

Министерство образования и науки Российской Федерации

**Федеральное государственное автономное образовательное учреждение  
высшего образования  
«Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского»  
Национальный исследовательский университет**

## **АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ**

Учебно-методическое пособие

Рекомендовано методической комиссией радиофизического факультета для  
студентов ННГУ, обучающихся по направлениям подготовки  
090302 «Информационная безопасность телекоммуникационных систем» и  
011800 «Радиофизика»

Нижний Новгород  
2015

УДК 621.396.96 + 621.Р (075)

ББК 3-84 (Я73)

А28

А28 АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ КОМПЕНСАЦИИ  
ПОМЕХ Авторы: Ивлев Д.Н., Орлов И.Я., Сорокина А.В., Фитасов  
Е.С.: Учебно-методическое пособие. – Нижний Новгород: ННГУ им.  
Н.И. Лобачевского, 2014.- 88 с.

**Рецензенты:**

Пособие посвящено рассмотрению адаптивных алгоритмов защиты от помех. Описан общий механизм адаптации в условиях априорной неопределенности распределения помех, приводятся примеры технических использований принципа адаптации. Подробно рассмотрены основные адаптивные алгоритмы компенсации помех в задачах радиолокации в условиях воздействия декоррелирующих факторов и нестационарной помеховой обстановки для многофункциональных обзорных импульсных РЛС. Рассмотрена возможность применения адаптивного алгоритма для компенсации нелинейных искажений в радиоприёмном устройстве, а также проведён анализ влияния мощной помехи на выходное отношение сигнал/шум радиоприёмного устройства в нелинейном режиме.

УДК 621.396.96 + 621.Р (075)  
ББК 3-84 (Я73)

© Нижегородский государственный  
университет им. Н.И. Лобачевского, 2014  
© Ивлев Д.Н., Орлов И.Я., Сорокина А.В.,  
Фитасов Е.С.

## СОДЕРЖАНИЕ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	5
ВВЕДЕНИЕ.....	6
1. АДАПТИВНЫЕ МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ ОТ ПОМЕХ.....	8
1.1 Механизм адаптации в условиях априорной неопределённости распределения помех в диапазоне возможных значений измеряемого параметра.....	9
1.2 Некоторые примеры технических использований принципа адаптации.....	13
1.2.1 Адаптивный следящий измеритель дальности .....	13
1.2.2 Адаптивная система подавления прицельной по частоте помехой.....	15
1.2.3 Система обнаружения с адаптивным порогом (стабилизация ложных тревог).....	17
2. МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ В АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМАХ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ.....	18
2.1 Адаптивный алгоритм формирования весовых коэффициентов градиентным методом.....	20
2.2 Анализ работы адаптивного алгоритма компенсации помех при прямом методе формирования весовых коэффициентов.....	28
2.3 Анализ способа настройки адаптивного алгоритма компенсации активных шумовых помех.....	35
3. ВЛИЯНИЕ ДЕКОРЕЛИРУЮЩИХ ФАКТОРОВ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ РАБОТЫ АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ.....	49
3.1 Влияние собственных шумов приёмников на работу адаптивных алгоритмов компенсации помех.....	49
3.2 Влияние пространственного разноса фазовых центров основной и компенсационной антенн на коэффициент корреляции помех.....	50
3.3 Влияние нелинейности трактов приёмного устройства на эффективность компенсации помех.....	53
3.4 Сравнительный анализ эффективности адаптивных алгоритмов компенсации помех при условии стационарности помеховой обстановки.....	55
3.5 Адаптивные алгоритмы компенсации помех в условиях нестационарной помеховой обстановки.....	58
4. ВЛИЯНИЕ МОЩНОЙ ВНЕПОЛОСОВОЙ ПОМЕХИ НА ВЫХОДНОЕ ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ РАДИОПРИЁМНОГО УСТРОЙСТВА В РЕЖИМЕ БЛОКИРОВАНИЯ.....	61

4.1	Метод анализа нелинейного безынерционного преобразования смеси сигнала, шума и помехи .....	61
4.2	Анализ влияния мощной внеполосной импульсной помехи на выходное отношение сигнал/шум входного усилителя радиоприёмного устройства в случае импульсного сигнала.....	66
5.	АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ПРИЁМА СИГНАЛА НА ФОНЕ МОЩНОЙ ПОМЕХИ, ПРЕВЫШАЮЩЕЙ ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН ПРИЁМА.....	73
5.1	Нелинейные искажения полезного сигнала во входном усилителе приёмника .....	74
5.2	Компенсация перекрёстных искажений.....	81
	СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	86

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

ААР – адаптивная антенная решетка  
АР – антенная решетка  
АК – автокомпенсатор  
АКП – автокомпенсатор помех  
АШП – активная шумовая помеха  
БЛ – боковые лепестки  
ВВК – вектор весового коэффициента  
ВК – весовой коэффициент  
ДН – диаграмма направленности  
ДНА – диаграмма направленности антенны  
ЗИ – зондирующий импульс  
КК – компенсационный канал  
КМ – корреляционная матрица  
КМП – корреляционная матрица помех  
КОС – корреляционная обратная связь  
МШУ – малошумящий усилитель  
НБП – нелинейный безынерционный преобразователь  
НОМ – непосредственное обращение матрицы  
ОК – основной канал  
ОКМ – обратная корреляционная матрица  
ОКМП – обратная корреляционная матрица помех  
ОП – обнаружитель помехи  
ПГ – перестраиваемый генератор  
ПГА – перестраиваемый генератор адаптивной системы  
Пер – передатчик  
Пр – приёмник  
ПП – постановщик помех  
ПТГ – перестраиваемый тактовый генератор  
РЛС – радиолокационная станция  
РПУ – радиоприёмное устройство  
СА – система адаптации  
СИ – следящий измеритель  
ТИ – тактовый импульс  
УПЧ – усилитель промежуточной частоты  
УРЧ – усилитель радиочастоты  
ФВ – фазовращатель  
ЦОС – цепь обратной связи  
ЧХ – частотная характеристика  
ШОУ – широкая полоса - ограничитель - узкая полоса  
ЭВМ – электронная вычислительная машина

## ВВЕДЕНИЕ

Работа различных радиоприёмных устройств (в системах радиосвязи, радиолокационных комплексах, навигационных системах), часто происходит в сложной априори неизвестной и динамично меняющейся помеховой обстановке. Поэтому заранее спроектировать систему помехозащиты с фиксированными параметрами, способную эффективно работать в этих условиях, как правило, не удается. В связи с этим большой интерес представляют адаптивные алгоритмы компенсации помех, в которых предусматривается изменение параметров алгоритма компенсации в соответствии с конкретно сложившейся помеховой ситуацией.

Адаптивные алгоритмы компенсации помех, использующие адаптивную настройку весовых коэффициентов при пространственной обработке сигналов фазированных антенных решёток, включают различные градиентные и прямые методы адаптации. Градиентные методы основаны на поиске центра поверхности уровня с помощью так называемого «метода спуска». Прямые методы адаптации, связанные с обращением или псевдообращением корреляционной матрицы помех (КМП), состоят в определении вектора весового коэффициента (ВВК) и, следовательно, амплитудно-фазового распределения на основе знания КМП и вектора, задающего волновой фронт полезного сигнала.

На практике при реализации адаптивных алгоритмов приходится встречаться с трудностями, связанными с быстроменяющейся помеховой обстановкой, неидентичностью характеристик приемных трактов каналов приема, ошибками при выполнении вычислений, действием других дестабилизирующих факторов, приводящих к снижению эффективности адаптивной обработки.

В первом разделе описаны теоретические основы адаптивных методов защиты от помех. Приводятся некоторые примеры технических использований принципа адаптации.

Во втором разделе рассмотрены градиентные и прямые методы формирования весовых коэффициентов. Рассматриваются переходные процессы в корреляционном автокомпенсаторе помех. Предложен способ настройки весового коэффициента, учитывающий угловое перемещение помехопостановщика.

Третий раздел посвящён анализу влияния различных факторов, таких как уровень собственных шумов, пространственный разнос фазовых центров основной и компенсационной антенн, нелинейность трактов приемного устройства, на эффективность компенсации помех.

В четвёртом разделе описан метод вычисления отношения сигнал/шум на выходе нелинейного устройства в условиях наличия на входе суммы сигнала, помехи и шума. Рассмотрено влияние мощной внеполосной помехи на выходное отношение сигнал/шум радиоприёмного устройства в режиме блокирования.

В пятом разделе представлен анализ возникающих во входном усилителе приёмника нелинейных искажений полезного сигнала при воздействии на вход

приёмника мощной помехи, уровень которой превышает динамический диапазон входного усилителя. Описывается адаптивный алгоритм приёма сигнала на фоне мощной помехи, превышающей динамический диапазон приёмника.

# 1. АДАПТИВНЫЕ МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ ОТ ПОМЕХ

Основным свойством адаптивной системы является изменяющееся во времени функционирование с саморегулированием. Необходимость такого функционирования очевидна из следующих рассуждений. Если разработчик проектирует «неизменяемую систему», которую он считает оптимальной, то это означает, что он предвидит все возможные условия на ее входе, по меньшей мере в статистическом смысле, и рассчитывает, что система будет работать при каждом из этих условий. Далее разработчик выбирает критерий, по которому должно оцениваться функционирование, например среднее число ошибок между выходными сигналами реальной системы и выходным сигналом некоторой выбранной модели или «идеальной» системы. Наконец, разработчик выбирает систему, которая оказывается лучшей в соответствии с установленным критерием функционирования, обычно из некоторого априорно ограниченного класса (например, из класса линейных систем).

Однако во многих случаях весь диапазон входных условий может быть неизвестен точно даже в статистическом смысле или условия могут время от времени меняться. Тогда адаптивная система, которая постоянно ищет оптимум в пределах некоторого допустимого класса возможностей с использованием регулярного процесса поиска, имеет преимущества по сравнению с неизменяемой системой.

Процесс адаптации состоит из измерений характеристик входного сигнала или окружающей среды, ввода этой информации в вычислительный алгоритм и использования полученных результатов для регулирования адаптивной системы [22]. Регулирование системы заключается в автоматической коррекции ее параметров. Адаптивные алгоритмы корректируют органы управления устройства обработки исходя из заранее выбранного критерия функционирования. В качестве критерия могут быть выбраны некоторые характеристики входного и выходного сигналов. Управление устройством обработки производится для того, чтобы поддержать оптимальное функционирование в соответствии с заранее выбранным критерием. «Другими данными» для адаптивной системы могут быть сведения об окружающей среде или, например, необходимый вид выходного сигнала (рисунок 1.1).

Достоинством адаптивных алгоритмов является их работоспособность во многих приложениях, где либо не существует аналитических методов анализа, либо они неизвестны. Такая ситуация имеет место, например, при работе с нелинейными системами или нестационарными сигналами. Кроме того, адаптацию можно эффективно использовать в случаях, когда значения параметров системы являются переменными или известны неточно. В такой ситуации адаптация обеспечит выбор наилучших значений этих параметров.

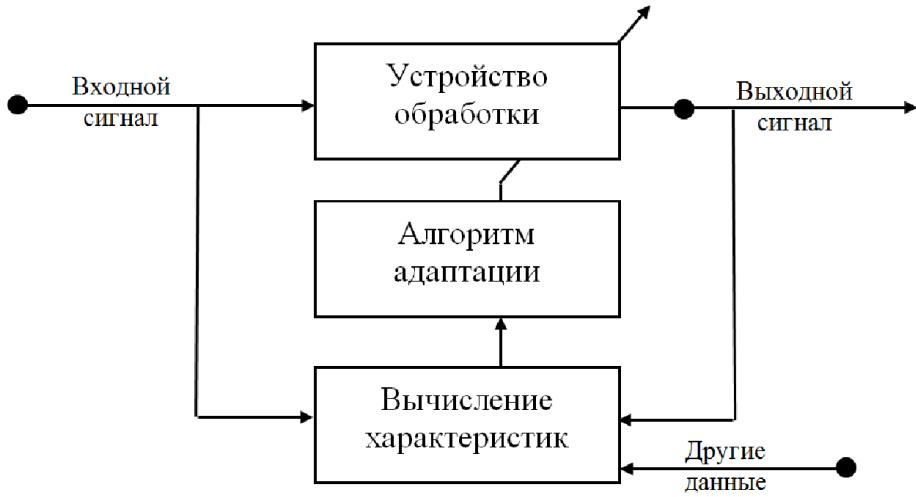


Рисунок 1.1 — Общая схема процесса адаптации

## 1.1 Механизм адаптации в условиях априорной неопределенности распределения помех в диапазоне возможных значений измеряемого параметра.

Рассмотрим измерительный тракт, состоящий из передающего  $V$ , приемного  $W$  устройств и линии связи. На вход приемного устройства  $W$  поступает аддитивная смесь

$$U(t) = S(t, \lambda) + r(t, \beta) + n(t),$$

где  $S(t, \lambda)$  — сигнал с измеряемыми параметрами  $\lambda$ ,  $r(t, \beta)$  — помеха с параметрами  $\beta$ ,  $n(t)$  — нормальный белый шум.

Как правило, параметры помехи  $\beta$  и их статистические характеристики заранее неизвестны и могут изменяться в процессе измерения параметров  $\lambda$  полезного сигнала. Поэтому возникает необходимость в такой структуре измерительного тракта, которая была бы защищена от действия не только шума  $n(t)$ , но и помехи  $r(t, \beta)$ .

Поиск оптимальной структуры измерителя параметра  $\lambda$  будем проводить пользуясь критерием максимума апостериорной плотности вероятности

$$P(\lambda|U) = \frac{P(\lambda)P(U|\lambda)}{P(U)},$$

где  $P(U|\lambda)$  — плотность условной вероятности принимаемого колебания  $U(t)$  при условии, что передавался сигнал с параметром  $\lambda$ ;  $P(\lambda)$  и  $P(U)$  — соответственно априорные распределения  $\lambda$  и  $U(t)$ .

Параметры помехи  $\beta$  в данном случае можно рассматривать как несущественные, и функция правдоподобия только для измеряемых параметров  $\lambda$  находится путем статистического усреднения по параметрам  $\beta$ :

$$P(U|\lambda) = \int_B P(\beta)P(U|\lambda, \beta)d\beta, \quad (1.1)$$

где  $B$  — область значений  $\beta$ .

В том случае когда параметры помехи известны полностью и равны  $\beta_0$ , априорная плотность распределения  $P(\beta) = \delta(\beta - \beta_0)$ , а  $P(U|\lambda) = P(U|\lambda, \beta_0)$

Неопределенность параметров помехи  $\beta$  влечет за собой увеличение погрешности измерения параметров сигнала. Это легко показать, когда  $n(t)$  является белым шумом. В этом случае функция правдоподобия

$$P(U|\lambda) = k \exp\{-\mu + q\}, \quad (1.2)$$

где  $k$  — коэффициент, не зависящий от  $\lambda$  и  $\beta$ ;  $N_0$  — мощность шума;

$$\mu = \mu(\lambda, \beta) = \frac{2}{N_0} \int_{T_1}^{T_2} (S^2 + r^2) dt;$$

$$q = q(\lambda, \beta) = -\frac{2}{N_0} \left\{ \int_{T_1}^{T_2} US dt + \int_{T_1}^{T_2} Ur dt - \int_{T_1}^{T_2} rS dt \right\},$$

$[T_1, T_2]$  — интервал наблюдения  $U(t)$ . Если параметры помехи  $r$  и сигнала  $S$  не-энергетические, то величина  $\mu = const$ , в отсутствие помехи ( $r=0$ ) функция  $q$

определяется корреляционным интегралом  $\Psi_{US} = \int_{T_1}^{T_2} US dt$ , максимум которого

соответствует оптимальной оценке  $\lambda = \lambda^*$ .

При  $r \neq 0$   $q(\lambda, \beta)$  состоит из трех корреляционных интегралов. Если параметры помехи известны, то  $\Psi_{Ur} = \int_{T_1}^{T_2} Ur dt$  имеет вполне определенную величину, а корреляционный интеграл  $\Psi_{rS} = \int_{T_1}^{T_2} rS dt$  заключает в себе только неопределенность, связанную с неопределенностью измеряемого параметра  $\lambda$ .

Если параметры помехи  $\beta$  неизвестны, то  $\Psi_{Ur}$  и  $\Psi_{rS}$  могут значительно изменяться по величине от одного измерения к другому, что неизбежно отразится на точности оценки  $\lambda = \lambda^*$ .

Очевидный выход из такого положения заключается в минимизации корреляционного интеграла  $\Psi_{rS}$ . Одной из возможностей является использование ортогональных с помехой сигналов, для которых на интервале времени измерения  $[T_1, T_2]$   $\Psi_{rS} = 0$ . Но этот путь влечет за собой усложнение структуры сигнала и изменение связанного с ним оптимального оператора  $W$ .

Реализация управления оператором  $W$  с помощью адаптивных фильтров довольно сложна. Определенные трудности представляет и выбор структуры сигнала, который был бы ортогонален помехе.

Другим, наиболее простым из возможных способов уменьшения  $\Psi_{rS}$  является способ, состоящий в смещении начала отсчета  $\lambda_0$  измеряемого параметра  $\lambda$

или интервала измерения  $[T_1, T_2]$  в ту область значений этих величин, где помеха отсутствует или, по крайней мере, минимальна. Такой путь не требует изменения структуры сигнала  $S(t, \lambda)$  и его последующей обработки  $W$ . Он тем более оправдан, если учесть, что реальные помехи являются нестационарными процессами с изменяющимися по случайному закону значениями  $\beta$ .

Рассмотрим такой способ минимизации  $\Psi_{rs}$  в применении к широко используемым следящим измерителям. Такие следящие измерители наиболее подвержены действию помех, параметры которых однотипны с параметрами сигнала  $\lambda$  и попадают в апертуру его дискриминационной характеристики. Таковыми параметрами могут быть временная задержка, фазовый сдвиг, девиация частоты, направление распространения и т.д. Адаптивное управление оператором  $V$  должно учитывать текущие значения  $P(\beta) = P(\beta, t)$ . Здесь явная зависимость априорной плотности распределения от времени отражает тот факт, что  $P(\beta)$  может изменяться в процессе измерения по заранее неизвестному закону.

Получить заметный выигрыш от такого адаптивного воздействия на способ формирования сигнала  $S(t, \lambda)$  удается лишь в случае, когда распределение  $P(\beta)$  неравномерно, и на интервале  $L$  «абсолютных» значений измеряемого параметра  $\lambda_{abs} = \lambda_0 + \lambda$  ( $\lambda$  измеряется относительно  $\lambda_0$ ) имеется достаточно глубокий перепад  $\Delta P = P_{max}(\beta) - P_{min}(\beta)$  между максимумом  $P_{max}$  и минимумом  $P_{min}$  плотности вероятности  $P(\beta)$ , где  $\beta \subset L$ . При этом  $L$  является частью множества  $B$  возможных значений  $\beta$ , т.е.  $L \subset B$ .

Пусть в распределении  $\beta$  есть интервал  $\Delta\beta$ , где помеха отсутствует, т.е. имеются значения  $\beta \subset \Delta\beta$ , которым соответствует  $P_{min}(\beta) = 0$ . Соответствующее этому интервалу среднее значение  $\beta$  можно оценить по формуле

$$\overline{\beta(t)} \approx \frac{\int_{\beta_1}^{\beta_2} \beta [P_{\Delta} - P(\beta)] d\beta}{\int_{\beta_1}^{\beta_2} [P_{\Delta} - P(\beta)] d\beta}, \quad (1.3)$$

где  $P_{\Delta}$  — минимальное из двух значений плотности вероятности  $P(\beta)$  на границах интервала  $\Delta\beta$ , соответствующее  $\beta = \beta_1$ ;  $\beta_2 \subset \Delta\beta$  находится из условия  $P(\beta_2) = P(\beta_1)$ . Если  $P_{min}(\beta) \neq 0$ , когда  $\beta_2 \subset \Delta\beta$  то в выражении (1.3)  $P(\beta)$  следует заменить разностью  $P(\beta) - P_{min}(\beta)$ .

Мерой качества определения  $\overline{\beta(t)}$  может служить минимум среднеквадратичной ошибки  $\overline{\varepsilon^2(\beta)}$ ;  $\varepsilon(\beta) = \beta(t) - \overline{\beta(t)}$ .

Оптимальным при этом, как известно, оказывается следящий фильтр. Другими словами, адаптивный алгоритм должен работать в совокупности со следящим измерителем минимума в распределении помехи на множестве значений ее параметра  $\beta$ . Адаптивный механизм, используя данные о  $\overline{\beta(t)}$ , управляет оператором  $V$  таким образом, чтобы абсолютная величина измеряемого

параметра  $\lambda_{\text{abs}} = \lambda_0 + \lambda$  попадала в интервал  $\Delta\beta$  с минимальной интенсивностью помех, т.е.  $\lambda_{\text{abs}} \subset \Delta\beta$ .

При известном  $\lambda$  управление сводится к соответствующему изменению  $\lambda_0$ .

Заметим, что необходимость точного измерения  $\overline{\beta(t)}$  отпадает в том случае, когда область с минимальной интенсивностью помех  $\Delta\beta$  достаточно протяжена, в частности, если  $\Delta\beta$  выходит за пределы апертуры дискриминационной характеристики  $D_A$  системы, следящей за минимумом  $P(\beta, t)$  (системы адаптации). Роль последней при этом сводится лишь к предотвращению возможного перекрытия измеряемого параметра с параметрами помехи  $\beta$ .

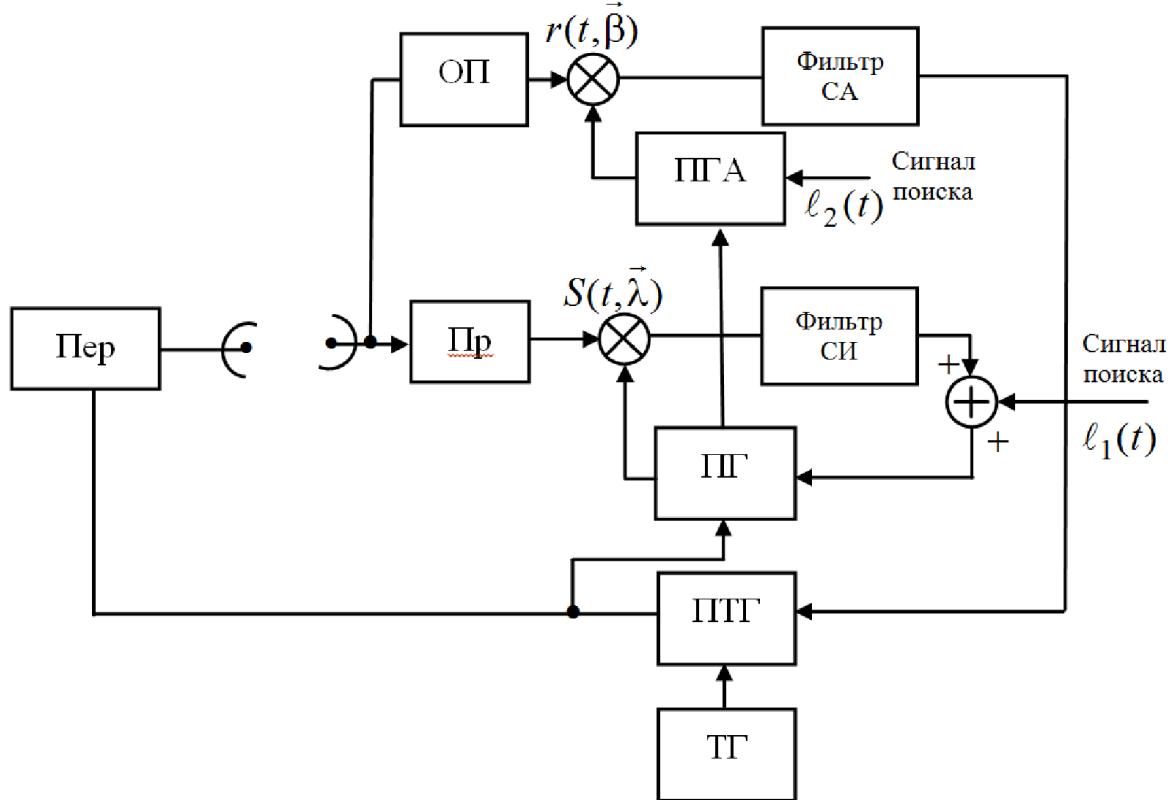


Рисунок 1.2 — Блок-схема адаптивного следящего измерителя

Анализ выражения (1.3) показывает, что адаптивный измеритель можно построить по схеме, приведенной на рисунке 1.2. Измерительный тракт на нем включает в себя передатчик (Пер), приемник (Пр), линию связи и автоматическую систему слежения за измеряемым параметром  $\lambda$ , состоящую из перемножителя, фильтра следящего измерителя (СИ) и перестраиваемого генератора (ПГ). В режиме поиска напряжение, подаваемое на перестраиваемый генератор с фильтра СИ, суммируется с напряжением сигнала поиска  $\ell_1(t)$ . Для обеспечения минимума корреляционного интеграла  $\Psi_{rs}$  введена система адаптации, образованная дополнительным кольцом слежения за минимумом распределения помехи. Это кольцо включает обнаружитель помехи ОП, перемножающее устройство, фильтр системы адаптации (СА) и перестраиваемый генератор ПГА. Работой ПГА управляют последовательно включенные генератор ПГ следящего измерителя и генератор ПГА.

дящего измерителя и перестраиваемый тактовый генератор ПТГ в соответствии со значением измеряемого параметра  $\lambda$  и распределением помехи  $r(t, \beta)$  по параметрам  $\beta$  в окрестности оценки  $\lambda = \lambda^*$ .

Перестраиваемый генератор ПТГ управляет работой передатчика таким образом, чтобы поступающий на вход приемника сигнал имел параметры  $\lambda_{\text{abs}}$ , расположенные в области минимума интенсивности помехи. Такая привязка к минимуму в распределении  $P(\beta)$  возможна в силу того, что генератор системы адаптации ПГА подстраивается с учетом измеряемой величины  $\lambda$ . Для нахождения минимума  $P(\beta)$  используется сигнал поиска  $\ell_2(t)$ .

Обнаружитель помех ОП отделяет помехи от сигнала. Для этой цели может быть использован любой признак, позволяющий вынести достаточно определенное решение относительно принадлежности его выходного эффекта к сигналу или помехе. В частности, это может быть пороговый обнаружитель, если поступающие на вход приемника помехи достаточно отличаются по уровню от сигнала (превышают его).

## 1.2 Некоторые примеры технических использований принципа адаптации

### 1.2.1 Адаптивный следящий измеритель дальности.

Задача измерения дальности до объекта методами импульсной радиолокации сводится к измерению временного сдвига информационной периодической последовательности импульсов (например, прямоугольных сигнальных импульсов СИ на рисунке 1.3) относительно последовательности зондирующих импульсов ЗИ, определяющих время излучения передающего устройства. Измеряемый параметр  $\lambda$  в этом случае соответствует временной задержке импульсов сигнала СИ относительно ЗИ, а положение зондирующих импульсов фиксирует начало отсчета  $\lambda_0$ . Сразу же следует отметить, что в процессе адаптации последовательность ЗИ, а следовательно, и последовательность СИ не будет соответствовать строго периодическому процессу, т.е. алгоритм адаптации основан на управлении положением начала отсчета  $\lambda_0$ .

Оценка  $\lambda = \lambda^*$  совпадает с осью симметрии следящих стробов  $C_1$  и  $C_2$  (рисунок 1.3), вырабатываемых в перестраиваемом генераторе ПГ (рисунок 1.2). Для отделения помех, не перекрывающихся по времени со следящими стробами, обычно применяется временная селекция путем стробирования приемника селекторными импульсами  $C = C_1 + C_2$ . Эти же импульсы селекции можно использовать для бланкирования входа обнаружителя помехи на время действия  $C$ .

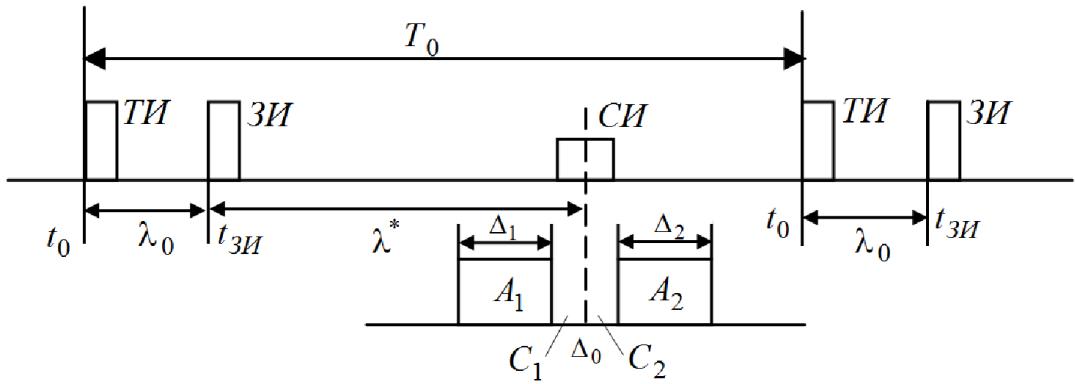


Рисунок 1.3 — Временное расположение сигнальных импульсов относительно зондирующих импульсов, следящих стробов и стробов адаптации

Характеристика дискриминатора кольца слежения за минимумом помехи  $r$  формируется с помощью генерируемых в ПГА стробов адаптации  $A_1$  и  $A_2$ , которые расположены по обе стороны от следящих стробов. Их длительности  $\Delta_1$  и  $\Delta_2$ , а также длительность следящих стробов  $\Delta_0$  определяют апертуру дискриминационной характеристики  $D_A \approx \Delta_0 + \Delta_1 + \Delta_2$  системы адаптации.

Работа всей системы синхронизируется периодической последовательностью тактовых импульсов ТИ с периодом  $T_0$ , вырабатываемых генератором ТГ.

Таким образом, в данном случае система адаптации представляет собой систему слежения за минимумом временного распределения помех  $P_{\min}(\beta)$  на тактовом интервале между соседними ЗИ. Вырабатываемая системой адаптации в соответствии с положением  $P_{\min}(\beta)$  задержка  $\lambda_0$  должна быть такой, чтобы исключалась (или уменьшалась) вероятность попадания помех в апертуру дискриминационной характеристики  $D_S \approx \Delta_0$  основного кольца слежения за сигналом.

Помимо задачи слежения за минимумом временного распределения помех и выработки соответствующего этому минимуму значения  $\lambda_0$  система адаптации должна обеспечить в реальных условиях поиск  $P_{\min}(\beta)$ . Эта задача может быть решена подачей на перестраиваемый генератор ПГА напряжения поиска  $e_2(t)$ . Поиск может быть осуществлен и без подключения  $e_2(t)$ , если характеристику дискриминатора кольца слежения за минимумом помех взять несимметричной, что достигается неравенством в длительности стробов  $A_1$  и  $A_2$  ( $\Delta_1 \neq \Delta_2$ ).

Пусть соотношение между  $\Delta_1$  и  $\Delta_2$  таково, что  $\Delta_1 > \Delta_2$  (или  $\Delta_2 > \Delta_1$ ), а распределение помех равномерно. Тогда в установившемся режиме на выходе дискриминатора системы адаптации будет действовать сигнал рассогласования, приводящий к одностороннему смещению стробов  $A_1$  и  $A_2$ . Направление смещения зависит от знака неравенства между  $\Delta_1$  и  $\Delta_2$ . Таким образом будет осуществляться последовательный просмотр всего тактового интервала до тех пор, пока не будет обнаружен ближайший в направлении перемещения минимум распределения помех. В дальнейшем этот минимум будет отслеживаться.

Рассмотренный алгоритм адаптации следящего измерителя дальности осуществляет последовательный анализ помеховой ситуации на тактовом ин-

тервале, длительность которого определяется частотой следования сигнальных импульсов.

Оценку помеховой ситуации можно осуществлять и путем параллельного анализа, разбивая таймовый интервал на  $N$  каналов.

Этот способ имеет намного более высокую скорость анализа, чем первый, однако аппаратура, необходимая для параллельного анализа, более сложна, т.к. требует применения многоканальных анализаторов с большим числом каналов. Более разумным является сочетание в одном устройстве обоих способов анализа.

### 1.2.2 Адаптивная система подавления прицельной по частоте помехой

а) Для подавления прицельной шумовой помехи в РПУ применяют систему быстрого измерения частоты и режекции помехи по результатам измерения (рисунок 1.4).

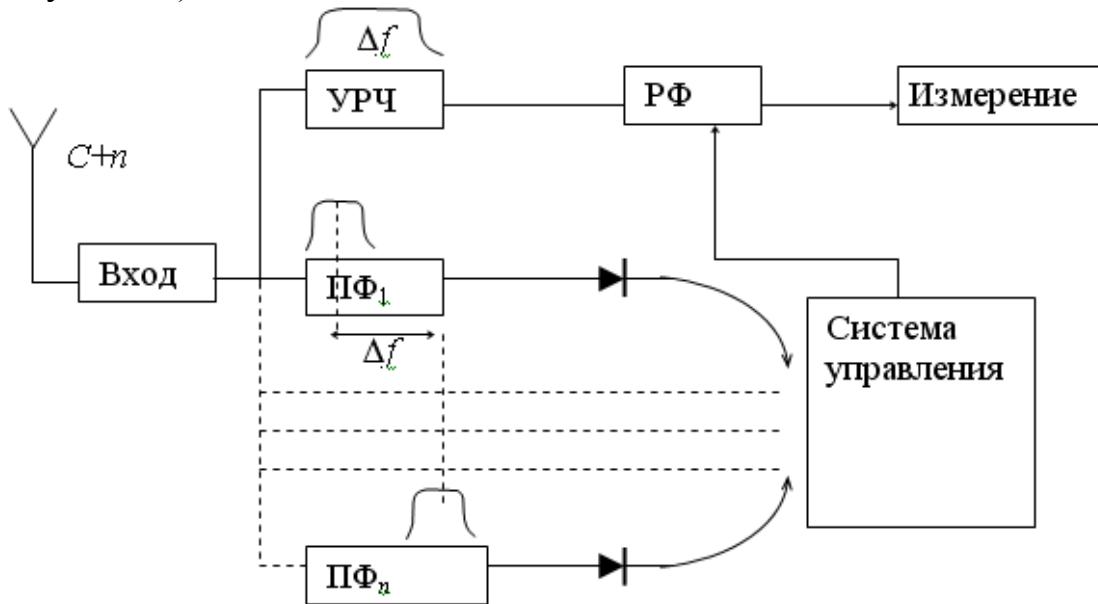


Рисунок 1.4

РПУ оценивает частоту несущей  $f_c$  в рабочей полосе УРЧ  $\Delta f$ . Если вместе с сигналом наблюдается узкополосная помеха с полосой  $\Delta f_{min} << \Delta f$  один из полосовых фильтров ее зафиксирует и с помощью системы управления включит режекторный фильтр в эту полосу. В результате этого РПУ адаптируется к сигнальной обстановке не пропуская прицельной помехи.

б) Возможен второй вариант — перестройка несущей частоты  $f_c$  колебания сигнала на участок с минимумом помех.

Если спектр помехи на входе РПУ неравномерен (рисунок 1.5), перестраивая частоту гетеродина (режим поиска) отыскивают провал в спектре помехи.

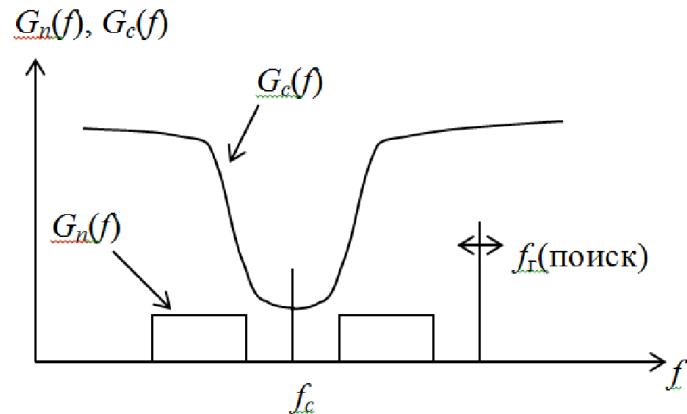


Рисунок 1.5

Подстройка под провал в спектре помехи адаптирует РПУ к помеховой обстановке. Для поиска минимума в спектре помехи можно использовать систему со «сторожевыми» частотными фильтрами, находящимися по краям полосового фильтра УПЧ (рисунок 1.6).

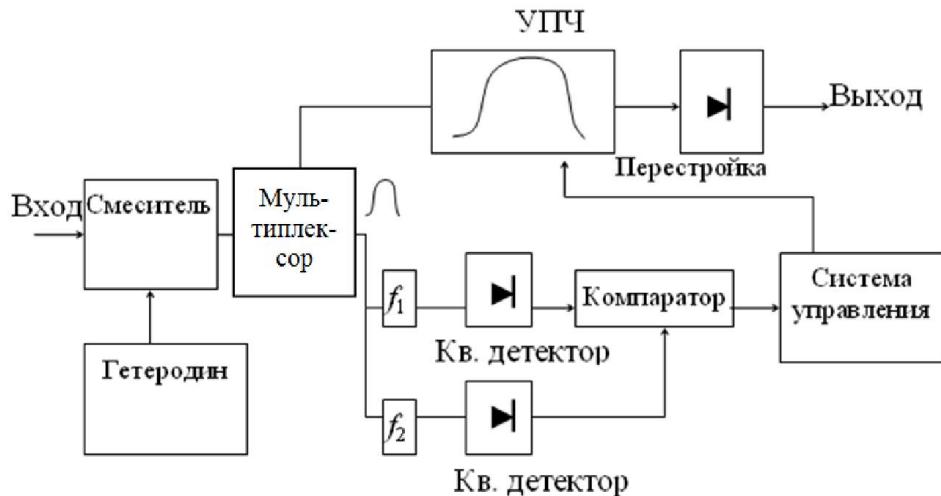


Рисунок 1.6

В схеме имеются два канала приема — нормальный на частоте  $f_{\text{пр}}$  с полосой  $\Delta f$ , и канал сторожевых фильтров  $f_{\text{пр}1} < f_{\text{пр}}, f_{\text{пр}2} > f_{\text{пр}}$  с одинаковыми полосами  $\Delta f$ . С выхода каналов на компаратор поступают напряжения, пропорциональные спектральной плотности помех в полосах сторожевых фильтров. По знаку разности напряжений с этих фильтров осуществляется перестройка частоты сигнала.

### 1.2.3 Система обнаружения с адаптивным порогом (стабилизация ложных тревог).

Рассмотрим один из примеров схемы стабилизации, использующий расширение полосы РПУ (рисунок 1.7).

Пусть, для определенности, сигнал находится в полосе 2 УПЧ, а шумовая помеха — в полосах 1 и 3. После фильтрации в трех таких фильтрах напряжение шумов с выходов фильтров  $\Phi_1$  и  $\Phi_3$  используется для корректировки порога обнаружения  $E_{\text{пор.}}$ .

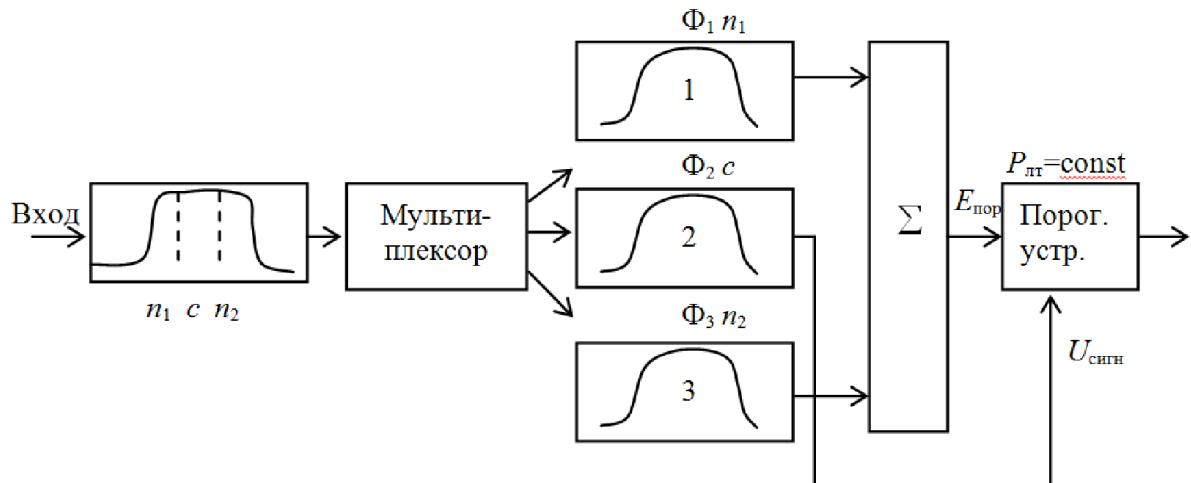


Рисунок 1.7

## **2. МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ В АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМАХ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ**

Создание помехозащищенных радиолокационных систем возможно лишь только на основе рационально построенных устройств обработки принимаемых радиосигналов. Неотъемлемой частью современных и перспективных радиолокационных систем являются адаптивные устройства компенсации помех [23-24].

В качестве адаптивных устройств защиты от АШП могут использоваться системы автокомпенсации, построенные либо на базе корреляционных автокомпенсаторов с обратными связями [4, 16, 17], либо с прямым вычислением КМП и формированием вектор-столбца ВК путем обращения полученной матрицы или так называемом прямом методе формирования ВК или алгоритме выборочной оценки и НОМ или адаптивном алгоритме НОМ [1, 8].

Весовые коэффициенты, необходимые для адаптивной пространственной обработки, могут быть сформированы по определенным алгоритмам с помощью цифровых или аналоговых устройств. Различают оптимальные и адаптивные алгоритмы, представленные на рисунке 2.1. Оптимальные алгоритмы определяются соответствующими критериями эффективности и применимы при известных параметрах сигнала и помех. Выделяют следующие критерии эффективности [1, 16, 17]:

- среднеквадратическая ошибка между реальным и ожидаемым сигналами на выходе фильтра обработки;
- отношение сигнал-помеха и шум на выходе фильтра;
- минимальная мощность помехи на выходе фильтра.



Рисунок 2.1 — Классификация алгоритмов

При отсутствии априорной информации необходимо осуществлять адаптацию к помеховой обстановке. Адаптация заключается в накоплении независимых выборок помеховых сигналов, их статистической обработке и расчёте ВВК. Этот процесс называется обучением устройства обработки и продолжается до тех пор, пока не будет найдено оптимальное решение. По виду обучения адаптивные алгоритмы делятся на две категории:

- рекурсивные алгоритмы;
- алгоритмы прямого решения.

Рекурсивные алгоритмы используются в адаптивных процедурах с замкнутой петлёй обратной связи. Классическим примером такого процессора является процессор Хауэлса-Аппельбаума [8]. К рекурсивным алгоритмам также относятся градиентные алгоритмы (алгоритмы случайного и систематического поиска) [2, 3].

Достоинства рекурсивных алгоритмов заключаются в относительной простоте их технической реализации, как в аналоговом, так и в цифровом виде, а также способность к самокоррекции промежуточных ошибок вычислений. Главный недостаток — малая скорость сходимости к оптимальному решению. Следует также отметить, что для процессоров с замкнутой петлёй обратной связи актуальна проблема устойчивости.

Алгоритмы прямого решения применяют в процедурах с разомкнутой петлёй обратной связи. Скорость адаптации таких процедур намного выше

скорости процедур с обратной связью. Прямые алгоритмы очень чувствительны к ошибкам вычислений и требуют больших вычислительных затрат.

К прямым алгоритмам относятся алгоритмы непосредственного обращения ковариационной матрицы помехи, алгоритм рекуррентного обращения и алгоритм последовательной декорреляции помехи, основанный на процедуре ортогонализации Грама-Шмидта. Алгоритмы с разомкнутой петлёй обратной связи должны обладать не только высокой точностью, но и большим динамическим диапазоном, они могут быть реализованы преимущественно в цифровом виде.

## 2.1 Адаптивный алгоритм формирования весовых коэффициентов градиентным методом

Одним из представителей рекурсивных алгоритмов является алгоритм с КОС, использующей градиентный метод для решения задачи адаптивной подстройки ВВК.

Рассмотрим работу одноканального АКП с формированием весовых коэффициентов градиентным методом для случая воздействия стационарной узкополосной помехи (рисунок 2.2).

В состав системы входят: 1 — сумматор; 2 — умножители; 3 — фазовращатель на  $\pi/2$ ; 4 — усилители обратной связи с коэффициентами  $\gamma_{c,s}$ ; 5 — фильтры низких частот с постоянными времени  $T_{c,s}$ .

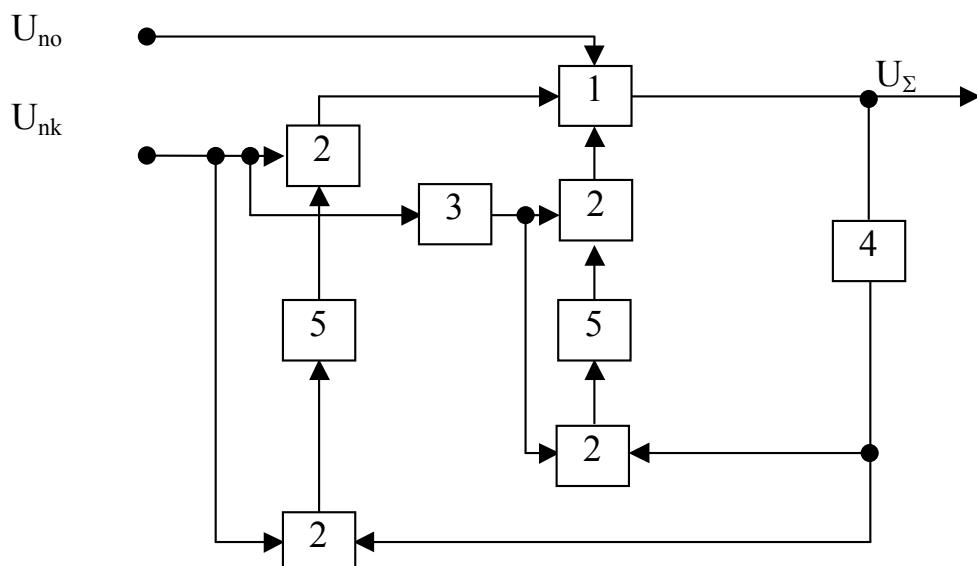


Рисунок 2.2 — Одноканальная система компенсации помех

Напряжение помехи на выходе автокомпенсатора определяется выражением

$$U_{\Sigma \text{ вых}} = U_{\text{по}} - [w_c U_{\text{пк}} + w_s U_{\text{пк}\perp}], \quad (2.1)$$

$U_{\text{по}}$  — напряжение помехового сигнала основного канала;

где  $U_{nk\perp}$  и  $U_{nk}$  — напряжения сигнала помехи в дополнительном канале.

Коэффициенты передачи управляемых усилителей (весовые коэффициенты) пропорциональны напряжениям, формируемым на выходах корреляторов т.е.

$$w_s = \gamma_s \left\langle U_{nk}^* \cdot U_{\Sigma} \right\rangle, \quad (2.2)$$

$$w_c = \gamma_c \left\langle U_{nk\perp}^* \cdot U_{\Sigma} \right\rangle, \quad (2.3)$$

где  $\gamma$  — величина, оказывающая влияние на устойчивость и быстродействие автокомпенсатора.

Подставив в (2.2) значение  $U_{\Sigma \text{ вых}}$  из (2.1), получим

$$w_s = \gamma_s \left\langle U_{nk}^* U_{no} \right\rangle - \gamma_s w_c \left\langle U_{nk}^2 \right\rangle - \gamma_s w_s \left\langle U_{nk}^* U_{nk\perp} \right\rangle. \quad (2.4)$$

Поскольку  $U_{nk\perp}^*$  и  $U_{nk}$  некоррелированы в совпадающие моменты времени, последний член правой части (2.4) равен нулю. Тогда, учитывая, что  $\left\langle U_{nk}^* U_{no} \right\rangle = p_{n1} \sigma_0 \sigma_k$  и  $\left\langle U_{nk}^2 \right\rangle = \sigma_k^2$ , получаем [1]

$$w_s = \frac{\gamma_s p_{n1} \sigma_0 \sigma_k}{1 + \gamma_s \sigma_k^2}. \quad (2.5)$$

При большом уровне помехи единицей в знаменателе можно пренебречь, и выражение (2.5) принимает вид

$$w_s = \rho_{n1} (\sigma_0 / \sigma_k). \quad (2.6)$$

Решая выражение (2.1) для  $U_{\Sigma \text{ вых}}$  и проводя аналогичные рассуждения для второго подканала, получаем

$$w_c = \rho_{n\perp} (\sigma_0 / \sigma_k), \quad (2.7)$$

где  $p_{n1}$  и  $p_{n\perp}$  — коэффициенты корреляции значений напряжений помех в основном канале и в дополнительном (квадратурном) подканалах.

Полученные значения весовых коэффициентов компенсационных подканалов (2.6) и (2.7) обеспечивают оптимальную компенсацию каждой из составляющих помех. С учетом (2.6) и (2.7) из (2.1) получим, что дисперсия помехи (средний квадрат напряжения  $U_{\Sigma \text{ вых}}$ ) на выходе автокомпенсатора для рассматриваемого случая равна

$$\sigma_{\Sigma \text{ min}}^2 = \sigma_0^2 (1 - |\rho_n|^2), \quad (2.8)$$

где  $\rho_n$  — коэффициент корреляции комплексных амплитуд колебаний помехи на основном и компенсационном входах автокомпенсатора.

Квадрат его модуля равен  $|\rho_n|^2 = \rho_{n1}^2 + \rho_{n\perp}^2$ . Коэффициент подавления для квадратурного автокомпенсатора, определяемый соотношением  $K_{\text{под}} = \sigma_0^2 / \sigma_{\Sigma \text{ min}}^2$ , будет равен [16,17]

$$K_{\text{под}} = 1 / (1 - |\rho_n|^2). \quad (2.9)$$

Одной из основных характеристик АКП является скорость сходимости процесса адаптации (переходной процесс) [1]. Для большей наглядности сначала рассмотрим переходные процессы в одноканальном автокомпенсаторе. В этом случае выражение для вычисления ВК в соответствии с [1] при исключении сигнала из канала адаптации принимает вид

$$w(t) = \left\{ \exp\left[-(1 + \gamma \overline{U_{n1}^2}) \frac{t - t_0}{T_i}\right] \times w(t_0) + (1 + \gamma \overline{U_{n1}^2})^{-1} \times \right. \\ \left. \times \left\{ 1 - \exp\left[-(1 + \gamma \overline{U_{n1}^2}) \frac{t - t_0}{T_i}\right] \right\} \overline{U_{n1}^* U_{no}} \right\} \quad (2.10)$$

Из последнего выражения видно, что эквивалентная постоянная времени автокомпенсатора равна  $T_3 = T_i / (1 + \gamma \overline{U_{n1}^2})$ .

Таким образом, время переходного процесса определяется постоянной времени интегрирования  $T_i$ , коэффициентом усиления ЦОС  $\gamma$  и мощностью помех в КК  $\overline{U_{n1}^2}$ . При увеличении  $\overline{U_{n1}^2}$  время переходного процесса уменьшается. Матрица  $u_{cp}^* u_{cp}^T$  в общем случае имеет ненулевые недиагональные элементы, так как входные сигналы коррелированы. Следовательно, процессы установления будут создавать взаимную связь между компонентами ВК, что приводит к увеличению времени переходного процесса и усложняет изучение процессов установления. Для упрощения анализа этого процесса входящую в (2.10) эрмитову матрицу  $u_{cp}^* u_{cp}^T$  выразим через диагональную ее собственных значений  $\Lambda$  с помощью унитарного преобразования  $u_{cp}^* u_{cp}^T = Q \Lambda Q^{-1}$ . В результате получим выражение

$$T_i \frac{dw_1}{dt} + (I + \gamma Q \Lambda Q^{-1})w = \overline{u_{cp}^* U_{cp0}}. \quad (2.11)$$

Умножив последнее выражение на  $Q^{-1}$  и обозначив  $Q^{-1}w = w_1$ , получим

$$T_i \frac{dw_1}{dt} + (I + \gamma \Lambda)w_1 = \Gamma, \quad (2.12)$$

где  $\Gamma = Q^{-1} \overline{u_{cp}^* U_{cp0}}$ .

Поскольку  $\Lambda$  диагональная матрица, то матричное дифференциальное уравнение (2.10) распадается на скалярные уравнения вида

$$T_i \frac{dw_{1i}}{dt} + (1 + \gamma \lambda_i)w_{1i} = \Gamma_i,$$

где  $\Gamma_i$ ,  $W_{1i}$  и  $\lambda_i$  — элементы соответственно матриц  $\Gamma$ ,  $w_1$  и  $\Lambda$ .

Решение этого дифференциального уравнения имеет вид

$$w_{li}(t) = \left\{ \exp[-(1 - \gamma \lambda_i) \frac{t - t_0}{T_i}] \right\} \times w_1(t_0) + (1 + \gamma \lambda_i)^{-1} \times \times \left\{ 1 - \exp[-(1 + \gamma \lambda_i) \frac{t - t_0}{T_i}] \right\} \gamma \Gamma_i. \quad (2.13)$$

Показатель экспоненты  $(1 + \gamma \lambda_i)/T_i$  определяет время переходного процесса. Наименьшая скорость сходимости ВК к их оптимальным значениям соответствует минимальному собственному значению матрицы  $\lambda_{i \min}$  и в пределе определяется постоянной времени интеграторов  $T_i$ . Нахождение ВК обеспечивается в том и только в том случае, если коэффициент  $\gamma$  имеет величину, лежащую в пределах [8]

$$\frac{1}{\lambda_{\max}} > \gamma > 0, \quad (2.14)$$

где  $\lambda_{\max}$  — максимум собственного значения КМП.

С увеличением значения  $\gamma$  время переходного процесса уменьшается, но коэффициент  $\gamma$  должен выбираться таким, чтобы обеспечить компромисс между временем переходного процесса и точностью вычисления ВК. Следует учитывать, что при достижении  $\gamma$  критического значения, определяемого мощностью входного процесса, шириной полосы пропускания ЦОС, параметрами интегрирующих цепей и размерностью КМП, автокомпенсатор с КОС будет возбуждаться. Весь процесс установления ВК описывается суммой экспонент с постоянными времени, пропорциональными  $\gamma \lambda_i$  ( $i=1,2,\dots, N$ ). Поскольку собственные значения матрицы  $\Phi_i$  пропорциональны мощности входного сигнала (помехи), процесс формирования ВК сходится тем быстрее, чем больше мощность помехи на входе и значения константы  $\gamma$ . При сильно различающихся собственных значениях матрицы  $\Phi_i$  переходной процесс будет малым. Такая ситуация наблюдается при одновременном воздействии сильного и слабого источников. Данная ситуация характеризует прерывистую помеху, влияние которой на работу АКП рассмотрено в [6]. При этом время переходного процесса будет ограничиваться помехой с минимальной мощностью. В то же время сильная помеха не позволяет ускорить процесс увеличением  $\gamma$ , поскольку это нарушает условие устойчивости (возникает возбуждение [6]).

На рисунке 2.3 представлены входное и выходное (кривые 1, 2) значение АШП АК для различных значений коэффициента  $\gamma$ . Здесь и далее в других моделях помеха на входе представлена в виде случайного гауссовского процесса с нулевым средним. Уровень входной помехи соответствовал отношению помеха-шум 40 дБ. Весь объем обучающей выборки (дистанция) состоит из временных отсчетов, называемых квантами. Кривая 1 соответствует значению  $\gamma=0,56$ , кривая 2 —  $\gamma=0,91$ . Анализ результатов показал (рисунок 2.3),

что при разных коэффициентах усиления ЦОС время настройки АК также различное ( $t_1$ ,  $t_2$ ).

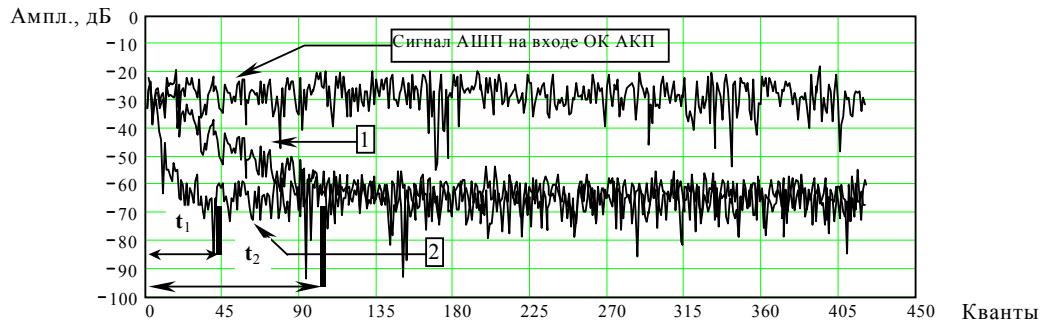


Рисунок 2.3

На рисунке 2.4 показан процесс настройки ВК для случая  $\gamma=0,56$  (кривая 1) и  $\gamma=0,91$  (кривая 2). Необходимо отметить, что процесс адаптации при одинаковом уровне мощности помехи, но меньшем значении коэффициента  $\gamma$  занимает больше времени (кривая 1 рисунок 2.3). При большем значении коэффициента  $\gamma$  процесс адаптации занимает меньше времени (кривая 2 рисунок 2.4). При рассмотренных разных значениях коэффициента  $\gamma$  (0,56 и 0,91) АК обеспечивает подавления АШП.

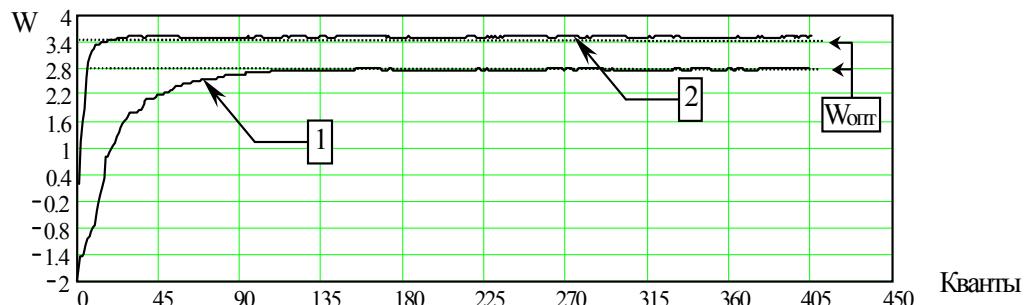


Рисунок 2.4

При  $\gamma > \gamma_{\text{кр}}$  ( $\gamma_{\text{кр}}=1,1$  определяется условием устойчивости (2.14)), АК будет возбуждаться (рисунок 2.5).

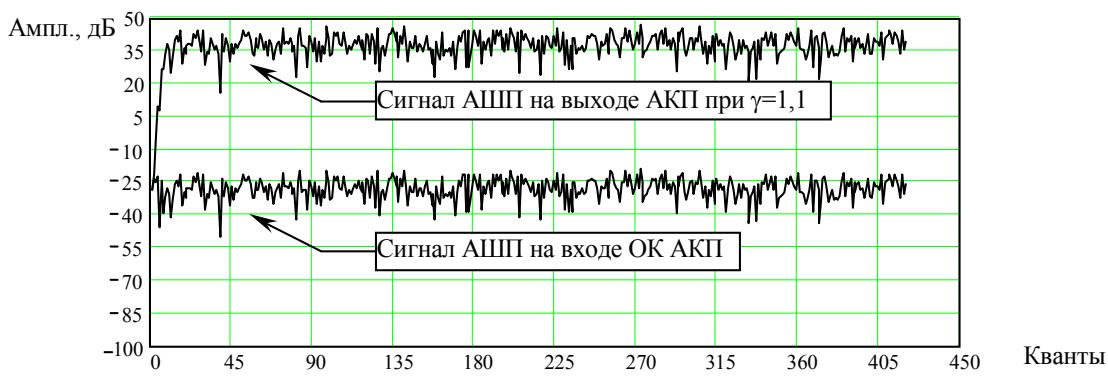


Рисунок 2.5

Согласно рисунку 2.3 при  $\gamma=0,91$  переходной процесс занимает меньше времени (45 квантов), чем при  $\gamma=0,56$  (100 квантов). Таким образом, коэффициент,  $\gamma$  равный 0,91, будем считать наиболее приемлемым, т.к. при  $0,91 < \gamma < 0,99$  «вес» неустойчив, и возникает ситуация самовозбуждения.

Рассмотрим влияние различной мощности и длительности АШП (в дальнейшем именуемой «скачком») при коэффициенте  $\gamma=0,91$  на работу АК. Проанализируем реакцию АК на воздействие «скачка» с постоянной амплитудой, но различной длительностью. На рисунке 2.6 представлена реакция АК на воздействие аддитивной смеси (АШП1 + АШП2). Амплитуда АШП2 превышает уровень АШП1 на 25 дБ, длительность импульса помехи  $\tau_i=45$  квантов соответствующей времени настройки АК (рисунок 2.3). До момента  $T_1$  АК настраивается по АШП1. На интервале  $T_1 - T_2$  при воздействии АШП2 первоначально наблюдаются переколебания АК (рисунок 2.7), но к моменту  $T_2$  АК практически успевает настроиться по АШП2 и по ее окончанию продолжает настраиваться по АШП1.

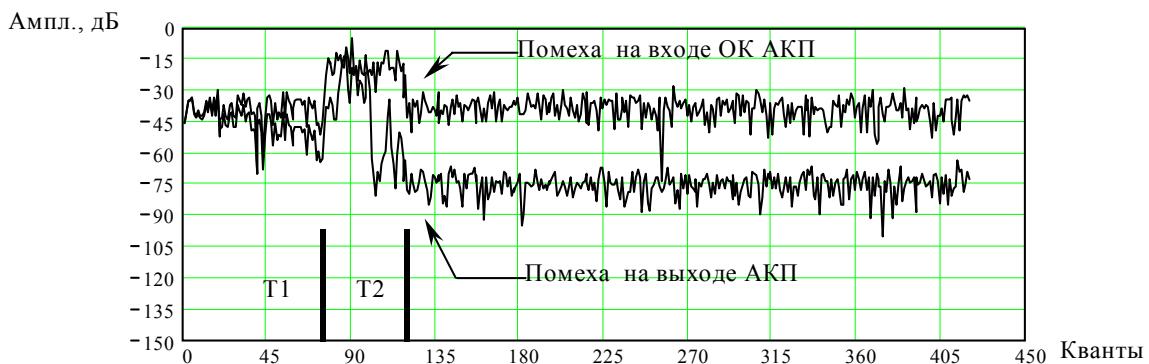


Рисунок 2.6

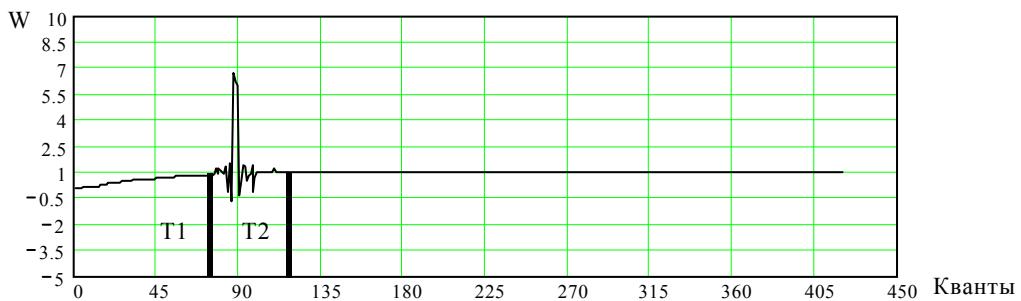


Рисунок 2.7

На рисунке 2.8 представлена реакция автокомпенсатора на воздействие аддитивной смеси  $\tau_i=23$  кванта. До момента  $T_1$  АК настраивается по АШП1, в момент  $T_1$  воздействует АШП2. За счет малой длительности ( $\tau_i < t_1$ ) и большой мощности АК не успевает настроиться (рисунок 2.8, рисунок 2.9), по окончании АШП2 (момент  $T_2$ ) АК заново начинает настраиваться по АШП1.

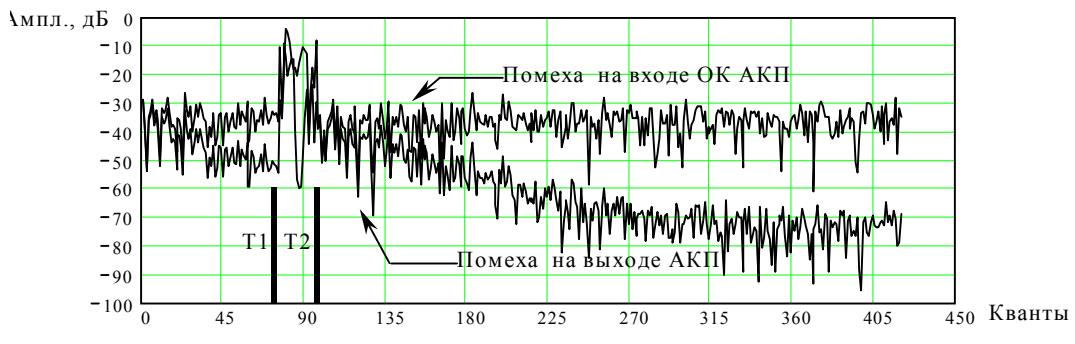


Рисунок 2.8

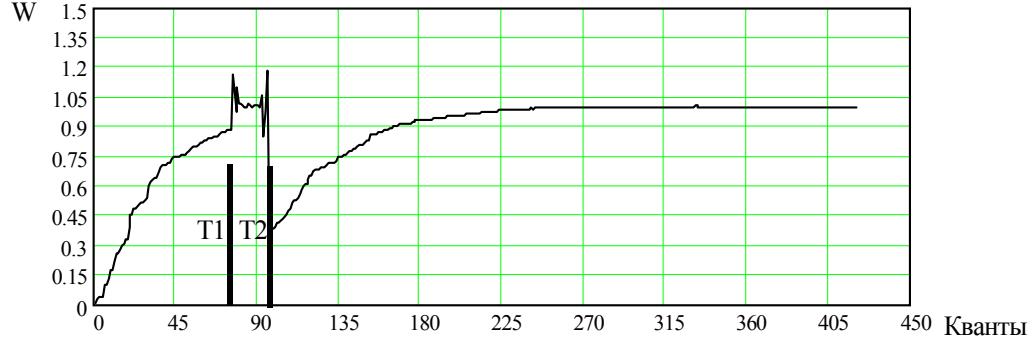


Рисунок 2.9

На рисунке 2.10 представлена реакция АК на воздействие аддитивной смеси  $\tau_i = 90$  квантов. До момента  $T_1$  АК настраивается по АШП1, на интервале воздействия АШП2  $T_1 — T_2$  (рисунок 2.10, рисунок 2.11) АК успевает настроиться за счет большой длительности импульса.

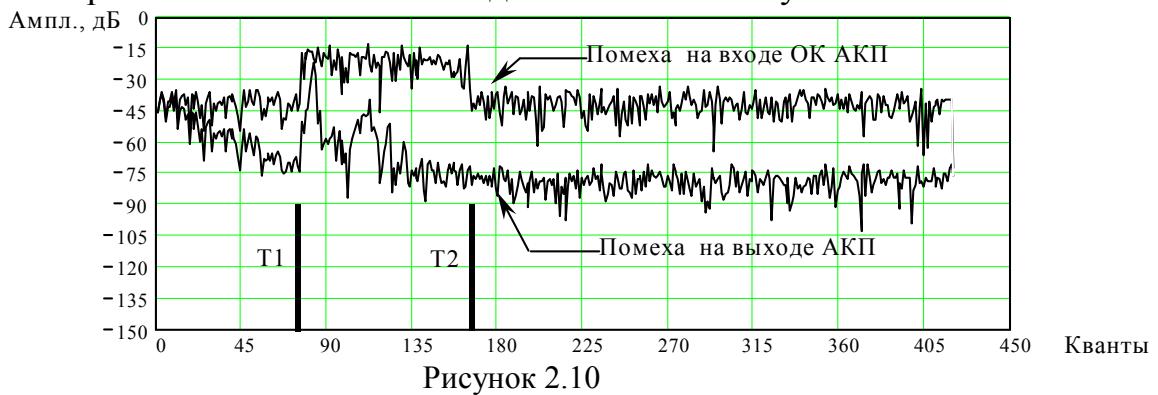


Рисунок 2.10

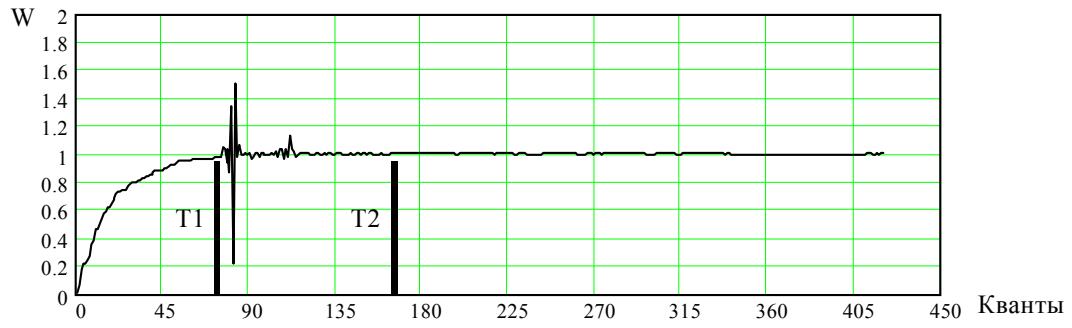


Рисунок 2.11

Рассмотрим два случая при  $\gamma = 0,91$ , когда мощность помехи различна, а длительность АШП2 остается постоянной  $\tau_i = t_1$ . На рисунке 2.12 представлена реакция АК при воздействии в виде аддитивной смеси, амплитуда АШП2 превышает уровень АШП1 на 15 дБ. До момента  $T_1$  АК настраивается по АШП1, в момент  $T_1$  с приходом АШП2 АК начинает настраиваться, и за интервал  $T_1-T_2$  (рисунок 2.13) коэффициент  $w$  настраивается до требуемого для эффективной компенсации значения.

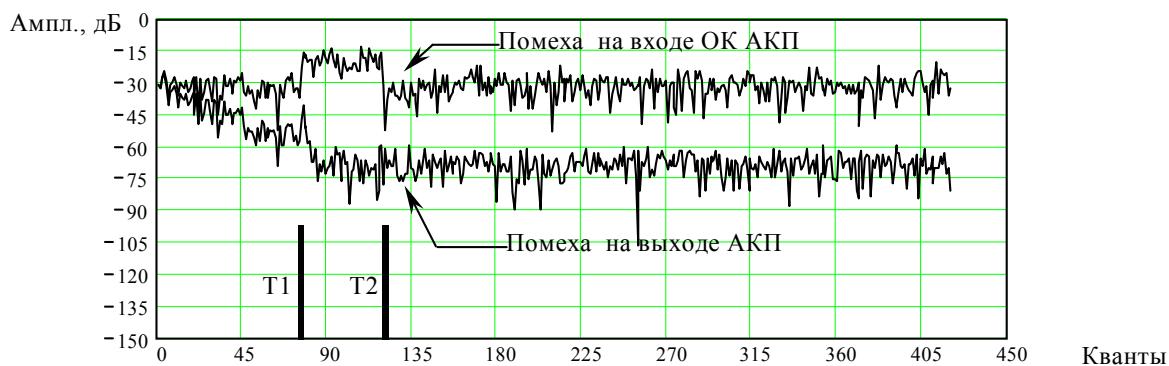


Рисунок 2.12

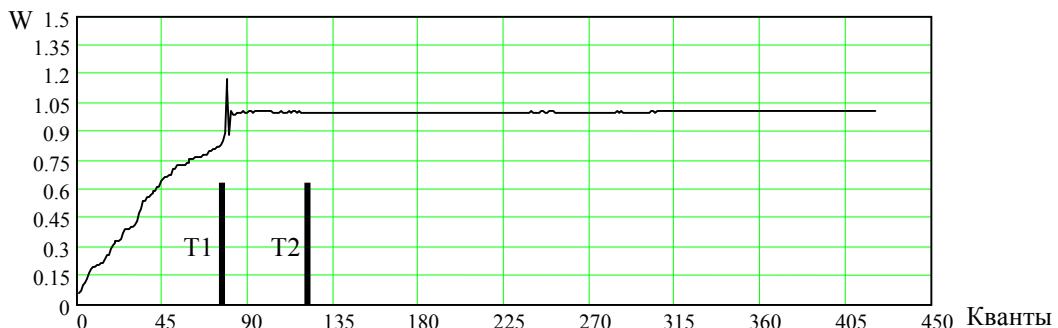


Рисунок 2.13

На рисунке 2.14 приведена реакция АК на воздействие аддитивной помехи, амплитуда АШП2 превышает уровень АШП1 на 35 дБ. До момента  $T_1$  АК настраивается по АШП1, в момент  $T_1$  с приходом мощной АШП2 АК не успевает настроиться и с момента ( $T_2$ ) продолжает настраиваться по АШП1 (рисунок 2.15).

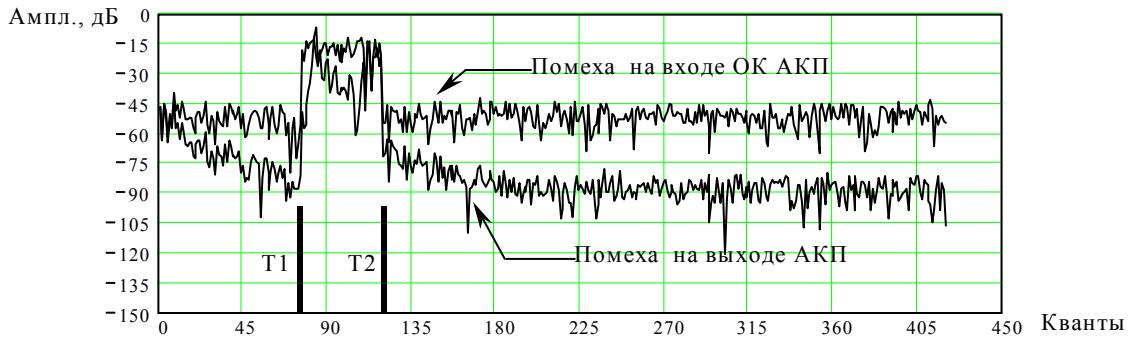


Рисунок 2.14

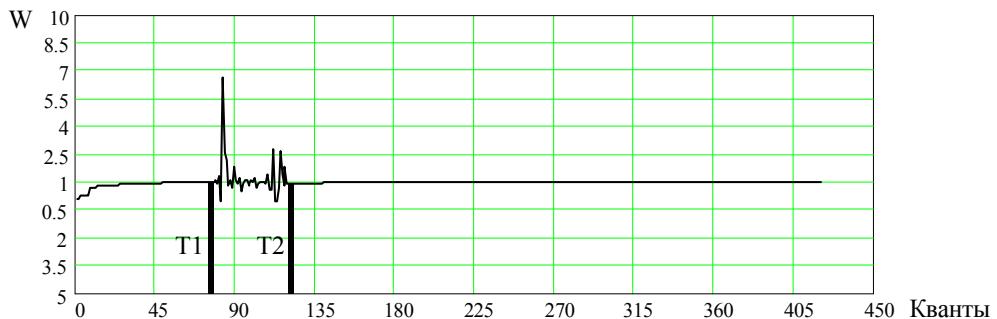


Рисунок 2.15

## 2.2 Анализ работы адаптивного алгоритма компенсации помех при прямом методе формирования весовых коэффициентов

Предположим, что на линейную антеннную решетку, состоящую из  $N$  элементов, расположенных на расстоянии  $d_A$  друг от друга, воздействуют сигнал и помехи, которые при этом не зависят друг от друга. Кроме того, необходимо учитывать и внутренние шумы приемника. Направление прихода сигнала определяется углом  $\theta$  относительно нормали к оси решетки. Для определения весовых коэффициентов необходимо обратить матрицу  $\Phi_n$ . В настоящее время разработан ряд методов обращения корреляционных матриц, которые можно разделить на две группы. К первой относятся методы, основанные на оценке и последующем обращении корреляционной матрицы, а ко второй — методы, основанные на непосредственном итерационном уточнении обратной корреляционной матрицы.

Простейшим методом первой группы является замена обращенной матрицы помехи  $\Phi_n$  ее оценкой  $\hat{\Phi}_n$  по  $n$  выборкам входных напряжений [1, 10]

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{n} \sum_{\xi=1}^n u_{n\xi}^* u_{n\xi}^m, \quad (2.15)$$

где  $u_{n\xi}$  — вектор комплексных амплитуд принимаемых колебаний;

$n$  — число опытов при оценке  $\hat{\Phi}_n$ .

При непрерывном оценивании корреляционной матрицы напряжения помех необходимо результат перемножения интегрировать. Если в качестве интегратора используется фильтр, представляющий собой инерционный элемент, то КМП  $\hat{\Phi}_n$  необходимо определять [1] по формуле

$$T_u \frac{d}{dt} \hat{\Phi}_n + \hat{\Phi}_n = \gamma (u_{cn} - \hat{s})^* (u_{cn} - \hat{s})^{\circ}. \quad (2.16)$$

Для определения ОКМП  $\hat{\Phi}_n^{-1}$  продифференцируем выражение  $\hat{\Phi}_n \hat{\Phi}_n^{-1} = E$  и подставим в (2.16). В результате получим

$$T_u \frac{d}{dt} \hat{\Phi}_n^{-1} - \hat{\Phi}_n^{-1} = -\gamma \hat{\Phi}_n^{-1} L \hat{\Phi}_n^{-1}, \quad (2.17)$$

где  $L = (u_{cn} - \hat{s})^* (u_{cn} - \hat{s})^T$ .

Решив это дифференциальное уравнение, можно определить обратную корреляционную матрицу. Следует учесть, что в процессе оценки матрицы  $\hat{\Phi}_n^{-1}$  необходимо оценить все ее  $N^2$  элементов, где  $N \times N$  — размерность матрицы  $\hat{\Phi}_n$ . Обращение матрицы  $\hat{\Phi}_n$  производится после накопления  $n \geq N$  реализаций при условии  $Q_n \leq N$ , где  $Q_n$  — число источников помех. Сравнительно большое число операций при вычислении и плохая их распараллеливаемость являются существенными недостатками описанного метода.

Рассмотрим один из сравнительно простых способов получения обратной КМ помех для адаптивных приемных устройств, для которых ВК вычисляются в соответствии с уравнением Винера-Хопфа [1].

$$w = \hat{\Phi}_n^{-1} \cdot x. \quad (2.18)$$

Для этого обозначим матрицу

$$\Phi_n = (E + \gamma u_n^* u_n^T) \quad (2.19)$$

и потребуем, чтобы выполнялось равенство

$$\Phi_n^{-1} = (E + \varepsilon u_n^* u_n^T). \quad (2.20)$$

Для определения величины  $\varepsilon$  перемножим правые и левые части выражений (2.19) и (2.20). В результате получим

$$E = E + \varepsilon u_n^* u_n^T + \gamma u_n^* u_n^T + \gamma \varepsilon u_n^* u_n^T u_n^* u_n^T.$$

Обозначив  $u_n^* u_n^T = P_u$ , получим уравнение вида  $(\varepsilon + \gamma + \gamma \varepsilon P_u) \times u_n^* u_n^T = 0$ , откуда  $\varepsilon + \gamma + \gamma \varepsilon P_u = 0$ . Решим это уравнение относительно  $\varepsilon$ . Получим

$$\varepsilon = -\frac{\gamma}{1 + \gamma u_n^* u_n^T}.$$

С учетом последнего соотношения выражение (2.20) будет иметь вид [1]

$$\Phi_n^{-1} = E - \frac{\gamma}{1 + \gamma u_n^T u_n} u_n^* u_n^T. \quad (2.21)$$

Это выражение представляет собой формулу вычисления обратной КМП без выполнения сложной процедуры обращения матриц. Условием существования выражения (2.21) является возможность представления КМП  $\Phi_n$  в виде произведения матрицы-столбца на матрицу-строку

$$\Phi_n = u_n^T u_n^*.$$

Определим, в каком случае можно КМП представить в виде произведения вектор-столбца на вектор-строку. Предположим, что КМ представляется произведением матрицы-столбца на матрицу-строку

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1N} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{N1} & a_{N2} & \dots & a_{NN} \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1N} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{N1} & a_{N2} & \dots & a_{NN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 a_1' \\ a_2 a_2' \\ \dots \\ a_N a_N' \end{bmatrix} \cdot [a_1 a_1' \ a_2 a_2' \ \dots \ a_N a_N'].$$

Тогда, учитывая правила умножения матриц, получаем  $a_{ij} = a_i a_j a_i' a_j'$ . Для задачи (так как матрица корреляционная) должны выполняться условия  $a_i a_i = 1$  при  $i=j$  и  $a_i a_j < 1$  при  $i \neq j$ . Если эти условия выполняются, то справедливы равенства  $a_i a_i = 1$  и  $a_j a_j = 1$ . Следовательно,  $(a_i a_j)^2 = 1$  при  $i \neq j$ , что противоречит условию  $a_i a_j < 1$ . Для того, чтобы такого противоречия не было, необходимо, чтобы  $a_i a_j = 1$  для любых  $i$  и  $j$ . Это условие выполняется только в том случае, если коэффициенты корреляции помех в различных каналах равны единице. Если коэффициенты корреляции помех в каналах приема не равны единице, то эффективность адаптивных приемных устройств несколько снижается. Однако как показывают исследования, это снижение незначительно. Таким образом, ОКМ  $\Phi_n^{-1}$  может быть рассчитана по (2.21) и в том случае, если коэффициенты корреляции помехи в различных каналах не равны единице.

При расчетах обратной КМ итерационными методами требуется на каждом шаге производить не менее одной операции умножения матрицы на вектор ( $N^2$  операций умножения) или перемножения матриц ( $N^3$  операций умножения). Достоинством этих методов является хорошая распараллеливаемость матричных операций, недостатком — большое число операций для обеспечения сходимости процесса вычисления.

Рассмотрим итерационный алгоритм получения оценки ОКМП. Используем для этого методику, которая была применена при выводе выражения (2.21). Модель изменения КМ напряжений вспомогательных

каналов на  $j$ -ом шаге оценки при известной матрице, полученной по  $j - 1$  выборкам входного процесса, можно представить в виде

$$\Phi_j = \Phi_{j-1} + Hu_j^* u_j^T, \quad (2.22)$$

где  $H$  — вес при текущей оценке матрицы.

Потребуем, чтобы выполнялось равенство

$$\Phi_j^{-1} = \Phi_{j-1}^{-1} + \beta_H \Phi_{j-1}^{-1} u_j^* u_j^T \Phi_{j-1}^{-1}. \quad (2.23)$$

Для определения  $\beta_H$  перемножим правые и левые части выражений (2.22) и (2.23). В результате будет справедливо выражение

$$\beta_H = -H / (1 + Hu_j^T \Phi_{j-1}^{-1} u_j^*). \quad (2.24)$$

Для того, чтобы и последнее выражение имело смысл, необходимо выполнить условие  $Hu_j^T \Phi_{j-1}^{-1} u_j^* \neq -1$ . Подставив  $\beta_H$  в (2.23), получим выражение для рекуррентного оценивания ОКМП

$$\hat{\Phi}_j^{-1} = \hat{\Phi}_{j-1}^{-1} - \frac{H\hat{\Phi}_{j-1}^{-1} u_j^* u_j^T \hat{\Phi}_{j-1}^{-1}}{1 + Hu_j^T \hat{\Phi}_{j-1}^{-1} u_j^*}. \quad (2.25)$$

В соответствии с этим выражением будет справедлива следующая формула для вычисления ОКМП

$$\hat{\Phi}_{nj}^{-1} = \hat{\Phi}_{n(j-1)}^{-1} - \frac{H\hat{\Phi}_{n(j-1)}^{-1} u_{nj}^* u_{nj}^T \hat{\Phi}_{n(j-1)}^{-1}}{1 + Hu_{nj}^T \hat{\Phi}_{n(j-1)}^{-1} u_{nj}^*}. \quad (2.26)$$

Подставив (2.26) в (2.18), получим алгоритм рекуррентного оценивания ВК  $w$  на  $j$ -ом шаге

$$\hat{w}_j = \hat{w}_{j-1} - \frac{H\hat{\Phi}_{n(j-1)}^{-1} u_{nj}^* u_{nj}^T \hat{\Phi}_{n(j-1)}^{-1}}{1 + Hu_{nj}^T \hat{\Phi}_{n(j-1)}^{-1} u_{nj}^*}. \quad (2.27)$$

В качестве начального приближения  $\Phi_{n-1}$  может быть принята невырожденная матрица, представляющая приближенную ее оценку. Формула (2.27) обеспечивает предельный переходной процесс и существенный при малом объеме управляющей выборки выигрыш по сравнению с другими методами вычислений ВК. При цифровой реализации рекуррентной процедуры (2.27) накопление ошибок вследствие ограниченной разрядности сетки ЭВМ уменьшает предельно достижимую эффективность. Уменьшается также и допустимое число итераций, превышение которого приводит к весьма существенному падению этой эффективности. Если не учитывать снижение эффективности при реализации алгоритма (2.27) на ЭВМ, то для оценки обратной КМП по этой формуле необходимо произвести  $(N+1)(4N^2+N)$  операций умножения и деления комплексных чисел.

К прямым алгоритмам следует отнести алгоритм последовательной декорреляции помехи, основанный на процедуре ортогонализации Грама-

Шмидта [1, 8, 14]. Применительно к случайнм процессам алгоритм Грама-Шмидта описывается выражениями

$$\dot{x}_1 = x_1; \quad (2.28)$$

$$\dot{x}_i = x_i - \sum_{m=1}^{i-1} w_{mi} \dot{x}_m; \\ w_{mi} = \frac{E\{\dot{x}_i \dot{x}_m^*\}}{E\{\dot{x}_m \dot{x}_m^*\}};$$

где  $i = 2, \dots, N$ .

Согласно (2.28) новый вектор  $\dot{x}$  получается из входного вектора  $x$  следующим образом:

- первый элемент  $\dot{x}_1$  есть точная копия  $x_1$  (это опорный сигнал, в качестве которого может быть выбран любой элемент вектора  $x$ );
- для каждого последующего элемента  $\dot{x}_i$  производится оценка взаимной корреляции между  $x_i$  и всеми уже рассчитанными элементами  $\dot{x}_m$ ; значение  $w_{mi} \dot{x}_m$  представляет собой компонент элемента  $x_i$ , который коррелирован с  $\dot{x}_m$ ;
- новый элемент  $\dot{x}_i$  образуется вычитанием из старого  $x_i$  всех этих коррелированных компонентов.

Таким образом, ортогонализация вектора  $x$  достигается за  $N-1$  шаг: на каждом шаге один элемент вектора выбирается в качестве опорного, и все последующие элементы декоррелируются из него. Как следствие, ортогональный вектор  $\dot{x}$  имеет диагональную ковариационную матрицу. Если мощности элементов  $\dot{x}$  одинаковы, то разброс собственных значений отсутствует, если нет, их можно выровнять с помощью устройств автоматической регулировки усиления.

Как известно [14], принцип действия компенсации помех основан на вычитании из помехи  $x_o$  в ОК ее оценки  $\hat{x}_o$ , формируемой как функция от значений помехи в КК, с сохранением усиления полезных сигналов, принимаемых с заданного направления. При этом оценка  $\hat{x}_o$  должна минимизировать средний квадрат разности

$$y = \langle |x_o - \hat{x}_o|^2 \rangle, \quad (2.29)$$

где  $\langle \rangle$  – знак статистического усреднения.

Оценку  $\hat{x}_o$  часто формируют с помощью контуров, охваченных цепью обратной связи (так называемые контура Хаузса-Аппельбаума [8]). Этот метод сравнительно просто реализовать как при аналоговой, так и цифровой обработке. Однако он имеет ряд недостатков. Один из них заключается в сильной зависимости времени переходного процесса многоканального автокомпенсатора от разброса собственных значений корреляционной матрицы помех. Время переходного процесса при этом можно уменьшить, если предварительно ортогонализировать компенсационный канал по алгоритму Грама-Шмидта [8]. Это требует дополнительных вычислительных затрат, но и

после этого время переходного процесса остается еще достаточно большим. Можно его уменьшить с помощью увеличения коэффициента усиления цепи обратной связи контура. Но с увеличением коэффициента усиления в цепи обратной связи возрастают флуктуации весового коэффициента подавления в стационарном состоянии, когда настройка уже завершена. Это снижает эффективность работы алгоритма с КОС, тем самым уменьшая дальность обнаружения прикрываемых целей. Указанное выше противоречие между временем настройки и качеством адаптации снимается в адаптивном алгоритме с непосредственным обращением матрицы. На рисунке 1.20 приведена схема адаптивного алгоритма с НОМ в соответствии с [5].

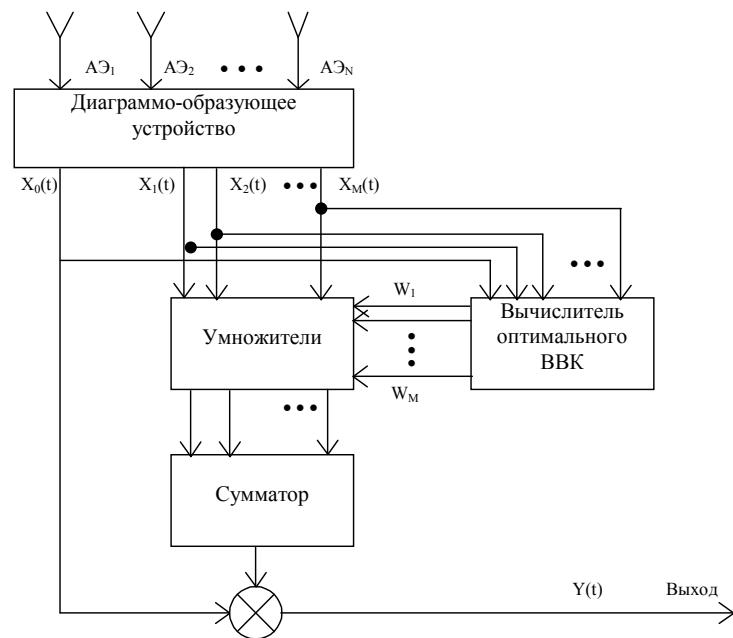


Рисунок 2.15 — Адаптивный алгоритм с прямым методом формирования весового вектора

Реализация алгоритма требует знания КМП  $\Phi$  и вектора взаимной корреляции  $r$ . Полагая, что все входные сигналы являются выборками случайного гауссовского процесса с нулевым средним, можно получить их оценки максимального правдоподобия [8, 14]

$$\hat{r} = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k X_{o_j} X_j^H, \quad (2.30)$$

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k X_j X_j^H, \quad (2.31)$$

где  $X_j$  —  $j$ -е выборочное значение вектора комплексных амплитуд принимаемых колебаний  $X_o$ ;  
 $k$  — число опытов при оценке;  
« $H$ » — знак сопряжения по Эрмиту.

Произведение выражений (2.31) и (2.30) дает оценку оптимального ВК

$$\hat{w}_{\text{нo}} = \hat{\Phi}^{-1} \cdot \hat{r}. \quad (2.32)$$

Минимальная остаточная мощность АШП после компенсации равна [8]

$$\xi_{\min} = \sigma_o^2 - r \cdot \Phi^{-1} \cdot r^H, \quad (2.33)$$

где первое слагаемое  $\sigma_o^2$  — мощность помехи на входе основного канала приема, а второе — мощность помехи в компенсационном канале.

По выражениям (2.30) – (2.33) построена математическая модель одноканального адаптивного алгоритма с НОМ. По результатам моделирования на рисунке 2.16 представлена временная реализация сигнала помехи до и после компенсации при условиях: отношение помеха-шум равно 30 дБ, каналы приема идентичные.

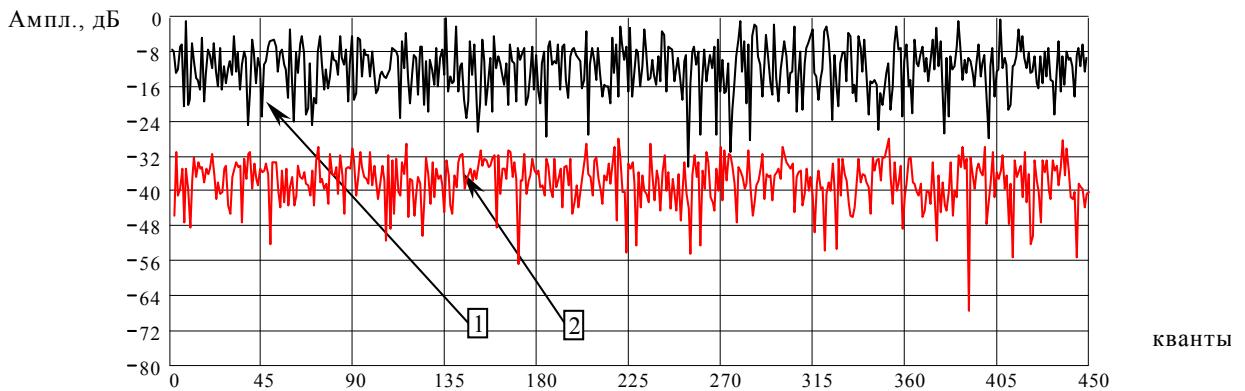


Рисунок 2.16 — Кривая 1 — помеха на входе адаптивного алгоритма, кривая 2 — помеха на выходе

Анализ результатов моделирования показал, что адаптивный алгоритм с НОМ обеспечивает практически полное подавление воздействующей помехи, коэффициент подавления составляет примерно 30 дБ. Переходной процесс адаптивного алгоритма с НОМ не зависит от распределения собственных значений матрицы  $\Phi$  в отличие от адаптивного алгоритма использующего градиентный метод формирования ВК.

Таким образом, в качестве основного варианта для реализации системы автокомпенсации предпочтительно рассматривать адаптивный алгоритм с НОМ. Основным ограничивающим фактором, который может препятствовать использованию данного алгоритма при его технической реализации, является конечная разрядность арифметических устройств цифровой системы обработки сигналов, что всегда было проблемным вопросом. Однако с применением в качестве основного вычислительного средства сигнальных процессоров, имеющих 32-х разрядную сетку с плавающей запятой, данная проблема снимается, т.к. этой разрядности вполне достаточно для реализации алгоритмов обращения корреляционной матрицы помех с точностями, позволяющими обеспечить максимальный коэффициент подавления помех.

## 2.3 Анализ способа настройки адаптивного алгоритма компенсации активных шумовых помех

Наличие в РЛС адаптивных алгоритмов компенсации помех не гарантирует эффективную работу, если происходит перемещение помехопостановщика относительно положения ДН антенны РЛС после формирования ВК.

Рассмотрим воздействие АШП, созданной одним ПП, на систему компенсации помех, состоящую из антенн ОК и КК и приемных трактов ОК и КК. Будем считать, что каналы приемных трактов «идеальны». Настройка весовых коэффициентов  $w$  осуществляется перед этапом начала излучения и приема полезного сигнала (рисунок 2.17).



Рисунок 2.17 — Способ настройки весового коэффициента

Предполагаем, что одномерная линейная фазированная антенна решетка (рисунок 2.18), состоящая из  $N=24$  излучателей расположенных на расстоянии  $\lambda/2$  друг от друга, в любой момент времени  $t$  принимает с азимута  $\beta_{\text{пп}}=8^\circ$  к помеховых колебаний суммарной мощностью 60 дБ относительного собственного шума приемного устройства, составляющего 4 дБ, длина волны  $\lambda=1,5$  см, диаграмма направленности ОК, КК и амплитудный вес рассчитывался по выражению (2.35). Направление прихода сигнала помехи определяется углом  $\theta$  относительно нормали к оси решетки.

По выражениям (2.30), (2.31), (2.32), (2.33) построена математическая модель одноканального алгоритма с непосредственным обращением матрицы, где оценка КМП в отличие от (2.31) описывается соотношением

$$\hat{\Phi}_\theta = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k X_{j\theta} X_{j\theta}^H, \quad (2.34)$$

где  $X_{j\theta} = [X_{j\theta i}], i = \overline{1, M}$  — вектор-столбец пространственной структуры помехи с угловым параметром  $\theta$ ;  $M$  — количество элементов АР

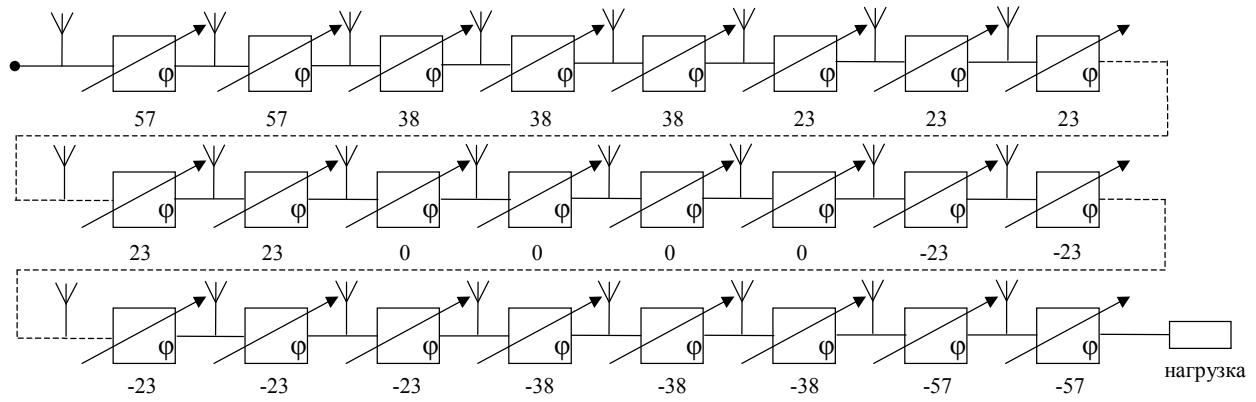


Рисунок 2.18 — Фидерный способ возбуждения ФАР

$$F_o(\Theta) = \sum_{z=0}^{23} A_h \cdot \cos(\Theta) \cdot \exp\left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot h \cdot D \cdot \sin(\Theta)\right), \quad (2.35)$$

$$F_1(\Theta) = \sum_{z=0}^1 S_h \cdot \cos(\Theta) \cdot \exp\left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot h \cdot D \cdot \sin(\Theta)\right),$$

$$F_2(\Theta) = \sum_{z=2}^4 S_h \cdot \cos(\Theta) \cdot \exp\left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot h \cdot D \cdot \sin(\Theta)\right),$$

$$F_3(\Theta) = \sum_{z=11}^{12} S_h \cdot \cos(\Theta) \cdot \exp\left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot h \cdot D \cdot \sin(\Theta)\right),$$

$$A_h = \begin{bmatrix} 0.42 + 0.5 \cdot \cos\left[1.78 \cdot \pi \cdot \frac{[(h+1) - 0.5 \cdot (z-1)]}{(z+1 + 0.45 \cdot z)}\right] + \\ + 0.08 \cdot \cos\left[3.56 \cdot \pi \cdot \frac{[(h+1) - 0.5 \cdot (z-1)]}{(z+1 + 0.45 \cdot z)}\right] \end{bmatrix},$$

где  $h = 0, 1, \dots, 23$ ;

$F_0(\Theta)$  — диаграмма направленности основного канала (рисунок 2.19);

$F_1(\Theta), F_2(\Theta), F_3(\Theta)$  — диаграммы направленности компенсационных каналов (рисунок 2.19);

$A$  — амплитудный вес;

$z$  — количество фазовращателей;

$$S_h = \exp\left[\frac{\Delta\phi_h \cdot \pi}{180} \cdot \frac{2 \cdot \pi}{1.5} \cdot \frac{1.5}{2} \cdot h\right];$$

$D$  — дистанция равная 1023 квантам;

$\Delta\phi_h$  — значение фазовых сдвигов фазовращателей (рисунок 2.18).

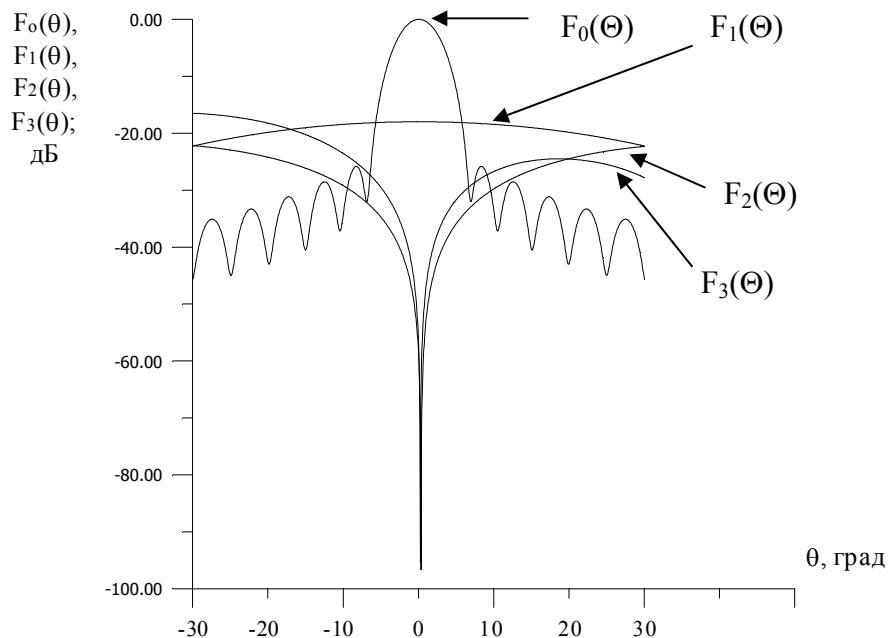


Рисунок 2.19 — Вид диаграмм направленности основного  $F_0(\theta)$  и компенсационных каналов  $F_1(\theta), F_2(\theta), F_3(\theta)$

Как известно, максимальный результат работы адаптивного устройства достигается при полном подавлении колебания помехи до уровня собственных шумов. Этому факту соответствует способ формирования весового коэффициента на этапе анализа помеховой обстановки, который реализован в ряде РЛС. Однако вследствие сканирования (отклонения) ДН антенны РЛС относительно углового положения ПП сформированный ВК «устаревает». Данное обстоятельство подтверждают результаты моделирования.

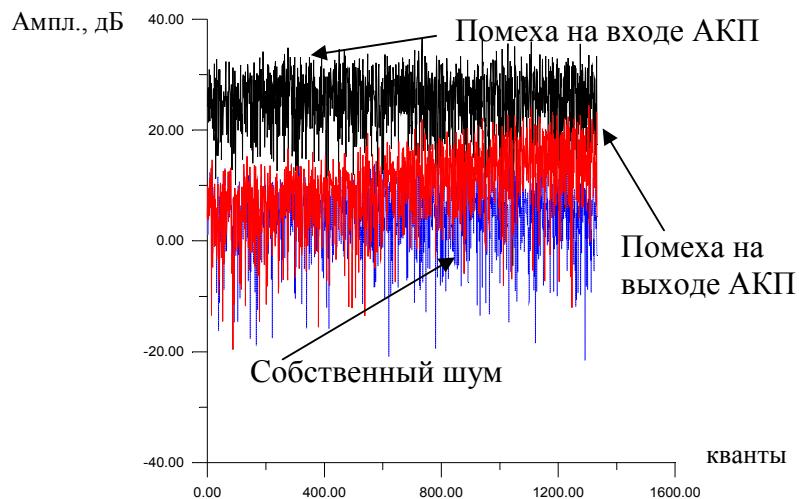


Рисунок 2.20 — Временная реализация сигнала помехи до и после компенсации при  $\theta_{\text{скан}}=0,2^\circ$ ,  $K_{\text{под}}=12$  дБ

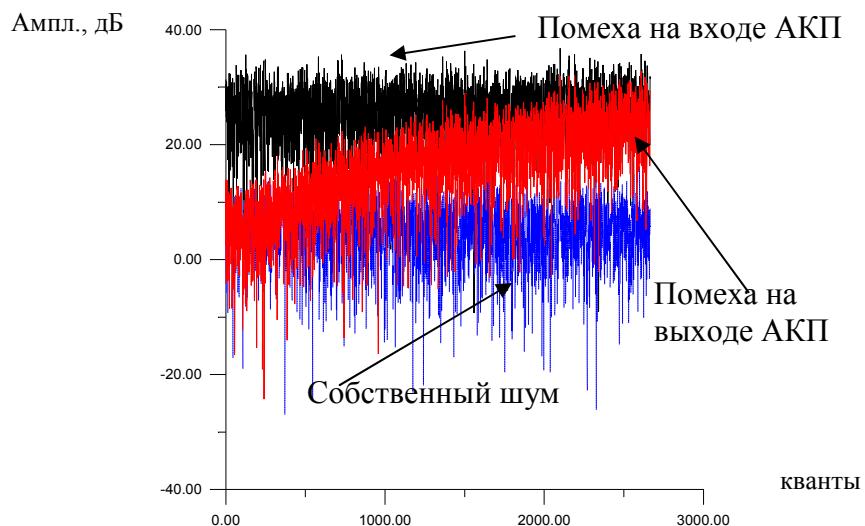


Рисунок 2.21 — Временная реализация сигнала помехи до и после компенсации при  $\theta_{\text{скан}}=0,4^\circ$ ,  $K_{\text{под}}=7$  дБ

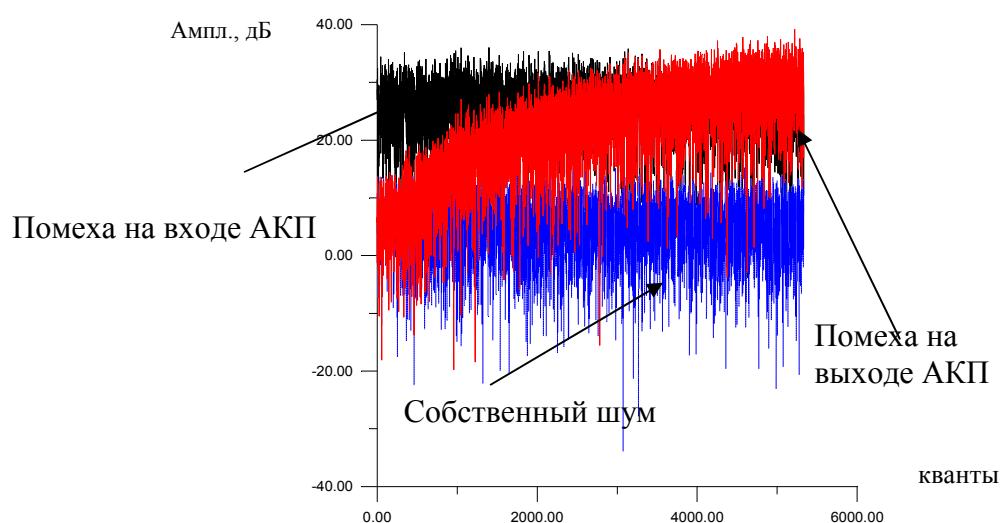


Рисунок 2.22 — Временная реализация сигнала помехи до и после компенсации при  $\theta_{\text{скан}}=0,8^\circ$ ,  $K_{\text{под}}=3$  дБ

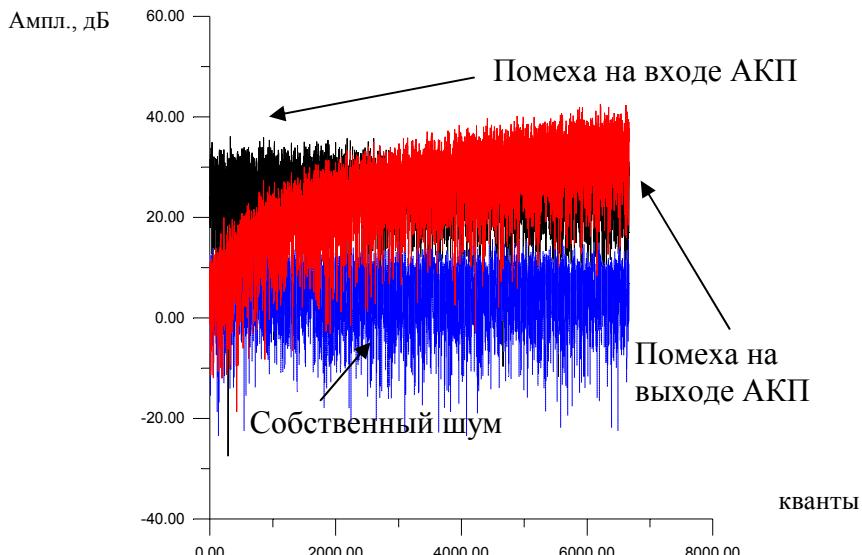


Рисунок 2.23 — Временная реализация сигнала помехи до и после компенсации при  $\theta_{\text{скан}}=1^\circ$ ,  $K_{\text{под}}=1$  дБ

На рисунках 2.20 — 2.23 представлены семейства графиков временных реализаций сигнала помехи до и после компенсации при изменении угловых соотношений между положением ДН антенны РЛС и направлением на ПП на угол  $\theta$ . Анализ полученных результатов показывает, что в конце периода обзора по дальности требуемое значение ВК все больше отклоняется от значения, полученного на этапе анализа помеховой обстановки, и коэффициент подавления снижается (если при  $\theta_{\text{скан}}=0^\circ$   $K_{\text{под}}=22$  дБ, то при  $\theta_{\text{скан}}=1^\circ$   $K_{\text{под}}\approx 1$  дБ). Этому событию способствует сформированный весовой коэффициент  $w$ .

Исходя из этого, возникает необходимость периодического обновления вектора весового коэффициента  $w$ . Это значит, что на протяжении всей дистанции необходимо прекращать этап излучения и приема полезного сигнала, и настраиваться на новую помеховую обстановку, т.е. формировать новый весовой коэффициент. Данный способ можно охарактеризовать как метод скользящего окна настройки. Это приведет к улучшению компенсации помех, но при этом будет нарушена пространственно-временная обработка сигнала.

Задача обновления весового коэффициента реализована новым способом. Как правило, работа РЛС осуществляется по следующей временной диаграмме (рисунок 2.24): 1 этап — анализ помеховой обстановки; 2 этап — излучение и прием отраженного сигнала и компенсация помехи. Данные этапы соответствуют одному такту обзора РЛС по дальности. На втором такте работы РЛС будет также реализовано аналогичных два этапа и т.д.

Показано, что в первом такте обзора на первом этапе ВК  $w_1$  формируется и запоминается. Излучается и принимается полезный сигнал на втором этапе. Далее во 2 такте происходит очередная настройка и запоминание ВК (1 этап). Для компенсации помехи в первом такте обзора необходимо из ВК  $w_2$  вычесть ВК  $w_1$  и разделить на количество дискрет обзора по дальности  $D$ :

$$\Delta w = \frac{w_2 - w_1}{D}. \quad (2.36)$$

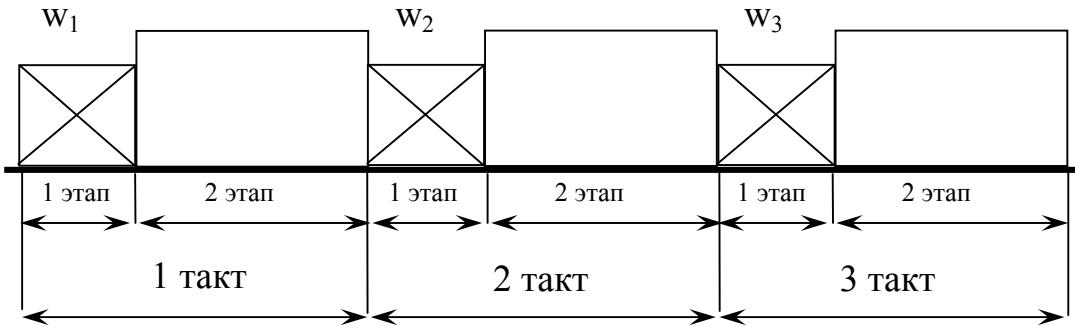


Рисунок 2.24 — Временная диаграмма работы РЛС

Полученную разницу весов («весовую добавку») необходимо умножить на текущий номер отсчета  $i$  и прибавить к ВК  $w_1$

$$w = w_1 + \Delta w \cdot i. \quad (2.37)$$

В качестве новых весовых коэффициентов при компенсации помехи используются весовые коэффициенты, рассчитанные по выражению (2.37).

На основании полученных выражений построена математическая модель адаптивного устройства компенсации помех учитывающую «весовую добавку». На рисунках 2.25 — 2.28 представлены результаты моделирования в виде графиков временной реализации сигнала помехи до (черная линия) и после компенсации (красная линия) при различном значении угла сканирования (отклонения)  $\theta$  на втором этапе работы текущего такта с «весовой добавкой».

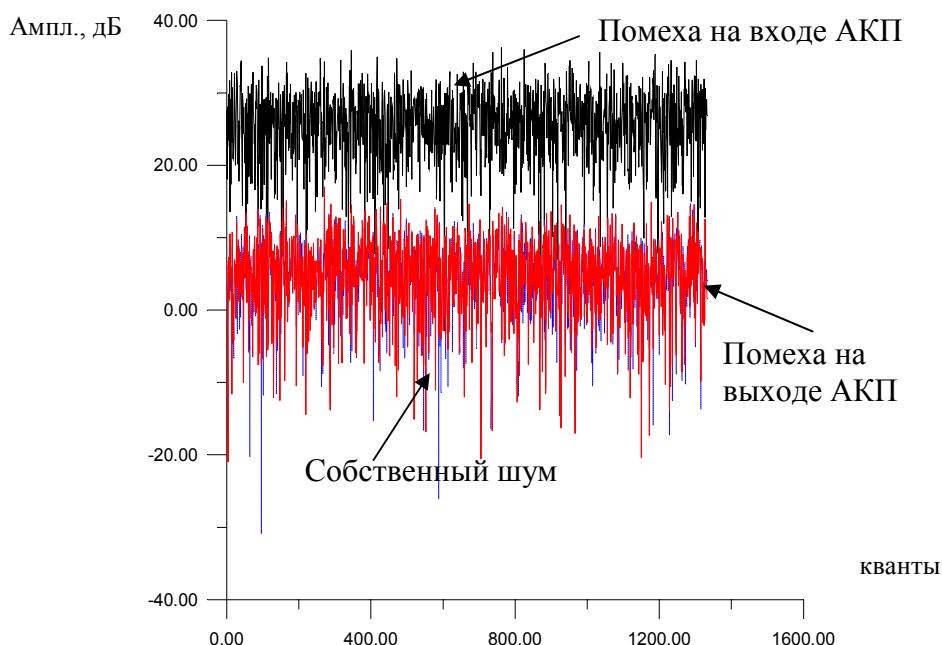


Рисунок 2.25 — Временная реализация сигнала помехи до и после компенсации при  $\theta_{\text{скан}}=0,2^\circ$ ,  $K_{\text{под}}=21$  дБ

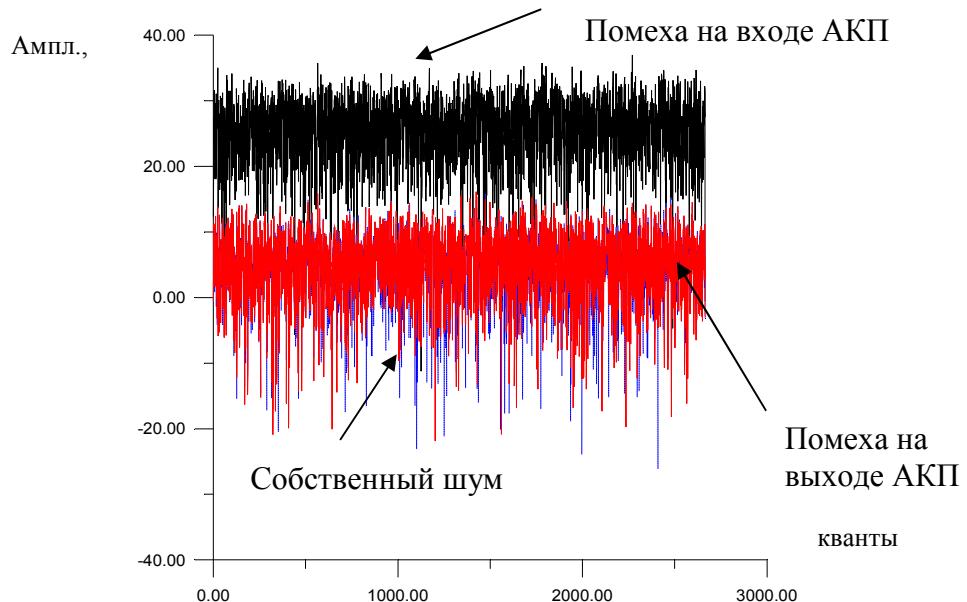


Рисунок 2.26 — Временная реализация сигнала помехи до и после компенсации при  
 $\theta_{\text{скан}}=0,4^\circ$ ,  $K_{\text{под}}=21$  дБ

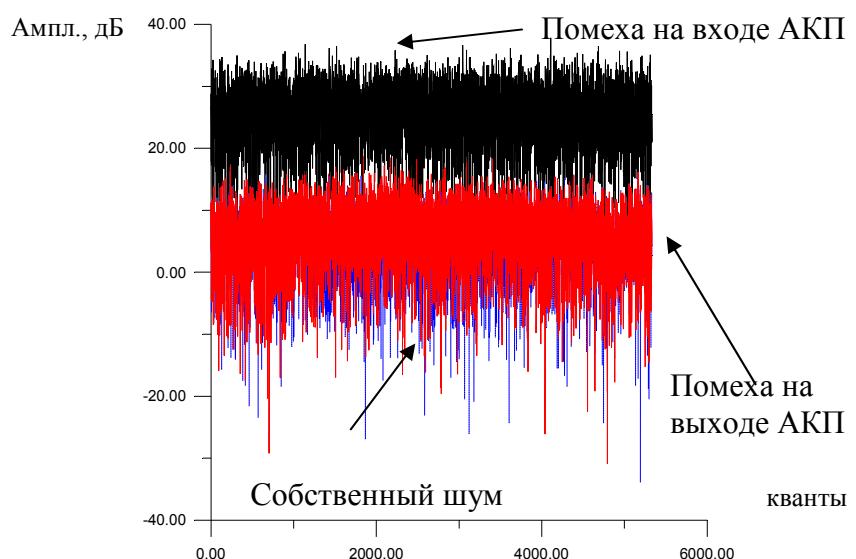


Рисунок 2.27 — Временная реализация сигнала помехи до и после компенсации при  
 $\theta_{\text{скан}}=0,8^\circ$ ,  $K_{\text{под}}=20$  дБ

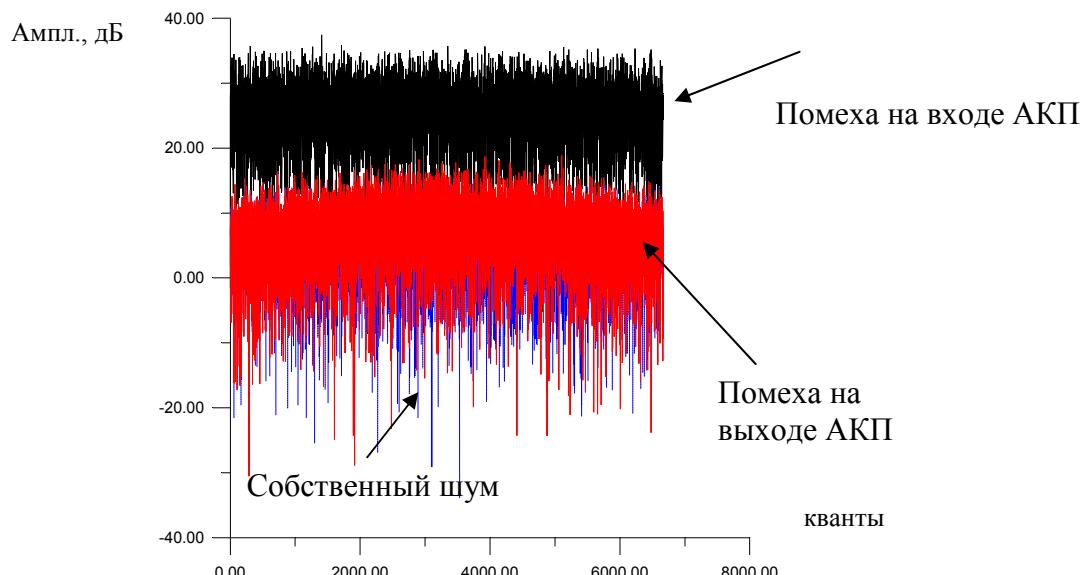


Рисунок 2.28 — Временная реализация сигнала помехи до и после компенсации при  $\theta_{\text{скан}}=1^\circ$ ,  $K_{\text{под}}=20$  дБ

Результаты моделирования показывают, что при перемещении ПП в пространстве относительно ДН антенны на втором этапе работы адаптивное устройство с «весовой добавкой» подавляет помеховый сигнал до возможного предельного уровня. При большом угле поворота ( $\theta_{\text{скан}}>0,4^\circ$ ) уменьшается эффективность компенсации помехи.

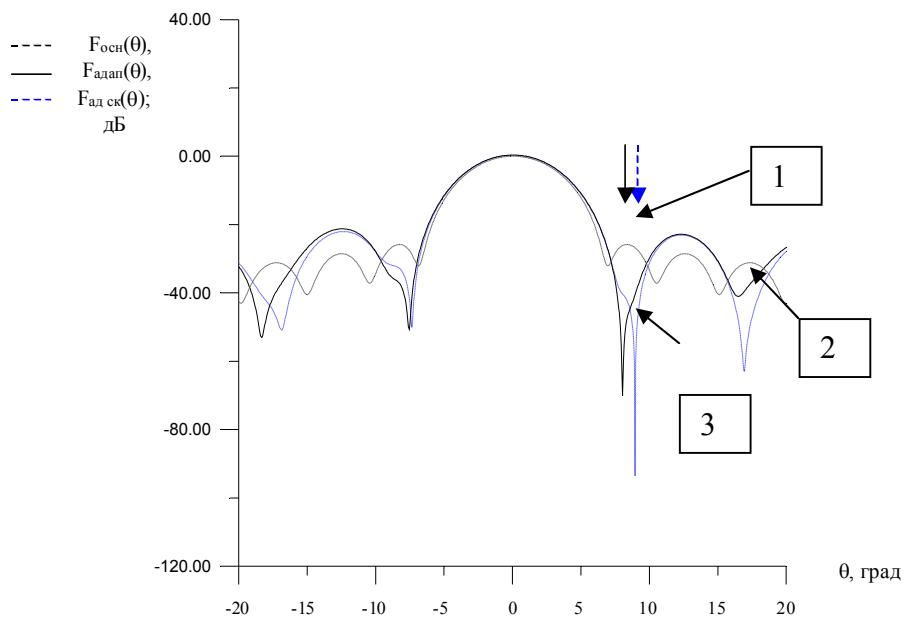


Рисунок 2.29 — Вид ДН ОК (кривая 1), адаптивная ДН при  $\theta_{\text{скан}}=1^\circ$  (кривая 2), адаптивная ДН с «весовой добавкой» (кривая 3)

На рисунке 2.29 показаны ДН одномерной антенной решетки ОК  $F_{\text{осн}}(\Theta)$ , адаптивной ДН  $F_{\text{адап}}(\Theta)$  и адаптивной ДН при сканировании  $F_{\text{ад ск}}(\Theta)$  шириной главного луча  $F(\theta_{0,5\text{P}})=6^\circ$  и уровнем  $F_{61}=-26$  дБ при условии воздействия неподвижной и перемещающейся (стрелка и стрелка с пунктиром) помехи относительно текущего положения ДН антенны. Анализ проведенного

моделирования показал, что адаптивная ДН при сканировании  $F_{\text{ад ск}}(\Theta)$  «отслеживает» источник помех, формируя при этом «провал» ДН в отличие от адаптивной ДН  $F_{\text{адап}}(\Theta)$ .

Проведенные исследования доказывают работоспособность адаптивного устройства компенсации помех с непосредственным обращением корреляционной матрицы помех при использовании «весовой добавки»  $\Delta w$ , поскольку полученный коэффициент подавления АШП  $K_{\text{под}}$  в среднем на 7 дБ выше.

Рассмотрим работоспособность системы компенсации помех при воздействии многоточечных помех. Пусть на одномерную фазированную антеннную решетку приходит колебания активных шумовых помех от различных ПП с различных угловых направлениях. Параметры антенной решетки соответствуют случаю воздействия одного ПП. Характеристика источников помех следующая: мощность помех  $P_{1_{\text{пп}}}$ ,  $P_{2_{\text{пп}}}$  и  $P_{3_{\text{пп}}}$  соответствует 60 дБ; азимут постановки  $\beta_{1_{\text{пп}}} = 8^\circ$ ,  $\beta_{2_{\text{пп}}} = 12^\circ$ ,  $\beta_{3_{\text{пп}}} = 15^\circ$ .

Результаты математического моделирования представлены в таблицах. В таблице 2.1 показаны значения коэффициента подавления в зависимости от угла сканирования (отклонения) ДН антенны от направления на ПП на втором этапе работы для случая воздействия трех источников помех без применения «весовой добавки», а в таблице 2.2 — с применением «весовой добавки».

Таблица 2.1

Количество помехопостановщиков $N_{\text{пп}} = 3$ , мощность каждого ПП $P_{\text{пп}} = 60$ дБ, азимуты ПП $\beta_{1_{\text{пп}}} = 8^\circ$ , $\beta_{2_{\text{пп}}} = 12^\circ$ , $\beta_{3_{\text{пп}}} = 15^\circ$										
$\theta_{\text{скан}}^\circ$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
$K_{\text{под}}$ , дБ	20	15	11	9	6	5	4	2	0	0

Таблица 2.2

Количество помехопостановщиков $N_{\text{пп}} = 3$ , мощность каждого ПП $P_{\text{пп}} = 60$ дБ, азимуты ПП $\beta_{1_{\text{пп}}} = 8^\circ$ , $\beta_{2_{\text{пп}}} = 12^\circ$ , $\beta_{3_{\text{пп}}} = 15^\circ$										
$\theta_{\text{скан}}^\circ$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
$K_{\text{под}}$ , дБ	24	24	23	21	20	17	15	13	11	9

Результаты показывают, что при различных перемещениях ПП в пространстве на втором этапе работы адаптивный алгоритм с «весовой добавкой» подавляет помеховый сигнал до максимально возможного уровня, в среднем коэффициент подавления при этом увеличивается на 10 дБ по сравнению с адаптивным алгоритмом без применения «весовой добавки».

На рисунке 2.30 показана ДН антенны ОК (черный пунктир кривой 1), адаптивная ДН (черная линия кривая 2), адаптивная ДН с «весовой добавкой»

(черный пунктир кривой 3) при воздействии трех ПП с различных азимутальных направлений в ближние боковые лепестки ДН.

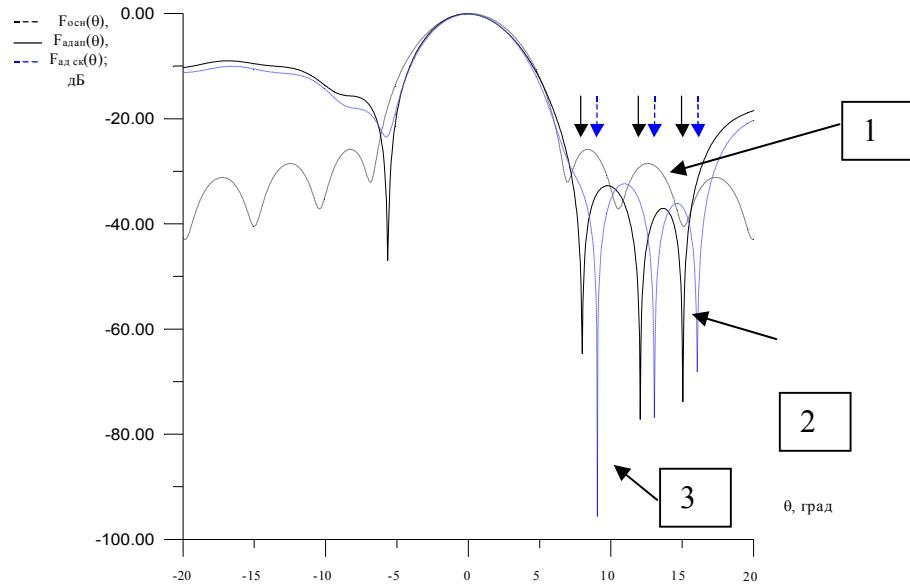


Рисунок 2.30 — Вид ДН основного канала (кривая 1), адаптивная ДН при  $\theta_{\text{скан}}=1^\circ$  (кривая 2), адаптивная ДН с «весовой добавкой» (кривая 3)

Анализ результатов проведенного моделирования показал, что без применения «весовой добавки» компенсация помех ухудшается за счет смещения сформированных нулей в направлении на источники АШП. На рисунках 2.31 и 2.32 изображены виды ДНА при различных расположениях ПП. Для рисунка 1.36 азимутальные направления ПП составили:  $\beta_{1_{\text{пп}}}=-8^\circ$ ,  $\beta_{2_{\text{пп}}}=12^\circ$ ,  $\beta_{3_{\text{пп}}}=15^\circ$ , а для рисунка 1.37 —  $\beta_{1_{\text{пп}}}=-8^\circ$ ,  $\beta_{2_{\text{пп}}}=-12^\circ$ ,  $\beta_{3_{\text{пп}}}=-15^\circ$ . Здесь также прослеживается закономерность эффективности компенсации помех с использованием «весовой добавки».

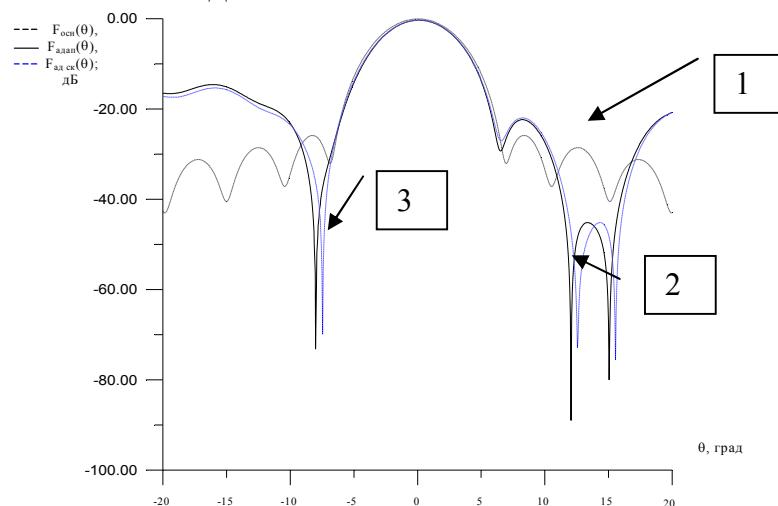


Рисунок 2.31 — Вид ДН основного канала (кривая 1), адаптивная ДН при  $\theta_{\text{скан}}=0,5^\circ$  (кривая 2) и адаптивная ДН с «весовой добавкой» (кривая 3)

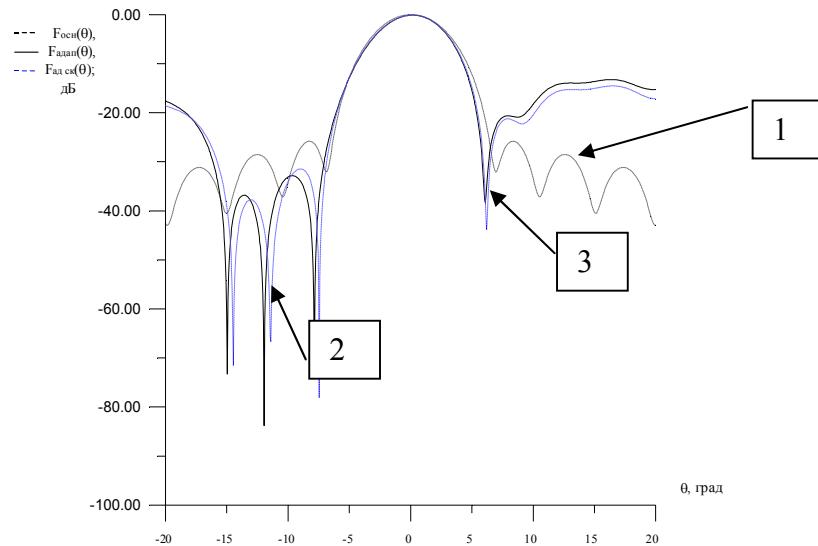


Рисунок 2.32 — Вид ДН основного канала (кривая 1), адаптивная ДН при  $\theta_{\text{скан}}=0,5^\circ$  (кривая 2) и адаптивная ДН с «весовой добавкой» (кривая 3)

Следует отметить, что данные результаты моделирования получены для стационарной помеховой обстановки. Построим модель одноканального алгоритма с НОМ при нестационарной помехи, где амплитуда, фаза, длительность и период следования нестационарной помехи выбирались по случайному закону: мощность АШП равна 30 дБ; азимут ПП  $\beta_{\text{пп}}=8^\circ$ ; собственный шум равен 4 дБ; суммарная мощность помехи в ОК 46 дБ. Результаты моделирования показаны на рисунке 2.33, где представлена времененная реализация сигнала помехи до (кривая 1) и после компенсации (кривая 2), а также временная реализация собственного шума ОК (кривая 3).

Оптимальный  $K_{\text{под}}$  достигается при полном подавлении помехи до уровня собственных шумов и составляет 46 дБ.

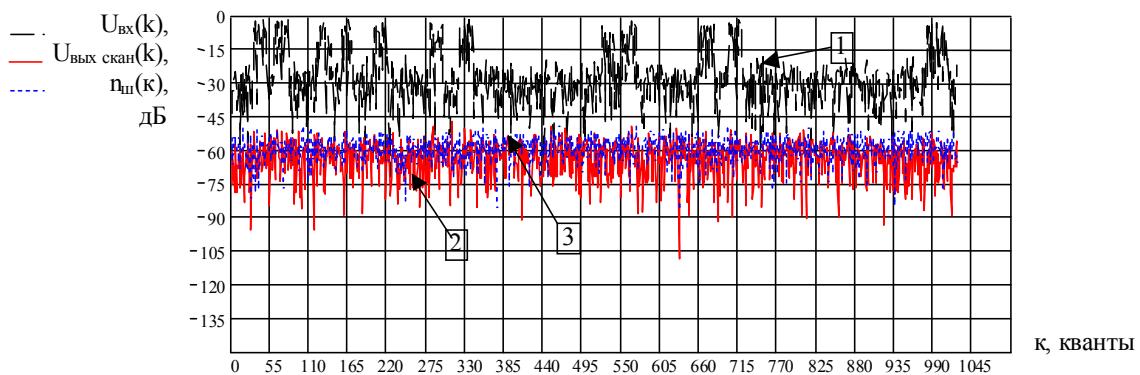


Рисунок 2.33 — Временная реализация сигнала помехи до и после компенсации при  $\beta_{\text{пп}}=8^\circ, \theta_{\text{скан}}=0,5^\circ$

В этом случае весовой коэффициент также формируется на этапе анализа помеховой обстановки. Однако вследствие перемещения в пространстве помехопостановщика или сканирования ДН на втором этапе работы сформированный весовой коэффициент «устаревает», что приводит к

уменьшению  $K_{\text{под}}$ . Данное обстоятельство подтверждают результаты моделирования представленные на рисунке 2.34 (кривая 3), где при суммарной мощность помехи в основном канале 40 дБ,  $\beta_{\text{пп}}=8^\circ$  и  $\theta_{\text{скан}}=1^\circ$   $K_{\text{под}}$  при сканировании равен 13 дБ.

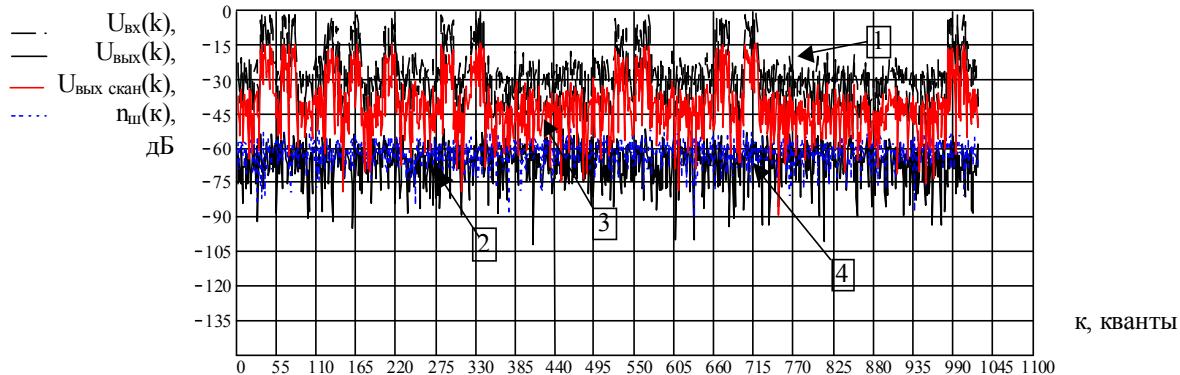


Рисунок 2.34 — Временная реализация сигнала помехи до и после компенсации

Для устранения этого обстоятельства воспользуемся «весовой добавкой», примененной для случая стационарной помеховой обстановки. На этом же рисунке 2.34 представлена временная реализация выходного колебания помехи с «весовой добавкой» (кривая 2) при значении угла сканирования  $\theta_{\text{скан}}=1^\circ$ . Анализ результатов моделирования показал, что вследствие углового перемещения ПП за втором этапе работы происходит компенсация АШП до уровня собственного шума, при этом коэффициент подавления  $K_{\text{под}}$  на 27 дБ больше и составляет 40 дБ.

Этот способ можно использовать и при многоканальном адаптивном алгоритме. На рисунках 2.35 и 2.36 представлены графики временной реализации сигнала помехи до и после компенсации при различных углах сканирования  $\theta_{\text{скан}}$  ДН антенны на втором этапе работы (кривая 2), а на рисунке 2.37 представлен вид ДН ОК, адаптивная ДН при  $\theta_{\text{скан}}=0^\circ$  и адаптивная ДН при  $\theta_{\text{скан}}=0,5^\circ$ . Анализ результатов моделирования показал, что эффективный результат работы многоканального алгоритма достигается при полном подавлении помехи до уровня собственных шумов ( $K_{\text{под}}=42$  дБ).

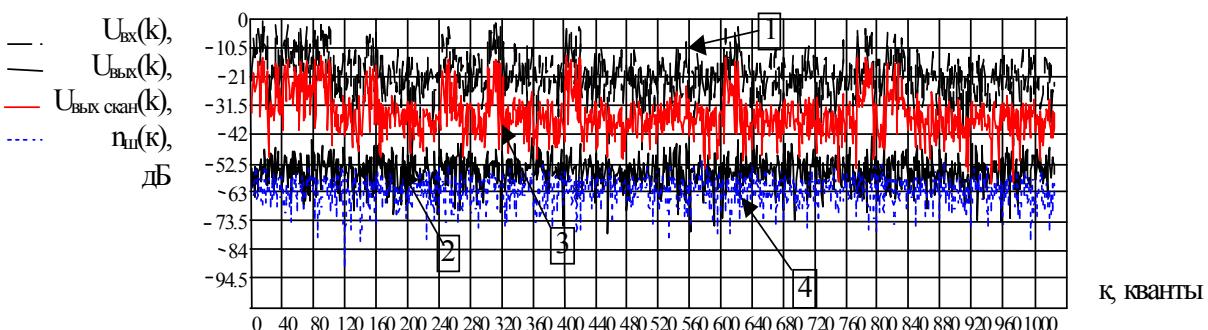


Рисунок 2.35 — Временная реализация сигнала помехи до и после компенсации при  $\beta_{\text{пп}}=8^\circ$ ,  $\beta_{\text{пп}}=12^\circ$ ,  $\beta_{\text{пп}}=15^\circ$ ,  $\theta_{\text{скан}}=0,2^\circ$

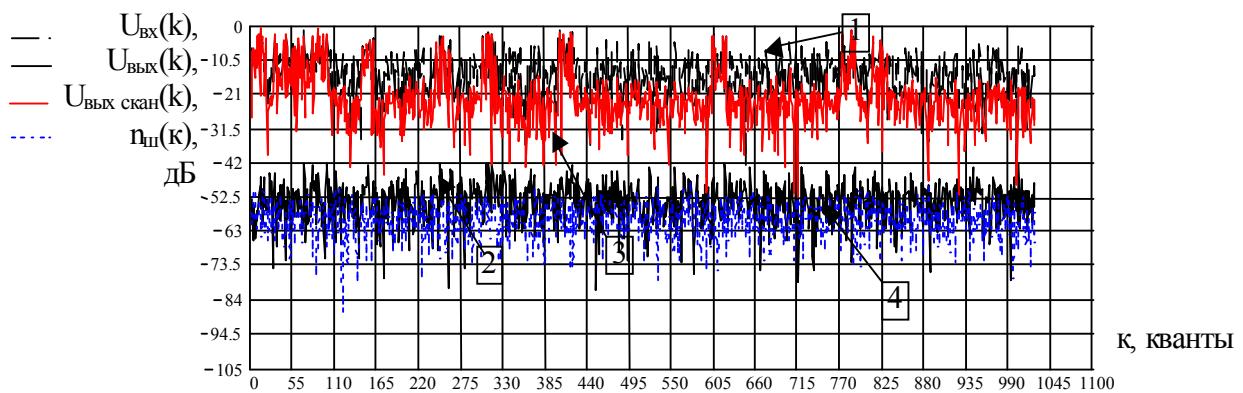


Рисунок 2.36 — Временная реализация сигнала помехи до и после компенсации при  $\beta_{пп}=8^\circ$ ,  $\beta_{пп}=12^\circ$ ,  $\beta_{пп}=15^\circ$ ,  $\theta_{скан}=0,5^\circ$

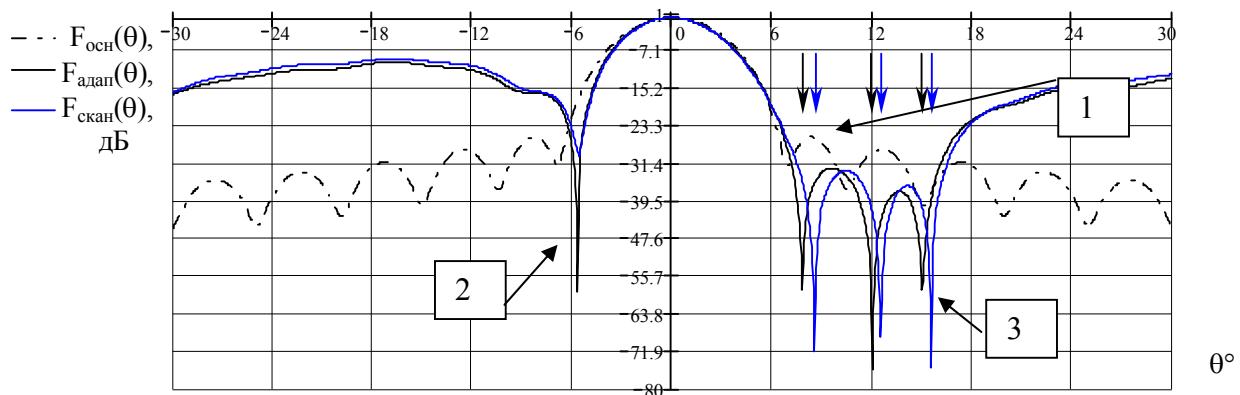


Рисунок 2.37 — Вид ДН основного канала (кривая 1), адаптивная ДН (кривая 2) и адаптивная ДН при сканировании ПП  $\theta_{скан}=0,5^\circ$  и  $\beta_{пп}=8^\circ$ ,  $\beta_{пп}=12^\circ$ ,  $\beta_{пп}=15^\circ$  (кривая 3)

Однако эффективность работы алгоритма с НОМ при нестационарной АШП зависит от попадания импульсов помехи в строб (окно) настройки. Если импульс помехи попал в строб настройки, то обеспечивается практически полное подавление помехи до уровня собственного шума, в противном случае эффективность работы адаптивного алгоритма снижается.

На рисунках 2.38 и 2.39 показаны временные реализации сигнала помехи для одноканального алгоритма до компенсации и после компенсации при различном  $\theta_{скан}$  на втором этапе работы (кривая 2), а также временная реализация собственного шума основного канала. Анализ результатов моделирования показал, что выходное значение помехи повторяет входную помеху (не полностью скомпенсированы выбросы). Это приводит к уменьшению коэффициента подавления  $K_{под}$  адаптивного алгоритма компенсации помех. При  $\theta_{скан}=0,5^\circ$  и  $1^\circ$  среднее значение  $K_{под}$  составляет 30 дБ. Это на 12 дБ меньше, чем при попадании «выброса» в строб настройки, и этот остаток нескомпенсированной помехи будет ухудшать дальнейшую обработку сигнала.

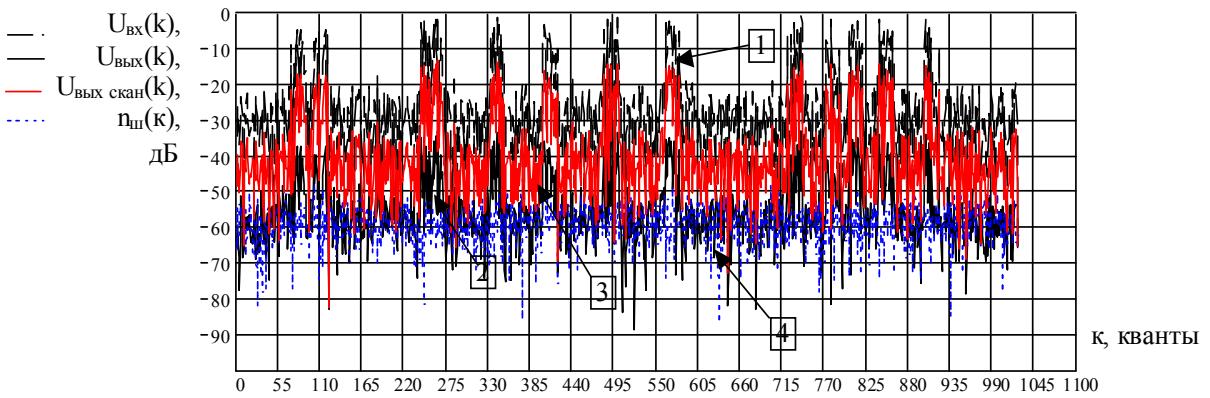


Рисунок 2.38 — Временная реализация сигнала помехи до и после компенсации при  
 $\beta_{\text{пп}}=8^\circ, \theta_{\text{скан}}=0,5^\circ$

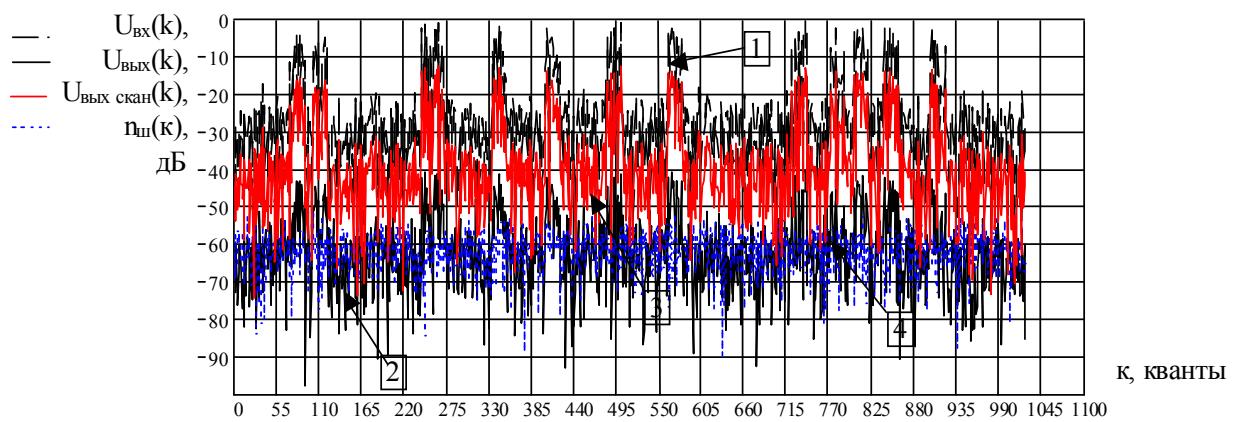


Рисунок 2.39 — Временная реализация сигнала помехи до и после компенсации при  
 $\beta_{\text{пп}}=8^\circ, \theta_{\text{скан}}=1^\circ$

Таким образом, построение системы помехозащиты от АШП и параметры качества ее работы во многом определяются выбранным алгоритмом и характеристиками ДН антенной системы. Применение алгоритмов с непосредственным обращением корреляционной матрицы помех позволяет получить более высокий коэффициент подавления для различных помеховых ситуаций. Применение «весовой добавки» позволяет повысить эффективность работы алгоритма при сканировании ДН или перемещении ПП в течение одного такта дальности, что и подтверждают результаты математического моделирования.

### 3. ВЛИЯНИЕ ДЕКОРРЕЛИРУЮЩИХ ФАКТОРОВ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ РАБОТЫ АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ

#### 3.1 Влияние собственных шумов приемников на работу адаптивных алгоритмов компенсации помех

Прием полезного сигнала и помех всегда производится на фоне шума, основными составляющими которого являются собственный (флюктуационный) шум и шум среды распространения (фоновый). В большинстве задач радиолокации фоновый шум оказывается существенно более слабым, чем собственный, поэтому, как правило, его можно не учитывать. В других случаях, например в гидроакустике, фоновый шум сравним с собственным шумом или даже превышает его, поэтому им пренебречь нельзя. Кроме того, шум среды часто не является изотропным (т.е. интенсивность принятого шума зависит от направления принятого приема), и вследствие взаимного перекрытия диаграмм направленности напряжения шумов в приемных каналах оказываются коррелированными. В дальнейшем будет использоваться более простая ситуация, когда фоновым шумом можно пренебречь, либо когда он некоррелирован в каналах. В последнем случае он эквивалентен собственному шуму.

Источником шума в приемном устройстве может быть приемная антенна, на выходе которой возникает случайное напряжение под воздействием хаотических флюктуаций электромагнитного поля. Шумы приемного устройства ухудшают дальнейшую обработку сигнала и компенсацию активных помех. Данный факт исследовался в работах [4, 8, 15]. В частности, в [7] отмечалось, что при реальной работе АКП вследствие суперпозиции прямой и отраженной от земли волн помехового поля уровень напряжений помех может существенно понижаться, что требует увеличения регулируемых коэффициентов и вызывает рост влияния собственных шумов КК.

Предположим, что на входе приемного устройства действуют  $M$  источников АШП. Рассматривая статистические характеристики совокупности сигналов, шумов и помех на выходе АР, можно получить, подлежащей обработке, аддитивную смесь полезного сигнала, помех и шумов [9, 11, 12]

$$X(t) = s(t) + \sum_{i=1}^M n_{ni}(t) + n_{\text{ш}}(t), \quad (3.1)$$

где  $s(t)$  — полезный сигнал.

Собственные шумы, пересчитанные на вход  $N$ -канальной приемной системы, записываются в виде  $N$ -мерного вектора-столбца

$$n_{\text{ш}} = [n_{\text{ш}1}(t), \dots, n_{\text{ш}N}(t)]^T. \quad (3.2)$$

Оценим влияние собственных шумов приемника на подавления помехи при отсутствии полезного сигнала в компенсационном канале. Как известно [4,

11, 12], подавление помехи оценивается коэффициентом подавления. Воспользовавшись выражением (2.9) при принятых условиях, получим следующее выражение для коэффициента ослабления помех

$$K_{\text{под}} = \left[ 1 - \rho_{\text{п}}^2 \left( \frac{1}{1 + \alpha} \right) \right]^{-1}, \quad (3.3)$$

где  $\alpha = P_{\text{ш}}^2 / (\sigma_{\text{к}}^2 + 2P_{\text{ш}})$ .

Из выражения

(3.3) видно, что увеличение параметра  $\alpha$  приводит к снижению потенциально достижимого коэффициента подавления помехи. Это подтвердило и проведенное математическое моделирование, при котором использовались следующие значения:  $\sigma_{\text{к}}=0,708$ ;  $P_{\text{ш}}=4$  дБ;  $\rho=0,981$ . На рисунке 3.1 показана зависимость коэффициента подавления от значения параметра  $\alpha$ . При увеличении параметра  $\alpha$  коэффициент подавления уменьшается.

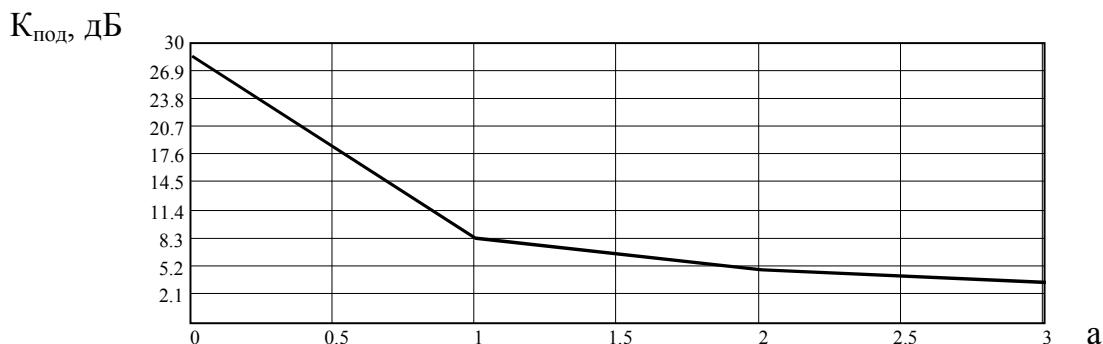


Рисунок 3.1 — Зависимость коэффициента подавления от параметра  $\alpha$

### 3.2 Влияние пространственного разноса фазовых центров основной и компенсационной антенн на коэффициент корреляции помех

Оценим влияние пространственного разноса фазовых центров основной и компенсационной антенн на коэффициент корреляции помех. Общее выражение для корреляционной функции флюктуационной помехи, прошедшей через два линейных тракта, имеет вид [13]

$$B(\tau) = \frac{k_y}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} N(\omega) C_1(j\omega) C_2^*(j\omega) e^{-j\omega\tau} d\omega. \quad (3.15)$$

Так как спектральная плотность  $N(\omega)$  и АЧХ  $C(\omega)$  — чётные функции, а фазочастотные характеристики — нечётные, то это выражение может быть записано в виде

$$B(\tau) = \frac{k_y}{\pi} \int_0^{\infty} N(\omega) C_1(\omega) C_2(\omega) \cos[\tau_0(\omega - \omega_r) - \tau_{01}(\omega - \omega_r) + \omega \tau] d\omega, \quad (3.16)$$

где  $k_y$  — коэффициент передачи умножителя;  
 $N(\omega)$  — энергетический спектр помехи на входе линейного тракта;  
 $C_1(\omega)$  и  $C_2(\omega)$  — АЧХ двух линейных трактов;  
 $\tau_0$  и  $\tau_{01}$  — постоянные времени группового распространения;  
 $\tau$  — время запаздывания напряжений на входе одного линейного тракта относительно другого.

Функция  $\sin[\cdot]$  применяется в случае, если одно из напряжений проходит через фазовращатель со сдвигом фазы в  $90^\circ$ .

Примем, что энергетический спектр помехи на входе адаптивного приемного устройства равномерный, и АЧХ каналов приема  $C_{1,2}(\omega)$  аппроксимируются идентичными гауссовскими кривыми (рисунок 3.2).

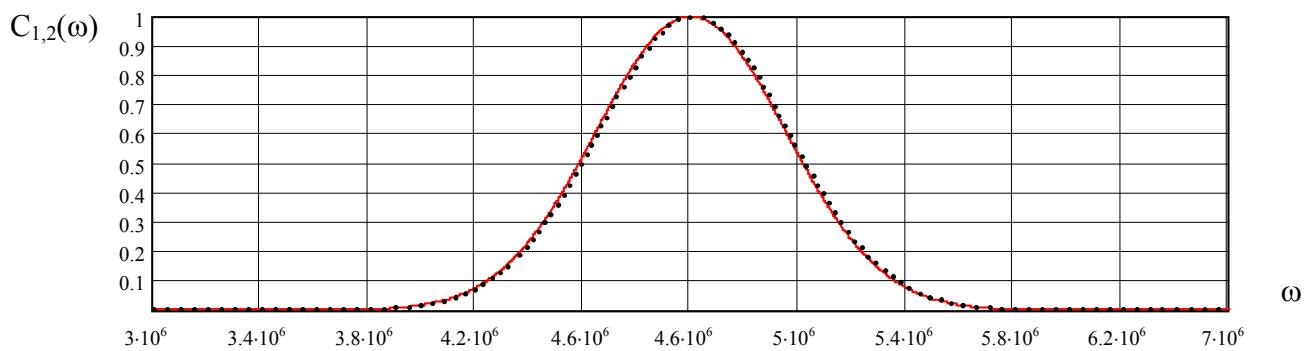


Рисунок 3.2 — АЧХ основного и компенсационного каналов

В данном случае

$$C_{1,2}(\omega) = C_0 \exp \left[ -\left( \frac{\omega - \omega_r}{\Delta\omega} \right)^2 \right], \quad (3.17)$$

где  $\omega_r$  — резонансная частота приемных каналов;

$\Delta\omega$  — ширина полосы пропускания приемных каналов.

Коэффициент корреляции комплексных амплитуд колебаний ОК и КК определяется из выражения  $\rho_{\pi}^2 = \rho_{\pi 1}^2 + \rho_{\pi 2}^2$ , где  $\rho_{\pi 1}$  и  $\rho_{\pi 2}$  определяются по формуле  $\rho_{\pi 1,2} = B(\tau)/B(0)$ , где  $B(\tau)$  и  $B(0)$  вычисляются по

(3.16); при вычислении  $B(0)$  в

(3.16) принимается  $\tau=0$ . Для вычисления  $\rho_{\pi 1}$  в этой формуле необходимо под интегралом взять функцию  $\cos$ , а для  $\rho_{\pi 2}$  — функцию  $\sin$ . Тогда получим

$$\rho_{\pi 1} = \exp \left( -\frac{\Delta\omega^2 \tau^2}{8} \right) \cos \omega_r \tau; \quad \rho_{\pi 2} = \exp \left( -\frac{\Delta\omega^2 \tau^2}{8} \right) \sin \omega_r \tau. \quad (3.18)$$

Следовательно

$$\rho_{\pi}^2 = \rho_{\pi 1}^2 + \rho_{\pi 2}^2 = \exp\left(-\frac{\Delta\omega^2\tau^2}{4}\right). \quad (3.19)$$

Таким образом, даже в однородном поле и при идентичности АЧХ и ФЧХ каналов величина  $\rho_{\pi}$  для немонохроматической помехи в общем случае не равна единице. Её величина, следовательно, и коэффициент подавления немонохроматической помехи определяется шириной спектра помехи в приемных каналах и временем запаздывания  $\tau$  (рисунок 3.3) в соответствии с [11]

$$\tau = (d_A/c) \sin \Theta_0, \quad (3.20)$$

где  $d_A$  — расстояние между фазовыми центрами основной и компенсационной антенн;  
 $c$  — скорость света;  
 $\Theta_0$  — угол между направлением на источник помех и перпендикуляром к линии, соединяющей фазовые центры антенн.

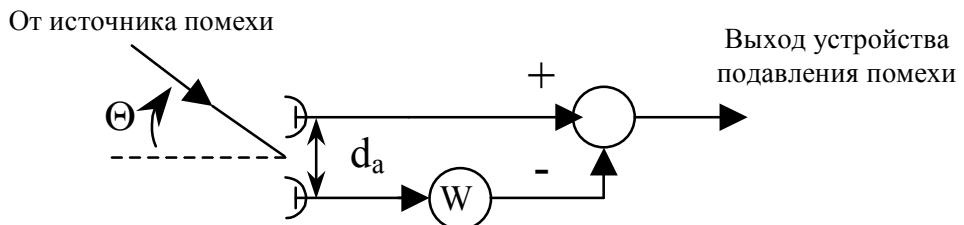


Рисунок 3.3

В качестве примера на рисунках 3.4 — 3.7 приведены кривые зависимости  $K_{\text{под}}$  от  $d_a$ , построенные при условиях: ширина полосы пропускания приемных каналов  $\Delta\omega=5\times10^6$  Гц; скорость света  $c=3\times10^8$  м/с; угол между направлением на источник помех и перпендикуляром к линии, соединяющей фазовые центры антенн  $\Theta_0=0,1^\circ\ldots1,6^\circ$ ; расстояние между фазовыми центрами основной и компенсационной антенн  $d_a=25\ldots500$  см.

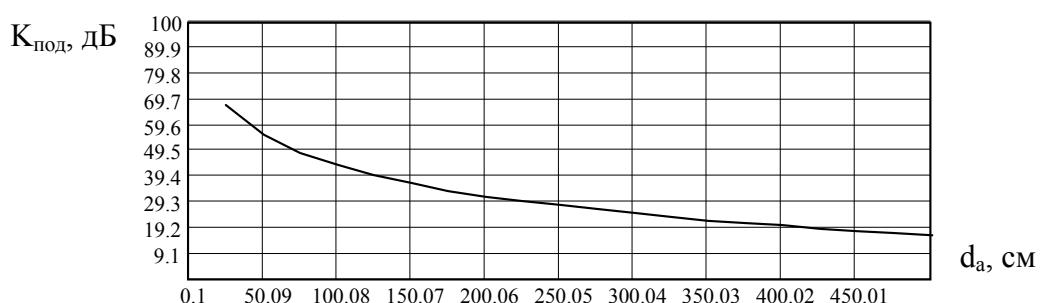


Рисунок 3.4 — Зависимости  $K_{\text{под}}$  от  $d_a$ , при условии:  $\Theta_0=0,1^\circ$ .

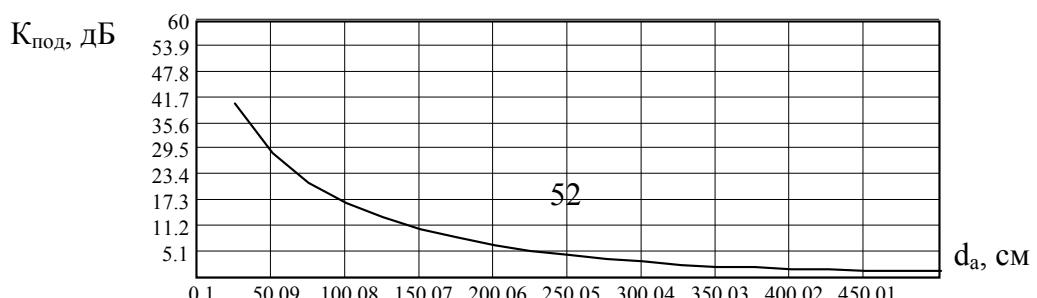


Рисунок 3.5 — Зависимости  $K_{\text{под}}$  от  $d_a$ , при условии:  $\Theta_0=0,5^\circ$ .

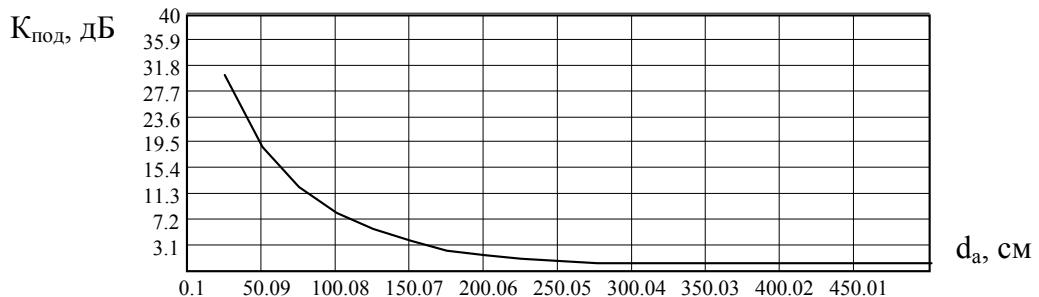


Рисунок 3.6 — Зависимости  $K_{\text{под}}$  от  $d_a$ , при условии:  $\Theta_0=1^\circ$ .

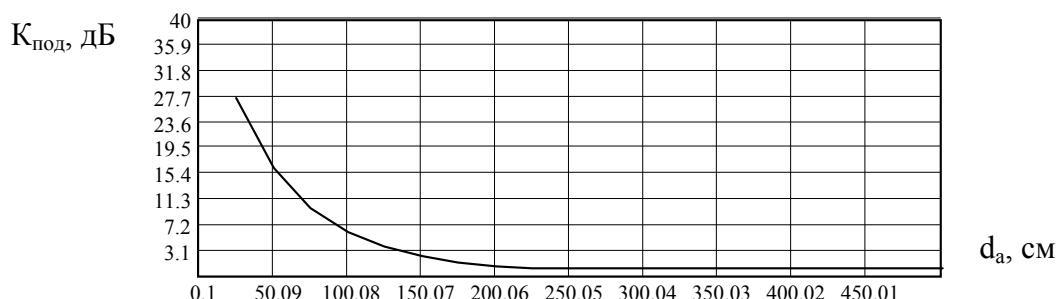


Рисунок 3.7 — Зависимости  $K_{\text{под}}$  от  $d_a$ , при условии:  $\Theta_0=1,5^\circ$

Анализ полученных результатов показал, что при увеличении расстояния между фазовыми центрами основной и компенсационной антенны снижается степень корреляции сигналов в каналах приводящая к снижению коэффициента подавления помехи.

### 3.3 Влияние нелинейности трактов приемного устройства на эффективность компенсации помех

Нелинейности, возникающие в цепях адаптивных алгоритмов компенсации помех, целесообразно делить на два рода: нелинейности в ОК прохождения помехи (ОК и КК) и нелинейности в цепях управления. При наличии в приемных трактах элементов с нелинейными неидентичными амплитудными характеристиками снижается степень коррелированности помех на входах адаптивных устройств, тем самым не обеспечивается их эффективное подавление помех. Следует отметить, что строгое аналитическое рассмотрение влияния нелинейностей (при случайному воздействии) наталкивается на очень большие трудности. Эти трудности вызваны тем, что в реальных схемах нелинейности являются инерционными и охвачены обратной связью.

Некоторые частные и приближенные решения могут быть получены, если ограничиться рассмотрением неинерционных нелинейностей.

Рассмотрим одноканальный алгоритм, в котором в тракте КК (или ОК) имеется нелинейность вида (рисунок 3.8)

$$\Psi_B(x) = \begin{cases} -B & \text{при } x < -B \\ \frac{B}{B}x & \text{при } -B \leq x < B \\ B & \text{при } x \geq B \end{cases}$$

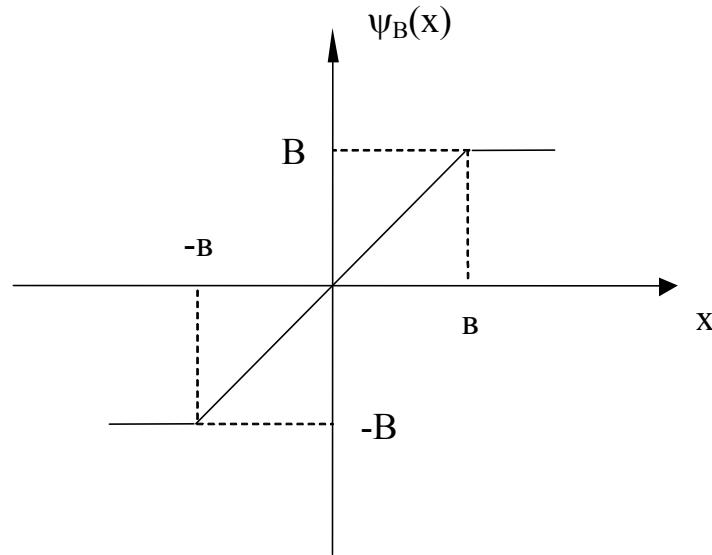


Рисунок 3.8 — К пояснению нелинейности в трактах приема

Запишем для этого случая в соответствии [1] выражение для коэффициента взаимной корреляции

$$\rho_{U_0 U_1 \text{огр}}(0) = \frac{\Phi_I\left(\frac{B}{\sigma_0}\right)}{\sqrt{\left(\frac{B}{\sigma_0}\right)^2 + \left[1 - \left(\frac{B}{\sigma_0}\right)^2\right] \Phi_I\left(\frac{B}{\sigma_0}\right) - \frac{2B}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{B}{\sigma_0}\right)^2}}}, \quad (3.10)$$

где  $\sigma_0^2 = \bar{U}^2(t)$ ,  $\Phi_I\left(\frac{B}{\sigma_0}\right)$  — интеграл вероятности;

$B$  — уровень ограничения.

Для количественной оценки влияния такого ограничения на величину  $K_{\text{под}}$  приводятся оптимальные значения  $K_{\text{под}}$  для различных уровней ограничения в предположении, что  $K_{\text{под}}$  зависит только от  $\rho_{U_0 U_1}$  при  $\left(\frac{B}{\sigma_0}\right) = 1$   $K_{\text{под}} = 20$  дБ; при  $\left(\frac{B}{\sigma_0}\right) = 0,5$   $K_{\text{под}} = 14$  дБ; при  $\left(\frac{B}{\sigma_0}\right) = 0,1$   $K_{\text{под}} = 10$  дБ.

$$\left(\frac{B}{\sigma_0}\right) = 0,5 \quad K_{\text{под}} = 14 \text{ дБ}; \quad \text{при } \left(\frac{B}{\sigma_0}\right) = 0,1 \quad K_{\text{под}} = 10 \text{ дБ}.$$

Для качественной оценки приводятся на рисунках 3.9 и 3.10 кривые зависимости коэффициента подавления и корреляции от параметра ограничения в, рассчитанные по формулам

(3.) и

(3.0).

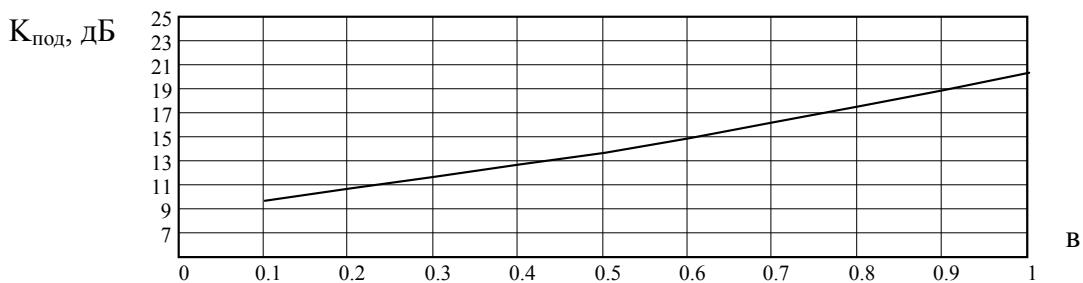


Рисунок 3.9 — Зависимость  $K_{\text{под}}$  от параметра ограничения « $v$ »

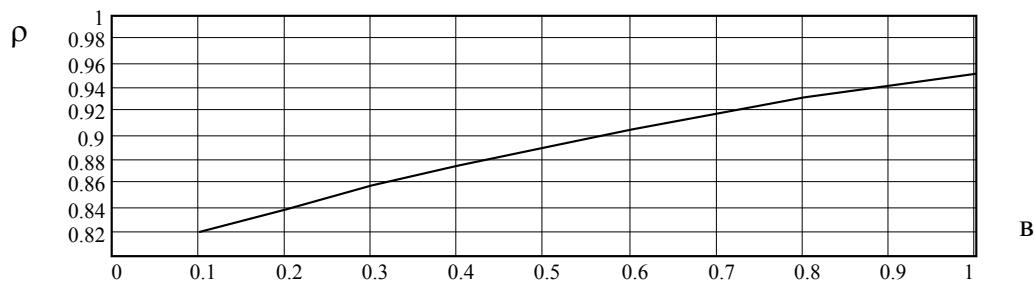


Рисунок 3.10 — Зависимость коэффициента корреляции  $\rho$  от « $v$ »

Таким образом, ограничения в КК (основном канале) имеют весьма сильное влияние на коэффициент подавления. В связи с этим целесообразно включать адаптивный алгоритм как можно ближе к входу приемного тракта. Требования к степени линейности в настоящее время ужесточаются, поэтому приходится проектировать и создавать радиоприемные и усилительные устройства, обеспечивающие все меньшие искажения передаваемых (усиливаемых и преобразуемых) сигналов. В частности, величина допустимых нелинейных искажений в ряде систем связи и радиоизмерений в пересчете на эквивалентный коэффициент гармоник уже сейчас должна составлять тысячные доли процента, что, как известно, встречает значительные трудности.

### 3.4 Сравнительный анализ эффективности адаптивных алгоритмов компенсации помех при условии стационарности помеховой обстановки

Оценим эффективность работы адаптивных алгоритмов при условии медленно меняющейся помеховой обстановки. Рассмотрим работу адаптивного

алгоритма с КОС и НОМ при одновременном воздействии стационарной активной шумовой помехи мощностью  $P_p=60$  дБ,  $\beta_{pp}=7^\circ$ ; помехопостановщик находится в первом БЛ ДН антенны. Мощность собственных шумов 4 дБ, приемные каналы идентичные, задержки в цепях адаптации нет, коэффициент усиления ЦОС — 0,91, амплитудно-фазовых ошибок помех в каналах нет, настройка весовых коэффициентов составляет 50 квантов, модели трехканальных алгоритмов соответствуют выражениям (2.1), (2.2), (2.3), (2.30), (2.31), (2.32), (2.33)

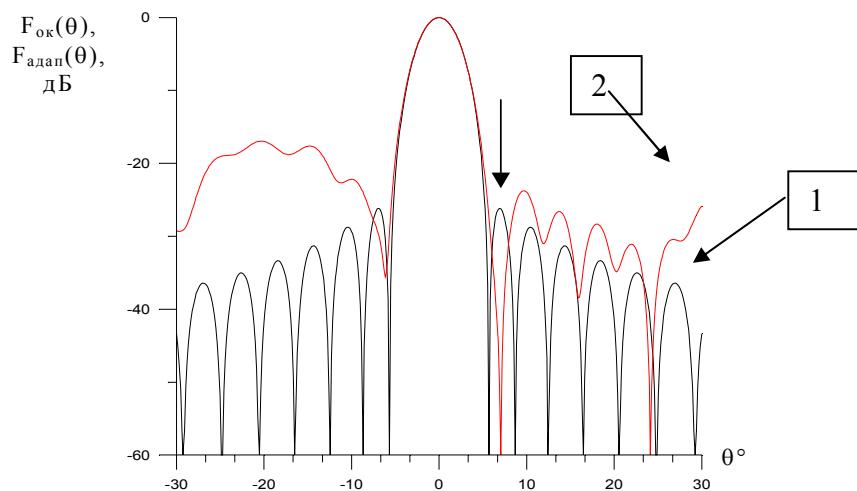


Рисунок 3.11 — Диаграммы направленности ОК (кривая 1) и адаптивная диаграмма направленности (кривая 2)

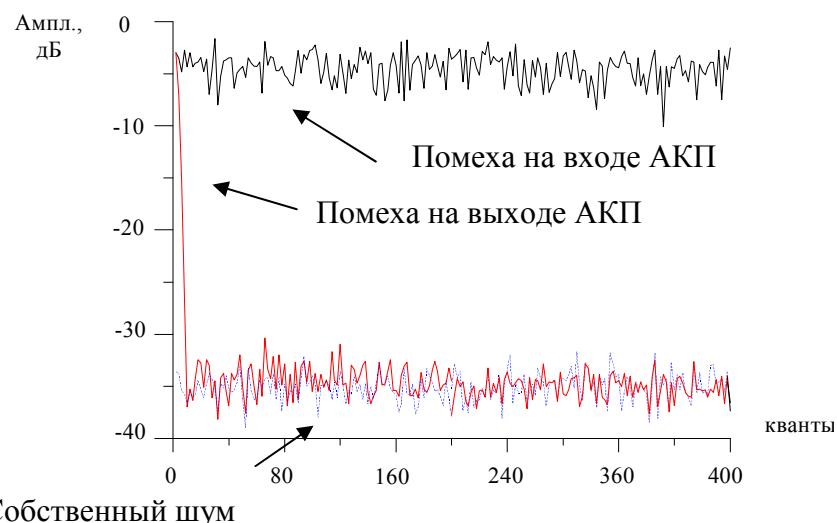


Рисунок 3.12 — Временная реализация сигнала помехи до и после компенсации алгоритмом с КОС

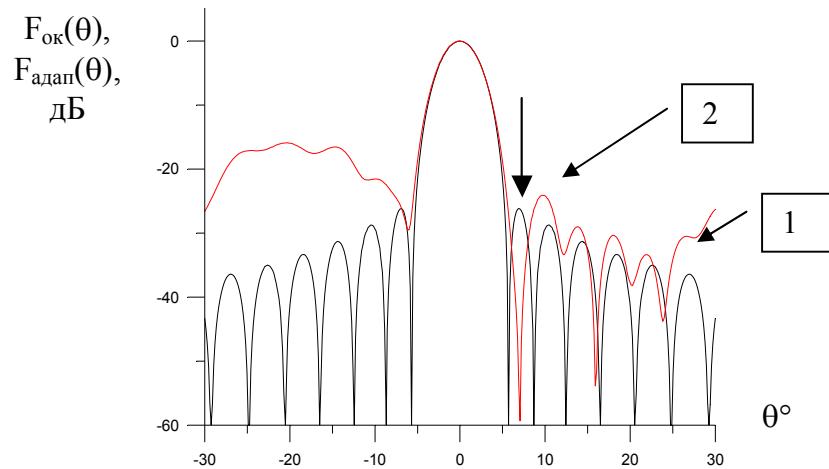


Рисунок 3.13 — Диаграмма направленности ОК (кривая 1) и адаптивная ДН (кривая 2)

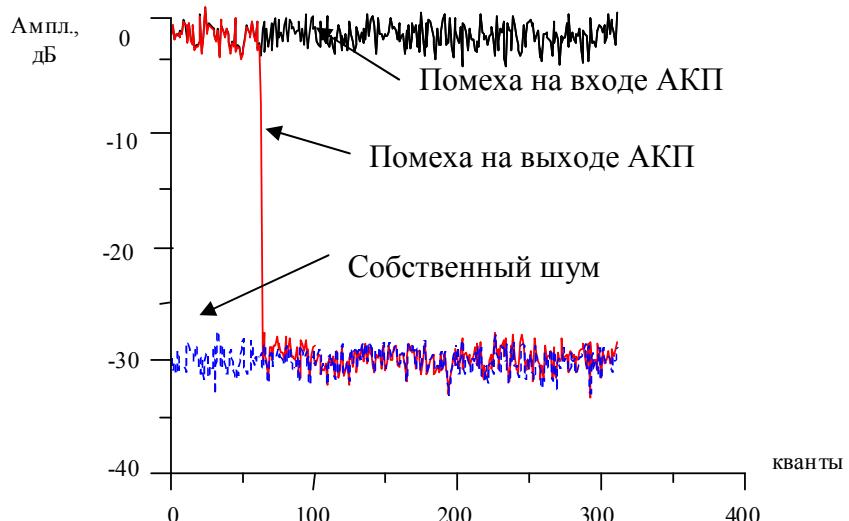


Рисунок 3.14 — Временная реализация сигнала помехи до и после компенсации алгоритмом с НОМ

На рисунках 3.11 — 3.14 приведены: адаптивная ДН, а также ДН основного и компенсационных каналов; временная реализация сигнала помехи до и после компенсации для алгоритма с КОС (рисунки 3.11, 3.12) и алгоритма с НОМ (рисунки 3.13, 3.14). Анализ результатов моделирования показал, что коэффициент подавления при стационарной помеховой ситуации для двух типов алгоритмов примерно одинаков, но переходной процесс у алгоритма с КОС более продолжительный и составляет 15 квантов для данного случая.

### 3.5 АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ В УСЛОВИЯХ НЕСТАЦИОНАРНОЙ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ

В качестве простейшей модели нестационарной помеховой ситуации рассмотрим случай одного источника помех мощностью  $\sigma_{\text{п}}^2$  и с постоянной, в пределах полосы пропускания приемников основного и компенсационного каналов, спектральной плотностью. Источник излучает мерцающие помехи с периодом  $t$ . Выражение, характеризующее этот случай, запишем в виде

$$X_{i+t}(k) = \sigma_{\text{п}}^2 \cdot \sin[\pi \cdot i \cdot k + \varphi], \quad (3.11)$$

где  $t=j \cdot k$  — период следования хаотической импульсной помехи;

$j$  — случайное количество выбросов на весь объем обучающей выборки;

$k$  — длительность обучающей выборки (дистанция);

$t_u$  — длительность хаотической импульсной помехи;

$i$  — количество пиков хаотической импульсной помехи;

$\sigma_{\text{п}}^2$  — мощность источника помехи;

$\varphi$  — случайная начальная фаза.

Для оценки эффективности функционирования алгоритма компенсации в условиях нестационарных помех будем использовать средний по периоду повторения нестационарной помехи коэффициент подавления  $K_{\text{под}}$ , определяемый как

$$K_{\text{под}} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^M \frac{P_{\text{пых}}}{\sigma_{\text{п}}^2}, \quad (3.12)$$

где  $M = [T/\Delta t]$  — период повторения нестационарной помехи, выраженный через число отсчетов (квантов);

$\Delta t = 1/\Delta f$  — интервал времени;

$\sigma_{\text{п}}^2, P_{\text{пых}}$  — мощность помехи на входе и выходе адаптивного алгоритма соответственно;

$\Delta f$  — ширина спектра обрабатываемых сигналов.

Пусть на входе устройства действует АШП (отношение помеха-шум равно 30 дБ), соответствующая вышеперечисленным условиям. Коэффициент усиления цепи обратной связи  $\gamma = 0,91$ , длительность, период повторения, начальная фаза нестационарной помехи, выбирались по случайному закону, время настройки 450 квантов, мощность собственного шума равна 4 дБ. Результаты подавления нестационарной помехи в зависимости от отношения периода повторения нестационарной помехи к длительности интервала

обучения алгоритма с корреляционной обратной связью представлены на рисунках 3.15 и 3.16.

На рисунке 3.15 показана реакция алгоритма с корреляционной обратной связью на задаваемое воздействие. Видно, что до момента  $T_1$  алгоритм с КОС эффективно настраивается. В промежутке  $T_1-T_2$ , алгоритм не успевает выставить коэффициент  $w$  для эффективной настройки. По окончании «скачка» ( $T_2$ ) алгоритм с КОС продолжается настройка на помеху до максимального её подавления. В момент  $T_3$  на входе адаптивного алгоритма возникает очередной «скакок», и реакция алгоритма повторяется.

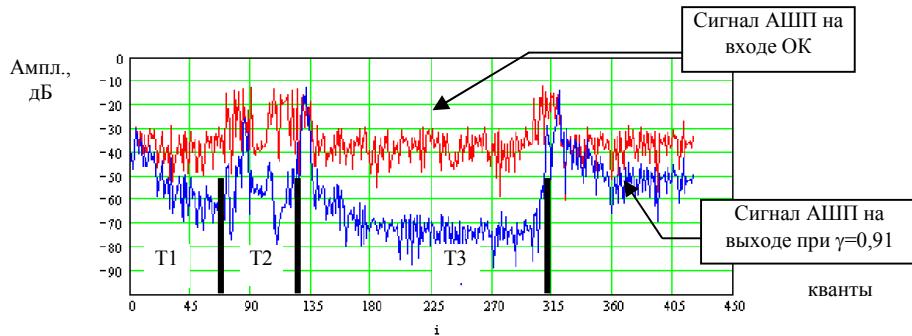


Рисунок 3.15

На рисунке 3.16 показан процесс формирования весовых коэффициентов для помеховой обстановки, представленной на рисунке 3.15.

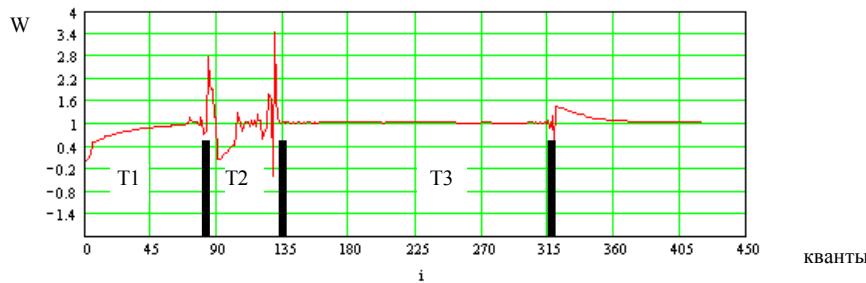


Рисунок 3.16

До момента  $T_1$  весовой коэффициент настраивается и приближается к оптимальному. На интервале  $T_1-T_2$  при воздействии «выброса» весовой коэффициент начинает перенастраиваться. После момента  $T_2$  и к началу момента  $T_3$  коэффициент  $w$  достигает оптимального значения, но в момент  $T_3$  происходит также перенастройка за счет воздействия очередного «скакак».

На рисунке 3.17 представлена временная реализация сигнала помехи до и после компенсации, соответствующая вышеперечисленным условиям, для адаптивного алгоритма с НОМ. Анализ результатов моделирования показал, что алгоритм на 50-м такте настроился на нестационарную АШП, и до конца всей дистанции осуществляет подавление помехи.

В целом результаты теоретического анализа и математического моделирования свидетельствуют о слабом влиянии нестационарного характера помех на эффективность функционирования адаптивного алгоритма на основе метода НОМ. Этот вывод резко отличается от закономерностей работы алгоритма с корреляционными обратными связями, для которого можно

указать такие параметры нестационарных помех, при которых эффективность функционирования существенно снижается.

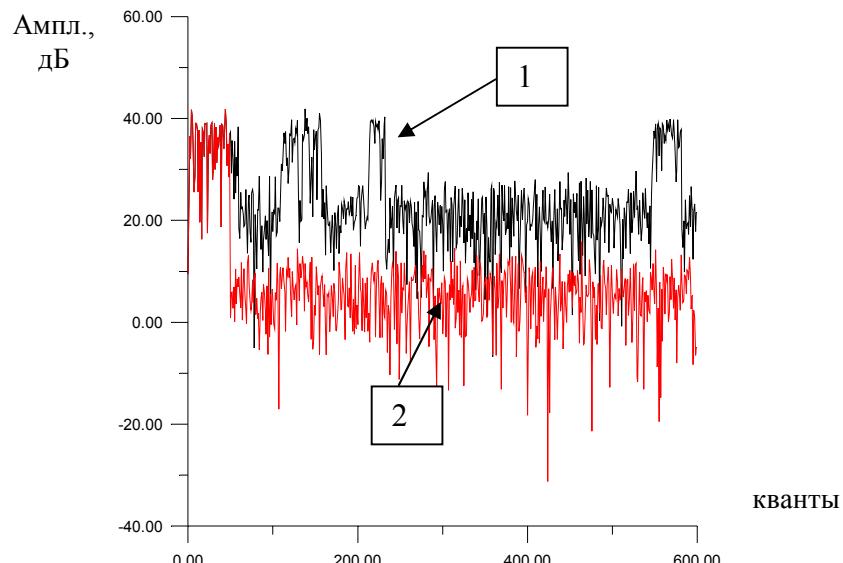


Рисунок 3.17 — Временная реализация сигнала помехи до (кривая 1) и после компенсации (кривая 2)

Анализ результатов проводимого моделирования показал, что нестационарный характер помех приводит к существенному ухудшению качества функционирования корреляционного алгоритма, заключающемуся в затягивании переходных процессов в сравнении со стационарным режимом и снижении коэффициента подавления на 10-12 дБ.

Полученные результаты свидетельствуют о предпочтительности использования алгоритма на основе обращения оценки корреляционной матрицы помех в условиях сложной, нестационарной радиоэлектронной обстановки.

## 4. ВЛИЯНИЕ МОЩНОЙ ВНЕПОЛОСНОЙ ПОМЕХИ НА ВЫХОДНОЕ ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ РАДИОПРИЁМНОГО УСТРОЙСТВА В РЕЖИМЕ БЛОКИРОВАНИЯ

Воздействие внеполосной помехи большого уровня на радиоприёмное устройство может привести к блокированию (уменьшению коэффициента усиления) входного усилительного каскада приёмника. Перегруженный мощной помехой усилитель работает в режиме ограничения входного сигнала; при этом, как известно, имеет место эффект подавления слабого сигнала (полезный сигнал плюс шум) более сильным (помеха). Степень подавления зависит от соотношения амплитуд сильного и слабого сигналов, а значит, может оказаться различной для сигнала и шума. В данном параграфе описывается метод, позволяющий вычислять отношения сигнал/шум и сигнал/помеха на выходе нелинейного безынерционного элемента в заданной частотной полосе в случае действия на его входе разнесённых по частоте узкополосных сигналов и помехи в смеси с узкополосными гауссовскими шумами.

### 4.1 Метод анализа нелинейного безынерционного преобразования смеси сигнала, шума и помехи

Если пренебречь зависимостью фазы выходного сигнала усилителя, работающего в нелинейном режиме, от амплитуды его входного сигнала, то модель такого усилителя можно рассматривать как нелинейное безынерционное преобразование случайного процесса. Часто используемые методы анализа таких преобразований суммы сигнала и шума (прямой метод, метод контурных интегралов, метод производных (формула Прайса)) сильно усложняются при учёте действия внеполосной помехи и не всегда позволяют вычислить отношение сигнал/шум на выходе нелинейного безынерционного преобразователя (НБП). Вместе с тем, для узкополосных сигналов в [19] описан относительно простой способ анализа нелинейного безынерционного преобразования суммы сигнала и шума, не требующий в отличие от упомянутых методов знания корреляционной функции входного процесса и позволяющий легко вычислять выходное отношение сигнал/шум. Ниже приводится обобщение данного метода на случай, когда входной сигнал представляет собой сумму полезного сигнала, шума и внеполосной помехи.

Пусть на входе нелинейного безынерционного элемента с проходной характеристикой  $\eta(t) = g(\xi(t))$  действует сумма двух случайных процессов:

$$\begin{aligned}\xi_1(t) &= s_1(t) + n_1(t) = a_1(t) \cos[\omega_1 t + \varphi_1(t)] + A_1(t) \cos[\omega_1 t + \chi_1(t)], \\ \xi_2(t) &= s_2(t) + n_2(t) = a_2(t) \cos[\omega_2 t + \varphi_2(t)] + A_2(t) \cos[\omega_2 t + \chi_2(t)],\end{aligned}\quad (4.1)$$

где  $\xi_1(t)$  — полезный сигнал + шум,  $\xi_2(t)$  — помеха + шум,  $s_{1,2}(t)$  — узкополосные радиосигналы,  $n_{1,2}(t)$  — независимые от сигналов узкополосные гауссовые стационарные шумы с нулевым математическим ожиданием,  $a_{1,2}(t)$ ,  $\varphi_{1,2}(t)$  — огибающие и фазы полезного сигнала и помехи,  $A_{1,2}(t)$ ,  $\chi_{1,2}(t)$  — огибающие и фазы шумов в полосах сигнала и помехи.

Представим каждую сумму в (4.1) как один узкополосный процесс [19]:

$$\xi_{1,2}(t) = V_{1,2}(t) \cos[\omega_{1,2} t + \varphi_{1,2}(t) + \psi_{1,2}(t)] = V_{1,2}(t) \cos \theta_{1,2}(t), \quad (4.2)$$

где  $\theta_{1,2}(t) = \omega_{1,2} t + \varphi_{1,2}(t) + \psi_{1,2}(t)$  — полные фазы узкополосных процессов,  $V_{1,2}(t)$  — их огибающие,

$$\begin{aligned}V_{1,2}(t) &= \{[A_{c_{1,2}}(t) + a_{1,2}(t)]^2 + A_{s_{1,2}}^2(t)\}^{1/2}, \quad \operatorname{tg} \psi_{1,2}(t) = \frac{A_{s_{1,2}}(t)}{A_{c_{1,2}}(t) + a_{1,2}(t)}, \\ A_{c_{1,2}}(t) &= A_{1,2}(t) \cos[\chi_{1,2}(t) - \varphi_{1,2}(t)], \quad A_{s_{1,2}}(t) = A_{1,2}(t) \sin[\chi_{1,2}(t) - \varphi_{1,2}(t)].\end{aligned}$$

Совместные плотности вероятности огибающих  $V_{1,2}(t)$  и фаз  $\psi_{1,2}(t)$  этих процессов в один и тот же момент времени при фиксированных значениях амплитуд  $a_{1,2}(t)$  и фаз  $\varphi_{1,2}(t)$  радиосигналов даются следующим выражением [20]:

$$p_{1,2}(V_{1,2}, \psi_{1,2} | a_{1,2}, \varphi_{1,2}) = \frac{V_{1,2}}{2\pi D_{1,2}} \exp\left(-\frac{a_{1,2}^2 - 2a_{1,2}V_{1,2} \cos \psi_{1,2} + V_{1,2}^2}{2D_{1,2}}\right), \quad (4.3)$$

где  $D_{1,2}$  — дисперсии шумовых составляющих  $n_{1,2}(t)$ .

Процесс на выходе безынерционного элемента  $\eta = g(V_1 \cos \theta_1 + V_2 \cos \theta_2)$  является чётной периодической функцией полных фаз  $\theta_{1,2} = \omega_{1,2} t + \varphi_{1,2}(t) + \psi_{1,2}(t)$ , следовательно, его можно представить двойным рядом Фурье в следующем виде:

$$\begin{aligned}\eta &= g(V_1 \cos \theta_1 + V_2 \cos \theta_2) = \sum_{k,l=0}^{\infty} \lambda_{kl} \tilde{g}_{kl} \cos k\theta_1 \cos l\theta_2 = \\ &= g_{00} + g_{10} \cos \theta_1 + g_{20} \cos 2\theta_1 + \dots + g_{01} \cos \theta_2 + g_{02} \cos 2\theta_2 + \dots + \\ &+ g_{11} \cos \theta_1 \cos \theta_2 + g_{12} \cos \theta_1 \cos 2\theta_2 + g_{21} \cos 2\theta_1 \cos \theta_2 + \dots,\end{aligned}\quad (4.4)$$

где

$$\begin{aligned}g_{kl}(V_1, V_2) &= \lambda_{kl} \tilde{g}_{kl} = \frac{\lambda_{kl}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g(V_1 \cos \theta_1, V_2 \cos \theta_2) \cos k\theta_1 \cos l\theta_2 d\theta_1 d\theta_2, \quad (4.5) \\ \lambda_{kl} &= \begin{cases} 1/4, & k = l = 0 \\ 1/2, & k > 0, l = 0 \text{ или } k = 0, l > 0 \\ 1, & k > 0, l > 0 \end{cases}.\end{aligned}$$

Первое слагаемое ряда (4.4)  $\eta_{00} = g_{00}$  содержит низкочастотную составляющую выходного колебания НБП, которая представляет интерес при детектировании. Компонент  $kl$

$$\eta_{kl} = g_{kl}(V_1, V_2) \cos k\theta_1 \cos l\theta_2 = \frac{1}{2} g_{kl}(V_1, V_2) [\cos(k\theta_1 - l\theta_2) + \cos(k\theta_1 + l\theta_2)]$$

в ряде (4.4) на выходе НБП при  $k > 0, l > 0$  соответствует сумме двух комбинационных колебаний, спектры которых сосредоточены в окрестностях разностной  $k\omega_1 - l\omega_2$  и суммарной  $k\omega_1 + l\omega_2$  частот. Каждое из этих колебаний может быть выделено на выходе НБП с помощью полосового фильтра. Чтобы разделить данные комбинационные составляющие, введём следующие обозначения:

$$\begin{aligned}\zeta_{kl}^- &= \frac{1}{2} g_{kl}(V_1, V_2) \cos(k\theta_1 - l\theta_2) = \frac{1}{2} \tilde{g}_{kl}(V_1, V_2) \cos(k\theta_1 - l\theta_2), \\ \zeta_{kl}^+ &= \frac{1}{2} g_{kl}(V_1, V_2) \cos(k\theta_1 + l\theta_2) = \frac{1}{2} \tilde{g}_{kl}(V_1, V_2) \cos(k\theta_1 + l\theta_2).\end{aligned}$$

$$\text{Слагаемые } \eta_{k0} = g_{k0} \cos k\theta_1 = \frac{1}{2} \tilde{g}_{k0} \cos k\theta_1 \text{ и } \eta_{0l} = g_{0l} \cos l\theta_2 = \frac{1}{2} \tilde{g}_{0l} \cos l\theta_2$$

представляют собой составляющие выходного колебания преобразователя со спектрами в окрестностях частот  $k\omega_1$  и  $l\omega_2$ , являющихся гармониками входных процессов  $\xi_1(t)$  и  $\xi_2(t)$  соответственно. Для унификации обозначений компонентов  $\eta_{k0}$ ,  $\eta_{0l}$ ,  $\zeta_{kl}^-$  и  $\zeta_{kl}^+$  введём ещё две дублирующие переменные:  $\zeta_{k0} = \eta_{k0}$ ,  $\zeta_{0l} = \eta_{0l}$ , а под общим обозначением  $\zeta_{kl}$  будем понимать один из компонентов  $\zeta_{k0}$ ,  $\zeta_{0l}$ ,  $\zeta_{kl}^-$  или  $\zeta_{kl}^+$ .

Компонент  $\zeta_{10}$  является основным для нелинейного усилителя или полосового ограничителя, компоненты  $\zeta_{k0}$  при  $k > 1$  — для умножителей частоты, а компонент  $\zeta_{11}^-$  — для смесителя. Какой-либо из компонентов  $\zeta_{kl}$  (при произвольных  $k$  и  $l$ ) может также представлять интерес в отдельных частных приложениях.

Коэффициенты  $\tilde{g}_{kl}(V_1, V_2)/2$  определяют зависимость амплитуды компонента  $\zeta_{kl}$  на выходе НБП от амплитуды входных узкополосных колебаний  $\xi_1(t)$  и  $\xi_2(t)$ . Поэтому зависимость  $\tilde{g}_{kl}(V_1, V_2)/2$  при условии, что хотя бы один из коэффициентов  $k$  и  $l$  не равен нулю, назовём колебательной характеристикой системы, состоящей из НБП и полосового фильтра, выделяющего на выходе НБП компонент  $\zeta_{kl}$ .

Чтобы отделить сигнал, содержащийся в каком-либо компоненте  $\zeta_{kl}$  ряда (4.4), от шума, необходимо вычислить условное математическое ожидание  $\mathbf{M}_{V_1, \psi_1, V_2, \psi_2} \{\zeta_{kl} | a_1, \phi_1, a_2, \phi_2\}$  этого компонента при заданных амплитудах  $a_{1,2}(t)$  и фазах  $\phi_{1,2}(t)$  сигнала и помехи в один и тот же момент времени. Данное усреднение производится по входным шумам  $n_1(t)$  и  $n_2(t)$ , т.е. по случайным огибающим  $V_{1,2}(t)$  и случайным фазам  $\psi_{1,2}(t)$  процессов  $\xi_1(t)$  и  $\xi_2(t)$ . Флуктуации любого компонента  $\zeta_{kl}$  около его математического ожидания являются выходным шумом, соответствующим данному компоненту:

$$\zeta_{n,kl}(t) = \zeta_{kl}(t) - \mathbf{M}_{V_1, \psi_1, V_2, \psi_2} \{\zeta_{kl}(t) | a_1(t), \phi_1(t), a_2(t), \phi_2(t)\}.$$

Мощность полезного сигнала  $\tilde{D}_{s,kl}$  и дисперсия шума  $\tilde{D}_{n,kl}$  определяются следующим образом:

$$\tilde{D}_{s,kl} = \mathbf{M}_{a_1, \varphi_1, a_2, \varphi_2} \{[\mathbf{M}_{V_1, \psi_1, V_2, \psi_2} \{\zeta_{kl} | a_1, \varphi_1, a_2, \varphi_2\}]^2\}, \quad (4.6)$$

$$\tilde{D}_{n,kl} = \tilde{D}_{kl} - \tilde{D}_{s,kl} = \mathbf{M}\{\zeta_{kl}^2\} - \tilde{D}_{s,kl}, \quad (4.7)$$

где  $\tilde{D}_{kl} = \mathbf{M}\{\zeta_{kl}^2\}$  — полная мощность компонента  $\zeta_{kl}$  (усреднение выполняется по всем зависящим от времени параметрам компонента).

В соответствии с этим, найдём сигнальную составляющую произвольного компонента  $\zeta_{kl}$  (при условии, что хотя бы один из коэффициентов  $k$  и  $l$  не равен нулю):

$$\begin{aligned} \zeta_{s,kl}(t) = & \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} dV_1 dV_2 \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \tilde{g}_{kl}(V_1, V_2) \cos((k\omega_1 \pm l\omega_2)t + k\varphi_1 + k\psi_1 \pm l\varphi_2 \pm l\psi_2) \times \\ & \times p_1(V_1, \psi_1 | a_1, \varphi_1) p_2(V_2, \psi_2 | a_2, \varphi_2) d\psi_1 d\psi_2. \end{aligned}$$

Здесь совместная условная плотность вероятности процессов  $\xi_1(t)$  и  $\xi_2(t)$  в силу их статистической независимости представлена произведением  $p_1 p_2$  плотностей вероятности каждого из них. Подставив сюда (4.3) и выполнив интегрирование по  $\psi_{1,2}$ , получим:

$$\zeta_{s,kl}(t) = A_{s,kl} \cos[(k\omega_1 \pm l\omega_2)t + k\varphi_1 \pm l\varphi_2],$$

где

$$A_{s,kl} = \frac{\exp(-\rho_{i_1}^2 - \rho_{i_2}^2)}{2D_1 D_2} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} V_1 V_2 \tilde{g}_{kl}(V_1, V_2) I_k\left(\frac{a_1 V_1}{D_1}\right) I_l\left(\frac{a_2 V_2}{D_2}\right) e^{-\frac{V_1^2}{2D_1}} e^{-\frac{V_2^2}{2D_2}} dV_1 dV_2, \quad (4.8)$$

$I_m(x)$  — модифицированная функция Бесселя  $k$ -го порядка (от мнимого аргумента),

$$\rho_{i_{1,2}}^2 = \frac{a_{1,2}^2}{2D_{1,2}}$$

— отношения сигнал/шум по мощности на входе НБП в полосе сигнала и помехи соответственно при их фиксированных амплитудах. Заметим, что огибающая  $A_{s,kl}$  сигнальной составляющей не является неотрицательной величиной, и в общем случае может быть даже знакопеременной функцией своих аргументов (амплитуд сигнала и помехи  $a_1$  и  $a_2$ ) в силу аналогичного свойства коэффициентов  $g_{kl}$  ряда (4.4).

Мощность сигнала (при его фиксированной амплитуде)  $kl$ -го компонента равна

$$\tilde{D}_{s,kl} = A_{s,kl}^2 / 2. \quad (4.9)$$

В общ, для вычисления мощности полезного сигнала  $\tilde{D}_{s,kl}$  компонента  $kl$  вместо формулы (4.9) необходимо пользоваться общей формулой (4.6) с учётом статистик сигнальных составляющих ем случае, когда сигнал  $s_1(t)$  и (или) помеха  $s_2(t)$  являются случайными процессами входных процессов  $\xi_1(t)$  и  $\xi_2(t)$ .

Полная мощность компонента  $\zeta_{kl}$  выходного процесса (4.4) при фиксированных амплитудах сигнала и помехи на входе  $a_1$  и  $a_2$  равна

$$\begin{aligned} \tilde{D}_{kl} &= \mathbf{M}\left\{\frac{1}{4}\tilde{g}_{kl}^2(V_1, V_2)\cos^2[k(\omega_1 t + \varphi_1 + \psi_1) \pm l(\omega_2 t + \varphi_2 + \psi_2)]\right\} = \mathbf{M}\{\tilde{g}_{kl}^2(V_1, V_2)/8\} = \\ &= \frac{\exp(-\rho_{i_1}^2 - \rho_{i_2}^2)}{8D_1 D_2} \int_0^\infty \int_0^\infty V_1 V_2 \tilde{g}_{kl}^2(V_1, V_2) I_0\left(\frac{a_1 V_1}{D_1}\right) I_0\left(\frac{a_2 V_2}{D_2}\right) e^{-\frac{V_1^2}{2D_1}} e^{-\frac{V_2^2}{2D_2}} dV_1 dV_2. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Используя (4.7) и (4.9), запишем выражение для отношения сигнал/шум на выходе в спектральной зоне компонента  $kl$ :

$$\rho_{kl}^2 = \frac{\tilde{D}_{s,kl}}{\tilde{D}_{n,kl}} = \frac{1}{\frac{2\tilde{D}_{kl}}{A_{s,kl}^2} - 1}. \quad (4.11)$$

Отношение сигнал/шум на выходе меняется по сравнению с отношением сигнал/шум на входе в  $q_{kl}$  раз:

$$q_{kl} = \frac{\rho_{kl}^2}{\rho_{i_{1,2}}^2} = \frac{1}{\rho_{i_{1,2}}^2 (2\tilde{D}_{kl} / A_{s,kl}^2 - 1)}. \quad (4.12)$$

При этом индекс  $i_1$  в знаменателе правой части выражения (4.12) соответствует ситуации, когда выходное отношение сигнал/шум в спектральной зоне компонента  $\zeta_{kl}$  сравнивается с входным отношением сигнал/шум, вычисленным в полосе полезного сигнала, а индекс  $i_2$  — когда входное отношение сигнал/шум вычисляется в полосе помехи.

Аналогичным образом, как это сделано в [19], с помощью неравенства Шварца-Буняковского, записанного для функции двух переменных, используя (4.8), (4.10) и (4.11), можно получить выражение для оптимальных колебательных характеристик  $\tilde{g}_{kl\,opt}(V_1, V_2)/2$ , при которых  $\rho_{kl}^2$  максимально при произвольных, но фиксированных  $\rho_{i_{1,2}}^2$ . Опуская громоздкие выкладки, запишем данное выражение:

$$\tilde{g}_{kl\,opt}(V_1, V_2) = C \frac{I_k\left(\frac{a_1 V_1}{D_1}\right) I_l\left(\frac{a_2 V_2}{D_2}\right)}{I_0\left(\frac{a_1 V_1}{D_1}\right) I_0\left(\frac{a_2 V_2}{D_2}\right)},$$

где  $C$  — произвольная постоянная. При этом максимальное значение выходного отношения сигнал/шум, как видно из (4.11), составит

$$\rho_{kl\,\max}^2 = \frac{y_{\max}}{1 - y_{\max}},$$

где

$$y_{\max} = \max\left(\frac{A_{s,kl}^2}{2\tilde{D}_{kl}}\right) = \frac{\exp(-\rho_{i_1}^2 - \rho_{i_2}^2)}{D_1 D_2} \int_0^\infty \int_0^\infty V_1 V_2 \frac{I_k^2\left(\frac{a_1 V_1}{D_1}\right) I_l^2\left(\frac{a_2 V_2}{D_2}\right)}{I_0\left(\frac{a_1 V_1}{D_1}\right) I_0\left(\frac{a_2 V_2}{D_2}\right)} e^{-\frac{V_1^2}{2D_1}} e^{-\frac{V_2^2}{2D_2}} dV_1 dV_2.$$

Полученные выше выражения относительно легко позволяют:  
 а) вычислять мощности сигнальной и шумовой составляющих сигнала, помехи, их гармоник и комбинационных компонентов на выходе НБП; б) вычислять отношение сигнал/шум в полосе любого из частотных компонентов на выходе НБП; в) отдельно учитывать комбинационные составляющие в полосе выделяемого частотного компонента; г) получать оптимальный вид колебательных характеристик, максимизирующих отношение сигнал/шум для различных частотных компонентов на выходе НБП.

#### 4.2. Анализ влияния мощной внеполосной импульсной помехи на выходное отношение сигнал/шум входного усилителя радиоприёмного устройства в случае импульсного сигнала

Влияние импульсных внеполосных помех на радиоприёмное устройство имеет ряд особенностей, связанных с вероятностными параметрами импульсных потоков сигнала и помехи, а также потерей чувствительности радиоприёмного устройства по окончании действия помехи.

Проведём анализ отношения сигнал/шум на выходе первого каскада усиления приёмного устройства для случая, когда сигнал и помеха представляют собой потоки прямоугольных импульсов с гармоническим (немодулированным по частоте и фазе) заполнением. В этом случае в течение действия импульса сигнал и помеху можно считать синусоидальными сигналами с постоянной амплитудой и фазой. На рисунке 4.1 приведена схема анализируемой части радиоприёмного устройства.

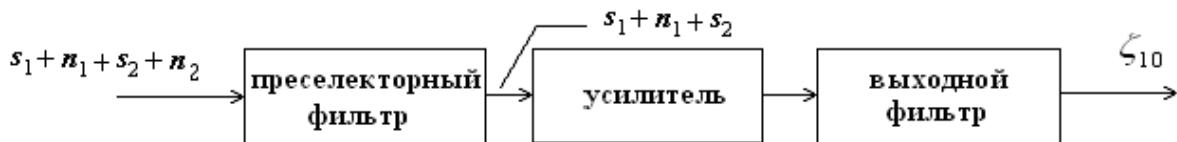


Рисунок 4.1

На этом рисунке преселекторный и выходной фильтры настроены на частоту полезного сигнала. При этом их полосы могут быть либо равны, либо полоса преселекторного фильтра может быть шире полосы выходного фильтра. Усилитель рассматривается в безынерционным приближении.

Рассмотрим часто возникающую сигнально-помеховую ситуацию, когда мощная помеха  $s_2(t)$  не ослабляется преселекторным фильтром в достаточной степени или находится в пределах его полосы пропускания и блокирует усили-

тель (при этом считаем, что на выходе усилителя она подавляется выходным фильтром). Если мощность помехи такова, что усилитель работает в режиме жёсткого ограничения, то структуру на рисунке 4.1 можно рассматривать ещё и как схему ШОУ (широкая полоса – ограничитель – узкая полоса) [4]. При этом предполагается, что преселекторный фильтр имеет более широкую полосу по сравнению с выходным фильтром. Схема ШОУ широко применяется для борьбы с импульсными помехами [4].

Будем считать, что мощностью шума  $n_2(t)$  в полосе помехи можно пренебречь (в силу большой мощности помехи в месте приёма, т.е.  $a_2 \gg A_2$ ). Таким образом, шум  $n_2(t)$  можно исключить из рассмотрения. При этом соотношения (4.8) и (4.10) упрощаются, поскольку теперь не требуется усреднения по случайному огибающей и фазе процесса  $\xi_2(t)$ . С учётом этих упрощений рассмотрим на выходе усилителя процесс  $\zeta_{10}(t)$  на частоте входного сигнала  $\omega_1$ , выделяемый выходным фильтром, и найдём его сигнальную составляющую:

$$\zeta_{s,10}(t) = \mathbf{M}_{V_1, \psi_1} \left\{ \frac{1}{2} \tilde{g}_{10}(V_1, a_2) \cos(\omega_1 t + \varphi_1 + \psi_1) \mid a_1, \varphi_1, a_2, \varphi_2 \right\} = A_{s,10} \cos(\omega_1 t + \varphi_1),$$

где

$$A_{s,10} = \frac{\exp(-\rho_{i_1}^2)}{2D_1} \int_0^\infty V_1 \tilde{g}_{10}(V_1, a_2) I_1 \left( \frac{a_1 V_1}{D_1} \right) e^{-\frac{V_1^2}{2D_1}} dV_1. \quad (4.13)$$

Полная мощность процесса  $\zeta_{10}(t)$  на выходе второго фильтра будет

$$\begin{aligned} \tilde{D}_{10} &= \mathbf{M} \left\{ \frac{1}{4} \tilde{g}_{10}^2(V_1, a_2) \cos^2(\omega_1 t + \varphi_1 + \psi_1) \right\} = \\ &= \frac{\exp(-\rho_{i_1}^2)}{8D_1} \int_0^\infty V_1 \tilde{g}_{10}^2(V_1, a_2) I_0 \left( \frac{a_1 V_1}{D_1} \right) e^{-\frac{V_1^2}{2D_1}} dV_1. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Нужно учесть, что частота некоторых интермодуляционных составляющих, возникающих при взаимодействии на нелинейности сигнала и помехи, может совпадать с частотой полезного сигнала  $\omega_1$ . Такие составляющие являются помехой для полезного компонента  $\zeta_{10}(t)$ , однако их мощность быстро уменьшается с ростом их порядка. На практике для получения приемлемой точности вычисления отношения сигнал/шум обычно достаточно учесть один-два интермодуляционных компонента низших порядков, попадающих на частоту полезного сигнала, как обладающих наибольшей среди интермодуляционных компонент мощностью. Какие именно компоненты  $\zeta_{kl}^-$  будут присутствовать на частоте  $\omega_1$ , зависит от отношения частот сигнала и помехи  $\omega_1/\omega_2$ . Так, например, для  $\omega_1/\omega_2 = 3/5$  (данное отношение используется далее при имитационном моделировании) индексы  $k$  и  $l$  таких компонентов связаны очевидным соотношением:  $|3k-5l|=3$ . Отсюда получаем, что двумя первыми такими комбинационными компонентами наименьших порядков являются компоненты при  $k=4, l=3$  и  $k=6, l=3$  ( $3\omega_2-4\omega_1$  и  $6\omega_1-3\omega_2$ ).

По аналогии с формулами (4.13) и (4.14) для случая, когда можно пренебречь шумовой составляющей помехи, запишем выражения для вычисления сигнальной составляющей и полной мощности произвольного комбинационного компонента  $kl$ :

$$\zeta_{s,kl}^-(t) = \mathbf{M}_{V_1, \psi_1} \left\{ \frac{1}{2} \tilde{g}_{kl}(V_1, a_2) \cos(k(\omega_1 t + \varphi_1 + \psi_1) - l(\omega_2 t + \varphi_2)) \mid a_1, \varphi_1, a_2, \varphi_2 \right\} = \\ = A_{s,kl} \cos(k(\omega_1 t + \varphi_1) - l(\omega_2 t + \varphi_2)),$$

где

$$A_{s,kl} = \frac{\exp(-\rho_{i_1}^2)}{2D_1} \int_0^\infty V_1 \tilde{g}_{kl}(V_1, a_2) I_1 \left( \frac{a_1 V_1}{D_1} \right) e^{-\frac{V_1^2}{2D_1}} dV_1, \quad (4.15)$$

$$\tilde{D}_{kl} = \mathbf{M} \left\{ \frac{1}{4} \tilde{g}_{kl}^2(V_1, a_2) \cos^2(k(\omega_1 t + \varphi_1 + \psi_1) - l(\omega_2 t + \varphi_2)) \right\} = \\ = \frac{\exp(-\rho_{i_1}^2)}{8D_1} \int_0^\infty V_1 \tilde{g}_{kl}^2(V_1, a_2) I_0 \left( \frac{a_1 V_1}{D_1} \right) e^{-\frac{V_1^2}{2D_1}} dV_1. \quad (4.16)$$

Рассмотрим более подробно влияние интермодуляционных составляющих, попадающих на частоту  $\omega_1$ , на выходное отношение сигнал/шум в рассматриваемом нами случае импульсного сигнала и импульсной помехи. Поскольку сигнал и помеху в течение действия прямоугольного импульса можно представить в виде гармонических сигналов с постоянными амплитудами и фазами, то, оказавшись на одной частоте, эти сигналы будут интерферировать. Таким образом, амплитуда импульса на выделяемой частоте полезного сигнала  $\omega_1$  будет зависеть от амплитуды импульса помехи и от разности фаз несущих сигнала и помехи. Найдём эту зависимость при учёте только первого из двух найденных выше комбинационных компонентов путём его сложения с основным компонентом  $\zeta_{s,10}$ :

$$A_{s,\omega_1} \cos(\omega_1 t + \varphi) = A_{s,10} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + A_{s,43} \cos(\omega_1 t + 3\varphi_2 - 4\varphi_1) = \\ = [A_{s,10} \cos \varphi_1 + A_{s,43} \cos(3\varphi_2 - 4\varphi_1)] \cos \omega_1 t - \\ - [A_{s,10} \sin \varphi_1 + A_{s,43} \sin(3\varphi_2 - 4\varphi_1)] \sin \omega_1 t,$$

где  $A_{s,\omega_1}$  и  $\varphi$  — амплитуда и начальная фаза высокочастотного заполнения выделяемого импульса,  $\varphi_1, \varphi_2$  — начальные фазы несущих сигнала и помехи.

При  $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$  искомая зависимость принимает следующий вид:

$$A_{s,\omega_1} = A_{s,10} + A_{s,43}, \quad (4.17)$$

а при  $\varphi_1 = 0, \varphi_2 = \pi$  она будет:

$$A_{s,\omega_1} = A_{s,10} - A_{s,43}. \quad (4.18)$$

Если, например, для определённого вида нелинейности  $A_{s,10} \geq 0$  и  $A_{s,43} \leq 0$ , то в первом случае получаем минимально возможную амплитуду выделяемого импульса, а во втором — максимальную возможную.

Найдём распределение вероятности разности фаз  $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$  при условии, что фазы  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  являются независимыми случайными величинами и распределения вероятности каждой из них являются равномерными в интервале от 0 до  $2\pi$ :

$$f(\varphi_{1,2}) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}, & 0 \leq \varphi_{1,2} < 2\pi \\ 0, & \varphi_{1,2} \geq 2\pi \end{cases}.$$

Используя формулу для вычисления распределения вероятности разности двух случайных величин [18], получим:

$$f(\Delta\varphi) = \int_0^{2\pi} f(\varphi_1, \Delta\varphi + \varphi_1) d\varphi_1 = \int_0^{2\pi} f(\varphi_1) f(\Delta\varphi + \varphi_1) d\varphi_1 = \begin{cases} \frac{2\pi - \Delta\varphi}{(2\pi)^2}, & 0 \leq \Delta\varphi < 2\pi \\ \frac{2\pi + \Delta\varphi}{(2\pi)^2}, & -2\pi < \Delta\varphi < 0 \end{cases}.$$

График данной функции показан на рисунке 4.2.

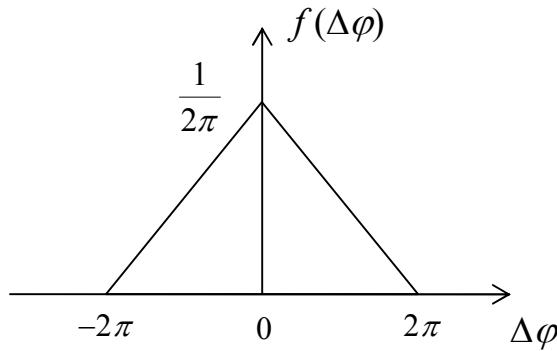


Рисунок 4.2

Как видно из этого графика, наиболее вероятными значениями разности фаз  $\Delta\varphi$  будут значения, сосредоточенные в окрестности нуля, то есть наиболее вероятным является синфазное сложение гармонических составляющих полезного сигнала и учитываемого комбинационного компонента на частоте полезного сигнала.

Теперь рассмотрим, как складываются шумы основного и комбинационного компонентов. Поскольку с увеличением порядка комбинационных компонентов их спектр расширяется в  $N$  раз, где  $N$  — порядок комбинационного компонента, то в полосу пропускания выходного фильтра попадает только  $N$ -ая часть мощности комбинационного компонента на частоте полезного сигнала (при условии, что ширина полосы пропускания фильтра на выходе усилителя равна ширине полосы шума основного компонента  $\zeta_{10}$ ). Как известно, спектральные компоненты любого стационарного процесса некоррелированы, поэтому с учётом расширения спектра шума комбинационной составляющей относительно спектра шума основной составляющей сложение шумов данных составляющих происходит некогерентно, то есть складываются их мощности:

$$\tilde{D}_{n,\omega_l} = \tilde{D}_{n,10} + \frac{1}{4} \tilde{D}_{n,43}, \quad (4.19)$$

где  $\tilde{D}_{n,\omega_l}$  — суммарная мощность шума в полосе выходного фильтра с центральной частотой  $\omega_l$ . Здесь сложение происходит в полосе выходного фильтра.

Полученные выше соотношения позволяют вычислить и сравнить выходные соотношения сигнал/шум на временном интервале перекрытия части импульса сигнала с частью импульса помехи и на интервале, где перекрытия нет (на этом интервале амплитуда помехи полагается равной нулю).

В качестве проходной характеристики усилителя была выбрана функция ошибки (рисунок 4.3):

$$u_{out} = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{u_{in}} e^{-t^2} dt.$$

Выбор этой функции обусловлен её большим сходством с проходными характеристиками реальных усилителей, и она часто используется для подобных целей в литературе.

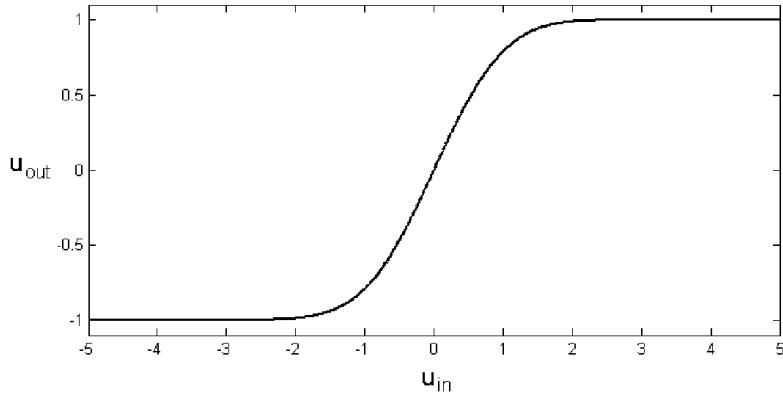


Рисунок 4.3

На рисунках 4.4-4.5 представлены результаты теоретического расчёта и имитационного моделирования величины  $q_{10}$ , показывающей, во сколько раз отношение сигнал/шум на выходе изменяется по сравнению с отношением сигнал/шум на входе в зависимости от амплитуды помехи на входе усилителя. Результаты приведены с учётом комбинационного компонента, для которого  $k = 4$ ,  $l = 3$  при отношении частот сигнала и помехи  $\omega_l/\omega_2 = 3/5$ . Такое соотношение частот выбрано из следующих соображений: 1) частоты сигнала и помехи достаточно разнесены, чтобы при имитационном моделировании избежать перекрытия спектров процессов на этих частотах; 2) такое соотношение даёт достаточно низкие порядки интермодуляционных составляющих, имеющих наибольшую мощность, которые попадают на частоту полезного сигнала. Рабочая точка выбрана в середине линейного участка проходной характеристики. Крутизна характеристики в рабочей точке равна 1. Теоретический расчёт выполнен по формулам (4.5), (4.7), (4.12)-(4.19) с помощью численного интегри-

рования. На каждом из рисунков 4.4-4.5 совмещены графики (как теоретические, так и экспериментальные) для двух значений разности фаз сигнала и помехи в соответствии с формулами (4.17) и (4.18). На рисунке 4.4 графики для этих двух случаев практически совпадают.

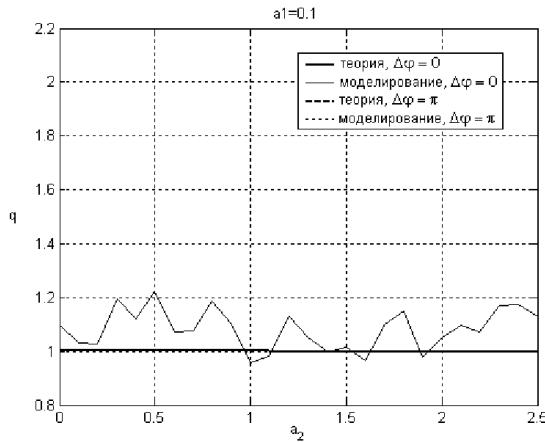


Рисунок 4.4

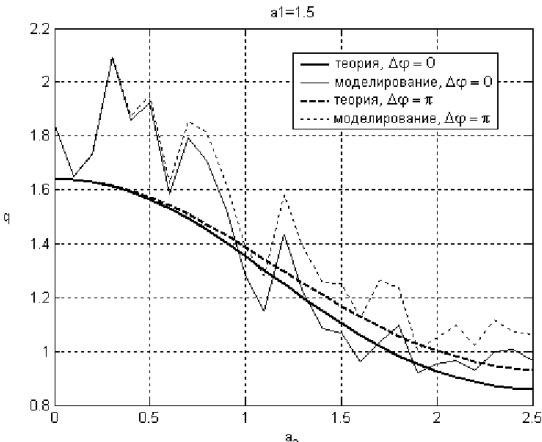


Рисунок 4.5

Все графики, полученные с помощью моделирования, являются «шумо-подобными» по сравнению с гладкими графиками теоретических кривых. Это связано с тем, что для каждой точки на этих графиках берётся своя реализация шума, и, таким образом, осуществляется усреднение по ансамблю.

Графики на рисунке 4.4 соответствуют фиксированной амплитуде полезного сигнала  $a_1=0.1$ , а на рисунке 4.5 —  $a_1=1.5$ . Входное отношение сигнал/шум постоянно для всех графиков и равно  $\rho_{i1}^2=25$ . Из рисунка 4.4 видно, что при малой амплитуде полезного сигнала и малой дисперсии шума (таких, что в отсутствие помехи усилитель работает в линейном режиме) отношение сигнал/шум на выходе остаётся таким же, как на входе, т.е. сигнал и шум подавляются помехой в одинаковой степени. Рисунок 4.5 соответствует нелинейному режиму по амплитуде полезного сигнала (даже при отсутствии помехи). В этом случае наблюдается повышение выходного отношения сигнал/шум по сравнению с входным в области значений амплитуды помехи, меньших амплитуды сигнала, связанное с подавлением сигналом более слабого шума. При амплитудах помехи, больших амплитуды сигнала, выходное отношение сигнал/шум становится меньше входного, что, вероятно, связано с тем, что синусоидальный сигнал подавляется синусоидальной помехой в большей степени, чем гауссов шум.

Как видно из рисунка 4.5, соотношение сигнал/шум на выходе меньше, когда разность фаз сигнала и помехи равна нулю. Для выбранной нелинейности коэффициент ряда (4.4)  $g_{43}(a_1, a_2) \leq 0$ , поэтому комбинационный компонент при  $k = 4, l = 3$ , попадающий на частоту полезного сигнала, складывается с ним в противофазе. Это приводит к наименьшей возможной амплитуде выделяемого синусоидального сигнала, и, следовательно, к наименьшему возможному отношению сигнал/шум. При разности фаз сигнала и помехи равной  $\pi$ ,

комбинационный компонент складывается с полезным сигналом в фазе, обеспечивая наибольшее возможное отношение сигнал/шум.

На рисунках 4.6 - 4.7 приведены результаты теоретического расчёта и моделирования зависимости

$$Q_{\omega_1}(a_2) = \rho_{\omega_1}^2(a_2) / \rho_{\omega_1}^2(0),$$

показывающей, во сколько раз отношение сигнал/шум на выходе при действии помехи изменяется по сравнению с тем же отношением при отсутствии помехи.

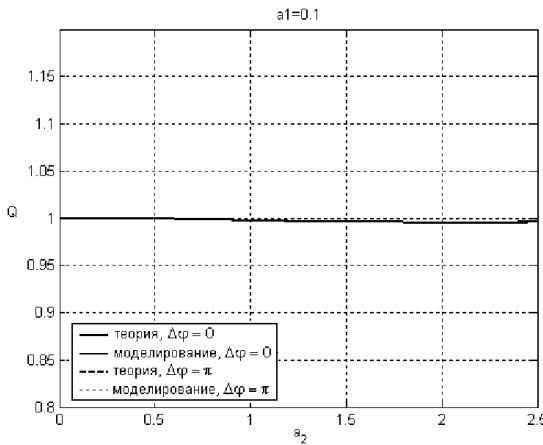


Рисунок 4.6

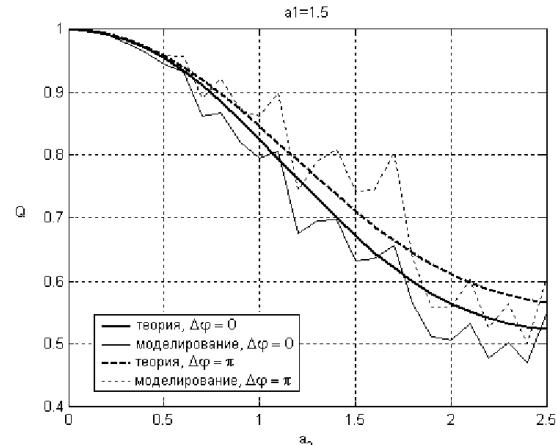


Рисунок 4.7

Эти графики также соответствуют тем же двум амплитудам полезного сигнала и тому же постоянному отношению сигнал/шум и являются прямыми следствиями графиков на рисунках 4.4-4.5. По графикам на рисунках 4.6-4.7 удобно оценивать относительный проигрыш в отношении сигнал/шум на выходе в присутствии помехи по сравнению с ситуацией, когда помеха отсутствует. Как видно из рисунка 4.6, в случае слабого полезного сигнала (когда в отсутствие помехи усилитель работает в линейном режиме), помеха практически не влияет на выходное отношение сигнал/шум, а в случае сильного (нелинейный режим усиления в отсутствие помехи) она приводит к его плавному снижению с ростом амплитуды помехи.

## 5. АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ПРИЁМА СИГНАЛА НА ФОНЕ МОЩНОЙ ПОМЕХИ, ПРЕВЫШАЮЩЕЙ ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН ПРИЁМНИКА

В условиях все более плотной насыщенности радиоэфира, особое место занимают проблемы, вызванные воздействием на радиоприемный тракт помех, превышающих динамический диапазон телекоммуникационных систем, и переводящих входные активные цепи приёмника (как правило, малошумящий усилитель) в существенно нелинейный режим работы. Наиболее остро эта проблема стоит в радиоэлектронных комплексах, системах спутниковой навигации и радиосвязи, системах связи малого радиуса действия [20]. В данном пособии, в частности, было рассмотрено негативное влияние нелинейности трактов приемного устройства на эффективность компенсации помех (параграф 3.3).

При достаточно плотном расположении приёмопередающих устройств разных систем связи взаимные мощные помехи могут проникать на вход активных цепей приёмников, недостаточно ослабляясь преселекторными фильтрами. В многоканальных и широкополосных системах связи, работающих в нелицензируемых диапазонах частот, помеха может оказаться внутриполосной и беспрепятственно проникнуть через преселекторный фильтр на вход активных цепей. В качестве примера можно привести ситуацию, когда приёмопередатчики стандартов Wi-Fi и Bluetooth находятся на расстоянии до одного-двух метров друг от друга. При этом, если не предпринять специальных мер по развязке их антенн, они будут создавать взаимные помехи такой мощности, что входные усилители приёмных трактов будут работать в существенно нелинейном режиме. Данное обстоятельство приведёт либо к полной неработоспособности обеих систем, либо к резкому снижению скорости передачи информации [20].

Борьба с мощными помехами ведётся двумя путями. Первый путь включает в себя различные способы по недопущению проникновения мощной помехи на вход активных цепей приемного устройства. Второй путь заключается в обработке смеси искаженного сигнала, помехи и шума в самом приемнике с целью как можно более полного извлечения из нее передаваемой информации.

В первом случае набор технических средств достаточно широк, но, зачастую, требует значительного усложнения радиоприемных средств и малоперспективен ввиду постоянно возрастающей насыщенности радиоэфира. В этом случае используются различного рода преселекторы, компенсационные схемы и схемы быстрой перестройки частоты. Использование специальных преселекторов неперспективно в первую очередь по экономическим соображениям: размер, вес, стоимость; использование же компенсационных схем ограничено их недостаточным быстродействием или малым динамическим диапазоном.

Второй путь включает в себя применение различных способов расширения динамического диапазона, нелинейных методов линеаризации. Применение

нелинейных методов линеаризации требует явно выраженного усложнения схемы РПУ, что становится еще более заметно в случае синтеза линеаризуемых элементов на основе теории нелинейной фильтрации.

В данном параграфе в качестве борьбы с помехами, мощность которых превышает динамический диапазон приёмника, описана возможность компенсации нелинейных искажений, вносимых в слабый полезный сигнал при его взаимодействии с мощной помехой на нелинейности входного усилителя приёмника [25].

## 5.1 Нелинейные искажения полезного сигнала во входном усилителе приёмника

Рассмотрим усилитель, на входе которого действует аддитивная смесь узкополосного полезного сигнала и узкополосной помехи, разнесённых по частоте:

$$u(t) = A_s(t) \cos(\omega_s t + \varphi_s(t)) + A_i(t) \cos(\omega_i t + \varphi_i(t)),$$

где индекс  $s$  соответствует сигналу, а  $i$  – помехе.

Искажения слабого полезного сигнала в его полосе частот на выходе усилителя при действии на входе мощной помехи, переводящей усилитель в нелинейный режим, обусловлены следующими нелинейными эффектами [21]:

- амплитудно-амплитудной перекрёстной модуляцией (переносом амплитудной модуляции помехи на огибающую сигнала);
- амплитудно-фазовой перекрёстной модуляцией (переносом амплитудной модуляции помехи на фазу сигнала);
- взаимной модуляцией (попаданием интермодуляционных составляющих сигнала и помехи, помехи и шума, нескольких помех и т.д. в полосу полезного сигнала);
- инерционностью по отношению к огибающей (изменения огибающей слабого полезного сигнала на выходе усилителя не будут являться синхронными с быстрыми изменениями огибающей мощной помехи на входе).

Кроме этого, в частном случае полезный сигнал может быть сильно искажён или даже практически подавлен одной из гармоник помехи при её попадании в полосу полезного сигнала. Это произойдёт, если частота помехи окажется меньше частоты полезного сигнала в целое число раз.

Если же полезный сигнал не подавляется гармоникой помехи, то сама помеха и её гармоники, а также гармоники полезного сигнала и интермодуляционные компоненты могут быть подавлены в следующих за малошумящим усилителем (МШУ) высокочастотных и низкочастотных каскадах приёмника, содержащих полосовые фильтры и фильтры низких частот. При этом сам МШУ в существенно нелинейном режиме является одновременно ограничителем мощности помехи.

С целью оценки степени искажений полезного сигнала, обусловленных перечисленными выше нелинейными эффектами, были проведены теоретические и экспериментальные исследования, позволившие определить степень проявления данных нелинейных эффектов.

Рассмотрим интермодуляционные составляющие, образуемые слабым гармоническим полезным сигналом и единственной мощной гармонической помехой. От соотношения частот сигнала и помехи будут зависеть порядки и количество интермодуляционных составляющих, попадающих в полосу полезного сигнала. Как известно, мощность интермодуляционных составляющих, как правило, убывает с ростом их порядка, поэтому 3-й и 5-й порядки представляют наибольшую опасность с точки зрения ухудшения отношения сигнал/помеха в полосе сигнала.

Для теоретической оценки мощностей интермодуляционных компонентов и полезного сигнала на выходе усилителя воспользуемся безынерционной моделью усилителя, проходная характеристика которого задана в виде функции ошибки (рисунок 5.1):

$$u_{out} = c \cdot \operatorname{erf} \left( \frac{\sqrt{\pi}}{2} \frac{G}{c} u_{in} \right) = \frac{2c}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\frac{\sqrt{\pi}}{2} \frac{G}{c} u_{in}} e^{-t^2} dt. \quad (5.1)$$

В этом выражении  $c = 0.5$  задаёт симметричные уровни ограничения выходного напряжения  $u_{out} = \pm c = \pm 0.5$ , а  $G = 10$  (20 дБ) – коэффициент усиления усилителя на линейном участке проходной характеристики. Выбор функции ошибки в качестве проходной характеристики усилителя обусловлен её большим сходством с проходными характеристиками реальных усилителей, и она часто используется для подобных целей. Значения параметров  $c$  и  $G$  выбраны исходя из сходства с аналогичными параметрами проходных характеристик современных интегральных малошумящих усилителей, имеющих примерно такие же уровни ограничения напряжения на нагрузке 50 Ом и коэффициент усиления в линейном режиме 10-25 дБ.

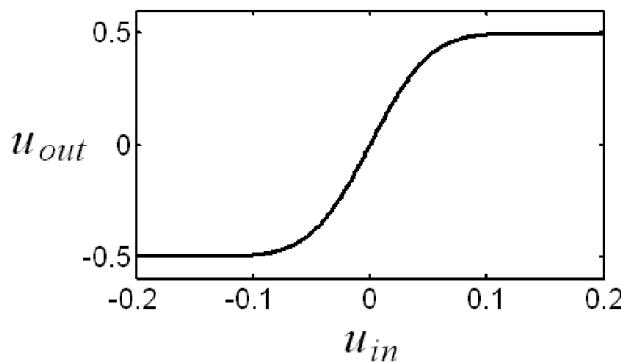


Рисунок 5.1 — Проходная характеристика усилителя

Представим суммарное колебание на выходе безынерционного усилителя при действии на его входе гармонических сигналов и помехи в виде суммы различных частотных составляющих. Данное колебание  $\eta = g(A_s \cos \theta_s + A_i \cos \theta_i)$  является чётной периодической функцией полных

фаз сигнала и помехи  $\theta_{s,i} = \omega_{s,i} t + \varphi_{s,i}$ , следовательно, его можно представить двойным рядом Фурье в следующем виде:

$$\begin{aligned}\eta &= g(A_s \cos \theta_s + A_i \cos \theta_i) = \sum_{k,l=0}^{\infty} \lambda_{kl} \tilde{g}_{kl} \cos k \theta_s \cos l \theta_i = \\ &= g_{00} + g_{10} \cos \theta_s + g_{20} \cos 2 \theta_s + \dots + g_{01} \cos \theta_i + g_{02} \cos 2 \theta_i + \dots + \\ &\quad + g_{11} \cos \theta_s \cos \theta_i + g_{12} \cos \theta_s \cos 2 \theta_i + g_{21} \cos 2 \theta_s \cos \theta_i + \dots,\end{aligned}\quad (5.2)$$

где  $g(u_{in})$  – проходная характеристика усилителя, изображённая на рис. 5.1,  $g_{kl}$  – коэффициенты разложения, определяемые формулой

$$\begin{aligned}g_{kl}(A_s, A_i) &= \lambda_{kl} \tilde{g}_{kl} = \frac{\lambda_{kl}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} g(A_s \cos \theta_s, A_i \cos \theta_i) \cos k \theta_s \cos l \theta_i d\theta_s d\theta_i, \quad (5.3) \\ \lambda_{kl} &= \begin{cases} 1/4, & k = l = 0 \\ 1/2, & k > 0, l = 0 \text{ или } k = 0, l > 0 \\ 1, & k > 0, l > 0 \end{cases}\end{aligned}$$

Первое слагаемое ряда (5.2)  $\eta_{00} = g_{00}$  содержит низкочастотную составляющую выходного колебания. Компонент  $kl$

$$\eta_{kl} = g_{kl}(A_s, A_i) \cos k \theta_s \cos l \theta_i = \frac{1}{2} g_{kl}(A_s, A_i) [\cos(k \theta_s - l \theta_i) + \cos(k \theta_s + l \theta_i)]$$

при  $k > 0, l > 0$  соответствует сумме двух комбинационных колебаний с одинаковыми амплитудами, спектры которых сосредоточены в окрестностях разностной  $k \omega_s - l \omega_i$  и суммарной  $k \omega_s + l \omega_i$  частот. Каждое из этих колебаний может быть выделено на выходе усилителя с помощью полосового фильтра. Слагаемые  $\eta_{k0} = g_{k0} \cos k \theta_s = \frac{1}{2} \tilde{g}_{k0} \cos k \theta_s$  и  $\eta_{0l} = g_{0l} \cos l \theta_i = \frac{1}{2} \tilde{g}_{0l} \cos l \theta_i$  представляют собой составляющие выходного колебания со спектрами в окрестностях частот  $k \omega_s$  и  $l \omega_i$ , являющиеся гармониками сигнала и помехи соответственно.

Амплитуде полезного сигнала на выходе усилителя соответствует коэффициент  $g_{10}$ , а амплитуды интермодуляционных компонентов 3-го и 5-го порядков равны  $\frac{1}{2} g_{kl}$  при  $k + l = 3$  и  $k + l = 5$  соответственно.

На рисунке 5.2 приведены отношения мощности полезного сигнала к мощности интермодуляционных компонентов 3-го и 5-го порядков на выходе усилителя с проходной характеристикой (5.1) в зависимости от мощности помехи на входе (пересчёт в мощность осуществляется при условии, что проходная характеристика задана в вольтах, а нагрузка на входе и выходе усилителя равна 50 Ом). Амплитуда сигнала постоянна и равна 0.01 В (-30 дБм), что является близким к типичным значениям точки компрессии по входу в современных малошумящих усилителях. Данные зависимости получены численно с использованием формулы (5.3).

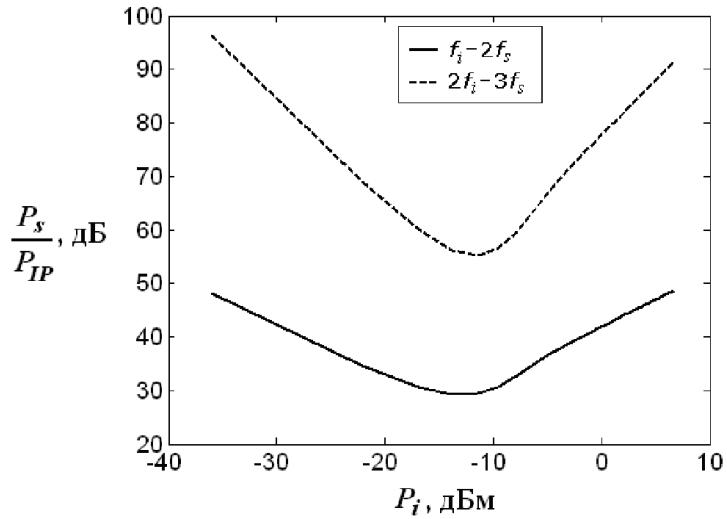


Рисунок 5.2 — Отношение мощности сигнала к мощности интермодуляционных составляющих 3-го ( $f_i - 2f_s$ ) и 5-го ( $2f_i - 3f_s$ ) порядков на выходе усилителя в зависимости от мощности помехи на входе

Непрерывная кривая на рисунке 5.2 соответствует единственной возможной в полосе сигнала интермодуляционной составляющей 3-го порядка, определяемой соотношением  $f_i - 2f_s = f_s$ , где  $f_i$  — частота помехи, а  $f_s$  — частота полезного сигнала. Штриховая линия на этом рисунке соответствует одной из составляющих 5-го порядка, имеющей наибольшую среди других возможных составляющих 5-го порядка мощность в полосе полезного сигнала при условии  $f_i > f_s$  и определяемой соотношением  $2f_i - 3f_s = f_s$ . При  $f_i < f_s$  возможны ещё две составляющие 5-го порядка, попадающие в полосу полезного сигнала и имеющие большую мощность по сравнению с данной составляющей. Эти компоненты соответствуют выражениям  $4f_i - f_s = f_s$  и  $2f_s - 3f_i = f_s$ , из которых следует, что  $f_s = 2f_i$  или  $f_s = 3f_i$ . Это означает, что на частоте полезного сигнала будет присутствовать 2-я или 3-я гармоники мощной помехи, мощность которых, как правило, на практике намного больше мощности интермодуляционных составляющих, поэтому учёт интермодуляционных компонентов при  $f_i < f_s$  теряет смысл.

Из рисунка 5.2 видно, что наибольшей мощностью обладает комбинационная составляющая 3-го порядка, при этом минимальное отношение мощности сигнала к мощности данной составляющей приблизительно равно 30 дБ. Данную нижнюю границу можно считать приблизительной оценкой и в случае не-гармонических сигналов и помехи.

На рисунке 5.3 приведены графики зависимостей отношения мощности полезного сигнала к мощности интермодуляционных компонентов 3-го и 5-го порядков на выходе усилителя от мощности полезного сигнала на входе при фиксированных мощностях помехи. Каждый из этих графиков приведён для значения мощности помехи, дающего минимум отношения мощностей сигнала и соответствующей интермодуляционной компоненты (минимумы на рисунке 5.2). Из графика на рисунке 5.3 видно, что при уменьшении мощности полезно-

го сигнала интермодуляционные искажения становятся ещё менее существенными.

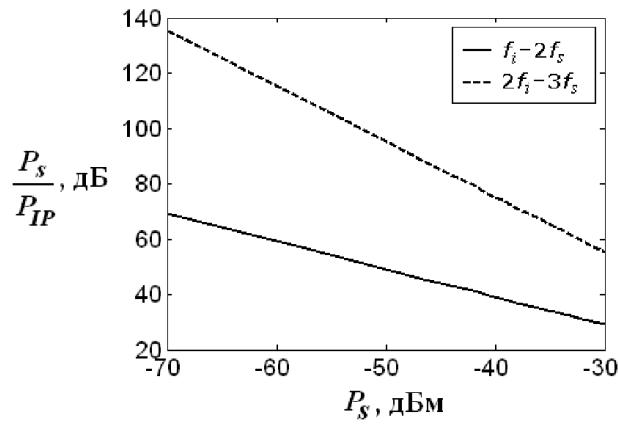


Рисунок 5.3 — Отношение мощности сигнала к мощности интермодуляционных составляющих 3-го и 5-го порядков на выходе усилителя в зависимости от мощности сигнала на входе

Таким образом, искажения слабого полезного сигнала в усилителе, обусловленные взаимной модуляцией, в условиях действия единственной мощной узкополосной помехи достаточно малы во всём практически применимом диапазоне мощностей полезного сигнала.

Вывод о малости интермодуляционных искажений в случае малого отношения сигнал/помеха подтверждается и экспериментальными данными. На рисунке 5.4 приведён график зависимости отношения мощности полезного сигнала к мощности интермодуляционной компоненты 3-го порядка на частоте  $f_i - 2f_s = 433,8$  МГц на выходе усилителя от мощности помехи на входе для интегрального МШУ MAX2611. Частоты сигнала и помехи были равны 434 МГц и 1301,8 МГц соответственно. Мощность сигнала -40 дБм. Из этого графика видно, что для данного МШУ при описанных условиях интермодуляционная компонента 3-го порядка не менее, чем на 40 дБ слабее полезного сигнала.

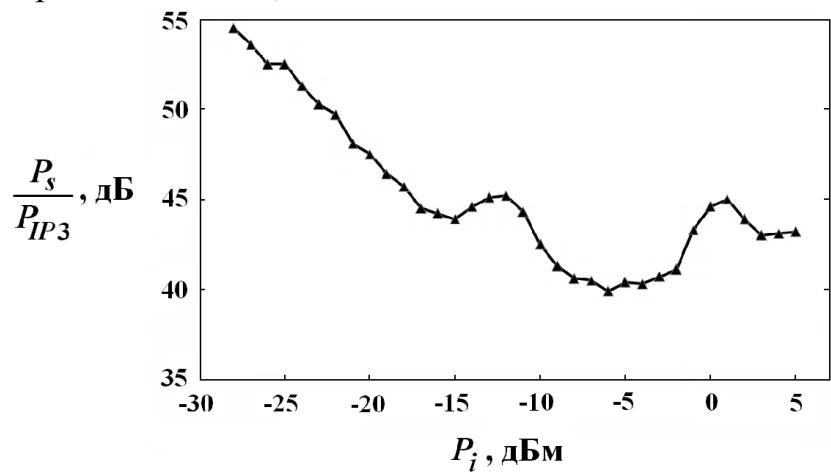


Рисунок 5.4 — Экспериментальная зависимость отношения мощности сигнала к мощности интермодуляционной составляющей 3-го порядка на выходе усилителя в зависимости от мощности помехи на входе для МШУ MAX2611

Эффект амплитудно-амплитудной перекрёстной модуляции обусловлен зависимостью коэффициента усиления полезного сигнала от мощности помехи [21]. В случае амплитудно-модулированной помехи это приводит к переносу модуляции с огибающей помехи на огибающую сигнала по некоторому нелинейному закону. Модель данного эффекта можно построить с помощью задания зависимости относительного коэффициента усиления полезного сигнала  $K_0$  от мгновенной мощности помехи на входе усилителя  $P_i$ :

$$K_0(P_i) = \frac{K(P_i)}{K(0)}, \quad (5.4)$$

где  $K(P_i)$  – вещественный коэффициент усиления полезного сигнала в усилителе в присутствии помехи с мощностью  $P_i$ , а  $K(0)$  – коэффициент усиления полезного сигнала при отсутствии помехи.

Эффект амплитудно-фазовой перекрёстной модуляции проявляется как зависимость фазы полезного сигнала на выходе усилителя от мгновенной мощности помехи на входе [21]. То есть полезный сигнал при прохождении через усилитель приобретает дополнительный фазовый сдвиг, зависящий от мощности помехи. Данный эффект можно описать с помощью задания зависимости дополнительного фазового сдвига полезного сигнала в усилителе, обусловленного действием мощной помехи, от мгновенной мощности помехи на входе усилителя:

$$\Delta\varphi_0 = \Delta\varphi(P_i) - \Delta\varphi(0), \quad (5.5)$$

где  $\Delta\varphi(P_i)$  – сдвиг фазы полезного сигнала при прохождении через усилитель в присутствии помехи на входе с мощностью  $P_i$ ,  $\Delta\varphi(0)$  – сдвиг фазы полезного сигнала при прохождении через усилитель в отсутствии помехи.

В моделях (5.4) и (5.5) мощность полезного сигнала предполагается такой, что усилитель в отсутствии помехи работает в линейном режиме. При не выполнении этого условия величины  $K_0$  и  $\Delta\varphi_0$  будут зависеть также и от мощности самого полезного сигнала. При представлении сигнала в виде комплексной огибающей общая модель перекрёстных искажений может быть описана с помощью комплексного относительного коэффициента усиления полезного сигнала:

$$\dot{K}_0(P_i) = K_0(P_i) \exp(j\Delta\varphi_0(P_i)). \quad (5.6)$$

Для оценки влияния на полезный сигнал эффектов амплитудно-амплитудной и амплитудно-фазовой перекрёстной модуляции были проведены экспериментальные измерения относительного коэффициента усиления  $K_0$  и дополнительного сдвига фазы  $\Delta\varphi_0$  слабого полезного гармонического сигнала в зависимости от мощности гармонической помехи в усилителе AD8353. Данные зависимости представлены на рисунках 5.5 и 5.6.

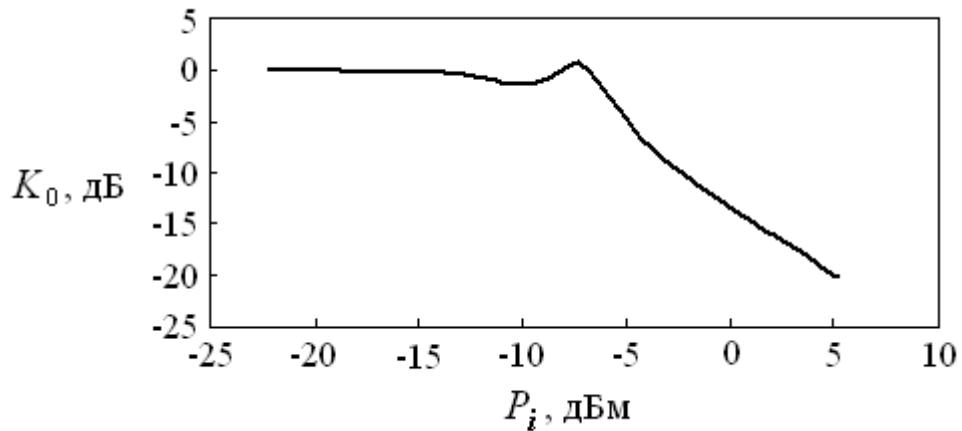


Рисунок 5.5 — Экспериментальная зависимость относительного коэффициента усиления полезного сигнала от мощности помехи для усилителя AD8353

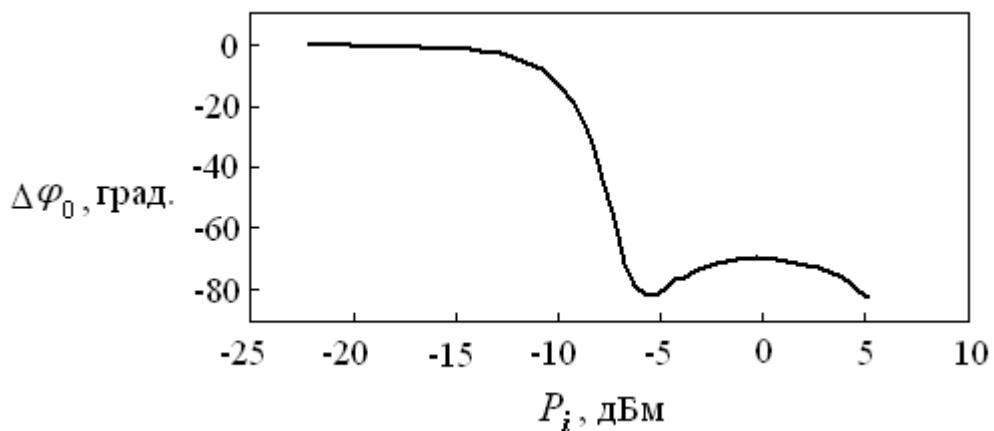


Рисунок 5.6 — Экспериментальная зависимость дополнительного сдвига фазы полезного сигнала от мощности помехи для усилителя AD8353

Из рисунков 5.5 и 5.6 видно, что в усилителе AD8353 мощная амплитудно-модулированная помеха может приводить к изменению огибающей полезного сигнала на величину до 20 дБ и модуляции фазы до 80°. Такая глубокая модуляция амплитуды и фазы полезного сигнала при быстро меняющейся во времени амплитуде помехи может оказать катастрофическое влияние на качество передаваемой информации.

В подтверждение этого оценим, какой должна быть минимальная глубина амплитудной модуляции помехи и её мощность, чтобы вследствие эффектов перекрёстной модуляции при использовании усилителя AD8353 вызвать символическую ошибку в полезном сигнале с модуляцией QAM-16. Нетрудно вычислить, что минимальное расстояние между двумя символами модуляции QAM-16 по разности начальных фаз и отношению амплитуд символов, будет равно соответственно  $\arctg 3 - \pi/4 \approx 26,6^\circ$  и  $\sqrt{1,8} \approx 2,6$  дБ. Из рисунков 5.5-5.6 видно, что при изменении мощности помехи  $P_i$  от -7,5 до -5 дБм амплитуда полезного сигнала изменится примерно на 5 дБ, а разность сдвигов фазы  $\Delta\phi_0(P_{i1}) - \Delta\phi_0(P_{i2})$  составит приблизительно 30 градусов. Таким образом, для

того, чтобы вызвать символическую ошибку при модуляции сигнала QAM-16 в приёмнике с усилителем AD8353, мощность помехи должна измениться приблизительно на 2,5 дБ, что соответствует изменению амплитуды помехи примерно в 1,33 раза. На практике глубина амплитудной модуляции информационных сигналов систем связи, которые могут являться помехами для других систем связи, может быть гораздо выше указанного значения, что подтверждает их значительное искажающее влияние на слабый полезный сигнал при нелинейном взаимодействии.

Таким образом, основными по степени влияния на полезный сигнал являются эффекты амплитудно-амплитудной и амплитудно-фазовой перекрестной модуляции.

## 5.2 Компенсация перекрёстных искажений

Рассмотрим алгоритм компенсации перекрёстных искажений, основанный на выделении мгновенной мощности помехи на входе радиоприемного устройства и использовании её для коррекции комплексной огибающей полезного сигнала.

Поскольку мощность помехи, переводящей входные активные цепи приёмника в нелинейный режим работы, как правило, намного больше мощности полезного сигнала, то мощность суммы сигнала и помехи на входе МШУ практически совпадает с мощностью помехи. Таким образом, непрерывно измеряя мощность на входе МШУ, можно получить зависимость мгновенной мощности помехи от времени. Используя эту зависимость и предварительно измеренные характеристики перекрёстных искажений (рисунки 5.5-5.6), можно компенсировать перекрёстные искажения, вносимые МШУ в полезный сигнал, путём деления комплексной огибающей сигнала в каждый момент времени на соответствующее мгновенной мощности помехи значение относительного комплексного коэффициента усиления  $\dot{K}_0(P_t)$ . Для практической проверки данного способа приёма сигнала на фоне мощной помехи была создана экспериментальная система, блок-схема которой показана на рисунке 5.7.

Фильтр на выходе МШУ на рисунке 5.7 осуществляет подавление внеполосной помехи и продуктов нелинейного преобразования суммы сигнала и помехи, выделяя только колебание в окрестности частоты полезного сигнала, которое является суммой искажённого полезного сигнала и части продуктов нелинейного преобразования, попадающих в его полосу. При внутриволосной помехе данный фильтр может отсутствовать; в этом случае его функцию берут на себя последующие ВЧ- и НЧ-каскады приёмника, которые должны быть спроектированы с учётом максимально возможного размаха напряжения на выходе МШУ.

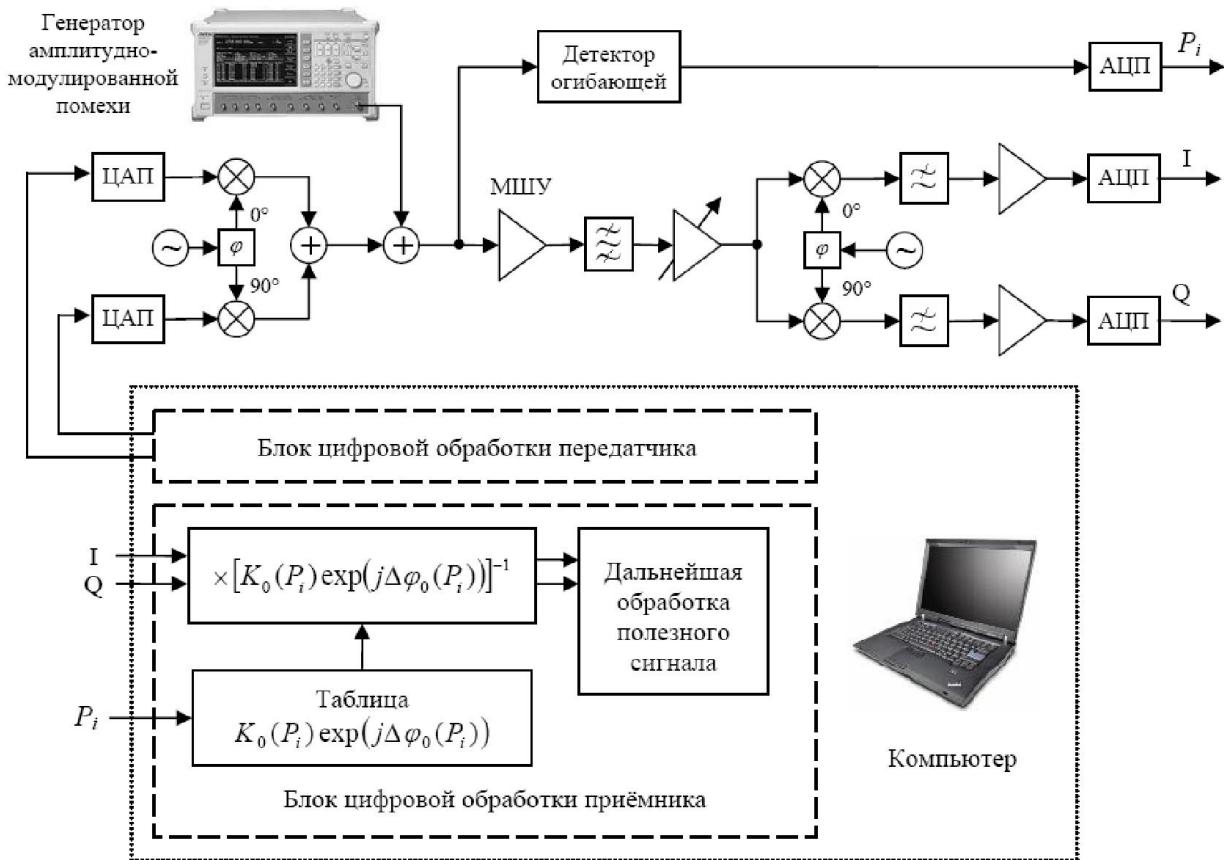


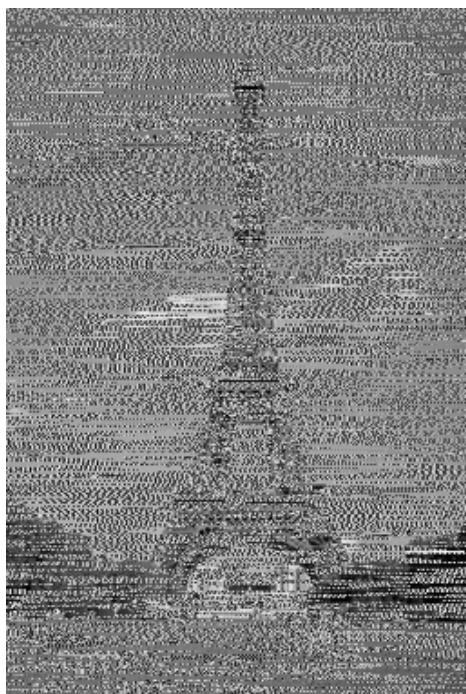
Рисунок 5.7 — Блок-схема экспериментальной системы для тестирования алгоритма компенсации перекрёстных искажений

Коррекция полезного сигнала в системе на рисунке 5.7 выполняется при цифровой обработке сигнала в приёмнике путём деления в каждый момент времени комплексной огибающей сигнала на соответствующее мгновенной мощности помехи значение относительного комплексного коэффициента усиления  $\dot{K}_0(P_i)$ . Измерение мгновенной мощности помехи на входе МШУ осуществляется логарифмическим детектором огибающей (логарифмический усилитель).

Демодуляция сигнала осуществлялась оптимальным когерентным приёмником с использованием алгоритмов коммуникационной библиотеки Modulation Toolkit в среде LabVIEW. Частота следования информационных символов 40 кГц, мощность полезного сигнала на входе МШУ -40 дБм, помеха тонально-модулированная с глубиной модуляции 50 %, частотой модуляции 5 кГц и пиковой мощностью на входе МШУ 5 дБм, частоты несущих сигнала и помехи 434 МГц и 431 МГц соответственно. Передача данных велась в пакетном режиме; объём полезной нагрузки в каждом пакете 200 символов. В качестве МШУ использовался усилитель AD8353, а в качестве полосового фильтра на выходе МШУ – ПАВ-фильтр Epcos B3780 с подавлением на частоте помехи около 65 дБ.

Эксперимент проводился для двух типов модуляции полезного сигнала: 4-позиционной фазовой манипуляции (ФМ-4, QPSK) и 16-позиционной квадратурной амплитудной модуляции (АФМ-16, QAM-16).

На рисунках 5.8а,б представлены два одинаковых изображения, полученные приёмником в условиях действия на его входе мощной амплитудно-модулированной помехи при 4-позиционной фазовой манипуляции полезного сигнала (QPSK). Изображение на рисунке 5.8а получено без использования алгоритма коррекции перекрёстных искажений полезного сигнала (обычный приёмник), а на рисунке 5.8б – с коррекцией (помехоустойчивый приёмник). Даные изображения передавались в формате Bitmap. Эти рисунки позволяют визуально оценить эффективность описанного способа коррекции перекрёстных искажений. На рисунках 5.9а,б показаны сигнальные созвездия, каждое из которых соответствует одному из принятых пакетов данных при передаче изображений на рисунке 5.8а и рисунке 5.8б соответственно.



а)



б)

Рисунок 5.8 — Принятое изображение: а – без коррекции перекрёстных искажений полезного сигнала, б – с коррекцией перекрёстных искажений

Из сравнения изображений на рисунке 5.8 видно, что при использовании коррекции перекрёстных искажений качество принятого на фоне мощной помехи изображения намного улучшается.

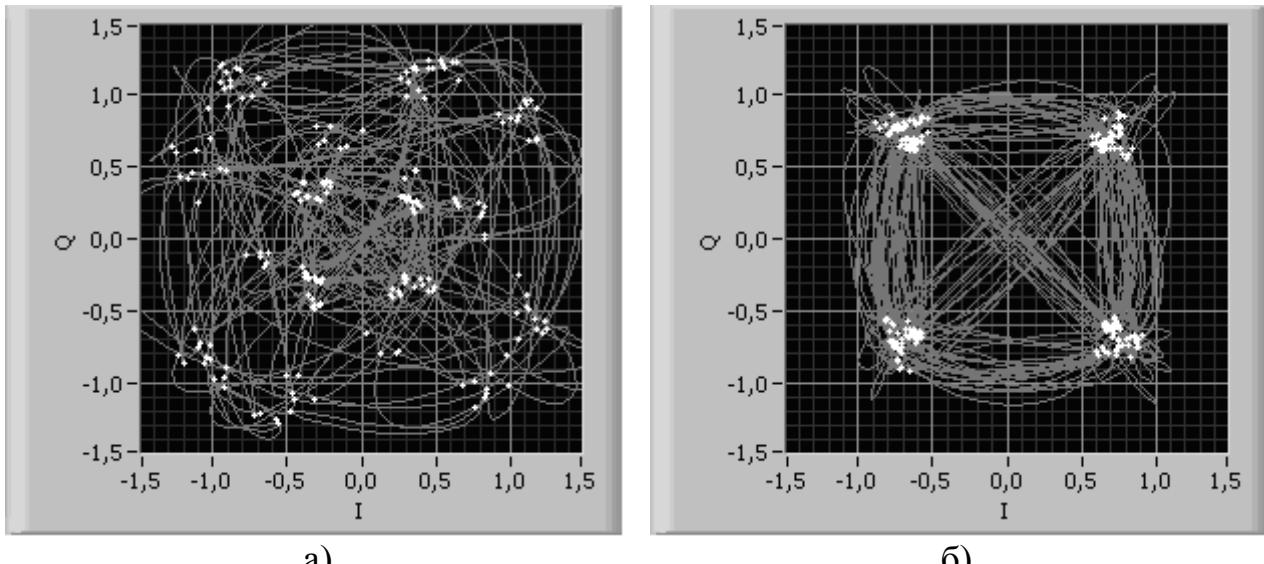


Рисунок 5.9 — Сигнальные созвездия для одного из пакетов данных: а – без коррекции перекрёстных искажений полезного сигнала, б – с коррекцией перекрёстных искажений

Из рисунка 5.9а видно, что мощная помеха приводит к значительному разбросу точек на сигнальном созвездии как по радиальной, так и по угловой координате. Однако для соответствующего этому созвездию пакета данных действие помехи оказалось не столь губительным, поскольку определённая структура в сигнальном созвездии прослеживается. Это говорит о том, что синхронизация (фазовая, частотная и символьная) не была полностью сорвана из-за действия помехи. В случае, если синхронизация полностью нарушается, сигнальное созвездие представляет собой хаотичное скопление точек, и вероятность битовых ошибок в пакете близка к 0,5. Рисунок 5.9б показывает, что описанный алгоритм компенсации перекрёстных искажений хорошо восстанавливает структуру созвездия, корректируя амплитуду и фазу полезного сигнала в каждый дискретный момент времени. Сохранение небольшого разброса точек относительно их идеальных положений в созвездии QPSK обусловлено как шумом, так и различными погрешностями, которые могут быть уменьшены путём различных технических решений. К данным погрешностям относятся погрешность измерения корректировочной зависимости  $\dot{K}_0(P_i)$ , зависимость  $\dot{K}_0(P_i)$  от времени из-за эффектов старения и изменения условий окружающей среды, погрешность детектора огибающей, смещение во времени на выходах АЦП полезного сигнала относительно сигнала с детектора огибающей.

Количественно оценить эффективность работы алгоритма компенсации перекрёстных искажений можно по измеренной вероятности битовой ошибки (BER – bit error rate). В таблице 5.1 приведены экспериментально измеренные значения вероятности битовых ошибок для сигналов с модуляциями QPSK и QAM-16 при описанных выше условиях эксперимента. В отличие от предыдущего эксперимента, здесь в качестве данных передавались псевдослучайные двоичные последовательности. Измерения вероятности битовых ошибок проводились с точностью до  $10^{-5}$ . Значения, приведённые в таблице, округлены до первого значащего разряда.

Таблица 5.1. Экспериментально измеренная вероятность битовых ошибок для сигналов с модуляциями QPSK и QAM-16

Тип модуляции	Без коррекции перекрёстных искажений	С коррекцией перекрёстных искажений
QPSK	0,3	$<10^{-5}$
QAM-16	0,5	$5*10^{-4}$

Из таблицы 5.1 видно, что модуляция QPSK, как и следовало ожидать, по параметру вероятности битовых ошибок показывает лучшие результаты по сравнению с модуляцией QAM-16. Это обусловлено большей помехоустойчивостью модуляции QPSK из-за менее плотного расположения точек сигнального созвездия.

Кроме нелинейных искажений у МШУ в режиме блокирования будет наблюдаться также и изменение шумовых характеристик. Под действием мощной помехи увеличивается коэффициент шума МШУ за счёт изменения как внешних, так и собственных шумов, а также за счёт появления интермодуляционных шумов, возникающих благодаря нелинейному взаимодействию помехи с внешними и собственными шумами МШУ. Увеличение коэффициента шума МШУ одновременно с уменьшением коэффициента усиления полезного сигнала под воздействием блокирующей помехи приведёт к снижению отношения сигнал/шум. Следовательно, чувствительность приёмника резко уменьшится, что на практике приведёт к уменьшению радиуса действия системы связи и/или к уменьшению скорости передачи информации. Таким образом, в условиях действия блокирующей помехи приёмник с компенсацией перекрёстных искажений (помехоустойчивый приёмник) будет демонстрировать худшие характеристики по сравнению с обычным приёмником в случае отсутствия помехи, однако всё же в отличие от обычного приёмника сможет сохранить работоспособность. При отсутствии помехи помехоустойчивый приёмник будет обладать практически теми же характеристиками, что и обычный.

Описанный алгоритм может быть применён и в случае, когда спектр помехи перекрываетяется со спектром сигнала. В этом случае полосовой фильтр на выходе МШУ не будет подавлять помеху, поэтому последующие ВЧ- и НЧ-каскады приёмника должны быть спроектированы с учётом максимально возможного размаха напряжения на выходе МШУ. Помеха, присутствующая в полосе частот полезного сигнала на выходе блока цифровой обработки, далее может быть подавлена, например, с помощью алгоритма компенсации активной шумовой помехи. При этом описанный в данном параграфе алгоритм восстанавливает линейность преобразования суммы сигнала и помехи в аналоговом тракте приёмника, необходимую для эффективной работы алгоритма компенсации активной шумовой помехи (см. параграф 3.3).

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Ю.И. Лосев, А.Г. Бердников, Э.Ш. Гойхман, Б.Д. Сизов; под ред. Ю.И. Лосева. – М.: Радио и связь, 1988. – 208 с.
2. Джиган В.И., Незлин Д.В. Градиентные алгоритмы в задачах дискретной фазовой адаптации антенных решеток // Радиотехника. – 1991. – № 5. – С. 84-86.
3. Джиган В.И., Незлин Д.В. Достижимое подавление помех при дискретной фазовой адаптации антенной решетки с помощью покоординатного градиентного спуска // Радиоэлектроника. – 1991. – № 3. – С. 55-57.
4. Защита от радиопомех / Максимов М.В., Бобнев М.П., Кривицкий Б.Х. и др.; под ред. М.В. Максимова. – М.: Сов. Радио, 1976. – 496 с.
5. Ключник В.С., Насонов В.В. Анализ алгоритмов компенсации многоточечных помех // Актуальные вопросы разработки и внедрения высоких технологий в системы государственного и военного управления. Сб. тез. докл. IV Всероссийской НТК – Ярославль, 23-25 апреля 2003 года. – С. 68-69.
6. Ключник В.С., Насонов В.В., Бабуров О.П. Исследование эффективности работы корреляционного автокомпенсатора помех с обратными связями в различной помеховой обстановке // Проблемы развития и совершенствования техники РЭБ в интересах вооружения, военной техники и объектов от перспективных систем высокоточного оружия. Тез. докл. – Воронеж, 30 октября 2001 года.
7. Красильников В.Д., Родионов Я.Г. Влияние собственных шумов на работу корреляционного автокомпенсатора при двухлучевом поле помехи // Радиотехника. – 1978. – Т. 33, – №7. С. 72-73.
8. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
9. Обработка сигналов в радиотехнических системах. / ред. А.П. Лукошкин. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1987. – 400 с.
10. Пистолькорс А.А., Литвинов О.С. Введение в теорию адаптивных антенн. – М.: Наука, 1991. – 200 с.
11. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: Справочник / Я.Д. Ширман, Ю.И. Лосев, Н.Н. Минервин и др.; под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: ЗАО «МАКВИС», 1998. – 828 с.
12. Справочник по радиолокации. Том 2. Радиолокационные антенные устройства / ред. М. Сколник; Пер. с англ. – М.: Сов. Радио, 1977. – 408 с.
13. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
14. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
15. Харкевич А.А. Борьба с помехами. – М.: Наука, 1965. – 275 с.
16. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.

17. Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов. – М.: Сов. Радио, 1974. – 360 с.
18. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая. – М.: Советское радио, 1974. – 552с.
19. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
20. Куон А.В. Исследование электромагнитной совместимости излучающих радиосистем малого радиуса действия. Радиотехника. – 2007. – № 6. С. 16-20.
21. Голубев В.Н. Эффективная избирательность радиоприёмных устройств. – М.: Связь, 1978. – 240 с.
22. Защита информационных радиосистем от помех: Учебное пособие / Под. ред. И.Я.Орлова. – Нижний Новгород, ННГУ, 2006. – 200 с.
23. Ермолаев В.Т., Мальцев А.А., Флаксман А.Г. Адаптивные радиоэлектронные системы: Учебное пособие. – Нижний Новгород, ННГУ, 2005. – 60 с.
24. Ермолаев В.Т., Маврычев Е.А., Флаксман А.Г. Адаптивная пространственная обработка сигналов в антенных решётках: Учебное пособие. – Нижний Новгород, ННГУ, 2005. – 72 с.
25. Ивлев Д.Н., Калинин В.А. Приём сигнала на фоне мощной помехи, превышающей динамический диапазон приёмника // Известия вузов. Радиофизика. – 2010. – Т. LIII. – №9-10. – с. 658-668.

# АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ

Авторы: **Дмитрий Николаевич Ивлев**  
**Игорь Яковлевич Орлов**  
**Анна Валерьевна Сорокина**  
**Евгений Сергеевич Фитасов**

## **Учебно-методическое пособие**

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение  
высшего образования «Нижегородский государственный университет  
им. Н.И. Лобачевского».  
603950, Нижний Новгород, пр. Гагарина, 23.

Подписано в печать Формат 60×84 1/16.  
Бумага офсетная. Печать офсетная. Гарнитура Таймс.  
Усл. печ. л. . Уч.-изд. л. .  
Заказ № . Тираж 100 экз.

Отпечатано в типографии Нижегородского госуниверситета  
им. Н.И. Лобачевского  
603600, г. Нижний Новгород, ул. Большая Покровская, 37  
Лицензия ПД № 18-0099 от 14.05.01