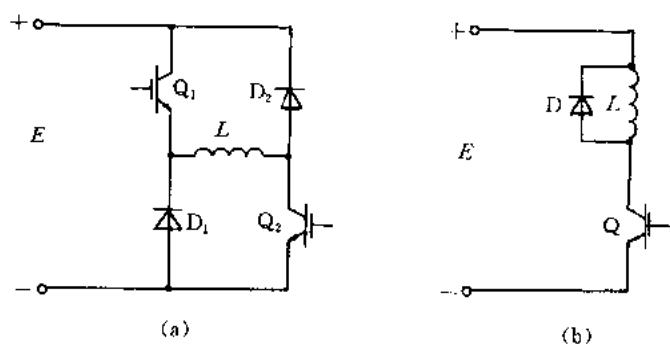


图 题 1.12

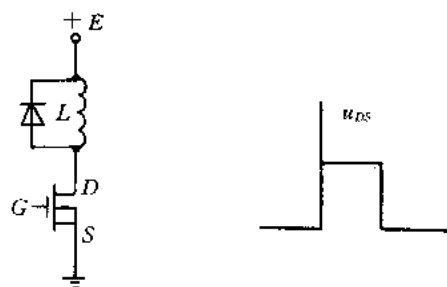


图 题 4.14

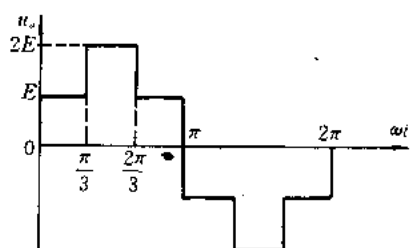


图 题 4.15

- 4.17 按什么原则判定晶闸管三相桥式逆变电路属于哪一种导电类型？
- 4.18 为什么在时间分割电路中，对晶闸管的 di/dt 耐量的要求并没有降低（相对于开关频率和输出频率相同的桥式逆变电路而言）？
- 4.19 能否使用自关断器件构成时间分割电路？并举例说明其工作原理和特点。
- 4.20 如图题 4.20 所示，电路工作在 L_r, C_r 谐振频率下，试画出图(a)中 u_1 和 i_d 以及图(b)中 u_d 和 i_r 的波形。

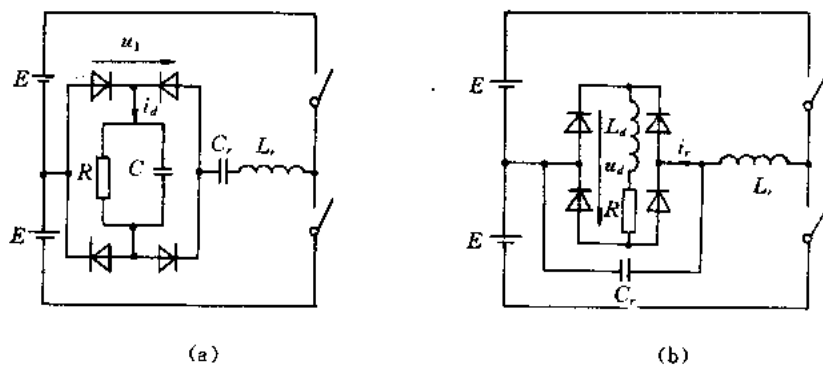


图 题 4.20