

扬声器的非线性特性指南

产生的原因、相关的参数及表现的征兆

原作：Wolfgang Klippel

翻译：王刚平（Danny Wang）

ABSTRACT

The relationship between nonlinear distortion measurements and nonlinearities is addressed-the physical causes for signal distortion in loudspeakers, headphones, microspeakers and other transducers. Using simulation techniques characteristic symptoms are identified for each nonlinearity and presented systematically in a guide for loudspeaker diagnostics. This information is important for understanding the implications of nonlinear parameters and for performing measurements that describe the loudspeaker more comprehensively. Practical applications of the new technique are demonstrated on three different loudspeakers.

摘要

该篇论文指出了在扬声器、耳机、微型喇叭及其它换能器中，非线性失真测量结果与非线性特性之间的关系，即信号失真的实质因素。使用模拟仿真技术，在对扬声器的诊断指导中，每一个非线性特性的特征征兆都可以加以辨识并将系统地呈现出来。对于理解非线性参数的深层含义和完成对扬声器全面分析的测量来说，这些信息都是很重要的。在本文中我们将用三款不同的扬声器单元实例来示范这项新技术的实际应用。

0 引言

扬声器和其它发声的或是振动的激励器一样，它们在较小的振幅和在较大振幅情况下的表现是不同的。依赖于振幅的大小就意味着在系统中存在着固有的非线性特性。第二个非线性影响就是，产生了激励信号中并不存在的额外频谱分量。这些分量通常为输入信号基波的整数倍，因此定义它为谐波失真或互调失真。这些失真测量的结果较大幅度地依赖于激励信号的属性，比如：所选择的信号的频率、幅度、以及激励音的相位等等。这些结果并不能完全地描述大信号下的表现，但可以作为征兆来理解。

这与在小信号范围内的测量结果主要的不同点在于：在小信号测量中，线性传输函数或是脉冲响应特性可以完全地描述输入与输出间的关系。

依赖于征兆的这种测量方式可行吗？它给人们提出了如下的问题：

- 测量技术能触发和侦测到扬声器非线性特性重要的征兆吗？
- 那些征兆确有意义吗？
- 它们与实质因素有着怎样的关系？
- 如何能在短时高效的情况下，获得一套全面的测量数据？

这些问题将在接下来的文章中讲述。我们将从扬声器的建模和实际的测量结果中导出答案。首先，我们将讨论基本的扬声器非线性机理；接下来，将会对传统的和新的测量技术作个概述。在系统地讨论扬声器主要非线性特殊征兆之前，我们将说说大体的征兆和它们与非线性曲线形状的关系。随后，将对评估大信号下扬声器的表现给出一个基本的指导方法，然后我们将运用这个指导方法去对三款为家用和车载而设计的扬声器进行诊断。最后，我们还可将得出的结论用于实际工作中和作进一步的研究用途。

1. 术语表

AMD	幅度调制失真(%)
$Bl(x)$	有效的瞬时力电耦合系数(磁路系统的力因数)，定义为永久磁场产生的磁感应强度 B 对音圈长度 l 的积分
C	基波的幅值压缩(dB)
E	时间信号的包络线
EHD_n	换能器输入端的等效的 n 次谐波失真(%)
ETHD	换能器输入端的等效的总的谐波失真(%)
f_s	谐振频率
f_p	开口箱风管的亥姆霍兹谐振频率
FT	付里叶变换
$F_m(x,i)$	电磁驱动力(磁阻力)，缘于电感随位移 x 的变化
HD_n	n 次谐波失真(%)
$H(j\omega)$	线性传输函数
ICHD	瞬时谐波失真峰值因子(dB)
IHD	瞬时谐波失真分量大小(%)
IMD_n	n 次互调失真(%)
IMD_{total}	总的互调失真(%)
$i(t)$	输入电流
$K_{ms}(x)$	扬声器单元的悬挂系统的力学劲度，是顺性 $C_{ms}(x)$ 的倒数
$L_e(x,i)$	
$L_2(x,i)$	与位移 x 和电流 i 有关的集总参数，用于音圈的电感模型的建立
$R_2(x,i)$	
L_{AMD}	幅度调制失真(dB)
$L_{HD,n}$	输出声压信号中的 n 次谐波失真(dB)
L_{THD}	输出声压的总的谐波失真(dB)
$L_{EHD,n}$	等效的 n 次谐波失真(dB)
L_{ETHD}	等效的总的谐波失真(dB)
$L_{IMD,n}$	输出声压信号中的 n 次互调失真(dB)
$L_{IMD,total}$	输出声压信号中的总的谐波互调失真(dB)
M_{ms}	扬声器单元振动体组件的力学质量，包括音圈及空气负载
$p(t)$	输出声压
$P(j\omega)$	声压信号频谱
P_n	声压中的 n 次谐波分量
P_t	总的声压信号的有效值
$P_r(f_L, U_i)$	基波的相对幅值(参考电压 U_i)
n	失真分量的阶次
R_{ms}	扬声器单元悬挂系统的力学损耗
$R_e(T_V)$	音圈的直流电阻
THD	输出声压的总的谐波失真(%)
$u(t)$	扬声器输入端的驱动电压
$u_D(t)$	虑及所有非线性特性的等效输入失真

$u'(t)$	总的等效输入电压 $u' = u + u_D$
$v(t)$	音圈速度
$x(t)$	音圈位移
$Z_m(s)$	代表力学和声学负载的阻抗

2. 扬声器建模

在较大振幅情况下，所有的扬声器都或多或少地会表现出非线性特性，并会有在输入信号中并不存在的信号分量产生。扬声器系统的非线性机理是各种各样的，我们的研究大体上是集中在以下“主要”的非线性特性上：

- 限制声输出
- 产生了可闻的失真
- 预示过载情况的出现
- 引起振动不稳定
- 涉及到成本、重量及体积
- 降低了换能器的效率
- 影响扬声器系统的配置

2.1. 固有的非线性特性

大多数主要的非线性特性的产生都可以从换能器的原理得到，与磁路系统、悬挂系统、振动盆和箱体的几何结构和材质属性有着直接关系。物理上的限制使得扬声器的设计不得不折衷处理，但是为了得到所需的大信号的表现，一些非线性特性却是有意而为之的(如：渐变的悬挂系统的劲度)。因此，我们按设计制程生产的扬声器，即使在生产线上通过测试并被判定为合格的产品，也会发现存在着固有的非线性特性。

在低音、高音、微型扬声器、号角压缩驱动器以及扬声器系统中，最主要的固有的非线性特性在表一中作了总结，接下来我们将加以讨论。

表1：电动式扬声器中重要的固有非线性特性总览

非线性特性	影响	与时间信号有关的量
悬挂系统的劲度 $K_{ms}(x)$	非线性回复力 $F_s = K_{ms}(x)x$	位移 x
力因数 $Bl(x)$	驱动力 $F = Bl(x)i$ 引起参量激励	位移 x 、电流 i
	反向电动势 $u_{EMF} = Bl(x)v$ 引起非线性阻尼	位移 x 、速度 v
电感 $L_e(x)$ (随着音圈位置变化的交变磁场)	反向感应电压是磁通量 $[\Phi_x = L(x)i]$ 对时间的微分 驱动力系统的额外磁阻力 $F_m \propto i^2$	位移 x 、电流 i 电流 i
电感 $L_e(i)$ (交变磁场改变了磁路的磁导率)	反向感应电压是磁通量 $[\Phi_i = L(i)i]$ 对时间的微分	电流 i
材质的杨氏模量 $E(\epsilon)$ (振动盆、折环)	材质中的应力 $[\sigma = E(\epsilon)\epsilon]$ 是材质变形系数的非线性函数	材质的变形系数 ϵ
几何转移矩阵	力学振动导致的几何形变	变形矢量 ϵ
开口箱体的风管空气流阻 $R_p(v)$	箱内的空气声压与空气的流动是一个非线性函数	风管中的声速 v
多普勒效应(振动盆位置的变化)	传播信号中的时间偏移量 $\tau = x/c$ 引起相位失真	位移 x 、(速度 v)声压 p
声压非线性传播	声速 $c(p)$ 与声压有关，导致波形变得陡峭，出现畸变	声压 p

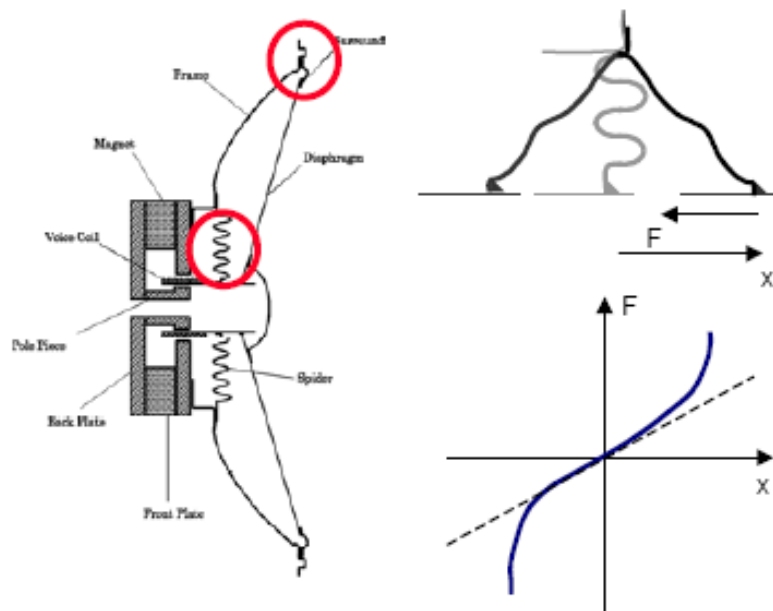


图1：传统扬声器的悬挂系统剖视图及其非线性的力-偏移曲线

2.1.1. 非线性劲度

扬声器利用悬挂系统将音圈置于磁隙中央，并产生一个回复力，它使得运动的音圈向着平衡位置移动。低音扬声器单元的悬挂系统只允许音圈朝着轴向运动，并抑制其摇摆，它通常是由一个定心支片和折环组成，如图1所示。

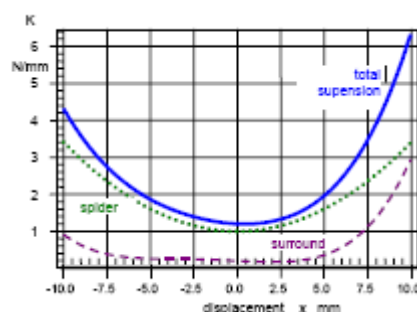


图2：悬挂系统的力学劲度特征曲线。（....）代表有渐变劲度的定心支片；（---）代表受限制的折环；（——）代表总的悬挂系统的劲度

大多数的悬挂系统都是由含浸的织物、橡胶或是注塑成形的特殊形状的塑胶材质做成。悬挂系统的运动就像一个普通弹簧，它的特点可以由图1的力-偏移曲线表征。在小位移段，它有着几乎线性的关系，但是在较大位移情况下，悬挂系统的回复力就比一个线性弹簧所预期的要大。对于缓慢的交变力的响应，由于材质存在内部损失，位移的变化通常还会有一个滞后现象。

回复力是位移和非线性劲度 $K_{ms}(x)$ 的乘积，即 $F=K_{ms}(x)x$ ，劲度 $K_{ms}(x)$ 就是力-偏移曲线上的任意一点至原点间的正切值。由于劲度并不是一个常数，而它本身是位移 x 的函数，回复力则包含了音圈位移间的乘积项。这些结果项产生了与时间信号有关的非线性失真，在悬挂系统中，这种现象很典型。由于悬挂系统本身材质所具有的粘滞效应，劲度系数也会随着频率而变化。然而，这种影响是可以通过线性系统来模拟的[1]。

图2显示的是一个由有渐变特性的定心支片和可以限制其正向位移的折环所组成的悬挂系统的 $K_{ms}(x)$ 的特征曲线.

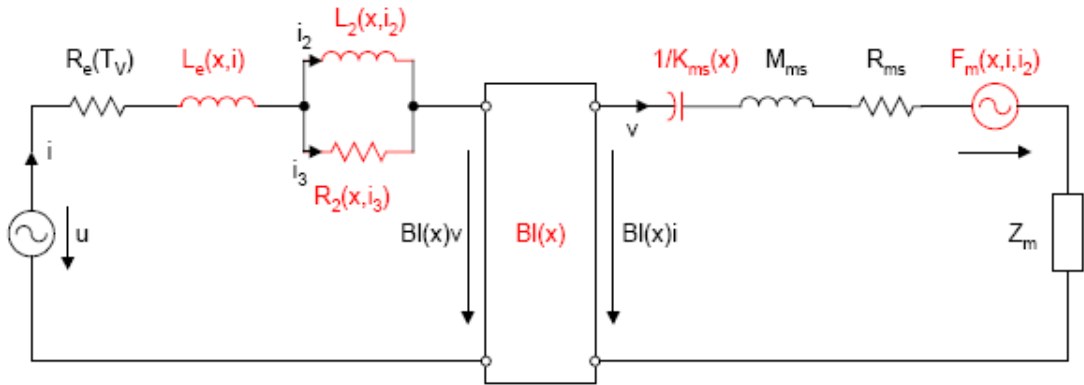


图3: 包含磁路和悬挂系统的扬声器的等效电路

2.1.2. 力因数

力因数 $Bl(x)$ 描述的是电动式换能器集中参数模式下的力与电间的耦合，如图3示。这个参数是磁束密度 B 对音圈长度 l 的积分值。力因数 $Bl(x)$ 不是一个常数，而是与音圈的位移 x 有关。很显然，如果音圈离开磁气隙，力因数就会降低。此非线性函数是静态函数(与频率无关)，我们可以用非线性图表或者幂级数展开的方式来表示。

$Bl(x)$ 曲线的形状与气隙和音圈的几何结构有关，与磁体所产生的磁场有关。图4用例子说明一个音圈的卷幅 (h_{coil}) 大于气隙深度 (h_{gap}) 的长音圈的磁路结构的特点。与之对应的 $Bl(x)$ 曲线在图5中用实线表示。小位移情况下，力因数几乎为常数，因为磁间隙中的音圈匝数是相等的。图5中的点划线是指音圈卷幅的高度与气隙深度相等的情况下 Bl 的变化曲线，它表明此时，即使在小振幅时，力因数也会下降，它没有恒值的平坦区。

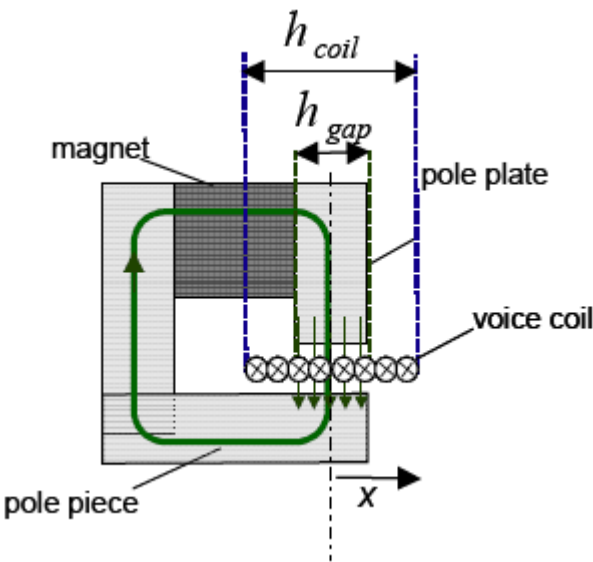


图4: 长音圈的磁路结构

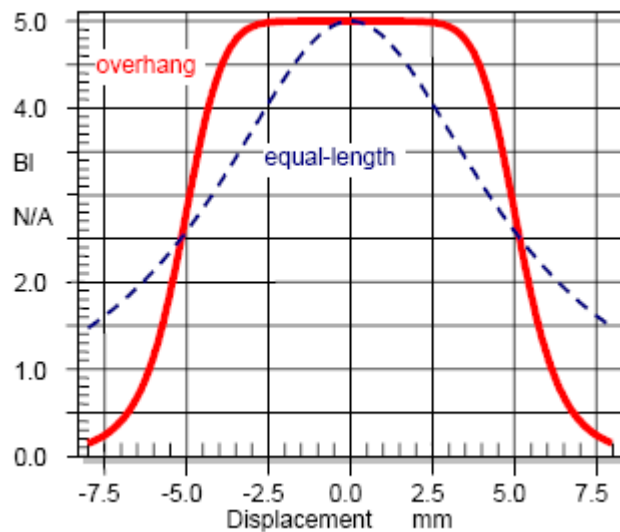


图5：长音圈的 $BI(x)$ 曲线以及音圈卷幅与磁气隙等长的 $BI(x)$ 曲线.

力因数 $BI(x)$ 有两个非线性影响，在表1中已有列出：

- $BI(x)$ 作为电力间的耦合系数，它的任何变化都会影响到驱动力 $F [F = BI(x)i]$ 。这个机理也就是谐振系统的参量激励。大的音圈位移 x 和电流 i 势必将产生明显的失真。
- $BI(x)$ 的第二个影响就是，音圈的位移与在永磁场中音圈运动所产生的反向电动势有关。这时力因数 $BI(x)$ 与速度的乘积将改变电气阻尼的特性。

2.1.3. 音圈电感

电气性能的输入阻抗值与线圈的位置有关。比如，图6显示的是线圈在三种位置情况下($x=0$ ；音圈被箝定在 $x=+7\text{mm}$ 处；音圈被箝定在 $x=-7\text{mm}$ 处)，电气输入阻抗与频率的关系。在谐振频率70Hz以上(被箝定的音圈是不会有此谐振的)，电阻抗在负位移(音圈位置往内)时明显比在正位移(音圈位置往外)时要高。

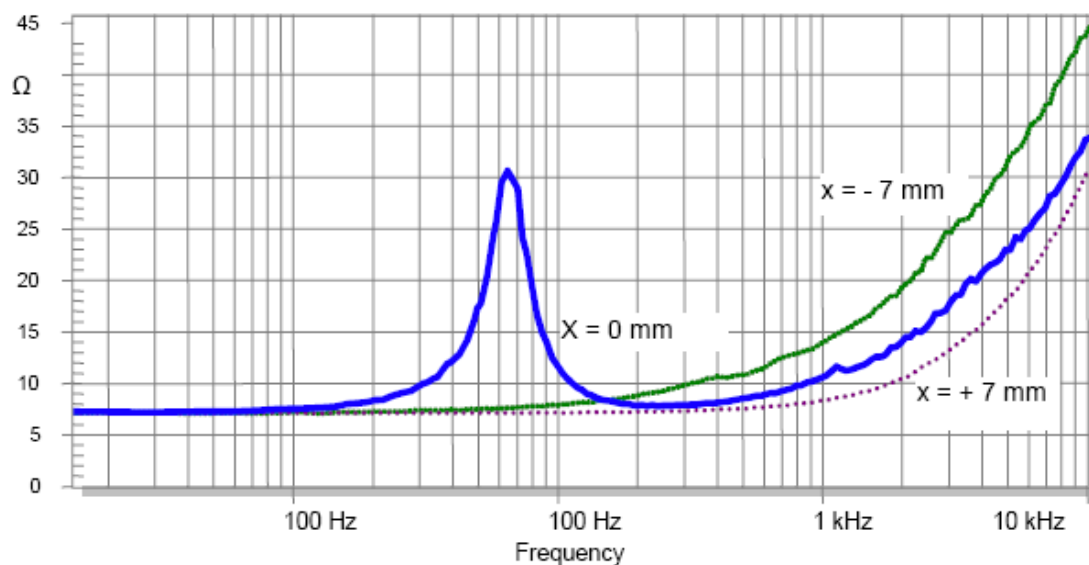


图6：音圈在不同位置点时的电气特性阻抗曲线

我们观察到许多扬声器都有这一特性，而且可以用随位移变化的电感来解释它。音圈中的电流会产生一个变化的磁场，扩散于磁铁、导磁体及空气中(如图 7)。磁通量的大小与音圈的位置以及电流的强度有关。如果音圈跳出气隙，它的电感量要比音圈在气隙之下要低得多，这是因为音圈在气隙之下时，它的周围都是可以减小磁阻的铁磁物质。

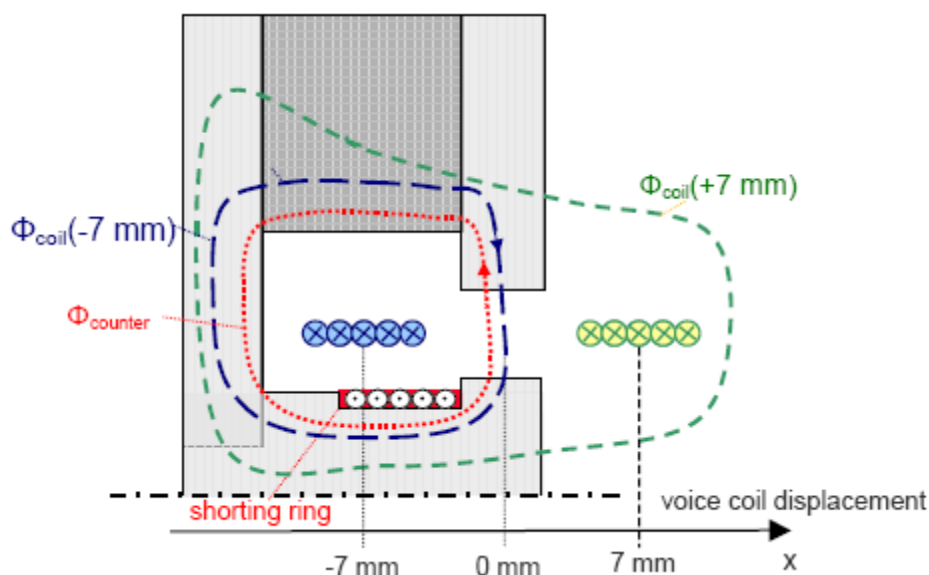


图7：在传统扬声器中心磁极处加有短路环的磁路结构。

除了电感与位移 x 有关外，它还与输入电流 i 有关。这是由于磁场强度 H 与磁束密度(磁感应强度) B 之间的非线性关系，即 $B = \mu(i)H$ 所致，如图8所示。在音圈中没有输入电流的情况下，永磁体所产生的磁场强度 H_2 决定了 $B(H)$ 特性曲线上的工作点。一个较大的正向电流(如 $i = 10A$)将升高磁场强度到 H_3 ，此时铁芯已饱和，磁导率 μ 也下降了。相反地，我们输入一个负向的电流(如 $i = -10A$)，则总的磁场强度下降了， μ 值却增加了。磁导率 $\mu(i)$ 变化的现象，与特定的磁性材料有关，这种现象也叫作“磁场调制”。交变的电流也会产生磁滞回线，这与正弦电流一个周期内在铁芯材料内的损耗是相对应的。

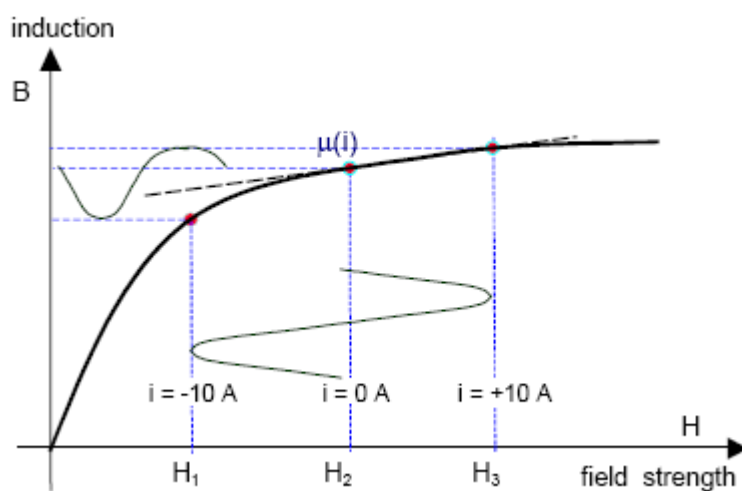


图8：磁路的磁束密度 B 与磁场强度 H 的关系表明磁导率 $\mu(i)$ 与音圈电流有关。

变化的磁通量增加了高频段的阻抗，如图6所示。这个增长不能用一个理想的电感来描述[2]。有必要采用特殊的模型(Leach

[3], Wright [4], 并联的 LR 网络等)来描述铁质材料中涡流产生的损耗。使用电感 $L_e(x, i)$ 与并联的 $L_2(x, i)$ 、 $R_2(x, i)$ 电路相串联的离散模型(如图3)来记录电感与位移和电流间的非线性关系是个很好的选择。那些特定的参数值与拟合的频率范围有关[5]。在大多数应用中,也为了方便,通常忽略了电流与位移间的非线性相互作用,而采用一种简化的近似模拟,使用相同的非线性曲线形状,来分析随位移变化的参数

$$\frac{L_e(x, i = 0)}{L_e(0)} \approx \frac{L_2(x, i = 0)}{L_2(0)} \approx \frac{R_2(x, i = 0)}{R_2(0)}$$

和随电流变化的参数:

$$\frac{L_e(i, x = 0)}{L_e(0)} \approx \frac{L_2(i, x = 0)}{L_2(0)} \approx \frac{R_2(i, x = 0)}{R_2(0)}$$

这种近似,减少了用于扬声器诊断和设计计算的数据量。非线性特征: $L_e(x)$ 与位移 x 的关系、 $L_e(i)$ 与 i 的关系、以及在平衡位置时 $L_2(0)$ 、 $R_2(0)$ 的值,在大多数情况下已足以描述寄生电感的非线性特征。比如,图9、图10就分别地反映出 $L_e(x)$ 与位移间的关系,及 $L_e(i)$ 与电流的关系。

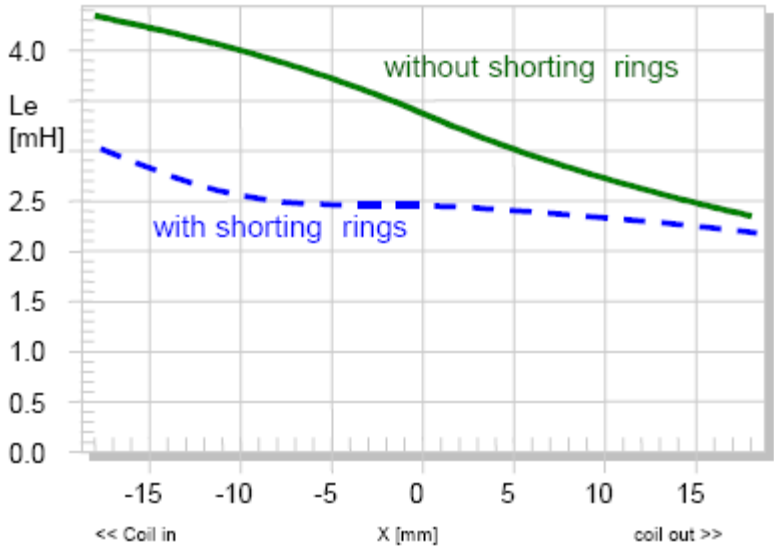


图9：线圈电感 $L_e(x, i=0)$ 与位移 x 的关系(有短路环和无短路环两种情况下)

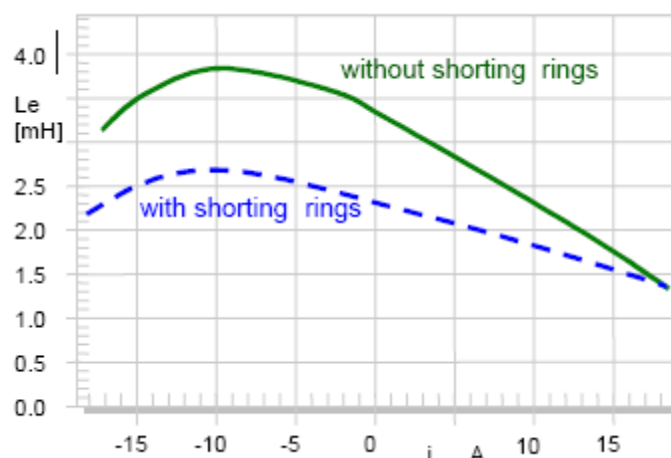


图10: 音圈电感 $L_i(i, x=0)$ 与电流 i 的关系(有短路环和无短路环两种情况下)

在极柱上或是接近音圈的地方(如图7)，安放导电材料(通常是铜制或铝制的环或帽子)，可以明显减少音圈的电感量。交变的磁场在短路环中将产生一个电流形成反向磁场，这样将减小总的磁通和音圈的电感量。这种设计方式类似于把变压器次级线圈短路。

如果短路环安放于电感值最大的地方， $L_e(x)$ 曲线将会明显地变得更线性，如图9虚线所示。就 $L_e(i)$ 特性来讲，短路环也有积极的效果，因为交变的场更小了，产生的场调制也更少了。

表1总结了此非线性特性的影响，也指出了相应的与时间信号有关的变量：

- 随位移变化的电感 $L_e(x)$ 的第一个影响就是，在输入电路中产生反向感应电压(磁通量对于时间的微分)，并将导致输入阻抗随着音圈位移的变化而改变，如图 6。这种影响可以表示为位移和电流的乘积[在 $BI(x)$ 的参量激励中也会出现此相同的乘积]，但是乘积后的微分却会让幅值分量大小在高频段会以 $6dB/oct$ 增加。
- 第二个影响是来自于直接驱动力系统的额外磁阻力 $F_m(x, i, i_2)$ ，如图 3 中的等效电路，近似表达式如下：

$$F_m(x, i, i_2) \approx -\frac{i(t)^2}{2} \frac{\partial L_e(x)}{\partial x} - \frac{i_2(t)^2}{2} \frac{\partial L_2(x)}{\partial x}$$

磁阻力是来自于 $L_e(x)$ 对 x 的偏微分和电流平方的乘积。平方运算是其中主要的非线性运算，它在整个音频段都会产生失真。五十年前，磁阻力是电磁式扬声器中主要的驱动力。在如今的电动式换能器里，这是不希望看到的部分，我们应尽可能使其越低越好。

$L_e(i)$ 与电流有关，它产生的交变磁场也与电流 i 的强度有关。既然电流是一个宽频域信号，那么在整个音频带都会产生失真成分。

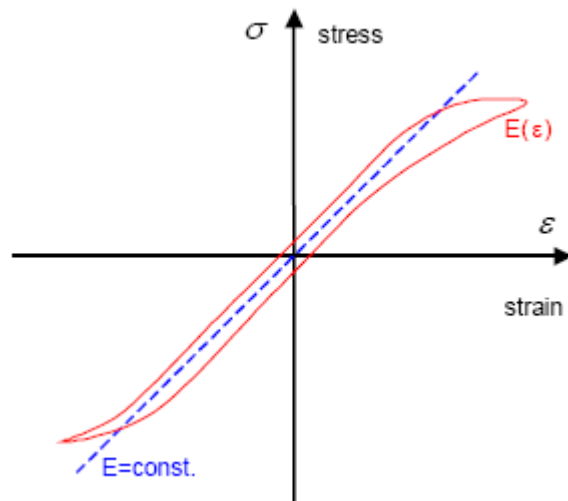


图 11: 在力学系统中, 非线性材料特性引起的失真

2.1.4. 材质的非线性特性

在低频, 振动盆作为一个刚性体振动, 悬挂系统是力学系统中唯一的非线性部分, 我们可以用一个单一的集总参数 $K_{ms}(x)$ 来描述; 在高频, 振动盆以及其它部件(音圈骨架、防尘盖等)的振动将会呈现分裂模式。如果材料的变形和应力很高, 杨氏模量 $E(\epsilon)$ 随着变形系数 ϵ 变化而改变, 那么这些振动将变得非线性。

应力 σ 是 $E(\epsilon)$ 和变形系数 ϵ 的乘积, 在应力 σ 下, 非线性失真出现, 而且在某个明显的频率点(特征频率)将变得极高。在材料中, 此频率点会出现较大的变形[6], 参见图11。

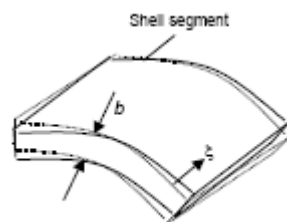


图 12: 由于力学振动导致的振动盆几何形变.

2.1.5. 几何形变

不只是杨氏模量的变化, 还有力学系统的几何形变也很重要。如果形变量的位移 ζ 与物体的几何尺寸(如: 厚度 b , 和振动盆的截面曲率等)相比, 不是足够小, 那么振动方式也将出现非线性(如图例12)。

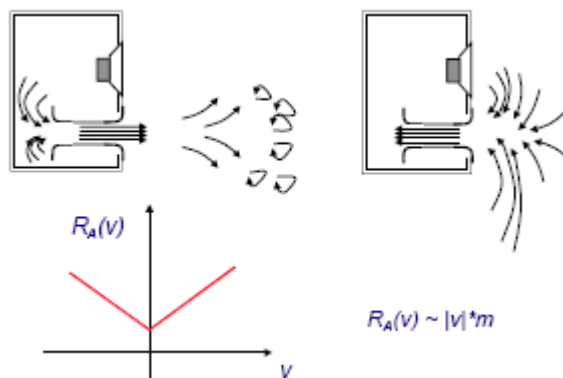


图13: 与气流速度有关的非线性流阻.

2.1.6. 风管的非线性特性

在开口箱中的风管中存在一个流阻，它不是常数，主要取决于风管中的空气的速度 v [8]。在较低速度情况下，普通风管的阻尼系数很高($Q > 50$)，但当质点速度达到20m/s以上时，它的值就下降到10、甚至更低。这是因为，风管中的空气微粒并不是捆绑在一起像空气塞一样振动的。在向外呼出阶段，在轴向上把空气推向远场；在接下来向内吸入阶段，那些在管口的空气微粒被加速吸入风管。远场空气的动能与流阻的增大相对应，流阻与正向或负向的空气速度有关，如图13。

由于速度间的相互乘积作用，非线性流阻 $R_p(v)$ 将会产生低频分量。管口的几何形状引起的 $R_p(v)$ 非对称性将会在箱体中产生一直流压力，这将扰乱音圈的位置，引起来自磁路的失真产生。

第二个非线性机理是：气流的紊乱产生的，如同声源一般，在输出信号中产生一宽频段的噪音信号[9][10]。

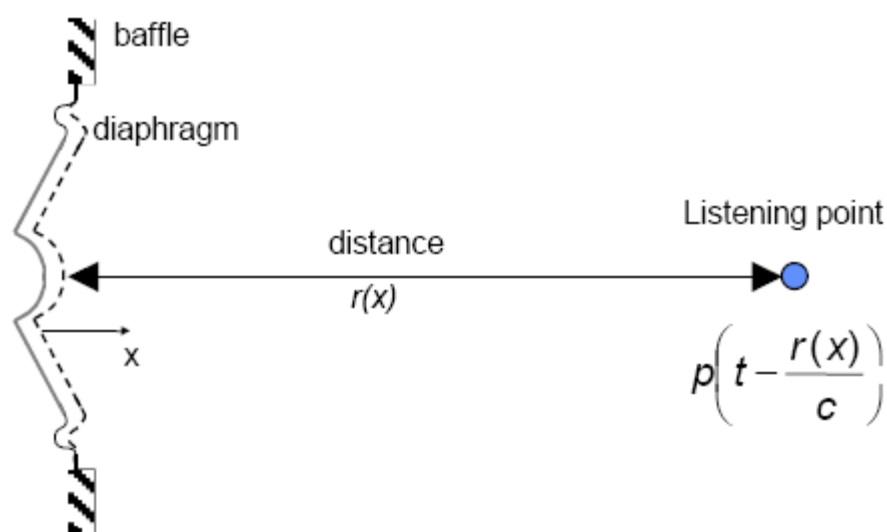


图14: 由于振动盆和聆听点之间的距离改变引起的相位调制(多普勒效应)

2.1.7. 多普勒效应

振动盆和悬挂系统的几何形变与位置的变化不仅影响到力学振动，而且也会影响到声辐射的情形[11]。在这里，多普勒效应也是最主要的非线性特性。这种效应可以将由于声源和聆听者之间运动(速度)改变的结果解释为波长的改变(见图14)。它也可以描述为，由于低频分量造成的振动盆的位移使得振动盆的辐射面与聆听点间的距离发生改变所致[12]。这将造成声压信号在传输过程中有一个变化的时间延迟，也可以说是相位或频率的调制。在低频段本身，这一点还不是很关键的，但是在波长较小的高频信号将会引起较高的互调失真。这一机理可以由位移与声压差的乘积来描述，它产生的条件是必须同时有低频分量和高频分量的存在。试图避免这种失真的最简单的办法就是，使用多音路系统，在高低音单元之间尽量选择足够低的分频点。

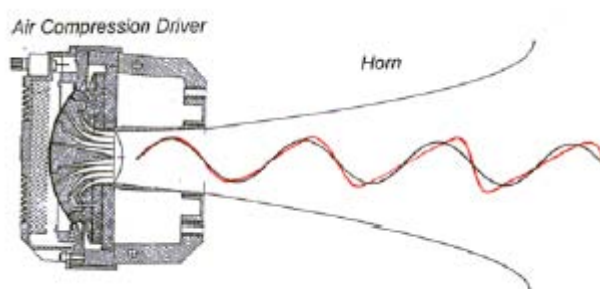


图15: 大振幅下声波传播过程中出现的典型的波形畸变.

2.1.8. 波形畸变

大振幅时, 声波在压力最大时的传播速度要比压力在最小时的传播速度快, 这就导致了波阵面的渐进倾斜, 形成波形畸变(如图15) [13]。此类失真出现在带号角的压缩驱动器中。此非线性机理主要可描述为是由于声压间的相互乘积所致[14] - [16]。

2.2. 无规律的缺陷

扬声器产生的失真信号也有其它原因, 比如, 胶水粘接处松动、音圈擦边、锦丝线碰触振动盆以及磁气隙中有自由颗粒物等缺陷。通常这也是一种非线性机理, 因为在输出信号中也包含了输入信号 $u(t)$ 里并不存在的频谱分量, 并且这种失真的发生较大程度取决于激励信号的幅度大小。

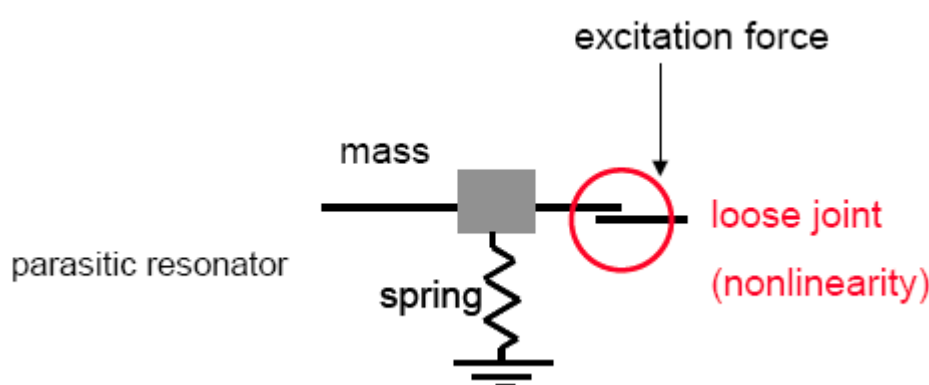


图16: 扬声器结构存在着缺陷的力学模型(与胶粘接有关的问题)

图16图示了折环外边缘与扬声器盆架间的胶水连接有松脱缺陷的例子所产生的影响。折环的松脱部分用集总参数元件(振动质量、弹簧、阻尼)来模拟就得到了一个高Q值的谐振器。松脱点随着位移方向的改变, 使得驱动力时有时无, 从而产生一个非线性的激励信号。当粘接点脱开时, 质量和弹簧形成的谐振器就会在 f_0 点谐振, 它要比激励信号的频率 f 要高得多。外部的激励就会逐渐使得振荡与之同步, 并提供必要的能量。输入一个正弦激励信号, 这个系统就会在某个特定的时间场合, 周期性间隔地产生短的脉冲群。

有关胶水松脱以及其它扬声器的缺陷的讨论并不是本文的主题, 另有文章加以详细讨论[17][18]。

2.3. 模型中的参数测量

如果我们使用一个特定的模型, 模型中的自由参数可以得到辨识, 那么这种建模就变得实用了。图3中的集总参数模型的所有参数, 都可以按照IEC所定义的标准[19], 采用静态、动态增量以及全动态的技术测量到。静态和动态增量测量法[20] [21]是利用在激励信号中的直流成分使扬声器工作在一个特殊的点来测量的。因此, 只有全动态测量技术[22][23]才是让扬声器运行在正常工作条件下的, 并且能够使用类似音乐的信号作为测试的激励信号。在考虑悬挂系统的粘弹效应[1]以及需要在大电流下(30A以上, 有可能线圈的发热导致扬声器的损坏)测量 $L_e(i)$ 时, 这是很重要的。本文中所有的大信号参数的动态测量均是采用文章[24]概述的系统辨识技术测量方法。

2.4. 信号表现的模拟

如果扬声器的模型是恰当的, 并且所有自由参数的测量也是很精确的, 那么对于任何输入信号(如: 合成的测试信号或是音乐信号等激励信号)来说, 扬声器的表现是可以预见的。这种集总参数的分析[25]有以下几个优点:

在模拟分析中可以获得所有的系统状态变量(如: 声压、电流、位移等)而不需要任何的传感器;

有可能将每一个非线性特性的非线性失真部分与线性输出部分分离出来, 从而测量任意时刻的音频信号的失真幅度[26];

一套新的以建模为基础的音乐聆听技术，可以使得扬声器大信号下的表现在客观和主观的评价上能够相结合。

3. 征兆的测量

测量在大位移情况下非线性系统所产生的特殊征兆是评估大信号表现的惯常手段。相应的征兆如下：

- 在输出信号中新的频谱分量的产生(如谐波、分谐波及互调成分的辨识)
- 基波的输入及输出的幅值与失真分量间的非线性关系(非线性幅值压缩)[29]
- 在状态变量中产生直流成分(如:直流偏移)[30]
- 出现不稳定的跳跃现象[31]。

以上征兆提供了如下有价值的信息：

- 线性行为发生了变化(从几乎完全线性，到弱的非线性、再到严重的非线性)
- 非线性特性的物理本质(如:力因数)
- 非线性特征的形状
- 定量的辨识非线性参数[32]

3.1. 关键的激励信号

只有施加适当的激励信号，非线性征兆才会表现出来。由于磁路系统和悬挂系统的非线性特性曲线相对比较平滑，所以在足够小的振幅情况下，扬声器的表现接近于线性。大位移下，力因数 $Bl(x)$ 、电感 $L_e(x)$ 、以及劲度 $K_{ms}(x)$ 势必会产生明显的变化。因此，激励信号在 $2f_s$ 频率以下必须可以提供足够的能量，这是因为，音圈的位移在谐振频率 f_s 以上是以12dB/oct 的斜率衰减的，对随电流变化的电感 $L_e(i)$ 的侦测就需要一个能流过音圈的大电流信号，由于阻抗是随着频率而变化的，电流在低频段较大，在谐振频率点变得极小，至 $2f_s$ 频率点段再逐渐增加，至更高频段时，又逐渐衰减。

表一中的非线性项均是由两个不同的与时间有关的信号量相乘所致，这就要求激励信号必须在同一时间能让两个状态变量均能产生较大的幅值。在某些情况下，仅靠单音信号是无法实现的。比如：非线性参数 $L(x)$ 就至少需要一个低频音信号用来产生位移的变化，和一个高频音信号用来获得足够的电流。在此，双音信号比多音信号更为优越，我们可以在频率域内将产生的分量按需要进行分离开，使辨识和分析变得简单化。

3.2. 状态变量的监测

用麦克风测量输出声压，当然，这很有可能是最简单通常的监测扬声器状态的方式。然而，振动盆的振动辐射、房间和环境噪声对声音信号都是有影响的。观察悬挂系统及磁路系统的状态更为直接的方法就是使用一个采用三角测量法的激光传感器来监测音圈的位移，这是因为不对称的非线性特性将导致位移出现较大的直流偏移(整流过程)。输入电流也是一个很有参考价值的状态信号，并且可以很容易地测量到。在参考文献[24]中描述的模块中，其大信号参数的动态测量就只是基于监测扬声器输入端的电信号的方式。如果扬声器是通过一个高阻抗的功放(电流源)馈入信号，那么就应当是监测扬声器输入端的电压了。此外，用一个价格不菲的多普勒激光系统或是在振动盆上安装一个便宜的加速计都可以实现振动盆的速度和加速度的监测。

3.3. 信号分析及失真测量

由双音信号 $u(t)=1.4U_0\sin(2\pi f_1t)+1.4U_0\sin(2\pi f_2t)$ (第一个激励音的频率是 f_1 、第二个是 f_2) 激励非线性系统，将产生一个状态变量[如:声压 $p(t)$]，对它进行频谱分析[付里叶变换(FT)]得到频谱，如: $P(j\omega)=FT\{p(t)\}$ 。

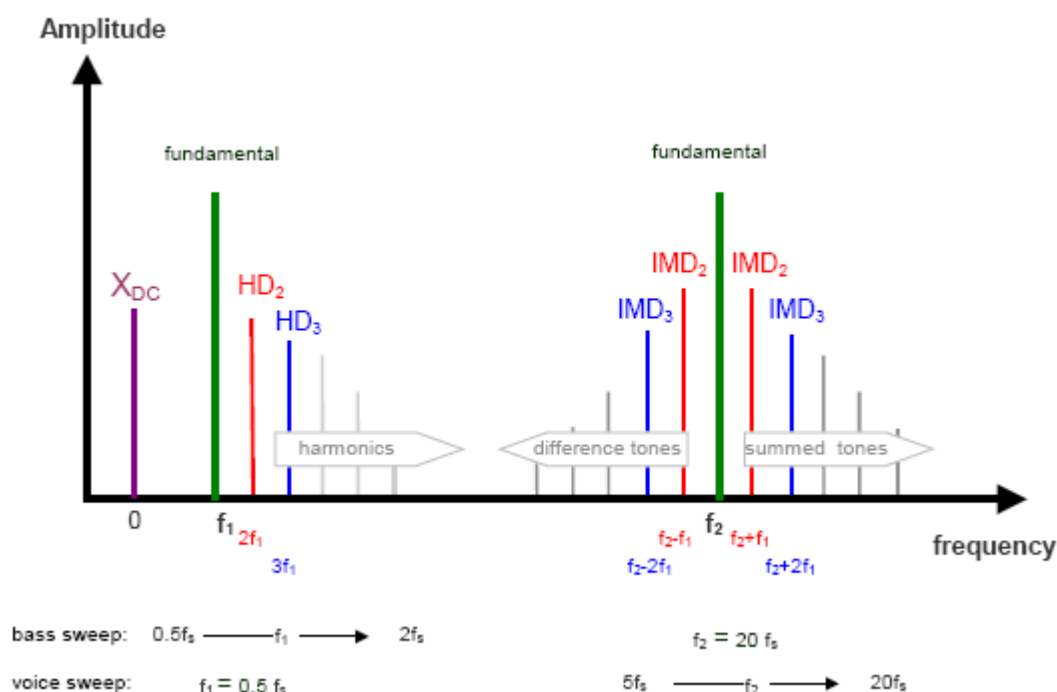


图17：双音激励源产生的状态变量频谱(如：声压、位移、电流)

如果双音频率的频率点相距足够的大($f_2 \gg f_1$)，那么，基波、谐波、互调成分等就能很好地被分离开，并很容易地辨识出，如图17所示。

3.3.1. 基波分量

复合频谱 $P(j\omega) = FT\{p(t)\}$ 由基波分量 $P(j\omega_1)$ 和 $P(j\omega_2)$ 组成。只要改变频率 f_i ，就可以进行一系列测量，我们感兴趣的频段内的基波成分的幅值和相位响应也就都能得到。与线性传输响应测量是在足够小的幅度下相比，大信号响应则与激励信号的幅度和频谱成分有关。因此，第二个音的频率 f_2 将会影响到 $P(j\omega_1)$ 的输出幅值。在本文，基频分量的所有测量都是以单音 f_i 来完成的。

尽管，在大振幅下相位响应的变化十分明显，但到目前为止，在扬声器的诊断测量中它所起的作用一直不是很明显。相反，输入与输出间的幅值大小有着更重要的关系，它揭示了幅值的非线性压缩。在实际测量中，当 $i = 1, \dots, N$ 时，即相应地改变输入信号的幅度 $U_i = i \cdot \Delta U$ 就可得到一系列的测量结果，从而计算出相对幅值大小。

$$P_r(f_1, U_i) = \frac{|P(j2\pi f_1)|}{U_i} U_1 \quad (1)$$

在同一张图表里用 $P_r(f_1, U_i)$ 作为基准，来比对所有测试或是计算幅值的压缩是相当方便的。

$$C(f_1, U_i) = 20 \lg \left[\frac{P_r(f_1, U_1)}{P_r(f_1, U_i)} \right] \quad (2)$$

3.3.2. 谐波失真

二次、三次及更高次谐波成分 $P_n(j\omega_1) = 0.7 P(nj\omega_1) [n > 1]$ 出现在 $2f_1$ 、 $3f_1$ 及 n 倍基频 f_1 点上。双音激励源中的第二个音 f_2 的谐波成分将会在更高频率点上，图17中未表示出。由IEC标准[33]可得到 n 次谐波失真(HD_n)，用百分比表示如下：

$$HD_n = \frac{|P_n|}{P_t} \times 100 \quad (3)$$

用 dB 表示为：

$$L_{HD_n} = 20 \log \left(\frac{HD_n}{100} \right) \quad (4)$$

总的谐波失真，用百分比表示为

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^N |P_i|^2}}{P_t} \times 100 \quad (5)$$

用 dB 表示为

$$L_{THD} = 20 \log \left(\frac{THD}{100} \right) \quad (6)$$

总信号的有效值为

$$P_t = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T p(t)^2 dt} \quad (7)$$

通常的用以表示谐波失真测量的方式有其不足之处。 HD_n 、 THD 的测量方式(见式 3 和 5)，均是指所测量的失真成分的幅值大小参考总的信号 $p(t)$ 的有效值 P_t 而得到的。采用这种方式，失真响应的测量有赖于基波信号，这主要决定于线性传输函数 $H(j\omega)$ 。由于在低频，辐射的谐波要比辐射的基波多得多，这将在低频得到大量的谐波失真。另外，分裂模式、声波的辐射、声波在箱体边缘的衍射、以及房间的反射等，都会使得失真曲线变得复杂[34]。

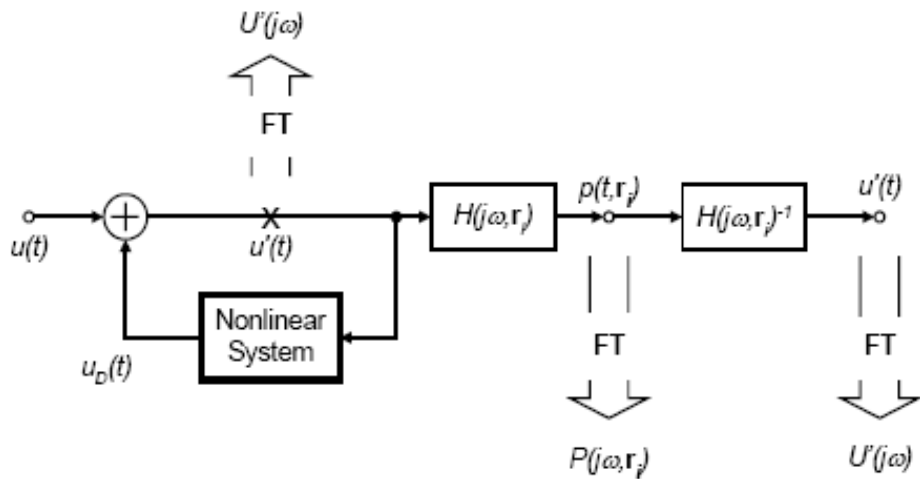


图 18：在频谱分析之前设置一反函数滤波器来获得等效的输入失真

如果失真的测量点离声源越近，那么我们测量的失真结果解读就容易得多。由于主要的失真都是来自于一维信号路径(磁路系统、悬挂系统)，那么我们就可以在信号源中把它们作为一个整体总失真信号 $u_D(t)$ ，加入到输入信号 $u(t)$ 中，如图示 18。遗憾的是，对于一个实际的扬声器来说，这个位置点并不能直接获得。但是，自声压、位移、以及其它状态变量中测量得到的失真，均可通过传递函数的反函数 $H(j\omega)^{-1}$ 运算很容易地转换到输入信号中。这种原理[35]得到的数据虽然较少，但是却更有意义，对于将磁路失真与多维空间(如分裂模式、声辐射等)所产生的失真加以分离就更为方便。

n 次等效谐波输入失真(EHD)，定义如下，用百分比表示为

$$EHD_n = \frac{|U_n|}{U_t} \times 100, \quad n > 1 \quad \text{----- (8)}$$

用 dB 表示为

$$L_{EHD,n} = 20 \log \left(\frac{EHD_n}{100} \right), \quad n > 1 \quad \text{----- (9)}$$

等效的总的谐波输入失真(ETHD)，用百分比表示如下

$$ETHD = \frac{\sqrt{|u_2|^2 + |u_3|^2 + \dots + |u_n|^2}}{u_t} \times 100 \quad \text{----- (10)}$$

用 dB 表示为

$$L_{ETHD} = 20 \log \left(\frac{ETHD}{100} \right) \quad \text{----- (11)}$$

等效输入分量

$$U_n(j\omega_1) = \frac{P_n(j\omega_1)}{H(nj\omega_1)} \times 100, \quad n > 0 \quad \text{----- (12)}$$

总的输入电压信号的有效值 U_t ，

$$U_t = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u(t)^2 + U_D(t)^2 dt} \quad \text{----- (13)}$$

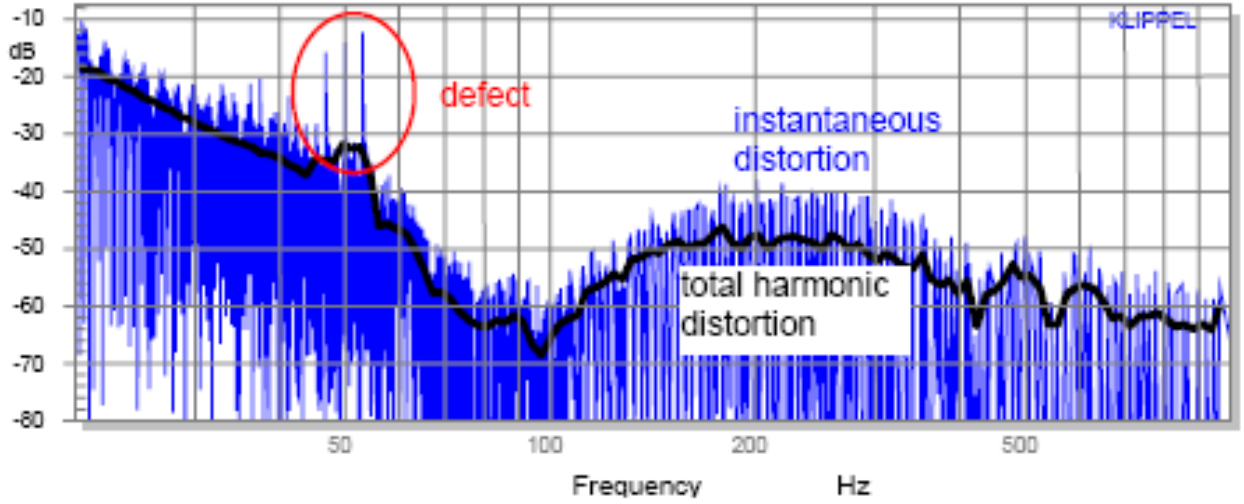


图 19:正弦扫描有缺陷的扬声器得到的声压上的瞬时谐波失真(IHD)与总的谐波失真(THD)

传统的谐波失真的测量仅仅用到了谐波成分的幅值。高次谐波的相位由于解读较为困难，则通常被忽略掉了。然而，在时域范围内，相频和幅频两者共同决定了失真信号的波形[36]。正弦激励在频率为 ω 处的谐波失真信号的波形，可以通过对复频谱的谐波信号进行反傅立叶变换计算出，瞬态谐波失真(IHD)以百分比表示如下：

$$IHD_{(t)} = \frac{|\sum_{i=2}^N P_i e^{j\omega_i t} + P_i^* e^{-j\omega_i t}|}{p(t)} \times 100 \quad (14)$$

用 dB 表示为

$$L_{IHD} = 20 \log \left(\frac{IHD}{100} \right) \quad (15)$$

对于正弦扫描，时间 t 与给出的频率响应 $L_{IHD}(f)$ 中的瞬时频率 $\omega(t)$ 是相对应的。比如，图 19 就显示了从 20Hz 到 1kHz 频段的瞬时谐波失真 $L_{IHD}(f)$ (细线表示)与总的谐波失真(粗线表示)的情况。瞬时谐波失真峰值因子(ICHD)就是，瞬时谐波失真值与总的谐波失真的有效值之比，用 dB 表示如下：

$$ICHD = 20 \log \left(\frac{IHD}{THD} \right) \quad (16)$$

这种测量描述的是谐波失真的瞬态和脉冲响应特性，对于分离扬声器的“柔性限制”或“硬性限制”、以及辨识扬声器的缺陷，起着重要的作用。比如，磁路和悬挂系统的固有的非线性特性引起的失真，会产生相对平滑的失真曲线，其 ICHD 值会在 10dB 以下；而诸如锦丝线在振动过程中触碰到其它部位所造成的扬声器缺陷，就会产生高的多的峰值因子(ICHD>10dB)，如图 19 在 50Hz 处所示。

3.3.3. 互调失真

IEC 标准[33]对同一阶互调失真的和频及差频音分量作了概述，并对 n 次($n>1$)互调失真定义如下，用百分比表示为：

$$IMD_n = \frac{|P(j\omega_2 - (n-1)j\omega_1)| + |P(j\omega_2 + (n-1)j\omega_1)|}{|P(j\omega_2)|} \times 100 \quad (17)$$

用 dB 表示为:

$$L_{IMD,n} = 20 \log\left(\frac{IMD_n}{100}\right) \quad (18)$$

将 n 次所有的互调失真计在一起, 就得到了总的互调失真, 用百分比表示如下:

$$IMD_{total} = \sqrt{\sum_{i=2}^N \exp_{10}\left(\frac{IMD_i}{10}\right)} \times 100 \quad (19)$$

用 dB 表示如下:

$$L_{IMD,total} = 20 \log\left(\frac{IMD_{total}}{100}\right) \quad (20)$$

在本文, 我们将使用两种方式测量互调失真:

- 1) 低音扫频技术 保持第二个音 f_2 的频率为 $10 f_s$ 恒定不变, 频率为 f_1 的第一个音从 $f_s/2$ 到 $2 f_s$ 变化进行扫频。
- 2) 语音扫频技术 保持第一个音的频率 f_1 等于 $f_s/5$ 恒定不变, 第二个音 f_2 从 $7 f_s$ 到 $20 f_s$ 变化进行扫频。

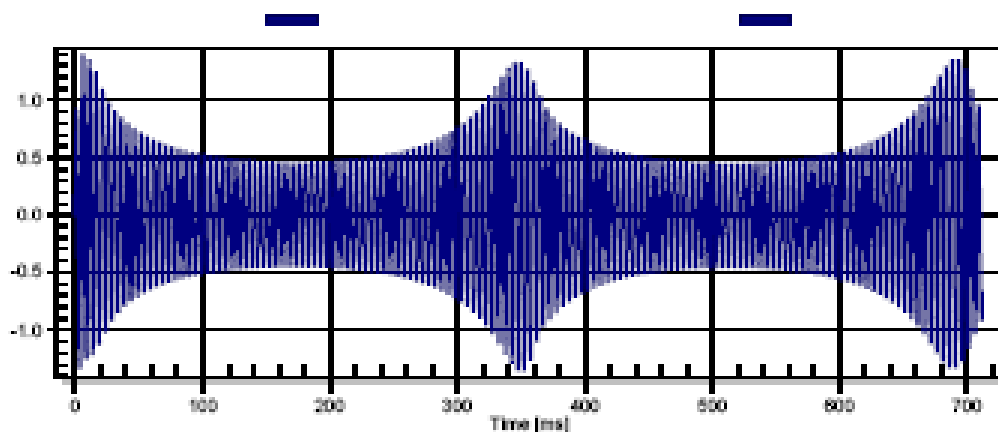


图 20: 由于非线性力因数 $BI(x)$ 的影响, 高频音的幅度受到了低频音的调制

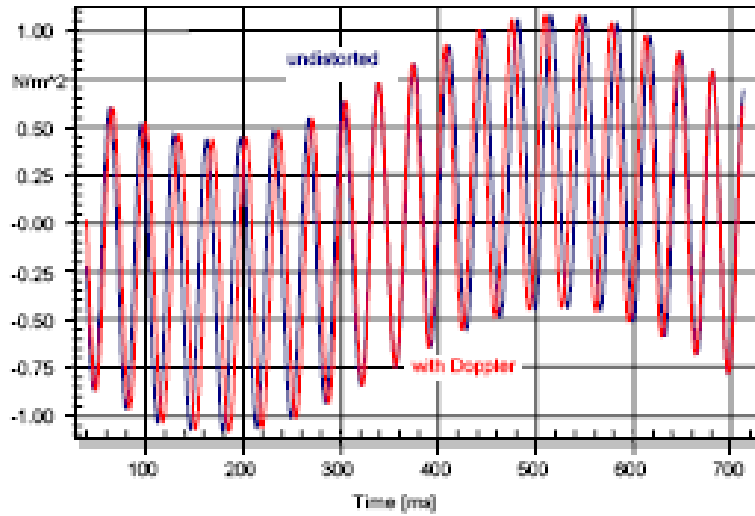


图 21: 由于多普勒效应的影响, 高频音的相位受到了低频音的调制

3.3.4. 分离 FM 失真和 AM 失真

IEC 的标准[33]以及其它传统的测量互调失真的方法都只是考察了音频的边频带的幅值。然而相关分量的相位对于辨识调制机理给出了更进一步的信息。

调幅(AM)引起了第一个音(即载波)的包络线随着第二个音(调制信号)的变化而变化, 但是不会影响到载波的相位特性[37]。 $B(x)$ 参量激励就是幅度调制的一个典型例子。图 20 显示了一个周期内的低频音对辐射的高频音的包络线调制。

调频(FM)不会改变信号的包络, 但是会改变高频音的相位特性。如图 21 所示, 显示了在低频音的一个周期内有多谱勒效应和无多谱勒效应的双音信号波形。高频音的相位会随着低频音的幅度的变化而改变。

由于调幅过程产生的互调失真, 称作幅度调制失真(AMD), 用百分比表示如下:

$$AMD = \frac{\sqrt{(2/K) \sum_{k=1}^K (E[k] - \bar{E})^2}}{\bar{E}} \times 100 \quad \text{----- (21)}$$

用 dB 表示如下:

$$L_{AMD} = 20 \log \left(\frac{AMD}{100} \right) \quad \text{----- (22)}$$

被调制的高频音的瞬时包络 $E[k]$ 与平均包络的关系如式(23), 使用解析信号可以从复合频谱中计算得到[38]。

$$\bar{E} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K E[k] \quad \text{----- (23)}$$

测量 AMD 或 L_{AMD} 可以看出幅度调制的大小, 并且可以与 IMD_{Total} 或 $L_{IMD, total}$ 作比较(IMD_{Total} 和 $L_{IMD, tota}$ 同时包含了 FM 以及 AM 失真)。

3.4. 直流偏移

如果某些非线性特性具有不对称的曲线形状, 那么, 将会出现一“整流现象”, 使得音圈的位移存在着直流偏移量 X_{dc} [39] 成分。直流成分在速度、加速度或是相应的声压输出中是不会产生的, 因为那些时间信号量都是位移的微分得到的。由于磁通量的微分得到反生电动势, 它是位移和速度(两个正交时间信号量) 的乘积, 因此直流成分对音圈电流也是无影响的。

4. 曲线性状的影响

非线性特性曲线的形状和低次及高次失真分量的幅度之间还是有一些大致的关系的，这与物理背境及非线性特性在微分方程中的位置无关。以下用非线性特性 $K_{ms}(x)$ 和 $Bl(x)$ 作为例子进行讨论。

4.1. 对称特性和不对称特性

非线性参数最明显的特点就是曲线的对称特性。制作精良的扬声器应该有对称的 $K_{ms}(x)$ 和 $Bl(x)$ 曲线。在正向或负向的较大冲程时，悬挂系统将因被拉伸及展开的支撑部件限制住，音圈也将会离开磁气隙。对称的曲线通常会产生三次及其它奇次阶失真成分，如表 2 所示。如果非线性系统是稳定的，就不会产生任何直流偏移或是其它偶次失真分量。如果一个扬声器有着音圈卷幅和磁气隙等长的磁路结构，且采用了悬挂系统较软的设计，那么整个系统将变得不稳定。

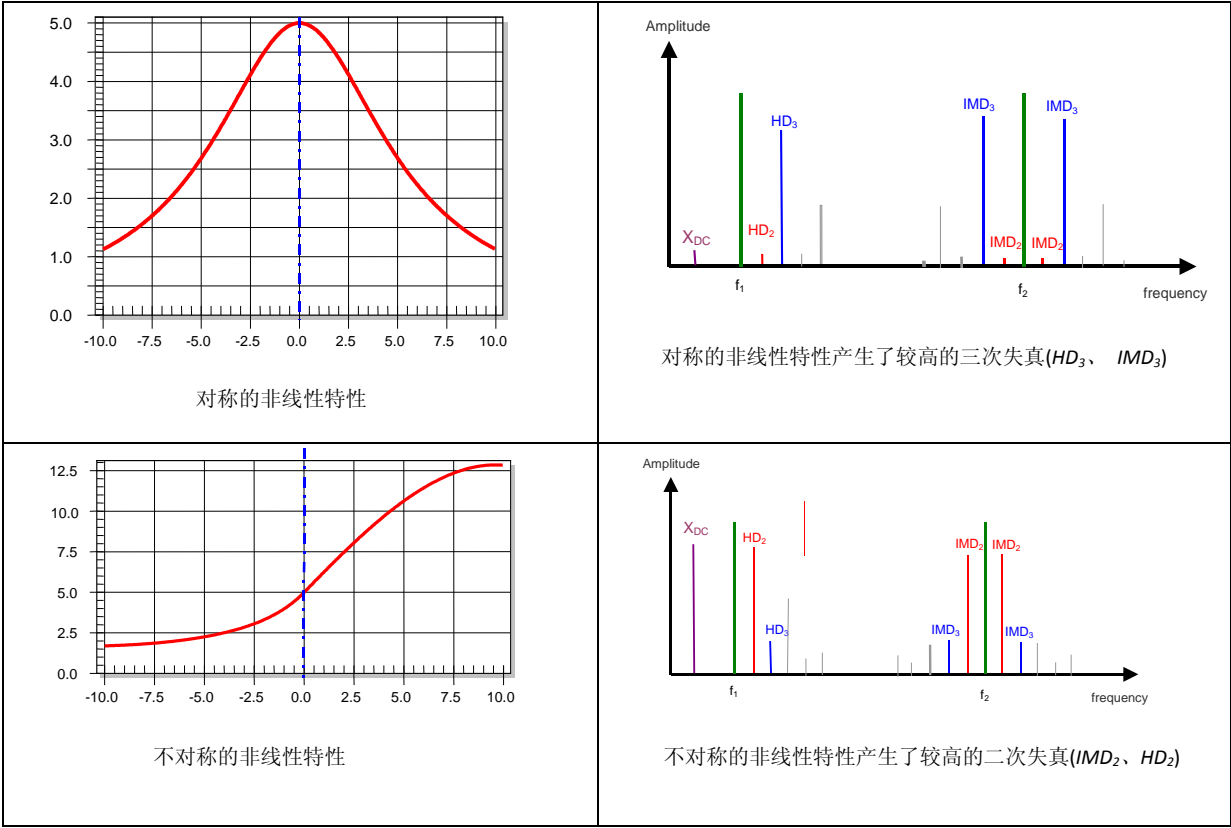


表 2：非线性特性的曲线形状与奇偶次失真成分产生的关系

其它的非线性特性，比如不带短路环的扬声器单元的电感值、多谱勒效应、或者是波形畸变等，都有着明显的不对称特性，要改善电感的不对称特性稍微有些困难，要消除波形的畸变，那就是不可能的了。不对称的非线性特性主要是产生偶次失真。然而，由于这些非线性特性通常都是反馈回路的一部分(可以用一个非线性的微分方程来描述系统的特性)，奇次失真分量也可以由偶次失真分量与基波分量相乘而产生得到。

4.2. 柔性限制的非线性特性与硬性限制的非线性特性

非线性特性曲线的另一个明显的特征就是曲线的陡峭度。音圈的卷幅与磁气隙的高度相等的磁路系统在相对小的位移内就会变得非线性，如图 5 虚线所示。相反地，长音圈的力因数在某一个范围内会保持恒值，曲线上会出现一个平坦区，如图 5 中实线所示。然而正是这种结构，当音圈跳出磁气隙，力因数衰减的斜率却比等长结构的磁路系统的衰减要大得多。如，音圈在较高位移 $x=+/-5\text{ mm}$ 处时(忽略边缘场的影响)，两种结构的力因数都相同($Bl = 2.5\text{ N/A}$)。如果两条曲线都按幂级数方式展开，则对于等长结构的磁路，二次项系数就是主要项。但对于长音圈结构，更高次项的系数则成为主导。非线性曲线的陡度将直接与高次谐波的能量对应。

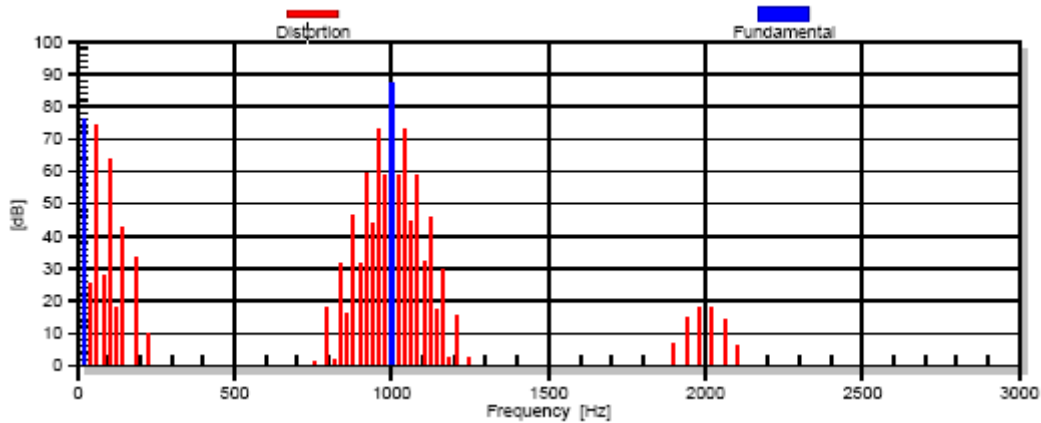


图 22: 双音信号激励等长结构磁路系统的声压输出频谱

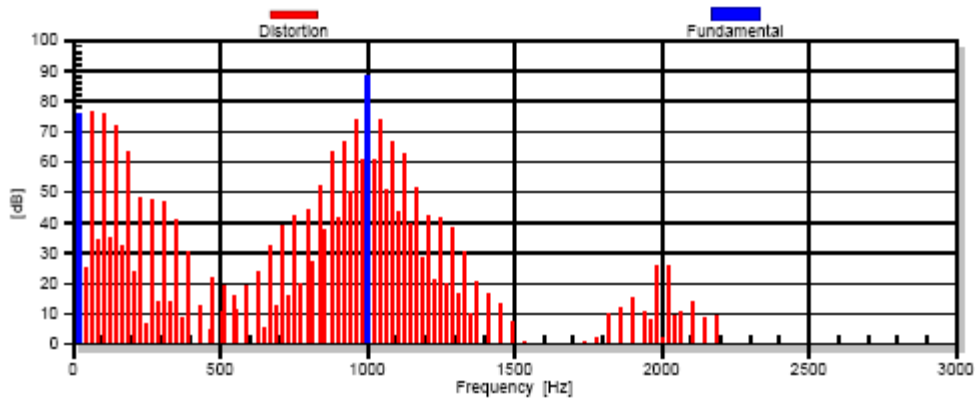


图 23: 双音信号激励长音圈结构磁路系统的声压输出的频谱

图 22 显示了由于受等长结构的非线性特性力因数影响的双音信号频谱。很明显，三次失真最大，五次及更高次分量迅速衰减。长音圈结构的 $Bl(x)$ 有着更明显的非线性起始点，它将产生较大的更高次的谐波，如图 23。

当在某一特定音圈位移内(如 $x_{peak} = 5\text{mm}$)测量这些频谱时，观察这些频谱特征与位移(它代表了激励信号的幅度)的关系是很有意思的。

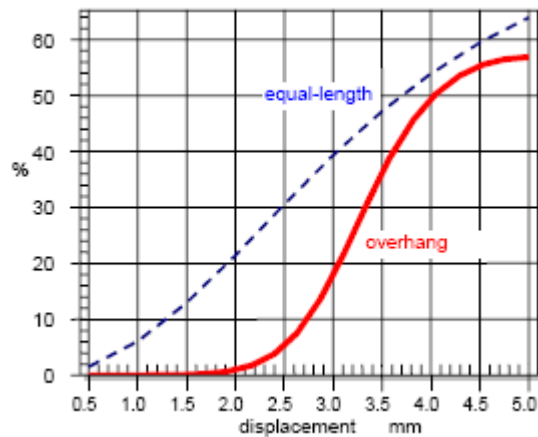


图 24: 长音圈磁路(—)和等长结构磁路(----)的扬声器总的谐波失真(%)曲线（相对于音圈位移）

图 24 模拟了两种磁路结构在谐振频率点相对于音圈位移 x 变化时总的谐波失真（THD）的状况。由于等长磁路结构导致

了 $Bl(x)$ 较早地衰减，失真的增加与音圈位移的变化呈几乎线性关系。等长磁路结构在 $x_{peak}=2.5$ 处，其总的谐波失真就达到了 30%，而长音圈磁路结构的就只有约 5%。在较大位移时，长音圈磁路结构的失真将以高得多的斜率增加，最后失真量几乎与等长磁路结构的相等。

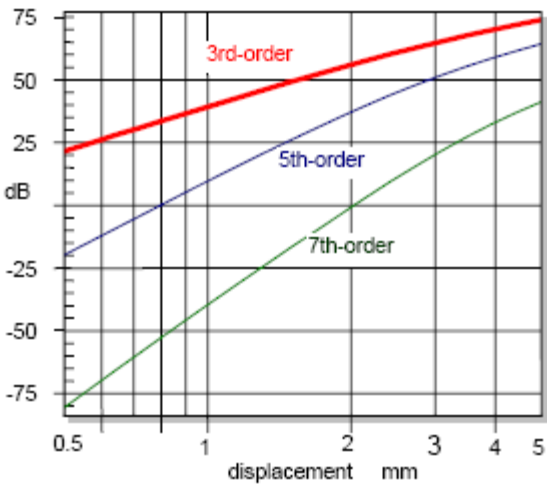


图 25：等长磁路结构扬声器的三次、五次及七次谐波失真分量的声压幅值曲线（相对位移）

研究不同阶次的失真分量与位移的关系也是很有趣的。图 25 用双对数刻度显示了等长磁路结构产生的三次、五次和七次失真相对位移的曲线。在 2mm 以下所有的失真曲线几乎完全成直线，其斜度随着失真的阶次上升而上升。这是一个典型的较差的非线性系统，它有着平滑的曲线(即“柔性”非线性特性)。只要三次失真低于 5%，实际运用中高次的失真分量就可以忽略掉。大信号区域从 3mm 处开始，幅值压缩也就开始了，所有的失真曲线也以更小的斜率上升了。由于非线性微分方程的反馈回路，失真成分将减少基波的输出，从而影响自身的产生过程。即使在 5mm 位移处，七次失真也要比三次谐波失真低了 25dB。

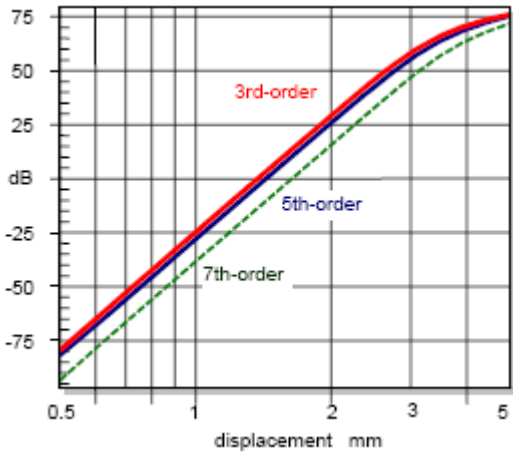


图 26：长音圈磁路结构扬声器的三次、五次及七次谐波失真分量的声压幅值曲线（相对位移）

图 26 揭示了长音圈磁路结构完全不同的表现，它有着“硬性限制”的非线性特性的特点。在小信号区域，所有的曲线也都是直线型，且此时都是以相同的斜率上升。并且，低次和较高次的谐波失真分量的大小几乎是相同的。在 $x_{peak}=3$ mm 处，

幅值出现压缩，显示出进入大信号区域了，然而此时的所有失真分量也都保持在同一个数量级上。

这些模拟展示了两种不同磁路结构的特性，长音圈磁路结构明显在中小幅度(在“硬性限制”的非线性特性起始点之前)时产生的失真少得多；相反，等长磁路结构(代表“柔性限制”的非线性特性)在小振幅时就产生了较大的低次谐波失真。当扬声器在满的大信号范围下工作时，由于音圈的一半已经离开磁气隙，长音圈磁路结构将产生较大幅度的高次谐波，这比等长结构磁路的要大，由于高阶分量的频率相距于基波分量的频率很远，它们较少被掩蔽，很容易被听觉系统察觉，也就更大可能地会降级主观的音质感知度。

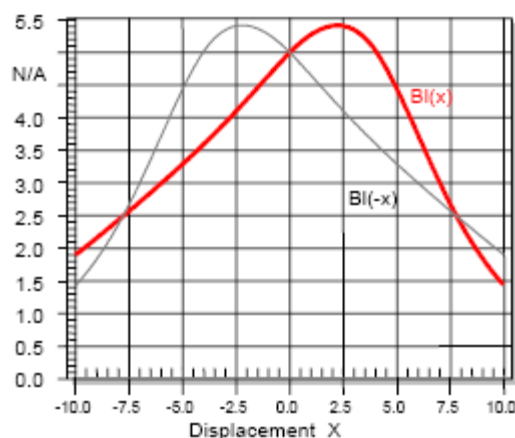


图 27: 扭曲的力因数特性曲线

4.3. 扭曲曲线

第三个曲线形状的图形特点就是不对称的渐变，形成扭曲的曲线形状。比如，图 27 显示的 B/l 曲线，在 $x=2.5$ mm 处有明显最大值。然而，力因数在正向位移方向的衰减斜率要比其左边往负的位移方向的大得多。因此，在 $x=+10$ mm 处的力因数要比在 $x=-10$ mm 处更低。这种扭曲的曲线形状对于失真有一个特征影响，如图 28 示。

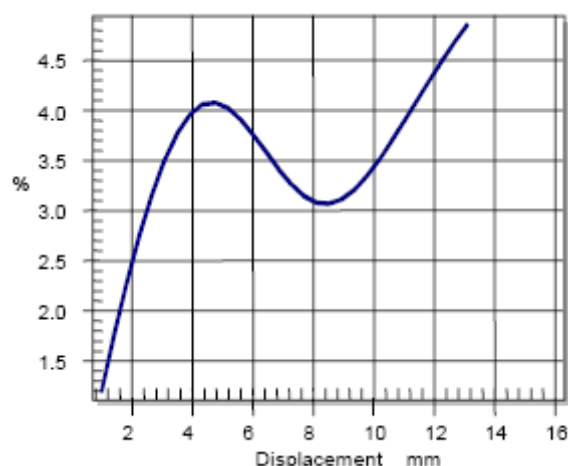


图 28: 图 27 所示(不对称力因数特性)的磁路产生的二次谐波失真相对位移的曲线

在 $x < 4$ mm 较小的位移处，二次失真如预期的一样，随着位移的增加而上升。在 $4 \text{ mm} < x < 8 \text{ mm}$ 范围内，失真出现下降，在更高位移时，失真又再次上升。因此，如果不对称的方向随着位移而变化，将可能弥补一些失真的影响。这个例子也表明了仅在一个幅值上进行失真测量是不可能对大信号表现有着全面的描述的。

5. 扬声器非线性特性的征兆

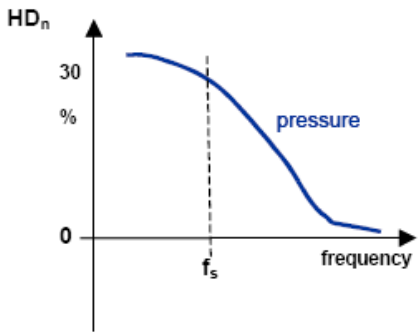
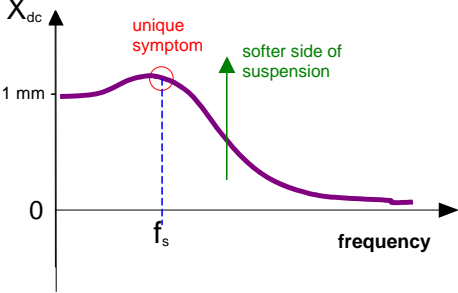
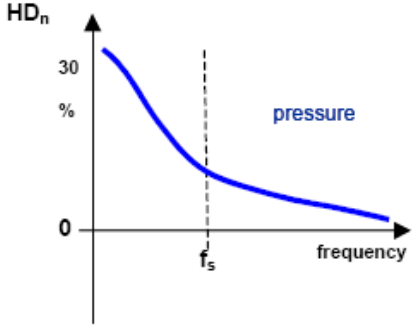
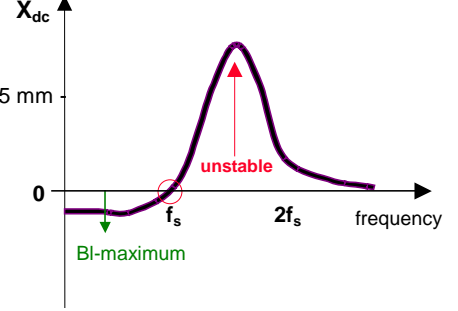
大体讨论完非线性曲线形状的影响后，我们再来更详细地研究扬声器主要的非线性特性的物理特性。在这一节里，我们将给出每一个非线性特性的特征征兆。表 3 提前给出了后续讨论的相关结果。

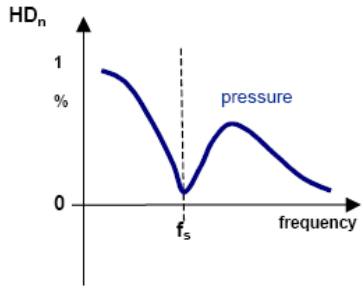
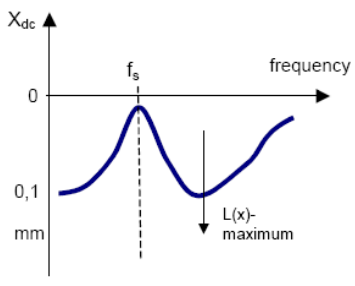
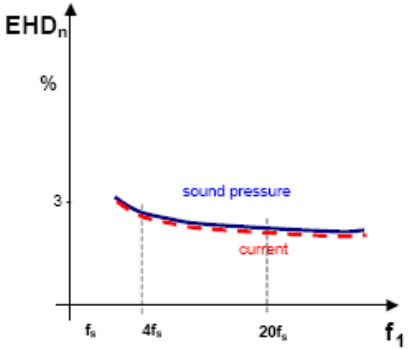
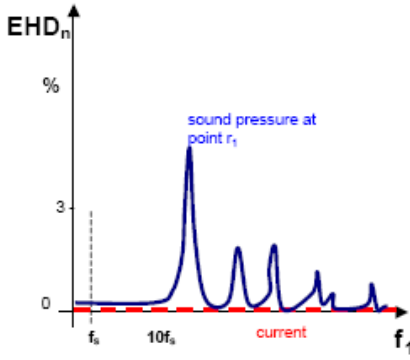
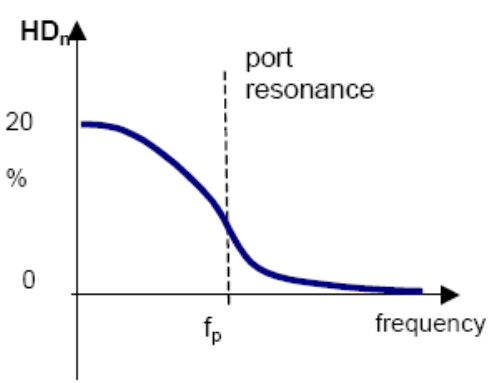
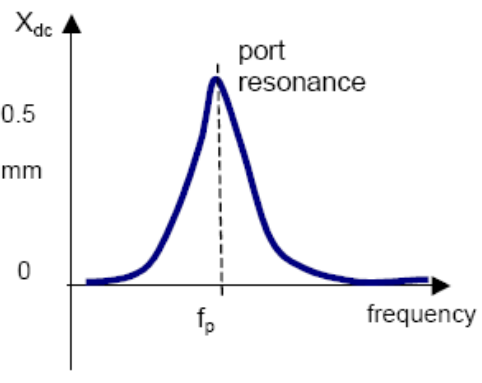
表 3：监测扬声器的状态变量所得到（如谐波失真(HD)、互调失真(IMD)、幅度调制失真(AMD)以及直流偏移(X_{dc})等扬声器主要的非线性特性）的特征征兆

非线性特性	声压				电流			位移
	HD 谐波失真	IMD 低音扫频	IMD 语音扫频	AMD 语音扫频	HD 谐波失真	IMD 低音扫频	IMD 语音扫频	X_{DC} 直流偏移
悬挂系统的劲度 $K_{ms}(x)$ (定心支片+折环)	X							X^*
电动式磁路结构的 $Bl(x)$	X	X	X	X				X^*
$L_e(x)$ ，音圈在磁气隙中的位置		X	X	X		X^*	X	
$L_e(i)$ ，。磁场调制	X	X	X	X	X^*	X^*	X	
振动盆及悬挂系统的几何结构	X	X	X	X				
杨氏模量 振动盆和悬挂系统的 $E(\epsilon)$	X	X	X	X				
开口箱风管内的流阻 $R_A(v)$	X							
声波辐射的多谱勒效应		X	X					
大声压下声波传播过程中的波形畸变	X		X					

特殊征兆(*)符号表示此项足以能够辨识一个非线性特性。此表为特定的非线性特性提供了具有针对性的征兆测量方法。

表 4：谐波失真及直流偏移的特征频率响应

非线性特性	谐波失真	直流偏移
$K_{ms}(x)$		
$Bl(x)$		

$L_e(x)$		
$L_e(i)$		不会出现
几何形变或 杨氏模量 $E(\epsilon)$		不会出现
风管中的流阻 $R_A(v)$		
多谱勒效应	可忽略	可忽略

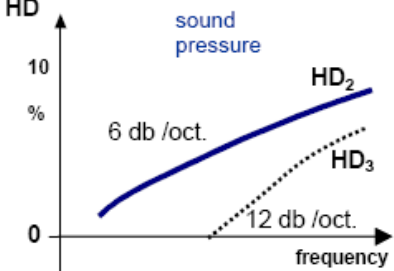
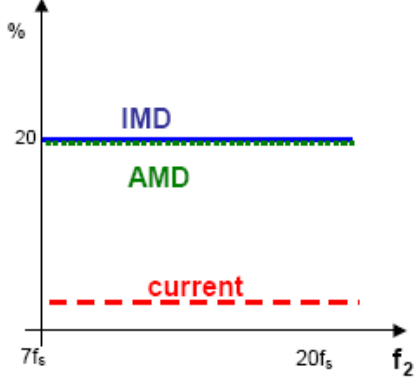
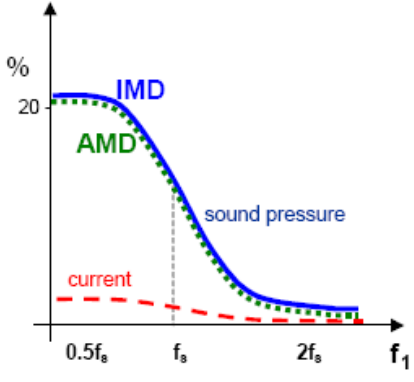
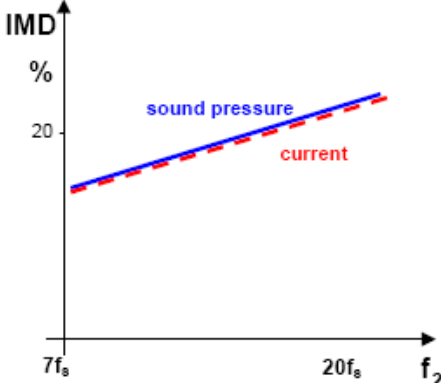
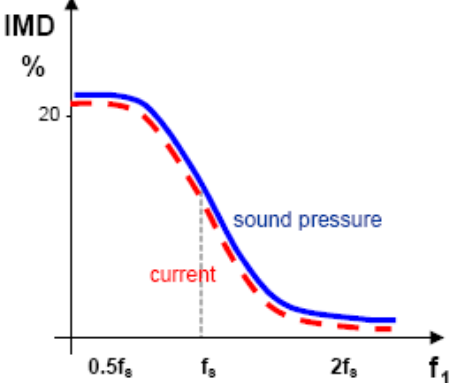
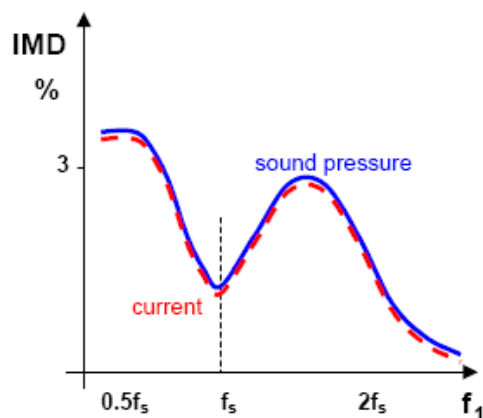
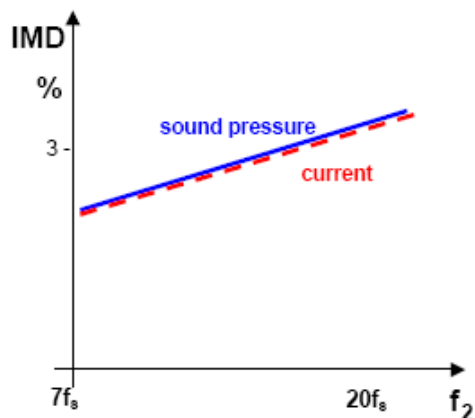
大声压下声波传播过程中的波形畸变		可忽略
------------------	---	-----

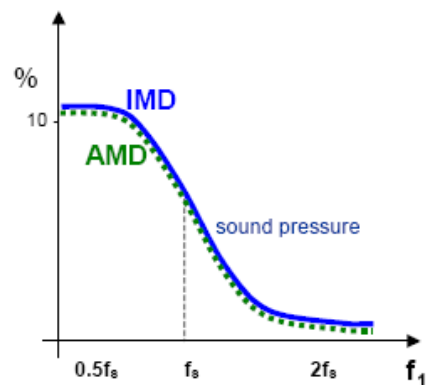
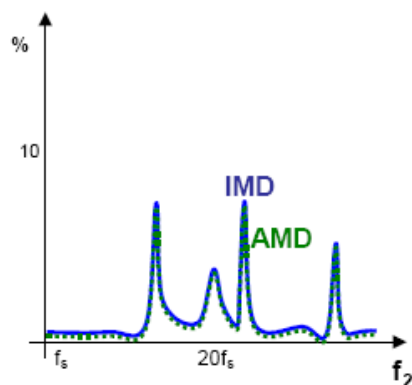
表 5：互调失真的特征频率响应

非线性特性	互调失真（语音扫频）	互调失真（低音扫频）
$K_{ms}(x)$	可忽略	可忽略
$Bl(x)$		
$L_e(x)$		

$L_e(i)$



几何形变和
杨氏模量 $E(\epsilon)$

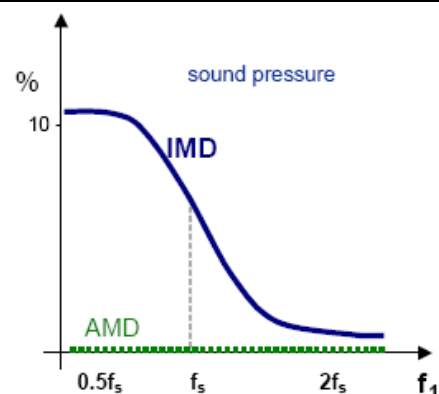
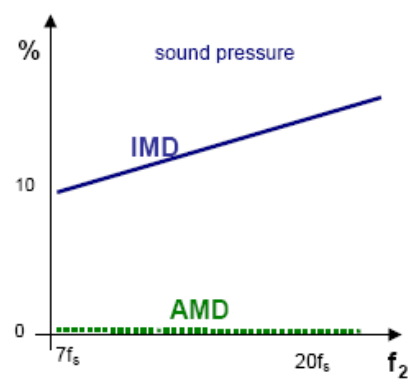


风管中的流阻 $R_A(v)$

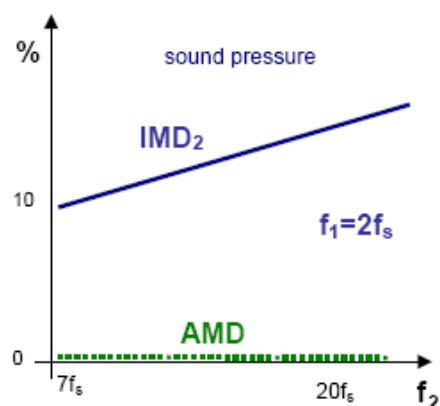
可忽略

可忽略

多谱勒效应



大声压下声波传播过
程中的波形畸变



不适用

5.1. $K_{ms}(x)$ 的征兆

表 1 显示了悬挂系统的回复力 $F=K_{ms}(x)x$ 是一个仅与位移 x 有关的函数。由于位移是一个有着低通滤波特性的信号，那么 x 与 x 的乘积所产生的失真分量(谐波和互调均有)，只限于低频段(对于柔性限制的悬挂系统，在 $5f_s$ 以下)。由一个低频音和一个高频音组成的激励信号是不会产生有影响的互调失真分量的，因为高频音产生的位移量太小。测量谐波失真，可以为非线性特性 $K_{ms}(x)$ 提供一个敏感的征兆但却不是特殊征兆，如表 3 所示。

如果 $K_{ms}(x)$ 的曲线是不对称的，那么直流偏移 x_{dc} 的产生就是一个特征征兆，使得位移出现大幅度交流变化的低频段将产生一定的直流成分，如表 4 所示。对于非线性特性 K_{ms} 来说，在谐振频率 f_s 处的直流偏移 $x_{dc}(f_s)$ 就是它的特殊征兆。稍后将更详细地讨论，其它的主要的非线性特性是不可能 f_s 处产生有影响的直流成分的。

直流成分的符号也是一个很有价值的讯息。直流成分总是朝着悬挂系统较软的方向偏移。如果 $K_{ms}(x)$ 曲线没有出现扭曲，那么直流成分的极性就不会改变，并且与激励信号的幅值和频率无关。

5.2. $BI(x)$ 的征兆

$BI(x)$ 有两个影响，即，非线性阻尼和参量激励，如表 1 所示。两种影响均会在位移、电流、速度都较大的低频段产生较高的谐波失真。它的响应和非线性特性 K_{ms} 的响应几乎相似。因此，谐波失真的测量无法提供任何特殊征兆用以区分非线性特性 $BI(x)$ 与 $K_{ms}(x)$ 的影响。

当然，如果第一个音频产生了较大的位移，第二个音又能产生足够大的电流，那么，参量激励在音频段的较高区域就会产生较大的互调失真。表 5 显示了一个典型的互调失真响应，我们保持语音频率 $f_2=10f_s$ 不变，就得到它随 f_1 在低频段($0.5f_s < f_1 < 2f_s$)变化而改变的响应。值得注意的是，声压上测得的互调失真成分要比在电流中测得的要高得多。由于在谐振频率以上位移明显减小，两种失真响应曲线都随着频率而下降。

表 5 还显示了采用另外一种扫频技术(语音扫频技术)测试测得的 IMD 和 AMD 典型响应曲线，其中低频音 $f_1 = 10 \text{ Hz}$ ，而语音频率则在整个音频范围内变化。由于 $BI(x)$ 产生了幅度调制，所以两种测试都给出了相等的值，而且因为固定的低频音提供了恒定的峰值位移，因此，两者的测试结果与频率也是无关的。

如果 $BI(x)$ 曲线是不对称的，那么参量激励也会产生一个直流偏移。但是，直流成分的符号取决于电流和位移相乘后的相位，表 4 给出了其典型的响应。

在谐振频率以下，单音也会产生一个相对较小的直流偏移，它使得音圈朝着 BI 极大值方向移动。这个(“自动中心调整”)现象可以部分弥补音圈平衡位置出现偏移的情况。在谐振频率处，电流与位移成 90° ，因此直流的偏移消失了，在更高频率点，“自动中心调整”的现象出现了翻转，音圈开始向着 $BI(x)$ 曲线的斜坡方向下滑，即使是一个完全对称的 $BI(x)$ 曲线，一个小小的扰动就可以激发这种“音圈跳转”的过程。这表明了，电动式换能器存在着潜在的不稳定现象。因为来自磁路部分的直流力和来自于悬挂系统的劲度引起的直流力会相互作用。遗憾的是，一些悬挂系统明显地在直流影响下有着明显的较低的劲度特性，它比在谐振频率点 f_s 处更低[1]，因此悬挂系统材料的粘弹性质对于磁路结构的稳定性就很重要了。直流成分的零点处(即 $x_{dc}=0$)在 f_s 频率点，它通常是非线性特性 $BI(x)$ 的特殊征兆。如果曲线出现扭曲了，或者是两个不同的非对称的非线性特性产生的直流成分可以相互抵消，那么这个零点也只能是 $L_e(x)$ 和 $K_{ms}(x)$ 产生的。

5.3. $L_e(x)$ 的征兆

非线性特性 $L_e(x)$ 产生的失真直接就进入了电流，这很容易在输入电流中探测到的。由表 1 知，这个非线性是源于电流与位移的乘积，然后微分所得。

非线性特性 $L_e(x)$ 产生的谐波失真相对较低。在低频时，虽然电流和位移都较大，但是通过微分运算后就减小了谐波失真；在谐振频率点处，电流又较小；当频率较高时，音圈位移又减小了。

然而，一个双音信号就可以激发出较高的互调失真，这是因为低频音 f_1 产生了较大的位移，而高频音 f_2 也提供了足够大的电流所致。非线性特性 $L_e(x)$ 的特点就是，在电流中所探测到的互调失真与在输出声压中得到的互调失真是相等的，如表 5 所示，在谐振频率以上，随着低频音的变化，失真就相应衰减。

表 5 也给出了采用了语音扫频技术所测得的互调失真曲线。这条曲线揭示了通过微分运算后的 IMD 和 AMD 响应是以约

6dB/Oct 上升的。

磁阻力在直流偏移中有一个特殊征兆如表 4 所示。由于磁阻力与输入电流的平方成正比，因此，在谐振频率 f_s 处，其值极小。此外，只要 $L_e(x)$ 曲线不出现扭曲，那么磁阻力和产生的直流偏移就不会改变符号。

5.4. $L_e(i)$ 的征兆

用随电流变化的电感 $L_e(i)$ 来表征磁导率的变化，它的非线性是源于电流与电流的乘积再微分所致，如表 1 所示。采用低音扫频技术的方式测试的互调失真揭示出一个特殊征兆。互调失真的响应在谐振频率 f_s 处有一个极小值的特征，如表 5 所示。在较高频段，分别从输出声压和电流上测得的互调失真和谐波失真也都是同样的。与随着位移变化的非线性特性 $[Bl(x)、K_{ms}(x)]$ 和 $L_e(x)$ 相比，非线性特性 $L_e(i)$ 在输入电流和输出声压上都能产生有明显的谐波失真(HD、THD)，如表 4 所示，将两者结果都转换成等效的谐波失真后，在电流和声压中的单音谐波失真大小是差不多的。

5.5. 几何形变的征兆

这个机理与分裂模式的发生有直接关系。因此，失真分量产生在相对较高的频率段($>10f_s$)，可以很容易地在输出声压上测量到，但是在输入电流中却很难侦测到。比较一下两种测量结果，将有助于把磁路的非线性特性与之区分开。等效谐波输入失真(EHID)的频率响应中的极大值与大振幅的分裂模式相对应。通过扫描振动盆和悬挂系统的表面的变化以及直接测量力学系统的失真可以对此非线性产生的过程有更深入地了解。

在一个低频与一个高频音之间的互调失真主要是幅度调制失真。折环几何形状的变化将会改变振动盆边界的力学阻抗，并且对于特定模态的幅值有着明显的影响。

5.6. 非线性杨氏模量 E 的征兆

杨氏模量 E 的变化与振动盆和折环的几何形变所产生的征兆有着相似之处。测量输出声压中的谐波失真可得到明显的征兆。

互调失真的测量应该避开低频分量，因为低频音将会导致折环有明显的几何形变，材质的非线性特性将被激发。

5.7. 风管非线性的征兆

要评估开口箱扬声器系统的风管性能，那么系统就应该工作在风管的谐振频率处(亥姆霍兹谐振)，此时容积速度 q 为极大值，但是扬声器音圈的位移却是极小值。在一米远处测量输出声压的谐波失真可以获得较好的信噪比。越接近风管的测量就越容易受空气对流的影响。再加上一个激光系统测量振动盆的位移，我们就可以把风管的影响和扬声器其它非线性的影响区别开来。然后把分别从声压信号和位移信号中计算得到的等效谐波输入失真进行比对，从它们的差异中就可以看出风管对失真所作的贡献。如果风管的几何形状是对称的，那么风管产生的谐波失真通常主要是三次谐波。测量互调失真不会得到特殊征兆的。

5.8. 多谱勒效应的征兆

用谐波失真测量方式侦测多谱勒效应是没有用的。一个单音信号是不能同时希望产生足够大的位移，又能获得明显的相位偏移(波长较小)的讯息。多谱勒效应可以很容易地通过语音扫频技术来完成对互调失真的测量从而侦测到，如表 5 所示。与非线性特性 $L_e(x)$ 相似，互调失真在高频段是以 6dB/Oct 的斜率上升的。然而，多谱勒效应只会引起相位调制失真，其幅度调制失真值非常小。很显然，多谱勒效应不会在音圈位移和输入电流中产生任何的失真讯息。

5.9. 波形畸变的征兆

声压的非线性传播与声压分量间的相乘有关。因此，此非线性特性不仅会产生互调失真，而且也会产生明显的谐波失真。这是波形畸变现象区别于多谱勒效应的特殊征兆。当二次失真以 6dB/Oct 的斜率上升时，三次谐波失真通常会以更高的斜率增加，这是由于声压信号与二次分量相乘或其差频所致[14]。

6. 实例诊断

通过三款扬声器单元实例，我们来讨论不同非线性失真的相互作用及总的影响。

6.1.1#扬声器---音圈定位偏移问题

1#扬声器是一个 6"(0.15m)低音单元，是为消费者设计的高档产品，其力因数 $Bl(x)$ 特性曲线如图 29 所示，它有一个明显的平坦区域，这与音圈卷幅超出上导磁板 6mm 长是相符的。

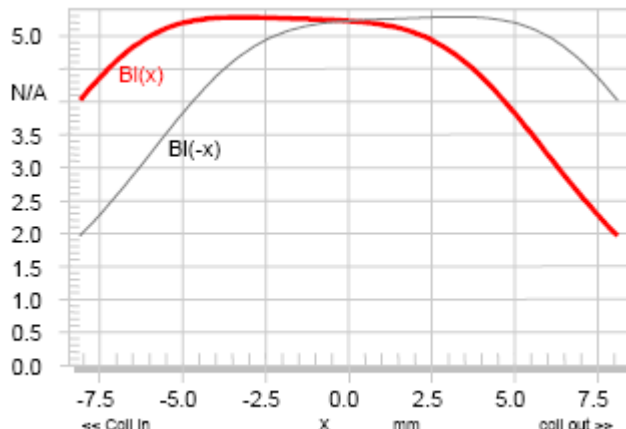


图 29:1#扬声器的力因数相对位移 x 的曲线 ---表示镜像的 $Bl(-x)$ 特性曲线

通过观察如图 30 所示的 $Bl(x)$ 特性曲线的对称性，我们可以找到音圈的最佳平衡位置点。假设输入幅值信号是正弦变化的，如果 $Bl(x)$ 曲线是不对称的，那么，我们可以看到音圈在正的峰值位移处和负的峰值位移处的 $Bl(x)$ 值是不相等的。通过移动音圈至对称点(图 30 短线所示)，那么对于特定的输入信号幅值下，我们就可以在正的峰值位移处和负的峰值位移处获得相同大小的 $Bl(x)$ 值。如果对称点与信号幅值大小无关，那么，这种不对称性就完全可以通过偏移音圈定位一常数来弥补。但是，在图 30 所示的例子中，因为对称点是从较低的-3mm 变到较高的-2mm 处，所以我们的处理方式需要折衷一下。对于给定的振幅使得音圈潜在的位移偏移量在对称区域(阴影区)内，这表示所产生的不对称性变化较小(<5%)，这是可以接受的。在小振幅时， $Bl(x)$ 的曲线有一个平坦区，它的对称区域是比较宽的，这表明此时长卷幅音圈的定位并不是很关键的。但是在较大振幅时，音圈定位必须往负的方向偏移(约-2mm)，这样，音圈在磁气隙内的移动，在正负位移方向才是对称的。

如果代表平衡位置的点线(音圈平衡位置点)位于对称区域(阴影区)内，那么音圈的平衡位置就是最佳的，否则，对称点给出的就是音圈平衡位置的偏移量。

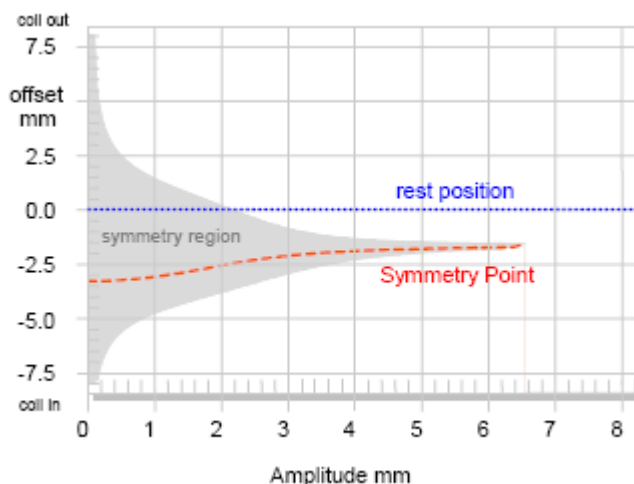


图 30: 对称点(---)和对称区域(阴影区)显示出 1#扬声器音圈平衡位置的偏移量.

如图 31 所示的劲度特性曲线也有点不对称, 可以发现 $K_{ms}(x)$ 在负方向的增量是正方向的两倍。如果去掉 80% 的折环, 测量得到的特性就是保留下的定心支片的劲度特性, 会发现其特性曲线是接近对称的 (译者注: 说明造成不对称的原因主要是来自于折环)。

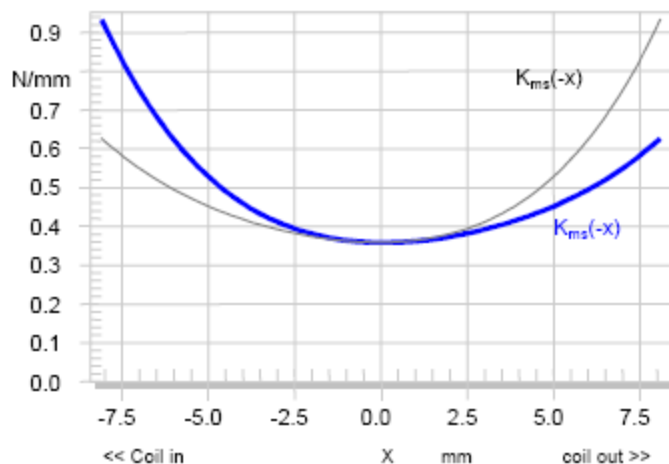


图 31:1#扬声器的劲度 $K_{ms}(x)$ 与位移 x 的关系.(---代表镜像的 $K_{ms}(x)$ 特性)

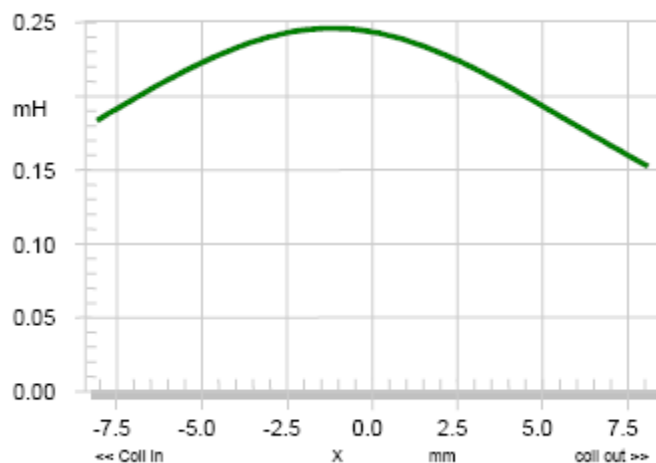


图 32:1#扬声器的电感 $L_e(x)$ 与位移 x 的曲线

图 32 显示了一个形状几乎对称的 $L_e(x)$ 曲线, 这并非是一个通常的典型的扬声器的特性。随着位移负向增加, 电感值却逐渐减少, 这表明在磁气隙下部使用了短路环。电感保持最大值的位置在 $x=0$ 处, 我们可以在极柱上放置一个附加的导电帽子以降低此电感值。然而, 此时总的电感值已经很小了 (与 $R_e=3.5 \Omega$ 相比), 所以不会在输入阻抗中产生明显的变化。

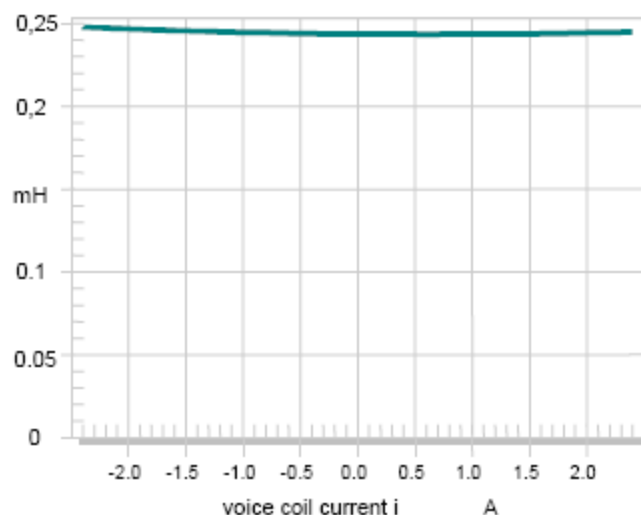


图 33:1#扬声器的电感 $L_e(i)$ 对电流 i 的曲线

音圈电感 $L_e(i)$ 的变化如图 33 所示，它表明了磁路的磁导率几乎是恒定的。此时，磁体产生的永久磁场比由音圈产生的交变磁场要强得多。

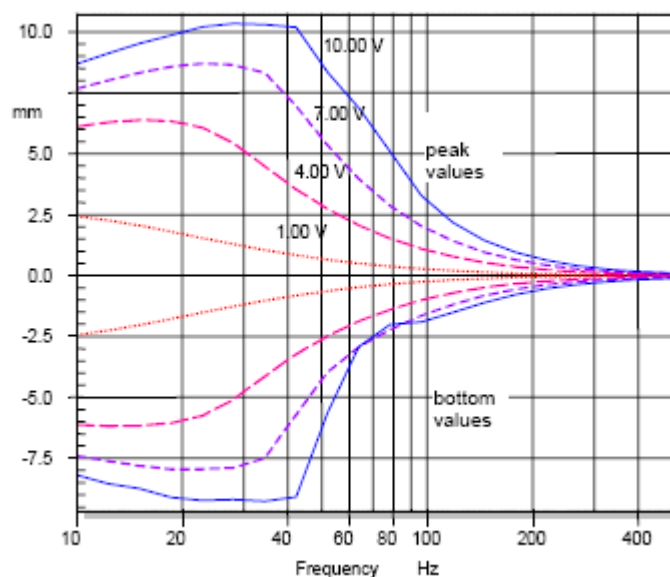


图 34:1#扬声器在四种测试电压下随频率变化的音圈位移的正负峰值.

图 34 显示的是通过激光位移计在四种不同电压下所测得的音圈位移的正负峰值。曲线的形状是随着输入电压而改变的。当 $U=1V$ 时，最大位移点的频率远低于谐振频率点，这是因为扬声器单元有着较高的电气阻尼和较低的总损耗因素 Q_{ts} 。然而，在较高电压时，电气阻尼开始减小(随着 $1/B^2(x)$)，并且 Q_{ts} 逐渐大于 1。在略高于谐振频率点处的地方，当正向的峰值位移随着输入电压迅速上升时，负向的峰值位移却始终停留在 -2.5mm 处。这和位移中产生了直流成分是相符的。从图 35 中可以更详细地观察。

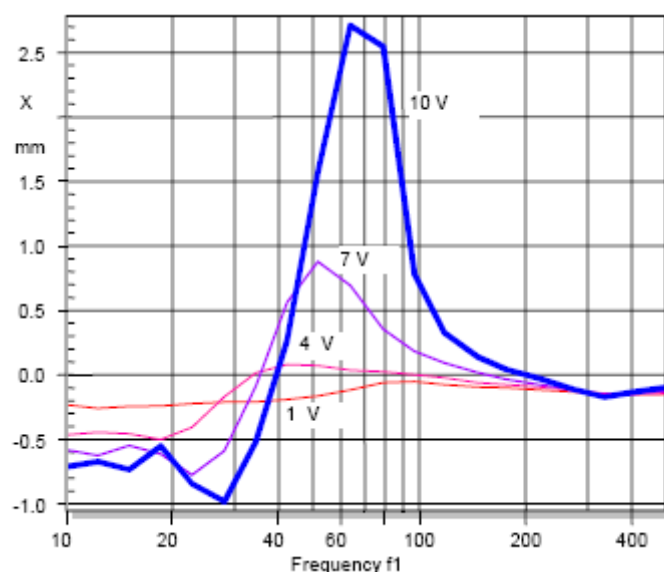


图 35:1#扬声器在四种电压下所测得的与频率相关的直流偏移曲线

直流成分的符号在谐振频率 $f_s = 35 \text{ Hz}$ 处发生了改变。在低于 f_s 时，直流成分约为 -0.5 mm ，并且在大振幅的交变信号输入下都几乎保持恒定，这是由于 $BI(x)$ 的不对称性产生了一个直流的偏力，它迫使音圈朝着 BI 的极大值偏移。在 f_s 以上频率，音圈偏移的结果就变得更为明显了，直流成分符号变为正，并且随着振幅的增大而快速上升(音圈跳出现象)。如图 31 所示的劲度 $K_{ms}(x)$ 的不对称性也产生了一个正的直流成分，以及电感 $L_e(x)$ 产生了一个负的直流成分。但是，它们与 $BI(x)$ 产生的直流成分相比，这两部分的影响均可忽略。

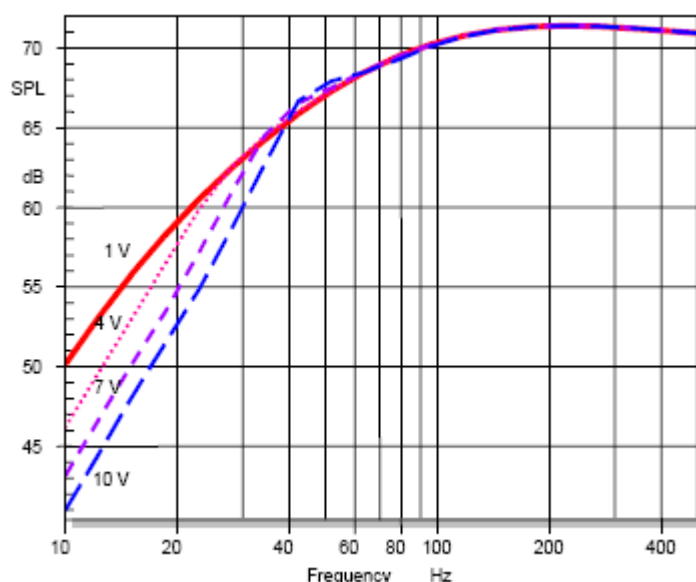


图 36: 1#扬声器在四种电压(以 3V 为增量)下所测得的声压响应曲线 $P_r(f, U_i)$ (参照 $U_i=1 \text{ V}$)，揭示了扬声器基波的幅值压缩现象。

图 36 显示了在四种电压下所测得的输出声压的基波频率响应，依据公式(1)，均以小信号($U_i=1 \text{ V}$)的测试作为参照。由于采用的是电压增量来补偿的方式，所以结果就直接显示了功率压缩的现象。在较高的频率段，位移变化很小，没有压缩现象，灵敏度也保持恒定。如果将测量时间延长，音圈的发热将会造成额外的幅值压缩(热效应)。在低频段，由于非线性作用，声

压级下降达到了 8dB。在谐振频率点，电气阻尼的消失，形成了一个负压缩，使得此处扬声器的输出声压更大。

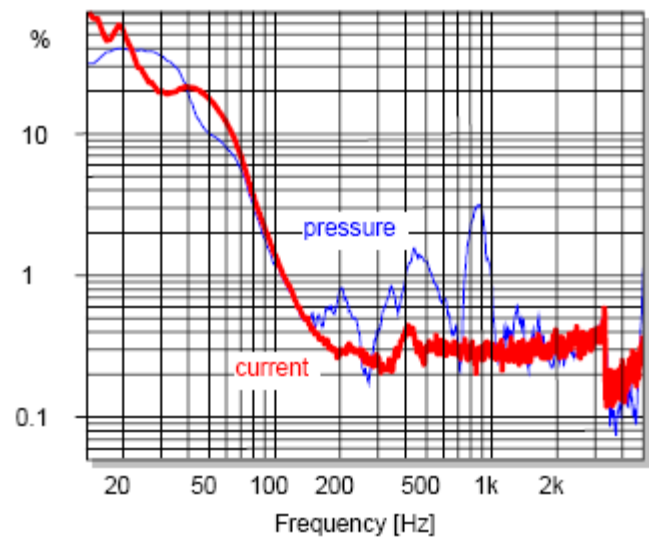


图 37： 分别在声压中(—)和音圈电流中(—)测得的 1#扬声器等效的总谐波输入失真(ETHD).

随位移变化的力因数 $Bl(x)$ 和劲度 $K_{ms}(x)$ 通常会在输出声压中和音圈电流中产生较高的总谐波失真。我们用式子(8)的等效输入失真的概念来对这两者信号进行比较。分别把输出声压和电流中的失真分量转换到输入端(一个带有低输出阻抗的标准功放)，如图 37 中细线和粗线所示。在较高频率段($f > 200$ Hz)，电流中的失真分量是由非线性特性 $L_e(i)$ 产生的，其值很低(<5%)；其它的非线性特性 $[Bl(x)$ 、 $L_e(x)$ 和 $K_{ms}(x)]$ 都是与位移有关的，不能在电流中产生明显的谐波失真。在特殊频率点，如：400Hz、800Hz 处，属结构的非线性特性(振动盆的分裂模式)产生了额外的失真，这对电流中的非线性失真有干扰。仅在 250Hz 处，两种失真分量出现相抵消，但通常这会增加在其它频率点的总谐波失真值。

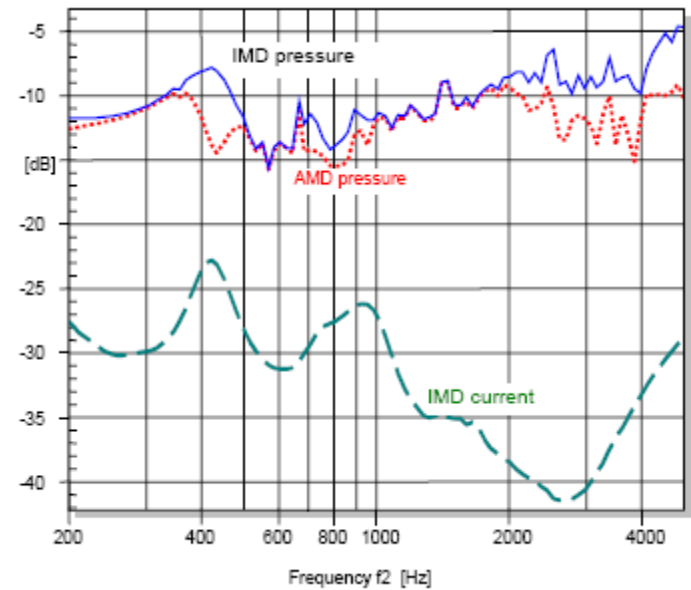


图 38： 在声压和音圈电流上测得的 1#扬声器的总的互调失真，以及在声压上测得的幅度调制失真(使用语音扫频技术，低频率为 $f_1=10$ Hz)。

图 38 显示了采用由变化的语音频率 f_2 和固定的低频音 $f_1=10\text{ Hz}$ 组成的双音激励信号所测得的互调失真曲线。输出声压上测得的总互调失真(如图实线所示)比在输入电流上测得的互调失真(如图虚线所示)要高出 20dB。因此, 和其它非线性特性所产生的互调失真相比, 由 $L_e(x)$ 和 $L_e(i)$ 引起的互调失真分量几乎可以忽略不计。

图 38 也显示了在 2KHz 以下的互调失真分量是由于幅度调制引起。在 400Hz 以下的频率, AMD 和 IMD 的值几乎不变, 这是 $Bl(x)$ 非线性特性的典型特征, 表五中有指出。在 400Hz 时, 振动盆出现第一次局部振动, 且被折环的几何形变所调制。在 2KHz 以上, 上升的失真由于频率调制产生的。

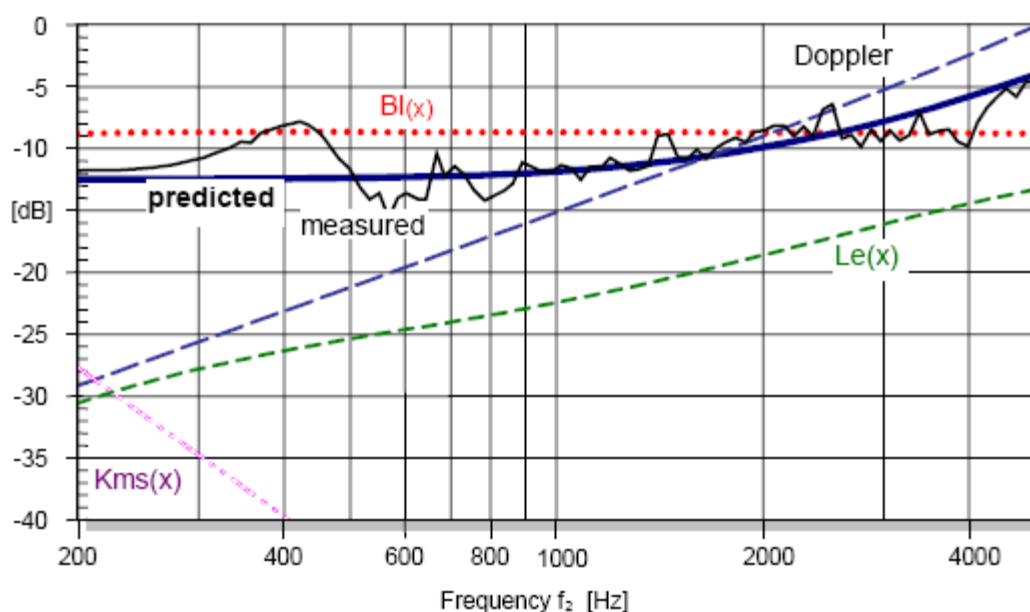


图 39: 实测及预测每一个非线性特性对于 1# 扬声器总互调失真的贡献(采用语音扫频技术)

使用失真分析仪[26]仿真工具可以更详细地了解互调失真产生的原因、预测总的互调失真发生的频段、以及系统地观察每一个非线性特性对总互调失真的影响。

如图 39 所示, 预测的和实测的曲线吻合得很好。此模型虽没有考虑振动盆的非线性振动因素, 但是可以很容易地从磁路和悬挂部分的非线性特性中将之分离出来。我们屏蔽掉除非线性特性 $Bl(x)$ 以外的其它非线性特性(如使得 $[K_{ms}(x)$ 、 $L_e(x,i)$ 、... 为常数])的影响, 计算得到的互调失真曲线以点线表示。从表 5 中理想的形状看, 这条曲线应是常数, 并且与包含了所有非线性特性后所预测得到的曲线相比应当有着相同的数量级。在 2KHz 以下的失真可以通过将音圈的平衡位置向下板的方向偏移 1.5mm 而明显地减小; 而在 2KHz 以上, 多谱勒效应变得明显, 并产生了明显的相位调制失真, 如表 5 所示。然而, 相位调制失真对主观音质的影响不如幅度调制失真那样明显, 人们会在后者的影响下感觉到在声音在重放中有粗糙感。

$L_e(x)$ 在输入电流中产生的互调失真预测值与实测值是一致的, 其值较小, 如图 38 所示。劲度 $K_{ms}(x)$ 产生的互调失真值也较小, 这与表 3 是吻合的, 它表明了互调失真的测量对于悬挂系统的非线性特性来说不会得到有意义的征兆。

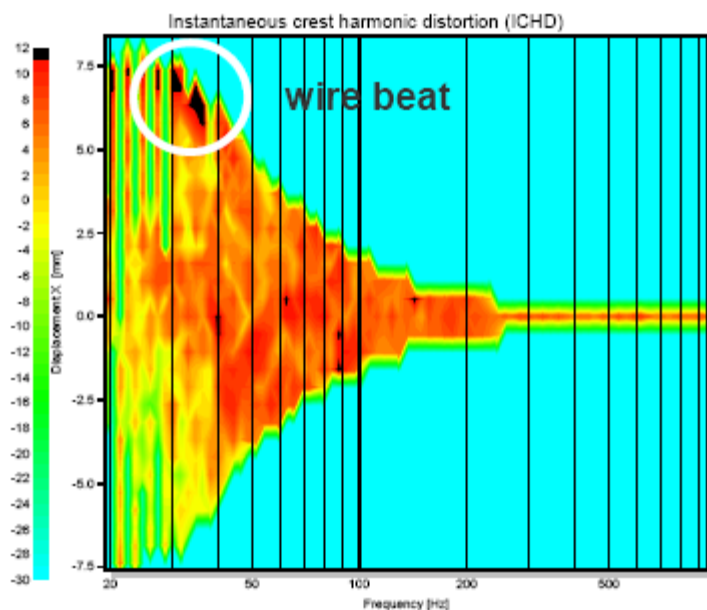


图 40:测量的谐波失真的瞬时峰值因子(灰度表示)与频率及音圈位移的关系

最后，我们来检查扬声器的瞬态和冲击响应的失真，它具有较高的峰值，其有效值却相对较小。图 40 就显示了谐波失真的瞬时峰值因子(ICHHD)，我们用灰度来表示，以频率(x轴)及位移(y轴)来显示。在 7mm 以下，谐波失真的峰值因子都小于 10dB(灰白区域)，对于磁路系统、悬挂系统、以及来自振动盆部分的固有的非线性特性来说，这个现象是它们的典型特点；但是，在较大正向位移时，在低频段($f < 40$ Hz)峰值因子超过了 10dB(黑色区域)，这表明在特定的音圈位移处，某一非线性机理产生了有短时的“喀哒”声。进一步仔细检查发现，在相应点处，音圈的锦丝线有触碰到了振动盆。

6.2.2#扬声器----悬挂系统问题

2#扬声器是一个 5"(0.125m)的低音单元。由于使用了长卷幅的音圈，图 41 所示的力因数 $Bl(x)$ 曲线也相对线性。曲线虽没有平坦区，但是由于磁气隙外的边缘场比 1#扬声器要大得多，因此它的衰减仍是缓慢的。

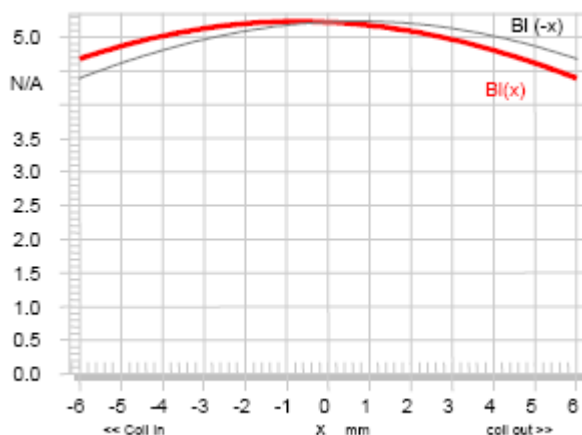


图 41: 2#扬声器的力因数 $Bl(x)$ 相对于位移 x 的曲线. ----代表镜像的 $Bl(-x)$ 特征

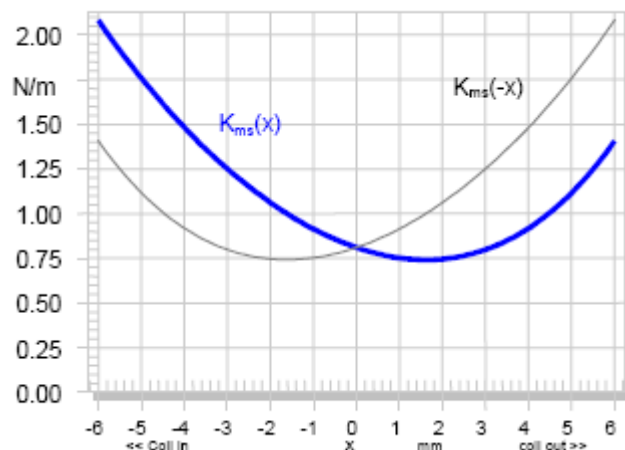


图 42: 2#扬声器的劲度 $K_{ms}(x)$ 相对于位移 x 的曲线 ----代表镜像的 $K_{ms}(-x)$ 特征

图 42 的劲度曲线出现了严重的非对称现象。直接测量得到的劲度曲线与去掉 80% 的折环后第二次测量得到的劲度曲线进行比对后，发现其结果较为相似，这表明此不对称现象是发生在定心支片上。

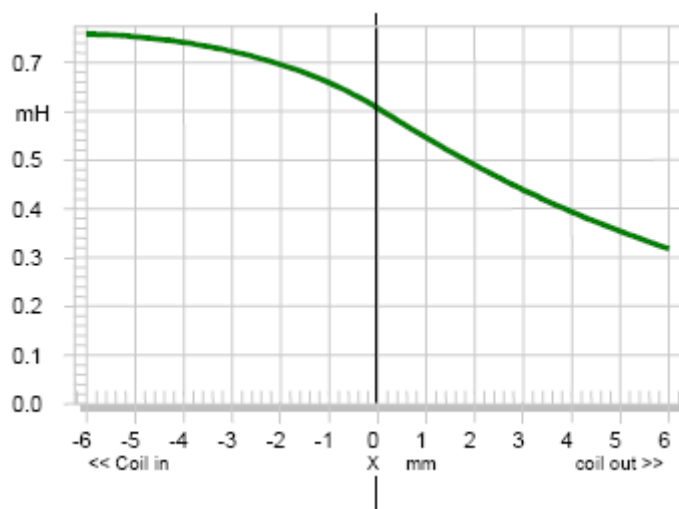


图 43: 2#扬声器的电感 $L_e(x)$ 相对于位移 x 的曲线

图 43 所示的电感 $L_e(x)$ 曲线也是非对称的，并且随着音圈向着下导磁板的方向（负方向）移动而增加。这是没有加任何短路环的磁路结构的典型特点。当随位移变化的电感 $L_e(x)$ 变化达到了 100% 时，随输入电流 i 而变化的电感值 $L_e(i)$ 仅仅只变化了 10%，如图 44 所示。

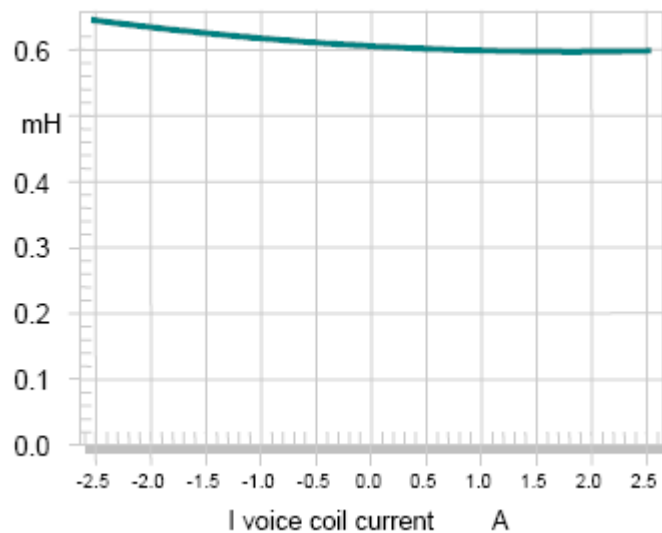


图 44: 2#扬声器的电感 $L_e(i)$ 相对于电流 i 的曲线

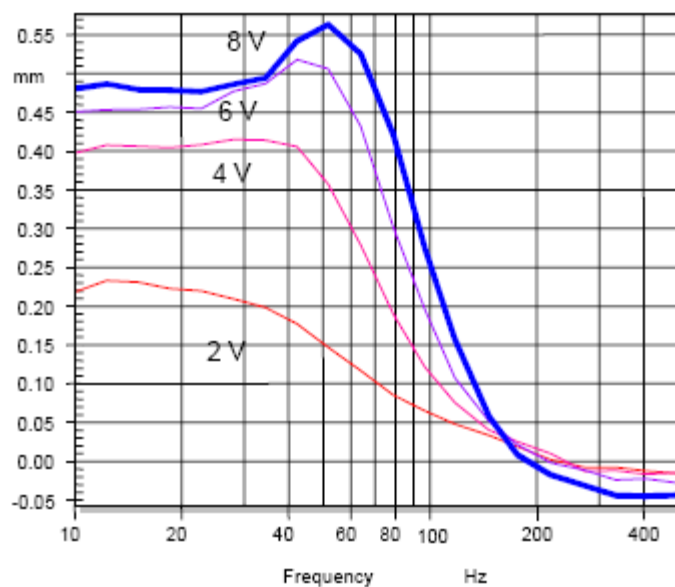


图 45: 2#扬声器在四种电压下,直流偏移相对于频率的曲线

测量得到的直流偏移(如图 45)与非线性参数的不对称性有很好地吻合。由于悬挂系统在往正向位移时要比往负向位移时要软得多, 因此不对称的劲度特性产生了一个正向的直流偏移。在谐振频率处, 电流的幅值处于极小值, 劲度所产生的直流偏移处于极大值, 而此时, 其它非线性特性对于直流偏移的贡献则更小。在高频段, 由于音圈振动位移的减小, 劲度的不对称性就不可能产生明显的直流成分。只有磁阻力在这个频率范围内产生了一个负的直流偏移, 它使得音圈朝着负位移的方向偏移, 也就是朝着电感 $L_e(x)$ 更高的方向。

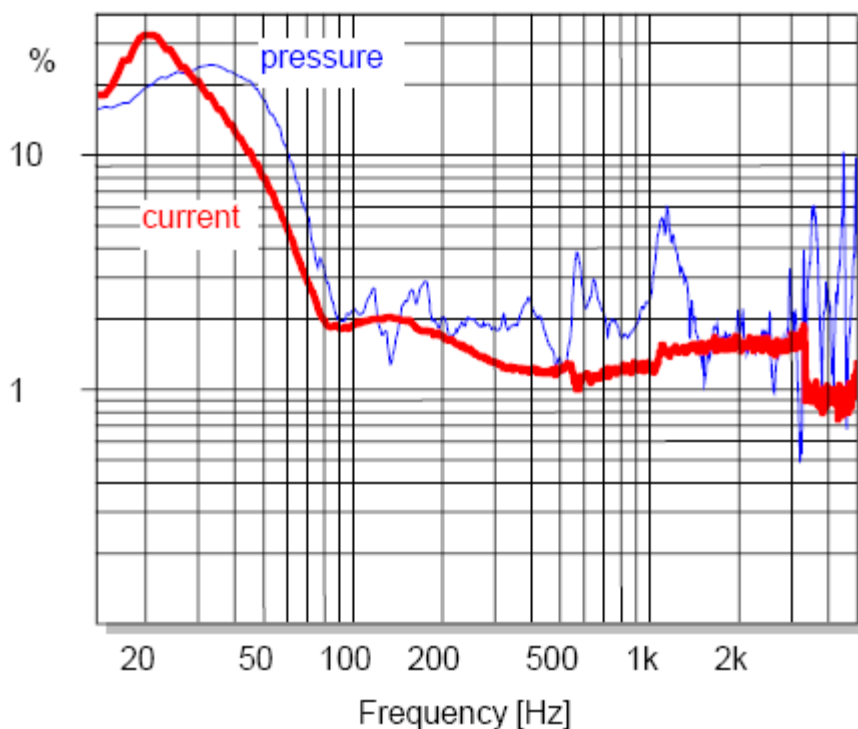


图 46: 2#扬声器在输出声压上(—)和音圈电流上(—)所测得的等效的总谐波输入失真(ETHD),

图 46 分别对在输入电流上和输出声压上所测得的谐波失真进行了比较。在谐振频率处及以下频段，输入电流及声压中的大部分谐波失真主要是由于非线性悬挂系统引起的。对于在 80Hz 以上的频段，图 44 所示的非线性电感 $L_e(i)$ 在输入电流中产生了约 1-2% 的等效总的谐波失真(ETHD)。测量声压响应中的失真，表明在 1KHz 以下的失真的影响是来自于随位移变化的非线性特性 $BI(x)$ 、 $L_e(x)$ 和 $K_{ms}(x)$ ，而在较高频段它却受到了来自于振动盆的非线性振动的干扰。

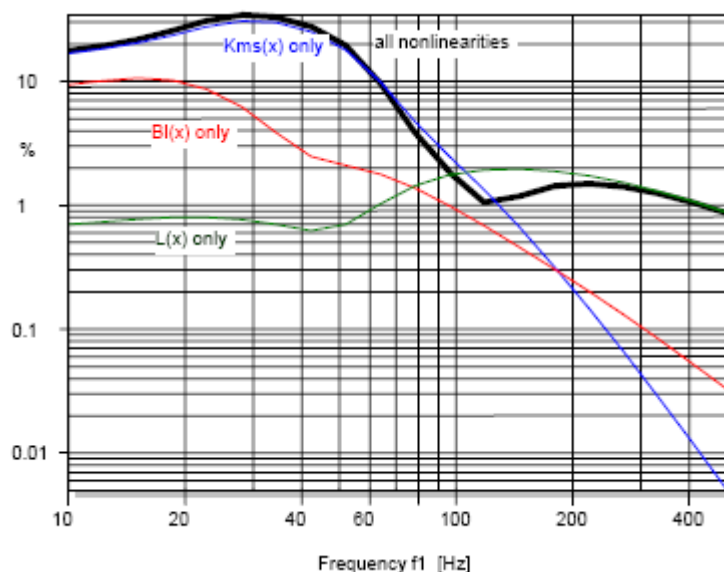


图 47: 2#扬声器的等效的总谐波输入失真(虑及所有的非线性特性后的预测曲线，以及考虑来自单个的 $K_{ms}(x)$ 、 $BI(x)$ 和 $L_e(x)$ 等非线性特性影响的曲线)。

我们还可以对辨识的非线性参数进行更为详细的逐一研究。图 47 表明，等效的总的谐波失真主要是来自于劲度 $K_{ms}(x)$ ，力因数 $Bl(x)$ 只产生了 10%的失真，电感 $L_e(x)$ 也仅仅产生了 1-2%的失真。

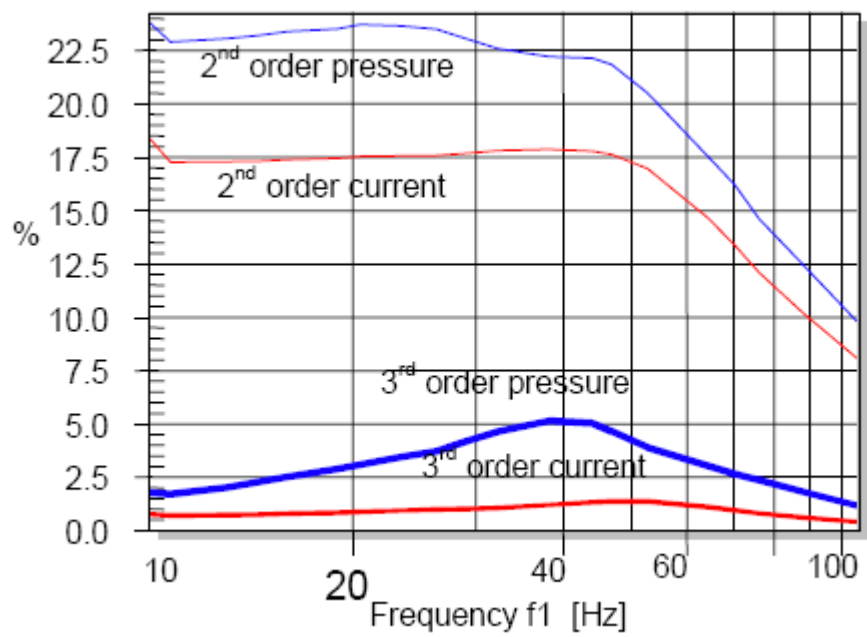


图 48：在音圈电流中及输出声压中测得的 2#扬声器的二次及三次互调失真(采用低音频扫频技术， $f_2=500\text{ Hz}$)

图 48 表明二次互调失真($IMD_2 \approx 20\%$)较高，这是由于非线性特性 $L_e(x)$ 引起的，因为在从电流及声压信号中测量得到的失真值几乎是相等的，并且在谐振频率点 f_s 处没有谷值出现。由于 $L_e(x)$ 形状具有不对称性，二次的互调失真 IMD_2 要比三次的 IMD_3 要高得多。

6.3.3#扬声器---磁场调制问题

3#扬声器是一个用于汽车上的 12”(0.3m)低音单元。图 49 显示出它有非常对称的 $Bl(x)$ 特性，其值几乎可以保持不变而能达到 15mm 的峰值位移。

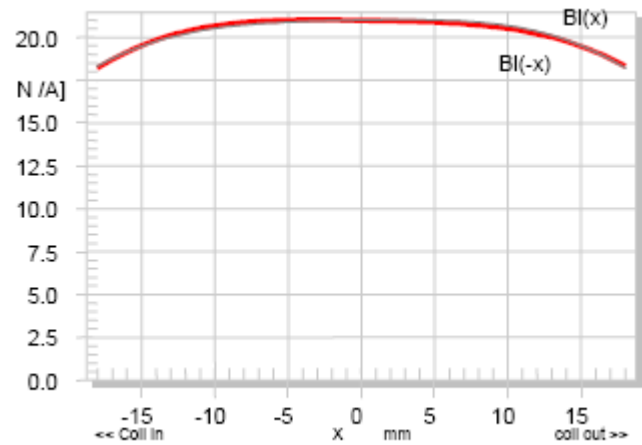


图 49：3#扬声器的力因数 $Bl(x)$ 对位移 x 的曲线. --- $Bl(-x)$ 的镜像特性

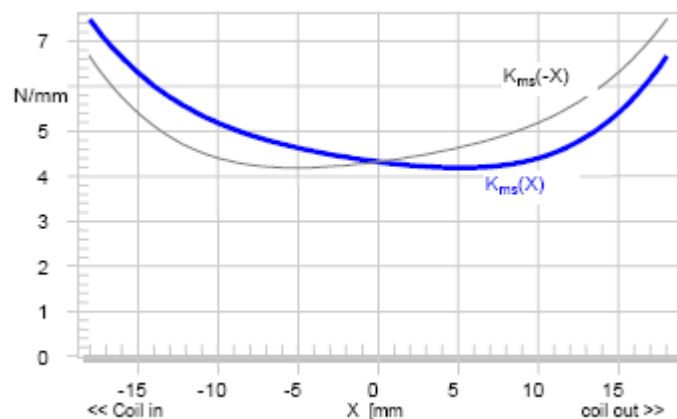


图 50: 3#扬声器的劲度 $K_{ms}(x)$ 对位移 x 的曲线 --- $K_{ms}(-x)$ 的镜像特性

悬挂系统的劲度 $K_{ms}(x)$ 也几近对称, 如图 50 所示。由于使用了较厚的橡胶边, 因此只表现出了一微小的不对称特性。然而, 电感值却明显地随位移和电流而变化, 如图 51、图 52 所示, 没加任何短路环的磁路的特点就具有这种典型的不对称的曲线形状。在较高频率段, 3.5mH 的电感值对输入阻抗起着关键作用。在大信号参数测量过程中, 电流和位移的峰值分别超过了 15A 和 18mm, 这在高频段将造成电气输入阻抗的明显变化。另外 $L_e(x)$ 的特性曲线比 $L_e(i)$ 的特性曲线要更为不对称。

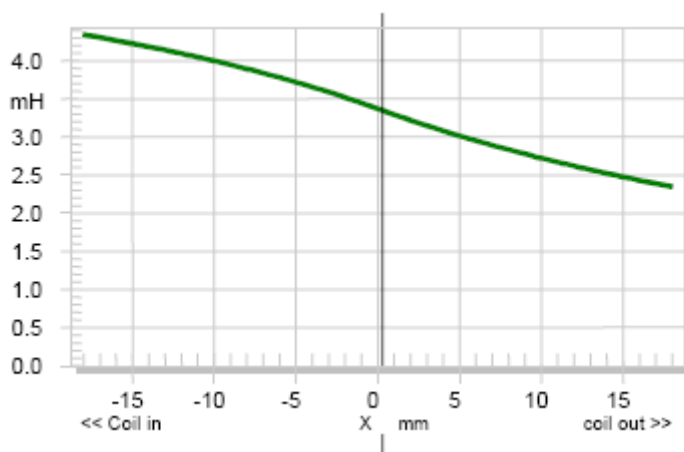


图 51: 3#扬声器的电感 $L_e(x)$ 对位移 x 的曲线.

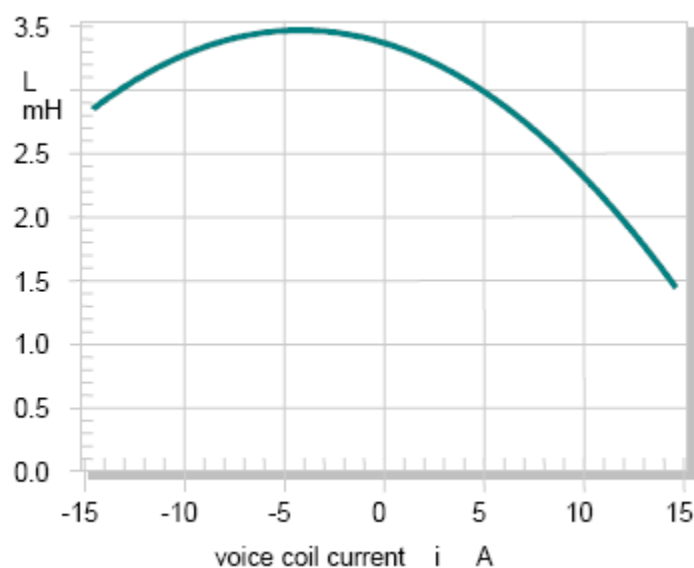


图 52: 3#扬声器的电感 $L_e(i)$ 对位移 i 的曲线.

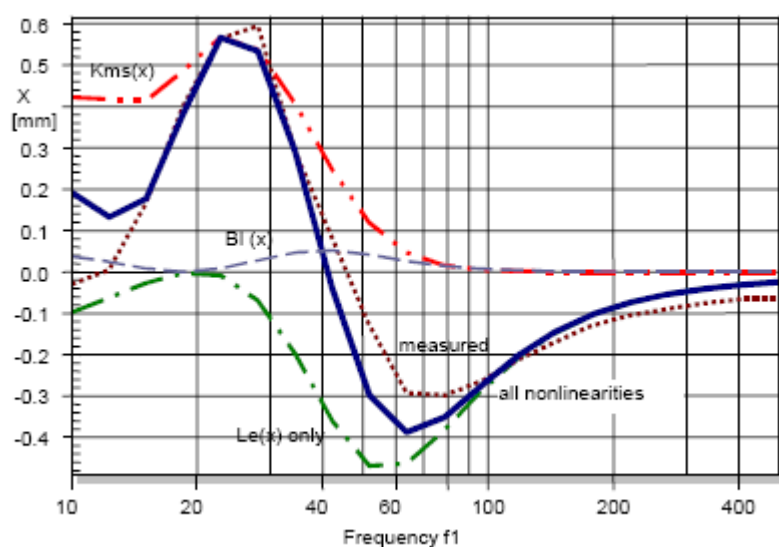


图 53: 3#扬声器的直流偏移对频率的曲线。.....表示实测的; ____表示预测的所有非线性特性共同作用的影响; ---表示的非线性特性 $[B_l(x)$ 、 $K_{ms}(x)$ 和 $L_e(x)$] 单独所作的贡献。

图 53 显示的是通过激光实测的直流偏移随频率的响应曲线、以及采用模拟软件[24]运用大信号参数所预测得到的曲线。在 25Hz 谐振频率点处, 有 0.6mm 的正向的直流成分, 这是由于悬挂系统在正向位移方向比在负向位移方向较软的缘故, 如图 50 所示。对称的 $B_l(x)$ 特性几乎没有产生任何的直流成分。但是, 图 51 所示的电感 $L_e(x)$ 的不对称特性在 f_s 以下及以上均产生了一个负向的直流成分。在很低的频率(10Hz)处, 由电感产生的负的直流成分抵消了一部分由于悬挂系统所产生的正的直流成分。在较高的频率(80Hz)处, 电流再次变得较大, 而音圈位移却变小了, 此时, 磁阻力主导着总的直流偏移。50Hz 的零点(即 $X_{dc}=0$), 不是由于 $B_l(x)$ 所致, 而是由于两个不对称的非线性特性相互作用所致。

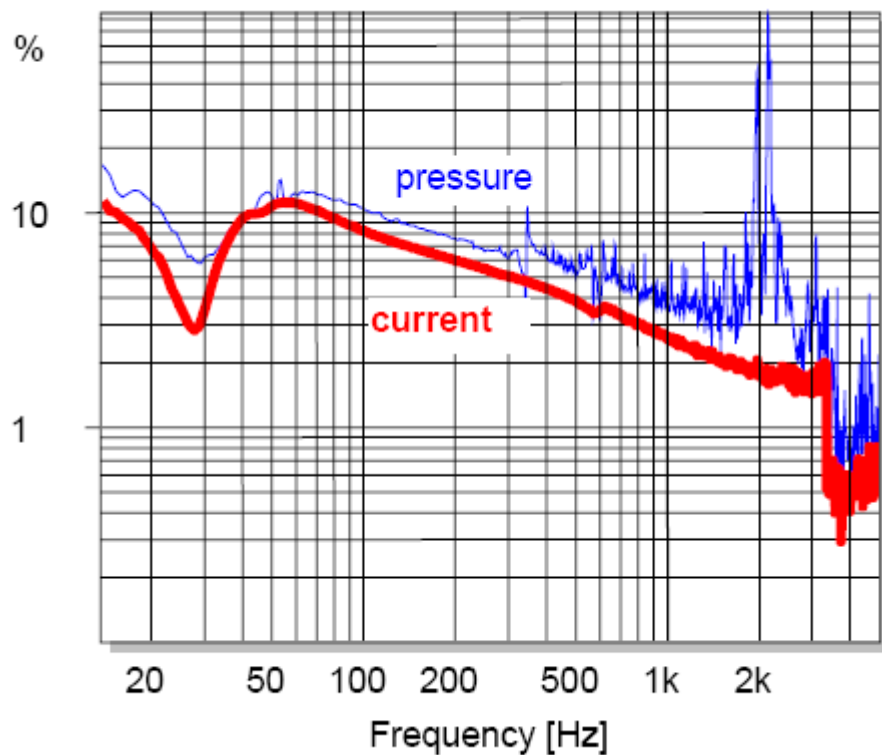


图 54: 3#扬声顺的等效总谐波输入失真(ETHD)[分别从输出声压中(—)和音圈的电流中(—)测量得到]。

在输出声压及输入电流中所测量得到的总谐波失真可以被看作为等效的总谐波输入失真(ETHD)，如图 54 所示。有着较大电感值的非线性特性 $L_e(i)$ 在输入电流中产生了较高的失真(在 50Hz 处，为 10%)，它控制了声压的输出。在 2KHz 处，振动盆已出现了非线性的振动，但这个频率已远超出了汽车低音扬声器单元的设计工作范围。

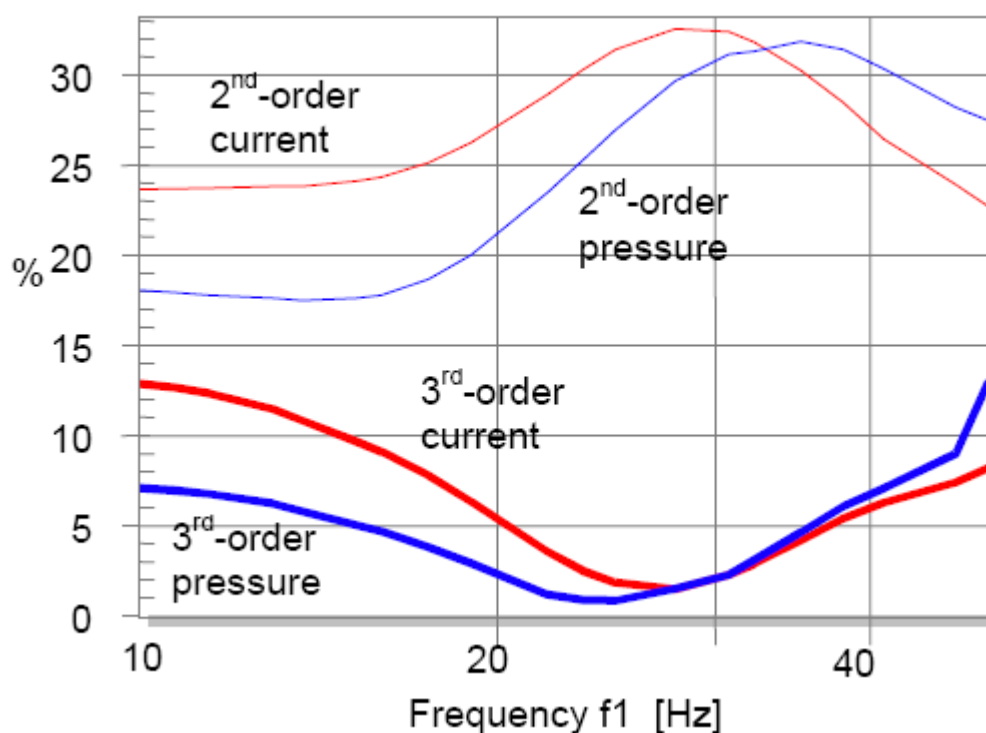


图 55: 3#扬声器在音圈电流及输出声压上测得的二次及三次互调失真(采用低音扫频技术, $f_2 = 300$ Hz)

采用低音扫频技术(语音频率为 $f_2 = 300$ Hz)所测得的互调失真如图示 55。与谐波失真一样,在电流中的互调失真与输出声压中的互调失真有着相同的数量级。参照表 3 知道,这是非线性特性电感 $L_e(x)$ 、 $L_e(i)$ 都具有的特征征兆。二次互调失真 IMD_2 在谐振频率处有一个极大值,这对于随位移变化的非线性电感 $L_e(x)$ 来说是一个典型现象;三次互调失真 IMD_3 在谐振频率 f_s 处有一个谷点,这是非线性特性 $L_e(i)$ 的特征征兆,因为此时,电流已处于极小。

3#扬声器的例子表明,通过采用了长卷幅的音圈、精心的磁路设计、以及双定心支片等方式,可以达到对 $Bl(x)$ 和 $K_{ms}(x)$ 的特性进行优化的目的,从而获得较好的线性特性。尽管在研发中付出了很大的努力、花费了不菲的开发成本、有着较大的产品体积,但是此扬声器单元仍旧产生了非常高的失真输出,这是因为在设计开发中非线性特性 $L_e(x)$ 、 $L_e(i)$ 的影响被忽略了。我们可以采用一些措施(通过短路掉交变磁场的影响)就可有效地改善此扬声器单元的表现性能。

7. 结论

在过去的 20 年里,人们在对理解扬声器的大信号表现方面取得了重大的进展,研究在磁路系统和悬挂系统中随位移及电流变化的非线性特性的可靠模型也得以发展。因此,在扬声器、耳机、微型喇叭等以及其它换能器中的非线性参数 $Bl(x)$ 、 $L_e(x)$ 、 $K_{ms}(x)$ 和 $L_e(i)$ 都可以在有或无箱体的情况下进行动态地测量。在几何参数和材料特性等参数的模拟方面也引入了有限元分析法(FEA)。大信号模型及被辨识的参数也得以用数值方式高精度地预测其非线性征兆,这开启了一种新的扬声器诊断技术:

- 可以容易地解读非线性参数,并可直接地揭示出其实质因素;
- 可以分别地研究每一个非线性特性的影响,从而发现信号失真、不稳定性、功率压缩及其它非线性征兆的成因;
- 可以容易地对扬声器的设计方案进行评估,并且就其尺寸、重量、成本及性价比等提出优化措施。

从以上理论和实际例子中得到的事实,让我们对总的失真测量有了新的进一步的认识,并向我们展示了如何进行更全面、更有时效性、更重要的、以及更容易解读的新的测量技术。以下是对相关测量的最重要之处的说明:

- 非线性失真应该在不同的输入幅度等级下进行测量;

- 谐波失真的测量可以用来评估扬声器的一些特定征兆(如 HD_n 、THD、ETHD、ICHD 等)。但是,若使用一个单音激励信号是不足以全面描述大信号下的扬声器的表现的,也无法辨识扬声器的所有非线性特性的;
- 互调失真两种不同状态信号(如位移和电流)相乘后的结果,因此在测量互调失真时,激励信号应该同时至少包含两个音调。音调的频率和选用的扫频技术对于获得容易解读的结果是很关键。本文建议使用两种扫频技术(低音扫频技术或是语音扫频技术)。
- 直流偏移是一个相当有价值的征兆。它对于辨识特定的成因以及评估磁路和悬挂系统的非线性特性的不对称性给出了特有的线索;
- 虽然基波的幅值压缩和失真成分也是扬声器非线性特性的一个征兆,但却没有给出与之相关的实质成因更为详细的讯息;
- 计算等效的输入失真(EHD_n、ETHD),是一种对测量结果进行后期处理很有用的方式。它抑制了来自线性传输线路(如:力学振动、声波辐射、声波传播、房间、及传感器等)的影响,并简化了失真响应的解读。通过这种方式,在位移中、电流中及声压上分别测量得到的失真就可以很容易地进行比较了,这对于将磁路系统和振动盆的非线性特性的影响分离开来给出了重要的线索。
- 测量扬声器声压输出的失真应当在近场条件下进行,这样得到的信噪比较高。先计算等效输入失真,然后,声场中的任意点的失真就可以很轻松地通过较小振幅下测得的线性传输函数来预测;
- 输入电流中的失真为磁路系统的非线性特性提供了很有价值的讯息;
- 瞬时谐波失真的峰值因子描述了非线性特性的平滑度。它利用了高次谐波的相位讯息,并揭示出由于扬声器的缺陷(如擦边或异常音等)所致的瞬时或冲击响应失真,抑或是异常的“硬性限制”性的非线性特性。

这些结论得出了一套可以快速完成的客观测量方法。这种测量方法与传统的谐波失真测量方法相比,它提供了多得多的更为全面的大信号表现的图形及相关曲线。当然,测试结果也能用一组较少量的容易解读的数据来概述,如同本文所示的三个扬声器实例。表 1-5 作了一个简要的总结,给出了主要的非线性特性及其特征征兆,这将有助于以后的日常工作中。

8. 参考文献

- [1] M.H. Knudsen and J.G. Jensen, “Low-Frequency Loudspeaker Models that Include Suspension Creep,” *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 41, pp. 3-18, (1993 Jan./Feb.).
- [2] J. Vanderkooy, “A Model of Loudspeaker Driver Impedance Incorporating Eddy Currents in the Pole Structure,” *J. Audio Eng. Soc.*, Vol. 37, pp. 119-128, (1989 Mar.)
- [3] W. M. Leach, Jr., “Loudspeaker Voice-Coil Inductance Losses: Circuit Models, Parameter Estimation, and Effect on Frequency Response,” *J. Audio Eng. Soc.*, Vol. 50, pp. 442-450, (2002 June).
- [4] J. R. Wright, “An Empirical Model for Loudspeaker Motor Impedance,” *J. Audio Eng. Soc.* Vol. 38, pp. 749-754, (1990 Oct.).
- [5] M. Dodd, W. Klippel, and J.Oclee-Brown, “Voice Coil Impedance as a Function of Frequency and Displacement”, presented at the 117th Convention of the Audio Engineering. Society, *J.Audio Eng.Soc. (Abstracts)*,vol.53, p. 687 (2005 July/Aug.), convention paper 6420.
- [6] N. Quaegebeur and A. Chaigne, “Influence of Material and Shape on Sound Reproduction by an Electrodynamic Loudspeaker,” presented at the 118th Convention of the Audio Engineering. Society, *J.Audio Eng.Soc. (Abstracts)*, vol.53. p.687 (2005 July/Aug.), convention paper 6420.
- [7] O. Thomas, “Analyse et modelisation de vibrations non-lineaires de milieux minces elastiques,” thesis, UPMC (paris 6), (2001 Oct).
- [8] J. Vanderkooy, “Nonlinearities in Loudspeaker Ports,” presented at the 104th Convention of the Audio Engineering. Society,

J.Audio Eng.Soc. (Abstracts), vol.46 p. 576 (1998 June),preprint 4748.

- [9] N.B. Roozen, J.E.M.Vael, and J.A.M. Nieuwendijk, "Reduction of Bass-Reflex Port Nonlinearities by Optimizing the Port Geometry," presented at the 104th Convention of the Audio Engineering. Society, *J.Audio Eng.Soc. (Abstracts)*, vol.46, p. 576 (1998 June), preprint 4661.
- [10] P. Merkli, et. al., "Transition to turbulence in oscillating pipe flow," *J. Fluid Mech.*,vol.68, pp.567-575(1975).
- [11] B. Zoltogorski, "Moving Boundary Condition and NonLinear Propagation as the Sources of NonLinear Distortions in Loudspeakers," presented at the 94th Convention of the Audio Engineering. Society, *J.Audio Eng.Soc. (Abstracts)*, vol.41, p.396 (1993 May), preprint 3510.
- [12] H. J. Butterweck, "About the Doppler Effect in Acoustic Radiation from Loudspeakers," *Acustica*, Vol. 63, pp. 77 –79 (1987).
- [13] L. J. Black, "A Physical Analysis of Distortion produced by the Nonlinearity of the Medium," *J. Acoust. Soc. Am.* , vol.41,p.396(1993 May),preprint 3510.
- [14] W. Klippel, "Nonlinear Wave Propagation in Horns and Ducts," *J. Acoust. Soc. Am.* vol. 98, pp.431 – 438 (1995 July).
- [15] E. Czerwinski, A. Voishvillo, S.Alexandrov,and A.Terekhov, "Air-Related Harmonic and Intermodulation Distortion in Large Sound Systems," *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 47, pp. 427-446(1999 June)
- [16] W. Klippel, "Modeling the Nonlinearities in Horn Loudspeakers," *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 44, pp. 470-480 (1996 June).
- [17] P. Bruned, E. Chakvoff, and S. Temme, "Loose Particle Detection in Loudspeakers," presented at the 115th Convention of the Audio Engineering. Society, *J.Audio Eng.Soc. (Abstracts)*,vol.51, p.1223(2003 Dec.), convention paper 5883.
- [18] W. Klippel, S. Irrgang, and U. Seidel, "Loudspeaker Testing at the Production Line," presented at the 120th Convention of the Audio Engineering. Society, *J.Audio Eng.Soc. (Abstracts)*, vol.54, p.733 (2006 July/Aug.),convention paper 6845.
- [19] IEC PAS 62458 "Sound System Equipment – Electroacoustical Transducers – Measurement of Large Signal Parameters,"International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland (2006).
- [20] R. H. Small, "Assessment of Nonlinearity in Loudspeakers Motors," in *IREECON Int. Conv. Dig.* (1979 Aug.), pp. 78-80.
- [21] D. Clark, "Precision Measurement of Loudspeaker Parameters," *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 45, pp. 129 – 140, (1997 Mar.).
- [22] W. Klippel, "Measurement of Large-Signal Parameters of Electrodynamic Transducer," presented at the 107th Convention of the Audio Engineering Society, *J. Audio Eng.Soc.(Abstracts)*,vol.47,pp.994,995(1999 Nov.), preprint 5008.
- [23] M. H. Knudsen, J.G. Jensen, V. Julskjaer, and P. Rubak, "Determination of Loudspeaker Driver parameters Using a System Identification Technique," *J. Audio Eng. Soc.* vol. 37, pp.700-708 (1989 Sept.).
- [24] Klippel GmbH,"Specification of the KLIPPEL Analyzer System"(2005), www.klippel.de.
- [25] A. J. M. Kaizer, "Modeling of the Nonlinear Response of an Electrodynamic Loudspeaker by a Volterra Series Expansion," *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 35, pp. 421-433 (1987 June).
- [26] W. Klippel, "Prediction of Speaker Performance at High Amplitudes," presented at 111th Convention of the Audio Engineering. Society, *J.Audio Eng.Soc. (Abstracts)* , vol.49, p. 1216 (2001 Dec.), convention paper 5418.
- [27] W. Klippel, "Speaker Auralization – Subjective Evaluation of Nonlinear Distortion," presented at the 110th Convention of the Audio Engineering. Society, *J.Audio Eng.Soc. (Abstracts)* ,vol.49, pp. 526,527 (2001 June), convention paper 5310.
- [28] A. Voishvillo, A. Terekhov, E. Czerwinski, and S. Alexandrov, "Graphing, Interpretation, and Comparison of Results of Loudspeaker Nonlinear Distortion Measurements," *J. Audio Eng. Soc.*, Vol.52, pp.332-3357 (2004 Apr.).
- [29] W. Klippel, "Assessment of Voice-Coil Peak Displacement X_{max} ," *J. Audio Eng. Soc.*, vol., 51, pp. 307 - 323 (2003 May).
- [30] J.W. Noris, "Nonlinear Dynamical Behavior of a Moving Voice Coil," presented at the 105th Convention of the Audio Engineering. Society, *J.Audio Eng.Soc. (Abstracts)*, vol.46 ,pp.1031,10332(1998 Nov.),preprint 4785.
- [31] A. Dobrucki, "Nontypical Effects in an Electrodynamic Loudspeaker with a Nonhomogeneous Magnetic Field in the Air Gap and Nonlinear Suspension," *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 42, pp. 565 - 576, (1994 July./Aug.).
- [32] E. Czerwinski, A. Voishvillo, S. Alexandrov, and A. Terekhov, "Multitone Testing of Sound System Components – Some Results and Conclusions, Part 1: History and Theory," *J. Audio Eng. Soc.* vol. 49, pp. 1011 - 1048 (2001 Nov.).
- [33] IEC Publ. 60268-5, "Sound System Equipment. Part 5: Loudspeakers," International Electrotechnical Commission,

Geneva,Switzerland(2001).

[34] S. F. Temme, "How to Graph Distortion Measurements, " presented at the 94th Convention of the Audio Engineering Society, *J.Audio Eng.Soc. (Abstracts)* , vol.41, p. 409 (1993 May), preprint 3602.

[35] W. Klippel, "Measurement and Application of Equivalent Input Distortion," *J.Audio Eng.Soc.*, vol.52, pp.931-947 (2004 Sept.).

[36] W. Klippel, and U. Seidel, "Measurement of Impulsive Distortion, Rub and Buzz and other Disturbances", presented at the 114th Convention of the Audio Engineering Society, *J. Audio Eng.Soc.(Abstracts)*, vol.51. p,410 (2003 May), convention paper 5734.

[37] D. Clark, "Amplitude Modulation Method for Measuring Linear Excursion of Loudspeakers," presented at the 89th Convention of the Audio Engineering Society, *J. Audio Eng.Soc.(Abstracts)*, vol. 38, p. 874 (1990 Nov.), preprint 2986.

[38] R. H. Small, "Measurement of Loudspeaker Amplitude Modulation Distortion," presented at the 114th Convention of the Audio Engineering Society, *J. Audio Eng.Soc.(Abstracts)*, vol.51, p. 409 (2003 May),convention paper 5731.

[39] W. Klippel, "Nonlinear Large-Signal Behavior of Electrodynamic Loudspeakers at Low Frequencies," *J. Audio Eng. Soc.* , vol. 40, pp. 483-496 (1992 June).

作者简介:

Wolfgang Klippel 1957 年出生于德国的 Halle，在德国的德累斯顿（Dresden）城市的德累斯顿科技大学（University of Technology of Dresden）学习电机工程，1981 年获得通讯工程专业的文凭，1982 年取得通讯及语音识别专业的文凭。

大学毕业后，他加入了 VEB Nachrichtenelektronik Leipzig 扬声器研究团队，并从事换能器模型、声学测量及心理声学的工作，同时开发新的用于扬声器设计及品质评定的工具及方法。1987 年，他获得了科技声学学院的工程博士学位，其论文主题是“扬声器的主观听音印象与客观参数的多维关系（Multidimensional Relationship between Subjective Listening Impression and Objective Loudspeaker Parameters）”。

在德累斯顿的工程声学学院(Institute of Technical Acoustics)对课题“扬声器的非线性失真可闻度(audibility of nonlinear loudspeaker distortion)”的继续研究过程中，他开始对低音扬声器及号角扬声器的非线性机理建模，并开发出全新的针对扬声器的控制系统。1992 年，他在论文“电动式换能器的非线性传输特性(The Nonlinear Transfer Characteristic of Electroacoustic Transducer)”中对他的研究成果作了总结，并因此获得了 Habilitation 资格的认证（译者注：在德国这一资格相当于博士）。

在博士后的一年时间里，他在加拿大滑铁卢 Audio Research Group 继续研究，并在加拿大 Harman International 工作，之后于 1995 年，返回到德累斯顿，以顾问工程师身份开始了他的自由职业。1997 年，他成立了 Klippel GmbH 公司，开发专门用于扬声器及其它换能器的全新的控制及测量系统。