



УДК 621.391.019.4

М. В. Литвин

## О компенсации коррелированных помех

Рассмотрена задача приема импульсных сигналов в аддитивной смеси с коррелированной помехой. Показано, что необходимая операция обеливания может быть реализована с помощью нелинейного устройства, в котором производится селекция помехи и последующая ее компенсация. Проведены оценки качества приема.

*Ключевые слова:* импульсные сигналы, обеливатель, коррелированная помеха, спектральная плотность.

### Введение

Коррелированные помехи обычно имеют спектр, близкий к спектру полезных сигналов. Основное различие спектров состоит в их интенсивности и частотной локализации. Если частотное различие упрощает задачу оптимальной обработки сигналов, то интенсивность помех, которая может на несколько порядков превышать таковую у сигналов, существенно усложняет задачу. Коррелированные помехи особенно актуальны в радиолокации. Их природа связана с рассеянием сигналов от большого количества хаотически расположенных в пространстве отражателей или неподвижных объектов.

Задача селекции полезных сигналов из их аддитивной смеси с помехой основана на различии скоростей движения объектов, порождающих эти сигналы [1]. Вопрос приема сигналов при действии коррелированных помех так же, как и для «белого» шума, решен уже давно [2]. Решение задачи селекции связано с применением выравнителя, или обеливателя, – линейного фильтра, преобразующего коррелированную помеху в «белый» шум. Использование обеливателя основано на применении череспериодной компенсации помех [1]. В зависимости от свойств помех выбирают компенсаторы различной кратности [3].

Серьезный недостаток компенсаторов проявляется при сканировании антенны по азимуту, когда последовательность принимаемых сигналов смодулирована диаграммой направленности (ДН) антенны [1]. В этом случае возникают некомпенсированные остатки помехи из-за различия амплитуд в смежных перио-

дах повторения. Устранить недостатки можно за счет использования компенсаторов высокой кратности или сложных антенн с суммарной и разностной ДН [1].

Иная возможность устранения неполадок связана с селекцией помехи из смеси с сигналом и использованием ее при компенсации [4, 5]. По существу, данная методика представляет собой вариант работы обеливающего фильтра на основе нелинейного устройства. Анализ такого компенсатора коррелированных помех проводится далее.

### Свойства помех

Коррелированная помеха в рассматриваемом случае представляет собой последовательность  $M$ -импульсов одинаковой формы  $s_u(t)$ , амплитуда которых содержит случайную составляющую и промодулирована огибающей ДН антенны  $G_A(\varphi)$ . Спектральные и временные характеристики таких сигналов известны [3]. Рассмотрим последовательность импульсов без учета ДН антенны:

$$N(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_m U_0 s_u(t - mT_r), \quad (1)$$

где  $\alpha_m U_0$  – амплитуда сигнала;

$T_r$  – период повторения;

$s_u(t)$  – комплексная функция, включающая в себя тип сигнала и несущую частоту;

$\alpha_m$  – безразмерный множитель, определяющий рассеяние амплитуд импульсов из-за случайности отражающих свойств объекта, создающего помеху;

$\alpha_m$  – случайная компонента, имеющая среднее  $\bar{\alpha}_m$  и некоррелированные отклонения с дисперсией  $\overline{\Delta\alpha_m^2}$ .

Спектральную плотность мощности помехи (1) определяют усредненным по времени квадратом модуля спектра

$$G_N(\omega) = \frac{1}{T_r} U_0^2 |s_u(\omega)|^2 \times \left( M \overline{\alpha_m^2} \left| \frac{\sin(\omega M T_r / 2)}{M \sin(\omega T_r / 2)} \right|^2 + \overline{\Delta \alpha_m^2} \right). \quad (2)$$

Средние значения помехи образуют области с большой спектральной плотностью, а отклонения – с малой, аналогичной «белому» шуму.

Поскольку ДН антенны мультипликативно изменяет сигнал (1) помехи  $N_A(t) = G_A(t - t_1)N(t)$ , изменения спектральной плотности (2) определяют сверткой спектров сомножителей. В случае ДН колокольной формы огибающая сигналов и соответствующий ей спектр определяют следующим образом:

$$G_A(t) = \exp \left[ - \left( \frac{t}{\tau_A} \right)^2 \right], \quad (3)$$

$$S_A(\omega) = \sqrt{\pi} \tau_A \exp \left[ - \left( \frac{\omega \tau_A}{2} \right)^2 \right],$$

где  $\tau_A = M_1 T_r / 2 \sqrt{\ln \sqrt{2}}$  – постоянная времени, связанная со скоростью вращения антенны;

$M_1$  – количество импульсов на уровне  $G_{A \max} / \sqrt{2}$ .

Из уравнений (3) следует, что ширина спектра ДН находится на том же уровне  $\Delta f_A = 2 \ln \sqrt{2} / (\pi M_1 T_r)$ , и меньше таковой для сигнала (2), поэтому заметные искажения в спектре сигнала (2), который с учетом вращения антенны (3) определяется последовательностью

$$N_A(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \exp \left[ - \left( \frac{m - m_0}{M_1} \right)^2 4 \ln \sqrt{2} \right] \times \alpha_m U_0 s_u(t - m T_r) \quad (4)$$

проявляются в основном в области боковых лепестков. На рис. 1 представлены сигналы (4) и их спектры (модули), нормированные на максимальное значение при разных положениях сигналов относительно ДН антенны. Зависимости получены при  $M_1 = 22$ ,  $M = 11$  и  $m_0 = 5, 17, 29$  (зависимости (1)–(3)). Видно, что положение сигналов существенным образом влияет на форму боковых лепестков спектра.

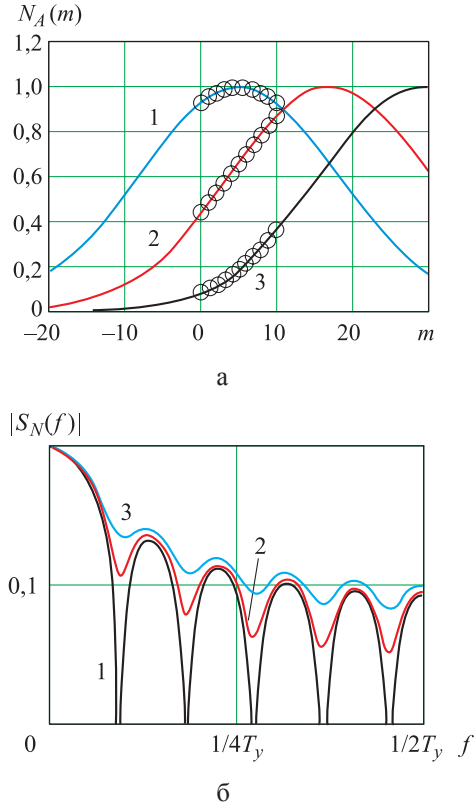


Рис. 1. Сигналы (а) и их спектры (модули) (б), нормированные на максимальное значение при разных положениях сигналов относительно ДН антенны

Составляющая спектра помехи (2), аналогичная «белому» шуму, также изменяется при сканировании антенны. Как видно из (4), в этом случае нарушается стационарный характер помехи, однако ее статистические характеристики остаются прежними, поэтому форма автокорреляционной функции для данной компоненты помехи тоже остается прежней, изменяется лишь мощность. Нетрудно показать, что с учетом ДН из (3) составляющая «белого» шума в (2)

$$g_A = \frac{\sqrt{\pi} M_1 \overline{\Delta \alpha^2}}{\sqrt{\ln \sqrt{2}}} \times \left\{ \left[ \Phi \left( \frac{\sqrt{2 \ln \sqrt{2}} (m_0 + M - 1)}{M_1} \right) - \Phi \left( \frac{\sqrt{2 \ln \sqrt{2}} m_0}{M_1} \right) \right] / 2 \right\}, \quad (5)$$

где  $\Phi(x) = (2/\sqrt{2A})^{-1} \int_0^x \exp(-0,5t^2) dt$  – интеграл вероятности.



Вращение антенны не изменяет характера составляющей помехи, но влияет на ее уровень. Если скорость вращения уменьшается ( $M_1 \rightarrow \infty$ ), то  $g_A \rightarrow \overline{\Delta\alpha_m^2}$ , что соответствует случаю (2).

Таким образом, коррелированной помехе присущи узкие области как с высокой спектральной плотностью мощности, так и с меньшей, рассеянной во всем диапазоне частот (2). Оптимальная обработка, как показано в [3], предполагает межпериодную компенсацию. В результате устраняются области большой спектральной плотности и практически не изменяются боковые лепестки спектра, поэтому компенсирующие устройства можно рассматривать как вариант обеливающего фильтра. Однако такой фильтр решает задачу неудовлетворительно, о его недостатках было сказано во введении.

### Устройства компенсации

Как известно, устройства череспериодной компенсации являются линейными фильтрами [1]. Нулевые точки в их частотной характеристике приходятся на максимальные значения спектральной плотности помехи (2). Именно эти свойства компенсатора должны обеспечивать обеливание помехи. Напомним, что простейший компенсатор, образуя разность  $\Delta s(t) = s(t - T_r) - s(t)$  сигнала (1), устраняет лишь стационарную составляющую коррелированной помехи (1). Действительно, мощность помехи после однократного компенсатора содержит удвоенную мощность случайной составляющей сигнала:

$$\overline{\Delta s^2} = 2U_0^2 P_s \overline{\Delta\alpha_m^2} = 2U_0^2 P_s \overline{\alpha_m^2} (1 - r_s), \quad (6)$$

где  $r_s = \overline{\alpha_m^2} / (\overline{\alpha_m^2} + \overline{\Delta\alpha_m^2})$  – коэффициент меж-

периодной корреляции помехи;

$P_s$  – мощность одиночного сигнала  $s_u(t)$ .

Однако это не единственная компонента помехи на выходе компенсатора. Компенсаторы такого вида считают линейными устройствами, и переходные процессы являются источниками определенных помех на выходе. Убедиться в этом можно на примере помехи (1) с коэффициентом корреляции  $r_s = 1$ . В этом случае периодическую структуру спек-

тра (2) на выходе однократного компенсатора определяют величиной  $2\overline{\alpha_m} \sin(\omega M T_r / 2)$ . Ясно, что этот спектр связан с сигналом  $U_0 \overline{\alpha_m} [s_u(t) - s_u(t - M T_r)]$ , т. е. с импульсами, существование которых обусловлено только переходными процессами в компенсаторе. Следует заметить, что с увеличением кратности компенсатора длительность переходных процессов, а значит, и их весомость, только возрастает. Переходный процесс заканчивается при поступлении в компенсатор двух и более импульсов, поэтому при длительных последовательностях помех эти составляющие не имеют существенного значения.

При азимутальном сканировании огибающая помехи изменяется (4) и амплитуды помех в смежных периодах повторения становятся различными. В качестве приближения разности амплитуд можно принять:

$$\begin{aligned} \Delta N(m) &= N(t - m T_r - T_r) - N(t - m T_r) \approx \\ &\approx \alpha_m U_0 s_u(t) \dot{G}_A(m T_r) T_r, \end{aligned} \quad (7)$$

где  $G_A$  – производная ДН (3) по времени.

В результате на выходе возникают стационарные «остатки» помех, которые принципиально неустранимы в компенсаторах подобного типа [1]. На рис. 2 представлены «остатки» напряжения помехи (7) (зависимости (1)–(3)) для ситуаций, аналогичных приведенным на рис. 1, а. Видно, что «остатки» помех минимальны в области максимума ДН и увеличены на ее склонах.

Таким образом, устройства межпериодной компенсации можно считать некоторым приближением к обеливающим фильтрам, поскольку нули их частотной характеристики

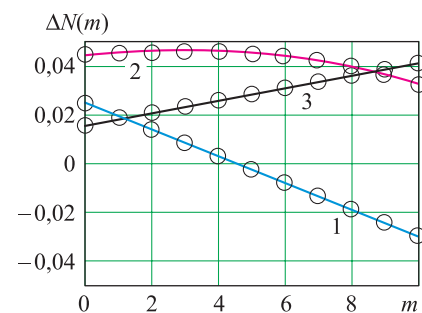


Рис. 2. «Остатки» напряжения помехи



приходится на области большой спектральной плотности мощности помех. Однако наилучшим образом такие свойства компенсаторов проявляются при неизменной амплитуде помех, т. е. в условиях дискретного обзора пространства. При непрерывном обзоре изменение амплитуд приводит к неполной компенсации помех (см. рис. 2). Этот недостаток компенсаторов считается достаточно серьезным, поскольку для его устранения рассматриваются антенны с суммарно-разностными ДН [1]. Уменьшение его достигается также при использовании компенсаторов большей кратности, но в этом случае уменьшается полоса режекции полезных сигналов и увеличивается время переходных процессов.

### Нелинейный компенсатор

Рассмотрим иную возможность компенсации коррелированных помех (1). Особенность такого способа компенсации связана с необходимостью предварительной селекции помехи (1) из ее аддитивной смеси  $x(t) = N(t) + s_u(t) + n(t)$  с полезными сигналами и шумом. Выделенную помеху можно использовать для компенсации [4, 5]. Операции можно определить следующим образом:

$$\begin{aligned} Q[x(t)] &= N(t - t_L), \\ \Delta s(t) &= x(t - t_L) - N(t - t_L) = \\ &= s_u(t - t_L) + n(t - t_L), \end{aligned} \quad (8)$$

где  $t_L$  – временная задержка операции селекции помехи.

Соотношения (8) определены идеализированно без учета ошибки операции  $Q$ . В этих условиях селекция помехи и ее последующая компенсация, по существу, позволяют выполнить операцию обеливания коррелированной помехи. Далее обработка сигналов происходит с учетом действия «белого» шума (8). Ясно, что операция  $Q$  может быть реализована лишь приближенно, поэтому алгоритм (8) имеет смысл при условии, что ошибка селекции помехи будет существенно меньше остатка нескомпенсированной помехи (см. рис. 2).

Главная особенность операции  $Q$  заключается в том, что соотношение (8) предполагает получение приемлемой копии конечного во времени напряжения помехи (4). Представляется, что селектор помехи с такими свойствами,

т. е. без переходных процессов, можно реализовать в виде нелинейного устройства. При этом речь идет не о конкретной нелинейности в координатах напряжения «вход – выход», а об использовании линейных структур, параметры которых изменяются во времени. В данном случае, применяя спектральные преобразования на основе ортогональных функций  $P_j(t)$  [6], операцию  $Q$  можно представить следующим образом:

$$c_j = \int x(t)P_j(t)dt \text{ и } x_2(t) = \sum_j c_j P_j(t). \quad (9)$$

Структура данного устройства очевидна. Коэффициенты  $c_j$  определяют спектр  $x(t)$  по функциям  $P_j(t)$  и реализуются преобразованием  $Q[x(t)]$ . Далее при использовании обратной операции  $Q^{-1}(c_j)$  получают напряжение, являющееся копией помехи. Таким образом, рассматриваемое устройство можно считать нелинейным, точнее, механизмом с изменяющимися во времени параметрами.

При выборе функций  $P_j(t)$  следует иметь в виду, что они не должны быть гармоническими, поскольку последние определяют полезные сигналы (8). Если учесть форму ДН (3), то лучше использовать низкочастотные степенные полиномы. Среди них наиболее удобными следует считать ортогональные полиномы Лежандра I рода, имеющие единичный вес [6]:

$$\begin{aligned} P_0(t) &= 1, & P_1(t) &= t, \\ P_2(t) &= \frac{3t^2 - 1}{2}, & P_3(t) &= \frac{5t^3 - 3t}{2}. \end{aligned} \quad (10)$$

В нашем случае непрерывные полиномы следует преобразовать для дискретных отсчетов сигналов и нормировать их на  $\sqrt{\sum_m P_j^2(m)}$ , поэтому с учетом симметрии полиномов спектральные преобразования выполняют для дискретных отсчетов  $m \in [-m_1, m_1]$  с интервалом  $\Delta m = 2/(M_1 - 1)$  и  $m_1 = (M_1 - 1)/2$ .

Используя (9), (10), можно селектировать (синтезировать) копию сигнала помехи с огибающей из (3), (4). Для действительных величин (10) операцию следует выполнять на видеочастотах после фазового детектирования.

При оценке точности воспроизведения ограничимся пока действием помехи. В результате получаем



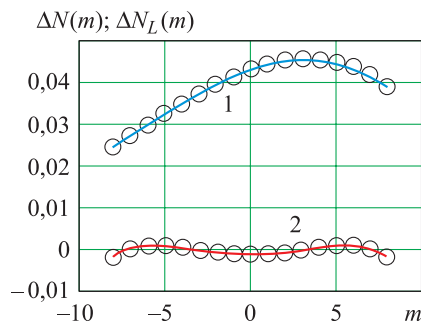
$$c_j = \sum_{m=-m_1}^{m_1} \exp \left[ - \left( \frac{m-m_0}{M_1} \right)^2 4 \ln \sqrt{2} \right] P_j(m) \quad (11)$$

и  $N_L(m) = \sum_j c_j P_j(m).$

Далее следует определить разность оригинала (4) и копии помехи (11), т. е.  $\Delta N_L(m) = N(m) - N_L(m)$ . При использовании соотношений (11) для квадрата разности получаются известные оценки

$$\sum_m \Delta N_L^2(m) = \sum_m N^2(m) - \sum_j c_j^2. \quad (12)$$

Разность напряжений на выходе однократного компенсатора  $\Delta N(m)$  (7) и разность  $\Delta N_L(m)$  оригинала и копии (зависимости (1) и (2)), полученные с использованием спектральных преобразований (9) и полиномов (10), представлены на рис. 3. При этом длительность последовательности  $M = 17$ , т. е. практически определена длительностью сигналов на уровне половинной мощности ДН антенны (3). Ясно, что в подобных условиях ошиб-



**Рис. 3.** Разность напряжений на выходе однократного компенсатора и разность оригинала и копии (зависимости (1) и (2))

ки воспроизведения помехи максимальны. Видно, что качество компенсации помехи с использованием ее селектированной копии существенно лучше, чем при однократной компенсации. Изменение мощности (12) в зависимости от количества используемых полиномов показано ниже:

$j$	0	1	2	3
$\sum_m \Delta N_L^2$	0,67	$3,96 \cdot 10^{-3}$	$4,11 \cdot 10^{-3}$	$1,24 \cdot 10^{-5}$
$\sum_m N^2$	4,17	4,17	4,17	4,17
$\sum_m \Delta N^2$	$27 \cdot 10^{-3}$	$27 \cdot 10^{-3}$	$27 \cdot 10^{-3}$	$27 \cdot 10^{-3}$

Во второй и третьей строках – изменение мощности помехи и напряжения однократного компенсатора.

Для реализации напряжения помехи, даже при использовании двух полиномов, нескомпенсированное напряжение уменьшается на  $\approx 7,5$  дБ по сравнению с одноступенчатым компенсатором. С увеличением числа полиномов до четырех эта величина возрастает до  $\approx 32$  дБ.

Таким образом, качество компенсации с использованием полиномов Лежандра следует считать хорошим. Отметим, что в нашем случае рассматривали помеху от одиночного источника отраженного сигнала. На практике сигналы помех могут создавать несколько источников, смещенных по азимуту. В этом случае напряжение помехи представляет собой суперпозицию напряжений (4) с различными  $m_0$ . Форма ДН антенны неизменна, и, следовательно, полоса частот сигналов остается прежней. Поэтому линейные по отношению к сигналу преобразования (11) будут аналогично реагировать на такие изменения огибающей помехи.

### Действие сигналов и шума

Выше было рассмотрено действие помехи без учета ее случайной компоненты (2) и показана возможность практически полной компенсации компоненты, что, собственно, является результатом обеливания. Линейность операции определения спектральных коэффициентов по полиномам Лежандра (11) позволяет отдельно рассмотреть действие составляющих входного напряжения. Полезный сигнал с учетом частоты Доплера ( $\omega_D$ ) можно получить из (1):

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} U_0 s_u(t - mT_r) \exp [i\omega_D(t - mT_r)]. \quad (13)$$

Спектральные коэффициенты  $c_j$  для такого сигнала представляют собой преобразование полиномов Фурье (10). Для сигнала с прямоугольной огибающей и  $\omega_D = 0$ , а также для коррелированной помехи используют только коэффициент  $c_0 \neq 0$ , что достаточно для обеливания таких сигналов. В реальном случае помеха и сигналы смодулированы ДН антенны (4), поэтому при обработке актуальны и последующие коэффициенты  $c_j$ . В случае сигналов с  $\omega_D > 0$  спектральные коэффициенты определяют боковыми лепестками Фурье-спектра полиномов, что не

позволяет создать полноценную копию сигнала (9). В результате компенсации сигналов не происходит. На рис. 4 представлены Фурье-спектры сигналов (14) после преобразований (9), (10) для  $\omega_D \in [0, 2\pi/T_r]$  с интервалом  $\Delta\omega_D = \pi/10T_r$ . Количество сигналов в последовательности  $M = 11$ , а положение их относительно ДН соответствует промежуточному на рис. 1, а. Пунктиром отмечен уровень максимально возможных сигналов. Изменение амплитуды сигналов связано с боковыми лепестками Фурье-спектра полиномов, так как именно они определяют величины  $c_j$  и последующие копии сигналов. Значения спектральных коэффициентов для этих частот сигнала слишком малы, чтобы компенсировать их, но достаточно велики, чтобы изменять их амплитуду. Сигналы с частотами, близкими к  $\omega_D = 0$ , компенсируются как коррелированная помеха. Ширина области компенсации становится больше при увеличении количества используемых коэффициентов  $c_j$ .

Линейность операции определения коэффициентов  $c_j$  проявляется при приеме суперпозиции сигнала и помехи (4), (13). В этом случае доминирующими оказываются  $c_j$  для помехи, определяемой основными лепестками Фурье-спектра полиномов. В результате помеха компенсируется, а сигналы проходят вне полосы ее режекции. Этот случай представлен на рис. 5 для условий, аналогичных показанным на рис. 4. Уровень помехи увеличен на 60 дБ по сравнению с сигналом. На рис. 5 пунктирной линией показан уровень «остатка» помехи (1, 2).

Рассмотрим влияние некоррелированных компонентов помехи и шумов на работу компенсатора. Если объединить эти состав-

ляющие, то напряжение можно представить суммой  $u(t) = s(t) + n(t)$  детерминированных (4), (13) и некоррелированных составляющих. Спектральные коэффициенты для этого напряжения

$$c_j = \sum_{m=-m_1}^{m_1} s_m P_j(m) + \sum_{m=-m_1}^{m_1} n_m P_j(m) = c_{sj} + c_{nj}. \quad (14)$$

Напряжение после компенсатора (9), определяемое коэффициентами  $u_2(m) = \sum_j c_{sj} P_j(m) + \sum_j c_{nj} P_j(m) = s_2(m) + n_2(m)$  также имеет случайную компоненту. Среднее ее значение по множеству и по времени  $\langle n_2(m) \rangle = \overline{n_2(m)} = 0$ , поэтому средний квадрат случайной компоненты для конкретного  $j$  определяют с учетом (14) следующим образом:

$$\begin{aligned} \langle n_2^2(m) \rangle &= \\ &= P_j^2(m) \sum_m \sum_k \langle n_m n_k \rangle P_j(m) P_j(k) = \\ &= \langle n_m^2 \rangle P_j^2(m). \end{aligned} \quad (15)$$

Теперь можно определить среднюю величину шумов на выходе компенсатора для всех используемых спектральных коэффициентов  $j \in [0, j_{\max}]$ :

$$\begin{aligned} \overline{\langle n_2^2(m) \rangle} &= \overline{\langle n_m^2 \rangle \sum_{j=0}^{j_{\max}} P_j^2(m)} = \\ &= \frac{1}{M} \langle n_m^2 \rangle (1 + j_{\max}). \end{aligned} \quad (16)$$

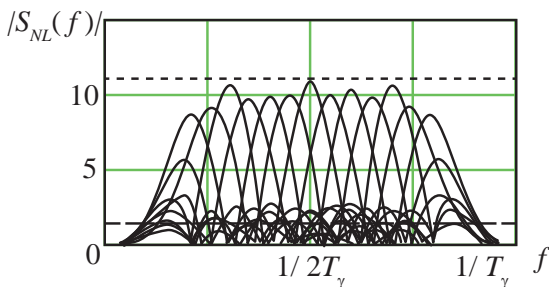


Рис. 4. Фурье-спектры сигналов после преобразований. Пунктиром отмечен уровень максимально возможных сигналов

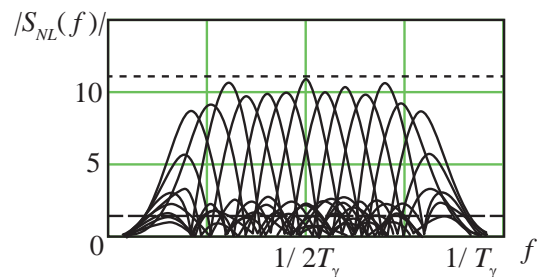


Рис. 5. Фурье-спектры сигналов после преобразований. Уровень помехи увеличен на 60 дБ по сравнению с сигналом. Уровень «остатка» помехи показан пунктирной линией



Необходимо отметить, что случайная компонента является результатом искажения спектральных коэффициентов шумами (14). В среднем искажения равны нулю, а их средний квадрат не превышает уровень шума (16), поэтому аналогичными будут и изменения копий коррелированной помехи, что после компенсации не приведет к существенному изменению ее «остатка».

### Обсуждение результатов

Анализ задачи обнаружения последовательности сигналов в аддитивной смеси с коррелированной помехой доказал необходимость ее череспериодной компенсации [3]. При этом более строгие исследования [7] показали, что оптимальная внутрипериодная обработка, компенсация помех и междупериодная обработка могут проводиться последовательно, что подтверждает основополагающие результаты [2]. При этом компенсаторы реализуют обеливание коррелированной помехи, что необходимо для оптимальной обработки [2]. Однако рассматриваемые в [1, 3, 7] компенсаторы являются линейными фильтрами с серьезными недостатками. Имея область режекции около нулевых частот, фильтры практически не изменяют спектр помехи в области боковых лепестков, что при азимутальном сканировании антенны особенно актуально (4).

Обеливание коррелированной помехи можно реализовать в нелинейных компенсаторах [4]. Принципиальное отличие такой методики от других в том, что без переходных процессов можно получить копию помехи, в которой практически отсутствуют полезные сигналы (11). Для этого используют прямое и обратное спектральные преобразования по ортонормированным полиномам Лежандра (9), (10). Именно полиномы, а не гармонические функции позволяют селективировать помехи с низкочастотными огибающими (4) из их аддитивной смеси с гармоническими полезными сигналами (13). Нелинейность компенсатора проявляется в том, что спектральные коэффициенты используются в обратном спектральном преобразовании (9), т. е. оно может быть реализовано только после их определения.

Таким образом, данный компенсатор является нелинейным устройством с изменяю-

щимися во времени параметрами. Его важная особенность – отсутствие переходных процессов, в результате чего копия помехи повторяет саму помеху на всем интервале ее существования (см. рис. 3).

Еще одно полезное свойство компенсатора связано с использованием нескольких полиномов Лежандра (9), (10), что позволяет получать копию помехи с изменяющейся амплитудой. Поэтому при компенсации устраняется не только главный лепесток спектра помехи (2), но и все боковые лепестки (см. рис. 3). Рассматриваемый компенсатор коррелированной помехи действительно реализует операцию обеливания помехи и, в отличие от устройств череспериодной компенсации, выполняет ее во всем диапазоне частот помехи (см. рис. 2, 3, 5). Как видно из зависимостей (см. рис. 5), нелинейный обеливатель позволяет компенсировать помеху с интенсивностью +60 дБ над уровнем сигнала. При этом уровни полезных сигналов по крайней мере на +6...10 дБ превышает максимальный уровень напряжения помехи, равный  $\approx 1,2$ . Сопоставление зависимостей (см. рис. 4, 5) показывает, что полезные сигналы при действии помехи и в ее отсутствие практически не различаются, т. е. линейность сигнального тракта реализуется полностью.

Полученные зависимости характеризуют прохождение коррелированной составляющей помехи. Некоррелированная часть никакими устройствами не компенсируется (5). Оценки показывают, что шум передается на выход за счет искажений спектральных коэффициентов. При этом искажения определяются шумами, уровень которых меньше действующего шума (16).

### Заключение

Работа устройства устранения коррелированных помех, как и компенсаторов, содержащих линии задержки, основана на использовании напряжения, близкого по форме и свойствам к напряжению помехи для ее компенсации (8), (9). Напряжения помехи в соседних периодах повторения оказались наиболее удобными и очевидными для компенсации. Однако в компенсаторах, которые являются линейными фильтрами, действуют напряжения, связанные с переходными процессами. В результа-



те полной компенсации коррелированной составляющей помехи не происходит, что особенно сильно проявляется при сканировании антенны.

В рассматриваемом устройстве компенсации получение копии помехи реализуется принципиально иным способом с помощью нелинейного устройства на основе прямого и обратного спектрального преобразования (9), (11). Учитывая частотные различия полезных сигналов и помех (3), (13), целесообразно использовать ортогональные полиномы Лежандра (10). Существенно то, что спектральные преобразования выполняются в нереальном времени фильтрами, по терминологии [7] – I рода, которые оказываются свободными от переходных процессов. Именно это обстоятельство позволяет полностью устранить коррелированную составляющую помехи при условии сканирования антенны. Следует заметить, что при этом могут быть реализованы достаточно широкие полосы пропускания полезных сигналов ( $\approx 0,8/T_r$ ) при уровне помех +60 дБ.

Устройство компенсации коррелированных помех на основе спектральных преобразований следует считать хорошим приближением к идеальному обеливающему устройству [2]. Однако реализуется оно не в виде линейного фильтра, как это предполагается в [2], а в виде нелинейного, с образованием копии помехи и использованием ее для последующей компенсации. Ясно, что подобный фильтр адаптивен,

поскольку при компенсации учитывается текущая форма огибающей помехи. Таким образом, необходимость применения антенн с суммарными и разностными ДН [1] исключена. Следует отметить, что рассмотренный способ компенсации может быть применим в случае с различными интервалами между импульсами последовательности.

### Список литературы

1. Справочник по радиолокации / под ред. М. Скольника. М.: Советское радио, 1979. Т. 3. 528 с.
2. Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости. М.; Л.: Гос. энергет. изд-во, 1956. 152 с.
3. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
4. Способ обработки сигналов для селекции движущихся целей: пат. № 2035051 Российская Федерация / М. В. Литвин, С. Ф. Лукьянов. Заявлено 16.10.1989. Опубликовано 10.05.1995.
5. Литвин М. В., Лукьянов С. Ф. О способе компенсации сигналов неподвижных объектов // Вопросы радиоэлектроники. Сер. РЛТ. 2009. Вып. 1. с. 139–146.
6. Зиновьев А. Л., Филиппов Л. И. Введение в теорию сигналов и цепей. 2-е изд. М.: Высшая школа, 1975.
7. Вайнштейн Л. А., Зубаков В. Д. Выделение сигналов на фоне случайных помех. М.: Советское радио, 1960. 449 с.

Поступила 08.02.16

**Литвин Михаил Владимирович** – кандидат технических наук, доцент Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского, г. Нижний Новгород.

Область научных интересов: радиолокация, радиотехника, обработка сигналов.

Автор выражает благодарность сотруднику АО «ФНПЦ «ННИИРТ» С. Ф. Лукьянову за полезные обсуждения.

### On cancellation of correlated interference

The article considers a problem of receiving the pulse signal mixed additively with correlated interference. It shows that a whitening transformation may be implemented via a non-linear device performing interference selection and subsequent cancellation. Reception quality is evaluated.

**Keywords:** pulse signals, whitener, correlated interference, spectral density.

**Litvin Mikhail Vladimirovich** — Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, National Research Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod, Nizhny Novgorod.

Research interests: radiolocation, radioengineering, signal processing.