

Труды XXVIII научной конференции по радиофизике

СЕКЦИЯ
«СТАТИСТИЧЕСКАЯ РАДИОФИЗИКА И МОБИЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ»

Председатель – А.А. Мальцев, секретарь – О.В. Болховская.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ОЦЕНОК ПАРАМЕТРОВ ВОЛНОВОГО ФРОНТА СИГНАЛА В НЕОДНОРОДНЫХ РАЗРЕЖЕННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

О.В. Болховская, А.А. Мальцев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В большинстве работ, посвященных изучению точности оценки параметров волнового фронта сигнала (начальная фаза сигнала, угол прихода, кривизна и т.д.), рассматриваются однородные линейные или круговые антенные решетки, состоящие из идентичных всенаправленных элементов. При этом предельные точности оценок пространственных параметров сигнала находятся путем вычисления нижних границ Крамера-Рао (ГКР) и явно зависят от геометрии и диаграммы направленности (ДН) антенной системы [1]-[4]. Не так много работ было посвящено поиску оптимальной геометрии многоэлементной антенной системы и изучению влияния диаграмм направленности отдельных элементов на точность оценок параметров волнового фронта сигнала [4]-[6], и, к сожалению, результаты этих исследований нельзя считать полными.

В настоящей работе поставленная выше проблема рассматривается на примере задачи оценивания фазы и угла прихода сигнала с плоским волновым фронтом с помощью одномерной линейной антенной решетки с заданным числом ненаправленных элементов и фиксированной апертурой. Проводится сравнительный анализ характеристики класса неоднородных разреженных антенных решеток, получаемых путем перемещения антенных элементов равномерной эквидистантной решетки из середины на края антенны, с целью увеличения точности оценивания угла прихода сигнала. Анализ точности оценки параметров проводится как путем определения предельных значений ГКР, так и с использованием тщательного компьютерного моделирования разработанных алгоритмов максимального правдоподобия. Полученные результаты позволяют дать рекомендации по оптимальному выбору конфигурации антенной системы в зависимости от сценария развертывания и ожидаемого рабочего уровня значений отношений сигнал/шум.

Постановка задачи предположения

Рассмотрим общую задачу оценки фазы узкополосного известного сигнала и волнового фронта в M -элементной антенной решетке. Модель наблюдения может быть сформулирована следующим образом:

$$\begin{aligned} H_0: \mathbf{x}[n] &= \boldsymbol{\xi}[n], \\ H_1: \mathbf{x}[n] &= \boldsymbol{\xi}[n] + \mathbf{S}[n], n = 1, \dots, N, \end{aligned} \quad (1)$$

где H_0 – гипотеза о том, что сигнал отсутствует, а H_1 – о том, что сигнал в принятой реализации присутствует, $\mathbf{x}[n] = (x_1[n], \dots, x_M[n])^T$ – комплексный вектор размерности M отсчетов наблюдаемых сигналов, $\mathbf{S}[n] = \mathbf{a}[n]\mathbf{S}$ – комплексный вектор той же размерности полезного сигнала в элементах АР, $\mathbf{a}[n]$ – его комплексная амплитуда, $\mathbf{S} = (S_1, \dots, S_M)^T$ – неизвестный вектор плоского волнового фронта, зависящий от угла прихода сигнала, $\boldsymbol{\xi}[n] = (\xi_1[n], \dots, \xi_M[n])^T \sim CN(0, \sigma^2)$ – комплексный гауссовский вектор независимых собственных шумов антенных элементов с нулевыми средними значениями и дисперсией σ^2 , N – объем выборки. Будем считать, что $\mathbf{a}[n]$ – известная функция

времени, выражающая закон модуляции полезного сигнала, одинаковый на всех элементах АР в момент времени n . После того, как решена задача начального обнаружения узкополосного полезного сигнала в приемной M -элементной АР и принята гипотеза H_1 , о наличии сигнала, можно оценить параметры этого сигнала.

Рассмотрим эту задачу для одномерной линейной АР с заданным числом M_0 ненаправленных элементов и фиксированной апертурой D (источник сигнала находится в дальней зоне антенны). Сравнительный анализ точности оценивания фазы и угла прихода сигнала в горизонтальной плоскости проводится для класса неоднородных, симметричных относительно центра, разреженных антенных решеток, получаемых путем перемещения антенных элементов классической равномерной эквидистантной решетки (с расстоянием между элементами $d = \lambda/2$) из середины на края антенны, сохраняя при этом эквидистантность между оставшимися внутри M элементами. Для наглядности на рис. 1 изображены в вертикальной плоскости конфигурации исследуемых разреженных $M_0=32$ - элементных решеток, в которых в качестве антенных элементов используются вертикальные полуволновые вибраторы. При этом очевидно, что в горизонтальной плоскости для всех рассматриваемых конфигураций сохраняется круговая направленность антенных элементов, но коэффициенты усиления крайних элементов, представляющих из себя вертикальные подрешетки из G элементов, $G=(M_0-M)/2$, увеличивается соответственно в G раз. Таким образом, в горизонтальной плоскости получается набор разреженных решеток с неоднородными по коэффициентам усиления элементами, большими у крайних элементов решетки.

Границы Крамера-Рао для рассматриваемого случая

Для рассматриваемого случая оценки неизвестных параметров волнового фронта сигнала, наблюдаемого на фоне аддитивного гауссовского шума (1), с плоским волновым фронтом и известной формой сигнала во времени, функция правдоподобия $W(\mathbf{x}/\mathbf{S})$ записывается как гауссовское распределение с ковариационной матрицей $\mathbf{R}=\sigma^2\mathbf{I}$ и средним значением $\boldsymbol{\mu}=a[n]\mathbf{S}$. Неизвестный вектор волнового фронта для рассматриваемого класса антенн может быть записан как

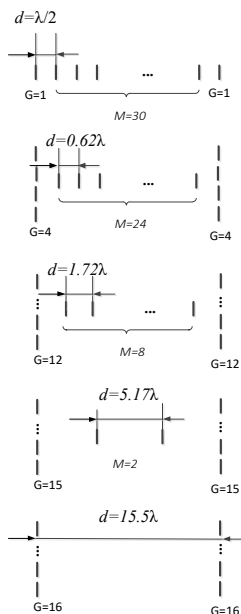


Рис. 1

$$\mathbf{S} = e^{j\varphi_0} [\sqrt{G} e^{j\varphi_1} e^{j\varphi_2}, \dots, \sqrt{G} e^{j\varphi_M}]^T, \quad (2)$$

где φ_0 – начальная фаза сигнала, φ_m – фазовый набег на элементах АР, G – коэффициент усиления на крайних элементах антенны. В работе [7] для этого случая для решения

задачи совместного оценивания начальной фазы и угла прихода сигнала получены нижние границы дисперсий соответствующих оценок (границы Крамера-Рао)].

$$\text{ГКР}(\theta) = \frac{1}{\left(2\pi \cdot \frac{d}{\lambda}\right)^2} \cdot \frac{1}{2N \cdot \text{SNR}} \cdot \frac{1}{\frac{M(M^2 - 1)}{12} + 2G \left(\frac{M + 1}{2}\right)^2} \quad (3)$$

$$\text{ГКР}(\varphi_0) = \frac{1}{2N \cdot \text{SNR}} \cdot \frac{1}{M + 2G} \quad (4)$$

Точность оценки фазы не зависит от конфигурации АР. При $G=1$ формулы (3) и (4) превращаются в формулы для стандартной однородной линейной антенной решетке, приведенные в [8] для $M+2$ элементов.

Результаты моделирования

Был проведен сравнительный анализ характеристик неоднородных эквидистантных разреженных антенных решеток с общим числом элементов $M_0=32$. Были рассмотрены конфигурации антенных решеток A_1 с $M=20$, $G=6$ и A_2 с $M=28$, $G=2$ и проведено сравнение их характеристик со стандартной однородной линейной антенной решеткой A_0 с таким же общим числом элементов $M_0=32$ и расстоянием между элементами, равным половине длины волны (см. рис. 2). Следует отметить, что в диаграммах направленности разреженных антенных решеток могут возникать нежелательные дифракционные боковые лепестки. Для расстояний между антенными элементами $\lambda/2 < d < \lambda$ такие дифракционные максимумы могут возникать, когда главный лепесток АР будет охватывать углы θ , превышающие некоторый предельный угол θ_L [7], который составляет $\theta_L = \pm 18^\circ$ для решетки A_1 , and $\theta_L = \pm 55^\circ$ для решетки A_2 .

На рис. 3 показаны графики $\sigma_{\sin\theta}$ в зависимости от SNR для однородной антенной решетки A_0 и неоднородных разреженных решеток A_1 и A_2 .

Из результатов, показанных на рис. 3, видно, что пороговые значения SNR для решеток A_0 и A_2 практически одинаковы. Однако точность оценки AoA сигнала немного выше (около 5,5%) для A_2 , чем для A_0 при $\text{SNR} > \text{SNR}_{\text{th}} = 0$ дБ. В то же время угол прихода сигнала θ_S должен находиться внутри сектора $\pm 57^\circ$. Для решетки A_1 точность оценки AoA повышается примерно на 21% по сравнению с A_0 , однако для достижения такой точности необходимо иметь $\text{SNR} > \text{SNR}_{\text{th}} = 2$ дБ и, в то же время, угол прихода сигнала θ_S должен находиться внутри сектора $\pm 20^\circ$.

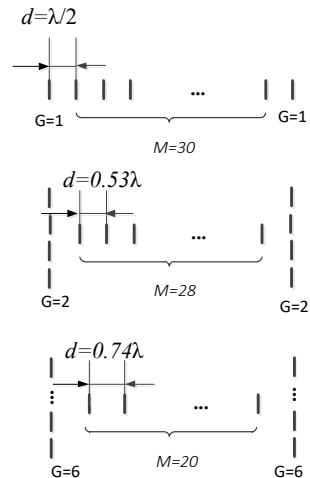


Рис. 2

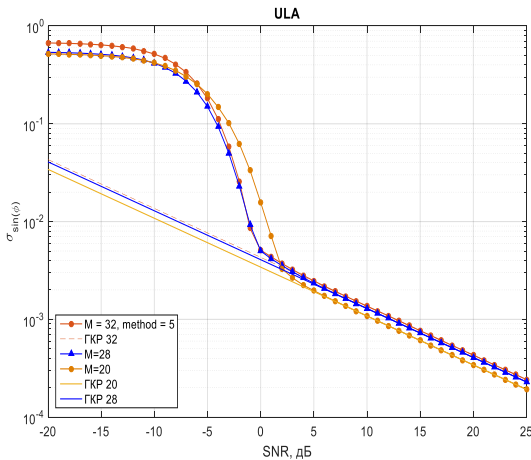


Рис. 3

решетки. Для SNR, превышающих эти пороговые значения, точность предложенных ML-оценок AoA практически совпадает с теоретическими пределами. Было продемонстрировано, что в неоднородных разреженных антенных решетках точность оценок AoA сигнала может быть повышена в ограниченном секторе углов.

Заключение

В данной работе исследуется точность оценки угла прихода сигнала с плоским волновым фронтом, принимаемого различными типами многоэлементных антенных решеток. В результате моделирования были получены пороговые значения SNR на выходах согласованных фильтров, выполняющих начальную обработку сигналов от элементов антенной

- [1] Ottersten B., Viberg M., Stoica P., Nehorai A. // Radar Array Processing. – New-York: Springer-Verlag, 1993. P. 99.
- [2] Renaux A., Foster P., Chaumette E., Larzabal P. // IEEE Transactions on Signal Processing. 2006. Vol. 54, No. 12. P. 4840.
- [3] Korso M.N.E., Boyer R., Renaux A., Marcos S. Conditional and Unconditional Cramer-Rao Bounds for Near-Field Source Localization. // IEEE Transactions on Signal Processing. 2010. Vol. 58. No. 5. P. 2901. DOI: 10.1109/TSP.2010.2043128
- [4] D. T. Vu A. Renaux R. Boyer and S. Marcos "A Cramer Rao bounds based analysis of 3D antenna array geometries made from ULA branches" in Multidimensional Systems and Signal Processing Germany – Berlin: Springer-Verlag Oct. 2011.
- [5] Gershman A.B. and Bohme J.F. A note on most favorable array geometries for DOA estimation and array interpolation // *IEEE Signal Processing Letter*. 1997. Vol. 4, No. 8. P. 232. doi: 10.1109/97.611287.
- [6] Peshkov I.W., Fortunova N.A. and Zaitseva I.N. Minimizing the Cramer-Rao Lower Bound for Antenna Arrays with Directional Radiators for Direction-of-Arrival Estimation of Radio Signals, *2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, Arkhangelsk, Russian Federation, 2022. P. 1.
- [7] O. Bolkhovskaya, A. Maltsev, Analysis of the accuracy of estimating the angle of arrival of a signal in an inhomogeneous sparse antenna array, 2024 Wave Electronics and its

Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), принято к печати.

- [8] O. Bolkhovskaya, V. Sergeev and A. Maltsev, Cramer-Rao Lower Bounds for the Task of Joint Estimation of Signal Initial Phase and AoA in Multi-Element Antenna Arrays, 2023 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), St. Petersburg, Russian Federation, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/WECONF57201.2023.10148023.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ИНДУСТРИАЛЬНЫХ ПОМЕХ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЛЕЙНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

А.В. Бугров, А.А. Мальцев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

На данный момент достаточно мало исследований в этой области, поэтому изучение данных должно прояснить картину. В данной работе исследуется влияние внешних факторов (промышленных помех) на качество передачи информации по релейным линиям связи, работающим в диапазоне 15 ГГц и расположенным в зоне действия авиационных радиолокаторов. В указанной работе одной из основных решаемых задач была качественная оценка влияния сторонних кратковременных помех на радио релейные пролёты на основе долговременного мониторинга характеристик RRL по стандартной методологии и метрикам, утвержденным документами Международного союза электросвязи (рекомендация ITU-T G.826 [1]).

Качественные показатели РРЛ

Самым распространённым показателем ошибок является BER (коэффициент битовых ошибок), который определяется как отношение количества битов, полученных с ошибками, к количеству отправленных битов, рассчитанное за определенный период времени. Однако BER можно измерить только в тестовом режиме с отключенной услугой (OoS – Out of Service), но не во время реальных сеансов связи. Поэтому на основе показателей BER на практике вводятся другие показатели ошибок. В соответствии с рекомендациями ITU метрики ошибок, основанные на концепции «секунд с ошибками», которые можно измерить «в режиме реального времени» при включении услуги, наиболее точно характеризуют качество услуг в канале связи. В экспериментах, результаты которых приведены ниже в настоящей работе, для более детального контроля нестационарного поведения канала связи использовался минимальный рекомендуемый интервал T 15 минут.

Полный набор параметров производительности РРЛ согласно ITU T G.826 следует оценивать с использованием следующих показателей:

- Секунда с ошибками (Errored Second, ES), содержащая хотя бы один блок с ошибками или дефект;
- Секунда с многочисленными ошибками (Severely Errored Second, SES), которая содержит $\geq 30\%$ блоков с ошибками или, по крайней мере, один период с серьезными нарушениями соединения (Severely Disturbed Period, SDP);
- Блок с фоновой ошибкой (Background Block Error, BBE) - блок с ошибками вне отмеченных ошибками секунд (SES).

Еще один важный показатель – период недоступности UAS (Unavailability seconds). Период недоступности начинается с наступлением десяти последовательных SES. Эти десять секунд считаются частью времени недоступности. Новый период доступного времени начинается с наступлением десяти последовательных событий, не относящихся к SES. Эти десять секунд считаются частью доступного времени. Рисунок 1 иллюстрирует это определение.

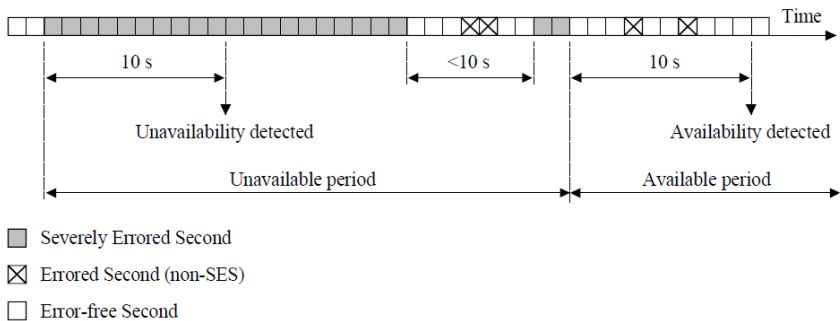


Рис. 1

Анализ показателей ошибок на РРЛ

Рассмотрим пример качественных характеристик на типичной РРЛ в городских условиях. РРЛ работает в диапазоне разрешённых частот на приём $f_{tx} = 14650$ МГц. С обеих сторон установлены параболические антенны диаметром 0.6 метра, длина линии 16190 м, первая зона Френеля полностью открыта. Характеристика проблемы на данной РРЛ следующая: эпизодически без особой периодичности с одной стороны на оборудовании фиксируются ошибки. Были проведены экспериментальные исследования и собраны данные с оборудования из стандартной системы мониторинга о BBE, ES, SES, UAS, максимальном и минимальном приёмных уровнях (RSL_min и RSL_max – Radio Signal Level). Информация с элементов собирается раз в 15 минут, после чего данные объединяют до часовых интервалов и помещают на сервер статистики.

Статистическая картина следующая: большое количество резких кратковременных всплесков ошибок BBE и ES. При этом совсем не возникают UAS и SES. Изменения максимального и минимального приемных уровней в моменты появления ошибок не пересекают заданных производителем границ и не имеют корреляции с ошибками. На рисунке 2 представлены данные о количестве BBE в зависимости от времени. На шкале абсцисс в одном делении выставлены 5 часовых значений, на шкале ординат количество BBE за один час. Под графиком помещена таблица с минимальным, максимальным и средним значением показателей.

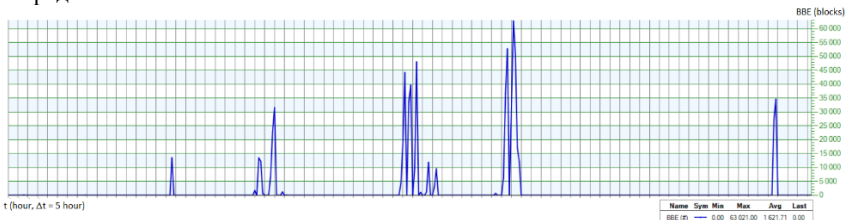


Рис. 2

На рисунке 3 представлены данные о количестве ES, SES, UAS в зависимости от времени. На шкале абсцисс в одном делении выставлены 5 часовых значений, на шкале ординат количество секунд ES, SES, UAS за один час. Под графиком размещена таблица с минимальным, максимальным и средним значением показателей.

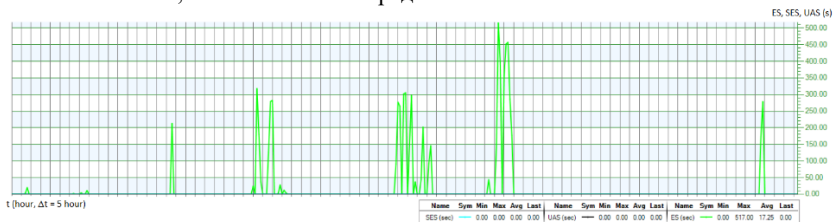


Рис. 3

На рисунке 4 представлена зависимость минимального и максимального приёмного уровня RSL_min и RSL_max от времени. На шкале абсцисс в одном делении выставлены 5 часовых значений, на шкале ординат количество секунд – приёмный уровень на входе приёмного устройства.

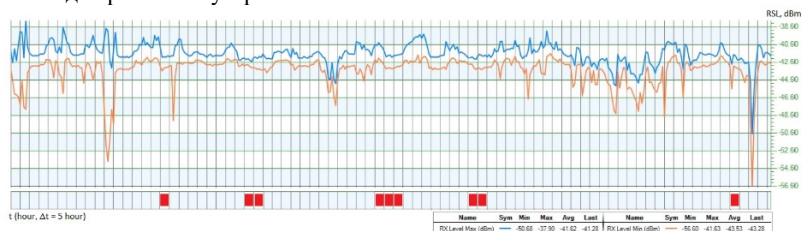


Рис. 4

Внизу под графиком указана диаграмма с цветными отметками, в которые наблюдались ВВЕ и ES. Также под графиком помещена таблица с минимальным, максимальным и средним значением показателей. Данная линия проходит над аэродромом, на расстоянии 3460 м от проблемной стороны находится посадочная площадка.

Выводы и результаты

Рассмотрим радиолокационные системы (РЛС), которые используют в гражданской авиации. Спектры, которые используются РЛС в аэропортах, указаны в таблице соотношения типа радиолокатора и длины волны, на которой он работает.

В гражданской авиации используются двухкоординатные радиолокаторы,

<i>Tun РЛС</i>	λ , см
Обзорный радиолокатор трассовый (ОРЛ-Т)	10 - 23
Посадочные РЛС (ПРЛ)	2-3

измеряющие дальность и азимут. Антенны радара установлены на специальных вышках таким образом, чтобы холмы, здания и другие особенности местности не загромождали зону обзора. Все эти типы РЛС, кроме РЛС ОЛП [2], работают в импульсном режиме, т.е. используется импульсный метод измерения дальности.

Радиолокаторы обзора лётного поля (РЛС ОЛП)	0.8
---	-----

Как видно из таблицы выше, посадочные радиолокаторы наиболее близки по спектру к исследуемой ретрансляционной системе. Посадочные радиолокаторы предназначены для наблюдения с земли за линией курса и глиссады самолета, а также для управления посадкой путем передачи экипажу команд, корректирующих траекторию его снижения. В связи с этим при сопровождении посадки самолета угол места луча радара оказывается небольшим. Это, видимо, создает сильные импульсные помехи в работе РРЛ. Поэтому весьма правдоподобной представляется рабочая гипотеза о том, что ошибки на рассматриваемом РРЛ появляются после срабатывания этого типа помех.

[1] ITU-T G.826 Telecommunication Standardization Sector Of ITU, Series G: Transmission Systems And Media, Digital Systems And Networks, Digital networks – Quality and availability targets, End-to-end error performance parameters and objectives for international, constant bit-rate digital paths and connections, 2002.

[2] Коновалов Л.М. // Теория и техника радиосвязи. 2015. № 1. С. 59.

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ ОЦЕНИВАНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ НА ИСТОЧНИК ИЗЛУЧЕНИЯ В КРУГОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

Н.Е. Чернова, О.В. Болховская

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В данной работе представлен и реализован двухшаговый алгоритм оценивания угла прихода сигнала, который позволяет значительно улучшить точность определения направления на источник сигнала.

Построены зависимости среднеквадратичных оценок углов прихода полезного сигнала от отношения сигнал/шум, получены пороговые значения для заданных направлений на источник.

Для исследования вопроса об эффективности предложенного алгоритма получения максимально правдоподобных оценок параметров волнового фронта сигнала произведено сравнение их дисперсии с теоретически минимально возможными, определяемыми неравенством Крамера-Рао.

Постановка задачи

В современном мире технологий точность определения местоположения различных объектов является ключевым фактором в многочисленных приложениях, таких как навигация, мониторинг окружающей среды, безопасность и многие другие [1, 2]. Одним из важнейших аспектов в этой области является разработка алгоритмов высокоточной пеленгации и локализации источников сигналов. Быстрая и точная оценка угла прихода (AoA) полезного сигнала важна при обработке сигналов в многоэлементных антенных решетках, которые все чаще используются в современных системах радиосвязи и радиолокации. Существуют разные методы определения параметров дискретных источников сигналов с помощью антенной решетки, например, метод максимального правдоподобия, метод Кейпона, метод «теплового шума» и др. Каждый дискретный источник характеризуется амплитудой падающей волны и направлением ее прихода. Наиболее сложной является задача определения направления на источник излучения. В данной работе представлен и реализован двухшаговый алгоритм оценивания угла прихода сигнала, который позволяет значительно улучшить точность определения направления на источник сигнала.

Задача оценки угла прихода детерминированного известного сигнала от источника, находящегося в дальней зоне, принимаемого круговой антенной решеткой на фоне аддитивного белого гауссовского шума математически формулируется на языке гипотез:

$$H_0: \mathbf{x}[n] = a[n] \cdot \mathbf{S}_0 + \xi[n] \quad (1)$$

$$H_1: \mathbf{x}[n] = a[n] \cdot \mathbf{S}_1 + \xi[n] \quad (2)$$

$$n = 1, \dots, N,$$

где H_0 – гипотеза о том, что источник находится в дальней зоне (волновой фронт принятого полезного сигнала плоский), H_1 – о том, что источник находится в ближней зоне (волновой фронт сферический), $\mathbf{x}[n] = (x_1[n], \dots, x_m[n])^T$ – вектор отсчетов сигналов, наблюдаемых на элементах антенной решетки, $a[n]$ – комплексная амплитуда полезного сигнала, $\mathbf{S}_0 = (s_{01}, \dots, s_{0M})^T$ – неизвестный вектор-фазор плоского волнового фронта, зависящий от геометрии антенны и угла прихода сигнала, $\mathbf{S}_1 = (s_{11}, \dots, s_{1M})^T$ – неизвестный вектор-фазор сферического волнового фронта, зависящий не только от угла прихода, но и от расстояния R до источника излучения, $\xi[n]$ – вектор собственных шумов AP, N – объем выборки, T – знак транспонирования.

Будем считать, что антенна калибрована и мощность собственных шумов в элементах AP одинаковая и единичная, а $a[n]$ – известная функция времени, выражающая закон модуляции полезного сигнала.

Запишем вектор-фазор для круговой M -элементной эквидистантной AP (с радиусом $R_0 = D/2$, с произвольной начальной фазой φ_{init}):

$$\mathbf{S}_0(\theta) = e^{j\varphi_{init}} [e^{j\varphi_{p1}}, \dots, e^{j\varphi_{pM}}]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{S}_1(\theta, R) = e^{j\varphi_{init}} [e^{j\varphi_{s1}}, \dots, e^{j\varphi_{sM}}]^T. \quad (4)$$

Ниже записаны формулы для нахождения фазы сигнала на m -ом элементе антенны φ_m , по отношению к фазе сигнала в центре AP, для линейного волнового фронта (источник в зоне Фраунгофера) (5) и для сферического волнового фронта (источник в зоне Френеля) (6):

$$\varphi_{pm} = 2\pi \frac{R_0}{\lambda} \cos\left(\frac{2\pi(m-1)}{M} - \theta\right) \quad (5)$$

$$\varphi_{sm} = 2\pi \frac{R_0}{\lambda} \left\{ \cos\left(\frac{2\pi(m-1)}{M} - \theta\right) - \frac{R_0}{2R} \sin^2\left(\frac{2\pi(m-1)}{M} - \theta\right) \right\}. \quad (6)$$

Как можно видеть из (3) - (6): \mathbf{S}_0 зависит только от начальной фазы φ_{init} и угла прихода сигнала θ (направления на источник), а \mathbf{S}_1 – как от направления на источник θ , так и от расстояния R до источника излучения (рис. 1).

Для пространственно-когерентного полезного сигнала с произвольным детерминированным волновым фронтом и известной временной структурой полезного сигнала $a[n]$, максимально правдоподобная (МП) оценка вектора-фазора у волнового фронта находится путем параллельной согласованной фильтрации сигналов на выходах элементов AP.

Для плоского волнового фронта с вектором-фазором (3) МП оценку угла прихода

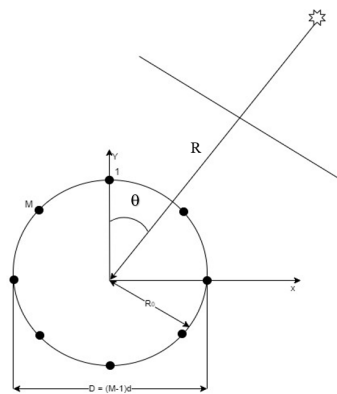


Рис. 1

волнового фронта $\tilde{\theta}$ можно найти путем решения задачи максимизации скалярного произведения вектора сигнала на выходах согласованных фильтров \mathbf{y} и вектором-фазором плоской волны $\mathbf{S}(\theta)$ [3]:

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta} \left\{ \operatorname{Re} \left(\mathbf{y}^H \mathbf{S}(\tilde{\theta}) \right) \right\}. \quad (7)$$

В рассматриваемом случае МП оценка волнового фронта $\hat{\mathbf{S}}_0$ при гипотезе H_0 находится путем решения задачи максимизации скалярного произведения между вектором сигналов \mathbf{y} на выходах согласованных фильтров и «пробным» (trial) вектором-фазором плоской волны (3) с учетом набега фаз (5) на элементах круговой АР относительно центра антенны:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{S}}_0 &= e^{j\hat{\varphi}_{init}} [e^{j\hat{\varphi}_{p1}}, \dots, e^{j\hat{\varphi}_{pM}}]^T \\ \{\hat{\varphi}_{init}, \hat{\varphi}_{pm}\} &= \arg \max_{\varphi_{init}, \varphi_{pm}} (\hat{\mathbf{S}}_0 \mathbf{y}). \end{aligned} \quad (8)$$

На начальном этапе обработки проводится согласованная фильтрация полезного сигнала на каждом из элементов антенной решетки для получения МП оценки вектора волнового фронта, без учета ограничений на форму волнового фронта сигнала.

Далее находится грубая оценка угла прихода $\tilde{\theta}_{лин}$ и начальной фазы $\tilde{\varphi}_{0 лин}$ сигнала в приближении плоского волнового фронта (гипотеза H_0) путем кругового сканирования пространства с шагом, равным полуширине главного луча АР. Затем строится виртуальная линейная неравномерная антенная решетка (см. рис. 2), что позволяет провести стандартный расчет коэффициентов квадратичной регрессии для нахождения поправок к оценке начальной фазы и угла прихода сигнала.

При этом координаты элементов виртуальной антенной решетки находятся из уравнения (9):

$$x'_m = R_0 \sin \left(\frac{2\pi(m-1)}{M} - \tilde{\theta}_{лин} \right). \quad (9)$$

Таким образом, составляются пары значений координат элементов виртуальной решетки по оси x'_m и соответствующих им разностей фаз φ'_m , $m = 1, \dots, M$ и производится уточнение оценок угла прихода и начальной фазы сигнала, полученных на основании дискретного сканирования, путем линейного регрессионного сглаживания по апертуре виртуальной антенной решетки.

Для исследования вопроса об эффективности предложенных выше алгоритмов получения МП оценок параметров волнового фронта сигнала (для гипотезы H_0 : угла

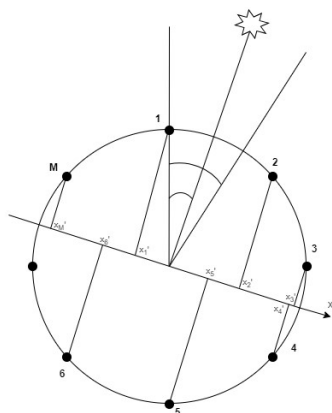


Рис. 2

прихода θ и начальной фазы φ_0) будем сравнивать их дисперсии с теоретически минимально возможными, определяемыми неравенством Крамера-Рао [4]:

$$CRB(\theta) = \frac{\lambda^2 R^2}{4SNR \cdot \pi^2 R_0^2 M(R^2 + R_0^2)}. \quad (10)$$

Результаты моделирования

Моделирование описанного алгоритма оценивания параметров волнового фронта сигнала и дисперсий полученных оценок, было проведено на примере круговой эквидистантной M -элементной АР с диаметром, равным апертуре D линейной эквидистантной 8- элементной решетки с расстоянием между элементами $d = \lambda/2$. Комплексная амплитуда полезного сигнала $a[n]$ предполагалась известной и задавалась в виде псевдослучайной последовательности длиной $N = 32$, которая принималась на фоне аддитивного белого гауссовского шума с единичной дисперсией ($\sigma^2 = 1$).

Из приведенных на рис. 3 графиков видно, что точность направления на источник излучения определяется, в основном, SNR и при больших значениях отношением сигнал-шум, достигает теоретической нижней границы Крамера-Рао, которая не зависит от угла прихода полезного сигнала и при каждом увеличении SNR на 6 дБ ошибка оценивания направления уменьшается в 2 раза, что полностью соответствует теоретической формуле (18). В то же время, пороговые значения отношения сигнал/шум незначительно зависят от угла прихода сигнала: $SNR_{th} = 9$ дБ для $\theta = 22.5^\circ$ и $SNR_{th} = 10$ дБ для $\theta = 0^\circ$. Это приводит к тому, что точность определения направления на источник сигнала в области малых значений отношения сигнал/шум ($SNR \leq SNR_{th}$) для угла $\theta = 0^\circ$ примерно на 1 дБ хуже, чем для $\theta = 22.5^\circ$.

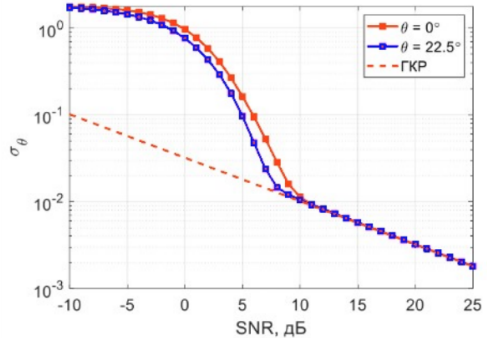


Рис. 3

- [1] Richards M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing. McGraw-Hill Education. 2014. 617 p.
- [2] Sand S., Dammann A., Mensing C. Positioning in wireless communications systems. John & Wiley Sons. 2014.
- [3] Sergeev V.A., Bolkhovskaya O.V., Maltsev A.A. Testing the Hypothesis of a Plane Wavefront of a Signal Received by a Multi-Element Antenna Array // Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). 2022.
- [4] Stoica P. Spectral analysis of signals / P. Stoica, R. Moses. – Pearson Prentice Hall, 2005. 452 p.

ПРОЕКЦИОННЫЙ ПОДХОД В АНАЛИЗЕ АНОМАЛЬНЫХ ДАТЧИКОВ В ЗАДАЧАХ, СВЯЗАННЫХ С ИЗМЕРЕНИЕМ ВИБРОАКУСТИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ

Н.А. Кутузов, А.А. Родионов

ИПФ РАН

Введение

Измерения с использованием набора вибродатчиков используются в ряде задач виброакустики, например таких как обнаружение дефектов в конструкциях, верификация конечно – элементных моделей (КЭМ), локализация источников, определение и разрешение собственных форм и частот колебаний. Успешное решение данных задач существенно зависит от пространственной конфигурации набора вибродатчиков. Существует большое число работ, посвященных оценке эффективности/качества конфигураций при решении различных задач виброакустики (критерии Modal Assurance Criterion, Effective Independence [1]).

Иногда конфигурация расположения датчиков фиксирована, а их пространственное расположение ограничено техническими возможностями. В этом случае актуальной становится задача отделения «хороших» датчиков от «плохих», которые могут ухудшить результат решаемой задачи (например, по поиску источников). Появление «плохих» датчиков может быть связано с выходом из строя самих преобразователей или их неудачным расположением (в узлах мод, либо в точках большого рассогласования с моделью) или появлением дефекта в реальной конструкции или механизма. Показания таких «плохих» вибродатчиков будем называть выбросами/аномалиями. При решении задачи обнаружения и классификации аномалий на вибродатчиках могут использоваться методы обработки показаний датчиков, широко применяемые и в отличных от виброакустики областях. Широко используются алгоритмы, основанные на методе главных компонент (РСА) и использовании машинного обучения (ANN) [2].

Однако малоисследованным остается вопрос о применении обработки аномалий датчиков при решении такого вида распространенной обратной задачи в виброакустике, как локализация виброисточников [3-4]. В работах не рассматривается вопрос классификации и обнаружения аномальных, “плохих” датчиков и их влияния на результат локализации. Между тем, такие датчики могут существенно ухудшить качество локализации, сделать ее невозможной. В настоящей работе устраняется этот пробел и предлагается оригинальный метод, основанный на использовании проекционных алгоритмов, сочетающий использование и модельных и экспериментальных данных.

Задача локализации виброисточников

Имеется некоторая механическая конструкция и соответствующая КЭМ. В некотором узле расположен виброисточник, излучающий широкополосный шум. В каждой узкой частотной полосе амплитудно-частотная характеристика виброисточника близка к константе, а сигнал, соответственно, является белым шумом. В K точках конструкции находятся вибродатчики (акселерометры), а принимаемый сигнал подвергается узкополосной фильтрации на частоте f_0 . В задаче локализации единственного виброисточника эффективно использовать выражение для целевой функции, полученное из метода наименьших квадратов [4]:

$$S_{MNK}(x, y, z, f_o) = \mathbf{V}^H \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{V} \rightarrow \max_{x,y,z} \quad (1)$$

где \mathbf{V} – собственный вектор выборочной корреляционной матрицы принятого сигнала $\hat{\mathbf{K}} = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H$, соответствующий максимальному собственному числу (J – общее число отсчетов сигнала, \mathbf{v}_j – мотсчеты сигнала в частотной области на частоте f_o), \mathbf{A} – $K \times 3$ (число вибродатчиков $\times 3$ составляющих вектора силы) матрица комплексных коэффициентов передачи из узла с координатами x, y, z в узлы, соответствующие контрольным точкам (в которых находятся вибродатчики), получаемая конечно-элементным моделированием по принципу взаимности.

Выражение (1) получено в предположении единственного источника. Для решения задачи с M источниками метод (1) не подходит и предложена [4] модификация метода сверхразрешения MUSIC:

$$S_{MUS}(x, y, z, f_o) = \lambda_{MUS}^{-1} \quad (2)$$

где λ_{MUS} – минимальное собственное число матрицы $(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{U} \mathbf{U}^H \mathbf{A}$, $\mathbf{U} \mathbf{U}^H = \sum_{i=L+1}^K \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H$ – матрица из собственных векторов выборочной корреляционной матрицы процесса $\hat{\mathbf{K}}$. Параметр метода L должен быть больше числа источников M .

В настоящей работе методы (1) и (2) используются для локализации одного и двух одновременно работающих виброисточников. При высоком отношении сигнал/шум качество локализации определяется разницей между модельной и реальной матрицами \mathbf{A} . На разных частотах и при разных положениях источника и вибродатчиков функция коэффициентов передачи определяется разными наборами мод. При этом, в каждой частотной полосе на одних вибродатчиках амплитуда и фаза колебаний лучше совпадает с модельными значениями, а на других – хуже. Для корректного решения обратной задачи по локализации необходим способ, который поможет исключить такие аномальные датчики с сопоставлением данных модели и эксперимента. Предпочтительно также, чтобы такой способ селекции датчиков позволил бы исключить и датчики с аппаратными неисправностями, резкими выбросами сигнала и т.д.

Проекционный метод селекции вибродатчиков

На частоте f_o для каждого узла i -го КЭМ рассчитаем матрицу коэффициентов передачи и для каждого узла составим $K \times 3$ матрицу

$$\mathbf{B}_i = [\overline{\mathbf{A}}_x \ \overline{\mathbf{A}}_y \ \overline{\mathbf{A}}_z], \quad (3)$$

где $\overline{\mathbf{A}}_x, \overline{\mathbf{A}}_y, \overline{\mathbf{A}}_z$ равны $\frac{\mathbf{A}(x_i, y_i, z_i) \mathbf{F}_x}{\|\mathbf{A}(x_i, y_i, z_i) \mathbf{F}_x\|_2}, \frac{\mathbf{A}(x_i, y_i, z_i) \mathbf{F}_y}{\|\mathbf{A}(x_i, y_i, z_i) \mathbf{F}_y\|_2}, \frac{\mathbf{A}(x_i, y_i, z_i) \mathbf{F}_z}{\|\mathbf{A}(x_i, y_i, z_i) \mathbf{F}_z\|_2}$ соответственно, а $\mathbf{F}_x = [1 \ 0 \ 0]^T, \mathbf{F}_y = [0 \ 1 \ 0]^T, \mathbf{F}_z = [0 \ 0 \ 1]^T, [\cdot]^T$ – операция транспонирования.

Составим из матриц \mathbf{B}_i $K \times 3N$ (N -число узлов в модели) матрицу $\mathbf{M} = [\mathbf{B}_1 \ \dots \ \mathbf{B}_N]$. Матрицы \mathbf{B}_i состоят из нормированных модельных откликов на единичные воздействия в трех направлениях для каждого узла, а матрица \mathbf{M} состоит из откликов для всей модели.

Матрица $\mathbf{T} = \mathbf{M} \mathbf{M}^H$ содержит $D < K$ главных компонент, через линейную комбинацию которых выражается любое воздействие. При наличии рассогласования и

аномальных датчиков разложение через ортогональный базис будет выполнено с существенной погрешностью. Определим такие датчики с использованием матрицы \mathbf{T} . Выполняем последовательно операции исключения каждого k -ого датчика из модели и из эксперимента (получив K матриц \mathbf{T}_k и $K \times J$ векторов \mathbf{v}_{jk}). Число D найдем из правила для спектра собственных чисел матрицы \mathbf{T}_k $\sum_{w=1}^D \lambda_w / \sum_{w=1}^{K-1} \lambda_w > 0.99$. Для каждого k найдем отношение

$$F_{sensor}(k) = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \frac{\mathbf{v}_{jk}^H \mathbf{v}_{jk}}{\mathbf{v}_{jk}^H \mathbf{C} \mathbf{C}^H \mathbf{v}_{jk}}, \quad (4)$$

где $\mathbf{C} \mathbf{C}^H = \sum_{d=D+1}^{K-1} \mathbf{c}_d \mathbf{c}_d^H$, \mathbf{c}_d -собственные вектора матрицы \mathbf{T}_k , соответствующие младшим $D+1 \leq w \leq K-1$ собственным числам λ_w . Функция (4) вычисляется для каждого k -ого датчика в каждой частотной полосе f_o и является мерой того, насколько “хорошо” вектора экспериментальных отсчетов без k -ого датчика лежат в пространстве D модельных главных компонент (при удалении “плохого” датчика знаменатель (4) резко уменьшится). Резко выделяющиеся выбросы функции (6) можно определить с помощью абсолютного медианного отклонения, и аномальными считаем датчики для которых выполняется:

$$F_{sensor}(k) > median(F_{sensor}(1..K)) + 3MAD, \quad (5)$$

где $MAD = median(|F_{sensor}(1..K) - median[F_{sensor}(1..K)]|)b, b = 1.4826$.

Результаты апробации проекционного метода

Апробация метода (4) проводилась в имитационном моделировании с одним источником и эксперименте с двумя источниками, установленными на механической конструкции (характерный размер конструкции – около 0.8 м). Источники излучали широкополосный шум в диапазоне 100-800 Гц, на конструкции было установлено 22 вибродатчика. Численный расчет матриц \mathbf{A} выполнялся в диапазоне излучения источников с шагом в 1 Гц. Локализация единственного источника проводилась методом (1), двух – методом (2).

При проведении имитационного моделирования в каждой из полос в диапазоне 100-800 Гц выбирался случайный вибродатчик и отклик на данном датчике домножался на случайную гауссовую действительную переменную, с нулевым средним и единичным СКО (симуляция рассогласования). Результат применения метода (4) представлен на рис. 1. Локализация производилась по МНК, оценивалась ошибка локализации (отклонение оценки от истинного положения) и аномальная ошибка (неудачные полосы с ошибкой больше 12 см). Размерность базиса D в большинстве полос была равна 4-7, в полосах близких к модам D снижалась. Применение (4) позволило существенно снизить ошибку локализации (посередине). Справа представлена функция (4) для аномалии на 12 датчике.

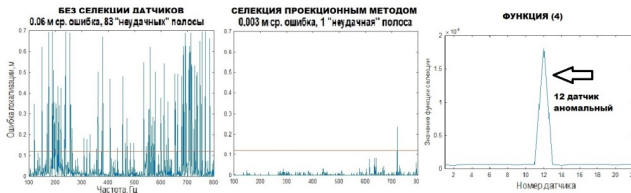


Рис. 1

На рис. 2 представлен результат локализации двух источников на одной частоте в эксперименте с использованием метода(4) – справа, и без него – посередине. Слева на фото – конструкция и истинное положение виброисточников. Звездами отмечены оценки положения источников. Проекционный метод удалил из анализа несколько датчиков и позволил правильно оценить положение виброисточников.



Рис. 2

Заключение

В настоящей работе для решения задачи определения аномальных измерений на вибродатчиках предложен оригинальный метод, основанный на использовании проекционных алгоритмов. В моделировании и эксперименте в задаче локализации виброисточников показано, что предложенный метод решает задачу обнаружения и классификации аномальных приемников. Метод обладает большим потенциалом развития и может использоваться в других областях.

Работа выполнена в рамках госзадания ИПФ РАН по теме FFUF-2024-0040.

- [1] Pastor M., Binda M., Harcarik T. // Modal Assurance Criterion. Procedia Engineering 2012. Vol. 48. P. 543.
- [2] Teh H., Wang K. // Sensor data quality: a systematic review. Journal of Big Data. 2020. Vol. 7, No. 11. P. 1.
- [3] Артельный П.В. и др. // Экспериментальная реализация метода поиска источников виброактивности и эксплуатационных дефектов в сложных конструкциях. Акустический журнал. 2011. Т. 57, №. 1. С. 13.
- [4] Кутузов Н.А. и др. // Исследование возможности локализации нескольких источников вибрации в механоакустической системе с большим числом степеней свободы. Акустический журнал. 2020. Т. 66, №. 3. С. 319.

РАЗРАБОТКА И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ АКТИВНОГО ГАШЕНИЯ АКУСТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С БЫСТРОЙ ПРОЦЕДУРОЙ АДАПТАЦИИ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ

А.В. Львов, В.А. Карасева, А.А. Родионов, А.Г. Окунев

ИПФ РАН

Введение

Системы активного гашения акустического излучения основаны на формировании противозащитного акустического поля в местах расположения приемных элементов.

Адаптивный итерационный алгоритм минимизирует излучение в местах расположения приёмных элементов, корректируя коэффициенты адаптивных КИХ-фильтров.

По способу реализации такие системы делятся на два класса: реализация во временной и частотной области. Реализация во временной области имеет высокую вычислительную сложность и медленную сходимость. Снижение сложности достигается через покadroвую обработку данных в частотной области. Однако это приводит к недопустимой задержке при обработке сигналов.

В данной работе предлагается система активного гашения, формирующая компенсирующее воздействие во временной области, но осуществляющая процедуру адаптации коэффициентов фильтров в частотной области. Адаптация с использованием метода наименьших квадратов увеличивает скорость и точность сходимости алгоритма. Результаты моделирования и экспериментов демонстрируют эффективность системы.

Структурная схема системы и алгоритм активного гашения

На рис. 1 представлена структурная схема системы активного гашения акустического излучения. Управление формирующим многоканальным фильтром производится с ПЭВМ в соответствии с предложенным алгоритмом. Рассмотрим работу алгоритма в частотной области. Введем следующие обозначения¹: $y_p = \mathbf{P}\mathbf{v}$ – звуковое поле, уровень которого необходимо уменьшить², $y_s = \mathbf{S}\mathbf{y}$ – поле, создаваемое управляемыми излучателями. Остаточное поле регистрируется приемниками в точках их расположения³, где \mathbf{v} – сигнал, регистрируемый опорными датчиками, \mathbf{P} – передаточная матрица от источников мешающего излучения до приемников, \mathbf{S} – передаточная матрица от управляемых излучателей до приемников на выбранной частоте. Обозначим $\mathbf{y} = \mathbf{W}\mathbf{v}$ – сигналы, подаваемые на управляемые излучатели⁴, где \mathbf{W} – матрица, составленная из амплитудно-фазовых частотных характеристик (АФЧХ) адаптивных фильтров.

¹ в сносках указаны размерности соответствующих матриц, индексы, соответствующие частоте, опущены.

² $y_p = [K \times 1]$, $\mathbf{P} = [K \times I]$, $\mathbf{v} = [I \times 1]$.

³ $y_s = [K \times 1]$, $\mathbf{S} = [K \times J]$, $\mathbf{y} = [J \times 1]$.

⁴ $\mathbf{y} = [J \times 1]$, $\mathbf{W} = [J \times I]$.

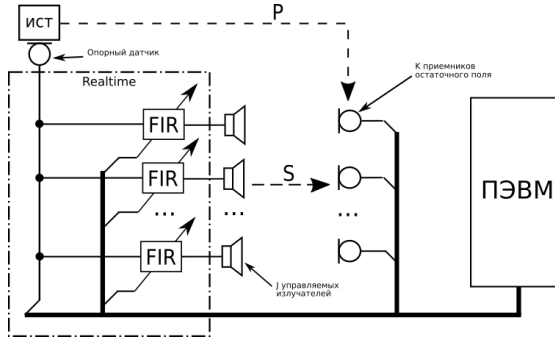


Рис. 1

Остаточное поле, регистрируемое приемными элементами, будет выглядеть следующим образом:

$$\mathbf{e} = \mathbf{y}_p + \mathbf{y}_s = \mathbf{P}\mathbf{v} + \mathbf{S}\mathbf{y} = \mathbf{P}\mathbf{v} + \mathbf{S}\mathbf{W}\mathbf{v}. \quad (1)$$

Запишем средний квадрат уровня остаточного поля на приемных элементах:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}^H \mathbf{e} &= (\mathbf{y}_p + \mathbf{S}\mathbf{W}\mathbf{v})^H (\mathbf{y}_p + \mathbf{S}\mathbf{W}\mathbf{v}) = \\ &= \mathbf{y}_p^H \mathbf{y}_p + \mathbf{y}_p^H \mathbf{S}\mathbf{W}\mathbf{v} + \mathbf{v}^H \mathbf{W}^H \mathbf{S}^H \mathbf{y}_p + \\ &+ \mathbf{v}^H \mathbf{W}^H \mathbf{S}^H \mathbf{S}\mathbf{W}\mathbf{v}. \end{aligned}$$

К этой величине добавим ограничение на величину вычисляемых АФЧХ формирующих фильтров $\text{atr}(\mathbf{W}\mathbf{W}^H)$, тогда целевая функция запишется как

$$F = \mathbf{e}^H \mathbf{e} + \alpha \text{tr}(\mathbf{W}\mathbf{W}^H) = \mathbf{y}_p^H \mathbf{y}_p + \mathbf{y}_p^H \mathbf{S}\mathbf{W}\mathbf{v} + \mathbf{v}^H \mathbf{W}^H \mathbf{S}^H \mathbf{y}_p + \mathbf{v}^H \mathbf{W}^H \mathbf{S}^H \mathbf{S}\mathbf{W}\mathbf{v} + \alpha \text{tr}(\mathbf{W}\mathbf{W}^H),$$

где α – коэффициент регуляризации. Определим минимум F , приравняв его производную к нулю:

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial \mathbf{W}} &= \mathbf{S}^H \mathbf{y}_p \mathbf{v}^H + \mathbf{S}^H \mathbf{y}_p \mathbf{v}^H + \mathbf{S}^H \mathbf{S}\mathbf{W}(\mathbf{v}\mathbf{v}^H + \mathbf{v}\mathbf{v}^H) + \alpha \mathbf{W} = \\ &2\mathbf{S}^H \mathbf{y}_p \mathbf{v}^H + 2\mathbf{S}^H \mathbf{S}\mathbf{W}\mathbf{v}\mathbf{v}^H + \alpha \mathbf{W} = 0. \end{aligned}$$

В результате получим следующее уравнение:

$$2\mathbf{S}^H \mathbf{y}_p \mathbf{v}^H + 2\mathbf{S}^H \mathbf{S}\mathbf{W}\mathbf{v}\mathbf{v}^H + \alpha \mathbf{W} = 0. \quad (2)$$

Введем обозначения

$$\mathbf{A} = 2\mathbf{S}^H \mathbf{S}, \quad \mathbf{B} = \mathbf{v}\mathbf{v}^H, \quad \mathbf{C} = -2\mathbf{S}^H \mathbf{y}_p \mathbf{v}^H.$$

Тогда (2) запишется в виде:

$$\mathbf{A}\mathbf{W}\mathbf{B} + \alpha \mathbf{W} = \mathbf{C}.$$

Решением его является [1]:

$$\text{vec}(\mathbf{W}) = (\alpha \mathbf{I} + \mathbf{B}^T \otimes \mathbf{A})^{-1} \text{vec}(\mathbf{C}).$$

Используя АФЧХ адаптивных фильтров \mathbf{W} определим ИХ через обратное преобразование Фурье ($\mathbf{H} = \mathcal{F}^{-1}(\mathbf{W})$). В связи с тем, что \mathbf{W} при неизменяемых параметрах системы (\mathbf{S} и \mathbf{P}) остается постоянной [2], можно реализовать систему, которая обеспечивает вычисление \mathbf{W} и формирует компенсирующие сигналы, подаваемые на управляемые излучатели. Данный способ достаточно просто реализуется путем использования ПЭВМ и устройства обработки сигналов, подключенного к многоканальным АЦП и ЦАП. При этом устройство обработки в реальном времени производит только вычисления сверток опорных сигналов с ИХ формирующих фильтров, что значительно снижает предъявляемые к нему требования.

Для функционирования системы необходимо также наличие оценок ИХ путей распространения акустических волн каждой из пар «управляемый излучатель – приемник остаточного поля». Оценка АФЧХ \mathbf{S} осуществляется отдельной процедурой калибровки перед началом работы.

В некоторых случаях полученные таким способом ИХ формирующих фильтров имеют некаузальную составляющую, т.е. решение оказывается физически нереализуемым. Для борьбы с этим эффектом был использован метод, заключающийся в обнулении некаузальной части импульсных характеристик \mathbf{H} и итерационном обновлении решения по отсчетам остаточного поля [3]. При этом на следующей итерации вместо отсчетов компенсируемого сигнала y_p используются отсчеты остаточного поля: $y_p \leftarrow y_p + \mathbf{S} * \mathbf{W} * v$, а вычисленное решение суммируется с решением, полученным на предыдущей итерации $\mathbf{H} \leftarrow \mathbf{H} + \mathcal{F}^{-1}(\mathbf{W})$. Данный способ позволяет достичь более глубокого уровня подавления.

Оценка эффективности работы на имитационной модели

Исследовался фрагмент системы активного гашения, состоящий из плоской квадратной решётки из 25 излучателей и расположенной над ней плоской решётки из 25 приёмных элементов. Расположение элементов системы гашения показано на рисунке 2. Расположенный вблизи отражающей стенки точечный излучатель формирует полосовой шум с частотой 500–1000 Гц, служит источником компенсируемого излучения. Вычисление \mathbf{W} и \mathbf{H} осуществлялось по блокам и корректировалось с учётом остаточного поля, регистрируемого во время записи каждого блока.

Уровни подавления, достигаемого в плоскости расположения приемников остаточного поля, приведены на рис. 3. Уровень подавления оценивался по формуле $10 \lg \left(\frac{P_0}{P} \right)$, где P_0 – мощность сигнала на выходе приемника остаточного поля до включения системы, P – мощность сигнала на выходе приемника остаточного поля после включения системы.

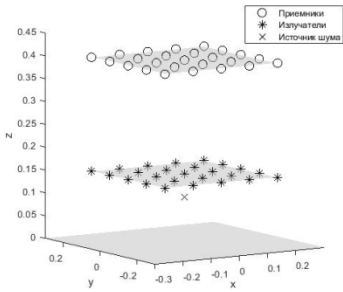


Рис. 2

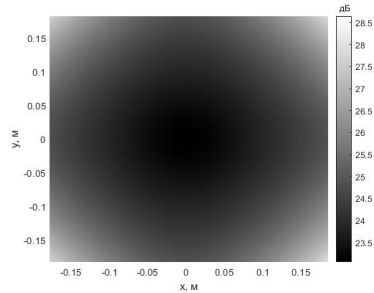


Рис. 3

Результаты экспериментального исследования эффективности алгоритма

На рис. 4 приведена фотография изготовленного экспериментального стенда: внизу расположен источник акустического излучения, далее управляемые излучатели (динамические головки), над ними микрофоны, регистрирующие остаточное поле. Распределение уровней подавления в плоскости приемников остаточного поля, достигаемого благодаря рассмотренному алгоритму, представлено на рис. 5.

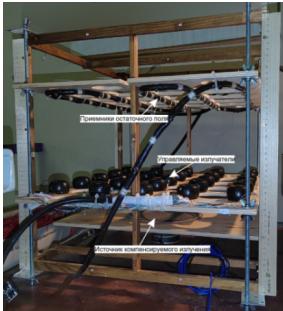


Рис. 4

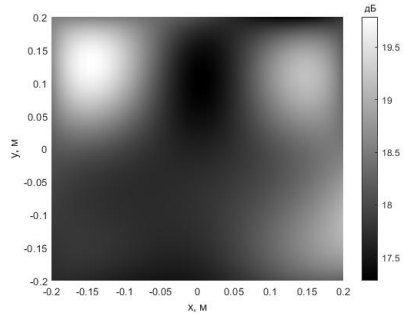


Рис. 5

Работа выполнена в рамках госзадания ИПФ РАН по теме FFUF-2024-0040.

- [1] Petersen K.B., Pedersen M.S. The Matrix Cookbook. Version: November 15, 2012 <https://math.uwaterloo.ca/~hwoikowi/matrixcookbook.pdf>
- [2] Kuo S.M., Morgan D.R. // Active noise control: a tutorial review. Proceedings of the IEEE. 1999. Vol. 87, No. 6. P. 943. <https://doi.org/10.1109/5.763310>
- [3] Karaseva V.A., Lvov A.V., Rodionov A.A. // Frequency-Domain Wideband Acoustic Noise Cancellation System. Journal of Applied Mathematics and Physics. 2023. Vol. 11, No. 8. P. 2523. <https://doi.org/10.4236/jamp.2023.118163>

МАКСИМИЗАЦИЯ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ В КООПЕРАТИВНОЙ AD HOC СЕТИ

Н.М. Мирошин, Е.А. Маврычев

ННГУ

Введение

Кооперативные системы связи используют пространственные различия сигналов и энергетические ресурсы сети для повышения качества приема удаленных пользователей [1]. Пользователи кооперативной системы принимают и ретранслируют сигналы, предназначенные обслуживаемому пользователю. В данной работе рассматривается кооперативная ad hoc сеть. Передача данных осуществляется между парой источник-получатель. При этом остальные узлы, которые будем называть кооперативными узлами, выполняют ретрансляцию сигнала от источника. Кооперативный прием и передача основывается на релейном протоколе «усиление и передача» [2]-[4]. Для оптимизации весовых коэффициентов кооперативных узлов используется критерий максимума ОСШ, что обеспечивает наилучшее качество приема сигнала на узле-получателе. Рассматривается решение задачи оптимизации с помощью метода множителей Лагранжа с эвристической процедурой поиска множителей Лагранжа.

Модель системы

Рассмотрим беспроводную ad hoc сеть, состоящую из $(N+2)$ узлов. Полагаем, что в одном временном кадре осуществляется передача данных между парой узлов сети: от узла-источника к узлу-получателю. Таким образом реализуется временное разделение узлов сети с протоколом передачи данных «точка-точка». Кооперативная стратегия предусматривает две стадии передачи данных, разделенных во времени. На первой стадии узел-источник передает информационный символ s_0 , а узел-получатель и кооперативные узлы принимают переданный сигнал. На второй стадии узел-источник повторно передает символ s_0 , а кооперативные узлы сети выполняют ретрансляцию пакета, принятого на первой стадии. Кооперативные узлы реализуют синхронный релейный протокол «усиление и передача», в котором каждый кооперативный узел усиливает пакет, принятый на первой стадии, вносит фазовый сдвиг и передает его на второй стадии.

Считаем, что каналы распространения сигналов частотно-неселективные и описываются комплексными коэффициентами передачи. Пусть $h_{n,1}$ – коэффициенты передачи первой стадии от узла-источника к узлу-получателю (для $n = 0$) и кооперативным узлам (для $n = 1, \dots, N$), $h_{n,2}$ – коэффициент передачи второй стадии к узлу-получателю от узла источника (для $n = 0$) и кооперативных узлов (для $n = 1, \dots, N$), при этом $h_0 = h_{0,1} = h_{0,2}$. Сигналы, принимаемые узлом-получателем и кооперативными узлами, записываются в виде

$$x_{n,1} = \sqrt{P_0} h_{n,1} s_0 + v_{n,1}, \quad n = 0, \dots, N, \quad (1)$$

где $v_{n,1}$ – шумы приемников на первой стадии.

После приема сигналов кооперативные узлы осуществляют весовую обработку принятых сигналов, в результате которой формируются сигналы

$$y_n = w_n^* x_{n,1}, \quad n = 1, \dots, N, \quad (2)$$

где w_n – комплексно-сопряженный весовой коэффициент n -го кооперативного узла.

На второй стадии кооперативные узлы излучают сигналы y_1, \dots, y_N , а узел-источник повторяет излучение сигнала s_0 . Сигнал, принимаемый узлом-получателем на второй, запишем в виде суперпозиции сигналов от узла-источника и кооперативных узлов

$$x_{0,2} = \sqrt{P_0} h_{0,2} s_0 + \sum_{n=1}^N h_{n,2} y_n + v_{0,2}, \quad n = 0, \dots, N, \quad (3)$$

где $v_{0,2}$ – шум приемника узла-получателя. Все шумы приемников будем считать гауссовскими с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией.

Узел-получатель выполняет суммирование сигналов, полученных на первой и второй стадиях $z = x_{0,1} + x_{0,2}$. Суммарный сигнал с учетом (1), (2), (3) запишем как

$$z = 2\sqrt{P_0} h_{0,1} s_0 + \sum_{n=1}^N \sqrt{P_0} w_n^* h_{n,1} h_{n,2} s_0 + \sum_{n=1}^N w_n^* h_{n,2} v_{n,1} + v_{0,1} + v_{0,2}. \quad (4)$$

Введем следующие обозначения: $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_N]$ – вектор весовых коэффициентов кооперативных узлов, $\mathbf{h} = [h_{1,1} h_{1,2}, h_{2,1} h_{2,2}, \dots, h_{N,1} h_{N,2}]$ – вектор эквивалентных коэффициентов передачи сигнала от узла-источника к узлу-получателя через кооперативные узлы и $\mathbf{g} = [h_{1,2}, h_{2,2}, \dots, h_{N,2}]$ – вектор коэффициентов передачи от кооперативных узлов к узлу-получателю, $\mathbf{F} = \text{diag}\{|h_{1,1}|^2, |h_{2,1}|^2, \dots, |h_{N,1}|^2\}$ и $\mathbf{G} = \text{diag}\{|h_{1,2}|^2, |h_{2,2}|^2, \dots, |h_{N,2}|^2\}$ – диагональные матрицы, состоящая из коэффициентов передачи по мощности для первого этапа и второго этапов соответственно.

Учитывая данные обозначения, выражение (6) перепишем в виде

$$z = 2\sqrt{P_0} h_{0,1} s_0 + \sqrt{P_0} \mathbf{w}^H \mathbf{h} s_0 + \mathbf{w}^H \mathbf{g} \tilde{v} + v_{0,1} + v_{0,2}, \quad (5)$$

где \tilde{v} – эквивалентный шум, полученный суммированием шумов кооперативных узлов стадии кооперативного приема с дисперсией равной $\mathbf{w}^H \mathbf{G} \mathbf{w}$.

Постановка задачи максимизации ОСШ

В качестве критерия оптимизации весовых коэффициентов кооперативных узлов будем рассматривать ОСШ в приемнике узла-получателя $\rho(\mathbf{w})$, при ограничении на суммарную среднюю мощность кооперативных узлов $P_{total}(\mathbf{w})$, которую можно сформулировать как

$$\max_{\mathbf{w}} \rho(\mathbf{w}), \quad P_{total}(\mathbf{w}) = P_{total}^{max}, \quad (6)$$

где P_{total}^{max} – бюджет излучаемой мощности.

Суммарная средняя мощность, излучаемая всеми кооперативными узлами, равна

$$P_{total} = \mathbf{w}^H (P_0 \mathbf{F} + \mathbf{I}_N) \mathbf{w}, \quad (7)$$

где \mathbf{I}_N – единичная матрица размерности $N \times N$.

Учитывая (7), ОСШ в приемнике узла-получателя запишем как

$$\rho(\mathbf{w}) = \frac{P_0 |2\mathbf{h}_0 + \mathbf{w}^H \mathbf{h}|^2}{\mathbf{w}^H \mathbf{G} \mathbf{w} + 2}. \quad (8)$$

Выполним следующие преобразования вектора неизвестных коэффициентов. В первых, вектор весовых коэффициентов представим в виде взаимно-однозначного линейного преобразования вектора $\tilde{\mathbf{w}}$ в виде $\mathbf{w} = \sqrt{P_{total}^{max}}(P_0\mathbf{F} + \mathbf{I}_N)^{-0.5}\tilde{\mathbf{w}}$. Тогда условие $P_{total}(\mathbf{w}) = P_{total}^{max}$ в соответствии с (7) представляется в виде $\tilde{\mathbf{w}}^H\tilde{\mathbf{w}} = 1$. Далее введем новый вектор неизвестных коэффициентов $\tilde{\mathbf{w}} = [1 \ \tilde{\mathbf{w}}^T]^T$ с размерностью $(N+1)\times 1$.

Тогда оптимизационную задачу (6) представим в эквивалентном виде

$$\max_{\tilde{\mathbf{w}}} \frac{\tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{w}}}{\tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{G}} \tilde{\mathbf{w}}}, \quad \tilde{w}_1 = 1, \quad \tilde{\mathbf{w}}_{2:N+1}^H \tilde{\mathbf{w}}_{2:N+1} = 1, \quad (9)$$

где матрицы $\tilde{\mathbf{H}}$ и $\tilde{\mathbf{G}}$ размерности $(N+1)\times(N+1)$ имеют вид

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{pmatrix} 4|h_0|^2 & \tilde{\mathbf{h}}^H \\ \tilde{\mathbf{h}} & \tilde{\mathbf{H}} \end{pmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{G}} = \begin{pmatrix} 0 & \mathbf{0}_N^T \\ \mathbf{0}_N & \tilde{\mathbf{G}} + 2\mathbf{I}_N \end{pmatrix}, \quad (10)$$

в которых использованы следующие обозначения $\tilde{\mathbf{h}} = 2P_0\sqrt{P_{total}^{max}}h_0^*(P_0\mathbf{F} + \mathbf{I}_N)^{-0.5}\mathbf{h}$, $\tilde{\mathbf{H}} = P_{total}^{max}(P_0\mathbf{F} + \mathbf{I}_N)^{-0.5}\mathbf{h}\mathbf{h}^H(P_0\mathbf{F} + \mathbf{I}_N)^{-0.5}$, $\tilde{\mathbf{G}} = P_{total}^{max}(P_0\mathbf{F} + \mathbf{I}_N)^{-0.5}\mathbf{G}(P_0\mathbf{F} + \mathbf{I}_N)^{-0.5}$, $\mathbf{0}_N$ - нулевой вектор размерности $N\times 1$.

Оптимизация методом множителей Лагранжа

Рассмотрим аналитический подход решения условной задачи (9), основанный на методе множителей Лагранжа. Функцию Лагранжа представим в виде

$$L(\tilde{\mathbf{w}}, \mu, \nu) = \frac{\tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{w}}}{\tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{G}} \tilde{\mathbf{w}}} - \mu(\tilde{w}_1 - 1) - \nu(\tilde{\mathbf{w}}_{2:N+1}^H \tilde{\mathbf{w}}_{2:N+1} - 1), \quad (11)$$

где μ, ν - множители Лагранжа.

Приравнявая нулю градиент функции Лагранжа по вектору $\tilde{\mathbf{w}}$, получим систему уравнений

$$\left(\rho \tilde{\mathbf{G}} \tilde{\mathbf{w}} + \begin{bmatrix} \mu & \mathbf{0}_{1\times N} \\ \mathbf{0}_{N\times 1} & \nu \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{w}} = \tilde{\mathbf{w}}, \quad (12)$$

где коэффициент ρ удовлетворяет условию $\rho = \tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{w}} / \tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{G}} \tilde{\mathbf{w}}$, а коэффициенты μ, ν переопределены как $\mu \tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{G}} \tilde{\mathbf{w}}$ и $\nu \tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{G}} \tilde{\mathbf{w}}$, соответственно.

Вектор $\tilde{\mathbf{w}}$ должен быть собственным вектором матрицы в левой части уравнения (12) и соответствовать максимальному собственному числу. Однако, в это уравнение входят еще неизвестные множители Лагранжа и коэффициент ρ , которые могут быть найдены из условий задачи (9) с учетом переопределений и дополнительного условия для ρ . Таким образом, получим систему нелинейных уравнений относительно неизвестных коэффициентов μ, ν, ρ , для которой можно найти только численное решение. Для преодоления трудностей с решением системы нелинейных уравнений предлагается использовать следующий эвристический подход. Будем полагать $\mu = 1, \nu = 1, \rho = 1$, тогда вектор, обеспечивающий максимум целевой функции в (9) запишем в виде

$$\mathbf{u} = \mathcal{P}_{max} \left\{ (\tilde{\mathbf{G}} + \mathbf{I}_{N+1})^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \right\}, \quad (13)$$

где $\mathcal{P}_{\max}\{\cdot\}$ – оператор, возвращающий собственный вектор матрицы, соответствующий максимальному собственному числу. Если учесть условия оптимизационной задачи (9), то вектор весовых коэффициентов $\tilde{\mathbf{w}}$ можно представить как

$$\tilde{\mathbf{w}} = \frac{1}{\sqrt{\tilde{\mathbf{w}}_{2:N+1}^H \tilde{\mathbf{w}}_{2:N+1}}} \bar{\mathbf{w}}_{2:N+1}, \text{ где } \bar{\mathbf{w}} = \mathbf{u}/u_1. \quad (14)$$

Исходя из $\mathbf{w} = \sqrt{P_{\text{total}}^{\max}(P_0 \mathbf{F} + \mathbf{I}_N)^{-0.5}} \tilde{\mathbf{w}}$, найдем оптимальный вектор весовых коэффициентов \mathbf{w} кооперативных узлов сети.

Результаты моделирования

Рассмотрим ad hoc сеть состоящей из 10 кооперативных узлов. Прием сигналов осуществляется на фоне гауссовских шумов с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией $\mathcal{CN}(0,1)$, которые являются статистически независимыми в приемниках различных узлов сети. Полагаем, что комплексные коэффициенты передачи для кооперативных узлов имеют гауссовское распределение $\mathcal{CN}(0,1)$, а для канала от узла-источника к узлу-получателю $\mathcal{CN}(0, \alpha)$.

На рис. 1 показаны зависимости ОСШ от бюджета суммарной средней мощности кооперативных узлов для трех значений мощности источника. Коэффициент передачи по мощности от источника к получателю был равен $\alpha = 1$. На рис. 2 показаны зависимости ОСШ от бюджета суммарной средней мощности кооперативных узлов для трех значений коэффициента α при мощности узла-источника $P_0 = 10$ дБ.

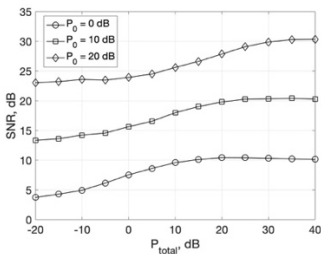


Рис. 1

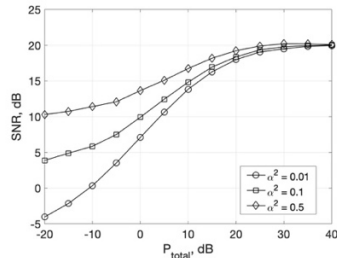


Рис. 2

[1] Nosratinia A., Hunter T.E., Hedayat A. // IEEE Comm. Mag. 2004. Vol. 42, No. 10. P. 74
 [2] Kramer G., Gastpar M., Gupta P. // IEEE Trans. on Inform. Theory. 2005. Vol. 51, No. 9. P. 3037.
 [3] Havary-Nassab V., Shahbazpanahi S., Grami A., Luo Z.-Q. // IEEE Trans. Signal Processing. 2008. Vol. 56, No. 9. P. 4306.
 [4] Jing Y., Jafarkhani H. // IEEE Trans. Inf. Theory. 2009. Vol. 55, No. 6. P. 2499.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДОВ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ В ПОСТРОЕНИИ АКУСТИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ РАЗРЕЖЕННЫХ ПЛАНАРНЫХ НЕЭКВИДИСТАНТНЫХ АНТЕНН

А.А. Родионов, Н.В. Савельев

ИПФ РАН

В настоящее время микрофонные антенные решетки (АР) находят применения в широком классе прикладных задач. Одной из многочисленных областей их использования является построение акустических изображений – распределений в пространстве энергетических величин звукового поля. Например, такой подход активно применяется для диагностики механоакустических систем, для которых требуется выявить области повышенного шумоизлучения [1]. Для построения пространственных акустических изображений более эффективным является использование планарных (плоских) АР. Нередко АР для указанного выше класса задач состоят из большого числа приемных элементов (сотни или тысячи элементов), расположенных эквидистантно. Для приема сигналов при этом необходима дорогостоящая система сбора данных. В связи с этим возникает вопрос: возможно ли, сохраняя размер АР и минимальную рабочую длину волны λ , уменьшить число элементов с увеличением или сохранением, например, точности локализации. Оказывается этого можно достигнуть при использовании разреженных неэквидистантных антенных решеток. Исследованию этого вопроса посвящена данная работа.

Для построения акустических изображений с целью разделения источников в пространстве используют адаптивные алгоритмы. Наиболее распространенными среди них являются методы MUSIC [2] и Кейпона [3]. В нашей работе будет рассмотрен также предложенный ранее метод максимально правдоподобной классификации сигналов (МПКС) [4], имеющий более строгое теоретическое обоснование и повышенную эффективность.

Общая геометрия расположения элементов антенной решетки

Рассмотрим плоскую эквидистантную АР с размерами D_x на D_y , находящуюся в плоскости xOy . Пусть N_x и N_y – количество элементов вдоль осей Ox и Oy соответственно. Тогда полное количество элементов решетки составляет $N_x \cdot N_y$. Разобьем всю АР на подрешетки с количеством элементов U_x и U_y вдоль соответствующих осей. В каждой полученной подрешетке случайным образом оставляем только один элемент. Таким образом, в общем случае мы получаем неэквидистантную АР с количеством элементов $N_x \cdot N_y / (U_x \cdot U_y)$. Координаты n -ого приёмного элемента будут иметь следующую запись:

$$\begin{aligned} x_{nm} &= \frac{\lambda}{2} (U_x n - 1 + \varepsilon_{nm}), \quad n = 1, \dots, N_x / U_x, \\ y_{nm} &= \frac{\lambda}{2} (U_y m - 1 + \delta_{nm}), \quad m = 1, \dots, N_y / U_y, \end{aligned} \quad (1)$$

где величины ϵ_{nm} , δ_{nm} равновероятно принимают значения 0 или 1. В дальнейшем из набора реализаций таких случайных антенн необходимо будет определенным образом отобрать единственную.

Известно, что диаграмма направленности (ДН) плоской АР [5] определяется формулой

$$B(s_x, s_y) = \frac{1}{N_x N_y} \sum_{n=1}^{N_x} \sum_{m=1}^{N_y} \exp[ik(x_{nm}s_x + y_{nm}s_y)], \quad (2)$$

где $s_x = \sin\theta\cos\phi$, $s_y = \sin\theta\sin\phi$, а θ, ϕ – аксиальный и полярный углы. Величина $|B(s_x, s_y)|$ имеет глобальный максимум, равный 1, при $s_x = 0$, $s_y = 0$.

Важной характеристикой ДН является уровень боковых лепестков (УБЛ), который напрямую влияет на вероятность правильного обнаружения и оценки положения источников. В частности, наиболее важно максимальное значение бокового лепестка $УБЛ_{\max}$.

В соответствии со сказанным, а также с критерием, предложенным в работе [6], будем характеризовать качество АР величиной $УБЛ_{\max}$. Первый этап процедуры синтеза оптимальной разреженной АР заключается в построении большого числа реализаций J случайных антенн. Далее среди полученных АР выбирается та, у которой $УБЛ_{\max}$ диаграммы направленности минимален. Например, если $J=10^4$, то создается 10^4 АР, координаты элементов которых генерируются по формуле (1). Для каждой АР строится диаграмма направленности (2) и определяется $УБЛ_{\max}$. Наилучшей среди $J=10^4$ АР будем считать ту, у которой $УБЛ_{\max}$ имеет наименьшее значение.

Вероятностные характеристики разрешения двух источников

Рассмотрим эффективность применения упомянутых выше методов сверхразрешения на примере задачи разрешения двух близкорасположенных источников на фоне аддитивного белого гауссова шума с использованием разреженных АР.

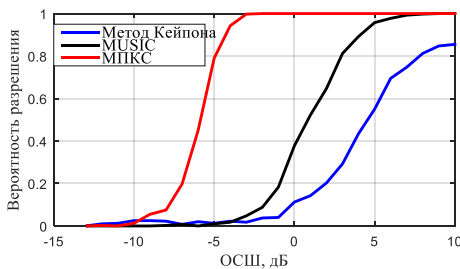


Рис. 1

На рис. 1 приведены зависимости вероятностей разрешения двух тональных источников от ОСШ для ранее упомянутых адаптивных алгоритмов для разреженной 30-элементной АР с $U_x=U_y=2$. Здесь под вероятностью разрешения понимается наличие двух выделенных максимумов (соответствующих двум источникам), превышающих заранее выбранный порог, на акустическом портрете.

Заметим, что алгоритм Кейпона для поставленной задачи работает хуже алгоритма MUSIC. В связи с этим для дальнейших исследований в работе метод Кейпона не будет использоваться.

Обработка экспериментальных данных

Для определения возможности использования разреженных неэквилидистантных АР был проведен эксперимент в безэховой камере. При этом использовалась 120-элементная плоская АР с межэлементным расстоянием 5 см. При этом количество элементов вдоль перпендикулярных осей антенны составляло 10 и 12. Таким образом, эффективный размер АР составляет 50 см на 60 см. Расстояние d между источниками, в качестве которых использовались два акустических динамика, составляло 60 см. АР располагалась на расстоянии $R=226$ см от источников. На динамики с небольшой разницей в интенсивности подавались сигналы в виде гауссова шума в полосе от 10 Гц до 6 кГц. Излучаемые акустические сигналы регистрировались микрофонами АР. На этапе обработки принятые сигналы подвергались узкополосной фильтрации.

Известно, что классическое разрешение двух источников сферической волны происходит на расстоянии $d = \frac{\lambda R^2}{D^2}$, где λ – длина волны принятого сигнала. Например, для частоты $\nu=2,5$ кГц и указанных параметров эксперимента $d=2,77$ м, что в несколько раз больше, чем было расстояние между источниками при проведении эксперимента.

Для наглядности и подтверждения актуальности использования разреженной неэквилидистантной АР вначале использовались сигналы с 30 элементов АР, образующие эквилидистантную АР уже с межэлементным расстоянием 10 см. Таким способом мы искусственно создали АР с количеством элементов 5 и 6 по осям и межэлементном расстоянии 10 см. Соответственно минимальная длина волны для однозначного обнаружения составляет 20 см и соответствует максимальной частоте 1700 Гц при скорости звука 340 м/с. На рис. 2 представлен акустический портрет для методов MUSIC и МПКС при обработке узкополосного сигнала с частотой 2500 Гц.

Таким образом, отобранная 30-элементная АР является разреженной для данной частоты. Вследствие этого на картинках снизу наблюдается ложный максимум акустического изображения. Однако, если 30 элементов отбирать по указанной выше методике по принципу минимального УБЛ_{max}, неоднозначность пропадает (см. рис. 3).

Видно, что с помощью построения акустического изображения на рис. 3 источники успешно разрешаются.

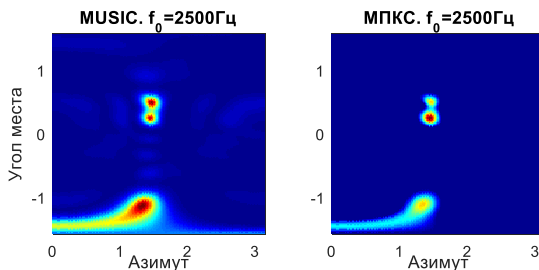


Рис. 2

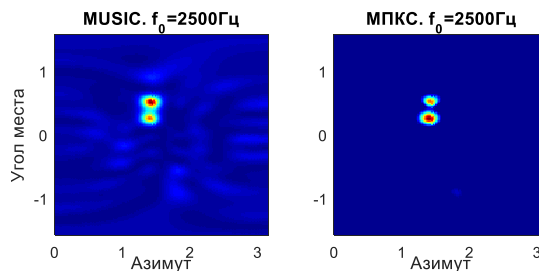


Рис. 3

При этом использовалось в 4 раза меньше приемных элементов по сравнению использованием всех элементов АР, и увеличился частотный диапазон по сравнению с результатами рис. 2 (не наблюдается ложных максимумов).

Далее расстояние d между источниками было уменьшено с 60 см до 20 см. Для этого случая с использованием уже рассмотренной выше разреженной неэкви-дистантной АР были построены акустические изображения (рис. 4).

Видно, что при использовании метода MUSIC решение двух источников носит пограничный характер. Однако при использовании метода МПКС источники на акустическом изображении разрешаются с большим запасом.

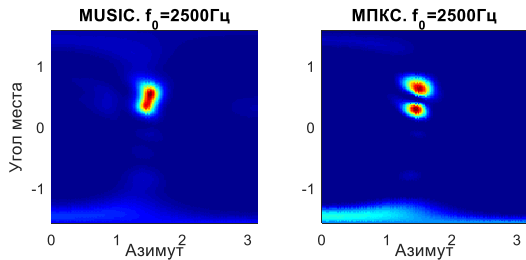


Рис. 4

Заключение

В работе продемонстрирована возможность эффективного синтеза планарных разреженных неэкви-дистантных АР для задачи построения акустических изображений. Для разрешения источников в пространстве использовался традиционный метод MUSIC и новый метод МПКС, разработанный в ИПФ РАН. Дополнительно показано, что метод МПКС разрешает источники при меньшем ОСШ по сравнению с методом MUSIC. При обработке экспериментальных данных применение разреженных неэкви-дистантных АР позволило расширить частотный диапазон по сравнению с экви-дистантной АР с таким же количеством приемных элементов.

- [1] Heilmann, G., Meyer, A. Time-domain Beamforming using 3D-microphone arrays / Proceedings of the Berlin Beamforming Conference. Berlin, Germany, 19–20 February, 2008. Art. No. 4.
- [2] Stoica P., Nehorai A // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1989. Vol. 37, No. 5. P. 720.
- [3] Stoica P., Handel P., Soderstrom T. // Circuits, Systems, and Signal Processing. 1995. Vol. 14, No. 6. P. 749.
- [4] Родионов А.А., Турчин В.И. // Изв. вузов. Радиофизика. 2017. Т. 60, № 1. С. 60.
- [5] Van Trees H.L. Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part IV, Optimum Array Processing. N.Y.: Wiley, 2002.
- [6] Турчин В.И., Родионов А.А. // Изв. Вузов. Радиофизика. 2018. Т. 61. № 2. С. 122.

ОЦЕНКА КАНАЛЬНОЙ МАТРИЦЫ В МИМО СИСТЕМАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА MUSIC

А.А. Серебряков, А.А. Адёркина

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Получение информации о состоянии канала является важной частью при проектировании современных мобильных систем связи. Благодаря ей планируется распределение ресурсов, регулировка настроек канала, повышение производительности передачи с помощью технологии МИМО. Данная работа нацелена на изучение параметрического алгоритма множественной классификации (MUSIC). В частности, будет рассмотрена возможность его использования при оценке канальной матрицы. Будут выделены плюсы и минусы данного метода, а также сняты зависимости при различных параметрах моделируемой системы.

Постановка задачи

Предположим, что на приёмную прямоугольную антенную решётку приходит некоторый пилотный сигнал X . Запишем в матричном виде значение для принимаемого сигнала.

$$Y = A_r B X^T + N, \quad (1)$$

где S -вектор принимаемого сигнала, A – матрица векторов фаз для каждого луча, B – матрица некоторых комплексных чисел, определяющая изменение фазы и амплитуды, вектор шума, распределённому по нормальному закону. Векторы фаз для прямоугольной решётки равны кронекерскому произведению векторов фаз для каждой оси [1]

$$V_x = [1, e^{-2\pi j \frac{L}{d} \sin(\varphi) \sin(\vartheta)}, \dots, e^{-2\pi j \frac{L}{d} (M-1) \sin(\varphi) \sin(\vartheta)}], \quad (2)$$

$$V_y = [1, e^{-2\pi j \frac{L}{d} \cos(\varphi) \sin(\vartheta)}, \dots, e^{-2\pi j \frac{L}{d} (M-1) \cos(\varphi) \sin(\vartheta)}]. \quad (3)$$

Выделим основные условия для построения модели.

1. Принимающая антенная находится в дальней зоне. Это значит, что волновой фронт сигнала является плоскостью.
2. Количество копий сигнала (то есть количество лучей) меньше, чем количество антенн на антенной решётке.
3. Копии сигналов некоррелируемы.
4. Шум канала имеет нормальное распределение с нулевым средним и конечной дисперсией.
5. Канал является Релеевским, прямая видимость отсутствует.

Информацию об углах прихода можно выделить, анализируя корреляционную матрицу R входного сигнала. Корреляционная матрица, являющаяся эрмитовой, согласно свойствам, содержит ортогональные собственные вектора. За счёт присутствия шума мы можем разделить собственные вектора на 2 группы: отвечающие за пространство сигнала и отвечающие за пространство шума. Причем количество собственных векторов сигнала будет равняться количеству полезных сигналов k . Оставшиеся

$N_x \times N_y$ - k собственных векторов принадлежат подпространству шумов (N_x, N_y – количество антенных элементов по оси x и y соответственно). Согласно этому принципу строится алгоритм параметрического метода оценки углов Multiple Signal Classification[2][3]. Используя опорные синусоидальные сигналы, строим “псевдоспектр” и по локальным максимумам данной функции оцениваем углы прихода.

$$P = \frac{1}{ref^H E_{noise} E_{noise}^H ref}, \tag{4}$$

где ref – сканирующий вектор, E_{noise} – матрица шумового подпространства.

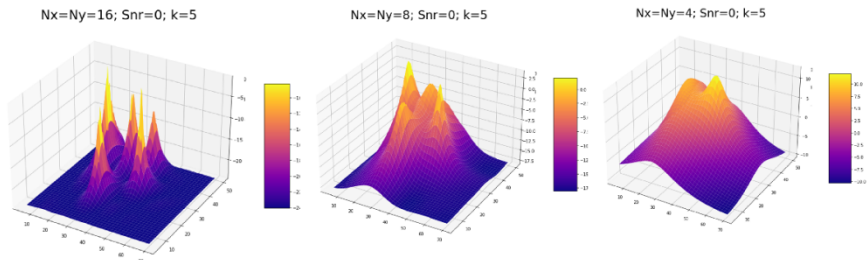


Рис. 1

Рис. 1 включает в себя примеры 3D-графиков, построенных по вычисленному псевдоспектру, для различных размеров антенной решётки при фиксированном канале.

Результаты оценки углов прихода

Используя алгоритм MUSIC, произведём оценку, например, азимутальных углов при различных значениях ОСШ и антенных элементов. Используемые параметры канала представлены в таблице 1.

Табл. 1

Параметры	Значения
ОСШ (dB)	[-5,0,10]
Количество элементов по оси (квадратная антенна)	[4,8,16]
Количество копий луча k	[1,3,5,10]
Длина волны	6 мм
Расстояние между элементами антенной решётки	3 мм
Область значений зенитных углов	[5,70]
Область значений азимутальных углов	[5,50]

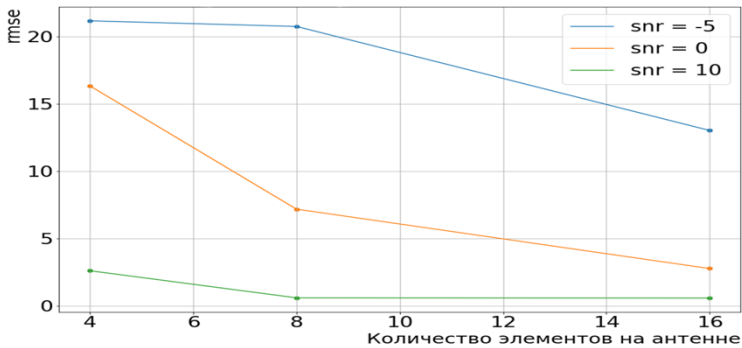


Рис. 2

Зависимости на рис. 2 хорошо показывают существенный недостаток MUSIC алгоритма – он не способен давать хорошую оценку для высокого ОСШ. Для антенны 4x4 mse для ОСШ=0 в 5 раз больше, чем для той же антенны, но при ОСШ=10. Улучшения оценки можно достичь, увеличивая размер антенной решётки. Оно достигается за счёт возрастания разрешающей способности антенны. Данный параметр показывает способность антенны различать близко находящиеся цели и пропорционален γD .

Использование MUSIC алгоритма при оценке канальной матрицы.

Будем считать, что выражение для канальной матрицы принимает вид

$$\mathbf{H} = \mathbf{A}_r \mathbf{B}, \quad (5)$$

где \mathbf{A}_r – матрица фазов векторов принимающей антенны, \mathbf{A}_t – матрица фазов векторов передающей антенны, \mathbf{B} – матрица некоторых комплексных чисел, определяющая изменение амплитуды и фазы сигнала при многолучевом распространении. Оценив углы прихода приёмной и передающей стороны, для оценки канальной матрицы, остаётся найти матрицу \mathbf{B} , оценку которой можно получить при использовании критерия максимального правдоподобия [4]

$$\hat{\mathbf{B}} = \arg \min_{\mathbf{B}} (\mathbf{Y} - \mathbf{A}_r \mathbf{B} \mathbf{X}), \quad (6)$$

решение которого приведёт к

$$\hat{\mathbf{B}} = \text{pinv}(\mathbf{A}_r) * \mathbf{Y} * \text{pinv}(\mathbf{X}), \quad (7)$$

где операция $\text{pinv}(\mathbf{A}_r)$ – псевдообратная матрица векторов фаз принимающей антенны, $\text{pinv}(\mathbf{X})$ – псевдообратная матрица пилотного сигнала.

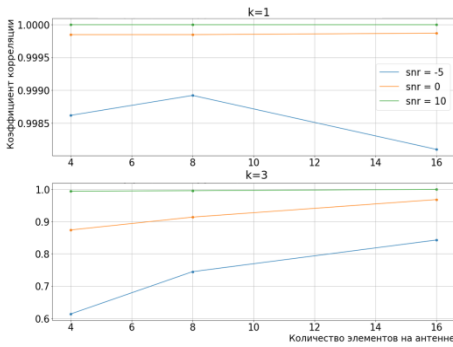


Рис. 3

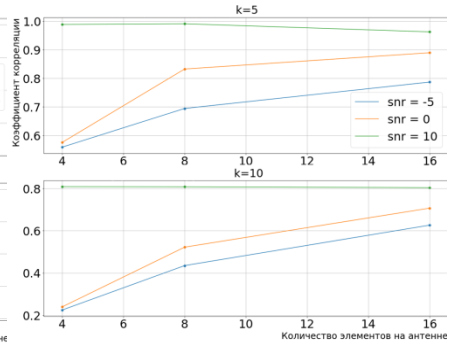


Рис. 4

Как итог, выше рис. 3 и рис. 4 показывают оценки канальной матрицы для различных количеств лучей в канале при разных ОСШ. Видно, что оценка является результатом совокупности ошибок оценки углов прихода и матрицы мощностей. При нормальных значениях ОСШ ($\text{ОСШ} \geq 10$) оценка является приемлемой и не опускается ниже 0.7. Для низких ОСШ коэффициент корреляции оцениваемой матрицы слабо коррелирован с исходной. Зависимость метода оценки канальной матрицы от условий распространения можно снизить, увеличив количество антенных элементов на антенне. Если антенна с большим количеством элементов, то она способна даже при низких значениях ОСШ дать приемлемую оценку и различать близконаходящиеся пики псевдоспектра. Но за счет увеличения антенны растет временная сложность алгоритма, что в некоторых ситуациях неприемлемо.

- [1] Di Serio A., Hügler P., Roos F., Waldschmidt C. 2D-MIMO Radar: A Method for Array Performance Assessment and Design of a Planar Antenna Array. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2020. Vol. 64. P. 4604.
- [2] Feng-Gang Y., Zhi-Kun C., Ming-Jian S., Yi S., Ming J. // Two-Dimensional Direction-of-Arrivals Estimation Based on One-Dimensional Search Using Rank Deficiency Principle. International Journal of Antennas and Propagation. 2015. Vol. 2015. P. 19.
- [3] Honghao T. DOA estimation based on MUSIC algorithm. 2014. P. 10.
- [4] Xiao C., Jianfeng S., Zhaohui Y. // Low-Complexity Channel Estimation for Intelligent Reflecting Surface-Enhanced Massive MIMO. // IEEE Wireless Communications Letters. 2021. Vol. 10. P. 996.

СРАВНЕНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СТОХАСТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ КАНАЛА СВЯЗИ И МОДЕЛИ RAY TRACING

А.А. Солодкова, О.В. Болховская

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Разработка и исследование современных систем связи путем компьютерного моделирования требует реализации не только самих систем связи, но и канала связи между передатчиком и приемником. Для описания среды чаще всего используют стохастическое описание, основанное на статистических характеристиках канала связи. Данная модель была принята консорциумом 3GPP, занимающимся разработкой современных систем связи (5G NR, 4G LTE) [1-3].

Стохастические модели удобны для сравнения производительности системы связи в среднем, но не подходят для решения таких задач, как оценка окружения, обнаружения присутствия, позиционирование. Более детальное описание среды может быть основано на методах трассировки лучей в геометрических моделях максимально приближенных к нужному сценарию. Главный интерес представляет максимальное соответствие между моделью, основанной на геометрии, и общепринятой стохастической моделью 3GPP 38.901.

Целью данной работы является изучение и сравнение статистических характеристик моделей каналов связи для одного сценария, но для разных подходов:

- Стохастическая модель
- Детерминистическая модель (Ray Tracing) [4, 5]

В качестве примера использовался цех на фабрике (Indoor factory), в котором рассматривались 18 базовых станций (BSs) и распределенные по помещению случайным образом 1500 пользователей (UEs). Данный сценарий изображен на рисунке 1.

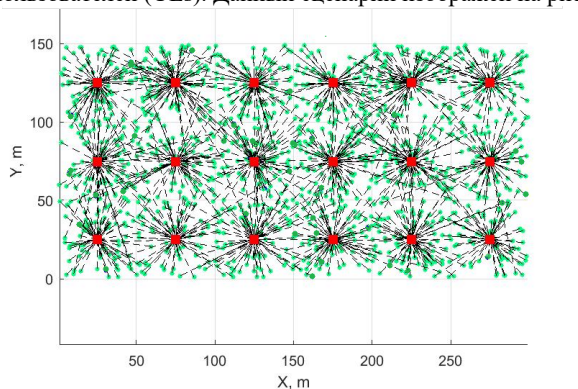


Рис. 1

Чтобы осуществить сравнение и оценку канала, необходимо выполнить построение профиля мощности задержки (Power delay profile (PDP)) для стохастической модели без K_R – фактора Райса и с его учетом, а также угловых спектров мощности для азимутальных углов прибытия (Azimuth angle Of Arrival (AOA)) и отправления (Azimuth angle Of Departure (AOD)).

Перед построением и изучением статистических характеристик, необходимо выполнить реализацию радиоканала:



DS – Delay spread (разброс задержки), AS – Angle spread (угловой разброс), SF – Shadow fading (затенение), K – фактора Райса, XPRs – Cross polarization power ration (коэффициенты мощности перекрестной поляризации).

После осуществления всех шагов, описанных выше, можно приступить к построению и сравнению статистических характеристик.

На рисунке 2 сравниваются значения угловых спектров мощности для АОА без учета К-фактора Райса (слева) и с его учетом (справа).

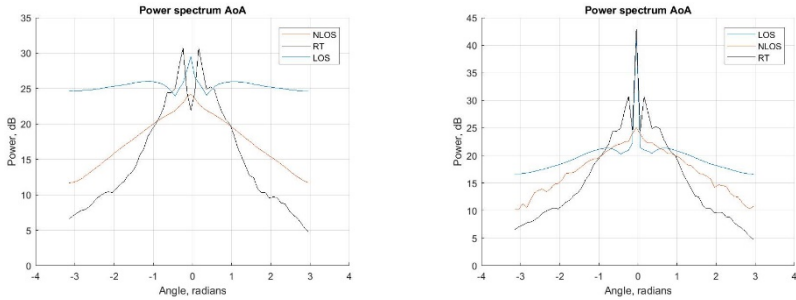


Рис. 2

Аналогичный вид имеют угловые спектры мощности для азимутального угла отправления, изображенные на рисунке 3.

На левом рисунке сравниваются без учета К-фактора Райса, а на правом с его учетом.

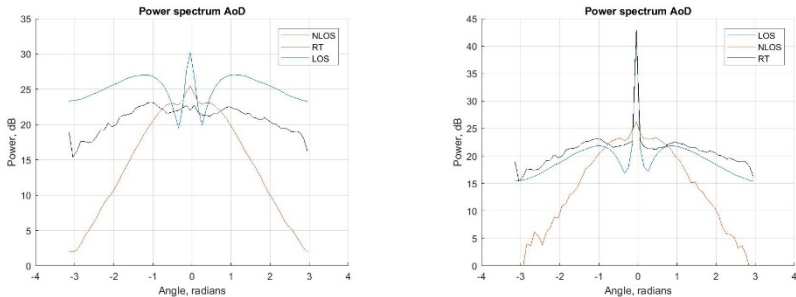


Рис. 3

Также было выполнено построение PDP для стохастической модели, его графики представлены на рисунке 4.

PDP имеет спад уровня сигнала с увеличением расстояния от источника сигнала. Это означает, что среда распространения сигнала имеет затухание или поглощение, вызванное физическими препятствиями. Графики не имеют резких всплесков или провалов, что говорит о незначительном количестве помех в канале.

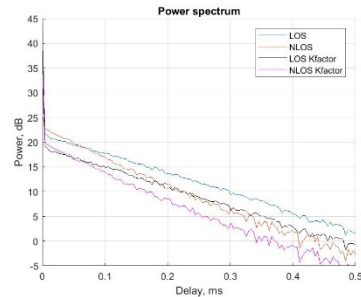


Рис. 4

Выводы

После реализации данного канала были построены и оценены статистические характеристики, такие как профиль мощности задержки и угловой спектр мощности, которые позволили рассмотреть, как мощность распределена по углам, какие профили затухания имеют задержки, определить, как быстро происходит это затухание с увеличением расстояния. Различия графиком угловых спектров мощности для двух моделей связано с механизмами распространения сигналов: стохастическая модель учитывает только статистические свойства канала, а Ray Tracing рассматривает траектории, отражения, преломления и т.д. Кроме того, самое главное условие их отличия, заключается в том, что отражатели для стохастической модели расположены случайным образом, а в модели Ray Tracing имеют конкретные положения.

В результате моделирования были получены графики PDP, которые помогли оценить поведение беспроводного канала связи, как изменяется мощность, оценить разброс задержек, а также степень помех, возникающих в результате многолучевости и препятствий на пути распространения сигнала. Используя данную информацию, можно повысить эффективность систем беспроводной связи в различных сценариях и средах.

Обе модели имеют свои преимущества и недостатки. Ray Tracing обеспечивает более точные результаты, позволяет моделировать более сложные сценарии, но при этом требует больше времени для выполнения расчетов, но она не может использоваться на очень большие области, так как для этого потребуется слишком много вычислительных ресурсов. В то же время стохастическая модель более простая в использовании и не требует сложных вычислений, позволяет быстро получить результаты, что важно в некоторых ситуациях, но, в отличие от Ray Tracing, есть вероятность, что результаты будут менее точные. Это две совершенно разные модели и основаны они на разных методах, выбор между ними зависит от конкретных требований и условий поставленных задач.

- [1] 3GPP TR 38.901: "ATIS.3GPP.38.901.V1510".
- [2] 3GPP TD RP-151606: "Study on channel model for frequency spectrum above 6 GHz".
- [3] ICT-317669-METIS/D1.4: "METIS channel model, METIS 2020, Feb, 2015".
- [4] Glassner A.S: "An introduction to ray tracing. – Elsevier, 1989".
- [5] McKown J.W., Hamilton R.L. Ray tracing as a design tool for radio networks // Network. IEEE. 1991. Vol. 5, No. 6. P. 27.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КАРТЫ ВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ ЧИСЛА ПИЛОТНЫХ СИГНАЛОВ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ В OFDM СИСТЕМАХ СВЯЗИ

С.Н. Трушков, В.В. Купцов, О.А. Шмонин, К.А. Понур

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Снижение числа пилотных сигналов является одной из важнейших задач в системах мобильной связи пятого поколения. Данные сети функционируют на основе технологии OFDM и требуют оценки канала между передатчиком и приемником в целях эффективной цифровой обработки. Оценка канальной матрицы производится посредством передачи опорных сигналов на специально отведенных для этого частотно-временных ресурсах. Опорные сигналы должны передаваться достаточно часто, как по частоте, так и по времени, занимая значительную часть ресурсов. Кроме того, при наличии многоэлементных антенных решеток на стороне БС, необходимо проводить измерения канальных коэффициентов независимо для всех антенных портов БС, что приводит к существенному снижению пропускной способности системы.

Задача снижения числа пилотных сигналов в OFDM системах связи широко рассматривалась различными авторами [1, 2, 3]. Одним из перспективных направлений является использование некоторой априорной информации о канале связи [2]. На основе данной информации производится экстраполяция канальных коэффициентов измеренных для неполного набора ресурсов: поднесущих, антенных портов и OFDM символов. Такой подход позволяет добиться существенного снижения числа используемых ресурсов для оценки канала.

Идея использования априорной информации о канале связи может быть представлена в виде использования карты высокого разрешения, которая ставит в соответствие некоторому местоположению пользователя информацию о канале связи. Такая информация может включать в себя позиции отражателей и/или измерения канала.

В данной работе рассматривается использование карты высокого разрешения в целях снижения числа используемых поднесущих для оценки канала в OFDM системах связи.

Сигнальная модель

Исходя из многолучевого распространения сигнала, канальный коэффициент на стороне БС для поднесущей с частотой ω в момент времени t может быть представлен следующим образом:

$$h(\omega, t) = \sum_{k=1}^L A_k(t) e^{-j\omega\tau_k}, \quad (1)$$

Здесь канальный коэффициент представляется в виде суммы L гармоник с комплексными амплитудами $A_k(t)$ и частотами, определяемыми задержкой сигнала τ_k от k -го отражателя.

Алгоритм экстраполяции

Предложенная сигнальная модель (1) может быть использована в целях экстраполяции канальной матрицы на основе неполных измерений. Набор канальных коэффициентов $\mathbf{H}_{est} = [h(\omega_1^p, t), \dots, h(\omega_K^p, t)]^T$ в момент времени t , оцененных для некоторого набора из K поднесущих может быть представлен в матричном виде как:

$$\mathbf{H}_{est} = \begin{bmatrix} e^{-j\omega_1^p \tau_1} & e^{-j\omega_1^p \tau_2} & \dots & e^{-j\omega_1^p \tau_J} \\ e^{-j\omega_2^p \tau_1} & e^{-j\omega_2^p \tau_2} & \dots & e^{-j\omega_2^p \tau_J} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j\omega_K^p \tau_1} & e^{-j\omega_K^p \tau_2} & \dots & e^{-j\omega_K^p \tau_J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_1(t) \\ A_2(t) \\ \vdots \\ A_J(t) \end{bmatrix} = \mathbf{W}_p \mathbf{A}. \quad (2)$$

Здесь \mathbf{W}_p – матрица сканирующих векторов, определяемых набором задержек τ_i , \mathbf{A} – вектор-столбец комплексных амплитуд гармоник.

Решением системы линейных уравнений (2) относительно \mathbf{A} является следующее выражение:

$$\hat{\mathbf{A}} = (\mathbf{W}_p^H \mathbf{W}_p + \gamma \mathbf{I})^{-1} \mathbf{W}_p^H \mathbf{H}_{est}, \quad (3)$$

где γ – малый регуляризационный параметр, \mathbf{I} – единичная матрица, $(\cdot)^H$ – операция эрмитового сопряжения, $(\cdot)^{-1}$ – операция взятия обратной матрицы.

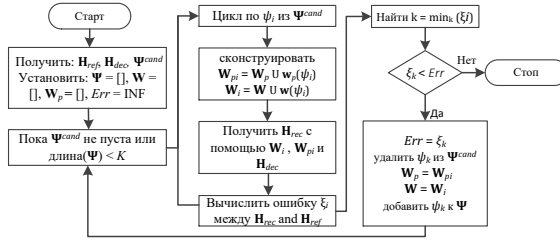
Оценка полной канальной матрицы $\hat{\mathbf{H}} = [h(\omega_1, t), \dots, h(\omega_N, t)]^T$ для $N > K$ поднесущих может быть найдена на основе оцененных комплексных амплитуд $\hat{\mathbf{A}}$ следующим образом:

$$\hat{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} e^{-j\omega_1 \tau_1} & e^{-j\omega_1 \tau_2} & \dots & e^{-j\omega_1 \tau_J} \\ e^{-j\omega_2 \tau_1} & e^{-j\omega_2 \tau_2} & \dots & e^{-j\omega_2 \tau_J} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j\omega_N \tau_1} & e^{-j\omega_N \tau_2} & \dots & e^{-j\omega_N \tau_J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{A}_1(t) \\ \hat{A}_2(t) \\ \vdots \\ \hat{A}_J(t) \end{bmatrix} = \mathbf{W} \hat{\mathbf{A}}. \quad (4)$$

Отбор задержек для экстраполяции

Процесс оценки полной канальной матрицы с помощью (2)-(4) требует знания матриц \mathbf{W}_p и \mathbf{W} . Данные матрицы формируются на основе информации из карты высокого разрешения. Однако (3) накладывает некоторые ограничения на матрицу \mathbf{W}_p . Во-первых, число столбцов в \mathbf{W}_p не должно превышать число поднесущих K , используемых для оценки канала. Во-вторых, \mathbf{W}_p не должна содержать линейно-зависимые столбцы. Кроме того, число задержек, полученных из карты, может быть достаточно большим. В большинстве случаев только малая часть из них вносит наибольший вклад в полную канальную матрицу, следовательно, должна быть проведена некоторая процедура отбора таких элементов.

Одним из вариантов решения данной проблемы является использование жадного алгоритма. Данный алгоритм предполагает наличие опорного канала \mathbf{H}_{ref} , оцененного для полного набора поднесущих в момент получения карты высокого разрешения. Блок схема данного алгоритма представлена на рисунке ниже. На начальной итерации \mathbf{W}_p и \mathbf{W} являются пустыми. Для каждого элемента ψ_i из набора задержек Ψ_{cand} конструируются матрицы $\mathbf{W}_{pi} = \mathbf{W}_p \cup \mathbf{w}_p(\psi_i)$ и $\mathbf{W} = \mathbf{W} \cup \mathbf{w}(\psi_i)$.



Здесь $\mathbf{w}_p(\psi_i) = [e^{-j\omega_1^p\psi_i}, \dots, e^{-j\omega_K^p\psi_i}]^T$ и $\mathbf{w}(\psi_i) = [e^{-j\omega_1\psi_i}, \dots, e^{-j\omega_N\psi_i}]^T$. Затем производится восстановление полной канальной матрицы \mathbf{H}_{rec} на основе опорного канала \mathbf{H}_{dec} для набора поднесущих, используемых для передачи пилотных сигналов и вычисляется средняя квадратичная ошибка ξ_i между \mathbf{H}_{rec} и \mathbf{H}_{ref} . Среди полученного набора ошибок выбирается задержка, обеспечивающая наименьшую ошибку, удаляется из списка Ψ_{cand} , а соответствующий ей фазирующий вектор добавляется в матрицы \mathbf{W}_p и \mathbf{W} . Описанная процедура повторяется до тех пор, пока Ψ_{cand} не станет пустой, число столбцов в матрицах \mathbf{W}_p и \mathbf{W} не станет равным K , либо ошибка на текущей итерации не станет больше ошибки на предыдущей итерации алгоритма.

Условия моделирования

Анализ эффективности предложенного алгоритма проводился с использованием генератора моделей канала Quadriga [4]. Данный генератор позволяет моделировать движение пользователя на большие расстояния, рассчитывает канальные коэффициенты на основе реальных отражателей и обеспечивает плавное изменение канала вдоль траектории движения. В качестве сценария была выбрана модель 3GPP UMi NLOS [5]. Моделировался линейный трек пользователя длиной 150 метров. На стороне БС рассматривалась прямоугольная эквидистантная антенная решетка с 4 строками и 8 столбцами с изотропными антенными элементами и расстоянием 0.5λ между ними (λ – длина волны). На стороне пользователя рассматривалась линейная эквидистантная антенная решетка, состоящая из 4 антенных элементов с расстоянием 0.5λ .

В качестве метрики рассматривалось среднее значение Λ -метрики, которая определяется следующим образом:

$$\Lambda = \left(\frac{C_{rec}}{C_{opt}} - 1 \right) \times 100\%, \quad (5)$$

где C_{rec} и C_{opt} – это пропускные способности системы связи при использовании восстановленного и эталонного каналов соответственно. Пропускные способности вычисляются через отношение сигнал/шум:

$$C = \sum_{lr=1}^{N_{lr}} \log_2 \left(1 + \frac{SNR_{lr}}{1 - SNR_{lr}} \right) \quad (6)$$

$$\mathbf{H}_{eff} = \mathbf{H}\mathbf{W}, \quad \|\mathbf{H}\|_F = 1, \quad \|\mathbf{W}\|_F = 1 \quad (7)$$

$$SNR_{N_{lr}} = (\mathbf{H}_{eff}^H \mathbf{H}_{eff} + \mathbf{I}_{N_{lr}} \varepsilon)^{-1} \mathbf{H}_{eff}^H \mathbf{H}_{eff}, \quad (8)$$

где \mathbf{W} – матрица прекодирования, вычисленная через сингулярное разложение от матрицы канальных коэффициентов.

Результаты моделирования

В таблице ниже представлено среднее значение Λ -метрики, где D период следования пилотных сигналов, J – число задержек, предоставляемых картой, N_{ranks} число пространственных потоков используемых для передачи пилотных сигналов. В качестве эталонной была выбрана конфигурация, в которой передается один пилотный сигнал на 1 ресурсный блок (RB), состоящий из 12 поднесущих. На основе полученных результатов можно сделать вывод, что предложенный алгоритм обеспечивает уменьшение числа пилотных сигналов до 6 раз при передаче данных на 4 потоках и вплоть до 8 раз при использовании от 1 до 3 потоков. При этом деградация пропускной способности составляет менее 5%.

N_{ranks}	D = 2RB J = 30	D = 2RB J = 40	D = 2RB J = 50	D = 4RB J = 30	D = 4RB J = 40	D = 4RB J = 50
1 rank	+0.04%	+0.07%	+0.08%	-0.10%	-0.07%	-0.06%
2 ranks	+0.05%	+0.12%	+0.14%	-0.26%	-0.19%	-0.17%
3 ranks	+0.06%	+0.22%	+0.26%	-0.64%	-0.50%	-0.46%
4 ranks	+0.02%	+0.37%	+0.46%	-1.47%	-1.20%	-1.11%
N_{ranks}	D = 6RB J = 30	D = 6RB J = 40	D = 6RB J = 50	D = 8RB J = 30	D = 8RB J = 40	D = 8RB J = 50
1 rank	-0.44%	-0.41%	-0.40%	-0.72%	-0.69%	-0.68%
2 ranks	-0.98%	-0.92%	-0.90%	-1.60%	-1.55%	-1.54%
3 ranks	-2.13%	-2.00%	-1.96%	-3.44%	-3.35%	-3.32%
4 ranks	-4.21%	-4.00%	-3.92%	-6.60%	-6.43%	-6.39%

[1] Zhang Z., Zhang J., Zhang Y., Yu L., Liu G. // IEEE Vehicular Technology Magazine. 2023. Vol. 18, No.1, P. 29.
 [2] Han Y., Jin S., Li X., Wen C. K., Quek T. Q. S. // IEEE Transactions on Communications. 2021. Vol. 69, No. 12, P. 8534.
 [3] Adhikary A., Nam J., Ahn J. Y., Caire G. // IEEE Transactions on Information Theory. 2013. Vol. 59, No. 10. P. 6441.
 [4] 3GPP TR 38.901 (V17.0.0) // Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (Release 17). 2015.
 [5] Jaeckel S., Raschkowski L., Borner K., Thiele L., Burkhardt F., Eberlein E. // QuaD-RiGa - Quasi Deterministic Radio Channel Generator, User Manual and Documentation, Fraunhofer Heinrich Hertz Institute, Tech. Rep. v2.0.0, 2017.

ОЦЕНКА ВЫСОТЫ ДОРОЖНОГО ОБЪЕКТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭФФЕКТА МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ В АВТОМОБИЛЬНЫХ РАДАРАХ

Д.Е. Захряпин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В последние годы автомобильная промышленность претерпевает множество изменений. Производители автомобилей внедряют в современные автомобили новые технологии и системы помощи водителю. Как правило, эти системы используют радары миллиметрового диапазона волн. Основными преимуществами использования таких радаров являются работоспособность в плохих погодных условиях и возможность обнаружения дорожных объектов на расстоянии до сотен метров. Для повышения производительности систем помощи водителю требуется надежное измерение высоты объектов.

Сигнал, отраженный от дорожных объектов, распространяется по двум путям: прямому и переотраженному от других отражателей. Переотраженный путь называют многолучевым распространением. Многолучевое распространение ухудшает качество оценки угла места, тем самым снижая качество оценки высоты объекта. В литературе были рассмотрены алгоритмы для оценки угла места объекта в условиях многолучевого распространения [1, 2]. Метод оценки высоты путем объединения прямого и многолучевого сигналов представлен в работе [2].

До сих пор не было написано статей, в которых описывались бы проблемы оценки высоты, возникающие при установке радара с ошибкой в угломестной плоскости, которая приводит к ошибочному измерению высоты. В данной статье описаны методы повышения надежности измерения высоты с помощью объединения оценки углов прямого и переотраженного от подстилающей поверхности сигналов, соответствующих одному объекту с учетом влияния угла наклона радара в угломестной плоскости.

Модель многолучевого распространения

Геометрия измерения высоты при многолучевом распространении показана на рис. 1, где h_r – высота радара, h_o – высота объекта, R – дальность до объекта, O – точка отражения луча от подстилающей поверхности, α угол места прямого луча, β угол места переотраженного луча. Излучаемые сигналы могут распространяться по разным путям. Следовательно, принимаются четыре компонента сигнала: прямой путь (радар-объект-радар) и три не прямых пути (многолучевых).

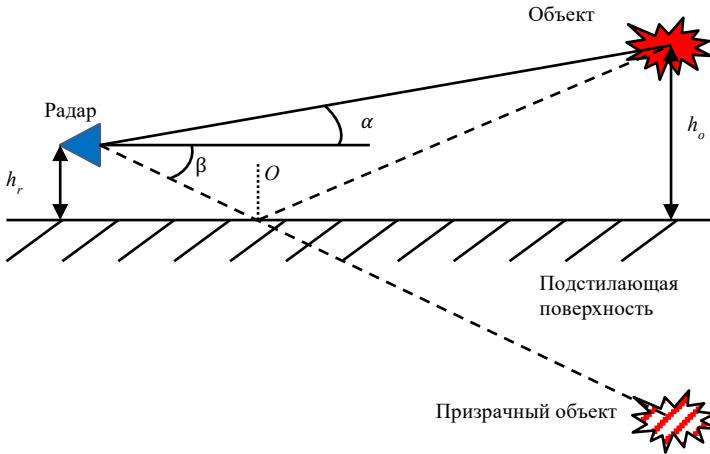


Рис.1

Из рис. 1 видно, что углы места прямого и многолучевого сигналов можно описать следующим образом [3]:

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{h_o - h_r}{R}\right) + \gamma, \quad \beta = -\arcsin\left(\frac{h_o + h_r}{R}\right) + \gamma. \quad (1)$$

В реальной ситуации радар может быть установлен на автомобиль с некоторым смещением в угломестной плоскости на неизвестный угол γ (угол наклона в угломестной плоскости).

Угол наклона может быть найден из формул (1):

$$\gamma \approx \frac{1}{2} \cdot [\alpha + \beta] + \frac{1}{2} \cdot \arcsin\left(\frac{2 \cdot h_r}{R}\right). \quad (2)$$

Преобразуя формулы (1), приходим к выводу, что оценка высоты объекта не зависит от высоты радара и угла наклона радара в угломестной плоскости. Таким образом, высота объекта может быть оценена следующим образом:

$$h_o = \frac{R}{2} \sin(\alpha - \beta) \quad (3)$$

Результаты эксперимента

Предложенные формулы измерения высоты исследовалась на наборе данных с полигона. В качестве цели использовался уголкоый отражатель. Высота уголкового отражателя составляла 1,5м, высота установки радара составляла 0,55м.

На рис. 2 слева представлена зависимость дальности до объекта от оценки угла места. Серые точки показывают значения, полученные в ходе измерений, красная кривая показывают аппроксимацию измерений для прямого луча, синяя для

переотраженного. Экспериментально оцененные значения углов прямого и многолучевого сигналов близки к рассчитанным теоретически. На рис. 2 справа показана оцененная высота с использованием формулы (3). Оценка высоты близка к реальной высоте объекта.

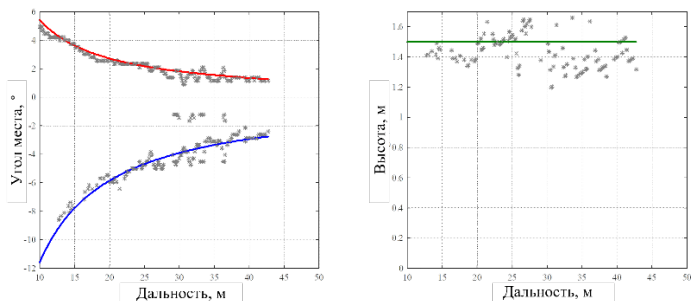


Рис. 2

Во втором эксперименте предложенный алгоритм оценки угла наклона в угломестной плоскости и его влияние на измерения высоты были исследованы с помощью набора дорожных данных. На рис. 3а показана зависимость угла наклона от номера измерения. Каждая точка на левом рис. 3 представляет собой среднее значение угла наклона в угломестной плоскости за 1 измерение для всех обнаруженных объектов с разными дальностями, азимутами и углами места. На правом рис. 3 представлена гистограмма оценки угла по 160 измерениям. Пиковое значение на гистограмме составляет около $-1,1$ градуса. Колебания угла наклона радара в угломестной плоскости относительно среднего значения вызваны вибрацией автомобиля и также могут быть измерены и учтены при оценке высоты объектов.

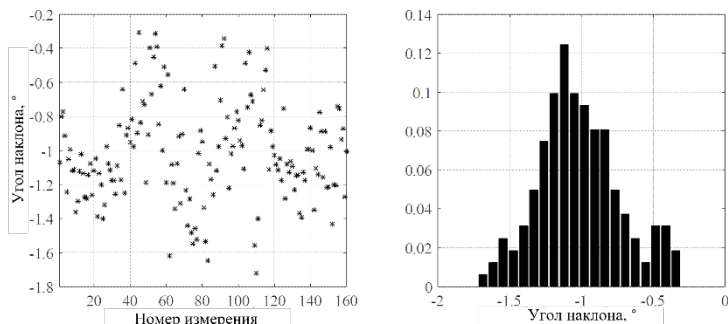


Рис. 3

На рис. 4 показана оценка высоты с компенсацией угла наклона в угломестной плоскости и без нее. Из рисунка видно, что в случае неизвестного угла наклона

антенной решетки, вычисленная высота цели зависит от дальности. Без компенсации угла наклона антенной решетки высота углового отражателя на расстоянии 40 м составляет около -0,6 м, при этом реальная высота уголкового отражателя составляет 1,5 м.

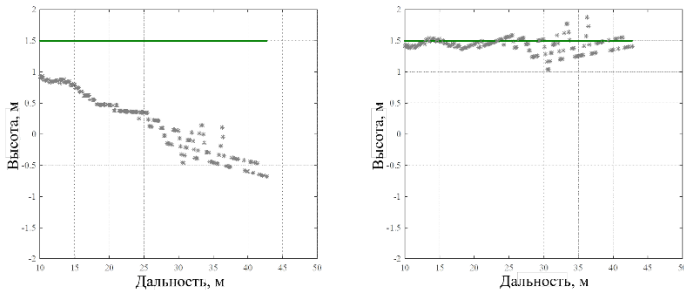


Рис. 4

Заключение

При установке радара со смещением в угломестной плоскости относительно нормали к подстилающей поверхности, угол места измеряется с систематической ошибкой. Эта ошибка снижает надежность оценки угла места и высоты объекта.

Влияние этих ошибок на измерение параметров можно уменьшить с помощью алгоритмов. В данной работе были предложены два алгоритма: алгоритм оценки угла наклона радара в угломестной плоскости и алгоритм оценки высоты дорожного объекта. Оба алгоритма основаны на объединении прямого и переотраженного от подстилающей поверхности сигналов, соответствующих одному объекту. Анализ показывает, что сумма углов прямого и переотраженного лучей (от подстилающей поверхности), соответствующих одной цели, пропорциональна углу наклона антенны в угломестной плоскости, а разница пропорциональна высоте цели. Высота объекта, оцениваемая по предлагаемым формулам, не зависит от угла наклона радара в угломестной плоскости и высоты объекта. Предложенные формулы могут применяться для радаров с высоким разрешением по углу места для своевременной юстировки.

- [1] Wang H.-N., Huang Y.-W., Chung S.-J. // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2017. Vol. 66, No. 2. P. 965.
- [2] Laribi A., Hahn M., Dickmann J., Waldschmidt C. // Advances in Radio Science. 2017. Vol. 15. P. 61.
- [3] Skolnik M.I. Radar handbook – New York: McGraw-Hill Companies, 2008, 1352 p.

Секция «Статистическая радиофизика и мобильные системы связи»

Заседание секции проводилось 15 мая 2024 г.
Председатель – А.А. Мальцев, секретарь – О.В. Болховская.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.