

高效率小型电磁脉冲声源

华乐荪 胡嘉忠 冯裕章

(中国科学院东海研究站)

为了克服小型电磁脉冲声源转换效率很低的缺点,提出两种设想:1. 利用薄板的高阶共振模式以提高效率,并通过适当安排高阶共振频率和策动力频谱主峰相对位置的办法以保证足够宽的频带;2. 增加反向二极管以提高储能器的电路转换效率。

经过分析和实验,根据上述设想设计的声源,获得了较为满意的结果。和原型声源相比,电声转换效率提高16—24分贝。声辐射的频带可宽达2倍频程以上。电路转换效率也比原型提高一倍。

一、引言

在强功率宽频带声源中,电磁脉冲声源具有无气泡脉冲、重复性好、结构简单、安全和寿命长等优点。六十年代初,它就被使用于海底测绘的剖面仪之中^[1]。其后,在有关这种声源技术和理论分析方面不断得到发展^{[2]、[3]}。七十年代中,我国在海底电缆地质调查中也成功地应用了这种声源⁴。目前国际上较有代表性的电磁脉冲声源是美国EG & G公司的Uniboom系列和加拿大HUNTEC公司的DTS声源^{[5]、[6]},它们都是高分辨率海底地层剖面仪的组成部分。

典型的双面辐射式电磁脉冲换能器结构如图1所示。换能器主体由环氧树脂密封的盘形线圈基板和两块高导电率金属板组成,四周的螺栓和弹性件可保证板在静止时能够紧贴在盘形线圈基板上。

声源的工作原理如下:换能器线圈在强大的脉冲电流激励下产生很强的瞬变磁场,磁场在金属中感应出很强的涡流,涡流受到的洛伦兹力使金属板向外运动,辐射出强而短促的声

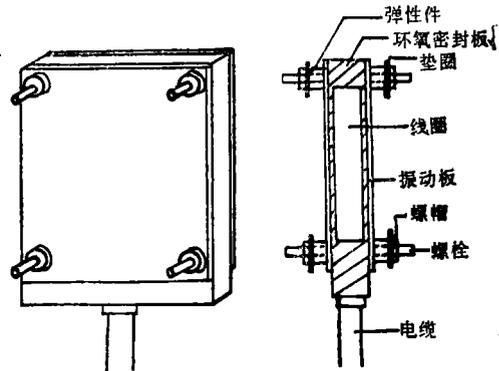


图1 电磁脉冲换能器的典型结构

脉冲。

这种声源的不足之处在于:电声转换效率很低,且和储能电容的储能量 $CE^2/2$ 成正比,因而小储能量时效率更低。为了使设备小型化,必须解决小储能量时的效率问题。

本文所探讨的是提高振动系统电声转换效率和储能电路转换效率的途径,并提出高效率小型电磁脉冲声源的方案设想,还通过实验证实了这些设想的正确性。

二、换能器电声转换效率的问题

1. 电磁脉冲换能器的振动系统分析

根据电磁脉冲换能器的工作机理可以画出如图 2 所示的振动系统原理图。其中：

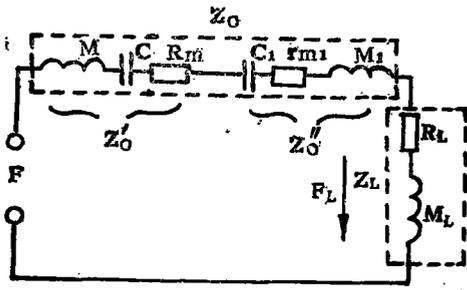


图 2 振动系统原理图

Z_0' ——振动板及其附件的力阻抗； M 、 C 、 R_m 分别为等效质量、顺性和阻尼，其数值与板及其附件的尺寸、弹性模量、边界条件等有关；

Z_0'' ——板和线圈基板间的介质层的力阻抗； M_1 、 C_1 、 R_{M1} 分别为等效质量、顺性和阻尼，其数值与振动板和基板之间的缝隙大小、面积以及所充介质的粘滞性等有关；

Z_L ——声辐射阻抗； R_L 和 M_L 分别为辐射阻和附加质量，其大小与振动板线度和波长之比以及障板大小等有关；

F ——策动力，由激励电流 $i(t)$ 决定³：

$$F = Bi^2(t)$$

式中 B ——是与结构以及板至线圈的相对距离有关的系数。

分析图 2 可以得到：

输出声功率

$$W_a = \left| \frac{F}{Z_0 + Z_L} \right|^2 \cdot R_L \quad (1)$$

其中 $Z_L = r_L + j\omega M_L$,

$$Z_0 = Z_0' + Z_0'' = \left(R_M + j\omega M + \frac{1}{j\omega c} \right) + \left(R_{M1} + j\omega M_1 + \frac{1}{j\omega c_1} \right)$$

阻尼 R_M 和 R_{M1} 消耗的功率

$$W_R = \left| \frac{F}{Z_0 + Z_L} \right|^2 (R + R_1) \quad (2)$$

按定义，机声转换效率 $\eta_{AM} = \frac{W_a}{W_a + W_R}$ ，

将式(1)和(2)代入得

$$\eta_{AM} = \frac{R_L}{R_L + R_m + R_{m1}} \quad (3)$$

策动力 F 所给出的总机械功率应是 $W_a + W_R$ ，即

$$W_M = \left| \frac{F}{Z_0 + Z_L} \right|^2 (R_m + R_{m1} + R_L) \quad (4)$$

在 Z_0 和 Z_L 的力抗部分等于零时，即 $j\omega M + \frac{1}{j\omega c} + j\omega M_1 + \frac{1}{j\omega c_1} + j\omega M_2 = 0$ 时，发生机械共振，因而 W_a 、 W_M 都达到极大值：

$$W_{amax} = |F|^2 \frac{R_L}{(R_M + R_{M1} + R_L)^2} \quad (1a)$$

$$W_{Mmax} = |F|^2 / (R_M + R_{M1} + R_L) \quad (4a)$$

而共振频率为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{M'C'}} \quad (5)$$

式中 $M' = M + M_1 + M_L$, $C' = \frac{c \cdot c_1}{c_1 + c}$

偏离共振点时功率变化的归一化关系式

$$\frac{W_M}{W_{Mmax}} = \frac{W_a}{W_{amax}} = \frac{1}{1 + Q_M^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2} \quad (6)$$

式中 $WQ_M = \omega M' / R'$, ($R' = R_L + R_m + R_{m1}$) 是振动系统品质因数，而由 $Q_M \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = 1$ 确定的半功率点带宽可近似表示为：

$$\Delta E \approx f_0 / Q_M \quad (7)$$

由于板的运动，板和线圈基板的相对距离就起变化，对电路的反作用也起变化，这相当于在电路中引入了动生阻抗

$$Z_{mot} = r_{mot} + jX_{mot}$$

因为动生电阻 r_{mot} 消耗的电能，就是策动力所作的总机械功，所以换能器的机电转换效率 η_{ME} 应是：

$$\eta_{ME} = \frac{r_{mot}}{r_{mot} + r_0} = \frac{1}{1 + r_0 / r_{mot}} \quad (8)$$

式中 r_0 ——为板静止时换能器的欧姆电阻。

2. 提高原型换能器效率的途径

A、机声转换效率 η_{AM}

从式(3)知道，摩擦力阻 R_m 和 R_{m1} 越小，则

机声转换效率越高。图1所示换能器入水后,密合的振动板和环氧线圈基板之间的缝隙内将充有一薄层的水。当板在力F作用下向外运动时,必须克服这一表面的水层张力以及水在细缝中运动时所遇到的摩擦阻力做功,此即 R_{M1} 所表示的机械损耗。如在振动板和线圈板之间留有空气腔,则此种损耗即可基本去除。因为密封的空气腔基本上可看作顺性元件,其力阻抗 Z_0'' 可用一个 C_1 来表示,而 R_{M1} 则趋近于0。

B、机电转换效率 η_{ME}

由式(8)知道,此效率取决于 r_0/r_{mot} 。由于电磁脉冲换能器 $r_{mot} \ll r_0$,因此式(8)可简化为

$$\eta_{ME} \approx r_{mot}/r_0$$

显然,增加 r_{mot} 或减小 r_0 都能提高 η_{ME} 。 r_0 系由盘形线圈、联接电缆以及振动板的折合欧姆电阻等组成。盘形线圈的铜带厚度由基阵尺寸和所需电感量L确定,只有宽度可以调节。适当增大铜带宽度和联接电缆芯线直径,有利于提高 η_{ME} 而选用电阻率小的板材和加大板厚则可以减小涡流电阻。但这些都只能在合理的范围内进行。

相对地说,由于 $r_{mot} \ll r_0$,因此增加动生电阻的潜力很大。按常规设计的电磁脉冲换能器,振动板一般作为刚性活塞处理^[7],振动系统在远离共振的区域工作,这是能够辐射短促声脉冲的依据。但从式(4)可知,此时策动力给出的机械功率 W_M 很小,即动生电阻很小,所以 η_{ME} 很低。如果使振动系统工作在共振点,则 W_M 、 η_{ME} 都达到最大值,问题是偏离共振点时,功率就下降;而一般共振系统 Q_M 则较高,所以 $\Delta F/f_0$ 不可能很大,这样就失去宽带声源的主要特点。

3. 在效率和频带之间的折衷

根据振动理论^{[8] [9]},受激发的薄板,除了基频之外,还可能存在着许多高阶共振频率。对圆板为:

$$f_{01} = A \left(\frac{t}{R^2} \right) \sqrt{\frac{Q}{\rho(1-\sigma^2)}}$$

$$\begin{aligned} f_{02} &= 3.91f_{01}, & f_{03} &= 8.75f_{01}, \dots\dots \\ f_{11} &= 2.09f_{01}, & f_{21} &= 3.43f_{01}, \dots\dots \\ f_{12} &= 5.98f_{01}, & f_{22} &= 8.74f_{01}, \dots\dots \end{aligned} \quad (9)$$

式中 Q —弹性模量; ρ —材料密度; σ —泊松比; A —边界条件决定的常数; R —圆板半径。

这些频率中, f_{01} 、 f_{02} 、 f_{03} 等是具有波节圆的振动模式的频率,其余为具有波节线的振动模式的频率。在远场声轴上看,前者形成共振峰,后者形成反共振峰^[8]。实践证明,在 f_{02} 、 f_{03} 等高阶共振频率上激发,机械品质因数比在 f_{01} 上低得多。因此,存在着效率和带宽之间求得折衷解决的可能性。具体设想是:利用 f_{02} 和 f_{03} 激发振动,同时控制激励电路参数使得策动力的频谱主峰处在 f_{02} 和 f_{03} 之间合适的部位,以保持足够平坦和宽广的声辐射谱特性。

4. 实验结果

根据以上分析,将图1换能器振子按图3进行改装。圆形薄板由10毫米硬铝板加工而成,O形密封圈装入方形槽中,四周用螺帽压紧以保证水密。板的厚度 t 则根据趋肤深度决定。铝板在1.5千赫时趋肤深度为2.1毫米,1千赫时为2.65毫米。实验中,选取1,1.5,2,

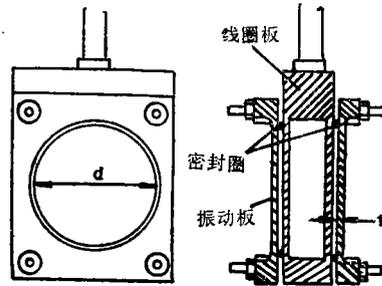


图3 改进的电磁脉冲换能器结构

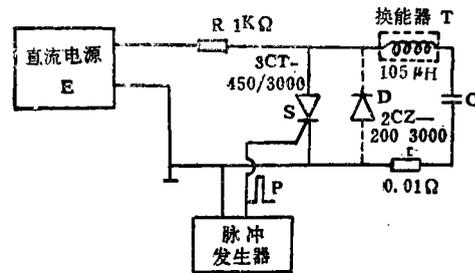


图4 实验声源电路

表 1 在振子采取改进措施前后所测得的声压值比较

板厚 (毫米)	1	1.5	2	3
有改进措施时声压 P_1 (微巴)	9.0×10^3	10.5×10^3	10.6×10^3	8.8×10^3
无改进措施时声压 P_0 (微巴)	1.7×10^3	2×10^3	1.6×10^3	2.5×10^3
P_1/P_0	5.3	5.2	6.6	3.5

3 毫米四种厚度以便比较。由于原型换能器基板的横向尺寸为 140 毫米, 故直径尽最大可能取为 120 毫米。实验线路及元件数值见图 4, 直流电压 $E=280$ 伏。由图 3 所示的三个振子串联后的电感为 105 微亨, 与 100 微法储能电容组合的电路谐振频率为 1.6 千赫。待测的一个振子置于水中, 其余两个振子置于空气中, 测量声压用水听器置于发射振子前 1.2 米处声轴上。另有加速度计贴在振动板中心, 用于测量加速度波形。

先测量改进后的声压峰值 P_1 , 然后去除 O 形密封圈(空气腔)和边界约束, 再测量此时的峰值声压 P_0 , 结果列于表 1。

表 1 数据说明, 改进措施对提高单个振子的电声转换效率有明显效果。2 毫米板声压峰值提高最多, 达 6.6 倍, 相当于电声转换效率提高到 43.6 倍(16.4 分贝)。

但板厚和声压峰值的关系比较复杂, 它可以从两方面影响声辐射:

1. 策动力。板厚薄于趋肤深度, 增加板厚可使涡流电阻减小, 因而策动力会有所提高; 板厚超过趋肤深度后, 策动力趋于定值。在本实验所取的电路参数下, 激励电流中心频率为 1.6 千赫, 相应趋肤深度为 2.1 毫米, 因而板厚在 2 毫米以下时, 策动力将随着板厚的增加而增大, 而 3 毫米和 2 毫米时的策动力则可认为相差不多。

2. 机械振动系统的参数。对于圆形板, 从式(9)知道, 机械共振频率和板厚一次方成正比, 且和边界条件有关。在所取直径下, 2 毫米板的 f_{02} 在 3 千赫附近, 和策动力主频 3.2 千赫比较接近, 激励效果较好, 所以声压主峰预计会出现最大值; 而 3 毫米板的 f_{01} 在 1.5 千赫附

近, 靠近工作频段, 因此将吸收相当大一部分能量而形成较大余响, 以致使声压主峰(强迫振动)反而比 2 毫米时为小。

去除边界约束和空气腔后, 首先由于阻尼 R_{m1} 的大量增加, 其次由于边界约束, 铝板的振动频率 f_{01} 、 f_{02} 远在工作频段以下, (大致可认为工作于质量控制区, 情况和图 1 原型振子接近), 电声转换效率明显降低。当然, 高阶共振反共振模式还是存在, 因而声压随板厚的变化还是有起伏的。

用加速度计测得的波形和预想一致, 除了电激励所致受迫振动之外, 出现了持续期比受迫振动长许多倍的低频余响, 尤以 3 毫米板更为明显。但如 f_{01} 远离工作频段, 则余响较小, 而且在接收端很容易用滤波器滤除。

三、声源电路转换效率的问题

1. 等效电路分析

首先假设: 放电期间, 开关 S 和储能电容 C 的损耗可忽略不计, 放电开始瞬间 C 上电压为 E; 放电回路电阻 r 远小于充电限流电阻 R; 充电期间开关 S 完全断开。

根据这些假设和图 4, 可以画出图 5 所示充放电期间的等效电路, 图中: E—直流电压, R—充电限流电阻, C—储能电容, T—换能器, S—导电开关。

分析充电期间的等效电路可知

$$i_{充} = \frac{(E - U_{c0})}{R} e^{-t/RC} \quad (10)$$

其中 U_{c0} 为开始充电瞬间电容上电压

$$u_c = E - (E - U_{c0}) e^{-t/RC} \quad (11)$$

放电期间的回路方程为

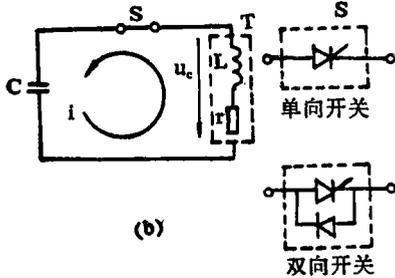
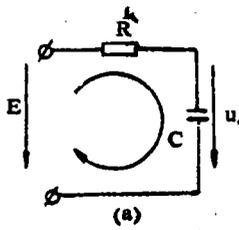


图 5 声源等效电路

(a) 充电期间 (b) 放电期间

$$\frac{1}{C} \int i_{\text{放}} dt + L di_{\text{放}} + R i_{\text{放}} = 0$$

其初始条件为: $t=0$ 时, $u_c = E$, $i_{\text{放}} = 0$, 此方程在 $\sqrt{L/C} > r/2$ 时有解为

$$i_{\text{放}} = -\frac{Ee^{-\omega t/2Q}}{QR(1 - e^{-\pi/2Q})} \sin \omega t \quad (12)$$

$$u_c = Ee^{-\omega t/2Q} \left[\cos \omega t + \frac{1}{2Q} \sin \omega t \right] \quad (13)$$

其中: $\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$, $Q = \omega L/R$

2. 储能器的电路转换效率 η_e

储能器的电路转换效率 η_e 定义为: 馈给声基阵的电能 W_e 和直流电源消耗的总电能 W 之比, 即

$$\eta_e = W_e / W_1 \quad (14)$$

据假设, C 在放电前储有电能 $W_{c1} = CE^2/2$, 放电结束时剩有电能 $W_{c2} = Cu_c^2/2$, 显然 $W_{c1} - W_{c2}$ 即馈给声基阵的电能 W_e , 所以

$$W_e = \frac{CE^2}{2} [1 - (u_{c0}/E)^2] \quad (15)$$

整个充电过程中 R 消耗的电能 $W_R =$

$\int_0^\infty i_{\text{充}}^2 R dt$, 以式(10)代入可算出

$$W_R = \frac{C(E - U_{c0})^2}{2} \quad (16)$$

直流电源消耗的电能应是充电电阻消耗的电能 W_R 及馈给声基阵电能 W_e 之和, 即 $W = W_R + W_e$, 以式(15)、(16)代入, 得

$$W = CE^2(1 - U_{c0}/E) \quad (17)$$

再以式(15)、(17)代入式(14)后, 有

$$\eta_e = \frac{1}{2} (1 + U_{c0}/E) \quad (18)$$

因此, 储能器的电路转换效率 η_e 是放电过程结束瞬间电容电压 U_{c0} 的线性函数。

以下讨论 3 种情况:

1. $U_{c0}/E = 0$: 从式(15)、(16)知道, 馈给负载的电能和充电电阻消耗的电能, 都等于 $CE^2/2$, 所以 $\eta_e = 0.5$ 。

2. $U_{c0}/E < 0$: 意味着电容器充电过程从负电压开始, 由式(10)知, $i_{\text{充}}$ 比 $U_{c0} = 0$ 时大, $\eta_e < 0.5$ 。且 U_{c0} 负得越多, 效率越低。当 $U_{c0}/E = -1$ 时, 表明放电过程完全没有消耗能量(纯电抗)但 W_R 则是情况 A 的 4 倍, $\eta_e = 0$ 。

3. $U_{c0}/E > 0$: 充电过程从某正电压开始, 从式(10)、(16)可知, $i_{\text{充}}$ 和 W_R 较第一种情况为小, $\eta_e > 0.5$ 。 U_{c0}/E 越大, 效率越高。 $U_{c0}/E = 1$ 也表示放电在纯电抗上进行。

3. 单向开关时的 η_e

小型电磁脉冲声源通常采用单向开关 S (如可控硅等), 因此 $i_{\text{放}}$ 只能流通到 $\omega t = \pi$ 为止, 以此值代入式(13)得到:

$$U_{c0} = -Ee^{-\pi/2Q} < 0$$

再以此值代入式(18)得到单向开关时的转换效率

$$\eta_{e0} = 1/2(1 - e^{-\pi/2Q}) \quad (19)$$

不难看出, $\eta_{e0} < 1/2$, 且 Q 值越高, 效率越低。

4. 增加反向二极管后的 η_e

根据以上分析, 如在单向开关上并联一反向二极管 D 就可提高储能器的电路转换效率。其作用为: 当放电过程进行到 $\omega t > \pi$ 时 $i_{\text{充}}$ 反向, 使 S 截止, 但 D 却正向导通。此反向电流给 C 正向充电, 一直进行到 $\omega t = 2\pi$ 为止。此后电

流再次反向,使D截止,而S已处于断开状态(触发脉冲未到),过程结束。

以 $\omega t = 2\pi$ 代入式(13),得

$$U_{co} = Ec^{-\pi/Q} > 0$$

再以此式代入式(18)得到有反向二极管时效率

$$\eta_{ed} = \frac{1}{2}(1 + e^{-\pi/Q}) \quad (20)$$

显然,此值 $> \frac{1}{2}$,且Q越大,效率越高。

从式(19)、(20)得到

$$\eta_{ed}/\eta_{eo} = (1 + e^{-\pi/Q}) / (1 - e^{-\pi/2Q}) \quad (21)$$

此关系式给于图6。Q越大,增加二极管得益越多,当Q=2时,此比值已达到2.225。

5. 实验结果

实验电路同图4。r为0.01欧无感取样电阻,用于测量充电电流。E=2千伏,D为2CZ-200/3000。测量结果见表2。数据表明,增加二极管D后,使电磁脉冲声源的储能电路转

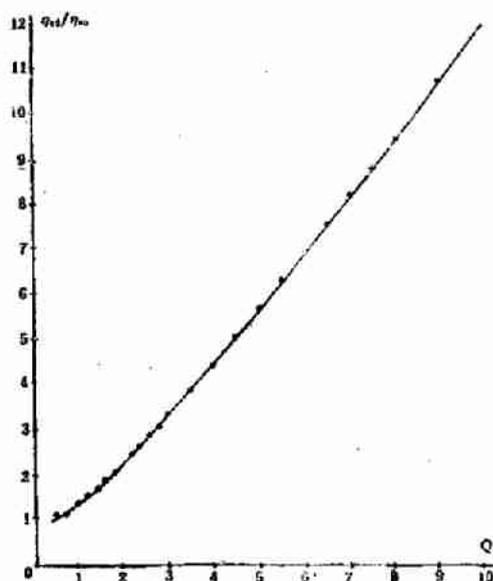


图6 η_{ed}/η_{eo} 和Q关系

换效率提高一倍以上,同时峰值充电电流也从6.4安降到3.6安。

表2 增加反向二极管前后的比较

	U_{co} 伏	U_{co}/E	i_c (峰值) 安	η_e	η_{ed}/η_{eo}
无二极管D	-1000	-0.455	6.4	27.3%	2.16
有二极管D	+400	+0.182	3.6	59%	

四、高效率小型电磁脉冲声源及测试结果

根据以上的研究结果,设计出如图7的小型电磁脉冲声源。其技术指标性能如下。

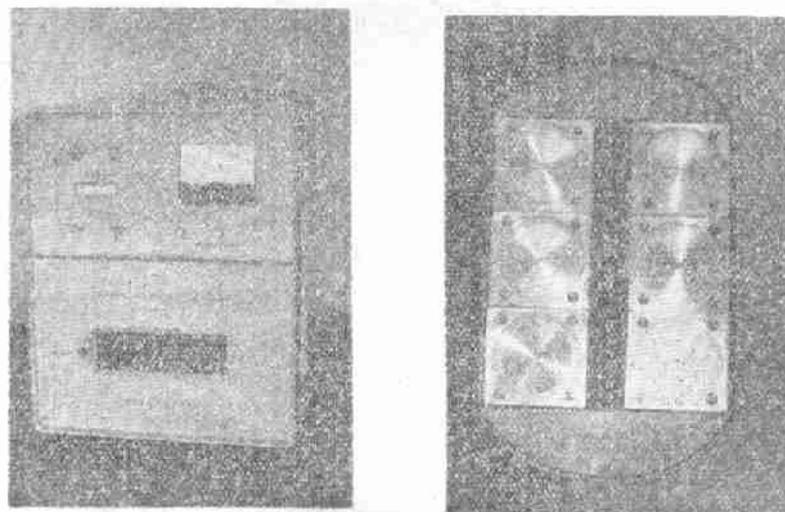


图7 高效率的小型电磁脉冲声源

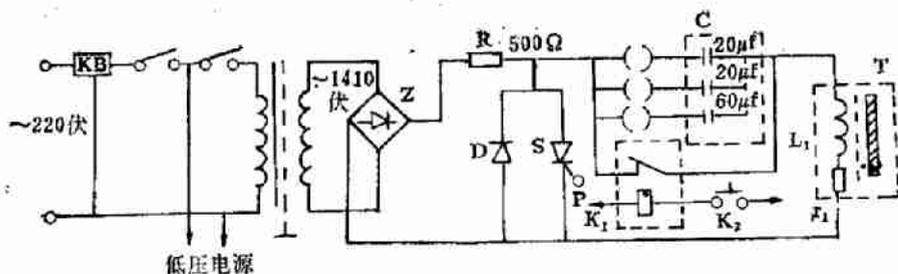


图 8 高效小型电磁脉冲声源简化原理图

1. 主要技术指标

小型电磁脉冲声源的主要技术指标为：

峰值声源级： ≥ 106 分贝（以 1 微巴米为 0 分贝）；

声压谱宽：宽带工作时 2—8 千赫（以 3 千赫为基准的 3 分贝带宽）；

指向性开角：3 千赫时 $< 55^\circ$ （半功率点开角）；

脉冲重复频率：最高为 3 次/秒；

重量：发射机和基阵总共不超过 70 公斤；

耗电：220 伏交流，最大平均电流小于 4 安（200 焦耳储能，重复频率 3 次/秒时）。

2. 声基阵和指向性

首先按所需工作频段和式 (9) 确定圆形振动板的直径为 $\phi 147$ 毫米，厚度为 2 毫米。空气中用加速度计测算得 f_{01} 、 f_{02} 和 f_{03} 分别在 800、3100 和 6300 赫附近，与按简单支撑边界条件算出的数值比较接近。

但这样大小的单元振子在所要求的低频端已近乎点声源，为了形成所需指向性，用 6 个单面辐射振子组成平面阵，阵大小为 400×500 毫米。6 个盘形线圈以三串二并方式联接。

基阵电感 78 微亨，与 20, 40, 60, 80, 100 微

法储能电容配合时的策动力中心频率，相应为 7.7, 5.5, 4.5, 3.9, 和 3.5 千赫。预计 40 微法时的 5.5 千赫正好处于 f_{01} 的 3.1 千赫和 f_{02} 的 6.3 千赫之间，将会出现最平坦的谱结构。

3. 声源简介

图 8 为声源简化原理图。其中 C 是 C49—100 微法—5% 激光储能电容，其本身有 3 个抽头，因而借助铜质联接旋塞可在 20, 40, 60, 80, 100 微法五个容量中任选其一工作，由此可以调节电激励谐振频率和储能，以适应不同需要；S 为 3 CT—450/3000 可控硅；D 为 2CZ—200/3000 整流管，S 和 D 组装在一组散热片上；R 为充电电阻，其数值保证脉冲重复频率最高（3 次/秒）时，100 微法的储能器电压能充到 1800 伏以上；Z 为 2 安/2 千伏整流组件；KB 为电源过压保护器； K_1 为高压保护继电器。当电流断开时， K_1 常闭触点使储能器放电。门开关 K_2 装在旋塞转换面板下面，面板卸下时 K_2 断开， K_1 线包断电，储能电容被短路，以保证人身安全。

4. 测试结果

大部分测试在消声水池进行，惟直达声波在复兴岛江心浮筒旁测得。



图 9 电磁脉冲声源的直达声波形

1) 峰值源级及直达声波形

直达声的源级，在储能电容40, 60, 80, 100微法（相当于80, 120, 160, 200焦耳）时分别为108, 109.5, 110和111分贝。而图4所示电感量为105的原型双面辐射式换能器基阵在200焦耳时为87分贝，相比之下，提高了24分贝。

图9为直达声波形（未有滤波处理）。从图可看到，波形由高频前部和低频后部组成。垂直标记尺附近的高频脉冲是海面反射，另外还有一些船壳等杂乱反射叠加其上。100微法时圆板基阵所形成的余响较明显。高频部分脉宽，在储能电容为20, 40, 60, 80, 100微法时相应为0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6毫秒左右。这表明，由于借助改变电容来调节储能量，所以声能随着储能量的增加而增加的趋势，不仅表现在峰值源级上，而且表现在脉宽上。

2) 直达声谱级

根据测量数据换算后得到的直达声谱级示于图10。从图看到：

不同储能电容的谱结构不同。这是因为激励电路谐振频率（策动力中心频率）在改变的缘故。40微法储能电容时的频谱最为平坦，达到

预想效果。此时策动主频在5.5千赫，而板的2次和3次共振峰在3.1千赫和6.3千赫附近，彼此参差的结果得到2—8千赫的平坦宽带谱。100微法时策动力主峰在3.5千赫和 f_{02} 相近，形成一峰突起状态。20微法时策动力中心频率在7.7千赫，所以在8千赫附近频谱峰起，整个频带可扩展到12千赫，但在 f_{02} 和 f_{03} 之间的4—5千赫频段上形成一谷，平坦性不及40微法。

3) 指向性图

实测指向性图见图11。3千赫附近指向性开角为 42° （纵）和 53° （横）。5千赫附近相应数值为 26° 和 33° ，2千赫时则扩大到 58° 和 74° 。

4) 耗电

声源在100微法（200焦耳储能）重复频率3次/秒时耗电约800瓦，40微法（80焦耳）重复频率3次/秒时减至约300瓦。

5) 重量

带20米电缆的声基阵为29.5公斤，发射机为32公斤。

5. 与国外同类型声源的性能比较

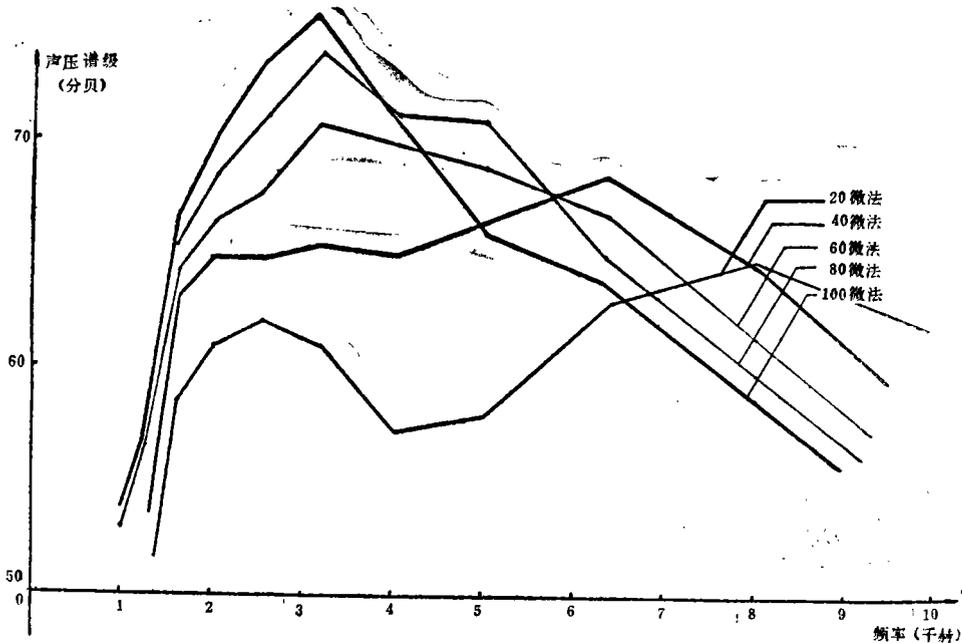


图10 声源声压谱级图（0分贝=1微巴/ $\sqrt{\text{赫/米}}$ ，重复频率3次/秒时测量）

为了较全面地衡量改进工作的技术效果, 将本声源实测指标与国外有代表性的电磁脉冲声源的主要技术特性列于表 3。

根据相应数据, 可以看出本声源具有重量轻、电声转换效率高的特点。

五、结 语

本声源主要在以下三方面取得进展:

1. 在减小摩擦损耗的同时, 适当利用薄板的高阶共振模式使电声转换效率有大幅度提高, 而且通过合理安排高阶共振频率和策动力中心频率位置的办法, 使声辐射谱的带宽达 2 个倍频程以上。

2. 在储能电路中引入反向二极管, 使储能器电路转换效率提高一倍以上。

3. 首次利用小尺寸的电磁脉冲换能器组成平面阵, 以形成所需指向性, 为设计提供灵活性并便于加工和小型化。

改进的总效果是使电声转换效率比原型提高 16—24 分贝, 比国外同类型声源要高。

该声源已提供 QPY-1 浅地层剖面仪配套使用, 经累计 6 个月的海上使用, 性能良好。

本声源作为一种轻巧、低成本的宽带低频脉冲声源, 也可用于其它需要。

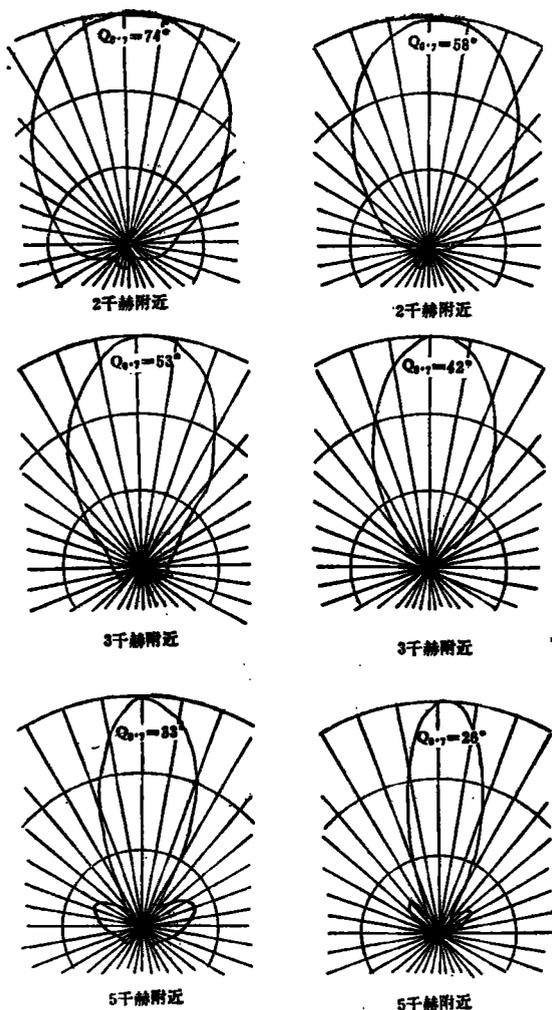


图 11 声源指向性图(左, 横向, 右, 纵向)

表 3 各种电磁脉冲声源的比较

声源名称	储能量 (焦耳)	峰值源级 (分贝)	声压谱范围 (千赫)	重量(公斤)	
				声基阵	发射机
改进型电磁脉冲声源	80(C=40 微法)	108	2—8 (3 分贝) 1.5—9.4 (6 分贝)	29.5	32
Uniboom 230(美 EG & G 公司)	300	107	0.4—14°	90	73
Uniboom 240 (同上)	500	110	1—8°	150	96+61
DTS 声源(加拿大 HUNTEC 公司)	500	122	0.5—6.5°	350**	

* 带宽定义不详

** 换能器、发射机和两个水听器都装在拖鱼内, 这是总重

上海体育馆音质设计

徐之江

(上海市民用建筑设计院研究室)

本文提出对上海体育馆的音质设计的实验结果,给出了空场、满场下的混响时间,比较了两者在冬季、夏季条件下的差别。根据混响时间推算了大厅平顶的吸声系数,并估计了观众的吸声增量。此外,还测量了声场分布、传声增益等。

上海体育馆是一座以体育活动为主,又可供集会、文艺演出的多功能大型公共建筑。比赛馆的比赛大厅为圆形平面,直径114米,大厅容积约140,000米³,内表面总面积约24,000米²,平均自由路径23.3米,可容纳观众18,000人,观众席面积约7,000米²。每个观众占有容积约7.8米³,面积约0.4米²。本文主要介绍比赛大厅的建筑声学设计和实际效果。

设计指标和措施

根据这座体育馆的多功能要求,音质方面首先要保证清晰度和有足够的响度,设计指标要求满场中频混响时间不大于1.8秒,低频可略长,高频可略短些。

为了保证清晰度和减少声反馈响应,对混响时间控制如下:

根据体育馆的特点,大厅内唯一可作吸声处理的大面积表面是大厅平顶,面积约1万平方米,占内表面总面积约40%,故以它作为大厅吸声处理的重点。

图1表示比赛大厅的吸声处理,大厅混响时间的计算值如表1所示。

表1 比赛大厅混响时间计算值(秒)

倍频程中心频率(赫)	125	250	500	1000	2000	4000
空场混响时间(秒)	4.5	3.2	2.5	2.4	2.5	2.4
满场混响时间(秒)	3.0	2.0	1.7	1.7	1.7	1.5

参 考 文 献

- [1] Bowers, R., "A High-power, low-frequency Sonar for Sub-bottom Profiling", Paper read at the Symposium on "Sonar Systems" in Birmingham on 9th—11th July 1962.
- [2] U. S. Patent 3,227,996, Jan. 4, 1966.
- [3] 刘春奎, 张淑英, 凌鸿烈: "电磁脉冲声源系统的分析和测量", 声学学报, 1 (1966), 1—7.
- [4] 道克敏: "研制海底浅地层剖面仪的某些声学问题", 海洋学集刊, 1 (1974), 17—25.

- [5] EG&G Inc, "Seismic Profiling Instruments & Systems for Marine Engineering Surveys," 1977
- [6] Huntec Deeptow Seismic System, 访问报告
- [7] Stepanishen, P. R., "The Time-dependent force and Radiation Impedance on a Piston in a Rigid Infinite Plane Baffle", J. A. S. A. 49 (1971), PP 841—849
- [8] Morse, P. M., Vibration and Sound, McGraw-Hill, 1948.
- [9] Morse, P. M., Ingard, K. Uno, Theoretical Acoustics, McGraw-Hill, 1968