

доплеровскую частоту объекта. Остальные отсчеты обнуляются. Однако это работает, когда в одном отсчете по дальности присутствует 1 объект. Положение, когда в одном элементе разрешения присутствуют несколько объектов с разными скоростями не стационарно и со временем объекты должны разойтись и соответственно цели проявятся. В результате такой обработки мы получим функцию неопределенности следующего вида (рис. 8).

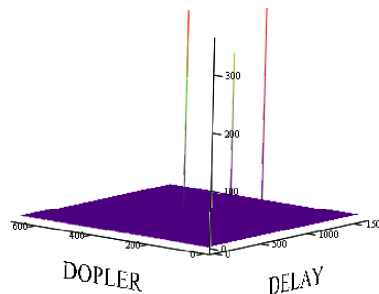


Рисунок 8 Обработанная по доплеровской координате функция неопределенности. Вырезаны помехи с доплеровской частотой близкой к 0

Рассмотренная система обработки сигналов и борьбы с помехами дает возможность измерить радиальную скорость, выделить пассивные помехи по величине скорости и обеспечить защиту от комплекса одновременно действующих помех.

Литература

1. Сколник М. Справочник по радиолокации. Пер. с англ. М., «Советское радио», 1976, т.1, стр 273.
2. Быстров Н.Е. Режекция мешающих отражений при квазинепрерывном режиме излучения и приема сигналов с псевдослучайным законом амплитудной модуляции. Вестник новгородского государственного университета, Радиоэлектроника, №28, 2004.

METHODS OF CLUTTER SUPPRESSION FOR ACTIVE RADAR SYSTEM USING PULSED RANDOM CODED PHASE-SHIFT KEYING SIGNAL

Chief sector, Cand.Sc. (Engineering) Pankratov V.G.,
postgraduate, engineer Gurov D. A.

All-Russian Scientific Research Institute of Radio Engineering («VNIIRT»)

Methods for clutter suppression and radar performance in various interfering circumstances: ground and sea clutter, clouds, atmospheric effects, group objects were discussed. In this work was used pulsed random coded phase-shift keying signal. Simulation results were provided. Usage of methods methods for clutter suppression which desribed early was analyzed in different various interfering circumstances.



ОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА ДИСКРЕТНОГО НЕСЛУЧАЙНОГО ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА НА ФОНЕ ОДИНОЧНОЙ ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНО-КОРРЕЛИРОВАННОЙ ПОМЕХИ

к.т.н. Давыденко И.Н.¹, д.т.н. Костромицкий С.М.¹,
к.т.н. Дятко А.А.²

¹Республиканское научно-производственное унитарное предприятие «Центр радиотехники
Национальной академии наук Беларуси»

²Учреждение образования «Белорусский государственный технологический
университет»

В статье анализируется алгоритм когерентной оптимальной обработки дискретного неслучайного полезного сигнала на фоне одиночной коррелированной помехи. Рассматривается известная модификация известного алгоритма оптимальной обработки, реализующего максимум отношения сигнал/помеха и представляющая корреляционную матрицу помехи в виде произведения нижней и верхней треугольных матриц. В этом случае обработка сигнала разделяется на этап когерентной компенсации помехи и этап когерентного накопления полезного сигнала. Алгоритмы обработки сигналов для двух этапов обработки конкретизируются для случая, когда корреляционная матрица помехи соответствует экспоненциальному закону, а отсчеты принимаемых сигналов являются эквидистантными. Получено, что в этом случае на этапе компенсации помехи осуществляется однократное междуканальное вычитание принятого сигнала и умножение выходного сигнала первого канала на весовой множитель, зависящий от квадрата модуля коэффициента междуканальной корреляции помехи.

Введение

Алгоритм оптимальной когерентной обработки дискретного по времени или пространству неслучайного полезного сигналов на фоне помех имеет следующий вид [1-3]:

$$S = \sum_{l=1}^N W_l F_l = \mathbf{F}^T \mathbf{W}, \tag{1}$$

где N - размерность обрабатываемого сигнала;

$\mathbf{W} = [W_1, W_2, W_3 \dots W_N]^T$ - оптимальный весовой вектор обработки;

$\mathbf{F} = [F_1, F_2, F_3 \dots F_N]^T$ - вектор входных сигналов.

Оптимальный весовой вектор обработки, максимизирующий отношение сигнал/помеха, для помехи с произвольной корреляцией определяется выражением [1-3]:

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{U}^*, \tag{2}$$

где $\mathbf{R} = \parallel R_{kl} \parallel$ - корреляционная матрица помехи;

$\mathbf{U} = [1, \exp(j\Delta\psi_c), \dots, \exp(j(N-1)\Delta\psi_c)]^T$ - вектор, характеризующий начальные фазы

полезного сигнала относительно сигнала первого канала;

$\Delta\psi_c$ – междуканальный сдвиг по фазе полезного сигнала.

1. Когерентная обработка на основе представления матрицы в виде произведения треугольных матриц

Учитывая, что корреляционная матрица помехи является эрмитовой, представим ее в виде произведения нижней и верхней треугольных матриц [1, с. 330]:

$$\mathbf{R} = \mathbf{L} \mathbf{L}^\otimes, \tag{3}$$

$$\text{где } \mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{11} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ L_{21} & L_{22} & 0 & \dots & 0 \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{N1} & L_{N2} & L_{N3} & \dots & L_{NN} \end{bmatrix};$$

$\mathbf{L}^\otimes = (\mathbf{L}^T)^*$ – эрмитово сопряжение матрицы.

Соответственно, обратная матрица также может быть представлена в виде произведения треугольных матриц [1. С. 331; 3. С. 46]:

$$\mathbf{R}^{-1} = (\mathbf{L} \mathbf{L}^\otimes)^{-1} = (\mathbf{L}^{-1})^\otimes (\mathbf{L}^{-1}) = \mathbf{V}^\otimes \mathbf{V}, \tag{4}$$

где $\mathbf{V} = \mathbf{L}^{-1}$.

В этом случае выходной сигнал устройства когерентной обработки можно представить следующим образом [1, с. 336]:

$$S = \mathbf{F}^T \mathbf{W} = \mathbf{F}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{U}^* = (\mathbf{F}^T \mathbf{V}^\otimes) (\mathbf{V} \mathbf{U}^*) = \mathbf{F}_V^T \mathbf{U}_V^*, \tag{5}$$

где $\mathbf{F}_V^T = \mathbf{F}^T \mathbf{V}^{\otimes}$; $\mathbf{U}_V^* = \mathbf{V} \mathbf{U}^*$.

В соответствии с выражением (5) вектор принятого сигнала \mathbf{F} пропускается через матричный фильтр, который обеспечивает подавление и декорреляцию помехи. Поскольку полезный сигнал также изменится при прохождении через матричный фильтр, то для его когерентного накопления опорный сигнал \mathbf{U}^* пропускается через аналогичный матричный фильтр: $\mathbf{V} \mathbf{U}^*$. В результате скалярного перемножения откорректированного опорного сигнала на результат прохождения полезного сигнала $\mathbf{F}_V^T = \mathbf{F}^T \mathbf{V}^{\otimes}$ через матричный фильтр $\mathbf{V} \mathbf{U}^*$ производится компенсация междуканальных набегов фазы полезного сигнала и его когерентное накопление.

Таким образом, когерентная обработка принятого сигнала содержит этапы [1, 3, 6] когерентной компенсации помехи

$$\mathbf{F}_V = (\mathbf{F}^T \mathbf{V}^{\otimes})^T = \mathbf{V}^* \mathbf{F} \quad (6)$$

и когерентного накопления результатов прохождения полезного сигнала через устройство когерентной компенсации помехи:

$$S = \mathbf{F}_V^T \mathbf{U}_V^*. \quad (7)$$

2. Когерентная компенсация экспоненциально-коррелированных помех

Предположим, что отсчеты принятого сигнала являются эквидистантными и что помеха коррелирована по экспоненциальному закону:

$$R_{kl} = 2\sigma_h^2 r_h^{|k-l|} \exp(i[k-l]\Delta\psi_h), \quad (8)$$

где $2\sigma_h^2$ – средняя мощность помехи в одном канале обработки;

r_h – коэффициент междуканальной корреляции сигнала помехи;

$\Delta\psi_h$ – междуканальный сдвиг по фазе сигнала помехи.

В этом случае корреляционная матрица помехи имеет вид:

$$\mathbf{R} = 2\sigma_h^2 \begin{bmatrix} 1 & \rho & \rho^2 & \dots & \rho^N \\ \rho^* & 1 & \rho & \dots & \rho^{N-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ (\rho^*)^N & (\rho^*)^{N-1} & (\rho^*)^{N-3} & \dots & 1 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где $\rho = r_h \exp(i\Delta\psi_h)$ - коэффициент междуканальной корреляции помехи.

С учетом выражения (4) матрицу, обратную матрице (9) можно представить через произведение двух ленточных треугольных матриц $\mathbf{R}^{-1} = \mathbf{V}^{\otimes} \mathbf{V}$, у которых не равны нулю только две диагонали (главная и ближайшая к ней) [3. С. 214; 4. С. 232; 1. С. 386]:

$$\mathbf{V} = \frac{1}{\sqrt{2\sigma_h^2(1-|\rho|^2)}} \begin{bmatrix} \sqrt{1-|\rho|^2} & 0 & 0 \dots 0 \\ -\rho^* & 1 & 0 \dots 0 \\ 0 & -\rho^* & 1 \dots 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 \dots 1 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Соответственно, с учетом выражения (6), устройство когерентной компенсации помехи в этом случае с точностью до несущественного постоянного множителя представляет собой устройство однократного междуканального вычитания с умножением выходного сигнала первого канала на весовой множитель $\sqrt{1-|\rho|^2}$:

$$\mathbf{F}_V = \mathbf{V}^* \mathbf{F} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-|\rho|^2} F_1 \\ F_2 - \rho F_1 \\ F_3 - \rho F_2 \\ \dots \\ F_N - \rho F_{N-1} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 0 \\ F_2 - \rho F_1 \\ F_3 - \rho F_2 \\ \dots \\ F_N - \rho F_{N-1} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Полученный результат соответствует процедуре однократного междуканального вычитания экспоненциально-коррелированной помехи, полученной в [5] при оценивании пространственного спектра помехи методом авторегрессии и в [1. С. 386; 6] для устройства когерентной компенсации помехи по критерию минимума мощности помехи. Устройство однократного междуканального вычитания с учетом умножения выходного сигнала первого канала на весовой множитель представлено на рисунке 1.

3. Когерентное накопление неслучайного полезного сигнала

Этап когерентного накопления заключается в весовом суммировании результатов прохождения полезного сигнала через устройство когерентной компенсации мешающих отражений в соответствии с выражением (7).

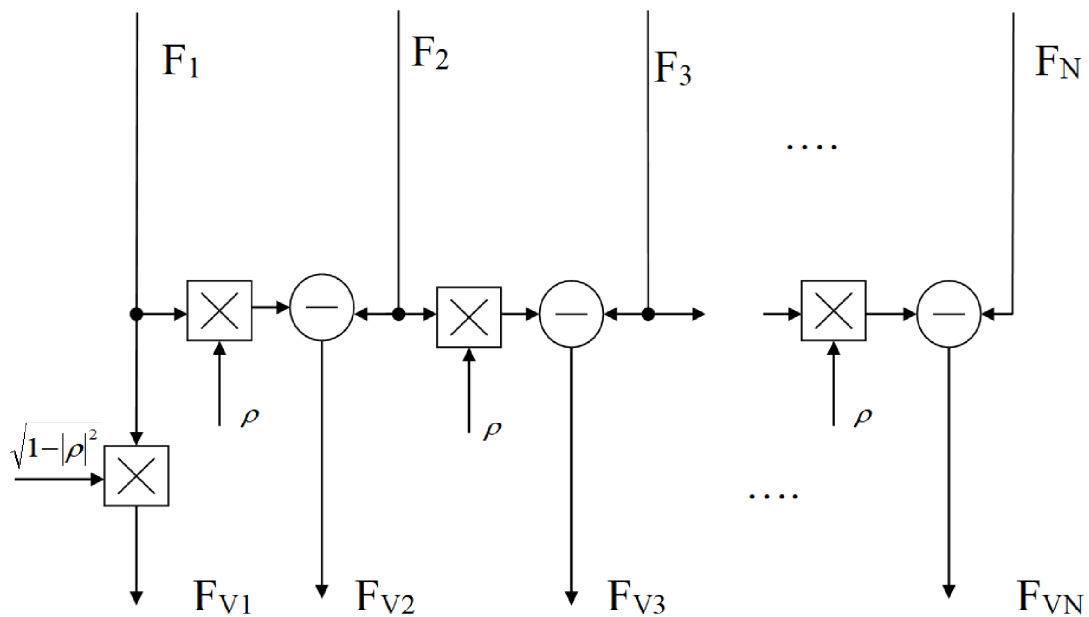


Рисунок 1 – Устройство однократного одноканального вычитания

С точностью до несущественного постоянного множителя этап когерентного накопления на фоне помехи с учетом выражений (5) и (7) можно записать в следующем виде:

$$S = F_{V1}(t) \sqrt{1-|\rho|^2} + (\exp(-j\Delta\psi_c) - \rho^*) \sum_{i=2}^N F_{Vi}(t) \exp(-j \cdot [i-2] \Delta\psi_c). \quad (12)$$

где $\Delta\psi_c$ – межканальный сдвиг по фазе полезного сигнала.

Таким образом, когерентное накопление заключается в междуканальном выравнивании начальных фаз результатов прохождения полезного сигнала через устройство когерентной компенсации помехи с последующим синфазным сложением.

Множитель $\sqrt{1-|\rho|^2}$, соответствующий сигналу первого канала, отражает тот факт, что максимизация отношения сигнал/помеха по мощности обеспечивается не только за счет снижения мощности помехи при междуканальном вычитании, но и за счет когерентного накопления полезного сигнала. Для сильно коррелированной помехи ($|\rho|=1$) этот множитель равен 0, осуществляется полноценное междуканальное вычитание помехи и сигнал первого канала не участвует в когерентном накоплении. При отсутствии корреляции помехи ($|\rho|=0$) компенсация помехи теряет свою эффективность, междуканальное вычитание помехи не производится и осуществляется когерентное суммирование полезных сигналов всех каналов обработки.

Заключение

Учет специального вида корреляционной матрицы помехи при оптимальной обработке принятого сигнала по критерию максимума отношения сигнал/помеха позволяет заменить операцию формирования корреляционной матрицы помехи, ее обращения и перемножения на опорный вектор полезного сигнала на операции междуканального вычитания принятого сигнала с когерентным накоплением результатов компенсации помехи. Кроме возможного снижения вычислительных затрат, полученные алгоритмы проясняют физический смысл оптимальной когерентной обработки принятого сигнала при выделении неслучайного полезного сигнала на фоне коррелированной помехи.

Литература

1. Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
2. Монзинго Р.А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
3. Лукошкин А.П. Обработка сигналов в радиотехнических системах: Учеб. пособие / А.Д. Далматов, А.А. Елисеев, А.П. Лукошкин, А.А. Оводенко, Б.В. Устинов; Под ред. А.П. Лукошкина. Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1987. 400 с.
4. Тихонов В.И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: Учеб. пособие для вузов / В.И. Тихонов, В.Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 1991. 608 с.
5. Костромицкий С.М. Самофокусирующиеся антенные решетки с разделением сигналов / С.М. Костромицкий; Нац. акад. наук Беларуси, Центр радиотехники. Минск: Беларуская навука, 2019. 201 с.
6. Охрименко А.Е., Олейников О.А. Теоретические основы радиолокации. Минск: МВИЗРУ, 1976. 606 с.

OPTIMUM PROCESSING OF A DISCRETE NON-RANDOM DESIRED SIGNAL ON THE BACKGROUND OF A SINGLE EXPONENTIAL-CORRELATED INTERFERENCE

PhD Davydenka I.N.¹, D. Sci. Kostromitski S.M.¹,
PhD Dyatko A.A.²

¹Republic science and production center «Center of radioengineering of National academy of sciences of Belarus»

²[Belarusian State Technological University](#)

The article analyzes the algorithm for coherent optimal processing of a discrete nonrandom desired signal against a background of a single correlated interference. We consider a well-known modification of the well-known optimal processing algorithm that implements the maximum signal-to-noise ratio and assumes the representation of the interference correlation matrix as a product of the lower and upper triangular matrices. In this case, the signal processing is divided into the stage of coherent interference compensation and the stage of coherent accumulation of the desired signal. The signal processing algorithms for the two processing steps are specified for the case when the correlation matrix of a single interference corresponds to an exponential law, and the samples of the received signals are equidistant. It was found that in this case, at the stage of coherent interference compensation, a single interchannel subtraction of the received signal and the multiplication of the output signal of the first channel by a weight factor depending on the squared module of the of the interchannel correlation coefficient of interference are performed.



НЕЛИНЕЙНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ХАОТИЧЕСКОГО СИГНАЛА В РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ

доц. Казимиров А.Н.

Южно-Уральский Государственный Университет,
kazimirovan@susu.ru

Создание нелинейных радиотехнических систем является перспективным направлением. В радиотехнической системе в качестве информационного используется хаотическое колебание. Применяется нелинейная фильтрация смеси хаотического колебаний и шума. Нелинейный фильтр содержит бистабильную систему - триггер Шмитта и линейный фильтр. Фильтрация происходит за счет эффекта стохастического резонанса. Сигнал на выходе нелинейной системы усиливается при некоторой оптимальной интенсивности шума. Исследован эффект стохастического резонанса для узкополосных сигналов. Приведены результаты экспериментального исследования в программе Multisim.

Реальные информационные сигналы имеют определенную полосу частот. В настоящее время существует тенденция использования сложных широкополосных сигналов для передачи информации и снижение отношения мощности сигнала к мощности шума. Поэтому, необходимо рассматривать явление стохастического резонанса в приложении к таким сигналам. При использовании явления стохастического резонанса в бистабильной нелинейной динамической системе создаются условия для усиления слабого информационного сигнала в результате его взаимодействия с шумом. Моделью реального информационного сигнала может служить хаотическое колебание. Такое колебание генерируется нелинейной системой. Сигнал является детерминированным, но сложным. Имеются теоретические исследования нелинейных динамических систем с добавлением шума. Прикладные исследования по нелинейной фильтрации посвящены гармоническим сигналам с классическими видами модуляции.

Недостаточно исследованы вопросы обработки хаотических сигналов в приемных устройствах. При этом сигнал передатчика претерпевает изменения в канале связи из-за фильтрующих свойств канала и добавления к сигналу шума. В последние годы явления в нелинейных системах исследуются теоретически, моделируются в вычислительных экспериментах и исследуются в физических устройствах. Наибольшие достижения имеются в вопросах генерации хаотических колебаний. Наименее всего представлены работы по схемотехническому моделированию явлений в нелинейных системах. Для обработки сигналов может быть использовано явление стохастического резонанса, когда в бистабильной нелинейной динамической системе создаются условия для усиления слабого периодического сигнала в результате его взаимодействия с шумом.

Переход от теоретического исследования (математической модели) к радиотехнической системе – проблема настоящего исследования. Имеется потенциальная возможность использования эффекта стохастического резонанса для повышения отношения мощности сигнала к мощности шума. Предлагается исследование этой проблемы в программе схемотехнического моделирования Multisim.

Экспериментальное колебание поступает в канал связи, где на него накладывается шум. Далее сигнал с шумом поступает на вход бистабильной системы - триггер Шмитта. Полученное дискретное колебание на выходе триггера Шмитта поступает на вход линейного фильтра, на выходе фильтра наблюдаем обработанный сигнал. Стохастический резонанс теоретически исследуется на основе уравнения (1).