

# Раздел 4 АВТОМАТИЗАЦИЯ, АНАЛИЗ И ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ, УПРАВЛЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ В СОЦИАЛЬНЫХ И ЭКОНОМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

---

УДК 629.5.051

DOI: 10.34046/aumsuomt97/24

## СПОСОБЫ КОМПЕНСАЦИИ И НЕЙТРАЛИЗАЦИИ СТРУКТУРНЫХ ПОМЕХ В ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

*А.А. Тюфанова, кандидат технических наук*

В статье проанализированы способы компенсации и нейтрализации структурных помех в широкополосных радионавигационных систем. Сделан вывод о том, что с учетом практической реализации наиболее перспективен алгоритм автокомпенсатора помех с бланкированием первого элемента структурной помехи в канале принимаемого сигнала.

**Ключевые слова:** автокомпенсатор, структурная помеха, радионавигационная система, способы нейтрализации.

## METHODS FOR COMPENSATION AND NEUTRALIZATION OF STRUCTURAL INTERFERENCE IN BROADBAND RADIO NAVIGATION SYSTEMS

*A.A. Tyufanova*

The article analyzes the methods of compensation and neutralization of structural interference in broadband radio navigation systems. It is concluded that, taking into account the practical implementation, the most promising algorithm for the auto-compensator of interference with blanking the first element of structural interference in the received signal channel.

**Key words:** autocompensator, structural interference, radio navigation system, methods of neutralization.

Спутниковые навигационные системы ГЛОНАСС и GPS являются основным средством навигационного обеспечения подвижных объектов и, как показывает практика, нуждаются в поддержке радионавигационных систем наземного базирования. При этом наземные радионавигационные системы (РНС) становятся средством навигации, дополняющим спутниковые системы, и могут использоваться как совместно с ними так и вместо них в случае отсутствия доступа к сигналам спутниковых систем.

С целью расширения рабочей зоны РНС наземного базирования используют длинно- и средневолновой диапазоны, для которых характерна перегруженность сигналами сторонних радиосредств и значительные помехи техногенного происхождения. По этой причине в последнее десятилетие возник повышенный интерес к применению в подобных системах спектрально-эффективных методов модуляции, концентрирующих излучение в минимально узких спектральных зонах и смягчающих тем самым остроту проблемы тесноты эфира.

В РНС большой дальности действия (600 км и более) динамический диапазон сигналов достигает 80 дБ [1]. В связи с этим особенно остро стоит проблема приема сигналов на границах рабочей зоны из-за действия мощных системных помех, называемых взаимными, сигналоподобными или структурными [2]. В системах с шумоподобными сигналами (ШПС) существует два подхода к решению проблемы повышения помехоустойчивости. Первый подход связан с увеличением базы сигналов, определяющей уровень подавления структурных помех при кодовом разделении сигналов. Однако увеличение базы сигнала влечет увеличение времени синхронизации, рост аппаратных и вычислительных затрат. Для наземных систем дальней навигации в большей мере, чем для спутниковых систем, характерна ограниченность частотного ресурса, поэтому практическую значимость приобретает разработка спектрально-эффективных видов модуляции и алгоритмов обработки ШПС. В таких системах уровнем помехозащищенности к структурным помехам являются значения порядка 40 дБ

[1], что требует дополнительных мер по подавлению структурных помех. Второй – заключается в использовании автокомпенсаторов помех. Из-за высокого динамического диапазона сигналов каждый из подходов в отдельности (увеличение базы сигнала и компенсация помехи) не может полностью решить проблему повышения помехоустойчивости к взаимным помехам в наземных системах с шумоподобными сигналами радионавигации с кодовым разделением.

Т.о., задача повышения устойчивости наземных систем радионавигации со спектрально-эффективными шумоподобными сигналами и кодовым разделением к мощным мешающим сигналам (взаимным помехам) представляет собой весьма актуальную научно-практическую задачу, успешное решение которой позволит существенно расширить рабочую зону, повысить точность и достоверность координатно-временного обеспечения потребителей при сохранении возможности совместной работы наземных и спутниковых навигационных систем.

Способы нейтрализации структурных помех в широкополосных системах. Внутрисистемная помеха называется структурной помехой (СП) и представляет собой ШПС, подобный полезному сигналу и отличающийся от него амплитудой, информационным сигналом, временем запаздывания, частотным и фазовым сдвигом. Проанализируем существующий ряд способов подавления структурных помех в широкополосных системах, представленный в базе данных Федерального государственного бюджетного учреждения «Федеральный институт промышленной собственности» (РОСПАТЕНТ).

Одним из них является адаптивная весовая обработка сигналов, которая заключается в суммировании сигналов, получаемых с  $n$  выходов различных каналов приема, с учетом весов  $W_i$  [3]. При этом необходимо так сформировать весовые коэффициенты, чтобы напряжение сигнала суммировалось в фазе, а напряжение помехи компенсировалось. Реализация такого способа сопряжена с использованием антенной решетки, применение которой для средневолнового диапазона приводит к значительному увеличению массогабаритных показателей аппаратуры потребителя. Другим недостатком такого способа является сложность вычислений коэффициентов в условиях высокой подвижности потребителя.

В [4, 5] представлено устройство подавления широкополосных структурных помех, в котором структурная помеха сворачивается в узкопо-

лосную помеху, затем подавляемая полосно-заграждающим фильтром. Недостатком этого устройства является подавление части спектра полезного сигнала в полосе режекторного фильтра.

В [6] описан способ, в котором вычисляют реплики мешающих сигналов без учета информационных символов, который требует значительных вычислительных затрат (для каждой дальности объекта требуется расчет новых реплик) и с увеличением числа пользователей такой алгоритм не реализуем даже при современном уровне элементной базы. На его основе существует декоррелятор, требующий одинаковой амплитуды мешающих друг другу сигналов, что не приемлемо к рассматриваемой задаче.

В [7] предложен способ, в котором информацию о параметрах помехи (кодовая задержка и информация) передают в дополнительном канале в S-диапазоне с помощью «Приемника ДМВ». Данный способ требует значительного частотного ресурса для дополнительного канала, что категорически неприемлемо для наземных навигационных систем дальнего действия.

В [8] адаптивный асимптотически робастный инвариантный алгоритм предназначен для цифровых систем пакетной передачи данных и, поэтому, внедрение такого алгоритма подразумевает формирование символического пакета в навигационном сигнале, а значит, многократное увеличение длительности сигнала, это делает невозможным обеспечения навигации подвижных объектов.

В [9] способ подавления структурной помехи ориентирован на системы с двухкомпонентными сигналами. Сигнал каждой опорной станции состоит из пилотной и информационной компонент. В приемнике производят выделение пилот-сигнала из преобразованного множества пилот-сигналов посредством обнуления подмножества из преобразованного множества пилот-сигналов от одной или более создающих помехи базовых станций или секторов из множества базовых станций или секторов для подавления внутриканальных помех. Однако использование данного алгоритма невозможно поскольку поиск слабых по мощности пилотных компонент становится затруднительным из-за присутствия мощной информационной составляющей помехи. Частотное разделение пилотных компонент неэффективно из-за ограниченности частотного диапазона.

В [10] изложен метод подавления внутриканальных помех на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ). В одном из аспектов сначала

преобразовывают пилот-сигнал приемника в частотной области во временную область. Это обеспечивает простой механизм для подавления внутриканальных помех, даже с большим разбросом задержки. Когда внутриканальные помехи подавляют через простую операцию во временной области, оценку канала преобразовывают обратно в частотную область для дополнительной обработки в частотной области (например, демодуляция данных и т.д.).

Известен способ борьбы с широкополосными помехами [11], в котором полученные  $I$  и  $Q$  компоненты от соседнего канала вычитаются из заглушаемого. Однако в данном способе не учитывается влияние фазовых сдвигов несущего колебания, полученные при полосовой фильтрации, поэтому компенсация  $I$  и  $Q$  компонент происходит лишь с точностью синхронизации по коду и, поэтому, не может обеспечить мощное подавление структурной помехи (погрешность синхронизации по фазе несущего колебания должна составлять порядка 0,01 рад для компенсации помехи не хуже чем на 40 дБ).

Устройство компенсации нескольких структурных помех для приемников широкополосных сигналов [12]. В устройстве на входе приемника имеется  $n$  идентичных узлов, в каждом из которых осуществляется компенсация одной из структурных помех в том случае, если ее уровень превышает допустимое значение. В данном устройстве входной сигнал перемножают с опорным, отличающимся задержкой по времени (задержкой распространения), фазой, амплитудой и частотным сдвигом. Результат перемножения пропускают через фильтр нижних частот, а затем перемножают с тем же опорным сигналом, формируя очищенную от полезного сигнала копию помехи. Сформированную копию помехи вычитают из входного сигнала. Это устройство не обеспечивает эффективное подавление помехи вследствие частичного проникновения полезного сигнала на выход формирователя копии помехи; предназначено для компенсации узкополосных помех; не позволяет компенсировать помехи с большой базой, поскольку с ростом базы величина на выходе фильтра нижних частот (оценка помехи) стремится к нулю.

Одним из способов подавления широкополосных структурных помех является применение компенсаторов, которые выделяют помеху в канале приема полезного сигнала, а затем вычитают ее на входе приемника полезного сигнала. Для формирования копии структурной помехи приемником мешающего сигнала определяют информационный бит и модулируют широкополосный

сигнал с использованием этой оценки. Недостаток этого способа – применение задержки входного сигнала на время, равное длительности информационного бита. Хранение большого объема выборки входного сигнала практически не представляется возможным в аппаратуре потребителя, требующей компактности.

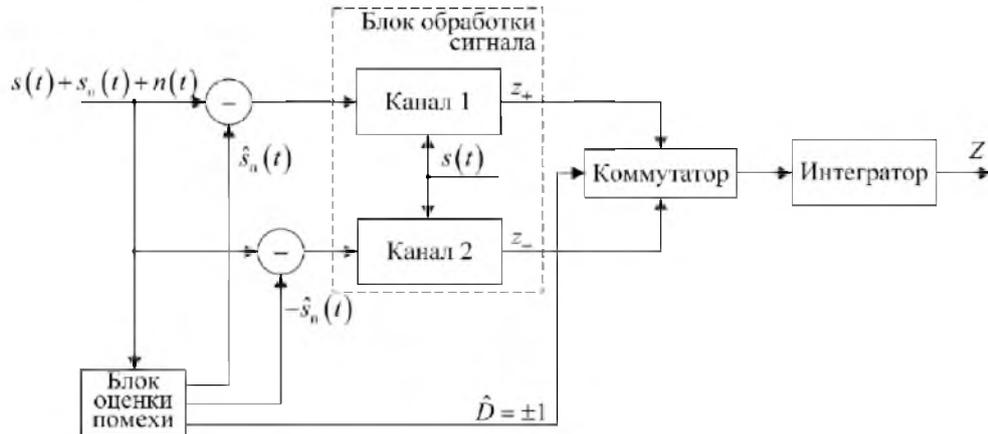
Кроме того, средневолновый диапазон для морских применений, требования к скрытности, ограниченный частотный ресурс – диктуют разработчикам условия работы, при которых отношение сигнал/шум в периоде ШПС в околосредневолновой зоне составляет около 0 дБ в режиме «холодного» поиска. В связи с этим задержка навигационного сигнала в аппаратуре потребителя критически искажается на динамических характеристиках в периоде работы системы.

Рассмотрим способы компенсации структурной помехи на примере автокомпенсаторов.

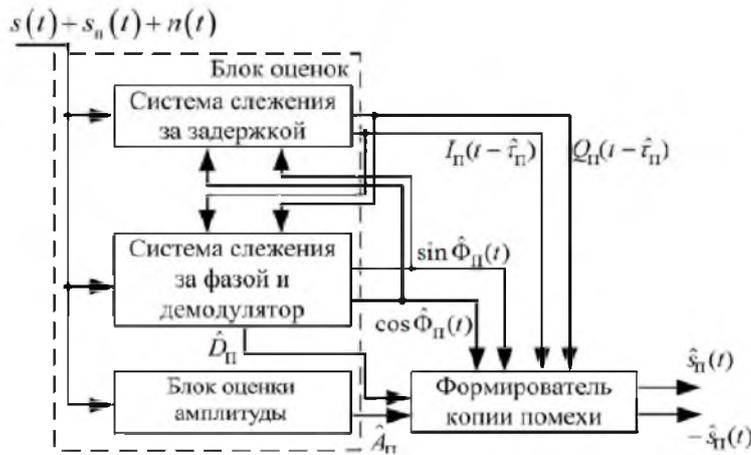
Структура двухканального автокомпенсатора помехи (АКП) приведена на рис. 1, а. Входной сигнал, представляющий аддитивную смесь полезного сигнала, структурной помехи и шума, поступает на входы двух вычитателей и блока оценки помехи (БОП), который содержит блоки кодовой и фазовой синхронизации, блок оценки амплитуды и квадратурный модулятор. Для обеспечения высокой точности слежения за параметрами СП в блоках кодовой и фазовой синхронизации используются оптимальные дискриминаторы периодического MSK-сигнала, а в качестве петлевых фильтров применяются астатические фильтры [13, 14].

Структурная схема блока оценки помехи приведена на рис. 1, б. Блок кодовой синхронизации содержит устройство поиска и систему слежения за задержкой (ССЗ), которая формирует квадратурные видеочастотные компоненты  $\hat{I}_\Pi = I_\Pi(t - \hat{\tau}_\Pi)$  и  $\hat{Q}_\Pi = Q_\Pi(t - \hat{\tau}_\Pi)$  структурной помехи, поступающие на опорные входы фазового дискриминатора (ФД), а также на входы квадратурного модулятора.

Блок фазовой синхронизации формирует квадратурные составляющие  $\cos \hat{\Phi}_\Pi$  и  $\sin \hat{\Phi}_\Pi$  несущей частоты СП, где  $\hat{\Phi}_\Pi = \hat{\Phi}_\Pi(t) = 2\pi(f_0 + \hat{F}_{ДП})t - \hat{\varphi}_\Pi$  - оценка полной фазы. Квадратурные составляющие несущей частоты СП поступают на опорные входы временного дискриминатора когерентной ССЗ, а также на входы квадратурного модулятора.



а



б

Рисунок 1 – Двухканальный автокомпенсатор помехи:  
а – структура коррелятора с АКП; б – структура блока оценки помехи

Блок оценки амплитуды формирует оценку амплитуды СП  $\hat{A}_\Pi$ , которая используется в квадратурном модуляторе для формирования копии структурной помехи. Для этого используется результат  $z_1$  интегрирования в синфазном канале ФД:

$$\hat{A}_\Pi = \frac{2|z_1|}{M},$$

где  $M = \frac{T_\Pi}{T_d}$  - число отсчетов на интервале интегрирования;  $T_d$  - интервал дискретизации. Фильтр нижних частот служит для сглаживания флуктуацией оценки амплитуды помехи. При превышении оценкой  $\hat{A}_\Pi$  заданного порогового уровня блок оценки амплитуды формирует управляющий сигнал на включение обоих вычитателей в тракт приема полезного сигнала. В каждом из двух каналов АКП выходной сигнал вычитателя, представляющий собой смесь полезного сигнала, остатка подавленной СП и шума, поступает на второй вход канального коммутатора. Коммутатор по команде с выхода блока оценки амплитуды

включает вычитатель в тракт приема полезного сигнала (цепи управления канальными коммутаторами на схеме не показаны).

Результат  $z_1$  интегрирования в синфазном канале ФД поступает на вход решающего устройства демодулятора, осуществляющего оценку  $\hat{D}_K$  текущего информационного символа структурной помехи на момент  $t = kT_\Pi$ , которая используется для управления коммутатором каналов блока обработки сигналов (БОС).

Квадратурный модулятор формирует квадратурные составляющие копии СП перемножением опорных видеочастотных сигналов  $\hat{I}_\Pi = I_\Pi(t - \hat{\tau}_\Pi)$  и  $\hat{Q}_\Pi = Q_\Pi(t - \hat{\tau}_\Pi)$  с опорными квадратурными сигналами  $\cos \hat{\Phi}_\Pi$  и  $\sin \hat{\Phi}_\Pi$  соответственно. Копия структурной помехи  $\hat{s}_\Pi = s_\Pi(t - \tau_\Pi)$ , соответствующая информационному биту  $D = 1$ , формируется перемножением копии СП единичной амплитуды и

оценки  $\hat{A}_\Pi$ , сформированной блоком оценки амплитуды. Копия структурной помехи  $-\hat{s}_\Pi = -s_\Pi(t - \hat{\tau}_\Pi)$ , соответствующая информационному биту  $D = -1$ , образуется инвертированием копии СП для  $D = 1$ . Обе копии СП поступают на входы соответствующих вычитателей.

Блок обработки сигнала представляет собой два идентичных канала (по одному коррелятору в канале), на каждый из которых поступает смесь сигнала и флуктуационной помехи: СП подавляется путем вычитания из принятой реализации ее копии, сформированной БОП. При этом на один коррелятор поступает принятая реализация за вычетом копии СП, соответствующей информационному биту  $D = 1$ , а на другой коррелятор – за вычетом копии СП с информационным битом  $D = -1$ .

Каждый канал блока обработки сигнала осуществляет оптимальную корреляционную обработку MSK-сигнала.

БОС вычисляет синфазную и квадратурную составляющие, а также модуль взаимной корреляционной функции (ВКФ) принятой реализации и опорных MSK-сигналов [15]. Управление коммутатором выходных сигналов каналов БОС осуществляется с использованием оценки  $\hat{D}_\Pi$ , формируемой демодулятором блока фазовой синхронизации.

Достоинством такой структуры компенсатора является прием сигнала с подавленной помехой, независимо от ее информационного символа. Однако реализация такого метода требует увеличения ресурсов аппаратуры более чем в два раза

(к повторению каналов БОС добавляются схемы коммутации), что существенно увеличивает стоимость и габариты приемоиндикатора.

Схема АКП структурной помехи с задержкой в каналах сигнала и помехи приведена на рис.2. В этом случае входной сигнал, представляющий смесь полезного сигнала, структурной помехи и шума, поступает на вход вычитателя через блок задержки на  $m$  элементов псевдослучайной последовательности (ПСП). Блок задержки может быть реализован в виде оперативного запоминающего устройства.

Как и в схеме на рис.1, блок оценки помехи содержит блоки: кодовой и фазовой синхронизации, оценки амплитуды и квадратурный модулятор. Интегратор демодулятора блока фазовой синхронизации осуществляет интегрирование поступающей на его вход синфазной составляющей сжатой по спектру структурной помехи на элементах ШПС, кратных дискрету поиска по задержке  $\Delta = T/2$ . При этом на синхронизирующий вход интегратора (на схеме не показан) поступают синхринопльсы тактовой частоты  $f_T$ , что обеспечивает установку на выходе интегратора текущего значения результата интегрирования  $z_{1k}$  на интервале  $m\Delta < t \leq k\Delta$ ,  $k = m + 1, \dots, 2N$ , где  $N$  – длина кода. Результат интегрирования  $z_{1k}$  поступает на вход решающего устройства демодулятора, осуществляющего оценку  $\hat{D}_k$  текущего информационного символа структурной помехи на момент  $t = k\Delta$ .

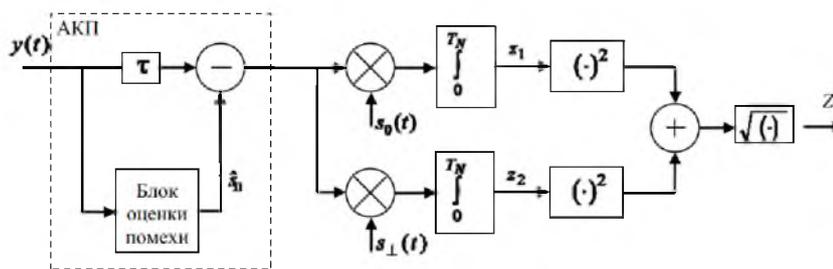


Рисунок 2 – АКП с задержкой в каналах сигнала и помехи

Блок оценки амплитуды формирует оценку комплексной амплитуды  $\hat{D}_\Pi \hat{A}_\Pi$  с учетом текущего информационного символа, которая используется в квадратурном модуляторе для формирования копии структурной помехи. Оценка  $\hat{D}_\Pi$  информационного символа начинает формироваться с момента окончания элемента ШПС с номером  $m$  и затем уточняется по мере обработки

его элементов.

Копия структурной помехи поступает на вход вычитателя с задержкой на  $m$  элементов ПСП. Блок аналогичной задержки присутствует и в канале сигнала. Включение вычитателя в тракт приема полезного сигнала производится коммутатором (рис. 3). Минимальная задержка входного сигнала составляет около 10 элементов ПСП [16].

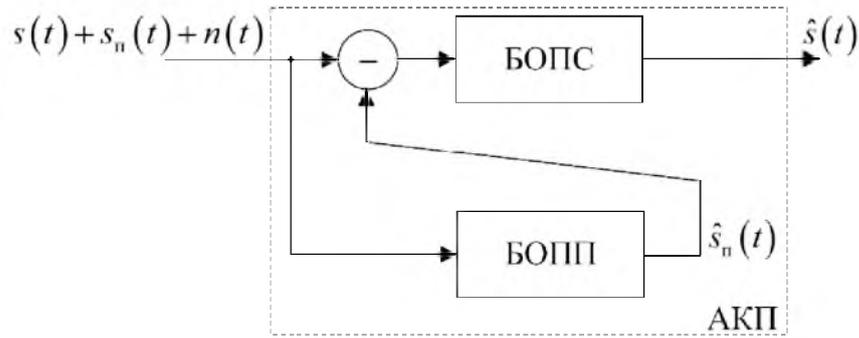


Рисунок 3 – Структура квазиоптимального автокомпенсатора помехи (АКП):  
БОПС – блок оценки параметров сигнала; БОПП – блок оценки параметра помехи

Корреляционный приемник с квадратурными каналами (рис.2) формирует синфазную  $z_1$  и квадратурную  $z_2$  составляющие, а также модуль  $z$  ВКФ принятой реализации и опорных MSK-сигналов:

$$z_1 = \int_0^{T_{II}} [y(t) - \hat{s}_{II}(t)] s_0(t) dt; \quad (1)$$

$$z_2 = \int_0^{T_{II}} [y(t) - \hat{s}_{II}(t)] s_{\perp}(t) dt,$$

$$z = \sqrt{z_1^2 + z_2^2}, \quad (2)$$

где  $\hat{s}_{II}(t)$  – оценка структурной помехи;  $s_0(t)$  и  $s_{\perp}(t)$  – опорные MSK-сигналы, отличающиеся начальной фазой (0 и  $\pi/2$  соответственно).

В случае наличия на входе приемника мощного мешающего сигнала отношение структурная помеха/шум является достаточно большим, чтобы правильно детектировать информационный символ помехи с большой вероятностью

за время  $mT \ll T_{II}$ . При отношении помеха/сигнал, равном 80 дБ отношение структурная помеха/шум составляет величину порядка 40 дБ. Тогда среднеквадратичное отклонение (СКО) эквивалентных флуктуаций амплитуды равно

$$\sigma_{\text{эА}} \leq 1/q = 0.01. \quad (3)$$

Для сглаживания флуктуаций следует использовать фильтр нижних частот (ФНЧ). Тогда СКО погрешности оценки  $\hat{A}_k$  определяется выражением

$$\sigma_A = \sigma_{\text{эА}} \sqrt{2F_{\text{ш}} T_{II}}, \quad (4)$$

где  $F_{\text{ш}}$  – эквивалентная шумовая полоса ФНЧ.

Недостатками данного компенсатора являются аппаратные затраты на реализацию задержки входной смеси.

Схема автокомпенсатора структурной помехи с бланкированием в канале сигнала приведена на рис. 4.

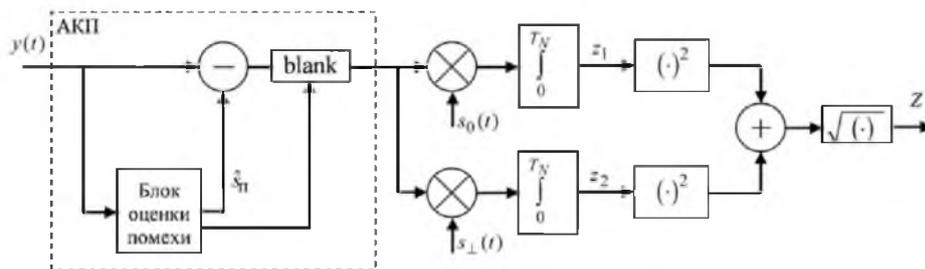


Рисунок 4 – Структура корреляционного приемника с АКП с бланкированием

Принятая реализация  $y(t)$  поступает на вход АКП, содержащего блок оценок, формирователь копии помехи, вычитатель, временной селектор и коммутатор (рис.5). Блок оценок содержит систему слежения за задержкой, систему слежения за фазой (ССФ) и демодулятор, измеритель амплитуды [17].

Система слежения за задержкой формирует квадратурные видеочастотные компоненты

$\hat{I}_{II} = I_{II}(t - \hat{\tau}_{II})$  и  $\hat{Q}_{II} = Q_{II}(t - \hat{\tau}_{II})$ , где  $\hat{\tau}_{II}$  – оценка кодовой задержки, обновляемая с шагом фильтрации, равным периоду  $T_{II}$  повторения СП. Указанные сигналы поступают на опорные входы фазового дискриминатора, а также на формирователь копии помехи.

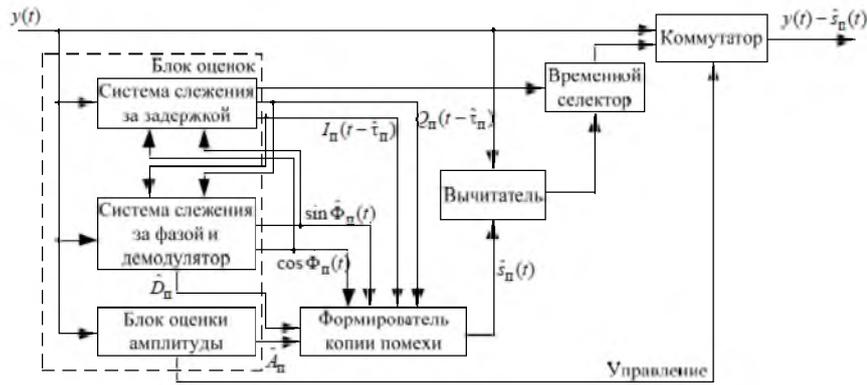


Рисунок 5 – Структура АКП с бланкированием в канале сигнала

Система слежения за фазой формирует квадратурные составляющие  $\cos \hat{\Phi}_n$  и  $\sin \hat{\Phi}_n$  несущей частоты СП, где  $\hat{\Phi}_n = \hat{\Phi}_n(t) = 2\pi(f_0 + \hat{F}_n)t - \hat{\varphi}_n$  - полная фаза,  $\hat{\varphi}_n$  и  $\hat{F}_n$  - оценки параметров СП  $\varphi_n$  и  $F_n$  (начальной фазы и доплеровского сдвига частоты), обновляемые с тем же шагом  $T_n$ , что и оценка кодовой задержки. Квадратурные составляющие несущей частоты СП поступают на опорные входы временного дискриминатора и на формирователь копии помехи.

Копия структурной помехи  $\hat{s}_n = s_n(t - \hat{\tau}_n)$  формируется путем объединения квадратурных компонент СП, полученных перемножением видеочастотных сигналов  $\hat{I}_n = I_n(t - \hat{\tau}_n)$  и  $\hat{Q}_n = Q_n(t - \hat{\tau}_n)$  с опорными квадратурными сигналами  $\cos \hat{\Phi}_n$  и  $\sin \hat{\Phi}_n$  соответственно, с последующим умножением на оценку комплексной амплитуды  $\hat{D}_n \hat{A}_n$ , которая формируется на основе оценки  $\hat{A}_n$ , вырабатываемой измерителем амплитуды, и оценки  $\hat{D}_n$  текущего информационного символа, поступающей от демодулятора. Оценка  $\hat{D}_n$  начинает формироваться с момента окончания первого элемента ШПС и уточняется по мере обработки его элементов. Длительность информационного символа равна периоду повторения  $T_n$ . Выходной сигнал вычитателя поступает на второй вход коммутатора через временной селектор. При превышении оценкой  $\hat{A}_n$  заданного порогового уровня измеритель амплитуды формирует

управляющий сигнал для коммутатора на включение вычитателя в тракт приема полезного сигнала.

Система слежения за задержкой вырабатывает импульс бланкирования для управления временным селектором, запрещая прохождение сигнала с выхода вычитателя на вход АКП. Импульс бланкирования формируется на интервале первого элемента каждого периода повторения кода. Достоинство такого способа компенсации структурных помех заключается в том, что использование бланкирования позволяет нейтрализовать действие импульсной помехи, образующейся на выходе вычитателя вследствие несовпадения информационных символов принимаемой СП и ее копии. Несовпадение обусловлено тем, что оценка информационного символа  $\hat{D}_n$  помехи формируется с задержкой на длительность  $T$  элемента кода, поэтому на интервале первого элемента кода при формировании копии помехи предполагается, что информационный символ  $D_n = 1$ , в то время как в действительности он с равной вероятностью принимает значения 1 или минус 1.

Недостатки данного способа компенсации заключаются в том, что теряется доля энергии сигнала и помехи, необходимы аппаратные затраты на реализацию коммутатора. Ухудшаются корреляционные свойства сигналов: при бланкировании на одном элементе  $M$ -последовательности АКФ сигналов без модуляции может ухудшиться на 6 дБ. Однако, в случае слабого сигнала помехоустойчивость приемника определяется отношением сигнал/шум, и рост боковых лепестков АКФ является пренебрежительным. Кроме того, при длине ПСП  $N = 16383$  потеря энергии помехи будет незначительной для обеспечения достаточно точных оценок параметров этой помехи.

Т.о., эффективным способом нейтрализации мощной структурной помехи в широкополосных РНС является применения автокомпенсатора на основе двухпетлевого следящего фильтра. С учетом реализации наиболее перспективен алгоритм автокомпенсатора помех с бланкированием первого элемента СП в канале принимаемого сигнала. Данная мера позволяет значительно ослабить негативное влияние модуляции данными на эффективность подавления СП.

#### Литература

1. Алешечкин, А.М. Помехоустойчивость корреляционного приемника шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией// Радиотехника, М. – 2006. – № 12. – С. 10-13.
2. Бондаренко, В.Н. Корреляционные свойства шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией при дополнительной цифровой модуляции// Изв. вузов России. Радиоэлектроника, М. – 2018. – №2. – С.3-10.
3. Родзивилов, В.А. Модифицированный алгоритм компенсации помех для импульсно-доплеровских БРЛС на основе прямого вычисления весовых коэффициентов. – М.: НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. – 150с.
4. Патент № 2143175 Российская Федерация, МПК<sup>6</sup> Н 04 В 1/10 Устройство компенсации структурных помех для приемников широкополосных сигналов/ В.И. Чугаева (RU); заявитель и патентообладатель Воронежский научно-исследовательский институт связи.
5. Ultra-wideband interference suppression in time reversal transmitted-reference UWB system/ Lan Zhang// Intelligence Science and Big Data Engineering Lecture Notes in Computer Science Volume 8261, 2013, pp. 103-111.
6. Крейнделин, В.Б. Увеличение пропускной способности систем с кодовым разделением каналов на основе применение алгоритмов подавления внутриканальных помех. – М.: МТУСИ, 2012. – 29 с.
7. Грибанов, А.С. Помехозащищенность систем спутниковой связи с кодовым разделением каналов// Журнал радиоэлектроники, М. – 2013. – № 4. – С.23-36.
8. Али, М. Адаптивный асимптотически робастный инвариантный алгоритм для CDMA систем в случае BPSK//Материалы IV Всероссийской научно-практической конференции «Научная инициатива иностранных студентов и аспирантов российский вузов».– Томск, 2017. – С. 129-134.
9. Патент № 2477981 Российская Федерация, МПК<sup>7</sup> Н 04 В 1/10. Устройство компенсации структурных помех/ В.И. Кокорин (RU), В.Н. Бондаренко (RU), А.Г. Клевин (RU), Т.В. Краснов (RU); заявитель и патентообладатель Сибирский федеральный университет.

10. New wideband interference suppression method for GNSS system/ Yan Bai// Ninth International Symposium Engineering Measurement and Instrumentation, 944653 (6 March 2015), doi: 10.1117/12.2182632
11. Advanced Digital Signal Processing Techniques for Compensation of Nonlinear Distortion in Wideband Multicarrier Radio Receivers/ Mikko Valkama? Lauri Anttila//Inst. of Commun. Eng. – IEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012.
12. Патент № 2143781 Российская Федерация, МПК<sup>6</sup> Н 04 В 1/10, Н 04 L 27/22 Устройство компенсации помех для приемников широкополосных фазоманипулированных сигналов/ В.И. Чугаева (RU), И.И. Малышев (RU); заявитель и патентообладатель Воронежский научно-исследовательский институт связи.
13. Бондаренко, В.Н. Сравнительный анализ алгоритмов слежения за фазой шумоподобного сигнала// Современные проблемы радиоэлектроники, Красноярск: ИПК СФУ, 2019. – С.60-63.
14. Бондаренко, В.Н. Точность измерения задержки шумоподобных сигналов с ограниченным спектром// Известия вузов России.– М. – 2015. – №1. – С.38-45.
15. Алешечкин, А.М. Бортовая станция широкополосной системы морской навигации//Радиолокация, навигация и связь, Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ», 2017. – С.193-219.
16. Емельянов, П.Б. Дискретные сигналы с непрерывной фазой// Зарубежная радиоэлектроника, М. – 2018. – № 12. – С.17-20
17. Бондаренко, В.Н. Анализ помехоустойчивости алгоритма поиска шумоподобного сигнала// Современные проблемы радиоэлектроники, Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2015. – С. 45-60.
18. Кондратьев, С.И. Теоретические основы управления крупнотоннажными судами по критериям безопасности и энергосбережения [Текст] / С.И. Кондратьев автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук / Новороссийская государственная морская академия. Новороссийск, 2004
19. Кондратьев, С.И. Синтез программных траекторий методом динамического программирования [Текст] / С.И. Кондратьев // Известия высших учебных заведений. Северо-Кавказский регион. Серия: Технические науки.– 2003.– № S6.– С. 41-43.

#### REFERENCES

1. Aleshechkin, A.M. Pomexoustojchivost' korrelyacionnogo priemnika shumopodobnogo signala s minimal'noj chastotnoj manipulyaciej// Radiotexnika, M. – 2006. – № 12. – S. 10-13.
2. Bondarenko, V.N. Korrelyacionny'e svojstva shumopodobny'x signalov s minimal'noj chastotnoj

- manipulyacii pri dopolnitel'noj cifrovoj modulyacii// *Izv. vuzov Rossii. Radioelektronika*, M. – 2018. – №2. – S.3-10.
3. Rodzivilov, V.A. Modificirovannyj algoritm kompensacii pomex dlya im-pul'sno-doplerovskix BRLS na osnove pryamogo vy'chisleniya vesovy'x koefficien-tov. – M.: NII RE'T MGTU im. N.E'. Baumana, 2012. – 150s.
  4. Patent № 2143175 Rossijskaya Federaciya, MPK6 N 04 V 1/10 Ustrojstvo kompensacii strukturny'x pomex dlya priemnikov širokopolosny'x signalov/ V.I. Chugaeva (RU); zayavitel' i pantentoobladatel' Voronezhskij nauchno-issledovatel'skij institut svyazi.
  5. Ultra-wideband interference suppression in time reversal transmitted-reference UWB system/ Lan Zhang// *Intelligence Science and Big Data Engineering Lecture Notes in Computer Science Volume 8261*, 2013, pp. 103-111.
  6. Krejndelin, V.B. Uvelichenie propusknnoj sposobnosti sistem s kodovy'm razdeleniem kanalov na osnove primenenie algoritmov podavleniya vnutrikanal'-ny'x pomex. – M.:MTUSI, 2012. – 29 s.
  7. Griбанov, A.S. Pomexozashhishhennost' sistem sputnikovoj svyazi s kodovy'm razdeleniem kanalov// *Zhurnal radioelektroniki*, M. – 2013. – № 4. – S.23-36.
  8. Ali, M. Adaptivnyj asimptoticheski robustnyj invariantnyj algoritm dlya CDMA sistem v sluchae BPSK//*Materialy IV Vserossijskoj nauchno-prakticheskoj konferencii «Nauchnaya iniciativa inostranny'x studentov i aspi-rantov rossijskij vuzov»*. Tomsk, 2017. – S.129-134.
  9. Patent № 2477981 Rossijskaya Federaciya, MPK7 N 04 V 1/10. Ustrojstvo kompensacii strukturny'x pomex/ V.I. Kokorin (RU), V.N. Bondarenko (RU), A.G. Klevin (RU), T.V. Krasnov (RU); zayavitel' i patentoobladatel' Sibirskij federal'ny'j universitet.
  10. New wideband interference suppression method for GNSS system/ Yan Bai// *Ninth International Symposium Engineering Measurement and Instrumentation*, 944653 (6 March 2015), doi: 10.1117/12.2182632
  11. Advanced Digital Signal Processing Techniques for Compensation of Nonlinear Distortion in Wideband Multicarrier Radio Receivers/ Mikko Valkama? Lauri Antti-la//*Inst. of Commun. Eng. – IEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2012.
  12. Patent № 2143781 Rossijskaya Federaciya, MPK6 N 04 V 1/10, N 04 L 27/22 Ustrojstvo kompensacii pomex dlya priemnikov širokopolosny'x fazomanipuli-rovanny'x signalov/ V.I. Chugaeva (RU), I.I. Maly'shev (RU); zayavitel' i pantento-obladatel' Voronezhskij nauchno-issledovatel'skij institut svyazi.
  13. Bondarenko, V.N. Sravnitel'ny'j analiz algoritmov slezheniya za fazoj shu-mopodobnogo signala// *Sovremenny'e problemy' radioelektroniki*, Krasnoyarsk: IPK SFU, 2019. – S.60-63.
  14. Bondarenko, V.N. Tochnost' izmereniya zaderzhki shumopodobny'x signalov s ogranichenny'm spektrom// *Izvestiya vuzov Rossii*, M. – 2015. – №1. – S.38-45.
  15. Aleshechkin, A.M. Bortovaya stanciya širokopolosnoj sistemy' morskoy navi-gacii//*Radiolokaciya, navigaciya i svyaz'*, Voronezh: NPF «SAKVOEE», 2017. – S.193-219.
  16. Emel'yanov, P.B. Diskretny'e signaly' s nepreryvnoj fazoj// *Zarubezhnaya radioelektronika*, M. – 2018. – № 12. – S.17-20
  17. Bondarenko, V.N. Analiz pomexoustojchivosti algoritma poiska shumopodobnogo signala// *Sovremenny'e problemy' radioelektroniki*, Krasnoyarsk: Sibirskij federal'ny'j universitet, 2015. – S. 45-60.
  18. Kondrat'ev, S.I. Teoreticheskie osnovy upravleniya krupnotonnazhnymi sudami po kriteriyam bezopasnosti i energosberezheniya [Tekst] / S.I. Kondrat'ev avtoreferat dissertacii na soiskanie uchenoj stepeni doktora tekhnicheskix nauk / Novorossijskaya gosudarstvennaya morskaya akademiya. Novorossijsk, 2004
  19. Kondrat'ev S.I. Sintez programnyh traektorij metodom dinamicheskogo programmirovaniya [Tekst] / S.I. Kondrat'ev // *Izvestiya vysshix uchebnyh zavedenij. Severo-Kavkazskij region. Seriya: Tekhnicheskie nauki*. 2003. № S6. S. 41-43.