

# UMFSK 水声通信技术研究

艾宇慧 岳沛 周瑜丽 惠俊英

(哈尔滨工程大学水声研究所 哈尔滨 150001)

1999 年 3 月 4 日收到

2000 年 10 月 16 日修定

**摘要** 在 MFSK 基础上, 本文提出了 UMFSK 信道编码方法。采用了窄带调频和跳频调制技术, 故在一定程度上抑制了由多途效应引起的码内 / 码间干扰; 提出了基于 UMFSK 的实时信道标校技术, 可对信道进行稳健均衡, 抗信道多途引起的码内干扰。进行了湖试, 取得了试验数据并进行了数据分析。分析表明: UMFSK 可抑制码元相消干涉引起的码内干扰, 其效果随码元调频带宽的增大而变好; 信道标校技术可对信道进行稳健均衡, 并由于结构简单, 可做到实时实现。基于 UMFSK 的误码率为  $10^{-3}$  (通信带宽 2kHz, 速率 100–150bps)。

**关键词** MFSK, 水声通信, 信道均衡

## A study on UMFSK underwater acoustic communication

Ai Yuhui Yue Pei Zhou Yuli Hui Junying

(Underwater Acoustic Engineering Department, Harbin Engineering University, Harbin 150001)

**Abstract** In place of CW modulation in MFSK, both frequency modulation and frequency shifting are introduced in UMFSK to combat signal fluctuation caused by the multipath propagation of sound in oceans. To combat temporal, spatial variability of channel, an UMFSK based channel checking is developed that can be a robust equalizer. Experiments were carried out in a lake and data analyses were done, both of which show that UMFSK can suppress negative symbol interference and that the wider the bandwidth of the symbol coding, the better the suppressing. Error-rate of UMFSK can be  $10^{-3}$  where the communication bandwidth is 2kHz and the communication rate 100–150bps.

**Key words** MFSK, Underwater acoustic communication, Channel equalization

## 1 引言

随着对海洋的开发, 人们愈加关注水声数字通信技术的研究。目前, 国内外研究者对 MFSK, PSK, DPSK, PATTERN 时延编码和扩谱通信等各种水声通信体制, 均进行

了试验研究, 并取得了部分结果<sup>[1,5]</sup>。研究重点通常集中在消除时空随机起伏和多途信道对通信的影响, 提高单位带宽的通信速率, 增大通信作用距离和降低误码率。采用的技术主要包括信道均衡, 阵处理<sup>[2]</sup>, 信道匹配和与之相配的信道编码体制。但由于水声信道的复杂性和

对其理解的局限性, 现有技术并非十分有效。目前为止, 还没有成功的系统能同时满足人们对通信速率, 可靠性, 作用距离的要求。已研制的系统通常仅能满足特定场合的应用, 因此新的技术仍有待开发。

MFSK 被认为是一种稳健的水声通信体制, 其解码对接收波形的相位起伏不敏感。采用跳频编码, 可使相同频率的码元以时间相隔  $L$  出现, 所以: (1) 当信道多途扩展大于码宽并小于  $L$  时, MFSK 能有效抗码间干扰。

(2) 当大于  $L$  时, 可能误判反射声信号为当前码元信号。(3) 当小于码宽时, 码内干扰使接收信号的幅度产生较大起伏, MFSK 难以确定合适的检测门限, 易造成误码。(2) - (3) 被认为是 MFSK 的不足, 本文提出的改进的 MFSK (Updated - MFSK; UMFS), 采用调频波形调制和实时信道标校技术, 可在一定程度上解决问题 (3)。

## 2 UMFSK 信道编码

水声信道是缓慢变化的相干多途信道, 在相干时间长度内, 可将其近似看作时不变线性梳状滤波器, 其子通带变化范围从几十至几百 Hz 不等<sup>[3]</sup>, 取决于信道的多途结构, 这是本文对信道的基本假定。由于多途效应, 接收端码元波形产生多途扩展, 成为发送码元的相干迭加, UMFSK 将每个码元的频宽设计成大于子通带平均带宽, 可减小码内干扰引起的信号起伏; 将同频率的码元以大于多途扩展的时间段跳频编码, 可抗码间干扰, 因此 UMFSK 力图通过信道编码的波形设计提高通信的质量。

信道的梳状滤波器形状是随时空改变的, UMFSK 采用信道标校技术对信道自适应均衡, 在信道相干时间长度内, 用一信道标校码序列测试信道, 接收端可得到信道对该序列的响应, 并由此获取该时间段内的信号包络幅度, 能量, 频率检测门限。由于限定一帧信息的时间长度小于信道相干时间长度, 故标校码提供

的检测门限在一帧内可以是不变的。对每帧信息码, 均要首先得到检测门限才能进行解码, 所以解码过程匹配了信道变化。

一个  $N$  比特的 UMFSK 码元定义为

$$s_p(t) = \sum_{i=0}^{N-1} A_{i,p} \sin[2\pi(f_{i,p} + kt)t]W(t), \quad t \geq 0 \quad (1)$$

$W(t)$  是时宽为  $T_m$ , 幅值为 1 的窗函数, 信道编码波形为

$$x(t) = \left( \sum_{p=0}^{P-1} S_p(t - pT_m) \right) \cos(\omega t) \quad (2)$$

(1) 中  $A_{i,p} = 0/1$ ,  $p$  为码元序号,  $f_{i,p}$  定义为一个通信频点,  $f_{i,p}, i = 0, \dots, N-1$ , 为一个频段内的  $N$  个通信频点,  $k$  大于等于零, 为调频斜率,  $f_{i,p} - f_{i+1,p} > 2kT_m = B$ ,  $B$  为码元频宽, 应大于信道子通带平均宽度, 每个码元的  $N$  比特信息由  $A_{i,p} (i = 0, \dots, N-1)$  表示,  $\cos(\omega t)$  为载波。接收端通过判决  $A_{i,p}$  为 0 或为 1, 得到解码结果。

考虑多途信道影响, UMFSK 利用多频段频率跳频填充码元, 同频段填充频率出现间隔大于多途扩展长度。解码时, 处理器将滤波调谐频率只对当前频段, 便可抑制码间干扰。若可用频段有  $m$  个, 则同频段的频率相隔  $MT_m$  时间出现,  $MT_m > L$ ,  $L$  为多途扩展长度。连续  $M$  个码元的信道编码波形如图 1 所示,

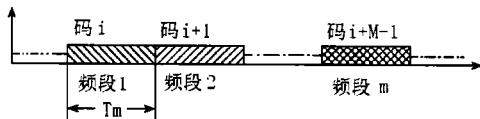


图 1 连续  $M$  个码元的信道编码波形

图 1 中码元  $i$  用 1 频段  $f_{0,1}, f_{1,1}, \dots, f_{N-1,1}$  频点填充, 码元  $i+1$  用 2 频段  $f_{0,2}, f_{1,2}, \dots, f_{N-1,2}$  频点填充等等。总通信带宽为  $BW = M \times N \times B$ ,  $B \leq |f_{i,p} - f_{i+1,p}|$ , 窄带传输时, 可在码元间增加时间间隔  $T_e$ , 扩大同频段码元出现的间隔, 传输比特率为  $R = N/(T_m + T_e)$  (bps)。如给定通信带宽  $BW$ , 则系统设计应满足下列

约束:

(a) 多途扩展长度  $L$ , 约束为:  $MT_m > L$ .

(b) 线性调频宽度, 约束为:  $2kT_m < B$ .

(c) 调制脉宽(符号宽度): 由通信频率和处理带宽确定。

(d) 数值  $M, N$ , 约束为:  $BW = M \times N \times B$ .

(e) 信道子通带平均带宽, 约束为:  $kT_m$  大于子通带平均宽度。

应综合考虑传输速率、通信带宽和可能的多途扩展长度、信道子通带平均宽度, 然后取得较为合理的  $M, N, K$ 。考虑获取最高通信速率, 应有:

$$R_{max} = \max\left\{\frac{N}{T_m + T_e}\right\};$$

(约束 (a) ~ (e)) (3)

而  $\frac{N}{T_m + T_e} = \frac{BW}{M \times B} \cdot \frac{1}{T_m + T_e}$ ,  $BW$  为通信带宽,  $B$  为相邻频点间隔, 若  $L$  为多途扩展长度, 由于  $(T_m + T_e)M > L$ , 故

$$R = \frac{BW}{M \times B} \frac{1}{T_m + T_e} \leq \frac{BW}{L \times B} \quad (4)$$

根据编码原则,  $B$  应大于信道子通带平均宽度  $B_s$ , 因此实际上:

$$R_{max} = \frac{BW}{L \times B_s} \quad (5)$$

上式中,  $R_{max}, BW, L, B_s$  为系统设计所用的参数, 一旦被设定, 可由以下步骤设定其余信道编码参数。

由于每个频点的频率覆盖信道平均子通带宽度  $B_s$ , 所以

$$2k \times T_m \geq B_s \quad (6)$$

而解码滤波器的通带  $B_p$  满足

$$B_s \leq B_p = \frac{1}{T_m} \leq B \quad (7)$$

当  $B = B_p = B_s$  时, 可使通信速率达到最大值  $R_{max}$ , 此时(理论上):

$$T_m = \frac{1}{B_s} \quad (8)$$

从而:

$$k = B_s \times \frac{1}{2T_m} = \frac{B_s^2}{2} \quad (9)$$

则:

$$M = \left\lceil \frac{L}{T_m} \right\rceil = \lceil L \times B_s \rceil, \quad (10)$$

$$N = \left\lfloor \frac{BW}{M \times B_s} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{BW}{\lceil LB_s \rceil B_s} \right\rfloor \quad (11)$$

(10), (11) 的括号分别表示向上取整操作和向下取整操作,  $R_{max}, BW, L, B_s$  已知时, 由式(8) - (11) 决定  $T_m, K, M, N$ , 可以得到最佳的编码参数。

实际通信系统设计应考虑如下因素:

(1)  $N$  不宜过大。由于发射功率限制,  $N$  过大会导致每个频点功率相对变小, 影响通信作用距离。同时, 码元波形动态范围变大, 对接收机自动增益控制要求高。因大幅度码元使接收机增益变小, 后继的小幅度码元将被接收机“压掉”, 出现漏报。小幅度码元使接收机增益变大, 后继的大幅度码元被限幅, 出现旁频干扰。

(2)  $T_m$  不宜过小。接收端滤波器需特定的波形宽度,  $T_m$  过小, 影响码元检测精度, 同时频点间隔也要变大, 降低了通信可用频点数。

信息用帧结构表示, 帧结构的前端设信道标校码。信道标校码是收发两端共知的, 接收端通过分析信道对标校码的响应, 可得到与信道时空变特性匹配的检测门限, 达到均衡信道的目的。图2为信道编码的帧结构(设  $T_e = 0$ ), 帧同步后, 由同步信号产生译码时间窗, 找到接收码元的时间起点。



图2 信道编码的帧结构

图 2 中, 为消除同步码元对信道标校码的干扰, 在同步码元和标校码间留有时间间隔  $T_{se}$ 。

同步码元之后为 1 频段标校码, 填充波形为:

$$\sum_{i=0}^{N-1} \sin[2\pi(f_{i,1} + kt)t] \cos \omega t$$

$$0 \leq t < T_m \quad (12)$$

接后为 2 频段, 3 频段标校码..., 共有  $M$  个标校码, 按频段序号排列。可见,  $M$  个标校码覆盖了所有的通信频点。

### 3 UMFSK 解码原理

设接收端用具有  $N$  个中心频率的梳状滤波器分离每个频点的波形, 滤波器的中心频率可根据编码频段依次调谐。处理器在帧同步之后, 等待  $T_{se}$  时间, 然后将滤波器调谐频率依次对准标校码元所在频段, 设为第  $j$  频段, 则可得到  $j$  频段码元的 3 个检测门限如下:

对  $f_{i,j}$ , ( $i = 0, \dots, N-1$ ), ( $j = 1, \dots, M$ )

(1) 计算  $A_{max}^{(i,j)}$ ,  $A_{max}^{(i,j)}$  是梳状滤波器对频点  $f_{i,j}$  ( $i = 0, \dots, N-1$ ) 响应的包络峰值。

(2) 计算  $G^{(i,j)}$ ,  $G^{(i,j)}$  ( $i = 0, \dots, N-1$ ) 是梳状滤波器对频点  $f_{i,j}$  ( $i = 0, \dots, N-1$ ) 响应包络的平均能量值。

(3) 计算  $m_{cr}^{(i,j)}$ ,  $m_{cr}^{(i,j)}$  为实际过零次数, 详况见下。相干多途信道会改变接收码元频谱, 利用标校码可测量这种变化, 以抗串扰。设混频后标校码的基带波形为:

$$g^{(i,j)}(t) = \sin 2\pi(f_{i,j} + kt)t,$$

$$0 \leq t \leq T_m$$

并考虑  $g^{(i,j)}(t)$  为窄带信号, 则理想情况下该波形在  $T_m$  内过零次数为

$$m_{cs}^{(i,j)} = 2(f_{i,j} + \frac{1}{2}kT_m)T_m$$

由于信道的传输, 接收码元在码宽  $T_m$  内的过零次数与  $m_{cs}^{(i,j)}$  产生偏差, 可测得为  $m_{cr}^{(i,j)}$ 。

因同频点后继码元应保持相同的  $m_{cr}^{(i,j)}$ , 因此  $m_{cr}^{(i,j)}$  可作为检测门限。

得到  $A_{max}^{(i,j)}$ ,  $G^{(i,j)}$ ,  $m_{cr}^{(i,j)}$  之后, 并考虑接收波形随机起伏, 可取  $\frac{1}{2}A_{max}^{(i,j)} - \frac{3}{4}A_{max}^{(i,j)}$  为  $f_{i,j}$  包络检测门限; 可取  $0.7G^{(i,j)}$ , 为频点  $f_{i,j}$  ( $i = 0, \dots, N-1$ ) 的包络平均能量检测门限;  $m_{cr}^{(i,j)}$  为可作为过零次数 (频率) 检测门限。根据假设, 一帧时间长度内信道是相对不变的, 所以检测门限在一帧时间长度内不变, 但随帧的改变而自适应调整, 因此门限自适应匹配了信道。利用自适应门限可对当前  $j$  频段码元解码, 如已计算出当前码元的包络峰值  $AA_{max}^{(i,j)}$ , 包络平均能量  $GG^{(i,j)}$ ,  $T_m$  内过零次数  $mm_{cr}^{(i,j)}$ , 则可对频点  $f_{(i,j)}$  进行判决如下:

$$P_{(i,j)} = F \left( (AA_{max}^{(i,j)} > \alpha A_{max}^{(i,j)}), \right.$$

$$(|mm_{cr}^{(i,j)} - m_{cr}^{(i,j)}| < \gamma),$$

$$(GG^{(i,j)} > \lambda G^{(i,j)}) \Big)$$

其中,  $F(X, Y, Z)$  为一逻辑式, 结果取值 0/1,  $\alpha, \gamma, \lambda$  为一组数, 可根据情况取值。设

$$P_{(i,j)} = (AA_{max}^{(i,j)} > \alpha A_{max}^{(i,j)})$$

$$\wedge (|mm_{cr}^{(i,j)} - m_{cr}^{(i,j)}| < \gamma)$$

$$\wedge (GG^{(i,j)} > \lambda G^{(i,j)})$$

$\alpha = 0.5$ ,  $\gamma = 3$ ,  $\lambda = 0.7$ , 则只有当前频点的最大包络幅度大于标校码的 0.5 倍, 包络的平均能量大于标校码的 0.7 倍, 过零次数与标校码结果之差小于 3, 以上条件同时满足时, 才认为有频点  $f_{(i,j)}$ , 否则无频点  $f_{(i,j)}$ 。

### 4 试验研究与结论

作者对 UMFSK 进行了测试, 为对比研究, 先使信息码元为 CW 填充组合。共使用 9 个频率 (Hz), 组成三个频段: 一频段:  $f_1=4300$ ,  $f_2=4500$ ,  $f_3=4700$ , 二频段:  $f_4=4900$ ,  $f_5=5100$ ,  $f_6=5300$ , 三频段:  $f_7=5500$ ,  $f_8=5700$ ,  $f_9=$

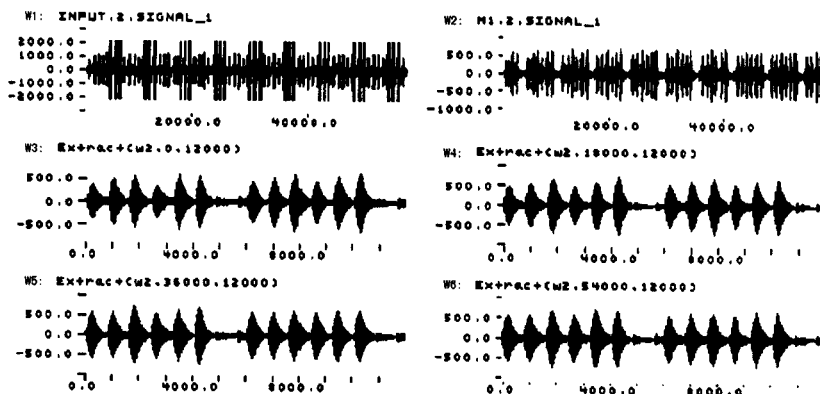


图3 接收和滤波结果

5900. 码元组合 ( f1+f2+f3 ) { 注: f1+f2+f3 代表 f1,f2,f3 三个频点的波形相加, 以下均同 } ( f4+f5+f6 ) ( f7+f8+f9 ) ( f1 ) ( f4 ) ( f7 ) ( f2 ) ( f5 ) ( f8 ) ( f2+f3 ) ( f5+f6 ) ( f8+f9 ) ( f1+f3 ) ( f4+f6 ) ( f7+f9 ), 并将它们存在 EPROM 中, 可由计算机控制以任意次序发出且脉宽可变, 形成信道编码。标效码为 ( f1+f2+f3 ), ( f4+f5+f6 ) ( f7+f8+f9 )。由于利用基带传输, 故无需载波调制。

#### 4.1 信道的相对稳定性试验

通过采集的数据可观察信道在相干时间长度内 ( 1s-2s ) 的相对稳定性:

第一组波形帧结构的参数为:  $T_s=10\text{ms}$ ,  $T_{se}=100\text{ms}$ ,  $T_m=10\text{ms}$ , 码元间空  $T_e=30\text{ms}$ , 发射为子序列 ( f1+f2+f3 ) ( f4+f5+f6 ) ( f7+f8+f9 ) ( f1 ) ( f4 ) ( f7 ) f2 ) ( f5 ) 的周期重复 ( 周期 300ms )。图 3 中, ( INPUT.2 ) 是标校码的接收波形, M1.2 是对其中的三个频点 f1,f4,f7 的滤波分离结果, 频率排序为 ( f1 ) ( f4 ) ( f7 ) ( f1 ) ( f4 ) ( f7 ) ( 0 ) ( 0 ) 的重复, 波形占空比为 1:3。从 M1.2 中截取四组波形:  $\text{extract}(w2,0,12000)$  { 注:  $\text{extract}(a,b,c)$  表示从波形 a 中截取从点 b 至点 c 一段 }、 $\text{extract}(w2, 18000, 12000)$ 、 $\text{extract}(w2, 36000, 12000)$ 、 $\text{extract}(w2, 54000, 12000)$ , 每组波形的长度是 600ms ( 采样率为 20kHz ), 组间间隔 900ms, 观察输出波形的相似性: 同组波

形中, 两个相邻子序列的滤波输出具有较好的相似性, 但存在起伏; 不同组间,  $\text{extract}(w2, 0, 12000)$  和  $\text{extract}(w2, 54000, 12000)$  ( 间隔大于 2.5s ) 的波形有较大改变, 而  $\text{extract}(w2, 0, 12000)$  和  $\text{extract}(w2, 18000, 12000)$  ( 间隔 900ms ) 只有较小改变, 可认为不变。因信道的频率响应主要由信道的多途结构决定, 因此我们可以认为如信道频率响应的基本不变则意味着多途结构的基本不变。UMFSK 建立在信道的相对不变性 ( 相干时间长度内 ) 假定上, 因而提出了自适应门限检测, 有其试验依据。

#### 4.2 通信试验

试验环境水深 20-60m, 发射换能器带宽 5kHz, 位置固定于深度 7m; 接收换能器深度 4m, 从 100m 开始至 1000m 进行漂泊拉距。以 75 bit/s、100 bit/s、150 bit/s 三种速率发送。接收端采样率 20kHz, 解码判决逻辑为

$$P_{(i,j)} = \{ (AA > 0.7A_{max}^{(i,j)}) \wedge (GG > 0.4G^{(i,j)}) \} \wedge (|mm_{cr}^{(i,j)} - m_{cr}^{(i,j)}| < 2)$$

下面为接收波形、滤波结果、解码结果:

(1) 见图 4, 发送速率 75 bit/s, 发射子序列 ( f1+f2+f3 ) ( f4+f5+f6 ) ( f7+f8+f9 ) ( f1 ) ( f4 ) ( f7 ) ( f2 ) ( f5 ), 距离 500m。图 4 中, w1 ( INPUT.4 ) 为接收波形, w2 是接收波形的前 6000 个采样点, 即为一个发射子序列, 共 300ms 长。w3 ( M1.4 )

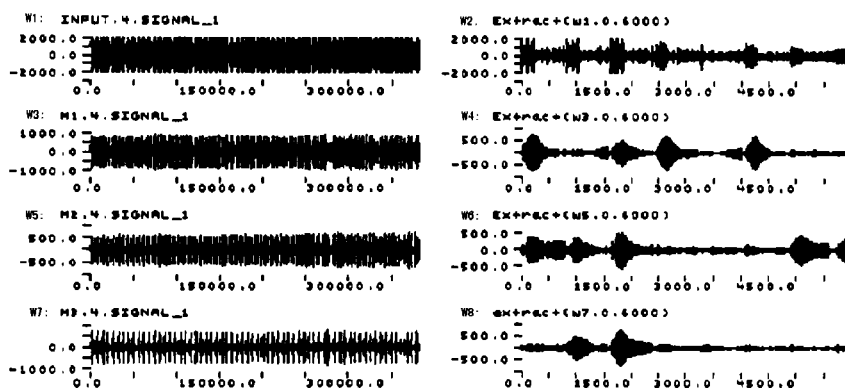


图 4 距离 500m 时接收波形、滤波结果

表 1 解码结果

|    | $G$    | $A_{max}$ | $M_{cr}$ | $GG$        | $AA$       | $Mm_{cr}$ | $GG$  | $AA$ | $MM_{cr}$ |
|----|--------|-----------|----------|-------------|------------|-----------|-------|------|-----------|
| f1 | 104285 | 761       | 86       | 41845       | 710        | 86        | 2363  | 127  | 86        |
| f2 | 32279  | 414       | 90       | 2940        | 150        | 86        | 17095 | 467  | 90        |
| f3 | 3517   | 141       | 92       | <b>3037</b> | <b>147</b> | <b>94</b> | 1303  | 108  | 92        |
| f4 | 2350   | 274       | 98       | 1895        | 219        | 98        |       |      |           |
| f5 | 227978 | 402       | 102      | 404         | 114        | 102       |       |      |           |
| f6 | 41181  | 487       | 105      | 3354        | 114        | 106       |       |      |           |
| f7 | 34042  | 539       | 109      | 30568       | 669        | 110       |       |      |           |
| f8 | 43532  | 574       | 113      | 4326        | 185        | 112       |       |      |           |
| f9 | 79281  | 737       | 117      | 1428        | 102        | 116       |       |      |           |

是对 f1,f4,f7 的滤波结果, w4 是 w3 ( M1.2 ) 的前 6000 个采样点。同样, w5 ( M2.4 ) 是对 f2,f5,f8 的滤波结果, w6 是 w5 ( M2.4 ) 的前 6000 个采样点, w7 ( M3.4 ) 是对 f3,f6,f9 的滤波结果, w8 是 w7 ( M3.4 ) 的前 6000 个采样点。表 1 给出解码结果:

由波形 w8,w4, 可见频率为 f3,f4 的码元产生码内相消干涉, 滤波器对 f3 响应很小。此外, 对标校码 f3 的测频结果为 92 ( 相当于 4600Hz ), 而真实值为 94 ( 4700Hz ), 有较大误差。由于严重的相消干涉使标效码给出的自适应门限失效, 从而产生误码 ( 见黑字处 )。该组波形包含 1334 比特信息, 误码率 0.01。从图 4, 相消干涉发生在码元频率 f3-f4 之间, 如码元带宽大于此值, 便可减少误码的可能, 多途导致的码元相消干涉, 是影响 MFSK 可靠性的主要原因, 因此, UMFSK 改用调频信号

代替 CW 信号填充码元, 可提高通信质量。

(2) f1=3550, f2=3950, f3=4350, f4=4750, f5=5150, f6=5550, f7=5950, f8=6350, f9=6750。信息码元为调频填充, 范围  $f_i-150(\text{Hz})-f_i+150(\text{Hz})$ , 带宽 200Hz, 发送速率 100bit/s (  $T_m=10\text{ms}$ ,  $T_e=20\text{ms}$  ), 发射子序列 ( f1+f2+f3 ) ( f4+f5+f6 ) ( f7+f8+f9 ) ( f1 ) ( f4 ) ( f7 ) ( f2 ) ( f5 ) ( f8 ) ( f2+f3 ), 收发距离 800m, ( f1+f2+f3 ) ( f4+f5+f6 ) ( f7+f8+f9 ) 仍为信道标校码。w1 ( INPUT.6 ) 为接收波形, w2-w8 同上。见图 5, 本组信息码共 3330 比特, 误码率为 0.005, 表 2 给出解码结果。

#### 4.3 结论

UMFSK 与 MFSK 更多的比较研究可见 [4]。多组试验数据比较分析表明: 单频信号调制码元时, 严重的相消干涉会使标校码给出的

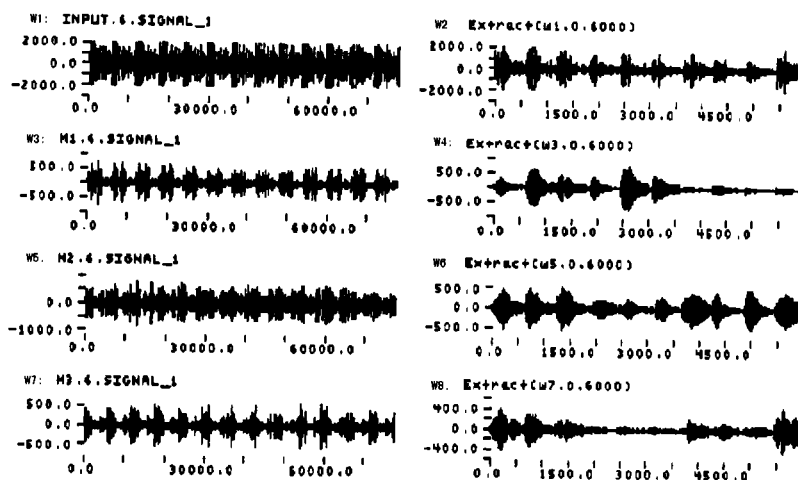


图 5 距离 800m 时接收波形、滤波结果

表 2 解码结果

|    | $G$   | $A_{max}$ | $M_{cr}$ | $GG$   | $AA$ | $Mm_{cr}$ | $GG$  | $AA$ | $Mm_{cr}$ | $GG$  | $AA$ | $Mm_{cr}$ |
|----|-------|-----------|----------|--------|------|-----------|-------|------|-----------|-------|------|-----------|
| f1 | 16503 | 320       | 71       | 26599  | 364  | 71        | 978   | 89   | 74        | 1631  | 103  | 72        |
| f2 | 21529 | 519       | 79       | 2303   | 214  | 76        | 18270 | 447  | 79        | 19057 | 444  | 79        |
| f3 | 17834 | 415       | 87       | 388    | 64   | 84        | 284   | 206  | 84        | 10876 | 436  | 87        |
| f4 | 84633 | 639       | 96       | 108956 | 748  | 95        | 4764  | 151  | 95        |       |      |           |
| f5 | 48818 | 488       | 103      | 3666   | 232  | 101       | 40177 | 429  | 103       |       |      |           |
| f6 | 16216 | 310       | 111      | 764    | 83   | 105       | 849   | 157  | 107       |       |      |           |
| f7 | 35588 | 478       | 119      | 36510  | 464  | 119       | 1556  | 120  | 125       |       |      |           |
| f8 | 53530 | 564       | 127      | 4852   | 269  | 125       | 42011 | 486  | 127       |       |      |           |
| f9 | 4587  | 213       | 135      | 547    | 69   | 122       | 763   | 102  | 131       |       |      |           |

自适应门限失效, 易产生误码, 因此码元填充宜采用调频信号。UMFSK 信道编码可较好抑制码元相消干涉引起的码内干扰, 其效果随码元调频带宽的增大而变好。由于信道的子通带平均带宽只有几十—几百 Hz, 因此码元调频带宽也仅为该数量级, 并非很大, 从这个意义讲, UMFSK 信道编码的 BE (速率 / 带宽) 值与传统的 MFSK 相当, 因此同等通信带宽条件下, UMFSK 通信速率并不低于 MFSK, 但却获得了较 MFSK 更好的抗信号起伏能力; UMFSK 对码间干扰敏感, 误码多由较长的多途扩展产生, 但通过增加通信频点、频段、带宽, 可将影响降至最小; 信道标校技术可对信道进行稳键均衡, 自适应门限检测可跟踪信道的变化, 保证解码可靠性, 由于其结构简单, 故

可实时实现。UMFSK 的误码率为  $10^{-2}$ — $10^{-3}$  (通信带宽 2kHz, 速率 100—150 bps), 国外同类系统<sup>[1]</sup> (用自适应均衡器均衡信道) 的指标为: 通信带宽: 20—30kHz, 速率: 1200—5000bps, 误码率:  $10^{-2}$ — $10^{-3}$ , 水平通信距离: 700m。UMFSK 可应用于中等通信速率、要求可靠性的通信场合, 它对同步的精确度要求不高, 可容忍码元相位的起伏和波形的畸变。

## 参 考 文 献

- 1 Stojanovic M. *IEEE J of Oceanic Eng*, 1996, 21(2): 125-135.

- 2 Henderson G B. " Investigation of adaptive beam-former performance and experimental verification of applications in high data rate digital underwater communications " Proc. OCEANS94, 1994, Brest, France, pp.1.296-301.
- 3 惠俊英. 水下声信道. 国防工业出版社, 1991. 第三章
- 4 艾字慧. 水声数字通信研究. 1998, 哈尔滨工程大学博士论文.
- 5 惠俊英, 刘丽等. 声学学报, 1999, 24(6): 561.

## 西部大开发'2000 中国东西部地区声学学术会议

由浙江省声学学会、西安声学学会、四川省声学学会联合发起, 信息产业部电子 30 所及四川省声学学会承办的“西部大开发'2000 中国东西部地区声学学术会议”, 于 2000 年 10 月 9 — 15 日在中国卫星及阳光城、四川省西昌市举行。来自北京、上海、天津、浙江、海南、重庆、陕西、四川成都、泸州等地高等院校、科研院所及相关单位的声学科技专家、教授等共 53 名代表参加了会议。中国声学会组织工作委员会主任、天津声学会理事长李允武教授, 《应用声学》副主编王丽生出席了会议。

在开幕会上, 四川省声学学会理事长刘村友教授代表 30 所及四川省声学学会, 向来自全国各地的会议代表表示诚挚的欢迎, 对会议的召开表示热烈的祝贺, 并就西部大开发、四川的形势等作了重要讲话。

李允武教授代表中国声学会和浙江声学会理事长刘孟庵教授代表浙江省声学学会先后致词, 热烈祝贺会议的召开, 并对西部大开发东西部声学技术交流的重要意义给予了高度评价。

本次会议的召开, 得到了全国声学科技界的新老朋友和同行的热烈响应和积极支持, 共征集到论文 72 篇, 录入论文集, 并在会上交流的共 68 篇, 涉及的专业领域大致划分, 有以下 5 个专题:

|               |      |
|---------------|------|
| 1. 物理及水声学     | 15 篇 |
| 2. 检测与环境声学    | 17 篇 |
| 3. 功率超声及超声电子学 | 10 篇 |
| 4. 语言声学及通信    | 15 篇 |
| 5. 应用声学       | 11 篇 |

学术交流分大会报告和分组讨论交流两种方式进行。大会报告论文 6 篇, 涉及物理及水声学的两篇, 检测声学一篇, 功率超声一篇, 应用声学两篇。由于条件

限制, 分组交流讨论分两组进行。

本次交流的学术论文在很大程度上反映了当前我国声学科技的发展方向与水平, 不少论文阐述的理论和揭示的成果具有很高的学术价值和开发应用的前景。由于到会的代表很多是学术上造诣很高, 国内外也很知名的老专家, 又包括一批富有活力的青年声学科技骨干, 因此, 不仅会上交流积极、认真, 气氛浓烈、活跃, 而且整体看来, 这是我国东西部地区声学科技工作者相联合, 高水平、高质量而又富于成果的一次声学学术交流会。这次会议必将对我国声学科技事业的发展产生一定的影响。对促进和推动西部地区声学科技的兴旺与发达发挥出应有的作用。

本次会议还就东西部声学科技工作者, 如何为西部大开发作出应有贡献进行了探讨, 特别是超声应用、多学科结合的综合应用等进行了很深入的探讨。

本次学术交流会也促进和加强了东西部地区, 以致全国声学科技工作者的勾通与交流, 达到了预期的目的, 取得了圆满成功。

这次会议的成功召开, 得到了信息产业部电子 30 研究所领导以及情报资料室等的大力支持和帮助, 也得到中船重工集团公司 715 所的大力支持和帮助, 全体代表对它们表示衷心感谢。

会议期间, 浙江省声学学会理事长刘孟庵教授, 热忱邀请四川省声学学会的同仁们于 2001 年到浙江省参加由浙、川两省声学学会共同举办的声学学术交流会。四川省声学会的同志们欣然接受这一邀请。

(西部大开发'2000 中国东西部各地区  
声学学术会议秘书处)