

# 基于多径分集的啁啾扩频正交频分复用水声通信系统\*

王逸林 马世龙 梁国龙 范展†

(哈尔滨工程大学, 水声技术重点实验室, 哈尔滨 150001)

(2013年7月8日收到; 2013年11月16日收到修改稿)

针对传统正交频分复用系统在具有复杂多途和深度频率选择性衰落特点的水声信道中性能下降的问题, 提出了啁啾扩频正交频分复用水声通信方案. 该方案对原信息码扩频, 子载波变为相同调频斜率、不同中心频率、频带相互重叠的正交啁啾信号. 经过水声相干多途信道后在接收端解扩, 使多个途径信号在频域上拓展, 多径信号彼此分离. 结合虚拟时间反转镜技术, 聚焦多途信道能量, 完成信道多径分集接收, 不仅可以抑制频率选择性衰落的影响, 还充分利用信道多径分集增益提高系统性能. 通过仿真研究和湖试验证, 表明该方案具有较好的有效性和可靠性.

**关键词:** 正交频分复用, 频率选择性衰落, 啁啾扩频, 多径分集接收

**PACS:** 43.30.+m

**DOI:** 10.7498/aps.63.044302

## 1 引言

不同于现代视距传输的无线电信道, 水声信道被视为缓慢时变的相干多途信道, 具有深度频率选择性衰落和时变特性<sup>[1,2]</sup>. 传统正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 多载波通信体制在频域内将所给的信道分成多个子信道并行传输. 但如果某个子载波处于频率选择性深衰落点附近, 则子载波携带的数据信息就会被破坏, 很难通过纠错或均衡等手段恢复, 信道谱零点严重影响了 OFDM 系统性能<sup>[3]</sup>. 扩频通信<sup>[4]</sup> 由于其良好的鲁棒性和抗干扰能力而被广泛应用, 可以提高水声通信的传输可靠性<sup>[5-7]</sup>. 为了提高多载波系统的传输可靠性, 同时提高扩频系统的通信速率, 近年来将扩频技术与多载波 OFDM 技术相结合, 发展了多载波扩频技术 (或称为扩频 OFDM)<sup>[8]</sup>. 扩频技术主要可以分为四类: 直接序列扩频、频率跳变扩频、时间跳变扩频和啁啾扩频 (chirp spread spectrum, CSS). 现有的多载波扩频

技术主要为多载波直接序列扩频技术<sup>[9-11]</sup> 和多载波频率跳变扩频技术<sup>[12]</sup>. 而 CSS 技术具有低复杂度、低功耗、较高的抗多径和抗干扰能力等特点, 因此本文提出一种啁啾扩频与 OFDM 技术相结合的多载波扩频技术, 称为 CSS-OFDM. CSS-OFDM 在发射端对 OFDM 信号扩频, 以相同调频斜率、不同中心频率、频带相互重叠的正交啁啾信号作为子载波. 经过水声相干多途信道后将多径信号在频域上拓展, 使得各个途径信号在频率上分离, 由此抑制频率选择性衰落的产生.

时间反转镜 (time reversal mirror, TMR) 近年来被引入水声信号处理领域<sup>[13]</sup>, 并且在水声通信领域有了广泛的应用<sup>[14-16]</sup>. 时间反转镜技术最大的优点在于自适应的匹配信道, 引导多径空间聚焦和时间压缩, 这种特性对于水声信道来说显得尤为重要. CSS-OFDM 结合虚拟时间反转镜技术 (visual time reversal mirror, VTRM), 聚焦多径信号能量, 完成信道多径分集接收, 称为 CSS-OFDM-VTRM 系统. 其不仅可以抑制频率选择性衰落, 还

\* 国家自然科学基金 (批准号: 51279043) 和水声技术重点实验室基金 (批准号: 9140C200802110C2001) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: wangyilin@hrbeu.edu.cn

充分利用了信道多径分集增益提高系统性能. 通过仿真研究和湖上试验, 验证了该方案的有效性与可靠性.

## 2 啁啾扩频 OFDM 水声通信系统

首先回顾传统 OFDM 的传输过程. 设  $\mathbf{d} = [d_0, d_1, d_2, \dots, d_{N-1}]^T$  是经过编码的数字信息, 经过串并转换后调制到  $N$  个子载波上, 每个载波的频率为  $f_k = f_0 + k/T$ ,  $T$  为 OFDM 符号长度, 循环前缀长度为  $T_g$ , 则发射信号表达式如下:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j2\pi f_k t} R_c(t) \right\}, \quad (1)$$

其中,  $R_c(t)$  是长度为  $T + T_g$  的矩形窗. 设水声相干多途信道共有  $N_p$  个途径, 其冲激响应函数可以表示为

$$h(t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} h_p \delta(t - \tau_p), \quad (2)$$

其中,  $h_p$  和  $\tau_p$  分别为每条途径的增益与时延, 则接收信号为

$$\begin{aligned} y(t) &= s(t) * h(t) \\ &= \sum_{p=0}^{N_p-1} h_p s(t - \tau_p). \end{aligned} \quad (3)$$

将 (1) 式代入 (3) 式得到接收端信号, 并去除循环前缀得到:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} p_k d_k e^{j2\pi f_k t} R(t) + \omega(t), \quad (4)$$

其中,  $R(t)$  为长度为  $T$  的矩形窗,  $\omega(t)$  是加性高斯白噪声;  $p_k$  表示信道对接收信号的影响:

$$p_k = \sum_{p=0}^{N_p-1} h_p e^{-j2\pi f_k \tau_p}. \quad (5)$$

从 (5) 式可见, 由于信道多径的时延不同,  $p_k$  产生不同的相移, 多径分量同频非同相叠加, 产生频率选择性衰落, 相当于通过梳状滤波器, 如图 1 所示.

当某个载波  $k$  处于深衰落点的时候,  $p_k$  趋近于零, 发射信息  $d_k$  遭到破坏, 很难通过信道均衡的方法加以完全补偿还原. 由于水声信道具有时变特性, 无法通过预设载波避开深衰落点. 为了克服频率选择性衰落的影响, 我们对传统 OFDM 加以改进.

首先在发射端信号加入循环前缀后, 对 OFDM 信号做啁啾扩频, 扩频信号  $c_{\text{up}}(t)$  如 (6) 式所示:

$$c_{\text{up}}(t) = e^{j\pi\alpha t^2} R_c(t), \quad (6)$$

其中  $\alpha$  为调频斜率. CSS-OFDM 信号为

$$\begin{aligned} s_c(t) &= s(t) \cdot c_{\text{up}}(t) \\ &= \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j2\pi f_k t + j\pi\alpha t^2} R_c(t) \right\}, \end{aligned} \quad (7)$$

(7) 式为 CSS-OFDM 符号表达式. 图 2 为扩频前后的时频示意图, 从图中可以看出, 经过啁啾扩频后, 每个单频载波被扩展成具有一定带宽的啁啾信号.

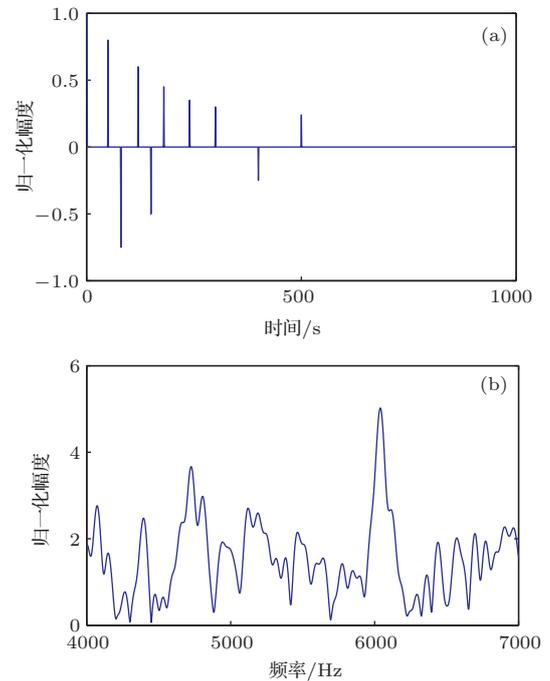


图 1 信道冲激响应函数及幅频响应 (a) 信道冲激响应函数; (b) 信道的幅频响应

下面分析 CSS-OFDM 符号子载波间的正交性. 设扩频前 OFDM 符号发射的周期为  $T$ , 子载波数为  $N$ , 设常规 OFDM 符号任意两个频率为  $f_p$  与  $f_q$  的子载波是正交的. 根据正交性公式有:

$$\int_0^T s_p(t) \cdot s_q^*(t) dt = 0. \quad (8)$$

将 CSS-OFDM 信号表达式代入 (8) 式, 有

$$\begin{aligned} & \int_0^T s_{cp}(t) \cdot s_{cq}^*(t) dt \\ &= \int_0^T e^{j2\pi f_p t + j\pi\alpha t^2} \cdot e^{-j2\pi f_q t - j\pi\alpha t^2} dt \\ &= \int_0^T s_p(t) \cdot s_q^*(t) dt = 0. \end{aligned} \quad (9)$$

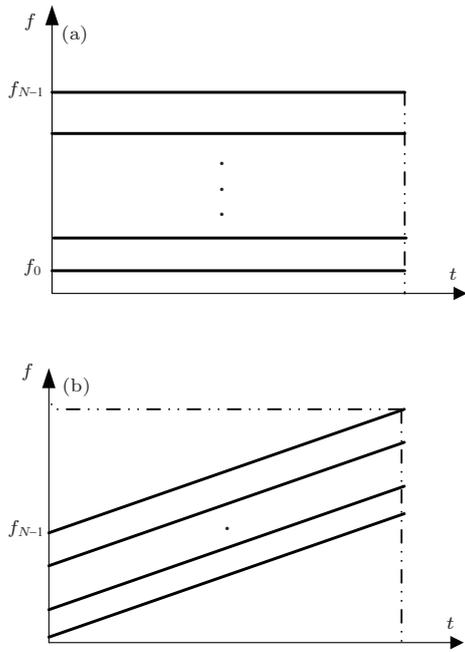


图2 扩频前后一个OFDM符号时频示意图 (a)扩频前信号  $s(t)$ ; (b)扩频后信号  $s_c(t)$

如果原OFDM子载波两两正交, 则(9)式证明扩频后子载波依然正交, 因此CSS-OFDM的子载波是一组斜率相同、中心频率不同、正交的啁啾信号. CSS-OFDM信号经过(2)式所示的相干多途信道, 在接收端收到的信号为

$$y_c(t) = \sum_{k=0}^{N-1} p_k(t) d_k e^{j2\pi f_k t + j\pi \alpha t^2} \times R_c(t) + \omega(t), \quad (10)$$

去除循环前缀后, 对其进行解扩, 解扩信号为

$$c_{\text{down}}(t) = e^{-j\pi \alpha t^2} R(t), \quad (11)$$

可得到:

$$y(t) = y_c(t) \cdot c_{\text{down}}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} p_k(t) d_k e^{j2\pi f_k t} R(t) + \omega(t), \quad (12)$$

其中

$$p_k(t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} h_p e^{-j2\pi f_k \tau_p + j\pi \alpha \tau_p^2 - j2\pi \alpha \tau_p t}. \quad (13)$$

如(12)式, CSS-OFDM符号经解扩恢复为单频载波, 但与常规OFDM不同. 常规OFDM经过信道时延,  $p_k$ 是与 $t$ 无关的常数. 因此信道只产生载波相移变化, 载波频率不变, 从而产生频率选择性衰落. 而CSS-OFDM具有时域与频域的对偶性, 经过多径信道后, 多径时延同时产生频域

频移,  $p_k$ 是一个与 $t$ 有关的函数, 见(13)式. 因此信道对载波不仅产生相移, 且同时产生频移, 频移的大小与时延和啁啾信号调频斜率乘积成正比, 为 $2\pi \alpha \tau_p$ .

图3(a)为接收到CSS-OFDM符号第 $k$ 个子载波, 虚线表示经过不同信道时延的多条路径信号. 设最大时延不超过 $T_g$ , 去除循环前缀后对其解扩, 解扩的CSS-OFDM信号如图3(b)所示. 这时多径信号的每个路径信号被扩展到不同的频点上, 彼此分离, 不仅抗频率选择性衰落, 同时也为多径分集接收奠定基础.

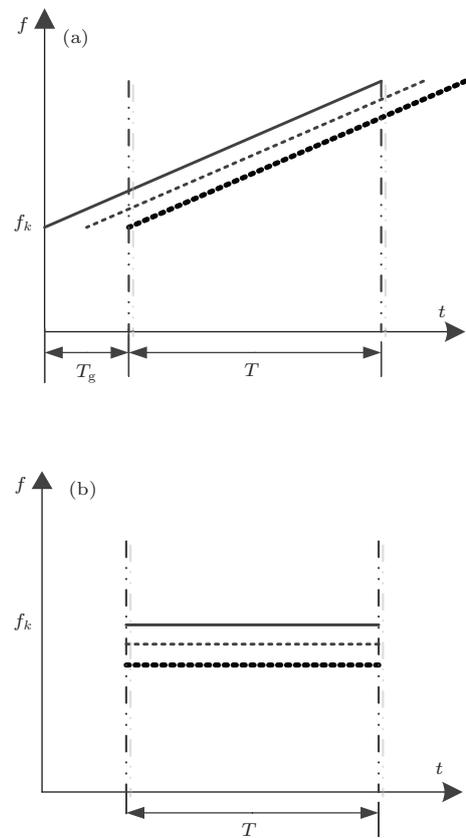


图3 接收信号去除循环前缀后解扩结果 (a)解扩前信号  $y_c(t)$ ; (b)解扩后信号  $y(t)$

为了进一步说明, 下面对传统OFDM系统和CSS-OFDM系统进行仿真. 仿真参数如下: 信号快速傅里叶变换(FFT)点数为32768, 采样频率 $f_s = 32.768$  kHz, OFDM符号的时长是1 s, 循环前缀时长为0.05 s, 啁啾扩频信号带宽 $B = 2048$  Hz, 信号频带范围4—7.5 kHz, 载波频率间隔200 Hz, 采用四进制差分相移键控(QDPSK)调制方式, 仿真结果如图4所示.

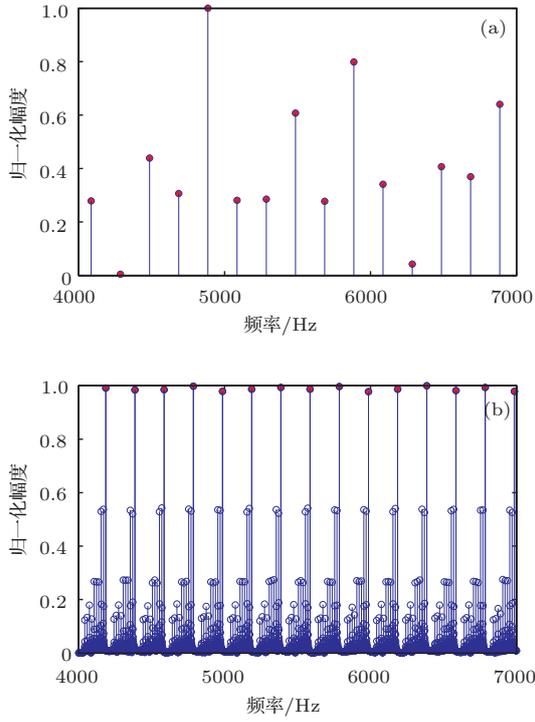


图4 接收端信号频谱图 (a) OFDM系统; (b) CSS-OFDM系统

设信道的冲激响应函数如图1(a)所示, 其幅频响应如图1(b)所示, 信道类似于梳状滤波器, 具有频率的增强区和减弱区. 对于传统的OFDM系

统, 在该信道下进行传输, 一帧OFDM符号的频谱如图4(a)所示, 可以看到4.3和6.3 kHz附近载波受到信道的频率选择性深衰落的影响, 对应的谱级信噪比恶化严重. 而对于CSS-OFDM系统, 其频谱如图4(b)所示, 各个多途分量在频域上相互分离, 表现为一簇谱线, 红色填充的谱线为直达声谱线, 未填充谱线为多途谱线. 由于多径相互分离, 没有相互叠加, 只要频域分辨力足够高, 就可以从根本上消除频率选择性衰落的影响.

### 3 VTRM多径信号分集接收技术

CSS-OFDM系统将多径信号的每个路径扩展到不同的频点上, 抑制频率选择性衰落. 由于CSS-OFDM系统只利用了一条路径的能量, 限制了系统性能的进一步提高. 根据CSS-OFDM系统使各个多径分量在频域上相互分离的特点, 引入基于VTRM的多径分集接收方法, 通过多径分集来提高信噪比.

VTRM将接收到的信息码信号与估计信道的时反卷积, 虚拟地实现时间反转镜, 具体结构如图5所示.

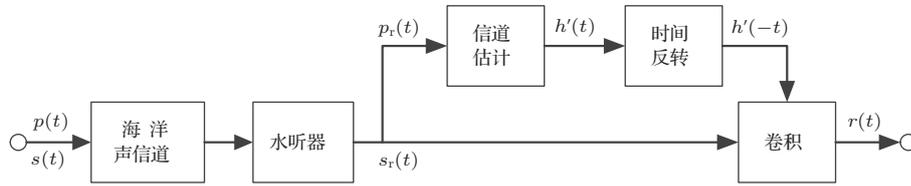


图5 虚拟式VTRM实现框图

发射端在发射信息信号 $s(t)$ 之前, 首先发射探测信号 $p(t)$ , 接收端接收到 $p_r(t)$ 之后, 估计出信道冲激响应函数 $h'(t)$ , 并将其做时反操作得到 $h'(-t)$ . 在接收到 $s(t)$ 之后, 将 $s(t)$ 和 $h'(-t)$ 做卷积, 用公式表示:

$$\begin{aligned} y(t) &= (s(t) * h(t) + n(t)) * h'(-t) \\ &= s(t) * (h(t) * h'(-t)) + n'(t) \\ &= s(t) * \hat{h}(t) + n'(t), \end{aligned} \quad (14)$$

式中 $\hat{h}(t) = h(t) * h'(-t)$ 称为虚拟时间反转信道, 当信道冲激响应函数的估计值 $h'(t)$ 逼近于真实的信道冲激响应函数 $h(t)$ 时,  $\hat{h}(t)$ 即为 $h(t)$ 的自相关函数, 其主峰高度明显高于旁瓣, 可认为近似于 $\delta$ 函数. 可抑制水声信道的多途干扰效应, 使得多径

信号能量叠加, 产生了时空聚焦效应. 图6为同步信号经莲花湖实际信道后测得的信道冲激响应.

下面分析VTRM应用于CSS-OFDM系统的性能. 将(11)和(12)式代入(13)式中, 且不考虑噪声, 得到

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \hat{p}_k(t) d_k e^{j2\pi f_k t} R(t), \quad (15)$$

其中

$$\begin{aligned} \hat{p}_k(t) &= p_k(t) * p_k^{-1}(t) \\ &= \sum_{p=0}^{N_p-1} h_p^2 + \sum_{p=0}^{N_p-1} \sum_{\substack{q=0 \\ q \neq p}}^{N_p-1} h_p \\ &\times e^{-j2\pi f_k(\tau_p - \tau_q) + j\pi\alpha(\tau_p - \tau_q)^2 - j2\pi\alpha(\tau_p - \tau_q)t}. \end{aligned} \quad (16)$$

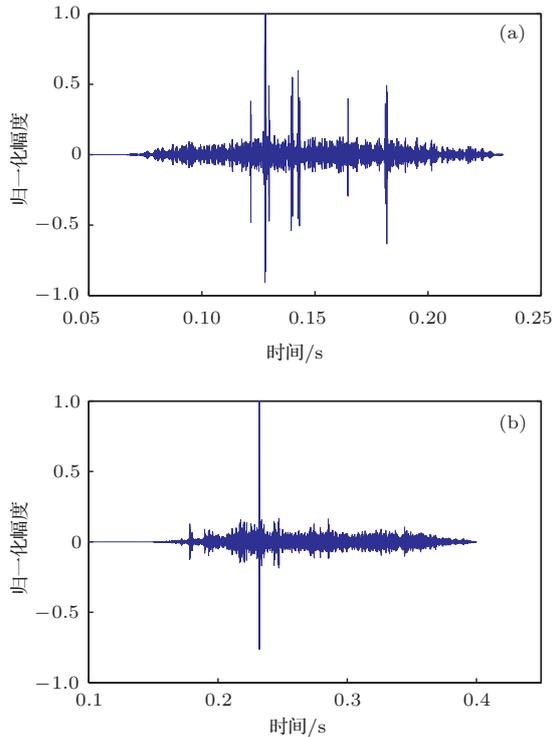


图6 同步信号估计的信道冲激响应 (a) 未经 VTRM 接收机; (b) 经过 VTRM 接收机

VTRM 从本质上来说是将接收的信号反向再一次通过一个虚拟的信道, 经过两次信道传输. 如 (16) 式所示, 经过 VTRM 接收机的信号分为两部分: 第一部分是两次传输经过同一途径的信号, 这一类信号的多径时延会正负抵消; 由于 CSS-OFDM 具有时域与频域的对偶性, 且多径谱线频移和相移与时延成正比, 多径信号的频移和相移也会正负抵消; 这些多径谱线会在同一时刻到达, 且相位与频率相同, 相互同相叠加, 能量达到最大, 形成主峰; 第二部分是两次传输经过不同途径的信号, 它们的到达时间、相位与频率各不相同, 相互随机叠加, 形成较低的旁瓣干扰. 图 7(b) 为

VTRM 接收机输出信号, 将 3000 Hz 载波放大后的频谱. CSS-OFDM 系统的多径信号为一簇谱线, 其结构与信道冲激响应函数相似, 填充的谱线为直达声线谱. CSS-OFDM-VTRM 系统信号在频域聚焦, 形成最高的主峰(填充的谱线)和较低的旁瓣干扰.

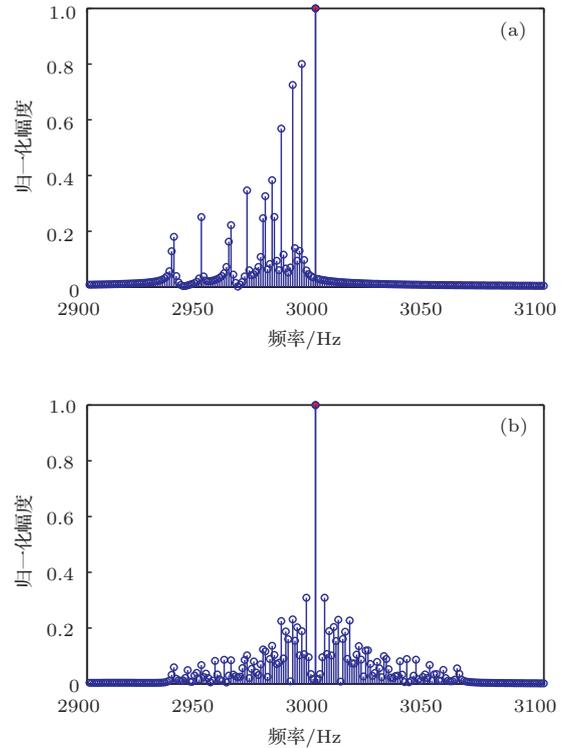


图7 接收信号频谱图 (a) CSS-OFDM; (b) CSS-OFDM-VTRM

图 8 为 CSS-OFDM-VTRM 水声通信系统设计框图.

在 CSS-OFDM-VTRM 系统中, 接收信号首先通过 VTRM 接收机做分集接收, 再去掉循环前缀后解扩, 最后 FFT 解调.

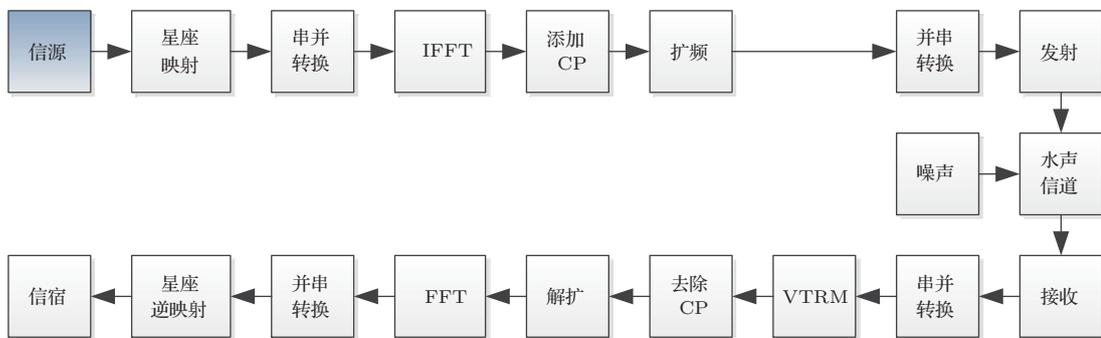


图8 CSS-OFDM-VTRM 水声通信系统设计框图

### 4 仿真研究与湖试结果

为验证通信系统的可靠性及有效性, 首先采用计算机仿真验证. 同步码选择大时间带宽积的线性调频信号, 其作用有两点: 第一, 为本帧数据开始提供同步信息; 第二, 作为时间反转镜的探测信号, 估计出信道的冲激响应函数.

仿真条件: 采样率为 65.536 kHz, 同步码中心频率 6 kHz, 带宽 6 kHz. OFDM 信息码带宽 6 kHz, 频带覆盖范围 3—9 kHz, FFT 长度为 2048 个采样点. 每个子载波采用 QDPSK 调制. 扩频啁啾信号选择带宽为 1024 Hz. 信道冲激响应与图 1 (a) 相同.

图 9 为常规 OFDM 系统、OFDM-VTRM 系统、CSS-OFDM 系统和 CSS-OFDM-VTRM 系统的误码率曲线对比. 本文采用蒙特卡罗法, 在不加信道编码的情况下进行仿真. 子载波间频率间隔为 320 Hz, 通信速率为 11520 bit/s. 图中常规 OFDM 系统与 OFDM-VTRM 系统性能较差, 在低信噪比时二者误码率相近, 而高信噪比时常规 OFDM 系统优于 OFDM-VTRM 系统. 虽然 OFDM-TRVM 系统经过 VTRM 接收机后可以得到一部分聚焦增益, 但由于多径信号载频不变, 只是相位变化, 在

解调时多径旁瓣干扰与主峰相叠加造成误码, 干扰严重时降低系统性能. 相比于常规 OFDM 系统, CSS-OFDM 系统可以抑制频率选择性衰落, 性能有明显提高; 在此基础上 CSS-OFDM-VTRM 系统多径旁瓣干扰与主峰在频域上分离, 通过 VTRM 技术完成多径分集接收, 提高信噪比, 更加适应以信道多途结构复杂、强频率选择性衰弱为特点的水声信道, 具有最佳的性能. 图 10 为 5 dB 时 4 种方法接收端的星座图. 对于常规 OFDM 系统, 加入 VTRM 接收机星座图没有明显变化, 而 CSS-OFDM-VTRM 系统相对于 CSS-OFDM 系统性能有明显提高.

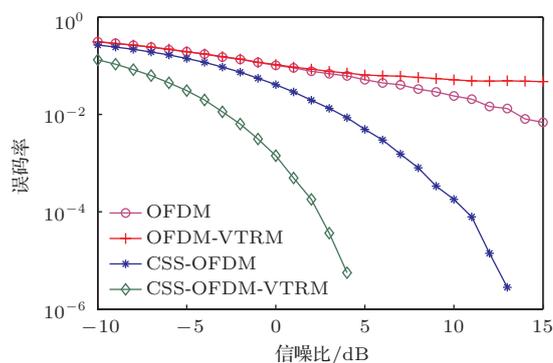


图 9 4 种方法误码率曲线对比

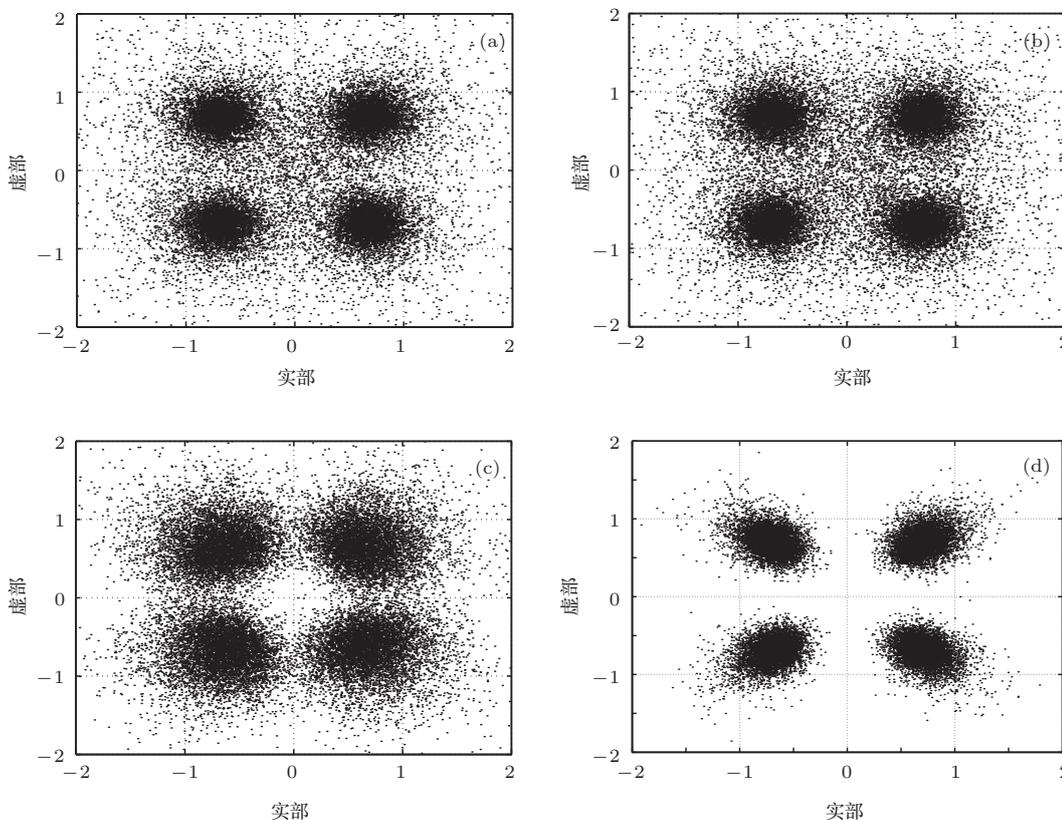


图 10 接收端星座图 (5 dB) (a) OFDM; (b) OFDM-VTRM; (c) CSS-OFDM; (d) CSS-OFDM-VTRM

图 11 是在不同的子载波频率间隔下的 CSS-OFDM-VTRM 系统误码率曲线, 仿真条件同图 9, 载波间隔为 64—320 Hz, 传输速率从 5.952 kbit/s 到 1.152 kbit/s. 当载波间隔较小时, 由于可分集频率区间有限, 因此分集增益有限. 而且当多径频移大于子载波间频率间隔时, 多径信号还可能会对相邻载波形成干扰, 造成性能的下降. 随着子载波间频率间隔的增大, 提高了分集区间与分集增益, 且消除了多径信号对相邻载波的干扰, 性能有显著提高. 一般来说子载波频率间隔应大于主要多径分量的最大频移.

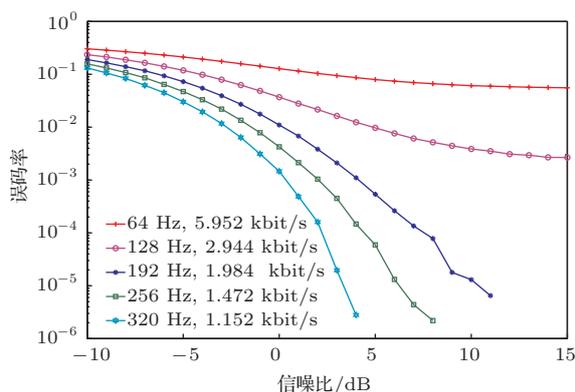


图 11 CSS-OFDM-VTRM 系统不同子载波频率间隔误码率曲线

图 12 是在不同扩频带宽下的 CSS-OFDM-VTRM 系统误码率曲线, 仿真条件同图 9, FFT 长度 2048 点保持不变, 扩频带宽为 64—8192 Hz. 因此, 啁啾信号调频斜率相应增加, 相同的多径时延会产生更大的频移. 当扩频带宽较小时, 多径信号的频移与啁啾信号调频斜率成正比, 各个多径信号的频域分离度不够, 有较强的相关性, 分集接收性能受到限制. 随着扩频带宽的增大, 多径信号的

频移随之增大, 多径信号之间相关性减弱, 具有较高的分集增益, 系统性能也随之提升. 但当扩频带宽过大时, 多径信号的频移过大, 超过了子载波间隔就会干扰相邻载波, 造成系统性能的下降. 因此扩频带宽(调频斜率)的选择应使主要多径分量相互独立, 且最大的频移小于载波间隔.

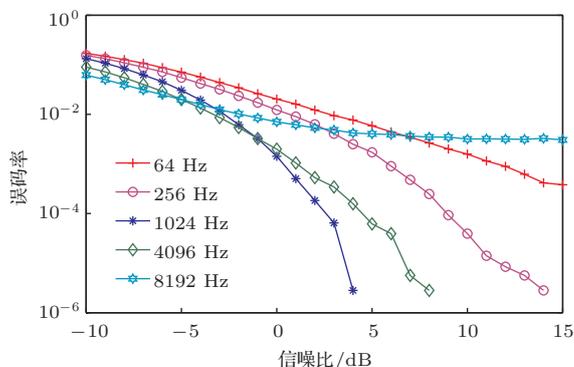


图 12 CSS-OFDM-VTRM 系统不同扩频带宽下误码率曲线

为验证该方案的可行性, 2010 年 9 月在黑龙江省牡丹江市莲花湖进行了湖试验证. 莲花湖水域总体呈狭长型, 沿东北 → 西南走向, 如图 13 所示. 整个湖区南北最长近 100 km, 宽 2—3 km, 而试验所选水域为湖北端发电厂大坝附近, 此处水面较为开阔, 最长无障碍水面距离为 4 km 左右, 宽约 1.5 km, 平均水深约为 40 m. 湖底原为村庄, 因需建坝蓄水发电而将村庄淹没, 因此水底地形特别复杂.

试验为定点通信试验, 如图 14(a) 所示. 发射节点(信源)和接收节点(信宿)分别位于两条锚系的船上, 发射换能器布放深度 5 m, 接收换能器布放深度 10 m, 两船发动机关闭. 试验发射信号扩频带宽为 1024 Hz, 子载波频率间隔为 192 Hz, 系统传输



图 13 莲花湖区域地形图

速率为 1.472 kbit/s, 其他条件与仿真相同. 定点通信共在三个距离上实现, 用 GPS 测量当时的通信距离大约在 1000, 2000 和 3000 m.

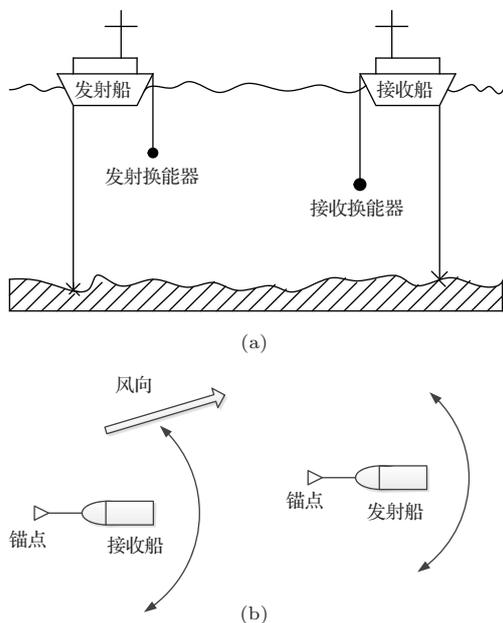


图 14 湖试示意图 (a) 试验示意图; (b) 试验态势图

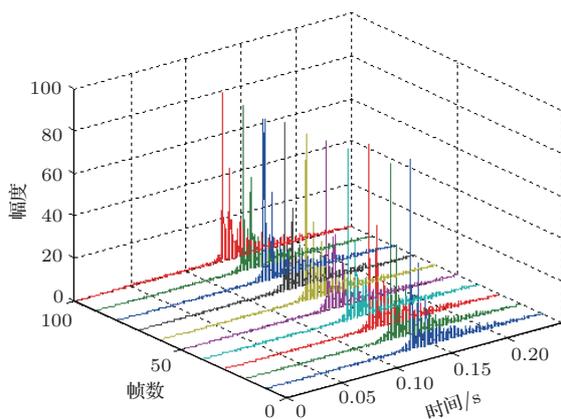


图 15 同步信号估计的信道冲激响应函数 (1000 m)

图 15 为 1000 m 处同步信号所估计出的信道冲激响应函数, 从中可以反映出信道条件比较复杂, 具有一定的时变空变性. 原因是试验当时风浪较大, 发射船与接收船在风速与水流的作用下在锚地围绕锚点快速漂移变换位置, 最大位移可达 50 m, 如图 14 (b) 所示. 发射点在水平与垂直方向的位移改变造成了信道的变化, 同时通过测量表明, 发射船和接收船的相对多普勒较小, 可以忽略. 图 16 是 OFDM 系统与 CSS-OFDM-VTRM 系统误码率, OFDM 系统的通信误码率偏高, 且离散度比较大. 因为信道的变化, 当 OFDM 系统载波在信道

频率选择性深衰落区时, 误码率增大, 反之误码率减小, 误码率随着信道变化而产生了周期性起伏. 在 CSS-OFDM-VTRM 系统试验中, 通过抑制频率选择性衰落, 使得受信道变化影响较小.

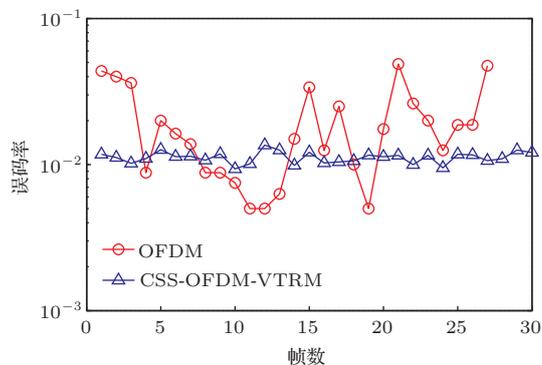


图 16 OFDM 系统与 CSS-OFDM-VTRM 系统误码率 (1000 m)

表 1 不同通信距离的误码率

通信距离/m	OFDM 误码率	CSS-OFDM-VTRM 误码率
1000	0.0180	0.0108
2000	0.0498	0.0230
3000	0.0545	0.0345

表 1 是在不同的通信距离上 OFDM 与 CSS-OFDM-VTRM 系统总误码率比较. 试验共发射 200 帧数据, 每 50 个符号构成 1 个数据帧, 以上误码率统计没有加入信道编码. 从表中可见 OFDM 误码率最高; 而经过 VTRM 分集接收处理的 CSS-OFDM 系统性能明显优于前者.

以上湖试结果与理论仿真基本相符, 基于 VTRM 的 CSS-OFDM 系统具有明显的优势. 对于湖试区域复杂的信道, 多径信号较多, 在信道测量精度有保证的情况下, CSS-OFDM-VTRM 系统可以获得高分集增益的同时抑制频率选择性衰落.

## 5 结 论

本文给出了一种基于多径分集的啁啾扩频 OFDM 水声通信系统方案, 并且对这个方案做出详细的理论公式推导和仿真试验研究. 利用 CSS-OFDM 信号的时频域对偶性, 使多径时延信号在频域上频移, 并彼此分离, 从而抑制了频率选择性衰落. 通过与 VTRM 技术相结合, 完成多径分集接收, 获得信道多径分集增益. 相较于传统的 OFDM 系统, 更适于强频率选择性衰落的水声信道、远距

离通信或复杂水文条件的工作环境, 具有广阔的应用前景.

### 参考文献

- [1] Kilfoyle D B, Baggeroer A B 2000 *IEEE J. Ocean Eng.* **25** 4
- [2] Stojanovic M, Preisig J 2009 *IEEE Commun. Mag.* **47** 84
- [3] Lei J, Wu L N 2006 *J. Electron. Inform. Technol.* **28** 1400 (in Chinese)[雷俊, 吴乐南 2006 电子与信息学报 **28** 1400]
- [4] Jamshidi A 2011 *IET Commun.* **5** 456
- [5] He C B, Huang J G, Han J, Zhang Q F 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 8379 (in Chinese)[何成兵, 黄建国, 韩晶, 张群飞 2009 物理学报 **58** 8379]
- [6] Yin J W, Hui J Y, Wang Y L, Hui J 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 5915 (in Chinese)[殷敬伟, 惠俊英, 王逸林, 惠娟 2007 物理学报 **56** 5915]
- [7] Yu Y, Zhou F, Qiao G 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 234301 (in Chinese)[于洋, 周锋, 乔钢 2012 物理学报 **61** 234301]
- [8] Hara S, Prasad R 1997 *IEEE Commun. Mag.* **35** 126
- [9] Yu Y, Zhou F, Qiao G 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 064302 (in Chinese)[于洋, 周锋, 乔钢 2013 物理学报 **62** 064302]
- [10] Zhou F, Yin Y L, Qiao G 2012 *J. Harbin Eng. Univ.* **33** 567 (in Chinese) [周锋, 尹艳玲, 乔钢 2012 哈尔滨工程大学学报 **33** 567]
- [11] Yin Y L, Zhou F, Qiao G, Liu S Z 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 224302 (in Chinese)[尹艳玲, 周锋, 乔钢, 刘松佐 2013 物理学报 **62** 224302]
- [12] Scholand T, Faber T, Seebens A, Lee J, Cho J, Cho Y, Lee H W, Jung P 2005 *Electron. Lett.* **41** 13
- [13] Kuperman W A, Hodgkiss W S, Song H C, Akal T, Ferla C, Jackson D R 1998 *J. Acoust. Soc. Am.* **103** 25
- [14] Yin J W, Hui J Y, Guo L X 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 1753 (in Chinese)[殷敬伟, 惠俊英, 郭龙祥 2008 物理学报 **57** 1753]
- [15] Hursky P, Porter M B, Siderius M, McDonald V K 2006 *J. Acoust. Soc. Am.* **120** 247
- [16] Song A, Badiey M, Song H C, Hodgkiss W S 2010 *J. Acoust. Soc. Am.* **128** 555

# Chirp spread spectrum of orthogonal frequency division multiplexing underwater acoustic communication system based on multi-path diversity receive<sup>\*</sup>

Wang Yi-Lin   Ma Shi-Long   Liang Guo-Long   Fan Zhan<sup>†</sup>

(Science and Technology on Underwater Acoustic Laboratory, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

( Received 8 July 2013; revised manuscript received 16 November 2013 )

## Abstract

Aiming at the problem of traditional orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) communication system performance degradation when the channel is subjected to complex multi-path and frequency-selective deeply fading, a chirp spread spectrum (CSS) of OFDM underwater acoustic communication system called CSS-OFDM is proposed in this paper. The CSS-OFDM system spreads the spectrum of traditional OFDM signals, whose sub-carriers are modulated into the same chirp rate, different center frequency orthogonal chirp signals with overlapped bandwidth. Dispersing after underwater acoustic coherent multi-path channel, at the receiving end, the multi-path signals will be expanded from each other in the frequency domain. Applying virtual time reversal mirror technology, the energies of the multi-path signals are focused to complete the multi-path channel diversity receiving. The system performance is improved not only by suppressing the frequency selective fading, but also taking full advantage of multi-path energy of the channel. The effectiveness and reliability of this system are verified through a number of simulations and lake trials.

**Keywords:** orthogonal frequency division multiplexing, frequency-selective fading, chirp spread spectrum, multi-path diversity receive

**PACS:** 43.30.+m

**DOI:** [10.7498/aps.63.044302](https://doi.org/10.7498/aps.63.044302)

---

<sup>\*</sup> Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 51279043) and the Science and Technology on Underwater Acoustic Laboratory Foundation, China (Grant No. 9140C200802110C2001).

<sup>†</sup> Corresponding author. E-mail: [wangyilin@hrbeu.edu.cn](mailto:wangyilin@hrbeu.edu.cn)