

水声数据通信系统研究*

程 恩 许 俊 黄联芬 许 茹

(厦门大学电子工程系 361005)

提要 提出一种基于并行传输体制的水声数据通信系统设计方案, 发射端采用纠错能力很强的级联码和 MFSK 调制, 分集技术采用抑制载波的双边带调制方式, 接收端对接收信号利用快速频谱分析进行解调, 并进行硬判决 Viterbi 译码和 BM 迭代译码。实验表明, 该水声数据通信系统的传输波特率为 200 bits/s, 误码率达到 $10^{-5} \sim 10^{-6}$ 以下。

关键词 水声, 数据通信, 级联码, FFT

海洋中水声信道是一个极其复杂的随机时-空-频变参信道, 存在窄带、高噪、强多途干扰等众多因素的制约, 因此选择合适的调制方法和传输模式对保障水声数据通信的高速率与低误码率具有关键意义^[4,5]。本设计提出了一种基于并行传输体制的水声数据通信样机设计方案, 采用纠错能力很强的级联码和 MFSK 调制, 分集技术采用抑制载波的双边带调制方式, 接收端对接收信号利用快速频谱分析进行解调, 并进行

硬判决 Viterbi 译码和 BM 迭代译码。实验表明, 该水声数据通信系统的传输速率为 200 bits/s, 误码比率达到 $10^{-5} \sim 10^{-6}$ 以下。

1 工作原理

1.1 水声数据通信机的发射部分

发射端的工作原理框图详见图 1

1.1.1 信道编码 原始数据送入 PC 机进行信

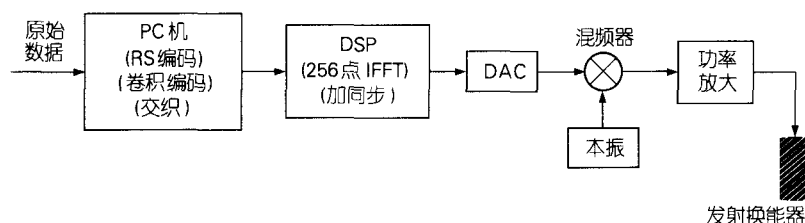


图 1 水声数据通信机发射部分工作原理

Fig. 1 Block diagram of underwater acoustic data communication transmitter

道编码, RS 编码用 (15, 9) 的系统码, 相当于二进制的 (60, 36) 系统码, 一个码组的码长为 60 bits, 输入信息为 36 bits, 对原始信息 (或者经过压缩的原始信息) 分组, 以 4×36 bits 作为一组, 包含 18 bytes 的原始信息量。经过 (15, 9) 的 RS 编码后, 形成 240 bits 的系统码码组, 再经过 (2, 1, 7) 卷积编码, 该卷积码的码率为 1/2, 约束长度为 7, 240 bits 信息经过卷积编码后, 形成 480 bits 的非系统码, 最后还要加上 14 bits 卷积码编码器中移位寄存器形成的尾比特。交织方式是用 32 行 $\times$

15 列的网格, 采用行写入、列读出的方式, 最后一行 14 bits 的尾比特不参与交织, 交织示意图如图 2 所示。

* 高等学校骨干教师资助项目。

第一作者: 程恩, 1965 年出生, 副教授 (在职博士)。在研课题: 1. “水声信息传输技术在海洋环境监测中的应用”; 2. “数字式水声语音通信编码解码方法研究”。E-mail: chen-gen@xum.edu.cn

收稿日期: 2001-07-25; 修回日期: 2001-09-29

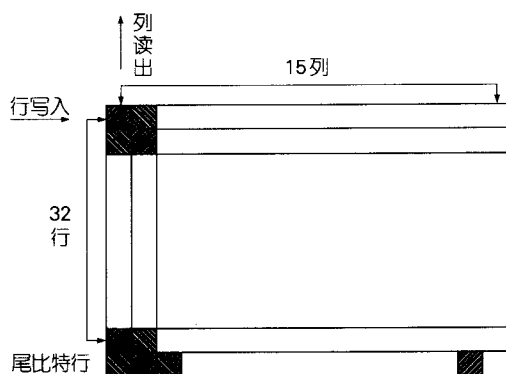


图2 信道编码的交织示意

Fig. 2 Schematic diagram of channel code interleaving

1.1.2 调制信号 整个信道共可以划分为8个子信道,每个信道分配4个频率,对于8个子信道而言,共有32个频率资源,频率间隔为80 Hz。每个信道的4个频率是这样分配的:从80 Hz,令 $f_n = 80n$,其中 $n = 1, 2, \dots, 32$,以 $n = 1, 2, \dots, 8$ 作为一组, $\dots n = 25, 26, \dots, 32$ 作为第4组,则分配给每个信道的4个频率,就是分别从每组频率资源中不重复地抽取一个频率组成一个子信道所使用的4个频率,即对于第一个子信道,其4个频率为 f_1, f_9, f_{17}, f_{25} ,第8个子信道的4个频率分别为 $f_8, f_{16}, f_{24}, f_{32}$,以此类推。每个子信道的调制方式为4FSK方式,先从PC中输出的信道编码和交织后的码流中,按照码流的先后顺序,2 bits对应一个信道的某一个频率,DSP在频率域中一次形成8个频率,而且这8个频率的初相位是随机的,以保证最大限度的减少功率分散的影响,这样一次可以发送16 bits。设定采样频率为20 480 Hz,进行256点的IFFT,一次形成8个不同频率信号以随机初相位迭加的时域波形,然后再进行抑制载波的双边带调制,最后形成16个载波频率迭加的复合波形。抑制载波的双边带调制可以起到频率二分集的效果,付出的代价是信号所占用的带宽加倍,信噪比的下降大于3 dB。

调制后的发送序列如图3所示。一个子信道一次可以发送2 bits,8个子信道一次共发送16 bits。本文约定,以小写字母“ f ”表

示单频,以两个大写字母“MF”表示多频合成。原始数据信息经过信道编码和交织后,形成一帧 $32 \times 15 + 14 = 494$ bits长的数据包,为了使接收端能够准确地接收到数据,必须在数据发送的起始加上同步序列,同步序列包含“唤醒”同步序列和同步跟踪序列,以及多普勒校正序列。“唤醒”同步序列为连续的7个单频信号: $f_{syn1}, f_{syn2}, f_{syn3}, f_{syn4}, f_{syn5}, f_{syn6}, f_{syn7}$ 。每个单频信号持续10 ms,“唤醒”同步序列后跟一个10 ms的保护间隔。接着,发送同步跟踪序列,在接收端做细同步用,同样为连续的4个单频信号: $f_{syn3}, f_{syn1}, f_{syn4}, f_{syn2}$ 。每个单频信号持续10 ms,同步跟踪序列后跟一个10 ms的保护间隔。 MF_{CD4} 为多普勒校正信号,即通过发送4个标准频率迭加的波形,在接收端进行频谱分析,确定多普勒频移的大小,相应调整本振频率的频偏。多普勒校正信号只发送一次,持续时间为一个信道码元时间20 ms。 $MF_1 \sim MF_{30}$ 为30个信道码元,每个码元的调制波形为8个基频的抑制载波双边带调制,每个码元持续时间为20 ms。最后发送两个终止同步序列,只要能接收到两个序列中的一个,并准确检测按顺序的3个或3个以上同步码元,则单片机就给出脉冲通知DSP数据发送结束。

图4显示的是一个数据帧中单个码元的信号形式,我们知道数据帧中单个码元的持续时间为20 ms,但是实际上只有前12.5 ms才有发送信号,而在每个码元之间留有7.5 ms的保护间隔,以消除互多途引起的码间干扰。

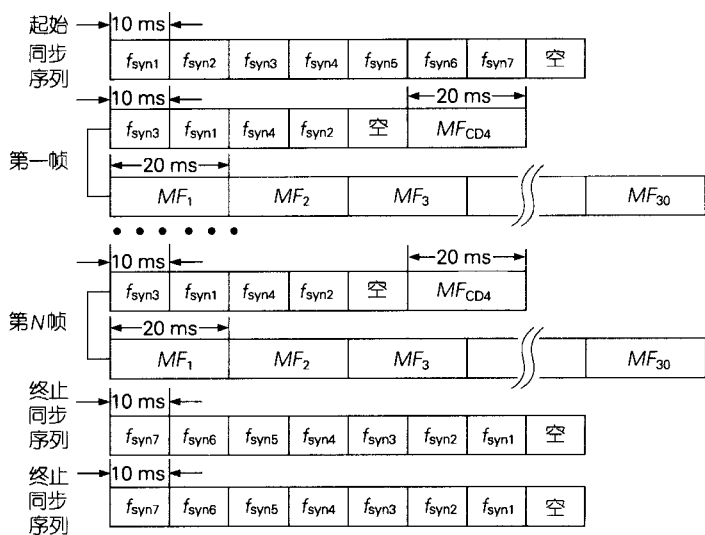


图3 信道编码调制后的发送序列

Fig. 3 Transmitting sequence of demodulated channel code

1.2 水声数据通信机的接收部分

接收端的工作原理框图详见图 5

1.2.1 同步捕获和跟踪 接收机在未捕获同步头之前, DSP 处于“休眠”状态, 单片机处于搜索状态, 锁存器中锁存一个恒定的码字给数字频率合成器, 产生的本振频率为 f_c , 当 7 个同步序列 $f_{syn1}, f_{syn2}, f_{syn3}, f_{syn4}, f_{syn5}, f_{syn6}, f_{syn7}$ 依次进入混频器与处于搜索态时的本振频率进行混频, 产生的 7 个差频: $f_1, f_2, f_3, f_4, f_5, f_6, f_7$, 恰好是混频器后面的 7 个窄带滤波器的中心频率, 每个窄带滤波器的 3 dB 带宽为 ± 150 Hz, 即只要多普勒频移不大于 ± 150 Hz, 同步序列是完全可以被检测到的^[2]。单片机中同步序列的检测规则是: 只要有 3 个或者 3 个以上的频率按照发送端的顺序被检测到, 而且相互之间的时间间隔小于一定误差

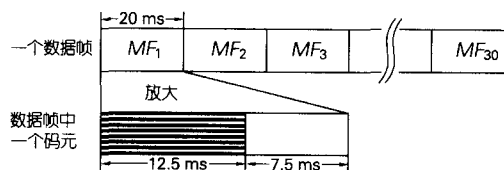


图 4 数据帧中单个码元的信号形式

Fig. 4 Signal form of single code chip in a data frame

值, 那么单片机就输出同步指示信号, “唤醒” DSP, 进入同步跟踪状态。

DSP 进入同步跟踪状态后, 以 10 ms 为间隔, 产生 4 个跳频序列本振频率: $f_{1.1}, f_{1.2}, f_{1.3}, f_{1.4}$, 它们与接收到的细同步序列: $f_{syn3}, f_{syn1}, f_{syn4}, f_{syn2}$ 分别进行混

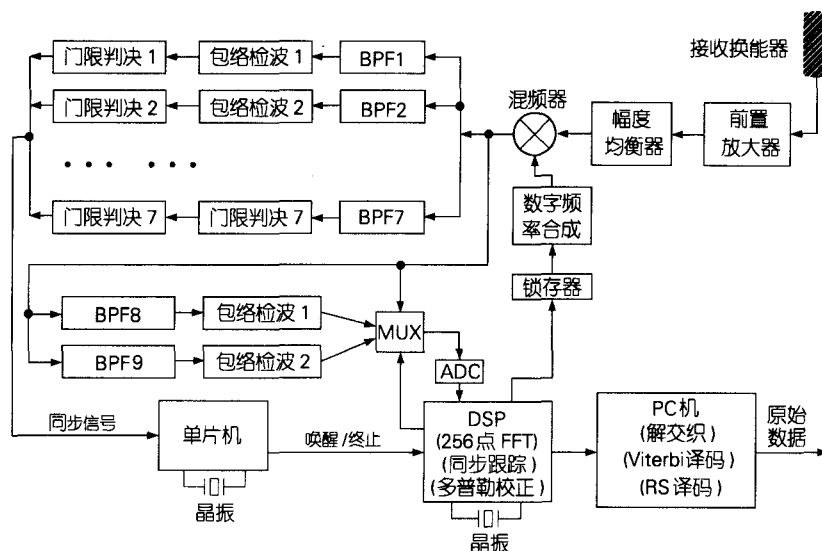


图 5 水声数据通信机发射部分工作原理

Fig. 5 Block diagram of underwater acoustic data communication receiver

频, 产生的差频序列为: f_8, f_9, f_8, f_9 , DSP 利用包络检波后的波形信息的采样值做同步跟踪, 跟踪的步长值分别为: 2 ms, 1 ms, 0.5 ms, 0.5 ms。同步锁定后的信道码元接收定时误差为 ± 0.5 ms 以下。

1.2.2 多普勒频移补偿 完成同步跟踪后, DSP 将多路开关 MUX 切换到混频器输出, 对混频器的输出直接采样, 进行 256 点 FFT 频谱分析。用于多普勒频移校正的信号 MF_{CD4} 由 4 个单频信号迭加而成: $f_{D1}, f_{D2}, f_{D3}, f_{D4}$, 这 4 个频率值对于发送端和接收端都是已知的, DSP 可以根据谱分析的结果与已知标准频

率值进行比较, 修正本振频率值, 消除多普勒频移的影响。

1.2.3 信号解调 接收信号先通过混频器变换到基频, 然后进行采样, 采样点数为 256 点, 采样频率 f_s 为: $f_s = \frac{256}{12.5 \text{ ms}} = 20480 \text{ Hz}$ 。对多个正弦信号迭加的采样值进行 FFT 谱分析, 由于划分基带频率的间隔只有 80 Hz, 面临的最大困难是谱泄漏的问题, 造成谱泄漏的原因是按照信号截断处进行周期延拓, 在截断处的相位不连续, 引起截断处相位不连续有 3 个方面的原因: (1) 采样的频率不刚好是基频的整数倍;

(2)接收信号的频率有微小的频移;(3)接收信号的码元定时超前,或者严重滞后超过 7.5 ms。虽然通过加窗可以减轻谱泄漏的影响,但是同时谱线的分辨力也下降了。本文采用如下的措施来解决谱泄漏的问题:

(1)在发送端采用 IFFT 合成时域波形的方法,可以保证发射信号在其整数倍周期的截断处的周期延拓在相位上是连续的;

(2)通过接收端的多普勒补偿,可以消除多普勒频移带来的影响,使采样频率为基频的整数倍;

(3)接收端的码元定时肯定有误差,利用同步跟踪技术,可以把误差控制在 ± 0.5 ms 以内,同时在进行频谱分析时,特意地取滞后信道码元到达时刻 1 ms 为起始点,其后的 12.5 ms 的采样点做 FFT 谱分析,由于对每一码元在调制时留有 7.5 ms 的抗码间干扰保护间隔,信号通过水声信道时,一定会有自多途信号扩展到这个保护间隔内,正好利用扩展的自多途信号与前 11.5 ms 的信号完成 FFT 谱分析,并且不加任何窗函数,使得谱分辨率最高。

(4)考虑在具有一定先验知识的前提下,采用自适应谱线增强技术,也可以提高谱线的分辨力。因为每一码元都有两个互为镜像的频率来代表,只取谱分析时功率谱大的那个频率值作为判决的依据,并转化为相应的二进制码元。

1.2.4 信道解码 信道的解码过程包含解交织、硬判决 Viterbi 译码和 RS 迭代译码,由于解交织必须等待一帧的码元全部接收完以后才能进行,所以译码延时至少为一帧数据的时间。

1.2.5 接收终止 在发送数据的最后,发送端发送两个终止同步序列,通知接收端此次数据传输结束,只要单片机能够正确接收到其中任何一个终止序列,单片机就发出终止脉冲,通知 DSP 数据接收结束,此时 DSP 先设置本振频率处于搜索态时的频率值 f_L ,然后将多路开关切换到包络检波器 8 的输出,然后进入“休眠”状态。

2 实验结果

本文设计的这套水声数据通信设备的传输波特率为 400 baud,源到源的比特率为 200 bits/s,误比特率经过仿真可以达到 $10^{-5} \sim 10^{-6}$ 以下。如果水声信道

的传输条件不那么恶劣,可以去除 RS 编码,那么数据率可以提高到 333 bits/s;如果水声信道的传输条件良好,例如 1 000 m 距离以下和海况良好的条件下,可以考虑去除卷积编码,数据率可以进一步提高到最大值 800 bits/s。

3 结语

多载波扩频相对与单频串行传输方式而言,最大的不利因素是功率分散问题,到目前为止,我们尚未找到数学上的解析方法来求解对于 8 通道频率迭加双边带调制方式,为了达到最大的平均功率,各个频率选择的初相位值是多少的问题。另一个问题是,每个子通道分配 4 个频率,8 个频率的组合并不是固定的,即使通过计算机搜索的方法,采用类似穷举法的策略,找到某 8 个频率组合最大平均功率的初相位值,无法保证其中任何一个频率改变时,其合成信号的平均功率仍能够达到最大值。理想情况下,如果发送的数据序列是固定的码字,可以找到各个频率的最佳初相位值,其迭加信号的最大平均功率比同初相位迭加的平均功率改善约 6.9 dB,比单频信号小约 14.5 dB,如果换算成距离,最佳随机相位迭加信号的最远传输距离比单频信号小 3.25 km。另外,多载波扩频传输的一个重要问题是如何制作线性度良好的功放,这对于功率放大器的末端与水声换能器的匹配提出较高的要求。

参考文献

- 1 程恩. 水声数据传输的多频移频键控研究, 厦门大学学报(自然科学版), 1996, 35(3): 369~373
- 2 李双田、李昌立、陈丹平等. 短波数字接收机的算法研究和 DSP 实现, 电子学报, 1999, 27(7): 27~30
- 3 Proakis J. G., Biglieri E., Shamai S. . Fading channels: information-theoretic and communications aspects, *IEEE Trans. Information Theory*, 1998, 44: 2 619~2 692
- 4 Meinecke G., Ratmeyer V., Wefer G. . DOMEST project: data access to the deep sea, *Sea Technology*, 2000, 41(7): 25~29
- 5 Daniel B., Kilfoyle, Arthur B. . The state of the art in underwater acoustic telemetry, *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2000, 25(1): 4~27



STUDY ON UNDERWATER ACOUSTIC DATA COMMUNICATION SYSTEM

CHENG En XU Jun HUANG lian - fen XU Ru

(Department of Electronic Engineering, Xiamen University, 361005)

Received: July, 25, 2001

Key Words: Underwater acoustic, Data communication, Concatenation code, FFT

Abstract

A design method of underwater acoustic data communication system based on parallel transmission system is proposed in this paper. The transmitter implements concatenation code, MFSK modulation, and double-sideband modulation to provide frequency diversity. The receiver implements FFT to demodulate the received signal, and adopts hard-decision Viterbi and BM iteration decoding to reduce the BER. The experiment proves that the underwater acoustic data communication system can provide data rates about 200 bits/s and the BER is under $10^{-5} - 10^{-6}$.

(本文编辑:张培新)