

doi: 10.12068/j.issn.1005-3026.2019.11.006

基于压缩感知的水声传感网络通信方法

刘敬浩¹, 董丽双¹, 付晓梅^{1,2}

(1. 天津大学 电气自动化与信息工程学院, 天津 300072; 2. 天津大学 海洋科学与技术学院, 天津 300072)

摘 要: 现有研究主要针对单个传感器节点发送数据的情形,传输效率不高,而多个传感器节点同时发送数据,可以提高传输效率,但存在用户数据之间的干扰.将压缩感知应用于水声传感网络中,提出一种可实现多节点同时传输数据的大容量协作通信方法,利用传感器节点数据的稀疏特性,将多个源节点数据同时传输等效为压缩感知中的测量过程,证明了多节点并发传输过程的传输特性可以满足压缩感知中的测量矩阵的约束等距性要求.目的节点通过重构算法,可以恢复多个并发传感器节点的数据.

关 键 词: 水声传感网络;水声通信;压缩感知;重构算法;大容量

中图分类号: TN 929.3 文献标志码: A 文章编号: 1005-3026(2019)11-1549-06

Communication Method of Underwater Acoustic Sensor Network Based on Compressed Sensing

LIU Jing-hao¹, DONG Li-shuang¹, FU Xiao-mei^{1,2}

(1. School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China; 2. School of Marine Science and Technology, Tianjin University, Tianjin 300072, China. Corresponding author: FU Xiao-mei, E-mail: fuxiaomei@tju.edu.cn)

Abstract: Current research mainly focuses on the case that a single sensor node sends data, and the transmission efficiency is low. Using multiple sensor nodes to send data at the same time can improve the transmission efficiency, but there is interference between user's data. Compressed sensing (CS) theory is applied to underwater acoustic sensor networks. A large-capacity cooperative communication method was proposed to realize simultaneous transmission of data by multiple nodes. Using the sparse characteristics of sensor nodes, simultaneous transmission of data from multiple source nodes is equivalent to the measurement process in CS. It is proved that the transmission characteristics of multiple nodes can satisfy the restricted isometry property (RIP) in the CS theory. The destination node can recover the data of multiple concurrent sensor nodes by the reconstruction algorithm.

Key words: underwater acoustic sensor network; underwater acoustic communication; compressed sensing (CS); reconstruction algorithm; large-capacity

水声传感网络在海洋数据收集、海洋污染监测、水下目标跟踪等方面具有广泛应用.水声通信具有传输损耗大、传输时延大、多径效应显著和有效传输带宽窄等特性^[1-2],导致系统容量不高.协作通信技术,可以使配备单天线的移动节点共享节点之间的天线,所以节点之间可以形成虚拟的多输入多输出 (multiple input multiple output, MIMO) 系统来获得分集增益,进一步提高系统的

容量^[3].

近年来,水声传感网络也越来越多地采用协作通信技术提高容量,研究主要分为中继选择方法和协作机制这两类方向.在中继选择方法方面,文献[4]以信道容量最大化为目标,研究性能最优的中继选择算法.文献[5]将机器学习决策理论应用到了水下中继选择中,源节点选中并奖励网络吞吐量最大的中继节点参与协作.文献[6]

提出了一种多用户选择中继冲突情形下的协作通信策略,使用机器学习方法中的稳定匹配理论和回退计时器,设计了一种能够避免多用户冲突的中继选择算法.该方法避免了同一个中继为多个源节点服务的策略.对于协作机制的研究,文献[7]提出了一种异步水下协作通信方案,源节点分别发送奇数帧和偶数帧,不需要与其他节点保持同步,实现了两跳协作通信中的异步传输,提高了系统整体的传输效率.文献[8]设计了考虑水下各个节点处不同的环境噪声的最优中继选择算法.文献[9]结合节点功率消耗问题,设计了一种协作通信系统的源节点与中继节点的联合功率资源分配方案,有效提高了系统的性能,并降低了系统功耗.

上述研究中,主要还是围绕单个传感器节点发送数据的情形,传输效率不高,采用多个传感器节点同时同频发送数据,可以提高传输效率,但是存在用户数据之间的干扰,所以多个传感器节点同时发送数据这个问题的研究鲜有报道.

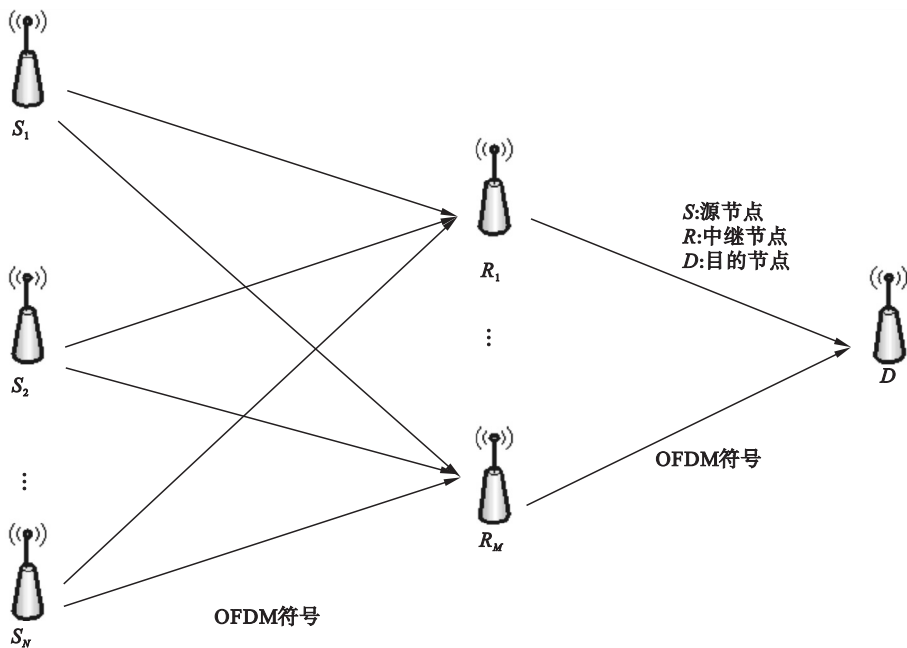
本文基于压缩感知理论,针对多个传感器同时发送数据的问题,提出一种多传感器节点同时发送数据的大容量通信方法.压缩感知(compressive sensing, CS)理论是一种将采样和压缩同时进行的低采样率方法^[10],接收端通过合适的重构算法恢复出原始信号.本文将多个源节点数据传输过程等效为测量过程(压缩过程),证

明了多源多中继的传输特性可以满足压缩感知理论中的测量矩阵的约束等距性(restricted isometry property, RIP)要求.接收端可以高概率重构多个同时发送的传感器节点的数据.最后仿真验证了所提方法可以有效提高系统容量.

1 传输模型

1.1 传输模式

本文研究的系统模型是两跳协作通信系统,系统模型如图 1 所示,假设由 N 个传感器(源节点), M 个中继节点, 1 个目的节点构成,中继节点选择放大转发模式(amplify-and-forward, AF).将通信过程划分为两个时隙:在第一个时隙,源节点发送数据;第二个时隙,中继放大转发接收到的数据给目的节点.因为传感器网络中只有少量传感器节点需要发送数据,大部分节点是静默状态,所以第一时隙源节点发送数据是稀疏的.稀疏的源节点同时广播要发送的信号给中继节点.在第二时隙,中继节点将接收到的信号放大转发给目的节点.因为中继节点的数目小于源节点的数目,中继节点收到的数据等效为稀疏信号被压缩后的数据,实现了将高维信号映射到一个低维空间传输的目的.在目的节点,将这些中继节点转发来的数据,通过重构算法恢复传感器节点的数据.



设源端发送的信号是稀疏度为 K 的稀疏信号 X ,根据压缩感知理论的稀疏表示 $X = \Psi \cdot S$, X

是源节点实际发送的信号, \mathbf{S} 是在稀疏域内对 \mathbf{X} 的稀疏表示, 因为此时源节点发送的信号是稀疏信号, 因此稀疏矩阵 Ψ 等效为一单位矩阵. 为了保证目的节点可以重构原始信号, CS 中的测量矩阵 Φ 必须与稀疏基矩阵 Ψ 不相关^[11]. 系统中所有 K 个活跃节点发送 OFDM 符号^[12]. 源节点与中继节点, 中继节点与目的节点之间的信道分别记为 $\mathbf{H}_{sr} \in \mathbf{C}^{M \times N}$, $\mathbf{H}_{rd} \in \mathbf{C}^{M \times M}$, \mathbf{C} 表示复数.

本文研究中继选择 AF 模式, 中继节点只需要将接收到的信号进行放大, 再转发给目的节点. 信号具体传输过程如下所述:

在第一时隙, 所有的活跃源节点同时向中继节点广播发送信号, 则中继节点接收到的信号可以表示为

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & A_{22} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & A_{MM} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} c_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & c_{22} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & c_{MM} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{r1} \\ n_{r2} \\ \vdots \\ n_{rM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{d1} \\ n_{d2} \\ \vdots \\ n_{dM} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

其中: n_d 为目的节点处的均值为零的加性高斯白噪声; \mathbf{H}_{rd} 为中继节点与目的节点之间的水声信道; \mathbf{A} 为放大转发矩阵, $\mathbf{A} = \beta \cdot \mathbf{I}$, 其中 \mathbf{I} 为 $M \times M$ 的单位矩阵, β 为放大转发系数, 可由式(4)得到

$$\beta = \sqrt{\frac{1/M \cdot P_r}{P_s E(\|h_{sr}\|^2) + N_0}}. \quad (4)$$

其中: P_s, P_r 分别为源节点和中继节点的总的发送功率; N_0 为噪声功率; h_{sr} 是 \mathbf{H}_{sr} 矩阵中的元素; $1/M$ 表示中继节点的转发功率分配方式为平均分配, 即每个中继节点被分配以相同的功率进行信号转发.

源节点与中继节点之间的信道传输矩阵可以表示为

$$\mathbf{H}_{sr} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

其中, h_{MN} 代表第 M 个中继节点与第 N 个源节点之间的信道.

中继节点与目的节点之间的信道传输矩阵可以表示为

$$\mathbf{H}_{rd} = \begin{bmatrix} c_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & c_{22} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & c_{MM} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

其中, c_{MM} 代表第 M 个中继节点与目的节点之间的信道.

$$\mathbf{Y}_r = \mathbf{H}_{sr} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{n}_r. \quad (1)$$

其中: n_r 为 $M \times 1$ 维度的中继节点处的加性高斯白噪声, 其均值为零; \mathbf{H}_{sr} 为源节点与中继节点之间的水声信道; \mathbf{X} 为源节点发送的信号向量, 用矩阵表示为 $\mathbf{X} = (x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_N)^T$, x_N 为源节点发送的 OFDM 符号, 假设符号长度为 k , 因此 \mathbf{X} 为 $N \times k$ 维度的发送信号矩阵.

在第二时隙, 中继节点将接收到的信号直接进行放大转发, 转发给目的节点, 则目的节点接收到的信号可以表示为

$$\mathbf{Y}_d = \mathbf{A} \cdot \mathbf{H}_{rd} \cdot \mathbf{Y}_r + \mathbf{n}_d = \mathbf{A} \cdot \mathbf{H}_{rd} \cdot (\mathbf{H}_{sr} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{n}_r) + \mathbf{n}_d. \quad (2)$$

用矩阵形式表示为

1.2 水声信道模型

1.2.1 信道衰落模型

水声信道的大尺度信号衰落与信号发射频率 f 和信号传输距离 l 均有关, 设信道衰落参数为 A_f :

$$A_f(l, f) = l^\delta [a(f)]^l. \quad (7)$$

其中: δ 是路径损耗指数^[13]; $a(f)$ 是信号吸收系数^[14].

$$a(f) = \frac{0.11f^2}{1+f^2} + \frac{44f^2}{4100+f^2} + 2.75 \times 10^{-4}f^2 + 0.003. \quad (8)$$

1.2.2 信道多径模型

水声信道由于海底不平、海浪波动等因素, 多径效应显著. 在多径信道模型中, 令 l_p 代表第 p 条路径的长度, 浅海中的声速可以看作 $v = 1500$ m/s, 因此多径时延可以表示为 $\tau_p = l_p/v$. 第 p 条路径的频域响应为

$$H_p(f) = \frac{\Gamma_p}{\sqrt{A_f(l_p, f)}}. \quad (9)$$

其中, $A_f(l_p, f)$ 表示第 p 条路径的吸收系数^[15], 其时域信道冲激响应为

$$h(t) = \sum_p h_p(t - \tau_p). \quad (10)$$

在信号传输过程中, 假设噪声为均值等于零的复高斯随机噪声^[16].

1.3 测量矩阵

设传感器节点数据为稀疏信号, 根据式 $\mathbf{X} = \Psi \cdot \mathbf{S}$ 中的稀疏基矩阵 Ψ 等效为一单位矩阵. 信道

传输矩阵 \mathbf{H}_{sr} 和 \mathbf{H}_{rd} 中的每一个元素均为水声信道,水声信道是时变的,具有频率依赖性衰落特性的多径信道,因此 \mathbf{H}_{sr} 与稀疏基矩阵 Ψ 不相关,因此满足 RIP 准则。 \mathbf{H}_{rd} 和 \mathbf{A} 均为对角矩阵,所以它们的行向量不能通过稀疏基矩阵 Ψ 的列向量表示,因此也满足 RIP 准则。

将式(2)改写为

$$\mathbf{Y}_d = \Phi \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{A} \cdot \mathbf{H}_{\text{rd}} \cdot \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_d). \quad (11)$$

其中: $\Phi = \mathbf{A} \cdot \mathbf{H}_{\text{rd}} \cdot \mathbf{H}_{\text{sr}}$, 由于 \mathbf{A} , \mathbf{H}_{rd} 和 \mathbf{H}_{sr} 与 Ψ 均不相关,所以三者的乘积与 Ψ 同样不相关,符合作为 CS 中的测量矩阵的条件,因此满足 RIP 准则,可以作为测量矩阵。

1.4 信号重构

压缩感知将信号压缩后,在接收端,要进行相应的重构。现阶段 CS 的重构算法可分为针对组合优化问题的贪婪迭代算法、将非凸优化问题转化为凸优化问题得到信号逼近的凸优化算法或最优逼近算法,考虑信号时间相关性的基于贝叶斯框架的重构算法以及其他重构算法。

由于水下通信的环境噪声较多,而在压缩感知重构算法中, BP(basis pursuit) 算法具有有效对抗噪声的特性,因此,本文利用 BP 算法进行信号的重构。

BP 算法是在信号处理中使用的一种对已知系数稀疏化的手段,将优化问题中的 l_0 范数转化为 l_1 范数的求解。本文可以利用目的节点接收到的 \mathbf{Y}_d 恢复源节点发送的 \mathbf{X} , 即解决下面的凸优化问题 $\min \|\mathbf{X}'\|_{l_1}$, s. t. $\|\mathbf{Y}_d - \Phi \mathbf{X}'\|_{l_2} \leq \varepsilon$, ε 表示总噪声幅度的上界值, \mathbf{X}' 表示重构后的信号。如果上式成立,则源节点发送的信号可以被重构。

2 系统性能分析

2.1 相对重构误差

通过合理重构算法可以高概率的恢复原始信号,本文采用 BP 算法。BP 算法的主要思想是将一个非凸优化的问题转化为凸优化问题,来求解信号的最优解。假设重构得到的信号为 \mathbf{X}' , 用原始信号与重构信号之间的欧氏距离表示相对重构误差:

$$\text{error} = E \left[\frac{\|\mathbf{X} - \mathbf{X}'\|^2}{\|\mathbf{X}\|^2} \right]. \quad (12)$$

根据重构误差的大小,可以表示重构的精度,评价重构算法的性能。

2.2 信道容量

源节点与中继节点之间的信道维度为 $M \times$

N , 为了更方便地计算信道容量,采用奇异值分解的方法,将此 $M \times N$ 的信道分解成为 M 个并行信道,所以将式(2)改写为

$$\mathbf{Y}_d = \mathbf{A} \cdot \mathbf{H}_{\text{rd}} \cdot (\mathbf{U} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{V}^T \cdot \mathbf{X} + \mathbf{n}_r) + \mathbf{n}_d. \quad (13)$$

其中: \mathbf{U}, \mathbf{V} 是酉矩阵; $(\cdot)^T$ 为矩阵的共轭转置; \mathbf{A} 是一个对角矩阵,对应 $\mathbf{H}_{\text{sr}} \cdot \mathbf{H}_{\text{sr}}^T$ 矩阵的特征值的均方根; \mathbf{n}_r 是中继节点处的噪声向量; \mathbf{n}_d 是目的节点处的噪声向量。进一步改写(13)可以得到

$$\mathbf{Y}_d = \mathbf{A} \cdot \mathbf{H}_{\text{rd}} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{A} \cdot \mathbf{H}_{\text{rd}} \cdot \mathbf{U}^T \cdot \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_d. \quad (14)$$

从式(14)中可以得到信号功率矩阵和噪声功率矩阵表达式:

$$\begin{aligned} P_{\text{signal}} &= E[(\mathbf{A} \cdot \mathbf{H}_{\text{rd}} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{X})(\mathbf{A} \cdot \mathbf{H}_{\text{rd}} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{X})^T] = \\ &P_s / N \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{H}_{\text{rd}} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{A}^T \mathbf{H}_{\text{rd}}^T \mathbf{A}^T, \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} P_{\text{noise}} &= E[(\mathbf{A} \cdot \mathbf{H}_{\text{rd}} \cdot \mathbf{U}^T \cdot \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_d)(\mathbf{A} \cdot \mathbf{H}_{\text{rd}} \cdot \mathbf{U}^T \cdot \mathbf{n}_r + \\ &\mathbf{n}_d)^T] = \sigma_r^2 + \sigma_d^2 \cdot \mathbf{I} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{H}_{\text{rd}} \cdot \mathbf{H}_{\text{rd}}^T \cdot \mathbf{A}^T. \end{aligned} \quad (16)$$

因此经过奇异值分解,得到第 i 个并行信道的信号功率和噪声功率,表达式分别为

$$P_{\text{signal}_i} = P_s / N \cdot (1/M) \cdot \Lambda_i^2 \cdot |H_i|^2 \cdot \Lambda_i^2, \quad (17)$$

$$P_{\text{noise}_i} = \sigma_r^2 + \sigma_d^2 \cdot (1/M) \cdot \Lambda_i^2 \cdot |H_i|^2. \quad (18)$$

其中: P_s 是源节点总的发送功率; σ_r^2 和 σ_d^2 分别为中继节点处和目的节点处的噪声功率; \mathbf{I} 为 $M \times M$ 维度的单位矩阵; Λ_i 为 \mathbf{A} 对角矩阵中的第 i 个元素; H_i 和 A_i 为第 i 个并行信道以及放大系数。式(17)和式(18)得到了奇异值分解后的第 i 个并行信道的信道容量,所以,根据香农定理,可以得到系统总的信道容量:

$$\begin{aligned} C &= \sum_{i=1}^M \frac{1}{2} \ln(1 + \frac{P_{\text{signal}_i}}{P_{\text{noise}_i}}) = \\ &\sum_{i=1}^M \frac{1}{2} \ln(1 + \frac{P_s / N \cdot (1/M) \cdot \Lambda_i^2 \cdot |H_i|^2 \cdot \Lambda_i^2}{\sigma_r^2 + \sigma_d^2 \cdot (1/M) \Lambda_i^2 \cdot |H_i|^2}). \end{aligned} \quad (19)$$

由于函数 $f(x) = \ln x$ 是定义域内是凸函数,即满足

$$\frac{f(x_1) + f(x_2) + \dots + f(x_m)}{m} \leq f(\frac{x_1 + x_2 + \dots + x_m}{m}). \quad (20)$$

所以该函数在一个定义区间内具有最大值。因此由信道容量的表达式,可以得到本系统信道容量的上界值:

$$C = \sum_{i=1}^M \frac{1}{2} \ln(1 + \frac{P_{\text{signal}_i}}{P_{\text{noise}_i}}) \leq C_{\text{up}}. \quad (21)$$

其中, $C_{\text{up}} = \frac{M}{2} \ln(1 + \frac{\sum_{i=1}^M \frac{P_{\text{signal}_i}}{P_{\text{noise}_i}}}{M})$, 即为信道容量上界值,利用协作通信和压缩感知技术之后得到的系统信道容量不能超过这一理论最大值。对信

道容量的求解,使用了奇异值分解的方法将 $M \times N$ 维的信道矩阵分解为 M 个并行信道,所以时间计算复杂度为 $O(M)$.

3 仿真分析

假设源节点总的发射功率 P_s 为 $10^{-2}W$,中继节点总的转发功率 P_r 为 $10^{-1}W$,中继节点和目的节点处的噪声功率均为 $10^{-4}W$. 为了分析问题方便,本文将源节点和目的节点之间的距离归一化进行仿真分析,在所有的仿真实验中,OFDM 的基带调制方式为正交相位调制(QPSK).

图 2 为 BP 算法进行重构的相对重构误差曲线,从图中可以看出,随着中继数量的增加,相对重构误差明显减小,所以在一定范围内,中继数量越多,系统性能越好. 同样可以明显地看出,随着信号稀疏度的增加,整体的重构误差变大,所以如果希望能够重构原始信号,稀疏度不能很大. 例如,如果假设信号稀疏度为 5,那么只有中继个数大于 30 的时候,才能实现高概率的重构,当中继个数少于 30 时,重构误差将会很大,甚至不能重构. 所以,在稀疏度相同的条件下,系统中继个数的选择会影响系统性能.

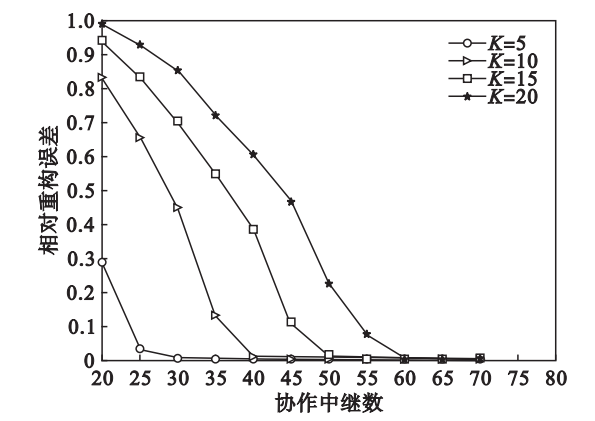


图 2 相对重构误差
Fig. 2 Relative reconstruction error

图 3 是稀疏度为 5,中继节点数目为 30,中继节点平均功率分配下的信道容量随着源节点与中继节点之间的距离变化的曲线. 根据先验知识,在两跳协作通信系统中,系统整体性能取决于两跳中信道条件比较差的一跳. 所以,当中继节点与源节点相距较近时,第二跳的信噪比(signal - to - noise ratio, SNR)会比第一跳差,所以系统性能取决于第二跳. 当中继节点逐渐靠近目的节点时,第二跳的信噪比变大,因此信道容量增大. 当中继节点不断靠近目的节点时,第一跳的信噪比会比第

二跳差,所以此时系统性能取决于第一跳,随着中继节点逐渐远离源节点,第一跳的信噪比变小,所以信道容量减小. 合理布置源节点、中继节点和目的节点之间的距离,也可以提高系统的性能.

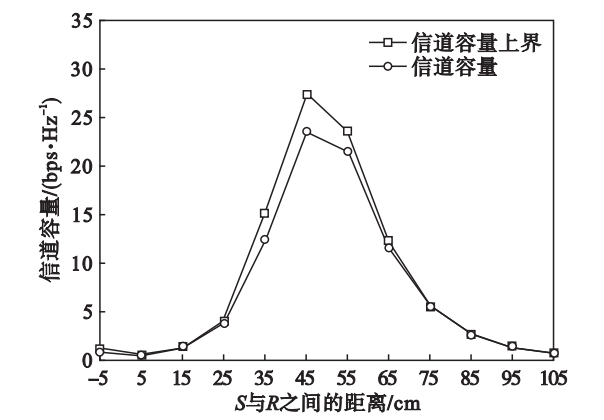


图 3 信道容量随源节点与中继节点距离的变化
Fig. 3 Channel capacity with the distance between the source nodes and the relay nodes

图 4 是源节点与中继节点和中继节点与目的节点之间的距离均为 0.5 m 的条件下信道容量随中继节点个数变化的曲线. 从图中可以看出,在中继节点的转发功率一定的条件下,在协作通信系统中,适当地增加中继节点的个数可以使更多的中继节点参与协作,获得分集增益,可以增加信道容量.

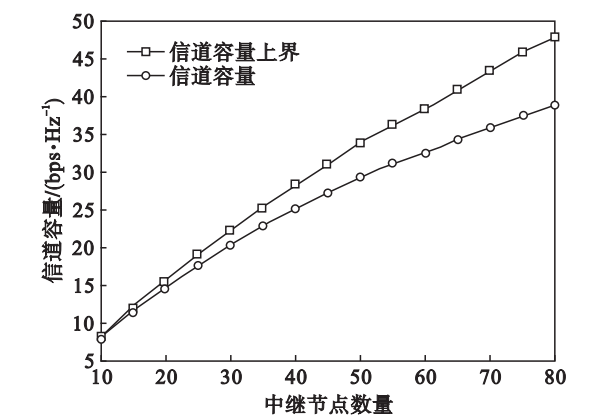


图 4 信道容量随中继节点个数的变化
Fig. 4 Channel capacity with the number of relay nodes

4 结 语

本文提出一种基于压缩感知理论的大容量水声传感网络通信方法. 利用传感器节点发送数据的稀疏性,每个节点发送 OFDM 符号,中继节点采用放大转发(AF)协作方式转发信号至目的节点. 证明了协作传输信道特性满足约束等距性质(RIP),可以将信道矩阵作为测量矩阵,体现了将

一个高维度的数据映射到一个低维空间数据传输的思路.在目的节点利用 BP 重构算法,可以高概率重构原始信号.计算机仿真实验得出了相对重构误差曲线和信道容量曲线,验证了该方案可以有效提升系统容量.

参考文献:

- [1] 冯晓宁,王卓,朱晓龙,等.多普勒辅助水下传感器网络时间同步机制研究[J].通信学报,2017,38(1):9-15.
(Feng Xiao-ning, Wang Zhuo, Zhu Xiao-long, et al. Doppler-assisted time synchronization mechanism for underwater sensor networks [J]. *Journal of Communications*, 2017, 38(1):9-15.)
- [2] 乔钢,刘淞佐,刘奇佩.水声通信网络协议、仿真与试验综述[J].水下无人系统学报,2017,25(3):151-160.
(Qiao Gang, Liu Song-zuo, Liu Qi-pei. Overview of underwater acoustic communication network protocols, simulation and experiments [J]. *Journal of Unmanned Underwater Systems*, 2017, 25(3):151-160.)
- [3] Varma U S H, Nikhil M V S, Manikanta G S S K, et al. Cooperative MIMO with relay selection for LTE advanced system[C]// International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies. Sasthancotta, 2017:1-6.
- [4] Doosti-Aref A, Ebrahimzadeh A. Adaptive relay selection and power allocation for OFDM cooperative underwater acoustic systems[J]. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 2017, 17(1):1-15.
- [5] Li X, Liu J, Yan L, et al. Relay selection in underwater acoustic cooperative networks; a contextual bandit approach [J]. *IEEE Communications Letters*, 2017, 21(2):382-385.
- [6] Li X, Liu J, Yan L, et al. Relay selection for underwater acoustic sensor networks; a multi-user multi-armed bandit formulation[J]. *IEEE Access*, 2018, 6(99):7839-7853.
- [7] Zhang J, Zhou X, Li T, et al. Asynchronous full rate cooperative transmission for underwater acoustic communication[C]// Ocean Acoustics. New York, 2016:1-6.
- [8] Khan A, Ejaz M, Javaid N, et al. EEORS: energy efficient optimal relay selection protocol for underwater WSNs[C]// International Conference on Network-Based Information Systems. Krakow, 2016:239-245.
- [9] Wang P, Zhang X, Song M. Power-efficient resource allocation for QoS provisioning in underwater MIMO-OFDM acoustic cooperative wireless networks[C]// GLOBECOM Workshops. Big Island, 2014:4674-4678.
- [10] Kutyniok G. Compressed sensing: theory and applications [J]. *Cambridge University Press*, 2012, 52(4):1289-1306.
- [11] Tillmann A M, Pfetsch M E. The computational complexity of the restricted isometry property, the nullspace property, and related concepts in compressed sensing [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2014, 60(2):1248-1259.
- [12] Sadeghi M, Elamassie M, Uysal M. Adaptive OFDM-based acoustic underwater transmission: system design and experimental verification [C]// Black Sea Conference on Communications and Networking. Odessa, 2018:1210-1216.
- [13] Wang P, Zhang X, Song M. Doppler compensation based optimal resource allocation for QoS guarantees in underwater MIMO-OFDM acoustic wireless relay networks [C]// Military Communications Conference. Mclean, 2014:521-526.
- [14] Cao R, Qu F, Yang L. Asynchronous amplify-and-forward relay communications for underwater acoustic networks[J]. *IET Communications*, 2016, 10(6):677-684.
- [15] Esmaili H, Jiang D. Review article: multicarrier communication for underwater acoustic channel [J]. *International Journal of Communications Network & System Sciences*, 2013, 6(8):361-376.
- [16] Stojanovic M, Preisig J. Underwater acoustic communication channels: Propagation models and statistical characterization [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2009, 47(1):84-89.