

水声信道抗多径效应技术研究

蔡晓冬^{1,2}, 宗振^{1,2}, 刘玉良^{1,2*}

(1.浙江海洋大学 船舶与机电工程学院, 浙江 舟山 316022; 2.浙江省近海海洋工程技术重点实验室, 浙江 舟山 316000)

摘要: 随着当今时代对海洋资源的大力开发, 人们对水声通信质量的要求变得越来越高, 在进行水声通信时, 抗多径效应的研究尤为突出. 为了得到更好的抗多径效果, 首先研究了几种常用抗多径技术的性能及特点. 然后通过将扩频通信技术和单载波频域均衡技术有机结合的方式来实现更有效的抗多径效应, 并将这种改进的抗多径技术(基于扩频系统的单载波频域均衡技术)运用到水声通信系统中, 进行舟山浅海海域水下通信实验. 对比改进前后的通信效果发现, 改进后的抗多径效果更佳. 结果表明: 运用这种基于扩频的单载波频域均衡法能改进水声通信系统的通信质量, 为进一步研究抗多径技术提供了一定的参考.

关键词: 水声通信; 多径效应; 扩频; 单载波频域均衡

中图分类号: TB56

文献标志码: A

文章编号: 1001-5132 (2018) 01-0046-06

多径效应是指由于信号沿不同方向传播, 经过不同路径到达接收端后叠加, 从而引起接收信号的时域延展和幅值随机起伏的现象. 水声通信中, 由于信道中传输媒质的不均匀, 海面及海底的边界不平整, 与空中电磁波通信相比, 受到多径影响更加严重. 当今时代在海洋开发及研究中都需要用到水声通信技术, 尤其是在海洋勘探和海中船舶导航与探测等技术领域. 然而, 由于多径效应会使得水声信号产生各种复杂的衰变和时延, 从而对整个通信系统的可靠性产生严重影响. 多径效应的存在使得水下无线通信操作难度提高, 还对水下技术发展和海洋开发进程造成了影响. 为克服多径传播的影响, 人们常用扩频、载波信道均衡、正交频分复用和 Rake 接收机等技术手段来实现抗多径^[1].

针对水声通信中多径效应严重的特点, 结合上述技术, 本文提出一种改进的抗多径技术. 通过在单载波频域均衡技术的基础上加入扩频技术, 实现对单载波频域均衡技术的改进. 实验验证了改进后的抗多径技术在水声通信中抗多径效果更好, 此方法为抗水下多径干扰的研究提供了借鉴.

1 多径效应对水声信号的影响

在水声通信中, 根据水声信道特点, 信号的散射、折射、反射、损耗等现象极为常见, 使得接收端接收到的信号为经不同路径衰减和时延后的各个子信号的叠加, 而想要得到的直达信号往往在此过程中被掩盖, 从而产生多径衰落. 水声信道的特定环境特性也决定了水声通信信号具有一系列的时变特性、频变特性(多普勒效应)、频率选择性衰落特性和时空选择性衰落特性^[2].

水声通信受多径效应影响的最终结果是接收信号失真, 而无法解调出原始信息. 这种失真可以概括为受以下 2 种形式的影响. (1)多径影响: 信号从信源出发到达接收机拥有多条传播路径, 这些不同的路径使各路信号发生不同的时延和衰减, 叠加后表现为多径效应. (2)时变影响: 信号在时变的介质中传输, 同时信源和接收机的相对位置都随时间改变, 使得信号的幅值和相位具有时变特性^[3-4]. 因此, 在研究多径效应时, 常常需在统计学基础上来进行分析. 假设在高斯白噪声为零的理想情况下, 可以将经多径衰落信道后接收机接收

收稿日期: 2017-02-22.

宁波大学学报(理工版)网址: <http://journalg.nbu.edu.cn/>

基金项目: 浙江省自然科学基金(LY13E090004).

第一作者: 蔡晓冬(1992-), 男, 浙江湖州人, 在读硕士研究生, 主要研究方向: 水声工程. E-mail: cxd_zjou@163.com

*通信作者: 刘玉良(1971-), 男, 河南唐河人, 博士/教授, 主要研究方向: 信号处理与通信网络、智能机器人. E-mail: 13957208678@163.com

到的信号表示如下:

$$r(t) = \sum_N a_n(t) s(t - \tau_n(t)), \quad (1)$$

式中, $r(t)$ 为接收信号; $s(t)$ 为信源信号; $\tau(n)$ 表示第 n 个路径的时延; $a_n(t)$ 表示第 n 个路径的信号幅值随时间的变化^[5].

经 BPSK(Binary Phase Shift Keying, 二相键控) 调制后, 信源发射的信号形式如下:

$$s(t) = \text{Re}\{g(t) \exp(j2\pi f_c t)\}, \quad (2)$$

式中, f_c 表示载波频率; $g(t)$ 表示原始信号. 将式(2)代入式(1)中, 可得:

$$r(t) = \text{Re}\{\sum_N a_n(t) \exp(-j2\pi f_c \tau_n(t)) \cdot g(t - \tau_n(t)) \exp(j2\pi f_c t)\}. \quad (3)$$

设 $c(t)$ 为等效的低频信号多径响应:

$$c(t) = \sum_N a_n(t) \exp(-j2\pi f_c \tau_n(t)) g(t - \tau_n(t)), \quad (4)$$

则式(3)可以写为:

$$r(t) = \text{Re}\{c(t) \exp(j2\pi f_c t)\}. \quad (5)$$

假设基带信号为 $g(t) = 1$, 则:

$$c(t) = \sum_N a_n(t) \exp(-j2\pi f_c \tau_n(t)) = \sum_N a_n(t) \exp(-j\phi_n(t)). \quad (6)$$

由式(6)可知, 单一频率的传输信号经多径信道后, 信号就包含了多种频率分量, 使信号发生频移. $c(t)$ 的均方根频谱宽度称为信道的多普勒频率扩展 B_d . B_d 表征了 $c(t)$ 时域的变化快慢, B_d 越小, 即 $c(t)$ 变化越慢^[6].

直达路径和最晚到达路径间的时延差称为信道的多径扩展 T_m , 其倒数为相干带宽 B_{cd} :

$$B_{cd} = 1/T_m. \quad (7)$$

由式(6)中的时变相位 $\phi_n(t)$ 可以推测, 在不同的时变相位差情形下, 叠加信号强度会在相位差为 π 时严重减弱, 而在相位差为 0 时增强. 这种复杂的幅值变化现象称为多径衰落^[7].

多径衰落可以分为很多不同类型. 设信号的带宽为 W , 当 $W < B_{cd}$ 时, 信号的所有频率分量都会同时衰落, 这种衰落称为非频率选择性的衰落, 又称为平坦衰落或瑞利衰落. 当 $W > B_{cd}$ 时, 信号中不同的频率分量衰落情况各不相同, 称为频率选择性衰落^[8].

式(4)还可写成 $c(t) = c_r(t) + j \cdot c_i(t)$, 也可表示为 $c(t) = a(t) \exp(j \cdot \phi(t))$, $a(t) = \sqrt{c_r(t)^2 + c_i(t)^2}$, $\phi(t) = \arctan(c_r(t)/c_i(t))$. 当 $W < B_{cd}$ 时, $c_r(t)$ 和 $c_i(t)$ 是零均值高斯, 相位 $\phi(t)$ 在 $[0, 2\pi]$ 是均匀分布, 因此

幅度 $a(t)$ 在统计上服从瑞利分布, 所以被称为瑞利衰落. 这种情况下, 设符号间时差 $T = 1/W$, 且 $T > T_m$, 此时不会出现码间干扰, 不过仍然存在退化特性, 不可分解的相图分量会产生破坏性的叠加, 从而造成信噪比实质性的减小^[2].

当频率选择衰落时, 有 $T < T_m$, 接收到的多路信号间的时延差已经超过了码元传输时间, 因此会产生码间串扰. 此时一般采用均衡技术来实现补偿, 以消除多径影响.

如果有 2 个在同一信道传输的信号, 若两者的传输时间间隔小于相关时间 T_{ct} , 则两者的衰减和变化形式可以视为相同, 反之, 则衰减变化形式不同. $T > T_{ct}$ 时, 水声信道的衰落称为时间选择性衰落, 反之则是时间非选择性衰落. 其中, 相关时间 T_{ct} 为多普勒频率扩展 B_d 的倒数, 表示在 T_{ct} 时间内, 水声信道的时变特性可以忽略.

$$T_{ct} = 1/B_d. \quad (8)$$

综上所述, 多径信道衰落形式可分为以下 4 种:

(1) 当 $T_m < T < T_{ct}$ 时, 为非频率选择性衰落, 也非时间选择性衰落, 又称为瑞利衰落; (2) 当 $T < T_m$ 时, 为频率选择性衰落; (3) 当 $T > T_{ct}$ 时, 表现为时间选择性衰落; (4) 当 $T_m > T > T_{ct}$ 时, 表现为时间频率选择性衰落.

在水声通信中, 信号传输间隔一般小于多径扩展, 因此主要受到频率选择性衰减的影响. 这种衰减是非平滑衰减, 会使接收到信号的时长展宽, 同时由不同衰减系数、不同时延的信号叠加而成, 使得信号有的部分被增强, 有的部分被抵消, 从而变得难以辨认^[9].

2 抗多径效应的技术及原理

在水声通信系统中, 为减少多径干扰对通信质量的影响, 一系列抗多径技术被运用到水声通信系统中, 其中包括扩频技术、加循环前缀的单载波码分多址技术、正交频分复用技术、单载波频域均衡技术等. 本文重点讨论单载波频域均衡技术和扩频技术.

2.1 单载波频域均衡

单载波频域均衡技术为一种常用的抗多径技术, 图 1 为单载波频域均衡系统的结构图.

信源产生基带信号为 $d(n)$, 经调制后得到信

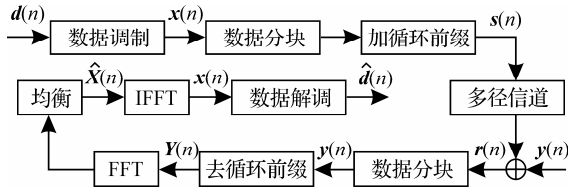


图1 单载波频域均衡系统的结构图

号 $x(n)$ ，然后分成长度为 N 的数据块 $x_0, x_1, \dots, x_k$ ，其中， $x_k(m) = x(Nk + m)$, $0 \leq m \leq N - 1$ 。

将各个数据块末尾的 N_g 码元复制到该数据块首，得到加前缀的数据块 s ，其是由 $N_b = N + N_g$ 个符号组成的序列。设多径信道的衰减运算矢量为 $h(n)$ ，并含有方差为 σ^2 的高斯白噪声，接收信号为 $r(n)$ 。 $r(n)$ 是由长度为 N_b 的数据块 $r_0, r_1, \dots, r_k$ 组成，其中， $r_k(m) = r(N_b k + m)$, $0 \leq m \leq N_b - 1$ 。接收端接收到信号 $r(n)$ 后，对其进行去前缀操作，得到 $y(n)$ 。将 $y(n)$ 各数据块的 N 点进行快速傅里叶变换，转换成频域的 $Y(n)$ 。然后用频域均衡技术均衡后得序列 $\hat{X}(n)$ ，将其做快速傅里叶反变换得到 $\hat{x}(n)$ ，最后进行时域判决，即可得到原始的基带信号 $\hat{d}(n)$ 。

2.2 直接序列扩频

直接序列扩频(DSSS)简称直扩，指的是直接用码速率很高的随机序列与信源产生的基带信号相乘或者模二加，从而达到扩展基带信号频谱的作用，即将窄带的原始信号隐藏于宽带频谱中。调制时，将以扩频的信号进行调制发射。接收端用相同且同步的伪随机码来实现解扩，恢复扩频前信号^[10]。

扩频通信有着较好的抗多径效应能力，原因是扩频码具有着尖锐的自相关特性，以下则为其抗多径性能的理论论证。

假设基带信号为 $m(t)$ ，扩频码为 $q(t)$ ，则扩频发射机的输出信号为：

$$s(t) = A m(t) q(t) \cos(2\pi f_0 t + \phi), \quad (9)$$

则经过多径信道接收到的直达信号可表示为：

$$r_0 = A_0 m(t - \tau_0) \cos(2\pi f_0(t - \tau_0) + \phi), \quad (10)$$

式中， τ_0 为直达信号的收发时延， A_0 为信号幅值。则除直达信号外，其他各路径信号叠加为：

$$\sum_{i=1}^k A_i m(t - \tau_i) q(t - \tau_i) \cos(2\pi f_0(t - \tau_i) + \phi), \quad (11)$$

式中， τ_i 为第 i 条路径的时延； A_i 为 i 条路径的信

号幅值。假设总共 k 条路径到达接收端，则接收到的总信号为：

$$r(t) = \sum_{i=0}^k A_i m(t - \tau_i) q(t - \tau_i) \cos(2\pi f_0(t - \tau_i) + \phi) + n(t), \quad (12)$$

式中， $n(t)$ 表示为零均值的高斯白噪声信号。

接收端经过同步解调后，得到的输出信号为：

$$w(t) = A_0 m(t - \tau_0) q(t - \tau_0) q(t - \tau_0) + \sum_{i=1}^k A_i m(t - \tau_i) q(t - \tau_i) q(t - \tau_0) \cdot \cos(2\pi f_0(\tau_i - \tau_0)) + 2n(t)q(t - \tau_0) \cdot \cos(2\pi f_0(t - \tau_0) + \phi). \quad (13)$$

可以将式(13)分为 3 部分，其中， $A_0 m(t - \tau_0) \cdot q(t - \tau_0) q(t - \tau_0) = A_0 m(t - \tau_0)$ 是有用信号， A_0 表示其幅值；第二部分 $\sum_{i=1}^k A_i m(t - \tau_i) q(t - \tau_i) q(t - \tau_0) \times \cos(2\pi f_0(\tau_i - \tau_0))$ 为多径干扰；第三部分为高斯白噪声干扰，相比于多径干扰影响较小。文中着重讨论扩频对多径干扰的抑制情况。

扩频系统的伪随机序列具有尖锐的自相关性，本文采用的 m 序列的自相关函数为：

$$R_c(\tau_i - \tau_0) = \begin{cases} 1 - \frac{N-1}{N} \cdot \frac{t}{T_c}, & 0 \leq |t| < T_c, \\ -\frac{1}{N}, & T_c \leq |t| < (N-1)T_c, \end{cases} \quad (14)$$

所以第二部分可以表示为 $\sum_{i=1}^k A_i m(t - \tau_i) R_c(\tau_i - \tau_0) \cdot \cos(2\pi f_0(\tau_i - \tau_0))$ 。又有 $\cos(2\pi f_0(\tau_i - \tau_0)) \leq 1$ ，因此最大干扰值为 $\sum_{i=1}^k A_i m(t - \tau_i) R_c(\tau_i - \tau_0)$ 。当 $0 < (\tau_i - \tau_0) < T_c$ 时，多径干扰造成平坦衰减，对系统影响不大，实际中也较为少见。当 $T_c \leq (\tau_i - \tau_0) \leq (N-1)T_c$ 时，这种情况下的多径干扰是实际中主要发生的。当 $(\tau_i - \tau_0) > (N-1)T_c$ 时，时延过大，说明传输路径很长，信号衰减非常严重，可忽略。因此可转化为上述两种情况讨论。

结合式(13)第二部分及式(14)可得经过扩频系统后的多径干扰为 $\sum_{i=1}^k (A_i m(t - \tau_i) / N)$ 。相比于没有使用扩频的情况，多径干扰降低了 N 倍，一般 $N \gg 1$ 。由此可以得出，采用扩频通信技术可以有效进行抗多径^[11]。

3 基于扩频的单载波均衡方法

在单载波频域均衡技术中加入扩频，可以进

一步提高水声通信系统的抗多径干扰能力. 相比于单独的单载波频域均衡, 它在数据分块前加入了信号扩频的环节, 结构框图如图 2 所示.

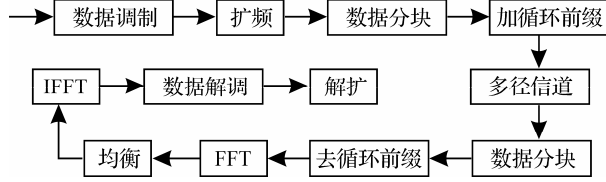


图 2 基于扩频的单载波均衡系统框图

将信源信号 $d(n)$ 先用伪随机码 $q(n)$ 进行扩频, 得到信息编码 $d(n) \cdot q(n)$. 假设扩频后的编码序列为 $x(n)$, 接着将 $x(n)$ 分成 k 个长度为 N 数据块, 用 x_i 来表示第 i 个数据块. 第 i 个数据块可以表示成矢量形式:

$$x_i = [x(iN) \ x(iN+1) \ \cdots \ x(iN+N-1)]^T,$$

添加前缀后, 就可以得到 $N_b \times 1$ 维的矢量 $S(i)$,

$$S(i) = T_{cp} x_i = [x(iN+N-N_g), \cdots, x(iN+N-1), x(iN), x(iN+1), x(iN+2) \ \cdots \ x(iN+N-1)]^T.$$

矢量 $S(i)$ 由加前缀矩阵 T_{cp} 与矩阵 x_i 相乘得到,

$$T_{cp} = \begin{bmatrix} T \\ I_N \end{bmatrix},$$

其中,

$T = [0_{N_g(N-N_g)} \ I_{N_g}]$, $0_{a \times b}$ 表示全零矩阵, I_c 表示 c 阶单位矩阵.

设水声多径信道的单位冲激响应为 L 阶矢量 $h = [h_0, h_1, \cdots, h_{L-1}]^T$ 与冲激信号的卷积, 则经多径干扰后, 接收信号可表示为 $r(n) = h \times s(n) + v(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l s(n-l) + v(n)$, 其中 $v(n)$ 为高斯白噪声的 n 维矢量.

令 $r_i = [r(iN_b), r(iN_b+1), r(iN_b+2), \cdots, r(iN_b+N-1)]^T$ 为接收数据按长度 N_b 分块后的第 i 个数据块, 则接收到 $r_i = H_0 S(i) + H_1 S(i-1) + v$, 其中, v 为 $N_b \times 1$ 维矢量.

$$H_0 = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & h_0 & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ h_{L-1} & \vdots & \ddots & \ddots & \cdots & \vdots \\ 0 & h_{L-1} & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_0 \end{bmatrix},$$

$$H_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & h_{L-1} & \cdots & h_0 \\ 0 & 0 & \ddots & \cdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h_{L-1} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & \ddots & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

H_0 和 H_1 都是 $N_b \times N_b$ 矩阵, $H_1 S(i-1)$ 为第 $i-1$ 个数据块的信息延时对第 i 个数据块的干扰. 然后对 r_i 进行去前缀操作, 得到 y_i ,

$$y_i = R_{cp} r_i = R_{cp} H_0 T_{cp} x_i + R_{cp} H_1 T_{cp} x_i + \bar{v},$$

其中, $R_{cp} = [0_{N \times N_g} \ I_N]$ 为去前缀矩阵.

当 $N_g \geq L$ 时, $R_{cp} H_1 = 0$ 就消除了前一个数据块对当前数据块的干扰. 这时 $y_i = R_{cp} H_0 T_{cp} x_i + \bar{v} = H x_i + \bar{v}$, H 表示 N 阶循环方阵:

$$H = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & \cdots & h_2 & h_1 \\ \vdots & h_0 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ h_{L-1} & \vdots & \ddots & 0 & 0 & h_{L-1} \\ 0 & h_{L-1} & \ddots & \vdots & \vdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & h_{L-2} & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_0 \end{bmatrix}.$$

由此可知, 当发射端采用分块传输和添加前缀的操作时, 多径信道线性卷积的效果等价于圆周卷积, 这样在接收端删除前缀后, 信道传输矩阵成为循环矩阵. 根据矩阵理论, 循环矩阵可以被 Fourier 变换矩阵对角化, 即 $H = F^H A F$, F 和 F^H 为互逆的酉矩阵, 且 $F(k, n) = e^{-j2\pi kn/N} / \sqrt{N}$.

$$A = \begin{bmatrix} M_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & M_1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & M_{N-1} \end{bmatrix},$$

$$M_k = \sum_{l=0}^{N-1} h(l) e^{-j2\pi kn/N}.$$

设 y_i 快速傅里叶变化后得到 $Y_i = F y_i$ 中的 $Y_i = [Y(iN), Y(iN+1), \cdots, Y(iN+N-1)]^T$. 因此结合 $y_i = R_{cp} H_0 T_{cp} x_i + \bar{v} = H x_i + \bar{v}$, 可得

$$Y_i = F H x_i + F \bar{v} = A F x_i + F \bar{v}.$$

令 $X_i \stackrel{\text{def}}{=} F x_i = [X(iN), X(iN+1), \cdots, X(iN+N-1)]^T$, $\bar{V} \stackrel{\text{def}}{=} F \bar{v} = [V_0, V_1, \cdots, V_{N-1}]^T$ 是白噪声信号. 则 $Y_i = A X_i + \bar{V}$, $0 \leq i \leq N-1$, 可用图 3 来描述.

从图 3 可以看到, 多径效应在频率选择性衰减时, 多径信道等价于 $N-1$ 个并联信号的叠加. 在

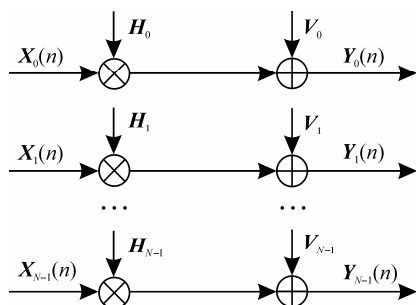


图3 单载波频域均衡并行处理模型

任意一个单独的子信道中只含有一次乘性运算和一次加性运算, 这样就可以使用 N 阶频域线性均衡器来实现均衡, 也可以采用有反馈的非线性均衡器来实现均衡操作。

将均衡后的频域数据变换回时域, 进而对数据解扩和解调, 得到发送的有用信号。在整个信号处理的过程中, 加入扩频和解扩两个环节是此方法的创新性所在, 使得系统抗多径能力得到较大提高。

4 实验验证

为了更好地说明改进后的抗多径方法较单一的扩频法或单载波频域均衡法有更好的抗多径效果, 于舟山海域进行了多次水声通信实验, 其中载波频率为 35 kHz, 基带信号频率为 1 kHz。在采用相同载波调制方式和设备的前提下, 分别将 3 种不同的抗多径方法加入到通信系统中, 进行水声通信实验, 实验结果如图 4~图 6 所示。

图 4~图 6 为多次实验结果取平均所得, 且单一抗多径方法下的多次实验结果类似, 结果具有可重复性和可靠性。

由图 4 可直观地看到, 图中星点较为集中, 但仍然能够发现星点大致分布在 4 个区域, 分别对应于 4 个参考星点。星点较为散乱说明通信误差较大, 即信号受多径干扰的影响较大。同时星点离原点距离较近, 说明信号传输过程中幅值衰减较为严重。此时传输误码率介于 3.5%~8.0%。

图 5 中的星点分布较图 5 更加杂乱和分散, 但与原点的平均距离更大, 说明在采用直扩法时, 信号受到更大的多径干扰影响, 使得各星点的相位失真严重, 但幅度衰减相对要小。此系统下传输误码率达 6.0%~12.5%。

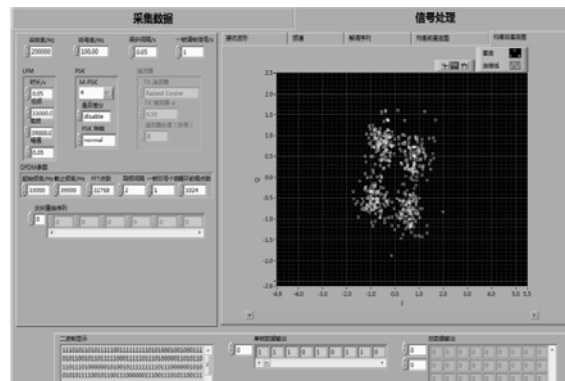


图4 单载波频域均衡法星座图

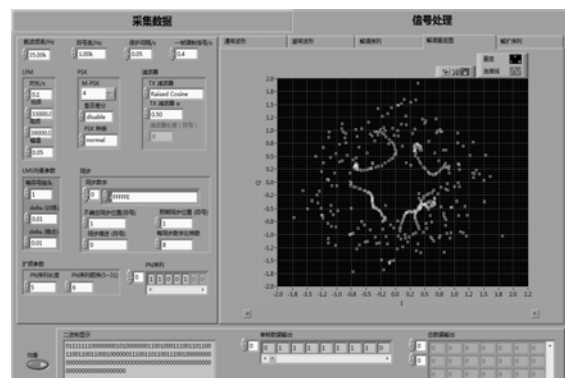


图5 直接扩频法星座图

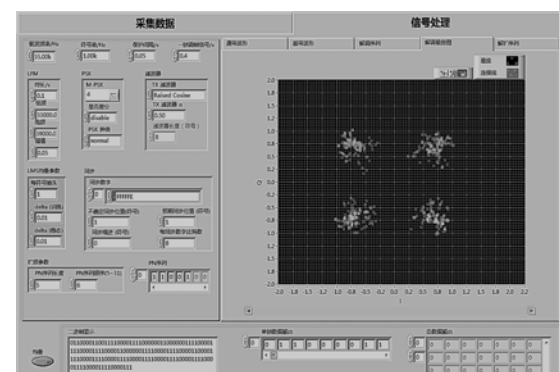


图6 基于扩频的单载波频域均衡法星座图

图 6 反映了采用改进后的抗多径方法时的通信效果。图 6 相比与图 4, 图 6 无论是在相位失真方面还是在信号衰减方面都更加优越。从图中可以看到四处区分明显的星点簇, 分别集中在参考点附近, 说明此时的通信系统能较为可靠的传输信息。实验结果证明, 它确实能正确无误地传输 200 位基带信息码元。

由上述可知, 在水声通信系统中采用基于扩频的单载波频域均衡法, 比采用经典扩频法或单载波频域均衡法的通信性能更好。

5 结论

对经典的扩频抗多径法和单载波频域均衡抗多径法进行研究, 结合两者各自的抗多径效应优势, 设计了一种改进的抗多径方法——基于扩频的单载波频域均衡法。理论分析表明, 此方法的抗多径性能将比前2种经典方法更加出色。通过在舟山海域进行水声通信实验, 分别测试了3种方法的抗多径效果, 验证了所提出方法的有效性。新改进的抗多径方法将为进一步研究抗多径效应方法提供借鉴和参考。

参考文献:

- [1] 田日才, 李宝升. 直接序列扩频通信系统抗多径干扰能力的分析[J]. 移动通信, 2004, 28(S1):152-155.
- [2] 陈东升, 李霞, 方世良, 等. 基于多径参数模型和混合优化的时变水声信道跟踪[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2010, 40(3):459-463.
- [3] 孙晔, 易克初, 向新, 等. 脉冲测距系统的多径干扰影响及消除[J]. 电子技术应用, 2016, 42(2):28-31.
- [4] 郭铁梁, 张智勇, 张琳. 水声信道相干多径特性仿真研究[J]. 通信技术, 2016, 49(7):799-806.
- [5] 唐宗瑜. 抗多径干扰的水声通信方案探讨[J]. 声学电子工程, 1998(3):9-11; 21.
- [6] 孙丽君, 孙超. 一种用于多径衰落水声信道的盲均衡算法仿真研究[J]. 系统仿真学报, 2005, 17(3):559-562.
- [7] 金生龙, 刘赞毅, 黄峰, 等. 超声波测距中多径效应的仿真研究[J]. 传感器世界, 2011, 17(1):29-31.
- [8] 许娟, 胡荣林, 金鹰. 改进混沌调制技术的抗多径干扰性能研究[J]. 通信技术, 2009, 42(2):30-32.
- [9] 姜芳, 杜志强, 谷晓鹏. 对多径效应引起测向误差的分析[J]. 通信对抗, 2004(4):30-32.
- [10] 谢飞, 张忠臣, 张鹏, 等. 多径效应对测向误差的影响[J]. 电子测量技术, 2010, 33(1):29-31.
- [11] 毛虎, 杨建波, 邱宏坤. 多径效应对信号接收及方向测量的影响[J]. 电讯技术, 2010, 50(10):63-68.

Research on anti-multipath effect of underwater acoustic channel

CAI Xiao-dong^{1,2}, ZONG Zhen^{1,2}, LIU Yu-liang^{1,2,*}

(1.School of Naval Architecture and Ocean Engineering, Zhejiang Ocean University, Zhoushan 316022, China;

2.Key Laboratory of Offshore Engineering and Technology of Zhejiang Province, Zhoushan 316022, China)

Abstract: Nowadays, people pay more attention to developing the Marine resources, and searching for more high quality of underwater acoustic communications, in which the anti-multipath technology is particularly important. In order to achieve better anti-multipath effect, in this paper we study the properties and characteristics of several common anti-multipath technology. Then, we use the method of organic combination spread spectrum communication technology and the single carrier frequency domain equalization technology to implement more effective anti-multipath. Also used is the improvement of anti-multipath technique (the single carrier frequency domain equalization technology based on spread spectrum system), which is utilized in Zhoushan shallow sea underwater communication experiments. Based on the contrast of before-and-after improvement of anti-multipath technology, we find that the presented method provides better resistance to multipath effect. We come to the conclusion that the method of single carrier frequency domain equalization technology based on spread spectrum can improve the quality of underwater acoustic communication, and can provide a certain reference for further research on anti-multipath techniques.

Key words: underwater acoustic communication; multipath effect; spread spectrum; single carrier frequency domain equalization

(责任编辑 章践立)