

正交码元移位键控扩频水声通信*

于洋[†] 周锋 乔钢

(哈尔滨工程大学, 水声技术重点实验室, 哈尔滨 150001)

(2012年8月1日收到; 2012年9月19日收到修改稿)

码元移位键控 (CSK) 作为一种广义的 M 元扩频技术被广泛应用于水声通信领域来克服扩频增益对通信速率的限制. 为了获得更高的通信速率, 减少通道间干扰, 并充分利用 CSK 的冗余信息, 本文提出联合利用码元相位信息的正交双通道 CSK 扩频水声通信技术. 首先, 推导了正交 CSK 每符号积分输出的表达式; 然后, 研究了正交 CSK 的性能及与传统 CSK 和双通道 CSK 对比仿真的误码率; 最后, 通过实验验证了仿真对比的正确性. 实现了正交 CSK 在 10^4 bits, 4 kHz 带宽下 580.6 bps 通信速率的有效传输. 通过公式推导、仿真分析和实验研究, 得到正交 CSK 提供了优良的性能的结论.

关键词: 水声通信, 扩频, 正交, CSK

PACS: 43.30.+m

DOI: 10.7498/aps.62.064302

1 引言

水声信道拥有着有限的带宽, 放大了其他无线信道中时延扩展和频率选择性衰落的影响, 所以它是迄今最复杂的无线信道之一^[1-3]. 扩频通信由于其良好的鲁棒性和抗干扰能力而被广泛用于保障水声通信的可靠传输^[4]. M 元扩频通信技术的出现, 有效地克服了扩频增益对通信速率的制约, 实现了在有限的扩频增益内达到更高的通信速率. 码元移位键控 (CSK) 技术可以看作是广义的 M 元扩频通信技术^[5,6], 它通过码元相位来承载待调制的信息, 相对于 M 元方案, 它仅需要使用一条扩频序列, 显著地减少了硬件的复杂度和计算量, 这些优势也使 CSK 在水声领域得到了应用^[7].

CSK 方案虽然获得了计算量上的优势, 但是其通信速率仍不能满足需求. 多通道技术允许数据在几个通道内并行传输, 可以有效地提高通信速率^[8], 而正交调制技术则可以有效地减少通道间干扰, 并被无线通信领域广泛采用^[9-11].

m 序列由于其优良的自相关特性而被 CSK 技

术所采用, 但是由于 m 序列的长度为 $2^r - 1$, r 为序列的阶数, 因此, CSK 技术在一个符号持续时间内不能充分利用码元相位信息, 传统的双通道 CSK 技术对这种信息的浪费也没有改善. 而且, 由于双通道技术的引入, 通道间干扰也成为影响最终结果的重要因素. 本文提出的基于 m 序列联合利用码元相位信息的正交 CSK 方案旨在解决上述两个问题. 在传统双通道 CSK 的基础上, 提高码元相位信息的利用率, 减少通道间干扰, 提高系统的鲁棒性. 本文推导了正交 CSK 单位符号积分输出的表达形式, 仿真分析了影响其性能的因素, 并与传统 CSK 和联合利用码元相位信息的双通道 CSK (改进的双通道 CSK) 这两种通信方式进行对比, 最后通过实验验证了仿真的结果.

2 正交 CSK 原理

m 序列有着良好的循环自相关特性, 而良好的循环自相关性就意味着理想的扩频码相位分辨能力. 传统的 CSK 通过把信息调制到码元相位上来完成通信, 其通信速率为同等码长传统直接序列扩频 (DSSS) 通信速率的 $\log_2 N$ 倍, N 为扩频码长

* 国家高技术发展研究计划重点项目 (批准号: 2009AA093601-2)、国防基金项目研究 (批准号: B2420110007) 和水声技术重点实验室基金 (批准号: 9140C200801110C2004) 资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: yuyang516@163.com

度, 这里设同等码长 DSSS 的通信速率为基准通信速率. 对于 m 序列来说, N 不是 2 的整数次方, 在一个符号内不能载有整数比特的信息, 其实际通信速率为传统方式的 $\lfloor \log_2 N \rfloor$ 倍 (其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 是向下取整). 这里把冗余信息比率作为衡量码元相位信息利用效率的标准, 冗余信息比率可以定义为 1 与每符号内实际通信速率和理论通信速率比值的差. 对于 CSK 来说, 冗余信息比率为 $1 - \lfloor \log_2 N \rfloor / \log_2 N$. 而传统的双通道 CSK, 其冗余信息比率和 CSK 相同. 改进的双通道 CSK 和正交 CSK 改变了这一情况, 它们的通信速率为基准通信速率的 $2 \times \log_2 N$ 倍, 在理论上是传统 CSK 的 2 倍, 其实际通信速率为基准速率的 $\lfloor 2 \times \log_2 N \rfloor$ 倍, 冗余信息比率为

$1 - \lfloor 2 \times \log_2 N \rfloor / (2 \times \log_2 N)$. 以码长为 7 的 m 序列为例, CSK 和传统双通道 CSK 的冗余信息比率为 28.8%, 而改进的双通道 CSK 和正交 CSK 的冗余信息比率为 11.0%. 冗余信息比率越低, 码元相位信息的利用率就越高, 系统就越高效. 可以得到这样的结论: 改进的双通道 CSK 和正交 CSK 系统比 CSK 和传统双通道 CSK 更加高效.

对于双通道 CSK 来说, 使用两通道同时传输信号, 会带来通道间干扰. 而正交 CSK 可以减少这种干扰, 它使用一对正交的载波调制两通道信号, 不仅对两通道信号进行了码域的分割, 而且进行了载波相位域的分割.

图 1 是正交 CSK 水声通信系统原理框图.

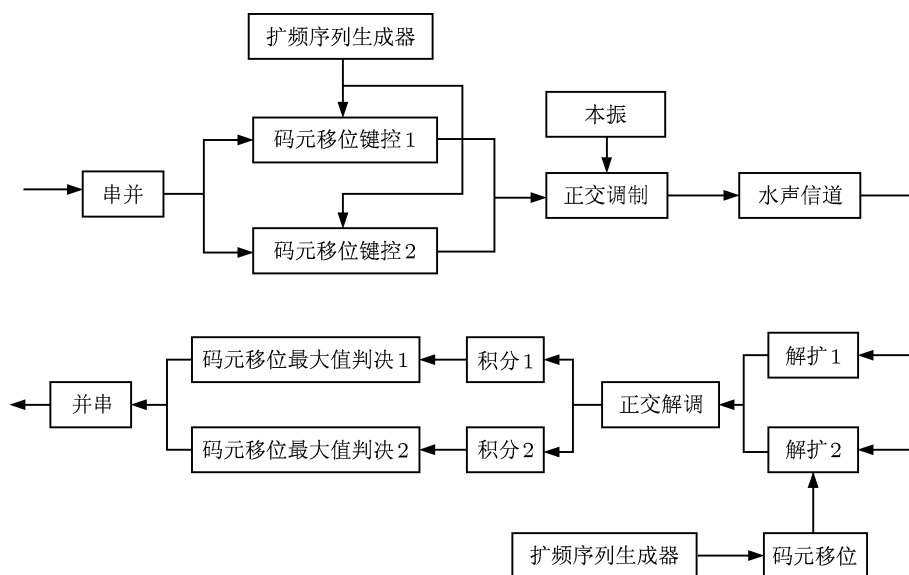


图 1 正交 CSK 水声通信系统

首先, 通过扩频序列生成器产生一对优选的 m 序列 $c_1(t)$ 和 $c_2(t)$, 然后根据码相位待调制的信息, 对 $c_1(t)$ 和 $c_2(t)$ 进行码元移位键控, 可得 $c_{1,i}(t)$ 和 $c_{2,j}(t)$, 使用正交载波对两路信号进行调制, 可以得到发射信号的形式为

$$s(t) = A[c_{1,i}(t) \cos(w_c t + \varphi) + c_{2,j}(t) \sin(w_c t + \varphi)], \quad (1)$$

其中, A 为发射信号的幅度, φ 为载波的初始相位, $c_{1,i}(t)$ 和 $c_{2,j}(t)$ 是码长为 N , 码片持续时间为 T_c 的扩频码, 设每符号持续时间为 T , 则 $T = NT_c$.

发射信号通过水声信道, 经历多径衰落和噪声的影响, 可得接收信号为

$$r(t) = \sum_{l=0}^L A_l [c_{1,i}(t + \tau_l) \cos(w_c t + \varphi_l) + c_{2,j}(t + \tau_l) \sin(w_c t + \varphi_l)] + n(t), \quad (2)$$

其中, 直达信号的传播时延为 τ_0 , 衰减后的幅度为 A_0 . 多径信号的传播时延为 $\tau_l, 1 \leq l \leq L, L$ 为多径的数目, 到达接收机的幅度为 $A_l. \varphi_l = w_c \tau_l + \varphi$, 设本地正交载波为 $\cos(w'_c t + \varphi')$ 和 $\sin(w'_c t + \varphi')$, 在完成载波同步之后 $w'_c = w_c, \varphi' = \varphi_0$.

由本地产生的扩频序列经过码元移位键控可以得到 $c_{1,m}(t)$ 和 $c_{2,k}(t), m$ 和 k 是码元移位信息, 其中 $1 \leq m \leq N, 1 \leq k \leq N$. 当完成同步后, 可得 $c_{1,m}(t + \tau_0)$ 和 $c_{2,k}(t + \tau_0)$.

下面只考虑一个符号持续时间内的积分输出, 积分器作用于 $\tau_0 \leq t \leq T + \tau_0$, 忽略 w_c 的高次项, 则

两路输出为

$$\begin{aligned}
 & V1_m(t) \\
 &= \frac{1}{2}A_0 \int_{t_0}^{T+t_0} c_{1,m}(t+\tau_0)c_{1,i}(t+\tau_0)dt \\
 &+ \frac{1}{2} \sum_{l=1'}^L A_l \int_{t_0}^{T+t_0} c_{1,m}(t+\tau_0)c_{1,i}(t+\tau_l) \\
 &\times \cos[w_c(\tau_l - \tau_0)]dt \\
 &+ \frac{1}{2} \sum_{l=1'}^L A_l \int_{t_0}^{T+t_0} c_{1,m}(t+\tau_0)c_{2,j}(t+\tau_l) \\
 &\times \sin[w_c(\tau_l - \tau_0)]dt \\
 &+ \int_{t_0}^{T+t_0} n(t)c_{1,m}(t+\tau_0)\cos(w_c t + \varphi_0)dt, \quad (3)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & V2_k(t) \\
 &= \frac{1}{2}A_0 \int_{t_0}^{T+t_0} c_{2,k}(t+\tau_0)c_{2,j}(t+\tau_0) \\
 &+ \frac{1}{2} \sum_{l=1'}^L A_l \int_{t_0}^{T+t_0} c_{2,k}(t+\tau_0)c_{2,j}(t+\tau_l) \\
 &\times \cos[w_c(\tau_l - \tau_0)]dt \\
 &+ \frac{1}{2} \sum_{l=1'}^L A_l \int_{t_0}^{T+t_0} c_{2,k}(t+\tau_0)c_{1,i}(t+\tau_l) \\
 &\times \sin[w_c(\tau_0 - \tau_l)]dt \\
 &+ \int_{t_0}^{T+t_0} n(t)c_{2,k}(t+\tau_0)\sin(w_c t + \varphi_0)dt, \quad (4)
 \end{aligned}$$

上式中, i 和 j 是常量, k 和 m 是变量; 两路输出中的第一项是期望得到的结果, 第二项是本通道多径衰落引起的干扰, 第三项是其他通道多径衰落引起的干扰, 第四项是噪声项.

对于双通道 CSK, 设载波为余弦信号, 其第一路的输出为

$$\begin{aligned}
 & V1_m(t) \\
 &= \frac{1}{2}A_0 \int_{t_0}^{T+t_0} c_{1,m}(t+\tau_0)c_{1,i}(t+\tau_0)dt \\
 &+ \frac{1}{2}A_0 \int_{t_0}^{T+\tau_0} c_{1,m}(t+\tau_0)c_{2,j}(t+\tau_0)dt \\
 &+ \frac{1}{2} \sum_{l=1'}^L A_l \int_{t_0}^{T+t_0} c_{1,m}(t+\tau_0)c_{1,i}(t+\tau_l) \\
 &\times \cos[w_c(\tau_l - \tau_0)]dt \\
 &+ \frac{1}{2} \sum_{l=1'}^L A_l \int_{t_0}^{T+t_0} c_{1,m}(t+\tau_0)c_{2,j}(t+\tau_l) \\
 &\times \cos[w_c(\tau_l - \tau_0)]dt
 \end{aligned}$$

$$+ \int_{t_0}^{T+t_0} n(t)c_{1,m}(t+\tau_0)\cos(w_c t + \varphi_0)dt, \quad (5)$$

上式中第一项为期望的结果, 第二项为不同通道间主径信号的干扰, 第三项为本通道多径衰落引起的干扰, 第四项为其他通道的多径干扰, 第五项为噪声项. (5) 式与 (3) 式相比增加了不同通道间主径信号的干扰, 由于正交载波的分割, 使主径信号间的干扰为 0. 可以得出这样的结论: 正交 CSK 系统受到的干扰比双通道 CSK 要小.

$V1_m(t)$ 和 $V2_k(t)$ 是两个 N 行的向量, 其最大值所在的位置就是码相位调制的信息, 也就是 (3) 式和 (4) 式第一项取最大值的情况. 可以看出, 相关函数是影响积分输出的主要因素, 下面就对基于 m 序列的正交 CSK 进行分析.

设 n 为序列的阶数, 序列长度 $N = 2^n - 1$. 则其自相关函数值为

$$R_x(s) = \begin{cases} 1 & s = 0 \\ -\frac{1}{N} & s \neq 0 \end{cases}, \quad (6)$$

则 R_x 可以定义为 $R_x(s) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i x_{i+s}$, 同理可得经循环移位后的自相关函数为

$$R_z(s) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i x_{i+k+s}, \quad (7)$$

上式影响着正交 CSK 在 (3) 式和 (4) 式第一项的结果, 并符合 (6) 式的分布.

在 AWGN 信道下, 首先研究其他通道带来的影响. 由序列的循环移位性, 可得 $x_{k+N} = x_k$, $y_{k+N} = y_k$. 令 z 为 x 的循环移位序列, m 为 y 的循环移位序列, 则

$$z_i = \begin{cases} x_{i+k} & (1 \leq i \leq N-k) \\ x_{i+k-N} & (N-k+1 \leq i \leq N) \end{cases}, \quad (8)$$

$$m_i = \begin{cases} y_{i+l} & (1 \leq i \leq N-l) \\ y_{i+l-N} & (N-l-1 \leq i \leq N) \end{cases}. \quad (9)$$

z 与 m 的相关函数是影响通道间干扰的主要因素, 其相关函数为

$$\begin{aligned}
 R_{z,m}(s) &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N z_i m_{i+s} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_{i+k} y_{j+l+s}, \quad (10)
 \end{aligned}$$

上式影响着双通道 CSK 在 (5) 式第二项的结果, 而正交 CSK 中则不存在这项影响.

下面来讨论在多径衰落信道下正交 CSK 的表现. 首先, 来研究多径对本通道的影响. 以下都是基于码片级别的讨论, 设 p 为 x 的循环移位序列, 则

$$p_i = \begin{cases} x_{i+l} & (1 \leq i \leq N-l) \\ x_{i+l-N} & (N-l-1 \leq i \leq N) \end{cases} \quad (11)$$

设 n 为多径延迟的码片数, 当 $1 \leq n \leq N-1$ 时, 其相关函数可以表示为

$$\begin{aligned} R(s) &= R_{z_c}(s) + R_{z_p}(s) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-n} z_i z_{i+s} + \frac{1}{N} \sum_{i=N-n+1}^N z_i p_{i+s} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-n} x_{i+k} x_{i+k+s} \\ &\quad + \frac{1}{N} \sum_{i=N-n+1}^N x_{i+k} x_{i+l+s}, \end{aligned} \quad (12)$$

上式中的相关函数可以表示成两部分相关函数和的形式. 当 $n \geq N$ 时, 设

$$q_i = \begin{cases} x_{i+u} & (1 \leq i \leq N-u) \\ x_{i+u-N} & (N-u-1 \leq i \leq N) \end{cases}, \quad (13)$$

其相关函数可以表示为

$$\begin{aligned} R(s) &= R_{z_q}(s) + R_{z_p}(s) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-n} z_i q_{i+s} + \frac{1}{N} \sum_{i=N-n+1}^N z_i p_{i+s} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-n} x_{i+k} x_{i+u+s} \\ &\quad + \frac{1}{N} \sum_{i=N-n+1}^N x_{i+k} x_{i+l+s}. \end{aligned} \quad (14)$$

上式中的函数也可以表示为部分相关函数和的形式, 当 $u = k$ 时, (14) 式可以表示成 (13) 式的形式. 下面将讨论多径对其他通道的影响. 设

$$w_i = \begin{cases} y_{i+u} & (1 \leq i \leq N-u) \\ y_{i+u-N} & (N-u-1 \leq i \leq N) \end{cases}. \quad (15)$$

多径对其他通道影响的相关函数可以表示为

$$\begin{aligned} R(s) &= R_{z_m}(s) + R_{z_w}(s) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-n} z_i m_{i+s} + \frac{1}{N} \sum_{i=N-n+1}^N z_i w_{i+s} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-n} x_{i+k} y_{i+l+s} \\ &\quad + \frac{1}{N} \sum_{i=N-n+1}^N x_{i+k} y_{i+u+s}. \end{aligned} \quad (16)$$

可以看出, (7), (10), (12), (14), (16) 式分别由自相关函数、互相关函数、部分自相关函数的和以及及部分互相关函数的和所表示, 它们决定着正交 CSK 系统的性能.

3 仿真分析

首先通过仿真来展现 (7), (10), (12), (14) 式所示相关函数的性能, 这里以码长 31 的 m 序列为例. (7) 式和 (10) 式所示的自相关和互相关函数如图 2 所示.

图 2 直观地表现了 (7) 式和 (10) 式的结果, 展示了 m 序列良好的自相关特性和三值互相关特性. 图 2(a) 体现了 AWGN 信道下检测码相位信息时旁瓣对主瓣的影响, 而图 2(b) 则反映了 AWGN 信道下不同通道间直达信号的干扰. 这项干扰仅存在于双通道 CSK 中, 正交 CSK 使用正交载波抵消了这项干扰.

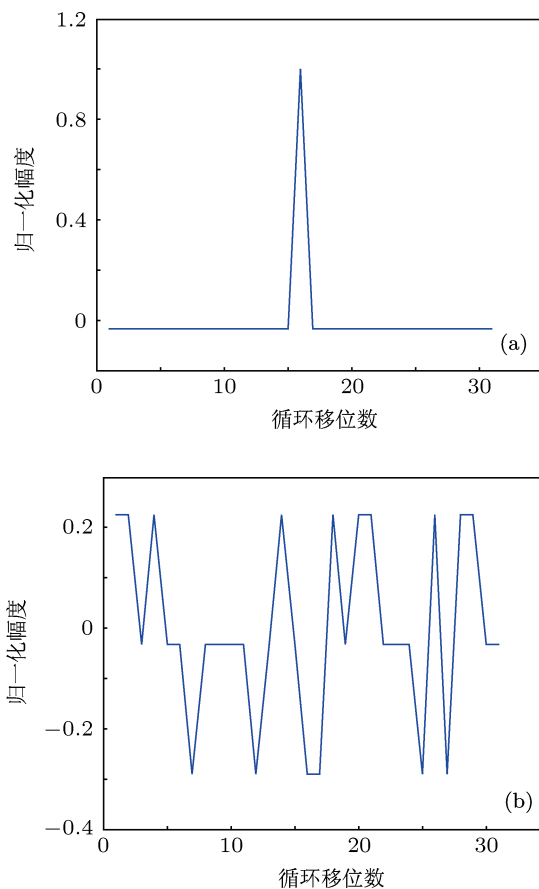


图 2 (a) 自相关函数曲线; (b) 互相关函数曲线

对于延时码片 $1 \leq n \leq N-1$ 的情况下多径对本通道主径的影响, (12) 式在不同延时码片、不同

循环移位 z 序列和 p 序列的情况下,可以得到如图 3 所示的最大归一化输出幅值和由归一化幅值得到的方差.

可以认为,多径在延时码片 $1 \leq n \leq N-1$ 的情况下对主径的影响是主要的影响,不同延时码片的归一化最大值体现了多径对本通道主径的最坏影响.由图 3(a)可以看出,随着延时码片数的增加,最大输出不断地减少.这说明,多径对本通道主径的最坏影响随着延时码片的增加而减少.

不同延时码片的归一化方差也体现了多径对本通道主径的影响,由图 3(b)可以看出,随着延时码片数的增加,方差逐渐减少.其最大值和最小值相差 4 倍左右.图 3(b)和 3(a)的曲线趋势一致,这也说明了多径对本通道主径的影响随着延时码片的增加而减少.

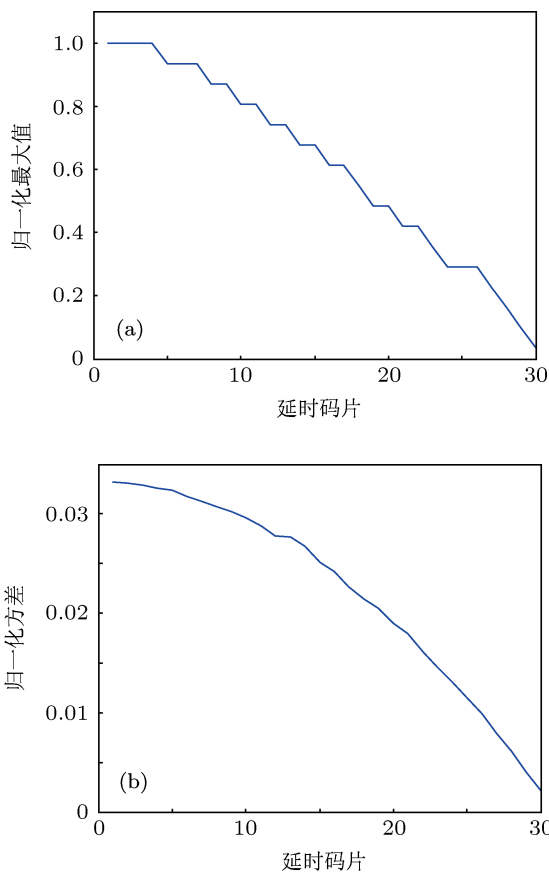


图 3 (a) 归一化最大值输出; (b) 归一化方差输出

下面来研究多径延时码片 $N < n$ 的情况, (14) 式在不同延时码片,不同循环移位 z 序列、 q 序列和 p 序列的条件下,得到归一化的输出幅值.由于其数量较大,最大输出值均为 1.其归一化方差输出如图 4 所示.

图 4 所示的方差输出体现了延时码片 $N < n$ 的情况下多径对本通道主径的影响,图中横轴所示的延时码片是 z 对 q 的延时.可以看出,其归一化方差首先随着延时码片的增加而减少,然后又随着延时码片的增加而增加,整个曲线成 U 形.但是其波动范围较小,在 5% 以内.所以,在延时码片大于 N 的情况下多径对本通道主径的干扰随延时码片的变化较小.

上述已经仿真分析了正交 CSK 的每符号积分输出的主要影响,下面讨论正交 CSK 的误码率性能.首先对正交 CSK 的一般规律进行研究,通过与同等码长传统 DSSS 和 CSK 的比较,得到其一般规律.图 5 为水声衰落信道冲激响应.

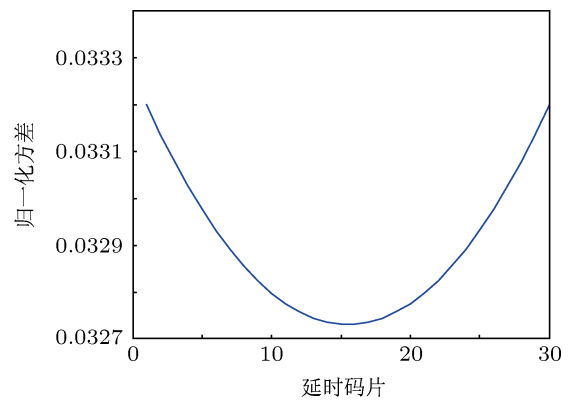


图 4 归一化方差输出

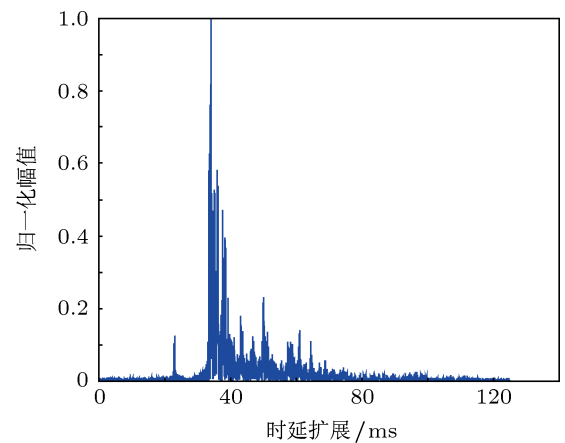


图 5 水声衰落信道冲激响应

仿真条件均为码长 31, 采样率 48 K, 带宽 6—10 kHz, 其误码率曲线比较如图 6 所示.

从图 6 可以看出,无论是 AWGN 信道还是水声 (UWA) 信道,在同等的码长下, DSSS 的抗噪声能力都好于 CSK, CSK 方式好于正交 CSK, 此

时 DSSS 的通信速率为 64.5 bps, CSK 的通信速率为 258.1 bps, 正交 CSK 的通信速率为 580.6 bps. 它们的抗噪声能力恰好与通信速率成反比.

以上对同等码长不同通信方式的一般规律给出了仿真分析, 下面对同等通信速率的情况进行比较, 使用 CSK 和改进的双通道 CSK 方案作为参考, 对码长为 7 的 CSK、码长为 31 的双通道 CSK 和正交 CSK 进行仿真对比, 采样率为 48 K, 带宽为 6—10 kHz. 其中 CSK 的通信速率为 571.4 bps, 双通道 CSK 和正交 CSK 的通信速率为 580.6 bps, 频谱效率为 $0.145 \text{ bit/s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$. 这三种通信方式在 AWGN 信道和 UWA 信道的表现如图 7 所示.

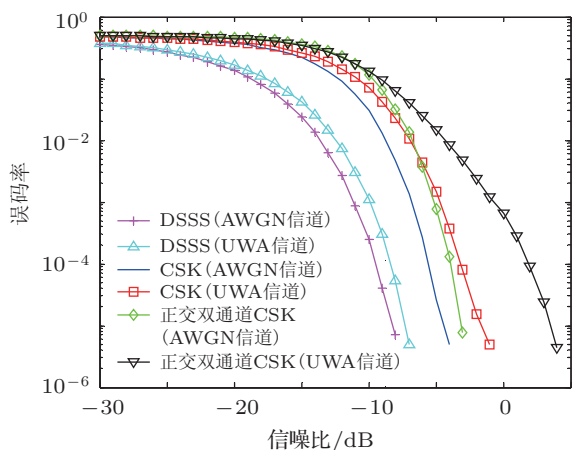


图 6 同等码长不同通信方式的误码率比较

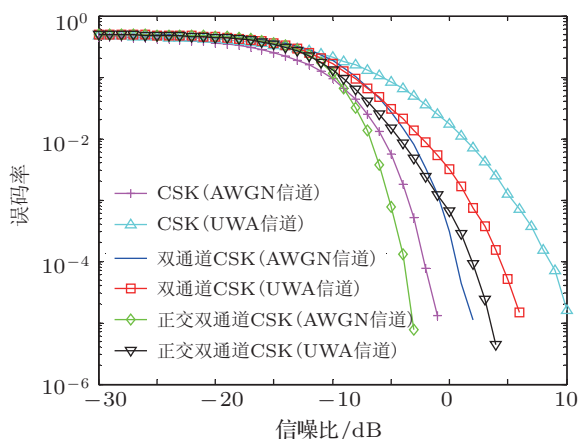


图 7 同等通信速率不同通信方式误码率比较

从图 7 可以看出, 在 AWGN 信道下, 正交 CSK 的抗噪声能力好于 CSK, CSK 好于双通道 CSK. 在 UWA 信道下, 正交 CSK 好于双通道 CSK, 双通道 CSK 好于 CSK. 正交 CSK 在通信速率大于等于另

外两种方式的情况下, 抗噪声能力都要好于另外两者. 可以得到这样的结论: 正交 CSK 的性能要优于改进的双通道 CSK 和 CSK.

4 实验验证

以上通过仿真验证了正交 CSK 在 AWGN 信道和 UWA 信道下的性能, 下面在同样的条件下通过比较性实验来验证仿真的结果. 实验于 2012 年 6 月在哈尔滨工程大学信道水池进行, 该水池有效长度 45 m, 深 5 m, 宽 6 m. 四周布满消声尖劈, 池底为沙底, 接收水听器与发射换能器均无指向性, 发射换能器放置深度为 2 m, 接收水听器深度为 2.5 m,

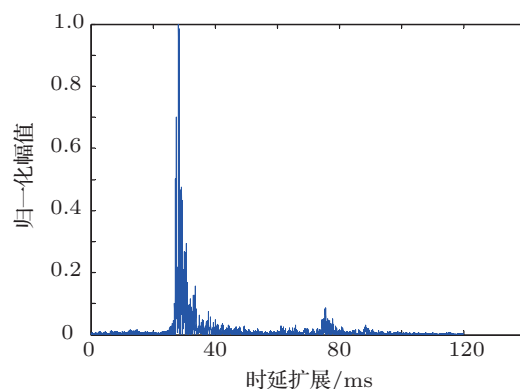


图 8 实测水池信道冲激响应

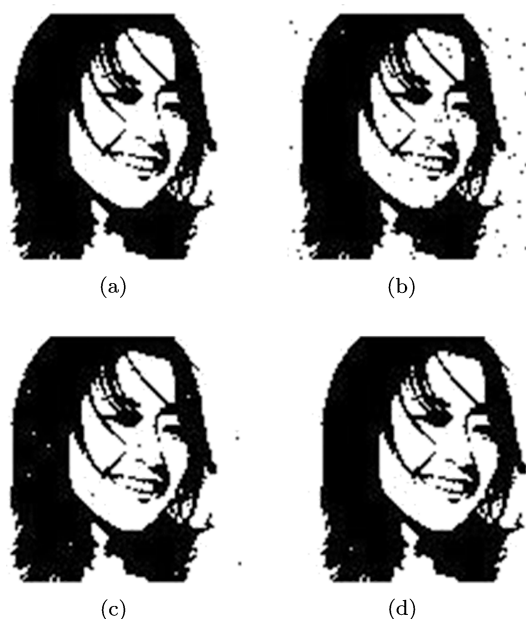


图 9 实验发射与接收图像 (a) 原始图像; (b) CSK 接收图像 (误码率 0.59%); (c) 双通道 CSK 接收图像 (误码率 0.14%); (d) 正交 CSK 接收图像 (误码率 0.04%)

都位于水池中央位置, 其水平距离为 9 m, 实验参数与上述仿真参数完全相同. 数据的传输量为 10.8 kbits. 为了更直观地展现误码率性能, 本实验通过交织, 采用分帧的方式传输二进制黑白图像. 测得的水池信道冲激响应如图 8 所示. 实验的发送和接收图像如图 9.

从图 9 可以看出, 正交 CSK 的效果最好, 误码率最低, 双通道 CSK 的效果次之, CSK 通信方式的效果最差. 这首先体现了通过改进的双通道方式减少冗余信息, 提高系统性能是有意义的; 其次说明使用正交载波来减少两通道间干扰是有效的. 通过实验, 可以得到这样的结论: 正交 CSK 的性能要优

于改进的双通道 CSK 和 CSK.

5 结论

本文提出了正交 CSK 水声通信系统, 不仅通过双通道传输提高了通信速率, 使用正交载波减少了通道间干扰, 而且还在一个符号周期内提高了码元相位信息的利用率. 正交 CSK 充分利用了扩频序列的优良自相关和互相关特性. 通过公式推导、仿真分析和实验研究, 验证了正交 CSK 的优越性能, 并实现了在 10^4 bits 数据量, 4 kHz 带宽, 580.6 bps 通信速率下 10^{-4} 量级误码率的有效传输.

-
- [1] Kilfoyle D B, Baggerroer A B 2000 *IEEE J. Ocean Eng.* **25** 1
 - [2] Catipovic J A 1990 *IEEE J. Ocean Eng.* **15** 205
 - [3] Stojanovic M, Preisig J 2009 *IEEE Commun. Mag.* **47** 84
 - [4] Jamshidi A 2011 *IET Commun.* **5** 456
 - [5] Tsai Y R, Li X S 2007 *IEEE Trans. Commun.* **55** 1242
 - [6] Tsai Y R 2009 *IEEE Trans. Commun.* **57** 3220
 - [7] 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]
 - [8] 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, 慧娟 2007 物理学报 **56** 5915]
 - [9] Xiao P, Strom E G 2005 *IEEE Trans. Veh. Technol.* **54** 1400
 - [10] Hong E K, Kim K J, Whang K C 1996 *IEEE Trans. Veh. Technol.* **45** 57
 - [11] Jalloul L M A, Holzman J M 1994 *IEEE J. Sel. Areas Commun.* **12** 862

Orthogonal code shift keying spread spectrum underwater acoustic communication *

Yu Yang[†] Zhou Feng Qiao Gang

(National Laboratory of Underwater Acoustic Technology, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

(Received 1 August 2012; revised manuscript received 19 September 2012)

Abstract

Code shift keying (CSK) is generally used to overcome the spreading gain versus data rate limitation in underwater acoustic (UWA) communication as generalized M-ary spread spectrum technology. In addition, the concept of orthogonal CSK is introduced into the UWA communication to achieve higher rate, mitigate crosstalk from the other thoroughfare and utilize the redundant information of CSK adequately. In this paper, we propose a new scheme employing orthogonal double thoroughfare CSK spread spectrum UWA communication with utilizing code phase information combined. First, each symbol integration output form of the proposed method is deduced. Furthermore, the property of orthogonal CSK is analyzed and its bit error rate is investigated as compared with conventional CSK and double thoroughfare CSK via simulation. Finally, the validity of simulation comparison is verified in experiment. 580.6 bps data rate of the proposed communication scheme is realized in 10^4 bit volume and 4 kHz bandwidth efficiently. It is shown that the proposed method provides significantly improved communication performance through formula, simulation and test.

Keywords: underwater acoustic communication, spread spectrum, orthogonal, code shift keying

PACS: 43.30.+m

DOI: 10.7498/aps.62.064302

* Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China (Grant No. 2009AA093601-2), the National Defense Basic Research of China (Grant No. B2420110007), and the Underwater Acoustic Technology Laboratory Foundation, China (Grant No. 9140C200801110C2004).

[†] Corresponding author. E-mail: yuyang516@163.com