

## 音圈峰值位移 $X_{max}$ 的评估

原作者: Wolfgang Klippel

Klippel GmbH, Dresden, 01277, Germany, [www.klippel.de](http://www.klippel.de)

译者: 王富裕

Tymphany China (中国迪芬尼, 惠州超声音响有限公司)

### 摘要

音圈峰值位移  $X_{max}$  是评价单元在低频最大声输出的重要参数, 在 AES 2-1984 标准中, 定义的方法是基于谐波失真的测量, 并没有给出一个明确和有意义的  $X_{max}$  值。经过认真研究这种基于性能测试的技术, 推荐一种用两个频率的激励信号在近场声压测试谐波和调制失真的修正方法。作为替代方法, 开发出一种基于参数、能给出关于失真原因(限制和缺陷)更多具体信息的方法。探讨了基于性能和基于参数两种方法之间的关系, 并且两种方法都用来测试了实际单元。

### 1, 引言

具有相近线性参数的扬声器在较高振幅时可能表现大不相同, 在大信号领域, 物理极限需要在最大幅度、效率、信号失真、成本、重量、尺寸、其他因素之间折中权衡。因此, 通过一些有意义的参数来评估大信号性能变得越来越重要。有几个“传统”描述单元容许负载和最大输出的参数, 其中一个就是最大(线性)峰值位移  $X_{max}$ , 限制低频最大输出声压级的最大体积位移, 如图 1 所示。

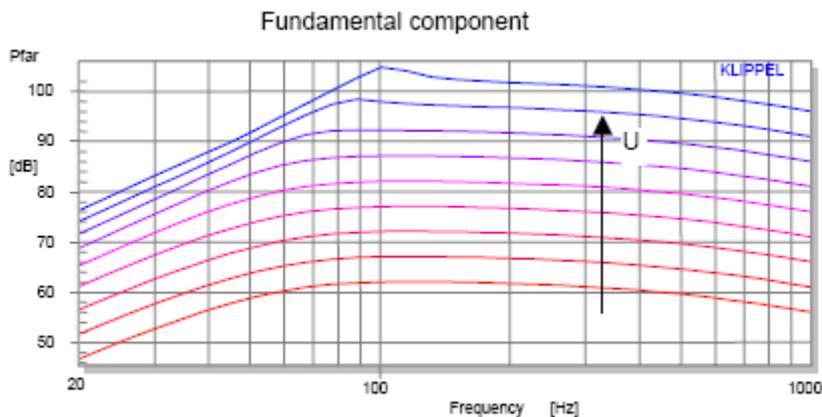


图 1, 增量为 5dB 输入不同电压时, 1 米处测得对应的辐射基频声压频率响应

峰值位移参数  $X_{max}$  被列在每个正规扬声器规格书中, 作为单元设计与扬声器系统设计之间的交接点, 然而由于厂家之间采用不同方法评定  $X_{max}$ , 导致这些宣称的数值不具可比性:

- (1) 历史上, 第一个办法是基于几何尺寸来定义的, 比如从音圈悬浮在间隙外的尺寸或首要悬吊部分的运动范围等几何数据导出  $X_{max}$ 。这种方法忽视了音圈的偏移、磁场非对称、悬吊系统问题以及其他单元缺陷。
- (2) 性能为基础的方法考虑了上述那些事情并测量最终单元的总体表现性能, 过去多年中, 一直用测量谐波失真与 10%失真阈比较的办法作为定义  $X_{max}$  的标准。【1, 2, 3】, 20 年前, AES 就定义了基于该方法的标准 AES-2 1984。很遗憾, 这种方法的很多点操作起来并不令人满意, 而且这种方法并没有被广泛用于专业或其他音响领

域，因此，当前 AES-2 标准的修订需要对 Xmax 定义进行改善。

- (3) D.Clark【7】推荐了一种基于参数的方法，使用非线性力因子或顺性特性来评估 Xmax。
- (4) 最后，还有很多被生产厂家使用不明确的方法，结果就有很多没有清晰物理意义但给人印象很好的 Xmax 值。

既然扬声器系统设计需要一个可信赖的数据来挑选理想的单元，人们一直很关心如何能更客观地量化这个参数。

AES 标准委员会成立了一个任务组 SC 04-03-C，“应用扬声器的热和非线性模型来完善定义、测量以及大信号参数的解读”。本论文总结了这项工作的主要结果，并提出了更清晰定义峰值位移 Xmax 的一些建议。

## 2 AES2-1984 标准回顾

### 2.1 Xmax 定义

当前标准定义：

.....the voice-coil peak displacement at which the “linearity” of the motor deviates by 10%. Linearity may be measured by percent distortion of the input current or by percent deviation of displacement versus input current. Manufacturer shall state method used. The measurement shall be made in free air at  $f_s$ .

音圈峰值位移是指磁路线性偏差达到 10%的位置，线性可以通过测量输入电流失真百分比或测量位移对输入电流偏差的百分比。厂家应注明使用方法，并在自由空气中  $f_s$  处测量。

### 2.2 模糊性（模棱两可）

在目前定义中，磁路线性决定峰值位移 Xmax，评定线性是通过特定激励信号下测量扬声器的性能。很显然，谐振频率  $f_s$  处的单频可变电压 U 被用作激励信号，扬声器的非线性体现输入信号和输出幅度之间的非线性关系，在大振幅时，输出将小于线性模型预料的值（振幅压缩）。对输出信号进行的频谱分析揭示了非线性行为的深层次的症状，除激励信号  $f_s$  基波频率外，非线性产生了很多额外的频谱成分（谐波）。在位移上，我们可能会发现动态下由于不对称的非线性产生的直流（DC）部分。定义上使用“百分比失真”或“百分比偏差”作为线性量度标准，但没有明确应用在那种症状上（谐波或者输入和输出之间的幅度比）以及如何定义（总的还是独立的谐波）。

性能测量并不能直接揭示电动式磁路系统单独的线性情况，而是考虑了单元诸多线性，电、机械、声学的部件，例如悬吊系统。

这种模糊性要求对定义进行“积极有意义”的阐明，有用户根据 IEC60268 把百分比失真和百分比偏差解释为总谐波失真  $d_t$ 。

### 2.3 假定（设想）

做如下设想会比上述模棱两可定义更严谨：

- 由电流或位移谐波失真的测量产生可比较的数值 Xmax
- 在失真幅度和峰值位移之间存在一个简单的关系
- 失真随输入信号幅度单调增加，10%失真对应于唯一 Xmax 数值
- 在谐振频率  $f_s$  处谐波失真的测量足以反映磁路非线性的效果。

## 2.4 虚构的单元

通过对一个虚构单元应用电流失真定义  $X_{max}$  的方法来检验上述设想的有效性，该单元有如下特性：

Parameter	Value	Unit
$R_e$	3.5	Ohm
$L_e(x)=const.$	1	mH
$C_{ms}(x)=const.$	0.7	mm/N
$Q_{ms}$	7	
$f_s$	47	Hz

表 1：小信号参数

力因子（Bl 乘积）的非线性如图 2 所示

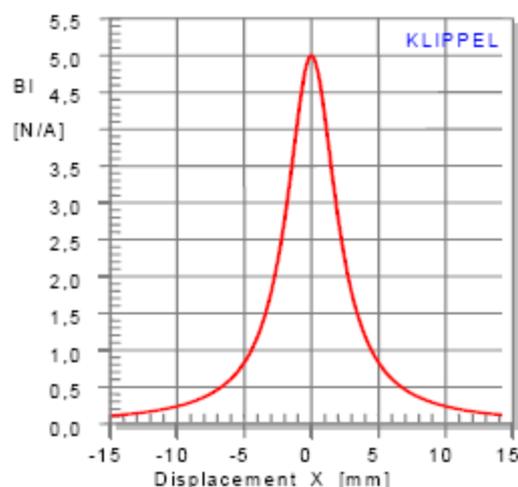


图 2，模拟中所用虚构单元的 Bl (x) 乘积随音圈位移变化曲线

力因子  $Bl(x)$  不是一个常数，而是音圈位移的函数，在较大位移时， $Bl(x)$  曲线有如对称的钟形。音圈高度为 5mm，气隙外的杂散磁场就可能产生这种特性的  $Bl(x)$  曲线。通常对于气隙外悬置圈数短的音圈， $Bl(x)$  曲线就会像图 2 那样很早很强的衰减。因为  $Bl(x)$  曲线以单元平衡位置 ( $x=0$ ) 为中心上下完全对称，因此单元只产生 3 次谐波和其它奇次谐波失真。

在这个虚构单元里，真实单元固有的其他非线性一概忽略，是为了让这个测试案例尽可能简单。这样我们假定线性悬吊的顺性  $C_{ms}(x)$  为常数，音圈电感  $L_e(x)$  与位移无关，作为有效性的验证这种简化是可以容许的，因为我们的目的是找到至少一个证明现在的定义方式失败的案例。

根据 AES2-1984 定义的测量条件，我们在自由空气中操作该单元。

## 2.5 大信号行为的模拟

对于该虚构单元可以用非线性微分方程准确建模，运用数值积分方法，能够预知在任何输入信号下所有对应状态变量（电流，位移，等等）和声输出信号，也可以用 FFT 分析来完成。

用单频 ( $f_1 = f_s$ ) 可调端电压  $U_1$  来激励单元，图 3 显示的是电流、声压和位移随峰值位移

$X_{rms}(f_1)$  变化的总谐波失真。

$$d_t = \frac{\sqrt{P(2f_1)^2 + P(2f_2)^2 + P(3f)^2 + \dots + P(Kf_1)^2}}{\sqrt{P(f_1)^2 + P(2f_1)^2 + P(2f_2)^2 + P(3f)^2 + \dots + P(Kf_1)^2}} \times 100\%$$

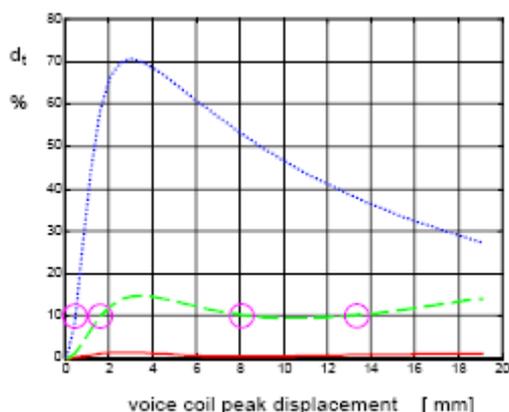


图 3，单频激励下，对应音圈峰值位移  $X$  的电流总谐波失真（点线）、声压总谐波失真（虚线）、位移总谐波失真（实线）。

**注：**译者理解电流失真通过测试流过扬声器的电流的方法，声压失真通过麦克风测量扬声器声输出，而位移失真则是通过激光测量音圈位移的方法得出。

## 2.6 运用 $X_{max}$ 定义

根据 AES2-1984，为了得到峰值位移  $X_{max}$ ，我们要寻找  $d_t = 10\%$  的峰值位移点。在输入电流总谐波失真曲线上我们得到的  $X_{max}$  大约为 0.6mm，相对音圈约 5mm 的高度，这是个非常小的值，没有哪个厂家同意定义它的扬声器工作范围这么小。在  $-0.6mm < x < 0.6mm$  范围内， $Bl(x)$  只变化 5%，辐射声压的失真也仅为 2%。厂家最有可能考虑另一种测试方法，位移的总谐波失真保持很小，即使音圈全部在间隙外也达不到 10%，只是常识（而不是现在的定义）使得厂家不敢标称峰值位移为 19mm 或更大。

## 2.7 源于声压失真的 $X_{max}$

有些用户修改了电流失真的  $X_{max}$  定义，把 10%失真阈应用为辐射声压的总谐波失真，这样的方法通常提供更合理的  $X_{max}$  估计值。然而，我们从产生相同失真值出发可以得到多个  $X$  值，例如这个虚构单元就有三个  $X_{max}$  候选值：1.5mm，8mm，13.5mm（见图 3），哪个才是正确的标称值呢？

## 2.8 定义有什么问题？

显然，现在  $X_{max}$  的定义中做的假定（设想）是无效的。

首先，在  $f_s$  处电流和位移失真的各阶谐波的幅度不同，原因很简单，在谐振频率  $f_s$ ，音圈电流基频成分的幅度最小，因为此处电阻抗最大，然而，在更高的频率，阻抗会低很多，可以预见产生更多的谐波成分，所以谐波幅度更高。这种基频“抑制”效果仅对音圈电流是典型的，对位移和声压却都不是固有的特征。

在谐波失真和峰值位移之间也没有简单的对应关系，在失真停滞在相对小的数值时，我们可以观察到多个  $X_{max}$  值，而不是单调地增加。图 4 所示为基频位移对输入端电压的曲线

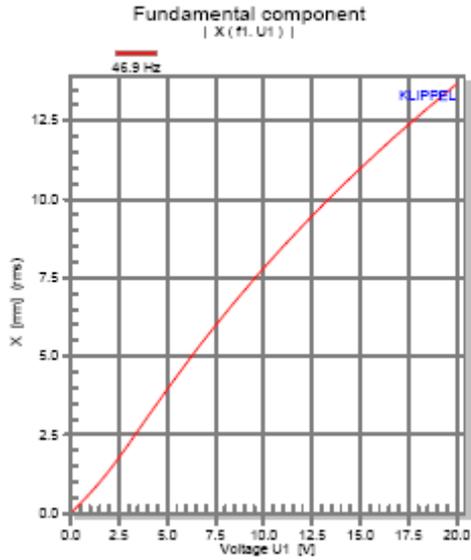


图 4，输入电压对应基频  $f_s$  位移幅度

当峰值位移为 5mm 时，力因子  $Bl(x)$  的瞬时值降到只有 20%，在 12mm 峰值位移的地方，力因子基本消失，但令人惊讶的是，磁路策动力能正常工作而且我们仍可得到电压与位移之间几乎线性的关系，原因有二：

- 由  $\frac{Bl(x)^2}{R_e}$  引起的电阻阻尼减小，机械阻尼  $Q_{ms}$  主宰总阻尼  $Q_{ts}$ ， $Q_{ts}$  数值的增加正好补偿了

减小的激励力  $F = Bl(x)i$ 。

- 位移较大时，在谐振频率电流  $i$  和位移  $x$  之间  $90^\circ$  的相位移仍能提供好的激励条件，如图 5 所示，但电流最大时，音圈还保持在间隙中， $Bl(x)$  的瞬时值也是最大，因而产生一个很大的驱动力  $F = Bl(x)i$  和系统的很好激励（驱动）。

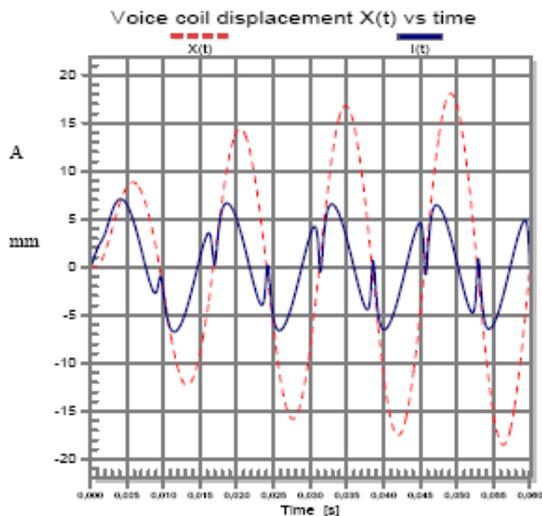


图 5，单频  $f_s$  激励下，音圈电流  $i$  和位移  $x$  随时间变化

当音圈离开间隙时，我们会有一个决定于由直流电阻  $R_e$  的相对高的电流（译者注，因为此时反电动势最小，因而电流主要取决于  $R_e$ ），但是当音圈运动通过间隙时，反电动势因此产生，这就导致图 5 中所示的电流波形上小的凹陷尖峰（急剧跌落）。

在谐振频率以上或以下， $Bl(x)$  的变动对输出有显著的影响，图 6 显示的是音圈位移振幅  $X_{rms}$  在不同输入电压  $U_1$  随频率的函数。

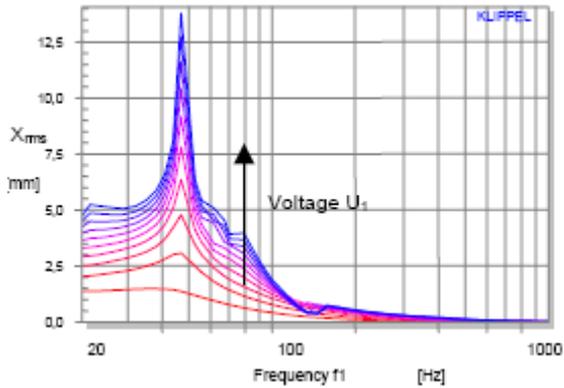


图 6，虚构单元在电压变化（间隔 2v）的单频  $f_1$  激励下音圈位移振幅

尽管我们以 2V 的步长将输入电压  $U_1$  从 2V 增加到 20V，在低于和高于谐振频率  $f_s$  的频率处我们观察到变慢的位移增量（振幅压缩）。这种效果主要是由于电流  $i$  和位移  $x$  之间相位关系引起，电流最大时碰上减小的  $Bl(x)$ ，这样对基频成分就产生较小的激励力  $F = Bl(x)i$ ，谐振频率一个倍频程以上的激励频率可能在高电压  $U_1$  下引起不稳定的表现，这对电动式驱动（策动）是很典型的，即使音圈平衡位置正好居于对称  $Bl(x)$  曲线的中心，它也有滑落到  $Bl(x)$  两边倾斜线上的趋势。在我们观察到显著振幅压缩的频率范围内，一些供给的能量被转化为高次谐波。图 7 显示的是辐射声压的总谐波失真  $d_t$  随电压幅度变化的激励频率  $f$  的变化。

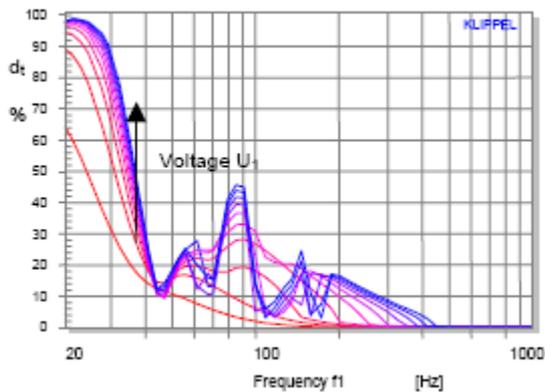


图 7，虚构单元在单频  $f_1$  不同的电压（2V 步长）激励下辐射声压的总谐波失真

在谐振频率以下的激励频率谐波失真最大，这不仅因为同时发生的电流最大  $BI(x)$  最小产生低的驱动力  $F = BI(x)i$  的原因，更多的是由  $f_s$  以下声辐射的低通特性引起。

在谐振频率，失真明显最小，而且探测  $BI(x)$  非线性有一个盲区。但大约在谐振频率一倍的地方出现又一个极大值，该处的电流和位移仍有较大的幅度，但它们之间的相位关系并不能给予理想的驱动力。在更高的频率  $f > 10f_s$ ，位移振幅变得很小，谐波失真也就变得可以忽略。这是任何  $BI(x)$  非线性单元具有典型的情况。

### 3 一个基于性能测试的方法

尽管目前基于谐波失真测量来评估  $X_{max}$  的方法失败，这种途径总的想法仍有意思：

- 从单元性能导出  $X_{max}$
- 免去物理的单元模型
- 使用标准测试设备
- 保持过程简单快速

#### 3.1 关键的失真测量

在失真测量中单频是很流行的激励信号，因为它比较容易产生，而且测量的谐波失真能显示与激励频率的关系。只要传递（转移，transfer）系统仅由静态非线性嵌入一个幅度响应几乎平直的线性系统，那这些结果能很好地反映由更复杂的音频信号产生的总的失真。例如，一个功率放大器的限幅可以用一个无记忆系统来模拟，这里单频测量就足够了并且谐波失真对相同幅度的音乐信号也有些含意。

电动换能器里的主要非线性是参数会随音圈位移变化，位移  $x$  是一个低通滤过的信号，还有，其他状态变量如电流  $i$ ，速度  $v$  具有不同的频谱特征。在微分方程非线性项中，如驱动力

$F = BI(x)i$ ，这些时间信号相乘，在输入频率的所有组合都会产生失真成分。电流、位移和速度的瞬时频谱决定了输出信号中失真频谱特点。基于单频激励信号的谐波失真测量的结果不能充分预知在更复杂激励信号下单元产生的失真。

#### 3.2 双频激励信号

为了得到更多有意义的结果，因而需要互调成分的测量。执行这样的测量有很多方法【5】，通常使用含两个或以上频率的多音调激励信号，含大量频率的激励音应该更能代表一个真实的音频信号，但也产生很多需要解读的数据【6】。比较而言，现在的 IEC 标准 60268，提供了一种更实用的方法，如果仔细选择好第一激励频率  $f_1$  和第二激励频率  $f_2$  的话，一个双音频信号提供给我们最重要的信息。因为大部分常规扬声器，其主要的非线性与位移关联，我们只好用第一频率  $f_1$  来产生一些音圈位移，因为该频率应该靠近谐振频率，我们也可称  $f_1$  为基频（低音音调），第二频率  $f_2$  可以代表该扬声器通带内的较高的频率成分，因此，我们叫它语音。图 8 显示的是虚构单元在双频激励（粗线表示）下的声压频谱。

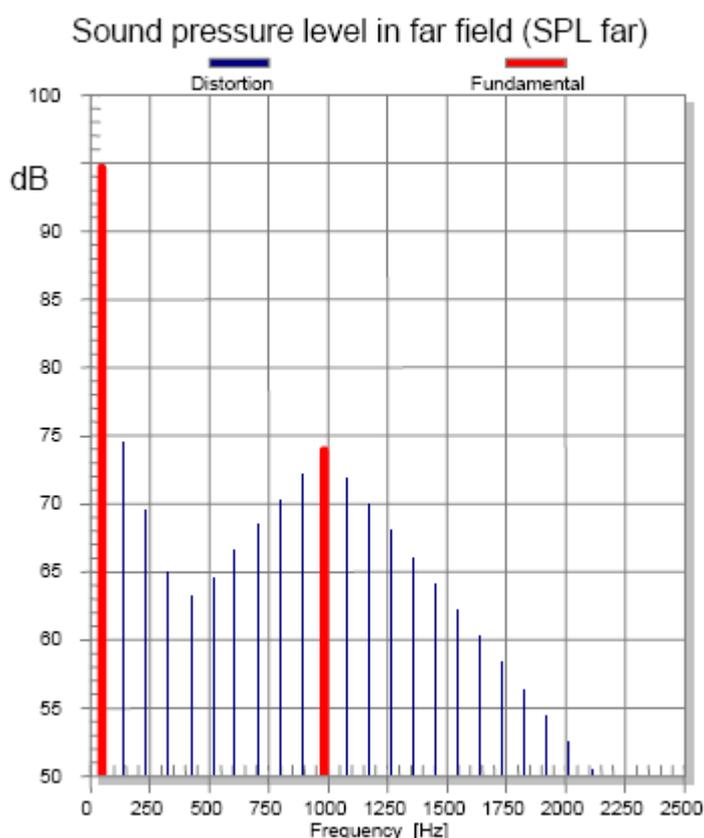


图 8，虚构单元在双频激励下（ $f_1 = f_s, f_2 = 980\text{Hz}$ ， $U_1=U_2=20\text{V}$ ），辐射的声音信号频谱在图 8 的 SPL 谱中的细线是  $f_1$  的谐波（倍频）以及与  $f_2$  的互调（差频及和频），分别在  $f_2 - k * f_1$  和  $f_2 + k * f_1$ ，这些谐波分布在语音频率两边，通常所有高阶次的成分随阶次提高而快速衰减，因此 IEC 标准 60268 只考虑低次谐波成分，概述为参考语音频率  $f_2$  幅度的二次互调失真

$$d_2 = \frac{P(f_2 - f_1) + P(f_2 + f_1)}{P(f_2)} * 100\%$$

$$\text{以及三次互调失真 } d_3 = \frac{P(f_2 - 2f_1) + P(f_2 + 2f_1)}{P(f_2)} * 100\%$$

虽然两个激励频率的电压幅度相等，但在图 8 中，在基频  $f_2$  的声压级 SPL 比基频  $f_1 = f_s$  处低 20 dB 以上，语音频率  $f_2$  的振幅压缩更清晰表示在图 9 中，两个基频的 SPL 均对应相同端电压  $U_1=U_2$ 。

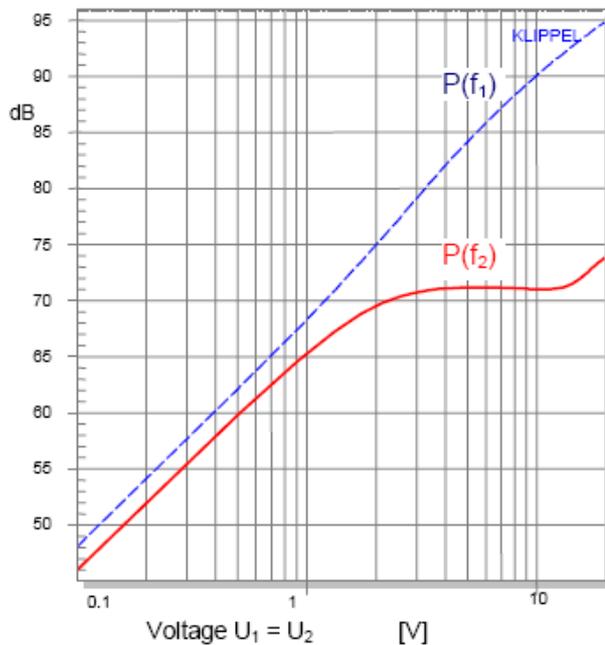


图 9，双频激励信号  $f_1 = f_s, f_2 = 780\text{Hz}$  的基频成分的声压幅度对输入电压  $U_1=U_2$

对端输入电压小于 2V，此时峰值位移在 1.5mm 以下，输出和输入幅度之间存在一个线性关系，在更高的电压下，语音频率的 SPL 停滞了，因为音圈大部分时间是离开气隙的，因而有效的激励  $f_2$  SPL 却不能增长。请注意如果我们没有基频（低音音调） $f_1$  时，我们测

量语音  $f_2$ ，振幅几乎没有压缩。图 10 显示的是根据 IEC 标准，当基频（低音音调）固定在

谐振频率  $f_1 = f_s$  时，以  $f_2$  频率为参考的三次互调失真，电压  $U_1=U_1$  的增幅为 2V。

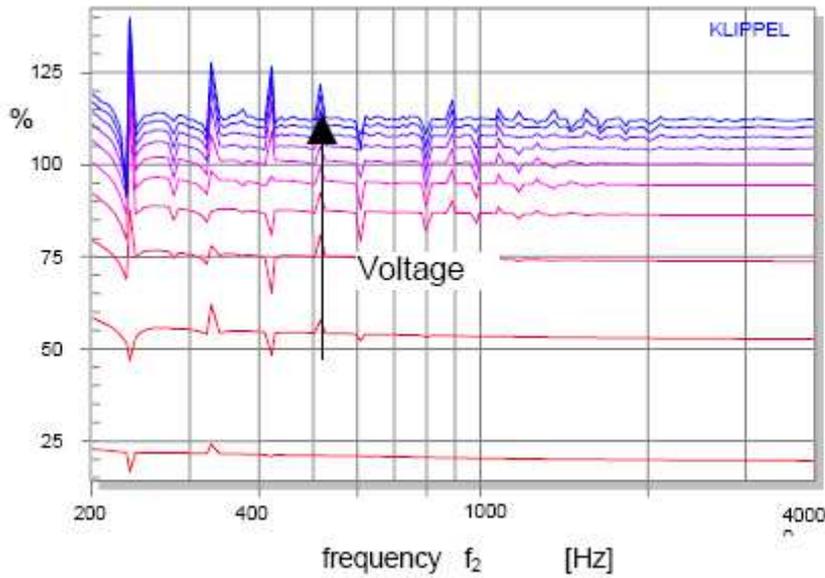


图 10, 包含可变频率  $f_2$  和固定频率  $f_1 = f_s$  的双频激励, 变化的电压 (2V 增幅) 作用下, 对应的辐射声压响应的三次互调失真

不考虑  $f_1$  谐波与互调成分之间的干扰的话, 对于  $f_2 > 3f_s$  的互调成分  $d_2$  和  $d_3$  几乎是常数, 这对由  $Bl(x)$  非线性占主导的扬声器是很典型的。互调失真  $d_2$  和  $d_3$  随端电压单调地上升。

对一个端电压为  $U_1=U_2=1.3 V_{rms}$ , 虚构单元已经产生  $d_3 = 10\%$  的失真, 对应的峰值位移为  $X_{max}=1.2mm$ 。

### 3.3 测量设置

扬声器的模型和数值模拟显示, 合并谐波和互调失真的测量能提供我们更清晰定义  $X_{max}$  基本的信息。固定频率的双频信号是一种理想的激励, 可以很简单的用两个正弦波发生器生成, 用变化的频率  $f_1$  和  $f_2$  来完成这一系列测量不是必要的, 但端电压可变是需要的。这是与测量线性转移函数的主要区别, 那里我们期望在高低振幅时系统有相同的响应。对基频(低音调)  $f_1$ , 谐振频率  $f_s$  是在转移频带低端并能提供音圈较大位移、低输入电流和足够声压级输出特别的一个频率。语音频率  $f_2$  明显就不是那么关键, 但  $f_2$  必须远高于  $f_1$ , 这样它就不会产生很大的位移但又能产生重要的输入电流, 为避免基频  $f_1$  的谐波的干扰, 两个频率之间可用分数的比例  $f_2 / f_1 = 5.5$ 。可是, IEC 标准推荐的  $f_2 > 8f_1$ , 使得二次调制失真  $d_2$  对 Doppler (多普勒) 效应更敏感了。标准还建议电压幅度比  $U_1=4*U_2$ 。双频使用相同的电压幅度  $U_1=U_2$  将使得互调失真  $d_2$  和  $d_3$  具有相近的值, 但对互调失真测量有更好的信噪比,

而且还能够比较基频和语音频率相互之间的谐波。尽管这些修改可以带给我们一些好处，我们还是坚持使用 IEC60268 推荐的方法。

为评估输出失真，我们得监视声压信号，为避开声学环境，我们推荐将麦克风放置在扬声器近场，靠近振膜。为找出  $X_{max}$ ，我们还须精确测量音圈位移，一个测位移的仪表对单元设计是必不可少的工具，基于三角原理的激光传感器比麦克风也贵不了多少，而且还可以测量直流（DC）位移成分。还要推荐采用分流取样电路或电流传感器来监控输入电流。

测量的状态参数  $y(t)$  的 FFT 分析提供了基频  $Y(f_1)$ 、 $Y(f_2)$ 、低音频  $f_1$  和语音  $f_2$  的谐波  $Y(kf_1)$ 、 $Y(kf_2)$ 、以及它们 k 阶差频、和频的互调  $Y(f_2 \pm kf_1)$ 。除了  $d_1$  和  $d_2$  和  $d_3$  的失真测量外，我们还建议单独计算二次谐波失真

$$d_{h2} = \frac{Y(2f)}{\sqrt{Y(f)^2 + Y(2f)^2 + Y(3f)^2 + \dots + Y(kf)^2}} * 100\%$$

和三次谐波失真

$$d_{h3} = \frac{Y(3f)}{\sqrt{Y(f)^2 + Y(2f)^2 + Y(3f)^2 + \dots + Y(kf)^2}} * 100\%$$

这些测量结果（度量）解析了对称和非对称参数变化的效果。

### 3.4 失真的主要来源

把 IEC60268 的方法运用到声压、位移和电流的频谱成分中，我们得到表二描述的一组失真度量。

失真度量	诠释
$X_{DC}$	由于参数非对称性在动态下产生的位移中，被信号整流出的直流(DC)部分。双频信号产生的直流部分 $X_{dc}$ 主要由顺性非对称引起，总是将音圈移向非线性劲度曲线最小处。
$d_{h2,f1}$	声压的二次谐波 $P(2f_s)$ 失真是劲度 $K_{ms}(x)$ 非对称的良好指证，也反映一些力因子 $B_l(x)$ 非对称的影响，对非线性电感 $L_e(x)$ 不敏感，因为在谐振频率处电流幅度低。
$d_{h3,f1}$	声压的三次谐波 $P(3f_s)$ 失真是劲度 $K_{ms}(x)$ 对称性变化的良好指证，部分反映了力因子 $B_l(x)$ 对称性的变化，对非线性电感 $L_e(x)$ 不敏感，因为在谐振频率处电流幅度低。
$d_2$	声压的二阶互调 $P(f_2 \pm f_1)$ 失真是电感 $L_e(x)$ 、力因子 $B_l(x)$ 非对称变化以及 Doppler（多普勒）效应的良好指证，劲度 $K_{ms}(x)$ 非对称的影响可以忽略。
$d_3$	声压的三阶互调 $P(f_2 \pm 2f_1)$ 失真是力因子 $B_l(x)$ 由于音圈有限长度引起的对称变化的良好指证，其他非线性如电感 $L_e(x)$ 、劲度 $K_{ms}(x)$ 和 Doppler（多普勒）效应的影响可以忽略。
$d_{2,i}$	电流的二阶互调 $I(f_2 \pm f_1)$ 失真是电感 $L_e(x)$ 非对称变化的良好指证，其他非线性，如劲度 $K_{ms}(x)$ 、力因子 $B_l(x)$ 和 Doppler（多普勒）效应的影响可以忽略。
$d_{3,i}$	电流的三阶互调 $I(f_2 \pm 2f_1)$ 失真是电感 $L_e(x)$ 对称变化的良好指证，其他非线性，如劲度 $K_{ms}(x)$ 、力因子 $B_l(x)$ 和 Doppler（多普勒）效应的影响可以忽略。

	略。
$d_{h2,f2}$	声压的二次谐波 $P(2f_2)$ 失真 是因非对称电感 $L_e(x)$ 引起磁阻力的良好指证，它也揭示了由于 $B_l(i)$ 非对称变化（随音圈电流）导致的磁通量调制以及单元其他非线性的影响（振膜的局部振动，等等）。该测量对力因子 $B_l(x)$ 和劲度 $K_{ms}(x)$ 对位移的变化和多普勒效应不敏感。
$d_{h3,f2}$	声压的三次谐波 $P(3f_2)$ 失真是 $B_l(i)$ 对称变化（随音圈电流 $i$ ）导致的磁通量调制的良好指证，它也反映了单元其他小的非线性的影响（如振膜的局部振动，等等）。该测量对力因子 $B_l(x)$ 和劲度 $K_{ms}(x)$ 以及电感 $L_e(x)$ 对位移的变化和多普勒效应不敏感。

表 2，基于双音频信号的失真尺度

物理原因	$X_{DC}$	$d_{h2,f1}$	$d_{h3,f1}$	$d_2$	$d_3$	$d_{2,i}$	$d_{3,i}$	$d_{h2,f2}$	$d_{h3,f2}$
音圈偏离中心和 $B_l(x)$ 非对称		X		X					
音圈高度			X		X				
顺性的非对称性	X	X							
顺性对称地限幅			X						
电感 $L_e(x)$ 的非对称性				X		X			
电感 $L_e(x)$ 对称变化					X		X		
磁阻力								X	
磁通量调制								X	X
多普勒				X					
非线性声辐射				X	X				
局部的振膜振动								X	X

表 3，非线性和失真尺度之间的关系（粗体符号代表重要的失真）

表 2 中列出的失真尺度给出一些限制位移  $X_{max}$  物理原因的线索，这些关系用表 3 中的叉叉表示。由力因子  $B_l(x)$ 、电感  $L_e(x)$ 、机械悬吊的顺性  $C_{ms}(x)$  以及多普勒效应引起的主要非线性可能产生主要实质性的失真数值（大于 5%）。它们是一般扬声器  $X_{max}$  的制约因素，特别是表 3 中粗体强调的 **XX**。声辐射条件的变化对 1k 赫兹以下频率引起的失真相对比较小，在普通扬声器中，其他的非线性如磁通调制和局部振膜振动产生很小的失真。

表 3 的用法很简单，一个单元如果  $d_{h2,f1}$  和  $d_2$  的值很大的话，主要由音圈偏移或磁路几何尺寸导致的  $B_l$  不对称引起。如果  $d_2$  的值大，同时输入电流的  $d_{2,i}$  也很大，那么就on应该使用短路环或铜帽来降低电感  $L_e(x)$  的非对称性。多普勒效应可以简单地被识别，如果得到较大的  $d_2$  的值，对应  $d_{2,i}$  的值又很低的话。非对称的悬吊系统可以很容易通过侦测显著的  $X_{DC}$  和较大值的  $d_{h2,f1}$ 。而其他二次失真又很小，从而得到确认。

### 3.5 新的 $X_{max}$ 定义

归纳以上，我们可以建议  $X_{max}$  的定义用词如下：

$X_{max}$  是指扬声器辐射声压的总谐波失真  $d_t$  或二次互调失真  $d_2$  或三次互调失真  $d_3$  中的任何一个，当其最大值达到规定的 10% 失真阈时所对应的音圈峰值位移。单元工作在自由空气中，激励

信号为两个频率信号的线性叠加，第一频率为  $f_1 = f_s$ ，第二频率为  $f_2 = 8.5f_s$ ，电压幅度比为 4:

1。总谐波失真  $d_t$  评估  $f_1$  的谐波，并且根据 IEC60268，互调失真应该在扬声器（单元）的近场测量。制造商应表明 Xmax 对应的主要失真类型（ $d_t$ ， $d_2$  或  $d_3$ ）和使用的失真阈值。

### 3.6 实际运用

1. 测量单元的谐振频率  $f_s$ 。
2. 用双频信号  $f_1 = f_s$  和  $f_2 = 8.5f_s$ ，电压幅度比为 4: 1 的电压来激励扬声器单元
3. 在增加输入幅度时，完成一系列测量，并测量音圈的峰值位移和单元近场声压。完成声压信号的频谱分析，根据 IEC60268 确定总谐波失真和互调失真。
4. 找出  $d_t$ ， $d_2$  或  $d_3$  中任何一个等于失真阈的峰值位移的最小值。
5. 标注峰值位移 Xmax 和限制冲程的失真类型。

举例，如一个标注为  $X_{\max} = 3.8\text{mm} @ d_2 = 10\%(d_t, d_3 < 10\%)$

那就意味该单元提供的最大峰值位移是 Xmax=3.8mm，此时二次互调失真是主要的，且已产生 10% 失真阈。该标注同时也意味着总谐波失真和三次互调失真小于 10%，但括号中的项可以选择添加。这样的话，悬吊系统（顺性）和音圈高度不大可能是单元冲程的限制性因素。

### 4. 基于参数的方法

尽管基于性能测试的方法能够指出主要失真源，但这种方法不能定量地评估每种非线性的限制因子。对于单元设计师想在保持成本和其他参数不变情况下改善单元的最大输出，这些信息是十分必要的。系统设计师也需要根据这些数据去挑选单元，以达到特定应用场合（超低音，低音或全频带系统）在 Xmax 下产生可以接受的失真。基于参数的方法提供了单元的非线性各自独立的最大位移值，很有实用价值。为避免与基于性能测试方法混淆，我们把这些值叫位移极限值（displacement limits）。最小值的非线性将最终限制单元峰值位移。为提供可比较的结果，从与当前 Xmax 定义的连贯性出发，这种基于参数的方法同样使用了阈的概念。

单元非线性导致的位移极限

最大的音圈位移至少受以下三种因素限制：

1. 悬吊系统的机械顺性过度的减小（主要由于定心支片的自然限幅）
2. 音圈的冲程能力（主要因打底限制，碰到后极板）
3. 过分的，主观难听的输出声压信号失真，取决于扬声器的非线性、应用场合、激励信号特性和听众的听觉敏感度。

这些限制性因子可以用各自的位移极限表示：

- $X_C$  表示施加到悬吊系统的机械载荷和因  $C_{ms}(x)$  非线性能容忍的失真
- $X_{clip}$  表示无削波能自由移动的范围
- $X_{Bl}$  表示由于  $Bl(x)$  非线性可容忍的失真

- $X_L$  代表  $L_e(x)$ ,  $L_2(x)$  和  $R_2(x)$  非线性导致的可容忍的失真
- $X_D$  表示因多普勒 (Doppler) 非线性导致的可容忍失真

位移极限  $X_C$

与悬吊系统临界机械张力相关联的最大位移可以从非线性劲度特性  $K_{ms}(x)$  获得, 也可从其倒数, 即顺性  $C_{ms}(x)$  特性获得。Clark【7】建议去评价该非线性参数的变化, 依照他的提

议, 我们介绍一个最小顺性比  $C_{\min}(X_C) = \min_{-X_C < x < X_C} \left( \frac{C_{MS}(x)}{C_{MS}(0)} \right) * 100\%$ , 这是在工作范围

$\pm X_C$  内顺性的最小值与平衡位置 ( $x=0$ ) 的顺性之比值。隐含在等式中的  $X_C$  可以用预定义的阈  $C_{\min}$  在非线性  $C_{ms}(x)$  特性中找出来。

在失真分析仪 1 中【8】实现的大信号的识别通过比较  $C_{\min}$  值和用户定义的保护极限  $C_{\lim}$  值, 从而自动地决定工作的安全范围。这个参数使用起来也容易, 而且已证明这种用来确定影响悬吊的临界机械张力的方法是值得信赖的。

位移极限  $X_{clip}$

由于机械削波引起的最大位移可以从动圈装配的几何尺寸中导出, 也可通过实际试验求证。一个设计得当的扬声器, 为避免音圈骨架的机械损坏,  $X_{clip}$  应总是大于  $X_C$ 。

位移极限  $X_{Bl}$

由过大的磁路系统失真所制约的最大位移  $X_{Bl}$ , 可以从非线性力因子  $Bl(x)$  特性获得, 我们

定义最小力因子比率  $Bl_{\min}(X_{Bl}) = \min_{-X_{Bl} < x < X_{Bl}} \left( \frac{Bl(x)}{Bl(0)} \right) * 100\%$ , 这是在工作范围  $\pm X_{Bl}$  内力

因子的最小值与平衡位置 ( $x=0$ ) 的 BL 值之比值。隐含在等式中的  $X_{Bl}$  可以用预定义的阈  $Bl_{\min}$  在非线性  $Bl(x)$  特性中找出来。

位移极限  $X_L$

在谐振频率以上, 单元的电阻抗  $Z_e(f, x)$  取决于频率和音圈的位移, 图 11 所示, 是音圈在三个位置  $X=-7, 0, 7\text{mm}$  处的电阻抗幅度随频率  $f$  的变化, 对于没有短路环或 T 铁柱上铜帽的单元而言, 负位移时阻抗增加和正位移时阻抗减小是很典型的。

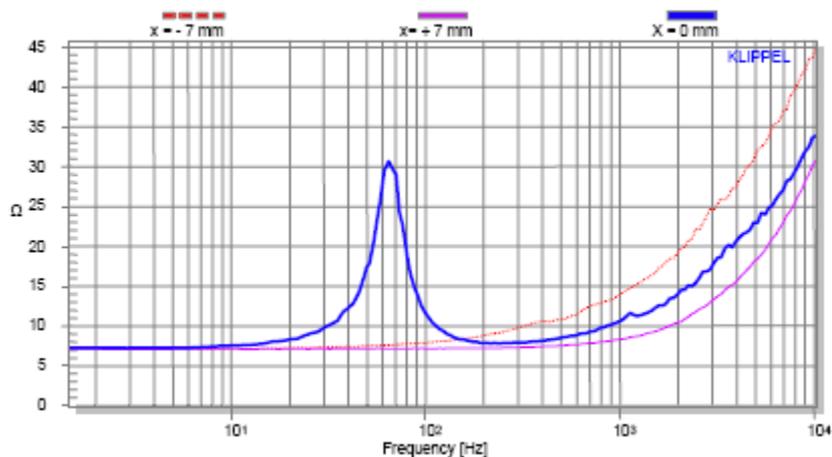


图 11，在平衡位置（ $x=0$ ）自由动圈的电阻抗和在最正（ $x=+7\text{mm}$ ）最负位移（ $-7\text{mm}$ ）阻挡音圈运动时的电阻抗。

这么复杂的频率特性是由于音圈的寄生感抗和涡流导致的额外损耗引起，可以用包含直流电阻  $R_e$ 、音圈感抗  $L_e(x)$  和额外并联元件  $L_2(x) // R_2(x)$  的集中参数模型来模拟。对于这些非

$$\text{线性元件我们假定相同的曲线形状给出 } \frac{L_e(x)}{L_e(0)} = \frac{L_2(x)}{L_2(0)} = \frac{R_2(x)}{R_2(0)}$$

阻抗随位移  $x$  的变化直接关系到电流产生的和辐射声压输出的互调失真的幅度，因此，位移

$$\text{极限 } X_L \text{ 被隐含地定义为 } Z_{\max}(X_L) = \max_{-X_L < x < X_L} \frac{|Z_e(x, f_2) - Z_e(0, f_2)|}{|Z_e(0, f_2)|} * 100\%$$

这是在工作范围  $-X_L < x < X_L$  内，频率为  $f_2$  时的电阻抗最大偏差和平衡位置（ $x=0$ ）处的阻抗的比率。

为保持基于参数的方法和基于性能的方法一致性，频率  $f_2 = 8.5f_s$  被耦合到谐振频率  $f_s$ ，

$$\text{并且阻抗可以近似为: } Z_e(x, f_2) \approx R_e + L_e(x)s_2 + \frac{R_2(x)L_2(x)s_2}{R_2(x) + L_2(x)s_2}, \quad s_2 = j2\pi f_2$$

位移极限  $X_D$

考虑多普勒效应可听度的峰值位移  $X_D$ ，用由 Beers 和 Belar【9】提出的简单的等式

$$X_{\text{peak}} = \frac{770d_2}{f_2} \text{ 分析计算, 公式中使用参数包括峰值位移 } X_{\text{peak}} \text{ (mm)、IEC60268 标准中的}$$

百分比形式的二次互调失真  $d_2$  ( $d_2\%$ )，以及被调制的语音频率  $f_2$ 。为保持  $X_D$  的定义和

基于性能的方法连贯性，我们设定频率  $f_2 = 8.5f_s$  并且使用 10%失真阈，根据 Doppler（多普勒）给出的位移极限为：

$$X_D = \frac{90.5d}{f_s}, (\text{mm}), \quad f_s \text{ 的单位是赫兹}$$

实际运用

1. 测量小信号参数如谐振频率  $f_s$ ，音圈直流阻  $R_e$ ， $x=0$  处的电阻  $R_2(0)$  和电感  $L_2(0)$
2. 测量随位移  $x$  变化的非线性特性的顺性  $C_{ms}(x)$ 、力因子  $Bl(x)$  和电感  $L_e(x)$ ，试听  
如果存在机械削波的过度失真，确定  $X_{clip} = X_{peak}$ 。
3. 利用非线性特性和  $C_{min}$ 、 $Bl_{min}$ 、 $Z_{max}$  和  $d$  的阈值，确定  $X_C$ 、 $X_{Bl}$ 、 $X_L$  以及  $X_D$  的峰值位移。
4. 标明位移极限值  $X_C$ 、 $X_{Bl}$ 、 $X_L$ 、 $X_{clip}$  及  $X_D$ ，一并标上  $C_{min}$ 、 $Bl_{min}$ 、 $Z_{max}$  和  $d$  使用的阈值。

## 5 阈值的定义

无论是基于性能方法的峰值位移  $X_{max}$  还是基于参数方法的位移极限  $X_C$ 、 $X_{Bl}$ 、 $X_L$  以及  $X_{clip}$  都依赖设定的阈值，这些阈值应该考虑失真成分的可听度、最大机械负荷以及应导出两种方法可比较的结果。

### 5.1 可听度

新的基于性能的方法使用老的失真阈  $d=10\%$  的最大总谐波失真，这个值也应用在二次和三次互调失真，对使用该值，目前也没有其他值的更好论据。扬声器产生非线性失真的可听度取决下列因素：

- 线性的单元参数（谐振频率  $f_s$  和损耗因子  $Q_s$ ）
- 单元的非线性（ $C_{ms}(x)$ 、 $Bl(x)$ 、 $L_e(x)$  和 Doppler）
- 系统中的应用（分频频率，音箱形式）
- 激励信号（性质，带宽，频谱，时间上的复杂性）
- 听众的听力灵敏度

比如，一个悬吊非线性产生限制在谐振频率附近的失真，另一个是  $Bl(x)$  和  $Le(x)$  非线性产生的贯穿整个音频范围的实质性严重的互调失真，但在超低音场合可能又是可以容忍的，因此评价非线性失真是一个复杂的问题。数字扬声器模型给予了一种把主观和客观研究整合在一起新的可能性，通过正常条件下使用普通音乐或其他激励信号来操作扬声器。听音技术（技巧）【10】是系统化听音测试的基础（译者注，这是 KLIPPEL 公司创造的一套数字化听音平台），在不久的将来，它能提供更可信赖的数据。

### 5.2 阈值之间的关系

基于参数方法中使用的  $C_{min}$ 、 $Bl_{min}$ 、 $Z_{max}$  和  $d$  的阈值应该与基于性能测试方法中的失真阈值

是一致的。基于扬声器模型的数字技术可以用来模拟扬声器在任何类型形状非线性下的声压输出，也可以来计算与失真阈 10%对应的参数  $C_{\min}$ ,  $Bl_{\min}$ ,  $Z_{\max}$  的比率，如表 4 所示。一个短音圈和长音圈分别用二次和四次幂级数展开的  $Bl(x)$  来模拟，我们假定  $Bl(x)$  特性中没有非对称性。一个非线性顺性  $C_{ms}(x)$  用一个二次项表示渐进式定位支片；四次项描述折环的对称性限幅；如杯状（有脚）定位支片的严重的非对称性可以用  $C_{ms}(x)$  截去线性项后面的项的幂级数来模拟；一个典型的电感特性也可以用一个线性幂级数展开来近似。

举例	非线性参数	参数阈	失真阈
音圈与间隙等高磁路	$Bl(x) = b_0 + b_2 x^2$	$Bl_{\min} \approx 82\%$	d3=10%
长音圈磁路	$Bl(x) = b_0 + b_4 x^4$	$Bl_{\min} \approx 82\%$	d3=10%
渐进式定位支片	$C_{ms}(x) = c_0 + c_2 x^2$	$C_{\min} \approx 74\%$	dt=10%
线性定位支片加限幅折环	$C_{ms}(x) = c_0 + c_4 x^4$	$C_{\min} \approx 78\%$	dt=10%
悬吊（顺性）非对称	$C_{ms}(x) = c_0 + c_1 x$	$C_{\min} \approx 78\%$	dt=10%
典型电感特性	$L_e(x) = l_0 + l_1 x$	$Z_{\max} \approx 10\%$	d2=10%

表 4， 辐射的声压产生 10%失真对应最小参数变化

二阶和四阶非线性在相近的参数变化时产生 10%失真（ $Bl(x)$  约为 82%， $C_{ms}(x)$  约为 75%），但是一个更高阶的非线性比抛物线形的曲线在较低的位移  $|X| < X_{\max}$  下将产生的失真要小得多。因而非线性参数本身被要求去预测失真随幅度变化以及解释长音圈磁路相对于音圈间隙等高磁路的好处。

### 5.3 容许的机械载荷

与大部分单元容许的机械载荷相比，阈  $C_{\min} = 75\%$  产生 dt=10%失真似乎相对高了些。在失真分析仪系统里，最小顺性比  $C_{\min} = 50\%$  被用作默认的（缺省）保护性参数。最通常的悬吊系统能忍受顺性变小到  $C_{\min} = 20\%$ ，并能保持一段时间而不会引起单元损坏。

也有可能制造商对他们特殊产品定义看起来合适的容许阈值并且和位移极限一起，明确指出这些值作为测试条件。

## 6 实际范例

我们把基于性能的方法和基于参数的方法一起应用到两个真实的单元来图解和阐明两种技术。第一个单元 A 有很长的音圈配有限的悬吊（机械顺性），作为对比，另一单元 B 用短音圈配很线性的悬吊（顺性）。非线性参数通过失真分析仪动态地测量。

### 6.1 单元 A

图 12 中，力因子  $Bl(x)$  在测量的范围内基本保持不变，因而产生低的互调失真。考虑  $Bl_{\min} = 82\%$  的限度，允许的峰值位移  $X_{Bl}$  超出 4mm 范围之外，显然，磁路的几何尺寸是对称的且音圈在最佳的静止（平衡）位置。

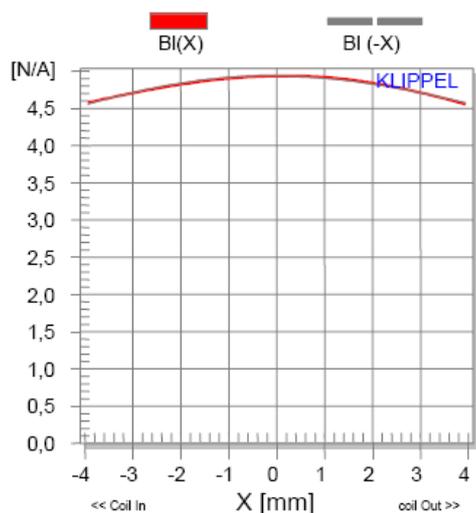


图 12，单元 A 的  $Bl(x)$  对音圈位移  $x$

然而，图 13 中的顺性  $C_{ms}(x)$  通过比较正常  $C_{ms}(x)$  曲线和虚线表示的镜像  $C_{ms}(-x)$ ，可看出非对称特征很明显，考虑  $C_{\min} = 75\%$  的极限值，容许的峰值位移为  $X_C = 2mm$ 。由于非对称性，悬吊系统仅负位移方向限制振动系统冲程。

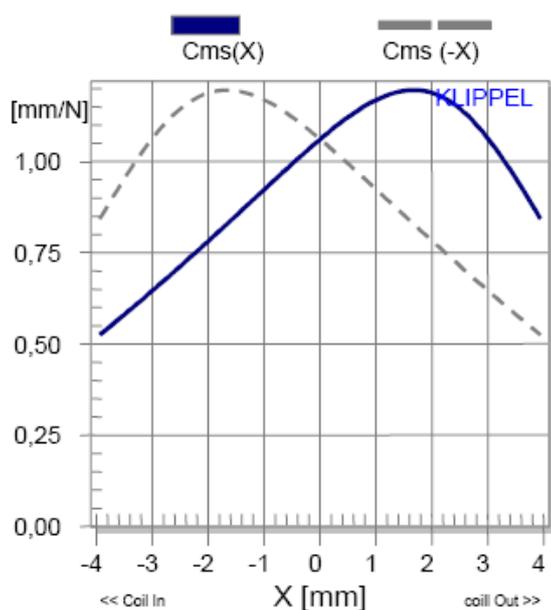


图 13，单元 A 机械悬吊的  $C_{ms}(x)$  对音圈位移  $x$

图 14 显示的是电感  $L_e(x)$  的非对称特性，这是不带短路环或铜帽的扬声器的典型特征。考虑谐振频率  $f_s = 49\text{Hz}$ ，直流阻抗  $R_e = 6.8\Omega$ ，限制值  $Z_{\max} = 10\%$  时容许峰值位移  $X_L$  超过 4mm 的测量范围。

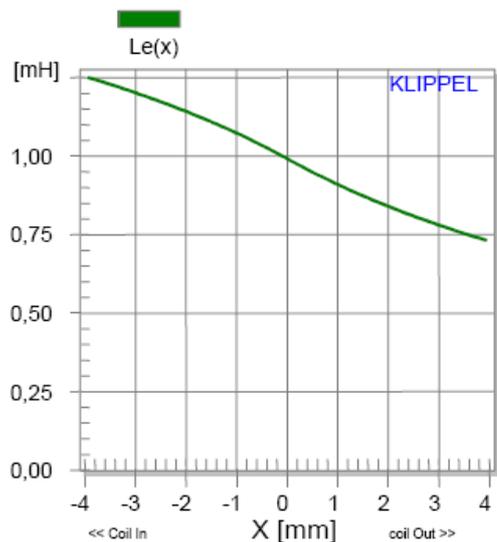


图 14，单元 A 的电感  $L_e(x)$  对音圈位移  $x$  产生 10%互调失真  $X_D$  所容许的峰值位移大约为 18mm。

在这些独立的峰值位移  $X_B$ ， $X_C$ ， $X_D$ ， $X_L$  之间寻找最小值，显然是悬吊限制的最大位移大约为 2mm。

使用新的基于性能的方法，测得的总谐波失真  $d_t$ 、二次和三次互调失真随峰值位移的变化见图 15。

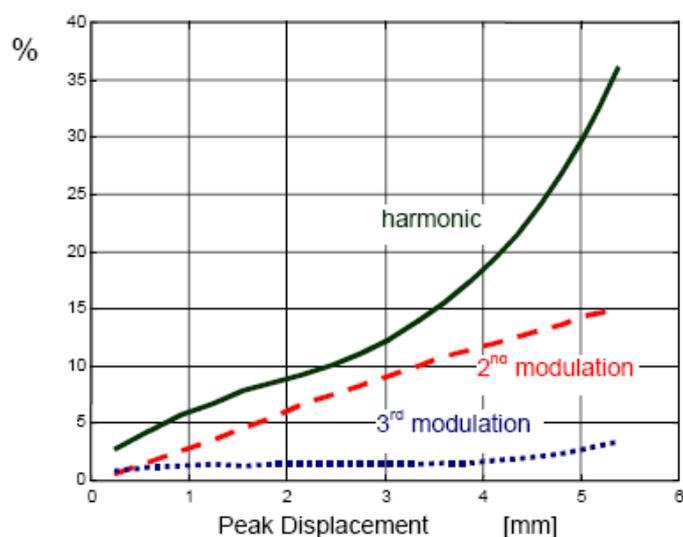


图 15，扬声器 A 的总谐波失真  $d_t$ （实线），二次互调  $d_2$ （虚线），三次互调  $d_3$ （点线）随

### 峰值位移变化

既然悬吊（顺性）是制约性因素，总谐波失真在  $X_{\max} = 2.4\text{mm}$  时占主导且超过 10% 限制；

由非对称电感  $L_e(x)$ 、多普勒效应和 BI 非对称引起的二次失真与 10% 失真线大约相交于 3.5mm 处；而直接与音圈高度和对称的 BI 变化相关的三次失真即使在 6mm 位移以上，其失真值仍远在 10% 之下。

表 5 归纳了在输入电压  $U_1=U_2=U_{10\%}=3.4V_{\text{rms}}$ ，给定峰值位移为  $X_{\max} = 2.4\text{mm}$  时，其他失真尺度的数值。

	Speaker A	Speaker B
$f_1 = f_s$	50 Hz	44 Hz
$f_2 = 8f_1$	400 Hz	360 Hz
$U @ d=10\%$	3.4 $V_{\text{rms}}$	1.87 $V_{\text{rms}}$
$X_{\text{DC}}$	0.31 mm	0.03 mm
$d_{h2,f1}$	8.7 %	4.3 %
$d_{h3,f1}$	5.4 %	3.6 %
$d_t$	<b>10 %</b>	5.7 %
$d_2$	7.9 %	8.4 %
$d_3$	1.5 %	<b>10 %</b>
$d_{2,i}$	7.7 %	3.3 %
$d_{3,i}$	0.5 %	1.2 %
$d_{h2,f2}$	0.58 %	0.4 %
$d_{h3,f2}$	0.34 %	0.4 %
$X_{\max} @ d=10\%$	2.4 mm	2.1 mm

表 5，基于性能方法的结果

由于实际悬吊系统的非对称性，低音频  $f_1$  的二次谐波失真为  $d_{h2,f1} = 8.7\%$  高于三次谐波  $d_{h3,f1} = 5.4\%$ 。由基频  $f_1$  的整流产生的 DC 位移将音圈平衡位置向顺性最大的正方向偏移。

因此改善曲线的对称性将可以得到更大的  $X_{\max}$ 。

声压的二阶失真  $d_2$  和电流二阶失真  $d_{2(i)}$  的幅度差不多，说明电感非线性是物理根源而 BI 非线性及多普勒的贡献小得多。语音频率的谐波失真反映了音圈电流和振膜中机械应力非线性的影响。然而，失真尺度  $d_{h2,f2}$ ， $d_{h3,f2}$ ， $d_{3,i}$  通常低于 1%，相对其他主要的非线性可以忽略。

这些重要的信息，制造商可以这样标注：

$$X_{\max} = 2.4\text{mm} @ d_t = 10\% (d_2, d_3 < 10\%)$$

$$X_C = 2mm @ C_{min} = 75\%$$

$$X_B > 3.5mm @ Bl_{min} = 82\%$$

$$X_L > 4mm @ Z_{max} = 10\%$$

$$X_D = 18mm @ d_2 = 10\%$$

## 6.2 单元 B

第二个单元的参数我们测试如下：

$$X_{max} = 2.1mm @ d_3 = 10\% (d_2, d_t < 10\%)$$

$$X_C > 4mm @ C_{min} = 75\%$$

$$X_B = 1.8mm @ Bl_{min} = 82\%$$

$$X_L > 4mm @ Z_{max} = 10\%$$

$$X_D = 20.5mm @ d_2 = 10\%$$

与 A 单元比较，我们发现主要的三次互调制约了峰值位移  $X_{max}$ ，对应导致最低位移限制

$X_B = 1.8mm$  的是力因子非线性，而悬吊、电感和多普勒的影响可以容许很大的冲程能力。

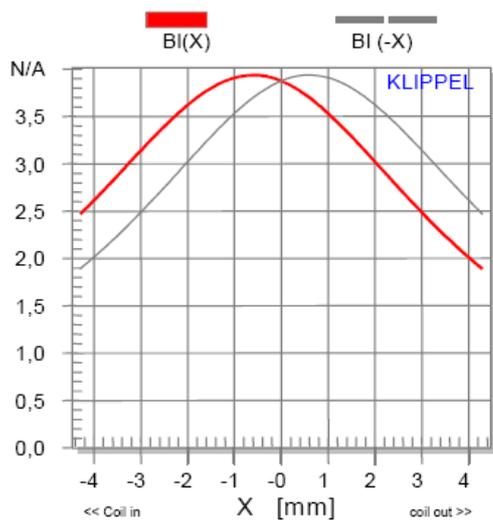


图 16，单元 B 的力因子  $Bl(x)$  对 音圈位移

图 16 中显示的力因子  $Bl(x)$  反映了一个短音圈在间隙外圈数少的情况，这样类型的扬声器对线圈偏移很敏感。因为最佳静止（平衡）位置在内部  $0.8mm$  处，其特性是非对称的，考虑  $Bl(x)$  衰减  $B_{min} = 82\%$  的限制的值，我们得到与磁路关联的峰值位移  $X_B = 1.8mm$ 。

图 17 的顺性  $C_{ms}(x)$  反映了很线性的悬吊系统， $C_{ms}(x)$  在整个测量范围内皆大于

$$C_{\min} = 75\% \quad (X_C > 4\text{mm})$$

与 A 单元类似，图 18 中的电感  $L_e(x)$  具有典型形状，在负位移方向最大，但电感的绝对值比单元 A 的 1/3 还小。考虑到谐振频率  $f_S = 44\text{Hz}$ ，直流阻  $R_e = 3.8\Omega$ ， $Z_{\max} = 10\%$  限制的峰值位移  $X_L$  超过 4mm。考虑多普勒效应，我们可以得到峰值位移  $X_D = 20.5\text{mm}$ 。

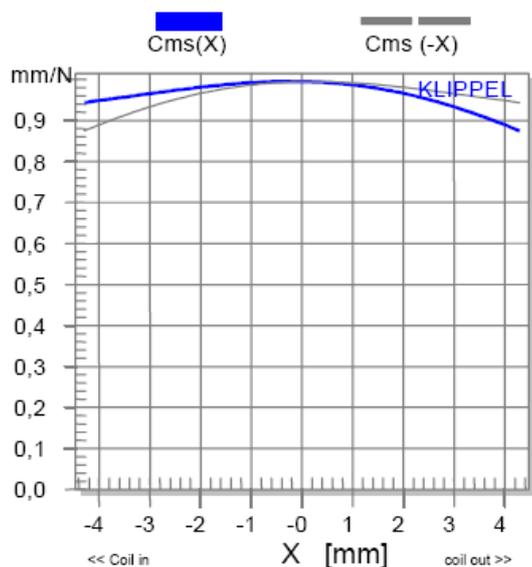


图 17，单元 B 机械顺性  $C_{ms}(x)$  对音圈位移  $x$

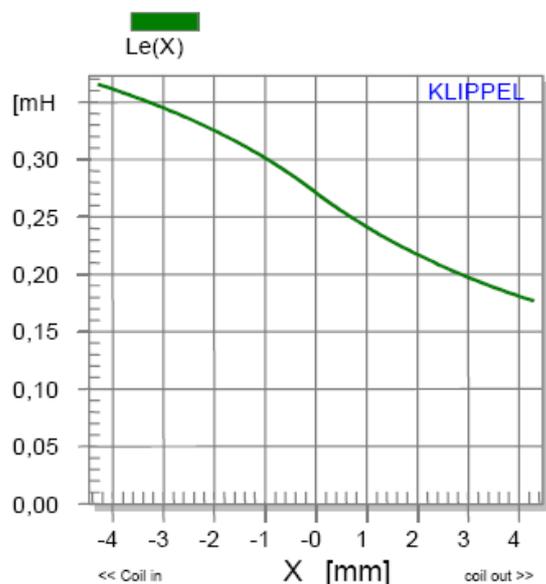


图 18，单元 B 的电感  $L_e(x)$  曲线对音圈位移

尽管在  $Bl_{\min}$  的定义中没有考虑  $Bl(x)$  曲线的非对称性，但基于参数方法的结果和基于性

能方法的结果很一致,图 19 显示了用双频信号方法测试的失真  $d_1, d_2, d_3$  随峰值位移的变化。

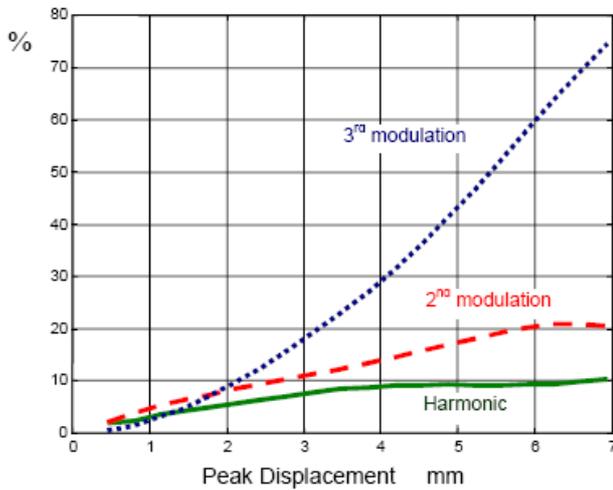


图 19, 单元 B 的总谐波失真  $d_1$  (实线)、二次互调  $d_2$  (虚线) 以及三次互调失真  $d_3$  随峰值位移的变化

位移 2mm 以上, 三次互调失真  $d_3$  就占主导并在  $X_{\max} = 2.1\text{mm}$  时达到 10%失真阈, 尽管基于参数的方法只是寻找变化到 82%的点, 并没有考虑非线性特性的形状, 但我们得到近似的  $X_{Bl}$  结果。

根据表 3,  $d_3$  的显著值说明由于短音圈引起对称的  $Bl$  变化限制了  $X_{\max}$ 。只考虑总谐波失真  $d_1$  的话,

我们得到高得多的峰值位移  $X_{\max} = 7\text{mm}$ , 但此时语音 ( $f_2$ ) 将产生  $d_3 = 70\%$  的互调失真,

二次互调  $d_2$  是总谐波  $d_1$  的两倍。额外输入电流的二次互调  $d_{2(i)}$  的测量能提供更多关于失真

源的信息。既然声压  $d_2 = 6.8\%$  明显高于电流  $d_{2(i)}$ , 那是力因子非线性起的显著作用。

## 7. 总结

对一个虚拟扬声器上做的数值化模拟和实际测量显示 AES2-1984 没有能提供清晰和有用的关于  $X_{\max}$  的定义, 主要原因是模糊的用词, 更重要的是使用了在理论上和实践上无效的假定。

显然谐波失真测量对于评估像 Voishvillo【5】强调的大信号性能的所有重要方面是不够的, 扬声器固有的非线性, 如力因子  $Bl(x)$ 、电感  $Le(x)$  和多普勒会产生很大的互调失真。当前的 IEC 标准 60268 提供了所有评估这些多种失真和更清晰和可信赖定义  $X_{\max}$  所需要的方法, 新定义是基于可以用直接设备完成的双频 (two-tone) 测试。测试出的失真尺度对诊断、改善扬声器设计以及针对特殊用途挑选扬声器很有价值。

论文的第二部分谈到另一种评估与非线性单元参数紧密关联的各自位移极限的方法, 相比基于性能测试非线性系统诸如失真效果的方法, 基于参数测量的方法涉及物理原因。概括了几种描述单元限制性效果的非线性曲线和其他线性参数 ( $Bl(x)$ 、 $Cms(x)$ 、 $Le(x)$  和多普勒)。

做了两种方法相互之间的比较,那新的基于参数方法会最终取代基于性能的方法吗?我认为不会,因为基于失真测量标注  $X_{max}$  也是一个好的构想,且可以容易地用简单设备来验证。

位移极限值  $X_B$ ,  $X_C$ ,  $X_L$ ,  $X_D$  额外提供了对于系统设计很重要单元信息。

本文主要目标是关于更可靠地评估峰值位移框架的研究,提交的两种方法可以灵活地改变使用的阈值,这很容易在单元和系统制造商之间根据特殊要求而达成一致。

## 8 鸣谢

这篇论文是我和 Alexander Voishvillo、David Clark 及其它人很多次富有成效的讨论的结果。

## 9. 参考数目

---

[1] M. Gander, "Dynamic Linearity and Power Compression in Moving-Coil Loudspeakers," *J. Audio Eng. Soc.* vol. 34, pp. 895 - 904 (1986 November).

[2] R. Small, "Direct-Radiator Loudspeaker System Analysis," *J. Audio Eng. Soc.* (June 1972).

[3] D.B. Keele, "Direct Low-Frequency Driver Synthesis from System Specifications," *J. Audio Eng. Soc.* vol. 30, pp. 800 - 814 (1982 November).

[4] W. Klippel, "Prediction of Speaker Performance at High Amplitudes," presented at 111th Convention of the Audio Engineering Society, 2001 September 21-24, New York, NY, USA

[5] A. Voishvillo, "Assessment of Loudspeaker Large Signal Performance – Comparison of Different Testing Methods and Signals," Contribution to the Task Group SC-04-03-C "Large Signal Parameters of Low-Frequency Drivers" presented at 111th AES Convention, New York, Nov. /Dec. 2001

[6] E. Czerwinski, et. al., "Multitone Testing of Sound System Components – Some Results and Conclusions," *J. Audio Eng. Soc.* vol. 49, pp. 1011 - 1048 (2001 Nov.).

[7] D. Clark, "Precision Measurement of Loudspeaker Parameters," *J. Audio Eng. Soc.* vol. 45, pp. 129 - 140 (1997 March).

[8] W. Klippel, "Distortion Analyzer – a New Tool for Assessing and Improving Electrodynamic Transducers," presented at the 108th Convention of the Audio Engineering Society, Paris, February 19-22, 2000, preprint 5109

[9] G.L. Beers and H. Belar, "Frequency-Modulation Distortion in Loudspeakers," *J. Audio Eng. Soc.* vol. 29, pp. 320 -326, (1981 May).

[10] W. Klippel, "Speaker Auralization – Subjective Evaluation of Nonlinear Distortion," presented at the 110th Convention of the Audio Engineering Society, Amsterdam, 2001 May 12-15, preprint 5310.