

УДК 621.396.

ЦИФРОВОЕ ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЕ С КОМПЕНСАЦИЕЙ МЕШАЮЩИХ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЙ В КРУПНОАПЕРТУРНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ И ШИРОКОПОЛОСНОМ ЗОНДИРОВАНИИ

С.В. Козлов,

профессор кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, д.т.н., доцент, г. Минск, Республика Беларусь.

М.А. Лобан,

инженер кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, г. Минск, Республика Беларусь.

В.В. Радионович,

аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, г. Минск Республика Беларусь.

S.V. Kozlov,

professor of information radioengineering department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics, D. Sci., associate professor, Minsk, Republic of Belarus.

M.A. Loban,

engineer of information radioengineering department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics, D. Sci., associate professor, Minsk, Republic of Belarus.

V.V. Radionovic,

pg student of information radioengineering department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics, Minsk, Republic of Belarus.

Дата поступления в редакцию — .06.2021 г.

Для случая неразделимой пространственно-временной обработки приведен способ цифрового диаграммообразования для крупноапертурной антенной решетки, состоящей из подрешеток, с одновременной компенсацией узкополосных мешающих источников излучения (МИИ). Способ предполагает интерполяцию выходных сигналов подрешеток в соответствии с временными задержками их сигналов для заданного направления наблюдения, адаптивное оценивание вектора весовых коэффициентов (ВВК) по интерполированному сигналу для критериев максимума отношения сигнал/шум или линейно-ограниченного алгоритма адаптации и весовое сложение сигналов подрешеток. Выявлена особенность обработки в широкополосной решетке при наличии мешающих источников с резким изменением мощности, например, от других радиоэлектронных средств с импульсным сигналом, связанная с необходимостью цензурирования коротких участков резкого возрастания амплитуды сигнала после весовой обработки, возникающих из-за несинхронного прихода сигнала мешающего источника на приемные каналы. Показано, что устранение временных задержек на апертуре приводит к уменьшению выбросов сигнала после весовой обработки. Приведены результаты моделирования, свидетельствующие возможности эффективной компенсации мешающих источников при сохранении разрешающей способности по дальности.

Ключевые слова: Широкополосный сигнал, цифровое диаграммообразование, мешающий источник излучения, антенная решетка, подрешетки, пространственно-временная обработка.

Keywords: Broadband signal, digital diagramming, interfering radiation source, antenna array, sublattice, space-time processing

Введение

Одним из важных направлений повышение информационных возможностей радиолокационных средств является повышение разрешающей способности по дальности за счет увеличения ширины спектра зондирующих сигналов (ЗС) [1]. Характерным примером

являются радиолокационные станции с синтезированием апертуры (РСА) авиационного и космического базирования, ширина Δf_0 спектра ЗС которых в настоящее время может достигать 200 МГц с тенденцией увеличения до 400 МГц и более [2, 3]. Для достижения требуемых энергетических характеристик в таких РЛС используются крупноапертурные антенные решетки (АР), конструктивно выполненные из подрешеток [4]. Размеры $L_{пр}$ подрешеток по соответствующей координате выбираются исходя из выполнения условия [1,5] пространственно-временной узкополосности $L_{пр} \sin \alpha_{max} / c \ll 1 / \Delta f_0$, где α_{max} - максимальный угол наблюдения по отношению к нормали подрешетки. Для всей АР, состоящей из $N_{пр}$ подрешеток, условие пространственно-временной узкополосности не выполняются $N_{пр} L_{пр} \sin \alpha_{max} / c \approx 1 / \Delta f_0$. Так, например, для характерных размеров АР РСА космического базирования $N_{пр} L_{пр} = 2,4$ м, угле $\alpha_{max} = 30^\circ$ и $\Delta f_0 = 300$ МГц имеем $N_{пр} L_{пр} \sin \alpha_{max} / c = 4$ нс, $1 / \Delta f_0 = 3,33$ нс, то есть время задержки для крайних точек апертуры будет сравнимо с шириной главного лепестка функции рассогласования (ФР) ЗС. Способ диаграммообразования для решеток с большими апертурами основан на использовании управляемых линий задержки, выравнивающих временные сдвиги выходных сигналов подрешеток, в сочетании с классическим фазовым методом управления угловым положением луча в каждой подрешетке [4].

Использование широкополосного сигнала резко увеличивает вероятность нарушения электромагнитной совместимости (ЭМС) с другим радиоэлектронными средствами – мешающими источниками излучений (МИИ). Так как доля широкополосных (сотни МГц) РЭС в настоящее время относительно невелика, а подавляющая часть РЭС использует узкополосные (единицы МГц) сигналы, то для них условие пространственно-временной узкополосности будет выполняться. Это создает предпосылки для эффективного использования методов пространственной обработки для компенсации сигналов МИИ.

Представляет значительный практический интерес обоснование способа цифрового диаграммообразования с одновременной компенсацией мешающих источников излучений. В известной литературе такой способ не описан. Обоснование указанного способа и исследование основных закономерностей его применения и является целью настоящей статьи.

Модели сигналов на выходе приемных каналов

Для упрощения выкладок и наглядности результатов будем рассматривать линейную АР, состоящую из $\ell = 0, N_{пр} - 1$ идентичных подрешеток (рис. 1). Размер подрешеток составляют $L_{пр}$, координаты фазовых центров при условии, что подрешетки пристыкованы друг к другу,

$$x_\ell = \left(-\frac{N_{пр} - 1}{2} + \ell \right) L_{пр}.$$

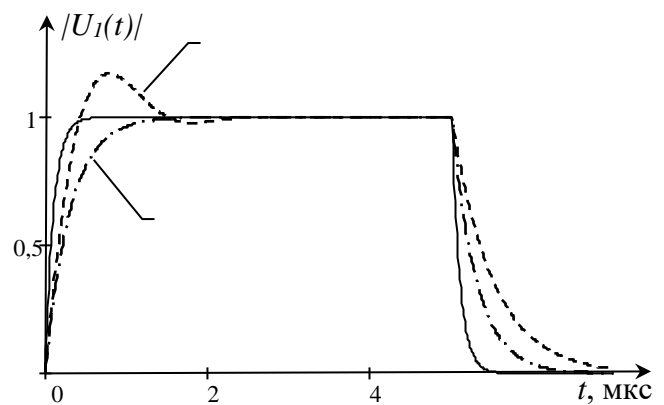
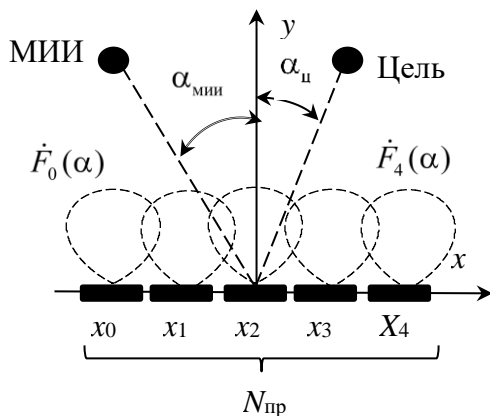


Рис. 1. Геометрия антенной решетки

Рис. 2. Форма огибающей сигнала мешающего источника излучения

При выполнении, для подрешетки, условия пространственно-временной узкополосности отсчеты полезного сигнала ℓ -ой подрешеткой, после переноса на нулевую частоту запишем в виде

$$\dot{U}_0^{(\ell)}(n) = \dot{A}_0 \cdot \dot{F}_{\ell \text{ ар}}(\alpha_0) \cdot \dot{U}_0(t_{\text{н}} + n / F_s - t_0 - \tau_{\ell,0}) e^{j\omega_0(t_{\text{н}} - t_0 - \tau_{\ell,0})}, \quad (1)$$

где $\dot{U}_0(t)$ - комплексная огибающая полезного сигнала; \dot{A}_0 - комплексная амплитуда сигнала на выходе изотропной приемной антенны, расположенной в геометрическом центре АР; $t_{\text{н}}$ - момента начала отсчета; F_s - частота дискретизации; t_0 - время задержки прихода полезного сигнала по отношению к началу отсчета; $\tau_{\ell,0} = x_{\ell} \sin \alpha_0 / c$ - время задержки полезного сигнала для ℓ -ой подрешетки по отношению к центру решетки; $\dot{F}_{\ell \text{ ар}}$ - комплексная ДН ℓ -ой подрешетки, фаза которой определена из условия расположения подрешетки в центре АР (фазовом центре антенной системы); $\omega_0 = 2\pi f_0$ - центральная частота спектра.

Фазовые множители $e^{-j\omega_0 \tau_{\ell,0}} = e^{-j2\pi f_0 x_{\ell} \sin \alpha_0 / c} = e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} x_{\ell} \sin \alpha_0}$ включим в комплексные ДН подрешеток $\dot{F}_{\ell}(\alpha) = \dot{F}_{\ell \text{ ар}}(\alpha) e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} x_{\ell} \sin \alpha}$, а фазовый множитель $e^{j\omega_0(t_{\text{н}} - t_0)}$ несущественен, что позволяет записать полезный сигнал ℓ -ой подрешеткой в виде

$$\dot{U}_0^{(\ell)}(n) = \dot{A}_0 \cdot \dot{F}_{\ell}(\alpha_0) \cdot \dot{U}_0(t_{\text{н}} + n / F_s - t_0 - \tau_{\ell,0}). \quad (2)$$

Аналогично для сигналов $k = \overline{1, K}$ мешающих источников излучений:

$$\dot{U}_k^{(\ell)}(n) = \dot{A}_k \cdot \dot{F}_{\ell}(\alpha_k) \cdot \dot{U}_k(t_{\text{н}} + n / F_s - t_k - \tau_{\ell,k}) e^{j(\omega_k - \omega_0)n / F_s}, \quad (3)$$

где $\dot{A}_k, \alpha_k, \dot{U}_k(t), t_k, \tau_{\ell,k} = x_{\ell} \sin \alpha_k / c, \omega_k = 2\pi f_k$ - комплексная амплитуда, направление прихода, комплексная огибающая, время задержки прихода, время задержки на апертуре и несущая частота, соответственно, для k -го мешающего источника излучения.

Для определенности в качестве полезного будем рассматривать ЛЧМ сигнал с комплексной огибающей вида

$$\dot{U}_0(t) = \text{rect}[t / T_0] \cdot e^{j\pi \frac{\Delta f_0}{T_0} (t - T_0/2)^2}, \quad (4)$$

где $\text{rect}[t / T_0] = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_0; \\ 0, & t < 0 \text{ и } t > T_0; \end{cases}$ $\Delta f_0, T_0$ - ширина спектра и длительность полезного сигнала.

В качестве сигнала МИИ будем рассматривать простые прямоугольные радиоимпульсы со сглаженными передним и задним фронтами [6 С. 188-191] с комплексной огибающей вида

$$\dot{U}_k(t) = \begin{cases} \sqrt{1 - 2e^{-t/\tau_{\Phi k}} \cos(2\pi\Delta f_k t) + e^{-2t/\tau_{\Phi k}}}, & 0 \leq t \leq T_k; \\ e^{-t/\tau_{\Phi k}} e^{j(\omega_k - \omega_0)t}, & t \leq 0 \text{ и } t > T_k, \end{cases} \quad (5)$$

где $\tau_{\Phi k}$, Δf_k , T_k - постоянная времени, расстройка по частоте и длительность сигнала k -го МИИ.

Параметры $\tau_{\Phi k}$, Δf_k совместно определяют крутизну переднего и заднего фронта импульса МИИ, а параметр Δf_k - наличие и величину осцилляций вершины радиоимпульса. Характерный вид модуля сигнала сигнала МИИ приведен на рис. 2.

Отсчеты результирующего сигнала на выходах подрешеток

$$\dot{U}_{\Sigma}^{(\ell)}(n) = \dot{U}_{\text{ш}}^{(\ell)}(n) + \sum_{k=0}^K \dot{U}_k^{(\ell)}(n), \quad (6)$$

где $\dot{U}_{\text{ш}}^{(\ell)}(n)$ - отсчеты шума, которые полагаем независимыми гауссовскими случайными величинами.

Обоснование операций способа цифрового диаграммообразования с одновременной компенсацией мешающих источников излучений

В соответствии с моделью (2) огибающие полезного сигнала на выходах подрешеток имеют различные временные сдвиги $\tau_{\ell,0}$ относительно времени задержки сигнала, приходящего в геометрический центр решетки. Поэтому при использовании традиционного способа компенсации мешающих источников на основе весового суммирования сигналов подрешеток (приемных каналов) [5-7] максимумы сигналов после согласованного фильтра будут также не совпадать по времени, что приведет к «размыванию» формы суммарного (при выравнивании фаз) сигнала, уменьшению его максимума (энергетическим потерям) и уменьшению разрешающей способности. Характерная ситуация приведена на рис.3, где показаны сжатые сигналы на выходах подрешеток и результат их когерентного суммирования после выравнивания фазовых соотношений. Иллюстрация построена для случая

$L_{\text{пр}} = 0,75\text{м}$; $N_{\text{пр}} = 5$; $\Delta f_0 = 400\text{ МГц}$; $T_0 = 10\text{ мкс}$; $\alpha_0 = 30^\circ$.

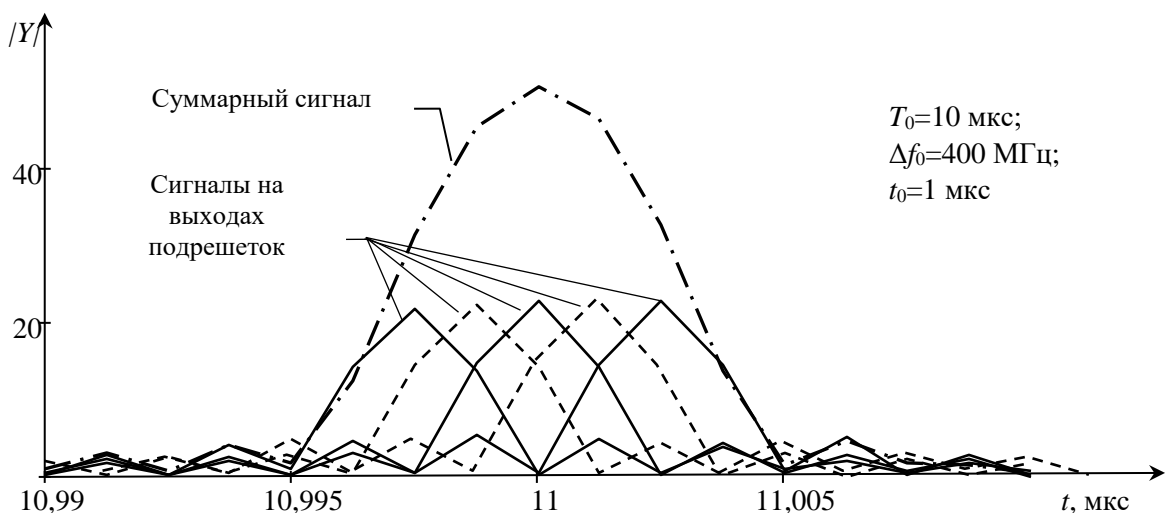


Рис. 3. Сигналы подрешеток и суммарный сигнал после ЦДО без компенсации временных задержек на выходе фильтр сжатия

Как видно из рис.3, амплитуда суммарного сигнала составляет примерно в 2,5 раза больше амплитуд сигналов на выходах подрешеток. Это свидетельствует о том, что

энергетические потери составляют около 6 дБ. Кроме того, наблюдается снижение разрешающей способности примерно в 2 раза.

В этой связи для способа ЦДО с одновременной компенсацией мешающих источников излучений возможна следующая последовательность операций:

1) выполняется выравнивание временных задержек сигналов подрешеток при приеме полезного сигнала с заданного направления с формированием скорректированных по времени задержки выходных сигналов

$$\dot{V}_{\Sigma}^{(\ell)}(n) = \text{interp}(\dot{U}_{\Sigma}^{(\ell)}(n), \tau_{\ell,0}), \quad (7)$$

где $\text{interp}(s(t), \tau)$ - операция интерполяции (сдвига) сигнала на время τ ;

2) вычисляется оценка ковариационной матрицы [5,7] скорректированных по времени сигналов на выходах приемных каналов

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{n_2 - n_1} \sum_{n=n_1}^{n_2} \mathbf{v}_n \mathbf{v}_n^+, \quad (8)$$

где \mathbf{v}_n - вектор-столбец, составленный из отсчетов $\dot{V}_{\Sigma}^{(\ell)}(n)$ сигналов приемных каналов для n -го момента времени, и вектор весовых коэффициентов приемных каналов

$$\mathbf{w} = \hat{\Phi}^{-1} \mathbf{s}, \quad (9)$$

где \mathbf{s} - направляющий вектор, определяемый выбранным критерием при пространственной адаптации [];

3) вычисляются отсчеты сигнала адаптированного приемного канала

$$\dot{Z}_n = \mathbf{w}^+ \mathbf{v}_n, \quad (10)$$

и осуществляется их сжатие с формированием отсчетов \dot{Y}_n выходного сигнала согласованного фильтра.

Операции 2), 3) являются традиционными для пространственной обработки [5,7], операция 1) – для цифрового диаграммообразования [4] с выравниванием временных задержек приемных каналов, однако их совместное применение ранее не рассматривалось. Направляющий вектор \mathbf{s} при пространственной адаптации может быть задан в соответствии рядом критериев [5, 7], в частности критерием максимума отношения сигнал/помеха+шум $\mathbf{s} = (\dot{F}_1(\alpha_0), \dot{F}_2(\alpha_0), \dots, \dot{F}_L(\alpha_0))^T$.

Отметим, что так как сигнал МИИ является узкополосным, то временные сдвиги (7) не приведут к заметному уменьшению коэффициента корреляции сигнала МИИ на выходах подрешеток и коэффициент компенсации помех не снизится. В то же время обращает на себя внимание несинхронность прихода переднего фронта сигнала МИИ на подрешетки согласно (3), которая может измениться в результате (7). При весовой обработке (10) это приведет к тому, что на временных участках вблизи переднего и заднего фронта сигнал МИИ не будет компенсироваться. Если его мощность достаточно велика, это приведет к кратковременному, но резкому возрастанию амплитуды сигнала адаптированного канала.

Указанный факт проверялся моделированием для случаев, когда временные задержки по полезному сигналу не выравнивались (операция 7 не реализовывалась) и выравнивались. Исходные данные соответствовали рис. 3. Дополнительно принималось: максимумы главных лепестков ДН подрешеток были сфазированы в направлении $\alpha = 30^\circ$; $\alpha_1 = 30,7^\circ$ (максимум первого бокового лепестка ДН всей решетки), $A_1 |\dot{F}_\ell(\alpha_1)| / \sigma_{\text{ш}} = 750$; $f_1 = 10050$ МГц; $T_1 = 5$ мкс; $t_1 = 1$ мкс; $\tau_{\phi_1} = 0,05$ мкс и $0,1$ мкс. Вид выходного сигнала после компенсации МИИ для случая отсутствия выравнивания временных задержек по апертуре по полезному сигналу приведен на рис. 4.

Из рис.4 видно, что предположение о плохой компенсации переднего и заднего фронта импульсного сигнала МИИ подтверждается. Амплитуда «всплесков» сигнала в адаптированном канале для заданной ситуации на 40 дБ превышает среднеквадратическое значение шума, форма всплесков экспоненциальная. При увеличении постоянной времени фронта с 0,05 мкс до 0,1 мкс амплитуда всплесков уменьшается примерно в 1,5 раза, то есть амплитуда всплесков пропорциональна скорости нарастания фронтов импульса.

При выравнивании временных задержек по полезному сигналу для заданной ситуации происходит одновременное частичное выравнивание задержек и по помехе, так как угловые положения сигнала и МИИ близки $\alpha_1 - \alpha_0 = 0,7^\circ$. Поэтому для случая выравнивания «всплески» при указанном временном положении отсутствуют. При увеличении углового отклонения МИИ от полезного сигнала действуют два фактора: уменьшаются амплитуды сигналов на выходе подрешеток в соответствии с ДН подрешетки; увеличивается различие временных задержек на апертуре по полезному сигналу и помехе. Анализ и результаты моделирования показывают, что первый фактор преобладает. Поэтому при выравнивании временных задержек по апертуре по полезному сигналу и последующей пространственной адаптации появление «всплесков» по переднему и заднему фронту импульса мешающего источника возможно только при предельно большой амплитуде сигнала МИИ, на 60...80 дБ превышающей амплитуду собственных шумов приемных каналов.

При отсутствии операции выравнивания временных задержек воздействие такого «всплеска» большой амплитуды с несущей частотой в пределах полосы пропускания согласованного фильтра приведет к появлению на его выходе колебаний сложной формы, маскирующих полезный сигнал. Указанная ситуация иллюстрируется на рис. 4 в, г.

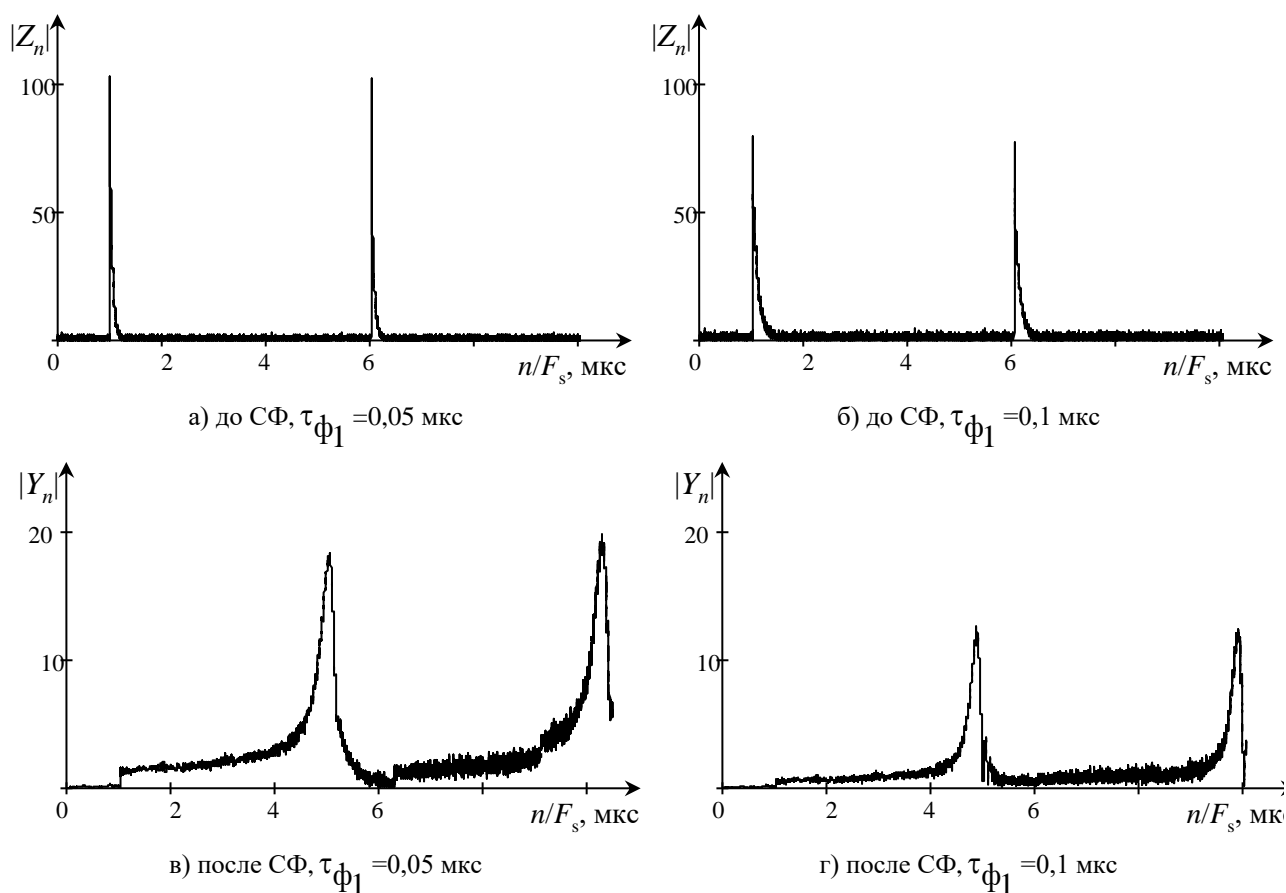


Рис. 4. Вид сигнала на выходе адаптированного канала до (а, б) и после согласованной фильтрации

Таким образом, операция выравнивая временных задержек по апертуре для полезного сигнала одновременно приводит к улучшению условий компенсации фронтов сигналов близкорасположенных по углу мешающих источников излучений.

В ряде случаев из соображений простоты реализации операция выравнивания временных задержек для полезного сигнала может быть исключена. Поэтому необходимы дополнительные операции для исключения влияния «всплесков» сигнала адаптированного канала по фронтам импульса МИИ. Наиболее простым из возможных вариантов снижения влияния указанного эффекта является цензурирование адаптированной выборки с ограничением или обнулением отсчетов, существенно превышающих средний уровень. С учетом малой длительности всплесков технически более просто реализуется обнуление.

Один из возможных вариантов цензурирования может включать: определение наличия и местоположения локальных максимумов модуля сигнала; формирование выборки отсчетов сигналов находящихся на достаточном удалении от локальных максимумов (между ними или на других участках по оси времени); нахождение среднего значения m и среднего квадратического отклонения σ модулей (или квадратов модулей) отсчетов; формирование порога ξ цензурирования по заданной вероятности p непревышения квадратами модулей отсчета; обнуление отсчетов адаптированной реализации при превышении установленного порога.

В простейшем случае порог может быть установлен по правилу «три сигма» $\xi = m + 3\sigma$. При реализации более сложной обработки может быть использована идентификация закона распределения или порядковые статистики.

На рис. 5 для случая, приведенного на рис. 4 а, в приведен вид сигнала адаптированного канала без выравнивания задержек после цензурирования на входе и выходе согласованного фильтра.

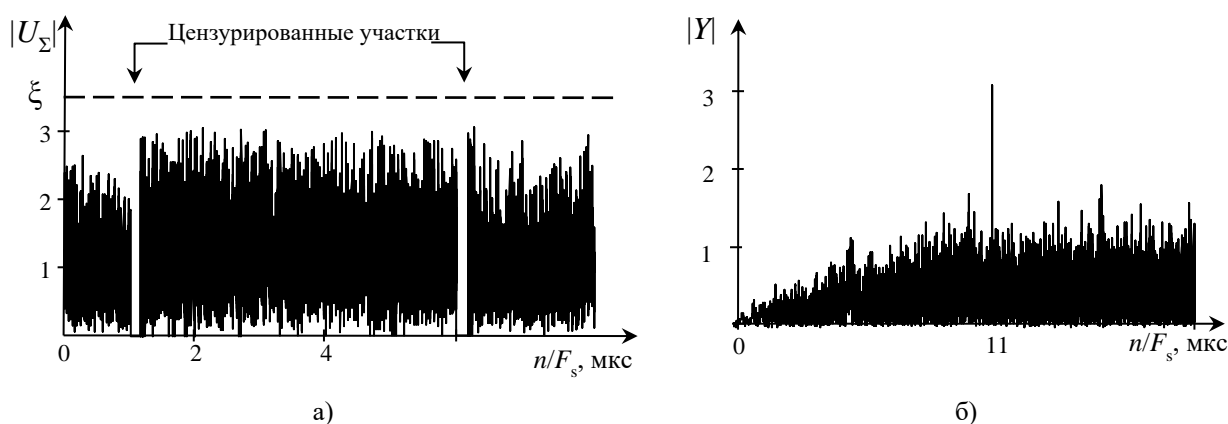


Рис. 5. Вид сигнала адаптированного канала без выравнивания задержек после цензурирования на входе и выходе согласованного фильтра при $\tau_{\phi 1} = 0,05$ мкс

Всплески в результате цензурирования полностью устранены и полезный сигнал хорошо выделяется на фоне внутренних шумов и некомпенсированных остатков сигнала мешающего источника излучения.

Результаты моделирования и их обсуждение

Целью моделирования являлось подтверждение возможности эффективной компенсации узкополосных мешающих источников с сохранением разрешающей способности по дальности.

На рис. 6 приведен вид сигнала на выходе системы обработки для больших временных интервалов и в окрестности максимума полезного сигнала для случая выравнивания временных задержек, пространственной адаптации и цензурирования.

Для реализации временного сдвига сигналов подрешеток использовались спектральные преобразования: в соответствии с теоремой о сдвиге [6] вычислялось быстрое преобразование Фурье (БПФ) принимаемой реализации, полученные отсчеты дискретного спектра для каждой подрешетки умножались на $e^{-j\omega\tau_{\ell,0}}$ и выполнялось обратное быстрое преобразование Фурье. Этот вариант временного сдвига (интерполяции) является наиболее точным. Аналогичный по качеству результат получается с использованием интерполяции на основе ряда Котельникова с использованием 7-9 соседних отсчетов относительно момента времени интерполяции.

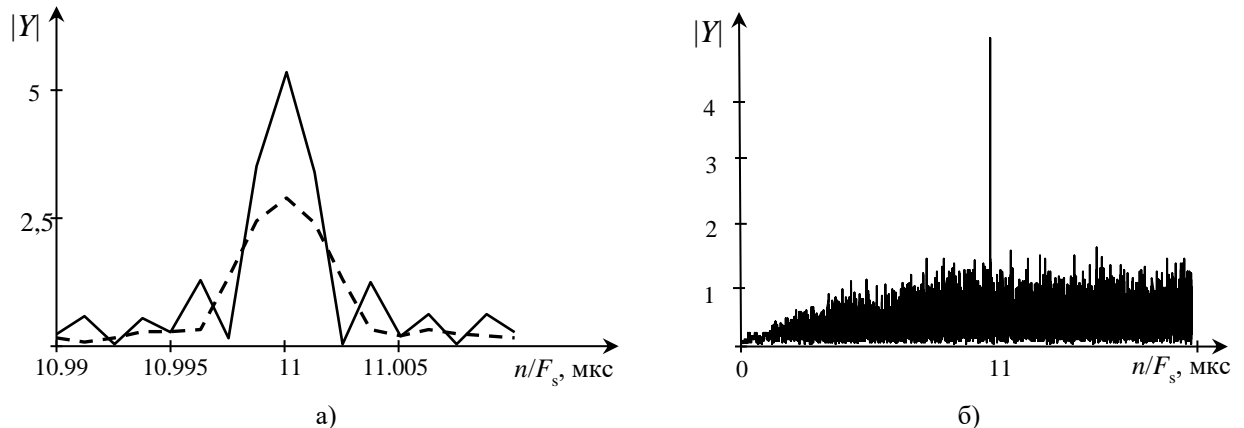


Рис. 6. Вид сигнала адаптированного канала: после выходе согласованного фильтра без выравнивания задержек с цензурированием (пунктирная кривая) и с выравниванием временных задержек (сплошная кривая) с увеличенным масштабом (а); в обычно масштабе (б, только с выравниванием)

Как видно из рис. 6, сигнал на выходе обработки при использовании выравнивания имеет заданную ширину главного лепестка функции рассогласования. Амплитуда сигнала в пять раз (число подрешеток) больше, чем на выходе одной подрешетки. Мешающий источник практически полностью скомпенсирован и не оказывает влияние на вид выходного сигнала.

При отсутствии выравнивания временных задержек по полезному сигналу, но реализации пространственной адаптации и цензурирования, выходной сигнал системы обработки «размазан» по временной оси, а его амплитуда примерно в 2 раза меньше, чем для случая компенсации временных задержек.

При увеличении ширины спектра мешающих источников излучения, например, для случаев, когда МИИ имеет сложный (ЛЧМ, ФКМ) сигнал, степень компенсации сигнала МИИ из-за временных задержек по апертуре может уменьшаться. Степень этого уменьшения будет зависеть от числа степеней свободы системы обработки и ширины спектра сигнала МИИ. Для примера на рис. 7 приведен выходной сигнал системы обработки, когда сигнал МИИ представлял из себя ЛЧМ-сигнал с такой-же скоростью изменения частоты, что и у полезного сигнала, но с уменьшенной в два раза длительностью, смещенный по центральной частоте на 50 МГц.

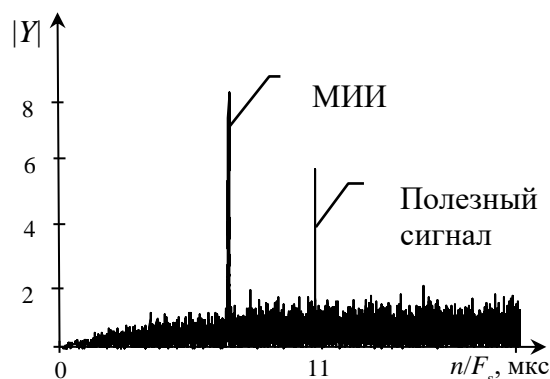


Рис. 7. Выходной сигнал адаптированного канала при наличии полезного сигнала и МИИ в виде ЛЧМ-импульса с одинаковой скоростью изменения частоты

Как видно из рис. 7, качество компенсации оказалось высоким. Об этом свидетельствует примерно равная амплитуда полезного сигнала и сигнала МИИ на выходе СФ, то есть сигнал МИИ, несмотря на большую ширину спектра, был компенсирован примерно на 45 дБ.

Заключение

Обоснованный способ цифрового диаграммообразования для крупноапертурной антенной решетки на базе подрешеток обеспечивает при широкополосном зондировании эффективную компенсацию мешающих источников излучения при отсутствии энергетических потерь полезного сигнала с реализацией всех операций в цифровом виде без использования аналоговых линий задержки. Способ может найти применение в высокоинформативных помехоустойчивых радиолокационных средствах, в частности, в радиолокационных станциях с синтезированием апертуры с широкополосными зондирующими сигналами для обеспечения электромагнитной совместимости с радиолокационными средствами, работающими в общем диапазоне частот.

Литература:

1. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я.Д. Ширмана – М.: ЗАО «МАКВИС», 1998. – 828 с.
2. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 676 с.
3. Груздов В.В. и др. Новые технологии дистанционного зондирования Земли из космоса. – М.: Техносфера, 2018. – 482 с.
4. Активные фазированные антенные решетки / под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004.
5. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь. 1981.- 416 с.
6. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов.– 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
7. Монзинго, Р. А. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.