FS 水声遥控系统

艾宇慧　苏龙滨　丁士圻

（哈尔滨工程大学水声研究所　哈尔滨　150001）

1995 年 11 月 3 日收到

摘要　本文介绍一种可实用的 FS(*Frequency-Shift*)式编码的水声遥控系统，该系统采用 9 个频率点进行移频编码，可有效抗多途对译码的影响，编码设计能使遥控指令的码间距做得较大，通过自适应滤波器有效译码，可将误码率控制在希望值以下. 理论分析和试验结果均表明，本系统误码率接近 0，解码率 1500 m 以内大于 0.9，近距离大于 0.96. 本系统已应用于水下物理场测量系统中.

关键词　水声遥控系统，移频编码

FS underwater acoustic remote control system

Ai Yuhuei, Su Longbin, Ding Shiqi

(*Department of Underwater Acoustical Engineering, University of Harbin Engineering, Harbin* 150001)

Abstract　In this paper, a FS(Frequency-Shift)underwater acoustic remote control system is presented. Methods of FS coding and decoding are discussed. The FS code consists of multifrequency cw pulses in order to reject acoustic signal reflection, and is decoded by a new form of adaptive filter. Theoretical analysis and experiments show that the FS remote control system has high rate of decoding and very low error-rate even under poor underwater acoustic circumstances.

Key words　Underwater acoustics remote control system, Frequency-shift coding

1　前言

水声遥控技术广泛应用于海洋开发，一个可用的水声遥控系统应具有接近 0 的误码率（将一个指令误译为其它指令称为误码，其概率为误码率）和大于 0.8 的解码率（正确译出指令的概率），但水声信道的多途效应限制着高可靠性解码，当码元数较少和码元宽度较短时尤为如此. 若当前码元反射声和直达声的到达时差小于码元宽度（由近多途引起），当前码元易被反相迭加造成码元漏报. 若时差大于码元宽度（由远多途引起），当前码元的反射声或超前于后继码元而到达，或迭加到后继码元易造成误判. 漏报和误判均可使译码失败甚至造成误码. 因此，有效的抗多途的能力是水声遥控系统实用的基本前提.

FS 式编码能在很大程度上降低多途对译码造成的影响，自适应滤波器并行识别码元，并自动阻止多途反射信号参加译码，因而具有良好的抗多途能力.

?1994-2017 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

2 移频编码(Frequency-shift coding)

本系统采用相间 200 Hz 的 9 个频率进行移频编码，每个编码由不同频率的 9 个单频填充码元组成，编码总带宽 1800 Hz. 频率分配见图 1，其中 $f_{i+1}-f_i=200$ Hz，$i=1\cdots8$，编码频率 f_1—f_9. 指令码 m_i 的组成用图 2 表示，其中 $f_{ij}\in\{f_1, f_2\cdots f_9\}$，$1\leqslant j\leqslant 9$，$i$ 为码的标号；

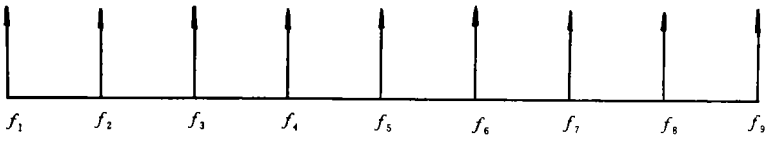


图 1　频率分配

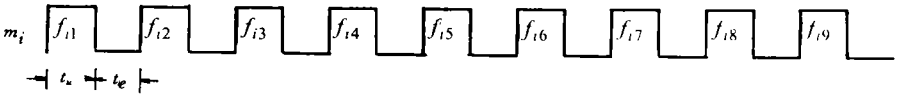


图 2　指令码 m_i 的组成

$t_u=10$ ms，$t_e=10$ ms，码长为 180 ms.

用如下规则排列 $f_i(i=1\cdots9)$构成编码：

(1) 一种频率在一个指令码中应出现一次且仅出现一次，以利于多途情况下准确识别码元的填充频率，降低误码率.

(2) 若规定 f_1、f_2、f_3 为 I 频段，f_4、f_5、f_6 为 II 频段，f_7、f_8、f_9 为 III 频段，则相邻码元的填充频率应属于不同的频段，同频段的不同频率至少相隔 3 个码元出现，这样，可使相邻码元填充频率间隔较大，以利于自适应滤波器对码元填充频率的识别.

(3) 设指令码 m_i，m_j 的频率填充顺次为：

$$m_i: f_{i1}f_{i2}f_{i3}f_{i4}f_{i5}f_{i6}f_{i7}f_{i8}f_{i9}$$

$$m_j: f_{j1}f_{j2}f_{j3}f_{j4}f_{j5}f_{j6}f_{j7}f_{j8}f_{j9}$$

则定义 m_i 与 m_j 的码间距 d_{ij} 为：

$$d_{ij}=\sum_{k=1}^{9} p(f_{ik}, f_{jk})$$

而

$$\begin{cases} p(f_{ik}, f_{jk})=1 & \text{当 } f_{ik}\neq f_{jk} \\ p(f_{ik}, f_{jk})=0 & \text{当 } f_{ik}=f_{jk} \end{cases}$$

$$k=1、2、\cdots9$$

可见 d_{ij} 越大，m_i 与 m_j 的区别越大，m_i 误译为 m_j 的可能性就越小. 选择一组码间距尽量大的码充当遥控指令，以降低由于多途或噪声引起的误码率.

根据规则 1、2、3 可构成 FS 编码. 可首先固定一种码元位置一频段的对应关系，如码元 1、4、7 填充 I 频段的 3 个频率，2、5、8 填充 II 频段的 3 个频率，3、6、9 填充 III 频段的 3 个频率，这种对应关系有 $3\times2=6$ 种，对每种对应关系，

码元 f_{i1}，f_{i2}，f_{i3} 有 $p_1=3\cdot3\cdot3$ 种排序组合，

码元 f_{i4}，f_{i5}，f_{i6} 有 $p_2=2\cdot2\cdot2$ 种排序组合，

码元 f_{i7}，f_{i8}，f_{i9} 有 $p_3=1\cdot1\cdot1$ 种排序组合，

则可编码总数为 $S=6\times3^3\times2^3\times1^3=1296$ (个)，例如 $f_1f_4f_7f_2f_5f_8f_3f_6f_9$ 为其中一编码.

见图 2，设码元填充 f_{i1}，f_{i4}，f_{i7} 为 I 频段的 3 个频率，f_{i2}，f_{i5}，f_{i8} 为 II 频段的 3 频率，f_{i3}，f_{i6}，f_{i9} 为 III 频段的 3 个频率，则用(f_1, f_2, f_3)，(f_4, f_5, f_6)，(f_7, f_8, f_9)可组成 $3\cdot3\cdot3=27$ 个 3 位编码，将这些 3 位码以图 3 形

?1994-2017 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

式分成 9 个块(BLOCK)，其中以数字 i 表频率 f_i，$i=1\cdots9$，$B_{ij}(i,\ j=1\cdots3)$为块标号.

图 3

1 4 7(B^{11})	1 6 7(B^{12})	1 5 7(B^{13})
2 5 8	2 4 8	2 6 8
3 6 9	3 5 9	3 4 9
2 4 9(B^{21})	2 6 9(B^{22})	2 5 9(B^{23})
3 5 7	3 4 7	3 6 7
1 6 8	1 5 8	1 4 8
3 4 8(B^{31})	3 6 8(B^{32})	3 5 8(B^{33})
1 5 9	1 4 9	1 6 9
2 6 7	2 5 7	2 4 7

图 3　FS 编码

可见，若适当组合 3 组 3 位码，则可构成某一 FS 编码. 图 3 中同一块内的 3 位码的码间距为 3. 每列有 3 个块，不同块内的 3 位码码间距为 2. 用第一列的 9 个 3 位码构成 FS 编码的前 3 位，第二列构成中间 3 位，第三列构成后 3 位，可形成第一组共 9 个 FS 编码，码间距≥6，列于下：

m_1　1 4 7 3 5 9 2 6 8

m_2　2 5 8 1 6 7 3 4 9

m_3　3 6 9 2 4 8 1 5 7

m_4　2 4 9 1 5 8 3 6 7

m_5　3 5 7 2 6 9 1 4 8

m_6　1 6 8 3 4 7 2 5 9

m_7　3 4 8 2 5 7 1 6 9

m_8　1 5 9 3 6 8 2 4 7

m_9　2 6 7 1 4 9 3 5 8

将 m_1—m_9 循环左移 4 次，可形成第二组共 9 个 FS 编码 m_{10}—m_{18}，码间距≥6. 将 m_1—m_9 循环左移 8 次，可形成第三组共 9 个 FS 编码 m_{19}—m_{27}，码间距≥6. 现列于下：

m_{10}　5 9 2 6 8 1 4 7 3　m_{19}　8 1 4 7 3 5 9 2 6

m_{11}　6 7 3 4 9 2 5 8 1　m_{20}　9 2 5 8 1 6 7 3 4

m_{12}　4 8 1 5 7 3 6 9 2　m_{21}　7 3 6 9 2 4 8 1 5

m_{13}　5 8 3 6 7 2 4 9 1　m_{22}　7 2 4 9 1 5 8 3 6

m_{14}　6 9 1 4 8 3 5 7 2　m_{23}　8 3 5 7 2 6 9 1 4

m_{15}　4 7 2 5 9 1 6 8 3　m_{24}　9 1 6 8 3 4 7 2 5

m_{16}　5 7 1 6 9 3 4 8 2　m_{25}　9 3 4 8 2 5 7 1 6

m_{17}　6 8 2 4 7 1 5 9 3　m_{26}　7 1 5 9 3 6 8 2 4

m_{18}　4 9 3 5 8 2 6 7 1　m_{27}　8 2 6 7 1 4 9 3 5

易见 $CO=\{m_1\cdots m_{27}\}$为一组码间距≥6 的 FS 编码集，可充当遥控指令集. 由于 m_1—m_{27} 的前 3 位唯一确定一个编码，因此，可用后 6 位对前 3 位进行校验，具体校验方法本文不拟讨论.

3　自适应窄带滤波器及译码

由于译码时要对 9 个频率同时进行识别，因此，可利用运算简单，收敛速度快，具有良好频率特性(频谱为梳状)的自适应滤波器，达到准确识别码元填充频率的目的，原理见图 4.

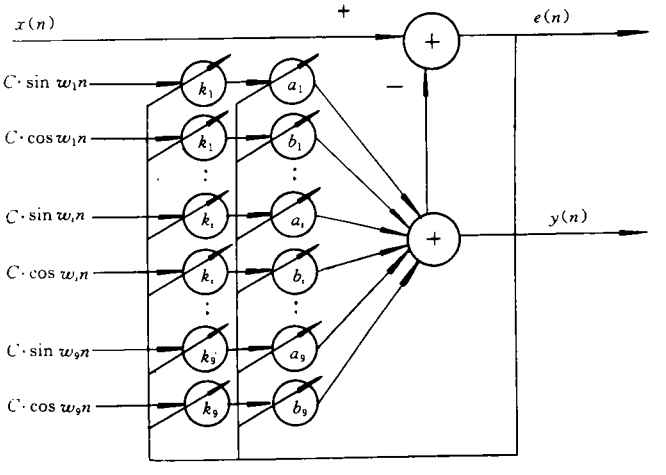


图 4　自适应译码原理

?1994-2017 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

图4中，$x(n)$为采样输入，采样周期为T，$\omega_i=2\pi f_iT(i=1\cdots9)$为9个数字角频率. $c\cdot\sin\omega_in$，$c\cdot\cos\omega_in$为参考输入$(i=1\cdots9)$，c为系数，用于调整滤波器带宽. $k_i(i=1\cdots9)$为一逻辑开关量，称为选频系数，取值或为0，或为1. a_i，$b_i(i=1\cdots9)$为自适应权系数. 在每一采样周期，对权系数和选频系数的修正如下：

$$a_i(n+1)=a_i(n)+2\cdot u\cdot e(n)\cdot k_i(n)\cdot c\cdot\sin\omega_in \tag{1}$$

$$b_i(n+1)=b_i(n)+2\cdot u\cdot e(n)\cdot k_i(n)\cdot c\cdot\cos\omega_in \tag{2}$$

$$e(n)=x(n)-\sum_{i=1}^{9}(a_i(n)\cdot k_i(n)\cdot\sin\omega_in+b_i(n)\cdot k_i(n)\cdot\cos\omega_in)\cdot c \tag{3}$$

$$k_i(n+1)=\overline{\wedge\left[(a_i^2(n-m)+b_i^2(n-m))\times c^2>G\right]}\wedge[k_i(n)=1] \tag{4}$$

$$m=0,\cdots N-1;\ a_i(0)=b_i(0)=0;\quad k_i(0)=1;$$

若 $n-m<0$，

则 $a_i(n-m)=b_i(n-m)=0.$

$(i=1\cdots9,\ n=0,1,2,\cdots)$

(2)和(1)式中u为自适应迭代步长，(4)式为一逻辑式，初值$k_i=1$，当连续N次$c^2\cdot(a_i^2+b_i^2)>G$后，k_i由1变为0，且一直保持0，直到本次译码结束，N为积分时间，G为检测门限. 若填充为f_i的码元到达，自适应运算稳定后$a_i^2+b_i^2$等于输入正弦填充的峰值平方除以c^2，在经历N次采样后，若均有$c^2\cdot(a_i^2+b_i^2)>G$，则认为f_i被识别.

上述自适应运算构成一个具有9个中心频率$f_1\cdots f_9$的窄带滤波器组，对每个中心频率窄带滤波的带宽[1,3]可由下式估定

$$BW=\frac{uc^2}{\pi T}(\mathrm{Hz}) \tag{5}$$

在此基础上，可通过程序精调带宽(调整u，c，T). 在$C25$处理器上调试证明，带宽可调在100 Hz以内. 以下讨论中，设$c=1$.

当填充频率为f_i的码元到达时，经自适应运算，$c^2\cdot[a_i^2(n)+b_i^2(n)]$达稳定且连续$N$次大于设定门限$G$，这时$f_i$被识别，译码程序置选频系数$k_i=0$，$a_i=b_i=0$. 由于$k_i$被置0，本次后续译码过程中，自适应滤波器对频率$f_i$不再产生输出，因此，当前码元的反射信号不对后继码元的识别产生影响. 译码程序用一个数组$dec[9]$依码元到达次序记录被识别的频率，产生本次译码结果. 如对m_1的译码结果为$dec[0]=1$，$dec[1]=4$，$dec[2]=7$，$dec[3]=3$，$dec[4]=5$，$dec[5]=9$，$dec[6]=2$，$dec[7]=6$，$dec[8]=8$

在以下4种情况下，译码程序重新开始新的译码：

(1) 已识别出9个频率，在dec中得到译码输出，从指令表中找出相应指令. 若找不到，或译码失败，或进行必要的校验.

(2) 若在码元宽度时间(10 ms)内同时识别出1个以上频率，则认为是噪声过大所致，本次译码无效.

(3) 若识别二个频率的时间间隔大于2个码元宽度(20 ms)，则认为丢失一个码元，dec数组在丢失码元序号的位置上置0，以便进行可能的校验.

(4) 从第一个频率被识别起，在160 ms内结束本次译码.

4 误码率分析

噪声背景下自适应滤波器虚警可产生误码，下面分析这种情况下的误码率.

设处理器输入$x(t)$为带限2 kHz白噪声，均值为0，方差为δ_n^2，若接收机自动增益受控电平为p，且$\delta_n\leqslant p$，则当$x(t)$通过中心频率为f_i的窄带带通滤波器时，滤波器输出的正交分解为

$$y_0(t)=n_c(t)\cdot\cos2\pi f_it+n_s(t)\cdot\sin2\pi f_it \tag{6}$$

其中$y_0(t)$，$n_c(t)$，$n_s(t)$具有0均值，且三者方差相同[2]，为

$$\delta_0^2=\frac{BW}{2000}\cdot\delta_n^2\leqslant\frac{BW}{2000}\cdot p^2 \tag{7}$$

?1994-2017 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

其中 BW 为带通滤波器带宽(单位 Hz).

设 $n_c(t)$ 的概率分布为正态，则其分布函数 $p_c(x)$ 为

$$p_c(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta_0} \cdot e^{-\frac{x^2}{2\delta_0^2}} \tag{8}$$

同样 $n_s(t)$ 的分布函数 $p_s(y)$ 为

$$p_s(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta_0} \cdot e^{-\frac{y^2}{2\delta_0^2}} \tag{9}$$

输出 $y_0(t)$ 的虚警概率为

$$P_F = \iint\limits_{x^2+y^2 \geqslant G} \frac{1}{2\pi\delta_0^2} e^{-\frac{1}{2\delta_0^2}(x^2+y^2)} dxdy \tag{10}$$

由(7)式，并设 $\delta_i^2 = \frac{BW \cdot p^2}{2000}$，则

$$P_F \leqslant \iint\limits_{x^2+y^2 \geqslant G} \frac{1}{2\pi\delta_i^2} \cdot e^{-\frac{1}{2\delta_i^2}(x^2+y^2)} dxdy \tag{11}$$

做变换 $x = r \cdot \cos\theta$，$y = r \cdot \sin\theta$，则

$$P_F \leqslant \iint\limits_{\substack{\infty > r^2 \geqslant G \\ 2\pi \geqslant \theta \geqslant 0}} \frac{1}{2\pi\delta_i^2} \cdot r \cdot e^{-\frac{r^2}{2\delta_i^2}} dr \cdot d\theta$$

$$= \int\limits_{\infty > r^2 \geqslant G} e^{-\frac{r^2}{2\delta_i^2}} d \frac{r^2}{2\delta_i^2} = e^{-\frac{G}{2\cdot\delta_i^2}} \tag{12}$$

若虚警连续出现 N 次，则误判出一个码元，其误判概率为

$$P_{FN} \leqslant e^{-(\frac{NG}{2\delta_i^2})} \tag{14}$$

若程序连续误判 9 个码元，则导致一译码输出，其结果可能为某一指令. 由于 9 个码元连续误译出的概率 P_{FNC} 为

$$P_{FNC} < e^{-(\frac{9NG}{2\cdot\delta_i^2})} \tag{15}$$

则易见误码率为

$$P_E < e^{-(\frac{9NG}{2\cdot\delta_i^2})} \cdot \frac{OP}{S} \tag{16}$$

上式中，OP 为遥控指令总数目，S 为 FS 可编码总数. 将(16)式变成完整形式，则

$$P_E < e^{-(\frac{9\cdot N\cdot G}{2\cdot\frac{BW}{2000}\cdot p^2})} \cdot \frac{OP}{S} \tag{17}$$

若接收机输出峰值 $\pm 5\ V$，$N = 15$，$G = (2.3\ V)^2$，$BW = 100$ Hz，$P = 1.5$ V，$OP = 27$，则

$$P_E < e^{-1374} \cdot \frac{OP}{S} \approx 10^{-1377}$$

由于程序控制在指令长度(180 ms)内只能译码一次，则若译码器连续工作，在 $180 \times 10^{1377} \times 10^{-3} = 180 \times 10^{1374}$ 秒内，有一次误码可能.

5 试验结果和结论

处理器采用 TMS320C25，模数转换器采用 12 位 A/D574，接收机峰值输出 ± 5 V，受控电平 1.5 V. 调整自适应滤波器带宽为 100 Hz，采样率 20 kHz(编码中心频率 5 kHz)，编码带宽 1800 Hz，9 个频率分别为 4.3 kHz，4.5 kHz，…，5.9 kHz，相间 200 Hz，检测门限 $(2.3\ V)^2$，码元宽 10 ms.

1995 年元月在水池(长×宽×深=12 m×5 m×4 m)试验，发射和接收位置可变情况下(发射声源级可调)，无噪声干扰，解码率>96%. 在水池中加入宽带强噪声，若接收机输出信噪比小于 3 dB，解码率有明显降低，若大于 6 dB，则解码率>90%，误码率为 0.

1995 年 6 月在大连海区试验，以上参数设置不变，海区深度 20 m—40 m，发射声源级 188 dB. 解码率和作用距离的关系见表 1.

表 1 解码率和作用距离的关系

作用距离	解码率	误码率
1000 m 内	96%	0
1000 m—1500 m	90%	0
1500 m—1800 m	85%	0
1800 m—2200 m	70%	0

可见，在相当广泛的水声环境下，FS 编码均具有理想的解码率和接近 0 的误码率，由于 FS 可编码数目较多，所以编码空间大，可形成较大指令集，故具有实用性.

致谢 惠俊英教授对本项工作给予了具体指导，谨致谢意.

参 考 文 献

[1] [美] Widrow B 著. 王永德译. 自适应信号处理. 成都：四川大学出版社，1991. 249—254.

[2] 杨福生著. 随机信号分析. 北京：清华大学出版社，1990. 97—121.

[3] 惠俊英等. 声学学报，1991，**16**(1)：19—24.

?1994-2017 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net