

H 序沃尔什快速变换及其在水声扩频通信中的应用

黄晓萍, 桑恩方, 乔 钢

(哈尔滨工程大学水声工程学院, 哈尔滨 150001)

摘要: 严重的多途衰落、多普勒频偏是水声通信中引起误码的主要原因, 扩频通信技术的抗多途、抗干扰性能使之适合于水声通信。然而, 要想较好地解决多途衰落和多普勒频偏问题, 须对接收信号进行多途分量的提取和多普勒频率搜索。这将使程序的运算量大为增加, 一般的相关算法无法满足数据处理的实时性。沃尔什快速变换能够快速实现矢量和矩阵的相关运算, 将其应用到水声扩频通信中的扩频编解码、频率搜索和多途分集, 可以保证接收信号的实时处理。从而, 在信道多途比较严重、环境噪声较强的浅海信道中, 能够实现长距离、低信噪比、低误码率、高保密性的实时扩频通信。通过湖试和海试, 验证了此水声扩频通信系统的上述优良性能。

关键词: 沃尔什变换; 扩频; 哈达玛矩阵; 水声通信

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2007)-03-0477-06

Fast H-order Walsh transform and its applications in underwater acoustic spread-spectrum communication

HUANG Xiao-ping, SANG En-fang, QIAO Gang

(Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract: The main causes of bit-error-rate in underwater acoustic communication are multipath and Doppler shift. Good anti-multipath and anti-jamming performances of spread-spectrum communication technique are suitable for underwater acoustic communication. In order to deal with multipath and Doppler shift, it is necessary to separate multipath components and search carrier frequency of the received signals. These lead to significant increase of processing burden, and real-time processing cannot be realized with conventional correlation techniques. Fast Walsh transform can be used to implement fast correlation between vector and matrix. Therefore, real-time processing of received signals can be achieved by applying fast Walsh transform in underwater spread-spectrum communication, for example spread-spectrum coding and decoding, frequency search and multipath collection. Thus, real-time spread-spectrum communication with long distance, low SNR, low bit-error-rate and high secrecy can be realized in shallow sea channel with severe multipath and ambient noise. Good performances of this system are shown in lake-trial and sea-trial.

Key words: Walsh transform; spread spectrum; Hadamard matrix; underwater acoustics communication

1 引 言

水声信道是一个时变、空变的随机信道, 是一个非理想信道。首先, 信道噪声背景不是高斯白噪声,

收稿日期: 2006-04-16; 修回日期: 2006-11-16

作者简介: 黄晓萍 (1981-), 女, 江苏省泰兴人, 博士研究生, 研究方向: 信号与图像信息处理。

通信作者: 黄晓萍, E-mail:hxp998@163.com

也不是平稳的; 其次, 多途效应使得沿不同路线到达的信号在时间上互相覆盖, 产生干涉振荡, 最终削弱了迭加信号。另外, 由于收发两端的相对运动, 引起了多普勒频移, 这也会对接收端信号的解调带来误差^[1,2]。使用扩频信号可以在一定程度上对付信道传输中的多途性; 利用扩频信号做相关获得的增益可以使得在负信噪比的条件下进行信号的恢复。扩频通信的抗干扰、抗衰落能力也很强, 这确实是对复杂

多变的水声信道的一个很好的解决方案,它不仅可解决长距离移动目标的通信问题,还能进行敌我识别、导航和定位等。

要想进一步提高水下扩频通信系统的抗多普勒、抗多途能力,就要在接收端采取额外措施-多普勒频率搜索和多途分量的提取,再加上同步信号搜索和信号的解扩,这将会带来大量的相关运算。没有一个快速算法,将无法实时地完成对采集信号的处理。

Walsh函数系是美国数学家 J.L.Walsh 提出的一种非正弦的完备二值正交函数系。由于它仅有两个可能取值 ± 1 ,比较适合于用来表达和处理数字信息,因而在信号处理、图像处理、通信以及计算机等众多领域得到广泛的应用^[3]。Walsh 函数系,有不同的排列次序,按 H 序排列的离散 Walsh 函数矩阵正好是 Hadamard 矩阵,而由于 Hadamard 矩阵可因式分解,从而使得矢量与 Walsh-Hadamard 矩阵相乘运算量大大减少。

将 H 序 Walsh 快速变换应用到水声扩频通信系统中接收信号的上述相关处理中,可很大程度地提高算法的执行速度,从而可以实现数据的实时采集和实时处理。

2 H 序沃尔什快速变换

2.1 H 序沃尔什函数的定义

沃尔什函数是由拉德马赫(Radema-cher)函数连乘积而得。拉德马赫函数系其实是一组分频函数系,可由如下表达式描述:

$$R(k, t) = \text{sgn}(\sin 2^k \pi t) \quad (1)$$

其中,sgn 为符号函数,即:

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} +1 & \text{当 } x > 0 \\ -1 & \text{当 } x < 0 \end{cases} \quad (2)$$

当 $x=0$ 时,sgn(x) 无定义。

对沃尔什函数系,按排列次序不同,分为 Paley 序(记为 P 序)、反 Paley 序(即 Hadamard 序,记为 H 序)、Walsh 序(记为 W 序)和逆 Walsh 序(记为 M 序)。这四种序的沃尔什函数的序数分别对应着自然码、反自然码、Gray 码和逆 Gray 码。

沃尔什函数可以由拉德马赫函数的乘积来引入。整数 n 用二进制数表示为:

$$n = \sum_{k=0}^{m-1} n_k 2^k \quad (3)$$

其中, n_k 为 n 的二进制数的第 k 位,取值 0 或 1。当 n_k ($0 \leq k \leq m-1$),取 0 和 1 的各种可能值时,

n 就取到 0 到 $2^m - 1$ 的一切整数值。沃尔什函数 $\text{WAL}_p(n, t)$,可由下式定义:

$$\text{WAL}_p(n, t) = \prod_{k=0}^{m-1} R(k+1, t)^{n_k} \quad (4)$$

其中, $n=0, 1, 2, \dots, 2^m - 1, 0 \leq t < 1$ 。

沃尔什函数的这种排列次序称为自然序数,或并矢量定序、佩利(Paley)定序、二进制定序、正常定序。简称为 P 序沃尔什函数。

设非负整数 n 表示为如下的二进制码:

$$(n_{m-1} n_{m-2} \dots n_0) \quad (5)$$

把 n 的二进制表示式(5)反写,得到 n 的反写码:

$$(n_0 \dots n_{m-2} n_{m-1}) \quad (6)$$

则, H 序的沃尔什函数系可表示为:

$$\text{WAL}_h(n, t) = \prod_{k=0}^{m-1} R(k+1, t)^{\langle n_k \rangle} \quad (7)$$

其中, $\langle n_k \rangle = n_{m-1-k}$

$\text{WAL}_h(n, t)$ 在 $[0, 1)$ 区间内正负号的变化规律恰好对应于 2^m 阶哈达玛矩阵每一行的符号变化规律。所以,可以将对应阶数的哈达玛矩阵等价于 H 序的离散沃尔什函数,又称为沃尔什-哈达玛矩阵。

2.2 H 序沃尔什变换的快速算法^[4]

设 $N=2^n$, 即 $n=\log_2 N$, 令

$$x(n) = \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{bmatrix}, X_h(n) = \begin{bmatrix} x_h(0) \\ x_h(1) \\ \vdots \\ x_h(N-1) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$H_h(n) = \begin{bmatrix} h_{00}^{(h)} & h_{01}^{(h)} & \dots & h_{0,N-1}^{(h)} \\ h_{10}^{(h)} & h_{11}^{(h)} & \dots & h_{1,N-1}^{(h)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N-1,0}^{(h)} & h_{N-1,1}^{(h)} & \dots & h_{N-1,N-1}^{(h)} \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中:

$x(n), X_h(n)$ 为 N 维矢量;

$H_h(n)$ 为 N 阶哈达玛矩阵。

于是, H 序沃尔什变换和逆变换的向量形式的定义分别如下:

$$X_h(n) = \frac{1}{N} H_h(n) x(n) \quad (10)$$

$$x(n) = H_h(n) X_h(n) \quad (11)$$

显然,沃尔什变换和逆变换算法相同,只不过相差一个常系数因子。

哈达玛矩阵的一个重要性质是,能够进行因式分解,这也正是沃尔什变换快速算法的理论基础,其因式分解式如下:

$$H_N = C_N^1 \otimes C_N^2 \otimes \dots \otimes C_N^n \quad (12)$$

其中, $N=2^n$, 即 $n=\log_2 N$, x 为普通的矩阵相乘。

$$C_N^1 = H_2 \otimes I_2 \otimes \dots \otimes I_2$$

$$C_N^2 = I_2 \otimes H_2 \otimes I_2 \otimes \dots \otimes I_2$$

$$C_N^3 = I_2 \otimes I_2 \otimes H_2 \otimes I_2 \otimes \dots \otimes I_2$$

...

$$C_N^n = I_2 \otimes \dots \otimes I_2 \otimes H_2$$

$$I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中, \otimes 表示矩阵的克罗内克积, H_2 是最小阶的哈达玛矩阵。根据上面的矩阵分解, 很显然 2^n 点的沃尔什-哈达玛变换就可以分解为两个 2^{n-1} 点的变换。依此类推, 直到 2^n 点的沃尔什-哈达玛变换分解为 2^{n-1} 个两点的变换。

对于 $N=16$, 有:

$$H_{16} = C_{16}^1 C_{16}^2 C_{16}^3 C_{16}^4 \quad (14)$$

与其对应的快速变换蝶形图如图 1。

与傅立叶变换一样, 每个因式都含有 2^{n+1} 个非零元素, 因此, 完成矢量与哈达玛矩阵的相乘, 需要进行 $n2^n$ (即 $N \log_2 N$) 次实数加减运算, 而单纯的矩阵和矢量相乘需要 N^2 次实数加减运算。

除了这种快速算法外, H 序沃尔什变换还有其他快速算法, 每种快速算法是基于的沃尔什-哈达玛矩阵不同的因式分解。

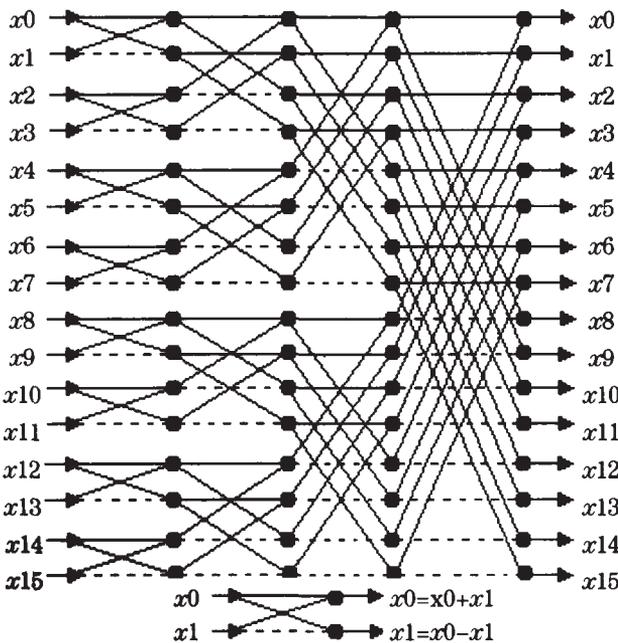


图 1 按照库利-图基-沃尔什算法的沃尔什变换快速算法蝶形图
Fig.1 Butterfly figure of fast Walsh transform by Cooley-Tukey-Walsh arithmetic

3 H 序沃尔什快速变换在水声扩频通信中的应用

由于扩频通信具有抗干扰能力强、抗多径干扰、隐蔽性好等众多优点, 在水声通信中, 可以利用扩频通信来实现低速率、高可靠性、高保密性的重要数据传输。图 2 是基于 H 序沃尔什快速变换的水声扩频通信系统实现框图。本系统采用的扩频方式是直接序列扩频。

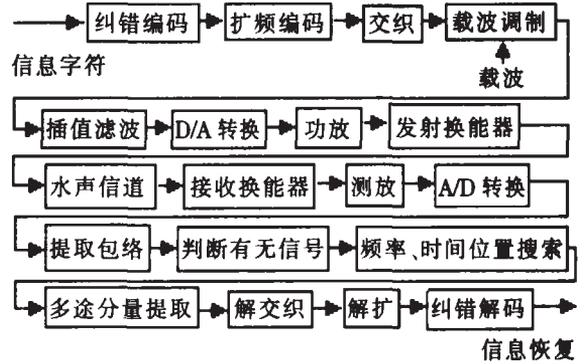


图 2 基于 H 序沃尔什快速变换的水声扩频通信系统框图
Fig.2 Diagram of underwater acoustics spread-spectrum communication system based on fast H order Walsh transform

发射信号可描述为:

$$s(nT) = g_{sm}(nT) \sin(2 \pi n f_c / f_s) + j g_{cm}(nT) \cos(2 \pi n f_c / f_s) \quad (15)$$

其中, n 是当前样本号, T 是采样间隔, $f_s=1/T$ 是采样频率, f_c 是载波频率, $g_{sm}(nT)$ 是周期同步 m 序列, $g_{cm}(nT)$ 是信息 m 序列, 它们是由同级数、不同的本原多项式按互相关最小的原则选取的 m 序列, 又因为同一频率的正、余弦函数互为正交, 因此, 发射信号的同步分量和信息分量对对方来说均视为噪声。

信号经过水声信道后, 如果收、发双方发生相对运动, 则载波频率会偏移, 水面和水底的反射等会引起多途效应, 因此, 在接收端的信号可描述为:

$$r(nT) = \sum_i s(nT - \tau_i) + n(nT) \quad (16)$$

$$s(nT) = g_{sm}(nT) \sin[2 \pi n(f_c + f) / f_s] + j g_{cm}(nT) \cos[2 \pi n(f_c + f) / f_s] \quad (17)$$

其中, $n(nT)$ 为信道噪声, τ_i 为第 i 个声线的时延, f 是多普勒频移。下面将给出接收信号两个主要的处理模块: 频率搜索和多途分量的提取。

3.1 频率搜索

为了提高频率搜索的速度, 将频率搜索分为两

步: 第一步, 以大步长搜索; 第二步, 在第一步确定的粗略频率周围, 以小步长搜索。

设通信双方之间相对径向速度最大为 v_{max} (m/s), 水中声速为 c (m/s), 发射机中心频率 f_0 (Hz), 则搜索的最小频率 $f_{min}=f_0(1-v_{max}/c)$ 。设频率粗搜索的步长为 f_1 , 频率精搜索的步长为 f_2 , 一个扩频码片时间宽度为 t_{chip} , 扩频序列周期为 (2^n-1) , 则, 扩频信号的频率最小分辨率 $f=1/(t_{chip}(2^n-1))$ 。于是取 $f_1=f/2$, $f_2=f_1/2$ 。可见, 扩频序列周期越长, 对多普勒频移越敏感, 搜索步长越小。设频率粗搜索的频道数为 N_f , 则, $N_f=2 \times (f_0-f_{min})/f_1$ 。

3.2 多途分量的提取

本通信系统中采用的抗多途性的方法, 类似于经典的 RAKE 接收机方法。其原理见图 3。

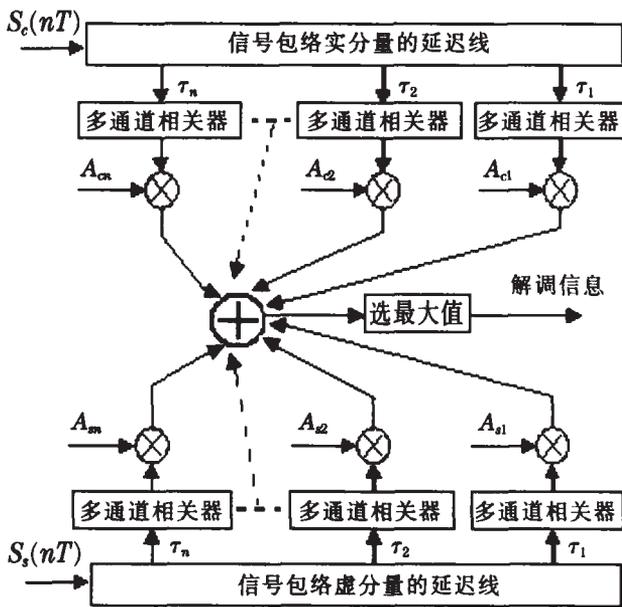


图 3 多途分量提取的原理框图

Fig.3 Diagram of separating and collecting multipath components

延迟线每个输出端都存在着这样的信号, 其中第 i 个声线的信息成份可以表示为:

$$S_i^*(nT+\tau_i) = S_c(nT+\tau_i) + jS_s(nT+\tau_i) = S(nT+\tau_i)(\cos\varphi_i + j\sin\varphi_i) \quad (18)$$

其中, φ_i 为初始相位, τ_i 是时延补偿, 由此, 使信号成分的相对时间移位为 0。信息信号的表达方式取决于发射的信息和声线的信号能量。因此, 可以记作:

$$S_i^*(nT+\tau_i) = B_i g_m(nT)(\cos\varphi_i + j\sin\varphi_i) \quad (19)$$

其中, B_i 为信号幅度, $g_m(nT)$ 是信息 m 序列。在多通道相关器中, 算出信号和参考信息 m 序列 $g(nT)$ 的互相关值:

$$R_i(l) = \sum_{n=0}^{n=N-1} B_i g_m(nT)(\cos\varphi_i + j\sin\varphi_i) g(nT) \quad (20)$$

实际中, 这些计算对实、虚部分开进行。然后, 按适配滤波器延迟线所有输出端的权重因子 A_i , 结果进行相干相加,

$$R(l) = \sum_{i=0}^{i=k-1} \sum_{n=0}^{n=N-1} B_i A_i g_m(nT) g(nT) \quad (21)$$

如果 $A_i=B_i$, 最终可得:

$$R(l) = \sum_{i=0}^{i=k-1} A_i^2 \sum_{n=0}^{n=N-1} g_m(nT) g(nT) \quad (22)$$

由上式可知, 当参考 m 序列和信息 m 序列一致时, $R(l)$ 取得最大值。因此, 在 $R(l)$ 值的序列中, 找出最大值, 就能恢复出与之对应的发射的信息字符。

在接收端的信号处理部分, 存在着大量的矢量和矩阵的相关运算。包括: 多普勒频率搜索是将采样信号的样本与频率搜索范围内的参考信号, 以一定的搜索步长作相关运算; 确定主声线信号的到达时间, 是参考的同步信号与接收信号作相关; 多途分量提取, 采用的是 RAKE 接收机原理, 将采集信号以一定的时间步长平移与参考信号阵作相关; 解扩, 将解调完的序列与扩频编码矩阵作相关。以上各个模块中的相关运算, 若采用一般的矢量与矩阵相乘运算, 则程序的运算量太大, 致使程序的运行速度跟不上信号的采样速度, 从而不能实时的对接收信号进行处理。

若在发射端, 信息序列的扩频编码序列用 m 序列和沃尔什序列的复合序列来表示^[5]。将 H 序沃尔什快速变换代替以上的相关运算, 就可以很大程度的提高算法的运行速度。从而, 能够实时的处理接收信号, 极大的提高了整个系统的实时性能。

本系统采用的 m 序列周期有 255、511、1023 三种, 作相关时, 须对 m 序列按一定的规律重置, 并转换为 256、512、1024 的序列与对应阶数的哈达玛矩阵作相关。下面给出本系统采用一般相关和 H 序沃尔什快速变换运算量的比较。

由表 1 可以看出, 采用 H 序沃尔什快速变换后的运算量大大下降, 特别是, 阶数越高, 越能体现出此算法的优越性。

表 1 运算量的比较

Table 1 Comparison of operation amount

m 序列周期	一般相关运算/次加法	H 序沃尔什快速变换/次加法
255	65 536	2 048
511	262 144	4 608
1 023	1 048 576	10 240

3.3 仿真结果

图 4 给出基于快速算法扩频通信的仿真结果。系统参数设置: 采样频率 27kHz, 载波频率 9kHz, 每个扩频切片用 8 个正弦波 BPSK 调制, 则通信带宽为 2.25kHz, 有三种扩频增益 255/8、511/8、1023/8, 则通信速率约为 8bps~35bps。

各子图说明:

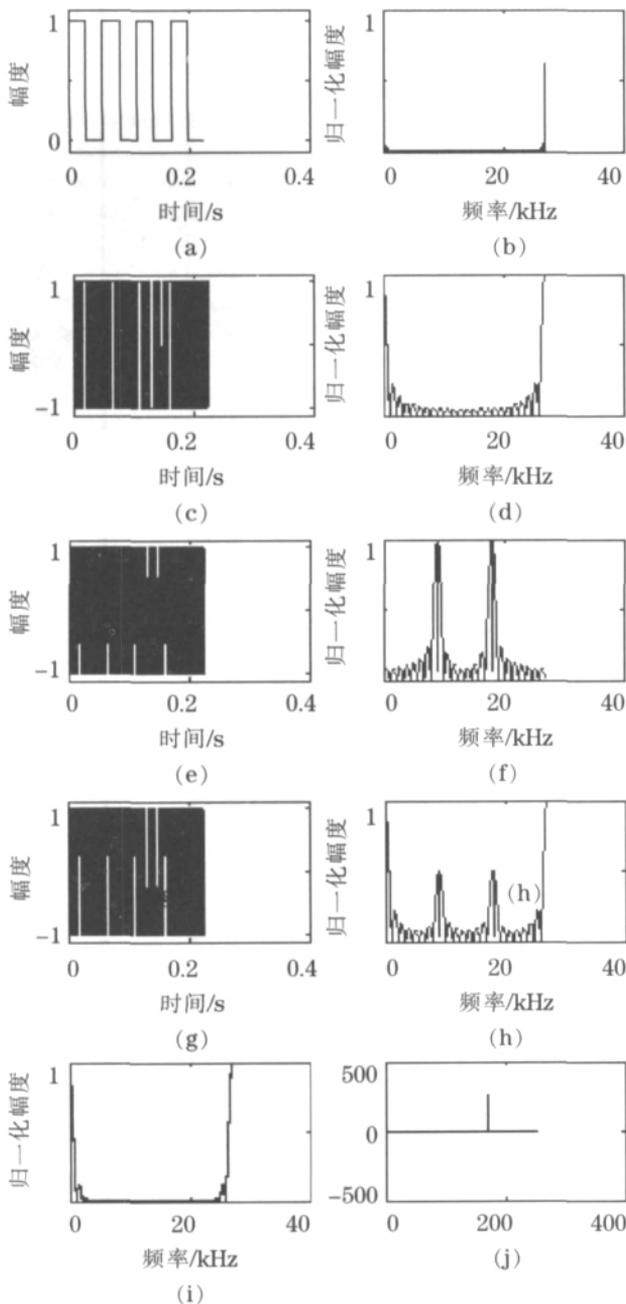


图 4 信号的时、频域波形

Fig.4 Signals waveforms of time field and frequency field

图 4(a) 是信息序列(1 0 1 0 1 0 1 0)的时域波形, 图 4(b) 是其频谱图;

图 4(c) 是信息序列扩频后的时域波形, 图 4(d) 是对应的频谱图。由图可见, 扩频后, 带宽变宽了;

图 4(e) 是载波调制后的时域波形, 图 4(f) 是对应的频谱图。由图可见, 基带信号的频谱被搬移到载波频率 9kHz 处;

图 4(g) 是解调后的时域波形, 图 4(h) 是其频谱图。由于再次与载波相乘, 因此出现了直流分量和二倍载频分量;

图 4(i) 是波形 4(g) 经过低通滤波后的频谱图。二倍载频分量已被滤除, 由此, 就可恢复出基带信号。

图 4(j) 是恢复出的扩频序列与沃尔什-哈达玛矩阵作相关后的结果, 由最大值的位置就可解出原始信息。

4 实验结果

2005 年 10 月份, 在吉林省松花湖对此通信系统进行了湖上实验。水域宽度 600m~1 000m, 水深 60m~120m, 主航道长约 7km, 收发换能器均无指向性, 其吊放深度距水面 2m~10m, 两只水面船上各有一套收发系统, 发射功率 30W, 拉距至 6.8km, 实现了误码率低于 10^{-6} 的数据传输。另外, 将发射功率降低, 直至接收信噪比为 0dB(甚至负信噪比), 两船相对低速运动, 仍然能够实现低误码率的传输, 充分体现了扩频通信的优良性能以及此系统的抗多普勒能力。



图 5 6.8km 湖试数据
Fig.5 Lake data for 6.8km



图 6 25km 海试数据
Fig.6 Sea data for 25km



图 7 12.5km 海试数据
Fig.7 Sea data for 12.5km

2005年11月份,在山东青岛对此通信系统进行海上实验。海水深20m~40m,离岸基较近,来往船只较多,环境噪声很大。在这种恶劣的条件下,以30W的发射功率,15km以内能够实现误码率低于 10^{-6} 的数据传输;15km~25km, 10^{-5} ~ 10^{-6} 的误码率。

5 结 论

文中对H序沃尔什快速变换作了详尽的研究,可以看到使用H序沃尔什快速变换完全没有复数乘法;在计算中采用整数,所以完全不存在取整带来的误差。快速变换的运算量与一般的矢量和矩阵相乘的运算量相比,成指数级的下降。

H序沃尔什快速变换贯穿整个通信系统的信号处理部分,用于信号的频率和时间位置搜索、多途分量提取、解扩等大量的相关运算中,很大程度的提高算法的运行速度,保证了系统数据处理的实时性,在一般的后置数据处理中脱颖而出。

湖试和海试证明了基于H序沃尔什快速变换的水声扩频通信系统的很强的抗干扰能力、克服多途效应能力、抗多普勒频移能力、低信噪比下低误码率数据传输能力以及实时数据处理能力。因此,此通信系统在军事水声通信中有着很好的应用前景。但是,由于水声信道的带宽有限,要想实现远距离数据

传输,工作频率就不能太高,从而约束了数据率,特别是在扩频通信的体制下,原始数据率就会很低。因此,在远距离条件下,如何提高数据率,是水声扩频通信需要深入研究的课题。另外,针对传统的扩频码互相关性不是很优、数目有限的缺点,对其进行改进,也可以进一步提高系统性能。混沌扩频码就是一个研究方向。

参 考 文 献

- [1] Kilfoyle D B, Baggeroer A B. The state of the art in underwater acoustic telemetry[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2000, 25: 4-27.
- [2] Josko A. Catipovic. Performance limitations in underwater acoustic telemetry[J]. IEEE J. Oceanic. Eng., 1990, 15(3): 206-216.
- [3] 郭卫斌, 王能超, 施保昌. M序Walsh变换的快速算法设计[J]. 小型微型计算机系统, 2003, 24(2): 295-298.
GUO Weibin, WANG Nengchao, Shi Baochang. Fast algorithms for the walsh transform in M-ordering[J]. MINI-MICRO SYSTEMS, 2003, 24(2): 295-298.
- [4] 徐伯勋, 白旭滨, 傅孝毅. 信号处理中的数学变换和估计方法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.
XU Boxun, BAI Xubing, Fu Xiaoyi. Mathematic transform and estimation method of signal processing[M]. Beijing: Qinghua university Press, 2004.
- [5] 徐元中, 张宇. 扩频码的改进与实现[J]. 湖北工学院学报, 2004, 19(1): 54-56.
XU Yuanzhong, ZHANG Yu. The improvement & realization of spread spectrum sequence [J]. Journal of Hubei Polytechnic University, 2004, 19(1): 54-56.