

在地层探测中应用互补码脉冲压缩技术的研究

刘守华 张叔英

(中国科学院声学研究所)

一个适用于海洋地层探测的互补码信号发生和处理系统已经研制成功。其实施方案是：声源交替地发射一对互补码信号中的两个互补部份，接收机相应地进行回波信号的实时相关处理，然后再在时间上一一对应地把相邻两次的相关处理输出实时相加，就得到无旁瓣的终端输出在地层探测图上显示。波浪起伏会对回波到达时间和信号码之间隔进行调制，由此产生的“去互补”和“去相关”效应会降低互补码信号处理的性能。本文着重研究了这个问题，并通过计算机模拟证实了在实际的海洋地层探测中应用互补码脉冲压缩技术的有效性。

一、引言

近年来，在海底地层探测中已经有应用线性调频信号的脉冲压缩技术的报导^[1]。其目的是加大声信号长度，增加声源发射能量而提高对地层的穿透能力，同时又使声信号的频率宽度增加而提高对地层的分辨率。但是，线性调频信号(或另一种在脉冲压缩技术中常用的拟随机信号)的自相关函数为 $\sin x/x$ 的形式，因而在函数的主瓣以外还存在一系列旁瓣，最大的旁瓣级仅低于主瓣级 14dB^[2]。因此，在地层探测中应用这种信号的脉冲压缩技术时，对应于一个强地层回波的旁瓣往往超过弱地层回波的主瓣，从而影响地层剖面图的真实性；或者在图中出现由旁瓣显示的虚假地层，或者弱的反射地层被掩盖。这说明了在高分辨地层探测中应用长信号的脉冲压缩技术时，需要考虑终端输出的旁瓣抑制问题。

解决上述问题的有效途径是应用互补码信号作为声源发射信号。在理论上这种信号

的自相关函数不存在旁瓣。^[3]本文讨论如何在地层探测中应用互补脉冲压缩技术的有关问题。除了提出互补码信号的发生和处理系统的实用方案以外，还通过计算机模拟来观测地层回波时间受到海浪调制时对信号处理的影响。

二、互补码的基本性质

对序列

$$A = \{A_n\}, A_n \in (+1, -1)$$

$$\text{和 } B = \{B_n\}, B_n \in (+1, -1) \quad (1)$$

定义各自的自相关函数

$$X_a(m, 0) = \sum_{k=0}^{N-1-|m|} A_k \cdot A_{k+m}$$

$$X_b(m, 0) = \sum_{k=0}^{N-1-|m|} B_k \cdot B_{k+m} \quad (2)$$

如果存在下列关系式

$$X_a(m, 0) + X_b(m, 0) = \begin{cases} 2N, & m=0 \\ 0, & m \neq 0 \end{cases} \quad (3)$$

则称A和B为一对互补编码序列,或称一个互补对。

在地层探测中应用互补码信号作为发射信号,并用相关接收进行信号处理时,可以得到宽度为 τ 、高度为 $2N$ 的终端输出,而且没有任何旁瓣出现。这里 τ 即为互补码信号中每一个码元的宽度,码元的幅度则假设为1。因此相应的信号处理增益为 $G = 10\lg(2N)$ dB,地层探测的分辨率则为 $\Delta R = \pm 12c\tau$,而 c 为地层的声速。

已经证明,只有在码元数 N 为偶数,并且等于两个整数的平方和的情况下,能够找到互补对,例如 $N = 2, 4, 8, 10, 16, 20, 26, 32, 34, 40 \dots [3]$ 。在实际应用中一般取 $N \leq 16$ 就足够了。笔者编制了一个计算机程序用于寻找对应于每一个 N 值的各种基本互补对。不同的基本互补对是指其中序列A和B分别具有不同形状的自相关函数,从每一个基本互补对还可以通过码元的极性改变和次序颠倒等方法派生出很多个不同的互补对。经过计算机寻找,得出相应于几个 N 值的基本互补对的数目如下:

码元数 N	2	4	8	10	16
基本互补对数	1	1	6	4	48

在图1中 还给出了若干典型的基本互补

对的编码序列, 其中对 $M = 8$ 和 16 仅给出4个互补码序列。

N	$(A_n) n=0, 1, \dots, N-1$	$(B_n) n=0, 1, \dots, N-1$
2	+ -	++
4	+++ -	+++ +
8	+++++ -	+++++ +
10	+++++ -	+++++ +
16	+++++ -	+++++ +

图1 几个典型的基本互补对

三、互补码信号的产生和处理

按照一个互补对A和B规定的编码次序分别调制两个脉冲串中各个单元脉冲的极性,就能产生一对互补的编码信号 $S_a(t)$ 和 $S_b(t)$ 。在地层探测中使用互补码脉冲压缩技术的方法是: 声源交替地发射 $S_a(t)$ 和 $S_b(t)$,

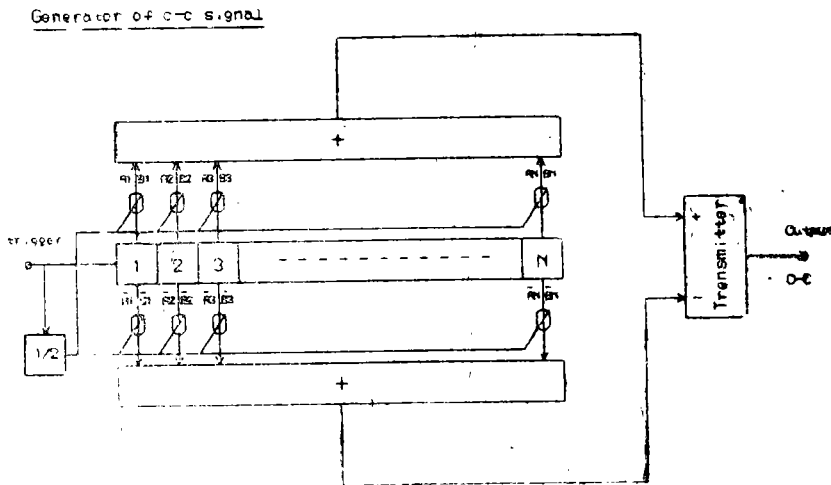


图2 互补码信号发生器原理图

接收机进行相应的回波信号处理，得到各自的自相关函数 $X_a(t)$ 和 $X_b(t)$ 的输出，最终显示在地层探测图上的则是相继两次的 $X_a(t)$ 和 $X_b(t)$ 实时相加后的结果。

图2是互补码信号发生器的原理图。在起始触发脉冲启动下，一条延迟线上N个抽头的输出交替地分别按照A或B规定的次序进行1或0的加权后再相加。延迟线上部N个输出相加后调制发射机产生互补码信号中的正脉冲单元，下部N个输出相加后则用于产生负脉冲单元。

图3是互补码信号处理器的原理图。输入

回波在经过前置滤波、采样/保持(S/H)和模数转换(A/D)后进入到一个由数据存储器(DRAM₀)，异或门(EX-OR)、加法器和三个缓冲器组成的相关器。在地址1、/写读(W/R)和加/减(P/M)三种指令控制下，对相应于声发射信号 $S_a(t)$ 或 $S_b(t)$ 的接收回波进行实时相关处理，其输出 $X_a(t)$ 或 $X_b(t)$ 通过缓冲器在地址2、写/读(W/R)和读/写(R/W)三种指令控制下输入到后面的数据存储器(DRAM₁)，并随即在时间上一一对应地和存贮在另一个数据存储器(DRAM₂)中的相应于上一次声发射的 $X_b(t)$ 或 $X_a(t)$ 实时相

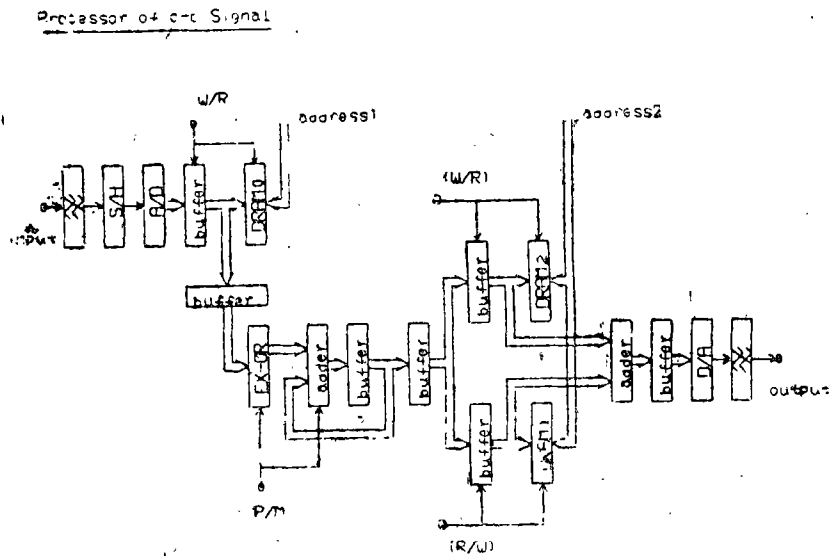


图3 互补码信号处理器原理图

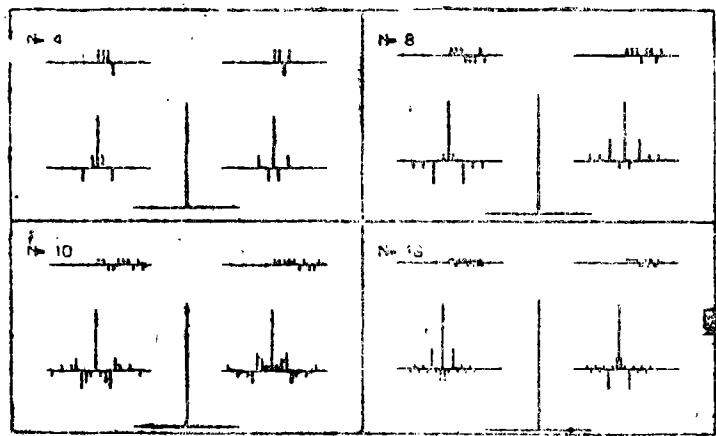


图4 四种互补码信号及其自相关函数

加, 所得到的结果通过数/模转换 (D/A) 和低通滤波器后, 相继地显示在地层探测图上。

图 4 给出了计算机描绘的四种典型的互补码信号 S_a 和 S_b ($N=4, 8, 10, 16$)、相应的 X_a 和 X_b , 以及 $X_a + X_b$ 的图形。图 5 是已经研制成功的互补码信号发生和处理系统给出的信号波形 ($N=8$) 和处理结果的记录图形, 在终端输出中只有一个高度为 $2N$ 的主瓣而没有任何旁瓣, 用于地层探测无疑是理想的。

四、波浪调制对互补码信号处理的影响

在海洋中进行地层探测时, 由于波浪的作用使得放在水中的声源和接收器上、下移动。因而相应于第一次和第二次声发射的地层回波在通过水层时的传播时间有所不同, 这就使得互补码信号处理执行 X_a 和 X_b 实时相加运算时在时间上不能精确对应, 从而 X_a 和 X_b 的旁瓣不能完全抵销, 导致终端输出中旁瓣的出现和主瓣的畸变。

这种由于回波到达时间受波浪变化而造成的“去互补”效应并不可怕, 很简单地可以通过“海底跟踪”的方法予以消除, 也即, 由最初的海底回波到达时刻作为互补码信号处

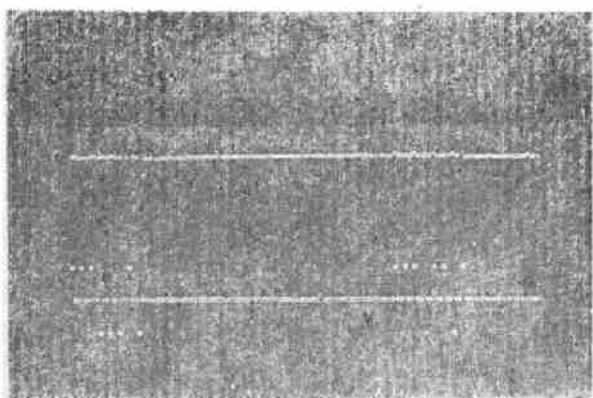


图5 互补码信号及处理结果的波形

理的起始时刻, 这就使得回波在水层中的传播时间对信号处理没有影响。

如果波浪起伏很快或者浪高很大, 则需要考虑互补码信号中各单元之间的时间间隔受到波浪调制后的影响。在这种情况下, 相关运算的结果 X_a 和 X_b 会发生畸变, 而且 X_a 和 X_b 的相加运算在时间上也不可能精确地一一对应, 因此在终端输出中必然出现旁瓣。显然, 这一种“去相关”和“去互补”效应是难以补偿的。为了估计波浪调制对互补码信号处理的影响, 设互补信号 $S_a(t)$ 和 $S_b(t)$ 的码元数为 N , 相邻码元的间隔为 Δ , 每个码元的宽度为 τ ; 再设波浪函数如图 6 所示, 并且表达为:

$$F(t) = K \cdot \sin(\omega t + \phi) \quad (4)$$

式中 K 是时间表示的波高, $K=1\text{ms}$ 即波高 $h = Kc_0 = 1.5\text{m}$, 这里 $c_0 = 1500\text{m/s}$ 为海水

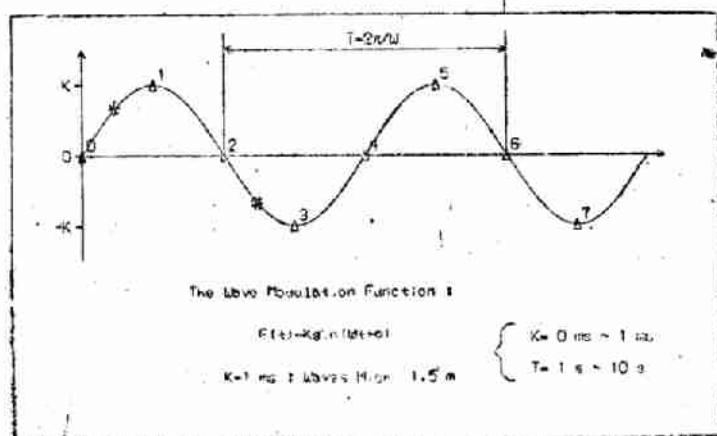


图6 波浪调制函数

声速， $\omega = 2\pi/T$ 为波浪的角频率， T 为波浪周期， ϕ 为波浪的初相位。在实际情况下考虑 $k = 0 \sim 1 \text{ms}$ $T = 1 \sim 10 \text{s}$ 的变化范围就可以，并且 $S_a(t)$ 和 $S_b(t)$ 的长度 $N\Delta \ll T$ 。

由图6可知，如果 $S_a(t)$ 和 $S_b(t)$ 在相应于波浪的1和3，3和5等位置相继地发射，则波浪作用所引起的回波到达时间差为最大（等于 $2K$ ），如果在0和2，2和4等位置相继地发射，则波浪对互补码信号中码元间隔的调

制作用最明显。
由波浪调制引起互补码信号 $S_a(t)$ 和 $S_b(t)$ 中最后码元偏离原定位置的相对时间差为 $2k\sin(\omega N\Delta) \approx 2k\omega N\Delta$ 。可以粗略地认为，如果

$$2K\omega N\Delta = 4\pi KN\Delta/T \leq \beta\tau \tag{5}$$

则互补码信号处理后的附加旁瓣值不超过 β 。通常以dB表示旁瓣级时，令

$$\beta = 2N \cdot 10^{-\alpha(\text{dB})/20} \tag{6}$$

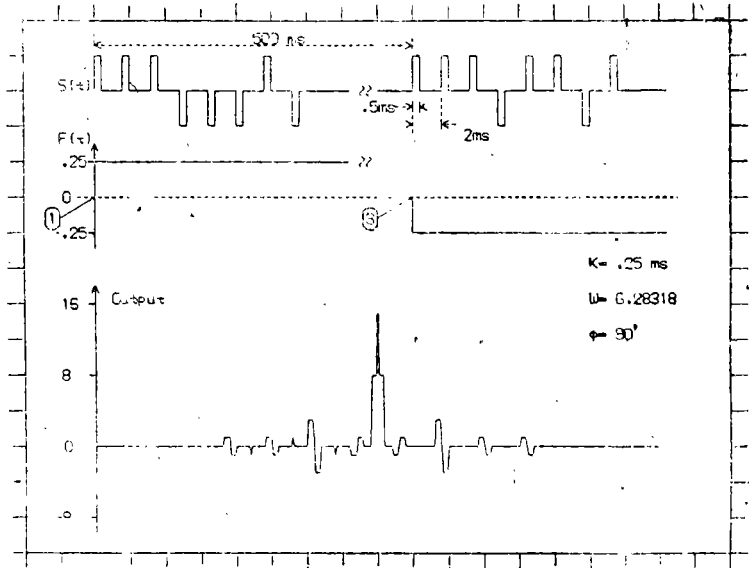


图7 回波时间变化对互补码信号处理的影响

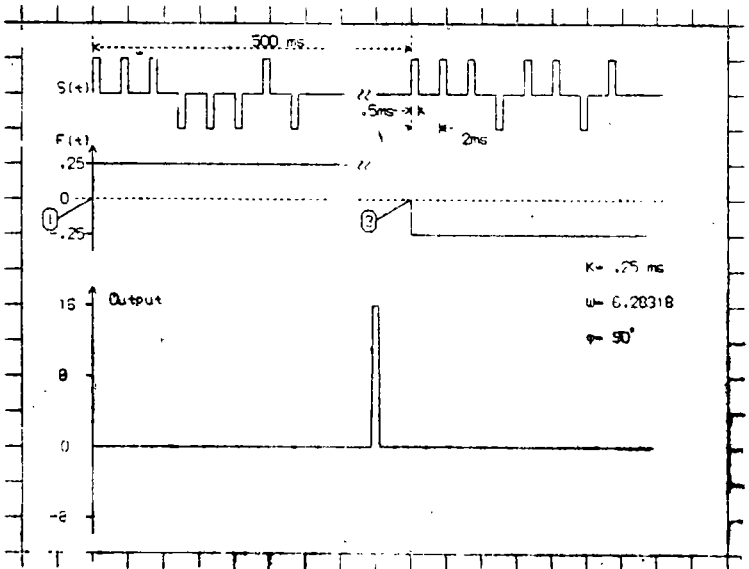


图8 回波时间变化经过补偿后的信号处理结果

代入(5)式, 得到用于估计旁瓣级的表达式为:

$$4\pi(K/T)/(\tau/\Delta) \leq 10^{-\alpha} \text{ (dB)}/20 \quad (7)$$

波浪对互补码信号处理的影响已经由计算机进行模拟, 信号参数为: $N=8$, $\tau=0.5$ ms和 $\Delta=2$ ms。图7是 $S_a(t)$ 和 $S_b(t)$ 分别在图6中的3和5位置上相继发射的信号处理结

果, 显然在终端输出中有很大的旁瓣, 主峰也被严重地畸变; 图8则是回波到达时间经过补偿后的模拟结果, 显然上述的“去互补”效应完全消除了。图9和图10则是在两种波浪条件下($K=0.5$ ms, $\omega=15.708$ 和 $K=0.5$ ms, $\omega=6.28318$) 互补码信号处理的结果, $S_a(t)$ 和 $S_b(t)$ 分别在图6中的0和2位置上相继发射。由图9可知, 波浪起伏很快时出现明显的

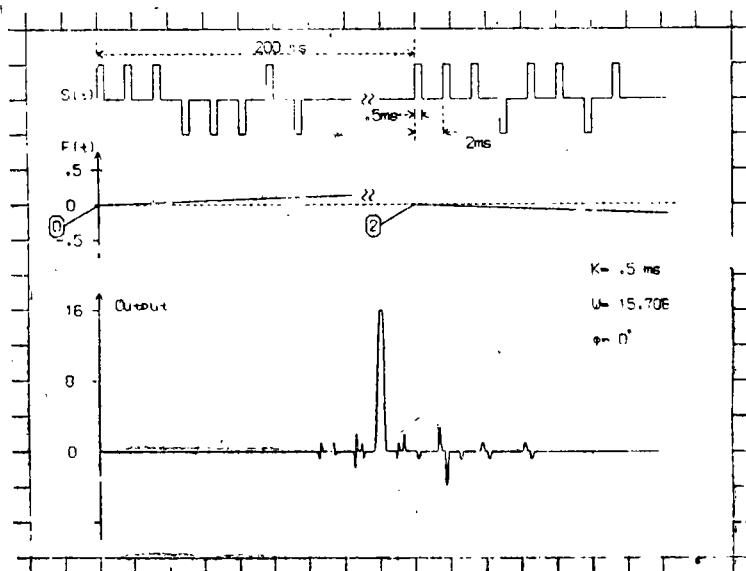


图9 码元间隔受快波浪调制时对互补信号处理的影响

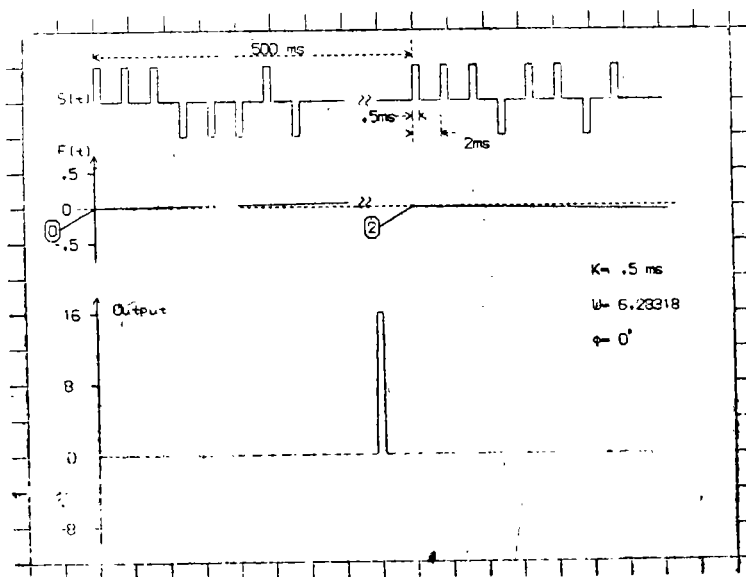


图10 码元间隔受慢波浪调制时对互补信号处理的影响

旁瓣；但是从图10看出，在实际遇到的波浪条件下，旁瓣就足够低到不在地层探测图上出现。

五、结 束 语

在地层探测中应用互补码脉冲压缩技术的实施方案是二声源交替地发射一对互补码信号中的两个互补部份，接收机对应地进行回波信号的相关处理而交替地得到两个互补部分的相关函数的输出，然后在时间上一一对应地把相继两次的相关处理的输出实时相加，就得到无旁瓣的终端输出在地层探测图上显示。

海洋中的波浪会引起地层探测过程中回波到达时间的变化；如果波浪起伏很快，互补信号中的码元间隔就会受到波浪的明显调制。由波浪造成的互补码信号处理中的“去互补”和“去相关”效应会使终端输出中出现旁瓣，并且主瓣也被畸变。分析表明：回波

到达时间变化的影响可以用“海底跟踪”技术予以消除；信号码元间隔受波浪调制的影响在实际应用情况下可以不必考虑。计算机模拟研究证实了互补码脉冲压缩技术在地层探测中应用的有效性。

参 考 文 献

- [1] Mayer L, A. et al, "The Chirp Sonar: A New Quantitative High Resolution Sub-Bottom Profiling System", Conference Proceedings: Acoustics and The Sea—Bed, P, 367(Bath University Press, Bath, UK, 1983).
- [2] Glisson T.H., "On Sonar Signal Analysis", IEEE Trans, AES—6 (1970), 37—49.
- [3] Golay M.J.E., "Complementary Series", IRE Trans, IT-7(1961), 82—87.

(上接第7页)

and S.Kohn, "Photothermal Displacement Spectroscopy: An Optical Probe for Solids and surfaces." Appl. Phys. A 32(1)141(1983)

- [5] W. Jackson and N. M. Amer, "Piezoelectric photoacoustic detection: Theory and experiment." J. Appl. Phys. 51(6)3343(1980)
- [6] J. F. Power and A. Mandelis, "Photopyroelectric thin-film instru-

mentation and impulse-response detection Part I: A theoretical model" Rev. Sci. Instrum. 58(11)2018(1987).

- [7] Qian Menglu and Wei Moan, "Design of a Resonant Photoacoustic cell for Photoacoustic Spectroscopy of Solids." Second Western/Pacific Regional Acoustics Conference, C3-5, Pp455-460, 1985, Hong Kong.