

浅海水下通讯编码技术研究与应用

王 珂 工程师 刘永志 工程师
祝向阳 助 工 牛天星 助 工
(第七六〇研究所 大连 116013)

摘 要: 由于水声信道的多途效应造成水声通讯质量大大下降,误码率很高。本研究中给出的跳频编/译码技术,在很大程度上克服了水声信道多途效应对水声遥控的不良影响,使水声通讯的有效距离增大。该技术已成功地应用在相关测量系统中。

关键词: 水声通讯 水声遥控 编码

The Study and Application of Undersea Communication Coding Technique in Shallow Sea

Wang Ke Engineer Liu Yongzhi Engineer
Zhu Xiangyang Assistant Engineer Liu Tianxing Assistant Engineer

Abstract: In underwater communications, multi-path effect leads to the reduction of communication quality and the high error code rate. The JF (jump frequency) coding and decoding technology is presented in this paper, which largely inhibits the influence of multi-path effect and enlarges the effective range. This technology has already applied to relevant measurement system.

Key words: underwater commucation, underwater remote control, coding

1 引 言

在浅海水声信道中,由于多途效应,对水声通讯的影响主要表现为信号的衰落和码间串扰,使通讯质量大大下降,误码率增加。要降低误码率,通常采取分集接收、差错控制等方法,而分集接收要增加接收系统的复杂性,有时还受到条件的限制难以实现,差错控制虽然可以降低误码率,但要增加冗余,使通讯速率大大降低。

本研究主要应用于水声遥控通讯。编/译码技术在很大程度上克服了水声信道多途效应对遥控的不良影响,在历次海试、湖试、水池和码头试验中均工作稳定可靠,达到无误码、无虚警。

2 水声信道的衰落特性

向水声信道发送一个短脉冲信号,由于多途传播和海洋中诸多散射体的影响,信道输出端收到的可能是一系列拖尾脉冲串,即产生了时间扩散,以致信号的时间分辨性能降低。短脉冲原有的均匀频谱,经过信道传输之后,频谱包络出现了非均匀性,即产生了频率衰落。

如果发送一个幅度恒定的正弦波连续信号,即使没有噪声干扰,信道输出信号的包络和相位随时间而变化,即产生了时域衰落。时域衰落效应使一个单频线信号的频谱展宽,这是由于沿着不同路径传播时产生的多普勒频移不同,输出端的信号不但出现频移,而且还会出现旁频(频谱展宽)。

不同调制速率(谱宽)的数字信号经过多途传播后所受到的影响是不同的。对有限频带数字信号作频率正交展开,分析几种典型情况得出结论:信号传输速率由低到高,可能前后发生时间选择性衰落、瑞利平坦衰落和频率选择性衰落,甚至出现码间干扰。在信号速率给定时,可能会发生以某一种衰落为主的情况。不管哪种衰落都会造成误码,降低数字数据传输的可靠性。因而,必须采用相应的有效技术措施,才能保证高质量的可靠通讯。

3 水下通讯编码技术

3.1 相关研究概况

相关通讯方案都是试图通过寻找编码方法来改进通讯质量。一是将时域信号变换为频域信号。若时域信号 1 个码字由 k 个码元组成,则因频域信号是在 1 个码元时间内发射 k 个(或少于 k 个)频率信号,使 1 个码元变成 1 个码字,所以通讯速率提高到原来速率的 k 倍,但每个频率的发射功率也减小到原来功率的 $1/k$,而且任一频率信号发生衰落都会引起误码。二是将 1 个码元分为 4 个时段,不同的时段发射不同的频率,频率和时段的不同组合可表示 2 个码元的 4 种信息。这种编码信号自身具有分集功能,因而可使设备简化,但由 4 个时段构成的码元宽度必须很短,否则会发生码间串扰。

3.2 跳频水下通讯编码原理

本编码原理采用相间 200Hz 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 1800Hz。其中 $f_{i+1} - f_i = 200\text{Hz}$, $i = 1 \dots 8$, 编码频率 $f_1 \sim f_9$, 指令码 m_i 的组成如图 1 所示:

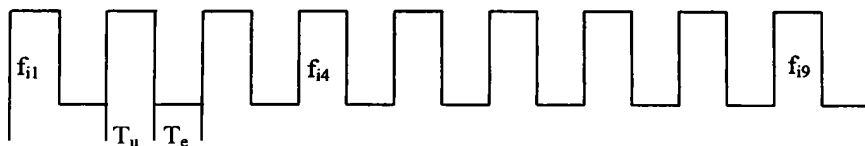


图 1

(其中 $f_{ij} \in \{f_1, f_2, \dots, f_9\}$, $1 \leq j \leq 9$, i 为码的标号, $T_u = 10\text{ms}$, $T_e = 10\text{ms}$, 码长为 180ms)

用如下规则排列 f_i ($i = 1 \dots 9$) 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。

(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 码间距 d_{ij} 为:

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

$$p(f_{ik}, f_{jk}) = 1 \quad \text{当 } f_{ik} \neq f_{jk}$$

$$p(f_{ik}, f_{jk}) = 0 \quad \text{当 } f_{ik} = f_{jk}$$

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 可构成编码,可首先固定一种码元位置—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 $3 \times 2 = 6$ 种,对每种对应关系

码元 f_{i1}, f_{i2}, f_{i3} 有 $p_1 = 3 \cdot 3 \cdot 3$ 种排序组合
码元 f_{i4}, f_{i5}, f_{i6} 有 $p_2 = 2 \cdot 2 \cdot 2$ 种排序组合
码元 f_{i7}, f_{i8}, f_{i9} 有 $p_3 = 1 \cdot 1 \cdot 1$ 种排序组合

则可编码总数 $S = 6 \times 3^3 \times 2^3 \times 1^3 = 1296$ (个),如 $f_1 f_4 f_7 f_2 f_5 f_8 f_3 f_6 f_9$ 为其中一个编码。

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 个频率, 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 $3 \cdot 3 \cdot 3 = 27$ 个 3 位编码,将这些 3 位码以表 1 形式分成 9 个块 (BLOCK),表 1 以数字 i 表频率 $f_i, i = 1 \dots 9, B^{ij}(i, j = 1 \dots 3)$ 为块标号。

可见,若适当组合 3 组 3 位码,则可构成某一编码。表 1 中同一块内的 3 位码码间距为 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 个编码,码间距 ≥ 6 ,排列如下:

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

表 1

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

将 $m_1 \sim m_9$ 循环左移 4 次,可形成第二组共 9 个编码,码间距 ≥ 6 。将 $m_1 \sim m_9$ 循环左移 8 次,可形成第三组共 9 个编码码间距 ≥ 6 。

易见 $CO = \{m_1 \dots m_{27}\}$ 为一组码间距 ≥ 6 的 JF 编码集,可充当遥控指令集。由于 $m_1 \sim m_{27}$ 的前三位唯一确定一个编码,因此,可用后六位对前三位进行校验。

3.3 跳频水下通讯译码原理

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 2。

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

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

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

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

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

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

若 $n-m < 0$, 则 $a_i(n-m)=b_i(n-m)=0$

$(i=1 \wedge 9, n=0, 1, 2, \wedge)$

上式中 u 为自适应迭代步长, 式(4)为一逻辑式, 初值 $k_i=1$, 当连续 N 次 $c^2(a_i^2+b_i^2) > G$ 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 $c^2(a_i^2+b_i^2) > G$, 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 $f_1 \dots f_9$ 的窄带滤波器组, 对每个中心频率窄带滤波器的带宽可由下式估定。

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

在估定的基础上, 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 100Hz 以内。以下讨论中, 设 $C=1$ 。

由于 JF 编码码元填充频率各不相同, 当填充频率为 f_i 的码元到达时, 经自适应运算, $a_i^2(n)+b_i^2(n)$ 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 $k_i=0, a_i=b_i=0$ 。先前到达的码元由于反射叠加到当前到达的码元时, 由于二者填充频率不同(相邻为 60ms 以内的码元分属不同频段, 频率间隔更大), 且先到达码元相应的选频系数已被置 0, 则不会影响滤波器对前码元填充频率的识别。

3.4 跳频水下通讯译码程序

根据上述译码原理, 译码程序用一个数组 $\text{dec}[9]$ 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 $\text{dec}[0]=1, \text{dec}[1]=4, \text{dec}[2]=7, \text{dec}[3]=3, \text{dec}[4]=5, \text{dec}[5]=9, \text{dec}[6]=2, \text{dec}[7]=6, \text{dec}[8]=8$ 。

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) 若在码元宽度时间内(10ms)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(20ms), 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 169ms 内结束本次译码。

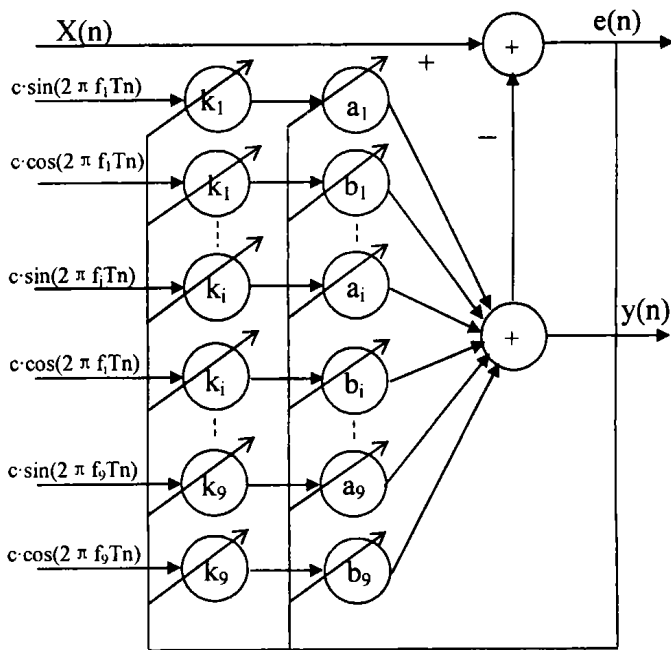


图 2

参 考 文 献

- 1 杨俊杰.“时频域水声编码通信”.《水中探测技术交流会论文集》.1996.
- 2 罗善政.“抗水声通信信道衰落的四频四时编码”.《水中探测技术交流会论文集》.1996.