

# 宽带水声发射系统换能器分段匹配方法研究

陈友淦<sup>1</sup>, 许肖梅<sup>1</sup>, 雷开卓<sup>2</sup>, 黄建国<sup>2</sup>

(1. 厦门大学 水声通信与海洋信息技术教育部重点实验室, 福建 厦门 361005; 2. 西北工业大学 航海学院, 陕西 西安 710072)

**摘要:** 换能器与功率放大器之间的匹配网络设计是宽带大功率水声发射系统的关键技术之一。把水声换能器、功率放大器及其联系两者的匹配网络视为一整体, 从系统的观点出发, 提出了一种分段匹配宽带水声换能器的处理方法。通过对水声换能器的导纳特性和发射电压响应的分析, 合理地选择匹配网络参数。该方法能充分发挥换能器在不同频段中的特性, 实现水声发射系统的宽频带工作。水池实验验证了该方案的有效性: 在 2 ~ 16 kHz 带宽范围内, 发射电压响应级起伏 TVR 和发射声源级起伏 SL 均得到改善, 尤其在感兴趣的 4 ~ 15 kHz 的宽带范围内, 功率因数得到显著改善, 功放管耗明显降低, 发射电压响应级起伏 TVR 从 21 dB 降到 14 dB, 发射电压声源级起伏 SL 从 24 dB 降到 7 dB, 但对功放的安全保护电路提出了更高的要求。

**关键词:** 电子技术; 通信与信息系统; 水声发射系统; 换能器; 宽频带; 分段匹配

**中图分类号:** TB565 **文献标志码:** A **文章编号:** 1000-1093(2010)03-0297-06

## Piecewise Matching Method of Transducer for Broadband Underwater Acoustic Transmitter System

CHEN You-gan<sup>1</sup>, XU Xiao-mei<sup>1</sup>, LEI Kai-zhuo<sup>2</sup>, HUANG Jian-guo<sup>2</sup>

(1. Key Laboratory of Underwater Acoustic Communication and Marine Information Technology of the Ministry of Education, Xiamen University, Xiamen 361005, Fujian, China; 2. School of Marine Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, Shaanxi, China)

**Abstract** Matching network design between the transducer and the power amplifier is one of the key techniques for the broadband, high power underwater acoustic transmitter system. Treating the transducer, the power amplifier and the matching network as one entirety, a new piecewise matching method was proposed. By analyzing the admittance characteristics and the transmitting voltage response of the transducer, the matching network parameters were chosen reasonably. With the goal of increasing transmitting bandwidth and improving power factor, the new piecewise matching method provides a good performance. The water-tank experiments show for the bandwidth of 2 - 16 kHz, both the fluctuation dynamic range of transmitting voltage response level TVR and the transmitting source level SL are well-controlled; especially for the interested bandwidth of 4 - 15 kHz, the power factor is increased and the power dissipation is reduced obviously, the fluctuation dynamic range of transmitting voltage response level TVR decreases from 21 dB to 14 dB, the fluctuation dynamic range of the transmitting source level SL decreases from 24 dB to 7 dB, however, the better protection circuit is required to the power amplifier of the system, which demonstrate the effectiveness of the system.

**Key words:** electron technology; communication and information system; underwater acoustic transmitter system; transducers; broadband; piecewise matching

**收稿日期:** 2009 - 02 - 26

**基金项目:** 国家自然科学基金资助项目 (40776022); 国家“863 计划”专项课题 (2006AA09Z108); 教育部高等学校博士学科点专项科研基金 (20090121110001)

**作者简介:** 陈友淦 (1983—), 男, 博士研究生。E-mail: chenyougan@yahoo.cn;  
许肖梅 (1960—), 女, 教授, 博士生导师。E-mail: xmxxu@xmu.edu.cn

## 0 引言

低频、宽频带、大功率水声换能器是现代水声技术发展的重要方向,也是水声技术的一个难点问题。要实现水声信号的宽频带和大功率发射,除了需要带宽性能良好的换能器阵元外,在很大程度上还取决于换能器与功放间的良好匹配<sup>[1-2]</sup>。在宽带声纳系统中宽带换能器的匹配比较困难,由于带内阻抗起伏变化不规则,难以用解析式表示,常采用的方法是多谐振法和型带通滤波器法。多谐振法在多个窄带换能器组成宽带基阵进行匹配时,效果比较好,但对于设计单个宽带换能器,多谐振法不适用;

型带通滤波器存在近似问题,而且不能匹配辐射阻,因此实际应用时效果也不是太理想<sup>[3]</sup>,仍难以满足超宽带、高分辨率海洋探测仪器的要求。传统研究宽带水声换能器匹配网络,大多数从单频点窄带信号匹配,或多谐振点的宽带匹配角度进行研究。本文从系统的观点出发,通过对发射换能器电导特性和发射电压响应的分析,结合阻抗匹配网络的基本原理,采用分频段处理的技术,充分发挥宽带换能器特性,实现换能器宽频带工作。

## 1 水声换能器匹配原理

水声发射机一般由功率放大器、匹配网络及水声换能器组成,简化结构如图 1 所示。其中虚线右侧是水声压电陶瓷换能器的一般等效电路,图中  $C_0$  是换能器的静态电容,  $C_s$ 、 $L_s$ 、 $R_s$  分别是其动态电容、动态电感和动态电阻。 $Z_0 = R_0 + jX_0$  是功率放大器的输出阻抗,一般为纯阻性,即  $X_0 = 0$ ;  $Z_1 = R_1 + jX_1$  是换能器加匹配网络后的输入阻抗;  $Z_2 = R_2 + jX_2$  是换能器本身的输入阻抗。由最大输出功率条件知,最佳的匹配条件是  $R_0 = R_1$ ,  $X_0 = X_1 = 0$ <sup>[4]</sup>。

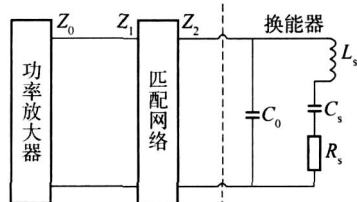


图 1 换能器等效电路

Fig 1 Equivalent circuit of the transducer

功放负载阻抗匹配的目的在于使功放的输出阻抗和负载阻抗相匹配,并使负载的功率因数最大。特别在宽带换能器匹配中,希望在换能器功率因素获得最大的同时,带内电压发射的频率响应尽可能的

平坦,换能器实际辐射信号波形尽量接近期望发射信号波形<sup>[3]</sup>。

## 2 分段匹配网络设计

### 2.1 分段设计理念

本文以压电式水声换能器作为发射换能器。压电式水声换能器是常用的水下声发射装置<sup>[4]</sup>。研究水声换能器的导纳特性和发射电压响应特性,是进行分段匹配网络设计的理论依据。

对于换能器在水中的谐振响应情况,一般通过换能器在水中的电声参数进行计算,可得到其导纳曲线和发射电压响应灵敏度曲线<sup>[5]</sup>。

工程上,一般利用阻抗分析仪获得换能器在工作频段的导纳曲线,通过实验水池标定的方式,绘制发射电压响应灵敏度曲线。

图 2 为所用换能器实测的在 1.6 ~ 16 kHz 的工作频带内的导纳曲线、发射电压响应灵敏度曲线。

由图 2(c)可见,换能器在谐振点附近的发射灵敏度最高,往两侧呈逐渐衰减趋势。根据系统要求的宽带恒功率发射的匹配准则,匹配的直接目的就是要对换能器的发射灵敏度曲线进行峰点和谷点补偿,改善其电压响应特性,最终得到一个较为平稳的发射响应曲线。

由图 2(a)、图 2(b)可见,换能器的导纳特性随着工作频率的不同,变化很激烈,给匹配网络的设计带来很大的困难,难以实现换能器宽频带范围内的工作。

若把水声换能器、功率放大器及其联系 2 者的匹配网络为一整体,从系统的观点出发,将换能器的工作频段先进行分段,继而在每一个相对窄的频段内进行匹配网络的设计,则可减轻匹配设计的难度,进而从整体上减少宽频带进行匹配的复杂度,提高了匹配的效果。

图 3 为分段匹配网络设计示意图。根据在实际中所需工作频带的要求,结合图 2 发射换能器的导纳特性曲线和发射电压响应灵敏度曲线,确定将发射换能器分为 3 个工作频段: 2 ~ 5 kHz 低频段、4 ~ 10 kHz 中频段、9 ~ 16 kHz 高频段。在各个频段内分别采用串并联复合谐振匹配等宽带匹配网络设计方法,实现分频段抗匹配。再通过变压器抽头,实现分频段阻匹配。

### 2.2 匹配网络中的抗匹配设计

抗匹配的目的在于将电抗性负载转换成电阻性负载,使负载上的有效功率(或功率因数)最大。

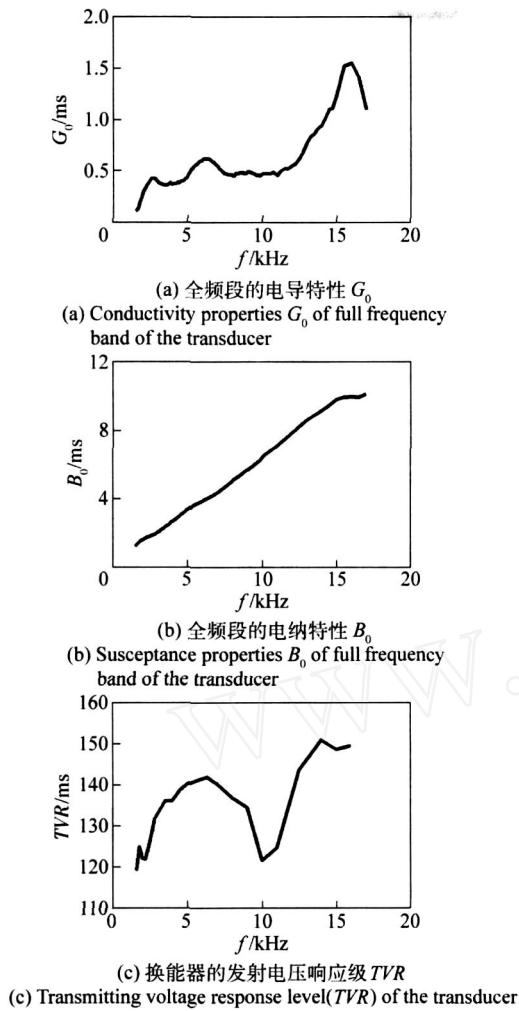


图 2 发射换能器的相关性能参数

Fig 2 The corresponding parameters of the transmitting transducer

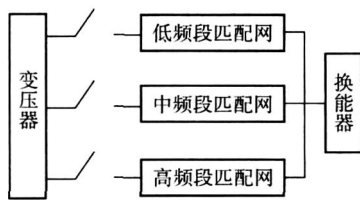


图 3 分段匹配网络设计示意图

Fig 3 Schematic diagram of the piecewise matching network design

采用的匹配网络电路形式如图 4(a)所示,其中用  $C_s, L_p$  在低频端对换能器进行补偿,它们的值比较大;用  $L_s$  与换能器本身的  $C_z$  对换能器的高频段进行补偿,  $L_s$  的值较小;电阻  $R$  与换能器并联以减小负载电阻的变化范围<sup>[1,6]</sup>。

相对于低频端,由于  $L_s, C_z$  的值比较小,其作用可以忽略,同时换能器与  $R$  并联后其电阻值在低频

端的一定范围内可看作是一个定值。网络低频端简化后的电路图见图 4(b)。该电路的 AB 端等效阻抗为

$$|Z| = \sqrt{\frac{Q^2}{X^2} + \left[1 - \frac{1}{X^2}\right]^2} / \left[1 + \frac{1}{Q^2 \cdot X^2}\right] \times R, \quad (1)$$

式中:  $Q = 1/2 \cdot f_0 C_s R$ ;  $X = f/f_0$ ,  $f_0$  为换能器的谐振频率。

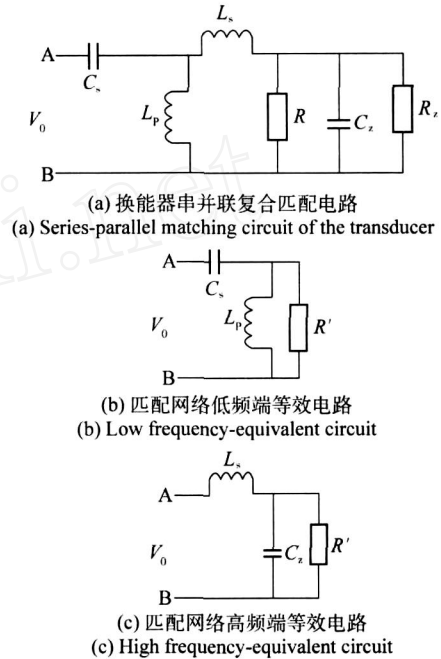


图 4 换能器串并联复合匹配等效电路分析

Fig 4 Analysis of the series-parallel matching equivalent circuit for the transducer

电路的低频响应为

$$K_L = 1 / \sqrt{[1 - (1/X^2)]^2 + Q^2/X^2}. \quad (2)$$

对抗阻和响应增益取导数可知,当  $Q = 1.555$  时,该网络有最平坦的阻抗特性;当  $Q = 1.414$  时该网络有最平坦的电压响应增益。

一般来讲,在低频端换能器的阻抗比较大而发射电压响应比较小,所以可适当选择较大的  $Q$  值,使网络的等效阻抗减小而响应增益提高,这样就可对换能器的低频端进行补偿。选定  $Q$  和  $f/f_0$  的值后,可求出

$$L_p = QR / 2 f_0, \quad (3)$$

$$C_s = 1/4 \cdot 2 f_0^2 L_p. \quad (4)$$

相对于高频端由于  $C_s, L_p$  的值比较大,  $C_s$  相当于短路,  $L_p$  相当于开路,网络高频端简化后的电路图见图 4(c)。该电路的 AB 端等效阻抗为

$$|Z| = \sqrt{[Q^2 X^2 + (1 - X^2)^2] / [1 + (X/Q)^2]} \times R, \quad (5)$$

式中:  $Q = 2 f_0 C_s / R$ ,  $X = f / f_0$ .

电路的高频响应为

$$K_H = 1 / \sqrt{(1 - X^2)^2 + Q^2 X^2}. \quad (6)$$

对阻抗和响应增益取导数可知,当  $Q = 1.555$  时,该网络有最平坦的阻抗特性,当  $Q = 1.414$  时该网络有最平坦的电压响应增益。因为  $C_z$  为换能器的等效并联电容,其值为一个随频率变化的变量,在高频端可近似为一个变化不大的值,选定  $Q$  和  $f/f_0$  的值后,可求出

$$L_s = QR / 2 f_0. \quad (7)$$

### 2.3 匹配网络中阻的匹配设计

阻匹配的目的在于将换能器的辐射阻(有功电阻)通过变压器变换到一个合适的值,使之与发射机的输出阻相接近,进而达到功放输出的电压和电流利用系数最高。

如图 3 所示的分段匹配设计理念,在分频段进行设计匹配网络时,需要通过在变压器的次级加入抽头来匹配输出阻抗。设计时,将发射换能器的工作频段分为 3 段,对于每个频段均存在最佳负载的情况,故需要从变压器的次级引入 3 个抽头,以适应各个频段的最佳匹配。工作时,只需根据所需的工作频段通过调节档位即可实现最佳匹配。具体每个频段的变压器设计方法如下<sup>[6]</sup>:

假设设计要求的输出功率为  $P_{OUT}$ ,考虑到变压器等的损耗和  $P_{OUT}$  的余量,通常  $P_{OUT}$  要乘以一个系数,一般取 1.5,即功放管输出的电功率  $P_{OUT} = 1.5 P_{OUT}$ 。对 OCL 功率放大器有:

$$P_{OUT} = \frac{(V_S - V_{CE})^2}{2R_{pr}}, \quad (8)$$

式中:  $V_S$  为功放管的供电电压;  $V_{CE}$  为功放管压降;  $R_{pr}$  为变压器初级电阻。根据最大负载功率  $P_{Lmax}$ 、功放耗散功率  $P_{Dmax}$  选择合适功放管的供电电压  $\pm V_S$ , 而进行调谐匹配后负载的等效电阻为  $R_e$ , 则变压比  $N$  由下式确定:

$$1/N = \sqrt{\frac{R_{pr}}{R_e}}. \quad (9)$$

在制作变压器时应注意以下<sup>[3]</sup>:

1) 适量选取工作磁通密度。磁通密度越大,变压器的上限频率就越高,这有助于提高变压器的带宽,但是磁通密度跟线圈的匝数和磁芯的导磁率成正比,为了减小线圈的匝数以减小直流电阻,应选择

导磁率高的铁芯,这对减小变压器体积和质量都是有利的。一般要低于铁芯饱和磁通的 1/3

2) 初级电感量要足够大。初级电感量过小会导致励磁电流过大,增加变压器的损耗,使变压器发热。变压器温度升高会引起饱和磁通的降低。应满足:  $L_{pr} \geq 15R_{pr}$

3) 频率较高时选用多股导线并绕。由于集肤效应的影响,变压器高频工作时铜线的电阻会增加,引起导线损耗增大,使变压器升温。可使用多股细导线并绕的方法来解决这个问题。

### 3 水池实验结果及分析

按照上面所介绍的方法进行功放与换能器间的匹配网络设计,可初步确定匹配网络的参数。然后再对不同频段、不同功率情况进行验证,由于小信号和大功率情况下发射换能器的特性会有变化,需对网络参数做进一步的修正。于 2008 年 12 月进行了水池实验。具体的工作方法是:

1) 针对研制的 2~16 kHz 宽带换能器,首先通过阻抗分析仪测得其  $G, B$  和通过水池实验获得未匹配时的发射电压响应级  $TVR$ , 测试结果如图 2 所示。发射换能器阻抗复角在带宽内低端和高端最大值可达 80 多度。发射电压响应级  $TVR$  是在小信号(文中输入信号电压为 60 mVpp, 14 kHz 以上的为 30 mVpp) 情况下测得,由图 2(c) 可见在 2~16 kHz 频带内  $TVR$  的起伏范围可达 30 dB。

2) 分段匹配网络在水声信号发射机使用时,首先根据发射信号所处的频段范围,选择合适的工作频段。考虑根据阻抗特性和谐振点,取 2.5 倍左右频段,将 2~16 kHz 划分 2~5 kHz 低频、4~10 kHz 中频、9~16 kHz 高频这 3 个频段分别进行匹配,相关测试参数见表 1。

图 5 为水池实验测试结果。表 2 为研制的宽带换能器在传统匹配(采用传统串并联复合匹配)和分段匹配 2 种情况下的水池实验结果对比。

分析图 5(a)、图 5(b) 和表 2 低频段的测试数据,可以看到发射声源级起伏较大,输出功率太小,输出电流太小,说明串联电感太大。

由图 5(c)、图 5(d) 和表 2 中频段的测试数据可以看到:输出功率很大,发射声源级的起伏比低频段要平坦得多。在 4~15 kHz 的频带范围内发射声源级都在 177 dB 以上,比预期的 4~10 kHz 的中频带要宽得多,且频带内的发射电压响应级起伏仅有 7 dB 左右,但是中心频率上漂,说明调谐电感稍小。

表 1 分段匹配网络中各个频段的测试参数

Tab 1 Parameters of the piecewise matching network method measured in the different frequency bands

参数	低频段匹配	中频段匹配	高频段匹配
输入信号电压 $U_{pp}/V$	0.9	0.9	0.9
输入信号波形	50 个正弦脉冲 重复周期 1 s	50 个正弦脉冲 重复周期 1 s	50 个正弦脉冲 重复周期 1 s
匹配阻抗档位 /	450	450	300
换能器与 水听器间距 $d/m$	4.1	4.1	4.1
水听器放大器 增益 /dB	40	40	40

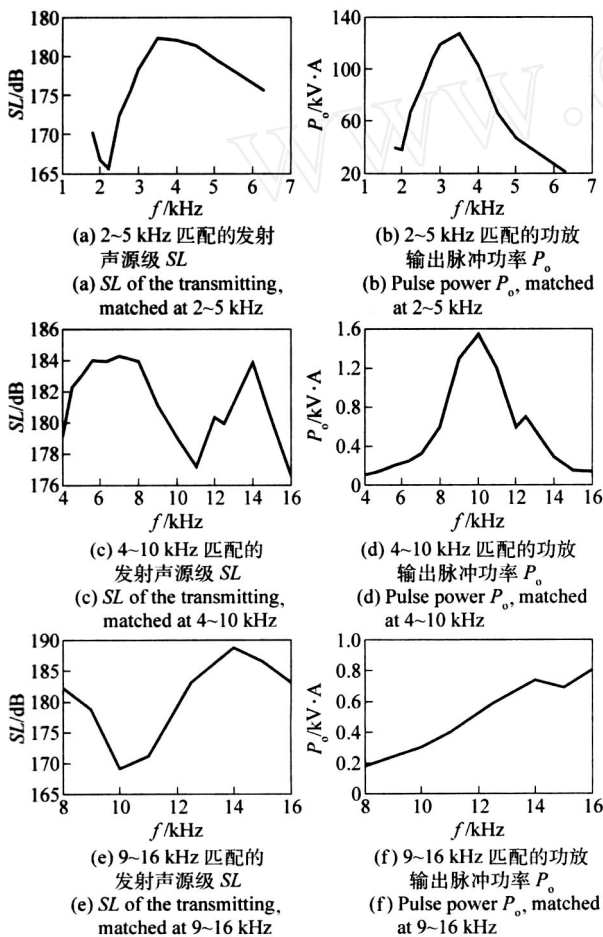


图 5 分频段匹配水池实验测试结果

Fig 5 The water-tank experimental results with the piecewise matching network method

值得注意的是,由图 5 (d)中可知,在 10 kHz 附近,功放输出功率达到 1 500 V · A 左右,应当注意功放的安全保护。

分析图 5 (e)、图 5 (f)和表 2 高频段的测试数据,可得出结论:输出功率合适,但起伏太大,中心频率上漂,说明调谐电感太小。

表 2 传统匹配和分段匹配水池实验结果对比

Tab 2 Comparison of water-tank experiment results between the traditional matching network method and the piecewise matching network method

类型	传统匹配	分段匹配		
		低频段	中频段	高频段
发射电压响应 $TVR/dB$	117 ~ 138	119 ~ 138	125 ~ 139	122 ~ 139
发射声源级 $SL/dB$	155 ~ 178	165 ~ 182	177 ~ 184	170 ~ 188
带内起伏 $TVR/dB$	21	19	14	17
带内起伏 $SL/dB$	24	17	7	18
发射带宽 /kHz	1.6 ~ 16	1.8 ~ 6	4 ~ 15	8 ~ 16.5
输出脉冲功率 $P_o/V \cdot A$	30 ~ 800	32 ~ 125	200 ~ 1 500	200 ~ 800

由表 2 的水池实验对比数据可见:在预期的中频段 4 ~ 10 kHz 的宽带范围内 (实际达到 4 ~ 15 kHz),带宽内发射电压响应级起伏  $TVR$  从传统匹配的 21 dB 降到 14 dB,发射声源级起伏  $SL$  从 24 dB 降到 7 dB,匹配结果满足水声遥测遥控要求。但是低频和高频段不理想,有待进一步进行调整参数加以改进。

鉴于中频段测试效果较好,于是进一步在中频段进行连续功率输出实验,将表 2 中的脉冲输入信号波形改为连续输入的正弦波形,其余参数保持不变,测试结果如表 3 所示。

由表 3 可见,匹配电路的功率因数除了 4 kHz 为 0.207 9 比较低以外,其余的均在 0.75 以上,较传统匹配的功率因数要高,这使得功放管耗明显降低,供电效率得以提高。此外,在发射频率超过 12.5 kHz 的时候,因系统过热,出现故障,说明在连续波形输出的情况下,对功放的安全保护提出了更高的要求。

此外,还可通过采用信源均衡技术实现宽带换能器的阻匹配补偿,主要有开环和闭环 2 种均衡方法<sup>[3]</sup>。

表 3 中频段匹配连续功率输出水池实验结果

Tab 3 The water-tank experimental results with CW output power in the middle frequency band

发射频率 $f/\text{kHz}$	功率因数 $\cos$	输出功率 $P_0/\text{W}$	发射电压响 应 $\text{TVR}/\text{dB}$	发射声源级 $\text{SL}/\text{dB}$
4.0	0.2079	19.76	131.59	176.84
4.5	0.9781	23.49	132.95	178.57
5.0	0.9997	34.03	133.85	180.46
5.6	0.9990	41.17	135.02	181.83
6.3	0.9563	54.97	133.47	181.04
7.0	0.7547	82.66	130.28	178.98
8.0	0.9563	208.62	128.79	180.39
9.0	0.9945	425.15	125.59	179.34
10.0	0.8572	401.04	122.72	175.35
11.0	0.8829	192.74	117.84	166.56
12.0	0.8746	134.62	122.23	168.76
12.5以上	系统过热,出现故障			

#### 4 结论

将换能器的工作频段进行分段匹配,在每一个相对窄的频段内进行匹配网络的设计,减轻了匹配设计的难度,提高了匹配的效果。水池实验表明,在 4~15 kHz 的宽带范围内,功率因数得到改善,功放管耗明显降低,供电效率得以提高,并且带宽内发射电压响应级起伏 TVR 从传统匹配的 21 dB 降到 14 dB、发射声源级起伏 SL 从 24 dB 降到 7 dB,匹配结果满足水声遥测遥控要求。分段匹配形式在改善功率因数和发射声源级平坦度、降低功放耗散功率等方面均有满意的效果。但对功放的安全保护电路提出了更高的要求。当然,目前低频段和高频段的匹

配还不是很理想,有待通过调整参数加以改进。但是这种设计思想对充分利用发射换能器的特性,进行换能器和功率放大器之间的最佳匹配设计具有重要的工程实践指导意义。

#### 参考文献 (References)

- [1] 吴运发. 水声宽带换能器匹配技术研究 [J]. 声学技术, 2000, 9(2): 87 - 89.  
WU Yun-fa Technology research on match of wide band underwater acoustic transducer [J]. Technical Acoustics, 2000, 9(2): 87 - 89. (in Chinese)
- [2] Montgomery T C, Meyer R J, Bienert E M. Broadband transduction implementation and system impact [C]. Oceans Conference Record (IEEE), Oceans 2007 MTS/IEEE Conference Vancouver: IEEE, 2007: 1 - 5.
- [3] 徐亚军. 数字功放与宽带匹配技术研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2006.  
XU Ya-jun Research on digital power amplifier and broadband matching [D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2006. (in Chinese)
- [4] 林书玉. 超声换能器的原理及设计 [M]. 北京: 科学出版社, 2004: 250.  
L N Shu-yu The theory and the design of ultrasonic transducer [M]. Beijing: Science Press, 2004: 250. (in Chinese)
- [5] 张文波, 王明洲, 郝保安. 一种多模宽带水声换能器设计 [J]. 鱼雷技术, 2008, 16(2): 31 - 33.  
ZHANG Wen-bo, WANG Ming-zhou, HAO Bao-an A design of multiple-mode broadband underwater tonpilsz transducer [J]. Torpedo Technology, 2008, 16(2): 31 - 33. (in Chinese)
- [6] 陈航, 腾舵, 钱惠林. 宽带换能器电匹配网络设计方法 [J]. 声学技术, 2007, 26(5): 954 - 957.  
CHEN Hang, TENG Duo, QIAN Hui-lin Technology research on electricity matching for broadband transducer [J]. Technical Acoustics, 2007, 26(5): 954 - 957. (in Chinese)