ICS 29.280
S 35

中华人民共和国国家标准

GB/T 25122.2—2010/IEC 61287-2:2001

轨道交通　机车车辆用电力变流器 第2部分:补充技术资料

Railway applications—Power convertors installed on board rolling stock—Part 2:Additional technical information

(IEC 61287-2:2001,IDT)

2010-09-02 发布　　2011-02-01 实施

中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局
中国国家标准化管理委员会　发布

目　次

前言 …… Ⅰ
1　范围和概况 …… 1
1.1　范围 …… 1
1.2　变流器的种类 …… 1
1.3　技术资料 …… 1
1.4　变流器参数 …… 1
2　规范性引用文件 …… 3
3　直接变流器 …… 4
3.1　外部换相整流器 …… 4
3.2　自换相整流器 …… 16
3.3　斩波器 …… 18
3.4　逆变器 …… 34
4　间接变流器 …… 44
4.1　间接变流器的种类 …… 44
4.2　间接变流器的电路结构和基本性能 …… 44
4.3　间接变流器的基本参数 …… 44
4.4　间接变流器的控制方式 …… 44
4.5　多级间接变流器 …… 44
4.6　间接变流器的分析 …… 44
5　多电源供电的机车车辆变流器 …… 44
5.1　变流器的种类 …… 44
5.2　变流器的电路结构和基本性能 …… 44
5.3　变流器的基本参数 …… 44
5.4　变流器的控制方式 …… 44
5.5　多级变流器 …… 44
5.6　变流器分析 …… 44
附录A（规范性附录）　图形表示法 …… 45

前　言

GB/T 25122《轨道交通　机车车辆用电力变流器》由以下两部分组成：

——第1部分：特性和试验方法；

——第2部分：补充技术资料。

本部分为GB/T 25122《轨道交通　机车车辆用电力变流器》的第2部分。

本部分采用翻译法等同采用IEC 61287-2:2001《轨道交通　机车车辆用电力变流器　第2部分：补充技术资料》(英文版)。

为便于使用，本部分做了下列编辑性修改：

——“本国际标准”一词改为“本部分”；

——用“.”代替作为小数点的逗号“,”；

——删除国际标准的前言。

本部分附录A为规范性附录。

本部分由中华人民共和国铁道部提出。

本部分由全国牵引电气设备与系统标准化技术委员会(SAC/TC 278)归口。

本部分负责起草单位：株洲南车时代电气股份有限公司。

本部分参加起草单位：株洲变流技术国家工程研究中心有限公司、永济新时速电机电器有限责任公司、南车青岛四方机车车辆股份有限公司、中国铁道科学研究院机车车辆研究所。

本部分主要起草人：冯江华。

本部分参加起草人：严树钢、刘贵、胡家喜、宋春龙、刘泰、仝力。

轨道交通　机车车辆用电力变流器
第2部分:补充技术资料

1　范围和概况

1.1　范围

GB/T 25122的本部分说明了机车车辆电力电子变流器(例如外部换相整流器、自换相整流器、斩波器和逆变器)的基本电路结构、控制方法、工作方式和性能。本部分列出了典型的图表和例子进行论述,但并没有论述变流器的所有方面。

本部分是GB/T 25122.1—2010的补充技术资料。

本部分的主要内容是计算电气参数,如输入/输出电压、输入/输出电流、电流和电压的频谱、纹波电流和电压以及谐波电流和电压。

1.2　变流器的种类

本条给出了下列几种变流器,其基本结构见1.4。

a)　直接变流器:

　1)　外部换相整流器;

　2)　自换相整流器;

　3)　斩波器;

　4)　逆变器;

b)　间接变流器;

c)　机车车辆多电源供电变流器。

1.3　技术资料

1.2中的变流器包含以下方面的内容:

a)　种类;

b)　电路结构和基本性能;

c)　基本参数;

d)　控制方式;

e)　多相变流器和多级变流器;

f)　分析。

1.4　变流器参数

下述数据不仅给出了变流器的参数,而且还用图表解释怎样计算它们的值。多级外部换相变流器可以简化为与之等效的两级外部换相变流器,参数可以从等效的两级换相变流器中获得。本条介绍了简化变流器级数的方法。

以下给出变流器的参数:

a)　变流器的输出参数

　1)　平均电压和/或方均根值电压;

　2)　平均电流和/或方均根值电流;

　3)　谐波电压/谐波电流;

　4)　纹波电压/纹波电流。

---

1)　GB/T 25122.1—2010修改采用IEC 61287-1:2005。

b) 变流器的输入参数

1) 平均电压和/或方均根值电压；
2) 平均电流和/或方均根值电流；
3) 谐波电压和谐波电流；
4) 纹波电压和纹波电流。

c) 电源输入端的基本参数

1) 平均电压和/或方均根值电压；
2) 谐波电流；
3) 纹波电流；
4) (交流电源的)功率因数。

d) 负载输入端的基本参数

1) 平均电压和/或方均根值电压；
2) 平均电流和/或方均根值电流；
3) 谐波电流；
4) 纹波电流；
5) (交流电源的)功率因数。

变流器及变流器系统的基本结构如表1～表4所示。

表1 机车车辆用直接变流器

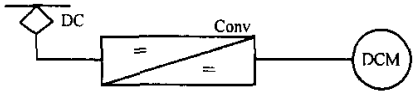
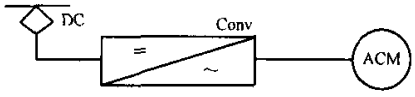
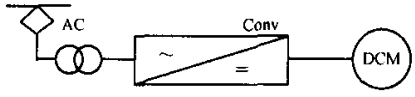
1		Conv:斩波器
2		Conv:逆变器
3		Conv:整流器

表2 机车车辆用间接变流器

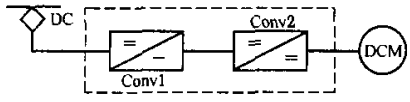
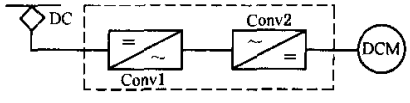
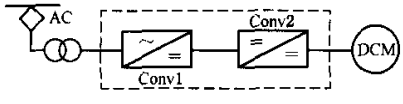
1		Conv1:斩波器 Conv2:斩波器
2		Conv1:逆变器 Conv2:整流器
3		Conv1:整流器 Conv2:斩波器

表 2（续）

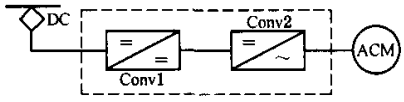
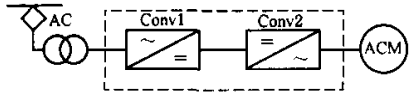
4		Conv1：斩波器 Conv2：逆变器
5		Conv1：整流器 Conv2：逆变器

表 3　机车车辆用多电源电力电子变流器

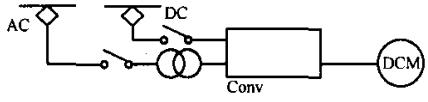
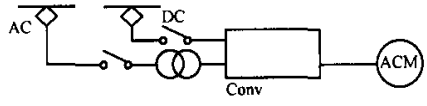
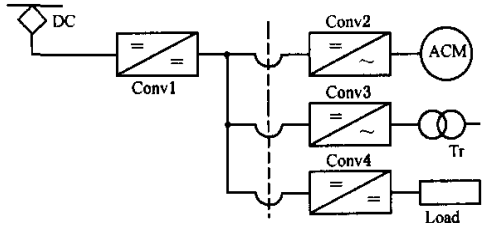
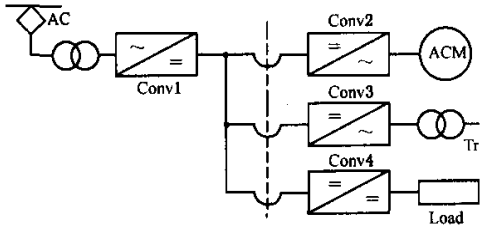
1		直流线路 Conv：斩波器 交流线路 Conv：整流器或间接交流/直流变流器
2		直流线路 Conv：逆变器或间接直流/交流变流器 交流线路 Conv：间接直流/交流变流器

表 4　变流器系统

1		Conv1：斩波器 Conv2：逆变器 Conv3：逆变器 Conv4：斩波器 Tr：变压器 Load：负载
2		Conv1：整流器 Conv2：逆变器 Conv3：逆变器 Conv4：斩波器 Tr：变压器 Load：负载

2　规范性引用文件

下列文件中的条款通过 GB/T 25122 的本部分的引用而成为本部分的条款。凡是注日期的引用文件，其随后所有的修改单（不包括勘误的内容）或修订版均不适用于本部分，然而，鼓励根据本部分达成协议的各方研究是否可使用这些文件的最新版本。凡是不注日期的引用文件，其最新版本适用于本部分。

GB/T 25122.1—2010　轨道交通　机车车辆用电力变流器　第 1 部分：特性和试验方法（IEC 61287-1:2005，MOD）

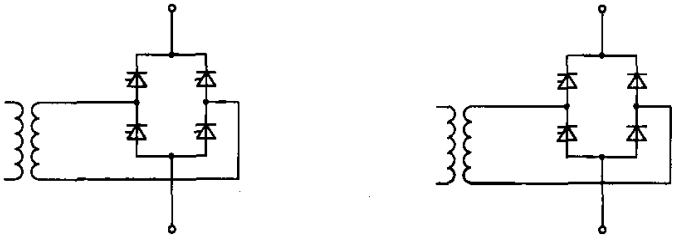
3 直接变流器

3.1 外部换相整流器

3.1.1 基本定义

3.1.1.1 基本联接

单相桥式电路的变流器有两种连接方式:均一联接是全部由晶闸管或全部由二极管组成的桥式整流电路,非均一联接是由晶闸管和二极管组成的桥式整流电路(见图 1)。



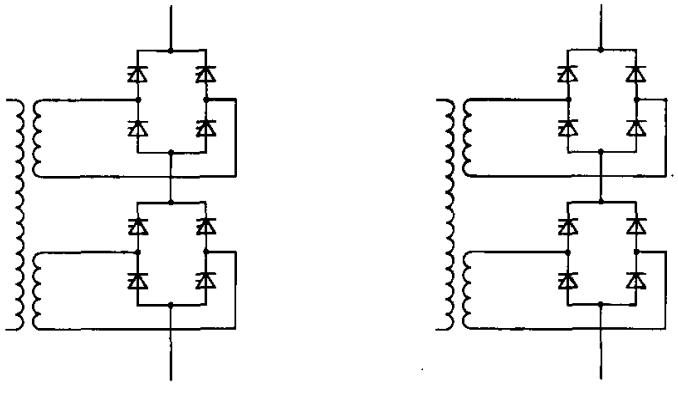
a) 均一联接　　b) 非均一联接

图 1 基本联接方式

3.1.1.2 级联联接

变流器由两个或两个以上的桥式电路串联而成的。

当使用晶闸管时,可以有次序地逐级控制桥式电路(见图 2)。



a) 均一联接　　b) 非均一联接

图 2 级联联接方式

3.1.1.3 相控方式

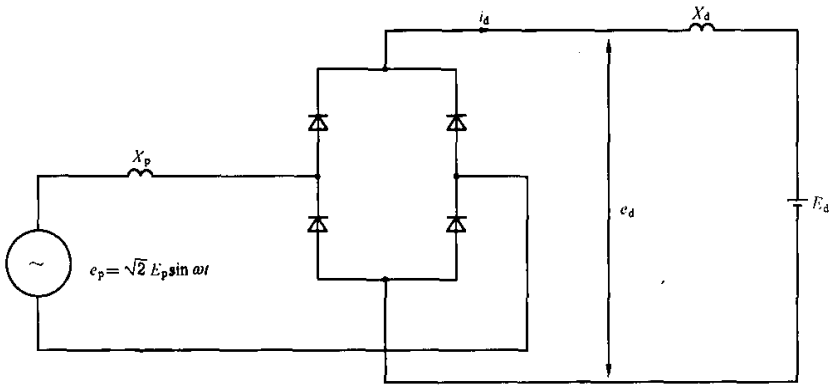
均一联接相控方式可以分为对称控制和不对称控制,非均一联接可以看成一种特殊的不对称控制。

3.1.1.4 工作方式

整流电路的性能取决于电路联接方式、相位控制方式和工作方式。

单相晶闸管整流器电路有许多种工作方式,本部分只列出实际使用的工作方式。

工作方式主要取决于电路联接方式、电路常数和控制角,有些情况下,它还取决于控制脉宽和初始电流。整流器电路的基本工作方式是由二极管组成的不可控桥式整流电路(见图 3)。



电路图和电源：

e_p——交流电源电压的瞬时值；

E_p——交流电源的方均根(r. m. s.)电压；

e_d——二极管桥式电路直流侧的瞬时端电压；

E_d——直流电动势；

i_d——直流侧电流的瞬时值；

X_p——交流侧电抗(换向电抗)；

X_d——交流电源频率对应的直流侧电抗。

图 3　整流器近似电路

下面列出整流器的四种基本工作方式：

a)　方式Ⅰ：该方式由整流期和关断期组成，例如：直流侧电流不连续；

b)　方式Ⅱ：在该方式中，整流电流直接从一对桥臂转移到另一对桥臂，没有叠加期；

c)　方式Ⅲ：该方式包括在半个周期内的叠加期、整流期、断流期，且直流侧输出电流不连续；

d)　方式Ⅳ：该方式由叠加期、整流期组成，直流侧输出电流连续。

上面的四种整流方式由直流侧电动势与交流源侧电压的比值和交流侧电抗与直流侧电抗的比值来决定。这四种方式的工作区域见图 4。

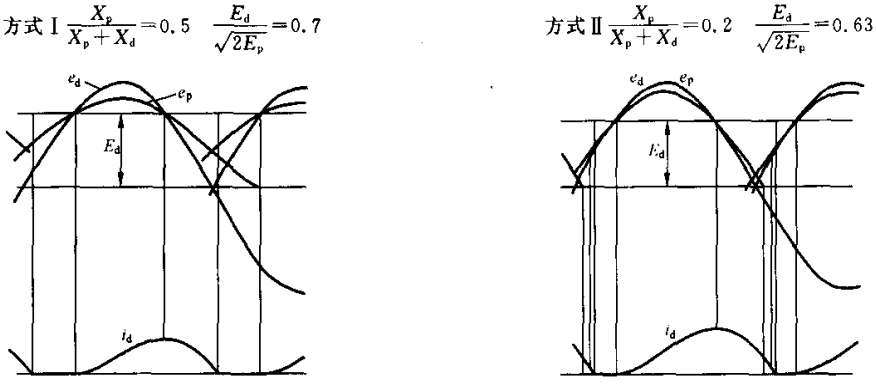
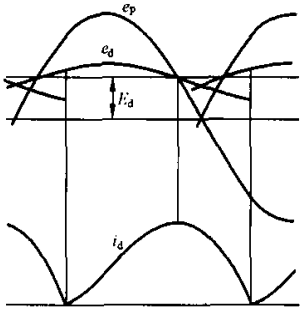
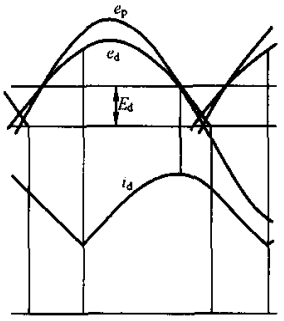


图 4　工作方式的范围

方式Ⅲ $\frac{X_p}{X_p+X_d}=0.8$ $\frac{E_d}{\sqrt{2}E_p}=0.4$



方式Ⅳ $\frac{X_p}{X_p+X_d}=0.3$ $\frac{E_d}{\sqrt{2}E_p}=0.4$



整流器的输出电压和电流波形

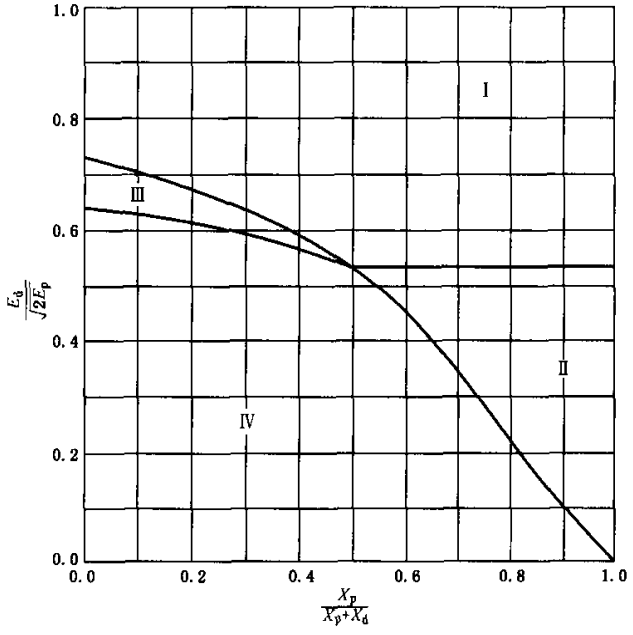


图 4（续）

3.1.2 外部换相整流器的分类

外部换相整流器的分类见表 5。

表 5 外部换相整流器的分类

级数 n	$n=1$	$n=2$	$n\geqslant3$
均一联接	二极管桥	二极管桥	二极管桥
	晶闸管桥	晶闸管桥	晶闸管桥
非均一联接	非均一桥	非均一桥	非均一桥

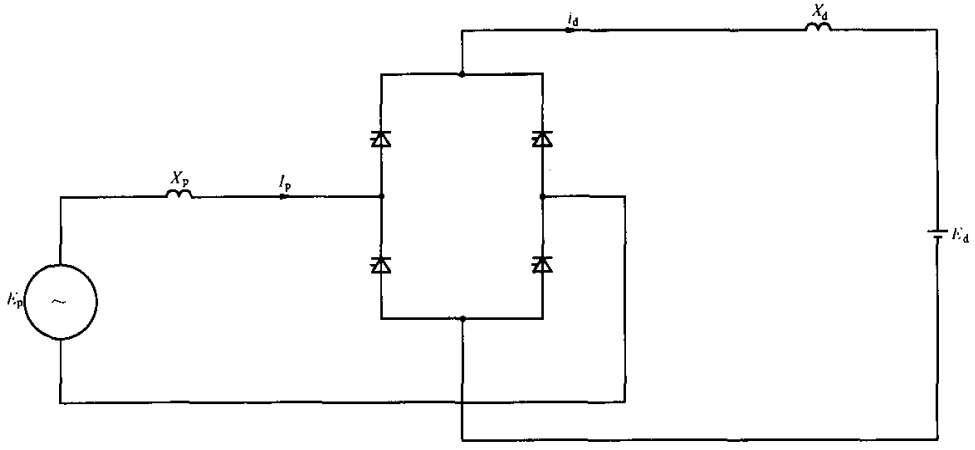
3.1.3 单级标准桥式整流器对称控制参数

对电力机车来说，单相整流器电路中电阻的影响是可以忽略不计的。如果忽略电阻，基本的单级均一变流器电路原理图如图 5 所示。电路的基本参数见附录 A 中图 A.1～图 A.6 所示。

在这些参数图表中，电压和电流分别与交流侧电压 E_p 和交流侧短路电流 E_p/X_p 有关（忽略阀组的

电压降)。

在附录 A 中图 A.1～图 A.6 的实例中,以直流侧有关的 $I_d \times X_p / E_p$ 或控制角 α 为横坐标,控制角、电抗比 X_p/X_d 和相关的直流侧电流作为参变量。



电路图和电源:

E_p——交流电源电压的方均根(r. m. s.)值;

E_d——直流电动势;

I_p——交流侧电流的方均根(r. m. s.)值;

I_d——直流侧电流的平均值;

I_c——直流侧电流的方均根(r. m. s.)值;

X_p——交流侧电抗(换向电抗);

X_d——与交流电源相应的直流侧电抗。

注:本电路不适用于端电压随电流脉动而变化的脉动电压电动机负载。

图 5 基本的单级均一桥式整流电路

符号如下所示:

电流纹波因数:
$$\mu = \frac{I_{dmax} - I_{dmin}}{I_{dmax} + I_{dmin}}$$

λ——总功率因数(负值表示逆变工况);

$\cos\varphi$——位移因数(负值表示逆变工况)。

$$J_p = \frac{\sqrt{\sum (S_n \times I_n)^2}}{\sqrt{\sum I_n^2}} \times 100\ \text{A}$$

式中:

I_n——n 次谐波电流,单位安培;

S_n——电波干扰系数。

而且假设控制脉冲具有合适的长度。

工作方式边界线如下所示:

…… 有效控制临界线

—•—•— 换相失败临界线

---------- 持续工作制和断续工作制的临界线

3.1.4 单级非均一桥式整流器特性

非均一桥式电路有许多种联接方式。在这些联接方式中,交流侧对称联接方式是最主要的(见图 1)。但是,在这些图表中列出的所有参数普遍适用于其他联接方式。

图 A.7～图 A.11 列出了非均一桥式变流器电路的基本参数。在这些参数表中，忽略了电抗而且假设控制脉冲有合适的长度。参数及其表示符号和均一联接变流器电路中的一样。

工作方式边界线如下所示：

…… 有效控制临界线

———— 连续工作制和断续工作制的界线

3.1.5 两级整流器特性

3.1.5.1 电路结构

除了主变压器的两个次边绕组的变比不同外，两级桥式连接(见图 6)的特性与普通的多级桥式联接电路的特性相同。

特性参数的符号如下所示：

E_p——交流网侧电压的方均根(r. m. s.)值；

E_{p1}，E_{p2}——交流阀侧电压的方均根(r. m. s.)值；

$$E_{p1}+E_{p2}=E_p$$

$$a_1=E_{p1}/E_p, a_2=E_{p2}/E_p (a_1+a_2=1)$$

E_d——直流电动势；

I_p——交流网侧电流的方均根(r. m. s.)值；

I_{p1}，I_{p2}——交流阀侧电流的方均根(r. m. s.)值；

I_d——直流侧电流的平均值；

X_{p1}，X_{p2}——交流侧电抗(换相电抗)；

X_p——交流侧总绕组的电抗值；

$$X_{p1}+X_{p2}=X_p$$

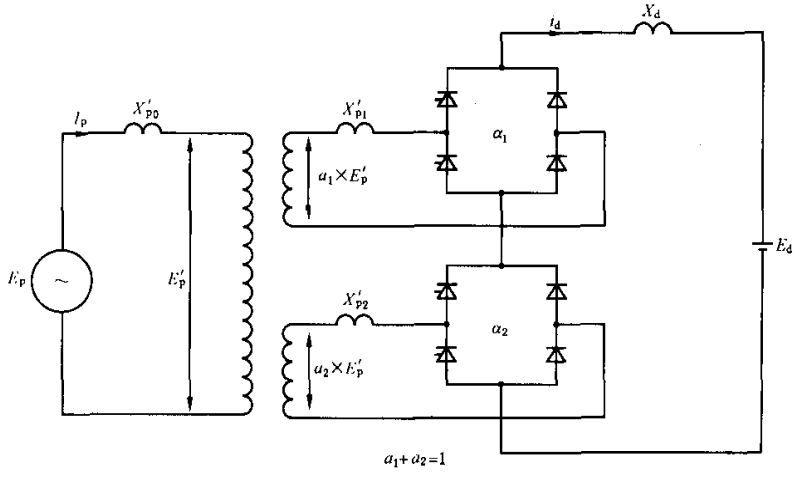
$$X_{p1}=a_1X_p, X_{p2}=a_2X_p$$

X_d——交流侧电网频率相应的直流侧电抗值；

α_1——a_1 绕组侧 α_1 桥的控制角；

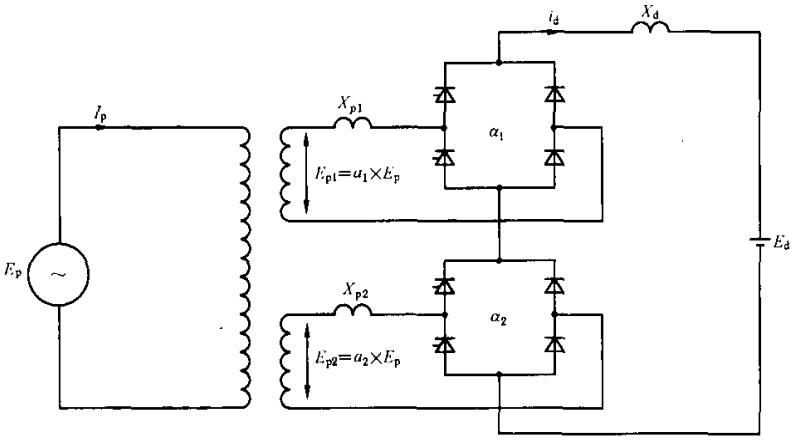
α_2——a_2 绕组侧 α_2 桥的控制角；

K——交流侧电抗和直流侧电抗的比值($K=X_p/X_d$)。



a) 电路结构

图 6 普通多级级联联接电路的结构



$$X_{p1}=X'_{p1}+a_1X'_{p0}$$

$$X_{p2}=X'_{p2}+a_2X'_{p0}$$

$$a_1+a_2=1$$

b) 实际等效电路

图 6（续）

3.1.5.2 计算方法

下面是计算桥式级联电路特性的近似方法：

其中：

()a_1——单级变流电路中的特性控制角 α_1 和 K；

()a_2——单级变流电路中的特性控制角 α_2 和 K；

()a_1a_2——级联变流电路中的特性参数：a_1 桥对应的绕组控制角 α_1，a_2 桥对应的绕组控制角 α_2。

其中 K 是等于级联电路的电抗比（$K=X_p/X_d$）。

3.1.5.2.1 直流电压调整

$$\left(\frac{E_d}{E_p}\right)_{a_1a_2}=a_1\left(\frac{E_d}{E_p}\right)_{a_1}+a_2\left(\frac{E_d}{E_p}\right)_{a_2}$$

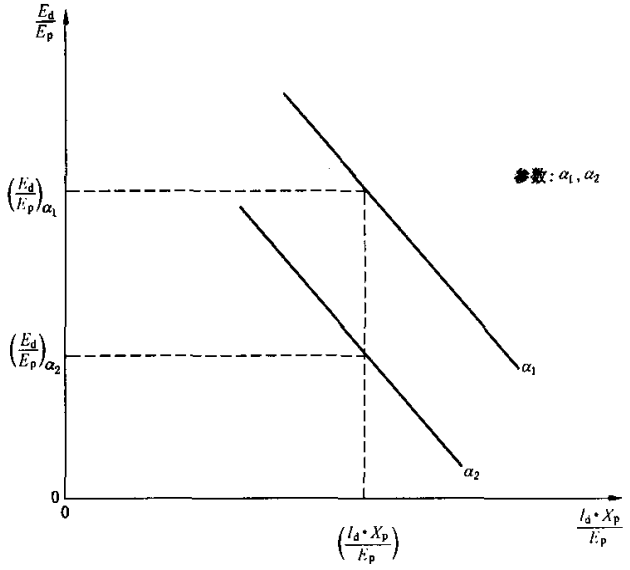


图 7 直流电压调整（见图 A.7）

3.1.5.2.2 交流侧电流

$$\left(\frac{I_p}{I_d}\right)_{\alpha_1\alpha_2} = \left| a_1\left(\frac{I_p}{I_d}\right)_{\alpha_1}(\cos\varphi_{\alpha_1} - j\cdot\sin\varphi_{\alpha_1}) + a_2\left(\frac{I_p}{I_d}\right)_{\alpha_2}(\cos\varphi_{\alpha_2} - j\cdot\sin\varphi_{\alpha_2}) \right|$$

$\varphi_{\alpha_1} = \cos^{-1}(\cos\varphi)_{\alpha_1}$（见图 10）

$\varphi_{\alpha_2} = \cos^{-1}(\cos\varphi)_{\alpha_2}$（见图 10）

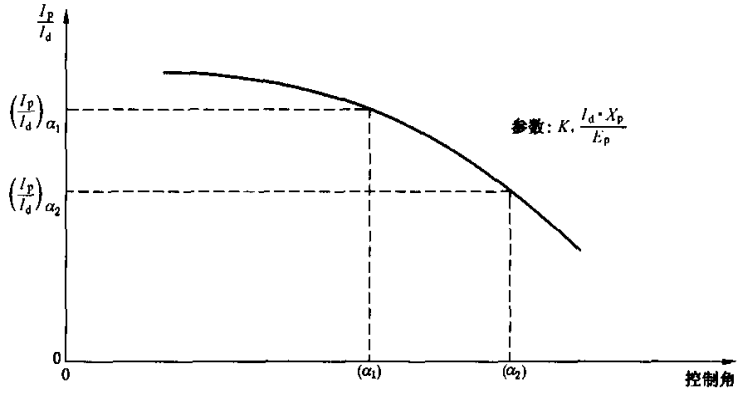


图 8 交流侧电流（见图 A.11）

3.1.5.2.3 总功率因数

$$(\lambda)_{\alpha_1\alpha_2} = \left\{ a_1\lambda_{\alpha_1}\left(\frac{I_p}{I_d}\right)_{\alpha_1} + a_2\lambda_{\alpha_2}\left(\frac{I_p}{I_d}\right)_{\alpha_2} \right\} \frac{1}{\left(\frac{I_p}{I_d}\right)_{\alpha_1\alpha_2}}$$

$$\lambda_{\alpha_1} = (\lambda)_{\alpha_1}, \lambda_{\alpha_2} = (\lambda)_{\alpha_2}$$

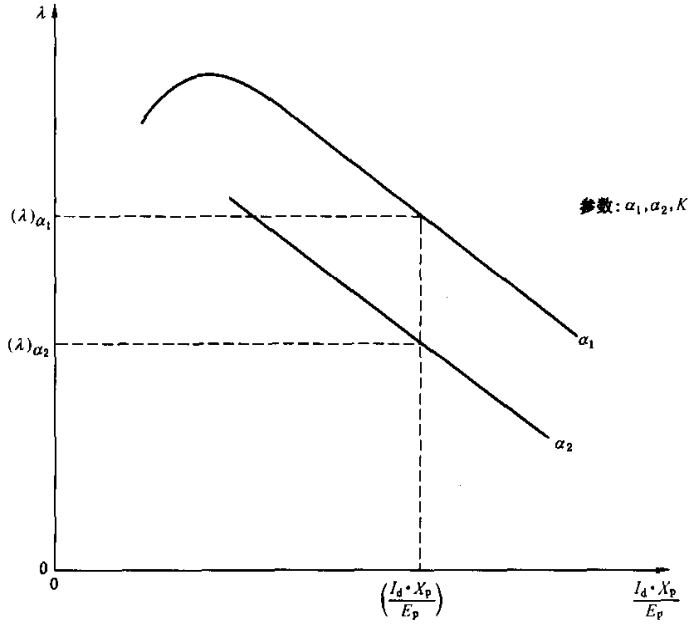


图 9 总功率因数（见图 A.9）

3.1.5.2.4 位移因数

$$(\cos\varphi)_{a_1 a_2}=\cos\left\{\tan^{-1}\frac{a_1\left(\frac{I_p}{I_d}\right)_{a_1}\sin\varphi_{a_1}+a_2\left(\frac{I_p}{I_d}\right)_{a_2}\sin\varphi_{a_2}}{a_1\left(\frac{I_p}{I_d}\right)_{a_1}\cos\varphi_{a_1}+a_2\left(\frac{I_p}{I_d}\right)_{a_2}\cos\varphi_{a_2}}\right\}$$

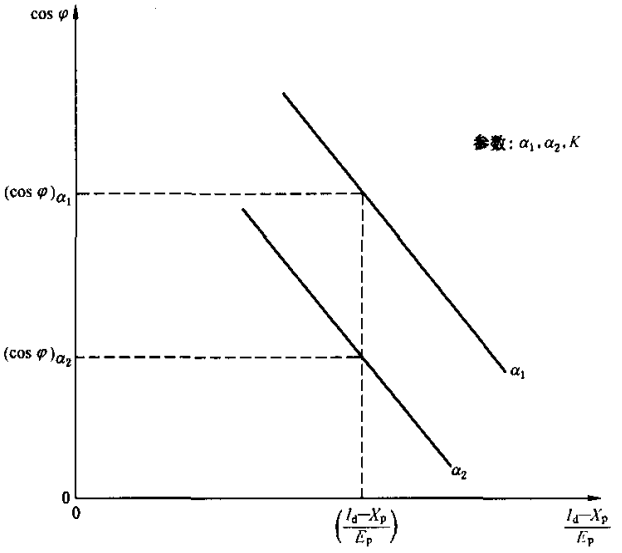


图 10 位移因数(见图 A.10)

3.1.6 多级整流器特性

单级和两级整流器特性参数直接用公式计算。本部分根据该公式绘出了特性曲线。但是，公式计算法不能适用于两级以上的整流器电路参数计算，下面给出了两种应用在两级以上整流器电路的计算方法。

a) 等效两级整流电路法

通过电路结构转化的方法，把多级变流电路变成等效的两级整流电路，然后再计算它们的值。这种方法考虑了精确计算基波有效值的参数。但是，谐波参数的计算是不精确的，因为忽略了换相时变压器绕组的相互作用。

b) 模拟法

原始电路可用仿真软件分析：分析软件是很重要的。

可以用等效两级整流电路法来分析多级整流电路(不少于两级整流)。

3.1.7 多级整流电路到等效两级整流电路的转化

多级整流电路的每级整流单元的工作状态可分为以下三种：

a) 全电压；

b) 可控电压；

c) 旁路(见图 11)。

此情况下，忽略支路整流单元的级数。

3.1.7.1 多级整流电路转化为相同控制角的等效单相整流电路模型的方法

a) 相位角控制结束后的整流单元(全电压阶段)

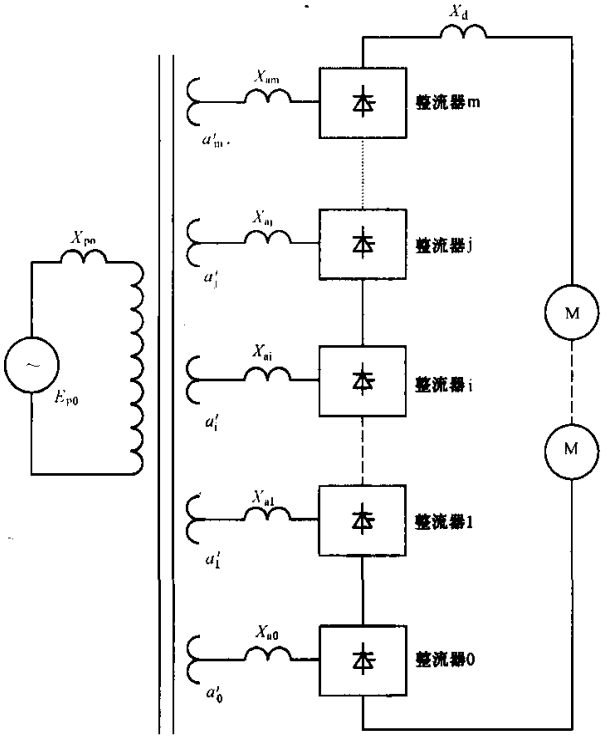
1) 相位角控制结束后，多级整流电路可以转化为二次侧等效电路(见图 12)。

2) 多级整流电路改成二次侧等效整流电路后，再转化为二次侧整流电路为单级整流电路(见图 13)。

b) 相同相位控制角控制的整流单元(可控相电压)

1) 转化由相同相位角控制的多级整流电路为一个二次侧等效电路(见图 14)。

2) 再把转化成二次侧等效电路的多级整流电路转化成为单级整流电路(见图 15)。



图中:

整流器 0 旁路整流单元;

整流器 1～整流器 i——全电压整流单元;

整流器 j～整流器 m——可控电压整流单元;

a'_0,a'_1～a'_m——变压比(一次侧绕组数/二次侧绕组数);

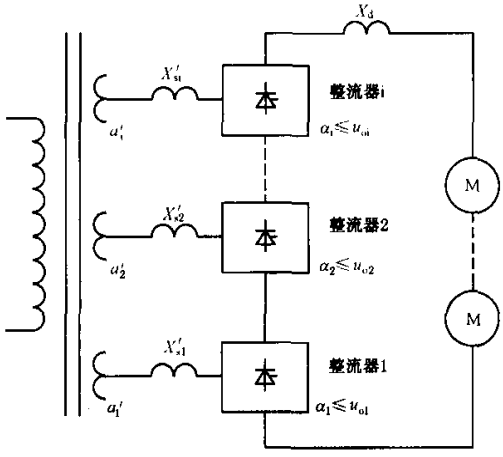
X_{p0}——一次侧绕组和交流线路的电抗;

X_{a0},X_{a1}～X_{am}——二次侧绕组的电抗;

X_d——交流侧相应的直流侧电抗;

E_{p0}——交流电源电压。

图 11 多级整流器(m 级级联整流器)



$X'_{s1} \sim X'_{si}$——二次侧电路修正后的等效电抗；

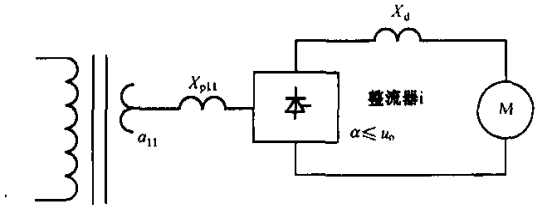
$u_{o1} \sim u_{oi}$——等效交叠角。

$X'_{s1} = a'_1 X_{po} + X_{s1}$

$X'_{s2} = a'_2 X_{po} + X_{s2}$

$X'_{si} = a'_i X_{po} + X_{si}$

图 12　级联整流器等效二次侧电路(全电压桥)



X_{p11}——单级整流器修正后的等效电抗；

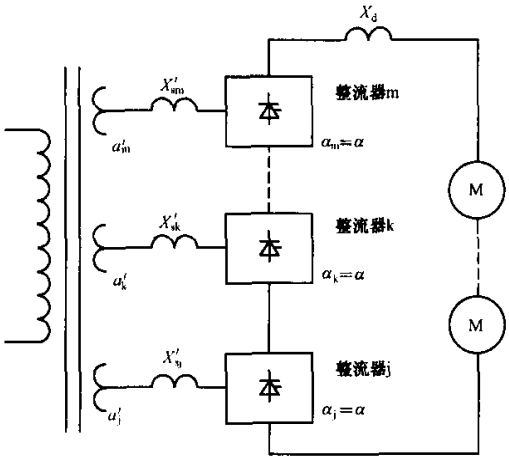
a_{11}——单级整流器修正后的等效匝数比；

u_1——单级整流器修正后的等效交叠角。

$X_{p11} = X'_{p1} + X'_{p2} + \cdots + X'_{pm}$

$a_{11} = a'_1 + a'_2 + \cdots + a'_m$

图 13　级联整流器等效单级整流电路(全电压桥)



$X'_{sj}\sim X'_{sm}$——二次侧电路修正后的等效电抗；

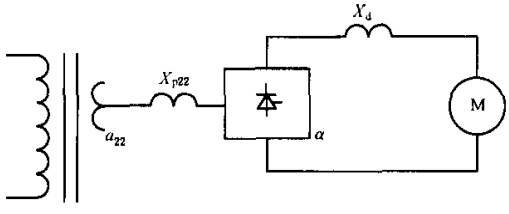
$\alpha_j\sim\alpha_m$——控制角(相同的角)。

$X'_{sj}=a'_j X_{po}+X_{s1}$

$X'_{pk}=a'_k X_{po}+X_{s2}$

$X'_{pm}=a'_m X_{po}+X_{sm}$

图 14　级联整流器等效二次侧电路(电压可控桥)



X_{p22}——单级整流器修正后的等效电抗；

a_{22}——单级整流器修正后的等效匝数比；

α——单级整流器修正后的等效交叠角。

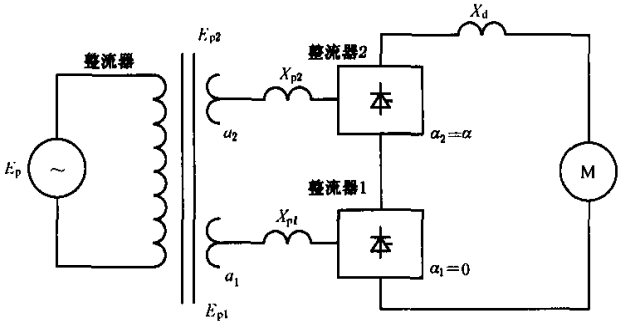
$X_{p22}=X'_{sj}+X'_{sk}+\cdots+X'_{sm}$

$a_{22}=a'_j+a'_k+\cdots+a'_m$

图 15　级联电路等效单级整流器(电压可控桥)

3.1.7.2 多级整流电路转化为两级整流电路模型的方法

相位角控制结束后，把相位控制的等效单级整流电路转化为等效两级整流电路模型(见图 16)。



整流器 1——全电压；

整流器 2——可控电压；

a_1，a_2——等效两级电路模型的等效变压比；

X_{p1}，X_{p2}——等效两级电路模型的等效电抗；

E_{p1}，E_{p2}——等效两级电路模型的等效交流端电压值。

$a_1=a_{11}/(a_{11}+a_{22})$

$a_2=a_{22}/(a_{11}+a_{22})$

$(a_1+a_2=1)$

$E_p=E_{po}(a_{11}+a_{22})$

$E_{p1}=E_p\times a_1$

$E_{p2}=E_p\times a_2$

$(E_{p1}+E_{p2}=E_p)$

图 16 等效电路模型

3.1.7.3 计算准确度

在等效两级整流电路中考虑谐波的影响时，计算参数值准确度不高，因为简化了变压器绕组之间的相互感应现象。各项参数和准确度的关系如表 6 所列。

表 6 等效两级整流电路模型计算法的准确度

参 数 类 别	准 确 度
平均输出电压	A[a]
平均输出电流	A
输出电流波动	A
输入电流的有效值	A
相移系数	A
总功率因数	B[b]
输入谐波电流	C[c]
Jp：滤波电流	C
输入电压失真	C

[a] A：好(作为近似值可以接受)。

[b] B：一般(作为近似值仍然可以接受)。

[c] C：不好(不能接受)。

3.2 自换相整流器

3.2.1 自换相整流器的分类

自换相整流器分为以下四类：

a) 按相数分：单相和多相；

b) 按电源类型分：电压型和电流型；

c) 按结构分：全桥和半桥；

d) 按控制方式分：脉宽调制(PWM)和方波控制。

分类见表 7。

表 7 自换相整流器的种类

类别	名称		定义
相数	单相整流器		单相自换相整流器
	多相整流器		多相自换相整流器
电源	电压型整流器		电容作为直流侧电压源的自换相整流器
	电流型整流器		电抗器作为直流侧电流源的自换相整流器
结构	全桥整流器		所有桥臂由开关器件组成的自换相整流器
	半桥整流器	Ⅰ型	直流电源的一端接到整流臂，另一端接到交流电源的零点的自换相整流器
		Ⅴ型	交流电源的一端接到整流臂的中间，另一端接到直流负载的中点的自换相整流器
控制方式	PWM 整流器		用脉宽调制方式控制交流电压(流)的自换相整流器
	方波整流器		半周期内交流电压(流)为方波的自换相整流器

自换相整流器中单相整流器、电压型整流器、全桥整流器和 PWM 整流器广泛应用，见 3.2.2 和 3.2.3。

3.2.2 单级自换相整流器

3.2.2.1 基本电路

基本电路结构和特性如图 17 所示。

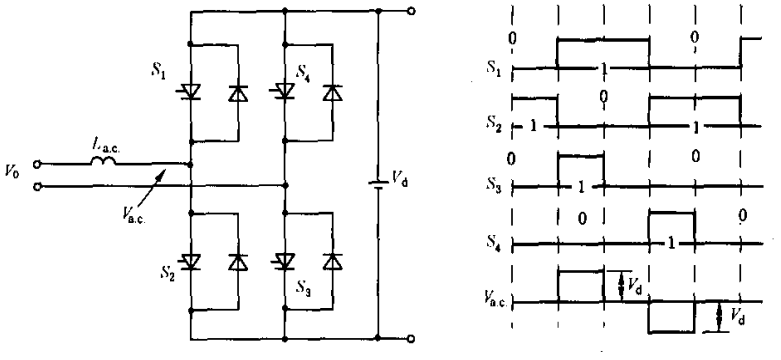


图 17 单相自换相整流器(全桥)

3.2.2.2 典型波形

图 18 画出了自换相整流器的典型波形。

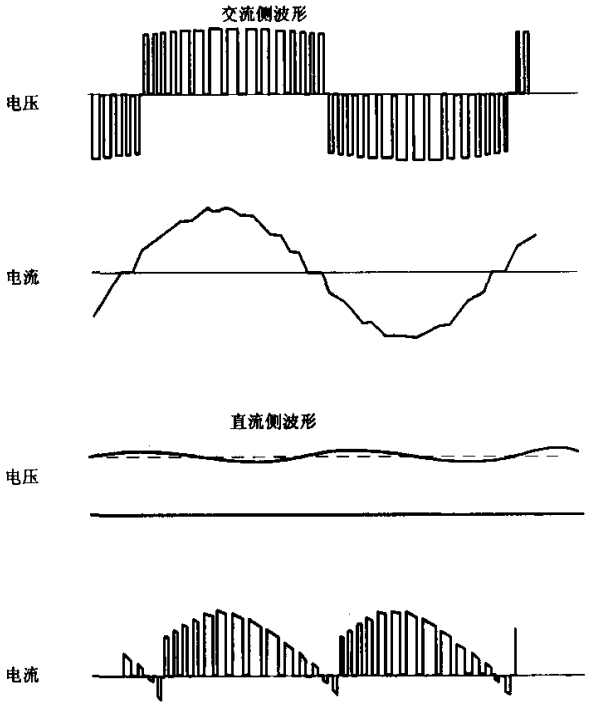


图 18 自换相整流器的典型波形

3.2.2.3 基本性能

a) 整流器输入端(交流侧)

1) 电压波形是一组脉冲群,且基波频率和交流电源频率相同;

2) 交流侧电压谐波和电抗比决定电源端的电流谐波。

b) 整流器输出端(直流侧)

1) 电流包含许多谐波,谐波基频是交流电源频率的 2 倍;

2) 输出端电流的交流分量主要被滤波电容吸收;

3) 输出端电压波动由输出电流的交流分量和滤波电容的滤波能力来决定。

3.2.2.4 控制

电压波形发生器的控制原理与电压型逆变器一样(见 3.4.4)。

改变 PWM 控制的基波电压(图 17 中的 $V_{a.c.}$)与网压相之间的相位和幅值比,输出电压值也随之改变。

3.2.2.5 特性

基本特性和电压型逆变器相同。

3.2.3 多级自换相整流器

3.2.3.1 电路结构

电压型自换相整流器的几个整流单元串联或并联在负载侧。

典型电路结构图如图 19 所示。

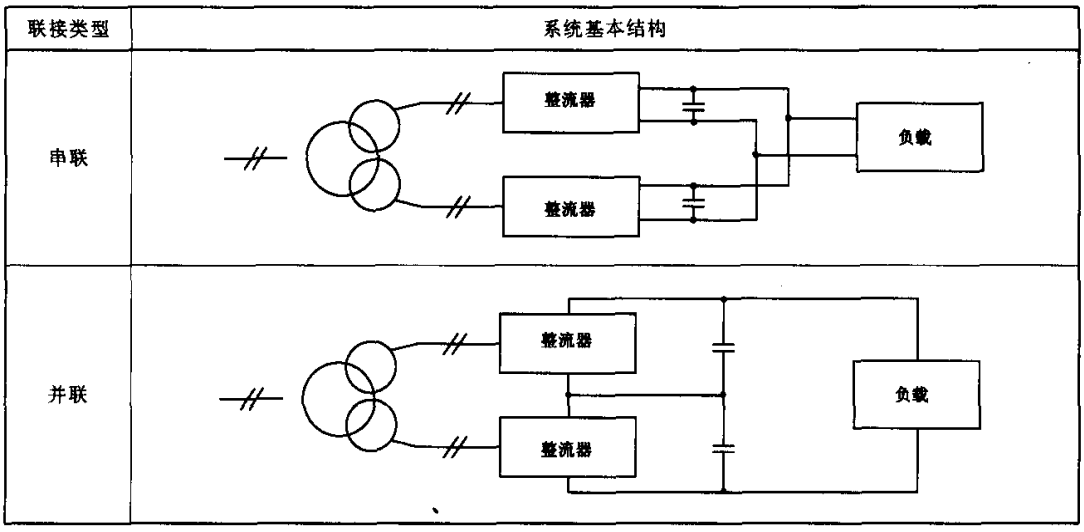


图 19 电压型多级自换相整流器

3.2.3.2 多级工作

每个整流单元的工作方式由多级变流器的 PWM 波形信号和相位角决定。

多级工作能减少交流侧电流的谐波。

3.2.4 电流型自换相整流器

有些场合采用电流型自换相整流器，其基本结构如图 20 所示。

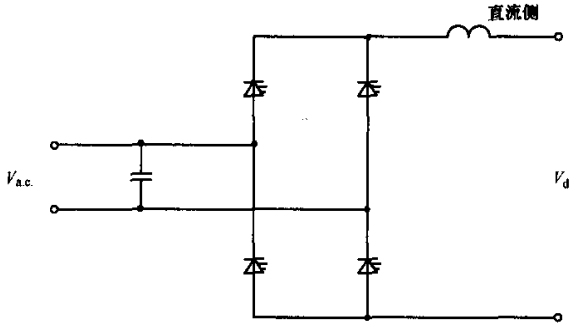


图 20 电流型自换相整流器的基本结构

3.3 斩波器

3.3.1 斩波器的种类

斩波器可以按以下方式分类：

a) 单向斩波器

——升压斩波器，降压斩波器；

——升降压斩波器。

b) 双向斩波器

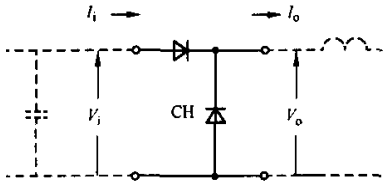
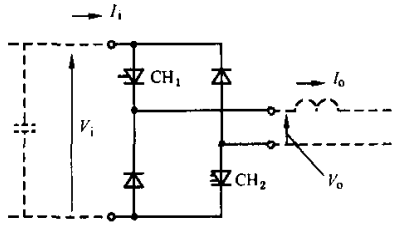
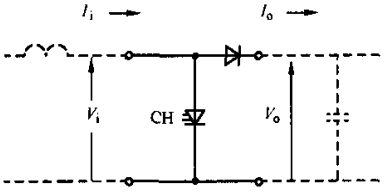
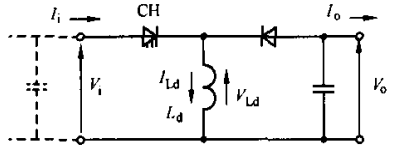
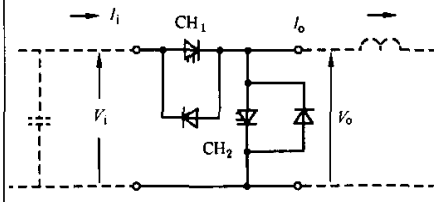
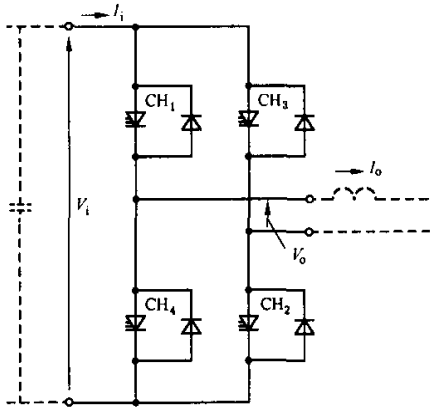
——两象限电压斩波器，两象限电流斩波器；

——四象限斩波器。

表 8 列出了这些斩波器的基本电路结构图。

这里只限于有输入端子和输出端子的斩波器，不包括其他的斩波器（如图 21 中所示的电抗斩波器）。

表 8 斩波器的基本电路结构

斩波器	基本电路结构	斩波器	基本电路结构
降压		电压型两象限	
升压		降压/升压	
电流型两象限		四象限	

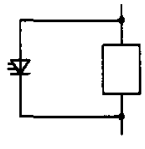


图 21 电抗斩波器

上述所有斩波器的工作方式可以认为是升压和降压斩波器的基本工作方式的组合，下条内容叙述了这两种斩波器。

3.3.2 降压斩波器

3.3.2.1 基本电路结构

降压斩波器的基本结构见图 22。



L_f ——输入滤波电抗器；

C_f ——输入滤波电容器；

L_d ——平波电抗器。

图 22 降压斩波器的基本电路结构

3.3.2.2 基本波形

降压斩波器的基本波形见图 23。

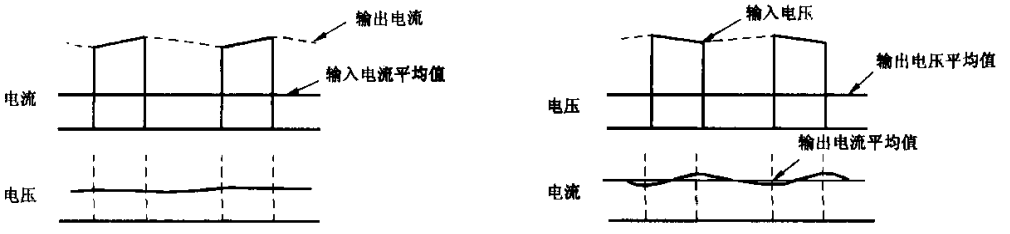


图 23 降压斩波器的基本波形

3.3.2.3 基本性能

a) 斩波器输出端

1) 脉冲输出电压的峰值与输入电压的峰值相等；

2) 所含谐波电压的基频与斩波频率相等；

3) 输出电流是含纹波的直流电流，由输出电压谐波和输出电抗决定，例如：平波电抗器和负载的总电抗。

b) 斩波器输入端

1) 脉冲输入电流峰值与输出电流相等；

2) 输入电流谐波基频与斩波频率相等；

3) 谐波电流经滤波器滤波流进电源；

4) 电源谐波电流的衰减程度由滤波器的性能决定。

3.3.2.4 输出电压

输出电压 V_o 与调制比 α 成正比。

$$V_o = \alpha \times V_i \quad \cdots\cdots (1)$$

$$\alpha = \frac{T_{on}}{T} \quad \cdots\cdots (2)$$

式中：

V_i ——平均输入电压，单位为伏特(V)；

T_{on} ——导通时间，单位为秒(s)；

T 斩波周期，单位为秒(s)。

3.3.2.5 输出电流纹波

输出电流纹波 ΔI_o 是关于调制比 α 的函数，如图 24 所示。

$$\Delta I_o = \frac{V_i}{L_o} T\alpha(1-\alpha) \quad \cdots\cdots (3)$$

式中：

忽略电路电抗；

L_o——输出端电感，单位为亨(H)。

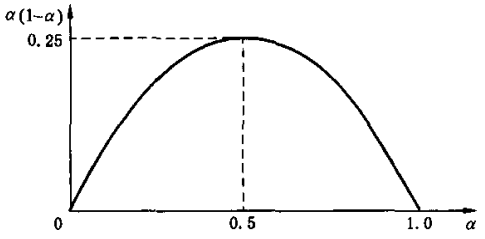
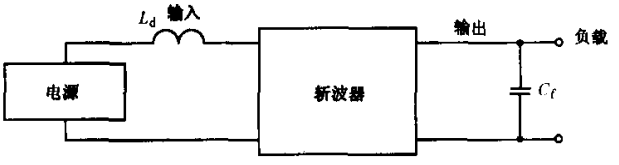


图 24 输出电流纹波因数

3.3.3 升压斩波器

3.3.3.1 电路基本结构

升压斩波器的电路基本结构见图 25。



图中：

L_d——电源电感；

C_f——滤波电容器。

图 25 升压斩波器的基本结构

3.3.3.2 基本波形

升压斩波器的基本波形见图 26。

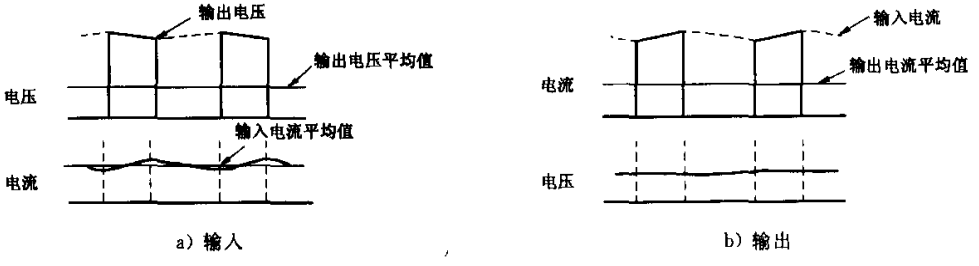


图 26 升压斩波器的基本波形

3.3.3.3 基本特性

a) 斩波器的输出端

1) 脉冲输出峰值电流等于输入电流；

2) 输出电流谐波基频等于斩波频率；

3) 输出电压是直流波动电压，它由输出电流谐波和输出端滤波电容器的滤波能力决定。

b) 斩波的输入端

1) 脉冲输入电压峰值等于输出电压；

2) 输入电压谐波基频等于斩波频率；

3) 输入电流是直流纹波电流，纹波的波动由输入电压谐波和输入电感决定，例如：平波电抗器和源极总电感。

3.3.3.4 输出电压

输出电压 V_o 与输入电压 V_i 的比值等于 $1-\alpha$ 的倒数，见下式：

$$\frac{V_o}{V_i}=\frac{1}{1-\alpha}$$

其中 α 是斩波器件的调制比。

3.3.3.5 输入波动电流

输入电流波动值 ΔI_i 可由公式(4)求得：

$$\Delta I_i=\frac{V_o}{L_i}T\alpha(1-\alpha) \qquad \cdots\cdots(4)$$

式中：

忽略电路的电抗；

L_i——输入端的电感，单位为亨(H)。

3.3.4 基本控制方式

有三种控制斩波器输出可调直流电压的方法：

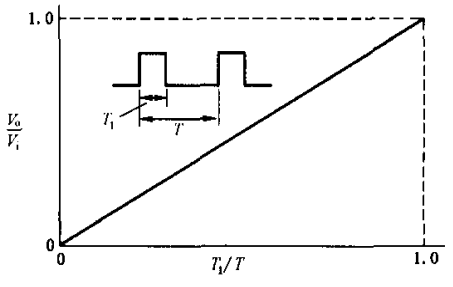
——固定频率调脉宽；

——固定脉宽调频率；

——上面两种方法的组合。

3.3.4.1 降压斩波器

降压斩波器控制的曲线参数如图 27 所示。

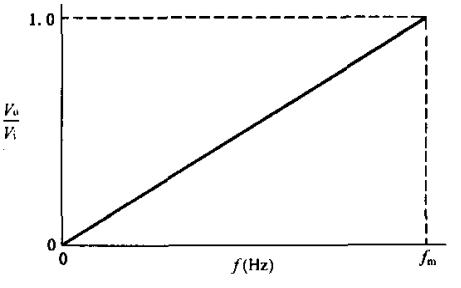


斩波频率：常数

导通时间：变量

T——斩波时间；

T_1——导通时间。



斩波频率：变量

导通时间：常数

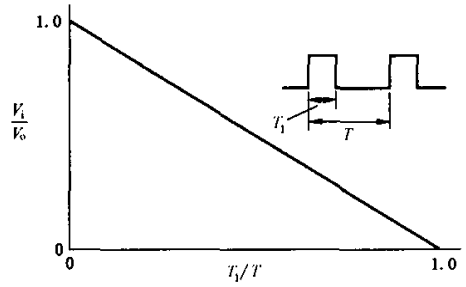
f——斩波频率。

$f_m=1/T_1$

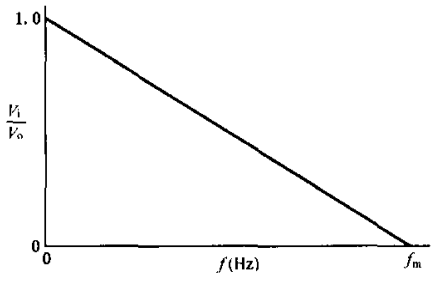
图 27 降压斩波器控制的基本特性曲线

3.3.4.2 升压斩波器

升压斩波器控制的曲线参数如图 28 所示。



斩波频率:常数
导通时间:变量
T——斩波时间;
T_1——导通时间。



斩波频率:变量
导通时间:常数
f——斩波频率。
$f_m=1/T_1$

图 28 升压斩波控制的基本特性曲线

3.3.4.3 变频变调制比控制

电压和电流的瞬时值同时受斩波频率和导通时间的控制。

3.3.5 多相和(或)多级斩波器

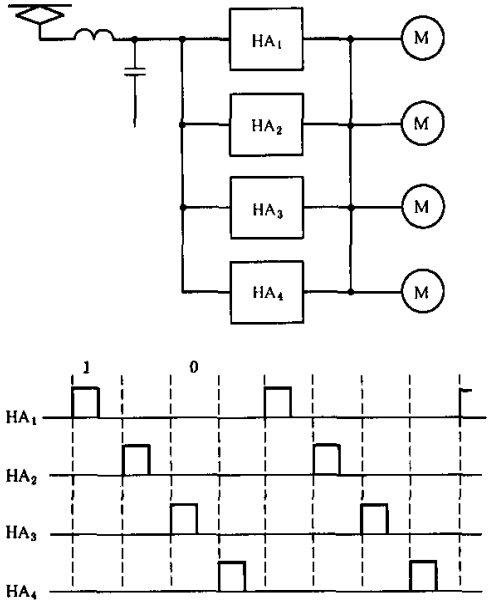
3.3.5.1 定义

a) 多相斩波器

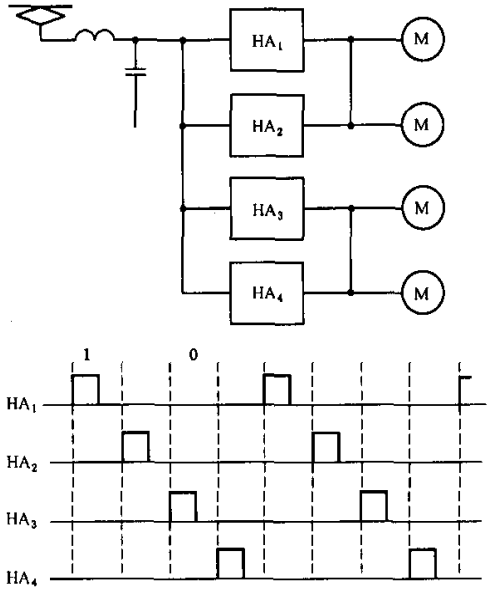
斩波器有两个或两个以上同步斩波单元,相位延迟后与相同的供电系统连接。

b) 多级斩波器

斩波器有两个或两个以上同步斩波单元,相位延时后与相同的负载连接。多相斩波器和多级斩波器的电路基本结构如图 29 所示。



a) 四相四级斩波器



b) 四相两级组合斩波器

图 29 多相斩波器和多级斩波器的电路基本结构

3.3.5.2 作用

多相斩波器的主要作用是减少输入端的谐波含量。

多级斩波器的主要作用是减少输出端的谐波含量。

3.3.6 电气参数

3.3.6.1 降压斩波器

本条只介绍单相斩波器。

应分析以下数据：

——平均输入电压；

——平均输出电流；

——斩波频率；

——输出侧电感；

——输入滤波器的频率参数；

——调制比 α。

包含以下参数：

——输出电压；

——输出电压频谱；

——输出电流频谱；

——平均输入电流；

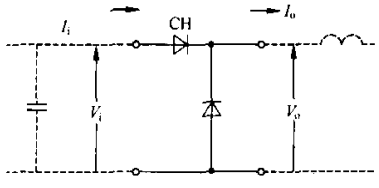
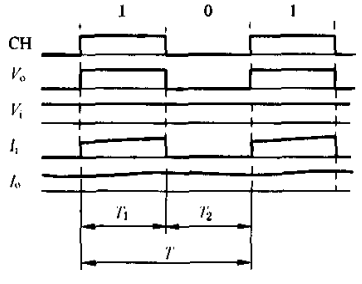
——输入电流频谱；

——电源侧电流；

——连续输出电流模式的临界工作方式。

降压斩波器的工作见表 9。

表 9 降压斩波器的工作

斩波器	斩波电路	波形
降压		

3.3.6.1.1 输出电压

输出电压的介绍见 3.3.3.4 斩波器的基本参数。

3.3.6.1.2 输出电压频谱

输出电压波形由直流和基频为斩波频率的谐波组成。输出电压谐波频谱用公式(5)计算：

$$V_o(n)=\frac{\sqrt{2}V_i}{\pi n}(1-\cos 2n\pi\alpha)^{1/2} \qquad \cdots\cdots (5)$$

其中输入电压 V_i 假定为绝对常数。

3.3.6.1.3 输出电流频谱

用 3.3.6.1.2 定义的 $V_o(n)$ 计算 n 次谐波电流 $I_o(n)$，见公式(6)：

$$I_o(n)=\frac{V_o(n)}{Z_o(n)} \qquad \cdots\cdots(6)$$

其中 $Z_o(n)$是 n 次谐波频率输出侧的总电抗。

3.3.6.1.4 **平均输入电流**

平均输出电流 I_i 等于调制比 α 乘以平均输出电流 I_o。

$$I_i=\alpha\times I_o \qquad \cdots\cdots(7)$$

3.3.6.1.5 **输入电流频谱**

输入电流波形由直流和基频为斩波频率的谐波组成。计算输入电流谐波频谱用公式(8)和公式(9)：

$$I_i(n)=\frac{\sqrt{2}\,I_o}{\pi n}(1-\cos 2n\pi\alpha)^{1/2}\ (\mu=0) \qquad \cdots\cdots(8)$$

$$I_i(n)=\frac{I_o}{n\pi}\left\{2(1+\mu^2)+\frac{2\mu^2}{n^2\pi^2\alpha^2}-\frac{4\mu^2}{n\pi\alpha}\sin 2n\pi-2\left(1-\mu^2+\frac{\mu^2}{n^2\pi^2\alpha^2}\right)\cos 2n\pi\alpha\right\}^{1/2}\ (\mu\neq 0) \qquad \cdots\cdots(9)$$

当输出电流纹波较大时，$I_i(n)$只是一个大概的值，因输出电流纹波引起的误差(公式 8)见图 30 所示的曲线图。

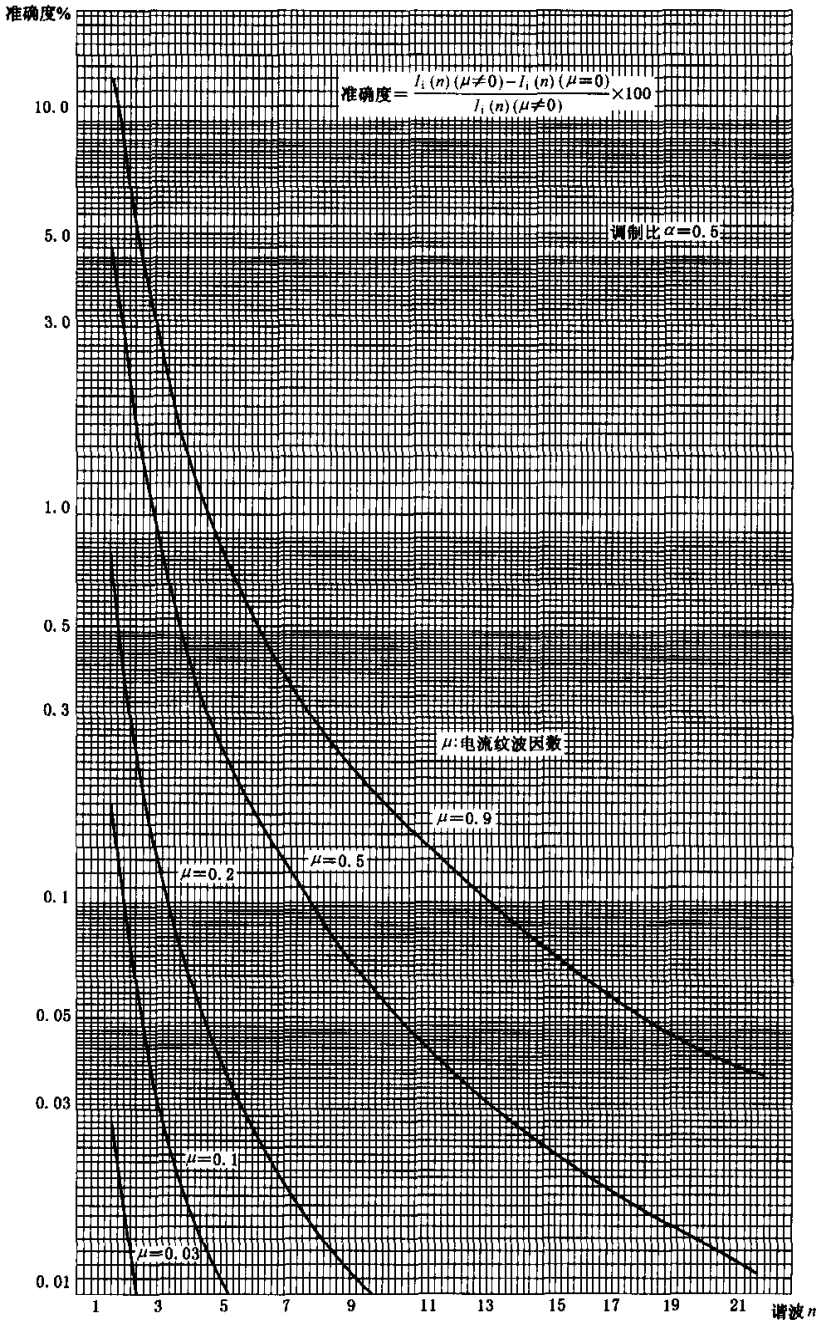
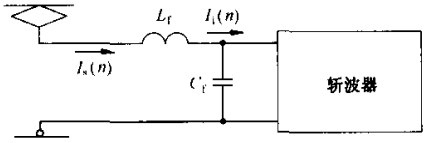


图 30 输出电流纹波引起的误差

3.3.6.1.6 电源侧电流

3.3.6.1.6.1 斩波器输入侧电路

图 31 中滤波器与斩波器的输入电路相连。斩波器产生的纹波电流经滤波后流入电源。



$I_i(n)$——斩波器输入电流的 n 次谐波；

$I_s(n)$——网侧电流的 n 次谐波；

L_f——滤波电感、电网和变电所电感总和。

图 31 输入斩波电路

3.3.6.1.6.2 流入电源的纹波电流计算

流入电源的纹波电流等于斩波器的输入谐波电流乘以电流衰减系数 ζ_n，见公式(10)：

$$I_s(n)=\zeta_n I_i(n) \qquad \cdots\cdots(10)$$

3.3.6.1.6.3 输入频率特性

输入电流阻尼系数 ζ_n 可以从图表中获得，如图 32 所示，或者从公式(11)来近似计算：

$$\zeta_n \approx \frac{1}{|1-4\pi^2 n^2 f_c^2 L_f C_f|} \qquad \cdots\cdots(11)$$

式中：

f_c——斩波器的频率；

n——斩波频率的谐波次数；

L_f——滤波电感、电网和变电所电感总和；

C_f——滤波电容的电容值。

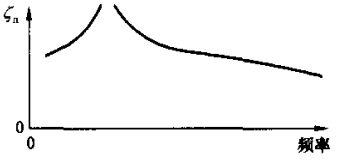


图 32 输入频率特性

3.3.6.1.7 连续输出电流工作制的临界工作

3.3.6.1.7.1 连续/断续电流输出工作制

输出电流存在的三种方式：

a) 连续输出：输出电流的瞬时值总是正的；

b) 临界输出：持续电流方式和断续电流方式的界线；

c) 断续输出：输出电流的瞬时值有一段时间为 0。

3.3.6.1.7.2 临界工作制(见图 33 和图 34)

连续电流输出工作制的纹波电流 ΔI_o 用与公式(3)完全等同的公式计算，见公式(12)：

$$\Delta I_o=\frac{V_i}{L_o}T\alpha(1-\alpha) \qquad \cdots\cdots(12)$$

其中 ΔI_o 是调制比 α 的函数，当 $\alpha=0.5$ 时，ΔI_o 为最大值 ΔI_{omax}。

临界工作制平均电流 I_o 也是 α 的函数，在临界点工作时的 I_o 等于 $1/2\Delta I_o$。

$$I_{ob}=\frac{V_i T\alpha(1-\alpha)}{2L_o}=K\alpha(1-\alpha) \qquad \cdots\cdots(13)$$

$$K=\frac{V_i T}{2L_o} \qquad \cdots\cdots(14)$$

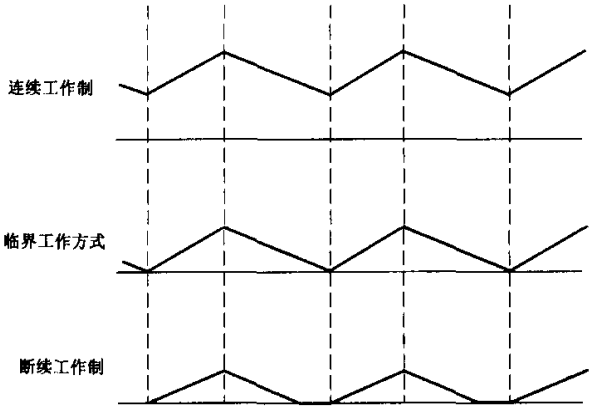


图 33 斩波输入电流波形

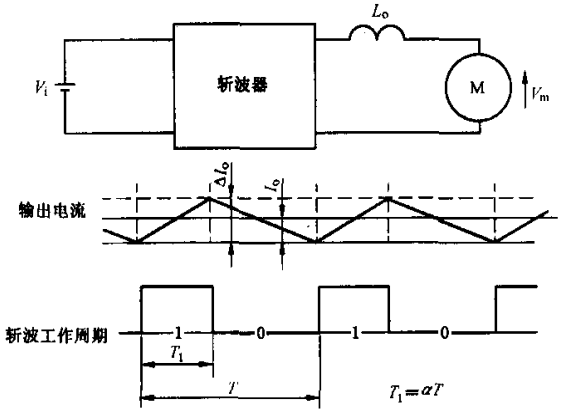


图 34 临界工作方式

当平均输出电流 I_o 大于 I_{oB} 时，输出电流是连续的，反之亦然。输出电流和调制比的关系见图 35。

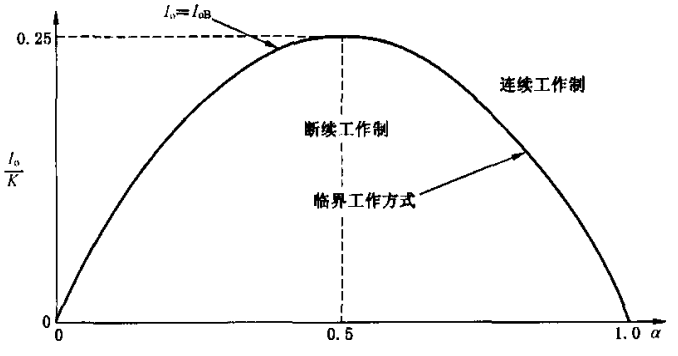


图 35 连续/断续输出电流工作制和调制比的关系

3.3.6.2 升压斩波器

本条只介绍单相斩波器。应分析以下数据：

——平均输入电压；

——平均输出电流；

——斩波频率；

——输入侧的电磁感应；

——输出滤波器的频率特性；

——调制比 α。

包含以下数据：

——输入电压；

——输入电压频谱；

——输入电流频谱；

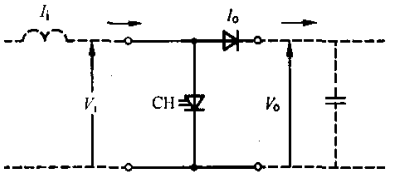
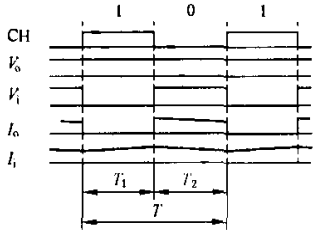
——平均输入电流；

——输出电流频谱；

——负载侧电流。

升压斩波器的工作见表 10。

表 10 升压斩波器的工作

斩波器	斩波电路	波形
升压		

3.3.6.2.1 输入电压

输入电压的介绍参见 3.3.3 斩波器的基本参数。

3.3.6.2.2 输入电压频谱

输入电压波形由直流和基频为斩波频率的谐波组成。输入电压频谱见公式(15)：

$$V_i(n)=\frac{\sqrt{2}V_o}{\pi n}(1-\cos 2n\pi\alpha)^{1/2} \quad \cdots\cdots (15)$$

其中输出电压 V_o 假设为绝对常数。

3.3.6.2.3 输入电流频谱

n 次谐波可用 3.3.6.2.2 所定义的 $V_i(n)$ 计算获得，见公式(16)：

$$I_i(n)=\frac{V_i(n)}{Z_i(n)} \quad \cdots\cdots (16)$$

其中 $Z_i(n)$ 是 n 次谐波频率输入侧的总电抗。

3.3.6.2.4 平均输出电流

平均输出电流 I_o 等于二极管的调制比$(1-\alpha)$乘以平均输入电流 I_i，见公式(17)。

$$I_o=(1-\alpha)I_i \quad \cdots\cdots (17)$$

3.3.6.2.5 输出电流频谱

输出电压波形由直流和基频为斩波频率的谐波组成。输出谐波电流频谱的计算公式见公式(18)和公式(19)：

$$I_o(n)=\frac{\sqrt{2}I_i}{\pi n}(1-\cos 2n\pi\alpha)^{1/2} \quad (\mu=0) \quad \cdots\cdots (18)$$

$$I_o(n)=\frac{I_i}{n\pi}\left\{2(1+\mu^2)+\frac{2\mu^2}{n^2\pi^2\alpha^2}-\frac{4\mu^2}{n\pi\alpha}\sin 2n\pi-2\left(1-\mu^2+\frac{\mu^2}{n^2\pi^2\alpha^2}\right)\cos 2n\pi\alpha\right\}^{1/2} \quad (\mu\neq 0)$$

$$\cdots\cdots (19)$$

当输入电流纹波较大时，$I_i(n)$只是一个大概的值，因输入电流纹波引起的误差(公式 18)的误差见图 36 所示。

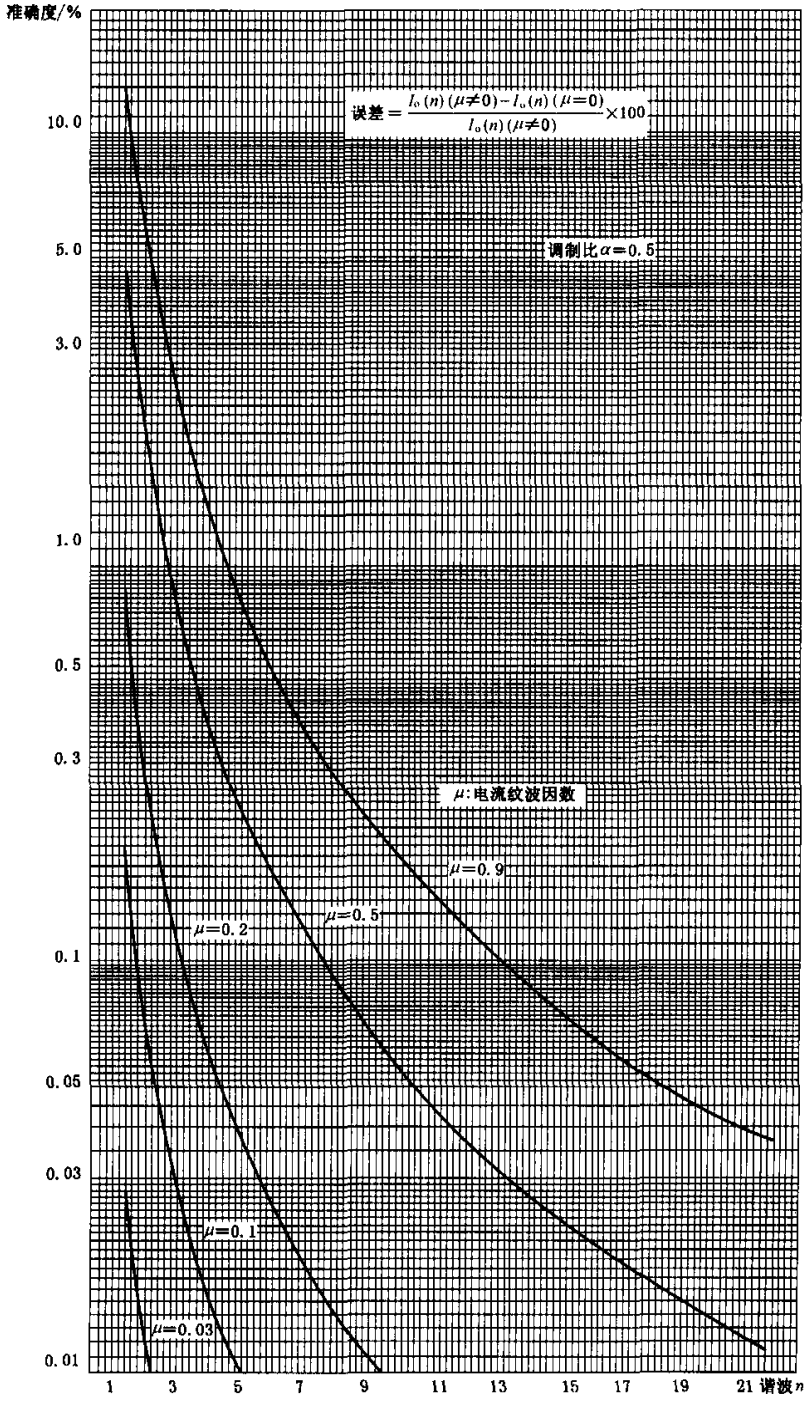
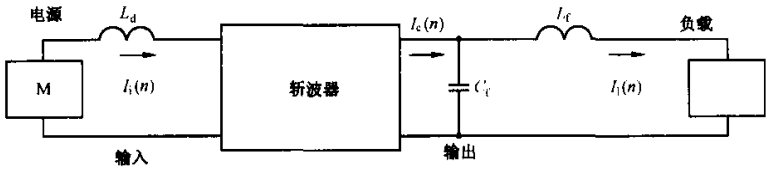


图 36　输入电流波动误差

3.3.6.2.6 负载侧电流

3.3.6.2.6.1 斩波输出侧电路

图 37 中所示的滤波电容与斩波输出电路相连，斩波器产生的纹波电流经过滤波器滤波后流入负载。



$I_i(n)$——输入电流；

$I_l(n)$——负载电流；

L_f——滤波器和负载电感总和；

C_f——滤波电容电容值。

图 37 斩波器输出侧电路

3.3.6.2.6.2 流入负载波动电流的计算

流入负载的电流等于斩波器输出谐波电流乘以电流衰减系数 ζ_n，见公式(20)：

$$I_i(n)=\zeta_n I_o(n) \qquad \cdots\cdots(20)$$

3.3.6.2.6.3 输出频率特性

输出电流衰减系数 ζ_n 可以从图 38 中求得，也可以由公式(21)近似计算：

$$\zeta_n \approx \frac{1}{|1-4\pi^2 n^2 f_c^2 L_f C_f|} \qquad \cdots\cdots(21)$$

式中：

f_c——斩波频率，单位为赫兹(Hz)；

n——斩波频率的谐波次数；

L_f——滤波电抗器和负载的总电感，单位为亨(H)；

C_f——滤波电容的电容值，单位为法(F)。

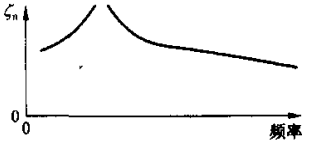


图 38 输出频率特性

3.3.6.2.7 连续输入电流工作制的临界工作方式

3.3.6.2.7.1 连续/断续电流工作制

输入电流的三种存在方式：

a) 输入电流连续工作方式：输入电流的瞬时值总是正的；

b) 临界工作方式：连续输入工作制和断续输入工作制的界线；

c) 输入电流断续：输入电流的瞬时值有一段时间为 0。

3.3.6.2.7.2 临界工作(见图 39～图 41)

连续输入电流工作制的波动电流 ΔI_i 可用公式(22)计算，且与公式(4)完全等同。

$$\Delta I_i=\frac{V_o T\alpha(1-\alpha)}{L_i} \qquad \cdots\cdots(22)$$

其中 ΔI_i 是调制比 α 的函数，当 $\alpha=0.5$ 时，ΔI_i 取最大值 ΔI_{imax}。

临界工作时的平均电流 I_{iB} 也是 α 的函数，在临界工作点时 I_i 等于 $1/2\Delta I_i$。

$$I_{iB}=\frac{V_o T\alpha(1-\alpha)}{2L_i}=K\alpha(1-\alpha) \qquad \cdots\cdots (23)$$

$$K=\frac{V_o T}{2L_i} \qquad \cdots\cdots (24)$$

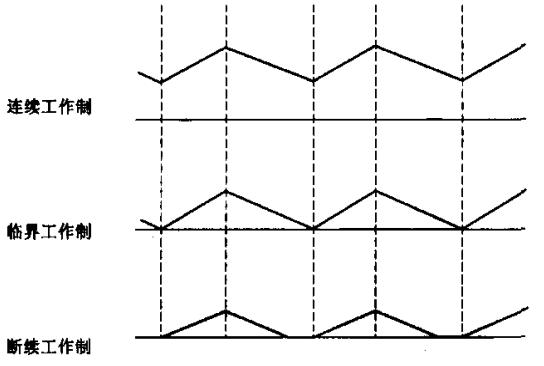


图 39 斩波器输入电流波形

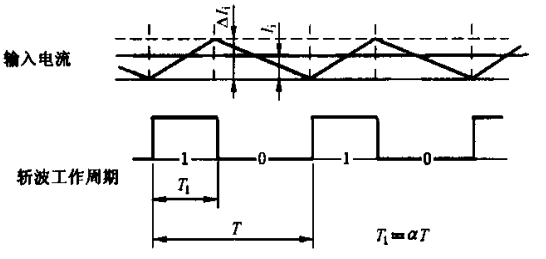


图 40 连续/断续工作制下输入电流和时序的关系

当平均输入电流 I_i 比 I_{iB} 大时，输入电流是连续的，反之亦然。输入电流和调制比的关系见图 41。

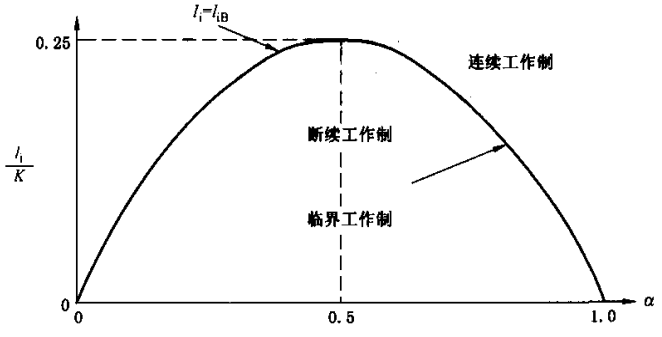


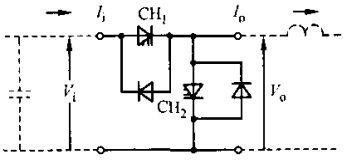
图 41 连续/断续工作制下输入电流和调制比的关系

3.3.6.3 电流型两象限斩波器

如表 11 所示，斩波器由两个斩波单元组成，它的工作方式是升压斩波或是降压斩波，因此，每个单

元的特性与升压斩波器和降压斩波器相同(见 3.3.6.1 和 3.3.6.2)。

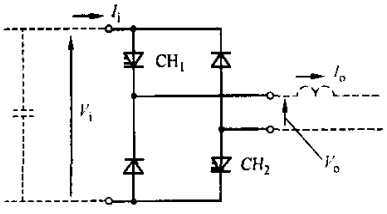
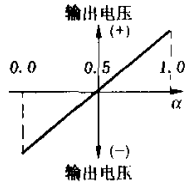
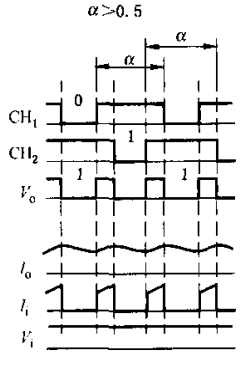
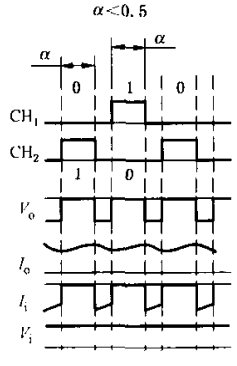
表 11 电流型两象限斩波器工作方式

电路图	斩波部分的工作情况	参 数
	CH_1:导通 CH_2:截止	与降压斩波器相同
	CH_1:截止 CH_2:导通	与升压斩波器相同,但升压斩波器的输出电压变成负载的输入电压,且升压斩波器的电流极性反向

3.3.6.4 电压型两象限斩波器

如表 12 所示,斩波器由两个斩波单元组成,它的工作方式是升压斩波或是降压斩波,因此,每个单元的特性与升压斩波器和降压斩波器相同(见 3.3.6.1 和 3.3.6.2)。

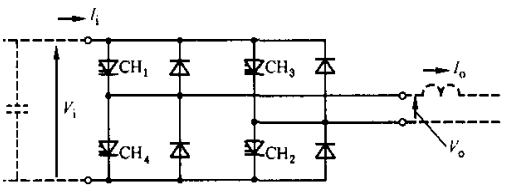
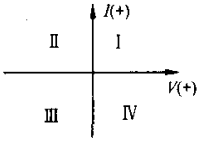
表 12 电压型两象限斩波器的工作

电路图	
斩波器工况	a) CH_1(桥臂 1)和 CH_2(桥臂 2)的相位差是 180°; b) CH_1 和 CH_2 的导通时间相等; c) 特性(如右图) 1) $\alpha>0.5$——输出电压>0; 2) $\alpha<0.5$——输出电压<0; 3) $\alpha=0.5$——输出电压=0。  $\alpha>0.5$  $\alpha<0.5$ 
特性	升压和降压斩波器的参数是 α 和 f,而电压型两象限斩波器变成 α' 和 f',如下所示: $f'=2f$ f',α':频率,升压或降压斩波器的调制比 $\alpha'=\lvert 2\alpha-1\rvert$ a) $\alpha>0.5$——与降压斩波器的特性相同; b) $\alpha<0.5$——与升压斩波器的特性相同。

3.3.6.5 · **四象限斩波器**

四象限斩波器的工作方式类似于电压型两象限斩波器，其输出电流可以反向，如表 13 所示，斩波器由四个斩波单元组成；因此，每个单元的特性与升压和降压斩波器相同(见 3.3.6.1 和 3.3.6.2)。

表 13 四象限斩波器工作

电路	
斩波器工作通道(CH)	a) 象限(Ⅰ、Ⅱ、Ⅲ和Ⅳ)如下图所示  b) 象限Ⅰ和象限Ⅱ工作 CH_1、CH_2：斩波工作 CH_3、CH_4：关闭 工作方式和电压型两象限斩波器相同 c) 象限Ⅲ和象限Ⅳ工作 CH_3、CH_4：斩波工作 CH_1、CH_2：关闭 当电压型两象限斩波器作如下变动时，斩波器的工作方式和它一样： $CH_1 => CH_3$，$CH_2 => CH_4$，输出电流反向
特性	a) 象限Ⅰ和象限Ⅱ工作 特性和电压型两象限斩波器的相同 $\alpha > 0.5$——等同于第Ⅰ象限的特性 $\alpha < 0.5$——等同于第Ⅱ象限的特性 b) 象限Ⅲ和象限Ⅳ工作 特性和输出电流反向的电压型两象限斩波器的相同 $\alpha > 0.5$——等同于第Ⅲ象限的特性 $\alpha < 0.5$——等同于第Ⅳ象限的特性

3.4 逆变器

3.4.1 逆变器的种类

按不同的标准逆变器的分类如下：

a) 换相：外部/自换相；

b) 相数：单相/多相；

c) 电源：电压型/电流型；

d) 电路结构：全桥/半桥；

e) 控制方式：PWM 控制/方波控制；

表 14 逆变器的种类

分 类	名 称	定 义
换相方式	外部换相	电源或负载使逆变器换相
	自换相	逆变器本身具有的换相功能
相数	单相	单相输出
	三相	三相输出
	多相	多相输出
电源	电压型	逆变器输入端有一个可作为电压源工作的电容器
	电流型	逆变器输入端有一个可作为电流源工作的电抗器
电路结构	全桥	每个负载端和开关桥臂相连
	半桥	一个输出端和逆变器桥臂相连，另一端和电源的中点相连
控制方法	PWM 控制	输出电流/电压受 PWM 控制
	方波控制	输出电流/电压是方形波
输出电压级数	两级	输出电压有两个电压值：0 或 1 乘以输入电压级数
	多级（n 级）	输出电压有多个电压值：0，1/(n−1)…中的任一个乘以输入电压级数

3.4.2 电路图

3.4.2.1 电压型逆变器

电压型逆变器通过开通/关断，将输入的直流电压转换为交流电压输出。图 42 和图 43 分别画出了单相和三相换相的典型开关特性，图 44 给出了电压型逆变器的基本电路结构。

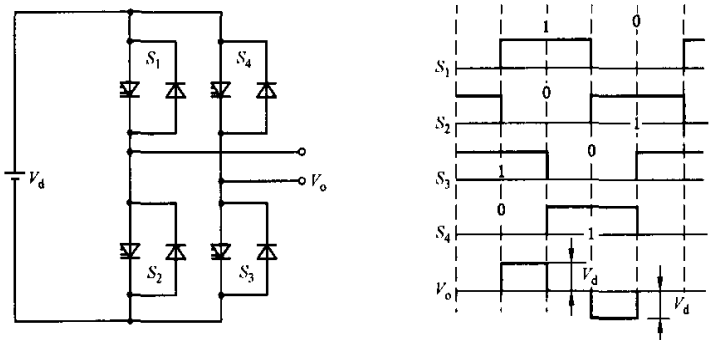


图 42 全桥电压型单相逆变器

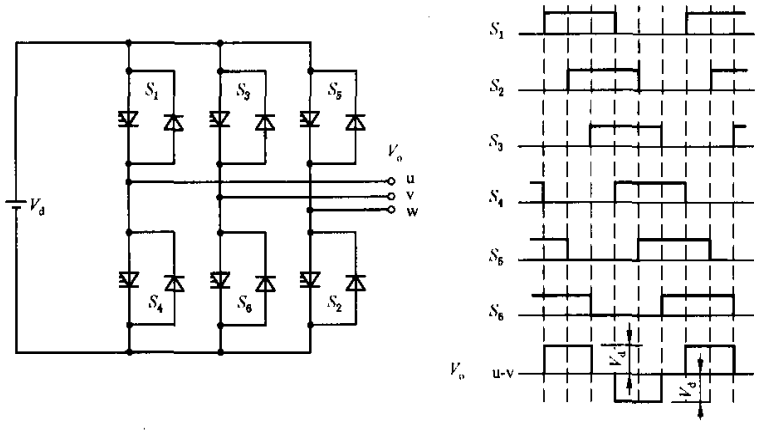


图 43 全桥三相电压型逆变器

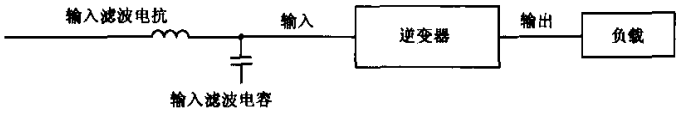


图 44 电压型逆变器的基本电路结构

3.4.2.2 电流型逆变器

电流型逆变器通过开通/关断,将输入的直流电流转换为交流电流输出。图 45 和图 46 分别画出了单相和三相换相的典型开关特性,图 47 给出了电流型逆变器的基本电路结构。

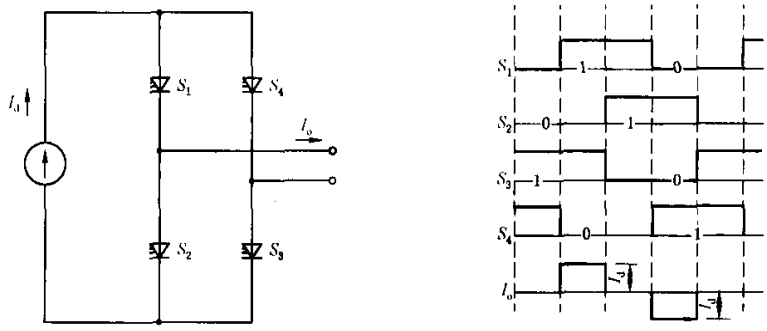


图 45 单相全桥逆变器

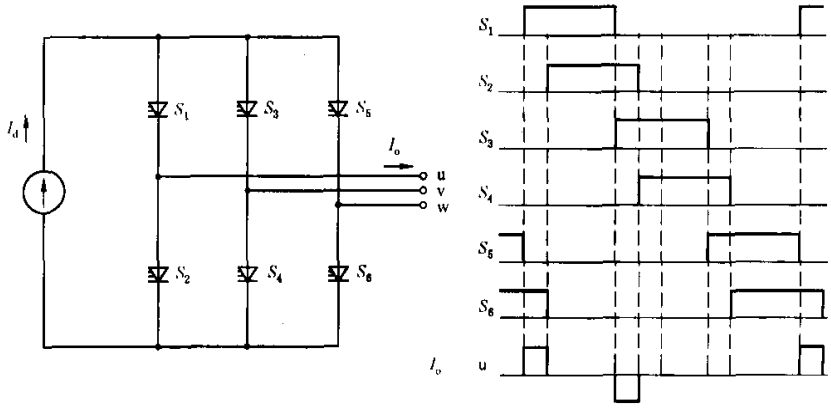
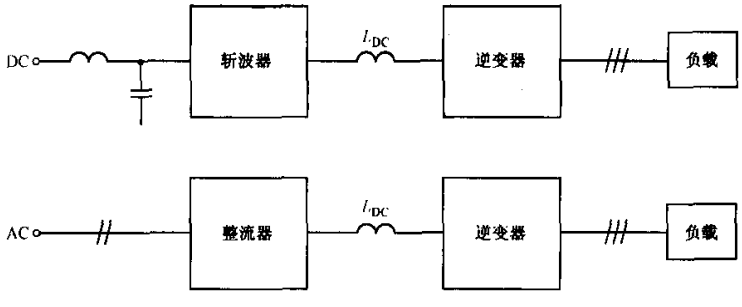


图 46 三相全桥逆变器



I_{DC} ——直流平波电抗器。

图 47 电流型逆变器的基本电路结构

3.4.3 基本特性

三相逆变器的基本性能如下述条款所述。

3.4.3.1 电压型逆变器

3.4.3.1.1 基本波形

三相电压型逆变器的典型输入/输出波形如图 48 所示。

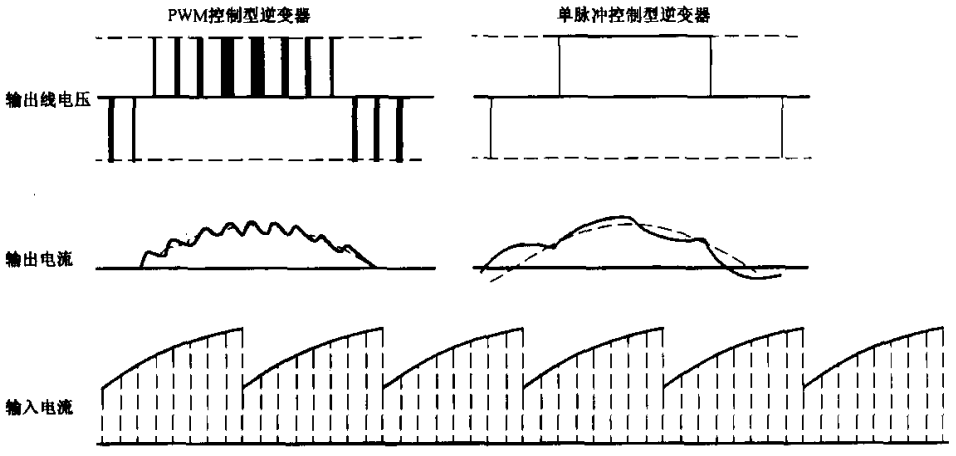


图 48 三相电压型逆变器的典型输入/输出波形

3.4.3.1.2 基本性能

a) 逆变器输入端

PWM 控制型逆变器的电流波形由交流负载输出电流的整流波形的脉冲迹线组成，它的谐波基频是不包含直流分量的逆变器的基频的 6 倍。

单脉冲控制型变流器的电流波形是负载交流输出电流的整流波形，它所包含的谐波基频是不包含直流分量在内的逆变器的基频的 6 倍。

输入电流的交流分量由输入滤波器的频率特性决定。

输入电压的纹波由输入电流的交流分量和滤波电容器的容量决定。

b) 逆变器的输出端

——电压波形由瞬时值等于直流输入电压的脉冲群组成，包含基频等于逆变器频率的谐波；

——流入负载的电流谐波由交流负载端的电压谐波和电抗来决定。

3.4.3.2 电流型逆变器

3.4.3.2.1 基本波形

三相电流型逆变器的典型输入/输出波形如图 49 所示。

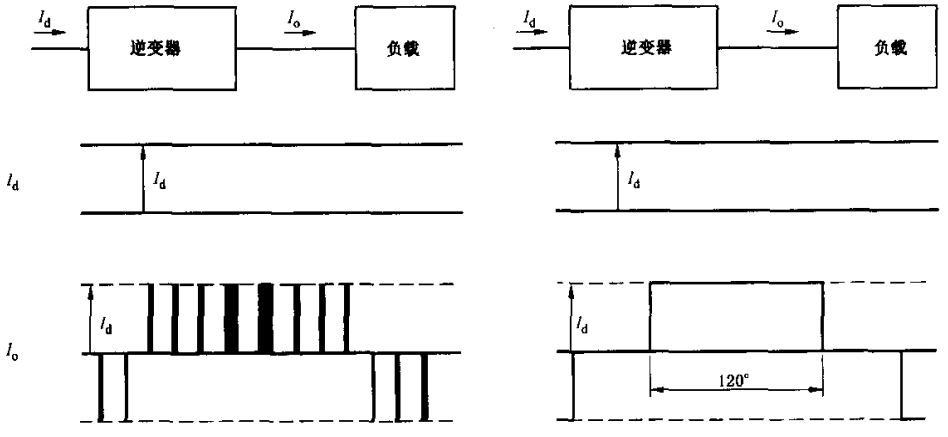


图 49 三相电流型逆变器的典型输入/输出波形

3.4.3.2.2 **基本性能**

a) 逆变器的输出端

——逆变器的输出电流 I_o 波形由瞬时值等于输入电流的脉冲群组成；

——电流包含基频等于逆变器频率的谐波；

——输出电压由输出电流和负载的电抗来决定；

——如果负载是电动机，输出电压波形是电动机的感应电压和电动机绕组的漏抗间的电压波形的叠加。

b) 逆变器的输入端

——电压波形和整流后的负载电压波形相同。

3.4.4 **逆变器的基本控制方式**

由于 PWM 调制有不同的载波波形，存在同步和异步两种调制方法。

3.4.4.1 **同步/异步 PWM 调制**

这两种方法如图 50 所示。

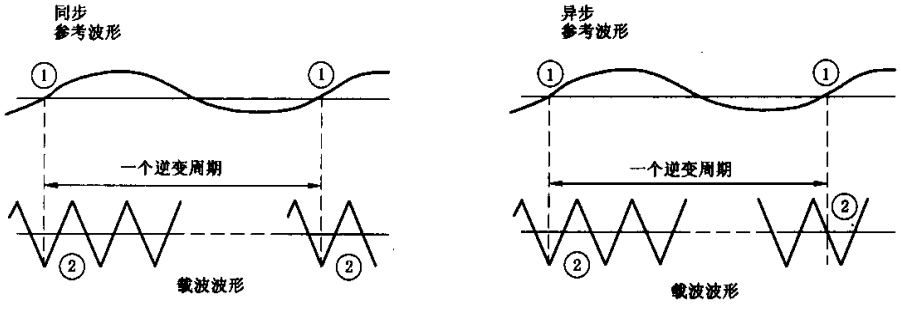


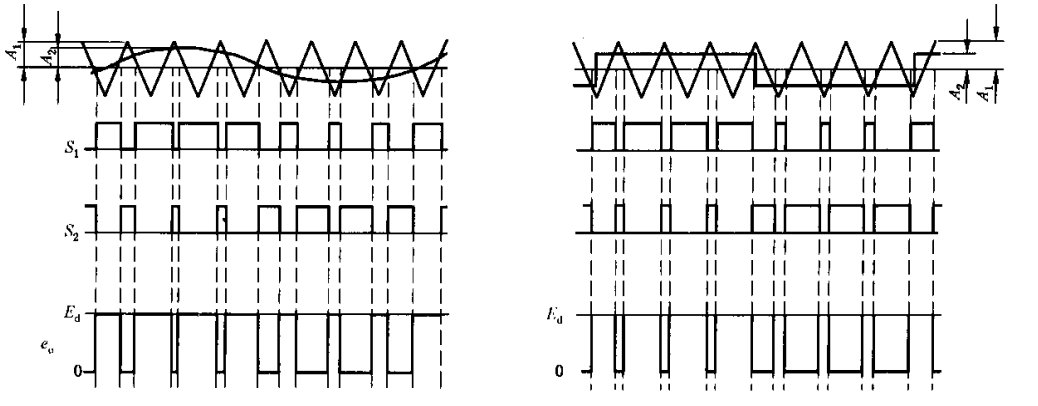
图 50 同步/异步 PWM 调制

3.4.4.2 **载波波形**

典型 PWM 调制方式见表 15，此两种典型 PWM 调制方式的性能见图 51，还可使用一些其他产生 PWM 调制的方法。

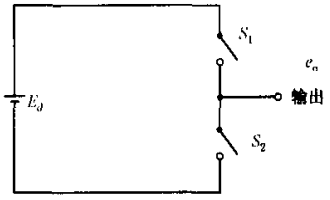
表 15 典型调制方式

载波波形	参考波形	调制方式
三角波	正弦波	正弦波-三角波调制
三角波	方波	方波-三角波调制



a) 正弦波-三角波调制　　b) 方波-三角波调制

图 51 典型 PWM 调制



调制比 $\gamma=\frac{A_2}{A_1}$

A_1——载波幅值；

A_2——参考波幅值。

图 51（续）

3.4.5 逆变器的组合

把两个或多个有或没有载波移相角的逆变器串联或并联是很重要的。

典型的组合见图 52。

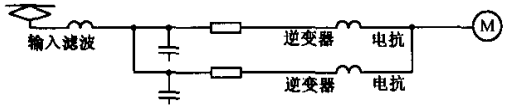
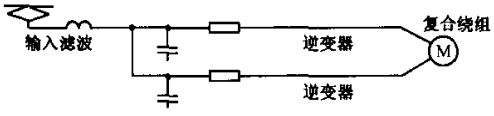
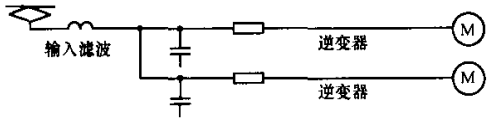
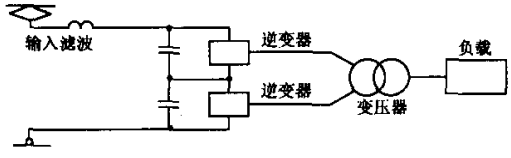
方　式	多级系统的典型结构
并联输出	
多级绕组负载	
并联逆变器	
串联输出	

图 52　逆变器的典型组合

3.4.6 电气参数

本条只介绍三相同步电压型逆变器。

3.4.6.1 谐波输出电压

同步调制逆变器(见图 53)的谐波输出电压如图 54 所示。

图表参数：

a) 调制方式；

b) 载波比；

c) 脉冲数。

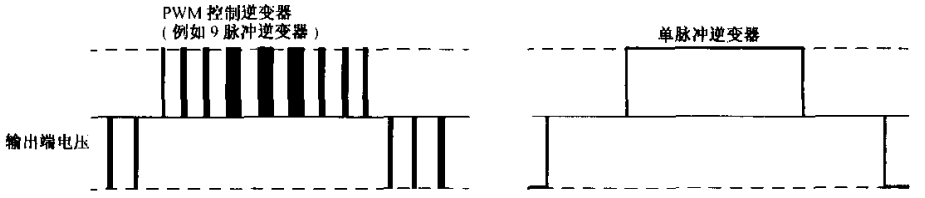


图 53 逆变器输出波形

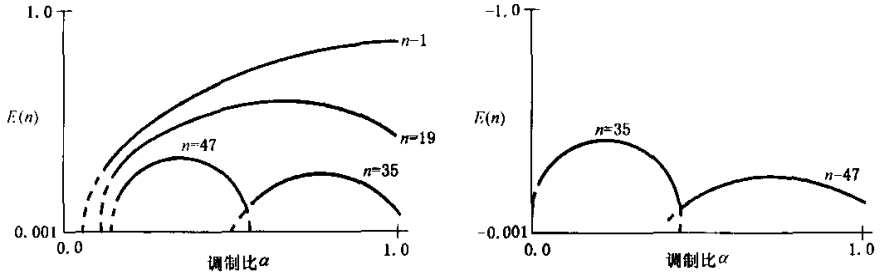


图 54 逆变器的谐波输出电压

参数：调制方式、脉冲数。

正弦波-三角波调制-9 脉冲的例子见图 54。

n——谐波数。

在图表中，假定输入电压为绝对常数，$E(n)$字义如下：

$$E(n)=\frac{\text{输入相电压 } n \text{ 次谐波}}{\text{输入电压}}\quad (\text{r. m. s.}) \cdots\cdots (25)$$

表 16 列出了图表中的参数。

表 16 输出电压的频谱参数

调制类型	脉冲数		调制比	
正弦波-三角波	27；15；9		0.0～1.0	
方波-三角波	3	1	0.6～1.0	1

表 16 对应的图表的值见附录 A 的图 A.12。

注 1：在这些图表中，有些谐波相电压是负值。谐波相电压的负值表明与基波相电压反向，正的谐波相电压表明与基波相电压同向。

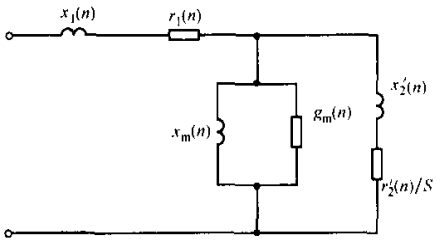
注 2：脉冲数是 3 的整数倍。

3.4.6.2 谐波输出电流

谐波电流来自在 3.4.6.1 中所述的谐波电压和负载电路的电抗，每个谐波电流可能通过 n 次谐波电压和 n 次谐波等效负载电路电抗来计算。估算等效电抗时应该考虑集肤效应和近似效应，稳态下模拟负载法见 3.4.6.2.1～3.4.6.2.3。

3.4.6.2.1 异步电动机负载

异步 n 次谐波电压电动机的等效电路图见图 55。



$x_1(n)$——原边 n 次谐波电抗；

$r_1(n)$——原边 n 次谐波电阻；

$x'_2(n)$——次边 n 次谐波电抗(换算到原边)；

$r'_2(n)$——次边 n 次谐波电阻(换算到原边)；

$x_m(n)$—— n 次磁化电抗；

$g_m(n)$——n 次磁化电导；

n——谐波次数；

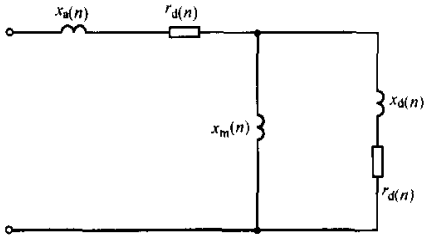
S——滑差($n\geqslant 2$ 时：$S=1$)。

注：高频时电抗和电阻考虑了集肤效应。

图 55 异步电动机 n 次谐波的等效电路图

3.4.6.2.2 同步电动机负载

若场电路可以忽略，d 轴和 q 轴等效电路是对称的。在这种情况下，同步电动机可以用图 56 所示的等效电路图代替。



$x_a(n)$——电枢绕组的 n 次谐波漏抗；

$r_a(n)$——电枢绕组的 n 次谐波电阻；

$x_m(n)$——同步 n 次谐波电抗；

$x_d(n)$——阻尼绕组的 n 次谐波漏抗；

$r_d(n)$——阻尼绕组的 n 次谐波电阻；

n——谐波数。

注：高频时的电抗和电阻考虑了集肤效应。

图 56 同步电动机 n 次谐波的等效电路图($n\geqslant 2$)

3.4.6.2.3 谐波输出电流的计算

若不考虑负载电阻和磁化电抗，谐波输出电流 $I_o(n)$可以用公式(26)近似计算。

$$I_o(n)=\frac{E(n)}{X(n)} \qquad \cdots\cdots (26)$$

式中：

$E(n)$——n 次谐波输出相电压(峰值)，单位为伏特(V)；

$X(n)$——负载的总电抗，单位为亨(H)。

注：$E(n)$见附录 A 的图表所示。

3.4.6.3 谐波输入电流

3.4.6.3.1 输出电流假定为完整正弦波时谐波输入电流

假定输出电流是完整的正弦波时，可能通过输出电流来计算谐波输入电流，诸如图 57 之类的图表见附录 A。

图表的参数清单如下：

a) 调制方式；

b) 载波比；

c) 脉冲数；

d) 相移系数。

假定输入电流为完整的正弦波时，图表中的 $I_i(n)$ 的定义如下：

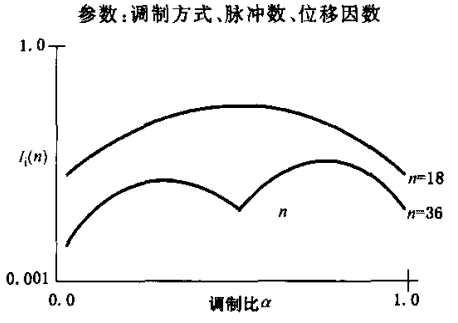
$$I_i(n)=\frac{n\text{次谐波输入电流}}{\text{输出电流的方均根(r. m. s.)值}} \quad \cdots\cdots (27)$$

表 17 列出了图表中的参数。

表 17 输入电流频谱参数

调制类型	相移因数	脉冲数		载波比	
正弦波-三角波	0.75;0.8;0.85;0.9;1.0	27;15;9		0.0～1.0	
方波-三角波	0.75;0.8;0.85;0.9;1.0	3	1	0.6～1.0	1

表 17 中的值见附录 A 的图 A.13。



例：

调制方式：正弦波-三角波

脉冲数：9

图 57 逆变器输入电流的频谱图

3.4.6.3.2 不假定输出电流为完整正弦波时谐波输入电流

通常，逆变器的输入电流等于谐波电流加上输出电流的波动电流，如公式(28)所示。在这种情况下，不假定逆变器的输出电流为正弦波。

在非正弦波的情况下，谐波输入电流和完整正弦波的谐波输入电流不同。

n 次谐波输入电流不超过 $I'_i(n)$。

$$I'_i(n)=I_i(n)+|\Delta I_i(n)| \quad \cdots\cdots (28)$$

式中：

$I_i(n)$——在输出电流是完整的正弦波的情况下的谐波输入电流，单位为安培(A)；

$|\Delta I_i(n)|$——输出电流的纹波电流引起的谐波输入电流，单位为安培(A)。

$$|\Delta I_i(n)|\approx\sum_{mk}^{\infty}\left\{\frac{E(k)E(m)}{\sqrt{2}\,mX^{\cdot}}\right\} \quad \cdots\cdots (29)$$

$$n=|\ m\pm k\ | \qquad \cdots\cdots (30)$$

$$m=2,3,4,\cdots\cdots$$

$$k=1,2,3,\cdots\cdots$$

$$X^*=\frac{I_{out}X(1)}{E_d} \qquad \cdots\cdots (31)$$

式中：

I_{out}——逆变器的输出电流(峰值)，单位为安培(A)；

$X(1)$——逆变器在基频工作时负载的总电抗，单位为亨(H)；

$E(k)$——k 次输出相电压，单位为伏特(V)；

$E(m)$——m 次输出相电压，单位为伏特(V)。

注：谐波输入电流 I_{out}、$E(k)$、$E(m)$见附录 A。

3.4.6.3.3 输出谐波电流对输入谐波电流的影响

输出谐波电流影响输入谐波电流，如公式(28)所示。

通常，X^*、$E(k)$和 $E(m)$的给定值如下：

$0.1<X^*<0.3$

$0.1<E(k)<0.3$

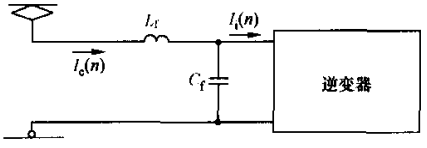
$0.1<E(m)<0.3$

若 $n\geqslant 9$，$\Delta I_i(n)$小于 $I_i(n)$的百分之几。

3.4.6.4 电源谐波电流的计算

3.4.6.4.1 逆变器的输入电路

图 58 中，滤波器与逆变器的输入电路相连。逆变器产生的谐波电流经过滤波器衰减后流入电源。



$I_i(n)$——逆变器输入电流的 n 次谐波；

$I_e(n)$——电网电流的 n 次谐波；

L_f——滤波电抗的电感。

图 58 逆变器的输入电路

3.4.6.4.2 电源纹波电流的计算

电源输出电流等于逆变器的谐波输入电流乘以电流衰减系数 ζ_n，见公式(32)：

$$I_s(n)=\zeta_n\times I_i(n) \qquad \cdots\cdots (32)$$

3.4.6.4.3 输入滤波器的频率参数

输入电流阻尼系数可以如图 59 所示的图表中获得，或者是通过公式(33)近似计算：

$$\zeta_n\approx\frac{1}{|\ 1-4\pi^2n^2f_i^2L_fC_f\ |} \qquad \cdots\cdots (33)$$

式中：

f_i——逆变器的基频，单位为赫兹(Hz)；

n——逆变器频率的谐波次数；

L_f——滤波电抗器的电感，单位为(H)；

C_f——滤波电容器的电容，单位为(F)。

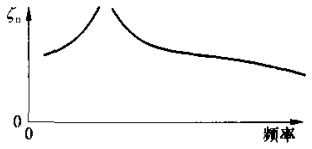


图 59 输入滤波器的频率参数

4 间接变流器

4.1 间接变流器的种类

电源侧和负载侧用不同的变流器组成单元整流器是很重要的，典型的电路结构见表 2。

4.2 间接变流器的电路结构和基本性能

电源侧和负载侧的电路结构和每个变流器单元的基本性能与 3.2～3.4 所述的变流器相同。

4.3 间接变流器的基本参数

电源侧和负载侧的每个变流器单元的基本参数与 3.2～3.4 中所述的变流器相同。

4.4 间接变流器的控制方式

电源侧和负载侧的每个变流器单元的控制方式与 3.2～3.4 中所述的变流器相同。

4.5 多级间接变流器

电源侧和负载侧的每个变流器单元的多级电路结构与 3.2～3.4 中所述的相同。

4.6 间接变流器的分析

电源侧和负载侧的每个变流器单元的参数计算与 3.2～3.4 中所述的相同。

5 多电源供电的机车车辆变流器

5.1 变流器的种类

可能使用同类型的变流器。单元变流器的组合取决于电源和负载是直流还是交流。允许一个变流器有两个或多个电路结构，有多个不同的输入量。

典型电路结构见表 3。

5.2 变流器的电路结构和基本性能

每个变流器电源侧和负载侧的电路结构及基本性能和 3.2～3.4 中所述的变流器的相同。

5.3 变流器的基本参数

每个变流器电源侧和负载侧的基本参数和 3.2～3.4 中所述的变流器的相同。

5.4 变流器的控制方式

每个变流器电源侧和负载侧的控制方式和 3.2～3.4 中所述的变流器的相同。

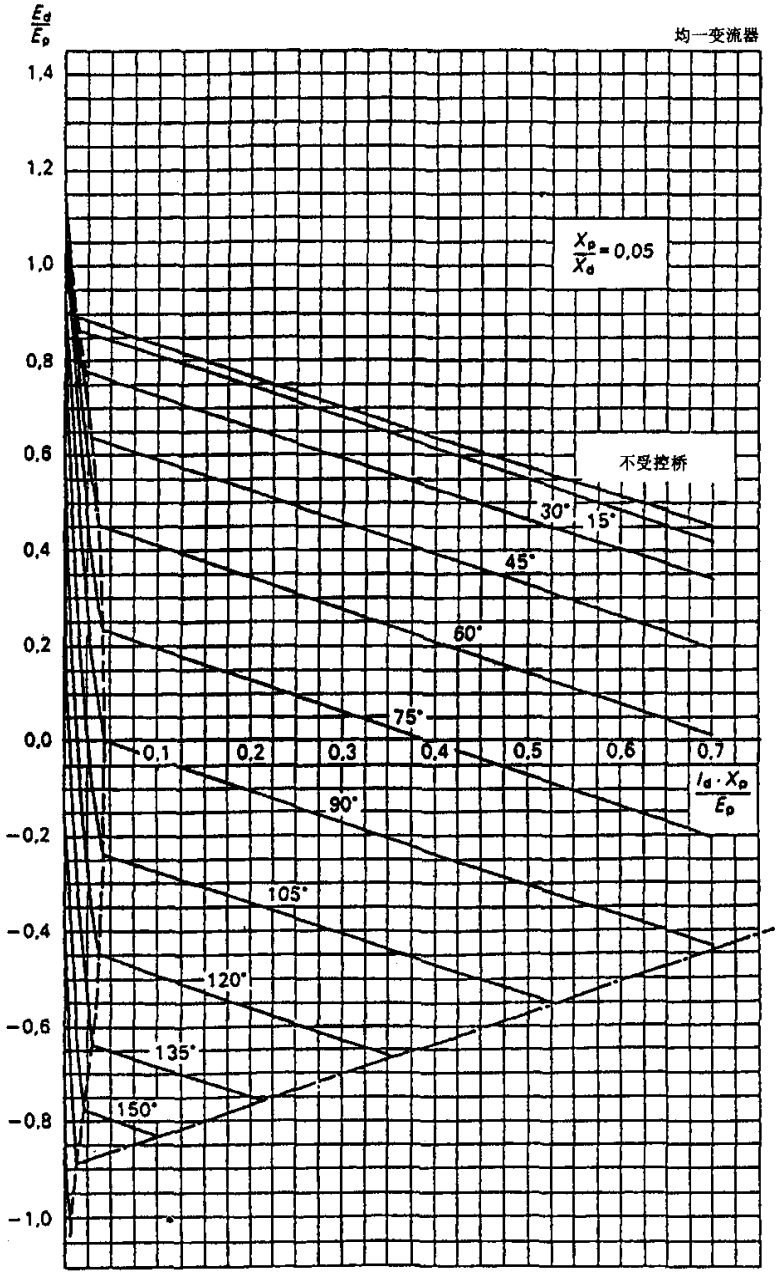
5.5 多级变流器

每个变流器电源侧和负载侧的多级结构和 3.2～3.4 中所述的变流器的相同。

5.6 变流器分析

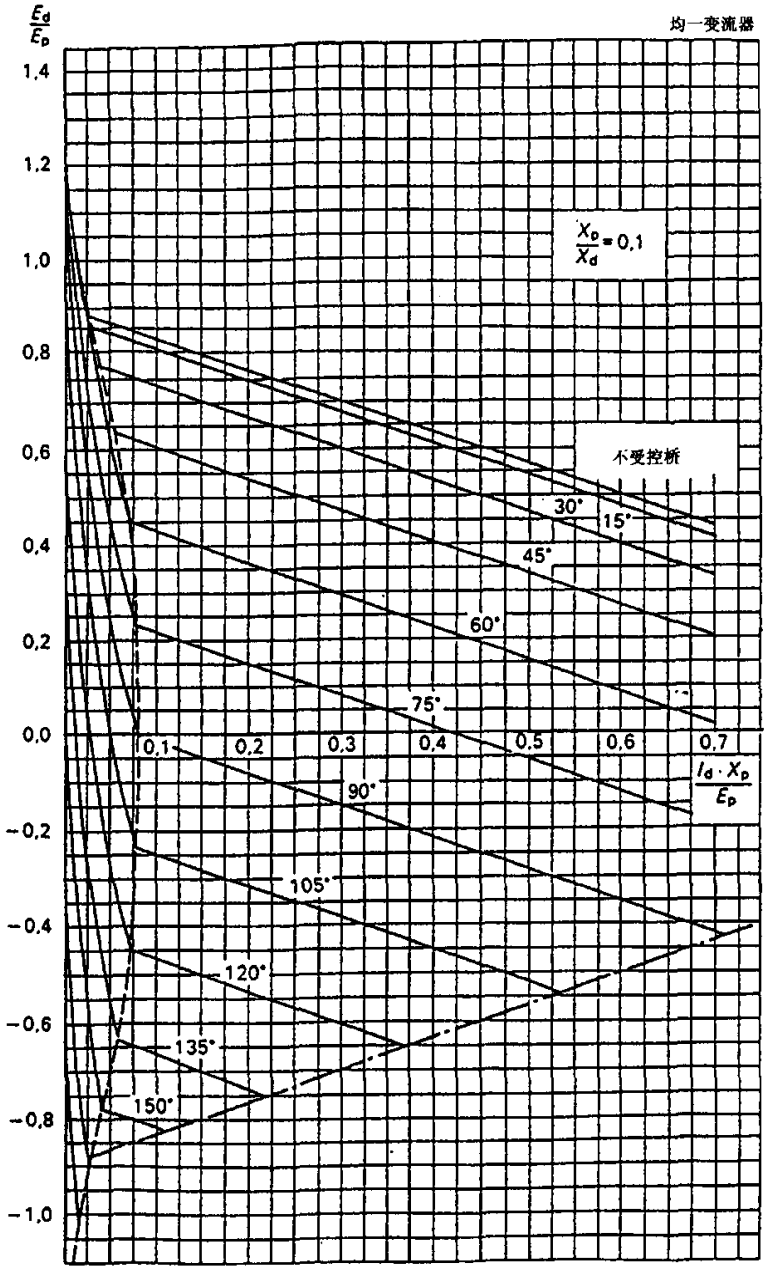
每个变流器电源侧和负载侧的参数计算和 3.2～3.4 中所述的变流器的相同。

附 录 A
（规范性附录）
图形表示法



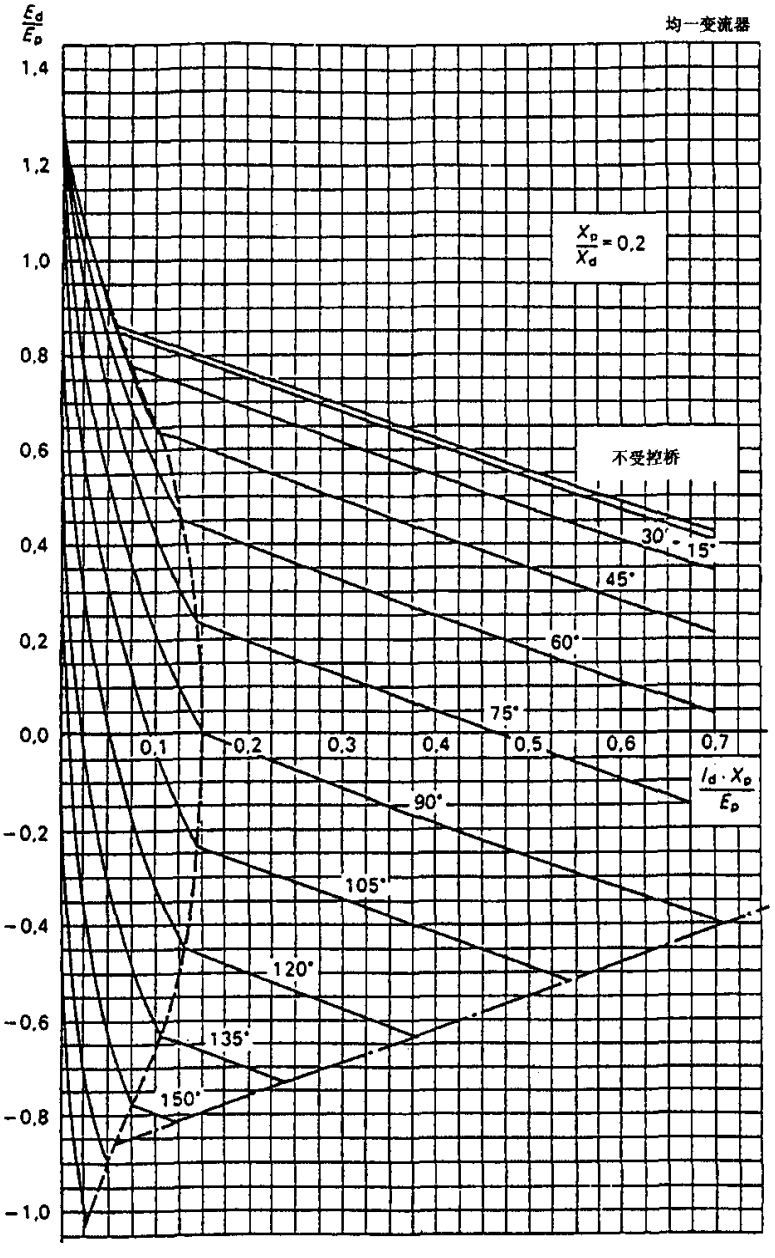
a)

图 A.1 直流调压


均一变流器
$\frac{E_d}{E_p}$
1.4
1.2
1.0
0.8
0.6
0.4
0.2
0.0
−0.2
−0.4
−0.6
−0.8
−1.0
$\frac{X_p}{X_d}=0.1$
不受控桥
30°
15°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

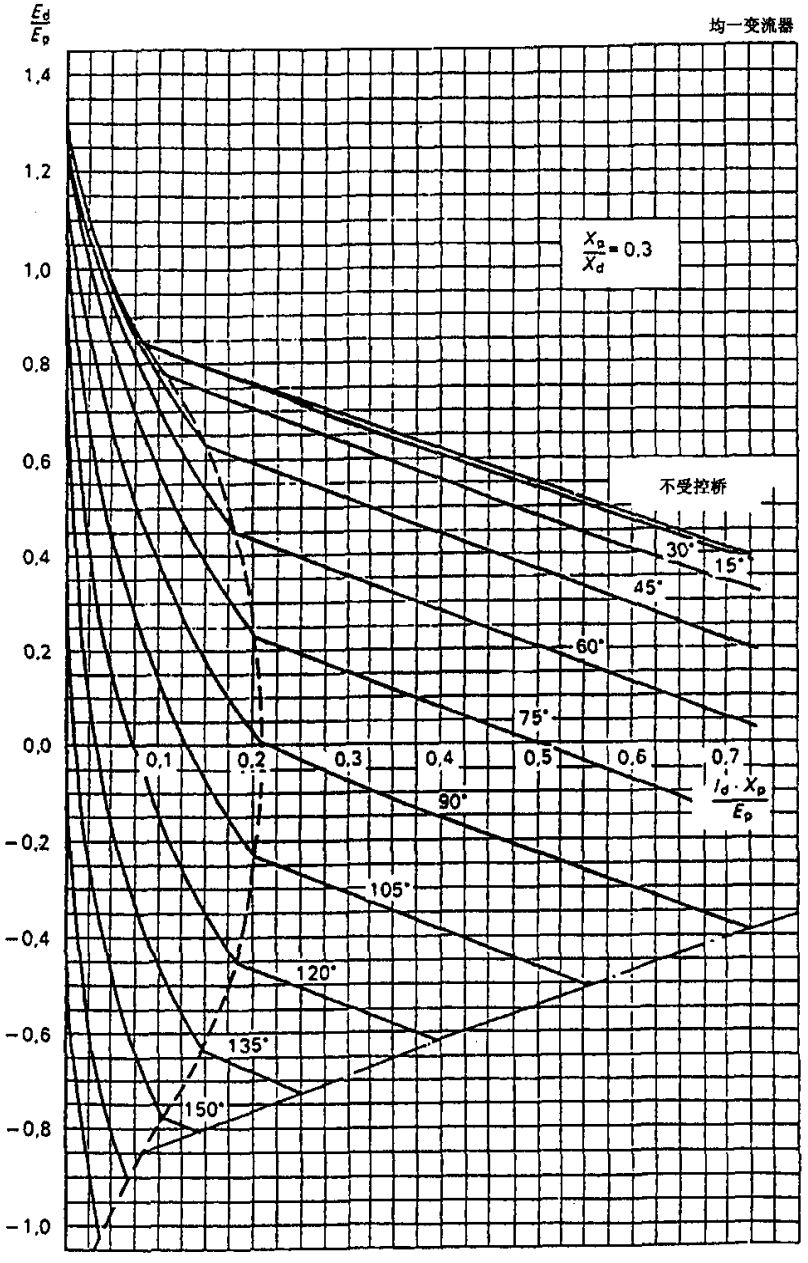
b)

图 A.1（续）


$\frac{E_d}{E_p}$
均一变流器
1.4
1.2
1.0
0.8
0.6
0.4
0.2
0.0
−0.2
−0.4
−0.6
−0.8
−1.0
$\frac{X_p}{X_d}=0.2$
不受控桥
30°
15°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

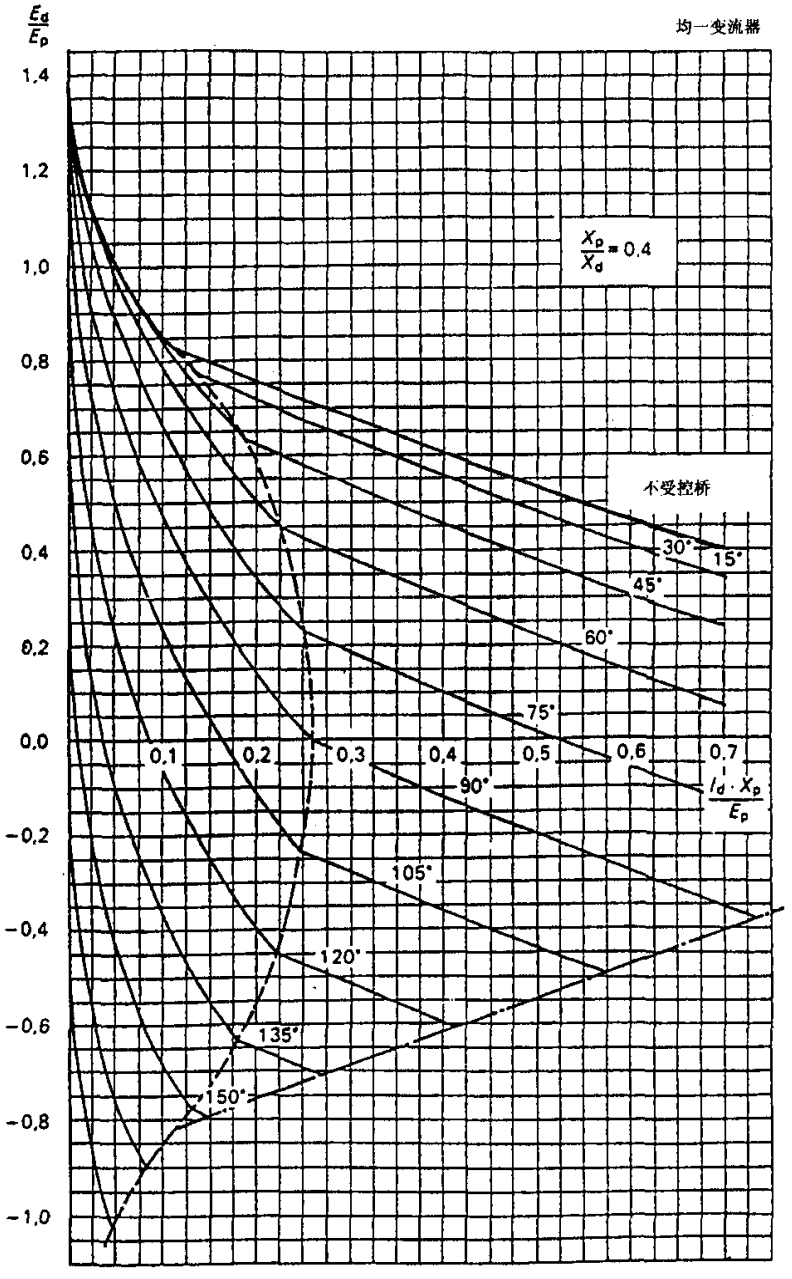
c)

图 A.1（续）


$\frac{E_d}{E_p}$
均一变流器
1,4
1,2
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0,0
−0,2
−0,4
−0,6
−0,8
−1,0
$\frac{X_p}{X_d}$ = 0,3
不受控桥
30°
15°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

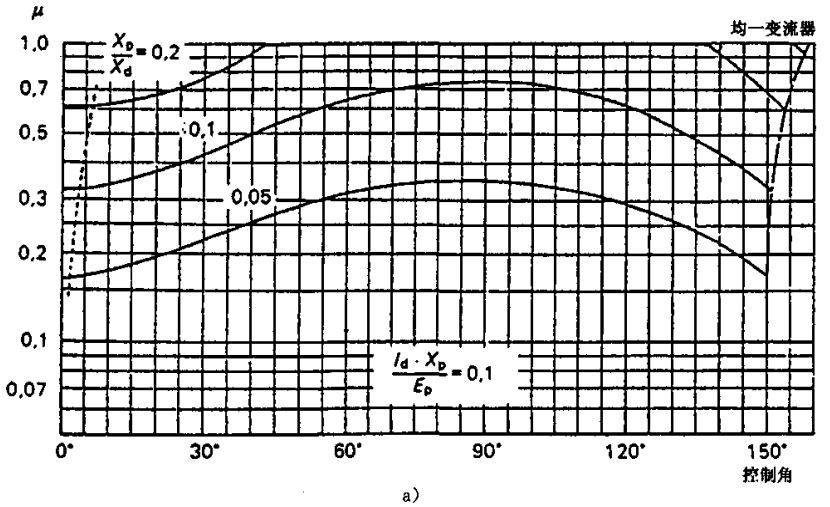
d)

图 A.1（续）

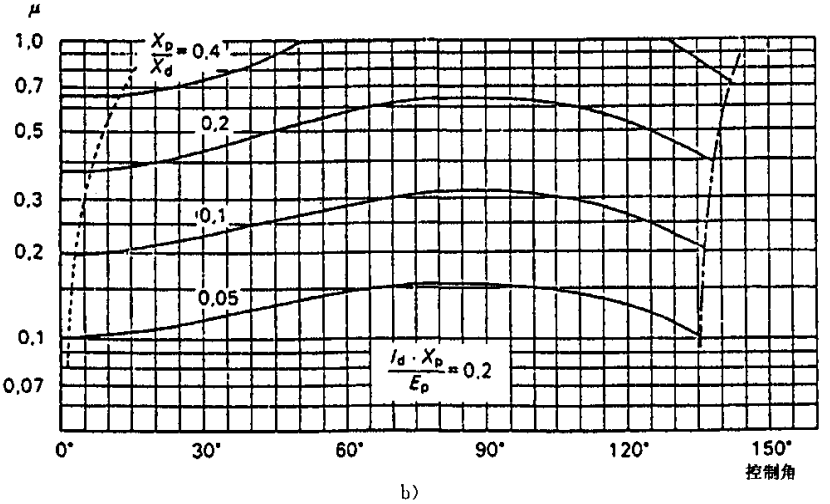

$\frac{E_d}{E_p}$
均一变流器
1,4
1,2
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0,0
−0,2
−0,4
−0,6
−0,8
−1,0
$\frac{X_p}{X_d}$ = 0,4
不受控桥
30°
15°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

e)

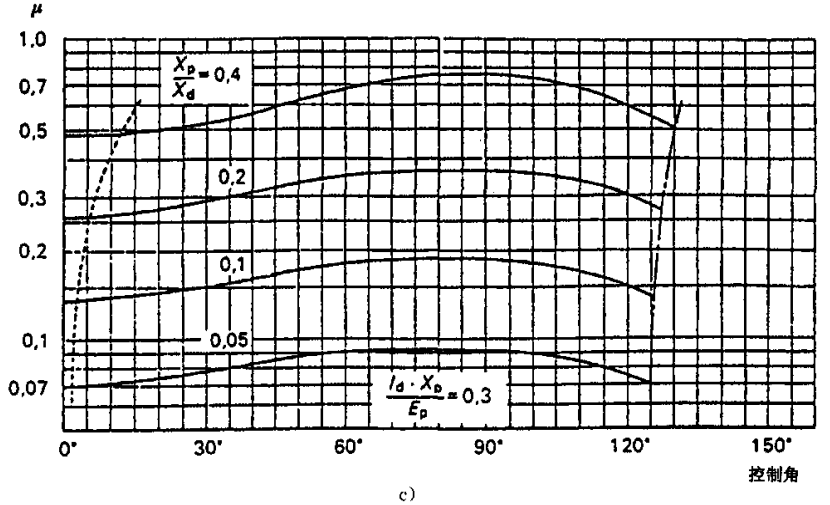
图 A.1（续）


μ
均一变流器
1.0
0.7
0.5
0.3
0.2
0.1
0.07
$\frac{X_p}{X_d}$=0,2
0,1
0,05
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$=0,1
0°
30°
60°
90°
120°
150°
控制角

a)

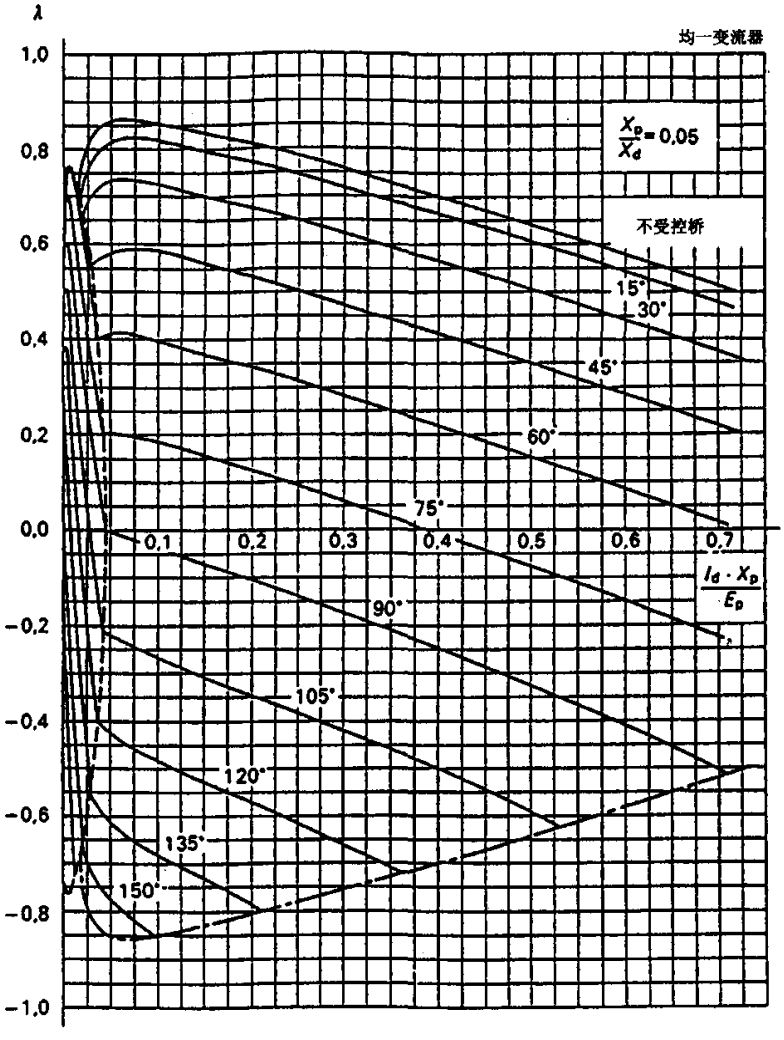

μ
1.0
0.7
0.5
0.3
0.2
0.1
0.07
$\frac{X_p}{X_d}$=0,4
0,2
0,1
0,05
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$=0,2
0°
30°
60°
90°
120°
150°
控制角

b)


μ
1.0
0.7
0.5
0.3
0.2
0.1
0.07
$\frac{X_p}{X_d}$=0,4
0,2
0,1
0,05
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$=0,3
0°
30°
60°
90°
120°
150°
控制角

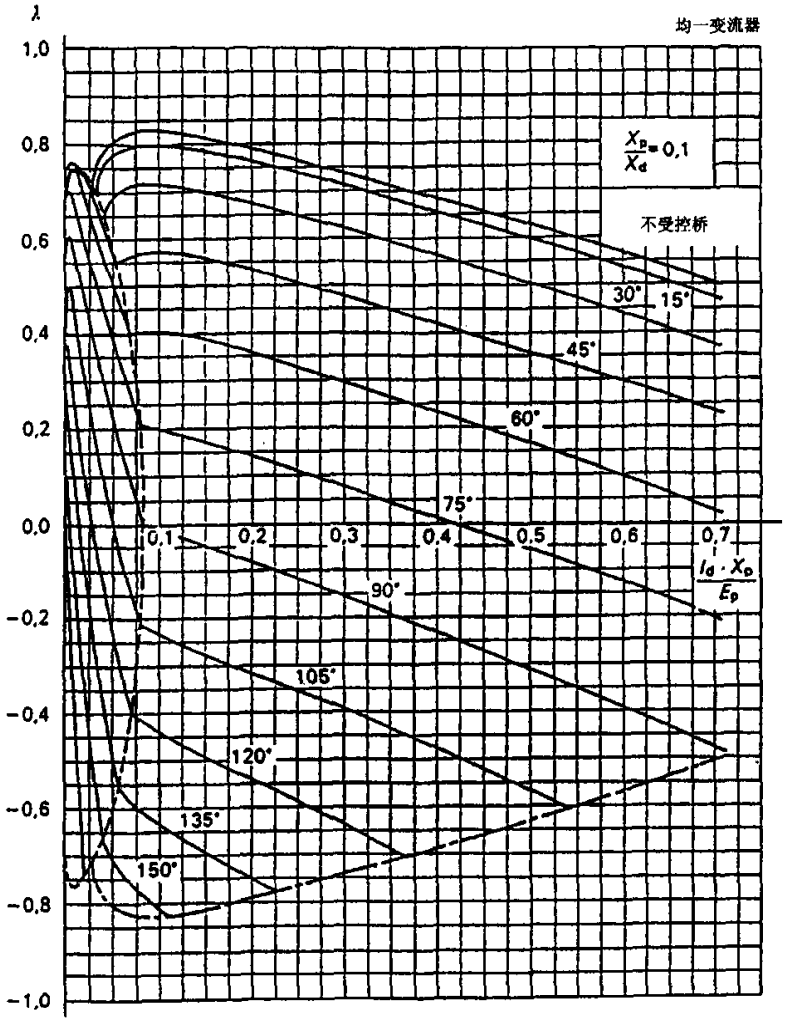
c)

图 A.2


λ
均一变流器
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0,0
−0,2
−0,4
−0,6
−0,8
−1,0
$\frac{X_p}{X_d}$=0,05
不受控桥
15°
30°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

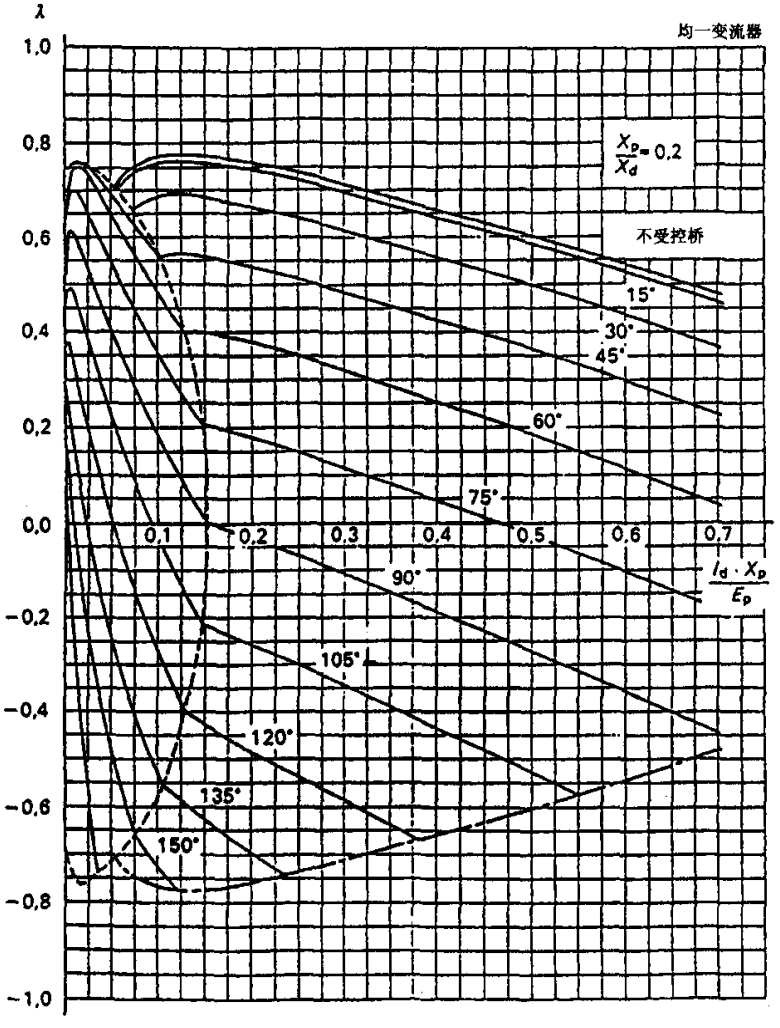
a)

图 A.3 总功率因数 λ


λ
均一变流器
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0,0
-0,2
-0,4
-0,6
-0,8
-1,0
$\frac{X_p}{X_d}$=0,1
不受控桥
30°
15°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

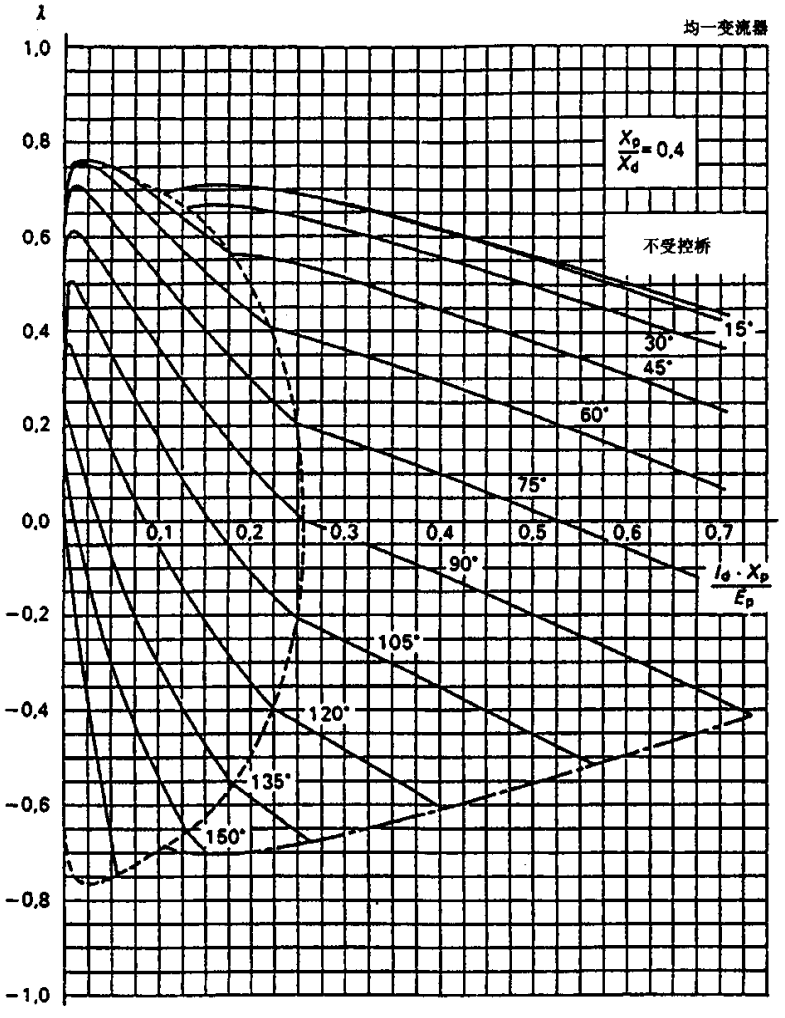
b)

图 A.3（续）


λ
均一变流器
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0,0
−0,2
−0,4
−0,6
−0,8
−1,0
$\frac{X_p}{X_d}$=0,2
不受控桥
15°
30°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

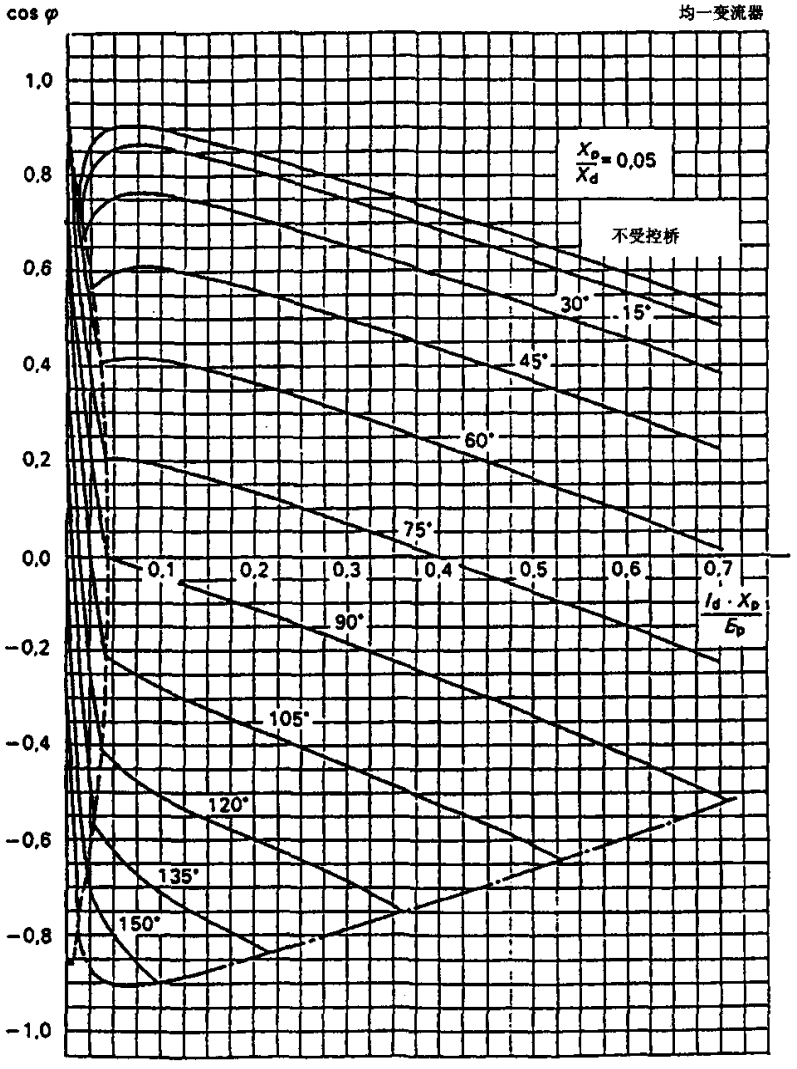
c)

图 A.3（续）


λ
均一变流器
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0,0
−0,2
−0,4
−0,6
−0,8
−1,0
$\frac{X_p}{X_d}$= 0,4
不受控桥
15°
30°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

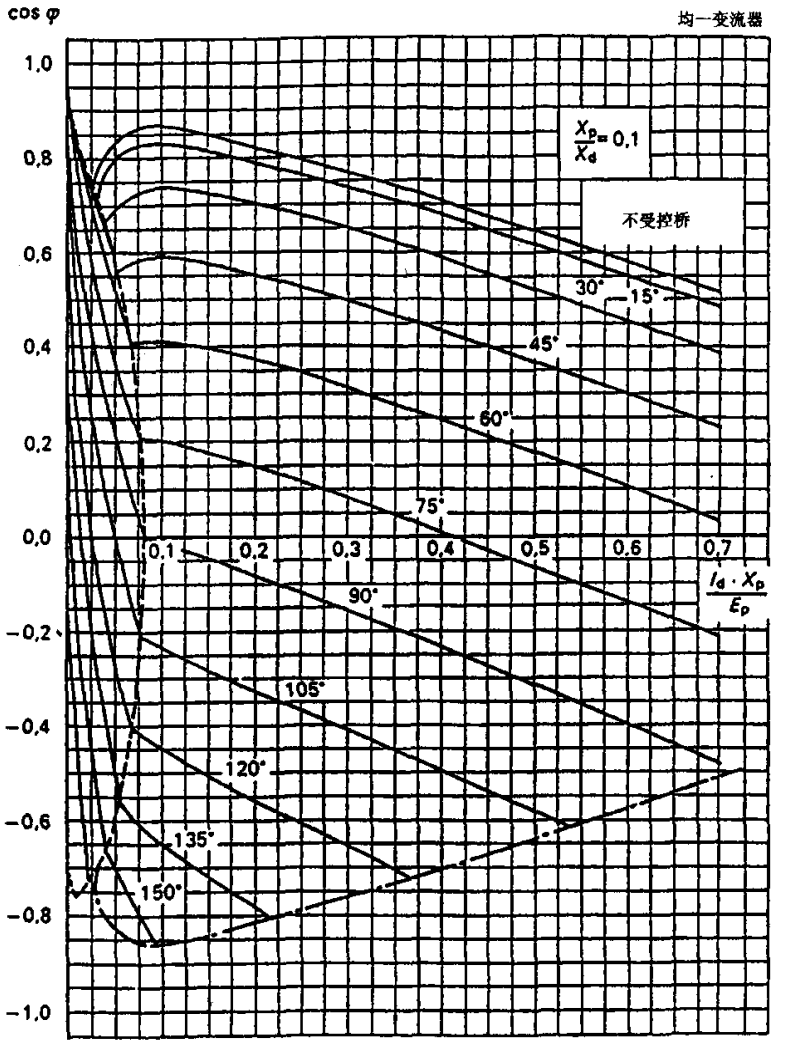
d)

图 A.3（续）



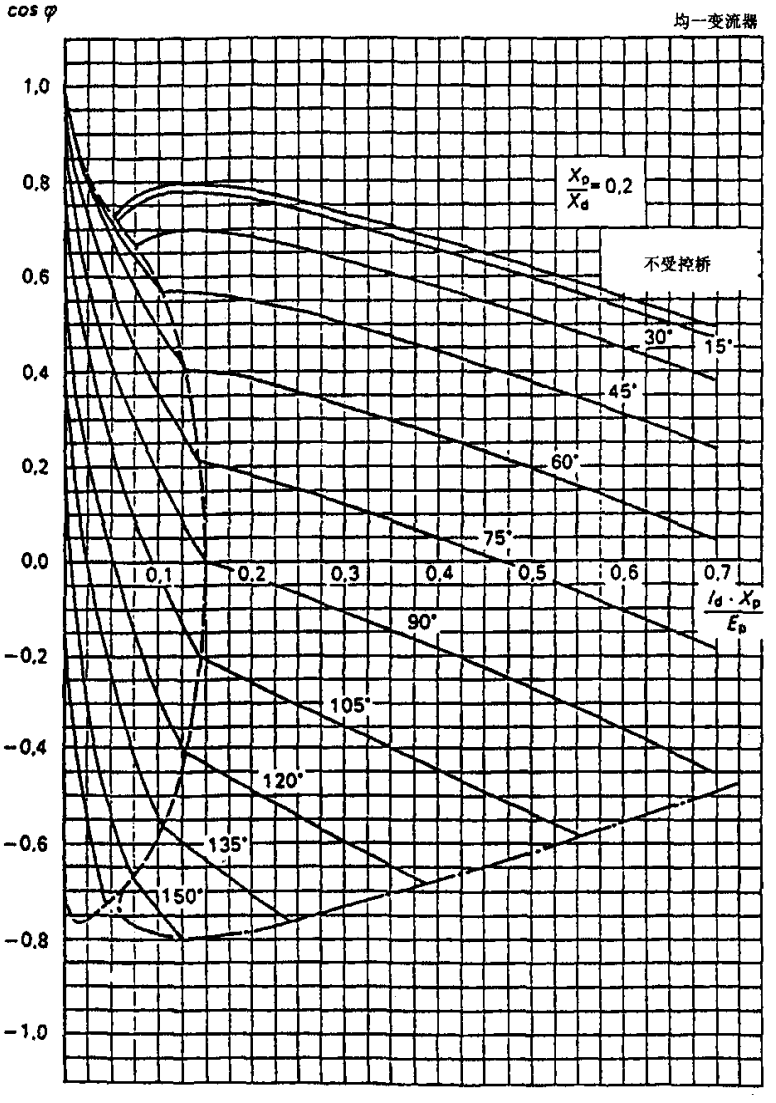
a)

图 A.4 位移因数 cosφ


cos φ
均一变流器
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0,0
−0,2
−0,4
−0,6
−0,8
−1,0
$\frac{X_p}{X_d}$= 0,1
不受控桥
30°
15°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

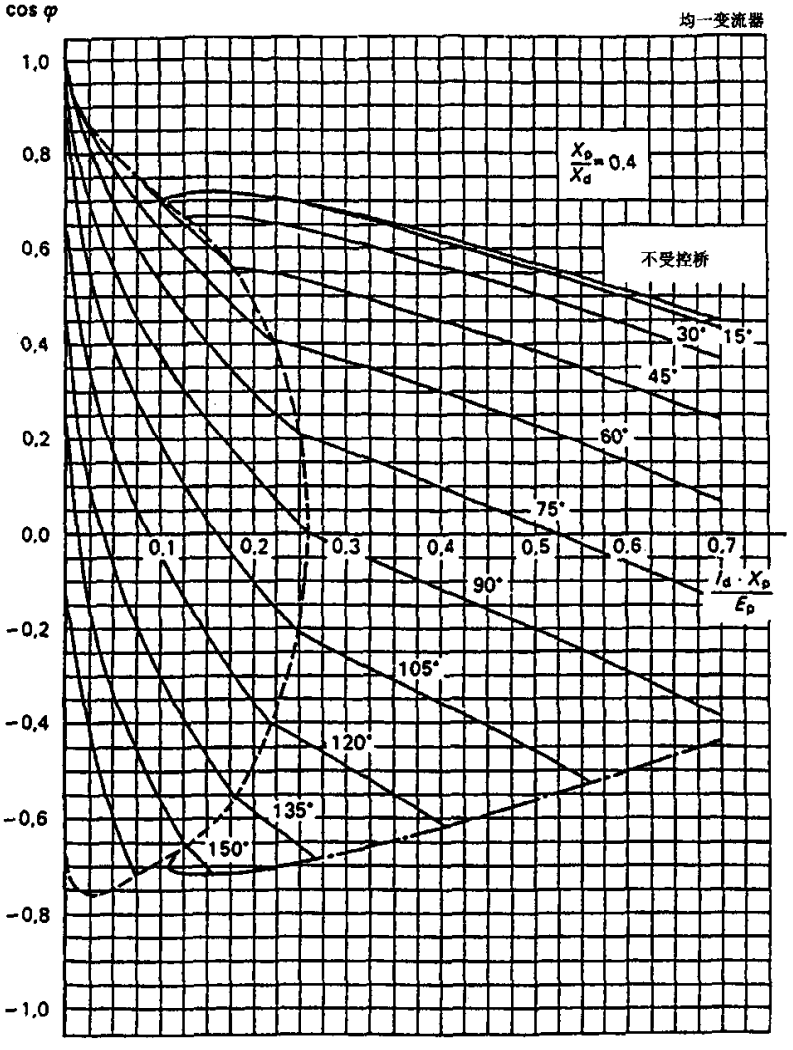
b)

图 A.4（续）


cos φ
均一变流器
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0,0
−0,2
−0,4
−0,6
−0,8
−1,0
$\frac{X_p}{X_d}$= 0,2
不受控桥
30°
15°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

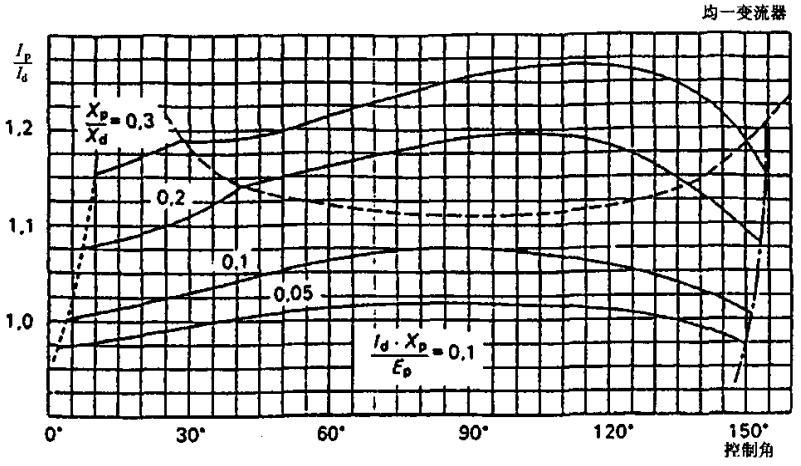
c)

图 A.4（续）

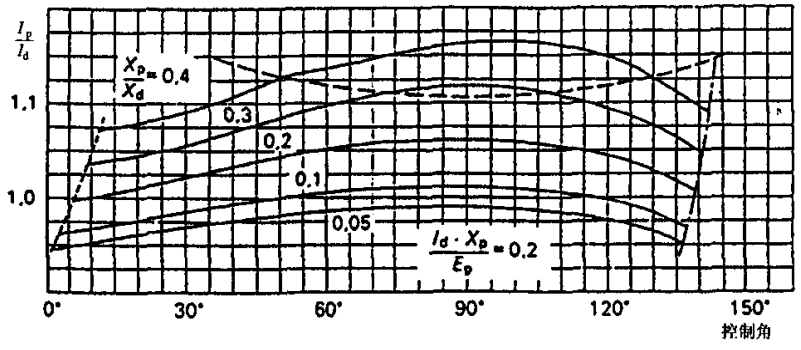

cos φ
均一变流器
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0,0
-0,2
-0,4
-0,6
-0,8
-1,0
$\frac{X_p}{X_d}$= 0.4
不受控桥
30°
15°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

d)

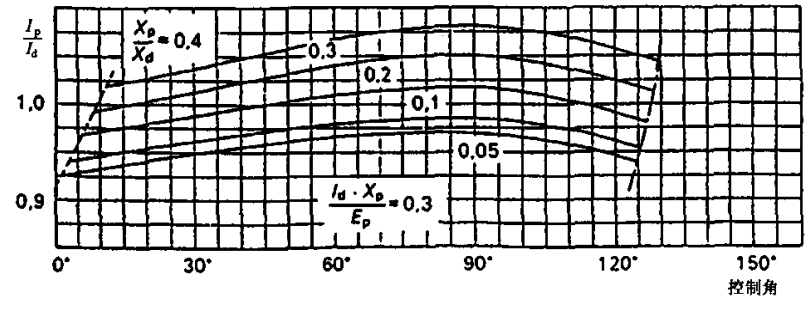
图 A.4（续）



a)

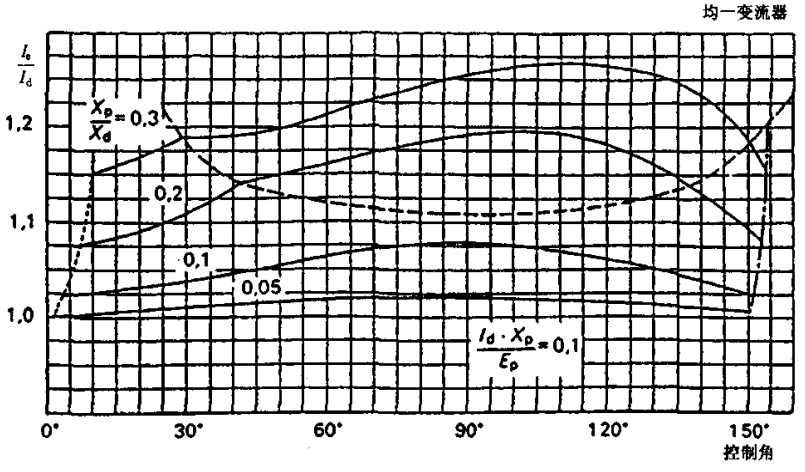


b)

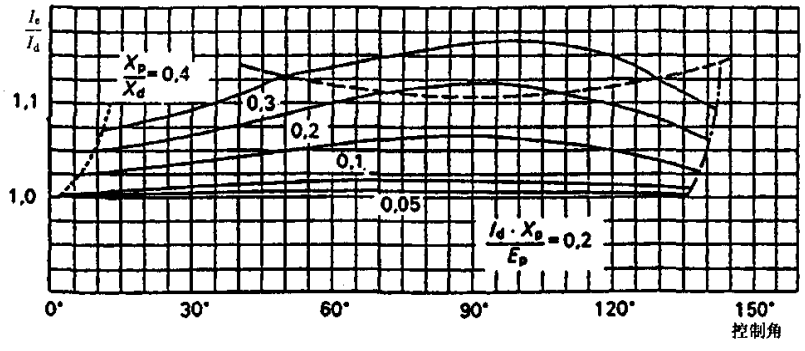


c)

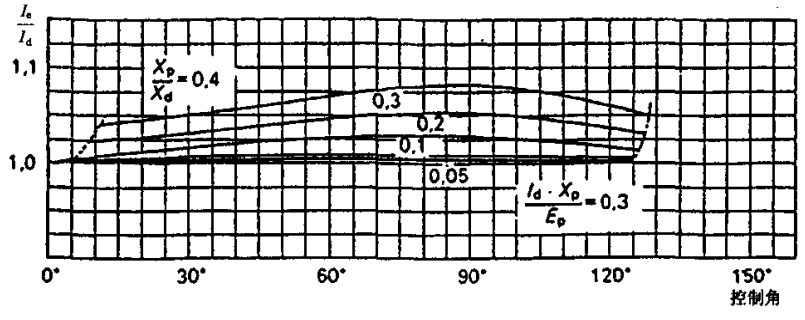
图 A.5　交流侧电流方均根值



a)

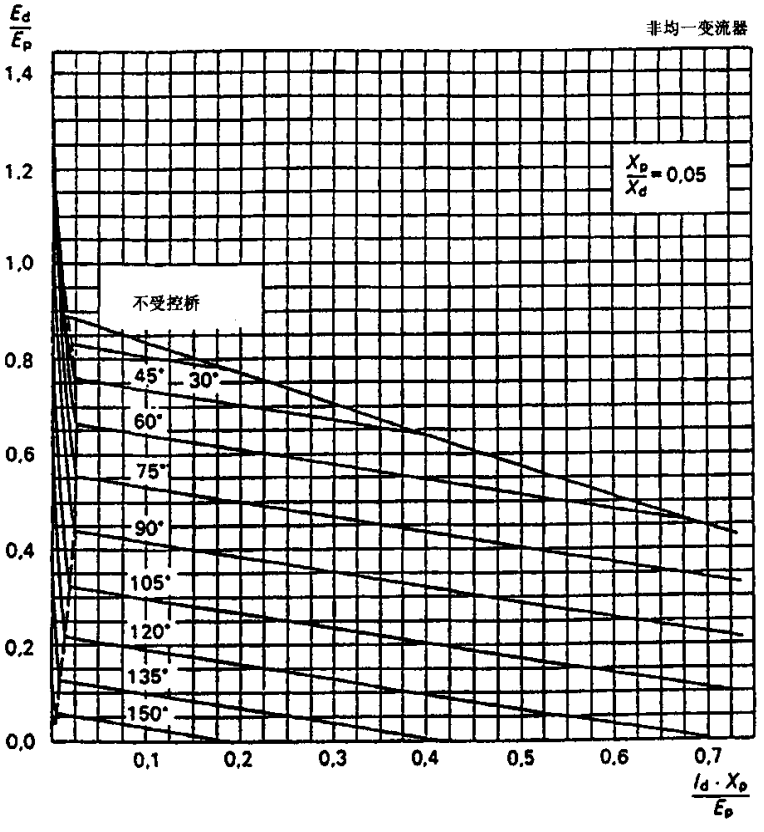


b)



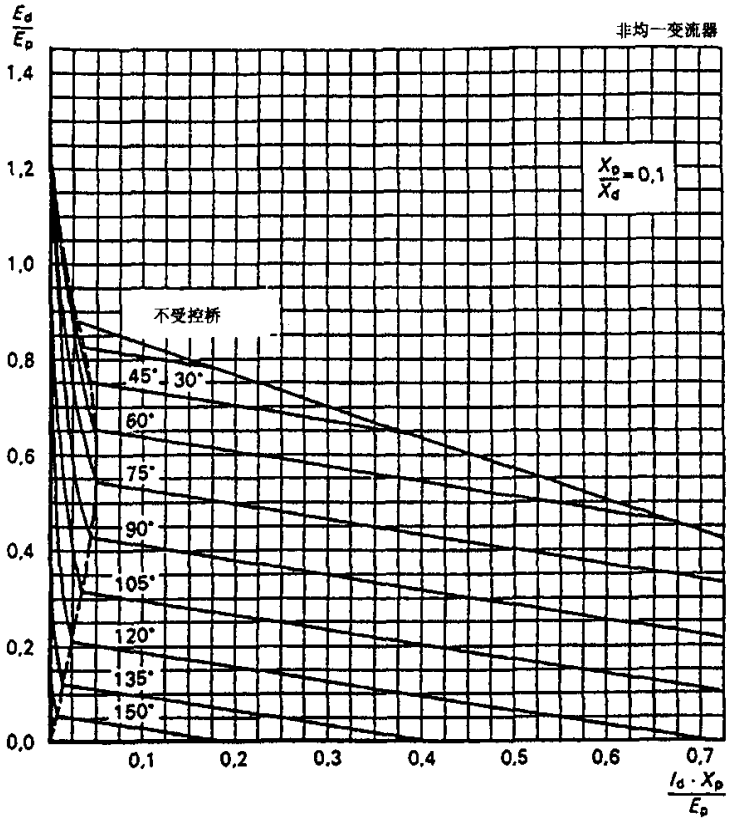
c)

图 A.6 直流侧电流方均根值


非均一变流器
$\frac{E_d}{E_p}$
1,4
1,2
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0,0
$\frac{X_p}{X_d}$=0,05
不受控桥
45°
30°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

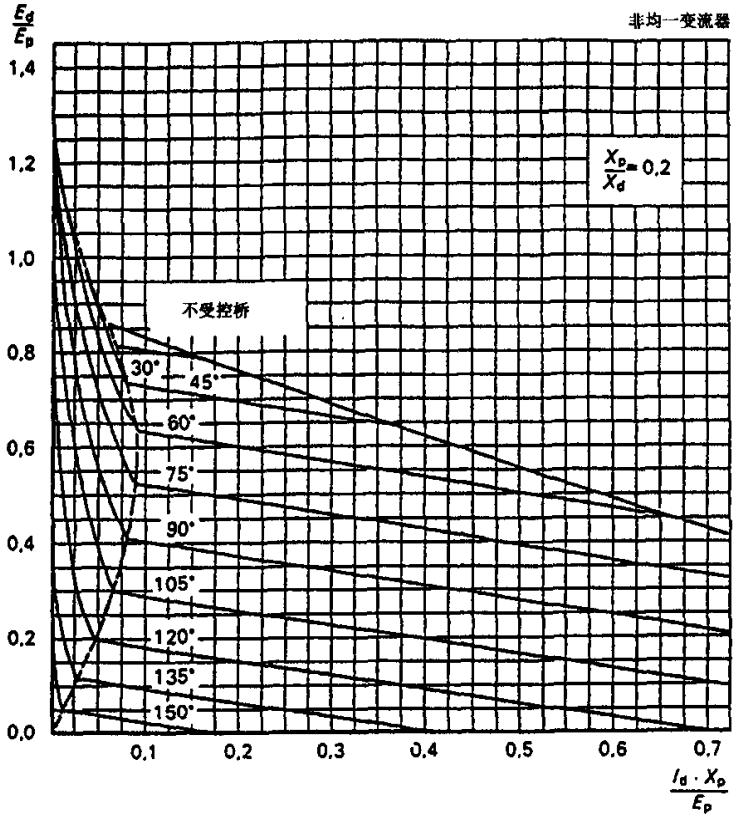
a)

图 A.7 直流电压调节


$\frac{E_d}{E_p}$
非均一变流器
1.4
1.2
1.0
0.8
0.6
0.4
0.2
0.0
$\frac{X_p}{X_d}=0.1$
不受控桥
45°
30°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

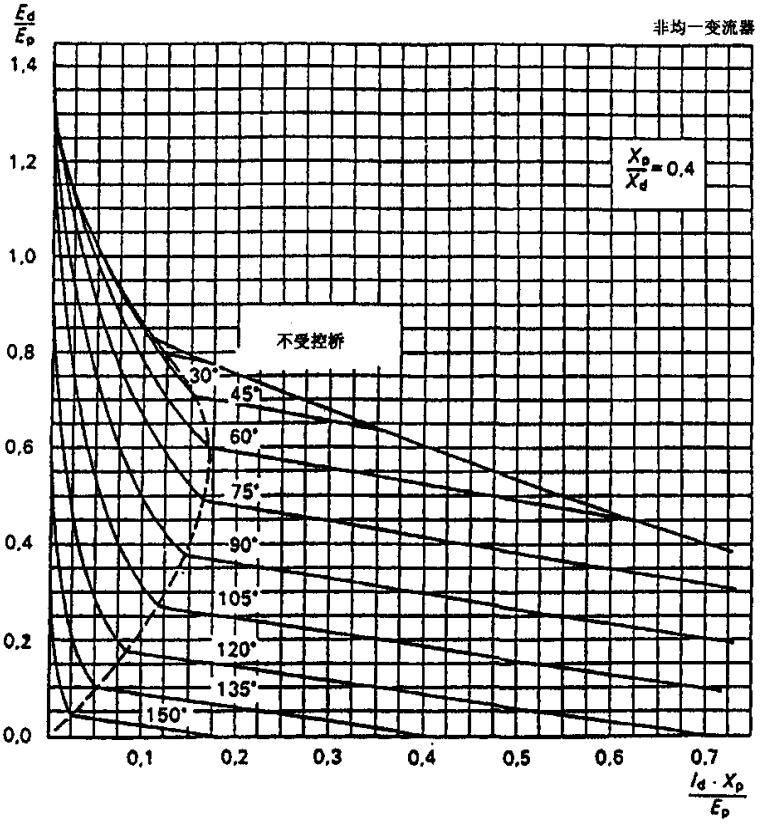
b)

图 A.7（续）


非均一变流器
$\frac{E_d}{E_p}$
1,4
1,2
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0,0
$\frac{X_p}{X_d}$= 0,2
不受控桥
30°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

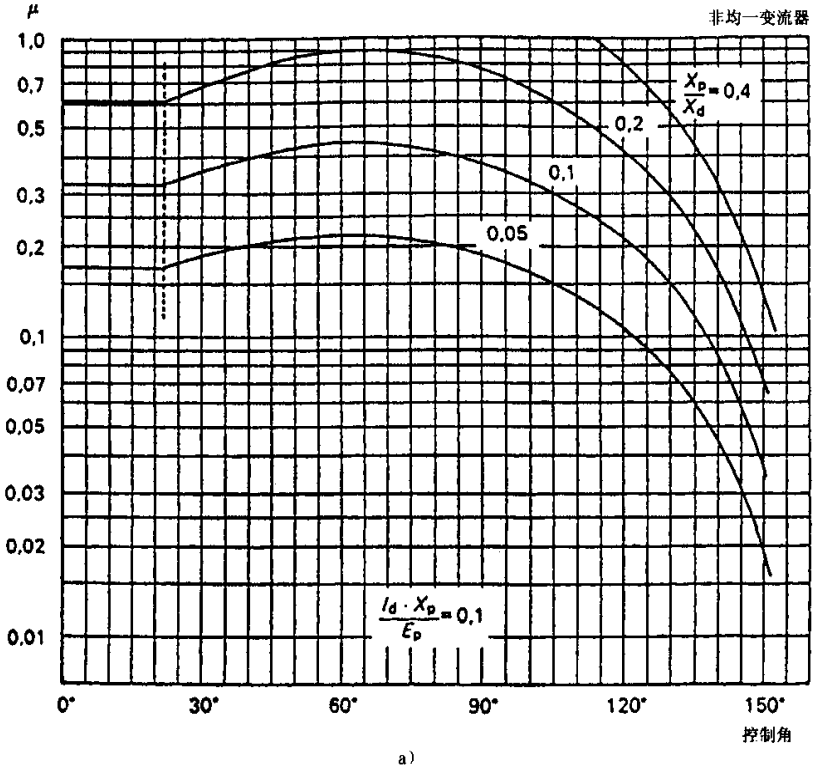
c)

图 A.7（续）

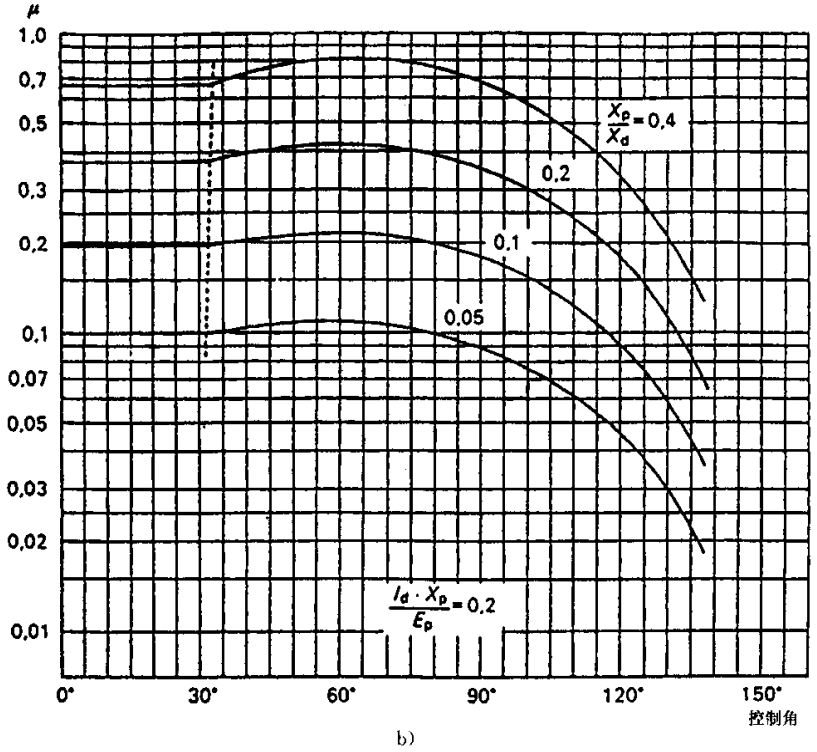

非均一变流器
$\frac{E_d}{E_p}$
1,4
1,2
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0,0
$\frac{X_p}{X_d}$=0,4
不受控桥
30°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

d)

图 A.7（续）

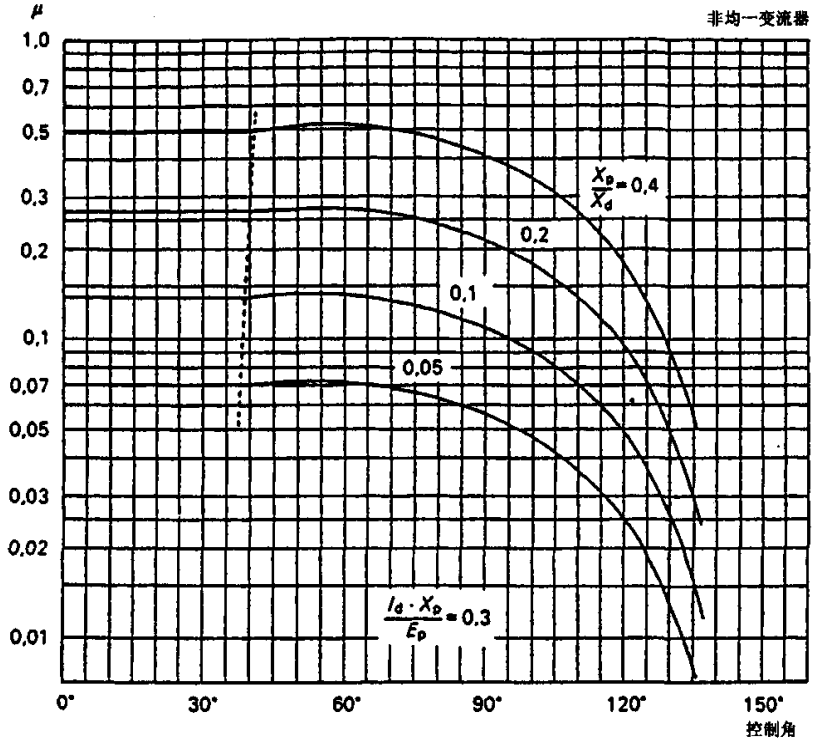


a)



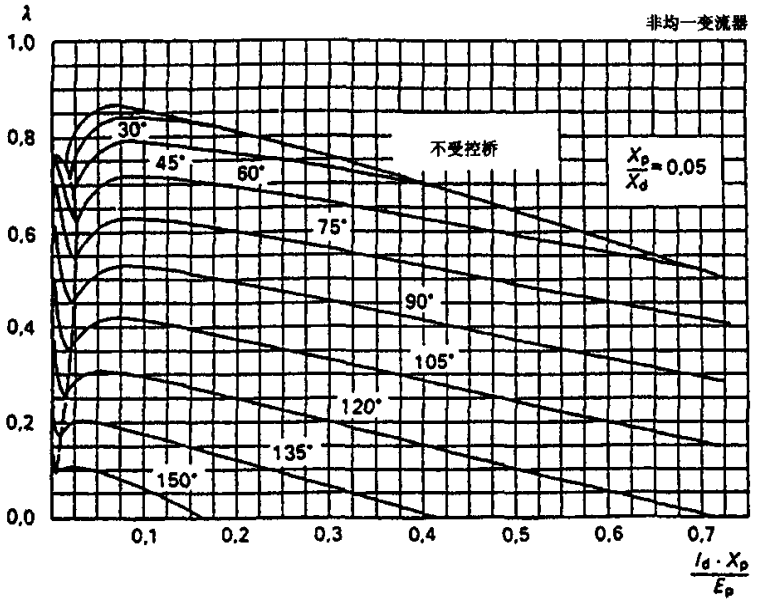
b)

图 A.8 斩波系数 μ

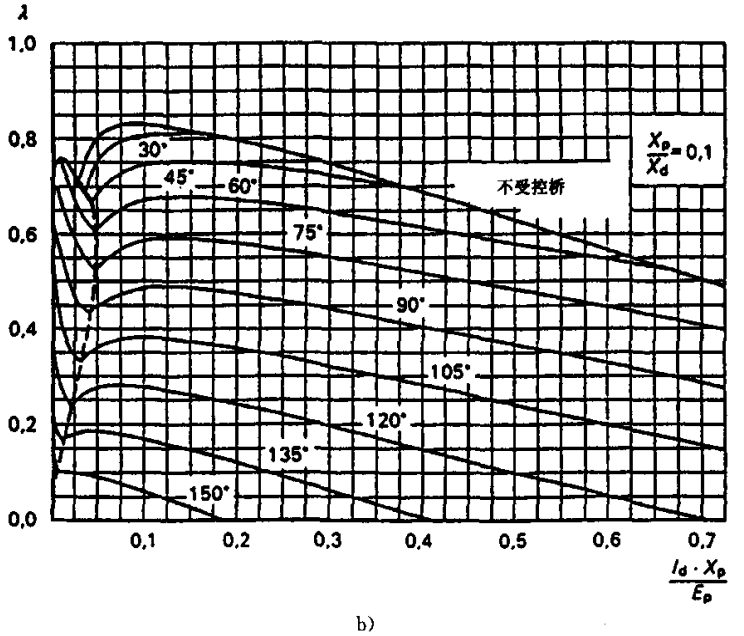

μ
非均一变流器
1,0
0,7
0,5
0,3
0,2
0,1
0,07
0,05
0,03
0,02
0,01
$\frac{X_p}{X_d}$=0,4
0,2
0,1
0,05
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$=0.3
0°
30°
60°
90°
120°
150°
控制角

c)

图 A.8（续）

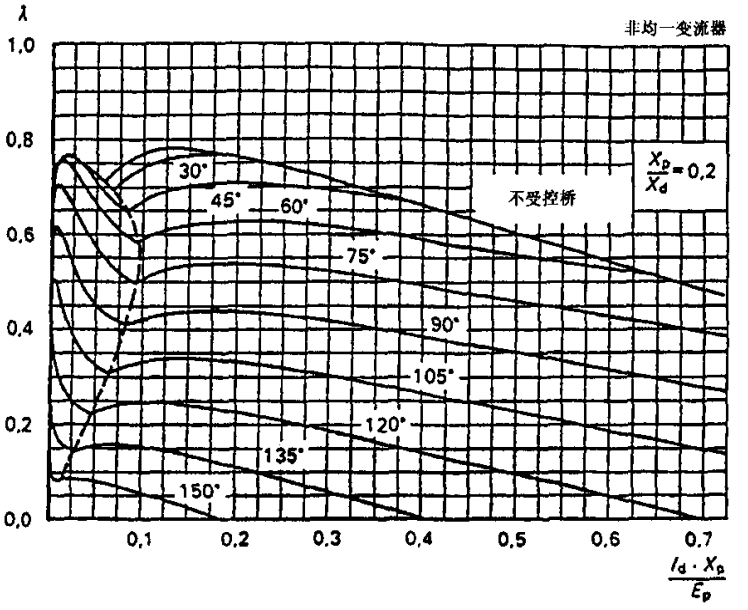


a)

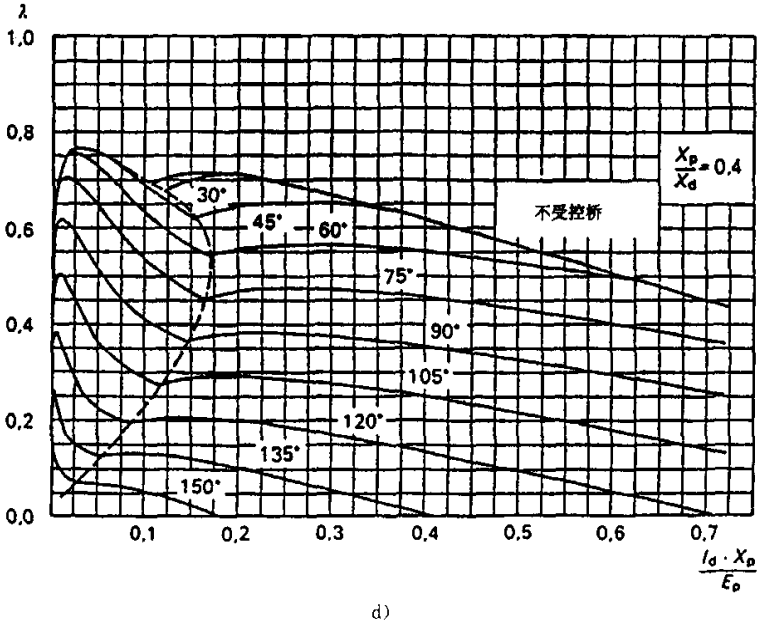


b)

图 A.9 总功率因数 λ

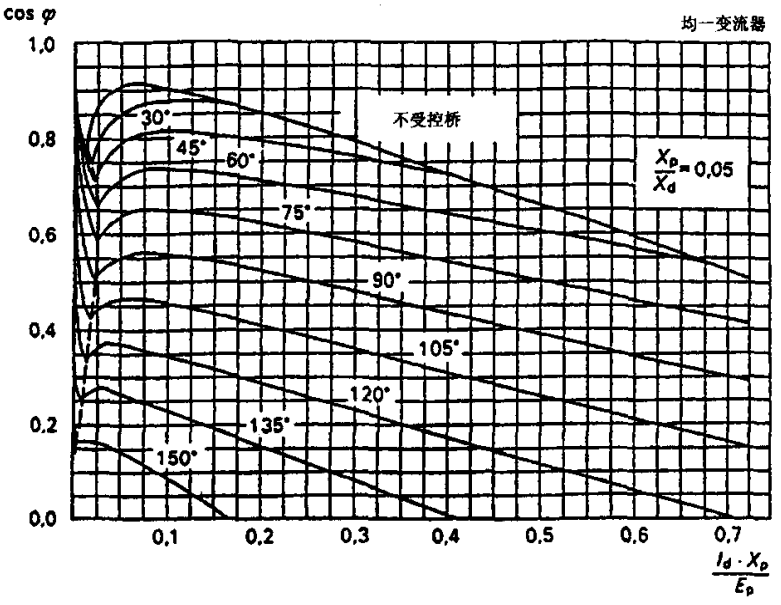

λ
非均一变流器
1.0
0.8
0.6
0.4
0.2
0.0
$\frac{X_p}{X_d}$=0.2
不受控桥
30°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

c)

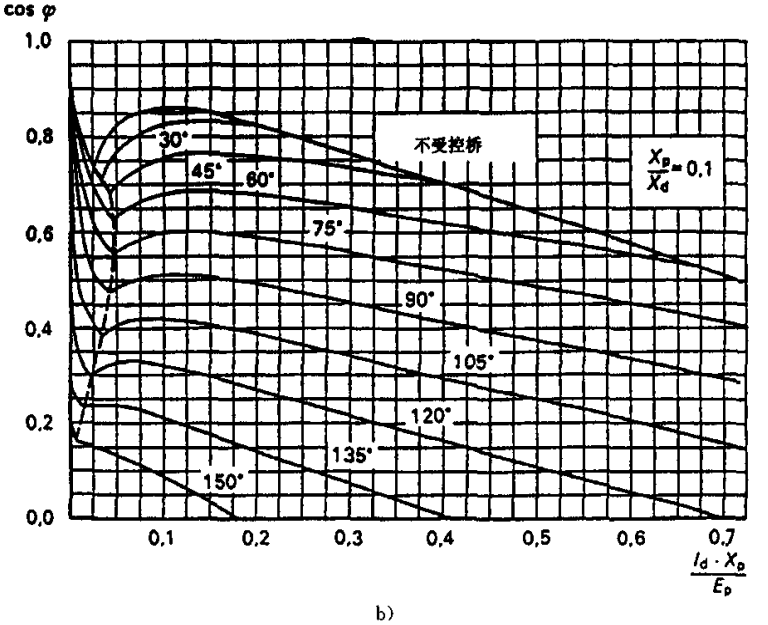

λ
1.0
0.8
0.6
0.4
0.2
0.0
$\frac{X_p}{X_d}$=0.4
不受控桥
30°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

d)

图 A.9（续）

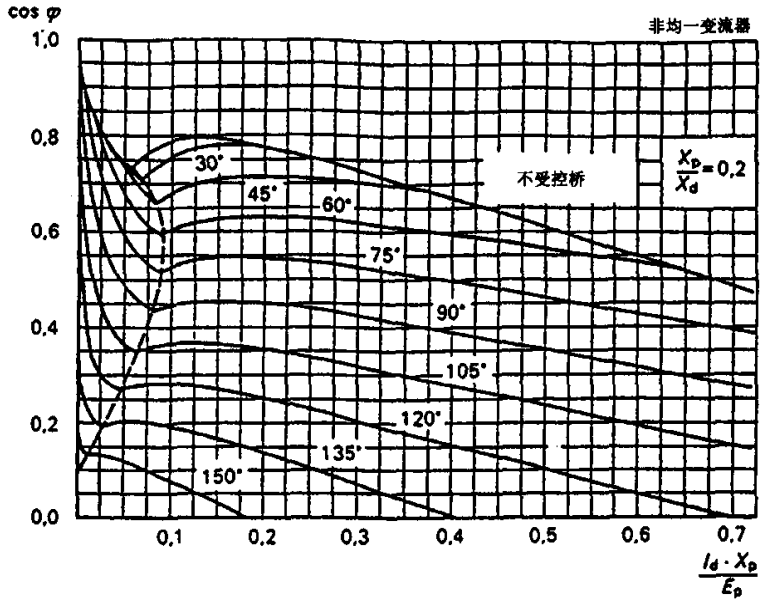


a)

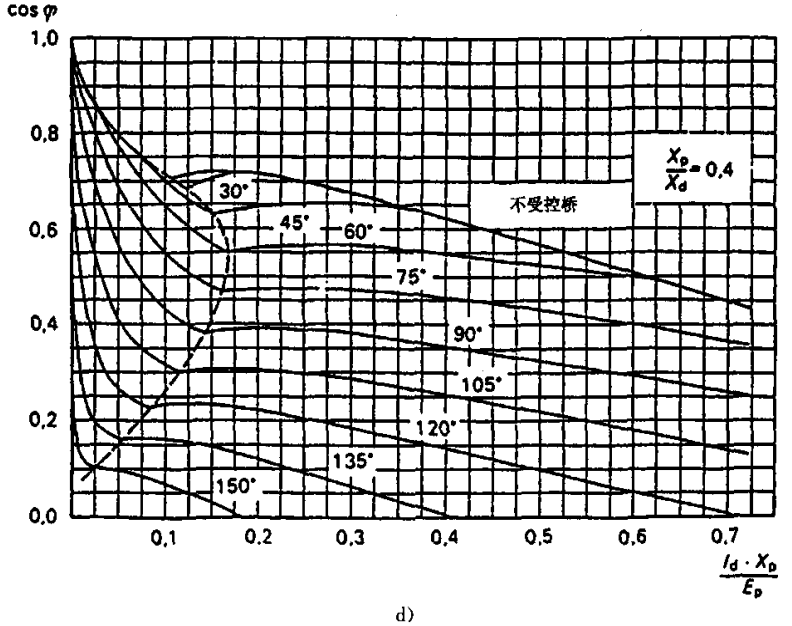


b)

图 A.10 位移因数 cosφ

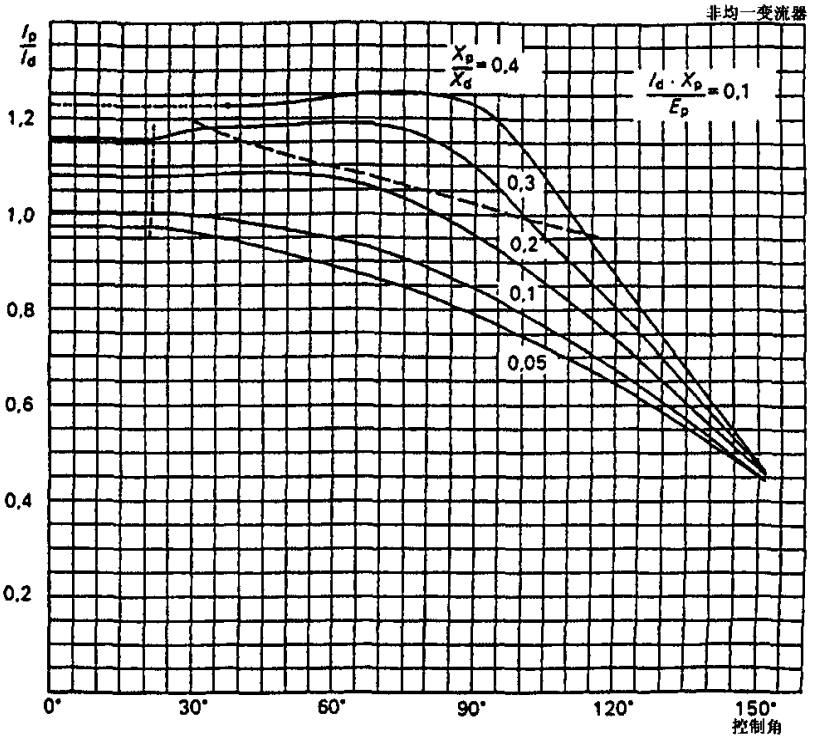

cos φ
非均一变流器
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0,0
30°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
不受控桥
$\frac{X_p}{X_d}$=0,2
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

c)


cos φ
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0,0
30°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
不受控桥
$\frac{X_p}{X_d}$=0,4
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}$

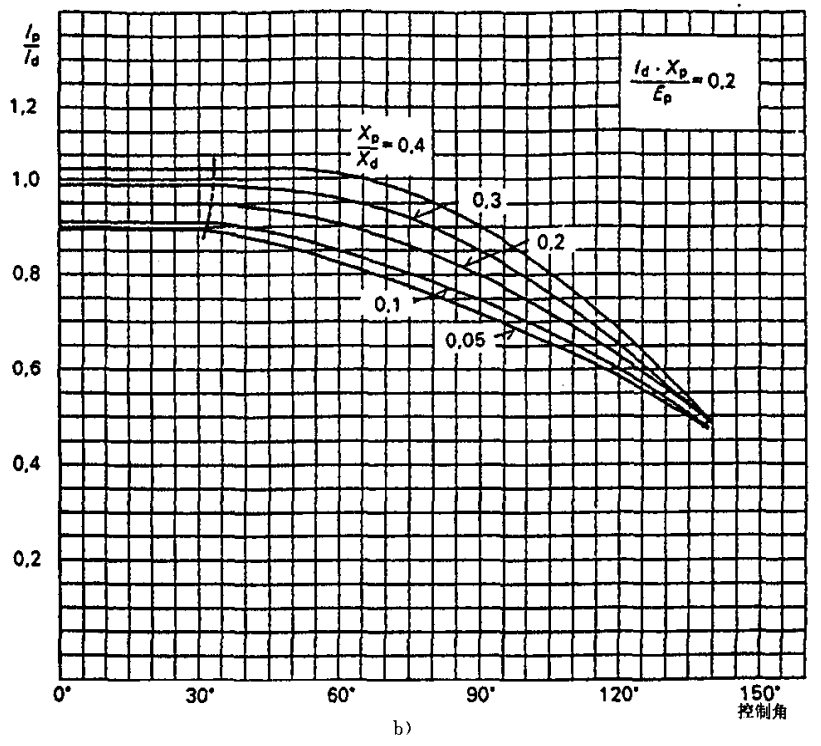
d)

图 A.10（续）



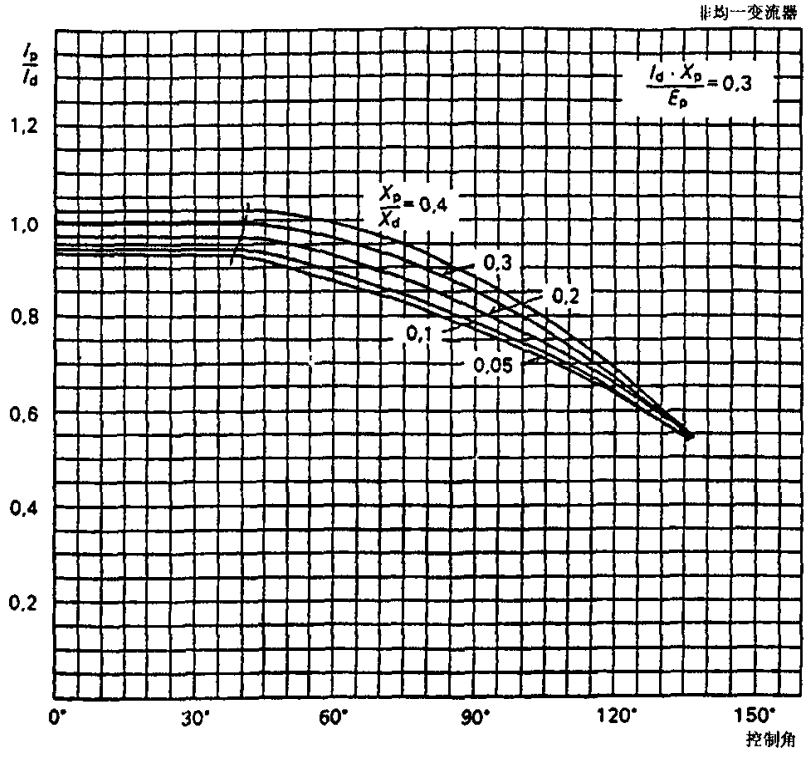
如果控制脉冲足够宽，可得到沿着图线的参数，否则不行。

a)

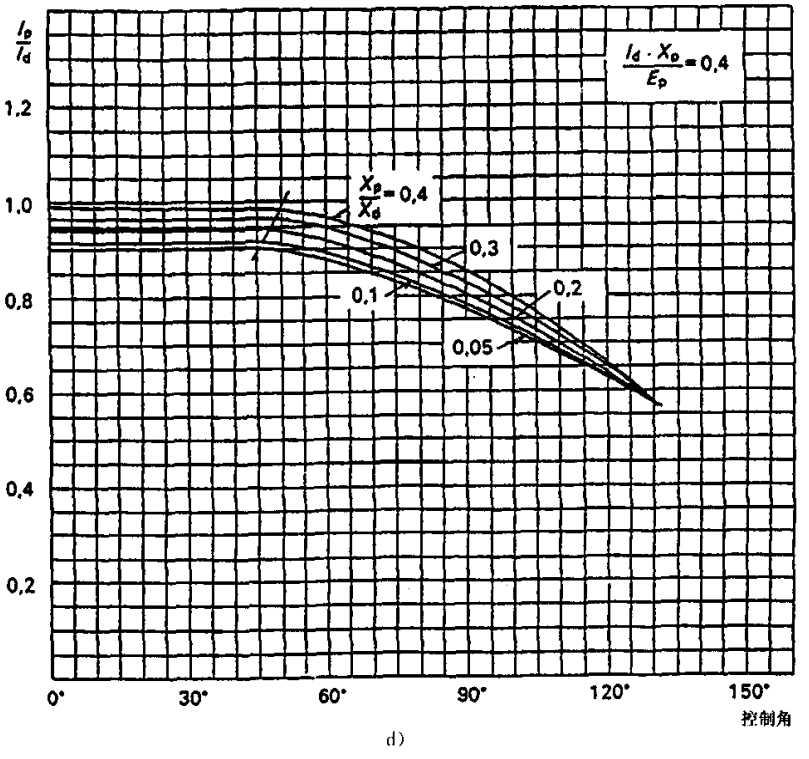


b)

图 A.11 交流侧电流的方均根值

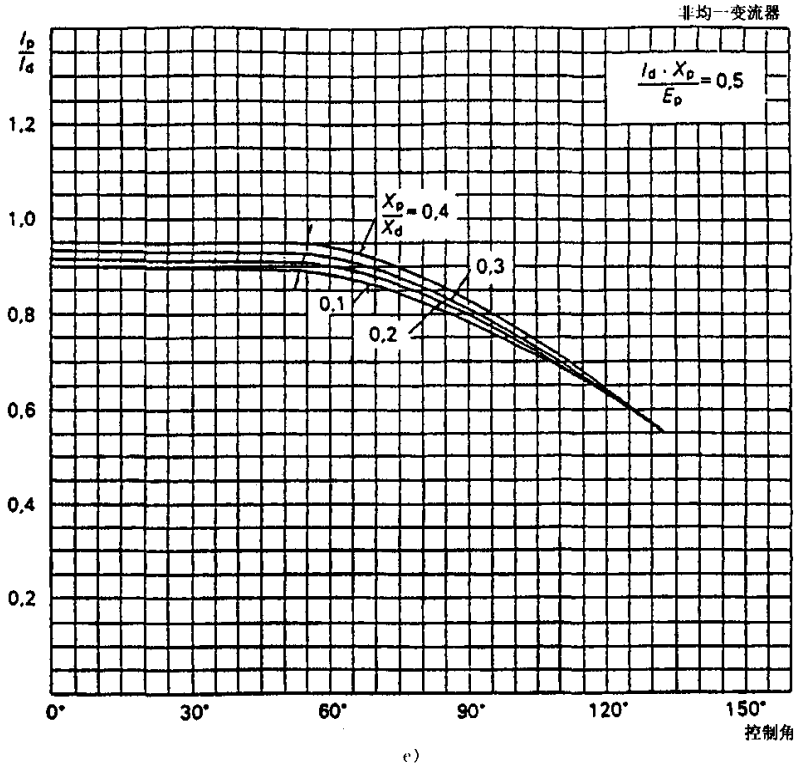

非均一变流器
$\frac{I_p}{I_d}$
1,2
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}=0,3$
$\frac{X_p}{X_d}=0,4$
0,3
0,2
0,1
0,05
0°
30°
60°
90°
120°
150°
控制角

c)

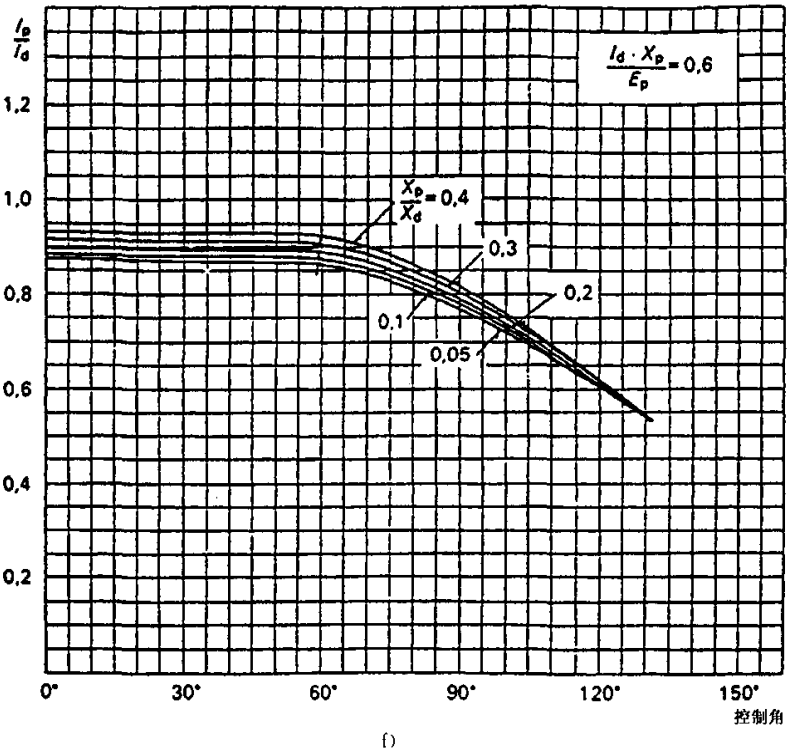

$\frac{I_p}{I_d}$
1,2
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p}=0,4$
$\frac{X_p}{X_d}=0,4$
0,3
0,1
0,2
0,05
0°
30°
60°
90°
120°
150°
控制角

d)

图 A.11（续）

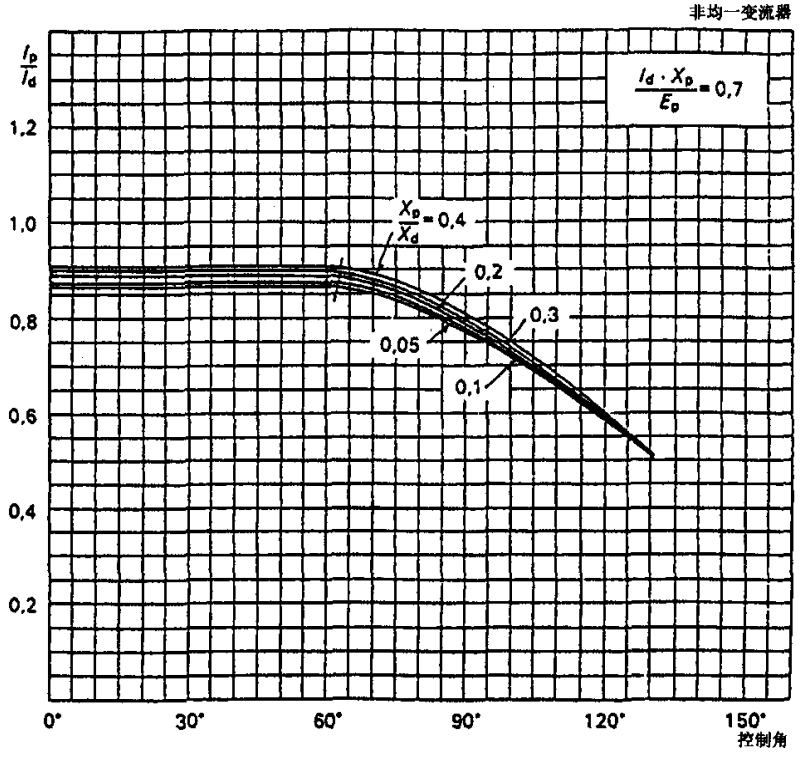

非均一变流器
$\frac{I_p}{I_d}$
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p} = 0,5$
$\frac{X_p}{X_d} = 0,4$
0,3
0,1
0,2
1,2
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0°
30°
60°
90°
120°
150°
控制角

e)


$\frac{I_p}{I_d}$
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p} = 0,6$
$\frac{X_p}{X_d} = 0,4$
0,3
0,2
0,1
0,05
1,2
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0°
30°
60°
90°
120°
150°
控制角

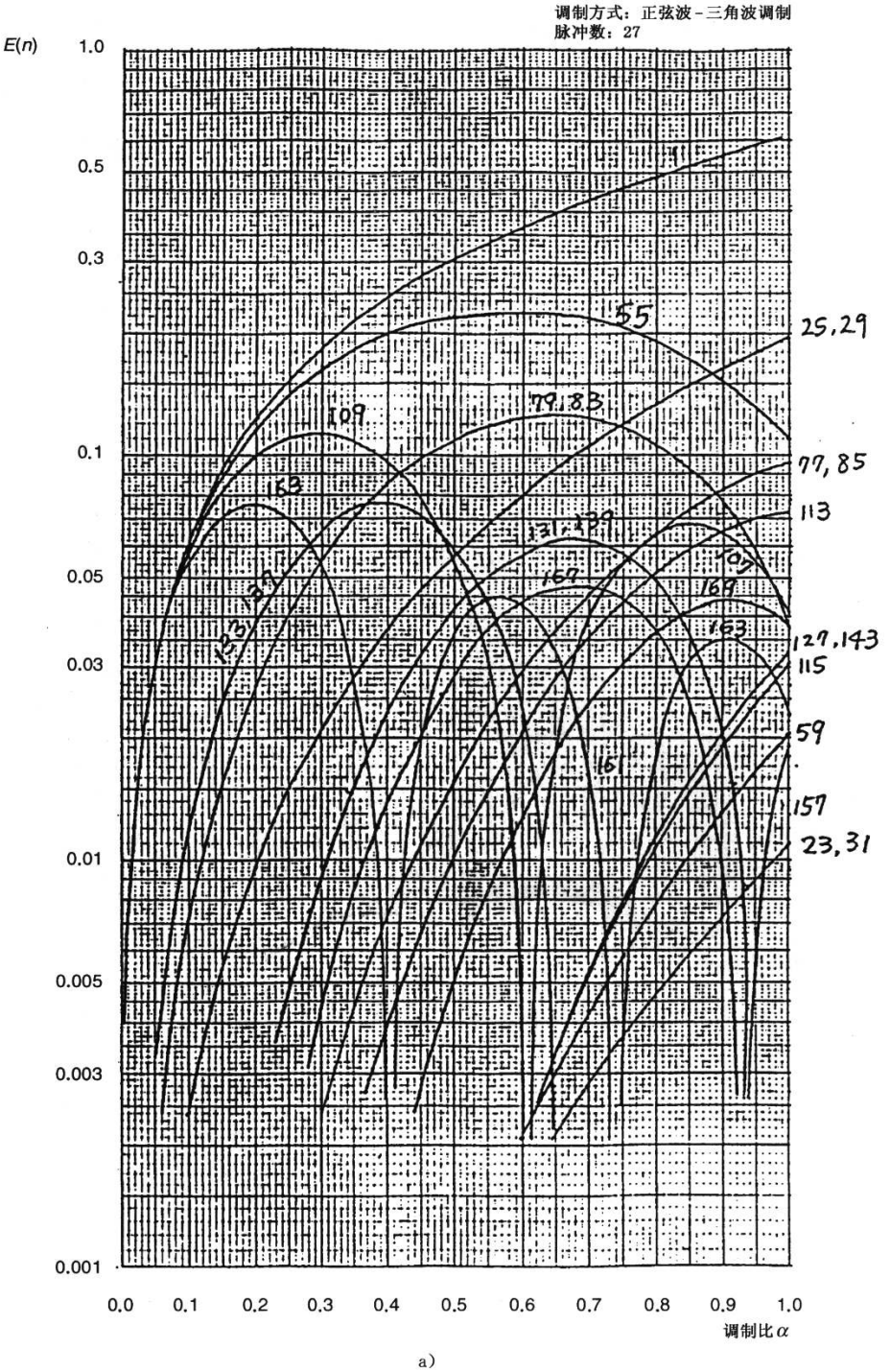
f)

图 A.11（续）


非均一变流器
$\frac{I_p}{I_d}$
1.2
1.0
0.8
0.6
0.4
0.2
$\frac{I_d \cdot X_p}{E_p} = 0,7$
$\frac{X_p}{X_d} = 0,4$
0,2
0,3
0,05
0,1
0°
30°
60°
90°
120°
150°
控制角

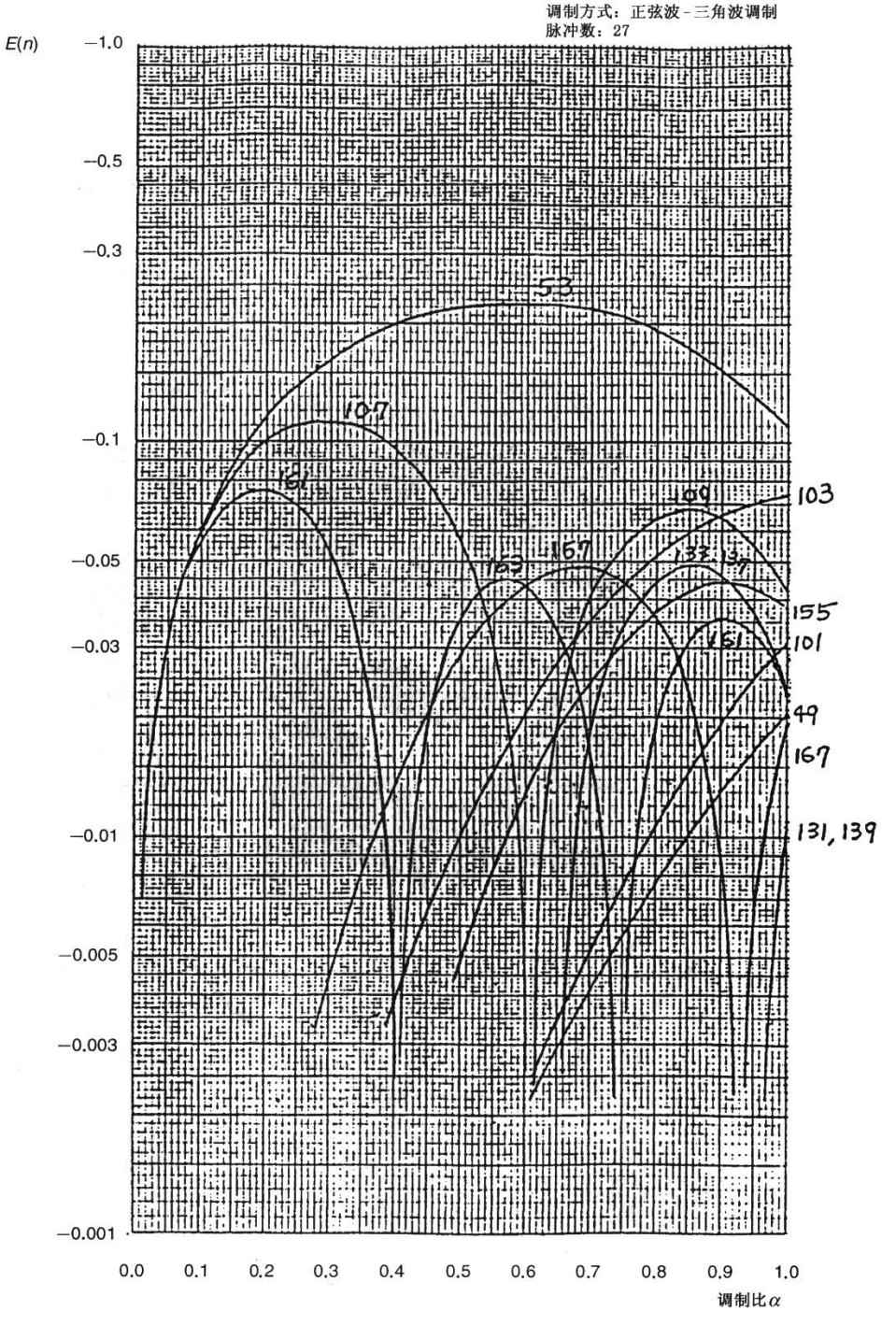
g)

图 A.11（续）



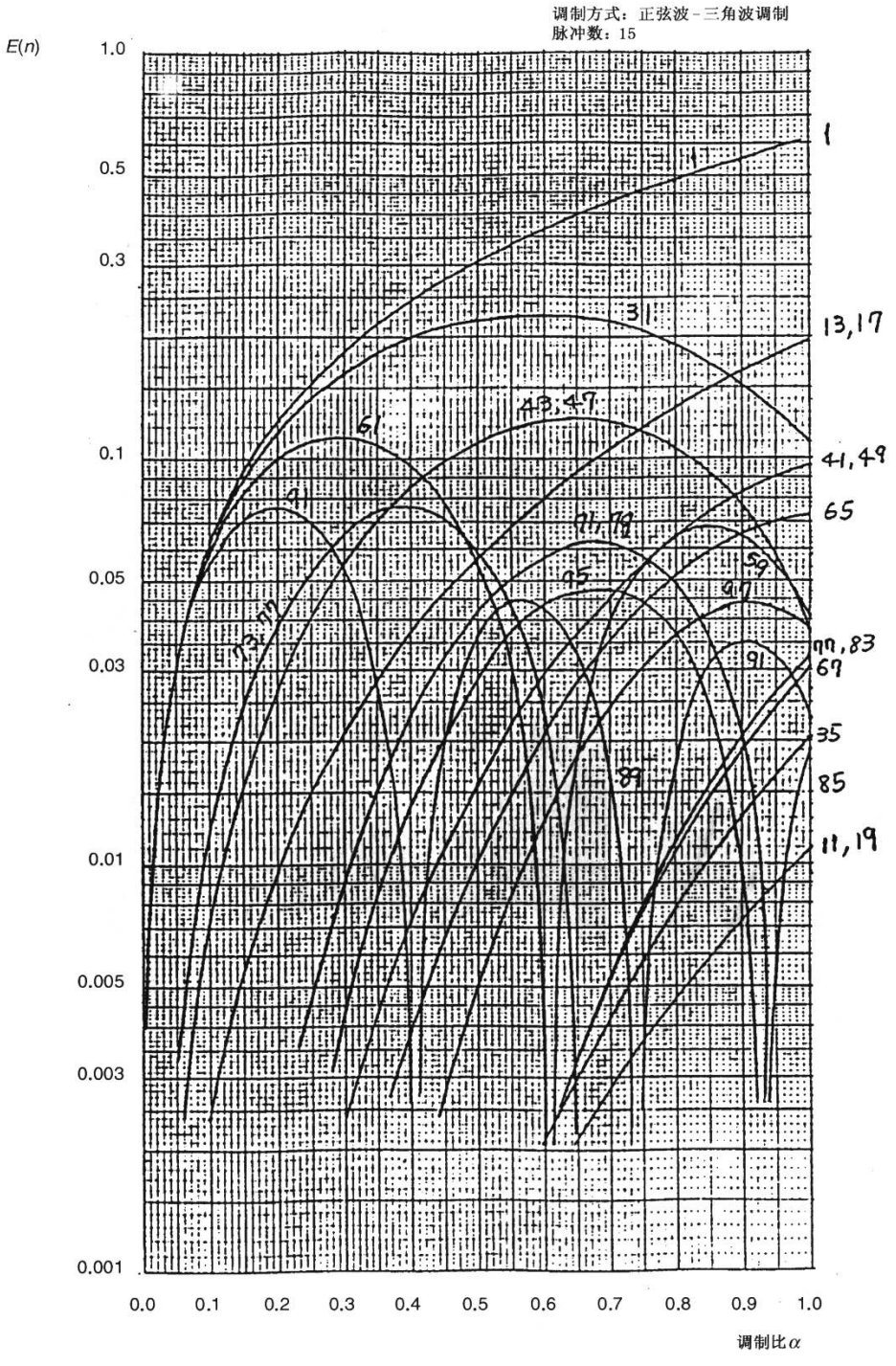
a)

图 A.12　谐波输出电压


调制方式：正弦波－三角波调制
脉冲数：27
E(n)
−1.0
−0.5
−0.3
−0.1
−0.05
−0.03
−0.01
−0.005
−0.003
−0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
53
107
181
103
155
101
49
167
131, 139

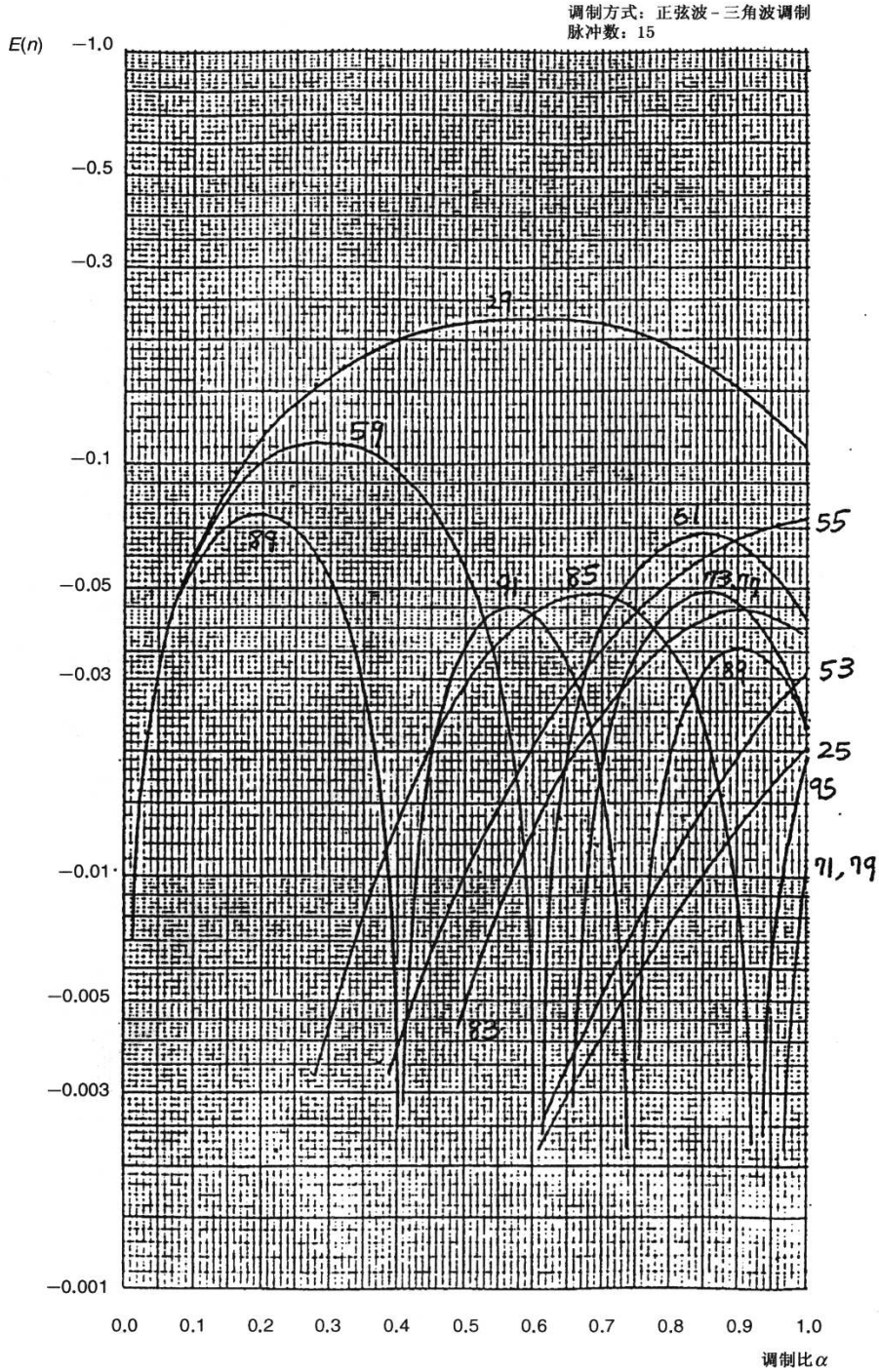
b)

图 A.12（续）


调制方式：正弦波-三角波调制
脉冲数：15
E(n)
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
1
13,17
41,49
65
99,83
69
35
85
11,19

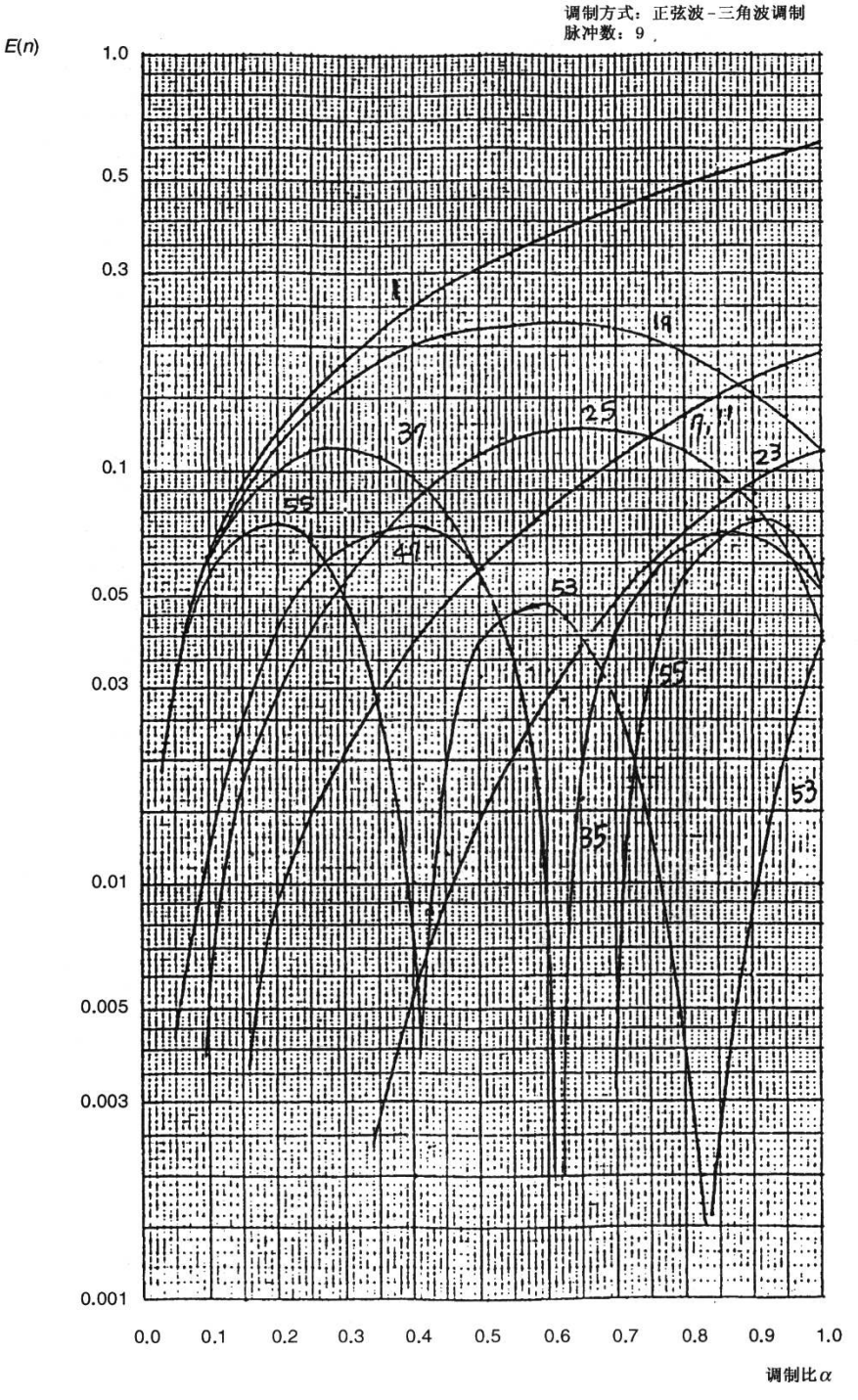
c)

图 A.12（续）


调制方式：正弦波－三角波调制
脉冲数：15
E(n)
−1.0
−0.5
−0.3
−0.1
−0.05
−0.03
−0.01
−0.005
−0.003
−0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
29
59
89
91
85
61
55
73,77
89
53
25
95
71,79
83

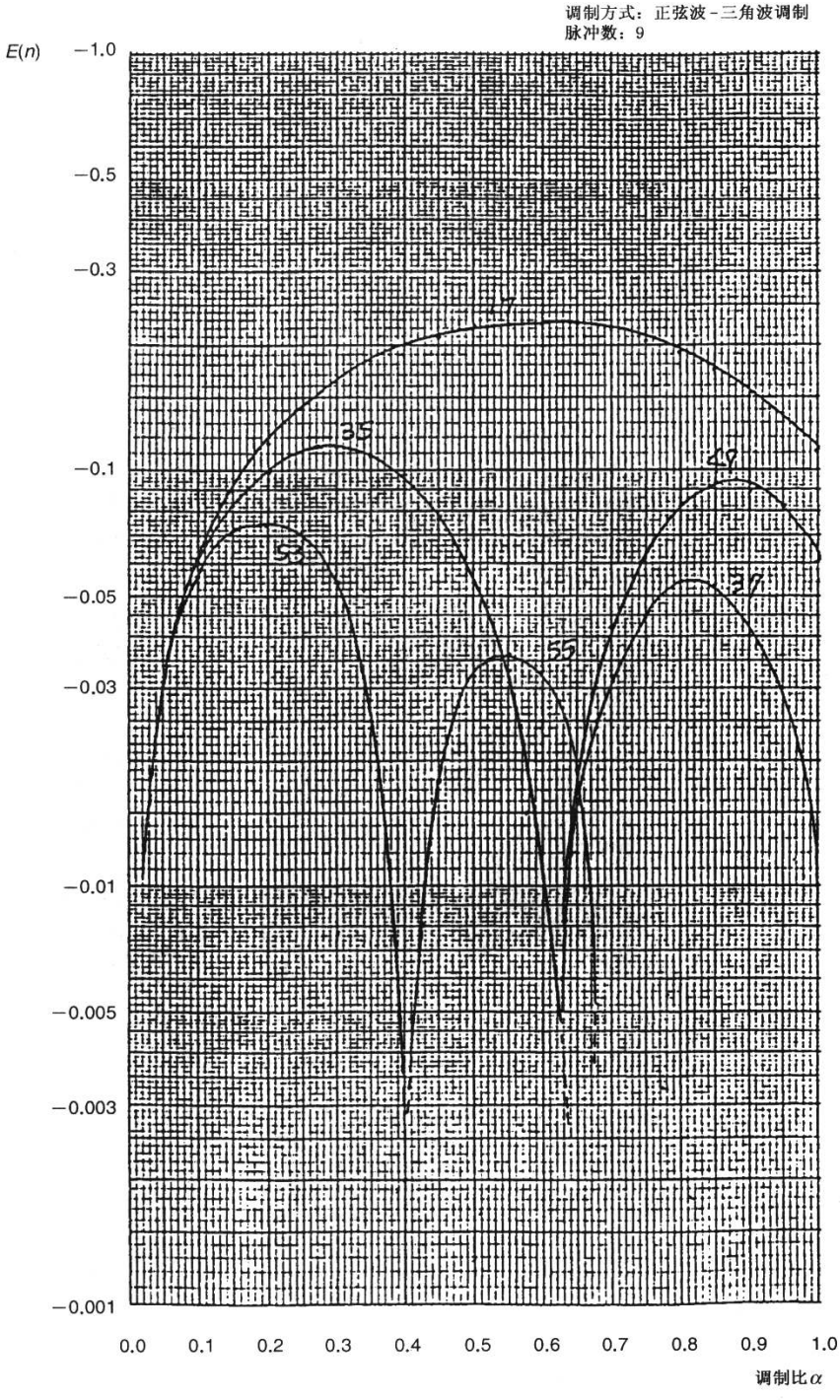
d)

图 A. 12（续）


调制方式：正弦波-三角波调制
脉冲数：9
E(n)
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
1
19
37
25
11
23
55
41
53
59
35
53

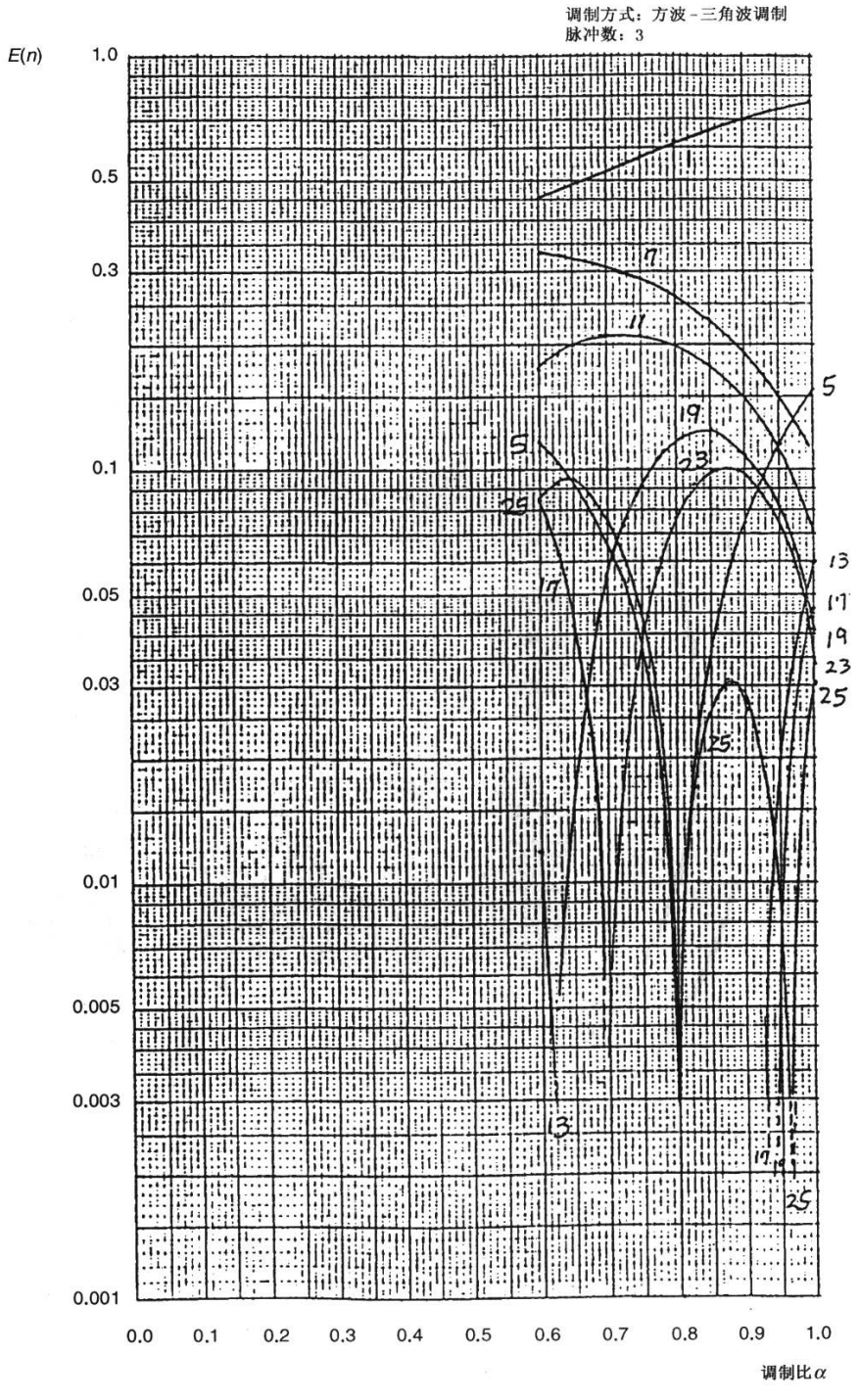
e)

图 A.12（续）


调制方式：正弦波-三角波调制
脉冲数：9
E(n)
−1.0
−0.5
−0.3
−0.1
−0.05
−0.03
−0.01
−0.005
−0.003
−0.001
47
35
49
53
37
55
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α

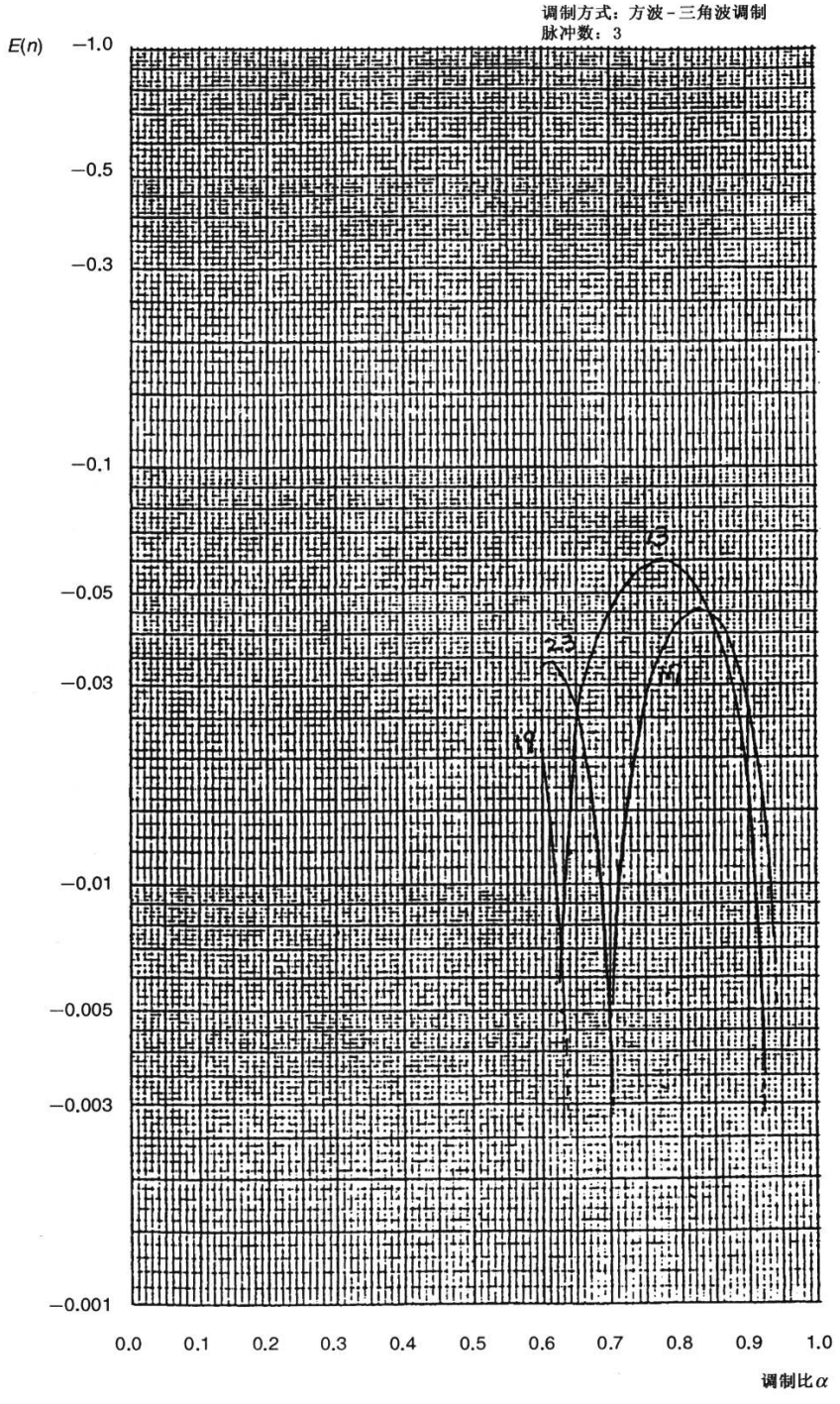
f)

图 A.12（续）


调制方式：方波-三角波调制
脉冲数：3
E(n)
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
7
11
5
19
23
25
13
17

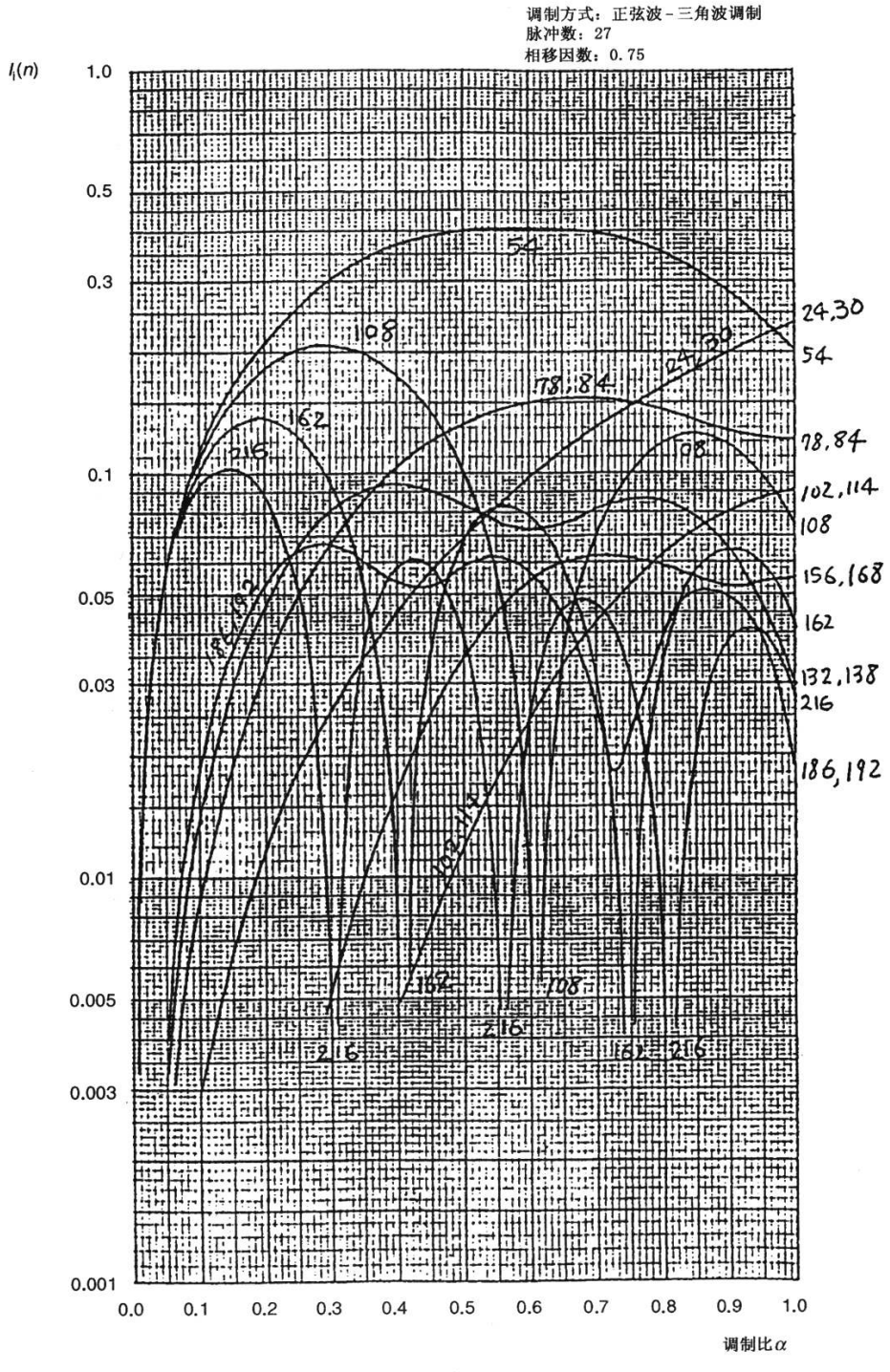
g）

图 A.12（续）


调制方式：方波-三角波调制
脉冲数：3
E(n)
−1.0
−0.5
−0.3
−0.1
−0.05
−0.03
−0.01
−0.005
−0.003
−0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α

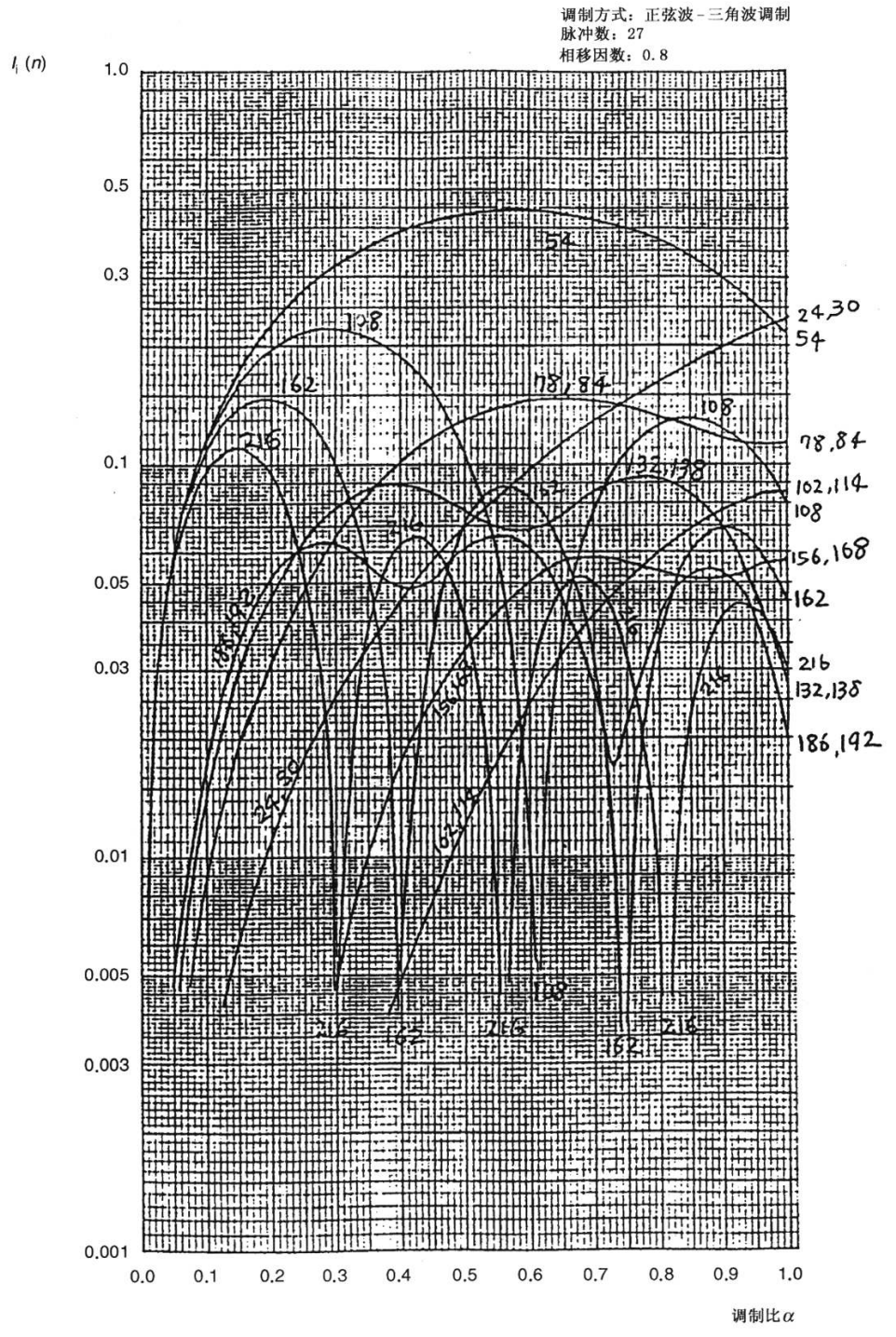
h)

图 A.12（续）



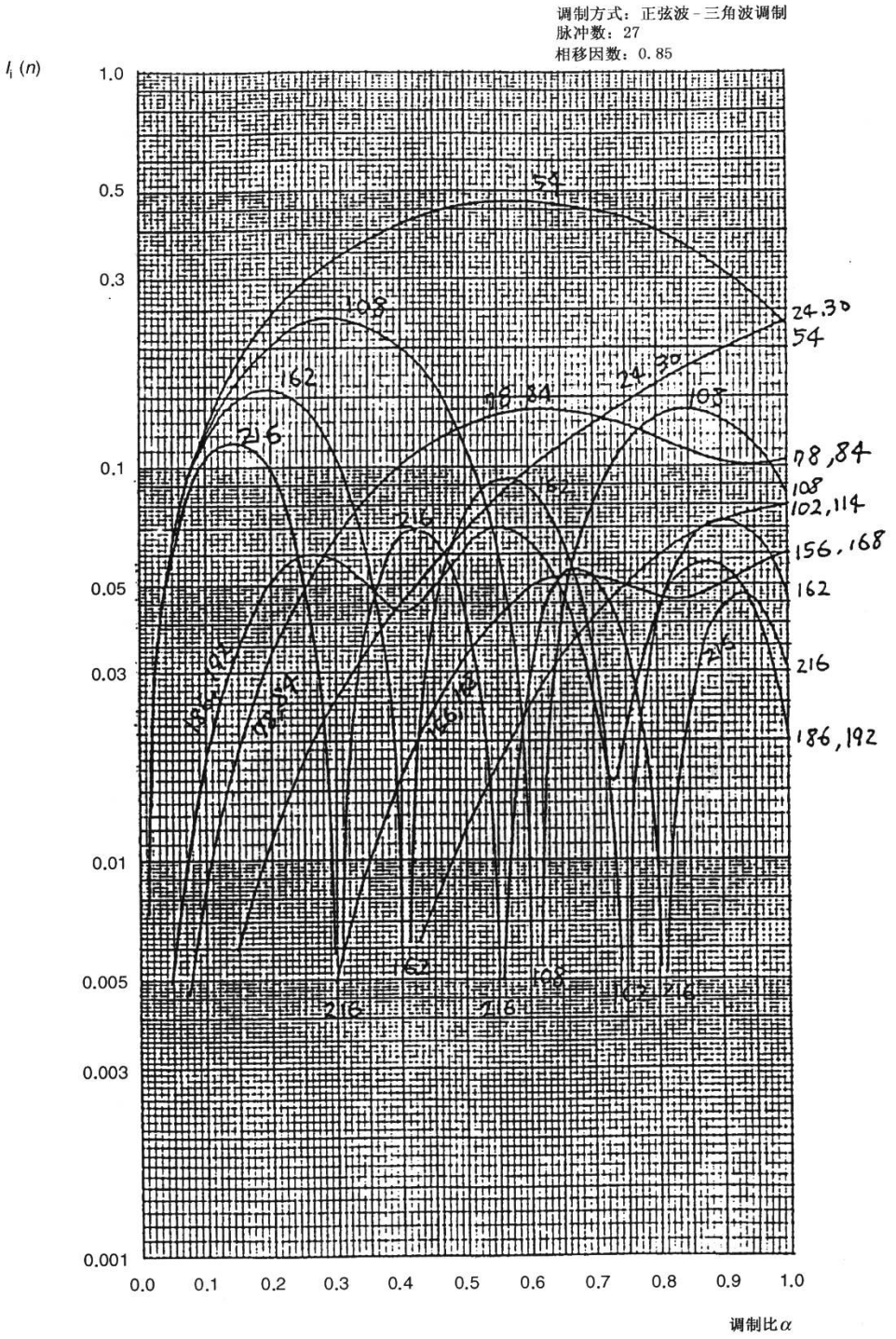
a)

图 A.13　谐波输入电流


调制方式：正弦波－三角波调制
脉冲数：27
相移因数：0.8
$I_1(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α

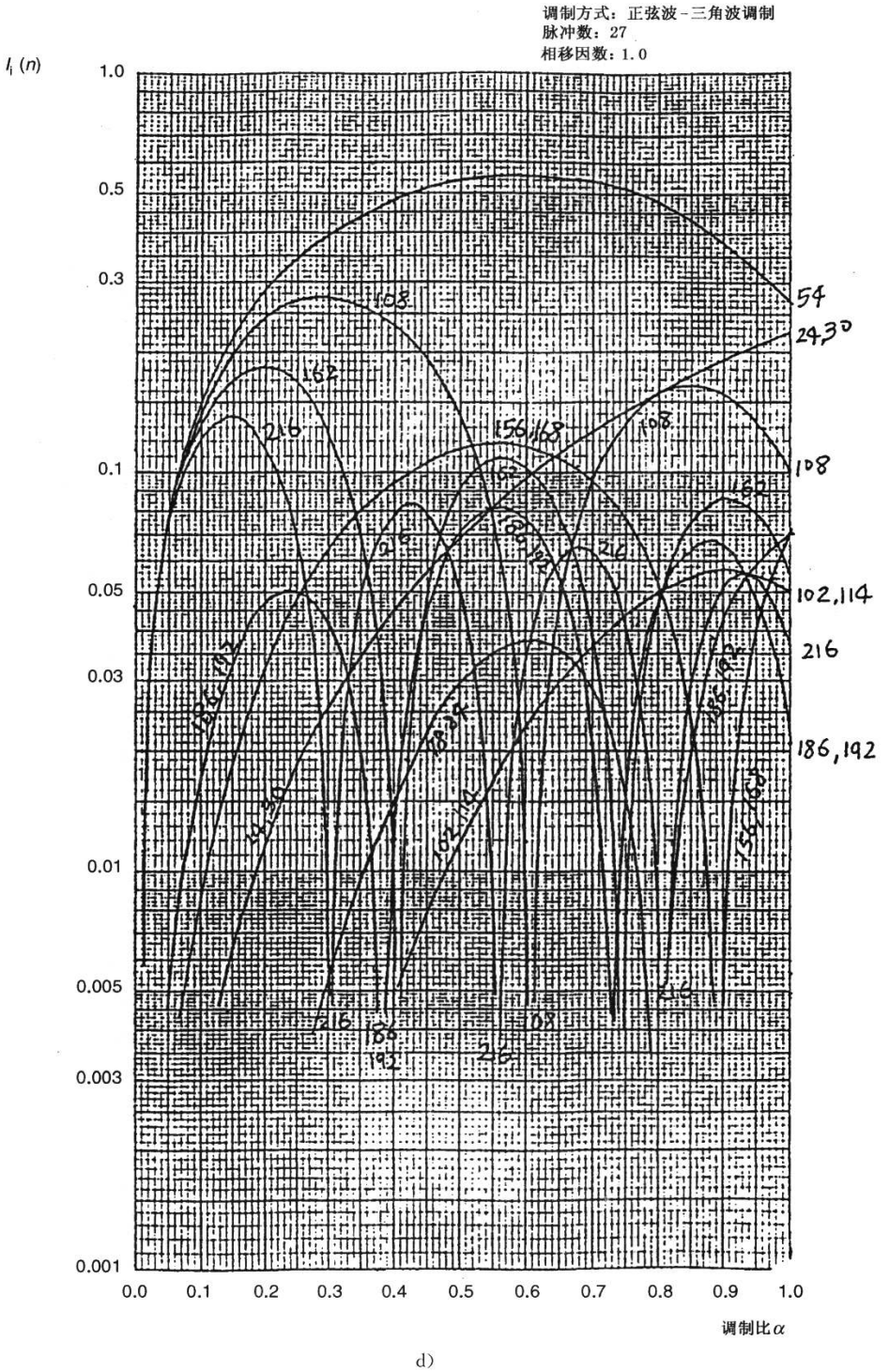
b)

图 A.13（续）


调制方式：正弦波-三角波调制
脉冲数：27
相移因数：0.85
$I_i(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
54
108
162
216
24,30
78,84
102,114
156,168
186,192

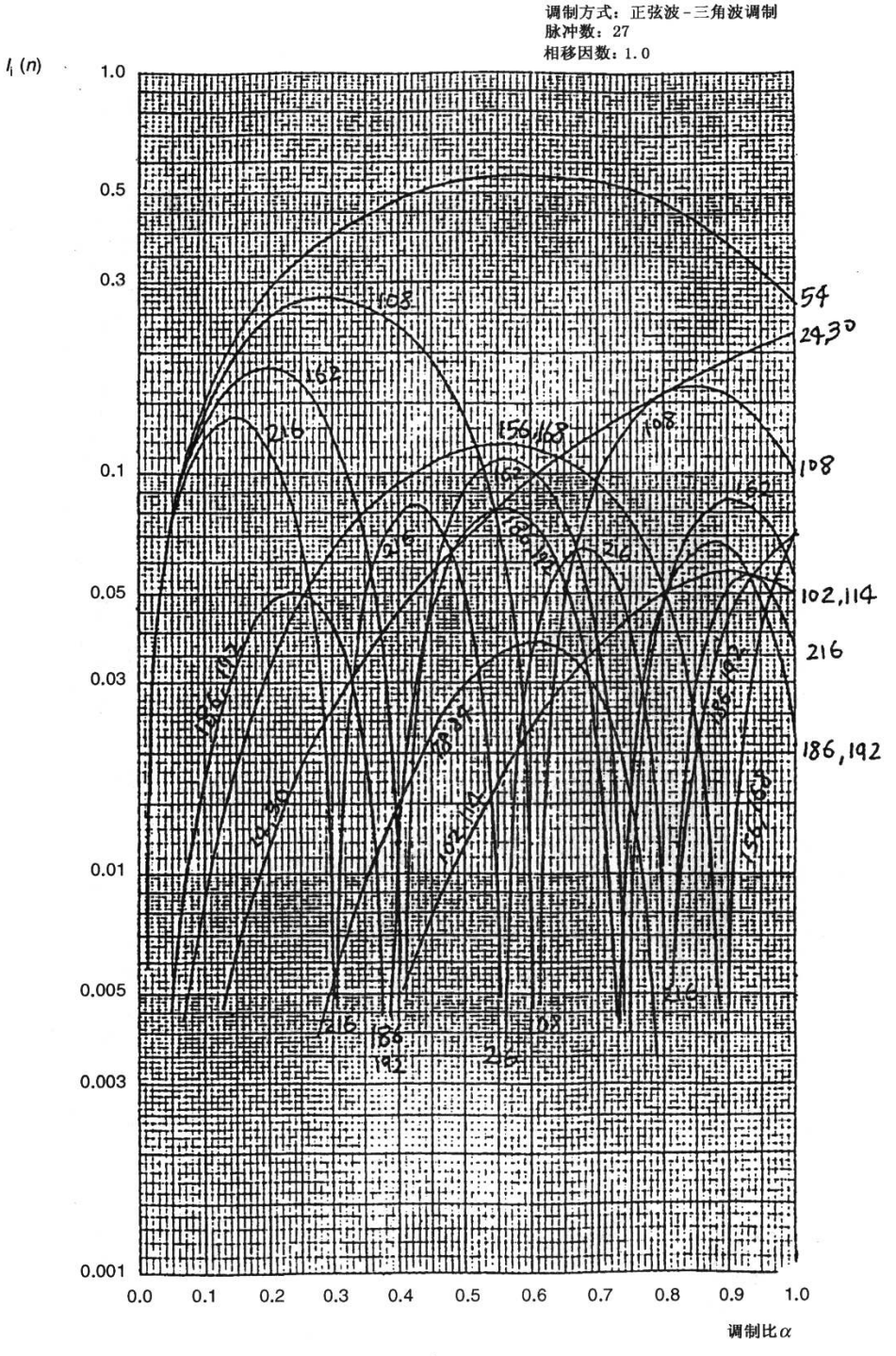
c)

图 A.13（续）


调制方式：正弦波-三角波调制
脉冲数：27
相移因数：1.0
$I_i(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
54
24,30
108
102,114
216
186,192

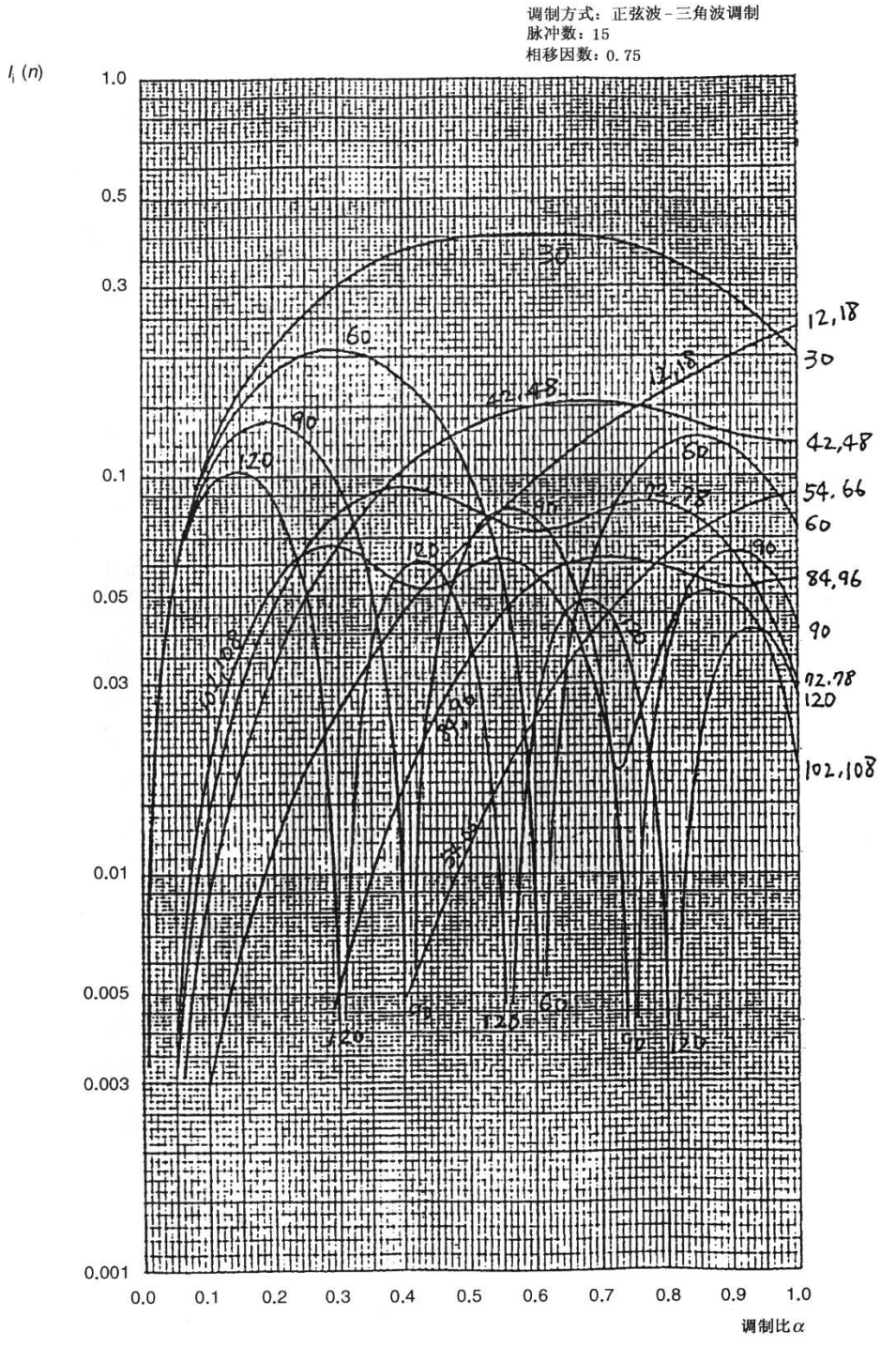
d)

图 A.13（续）


调制方式：正弦波-三角波调制
脉冲数：27
相移因数：1.0
$I_i(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
54
24,30
108
102,114
216
186,192

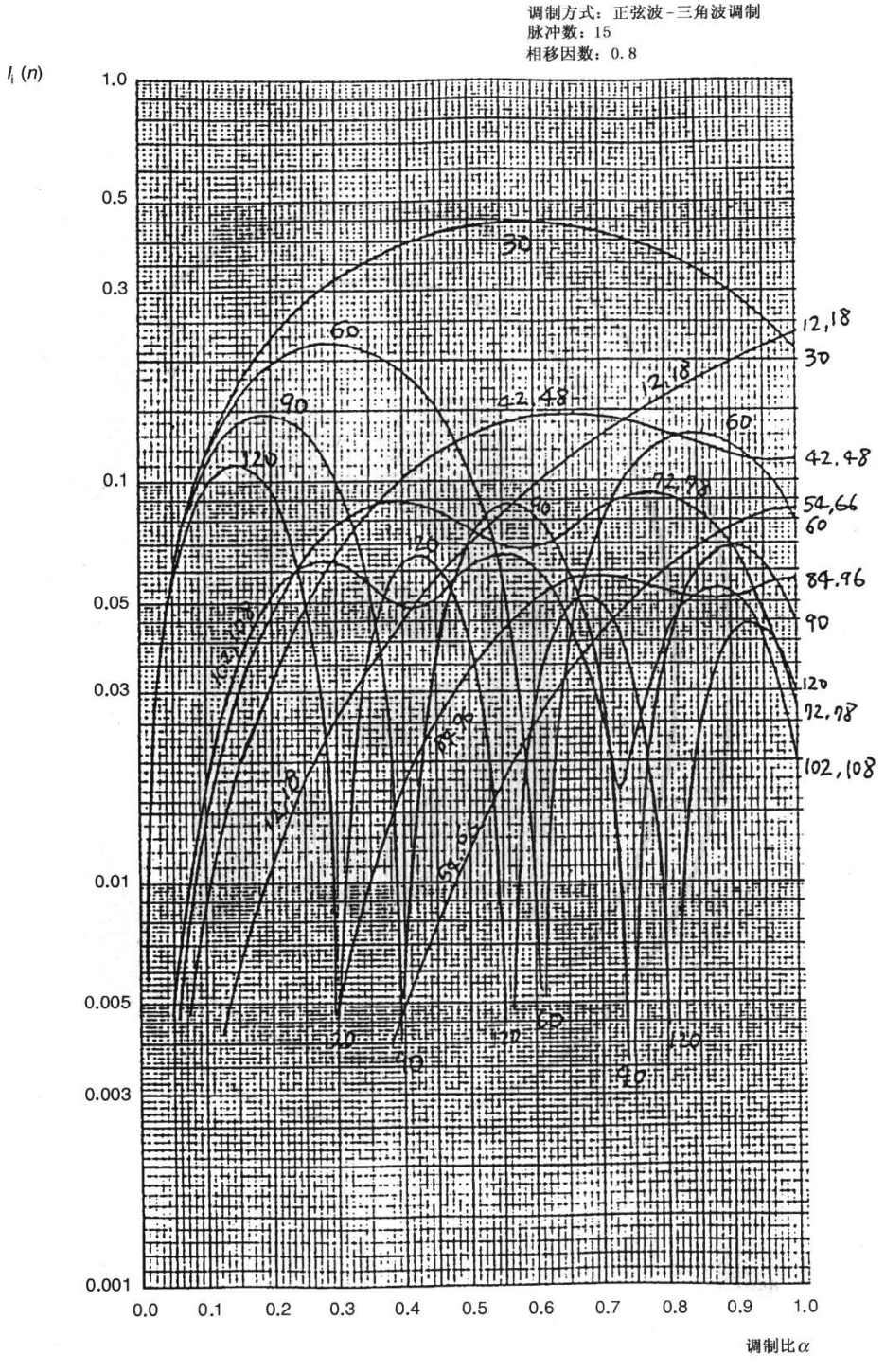
e)

图 A.13（续）


调制方式：正弦波-三角波调制
脉冲数：15
相移因数：0.75
$I_1(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
12,18
30
42,48
54,66
60
84,96
90
72,78
120
102,108

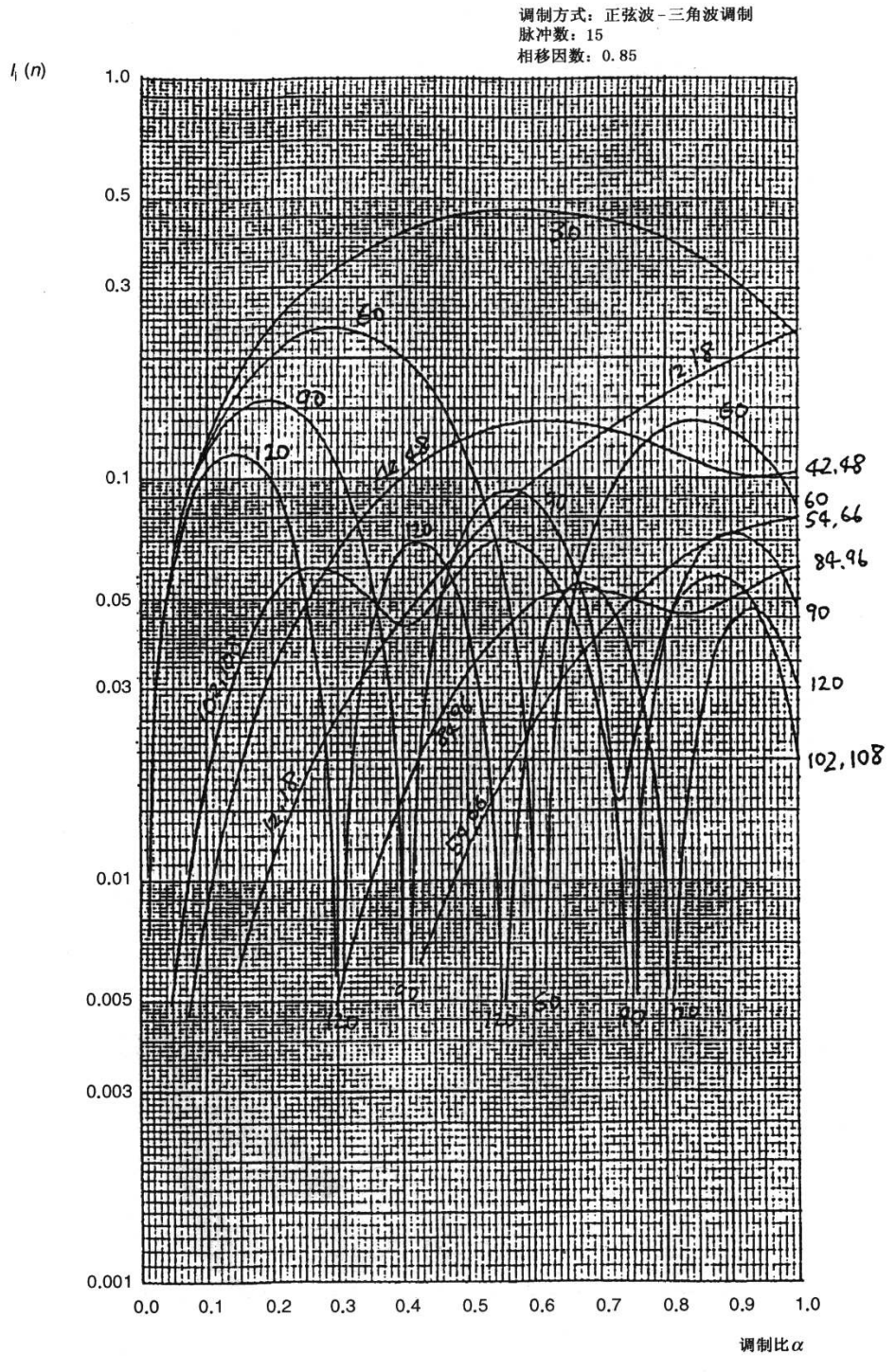
f)

图 A.13（续）


调制方式：正弦波-三角波调制
脉冲数：15
相移因数：0.8
$I_i(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
12,18
30
42,48
54,66
60
84,96
90
120
72,78
102,108

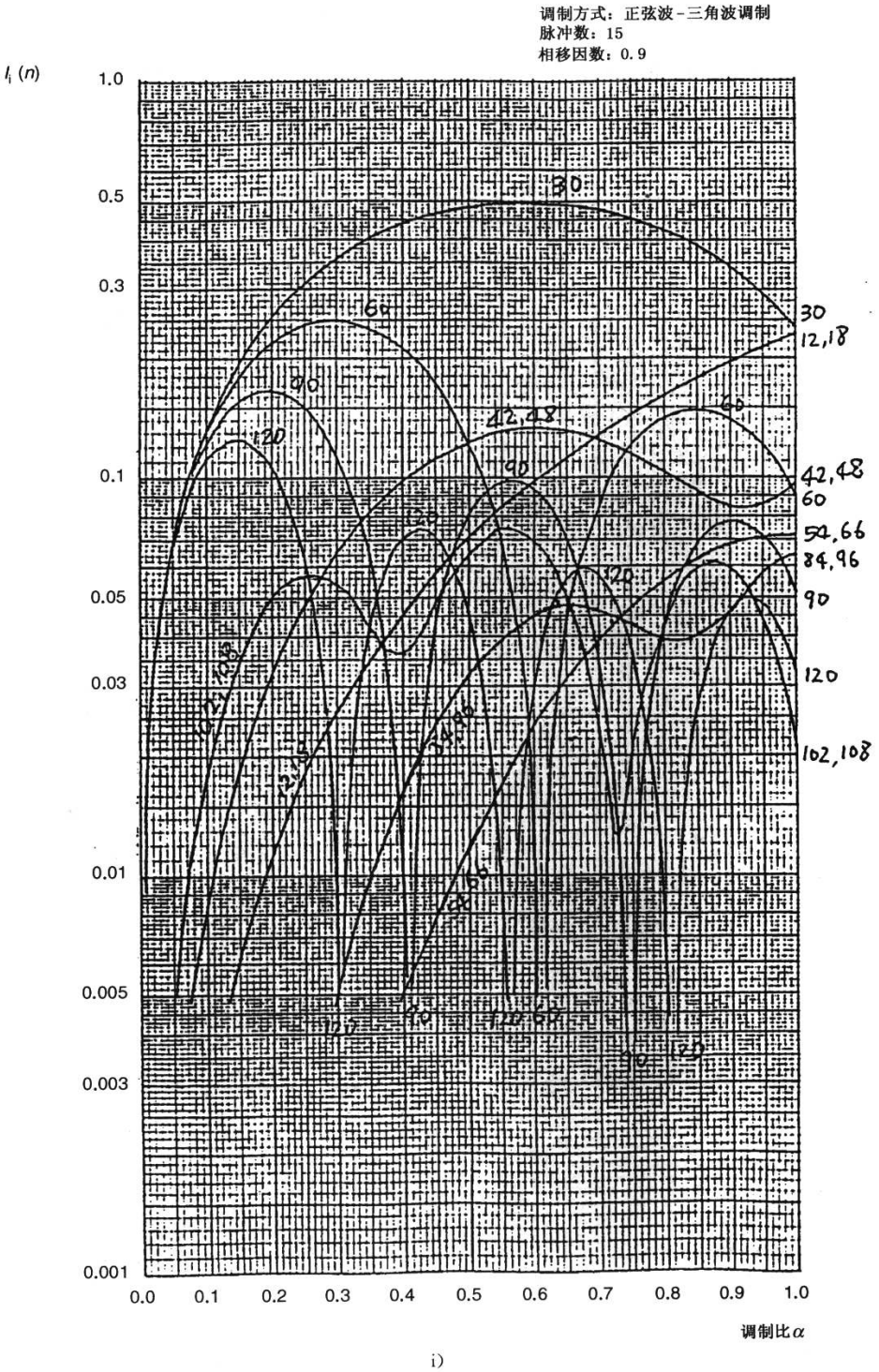
g)

图 A.13（续）


调制方式：正弦波-三角波调制
脉冲数：15
相移因数：0.85
$I_i(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
42,48
60
54,66
84,96
90
120
102,108

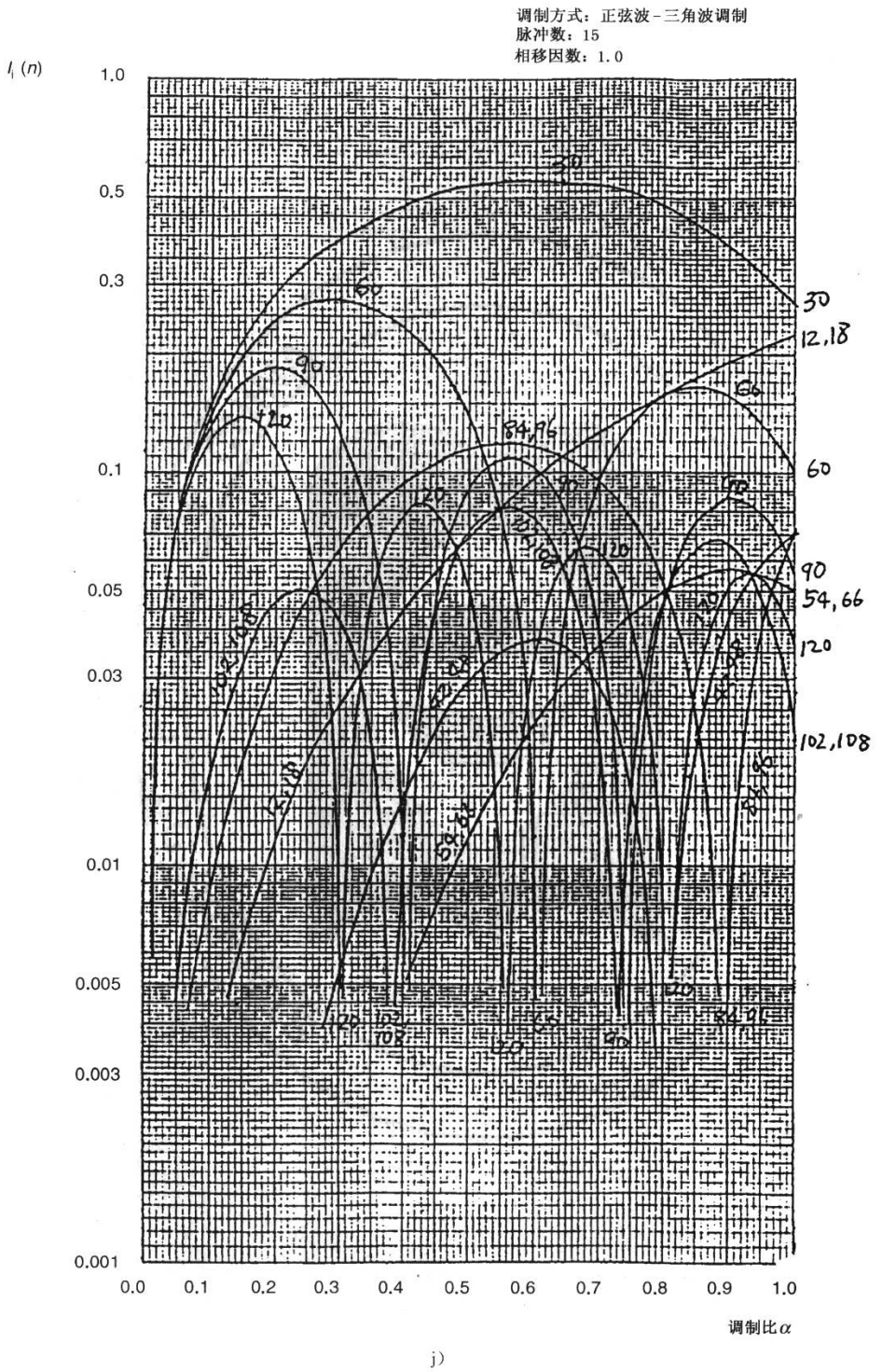
h)

图 A.13（续）


调制方式：正弦波-三角波调制
脉冲数：15
相移因数：0.9
$I_i(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
30
12,18
42,48
60
54,66
84,96
90
120
102,108

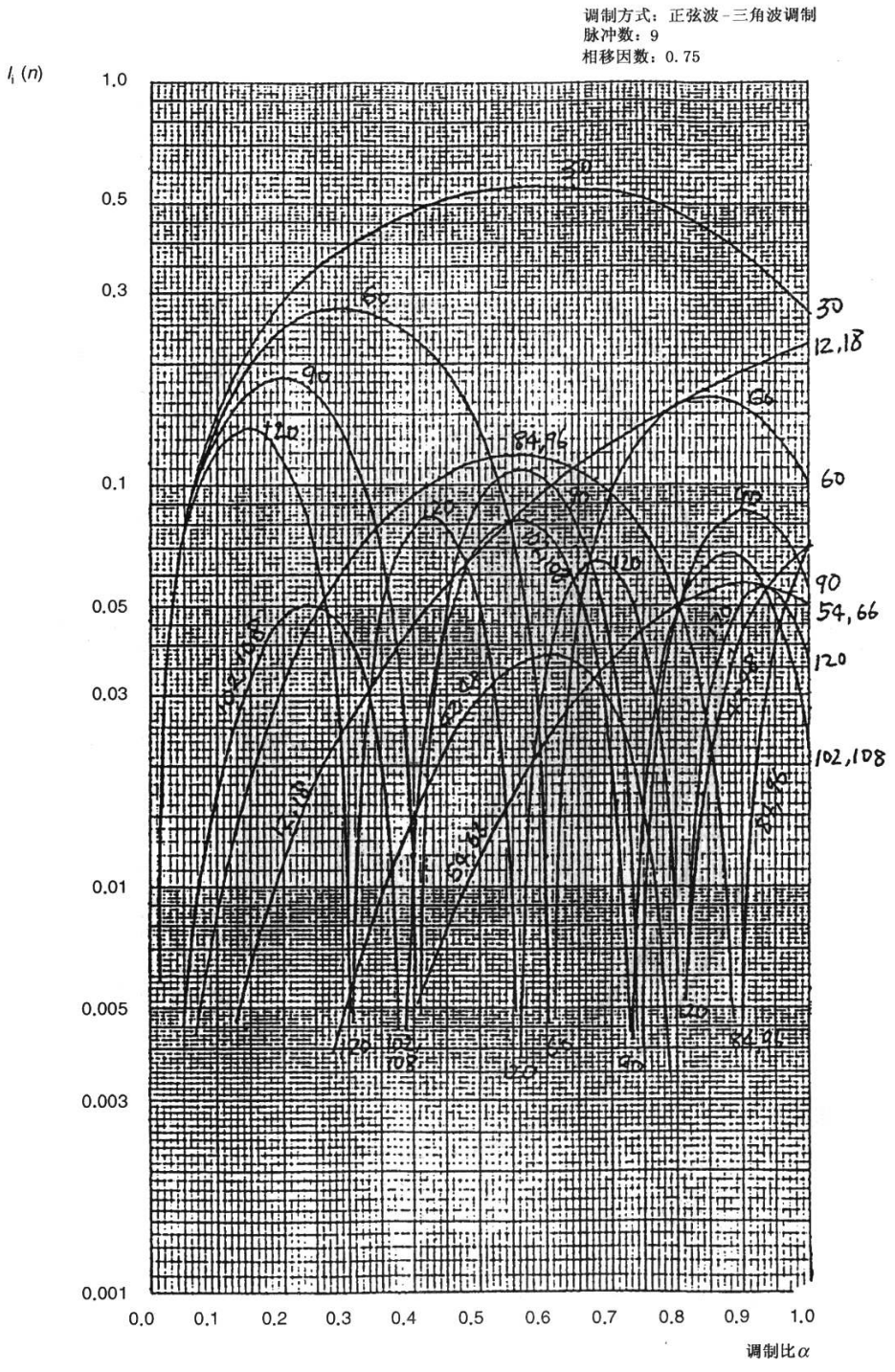
i)

图 A.13（续）


调制方式：正弦波－三角波调制
脉冲数：15
相移因数：1.0
$I_i(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
30
12,18
60
90
54,66
120
102,108

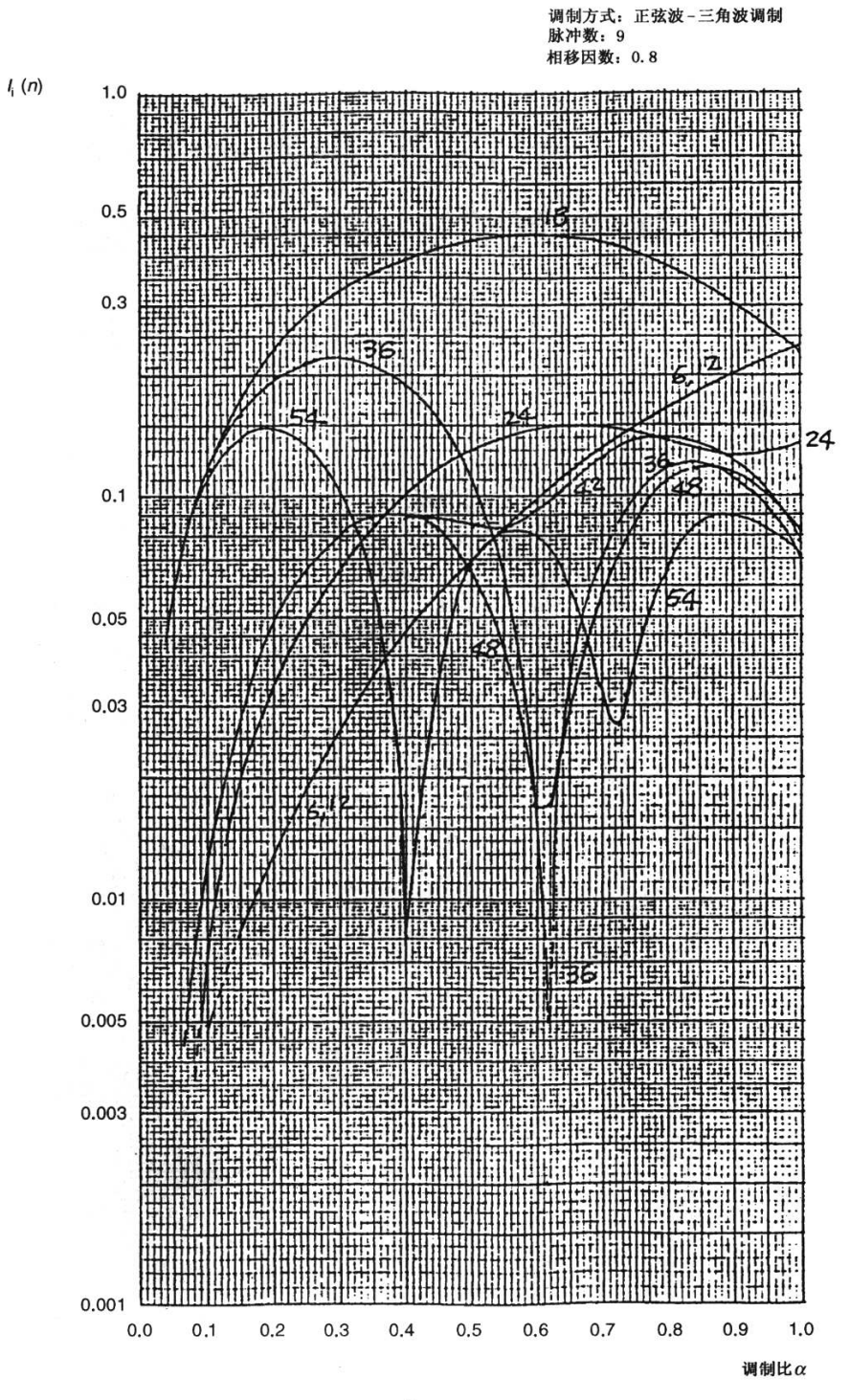
j)

图 A.13（续）


调制方式：正弦波-三角波调制
脉冲数：9
相移因数：0.75
$I_i(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
30
12,18
60
90
54,66
120
102,108

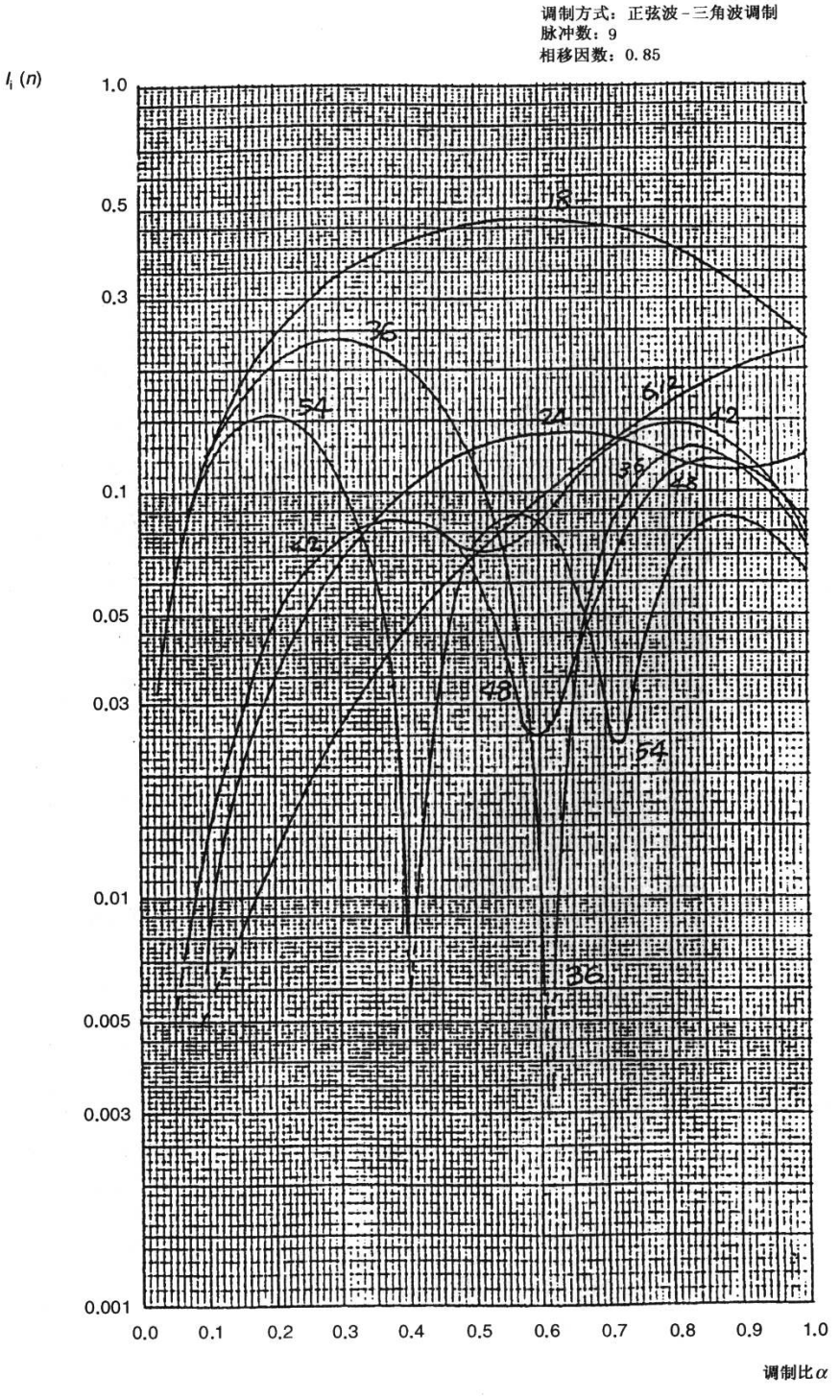
k)

图 A.13（续）


调制方式：正弦波-三角波调制
脉冲数：9
相移因数：0.8
$I_i(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
18
36
54
24
6,12
24
36
42
48
54
48
6,12
36

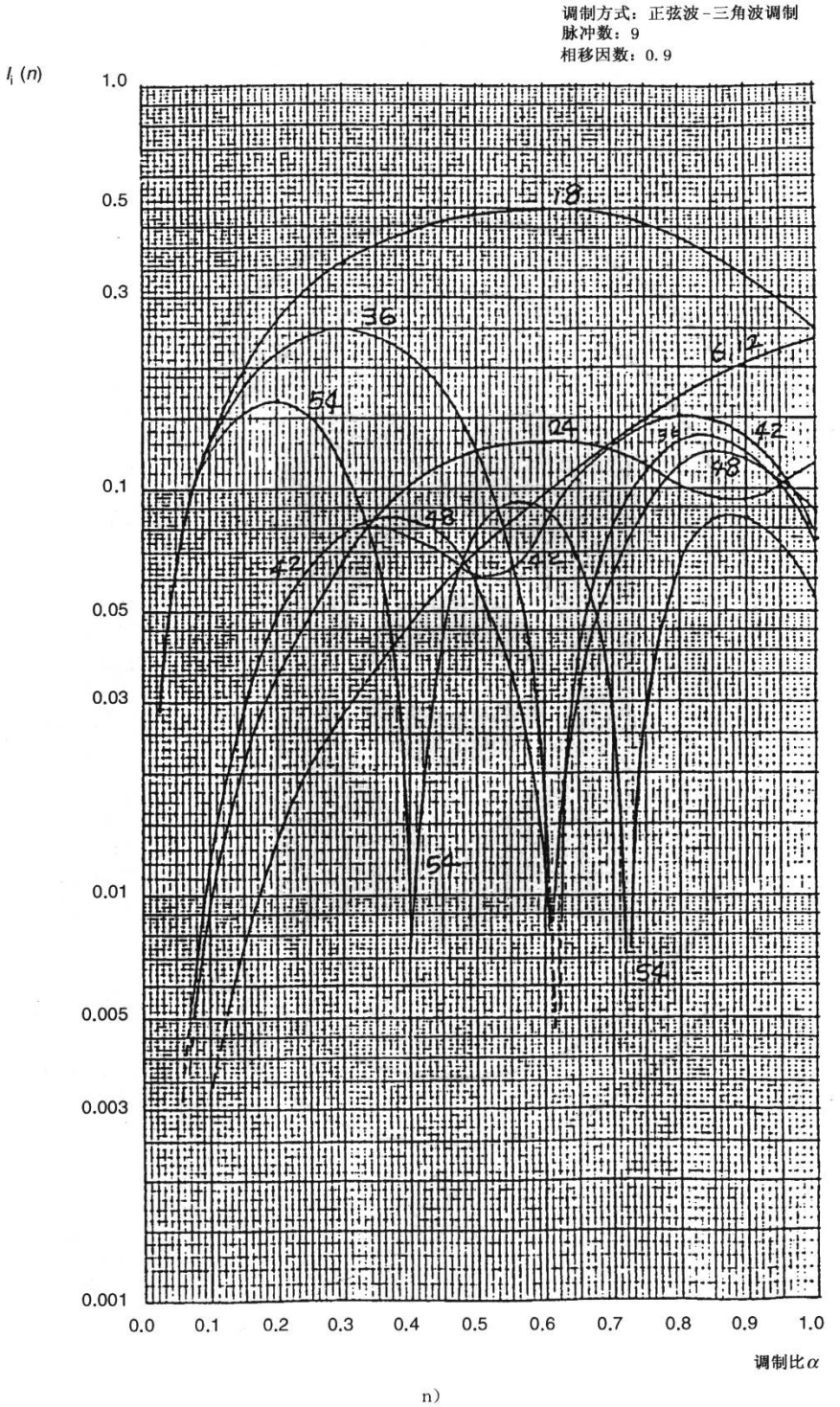
l)

图 A.13（续）


调制方式：正弦波-三角波调制
脉冲数：9
相移因数：0.85
$I_i(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
18
36
54
24
6,12
42
36
48
42
48
54
36

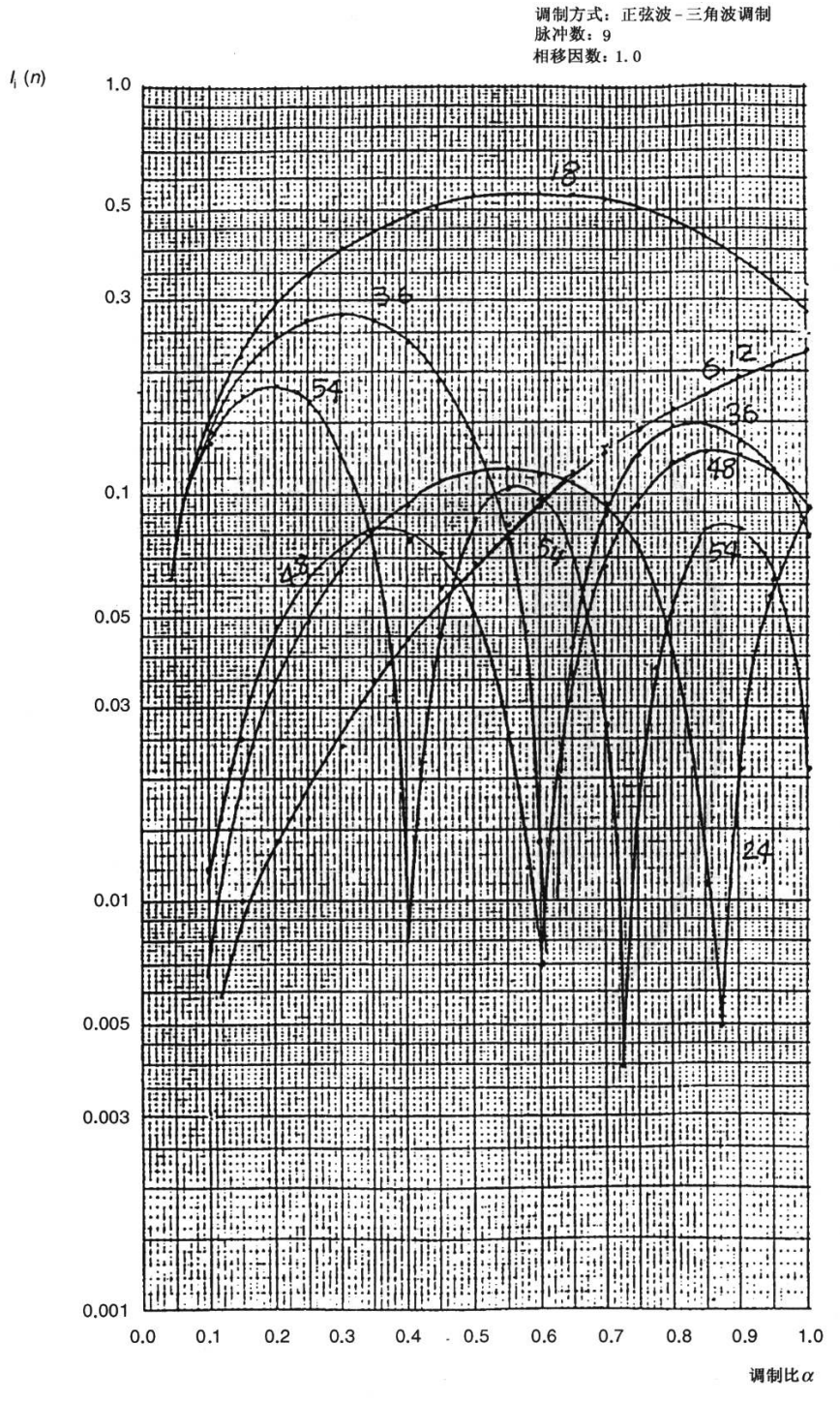
m)

图 A.13（续）


调制方式：正弦波-三角波调制
脉冲数：9
相移因数：0.9
$I_i(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
8
36
54
24
12
42
48

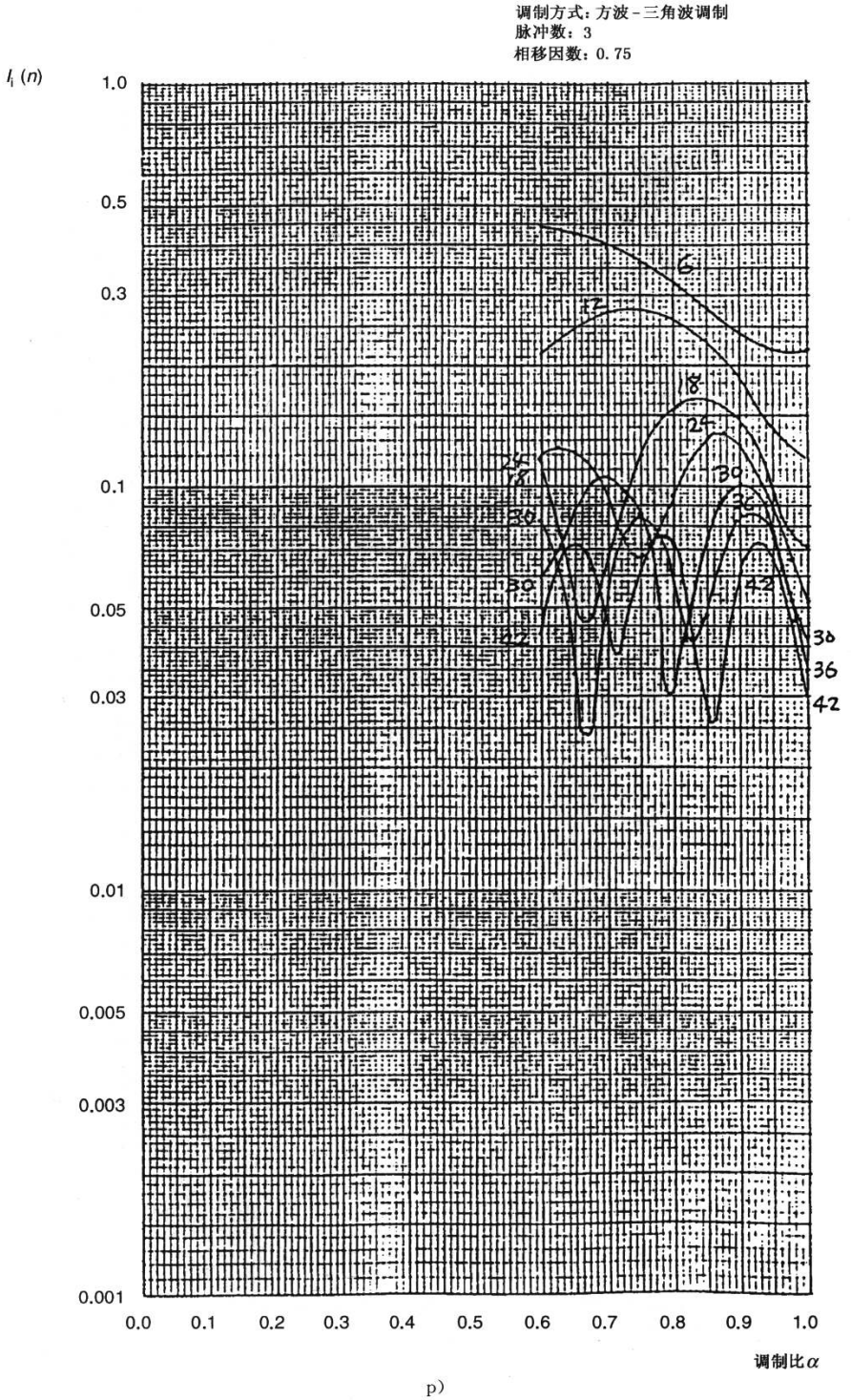
n)

图 A.13（续）


调制方式：正弦波-三角波调制
脉冲数：9
相移因数：1.0
$I_i(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
18
36
54
12
36
48
54
24

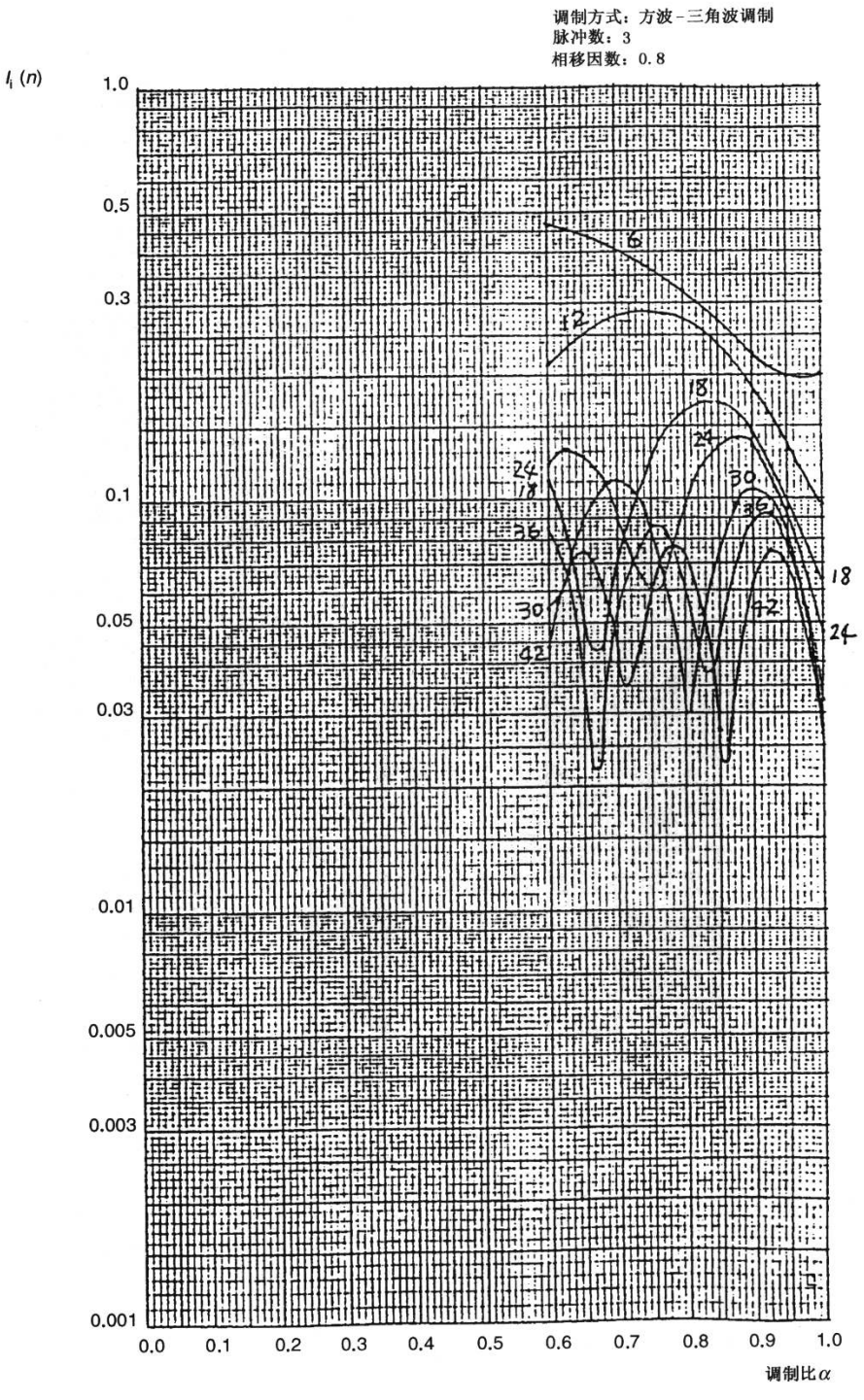
o)

图 A.13（续）


调制方式：方波-三角波调制
脉冲数：3
相移因数：0.75
$I_i(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
6
12
18
24
30
36
42

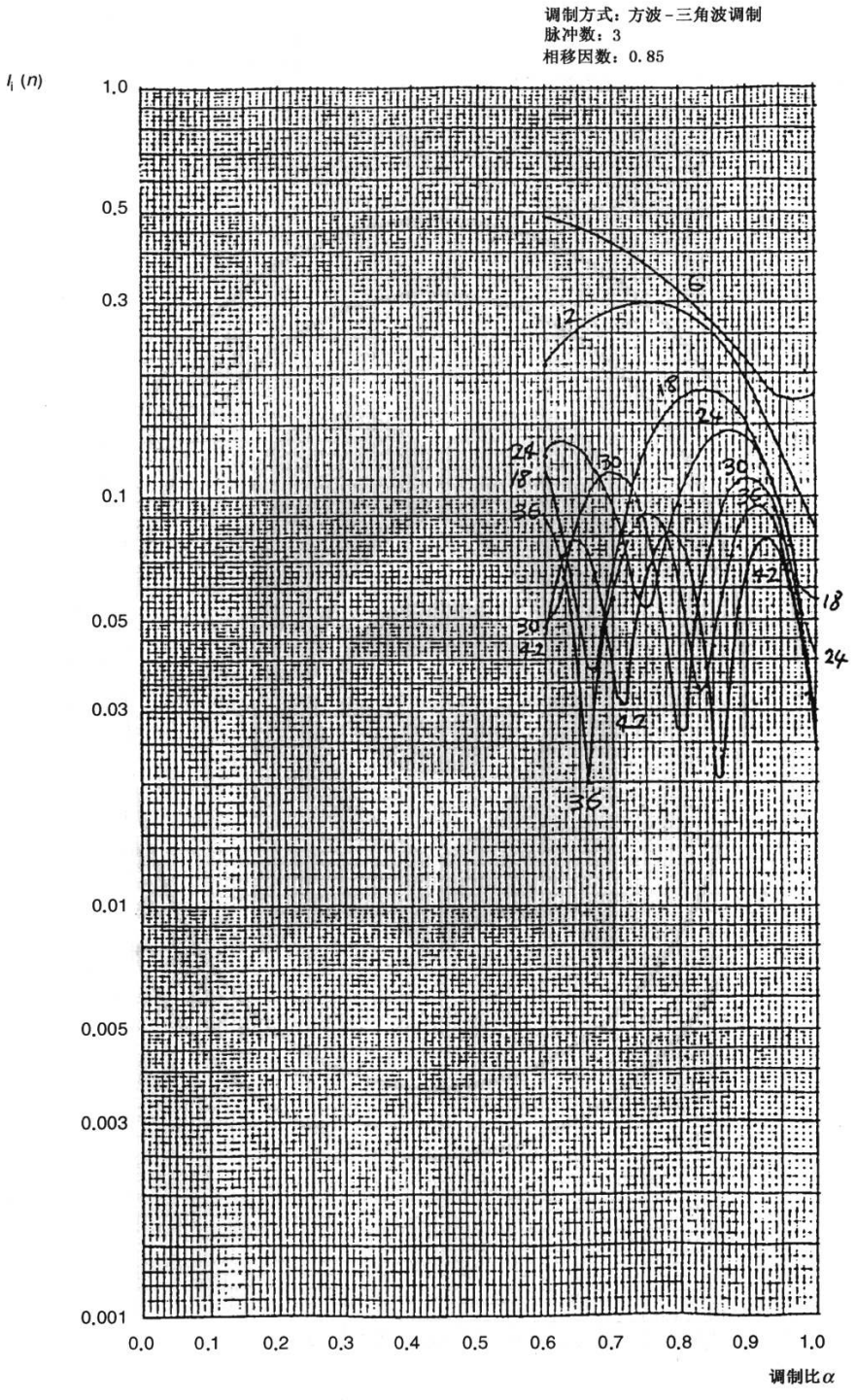
p)

图 A.13（续）


调制方式：方波-三角波调制
脉冲数：3
相移因数：0.8
$I_i(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
6
12
18
24
30
36
42

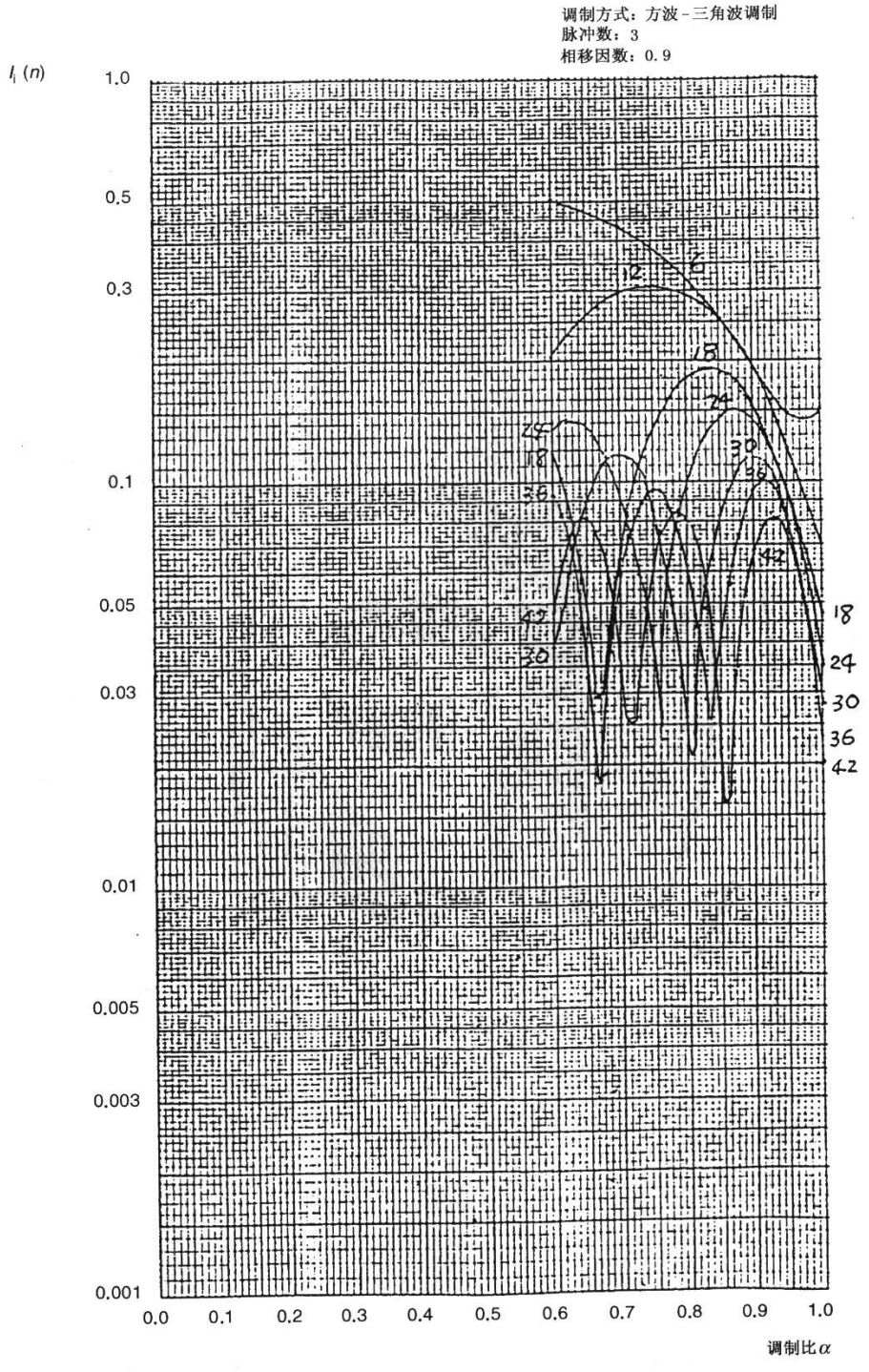
q)

图 A.13（续）


调制方式：方波-三角波调制
脉冲数：3
相移因数：0.85
$I_i(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α

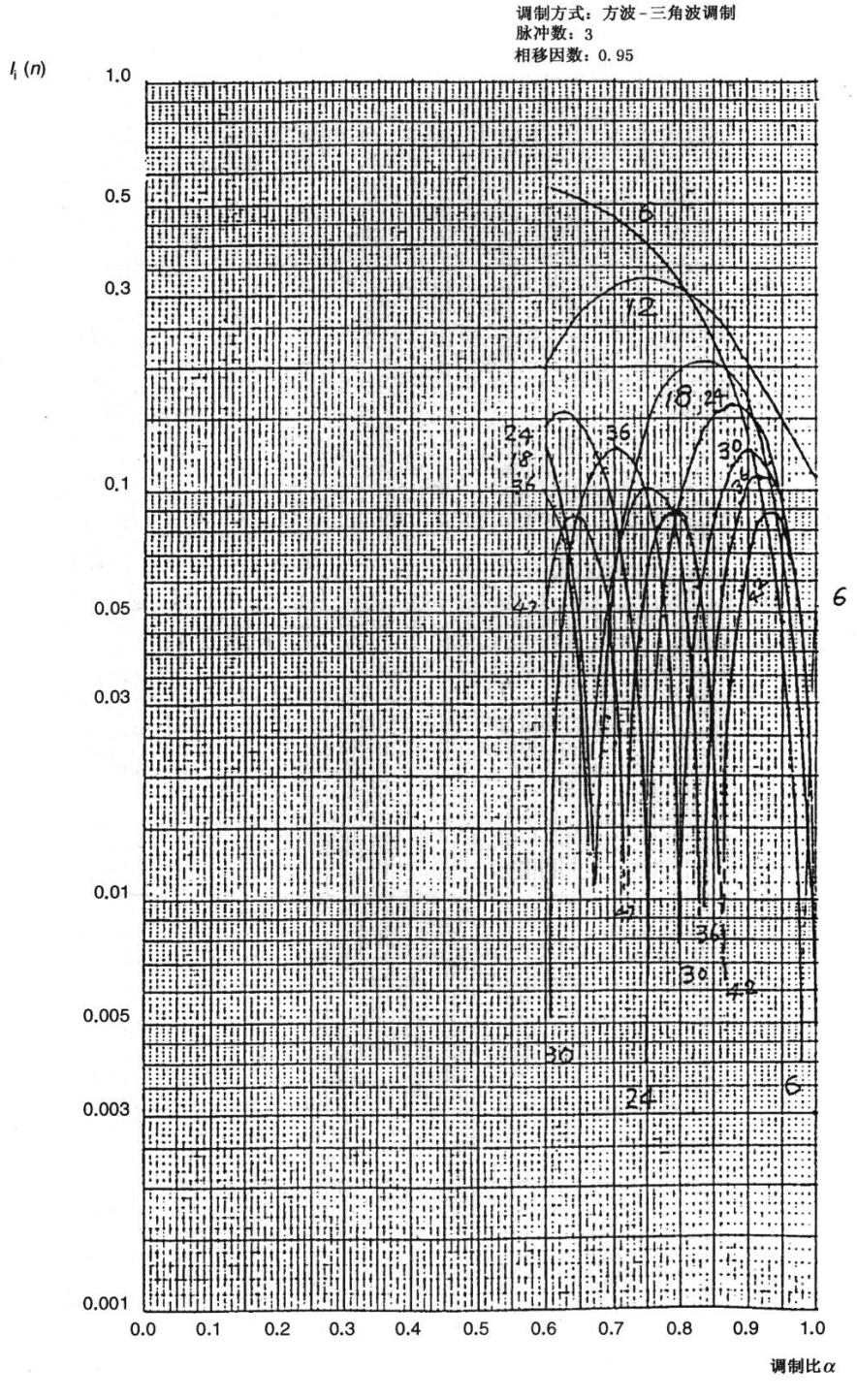
r)

图 A.13（续）


调制方式：方波-三角波调制
脉冲数：3
相移因数：0.9
$I_i(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α
12
18
24
30
36
42
18
24
30
36
42

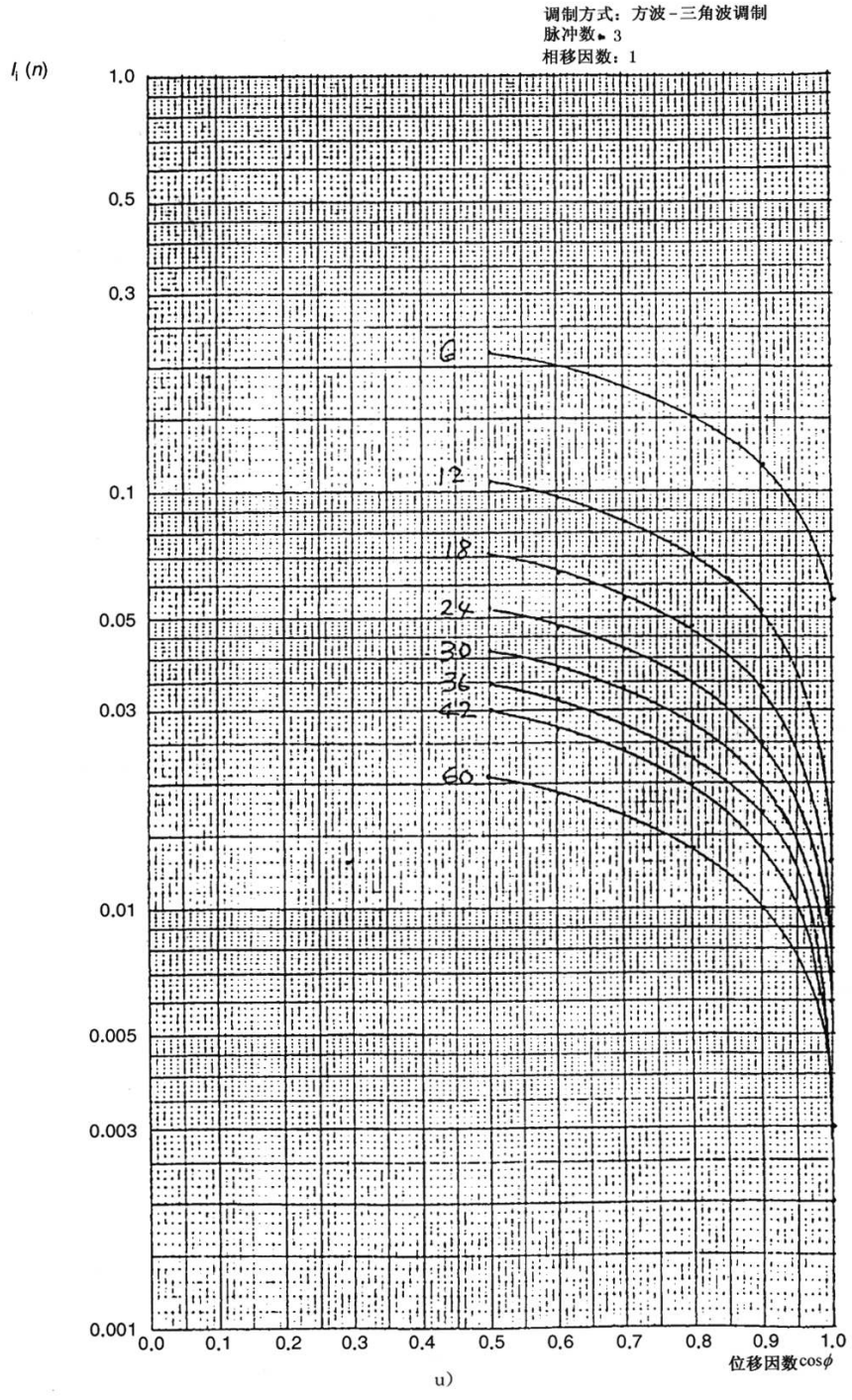
s)

图 A.13（续）


调制方式：方波-三角波调制
脉冲数：3
相移因数：0.95
$I_i(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
调制比α

t)

图 A.13（续）


调制方式：方波-三角波调制
脉冲数：3
相移因数：1
$I_i(n)$
1.0
0.5
0.3
0.1
0.05
0.03
0.01
0.005
0.003
0.001
0
12
18
24
30
36
42
60
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
位移因数$\cos\phi$

u)

图 A.13（续）