



**ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ВОЗДУШНОГО ТРАНСПОРТА
(РОСАВИАЦИЯ)**

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ «МОСКОВСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ГРАЖДАНСКОЙ
АВИАЦИИ» (МГТУ ГА)**

ФАКУЛЬТЕТ Авиационных систем и комплексов

КАФЕДРА ТЭРЭО ВТ

Направление подготовки 11.06.01 Электроника, радиотехника и системы
связи

(код и наименование направления подготовки)

Направленность Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения

(наименование направленности)

НАУЧНО-КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА

Тема Синхронизация приемников с временной и поляризационно-временной
обработкой сигналов

Обучающийся:

Сирбо В.А.
(Ф.И.О.)

(Подпись)

Научный руководитель:

к.т.н., доцент Яманов Д.Н.
(уч.степень, уч.звание, Ф.И.О.)

(Подпись)

Рецензенты:

д.т.н., профессор Емельянов В.Е.

(уч.степень, уч.звание, Ф.И.О.)

(Подпись)

к.т.н., доцент Илюхин А.А.
(уч.степень, уч.звание, Ф.И.О.)

(Подпись)

Работа допущена к защите:

Заведующий кафедрой

д.т.н., доцент Болелов Э.А.
(уч.степень, уч.звание, Ф.И.О.)

(Подпись)

МОСКВА 2024

Актуальность научно-квалификационной работы (НКР). Важным вопросом, возникающим при разработке и эксплуатации систем связи, является обеспечение требуемой достоверности передаваемой информации с учетом реальных условий эксплуатации. В связи с этим на первый план выходит проблема установления и поддержания синхронизации в приемниках систем связи для обеспечения оптимальных методов обработки, позволяющих реализовать максимальную помехоустойчивость приема сигналов. Причинами, определяющими энергетические потери в каналах связи, являются: неоптимальность методов приема и обработки сигналов, несовершенство технической реализации средств связи, потери при распространении электромагнитных волн (ЭМВ) в пространстве, наличие помех в канале связи и т.д. Из всего комплекса причин, влияющих на достоверность приема информации в каналах связи, особо следует выделить потери, возникающие при распространении ЭМВ. Указанный тип потерь обусловлен многообразием путей и случайной неоднородностью электрофизических свойств среды распространения ЭМВ и проявляется в форме замираний (интерференционных, поляризационных и других). Таким образом, одним из возможных путей обеспечения высокой достоверности приема передаваемой информации является устранение энергетических потерь, обусловленных несоответствием поляризационных характеристик принимаемой ЭМВ и антенны. Случайный характер изменений поляризационной структуры ЭМВ в каналах связи требует реализации систем синхронизации, то есть динамических систем с управляемыми поляризационными параметрами принимаемых и передающих антенн – системы поляризационно-временной обработки (СПВО). Актуальность НКР определяется тем, что она направлена на решение задачи повышения помехоустойчивости систем передачи информации за счет использования систем синхронизации (СС) оптимальных приемников с временной и поляризационно-временной (ПВО) обработкой сигналов.

Объектом исследования являются системы синхронизации (СС) оптимальных приемников с временной и поляризационно-временной обработкой сигналов.

Предмет исследования – алгоритмы СС приемников с временной и поляризационно-временной обработкой сигналов.

Целью работы является разработка и исследование СС оптимальных приемников перспективных видов сигналов в различных условиях эксплуатации.

Поставленная цель достигается решением следующих основных задач:

1) Выбор сигналов для проведения последующего анализа с целью определения из них наиболее перспективных при использовании в системах передачи информации.

2) Синтез структурных схем СС оптимальных приемников сигналов с четырехпозиционной фазовой манипуляцией (ФМ-4), минимальной частотной манипуляцией (МЧМ) и поляризационно-манипулированных с непрерывным изменением параметров поляризации (ПМН).

3) Анализ точностных характеристик СС оптимальных приемников сигналов ФМ-4, МЧМ и ПМН в режиме слежения.

4) Оценка помехоустойчивости приемников сигналов ФМ-4, МЧМ и ПМН:

- при неидеальной синхронизации по фазе несущего колебания принимаемых сигналов (синхронный прием);

- при неидеальной синхронизации по временной задержке принимаемых сигналов (когерентный прием);

- при неидеальной синхронизации по фазе несущего колебания и временной задержке принимаемых сигналов.

5) Сравнительный анализ влияния неидеальности работы СС на помехоустойчивость приема сигналов ФМ-4, МЧМ и ПМН.

6) Анализ характеристик СС приемника МЧМ и ПМН в режиме поиска и захвата.

7) Синтез структурных схем СС при ПВО сигналов ПМ для случаев изменения параметров поляризации ЭМВ: угла ориентации при постоянном значении угла эллиптичности; угла эллиптичности при постоянном значении угла ориентации.

8) Оценка помехоустойчивости приема ПМ сигналов в случае их квазикогерентного приема и неидеальности поляризационного согласования ЭМВ с антенной системой.

Методы исследования. Поставленные задачи решаются с использованием методов теории вероятностей и математической статистики, статистической теории радиотехнических устройств, теории методов оптимальной нелинейной фильтрации марковских процессов, теории случайных процессов, вычислительной математики, математического моделирования радиотехнических систем.

Научная новизна работы состоит в том, что в ней впервые: проведен синтез структурных схем СС оптимальных приемников ПМН сигналов; получены точностные характеристики синтезированных СС (МЧМ и ПМН) и проведен их сравнительных анализ: оценка помехоустойчивости и сравнительный анализ влияния неидеальности работы СС на помехоустойчивость приема сигналов МЧМ и ПМН; приведены характеристики срыва слежения за фазой полезного сигнала в СС приемников МЧМ и ПМН; синтезированы СС структурных схем ПВО ПМ сигналов с использованием геометрических параметров эллипса поляризации ЭМВ; получены точностные характеристики синтезированных СС для ПВО сигналов; проведена оценка помехоустойчивости приема ПМ сигналов синтезированными приемниками при неидеальном согласовании принимаемой ЭМВ с антенной, а также синхронизации по фазе несущего колебания.

Практическая значимость НКР состоит в следующем:

1) Рассмотренные методы построения СС приемников и проведенный синтез позволяют выбрать наилучшую структуру СС оптимальных приемников сигналов ФМ-4, МЧМ и ПМН; найти оптимальные значения параметров синтезированных приемников; определить точностные характеристики СС с учетом статистических характеристик канала связи, что является необходимым для учета реальных условий эксплуатации.

2) Полученные результаты по оценке помехоустойчивости приемников сигналов ФМ-4, МЧМ и ПМН в условиях неидеальности синхронизации по фазе несущего колебания, временной задержке и поляризационных параметров принимаемых сигналов позволяют обоснованно сформулировать требования, предъявляемые к помехоустойчивости радиолиний связи, работающих в различных условиях эксплуатации.

3) Результаты сравнительного анализа влияния неидеальности работы СС на помехоустойчивость приема сигналов ФМ-4, МЧМ и ПМН позволяют выбрать сигнал, обладающий наименьшей чувствительностью характеристик помехоустойчивости приема к ошибкам синхронизации.

На защиту выносятся теоретическое и экспериментальное обоснование целесообразности использования синтезированных алгоритмов СС в приемниках сигналов МЧМ и ПМН.

Результаты НКР использованы в ИНИР: МГТУ ГА №06-15 «Помехоустойчивый прием поляризационно-манипулированных сигналов с непрерывным изменением параметров поляризации»; №05-21 «Поляризационно-манипулированные сигналы и методы их поляризационно-временной обработки».

Основные положения НКР докладывались и обсуждались на: X Международной научно-практической конференции «Актуальные проблемы и перспективы гражданской авиации – 2021» (г. Иркутск, 2021 г.); XIV Всероссийской научно-практической конференции студентов и аспирантов «Актуальные проблемы развития авиационной техники и методов

ее эксплуатации - 2021» (г. Иркутск, 2021 г.); XV Всероссийской научно-практической конференции студентов и аспирантов «Актуальные проблемы развития авиационной техники и методов ее эксплуатации – 2022» (г. Иркутск, 2022 г.); Международной научно-технической конференции, посвященной 100-летию отечественной гражданской авиации «Гражданская авиация на современном этапе развития науки, техники и общества» (г. Москва, 2023 г.).

По материалам НКР опубликовано 13 работ.

Работа состоит из введения, пяти разделов, заключения.

В первом разделе работы «Синтез систем синхронизации оптимальных приемников с временной обработкой сигналов» для априорных статистических характеристик канала связи и помех, характерных для МВ диапазона, синтезируются структурные схемы СС оптимальных приемников. Оцениваются апостериорные дисперсии ошибок фильтрации синхропараметров принимаемых сигналов (точностные характеристики) синтезированных СС оптимальных приемников и проводится их сравнительный анализ.

Известно, что потенциальную помехоустойчивость можно получить при приеме сигналов с полностью известными параметрами. В реальном канале связи принимаемый сигнал нельзя считать полностью известным вследствие неоднородности среды распространения, наличия помех, нестабильности характеристик передатчика и приемника.

В результате наличия мультипликативных помех передаваемый сигнал на приемной стороне канала связи оказывается сигналом со случайными параметрами, причем в основном со случайными синхропараметрами. Следовательно, построение оптимального приемника, обеспечивающего в данных условиях оптимальную процедуру решения относительно информационного параметра, связано с построением оптимальной СС.

Для синтеза СС оптимальных приемников применяется марковская теория оптимальной нелинейной фильтрации. При решении задачи синтеза учитывается, что полезный сигнал $s(t)$ является дискретно-непрерывным

случайным процессом, который зависит как от дискретного параметра $\theta(t)$, так и от вектора непрерывных параметров $\Lambda(t)$. Параметр $\theta(t)$ является информационным, а $\Lambda(t)$ – стохастическим вектором, компонентами которого являются соответствующие синхропараметры сигнала.

В задачах фильтрации мощным методом получения практически реализуемых алгоритмов является гауссовское приближение. Основная идея метода гауссовского приближения (гауссовской аппроксимации) состоит в предположении о нормальности апостериорной плотности вероятности $W(t, \Lambda)$ непрерывного параметра $\Lambda(t)$. Оптимальный приемник должен следить за максимумом апостериорной плотности вероятности фильтруемого параметра, что при гауссовской аппроксимации означает фильтрацию в соответствии с критерием минимума среднего квадрата ошибки.

При применении метода гауссовской аппроксимации к решению задач фильтрации дискретно-непрерывных процессов используется два представления смешанной апостериорной плотности вероятности $P(t, \theta_i, \Lambda)$. Рабочим представлением является алгоритм фильтрации

$$P(t, \theta_i, \Lambda) = W(t, \Lambda) P(t, \theta_i | \Lambda), \quad (1)$$

где $P(t, \theta_i | \Lambda)$ – апостериорная вероятность θ_i при фиксированном значении непрерывного параметра $\Lambda(t)$.

Оптимальное устройство для совместной фильтрации дискретного информационного параметра и синхропараметров принимаемого сигнала содержит решающую схему, структура которой определяется выражением (2), и схему фильтрации синхропараметров принимаемого сигнала СС (3):

$$\theta^*(k) = \max^{-1} \left\{ \int_{tk-1}^{tk} F(t, \theta_i, \Lambda^*) dt + \ln P(t_{k-1+0}, \theta_i | \Lambda^*) \right\}, \quad (2)$$

$$\dot{\Lambda}_\alpha^* = a_\alpha(\Lambda^*) + \sum_{\beta=1}^n K_{\alpha\beta} \frac{\partial \langle F(t, \Lambda^*) \rangle}{\partial \Lambda_\beta^*}. \quad (3)$$

Для получения оценки непрерывного параметра необходимо использовать метод гауссовской аппроксимации, позволяющей перейти от уравнения для плотности вероятности $W(t, \Lambda)$ параметра $\Lambda(t)$ к приближенным соотношениям для математического ожидания $\Lambda_{\alpha}^*(t)$ и для вторых центральных моментов $K_{\alpha\beta}$ аппроксимирующего гауссовского распределения. При фильтрации синхропараметров принимаемого сигнала используется решение о значении дискретного параметра, принятое на предыдущем тактовом интервале, используя оценку синхропараметров принимаемого сигнала на предыдущем тактовом интервале. Такого типа устройства относятся к классу устройств с обратной связью по решению.

При решении задачи синтеза СС оптимального приемника с временной обработкой сигналов будем полагать, что дискретный информационный параметр $\theta(t)$ и вектор непрерывных параметров $\Lambda(t)$ независимы. Компонентами вектора $\Lambda(t)$ являются взаимонезависимые случайные процессы, определяющие случайную составляющую фазы высокочастотного сигнала $\varphi(t)$ и временную задержку $\tau(t)$.

Распространенной моделью для непрерывных случайных процессов $\varphi(t)$ и $\tau(t)$, является система стохастических дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varphi} &= (\omega - \omega_0) + n_{\varphi}(t), \\ \dot{\omega} &= -\alpha(\omega - \omega_0) + n_{\omega}(t), \\ \dot{\tau} &= (\Omega - \Omega_0) + n_{\tau}(t), \\ \dot{\Omega} &= -\gamma(\Omega - \Omega_0) + n_{\Omega}(t), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $\omega_0 = M[\omega(t)]$; $\Omega_0 = M[\Omega(t)]$.

Оптимальные (по критерию минимума полной вероятности ошибки) решение о дискретном параметре $\theta(t)$ принимается в конце интервала наблюдения по правилу максимальной апостериорной вероятности, например, для ФМ-4 и МЧМ

$$\left. \begin{array}{l} \theta_i^* = \theta_1^* \\ sh \left\{ \int_{(2n-1)T+\tau^*}^{(2n+1)T+\tau^*} \theta\{t, \tau^*, \varphi^*\} dt \right\} \begin{array}{l} > \\ < \end{array} 0. \\ \theta_j^* = \theta_2^* \end{array} \right\} \quad (5)$$

Принимая во внимание априорные сведения (4) и исходя из общей записи уравнений фильтрации (3), получаем алгоритм фильтрации синхропараметров принимаемого сигнала

$$\left. \begin{array}{l} \varphi^* = (\omega^* - \omega_0) + K_{\varphi\varphi} \frac{\partial \langle F(t, \tau^*, \varphi^*) \rangle}{\partial \varphi^*}, \\ \omega^* = -\alpha(\omega^* - \omega_0) + K_{\varphi\omega} \frac{\partial \langle F(t, \tau^*, \varphi^*) \rangle}{\partial \varphi^*}, \\ \tau^* = (\Omega^* - \Omega_0) + K_{\tau\tau} \frac{\partial \langle F(t, \tau^*, \varphi^*) \rangle}{\partial \tau^*}, \\ \Omega^* = -\gamma(\Omega^* - \Omega_0) + K_{\Omega\Omega} \frac{\partial \langle F(t, \tau^*, \varphi^*) \rangle}{\partial \tau^*}. \end{array} \right\} \quad (6)$$

Схема оптимального приемника с временной обработкой сигналов, построенная в соответствии с алгоритмом оценки дискретных параметров $\theta_{i,j}^*$ (5) и уравнениями фильтрации синхропараметров принимаемого сигнала τ^* и φ^* , приведена на рисунке 1.

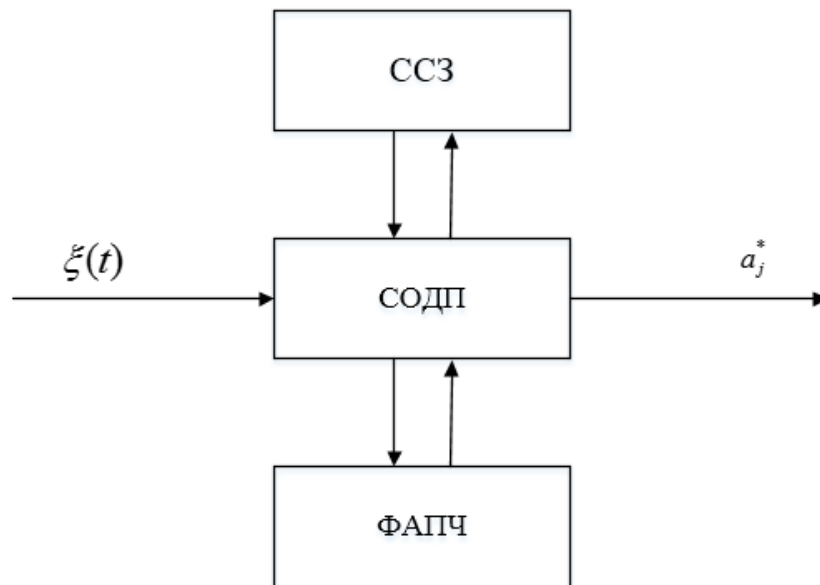


Рисунок 1 – Приемник с временной обработкой сигналов

Приемник состоит из схемы оценки дискретных параметров сигнала (СОДП), обеспечивающей оптимизацию процедуры решения, и СС, включающей схему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и схему слежения за задержкой (ССЗ). Схемы ФАПЧ и ССЗ образуют единую СС, ввиду наличия перекрестных связей с выхода одной на вход другой. Как схема ФАПЧ, так и ССЗ имеют двухканальную структуру. Такое построение СС позволяет использовать энергию как синфазной, так и квадратурной составляющих сигнала и обеспечивает тем самым максимальное отношение сигнал/шум в петле синхронизации. Снятие манипуляции в каналах СС осуществляется посредством обратной связи по решению через нелинейность типа $th(x)$, которая на практике реализуется в виде усилителя с ограничителем. Обратная связь по решению к схеме ФАПЧ и ССЗ эквивалентна использованию в дискриминаторах СС информации о фазовой структуре сигнала в виде апостериорной плотности вероятности дискретного параметра $\theta = \{\theta_i, \theta_j\}$.

СС формирует опорные ФМ-4 сигналы для схемы оценки дискретного параметра $\theta(t) = \{\theta_I(t), \theta_Q(t)\}$, обеспечивая тем самым когерентный и синхронный во времени прием сигналов. Следовательно, помехоустойчивость оптимального приемника будет зависеть от качества работы СС, то есть от ее точностных характеристик.

Точностные характеристики работы СС, которые определяются апостериорными дисперсиями оценки синхропараметров принимаемого сигнала $\varphi(t)$ и $\tau(t)$, могут быть найдены на основе решения системы уравнений для элементов ковариационной матрицы аппроксимирующего гауссовского распределения.

Сигналы с минимальной частотной манипуляцией (МЧМ) обладают рядом преимуществ по сравнению с сигналом ФМ-4, основным из которых является более резкое спадание уровня спектра внеполосного излучения. Это

объясняется непрерывностью фазы несущего колебания в моменты смены информационных символов.

Общие формулы, приведенные ранее, справедливы и при решении задачи синтеза СС оптимального приемника МЧМ.

СС синтезированных оптимальных приемников состоят из схемы ФАПЧ и ССЗ, в которых для формирования оценочных значений синхропараметров принимаемого сигнала используется информация о фазовой структуре сигналов в виде апостериорной плотности вероятности дискретного параметра $\theta(t) = \{\theta_I(t), \theta_Q(t)\}$ (обратная связь по решению).

Схемы ФАПЧ систем синхронизации приемников ФМ-4 и МЧМ по своей структуре аналогичны схеме Костаса, а ССЗ отличаются друг от друга как структурой, так и точностью оценки временной задержки принимаемого сигнала. СС приемника МЧМ обладает большей точностью, поэтому использование сигналов МЧМ более предпочтительно.

Во втором разделе «Анализ систем синхронизации оптимальных приемников с временной обработкой сигналов» оценивается помехоустойчивость синтезированных схем приемников выбранных сигналов с учетом точностных характеристик работы СС и проводится сравнительный анализ влияния неидеальности синхронизации на вероятность ошибки при приеме информационного символа (помехоустойчивость приема). На основе сравнительного анализа обосновывается выбор вида сигнала для использования в системах связи с позиций наименьшей чувствительности характеристик помехоустойчивости приема к ошибкам синхронизации. Проведен анализ характеристик СС в переходном режиме работы, исследуются вопросы срыва синхронизации и поиска сигналов.

Проведен также анализ влияния точностных характеристик СС приемников сигналов ФМ-4 и МЧМ на помехоустойчивость приема. Основой для анализа влияния точностных характеристик СС на помехоустойчивость приема сигналов служит среднее значение вероятности ошибки при приеме

одного бита информации при наличии ошибок синхронизации по фазе $\psi = \varphi - \varphi^*$ и задержке $z = \frac{\tau - \tau^*}{2T}$:

$$\langle P_e(z, \psi) \rangle = \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-1}^1 P_e(z, \psi) f(z, \psi) dz d\psi, \quad (7)$$

где φ , τ и φ^* , τ^* – истинные значения фазы φ и временной задержки τ принимаемого сигнала и их оценочные значения φ^* и τ^* , формируемые в системе синхронизации; $f(z, \psi)$ – совместная апостериорная плотность распределения ошибок синхронизации ψ и z ; $P_e(z, \psi)$ – условная вероятность ошибки в приеме одного бита информации при заданных ошибках синхронизации.

Учитывая, что СС оптимальных приемников синтезированы в рамках гауссовского приближения марковской теории оптимальной нелинейной фильтрации, в целях сохранения единства рассмотрения в (7) целесообразно использовать нормальные плотности распределения вероятностей ошибок синхронизации:

$$f(\psi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi K_{\varphi\varphi}}} e^{-\frac{\psi^2}{2K_{\varphi\varphi}}}, \quad -\pi \leq \psi \leq \pi, \quad (8)$$

$$f(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi K_{zz}}} e^{-\frac{z^2}{2K_{zz}}}, \quad -1 \leq z \leq 1. \quad (9)$$

Средняя вероятность ошибки в приеме информационного параметра в каждом из каналов схемы оценки дискретного параметра $\theta = \{\theta_i, \theta_j\}$ при неидеальности работы СС определяется по формуле (7). Общая же помехоустойчивость синтезированного приемника сигналов ФМ-4 $\theta = \{\theta_i, \theta_j\}$ при неидеальности работы СС будет характеризоваться вероятностью ошибки:

$$\langle P_e(z, \psi) \rangle_{\text{ФМ-4}} = 2 \langle P_e(z, \psi) \rangle_I (1 - \langle P_e(z, \psi) \rangle). \quad (10)$$

Получить аналитическое выражение для расчета вероятности ошибки $\langle P_e(z, \psi) \rangle_{\Phi_{M-4}}$ не удастся, поэтому конкретные числовые значения были получены численным интегрированием (компьютерное моделирование) и приведены на рисунке 2.

На рисунке 2 приведены графики зависимости вероятности ошибки $\langle P_e(z, \psi) \rangle_{\Phi_{M-4}}$ от отношения сигнал шум для различных значений априорных статистических характеристик синхропараметров принимаемого сигнала при нормальном (сплошная линия) и отличном от него (пунктир) законах распределения ошибок синхронизации.

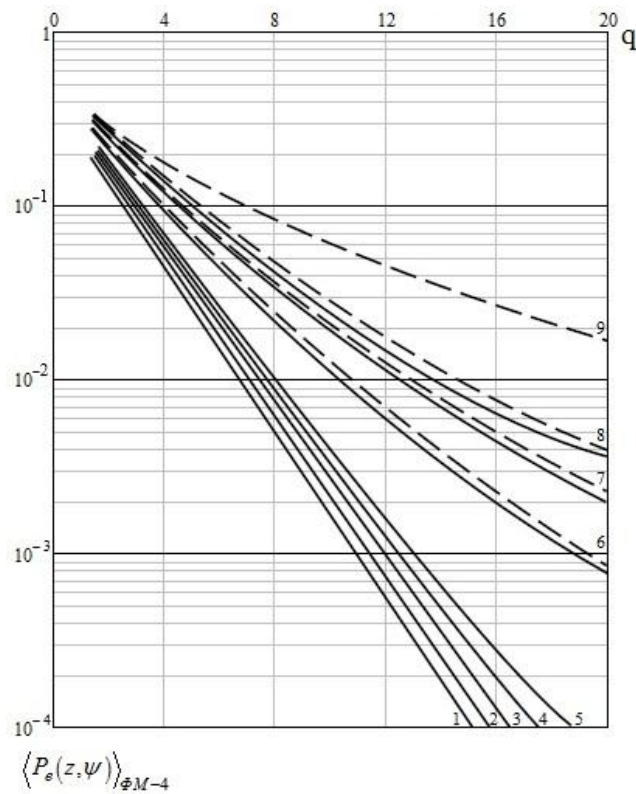


Рисунок 2 – Зависимости вероятности ошибки $\langle P_e(z, \psi) \rangle_{\Phi_{M-4}}$

от отношения сигнал/шум:

- | | |
|---|--|
| 1) идеальный прием; | 6) $\sigma_{\omega}/\alpha = 10, \mu = 10^{-2}$; |
| 2) $\sigma_{\omega}/\alpha = 30, \mu = 10^{-4}$; | 7) $\sigma_{\omega}/\alpha = 20, \mu = 10^{-2}$; |
| 3) $\sigma_{\omega}/\alpha = 10, \mu = 10^{-3}$; | 8) $\sigma_{\omega}/\alpha = 30, \mu = 10^{-2}$; |
| 4) $\sigma_{\omega}/\alpha = 20, \mu = 10^{-3}$; | 9) $\sigma_{\omega}/\alpha = 100, \mu = 10^{-2}$. |
| 5) $\sigma_{\omega}/\alpha = 30, \mu = 10^{-3}$; | |

Апостериорные дисперсии оценок синхропараметров вычислялись для соответствующего значения q при $\sigma_{\omega}/\alpha = \sigma_{\Omega}/2\gamma T$. Из графиков на рисунке 2 следует, что неидеальность работы СС вызывает существенное снижение помехоустойчивости приема сигналов. Значительное увеличение вероятности ошибки $\langle P_e(z, \psi) \rangle_{\Phi M-4}$ происходит при расширении спектра доплеровских флуктуаций, ширина которого задается параметром $\mu = \alpha T$. Так, увеличение αT от 10^{-3} до 10^{-2} при $q = 16$ приводит к тому, что вероятность ошибки увеличивается более, чем на порядок. При значениях параметра $\alpha T < 10^{-4}$ помехоустойчивость приемника сигналов ФМ-4 близка к потенциальной. Из сравнения графиков видно, что основной вклад в снижение помехоустойчивости приемника ФМ-4 вносят ошибки, связанные с неидеальностью работы системы ФАПЧ.

Схема оценки дискретного параметра $\theta(t) = \{\theta_I(t), \theta_Q(t)\}$ приемника МЧМ сигналов отличается от аналогичной схемы приемника ФМ-4 тем, что в качестве опорного сигнала тактовой частоты используется последовательность не прямоугольных, а косинусоидальных импульсов. Моменты оценки дискретных информационных параметров синфазной $Q_I(t)$ и квадратурной $Q_Q(t)$ составляющих сигнала МЧМ производится, как и в приемнике ФМ-4, в моменты времени, сдвинутых относительно друг друга на T .

Вероятность ошибки в приеме информационного символа $P_e(z, \psi)_{MЧМ}$ будет определяться в соответствии с (7), где $P_e(z, \psi)_I$ является результатом усреднения вероятности $P_e(z, \psi)_I$ по соответствующим законам распределения ошибок синхронизации ψ и z (8), (9).

Результаты расчета вероятности ошибки $P_e(z, \psi)_{MЧМ}$ приведены на рисунке 3. Представленные графики иллюстрируют зависимость вероятности ошибки $P_e(z, \psi)_{MЧМ}$ от отношения сигнал/шум q для двух законов распределения ошибок синхронизации: нормального (8), (9)

(сплошные линии) и отличного от него (пунктирные линии). Из сравнения графиков на рисунках 2 и 3 следует, что приемник МЧМ менее чувствителен к ошибкам синхронизации, чем приемник ФМ-4. Как и в предыдущем случае (ФМ-4), основное снижение помехоустойчивости приема сигналов МЧМ связано с ошибками синхронизации по фазе ψ , хотя они и оказывают меньшее влияние на помехоустойчивость приема сигналов МЧМ, чем ФМ-4. Неидеальность работы ССЗ при выбранных значениях синхропараметров и когерентном приеме практически не сказывается на вероятности ошибки, что является существенным преимуществом приемника сигналов МЧМ по сравнению с приемников сигналов ФМ-4.

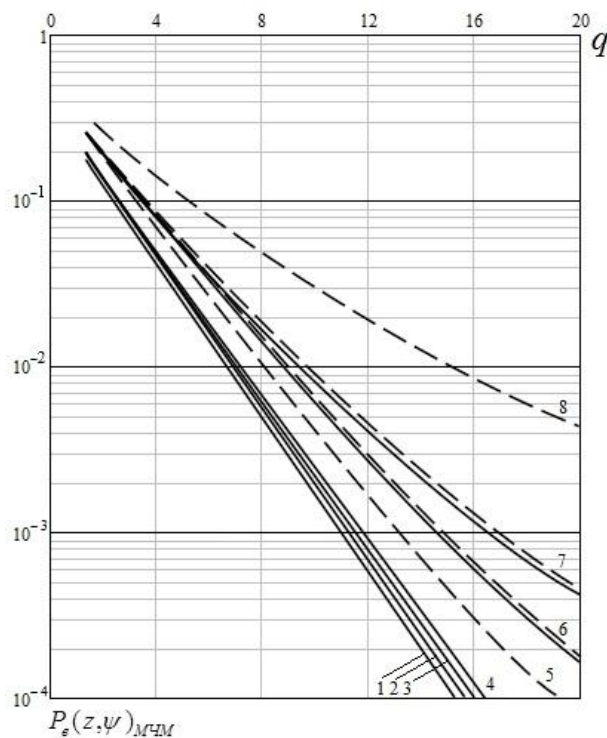


Рисунок 3 – Зависимость вероятности ошибки $P_e(z, \psi)_{\text{МЧМ}}$

от отношения сигнал/шум:

- | | |
|---|--|
| 1) идеальный прием; | 5) $\sigma_\omega/\alpha = 10, \mu = 10^{-2}$; |
| 2) $\sigma_\omega/\alpha = 10, \mu = 10^{-3}$; | 6) $\sigma_\omega/\alpha = 20, \mu = 10^{-2}$; |
| 3) $\sigma_\omega/\alpha = 20, \mu = 10^{-3}$; | 7) $\sigma_\omega/\alpha = 30, \mu = 10^{-2}$; |
| 4) $\sigma_\omega/\alpha = 30, \mu = 10^{-3}$; | 8) $\sigma_\omega/\alpha = 100, \mu = 10^{-2}$. |

Следует отметить, что значения статистических характеристик синхропараметров принимаемых сигналов ФМ-4 и МЧМ при расчете вероятности ошибки $P_e(z, \psi)$ выбирались из условия их медленного изменения. Невыполнение этого условия приводит к резкому увеличению вероятности ошибки.

Работу приемника синхронной системы связи принято характеризовать двумя состояниями: состоянием поиска сигналов (режим поиска) и состоянием слежения за синхропараметрами принимаемого сигнала (режим слежения). Режим слежения наступает после завершения поиска и осуществления захвата в СС приемника и соответствует режиму передачи информации. До завершения поиска и осуществления захвата сигнала передача информации не имеет смысла, поэтому параметры режима поиска являются важнейшими характеристиками качества работы СС, а, следовательно, и всей синхронной системы цифровой связи.

Оперативность связи в синхронной системе передачи цифровой информации в существенной мере зависит от времени вхождения в синхронизм T_B , которое складывается из времени поиска сигнала T_{Π} и времени установления синхронизма $T_{уст}$:

$$T_B = T_{\Pi} + T_{уст}. \quad (11)$$

Решение задачи поиска осуществляется путем обнаружения и распознавания сигналов. Распознавание предполагает оценку средней текущей частоты спектра и величины задержки (запаздывания) сигнала. В теории обнаружения сигналов в условиях помех большое внимание уделяется задачам синтеза обнаружителей сигналов, которые рассматриваются как дискретно-непрерывные марковские процессы. Такой подход является достаточно общим, а его использование позволяет рассмотреть задачу синтеза обнаружителей при тех же теоретических предположениях, которые были приняты при синтезе СС приемников цифровых сигналов и анализе их помехоустойчивости. Синтезированный приемник включает в себя блок оценки (БОц) и блок обнаружения (БО)

(рисунок 4), причем задача обнаружения синхропараметров решается совместно с измерением его синхропараметров (оценочно-корреляционный принцип обработки).

Достаточно общий алгоритм действия приемного устройства заключается в том, что сигнал поступает на блок поиска (БП, рисунок 4) – первый этап обработки, где он выделяется на согласованном фильтре. При превышении сигналом порога в БП срабатывает блок захвата (БЗ) и, вводя начальные условия по частоте и временной задержке, включает блок фильтрации (БФ) – второй этап обработки. В качестве блока фильтрации в зависимости от принимаемого сигнала (ФМ-4 или МЧМ) может использоваться одна из синтезированных во второй главе СС, включающая кольцо ФАПЧ и ССЗ. СС формирует опорные сигналы для СОДП, обеспечивая тем самым выделение поступающей информации. Критерием установления синхронизма в приемнике может служить отсутствие «пакетов» ошибочно принятых элементов на выходе блока оценки информации (БОинф).

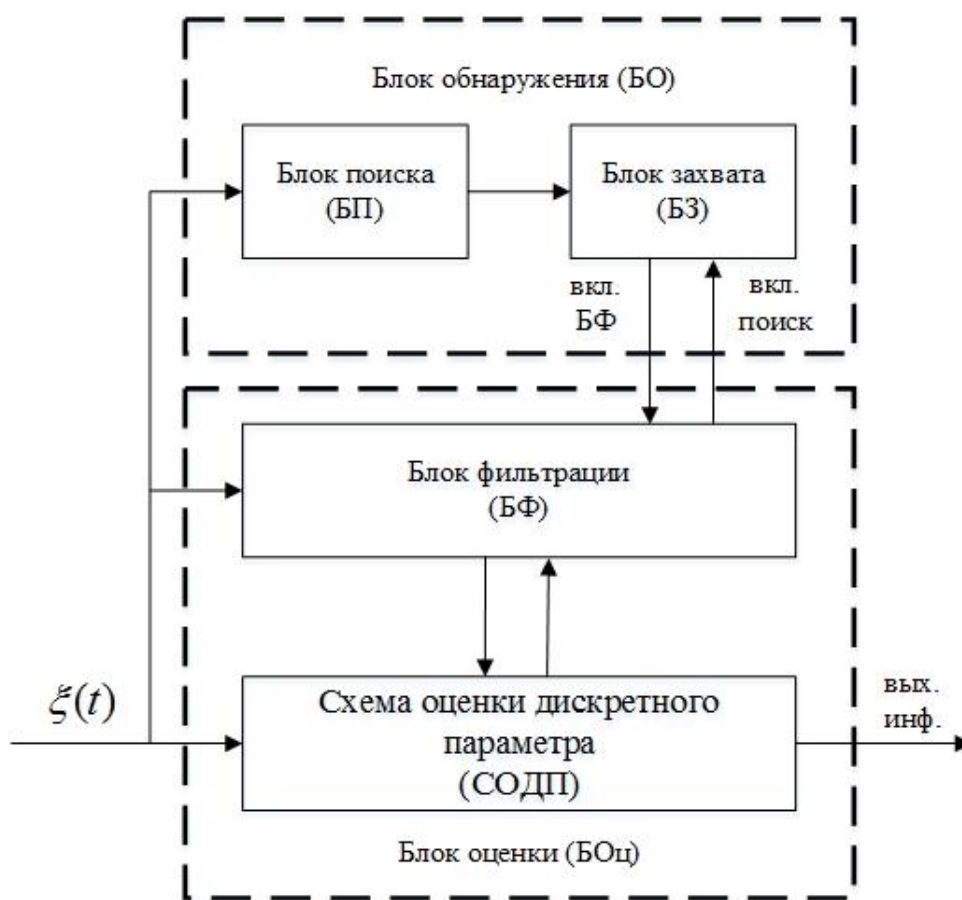


Рисунок 4 – Структурная схема обнаружителя сигналов

При анализе процедуры поиска и захвата сигнала получены зависимости: оптимального времени накопления, обнаружения; зависимости вероятностей пропуска и ложной тревоги от времени накопления.

Переходной режим работы системы синхронизации приемника сигналов МЧМ.

Использование следящих систем для приема и обработки цифровых сигналов предполагает первоначальный их ввод в режим синхронного слежения за параметрами принимаемого сигнала. Режим слежения наступает после успешного завершения поиска сигнала и по окончании переходного процесса в СС приемника. Переходной процесс в СС приемника определяется временным интервалом, в течении которого следящая система обеспечивает заданную ошибку оценки фильтруемых параметров. Длительность переходного процесса наряду с продолжительностью поиска влияет на время вхождения в связь при приеме, а, следовательно, и на оперативность связи. Поэтому важным вопросом является оценка длительности переходного процесса в СС приемника.

Рассмотрим СС приемника сигналов МЧМ. В предположении независимости работы схем ФАПЧ и ССЗ система (1.2.12) может быть представлена двумя независимыми системами:

- для схемы ФАПЧ

$$\left. \begin{aligned} \dot{K}_{\varphi\varphi} &= \frac{N_{\varphi}}{2} + K_{\varphi\varphi}^2 \bar{F}_{\varphi\varphi} + 2K_{\varphi\omega}; \\ \dot{K}_{\varphi\omega} &= -\alpha K_{\varphi\omega} + K_{\omega\omega} + K_{\varphi\varphi} K_{\varphi\omega} \bar{F}_{\varphi\varphi}; \\ \dot{K}_{\omega\omega} &= \frac{N_{\omega}}{2} - 2\alpha K_{\omega\omega} + K_{\varphi\omega}^2 \bar{F}_{\varphi\varphi}, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

- для ССЗ

$$\left. \begin{aligned} \dot{K}_{\tau\tau} &= \frac{N_{\tau}}{2} + K_{\tau\tau}^2 \bar{F}_{\tau\tau} + 2K_{\tau\Omega}; \\ \dot{K}_{\tau\Omega} &= -\gamma K_{\tau\Omega} + K_{\Omega\Omega} + K_{\tau\Omega} \bar{F}_{\tau\tau} K_{\tau\tau}; \\ \dot{K}_{\Omega\Omega} &= \frac{N_{\Omega}}{2} - 2\gamma K_{\Omega\Omega} + K_{\tau\Omega}^2 \bar{F}_{\tau\tau}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Графики зависимостей относительно ошибок фильтрации от безразмерного времени $\tau = \alpha t$, построенные по результатам вычислений, приведены на рисунках 5а, 5б (графики переходного процесса в схеме ФАПЧ СС приемника МЧМ).

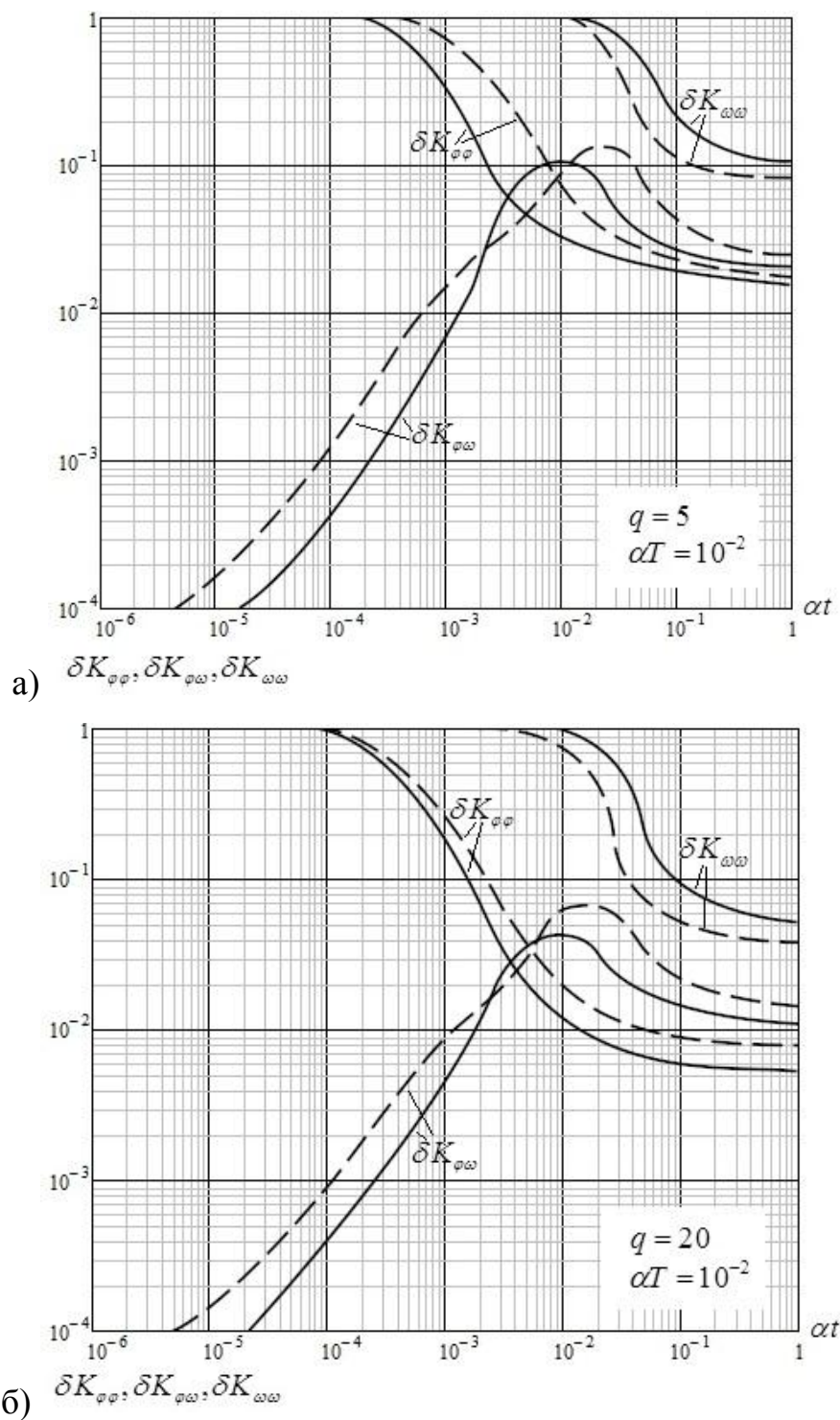


Рисунок 5 – Графики переходного процесса в системе ФАПЧ системы синхронизации приемника МЧМ:

а) $q = 5, \alpha T = 10^{-2}$; б) $q = 20, \alpha T = 10^{-2}$

В третьем разделе «Синтез систем синхронизации оптимальных приемных устройств с поляризационно-временной обработкой сигналов» решается задача синтеза оптимальных СС приемных устройств ПМН сигналов, являющихся перспективными для использования в системах передачи цифровой информации, с учетом их поляризационных свойств.

Далее рассматривается задача синтеза СС оптимальных приемных устройств ПМН сигналов с учетом поляризационных свойств ЭМВ, решаемая методами нелинейной марковской фильтрации, основные положения которой применительно к дискретно-непрерывным процессам изложены в первом и втором разделах.

В качестве элементов вектора непрерывных параметров $\Lambda(t)$, характеризующих поляризационную структуру ЭМВ, выберем геометрические параметры эллипса поляризации: угол ориентации $\beta(t)$ и угол эллиптичности $\varepsilon(t)$. Имеющиеся в настоящее время результаты теоретических и экспериментальных исследований позволяют в некотором приближении рассматривать флуктуации геометрических параметров поляризации ЭМВ в качестве гауссовских процессов.

Используя методику и результаты синтеза СС, приведенные в первом и втором разделах, получаем алгоритм оценки дискретного параметра (14), (15) совместно с уравнениями фильтрации вектора $\Lambda^*(t)$ (16), (17), однозначно определяющие оптимальную схему СС и приемного устройства сигналов ПМН в случае линейно-поляризованной ЭМВ. Эта схема представлена на рисунке 6.

Структурно данная схема состоит из схемы оценки дискретного параметра a_k^* (СОДП), системы фазовой синхронизации и системы (СС) поляризационно-временной обработки, осуществляющей слежение (синхронизацию) за флуктуациями угла ориентации плоскости поляризации принимаемой ЭМВ. Система фазовой синхронизации, реализуемая схемой ФАПЧ, аналогична известной схеме Костаса.

Алгоритм оценки дискретного информационного параметра a_k^* :

$$\begin{aligned} & a_{2n}^* = 1 \\ & \frac{P(t, a_{2n} = 1 | \Lambda^*)}{P(t, a_{2n} = -1 | \Lambda^*)} > 1, \quad (2n-1)T \leq t < (2n+1)T \\ & a_{2n}^* = -1 \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} & a_{2n+1}^* = 1 \\ & \frac{P(t, a_{2n+1} = 1 | \Lambda^*)}{P(t, a_{2n+1} = -1 | \Lambda^*)} > 1, \quad 2nT \leq t < 2(n+1)T \\ & a_{2n+1}^* = -1 \end{aligned} \quad (15)$$

Уравнения фильтрации для оценки вектора состояния $\Lambda^*(t)$:

$$\beta^* = -\alpha(\beta^* - \beta_0) + K_{\beta\beta} F_{\beta}(t, \Lambda^*); \quad (16)$$

$$\left. \begin{aligned} \varphi^* &= (\omega^* - \omega_0) + K_{\varphi\varphi} F_{\varphi}(t, \Lambda^*); \\ \omega^* &= -\gamma(\omega^* - \omega_0) + K_{\omega\varphi} F_{\varphi}(t, \Lambda^*). \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

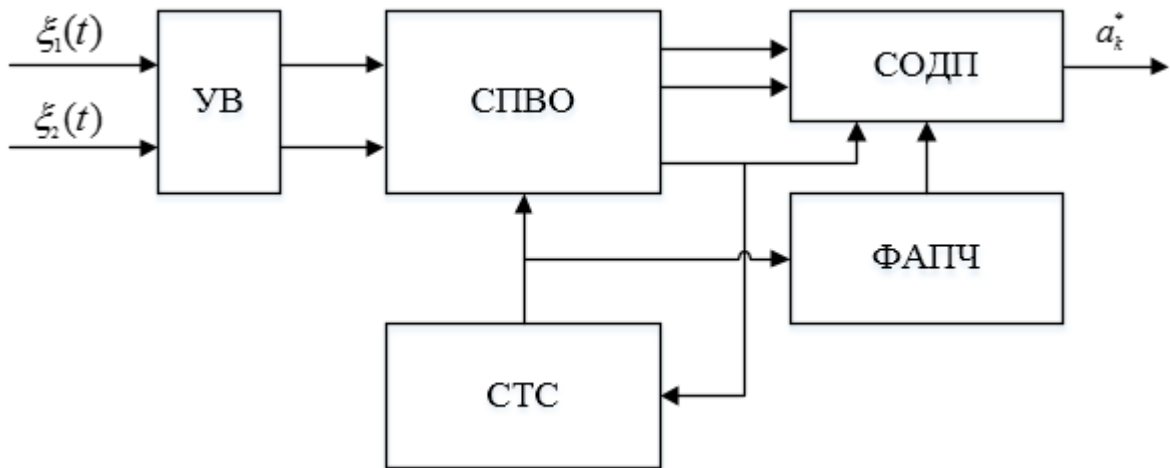


Рисунок 6 – Схема СС оптимального приемника ПМН
при линейной поляризации ЭМВ

Полученная в результате синтеза система поляризационно-временной обработки (СПВО) сигналов осуществляет непрерывное слежение за углом ориентации плоскости поляризации принимаемой ЭМВ, реализуя поляризационное согласование (синхронизацию) на приемной стороне. Устройство взвешивания и компенсации (УВ) осуществляет учет поляризационных свойств широкополосной флуктуационной помехи.

В случае приема эллиптически поляризованной электромагнитной волны размерность вектора непрерывных параметров $\Lambda(t)$ увеличивается:

$$\Lambda(t) = \|\beta(t), \varepsilon(t), \varphi(t), \omega(t)\|. \quad (18)$$

Уравнение фильтрации для оценки вектора $\Lambda^*(t)$ может быть записано:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\beta}^* &= -\alpha\beta^* + K_{\beta\beta}F_{\beta}(t, \Lambda^*) + K_{\beta\varepsilon}F_{\varepsilon}(t, \Lambda^*) \\ \dot{\varepsilon}^* &= -\alpha\varepsilon^* + K_{\beta\varepsilon}F_{\beta}(t, \Lambda^*) + K_{\varepsilon\varepsilon}F_{\varepsilon}(t, \Lambda^*) \\ \dot{\varphi}^* &= (\omega^* - \omega_0) + K_{\varphi\varphi}F_{\varphi}(t, \Lambda^*) \\ \dot{\omega}^* &= -\gamma(\omega^* - \omega_0) + K_{\varphi\omega}F_{\varphi}(t, \Lambda^*). \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Алгоритм оценки информационного параметра, представленный совокупностью алгоритмов (14) и (15), совместно с уравнениями фильтрации вектора непрерывных параметров $\Lambda(t)$ (18), (19) определяют оптимальную структуру СС приемного устройства сигналов ПМН для случая эллиптической поляризации принимаемой ЭМВ.

Составление алгоритмов (14)–(19) позволяет сделать вывод, что их отличие заключается в наличии у последнего канала синхронизации угла эллиптичности $\varepsilon(t)$, входящего в состав СПВО.

В четвертом разделе «Анализ систем синхронизации оптимальных приемников с поляризационно-временной обработкой сигналов» оценивается эффективность СС при обработке принимаемых сигналов так же, как и ранее (во втором разделе), то есть по результирующему улучшению помехоустойчивости приема ПМН сигналов.

Условная вероятность полной ошибки $P_e(\Lambda)$ определяется на основе анализа алгоритмов оценки дискретного информационного параметра a_k , полученного в соответствии с критерием идеального наблюдателя

$$\langle P_e(\Lambda) \rangle = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi/4}^{\pi/4} \int_{-\pi}^{\pi} P_e(\Lambda) \omega(\beta) \omega(\varepsilon) \omega(\psi) d\beta d\varepsilon d\psi. \quad (20)$$

Сопоставление СС приёмных устройств ПМН сигналов, приведённых в третьем разделе, позволяет выявить, что канал оценки дискретного информационного параметра не претерпевает каких-либо изменений. Этот

факт позволяет использовать общую методологию анализа помехоустойчивости приёма ПМН сигналов.

Учитывая, что системы фильтрации элементов вектора непрерывных параметров СС оптимальных приемников ПМН сигналов синтезированы в рамках гауссовского приближения марковской теории оптимальной нелинейной фильтрации, в целях сохранения единства рассмотрения в равенстве $\omega(\psi)$ и $\omega(\Delta\beta)$ целесообразно использовать нормальную плотность распределения вероятностей ошибок фильтрации:

$$\omega(\psi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi K_{\varphi\varphi}}} \exp\left\{-\frac{\psi^2}{2K_{\varphi\varphi}}\right\}, \quad -\pi \leq \psi \leq \pi; \quad (21)$$

$$\omega(\Delta\beta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi K_{\beta\beta}}} \exp\left\{-\frac{\Delta\beta^2}{2K_{\beta\beta}}\right\}; \quad -\pi \leq \Delta\beta \leq \pi, \quad (22)$$

где $K_{\beta\beta}$ и $K_{\varphi\varphi}$ – апостериорные дисперсии ошибок фильтрации фазы и угла ориентации плоскости поляризации.

Результаты расчета вероятности ошибки P_e представлены на рисунке 7. Графики иллюстрируют зависимость средней вероятности ошибки P_e от отношения сигнал/шум для двух рассматриваемых случаев: а) когда на приемной стороне осуществляется синхронизация (согласование) по углу ориентации плоскости поляризации ЭМВ $\beta(t)$ (кривая 2), б) когда такое согласование не реализуется (кривые 3-6). Для сравнения представлена зависимость вероятности ошибки P_e от отношения сигнал/шум в случае идеального ($\Delta\beta = 0$, $\psi = 0$) приема сигналов ПМН (кривая 1).

Сравнение графиков на рисунке 7 позволяет заключить, что снижение помехоустойчивости приема, обусловленное поляризационной рассогласованностью по углу $\beta(t)$, может быть существенным.

График, представленный на рисунке 8, характеризует зависимость средней вероятности ошибки P_e от отношения сигнал/шум и схемы приемного устройства, в котором осуществляется поляризационное согласование (синхронизация) по углу ориентации плоскости поляризации ЭМВ. Оценка

помехоустойчивости при изменении угла эллиптичности дает аналогичный результат.

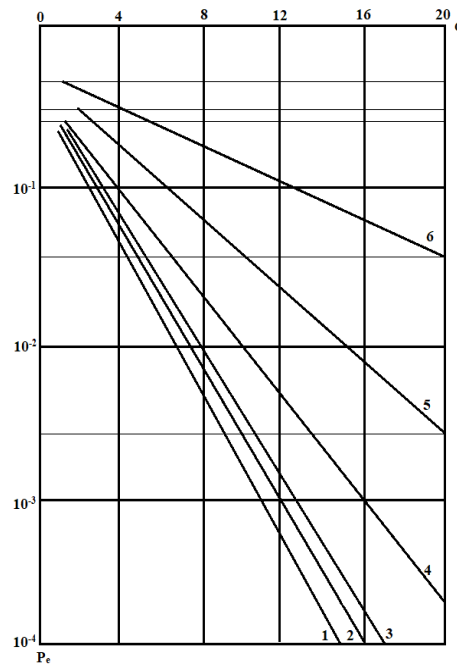


Рисунок 7 – Зависимость вероятности ошибки

от отношения сигнал/шум ($\sigma_\beta^2 = 10^{-2} \text{ рад}^2$, $\sigma_\varphi^2 = 10^{-3} \text{ рад}^2$): 1) – идеальный прием;

2) $m_\beta = m_\varphi = 10$; 3) $\beta_0 = 0$; 4) $\beta_0 = \pi / 6$; 5) $\beta_0 = \pi / 4$; 6) $\beta_0 = \pi / 3$

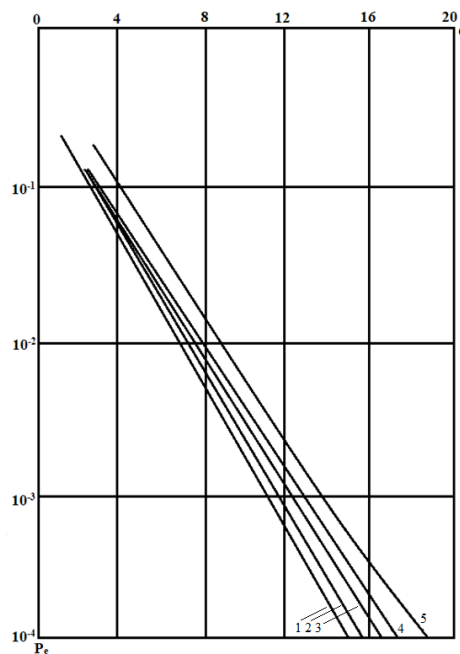


Рисунок 8 – Зависимость вероятности ошибки

от отношения сигнал/шум ($m_\beta = m_\varphi = 10$): 1) идеальный прием; 2) $\sigma_\beta^2 = 10^{-2}$;

$\sigma_\varphi^2 = 10^{-3}$; 3) $\sigma_\beta^2 = 10^{-1}$; $\sigma_\varphi^2 = 10^{-3}$; 4) $\sigma_\beta^2 = 10^{-1}$; $\sigma_\varphi^2 = 10^{-2}$; 5) $\sigma_\beta^2 = 10^{-1}$; $\sigma_\varphi^2 = 10^{-1}$

Малый уровень энергетических потерь, обусловленный ошибками фильтрации $\Lambda^T(t) = \|\beta(t), \varepsilon(t), \psi(t)\|$, позволяет сделать вывод об эффективности работы СС по геометрическим параметрам ЭМВ и ФАПЧ.

Переходной режим работы следящих систем синхронизации. Эффективное использование следящих систем с целью обеспечения синхронизации приема сигналов по определенным параметрам предполагает обеспечение их работы в режиме слежения, которому предшествует переходной режим. Важной характеристикой переходного процесса, протекающего в следящей системе, является его длительность, то есть временной интервал (отсчитываемый с моменты захвата сигнала), в течение которого следящая система обеспечивает заданную ошибку оценки фильтруемых параметров.

Проведем анализ длительности переходных процессов в следящих СПВО и системе фазовой синхронизации сигналов ПМН. При этом в качестве исходных используются дифференциальные уравнения, определяющие эволюцию во времени апостериорных дисперсий ошибок фильтрации непрерывных параметров.

Апостериорная дисперсия ошибок фильтрации параметров поляризации определяется дифференциальным уравнением вида

$$\dot{K}_{ii} = -2\alpha K_{ii} + \frac{\alpha^2}{2} N_i + K_{ii}^2 F_i'' . \quad (23)$$

Точность работы следящих систем часто характеризуют величиной квадрата относительной ошибки фильтрации δK_{ii} . Графики зависимостей $\delta K_{ii} = f(\tau_\alpha)$ представлены на рисунке 9 для двух значений отношения сигнал/шум $q = 5$ и $q = 20$ (рисунки 9а, 9б), а также трех значений параметра αT , равным 10^{-1} , 10^{-2} , 10^{-3} .

Представленные зависимости показывают, что характер переходного процесса в СПВО сигнала ПМН в значительной мере определяется величиной

αT и q на входе приемника. При этом для $q=20$ при $\alpha T=10^{-3}$ время установления $t_{уст} = (80 \div 100)T$, при $\alpha T=10^{-1}$ $t_{уст} = (3 \div 5)T$.

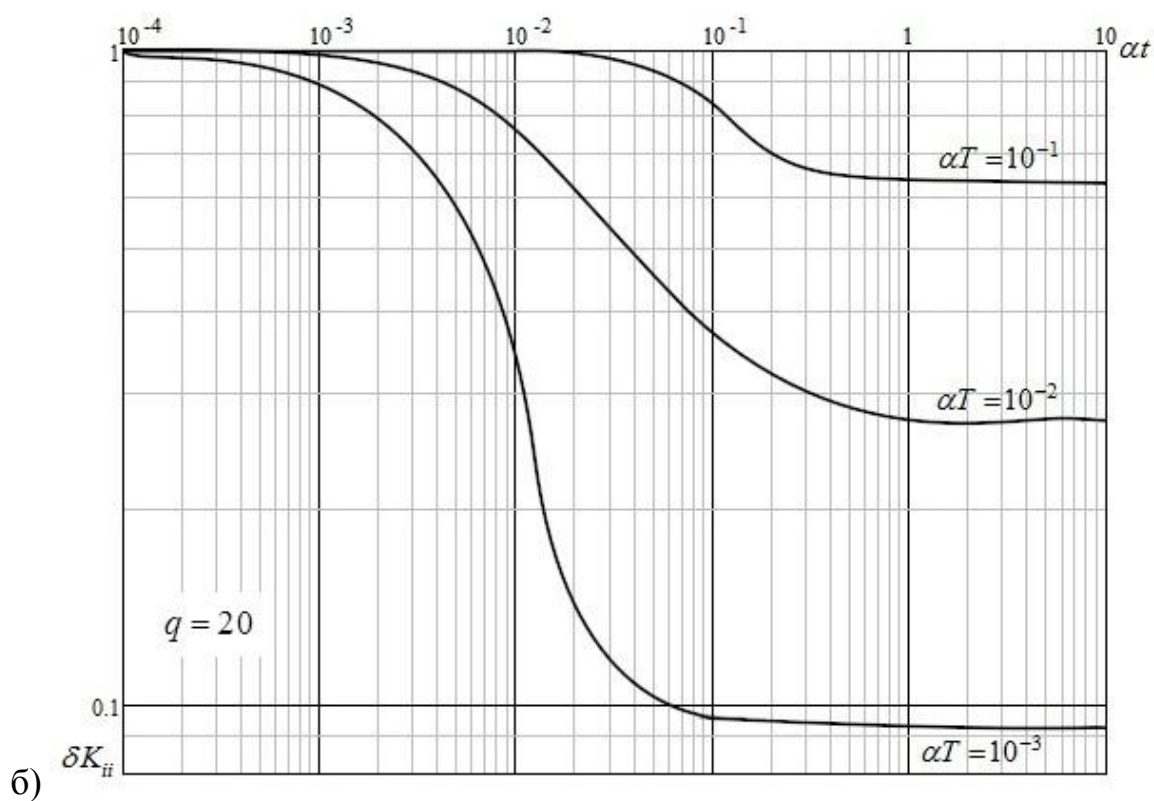
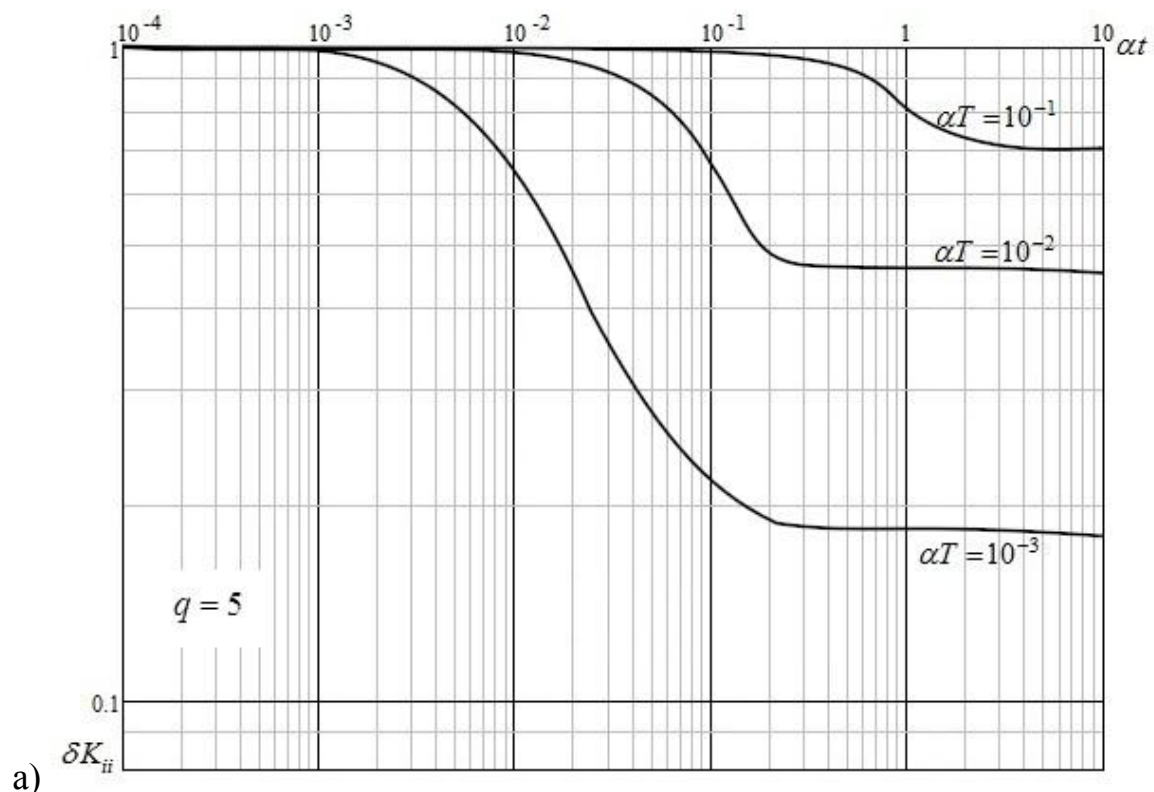


Рисунок 9 – Графики переходного процесса в системе поляризационно-временной обработки сигнала ПМН

Аналогичным образом определяется длительность переходного процесса для системы ФАПЧ.

Пятый раздел «Моделирование систем синхронизации приемника сигналов ПМН». В предыдущих разделах работы приведен структурный и количественный синтез СС оптимальных структур приемников с временной и поляризационно-временной обработкой. В проблеме исследования методов временной и поляризационно-временной обработки можно выделить следующие задачи:

- оценка работоспособности синтезированных СС;
- количественный анализ основных характеристик СС;
- количественный анализ качества фильтрации элементов непрерывных параметров при неточной реализации алгоритмов оптимальной фильтрации.

Из всех возможных методов решения поставленных задач в данной работе использовано имитационное моделирование. Преимуществом данного метода является: сравнительная простота процесса моделирования; возможность исследования процессов любой сложности; возможность одновременного контроля всех факторов и результатов, их накопление и дальнейшая обработка.

Рассмотрим моделирование синтезированной СС в третьем разделе оптимального приемника ПМН сигнала для случая изменения угла ориентации поляризации ЭМВ. Целью моделирования является подтверждение справедливости результатов теоретического исследования, проводимого в третьем и четвертом разделах. На основе модели СС оптимального приемника проводится анализ чувствительности синтезированных алгоритмов фильтрации непрерывных параметров (угла ориентации плоскости поляризации ЭМВ и фазы сигнала) к отклонениям от априорных данных.

В качестве исследуемой радиосистемы выступает синтезированная схема приемника ПМН при линейной поляризации ЭМВ.

Проверка работоспособности синтезированного приемника заключается в количественном анализе таких его основных характеристик, определяющих целевое назначение приемника, как средняя вероятность ошибки при приеме одного информационного символа и средний квадрат ошибок фильтрации непрерывных параметров сигнала (угла ориентации плоскости поляризации $\beta(t)$ и фазы $\varphi(t)$), а также в сравнении их с расчетными.

Средняя вероятность ошибки в приеме одного информационного символа в процессе моделирования оценивалась как относительная частота появления неверно принятых символов:

$$P_e^* = M_{oui} / N,$$

где N – необходимый объём выборки информационных символов; M_{oui} – количество ошибочных символов из общего числа N .

Необходимый объём выборки определялся в соответствии с неравенством $N \geq N_{\min}''$ при $\alpha = 0,05$, $\gamma = 0,95$ для заданных значений отношения сигнал/шум q с учетом однозначного соответствия рассчитанной вероятности ошибки $P_e = f(q)$.

Результаты полученной зависимости средней вероятности ошибки P_e^* от отношения сигнал/шум q показаны на рисунке 10, где кривая 1 отражает теоретическую зависимость, а кривая 2 – зависимость, полученную в результате моделирования. Изменения требуемого отношения сигнал/шум q задавались в модели соответствующими изменениями амплитуды сигнала A_0 при фиксированных значениях параметра дискретного частично поляризованного шума наблюдения. В процессе моделирования зависимость $P_e^* = f(q)$ определялась в диапазоне значений $q = 4 \div 10$. Ограничивающим фактором ($q_{\max} = 10$) при этом являлась высокая продолжительность испытаний, определяемая непрерывным временем расчета, которая составила $t_{\text{оф}} \approx 3$ часа при $N = 3,5 \cdot 10^6$ символов (определяемая неравенством Чебышева величина N_{\min}'' составляет $3,2 \cdot 10^6$ символов для $\alpha = 0,05$, $\gamma = 0,95$).

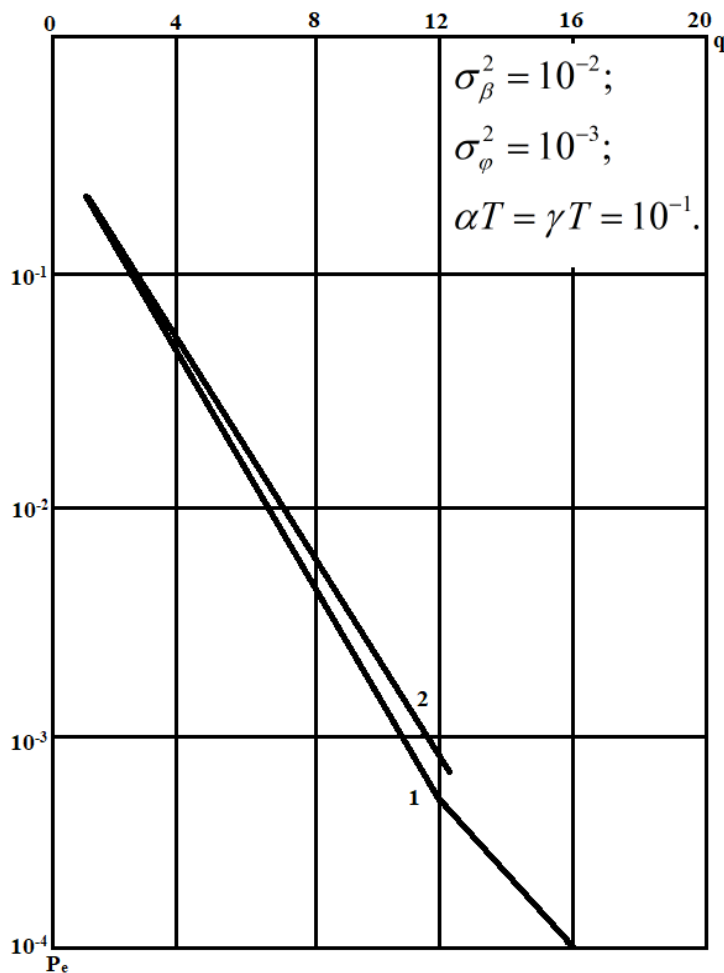


Рисунок 10 – Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум: 1 – теоретическая; 2- полученная в результате моделирования

Сравнительный анализ полученных зависимостей (рисунок 10) показывает, что помехоустойчивость приема ПМН сигналов, обеспечиваемая синтезированным приемником и реализованном в виде цифровой модели, достаточно близка к теоретической. При этом величина расхождения результатов равная

$$\delta P_e = \frac{|P_e^* - P_e|}{P_e}$$

не превышает $(0,1 \div 0,15)$ для значений отношения сигнал/шум $q \leq 10$ ($P_e \geq 1,6 \cdot 10^{-3}$). Данное расхождение δP_e объясняется совокупностью причин, среди которых особо следует выделить следующие: близость значения выбранного объема выборки N при отношении сигнал/шум $q = 10$ к минимальному N_{\min}^* ; различие значений апостериорных дисперсий ошибок

фильтрации $K_{\beta\beta}$ и $K_{\varphi\varphi}$, полученных в результате моделирования ($K_{\beta\beta}^* = 9,2 \cdot 10^{-3}$, $K_{\varphi\varphi}^* = 5,84 \cdot 10^{-2}$ для $q = 10$, $\alpha T = \gamma T = 10^{-1}$) и теоретически.

В заключении формируются основные выводы по результатам работы.

Основные результаты НКР сводятся к следующему:

1. На основе марковской теории оптимальной нелинейной фильтрации дискретно-непрерывных процессов синтезированы структурные схемы систем синхронизации оптимальных приемников сигналов с временной (ФМ-4, МЧМ) и поляризационно-временной (ПМН) обработкой.

2. С точки зрения простоты реализации предпочтение следует отдать сигналам МЧМ, а с точки зрения энергетической эффективности – ПМН сигналам.

3. Оценены точностные характеристики системы синхронизации в режиме слежения и проведен их сравнительный анализ, который показал, что система синхронизации приемника МЧМ при прочих равных условиях обеспечивает более высокую точность слежения за синхропараметрами принимаемого сигнала, чем система синхронизации приемника ФМ-4. Это преимущество обусловлено более высокой точностью работы схемы слежения за задержкой принимаемого сигнала СС приемника МЧМ.

4. Система синхронизации приемников с поляризационно-временной обработкой сложнее временной ввиду наличия двух каналов и схем слежения за флуктуациями углов ориентации и эллиптичности.

5. Проведен анализ влияния неидеальной синхронизации приемников ФМ-4, МЧМ и ПМН на помехоустойчивость приема. Результаты анализа показали, что основное снижение помехоустойчивости приема сигналов связано с влиянием взаимных межканальных помех, обусловленных неидеальностью синхронизации приемников по фазе несущего колебания. Межсимвольные помехи, возникающие при неидеальности синхронизации приемников по временной задержке принимаемых сигналов ФМ-4, МЧМ и ПМН, оказывают существенно (примерно на порядок) меньшее влияние на помехоустойчивость приема сигналов.

6. Показано, что неидеальность работы системы синхронизации эквивалентна снижению отношения сигнал/шум на входе приемного устройства (МЧМ и ПМН – на 2 дБ, ФМ-4 – более, чем на 3 дБ).

7. Сравнительный анализ влияния неидеальной синхронизации на величину энергетических потерь показал, что приемники сигналов МЧМ и ПМН менее чувствительны к ошибкам синхронизации, чем приемник сигнала ФМ-4.

8. Проанализировано влияние полосы пропускания следящих устройств на длительность переходного процесса в СС синтезированных приемников МЧМ и ПМН.

9. Синтезированы оптимальные СС приемников с поляризационно-временной обработкой (ПВО) сигналов (для различных поляризаций ЭМВ). Определены функциональные связи систем ПВО с другими системами приемного устройства ПМН: схемой оценки дискретного информационного параметра; системой фазовой синхронизации и оценки поляризационных параметров ЭМВ.

10. Определены характеристики СС приемников с ПВО сигналов.

11. Проведен анализ влияния на помехоустойчивость приема неидеального поляризационного согласования принимаемой ЭМВ с антенной системой и неидеальной фазовой синхронизации ПМН сигнала.