

ПОДАВЛЕНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ СТАЦИОНАРНЫХ ПОМЕХ В ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОМ КОМПЛЕКСЕ НА ОСНОВЕ АВТОКОМПЕНСАТОРА С УДАЛЕННЫМИ КАНАЛАМИ

В. Ю. Семенов^{1,2}, А. В. Коротышев³

¹ Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского,
603950, Нижний Новгород, пр. Гагарина, 23

² Акционерное общество «Конструкторское бюро «Кунцево»,
121357, Москва, ул. Верейская, 29А, стр. 4

³ Филиал РФЯЦ-ВНИИЭФ «Научно-исследовательский институт
измерительных систем им. Ю.Е. Седакова»,
603137, Нижний Новгород, ул. Тропинина, 47

Статья поступила в редакцию 8 декабря 2020 г.

Аннотация. Рассматривается проблема обеспечения помехозащищенности телеметрических комплексов наземного базирования в местах эксплуатации. Одним из наиболее мешающих типов помех являются мощные узкополосные стационарные телевизионные помехи. Предложено решение указанной проблемы за счет использования многоканального автокомпенсатора с нестандартным расположением компенсационных каналов. Получено аналитическое решение для оптимального весового вектора автокомпенсатора помехи, на основе метода степенных векторов, не требующего прямого обращения корреляционной матрицы помех. Произведена оценка вычислительной сложности предложенного метода и показано, что он имеет значительно меньшую вычислительную сложность по сравнению с методом непосредственного обращения корреляционной матрицы помех. Показана эффективность предложенного регуляризованного адаптивного метода подавления помех, основанного на ортогонализации и статистически корректном ограничении размерности степенного базиса. Приводятся результаты численного моделирования коэффициента подавления помехи.

Ключевые слова: телеметрический комплекс, многоканальный автокомпенсатор помехи, фазированная антенная решетка, степенной базис,

коэффициент подавления, узкополосная помеха.

Abstract. The problem of combating stationary interference in the areas of operation of ground-based telemetry systems is considered. One of the most annoying types of interference is high-power narrowband TV interference. They are emitted from television towers and their position is known in advance. A solution to this problem is proposed by using a multichannel auto-compensator with a non-standard arrangement of compensation channels. An analytical solution is obtained for the optimal weight vector of the auto-compensator of interference, based on the method of power vectors. This method does not require direct inversion of the interference correlation matrix. The computational complexity of the proposed method is estimated and it is shown that it has a much lower computational complexity compared to the method of direct inversion of the interference correlation matrix. The results of numerical simulation of the interference suppression coefficient are presented. Its effectiveness has been shown.

Key words: telemetry complex, multichannel auto-compensator of interference, phased antenna array, power basis, suppression coefficient, narrow-band interference.

Введение

Телеметрические комплексы, используемые в ракетно-космической отрасли, включая наземный измерительный комплекс, работают в достаточно сложной помеховой обстановке. Это могут быть помехи как от аналогичных (дублирующих) комплексов, так и промышленные помехи.

Обеспечение надежности и достоверности принимаемой информации является непростой технической задачей. В случае малого отношения сигнал-шум (ОСШ), наводимые в приемной антенне помехи вносят настолько сильные искажения, что принимаемый сигнал уже практически не подвергается демодуляции.

Известны методы повышения помехоустойчивости телеметрических систем, такие как помехоустойчивое кодирование [1]. Широко используются методы, основанные на перестройке частоты несущей по различным законам [2,

3]. Однако, их использование не позволяет полностью исключить попадание помехи на вход демодулятора (решающей схемы).

В настоящей работе предлагается метод борьбы с одним из видов индустриальных помех, а именно телевизионными помехами. Как правило, они излучаются в эфир с телевизионных башен. На испытательных площадках такого рода источников помех не бывает много, и их положение и частоты заранее известны.

Основой рассматриваемого телеметрического комплекса является плоская антенная решетка (АР) наземного базирования. За счет опорно-поворотного устройства комплекс способен направлять главный луч диаграммы направленности (ДН) АР на движущийся источник телеметрической информации, предварительно обнаружив и запеленговав его.

В условиях реальных полигонов вокруг телеметрического комплекса изначально находится большое количество оборудования (служебные здания, различные мачты и т.д.). Если при проектировании комплекса в структуру АР не заложены компенсационные излучатели, то возникают проблемы с их размещением на местности. В работе будет рассматриваться именно такой случай.

Решать указанную проблему предлагается за счет пространственно удаленного набора компенсационных каналов (излучателей) относительно основной АР, которые формируют автокомпенсатор помех (АКП). Сигнал, принятый компенсационными излучателями, передается в вычислительный блок телеметрического комплекса через длинные высокочастотные кабели. Далее предлагаемый алгоритм, основанный на методе степенных векторов и оптимизации коэффициента подавления помехи, обеспечивает эффективное удаление из принимаемого телеметрического сигнала телевизионной помехи, приходящей по боковым лепесткам диаграммы направленности основной АР.

1. Алгоритм компенсации телевизионной помехи

Рассмотрим алгоритм компенсации помехи для наиболее простого случая с одной помехой в эфире. Сигнал x_0 основного (суммарного) канала телеметрического комплекса формируется в результате аналогового суммирования в планарной (прямоугольной) АР и в последствии подвергается аналого-цифровому преобразованию. Структура каналов телеметрического комплекса приведена на рис. 1.

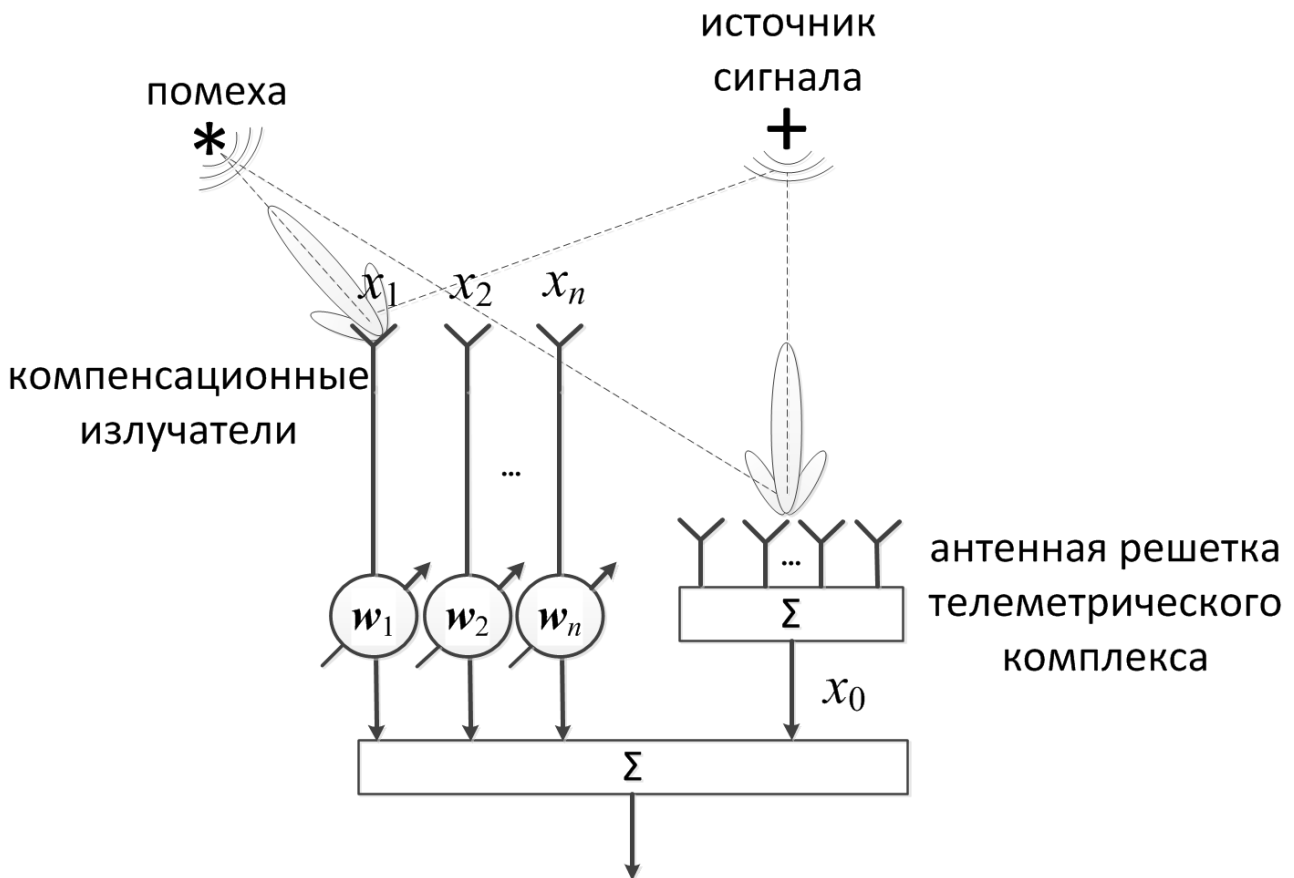


Рис. 1. Взаимное расположение основного и компенсационных каналов.

Для компенсации одной помехи достаточно задействовать сигнал x_1 дополнительного (компенсационного) канала АКП. Этот сигнал принимается на одиночный излучатель, выставленный на расстоянии D в удобном месте удаленно относительно основной АР комплекса. В сигнале x_0 и в сигнале x_1 присутствуют и полезный источник и помеха и тепловые шумы, но с разными усилениями. Далее с помощью длинного высокочастотного кабеля сигнал x_1 поступает в приемное устройство, находящееся в составе комплекса, и

впоследствии также подвергается аналого-цифровому преобразованию.

Будем считать, что главный луч ДН основной АР направлен на источник полезного сигнала (см. рис. 1). Тогда помеха в основном канале приходит по боковым лепесткам ДН. Поскольку угол прихода телевизионной помехи является фиксированным и известен заранее, поэтому максимум ДН излучателя компенсационного канала изначально ориентируется в направлении прихода телевизионной помехи. Тогда сигнал помехи от компенсационного канала будет приходить с максимальным усилением. В тоже время в основном канале помеха будет приниматься боковыми лепестками ДН.

Поскольку антенна компенсационного канала принимает полезный сигнал по боковым лепесткам ДН, то на выходе устройства полезный телеметрический сигнал будет практически не искажен. В случае, когда направление прихода телеметрического сигнала и помехи совпадают, подавление помехи будет сопровождаться подавлением сигнала.

За счет пространственного разнесения антенны компенсационного канала и основного канала коэффициент корреляции телевизионной помехи между основным и компенсационным каналами уменьшается. Это приводит к уменьшению коэффициента подавления помехи. Проблему увеличения коэффициента корреляции при заранее точно не известном расположении излучателя компенсационного канала относительно основной АР предлагается решать за счет оригинального метода цифровой обработки сигналов. Структурная схема блока вычислений предлагаемого алгоритма изображена на рис. 2.

Помимо стандартных микросхем аналого-цифрового преобразования (АЦП) и цифро-аналогового преобразования (ЦАП) в состав предлагаемого блока вычислений входит программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС) и сигнальный процессор. Основное назначение ПЛИС – это реализация цифрового программного приемника для переноса спектра с несущей частоты на нулевую и формирование требуемой полосы частот у выходного сигнала.

Основное назначение сигнального процессора – это вычисление весового вектора АКП и оптимизация коэффициента подавления помехи.

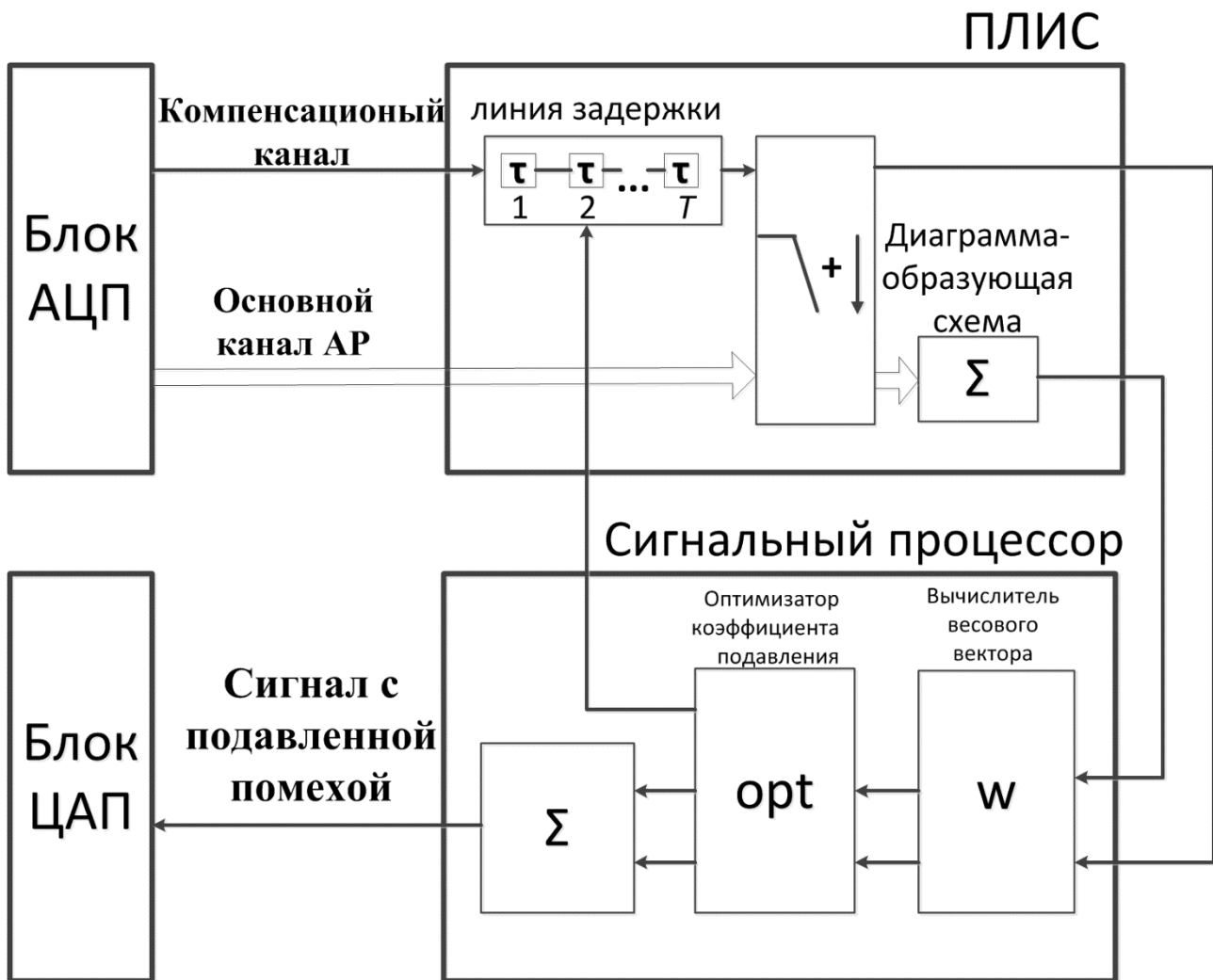


Рис. 2. Структурная схема блока вычислений.

Будем считать, что помеха в основном и компенсационном каналах представляет собой случайные стационарные комплексные гауссовы процессы x_0 и x_1 с нулевыми средними значениями $\langle x_0 \rangle = \langle x_1 \rangle = 0$ и дисперсией σ_0^2 . Для оптимизации коэффициента подавления телевизионной помехи и соответственно увеличения коэффициента корреляции помехи между основным и компенсационным каналам в компенсационный канал вводится линия задержки. В основном канале линия задержки отсутствует. Линия задержки реализуется программно с помощью микросхемы ПЛИС. Далее в обоих каналах производится перенос сигнала с несущей частоты на нулевую частоту. После

этого производится фильтрация сигнала и последующая децимация до нужного темпа дискретизации. Потоки данных с уменьшенным темпом дискретизации основного и компенсационного каналов поступают в сигнальный процессор.

Максимальное число элементов в линии задержки определяется по формуле

$$T = \left\lceil \frac{1}{\Delta F} f_s \right\rceil, \quad (1)$$

где ΔF - полоса частот сигнала на выходе ПЛИС, f_s - частота дискретизации сигнала на входе в ПЛИС, $\lceil \cdot \rceil$ – операция округления до ближайшего целого.

Формула для вычисления весового вектора B в сигнальном процессоре для каждого фиксированного значения времени задержки вычисляется весовой коэффициент w

$$w = \frac{\langle x_0 x_1^* \rangle}{\langle |x_0|^2 \rangle}, \quad (2)$$

где $(\cdot)^*$ – комплексное сопряжение, $\langle \cdot \rangle$ – статистическое среднее.

Получив массив весовых коэффициентов w для различных времен задержки, для каждого значения оценивается коэффициент подавления помехи

$$B = \frac{\langle |x_0 + w^* x_1|^2 \rangle}{\langle |x_0|^2 \rangle}, \quad (3)$$

где x_0 – сигнал в основном канале, x_1 – сигнал в компенсационном канале.

Далее определяется оптимальное значение задержки сигнала в компенсационном канале, которое достигается в минимуме выражения (3)

$$\{B_{\min}, w^{opt}\} = \min_{t-\tau} \{B\}, \quad t \in [0, 1, \dots, T]. \quad (4)$$

После определения оптимальной конфигурации линии задержки на ЦАП выдается сигнал с подавленной помехой $x_0 + w^{opt} x_1$ для его перевода в аналоговую форму и для последующей передачи в аппаратуру потребителей.

2. Аналитическое решение для оптимального весового вектора на основе метода степенных векторов

При наличии в эфире более одной помехи, требуется применение многоканального компенсатора помехи (МКП). Критерием эффективности МКП традиционно является минимум средней мощности выходного процесса, который достигается при весовом векторе \mathbf{W} , удовлетворяющем основному уравнению МКП (см., например, [4,5]):

$$\mathbf{R}\mathbf{W} = -\mathbf{P}, \quad (4)$$

где $\mathbf{R} = \langle \mathbf{X}\mathbf{X}^H \rangle$ – корреляционная матрица (КМ) помехи, \mathbf{x} – вектор комплексных амплитуд x_n помехи в N компенсационных (регулируемых) каналах МКП (см. рис. 1), $\mathbf{P} = \langle \mathbf{X}x_0^* \rangle$ – корреляционный вектор (КВ), x_0 – помеха в основном (нерегулируемом) канале МКП, $(\cdot)^H$ – эрмитово сопряжение.

При адаптивной обработке в МКП вместо точных КМ и КВ используются их максимально правдоподобные оценки, полученные на основе L временных выборок случайных комплексных амплитуд $\mathbf{X}(l)$ и $x_0(l)$ ($l=1 \div L$) входного процесса в МКП [4,5]:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{X}(l)\mathbf{X}^H(l); \quad \hat{\mathbf{P}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{X}(l)x_0^*(l). \quad (5)$$

Формальное решение (4) в виде $\hat{\mathbf{W}} = -\hat{\mathbf{R}}^{-1}\hat{\mathbf{P}}$ нельзя рекомендовать для практического использования по следующим причинам. Вычислительная сложность процедуры обращения КМ пропорциональна третьей степени числа N компенсационных каналов ($\sim N^3$) и, следовательно, резко возрастает с ростом N . Другая проблема связана с тем, что при числе выборок $L \approx N$ матрица в (5) является плохообусловленной, а в важном случае короткой выборки, когда число выборок меньше числа компенсационных входов ($L < N$), становится вырожденной. Задачи, связанные с обращением плохообусловленных матриц,

относятся к классу некорректных задач, и для их решения следует использовать методы регуляризации [6, 7].

В настоящей работе предложен высокоэффективный регуляризованный метод подавления помехи в МКП, основанный на ортогонализации и статистически корректном ограничении размерности степенного базиса.

На выходе МКП имеем случайный процесс $y = x_0 + \mathbf{W}^H \mathbf{X}$. Схема МКП показана на рис. 3.

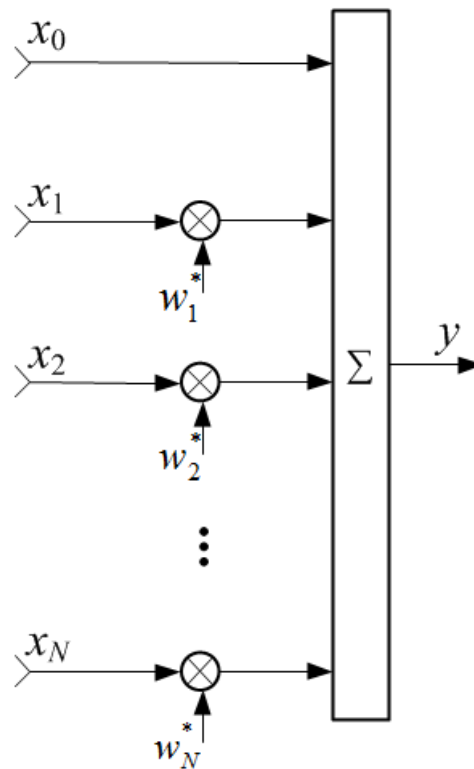


Рис. 3. Схема адаптивного автокомпенсатора помех.

Средняя мощность выходного процесса $I(\mathbf{W}) = \langle |y|^2 \rangle = \langle |x_0 + \mathbf{W}^H \mathbf{X}|^2 \rangle$.

Минимизация квадратичного функционала $I(\mathbf{W})$ приводит к основному уравнению (4) МКП. Минимальное значение средней мощности помехи на выходе МКП $I_{\min} = \sigma_0^2 - \mathbf{P}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} = \sigma_0^2 + \mathbf{P}^H \mathbf{W}$.

Эффективность МКП оценивается величиной коэффициента подавления помехи B , который равен отношению средней мощности I_{\min} помехи на выходе МКП к средней мощности σ_0^2 помехи на основном входе.

Построим решение уравнения (4) в случае J ($J \leq N$) внешних некоррелированных источников помехи. При этом входные сигналы будут равны

$$x_0 = \sum_{j=1}^J x^{(j)} + \xi_0; \quad x_n = \sum_{j=1}^J \alpha_{nj} \exp(i\varphi_{nj}) x^{(j)} + \xi_n; \quad (n = 1 \div N), \quad (6)$$

где $x^{(j)}$ – помеха на входе основного канала от j -го источника, ξ_0 и ξ_n – собственный шум в основном и n -ом компенсационном каналах МКП мощностью σ_{noise}^2 ; коэффициент α_{nj} характеризует различие усилений процесса x на основном и n -ом компенсационном входах МКП для j -й помехи; φ_{nj} – разность фаз комплексных амплитуд j -ой помехи между основным и n -ым компенсационным каналом.

Выражения для КВ и КМ имеют вид:

$$\mathbf{P} = \sum_{j=1}^J p_j \Phi_j, \quad \mathbf{R} = \sigma_{noise}^2 \mathbf{I} + \sum_{j=1}^J p_j \Phi_j \Phi_j^H. \quad (7)$$

где Φ_j – вектор с комплексными компонентами $\alpha_{nj} \exp(i\varphi_{nj})$, p_j – мощность j -ой помехи в основном канале компенсатора.

Корреляционный вектор \mathbf{P} лежит в подпространстве, образованном векторами Φ_j . Корреляционная матрица \mathbf{R} имеет в этом подпространстве J собственных векторов U_1, U_2, \dots, U_J , соответствующих J собственным числам $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_J$. Другие собственные векторы сосредоточены в ортогональном подпространстве, свободном от источников помехи и имеющем размерность ($N - J$). В подпространстве собственных векторов можно ввести другую базисную систему векторов, а именно: $\mathbf{P}, \mathbf{R}\mathbf{P}, \mathbf{R}^2\mathbf{P}, \dots, \mathbf{R}^{K-1}\mathbf{P}$ [8], где $K \leq J$. Число K линейно независимых степенных векторов равно степени минимального многочлена КМ, аннулирующего вектор \mathbf{P} [8].

Выполним ортогонализацию степенных векторов $\mathbf{P}, \mathbf{R}\mathbf{P}, \mathbf{R}^2\mathbf{P}, \dots, \mathbf{R}^{K-1}\mathbf{P}$ по схеме [9]:

$$\begin{cases} \widehat{\mathbf{F}}_1 = \mathbf{P}, & \widehat{\mathbf{F}}_2 = \mathbf{R}\mathbf{F}_1 - \alpha_1\mathbf{F}_1, & \widehat{\mathbf{F}}_3 = \mathbf{R}\mathbf{F}_2 - \alpha_2\mathbf{F}_2 - \beta_1\mathbf{F}_1, \\ \dots, & \widehat{\mathbf{F}}_K = \mathbf{R}\mathbf{F}_{K-1} - \alpha_{K-1}\mathbf{F}_{K-1} - \beta_{K-2}\mathbf{F}_{K-2}, \end{cases} \quad (8)$$

где $\alpha_k = (\mathbf{F}_k^H \mathbf{R} \mathbf{F}_k)$, $(1 \leq k \leq K-1)$ и $\beta_k = (\mathbf{F}_{k+1}^H \mathbf{R} \mathbf{F}_k)$, $(1 \leq k \leq K-2)$, $\mathbf{F}_n = \widehat{\mathbf{F}}_n \cdot |\widehat{\mathbf{F}}_n|^{-0.5}$.
 . Особенность процедуры (8) при использовании степенного базиса заключается в том, что каждый вектор с индексом $n \geq 2$ формируется с использованием только двух предыдущих векторов, а коэффициенты α_k и β_k являются действительными числами. В результате получим ортонормированную систему векторов $\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_K$.

Представим весовой вектор в виде разложения:

$$\mathbf{W} = c_1\mathbf{F}_1 + c_2\mathbf{F}_2 + \dots + c_K\mathbf{F}_K = \mathbf{F}\mathbf{C}, \quad (9)$$

где матрица $\mathbf{F} = [\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_K]$, вектор $\mathbf{C} = [c_1, c_2, \dots, c_K]$.

Чтобы найти вектор \mathbf{C} , подставим (9) в (4) и умножим слева на матрицу \mathbf{F}^H . Решение полученной системы уравнений $\mathbf{F}^H \mathbf{R} \mathbf{F} \mathbf{C} = -\mathbf{F}^H \mathbf{P}$ имеет вид

$$\begin{aligned} c_1 &= -\frac{\beta_0}{\alpha_1 - \frac{\beta_1^2}{\alpha_2 - \frac{\beta_2^2}{\ddots \frac{\beta_{K-1}^2}{\alpha_{K-1} - \frac{\beta_{K-1}^2}{\alpha_K}}}}}; \\ c_2 &= -\frac{\alpha_1 c_1 + \beta_0}{\beta_1}; \\ c_n &= -\frac{\beta_{n-2} c_{n-2} + \alpha_{n-1} c_{n-1}}{\beta_{n-1}}, \quad n = 3, 4, \dots, K. \end{aligned} \quad (10)$$

Учитывая ортогональность векторов $\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_K$, получим, что минимальное значение мощности помехи на выходе МКП равно

$$I_{\min}(K) = \sigma_0^2 - \frac{|\mathbf{P}|^2}{\alpha_1 - \frac{\beta_1^2}{\alpha_2 - \frac{\beta_2^2}{\ddots \frac{\beta_{K-1}^2}{\alpha_{K-1} - \frac{\beta_{K-1}^2}{\alpha_K}}}}}. \quad (11)$$

По мере увеличения числа базисных векторов, как показывает формула (11), средняя мощность помехи на выходе компенсатора уменьшается и

достигает минимального значения при полном размере базиса, равном N . При формировании K базисных векторов число необходимых комплексных умножений (КУ) приближенно равняется NKL . Полученное решение будем использовать для построения адаптивного алгоритма.

Формальное применение процесса ортогонализации (8) приводит к образованию ортонормированной системы векторов с максимальной размерностью N . Это приводит к уменьшению эффективности подавления помехи и возрастанию вычислительной сложности.

Представим оценку весового вектора МКП в виде

$$\hat{\mathbf{W}} = -\hat{\mathbf{R}}^{-1}\hat{\mathbf{P}} = -\left(\sum_{j=1}^J \frac{1}{\hat{\lambda}_j} (\hat{\mathbf{U}}_j^H \hat{\mathbf{P}}) \hat{\mathbf{U}}_j + \sum_{j=J+1}^N \frac{1}{\hat{\lambda}_j} (\hat{\mathbf{U}}_j^H \hat{\mathbf{P}}) \hat{\mathbf{U}}_j \right). \quad (12)$$

Второе слагаемое в скобках может принимать большие значения, когда собственные числа близки к нулю, или быть полностью неопределенным, если хотя бы одно собственное число равно нулю. В этом проявляется некорректность решения. Для устранения указанного эффекта выполним регуляризацию решения, ограничивая число базисных векторов. Учтем, априорную информацию о том, что в системе имеется собственный шум с известными статистическими характеристиками. КМ собственного шума в компенсационных каналах имеет вид $\sigma_{noise}^2 \mathbf{I}$, следовательно, каждый i -ый дополнительный базисный вектор в (9) не только способствует уменьшению мощности помехи на выходе МКП, но и добавляет долю собственного шума величины $\sigma_{noise}^2 \cdot (c_i \mathbf{F}_i)^H (c_i \mathbf{F}_i) = \sigma_{noise}^2 c_i^2$. Минимум мощности на выходе МКП должен получаться тогда, когда доля компенсированной помехи равна добавленному собственному шуму. Такова идея регуляризации в нашем случае.

С учетом имитации вклада собственного шума оценку выходной мощности помехи на каждом шаге ортогонализации (9) будем выполнять по обучающей выборке длины L следующим образом:

$$\hat{I}_{\min}(k) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |y(l, k)|^2 + \sigma_{noise}^2 \sum_i^k c_i^2 = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |x_0(l) + \hat{\mathbf{W}}^H(k) \mathbf{X}(l)|^2 + \sigma_{noise}^2 \sum_i^k c_i^2. \quad (13)$$

3. Результаты численного моделирования

Для проверки предложенного алгоритма подавления телевизионной помехи было проведено численное моделирование. Взаимное расположение и ориентация телеметрического радара (основной канал), компенсационной антенны (компенсационный канал), а также направлений прихода полезного сигнала и телевизионной помехи приведены на рис. 4. Таким образом, полезный сигнал приходил по нормали к АР основного канала, а телевизионная помеха под углом 110 градусов от положительного направления оси ОХ.

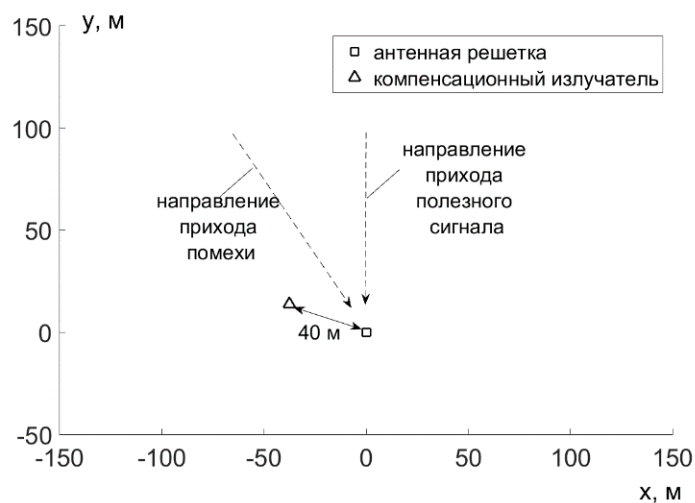


Рис. 4. Взаимное расположение основного и компенсационного каналов при численном моделировании.

Считалось, что компенсационная антенна находится на расстоянии 40 метров от основной АР под углом 160 градусов от положительного направления оси ОХ. Ширина диаграммы направленности компенсационной антенны в азимутальной плоскости равнялась 20 градусам по уровню минус 3 дБ. АР основного канала имела диаграмму направленности шириной 13 градусов по уровню минус 3 дБ. Несущая частота равнялась 203 МГц.

Полоса частот приемника равнялась $\Delta F=3$ МГц. Программная линия задержки работала с дискретом $\tau=100 \cdot 10^{-6}$ секунды, что соответствовало частоте дискретизации АЦП 100 МГц. Максимальное число линий задержки равнялось $T=34$.

Для формирования активной шумовой помехи генерировался комплексный гауссовский шум с дисперсией, равной отношению мощности телевизионной помехи к мощности тепловых шумов (ОПШ). Далее шум пропускался через фильтр нижних частот для придания ему нужной временной корреляции, определяемой полосой частот ΔF приемника.

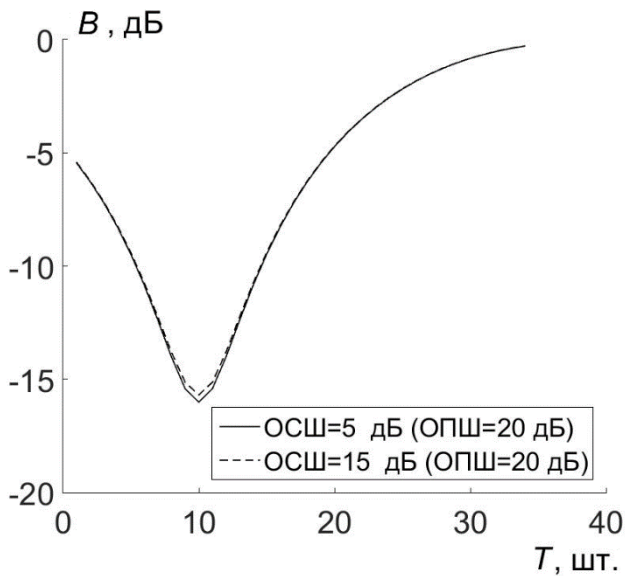


Рис. 5а. Коэффициент подавления помехи в зависимости от времени задержки.

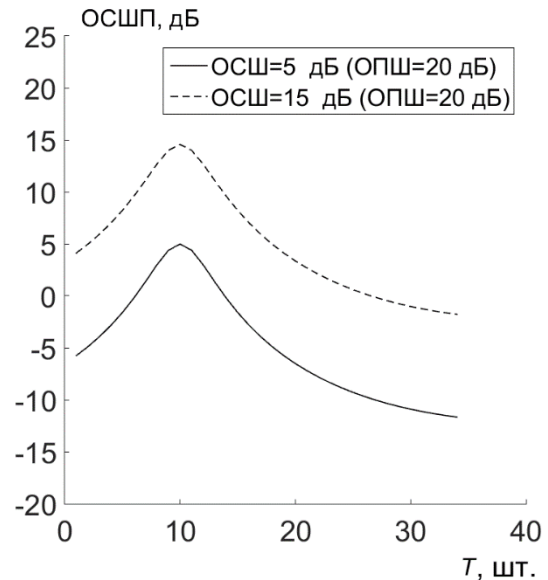


Рис. 5б. Отношение сигнал-шум плюс помеха в зависимости от времени задержки.

Далее для моделирования процедуры максимизации коэффициента подавления и поиска оптимального весового коэффициента было зафиксировано отношение помеха-шум ОПШ=20 дБ, а отношение сигнал-шум (ОСШ) было параметром. В эфире присутствовала $J=1$ помеха. Результаты моделирования коэффициента подавления помехи с помощью алгоритма (3) приведены на рис. 5а.

Как видно из рис. 5а, коэффициент подавления помехи имеет единственный минимум для 10 дискретов задержки при выбранной геометрической конфигурации объектов на полигоне. Причем максимальный коэффициент подавления слабо зависит от соотношения между мощностью помехи и мощностью полезного сигнала. Таким образом, помеха подавляется практически до уровня тепловых шумов.

На рис. 5б построена зависимость выходного отношения сигнал - шум+помеха (ОСШП) также в зависимости от числа дискретов задержки. Видно, что при оптимальном числе дискретов задержки помеха практически полностью компенсируется и выходное ОСШП практически сравнивается с входным ОСШ при отсутствии помехи.

На практике представляет интерес график зависимости коэффициента подавления помехи от величины ОПШ. На рис. 6а приведена зависимость величины коэффициента подавления помех B от величины ОПШ. Считалось, что в эфире присутствовало от $J=1$ до $J=3$ помех ($N=5$). Оптимальный весовой вектор вычислялся с помощью предложенной процедуры оптимизации временной задержки и метода степенных векторов. Для сравнения на график добавлена величина коэффициента подавления при $J=1$ для метода прямого обращения КМ. ОСШ=15 дБ, число использованных выборок $L=1000$. Считалось, что азимуты направлений на помехи известны и каждая компенсационная антенна направлялась на свою помеху.

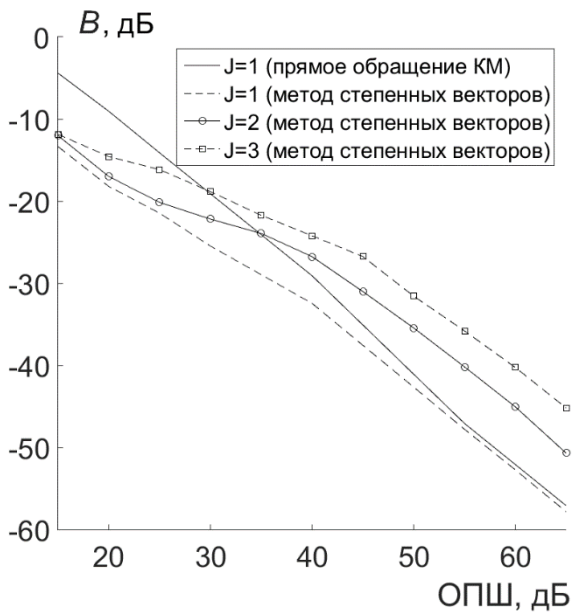


Рис. 6а. Коэффициент подавления помехи в зависимости от отношения помеха-шум.

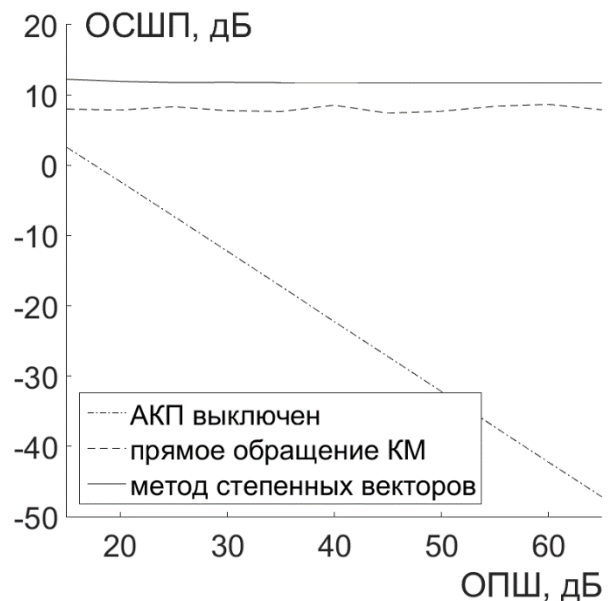


Рис. 6б. Отношение сигнал-шум плюс помеха в зависимости от отношения помеха-шум.

Как видно из рис. 6а уже при $J=1$ помехе метод степенных векторов обеспечивает лучшее подавления помехи для малых ОПШ. Для больших ОПШ

эти зависимости асимптотически сближаются. Для всех J с увеличением ОПШ коэффициент подавления помех пропорционально возрастает. При этом с увеличением числа помех коэффициент подавления уменьшается при фиксированном ОПШ.

На рис. 9 построено выходное ОСШП в зависимости от мощности входной телевизионной помехи при наличии автокомпенсатора и без него. ОСШ=15 дБ, число использованных выборок $L=1000$, $J=1$. Из рис. 9 видно, при наличии автокомпенсатора выходное ОСШП практически равняется входному ОСШ при любой мощности телевизионной помехи, т.е. помеха подавляется практически полностью. Если же автокомпенсатор отсутствует, то с ростом мощности телевизионной помехи выходное ОСШП пропорционально уменьшается. Метод степенных векторов обеспечивает большее ОСШП.

На рис. 7 построена величина коэффициента подавления телевизионной помехи в зависимости от числа выборок L для оценивания весового коэффициента ($J=1$).

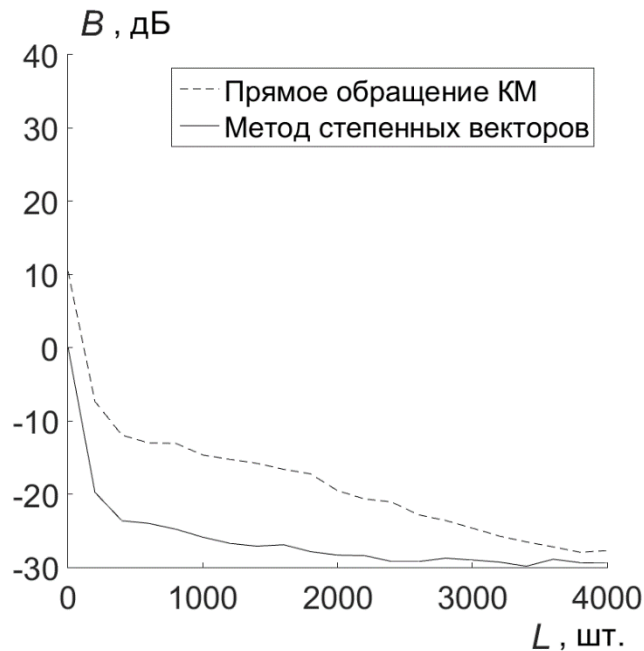


Рис. 7. Коэффициент подавления помехи в зависимости от числа выборок.

Считалось, что частота дискретизации сигнала в сигнальном процессоре в 16 раз меньше, чем на входе в ПЛИС и составляет 6,25 МГц. Из рис. 7 видно, что коэффициент подавления помехи практически выходит на свое

максимальное значение при 5000 выборках, что составляет 800 мкс. Таким образом, время настройки автокомпенсатора составляет порядка 1 мс. При этом, чем дольше происходит настройка (обучение) автокомпенсатора к текущей помеховой обстановке, тем лучше будет подавляться помеха.

За время настройки автокомпенсатора при максимальной угловой скорости вращения антенны основного канала порядка 18 градусов в секунду, ДН основного канала повернется на величину, не превышающую 1 угловую минуту. Таким образом, предлагаемый алгоритм компенсации телевизионной помехи способен работать в режиме постоянной адаптации к текущей помеховой обстановке.

Заключение

Предложен метод подавления узкополосных телевизионных стационарных помех за счет использования автокомпенсатора помех с удаленными компенсационными каналами в составе приемо-регистрирующего телеметрического комплекса. Алгоритм работает в режиме адаптации к текущей помеховой обстановке, позволяет достаточно эффективно удалять из принимаемого сигнала телевизионные помехи, повышая надежность приема телеметрии. Метод позволяет располагать аппаратуру компенсационных каналов на значительном расстоянии относительно местоположения телеметрического комплекса. В отличие от известных работ уделяется внимание случаю короткой выборки входного процесса. В этом случае максимально правдоподобная оценка КМ является вырожденной. Найдено регуляризованное решение для оценки весового вектора, основанное на статистически корректном ограничении размерности степенного базиса. Приведенные результаты численного моделирования показывают, что степенной метод обеспечивает более высокую эффективность в случае короткой выборки и меньшую вычислительную сложность по сравнению с методом непосредственного обращения корреляционной матрицы.

Литература

1. Чиров Д.С., Лобов Е.М. Выбор сигнально-кодовой конструкции для командно-телеметрической линии радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами средней и большой дальности. // Т-Comm. 2017. №10. С.21-28.
2. Скрыпник О.Н., Патрикеев О.В., Астраханцева Н.Г. Подавление помех в широкополосных радиоканалах диапазона УВЧ. // Научный вестник МГТУ ГА. 2014. №209. С.129-135.
3. Кошкаров А.С., Добриков В.А. Двухэтапный алгоритм детектирования и режекции многочастотных помех в навигационной аппаратуре потребителей ГЛОНАСС. // Информационные каналы и среды. 2017. №2. С.88-95.
4. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. / Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника. 2007. 512 с.
5. Уидроу Б., Гловер Д., Маккул Д. мл., Кауниц Д., Уильямс С., Хирн Р., Зайдлер Д., Донг Е. мл., Гудлин Р. Адаптивные компенсаторы помех. Принципы построения и применения. // ТИИЭР. 1975. Т. 63. № 12. С. 69 – 98.
6. Тихонов А.И., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука. 1979. 288 с.
7. Абрамович Ю.И., Неврев Ф.И. Анализ эффективности адаптивной максимизации отношения сигнал/помеха, использующей обращение оценки корреляционной матрицы // Радиотехника и электроника. 1981. Т.26, № 12. С. 2558-2566.
8. Ермолаев В.Т., Семенов В.Ю., Сорокин И.С., Флакман А.Г., Ястребов А.В. Регуляризация весового вектора адаптивной антенной решетки путем ограничения числа базисных векторов // Изв. вузов. Радиофизика. 2015, Т.58, № 3. С. 235-243.
9. Воеводин В.В. Линейная алгебра. М.: Наука. 1980. 400 с.

Для цитирования:

Семенов В.Ю., Коротышев А.В. Подавление узкополосных стационарных помех в телеметрическом комплексе на основе автокомпенсатора с удаленными каналами. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №12. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.12.11>