

或

$$R = d/2 + (L_0 - d^2/4\lambda) \tan [\sin^{-1} (1.22\lambda/d)] \quad (18')$$

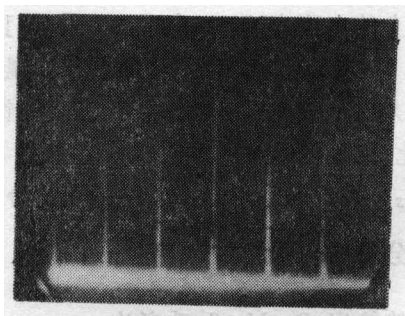


图3 设计合理的单探头声耦合棒回波图

四、结 语

单探头声耦合棒长度和直径,根据已知换能器尺寸,声学参数,被检试样的高度及温度,

可按上述有关公式进行计算。此外,为了更有效地消除换能器副瓣的影响,应适当考虑棒壁的消声,且棒的直径还可适当减小,从而使声耦合棒的声学性能更为完善。本设计已在高温超声检测及高温金属超声传播特性研究中被采用。

参 考 文 献

- [1] 吕干霖等,声学学报,13-5(1988),363—368.
- [2] Lantukh, V. M. et.al., *Defektoskopiya*, 5(1979), 52—59.
- [3] Papadakis E. P., Lynnwoth L. C., et. al., *J. Acoust. Soc. Am.*, 52 (1975), 850—857.
- [4] Lu G. L., He X. M., Chu M. J., Zhao M. H., Wang B. X., Yang S. Z., Zou S. G., and Jiang W. P., *Proceed of China-Japan Joint symp. On Acoust.* Nov. 24—26, 1985, 214—217.
- [5] Lu G. L., Li S. H., Chu M. J., and Wang B. X., *IEEE Trans. —UFFC*, 37-6 (1990), 587—589.

渔探仪用小体积、大功率、高效率 脉冲声发射系统的研制

王 智 惠

(中国科学院声学所北海研究站)

1992 年 1 月 20 日收到

本发射机系采用功率器件 V-MOS 管研制。由于 V-MOS 器件具有高速和无二次击穿的特点,从而成功地克服了长期困扰双极型功率器件的高频运用与安全工作区的矛盾。

本文较详细地讨论了 V-MOS 器件在变压器耦合电压开关型丁类功放电路中的工作情况;讨论了可能产生的瞬态高压使 V-MOS 器件击穿而采用的保护措施。

一、概 述

我国民用声呐研究,近几年有着长足的进展。本文涉及的声发射系统是这个工作的一部分。

为提高民用声呐——渔探仪探测鱼群的能力,重要的手段之一是增大电发射功率。因此,寻求一种性能优异的功率器件,变得十分迫

切。

众所周知,双结型功率器件的性能和可靠性虽已达到较高的水平,但由于它是少数载流子器件,由此引起的二次击穿和电荷存贮现象,使它一直被速度和大电流、高耐压、二次击穿等问题所困扰。自 V-MOS 场效应器件面世以来,这些困扰才得以突破。(这里,我们选用 50kHz 和 200kHz 双频率工作,输出脉冲功率大于 1500W 和 800W。发射电路安全稳定。)

本文简述了变压器耦合电压开关型丁类功放电路在采用 V-MOS 器件作功率管时的工作情况讨论了电感负载产生的瞬态高压对 V-MOS 管的危害和为防止 V-MOS 器件的击穿所采取的安全措施。

二、电路原理

脉冲发射电路由分频器,控制脉冲形成器、驱动电路、丁类功放电路、匹配变压器等组成(见图1)。

当 T_1 饱和导通, T_2 截止时,加到变压器 T 初级上半绕组上的电压为 $[-(V_{DD} - V_{DSs})]$; 而当 T_2 饱和导通, T_1 截止时,加到 T 初级下半绕组上的电压也为 $[-(V_{DD} - V_{DSs})]$ 。(此处,两 V-MOS 功率管诸参数要求尽量一致。 V_{DD} 为外加直流电压, V_{DSs} 为二管的饱和压降)因此,初级绕组上的电压峰—峰值是 $2(V_{DD} - V_{DSs})$ 的双向矩形方波。由傅里叶分解知,其基波分量的振幅为 $\frac{4}{\pi}(V_{DD} - V_{DSs})$ 。由此,功放级的输出 R. M. S 功率为

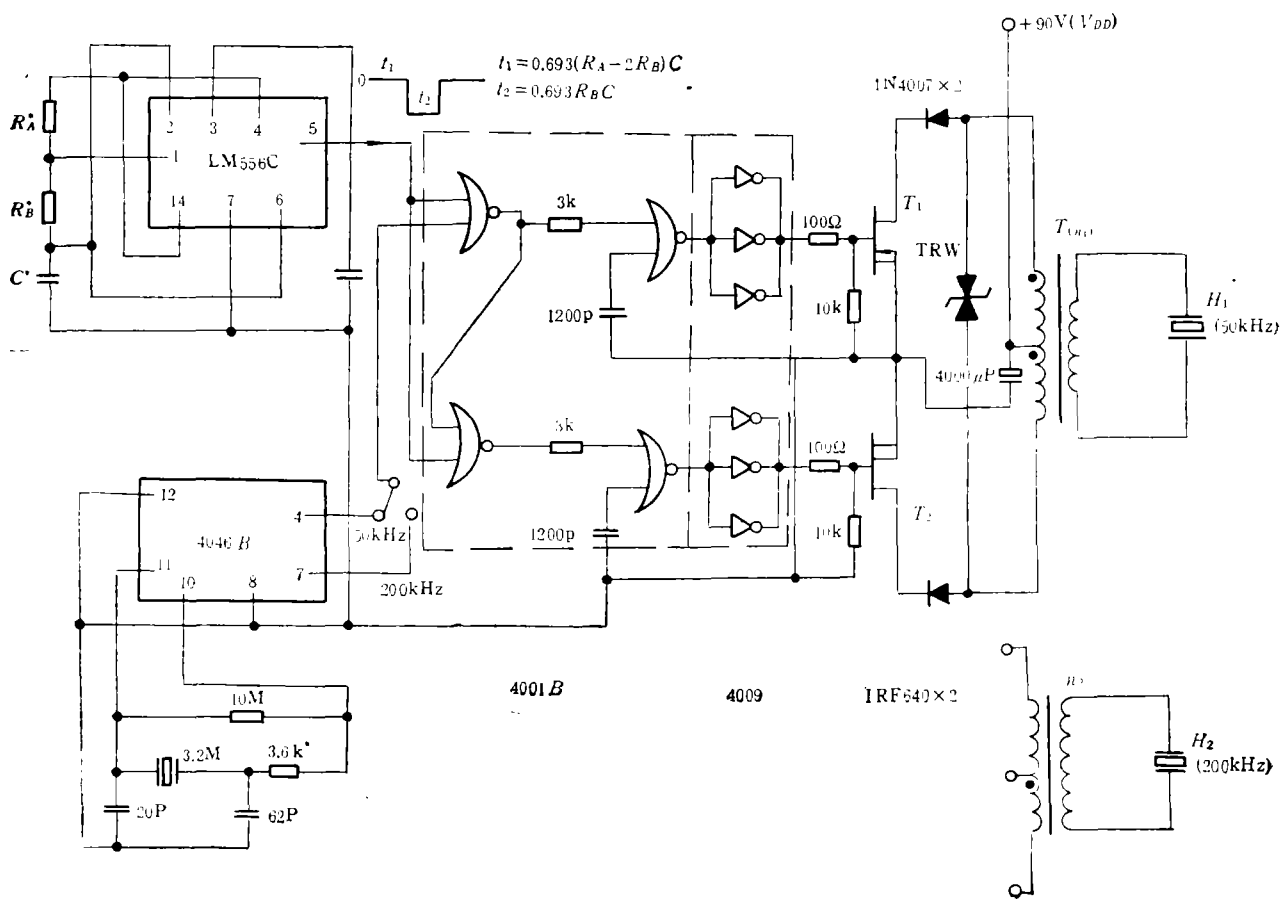


图1 系统电路图

$$P_0 = \frac{1}{RL'} \left\{ \left[\frac{4}{\pi} (V_{DD} - V_{DSs}) \right] / \sqrt{2} \right\}^2$$

$$= \frac{1}{R'_L} \left[\frac{8}{\pi^2} (V_{DD} - V_{DSs}) \right]^2$$

其中 $R'_L = n^2 R_L$ 是换能器阻抗 R_L 变换到变

压器初级绕组上的等效电阻。

图2 分别表示两个 V-MOS 管漏极波形(栅极驱动波形为 0—12V 方波)、变压器初级线圈上的波形以及变压器次级绕组回路调谐时的波形。

此时,负载 R_L 上的基波分量振幅为

$$V'_{Lm} = \frac{4}{\pi} [V_{DD} - V_{DSS}]/n$$

式中 $n = \frac{N_1}{N_2}$ 变压比

设变压器无损耗, $\eta = 1$. 则输出 R.M.S 功率

$$p_0 = \frac{1}{2} \frac{V'^2_{Lm}}{R_L} = \frac{8}{\pi^2} \frac{(V_{DD} - V_{DSS})^2}{n^2 R_L}$$

式中 R_L 为发射换能器阻抗. 电源供给功率为

$$p_{DC} = 2V_{DD}I_{D0} = 2V_{DD} \frac{1}{T} \int_0^T i_c dt$$

$$\begin{aligned} &= \frac{V_{DD}}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} I_{0m} \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{8}{\pi^2} V_{DD} \frac{(V_{DD} - V_{DSS})}{R'_L} \end{aligned}$$

故漏极效率为

$$\eta_D = \frac{P_0}{P_{DC}} = \frac{V_{DD} - V_{DSS}}{V_{DD}} \approx 100\%$$

由于 V-MOS 管 IRF640 为电压器件,栅极阈值电压 $V_{GS} = \pm 20V$, $I_D = 18A$, 在管子开关工作状态时,其饱和压降 V_{DSS} 可高达 1—2V,所以其漏极效率高。

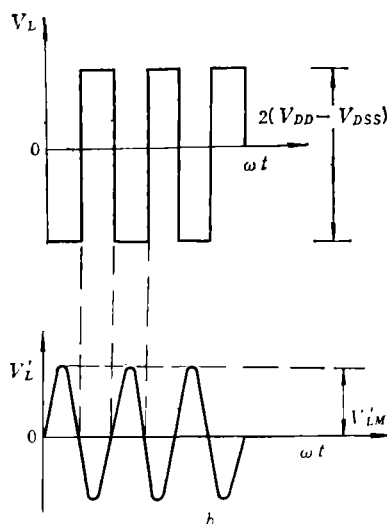
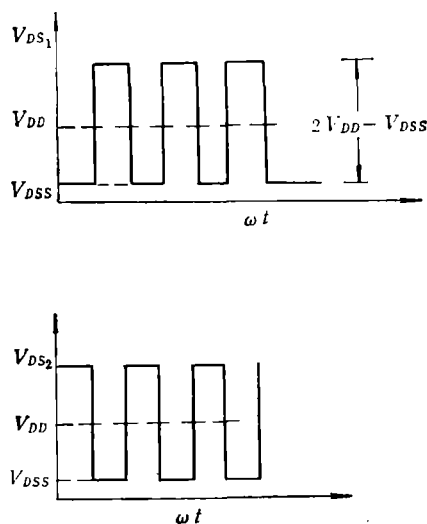


图 2 a. T_1 、 T_2 V-MOS 管漏极波形(理想), b. T 变压器初、次极波形

三、测量结果和讨论

1. $V_{DD} = +90V$, $R_L = 225\Omega$ (50kHz 发射换能器阻抗), $V'_{Lm} = 699.8V$, 此时脉冲功率为 $P_{0-p} = 2176.2W$.

V-MOS 器件漏极实测波形见图 3.

2. 功率器件接有感性负载时, 在开关工作状态下, 漏极电流的突变要产生比外电源还高的瞬变电压过冲, 导致器件的漏源击穿. 引线和管壳的寄生电感, 在 $\frac{di}{dt}$ 很大时亦会产生同

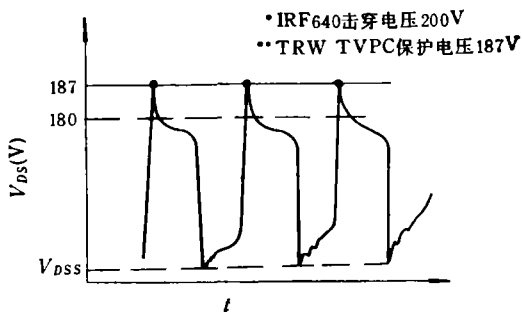


图 3 V-MOS 管漏极实测波形

样的效果:

$$V_{DSP} = V_{DS} - L \frac{di}{dt}$$

为此,在 T 初级线圈两端跨接瞬变电压抑制二极管 TRW ,它以足够快的反应速度使瞬态电压过冲短接,从而保证了两个 $V-MOS$ 管可靠安全地工作。在使用 TRW 瞬变快速反应二极管时,需根据 $IRF640$ 漏源击穿电压 V_{DS} 参数的大小选用(见图 3)。

3. $V-MOS$ 管的栅极,由于构造的原因,栅极间阻抗过高,极易击穿。漏源电压的正向或负向突变,通过反向传输电容 $C_{rss} = C_{gd}$ 耦合到栅极而产生相当高的正向或负向 V_{GS} 电压尖峰,能使栅极氧化层造成永久性损坏。因此,应适当降低栅极驱动电路的阻抗。使用中,

特别要防止栅极开路工作。

4. 脉冲变压器工艺的好坏,直接影响波形的优劣和传输效率的好坏,在选料和绕制中应当受到足够的重视。

作者在工作中曾与本课题组的同志作过许多有益的讨论,在此表示谢忱。

参 考 文 献

- [1] 陈文华等,国内外功率晶体管实用手册,电子工业出版社,1987,上册16—44;下册1058.
- [2] 谢嘉奎主编,电子线路(非线性),高等教育出版社,1986,62—124.

一种多层压电结构: 迭层换能器

在目前的换能器设计技术中,为了提高换能器的带宽,普遍采用重背衬技术。但是,重背衬的使用,使得换能器的灵敏度有较大的损失。近年来压电复合材料的应用使得换能器的性能大为改进。如何进一步提高压电换能器的灵敏度是 Chofflet 和 Fink 这篇文章的研究重点。

本文首先给出一个包含机械损耗和介电损耗,以及电网络的多层压电结构—维梅森等效电路模型,以及用来计算多层压电结构的发射传递函数和接收传递函数的公式,随后讨论了下列两种迭层结构:

A. 非耦合的迭层结构

在双层结构中,一个压电元件用作发射,而另一个用作接收。为了提高灵敏度,发射元件选择发射性能好的压电材料,接收元件选择接收性能高的压电材料。如果换能器用作发射,则前层(前面指接触负载介质的方向)的厚度可以选作四分之一波长,声阻抗选取比后层发射元件小的压电材料,以作为后层发射元件的阻抗匹配层。如果换能器用作接收,则前层是接收

元件,后层即作为背衬。实验中取后层为 PZT ,前层为 $PVDF$,后层 PZT 之后仍加普通背衬。这种换能器的灵敏度与单层 PZT 换能器的灵敏度相比提高 16 dB,而与单层 $PVDF$ 相比提高 38 dB。

B. 重背衬双层结构

这种换能器采用两层性能相同的压电复合材料晶片作为前后层,在后层之后加重背衬。用于发射时,两层上加相同的激励电压。由于后层产生的声脉冲要穿过前层进入负载介质,在时间上要落后于前层发射的声脉冲,因而,前层所加激励电压,在时间上应延迟一段时间,这段时间正好等于声脉冲穿过前层的时间。在接收时,前层较后层早一段时间接收到声脉冲信号,因此,前层上输出的电信号也要延迟一段时间才能和后层上输出的电信号同相叠加。这种换能器用于发射时灵敏度提高 6 dB,用于接收时,灵敏度也提高 6 dB。(耿学仓摘自 *Proc. 1991 Ultrasonics Symposium*, 611—614)