

# 压缩动态范围的移频截幅法

沈 峻

(中国科学院声学研究所)

## 一、引言

电声传输系统的信号主要是语言和音乐,它是一种幅度随时间变化的复杂信号。语言的动态范围约30—40dB,单个乐器的动态范围约30—50dB;音乐的动态范围更大,

大型管弦乐乐队演出节目的动态范围甚至可达100dB。因此这种信号的平均能量只占瞬时峰值能量的一小部分。测量表明,语言的峰值因数最高可达14.8dB,音乐的峰值因数可达12—17dB。所以在电声传输系统中,为了防止信号产生非线性畸变,就要求设备具有很宽的动态范围,但同时却使功率放大器

· 接上页 ·

因素	引出电极	PVDF 张紧力	PVDF 胶合压力	PVDF 粘合胶	圆盘边沿形状	圆盘材料	圆盘表面处理
位级	小电极	小张力	大压力	B 胶	双凸	B 材料	喷 砂

图2。

## 六、结 论

1. 通过正交试验,大幅度地提高水听器的灵敏度(提高18dB左右)。
2. 正交试验后的水听器灵敏度,其实测值与理论值基本相符。
3. 水听器的装配好条件为:见上表。
4. 装配好条件中的主次要因素:主要因素——引出电极、张紧力;中等因素——胶合压力、粘合胶;次要因素——边沿形状、材料、表面处理。
5. 采用正交试验法,加快了PVDF水听器的研制进度。

## 七、结 束 语

在水声领域中,新型压电材料——PVD

F已开始走向实用阶段,并且展示出一定的生命力。

在新型压电材料水听器的研制中,存在着许多影响因素。对于一些尚未认识清楚的因素,借助正交试验法,有希望在较短的时间内,找到这些因素的好配合,从而获得满意的结果。

试验过程中,得到上海有机化学所及本厂韩黎明、王佳兰、聂龙寿等同志的帮助,在此一并致谢。

## 参 考 文 献

- [1] Kawai H., Japan J Appl Phys, Vol 8, No 7, (1969), p975.
- [2] The Journal of the Acoustical society of America, Vol 63, No5, (1978), p1399.
- [3] 正交试验法(科学普及出版社,1981)。

的平均输出功率降低。这种情况在扩声、录声、广播、语言控制和识别中都存在。对于低电平电声传输系统，功率放大器的功率不是主要问题，但对于大型扩声系统，远距离报警系统，大功率广播系统，怎样充分发挥大功率放大器的潜力，在允许畸变条件下使传输系统的信号平均值提高，不但在技术上而且在经济上都是有意义的。由于电声设备的动态范围不满足信号的要求，因此压缩信号的动态范围可以降低非线性畸变，提高信号的平均功率，改进设备的信号噪声比并防止设备突然过载。直到目前为止，电声传输系统的动态范围压缩问题没有很好解决，现在一方面在研制动态范围大的电声设备，另一方面则在探索动态范围的压缩方法。保证在畸变较小的条件下自动压缩信号的动态范围是非常必要的。本文提出在电声传输系统中用移频截幅法来压缩信号的动态范围，对移频截幅法进行了计算和分析，并给出用一台频移器改装后测量的一些结果。

让我们以语言扩声为例说明压缩信号动态范围的必要性。在语言扩声系统中影响音质的几个问题是：(1)声压级不足，(2)非线性畸变大，(3)讲话时音量起伏过大，(4)声反馈引起语言扩声的音质畸变。这些因素是互相联系的。声压级不足，不但是由于声反馈的限制，也是信号峰值因数过大使扩声系统功率放大器的平均功率大约仅为额定功率的20—30%。盲目增加系统的放大量就会产生非线性畸变，严重时引起自激和啸叫而使扩声系统无法使用。当语言扩声系统的传声器和扬声器之间插入频移器时，使传声器信号的所有频率都偏移一个量，约3—7Hz。这样可以减少语言扩声系统在有声反馈时产生的两类畸变<sup>[1]</sup>。对于一般厅堂，频移法使扩声系统的声压级大约可以提高5—8dB。若语言扩声系统接近于不稳定状态工作，频移器能有效地减少再生混响干扰。这种方法的缺点是低频段产生颤抖畸变，不适于音乐扩声系

统。

为了进一步提高功率放大器使用的平均功率从而提高系统的声压级，传统上使用限幅方法以减少语言信号的峰值因数以便相应地提高功率放大器的平均输出功率，但是其缺点是产生了相当大的非线性畸变。也可以在前级放大器中采用自动音量控制电路用压缩动态范围的方法来改善听众区声压级的过大起伏。自动音量控制的缺点是有较大的时间延迟，听声音时会感觉到增益的变化过程；对于瞬变信号，则控制作用跟随不上，从而产生较大的非线性畸变。如果在扩声系统中用移频截幅法插入一个约20—24dB的截幅器就可以解决扩声系统中主要的音质问题，即提高了听众区的声压级，降低了声反馈，改善了讲话时音量过大的起伏并避免了经典截幅方法引起的谐波畸变。

从提高平均功率的观点来看，移频截幅器对以语言为主的大型室外扩声系统效果较好。此外在强噪声环境试验中，功率放大器和气流扬声器的容量都很大<sup>[2]</sup>，因此用移频截幅法压缩无规信号的动态范围，可以抑制信号的峰值因数，提高功率放大器和气流扬声器的额定容量和可用功率，从而相应地提高混响室和行波管内的声压级。

## 二、移频截幅法简介

移频截幅法实现动态范围压缩装置的方框图如图1所示。它包括调制器，带通滤波器，缓冲放大器，截幅器，载频低通滤波器，解调器，晶控振荡器和声频低通滤波器。输入信号(设其频率为 $f_s$ )调制后用带通滤波器取出上边带信号 $f_c + f_s$ ，其中 $f_c$ 为信号频率， $f_c$ 为晶控振荡器的载波频率。上边带信号经放大并截幅后滤去其高次谐波，再经解调，通过声频低通滤波器重新获得声频信号 $f_s$ 。这种移频截幅方法起源于单边带技术，早在

五十年代就有人用于单边带发射机。六十年代国外开始用于电话通信中，七十年代用于调幅广播中<sup>[5]</sup>都得到了较好的效果。但使用的载频非常高，因此频率特性很窄，只能用

于语言信号。目前由于滤波器理论的进展，可以采用声频信号作载波，展宽了频带，降低了非线性畸变，从而可以用于文艺演出的电声系统。

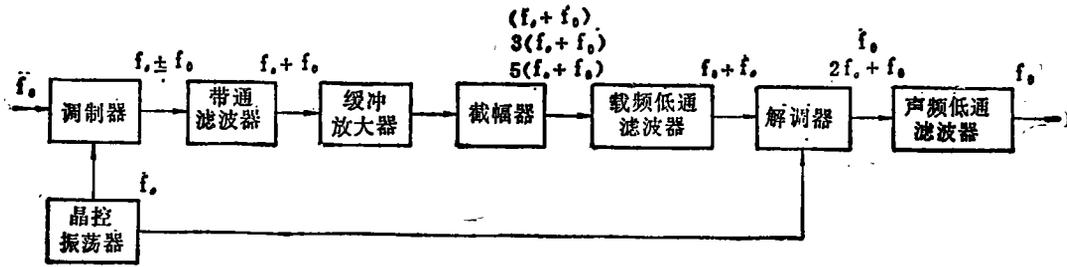


图1 移频截幅器方框图

实验是用四川绵阳无线电厂生产的YP—C型频移器加上截幅器和相应的低通滤波器改装成的。YP—C型频移器的晶控振荡器频率  $f_c=16\text{KHz}$ ，带通滤波器的频率范围为  $16\sim 24.5\text{KHz}$ 。截幅器的截幅度为  $20\sim 24\text{dB}$ ，它保证输入电压增加  $20\text{dB}$  时输出电压的增量不超过  $1\text{dB}$ 。截幅后的低通滤波器主要滤去截幅器产生的  $32\text{KHz}$  以上的谐波，所以它的截止频率选为  $28\text{KHz}$ ，插入电路保证在  $16\sim 24.5\text{KHz}$  工作频率范围内的信噪比约  $60\text{dB}$ 。采用的差动式截幅器具有典型的截幅特性，它的电路和实测的输入—输出特性如图2所示。

### 三、截幅器特性分析

截幅器的特性曲线是奇函数，可用下式表示：

$$U_0 = K_1 U_i + K_3 U_i^3 + K_5 U_i^5 + \dots + K_{(2n-1)} U_i^{(2n-1)}$$

$$n=1, 2 \quad (1)$$

式中  $U_i$  为输入信号， $U_0$  为输出信号。

当输入单频信号时

$$U_i = A_m \sin \omega t$$

$$\text{则 } U_0 = A_m \sin \omega t \quad (0 < \omega t < \theta, \pi - \theta < \omega t < \pi \text{ 时})$$

$$= A_c \quad (\theta < \omega t < \pi \text{ 时}) \quad (2)$$

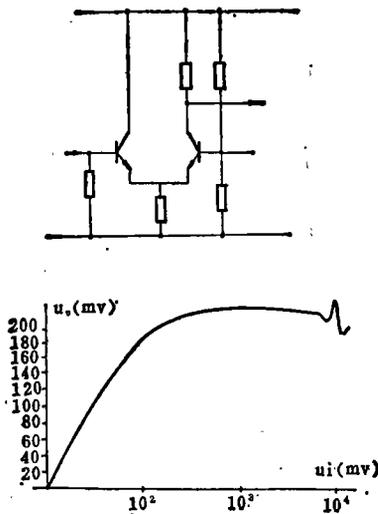


图2 截幅器的电路和它的输入—输出特性

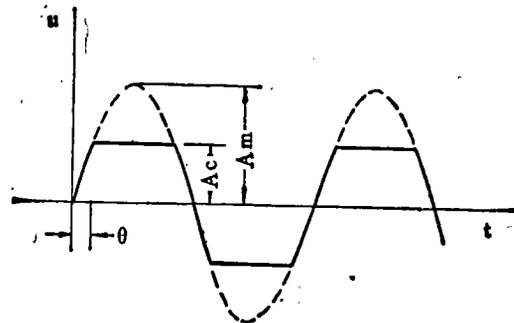


图3 正弦信号经截幅后的输出波形

截幅度定义为截幅器输入信号的峰值  $A_m$  和截幅后信号的最大幅值  $A_c$  之比，用分贝计算，即  $20\text{Log} A_m/A_c$ 。按定义， $A_c = A_m \sin \theta$ ，截幅愈深，信号波形愈接近梯形，式(2)按傅里叶级数展开为：

$$U_0 = \frac{2A_c}{\pi} \left( \frac{\theta}{\sin\theta} + \cos\theta \right) \sin\omega t + \sum C_n \sin n\omega t \quad (3)$$

其中

$$C_n = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi U_0 \sin n\omega t d\omega t$$

$$= \frac{2A_c}{\pi \sin\theta} \left[ \frac{\sin(n-1)\theta}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\theta}{n+1} + \frac{2\sin\theta \cos n\theta}{n} \right] \quad n=3, 5, \dots$$

当  $n \rightarrow 1$

$$\lim_{n \rightarrow 1} \frac{\sin(n-1)\theta}{n-1} = \theta$$

$$C_1 = \frac{2A_c}{\pi \sin\theta} \left[ \theta - \frac{\sin 2\theta}{2} + 2\sin\theta \cos\theta \right]$$

$$= \frac{2A_c}{\pi} \left[ \frac{\theta}{\sin\theta} + \cos\theta \right]$$

通过傅里叶分析可以看到，直接截幅的结果将产生丰富的谐波。但是矩形波的均方根值显然比正弦波大。当截波很深时，即  $\theta \rightarrow 0$ ,

$$C_1 \approx \frac{4}{\pi} A_c$$

基波的幅度接近于  $A_c$  的  $4/\pi$  倍。

若输入信号取  $U_1 = A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t$ ，则截幅器输出中包含下述频率分量： $f_1, f_2, 3f_1, 3f_2, 2f_1 \pm f_2, f_1 \pm 2f_2, 5f_1, 5f_2, 4f_1 \pm f_2, 3f_1 \pm 2f_2, 2f_1 \pm 3f_2$  等等。由于截幅产生三次和三次以上的奇次谐波以及它们的和频波和差频波，其中  $2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1, 3f_1 - 2f_2, 3f_2 - 2f_1$ ，等分量与基频分量相近，落入声频范围内形成互调畸变。

对于语言信号，当  $\theta$  很小时，即截幅度很大时输出波形成为一串矩形的截幅语言波，它在  $\pm\pi$  之间具有零点  $-x_p, -x_{p-1}, \dots, -x_1, x_1, \dots, x_{p-1}, x_p$ ；截幅波的大小总是  $A$ ，但当  $x$  增加时每经过一个零点， $y$  就改变一次符号，如图 4 所示，它的傅里叶展开式为<sup>[3]</sup>

$$y = \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos nx + b_n \sin nx) \quad (4)$$

对常遇到的信号，直流项  $A_0$  是不存在的，若输入信号对  $x=0$  对称，则零点也对称，则可得

$$a_n = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^p (-1)^{k-1} \sin nx_k \quad (5)$$

$$b_n = 0$$

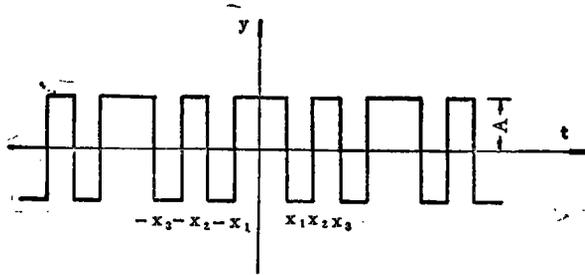


图4 语言信号在截幅度很大时的矩形波

从频谱分析可以观察到，输出信号与输入信号相比有两个特点：(1) 频谱中的极大值没有显著移动，并且相对地比较突出；(2) 高频振幅相对增大，且频谱展宽。

#### 四、截幅器的畸变分析

单频信号进行截幅分析的计算和实验结果如图 5 所示<sup>[4]</sup>，其中实线是计算数值，圆点是实验值。 $A_m$  是正弦信号幅度， $A_1$  和  $A_n$  分别为截幅后各频率分量的幅度。从图中可以明显看出，当截幅度加深，单频信号产生奇次谐波，且波幅逐渐增大。当截幅度超过 25dB 以后，信号波形接近理想矩形波，各次谐波幅值稳定下来，不再受截幅深度的影响。

若是复杂波形输入截幅器，除了谐波畸变外，还引起互调畸变。今取一个由二次谐波和三次谐波组合的信号为例，来看一下截幅波的特性，设双频信号为

$$U_1 = \cos 2x + a \cos 3x \quad (6)$$

式中  $a$  代表两个频率分量的相对大小。 $a$  为零时，只有  $\cos 2x$ ， $a$  为无穷大时只有  $\cos 3x$ 。令式(6)等于零，可以求得零点  $x_1, x_2, x_3$  的

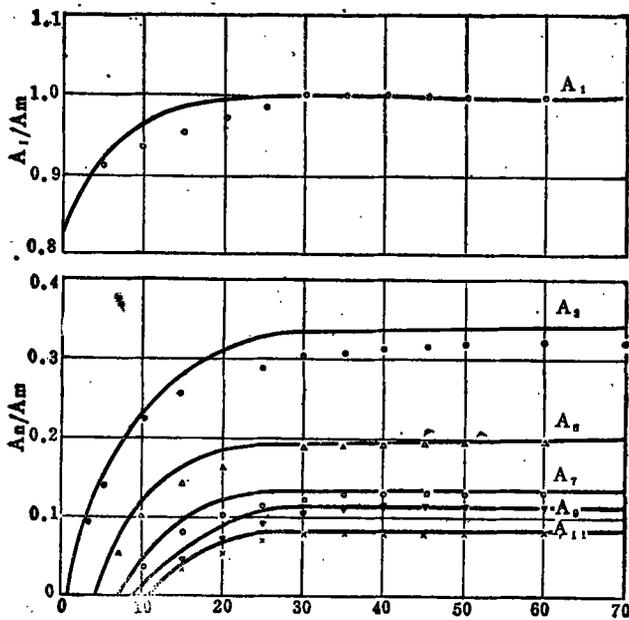


图5 单频截幅信号的频谱分量, 取自文献<sup>[4]</sup>

数值; 负值与此对称。由此可得截幅波的各项频率分量为<sup>[5]</sup>

$$a_n = \frac{1}{n} (\sin nx_1 - \sin nx_2 + \sin nx_3)$$

$\alpha$ 取不同值时标出的各频率分量系数  $a_1 \sim a_{11}$  值示于图6。由图可以看到, 在  $\alpha$  远离1时原有两个谐波的差增加了, 当  $\alpha$  变小时,  $a_2/a_1$  大约由  $1/\alpha$  趋近于  $2/\alpha$ , 当  $\alpha$  变大时  $a_2/a_3$  大约由  $\alpha$  趋近于  $2\alpha$ 。这时主要分量 ( $\alpha > 1$  时的  $a_3$  和  $\alpha < 1$  时的  $a_2$ ) 的奇次谐波达到单频矩形波相应的谐波值, 其它都趋近于零。在  $\alpha = 1$  附近有一个过渡区, 这里  $a_3$  被压低, 除原有分量以外的分量大部达到极大值。在这个范围内  $a_3$  的微小变化就引起各谐波较大的变化。上述特性在其它类似的截幅波中也存在。

## 五、移频截幅的特性

直接截幅的声频信号将产生丰富的谐波和互调分量所以在电声传输系统中直接用截幅器, 其非线性畸变是不可避免的。这种畸变对音质的损害很明显。如果采用移频截幅,

声学技术

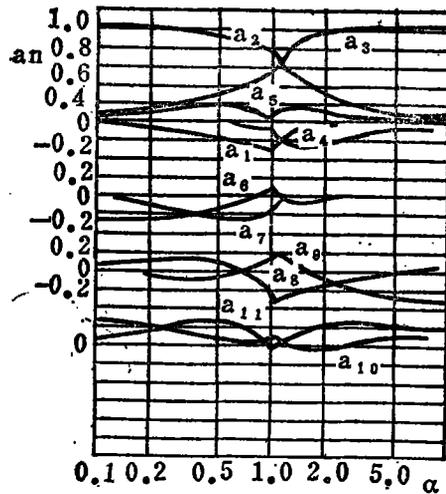


图6  $f(x) = \cos 2x + a \cos 3x$  截幅后的频谱分量取自文献<sup>[5]</sup>

则截幅在单边带通道内进行, 而单边带信号的非线性产物与原声频信号没有直接对应关系。谐波的频率范围也远离声频范围, 很容易用滤波器来抑制, 因此可以降低谐波畸变。但是, 由截幅的非线性形成的互调畸变是不可避免的。

用频谱分析仪来观看上述互调畸变时, 可以发现截幅器产生的互调频谱输出和声频输出信号的互调频谱是完全一致的。根据上一节分析求出的各频率分量的系数以及按下式计算的互调畸变系数  $\gamma$  列于表1。

$$\gamma = \sqrt{\frac{a_1^2 + a_3 + a_5^2}{a_2^2 + a_3}}$$

它给出  $U_1 = \cos 2x + \cos 3x$  的双频信号经截幅后相应于低通滤波器取出  $6x$  以下信号的互调畸变, 在  $\alpha = 1 \sim 2$  的范围以外, 互调畸变系数的数值不大。它说明窄带系统经截幅产生的互调畸变很小, 因此对于宽带系统可以在单边带通路内采用分频段截幅的方法来减少互调畸变。通常可采用现有高保真系统的两频段或三频段方案。

对于语言或音乐信号, 经截幅后波形的

表1  $U_1 = \cos 2x + a \cos 3x$  截幅后的互调畸变

$a$	0	0.1	0.2	0.5	1	1.1	1.2	1.5	2	5	10	$\infty$
$a_1$	1	0.998	0.988	0.921	0.759	0.583	0.485	0.360	0.257	0.091	0.051	0
$a_2$	0	0.049	0.103	0.30	0.513	0.675	0.781	0.875	0.935	0.989	0.997	1
互调畸变系数	0	0.14	1.85	6.7	15.1	14	13.5	9.2	6.0	1.2	0.25	0

有效值显著提高。实验表明,用移频截幅器将语言和音乐信号的动态范围压缩 10~15 dB,其输出信号的有效值可提高,对于语言为 50%,对于音乐为 65%,从平均功率来看,大约可提高 9dB。图 7 表示白噪声信号经  $f_c = 2500\text{Hz}$  低通滤波器后加到移频截幅器,其输入和输出的波形,可以看到其平均值是提高了。

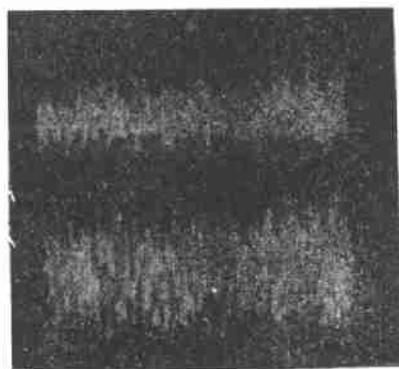


图 7 低通白噪声经移频截幅前后的波形。上部为输入信号,下部为输出信号。

截幅后的信号的清晰度没有测量,但由

文献可知,对于语言信号,即使截幅 12dB,清晰度仍有 93%,截幅 20dB,清晰度为 90%。对于低音丰富的音乐信号,由于频带展宽,互调畸变不能忽略,它会使人感到音质混浊不清晰。截幅度越深,这种感觉越明显。上述结果也适用于移频截幅器。对于噪声信号来说,互调畸变仅改变它的功率密度频谱,影响不大。

为了使移频截幅法可以实用,必须进一步提高其稳定度并缩小设备的体积以便插入电声传输系统中去。绵阳无线电厂刘会廷同志协助和设计了截幅器,特此致谢。

### 参 考 文 献

- [1] 沈峰: 频移对语言扩声质量的影响, 声学学报, Vol. 2 (1965), No. 2, 91;
- [2] 沈峰, 陈定楚: 高声强实验室的设计和应, 应用声学, Vol. 2(1983), No. 3, 17
- [3] 冯秉铨: 提高语言辐射功率的一种新方法——射频削波, 无线电技术, 1975, 6, 1;
- [4] 李炳光: 截幅语言特性分析, 电子所内部资料;
- [5] 马大猷: 截幅波的频谱特性, 电子所内部资料。

(上接第 38 页)

- [20] 流沙埋水雷探测器的研究, 译自日《技术研究术部技报》1973 年第 18 期, 见《水雷和反水雷》1978 年第 3 期
- [21] Thompson, L. A. and Muir, T. G. "Narrow beam sound fields in a sediment", J. Acoust. Soc. Am, 55, 429 (1974)
- [22] Sackman, G. L. Eyman, R. L. Lastrange P. J. and Seeman, A. H. "A corner-reflector parametric transducer for acoustic imaging in marine sediment", J. Acoust. Soc. Am, 72, 598 (1982)
- [23] Obgaki, M. Shimizu, R. Miyazawa, H. and Okujima, M. "Acoustical imaging of an object

- buried in Seafloor Sediment by using a focused ultrasonic transducer". J. Acoust. Soc. Am, 67, 1603 (1980)
- [24] Herman, G. T. Ed. "Image reconstruction from projection, implementations and applications (Topics in Appl. Phys. Vol. 32) Springer, 1979
- [25] Sleeman, B. D. "The inverse problem of acoustic scattering IMA" J. Appl. Math., 29(2), 113 (1982)
- [26] Bleistein, N. "Physical Optics far-field inverse Scattering in the time domain" J. Acoust. Soc. Am., 60(5) 1249 (1976)