

◇ 研究报告 ◇

# 包含外壳磁阻的微型平衡电枢换能器仿真模型的 阻抗和振动分析\*

廖灿杰 韦峻峰<sup>†</sup>

(广西民族大学电子信息学院 南宁 530000)

**摘要:** 现有的“E”型平衡电枢等效磁路模型仿真研究通常不考虑金属外壳磁阻带来的影响。为了解决平衡电枢换能器中因金属外壳和平衡电枢紧密接触带来的非线性磁阻问题,在现有的平衡电枢换能器等效磁路模型上加入了外壳磁阻影响。分析等效磁路模型磁通部分和力学部分的状态空间方程在不同参数条件下的仿真结果,总结不同参数对该模型阻抗和振膜位移的影响情况。通过仿真对比,外壳磁阻对平衡电枢换能器位移频率响应曲线的影响为1~3 dB。对于组装后包含金属外壳的平衡电枢耳机、助听器产品降低频率响应曲线偏差具有一定的指导意义。

**关键词:** 平衡电枢换能器;金属外壳磁阻;非线性磁路分析;状态空间法

**中图分类号:** TN64      **文献标识码:** A      **文章编号:** 1000-310X(2023)01-0042-09

**DOI:** 10.11684/j.issn.1000-310X.2023.01.006

## Impedance and vibration analysis of the simulation model of the miniature balanced armature transducer including the magneto-resistance of the shell

LIAO Canjie WEI Junfen

(College of Electronic Information, Guangxi University for Nationalities, Nanning 530000, China)

**Abstract:** In the existing “E”-type balanced armature equivalent magnetic circuit model simulation research, the influence of the magnetic resistance of the metal shell is usually not considered. In order to solve the non-linear magnetic resistance problem caused by the close contact between the metal shell and the balanced armature in the balanced armature transducer, based on the existing equivalent magnetic circuit model of the balanced armature transducer, this study introduced the consideration of the shell magnetic resistance. It analyzed the simulation results of the magnetic flux part and the state space equation of the mechanical part of the equivalent magnetic circuit model under different parameter conditions, and summarized the influence of different parameters on the impedance and diaphragm displacement of the model. Through simulation and comparison, it indicated that the influence of the shell reluctance on the displacement frequency response curve of the balanced armature transducer is 1–3 dB. This study is considered of certain guiding significance for the frequency response curve deviation of the balanced armature earphones and hearing aid products including the metal shell design after assembly.

**Keywords:** Balance-armature transducer; Metal case reluctance; Nonlinearities magnetic circuit; State space method

2021-10-21 收稿; 2022-02-15 定稿

\*国家自然科学基金项目 (62062011)

作者简介: 廖灿杰 (1996–), 男, 广东茂名人, 硕士研究生, 研究方向: 信号与信息处理。

<sup>†</sup>通信作者 E-mail: weijunfeng@gxun.edu.cn

## 0 引言

平衡电枢换能器(或常称为动铁单元)是大多数助听器中的主要电声元件。近年来,平衡电枢换能器已经逐渐推广到消费级耳机市场之中。比起常见的微型电动扬声器(动圈单元),平衡电枢换能器有着体积小、防水、隔声、发声效率高等优点,但是Killion等<sup>[1]</sup>也指出其非线性特性会随着体积变化的缺点,更小的体积会有着更高的共振频率。目前平衡电枢换能器的振动仿真主要有等效电路模型仿真和有限元仿真两种方式。等效电路模型对不同形状设计的平衡电枢换能器运用同一种电-力-声类比方法进行仿真,基本忽略了器件的物理结构导致的磁路差异,但因模型参数更容易调整、计算复杂度低,目前仍被普遍采用。

平衡电枢换能器主要有“U”型和“E”型这两种设计。在“U”型平衡电枢的研究方面, Kim等<sup>[2]</sup>通过电-磁-机耦合效应对电机振动进行分析,对使用同样方法分析平衡电枢换能器振动声压级提供了理论上的帮助。贺志坚等<sup>[3]</sup>提出了一个基于电-力-声类比的“U”型平衡电枢的等效电路图。Kim等<sup>[4]</sup>提出了一个电-力-声类比电路图,而后改进了该模型<sup>[5]</sup>,但Kim的两个模型都不能很好地描述平衡电枢的非线性磁路特性。蒋佳为等<sup>[6]</sup>建立了一个用于设计入耳式耳机腔体的动铁单元类比电路模型,进行了平衡电枢换能器在实际使用情况下的性能仿真。邱士嘉等<sup>[7]</sup>研究不同材料材质的平衡电枢本体和金属外壳对“U”型动铁曲线的影响。Ziolkowski等<sup>[8]</sup>对电枢的静态磁路进行了分析,建立了“U”型平衡电枢的磁路模型,但是没有分析工作状态的非线性磁路特征。Jiang等<sup>[9]</sup>把非线性磁路参数引入“U”型平衡电枢的模型中,并分析了其工作状态。Xu等通过建立等效电路模型仿真<sup>[10]</sup>和有限元仿真<sup>[11]</sup>两种方法,建立了一个“U”型电枢的非线性磁路模型,在考虑电枢本体和金属外壳的软磁材料带来的磁阻影响的情况下,对模型进行了静止状态和工作状态的分析,并对比两种方法的结果<sup>[12]</sup>。

除了对“U”型平衡电枢的研究外, Jensen等<sup>[13]</sup>用等效磁路方法研究了“E”型电枢的非线性磁特性,并改进了该模型<sup>[14]</sup>。他们假设平衡电枢中的软磁材料的磁导率是无限的,因此它们的磁阻可以忽

略不计。Tsai等<sup>[15]</sup>改进了Jensen的工作,研究并改进了“E”型电枢的对称和非对称磁路。Klippel<sup>[16]</sup>在Jensen等的基础上改进了包含悬臂磁阻的“E”型电枢非线性磁路模型,但是仍没有考虑平衡电枢金属外壳所带来的磁阻影响。

参照“U”型平衡电枢模型对金属外壳磁阻影响的研究,本文在Klippel<sup>[16]</sup>的“E”型电枢的非线性磁路模型的基础上,通过在磁路模型加入了金属外壳磁阻的影响,进一步推导了一个包含了金属外壳磁阻的“E”型平衡电枢的模型,并通过软件仿真对比了不同条件金属外壳磁阻下该模型的性能情况。在本文模型的研究成果上,可以分析金属外壳磁阻对于位移频率响应曲线的影响,对调整“E”平衡电枢换能器从设计到生产之间的误差,分析共振峰的幅值,“E”平衡电枢换能器声阻尼网的选择等都有一定的指导意义。

## 1 平衡电枢换能器的结构和工作原理

图1展示了“E”型电枢的截面模型图。在“E”型平衡电枢外包裹着金属外壳,以振膜分割金属外壳的内部上下空间,分为前腔和后腔。后腔放置平衡电枢,振动通过传动杆传递到振膜上,振膜振动产生的声音通过前腔的出声孔传递给外界。平衡电枢处于静止状态时,在上下两个横截面积为 $A_m$ 永磁体的作用下,电枢悬臂位于平衡位置 $X_0$ 处,上下有近似相等的间隙。当电枢线圈通入电流 $i$ 之后,产生了磁动势 $F_a$ ;在磁动势 $F_a$ 的作用下,磁路中的产生了磁通 $\phi_a$ 和力 $F_\phi$ ;在力 $F_\phi$ 的作用下悬臂开始向上移动,到达位置 $X_a$ 。悬臂从平衡位置 $X_0$ 来到位置 $X_a$ 产生的位移 $x$ 导致的振动,通过传动杆传递给振膜,进而产生了声音输出。

从图1可以明显看出,随着位移 $x$ 改变,电枢悬臂产生的形变会导致上下气隙长度产生变化,从磁路理论来看,气隙长度的变化会导致气隙磁阻的变化。而气隙磁阻的改变会反过来导致平衡电枢工作时的磁路产生非线性变化。通过把磁路中关于位移 $x$ 和电流 $i$ 的非线性磁阻量整合进简易磁路图中,并将磁路模型和传统电-力-声类比模型相结合,可以使用集总参数模型仿真分析金属外壳磁阻对于平衡电枢换能器工作时的阻抗和振动影响。

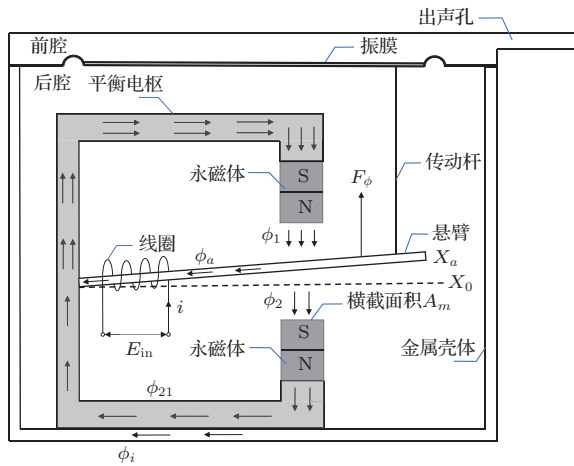


图1 “E”形平衡电枢截面图

Fig. 1 Sectional view of a BA transducer

## 2 磁路模型

### 2.1 原有的磁路模型

Jensen<sup>[14]</sup>根据“E”型平衡电枢的工作原理,分析出了“E”型平衡电枢工作时的磁路分布,并推导出了简易磁路图,根据这个磁路图有效地把时变量

电流*i*和位移*x*整合进传统电-力-声类比状态空间方程中。

Klippel<sup>[16]</sup>在Jensen<sup>[14]</sup>的“E”型电枢的非线性磁路模型的基础上,加入了悬臂磁阻 $R_a$ 对简易磁路的影响,并且简单推导了悬臂初始位置并不在平衡位置 $X_0$ 上的偏置情况。

图2给出了两者的简易磁路图。表1给出了磁路图中电路元件代表的磁物理量。

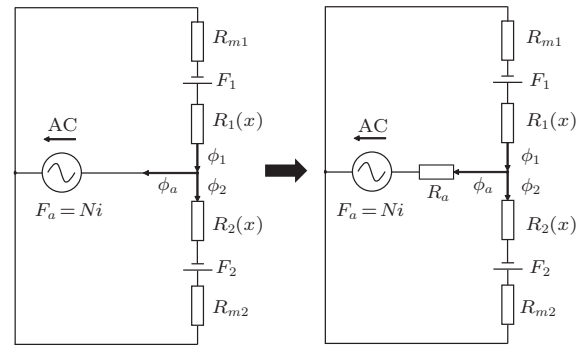


图2 Jensen和Klippel的平衡电枢简易磁路图

Fig. 2 Jensen and Klippel's simplified magnetic of a BA transducer

表1 磁路图和电路图对应关系

Table 1 Correspondence between magnetic circuit diagram and circuit diagram

电路	电动势 $E$	电流 $i$	电导率 $\sigma_i$	电阻 $R_i = \frac{l_i}{\sigma_i S_i}$	电势降落 $iR_i$
磁路	磁动势 $F_m = Ni$	磁感应通量 $\phi_B$	磁导率 $\mu_r \mu_0$	磁阻 $R_m = \frac{l_i}{\mu_r \mu_0 S_i}$	磁势降落 $H_i l_i = \phi_B \frac{l_i}{\mu_r \mu_0 S_i}$

### 2.2 改进后的磁路模型

由于平衡电枢固定在金属外壳上,金属外壳的磁阻对仿真结果存在一定的影响。参照图2的简易磁路图,在考虑磁路原理的情况下,根据图1的模型可以得出简易磁路图3。

其中, $F_1$ 和 $F_2$ 是永磁体的磁动势, $R_{m1}$ 和 $R_{m2}$ 分别为电枢上下部分的内部磁阻, $R_1(x)$ 和 $R_2(x)$ 是悬臂上下气隙的磁阻, $R_a$ 是悬臂部分的磁阻, $R_i$ 是金属外壳的磁阻, $\phi_1$ 和 $\phi_2$ 分别是通过平衡电枢上下部分的磁通, $\phi_a$ 是通过平衡电枢悬臂的磁通, $F_a$ 是线圈通电后产生的磁动势。

静止状态下,悬臂静止在两永磁体间气隙的中间位置 $X_0$ 。假设两个永磁体具有相同的磁动势且内部磁阻相同,永磁体横截面积、气隙面积以及平衡电枢横截面积相等,

$$F_m = F_1 = F_2, \tag{1}$$

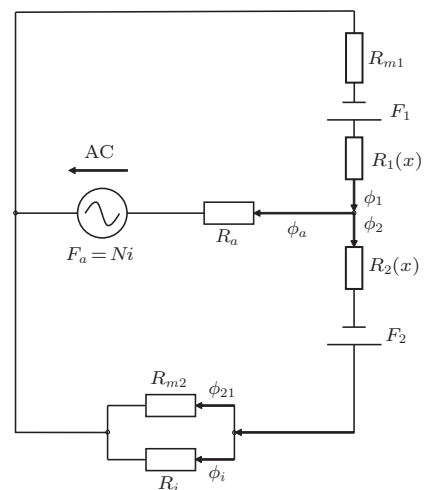


图3 平衡电枢简易磁路图

Fig. 3 Simplified magnetic of a BA transducer

$$A_m = A_g = A, \quad (2)$$

$$R_m = R_{m1} = R_{m2}. \quad (3)$$

再假设上下两个永磁体拥有相同的磁动势, 在  $i = 0$  的情况下, 把平衡电枢悬臂的静止位置定义为  $X_0$ , 悬臂在静止位置  $X_0$  拥有相等的上下气隙长度  $D$ 。在输入电流 ( $i > 0$ ) 之后, 电枢产生的位移是

$$x = X_a - X_0. \quad (4)$$

### 2.3 磁通部分

在此理论假设下, 悬臂上下部分的磁通量  $\phi_1$ 、金属外壳和电枢下部接触组成的并联磁阻  $R_{2i}$  和  $\phi_2$  分别为

$$\phi_1 = (F_1 + Ni)/(R_1(x) + R_{m1}), \quad (5)$$

$$R_{2i} = R_{m2}R_i/(R_{m2} + R_i), \quad (6)$$

$$\phi_2 = (F_2 - Ni)/(R_2(x) + R_{2i}), \quad (7)$$

其中, 并联磁阻  $R_{2i}$  代表了平衡电枢外的金属外壳对平衡电枢磁路的影响。

非线性电阻  $R_1(x)$  和  $R_2(x)$  分别代表电枢悬臂的上下气隙  $D$  的磁阻, 受位移  $x$  影响,

$$R_1(x) = (D - x)/(\mu_0 A_g), \quad (8)$$

$$R_2(x) = (D + x)/(\mu_0 A_g). \quad (9)$$

可以把电枢磁阻  $R_m$  写成和气隙磁阻  $R_1(x)$  和  $R_2(x)$  具有相同分母的形式,

$$R_m = R_{m1} = R_{m2} = \frac{l_m}{\mu_0 \mu_r A_m} = \frac{D_m}{\mu_0 A}, \quad (10)$$

其中,  $\mu_0$  为空气磁导率,  $\mu_r$  为平衡电枢的相对磁导率,  $A_m$  为永磁体横截面积,  $l_m$  为电枢几何长度,  $D_m$  为平衡电枢几何合并相对磁导率后的等效磁路长度。

可以对金属外壳的磁阻  $R_i$  和并联磁阻  $R_{2i}$  做相同的变换,

$$R_i = l_i/(\mu_0 \mu_{ri} A_i) = D_i/(\mu_0 A_i), \quad (11)$$

$$R_{2i} = \frac{R_{m2} R_i}{R_{m2} + R_i} = \frac{D_{m2}}{\mu_0 A_m}, \quad (12)$$

其中,  $l_i$  为磁通  $\phi_i$  在金属外壳上流经的长度, 约合为电枢下部和磁体外壳的接触长度;  $\mu_{ri}$  为金属外壳的相对磁导率;  $A_i$  为电枢下部和磁体外壳接触部分的横截面积。由此, 平衡电枢不同的磁阻之间有了相同的分母, 可以方便地合并计算。

可以根据磁阻公式推导出平衡电枢悬臂的常量磁阻  $R_a$ ,

$$R_a = l_a/(\mu_0 \mu_r A_a), \quad (13)$$

其中,  $l_a$  是悬臂长度,  $A_a$  是悬臂横截面积。

于是, 可以利用式 (5) 和式 (7), 推导出电枢悬臂的磁通  $\phi_a$ :

$$R_1(x) + R_{m1} = \frac{D_m + D - x}{\mu_0 A} = \frac{D_{\text{eff1}} - x}{\mu_0 A}, \quad (14)$$

$$R_2(x) + R_{2i} = \frac{D_{m2} + D + x}{\mu_0 A} = \frac{D_{\text{eff2}} + x}{\mu_0 A}, \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \phi_a &= \phi_1 - \phi_2 \\ &= \frac{F_m + Ni}{R_1(x) + R_{m1}} - \frac{F_m - Ni}{R_2(x) + R_{2i}} \\ &\quad - \left( \frac{1}{R_1(x) + R_{m1}} + \frac{1}{R_2(x) + R_{2i}} \right) \phi_a R_a \\ &= \frac{\mu_0 A}{(D_{\text{eff1}} - x)(D_{\text{eff2}} + x)} \cdot \left[ F_m(D_{\text{eff2}} - D_{\text{eff1}}) \right. \\ &\quad \left. + Ni(D_{\text{eff2}} + D_{\text{eff1}}) + 2F_m x \right. \\ &\quad \left. - \phi_a R_a(D_{\text{eff2}} + D_{\text{eff1}}) \right], \quad (16) \end{aligned}$$

其中,  $D_{\text{eff1}}$  和  $D_{\text{eff2}}$  分别是电枢上下部分合并气隙磁阻后的等效磁路长度。

### 2.4 电路部分

在平衡电枢的悬臂上缠绕着线圈。在线圈上施加变化的电压信号  $E_{\text{in}}$ , 可以通过分析线圈的感应电动势推导出电枢电路部分的公式,

$$\begin{aligned} E_{\text{in}} &= R_e i + N \frac{d\phi_a}{dt} \\ &= R_e i + \frac{d\phi_a}{di} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{d\phi_a}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} \\ &= R_e i + L_x(x, i) \frac{di}{dt} + T_x(x, i) \frac{dx}{dt}, \quad (17) \end{aligned}$$

其中, 电枢悬臂的磁通  $\phi_a$  主要受位移变量  $x$  和电流变量  $i$  影响。因此, 得出非线性电感  $L_x(x, i)$  和非线性电-机转换因子  $T_x(x, i)$ , 它们分别代表平衡电枢中因为电枢悬臂位移而导致的电气部分和机械部分反作用力, 在一些文献中也被合称为反电动势。

可以在式 (12) 和式 (13) 的基础上推导出它们的具体形式,

$$L_x(x, i) = \frac{N^2 \mu_0 A (D_{\text{eff1}} + D_{\text{eff2}})}{(D_{\text{eff1}} - x)(D_{\text{eff2}} + x)}, \quad (18)$$

$$\begin{aligned} T_x(x, i) &= N \mu_0 A \cdot \left[ 2F_m (D_{\text{eff1}} - x)(D_{\text{eff2}} + x) \right. \\ &\quad \left. - 2F_m x (D_{\text{eff1}} - D_{\text{eff2}} - 2x) \right. \\ &\quad \left. - Ni(D_{\text{eff1}} + D_{\text{eff2}})(D_{\text{eff1}} - D_{\text{eff2}} - 2x) \right] \\ &\quad \times [(D_{\text{eff1}} - x)(D_{\text{eff2}} + x)]^{-2}. \quad (19) \end{aligned}$$

## 2.5 力学部分

平衡电枢的力学部分主要集中在平衡电枢的悬臂受力  $F_\phi(x, i)$ 。平衡电枢的悬臂在气隙平面  $A$  受到上下两个磁通  $\phi_1$  和  $\phi_2$  的影响, 根据磁场磁通对电枢的作用力公式, 可以写出悬臂在磁场中的总受力  $F_\phi(x, i)$  的公式, 得到

$$\begin{aligned} F_\phi(x, i) &= \frac{\phi_1^2}{2\mu_0 A} - \frac{\phi_2^2}{2\mu_0 A} \\ &= K_\phi(x)x + T_x(x, i)i. \end{aligned} \quad (20)$$

受力  $F_\phi(x, i)$  通过计算合并式 (20) 之后可以分为两个部分。其中  $K_\phi(x)$  代表电枢悬臂在力  $F_\phi(x, i)$  影响下, 与  $x$  相关的非线性磁刚度补偿;  $T_x(x, i)$  代表悬臂上因为线圈电流产生的作用力系数, 与式 (19) 位移和电流  $i$  相关的非线性电机耦合因子  $T_x(x, i)$  相等。

通过计算合并式 (19) 和式 (20), 可以得出  $K_\phi(x)$ ,

$$K_\phi(x) = \frac{\mu_0 A}{2} \cdot \frac{2F_m^2(D_{\text{eff1}} + D_{\text{eff2}})}{[(D_{\text{eff1}} - x)(D_{\text{eff2}} + x)]^2}. \quad (21)$$

另一方面, 根据传统电-力-声类比线路的理论, 力  $F_\phi(x, i)$  也可以写成另一种形式,

$$F_\phi(x, i) = M_{ms} \frac{du}{dt} + R_{ms}u + K_a x, \quad (22)$$

其中, 速度  $u$  为位移  $x$  对时间  $t$  的求导,  $M_{ms}$  为电枢悬臂的运动质量,  $R_{ms}$  为机械电阻, 代表机械系统中的机械损耗,  $K_a$  为机械悬臂应对形变的刚度。

式 (20) 和式 (22) 本质上是等价的, 是同一个力的两种不同的表达形式。

## 2.6 声学部分

平衡电枢的声学部分主要取决于平衡电枢本身的声学结构、腔体本身的设计。最后产生的声阻抗可以折合成  $Z_{\text{load}}(s)$ ,

$$Z_{\text{load}}(s) = R_a + j\left(\omega M_a - \frac{1}{\omega C_a}\right), \quad (23)$$

其中,  $R_a$ 、 $M_a$ 、 $C_a$  分别为声阻、声质量及声容 (或声顺)。

## 2.7 空间状态方程

把式 (17)、式 (20) 和式 (22) 联立求解, 可以写出包含主要变量电流  $i$ 、位移  $x$ 、速度  $u$  的方程并画出集总参数模型图,

$$\begin{cases} E_{\text{in}} = R_e i + L_x(x, i) \frac{di}{dt} + T_x(x, i) \frac{dx}{dt}, \\ F_\phi(x, i) = K_\phi(x)x + T_x(x, i)i \\ \quad = M_{ms} \frac{du}{dt} + R_{ms}u + K_a x. \end{cases} \quad (24)$$

图4的集总参数模型参考了传统的电-力-声类比电路。在左边回路中, 以电流  $i$  连通各个元件, 代表平衡电枢的电路部分。在右边回路中, 以速度  $u$  连通各个元件, 代表平衡电枢的机械部分。平衡电枢的声学部分折合成声阻抗  $Z_{\text{load}}(s)$  并入平衡电枢的机械部分之中, 在本文主要研究平衡电枢非线性磁路的阻抗曲线和振动位移的情况下, 把声阻抗  $Z_{\text{load}}(s)$  定义为0。

以电流  $i$ 、位移  $x$ 、速度  $u$  这3个变量对时间  $t$  的导数为目标, 写出关于图4的状态空间方程,

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dx}{dt} \\ \frac{du}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_e}{L_x(x, i)} & 0 & -\frac{T_x(x, i)}{L_x(x, i)} \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{T_x(x, i)}{M_{ms}} & \frac{K_\phi(x) - K_a}{M_{ms}} & -\frac{R_{ms}}{M_{ms}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ x \\ u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_x(x, i) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} E_{\text{in}}. \quad (25)$$

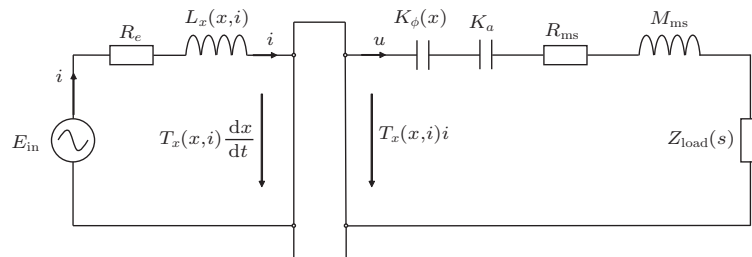


图4 考虑平衡电枢非线性参数的集总参数模型

Fig. 4 Advanced lumped parameter model of the BA-transducer considering the nonlinearity parameter

该方程可以简单直观地表达出平衡电枢集总参数模型中各个变量和元件之间的关系。它也有一定的缺陷,主要是在使用计算机程序进行数值仿真时,主要的变量都是离散值,而以连续变量为对象的式(25)在这种情况下并不适用。因此,在进行数值仿真之前,需要对式(25)进行离散化。

前向欧拉法可以根据当前时刻的函数值及其导数得到下一时刻的值。在式(25)中,这种方法不但符合物理规律上的时间顺序,有效地把连续函数进行离散化,而且可以研究各个时刻电流*i*、位移*x*、速度*u*这3个变量的变化规律。

根据前向欧拉法,可以把式(25)左侧的导数离

散化,转换为状态矢量,

$$\frac{d^2x_n}{dt^2} = \frac{du_n}{dt} \approx \frac{u_{n+1} - u_n}{T_S} \Rightarrow u_{n+1} = T_S \cdot \frac{du_n}{dt} + u_n, \quad (26)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{i_{n+1} - i_n}{T_S} \Rightarrow i_{n+1} = T_S \cdot \frac{di_n}{dt} + i_n, \quad (27)$$

$$\frac{dx}{dt} = u_n \approx \frac{x_{n+1} - x_n}{T_S} \Rightarrow x_{n+1} = x_n + T_S \cdot u_n = x_n + T_S \cdot \frac{dx}{dt}, \quad (28)$$

其中, $T_S$ 为抽样时间。把式(26)、式(27)和式(28)代入式(25)中,得到状态矢量的递推公式

$$\begin{bmatrix} i_{n+1} \\ x_{n+1} \\ u_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - T_S \cdot \frac{R_e}{L_x(x, i)} & 0 & -T_S \cdot \frac{T_x(x, i)}{L_x(x, i)} \\ 0 & 1 & T_S \\ T_S \cdot \frac{T_x(x, i)}{M_{ms}} & T_S \cdot \frac{K_\phi(x) - K_a}{M_{ms}} & 1 - T_S \cdot \frac{R_{ms}}{M_{ms}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_n \\ x_n \\ u_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_S/L_x(x, i) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} E_{in}(n). \quad (29)$$

### 3 模型仿真与对比

#### 3.1 仿真参数

表2给出了仿真使用的具体参数。可以采用电流源或者电压源作为线圈的输入,本文的仿真中选择了电压源作为线圈的输入  $E_{in}$ , 电压源的振幅为 1 V。对平衡电枢模型进行正弦扫频采样分析,采样

频率是 20~20000 Hz, 采样时间  $T_S$  是 0.05 s, 初始值  $i_1, x_1, u_1$  均为 0。

平衡电枢的磁阻相关系数已经折合进参数  $D_{eff1}$  和  $D_{eff2}$  中。

#### 3.2 阻抗测量实验

为验证模型是否与真实的平衡电枢换能器工作相符,采用图5的电路测量平衡电枢换能器电信号,并通过正弦扫频和式(30)计算平衡电枢阻抗频率特性:

$$Z = \frac{U_1 - U_2}{I} = \frac{U_1 - U_2}{U_2/R_1}. \quad (30)$$

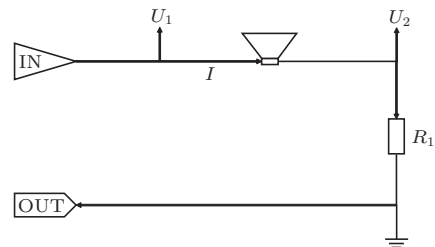


图5 实际阻抗测量模型

Fig. 5 Practical impedance measurement model

#### 3.3 仿真结果

模型仿真的伪代码可以写成如下所示:

表2 平衡电枢仿真参数

Table 2 Simulation parameters of BA transducers

参数	数值	单位
$D_{eff1}$	$123 \cdot 10^{-6}$	m
$D_{eff2}$	$150 \cdot 10^{-6}$	m
$N$	153	
$A$	$8.571 \cdot 10^{-6}$	$m^2$
$M_{ms}$	$81 \cdot 10^{-6}$	kg
$R_{ms}$	0.330	N·S/m
$K_a$	19000	N/m
$\mu_0$	$4\pi \cdot 10^{-7}$	
$F_m$	35	A
$R_e$	20	$\Omega$
$E_{in}$	1	V
$T_S$	0.05	S

% 模型仿真伪代码:	
1.	$i_1 = 0; x_1 = 0; u_1 = 0;$
2.	$K =$ 输入信号的样本数量;
3.	For $n = 1$ to $K - 1$
4.	计算非线性电感, $L_x(x, i);$
5.	计算转换系数, $T_x(x, i);$
6.	计算, $F_n;$
7.	计算, $G_n;$
8.	$X_{n+1} = F_n X_n + G_n E_{in};$
9.	end

算法中的缩写项如下所示:

$$X_{n+1} = \begin{bmatrix} i_{n+1} \\ x_{n+1} \\ u_{n+1} \end{bmatrix}, \quad (31)$$

$$F_n = \begin{bmatrix} 1 - T_S \frac{R_e}{L_x(x, i)} & 0 & -T_S \frac{T_x(x, i)}{L_x(x, i)} \\ 0 & 1 & T_S \\ T_S \frac{T_x(x, i)}{M_{ms}} & T_S \frac{K_\phi(x) - K_a}{M_{ms}} & 1 - T_S \frac{R_{ms}}{M_{ms}} \end{bmatrix}, \quad (32)$$

$$G_n = \begin{bmatrix} T_S \\ L_x(x, i) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (33)$$

模型仿真结果和对比图如图6、图7和图8所示。

图6显示了在表2的参数情况下,本文模型仿真阻抗曲线和平衡电枢换能器实际工作情况的阻抗曲线的对比。从结果图中可以注意到,在频率低于2000 Hz的情况下,阻抗曲线重合度较高。在频率高于2000 Hz的情况时,因为本文模型为了降低模型复杂度而省略了声阻抗,在高频部分较为平滑,和实际工作情况并不十分重合。该情况与Jensen<sup>[14]</sup>论文中的情况相同,在平衡电枢换能器的阻抗仿真中,高频部分的谐振主要是声阻抗带来的反电动势,因为平衡电枢换能器的封闭性,腔体结构的声阻抗对于阻抗曲线的影响较大,高频部分的两个谐振峰分别来自平衡电枢换能器自身腔体结构的前腔与后腔。

图7使用了Klippel<sup>[16]</sup>的参数进行了位移频率响应曲线仿真,在20 Hz的频率初始点,每隔10 dB取点进行位移频率响应曲线仿真,可以看出在本文模型的仿真情况下,位移曲线的非线性主要集中在谐振频率和低频部分。在20 Hz的频率初始点为-136 dB时,通过对比包含非线性因素的位移频率响应曲线和假设不含非线性因素的理想位移频率响应曲线可以看出。在低频部分,位移频率响应曲线几乎没有区别;在谐振频率部分,两曲线之间的偏差幅度略微大于1 dB;在高频部分,偏差基本稳定在1 dB左右,而且有着随频率增高而扩大的趋势。

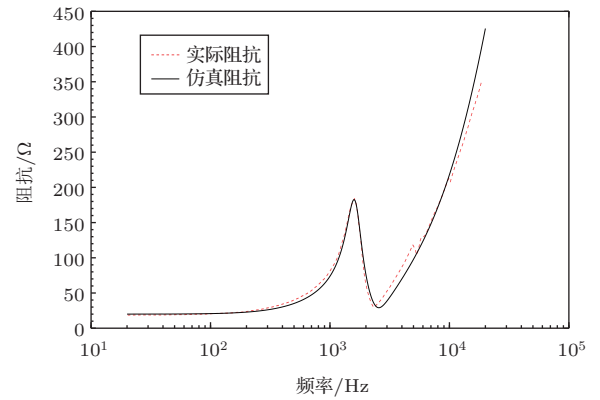


图6 本文仿真阻抗曲线和实际阻抗曲线

Fig. 6 The simulation result and measurement result of impedance curve

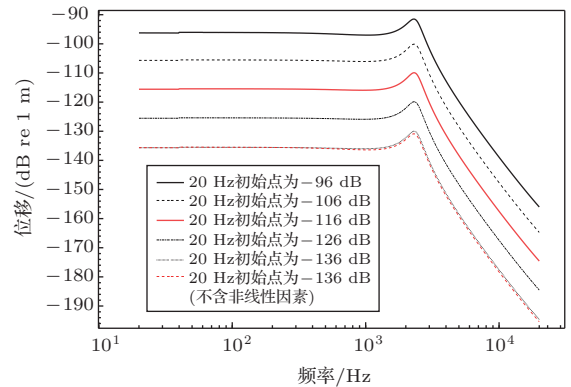


图7 本文模型仿真位移频率响应曲线(20 Hz时间间隔10 dB)

Fig. 7 Simulation results of displacement frequency response curve

图8对比了运用Klippel<sup>[16]</sup>的参数的本文模型和不含金属外壳磁阻模型位移频率响应仿真曲线,可以看出,在添加了外壳磁阻影响之后,频率响应仿真曲线的谐振频率峰值位移幅度增大。频率低于谐

振频率的部分位移幅度降低,而频率高于谐振频率的部分位移幅度无明显变化。

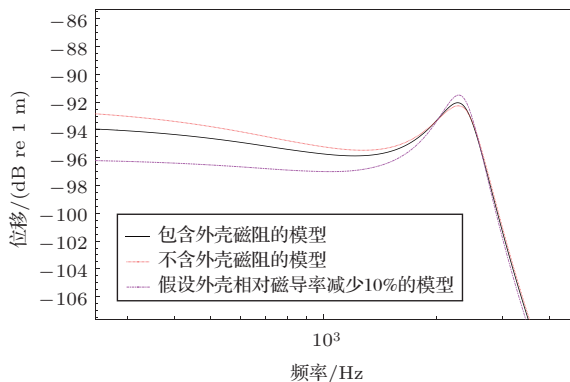


图8 本文模型仿真位移频率响应曲线和不含金属外壳磁阻模型仿真位移频率响应曲线

Fig. 8 Displacement frequency response curves with/without metal case magnetoresistance

与现有的包含金属外壳磁阻的“U”型平衡电枢模型<sup>[12]</sup>做对比,在“E”型平衡电枢模型中,金属外壳磁阻对磁路的影响不在磁轭部分,而是在磁通传输的磁臂部分。就仿真结果而言,包含金属外壳磁阻的“U”型平衡电枢模型增加外壳磁阻会使位移频率曲线整体降低2~3 dB左右,形状基本不变。而包含金属外壳磁阻的“E”型平衡电枢模型增加金属外壳10%磁阻会使平衡电枢的位移频率曲线低频部分降低4 dB左右,谐振频率部分位移频率曲线增加1 dB,高频部分基本不变。

## 4 结论

本文针对传统“E”型平衡电枢磁路模型不包括金属外壳磁阻的问题,提出了一个非线性磁路模型,可以分析带金属外壳磁阻的“E”型平衡电枢的阻抗和振动。结果部分对比了传统的“E”型平衡电枢模型和包含金属外壳磁阻的“E”型平衡电枢模型的仿真曲线。与“U”型平衡电枢模型不同,金属外壳磁阻对“E”型平衡电枢模型的磁阻影响主要集中在磁臂部分,这导致了金属外壳磁阻对“E”型平衡电枢位移频率曲线有一定的非线性影响。金属外壳磁阻对“E”型平衡电枢模型位移频率曲线影响主要在频率3000 Hz之前,当增加金属外壳10%磁阻会使平衡电枢的位移频率曲线低频部分降低4 dB左右,谐振频率部分位移频率曲线增加1 dB。

本文拓展了平衡电枢模型的应用范围,改进后的“E”型平衡电枢仿真模型可以很好地按照改进思

路进行仿真,具有更高的估计精度,对于组装后包含金属外壳设计的平衡电枢耳机、助听器产品降低频率响应曲线偏差具有一定指导意义。在无法彻底隔绝外壳磁阻干扰的情况下,可以应用本文模型计算“E”型平衡电枢换能器设计初期应留出的干扰余量,还可以应用本文模型分析金属外壳磁阻对“E”型平衡电枢换能器共振峰的幅值误差问题,另外,对选择“E”型平衡电枢换能器的声阻尼网选择也有一定的价值。

## 参 考 文 献

- [1] Killion M C, van Halteren A, Stenfelt S, et al. Springer, Cham. Hearing aid transducers[M]//Hearing Aids, 2016: 59-92.
- [2] Kim J H, Jiang Y W, Hwang S M. Analysis of a vibrating motor considering electrical, magnetic, and mechanical coupling effect[J]. Applied Sciences, 2019, 9(7): 1434.
- [3] 贺志坚, 奚爱军, 郑虎鸣. 动铁式受话器的原理与应用[J]. 电声技术, 2013, 37(10): 11-17, 25.  
He Zhijian, Xi Aijun, Zheng Huming. Principle and application of balanced armature type receiver[J]. Audio Engineering, 2013, 37(10): 11-17, 25.
- [4] Kim N, Allen J. How a hearing aid transducer works[C]// Proceedings of Meetings on Acoustics ICA2013. Acoustical Society of America, 2013, 19(1): 030048.
- [5] Kim N, Allen J B. On the method of Hunt's parameter calibration[J]. Hearing Research, 2016, 339: 211-212.
- [6] 蒋佳为, 夏洁, 沈勇. 入耳式耳机腔体结构的模型与优化[J]. 应用声学, 2018, 37(2): 196-200.  
Jiang Jiawei, Xia Jie, Shen Yong. The simulation of frequency response of in-ear headphones[J]. Journal of Applied Acoustics, 2018, 37(2): 196-200.
- [7] 邱士嘉, 杨磊, 游博丞, 等. 动铁单元的设计与分析[J]. 电声技术, 2016, 40(9): 22-25.  
Qiu Shijia, Yang Lei, You Bocheng, et al. The design and analysis of balanced armature driver[J]. Audio Engineering, 2016, 40(9): 22-25.
- [8] Ziolkowski M, Kwiatkowski W, Gratkowski S, et al. Static analysis of a balanced armature receiver[J]. COMPEL-The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 2018, 37(3): 1392-1404.
- [9] Jiang Y W, Xu D P, Hwang S M. Electromagnetic-mechanical analysis of a balanced armature receiver by considering the nonlinear parameters as a function of displacement and current[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(11): 1-4.
- [10] Xu D P, Lu H W, Jiang Y W, et al. Analysis of sound pressure level of a balanced armature receiver considering coupling effects[J]. IEEE Access, 2017, 5: 8930-8939.



- [11] Xu D P, Jiang Y W, Hwang S M. Analysis of the magnetization effect of permanent magnets on the nonlinear magnetic characteristic distributions of a balanced armature receiver[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 55(2): 1–5.
- [12] Xu D P, Jiang Y W, Zhang H L, et al. Fast electromagnetic analysis of a 3-d magnetic circuit in a balanced armature receiver[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 55(2): 1–4.
- [13] Jensen J, Agerkvist F T, Harte J M. Nonlinear time-domain modeling of balanced-armature receivers[J]. The Journal of the Audio Engineering Society, 2011, 59(3): 91–101.
- [14] Jensen J. Nonlinear distortion mechanisms and efficiency of miniature balanced-armature loudspeakers[D]. Kgs. Lyngby, Denmark: Technical University of Denmark, 2014.
- [15] Tsai Y T, Huang J H. A study of nonlinear harmonic distortion in a balanced armature actuator with asymmetrical magnetic flux[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2013, 203: 324–334.
- [16] Klippel W. Nonlinearities in balanced armature transducers[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2020, 148(1): 25–32.