



3.4 大功率可控整流电路

问题的提出：对基本可控整流电路进行组合以提高可控整流电路负载能力，适应大功率负载需要

3.4.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路（引导式学习）

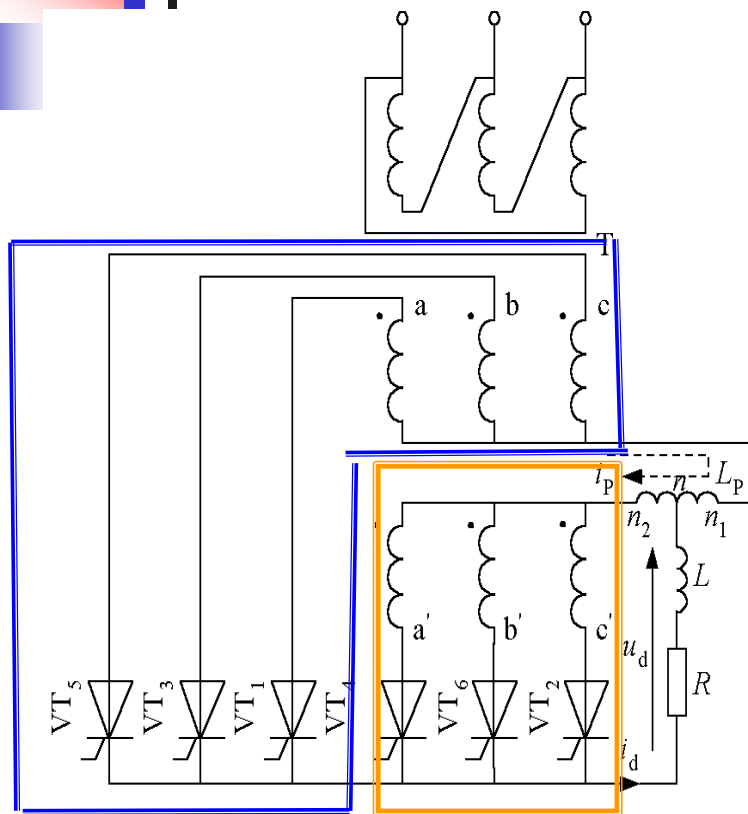
3.4.2 多重化整流电路

■ 学习提示：

- 学习电力电子电路功率扩展的技术手段
- 通过对“双反星形可控整流技术”的学习，掌握负载为低电压、大电流场合的电路构造原理
- 通过对“多重化整流技术”的学习，掌握在提高功率的同时，减小输入电流的谐波/提高功率因数的电路构建和整流控制策略。



3.4.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路



■ 电路结构分析

- 构成机理：电源并联——电压水平不变，电流负载能力增大
- “双反”——二次侧为“两组”匝数相同“极性相反”的绕组，分别接成两组三相半波电路。
- 二次侧两绕组的极性相反，若平均电流相等则直流安匝互相抵消，可消除铁芯的直流磁化
- 关键点：平衡电抗器 L_p 保证两组三相半波整流电路能同时导电

图3-37 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路



3.4.2 多重化整流电路

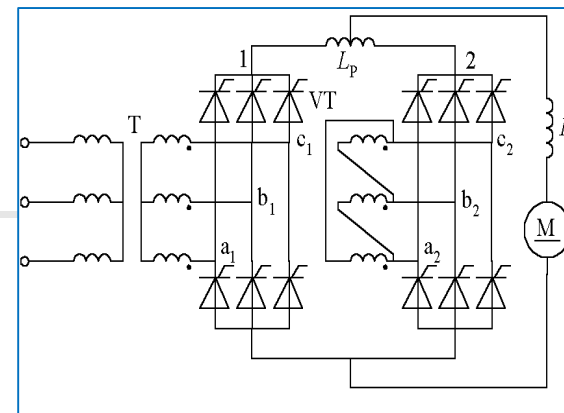
■ 问题的提出

- 整流装置功率增加→谐波和无功对电网干扰加大
- 国际电工组织和许多国家发布《标准》，限制注入电网的谐波
- 国际：IEEE519-1992：电力系统谐波控制推荐规程和要求
- 国内：GB/T 14549-1993：《电能质量 公用电网谐波》

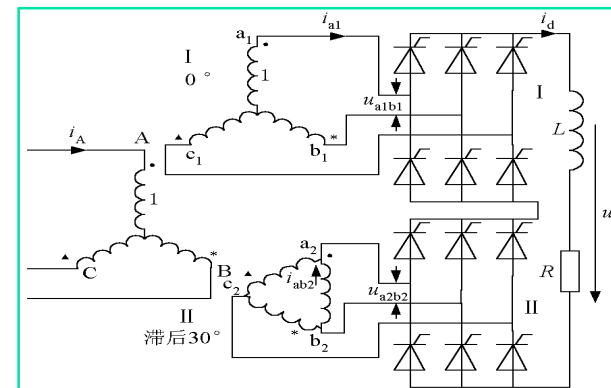
■ 解决方案之一：多重化整流技术

- 并联和串联多重联结→减少交流侧谐波
- 多重联结电路的顺序控制→提高网侧功率因数

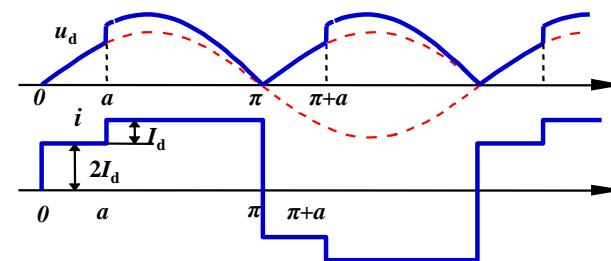
■ 学习要点：多重化技术减小网侧谐波的原理和提高网侧功率因数的原理



并联多重联结的12脉波整流电路



移相30°串联2重联结电路

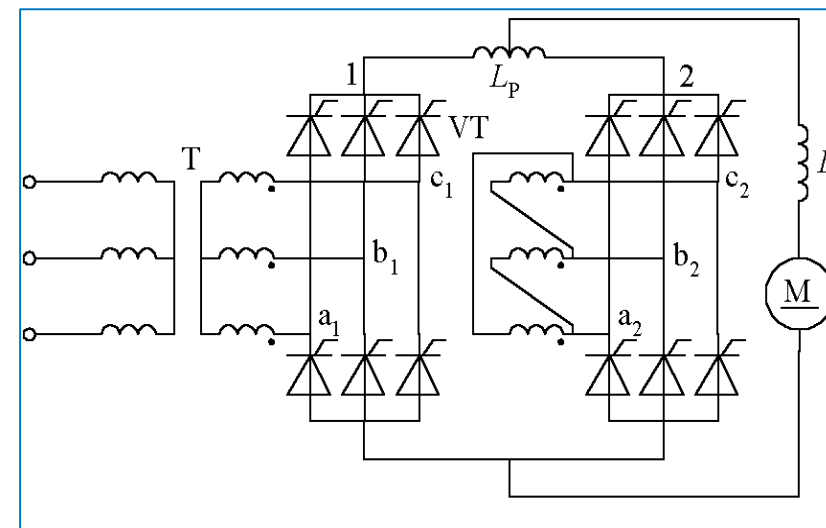


单相串联3重联结电路及顺序控制时的波形



并联二重联结的多重化整流电路

■ 结构1：并联二重联结

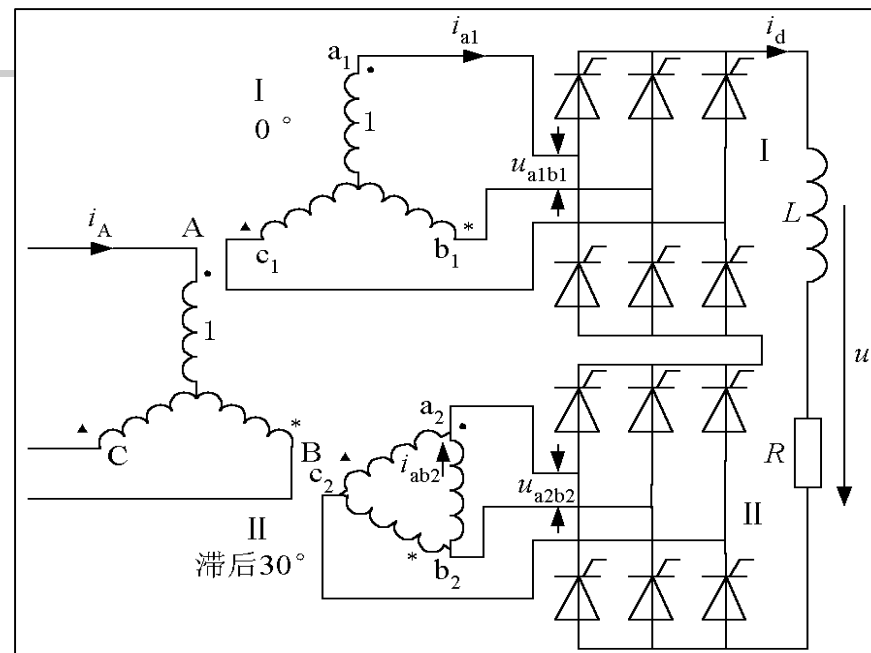


- 结构：两组全桥并联；线电压相等，相位错开 30°
- 两组的相位控制角相等，输出整流电压波形相同但相位错开 30°
- 错开 $30^\circ \rightarrow u_d$ 波形在一个交流电源周期内有12次脉动！ \rightarrow 12脉波整流电路
- 两组母线电压差被平衡电抗器 L_p （电感量较大的电感）“均衡”
- 平衡电抗器 L_p 的中点和两组桥的共阳极点引出直流母线构成直流侧



串联二重联结的多重化整流电路

■ 结构2：串联二重联结



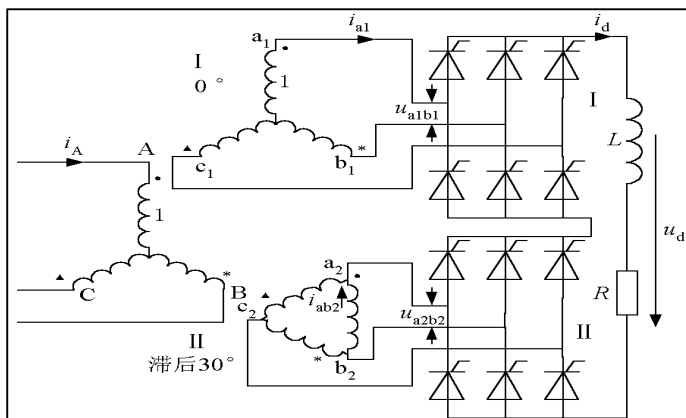
移相30°串联2重联结电路

- 结构：两组三相全控桥串联组成二重串联联结电路
- 两组输入交流线电压幅值相等、相位差30°
- 两组相位控制角相同，输出整流电压波形相同，但相位错开30°
- 相位错开30° → u_d 波形在一个交流电源周期内有12次脉动！ → 12脉波整流电路

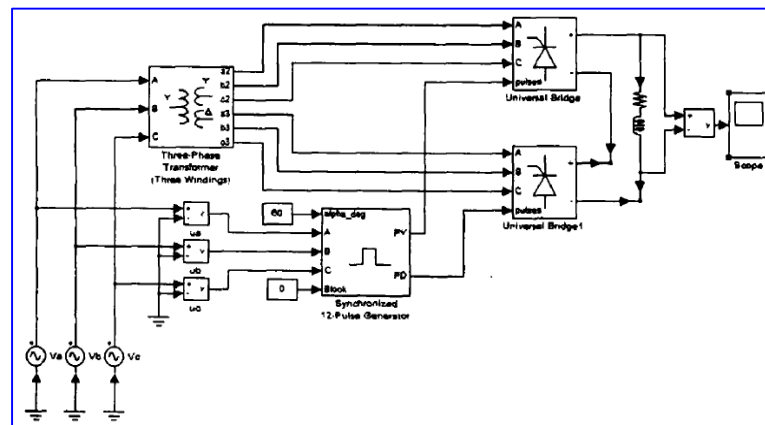


串联二重联结的多重化整流电路

■ 串联二重联结电路的仿真分析：模型与整流电压波形

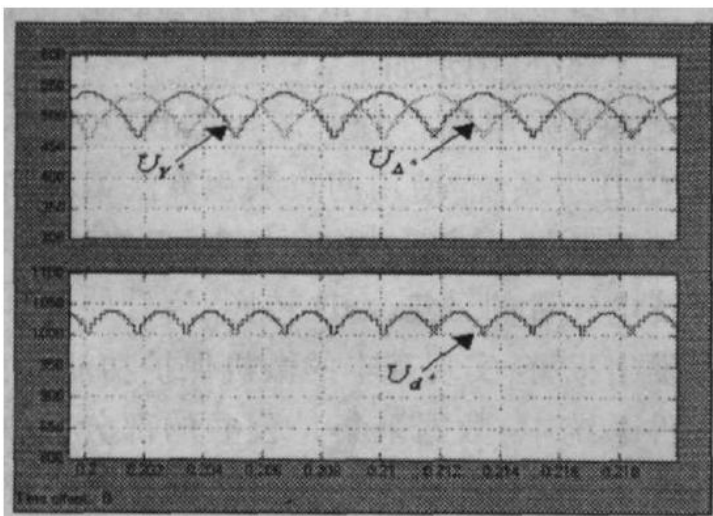


移相30°串联二重联结电路

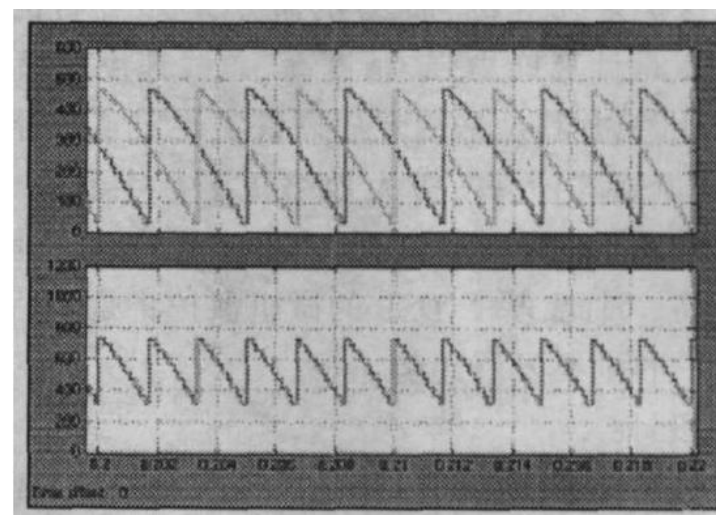


串联12脉波整流电路仿真模型

$$\alpha_1 = \alpha_2 = 0^\circ \rightarrow$$



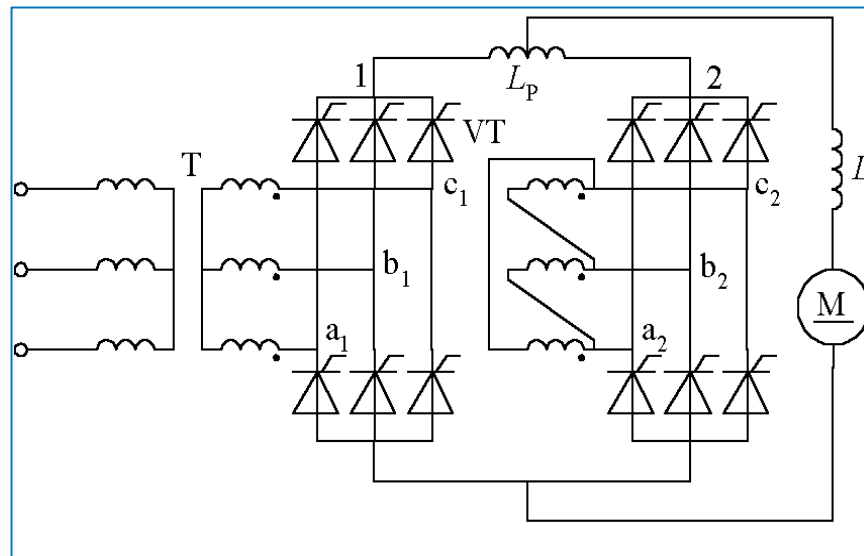
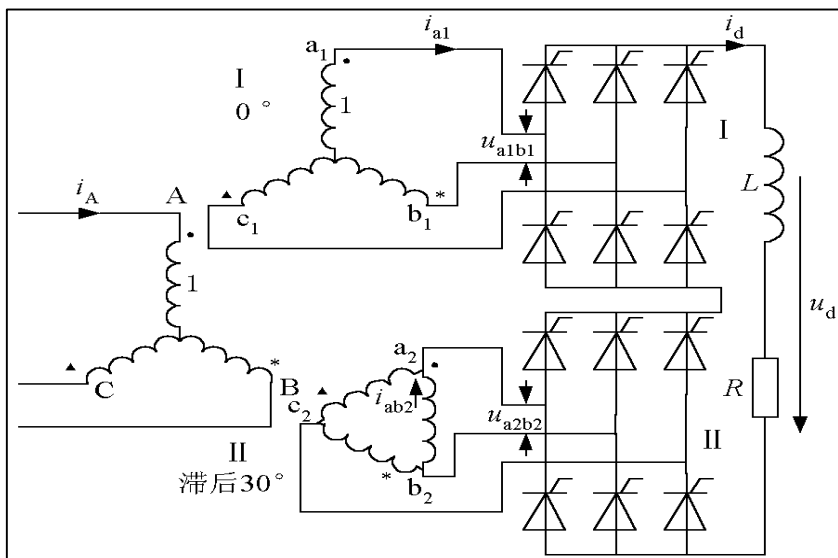
$$\leftarrow \alpha_1 = \alpha_2 = \pi/3$$





3.4.2 多重化整流电路

■ 结构1与结构2

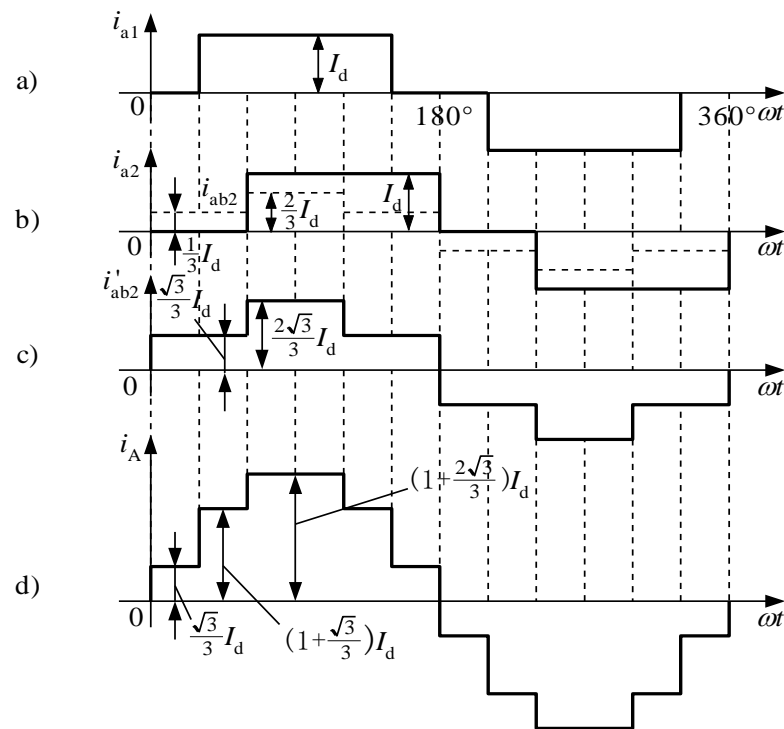
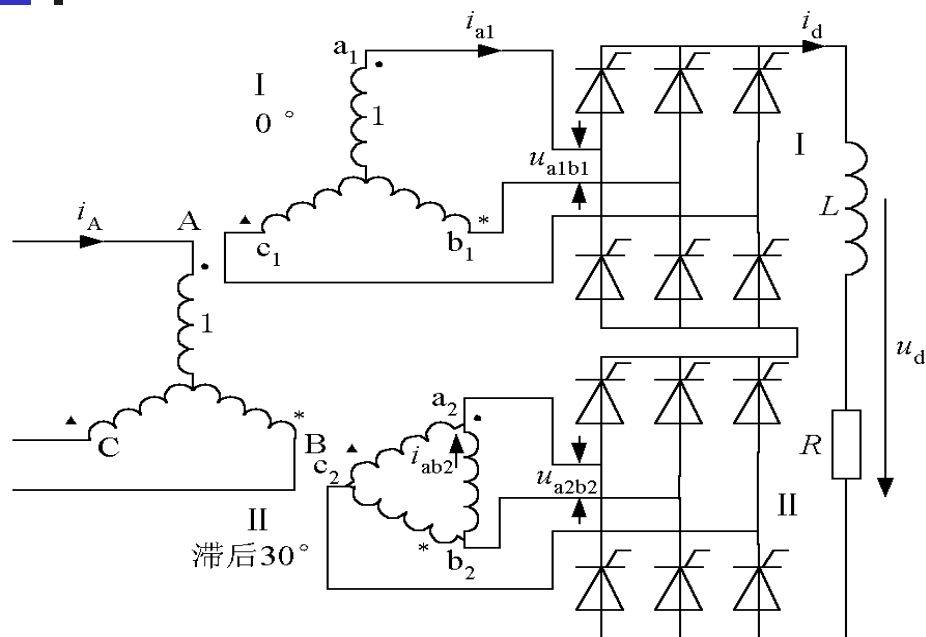


□ 结构1与结构2的一次侧电流相同：网侧电流分析方法相同



3.4.2 多重化整流电路

■ 网侧输入电流分析（以移相 30° 串联2重联结/12脉动整流电路为例）

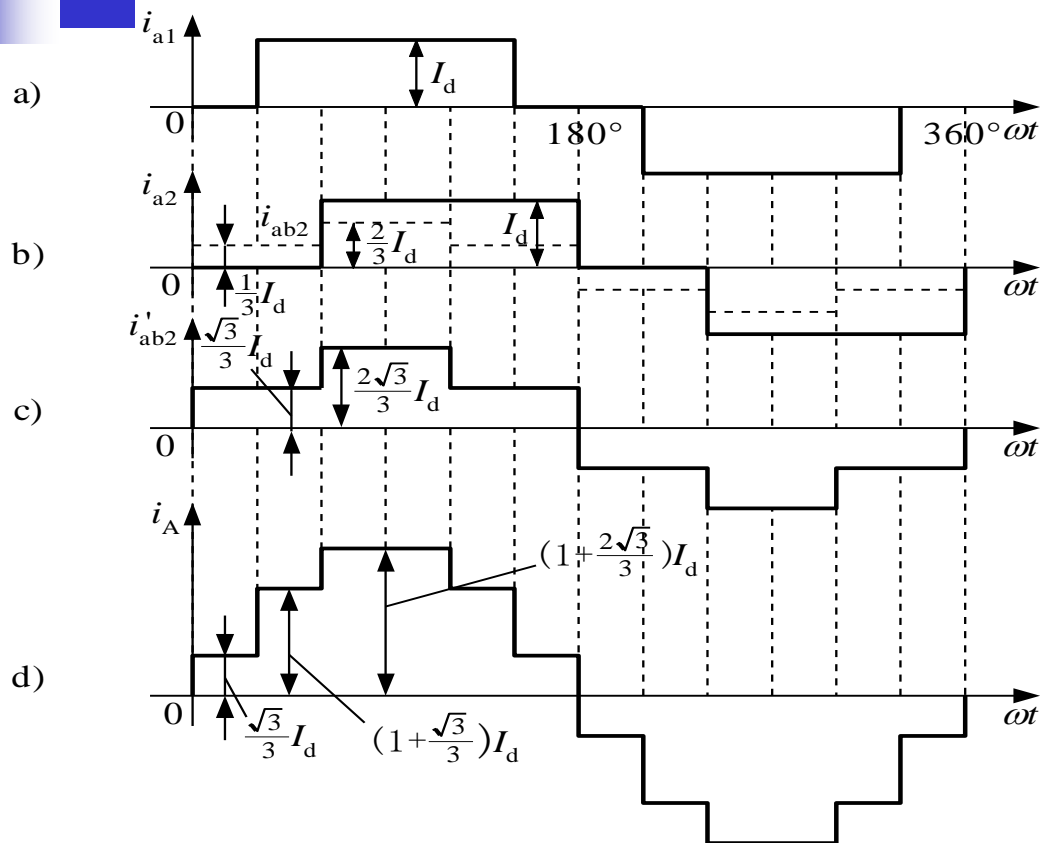


- 整流变压器两组二次绕组分别采用星形和三角形接法构成相位相差 30° 、幅值相等的线电压
- 因绕组接法不同，变压器一次绕组和两组二次绕组的匝比为 $1:1:\sqrt{3}$
- i'_{ab2} 为 i_{ab2} 折算到一次侧A相绕组中的电流： $i_A = i_{a1} + i'_{ab2}$



3.4.2 多重化整流电路

■ 网侧输入电流分析（以移相 30° 串联2重联结/12脉动整流电路为例）



□ 对 i_A 波形进行傅里叶分析，可得

基波幅值 I_{m1} : $I_{m1} = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d$ （单桥为 $\frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d$ ）

n次谐波幅值 I_{mn} : $I_{mn} = \frac{1}{n} \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d$ $n = 12k \pm 1, k = 1, 2, 3, \dots$

谐波次数为 $12k \pm 1$ ，其幅值与次数成反比

□ 其他特性：

直流输出电压 $U_d = \frac{6\sqrt{6}U_2}{\pi} \cos \alpha$

位移因数 $\cos \varphi_1 = \cos \alpha$ （单桥时相同）

功率因数 $\lambda = \cos \varphi_1 = 0.9886 \cos \alpha$

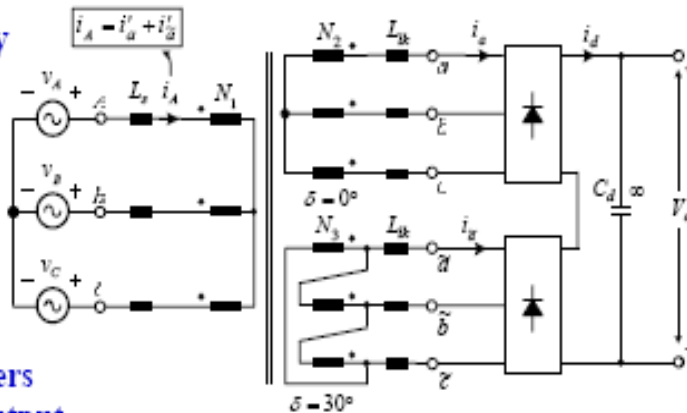


3.4.2 多重化整流电路

■ 网侧输入电流分析（以移相 30° 串联2重联结/12脉动整流电路为例）

Series-Type 12-Pulse Diode Rectifier

• Rectifier Topology



- Series type:
Two six-pulse rectifiers
are in series at the output.

- Phase shifting transformer: $\delta = \angle V_{n\delta} - \angle V_{AB} = 30^\circ$

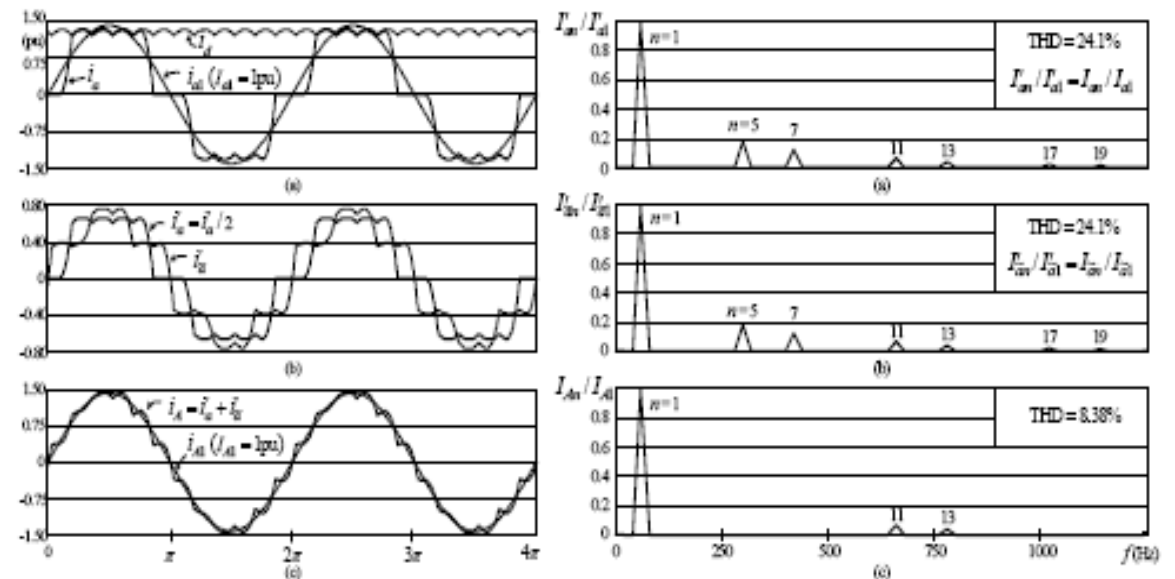
- Secondary line-to-line voltage: $V_{ab} = V_{n\delta} = V_{AB} / 2$

- Turns ratio: $\frac{N_1}{N_2} = 2$ and $\frac{N_1}{N_3} = \frac{2}{\sqrt{3}}$.

17

Series-Type 12-Pulse Diode Rectifier

• Waveforms and FFT



- No 5th or 7th harmonics in the line current.
- Primary line current THD: 8.38%



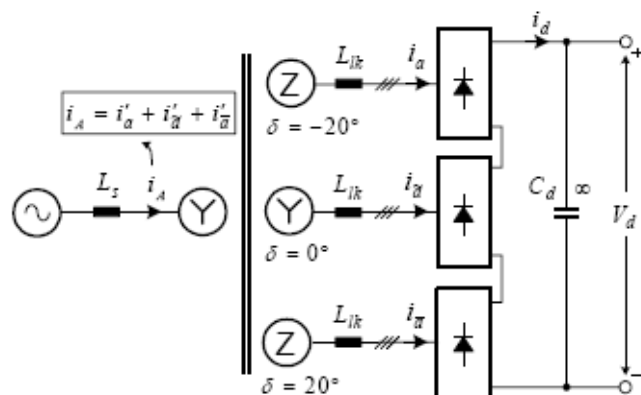
3.4.2 多重化整流电路

■ 18脉波整流电路

- 利用变压器二次绕组接法的不同，互相错开 20° ，可将三组桥构成**串联3重联结电路**
- 整流变压器采用星形三角形组合无法移相 20° ，需采用**曲折接法**。
- 整流电压 u_d 在每个电源周期内脉动18次，故此电路为**18脉波整流电路**。
- 交流侧输入电流谐波更少，为 **$18k \pm 1$ 次**（ $k=1, 2, 3\dots$ ）， u_d 的脉动也更小。
- 输入位移因数和功率因数分别为： $\cos \varphi_1 = \cos \alpha$ ， $\lambda = 0.9949 \cos \alpha$

Series-Type 18-Pulse Diode Rectifier

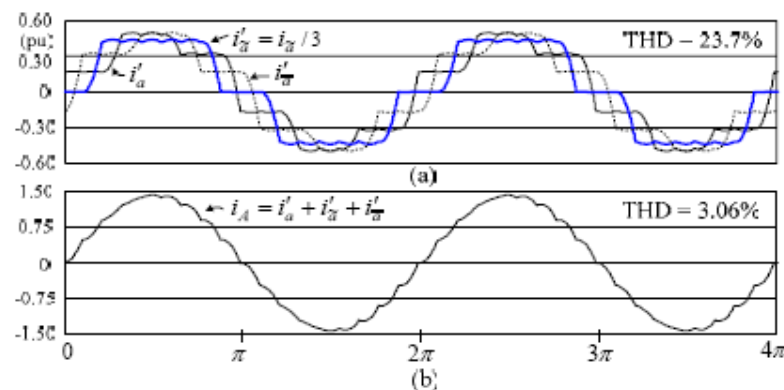
• Converter Topology



Phase-Shifting
(Zigzag) Transformer

Series-Type 18-Pulse Diode Rectifier

• Simulated Waveforms



- No 5th, 7th, 11th, or 13th harmonics in the line current.
- Lowest harmonic: 17th
- Line current THD: 3.06%



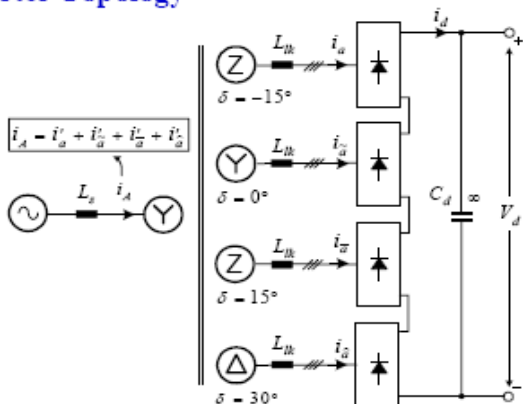
3.4.2 多重化整流电路

■ 24脉波整流电路

- 利用变压器二次绕组接法的不同，互相错开 15° ，可将三组桥构成**串联4重联结电路**
- 整流变压器采用星形三角形组合无法移相 15° ，需采用**曲折接法**。
- 整流电压 u_d 在每个电源周期内脉动24次，故此电路为**24脉波整流电路**。
- 交流侧输入电流谐波更少，为 **$24k \pm 1$ 次**（ $k=1, 2, 3 \dots$ ）， u_d 的脉动也更小。
- 输入位移因数和功率因数分别为： $\cos \varphi_l = \cos \alpha$ ， $\lambda = 0.9971 \cos \alpha$

Series-Type 24-Pulse Diode Rectifier

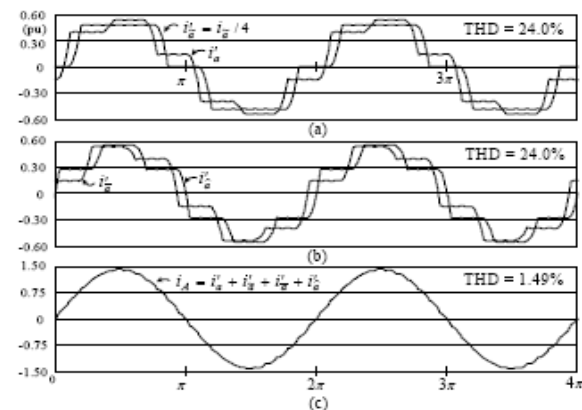
• Converter Topology



Phase-Shifting
(Zigzag) Transformer

Series-Type 24-Pulse Diode Rectifier

• Typical Waveforms



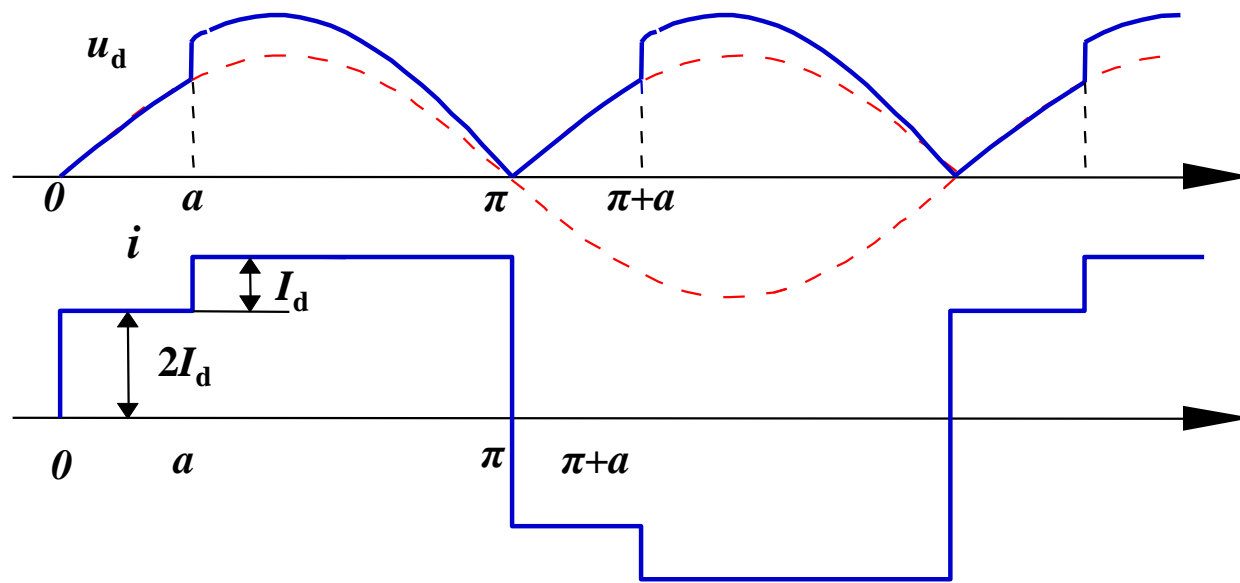
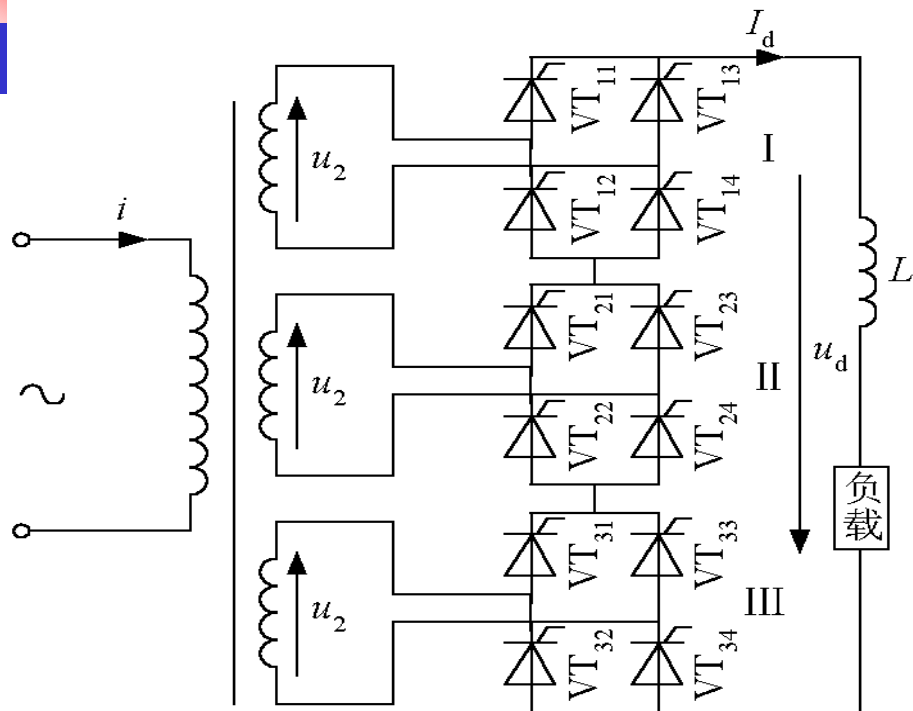
- Lowest line current harmonic: 23th
- THD: 1.49%

采用多重联结的方法并不能提高**位移因数**，但可使**输入电流谐波**大幅减小，从而也可以在一定程度上提高**功率因数**。



多重联结电路的顺序控制

以3重联结/18脉波整流电路为例



单相串联3重联结电路及顺序控制时的波形

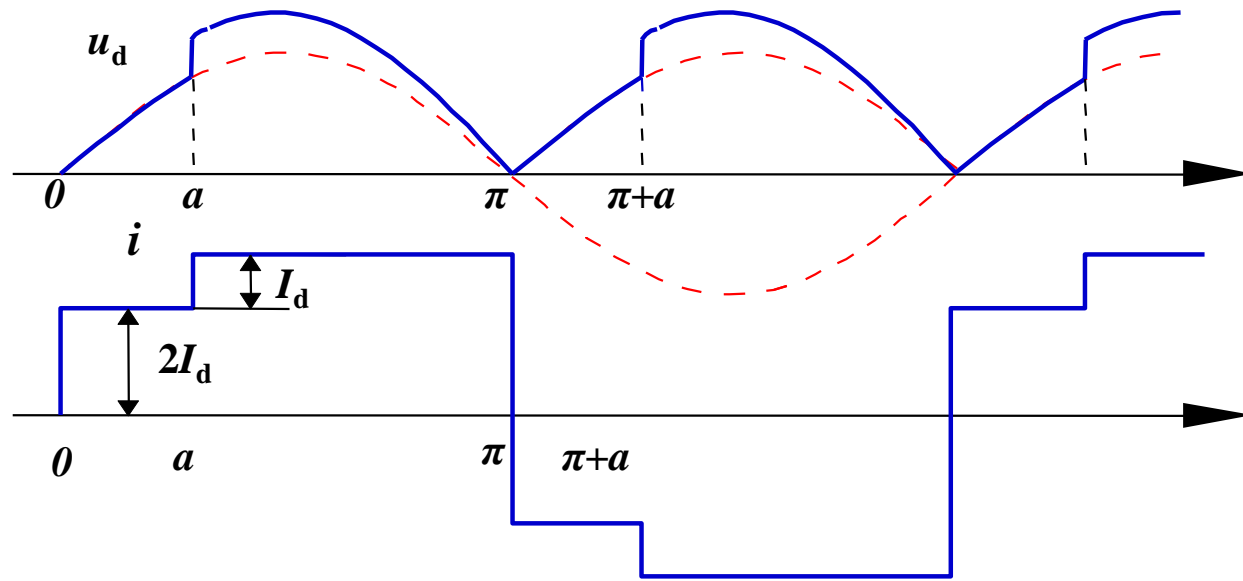
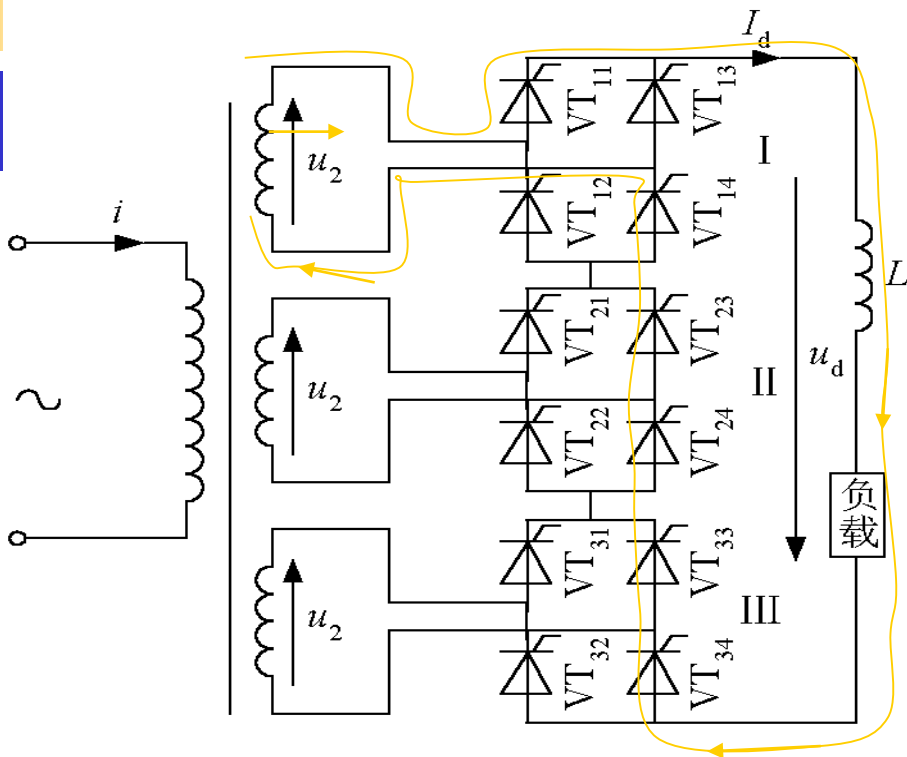
■ 控制原则

- 只对一个桥的 α 角进行控制，其余各桥根据需要输出电压而定，或者不工作为零，或者输出电压最大。
- 根据所需总直流输出电压从低到高的变化，按顺序依次对各桥进行控制，因而被称为**顺序控制**。



多重联结电路的顺序控制

以3重联结/18脉波整流电路为例



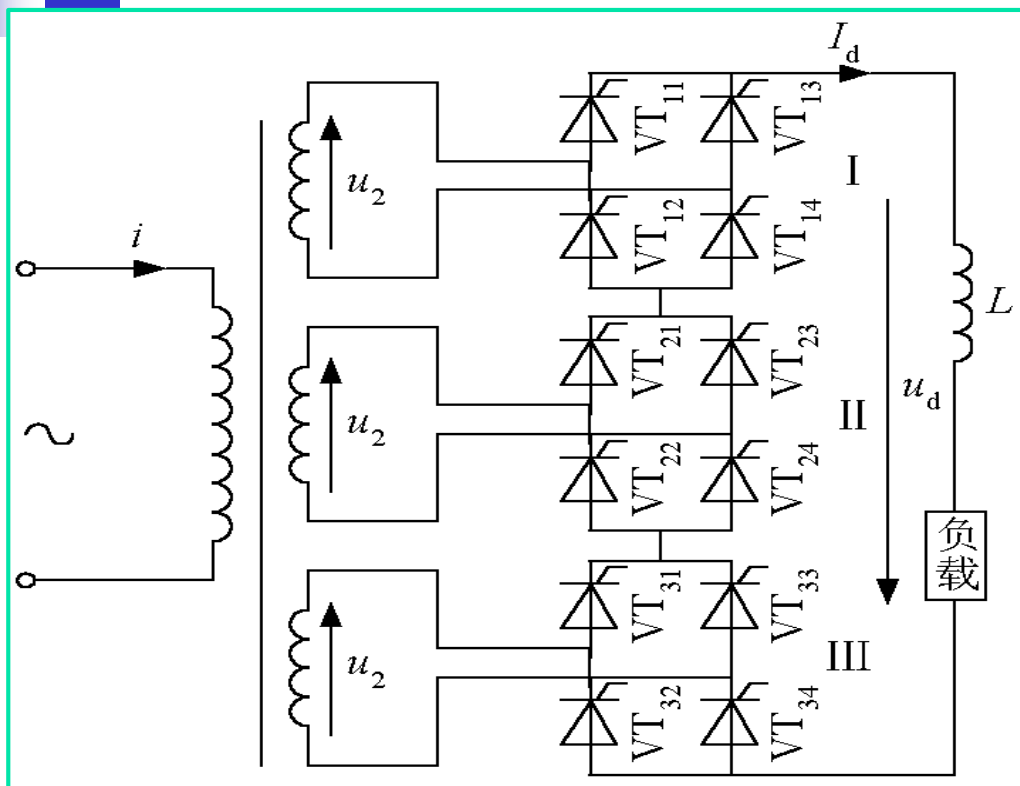
单相串联3重联结电路及顺序控制时的波形

- ❑ 当需要输出的直流电压低于最高整流电压 $U_{dm}/3$ 时，只对第I组桥的 α 角进行控制，同时保持第II、III组桥的直流输出电压为零（措施：图中导通路径）
- ❑ 当需要输出的直流电压为 $U_{dm}/3$ 时，第I组桥的 α 角为 0° 。
- ❑ 需要输出电压为 $(1/3-2/3) U_{dm}$ 时，第I组桥的 α 角固定为 0° ，第III组桥输出0，仅对第II组桥的 α 角进行控制。
- ❑ 需要输出电压为 $(2/3-1) U_{dm}$ 时，第I、II组桥的 α 角固定为 0° ，仅对第III组桥的 α 角进行控制。

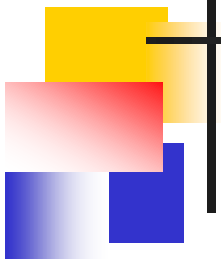


多重联结电路的顺序控制

以3重联结/18脉波整流电路为例



- 为使直流输出电压波形不含负的部分，可采取如下控制方法（以第I组桥为例）
 - 当电压相位为 α 时，触发 VT_{11} 、 VT_{14} 使其导通并流过直流电流。
 - 在电压相位为 π 时，触发 VT_{13} ，则 VT_{11} 关断，通过 VT_{13} 、 VT_{14} 续流，桥的输出电压为零而不出现负的部分。
 - 电压相位为 $\pi+\alpha$ 时，触发 VT_{12} ，则 VT_{14} 关断，由 VT_{12} 、 VT_{13} 导通而输出直流电压。
 - 电压相位为 2π 时，触发 VT_{11} ，则 VT_{13} 关断，由 VT_{11} 和 VT_{12} 续流，桥的输出电压为零。
- 顺序控制的电流波形中，正（或负）半周期内前后四分之一周期波形不对称，因此含有一定的偶次谐波，但其基波分量比电压的滞后少，因而位移因数有所提高，从而提高了总的功率因数。



The End