

Системы, сети и устройства телекоммуникаций

УДК 621.37

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-4-25-37>

Спектральная эффективность беспроводной релейной сети в частотно-неселективном канале

Е. А. Маврычев✉, Е. Н. Приблудова, С. Б. Сидоров

Нижегородский государственный технический университет
им. П. Е. Алексеева, Н. Новгород, Россия

✉ mavrychev.eugene@mail.ru

Аннотация

Введение. Рассмотрена беспроводная система передачи данных, построенная на основе релейной сети, в которой связь между источником и приемником осуществляется через сеть релейных станций. Релейные станции работают по протоколу "усиление и передача", при котором каждая станция выполняет прием сигнала, усиление, поворот фазы и передачу на станцию-приемник. В результате возникает задача оптимизации мощностей и фазовых сдвигов, излучаемых релейными узлами, т. е. комплексных коэффициентов передачи этих узлов. Комплексные весовые коэффициенты релейных узлов оптимизируются таким образом, чтобы обеспечить максимальное отношение сигнал/шум в приемнике, при этом накладываются ограничения на мощности, излучаемые релейными узлами. В настоящей статье рассмотрена оптимизация пространственной обработки сигналов при наличии различной априорной информации о состоянии канала.

Цель работы. Анализ спектральной эффективности беспроводной релейной сети в рэлеевском канале с оптимальной пространственной обработкой при наличии априорной информации двух видов: о мгновенном состоянии канала и знании статистик второго порядка.

Материалы и методы. Оптимизация пространственной обработки в релейной сети основана на методах статистической теории и теории оптимизации с использованием аппарата линейной алгебры и численного решения оптимизационных задач. Характеристики релейной сети анализируются с помощью математического моделирования на основе метода Монте-Карло. Статистическое моделирование выполняется в среде MatLab с использованием стандартных средств, а также пакета CVX для численного решения выпуклых оптимизационных задач.

Результаты. Представлены оптимальные решения для пространственной обработки сигналов релейной сети, основанные на критерии максимума отношения сигнал/шум при ограничении суммарной мощности сети или индивидуальных мощностей узлов сети. Проведено статистическое моделирование, получены спектральные эффективности релейной сети при наличии различного вида априорной информации о канале распространения сигнала и различных параметров канала. Получены зависимости средней пропускной способности для случайного рэлеевского канала от мощности источника и бюджета мощности на релейных узлах, а также статистических параметров канала, а именно коэффициентов, характеризующих соотношение между случайной и детерминированной составляющими канала.

Заключение. Полученные результаты имеют практическое применение. Так использование знания статистик второго порядка возможно в релейных сетях, в которых обеспечивается условие прямой видимости с малым уровнем фона от местных предметов. В условиях городской застройки, при которых возникают затенения и многолучевое распространение сигналов, возможно использование только подхода, основанного на знании мгновенного состояния канала.

Ключевые слова: релейная сеть, пространственная обработка сигналов, пропускная способность, многолучевой канал, критерий максимума отношения сигнал/шум

Для цитирования: Маврычев Е. А., Приблудова Е. Н., Сидоров С. Б. Спектральная эффективность беспроводной релейной сети в частотно-неселективном канале // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 4. С. 25–37. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-4-25-37

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 11.05.2020; принята к публикации после рецензирования 15.06.2020; опубликована онлайн 29.09.2020



Spectral Efficiency of Wireless Relay Network in Frequency Non-Selective Channel

Evgeny A. Mavrychev[✉], Elena N. Pribludova, Sergey B. Sidorov

Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev,
Nizhny Novgorod, Russia

✉ mavrychev.eugene@mail.ru

Abstract

Introduction. A wireless communication system based on a relay network where a link between a source and a destination is carried out through a network of relay nodes have been considered. Relay networks operate according with amplifier-and-forward protocol where each relay node performs reception, amplifying, phase shifting and retranslation of a signal to the destination node. As a result a task of powers and phases optimization in the relay nodes (i.e. the complex weighted coefficients optimization) becomes actual. Complex weighted coefficients of the relay nodes are optimized in such a way as to ensure the maximum signal to noise ratio at the receiver while limiting a power emitted by the relay nodes. In the paper, optimization of spatial processing with different a priori channel state information (i.e. instantaneous channel state information and the second order statistics) have been considered.

Aim. Spectral efficiency analysis of a relay network in a multipath channel where the relay network was optimized by using of two types a priori information: an instantaneous channel state information and second order statistics.

Materials and methods. Optimization of spatial signal processing in the relay network was based on methods of statistical theory and optimization using analytics of linear algebra and methods of mathematical programming. Performances of the relay network were analyzed using Monte Carlo simulation. The simulation was performed in MATLAB program environment using CVX toolbox for solving convex optimization task.

Results. In the paper optimal solutions for spatial signal processing in the relay network were presented. The solutions were based on maximum of signal to noise ratio while limiting total relay power and individual power of relay nodes. Monte Carlo simulation was performed to provide performances of the relay network for different types of channel state information and channel parameters. Mean capacities versus mean source power, a budget of relay nodes power and a ratio between random and deterministic power of the channel were gained for the Rayleigh model of multipath channel.

Conclusions. The results have a practical application. Thus, the use of the second order statistics is possible in relay networks when direct visibility with a low level of background from local objects is provided. In urban areas, where shading and multipath propagation of signals occur, it is possible to use only an approach based on the knowledge of channel instantaneous state.

Keywords: relay network, spatial signal processing, capacity, multipath channel, criterion on maximum of signal-to-noise ratio

For citation: Mavrychev E. A., Pribludova E. N., Sidorov S. B. Spectral Efficiency of Wireless Relay Network in Frequency Non-Selective Channel. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 4, pp. 25–37. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-4-25-37

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 11.05.2020; accepted 15.06.2020; published online 29.09.2020

Введение. Бурный рост беспроводных телекоммуникационных технологий, связанный с увеличением числа абонентов и расширением предоставляемых сервисов, требует повышения скорости передачи данных. Проблема увеличения пропускной способности, наряду с расширением полосы частот, решается с помощью разнесения и

распределения в пространстве приемных и передающих узлов [1–4]. Одним из направлений повышения эффективности беспроводных систем связи является технология релейных сетей [5–7]. Релейные сети основаны на использовании промежуточных узлов для ретрансляции сигнала от источника к приемнику. Релейные станции осуществляют

прием сигналов от источника, его обработку и передачу к приемнику. Пропускная способность релейных сетей исследуется в работах [7–10].

Для передачи и приема сигналов в релейных сетях используются две основные стратегии. Первая стратегия называется "усиление и передача" (amplify and forward) [7], [9], [11–12], а вторая стратегия предполагает выполнение декодирования/кодирования на релейных станциях [8], [13]. Протокол стратегии "усиление и передача" получил наибольшее распространение, так как он позволяет реализовать потенциальные возможности релейных сетей за счет простейшей обработки сигналов на релейных станциях, предполагающей умножение принятых сигналов на комплексный весовой коэффициент. Развитие этой стратегии представлено в [14–16], где разработаны методы пространственно-временного кодирования сигналов для релейных сетей, позволяющие реализовать возможности пространственно-распределенной системы без знания канальных коэффициентов на релейных узлах. Другим развитием протокола "усиление и передача" является разработка методов обработки сигналов в частотно-селективном канале, основанных на линейной фильтрации [17] и обработке в частотной области [18].

В настоящей статье рассмотрена релейная сеть, работающая по протоколу "усиление и передача" с весовой обработкой на релейных узлах. Проблеме оптимизации распределенной пространственной обработки в релейных сетях посвящен ряд работ [9], [11], [19–20]. Рассмотрены различные критерии оптимизации [11], такие, как критерий минимума суммарной мощности, излучаемой релейными узлами, и критерий максимума отношения сигнал/шум. При этом в первом случае накладывается ограничение на минимальное отношение сигнал/шум в приемнике, а во втором – ограничение на суммарную мощность релейных узлов или на мощность отдельных релейных узлов (индивидуальную мощность).

Оптимизация пространственной обработки на релейных узлах предполагает знание коэффициентов передачи. В [9], [19–20] рассматривалась оптимальная обработка при точном знании канальных коэффициентов. В [11] синтезированы алгоритмы при наличии статистической информации о состоянии канала, содержащейся в матрицах моментов второго порядка. Сравнение двух подходов проведено в [12].

Целью настоящей статьи является исследование спектральной эффективности релейной сети в условиях многолучевого частотно-неселективного канала связи. Рассмотрена оптимальная пространственная обработка сигналов в релейной сети, которая оптимизируется по критерию максимума отношения сигнал/шум при ограничении на полную мощность, излучаемую релейными узлами, и ограничении на индивидуальную мощность релейных узлов. Предполагается наличие априорной информации о состоянии каналов двух типов: точное знание мгновенных значений коэффициентов передачи и знание статистик второго порядка этих коэффициентов.

Первый подход, основанный на знании мгновенных значений канала, требует оценки канальных коэффициентов, что ведет к значительному усложнению системы. Второй подход не требует непрерывной оценки канала, но эффективен только в каналах с высокой пространственной корреляцией. Проведен анализ пропускной способности релейных сетей с мгновенным и статистическим знанием канала с помощью математического моделирования, в результате которого получены средние значения пропускной способности для рассматриваемых методов в каналах с различными статистическими свойствами.

Модель релейной сети. Рассмотрим беспроводную релейную сеть (рис. 1). Она состоит из одного источника, одного получателя сообщения и M промежуточных релейных узлов. Полагаем, что источник не может установить связь напрямую с получателем из-за недостаточного качества канала. По этой причине источник использует релейные узлы для того, чтобы передать информацию получателю. Релейные узлы работают по протоколу "усиление и передача" (amplify and forward) [7], в котором выделяют 2 этапа.

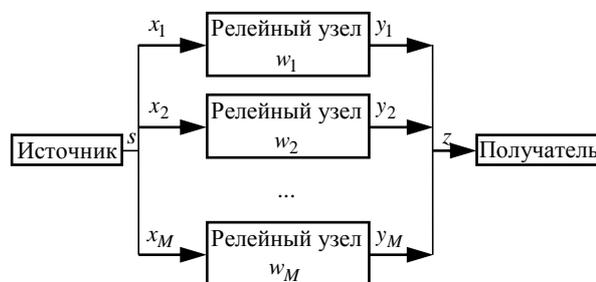


Рис. 1. Схема релейной сети
Fig. 1. Relay network diagram

На первом этапе источник транслирует сигнал $\sqrt{P_0}s$, где P_0 – излучаемая мощность; s – информационный символ.

Пусть средняя мощность информационного символа равна единице: $E\{|s|^2\} = 1$, где $E\{\cdot\}$ – символ математического ожидания. Комплексная амплитуда сигнала, принятого m -м релейным узлом, представляется следующим образом:

$$x_m = \sqrt{P_0}h_m s + v_m, \quad (1)$$

где h_m – комплексный коэффициент передачи канала между источником и m -м релейным узлом; v_m – шум приемника на m -м релейном узле с дисперсией σ^2 . Предположим, что шумы приемных устройств релейных узлов статистически независимы.

На втором этапе релейного протокола m -й релейный узел ретранслирует принятый сигнал, умноженный на комплексный весовой коэффициент w_m :

$$y_m = w_m x_m. \quad (2)$$

В приемном устройстве получателя принятый сигнал представляется в виде суммы сигналов от M релейных узлов:

$$z = \sum_{m=1}^M g_m y_m + v_0, \quad (3)$$

где g_m – коэффициент передачи канала от m -го релейного узла до получателя; v_0 – шум приемного устройства получателя с дисперсией σ_0^2 .

Используя (1) и (2), перепишем (3) следующим образом:

$$z = \sqrt{P_0} \sum_{m=1}^M w_m h_m g_m s + \sum_{m=1}^M w_m g_m v_m + v_0. \quad (4)$$

Первое слагаемое в (4) является сигнальной компонентой, а второе и третье слагаемые представляют суммарный шум релейной сети.

Введем следующие обозначения:

$\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_M]^T$ – вектор коэффициентов передачи первого этапа; $\mathbf{g} = [g_1, g_2, \dots, g_M]^T$ – вектор коэффициентов передачи второго этапа;

$\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_M]^T$ – вектор весовых коэффициентов релейных узлов, где "T" – операция транспонирования.

Оптимизация пространственной обработки.

Оптимизация пространственной обработки заключается в выборе весовых коэффициентов, обеспечивающих оптимальное значение целевой функции. Рассмотрим оптимизацию весовых коэффициентов на основе критерия максимума отношения сигнал/шум, при этом необходимыми условиями являются ограничения на мощности релейных узлов. Задача оптимизации пространственной обработки при ограничении суммарной мощности релейных узлов записывается в виде

$$\max_{\mathbf{w}} \eta(\mathbf{w}), P_{\Sigma} \leq P_{\Sigma}^{\max}, \quad (5)$$

где $\eta(\mathbf{w}) = P_s/P_n$ – отношение сигнал/шум; P_{Σ} – средняя суммарная мощность, излучаемая релейными узлами; P_{Σ}^{\max} – бюджет полной мощности, причем P_s – средняя мощность сигнала в приемном устройстве получателя; P_n – средняя суммарная мощность шумов в приемном устройстве получателя.

При ограничении индивидуальных мощностей релейных узлов задача (5) принимает вид

$$\max_{\mathbf{w}} \eta(\mathbf{w}), P_m \leq P_m^{\max}, m = 1, \dots, M, \quad (6)$$

где P_m – средняя мощность, излучаемая m -м релейным узлом; P_m^{\max} – бюджет мощности m -го релейного узла.

Рассмотрим 2 подхода к оптимизации релейной сети, основанных на различном знании априорной информации о канале. В первом подходе предполагается, что информация о канале известна, т. е. известны мгновенные значения коэффициентов передачи канала \mathbf{h} и \mathbf{g} . На практике такое знание может быть получено в результате оценки коэффициентов передачи, что всегда ведет к дополнительным ошибкам. Однако при синтезе оптимальных весовых коэффициентов будем считать, что векторы \mathbf{h} и \mathbf{g} точно известны.

Второй подход предполагает, что мгновенные значения коэффициентов передачи неизвестны, а известны статистики второго порядка – матрицы корреляционных моментов.

Оптимизация со знанием мгновенных значений коэффициентов передачи. Полагаем, что векторы коэффициентов передачи \mathbf{h} и \mathbf{g} известны и являются детерминированными величинами. Тогда получим, что мощности P_s , P_n и P_Σ равны:

$$\begin{aligned} P_s &= P_0 \mathbf{w}^H (\mathbf{h} \otimes \mathbf{g}) (\mathbf{h} \otimes \mathbf{g})^H \mathbf{w}; \\ P_n &= \sigma^2 \mathbf{w}^H \mathbf{g} \mathbf{g}^H \mathbf{w} + \sigma_0^2; \\ P_\Sigma &= P_0 \mathbf{w}^H \mathbf{h} \mathbf{h}^H \mathbf{w} + \sigma^2 \mathbf{w}^H \mathbf{w}, \end{aligned} \quad (7)$$

где \otimes – символ поэлементного произведения векторов; H – символ эрмитова сопряжения. Введем обозначения:

$$H = P_0 \text{diag} \{ |h_1|^2, |h_2|^2, \dots, |h_M|^2 \} + \sigma I_M$$

– диагональная матрица суммы коэффициентов передачи по мощности первого этапа и корреляционной матрицы шумов релейных узлов; I_M – единичная матрица с размерами $M \times M$; $G = \sigma^2 \mathbf{g} \mathbf{g}^H$ – матрица моментов второго порядка коэффициентов передачи второго этапа; $D = P_0 (\mathbf{h} \otimes \mathbf{g}) (\mathbf{h} \otimes \mathbf{g})^H$ – матрица моментов второго порядка произведений коэффициентов передачи первого и второго этапов. Учитывая (7), оптимизационную задачу (5) можно записать в виде

$$\max_{\mathbf{w}} \frac{\mathbf{w}^H D \mathbf{w}}{\sigma^2 \mathbf{w}^H G \mathbf{w} + \sigma_0^2}, \quad \mathbf{w}^H H \mathbf{w} \leq P_\Sigma^{\max}. \quad (8)$$

Задача (8) имеет аналитическое решение, которое можно записать как [11]

$$\begin{aligned} \mathbf{w} &= \sqrt{P_\Sigma^{\max}} H^{-0.5} \times \\ &\times \mathcal{P}_{\max} \left\{ \left(\sigma_0^2 I_M + P_\Sigma^{\max} H^{-0.5} G H^{-0.5} \right)^{-1} \times \right. \\ &\left. \times H^{-0.5} D H^{-0.5} \right\}, \end{aligned} \quad (9)$$

где $\mathcal{P}_{\max} \{ \cdot \}$ – оператор, возвращающий собственный вектор матрицы, которому соответствует максимальное собственное число.

Отметим, что оптимальный весовой вектор обеспечивает когерентное суммирование (по амплитуде) сигнальных составляющих, пришедших от различных релейных узлов, у которых коэффициенты передачи определяются произведением коэффициентов передачи первого и второго этапов.

Шумовые компоненты от различных релейных узлов накапливаются по мощности. В результате реализуется энергетический выигрыш за счет использования релейной сети, который пропорционален числу узлов M .

Алгоритм вычисления весового вектора можно представить в виде последовательности следующих действий:

1. Вычисление матрицы

$$A = \sigma_0^2 I_M + P_\Sigma^{\max} H^{-0.5} G H^{-0.5}.$$

2. Нахождение обратной матрицы A^{-1} .

3. Вычисление матрицы $\tilde{A} = A^{-1} H^{-0.5} D H^{-0.5}$.

4. Нахождение собственного вектора

$$\mathbf{u} = \mathcal{P}_{\max} \{ \tilde{A} \}.$$

5. Вычисление весового вектора

$$\mathbf{w} = \sqrt{P_\Sigma^{\max}} H^{-0.5} \mathbf{u}.$$

Заметим, что шаги 1, 3, 5 состоят из операций матричного умножения, сложения и обращения диагональной матрицы, что не представляет сложностей для практической реализации. Выполнение шага 2 также может быть легко реализовано, если матрицу A^{-1} представить в аналитическом виде:

$$\times \left(I_M - \frac{P_\Sigma^{\max}}{\sigma_0^2 + P_\Sigma^{\max} \sigma^2 \mathbf{g}^H H^{-1} \mathbf{g}} H^{-0.5} G H^{-0.5} \right),$$

вычисление которой заменяет операции на шагах 1, 2.

Наиболее трудоемким для практической реализации представляется вычисление собственного вектора на шаге 4. Однако существует простой и эффективный алгоритм вычисления собственного вектора, соответствующего максимальному собственному числу матрицы, – степенной метод [21]. Это итерационный алгоритм, в котором приближение собственного вектора на j -м шаге вычисляется в виде

$$\mathbf{u}(j) = \frac{\tilde{A} \mathbf{u}(j-1)}{\sqrt{\mathbf{u}^H(j-1) \tilde{A} \mathbf{u}(j-1)}}. \quad (10)$$

Итерационное решение (10) сходится к собственному вектору с максимальным собственным числом матрицы \tilde{A} . В качестве начального приближения $\mathbf{u}(0)$ может быть выбран вектор со случайными компонентами. Таким образом, вычисление весового вектора (9) сводится к последовательности операций умножения и сложения, что не представляет трудностей для практической реализации данного алгоритма.

Рассмотрим решение задачи (6), которую с учетом (7) перепишем в виде

$$\max_{\mathbf{w}} \frac{\mathbf{w}^H D \mathbf{w}}{\sigma^2 \mathbf{w}^H G \mathbf{w} + \sigma_0^2}, \quad |w_m|^2 H_{m,m} \leq P_m, \quad (11)$$

$$m = 1, \dots, M,$$

где $H_{m,m}$ – (m, m) -й элемент матрицы H .

Задача (11) является невыпуклой, однако она может быть преобразована к квазивыпуклой задаче в соответствии с [11], [22]. Для этого вместо вектора параметров \mathbf{w} введем матрицу $W = \mathbf{w} \mathbf{w}^H$, которая является неотрицательно определенной: $W \succ 0$ [23], а также дополнительную переменную t , отвечающую условию $t \leq (\mathbf{w}^H D \mathbf{w}) (\sigma^2 \mathbf{w}^H G \mathbf{w})^{-1}$. Тогда задачу (11) можно представить как

$$\max_{W, t} t, \quad \text{Tr}\{W(D - tG)\} \geq t\sigma_0^2,$$

$$W \succ 0, \quad W_{m,m} \leq P_m/H_{m,m}, \quad m = 1, \dots, M, \quad (12)$$

где $\text{Tr}\{\cdot\}$ – след матрицы.

Отметим, что задача (12) не полностью эквивалентна исходной задаче (11), так как в (12) исключена еще одна функция ограничений – ранг матрицы W , являющейся невыпуклой функцией, принят равным единице. Решение задачи (12) ищется на основе метода бисекций [22] с использованием стандартных алгоритмов математического программирования. Все условия задачи (12) являются выпуклыми и линейными относительно W . Поэтому может быть использован линейный поиск переменной t , а именно необходимо найти максимальное значение переменной t , при котором область значений оптимизационной задачи не является пустым множеством. Линейный поиск переменной t осуществляется на интервале $[t_{\min}, t_{\max}]$.

Метод бисекций используется для сокращения перебора по переменной t . При этом на каждой итерации переменной присваивается среднее значение рассматриваемого интервала $t(i) = (t_{\min} + t_{\max})/2$. Далее выполняется проверка условий

$$\text{find } W(i+1), \quad \text{Tr}\{W(D - t(i)G)\} \geq t(i)\sigma_0^2,$$

$$W \succ 0, \quad W_{m,m} \leq P_m/H_{m,m}, \quad m = 1, \dots, M. \quad (13)$$

Задача (13) не имеет целевой функции. Запись $\text{find } W(i+1)$ означает, что в качестве решения $W(i+1)$ находится любая матрица из области значений в (13), отвечающая условиям задачи.

Для нахождения решения задачи (13) используется метод внутренней точки [22]. Вопросы практической реализации алгоритмов выпуклой оптимизации освещены в [24].

Если в (13) область значений – не пустое множество, то $W(i+1)$ присваивается любое допустимое значение из области значений задачи (13), при этом для следующего шага допустимый интервал переменной t ограничивается снизу значением $t_{\min} = (t_{\min} + t_{\max})/2$. В противном случае интервал поиска ограничивается сверху значением $t_{\max} = (t_{\min} + t_{\max})/2$. Итерационный процесс продолжается до тех пор, пока норма разницы двух решений, полученных на успешных итерациях, не станет меньше некоторой малой величины:

$$\|W(i+1) - W(i)\| \leq \delta.$$

Из найденного решения W_* необходимо определить весовой вектор \mathbf{w} . Искомый весовой вектор аппроксимируют с помощью собственного вектора матрицы W_* , который соответствует максимальному собственному числу [25]:

$$\mathbf{w} = \sqrt{\lambda_{\max}\{W_*\}} \mathcal{P}_{\max}\{W_*\}, \quad (14)$$

где $\lambda_{\max}\{\cdot\}$ – оператор, возвращающий максимальное собственное число матрицы. Поиск собственного вектора и соответствующего ему максимального собственного числа осуществляется степенным методом, описанным ранее.

Оптимизация со знанием статистик второго порядка. Будем полагать, что мгновенные значения коэффициентов передачи \mathbf{h} и \mathbf{g} неизвестны.

Если эти коэффициенты являются случайными величинами, то средние значения мощностей P_s , P_n , P_Σ представляются следующим образом:

$$\begin{aligned} P_s &= \mathbf{w}^H R \mathbf{w}; \\ P_n &= \mathbf{w}^H Q \mathbf{w} + \sigma_0^2; \\ P_\Sigma &= \mathbf{w}^H P \mathbf{w} + \sigma^2 \mathbf{w}^H \mathbf{w}, \end{aligned} \quad (15)$$

где $R = P_0 E\{(\mathbf{h} \otimes \mathbf{g})(\mathbf{h} \otimes \mathbf{g})^H\}$ – корреляционная матрица произведений коэффициентов передачи первого и второго этапов; $Q = \sigma^2 E\{\mathbf{g}\mathbf{g}^H\}$ – корреляционная матрица коэффициентов передачи второго этапа;

$P = P_0 \text{diag}\{E|h_1|^2, E|h_2|^2, \dots, E|h_M|^2\} + \sigma I_M$ – диагональная матрица суммы средних значений коэффициентов передачи первого этапа по мощности и корреляционной матрицы шумов релейных узлов. Диагональные элементы матрицы P обозначим $P_{1,1}, P_{2,2}, \dots, P_{M,M}$.

Пусть вместо знания коэффициентов передачи известны их статистики второго порядка, а именно матрицы P, R, Q , через которые определяются средние мощности P_s, P_n, P_Σ . Тогда решение задачи (5) записывается аналогично (9):

$$\begin{aligned} \mathbf{w} &= \sqrt{P_\Sigma^{\max} P^{-0.5}} \times \\ &\times P_{\max} \left\{ \left(\sigma_0^2 I_M + P_\Sigma^{\max} P^{-0.5} Q P^{-0.5} \right)^{-1} \times \right. \\ &\left. \times P^{-0.5} R P^{-0.5} \right\}, \end{aligned} \quad (16)$$

Оптимизация с ограничением индивидуальной мощности релейных узлов в соответствии с (6) сводится к решению квазивыпуклой задачи

$$\begin{aligned} \max_{W, t} t, \quad \text{Tr}\{W(R - tQ)\} &\geq t\sigma_0^2, \\ W > 0, \quad W_{m,m} &\leq P_m/P_{m,m}, \quad m = 1, \dots, M \end{aligned} \quad (17)$$

и нахождению из полученного решения W_* вектора весовых коэффициентов \mathbf{w} аналогично случаю со знанием мгновенных значений коэффициентов передачи.

Практическая реализация алгоритмов поиска оптимальных весовых векторов (16) и (17) полностью аналогична описанному ранее при знании мгновенных значений коэффициентов передачи канала.

Спектральная эффективность релейной сети.

В качестве характеристики спектральной эффективности системы связи будем использовать относительную пропускную способность канала, определяемую по Шеннону и измеряемую количеством бит, передаваемых в секунду в полосе частот 1 Гц. Пропускную способность канала с аддитивным белым гауссовским шумом запишем в виде [2] $C = \log_2(1 + \eta)$, где η – отношение сигнал/шум.

Если коэффициент передачи канала связи является случайным, то среднюю пропускную способность можно записать как [1], [4]

$$C = \int_0^\infty \log_2(1 + \eta) p_\eta(\eta) d\eta,$$

где $p_\eta(\eta)$ – плотность распределения вероятностей отношения сигнал/шум.

Для релейной сети мгновенное значение пропускной способности будет определяться выражением

$$C = 0.5 \log_2 \left(1 + \frac{\mathbf{w}^H D \mathbf{w}}{\sigma^2 \mathbf{w}^H G \mathbf{w} + \sigma_0^2} \right). \quad (18)$$

Отметим, что коэффициент 0.5 учитывает необходимость разделения ресурса канала (по частоте или по времени) для двух этапов передачи в релейной системе. Весовые коэффициенты в (18) могут быть получены как решения оптимизационной задачи (5) или (6) в соответствии с детерминистическим или статистическим подходом к определению мощностей сигналов в релейной сети. Другими словами, для вычисления весовых коэффициентов может использоваться оптимизация со знанием мгновенных значений коэффициентов передачи канала либо оптимизация со знанием их статистических значений. Среднее значение пропускной способности для случайных каналов представим в виде

$$\begin{aligned} C &= 0.5 \int_{\mathbf{h}, \mathbf{g}} \log_2 \left(1 + \frac{\mathbf{w}^H D \mathbf{w}}{\sigma^2 \mathbf{w}^H G \mathbf{w} + \sigma_0^2} \right) \times \\ &\times p_h(\mathbf{h}) p_g(\mathbf{g}) d\mathbf{h} d\mathbf{g}, \end{aligned} \quad (19)$$

где $p_h(\mathbf{h}), p_g(\mathbf{g})$ – многомерные плотности распределения вероятностей векторов \mathbf{h} и \mathbf{g} соответственно.

Плотность распределения отношения сигнал/шум зависит от модели канала. Однако даже для простых статистических моделей, например модели рэлеевского канала, выводы аналитических выражений крайне затруднительны. В связи с этим наиболее реалистичным подходом для вычисления пропускной способности является математическое моделирование с применением численного интегрирования на основе метода Монте-Карло.

Результаты моделирования. Рассмотрим следующую модель канала. Коэффициенты передачи первого и второго этапов запишем в виде двух слагаемых

$$h_m = \bar{h}_m + \tilde{h}_m; g_m = \bar{g}_m + \tilde{g}_m, m = 1, \dots, M, \quad (20)$$

где символы "–" и "~" указывают на детерминированные и случайные составляющие соответственно.

В каждом статистическом эксперименте составляющие каналов моделируются как комплексные гауссовские случайные величины с нулевым математическим ожиданием, что соответствует рэлеевской модели канала. Дисперсии для различных составляющих коэффициентов передачи задаются в виде:

$$\begin{aligned} E\{|\bar{h}_m|^2\} &= \frac{1}{1 + \alpha_h}; E\{|\tilde{h}_m|^2\} = \frac{\alpha_h}{1 + \alpha_h}; \\ E\{|\bar{g}_m|^2\} &= \frac{1}{1 + \alpha_g}; E\{|\tilde{g}_m|^2\} = \frac{\alpha_g}{1 + \alpha_g}. \end{aligned} \quad (21)$$

Коэффициенты α_h и α_g определяют соотношения между случайными \tilde{h}_m , \tilde{g}_m и детерминированными составляющими \bar{h}_m , \bar{g}_m коэффициентов передачи каналов. Заметим, что в соответствии с (20), (21) суммарные коэффициенты передачи h_m и g_m имеют дисперсии, равные единице. Также полагаем, что каналные коэффициенты для различных узлов и их составляющие являются статистически независимыми случайными величинами.

Дисперсии собственных шумов в приемных устройствах релейных узлов и в получателе задаются равными единице, т. е. $\sigma^2 = \sigma_0^2 = 1$.

При использовании подхода, основанного на знании мгновенных коэффициентов передачи, предполагается, что коэффициенты h_m , g_m ,

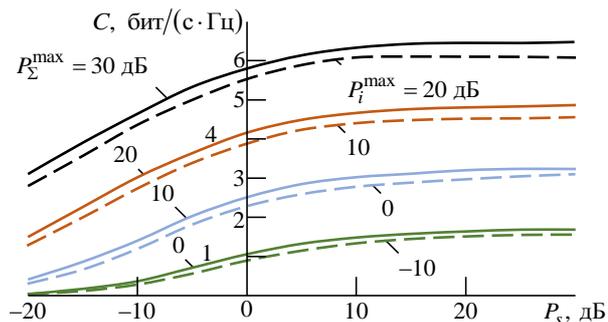


Рис. 2. Зависимости пропускной способности от мощности на источнике при полностью известном канале.

Сплошные линии – ограничение полной мощности; штриховые линии – ограничения индивидуальных мощностей релейных узлов

Fig. 2. The capacities versus the source power for fully known channel. Solid lines – constraint on full power; dashed lines – constraints on individual powers of relay nodes

$m = 1, \dots, M$ полностью известны для вычисления весового вектора в соответствии с (9) или (14). При использовании второго подхода, основанного на статистическом знании модели канала, будем считать, что \bar{h}_m и \bar{g}_m являются известными составляющими коэффициентов передачи и рассматриваются как математические ожидания в (20), а \tilde{h}_m и \tilde{g}_m – неизвестные случайные составляющие коэффициентов передачи (20). В этом случае, используя независимость случайных составляющих канала, матрицы P , R , Q , через которые определяются мощности в выражении (15), будут представляться в виде

$$\begin{aligned} P &= P_0 \bar{H} + \frac{P_0 \alpha_h}{1 + \alpha_h} I_M + I_M; \\ R &= P_0 (\bar{\mathbf{h}} \otimes \bar{\mathbf{g}}) (\bar{\mathbf{h}} \otimes \bar{\mathbf{g}})^H + \\ &+ \frac{P_0 \alpha_h \alpha_g}{(1 + \alpha_h)(1 + \alpha_g)} I_M; \\ Q &= \bar{\mathbf{g}} \bar{\mathbf{g}}^H + \frac{\alpha_g}{1 + \alpha_g} I_M, \end{aligned}$$

где $\bar{H} = \bar{\mathbf{h}} \bar{\mathbf{h}}^H$; $\bar{\mathbf{g}} = [\bar{g}_1, \bar{g}_2, \dots, \bar{g}_M]^T$;
 $\bar{\mathbf{h}} = [\bar{h}_1, \bar{h}_2, \dots, \bar{h}_M]^T$.

Рассмотрим релейную сеть, состоящую из 10 узлов ($M = 10$). Моделирование выполняется в среде MatLab с использованием стандартных средств, а также пакета CVX [26] для решения оптимизационной задачи полуопределенного про-

граммирования. Пропускная способность (19) при определенном наборе параметров вычисляется на основе метода Монте-Карло по 500 статистическим экспериментам, в каждом из которых формируется случайная реализация коэффициентов передачи. Все результаты соответствуют модели рэлеевского канала, которая является адекватной при распространении сигналов в многолучевой рассеивающей среде.

В первом примере, результаты которого приведены на рис. 2 и 3, рассматривается подход, основанный на знании мгновенных коэффициентов передачи канала. На рис. 2 показаны зависимости пропускной способности канала от мощности на источнике P_s . На рисунке представлены 2 семейства кривых. Первое (сплошные линии) – для алгоритма распределения мощности на релейных узлах с ограничением полной мощности, что соответствует оптимальному весовому вектору (9). Показаны зависимости для различных значений полной мощности $P_\Sigma \leq P_\Sigma^{\max} = 0; 10; 20; 30$ дБ, излучаемой релейными узлами. Второе семейство кривых (штриховые линии) соответствует алгоритму ограничения индивидуальных мощностей релейных узлов, где весовой вектор (14) получен с помощью решения оптимизационной задачи (11). Показаны кривые для $P_m \leq P_m^{\max} = -10; 0; 10; 20$ дБ. При этом, поскольку $P_\Sigma^{\max} = MP_m^{\max}$, бюджеты полной мощности для двух семейств соответствуют друг другу. Таким образом, одинаковыми цветами на рис. 2 показаны кривые для двух различных видов ограничения мощности, определяемых условиями задач (5) и (6) соответственно, но с одинаковым бюджетом полной мощности.

На рис. 3 показаны зависимости пропускной способности от полного бюджета мощности, отнесенного к одному узлу. Аналогично рис. 2 представлены 2 семейства кривых – для оптимизации с ограничением полной мощности (сплошные кривые) и оптимизации с ограничением индивидуальной мощности узла (штриховые кривые). Для второго случая бюджет индивидуальной мощности $P_m^{\max} = P_\Sigma^{\max} / M$. Для каждого из алгоритмов распределения мощности показаны кривые с $P_\Sigma = -10; 0; 20$ дБ.

На рис. 4, 5 представлены результаты моделирования при наличии только статистической ин-

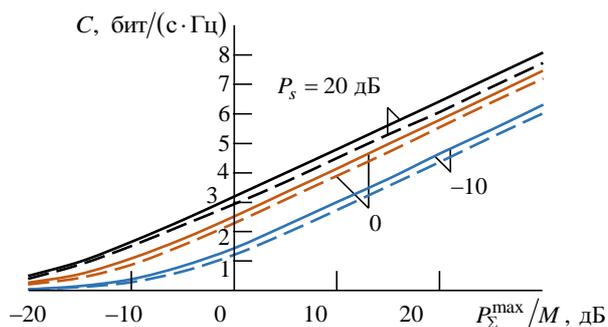


Рис. 3. Зависимости пропускной способности от полного бюджета мощности, отнесенного к одному узлу. Сплошные линии – ограничение полной мощности; штриховые линии – ограничения индивидуальных мощностей релейных узлов

Fig. 3. The capacities versus the total power budget related to a node. Solid lines – constraint on full power; dashed lines – constraints on individual powers of relay nodes

формации о канале. На этих рисунках представлены 2 семейства кривых. Первое семейство (сплошные кривые) – для алгоритма распределения мощности на релейных узлах с ограничением полной мощности, что соответствует оптимальному весовому вектору (16). Показаны зависимости для значений коэффициента $\alpha = 0; -5; -10$ дБ, а также зависимость для алгоритма с использованием мгновенного знания канала. Второе семейство кривых (штриховые кривые) соответствует алгоритму ограничения индивидуальных мощностей релейных узлов, где весовой вектор получен с помощью решения оптимизационной задачи (17). Таким образом, одинаковыми маркерами на рис. 4 показаны кривые для двух различных видов ограничения мощности, определяемые условиями задач (5) и (6) соответственно. На рис. 4 показаны зависимости пропускной способности канала от мощности на источнике P_s . При этом бюджет полной мощности $P_\Sigma^{\max} = 10$ дБ. На рис. 5 показаны зависимости пропускной способности от полного бюджета мощности, отнесенного к одному узлу при мощности источника $P_s = 10$ дБ.

Сравнение кривых для разных случаев позволяет сделать следующие выводы. Эффективность пространственной обработки со знанием мгновенных значений всегда выше эффективности обработки, использующей знание статистик второго порядка. Например, при $P_s = 10$, $P_\Sigma^{\max} = 10$ дБ и уровне случайной составляющей $\alpha = -5$ дБ потери в пропускной способности составляют около 25 %, а

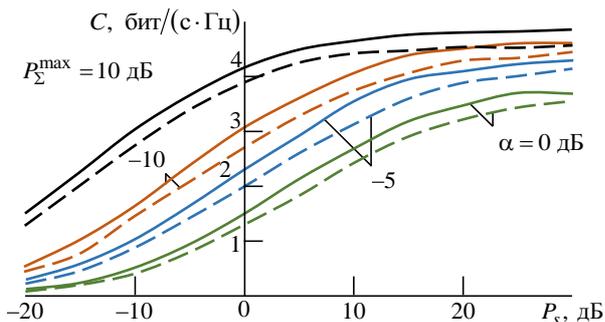


Рис. 4. Зависимости пропускной способности от мощности на источнике при наличии только статистической информации о канале (цветные кривые) и полностью известном канале (черные кривые). Сплошные линии – ограничение полной мощности; штриховые линии – ограничения индивидуальных мощностей релейных узлов

Fig. 4. the capacities versus the source power for statistical channel information (color curves) and fully known channel (black curves). Solid lines – constraint on full power; dashed lines – constraints on individual powers of relay nodes

при увеличении мощности до $P_{\Sigma}^{\max} = 20$ дБ потери в пропускной способности возрастают до 35 %. Отметим, что при увеличении уровня случайной составляющей эффективность метода, основанного на знании статистик второго порядка, существенно снижается: так, при уровне случайной составляющей $\alpha = 0$ дБ потери в пропускной способности составляют более 50 % при указанных ранее мощностях.

Таким образом, использование статистик второго порядка целесообразно при малых значениях случайной составляющей. На практике это означает, что использование знания статистик второго порядка возможно в релейных сетях, в которых обеспечивается условие прямой видимости с малым уровнем фона от местных предметов. В условиях городской застройки, при которых возникают затенения и многолучевое распространение сигналов, возможно использование только подхода, основанного на знании мгновенного состояния канала.

Заключение. В настоящей статье рассмотрена оптимальная пространственная обработка сигналов в релейной сети, основанная на максимизации выходного отношения сигнал/шум при ограниче-

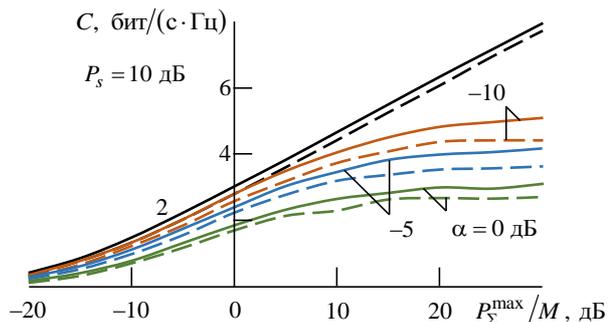


Рис. 5. Зависимости пропускной способности от полного бюджета мощности, отнесенного к одному узлу, при наличии статистической информации о канале (цветные кривые) и при полностью известном канале (черные кривые). Сплошные линии – ограничение полной мощности; штриховые линии – ограничения индивидуальных мощностей релейных узлов

Fig. 5. The capacities versus the total power budget related to a node for statistical channel information (color curves) and fully known channel (black curves). Solid lines – constraint on full power; dashed lines – constraints on individual powers of relay nodes

нии на суммарную или индивидуальную мощность релейных узлов, позволяющая увеличить энергетическое отношение сигнал/шум пропорционально числу релейных узлов. Представлен синтез оптимальных алгоритмов для двух подходов. В первом подходе используется знание мгновенных значений канала, а во втором – только знание статистик второго порядка. Проведено сравнение эффективности оптимальной обработки сигналов для рассматриваемых подходов, представлены результаты моделирования, в котором получены средние значения пропускной способности релейной сети для модели рэлеевского канала.

Показано, что использование статистик второго порядка целесообразно лишь при малых значениях случайной составляющей. На практике это означает, что использование знания статистик второго порядка возможно в релейных сетях, в которых обеспечивается условие прямой видимости с малым уровнем фона от местных предметов. В условиях городской застройки, при которых возникают затенения и многолучевое распространение сигналов, возможно использование только подхода, основанного на знании мгновенного состояния канала.

Список литературы

1. Telatar I. E. Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels // Eur. Trans. Telecommun. 1999. Vol. 10, № 6. P. 585–595. doi: 10.1002/ett.4460100604
 2. Foschini G. J., Gans M. J. On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when using Multiple Antennas // Wireless Personal Communications. 1998.

Vol. 6, № 3. P. 311–335. doi: 10.1023/A:1008889222784
 3. Gupta P., Kumar P. R. The Capacity of Wireless Networks // IEEE Trans. on Inform. Theory. 2002. Vol. 46, № 2. P. 388–404. doi: 10.1109/18.825799
 4. Capacity Limits of MIMO Channels / A. Goldsmith, S. A. Jafar, N. Jindal, S. Vishwanath // IEEE J. on Selected

- Areas in Communication. 2003. Vol. 21, № 5. P. 684–702. doi: 10.1109/JSAC.2003.810294
5. Sendonaris A., Erkip E., Aazhang B. User Cooperation Diversity. Pt. I: System description // IEEE Trans. on Commun. 2003. Vol. 51, № 11. P. 1927–1938. doi: 10.1109/TCOMM.2003.818096
6. Sendonaris A., Erkip E., Aazhang B. User Cooperation Diversity. Pt. II: Implementation Aspects and Performance Analysis // IEEE Trans. on Commun. 2003. Vol. 51, № 11. P. 1939–1948. doi: 10.1109/TCOMM.2003.819238
7. Laneman J., Tse D., Wornell G. Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior // IEEE Trans. on Inform. Theory. 2004. Vol. 50, № 12. P. 3062–3080. doi: 10.1109/TIT.2004.838089
8. Kramer G., Gastpar M., Gupta P. Cooperative Strategies and Capacity Theorems for Relay Networks // IEEE Trans. on Inform. Theory. 2005. Vol. 51, № 9. P. 3037–3063. doi: 10.1109/TIT.2005.853304
9. Capacity Scaling Laws in MIMO Relay Networks / H. Bolcskei, R. U. Nabar, O. Oyman, A. J. Paulraj // IEEE Trans. on Wireless Commun. 2006. Vol. 5, № 6. P. 1433–1444. doi: 10.1109/TWC.2006.1638664
10. Gastpar M., Vetterli M. On the Capacity of Wireless Networks: The Relay Case // Proc. 21st Annual Joint Conf. of the IEEE Computer and Communications Societies, New York, USA, 23–27 June 2002. Vol. 3. P. 1577–1586. doi: 10.1109/INFCOM.2002.1019409
11. Distributed Beamforming for Relay Networks based on Second-Order Statistics of the Channel State Information / V. Havary-Nassab, S. Shahbazpanahi, A. Grami, Z.-Q. Luo // IEEE Trans. on Signal Processing. 2008. Vol. 56, № 9. P. 4306–4316. doi: 10.1109/TSP.2008.925945
12. Данилов А. А., Маврычев Е. А. Эффективность оптимизации пространственной обработки сигналов в релейных сетях с априорной информацией о канале // Докл. V Всерос. конф. "Радиолокация и связь", Москва, 21–25 нояб. 2011 г. С. 421–426.
13. Coded Cooperation in Wireless Communications: Space-Time Transmission and Iterative Decoding / M. Janani, A. Hedayat, T. E. Hunter, A. Nosratinia // IEEE Trans. on Signal Process. 2004. Vol. 52, № 2. P. 362–371. doi: 10.1109/TSP.2003.821100
14. Laneman J. N., Wornell G. W. Distributed space-time coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless network // IEEE Trans. on Inform. Theory. 2003. Vol. 49. P. 2415–2425. doi: 10.1109/GLOCOM.2002.1188045
15. Jing Y., Hassibi B. Distributed space-time coding in wireless relay networks // IEEE Trans. Wireless Commun. 2006. Vol. 5, № 12. P. 3524–3536. doi: 10.1109/TWC.2006.256975
16. Jing Y., Jafarkhani H. Using Orthogonal and Quasi-Orthogonal Designs in Wireless Relay Networks // IEEE Trans. on Inform. Theory. 2007. Vol. 53, № 11. P. 4106–4118. doi: 10.1109/TIT.2007.907516
17. Chen H., Gershman A. B., Shahbazpanahi S. Filter-and-Forward Distributed Beamforming in Relay Networks With Frequency Selective Fading // IEEE Trans. on Signal Process. 2010. Vol. 58, № 3. P. 1251–1262. doi: 10.1109/TSP.2009.2035986
18. Zhang W., Mitra U., Chiang M. Optimization of Amplify-and-Forward Multicarrier Two-Hop Transmission // IEEE Trans. on Communications. 2011. Vol. 59, № 5. P. 1434–1445. doi: 10.1109/TCOMM.2011.022811.100017
19. Nabar R. U., Bolcskei H., Kneubuhler F. W. Fading relay channels: Performance limits and space-time signal design // IEEE J. on Selected Areas in Communication. 2004. Vol. 22, № 6. P. 1099–1109. doi: 10.1109/JSAC.2004.830922
20. Jing Y., Jafarkhani H. Network Beamforming Using Relays with Perfect Channel Information // IEEE Trans. on Inform. Theory. 2009. Vol. 55, № 6. P. 2499–2517. doi: 10.1109/TIT.2009.2018175
21. Scaglione A., Pagliari R., Krim H. The Decentralized Estimation of the Sample Covariance // 42nd Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA. Pacific Grove, USA, 26–29 Oct. 2008. P. 1722–1726. doi: 10.1109/ACSSC.2008.5074720
22. Boyd S., Vandenberghe L. Convex Optimization. Cambridge: Cambridge Univ. Press, 2004. 722 p. doi: 10.1017/CBO9780511804441
23. Воеводин В. В. Линейная алгебра: учеб. пособие. 4-е изд. СПб.: Лань, 2008. 416 с.
24. Mattingley J., Boyd S. Real-Time Convex Optimization in Signal Processing // IEEE Signal Processing Magazine. 2010. Vol. 27, № 3. P. 50–61. doi: 10.1109/MSP.2010.936020
25. Semidefinite Relaxation of Quadratic Optimization Problems / Z.-Q. Luo, W.-K. Ma, A. M.-C. So, Y. Ye, S. Zhang // IEEE Signal Processing Magazine. 2010. Vol. 27, № 3. P. 20–34. doi: 10.1109/MSP.2010.936019
26. CVX: Matlab Software for Disciplined Convex Programming. Ver. 2.2 / CVX Research. URL: <http://cvxr.com/cvx/> (дата обращения 22.06.2020)

Информация об авторах

Маврычев Евгений Александрович – кандидат технических наук (2003), доцент (2012) кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. П. Е. Алексеева. Автор более 70 научных работ. Сфера научных интересов – статистическая обработка сигналов и ее применение в радиосвязи и радиолокации, теория обнаружения и оценивания, адаптивная обработка сигналов, обработка данных в сетях, машинное обучение.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. П. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Н. Новгород, 603950, Россия

E-mail: mavrychev.eugene@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-5707-0806>

Приблудова Елена Николаевна – кандидат технических наук (2000), доцент (2002) кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор более 90 научных работ. Сфера научных интересов – пространственно-временная обработка радиолокационных сигналов, адаптивная обработка сигналов, языки программирования.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Н. Новгород, 603950, Россия
E-mail: pribludova@nntu.ru

Сидоров Сергей Борисович – кандидат технических наук (2000), доцент (2002) кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов, траекторная обработка в радиолокации, системное программирование.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Н. Новгород, 603950, Россия
E-mail: sidorov@nntu.ru

References

1. Telatar I. E. Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels. *Eur. Trans. Telecommun.* 1999, vol. 10, no. 6, pp. 585–595. doi: 10.1002/ett.4460100604
2. Foschini G. J., Gans M. J. On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when using Multiple Antennas. *Wireless Personal Communications.* 1998, vol. 6, no. 3, pp. 311–335. doi: 10.1023/A:1008889222784
3. Gupta P., Kumar P. R. The Capacity of Wireless Networks. *IEEE Trans. on Inform. Theory.* 2002, vol. 46, no. 2, pp. 388–404. doi: 10.1109/18.825799
4. Goldsmith A., Jafar S. A., Jindal N., Vishwanath S. Capacity Limits of MIMO Channels. *IEEE J. on Selected Areas in Commun.* 2003, vol. 21, no. 5, pp. 684–702. doi: 10.1109/JNSAC.2003.810294
5. Sendonaris A., Erkip E., Aazhang B. User Cooperation Diversity. Pt. I. System description. *IEEE Trans. on Commun.* 2003, vol. 51, no. 11, pp. 1927–1938. doi: 10.1109/TCOMM.2003.818096
6. Sendonaris A., Erkip E., Aazhang B. User Cooperation Diversity. Pt. II. Implementation Aspects and Performance Analysis. *IEEE Trans. on Commun.* 2003, vol. 51, no. 11, pp. 1939–1948. doi: 10.1109/TCOMM.2003.819238
7. Laneman J., Tse D., Wornell G. Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior. *IEEE Trans. on Inform. Theory.* 2004, vol. 50, no. 12, pp. 3062–3080. doi: 10.1109/TIT.2004.838089
8. Kramer G., Gastpar M., Gupta P. Cooperative Strategies and Capacity Theorems for Relay Networks. *IEEE Trans. on Inform. Theory.* 2005, vol. 51, no. 9, pp. 3037–3063. doi: 10.1109/TIT.2005.853304
9. Bolcskei H., Nabar R. U., Oyman O., Paulraj A. J. Capacity Scaling Laws in MIMO Relay Networks. *IEEE Trans. on Wireless Commun.* 2006, vol. 5, no. 6, pp. 1433–1444. doi: 10.1109/TWC.2006.1638664
10. Gastpar M., Vetterli M. On the Capacity of Wireless Networks: The Relay Case. *Proc. 21st Annual Joint Conf. of the IEEE Computer and Communications Societies.* New York, USA, 23–27 June 2002, vol. 3, pp. 1577–1586. doi: 10.1109/INFCOM.2002.1019409
11. Havary-Nassab V., Shahbazpanahi S., Grami A., Luo Z.-Q. Distributed Beamforming for Relay Networks based on Second-Order Statistics of the Channel State Information. *IEEE Trans. on Signal Processing.* 2008, vol. 56, no. 9, pp. 4306–4316. doi: 10.1109/TSP.2008.925945
12. Danilov A. A., Mavrychev E. A. Efficiency of optimization of spatial signal processing in relay networks with a priori channel information. *Rep. of the V all-Rus. Conf. "Radar and communications"*, Moscow, 21–25 Nov. 2011, pp. 421–426. (In Russ.)
13. Janani M., Hedayat A., Hunter T. E., Nosratinia A. Coded Cooperation in Wireless Communications: Space-Time Transmission and Iterative Decoding. *IEEE Trans. on Signal Process.* 2004, vol. 52, no. 2, pp. 362–371. doi: 10.1109/TSP.2003.821100
14. Laneman J. N., Wornell G. W. Distributed space-time coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless network. *IEEE Trans. on Inform. Theory.* Oct. 2003, vol. 49, pp. 2415–2425. doi: 10.1109/GLOCOM.2002.1188045
15. Jing Y., Hassibi B. Distributed space-time coding in wireless relay networks. *IEEE Trans. Wireless Commun.* 2006, vol. 5, no. 12, pp. 3524–3536. doi: 10.1109/TWC.2006.256975
16. Jing Y., Jafarkhani H. Using Orthogonal and Quasi-Orthogonal Designs in Wireless Relay Networks. *IEEE Trans. on Inform. Theory.* 2007, vol. 53, no. 11, pp. 4106–4118. doi: 10.1109/TIT.2007.907516
17. Chen H., Gershman A. B., Shahbazpanahi S. Filter-and-Forward Distributed Beamforming in Relay Networks With Frequency Selective Fading. *IEEE Trans. on Signal Process.* 2010, vol. 58, no. 3, pp. 1251–1262. doi: 10.1109/TSP.2009.2035986
18. Zhang W., Mitra U., Chiang M. Optimization of Amplify-and-Forward Multicarrier Two-Hop Transmission. *IEEE Trans. on Commun.* 2011, vol. 59, no. 5, pp. 1434–1445. doi: 10.1109/TCOMM.2011.022811.100017
19. Nabar R. U., Bolcskei H., Kneubuhler F. W. Fading relay channels: Performance limits and space-time signal design. *IEEE J. on Selected Areas in Commun.* 2004, vol. 22, no. 6, pp. 1099–1109. doi: 10.1109/JNSAC.2004.830922

20. Jing Y., Jafarkhani H. Network Beamforming Using Relays with Perfect Channel Information. IEEE Trans. on Inform. Theory. 2009, vol. 55, no. 6, pp. 2499–2517. doi: 10.1109/TIT.2009.2018175

21. Scaglione A., Pagliari R., Krim H. The Decentralized Estimation of the Sample Covariance. 42nd Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA. Pacific Grove, USA, 26–29 Oct. 2008, pp. 1722–1726. doi: 10.1109/ACSSC.2008.5074720

22. Boyd S., Vandenberghe L. Convex Optimization. Cambridge, Cambridge Univ. Press, 2004. 722 p. doi: 10.1017/CBO9780511804441

23. Voevodin V. V. *Linejnaya algebra* [Linear algebra]. Textbook. 4th ed. Saint Petersburg. *Izd-vo LAN*; 2008, 416 p.

24. Mattingley J., Boyd S. Real-Time Convex Optimization in Signal Processing. IEEE Signal Processing Magazine. 2010, vol. 27, no. 3, pp. 50–61. doi: 10.1109/MSP.2010.936020

25. Luo Z.-Q., Ma W.-K., So A. M.-C., Ye Y., Zhang S. Semidefinite Relaxation of Quadratic Optimization Problems. IEEE Signal Processing Magazine. 2010, vol. 27, no. 3, pp. 20–34. doi: 10.1109/MSP.2010.936019

26. CVX Research. CVX: Matlab Software for Disciplined Convex Programming. Ver. 2.2. Available at: <http://cvxr.com/cvx/> (accessed 22.06.2020)

Information about the authors

Evgeny A. Mavrychev, Cand. Sci. (Eng.) (2003), Associate Professor (2012) on the Department of Information Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. His is author more than 70 scientific papers. Area of expertise: statistical signal processing and its application in communications and radar, detection and estimation theory, adaptive signal processing, data processing in networks, machine learning.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University named after R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603950, Russia

E-mail: mavrychev.eugene@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-5707-0806>

Elena N. Pribludova, Cand. Sci. (Eng.) (2000), Associate Professor (2002) on the Department of Information Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. His is author more than 90 scientific papers. Area of expertise: space-time radar signal processing, adaptive signal processing, programming languages.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University named after R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603950, Russia

E-mail: pribludova@nntu.ru

Sergey B. Sidorov, Cand. Sci. (Eng.) (2000), Associate Professor (2002) on the Department of Information Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. His is author more than 30 scientific papers. Area of expertise: digital signal processing, forward scattering radar target tracking, system programming.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University named after R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603950, Russia

E-mail: sidorov@nntu.ru
