

# 宽带变压器在压电陶瓷驱动电源中的应用

曹龙轩<sup>1</sup>,朱云龙<sup>2</sup>,金学健<sup>1</sup>,冯志华<sup>1</sup>

(1. 中国科学技术大学 精密机械与精密仪器系,安徽 合肥 230022;2. 合肥探奥自动化有限公司,安徽 合肥 230088)

**摘要:**受高压功率器件的限制,目前市场上压电陶瓷高压驱动电源较少且价格贵。变压器能够实现电压和电流的变换,合理的设计可使其在较宽的频率范围内保持良好的频率响应特性。该文研究了一种基于音频变压器的压电陶瓷高压驱动电源的实现方式,并进行了相关实验,实现了一种空载时-3 dB带宽达4 Hz~380 kHz、输出电压峰-峰值达600 V的驱动电源,可在20 kHz的频率下满负荷驱动2.5 nF的容性负载。

**关键词:**压电陶瓷;驱动电源;音频变压器;宽带;高压

**中图分类号:**TN722

**文献标识码:**A

**DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2018.03.019

## Application of Wideband Transformer to Piezoelectric Ceramics Driving Power

CAO Longxuan<sup>1</sup>, ZHU Yunlong<sup>2</sup>, JIN Xuejian<sup>1</sup>, FENG Zhihua<sup>1</sup>

(1. Dept. of Precision Machinery and Precision Instrumentation, University of Science and Technology of China, Hefei 230022, China;

2. Hefei Tan'ao Automation Co., Ltd, Hefei 230088, China)

**Abstract:** Due to the limit of high voltage power devices, the high voltage driving power for piezoelectric ceramics is still rare and expensive currently. The transformer can realize the transformation of voltage and current, and reasonable design can make it keep the good frequency response characteristic in a wide frequency range. A high voltage driving power for piezoelectric ceramics based on audio transformer is studied in this paper, and some experiments are conducted. A driving source with -3 dB bandwidth of 4 Hz~380 kHz at zero load and 600 V of peak to peak output voltage is fabricated, and it has the ability of driving a 2.5 nF capacitive load at 20 kHz at full power.

**Key words:** piezoelectric ceramics; driving power; audio transformer; wide band; high voltage

### 0 引言

压电陶瓷致动器具有控制精度高,功率密度大和无电磁干扰等优良特性,广泛应用于微位移控制、超声电机、压电变压器、声呐、超声焊接、超声切割及超声成像等领域<sup>[1-4]</sup>。对不同的应用场合,压电陶瓷使用的驱动方式也有所不同。在精密致动领域,一般需要有好的直流特性、较高及较稳定的驱动电压;超声成像领域需要有较好的高频特性,超声成像甚至需要高达吉赫兹的频率;超声焊接等领域可能需要的电压很高且功率很大,而对其直流特性并无太多的要求<sup>[5-6]</sup>。对于实验室研究来讲,一个电源很难满足所有的研究要求。这里介绍一种驱动电源,其具有较宽的频响范围及很高的驱动电压,能很好地满足在压电泵、超声马达、压电变压器、声呐、超声焊接机切割等领域的研究需求。在这些研究领域,频率一般在10 Hz~100 kHz,这个频率范围的低压

大功率放大器非常成熟,但若直接使用其驱动压电陶瓷,一般会出现电压较低的问题。

使用变压器可提高驱动电源输出电压。这种功率放大器输出端接变压器的好处是可以使用低压功率放大器提升电压,达到所需的范围,具有很大的灵活性;变压器也具有阻抗匹配的功能,通过不同的变比、抽头,可实现各种负载的匹配,很好地发挥放大器的性能。但变压器存在频响的问题:低频,无论如何都只能接近直流却不能为直流;高频,有磁芯损耗及漏感、分布电容等的影响,也不能太高。

宽带音频变压器常用作音频输出变压器,是早期电子管时代音频放大常用的一种器件,现随着技术的进步而基本被淘汰,但其优良的宽带特性是实验室压电驱动电源所需的。实践证明,对单一的、或较窄的频率段来讲,变压器耦合较易设计;而在具有几赫兹到几十千赫兹的跨度,还有需要特殊注意的

收稿日期:2017-09-05

基金项目:国家科技支撑计划基金资助项目(2015BAK34B02)

作者简介:曹龙轩(1991-),男,河南郑州人,硕士生,主要从事功率驱动电路的研究。通信作者:冯志华(1964-),男,教授,博士生导师,主要从事压电致动器与传感器、压电变压器、涡流传感、探针显微、微磁场探测的研究。

事项。

### 1 一般压电陶瓷驱动电源的驱动级结构

这里给出几种常见的压电陶瓷驱动电源后级的结构。图 1 为经典的 B 类功率放大器结构,它是一种线性放大器,具有结构简单,失真小,频带宽和峰值功率高等优点,因此应用广泛。AB 类驱动与 B 类具有一样的特性,但其具有更小的交越失真。基于这种后级放大器的一个主要缺点是效率不高,功率管发热严重。这类放大器的输出级既可使用双极三极管(Bipolar),也可使用场效应三极管,但无论使用哪类三极管,高压 P 型三极管或 P 沟道三极管都不易获取。虽然理论上可获取高压驱动电路,但实践中还会遇到很多困难。

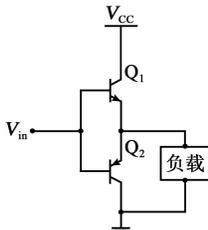


图 1 B 类放大器结构示意图

后来出现了一些在 B 类放大器的基础上进行改进的放大器,如开关式的驱动器(D 类、T 类等),使得效率大幅度提升<sup>[7]</sup>。图 2 为半桥式开关驱动后级的一般结构。由于功率管工作在开关状态,相对于线性放大,功率管本身消耗的能量很少,因此效率得到了较大的提升。由于上、下两只管子使用的都是 NPN 型晶体管或 N 沟道金属氧化物半导体(MOS)管,且此类放大器可通过 MOS 管串联的方式来提高耐压<sup>[8]</sup>,基本不存在器件耐压选择难的情况。然而,随着开关频率的提高,功率管的损耗也会上升,效率降低,因此,脉宽调制(PWM)载波频率不可能做得很高,一般为几百千赫兹。载波频率至少应在输入信号频率的 10 倍以上<sup>[9]</sup>,故此类放大器频带较窄。由于高频载波不能被完全滤除,导致输出有一定的高频纹波,此类放大器引入的失真高于线性放大器。

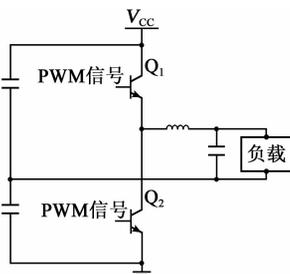


图 2 半桥式开关驱动后级结构示意图

由于上述原因,目前市场上失真小,频带宽的高压压电陶瓷驱动电源较少,且价格高,但上述技术在音频功放里得到了广泛的应用,出现了很多性能优良的放大模块,使得发烧级功放不再是奢侈品。

### 2 宽带、高压音频变压器

音频变压器专门被设计用于音频电路中传输音频信号(20 Hz~20 kHz),其一个重要作用是实现高阻、低阻电路之间的阻抗匹配,如实现高输出阻抗的电子管声频放大器(俗称胆机)和低阻抗喇叭之间的阻抗匹配。虽然音频变压器与普通电力变压器的外观相似,但音频变压器更多注重的是如何在通频带内减小信号的失真,故而在材料和制作工艺上都有着较高的要求<sup>[10]</sup>。图 3 为型号 JT-123-BMCF 音频变压器的频响特性曲线。在驱动 600 Ω 负载条件下,-3 dB 带宽可达 0.05 Hz~350.00 kHz。关于音频变压器的设计和使用,参考文献<sup>[11-12]</sup>。

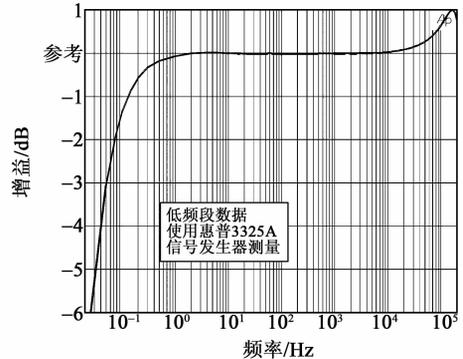


图 3 JT-123-BMCF 音频变压器的幅频特性曲线

在实际工作中,变压器总有一部分磁力线不会通过铁芯,而是通过空气闭合,产生漏感。通过将变压器的一个绕组短接,然后测量另外一个绕组的电感,所测的电感量即为被测量绕组的漏感。由于压电陶瓷可近似看作容性负载,当使用音频变压器驱动压电陶瓷时,绕组的漏感可能与压电陶瓷的等效电容发生谐振,影响压电陶瓷的正常工作。为了避开谐振,需要找到合适的工作频率区间,为此对变压器次级绕组和容性负载组成的回路进行分析,如图 4 所示。

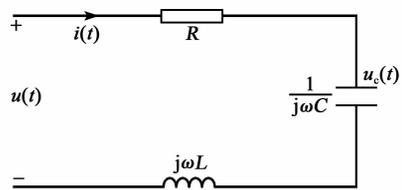


图 4 音频变压器次级回路等效电路

图 4 中, $R$  为变压器次级绕组直流电阻, $L$  为次级绕组漏感, $C$  为压电陶瓷等效电容,次级绕组上电

压  $u(t) = U\sin(\omega t)$ , 回路上电流为  $i(t)$ , 电容上电压为  $u_c(t)$ , 电容储存的电荷为  $q(t)$ 。根据基尔霍夫电压定律可得

$$i(t)R + L \frac{di(t)}{dt} + \frac{\int i(t)dt}{C} = u(t) \quad (1)$$

转换为微分方程:

$$Lq''(t) + Rq'(t) + \frac{1}{C}q(t) = U\sin(\omega t) \quad (2)$$

设系统达到稳态后, 式(2)特解为  $q(t) = Q\sin(\omega t - \varphi)$ , 代入式(2)可解得

$$Q = \frac{CU}{\sqrt{[1 - (\frac{\omega}{\omega_n})^2]^2 + (2\xi \frac{\omega}{\omega_n})^2}} \quad (3)$$

$$\tan \varphi = 2\xi \frac{\frac{\omega}{\omega_n}}{1 - (\frac{\omega}{\omega_n})^2} \quad (4)$$

式中:  $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  为无阻尼时的自由谐振角频率;

$\xi = \frac{R}{2\sqrt{C/L}}$  为阻尼系数。

令  $\lambda = \frac{\omega}{\omega_n}$ , 得到

$$u_c(t) = \frac{q(t)}{C} = \frac{U}{\sqrt{(1 - \lambda^2)^2 + (2\xi\lambda)^2}} \sin(\omega t - \varphi) \quad (5)$$

因此,  $u_c(t)$  与  $u(t)$  的幅值之比为

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{(1 - \lambda^2)^2 + (2\xi\lambda)^2}} \quad (6)$$

图5为  $\beta, \lambda$  与  $\xi$  的关系曲线图。

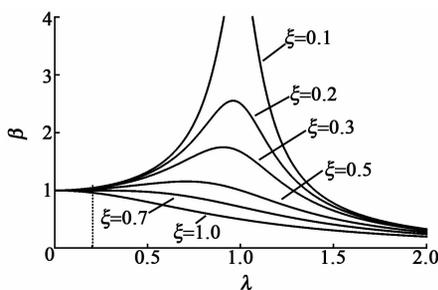


图5  $\beta$  与  $\lambda$  以及  $\xi$  的关系曲线

由图5可看出, 在阻尼较小的情况下, 为使容性负载两端的电压接近激励电压, 应使工作频率区间远低于自由谐振频率(见图中虚线左侧频率区间)。另一方面, 由于变压器具有阻抗变换的性质, 次级绕组的容性负载可以折算到初级绕组两端, 记为  $C'$ , 还需要使工作频率远离  $C'$  和初级绕组的漏感确定的谐振频率。

### 3 实验验证

#### 3.1 功率放大器特性

本实验使用的音频变压器如图6所示, 其主要参数如表1所示。使用的音频功率放大器为仿高文AB类音频功放。±50 V 供电下可输出 150 W 的功率, 在通频带内放大倍数约为 30 倍, 最大不失真输出电压约 90 V, 其幅频曲线和负载曲线分别如图7、8所示。



图6 实验中使用的音频变压器

表1 音频变压器的主要参数

	初级线圈	次级线圈
匝数	56	200
漆包线直径/mm	∅1.36	∅0.48
(漏感@10 kHz)/μH	22	1 300
直流电阻/Ω	0.3	10.0
铁芯	矽钢片, 牌号 23JH095, 尺寸 EI76, 厚度 0.23 mm, 层数 83	
总体尺寸/mm	80×65×70	
质量/kg	1.4	

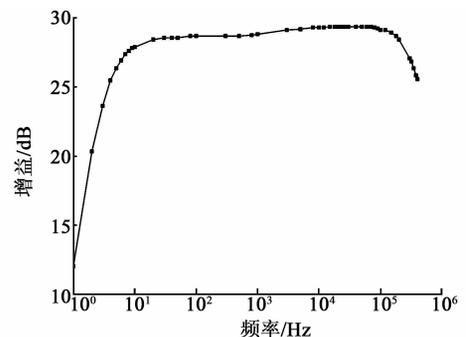


图7 功率放大器空载条件下的幅频曲线

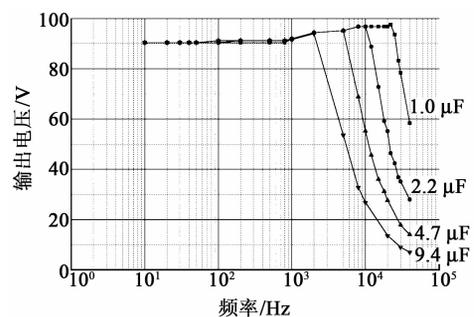


图8 功率放大器的负载曲线

由于工作频率达到 20 kHz, 故次级绕组的漏感和容性负载的谐振频率( $f_n$ )应高于 20 kHz, 这里选

择 100 kHz。由  $f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  可得  $C = \frac{1}{4\pi^2 f_n^2 L} \approx 1.95 \text{ nF}$ 。实际使用 4 个 10 nF 电容串联得到 2.5 nF 的电容。根据以上参数计算阻尼系数约为 0.007, 阻尼很小。测得次级回路谐振频率为 94 kHz, 根据变压器的阻抗变换关系可得次级电容等效到原边的电容约为  $2.5 \times (\frac{22}{3})^2 = 134 \text{ nF}$ , 由此计算出原边谐振频率约为 93 kHz, 满足要求。

### 3.2 音频变压器幅频特性曲线

在空载条件下测量了该音频变压器的幅频响应特性如图 9 所示。

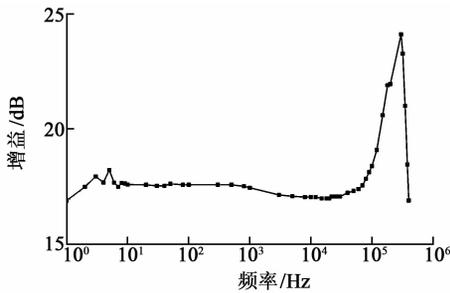


图 9 音频变压器空载幅频特性曲线

由图 9 可看到, 其 -3 dB 带宽远超过 20 Hz~20 kHz 频率范围, 由次级线圈漏感和线匝之间的分布电容确定的谐振频率约为 120 kHz。

### 3.3 驱动电源带载测试

将功率放大器的输出接音频变压器的初级, 对音频变压器次级绕组输出电压和电流进行了测量, 如图 10 所示。

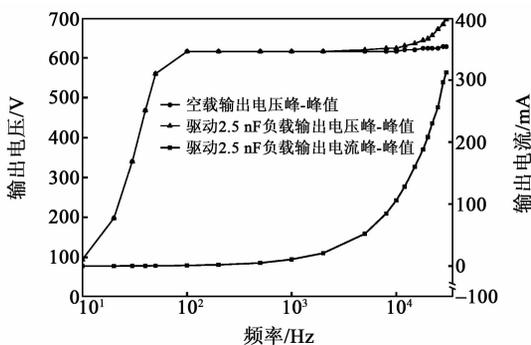


图 10 不同频率下音频变压器次级输出电流和电压曲线

以空载时次级输出电压为参考, 20 kHz 时在容性负载上因谐振而产生的误差电压为  $(648 - 624) / 624 = 3.8\%$ , 而根据式(6), 故理论误差为 4.2%, 实验结果与理论结果相符。由于图 10 中横坐标特别是低频段并未按照线性给出, 因此较难判断输出电流是否随频率线性变化, 现把 50~1 000 Hz 频率范围按照线性给出, 如图 11 所示。由图 11 可见, 两者

具有很好的线性关系。

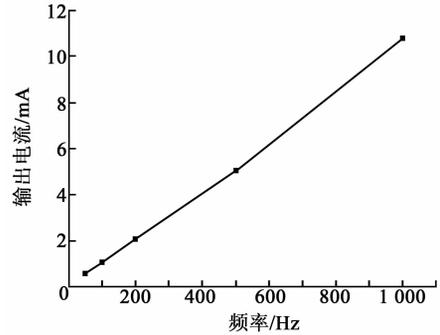


图 11 图 5 在 50~1 000 Hz 展开

由功率放大器和音频变压器组成的驱动电源整体的幅频曲线和负载曲线分别如图 12、13 所示。

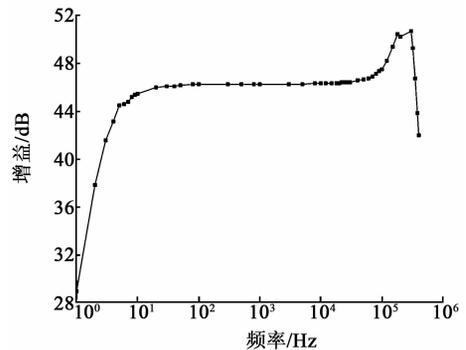


图 12 压电陶瓷驱动电源空载条件下的幅频曲线

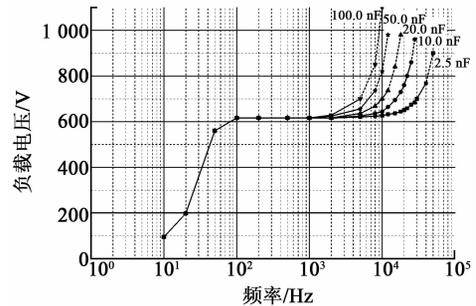


图 13 压电陶瓷驱动电源负载曲线

由图 12 可见, 空载条件下, 驱动电源整体的 -3 dB 频率范围可达 4 Hz~380 kHz。但在带容性负载的条件下, 谐振频率降低, 其 -3 dB 带宽也随之减小。实验测试表明, 带 2.5 nF 负载情况下, 其 -3 dB 带宽缩减为 4 Hz~130 kHz。由图 13 可见, 随着容性负载的增大, 次级回路的谐振频率降低。为了避免谐振, 驱动电源能够工作的上限频率必须降低。此外, 在低频段, 由于初级绕组的感抗很小, 而功放驱动能力有限, 因此必须降低功放驱动电压。

图 14 为 100 Hz 和 20 kHz 时, 带 2.5 nF 容性负载条件下变压器初级和次级绕组的波形。由图可见, 波形失真很小。在低频时初级绕组上电压较低, 是因为初级绕组在低频时的阻抗很小, 驱动电源输

出电流大,在其输出电阻上产生了较大的压降。

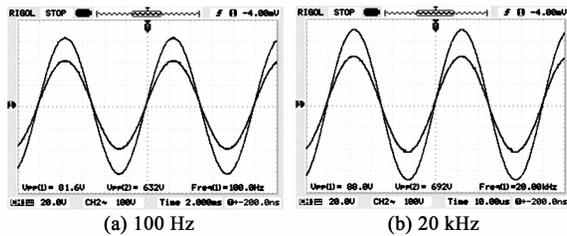


图14 带 2.5 nF 负载条件下,100 Hz 和 20 kHz 对应的初级和次级绕组波形

#### 4 结论

实验结果表明,只要工作频率远低于绕组漏感与容性负载所确定的谐振频率,通过音频变压器升压后,在较宽的频率范围内,负载上的电压都能基本保持稳定,且波形失真很小,满足多场合的应用要求。

关于音频变压器的使用还有几点需要说明:

1) 当信号频率很低时,初级绕组的阻抗很小,易造成初级绕组中电流增大,导致变压器磁芯趋于饱和,使得输出信号发生失真。为了减小低频时的失真,可以通过降低驱动电压,或进一步增大变压器的体积。变压器的体积主要取决于功率和工作的最低频率。

2) 工作频率可以不局限于音频范围。如果放大器本身的频响很好,对于高频应用的场合,可使用铁氧体材料或非晶材料取代硅钢片作为变压器的磁芯,并采取合理的设计,以进一步减小变压器磁芯的高频损耗和分布参数的影响,获得更佳的高频性能。

3) 由于变压器无法放大直流,因此,不能直接使用放大器与变压器相连接,需要隔直电容;输出端,驱动压电陶瓷时应注意不要超过退极化电压,或加直流偏置。

分析和实验表明,在低压大功率音频放大器的输出端接入合适的音频功率变压器,不仅可以获得相当高的驱动电压,而且当工作频率远低于由绕组的漏感和容性负载所确定的谐振频率时,在较宽频率范围内可获得良好的频响特性。

本文主要使用 AB 类高保真音频功放驱动变压器得到一个较高的压电元件需要的驱动电压。需要说明的是,使用这里的线性功放驱动如压电陶瓷的容性负载,会有效率低的问题,功放的大部分能力用来做无用功。如果在变压器的前端使用脉宽调制方式进行功率放大驱动,则可提高驱动效率,但变压器之前需要更好地滤波,以避免因变压器漏感与分布

参数引起的高次谐振。这一技术在很多场合特别有用,一个几千瓦甚至几十千瓦的低压音频功放不难获取,而等功率的高压压电陶瓷功放获得较难。

#### 参考文献:

- [1] 范彦平,朱灵,巫建东,等.一种压电陶瓷微位移测量的新方法[J].压电与声光,2010,32(1):82-85.  
FAN Yanping, ZHU Ling, WU Jiandong, et al. A new method of detecting the microdisplacement of PZT[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2010, 32(1): 82-85.
- [2] 李果,林书玉.一种新型阶梯盘形压电陶瓷变压器[J].压电与声光,2014,36(1):47-52.  
LI Guo, LIN Shuyu. Study on a new type of step disc piezoelectric transformer[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2014, 36(1): 47-52.
- [3] 高琦,周红生,王彤宇.一种超声手术刀推挽激励换能器的研究[J].声学技术,2016,35(6):579-583.  
GAO Qi, ZHOU Hongsheng, WANG Tongyu. A study of push-pull excitation transducer for ultrasonic scalpel[J]. Technical Acoustics, 2016, 35(6): 579-583.
- [4] 熊贵.医学超声成像压电换能器探头的研究[D].武汉:华中科技大学,2010.
- [5] 钟文斌,刘晓军,卢文龙,等.一种误差放大式压电陶瓷驱动电源的研制[J].压电与声光,2014,36(2):311-313.  
ZHONG Wenbin, LIU Xiaojun, LU Wenlong, et al. Development of an error amplifier based piezoelectric ceramic actuator[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2014, 36(2): 311-313.
- [6] 王露,杨靖,王登攀,等.大功率超声换能器匹配技术研究[J].压电与声光,2015,37(2):254-257.  
WANG Lu, YANG Jing, WANG Dengpan, et al. Research on matching technology of high power ultrasound transducer[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2015, 37(2): 254-257.
- [7] 杨力.D类音频功率放大器的研究与设计[D].成都:电子科技大学,2016.
- [8] 郭翔,江磊,范青.基于MOS管串联开关的高压脉冲电源设计[J].电源学报,2013,11(1):121-124.  
GUO Xiang, JIANG Lei, FAN Qing. Design of high voltage pulse power supply based on MOS pipe-line switch[J]. Journal of Power Supply, 2013, 11(1): 121-124.
- [9] 龚伟,周维维.D类音频功率放大器控制方式综述[J].重庆大学学报(自然科学版),2003,26(2):117-122.  
GONG Wei, ZHOU Luwei. A review on class D audio power amplifier control techniques[J]. Journal of Chongqing University(Natural Science Edition), 2003, 26(2): 117-122.
- [10] 杨泽兴.浅说胆机音频变压器[N].电子报,2008-09-25.
- [11] WHITLOCK B. Audio transformers[M]. Focal Press: Handbook for Sound Engineers, 2001.
- [12] HOFER B. Transformers in audio design[J]. Sound & Video Contractor, 1986, 17: 876.