

高斯信源下多中继网络的分布式压缩转发系统与优化设计

徐大专 张瑞丹 许生凯

(南京航空航天大学电子信息工程学院, 南京, 211106)

摘要: 提出了一种模拟高斯信源通过多中继网络进行压缩转发的系统模型, 该系统模型可以描述实际中传感器受限于环境或成本, 只能进行简单的模拟信号发送, 而中继器能够进行复杂的分布式信源编码和信道编码的传感中继网络。本文提出了该系统的理论分析框架, 对传感器网络的分布式信源编码问题, 采用 CEO 理论建立多中继网络的率失真函数, 结合 Shannon 信道容量理论, 将传感器网络与数字通信网络建立联系。本文提出了系统的优化设计理论方法, 在总功率受限条件下, 在传感器网络和通信网络之间进行功率分配, 使信噪比性能达到最大。理论分析和仿真结果表明, 本文提出的方法比模拟中继转发系统在低信噪比区域抗干扰性能更好。在高信噪比区域, 随着总信噪比约束的增大, 可提高至 10 dB 以上。

关键词: 高斯信源; 压缩转发; 功率分配; 多中继网络; 放大转发

中图分类号: TN925 **文献标识码:** A

Compression Forward and Optimization of Multi-relay Networks for Gaussian Sources

Xu Dazhuan, Zhang Ruidan, Xu Shengkai

(College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 211106, China)

Abstract: A new relay quantization scheme based on Gaussian sources is proposed. This model is applicable for the following system, the sensor can only simply send analog signals, and relays can provide distributed source encoding and channel encoding, the microwave radars and acoustic radars, etc. A theoretical analysis framework of the system is presented. The rate distortion function of the sensor network is established using chief executive officer (CEO) theory, and then we use the Shannon channel capacity theory to establish the connection between the sensor network and the digital communication network. The optimization design method of the system is proposed. Power allocation between the sensor network and the communication network is achieved to make the SNR performance reach the maximum under the condition of total power constraint. Theoretical analysis and simulation results show that the performance of the proposed method is much better than that of the analog amplify and forward.

Key words: Gaussian sources; compression forward; power allocation; multi-relay network; amplify-and-forward

引言

无线中继技术能够有效地对抗信道衰落、扩大无线网络覆盖范围、提高系统容量、增加分集增益、提高信息的可靠性以及改善通信质量,且能广泛应用于各类无线通信系统。如卫星通信和微波中继通信系统就是经典的无线中继通信系统。移动通信中采用中继站扩大信号覆盖范围,提高系统的容量,现已成为移动通信系统的关键技术。此外,无线传感器网络在军情侦察、环境监控、智能家居以及医疗健康状况的检测和监控等方面的普及和广泛应用使得对模拟中继网络的研究具有越来越重要的意义。目前的中继网络研究主要以数字中继网络为主。传统的数字中继转发策略主要有:(1)放大转发^[1-4],中继节点将接收到的信源信号先进行功率放大,然后再转发到目的节点;(2)译码转发^[5-6],中继节点将接收到的信号先进行解调并译码恢复出原始信息,再用一定的编码方式重新编码,发送到目的节点;(3)编码转发^[7-8],在编码协作模式下,将码字分成两部分,源节点信息在码字的第1部分传输给中继节点和目的节点,校验位在码字的第2部分通过源节点或者中继节点传输,通过事先确定好的编码方案进行协作,实现信源与目的节点之间信息的传输。目前,针对模拟信号在多重中继网络传输中的工作很少,关于传感器网络中分布式信源编码的 CEO 问题^[9]只研究了中继进行分布式压缩编码之后的率失真区域和码率问题,没有对整个传感通信网络的传输性能进行研究和设计。本文提出了一种模拟高斯信源通过多重中继网络进行压缩转发的系统模型,该系统由信源到多重中继网络的传感器网络和多重中继器到目的用户的通信网络两部分组成。本文的多中继压缩转发系统与传统的中继转发系统不同在于,首先信源发送的是模拟信号,而不是数字信号;其次,在中继器进行模拟信源的分布压缩编码,并进行数字传输。最后,由于传输的是模拟信号,因此,系统性能评价指标是信噪比,而不是数字通信系统中的误码率。该系统模型可以描述实际中传感器受限于环境或成本,只能进行简单的模拟信号发送,而中继器能够进行复杂的分布式信源编码和信道编码的传感中继网络。微波雷达和声波雷达等探测型传感器只能得到经过噪声污染后的模拟回波信号,也可以适用于本系统模型。本文进一步提出了该系统的理论分析框架。对传感器网络的分布式信源编码问题,采用 CEO 理论建立多重中继网络的率失真函数,结合 Shannon 信道容量理论,将传感器网络与数字通信网络建立联系。在对系统进行理论分析的基础上,提出了系统的优化设计理论方法。

1 系统模型

1.1 放大转发系统模型

传统的多重中继网络放大转发系统模型如图 1 所示,信源 S 处发送的信号为模拟信号,信源与接收端之间无直接传输信道,通过 L 个中继节点 $R_i (i=1, 2, \dots, L)$ 将接收到的模拟信号直接进行放大处理后转发到目的节点,实现信源与目的节点 D 之间的通信。其中,考虑信源 S 处的发送信号 $x(t)$ 为高斯信源,服从 $N(0, \sigma_x^2)$ 分布,假设信源、中继和目的节点之间的信道均为加性高斯白噪声 (Additive white gaussian noise, AWGN) 信道,即假设信道衰减因子为 1,各个中继节点处以及接收端处的接收噪声独立同分布,所有噪声均为高斯白噪声,服从 $N(0, \sigma_n^2)$ 分布。信源节点 S 将信号 $x(t)$ 发送出去,经 AWGN 信道传输,第 i 个中继节点接收到的信号为

$$y_i(t) = x(t) + n_i(t) \quad i = 1, 2, \dots, L \quad (1)$$

式中: $n_i(t)$ 为第 i 个中继节点处的高斯白噪声,中继接收功率 $P_x = \sigma_x^2$,中继节点将接收到的信号 $y_i(t)$ 进行放大处理,再发送到目的节点 D ,令功率放大因子为

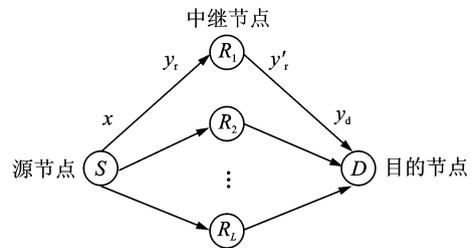


图 1 多重中继网络放大转发系统模型

Fig. 1 Model of amplify and forward system in multiple relay network

$$\beta = \sqrt{\frac{P_r}{P_x + \sigma_n^2}} \quad (2)$$

经中继放大后, 不考虑信道衰减, 接收端收到来自第 i 个中继节点的信号为

$$y_{d_i}(t) = \beta y_{r_i}(t) + n_{d_i}(t) \quad i=1, 2, \dots, L \quad (3)$$

式中: $n_{d_i}(t)$ 为接收端接收来自第 i 个中继节点信号时的高斯噪声, 接收到的信号的功率为 P_r 。令 γ_{sr} , γ_{rd} 分别为中继节点和目的节点处接收信号的信噪比, 则

$$\begin{cases} \gamma_{sr} = \frac{P_x}{\sigma_n^2} \\ \gamma_{rd} = \frac{P_r}{\sigma_n^2} \end{cases} \quad (4)$$

因各个中继节点处的接收噪声平均功率相同, 放大处理后信号的发送功率也相同, 因此接收端接收到来自各个中继节点信号的信噪比相等, 进行最大比合并后的接收信号为

$$y_d(t) = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L (\beta y_{r_i}(t) + n_{d_i}(t)) \quad (5)$$

接收信号 $y_d(t)$ 中包含了信号分量和噪声分量, 信噪比表示系统的性能。

1.2 分布式压缩转发系统模型

图 2 为一种多中继网络的分布式压缩转发模型。考虑信源 S 受环境限制, 直接发送传感器获得的模拟信号 $X(t)$, 假设 $X(t)$ 是服从 $N(0, \sigma_x^2)$ 分布的高斯信源, 信源与接收端之间无直接传输信道。通过 L 个中继节点 $R_i (i=1, 2, \dots, L)$ 将接收到的信号进行压缩转发到目的节点, 实现信源与目的节点 D 之间的通信。同样不考虑信道衰减的影响, 则中继节点 R_i 接收到的信号为

$$Y_{r_i}(t) = X(t) + N_{r_i}(t) \quad i=1, 2, \dots, L \quad (6)$$

式中: $N_{r_i}(t)$ 为第 i 个中继节点处的高斯白噪声, 接收信号功率为 $P_x = \sigma_x^2$ 。每个中继节点处都设置 1 个信源编码器, 将接收到的混合了噪声的模拟信号 $Y_{r_i}(t)$ 进行分布式信源编码, 对数据进行压缩。

将信号进行抽样, 量化和压缩编码, 转化成数字信号 $Y'_{r_i}(t)$, 再以功率 P_r 发送到目的节点 D , 实现中继到接收端的数字化传输。接收端处设置天线, 将来自各个中继节点的数字信号进行最大比合并接收, 得到信号 $Y_d(t)$, 传给解码器, 进行联合译码。经解码器解码后, 即可恢复出信源信息 $\hat{X}(t)$ 。

2 分布式压缩转发系统分析方法

信源节点到中继节点的传输可看作是 1 个模拟信号的传感网络, 信源传感器检测信源产生模拟信号, 发送给各个中继传感器进行分布式信源编码。由 Slepian-Wolf 定理可知, 对每个信源单独进行信源编码后再联合译码, 其性能与所有信源进行联合编码再译码一致, 只需满足在 n 个信源中任取 k 个信源的和速率不小于这 k 个信源相对于其余 $n-k$ 个信源的熵, 互相不通信的相关信源单独进行压缩也可以达到有互相通信的压缩效率。因此, 假设在一定失真度允许范围内, 各中继单独进行信源压缩后 L 个中继发送的总传输速率为 R , 因各中继节点处接收到信号的信噪比相同, 在相同失真约束下可压缩达到的码率相同, 则单个中继的传输速率为

$$R_i = R/L \quad (7)$$

当信源到中继的传输为传感器网络时, 在中继处进行压缩的分布式信源编码问题则类似于分布式信源编码的 CEO (Chief executive officer, CEO) 问题^[10]。接收端对信源发送的信息不能进行直接的观

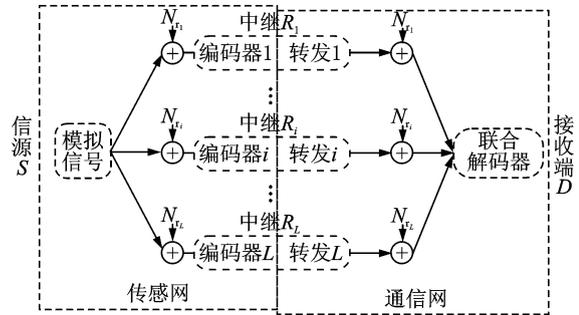


图 2 传感通信网络压缩转发系统模型

Fig. 2 Model of compression and forwarding system in sensing communication network

察和接收,只能通过 L 个中继节点来实现对信源信息的估计。这就类似于一位 CEO 想知道某个数据序列 $X(t)$ 的具体信息,但他无法直接观察到,于是雇佣 L 个可以直接监视该序列的代理人,通过他们各自独立的描述来获取序列 $X(t)$ 的信息,所以称之为 CEO 问题。CEO 问题针对信源与噪声均服从高斯分布的情况,描述了在一定的失真约束条件下,中继节点进行分布式信源编码后的率失真区域和码率。针对信源信息 $X(t)$ 无法被信息处理中心直接观测到的情况,处理中心通过 L 个中继节点相互独立地对信源信息进行观测,中继节点观测到添加噪声后的信源信号为 $Y_{r_i}(t), i=1,2,\dots,L$, 每个中继节点相互独立地对接收到的信源信息进行分布式信源编码,将信息压缩后,再统一发送到处理中心,发送的总速率为 R 。处理中心将接收到的信号进行联合译码后得到信源信息 $X(t)$ 的估计 $\hat{X}(t)$ 。将 $X(t)$ 和 $Y_{r_i}(t)$ 用 n 个采样点描述为

$$\begin{cases} X^n = (X(1), X(2), \dots, X(n)) \\ Y_{r_i}^n = (Y_{r_i}(1), Y_{r_i}(2), \dots, Y_{r_i}(n)) \quad i=1,2,\dots,L \end{cases} \quad (8)$$

定义平均失真为

$$d^n(X^n, \hat{X}^n) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n E(X(i) - \hat{X}(i))^2 \quad (9)$$

定义总的传输速率 R 和失真度 d 的关系对 (R, d) 可达,如果存在相应的中继分布式编码方案与处理中心的解码方案使得

$$d^n(X^n, \hat{X}^n) = d \quad (10)$$

令 \bar{R} 表示所有可达对 (R, d) 的集合,则率失真函数定义为

$$R(d) = \min_{(R,d) \in \bar{R}} R \quad (11)$$

已有许多学者对高斯信源的 CEO 问题的率失真区域进行了研究^[11]。对于标量高斯 CEO 问题,文献[12]利用 Shannon 熵功率不等式得到了率失真函数和码率的渐进表达式。文献[13]对于标量高斯信源 CEO 问题的率失真区域进行了完全的描述。文献[14]还给出了二次高斯信源在各中继完全相同的特殊情况下的率失真函数表达式,对于信源为标量高斯的情况同样适用。将模拟高斯信源在多中继网络中的压缩传输类比为高斯信源的 CEO 问题,根据文献[14]中的相关结果,可以得到在失真度 d 允许范围内,中继节点进行分布式信源编码后的总率失真函数为

$$\begin{aligned} R(d) &= \frac{L}{2} \ln \frac{Ld^{1-1/L} (\sigma_x^2)^{1+1/L}}{Ld\sigma_x^2 - \sigma_n^2(\sigma_x^2 - d)} = \frac{L}{2} \ln \frac{Ld\sigma_x^2 (\sigma_x^2/d)^{1/L}}{Ld\sigma_x^2 - \sigma_n^2(\sigma_x^2 - d)} = \frac{L}{2} \ln(\sigma_x^2/d)^{1/L} + \frac{L}{2} \ln \frac{Ld\sigma_x^2}{Ld\sigma_x^2 - \sigma_n^2(\sigma_x^2 - d)} = \\ &= \frac{1}{2} \ln(\sigma_x^2/d) + \frac{L}{2} \ln \frac{1}{1 - \frac{\sigma_n^2}{\sigma_x^2} \frac{(\sigma_x^2 - d)}{Ld}} = \frac{1}{2} \ln(\sigma_x^2/d) - \frac{L}{2} \ln \left[1 - \frac{\sigma_n^2}{\sigma_x^2} \frac{(\sigma_x^2 - d)}{Ld} \right] \end{aligned} \quad (12)$$

σ_x^2 为高斯信源的平均功率,量化信噪比为

$$\gamma_D = \frac{\sigma_x^2}{d} \quad (13)$$

将 $R(d)$ 转化成与信噪比的关系为

$$R(d) = \frac{1}{2} \ln(\gamma_D) - \frac{L}{2} \ln \left[1 - \frac{1}{L\gamma_{sr}} (\gamma_D - 1) \right] \quad (14)$$

即为所有中继节点对接收到的模拟信号进行分布式信源编码后总体的最小传输速率。又因为各个中继节点接收信噪比和发送功率均相同,经量化压缩后的发送速率也相同,则每个中继节点量化后的率失真函数为

$$R_l(d) = \frac{R(d)}{L} = \frac{1}{2L} \ln(\gamma_D) - \frac{1}{2} \ln \left[1 - \frac{1}{L\gamma_{sr}} (\gamma_D - 1) \right] \quad (15)$$

式中: $R_l(d)$ 为单个中继节点对接收信号进行量化压缩后的最小传输速率。而中继到接收端的信息传输则看作是一个数字通信网络,中继节点将处理后的数字信号 $Y_{r_i}^n(t)$ 通过天线发送出去,经 AWGN 信道到达接收端。根据 Shannon 信道容量理论,只要保证每个中继信息的传输速率 R_l 小于传输的信道容量 C_l ,接收端就能不失真地恢复出原来的信息序列。若中继到接收端的信噪比为 γ_{rd} ,则高斯信道的容量 C_l 为

$$C_l = \frac{1}{2} \ln(1 + \gamma_{rd}) \quad (16)$$

为保证接收端能无失真地恢复中继节点发送的数字信号, 需满足

$$R_l \leq C_l \quad (17)$$

3 分布式压缩转发系统的性能分析

3.1 模拟放大转发系统性能分析

本节对一般多中继网络模型中, 中继节点进行传统模拟放大转发时, 接收端所能达到的信噪比表达式进行了分析推导, 便于和提出的压缩转发系统的信噪比性能进行比较。在单个中继的模拟放大通信系统中, 如图 1 所示模型, $L=1$, 中继节点对接收到的模拟信号 y_r 直接进行放大处理。放大因子为 β , 经放大后的信号

$$y'_r(t) = \beta y_r(t) = \sqrt{\frac{P_r}{P_x + \sigma_n^2}} y_r(t) \quad (18)$$

再发送到目的节点, 接收端收到的信号为

$$y_d(t) = y'_r(t) + n_d(t) = \beta y_r(t) + n_d(t) = \sqrt{\frac{P_r}{P_x + \sigma_n^2}} (x(t) + n_r(t)) + n_d(t) \quad (19)$$

接收到的信号功率为 P_x , 计算接收端收到的信号 $y_d(t)$ 的信噪比为

$$\gamma_A = \frac{P_r P_x / (P_x + \sigma_n^2)}{P_r \sigma_n^2 / (P_x + \sigma_n^2) + \sigma_n^2} = \frac{P_r P_x}{P_r \sigma_n^2 + P_x \sigma_n^2 + \sigma_n^4} = \frac{P_r P_x / \sigma_n^4}{P_r / \sigma_n^2 + P_x / \sigma_n^2 + 1} = \frac{\gamma_{sr} \gamma_{rd}}{\gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1} \quad (20)$$

给定中继和接收端接收信号的总功率约束为

$$P_x + P_r = P \quad (21)$$

假定所有噪声的平均功率均相同, 则转化为信噪比后的约束为

$$\frac{P_x}{\sigma_n^2} + \frac{P_r}{\sigma_n^2} = \frac{P}{\sigma_n^2}$$

即

$$\gamma_{sr} + \gamma_{rd} = \gamma \quad (22)$$

可以得到, 当信源和中继节点的信噪比 $\gamma_{sr} = \gamma_{rd} = \gamma/2$, 接收端的信噪比可达到最大值, 则

$$(\gamma_A)_{\max} |_{L=1} = \frac{\gamma^2}{4(1 + \gamma)} \quad (23)$$

当中继个数为 L 时, 对于中继放大转发系统, 接收端收到来自 L 个中继放大转发来的信号, L 个中继的接收信噪比和发送功率均相同, 其中的每一条信源-中继-接收端支路都类似于单中继的情况, 接收端收到来自各支路信号的信噪比均相同, 则接收端进行最大比合并接收后的信号为

$$y_d(t) = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L (y'_{r_i}(t) + n_{d_i}(t)) = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L (\beta y_{r_i}(t) + n_{d_i}(t)) = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L [\beta(x(t) + n_{r_i}(t)) + n_{d_i}(t)] \quad (24)$$

计算接收端的信噪比

$$\begin{aligned} \gamma_A &= \frac{L^2 \beta^2 P_x}{L \beta^2 \sigma_n^2 + L \sigma_n^2} = \frac{L \beta^2 P_x}{(\beta^2 + 1) \sigma_n^2} = \frac{L P_x \frac{P_r}{P_x + \sigma_n^2}}{\left(\frac{P_r}{P_x + \sigma_n^2} + 1\right) \sigma_n^2} = \frac{L P_x P_r}{(P_r + P_x + \sigma_n^2) \sigma_n^2} = \\ &= \frac{L P_r P_x / \sigma_n^4}{P_r / \sigma_n^2 + P_x / \sigma_n^2 + 1} = \frac{L \gamma_{sr} \gamma_{rd}}{\gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1} \end{aligned} \quad (25)$$

可得出接收端信噪比为单个支路的信噪比之和, 又因各个支路信噪比相同, 因此当中继个数为 L 时, 接收端的信噪比为单个中继接收端信噪比的 L 倍。但不同于式(21), 当中继个数为 L 时, 中继节点和接收端接收信号的总功率约束为

$$P_x + L P_r = P \quad (26)$$

对应的信噪比约束变为

$$\gamma_{\text{sr}} + L\gamma_{\text{rd}} = \gamma \quad (27)$$

将 γ_A 表示为 γ_{sr} 的函数为

$$\gamma_A(\gamma_{\text{sr}}) = \frac{L\gamma_{\text{sr}}\gamma_{\text{rd}}}{\gamma_{\text{sr}} + \gamma_{\text{rd}} + 1} = \frac{\gamma_{\text{sr}}(\gamma - \gamma_{\text{sr}})}{\gamma_{\text{sr}} + 1 + (\gamma - \gamma_{\text{sr}})/L} \quad (28)$$

在区间 $[0, \gamma]$ 中求其导函数为零点, 即为 γ_A 的最大值对应的 γ_{sr} 。令

$$\frac{d\gamma_A}{d\gamma_{\text{sr}}} = \frac{(\gamma - 2\gamma_{\text{sr}})[\gamma_{\text{sr}} + 1 + (\gamma - \gamma_{\text{sr}})/L]}{[\gamma_{\text{sr}} + 1 + (\gamma - \gamma_{\text{sr}})/L]^2} - \frac{\gamma_{\text{sr}}(\gamma - \gamma_{\text{sr}})(1 - 1/L)}{[\gamma_{\text{sr}} + 1 + (\gamma - \gamma_{\text{sr}})/L]^2} = 0 \quad (29)$$

$$(L-1)\gamma_{\text{sr}}^2 + 2(L+\gamma)\gamma_{\text{sr}} - \gamma(L+\gamma) = 0 \quad (30)$$

可知当 $L=1$ 时, $\gamma_{\text{sr}} = \gamma/2$, 与上述分析结果相同; 当 $L > 1$ 时, 求得当

$$\gamma_{\text{sr}} = \frac{\sqrt{(L+\gamma)^2 + \gamma(L-1)(L+\gamma)} - (L+\gamma)}{L-1} \quad (31)$$

时, 接收端信噪比可达到最大值。将式(31)代入式(28), 即可得中继个数为 L 时, 经中继放大转发后, 接收端信噪比可达到的最大值 $(\gamma_A)_{\text{max}}$ 。

3.2 分布式压缩转发系统的联合设计

在一个无线通信系统中, 可提供的功率往往有限, 不同的功率分配方案会影响到传输链路性能以及系统整体性能的变化, 而如何在有限的功率约束下, 优化资源的分配、发挥出系统的最佳性能是需要解决的问题, 特别是对于节点能量靠电池供给的网络, 利用有限的能量提升系统性能至关重要。已通过 CEO 问题对传感网中中继进行信源编码后的传输速率给出了理论描述, 并给出了压缩后的率失真函数 $R(d)$, 得到了 $R(d)$ 与量化信噪比 γ_D 、信源到中继信噪比 γ_{sr} 的关系。通过率失真函数 $R(d)$, 可对信源到中继的模拟传感网与中继到接收端的数字通信网进行联合设计。由于中继节点到接收端发送的信号为数字信号, 接收端正确译码后得到的信号为中继量化后的信息 $Y'_r(t)$ 。因此接收端用于衡量系统性能的指标为 $Y'_r(t)$ 相对于信源信息 $X(t)$ 的量化信噪比 γ_D 。于是同样在式(26)描述的总功率约束下, 基于信噪比对功率进行了优化分配, 使得中继量化后的信息 $Y'_r(t)$ 的量化信噪比 γ_D 最大, 即可使得接收端解码后信号的信噪比最大。已知各个中继量化编码后的最小传输速率 $R_i(d)$, 为保证接收端能无失真地恢复出中继发送的符号序列, 中继的发送速率应小于中继到接收端的信道容量 C_i , 即

$$\begin{aligned} R_i(d) &\leq C_i = \frac{1}{2} \ln(1 + \gamma_{\text{rd}}) \\ \frac{1}{2L} \ln(\gamma_D) - \frac{1}{2} \ln \left[1 - \frac{1}{L\gamma_{\text{sr}}} (\gamma_D - 1) \right] &\leq \frac{1}{2} \ln(1 + \gamma_{\text{rd}}) \\ \ln \left\{ (\gamma_D)^{1/L} \left[1 - \frac{1}{L\gamma_{\text{sr}}} (\gamma_D - 1) \right]^{-1} \right\} &\leq \ln(1 + \gamma_{\text{rd}}) \\ (\gamma_D)^{1/L} \left[1 - \frac{1}{L\gamma_{\text{sr}}} (\gamma_D - 1) \right]^{-1} &\leq 1 + \gamma_{\text{rd}} \end{aligned} \quad (32)$$

式中 γ_{rd} 为中继到接收端的信噪比。因此, 在式(27)表示的信噪比约束条件下, 结合 Shannon 信道容量理论, 使得传感网压缩后的传输速率小于通信网中的信道容量, 使得量化信噪比 γ_D 最大的优化问题采用如下的约束优化模型, 则

$$\begin{aligned} \text{Max: } &\gamma_D \\ \text{s. t. } &\begin{cases} (\gamma_D)^{1/L} \left[1 - \frac{1}{L\gamma_{\text{sr}}} (\gamma_D - 1) \right]^{-1} \leq 1 + \gamma_{\text{rd}} \\ \gamma_{\text{sr}} + L\gamma_{\text{rd}} = \gamma \\ \gamma_{\text{sr}} \geq 0 \\ \gamma_{\text{rd}} \geq 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (33)$$

可进一步简化为

$$\begin{aligned} & \text{Max: } \gamma_D \\ & \text{s. t. } \begin{cases} (\gamma_D)^{1/L} \left[1 - \frac{1}{L\gamma_{sr}} (\gamma_D - 1) \right]^{-1} \leq 1 + \frac{\gamma - \gamma_{sr}}{L} \\ 0 \leq \gamma_{sr} \leq \gamma \end{cases} \end{aligned} \quad (34)$$

对式(34)进行分析,当第1个约束条件取等号时,表示中继节点的传输速率正好等于信道容量,最大限度地利用到了信道资源。为求解使得系统性能最优的功率分配方案,必定是在等号成立时取得。即优化问题的 γ_D 和 γ_{sr} 满足

$$(\gamma_D)^{1/L} = \left(1 + \frac{\gamma - \gamma_{sr}}{L} \right) \left[1 - \frac{1}{L\gamma_{sr}} (\gamma_D - 1) \right] \quad (35)$$

根据式(35), γ_D 为 γ_{sr} 的函数,当 γ_{sr} 在区间 $[0, \gamma]$ 内取值时,求 γ_D 的最大值。分析在区间 $[0, \gamma]$ 两端,当信源节点到中继节点的信噪比 γ_{sr} 趋于零时,说明信源到中继的信道状态很差,无法正确传送到中继节点。当信源节点到中继节点的信噪比 γ_{sr} 趋于 γ 时,中继到接收端的信噪比 γ_{rd} 趋于零,接收端无法正确恢复出信息序列。因此在区间两端,系统的传输性能最差,在区间 $[0, \gamma]$ 中, γ_D 应为 γ_{sr} 的凸函数, γ_D 取最大值时导函数应等于零,即满足

$$\frac{d\gamma_D}{d\gamma_{sr}} = 0 \quad (36)$$

在式(35)两边分别对 γ_{sr} 求导,得

$$\frac{1}{L} (\gamma_D)^{\frac{1}{L}-1} \frac{d\gamma_D}{d\gamma_{sr}} = \left[1 - \frac{1}{L\gamma_{sr}} (\gamma_D - 1) \right] \left(-\frac{1}{L} \right) + \left[1 + \frac{\gamma - \gamma_{sr}}{L} \right] \left[-\frac{1}{L} \right] \left[\frac{\frac{d\gamma_D}{d\gamma_{sr}} \gamma_{sr} - (\gamma_D - 1)}{\gamma_{sr}^2} \right] \quad (37)$$

将式(36)代入得

$$\begin{aligned} 1 - \frac{1}{L\gamma_{sr}} (\gamma_D - 1) &= \left[1 + \frac{\gamma - \gamma_{sr}}{L} \right] \left[\frac{\gamma_D - 1}{\gamma_{sr}^2} \right] \\ \gamma_D &= \frac{L\gamma_{sr}^2}{L + \gamma} + 1 \end{aligned} \quad (38)$$

因此,优化问题式(33)的最优解满足下面的二元方程组

$$\begin{cases} (\gamma_D)^{1/L} = \left[1 + \frac{\gamma - \gamma_{sr}}{L} \right] \left[1 - \frac{1}{L\gamma_{sr}} (\gamma_D - 1) \right] \\ \gamma_D = \frac{L\gamma_{sr}^2}{L + \gamma} + 1 \end{cases} \quad (39)$$

已知 L 和 γ 的值,解方程组即可得到使得量化信噪比 γ_D 最大的中继和接收端信噪比分配方案 γ_{sr} 和 γ_{rd} , 及对应的量化信噪比的最大值 $(\gamma_D)_{\max}$ 。例如当 $L=1$ 时,式(39)描述的二元方程组为

$$\begin{cases} \gamma_D = (1 + \gamma - \gamma_{sr}) \left[1 - \frac{\gamma_D - 1}{\gamma_{sr}} \right] \\ \gamma_D = \frac{\gamma_{sr}^2}{1 + \gamma} + 1 \end{cases} \quad (40)$$

解得

$$\begin{cases} \gamma_{sr} = \frac{\gamma}{2} \\ \gamma_D = \frac{(2 + \gamma)^2}{4(1 + \gamma)} \end{cases} \quad (41)$$

得到当 $\gamma_{sr} = \gamma/2$ 时, γ_D 可达到最大值。与式(23)单中继放大转发系统的信噪比进行比较,显然有

$$\frac{(\gamma_D)_{\max}}{(\gamma_A)_{\max}} = \left[\frac{2 + \gamma}{\gamma} \right]^2 \quad (42)$$

可以得到在单中继传输情况下,在低信噪比区域,如 $\gamma=1$ 时,压缩转发系统相对于模拟放大转发系统的增益为 9 倍,即 9.5 dB。当 $\gamma=2$ 时,增益为 4 倍,即 6 dB。随着信噪比的增加,增益逐渐收敛到 0 dB。因此,压缩转发系统在低信噪比区域具有更好的抗噪声性能。在多中继的一般情况下,与放大转发系统的性能比较可通过仿真计算结果进行比较。

4 仿真结果及分析

用 MATLAB 对量化压缩转发优化问题进行求解, 可得到中继节点和接收端的信噪比分配方案及接收端可达到的最大信噪比 γ_D 。仿真了 AWGN 信道中, 不考虑衰减的影响, 在相同的中继个数和总功率约束条件下, 压缩转发后接收端的最大信噪比 γ_D 与放大转发后接收端的最大信噪比 γ_A 的比较如图 3 所示。图 3 中给出了总的信噪比约束为 $\gamma=10$ dB 和 $\gamma=15$ dB 时, 两种中继转发策略下, 接收端信噪比随中继个数的变化趋势, 并将两种转发策略进行比较。比如在中继个数为 4 时, 总信噪比约束为 10 dB 时压缩转发的信噪比要高出 2.5 dB 左右, 当中继个数逐渐增大时, 稳定在 3.5 dB 左右缓慢增大; 当总信噪比约束为 15 dB 时, 中继个数为 4 时, 可高出 4.5 dB 左右。这说明压缩转发策略在接收端的信噪比为放大转发的 2.5 倍左右, 且随着总信噪比约束的增大, 提高倍数会逐渐增大。图 4 分别仿真了中继个数为 3 和 7 时, 两种策略下接收端信噪比随总信噪比约束的变化, 并进行比较。可以看出在相同的总功率约束下, 在低信噪比区域, 压缩转发系统性能明显优于放大转发系统, 高出 8 dB 左右, 具有很强的抗噪声性能; 在总功率约束为 5~10 dB 时, 高出 3 dB 左右, 差距最小; 随着发送总功率的增加, 差距又逐渐缓慢增大到 10 dB 以及更高。

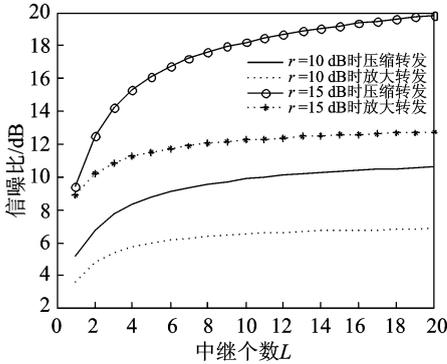


图 3 两种转发策略接收端信噪比随中继个数的变化
Fig. 3 Relationship between SNR performances and number of relays

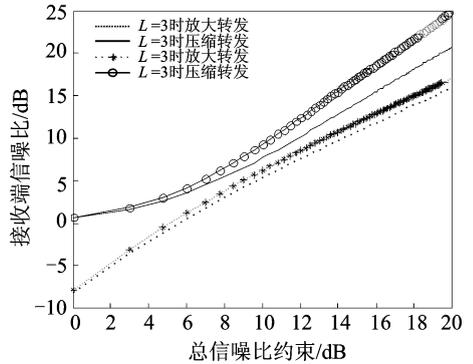


图 4 两种转发策略接收端信噪比随总功率约束的变化
Fig. 4 Relationship between SNR performances and total SNR constraint

可以看出, 在相同的中继个数和总信噪比约束条件下, 量化压缩转发策略在接收端的信噪比要远大于传统模拟放大转发策略。这说明在多中继的传感通信网中, 在信号总功率有限的情况下, 中继进行量化压缩转发的性能要远好于模拟放大转发。另外, 增加信号的总功率, 即总的信噪比约束变大, 对于压缩传输系统和模拟放大系统, 接收端的信噪比都会增大, 且压缩传输系统接收端的信噪比增长更快。另一方面, 对于模拟放大通信系统而言, 增加中继节点的个数对于接收端信噪比的影响很小, 并没有带来很大的性能提升。而对于中继压缩转发系统, 随着中继个数的增加, 接收端可达到的信噪比可大幅度增加, 传输性能得到大大提升。综上可看出, 在中继节点处对传感网中的模拟信号进行量化压缩, 转化成数字信号后再发送到目的节点, 相对于传统的中继转发策略而言, 可以在保证性能的同时降低发送功率, 也可以在相同发送功率下提升系统的传输性能, 提高信息传输的可靠性。

5 结束语

本文提出了一种模拟高斯信源通过多中继网络进行压缩转发的系统模型, 该系统由信源到多中继网络的传感器网络和多中继器到目的用户的通信网络两部分组成。采用分布式信源编码的 CEO 理论, 并结合 Shannon 信道容量理论, 建立了压缩转发系统的理论方法。在总功率受限条件下, 对传感器网络和通信网络进行最优功率分配, 使信噪比性能达到最大。本文还分析了多中继网络中, 传统模拟放大转发策略下接收端的信噪比表达式, 并将其同压缩转发方案进行了比较。理论分析和仿真结果表明, 本文

提出的压缩转发策略相比模拟中继转发系统在低信噪比区域的信噪比性能要好得多,可提高 8 dB 左右,具有很强的抗干扰性能。此外,在高信噪比区域,随着总信噪比约束的增大,提高倍数还会逐渐增大。这对于模拟信源在多中继网络中的传输给出了更好的转发方案,并且在发送功率资源有限的情况下,相比于传统的中继转发策略,能得到更好的传输性能。本文的分析基于信源为模拟高斯信源,且在 AWGN 信道下,不考虑信道衰减的情况。除此之外,当信源只是近似高斯信源时;或考虑信道衰减,但只要信源和接收端到各个中继的衰减相同,满足各个中继节点接收信噪比相同,接收端对各个中继信号的接收信噪比相同的条件,本文的分析方法与结果仍然适用,具有更广的适应性。另外,本文只考虑了多中继结构相同的情况,假定各个中继节点的接收信噪比和发送功率都相同,但实际上很少存在完全相同的情况,关于中继处各个节点信噪比与转发功率不相同的情况下的压缩传输与传感通信网联合设计将是下一步研究的重点。

参考文献:

- [1] Sendonaris A, Erkip E, Aazhang B. User cooperation diversity. Part I. System description[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(11):1927-1938.
- [2] Sendonaris A, Erkip E, Aazhang B. User cooperation diversity. Part II. Implementation aspects and performance analysis [J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(11):1939-1948.
- [3] Laneman J N, Tse D, Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50(12):3062-3080.
- [4] 吴素文, 赵明, 朱近康, 等. 基于部分信道信息的中继选择算法[J]. 数据采集与处理, 2011, 26(2):172-176. Wu Suwen, Zhao Ming, Zhu Jinkang, et al. Partial channel information based relay selection algorithm [J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2011, 26(2):172-176.
- [5] Laneman J N, Wornell G W. Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(10):2415-2425.
- [6] Ikki S, Ahmed M H. Performance of decode-and-forward cooperative diversity networks over nakagami-m fading channels [C]//IEEE Global Telecommunications Conference. [S. l.]:IEEE, 2007:4328-4333.
- [7] Hunter T E, Nosratinia A. Diversity through coded cooperation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(2):283-289.
- [8] Hunter T E, Nosratinia A. Coded cooperation under slow fading, fast fading, and power control[C]// Asilomar Conference on Signals Systems and Computers. [S. l.]:IEEE, 2002, 1:118-122.
- [9] Toby B. The CEO problem[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1996(3):887-889.
- [10] Berger T, Zhang Z, Viswanathan H. The CEO problem multiterminal source coding[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1996, 42(3):887-902.
- [11] Viswanathan H, Berger T. The quadratic Gaussian CEO problem[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1997, 43(5):1549-1559.
- [12] Oohama Y. The rate-distortion function for the quadratic Gaussian CEO problem[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1998, 44(3):1057-1070.
- [13] Prabhakaran V, Tse D, Ramachandran K. Rate region of the quadratic Gaussian CEO problem[C]//ISIT. Chicago, USA: [s. n.], 2004:117.
- [14] Chen J, Zhang X, Berger T, et al. An upper bound on the sum-rate distortion function and its corresponding rate allocation schemes for the CEO problem[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2004, 22(6):977-987.

作者简介:



徐大专(1963-),男,教授,博士生导师,研究方向:通信理论与信号处理, E-mail: xudazhuan@nuaa.edu.cn。



张瑞丹(1993-),女,硕士研究生,研究方向:数字通信技术, E-mail: zhangrd630@163.com。



许生凯(1990-),男,博士研究生,研究方向:数字喷泉码,网络编码等。