

Труды XXVII 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.

## ГРАНИЦЫ КРАМЕРА-РАО ДЛЯ ОЦЕНОК НАЧАЛЬНОЙ ФАЗЫ И УГЛА ПРИХОДА СИГНАЛА В МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

О.В. Болховская, В.А. Сергеев, А.А. Мальцев

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

### **Введение**

Существует большое количество публикаций, посвященных точности оценки параметров в задаче совместного оценивания-обнаружения сигналов многоэлементными антенными решетками (АР). При этом используются общепринятые предположения о форме волнового фронта (обычно плоский, когда источник находится в дальней зоне или сферический, когда источник находится в ближней зоне) и предположения о временной зависимости амплитуды сигнала (обычно это либо случайный гауссовский процесс, либо детерминированная известная или неизвестная последовательность) [1]-[4]. В качестве критерия качества оценки обычно используют средеквадратичную ошибку (СКО), а самый популярный метод для оценки качества – сравнение СКО оценки с границей Крамера-Рао [5].

Однако в абсолютном большинстве работ, посвященных оцениванию параметров сигналов в многоэлементных АА, вопрос об оценивании начальной фазы сигнала не ставился или предполагалось, что фаза является неинформативным параметром, равномерно распределенным в интервале  $[-\pi; \pi]$  [1]-[5]. В то же время вопрос о точном оценивании начальной фазы сигнала с одновременным оцениванием угла прихода в последнее время становится весьма важным и актуальным для задач сверхточного позиционирования. В работе проводится анализ предельных точностей оценок угла прихода и начальной фазы полезного сигнала при различной постановке задачи. Показано, что точность оценки начальной фазы, в случае, если она неизвестна, зависит от выбора элемента, в котором она оценивается.

### **Постановка задачи оценки угла прихода и фазы полезного сигнала при разных априорных предположениях**

Рассмотрим линейную эквидистантную АР, состоящую из  $M$  элементов. Пусть

$$\mathbf{x}[n] = \boldsymbol{\xi}[n] + \mathbf{S}[n], \quad (1)$$

где  $\mathbf{x}[n] = (x_1[n], \dots, x_M[n])^T$  – комплексный вектор размерности  $M$  отсчетов наблюдаемых сигналов,  $\mathbf{S}[n] = a[n]\mathbf{S}$  – комплексный вектор той же размерности полезного сигнала в элементах антенной решетки (АР),  $a[n]$  – его комплексная амплитуда,  $\mathbf{S} = (S_1, \dots, S_M)^T$  – неизвестный вектор плоского волнового фронта, зависящий от угла прихода сигнала,  $\boldsymbol{\xi}[n] = (\xi_1[n], \dots, \xi_M[n])^T$  – комплексный гауссовский вектор независимых собственных шумов антенных элементов с нулевыми средними значениями и дисперсией  $\sigma^2$ ,  $\xi[n] \sim CN(0, \sigma^2)$ ,  $N$  – объем выборки. Будем считать, что  $a[n]$  – 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 принято решение о наличии сигнала [4], можно оценить параметры этого сигнала. В работе рассматривались два

случая: в первом фаза отсчитывалась от крайнего элемента антенной решетки; во втором фаза отсчитывалась от центра антенной решетки.

Задача оценивания плоского волнового фронта  $\hat{\mathbf{S}}$  в случае линейной эквидистантной АР сводится только к оценке начальной фазы и угла прихода полезного сигнала, и эта оценка  $\hat{\mathbf{S}}$  находится путем решения задачи максимизации скалярного произведения между вектором сигналов  $\mathbf{y}$  на выходах согласованных фильтров и «пробным» вектором-фазором плоской волны  $\hat{\mathbf{S}}$ :

$$\hat{\mathbf{S}} = \arg \max_{\varphi_0, \Delta\varphi} \{Re(\mathbf{y}^H \hat{\mathbf{S}}(\varphi_0, \Delta\varphi))\}. \quad (2)$$

Для исследования вопроса о точности оценки фазы необходимо рассматривать задачу совместного оценивания начальной фазы и угла прихода сигнала и оценивать их эффективность путем сравнения дисперсий полученных оценок с минимально возможными, определяемыми неравенством Крамера-Рао [5]. В соответствии с общей методологией нахождения границ Крамера-Рао при оценивании точности нескольких параметров необходимо найти выражение для информационной матрицы Фишера  $\mathbf{FIM}^{-1}(\boldsymbol{\eta})$ , где  $\boldsymbol{\eta}$  – вектор оцениваемых параметров. Диагональные элементы матрицы  $\mathbf{CRB}(\boldsymbol{\eta}) = \mathbf{FIM}^{-1}(\boldsymbol{\eta})$ , обратной к информационной матрице Фишера, и будут искомыми границами Крамера-Рао для каждого из оцениваемых параметров. Для рассматриваемого в работе случая двух неизвестных параметров начальной фазы  $\varphi_0$  и угла прихода линейного волнового фронта  $\theta$  вектор  $\boldsymbol{\eta} = [\theta, \varphi_0, ]$  и матрица Фишера может быть представлена в виде:

$$\mathbf{FIM}(\boldsymbol{\eta})_{i,j} = 2N \cdot SNR \cdot Re \frac{\partial \mathcal{S}(\boldsymbol{\eta})^H}{\partial \eta_i} \frac{\partial \mathcal{S}(\boldsymbol{\eta})}{\partial \eta_j}, \quad (3)$$

где  $SNR = a^2/\sigma^2$  – отношение сигнал/шум на одном антенном элементе. Для случая, когда фаза сигнала оценивается на крайнем элементе антенной решетки нижние границы для дисперсий оценки угла прихода  $\theta$  и оценки начальной фазы  $\varphi_0$  будут равны:

$$CRB_{edge}(sin(\theta)) = \frac{1}{(2\pi \cdot \frac{d}{\lambda})^2} \cdot \frac{1}{2N \cdot SNR} \cdot \frac{12}{M(M^2 - 1)}, \quad (4)$$

$$CRB_{edge}(\varphi_0) = \frac{1}{N \cdot SNR} \cdot \frac{2M - 1}{M(M + 1)}. \quad (5)$$

Для случая, когда фаза сигнала оценивается в центре антенной решетки матрица Фишера (12) и корреляционная матрица оценок угла прихода и начальной фазы становятся диагональными и соответствующие нижние границы для дисперсий оценок будут равны:

$$CRB_{centre}(\sin(\theta)) = \frac{1}{(2\pi \cdot \frac{d}{\lambda})^2} \cdot \frac{1}{2N \cdot SNR} \cdot \frac{12}{M(M^2 - 1)} \quad (6)$$

$$CRB_{center}(\varphi_0) = \frac{1}{2N \cdot SNR} \cdot \frac{1}{M} \quad (7)$$

Из приведенных выражений видно, что нижняя граница дисперсии оценки фазы достигает максимального значения при оценке фазы сигнала в крайнем элементе АР. Таким образом, при совместном оценивании фазы и угла прихода сигнала СКО оценки фазы сигнала в крайних элементах АР с большим числом элементов приблизительно в два раза больше СКО оценки фазы в геометрическом центре антенны. Дисперсия оценки угла прихода сигнала при неизвестной начальной фазе не зависит от выбора элемента АР (геометрического места), в котором оценивается начальная фаза и совпадает с выражением (4)

### Результаты моделирования

Для исследования эффективности и нахождения характеристик предложенного алгоритма оценки параметров волнового фронта было проведено численное моделирование схемы обработки сигналов, принимаемых линейной эквидистантной  $M$ -элементной АР на фоне аддитивного белого гауссовского шума. Расстояние между элементами решетки было равно половине длины волны. Псевдослучайная последовательность длиной  $N=32$  использовалась как полезный сигнал  $[n]$ . При моделировании использовалась однолучевая модель канала связи.

Среднеквадратичные ошибки для оценок начальной фазы полезного сигнала  $M$ -элементной АР для  $M=2$  и  $M=8$ , найденные с помощью регрессионного алгоритма приведены на рис. Из рисунка видно, что СКО этих оценок для АР с числом элементов  $M=2$  и  $M=8$  практически достигают границ Крамера-Рао при SNR равном 16 дБ и 6 дБ соответственно, при оценке начальной фазы в центре АР, и при SNR равном 10 дБ и 5 дБ соответственно, при оценке начальной фазы в первом (или последнем) элементе АР. Однако граница Крамера-Рао при оценке начальной фазы в центре АР оказывается ниже соответственно в 1.4 и 1.8 раз по сравнению со случаем оценивания начальной фазы сигнала, на первом (или последнем) элементе антенны.

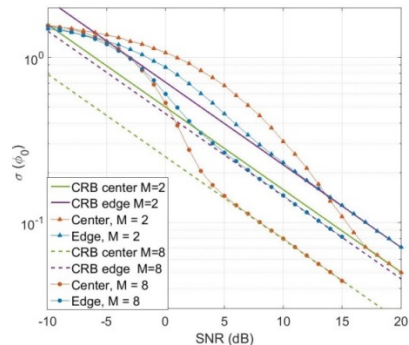


Рис.

### **Заключение**

В работе рассмотрена задача исследования точности совместного оценивания угла прихода и начальной фазы сигнала с плоским волновым фронтом, принимаемого многоэлементной антенной решеткой. Изучена зависимость точности оценивания параметров волнового фронта сигнала от геометрического места оценивания начальной фазы сигнала. Найдены пороговые значения  $SNR$  на выходах согласованных фильтров, осуществляющих первичную обработку сигналов с элементов антенной решетки, при превышении которых получают эффективные оценки исследуемых параметров волнового фронта сигнала, точности которых практически совпадают с теоретически предельными.

- [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. C. 4840.
- [3] Stoica P., Nehorai A. // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1989. Vol. 37, No. 5. P. 720.
- [4] Bolkhovskaya O., Maltsev A., Sergeev, // 2nd European Conference on Electrical Engineering and Computer Science (EECS), Bern, Switzerland, 2018, pp. 497.
- [5] Stoica P., Moses R. // Spectral analysis of signals. – Upper Saddle River: Pearson Prentice Hall, 2005, p. 452.

## СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АВИАЦИОННЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ. МОДЕЛИ, ПОСТРОЕННЫЕ НА ОСНОВЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ

А.В. Елохин, О.В. Болховская, А.А. Мальцев, В.С. Сергеев

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

### **Введение**

Эффективная разработка технологии связи требует досконального знания свойств радиоканала, в котором она должна работать. Поэтому одной из первых задач при разработке системы связи, будь то Wi-Fi, LTE, 5G-NR или любая другая является разработка методологии оценки эффективности системы, включающей модели каналов связи [1]-[3]. В идеале модели каналов должны быть доступны в виде программных и аппаратных эмуляторов, позволяющих проверять технические решения перед их выпуском в производство.

Основными особенностями каналов связи с БПЛА (по сравнению с системами сотовой связи или беспроводного доступа в Интернет) являются:

- Разные свойства каналов воздух-земля (ВЗ) и воздух-воздух (ВВ);
- Быстрые изменения пространственных и временных свойств из-за высоких скоростей движения объектов;
- Эффекты затенения, вызванные вращением и формой БПЛА.

Эти особенности не позволяют использовать модели каналов, хорошо зарекомендовавшие себя при разработке систем мобильной связи [1]-[3]. Существующие модели спутниковых каналов связи [4], [5] также существенно отличаются от каналов связи с БПЛА. В большинстве публикаций по экспериментальным измерениям канала анализируются только эффекты крупномасштабных замираний, эффекты мелкомасштабных или быстрых замираний рассматриваются недостаточно подробно чтобы построить адекватную модель канала для физического уровня авиационной системы связи.

### **Экспериментальные данные**

Для построения моделей авиационных каналов связи нами были выбраны данные экспериментальных измерений, полученные в ходе исследовательского проекта, финансируемого NASA Glenn Research Center в 2013-2017 гг. [6]-[9] для канала ВЗ для двух частотных диапазонов (L-диапазон 1-2 ГГц и C-диапазон 4-8 ГГц) во многих сценариях полета. Авторами работ [6]-[9] также даны оценки статистических свойств и методы генерации некоторых параметров канала, таких как пространственные потери в зависимости от расстояния, коэффициент пространственной корреляции, К-фактор Райса для мелкомасштабных замираний и т. д. Все данные приведены для нескольких полетных сценариев, включающих полет над водной поверхностью, над холмистой местностью, над околородской и пригородной застройкой.

В качестве наиболее адекватной модели пространственных потерь из числа представленных в [6]-[9] выбрана лог-линейная модель с затенениями:

$$PL(R) = A_0 + 10 \cdot n_A \cdot \log(R/R_{min}) + X_A + \xi F_A, \quad R_{min} \leq R < R_{max}, \quad (1)$$

где  $A_0$  – затухание на минимальном допустимом расстоянии,  $\mu$  — показатель степени потерь;  $F$  – поправочный коэффициент направления движения; переменная  $\zeta = -1$  для движения к наземной станции (НЗ) и  $+1$  для движения от НЗ;  $X$  — гауссовская случайная величина с нулевым средним значением и стандартным отклонением  $\sigma_X$ .

Общий вид пространственно-временной импульсной переходной характеристики авиационного канала связи (CIR – Channel Impulse Response) в работах [6]-[9] представлен в виде суммы лучей:

$$h(\tau, t) = \sum_i \alpha_i(t) e^{-j\phi_i(t)} \delta(\tau - \tau_i(t)), \quad (2)$$

где:  $\alpha_i(t)$  амплитуда  $i$ -го луча,  $\phi_i(t)$  фаза  $i$ -го луча, а  $\tau_i(t)$  – его задержка. При этом для каждого полетного сценария определены 3 типа лучей: прямой луч (D-луч), зеркально отраженный луч (M-луч) и ряд случайно отраженных лучей (R-лучи). D-лучи и M-лучи считаются всегда присутствующими в канале, тогда как R-лучи появляются в канале с определенной вероятностью. Согласно [6]-[9], для сценариев полета над водой в канале может быть до одного R-луча; для полетов над горной и холмистой местностью, а также над городской и пригородной застройкой в канале может содержаться до 7 R-лучей.

Значения задержек R-лучей определяются статистически на основе величины разброса задержек (Delay Spread), который зависит от сценария полета, расстояния TX-RX (передатчик-приёмник) и полосы частот. В работах [6]-[9] приведены параметры статистических распределений для случайной генерации разброса задержек.

### **Обобщение моделей каналов на случай произвольных высот передатчика и приемника**

К сожалению, данные измерений, представленные в [6]-[9], были получены лишь для нескольких конкретных значений высот передатчика и приемника, что существенно снижает возможность их использования при моделировании авиационных систем связи. Необходимо обобщить модели каналов на произвольные значения высот передатчика и приемника.

Для D-лучей и M-лучей задержки можно получить непосредственно из геометрического расчета траекторий этих лучей.

Для R-лучей предлагается следующая методология обобщения. После расчета параметров D- и M-лучей для требуемых положений TX и RX, на линии от передатчика до точки отражения от земли размещается виртуальный передатчик  $TX_V$  на высоте 20 м. Аналогично создаётся виртуальный приёмник на высоте 1 км. Это гарантирует, что виртуальная система связи  $TX_V$ - $RX_V$  соответствует условиям измерения каналов [6]-[9], и мы можем сгенерировать временные параметры R-лучей для этой системы, используя параметры из [6]-[9]. После того, как R-лучи сгенерированы, их задержки увеличиваются на величину, равную разности задержек M-лучей исходной и виртуальной систем связи. Амплитуды R-лучей умножаются на отношение амплитуд исходных и виртуальных M-лучей.

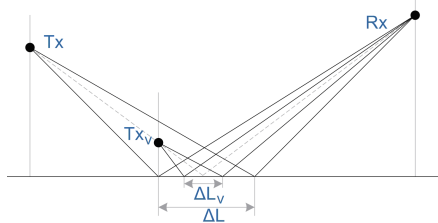
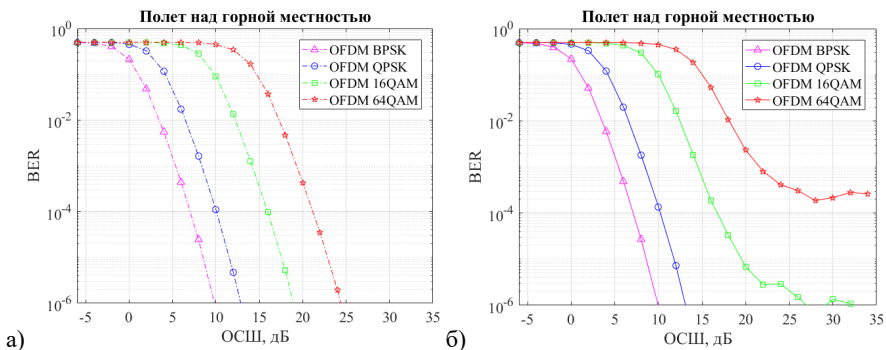
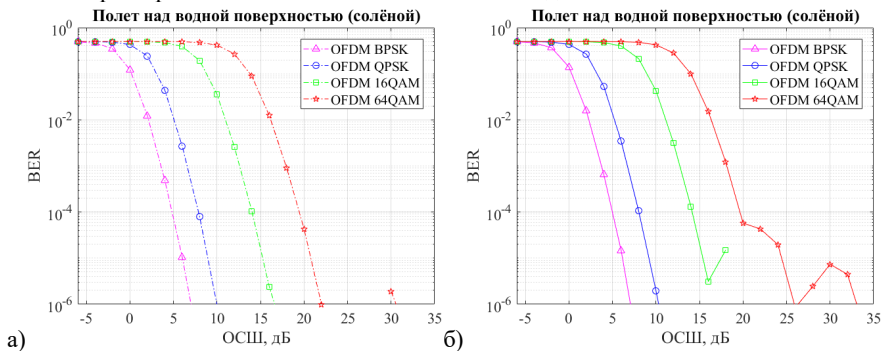


Рис. 1

Следует отметить, что в работе [10] показано, как можно решить задачу реконструкции пространственных параметров канала В-З, определить значения углов отправки и прибытия лучей, а так же на основе этих углов и векторов скоростей передатчика и приемника вычислить доплеровский сдвиг частоты для каждого из лучей.

**Результаты численного моделирования**

Для проверки адекватности разработанных моделей каналов было проведено моделирование системы авиационной радиосвязи (рис. 2 и рис. 3; а) – без учета эффекта Доплера; б) – с учетом эффекта Доплера.), без учета влияния ошибок синхронизации между передатчиком и приемником, в предположении, что приемник осуществляет эквализацию канальных искажений сигнала на основе точного знания частотной передаточной характеристики канала связи в начале пакета данных.



Из графиков можно видеть влияние различных физических явлений, имеющих место в канале связи на вероятность битовых ошибок в системе связи. Так наличие большого количества отраженных лучей, имеющих значительную задержку, в сценарии полёта над горной местностью (по сравнению со сценарием полёта над водной поверхностью) заметно ухудшает качество связи для высоких порядков модуляции. Так же



можно наблюдать деградацию качества связи с ростом скорости движения передатчика и приемника.

### **Выводы**

В настоящей работе представлены модели авиационных каналов связи, построенные на основе экспериментальных данных. Описан подход к обобщению моделей на случай произвольных высот передатчика и приемника. Моделирование показало, что разработанная модель канала В-3 адекватно отражает влияние физических явлений в авиационном канале связи на вероятность битовых ошибок системы связи.

- [1] 3GPP TR 36.873 V12.7.0 (2017-12) “Study on 3D channel model for LTE”
- [2] 3GPP TR 38.900 V14.3.1 (2017-07) “Study on channel model for frequency spectrum above 6 GHz”
- [3] 3GPP TR 36.777 V15.0.0 (2017-12) “Study on Enhanced LTE Support for Aerial Vehicles”.
- [4] Panagopoulos A., Arapoglou P.D.M., Cottis P. // Satellite communications at KU, KA, and V bands: Propagation impairments and mitigation techniques. *IEEE Commun. Surv. Tuts.* 2004. Vol. 6, No. 3. P. 2.
- [5] Chini P., Giambene G. and Kota S. // A survey on mobile satellite systems. *Int. J. Satell. Commun. Networking.* 2009. Vol. 28, No. 1. P. 29.
- [6] Matolak D.W., Sun R. // Air–Ground Channel Characterization for Unmanned Aircraft Systems–Part I: Methods Measurements and Models for Over-Water Settings. *IEEE Trans. Veh. Technol.* 2017. Vol. 66, No. 1. P. 26.
- [7] Sun R., Matolak D.W. // Air–Ground Channel Characterization for Unmanned Aircraft Systems–Part II: Hilly and Mountainous Settings. *IEEE Trans. Veh. Technol.* 2017. Vol. 66, No. 3. P. 1913.
- [8] Matolak D.W., Sun R. // Air–Ground Channel Characterization for Unmanned Aircraft Systems–Part III: The Suburban and Near-Urban Environments. *IEEE Trans. Veh. Technol.* 2017. Vol. 66, No. 8. P. 6607.
- [9] Sun R., Matolak D.W. // Air–Ground Channel Characterization for Unmanned Aircraft Systems Part–IV: Airframe Shadowing. *IEEE Trans. Veh. Technol.* 2017. Vol. 66, No. 9. P. 7643.
- [10] Сергеев В.С., Елохин А.В., Кокарев А.О., Болховская О.В. // Разработка трехмерной модели авиационного канала связи на основе опубликованных экспериментальных данных. Тр. XXIV-й научн. конф. по радиофизике. – Н. Новгород: ННГУ, 2020. С. 274.
- [11] Bolkhovskaya O.V., Elokhin A.V., Kokarev A.O., Sergeev V.S., Sorokin I.S., Spirin A.A., Maltsev A.A. // Software-Hardware Complex for Design, Full-Scale and Model Testing the Broadband Systems in Radio Communications, Radars and Navigation of High-Speed Objects. *Instruments and Experimental Techniques.* 2021. Vol. 64, № 3. P. 363.

## ЭФФЕКТИВНОСТЬ АДАПТИВНОЙ РАЗНЕСЁННОЙ ПЕРЕДАЧИ С УЧЁТОМ НЕ ИДЕАЛЬНОСТИ ОБРАТНОГО КАНАЛА СВЯЗИ

А.В. Елохин, А.О. Кокарев, А.Г. Флакман, В.Д. Фролагина

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

### Введение

Основной задачей системы мобильной связи является передача информации от источника сообщения к потребителю. При этом одной из важнейших характеристик системы является вероятность битовой ошибки, которая характеризует качество передачи информации. Системы мобильной (сотовой) связи работают, как правило, в условиях многолучевого канала с замираниями сигналов. Для городских условий наиболее характерными являются релеевские замирания, когда прямой луч отсутствует, а на приемную антенну поступает сумма рассеянных сигналов.

Эффективным средством борьбы с замираниями сигналов является технология адаптивной разнесённой передачи (АРП) [1-3]. Благодаря наличию обратной (служебной) линии связи передающая сторона получает канальную информацию и может адаптивно управлять весовыми коэффициентами в передающих антеннах. Таким образом, появляется возможность пространственной обработки сигналов на передающей стороне линии связи, согласованной с состоянием канала связи.

Для уменьшения загрузки обратной линии связи канальная информация передается в квантованном виде (с помощью конечного числа бит). Кроме этого обычно имеется задержка в передаче и использовании этой информации. Эти факторы влияют на эффективность АРП. Целью настоящей работы является исследование эффективности (вероятности битовой ошибки) в системе связи с АРП из двух передающих антенн в условиях релеевских замираний сигналов при наличии ошибок и задержек в обратном канале связи.

### Адаптивная разнесённая передача

Рассмотрим адаптивную разнесённую передачу из двух антенн, принципиальная схема которой показана на рис. 1. На приемной стороне выполняется оценка канальной информации (коэффициентов передачи  $h_1$  и  $h_2$ ) и вычисляются весовые коэффициенты  $w_1$  и  $w_2$ , обеспечивающие максимум отношения сигнал/шум (ОСШ) на выходе приемника. Информация о весовых векторах сообщается на передающую сторону линии связи по обратному

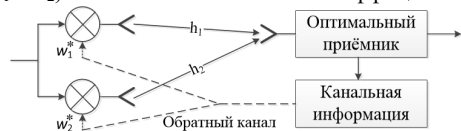


Рис. 1

соответствии со схемой рис. 1 можно ввести эквивалентный канал с коэффициентом передачи  $\tilde{h}_{ad}$  равный

$$\tilde{h}_{ad} = w_1^* h_1 + w_2^* h_2, \quad (1)$$

где верхний индекс обозначает транспонирование.

Оптимальный весовой вектор  $\mathbf{W}_{opt}$  найдем из условия максимума ОСШ на выходе приемной антенны, которое с точностью до несущественного множителя равно  $r =$

$r_0 |\mathbf{W}^H \mathbf{H}|^2$ , где  $r_0$  – отношение мощности передатчика к мощности гауссовых шумов приемника,  $()^H$  – эрмитово сопряжение. ОСШ будет максимальным, когда канальный вектор  $\mathbf{H}$  и весовой вектор  $\mathbf{W}$  параллельны между собой [1-3]:

$$\mathbf{W} = \frac{1}{\sqrt{\mathbf{H}^H \mathbf{H}}} \mathbf{H}. \quad (2)$$

Нетрудно видеть, что систему с АРП можно свести к системе без разнесенной передачи, если ввести эквивалентный канал с коэффициентом передачи  $\tilde{h}_{ad}$  равным

$$\tilde{h}_{ad} = \sqrt{|h_1|^2 + |h_2|^2}. \quad (3)$$

Канальная информация сообщается на передающую сторону в квантованном виде (конечным числом бит). На практике используются три варианта АРП (обозначим их АРП (1), АРП (2) и АРП (4)), отличающихся загрузкой обратного канала. Цифра в скобках показывает, сколько бит передается по обратному каналу при использовании соответствующего варианта АРП.

В самом простом из них (АРП (1)) используется один бит, который сообщает, какая из передающих антенн создает большую мощность в точке приема. Далее только эта антенна используется для передачи сигналов. В такой схеме  $w_1=1$  и  $w_2=0$ , если  $|h_1|^2 > |h_2|^2$ , и  $w_1=0$  и  $w_2=1$ , если  $|h_1|^2 < |h_2|^2$ .

Второй вариант (АРП (2)) предполагает передачу значений разности фаз весовых коэффициентов  $w_1$  и  $w_2$ . При использовании 2 бит дискретность фазы составляет  $90^\circ$ , то есть значения разности фаз при передаче по обратному каналу округляются до ближайшего из чисел  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  и  $270^\circ$ . Амплитуды весовых коэффициентов считаются постоянными и равными  $1/\sqrt{2}$ .

В третьем варианте (АРП (4)) используются четыре бита и передается информация о значениях амплитуды и разности фаз весовых коэффициентов. Дискретность фазы уменьшается до  $45^\circ$  (используются 3 бита), а амплитуда считается равной  $\sqrt{0.8}$  или  $\sqrt{0.2}$  (используется 1 бит), в зависимости от того, какая передающая антенна создает большую мощность в точке приема [ ].

Моделирование статистически независимых релейских канальных коэффициентов между двумя передающими и одной приемной антенной будем производить на основе модели Кларка. В соответствии с этой моделью рассеиватели (вторичные источники) располагаются вокруг пользователя равномерно на окружности единичного радиуса. Тогда  $l$ -ая временная выборка  $k$ -го ( $k = 1$  или  $2$ ) комплексного релейского коэффициента с нулевым средним и единичной дисперсией будет равна [1-2]

$$h_k(l) = \sqrt{\frac{2}{N_0}} \sum_{n=1}^{N_0} A_k(n) \exp\left(j \frac{\pi n}{N_0}\right) \cos\left\{2\pi f_d l \Delta t \cos\left[\pi \left(\frac{n-0.5}{2N_0}\right)\right]\right\} + \theta_n \}, \quad (4)$$

где  $A_k(n) = \pm 1$  –  $n$ -ый символ  $k$ -ой последовательности Уолша,  $N_0$  – число рассеивателей в первой четверти окружности,  $f_d$  – максимальная доплеровская частота,  $\theta_n$  – случайная фаза с равномерным распределением на интервале  $[0-2\pi]$ ,  $\Delta t$  – интервал взятия выборок

(длительность символа). Среднее значение коэффициентов  $h_k(l)$  равно нулю, а дисперсия – единице. Далее будем задавать  $f_d = 60$  Гц,  $\Delta t = 69.4$  мкс. Отметим, что время корреляции флуктуации релеевских коэффициентов по половинному уровню составляет  $\tau_{corr} = 0.24f_d^{-1}$  или  $\approx 60$  символов [4].

**Ошибки в обратном канале**

Допустим, что информация, переданная по обратному каналу связи принята с ошибкой равной  $\epsilon\%$ . Для моделирования влияния этой ошибки в последовательности бит передаваемой по обратному каналу связи случайным образом поменяем  $\epsilon\%$  значений (равновероятно во всей последовательности) этих бит. На рис. 2 приведены результаты моделирования для вероятности битовой ошибки в зависимости от ОСШ при использовании 2ФМ модуляции, для трёх рассмотренных вариантов АРП. Ошибки в обратном канале равны 0 или 10%. Пусть заданный уровень вероятности битовой ошибки в прямом канале составляет 0.001. Тогда при увеличении ошибки в обратном канале от 0 до 10% требуемое ОСШ должно быть увеличено на 4.8 дБ для АРП(1), на 2 дБ для АРП(2) и на 1 дБ для АРП(4).

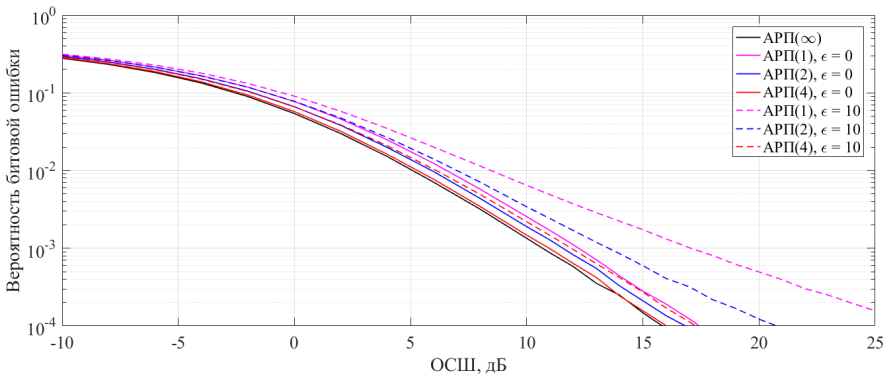


Рис. 2

**Задержка в обратном канале**

Рассмотрим ситуацию, когда информация, переданная по обратному каналу связи, принимается и используется с задержкой равной  $\delta$  символов. Тогда формулу (1) для эквивалентного канального коэффициентом передачи  $\tilde{h}_{ad}$  можно записать в следующем виде:

$$\tilde{h}_{ad} = w_1^*(i - \delta)h_2(i) + w_2^*(i - \delta)h_2(i), \tag{5}$$

На рис. 3 приведены результаты моделирования для вероятности битовой ошибки в зависимости от ОСШ в системе с BPSK модуляцией, для трёх вариантов АРП и трех значений задержки  $\delta = 0$  (нет задержки), 18 и 36 символов. При этом коэффициент корреляции каждого из релеевских коэффициентов составляет 0.95 ( $\delta = 18$ ) и 0.80 ( $\delta = 36$ ). Из полученных результатов следует, что при задержке в  $\delta = 18$  символов требуемое

ОСШ (для уровня битовой ошибки  $10^{-3}$ ) увеличивается на 4.5 дБ для АРП(1), на 4.1 дБ для АРП(2) и на 3.8 дБ для АРП(4). При увеличении задержки до  $\delta = 36$  символов потери в ОСШ увеличиваются до 8.6 дБ для АРП(1), до 8.6 дБ для АРП(2) и до 8.5 дБ для АРП(4).

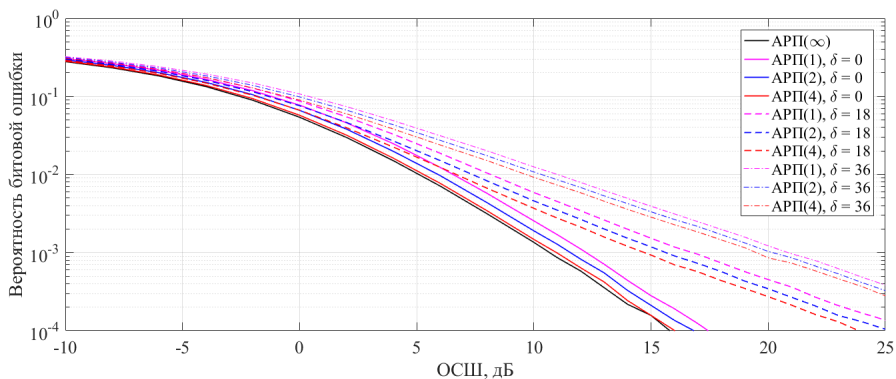


Рис. 3

### Выводы

В настоящей работе исследовано влияние ошибок и задержек в обратной (служебной) линии связи на вероятность битовой ошибки в системе связи с АРП при двух передающих антеннах в условиях релейских замираний сигналов.

- [1] Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. – М: Радио и связь, 2000, 800 с.
- [2] Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Пер. с англ. – М:, Вильямс, 2003, 1104 с.
- [3] Garg V.K. IS-95 CDMA and cdma2000: Cellular/PCS systems implementation. – Prentice-Hall, Inc., 2000, 424 p.
- [4] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи. Монография. – Нижний Новгород: ННГУ, 2011, 368 с.

## ОЦЕНКА НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ МНОЖЕСТВЕННЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА ВИНЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ С ЦИФРОВОЙ ПРЕДОБРАБОТКОЙ

И.В. Гринь, О.А. Морозов, Н.А. Пинегина

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Одной из наиболее актуальных задач (радио)локации и (радио)навигации является задача местоопределения источника радиоизлучения (ИРИ) методами пассивной пеленгации в реальном масштабе времени. Методы, использующиеся для ее решения (например, разностно-дальномерный метод), для своей реализации требуют информацию о навигационных параметрах – взаимных временных задержках (ВВЗ) распространения сигналов [1].

Широкое применение в системах радиосвязи находят фазоманипулированные (ФМ, PSK) сигналы, позволяющие повысить помехоустойчивость системы и эффективно использовать радиодиапазон канала связи. В случае, когда исследуемые сигналы имеют одинаковую структуру, задача определения ВВЗ может быть успешно решена с помощью метода максимального правдоподобия, сводящегося к построению и анализу взаимной корреляционной функции сигналов. Однако, изменение спектральных параметров одного из принимаемых сигналов, что в случае космического сегмента может быть обусловлено значительным влиянием эффекта Доплера, приводит к искажению ВКФ: масштабированию или полному подавлению главного максимума. Для применения традиционных алгоритмов в данном случае необходима компенсация неизвестного частотного сдвига с помощью построения и анализа взаимной функции неопределенности (ВФН) [2] принимаемых сигналов. Однако, этот способ компенсации является вычислительно трудоемкой задачей.

В данной работе, для того чтобы избежать необходимость компенсации неизвестного сдвига частоты, предложен алгоритм, основанный на предварительной цифровой обработке и методе минимальной дисперсии Кейпона. Целью предварительной цифровой обработки является замена отсчетов исходного фазоманипулированного сигнала на отсчеты функции, зависящей от «мгновенной частоты» [3]:

$$\sigma(t_i) = (r_p^{(i)})^T R_p^{-1} r_p^{(i)}, \quad (1)$$

где  $R_p$  – теплица автокорреляционная матрица наблюдаемого процесса,  $r_p^{(i)}$  – автокорреляционная последовательность исследуемого сигнала, вычисляемая по короткой выборке с использованием скользящего окна.

Для решения задачи обнаружения ФМ – сигналов предлагается использовать алгоритм на основе винеровской фильтрации. При построении фильтра Винера ставится задача синтеза такого линейного фильтра, воздействие которого на входной сигнал приведет к формированию сигнала с минимальным среднеквадратичным отклонением от эталонного. Для придания большей гибкости винеровской фильтрации была использована частотная характеристика следующего вида:

$$K(\omega, \alpha) = \frac{|H(\omega)|^*}{|H(\omega)|^2 + \alpha \frac{P_N(\omega)}{P_S(\omega)}} \quad (2)$$

где  $H(\omega)$  – преобразование Фурье последовательности  $\sigma(t)$ ,  $P_s(f)$  и  $P_n(f)$  – спектральные плотности мощности последовательности  $\sigma(t)$  и шума соответственно. Тогда выход оптимального линейного фильтра имеет следующий вид:

$$R_\alpha = F^{-1}[K(\omega, \alpha) \cdot X(\omega)], \quad (3)$$

где  $F^{-1}$  – оператор обратного преобразования Фурье,  $X(\omega)$  – преобразование Фурье последовательности  $\sigma(t)$  исследуемого сигнала.

Функциональная схема предлагаемого алгоритма представлена на рис. 1:



Рис. 1

Рассмотрим многопозиционную спутниковую систему пассивной пеленгации, изображенную на рис. 2, основной задачей которой является определение координат  $N$  ИРИ  $(x_i, y_i, z_i)$ , находящихся на поверхности Земли. Для решения поставленной задачи необходимо определить ВВЗ сигналов, распространяющихся по различным каналам относительно опорного канала.

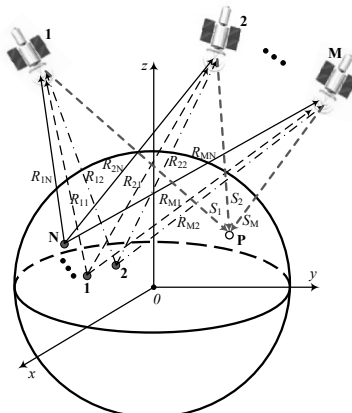


Рис. 2

Модель сигналов, принимаемых спутниками, с учетом влияния эффекта Доплера можно представить следующим образом:

$$\left\{ \begin{array}{l} s_1(t) = \sum_{i=1}^N x_i(t) + \eta_1(t); \\ s_2(t) = \sum_{i=1}^N x_i((1 - \alpha_{2i})t + \tau_{2i}) + \eta_2(t); \\ s_j(t) = \sum_{i=1}^N x_i((1 - \alpha_{ji})t + \tau_{ji}) + \eta_j(t); \\ \dots \\ s_M(t) = \sum_{i=1}^N x_i((1 - \alpha_{Mi})t + \tau_{Mi}) + \eta_M(t). \end{array} \right. \quad (4)$$

где  $x_i, i = 1, \dots, N$  – сигнал, излучаемый  $i$ -м источником, сигналы  $x_i((1 - \alpha_{ji})t + \tau_{ji}), j = 2, \dots, M$  представляют собой искажённые ( $\alpha_{ji} = V_r/c$  – коэффициент, определяющий влияние эффекта Доплера и равный отношению радиальной скорости спутника к скорости света) и задержанные копии сигнала  $x_i(t); \eta_j(t)$  – некоррелированные с сигналами аддитивные шумы в разных каналах распространения. Для определения координат ИРИ с помощью разностно-дальномерного метода необходима информация о временных задержках  $\tau_{ji}$  для каждого источника с номером  $i$ .

При проведении оценки ВВЗ сигналов, принимаемых космическими аппаратами, в системе (4) с использованием алгоритма, представленным на рис. 1, неизбежно возникает проблема неоднозначности соотнесения величин измеряемых ВВЗ конкретным ИРИ. В случае наличия  $N$  источников радиоизлучения и  $M$  ретрансляторов, каждый из  $M$  выходов нелинейного фильтра (3) будет содержать  $N$  максимумов, каждый из которых будет соответствовать взаимной временной задержке между сигналами (4):

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{\alpha_{12}}(\Delta t): \Delta t_{121}, \Delta t_{122}, \dots, \Delta t_{12N}; \\ R_{\alpha_{23}}(\Delta t): \Delta t_{231}, \Delta t_{232}, \dots, \Delta t_{23N}; \\ \dots \\ R_{\alpha_{M-1,M}}(\Delta t): \Delta t_{M-1,M,1}, \Delta t_{M-1,M,2}, \dots, \Delta t_{M-1,M,N}; \\ R_{\alpha_{M,1}}(\Delta t): \Delta t_{M,1,1}, \Delta t_{M,1,2}, \dots, \Delta t_{M,1,N}. \end{array} \right. \quad (5)$$

Для устранения возникающей неоднозначности можно использовать тот факт, что сумма ВВЗ, относящихся к одному ИРИ, равна нулю. Алгоритм, осуществляющий данный подход, аналогичен случаю, представленному в [4].

На основе компьютерного моделирования проведено исследование зависимости вероятности правильной работы алгоритма оценки взаимной временной задержки от уровня шума (ОСШ) в исследуемых сигналах. Вероятность рассчитывалась на основе:  $P = m/n$ ,  $m$  – число благоприятных исходов,  $n$  – количество испытаний. Испытание считалось благоприятным, если временные задержки определились верно, с точностью до половины длительности бита, а также учитывалось найденное количество взаимных временных задержек в каждой выделенной группе (количество взаимных временных задержек в каждой группе должно быть равно количеству источников). Усреднение проводилось по  $n = 1000$  реализациям. Исследовались конфигурации, содержащие 3 источника излучения. На рис. 3 представлены полученные зависимости.



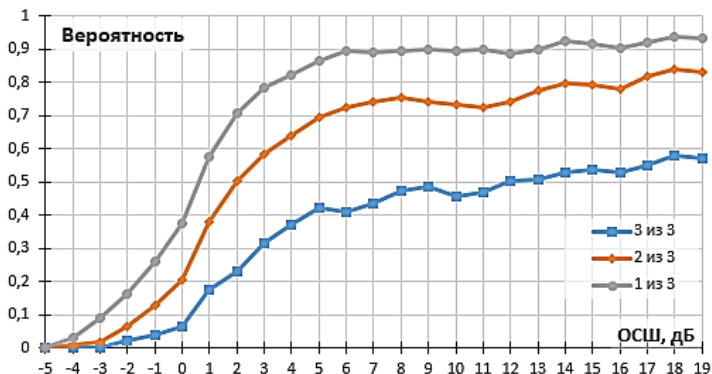


Рис. 3

Представленный алгоритм обладает меньшей вычислительной сложностью и требует меньших временных затрат для своей реализации, в сравнении с алгоритмом, основанным на вычислении ВФН [5]. Однако, анализ полученных результатов показывает, что он менее устойчив к уровню шума в исследуемых каналах связи. Данный подход позволяет идентифицировать часть ИРИ (2 из 3) в условиях влияния эффекта Доплера с вероятностью 0.6 при ОСШ равном 3 дБ.

- [1] Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы: учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высш. шк., 1990. 496 с.
- [2] Yatrakis C.L. Computing the cross ambiguity function – a review. Binghamton University, State University of New York, 2005. 131 p.
- [3] Логинов А.А., Морозов О.А., Солдатов Е.А., Фидельман В.Р. Алгоритм нелинейной цифровой фильтрации гармонического заполнения фазоманипулированных сигналов. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2006. Т. 49. № 8. С. 704-711.
- [4] Гринь И.В., Морозов О.А., Пинегина Н.А. Устранение неоднозначности оценки навигационных параметров множественных источников радиоизлучения на основе критерия согласованности временных задержек. // Труды XXV научной конференции по радиофизике. – Н.Новгород: ННГУ, 2021. С. 340-343.
- [5] Гринь И.В., Морозов О.А., Пинегина Н.А. Метод устранения неоднозначности оценки навигационных параметров множественных источников радиоизлучения. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2022. Т. 65, № 4. С. 323-330.

## РАЗРАБОТКА АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛЯТОРА УСИЛЕНИЯ НА PIN-ДИОДАХ L- И S-ДИАПАЗОНОВ

Д.Н. Каргин, И.С. Сорокин

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В современных устройствах связи, навигации и радиолокации уровень принимаемого сигнала в приемнике достаточно быстро и хаотически изменяется со временем по многим причинам, например: изменение пространственной ориентации высокоскоростных носителей, глубокие замирания сигнала, обусловленные сложным каналом распространения, и др. Поддерживание и обеспечение стабильного уровня мощности сигнала на узлах аналогового тракта приемника для предотвращения их перегрузки по входной мощности актуальная проблема обработки сигналов. Автоматическая регулировка усиления (АРУ) – система, которая обеспечивает на своем выходе стабильный уровень мощности сигнала. Динамический диапазон АРУ это диапазон мощностей сигнала на входе, при котором АРУ выдерживает заданный, постоянный уровень сигнала на своем выходе [1].

Целью работы является разработка системы АРУ со следующими характеристиками:

- рабочий частотный диапазон от 1 до 5 ГГц;
- динамический диапазон АРУ не менее 20 дБ;
- время атаки и восстановления не более 100 мкс.

Для системы АРУ была выбрана обратная схема (управляющее напряжение подается со стороны выхода в направлении входа) реализации [2]. Структурная схема системы АРУ представлена на рисунке 1.

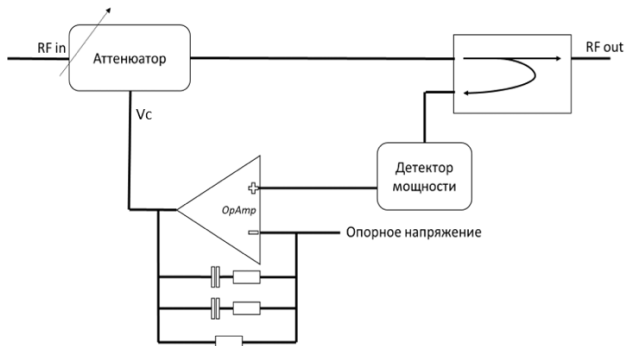


Рис. 1

Направленный ответвитель мощности в схеме используется для отведения части мощности сигнала с выхода управляемого аттенуатора на вход логарифмического детектора мощности. Детектор мощности устанавливает постоянное напряжение на выходе в соответствии с уровнем сигнала на его входе. В схеме присутствует операционный усилитель, на инвертирующий вход которого поступает опорное напряжение  $V_c$ , которое задает требуемую мощность на выходе системы АРУ. На не инвертирующий

вход операционного усилителя поступает напряжение с выхода детектора мощности. Напряжение с выхода операционного усилителя – это управляющее напряжение аттенюатора. Аттенюатор, управляемый напряжением, был реализован на pin-диодной микросхеме SMP1307-127LF [3]. На рисунке 2 изображены измеренные зависимости величины ослабления входного сигнала от управляющего напряжения на аттенюаторе. Зависимости приведены для частот 0,5 ГГц и 2,5 ГГц.

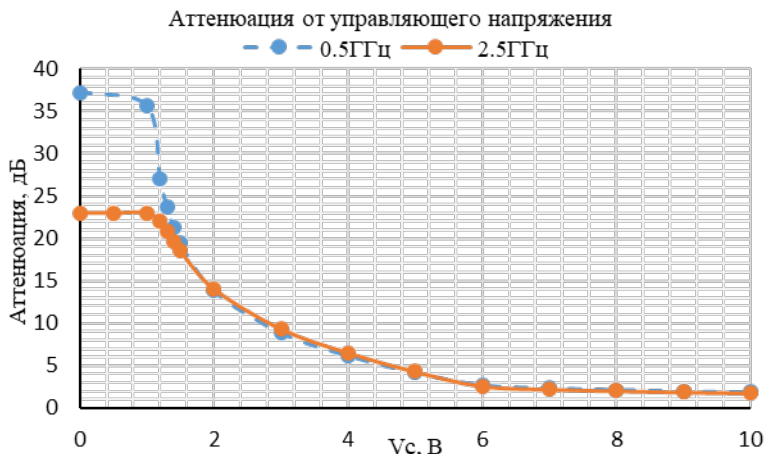


Рис. 2

Разработана электрическая принципиальная схема АРУ, включающая в себя схему питания и потенциометры для изменения опорного напряжения. Топология печатной платы системы АРУ разработана в системе проектирования печатных плат от компании Cadence Allegro PCB Designer и продемонстрирована на рисунке 3. На рисунке 4 изображена фотография внешнего вида печатной платы.

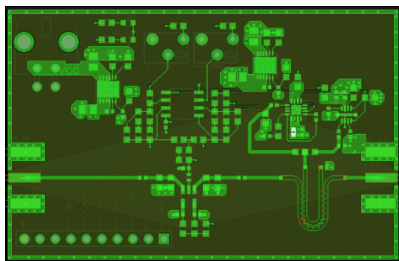


Рис. 3

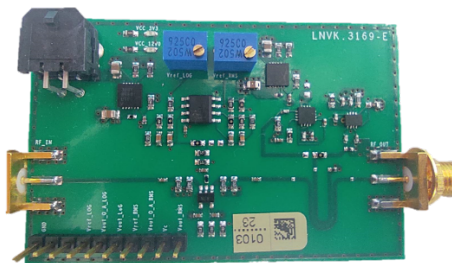


Рис. 4

Одной из важнейших характеристик АРУ является время срабатывания [4]. Эта характеристика отражает скорость реакции АРУ на скачкообразное изменение мощности входного сигнала. Время между моментом резкого повышения или понижения уровня сигнала на входе АРУ и моментом, когда уровень сигнала на выходе АРУ отличается

не более чем на 10% от задаваемой величины, называется временем атаки или временем восстановления соответственно. Для разработанного на печатной плате АРУ было проведено измерение времени атаки и времени восстановления на частоте 1,5 ГГц. Уровень входного сигнала изменялся на 4 дБ. На рисунке 5 (левом) зеленым цветом изображена осциллограмма сигнала, амплитуда которого резко возрастает, на входе АРУ. На рисунке 5 (правом) зеленым цветом изображена осциллограмма сигнала на выходе АРУ, желтым цветом изображено напряжение на выходе детектора мощности. На рисунке 6 изображены аналогичные сигналы в случае, когда мощность сигнала на входе АРУ резко уменьшается.

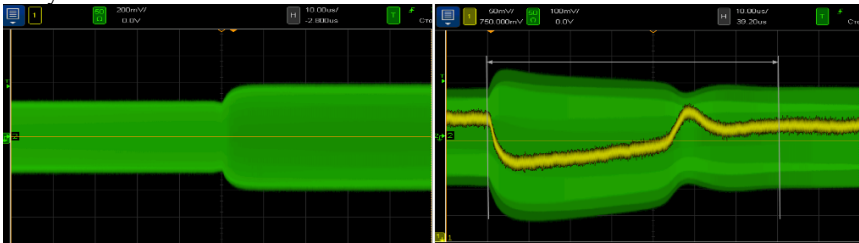


Рис. 5

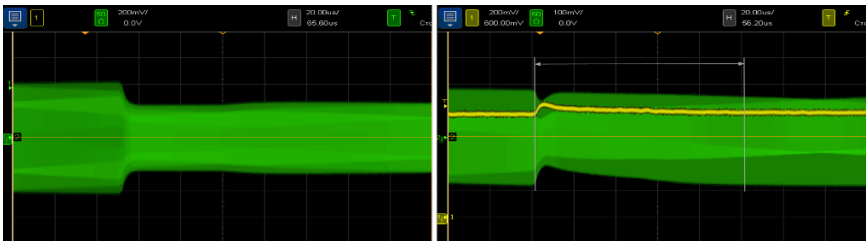


Рис. 6

В результате измерений было получено, что время атаки составляет не более 70 мкс, а время восстановления не более 100 мкс.

Еще одной важной характеристикой АРУ является амплитудная характеристика – зависимость уровня мощности сигнала на выходе  $P_{out}$  АРУ от уровня мощности на входе  $P_{in}$  АРУ [2]. На рисунке 7 приведено семейство графиков зависимости выходной мощности от входной при различных опорных напряжениях  $V_c$ . Как видно из графиков система АРУ обеспечивает постоянный уровень сигнала на выходе и не зависит от уровня входного сигнала. Для слабых входных сигналов АРУ имеет минимальную аттенюацию, а выход является линейной функцией входа. В случае, когда выходной сигнал достигает задаваемого уровня мощности, АРУ увеличивает коэффициент ослабления и поддерживает постоянный уровень выходного.

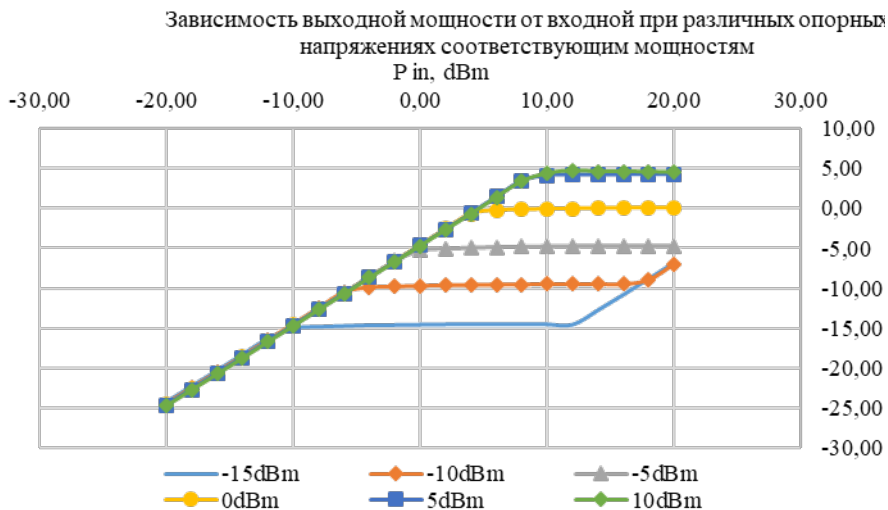


Рис. 7

В данной работе представлен результат разработки системы АРУ на pin-диодах. В ходе проведенной работы были получены следующие результаты:

- частотный диапазон работы АРУ от 1 до 5 ГГц;
- диапазон АРУ 22 дБ;
- время атаки ~ 70 мкс;
- время восстановления ~ 100 мкс.

- [1] В.С. Плаксиенко, Н.Е. Плаксиенко, С.В. Плаксиенко // Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие для вузов. – М.: Учебно-методический издательский центр «Учебная литература», 2004, 376 с.: ил. ISBN –5-8367-0026-X
- [2] Логвинов В.Л. // Приемники систем фиксированной и мобильной связи, учебное пособие. 2016.
- [3] [https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/101-200/SMP1307\\_Series\\_200045N.pdf](https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/101-200/SMP1307_Series_200045N.pdf)
- [4] Тартаковский Г.П. // Динамика систем автоматической регулировки усиления. 1957.

## ОПТИМАЛЬНАЯ ВИНЕРОВСКАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ НА ГРАФАХ В ФИЛЬТРАХ С ПЕРЕМЕННЫМИ КОЭФФИЦИЕНТАМИ

И.К. Малышевский, Е.А. Маврычев

НГТУ

### *Введение*

Обработка сигналов на графах является современным направлением в теории сигналов, представляющим обобщение классической цифровой обработки сигналов, в которой рассматриваются дискретные временные последовательности с регулярным переходом от одного момента времени к другому. Основным отличием сигналов на графах является нерегулярный переход от одного состояния к другому, который описывается графом с произвольной топологией [1].

Последние десятилетие отмечено большим числом работ в теории обработки сигналов на графах, из них можно выделить работу [1], в которой было введено понятие сигнала на графе и рассмотрены принципы частотного анализа и фильтрации сигналов на графах. Также следует отметить работы [2]-[3], в которых представлены обобщения структур фильтров для сигналов на графах и рассмотрены методы синтеза фильтров. Методы оптимальной и адаптивной фильтрации, а также оценок параметров сигналов рассматриваются в [4]-[6].

В данной работе рассматривается оптимальная фильтрация детерминированного сигнала на графе в присутствии коррелированных помех с известной корреляционной матрицей. Выполнен синтез оптимального винеровского фильтра на основе минимизации среднеквадратической ошибки (СКО). Ранее полученные результаты [4]-[6] относятся к фильтрации на графах для фильтров с постоянными коэффициентами в области графа. Однако, известно обобщение фильтра на графе, имеющего переменные коэффициенты в области графа [3], с кратным увеличением числа степеней свободы. Синтез оптимального фильтра, выполненный в данной работе, предполагает модель фильтра на графе с переменными коэффициентами. Представляются результаты математического моделирования, показывающие характеристики, достигаемые при оптимальной фильтрации.

### *Фильтрация на графах: модель сигнала*

Рассмотрим произвольный граф  $\mathcal{G}(\mathcal{N}, \mathcal{E})$ , где  $\mathcal{N} = \{1, 2, \dots, N\}$  – множество вершин (узлов) графа, содержащее номера узлов сети и  $\mathcal{E}$  – множество ребер, элементы которого состоят из пар номеров узлов, соединенных ребром. Если узлы  $n$  и  $m$  соединены ребром, то  $(n, m) \in \mathcal{E}$ . Полное описание топологии графа представляется также с помощью матрицы смежности  $\mathbf{A}$ , в которой элемент  $a_{n,m} > 0$ , если  $(n, m) \in \mathcal{E}$ , характеризует силу связи между узлами  $n$  и  $m$ .

Каждому узлу графа  $n \in \mathcal{N}$  поставим в соответствие действительный сигнал  $x_n(l) \in \mathbb{R}$ , который является процессом, зависящим от дискретного времени  $l = 1, \dots, L$ , где  $L$  – число временных выборок. Введем вектор  $\mathbf{x}(l) = [x_1(l), \dots, x_N(l)] \in \mathbb{R}^N$ , называемый сигналом на графе  $\mathcal{G}(\mathcal{N}, \mathcal{E})$ . Будем полагать, что, сигнал на графе  $\mathbf{x}(l)$  пред-

ставляет собой суперпозицию детерминированного полезного сигнала  $\mathbf{d} \in \mathbb{R}^N$ , являющийся ожидаемым сигналом, и шума  $\mathbf{v}(l) \in \mathbb{R}^N$ . Модель сигнала на графе запишем следующим образом

$$\mathbf{x}(l) = \mathbf{d} + \mathbf{v}(l). \quad (1)$$

Будем полагать, что в общем случае вектор шума имеет произвольный закон распределения, является стационарным во времени и имеет корреляционную матрицу  $\mathbf{R}_{vv} = E\{\mathbf{v}(l)\mathbf{v}^T(l)\}$ , где  $E\{\cdot\}$  – математическое ожидание,  $(\cdot)^T$  – операция транспонирования.

По аналогии с задержкой временной последовательности в обработке сигналов на графах ключевое значение имеет понятие задержки сигнала на графе, которая описывается с помощью матрицы задержки  $\mathbf{S}$  размерности  $N \times N$ . Матрица сдвига должна удовлетворять следующим условиям

$$\begin{cases} s_{n,m} > 0, & (n, m) \in \mathcal{E}, \\ s_{n,m} = 0, & (n, m) \notin \mathcal{E}. \end{cases} \quad (2)$$

Условию (2) удовлетворяет матрица смежности  $\mathbf{A}$ , которая часто выбирается в качестве матрицы сдвига, или матрица сдвига  $\mathbf{S}$  может быть выбрана любым другим способом, удовлетворяющим условиям (2). Тогда сигнал, задержанный на графе на одну позицию, представляется в виде вектора  $\mathbf{S}\mathbf{x}(l) \in \mathbb{R}^N$ , а сигнал, задержанный на графе на  $k$  позиций, записывается как  $\mathbf{S}^k\mathbf{x}(l) \in \mathbb{R}^N$ .

Рассмотрим КИХ фильтр сигнала на графе порядка  $K$ , у которого выходной сигнал представим вектором  $\mathbf{y}(l) = [y_1(l), \dots, y_N(l)] \in \mathbb{R}^N$ , являющимся суперпозицией задержанных сигналов  $\mathbf{x}(l), \mathbf{S}\mathbf{x}(l), \dots, \mathbf{S}^K\mathbf{x}(l)$ , умноженных на весовые коэффициенты  $h_0, h_1, \dots, h_K \in \mathbb{R}$ . Тогда выходной сигнал КИХ фильтра запишем как

$$\mathbf{y}(l) = \sum_{k=0}^K h_k \mathbf{S}^k \mathbf{x}(l) = \mathbf{X}(l)\mathbf{h}. \quad (3)$$

где  $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_K] \in \mathbb{R}^{K+1}$  – вектор весовых коэффициентов КИХ фильтра,  $\mathbf{X}(l) = [\mathbf{x}(l), \mathbf{S}\mathbf{x}(l), \dots, \mathbf{S}^K\mathbf{x}(l)] \in \mathbb{R}^{N \times (K+1)}$  – матрица, у которой  $(k+1)$ -ый столбец ( $k = 0, \dots, K$ ) представляет собой сигнал на графе с задержкой на  $k$  позиций.

Модель фильтра (3) является моделью фильтра с постоянными коэффициентами в области графа, т.е. коэффициент  $h_k$  применяется ко всем элементам сигнала на графе  $\mathbf{S}^k\mathbf{x}(l)$ , задержанного на  $k$  позиций. Такую модель считают классической моделью КИХ фильтра в обработке сигналов на графах [1].

Более сложная модель, у которой число степеней свободы в  $N$  раз больше, является модель фильтра с переменными коэффициентами в области графа [3]. В этом случае элементы сигнала  $\mathbf{S}^k\mathbf{x}(l)$ , задержанного на  $k$  позиций, взвешиваются с весовыми коэффициентами, определяемых вектором  $\mathbf{h}_k = [h_{1,k}, h_{2,k}, \dots, h_{N,k}] \in \mathbb{R}^N$ . Таким образом, вместо одного коэффициента, как в фильтре с постоянными коэффициентами, используется  $N$  различных коэффициентов, применяемых к различным элементам сигнала в области графа. Поэтому данная структура КИХ фильтра получила название фильтр переменными коэффициентами в области графа. Выходной сигнал, аналогично модели (3)

представляет собой суперпозицию задержанных сигналов, взвешенных с векторными весовыми коэффициентами  $\mathbf{h}_0, \mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_K$ , и записывается как

$$\mathbf{y}(l) = \sum_{k=0}^K \text{diag}\{\mathbf{h}_k\} \mathbf{S}^k \mathbf{x}(l) = \mathbf{X}(l) \mathbf{h}. \quad (4)$$

где операция  $\text{diag}\{\cdot\}$ , представляющая вектор в виде диагональной матрицы,  $\mathbf{h} = [\mathbf{h}_0^T, \mathbf{h}_1^T, \dots, \mathbf{h}_K^T] \in \mathbb{R}^{N(K+1)}$  – вектор переменных весовых коэффициентов КИХ фильтра,  $\mathbf{X}(l) = [\text{diag}\{\mathbf{x}(l)\}, \text{diag}\{\mathbf{S}\mathbf{x}(l)\}, \dots, \text{diag}\{\mathbf{S}^K \mathbf{x}(l)\}] \in \mathbb{R}^{N \times N(K+1)}$  – блочная матрица, у которой  $(k+1)$ -ый блок размерности  $N \times N$  содержит на главной диагонали сигнал на графе с задержкой на  $k$  позиций.

### Оптимальный фильтр Винера

В качестве критерия для синтеза винеровского фильтра рассматривается СКО, которая представляется в виде

$$\varepsilon^2 = \mathbb{E}\{\|\mathbf{y}(l) - \mathbf{d}\|^2\}. \quad (5)$$

где  $\|\cdot\|$  – норма второго порядка вектора. Учитывая модель сигнала (2), СКО можно записать как

$$\begin{aligned} \varepsilon^2 &= \mathbb{E}\{\mathbf{h}^T \mathbf{X}^T(l) \mathbf{X}(l) \mathbf{h} - 2\mathbf{h}^T \mathbf{X}^T(l) \mathbf{d} + \mathbf{d}^T \mathbf{d}\} \\ &= \mathbf{h}^T \mathbf{Q} \mathbf{h} - 2\mathbf{h}^T \mathbf{p} + \mathbf{d}^T \mathbf{d}, \end{aligned} \quad (6)$$

где  $\mathbf{Q} = \mathbb{E}\{\mathbf{X}^T(l) \mathbf{X}(l)\}$  – корреляционная матрица задержанных сигналов на графе размерности  $N(K+1) \times N(K+1)$ ,  $\mathbf{p} = \mathbb{E}\{\mathbf{X}^T(l) \mathbf{d}\}$  – корреляционный вектор задержанных сигналов на графе с вектором полезного сигнала размерности  $N(K+1) \times 1$ . Блок  $(i, k)$  матрицы корреляции  $\mathbf{Q}$  записывается в виде матрицы размерности  $N \times N$

$$\mathbf{Q}_{i,k} = \mathbb{E}\{\text{diag}\{\mathbf{S}^{i-1} \mathbf{x}(l)\} \text{diag}\{\mathbf{S}^{k-1} \mathbf{x}(l)\}\} = (\mathbf{S}^{i-1} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{S}^{k-1}) \odot \mathbf{I}_N, \quad (7)$$

где  $\mathbf{R}_{xx} = \mathbb{E}\{\mathbf{x}(l) \mathbf{x}^T(l)\} = \mathbf{d} \mathbf{d}^T + \mathbf{R}_{vv}$  – корреляционная матрица входного сигнала на графе,  $\mathbf{I}_N$  – единичная матрица размерности  $N \times N$ ,  $\odot$  – операция поэлементного умножения матриц. Также запишем  $k$ -ый блок вектора  $\mathbf{p}$ , имеющий размерность  $N \times 1$

$$\mathbf{p}_k = \mathbb{E}\{\text{diag}\{\mathbf{S}^{k-1} \mathbf{x}(l)\} \mathbf{d}\} = \text{diag}\{\mathbf{S}^{k-1} \mathbf{d}\} \mathbf{d}. \quad (8)$$

Минимизация СКО (6) приводит к хорошо известному винеровскому оптимальному решению для вектора импульсной характеристики фильтра на графе

$$\mathbf{h}_{opt} = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{p} \quad (9)$$

а минимальная СКО представляется в виде

$$\varepsilon_{min}^2 = \mathbf{d}^T \mathbf{d} - \mathbf{p}^T \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{p}. \quad (10)$$

### Результаты моделирования

В математическом моделировании рассматривается граф с  $N = 12$ , числом соседей равным от 2 до 6 у различных узлов, при этом среднее число соседей равно четырем.



Полезным сигналом считается постоянная для всех узлов амплитуда  $d_n = d_0$ . Коэффициенты матрицы сдвига выбраны по правилу Метрополис-Хастингс [7], что обеспечивает усреднение сигналов в различных узлах при единичных коэффициентах фильтра. В каждом статистическом эксперименте генерируются случайные реализации шума с нормальным законом распределения, в котором коррелированная составляющая имеет корреляционную матрицу ранга 3. Характеристики усредняются по 500 статистическим экспериментам.

На рис. 1 показаны зависимости СКО от отношения сигнал/шум (ОСШ) при отсутствии коррелированной составляющей шума для фильтров различных порядков. На рис. 2 показаны зависимости СКО от ОСШ (некоррелированной составляющей шума) для фильтров различных порядков, при этом отношение мощности коррелированной составляющей шума к некоррелированной 30 дБ. Как видно из рисунка, увеличение порядка фильтра позволяет эффективно подавить коррелированную помеху и приблизиться к эффективности обработки на фоне некоррелированного шума.

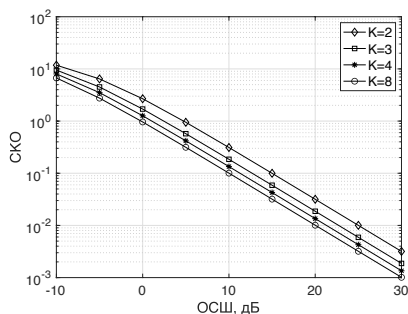


Рис. 1

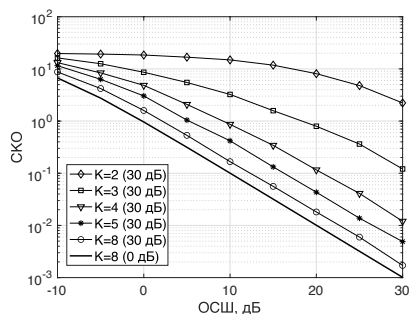


Рис. 2

- [1] Sandryhaila A., Moura J. M. // IEEE Trans. Signal Processing. 2013. Vol. 61, No. 7. P. 1644.
- [2] Segarra S., Marques A., Ribeiro A. // IEEE Trans. Signal Processing. 2017. Vol. 65, No. 15. P. 4117.
- [3] Coutino M., Isufi E., Leus G. // IEEE Trans. Signal Processing. 2019. Vol. 67, No. 9. P. 2320.
- [4] Di Lorenzo P., Banelli P., Isufi E., Barbarossa S., Leus G. // IEEE Trans. Signal Processing, 2019. Vol. 67, No. 9. P. 2320.
- [5] Nassif R., Richard C., Chen J., Sayed A.H. // Proc. Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers / Pacific Grove, CA, 2017. P. 1973.
- [6] Di Lorenzo P., Isufi E., Banelli P., Barbarossa S., Leus G. // Proc. European Signal Processing Conference / Kos, Greece, 2017. P. 2289.
- [7] Xiao L., Boyd S., Kim S.-J. // Journal of Parallel and Distributed Computing. 2007. Vol. 67, No. 1. P. 33.

## МОДИФИКАЦИЯ МОДЕЛИ КАНАЛА IEEE 802.11ay: БЛОКИРОВКА ЛУЧА С УЧЕТОМ ДИФРАЦИИ И ГЕОМЕТРИЧЕСКАЯ ВНУТРИКЛАСТЕРНАЯ СТРУКТУРА

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

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

### *Введение*

Высокореалистичная квазидетерминированная модель канала миллиметрового диапазона длин волн стандарта IEEE 802.11ay [1] и её предшественница использовались во множестве научных исследований [2-5]. К её основным достоинствам можно отнести явный (детерминированный) учёт физических особенностей распространения электромагнитных волн данного диапазона, а именно: вычисление путей распространения в приближении геометрической оптики с помощью метода мнимых источников (ray tracing), учёт потерь мощности на отражении и проникновении сквозь препятствие в зависимости от физических характеристик конкретного объекта (материала), поддержка произвольной конфигурации антенной решетки, поляризации, расположения и ориентации одного или нескольких пользователей.

Однако параметры (углы и задержки) внутрикластерной структуры, моделирующей эффект рассеяния при отражении от шероховатых поверхностей, описываются статистически в привязке к главному геометрическому пути распространения в кластере. Данная особенность не позволяет применить модель корректно для движущихся пользователей (т.е. при изменении их координат). Кроме того, возникает необходимость моделировать эволюцию эффекта блокировки луча во времени. В частности, временную блокировку человеческим телом (human blockage), для которой характерно падение мощности до 20 дБ, длящееся около 1 с. При этом для процесса блокировки характерно плавное спадание и флуктуации мощности, вызванные эффектом дифракции [6-7], что не учитывается стандартной моделью.

Для моделирования подобных динамических задач необходимо модифицировать модель так, чтобы каждый внутрикластерный луч описывался собственным геометрическим лучом с определенными точками отражения. При этом к модифицированной структуре лучей должна применяться модель дифракции. Это позволит обеспечить плавное изменение важных параметров канала, таких как набеги фаз, задержки, углы и амплитуды для всех лучей. Задача усложняется тем, что необходимо сохранить статистические свойства параметров внутрикластерной структуры оригинальной модели.

### *Учет эффекта дифракции*

Амплитуда детерминированных лучей в оригинальной модели вычисляется следующим образом:

$$A[dB] = 20 \lg \frac{\lambda}{4\pi r} - B \cdot r - C, \quad (1)$$

где  $r$  – пройденное расстояние,  $B$  – коэффициент линейных потерь в среде в дБ, а

$$C[dB] = \sum_n \frac{C_n[dB]}{\cos \alpha_n}, \quad (2)$$

где сумма берётся по всем поверхностям, которые пересекает путь распространения и для которых не учитывается эффект дифракции,  $C_n$  — нормальные потери при проникновении (свойство поверхности),  $\alpha_n$  — угол между направлением распространения и вектором нормали к поверхности  $\vec{n}$ .

Для учёта эффекта дифракции необходимо в выражении (1) необходимо вычесть дополнительный коэффициент

$$D[\text{dB}] = -20 \sum_n \lg|F_n|, \quad (3)$$

где сумма вычисляется по всем дифрагирующим поверхностям. При этом,

$$F_n = 1 + 0.5i(1 - \beta) \left[ (C(u_2) - C(u_1)) + i(S(u_2) - S(u_1)) \right] \cdot \left[ (C(v_2) - C(v_1)) + i(S(v_2) - S(v_1)) \right], \quad (4)$$

$$u_k = z_k \sin \alpha_z \sqrt{\frac{2}{\lambda} \frac{r_0 + \rho_0}{r_0 \rho_0}}, \quad v_k = y_k \sin \alpha_y \sqrt{\frac{2}{\lambda} \frac{r_0 + \rho_0}{r_0 \rho_0}}, \quad (5)$$

где  $r_0$  - расстояние между источником и точкой пересечения,  $\rho_0$  - расстояние между приемником и точкой пересечения,  $\alpha_z$  и  $\alpha_y$  - углы между направлением распространения и соответствующей осью,  $\beta = 10^{-0.05 C_n[\text{dB}]} \cos^{-1} \alpha$  - скалярный коэффициент проникновения,  $S(u) = \int_0^x \sin(t^2) dt$  и  $C(u) = \int_0^x \cos(t^2) dt$  - интегралы Френеля.

Дифракция может быть отключена для каждого края поверхности установлением соответствующих  $u_q$  или  $v_q$  равными бесконечными. Это предполагает бесконечную поверхность для соответствующего направления и может быть применено для мест соединения разных поверхностей.

На Рис.1б представлено изменение принимаемой мощности во времени в случае блокировки луча прямой видимости человеком (см. рис. 1а). Стоит отметить, что характер и величина спада мощности, а также время восстановления согласуются с экспериментальными данными [6-7].

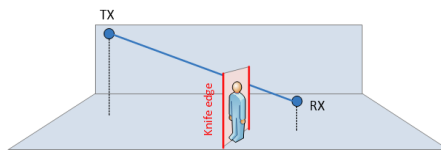


Рис. 1а

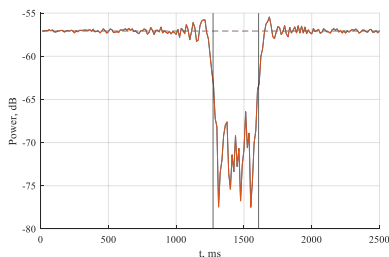


Рис. 1б

### *Геометрическая внутрикластерная структура*

Возможны два варианта реализации геометрической внутрикластерной структуры при условии частичного сохранения статистического распределения её параметров [1]:

- *Фиксирование угловой дисперсии внутри кластера:* в этом случае углы прихода и отправления генерируются случайным образом с нормальным распределением ( $\sigma = 5$  градусов), а задержки рассчитываются из геометрии.
- *Фиксирование распределения задержек:* в этом случае задержки сигнала генерируются как случайный пуассоновский процесс ( $\lambda = 1.2 \text{ нс}^{-1}$  [8]), а углы прихода и отправления вычисляются из геометрии.

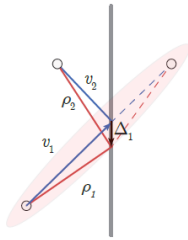


Рис. 2а

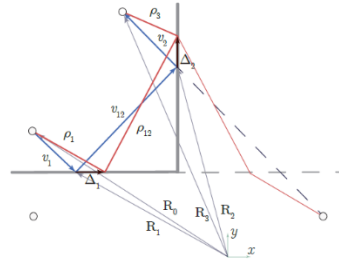


Рис. 2б

Рассмотрим случай однократного отражения (см. рис. 2а). Синий луч является детерминированным и был получен с помощью трассировки лучей. После вброса случайной задержки необходимо задать случайный вектор сдвига  $\Delta_1$  для получения точки отражения. Для этого генерируется случайный вектор  $\rho_1$  путем случайного вращения вектора  $v_1$  в соответствии с используемым в модели распределением для угла. Пересечение линии, заданной вектором  $\rho_1$ , с поверхностью дает начальную точку отражения. Вычисляя разницу между длиной главного и кластерного лучей, можно получить, приближенное равенство

$$\Delta d \approx \frac{1}{2} \frac{|\vec{\Delta}_1|^2}{|\vec{v}_1|} - \frac{1}{2} \frac{(\vec{u}_1 \vec{\Delta}_1)^2}{|\vec{v}_1|} + \frac{1}{2} \frac{|\vec{\Delta}_1|^2}{|\vec{v}_2|} - \frac{1}{2} \frac{(\vec{u}_1 \vec{\Delta}_1)^2}{|\vec{v}_2|}. \quad (2)$$

В случае двойного отражения (см. рис. 2б) необходимо сгенерировать две начальные точки отражения (векторы  $\Delta_1$  и  $\Delta_2$ ) для описания внутрикластерного луча. Аналогично можно получить разницу хода между основным и внутрикластерным лучом

$$\Delta d \approx \frac{1}{2} \frac{|\vec{\Delta}_1|^2}{|\vec{v}_1|} + \frac{1}{2} \frac{|\vec{\Delta}_{21}|^2}{|\vec{v}_{12}|} + \frac{1}{2} \frac{|\vec{\Delta}_2|^2}{|\vec{v}_2|} - \frac{1}{2} \frac{(\vec{u}_1 \vec{\Delta}_1)^2}{|\vec{v}_1|} - \frac{1}{2} \frac{(\vec{u}_{12} \vec{\Delta}_{21})^2}{|\vec{v}_{12}|} - \frac{1}{2} \frac{(\vec{u}_2 \vec{\Delta}_2)^2}{|\vec{v}_2|}. \quad (2)$$

Вектора  $\Delta_1$  и  $\Delta_2$  могут быть нормированы для сохранения распределения задержек  $\Delta d = c\Delta\tau$ .

На рис. 3а представлено распределение лучей в канале, цветными линиями обозначены детерминированные лучи, серыми – внутрикластерные в случае сохранения распределения углов, а на рис. 3б – в случае фиксированного распределения задержек.

### Заключение

Предложенная модификация модели канала IEEE 802.11ay позволяет моделировать пространственно-непрерывное изменение канала пользователя при изменении его координат в совокупности с эффектом дифракции при блокировке луча.

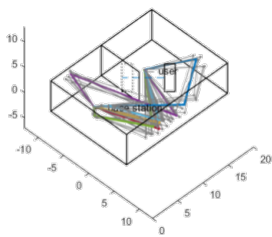


Рис. 3а Фиксировано распределение АОА

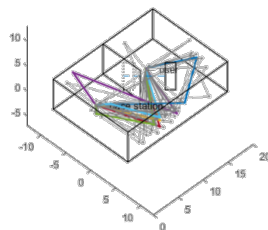


Рис. 3б Фиксировано распределение  
TOA

- [1] Maltsev A. et al. // IEEE doc. 802.11-15/1150r9 Channel Models for IEEE 802.11ay. 2017.
- [2] Kim M.-S., Ropitault T., Lee S., Choi J.-H., Golmie N. // A deep neural network based MU-MIMO beamforming training protocol for IEEE 802.11ay. *Journal of Communications and Networks*. 2022. Vol. 24, No. 6. P. 686.
- [3] Wang J., Varshney N., Zhang J., Griffith D., Golmie N. // Deep Learning Based Link-Level Abstraction for mmWave Communications. *IEEE Smart-World/SCALCOM/UIC/ATC/IOP/SCI*. 2021. P. 391.
- [4] Fellhauer F., Loghin N., Ciochina D., Handte T., Brink S. // Low complexity beamforming training method for mmWave communications. *IEEE 18th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*. 2017. P. 1.
- [5] Lyu P., Benlarbi-Delaï A., Ren Z., Sarrazin J. // Neural-Network-based NLOS Identification in Angular Domain at 60-GHz. DOI: 10.48550/arXiv.2107.09343
- [6] Jacob M., Mbianke C., Kürner T. // A dynamic 60 GHz radio channel model for system level simulations with MAC protocols for IEEE 802.11ad. *ISCE*. 2010. P. 1.
- [7] Peter M. et al. // Analyzing human body shadowing at 60 GHz: Systematic wideband MIMO measurements and modeling approaches. *EUCAP*. 2012. P. 468.
- [8] Wu X. et al. // 60-GHz Millimeter-Wave Channel Measurements and Modeling for Indoor Office Environments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2017. Vol. 65, No. 4. P. 256.

## МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ ДРОБНОЙ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛА ПО ПИЛОТНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

И.С. Сорокин, Н.А. Щелоков

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

При разработке современных систем связи ставятся все более высокие требования к скорости и надежности передачи данных. Для обеспечения предъявляемых требований необходимо повышение точности частотной, фазовой, временной и символьной синхронизации приемника и передатчика [1].

В работе рассмотрено влияние и метод оценивания дробной задержки сигнала. Причинами возникновения такой задержки могут быть высокая относительная скорость и асинхронное включение приемника и передатчика. Но основные причины – температурный дрейф и частотная отстройка опорных тактовых генераторов приемника и передатчика. Для относительно недорогих опорных генераторов, составляющих основную часть массового рынка и использующихся в большинстве современных приемопередатчиках, отстройка может составлять до десятков кГц. Такая существенная рассинхронизация по частоте тактирования существенно ухудшает символьную синхронизацию приемника. Дробная задержка измеряется в долях длительности выборки входного сигнала.

На рисунке 1 приведены зависимости битовой ошибки (BER) от отношения сигнал-шум (ОСШ) при различной величине дробной задержки  $\mu=0, 0.2, 0.4, 0.6, 0.8$ , модуляция 16-QAM, ширина символа (samples per symbol, sps) равна 3 отсчета.

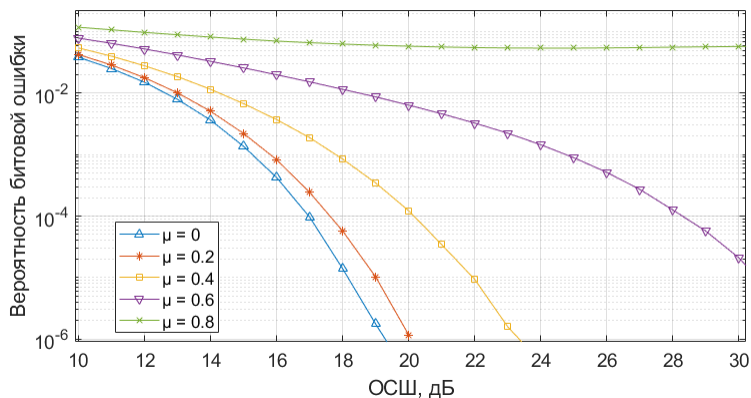


Рис. 1

Из рисунка 1 видно, что с ростом дробной задержки при  $\mu=0.2, 0.4, 0.6$  кривые BER по уровню  $10^{-5}$  смещаются на 1 дБ, 4 дБ и 13 дБ соответственно относительно кривой  $\mu=0$ . При  $\mu=0.8$  BER не превышает  $10^{-2}$ . Причина такого поведения – ухудшение ОСШ под влиянием межсимвольной интерференции (МСИ). МСИ возникает в отсчетах комплексной амплитуды сигнала на передатчике после прохождения формирующего фильтра [2]. Чем больше величина дробной задержки, тем больше потери в ОСШ, которые

в общем случае зависят от формирующего фильтра. В работе использовался формирующий фильтр Найквиста [3].

Как правило, для устранения негативного эффекта применяют цифровой фильтр дробной задержки, используя информацию о величине дробной задержки. Предлагаемый в этой работе метод оценивания дробной задержки основан на анализе искажений автокорреляционной последовательности (АКП) принятого пилотного сигнала. В качестве пилотного сигнала рассматривается М-последовательность, обладающая игольчатой формой АКП [4]. Для пилота целесообразно использовать BPSK модуляцию, так как она более устойчива к шумам и дробной задержке сигнала.

На рисунке 2 приведены окрестности максимума АКП пилотного сигнала при величине дробной задержки  $\mu=0, 0.4, 0.6$ , модуляция BPSK,  $\text{sps}=3$ .

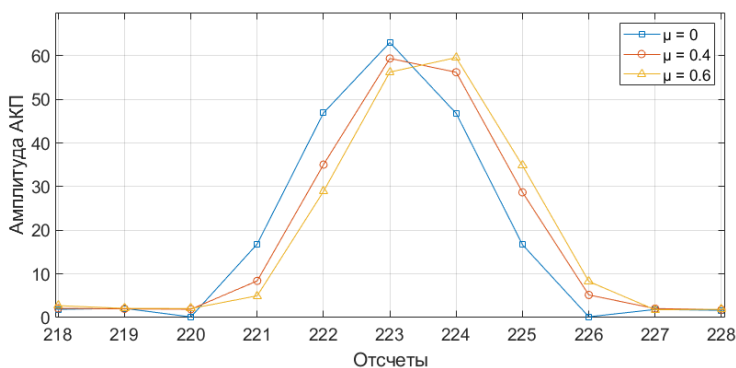


Рис. 2

Из рисунка 2 видно, что при дробной задержке, отличной от нуля, АКП становится несимметричной, и ее пик уменьшается. При  $\mu > 0.5$  пик АКП перемещается на следующий отсчет.

Предлагаемый метод позволяет по форме пика АКП оценить величину дробной задержки. Область окрестности максимума АКП может быть аппроксимирована полиномом второго порядка (параболой). Смещение пика аппроксимированной параболы и будет оценкой величины дробной задержки  $\mu$  и представлено следующим выражением [5]:

$$\begin{cases} a\tau_{-1}^2 + b\tau_{-1} + c = y_{-1} \\ a\tau_0^2 + b\tau_0 + c = y_0 \\ a\tau_1^2 + b\tau_1 + c = y_1 \end{cases}, \quad \mu = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{y_{-1} - y_1}{y_{-1} - 2y_0 + y_1} \right), \quad (1)$$

где  $a, b, c$  – коэффициенты квадратичного полинома,  $y_{-1}$  – отсчет АКП, располагающийся слева от пика, в момент времени  $\tau_{-1}$ ,  $y_1$  – отсчет АКП, располагающийся справа от пика, в момент времени  $\tau_1$ ,  $y_0$  – пик АКП в момент времени  $\tau_0$ . Для вычисления значения  $\mu$  требуется три значения АКП – это точное решение системы (1). Однако при низком ОСШ эти значения  $y$  могут быть существенно зашумлены, что приведет к ухудшению точности оценивания  $\mu$ . Использование большего числа точек в окрестности

пика АКП для систем уравнений (1) должно увеличить точность оценивания  $\mu$ . Такую переопределенную систему линейных уравнений можно решить методом наименьших квадратов [6]. Определив коэффициенты квадратичного полинома, оценку дробной задержки вычислим следующим образом:

$$\mu = -\frac{b}{2a}. \quad (2)$$

В рабочей модели для метода наименьших квадратов выбирались те отсчеты, в которых амплитуда АКП больше, чем 0.4 пика АКП. Такое ограничение вводится потому, что приближение квадратичной аппроксимации справедливо только в окрестности пика АКП.

С помощью компьютерного моделирования были построены статистические характеристики точности оценивания дробной задержки сигнала: среднее значение ошибки оценивания  $\varepsilon$  и среднеквадратическое отклонение ошибки оценивания  $\sigma$ .

На рисунках 3 и 4 приведены графики средней и среднеквадратической ошибки оценивания при  $\text{sps}=5$  и  $\mu=0.1$  для метода наименьших квадратов и точного решения системы (1), модуляция BPSK. На рисунках 5 и 6 приведены аналогичные графики при  $\text{sps}=9$  и  $\mu=0.1$ .

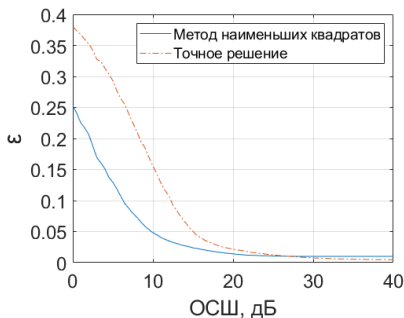


Рис. 3

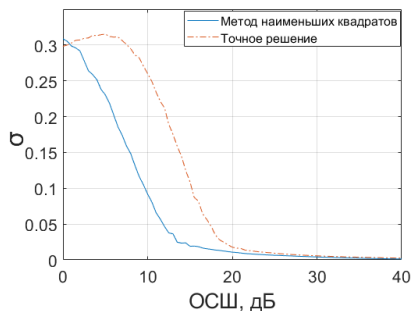


Рис. 4

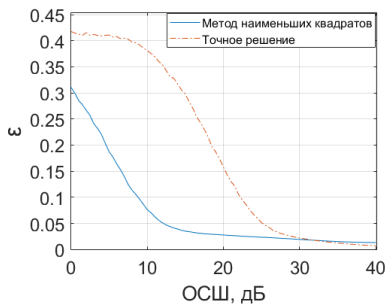


Рис. 5

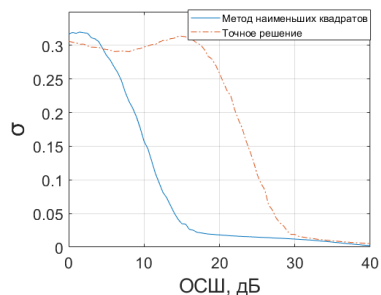


Рис. 6



Из рисунков видно, что метод наименьших квадратов, как и ожидалось, имеет преимущество перед точным решением системы (1) в области ОСШ до 20 дБ и 30 дБ при  $\text{sps}=5$  и  $\text{sps}=9$  соответственно для ВПСК модуляции. В таблице приведено преимущество в ОСШ (дБ) по уровню  $\epsilon=0.1$  метода наименьших квадратов по сравнению с точным решением при различных величинах  $\text{sps}$  и  $\mu$ .

Табл.

Величина дробной задержки, $\mu$	Преимущество в ОСШ, дБ			
	$\text{sps}=3$	$\text{sps}=5$	$\text{sps}=7$	$\text{sps}=9$
0,1	0	6	9,5	13,5
0,3	2	9	13,5	16,5
0,5	4,5	11	14,5	17,5

С увеличением ширины символа ( $\text{sps}$ ) преимущество метода наименьших квадратов возрастает. Это связано с тем, что окрестность максимума АКП становится шире, и большее число точек можно использовать для квадратичной аппроксимации.

В данной работе был разработан метод вычисления дробной задержки по пилотной последовательности на основе метода наименьших квадратов, было проведено сравнение его с точным решением, основанным на 3-х точках. Разработанный метод позволяет гораздо точнее оценивать дробную задержку при низких ОСШ, а также имеет хорошую точность оценивания при высоких ОСШ.

- [1] <https://www.ntt-review.jp/archive/ntttechnical.php?contents=ntr201901gls.html>
- [2] Скляр Б. // Цифровая Связь. Теоретические основы и практическое применение. 2007. С. 165.
- [3] [https://ru.dsplib.org/content/signal\\_isi/signal\\_isi.html](https://ru.dsplib.org/content/signal_isi/signal_isi.html)
- [4] Зверев В.А., Стромков А.А. // Выделение сигналов из помех численными методами. – Нижний Новгород: ИПФ РАН, 2001. С. 155.
- [5] [https://ccrma.stanford.edu/~jos/sasp/Quadratic\\_Interpolation\\_Spectral\\_Peaks.html](https://ccrma.stanford.edu/~jos/sasp/Quadratic_Interpolation_Spectral_Peaks.html)
- [6] [http://aco.ifmo.ru/el\\_books/numerical\\_methods/lectures/glava4.html](http://aco.ifmo.ru/el_books/numerical_methods/lectures/glava4.html)

## ПРИМЕНЕНИЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ПРЕДОБРАБОТКИ НА ОСНОВЕ МЕТОДА СПЕКТРАЛЬНОГО ОЦЕНИВАНИЯ ПИСАРЕНКО В ЗАДАЧЕ ОБНАРУЖЕНИЯ ФМ-СИГНАЛОВ

А.И. Зворыкин, О.А. Морозов

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

В работе рассматривается задача обнаружения и определения временной задержки заданных (ключевых) последовательностей фазоманипулированных сигналов по короткой выборке в условиях различного вида шумов. Данная задача является одной из распространенных и актуальных задач цифровой обработки данных и оценки параметров сигналов в условиях сильного влияния шумов и априорной неопределенности несущей частоты сигнала. Обнаружение сигналов, оценивание взаимной временной задержки и, в ряде случаев, доплеровского смещения частоты регистрируемых сигналов позволяет решить задачу определения местоположения источника радиоизлучения.

Вычислительно эффективные алгоритмы обработки (обнаружения) сигналов в условиях наличия доплеровского смещения частоты могут быть построены на основе применения различных методов цифровой фильтрации [1, 2]. В работе рассмотрено применение нелинейной цифровой предобработки (фильтрации) сигналов на основе метода спектрального оценивания Писаренко [3]. Отсчеты исходного сигнала при нелинейной обработке заменяются отсчетами функции, зависящей от оценки «текущей частоты» сигнала в скользящем окне данных. В результате для решения задачи обнаружения и оценки взаимного временного сдвига могут применяться традиционные корреляционные методы [4] без компенсации возможного доплеровского сдвига частоты исследуемых сигналов.

В качестве регистрируемых сигналов рассматриваются сигналы вида:

$$x_1(t) = s(t) + n_1(t), \quad (1)$$

$$x_2(t) = s(t + \tau, \Delta f) + n_2(t), \quad (2)$$

где  $s(t)$  – исходный фазоманипулированный сигнал,  $n(t)$  – помеховый стационарный гауссовский процесс с нулевым средним и известной дисперсией,  $\tau$  – взаимный временной сдвиг сигналов,  $\Delta f$  – неизвестный частотный сдвиг спектров сигналов.

Алгоритм предварительной обработки сигналов состоит из следующих этапов.

- 1) Выделение текущей последовательности отчетов исходного сигнала скользящим окном фиксированного размера  $N$ .
- 2) Вычисление трех отчетов автокорреляционной функции из полученного фрагмента сигнала, построение корреляционной матрицы  $\mathbf{R}$ .
- 3) Получение собственных значений и собственных векторов корреляционной матрицы.
- 4) Решение квадратного уравнения с коэффициентами – координатами собственного вектора, соответствующего минимальному собственному значению матрицы  $\mathbf{R}$ .
- 5) Определение отсчетов «текущей частоты» сигнала из полученных корней уравнения.

Сформированная по набору отсчетов корреляций теплицева корреляционная матрица  $\mathbf{R}$  может быть представлена из отсчетов корреляционной функции в следующем виде:

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} 1 & a & b \\ a & 1 & a \\ b & a & 1 \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где:  $a = \frac{r_{xx}[1]}{r_{xx}[0]}$ ,  $b = \frac{r_{xx}[2]}{r_{xx}[0]}$ .

Поиск собственных значений и собственных векторов корреляционной матрицы  $\mathbf{R}$  может быть произведен аналитически. Так, уравнение на собственные значения

$$-2a^2b + 2a^2 + b^2 + \lambda \cdot (3 - 2a^2 - b^2) - 3\lambda^2 + \lambda^3 - 1 = 0 \quad (4)$$

имеет три действительных корня:

$$\lambda_1 = 1 - b, \quad (5.1)$$

$$\lambda_2 = \frac{1}{2}(-\sqrt{8a^2 + b^2} + b + 2), \quad (5.2)$$

$$\lambda_3 = \frac{1}{2}(\sqrt{8a^2 + b^2} + b + 2). \quad (5.3)$$

Соответствующие собственным значениям собственные векторы имеют следующие координаты:

$$v_1(\lambda_1) = (-1, 0, 1), \quad (6.1)$$

$$v_2(\lambda_2) = \left(1, -\frac{4a^2 - b^2 - b\sqrt{8a^2 + b^2}}{a \cdot (-3b + \sqrt{8a^2 + b^2})}, 1\right), \quad (6.2)$$

$$v_3(\lambda_3) = \left(1, -\frac{4a^2 + b^2 - b\sqrt{8a^2 + b^2}}{a \cdot (3b + \sqrt{8a^2 + b^2})}, 1\right). \quad (6.3)$$

В соответствии с методом спектрального оценивания Писаренко для оценивания частот входного процесса необходимо выбрать собственный вектор корреляционной матрицы из шумового подпространства [3, 5].

Для оценки одной частоты вектором шумового подпространства является вектор  $v(\lambda_{\min})$ , соответствующий минимальному собственному значению. Элементы  $(v_1, v_2, v_3)$  вектора  $v(\lambda_{\min})$  являются коэффициентами квадратного уравнения:

$$v_1 z^2 + v_2 z + v_3 = 0. \quad (7)$$

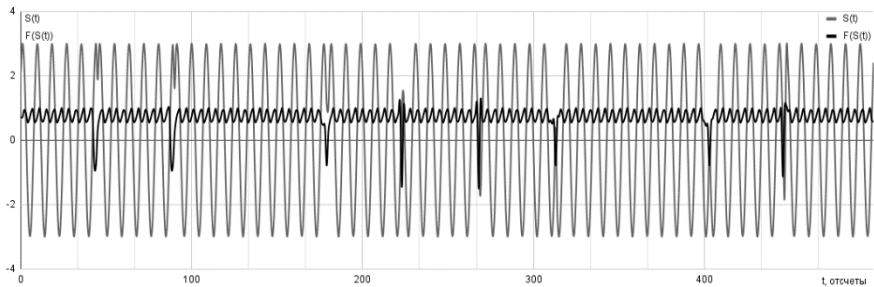


Рис. 1

Корни уравнения (7) определяют оценку текущей частоты сигнала

$$\Delta f = \arctg \left( \frac{\text{Im}[z]}{\text{Re}[z]} \right). \quad (8)$$

На рис. 1 представлены исходный фазоманипулированный сигнал и отклик нелинейного фильтра предварительной обработки. На основе полученных последовательностей «текущей частоты» (8) сигнала вычисляется взаимная корреляционная функция, положение глобального максимума которой соответствует временной задержке сигналов.

Исследование эффективности алгоритма нелинейной предобработки сигналов проводилось при помощи компьютерного моделирования. В качестве информационного сигнала был выбран канал дальности системы спутниковой связи [6]. Используемый тип модуляции – фазовая модуляция ФМ4 (QPSK), скорость передачи данных внутри канала 9600 бит/с. Длина битовой последовательности из 80 символов, определяется информационной составляющей канала дальности. На сигналы накладывался аддитивный белый гауссовский шум.

На рис. 2 представлен график вероятности определения взаимной временной задержки в зависимости от отношения сигнал/шум (ОСШ) исследуемой последовательности. Для сигнала опорного канала (1) ОСШ фиксировано на уровне +10 дБ. Значения ОСШ в сигнале (2) варьировались в диапазоне от минус 5 дБ до 25 дБ, величина доплеровского смещения частоты составляла 2 кГц, размер скользящего окна  $N = 5$  отсчетов. Для оценки достоверности временной задержки сигнала применялся следующий критерий: задержка считается правильно определённой, если её значение попадает в доверительный интервал, равный длительности одного символа ФМ-модулированного сигнала. Для получения зависимости вероятности правильного обнаружения  $P$  проводилось 500 испытаний при различных фиксированных значениях ОСШ в исследуемом сигнале.

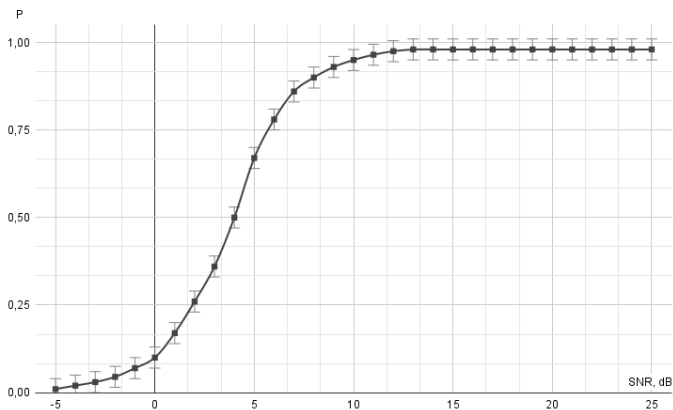


Рис. 2

Как видно из графика (рис 2), вероятность правильного определения взаимной временной задержки выше значения  $P = 0.9$  при ОСШ более +6 дБ.

В дальнейшем предполагается исследовать возможность применения представленного метода предварительной нелинейной обработки сигналов совместно с алгоритмом оптимальной линейной винеровской фильтрации в задаче определения временных задержек с учетом доплеровского смещения частоты исследуемых узкополосных сигналов.

- [1] Логинов А.А., Морозов О.А., Солдатов Е.А., Хмелев С.Л. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2007. Т. 50, № 3. С. 255-264.
- [2] Логинов А.А., Морозов О.А., Хмелев С.Л. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2009. Т. 52, № 5-6. С. 503-510.
- [3] Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М: Мир, 1990, 265 с.
- [4] Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы. – М.: Высшая школа, 1990, 496 с.
- [5] Морозов О.А., Солдатов Е.А., Фидельман В.Р. Определение временной задержки сигналов методом адаптивной цифровой фильтрации // Автотометрия 1995. № 2. С. 108-113.
- [6] Hitesh A. Momaya, Varun M. Patel, Vijay I. Patel, Vijay B. Patel. Demand Assigned Multiple Access Subsystem // International Journal for Innovative Research in Science and Technology. 2016. Vol. 2, Issue 9. P. 190.

Секция «Статистическая радиофизика и мобильные системы связи»

Заседание секции проводилось 15 мая 2023 г.  
Председатель – А.А. Мальцев, секретарь – О.В. Болховская.  
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.