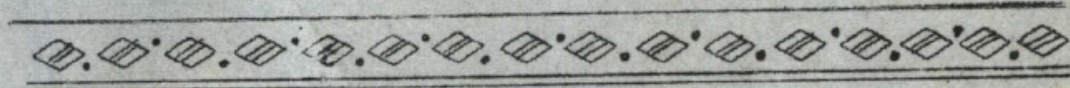


中国电工技术学会
电力电子学会

一九八一年年会论文集



(下)

1981年，电力电子学会

目 录

1 . 可控硅变流设备谐波分析及其容易与系统短路容易配合问题的探讨	1
2 . 大功率可控硅变流电源中的纹波及其抑制	19
3 . 漏磁反馈抑制可控硅电源分谐波的研究	33
4 . 论SCR自动调节装置的永久保护及其应用系统分析	41
5 . 晶闸管触发脉冲和触发电路的设计	53
6 . 用超前相角可控硅变流器改善功率因数	65
7 . 可控硅三相逆变器集成控制电路及光电耦合集成保护电路	77
8 . 二极管串联三相桥式可控硅逆变器换向参数的分析	89
9 . 对 $1/3$ 2 频交交移相变频装置静态性能及输出电压的谐波分析	102
10 . 三相桥式并联逆变器换向过程的分析	116
11 . 频敏移相双馈调速系统	126
12 . 串联调速系统在泵、风机生产机械上的应用	143
13 . 晶闸管交流调压调速系统	160
14 . 直流侧有限电抗器的可控硅变流器的负载短路过程的分析	181
15 . 可控硅无逻辑无环流可逆调速系统的研究 (1)	186
16 . 可控硅无逻辑无环流可逆调速系统的研究 (2)	196
17 . GTO斩波电路参数选择方法分析	204

18 .	逆导晶闸管 — di/dt 、 $+dv/dt$ 限制措施的研究 —— 地铁动车试验用逆导新波口研制 ————	212
19 .	逆导型可控硅新波口装置在城市无轨电车脉冲调速系统中的应用 —— 具有自动调磁、电气制动性能的逆导可控硅脉冲调速技术 ————	222
20 .	一个实用的双向变换口 ————	241
21 .	介绍一种一次调压整流线路 ————	251
22 .	可控硅电压自动控制口 ————	255
23 .	晶闸管交流控制口的几个问题 ————	259
24 .	不停电电源主系统设计问题探讨 ————	277
25 .	可控硅直接励磁的“DB-30”双频电站发电机电压波形缺口的分析与改善 ————	301
26 .	特殊波形电源及其在低温镀膜中的应用 ————	315
27 .	可控硅电源有源滤波口的试验研究 ————	323
28 .	高精度可控硅电源的研制 ————	331
29 .	DB 系列电流比较仪研制报告 ————	341
30 .	磁元件调套高精度直流纹流电源双闭环系统的设计与模拟试验 ————	349
31 .	考核大功率整流装置承受浪涌电流能力的一种试验方法 ————	368
32 .	国外大功率整流技术 ————	381
33 .	大功率整流口同相逆并联试验 —— 介绍一种高效节能的大功率整流电路 ————	397
34 .	十二万五千安硅整流口的设计要点及检测方法的探讨 ————	411

- 35 . 三相桥式十二相全流四平衡电抗四的参数计算----- 423
- 36 . 分析晶闸管系统的公害,迅速发展巨型晶体管系统---- 428
- 37 . 功率晶体管用于传动技术的一般问题----- 436

可控硅变流设备谐波分析及其容量与

系统短路容量配合问题的探讨

合肥工业大学 陆廷信
 闵光太

一、引言

可控硅变流设备对电能变换和控制，依赖于可控硅的非线性特性。当非线性效应而产生的谐波电流流入有较大容量的电网时，将引起系统电压与电流波形畸变，恶化其它用户的工作条件。高次谐波造成的公害，国外已作了相当广泛地讨论，世界上一些工业发达国家已制订了各种限制电网中高次谐波电压和电流的标准，并积极研制抑制消除谐波的措施。在我国，相应随着四化建设的发展，可控硅变流设备的广泛应用，谐波问题必然会越来越为人们所重视。

可控硅变流设备所产生的谐波有那些主要特点？应当怎样从电网和变流口的基本参数去估计母线电压畸变的程度？这是本文所要探讨的，并在理想的条件下，通过解析的方法达到这一目的。所谓理想条件，指的是：

1、对电网来说，系统的电感 L 远大于电容 C ，系统发生谐振的频率 $f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}}$ 高于通常非谐振状态下对母线电压波形畸变有较大影响的谐频，这时系统在这些谐波频率上所呈现的阻抗 $X_s(n)$ 近似为纯感抗，并与谐波次数 n 成正比，即：

$$X_{S(n)} = n \cdot X_S$$

这里 X_S 为系统的短路电抗。

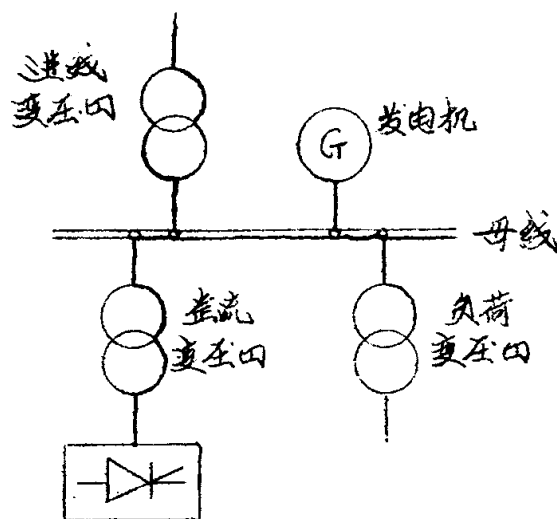
2. 对变流设备来说，略去各种内在降及损耗；各可控硅的控制角 α 相同，单桥电路的换相角 $< 60^\circ$ ；双桥电路的换相角 $< 30^\circ$ ；直流侧电抗 X_d 无限大；直流电流保持额定值 I_{dn} 。

二、单桥变流器（六脉波）

某工业供电系统如图(1)所示。该系统的各个另归算到整流变压器二次侧后，供电系统的短路电抗为

$$X_S = \frac{3U_2^2}{S_S} \quad (1)$$

这里 S_S 为系统的三相短路容量，当系统与工业企业变电所直接连接时，可取断路口的短路容量为系统的三相短路容量。



图(1) 简单的供电系统

整流变压器的漏电抗为：

$$X_T = \frac{U_K \% \times 3U_2^2}{S_T} \quad (2)$$

这里 U_K 为整流变压器的短路电压；

S_T 为整流变压器三相容量。

于是，单桥变流器的换向电抗 X_u 为：

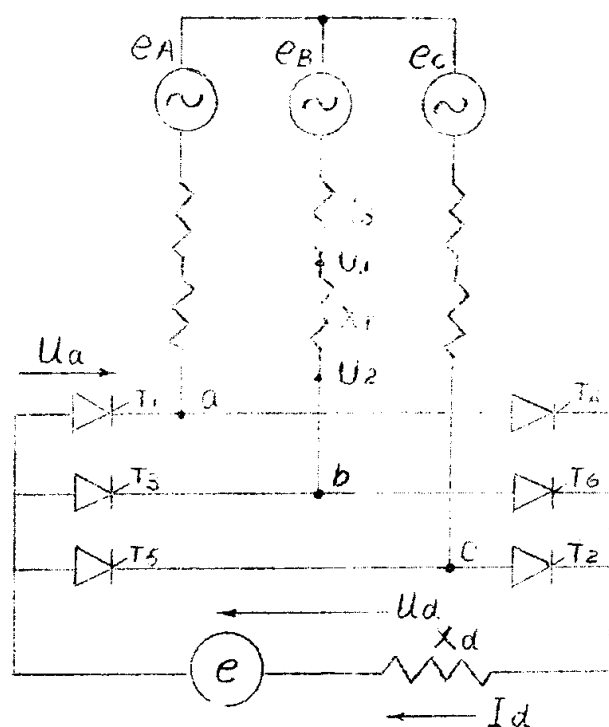
$$X_u = X_S + X_T = 3U_2^2 \left(\frac{1}{S_S} + \frac{U_K \%}{S_T} \right) \quad (3)$$

根据上述变换，得到图(2)所示的系统等效电路。

1. 可控硅阳极电压波形分析

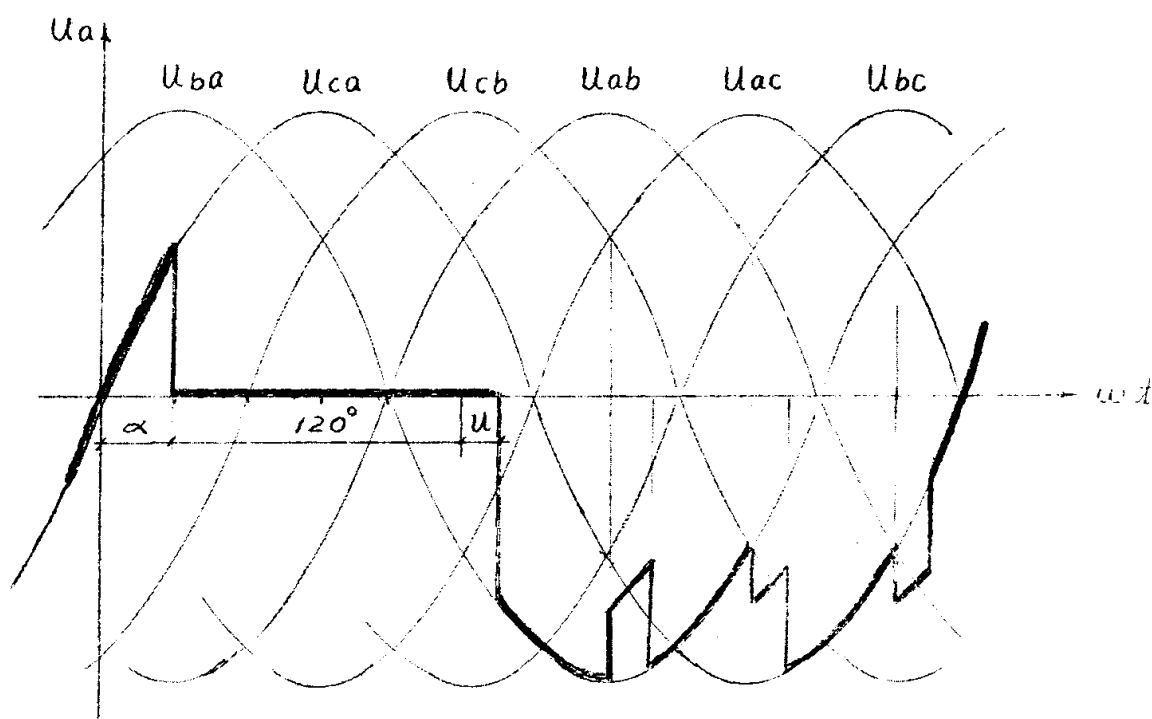
分析非线性元件可控硅的阳极电压波形，便可求得各次谐波电压。若以线电压 U_{ca} 过零点时作为时间轴起点，且对未参加换相的那一相，取相电压 U_2 等于相电势 E_2 ，则对图(2)中的可控硅 T_1 ，可作出如图(3)所示的阳极电压 U_a 波形图。若时间区间的电压方程式为：

(推导过程略)



图(2) 等值电路图

$$\alpha \leq \omega t < \alpha + 120^\circ + u : U_a = 0 \quad (4)$$



图(3) 单桥变流四可控硅阳极电压波形

$$\alpha + 120^\circ + u \leq \omega t < 180^\circ + \alpha + u :$$

$$U_a = \sqrt{3} E_{2m} \sin(\omega t + 60^\circ) \quad (5)$$

$$180^\circ + \alpha \leq \omega t < 180^\circ + \alpha + u :$$

$$U_a = \frac{3}{2} E_{2m} \sin(\omega t + 90^\circ) \quad (6)$$

$$180^\circ + \alpha + u \leq \omega t < 240^\circ + \alpha :$$

$$U_a = \sqrt{3} E_{2m} \sin(\omega t + 60^\circ) \quad (7)$$

$$240^\circ + \alpha \leq \omega t < 240^\circ + \alpha + u :$$

$$U_a = \frac{3}{2} E_{2m} \sin(\omega t + 30^\circ) \quad (8)$$

$$240^\circ + \alpha + u \leq \omega t < 300^\circ + \alpha :$$

$$U_a = \sqrt{3} E_{2m} \sin \omega t \quad (9)$$

$$300^\circ + \alpha \leq 300^\circ + \alpha + u :$$

$$U_a = \frac{3}{2} E_{2m} \sin(\omega t - 30^\circ) \quad (10)$$

$$300^\circ + \alpha + u \leq \omega t < \alpha + 360^\circ :$$

$$U_a = \sqrt{3} E_{2m} \sin \omega t \quad (11)$$

阳极电压 U_a 经过付里叶分析, 可得:

$$\text{直流分量: } U_{ad} = \frac{1}{2} \cdot \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E_2 \cos \frac{u}{2} \cos(\alpha + \frac{u}{2}) \quad (12)$$

$$\text{基波分量: } U_{a(1)} = E_2 \sqrt{B_1} \quad (13)$$

$$\text{这里 } B_1 = 1 - \frac{3}{\pi} \left\{ \left(1 - \frac{3u}{4\pi}\right) u - \frac{3}{4\pi} \sin^2 u - \left(1 - \frac{3u}{2\pi}\right) \sin u \cdot \right.$$

$$\left. \cos(2\alpha - u) \right\} \quad (14)$$

谐波分量: 当 $n = 6K \pm 1$ 时, $K = 1, 2, \dots$

$$U_{a(n)} = \frac{3}{\pi} E_2 \sqrt{C} \quad (15)$$

$$\text{这里 } C = S_1^2 + S_2^2 - 2S_1S_2 \cos(2\alpha + u) \quad (16)$$

$$S_1 = \frac{\sin(n+1) \frac{u}{2}}{n+1} \quad S_2 = \frac{\sin(n-1) \frac{u}{2}}{n-1} \quad (16-1)$$

当 $n = 3k$ 时, $k = 1, 2, \dots$

$$U_{a(n)} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_2 \sqrt{G_1} \quad (17)$$

$$\text{这里 } G_1 = C_1^2 + C_2^2 - 2C_1C_2 \cos(2\alpha + u) \quad (18)$$

$$C_1 = \frac{\cos(n+1) \frac{u}{2}}{n+1} \quad C_2 = \frac{\cos(n-1) \frac{u}{2}}{n-1} \quad (18-1)$$

对于任何一次谐波系统, 同一连接组的三相分号, 如图(2)中的 T_1 、 T_3 、 T_5 产生的电压对基频相差 120° , 对谐波则相差 $n \times 120^\circ$ 。由于 $(6k+1) \times 120^\circ = (3k \times 360^\circ) + 120^\circ$, 因此 $6k+1$ 次谐波属正序系统, 类似可得 $6k-1$ 次属负序系统, $3k$ 次属零序系统。

同一相的两个谐波流, 如 T_1 与 T_4 产生的谐波电压, 其间的相位差对基频为 180° , 同样可推得 $6k \pm 1$ 次谐波电压仍相差 180° , $3k$ 次必须分为 $6k$ 和 $2(3k-1)$ 两组, 前者相差 0° , 后者 180° 。

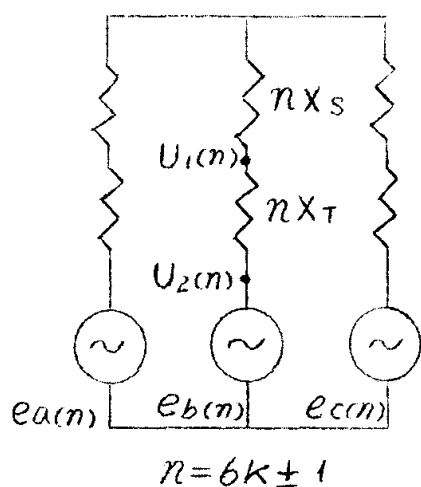
由于同次谐波电源的电压有效值相同, 各分号间的相位关系又如上所述, 因此, 仅 $6k \pm 1$ 次谐波出现在交流侧, 即差流重在中二次侧的谐波电压 $U_{2(n)}$ 为:

$$U_{2(n)} = U_{a(6k \pm 1)} \quad (19)$$

因此当讨论母线电压畸变问题时, 可用如图(4)所示的谐波网络代替可控硅电路图(2)。

流入电网的谐波电流 $I_{2(n)}$ 为:

$$I_{2(n)} = \frac{U_{2(n)}}{nX_u} = \frac{3}{n\pi} \cdot \frac{E_2}{X_u} \sqrt{C} \quad (20)$$



图(4) 进入电网的
谐波等值电路

它们在系统的谐频阻抗上的压降
 $U_1(n)$ ，即为系统中的谐波电压：

$$\begin{aligned} U_1(n) &= I_2(n) \cdot X_S(n) \\ &= \frac{X_S}{X_U} U_2(n) \\ &= A_1 U_2(n) \end{aligned} \quad (21)$$

$$A_1 = \frac{X_S}{X_U} \quad (22)$$

谐波分压系数 A_1 决定了谐波对电网影响的程度。

2. 短路容量比 $S_c \cdot R$ 和电网母线电压波形畸变的关系：

必须估计母线电压畸变的程度，以便将其减小到标准所规定的容许范围之内。短路容量比定义为 $S_c \cdot R = S_s / P_{do}$ ，它表示系统的短路容量 S_s 与变流器理想的直流功率 P_{do} 的配合情况，我们将从这个重要的参数出发，在前述的理想条件下，推导畸变因数 DF 的表达式。由于

$$P_{do} = U_{do} \cdot I_{dN} \quad (23)$$

U_{do} 为可控硅全导通，即 $\alpha = 0$ 时的空载电压，由式(12)

$$U_{do} = 2U_{ad} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E_2 \quad (24)$$

I_{dN} 为电流源额定负载电流。

变流变压器的容量 S_T 取变流器理想直流功率的 1.045 倍，即 $S_T = 1.045 P_{do}$ 。

则由(3)式所表示的换相阻抗 X_U 可写为：

$$X_u = \frac{3U_2^2}{P_{do}} \left(\frac{U_k\%}{1.045} - \frac{P_{do}}{S_s} \right) \quad (25)$$

(22) 式所表示的分压系数 A_1 可写为:

$$A_1 = \frac{1}{1 + \frac{U_k\%}{1.045} \cdot \frac{S_s}{P_{do}}} \quad (26)$$

在 I_d 恒定不变时, 三相全控桥的换向角 u 为:

$$u = \cos^{-1} \left\{ \cos \alpha - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{I_d X_u}{E_2} \right\} - \alpha \quad (27)$$

利用 (23)、(24)、(25) 式, 可得用短路容量比表示的换向角:

$$u = \cos^{-1} \left[\cos \alpha - \frac{\pi}{3} \left(\frac{U_k\%}{1.045} + \frac{P_{do}}{S_s} \right) \right] - \alpha \quad (28-1)$$

在 $\frac{\pi}{3} \left(\frac{U_k\%}{1.045} + \frac{P_{do}}{S_s} \right)$ 为不同值时, 换向角 u 与控制角 α 的

关系如图 (5) 所示。

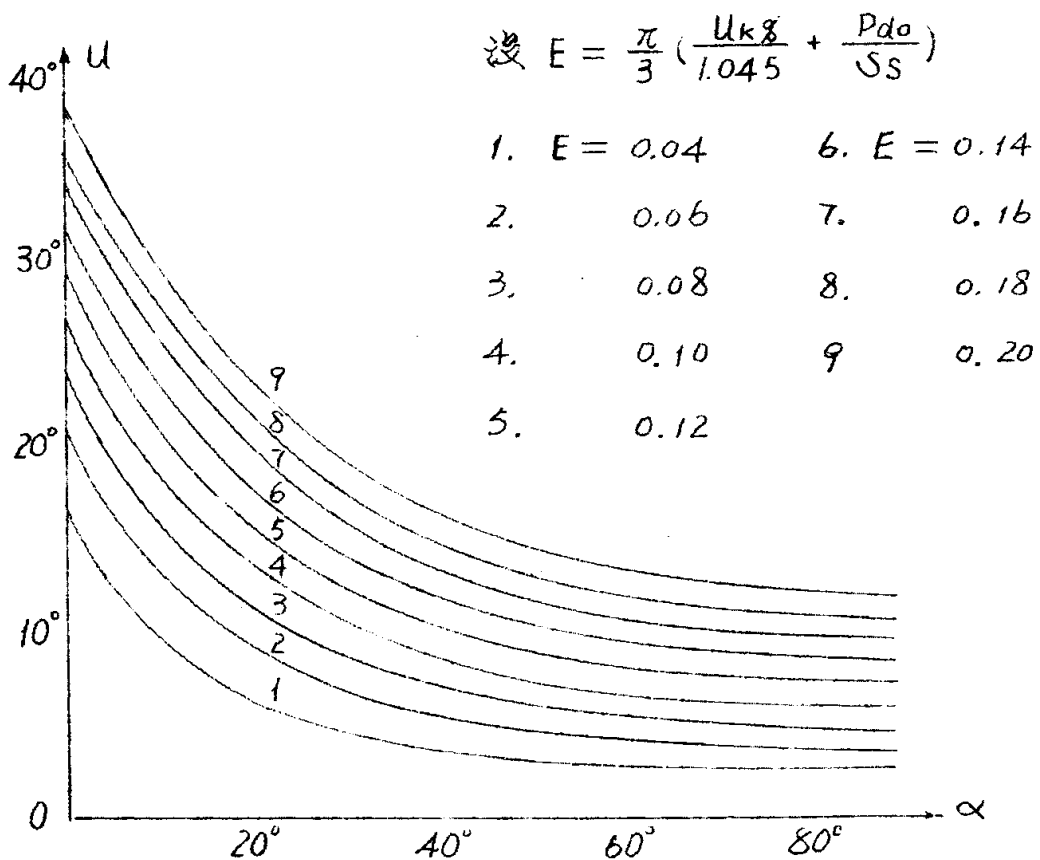


图 (5) 在 $\frac{\pi}{3} \left(\frac{U_k\%}{1.045} + \frac{P_{do}}{S_s} \right)$ 取不同值时, 控制角 α 与换向角 u 的关系曲线

以 β 表示提前角，又得逆变状态下的换向角公式：

$$U = \beta - \cos^{-1} \left[\cos \beta + \frac{\pi}{3} \left(\frac{U_k \%}{1.045} - \frac{P_{do}}{S_s} \right) \right] \quad (28-2)$$

求得换向角后，利用式(13)(14)(15)(16)便可求得基波电压 $U_{2(1)}$ 和谐波电压 $U_{2(n)}$ 。

母线电压波形畸变因数 DF 定义为：

$$DF = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{1(n)}^2}}{U_{1(1)}} \quad (29)$$

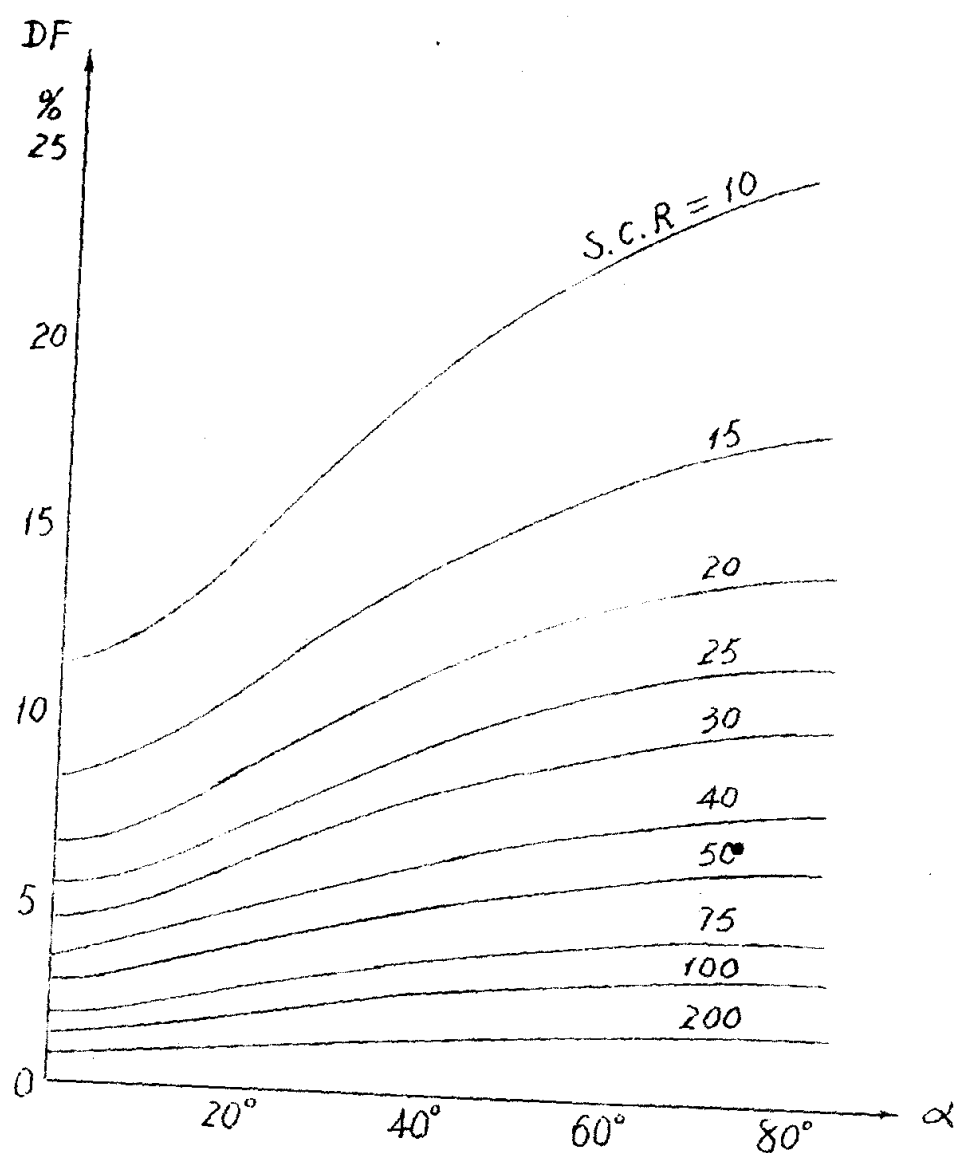
将式(13)(14)(15)(16)(21)(26)代入(29)，并取 $U_{2(1)} \doteq U_{1(1)}$ ，则有：

$$DF \doteq \frac{\pi}{3} A_1 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} C}}{\sqrt{B_1}} = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{1}{1 + \frac{U_k \%}{1.045} \cdot \frac{S_s}{P_{do}}} \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} C}{B_1}} \quad (30)$$

由于理论上仅 $6k \pm 1$ 次谐波出现在交流侧，故取 $n = 6k \pm 1$ 。有了式(30)，便可从短路容量比、控制角、直流变压器的短路电压计算母线电压畸变的程度。我们用 Z-2H 微型计算机计算了各种情况下的 DF 值。图<6>表示 $U_k \% = 8\%$ ，额定负载电流 $n = 5 \sim 37$ ，在各种短路容量比时，DF 与 α 角的关系曲线。

图<6>表示的关系对工程设计中是否需要采取抑制谐波的措施，有重要参考价值。根据图<6>就可以按照电力部门技术守则对供电系统电压质量要求的规定和按照变流器不同控制角的要求，方便地查得短路容量比 S, C, R ，从而得到直流变流器与电流短路容量相配合的容量。若不能满足要求，为了减少谐波的影响，务必采取其它抑制谐波的措施。

从图<6>可知，畸变因数是随短路比的增加而减小的。随



图(6) 不同短路比时,
畸变因数随控制角变化的曲线

控制角的增加而增加。控制角 α 和换相角 u 与谐波电压的标么值 $U_{2(n)}/E_2$ 之间的关系曲线可根据式(15)作出。从图(7)所示可知,在换相角比较小时,谐波电压分别随 α 角和 u 角的增加而增加。从图(5)可知,控制角的增加将引起 u 角的减小。但计算表明,对谐波电压的影响 u 角次于 α 角,这样 α 角增大时,虽然 u 角减小了,但谐波电压还是增加了。这一现象在深

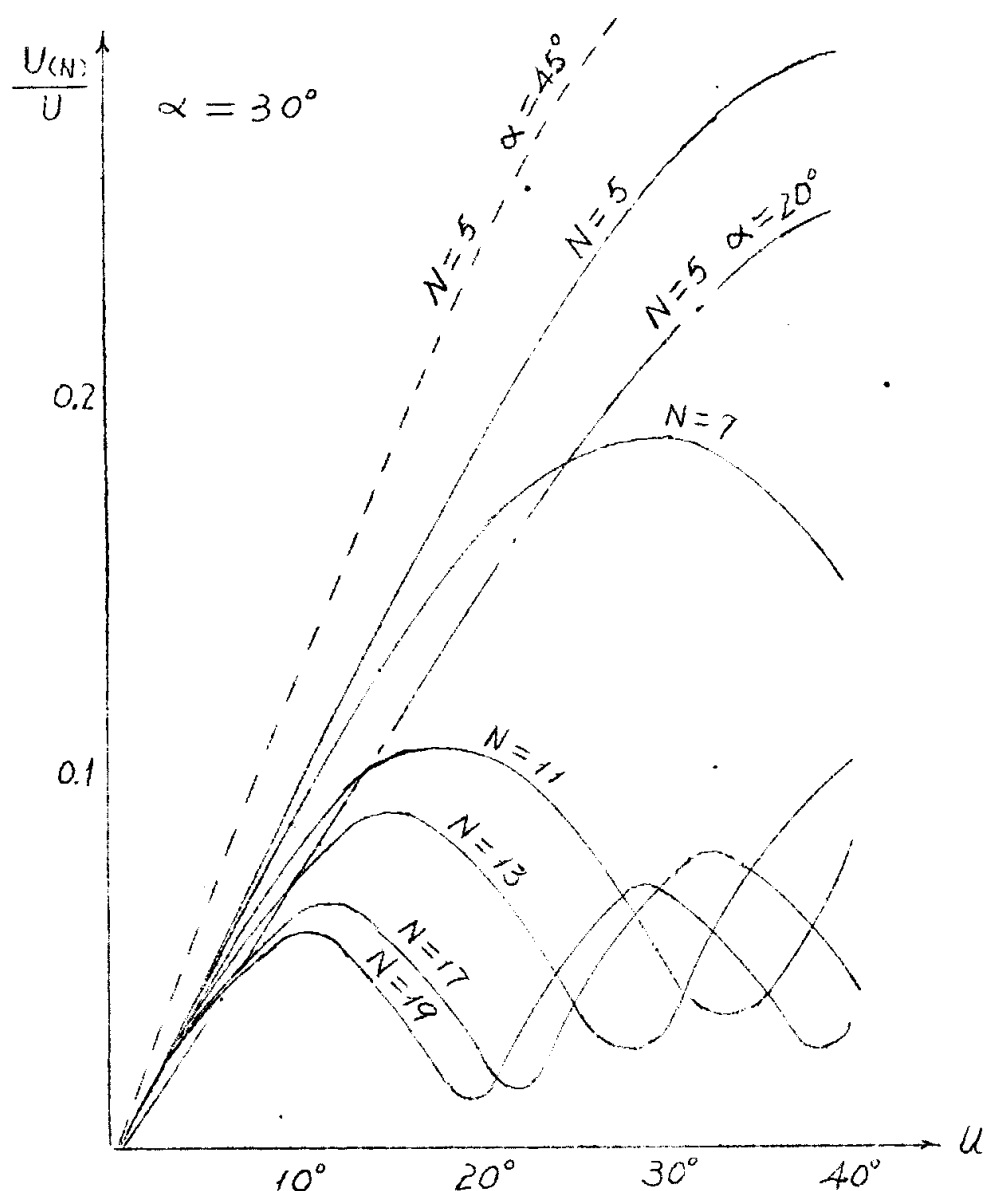


图 < 7 > 当 α 取固定值时, $U(N)/U$ 随 u 变化的曲线

控制尤为明显, 因此图 < 6 > 所示的曲线是随 α 角的增加而上升的。

三、双桥变流器 (十二脉波)

双桥变流器由两台单桥变流器并联或串联而成。设交流变压比为两台双绕组变压比, 如图 < 8 > 所示。绕组连接方式及匝比也在图上标明。II 桥的 a/a 连接的二次侧线压带后 I 桥的

$\lambda/\Delta 30^\circ$ 。换向角 $u < 30^\circ$ ，即 12 只可控硅无重叠换向现象。

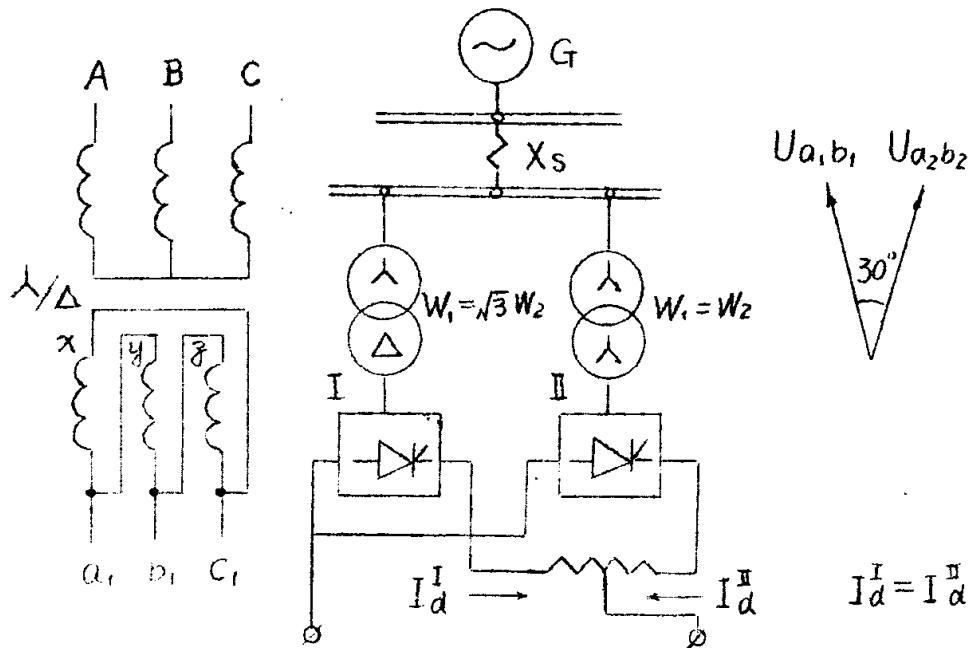


图 < 8 > 双桥变流器线路图

1. 可控硅阳极电压波形分析

在双桥电路中，当任意一桥发生换相时，相间短路所造成的电压畸变必然会通过桥间的公共总抗——系统的短路电抗而影响邻桥。影响的程度也与分压系数 A_1 有关。因此双桥的可控硅阳极电压波形中除了本桥换相引起的畸变外，还附加了邻桥换相所造成的影响。如取 II 桥的线电压 U_{ca} 过零时为时间轴起点，可控硅 T_2 的阳极电压波形如图 < 9 > 所示。电压方程为：

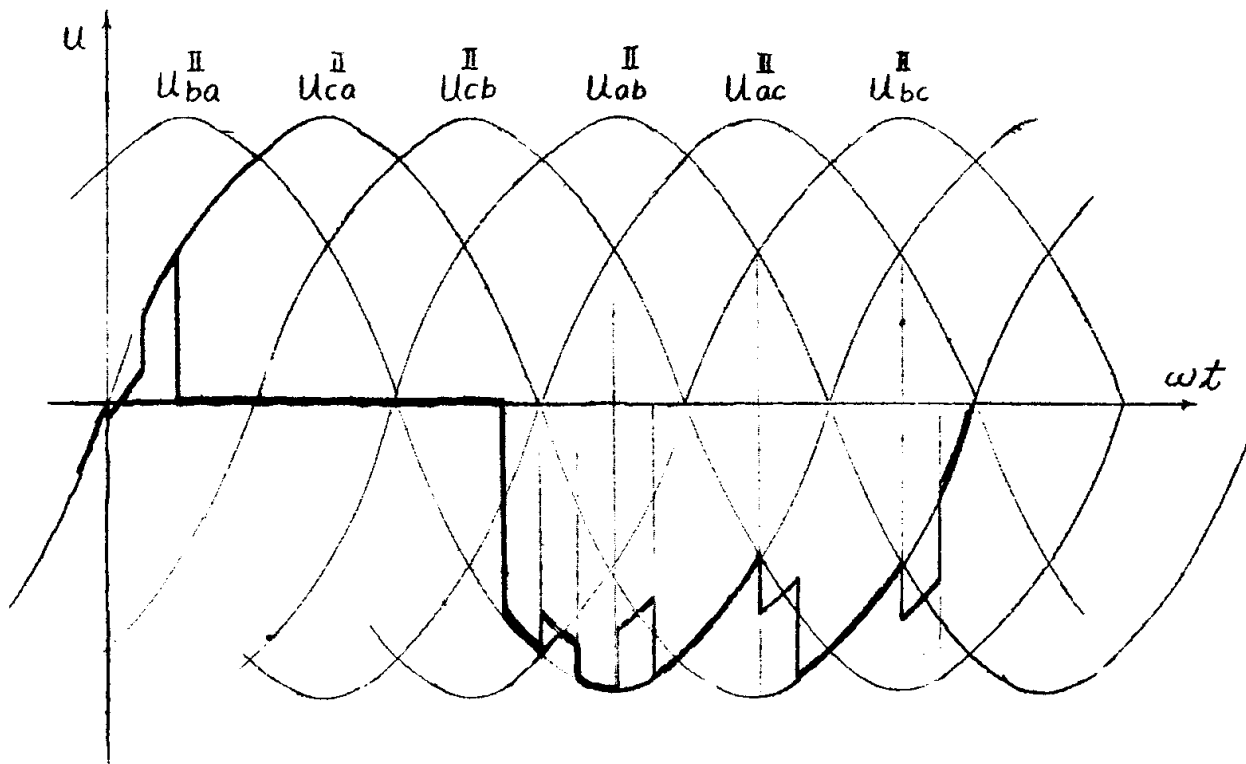
$$\alpha \leq \omega t < \alpha + 120^\circ + u : \quad U_a = 0 \quad (31)$$

$$\alpha + 120^\circ + u \leq \omega t < \alpha + 150^\circ :$$

$$U_a = \sqrt{3} E_{2m} \sin(\omega t + 60^\circ) \quad (32)$$

$$\alpha + 150^\circ \leq \omega t < \alpha + 150^\circ + u :$$

$$U_a = \sqrt{3} E_{2m} \sin(\omega t + 60^\circ) - \frac{3}{2} A_1 E_{2m} \sin(\omega t + 30^\circ) \quad (33)$$



图<9> 双桥电路可控硅阳极电压波形

$$\alpha + 150^\circ + u \leq \omega t < \alpha + 180^\circ :$$

$$U_a = \sqrt{3} E_{2m} \sin(\omega t + 60^\circ) \quad (34)$$

$$\alpha + 180^\circ \leq \omega t < \alpha + 180^\circ + u :$$

$$U_a = \frac{3}{2} E_{2m} \sin(\omega t + 90^\circ) \quad (35)$$

$$\alpha + 180^\circ + u \leq \omega t < 240^\circ + \alpha :$$

$$U_a = \sqrt{3} E_{2m} \sin(\omega t + 60^\circ) \quad (36)$$

$$240^\circ + \alpha \leq \omega t < 240^\circ + \alpha + u :$$

$$U_a = \frac{3}{2} E_{2m} \sin(\omega t + 30^\circ) \quad (37)$$

$$240^\circ + \alpha + u \leq \omega t < \alpha + 300^\circ :$$

$$U_a = \sqrt{3} E_{2m} \sin \omega t \quad (38)$$

$$\alpha + 300^\circ \leq \omega t < \alpha + 300^\circ + u :$$

$$U_a = \frac{3}{2} E_{2m} \sin(\omega t - 30^\circ) \quad (39)$$

$$\alpha + 300^\circ + u \leq \omega t < \alpha + 330^\circ :$$

$$u_a = \sqrt{3} E_{2m} \sin \omega t \quad (40)$$

$$\alpha + 330^\circ \leq \omega t < \alpha + 330^\circ + u :$$

$$u_a = \sqrt{3} E_{2m} \sin \omega t - \frac{3}{2} A_1 E_{2m} \sin(\omega t + 30^\circ) \quad (41)$$

$$\alpha + 330^\circ + u \leq \omega t < 360^\circ + \alpha :$$

$$u_a = \sqrt{3} E_{2m} \sin \omega t \quad (42)$$

$$\text{该波形的直流分量: } U_{ad} = \frac{1}{2} \cdot \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E_2 \cos \frac{u}{2} \cos(\alpha + \frac{u}{2}) \quad (43)$$

$$\text{基波分量: } U_{a(1)} = E_2 \sqrt{B_2} \quad (44)$$

$$B_2 = 1 - (1 - A_1) \cdot \frac{3}{\pi} \left\{ \left[1 - (1 + A_1) \frac{3u}{4\pi} \right] u - (1 + A_1) \frac{3}{4\pi} \sin^2 u - \left[1 - (1 + A_1) \frac{3u}{2\pi} \right] \sin u \cos(2\alpha + u) \right\} \quad (45)$$

$$\text{谐波分量: 当 } n = 12K \pm 1 \text{ 时, } K = 1, 2, \dots$$

$$U_{a(n)} = \frac{3}{\pi} E_2 (1 + A_1) \sqrt{C} \quad (46)$$

这里 C 的表达式同式(16)

$$\text{当 } n = 6(2K - 1) \pm 1 \text{ 时}$$

$$U_{a(n)} = \frac{3}{\pi} E_2 (1 - A_1) \sqrt{C} \quad (47)$$

$$\text{当 } n = 3(4K + 1) \text{ 和 } n = 3(4K + 3) \text{ 时, } K = 0$$

$$U_{a(n)} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_2 \sqrt{G_2} \quad (48)$$

$$G_2 = C_1^2 + C_2^2 + \left(\frac{2A_1}{\sqrt{3}} \right) (S_3 + S_4) + \left(\frac{2A_1}{\sqrt{3}} \right)^2 (S_1^2 + S_2^2) -$$

$$2 \cos(2\alpha + u) \cdot \left[C_1 C_2 + \left(\frac{2A_1}{\sqrt{3}} \right) S_0 + \left(\frac{2A_1}{\sqrt{3}} \right)^2 S_1 S_2 \right] \quad (49)$$

$$S_0 = \frac{\sin nu}{n^2 - 1} \quad S_3 = \frac{\sin(n+1)u}{(n+1)^2} \quad S_4 = \frac{\sin(n-1)u}{(n-1)^2}$$

C_1, C_2, S_1, S_2 分别同式(18-1)(16-1),