

Подавление локальных помех в пространственно-многоканальных системах обнаружения

В. Г. Арсентьев

Рассматривается задача повышения эффективности радиоэлектронных систем обнаружения за счёт использования в их структуре процедуры адаптивной компенсации помех локальных источников.

Ключевые слова: когерентная компенсация, антенные решётки, алгоритмы адаптивной компенсации, эффективность подавления помех.

1. Введение

В реальной обстановке функционирования систем обнаружения с пространственно-многоканальной обработкой сигналов часто возникают ситуации, когда в области обзора системы находятся источники с различной интенсивностью сигнала. При этом величина превышения интенсивности сигнала одного источника над другим может составлять десятки децибел. В этой связи задача обнаружения слабого источника на фоне более мощных источников (далее называемых локальными помехами) за счёт использования только разрешающей способности приёмных антенн систем, реализуемых, как правило, на базе многоэлементных антенных решёток (МАР), становится практически неразрешимой. В этом случае оказываются достаточно эффективными компенсационные методы подавления локальных помех.

Известные в настоящее время алгоритмы когерентной компенсации помех в системах с МАР [1, 2] могут быть реализованы как во временной, так и в частотной областях обработки сигналов. Выбор области реализации зависит от соответствующих критериев, в основе которых лежат три ключевые составляющие: эффективность алгоритмов, интегрируемость алгоритмов в общую структуру радиоэлектронной системы, их техническая реализуемость.

Следует заметить, что решающим фактором при выборе области реализации алгоритма подавления помех всё-таки будет являться техническая архитектура системы в целом, когда сопряжение её составных частей осуществляется на основе единого системного подхода.

Хороший эффект от когерентной компенсации помех в системах обнаружения с МАР наблюдается в том случае, если компенсацию помех по апертуре антенной решётки осуществлять по группам, включающим в себя элементы с максимальной пространственной корреляцией принимаемых сигналов. При этом обобщённая структура системы обнаружения имеет вид, представленный на рис.1.

В свою очередь, процедуру подавления локальных помех в системах обнаружения с МАР можно охарактеризовать последовательностью этапов, показанных на рис.2. В результате описанной процедуры реализуется эффект «очистки» парциальных каналов (каналов приёма до формирования ДН решётки) МАР от помех локальных источников и может быть осуществлена дальнейшая обработка сигналов, позволяющая решать задачи обнаружения и классификации «слабозумящих» источников на фоне более мощных источников излучения.

Для осуществления эффективной компенсации помех МАР должна обеспечивать:

- хорошее разрешение локальных источников в азимутальном и угломестном пространстве;
- достаточный коэффициент усиления для получения приемлемого отношения локальная помеха/изотропный шум в компенсационных трактах;
- малый уровень боковых лепестков своей ДН (особенно при подавлении помех от нескольких локальных источников);
- высокую степень корреляции сигналов парциальных каналов и сигналов компенсационных трактов.

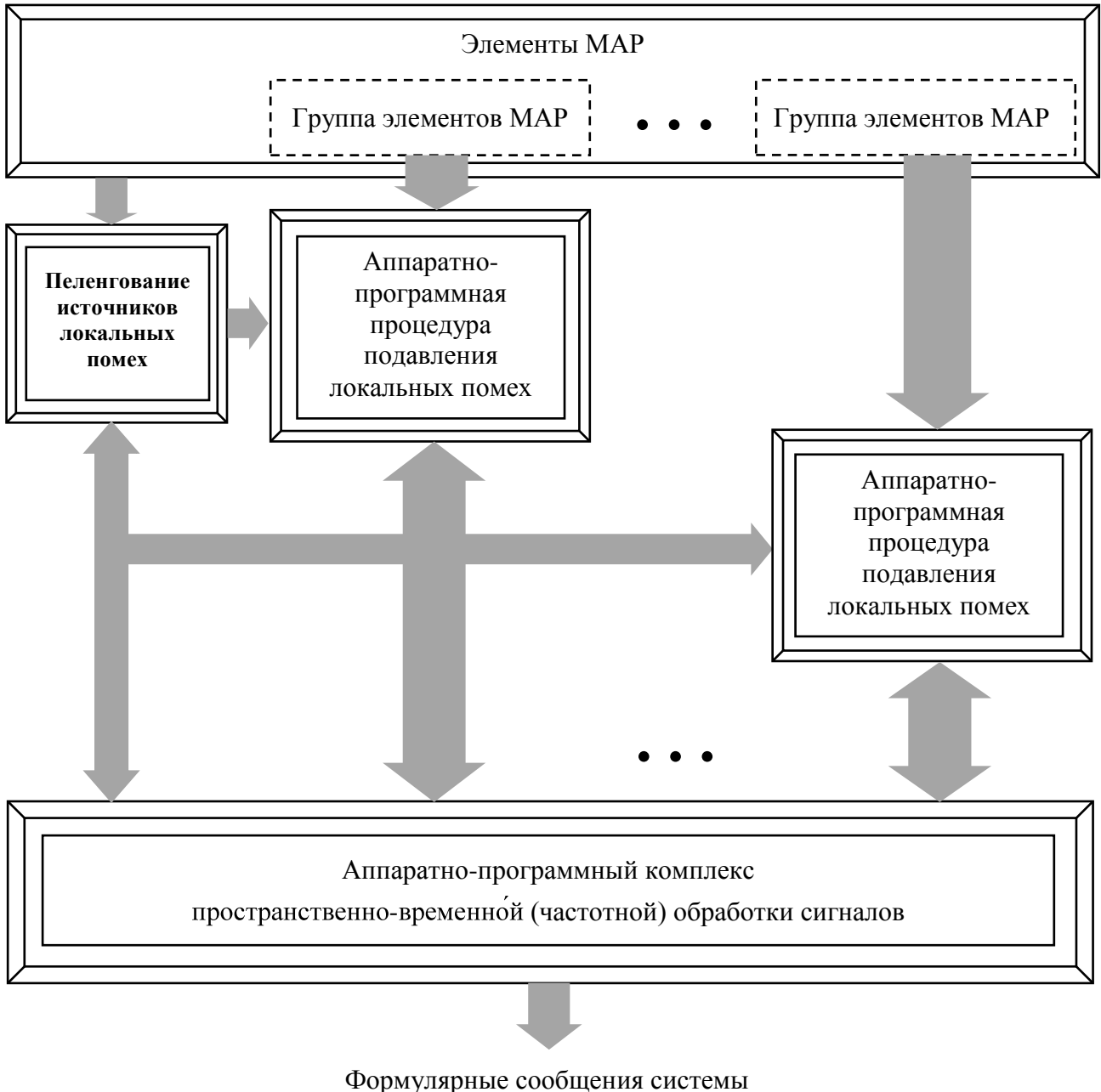


Рис. 1. Обобщённая структура системы обнаружения с МАР и подавлением локальных помех

Первые три требования удовлетворяются выбором достаточного числа элементов МАР и неравновесным суммированием при формировании её ДН. Четвёртое требование, применительно к различным условиям распространения сигналов в среде обзора системы обнаружения, предполагает обеспечение соответствующих направленных свойств МАР в угломестном пространстве и требует, как правило, достаточного разрешения антенной решётки в азимутальной зоне.

2. Реализация процедуры подавления локальных помех

Рассмотрим возможную реализацию процедуры подавления локальных помех во временной области, позволяющей обеспечить хорошее сочетание высокой эффективности алгоритмов подавления при обработке как узкополосных, так и широкополосных сигналов и гибкости в сопряжении составных частей той или иной разновидности радиоэлектронных систем наблюдения и мониторинга, использующих МАР соответствующего базирования и различной конфигурации.



Рис.2. Процедура подавления локальных помех в системах обнаружения с МАР

Учитывая то обстоятельство, что источники локальных помех создают в зоне наблюдения суперпозицию некоррелированных сигналов, общую процедуру подавления помех можно блочно структурировать по принципу поочередного подавления помех от каждого локального источника, поскольку сама процедура подавления помех является линейно наращиваемой, не требующей изменения основного алгоритма обработки сигналов в системе.

В этом случае анализируется процедура подавления помехи одного локального источника, которая для группы из M элементов МАР (рис. 3) включает в себя следующие операции, выполняемые как с помощью соответствующих аппаратных средств, так и реализуемые на программном уровне:

- усиление и частотная фильтрация парциальных сигналов;
- аналого-цифровое преобразование парциальных сигналов;

- формирование ДН компенсационной антенны с помощью операций задержки парциальных сигналов (на основе информации о пеленге локального источника) и их амплитудного взвешивания (суммирования с заданными весами);

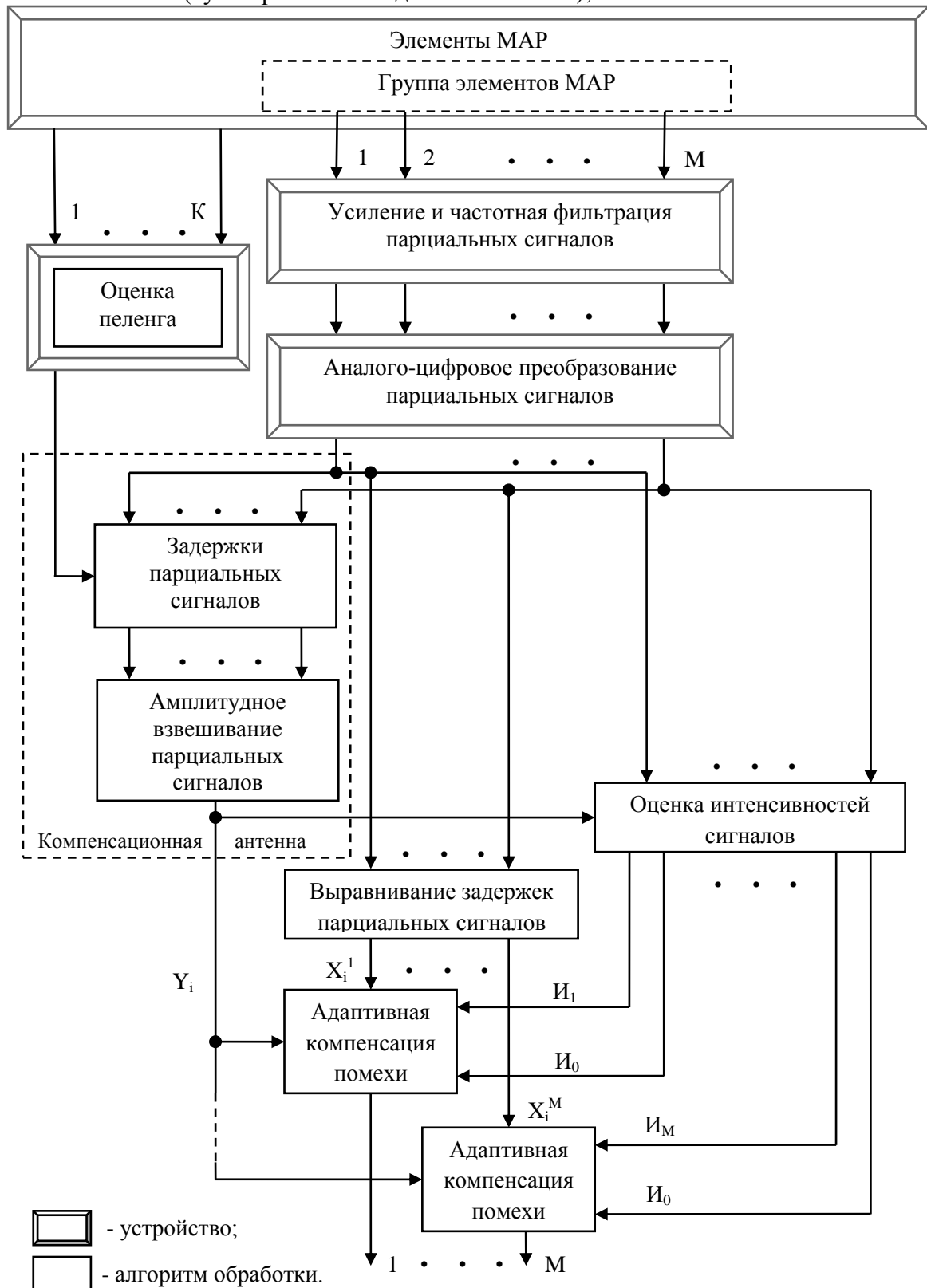


Рис. 3. Реализация процедуры подавления локальной помехи для группы элементов MAP

- выравнивание задержек парциальных сигналов для обеспечения требуемой для их компенсации корреляции с сигналом компенсационной антенны;

- адаптивная компенсация парциальных сигналов (отсчеты X_i) сигналом компенсационной антенны (отсчеты Y_i);
- оценка интенсивностей ($I_1 \dots I_M$) парциальных сигналов и интенсивности I_0 компенсирующего сигнала, необходимых для минимизации времени адаптации итеративного алгоритма, используемого для компенсации помехи в каждом парциальном канале MAP.

Рассматривая представленную процедуру с точки зрения самого принципа когерентной компенсации, следует заметить, что на эффективность подавления помехи будут влиять следующие системопологающие факторы:

- конфигурация алгоритма когерентной компенсации, неидентичность передаточных характеристик входных устройств (операции по усилению и частотной фильтрации парциальных сигналов);
- коэффициент усиления компенсационной антенны и уровень боковых лепестков её ДН;
- ширина спектра частот обрабатываемых сигналов.

Влияние перечисленных факторов на эффективность подавления помехи от локального источника и рассматривается в последующих разделах статьи.

3. Алгоритмы когерентной компенсации

Во временной области обработки сигналов в качестве базового алгоритма когерентной компенсации, сочетающего в себе высокую эффективность подавления помехи, небольшой объём вычислений и приемлемое время адаптации, целесообразнее всего использовать градиентный алгоритм с квадратурным разложением компенсационного сигнала. Указанный базовый алгоритм компенсации может иметь три несколько отличающиеся структуры реализации: с преобразованием Гильберта, с задержкой компенсационного сигнала и структуру с прямой компенсацией помехи.

3.1. Алгоритм компенсации с преобразованием Гильберта

Структура алгоритма приведена на рис. 4. Для обеспечения высокой эффективности подавления помехи алгоритм требует выполнения преобразований Гильберта над обоими суммируемыми сигналами (X_i и Y_i), что приводит к определённому увеличению объёма вычислений, так как одно преобразование необходимо выполнять в каждом парциальном канале MAP. Преобразование Гильберта над компенсирующим сигналом (Y_i) является общим для всех парциальных каналов обработки, поэтому объём вычислений здесь возрастает незначительно.

3.2. Алгоритм компенсации с задержкой компенсационного сигнала

Структура алгоритма представлена на рис. 5. Алгоритм не требует дополнительных преобразований сигналов X_i парциальных каналов, необходимо только осуществить задержку компенсирующего сигнала Y_i на четверть периода средней частоты спектра обрабатываемых колебаний. Указанная операция реализуется весьма просто, если частота дискретизации обрабатываемых сигналов кратна учетверённой средней частоте спектра. Объём вычислений при реализации рассматриваемого алгоритма существенно меньше, чем при реализации алгоритма компенсации с преобразованием Гильберта, но платой за более простую реализацию является снижение эффективности подавления помехи.

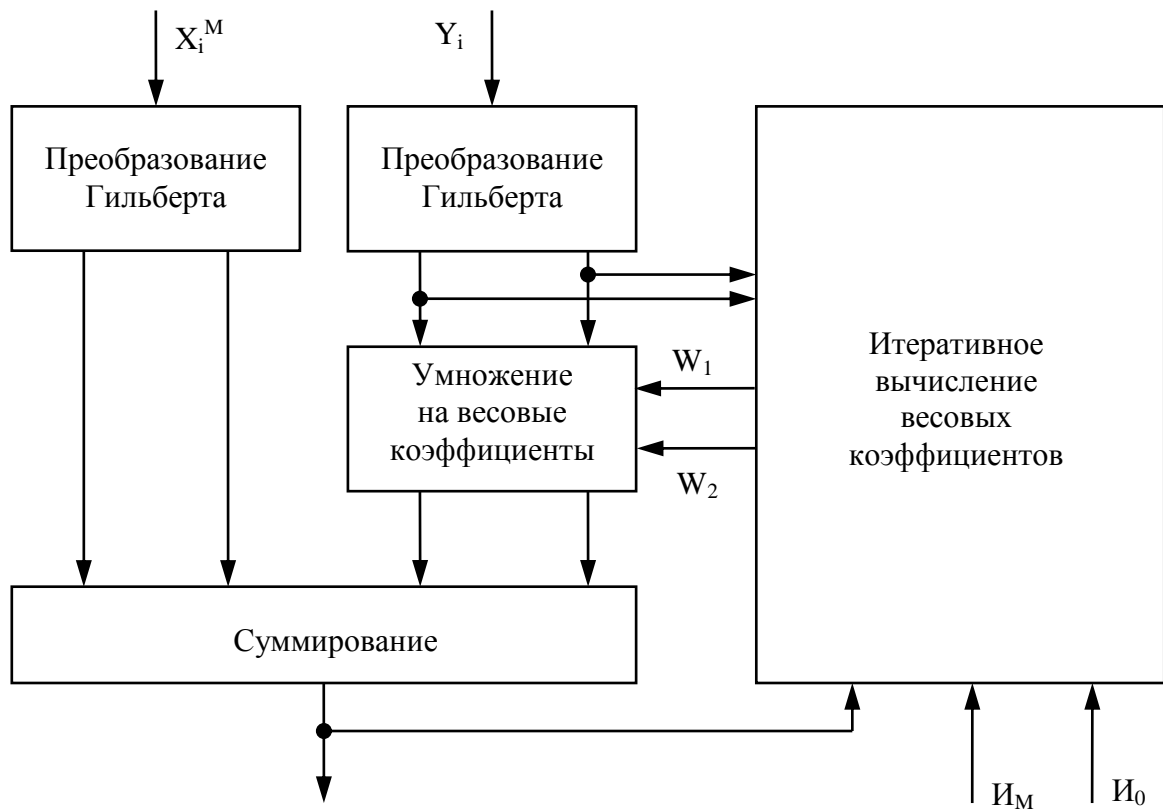


Рис. 4. Алгоритм компенсации с преобразованием Гильберта

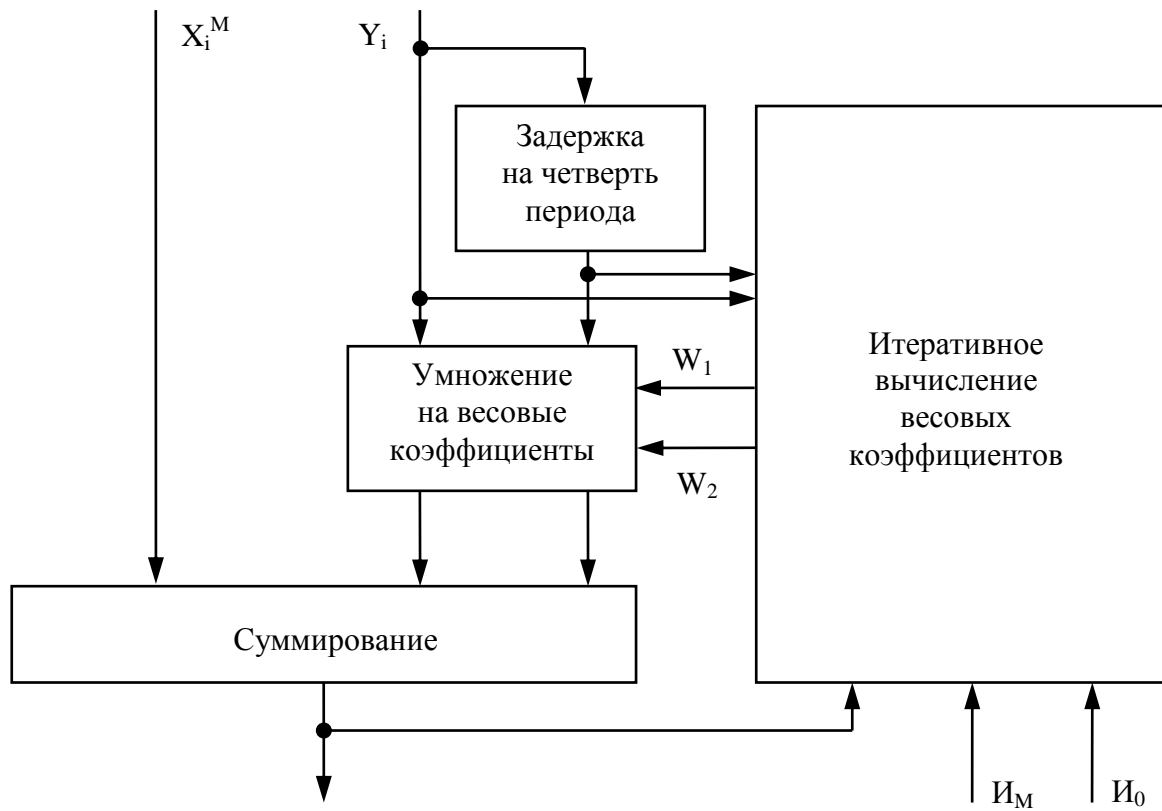


Рис. 5. Алгоритм компенсации с задержкой компенсационного сигнала

3.3. Алгоритм прямой компенсации помехи

Структура алгоритма поясняется рис. 6. Рассматриваемый алгоритм является частным случаем алгоритма с задержкой компенсационного сигнала (алгоритма прототипа), когда квадратурная составляющая компенсирующего сигнала полностью отсутствует. Объём вычислений при реализации алгоритма вдвое меньше, чем у алгоритма прототипа, эффективность же подавления помехи существенно ниже. Алгоритм обладает неплохой эффективностью при высокой точности оценки пеленга на источник локальной помехи, когда задержка между сигналами X_i и Y_i приводит к фазовым сдвигам колебаний на средней частоте спектра, не превышающим 4 – 5 градусов.

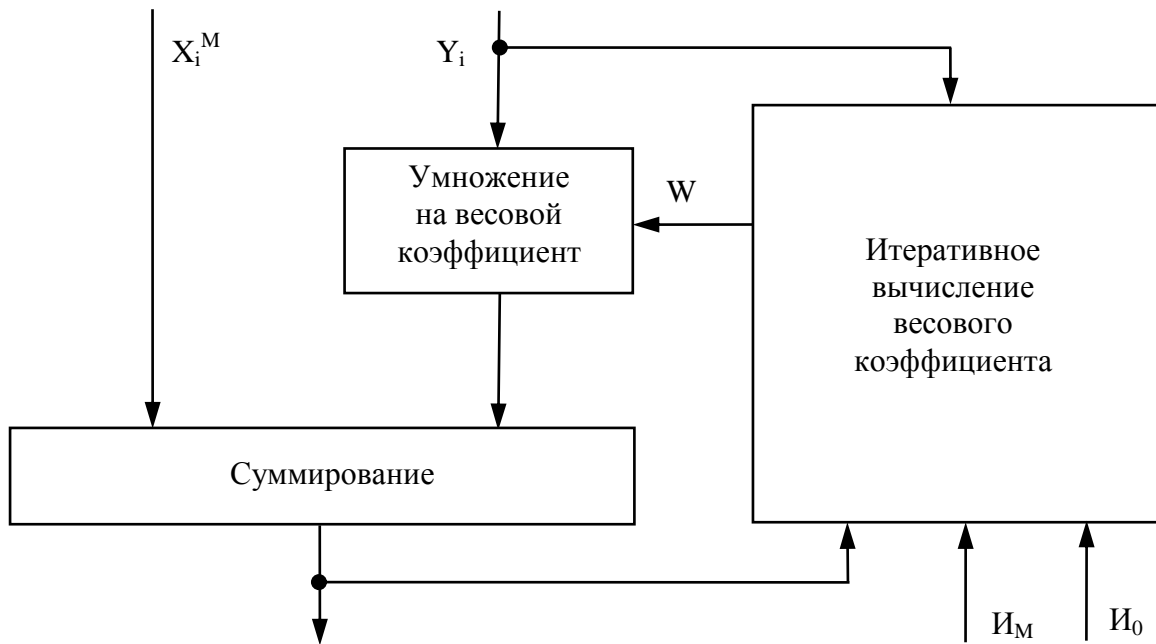


Рис. 6. Алгоритм прямой компенсации помехи

4. Оценка эффективности процедуры подавления локальной помехи

Оценку эффективности процедуры подавления помехи осуществим, используя подход и методику анализа, разработанные в [3] и апробированные при реализации многих радиоэлектронных систем и устройств различного назначения с блоками компенсации, функционирующими на основе алгоритма когерентной компенсации с квадратурным разложением компенсационного сигнала.

Ориентируясь на представление парциальных сигналов МАР в виде случайных процессов с ограниченным выбранной полосой частот спектром и интервалом стационарности, превышающим время адаптации выбранного итеративного алгоритма, величина энергетического выигрыша (В, дБ) – увеличения отношения обнаруживаемый сигнал/(помеха + изотропный шум), получаемого в каждом парциальном канале приёма за счёт использования процедуры когерентной компенсации помехи, будет определяться следующим выражением:

$$B_1 = 10 \times \lg \left\{ \frac{1 - \frac{\alpha\beta N}{1+T+N} \left[2 \left(\cos \gamma \sqrt{\frac{TH}{NE}} + \frac{\alpha}{\beta} \right) - \frac{P}{E(1+T+N)} \right]}{1 - \frac{\alpha\beta}{(1+H)(1+T+N)} \left[2TH \left(\cos \gamma \sqrt{\frac{NE}{TH}} + \frac{\beta}{\alpha} \right) - \frac{1+T}{1+T+N} \frac{P}{1+T+N} \right]} \right\}, \quad (1)$$

где $P = \frac{\alpha}{\beta} NE + \frac{\beta}{\alpha} TH + 2 \cos \gamma \sqrt{THNE}$; $\gamma = \Delta\varphi_0 - \Delta\varphi_{\Pi}$;

α – модуль коэффициента корреляции колебаний парциального и компенсирующего каналов приёма для обнаруживаемого источника;

β – модуль коэффициента корреляции колебаний парциального и компенсирующего каналов приёма для источника локальной помехи;

E – отношение дисперсий коррелированной составляющей сигнала от обнаруживаемого источника и некоррелированной составляющей изотропного шума в парциальном канале приёма;

H – отношение дисперсий коррелированной составляющей локальной помехи и некоррелированной составляющей изотропного шума в парциальном канале приёма;

N – отношение дисперсий коррелированной составляющей сигнала от обнаруживаемого источника и некоррелированной составляющей изотропного шума в компенсационном тракте;

T – отношение дисперсий коррелированной составляющей локальной помехи и некоррелированной составляющей изотропного шума в компенсационном тракте;

$\Delta\varphi_0$ – регулярная составляющая разности фаз колебаний парциального канала приёма и компенсационного тракта на средней частоте спектра для обнаруживаемого источника;

$\Delta\varphi_{\Pi}$ – регулярная составляющая разности фаз колебаний парциального канала приема и компенсационного тракта на средней частоте спектра для локальной помехи.

Учитывая, что в компенсационном тракте процедуры подавления помехи за счёт фазирования МАР в направлении локального источника реализуется антенна с коэффициентом усиления Λ и уровнем боковых лепестков ДН Υ , а параметры T , N при этом связаны с параметрами E , H соотношениями: $T = \Lambda H$; $N = E \Lambda \Upsilon$, выражение (1) преобразуется к виду:

$$B_1 = 10 \times \lg \left\{ \frac{1 - \frac{4\alpha\beta\Lambda\Upsilon}{Z} \left(H \sqrt{\frac{1}{\Upsilon}} \cos \gamma + \frac{\alpha}{\beta} E - \frac{P}{Z} \right)}{1 - \frac{4\alpha\beta}{(1+H)Z} \left[\Lambda H \left(E \sqrt{\Upsilon} \cos \gamma + \frac{\beta}{\alpha} H \right) - \frac{(1+\Lambda H)P}{Z} \right]} \right\}, \quad (2)$$

где $P = \Lambda \left[\frac{\alpha}{\beta} E^2 \Upsilon + H \left(\frac{\beta}{\alpha} H + 2E \sqrt{\Upsilon} \cos \gamma \right) \right]$; $Z = 2 + \Lambda(H + E\Upsilon)$.

С практической точки зрения более интересен случай воздействия относительно мощной помехи и слабого обнаруживаемого источника (в противном случае процедура компенсации была бы излишней), что соответствует условию $H \gg E$. Поскольку реально выполняется также и условие $H \gg \Upsilon$, то формула (2) приобретает следующий вид:

$$B_1 \approx 10 \times \lg \left\{ \frac{1 - \frac{\alpha\beta\Lambda H\sqrt{\Upsilon}}{1 + \Lambda H} \left[2 \cos \gamma - \frac{\beta\Lambda H\sqrt{\Upsilon}}{\alpha(1 + \Lambda H)} \right]}{1 - \frac{\beta^2 \Lambda H^2}{(1 + H)(1 + \Lambda H)}} \right\}. \quad (3)$$

Соотношение (3) удобно использовать в качестве базового при дальнейших оценках эффективности процедуры подавления помехи с квадратурным разложением компенсационного сигнала.

При реализации антенны компенсационного тракта боковые лепестки ее ДН желательно иметь на уровне порядка минус 10, минус 20 дБ, то есть параметр $\Upsilon \ll 1$. В этом случае выражение (3) существенно упрощается и имеет следующую форму:

$$B_1 \approx 10 \times \lg \left[\frac{1}{1 - \frac{\beta^2 \Lambda H^2}{(1 + H)(1 + \Lambda H)}} \right]. \quad (4)$$

Сравнительную оценку рассмотренных выше алгоритмов когерентной компенсации целесообразно проводить применительно к условиям их максимальной эффективности, которые характеризуются большими превышениями коррелированной составляющей помехи от локального источника над некоррелированной составляющей изотропного шума в парциальных каналах приема. Для этих условий параметр $H \gg 1$ и выражение (4) приводится к известному [4] каноническому виду:

$$B_1 \approx 10 \times \lg \left(\frac{1}{1 - \beta^2} \right). \quad (5)$$

Поскольку процедура компенсации инвариантна к виду корреляционной функции помехи от локального источника, то для упрощения расчётных соотношений, дающих несколько заниженную оценку эффективности, предполагаем, что помеха локального источника имеет постоянную спектральную плотность во всей полосе рабочих частот системы обнаружения, а частотная селекция во входных устройствах осуществляется фильтрами с прямоугольными АЧХ и линейными ФЧХ.

С учётом принятой идеализации, соотношение (5) приобретает следующий, пригодный для инженерных расчётов, вид:

$$B_1 \approx 10 \times \lg \left[\frac{1}{1 - \left(\frac{\sin \pi \Delta f \kappa}{\pi \Delta f \kappa} \right)^2} \right], \quad (6)$$

где Δf – относительная полоса частот (по отношению к средней частоте спектра) обнаруживаемого сигнала;

κ – коэффициент, учитывающий задержку между сигналами парциального и компенсационного каналов в долях периода средней частоты спектра компенсируемых сигналов.

Соотношение (6) характеризует, в частности, и максимальную эффективность алгоритма когерентной компенсации с преобразованием Гильберта при условии оптимального выбора параметров Λ и Υ антенны компенсационного тракта в процедуре подавления помехи.

5. Сравнительная оценка эффективности алгоритмов компенсации

Для корректного сравнения алгоритмов когерентной компенсации, структурно представленных на рис. 4 – 6, необходимо получить соответствующие соотношения для энергетического выигрыша (в режиме максимальной эффективности алгоритмов), обеспечиваемого алгоритмами с задержкой компенсационного сигнала и с прямой компенсацией помехи.

Следуя методике анализа и принятым ранее допущениям, а также учитывая декорреляцию квадратурного сигнала, можно получить выражение для энергетического выигрыша алгоритма с задержкой компенсационного сигнала в режиме его максимальной эффективности, которое имеет следующий вид:

$$B_2 \approx 10 \times \lg \left[\frac{1}{1 - (A^2 \cos^2 2\pi\kappa + X^2 \sin^2 2\pi\kappa)} \right], \quad (7)$$

$$\text{где } A = \frac{\sin \pi \Delta f \kappa}{\pi \Delta f \kappa}; \quad X = \frac{\sin \pi \Delta f (\kappa + 0.25)}{\pi \Delta f (\kappa + 0.25)}.$$

Аналогично, учитывая при анализе, что квадратурный подканал в структуре компенсации отсутствует, получаем соотношение для оценки эффективности алгоритма с прямой компенсацией помехи:

$$B_3 \approx 10 \times \lg \left[\frac{1}{1 - \left(\frac{\sin \pi \Delta f \kappa}{\pi \Delta f \kappa} \cos 2\pi\kappa \right)^2} \right]. \quad (8)$$

Поскольку реализация алгоритмов когерентной компенсации предполагается во временной области представления сигналов, то при учёте влияния коэффициента κ в расчётах по формулам (6) – (8) лучше оперировать количеством отсчётов μ на период средней частоты спектра обрабатываемых сигналов. При этом коэффициент κ связан с числом отсчётов соотношением:

$$\kappa = \frac{1}{2\mu}.$$

В качестве характерного с реализационной точки зрения примера, в табл. 1 приведены значения энергетических выигрышей сравниваемых алгоритмов когерентной компенсации в зависимости от количества отсчётов μ (частоты дискретизации обрабатываемых сигналов) для относительной полосы частот обнаруживаемых сигналов $\Delta f = 0.5$, рассчитанные на основе полученных соотношений (6) – (8).

Таблица 1. Эффективность алгоритмов в зависимости от частоты дискретизации

В, дБ	$\mu = 20$	$\mu = 15$	$\mu = 10$	$\mu = 5$
B_1	33.4	31.0	27.4	21.4
B_2	27.5	25.0	21.1	14.6
B_3	16.0	13.7	10.1	4.6

Сопоставительный анализ результатов расчётов показывает, что эффективность алгоритма компенсации с преобразованием Гильберта на 6 дБ выше, чем алгоритма с задержкой компенсационного сигнала и примерно на 17 дБ выше, чем алгоритма с прямой компенса-

ей помехи. Двукратное уменьшение частоты дискретизации приводит к снижению эффективности алгоритмов приблизительно на 6 дБ.

При прочих равных условиях, эффективность алгоритма с прямой компенсацией помехи существенно ниже, чем у алгоритмов с квадратурным разложением компенсационного сигнала, поэтому, несмотря на самую простую реализацию, указанный алгоритм нельзя рекомендовать к широкому использованию в радиоэлектронных системах обнаружения. Два других алгоритма могут быть использованы для обеспечения эффективности подавления помехи от локального источника на уровне не менее 20 дБ при количестве отсчётов на период средней частоты спектра обрабатываемых сигналов не менее 8.

6. Влияние коэффициента усиления компенсационной антенны

Влияние параметра Λ на эффективность когерентной компенсации удобно оценивать, используя соотношение (4) и положив в нём $\beta = 1$ (полная корреляция компенсируемых сигналов). При этом целесообразно рассмотреть два граничных случая: воздействие помехи малой интенсивности и компенсацию мощной локальной помехи.

Для случая воздействия помехи малой интенсивности ($H = 1$) соотношение (4) преобразуется к виду:

$$B_1 \approx 10 \times \lg \left[\frac{1}{1 - \frac{\Lambda}{2(1 + \Lambda)}} \right]. \quad (9)$$

Выражение (9) позволяет оценить пределы изменения величины энергетического выигрыша при возможных вариациях параметра Λ . Так, для $\Lambda = 1$ (изотропная антенна в компенсационном тракте процедуры подавления помехи) минимальный выигрыш составляет:

$$B_{1\min} \approx 10 \times \lg \left(\frac{1}{1 - 0.25} \right) = 1.25 \text{ дБ.}$$

При $\Lambda \gg 1$ (компенсационная антенна с большим усилением) максимальный энергетический выигрыш достигает граничного значения:

$$B_{1\max} \approx 10 \times \lg \left(\frac{1}{1 - 0.5} \right) = 3 \text{ дБ.}$$

Таким образом, при подавлении помехи малой интенсивности величина изменения энергетического выигрыша не превышает 1.75 дБ при колебаниях коэффициента усиления компенсационной антенны от минимального до максимального значений.

В случае компенсации мощной локальной помехи ($H \gg 1$) выражение (4) трансформируется к следующему виду:

$$B_1 \approx 10 \times \lg \left(\frac{\Lambda H}{1 + \Lambda} \right). \quad (10)$$

Отсюда имеем:

$$B_1 = 10 \times \lg H \text{ при } \Lambda \gg 1; \quad B_1 = 10 \times \lg \left(\frac{H}{2} \right) \text{ при } \Lambda = 1.$$

В данном случае величина изменения энергетического выигрыша при вариациях коэффициента усиления от минимума до максимума составляет 3 дБ, что соответствует максимально возможным энергетическим потерям при реализации алгоритма когерентной компенсации с изотропной антенной в компенсационном тракте процедуры подавления помехи.

Динамика изменения выигрыша, рассчитанного по формуле (4), для нескольких значений N при реально достижимом значении параметра $\beta^2 = 0.99$ представлена в табл. 2.

Таблица 2. Влияние коэффициента усиления компенсационной антенны на эффективность подавления помехи

Н, дБ	В ₁ , дБ				
	$\Lambda = 1$	$\Lambda = 5$	$\Lambda = 10$	$\Lambda = 100$	$\Lambda = 1000$
0	1.2	2.3	2.6	3.0	3.0
10	7.5	9.5	9.9	10.2	10.2
20	15.7	18.0	18.4	18.6	18.6
30	20.3	23.0	23.3	23.3	23.3

Из представленных в табл. 2 зависимостей следует, что при коэффициенте усиления компенсационной антенны не менее 7 дБ, что требует с учётом операции по минимизации боковых лепестков её ДН количества элементов решётки не менее 12 – 14, энергетические потери – при реализации рассмотренных алгоритмов когерентной компенсации помехи – не превысят 0.7 дБ в условиях помехи малой интенсивности и 0.3 дБ в случаях воздействия мощной локальной помехи.

7. Влияние уровня боковых лепестков ДН компенсационной антенны

Оценку влияния параметра Υ на энергетический выигрыш произведём, используя базовое соотношение (3). Поскольку параметры α и γ в указанной зависимости неизвестны, но известны пределы их изменения, то при оценке воспользуемся методом граничных приближений.

При $\alpha \rightarrow 0$ (большие угловые различия между обнаруживаемым и мешающим источниками) для случая локальной помехи большой интенсивности ($N \gg 1$) верхняя оценка (максимально возможное значение) выигрыша, в соответствии с зависимостью (3), характеризуется соотношением:

$$V_1^B \approx 10 \times \lg \left(\frac{1 + \beta^2 \Upsilon}{1 - \beta^2} \right). \quad (11)$$

Зависимость (11) для β , соответствующих октавной, полуоктавной и четвертьоктавной областям частот обрабатываемых сигналов, в случае $\mu = 10$, иллюстрируется табл. 3.

Таблица 3. Верхняя оценка энергетического выигрыша в зависимости от уровня боковых лепестков ДН компенсационной антенны

Полоса частот	В ₁ ^В , дБ			
	$\Upsilon = 10^{-1}$	$\Upsilon = 10^{-2}$	$\Upsilon = 10^{-3}$	$\Upsilon = 10^{-4}$
Октава	22.0	21.6	21.6	21.6
Пол-октавы	27.4	27.0	27.0	27.0
Четверть октавы	34.4	34.0	34.0	34.0

Полученные результаты свидетельствуют об отсутствии существенной зависимости энергетического выигрыша от уровня боковых лепестков ДН компенсационной антенны, если этот относительный уровень не превышает 0.1 (минус 10 дБ).

Соответственно, при $\gamma \rightarrow 0$ (малые угловые различия между обнаруживаемым и мешающим источниками, когда $\alpha \rightarrow \beta$) для $N \gg 1$ нижняя оценка выигрыша (минимально достижимое значение при данных ограничениях) определяется зависимостью:

$$B_1^H \approx 10 \times \lg \left[\frac{1 - \beta^2 \sqrt{\Upsilon} \quad 2 - \sqrt{\Upsilon}}{1 - \beta^2} \right]. \quad (12)$$

Зависимость (12) при нижней оценке энергетического выигрыша для тех же, что и в табл. 3 значений параметра β , представлена табл. 4.

Таблица 4. Нижняя оценка энергетического выигрыша в зависимости от уровня боковых лепестков ДН компенсационной антенны

Полоса частот	B_1^H , дБ				
	$\Upsilon = 10^{-1}$	$\Upsilon = 10^{-2}$	$\Upsilon = 10^{-3}$	$\Upsilon = 10^{-4}$	$\Upsilon = 10^{-5}$
Октава	18.2	20.6	21.3	21.5	21.5
Пол-октавы	23.6	26.1	26.7	26.9	26.9
Четверть октавы	30.6	33.1	33.7	33.9	33.9

Здесь уже просматривается определённая зависимость выигрыша от уровня боковых лепестков ДН компенсационной антенны. Так, например, снижение выигрыша при увеличении относительного уровня боковых лепестков ДН с минус 20 дБ до минус 10 дБ может достигать 2.5 дБ. Если же уровень боковых лепестков ДН антенны компенсационного тракта составляет не менее минус 20 дБ, то энергетические потери при компенсации помехи не превысят 0.9 дБ.

Принимая во внимание тот факт, что статистика ситуаций с малым и большим угловым различием обнаруживаемого и мешающего источников для большинства систем обнаружения отсутствует, при оценке влияния уровня боковых лепестков ДН компенсационной антенны на эффективность подавления помехи следует исходить из самого худшего случая, хотя вероятность его появления и кажется весьма малой.

При таком подходе уровень боковых лепестков ДН компенсационной антенны для высокоэффективных систем обнаружения следует обеспечивать не более минус 30 дБ, что повлечет за собой снижение эффективности, не превышающее 0.2 дБ. Однако для ряда систем обнаружения (например, мобильных) реализация такого показателя, при относительно малом количестве элементов МАР, может оказаться затруднительной, поэтому при практических оценках ожидаемой эффективности компенсации помех для большинства систем различного назначения правомерно считать, что реально обеспечиваемый уровень боковых лепестков компенсационной антенны составляет порядка минус 20 дБ.

8. Влияние ширины спектра частот обрабатываемых сигналов

Оценку влияния указанного параметра на эффективность процедуры подавления помехи произведём для всех рассмотренных выше алгоритмов когерентной компенсации. Для этого удобно воспользоваться соотношениями (6) – (8). В табл. 5 представлены зависимости энергетического выигрыша от количества отсчётов μ компенсируемых сигналов для трёх обла-

тей частот: октавной, полуоктавной и четвертьоктавной при использовании алгоритма с преобразованием Гильберта.

Таблица 5. Эффективность алгоритма с преобразованием Гильберта

Полоса частот	Энергетический выигрыш, дБ			
	$\mu = 20$	$\mu = 15$	$\mu = 10$	$\mu = 5$
Октава	30.3	27.9	24.3	18.3
Пол-октавы	36.5	34.0	30.5	24.5
Четверть октавы	42.3	39.8	36.2	30.2

В табл. 6 и 7 приведены аналогичные зависимости соответственно для алгоритма компенсации с задержкой компенсационного сигнала и алгоритма прямой компенсации помехи.

Таблица 6. Эффективность алгоритма с задержкой компенсационного сигнала

Полоса частот	Энергетический выигрыш, дБ			
	$\mu = 20$	$\mu = 15$	$\mu = 10$	$\mu = 5$
Октава	24.5	22.0	18.1	11.7
Пол-октавы	30.6	28.0	24.1	17.6
Четверть октавы	36.3	33.8	29.9	23.3

Таблица 7. Эффективность алгоритма прямой компенсации помехи

Полоса частот	Энергетический выигрыш, дБ			
	$\mu = 20$	$\mu = 15$	$\mu = 10$	$\mu = 5$
Октава	16.0	13.6	10.0	4.5
Пол-октавы	16.1	13.7	10.2	4.6
Четверть октавы	16.1	13.7	10.2	4.6

Анализ, представленных в табл. 5 – 7 зависимостей, свидетельствует о следующем:

- эффективность алгоритма прямой компенсации помехи практически не зависит от ширины спектра обрабатываемых сигналов;
- эффективность алгоритмов компенсации с преобразованием Гильберта и с задержкой компенсационного сигнала увеличивается на 6 дБ при двукратном уменьшении полосы частот обнаруживаемых сигналов;
- двукратное уменьшение полосы частот в системе обнаружения позволяет вдвое уменьшить частоту дискретизации обрабатываемых сигналов при сохранении заданной эффективности компенсации помехи.

9. Влияние передаточных характеристик входных устройств

9.1. Математическая модель для анализа потерь

Оценку потерь, приводящих к снижению эффективности компенсации помехи в системе обнаружения и обусловленных неидентичностью передаточных характеристик входных устройств, осуществим на основе модели, представленной на рис. 7.

Структура модели включает в себя следующие составляющие:

- $K_1 j\omega \dots K_M j\omega$ – передаточные характеристики фильтров входных устройств системы обнаружения, осуществляющих частотную селекцию парциальных сигналов;

- M – число парциальных каналов приёма (количество элементов МАР в группе при осуществлении когерентной компенсации помехи);
- $S(t)$ – стационарный случайный процесс с постоянной спектральной плотностью, определяющий коррелированную составляющую помехи в парциальных каналах приёма, которая подлежит подавлению с помощью процедуры когерентной компенсации;
- $m_1(t) \dots m_M(t)$ – независимые случайные процессы, задающие некоррелированные составляющие изотропного шума в парциальных каналах приёма;
- взвешивающую схему, реализующую операцию оптимального квадратурного взвешивания по критерию минимума среднеквадратичной ошибки процесса $\varepsilon(t)$.

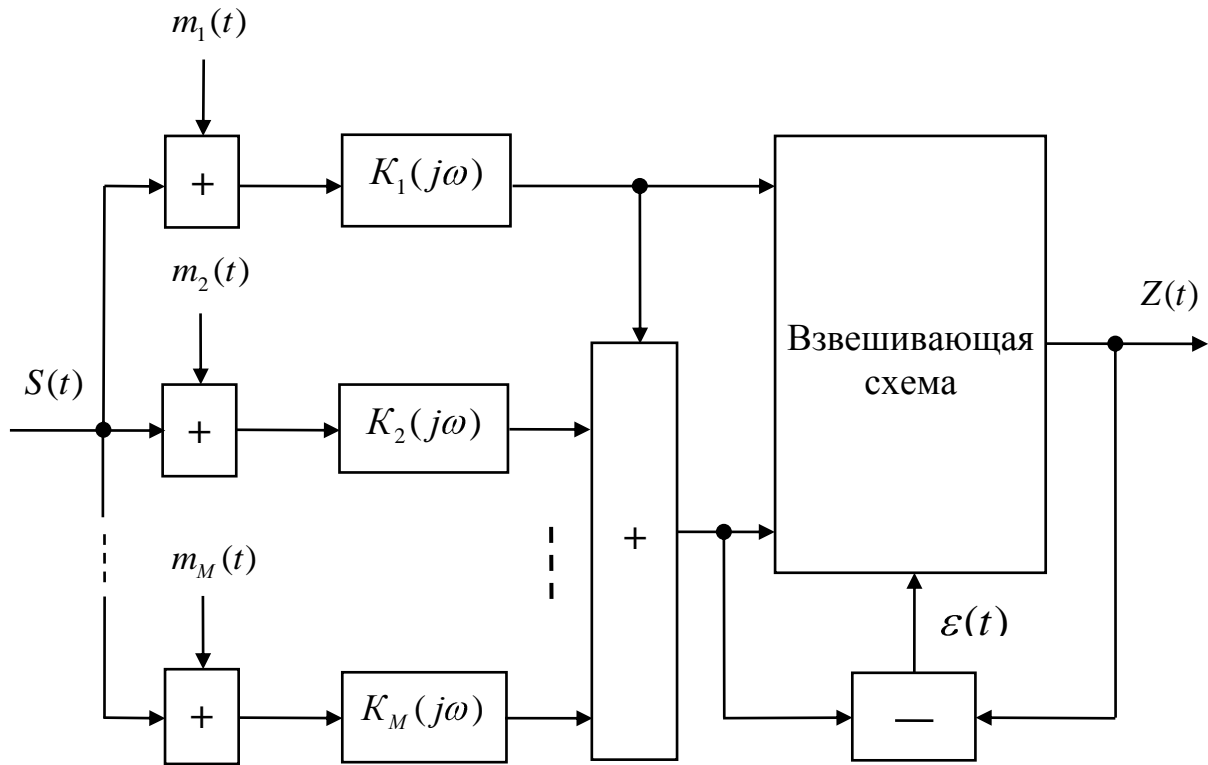


Рис. 7. Структура модели для анализа потерь

Чтобы получить количественную оценку потерь, возникающих вследствие неидентичности передаточных характеристик (задаваемых, как правило, АЧХ и ФЧХ) входных устройств, и сформулировать требования к идентичности их реализации, будем считать, что корреляционная матрица процессов на выходах фильтров входных устройств имеет вид:

$$\Phi = \begin{bmatrix} a & b & b & \dots & b \\ b & a & b & \dots & b \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ b & \dots & b & a & b \\ b & \dots & b & b & a \end{bmatrix}; \quad (13)$$

$$a = D_s + D_m; \quad b = \psi D_s,$$

где D_s и D_m – дисперсии процессов $S(t)$ и $m(t)$ в парциальных каналах приёма;

ψ – коэффициент корреляции процесса $S(t)$ на выходах каждой пары фильтров входных устройств.

Подобного рода идеализация близка к реальности, поскольку при реализации фильтров входных устройств задаются определённые допуски на разброс (отклонения друг от друга) их АЧХ и ФЧХ. Эти допуски (с точки зрения их контроля) удобнее всего задавать одинаковыми для всех пар фильтров парциальных каналов приёма, а это указывает на правомерность принятия одинаковыми для всех пар фильтров и коэффициентов корреляции ψ в модели для анализа потерь, так как между параметром ψ и допусками на разброс АЧХ и ФЧХ каждой пары фильтров существуют определённые функциональные связи, которые и будут установлены в процессе анализа.

9.2. Количественная оценка потерь

Используя принятую методику определения энергетического выигрыша, с учётом допущения (13), находим его величину на выходе взвешивающей схемы модели, представленной на рис. 7. Соотношение для выигрыша, при заданных допущениях, имеет следующий вид:

$$B = 10 \times \lg \left\{ \frac{1}{1 - \frac{\psi^2 H^2 M}{(1+H)\{1+H[1+(M-1)|\psi|]\}} } \right\}, \quad (14)$$

где $H = \frac{D_s}{D_m}$.

Обозначения параметров, входящих в формулу (14), соответствуют обозначениям переменных, принятым в подразделе 9.1.

Энергетические потери ($\mathcal{EП}$), вызванные декорреляцией процессов в парциальных каналах приёма и обусловленные неидентичностью передаточных характеристик частотных фильтров входных устройств, определим на основе зависимости:

$$\mathcal{EП} = 10 \times \lg \left(\frac{B|_{\psi \neq 1}}{B|_{\psi = 1}} \right). \quad (15)$$

С учётом (14) соотношение (15) преобразуется к виду:

$$\mathcal{EП} = 10 \times \lg \left\{ \frac{(1+H)(1+HM)}{1+H(M+1)} \left\{ 1 - \frac{\psi^2 M H^2}{(1+H) 1+H[1+M-1|\psi|]} \right\} \right\}. \quad (16)$$

Расчёты по формуле (16) показывают очень слабый рост (изменения порядка 0.1 дБ) потерь при увеличении количества парциальных каналов приёма M для малых H ($H \leq 5$) и ψ ($\psi \leq 0.9$). В случаях воздействия помехи средней и большой интенсивности ($H \gg 1$) соотношение (16) существенно упрощается:

$$\mathcal{EП} \approx 10 \times \lg [1 + H |1 - |\psi||]. \quad (17)$$

Зависимость (17) указывает на рост потерь с возрастанием интенсивности коррелированной составляющей помехи в парциальных каналах приёма и уменьшением коэффициента

корреляции помехи, вызванного неидентичностью передаточных характеристик частотных фильтров, при этом энергетические потери не зависят от числа парциальных каналов приёма.

В табл. 8 показаны зависимости $\mathcal{EП}$, рассчитанные по формуле (17), от параметров H и ψ , позволяющие оценить порядок величины потерь и необходимую идентичность парциальных каналов приёма – требуемый коэффициент корреляции помехи на выходах пар частотных фильтров входных устройств в процедуре когерентной компенсации.

Таблица 8. Зависимость $\mathcal{EП} = f(H, \psi)$

H , дБ	$\mathcal{EП}$, дБ			
	$\psi = 0.9$	$\psi = 0.99$	$\psi = 0.999$	$\psi = 0.9999$
10	3.0	0.4	0.04	0.004
20	10.4	3.0	0.4	0.04
30	20.0	10.4	3.0	0.4

С точки зрения практической реализации входных устройств более полезна зависимость $\psi = f(\mathcal{EП}, H)$, которая получается из соотношения (17) и имеет следующий вид:

$$\psi \approx 1 + \frac{1 - 10^{0.1\mathcal{EП}}}{H}, \tag{18}$$

где $\mathcal{EП}$ выражены в дБ.

В табл. 9 приведены требуемые для обеспечения заданных потерь коэффициенты корреляции в зависимости от величины превышения коррелированной составляющей помехи над некоррелированной составляющей изотропного шума в парциальных каналах приёма, рассчитанные на основе соотношения (18).

Таблица 9. Зависимость $\psi = f(\mathcal{EП}, H)$

H	ψ			
	$\mathcal{EП} = 0.5$ дБ	$\mathcal{EП} = 1$ дБ	$\mathcal{EП} = 2$ дБ	$\mathcal{EП} = 3$ дБ
10 дБ	0.99	0.97	0.94	0.9
20 дБ	0.999	0.997	0.994	0.99
30 дБ	0.9999	0.9997	0.9994	0.999
40 дБ	0.99999	0.99997	0.99994	0.9999

Так, например, для получения потерь, вызванных неидентичностью передаточных характеристик фильтров входных устройств, порядка 3 дБ при превышении локальной помехой изотропного шума в парциальных каналах приема на 30 дБ требуется идентичность характеристик каждой пары фильтров, обеспечивающая коэффициент корреляции помехи на их выходах, не менее 0.999.

Оценим допуски на разброс АЧХ и ФЧХ входных фильтров, которые соответствуют требованию обеспечения столь высоких коэффициентов корреляции парциальных сигналов в процедуре когерентной компенсации помехи.

9.3. Требования к передаточным характеристикам входных устройств

Зависимость между коэффициентом корреляции ψ и передаточными характеристиками каждой пары фильтров входных устройств, в рамках принятой для анализа модели, может

быть установлена на основе подхода, предложенного в [5, 6]. Указанная зависимость в исходном виде характеризуется соотношением:

$$\psi = \frac{1}{\omega_g - \omega_n} \int_{\omega_n}^{\omega_g} K_1(\omega) K_2(\omega) \cos \Delta\Phi(\omega) d\omega, \quad (19)$$

где $K_1(j\omega)$, $K_2(j\omega)$ – нормированные АЧХ каждой пары фильтров входных устройств;
 $\Delta\Phi(\omega)$ – разностная ФЧХ каждой пары фильтров;

ω_g , ω_n – верхняя и нижняя граничные частоты спектра обрабатываемых сигналов, соответственно.

С целью получения пригодных для аналитических расчётов соотношений, дающих удовлетворительную, экспериментально проверенную оценку допусков на разброс АЧХ и ФЧХ фильтров входных устройств, будем считать, что нормированные АЧХ и разностная ФЧХ каждой пары фильтров в рабочей полосе частот системы обнаружения описываются линейными функциями:

$$\begin{aligned} K_1(\omega) &= 1 + \Delta K \left(\frac{\omega - \omega_n}{\omega_g - \omega_n} - \frac{1}{2} \right); \\ K_2(\omega) &= 1 - \Delta K \left(\frac{\omega - \omega_n}{\omega_g - \omega_n} - \frac{1}{2} \right); \\ \Delta\Phi(\omega) &= \Delta\varphi \left[2 \left(\frac{\omega - \omega_n}{\omega_g - \omega_n} - 1 \right) \right], \end{aligned} \quad (20)$$

где ΔK – максимальное отклонение друг от друга АЧХ фильтров;
 $\Delta\varphi$ – максимальный разброс их ФЧХ.

Несмотря на достаточную простоту, выбранное представление передаточных характеристик фильтров входных устройств вполне адекватно отражает возможные взаимные отклонения их характеристик при реализации входных устройств, как на основе минимально-фазовых, так и не минимально-фазовых цепей. Указанная идеализация занимает промежуточное положение между гауссовой моделью представления передаточных характеристик [5] и моделью их аппроксимации полиномами Чебышёва [6].

С точки зрения практической реализации входных устройств на основе полиномиальных фильтров с монотонными АЧХ и близкими к линейным ФЧХ (например, фильтров Баттерворта), которым отдается предпочтение в системах с корреляционной обработкой сигналов, данная идеализация оказывается наиболее приближённой.

Выполнив интегрирование в (19) с учётом соотношений (20), получаем выражение, устанавливающее связь между параметрами ψ , ΔK и $\Delta\varphi$, следующего вида:

$$\psi = \left[1 - P \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{q^2} \right) \right] \left| \frac{\sin \Delta\varphi}{q} \right| - \frac{P}{q^2} \cos \Delta\varphi, \quad (21)$$

где $P = \frac{\Delta K^2}{2 \cdot 10^4}$; $q = \frac{\pi \Delta\varphi}{180}$,

причём параметр ΔK выражен в процентах, а $\Delta\varphi$ – в градусах.

Если рассматривать влияние допусков на отклонение АЧХ (параметр ΔK) и разброс ФЧХ (параметр $\Delta\varphi$) на коэффициент корреляции по отдельности (например, в случаях по-

строения фильтров с максимально плоскими АЧХ), то при очень малых ΔK из зависимости (21) находим:

$$\psi \approx \left| \frac{180 \sin \Delta \varphi}{\pi \Delta \varphi} \right|. \quad (22)$$

И, наоборот, при $\Delta \varphi \rightarrow 0$ получаем оценку влияния ΔK :

$$\psi \approx 1 - \frac{\Delta K^2}{4 \cdot 10^4}. \quad (23)$$

Анализ соотношений (22) и (23) показывает, что влияние параметра $\Delta \varphi$ (разброса ФЧХ) на коэффициент корреляции (следовательно, и на энергетические потери) несколько больше, чем параметра ΔK (отклонений АЧХ). Указанную тенденцию иллюстрируют табл. 10 и 11, в которых приведены величины потерь, полученные на основе соотношений (22), (23) и (17), для параметра $H = 30$ дБ (помеха средней интенсивности).

Таблица 10. Зависимость потерь от разброса ФЧХ

$\Delta \varphi$, град.	1.5	2.0	3.0	5.0
$\mathcal{E}П$, дБ	0.5	1.0	2.0	3.0

Таблица 11. Зависимость потерь от отклонений АЧХ

ΔK , %	2.0	3.5	4.5	6.0
$\mathcal{E}П$, дБ	0.5	1.0	2.0	3.0

Из представленных результатов, например, видно, что при одинаковых энергетических потерях допустимы несколько большие относительные изменения параметра ΔK (относительно своего абсолютного значения, равного 1), чем параметра $\Delta \varphi$ (абсолютные значения сдвига фазы в зависимости от структуры фильтра могут превышать 360°).

При комплексной оценке влияния параметров ΔK и $\Delta \varphi$ на коэффициент корреляции ψ следует пользоваться непосредственно соотношением (21). В табл. 12 помещены результаты оценки допусков на отклонение АЧХ и разброс ФЧХ каждой пары фильтров входных устройств, приводящих к энергетическим потерям не более 3 дБ в условиях воздействия помехи средней интенсивности ($H \leq 30$ дБ), рассчитанные с использованием зависимостей (21) и (17).

Таблица 12. Допуски на отклонение АЧХ и разброс ФЧХ

$\Delta \varphi$, град.	0.5	1.0	2.0	3.0	4.0
ΔK , %	11.0	10.0	9.0	7.0	4.0

Величина допустимых потерь 3 дБ выбрана исходя из реальных физических и технологических возможностей реализации фильтров входных устройств на дискретных компонентах. Вопросы интегрального исполнения усилителей и фильтров входных устройств, а также возможности снижения энергетических потерь при их реализации заслуживают отдельного рассмотрения.

Таким образом, ориентируясь на потери реализации 3 дБ, из табл. 12 можно определить допуски на попарный разброс передаточных характеристик входных фильтров: отклонения АЧХ – не более 4 % (не более 0.2 дБ), разброс ФЧХ – не более 4°.

10. Заключение

Представленные в статье результаты исследований могут быть полезны при разработке, проектировании и реализации систем обнаружения различных диапазонов частот (от СВЧ диапазона до гидроакустического) и функционального назначения (от мобильных до стационарных), использующих в своей технической архитектуре многоэлементные антенные решётки и пространственно-временную обработку сигналов. Особенно полезными могут оказаться расчётные соотношения, доведённые до уровня инженерных оценок.

Литература

1. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. // Уидроу Б., Стирнз С. М.: Радио и связь, 1989, 440 с.
2. Адаптивные антенные решётки: Пер. с англ. // Монзинго Р. А., Миллер Т. У. М.: Радио и связь, 1986, 448 с.
3. Арсентьев В. Г. Адаптивная компенсация помех при пространственно-временной обработке дискретных сигналов // Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук: Новосибирск, 1982, 242 с.
4. Адаптивная компенсация помех в каналах связи // Под ред. Ю. И. Лосева. М.: Радио и связь, 1988, 208 с.
5. Арсентьев В. Г. Влияние характеристик парциальных каналов приёма на эффективность адаптивного компенсатора помех // Техника средств связи: Системы связи, 1981, вып. 4, с. 20 – 25.
6. Арсентьев В. Г., Дёмин С. Э. Энергетические потери при неоднородности трактов приёма адаптивных компенсаторов помех // Труды учебных институтов связи: Системы и средства передачи информации по каналам связи, 1984, с.107 – 114.

Статья поступила в редакцию 24.11.2009

Арсентьев Виктор Георгиевич

к.т.н., проректор по инновационному развитию СибГУТИ

тел. (383) 269-82-05, e-mail: vigar@sibsutis.ru

Suppression of local interference in spatial multi-channel detection systems

V. G. Arsentiev

The problem of improving efficiency of electronic detection systems through the use of the procedure of adaptive compensation of local interference sources is considered.

Keywords: coherent compensation, antenna arrays, adaptive algorithms for compensation, effectiveness of noise reduction.