感应加热炉及电源设备工作原理.

1、感应加热的基本原理

"感应加热"即采用电磁感应方式在负载自身产生感应电流使负载加热的方法。

1.1、电磁感应定律

电磁感应定律揭示了电磁感应现象的物理规律，即闭合导体内的感应电势与其包围磁通的变化率成正比，与闭合导体的匝数成正比。感应电势所产生电流的方向总是趋向于低消原磁通的变化。电磁感应定律由下式描述，同时是相关领域计算的依据。

$$e=W^{*}-d\Phi/dt, \qquad (1)$$

式中：e ------感应电势

W------键联磁通的导体匝数

Φ-----穿过感应体的磁通量

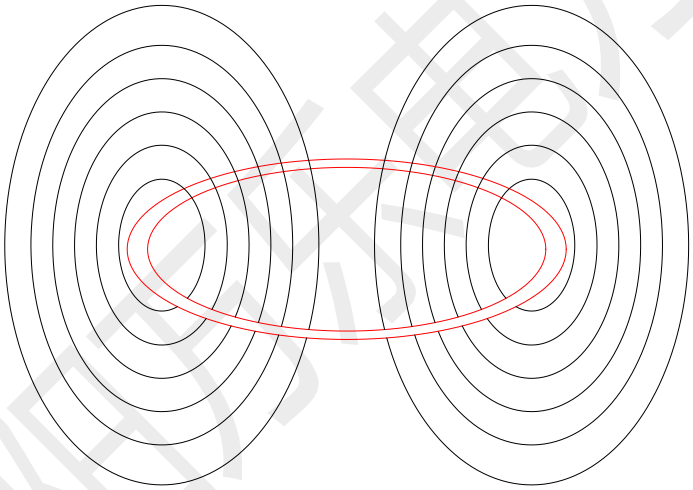


图 1：闭合导体内穿过磁通示意图

图 1 是说明变化磁通与感应电势关系的示意图，图示园环导体中穿过磁通时，不论磁通是如何产生的，或为另一个线圈电流产生，或为自身通电产生，或为一个固定磁体运动产生；当磁通不变时，闭合导体内不产生感应电势；当原磁通增大时，感应电势电流产生的磁通方向与原磁通方向相反；当原磁通减小时，感应电势电流产生的磁通方向与原磁通方向相同。

磁通Φ的基本单位是韦伯（Wb），常用单位是麦克斯韦（简写为“麦”）；在匀强磁场条件下，是磁通密度 B 与面积的乘积。磁通密度 B 的基本单位是韦伯/米，常用单位是高斯。相同量的换算是 1 韦伯=10^8 麦，1 韦伯/米=10^4 高斯。

按（1）式导出的常用变压器计算基本公式为：

$$W=U/（4.44*f*B_m*S*10^{-8}）\qquad（2）$$

式中：W----变压器绕组空载电压（伏）

f----工作频率（HZ）

B_m----磁通密度（高斯）

S---- 磁芯（铁芯）面积（cm^2）

1.2、感应加热的负载特性

把感应电炉的线圈看成是原绕组，负载看成是付绕组，就成了缺乏铁芯的变压器。电工原理把这种结构称为“空心变压器”，它与真实变压器的不同之处在于漏磁通是不可忽略的因素。

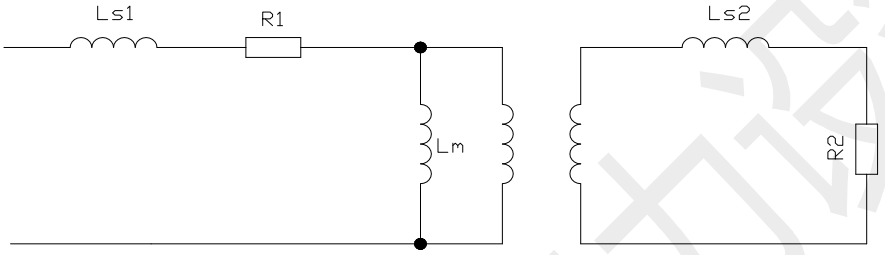


图 2：感应加热负载的等效电路图

等效电路图中：Ls1---绕组漏电感；Lm---激磁电感；Ls2---负载漏电感；R1----绕组电阻；R2----负载等效电阻。

有别于变压器的是：由于感应线圈产生的磁通并不完全穿过负载，负载电流产生的磁通也并不完全穿过感应线圈，因而漏磁通所表现出的漏电感 Is1 和 Ls2 是不可忽略的。此外，由于磁通路径是空气和导磁系数很小的金属，需要较大的激磁电流才能产生所需的磁通，所以激磁电感 Lm 较小。

在等效电路图 2 中，Ls1 和 Ls2 是和电阻 R1、R2 串联，而 Lm 是并联连接的，故等效电路表现出较大的电感特性。于是，在分析感应电炉特性时，可把感应电炉看成一个较大电感 L 和较小电阻 R 串联的电路，这个电感和电阻是感应线圈和炉料综合表现出的负载特性。

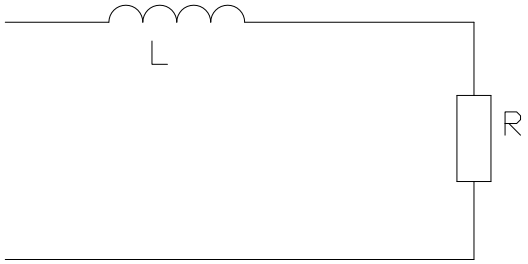


图 3；感应加热炉的简化电路图

图 3 所示的感应炉简化电路图中，电感 L 的感抗 X 值要比等效电阻 R 大很多，一般感应炉的 X/R 在 4～12 范围内，多数情况下在 6～10 范围内。X/R 是衡量电感电阻串联电路特性的重要参数，称为电路的 Q 值。

由于电路的电感成分很大，必须经电容补偿后才能正常运行。电容补偿的联接方式有并联补偿和串联补偿两种方式，故采用并联补偿方式运行的逆变器称为并联逆变器而采用串联补偿方式运行的逆变器称为串联逆变器。

经电容补偿后的负载电路成为典型的 RLC 串联电路，其振荡条件为 $R<2*\sqrt{L\div C}$，基本补偿条件下，即 R＜2X。感应线圈经电容补偿后的负载电路是一个高 Q 值的振荡电路，故感应加热用的逆变器（无论并联逆变器或串联逆变器）又通称为负载振荡型逆变器。

感应加热的负载特性除振荡性外，还有频率适应性。即特定的感应加热负载在一定的频率范围内才能获得较高的加热效率。

感应加热负载对频率的适应范围取决于感应体尺寸大小。这是因为小尺寸的负载与感应线圈尺寸的差别较大，在较低频率下工作需较大的工作磁通，因而漏磁通较大；通俗地讲感应器耦合较松，由感应线圈传递到负载的能量相对较少，因此效率较低。当负载和感因器结构（直径、高度、炉衬厚度、材料电阻系数、导磁系数等）确定后，随着运行频率升高，感应器的电效率上升，此频率/效率特性是一条饱和曲线，在一定频率以上，感应器电效率不再增加。然而，频率偏高后，电容补偿量和传输损耗都随之增加。所以，能够获得较高感应器电效率的一段不太高的频率范围称为感应加热的最佳频率。

1.3、感应加热的效率和损耗

感应加热过程的能量损耗主要包括以下四项：

- 感应器内流过电流引起的发热损耗：该损耗被冷却水带走。这部分损耗是系统的主要损耗，与感应器结构、炉料物理性能、加热频率相关，常用“电效率”描述此项损耗。电效率为传输到被加热工件的能量与感应器从电源得到的能量之比。感应加热的电效率一般在 50%～80%范围。

- 热损耗：被加热工件向周围散热引起的损耗，这部分损耗仅次于感应器损耗。常用“热效率”描述此项损耗，热效率为使工件加热的净热量与工件从感应线圈得到的总热量之比。感应熔炼的热效率一般在 65%～90%范围。

传输损耗：从变频电源向负载供电的电缆、母线引起的损耗，一般在 2%～7%。

变换损耗：电源柜内的变流元件、滤波电感、换流电感、补偿电容的损耗，一般在 2%～

5%。

例：当前熔炼炉电耗的较好水平为 600KWh/吨

钢在 1650℃时的热容约为 320 千卡/Kg（含熔化潜热 65 千卡/Kg）,1 吨钢所需净热量为 320000 千卡，折算电量为 320000/(0.24*3600)=370KWh,总效率为 370/600=61.7%

按此效率大致推断，电效率约为 75%，热效率约为 87%，传输效率和变换效率总和约为 94%。

1.4、感应加热的主要参数

- 频率

  50HZ（工频），用于大功率感应加热和熔炼（感应透热炉、有芯炉和无芯炉）；

  100HZ～2500HZ，用于各功率范围内感应加热和熔炼（感应透热炉和无芯炉）；

  2500HZ 以上，用于淬火和小尺寸工件加热。

- 电压

  一般 600V～3000V

- 功率

  10KW～20000KW 或更高

2、变频电源的分类及应用范围

2.1、分类特点及应用范围：

在变频器的发展过程中，出现过很多种类的变频器，至今广泛应用的是交--直--交变频器（曾经有交---交变频器等），电路结构为：工频电源供电----整流成直流电源----逆变成中频电源。

按直流电源的性质：以电流源供电的逆变器称为电流型逆变器，并联逆变器即属此类。以电压源供电的逆变器称为电压型逆变器，串联逆变器即属此类。

按用途：感应加热用逆变器、电力传输用逆变器（风电）、电机传动用逆变器

按器件：SCR 逆变器和 IGBT 逆变器。

当前使用较多的是：

IGBT 电压型 SPWM（即脉宽调制）三相逆变器------（电力传输，电机传动）

SCR 电流型逆变器-----即并联逆变器（中频感应加热，8000HZ 以下）

SCR 电压型逆变器-----即串联逆变器（中频感应加热，8000HZ 以下）

IGBT 电压型逆变器----（高频感应加热，4000HZ～200KHZ）

IGBT 电流型逆变器----（高频感应加热，4000HZ～200KHZ）

2.2、感应加热用逆变器的性能特点及应用范围

SCR 并联逆变器，结构简单，故障保护性能好，负载适应性好（即可空载运行）。但进线功率因数较低，适用于中小功率熔炼负载和热处理负载；

SCR 串联逆变器，进线功率因数高，谐波幅值低，恒功率特性优良，但结构较复杂，故障保护的有效性不如并联逆变器。适用于大功率熔炼负载；

IGBT 高频逆变器（电压型、电流型），适用于高频热处理负载和小尺寸加热负载。

3、SCR 并联逆变器的工作原理

3.1、电路结构

SCR 并联逆变器有多种电路结构，常用的是桥式电路结构，桥式电路的输入端与直流电源联接，桥式电路的输出端与负载连接，交替触发对角桥臂元件时，使桥臂元件交替导通，在负载电路中产生交变电流，从而实现从直流到交流的电能变换。

典型的并联逆变器主电路原理图如图 4：

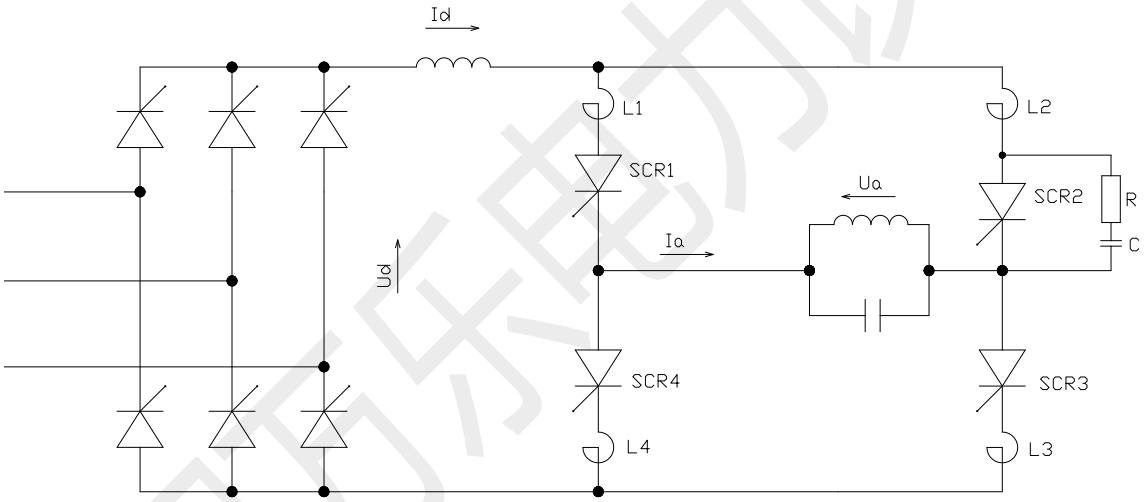


图 4：并联逆变电路原理图

分析并联逆变电路工作原理之前，对主要元件的电气特性简述如下：

- SCR 元件：

SCR 元件的导通和关断条件：正向电压时，触发脉冲使其导通，一旦导通即维持导通，只有在正向电压消失或反向电压条件下关断。关断过程中，电流下降的速度取决于电路参数（电感），元件电流降为零后，也不能立即加正电压，待元件 PN 结内的载流子恢复后，元件才恢复阻断功能，这个时间称为元件的关断时间（5～50us，元件有标识。实质为恢复时间）。

SCR 元件还有几个主要参数：正向电压、正向电流、反向电压、电压上升率、电流上升率、关断时间。

• 滤波电感 Ld：

滤波电感 Ld 在并联逆变电路中是一个重要器件，电感较大，其电感为毫亨级。它维持直流电流稳定，使逆变桥输入电流不发生突变（分析时可把流过滤波电感的电流看成是稳定的直流电流），在交替换流条件下**使逆变桥输入电流成为方波电流**。

• 换流电感 L1～L4：

换流电感 L1～L4 串接在四个桥臂中，电感较小，是微亨级的，其作用是在换流时限制元件的电流上升率，防止元件损坏。

• 负载电路：

经电容补偿后的负载电路是 Q 值较大的并联振荡电路。

3.2、换流过程分析

并联逆变电路的换流过程见图 5：

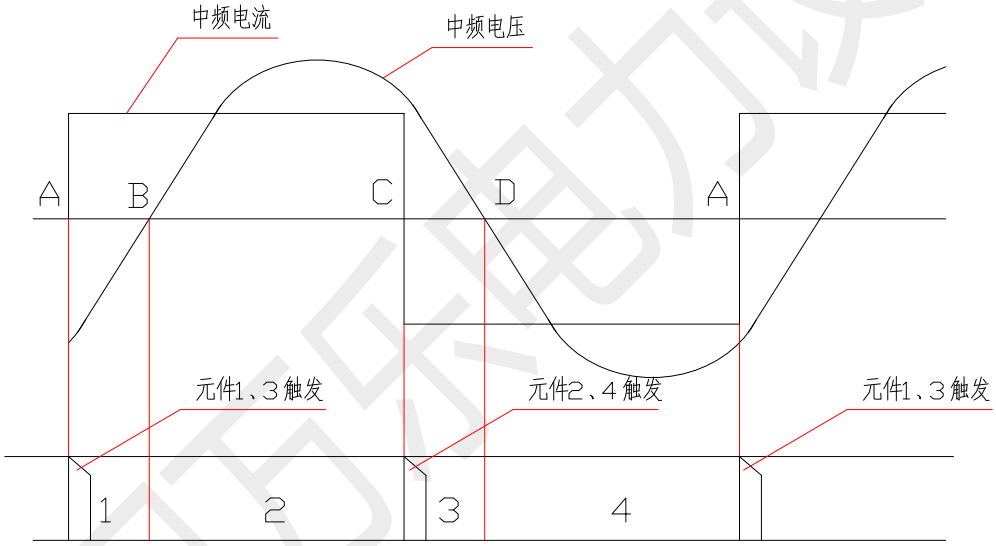


图 5：并联逆变电路换流过程波形图

由于电路的振荡特性，当电路建立振荡后，如果四个桥臂都不触发，在忽略电路损耗的前提下，电路的振荡电压和电流将持续，在计及电路损耗的实际情况下，电路振荡将逐渐衰减。在分析电路的一个周期时间内，可以不考虑衰减振荡的影响而看成是完全的振荡状态。

在负载存在振荡电压（电流）的情况下，必须适时地触发 SCR 元件，才能使并联逆变电路正常工作；不恰当的时刻触发 SCR 元件，则存在很大的短路故障可能性。

以下对图 5 的工作状态进行分析：

图 5 的电参数与图 4 的电路协调时，以负载电路左方为正极性时为电压正方向，电流从左方流向负载电路时为电流正方向。

在 AB 区间，中频电压为负值，即 SCR1、3 承受正向电压，故在 A 点触发元件 1、3 时，元件 1、3 导通。至 B 点，中频电压变为正，SCR1 在导通条件下，直流电源通过滤波电感对负载电路传输能量；B 点后，SCR2、4 承受正向电压，故在 C 点对 SCR2、4 触发，具有导通条件，电流换到 SCR2、4。

AB 区间和 CD 区间所包含的电角度，称为换流角，在换流角时间内，完成一对元件导通，一对元件关断的变化过程，A 点对 SCR1、3 触发后，SCR1、3 导通，SCR2、4 电流逐渐减小到零（受 L2、L4 限制，不能立即减到零），约需 10us 时间。后段时间是 SCR2、4 恢复阻断功能所需的时间，俗称“关断时间”（当前元件关断时间小于 30us）。如逆变器运行频率为 2000HZ，换流角 30º（AB 区间和 CD 区间角度），即区间时间为 41.7us（(1000000/2000)*30/360=41.66）。可见电路的换流时间大于元件的电流下降时间与关断时间之和。元件即能可靠关断。如果换流角减小到电路的换流时间小于元件的电流下降时间与关断时间之和，就会出现 SCR2、4 还未恢复，又重新承受正向电压而导通，使逆变桥短路。

换流角即是负载电压和负载电流的相位差，即负载电路功率因数角Φ。

以上分析说明：过小的换流角将不能保证 SCR 元件正常换流。由于换流角的存在，使负载电流超前于负载电压，于是负载的运行功率由下式确定：

$$Pa=Ua*Ia*\cos\Phi \qquad (3)$$

式中：Pa---中频功率

Ua---中频电压有效值

Ia---中频电流基波有效值

同时，直流输入功率为：

$$Pd=Ud*Id \qquad (4)$$

式中：Pd---直流功率

Ud---直流电压平均值

Id---直流电流平均值

Ia 是方波电流的基波有效值，按付氏级数分解，其关系为 Ia=0.9Id，而 Pa=Pd，故：

$$Ua=1.1Ud/\cos\Phi \qquad (5)$$

式（5）是衡量并联逆变电路换流状态的直接依据，当Φ在 25º～45º范围内变化时，Ua/Ud 变化范围在 1.214～1.56，实际调试时，控制中频电压与直流电压的比值在 1.2～1.5 范围内是安全可靠的。

3.3、SCR 元件的保护

SCR 元件在电流换向时承受电流上伸率、电压上升率，需要换流电感和 RC 元件限制电流上伸率、电压上升率在元件能够安全承受的量值内。

图 4 中，换流电感 L1～L4 用于限制 SCR 元件承受的电流上升率。在直流电压 500V 的运行条件下，触发 SCR1、3 前，SCR1、3 的正向电压为 1.5*500V(Ud)*1.414*cos45º=750V,L1、L3 限制 SCR1、SCR3 的电流上升率为 di/dt=U/L，SCR 元件的能够承受的电流上升率最大值为 600A/us，如果把电流上升率限制在 200A/us，则 L=750V/200=3.75uH。

在 SCR1、3 导通的同时，SCR2、4 关断，SCR2、4 的阴极和阳极之间会产生过电压，为此在每只 SCR 元件的阳极和阴极之间并联 RC 元件（图 4 中 SCR 元件两端），C 称为吸收电容，R 称为阻尼电阻。

当逆变桥元件换流失败，或受干扰脉冲误触发引起故障短路时，经整流电路、滤波电感、逆变桥的短路电流将迅速增加，为此，保护电路将瞬时使整流电路关断并转入向电网反送能量的状态。在保护电路发出故障信号至整流电路响应，最长时间约 3.3ms，这时滤波电感 Ld 可限制短路电流在逆变桥元件能够承受的范围（5 倍额定值以内）

3.4、SCR 元件参数选择

当装置功率与进线电压确定后，直流环节的电压电流额定值即可确定，例如 500KW 的电源装置，进线电压为 380V，则直流电压额定值为 380*1.35=513V（计算值取整为 500V），电流额定值为 500KW/500V=1.0KA。

逆变桥 SCR 元件流过的电流是幅值与直流电流相等的半周方波电流，流过 SCR 元件的电流有效值为 0.707Id，而 SCR 元件标注的额定电流是半波正弦电流平均值，该额定值与电流有效值的关系为 1.57，即 1000A 元件可通过电流有效值为 1570A 的电流。故直流电流为 1000A 时，实际电流有效值为 707A，极限条件下元件电流额定值为 707/1.57=450A。选择 SCR 元件额定参数时，应留 1.5～2 倍的性能储备系数（或称安全系数），故应选择 675A～900A 额定电流的元件。**即逆变桥 SCR 元件电流额定值应为：Ia=0.675Id～0.9Id**。

逆变桥元件承受最高电压为中频电压峰值，也应留出 2 倍的安全系数，当直流电压 500V 时，中频电压有效值为 1.5*500=750V，峰值为 750*1.414=1060V，元件额定电压也应有 1.5～2 倍的性能储备系数，故应选 1600V～2000V 的元件。

4、SCR 串联逆变器的工作原理

4.1、串联逆变电路结构

串联逆变电路的全桥电路结构如图 6：

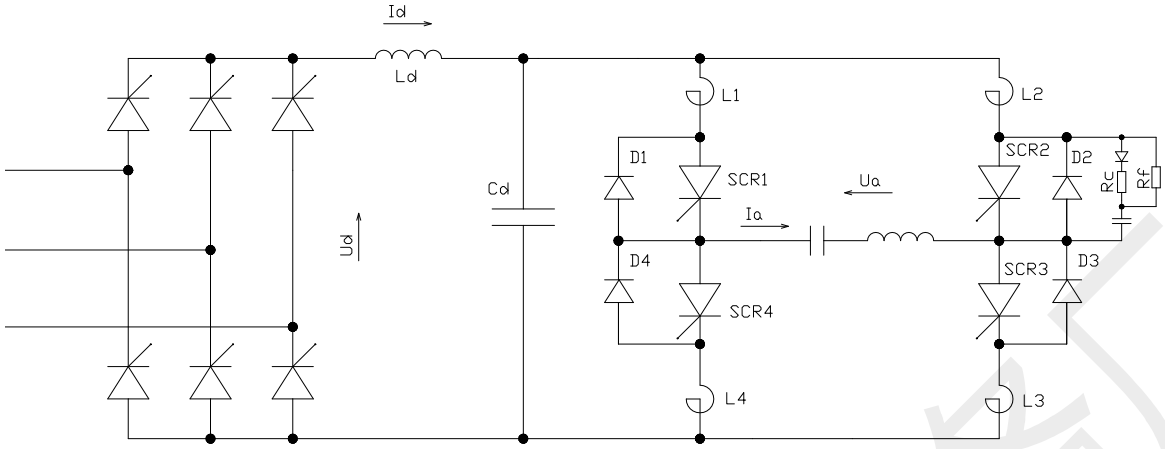


图 6：全桥串联逆变电路原理图

串联逆变电路中主要元件的电气特性与并联逆变电路成镜像关系，分述如下：

滤波电容 Cd：

滤波电容 Cd 在电路中的功能是保证直流电源的电压稳定，以便向逆变桥提供恒定的输入电压。在串联逆变电路中，直流环节仍然保流了滤波电感 Ld，但它的作用已变为改善输入电流波形，减小输入电流谐波，而与逆变桥的工作无关。

换流电感 L1～L4：

换流电感 L1～L4 的作用与并联逆变电路相同，仍然是限制元件导通时的电流上升率和电压上升率。

负载电路：

负载电路经电容串联补偿后，振荡电流波形为正弦波，补偿电容的电压波形也是正弦波，（负载）电感上的电压由是振荡电流的感抗压降与输入方波电压的串联合成电压。

反向二极管 D1～D4：

在串联逆变电路的负载中，振荡电流反向时，反向二极管 D1～D4 提供振荡电流的续流通路。

4.2、串联逆变电路的换流过程

在串联逆变电路的结构条件下，负载电路工作时，与并联逆变电路不同的是，桥臂元件交替导通过程中，桥臂 SCR 元件的导通角小于 180°，SCR 元件导通角的补角范围内是反向二极管导通时间。串联逆变电路的换流过程见图 7。

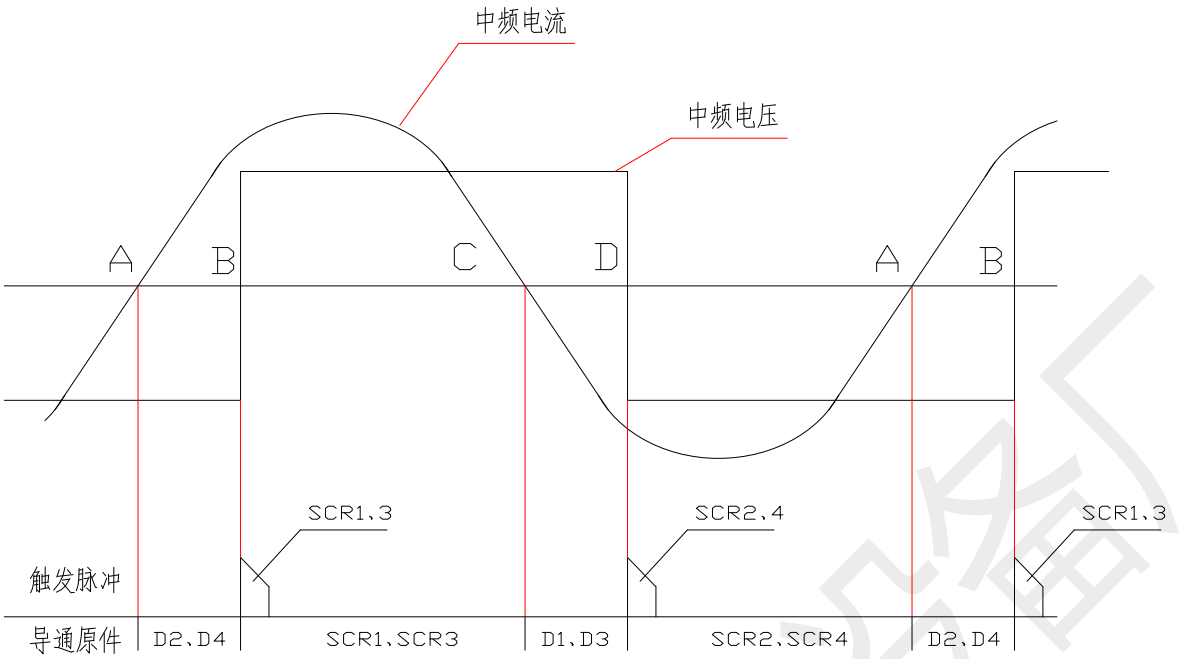


图 7：串联逆变电路换流过程波形图

SCR 串联逆变电路的正弦波电流超前于电压。换流过程中，振荡电流过零时，SCR 元件自然关断，反向二极管自然导通。SCR 元件触发导通时，是负载电压换向点，而负载电流方向虽不改变，但在桥路上却由反向二极管导通转变成 SCR 元件导通。以下按时序分析：

在 A 时刻之前，SCR2、SCR4 导通，振荡电流方向为负（与图中 Ia 方向相反），A 时刻之后，振荡电流反向，故 D2、D4 导通（振荡电流反向后强迫 D2、D4 导通），电流流向为：从负载右端出发，经 D2、L2 向滤波电容反向充电后，经 L4、D4 回到负载左端。

在 AB 区间，SCR1、SCR3 承受正向电压。

到 B 时刻，触发 SCR1、SCR3，出现换流过程：电流从滤波电容正极性端出发，经 L1、SCR1、负载电路、SCR3，回到滤波电容负端。此过程中，负载电流方向没有变化，滤波电容的电流方向变了（从吸入电流变为供出电流）。同时，由于 SCR1、SCR3 触发导通，B 点之前负载电路与电源的电位跨接状态是左侧与电源负端联接，右侧与电源正端联接；B 点后变为负载电路的左侧与电源正端联接，右侧与电源负端联接；故中频电压的方向在 B 点发生改变（由负变正）。

在 C、D 点电路工作状态的转变方式同前。

由上述分析可见，在一个周期时间内，SCR 元件和反向二极管是交替导通的，在振荡电流过零点，SCR 元件自然关断，反向二极管自然导通。且只有在反向二极管导通后，对角桥臂的 SCR 元件才有导通条件。

在 SCR 元件触发后的换流过程中，是强迫换流过程，即此时的振荡电流已为较大值，从反

向二极管转到 SCR 元件。

上述换流过程中，在 AB 区间和 CD 区间，是负载能量返回到滤波电容的过程；在 BC 区间和 DA 区间，是滤波电容向负载输送能量的过程。如果推迟触发时间，扩大 AB 区间和 CD 区间的角度，甚至使 AB 区间和 BC 区间趋于相等，即负载的输入能量和反馈能量相差无几时，负载振荡就会削弱，振荡电压就会降低，负载的平均功率也会减小。

串联逆变电路的上述特性奠定了调节换流角来改变运行功率的理论基础，故**不需调节直流电压**成为串联逆变电路的重要优点。

上述分析可见，先前导电的 SCR 元件在振荡电流过零点关断，此后反向二极管导通；如果待开通元件提前触发，先前导电元件还未恢复阻断能力，也会发生桥臂直通短路故障。故此应确保换流时间大于 SCR 元件的关断时间。

串联逆变电路中，直流电源以电压源的形式向负载电路传输能量，基本关系式（3）和（4）所显示的关系在串联逆变电路仍然成立。不同的是，式（3）中的 Ua 是方波电压的基波有效值，且有 Ua=0.9Ud 的关系，故用（3）、（4）导出：

$$Ia=1.1Id/\cos\Phi \qquad (6)$$

式（6）给出了全桥串联逆变电路中，中频电流与直流电流的关系。由于串联逆变电路允许在较大的换流角条件下运行，当换流角为 75º 时，中频电流有效值可为直流电流的 4.25 倍。

由于负载电流超前于电压，串联逆变电路的运行特性为容性，工作频率低于谐振频率，电容电压高于电感（负载）电压。

串联逆变电路中，负载电压可在很宽的范围内变化，一方面，随着换流角减小，电路越接近谐振状态，负载电压也越高。中频电压有效值可由下式近似计算。

$$Ua=0.9Ud*Q*\cos\Phi \qquad (7)$$

式中：Q---负载电路的品质因数

上式说明，负载电压与负载电路的 Q 值和换流角相关。

由于负载电路的 Q 值较高，使相同进线电压下的串联逆变电路负载电压远高于并联逆变电路的负载电压，过高的负载电压使安全运行的可靠性降低，也使熔炼炉的结构耐压条件恶化。故当前熔炼负载使用的串联逆变电路多为半桥式结构，在相同的进线电压条件下，半桥电路结构的负载电压仅为全桥结构负载电压的一半。

4.3、SCR 元件的保护

串联逆变电路中，SCR 元件电流向反向二极管转换过程是很安全的自然换流，但 SCR 元件

触发导通时，负载电流从对角桥臂的反向二极管转换到触发导通的 SCR 元件时，必须用换流电感 L1～L4 来限制电流转换时 SCR 元件的电流上升率。由于 di/dt=U/L，故 L=U/(di/dt)。鉴于电流转换时元件承受电压为滤波电容电压的 1～1.3 倍，当 SCR 元件的电流上升率参数为 600 A/us 时，应限制电流上升率小于 600A/us。若将电流上升率限制为 150A，当串联逆变电路的进线电压为 660V，直流电压为 890V 时，则换流电感值为 890*1.3/150=7.71uH。

在 SCR 元件触发导通的同时，对角桥臂的反向二极管关断，将承受反向电压，与其并联的 SCR 元件承受正向电压，故应在元件两端并联 RC 电路，减小 SCR 元件承受的电压上升率。

保护 SCR 元件的 RC 吸收装置示于图 6 电路中，仅与 SCR2 并联的 RC 吸收电路画出，由电容器、二极管、充电电阻 Rc 和放电电阻 Rf 组成。电容一般 1～2uf（电容值增加效果更好，但装置结构会过大），设 D2 关断后，滤波电容经 L2 对吸收电容充电，Rc 限制充电电流，延长充电时间，故 SCR2 元件承受的电压上升率为 du/dt=Rc*di/dt。当 Rc=2.5Ω，di/dt=150A/us 时，du/dt=2.5*150=375V/us，当前 SCR 元件承受电压上升率的最大值为 1000V/us，故上述保护电路是安全的。保护电路的二极管用于隔离交变电压，放电电路用于 SCR2 重新导通时的电容放电通路。

当进线电压提高时，换流电感参数也应相应增大。

当逆变电路出现故障时，仍然采用整流桥触发脉冲迅速后移的方法关断整流电路。但逆变桥故障短路时，滤波电容 Cd 通过短路桥臂放电是不可控的，也是危险的，容易造成逆变桥元件损坏，这是串联逆变电路保护性能欠佳的主要原因。

4.4、SCR 元件的参数选择

式（4）说明，串联逆变电路中中频电流与直流电流的比值是随换流角变化的，但过大的电流比值会减小系统效率。一般合理范围的电流比值为 1.2～2。此外，中频电流在 SCR 元件和反向二极管中交替流通，按电流比 1.2～2，换流角范围是 25º～56º。选择 SCR 元件时可按换流角 25º 条件，选择反向二极管时可按换流角 56º 条件。在此条件下，SCR 元件流过电流有效值为 Ias=0.98Ia，反向二极管流过电流有效值为 Iad=0.29Ia。由于 SCR 元件和反向二极管都流过半波电流，且元件电流有效值是额定值的 1.57 倍，故元件实际通过电流为：

SCR 元件：　　0.98*2Id/(1.414*1.57)=0.88Id

反向二极管：　0.29*2Id/(1.414*1.57)=0.26Id

留 1.5～2 倍电流储备系数后：

SCR 元件：　　1.32～1.76Id

反向二极管：　0.39～0.52Id

由于 SCR 元件与反向二极管并联，SCR 元件在任何情况下都不承受反电压而只在相邻桥臂导通时承受正向电压。且关断桥臂元件与滤波电容并联，故 SCR 元件承受的最大正向电压即滤波电容电压。

虽然滤波电容电压平均值由整流桥确定，但逆变桥的反向二极管导通期间，负载电路向滤波电容反馈能量过程中，滤波电容电压会上升。滤波电容电压上升的幅值与电容量有关，也与逆变桥的运行功率和换流角大小相关。可按直流平均电压的 1.3 倍计算，并留 1.5～2 倍性能储备系数。例如 660V 进线的串联逆变电路，直流平均电压为 890V，则选择元件电压为：

890V*1.3*（1.5～2）=1735～2314V。

5、串联逆变电路的半桥结构

5.1、半桥串联逆变电路结构

半桥串联逆变电路原理图见图 8。

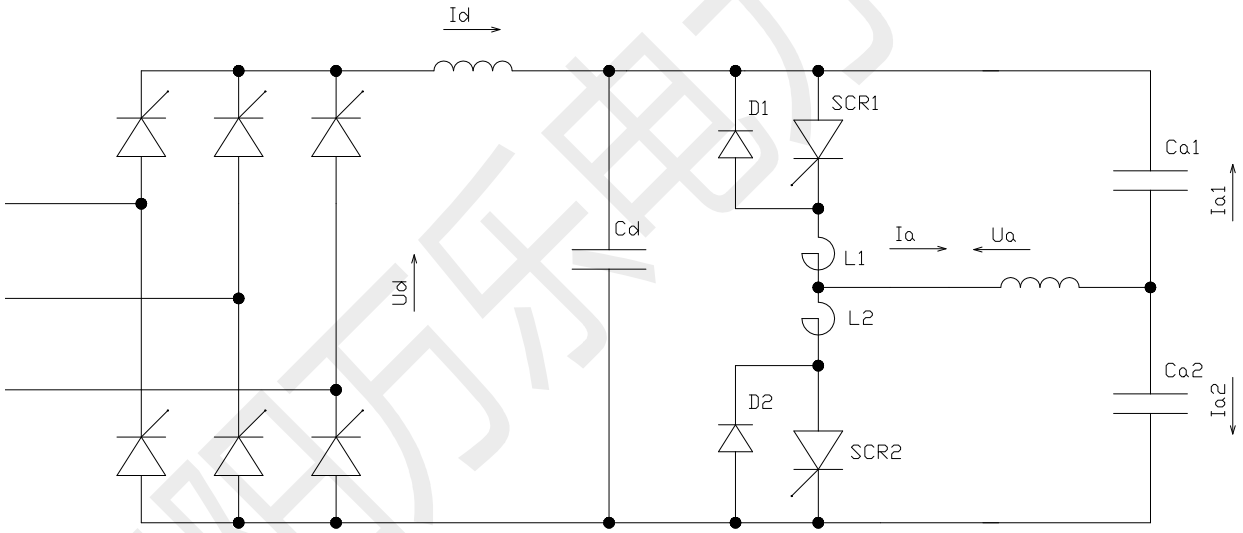


图 8：半桥串联逆变电路原理图

半桥串联逆变电路只保留一半桥臂，故称半桥电路。在取消的桥臂位置，接入两只电容，即把全桥电路的串联补偿电容分为两组，在桥臂导通和换流过程中，Cd1 和 Cd2 仍然与 SCR 元件呈串联关系，故半桥电路与全桥电路的特性完全相同。仅负载电压为全桥电路负载电压的一半。由于半桥电路的较低电压特性，在熔炼炉电源中得广泛应用。

半桥电路中换流电感从电源端移到负载端，是因为结构方便，工作原理与电源端无异。

5.2、半桥串联逆变电路的换流过程

半桥电路的换流过程见图 9：

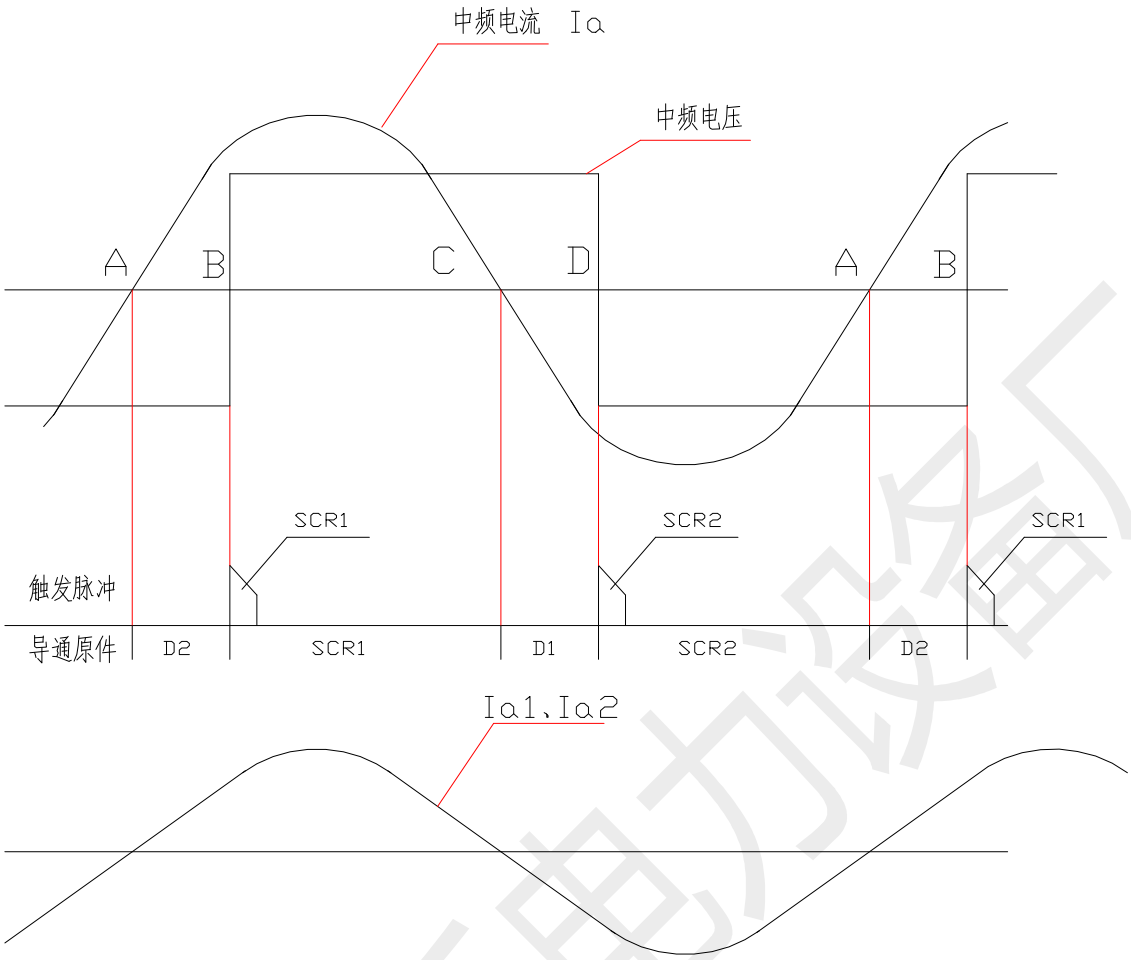


图 9：半桥串联逆变电路换流过程波形图

分析半桥电路换流过程时，对于中频交变电压，可把滤波电容 Cd 的两端看成是等电位点，在 AB 区间，Ia 为负，负载有两个放电回路，由负载右端出发，电流 Ia1 经电容 Ca1、滤波电容 Cd、反向二极管 D2、换流电感 L2，回到负载左端；电流 Ia2 经电容 Ca2、反向二极管 D2、换流电感 L2，回到负载左端。把滤波电容 Cd 的两端看成是等电位点时，Ca1 和 Ca2 的两端电压变化率是相同的，可见 Ia1 和 Ia2 两个支路电流相等。

当 SCR1 触发导通时，电路状态转为滤波电容向负载电路传输能量，电流回路也分为两路，一路电流 Ia2 自滤波电容 Cd 的正极性端出发，经 SCR1、L1、负载电路、电容 Ca2，回到滤波电容 Cd 负极性端；另一路电流 Ia1 由补偿电容 Ca1 出发，经 SCR1、L1、负载电路，回到 Ca1；此区间内同样有 Ia1=Ia2 的关系，且 Ia1+Ia2=Ia。可见，即使在滤波电容向负载传输能量的区间内，也只有一半的电流是有功电流，即滤波电容的供出电流，该电流等于流过 SCR1 电流的一半。于是，半桥电路的中频电流与直流电流的关系为：

$$Ia=2*(1.1Id/\cos\Phi) \qquad (8)$$

同理，半桥电路的中频电压与直流电压的关系为：

$$Ua=0.5*(0.9Ud*Q*\cos\Phi) \qquad (9)$$

5.3、半桥电路的元件选择

全桥电路中已经论述了串联逆变电路中 SCR 元件、反向二极管承受的电压电流值；半桥电路中得到了负载电压减半的优势，确付出 SCR 元件电流增大一倍的代价，故元件电流额定值的选择应在全桥电路基础上加倍，详细分析从略。

6、整流电路

串联逆变电路可改变换流角调节输出功率,理论上并不需要调节直流电压,在部分小功率串联逆变电路中,也常采用二极管整流桥提供固定的直流电压源。但在较大功率的串联逆变电路中，仍采用可控整流电路为逆变器供电。故串联逆变电路和并联逆变电路所采用的整流电路是完全相同的。

对整流电路而言，应对负载提供尽量平滑的直流电压，还应尽量减小对电网的污染，即有较高的功率因数和产生较少的谐波。

在整流电源中，当前广泛采用三相全控桥式整流电路，因其采用 6 组触发脉冲，整流电压的脉动频率为 300HZ，故俗称 6 脉整流；在较大功率电路中，把两组相位相差 30º 的整流桥并联，于是直流电压脉动频率增加为 600HZ，两组整流电路共有 12 组脉冲，俗称 12 脉整流。

6.1、三相电压的表示方法----波形图和矢量图

三相电源是三组电压相等、相位差 120º 的 50HZ 正弦交流电源组合而成。为表示三相电压相互间的相位关系和电路分析，常用波形图和矢量图表示。

三相电压波形图和矢量图见图 10：

波形图的横坐标为时间轴，纵坐标为参数轴（电压或电流），故波形图可表示三相电压（电流）的不同时刻瞬时值。鉴于交变电压（电流）是周期重复的，在分析电路时分析一个完整周期，即可包含全部过程。

图 10 所示的波形图中，Ub 电压在时间轴上晚 120º 时间达到 Ua 电压的相同状态，即表示 Ub 滞后于 Ua 120º，同样 Uc 滞后于 Ub 120º；而 Uc 超前于 Ua 120º。

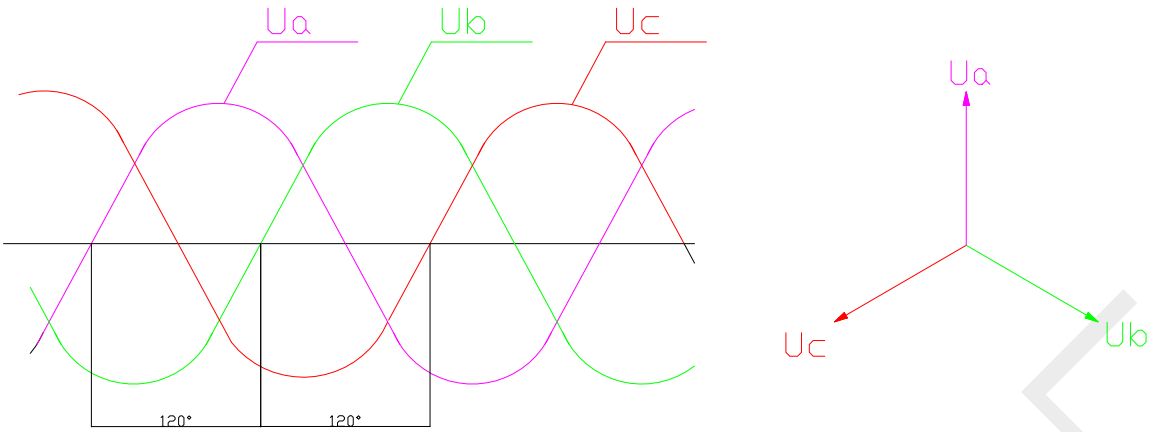


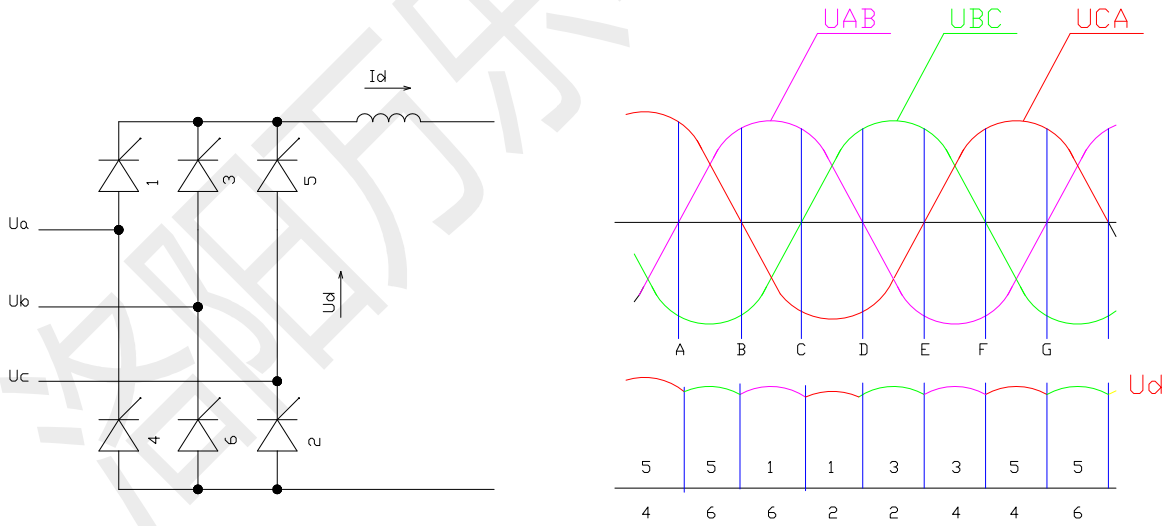
图 10：三相电压波形图和矢量图

三相电压经变压器变压时，为防止零序磁通引起铁芯饱和，往往采用Δ/Y 接法或 Y/Δ接法，这时变压器负边电压与原边电压相位不再相同，而可能相差 30º、60º、90º、120º----。分析这种变换关系时，常用矢量图表示。

矢量图采用平面旋转坐标，矢量表示电压（电流）的相位关系，以竖直方向为起始零位，逆时针方向为正；常把 A 相电压表示为零位矢量。图中 Ub 矢量的方向顺时针方向与 Ua 相差 120º，表示 Ub 滞后于 Ua º120。

6.2、三相全控整流电路分析

三相全控桥式整流电路图及波形图见图 11：



（A）电路图　　（B）波形图

图 11：三相桥式整流电路图及波形图

当图 11 中的 SCR 元件为整流二极管时，整流元件的导通条件是跨接在最高线电压上的两只元件，图 11 中，AB 区间内 Ucb 电压最高，故元件 5、6 导通，Ucb 电压接向直流输出；BC

区间内 Uab 电压最高，故元件 1、6 导通，Uab 电压接向直流输出；CD 区间内 Uac 电压最高，故元件 1、2 导通，Uac 电压接向直流输出。由此分析一个完整周期后，可见直流电压是由进线电压最高的交流电压波形组成，整流元件交替导通。

当电路中的整流元件为 SCR 元件，且触发时刻选在具有导通条件的最前沿（即 α =0º）时，整流桥输出直流电压与二极管整流相同，这时元件 1 的触发时刻在 B 点，元件 2 的触发时刻在 C 点，元件 3 的触发时刻在 D 点，元件 4 的触发时刻在 E 点，元件 5 的触发时刻在 F 点，元件 6 的触发时刻在 G 点。

需要减小整流桥的输出电压时，可将 6 组触发脉冲同时向后移动。脉冲后移 60º 和 90º 时的直流电压波形和导通元件顺序见图 12。

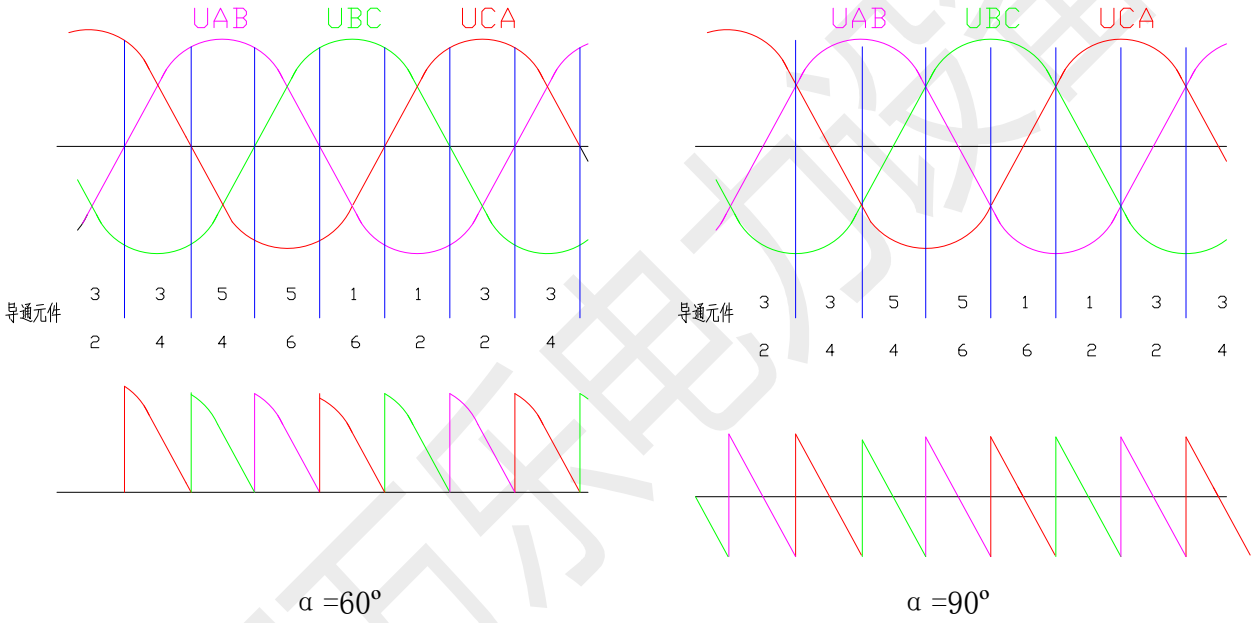


图 12：触发角为 60º 和 90º 时整流桥输出直流电压波形

从波形图看出，当触发角 α 逐渐增大时，整流桥输出直流电压平均值将逐渐减小，在负载电路存在反电势（滤波电感放电），并电流连续条件下，整流桥能够输出反向电压，并有：

$$Ud=1.35Ue*\cos\alpha \qquad (10)$$

式中：Ue---电源线电压有效值

α ---触发脉冲相位角

式(10)是在整流桥输出电流连续条件下的直流电压表达式。当 α 角为 150º 时，整流桥输出电压为，Ud=-1.117Ue。整流桥输出负电压的实际工况是在并联逆变电路保护动作，整流桥脉冲后移，滤波电感对电源放电时；这种状态是整流桥的有源逆变工作状态。有源逆变工作状态可使滤波电感的放电时间缩短，有利于整流和逆变元件的有效保护。

整流桥触发脉冲的移相范围应在 0º～150º之间，整流工况时，脉冲角度可为 0º，整流桥输出全电压，保护工况时，触发脉冲相位角过大会引起整流桥换流失败，造成整流桥短路。

在电阻负载条件下，整流桥输出电压为零的脉冲相位角为 120º。

6.3、6 脉整流条件下的相位关系和电源电流波形

以下分析 6 脉整流电路在变压器不同接线方式时变压器绕组电流波形和电源电流波形。

6 脉整流电路在整流变压器采用Δ/Y 接线方式时的相关电流波形如图 13；整流变压器采用Δ/Y 接线方式时的相关电流波形如图 14。

图 13 中，整流变压器采用Δ/Y-11 接线方式，即变压器付绕组的电压比原绕组超前 30º。

坐标（1）～（3）示出整流桥桥臂电流波形。Iab 为正表示整流电流自电源 Ua 流出经整流元件 1、负载电路、整流元件 6 回到电源 Ub；Iab 为负表示整流电流自电源 Ub 流出经整流元件 3、负载电路、整流元件 4 回到电源 Ub。

坐标（4）～（6）示出变压器付边绕组电流波形。以坐标（4）所示的 a 相绕组为例，电流正半波由+Iab 和-Ica 组成；电流负半波由-Iab 和+Ica 组成；故付边绕组电流为 120º方波。

坐标（7）～（9）示出变压器原绕组电流波形。由于原付绕组电流波形的对应关系，故原绕组电流波形、相位都与付绕组相同。分析电路原理时，设变压器原付边线电压相等，则原绕组电压是付绕组电压的 1.732 倍，原绕组电流是付绕组电流的 1/1.732，故坐标（7）～（9）所示电流幅值是坐标（4）～（6）电流幅值的 1/1.732。

图 13 的坐标图（10）～（12）示出电源线电流波形。

以 A 相电源为例，按变压器原绕组接线图的电流关系，A 相进线电流是原绕组相电流 Iab 和 Iac 的和，坐标图（7）示出 Iab 的波形图，坐标图（9）示出 Ica 的波形图，其反向波形即为 Iac，故坐标图（7）和坐标图（9）的反向波形叠加，就成为图（10）所示的 A 相电源进线电流波形。

坐标图（10）～（12）的电流波形显示，电源进线电流为阶梯波，相对方波电流的波形得到改善。

版权：洛阳万乐电力设备厂 如有抄袭和下载 请注明出处 仿版必究

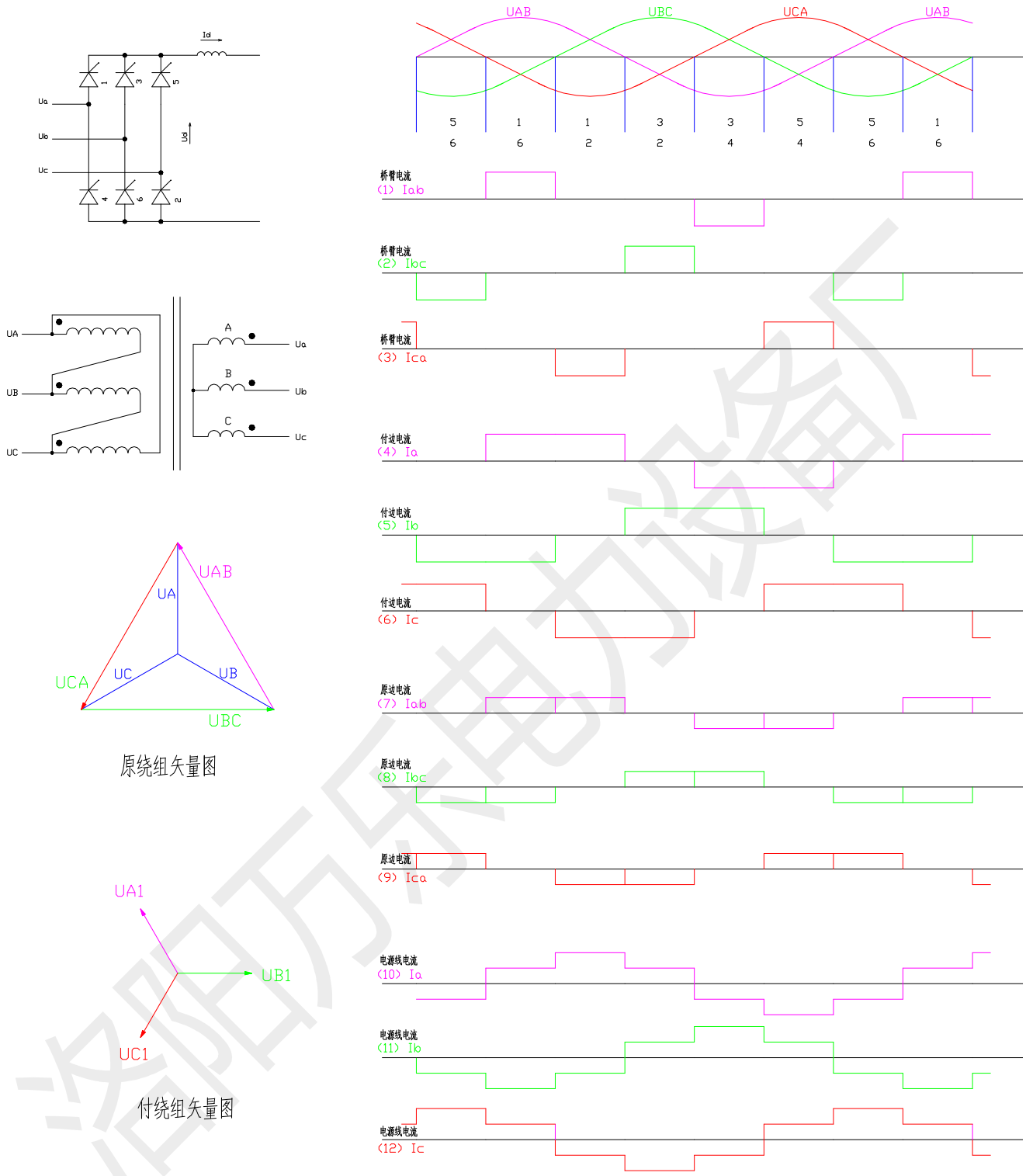


图 13： 6 脉整流电路电源变压器采用 Δ/Y 接线的相关电流波形图

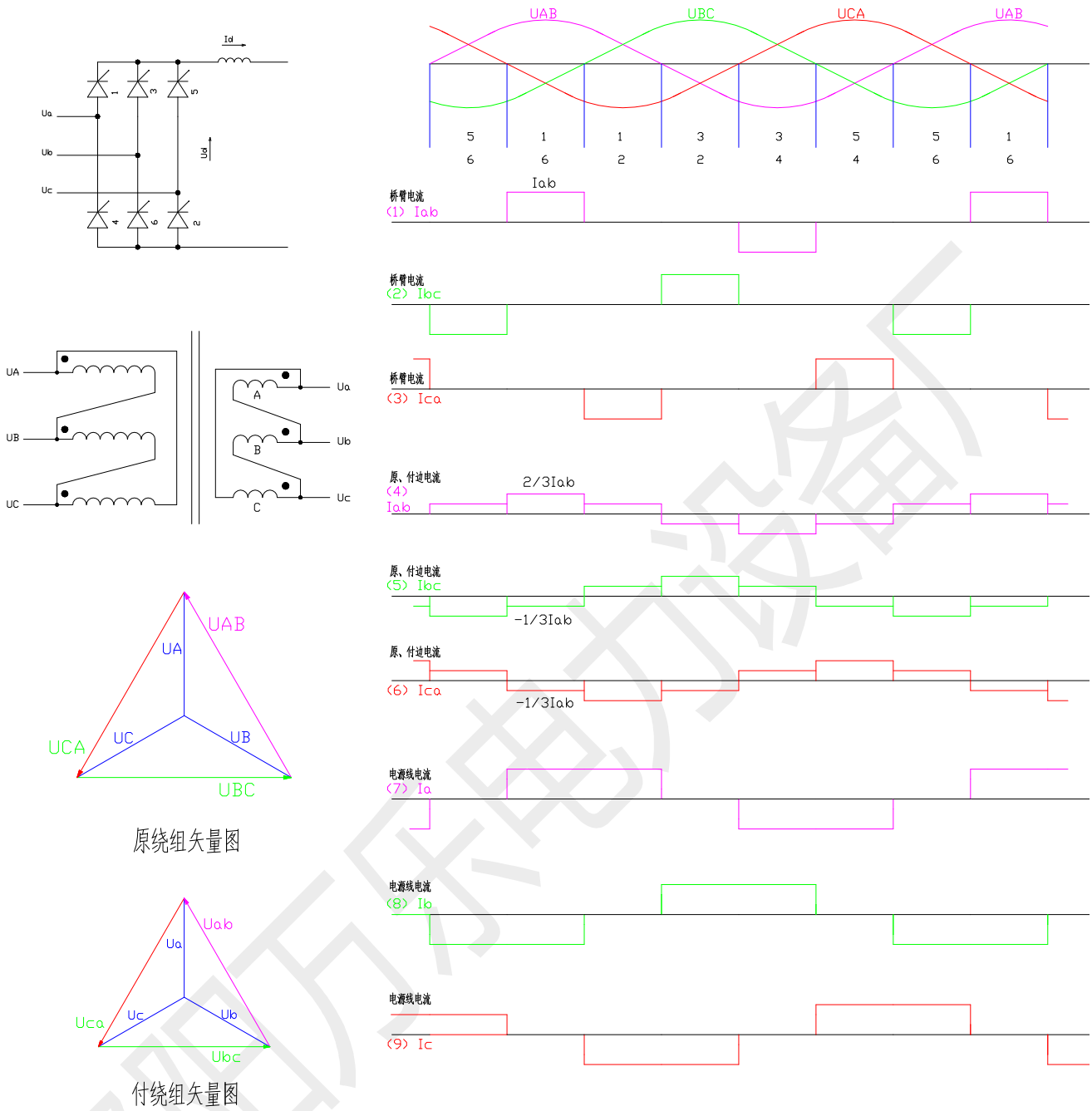


图 14： 6 脉整流电路电源变压器采用 Δ / Δ 接线的相关电流波形图

图 14 中，整流变压器采用 Δ / Δ -0 接线方式，即变压器付绕组的电压与原绕组同相位。

坐标图（1）～（3）示出整流桥桥臂电流波形。由于原绕组与付绕组采用相同的 Δ 形接线方式，其电流波形、相位、幅值都完全相同，坐标图（4）～（6）示出变压器原绕组和付绕组电流波形。

以坐标图（4）所示的 Iab 相电流波形为例，在波形图 Uab 电压最高的 60° 区间，整流元件 1、6 导通，这时付绕组 A 向整流桥供出部分电流；同时，付绕组 B 和 C 串联后与付绕组 A

有相同的电压，也向整流桥供出部分电流；鉴于付绕组 B 和 C 串联后的绕组内阻抗是绕组 A 的两倍，故 B、C 绕组供出的电流应为绕组 A 的一半。从电路图可见，由 A 绕组流出的电流与电压极性一致，为正值；由 B、C 绕组流出的电流与电压方向相反，为负值，故在坐标图（4）中支路电流为 2/3Iab，在坐标图（5）、（6）中支路电流为-1/3Iab。按此方法把整流桥各导电区间的电流分解到变压器绕组后，得到坐标图（4）～（6）所示的变压器原绕组和付绕组电流波形。

以变压器原绕组电流叠加，形成电源线电流的分析方法，得到坐标图（7）～（9）所示的电源线电流波形。

以上分析得出的整流变压器接线方式不同时，电源电流波形是不同的。显然，图 13 的坐标图（10）～（12）电流波形优于图 14 的坐标图（7）～（9）电流波形，因其包含的谐波较少。**故在 6 脉整流电路中，整流变压器应采用Δ/Y 或 Y/Δ接线方式而不宜采用Δ/Δ或 Y/Y 接线方式。**

6.4、12 脉整流电路的变压器接线和电源电流

12 脉整流电路中，多采用三绕组变压器供电，即两个付绕组分别对两个整流桥供电。

设 12 脉整流电路的整流变压器原绕组为Δ形,付绕组 1 接为 Y 形,接线方式为Δ/Y-11, 付绕组 2 接为Δ形，接线方式为Δ/Δ-0,变压器绕组接线图和相关电压矢量图如图 15：

图 15 中变压器原绕组与付绕组 1 的接线方式与图 13 的电路相同,变压器原绕组与付绕组 2 的接线方式与图 14 的电路相同，故利用图 13 的坐标图（10）所示的 A 相线电流（改称其为 Ia1)和图 14 的坐标图（7）所示的 A 相线电流（改称其为 Ia2)，安叠加原理，可得出原边线电流波形。波形叠加时，注意它们的主电压有 30º相位差，Ia1 滞后于本桥的 Uab 电压 60º，Ua2 滞后于本桥的 Uab 电压 30º，故 Ia1 和 Ia2 的相位相同。图 15 中也示出 Ia1、Ia2 和合成 A 相线电流波形 Ia。

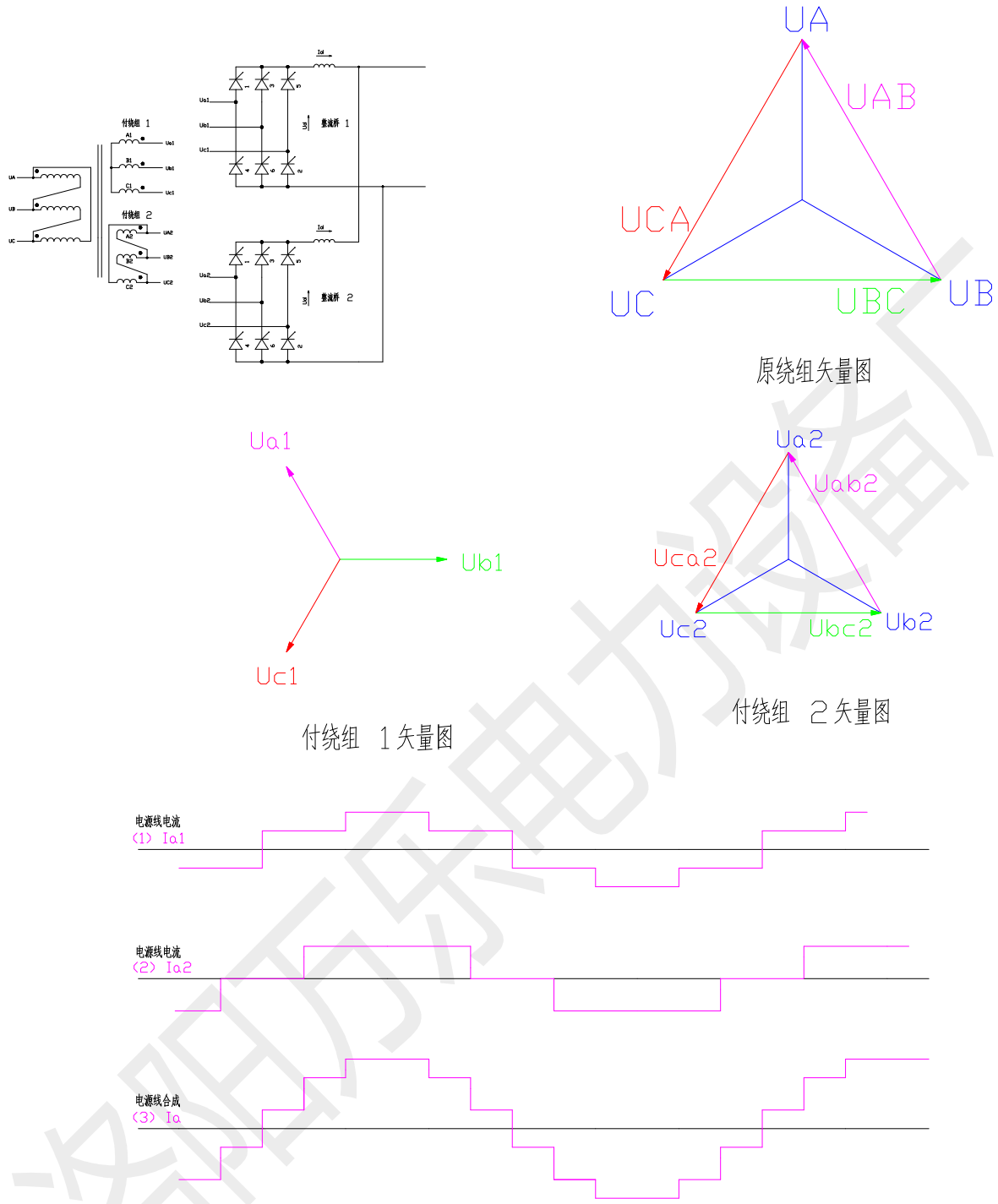


图 15：12 脉整流电路的变压器接发和电源电流波形

由图可见，采用 12 脉整流后，电源电流波形得到进一步改善，其所含谐波分量也比 6 脉整流时少，这是在大功率整流电路中优先选用 12 脉整流的主要原因。其次，12 脉整流所得到的直流电压脉动频率从 300HZ 提高到 600HZ，显然直流电流也更加平滑。

洛阳万乐电力设备厂