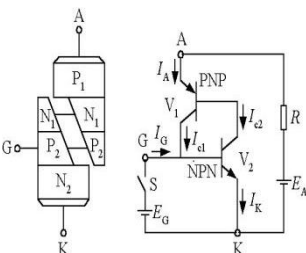


电子技术包括(信息电子技术、电力电子技术)
电力电子技术指使用电力电子器件对电能进行变换和控制的技术
电力变换(整流技术)
AC-DC 整流
DC-AC 逆变
AC-AC 交流电力控制
电力电子技术(电力电子器件制造技术)
直流技术(电力电子器件应用技术)
应用电力变换和控制
为了防止功率损耗过大电力电子器件一般工作在开关状态
信息电子技术(电路、器件)
应用信息处理
电力电子技术广泛应用于电力工程中,这是电力电子与电力学的主要关系。

电力电子器件

电力电子器件分类:

①按控制程度
半导型: 晶闸管
全导型: IGBT, MOSFET
不导型: 电力二极管
②按驱动型
电压驱动型(场效应器件、场效应器件)
脉冲驱动型
电流驱动型
③按结构型
单极型、双极型、复合型



与信息电子电路中的二极管相比,电力二极管具有怎样的结构特点才使得其具有耐受高压和大电流的能力?

答: 1. 电力二极管大都采用垂直导电结构,使得硅片中通过电流的有效面积增大,显著提高了二极管的通流能力。

2. 电力二极管在P区和N区之间多了一层低掺杂N区,也称漂移区。低掺杂N区由于掺杂浓度低而接近于无掺杂的纯半导体材料即本征半导体,由于掺杂浓度低,低掺杂N区就可以承受很高的电压而不被击穿。

使晶闸管导通的条件是什么?

答: 使晶闸管导通的条件是: 晶闸管承受正向阳极电压,并在门极施加触发电流(脉冲)。或: $u_{AK} > 0$ 且 $u_{GK} > 0$ 。

维持晶闸管导通的条件是什么? 怎样才能使晶闸管由导通变为关断?

答: 维持晶闸管导通的条件是使晶闸管的电流大于能保持晶闸管导通的最小电流,即维持电流。要使晶闸管由导通变为关断,可利用外加电压和外电路的作用使流过晶闸管的电流降到接近于零的某一数值以下,即降到维持电流以下,便可使导通的晶闸管关断。

GTO和普通晶闸管同为PNPN结构,为什么GTO能够自关断,而普通晶闸管不能?

答: GTO和普通晶闸管同为PNPN结构,由P1N1P2和N1P2N2构成两个晶体管V1、V2,分别具有共基极电流增益 α_1 和 α_2 ,由普通晶闸管的分析可得, $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ 是器件临界导通的条件。 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ 两个等效晶体管过饱和而导通; $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$ 不能维持饱和导通而关断。

GTO之所以能够自行关断,而普通晶闸管不能,是因为GTO与普通晶闸管在设计和工艺方面有以下几点不同: 1) GTO在设计时 α_2 较大,这样晶体管V2控制灵敏,

易于GTO关断; 2) GTO导通时 $\alpha_1 + \alpha_2$ 的更接近于1,普通晶闸管 $\alpha_1 + \alpha_2 \geq 1.5$,而GTO则为 $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1.05$,GTO的饱和程度不深,接近于临界饱和,这样为门极控制关断提供了有利条件; 3) 多元集成结构使每个GTO元阴极面积很小,门极和阴极间的距离大为缩短,使得P2极区所谓的横向电阻很小,从而使从门极抽出较大的电流成为可能。

5. GTO和普通晶闸管同为PNPN结构,为什么GTO能够自关断,而普通晶闸管不能?

答: GTO和普通晶闸管同为PNPN结构,由P1N1P2和N1P2N2构成两个晶体管V1、V2,分别具有共基极电流增益 α_1 和 α_2 ,由普通晶闸管的分析可得, $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ 是器件临界导通的条件。 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$, 两个等效晶体管过饱和而导通; $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$, 不能维持饱和导通而关断。

GTO之所以能够自行关断,而普通晶闸管不能,是因为GTO与普通晶闸管在设计和工艺方面有以下几点不同:

1) GTO在设计时 α_2 较大,这样晶体管V2控制灵敏,易于GTO关断;

2) GTO导通时的 $\alpha_1 + \alpha_2$ 更接近于1,普通晶闸管 $\alpha_1 + \alpha_2 \geq 1.15$,而GTO则为 $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1.05$,GTO的饱和程度不深,接近于临界饱和,这样为门极控制关断提供了有利条件;

3) 多元集成结构使每个GTO元阴极面积很小,门极和阴极间的距离大为缩短,使得P2极区所谓的横向电阻很小,从而使从门极抽出较大的电流成为可能。

7. IGBT、GTR、GTO和电力MOSFET的驱动电路各有什么特点?

答: IGBT驱动电路的特点是: 驱动电路具有较小的输出电阻,IGBT是电压驱动型器件,IGBT的驱动多采用专用的混合集成驱动器。

GTR驱动电路的特点是: 驱动电路提供的驱动电流有足够陡的前沿,并有一定的过冲,这样可加速开通过程,减小开通损耗,关断时,驱动电路能提供幅值足够大的反向基极驱动电流,并加反偏截止电压,以加速关断速度。

GTO驱动电路的特点是: GTO要求其驱动电路提供的驱动电流的前沿应有足够的幅值和陡度,且一般需要在整个导通期间施加正门极电流,关断需施加负门极电流,幅值和陡度要求更高,其驱动电路通常包括开通驱动电路,关断驱动电路和门极反偏电路三部分。

电力MOSFET驱动电路的特点: 要求驱动电路具有较小的输入电阻,驱动功率小且电路简单。

8. 全控型器件的缓冲电路的主要作用是什么? 试分析RCD缓冲电路中各元件的作用。

答: 全控型器件缓冲电路的主要作用是抑制器件的内因过电压, du/dt 或过电流和 di/dt , 减小器件的开关损耗。

RCD缓冲电路中,各元件的作用是: 开通时, C_s 经 R_s 放电, R_s 起到限制放电电流的作用; 关断时, 负载电流经 VD_s 从 C_s 分流, 使 du/dt 减小, 抑制过电压。

9. 试说明IGBT、GTR、GTO和电力MOSFET各自的优缺点。解: 对IGBT、GTR、GTO和电力MOSFET的优缺点的比较如下表:

器 件	优 点	缺 点
IGBT	开关速度高, 开关损耗小, 具有耐脉冲电流冲击的能力, 通态压降较低, 输入阻抗高, 为电压驱动, 驱动功率小	开关速度低于电力MOSFET, 电压, 电流容量不及GTO
GTR	耐压高, 电流大, 开关特性好, 通流能力强, 饱和压降低	开关速度低, 为电流驱动, 所需驱动功率大, 驱动电路复杂, 存在二次击穿问题
GTO	电压、电流容量大, 适用于大功率场合, 具有电导调制效应, 其通流能力很强	电流关断增益很小, 关断时门极负脉冲电流大, 开关速度低, 驱动功率大, 驱动电路复杂, 开关频率低
电 力 MOSFET	开关速度快, 输入阻抗高, 热稳定性好, 所需驱动功率小且驱动电路简单, 工作频率高, 不存在二次击穿问题	电流容量小, 耐压低, 一般只适用于功率不超过10kW的电力电子装置

第7章 PWM控制技术

1. 试说明 PWM 控制的基本原理。

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

在采样控制理论中有一条重要的结论:冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时,其效果基本相同,冲量即窄脉冲的面积。效果基本相同是指环节的输出响应波形基本相同。上述原理称为面积等效原理

以正弦 PWM 控制为例。把正弦半波分成 N 等份,就可把其看成是 N 个彼此相连的脉冲列所组成的波形。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,各脉冲幅值按正弦规律变化。如果把上述脉冲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,就得到 PWM 波形。各 PWM 脉冲的幅值相等而宽度是按正弦规律变化的。根据面积等效原理, PWM 波形和正弦半波是等效的。对于正弦波的负半周,也可以用同样的方法得到 PWM 波形。可见,所得到的 PWM 波形和期望得到的正弦波等效。

3. 单极性和双极性 PWM 调制有什么区别?三相桥式 PWM 型逆变电路中,输出相电压(输出端相对于直流电源中点的电压)和线电压 SPWM 波形各有几种电平?

答:三角波载波在信号波正半周期或负半周期里只有单一的极性,所得的 PWM 波形在半个周期中也只在单极性范围内变化,称为单极性 PWM 控制方式。

三角波载波始终是有正有负为双极性的,所得的 PWM 波形在半个周期中有正、有负,则称之为双极性 PWM 控制方式。

三相桥式 PWM 型逆变电路中,输出相电压有两种电平: $0.5U_d$ 和 $-0.5U_d$ 。输出线电压有三种电平 U_d 、 0 、 $-U_d$ 。

4. 特定谐波消去法的基本原理是什么?设半个信号波周期内有 10 个开关时刻(不含 0 和 π 时刻)可以控制,可以消去的谐波有几种?答:首先尽量使波形具有对称性,为消去偶次谐波,应使波形正负两个半周期对称,为消去谐波中的余弦项,使波形在正半周期前后 $1/4$ 周期以 $\pi/2$ 为轴线对称。

考虑到上述对称性,半周期内有 5 个开关时刻可以控制。利用其中的 1 个自由度控制基波的大小,剩余的 4 个自由度可用于消除 4 种频率的谐波。

5. 什么是异步调制?什么是同步调制?两者各有何特点?分段同步调制有什么优点?

答:载波信号和调制信号不保持同步的调制方式称为异步调制。在异步调制方式中,通常保持载波频率 f_c 固定不变,因而当信号波频率 f_r 变化时,载波比 N 是变化的。

异步调制的主要特点是:

在信号波的半个周期内, PWM 波的脉冲个数不固定,相位也不固定,正负半周期的脉冲不对称,半周期内前后 $1/4$ 周期的脉冲也不对称。

这样,当信号波频率较低时,载波比 N 较大,一周期内的脉冲

数较多,正负半周期脉冲不对称和半周期内前后 $1/4$ 周期脉冲不对称产生的不利影响都较小, PWM 波形接近正弦波。

而当信号波频率增高时,载波比 N 减小,一周期内的脉冲数减少, PWM 脉冲不对称的影响就变大,有时信号波的微小变化还会产生 PWM 脉冲的跳动。这就使得输出 PWM 波和正弦波的差异变大。对于三相 PWM 型逆变电路来说,三相输出的对称性也变差。

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称为同步调制。

同步调制的主要特点是:

在同步调制方式中,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很低时,同步调制时的载波频率 f_c 也很低。 f_c 过低时由调制带来的谐波不易滤除。当负载为电动机时也会带来较大的转矩脉动和噪声。

当逆变电路输出频率很高时,同步调制时的载波频率 f_c 会过高,使开关器件难以承受。

此外,同步调制方式比异步调制方式复杂一些。

分段同步调制是把逆变电路的输出频率划分为若干段,每个频段的载波比一定,不同频段采用不同的载波比。其优点主要是,在高频段采用较低的载波比,使载波频率不致过高,可限制在功率器件允许的范围内。而在低频段采用较高的载波比,以使载波频率不致过低而对负载产生不利影响。

6. 什么是 SPWM 波形的规则化采样法?和自然采样法比规则采样法有什么优点?

答:规则采样法是一种在采用微机实现时实用的 PWM 波形生成方法。规则采样法是在自然采样法的基础上得出的。规则采样法的基本思路是:取三角波载波两个正峰值之间为一个采样周期。使每个 PWM 脉冲的中点和三角波一周期的中点(即负峰点)重合,在三角波的负峰时刻对正弦信号波采样而得到正弦波的值,用幅值与该正弦波值相等的一条水平直线近似代替正弦信号波,用该直线与三角波载波的交点代替正弦波与载波的交点,即可得出控制功率开关器件通断的时刻。

比起自然采样法,规则采样法的计算非常简单,计算量大大减少,而效果接近自然采样法,得到的 SPWM 波形仍然很接近正弦波,克

服了自然采样法难以在实时控制中在线计算,在工程中实际应用不多的缺点。

7. 单相和三相 SPWM 波形中,所含主要谐波频率为多少?

答:单相 SPWM 波形中所含的谐波频率为:

$$n\omega_c \pm k\omega_r$$

式中, $n=1,3,5,\dots$ 时, $k=0,2,4,\dots$; $n=2,4,6,\dots$ 时, $k=1,3,5,\dots$

在上述谐波中,幅值最高影响最大的是角频率为 ω_c 的谐波分量。

三相 SPWM 波形中所含的谐波频率为:

$$n\omega_c \pm k\omega_r$$

式中, $n=1,3,5,\dots$ 时, $k=3(2m-1)\pm 1, m=1,2,\dots$;

$$n=2,4,6,\dots \text{ 时, } k=\begin{cases} 6m+1 & m=0,1,\dots \\ 6m-1 & m=1,2,\dots \end{cases}$$

在上述谐波中,幅值较高的是 $\omega_c \pm 2\omega_r$ 和 $2\omega_c \pm \omega_r$ 。

8. 如何提高 PWM 逆变电路的直流电压利用率?

答:采用梯形波控制方式,即用梯形波作为调制信号,可以有效地提高直流电压的利用率。

对于三相 PWM 逆变电路,还可以采用线电压控制方式,即在相电压调制信号中叠加 3 的倍数次谐波及直流分量等,同样可以有效地提高直流电压利用率。

9. 什么是电流跟踪型 PWM 变流电路?采用滞环比较方式的电流跟踪型变流器有何特点?

答:电流跟踪型 PWM 变流电路就是对变流电路采用电流跟踪控制。也就是,不用信号波对载波进行调制,而是把希望输出的电流作为指令信号,把实际电流作为反馈信号,通过二者的瞬时值比较来决定逆变电路各功率器件的通断,使实际的输出跟踪电流的变化。

采用滞环比较方式的电流跟踪型变流器的特点:

①硬件电路简单;

②属于实时控制方式,电流响应快;

③不用载波,输出电压波形中不含特定频率的谐波分量;

④与算法和调制法相比,相同开关频率时输出电流中高次谐波含量较多;

⑤采用闭环控制。

10. 什么是 PWM 整流电路?它和相控整流电路的工作原理和性能有何不同?

答: PWM 整流电路就是采用 PWM 控制的整流电路,通过对 PWM 整流电路的适当控制,可以使其输入电流十分接近正弦波且和输入电压同相位,功率因数接近 1。

相控整流电路是对晶闸管的开通起始角进行控制,属于相控方式。其交流输入电流中含有较大的谐波分量,且交流输入电流相位滞后于电压,总的功率因数低。

PWM 整流电路采用 SPWM 控制技术, 为斩控方式。其基本工作方式整流, 此时输入电流可以和电压同相位, 功率因数近似为 1。

PWM 整流电路可以实现能量正反两个方向的流动, 即既可以运行在整流状态, 从交流侧向直流侧输送能量; 也可以运行在逆变状态, 从直流侧向交流侧输送能量。而且, 这两种方式都可以在单位功率因数下运行。

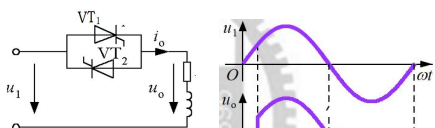
此外, 还可以使交流电流超前电压 90° , 交流电源送出无功功率, 成为静止无功功率发生器。或使电流比电压超前或滞后任一角度 φ 。

11. 在 PWM 整流电路中, 什么是间接电流控制? 什么是直接电流控制?

答: 在 PWM 整流电路中, 间接电流控制是按照电源电压、电源阻抗电压及 PWM 整流器输入端电压的相量关系来进行控制, 使输入电流获得预期的幅值和相位, 由于不需要引入交流电流反馈, 因此称为间接电流控制。

直接电流控制中, 首先求得交流输入电流指令值, 再引入交流电流反馈, 经过比较进行跟踪控制, 使输入电流跟踪指令值变化。因为引入了交流电流反馈而称为直接电流控制

第 6 章 交流-交流变流电路



■ 电阻负载

在交流电源 u_1 的正半周和负半周, 分别对 VT1 和 VT2 的开通角 α 进行控制就可以调节输出电压。

α 的移相范围为 $0 \leq \alpha \leq \pi$, 随着 α 的增大, U_o 逐渐降低, λ 逐渐降低。

■ 阻感负载

若晶闸管短接, 稳态时负载电流为正弦波, 相位滞后于 u_1 的角度为 ϕ , 当用晶闸管控制时, 只能进行滞后控制, 使负载电流更为滞后。

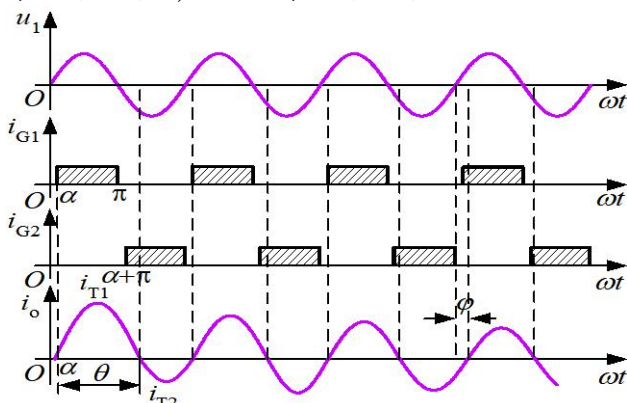
设负载的阻抗角为 $\varphi = \tan^{-1}(\omega L/R)$, 稳态时 ϕ 的移相范围应为 $\phi \leq \alpha \leq \pi$ 。

■ $\alpha < \phi$ 时的工作情况

VT1 的导通时间超过 π 。

触发 VT2 时, i_o 尚未过零, VT1 仍导通, VT2 不会导通, i_o 过零后, VT2 才可开通, VT2 导通角小于 π 。

i_o 有指数衰减分量, 在指数分量衰减过程中, VT1 导通时间渐短, VT2 的导通时间渐长。



1. 无源逆变电路和有源逆变电路有何不同?

答: 两种电路的不同主要是:

有源逆变电路的交流侧接电网, 即交流侧接有电源。而无源逆变电路的交流侧直接和负载联接。

3. 交流调压电路和交流调功电路有什么区别? 二者各运用于什么样的负载? 为什么?

答: 交流调压电路和交流调功电路的电路形式完全相同, 二者的区别在于控制方式不同。

交流调压电路是在交流电源的每个周期对输出电压波形进行控制。而交流调功电路是将负载与交流电源接通几个周波, 再断开几个周波, 通过改变接通周波数与断开周波数的比值来调节负载所消耗的平均功率。

交流调压电路广泛用于灯光控制 (如调光台灯和舞台灯光控制) 及异步电动机的软起动, 也用于异步电动机调速。在供电系统中, 还常用于对无功功率的连续调节。此外, 在高电压小电流或低电压大电流直流电源中, 也常采用交流调压电路调节变压器一次电压。如采用晶闸管相控整流电路, 高电压小电流可控直流电源就需要很多晶闸管串联; 同样, 低电压大电流直流电源需要很多晶闸管并联。这都是十分不合理的。采用交流调压电路在变压器一次侧调压, 其电压电流值都不太大也不太小, 在变压器二次侧只要用二极管整流就可以了。这样的电路体积小、成本低、易于设计制造。

交流调功电路常用于电炉温度这样时间常数很大的控制对象。由于控制对象的时间常数大, 没有必要对交流电源的每个周期进行频繁控制。

第 4 章 逆变电路

2. 换流方式各有那几种? 各有什么特点?

答: 换流方式有 4 种:

器件换流: 利用全控器件的自关断能力进行换流。全控型器件采用此换流方式。

电网换流: 由电网提供换流电压, 只要把负的电网电压加在欲换流的器件上即可。

负载换流: 由负载提供换流电压, 当负载为电容性负载即负载电流超前于负载电压时, 可实现负载换流。

强迫换流: 设置附加换流电路, 给欲关断的晶闸管强迫施加反向电压换流称为强迫换流。通常是利用附加电容上的能量实现, 也称电容换流。

晶闸管电路不能采用器件换流, 根据电路形式的不同采用电网换流、负载换流和强迫换流 3 种方式。

3. 什么是电压型逆变电路? 什么是电流型逆变电路? 二者各有什么特点。

答: 按照逆变电路直流侧电源性质分类, 直流侧是电压源的逆变电路称为电压型逆变电路, 直流侧是电流源的逆变电路称为电流型逆变电路。

电压型逆变电路的主要特点是:

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, 直流回路呈现低阻抗。

② 由于直流电压源的钳位作用, 交流侧输出电压波形为矩形波, 并且与负载阻抗角无关。而交流侧输出电流波形和相位因负载阻抗情况的不同而不同。

③ 当交流侧为阻感负载时需要提供无功功率, 直流侧电容起缓冲无功能量的作用。为了给交流侧向直流侧反馈的无功能量提供通道,

逆变桥各臂都并联了反馈二极管。

电流型逆变电路的主要特点是:

① 直流侧串联有大电感, 相当于电流源。直流侧电流基本无脉动, 直流回路呈现高阻抗。

② 电路中开关器件的作用仅是改变直流电流的流通过径, 因此交流侧输出电流为矩形波, 并且与负载阻抗角无关。而交流侧输出电压波形和相位则因负载阻抗情况的不同而不同。

③ 当交流侧为阻感负载时需要提供无功功率, 直流侧电感起缓冲无功能量的作用。因为反馈无功能量时直流电流并不反向, 因此不必像电压型逆变电路那样要开开关器件反并联二极管。

7. 串联二极管式电流型逆变电路中, 二极管的作用是什么? 试分析换流过程。

答: 二极管的主要作用, 一是为换流电容器充电提供通道, 并使换流电容的电压能够得以保持, 为晶闸管换流做好准备; 二是使换流电容的电压能够施加到换流过程中刚刚关断的晶闸管上, 使晶闸管在关断之后能够承受一定时间的反向电压, 确保晶闸管可靠关断, 从而确保晶闸管换流成功。

以 VT_1 和 VT_3 之间的换流为例, 串联二极管式电流型逆变电路的换流过程可简述如下:

给 VT_3 施加触发脉冲, 由于换流电容 C_{13} 电压的作用, 使 VT_3 导通, 而 VT_1 被施加以反向电压而关断。直流电流 I_d 从 VT_1 换到 VT_3 上, C_{13} 通过 VD_1 、U 相负载、W 相负载、 VD_2 、 VT_2 、直流电源和 VT_3 放电, 如图 5-16b 所示。因放电电流恒为 I_d , 故称恒流放电阶段。在 C_{13} 电压 u_{C13} 下降到零之前, VT_1 一直承受反压, 只要反压时间大于晶闸管关断时间 t_q , 就能保证可靠关断。

u_{C13} 降到零之后在 U 相负载电感的作用下, 开始对 C_{13} 反向充电。如忽略负载中电阻的压降, 则在 $u_{C13}=0$ 时刻后, 二极管 VD_3 受到正向偏置而导通, 开始流过电流, 两个二极管同时导通, 进入二极管换流阶段, 如图 5-16c 所示。随着 C_{13} 充电电压不断增高, 充电电流逐渐减小, 到某一时刻充电电流减到零, VD_1 承受反压而关断, 二

极管换流阶段结束。

之后, 进入 VT_2 、 VT_3 稳定导通阶段, 电流通路如图 5-16d 所示。

8. 逆变电路多重化的目的是什么? 如何实现? 串联多重和并联多重逆变电路各用于什么场合?

答: 逆变电路多重化的目的之一是使总体上装置的功率等级提高, 二是可以改善输出电压的波形。因为无论是电压型逆变电路输出的矩形电压波, 还是电流型逆变电路输出的矩形电流波, 都含有较多谐波, 对负载有不利影响, 采用多重逆变电路, 可以把几个矩形波组合起来获得接近正弦波的波形。

逆变电路多重化就是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。组合方式有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, 并联多重是把几个逆变电路的输出并联起来。

串联多重逆变电路多用于电压型逆变电路的多重化。

并联多重逆变电路多用于电流型逆变电路得多重化。

从降低电力电子器件损耗的角度考虑, 分析缓冲电路与软开关的工作方式。

答: 缓冲电路的工作方式为: 通过 RC 或者 RCD 充放电回路, 抑制电力电子器件的内因过电压 du/dt 或者过电流和 di/dt , 缓冲电路可分为关断缓冲电路和开通缓冲电路。关断缓冲电路用于吸收器件的关断过电压、换相过电压, 减小关断损耗。开通缓冲电路用于抑制器件开通时的电流过冲和 di/dt , 减小器件的开通损耗。

软开关的工作方式为: 通过在开关过程前后引入谐振, 使开关开通前电压先降到零, 关断前电流先降到零, 消除开关过程中电压、电流的重叠, 降低它们的变化率, 从而大大减小开关损耗和开关噪声。

电力电子器件的缓冲电路的作用是什么?

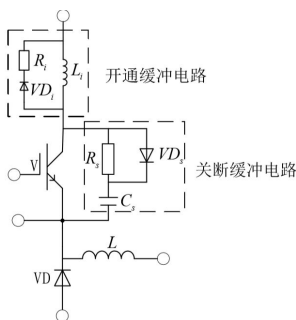
画出 IGBT 典型的开通缓冲电路和关断缓冲电路。

答: 电力电子器件的缓冲电路又称为吸收电路, 其作用是抑制电力电子器件的内因过电压、 du/dt 或者过电流和 di/dt 。

8-1. 高频化的意义是什么? 为什么提高开关

频率可以减小滤波器的体积和重量? 为什么提高关频率可以减小变压器的体积和重量?

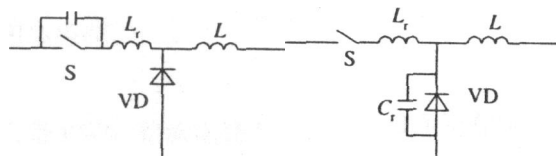
答: 高频化可以减小滤波器的参数, 并使变压器小型化, 从而有



效的降低装置的体积和重量。使装置小型化, 轻量化是高频化的意义所在。提高开关频率, 周期变短, 可使滤除开关频率中谐波的电感和电容的参数变小, 从而减轻了滤波器的体积和重量; 对于变压器来说, 当输入电压为正弦波时, $U = 4.44 f N B S$, 当频率 f 提高时, 可减小 N、S 参数值, 从而减小了变压器的体积和重量。

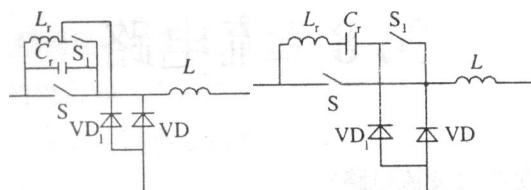
8-2. 软开关电路可以分为哪几类? 其典型拓扑分别是什么样子的? 各有什么特点?

答: 根据电路中主要的开关元件开通及关断时的电压电流状态, 可将软开关电路分为零电压电路和零电流电路两大类: 根据软开关技术发展的历程可将软开关电路分为准谐振电路, 零开关 PWM 电路和零转换 PWM 电路。准谐振电路: 准谐振电路中电压或电流的波形为正弦波, 电路结构比较简单, 但谐振电压或谐振电流很大, 对器件要求高, 只能采用脉冲频率调制控制方式。



零电压\零电流 开开关准谐振电路的基本开关单元

零开关 PWM 电路: 这类电路中引入辅助开关来控制谐振的开始时刻, 使谐振仅发生于开关过程前后, 此电路的电压和电流基本上是方波, 开关承受的电压明显降低, 电路可以采用开关频率固定的 PWM 控制方式。



零电压\零电流 转换 PWM 电路的基本开关单元

零转换 PWM 电路: 这类软开关电路还是采用辅助开关控制谐振的开始时刻, 所不同的是, 谐振电路是与主开关并联的, 输入电压和负载电流对电路的谐振过程的影响很小, 电路在很宽的输入电压范围内并从零负载到满负载都能工作在软开关状态, 无功率的交换被消减到最小。

8-3. 在移相全桥零电压开关 PWM 电路中, 如果没有谐振电感 L , 电路的工作状态将发生哪些变化, 哪些开关仍是软开关, 哪些开关将成为硬开关?

答: 如果没有谐振电感 L_r , 电路中的电容 $Cs1$, $Cs2$ 与电感 L 仍可构成谐振电路, 而电容 $Cs3$, $Cs4$ 将无法与 L_r 构成谐振回路, 这样, $S3$ 、 $S4$ 将变为硬开关, $S1$ 、 $S2$ 仍为软开关。

8-4. 在零电压转换 PWM 电路中, 辅助开关 $S1$ 和二极管 $VD1$ 是软开关还是硬开关, 为什么?

答: 在 $S1$ 开通时, u_{S1} 不等于零; 在 $S1$ 关断时, 其上电流也不为零, 因此 $S1$ 为硬开关。由于电感 L 的存在, $S1$ 开通时的电流上升率受到限制, 降低了 $S1$ 的开通损耗。由于电感 L 的存在, 使 $VD1$ 的电流逐步下降到零, 自然关断, 因此 $VD1$ 为软开关。

9-2 为什么要对电力电子主电路和控制电路进行电气隔离? 其基本方法有哪些?

一是安全,因为主回路和控制回路工作电压等级不一样、电流大小也不一样,各有各的过流保护系统。强电进入弱电系统会对弱电系统造成损坏;二是为了弱电系统的工作稳定性,因为弱电系统尤其模拟量型号很容易受到电磁干扰。

基本方法二种,电磁隔离,光电隔离。

9-3 电力电子器件过电压的产生原因有哪些?过电压分为外因过电压和内因过电压两类。

■外因过电压主要来自雷击和系统中的操作过程等外部原因,包括1.操作过电压:由分闸、合闸等开关操作引起的过电压。2.雷击过电压:由雷击引起的过电压。

■内因过电压主要来自电力电子装置内部器件的开关过程,包括1.换相过电压:晶闸管或与全控型器件反并联的二极管在换相结束后,反向电流急剧减小,会由线路电感在器件两端感应出过电压。

◆关断过电压:全控型器件在较高频率下工作,当器件关断时,因正向电流的迅速降低而由线路电感在器件两端感应出的过电压。

9-5 电力电子器件过电压和过电流保护各有哪些主要方法?

过压的保护器件有:稳压二极管;压敏二极管;双向触发二极管;过流的有:压敏电阻,晶闸管;继电器,还有一些是作电阻取样用IC作检测的保护等。

第3章 整流电路

2. 图2-9为具有变压器中心抽头的单相全波可控整流电路,问该变压器还有直流磁化问题吗?试说明:①晶闸管承受的最大反向电压为 $2\sqrt{2}U_2$;②当负载是电阻或电感时,其输出电压和电流的波形与单相全控桥时相同。

答:具有变压器中心抽头的单相全波可控整流电路,该变压器没有直流磁化的问题。

因为单相全波可控整流电路变压器二次侧绕组中,正负半周内上下绕组内电流的方向相反,波形对称,其一个周期内的平均电流为零,故不会有直流磁化的问题。

以下分析晶闸管承受最大反向电压及输出电压和电流波形的情况。

①以晶闸管 VT_2 为例。当 VT_1 导通时,晶闸管 VT_2 通过 VT_1 与2个变压器二次绕组并联,所以 VT_2 承受的最大电压为 $2\sqrt{2}U_2$ 。

②当单相全波整流电路与单相全控桥式整流电路的触发角 α 相同时,对于电阻负载:($0 \sim \alpha$)期间无晶闸管导通,输出电压为0;($\alpha \sim \pi$)期间,单相全波电路中 VT_1 导通,单相全控桥电路中 VT_1 、

VT_4 导通,输出电压均与电源电压 u_2 相等;($\pi \sim \pi + \alpha$)期间,均无晶闸管导通,输出电压为0;($\pi + \alpha \sim 2\pi$)期间,单相全波电路中 VT_2 导通,单相全控桥电路中 VT_2 、 VT_3 导通,输出电压等于 $-u_2$ 。

对于电感负载:($\alpha \sim \pi + \alpha$)期间,单相全波电路中 VT_1 导通,单相全控桥电路中 VT_1 、 VT_4 导通,输出电压均与电源电压 u_2 相等;($\pi + \alpha \sim 2\pi + \alpha$)期间,单相全波电路中 VT_2 导通,单相全控桥电路中 VT_2 、 VT_3 导通,输出波形等于 $-u_2$ 。

可见,两者的输出电压相同,加到同样的负载上时,则输出电流也相同。

9. 三相半波整流电路的共阴极接法与共阳极接法, a、b两相的自然换相点是同一点吗?如果不是,它们在相位上差多少度?

答:三相半波整流电路的共阴极接法与共阳极接法, a、b两相之间换相的自然换相点不是同一点。它们在相位上相差 180° 。

8. 三相半波整流电路,可以将整流变压器的二次绕组分为两段成为曲折接法,每段的电动势相同,其分段布置及其矢量如图2-60所示,此时线圈的绕组增加了一些,铜的用料约增加10%,问变压器铁心是否被直流磁化,为什么?

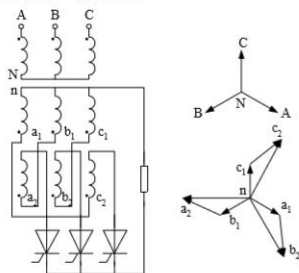


图 2-60 变压器二次绕组的曲折接法及其矢量图

答:变压器铁心不会被直流磁化。原因如下:

变压器二次绕组在一个周期内:当 a_1c_2 对应的晶闸管导通时, a_1 的电流向下流, c_2 的电流向上流;当 c_1b_2 对应的晶闸管导通时, c_1 的电流向下流, b_2 的电流向上流;当 b_1a_2 对应的晶闸管导通时, b_1 的电流向下流, a_2 的电流向上流;就变压器的一次绕组而言,每一周期中有两段时间(各为 120°)由电流流过,流过的电流大小相等而方向相反,故一周期内流过的电流平均值为零,所以变压器铁心不会被直流磁化。

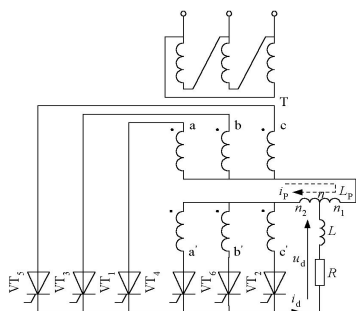
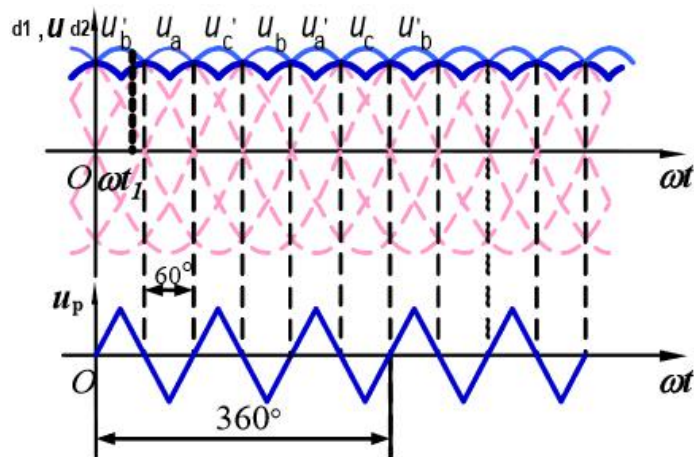
24. 整流电路多重化的主要目的是什么?

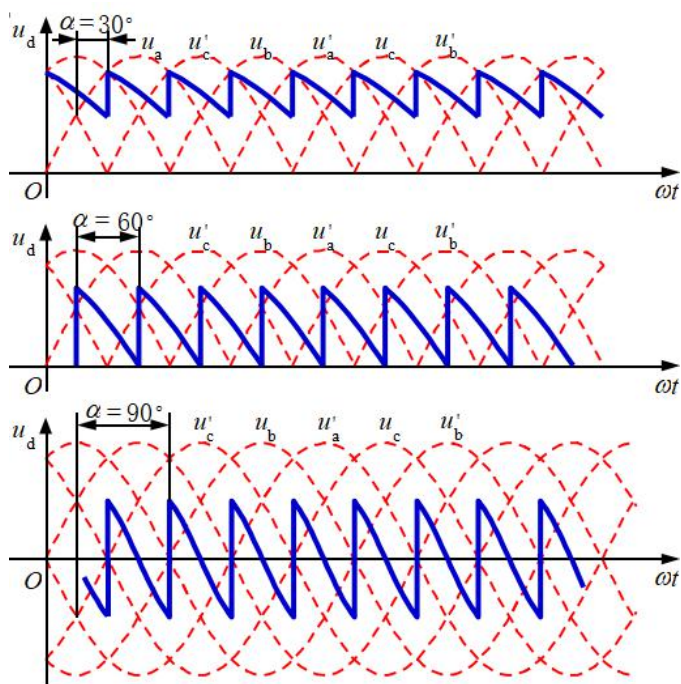
答:整流电路多重化的目的主要包括两个方面,一是可以使装置总体的功率容量大,二是能够减少整流装置所产生的谐波和无功功率对电网的干扰。

30. 单相桥式全控整流电路、三相桥式全控整流电路中,当负载分别为电阻负载或电感负载时,要求的晶闸管移相范围分别是多少?

答:单相桥式全控整流电路,当负载为电阻负载时,要求的晶闸管移相范围是 $0 \sim 180^\circ$,当负载为电感负载时,要求的晶闸管移相范围是 $0 \sim 90^\circ$ 。

三相桥式全控整流电路,当负载为电阻负载时,要求的晶闸管移相范围是 $0 \sim 120^\circ$,当负载为电感负载时,要求的晶闸管移相范围是 $0 \sim 90^\circ$ 。





平衡电抗器的作用

平衡电抗器 L_p 承担了 n_1 、 n_2 间的电位差，它补偿了 $u_{b'}$ 和 u_a 的电动势差，使得 $u_{b'}$ 和 u_a 两相的晶闸管能同时导电。

接平衡电抗器的原因

✓ 两个直流电源并联运行时，只有当电压平均值和瞬时值均相等时，才能使负载均流，在双反星形电路中，两组整流电压平均值相等，但瞬时值不等。

✓ 两个星形的中点 n_1 和 n_2 间的电压等于 u_{d1} 和 u_{d2} 之差，该电压加在 L_p 上，产生电流 i_p ，它通过两组星形自成回路，不流到负载中去，称为环流或平衡电流。

✓ 为了使两组电流尽可能平均分配，一般使 L_p 值足够大，以便限制环流在负载额定电流的 1%~2% 以内。

✓ 双反星形电路中如不接平衡电抗器，即成为六相半波整流电路。

✓ 六相半波整流电路中，只能有一个晶闸管导电，其余五管均阻断，每管最大导通角为 60 度，平均电流为 $I_d/6$ ；当 $\alpha=0$ 时， U_d 为 $1.35U_2$ ，比三相半波时的 $1.17U_2$ 略大些；因晶闸管导电时间短，变压器利用率低，极少采用。

23. 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路与三相桥式全控整流电路相比有何主要异同？

答：带平衡电抗器的双反星形可控整流电路与三相桥式全控整流电路相比有以下异同点：

① 三相桥式电路是两组三相半波电路串联，而双反星形电路是两组三相半波电路并联，且后者需要用平衡电抗器；

② 当变压器二次电压有效值 U_2 相等时，双反星形电路的整流电压平均值 U_d 是三相桥式电路的 1/2，而整流电流平均值 I_d 是三相桥式电路的 2 倍。

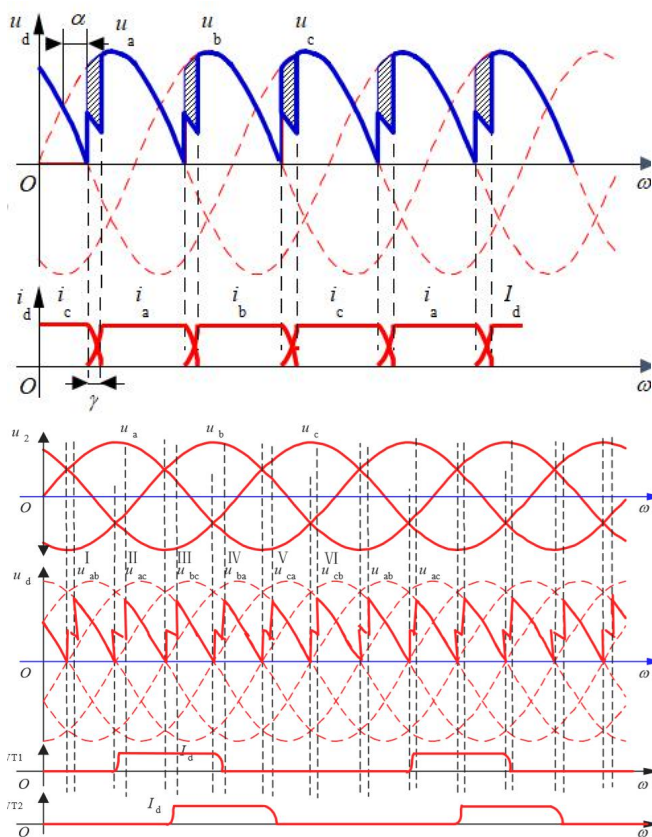
③ 在两种电路中，晶闸管的导通及触发脉冲的分配关系是一样的，整流电压 u_d 和整流电流 i_d 的波形形状一样。

变压器漏感对整流电路的影响

由于电感对电流的变化起阻碍作用，电感电流不能突变，因此换相过程不能瞬间完成，而是会持续一段时间。因 a 、 b 两相均有漏感，故 i_a 、 i_b 均不能突变，于是 VT_1 和 VT_2 同时导通，相当于将 a 、 b 两相短路，两相间电压差为 $u_b - u_a$ ，它在两相组成的回路中产生环流 i_k ， $i_k = i_b$ 是逐渐增大的，而 $i_a = I_d - i_k$ 是逐渐减小的。换相过程

中，整流输出电压瞬时值为：

$$u_d = u_a + L \frac{di_k}{dt} = u_b - L \frac{di_k}{dt} = \frac{u_a + u_b}{2}$$



逆变失败与最小逆变角的限制

29. 什么是逆变失败？如何防止逆变失败？

答：逆变运行时，一旦发生换流失败，外接的直流电源就会通过晶闸管电路形成短路，或者使变压器的输出平均电压和直流电动势变为顺向串联，由于逆变电路内阻很小，形成很大的短路电流，称为逆变失败或逆变颠覆。

防止逆变失败的方法有：采用精确可靠的触发电路，使用性能良好的晶闸管，保证交流电源的质量，留出充足的换向裕量角 β 等。

26. 使变流器工作于有源逆变状态的条件是什么？

答：条件有二：

① 直流侧要有电动势，其极性须和晶闸管的导通方向一致，其值应大于变流电路直流侧的平均电压；

② 要求晶闸管的控制角 $\alpha > \pi/2$ ，使 U_d 为负值。

考虑变压器漏抗引起重叠角 对逆变电路换相的影响

以 VT_3 和 VT_1 的换相过程来分析，在 $\beta > \gamma$ 时，经过换相过程后， a 相电压 u_a 仍高于 c 相电压 u_c ，所以换相结束时，能使 VT_3 承受反压而关断。

当 $\beta < \gamma$ 时，换相尚未结束，电路的工作状态到达自然换相点 p 点之后， u_c 将高于 u_a ，晶闸管 VT_1 承受反压而重新关断，使得应该关断的 VT_3 不能关断却继续导通，且 c 相电压随着时间的推迟愈来愈高，电动势顺向串联导致逆变失败。

为了防止逆变失败，不仅逆变角 β 不能等于零，而且不能太小，必须限制在某一允许的最小角度内。

逆变时允许采用的最小逆变角 β 应等于

$$\beta_{\min} = \delta + \gamma + \theta'$$

δ 为晶闸管的关断时间 t_q 折合的电角度，约

γ 为换相重叠角，可查阅相关手册，也可根据表 3-2 计算，即

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{I_d X_B}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}}$$

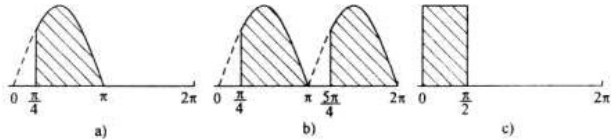
根据逆变工作时 $\alpha = \pi - \beta$ ，并设 $\beta = \gamma$ ，上式可改写成

$$\cos\gamma = 1 - \frac{I_d X_B}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}}$$

θ' 为安全裕量角，主要针对脉冲不对称程度（一般可达 5° ），约

取为 10° 。

2-4 图 2-27 中阴影部分为晶闸管处于通态区间的电流波形，各波形的电流最大值均为 I_m ，试计算各波形的电流平均值 I_{d1} 、 I_{d2} 、 I_{d3} 与电流有效值 I_1 、 I_2 、 I_3 。



解：a) $I_{d1} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/4}^{\pi} I_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{I_m}{2\pi} \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + 1 \right) \approx 0.2717 I_m$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/4}^{\pi} (I_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = \frac{I_m}{2} \sqrt{\frac{3}{4} + \frac{1}{2\pi}} \approx 0.4767 I_m$$

b) $I_{d2} = \frac{1}{\pi} \int_{\pi/4}^{\pi} I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi} \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + 1 \right) = 0.5434 I_m$

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi/4}^{\pi} (I_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = \frac{\sqrt{2} I_m}{2} \sqrt{\frac{3}{4} + \frac{1}{2\pi}} \approx 0.6741 I_m$$

c) $I_{d3} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/2} I_m d(\omega t) = \frac{1}{4} I_m$ $I_3 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/2} I_m^2 d(\omega t)} = \frac{1}{2} I_m$