

国外无线电计量资料之九

国外失真系数计量

(内 部)



第四机械工业部第一研究所

一九七四年十一月

国外失真系数计量

国外无线电计量之九

内 部 发 行

一九七五年十一月出版

编 辑：国外无线电计量资料编辑组

出 版：第四机械工业部第一研究所

发 行：北 京 750 信 箱 21 分 箱 0.20

說 明

遵照伟大領袖毛主席关于“洋为中用”和“批判地吸收外国文化”的教导，在有关部門的大力支持下，編写了这套国外无綫电計量資料，供从事无綫电計量工作的工人、工程技術人員以及大专院校的有關師生参考。

这套資料按无綫电計量参数，分高频电压、微波功率、衰減、噪声、相位、微波阻抗、場強、无綫电干扰、失真系数等单冊，分別出版。

参加这套資料編写工作的单位有京字112部队、京字123部队、成都電訊工程學院103教研組、成都市标准計量管理处、710厂、天津市无綫电一厂，在此对他們的辛勤劳动致以感謝。

由于我們水平有限，难免存有錯誤及不当之处，請讀者批評、指正。

編 者

目 录

1. 前言.....	(1)
2. 失真系数测量仪的原理和技术指标.....	(1)
3. 失真仪的误差分析.....	(5)
3.1 失真系数的定义值与测量值的误差.....	(5)
3.2 滤波系统的基波滤除特性与谐波损耗引入的误差.....	(5)
3.3 电压表引入的误差.....	(6)
3.4 剩余失真及噪声干扰引入的误差.....	(11)
4. 失真系数的计量检定.....	(12)
4.1 基波加二次谐波法.....	(12)
4.2 基波加二六次谐波法.....	(14)
4.3 基波加多种可移相的谐波法.....	(17)
4.4 基波加方波法.....	(20)
4.5 基波加白噪声法.....	(21)
5. 失真仪电压表波形误差的检定.....	(25)
5.1 双音率法.....	(25)
5.2 白噪声法.....	(27)
5.3 脉冲法.....	(27)
6. 失真系数测量的发展.....	(28)
6.1 探索最佳的失真仪检定方案.....	(29)
6.2 超低失真度的测量.....	(29)
6.3 自动化失真仪.....	(30)
参考文献.....	(33)

1. 前言

在电子技术中广泛应用简谐振荡的正弦讯号。无论是正弦讯号的产生或传输总会产生或大或小的失真。例如，一个纯正弦讯号通过一个四端网络（放大器、变压器等）时，输出讯号的波形将会产生失真。这种讯号的失真可以分为频率失真、相位失真和非线性失真等。产生非线性失真的正弦讯号，根据富里哀级数的分析，可以分解成为一系列幅度不同、相位不同的基波和谐波分量。因此，一个非正弦週期讯号，除了基波电压有效值 V 以外，还包括有谐波电压 V_2 、 V_3 、 V_4 …… V_n 等。而此讯号的失真系数 K （简称失真度），可以用各次谐波电压的均方根值与基波电压的均方根值之比的百分数来定义：

$$K = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}}{V_1}$$

长期以来，非线性失真系数主要用失真系数测量仪（即用基波滤除原理）或波形频谱分析仪（即分别测量各次谐波分量）进行测量。在六十年代以前，低频失真测量仪的频段一般为20赫到20千赫，失真系数测量范围为 10^{-3} ~ 10^{-1} ，精确度为 $\pm 10\%$ ，基本上已能满足要求。近十年来，随着广播、电视和通信的信号质量不断提高，特别是高质量的电声系统（目前已发展到两通道和多通道的全立体声系统）和电子模拟乐器的广泛应用，对单色纯正弦讯号的要求愈来愈高。另一方面，用单正弦讯号已不能反应电声系统的真实情况。因此，三十年代就已提出用双音频法测量电声系统的互调失真（即CCIT法和SMPTE法）。六十年代又提出用白噪声作为测试信号源的动态法⁽¹⁾⁽²⁾和概率密度分析法⁽³⁾等方法，以解决在较接近实际情况下测量电声系统的总失真量。近年来，在失真度极低的低频信号发生器中，谐波失真的指标已从 10^{-3} ~ 10^{-8} 提高到 10^{-5} 。因此，小失真系数的测量范围也相应地从原来的 10^{-3} 提高到 10^{-4} ~ 10^{-6} ，但精确度仍保持在 $\pm 5 \sim 10\%$ 。此外，失真仪的频带也提高到200千赫以上。目前美国已有频率高达1兆赫的失真仪产品。随着测试仪器自动化和数字化的不断发展，不少国家已能生产全自动化（自动调谐）的数字失真仪。

国外检定失真仪的方法，大致可分为分项检定法和标准失真源法两种。前者对失真仪的带阻滤波器、分压器和电压指示等各部份的特性分项进行检定，而后者则采用一种信号失真度可按步级调整的标准失真信号源来进行检定。英美和日本等国各仪器公司采用的方法不完全一致。例如英国马可尼仪器公司采用分项检定法，而美、日和苏联等国的某些公司则采用标准失真源法。失真系数测量仪检定装置的精确度一般为 $\pm 1 \sim 2\%$ 。但是到目前为止，除苏联外，还未见其它国家的最高计量机构发表有关失真系数标准的资料。

2. 失真系数测量仪的原理和技术指标

失真度的测量通常采用基波滤除原理的失真仪较多。而采用谐波分析（频谱分析）的方法较少，因为前者测量方法简单，节省时间，可以直接测出失真系数，而后者手续繁锁並需要通过公式计算才能得出结果。采用基波滤除原理的失真仪如图11-1所示。

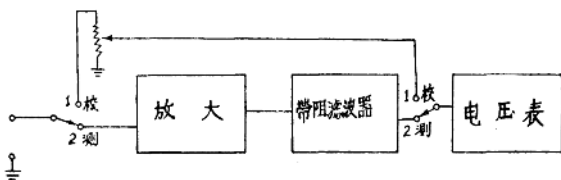


图11-1 失真仪方框图

当工作开关旋至位置1时，仪器输入电路接至电压表，此时仅作电子电压表使用，滤波电路不起作用。当开关接至“校准”位置时，电压表指示被测讯号的总电压，如将校准电压调至满度、即 $U_1 = 1$ 。然后将开关旋至2位置。此时输入讯号经过窄带阻滤波器，并测得滤除基波以后的各次谐波分量总的均方根电压，这时电压表指示的电压值即为非线性失真系数百分数。

基波滤波器一般采用T（单T或双T）滤波器或文氏电桥滤波器。

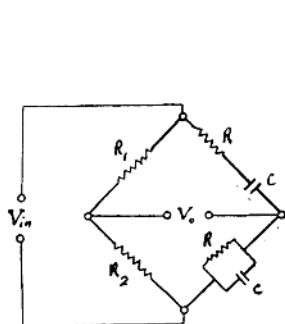


图11-2A 文氏电桥

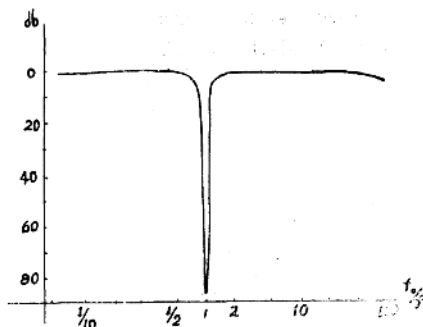


图11-2B 滤波器特性

文氏电桥滤波电路如图11-2A所示。当满足 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ 条件时，则对基波频率 ω_0 的输出为

零。在实际电路中运用较深的负反馈放大器，以抑制放大器引起的非线性失真，并起着改进滤波特性的作用，使基波滤除特性曲线变得更为尖锐，保证基波滤除在60~80分贝以上。而对二次以上谐波的损耗不应大于1分贝。图11-2B是英国TF2331型失真仪的滤波器特性曲线⁽⁴⁾。

另一种抑制基波的电路是采用T型滤波器。例如英国马可尼公司的TF142F和东德RFT 236型失真仪，这类失真仪除了滤波电路不同外，失真系数也不是从指示器直接续出，而是采用电压比较法从十进分压器各度盘续出。其原理方框图如图11-3所示。

当开关旋至位置“1”时，电桥对基波进行平衡，对基波抑制要求在80分贝以上。此时电桥的平衡条件是：

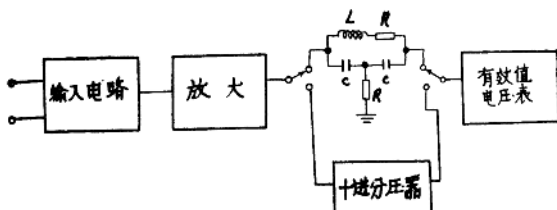


图11-3 236型失真仪方框图

$$R_1 + j\omega L + \frac{2}{j\omega C} - \frac{1}{\omega^2 C^2 R} = 0$$

$$R_1 - \frac{1}{\omega^2 C^2 R^2} + j\left(\omega L - \frac{2}{\omega C}\right) = 0$$

分别解出上式的虚部和实部得：

$$R_1 = \frac{L}{2RC} \quad \omega = \sqrt{\frac{2}{LC}}$$

当满足上述两条件时基频 ω 的电压接近零。电压表测得的电压为谐波总电压，并要求对二次谐波的插入损耗不超过10%。设测得的谐波总电压为A：

$$A = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}$$

现将开关转接“2”位置，这时电压表测得包括基波和全部谐波的总电压。通过十进分压器的调整可以使电压表的指示仍等于A。此时A应等于：

$$A = R \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}$$

$$\text{分压系数 } R = \frac{V_1}{V_0}$$

解上两式可得失真系数K：

$$K = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}} = \frac{V_1}{V_0} = R$$

因此，通过十进分压器的分压比可以直接指示出所测讯号的失真系数。

T型滤波器的优点除了输入电路与电压表具有公共接地点外，滤波器的频率上限比桥式文氏滤波器高。例如美国HP公司HP334失真仪的频率上限可测至600千赫。另一方面，如果

失 真 仪 技 术 指 标

型 号	国 别	失真度测量 频率范围	通频带	失真度测量范围	剩 余 失 真	准 确 度	电压测量范围	註
3C4A	美 HP	5赫~600千赫	3 兆赫	0.1~100%	0.03% 200KC, 1F 0.06% 到 600KC	±3% 到 1MC ±6% 到 8MC	360mV~300V	自动调谐平衡
E.H. D40	法 LEA	10赫~100千赫	250千赫	0.1~100%	0.03%	±5% 满刻度偏转	0.1~300V	
E.H. D50	法 LEA	10赫~600千赫	3 兆赫	0.1~100%	0.03%	±3% 满刻度偏转	0.1~300V	
D.S. Series-2	英	20赫~20千赫		0.01~100%	3×10^{-6}			
TF2331	英 Marconi	20赫~20千赫	100千赫	0.1~100%	0.025%	±5% 满刻度偏转	1mV~30V	
TF2339	英 Marconi	400赫~1000赫	100千赫	0.1~100%			1mV~300V	自动调谐平衡
NHN-12	苏	20赫~20千赫	100千赫	0.1~100%		±0.13Km ±0.15%	3mV~300V	
BKF-6	丹麦	20赫~200千赫		0.3~100%	0.01%	±3% 满刻度偏转	0.3mV~300V	
CR100-B	日本	20赫~200千赫	1 兆赫	0.1~100%	0.03%	±5% 满刻度偏转	1mV~100V	
FTZ	西德 RS	400赫, 1千赫 5千赫 15千赫		0.2% 30%	0.15%	±5% 满刻度偏转		
DMS Series	英国	20赫~20千赫		0.01~100%	8×10^{-6}			
M.K-659	日本	20赫~200千赫	600千赫			±5% 满刻度偏转		
DV-153T	日本	6 赫~600千赫	3 兆赫	0.1~100%	0.03%		0.3mV~300V	

能提高电压指示器的指示分辨力和滤波器的基波衰减特性,采用十进分压器指示失真度有可能获得较高的测量精确度。

附表列出国外几种较典型的失真仪的主要技术指标,以供参考。

3. 失真仪的误差分析

为了进一步了解和比较各种失真仪检定方案,对失真仪的主要误差来源作简要的分析是必要的。根据有关失真仪的设计资料和说明书报导,失真仪的主要误差有下列四项:

3.1 失真系数的定义值 K 和失真仪测量实际值之间的误差

据失真系数定义

$$K_0\% = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \times 100\%$$

一般失真仪测量基波电压有效值还包含了各次谐波分量。因此,实际测得的失真系数 K_s 为

$$K_s\% = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}} \times 100\%$$

不难得到 K_0 与 K_s 的关系

$$K_0\% = \frac{K_s}{\sqrt{1 - K_s^2}} \times 100\%$$

显然,当 K_0 不大时,两者相差较小。当 $K_0=10\%$ 时两者相差小于0.5%,当 $K_0=20\%$ 时两者相差约为2%。

3.2 滤波系统的基波滤除特性与谐波损耗引入的误差

对于理想的基波滤波器,要求对被测的失真信号的基波成分能够100%全部滤除,而对二次以上的谐波分量则要求毫无损耗地全部通过。这样才能按照失真系数的定义正确地测得两次电压比值。

但是,由于电桥本身的分布参数的影响与电路的损耗,滤波器的滤波特性将变坏,如图11-4所示。

一般滤波器对基波的抑制衰减只能达到60~80分贝。而对谐波的损耗为0.5~1分贝,而且不同的工作频率滤波特性也不同。一般而言,随着频率的升高,基波的抑制能力将减少而谐波的损耗却增大,特别是二次谐波的损耗会增大,如法国E.H.D50型失真仪,当测量频

率为20千赫时二次谐波损耗为0.6分贝,而频率为100千赫时增至1分贝, 300千赫时增至2分贝 600千赫时增至3分贝, 从而使得测量误差大为增加。

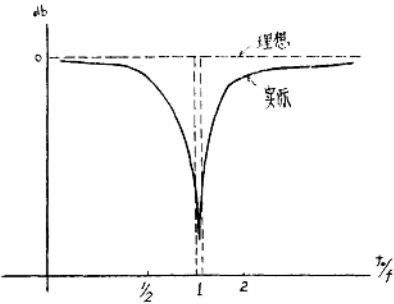


图11-4

滤波特性对失真系数的测量误差可由下列公式求得，设失真讯号仅有二次谐波：

$$\frac{\Delta K}{K} \% = \left(1 - \sqrt{\frac{(1 - C_2)^2 U_2^2 + (C_1 U_1)^2}{U_2^2}} \right) \times 100 \%$$

$$= \left(1 - \sqrt{(1 - C_2)^2 + \left(\frac{C_1}{K} \right)^2} \right) \times 100 \%$$

其中：U₁U₂分别为基波与二次谐波电压
C₁基波剩余电压的百分数
C₂二次谐波插入损耗的百分数
根据上式计算英国TF2331失真仪滤波特性的误差。该机基波滤波特性为80分贝，谐波损耗为0.5分贝。由此引入该失真仪的测量误差如下：

失真系数 K %	0.01	0.03	0.05	0.1	1	10	20
由C ₁ 引入的误差	37	5.5	2	0.5	0	0	0
由C ₂ 引入的误差	-5%						

由上表可知，基波衰减不够大，引入的误差对小失真测试特别严重。如要求失真系数0.01%的测量误差保持5%，则基波衰减应大于100分贝。而谐波损耗引入的误差基本上是固定的。

3.3 电压表引入的误差

失真仪电压表部分对失真的测量误差，可包括下列四个部分，即电压表的电压刻度、分

压器、频率特性和波形响应所引起的误差。其中前三项误差可以按一般电子管电压表的误差进行处理和计量。但其电压表的频带上限应为失真系数测量频带的三至五倍，这是因为考虑到被测讯号的谐波电压的响应。

根据电压表检波特性，可以分为峰值、均值和有效值等不同响应的电压表，即电压表的指示与输入电压的峰值，平均值和有效值成正比。而一般电压均以正弦波有效值校准刻度，无论电压表响应于何种检波律，只要被测电压为正弦波，则电压刻度总是适用的。但对于测量非正弦波电压将会产生误差。欲对于各种不同检波律的电压表的波形误差进行分析计算，则要知道被测讯号的波形因数和波峯因数，或需要知道电压波形的各种谐波成分，而且还要知道它们之间的互位关系。解决这个问题比较复杂。一般说来，响应于平均值的电压表对于谐波失真的影响比较不灵敏，而响应于准有效值的电压表比平均值的影响更小些。但对于峰值检波的电压表，由被测讯号的波形失真而引起的误差比较严重。例如被测讯号的失真度为1%时，对峰值检波的电压表引入的波形附加误差约为1%⁽⁷⁾，而对平均值检波的电压表引入的误差仅约0.5%。电压表对波形失真的误差不但与谐波分量有关，而且与谐波相位有关。因为各次谐波的相移不同将会影响合成波形的波峯因数和波形因数。从图11-5可知，即便二次和三次谐波含量的百分比相同，但由于谐波相位不同，合成波形也有较大差别。

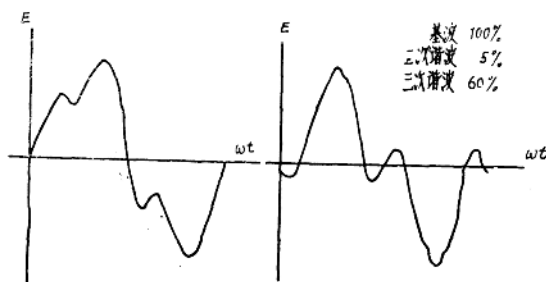


图11-5基波、二次谐波同相、三次谐波 $+90^\circ$ (左) $+180^\circ$ (右)

图11-6的曲线绘出了当改变二六次谐波相位从 $0^\circ \sim 360^\circ$ 时，两种不同检波律的失真仪电压表的波形误差。

英TF2331失真仪还给出其均值电压表的波形误差和谐波成份的百分数的关系。如图11-6所示。当以二次谐波为主的失真讯号的失真度为50%时，电压表引入的波形误差达-12%，以三次谐波为主的失真讯号的失真度为50%时，电压表引入的波形误差甚至达到约20%。

而一般被测讯号的谐波成份往往是两个以上谐波。则均值电压表的波形误差与谐波比例的关系有如下表：

谐波分量的电平比	均值电压表的误差
1 : 1	-0.75分贝
2 : 1	-0.35分贝
5 : 1	-0.2分贝

为了减少电压表波形响应对失真仪引入的误差，近年来，国外普遍采用真实有效值电压表或准有效值电压表。当然也可以采用完全响应于有效值的热偶电压表。可以认为热偶电压表与被测波形无关。但由于热偶过载量低，容易烧毁、输入阻抗低、功率损耗大和价格昂贵等缺点，所以一般使用较少。

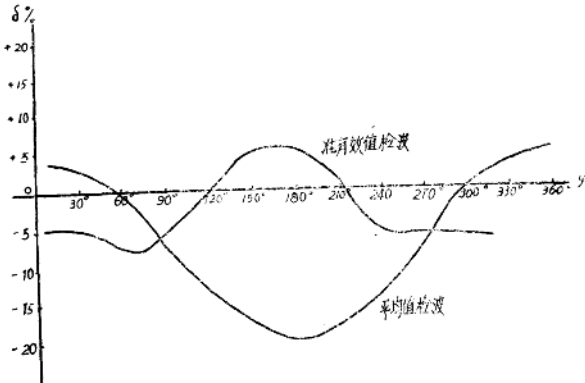


图11-6

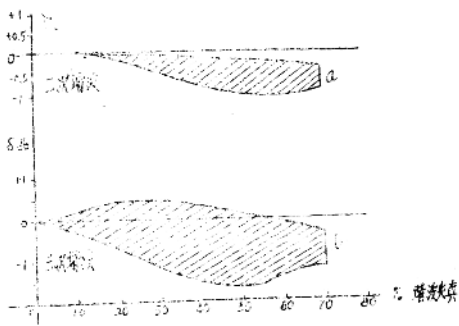


图11-7 平均值检波的波形误差

目前，不少国家生产的失真仪广泛采用如图11-8的折线型准有效值检波电路⁸。

由于滤波电路串入电阻 r ，使电容 C 上的直流电压 E 与输入正弦波的有效值电压 E_{rms} 的比值 $\frac{E_{rms}}{E}$ 可以改变。这样一来，选择电阻 R/r 的不同比值，将对不同类型的波形产生不同的误差。如果按一定要求合理选择 R/r 比值，可以使某些常见波形的误差控制在一定范围以内。

这种电路的另一特点是,当E随输入信号的幅度大小变化时,仅使检波特性平行移动。因此,测量误差在电压表指示各点基本上是一样的。图11-8A电路可根据下列条件进行设计:

$$\omega cr \gg 1$$

$$2 \leq R/r \leq 4$$

如图11-9所示,当选取 $R/r=3.6$ 时,可使正弦波,噪声和方波讯号的误差在 $\pm 3\%$ 范围以内。

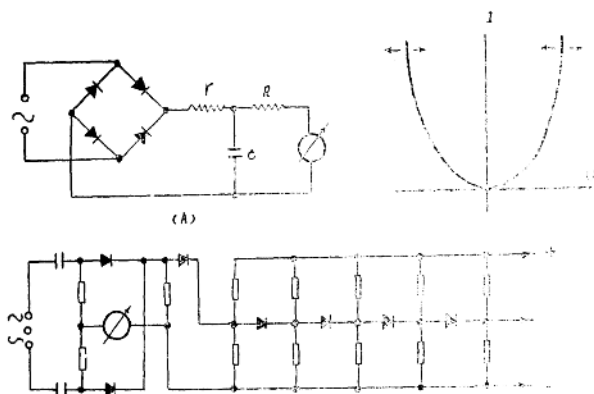


图11-8 平方律检波补偿电路

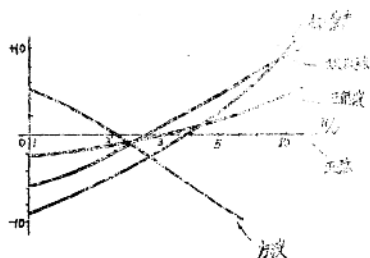


图11-9 折线检波当 R/r 比值不同
对不同波形的误差

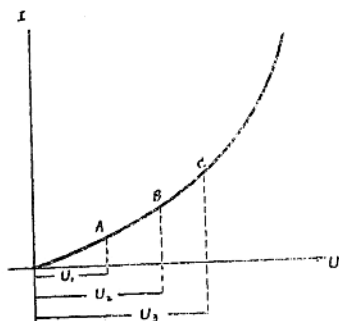
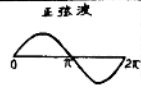
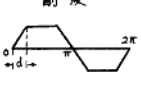
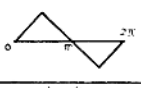
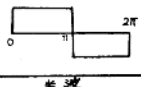
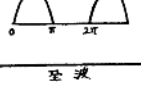
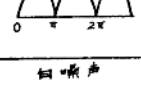
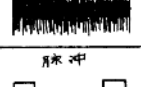
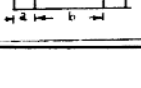


图11-10折线式平方律特性

另一种平方律检波的补偿电路如图11-8B所示。被测讯号经 D_1 、 D_2 二极管全波整流后,其输出电流指示乃响应于平均值。现接入由一组二极管和电阻组成的补偿网络,使检波特性曲线按一组折线方向改变,获得近似于平方律的特性。如图11-10所示。每一折线段是通过一组电阻和给以适当偏压的二极管组成链式补偿网络获得。当整流输出电压超过补偿电路第一级偏压时,第一级二极管的电流和整流电流相加,使得整流器特性曲线的斜率增大,如果检

波 形	峰值 E_m	有效 值 E	平均 值 E_a	波形因数 $K_f = \frac{E}{E_a}$	波峰因数 $K_A = \frac{E_m}{E}$	均值检波 修正系数	峰值检波 修正系数
正弦波 	1	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{2}{\pi}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}}$	$\sqrt{2}$	1	1
削波 	1	$\sqrt{1 - \frac{4\alpha}{3\pi}}$	$1 - \frac{2}{\pi}$	$\frac{\sqrt{1 - \frac{4\alpha}{3\pi}}}{1 - \frac{2}{\pi}}$	$\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{4\alpha}{3\pi}}}$	$\sqrt{2\left(1 - \frac{4\alpha}{3\pi}\right)}$	$2\sqrt{2\left(1 - \frac{4\alpha}{3\pi}\right)}$
三角波 	1	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\sqrt{3}$	0.82	1.04
方波 	1	1	1	1	1	1.41	0.91
半波 	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{\pi}$	$\frac{\pi}{2}$	2	0.707	1.41
全波 	1	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{2}{\pi}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}}$	$\sqrt{2}$	1	1
白噪声 	4σ	σ	$\sqrt{\frac{2}{\pi}}\sigma$	1.25	4	0.35	1.13
脉冲 	$\frac{b}{a+b}$	$\sqrt{\frac{a}{a+b}}$	$\frac{2ab}{(a+b)^2}$	$\frac{\sqrt{a(a+b)^3}}{2ab}$	$\frac{b}{a+b}\sqrt{\frac{a+b}{a}}$	$\frac{1.41\sqrt{a(a+b)}}{b}$	$\frac{0.45\sqrt{(a+b)^3}}{b\sqrt{a}}$

波输出电压继续增大, 将使第二极补偿二极管工作, 检波特性曲线斜率继续增大。如折线BC。这个过程随电压增加将继续下去。显然, 补偿电路级数愈多, 折线愈短则曲线愈平滑, 可以认为电压表响应于真实有效值⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。

为了计算非正弦讯号对不同电压表的波形误差, 要求出波形和波峰因数:

$$\text{波形因数: } K_{\varphi} = \frac{U}{U_A}$$

$$\text{波峰因数: } K_A = \frac{U_m}{U}$$

其中: 峰值电压: U_m

$$\text{平均值电压: } U_A = \frac{1}{T} \int_0^T |f(\omega t)| dt$$

$$\text{有效值电压: } U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(\omega t) dt}$$

$$\text{对峰值电压表的误差: } \delta_{\text{峰}} \% = \left(\frac{K_A}{K_{A-}} - 1 \right) \times 100\%$$

$$\text{对平均值电压表的误差: } \delta_{\text{平均}} \% = \left(\frac{K_{\varphi-}}{K_{\varphi}} - 1 \right) \times 100\%$$

K_{A-} , $K_{\varphi-}$ 为正弦波电压的波峰因数和波形因数

K_A , K_{φ} 为非正弦波电压的波峰因数和波形因数

3.4 剩余失真及噪声干扰引入的误差

一般失真仪均给出剩余失真 (Inherent Distortion) 这项指标, 例如英 TF2331 的为 0.025%, DMS-2 为 8×10^{-6} 。这项指标还缺乏明确的含义。通常是指失真仪输入端短路后, 量程放在最高灵敏度时电压表的剩余指示。这个含义实际上是指由于仪器内部电压的噪声电平, 或电源、屏蔽和接地等原因而引起的干扰电平在指示器上总的反应。除此以外, 由于失真仪内部电路所引起的附加非线性失真也应作为失真仪本身引起的剩余失真。

剩余失真一般为 $1 \times 10^{-4} \sim 0.05\%$ 数量级。因此, 对大失真系数的测量误差影响甚微, 主要影响低失真系数的测量误差 (如小于 0.1% 的失真度)。

设失真仪的剩余失真为 K_0 ; 而测量失真系数为 K , 由此引入的测量误差可由下式计算

$$\frac{\Delta K}{K} \% = \frac{K - \sqrt{K^2 + K_0^2}}{K} \times 100\%$$

$$= \left(1 - \sqrt{1 + \left(\frac{K_0}{K} \right)^2} \right) \times 100\%$$

根据上式计算，当测量失真系数为0.1%而剩余失真 $K_0=0.03\%$ 时，失真仪在该点的测量附加误差为4.3%。而当测量失真系数为0.05%时，则测量误差将增大至20%。

4. 失真系数的计量与检定问题

目前失真系数的计量大致可分为分项检定法和标准失真源法两种。例如英国马可尼公司的TF142F失真仪在说明书中就提出分项检定的方法和要求。大多数国外的失真仪均给出滤波器特性、频率响应、电压表等有关指标。分项检定就是分别对这些指标进行检定。

日本、苏联、美国等国家某些公司则提出采用标准失真源法对失真系数进行检定。这种方法是基于研制一种特殊的失真波形发生器。对这种标准失真波形发生器，日、苏、美等国提出若干种不同的方案，主要考虑的因素有下列几方面：

1. 基波的剩余失真极低，一般应达到 $10^{-3} \sim 10^{-5}$ 的数量级。
2. 谐波分量的次数和个数，谐波分量的波形性质。
3. 谐波分量的幅度能准确地按步级进行调整。
4. 各谐波与基波之间的相位可以进行准确调整或不可以调整（随机的）。

现将几种方案的工作原理说明如下：

4.1 基波加二次谐波法：

苏联国家计量机构曾在50年代建议全国计量站采用二次谐波叠加的标准失真源作为失真仪的检定装置。又于61年通过“测量技术”期刊公开发表这一方案⁽¹¹⁾，如图11-11所示。

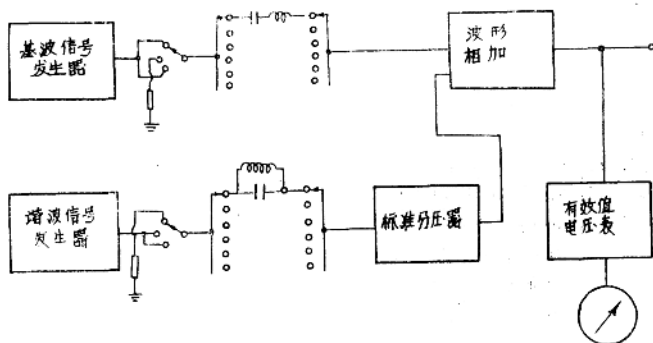


图11-11 基波+二次谐波法

这种方法是将频率分别为 f 和 $2f$ 的音频讯号经过滤波器后叠加在一标准分压器上,输出讯号的非线性失真系数就等于基波电压 U_1 与谐波电压 U_2 的比。为了减少振荡器输出讯号的固有失真度,两振荡器分别加入带通滤波器和高通滤波器。滤波器的通带是谐波频率的3-5%,以保证对二次谐波衰减不少于7倍,对三次谐波衰减不小于10倍。按这种方案后来设计成ГНС-1型失真仪检定装置。

ГНС-1型失真仪检定装置技术指标为:

频率点: 60赫、100赫、200赫、400赫、1千赫、5千赫、7千赫、10千赫、15千赫

标准失真系数: 0.2、0.3、0.5、……30%

共12点

失真系数误差: 不大于 $\pm 2\%$

日本芝电公司在60年代亦生产类似方案的WX115型检定装置,另一种同类的产品是847C歪率校正器,参看图11-12。

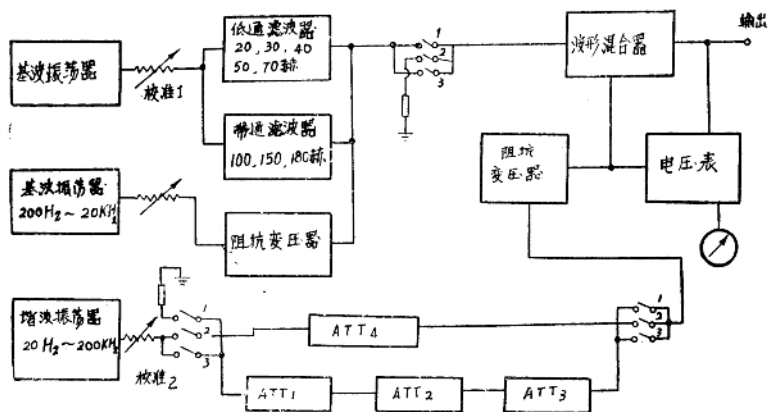


图11-12 日本WX115型失真仪检定装置

日本WX115型失真仪检定装置

技术指标:

基波频率: 20、30、40、50、70、100、150、180赫和200赫~20千赫

谐波频率: 20赫~200千赫

失真度标准范围: 0.1~30%

标准失真度误差: 0.2~30%指示值的 $\pm 1\%$

0.1~0.2%指示值的 $\pm 2\%$

基波谐波频率误差: $\pm 2\% \pm 2$ 赫

基波输出电压失真度: $< 0.1\%$ 有效值1V

谐波输出电压失真度: $< 2\%$ 有效值1V

电压表频率响应: 每4个倍频程 < 0.05 分贝